

## Rozdział 12

# Modulacja i demodulacja sygnału

### 12.1. Wprowadzenie

We współczesnych systemach transmisji informacji procesy modulacji i demodulacji odgrywają niezwykle ważną rolę. W rozdziale 1 w ramach wprowadzenia opisano układ ideowy systemu transmisji informacji od źródła do odbiorcy, przedstawiony na rys. 1.2. Przesyłana informacja zapisana jest cyfrowo w postaci strumienia impulsów elektrycznych. Oczywiście istnieje możliwość bezpośredniego połączenia nadawcy z odbiorcą i transmisji informacji. Jest to możliwe, gdy odległość między nimi jest niewielka: kilka, kilkadziesiąt metrów. Rozwiązaniem o wiele bardziej uniwersalnym jest użycie systemu transmisji danych, wykorzystującego specjalnie przygotowaną falę nośną. Proces naniesienia informacji na falę nośną nazywamy modulacją. Fala nośna po zmodulowaniu i po wzmocnieniu do odpowiedniego poziomu zostaje wprowadzona do systemu transmisyjnego. Najprostszą modulacją jest modulacja amplitudy fali nośnej. W rezultacie obwiednia fali nośnej pokazuje kształt przebiegu sygnału niosącego informację.

Medium transmisyjne może być zbudowane w rozmaity sposób. Może to być system antena – antena radiolinii, antena nadajnika umieszczonego na satelicie z transmisją w stronę powierzchni Ziemi, może to być antena nadawcza stacji radiowej odbieranej przez milion słuchaczy, albo sieć kablowa telewizji kablowej. W ostatnich dekadach rozwinęto technikę transmisji informacji z wykorzystaniem światłowodów kwarcowych. Tak powstały światłowodowe infostrady – systemy transmisyjne o ogromnej przepustowości. W tomie *Postawy telekomunikacji optofalowej* technika transmisji światłowodowej została dokładnie opisana.

Do odbiornika dociera zwykle niewielka część mocy wysyłanej przez nadajnik. Odebrany sygnał jest bardzo słaby, poddany też zostaje złożonej obróbce. Jest wzmacniany, filtrowany, poddany procesowi przemiany częstotliwości i demodulacji. Odzyskany sygnał niesie informację do finalnego odbiorcy. Źle przeprowadzone procesy modulacji, transmisji i demodulacji mogą skutkować pojawieniem się błędów w sygnale wyjściowym.

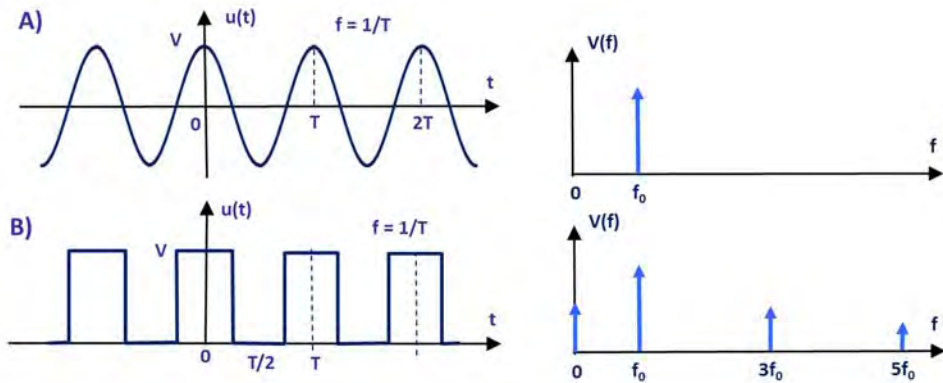
Procesy modulacji i demodulacji mogą być realizowane w rozmaity sposób. Wiele nowych technik opracowano i wprowadzono, gdy rozwijano techniki cyfrowej transmisji sygnału. Głównym celem rozdziału 12 jest zapoznanie studiumującego z zasadami i sposobami realizacji procesów modulacji i demodulacji sygnałów, ze szczególnym uwzględnieniem układów pracujących w pasmach mikrofalowych.

## 12.2. Sygnały analogowe i cyfrowe

### 12.2.1. Sygnały okresowe

Współczesna technologia elektroniki umożliwia projektowanie i wykonanie obwodów, którym można powierzyć rozmaite funkcje. Można zaprojektować oscylatory okresowo zmiennych sygnałów w kształcie sinusoidy, ciągu impulsów prostokątnych, piókształtnych itp. Jednak najczęściej generowanym przebiegiem jest sinusoida, opisana najprostszą zależnością (12-1), pokazana na rys. 12.1A.

$$u(t) = V \cos(2\pi f t); \quad (12-1)$$



**Rys. 12.1.** Przykłady okresowych przebiegów napięcia  $u(t)$  sygnałów i ich charakterystyki widmowe. **A)** Sinusoidalny przebieg napięcia, typowy dla fali nośnej. **B)** Fala prostokątna.

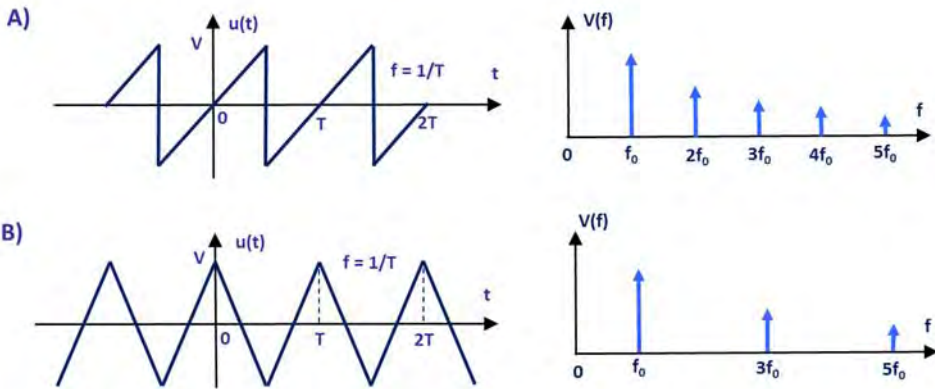
Jedną z zalet sinusoidalnej zależności sygnału  $u(t)$  jest fakt, że charakterystyka widmowa takiego przebiegu zajmuje tylko jeden punkt na osi częstotliwości. Z tego też względu fala nośna jest zwykle czystym przebiegiem sinusoidalnym i na nim zostaje zapisana informacja w procesie modulacji.

Sygnał w postaci ciągu prostokątów pokazano na rys. 12.1B. Impulsy pojawiają się okresowo, z częstotliwością  $f = 1/T$ , przy czym czas trwania impulsu odpowiada połowie okresu  $T$ . Sygnał taki można zapisać w postaci szeregu Fouriera, jak przedstawia go zależność (12-2).

$$u(t) = \frac{V}{2} + \frac{2V}{\pi} \left[ \cos(2\pi f t) + \frac{1}{3} \cos(2\pi 3f t) + \frac{1}{5} \cos(2\pi 5f t) + \dots \right]; \quad (12-2)$$

Po prawej stronie zależności występują: składowa stała oraz nieskończony ciąg harmonicznych o częstotliwościach  $f, 3f, 5f, \dots, nf, \dots$  i malejących jak  $1/n$  amplitudach ( $n$  – nieparzysta). Zależność (12-2) można zapisać w formie uniwersalnej wzorem (12-3).

$$u(t) = \frac{V}{2} + \frac{2V}{\pi n} \sum_{n=1}^{\infty} \cos(2\pi n f t); \quad n - \text{nieparzyste i naturalne} \quad (12-3)$$



**Rys. 12.2.** Kolejne przykłady okresowych przebiegów napięcia  $u(t)$  sygnałów i ich charakterystyki widmowe. **A)** Fala piłokształtna niesymetryczna. **B)** Fala piłokształtna symetryczna.

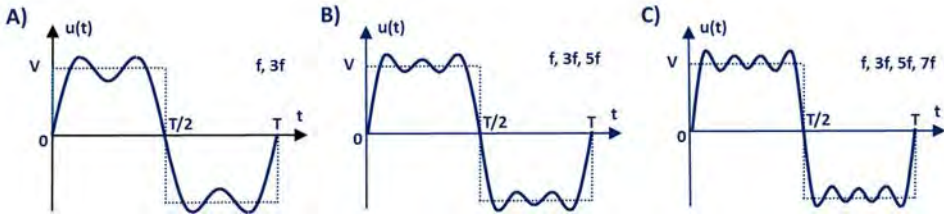
Przebieg  $u(t)$  pokazany na rys. 12.2A nazywany jest przebiegiem piłokształtnym, niesymetrycznym, o okresie  $T$ . Przebieg ten nie ma składowej stałej. Ponieważ  $u(nT) = 0$ , dla  $n = 0, 1, 2, \dots$ , to szereg (12-4) tworzą funkcje  $\sin(2\pi n f t)$ .

$$u(t) = \frac{2V}{\pi} \left[ \sin(2\pi f t) - \frac{1}{2} \sin(2\pi 2 f t) + \frac{1}{3} \sin(2\pi 3 f t) + \dots \right]; \quad (12-4)$$

Przebieg  $u(t)$  pokazany na rys. 12.2B jest prostym przebiegiem piłokształtnym, bez składowej stałej, w pełni symetrycznym względem 0. Dlatego tworzą go wyrazy z  $\cos(2\pi n f t)$ , przy czym  $n$  jest liczbą nieparzystą. Zapis  $u(t)$  szeregiem pokazuje zależność (12-5).

$$u(t) = \frac{8V}{\pi^2} \left[ \cos(2\pi f t) + \frac{1}{9} \cos(2\pi 3 f t) + \frac{1}{25} \cos(2\pi 5 f t) + \dots \right]; \quad (12-5)$$

W wielu przypadkach kształt przebiegu  $u(t)$  jest bardzo złożony. Przykładem może być sygnał z mikrofonu na koncercie muzyki bądź przebiegi sygnałów w sieci sensorów. Powstaje pytanie, jakie warunki powinno spełniać łącze transmitujące sygnał o złożonym kształcie, aby odtworzyć go z dużą wiernością.



**Rys. 12.3.** Wpływ liczby harmonicznych na odtwarzany kształt fali prostokątnej o okresie  $10\mu\text{s}$ . **A)** Kształt fali przy transmisji pasmem 300 kHz dwóch składników widma. **B)** Kształt fali przy transmisji pasmem 500 kHz trzech składników widma. **C)** Kształt fali przy transmisji pasmem 700 kHz czterech składników widma.

Na rysunku 12.3A pokazano falę prostokątną o okresie  $T = 10\mu\text{s}$ , co odpowiada częstotliwości  $f = 100\text{ kHz}$ . Kształt fali prostokątnej odtwarza suma dwóch pierwszych składników szeregu, o częstotliwościach  $f$  i  $3f$ . W tym przypadku pasmo transmisji filtru dolno-przepustowego powinno wynosić co najmniej 300 kHz.

Na kolejnym rysunku B) kształt odtwarza suma powiększona o kolejny składnik szeregu o częstotliwości  $5f$ , co wymagało poszerzenia pasma transmisji filtru do 500 kHz.

Na kolejnym rysunku C) suma czterech składników  $f + 3f + 5f + 7f$  odtwarza stosunkowo wiernie kształt fali, przy powiększonym paśmie transmisji filtru do 700 kHz.

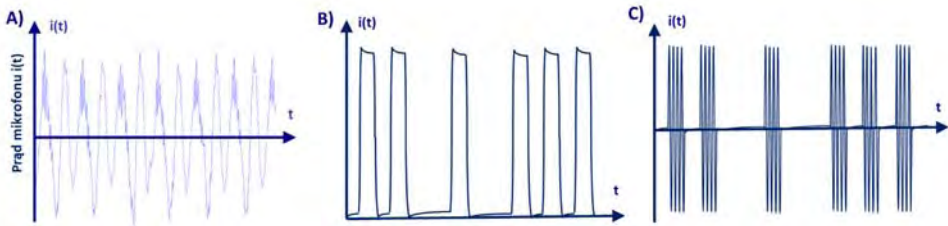
Wniosek jest oczywisty, im więcej harmonicznych tym lepiej odwzorowany jest kształt fali prostokątnej. Słuchający muzyki transmitowanej przez radio czy też w Internecie wiedzą, że uzyskanie wysokiej wierności odtworzonej muzyki wymaga odpowiednio dużego pasma transmisji, w przypadku muzyki jest to szerokość 20 kHz.

### 12.2.2. Sygnały analogowe i cyfrowe

Sygnały niosące informacje dzielimy na analogowe i cyfrowe. W normalnych warunkach dźwięk, rozmowa, muzyka docierają do nas w postaci fali akustycznej propagowanej w powietrzu. Przy dużych odległościach między źródłem sygnału a odbiorcą stosujemy mikrofon, który drgania mechaniczne zamienia na sygnał elektryczny, aby do przesłania wykorzystać falę elektromagnetyczną.

Na rys. 12.4A pokazano przykład przebiegu w czasie prądu mikrofonu, zarejestrowanego głosu rozmówcy wymawiającego długie „iiii”. Jest to typowy sygnał analogowy. Prąd mikrofonu jest na koncertach wzmacniany i rejestrowany, często po wzmocnieniu rozsyłany do odległych kolumn głośnikowych.

Do niedawna sygnał transmisji telewizyjnej obrazu i dźwięku był typowym sygnałem analogowym. Sygnały kanałów telewizyjnych transmitowane były do odbiorców przez systemy antenowe bądź kablami telewizji kablowej. Sposób, w jaki jednym kablem można transmitować równocześnie kilkadziesiąt kanałów telewizyjnych, przedstawiony zostanie w jednym z kolejnych rozdziałów.



**Rys. 12.4.** Różne sygnały elektryczne, będące obiektem transmisji. **A)** Sygnał analogowy z mikrofonu odpowiadający dźwiękowi „iiii”. **B)** Sygnał cyfrowy – fragment transmisji informacji z komputera do drukarki. **C)** Sygnał cyfrowy transmitowany standardem wi-fi z komputera do drukarki drogą antena – antena.

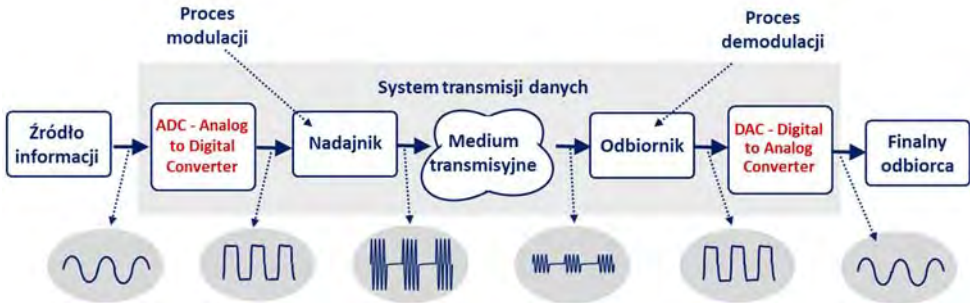
Na rys. 12.4B pokazano w krótkim odcinku czasu sygnał transmitowany kablem z komputera do drukarki. Jest to nieregularny ciąg impulsów prostokątnych, będący strumieniem liczb. Ten strumień jest informacją o przekazywanej drukarce instrukcji. Jest to typowy sygnał cyfrowy. Jeśli do transmisji będzie wykorzystana droga antena – antena i standard wi-fi, to informacja zostanie naniesiona na falę nośną w paśmie 2,4 GHz lub 5 GHz, a przebieg prądu w antenie będzie wyglądał jak na rys. 12.4C. Odbiorca odzyska sygnał cyfrowy w postaci z rysunku B) po usunięciu fali nośnej.

Rozwój mikroelektroniki, a później nanoelektroniki i technologii obwodów scalonych, umożliwił budowę mikroprocesorów przetwarzających dane z wielką prędkością oraz półprzewodnikowych pamięci cyfrowych o wielkiej pojemności. Krok po kroku opanowano techniki zapamiętywania i transmisji informacji w formie cyfrowej. Obok kanałów transmisji sygnałów analogowych powstała sieć kanałów do transmisji informacji w formie cyfrowej o ogromnej przepustowości. Towarzyszył temu spektakularny wzrost możliwości magazynowania danych cyfrowych. Internet jest dzieckiem rozwoju techniki magazynowania i transmisji informacji cyfrowych.

Rozwój technologii radiofonii, a później transmisji telewizyjnych, oparty był początkowo na transmisji sygnałów analogowych. Rozwój technik cyfryzacji umożliwił w konsekwencji transmisję informacji analogowej w postaci cyfrowej. Stało się to możliwe dzięki wykorzystaniu przetworników analog-cyfra ADC (ang. *Analog to Digital Converter*) i cyfra-analog DAC (ang. *Digital to Analog Converter*).

Schemat ideowy łączy transmitującego sygnał analogowy dźwięku, bądź dźwięku i obrazu, z wykorzystaniem cyfryzacji transmitowanej informacji pokazano na rys. 12.5. Po stronie nadawczej wprowadzono przetwornik analog-cyfra. Układ ADC opisuje sygnał analogowy strumieniem liczb w układzie binarnym. Strumień impulsów nakładany jest w procesie modulacji na falę nośną i w tej postaci transmitowany jest kablem współosiowym bądź światłowodem, bądź układem antena – antena do odbiornika. Po wzmocnieniu i usunięciu fali nośnej strumień impulsów kierowany jest do przetwornika cyfra-analog DAC,

który odtwarza sygnał analogowy. Po odfiltrowaniu i wzmacnieniu sygnał analogowy dociera do końcowego odbiorcy.

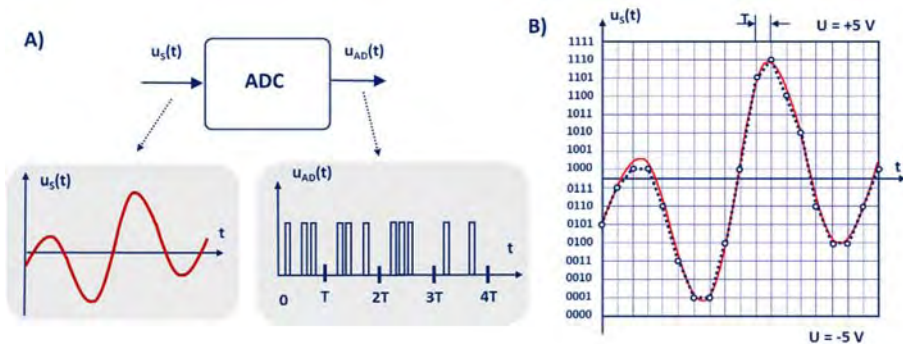


**Rys. 12.5.** Układ ideowy systemu transmisji od źródła do odbiorcy informacji zapisanej cyfrowo.

System transmisyjny sygnałów radiowych czy telewizyjnych wykorzystujący technikę cyfryzacji jest bardziej złożony, ale – jak wykazano – zapewnia niższy poziom zniekształceń i wysoką wierność transmisji.

### 12.2.3. Przetworniki analog-cyfra ADC i cyfra-analog DAC

Układy przetwarzające sygnały analogowe na ciąg liczb binarnych mają złożoną budowę. Zrozumienie zasad ich działania wymaga znajomości podstaw elektroniki. Celem jest zapoznać się z ideą ich działania, pokazaną na rys. 12.6.



**Rys. 12.6.** Ilustracja działania przetwornika analog-cyfra ADC. **A)** Kształt sygnału analogowego  $u_s(t)$  w porcie wejściowym i fragment strumienia liczb  $u_{AD}(t)$  w porcie wyjściowym. **B)** Ilustracja próbkowania sygnału analogowego przez czterobitowy przetwornik, który w każdym okresie  $T$  podaje wartość  $u_s(t)$  w postaci liczby czterocyfrowej.

Na rys. 12.6A pokazano przetwornik jako układ z portami wejściowym i wyjściowym. Do portu wejściowego doprowadzony jest sygnał analogowy  $u_s(t)$  zmieniający się płynnie

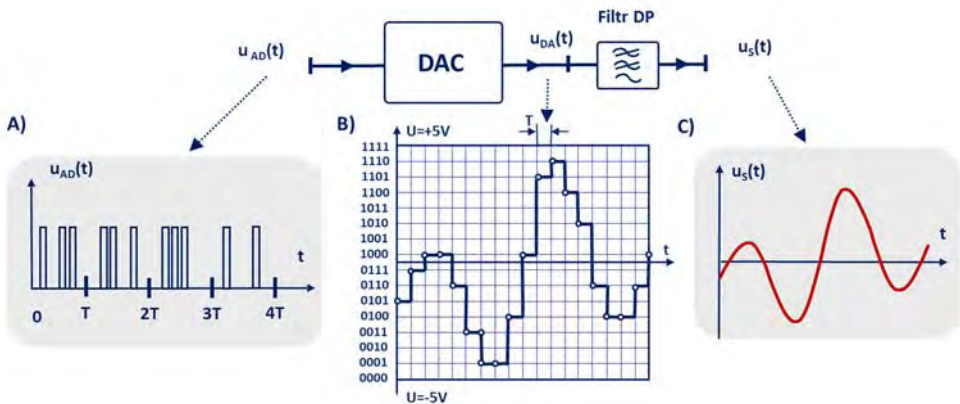
w określonych granicach. W prezentowanym przypadku sygnał analogowy zmienia się od  $-5\text{ V}$  do  $+5\text{ V}$ : rys. 12.6B. W wielu typach przetworników przyjęto granice od  $-10\text{ V}$  do  $+10\text{ V}$ .

Aby przetworzyć sygnał analogowy na ciąg liczb, dokonywany jest wielokrotnie w ciągu sekundy pomiar napięcia sygnału, zwany próbkowaniem, a wynik pomiaru pojawia się w porcie wyjściowym jako liczba binarna. W przypadku pokazanym na rys. 12.6B pomiaru z częstotliwością  $f_p = 1/T_p$  dokonuje przetwornik 4-bitowy. Rozdzielczość / dokładność pomiaru jest niewielka, równa  $10\text{V}/2^4 = 0,625\text{ V}$ . Dla przetwornika 12-bitowego rozdzielczość będzie znacznie większa, równa  $10\text{ V}/2^{12} = 10\text{ V}/4096 = 2,44\text{ mV}$ . W wielu układach stosowane są przetworniki 14-bitowe, a poddane próbkowaniu napięcie mieści się w granicach od  $-10\text{ V}$  do  $+10\text{ V}$ .

Bardzo ważnym parametrem procesu próbkowania sygnału  $u_s(t)$  jest częstotliwość próbkowania  $f_p$ . Częstotliwość próbkowania powinna być tak dobrana, aby wytworzony przez przetwornik DAC sygnał cyfrowy  $u_{DA}(t)$  pozwolił możliwie wiernie odtworzyć sygnał analogowy  $u_s(t)$ . Aby to było możliwe powinny być spełnione dwa warunki, zwane warunkami Nyquista:

- ✓ składowe widma sygnału analogowego  $u_s(t)$  powinny mieścić się w paśmie B;
- ✓ częstotliwość próbkowania powinna spełniać warunek  $f_p > 2B$ .

Dla przykładu dla popularnych płyt CD przyjęto, że pasmo częstotliwości akustycznych muzyki wraz z harmonicznymi będzie ograniczone do  $20\text{ kHz}$ , a częstotliwość próbkowania ustalono na  $44,1\text{ kHz}$ .



**Rys. 12.7.** Ilustracja działania przetwornika cyfra-analog DAC. **A)** Strumień impulsów / liczb w porcie wejściowym  $u_{AD}(t)$  opisujący sygnał analogowy. **B)** Napięcie  $u_{DA}(t)$  w porcie wyjściowym przedstawia „schodkowy” przebieg sygnału analogowego. **C)** Kształt sygnału analogowego po usunięciu przez filtr dolnoprzepustowy DP zbędnych harmoniczných.

Przetwornik DAC cyfra-analog ma za zadanie odtworzyć przebieg sygnału analogowego  $u_s(t)$  po otrzymaniu w porcie wejściowym strumienia  $u_{AD}(t)$  liczb otrzymanych drogą

transmisji z przetwornika ADC, opisującego próbkowany przebieg analogowy. Przetwornik DAC jest złożonym układem szybkich dzielników i przełączników napięcia, sterowanych kolejnymi liczbami dopływającego strumienia danych. W porcie wyjściowym przetwornika DAC pojawia się przebieg napięcia  $u_{DA}(t)$  – rys. 12.7B, który można nazwać „schodkowym” odtworzeniem sygnału analogowego  $u_S(t)$ . Transmisja tego sygnału przez filtr dolnoprzepustowy DP przywraca właściwy kształt sygnałowi analogowemu – rys. 12.7C.

## 12.3. Modulacja analogowa

### 12.3.1. Podstawowe definicje

W obszarze zastosowań telekomunikacyjnych (telefonii, radio, telewizja, telewizja satelitarna itp.) wielokrotnie rozwiązywany jest problem transmisji informacji z punktu do punktu, lub z punktu do wielu punktów. Sama informacja zapisana jest zwykle w postaci sygnału elektrycznego, ale nie przesyłamy jej bezpośrednio, lecz używamy do tego celu fali nośnej, którą modulujemy sygnałem zawierającym informację.

Fala nośna jest sygnałem elektrycznym, najczęściej sinusoidalnym, poddawanym procesowi modulacji. Fala modulująca jest sygnałem zawierającym informację, użytym do modulacji fali nośnej. Fala zmodulowana to końcowy efekt procesu modulacji fali nośnej przez falę modulującą. Fala zmodulowana przesyłana jest od nadajnika do odbiornika.

W odbiorniku odebrany sygnał poddawany jest często złożonym procesom. Ich celem jest odzyskanie informacji. Procesy usuwania fali nośnej i odzyskiwania informacji / fali modulującej nazywamy demodulacją.

Podstawowe rodzaje modulacji stosowane przy zapisywaniu informacji na falę nośną to:

- ✓ modulacja amplitudy,
- ✓ modulacja kąta,
- ✓ modulacja częstotliwości,
- ✓ modulacja fazy.

Ze względu na sposób zapisu informacji rozróżnia się modulację analogową i modulację cyfrową. Informacja analogowa, taka jak zapis dźwięku czy też obrazu, może być z łatwością przekształcona do formy cyfrowej, jako ciąg liczb, najczęściej w postaci binarnej.

### 12.3.2. Analogowa modulacja amplitudy

Do opisu parametrów modulacji wykorzystana zostanie w tym punkcie zależność (12-6), w której amplituda  $A_0$  jest wielkością rzeczywistą, a efekty propagacji nie są uwzględniane. Obiektem modulacji jest fala nośna sygnału elektrycznego opisana przebiegiem  $u_N(t)$ , charakteryzowana wartościami: amplitudy  $A_0$ , częstotliwości  $f_0 = \omega_0/2\pi$  i fazy  $\varphi_0$ . Przebieg fali nośnej można zapisać następująco:

$$u_N(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = A_0 \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0); \quad (12-6)$$



Formuła powyższego zapisu wskazuje na kilka możliwości modulowania tego przebiegu.

Modulacja amplitudy AM (ang. *Amplitude Modulation*) polega na uziemiennieniu amplitudy  $A_0(t)$  tak, by niosła informację.

Modulacja częstotliwości FM (ang. *Frequency Modulation*) polega na uziemiennieniu częstotliwości  $f_0(t)$ , by niosła informację.

Modulacja fazy PM (ang. *Phase Modulation*) polega na uziemiennieniu fazy  $\varphi_S(t)$ , aby niosła informację.

Możliwe jest także jednoczesne modulowanie dwóch z tych wielkości, np. amplitudy i fazy.

Fala modulująca  $B(t)$  zawiera informację w rozmaitej formie, analogowej, bądź cyfrowej. Aby opisać podstawowe właściwości modulacji amplitudy, przyjmuje się w uproszczonych analizach modulację sygnałem sinusoidalnym. Fala modulująca opisana jest wtedy zależnością (12-7) z amplitudą  $B_S$ , pulsacją  $\omega_S = 2\pi f_S \ll \omega_0$  i fazą  $\varphi_S$ :

$$u_S(t) = B_S \cos(\omega_S t + \varphi_S); \quad (12-7)$$

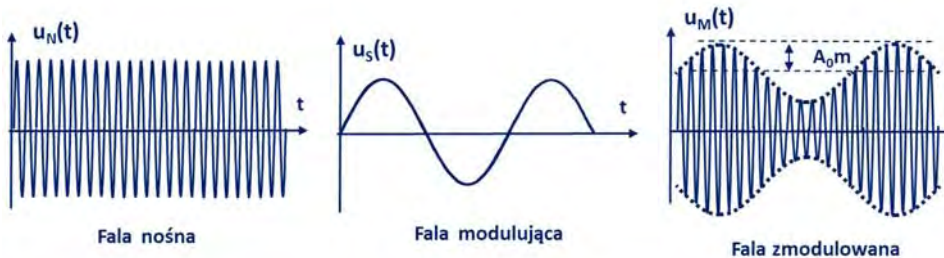
Efektom modulacji amplitudy jest fala  $u_M(t)$  o amplitudzie zmieniającej się z częstotliwością  $f_S$ , jak pokazuje zależność (12-8):

$$u_M(t) = A_0 [1 + m \cos(\omega_S t)] \cos(\omega_0 t); \quad (12-8)$$

gdzie współczynnik  $m = B_S/A_0$  jest nazywany wskaźnikiem modulacji albo współczynnikiem głębokości modulacji. W zapisie powyższym pominięto obecność faz  $\varphi_0$  i  $\varphi_S$ .

Na rys. 12.8 pokazano skutek naniesienia sygnału na falę nośną.

Pierwszy fragment wykresu przedstawia czystą falę nośną. Drugi z rysunków to fala modulująca jako czysta sinusoida, a trzeci to fala nośna zmodulowana sygnałem sinusoidalnym. Proces zwany modulacją omówiony zostanie w kolejnych punktach.



**Rys. 12.8.** Fala nośna o zmodulowanej amplitudzie, opisana zależnością (12-8).

Prawa strona wyrażenia (12-8) może być rozpisana jako suma trzech składników, które rozpoznajemy jako: falę nośną, wstęgę górną i wstęgę dolną. Składniki te mają postać:

$$u_M(t) = A_0 \cos(\omega_0 t) + \frac{mA_0}{2} \cos[(\omega_0 + \omega_s)t] + \frac{mA_0}{2} \cos[(\omega_0 - \omega_s)t]; \quad (12-9)$$

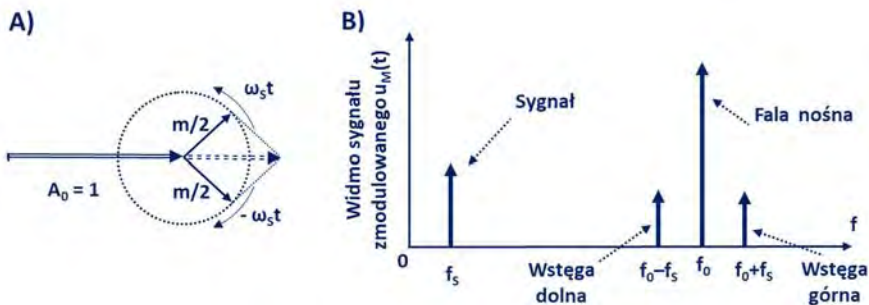
**Tabela 12.1.** Składowe sygnału o modulowanej amplitudzie

Wstęga dolna	Fala nośna	Wstęga górna
$\frac{A_0 m}{2} \cos[2\pi(f_0 - f_s)t]$	$A_0 \cos(2\pi f_0 t)$	$\frac{A_0 m}{2} \cos[2\pi(f_0 + f_s)t]$

W tabeli 12.1 zestawiono zależności opisujące zgodnie z równaniem (12-9) wymienione składniki widma sygnału o zmodulowanej amplitudzie.

Graficzną interpretację równania (12-9) pokazano na rys. 12.9A. Wskaz oznaczony jako  $A_0$  reprezentuje sygnał nośnej. Dwa wskaźy o długości  $mA_0/2$  reprezentują wstęgę boczną. Ich długość zależy od głębokości modulacji. Wskaźy te wirują w przeciwnych kierunkach z prędkościami kątowymi równymi  $\omega_s$ . Suma tych trzech wskaźów daje chwilową wartość amplitudy.

Na rys. 12.9B pokazano charakterystykę widmową sygnału o zmodulowanej amplitudzie. Wysokość wstęg bocznych, dolnej i górnej, zależy od głębokości modulacji  $m$ .

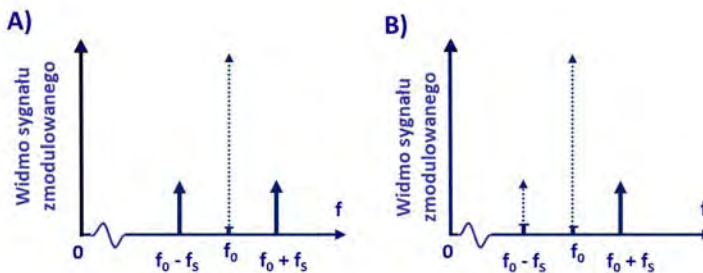


**Rys. 12.9.** Przykłady charakterystyk widmowych sygnału o modulowanej amplitudzie. **A)** Wykres wskaźowy ilustrujący zmiany amplitudy  $A(t)$  jako wynik wirowania wskaźów wstęg bocznych o długości  $m/2$ . **B)** Widmo sygnału z modulacją amplitudy typu DSB.

Na rys. 12.9B pokazano charakterystykę widmową sygnału o zmodulowanej amplitudzie. Wysokość wstęg bocznych, dolnej i górnej, zależy od głębokości modulacji  $m$ .

Przy transmisji sygnału o zmodulowanej amplitudzie typu DSB (ang. *Double-Side-Band*), każdy ze składników widma sygnału zmodulowanego ma określony poziom mocy; fala nośna niesie moc największą, natomiast informację niosą wstęgi boczne. Aby zmniejszyć poziom transmitowanej mocy można sztucznie stłumić falę nośną. Ten typ modulacji oznaczany

jest jako DSBSC (ang. *Double-Side-Band Suppressed Carrier*). Widmo takiego sygnału pokazano na rys. 12.10A, fala nośna niesie tutaj szczątkową moc.



**Rys. 12.10.** Przykłady charakterystyk widmowych sygnału o modulowanej amplitudzie. **A)** Widmo sygnału z modulacją DSBSC, modulacja dwuwstęgowa z tłumioną falą nośną. **B)** Modulacja jednowstęgowa SSBSC, z wytłumioną falą nośną i wstęgą dolną.

Aby ograniczyć pasmo transmitowanego sygnału, usuwana jest czasami jedna wstęga. Ten typ modulacji oznaczany jest jako SSB (ang. *Single Side-Band*). Wreszcie modulacja oznaczana jako SSBSC (ang. *Single-Side-Band Suppressed Carrier*) polega na usunięciu jednej wstęgi i fali nośnej, co ilustruje rys. 12.10B. Odpowiednie procesy pozwalają odtworzyć w odbiorniku brakującą wstęgę i falę nośną, a następnie w procesie demodulacji odzyskać informację.

Najczęściej wiele składników tworzy sygnał modulujący. Można je przedstawić jako sumę składników sinusoidalnych o różnych częstotliwościach. Każdy z tych składników powoduje w procesie modulacji wytworzenie wstęg bocznych po obu stronach nośnej. W rezultacie w widmie sygnału modulowanego można znaleźć grzebień wstęg bocznych.

### 12.3.3. Analogowa modulacja częstotliwości

Popularnym rodzajem modulacji jest modulacja częstotliwości. Ten rodzaj modulacji wraz z modulacją fazy należą do tzw. modulacji kąta. Opisywany sygnał może być zapisany w formie (12-10):

$$u_M(t) = A_0 \cos[\Phi(t)]; \quad (12-10)$$

Znajomość przebiegu  $\Phi(t)$  pozwala wyznaczyć wartość częstotliwości chwilowej  $f(t)$ :

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t)}{dt}; \quad (12-11)$$

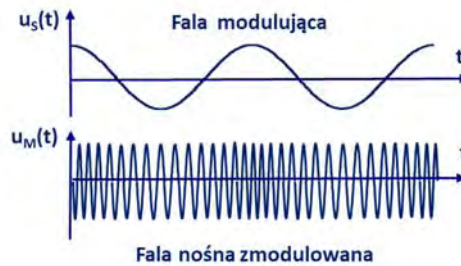
W opisywanym przypadku modulacji kąta przyjmuje się, że amplituda  $A_0$  jest stała.

Modulacja częstotliwości charakteryzuje się tym, że częstotliwość chwilowa  $f(t)$  zawiera naniesioną informację. Aby scharakteryzować właściwości tego rodzaju modulacji

przyjmujemy, że zapisywaną informacją jest sygnał sinusoidalny. Częstotliwość  $f(t)$  opisuje się w tym przypadku następującą zależnością:

$$f(t) = f_0 + \Delta f \cos(2\pi f_S t); \quad (12-12)$$

Częstotliwość chwilowa  $f(t)$  zmienia się wokół wartości średniej  $f_0$ . Maksymalne odchylenie  $\Delta f$  częstotliwości chwilowej  $f(t)$  od wartości średniej  $f_0$  nazywane jest szczytową dewiacją częstotliwości. Wartość dewiacji jest zwykle proporcjonalna do amplitudy  $B_S$  fali modulującej.



**Rys. 12.11.** Ilustracja przebiegu sygnału  $u_M(t)$  fali nośnej o zmodulowanej częstotliwości, opisanej zależnościami (12-12).

Chwilowa wartość napięcia fali zmodulowanej  $u_M(t)$  może być w przypadku modulacji częstotliwości opisana zależnością (12-13):

$$\begin{aligned} u_M(t) &= A_0 \cos[\varphi(t)] = A_0 \cos \left[ 2\pi f_0 t + \frac{\Delta f}{f_S} \sin(2\pi f_S t) \right] = \\ &= A_0 \cos[2\pi f_0 t + m_F \sin(2\pi f_S t)]; \end{aligned} \quad (12-13)$$

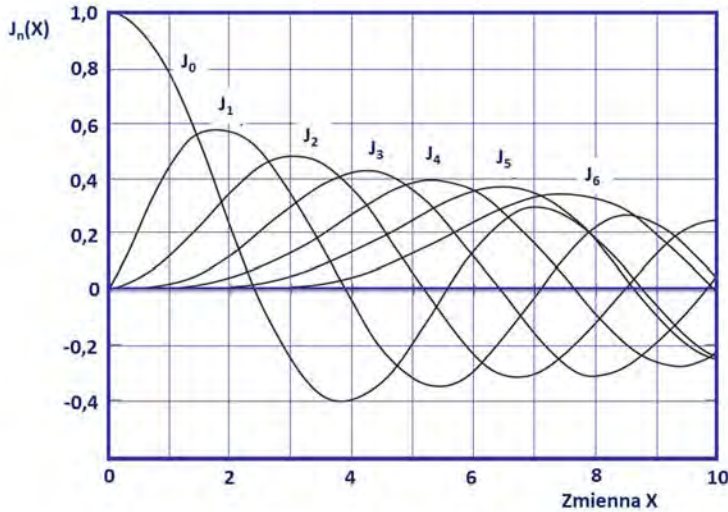
Współczynnik  $m_F = \Delta f / f_S$  nazywany jest indeksem modulacji. Na rys. 12.11 pokazano przykład przebiegu  $u_M(t)$  zgodnego z powyższą zależnością.

Po rozwinięciu zależności (12-13) w szereg Fouriera otrzymuje się nieskończenie wiele składowych, wstęg bocznych wokół częstotliwości  $f_0$  fali nośnej, oddalonych od siebie o  $f_S$ .

$$u_M(t) = A_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_F) \cos[2\pi(f_0 + n f_S)t]; \quad (12-14)$$

W powyższej zależności pojawiły się funkcje Bessela pierwszego rodzaju  $n$ -tego rzędu,  $J_n(X)$ , gdzie  $X = m_F$ . Kolejne składniki widma są wstęgami bocznymi zmodulowanego sygnału o częstotliwościach wokół częstotliwości  $f_0$ , oddalonymi od siebie o  $f_s$ . Należy zauważyć, że – zgodnie z zależnością (12-14) – wstęgi z numerami nieparzystymi mają fazy różniące się o  $\pi$ .

$$J_{-n}(X) = (-1)^n J_n(X); \quad (12-15)$$



**Rys. 12.12.** Przebiegi funkcji Bessela  $J_n(X)$  pierwszego rodzaju, pierwszych sześciu rzędów.

Rzut oka na wykresy rodziny funkcji Bessela – rys. 12.12 – pozwala wyciągnąć wniosek, że amplitudy kolejnych składowych szybko maleją ze wzrostem rzędu  $n$ . W zależności (12-16) zapisano pięć najważniejszych składników przebiegu  $u_M(t)$ .

$$u_M(t) = A_0 [J_0(m_F) \cos(\omega_0 t) + J_1(m_F) \cos(\omega_0 + \omega_s)t - J_1(m_F) \cos(\omega_0 - \omega_s)t + J_2(m_F) \cos(\omega_0 - 2\omega_s)t + \dots]; \quad (12-16)$$

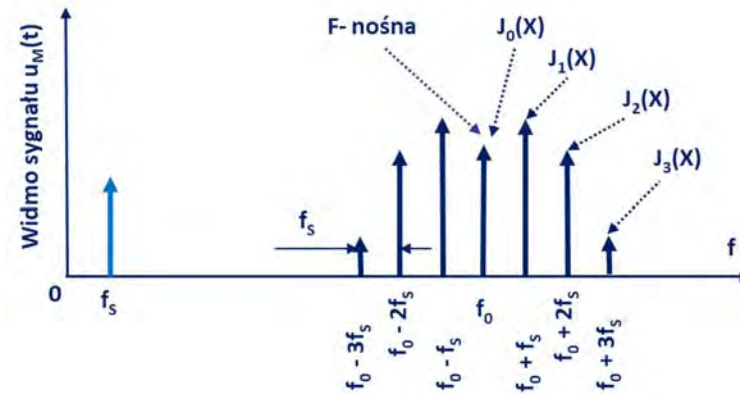
W tabeli 12.2 zestawiono amplitudy siedmiu składowych widma sygnału o modulowanej częstotliwości, po trzy wstęgi boczne z każdej strony częstotliwości fali nośnej. Wstęgi boczne rozmieszczone są symetrycznie po obu stronach i odległe od siebie o  $f_s$ . Fazy wstęg mogą różnić się o  $\pi$ .

Na rys. 12.12 pokazano wykresy kilku pierwszych funkcji Bessela  $J_n(X)$ . Ich wartości dla indeksu modulacji  $m_F = \Delta f/f_s$  określają poziom wstęg bocznych sygnału o modulowanej częstotliwości. Należy zauważyć, że amplituda fali nośnej proporcjonalna do  $J_0(\Delta f/f_s)$  przechodzi przez 0 dla  $m_F = 2,4$ .

**Tabela 12.2.** Składowe sygnału  $u_M(t)$  o modulowanej częstotliwości

$f_0 - 3f_s$	$f_0 - 2f_s$	$f_0 - f_s$	$f_0$	$f_0 + f_s$	$f_0 + 2f_s$	$f_0 + 3f_s$
$-J_3\left(\frac{\Delta f}{f_s}\right)$	$J_2\left(\frac{\Delta f}{f_s}\right)$	$-J_1\left(\frac{\Delta f}{f_s}\right)$	$J_0\left(\frac{\Delta f}{f_s}\right)$	$J_1\left(\frac{\Delta f}{f_s}\right)$	$J_2\left(\frac{\Delta f}{f_s}\right)$	$J_3\left(\frac{\Delta f}{f_s}\right)$

Na rys. 12.13 przedstawiono widmo sygnału o modulowanej częstotliwości dla  $m_F = 1,8$ . Poza falą nośną pokazano obecność 6 prążków bocznych po trzy z każdej strony. Na rysunku nie zaznaczono informacji, że zgodnie z tabelą 12.2 amplitudy dla prążków  $n = -1$  i  $1$ , oraz  $n = -3$  i  $3$  mają przeciwne znaki.

**Rys. 12.13.** Przykład widma sygnału o modulowanej częstotliwości dla  $m_F = 1,8$ .

Widmo sygnału modulowanego FM jest nieskończenie rozległe, zajmuje nieskończenie duże pasmo. Jednakże amplitudy wstęg bocznych szybko maleją do zera. Zgodnie z regułą Carsona wyrażoną zależnością (12-17), w paśmie  $2\Delta f = (f + \Delta f) - (f - \Delta f)$  mieszczą się wstęgi, których obecność zapewnia wysoką wierność transmisji.

$$2\Delta f \approx 2\Delta f + 2f_s = 2\Delta f \left(1 + \frac{1}{m_F}\right) = 2f_s(1 + m_F); \quad (12-17)$$

Reguła Carsona pozwala ograniczyć pasmo transmisji sygnału o modulowanej częstotliwości bez szkody dla jakości transmisji.

### 12.3.4. Analogowa modulacja fazy

W przypadku modulacji fazy informacja zapisana przebiegiem  $B(t)$  jest wprowadzona do wartości kąta  $\Phi(t)$ , którego wartość można zapisać zależnością (12-18).

$$\Phi(t) = 2\pi f_0 t + k_p B(t) = 2\pi f_0 t + \varphi(t); \quad (12-18)$$

Tutaj  $k_p$  jest współczynnikiem proporcjonalności zależnym od parametrów modulatora fazy. Aby opisać właściwości modulacji fazy przyjmiemy dalej, że faza modulowana jest sygnałem sinusoidalnym, zgodnie z zależnością (12-19).

$$u_M(t) = A_0 \cos[2\pi f_0 t + (\varphi_0 + \Delta\varphi \cos 2\pi f_s t)]; \quad (12-19)$$

W zależności powyższej  $\Delta\varphi$  jest dewiacją fazy, zwykle  $\Delta\Phi \approx B_s$ , faza  $\varphi(t)$  modulowana jest proporcjonalnie do amplitudy  $u_s(t)$  sygnału modulującego.

Częstotliwość chwilową można obliczyć z zależności (12-20). Dla modulacji fazy otrzymujemy:

$$f(t) = f_0 + \Delta\varphi f_s \cos(2\pi f_s t); \quad (12-20)$$

Porównując modulację częstotliwości z modulacją fazy należy zauważyć, że dla modulacji:

- ✓ fazy PM dewiacja częstotliwości jest proporcjonalna do  $f_s$ ,
- ✓ częstotliwości FM dewiacja częstotliwości jest niezależna od  $f_s$ .

Podobnie jak w przypadku modulacji częstotliwości tak i w przypadku modulacji fazy można do wyznaczenia amplitud wstęg bocznych wykorzystać wyrażenie (12-13). Liczba wstęg bocznych o amplitudach wyznaczonych wartościami funkcji Bessela jest nieskończenie duża. Wartości amplitud wstęg szybko maleją w miarę oddalania się od częstotliwości fali nośnej.

Aby lepiej objaśnić parametry sygnału o modulowanej fazie, należy rozważyć przypadek modulacji małymi sygnałami, gdy  $\varphi(t) \ll 1$ . Punktem wyjścia jest w tym przypadku zależność (12-21).

$$\begin{aligned} u_M(t) &= A_0 \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] = \\ &= A_0 [\cos(2\pi f_0 t) \cos\varphi(t) - \sin(2\pi f_0 t) \sin\varphi(t)]; \end{aligned} \quad (12-21)$$

Wykorzystano tutaj tożsamość trygonometryczną. Zależność powyższa może być zapisana w prostszej formie jeśli przyjmą warunek pracy małymi sygnałami, gdyż wtedy  $\cos\varphi(t) \approx 1$ , a  $\sin\varphi(t) \approx \varphi(t)$ .

$$u_M(t) = A_0 [\cos(2\pi f_0 t) - \sin(2\pi f_0 t) \varphi(t)]; \quad (12-22)$$

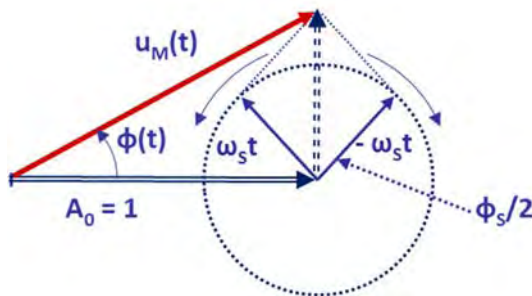
Przyjmujemy dalej, że faza modulowana jest sygnałem sinusoidalnym, zgodnie z (12-23):

$$\varphi(t) = \Phi_s \cos(2\pi f_s t); \quad (12-23)$$

Zależność (12-22) przyjmie wtedy formę równości (12-24):

$$u_M(t) = A_0 \left\{ \cos(2\pi f_0 t) - \frac{\Phi_S}{2} \sin[2\pi(f_0 + f_S)t] - \frac{\Phi_S}{2} \sin[2\pi(f_0 - f_S)t] \right\}; \quad (12-24)$$

Równość powyższa oznacza, że widmo sygnału o sinusoidalnie modulowanej fazie w warunkach pracy małymi sygnałami zawiera trzy, podobnie jak w przypadku modulacji amplitudy, składniki o częstotliwościach  $f_0$ ,  $f_0 - f_S$  i  $f_0 + f_S$ . Jednakże fazy tych składników są inne. Pokazuje to rys. 12.14.



**Rys. 12.14.** Wykres wskazowy fali nośnej i dwóch wstęg bocznych sygnału o modulowanej fazie w warunkach pracy małymi sygnałami. Proporcje długości wskazów nie zostały zachowane.

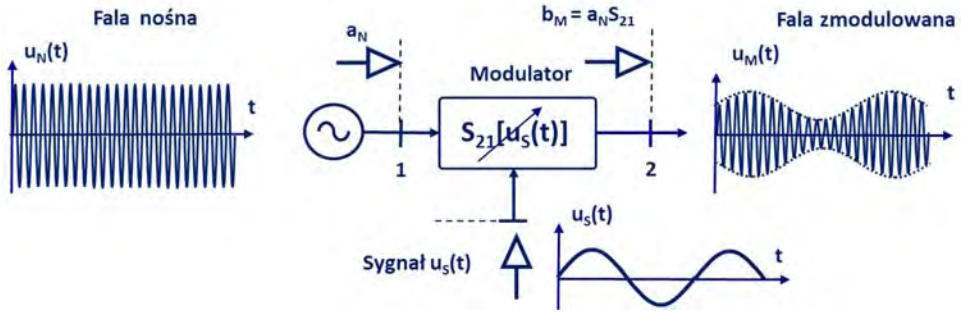
Obrót wskazów obu wstęg bocznych – przy zachowaniu odpowiednich proporcji – nie powoduje zmian amplitudy przebiegu  $u_M(t)$ , która pozostaje równa  $A_0$ , natomiast sinusoidalnie zmienia kąt fazowy  $\Phi(t)$ .

### 12.3.5. Modulatory i demodulatory analogowe

Opracowano wiele typów modulatorów sygnałów, pracujących w pasmach radiowych, w pasmach mikrofalowych i milimetrowych oraz w pasmach optycznych. Wykorzystano właściwości diod półprzewodnikowych – diod Schottky’ego i waraktorów, a także możliwość sterowania parametrami tranzystorów FET. W pasmach optycznych wykorzystywane są odcinki przewodnic falowych, których właściwości propagacyjne zmieniają się pod wpływem przyłożonego napięcia. Zainteresowani znajdą wiele pozycji literatury na ten temat.

Popularnym i uniwersalnym rozwiązaniem układu modulatora sygnałów analogowych jest dwuwrotnik o sterowanej transmitancji  $S_{21}$ . Układ takiego modulatora pokazano na rys. 12.15.





**Rys. 12.15.** Modulator jako dwuwrotnik o sterowanej sygnałem  $u_S(t)$  transmitancji  $S_{21}$ .

Modulator jest dwuwrotnikiem między portami „1” i „2”. Jego parametry opisuje macierz rozproszenia (12-25). Sygnał  $u_S(t)$  doprowadzony oddzielnym portem steruje transmitancją  $S_{21}(u_S)$  dwuwrotnika. Dla uproszczenia przyjęto, że modulator jest idealnie dopasowany ( $S_{11} = S_{22} = 0$ ) i transmituje sygnał tylko w jedną stronę ( $S_{12} = 0$ ) – zależność (12-25).

$$\begin{bmatrix} 0 \\ b_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ S_{21}(u_S) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_N \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (12-25)$$

W zależności (12-26) oznaczono moduł transmitancji jako  $T$ , a argument przez  $\theta$ . Wykorzystując właściwości diod Schottky’ego, bądź tranzystorów, można skonstruować obwód modulatora tak, aby napięciem  $u_S(t)$  regulować wartość  $T$  – zależność (12-26a). Dwuwrotnik staje się modulatorem amplitudy.

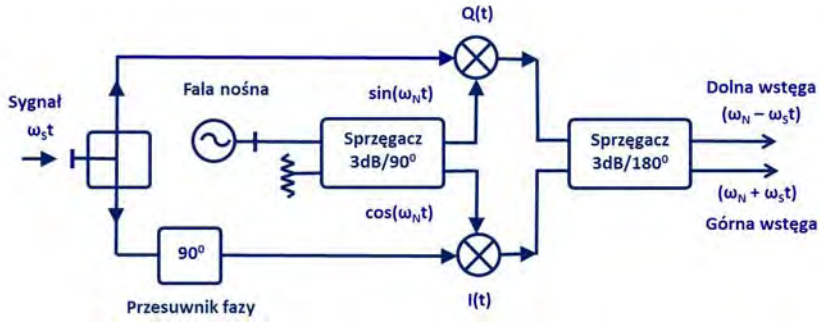
$$S_{21} = T e^{j\theta}; \quad (12-26)$$

$$T = T_0 [1 + k_T u_S(t)]; \quad (12-26a)$$

$$\theta = \theta_0 [1 + k_\theta u_S(t)] \quad (12-26b)$$

Wykorzystując właściwości diod waraktorowych o regulowanej pojemności można skonstruować obwód modulatora, w którym argument  $\theta$  będzie zależny od wartości napięcia  $u_S(t)$ . Dwuwrotnik staje się wtedy modulatorem fazy. Należy odnotować, że układ dwuwrotnika o regulowanej transmitancji może jednocześnie pełnić rolę zarówno modulatora sygnałów analogowych, jak i cyfrowych.

Jak zaznaczono w punkcie 12.3.2, stosując modulację amplitudy można w trakcie modulacji sygnału usunąć falę nośną. Jest to modulacja DSBSC. Można też, ograniczając pasmo, transmitować jedynie jedną wstęgę – modulacja SSBSC. Na rys. 12.16 przedstawiono jedno z możliwych rozwiązań układu modulatora, który pozwala usunąć falę nośną i jedną wstęgę.

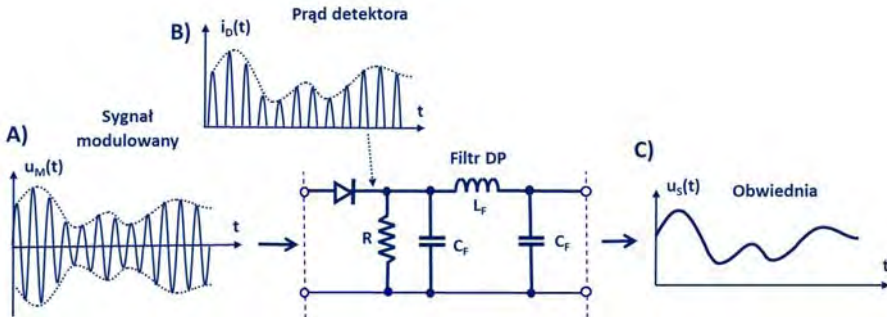


Rys. 12.16. Układ modulatora jednowstęgowego SSB.

W układzie zastosowano kwadraturowy sprzęgacz 3 dB/90° przesuwający fazy sygnałów w portach wyjściowych o 90° względem siebie. Dodatkowy przesuwnik fazy o 90° w torze sygnału modulatora  $I(t)$  pozwala uzyskać przesunięcia faz składników modulowanego sygnału tak, aby w portach wyjściowych sprzęgacza 3 dB/180° pojawiły się oddzielnie obie wstęgi.

Opracowano szereg układów demodulatorów pozwalających w układach odbiorników odzyskać transmitowany przez falę nośną sygnał analogowy. Z wielu rozwiązań wybrano dwa wykorzystujące różne efekty.

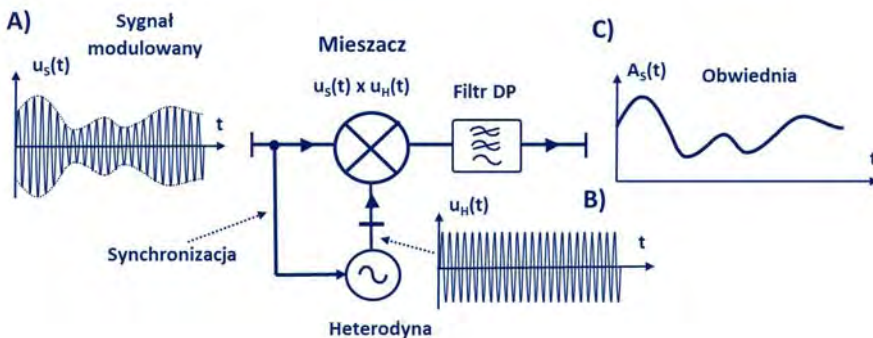
Na rys. 12.17 pokazano proste rozwiązanie układowe demodulatora wykorzystujące diodę półprzewodnikową przewodzącą prąd jedynie w jednym kierunku. Układ nazywany jest detektorem obwiedni i przypomina opisany w rozdziale 11 detektor diodowy – rys. 11.3. Zasada działania obu układów jest identyczna. Jednak detektor obwiedni powinien mieć tak dobrane stałe czasu i odpowiednio duże pasmo transmisji filtru dolnoprzestupowego, aby nie zniekształcić obwiedni. W przypadku detektora opisanego w rozdziale 11 pasmo pracy filtru jest niewielkie, gdyż jego zadaniem jest wytworzyć sygnał wyjściowy proporcjonalny do średniej mocy wejściowego sygnału mikrofalowego.



Rys. 12.17. Układ detektora obwiedni jako demodulatora sygnału modulowanego amplitudowo. A) Sygnał o modulowanej amplitudzie. B) Prąd w obwodzie z diodą detekcyjną. C) Obwiednia sygnału poddanej demodulacji.

Na rys. 12.17A pokazano przebieg sygnału wejściowego o modulowanej amplitudzie. Prąd  $i_D(t)$  w obwodzie detektora płynie jedynie przez pół okresu fali nośnej – rys. 12.17B. Filtr dolnoprzepustowy pozwala na transmisję jedynie obwiedni – rys. 12.17C.

Ciekawym rozwiązaniem, pozwalającym odzyskać sygnał naniesiony na falę nośną, jest detektor koherentny, którego układ pokazano na rys. 12.18. Do układu mieszacza doprowadzono sygnał modulowany  $u_S(t)$ , niosący informację. Przykład takiego sygnału pokazuje rys. 12.18A. Heterodyna dostarcza sygnału sinusoidalnego, pokazanego jako przebieg na rys. 12.18B. W pocie wyjściowym umieszczono dolnoprzepustowy filtr DP. Wynikiem procesu przemiany i filtrowania jest odzyskanie informacji niesionej przez obwiednię  $A_S(t)$  sygnału modulowanego – rys. 12.18C.



**Rys. 12.18.** Detektor koherentny jako demodulator sygnału modulowanego amplitudowo. **A)** Sygnał o modulowanej amplitudzie. **B)** Sygnał heterodyny o tej samej częstotliwości, co sygnał wejściowy. **C)** Obwiednia sygnału poddanego demodulacji.

W ogólnym przypadku przebieg  $u_S(t)$  można zapisać zależnością (12-27a). Jest to przebieg modulowany i informacja może być zapisana przebiegiem amplitudy  $A_S(t)$ , albo przebiegiem fazy  $\Phi_S(t)$ , albo obu tych parametrów.

$$u_S(t) = A_S(t) \cos[\omega_0 t + \Phi_S(t)]; \quad (12-27a)$$

$$u_H(t) = A_H \cos[\omega_0 t + \Phi_H]; \quad (12-27b)$$

Przebieg napięcia heterodyny  $u_H(t)$  zapisany jest zależnością (12-27b). Pulsacja obu przebiegów jest jednakowa i równa  $\omega_0$ , co jest warunkiem koniecznym właściwego przebiegu procesu demodulacji. Aby go spełnić, część mocy sygnału  $u_S(t)$  kierowana jest do synchronizacji oscylatora heterodyny. Spełnienie warunków synchronizacji realizowane jest często z wykorzystaniem pętli stabilizacji fazowej, ale opisanie tego procesu wychodzi poza ramy tej książki.

Napięcie wyjściowe mieszacza  $u_P(t)$  ma wiele składników, najważniejszy jest zapisany zależnością (12-28).

$$u_p(t) = \dots + A_S(t)A_H \cos[\Phi_S(t) - \Phi_H] + \dots; \quad (12-28)$$

Przyjmujemy najpierw, że  $\Phi_S(t) = \Phi_{S0} = \text{const}$ . Przyjmujemy dalej, że w warunkach synchronizacji  $\Phi_{S0} - \Phi_H = 0$ . W tych warunkach po transmisji przez filtr dolnoprzepustowy napięcie wyjściowe odtwarza wiernie informację niesioną przez obwiednię  $A_S(t)$  sygnału  $u_S(t)$ .

W przypadku modulacji fazy sygnału  $u_S(t)$  informacja o sygnale modulującym fazę  $\Phi_S(t)$  zawarta jest w przebiegu  $\cos[\Phi_S(t) - \Phi_H]$ . Detektor koherentny jest z zasady działania fazoczuły. Do tego tematu wrócimy w dalszej części rozdziału.

## 12.4. Modulacja cyfrowa

### 12.4.1. Podstawowe pojęcia

Sygnały analogowe, takie jak zapis nagrania orkiestry, mogą być zarejestrowane w postaci cyfrowej, jeśli sygnały te poddane zostaną próbkowaniu z odpowiednio dużą prędkością. Otrzymuje się wtedy ciąg liczb, zapisanych zwykle w postaci liczb binarnych, z cyframi „0” i „1”. Przy transmisji sygnałów cyfrowych stosuje się modulację impulsową, zwaną też inaczej modulacją cyfrową. Sygnał cyfrowy ma różną formę. Sygnały transmitowane w systemach komputerowych nazywane są binarnymi i mają kształt pokazany na rys. 12.19. Kolejne cyfry ciągu generowane są z wielką regularnością, w rytm impulsów zegara. Wszelkie procesy obróbki sygnałów cyfrowych po stronie nadawczej, jak i obróbka po stronie odbiorczej odbywają się synchronizowane zegarem. Uformowane binarne ciągi liczbowe składają się z zer i jedynek. Kształt impulsów bywa zróżnicowany w zależności od użytego kodu.

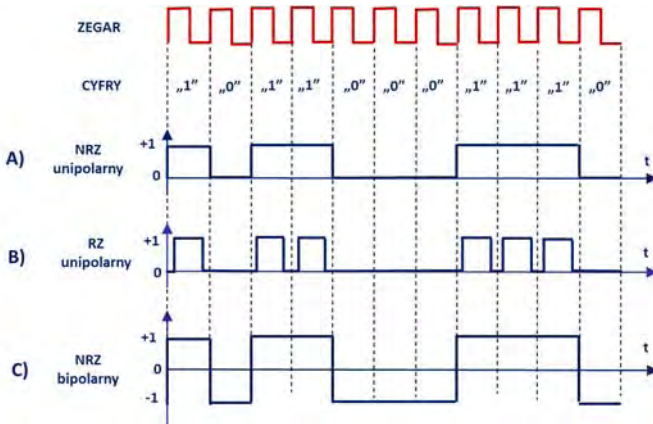
Na rys. 12.19 pokazano trzy przypadki:

- ✓ ciąg cyfr unipolarny w kodzie NRZ (ang. *Non-Return-to-Zero*);
- ✓ ciąg cyfr unipolarny w kodzie RZ (ang. *Return-to-Zero*);
- ✓ ciąg cyfr bipolarny w kodzie NRZ.

Do transmisji sygnałów cyfrowych można wykorzystać każdy z opisanych wcześniej rodzajów modulacji: amplitudy, częstotliwości i fazy.

Wykorzystując modulację amplitudy, nadajemy amplitudzie fali nośnej dwie wartości: dużą, odpowiadającą cyfrze „1”, i małą, najczęściej o wartości zero, opowiadającą cyfrze „0”. Ten typ modulacji nazywany jest kluczowaniem amplitudy ASK (ang. *Amplitude-Shift Keying*). Przykład przebiegu sygnału modulowanego  $u_M(t)$  o kluczowanej amplitudzie ASK pokazano na rys. 12.20B. Tutaj przyjęto, że dla cyfry „0” sygnał przyjmuje wartość bardzo małą w porównaniu z cyfrą „1”.

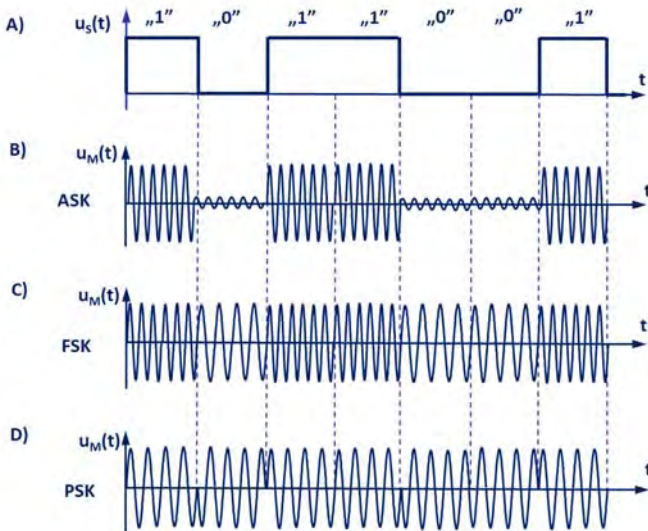
Dla cyfrowej modulacji częstotliwości FSK (ang. *Frequency Shift Keying*) częstotliwość fali nośnej przyjmuje dwie różne wartości  $f_1$  i  $f_2$  odpowiednio dla cyfr „1” i dla „0”. Przykład przebiegu  $u_M(t)$  o kluczowanej częstotliwości FSK pokazano na rys. 12.20C.



**Rys. 12.19.** Cyfrowe sygnały binarne ciągu cyfr na tle impulsów zegara. **A)** Ciąg cyfr unipolarny w kodzie NRZ. **B)** Ciąg cyfr unipolarny w kodzie RZ. **C)** Ciąg cyfr bipolarny w kodzie NRZ.

Położenie zer i jedynek określamy według następującej reguły:

- ✓ dla kodu unipolarnego  $u(t) = \begin{cases} +1V & \text{dla „1”} \\ 0V & \text{dla „0”} \end{cases}$ ;
- ✓ dla kodu bipolarnego  $u(t) = \begin{cases} +1V & \text{dla „1”} \\ -1V & \text{dla „0”} \end{cases}$ .



**Rys. 12.20.** Przykłady sygnału o modulacji cyfrowej. **A)** Przebieg napięcia binarnego sygnału cyfrowego. **B)** Fala nośna o amplitudzie kluczowanej ASK. **C)** Fala nośna o kluczowanej częstotliwości FSK. **D)** Fala nośna o kluczowanej fazie PSK.

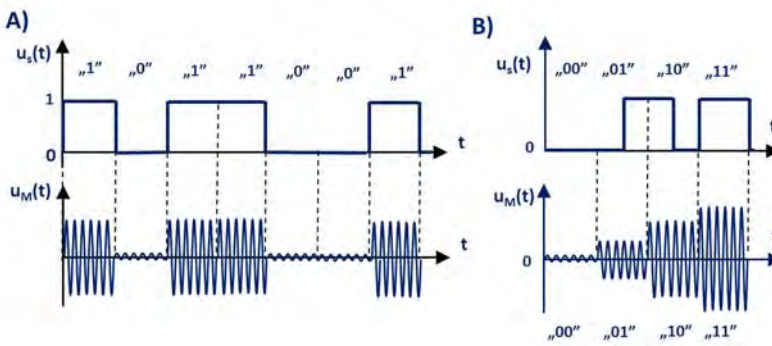
W przypadku cyfrowej modulacji fazy PSK (ang. *Phase Shift Keying*) faza sygnału fali nośnej przyjmuje dwie różne wartości dla cyfry „1” i dla „0”. Zwykle wartości te są różne o  $180^\circ$ . Przykład przebiegu  $u_M(t)$  o kluczowanej fazie PSK pokazano na rys. 12.20D.

Stosując modulację cyfrową, gdy sygnał ma postać binarną, dwustanową, każdy transmitowany impuls w przedziale czasu  $T$  zawiera 1 bit informacji. Szukając możliwości zwiększenia szybkości transmisji, podjęto z powodzeniem próby przesłania większej liczby bitów w jednym impulsie. Modulacja tego typu nazywana jest wielostanową. Jej zasady i rozwiązania układowe przedstawione zostaną w kolejnych punktach.

### 12.4.2. Cyfrowa modulacja amplitudy – ASK

Do transmisji sygnałów cyfrowych można wykorzystać każdy z opisanych wyżej rodzajów modulacji: amplitudy, częstotliwości i fazy. Wykorzystując modulację amplitudy, nadajemy amplitudzie fali nośnej dwie wartości: dużą dla „1” i małą dla „0” – rys. 12.21A. W zasadzie cyfrze „0” powinien odpowiadać stan, w którym amplituda nośnej jest równa 0. W praktyce zwykle widoczna jest szcążkowa wartość amplitudy, co pokazano na rys. 12.21A.

Okres przebiegu sinusoidalnego fali nośnej jest zwykle znacznie krótszy od okresu określonego przez zegar. Amplituda fali nośnej zależy od poziomu mocy ustalonego przez układ nadawczy.



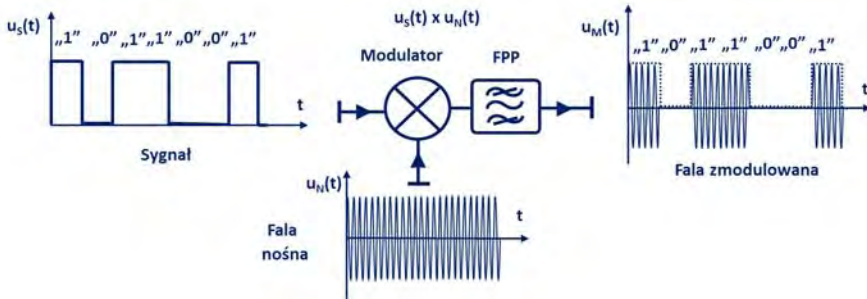
**Rys. 12.21.** Przykłady sygnałów o cyfrowej modulacji amplitudy. **A)** Przebiegi napięcia binarnego sygnału  $u_s(t)$  i zmodulowanej fali nośnej  $u_M(t)$ . **B)** Przykład sygnału czterostanowej modulacji amplitudy. Kolejne wartości amplitud dla 4 stanów: 0,  $1/3$ ,  $2/3$  i 1. Każdy ze stanów opisany jest dwiema cyframi.

Na rys. 12.21B pokazano możliwość wykorzystania czterostanowej modulacji amplitudy. W tym przypadku w każdym okresie zegara przesyłany impuls niesie informację o dwóch bitach, „00”, „01”, „10”, bądź „11”. Układ demodulatora musi w tym przypadku odróżniać poziom mocy sygnału w każdym ze stanów modulacji.

Kluczowanie amplitudy fali nośnej można realizować w układzie przedstawionym na rys. 12.22, podobnym do pokazanego na rys. 12.15. Modulator pełni rolę przełącznika dla fali nośnej. Dla cyfry „1” modulator stara się absorbować jak najmniej mocy fali nośnej,



a w przypadku użycia tranzystorów FET może ją nawet wzmacniać. Dla cyfry „0” tłumi silnie moc fali nośnej.

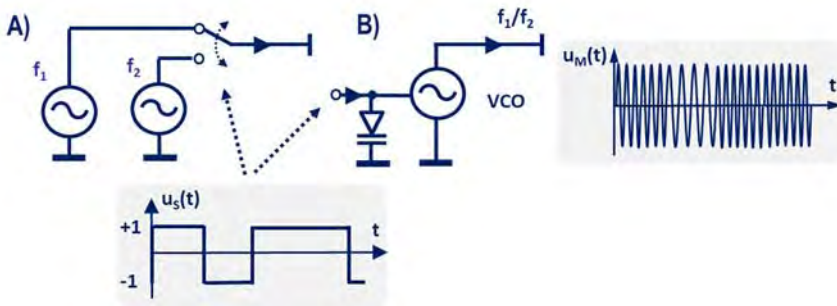


Rys. 12.22. Ilustracja działania cyfrowego, binarnego modulatora amplitudy – ASK.

Wyjściowy filtr pasmowoprzepustowy FPP usuwa zbędne składniki widma. Demodulacja sygnałów modulowanych w formacie ASK może odbywać się w układzie z diodą półprzewodnikową, pokazanym wcześniej na rys. 12.17.

### 12.4.3. Cyfrowa modulacja częstotliwości – FSK

Cyfrowa modulacja / kluczkowanie częstotliwości FSK polega na tym, że częstotliwość fali nośnej przyjmuje dwie różne wartości dla „1” i dla „0” – rys. 12.23. Amplituda fali nośnej pozostaje stała, a jej ewentualne zmiany są wynikiem zakłóceń. Długość okresów, w których częstotliwość jest stała, kontrolowana jest przez zegar.



Rys. 12.23. Ilustracja działania cyfrowego, binarnego modulatora częstotliwości – FSK. A) Układ z dwoma oscylatorami i sterowanym cyfrowo przełącznikiem. B) Układ z oscylatorem VCO przestrajany pojemnością diody waraktorowej, przestrajany skokowo napięciem sygnału  $u_s(t)$ .

Na rys. 12.23 pokazano dwa możliwe sposoby realizacji kluczkowania częstotliwości. Na rys. 12.23A przedstawiono układ z dwoma oscylatorami pracującymi przy stałych częstotliwościach  $f_1$  i  $f_2$ . Sterowany cyfrowo przełącznik wybiera jedną z nich i kieruje do wyjścia.

Na rys. 12.23B pokazano układ z przestrajającym elektrycznie napięciem polaryzacji diody waraktorowej kontrolującej warunek generacji oscylatora VCO. Sygnał cyfrowy zmienia częstotliwość oscylatora w takt zmiany pojemności diody waraktorowej.

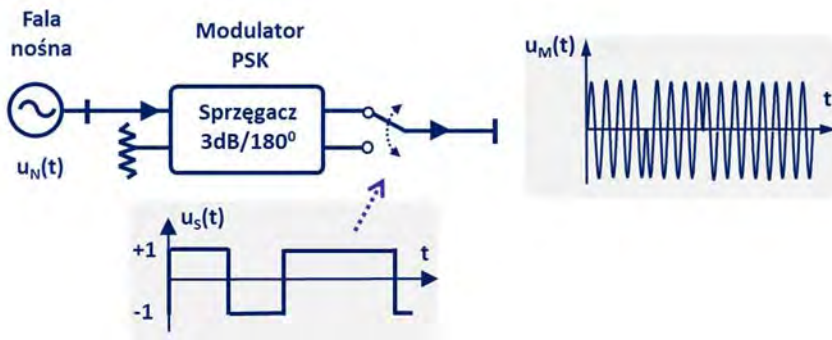
Przełączniki na rys. 12.23 konstruowane są z użyciem wysokiej klasy tranzystorów FET. Zapewniają one odpowiednio dużą izolację źródeł.

Układy demodulacji wykorzystują dyskryminatory częstotliwości i zamieniają modulację częstotliwości na modulację amplitudy.

#### 12.4.4. Cyfrowa modulacja fazy – PSK

W przypadku cyfrowej binarnej modulacji PSK faza sygnału fali nośnej przyjmuje dwie różne wartości dla „1” i dla „0”. Ilustruje to rys. 12.20D dla przypadku, gdy faza zmienia się między dwoma stanami o  $\pi$ .

W wielu rozwiązaniach układowych binarnego modulatora fazy stosuje się jeden oscylator jako źródło fali nośnej. W układzie przedstawionym na rys. 12.24 sygnał fali nośnej kierowany jest do sprzęgacza kierunkowego, który dzieli moc na połowy, przesuwać fazy sygnałów wyjściowych o  $\pi$ .



**Rys. 12.24.** Uproszczony układ cyfrowego, binarnego modulatora fazy – PSK, ze sprzęgaczem 3 dB /180° i przełącznikiem sterowanym cyfrowo.

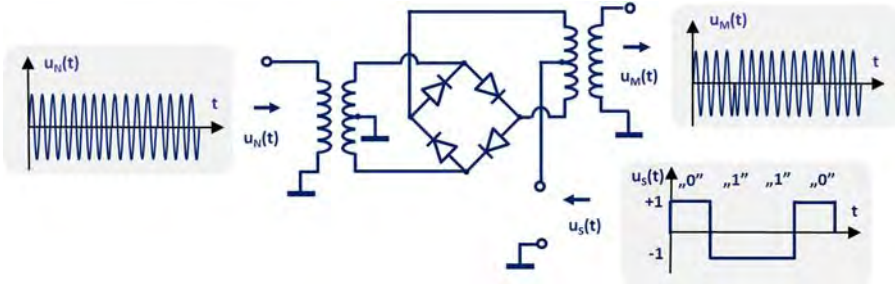
Przełącznik sterowany cyfrowo kieruje do portu wyjściowego sygnał raz z jednego portu, raz z drugiego. W obwodzie przełącznika wykorzystywane są zwykle szybkie tranzystory FET, co pozwala zastosować bardzo krótkie czasy trwania impulsów.

Jedno z popularniejszych rozwiązań układu modulatora pokazano na rys. 12.25. W układzie tym wykorzystano właściwości kwartetu diod półprzewodnikowych. Sygnał cyfrowy typu bipolarny NRZ wprowadza w stan przewodzenia jedną parę diod, by – po zmianie polaryzacji – w następnym okresie wprowadzić w stan przewodzenia drugą z nich. W rezultacie zmienia się o  $\pi$  argument transmitancji między wejściem fali nośnej, a wyjściem sygnału modulowanego. W układach modulatorów można diody półprzewodnikowe zastąpić tranzystorami.



O paśmie pracy modulatora decyduje pasmo pracy diod półprzewodnikowych bądź tranzystorów. Układy z kwartetami diod pracują z powodzeniem do 3 GHz.

Zastosowanie w nadajniku łącza transmisyjnego dwustanowej modulacji fazy wymaga użycia w układzie odbiornika fazoczułego detektora koherentnego. Zmianie kąta fazowego zmodulowanego sygnału towarzyszy zmiana znaku napięcia wyjściowego demodulatora.



Rys. 12.25. Układ dwustanowego cyfrowego modulatora fazy PSK, wykorzystującego mieszacz podwójnie zrównoważony z kwartetem diod półprzewodnikowych.

### 12.4.5. Cyfrowa modulacja QAM

Szukając rozwiązania problemu modulacji wielostanowej, opracowano układ dwukanałowy ze sprzęgaczem kwadraturowym. Ideę działania modulatora kwadraturowego QPSK (ang. *Quadrature Phase Shift Keying*) pokazano na rys. 12.26A. Modulator jest układem dwukanałowym, z kanałami oznaczonymi przez  $I$  oraz  $Q$ . W każdym z nich umieszczono dwustanowe modulatory fazy. Sygnały fali nośnej doprowadzono do nich z wyjść kwadraturowego sprzęgacza 3 dB. Fazy tych sygnałów różnią się o  $90^\circ$ . Uzyskano w ten sposób możliwość oddzielnego modulowania dwóch składników fali nośnej. Składniki z obu torów łączone są w sumatorze, tworząc w porcie wyjściowy sygnał  $u_M(t)$ .

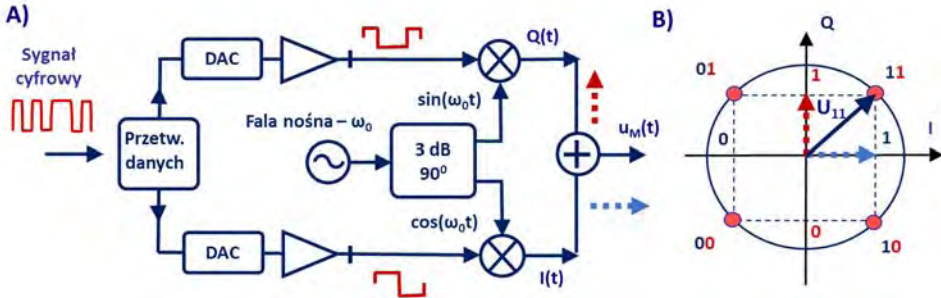
Sygnał modulowany  $u_M(t)$  można opisać zależnością (12-29).

$$u_M(t) = \operatorname{Re}\{Ue^{j\omega_0 t}\} = \operatorname{Re}\{|U|e^{j\varphi}e^{j\omega_0 t}\} = \operatorname{Re}\{[I(t) + jQ(t)]e^{j\omega_0 t}\}; \quad (12-29)$$

W procesie modulacji pulsacja fali nośnej  $\omega_0$  nie ulega zmianie, natomiast mogą zmieniać się moduł i argument zespolonej amplitudy  $U = |U|e^{j\varphi}$ . Amplitudę  $U = I(t) + jQ(t)$  przedstawiono jako sumę części rzeczywistej i urojonej, które modulowane są oddzielnie w torze oznaczonym  $I(t)$  i  $Q(t)$ .

Sygnał cyfrowy, który ma zostać naniesiony na falę nośną, kierowany jest do „Przetwornika danych”, który dzieli informacje i poprzez przetworniki DAC steruje transmisjami obu dwustanowych modulatorów  $I$  i  $Q$ . Celem modulacji jest otrzymanie na wyjściu modulatora czterech stanów, w których amplituda fali nośnej ma tę samą wartość, a fazy różnią się o  $\pi/2$ . Cztery stany modulacji pokazano na płaszczyźnie  $(I, Q)$  na rys. 12.26B. Każdemu

z nich odpowiada inna para cyfr: „11”, „10”, „01” i „00”. Modulator w torze  $I(t)$  kontroluje wartość pierwszej cyfry, „1” lub „0”. Modulator w torze  $Q(t)$  kontroluje wartość drugiej cyfry, „1” lub „0”. Każdy ze stanów modulacji odpowiada liczbie dwubitowej.



**Rys. 12.26.** Przykład modulatora QPSK. **A)** Układ ideowy czterostanowego modulatora fazy. **B)** Cztery stany na płaszczyźnie  $(I, Q)$ , odpowiadające czterem liczbom dwucyfrowym.

Na rys. 12.27 pokazano dla porównania graficzne ilustracje rozmaitych typów modulacji, począwszy od najprostszej dwustanowej modulacji amplitudy – rys. 12.27A. Na płaszczyźnie zespolonej punktami czerwonymi oznaczono końce wskazów zespolonych amplitud  $U$  dla kolejnych stanów modulacji.

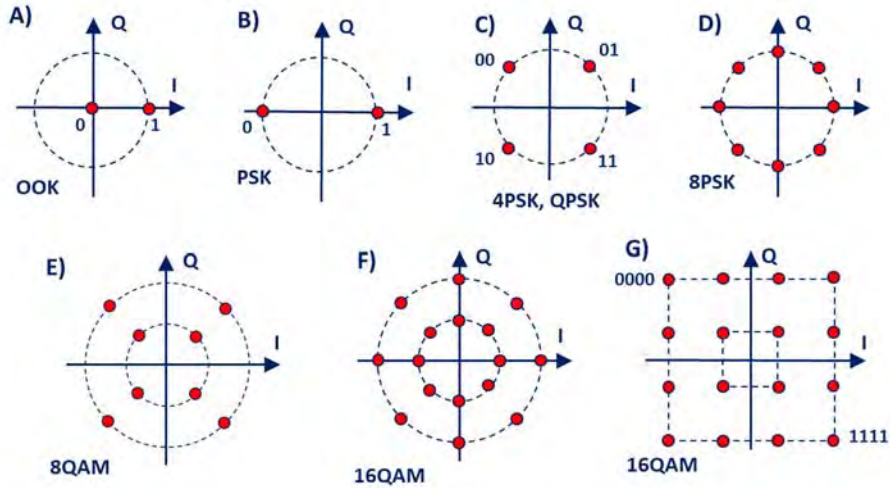
Na rys. 12.27B przedstawiono ilustrację dwustanowej modulacji fazy – PSK. Moc sygnału fali nośnej dla obu stanów jest jednakowa, a fazy różnią się o  $\pi$ .

Na kolejnym rysunku C) pokazano ilustrację czterostanowej modulacji fazy, przy czym w każdym impulsie przesyłana jest informacja o dwóch bitach. Dwukrotne zwiększenie liczby bitów w przesyłanym impulsie równoważne jest dwukrotnemu zwiększeniu szybkości transmisji. Powstaje pytanie, czy można dalej zwiększyć liczbę bitów? Jeśli wykorzystać modulację, w której liczba stanów wynosi  $2^k$ , to w każdym okresie  $T$  przesyłane jest  $k$  bitów informacji. Wtedy szybkość transmisji informacji rośnie  $k$  razy.

Modulator 3-bitowy powinien umożliwić uzyskanie  $2^3 = 8$  stanów modulacji. Można to osiągnąć różnymi sposobami.

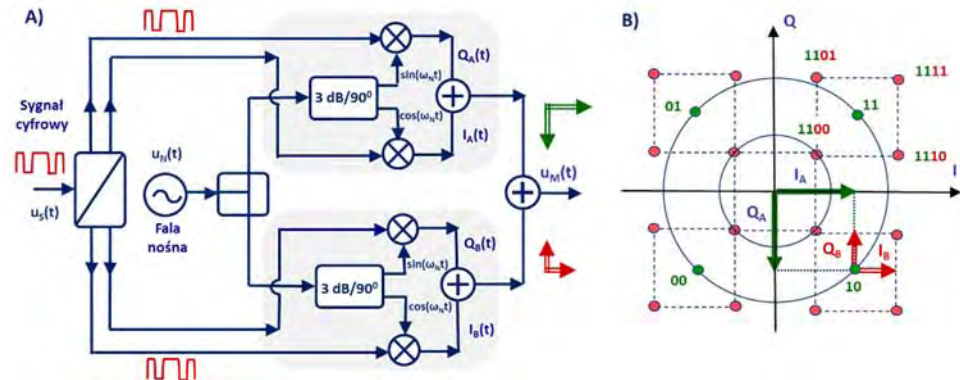
Na rys. 12.27 pokazano dwie różne możliwości uzyskania ośmiostanowej modulacji QAM sygnału. W przypadku pokazanym na rys. 12.27D amplituda  $|U|$  sygnału zmodulowanego pozostaje stała, a faza w kolejnych stanach zmienia się o  $\pi/4$ . Realizacja układu modulatora, który umożliwi taką modulację wymaga konstrukcji specjalnego typu wielostanowego przesuwnika fazy sterowanego z dużą prędkością.

W przykładzie modulacji ośmiostanowej pokazanym na rys. 12.27E amplituda  $|U|$  przyjmuje dwie wartości, a faza  $\varphi$  cztery wartości różniące się o  $\pi/2$ . Tego rodzaju pracę modulatora można uzyskać w inny sposób. Za układem czterostanowej modulacji fazy należy umieścić dwustanowy modulator amplitudy, by podwoić liczbę stanów.



**Rys. 12.27.** Graficzne ilustracje różnych typów modulacji cyfrowej. **A)** Popularny rodzaj dwustanowej modulacji amplitudy. **B)** Dwustanowa modulacja fazy PSK. **C)** Czterostanowa modulacja 4PSK, 4QAM. **D)** Ośmiostanowa modulacja fazy 8PSK. **E)** Ośmiostanowa modulacja 8QAM. **F)** i **G)** Dwie odmiany szesnastostanowej modulacji 16QAM.

Skonstruowanie 16-stanowego modulatora QAM umożliwi transmisję liczb 4-bitowych. Przykłady 16-stanowej modulacji na płaszczyźnie  $(I, Q)$  pokazano na rys. 12.27F i G. Na rys. 12.27F widzimy połączenie ośmiostanowej modulacji fazy z dwustanową modulacją amplitudy.



**Rys. 12.28.** Ilustracja działania modulatora 16QAM. **A)** Układ dwukanalowy modulatora 16QAM sterowanego sygnałem cyfrowym. **B)** Ilustracja sumowania amplitud zespolonych sygnału jako wyniku mnożenia  $4 \cdot 4 = 16$  stanów.

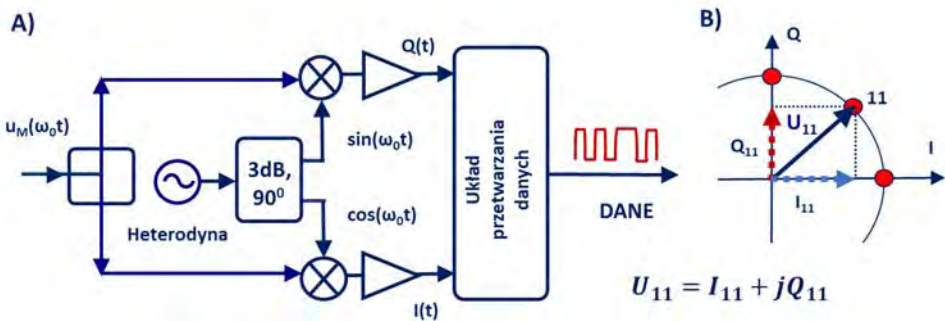
Przypadek modulacji 16QAM z rys. 12.27G można zrealizować w różnych układach. Jedno z możliwych rozwiązań pokazano na rys. 12.28A. Rozwiązanie to opiera się na wykorzystaniu dwóch modulatorów 4-stanowych pracujących równolegle. Wyjściowy sygnał modulatora  $u_M(t)$  jest sumą sygnałów z obu torów i można opisać go zależnością (12-30).

$$u_M(t) = \text{Re}\{[U_A + U_B]e^{j\omega_0 t}\}; \quad (12-30)$$

$$U_A + U_B = [I_A(t) + jQ_A(t)] + [I_B(t) + jQ_B(t)];$$

Amplitudy wyjściowego sygnału modulatora w torze A są dwa razy większe od amplitud modulatora w torze B:  $|U_A| = 2|U_B|$ . Zsumowanie sygnałów wyjściowych obu modulatorów daje 16 różnych stanów, co ilustruje rys. 12.28B.

Odzyskanie informacji niesionej przez sygnał modulowany wielostanowo wymaga zastosowania detekcji koherentnej. Ideę układu demodulatora do odbioru sygnału modulowanego 4QAM z wykorzystaniem detekcji koherentnej pokazano na rys. 12.29A.



**Rys. 12.29.** Idea układu demodulatora sygnału modulowanego QAM z wykorzystaniem detektora koherentnego.

Sygnał  $u_M(\omega_0 t)$  poddany demodulacji kierowany jest do mieszaczy umieszczonych w torach I i Q. Sygnał lokalnej heterodyny o pulsacji  $\omega_0$  kontrolowanej przez sygnał demodulowany, kierowany jest z portów wyjściowych kwadraturowego dzielnika częstotliwości do obu mieszaczy. Sygnały heterodyny dochodzące do mieszaczy przesunięte są o  $90^\circ$ . W portach wyjściowych mieszaczy pojawiają się dwa strumienie impulsów, których polaryzacja zależy od różnicy faz sygnałów  $u_M(\omega_0 t)$  i heterodyny. Informacja ta pozwala jednoznacznie rozpoznać obie cyfry przyporządkowane detekowanemu stanowi modulacji. Ilustruje to rys. 12.29B.

Modulacja wielostanowa typu QAM została z powodzeniem rozwinięta i zastosowana przy transmisji na falach radiowych. W ostatnich latach rozwinięto tę technikę także w pasmach fal transmitowanych światłowodem.

## 12.5. Podsumowanie

Procesy modulacji, w których informacja zapisywana jest na fali nośnej przed wysłaniem do odbiorcy, oraz demodulacji, w których po stronie odbiorczej usuwana jest fala nośna i przywracany pierwotny zapis informacji, należą do najważniejszych procesów w systemach transmisyjnych. Ważnym krokiem w rozwoju technik modulacji było przyjęcie modulacji cyfrowej jako uniwersalnej, pozwalającej transmitować dźwięk, obraz i dane. Stały nacisk na powiększanie możliwości transmisji coraz większej liczby bitów powodował z jednej strony wzrost częstotliwości fali nośnej, aż do pasm optycznych, z drugiej strony rozwój technik modulacji wielostanowej QAM, by zwiększyć liczbę bitów przesyłanych jednym impulsem. Systemy modulacji wielostanowej „oszczędzają” pasmo, a efektywność widmowa istotnie rośnie. Odpowiednie zestawienie przedstawiono w tabeli 12.3.

**Tabela 12.3.** Zestawienie liczby bitów przesyłanych jednym impulsem dla różnych typów modulacji

Typ modulacji	BPSK	QPSK	8QAM	16QAM	64QAM	128QAM	256QAM
Bit/impuls	1	2	3	4	6	7	8

W systemach wielostanowej modulacji amplitudy fali zmodulowanej przyjmują często różne wartości. W takim przypadku rosną wymagania liniowości w stosunku do wzmacniaczy mocy nadajnika i wzmacniaczy odbiornika.

Modulacje dwustanowe, jak BFSK i BPSK, czy też czterostanowe, jak QPSK, są bardziej odporne na zakłócenia i poziom szumów niż modulacje wielostanowe. Te pierwsze są preferowane w zastosowaniach telekomunikacji ruchomej, gdzie mamy do czynienia z wielokrotnymi odbiciami, interferencją czy też efektem Dopplera. Modulacje wielostanowe stosowane są chętnie w systemach radiolinii i sieciach kablowych, gdzie warunki propagacji są ustalone, poziom szumów jest niższy, a wysokie sprawności wzmacniaczy mocy nie są tak krytyczne.

Prace nad nowymi technikami modulacji wielostanowej są nieustannie prowadzone i należy oczekiwać nowych, ciekawych rozwiązań.