

POLITECHNIKA WARSZAWSKA
Instytut Radioelektroniki
Zakład Radiokomunikacji

Materiały pomocnicze do wykładu
SYSTEMY RADIODYUZYJNE
(część radiofoniczna)

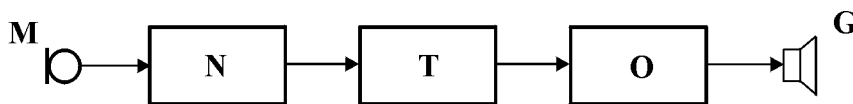
Opracował: mgr inż. Henryk Chaciński

Warszawa 2003

1. WSTĘP

Wszelkie przesyłanie, nadawanie lub odbiór znaków, sygnałów, pisma, obrazów i dźwięków lub wszelkiego rodzaju informacji drogą przewodową, radiową, optyczną lub za pomocą innych systemów elektromagnetycznych określamy działalnością **telekomunikacyjną**. Telekomunikację realizowaną za pomocą fal radiowych określamy mianem radiokomunikacja. Jednym z działów radiokomunikacji jest radiodifuzyjna, do której zaliczają się radiofonia i telewizję. *Radiofonia* zajmuje się zorganizowanym rozpowszechnianiem programów dźwiękowych przeznaczonych do bezpośredniego odbioru przez szeroki ogół.

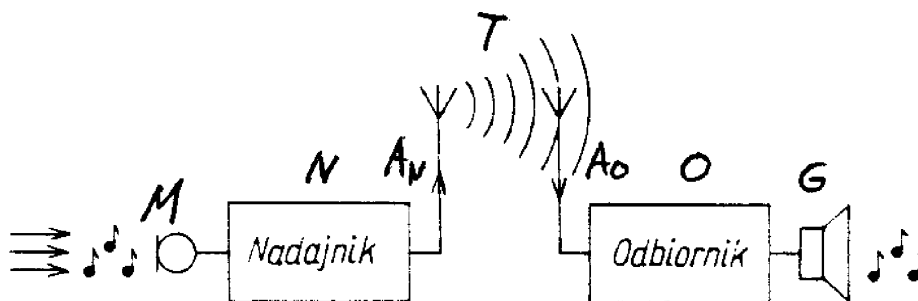
Pierwsze sygnały (telegraficzne) przesłali za pomocą fal radiowych A.S. Popow i G. Marconi (niezależnie od siebie 1895-97). Pierwsze próby przekazywania na odległość sygnałów fonicznych przeprowadzono na początku XX w. (doświadczalna transmisja występów E.Carusa w Metropolitan Opera w Nowym Jorku). W 1914 uruchomiono próbną rozgłośnię w Laeken w Belgii. Nadała co sobotę program muzyczny. Szybki rozwój radiofonii rozpoczął się w latach 20-ych XX w. W latach 1922-33 wszystkie kraje Europejskie, oraz USA rozpoczęły nadawanie regularnych programów radiofonicznych. Pierwsza doświadczalna stacja radiofoniczna w Polsce rozpoczęła pracę w 1925, natomiast stała stacja Polskiego Radia rozpoczęła pracę w Warszawie w roku 1926. W latach 30-ych XX w. rozwinęła się, głównie w Europie radiofonia przewodowa. Wykorzystana była w fabrykach, szpitalach, szkołach. Na rys. 1 przedstawiono uproszczony schemat kanału telekomunikacyjnego.



Rys. 1. Schemat kanału telekomunikacyjnego

- M – mikrofon,
- N – nadajnik,
- T – tor przesyłowy,
- O – odbiornik,
- G – głośnik.

Tor przesyłowy może być w postaci sieci kablowej rozprowadzającej sygnały radiowe do poszczególnych użytkowników, lub w postaci przestrzeni powietrznej, w której sygnały radiowe są przesyłane w postaci fal elektromagnetycznych. Na rys. 2 schemat kanału telekomunikacyjnego wykorzystującego fale elektromagnetyczne (fale radiowe).



Rys. 2. Schemat kanału telekomunikacyjnego wykorzystującego fale radiowe

- M – mikrofon,
- N – nadajnik,
- AN – antena nadawcza,
- T – przestrzeń powietrzna,

A₀ – antena odbiorcza,
O – odbiornik,
G – głośnik.

Przesyłanie sygnałów drogą radiową zależy od szeregu czynników i okoliczności, które są poza wpływem działania ludzkiego. Sprawność systemu łączności radiowej, jego niezawodność w bardzo dużym stopniu zależą od umiejętnego wykorzystania warunków propagacji fal radiowych.

2. ZAKRESY CZĘSTOTLIWOŚCI PRZYDZIELONE DLA POTRZEB RADIODYFUZJI

Probleмами telekomunikacji na arenie międzynarodowej zajmuje się Międzynarodowy Związek Telekomunikacyjny (ITU). Ze względu na specyfikę działalności telekomunikacji Międzynarodowy Związek Telekomunikacyjny uchwalił w Genewie w dniu 22 grudnia 1992 r. konwencję międzynarodową zw. KONSTITUCJĄ I KONWENCJĄ MIĘDZYNARODOWEGO ZWIĄZKU TELEKOMUNIKACYJNEGO. Postanowienia KONSTITUCJI I KONWENCJI MIĘDZYNARODOWEGO ZWIĄZKU TELEKOMUNIKACYJNEGO są zalecane do stosowania przez wszystkie państwa. Powyższa konwencja została ratyfikowana przez RP w dniu 22.12.1992r..

Podstawowym celem Związku jest:

a) utrzymanie i rozwijanie współpracy międzynarodowej między wszystkimi Członkami związku

b) gospodarka pasmami częstotliwości widma radiowego oraz przydział pozycji orbitalnej na orbicie satelitów geostacjonarnych w sposób pozwalający na uniknięcie szkodliwych zakłóceń między stacjami radiokomunikacyjnymi różnych krajów;

c) koordynacja działalności mającej na celu wyeliminowanie szkodliwych zakłóceń między stacjami radiokomunikacyjnymi poszczególnych krajów oraz zwiększenie efektywności wykorzystania widma częstotliwości radiowych, jak również orbity satelitów geostacjonarnych dla służb radiokomunikacyjnych.

Dla potrzeb radiokomunikacji Ziemia została podzielona na 3 regiony radiokomunikacyjne;

Region 1 – Europa wraz z Islandią, Syberia, Mongolia, Turcja, Syria, Liban, Afryka Północna i część Iranu.

Region 2 – Ameryka Południowa i Północna, region Morza Karaibskiego, Grenlandia i Hawaje.

Region 3 – Australia, Nowa Zelandia i Azja bez Syberii i Mongolii.

W kraju, problemami telekomunikacji zajmuje się, utworzony z dniem 1 kwietnia 2002 r. centralny organ administracji rządowej - Prezesa Urzędu Regulacji Telekomunikacji i Poczty. Został on utworzony na mocy ustawy z dnia 1 marca 2002r. opublikowanej w Dz. U. Nr 25, poz. 253 z dnia 20 marca 2002 r.

Dla terytorium Rzeczypospolitej Polskiej z godnie z rozporządzeniem Rady Ministrów z dnia 25 września 2001 r. opublikowanym w Dz. U. Nr 137, poz. 1533 z dnia 30 listopada 2001 r. zostały przydzielone dla potrzeb radiodyfuzji zakresy częstotliwości zamieszczone w Krajowej Tablicy Przeznaczeń Częstotliwości.

Tabela 1. Krajowa Tablica Przeznaczeń Częstotliwości.

Zakresy częstotliwości przydzielone dla potrzeb radiodyfuzji

fale długie	148.5 – 283.5 kHz,
fale średnie	526.5 – 1606.5 kHz,

fale krótkie

pasmo 75 m	3.95 – 4.00 MHz,
pasmo 49 m	5.95 – 6.20 MHz,
pasmo 41 m	7.10 – 7.35 MHz,
pasmo 31 m	9.40 – 9.90 MHz,
pasmo 25 m	11.60 – 12.10 MHz,
pasmo 21 m	13.57 – 14.00 MHz,
pasmo 19 m	15.10 – 15.80 MHz,
pasmo 16 m	17.48 – 17.90 MHz,
pasmo 15 m	18.90 – 19.02 MHz,
pasmo 13 m	21.45 – 21.85 MHz,
pasmo 11 m	25.67 – 26.10 MHz,

fale ultrakrótkie UKF

65.78 – 74.8 MHz,
87.50 – 108 MHz,
174 – 230 MHz,
470 – 862 MHz,
1452 – 1467 MHz,

radiodyfuzja satelitarna

11.7 – 12.5 GHz,
21.1 – 22.0 GHz,
40.5 – 42.5 GHz,
84.0 – 86.0 GHz.

3. BUDOWA ATMOSFERY

W otaczającej Ziemię atmosferze można wyróżnić kilka warstw o różnym stopniu zjonizowania powietrza. Są to:

- neutrosfera,
- jonosfera,
- egzosfera.

Neutrosfera zaczyna się od powierzchni Ziemi i rozciąga się do wysokości 60 km. Od powierzchni Ziemi do wysokości 10 ÷ 12 km rozciąga się troposfera. Warstwy zjonizowanego powietrza zaczynają występować na wysokości od 40 km do 60 km. Ten obszar jonosfery nazywany jest obszarem D. Podstawowa warstwa zjonizowanego powietrza występuje na wysokości powyżej 60 km. Jonosferę dzielimy na następujące obszary:

- obszar E (60 ÷ 200 km),
- obszar F (200 ÷ 500 km).

Obszar F dzieli się na:

- obszar F₁ (200 ÷ 300 km),
- obszar F₂ (300 ÷ 500 km).

4. PROPAGACJA FAL

Analizę zachowania się fal elektromagnetycznych w różnych ośrodkach prowadzi się uwzględniając ich podobieństwo do zjawisk występujących w optyce, a mianowicie:

- odbicia,
- refrakcji (załamania fali),
- dyfrakcji (ugięcia fali),
- interferencji (nakładania fali).

Fale elektromagnetyczne (radiowe) wypromieniowane przez antenę mogą rozchodzić się w postaci:

- fal przyziemnych (powierzchniowych),
- fal bezpośrednich (przestrzennych),
- fal troposferycznych,
- fal jonosferycznych.

Fale przyziemne są propagowane wzdłuż ziemi. Nie ograniczają ich przeszkody terenowe więc mogą rozchodzić się na tysiące kilometrów. Zasięg fali przyziemnej zależy od parametrów elektrycznych powierzchniowych warstw Ziemi, od pokrycia terenu, częstotliwości i mocy nadajnik. Podczas rozchodzenia się fala radiowa ulega tłumieniu. Część energii fali przyziemnej jest absorbowana przez ziemię indukując w niej prąd. Absorpcja energii jest większa dla fal spolaryzowanych poziomo niż dla fal spolaryzowanych pionowo, toteż emisję fal radiowych realizuje się w polaryzacji pionowej.

Praktyczny zasięg fali przyziemnej zależy od częstotliwości i wynosi:

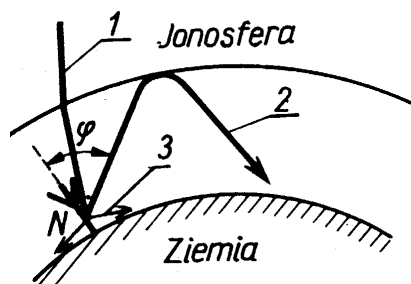
- do kilku tysięcy km dla fal o częstotliwości od 10 do 300 kHz,
- do kilkuset kilometrów dla fal o częstotliwości od 300 kHz do 3 MHz,
- do kilkudziesięciu kilometrów dla fal o częstotliwości od 3 MHz do 30 MHz.

Fale troposferyczne. Współczynnik załamania fal w troposferze jest niewielki ale wystarczający aby fale radiowe ulegały refrakcji. Współczynnik załamania troposfery n jest niewiele większy od jedności toteż wygodniej jest posługiwać się wskaźnikiem refrakcji, który wyraża się wzorem:

$$N = (n - 1) 10^6$$

Fale radiowe załamują się w troposferze silniej niż fale świetlne. Refrakcja może być ujemna (fale radiowe oddalają się od powierzchni Ziemi), dodatnia (fale radiowe wracają na Ziemię). Może być również brak refrakcji (fale radiowe rozchodzą się wzdłuż linii prostych). W warunkach refrakcji dodatniej występuje zjawisko związane z pojęciem duktów.

Fala jonosferyczna. Fala radiowa zależnie od częstotliwości przechodząc przez jonosferę może ulegać tłumieniu, odbiciu lub przechodzić przez nią, rys. 3.



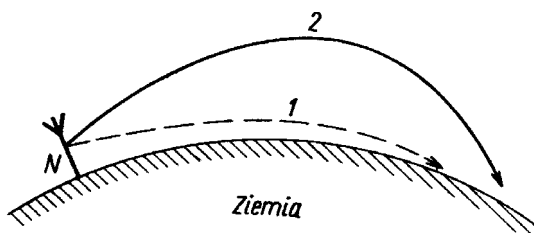
Rys. 3. Rozchodzenie się fal jonosferycznych.

Tłumienie fali radiowej przez jonosferę spowodowane jest na skutek absorpcji jonosferycznej wywołanej przez zderzenia elektronów ze zjonizowanymi i neutralnymi cząstkami gazu.

Fale radiowe odbite od jonosfery, docierając do powierzchni Ziemi mogą odbić się od niej i ponownie dotrzeć do jonosfery, a następnie ulec kolejnemu odbiciu w kierunku Ziemi. W omawianym przypadku mamy do czynienia z wielokrotnym odbiciem fal radiowych.

Propagacja fal długich.

Fale długie rozchodzą się w wszystkich kierunkach. Odbijają się od dolnych warstw jonosfery praktycznie nie wnikając w nią. O zasięgu fal długich decydują fale powierzchniowe i fale troposferyczne. Na rys. 4 przedstawiono sposób rozchodzenia się fal długich.

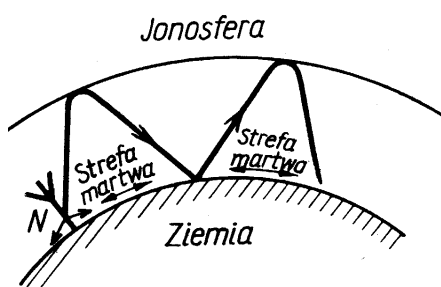


Rys. 4. Rozchodzenie się fal długich
 1 – fala powierzchniowa,
 2 – fala troposferyczna,
 N – nadajnik.

Zasięgi słyszalności fal długich są duże i wynoszą w ciągu dnia i nocy w granicach kilku tysięcy kilometrów.

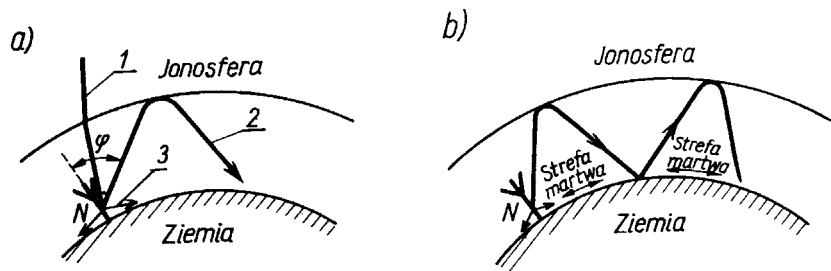
Propagacja fal średnich.

O zasięgu fal średnich w ciągu dnia decyduje powierzchniowa, ponieważ fala średnia wnikająca w jonosferę ulega absorpcji. Z nastaniem zmroku tłumienie fali jonosferycznej maleje i o na w zasadzie decyduje o zasięgu fal średnich. Na rys. 5 przedstawiono sposób rozchodzenia się fal średnich. Zasięg słyszalności fal średnich wynosi kilkaset kilometrów i powiększa się znacznie w porze nocnej.



Rys. 5. Rozchodzenie się fal średnich
 1 – fala powierzchniowa,
 2 – fala jonosferyczna,
 N – nadajnik.

Propagacja fal krótkich. Fale krótkie w postaci fal powierzchniowych rozchodzą się na niewielkie odległości ze względu na znaczne tłumienie powierzchniowych warstw Ziemi. Zasięg ich wynosi od kilku do kilkudziesięciu kilometrów. Fale krótkie rozchodzą się dobrze w postaci fal jonosferycznych jednokrotnie lub wielokrotnie odbitych od jonosfery. Na rys. 6 przedstawiono sposób rozchodzenia się fal krótkich.



Rys. 6. Rozchodzenie się fal krótkich

- a) odbicie jednokrotne,
 b) odbicie wielokrotne,
 1,2 – fale radiowe,
 N – nadajnik.

Fale krótkie rozchodzące się w postaci fal jonosferycznych osiągają duże odległości, ponieważ ulegają tylko nieznacznej absorpcji. Fale krótkie ulegają absorpcji w obszarze D i E jonosfery. Obijają się od obszaru F₂ i w pewnych okresach również od obszaru E i F₁.

Łączność w zakresie fal krótkich zależy od stanu jonosfery, toteż dla zapewnienia łączności między dwoma punktami w określonym przedziale czasu należy częstotliwość fali radiowej prognozować. Stosuje się następujące określenia:

- MUF robocza (Maximum Usable Frequency) – jest to największa częstotliwość, przy której możliwa jest łączność między dwoma punktami o danej godzinie i w określonych warunkach pracy.
- MUF klasyczna – jest to największa częstotliwość fali radiowej jaka może rozchodzić się między określonymi punktami tylko dzięki załamaniu się fali w jonosferze. Jeżeli częstotliwość fali radiowej jest większa od MUF to fala radiowa przenika przez Obszar F₂ o stosowanie nawet dużych mocy nie doprowadzi do nawiązania łączności.
- FOT (Frequency Optimum of Traffic) – optymalna częstotliwość robocza fali radiowej, jest mniejsza od UMF.
- LUF (Lowest Usable Frequency) – najmniejsza częstotliwość użytkowa fali radiowej pozwalająca na realizację łączności o założonych parametrach pomiędzy dwoma punktami. Praca na częstotliwościach mniejszych od FOT jest mniej korzystna z powodu zwiększonej absorpcji warstw jonosfery. Natężenie pola fali elektromagnetycznej maleje ze zmniejszaniem częstotliwości fali radiowej i może zmaleć poniżej wartości minimalnej niezbędnej do zapewnienia łączności o założonych parametrach.

Wartości MUF są uzależnione od pory dnia i nocy oraz oporu roku.

- wartości MUF są większe w porze dziennej niż w porze nocnej,
- wartości MUF w porze nocnej są większe w lecie niż w zimie,
- wartości MUF w porze dziennej dla warstwy F₂ są większe w zimie niż w lecie, dla innych warstw wartości dzienne MUF są większe w lecie niż w zimie,
- wartości MUF są większe w okresach silnej aktywności słonecznej niż w okresach słabej aktywności.

Ze względu na powyższe uwarunkowania dokonano podziału fal krótkich na trzy podzakresy:

- fale dzienne (10 do 25 m),
- fale przejściowe (25 do 35 m), wykorzystywane do łączności w okresie zmierzchu i świtu,
- fale nocne (35 do 100 m).

Propagacja fal UKF. Fale UKF rozchodzą się jako fale bezpośrednie. Odbiór fal UKF jest możliwy tylko w zasięgu bezpośredniej widoczności. Wartość horyzontu optycznego można obliczyć ze wzoru:

$$R_{opt} = \sqrt{2a} (\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2})$$

gdzie: a – promień Ziemi, a = 6378 km;

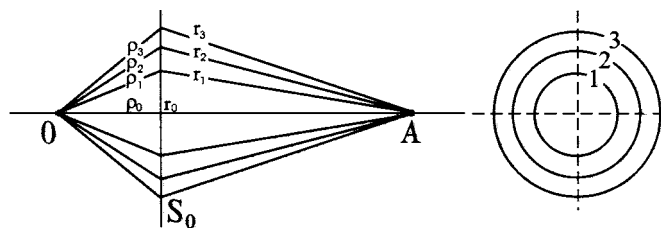
H_1, H_2 – wysokości anten w [m];

W praktyce zasięg fal UKF jest nieco większy niż wynika to z odległości bezpośredniej widoczności, powodują to zjawiska dyfrakcji i refrakcji. Zasięg fal UKF jest określany przez horyzont radiowy, którego wartość można obliczyć ze wzoru:

$$R_{\text{opt}} [\text{km}] = 4.12 (\sqrt{H_1 [\text{m}]} + \sqrt{H_2 [\text{m}]})$$

Fale UKF przenikają jonosferę. Zjawisko odbicia fal UKF od jonosfery występuje rzadko i dla potrzeb radiodufuzji jest nie wykorzystywane.

Strefy Fresnela Pomiedzy nadajnikiem O i odbiornikiem A umieszczamy płaszczyznę S_0 , rys. 7. Płaszczyznę S_0 dzielimy na okręgi współśrodkowe, tak aby fazy pól pochodzących od elementów powierzchni leżącej w granicach jednego pierścienia nie różniły się więcej niż 180° . Pierścienie te nazywamy strefami Fresnela.



Rys. 7. Strefy Fresnela

Składowe pola w punkcie obserwacji wytwarzane przez sąsiednie strefy różnią się w fazie o 180° natomiast amplitudy ich są w przybliżeniu równe sobie. To powoduje, że natężenie pola w punkcie obserwacji A jest równe sumie pól pochodzących od elementarnych źródeł rozmieszczonych w połowie pierwszej strefy Fresnela. Na propagację fal mają przeszkody znajdujące się w obszarze pierwszej strefy Fresnela. Maksymalną wartość pierwszej strefy Fresnela można obliczyć ze wzoru:

$$R = 8.66 \sqrt{\frac{r [\text{m}]}{f [\text{MHz}]}}$$

gdzie: r – odległość pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem;
 f – częstotliwość sygnału propagowanej fali

5. ANTENY

Podstawy teorii pola elektromagnetycznego zostały opracowane i opisane przez J. C. Maxwella w dziele pt. „Traktat o elektryczności i magnetyzmie” w roku 1873.

Najbardziej znaczącym elementem teorii Maxwella było stwierdzenie, pole magnetyczne może być wywołane nie tylko przez prąd płynący w przewodniku, ale także przez prąd przesunięcia. Prąd przesunięcia jest w istocie zmiennym polem elektrycznym, wynika stąd

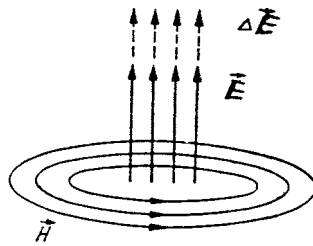
$$\varepsilon \frac{\delta \vec{E}}{\delta t} + \gamma \vec{E} = \text{rot } \vec{H}$$

zasadniczy wniosek, że zmienne pole elektryczne powoduje powstanie pola magnetycznego, podobnie jak ma to miejsce w przypadku prądu przewodzenia. Powyższe prawo znane jest jako pierwsze równanie Maxwella.

gdzie: ε - przenikalność dielektryczna środowiska, dla próżni

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{36 \pi} 10^{-9} \left[\frac{\text{F}}{\text{m}} \right] \quad 8$$

- natężenie pola elektrycznego, (V/m), γ - przewodność właściwa (S/m), t - czas (s) - natężenie pola magnetycznego (A/m)
 \vec{E} \vec{H}



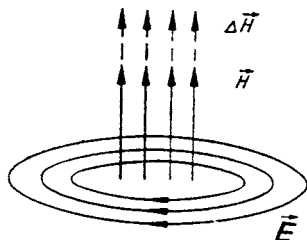
Rys. 8. Interpretacja fizyczna I równania Maxwella

Drugie równanie Maxwella.

$$\vec{E} \quad - \mu \frac{\delta \vec{H}}{\delta t} = \text{rot } \vec{E} \quad \vec{H}$$

- natężenie pola elektrycznego, (V/m), γ - przewodność właściwa (S/m), t - czas (s) - natężenie pola magnetycznego (A/m)
gdzie: μ - przenikalność magnetyczna środowiska, dla próżni

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \left[\frac{\text{H}}{\text{m}} \right]$$



Rys.9. Interpretacja fizyczna II równania Maxwella

Do układu równań Maxwella wchodzi jeszcze następujące zależności:

$$\text{div } \epsilon \vec{E} = \rho$$

$$\text{div } \mu \vec{H} = 0$$

gdzie: ρ - gęstość objętościowa swobodnych ładunków elektrycznych
Równania Maxwella wskazują na powiązanie zmiennych pól elektrycznych ze zmiennymi polami magnetycznymi. Zmienne pole elektryczne nie występuje nigdy samodzielnie, lecz zawsze towarzyszy mu zmienne pole magnetyczne tworząc nierozłączną całość zwaną zmiennym polem elektromagnetycznym.

W wyniku przekształceń układu równań Maxwella można otrzymać równanie o następującej postaci:

Fizyczna interpretacja poszczególnych składników jest następująca:

$$- \frac{\delta}{\delta t} \iiint_v \left(\frac{\epsilon E^2}{2} + \frac{\mu H^2}{2} \right) dv \quad \frac{Q}{S} \iint_S |\vec{E} \vec{H}| ds - \iiint_v \gamma \vec{E} dv$$

- sumaryczna energia pola elektromagnetycznego

$$\iiint_v \gamma \vec{E}^2 d v \quad - \text{ straty ciepłne,}$$

$$\frac{\mu H^2}{2} \quad - \text{ energia pola magnetycznego,}$$

$$- \frac{\delta}{\delta t} \iiint_v \left(\frac{\epsilon E^2}{2} + \frac{\mu H^2}{2} \right) d v \quad - \text{ ubytek w czasie energii pola elektromagnetycznego w objętości } v,$$

$$\iiint_v \left(\frac{\epsilon E^2}{2} + \frac{\mu H^2}{2} \right) d v \quad - \text{ strumień mocy wypromieniowanej z objętości } v \text{ poprzez powierzchnię } s,$$

Przedstawione powyżej zagadnienie wypromieniowania pola elektromagnetycznego zachodzi w antenie. Nas będzie interesować pole elektromagnetyczne w strefie dalekiej od anteny. Średnia gęstość mocy pola elektromagnetycznego jest określona wzorem:

$$\bar{\sigma} = \overline{E \times H} = \frac{E_x H_y}{2} \left[\frac{\text{W}}{\text{m}^2} \right]$$

gdzie: E_x – natężenie pola elektrycznego (V/m),
 H_y - natężenie pola magnetycznego (A/m),

Promieniowane amplitudy obu pól związane są zależnością:

$$E_x = Z_o H_y$$

$$\bar{\sigma} = \frac{E_x^2}{2 Z_o} = \frac{H_y^2 Z_o}{2} \left[\frac{\text{W}}{\text{m}^2} \right]$$

gdzie: Z_o – impedancja ośrodka w którym występują pole E_x i H_y , dla próżni $Z_o = 120\pi$.

Parametry anten.

- charakterystyka kierunkowa,
- zysk kierunkowy,
- zysk energetyczny,
- powierzchnia skuteczna,
- rezystancja promieniowania,
- sprawność anteny,
- polaryzacja anteny,
- szerokość pasma,

- temperatura szumów.

Charakterystyką kierunkową anteny nazywamy miejsce geometryczne końców wektora $r(\theta, \psi)$ o długości proporcjonalnej do bryłowej gęstości mocy promieniowanej w danym kierunku. Bryłowa gęstość mocy jest równa mocy przypadającej na elementarny kąt bryłowy i wyraża się w watach na steradian.

Zysk kierunkowy anteny określa w sposób ilościowy zdolność anteny nadawczej do promieniowania energii w określonym kierunku. Zysk kierunkowy G_k jest to stosunek maksymalnej gęstości mocy promieniowanej przez daną antenę do maksymalnej gęstości mocy promieniowanej przez antenę odniesienia, przy założeniu, że obie anteny promieniają jednakową moc. Jeśli nie jest zaznaczone to za antenę odniesienia przyjmuje się antenę izotropową

Pojęcie **zysku energetycznego** określone jest zależnością:

$$G = \eta G_k$$

gdzie: η - sprawność energetyczna anteny,

G_k - zysk kierunkowy anteny.

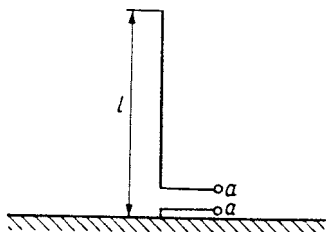
Rezystancja promieniowania anteny definiujemy wzorem:

$$R_p = \frac{P}{I^2}$$

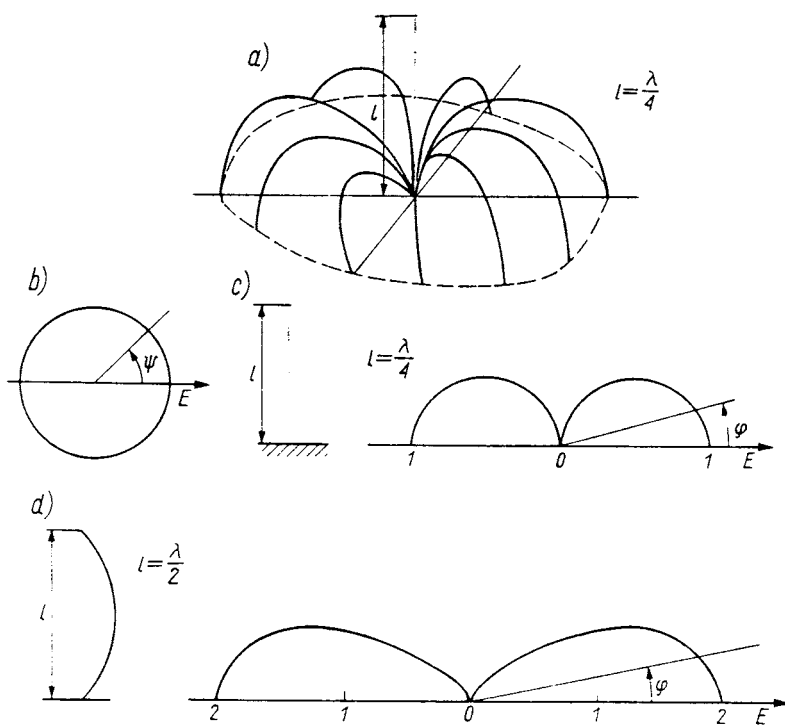
gdzie: P - moc promieniowania anteny, I - prąd zasilania anteny.

Polaryzacja anteny jest związana z orientacją wektora pola E względem Ziemi. Przy polaryzacji pionowej wektor pola E jest prostopadły do powierzchni Ziemi, natomiast dla polaryzacji poziomej jest równoległy do powierzchni Ziemi.

Jedną z najbardziej popularnych anten stosowana w radiofonii jest antena pionowa. Na rys. przedstawiono antenę pionową, natomiast na rys. 9 zamieszczono jej charakterystykę promieniowania.



Rys. 10. Antena pionowa



Rys. 11. Charakterystyka promieniowania anteny pionowej

- a) charakterystyka przestrzenna promieniowania anteny o $l = \lambda/4$,
 - b) charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej anteny o $l = \lambda/4$,
 - c) charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej anteny o $l = \lambda/4$,
 - d) charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej anteny o $l = \lambda/2$,
- E – natężenie pola elektromagnetycznego.

Impedancję wejściową anteny pionowej można opisać wzorem:

$$Z_{a-a} = R + jX$$

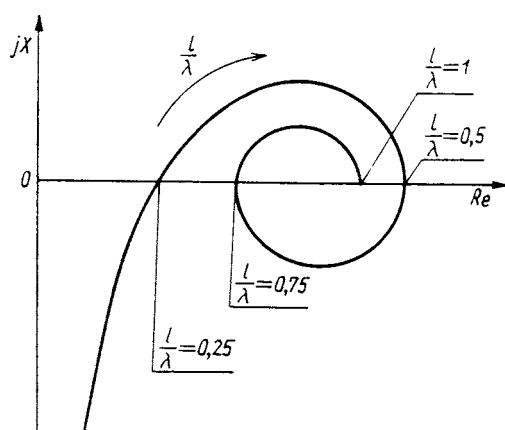
przy czym: R – rezystancja anteny, X – reaktancja anteny

oraz

$$R = R_p + R_{str}$$

przy czym: R_p – rezystancja promieniowania anteny, R_{str} – rezystancja strat anteny.

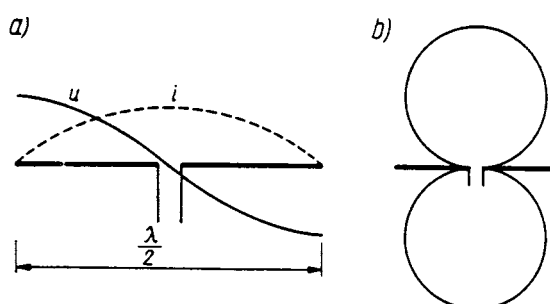
Impedancja anteny pionowej na jej zaciskach wejściowych zależy od stosunku długości anteny l do długości fali elektromagnetycznej promieniowanej przez tę antenę. Przebieg impedancji anteny pionowej w funkcji jej długości przedstawiono na rys. 12.



Rys. 12. Charakterystyka impedancji anteny w jej długości

Innym rodzajem anten stosowanych w odbiornikach radiowych są anteny ferrytowe. Anteny ferrytowe są stosowane w zakresie fal długich i średnich. Antena ferrytowa jest wykonana w postaci cewki nawiniętej na wydłużonym rdzeniu ferrytowym. Może być ona bardzo silnie sprzężona z obwodem rezonansowym lub nawet stanowić jego część.

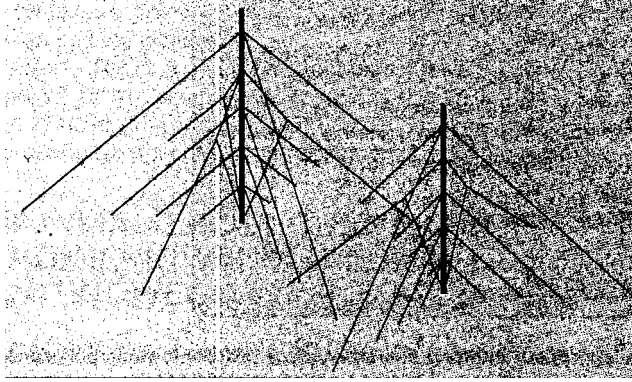
W zakresie fal UKF stosuje się półfalowe anteny dipolowe. Na rys. 13a przedstawiono półfalowy dipol prosty. Zaznaczono rozkład napięcia u i prądu i wzdłuż dipola. Na rys. 13b przedstawiono charakterystykę promieniowania półfalowego dipola prostego.



Rys. 13. Półfalowy dipol prosty

- a) antena dipolowa,
- b) charakterystyka promieniowania.

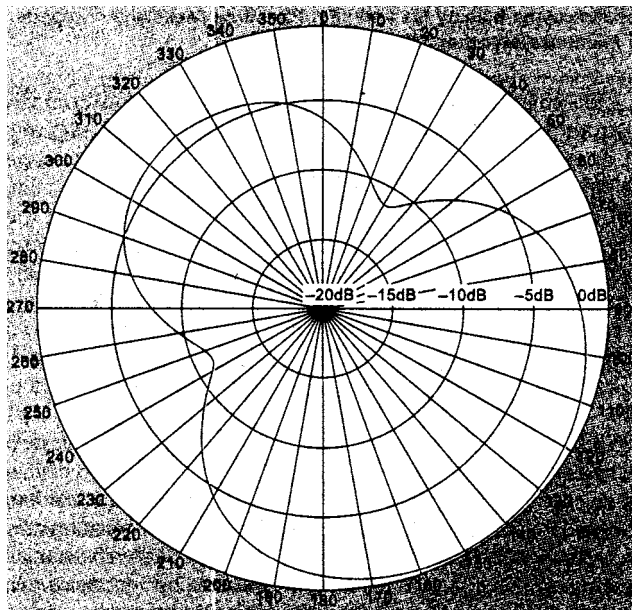
W nadawczych urządzeniach radiofonicznych, w zakresie fal długich, średnich, i krótkich, najczęściej stosuje się anteny pionowe o długości $l = 0.25\lambda$ lub $l = 0.5\lambda$. Konstrukcja mechaniczna anteny jest uzależniona od mocy nadajnika z którym współpracuje. Dla nadajników małej mocy anteny pionowe są wykonywane w postaci prętów giętkich lub sztywnych. Dla nadajników średniej mocy anteny są wykonywane w postaci sztywnych prętów, natomiast dla nadajników bardzo dużej mocy anteny pionowe są wykonywane w postaci masztów. Na rys.14 przedstawiono model układu antenowego znajdującego się w Solcu Kujawskim. Układ antenowy składa się z dwóch masztów o wysokości 330m i 289m. Są one rozstawione w odległości 330m. Oba maszty są uziemione u podstawy. Maszty w pionie są utrzymywane za pomocą czterech poziomych odciągów. Najwyższy poziom odciągów jest galwanicznie połączony z masztem uziemiony. Pozostałe odciągów są izolowane od masztu w górnej części. Każdy maszt jest zasilany przez trzy boczniki



Rys. 14. Model układu antenowego w Solcu Kujawskim

rozmieszczone co 120° pomiędzy płaszczyznami odciągów. Układ antenowy jest wyposażony w instalację uziemiającą złożoną ze 120 przewodów o długości 300 każdy.

W promieniowaniu energii bierze cała konstrukcja, tzn. maszt łącznie z odciągami. Na rys. 15. przedstawiono charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie poziomej układu anten przedstawionych na rys. 14. Charakterystyka promieniowania została wyznaczona dla częstotliwości 225 kHz.



Rys. 15. Charakterystyka promieniowania układu anten

6. MODULACJE

6.1. Wstęp

Do przesyłania sygnału drogą radiową stosuje się modulację. Modulacja polega na odzwierciedleniu przebiegu sygnału oryginalnego przez zmianę jednego z parametrów fali nośnej. Przyczyny stosowania modulacji:

1. Umożliwienie wydajnego wypromieniowania sygnału do ośrodka rozchodzenia się fal.
2. Zmniejszenie względnej szerokości pasma.

Względną szerokość pasma możemy wyrazić wzorem:

$$\frac{\Delta f}{f_{sr}} = 2 \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \quad (5.1)$$

gdzie: - $\Delta f = f_2 - f_1$ - bezwzględna szerokość pasma,
 $f_{sr} = (f_2 + f_1)/2$ - częstotliwość środkowa.

3. Uodpornienie sygnału na wpływ szumów i zakłóceń.
4. Umożliwienie wielokrotnego wykorzystania kanału częstotliwościowego.
5. Umożliwienie filtracji częstotliwościowej.

Wyróżniamy następujące systemy modulacji:

- wąskopasmowe,
- szerokopasmowe.

Z modulacją wąskopasmową mamy do czynienia w przypadku, gdy szerokość widma sygnału zmodulowanego jest równa lub niewiele większa od szerokości widma sygnału oryginalnego.

Z modulacją szerokopasmową mamy do czynienia w przypadku, gdy szerokość widma sygnału zmodulowanego jest wielokrotnie większa od szerokości widma sygnału oryginalnego.

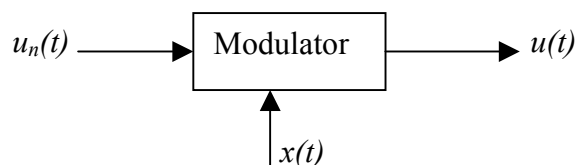
6.2. Modulacja amplitudy

Falę sinusoidalną możemy zapisać w postaci:

$$u(t) = A \cos(\Omega t + \Phi) \quad (5.2)$$

gdzie: A – amplituda fali nośnej,
 Ω - pulsacja ($2\pi F$),
 Φ - faza.

Proces modulacji jest realizowany w urządzeniu zwanym modulatorem. Na rys. 5.1 przedstawiono schemat blokowy procesu modulacji.



Rys. 5.1. Schemat blokowy procesu modulacji

$u_n(t)$ – fala nośna,
 $x(t)$ – sygnał modulujący,
 $u(t)$ – fala zmodulowana.

W procesie modulacji amplitudy przebieg sygnału oryginalnego odzwierciedla przebieg amplitudy fali nośnej sygnału modulowanego. Falę nośną sinusoidalną możemy opisać

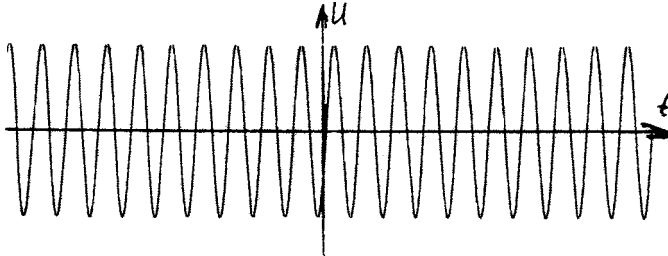
następującym wzorem:

$$u_n(t) = A_o \cos(\Omega_o t + \Phi_o) \quad (5.3)$$

Falę nośną sinusoidalną możemy również opisać wzorem Eulera:

$$u(t) = \frac{1}{2} A_o [e^{j(\Omega_o t + \Phi_o)} + e^{-j(\Omega_o t + \Phi_o)}] \quad (5.4)$$

Przebieg czasowy fali nośnej przedstawiono na rys. 5.2.



Rys. 5.2. Przebieg czasowy sinusoidalnej fali nośnej

Zmodulowaną falę nośną opisuje się wzorem:

$$u(t) = A(t) \cos(\Omega_o t + \Phi_o) \quad (5.5)$$

Dla liniowej modulacji amplitudy, amplituda chwilowa wyraża się wzorem:

$$A(t) = A_o [1 + k x(t)] \quad (5.6)$$

gdzie: k - stała

Przyjmując sygnał modulujący sinusoidalny o postaci:

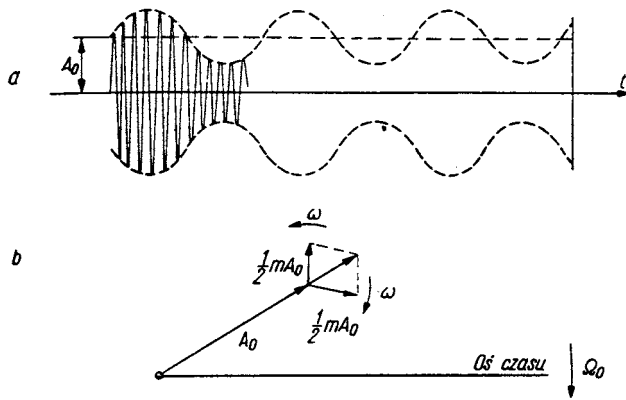
$$x(t) = U_m \cos(\omega t + \Psi_o) \quad (5.7)$$

którego częstotliwość ω jest mniejsza od częstotliwości Ω_o , otrzymujemy przebieg zmodulowany:

$$u(t) = A(t) [1 + m \cos(\omega t + \Psi_o)] \cos(\Omega_o t + \Phi_o) \quad (5.8)$$

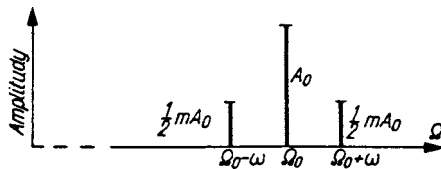
gdzie: $m = k U_m$ - współczynnik głębokości modulacji

Na rys.5.3a przedstawiono przebieg czasowy zmodulowanej fali nośnej natomiast na rys.5.3b układ fazorów.



Rys. 5.3. Fala zmodulowana w amplitudzie

- a) przebieg czasowy fali nośnej,
- b) układ fazy fali zmodulowanej.

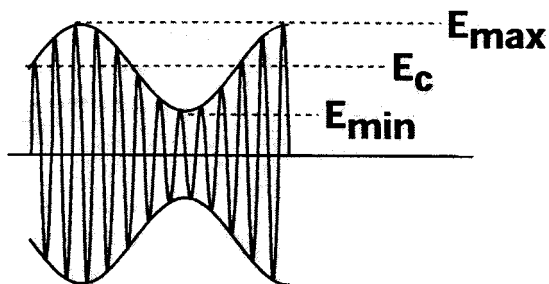


Rys. 5.4. Widmo amplitudowe fali AM przy modulacji sygnałem sinusoidalnym

Wartość współczynnika modulacji m można wyznaczyć ze wzoru

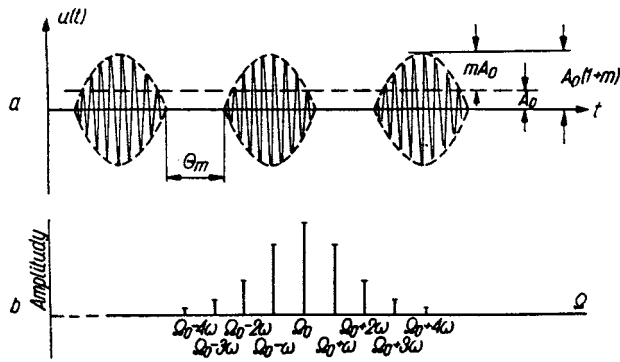
$$m = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}} \quad (2.8)$$

gdzie: E_{\max} – maksymalna wartość amplitudy napięcia sygnału zmodulowanego,
 E_{\min} – minimalna wartość amplitudy napięcia sygnału zmodulowanego.



Rys. 5.5. Fala zmodulowana w amplitudzie

Jeśli $m > 1$ oraz charakterystyka modulatora amplitudy jest nieliniowa to sygnał zmodulowany przyjmuje kształt przedstawiony na rys. 5.6.

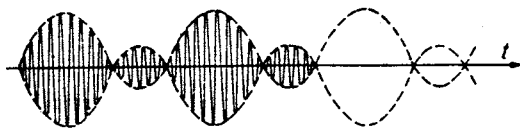


Rys. 5.6. Fala zmodulowana w amplitudzie dla $m > 1$

- a) przebieg czasowy,
- b) widmo.

Sygnal z modulowany w amplitudzie dla $m > 1$ i poddany filtracji za pomocą filtru pasmowego.

a)



b)

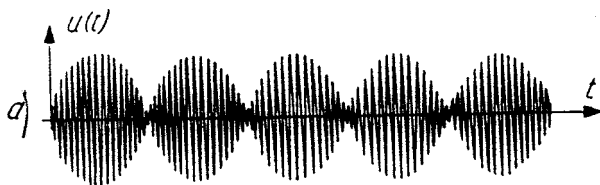


Rys. 5.7. Fala zmodulowana w amplitudzie dla $m > 1$ i poddana filtracji

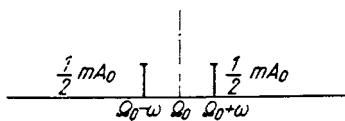
- a) przebieg czasowy,
- b) widmo.

Modulacja dwuwstęgowa bez fali nośnej

Przebieg czasowy sygnału zmodulowanego w amplitudzie, bez fali nośnej, (DB –S.C.) przedstawiono na rys. 5.8.



b)

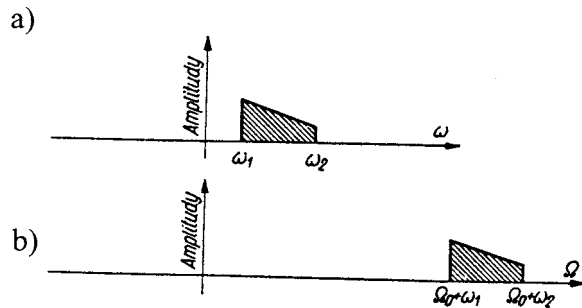


Rys. 5.8. Sygnal AM z modulacją dwuwstęgową bez fali nośnej

- a) przebieg czasowy,
- b) widmo.

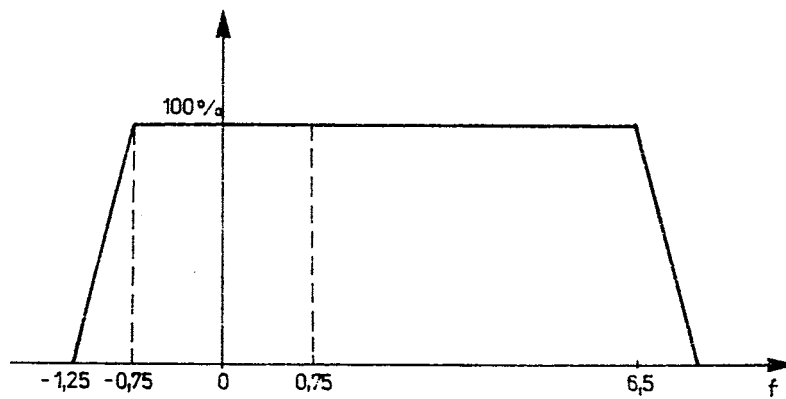
Modulacja jednostęgowa

Szerokość widma sygnału zmodulowanego jednostęgowo jest najmniejsza spośród widm jakich systemów modulacji. Dalsze zawężanie widma jest możliwe tylko przez odpowiednie kodowanie sygnału modulującego i zmodulowanego.

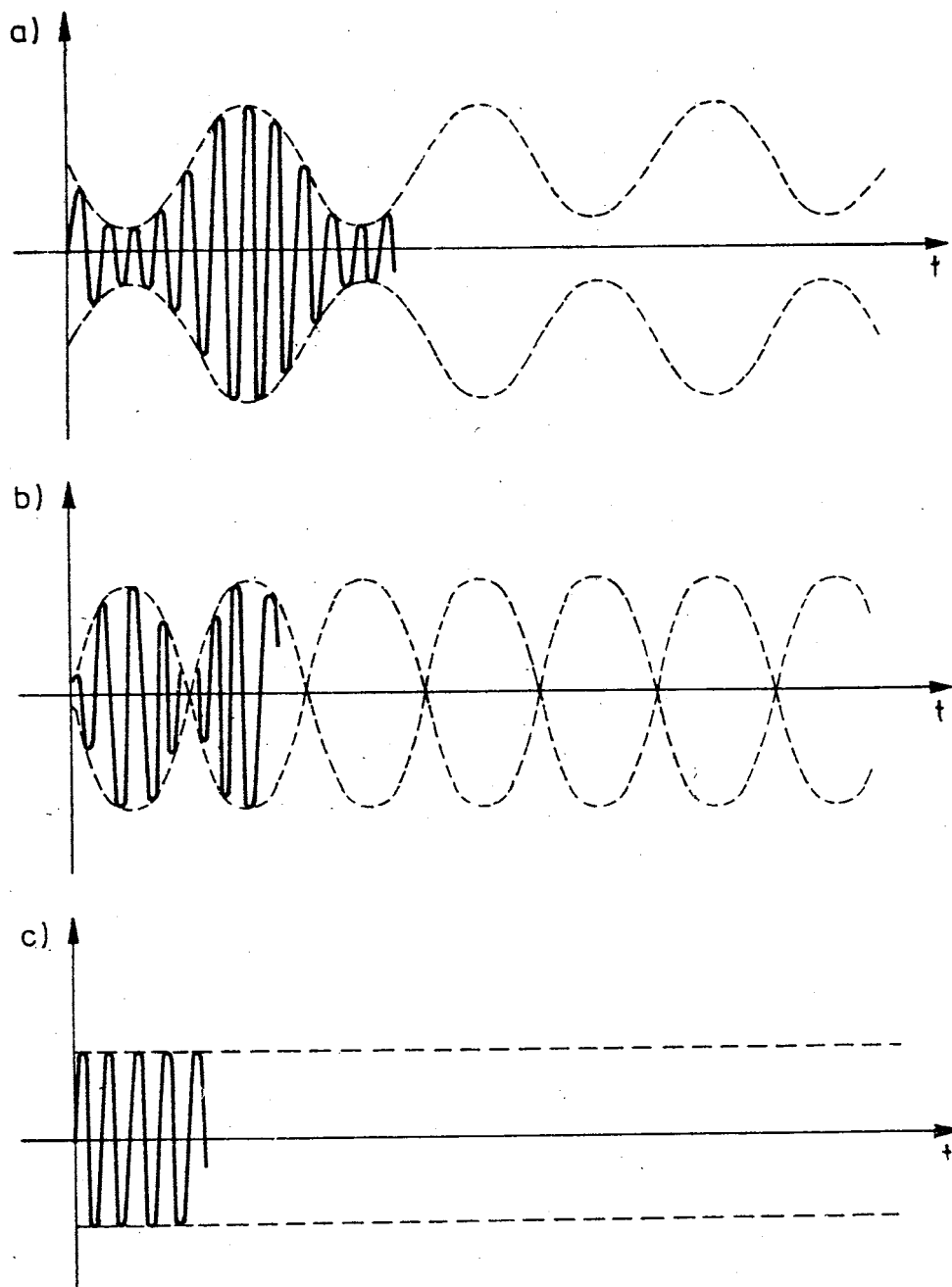


Rys. 5.9. Widmo sygnału

- a) modulującego,
- b) zmodulowanego jednostęgowo.



Rys. 5.10. Charakterystyka amplitudowa sygnału AM telewizji



Rys. 5.11. Przebiegi czasowe z modulacją amplitudy

- a) dwuwstęgowa z falą nośną,
- b) dwuwstęgowa z falą nośną,
- c) jednowstęgowa.

6.3. Modulacja kąta

Modulacja kątowa polega na zmienianiu przez przebieg modulujący kąta Φ fali nośnej wyrażonej wzorem:

$$u(t) = A_o \cos(\Phi_o) \quad (3.1)$$

W zależności od sposobu uzależniania kąta Φ od przebiegu modulującego można uzyskać różne rodzaje modulacji; między innymi modulację częstotliwości (FM) i modulację fazy (PM).

Modulacja częstotliwości.

Przy liniowej modulacji FM częstotliwość chwilowa zmienia się według wzoru

$$F(t) = F_o + k x(t) \quad (3.2)$$

gdzie: $x(t)$ – przebieg modulujący,
 k – stała.

Dewiacją częstotliwości nazywamy wartość bezwzględną maksymalnego odchylenia częstotliwości chwilowej od jej wartości średniej i w przypadku modulacji liniowej określana jest wzorem

$$\Delta F = k / x(t)_{max} \quad (3.3)$$

$$\Phi(t) = \int_0^t 2\pi F(t) dt = \Omega_0 t + 2\pi k \int_0^t x(t) dt + \Phi_0 \quad (3.4)$$

Jeżeli częstotliwość chwilowa wyraża się wzorem (3.2) to faza chwilowa jest równa:

Napięcie fali zmodulowanej wyraża się wzorem:

Jeżeli przebieg modulujący $x(t)$ jest przebiegiem sinusoidalnym tzn.:

$$x(t) = U_m \cos(\omega t + \Psi_o) \quad (3.6)$$

$$u(t) = A_0 \cos \Phi(t) = A_0 \cos \left[\Omega_0 t + 2\pi k \int_0^t x(t) dt + \Phi_0 \right] \quad (3.5)$$

to częstotliwość chwilowa wyraża się wzorem:

$$F(t) = F_o + \Delta F \cos(\omega t + \Psi_o) \quad (3.7)$$

Przebieg fali zmodulowanej opisany jest wzorem:

$$u(t) = A_0 \cos \left[\Omega_0 t + \frac{\Delta \Omega}{\omega} \sin(\omega t + \Psi_o) + \Phi_0 \right] \quad (3.8)$$

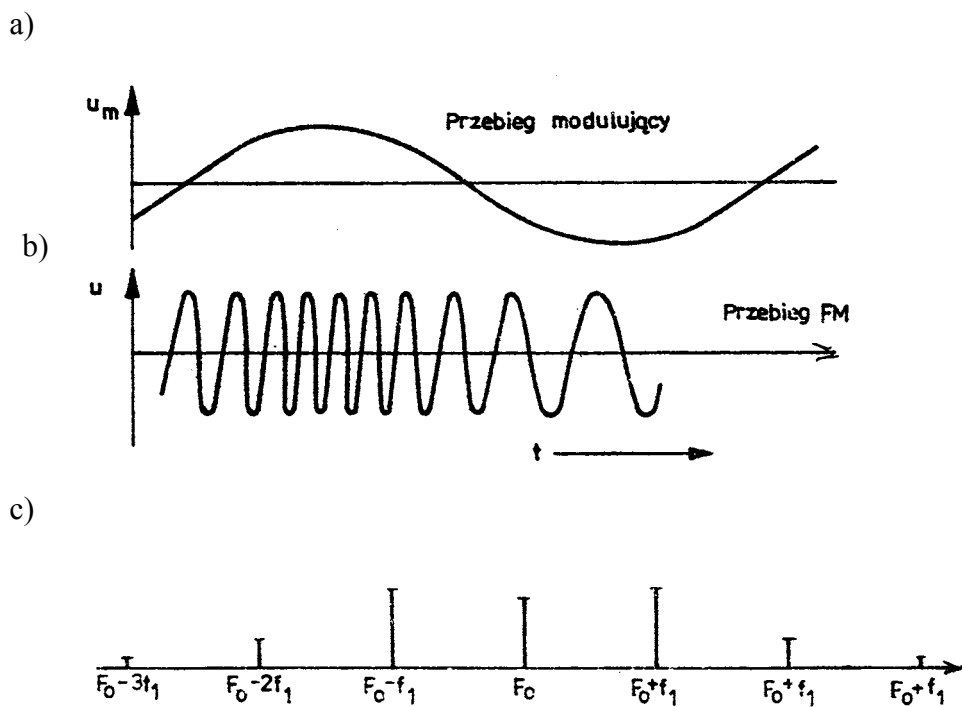
gdzie: $\Delta \Omega = 2\pi \Delta F$

$$\omega = 2\pi f$$

Wielkość

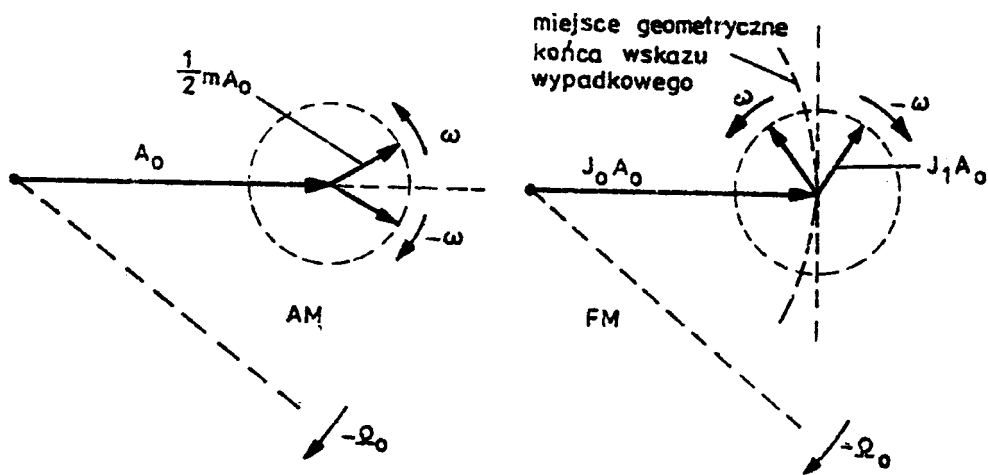
$$\beta = \frac{\Delta \Omega}{\omega} = \frac{\Delta F}{f} \quad (3.9)$$

nazywa się indeksem modulacji.



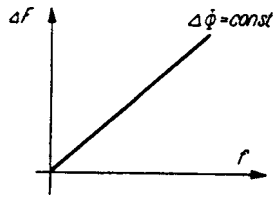
Rys. 5.12. Sygnał z modulacją FM

- a) sygnał modulujący,
- b) sygnał zmodulowany,
- c) widmo sygnału zmodulowanego.



Rys. 5.13. Wykres wskazów

- a) przy modulacji AM,
- b) przy modulacji FM.



Rys. 5.14. Zależność dewiacji częstotliwości F od częstotliwości modulującej przy stałej wartości dewiacji fazy

Modulacja fazy

Przy liniowej modulacji PM fazy, faza chwilowa zmienia się według wzoru

$$\Phi(t) = \Omega_o t + k x(t) \quad (3.10)$$

W przypadku modulacji liniowej dewiację fazy (maksymalną zmianę fazy) możemy określić wzorem:

$$\Delta \Phi = k / x(t)_{max} \quad (3.11)$$

Napięcie fali zmodulowanej wyraża się wzorem:

$$u(t) = A_o \cos[\Omega_o t + k x(t)] \quad (3.12)$$

Jeśli sygnał modulujący jest sinusoidalny

$$x(t) = U_m \cos(\omega t + \Psi_o) \quad (3.13)$$

to fazę chwilową można opisać wzorem:

$$\Phi(t) = \Omega_o t + \Delta \Phi \cos(\omega t + \Psi_o) \quad (3.14)$$

gdzie: $\Delta \Phi = k U_m$ - dewiacja fazy

natomiast falę zmodulowaną można opisać wzorem:

$$u(t) = A_o \cos[\Omega_o t + \Delta \Phi \cos(\omega t + \Psi_o) + \Phi_o] \quad (3.15)$$

Indeks modulacji

$$\beta = \Delta \Phi \quad (3.16)$$

Z porównania wzorów (3.9) i (3.16) widzimy fale FM i PM są identyczne, jeśli ich indeksy modulacji mają jednakową wartość, czyli

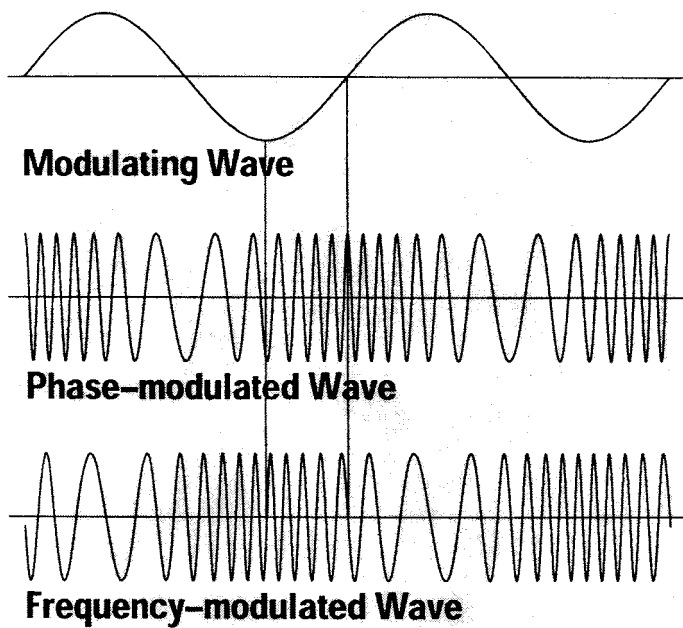
$$\Delta \Phi = \frac{\Delta F}{f} \quad (3.17)$$

oraz jeśli przy PM przebieg modulujący będzie miał postać:

$$x(t) = U_m \cos(\omega t + \Psi_o - 90^\circ) = U_m \sin(\omega t + \Psi_o) \quad (3.18)$$

Jeśli w modulatorze utrzymujemy stałą wartość $\Delta \Phi$ to ze zmianą częstotliwości sygnału modulującego zmienia się dewiacja częstotliwości.

Widmo modulacji FM i PM



Rys. 5.15. Porównanie przebiegów czasowych FM i PM

Widmo fal FM i PM wyznaczymy, przedstawiając wzory (3.8) i (3.15) w postaci zespolonej

$$u(t) = \text{Re} \{ A_0 e^{j(\Omega_0 t + \Phi_0)} e^{j\beta(\omega t + \Psi_0)} \} \quad (3.19)$$

Z teorii funkcji Bessela wiadomo, że

$$e^{j\beta(\omega t + \Psi_0)} = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n(\beta) e^{jn(\omega t + \Psi_0)} \quad (3.20)$$

gdzie: $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ a J_0, J_1, J_2, \dots są funkcjami Bessela pierwszego rodzaju, rzędu 0, 1, 2, ..., n argumentu β .

$$u(t) = \text{Re} \left\{ A_0 e^{j\Omega_0 t} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n(\beta) e^{jn(\omega t + \Psi_0)} \right\} \quad (3.21)$$

Pasmo częstotliwości zajmowane przez sygnał FM i PM można obliczyć ze wzoru Carsona:

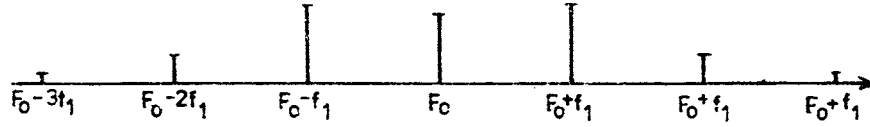
$$2 \Delta F_w = 2 (\Delta F + f) = 2f(1 + \beta) \quad (3.22)$$

gdzie: ΔF – dewiacja częstotliwości,

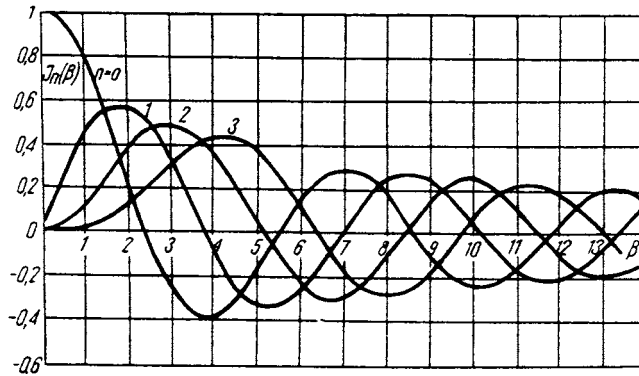
f – częstotliwość modulująca,

β - indeks modulacji.

Szerokopasmowa modulacja FM ($\beta > 1$)

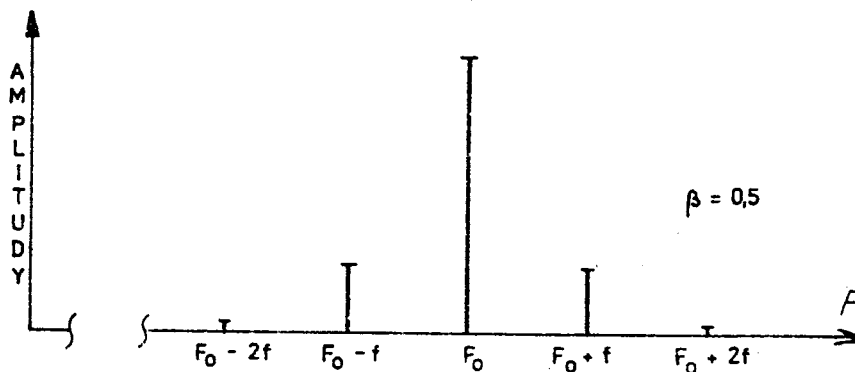


Rys. 5.16. Widmo sygnału z modulacją FM

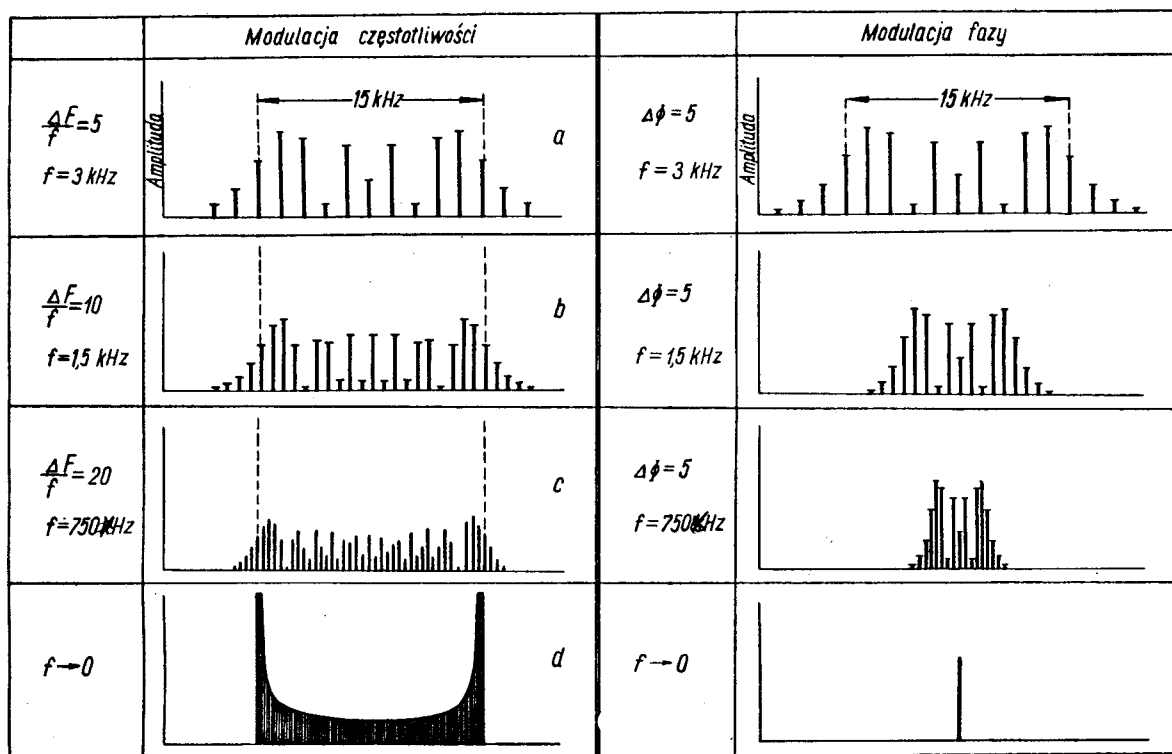


Rys. 5.17. Wykres funkcji Bessela $J_n(\beta)$

Wąskopasmowa modulacja FM ($\beta \leq 1$)



Rys. 5.18. Widmo wąskopasmowej modulacji FM



Rys.5.19. Porównanie widm modulacji FM i PM

Wykaz literatury

1. Stefan Hahn – Podstawy radiokomunikacji - WKŁ – Warszawa 1964
2. Stefan Hahn – Teoria modulacji i detekcji - WPW – Warszawa 1981
3. Simon Haykin – Systemy telekomunikacyjne – WKŁ – Warszawa 1998
4. G. Z. Ajzenberg – Anteny krótkofalowe – WNT 1966
5. Daniel Józef Bem – Anteny i rozchodzenie się fal radiowych WNT Warszawa 1973
6. Henryk Chaciński – Urządzenia radiowe - WSiP Warszawa 1989
7. Stefan Han – Anteny i propagacja fal – WPW Warszawa 1973
8. Janusz Pieniak – Anteny telewizyjne i radiowe – WKŁ Warszawa 1997
9. Wacław Lisicki – Propagacja fal radiowych - WKŁ 1962

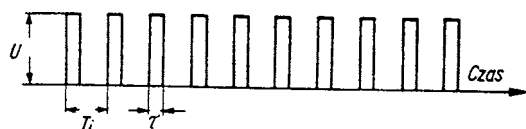
6.4. Modulacje cyfrowe

Rozpatrujemy ciąg impulsów prostokątnych powtarzanych okresowo, którego przebieg czasowy można określić równaniem:

$$\begin{aligned} u(t) &= U & nT_i \leq t < nT_i + \tau \\ u(t) &= 0 & \text{w przypadku przeciwnym} \end{aligned} \quad (6.23)$$

gdzie:

- U – amplituda sygnału,
- T_i – okres powtarzania,
- τ – szerokość impulsów,
- n – ciąg liczb całkowitych.



Rys. 6.20. Ciąg impulsów

Z analizy Fouriera wynika, że rozpatrywany ciąg impulsów można rozwinąć na szereg w postaci:

$$u(t) = \frac{U}{\pi} \left[\frac{\omega_i \tau}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{\sin \frac{n\omega_i \tau}{2} \cos n\omega_i t}{\frac{n}{2}} \right] \quad (6.24)$$

gdzie

$n = 0, 1, 2 \dots$ jest rzędem harmoniczej, a

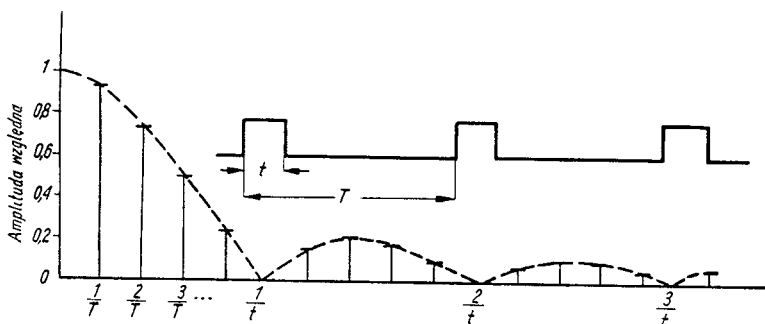
$\omega_i = 2\pi f_i = \frac{2\pi}{T_i}$ jest pulsacją.

Ze wzoru tego wynika, że widmo zawiera składową o wartości

$$\bar{u} = \frac{U}{\pi} \cdot \frac{\omega_i \tau}{2} = U \frac{\tau}{T} \quad (6.25)$$

oraz harmoniczne o amplitudach

$$U_n = \frac{U}{\pi} \cdot \frac{\sin \frac{n\omega_i \tau}{2}}{n/2} = U \frac{2\tau}{T_i} \cdot \frac{\sin \frac{n\omega_i \tau}{2}}{\frac{n\omega_i \tau}{2}} \quad (6.26)$$



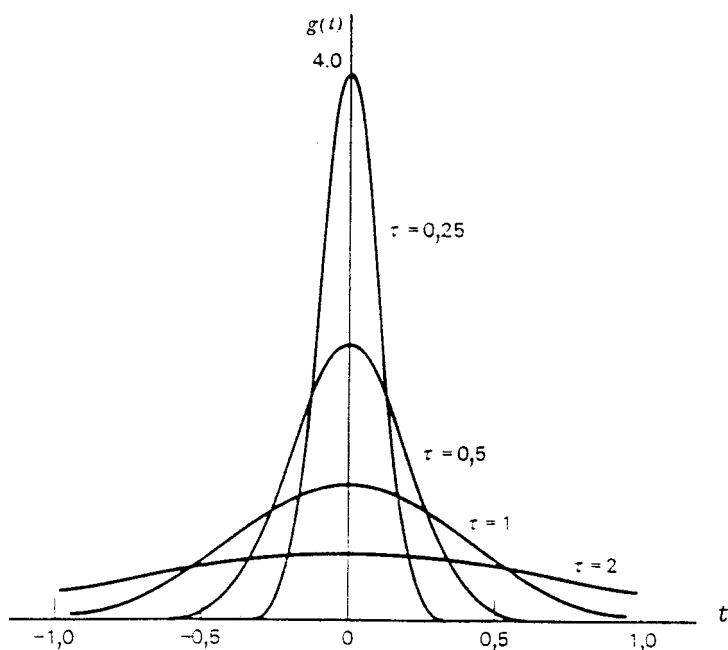
Rys. 6.21. Widmo impulsów prostokątnych

Rozważmy impuls Gaussa o polu jednostkowym zdefiniowany jako:

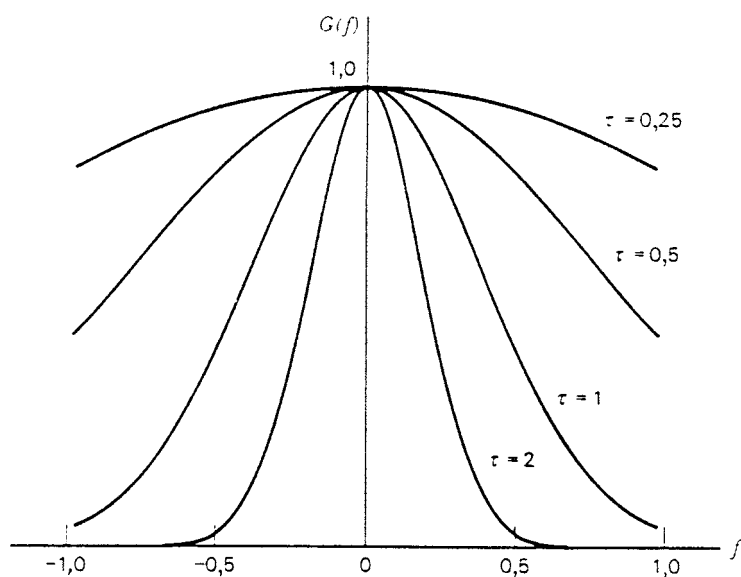
$$g(t) = \frac{1}{\tau} \exp\left(-\frac{\pi t^2}{\tau^2}\right) \quad (6.27)$$

gdzie τ – zmienny parametr. Funkcja Gaussa ma dwa użyteczne aspekty: 1) jej wszystkie pochodne są ciągłe; (2) zanika ona szybciej, niż jakakolwiek potęga t . Funkcję delta otrzymujemy w granicy podstawiając $\tau \rightarrow 0$. Wtedy impuls gaussowski uzyskuje nieskoń-

czenie krótki czas trwania, a jego amplituda dąży do nieskończoności, pomimo tego pole impulsu pozostaje niezmiennie i równe jedności. Na rysunku 6.22 pokazano ciąg takich impulsów dla różnych parametrów τ .



Rys. 6.22. Impuls Gaussa o zmiennym czasie trwania

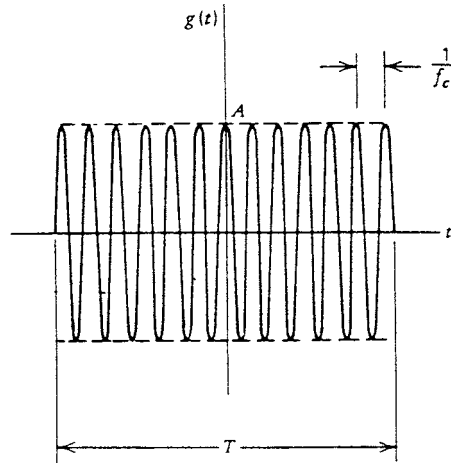


Rys. 6.23. Widmo impuls Gaussa o zmiennym czasie trwania

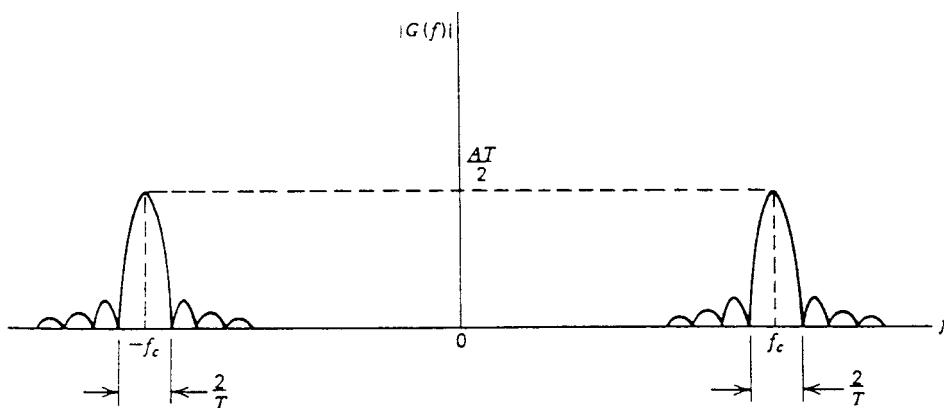
Na rys. 23 przedstawiono widmo impulsów Gaussa o zmiennym czasie trwania τ . Przebieg widma jest opisany wzorem 6.28.

$$G(f) = \exp(-\pi \tau^2 f^2) \quad (6.28)$$

a)



b)



Rys. 6.24. Impuls radiowy

- a) przebieg czasowy,
- b) widmo

Na rys. 6.24a przedstawiono przebieg czasowy prostokątnego impulsu radiowego o szerokości T i o częstotliwości nośnej f_c , natomiast jego widmo przedstawiono na rys. 6.24b. Szerokość pasma głównego częstotliwości (szerokość listka głównego) dla impulsu o czasie trwania T wynosi $2/T$.

Telekomunikacyjny system cyfrowy charakteryzują następujące parametry podstawowe:

- przepływność binarna,
- szybkość modulacji,
- stopa błędów.

Jeżeli czas transmisji jednego elementu binarnego wynosi T_b sekund to w ciągu jednej sekundy przesyłanych jest $1/T_b$ elementów binarnych. Przeptywność binarna (bit rate) jest określana wzorem:

$$R_b = \frac{1}{T_b} \quad [\text{bit/s}] \quad (6.29)$$

natomiast stopa błędów (bit error rate) jest określona wzorem:

$$BER = \frac{\text{liczba bitów odebranych błędnie}}{\text{łączna liczba przesłanych bitów}} \quad (6.30)$$

Najmniejszy czas trwania elementu sygnału zmodulowanego T (tzn. odstęp jednostkowy modulacji), po którym nastąpi zmiana jego parametrów jest odwrotnością szybkości modulacji R_m . Szybkość modulacji jest wyrażona w bodach [Bd].

Liczbę różnych sygnałów stosowanych w danej modulacji nazywamy jej wartościowością M . Przepływność binarna systemu jest określona wzorem:

$$R_b = R_m \log_2 M \quad (6.31)$$

Szerokość pasma kanału niezbędna do przesłania sygnału zależy od szybkości modulacji.

Efektywność widmowa Γ określa ilość informacji w bit/s jaka może zostać przesłana na jednostkę pasma w Hz

$$\Gamma = \frac{R_b}{B} = \frac{\log_2 M}{B T} \quad [\text{bit/s/Hz}] \quad (6.32)$$

gdzie: R_b – szybkość transmisji w [bit/s],

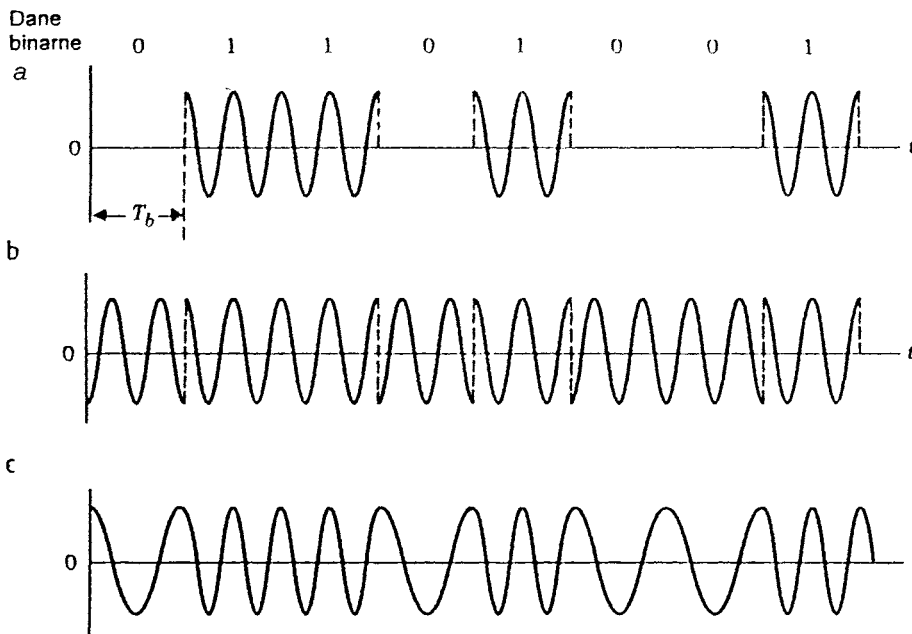
B – szerokość pasma częstotliwości zajmowanego przez sygnał zmodulowany w [Hz],

T – odstęp jednostkowy modulacji w [s],

M – wartościowość modulacji.

Modulacje dzielimy na:

- z kluczowaniem amplitudy ASK,
- z kluczowaniem częstotliwości FSK,
- z kluczowaniem fazy PSK.



Rys. 6.25. Trzy podstawowe rodzaje modulacji binarnej

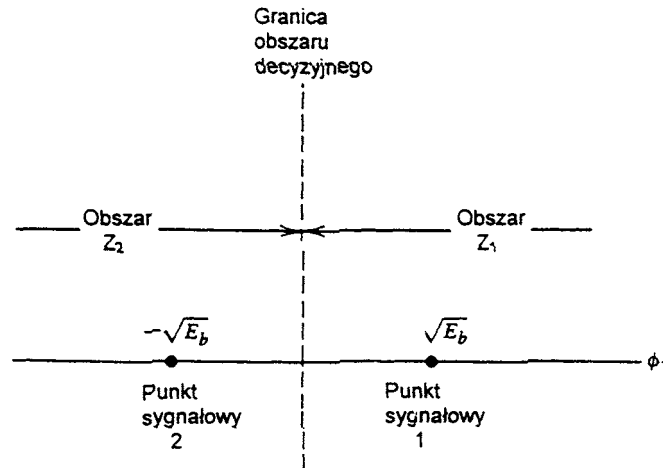
- a) ASK,
- b) PSK,
- c) FSK.

Koherentny binarny system PSK

Para sygnałów $s_1(t)$ i $s_2(t)$ reprezentująca odpowiednio symbole 1 i 0:

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (6.33)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (6.34)$$

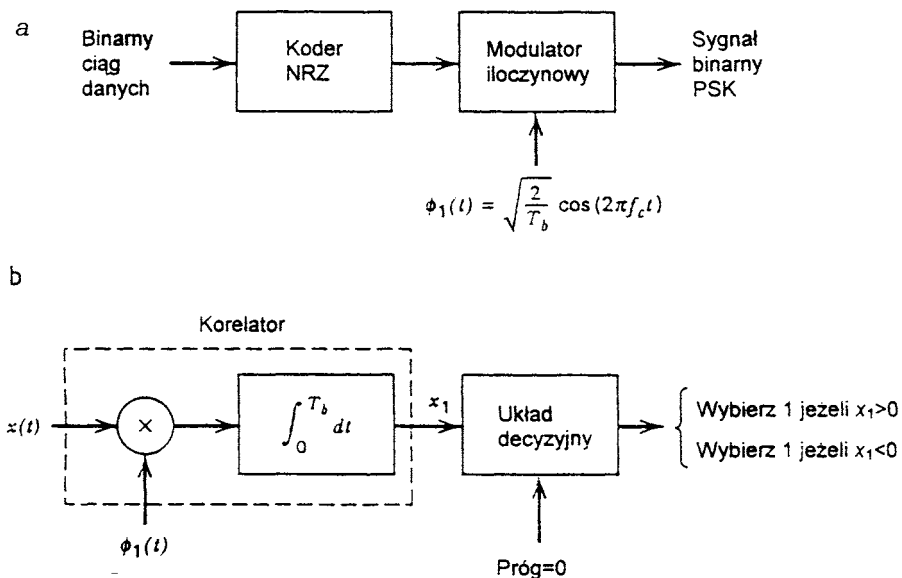


Rys. 6.26. Zobrazowanie w przestrzeni sygnałowej dla koherentnego binarnego sygnału PSK

Bitowa stopa błędów dla koherentnego binarnego systemu PSK wynosi:

$$P_c = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (6.35)$$

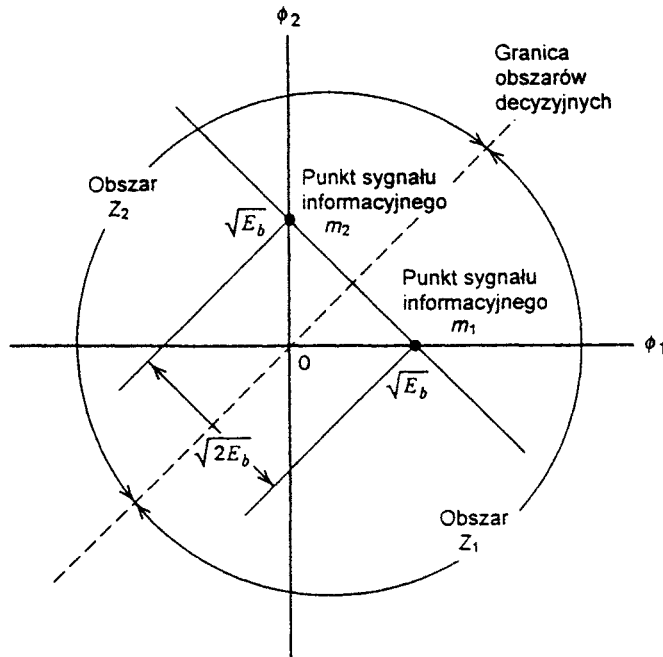
gdzie: E_b - energia przesyłanego sygnału przypadająca na jeden bit,
 N_0 - widmowa gęstość mocy szumu



Rys. 6.27. Schematy blokowe

- a) nadajnika binarnego sygnału PSK,
- b) odbiornika koherentnego binarnego sygnału PSK

Koherentny binarny sygnał FSK



Rys. 6.28. Zobrazowanie w przestrzeni sygnałowej dla koherentnego binarnego sygnału FSK

Para sygnałów FSK $s_1(t)$ (1) i $s_2(t)$ (0) reprezentująca odpowiednio symbole 1 i 0:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_i t) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (6.36)$$

$$s_i(t) = 0 \quad \text{dla pozostałych} \quad (6.37)$$

gdzie: $i = 1, 2$

E_b – energia nadawanego sygnału przypadająca na jeden bit,
 T_b – czas trwania jednego bitu

Koherentne kluczowanie czterofazowe

Tablica 1. Opis systemu QPSK w przestrzeni sygnałowej

Dwubit wejściowy $0 \leq t \leq T$	Faza sygnału QPSK (radianów)	Współrzędne punktów sygnałowych	
		s_{i1}	s_{i2}
10	$\pi/4$	$+\sqrt{E/2}$	$-\sqrt{E/2}$
00	$3\pi/4$	$-\sqrt{E/2}$	$-\sqrt{E/2}$
01	$5\pi/4$	$-\sqrt{E/2}$	$+\sqrt{E/2}$
11	$7\pi/4$	$+\sqrt{E/2}$	$+\sqrt{E/2}$

Sygnaly QPSK można opisać wzorem:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[2\pi f_c t + (2i-1)\frac{\pi}{4}\right] \quad 0 \leq t \leq T \quad (6.36)$$

$$s_i(t) = 0 \quad \text{dla pozostałych} \quad (6.37)$$

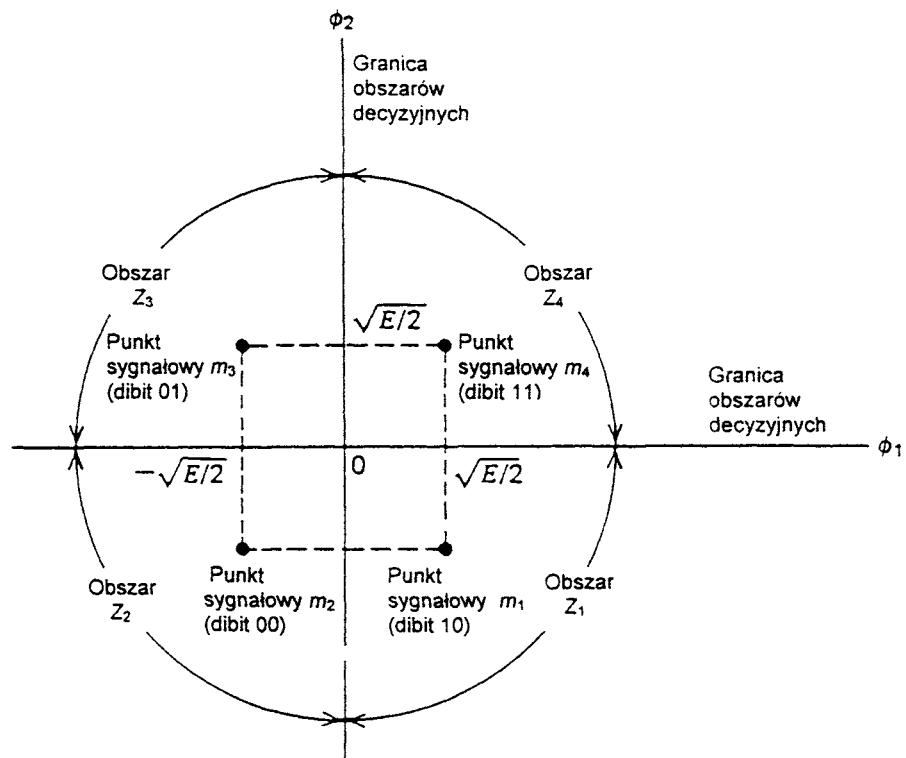
gdzie: $i = 1, 2, 3, 4$

E – energia nadawanego sygnału przypadająca na jeden symbol,

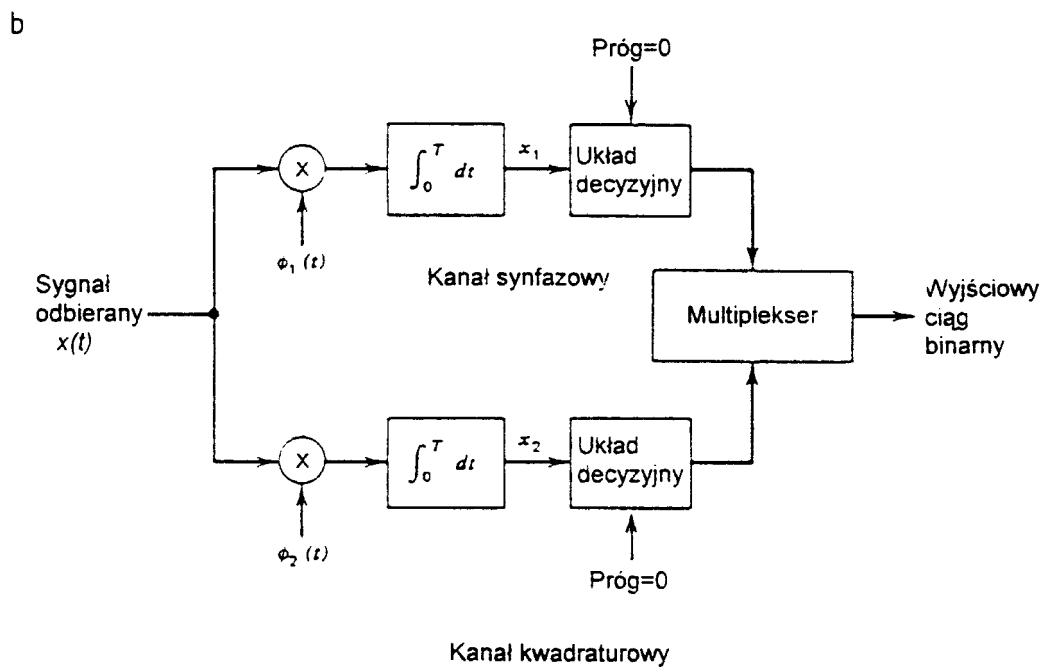
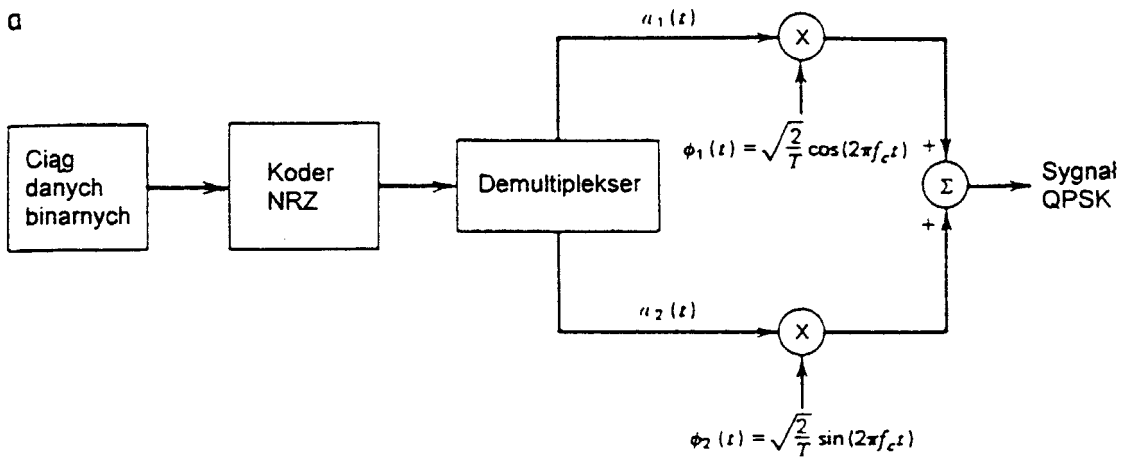
T_b – czas trwania jednego symbolu,

f_c – częstotliwość nośna, wynosi n_c/T ,

n_c – pewna ustalona liczba całkowita



Rys. 6.29. Zobrazowanie w przestrzeni sygnałowej dla koherentnego binarnego sygnału QPSK



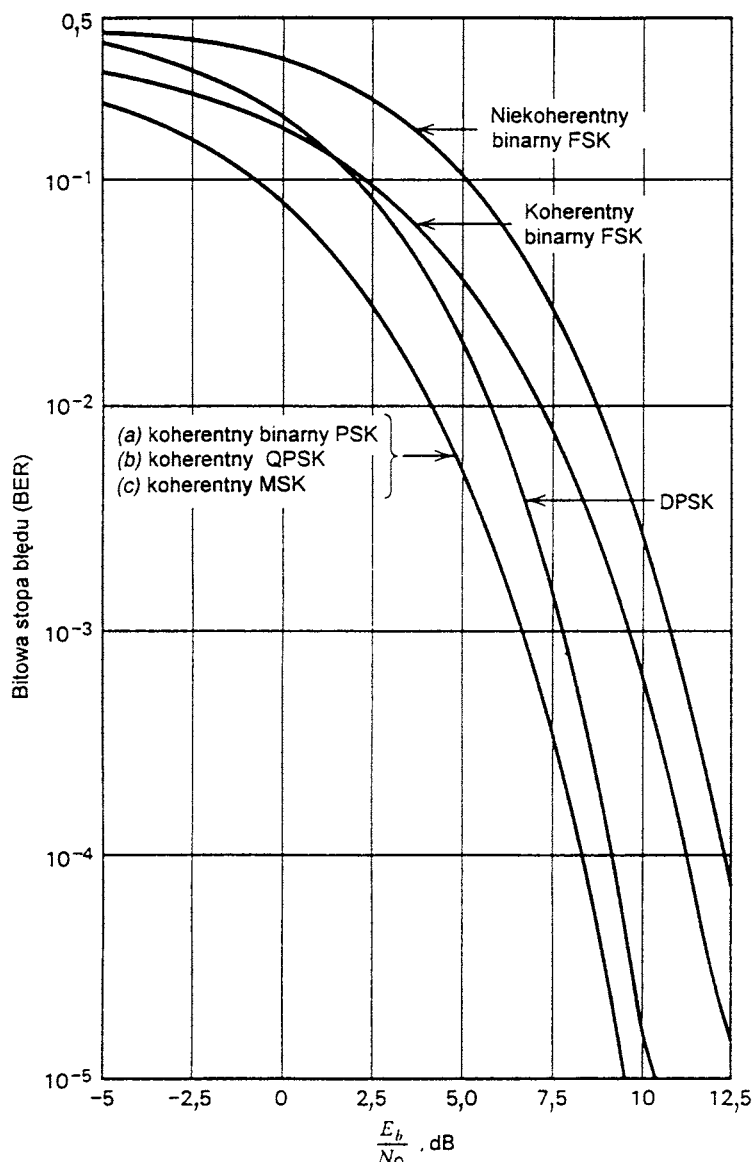
Rys. 6.30. Schematy blokowe

- c) nadajnika binarnego sygnału QPSK,
- d) odbiornika koherentnego binarnego sygnału QPSK

Tablica 2. Bitowa stopa błędów dla różnych systemów modulacji cyfrowej

System	Bitowa stopa błędów
a) Koherentny binarny PSK Koherentny QPSK Koherentny MSK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{E_b/N_0}$
b) Koherentny binarny FSK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{E_b/2N_0}$
c) DPSK	$\frac{1}{2} \exp(-E_b/N_0)$
d) Niekoherentny binarny FSK	$\frac{1}{2} \exp(-E_b/2N_0)$

Porównanie binarnych i czwórkowych systemów modulacji



Rys. 6.31. Porównanie własności szumowych różnych układów PSK, FSK, QPSK i MSK

Różnicowy system PSK - DPSK

Różnicowy system kluczowania z przesuwem fazy (DPSK) może być uważany za

niekoherentną wersję systemu PSK. Jego stosowanie eliminuje potrzebę dysponowania koherentnym sygnałem odniesienia w odbiorniku. Dwie podstawowe operacje dokonywane są w nadajniku: kodowanie różnicowe wejściowej fali nośnej oraz kluczkowanie z przesuwem fazy – stąd nazwa różnicowe kluczkowanie z przesuwem fazy (DPSK). Dla przesłania symbolu 0 przesuwa się fazę bieżącego przebiegu o 180° natomiast dla przesłania symbolu 1 pozostawia się fazę bieżącego przebiegu bez zmiany. Odbiornik zostaje wyposażony w pamięć, tak aby mógł mierzyć względną różnicę faz między przebiegami odebranymi w dwu kolejnych przedziałach czasu dwu kolejnych bitów.

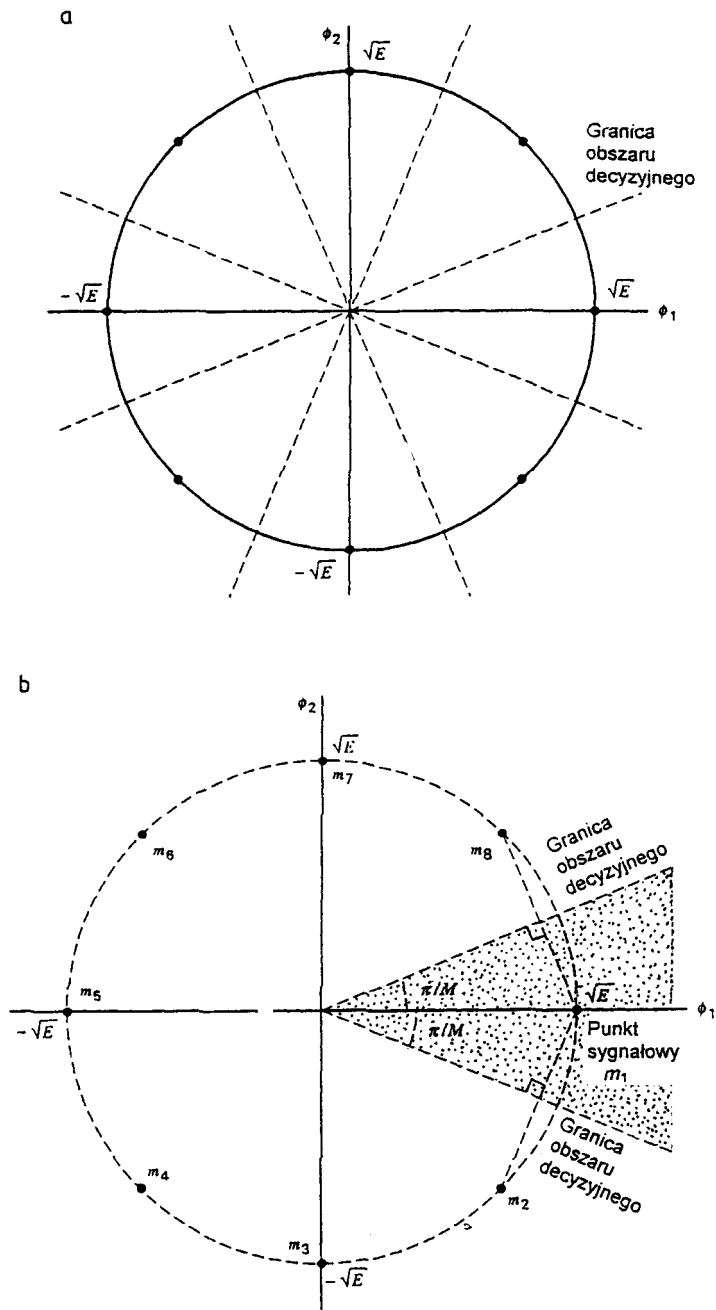
$$P_c = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_o}\right) \quad (6.38)$$

gdzie: E_b - energia przesyłanego sygnału przypadająca na jeden bit,
 N_o - widmowa gęstość mocy szumu

System DPSK zapewnia 3 dB zysk w stosunku do niekoherentnego systemu FSK, przy jednakowym stosunku E_b/N_o .

M- wartościowe techniki modulacji

M-wartościowe modulacje cyfrowe: *M-ASK*, *M-PSK*, *M-FSK*. Czas trwania symbolu wynosi $T = nT_b$, gdzie T_b – czas trwania jednego bitu, n – liczba całkowita. Innym sposobem wytwarzania sygnałów *M* – wartościowych jest łączne stosowanie różnych metod modulacji w formie hybrydowej. Stosując łączne zmiany amplitudy i fazy fali nośnej otrzymujemy M-wartościowe kluczkowanie amplitudowo-fazowe. Jednym z przykładów tej modulacji jest modulacja APSK, QAM.



Rys. 6.32. Zobrazowanie w przestrzeni sygnałowej

a) dla systemu MPSK, $M=8$,

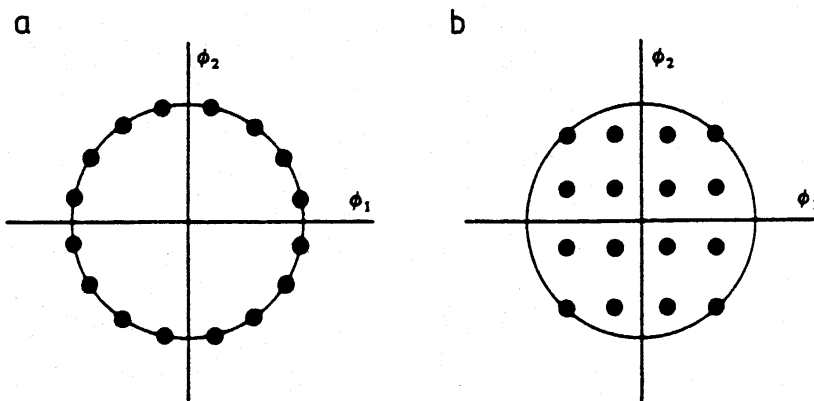
b) ilustracja w przestrzeni sygnałowej oszacowania sumacyjnego dla tego systemu

Tablica 3

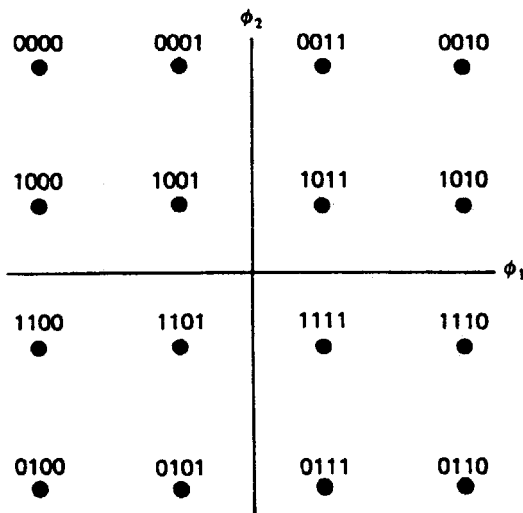
**PORÓWNANIE WYMAGANYCH SZEROKOŚCI PASMA
I MOCY DLA M -WARTOŚCIOWEGO SYSTEMU PSK
I BINARNEGO SYSTEMU PSK.
PRAWDOPODOBIEŃSTWO BŁĘDU NA SYMBOL WYNOŚI 10^{-4}**

Wartość M	(Szerokość pasma) _{MPSK} (Szerokość pasma) _{Binarny PSK}	(Średnia moc) _{MPSK} (Średnia moc) _{Binarny PSK}
4	0,5	0,34 dB
8	0,333	3,91 dB
16	0,25	8,52 dB
32	0,2	13,52 dB

^a Tablica zaczerpnięta z pracy Shanmugama (1979, s. 424)

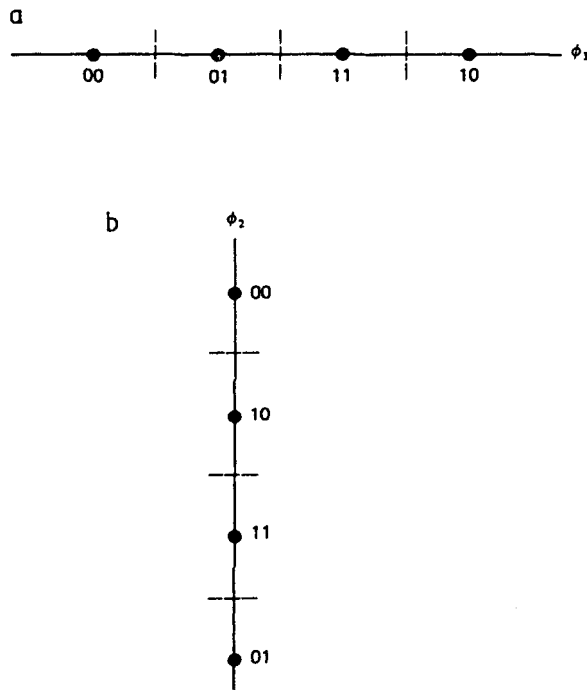


Rys.6.33. Konstelacja sygnałowa dla: a) systemu M-QPSK, b) systemu M-QAM, dla $M = 16$

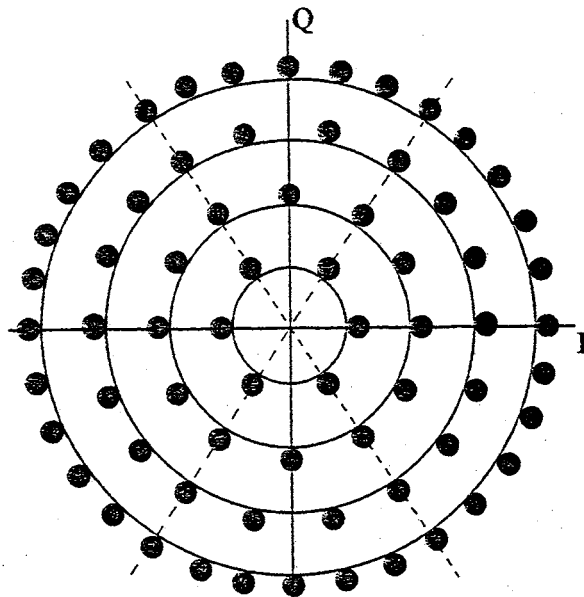


Rys. 6.34. Zobrazowanie w przestrzeni sygnałowej dla systemu QAM przy $M=16$

Punkty sygnałowe występujące na rys. 6.34 odpowiadają 4-bitowym kodom Graya.



Rys. 6.35. Dekompozycja konstelacji sygnałowej systemu QAM dla $M=16$
 a) składowa synfazowa $\phi_1(t)$,
 b) składowa kwadraturowa $\phi_2(t)$,



Rys. 6.36. Konstelacja systemu APSK

Widma mocy sygnałów M -wartościowych

Binarne sygnały PSK i QPSK stanowią szczególne przypadki sygnału M -PSK. Czas nadawania pojedynczego symbolu jest dla sygnału M -PSK określony wzorem:

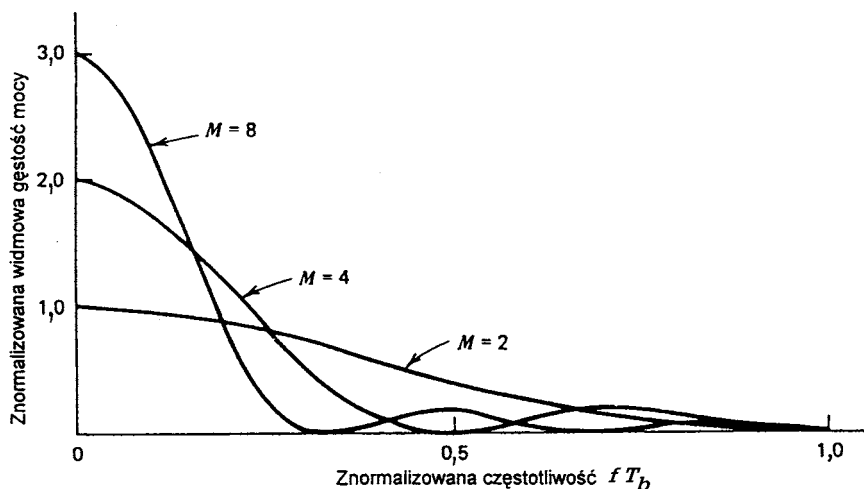
$$T = T_b \log_2 M \quad (6.39)$$

gdzie: T_b - czas nadawania pojedynczego bitu

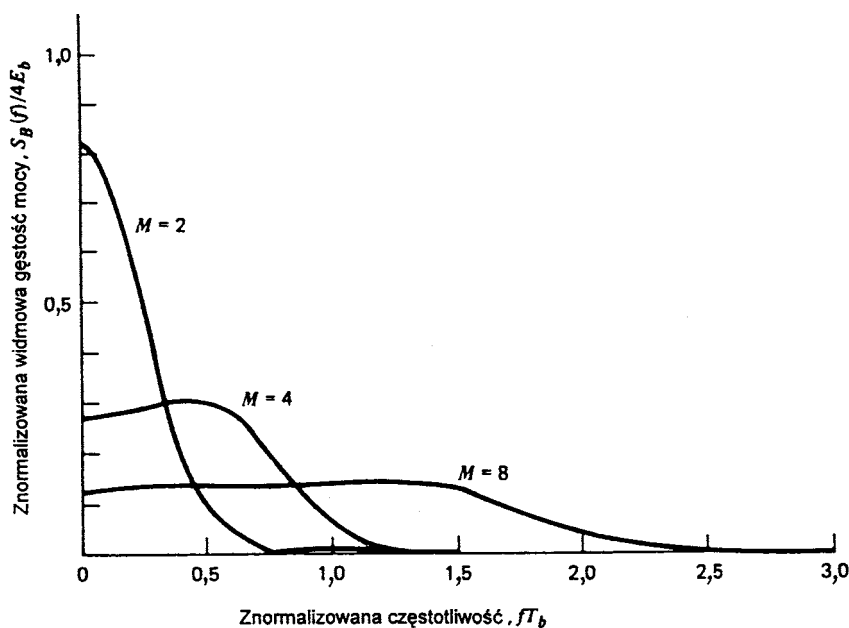
natomiast widmową gęstość mocy przypadającą na pasmo podstawowe sygnału M-PSK można określić ze wzoru:

$$S_B(f) = 2 E \operatorname{sinc}^2(fT) = 2 E_b \log_2 \operatorname{sinc}^2(fT_b \log_2 M) \quad (6.40)$$

Na rys.6.37 przedstawiono wykresy znormalizowanej widmowej gęstości mocy $S_B(f)/2 E_b$ w funkcji znormalizowanej częstotliwości fT_b dla różnych wartości M .



Rys. 6.37. Widmowa gęstość mocy dla sygnałów M-PSK, $M = 2, 4, 8$



Rys. 6.38. Widmowa gęstość mocy dla sygnałów M-FSK, $M = 2, 4, 8$

Pasmo przenoszenia sygnałów M-PSK

Widma mocy sygnałów M-PSK mają listek główny ograniczony przez dobrze określone zera gęstości widmowej (tzn. częstotliwości, dla których widmowa gęstości mocy jest równa zero). Dlatego szerokość widma listka głównego stanowi prostą i szeroko rozpowszechnioną miarę szerokości pasma sygnałów M-PSK. Przyjmując, że listek główny widma mocy sygnału M – wartościowego zawiera się w granicach pasma można uznać, że pasmo to obejmuje prawie całą moc zawartą w sygnale. Szerokość pasma kanału, wymagana dla transmisji sygnałów M – PSK (głównego listka widma sygnałów M – PSK), jest określona zależnością:

$$B = \frac{2}{T} \quad (6.41)$$

gdzie: T - czas nadawania pojedynczego symbolu

Wiedząc, że szybkość bitowa wynosi $R_b = 1/T_b$ więc szerokość pasma kanału wynosi

$$B = \frac{2 R_b}{\log_2 M} \quad (6.42)$$

Efektywność wykorzystania pasma określa się wydajnością widmową. Wydajność widmową ρ sygnałów M – PSK można wyznaczyć ze wzoru:

$$\rho = \frac{R_b}{B} = \frac{\log_2 M}{2} \quad (6.43)$$

W tabelicy 4 podano wydajność ρ obliczoną na podstawie wzoru 6.43 dla różnych wartości M .

Tablica 4. EFEKTYWNOŚĆ WYKORZYSTANIA SZEROKOŚCI PASMA DLA SYGNAŁÓW M-PSK

M	2	4	8	16	32	64
ρ (bit/s/Hz)	0,5	1	1,5	2	2,5	3

Dla sygnału M – FSK będącym ortogonalnym zbiorem M sygnałów o przesuniętych częstotliwościach o $1/2T$ szerokość pasma kanału określa wzór:

$$B = \frac{M}{2T} \quad (6.44)$$

Wiedząc, że szybkość bitowa wynosi $R_b = 1/T_b$ więc szerokość pasma kanału wynosi

$$B = \frac{R_b M}{2 \log_2 M} \quad (6.45)$$

Wydajność widmową ρ sygnałów M – FSK można wyznaczyć ze wzoru:

$$\rho = \frac{R_b}{B} = \frac{\log_2 M}{M} \quad (6.46)$$

W tabelicy 5 podano wydajność ρ obliczoną na podstawie wzoru 6.46 dla różnych wartości M .

Tablica 5. EFEKTYWNOŚĆ WYKORZYSTANIA SZEROKOŚCI PASMA DLA SYGNAŁÓW M-FSK

M	2	4	8	16	32	64
ρ (bit/s/Hz)	1	1	0,75	0,5	0,3125	0,1875

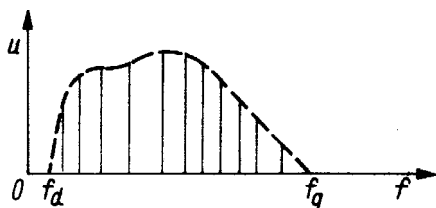
Wykaz literatury

1. W. D. Greeg: „Podstawy telekomunikacji analogowej i cyfrowej” WNT- Warszawa 1983.
2. S. Hahn: „Teoria modulacji i detekcji” - WPW- Warszawa 1981.
3. Simon Haykin: „Systemy telekomunikacyjne” - WKiŁ- Warszawa 1998.
4. L. Knoch, T. Ekiert: „Modulacja i detekcja” - WKiŁ- Warszawa 1979.

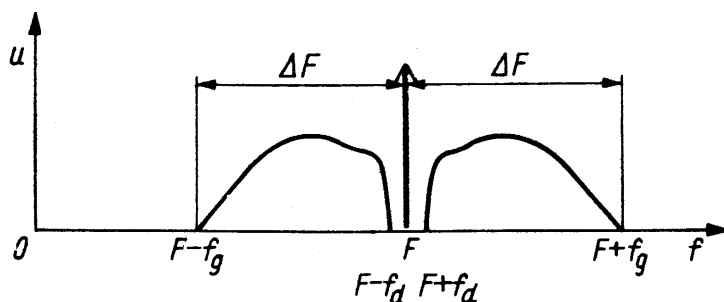
7. SYSTEMY RADOFONICZNE

7.1. System z modulacją AM

Na rys. 7.1 przedstawiono widmo sygnału modulującego, natomiast na rys. 7.2 zamieszczono widmo sygnału zmodulowanego.



Rys. 7.1. Widmo sygnału modulującego



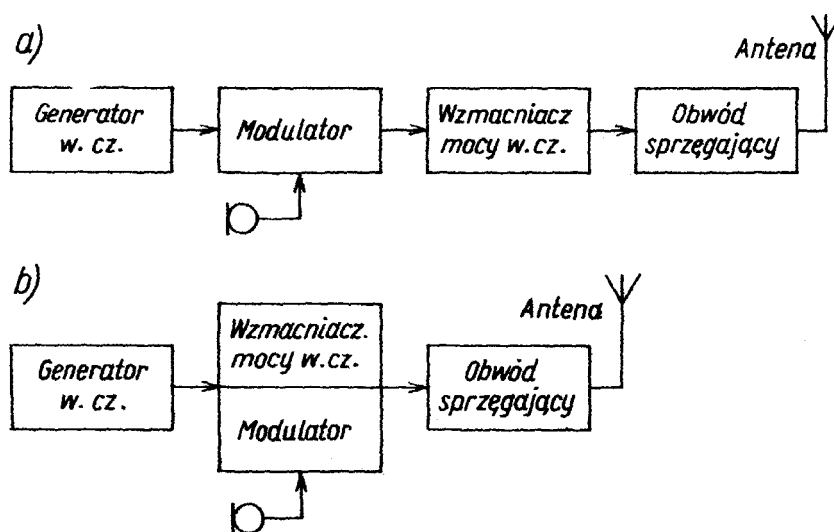
Rys. 7.2. Widmo sygnału zmodulowanego w amplitudzie

Szerokość pasma częstotliwości sygnału zmodulowanego można obliczyć ze wzoru

$$2 \Delta F = 2f_g \quad (7.1)$$

przy czym: f_g - maksymalną wartość częstotliwości sygnału modulującego, dla modulacji AM przyjmuje się $f_g = 4.5\text{kHz}$.

Na rys. 7.3 przedstawiono schemat blokowy nadajnika z modulacją amplitudy.



Rys. 7.3. Schemat blokowy nadajnika z modulacją amplitudy

- a) modulacja w stopniu małej mocy
- b) modulacja w stopniu dużej mocy

7.2. System z modulacją FM

Szerokość pasma częstotliwości dla z modulowanego sygnału FM można obliczyć ze wzoru:

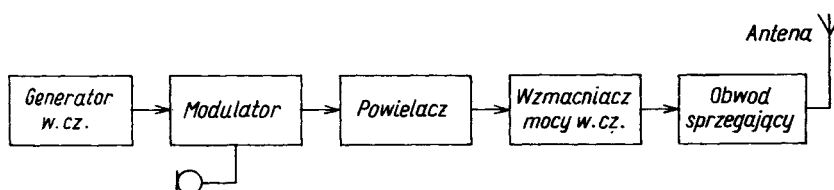
$$2 \Delta f = 2f_g + 2 \Delta F_n \quad (7.2)$$

dla modulacji FM przyjmuje się:

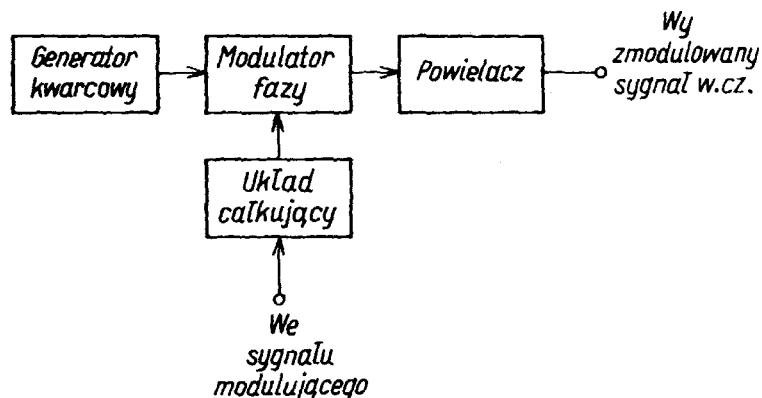
$f_g = 15\text{kHz}$ (maksymalna częstotliwość sygnału modulującego),

$\Delta F_n = 75\text{kHz}$ (dewiacja częstotliwości)

Na rys. 7.4 przedstawiono schemat blokowy nadajnika z modulacją FM. Sygnał z modulacją częstotliwości uzyskuje się w sposób pośredni, przykładowy układ blokowy modulatora wytwarzającego sygnał z modulacją częstotliwości w sposób pośredni przedstawiono na rys. 7.5.

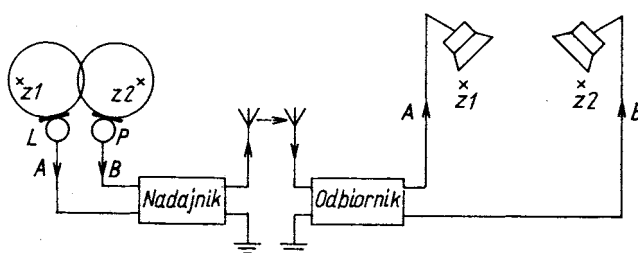


Rys. 7.4 Schemat blokowy nadajnika z modulacją częstotliwości



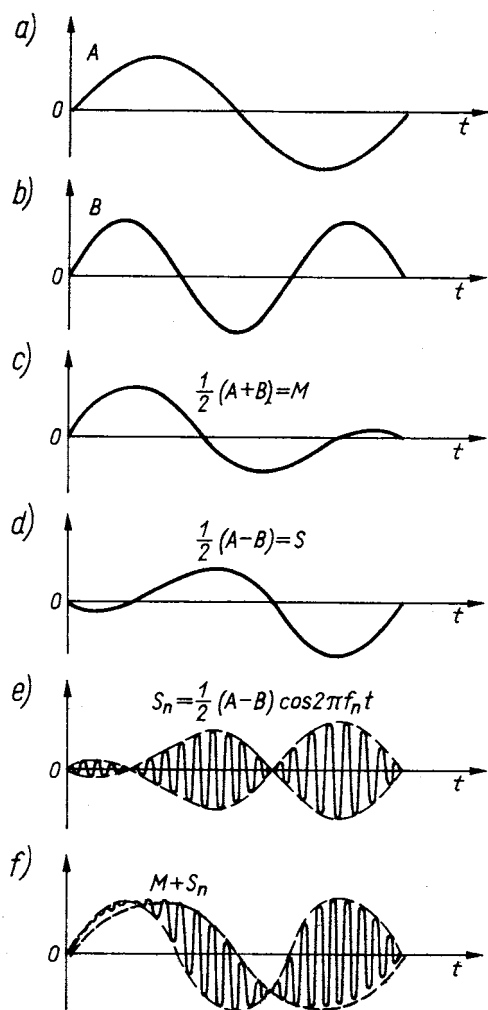
Rys. 7.5 Schemat blokowy modulatora częstotliwości

Stereofonia Na rys. 7.6 przedstawiono zasadę stereofonicznego przesyłania dźwięku.

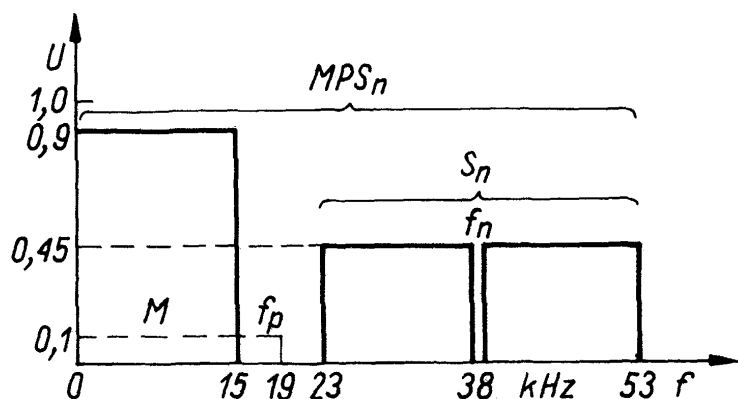


Rys. 7.6. Zasada stereofonicznego przesyłania dźwięku.

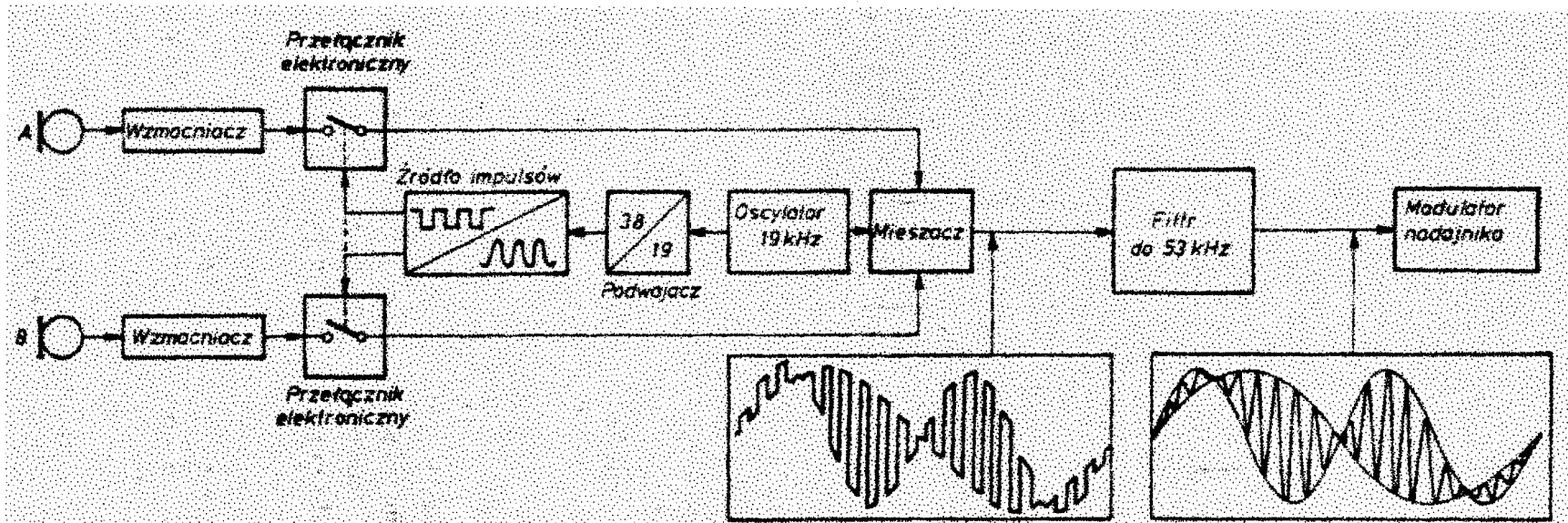
- $z1, z2$ – źródła dźwięku,
- L – lewy kanał,
- A – sygnał lewego kanał,
- B – prawy kanał,
- B – sygnał prawego kanał.



Rys. 7.7. Powstawanie kompleksowego sygnału stereofonicznego
 a) sygnał A ; b) sygnał B ; c) połowa sumy sygnału A i B ; d) połowa różnicy sygnału A i B ; e) sygnał różnicy przesunięty do kanału nad akustycznego; f) kompleksowy sygnał stereofoniczny bez zaznaczonej częstotliwości pilotującej.

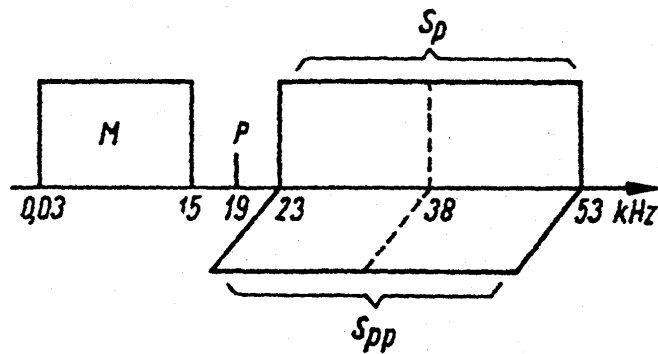


Rys. 7.8 Widmo kompleksowego sygnału stereofonicznego



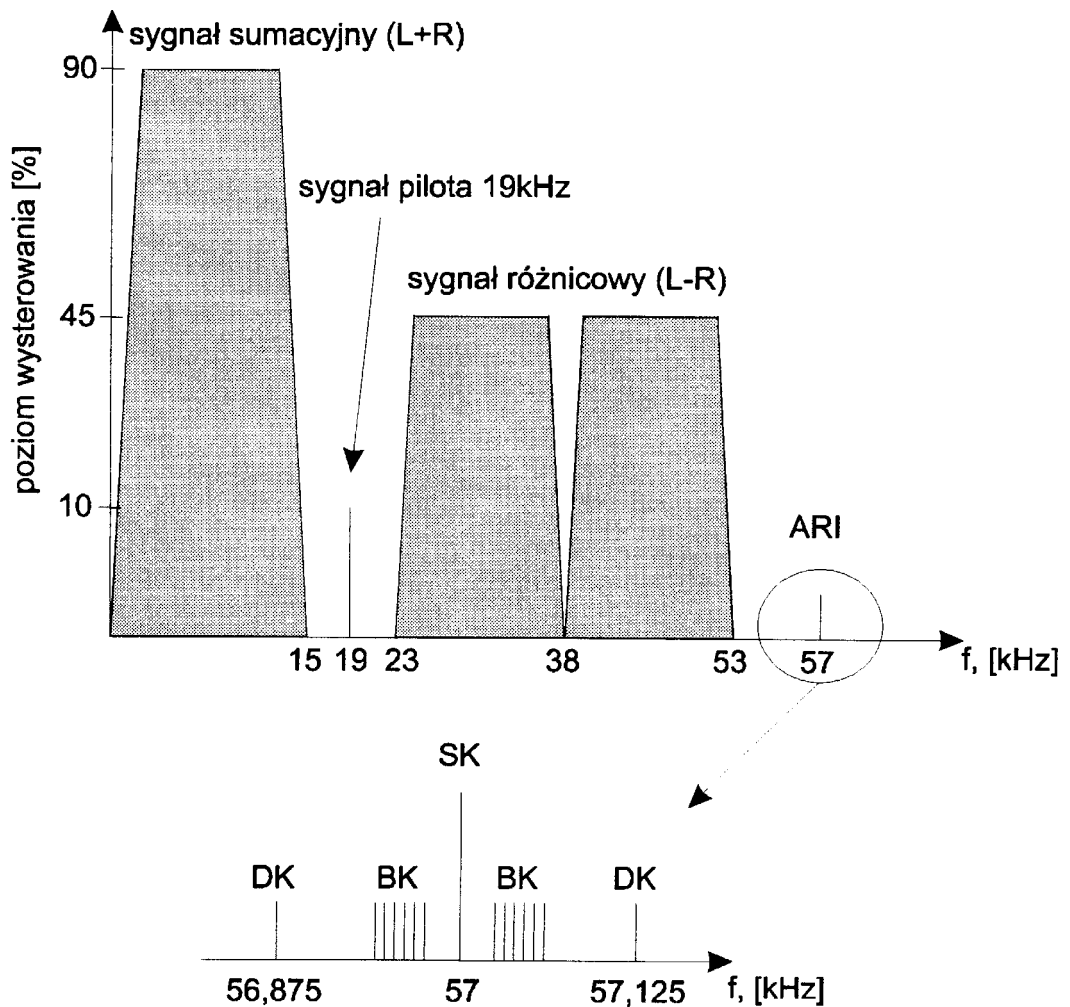
Rys. 7.9. Schemat blokowy układu kodera sygnału stereofonicznego

System stereofoniczny FMX



Rys. 7.10. Widmo sygnału stereofonicznego w systemie FMX
 M- kanał główny, P – sygnał pilotujący, S_p – kanał podnośnej, S_{pp} – kanał podnośnej przesuniętej w fazie o 90° w stosunku do podnośnej 38 kHz.

7.3. RDS



Rys. 7.11. Widmo sygnału stereofonicznego i sygnału ARI

Radiowy system informacji ARI dla kierowców został opracowany w Niemczech w roku 1974. Na rys. 7.11 przedstawiono widmo sygnału stereofonicznego łącznie z widmem systemu ARI. W systemie ARI występują trzy sygnały:

- sygnał podnośnej SK o częstotliwości 57kHz,
- sygnał DK,
- sygnał BK.

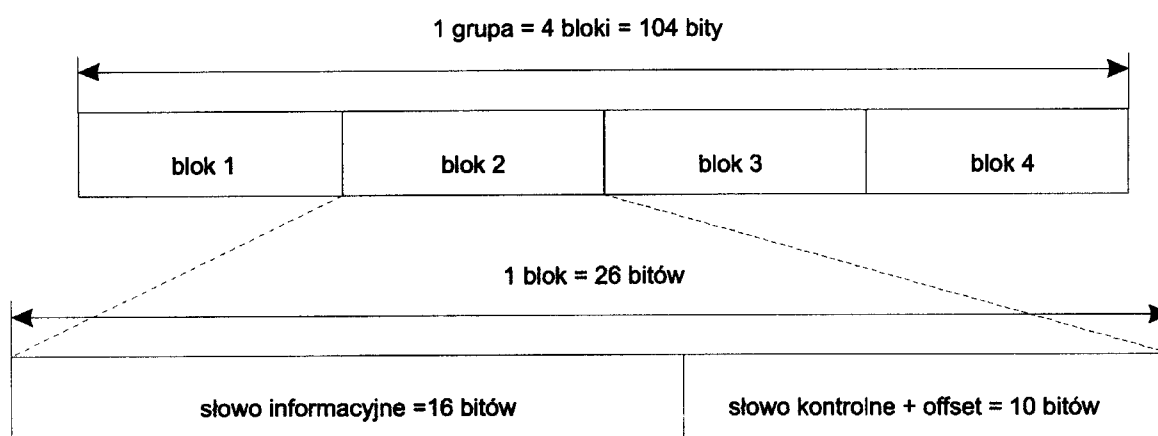
Sygnał SK jest nadawany bez przerwy przez radiostację nadającą komunikaty radiowe dla kierowców i może być wykorzystany do precyzyjnego dostrojenia do danej radiostacji.

Sygnał DK jest o częstotliwości 125Hz i moduluje sygnał SK w amplitudzie (DSB, $m=0.3$). Jest on nadawany w momentach emisji komunikatów dla kierowców.

Sygnał BK (sygnał identyfikacji strefowej) moduluje w amplitudzie sygnał SK (DSB, $m=0.6$). Jego częstotliwość jest związana z obszarem dla którego są przeznaczone komunikaty. Częstotliwość sygnału BK może przyjmować następujące wartości: 23.75Hz, 28.27Hz, 34.93Hz, 39.58Hz, 45.67Hz lub 53.98Hz.

System RDS został opracowany pod koniec lat siedemdziesiątych. Informacją w postaci cyfrowej moduluje się dwustanowo fazę sygnału o częstotliwości 1187,5Hz (modulacja PSK). Tak otrzymanym sygnałem moduluje się amplitudę podnośnej 57kHz a następnie wytłumia się falę podnośną (modulacja DSB-SC). Maksymalna szybkość transmisji wynosi 1187.5b/s

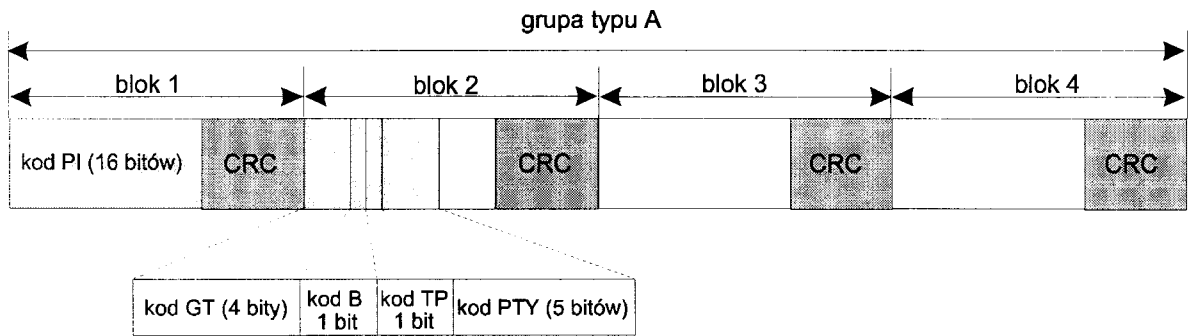
Dane w systemie RDS są przesyłane szeregowo w grupach po 104 bity. Każda grupa składa się z czterech 26-bitowych bloków, natomiast w każdym bloku jest 16 bitów informacyjnych PI i 10 bitów kontrolnych CRC. Maksymalna szybkość transmisji wynosi 731 bit/s, a czas trwania jednej grupy wynosi 87.58ms. Na rys. 7.12 przedstawiono strukturę jednej grupy.



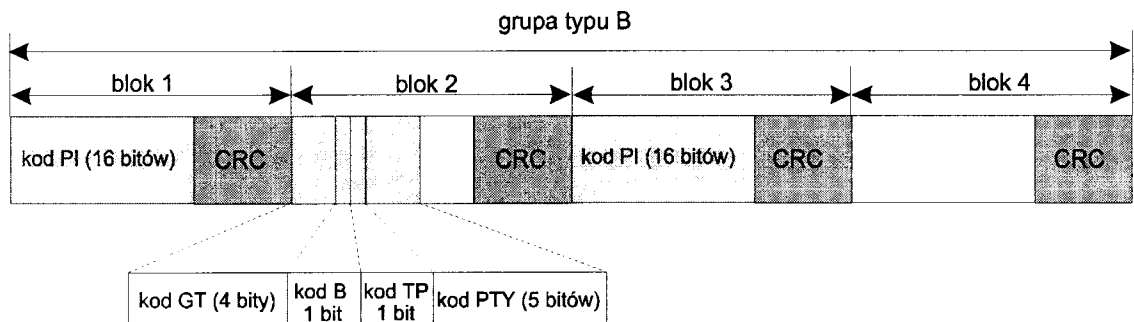
Rys. 7.12. Struktura ramki sygnału RDS

Zostało zdefiniowane 16 różnych grup, przy czym każda może występować w dwóch wariantach – A lub B. Na rys. 7.13 przedstawiono strukturę grupy A natomiast na rys. 7.14 przedstawiono strukturę grupy B.

Rodzaj grupy jest rozpoznawany na podstawie pierwszych pięciu bitów każdej drugiej grupy bloku – bity GT. Wersję grupy A lub B określa ostatni bit GT. Bit TP informuje czy bieżąca informacja jest dla kierowców czy nie. PTY określa typ transmitowanego programu. PI jest kodem identyfikującym radiostację i nadawca ma obowiązek jego emitowania.



Rys. 7.13. Struktura grupy rodzaju A

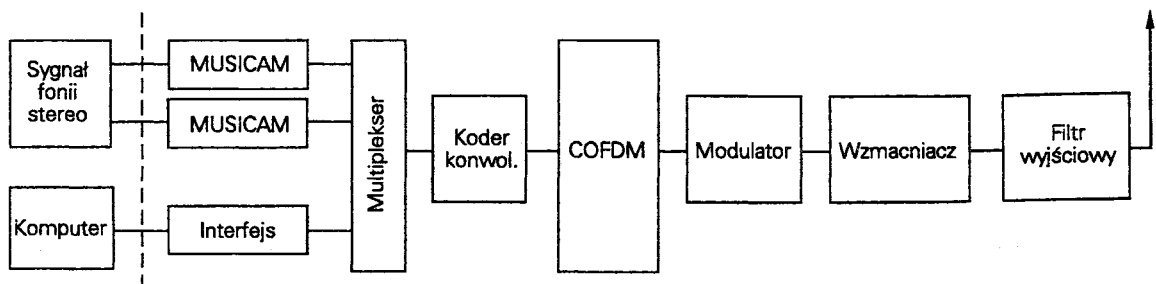


Rys. 7.14. Struktura grupy rodzaju B

W systemie RDS można przesyłać następujące informacje: AF - częstotliwości nadajników emitujących ten sam program, CT - funkcję zegara, TA - sygnał informacji drogowej, PS - nazwę radiostacji, RT - radiotekst, PIN - numer programu, RP - radio paging.

7.4 Radiofonia cyfrowa DAB

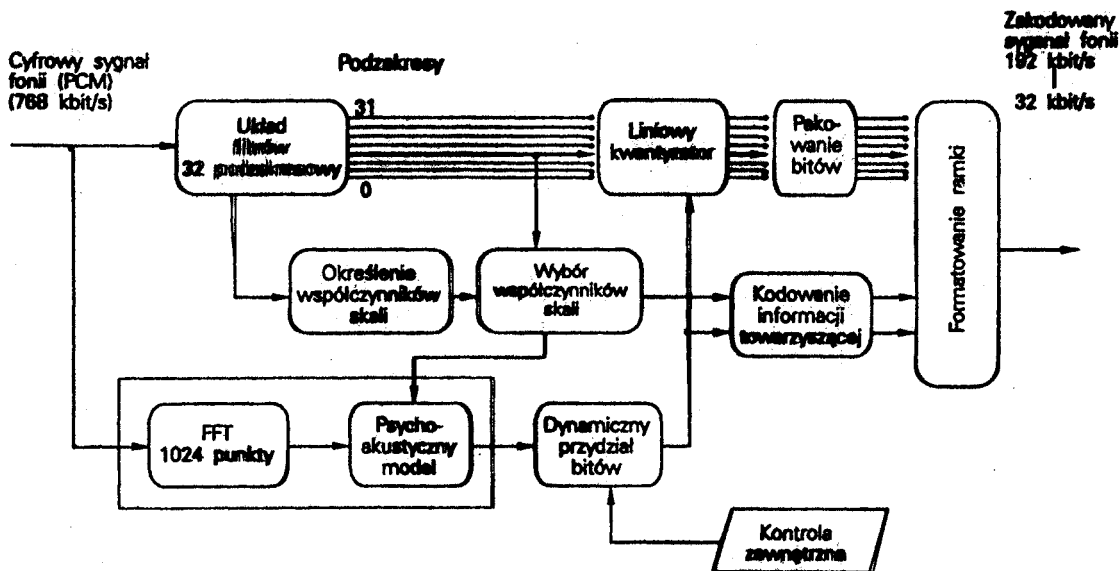
Kodowanie źródłowe



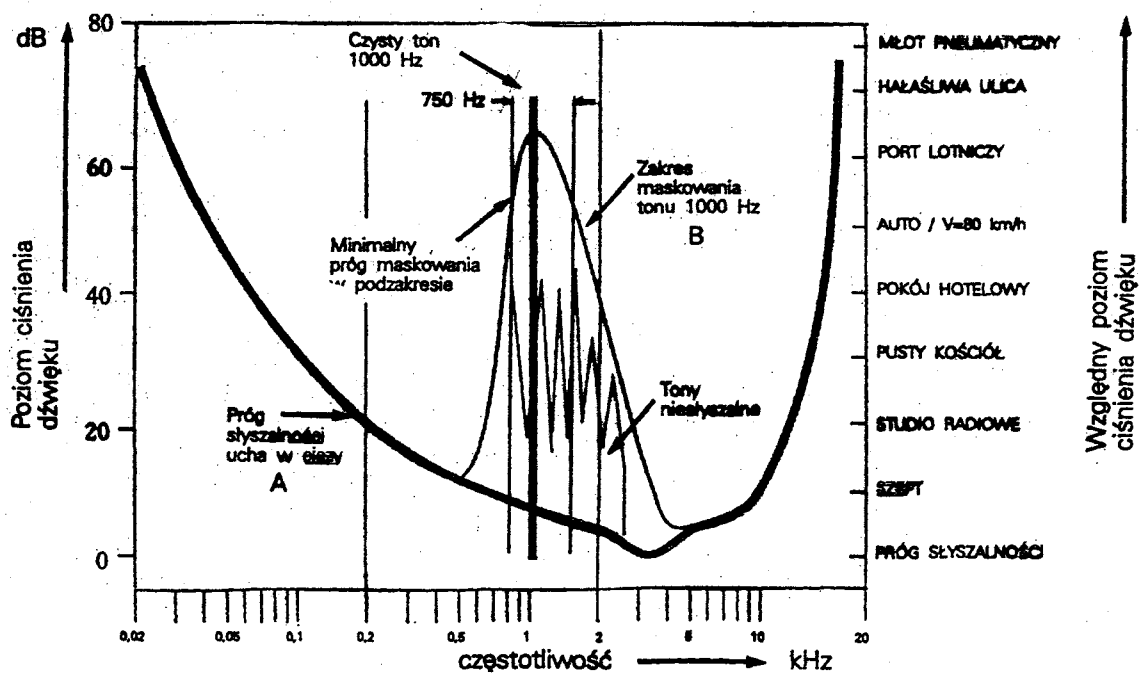
Rys. 7.15. Schemat blokowy nadajnika DAB

Pasmo przenoszenia sygnału (20Hz – 20kHz) dzielone jest na 32 podpasma po 750Hz. Dla każdego podpasma wyznacza się:

- dominujące składowe spośród kolejnych 12 próbek,
- minimalny próg maskowania
- współczynnik skali tj. 6 bitów,
- alokację, tj. dynamiczny przydział bitów wykorzystywanych do kwantowania próbek.



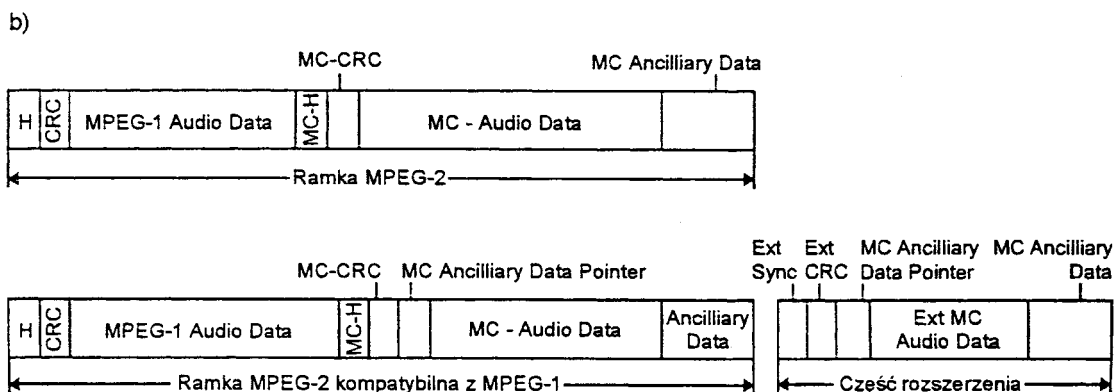
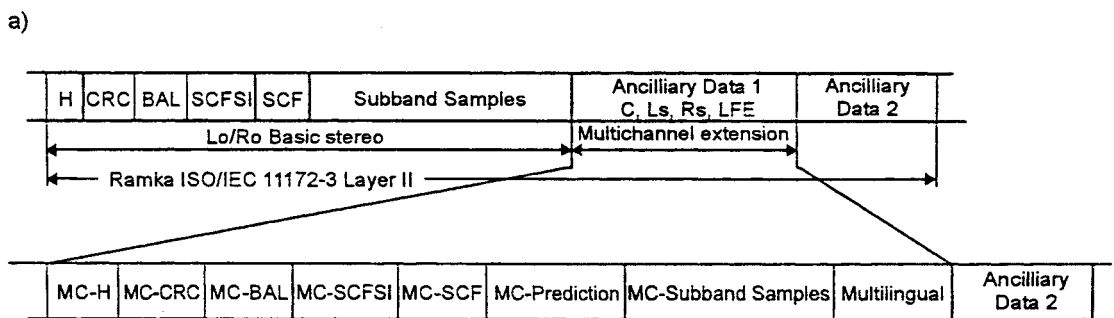
Rys. 7.16. Schemat blokowy dekodera MUSICAM



Rys. 7.17. Psychoakustyczna charakterystyka ucha

W celu zredukowania przepływności wejściowego sygnału cyfrowego wykorzystuje się psychoakustyczne właściwości ucha:

- zależność progu słyszalności od częstotliwości,
- brak wrażliwości ucha na jednocześnie tony bliskie poniżej dominującego – zjawisko maskowania,
- brak wrażliwości ucha na tony słabsze bliskie czasowo sygnałowi dominującemu.



Oznaczenia:

H (Header) - nagłówek

CRC (Cyclic Redundancy Check) - cykliczna kontrola nadmiarowości

BAL (Bit Allocation) - alokacja bitów

SCFSI (Scale Factor Select Information) - informacja wyboru współczynników skali

SCF (Scale Factor) - współczynnik skali

Subband Samples - próbki podpasmowe

Ancillary Data 2 - dane dodatkowe (np. PAD [Programme Associated Data] - skojarzone z programem)

MC (Multichannel Extension) - rozszerzenie wielokanałowe

Prediction - predykcja

Multilingual - wielojęzyczny dźwięk komentatorski

C, Ls, Rs, LFE (Center, Left surround, Right surround, Low Frequency Enhancement Channel) - dodatkowe kanały foniczne

Data Pointer - wskaźnik danych

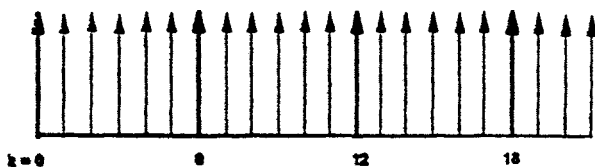
Extension Part - część rozszerzenia

Extension Sync - synchronizacja części rozszerzenia

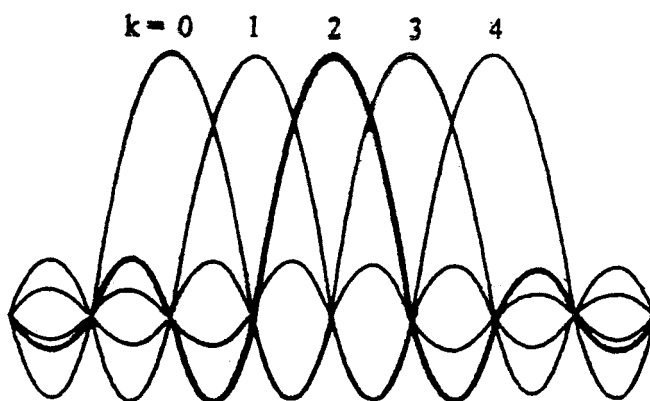
Extension Length - długość rozszerzenia

Rys. 7.18. Przykładowa ramka cyfrowego sygnału fonicznego a) MPEG 1, b) MPEG 2

Kodowanie kanałowe



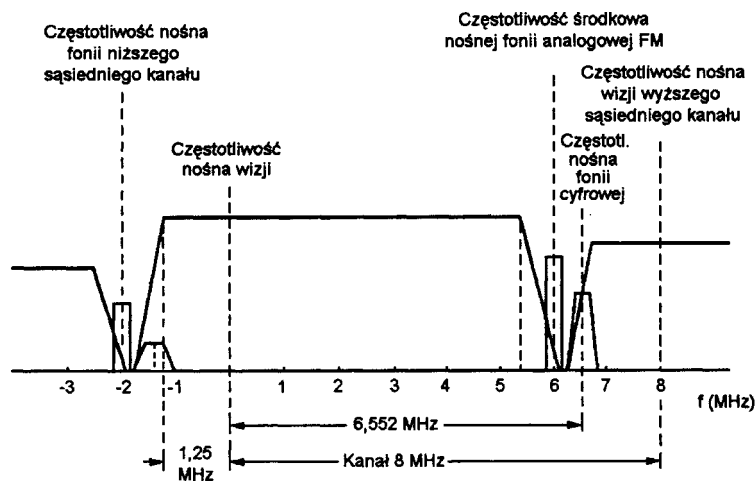
Rys.7.19. Widmo sygnałów podnośnych



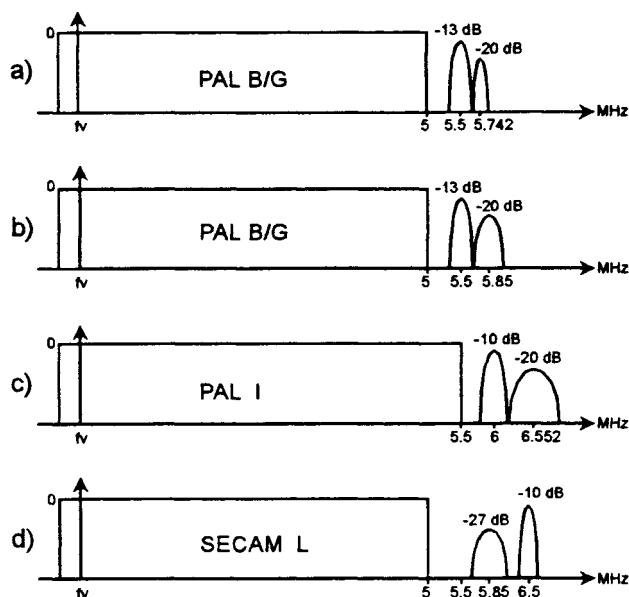
Rys.7.20. Widmo sygnału OFDM

7.5. System NICAM 728

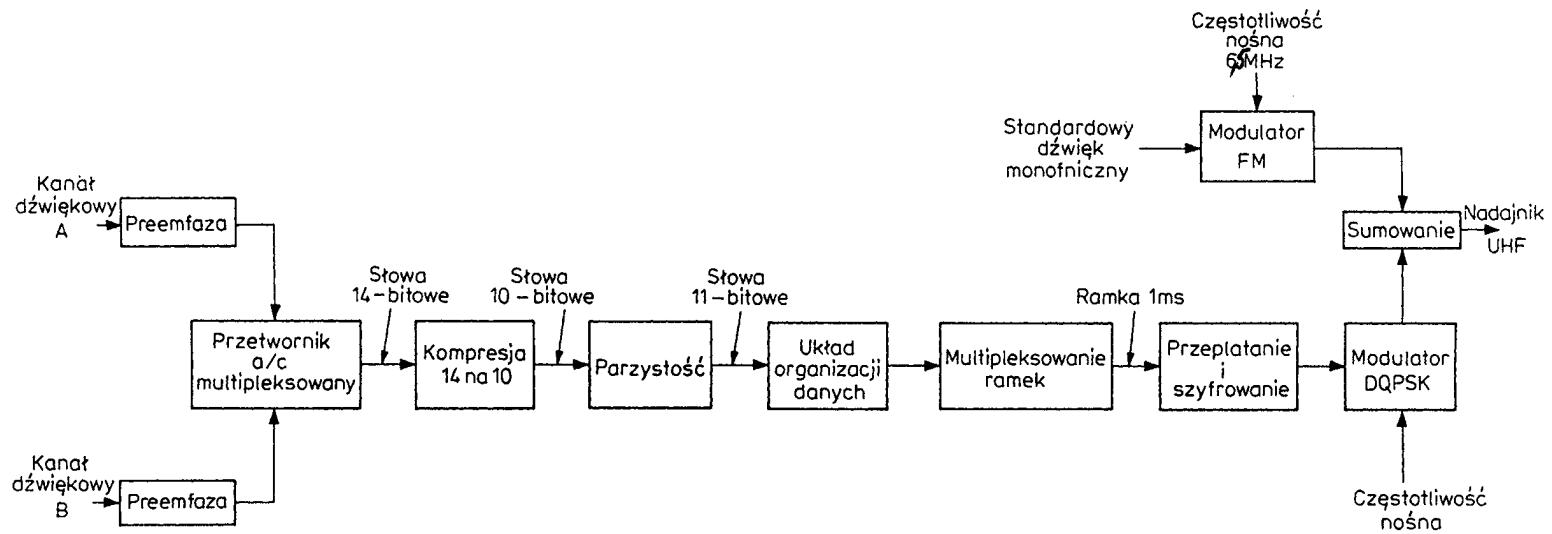
Na rys.7.21 przedstawiono wzajemne położenie sygnałów wizji i fonii wraz z sygnałem NICAM-728 dla idealnego sygnału PAL I.



Rys. 7.21. Widmo sygnału wizji i fonii wraz z widmem sygnału NICAM-728

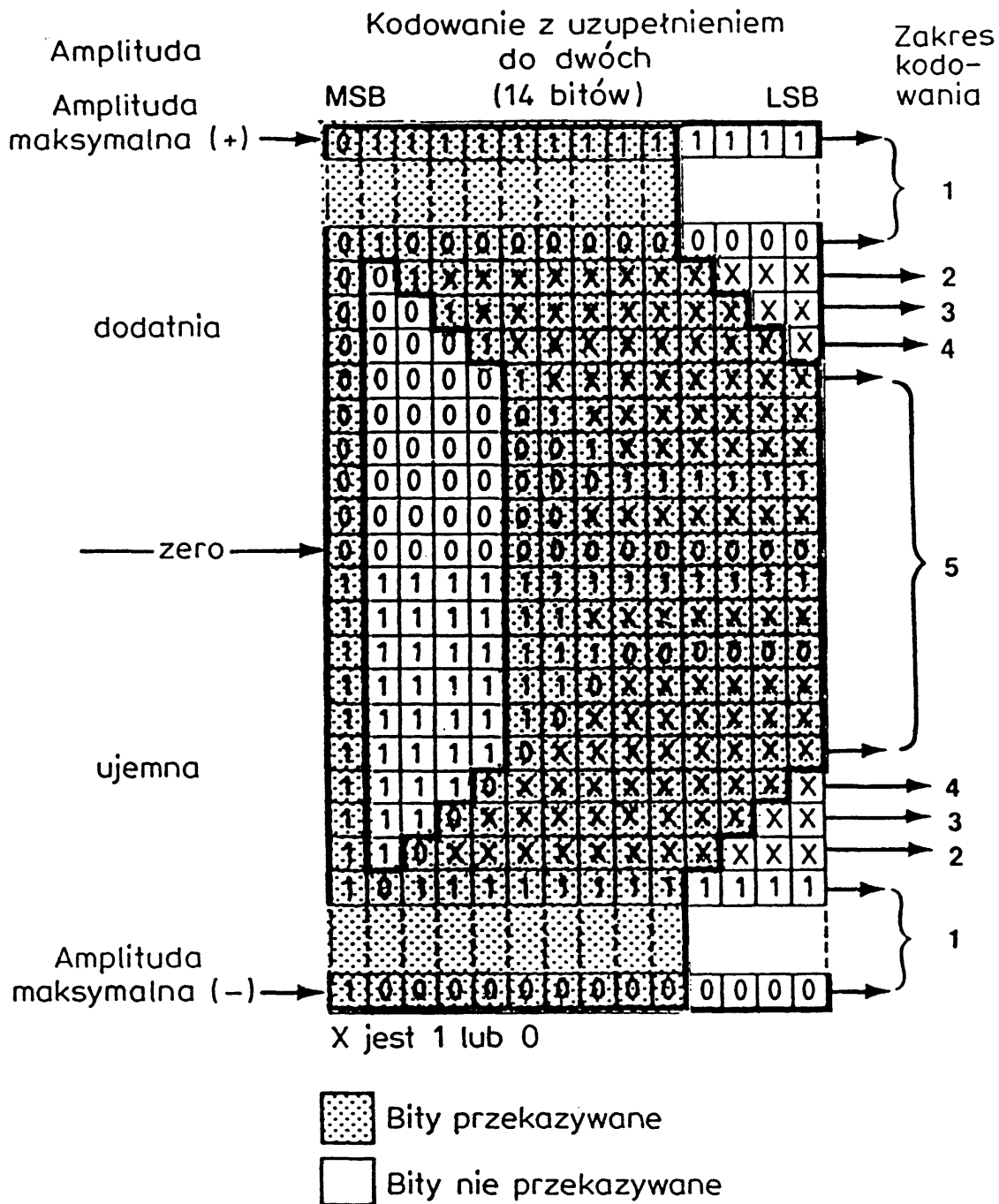


Rys. 7.22. Położenie podnośnej dźwięku dodatkowego dla
 a) przy nadawaniu w systemie A2,
 b) przy nadawaniu w systemie NICAM-728



Rys. 7.23. Schemat blokowy kodera systemu NICAM-728

Zasada kompresji sygnału z 14 bitów do 10 bitów została przedstawiona na rys.7.24. Dla każdej 14 bitowej próbki są odrzucane cztery bity oraz jest wyznaczany współczynnik skali.

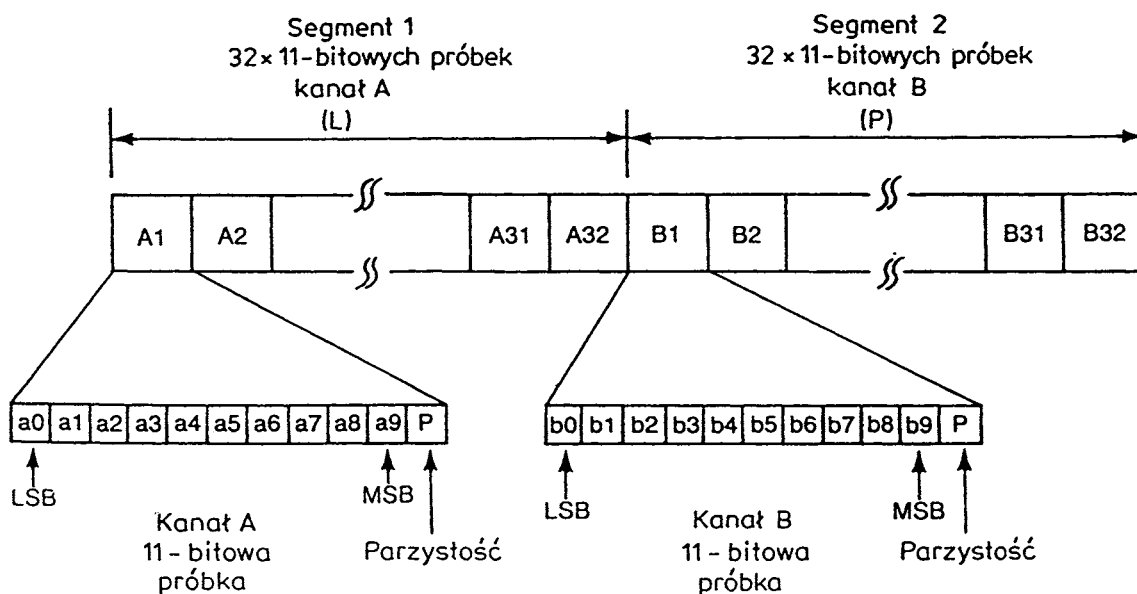


Rys. 7.24. Zasada kompresji sygnału w systemie NICAM-728

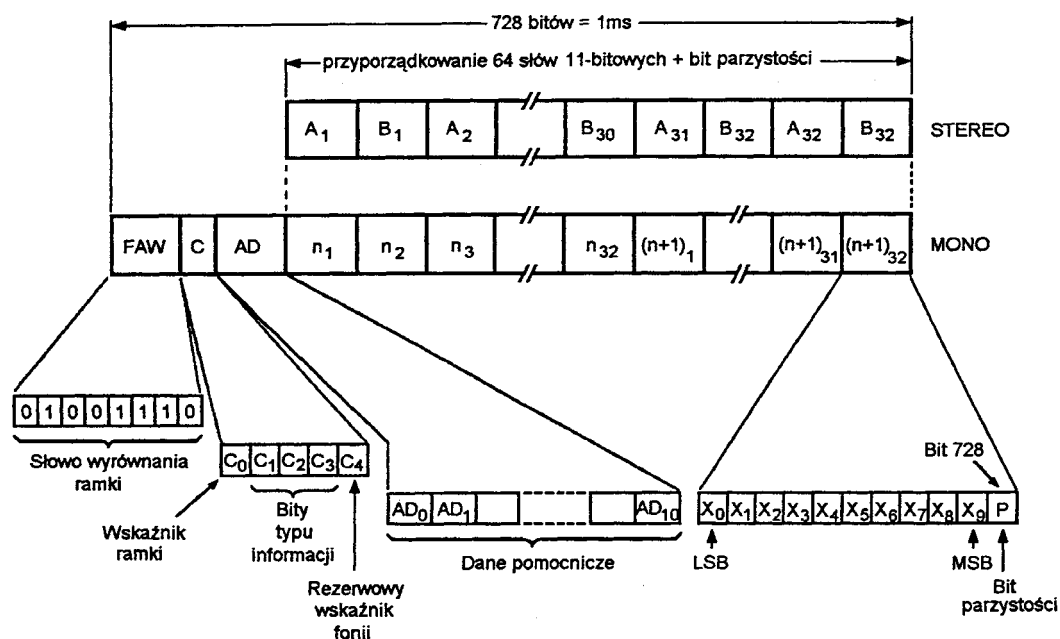
W tabeli 1 zestawiono zakresy kodowania oraz odpowiadające im współczynniki skali, zakresy ochronne.

Tabela 1

Zakres kodowania	Współczynnik skali	Zakres ochronny	Liczba takich samych najbardziej znaczących bitów
1	1 1 1	1	Brak
2	1 1 0	2	2
3	1 0 1	3	3
4	0 1 1	4	4
5	1 0 0	5	5
	0 1 0	6	6
	0 0 1 lub 0 0 0	7	7 lub więcej



Rys. 7.25. Postać segmentu kanału A i B



Rys. 7.26. Układ 11 bitowych słów w ramce sygnałowej

Tabela 2

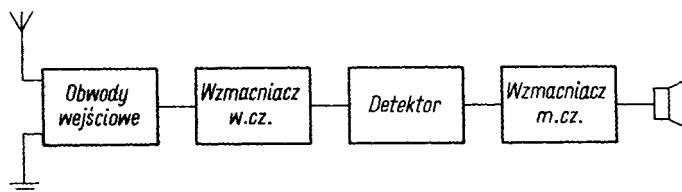
Bity kontrolne rodzaju informacji			Rodzaj informacji
C1	C2	C3	
0	0	0	Sygnal stereofoniczny: kanał L + kanał P (multipleksowane)
0	1	0	Dwa niezależne sygnały dźwięku monofonicznego przesyłane co ramkę (np. transmisja dwujęzyczna)
1	0	0	Jeden sygnał dźwięku monofonicznego i sygnał danych (przesyłane co ramkę)
1	1	0	Sygnal cyfrowy danych

W tabeli 2 zestawiono znaczenie poszczególnych bitów tworzących słowo identyfikacji. Bit C4 ma wartość 1 gdy tor NICAM przekazuje tę samą informację co tor analogowy.

8. ODBIORNIKI RADIOFONICZNE

8.1. Odbiorniki sygnału analogowego

Na rys. 8.1 przedstawiono schemat blokowy odbiornika o bezpośrednim wzmacnieniu.



Rys. 8.1. Schemat blokowy odbiornika o bezpośrednim wzmacnieniu

Odbiorniki z przemianą częstotliwości

Odbiór superheterodynowy polega na przetwarzaniu odbieranego sygnału w.cz. na sygnał w.cz. o innej częstotliwości zwanej częstotliwością pośrednią. Częstotliwość pośrednia jest równa sumie lub różnicy częstotliwości odbieranego sygnału i częstotliwości heterodyny.

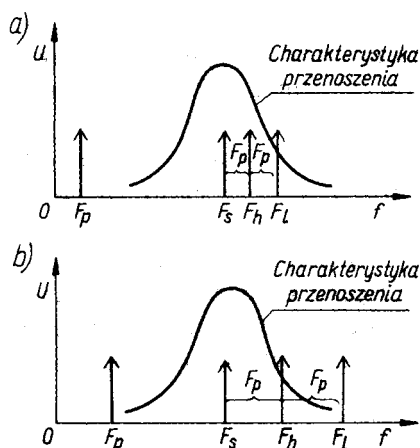
$$F_p = F_s - F_h \quad (8.1)$$

$$F_p = F_h - F_s \quad (8.2)$$

przy czym: F_p – częstotliwość pośrednia, F_s – częstotliwość odbieranego sygnału,
 F_h – częstotliwość heterodyny

Częstotliwość pośrednia powinna być wybierana w takim zakresie, w którym nie pracuje żaden nadajnik oraz aby można było zrealizować wzmacniacz p.cz. o żądanych parametrach jak np. wzmacnienie, szerokość przenoszonego pasma. W odbiornikach AM wartość częstotliwości pośredniej wybiera się z w paśmie częstotliwości 430 – 470 kHz. Najczęściej w odbiornikach AM stosuje się częstotliwość pośrednią równą 455kHz lub 465kHz, natomiast dla odbiorników FM wartość częstotliwości pośredniej wynosi 10.7MHz.

Podczas przemiany częstotliwości mogą powstać zakłócenia wywołane obecnością sygnału lustrzanego



Rys. 8.2. Rozkład prążków w widmie częstotliwości przy superheterodynowym odbiorze

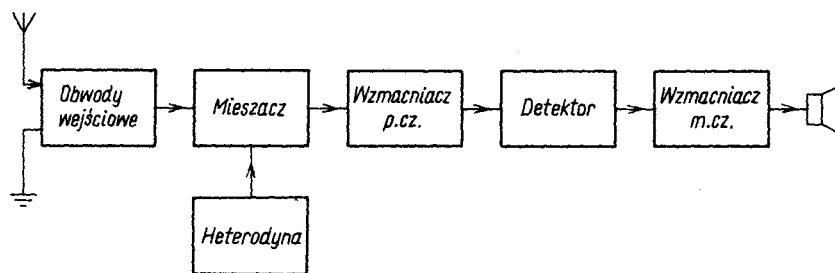
a) mała częstotliwość pośrednia,

b) duża częstotliwość pośrednia.

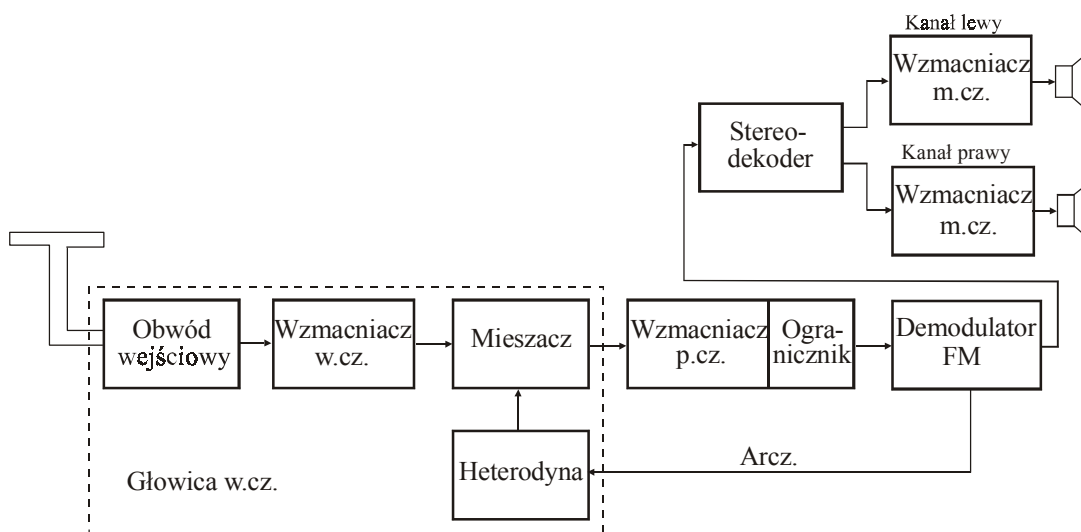
W celu uniknięcia zakłóceń pochodzących od sygnałów lustrzanych wybiera się częstotliwość pośrednią możliwie dużą lub stosuje się podwójną częstotliwość pośrednią. Pierwsza częstotliwość pośrednia jest duża, np. 2MHz natomiast druga jest mała, np. 455kHz. W najnowszych konstrukcjach odbiorników radiofonicznych pierwsza częstotliwość pośrednia może mieć nawet 40MHz.

Na rys. 8.3 przedstawiono schemat blokowy odbiornika superheterodynowego

przeznaczonego do odbioru sygnałów z modulacją AM, natomiast na rys. 8.4 przedstawiono schemat blokowy odbiornika przeznaczonego do odbioru sygnałów stereofonicznych z modulacją FM.

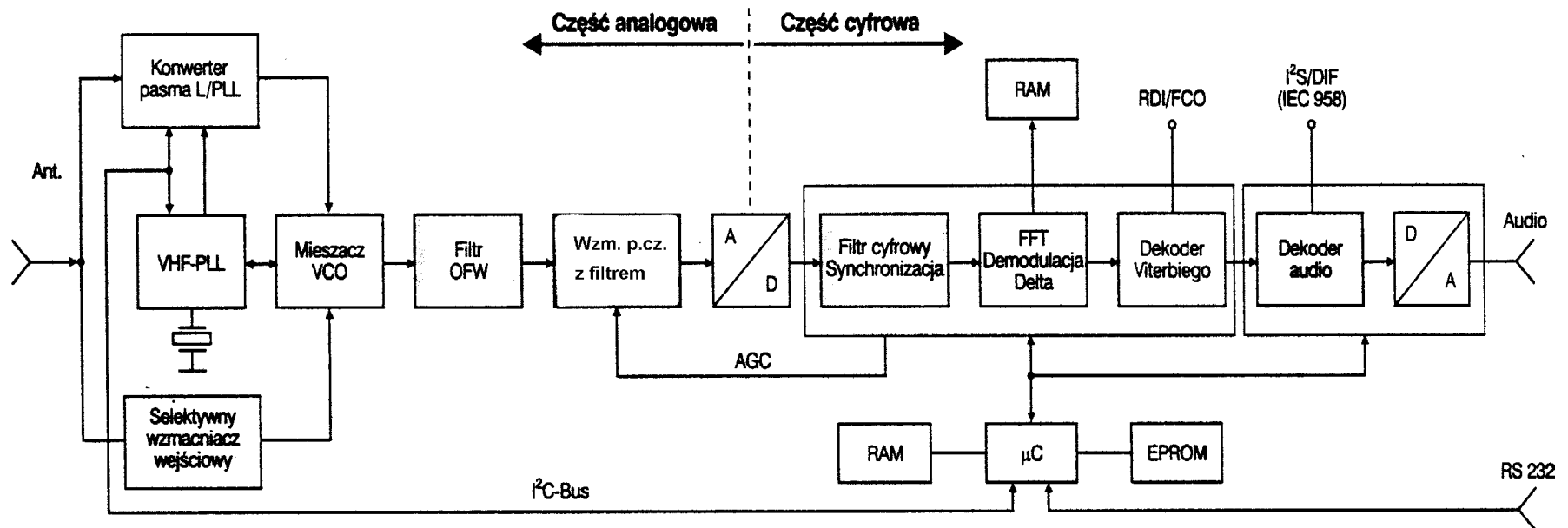


Rys. 8.3. Schemat blokowy odbiornika superheterodynowego



Rys. 8.4. Schemat blokowy superheterodynowego odbiornika FM

8.2. Odbiornik sygnału cyfrowego - DAB



Rys. 8.5. Schemat blokowy odbiornika sygnału cyfrowego DAB