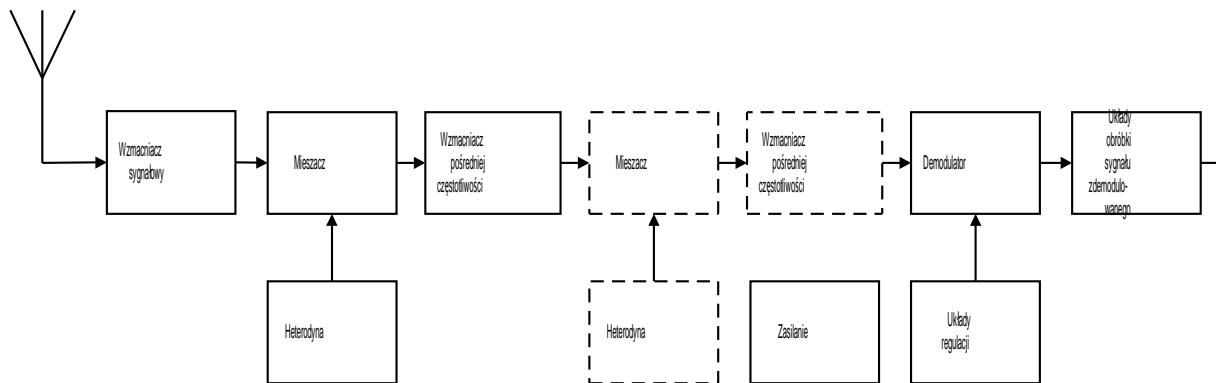
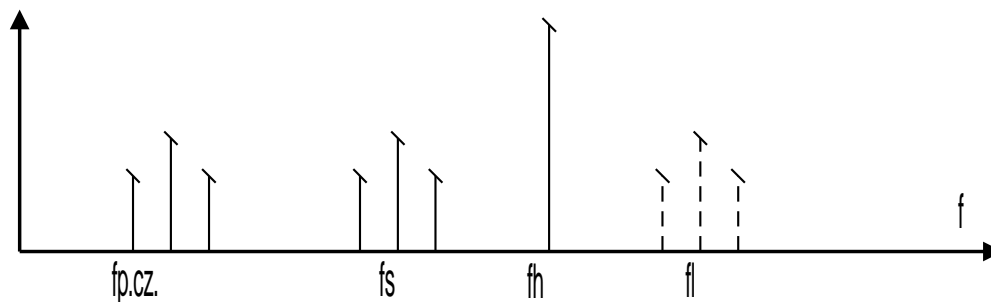


## 2. PODSTAWOWY UKŁAD ODBIORNIKA SUPERHETERODYNOWEGO



Rys. 3. Schemat blokowy odbiornika z przemianą częstotliwości



Rys. 4. Cel przemiany częstotliwości

### Typowa budowa odbiornika radiowego

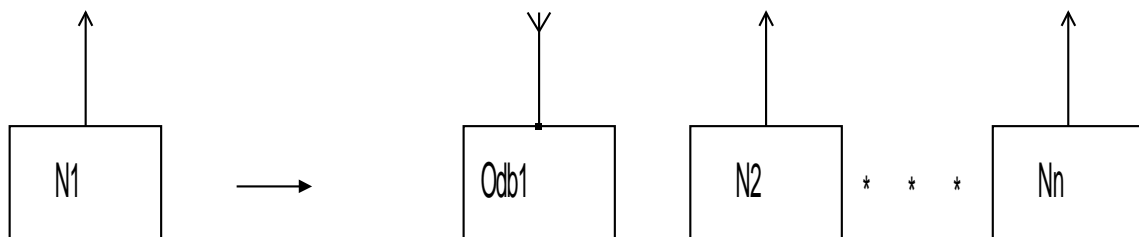
Cechy wspólne różnych konstrukcji odbiorników:

- 1) pierwsze stopnie odbiornika pracują na częstotliwości przychodzącego sygnału,
- 2) po przemianie odbierany sygnał otrzymuje nową, stałą częstotliwość, niezależnie od częstotliwości przychodzącego sygnału,
- 3) heterodyna przeważnie z synteza częstotliwości,
- 4) po przemianie tor pośredniej częstotliwości zaczyna się od filtra ceramicznego albo kwarcowego,
- 5) demodulator synchroniczny do demodulacji sygnałów AM, demodulator koidencyjny przy demodulacji FM,
- 6) automatyczna regulacja wzmacnienia,

- 7) w odbiornikach nie wyposażonych w syntezę częstotliwości - automatyczna regulacja częstotliwości,
- 8) w odbiornikach przeznaczonych do pracy w systemie z cyfrową transmisją sygnałów rozbudowane układy obróbki sygnałów zdemodulowanych; m in. układy przeciwdziałające błędom seryjnym w kanale, związane z korekcją parametrów kanału i błędów w kanale,
- 9) cyfryzacja odbiornika obejmuje coraz częściej również demodulator (decyzja o odebranym sygnale elementarnym jest podejmowana po analizie próbek sygnału nie zdemodulowanego),
- 10) odbiorniki często muszą być wyposażane w tor odtwarzania częstotliwości i fazy odbieranego sygnału oraz odtwarzania taktu bitowego.

### 3. PODSTAWOWE PARAMETRY ODBIORNIKÓW RADIOWYCH

#### Kryteria oceny odbiornika radiowego



*Rys. 5. Praca odbiornika w systemie radiokomunikacyjnym*

Głównym zadaniem stawianym odbiornikowi jest zapewnienie możliwie wiernego odbioru przesyłanych przez nadajnik informacji.

Kryteria oceny odbiornika służą do oceny przydatności odbiornika do pracy w systemie radiokomunikacyjnym:

- a) ocena możliwości operacyjnych odbiornika,
- b) ocena jakościowa odbiornika.

Kryteria oceny jakościowej służą do odpowiedzi na następujące pytania:

- 1) jak daleko od stacji nadawczej może pracować odbiornik,
- 2) jak mocno teren w którym znajduje się odbiornik może być nasycony innymi służbami radiokomunikacyjnymi,

3) jak wierną kopią przesyłanych przez nadajnik informacji jest sygnał na wyjściu odbiornika?

Czułość. Czułość odbiornika - jest to zdolność do prawidłowego odbioru możliwie małych sygnałów. Przez prawidłowy odbiór rozumiemy odpowiednio silny sygnał akustyczny o akceptowanej jakości.

Miarą czułości jest poziom sygnału wejściowego.

Czułość użytkowa. - jest to najmniejszy poziom sygnału wejściowego, przy którym otrzymuje się normalną moc wyjściową przy dopuszczalnym stosunku sygnał / szum na wyjściu akustycznym odbiornika.

Ustalenia normalizujące w radiokomunikacji ruchomej:

1) czułość wyraża się w wartościach siły elektromotorycznej generatora pomiarowego o znormalizowanej impedancji wyjściowej (1/2 SEM),

2) dewiacja przy pomiarze czułości  $m = 60\%$  maksymalnej dewiacji w systemie,

3) stosunek  $\frac{\text{Sygnał} + \text{Szum} + \text{Zniekształcenia}}{\text{Szum} + \text{Zniekształcenia}}$  (SINAD) = 12dB

Selektywność - jest to zdolność odbiornika do wydzieleniażądanego sygnału z pośród innych sygnałów odbieranych jednocześnie przez antenę.

Dla oceny selektywności bada się w funkcji częstotliwości przebieg modułu wzmocnienia (normalizujemy względem środka pasma przepuszczania).

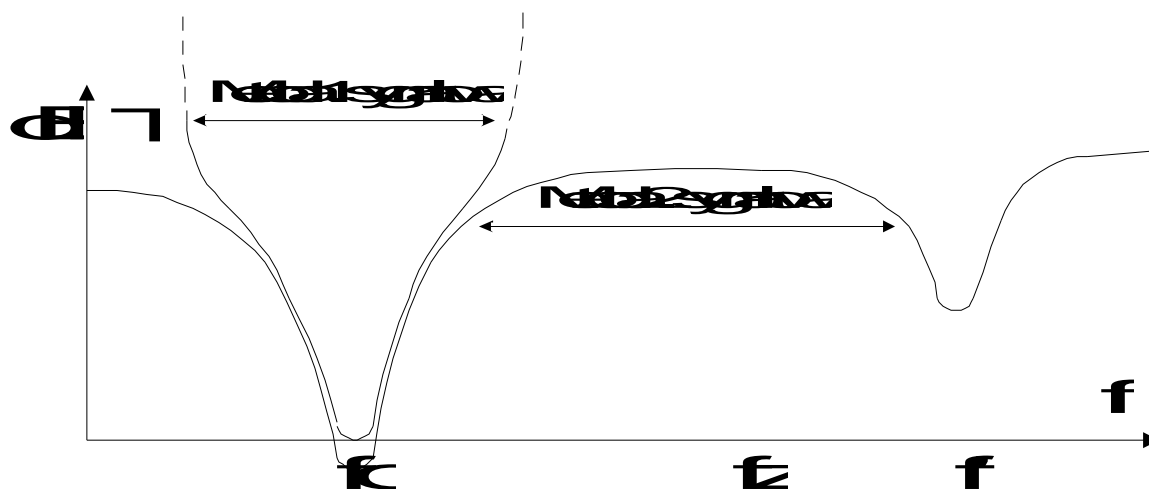
Odwrotność -  $\frac{K(f_0)}{K(f)}$  - tłumienie w stosunku do środka pasma przepuszczania.

Najczęściej podaje się szerokość pasma B częstotliwości praktycznie nie tłumionych (na ogół do 3dB) oraz tłumienie dla kilku częstotliwości poza pasmem. Podaje się również nachylenie krzywej tłumienia (np. w dB /Oktawę).

Selektywność w stosunku do sąsiedniego kanału

- Selektywność mierzona jednym sygnałem obrazuje przeszkody na jakie napotyka sygnał niepożądanym, przy przedostawaniu się na wyjście odbiornika.

- Selektowność mierzona dwoma sygnałami obrazuje zakłócający wpływ sygnału niepożądanego na istniejącą łączność uzyskiwaną za pośrednictwem sygnału użytecznego.



Rys. 6. Porównanie selektywności mierzonych jednym sygnałem z selektywnością dwusygnałową

#### Odbiór częstotliwości niepożądanych

Obrazuje dalszy kształt charakterystyki wzmocnienia w funkcji częstotliwości oraz jest związany z nieliniowościami w odbiorniku. Bada się dodatkowe kanały odbioru.

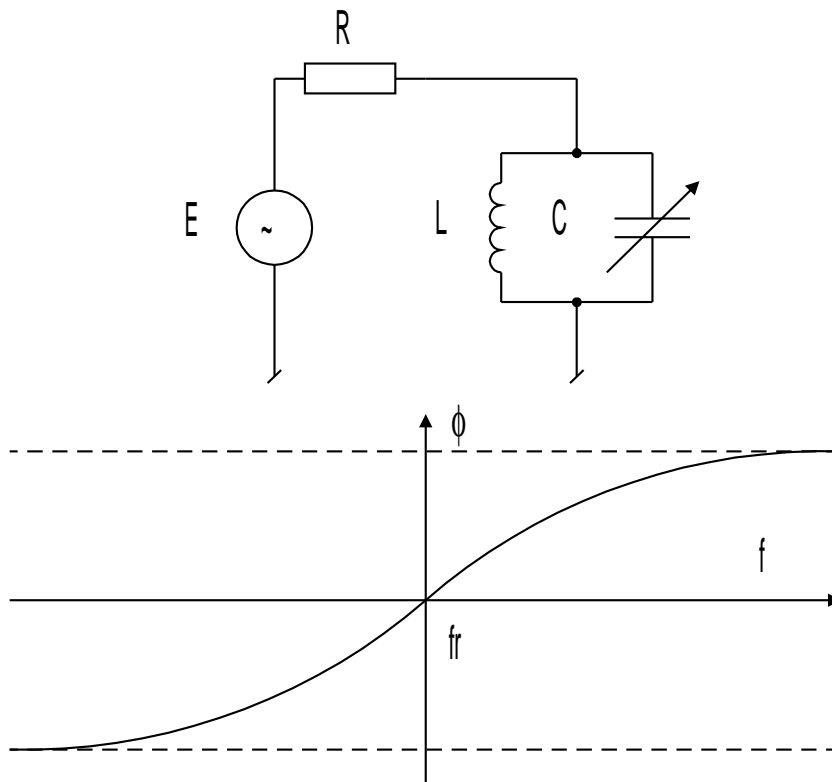
#### Podatność na modulację skrośną

Określa możliwość zmodulowania sygnału użytecznego o częstotliwości nominalnej przez zmodulowany sygnał zakłócający o różnej od nominalnego sygnału częstotliwości.

Mechanizm modulacji skrośnej. Sygnał zakłócający posiada modulację AM, lub ją uzyskuje jeżeli jest na zboczu krzywej rezonansowej. Jeżeli posiada dużą amplitudę to na nieliniowościach odbiornika (złącze p-n, kanał tranzystora polowego itp.) ulega detekcji amplitudy. Teraz punkt pracy będzie się przesuwiał zgodnie z chwilową amplitudą sygnału zakłócającego. Spowoduje to:

- 1) zmianę wzmocnienia, odbieraną w odbiorniku AM jako pasożytnicza modulacja AM,

- 2) zmianę pojemności wejściowej i wyjściowej tranzystorów, w efekcie pasożytniczą modulację fazy, odbieraną w odbiorniku FM jako pasożytnicza modulacja FM,
- 3) w mieszaczu samodrgającym (oscylator lokalny zbudowany na tym samym tranzystorze co mieszacz) zmianę częstotliwości wytwarzanych drgań, w efekcie sygnał pośredniej częstotliwości otrzyma pasożytniczą modulację częstotliwości, co będzie odbierane jako zakłócenie w odbiorniku FM, lub może spowodować pasożytniczą modulację AM na zboczu krzywej rezonansowej i być odbierane jako zakłócenie w odbiorniku AM.



Rys. 7. Powstawanie pasożytniczej modulacji AM oraz FM

#### Podatność na intermodulację

Bada zakłócenia sygnału użytecznego przez sygnał wytworzony na nieliniarnościach 3, 5 i wyższych rzędów w torze przeddetekcyjnym odbiornika.

Intermodulacją nazywamy takie wzajemne zmieszanie się sygnałów zakłócających, na nieliniowościach występujących w odbiorniku, że w efekcie powstanie przebieg o częstotliwości bliskiej częstotliwości jaką posiada w da-

nym stopniu odbiornika sygnał użyteczny. Od tego miejsca w odbiorniku produkt intermodulacji jest nie do odróżnienia od sygnału użytecznego i wywołuje jego zakłócenie.

$$\text{Np. } f_1 = f_s + \Delta f ; f_2 = f_s + 2\Delta f .$$

W wyniku intermodulacji III rzędu może powstać sygnał o częstotliwości:

$$f_{\text{int}} = 2f_1 - f_2 = 2f_s + 2\Delta f - f_s - 2\Delta f = f_s .$$

#### Zakłócenia wielkiej częstotliwości powodowane przez odbiornik

Może to być promieniowanie na częstotliwości I heterodyny (oscylator lokalny), lub na częstotliwościach innych przebiegów występujących w odbiorniku. Promieniowanie może zachodzić za pośrednictwem anteny, chassis, lub elementów montażowych.

#### Parametry małej częstotliwości

Moc wyjściowa - jest to maksymalna moc, przy zniekształceniach mniejszych od nominalnych, np. 1%.

Zniekształcenia liniowe (charakterystyka deemfazy). Dla poprawy stosunku sygnał /szum stosuje się w niektórych systemach kształtowanie charakterystyki małej częstotliwości.

#### Szumy własne i przydźwięk

Są to szumy po demodulacji, mierzone przy obecności nośnej, a więc nie odbierane przez antenę ani nie pochodzące ze wstępnych stopni odbiornika.

#### Szumy własne i przydźwięk

Są to szumy po demodulacji, mierzone przy obecności nośnej, a więc nie odbierane przez antenę ani nie pochodzące ze wstępnych stopni odbiornika.

### 4. ODBIÓR Z PRZEMIANĄ CZĘSTOTLIWOŚCI

#### Zalety i wady odbiorników o bezpośrednim wzmacnieniu oraz odbiorników z przemianą częstotliwości

	Odbiornik o bezpośrednim wzmacnieniu	Odbiornik z przemianą częstotliwości
Prestrajania-	1) Konieczność przestrajania wszystkich obwodów rezonansowych przy zmianie stacji -	1) Przestrajanie jedynie wzmacniacza sygnałowego (nie zawsze!) i heterodyny.

nie	problem współbieżności przestrajanania, 2) zmiana wzmacnienia w funkcji częstotliwości.	
Stabilność	Całe wzmacnienie odbiornika musi odbywać się na tej samej, jednej częstotliwości.	Całe wzmacnienie dzielimy na poszczególne bloki, pracujące na różnych częstotliwościach.
Selektywność	Trudności z uzyskaniem selektywności na wyższych częstotliwościach.	Podstawowa selektywność jest realizowana na z góry przez nas wybranej częstotliwości. Filtry o selektywności skupionej.
Sygnalizacja niepożądane		Przemiana częstotliwości stwarza dodatkowe kanały odbioru.

#### Ad. Przestrzalność

Istnieją problemy z zapewnieniem współbieżności przestrajanania równocześnie kilku obwodów rezonansowych. Trudności te są powodowane przez rozrzut parametrów, np. pojemności, poszczególnych obwodów i diod pojemnościowych.

Odbiornik z przemianą częstotliwości ma mniejszą liczbę przestrajananych obwodów - często tylko dwa.

#### Ad. Stabilność

Jeżeli wymagane wzmacnienie toru przeddetekcyjnego odbiornika jest

np. rzędu  $10^6 \left( \frac{1V}{1\mu V} \right)$ , to w odbiorniku o bezpośrednim wzmacnieniu wystarczy sprzężenie między wyjściem wzmacniacza a jego wejściem rzędu  $=10^6$

$=0,000001$ , aby odbiornik się wzбудził  $\left( K^* = \frac{K_o}{1 - \beta K_o} \right)$ .

W odbiorniku z przemianą, czy z kilkoma przemianami częstotliwości, wymagane wzmocnienie bloku pracującego na tej samej częstotliwości jest dużo mniejsze.

#### Ad. Selektywność

Jest to czynnik rozstrzygający o konieczności stosowania przemiany częstotliwości.

*Przykład.* jaka powinna być dobroć pojedynczego obwodu rezonansowego, aby uzyskać tłumienie 3dB w odległości 5kHz od środka pasma przepuszczenia: a) przy  $f_o=500kHz$ , b)  $f_o=500MHz$ ?

$$Q = \frac{f_o}{B_{3dB}} = \frac{f_o}{2\Delta f_{3dB}}; \Delta f_{3dB} = \frac{f_o}{2Q}$$

$$a) Q = \frac{500kHz}{2 \cdot 5kHz} = 50; \quad b) Q = \frac{5000000 kHz}{2 \cdot 5kHz} = 50000$$

#### Ad. Odbiór sygnałów niepożądanych

Stopień przemiany częstotliwości stwarza dodatkowe kanały odbioru: częstotliwość lustrzaną, odbiór związany z harmonicznymi heterodyny,

$$f_1 - f_2 = f_{pcz} \text{ (intermodulacja w mieszaczu), gwizdy superheterodynowe.}$$

### 5. SZUMY W ODBIORNIKU

1) Szum fluktuacyjny (termiczny) - widmo 1000 GHz,

2) szum śrutowy -,,- -,,- -,,-

3) szum migotania widmo typu 1/f

Szum fluktuacyjny jest związany z bezwładnym ruchem elektronów w przewodnikach. Atomy w metalach tworzą siatkę krystaliczną, a elektrony zewnętrzne poruszają się bezwładnie tworząc gaz elektronowy.

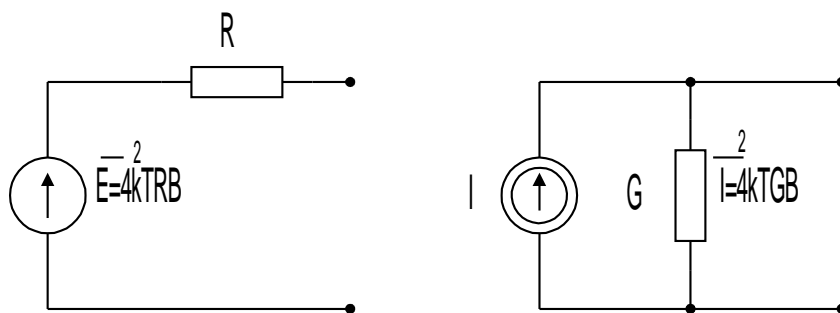
Bezwładny ruch jonów siatki krystalicznej pod wpływem temperatury prowadzi do zderzeń z elektronami i do wzajemnej wymiany energii. W rezultacie elektrony bez pobudzenia źródłem zewnętrznym stale są w ruchu, wywołując w przewodniku prąd bezwładnie fluktuujący.

Szum śrutowy jest związany z bezwładną emisją elektronów z metalu lub przepływem nośników przez złącze w półprzewodniku.

Natura szumu migotania nie jest dokładnie wyjaśniona.



Są to szумы typu  $\frac{1}{f}$ .



Rys. 8. Szum termiczny rezystancji

$$k = 1,374 \cdot 10^{-23} \text{ W} \cdot \text{s} / \text{K};$$

Dysponowana moc szumu termicznego rezystora nie zależy od jego war-

tości:

$$N_d = \frac{\overline{E^2}}{4R} = \frac{4kTRB}{4R} = kTB$$

#### Miara właściwości szumowych czwórnika

Miarą właściwości szumowych czwórnika może być pogorszenie stosunku sygnału do szumu po przejściu sygnału przez czwórnik.

Niech  $P_{Swe}$  i  $P_{Swy}$  oznaczają moc sygnału odpowiednio na wejściu i wyjściu czwórnika, a  $P_{Nwe}$  i  $P_{Nwy}$  - moc szumu analogicznie na jego wejściu i wyjściu oraz  $K_{pd}$  - dysponowane wzmocnienie mocy czwórnika.

$$\frac{P_{Swy}}{P_{Nwy}} = \frac{P_{Swe}}{P_{Nwe}} \cdot \frac{1}{F}; \quad F = \frac{\frac{P_{Swe}}{P_{Nwe}}}{\frac{P_{Swe}}{P_{Nwe}} \cdot K_{pd}} = \frac{P_{Nwy}}{P_{Nwe} \cdot K_{pd}};$$

Aby tak określony współczynnik szumu był miarą obiektywną muszą być spełnione jeszcze pewne założenia.

*Def.* Punktowy współczynnik szumu czwórnika jest definiowany jako stosunek całkowitej mocy szumu oddanej do obciążenia na wyjściu (na jednostkę pasma 1Hz) do tej jego części, która pochodzi od szumu źródła sygnału, przy założeniu, że jedynym źródłem szumu dochodzącego do wejścia czwórnika jest rezystancja źródła sygnału, znajdująca się w standardowej temperaturze  $T_0=293\text{K}$ .

Za pomocą współczynnika szumu można również definiować właściwości szumowe liniowej części odbiornika.

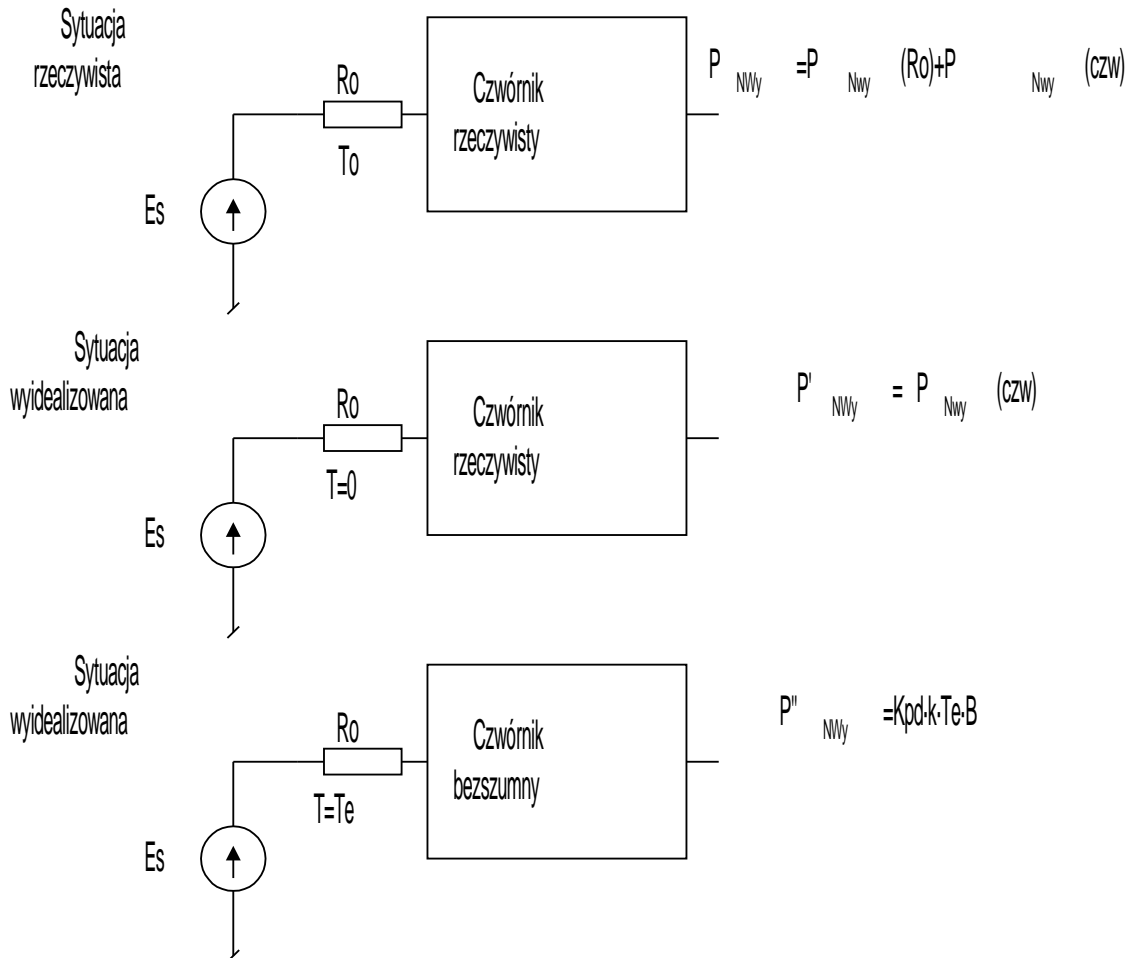
*Def.* liniową częścią odbiornika nazywamy tę część odbiornika, na której wyjściu stosunek mocy sygnału do mocy szumu jest wprost proporcjonalny do mocy sygnału doprowadzonego do wejścia odbiornika.

Do określania właściwości szumowych czwórników, np. odbiorników, często stosuje się również inne miary. Jedną z nich jest:

#### Skuteczna temperatura szumu $T_e$ czwórnika

Jest to temperatura, w jakiej powinna znajdować się impedancja źródła sygnału dołączona do wejścia bezszumnego czwórnika, aby zapewnić tę samą całkowitą moc szumu oddaną do obciążenia co faktyczny czwórnik z bezszumnym równoważnikiem impedancji dołączonym do wejścia.

Posługiwanie się skuteczną temperaturą szumu jest wygodne przy charakteryzowaniu mało szumnych elementów oraz przy ocenie właściwości szumowych całego systemu.



Rys. 9. Relacja między współczynnikiem szumu a skuteczną temperaturą szumu

Z definicji skutecznej temperatury szumu czwórnika wynika, że:

$$P'_{Nwy} = P''_{Nwy}; \quad P_{Nwy}(\text{czw}) = K_{pd} \cdot k \cdot T_e \cdot B;$$

$$F = \frac{K_{pd} k T_o B + P_{Nwy}(\text{czw})}{K_{pd} k T_o B} = \frac{K_{pd} k T_o B + K_{pd} k T_e B}{K_{pd} k T_o B} = \frac{T_o + T_e}{T_o}$$

$$T_e = (F - 1)T_o$$

### Skuteczna temperatura szumu $T_z$ źródła sygnału (anteny)

Jest to temperatura, w jakiej należałoby umieścić rezystancję źródła sygnału, aby moc dysponowana szumu termicznego rezystancji wewnętrznej źródła sygnału była równa dysponowanej mocy szumu na wyjściu źródła sy-

gnału. Jakość transmisji zależy od całkowitej temperatury szumu systemu odniesionej do wejścia odbiornika.

$$T_{zc} = T_z + T_e = T_{ant} + T_{odb}$$

*Pytanie 1:* czy zawsze  $T_z > T_o$ ?

*Pytanie 2:* w przypadku łącza satelitarne, czy odbiornik na satelicie, czy na ziemi powinien mieć mniejszy współczynnik szumu?

• Stosunek mocy sygnału do mocy szumu na wyjściu akustycznym odbiornika decyduje o jakości transmisji fonicznej.

Dla  $f < 30\text{MHz}$   $T_{ant} \gg T_{odbmin}$  nie ma więc potrzeby minimalizowania współczynnika szumu odbiornika.

Dla  $f > 100\text{MHz}$  trzeba minimalizować  $F_{odb}$ .

• Przy transmisji sygnałów binarnych, miarą jakości transmisji jest elementowa stopa błędów, czyli stosunek błędnie odebranych bitów do wszystkich nadanych bitów.

• O możliwości prawidłowej demodulacji sygnałów decyduje stosunek mocy sygnału do mocy szumu na wejściu demodulatora.

Często operuje się stosunkiem mocy sygnału do widmowej gęstości mocy szumu.

W przypadku transmisji binarnej najczęściej rozpatruje się stosunek energii przesyłanego sygnału w czasie trwania pojedynczego bitu do widmowej gęstości mocy szumu.

Relacja między stosunkiem sygnału do szumu a stosunkiem energii bitu do widmowej gęstości mocy szumu

Przyjmijmy następujące oznaczenia na wejściu demodulatora:

**S** - moc sygnału,

**N** - moc szumu,

**B** - pasmo szumowe toru przeddetekcyjnego,

**G** - widmowa gęstość mocy szumu,

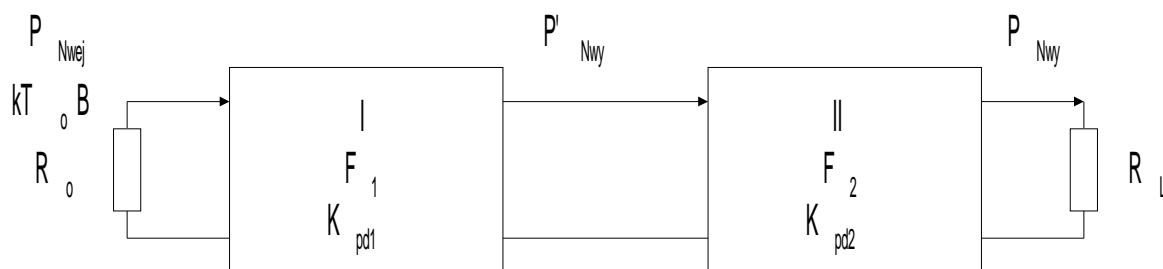
**T<sub>b</sub>** - czas trwania pojedynczego bitu,  $T_b = \frac{1}{f_b}$ ;  $f_b$  - przepływność,

**E<sub>b</sub>** - energia przesyłanego sygnału, przypadająca na czas trwania pojedynczego bitu.

$$\frac{S}{G_o} = \frac{S}{N/B} = \frac{S}{N} \cdot B$$

$$\frac{E_b}{G_o} = \frac{S \cdot T_b}{N/B} = \frac{S}{N} \cdot \frac{B}{f_b}; \text{ przeważnie } \frac{B}{f_b} > 1$$

### Współczynnik szumu kaskady szumiących czwórników



Rys. 10. Kaskada szumiących czwórników

**Założenia:** operujemy mocami dysponowanymi, pasmo przepuszczania drugiego czwórnika jest nie mniejsze od pasma pierwszego czwórnika lub oba są dużo szersze od pasma obserwacji.

Z definicji współczynnika szumu:

$$F = \frac{P_{Nwy}}{P_{Nwy(R_o)}} = \frac{P_{Nwy(R_o)} + P_{Nwy(I)} + P_{Nwy(II)}}{P_{Nwy(R_o)}}$$

$$P_{Nwy(R_o)} = P_{Nwe} \cdot K_{pd1} \cdot K_{pd2}$$

$$F_1 = \frac{P_{Nwe} \cdot K_{pd1} + P'_{Nwy(I)}}{P_{Nwe} \cdot K_{pd1}};$$

$$P'_{Nwy(I)} = (F_1 - 1) \cdot P_{Nwe} \cdot K_{pd1}$$

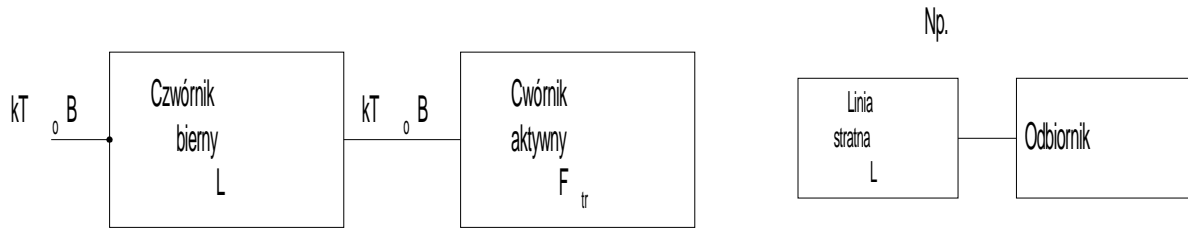
$$P_{Nwy(I)} = (F_1 - 1) \cdot P_{Nwe} \cdot K_{pd1} \cdot K_{pd2};$$

$$P_{Nwy(II)} = (F_2 - 1) \cdot P_{Nwe} \cdot K_{pd2};$$

$$F = \frac{P_{Nwe} \cdot K_{pd1} \cdot K_{pd2} + (F_1 - 1) \cdot P_{Nwe} \cdot K_{pd1} \cdot K_{pd2} + (F_2 - 1) P_{Nwe} \cdot K_{pd2}}{K_{pd1} \cdot K_{pd2} \cdot P_{Nwe}}$$

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{pd1}} + \frac{F_3 - 1}{K_{pd1} \cdot K_{pd2}} + \dots$$

Przypadek szczególny: czwórnik bierny - czwórnik aktywny



Rys. 11. Czownik bierny - czownik aktywny

$$K_{pd1} = \frac{1}{L}; \quad F_2 = F_{Odb}; \quad F_1 = \frac{kT_o B}{\frac{kT_o B}{L}} = L$$

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{pd1}} = L + \frac{F_{Odb} - 1}{1/L};$$

$$F = L \cdot F_{Odb}$$

### Zmiana stosunku sygnału do szumu w odbiorniku AM

$$u = A_o(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t;$$

$$\chi = \frac{U_{msk}}{U_{mMax}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$S_{wy} = \frac{1}{4} A_g^2 A_o^2 m^2 \chi^2 \cos^2 \phi$$

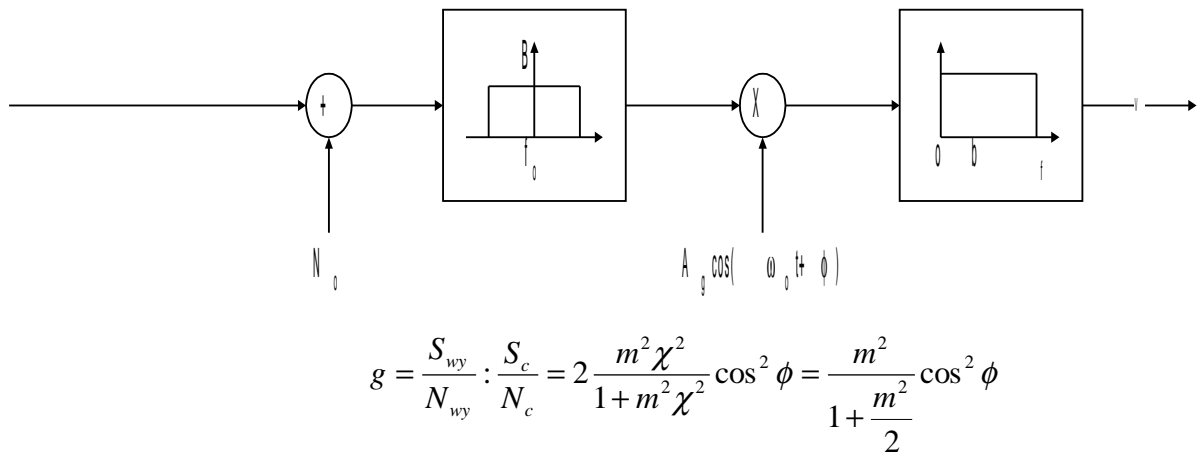
$$S_o = \frac{1}{2} A_o^2 + \frac{1}{2} A_o^2 m^2 \chi^2 = \frac{1}{2} A_o^2 + \frac{1}{4} A_o^2 m^2$$

$$N_{wy} = \frac{1}{4} A_g^2 N_c$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\frac{1}{2} A_o^2 + \frac{1}{2} A_o^2 m^2 \chi^2}{N_o};$$

$$\frac{S_c}{N_c} = \frac{S_o}{FN_o} = \frac{\frac{1}{2} A_o^2 + \frac{1}{2} A_o^2 m^2 \chi^2}{FN_o};$$

$$\frac{S_{wy}}{N_{wy}} = \frac{A_o^2 m^2 \chi^2 \cos^2 \phi}{N_c}$$

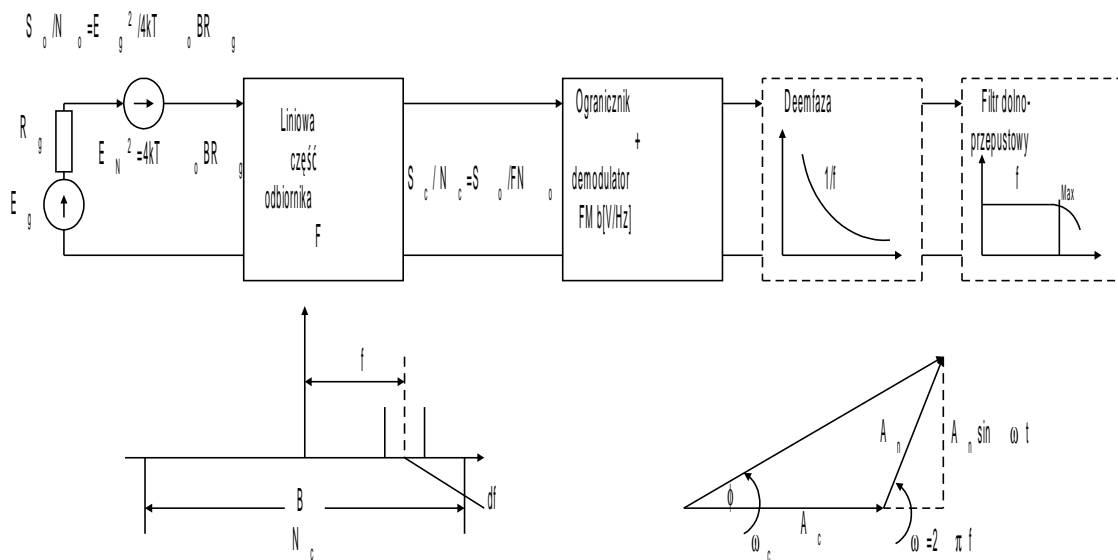


Rys. 13. Zmiana stosunku sygnału do szumu w odbiorniku

AM

### Zmiana stosunku do szumu w odbiorniku FM

$$u_s = A_c \cos 2\pi(f_o t + \frac{\Delta F}{\omega_m} \cos \omega_m t)$$



Rys. 14. Zmiana stosunku sygnału do szumu w odbiorniku FM

W odbiorniku FM, wyposażonym w ogranicznik amplitudy, mechanizm przechodzenia szumu na wyjście odbiornika polega na wytworzeniu przez szum pasożytnej modulacji fazy wypadkowego wektora sygnał + szum..

Niech stosunek  $S/N$  będzie na tyle duży, że można zaniedbać powstawanie szumu anomalnego. Wtedy dla  $A_n \ll A_c$

$$\operatorname{tg} \phi = \frac{A_n \sin \omega t}{A_c + A_n \cos \omega t} \cong \phi = \frac{A_n}{A_c} \sin \omega t$$

### Zysk modulacyjny odbiornika FM na przykładzie radiotelefonu pracującego w systemie dyspozytorskim (RRL)

O jakości transmisji decyduje przede wszystkim stosunek sygnału do szumu na wyjściu akustycznym odbiornika przy transmisji analogowej, lub stosunek sygnału do szumu na wejściu układu decyzyjnego przy transmisji sygnałów cyfrowych.

Stosunek sygnału do szumu ulega zmianom w odbiorniku w trakcie przechodzenia sygnału przez ogranicznik, demodulator, filtr podetkowy itp.

$$S_c = \frac{A_c^2}{2}; \quad u_s^\circ = b \Delta F \cos \omega_m t; \quad S_{wy}^\circ = \frac{b^2 (\Delta F)^2}{2};$$

$$n = \frac{N_c}{B} df = \frac{A_n^2}{2}; \quad \frac{A_n^2}{A_c^2} = \frac{N_c}{BS_c} df$$

$$u_n^\circ = b \frac{d\phi}{2\pi} = b \frac{A_n}{A_c} f \cos \omega t; \quad dn = \frac{b^2 A_n^2}{2 A_c^2} f^2 = \frac{b^2}{2} \cdot \frac{N_c}{S_c} \cdot \frac{f^2}{B} df;$$

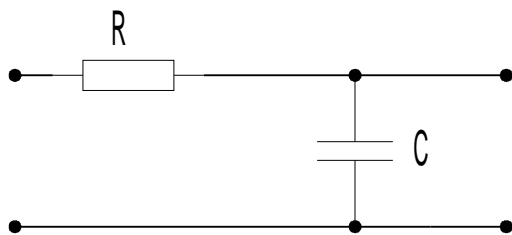
$$N_{wy}^\circ = \int_{-B/2}^{B/2} dn = 2 \int_0^{B/2} dn = \frac{b^2 N_c}{BS_c} \int_0^{f_g} f^2 df = \frac{b^2}{B} \cdot \frac{N_c}{S_c} \cdot \frac{1}{3} \cdot f_g^3 ;;$$



$f_g \{ = f_{Max}$  filtr podetekcyjny /  $= B/2$  brak filtru.

$$\frac{N_{wy}^{\odot}}{S_{wy}^{\odot}} = \frac{b^2 N_c}{BS_c} \cdot \frac{f_g^3}{3} \cdot \frac{2}{b^2 (\Delta F)^2} = \frac{2}{3} \frac{f_g^3}{B(\Delta F)^2} \frac{N_c}{S_c};$$

$$E_g = \frac{1}{\Delta F} \sqrt{\frac{8}{3} f_g^3 FkT_0 R_g \frac{S_{wy}'}{N_{wy}'}}$$



Człon deemfazy

$$2\pi f_1 = \frac{1}{RC} \quad ; \quad |H(j\omega)| = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_1}} \cong \frac{f}{f_1}$$

$$u_s'' = b \frac{f_1}{f_m} \Delta F \cos \omega_m t; \quad u_n'' = b f_1 \frac{A_n}{A_c} \cos \omega t$$

$$S_{wy}'' = \frac{b^2 (\Delta F)^2}{2} \cdot \frac{f_1^2}{f_m^2}; \quad dn = \frac{b^2 f_1^2}{2} \frac{A_n^2}{A_c^2} = \frac{b^2 f_1^2}{2} \cdot \frac{N_c}{BS_c} df$$

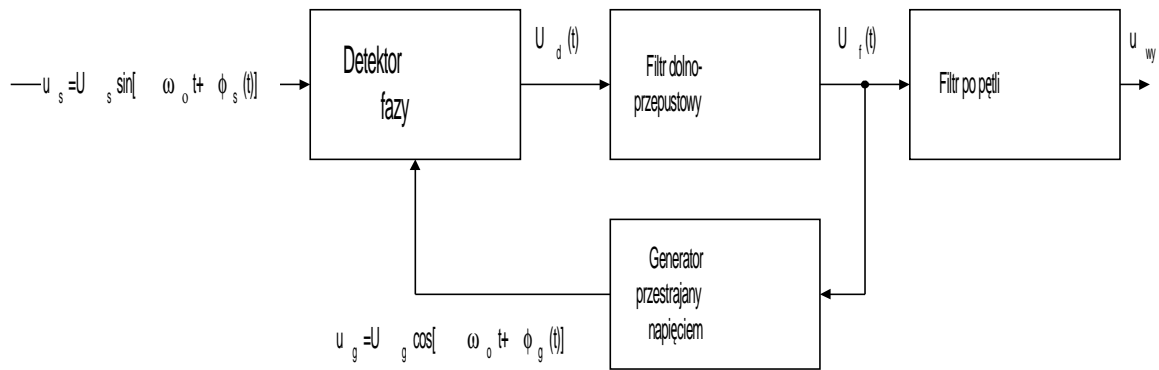
$$N_{wy}'' = 2 \int_0^{B/2} dn = \frac{b^2 f_1^2 N_c}{BS_c} \int_0^{f_g} df = \frac{b^2 f_1^2 f_g}{B} \frac{N_c}{S_c}$$

$$\frac{N_{wy}''}{S_{wy}''} = \frac{b^2 f_1^2 f_g}{B} \cdot \frac{2 f_m^2}{b^2 f_1^2 (\Delta F)^2} \cdot \frac{N_c}{S_c} = \frac{2 f_m^2}{(\Delta F)^2} \cdot \frac{f_g}{B} \cdot \frac{N_c}{S_c}$$

$$E_g = \frac{f_m}{\Delta F} \sqrt{8kT_0 R_g F f_g \frac{S_{wy}''}{N_{wy}''}}$$

Wartość progowa:  $\frac{S_c}{N_c} \cong (3 \div 5) + 2 \ln\left(\frac{B}{f_{Max}}\right)$

Pętla fazowa (PLL) w charakterze demodulatora częstotliwości

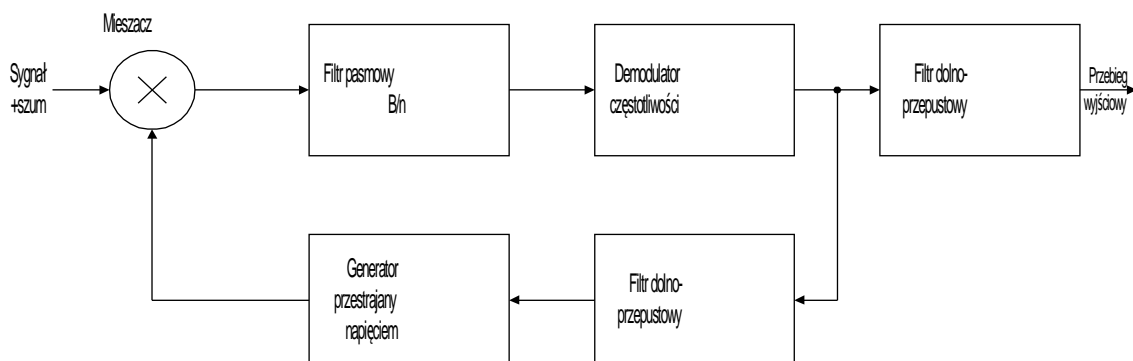


Rys. 15. Demodulacja częstotliwości w oparciu o pętlę fazową

W zakresie pracy synchronicznej generator przestrajany napięciem dostarcza przebieg o tej samej częstotliwości co przychodzący sygnał. Detektor fazy wytwarza napięcie błędu proporcjonalne do różnicy faz obu przebiegów. Napięcie to w taki sposób przestraja chwilową częstotliwość generatora, aby zminimalizować różnicę faz obu przebiegów. Częstotliwość generatora nadąża więc za chwilową częstotliwością przychodzącego sygnału, a napięcie przestrajające generator jest proporcjonalne do zmian chwilowej częstotliwości sygnału.

W zakresie dużych stosunków sygnału do szumu demodulator zachowuje się, jak demodulator konwencjonalny. Natomiast przy małym stosunku sygnału do szumu, gdy wypadkowy wektor *sygnał plus szum* ma tendencję do okrążenia początku układu współrzędnych, pętla traci chwilowo synchronizm, zmniejszając tym samym częstotliwość powstawania impulsu szumu anomalnego. Układ charakteryzuje się więc korzystnym przesunięciem progu poprawy w stosunku do demodulatora konwencjonalnego.

### Demodulator częstotliwości z ujemnym częstotliwościowym sprzężeniem zwrotnym



### Rys. 16. Ujemne częstotliwościowe sprzężenie zwrotne

Odbiornik z kompresją częstotliwości składa się z toru głównego o postaci konwencjonalnej, uzupełnionego mieszaczem, oraz gałęzi sprzężenia zwrotnego z generatorem o zmiennej częstotliwości, sterowanego napięciowo. Istota tej koncepcji polega na zmieszaniu sygnału wejściowego z przebiegiem z heterodyny, również zmodulowanym częstotliwościowo, tak aby do filtra przeddetekcyjnego doprowadzić sygnał o dewiacji znacznie pomniejszonej. Wówczas filtr ten może być wąskopasmowy i ograniczać poziom szumu wchodzącego na detektor. Szum anomalny ulega więc zmniejszeniu, a próg poprawy przesuwa się na lewo.

W pętli sprzężenia zwrotnego szum konwencjonalny powyżej progu podlega kompresji w tym samym stopniu co sygnał użyteczny i stosunek sygnału do (słabego) szumu po zamknięciu pętli nie ulega zmianie.

## 7. METODY POPRAWY STOSUNKU SYGNAŁU DO SZUMU NA WEJŚCIU DEMODULATORA

### Właściwości kanału radiowego

Ze wszystkich kanałów stosowanych w telekomunikacji, kanał radiowy jest najbardziej „wredny”.

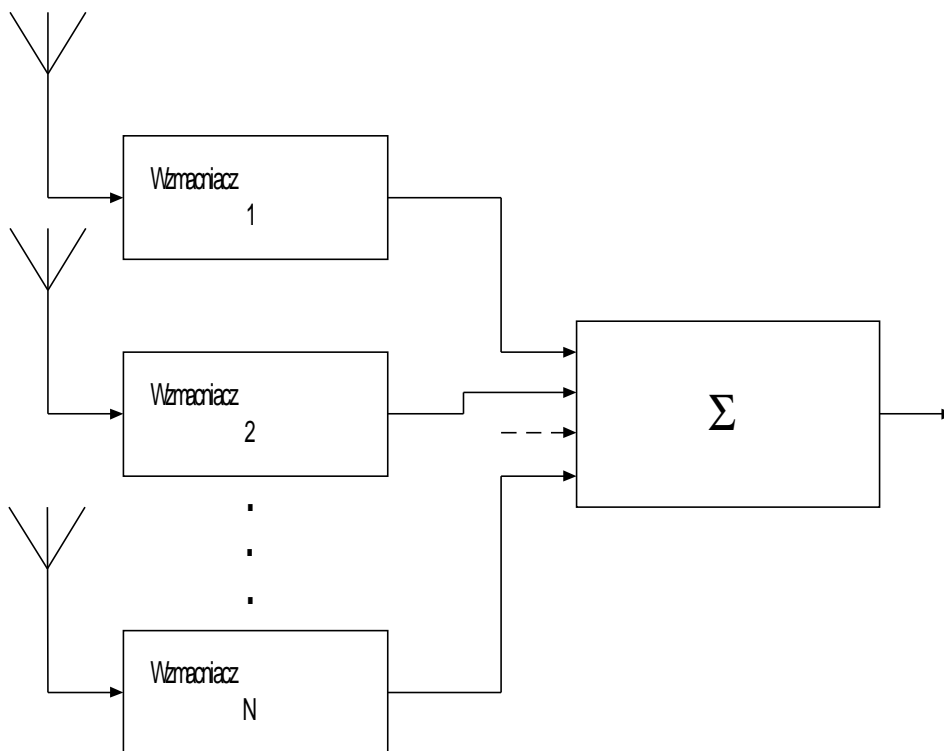
1. W antenie odbiorczej indukują się szумы atmosferyczne, szczególnie na niższych częstotliwościach - do około 30MHz. Indukują się zakłócenia - szумы przemysłowe, rozciągające się do kilkuset MHz, o szczególnie dużym poziomie w obszarze silnie uprzemysłowionym i gęsto zabudowanym.
2. Odbijanie się fali elektromagnetycznej od przeszkody - warstwy zjonizowanej, powierzchni morza, ziemi, ścian budynków powoduje, że do punktu odbioru fala elektromagnetyczna dochodzi wieloma drogami, z różnym opóźnieniem. W efekcie powstaje fluktuacja natężenia pola - głębokie zaniki i wypadanie całych fragmentów transmisji. Mechanizm zaników:

$$\cos \alpha + \cos \beta = 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2};$$

$$A \cos \omega t + A \cos(\omega t + \Delta\varphi) = 2A \cos\left(\omega t + \frac{\Delta\varphi}{2}\right) \cdot \cos \frac{\Delta\varphi}{2}$$

3. Zakłócenia powodowane przez inne nadajniki - niebezpieczeństwo modulacji skrośnej i intermodulacji.

### Odbiór zbiorczy przestrzenny



Rys. 17. Odbiór zbiorczy przestrzenny

$$S_k(t) = U_k \cos(\omega_o t + \varphi_k); \quad u_k = U_k \cos(\omega_o t + \varphi_k) + n_k(t)$$

Sygnaly wyjściowe ze wzmacniaczy sumuje się ze współczynnikami wagowymi  $a_k$ . Możliwe są przy tym następujące strategie.

1. Wybór kanału, dla którego osiąga się aktualnie najlepszy stosunek sygnału do szumu:  $a_i=1$   $a_{ji}=0$ . Wymaga pomiaru  $S/N$ .
2. Dobór współczynników  $a_k$  wg kryterium max.  $S/N$  na wyjściu - metoda optymalna. Wymaga pomiaru  $S/N$ .

3. Kombinacja równomierna.  $a_k = \text{const} = a$ . Nie wymaga monitorowania  $S/N$ . Gorsza o ok. 1 dB od optymalnej.

### Przybliżona analiza kombinacji równomiernej

Założenia:  $a_k = \text{const} = a$ ,  $\text{const} = \bar{u}_r$

Oznaczenia:  $\bar{U}_k = \frac{\sum_{k=1}^N U_k}{N}$ ;

$$f(t) = \sum_{k=1}^N a_k U_k \cos(\omega_o t + \varphi_k) + \sum_{k=1}^N a_k n_k(t) =$$

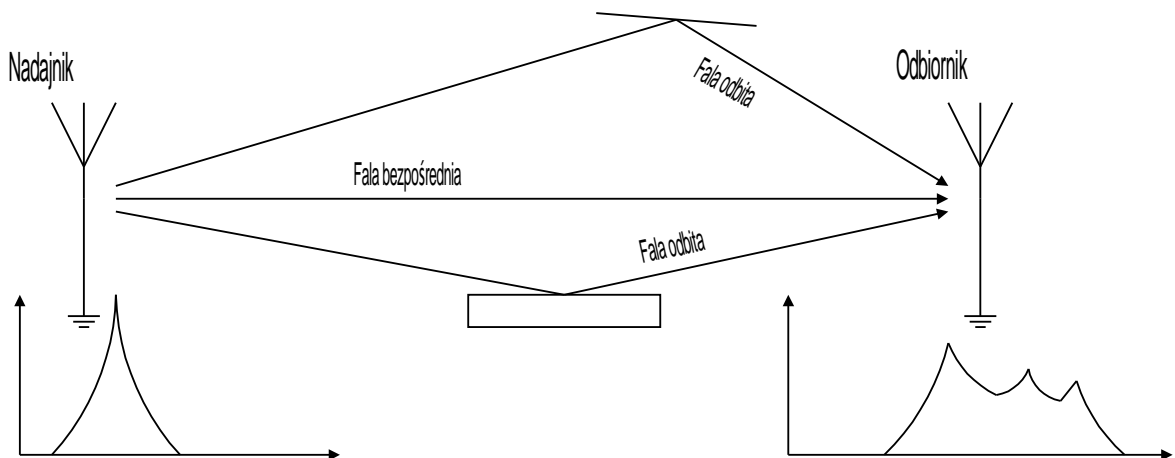
$$aN\bar{U}_k \cos(\omega_o t + \varphi_{\text{ir}}) + a\sqrt{n_1^2 + n_2^2 + \dots + n_N^2};$$

$$S/N = \frac{a^2 N^2 \bar{U}_k^2}{2a^2 N n^2} = N \cdot (S/N)_{\text{średnio-w-jednym-kanale}}$$

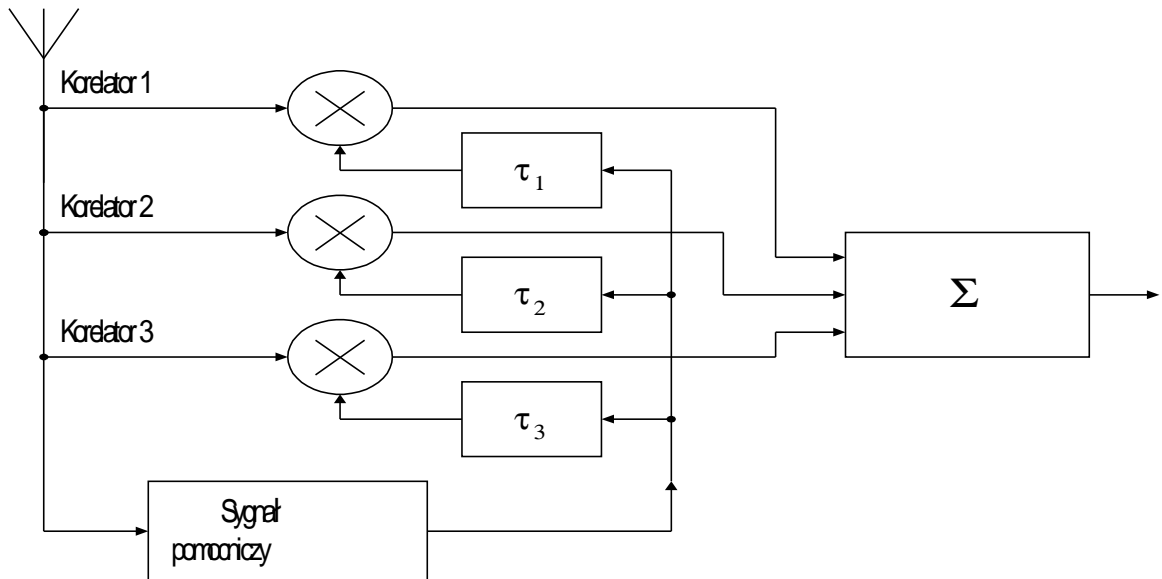
Wzór przybliżony, nie uwzględnia, że rozkład amplitud przy zanikach ma bardziej rozkład Rayleigha, niż Gaussa.

### Odbiór zbiorczy czasowy

Jedną z metod przeciwdziałania efektom propagacji wielodrogowej polega na zastosowaniu odbioru zbiorczego czasowego. Jest to jakby wyrównywanie opóźnień, z jakimi przychodzą do odbiornika poszczególne kopie nadawanego sygnału.

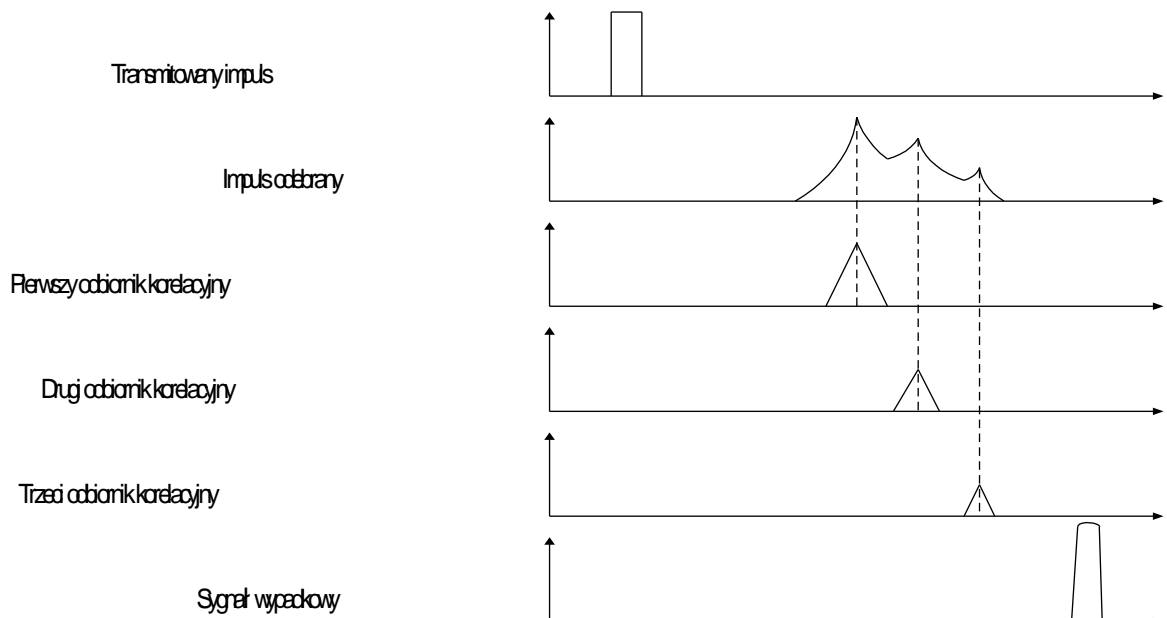


Rys. 18. Propagacja wielodrogowa



Rys. 19. Odbiór zbiorczy czasowy

Aby dopasować opóźnienia w poszczególnych korelatorach do aktualnej charakterystyki kanału, wtrąca się w blok transmitowanych bitów ciąg treningowy, będący sekwencją bitów pseudo przypadkowych, tak dobranych aby uzyskać jak największą funkcję autokorelacji. Na skutek propagacji wielodrogowej odebrany ciąg uzyskuje pewną korelację. Algorytm dopasowania odbiornika do kanału tak dobiera opóźnienia, aby powtórnie zawęzić funkcję autokorelacji.



Rys. 20. Idea działania odbiornika

## 8. INTERMODULACJA

Intermodulacja nazywamy takie wzajemne zmieszanie się sygnałów zakłócających na nieliniowościach, że w efekcie powstanie przebieg o częstotliwości bliskiej częstotliwości, jaką posiada sygnał użyteczny w danym stopniu odbiornika. Od tego miejsca w odbiorniku produkt intermodulacji jest nie do odróżnienia od sygnału użytecznego i wywołuje jego zakłócenie.

*Przykład.*

$$u_1 = A_1 \cos \omega_1 t; \quad u_2 = A_2 \cos \omega_2 t;$$

$$i = i_0 + \alpha_1 u + \alpha_2 u^2 + \alpha_3 u^3 + \dots \quad [2 \cos x \cdot \cos y = \cos(x-y) + \cos(x+y)]$$

$$\begin{aligned} i = i_0 &+ (\alpha_1 A_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_1 A_2^2 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^3) \cos \omega_1 t + \\ &+ (\alpha_1 A_2 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_2 A_1^2 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_2^3) \cos \omega_2 t + \\ &+ \frac{1}{2} \alpha_2 A_1^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} \alpha_2 A_2^2 \cos 2\omega_2 t + \\ &+ \alpha_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + \alpha_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \\ &+ \frac{1}{4} \alpha_3 A_1^3 \cos 3\omega_1 t + \frac{1}{4} \alpha_3 A_2^3 \cos 3\omega_2 t + \\ &+ \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^2 A_2 [\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_1 + \omega_2)t] + \\ &+ \frac{3}{4} \alpha_3 A_1 A_2^2 [\cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \cos(2\omega_2 + \omega_1)t] + \dots \end{aligned}$$

Prawidłowość:  $n \cdot \omega_i$  jest związane z  $\alpha_n \cdot A_i^n$ , z  $\alpha_{n+2} \cdot A_i^a \cdot A_j^b$ , gdzie  $a + b = n + 2$ , z  $\alpha_{n+4} \cdot A_i^a \cdot A_j^b$ , gdzie  $a + b = n + 4$ , itd.

Zależność między produktem intermodulacji a charakterystyką elementu

Niech charakterystyka elementu będzie opisana szeregiem Taylora:

$$\chi \bullet \longrightarrow \boxed{y = \sum_{n=0}^{\infty} \alpha_n x^n} \longrightarrow \bullet y$$

gdzie:  $\alpha_n = \frac{1}{n!} \frac{d^n}{dx^n} y(0)$ . Niech  $x(t) = \sum_{i=1}^m A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)$ .

Częstotliwość dowolnego prążka w widmie sygnału wyjściowego jest liniową kombinacją częstotliwości przebiegów przyłożonych na wejście nieliniowego elementu i ich harmoniczných.

$$f_{\text{prążka}} = r_1 f_1 + r_2 f_2 + \dots + r_m f_m; |r_1| + |r_2| + \dots + |r_m| = n \text{-rzęd intermodulacji.}$$

Dla małych amplitud poszczególnych składowych sygnału wejściowego składowe produktu na wyjściu mają postać:

$$y = \frac{n!}{2^{n-1}} \left[ \prod_{i=1}^m \frac{A_i^{|r_i|}}{|r_i|!} \right] \alpha_n \cos(r_1 \omega_1 t + r_1 \varphi_1 + r_2 \omega_2 t + r_2 \varphi_2 + \dots + r_m \omega_m t + r_m \varphi_m)$$

Dla układów inercyjnych uzyskuje się podobną zależność. Jedynie zamiast  $\alpha_n$  wystąpi  $n$ . rzędu jądro uogólnionego szeregu Taylora, szeregu Voltery. jest ono  $n$  wymiarową funkcją częstotliwości.

*Przykład.* Szukamy prążka o częstotliwości:  $(2f_1 - f_2)$ . Stąd  $r_1 = 2, r_2 = -1, n = |2| + |-1| = 3$ .

$$y(2f_1 - f_2) = \frac{3!}{2^{3-1}} \frac{A_1^2}{2!} \frac{A_2}{1!} \alpha_3 \cos(2\omega_1 t + 2\varphi_1 - \omega_2 t - \varphi_2).$$

### Określanie mechanizmu powstawania danego prążka

1. Obniżyć poziomy sygnałów wejściowych, tak jednak aby produkt był wyraźnie większy od szumu (aby był mierzalny).
2. Zmieniać kolejno częstotliwości składowych wejściowych o  $f$  i sprawdzać krotność zmian  $r_i \cdot f$  częstotliwości prążka.
3. Zmieniać kolejno amplitudy składowych wejściowych o  $d$  i sprawdzać krotność zmian  $r_i \cdot A$  [dB] amplitudy sygnału wyjściowego.

W ten sposób określi się zależność częstotliwości produktu od częstotliwości sygnałów wejściowych:

$$f_{\text{typ}} = r_1 f_1 + r_2 f_2 + \dots + r_m f_m$$

### Charakteryzowanie właściwości nieliniowych elementu za pomocą tak zwanej współrzędnej punktu przecięcia

Współrzędna punktu przecięcia intermodulacji określonego rzędu w czwórniku określa, w przypadku przyłożenia na jego wejście dwóch przebiegów o równej amplitudzie, jaki powinien być ich poziom, aby amplituda

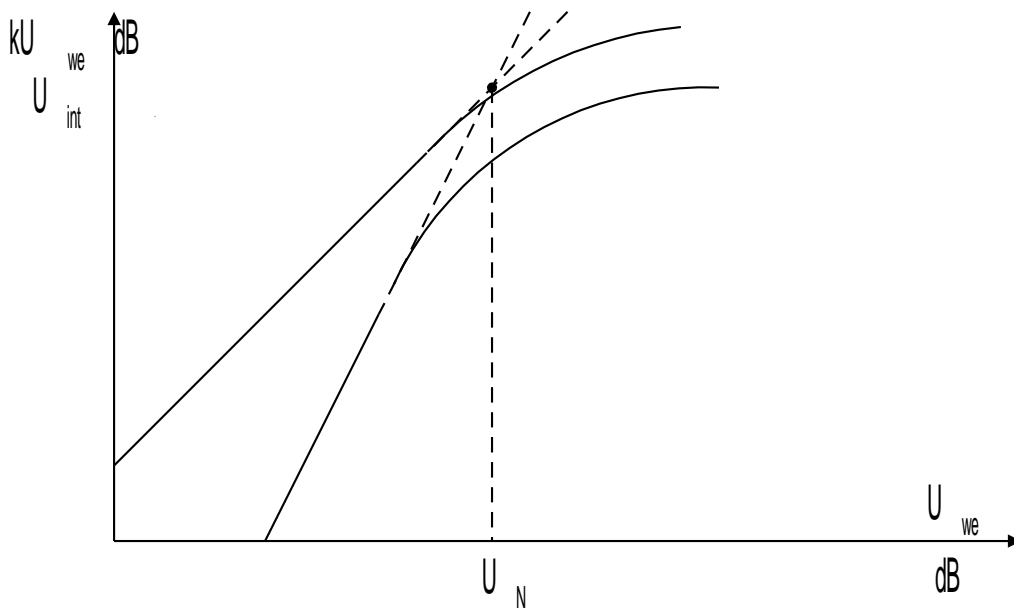


interesującego nas produktu intermodulacji na wyjściu była równa amplitudzie jednego ze wzmacnionych przebiegów wejściowych.

Amplituda produktu powstałego w wyniku intermodulacji jest dla małych poziomów sygnałów wejściowych proporcjonalna do każdej z amplitud sygnałów wejściowych, branej w potęgę równej rzędowi harmonicznej, z którą częstotliwość danej składowej sygnału wejściowego wyznacza częstotliwość interesującego nas prążka na wyjściu elementu.

Zależność tę można zapisać następująco: 
$$W_y \approx \prod_{i=1}^m A_i^{|r_i|}$$

Tak więc amplituda danego prążka powstałego w wyniku intermodulacji na wyjściu elementu rośnie szybciej przy zwiększaniu sygnałów wejściowych niż bezpośrednio wzmacnione sygnały wejściowe. Ilustruje to poniższy wykres wykonany w skali logarytmicznej.



Rys. 21. Współrzędna punktu przecięcia

Punkt, w którym przetną się liniowe przedłużenia obu krzywych jest właśnie używany do scharakteryzowania właściwości nieliniowych elementu.

Przykład. Współrzędna punktu przecięcia intermodulacji II rzędu.

W punkcie przecięcia wzmacniony prązek wejściowy ( $A_1 \cos \omega_1 t$ ) i intermodulacyjny nas produkt intermodulacji [ $A_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t$ ] mają ten sam poziom. Oznaczmy współrzędną punktu przecięcia intermodulacji II rzędu przez  $A_{II}$ . W punkcie przecięcia  $A_1 = A_2 = A_{II}$ , czyli  $|\alpha_1 A_{II}| = |\alpha_2 A_{II}^2|$ ;  $A_{II} = \frac{\alpha_1}{\alpha_2}$ ;

$$U_{II} = \frac{A_{II}}{\sqrt{2}} = \frac{\alpha_1}{\sqrt{2}\alpha_2}$$

Charakterystyka złącza p-n wynosi:  $i \cong I_0 e^{au}$ , gdzie odwrotność potencjału złącza w temperaturze pokojowej:  $a = \frac{q}{kT} \cong \frac{1}{25mV}$ . Współczynniki rozkładu charakterystyki złącza w szereg Taylora wynoszą:  $\frac{di}{du} = a I_0 e^{au}$ ,  $\alpha_1 = a I_0$ ;

$$\frac{d^2 i}{du^2} = a^2 I_0 e^{au}, \quad \alpha_2 = \frac{a^2 I_0}{2};$$

$$U_{II} = \frac{a I_0}{\sqrt{2} \frac{a^2}{2} I_0} = \sqrt{2} \frac{kT}{q} = 35,3mV$$

Charakterystyka tranzystora unipolarnego:

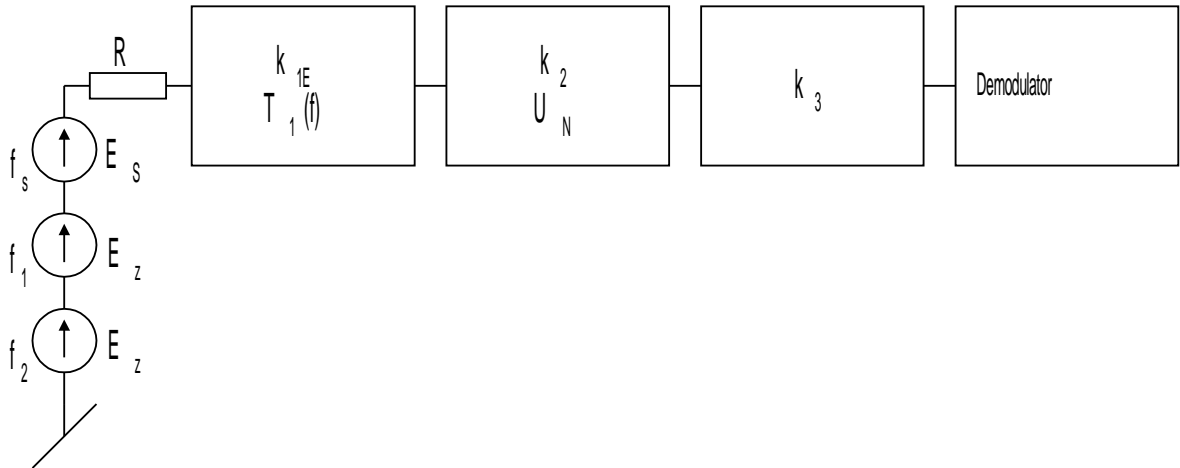
$$i = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{G1S} + u}{U_p} \right)^2 = I_{DSS} \left( \frac{U_p - U_{G1S} - u}{U_p} \right)^2$$

$$i = \frac{I_{DSS}}{U_p^2} [(U_p - U_{G1S}) - u]^2 = \frac{I_{DSS}}{U_p^2} [(U_p - U_{G1S})^2 - 2(U_p - U_{G1S})u + u^2]$$

$$U_{II} = \frac{\alpha_1}{\sqrt{2} \cdot \alpha_2} = \frac{\frac{I_{DSS}}{U_p^2} \cdot 2(U_p - U_{G1S})}{\sqrt{2} \frac{I_{DSS}}{U_p^2}} = \sqrt{2}(U_p - U_{G1S})$$

Związek między odpornością odbiornika radiotelefonicznego na zakłócenia intermodulacyjne, a właściwościami nieliniowymi stosowanych w nim elementów

Schemat blokowy odbiornika, użyteczny przy analizie zakłóceń intermodulacyjnych może wyglądać następująco:



Rys. 22. Pomiar odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne

Założmy, że jedynym członem nieliniowym w torze przeddetekcyjnym odbiornika jest drugi czwórnik o wzmacnieniu  $k_2$ . Sygnał użyteczny na wejściu demodulatora ma postać;

$$E_S \cdot k_{1E} \cdot k_2 \cdot k_3$$

Gdyby sygnały zakłócające na wejściu nieliniowego czwornika miały wartość równą współrzędnej punktu przecięcia interesującego nas produktu, to produkt intermodulacji na wyjściu czwornika  $U_{int}$  posiadałby wartość  $k_2 U_N$ .

Ponieważ na wejściu nieliniowego czwornika stosunek wartości skutecznej amplitudy jednego z sygnałów zakłócających do współrzędnej punktu przecięcia wynosi:

$$\frac{E_z k_{1E}}{T_1(f_1)} : U_N$$

To produkt powstały w wyniku intermodulacji ma poziom:

$$U_{int} = k_2 U_N \left[ \frac{E_z k_{1E}}{U_N T_1(f_1)} \right]^{|n_1|} \cdot \left[ \frac{E_z k_{1E}}{U_N T_1(f_2)} \right]^{|n_2|}$$

**Założenie.** Jeżeli produkt intermodulacji zakłóca na wyjściu odbiornika sygnał użyteczny w stopniu określonym normami, to stosunek sygnału użytecznego do produktu intermodulacji na wejściu demodulatora jest zbliżony do wartości współczynnika protekcji stosowanego przy zakłóceniach wspólnokanałowych, określanego przy takim samym zakłóceniu sygnału użytecznego przez sygnał zakłócający na wyjściu odbiornika, jak w przypadku intermodulacji. Stąd:

$$\frac{E_S k_{1E} k_2 k_3}{U_{\text{int}} k_3} = \frac{E_S}{(E_z)^N} \cdot \left( \frac{U_N}{k_{1E}} \right)^{N-1} \cdot [T_1(f_1)]^{|n_1|} \cdot [T_1(f_2)]^{|n_2|} = D$$

Odporność odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne jest stosunkiem dopuszczalnego poziomu sygnałów zakłócających na wejściu odbiornika do sygnału użytecznego:

$$I_N = \frac{E_z}{E_S} = \left( \frac{U_N}{E_S k_{1E}} \right)^{\frac{N-1}{N}} \cdot \sqrt[N]{\frac{[T_1(f_1)]^{|n_1|} \cdot [T_1(f_2)]^{|n_2|}}{D}}$$

Np. dla intermodulacji II rzędu otrzymujemy:

$$I_{II} = \sqrt{\frac{U_{II} T_1(f_1) T_1(f_2)}{E_S k_{1E} D}}$$

Dla intermodulacji nieparzystego rzędu również zależność ogólna może ulec uproszczeniu. Przy intermodulacji nieparzystego rzędu może się zdarzyć, że częstotliwości obu sygnałów zakłócających znajdują się na tyle blisko sygnału użytecznego, że sygnały zakłócające nie będą tłumione w filtrach selektywnych odbiornika. Zależność określająca odporność odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne musi uwzględniać taki najgorszy przypadek, stąd dla nieparzystego rzędu otrzymujemy:

$$I_N = \left( \frac{U_N}{E_S k_{1E}} \right)^{\frac{N-1}{N}} \cdot D^{-\frac{1}{N}}$$

Np.

$$I_{III} = \sqrt[3]{\frac{U_{III}^2}{(E_S k_{1E})^2 D}}$$

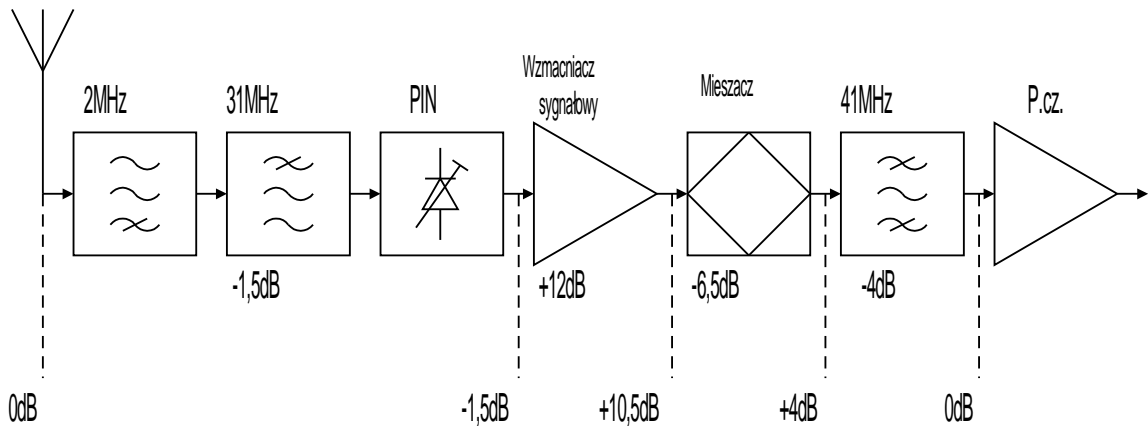
Przy wyprowadzaniu powyższych zależności założyliśmy, że intermodulacja powstaje tylko w jednym stopniu odbiornika. W rzeczywistości, jeżeli nawet powstaje w kilku stopniach jednocześnie, to na wyjściu odbiornika przeważnie dominuje produkt powstały w jednym ze stopni. Jeżeli np. przez  $I_{III}'$  oznaczylibyśmy odporność odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne III rzędu powstające w pierwszym czwórniku, a przez  $I_{III}''$  powstające w drugim, to wypadkowa odporność odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne III rzędu, brana w trzeciej potęgze, jest nie mniejsza od wartości:

$$I_{III}^3 \geq \frac{(I_{III}')^3 \cdot (I_{III}'')^3}{(I_{III}')^3 + (I_{III}'')^3}$$

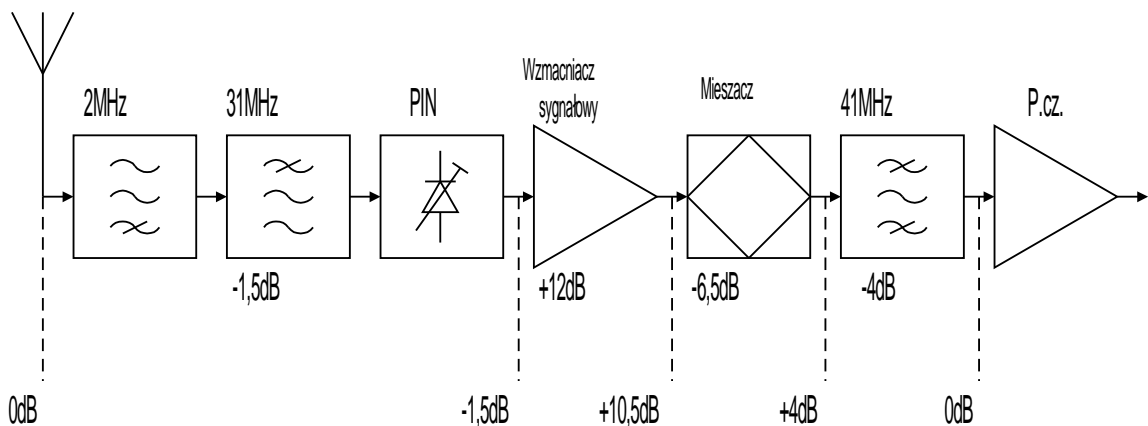
Analiza wzoru na odporność odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne

$$I_N = \frac{E_z}{E_S} = \left( \frac{U_N}{E_S k_{1E}} \right)^{\frac{N-1}{N}} \cdot \sqrt[N]{\frac{[T_1(f_1)]^{|r_1|} \cdot [T_1(f_2)]^{|r_2|}}{D}}$$

1. Odporność odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne rośnie wraz ze wzrostem współrzędnych punktu przecięcia
2. Odporność odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne parzystego rzędu rośnie wraz z tłumieniem sygnałów niepożądanych w filtrach poprzedzających element, w którym powstała intermodulacja. W przypadku intermodulacji nieparzystego rzędu, zwiększanie selektywności zmniejsza prawdopodobieństwo powstawania intermodulacji podczas eksploatacji odbiornika. Nie ma jednak wpływu na odporność odbiornika, określaną dla sygnałów zakłócających leżących blisko sygnału użytecznego.
3. Odporność, rozumiana jako dopuszczalna odległość między sygnałem użytecznym a zakłócającymi, maleje wraz ze wzrostem poziomu sygnału użytecznego. Ta tendencja maleje, jeżeli stosować w odbiorniku ARW.
4. Odporność odbiornika maleje wraz ze wzrostem wzmocnienia stopni poprzedzających stopień, w którym powstaje intermodulacja Nie wolno więc dawać zbyt dużego wzmocnienia we wzmacniaczu sygnałowym *patrz rysunek*.
5. Odporność odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne maleje wraz ze wzrostem wrażliwości przyjętego w systemie systemu modulacji na zakłócenia wspólnokanałowe. Z tego punktu widzenia korzystne jest stosowanie modulacji wykazujących efekt kapturowy: modulacja częstotliwości, fazy, niekorzystne modulacje liniowe - modulacja amplitudy.



Rys. 23. Przykładowy rozkład wzmocnień w odbiorniku radiokomunikacyjnym



Rys. 23. Przykładowy rozkład wzmocnień w odbiorniku radiokomunikacyjnym

### Cyfryzacja procesu demodulacji - odbiornik z zerową częstotliwością pośrednią

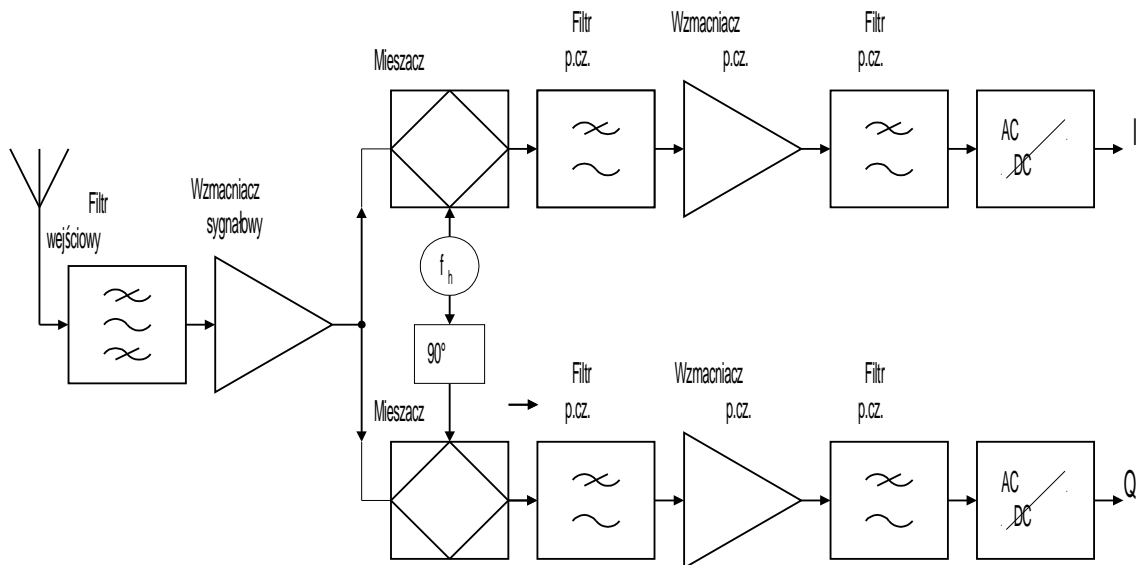
Postęp w szybkości działania cyfrowych układów scalonych, w tym mikroprocesorów sygnałowych, umożliwia obecnie przeprowadzanie cyfrowego przetwarzania sygnałów w czasie rzeczywistym. Z tego względu szereg operacji na sygnale, w tym jego demodulacja, jest przeprowadzanych coraz częściej po przetworzeniu sygnału z postaci analogowej na cyfrową. Stosuje się w tym celu odbiorniki z zerową częstotliwością pośrednią (odbiorniki z bezpośrednią przemianą).

W odbiorniku z bezpośrednią przemianą częstotliwości częstotliwość heterodyny dobiera się równą częstotliwości nośnej odbieranego sygnału aby otrzymać nominalną wartość częstotliwości pośredniej równą zero.

W takim odbiorniku, po mieszaczu, widmo sygnału jest skupione wokół zerowej częstotliwości. Pasma sygnału jest dwa razy węższe od pasma przed przemianą, gdyż lewa i prawa wstęga boczna są przenoszone w to samo pasmo niskich częstotliwości.

Jak pamiętamy, w odbiorniku z przemianą częstotliwości odległość między sygnałem lustrzanym a użytecznym równa się podwójnej częstotliwości pośredniej ( $|f_l - f_s| = 2f_{p.cz.}$ ). Z tego względu odbiornik z bezpośrednią przemianą ( $f_{p.cz.} = 0$ ) nie posiada lustrzanego kanału odbioru. Oznacza to złagodzenie wymagań na selektywność wzmacniacza sygnałowego, gdyż nie ma już konieczności wytłumienia sygnału lustrzanego przed jego dojściem do mieszacza. Ponadto brak lustrzanki oznacza uproszczenie konstrukcji odbiornika, gdyż pozwala na rezygnację z umieszczania między wzmacniaczem sygnałowym a mieszaczem filtra środkowo-przepustowego. Rezygnacja z umieszczania tam filtra oznaczałaby w odbiorniku konwencjonalnym wzrost szumów wygenerowanych we wzmacniaczu sygnałowym i dochodzących do mieszacza, gdyż w torze p. cz. poza szumem zgrupowanym wokół sygnału użytecznego pojawiłby się dodatkowo szum wzmacniacza sygnałowego zawarty w kanale lustrzanym.

Aby nie stracić informacji, czy chwilowa częstotliwość przychodzącego sygnału jest mniejsza czy większa, np. o  $f$  od częstotliwości środkowej (oba prążki będą miały w torze  $f_{p.cz.} = 0$  wartość równą  $f$ ), odbiornik wyposaża się w dwa tory zerowej pośredniej, doprowadzając do dwóch równoległych mieszaczy przebiegi heterodyny o tej samej częstotliwości, lecz przesunięte w fazie o  $90^\circ$  (przebieg synfazowy I i w kwadraturze Q). Składowa w fazie i składowa kwadraturowa reprezentują część rzeczywistą i urojoną kompleksowej amplitudy sygnału.



Rys. 24. Schemat blokowy odbiornika z zerową częstotliwością pośrednią

Oba równoległe torry pośredniej częstotliwości muszą mieć wspólny układ automatycznej regulacji wzmacnienia (ARW), zapewniający jednakowe wzmocnienie obu torów. Jednakowe wzmocnienie jest konieczne, aby można było na podstawie wartości sygnału synfazowego i kwadraturowego prawidłowo odtwarzać amplitudę i fazę odbieranego sygnału.

W niektórych przypadkach budowy odbiorników może być korzystne stosowanie rozwiązania mieszanego: pierwsza przemiana daje dużą częstotliwość pośrednią, druga - zerową częstotliwość pośrednią.

#### Korzyści ze stosowania bezpośredniej przemiany

1. Brak częstotliwości lustrzanej (pokrywa się z sygnałem użytecznym) oznacza złagodzenie wymagań na selektywność wzmacniacza sygnałowego.
2. Pasma zajmowane przez sygnał po przemianie jest dwukrotnie mniejsze od pasma odbieranego, zmodulowanego sygnału.
3. Selektywność kanałową uzyskuje się za pomocą wąskopasmowych filtrów dolnoprzepustowych, łatwo realizowanych w układach scalonych (filtry aktywne). Ze względu na niską częstotliwość są one mniej wrażliwe na tolerancje elementów niż konwencjonalne filtry p. cz.

#### Wady



1. Odbiorniki z konwencjonalną przemianą częstotliwości, jeżeli są przeznaczone do odbioru sygnałów ze stałą amplitudą (FM, FSK, GMSK) i nie stosują demodulacji koherentnej, nie muszą mieć ARW, bo obwiednia sygnału nie przenosi żadnej informacji. Natomiast odbiorniki z zerową częstotliwością pośrednią muszą mieć zawsze ARW, bo chociaż odbierany sygnał może mieć stałą amplitudę, to amplitudy sygnałów w torach I i Q zmieniają się od zera do amplitudy przychodzącego sygnału. Te zmiany są dużo wolniejsze od okresu sygnału modulującego.
2. Wzmacniacze z zerową p. cz. mają większy poziom szumów własnych w porównaniu z dużą częstotliwością pośrednią, bo odgrywają w nich większą rolę szumy typu  $1/f$ .

Odbiorniki z bezpośrednią przemianą stosuje się m.in. w systemie telefonii bezprzewodowej DECT, pracującym w paśmie 1800MHz. System ten jest przeznaczony do zastosowań na małych obszarach (stadiony, małe przedsiębiorstwa, domy towarowe i in.). Pasma zajmowane przez sygnał rzędu 1MHz oznacza małą czułość odbiornika, a więc małe wymagane wzmocnienie.

## 9. OPTYMALNY ODBIÓR SYGNAŁÓW CYFROWYCH W KANALE GAUSSOWSKIM Z PUNKTU WIDZENIA KRYTERIUM NAJWIĘKSZEJ WIARYGODNOŚCI

*Założenie.* Kanał liniowy o nieskończenie szerokim paśmie, w obecności białego szumu.

Niech przesyłany sygnał nie będzie sygnałem binarnym, lecz niech składa się z  $M$  sygnałów elementarnych o czasie trwania  $T$ , różnym kształcie. Np. dwustanowa modulacja fazy -  $M=2$ , czterostanowa -  $M=4$ , w naziemnych stacjach telewizji wysokiej rozdzielczości  $M=64$ .

Dla przesłania binarnej informacji pierwotnej można utworzyć bloki po  $k$  - bitów. Wtedy otrzymujemy  $2^k=M$  sygnałów elementarnych. Czas trwania  $k$  - bitowego bloku wynosi  $T=k/R$ , gdzie  $R$ =liczba bitów/sek. Sygnały elementarne różnią się: amplitudą - PAM, fazą - PSK, częstotliwością - FSK itp.

Oznaczmy sygnał elementarny przez  $s_m(t)$ ,  $m=1, \dots, M$ . Dowolny, skończony zbiór sygnałów elementarnych o czasie trwania  $T$ , realizowalnych fi-

zycznie, może być przedstawiony jako liniowa kombinacja pewnych funkcji ortogonalnych:  $g_1(t), g_2(t), \dots, g_N(t)$ ,  $N \leq M$ .

$$s_1(t) = a_{11}g_1(t) + a_{12}g_2(t) + \dots + a_{1N}g_N(t)$$

$$s_2(t) = a_{21}g_1(t) + a_{22}g_2(t) + \dots + a_{2N}g_N(t)$$

$$\bullet \quad \bullet \quad \bullet \quad a_{ij} = \frac{1}{K_j} \int_0^T s_i(t) \cdot g_j(t) dt$$

$$s_M(t) = a_{M1}g_1(t) + a_{M2}g_2(t) + \dots + a_{MN}g_N(t)$$

Przykładem funkcji ortogonalnych są np. funkcje  $\sin(n\omega_0 t)$  i  $\cos(n\omega_0 t)$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots$  stosowane przy rozkładzie w szereg Fouriera.

Zbiór funkcji ortogonalnych musi spełniać warunek:

$$\int_0^T g_j(t) \cdot g_k(t) dt = K_j \cdot \delta_{jk}; \quad 0 \leq t \leq T; \quad j, k = 1, 2, \dots, N$$

$\delta_{jk} = \begin{cases} 1 & \text{dla } j=k \\ 0 & \text{dla } j \neq k \end{cases}$  Dla  $K_j = 1$  funkcje są ortonormalne.

W przestrzeni ortogonalnej jest zdefiniowana odległość euklidesowska, mająca podstawowe znaczenie przy określaniu reguł optymalnej detekcji.

#### Kryterium największej wiarygodności

Założmy, że nadano sygnał  $s_i(t)$ . Ze względu na szumy odebrano:

$$r(t) = s_i(t) + n(t)$$

W punkcie odbioru znamy tylko  $r(t)$ . Na podstawie jego obserwacji w czasie  $0 \leq t \leq T$  musi być podjęta decyzja, który z sygnałów elementarnych był nadawany. Można obliczyć prawdopodobieństwo:

$$p[\text{nadany był sygnał } s_m \mid r(t) \quad 0 \leq t \leq T]; \quad m = 1, 2, \dots, M$$

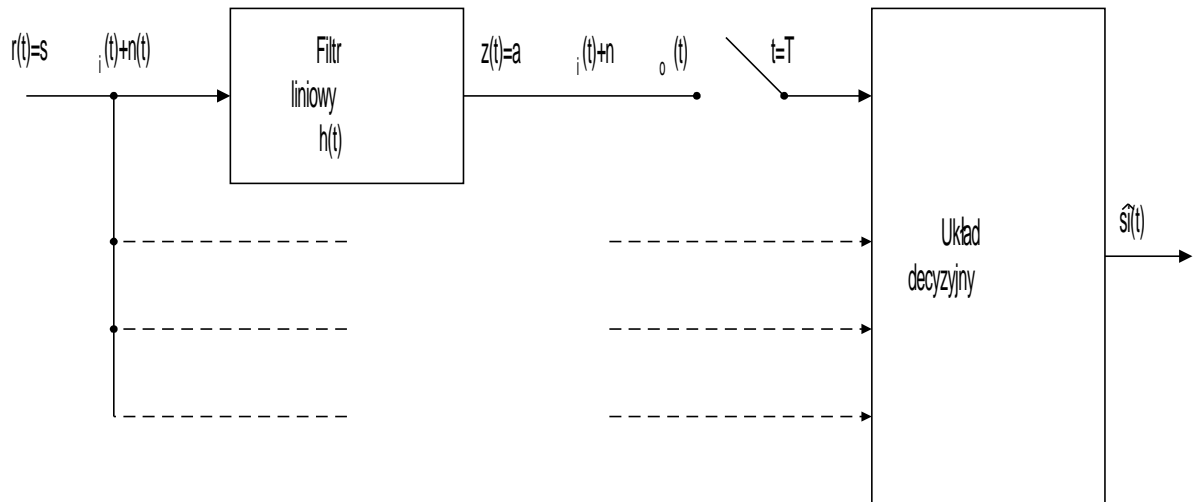
i określić, dla którego sygnału elementarnego jest ono największe. Można

postąpić inaczej:  $p(s_m \mid r) = p(r \mid s_m) \cdot \frac{p(s_m)}{p(r)}$   $m = 1, 2, \dots, M$

Jeżeli prawdopodobieństwo nadania sygnału elementarnego dla wszystkich sygnałów jest identyczne, to  $p(s_m) = \frac{1}{M} \cdot p(r)$  nie jest prawdopodobieństwem warunkowym, nie zależy więc od  $m$ . Stąd  $\max p(s_m \mid r)$  wystąpi wtedy, gdy  $\max_{p_o m} p(r \mid s_m)$   $m = 1, 2, \dots, M$ .

Tak sformułowane kryterium decyzyjne nazywamy kryterium największej wiarygodności.

Aby określić, dla którego z sygnałów elementarnych uzyskamy największe prawdopodobieństwo  $p(r | s_m)$  będziemy przepuszczać sygnał  $r(t)$  przez  $M(N)$  równoległych członów o budowie:



Rys. 25. Określanie nadawanego symbolu

Każda z gałęzi jest dopasowana do najlepszego odbioru jednego z sygnałów elementarnych, co odpowiada sprawdzeniu w danej gałęzi, jakie jest prawdopodobieństwo odebrania sygnału  $r$ , jeżeli nadawano sygnał  $s_m$ .

Parametry filtra liniowego, zapewniającego optymalny odbiór sygnału elementarnego  $s_i$

*Oznaczenia:*

$\sigma_o^2$  - wariancja szumu (przeciętna moc) na wyjściu filtra dla  $t = T$ ,

$a_i^2$  - moc sygnału na wyjściu filtra,

$$\left( \frac{S}{N} \right)_T = \frac{a_i^2}{\sigma_o^2}$$

Określmy, jaka powinna być funkcja przenoszenia filtra, aby ten stosunek był największy?

Sygnał  $S(t)$  po przejściu przez filtr o transmitancji  $H(f)$  ma postać:

$$a(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)S(f)e^{j2\pi ft} df$$

Szum o dwustronnej widmowej gęstości mocy  $\frac{N_0}{2}$ , po przejściu przez filtr ma moc:

$$\sigma_0^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df; \text{ bo } G_N(f) = \left| H(f) \sqrt{\frac{N_0}{2}} \right|^2 \text{ stąd:}$$

$$\left( \frac{S}{N} \right)_T = \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)S(f)e^{j2\pi fT} df \right|^2}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df} \leq \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 df}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df}$$

$$\text{gdz} \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(x) \cdot f_2(x) dx \leq \int_{-\infty}^{+\infty} |f_1(x)|^2 dx \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} |f_2(x)|^2 dx$$

Znak równości zachodzi dla:  $f_1(x) = kf_2^*(x)$  bo dla funkcji zespolonej zmiennej rzeczywistej  $f_1(x) \cdot f_1^*(x) = |f_1(x)|^2$ .

W naszym przypadku:  $f_1(x) = H(f)$ ;  $f_2(x) = S(f)e^{j2\pi fT}$

$$\left( \frac{S}{N} \right)_T \leq \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 df; \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 df = E = \int_{-\infty}^{+\infty} S^2(t) dt$$

$$\max \left( \frac{S}{N} \right)_T = \frac{2E}{N_0} \text{ zachodzi dla } H(f) = H_0(f) = kS^*(f)e^{-j2\pi fT}, \text{ gdzie człon } e^{-j2\pi fT}$$

oznacza opóźnienie w dziedzinie czasu o wartość  $T$ .

Odpowiedź impulsowa filtru o takiej transmitancji ma postać:

$$h(t) = F^{-1}\{kS^*(f)e^{-j2\pi fT}\}; \quad h(t) = \begin{cases} k \cdot s(T-t); & 0 \leq t \leq T \\ 0; & \text{poza tym przedziałem} \end{cases} \quad \text{Jak widać, do wyzna-}$$

czenia odpowiedzi impulsowej optymalnego filtru, jest potrzebna znajomość  $T$  i  $s_m(t)$ .

Dla  $s(t)$  będącego funkcją rzeczywistą, wartości sprzężonej w dziedzinie częstotliwości odpowiada odwrócenie kierunku czasu w dziedzinie rzeczywistej:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt; \quad X^*(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j2\pi(-f)t} dt = X(-f)$$

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) e^{j2\pi ft} dt; \int_{-\infty}^{+\infty} X(-f) e^{j2\pi ft} df \stackrel{-f=f\ominus}{=} - \int_{+\infty}^{-\infty} X(f') e^{j2\pi f' \ominus(-t)} df' = x(-t)$$

Sygnal na wyjściu filtru dopasowanego może być przedstawiony jako splot pobudzenia i odpowiedzi impulsowej filtru.

Dla  $k=1 \Rightarrow s(T-t)$ , stąd:

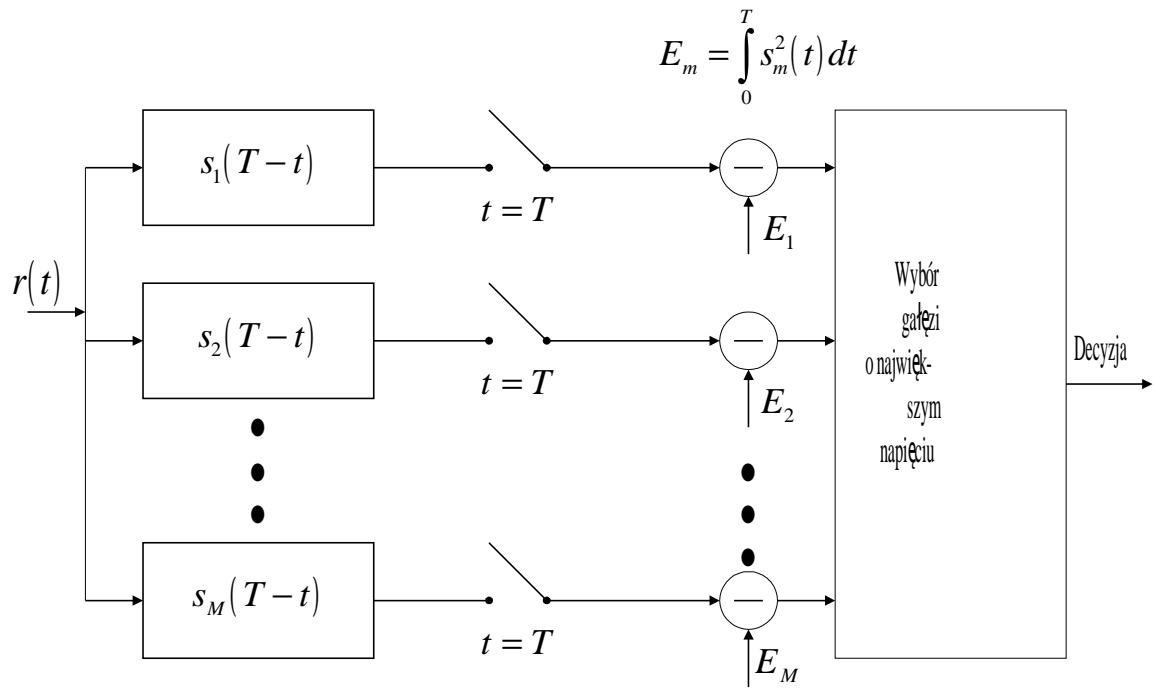
$$\begin{aligned} z(t) &= r(t) * h(t) = \int_0^t r(\tau) h(t-\tau) d\tau = \int_0^t r(\tau) s[T-(t-\tau)] d\tau = \\ &= \int_0^t r(\tau) s(T-t+\tau) d\tau. \text{ Dla } t=T \int_0^T r(\tau) s(\tau) d\tau \end{aligned}$$

Taki sam przebieg, jak na wyjściu filtru o odpowiedzi impulsowej  $s(T-t)$ , uzyskamy mnożąc odebrany sygnał  $r(t)$  przez kopię nadanego sygnału elementarnego  $s_m(t)$ , a wynik mnożenia całkując w przedziale  $0 \div T$ .

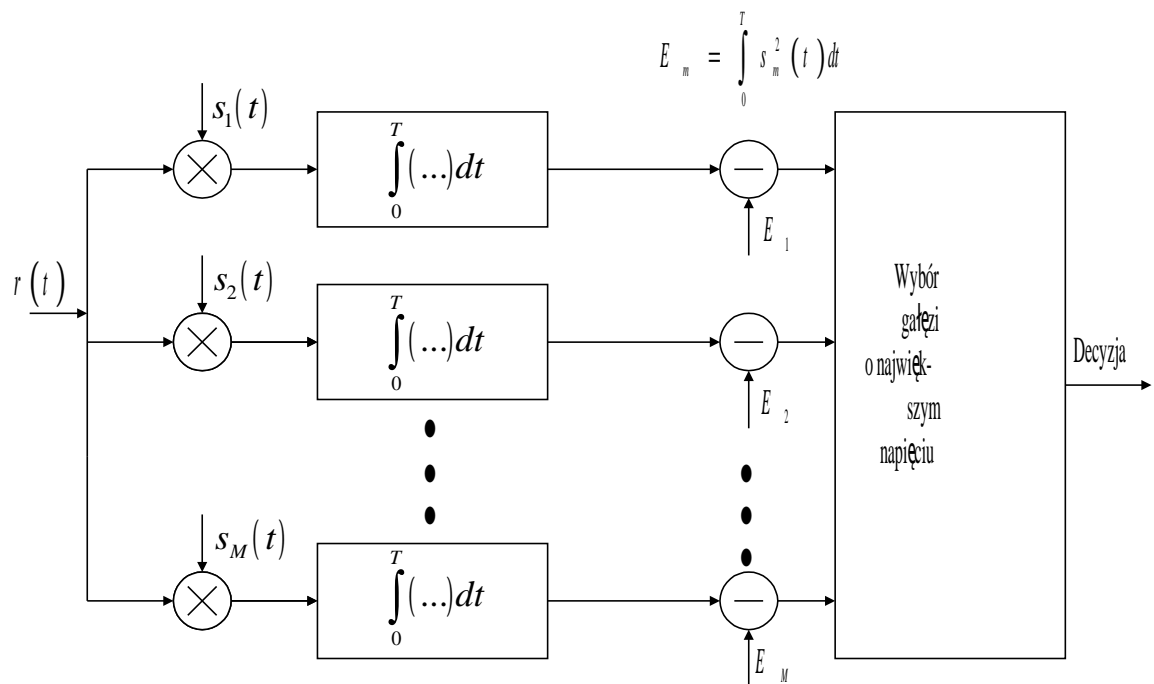
Ta operacja odpowiada rzutowaniu wektora  $r(t)$  na osie  $s_m(t)$ ,  $m=1, \dots, M$ . Jest to obliczanie korelacji w przedziale czasu  $0 \div T$  między odebranym sygnałem  $r(t)$  a kolejno każdym z możliwych sygnałów nadanych  $s_m(t)$ . Ten sygnał elementarny  $s_m(t)$ , który wykaże największą korelację z sygnałem odebranym  $r(t)$ , był najbardziej prawdopodobnie nadawany.

Jeżeli zbiór sygnałów elementarnych  $s_m(t)$  nie tworzy układu funkcji ortogonalnych, to zamiast rzutować odebrany sygnał na osie  $s_m(t)$ ,  $m=1, \dots, M$ , można go rzutować na osie ortogonalne  $g_1(t), \dots, g_N(t)$ , gdyż wystarczy wtedy mniej korelatorów.

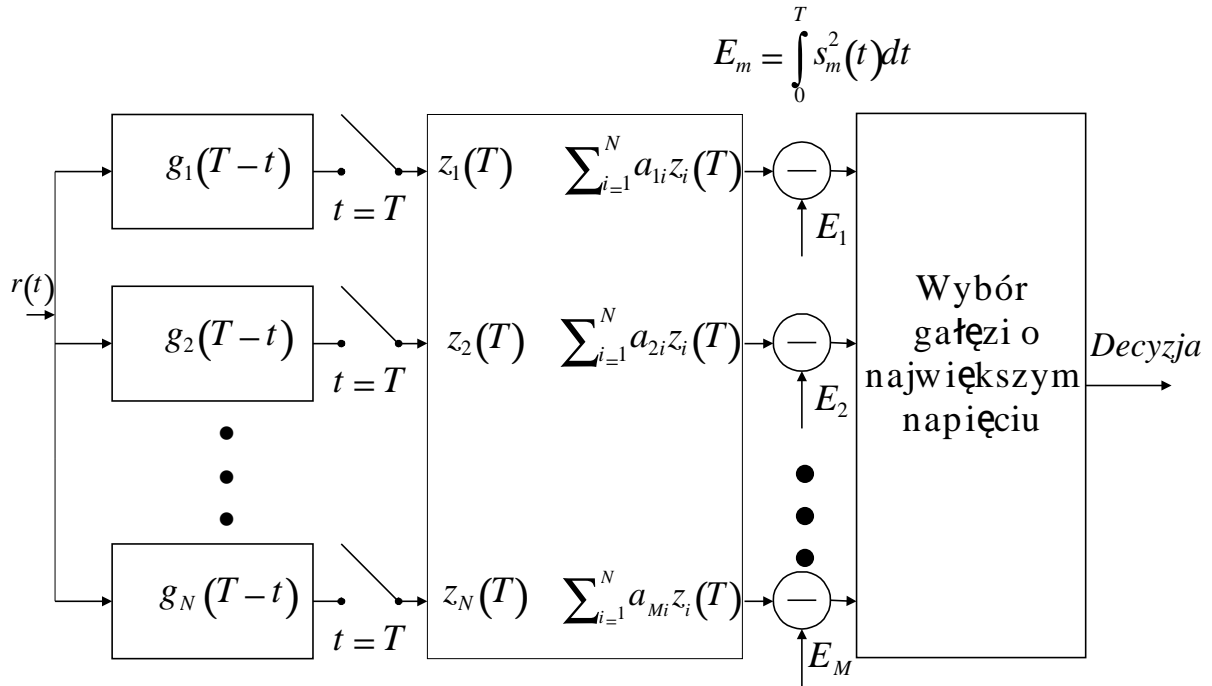
Tak więc optymalny odbiornik można zbudować wg jednego z czterech następujących schematów:



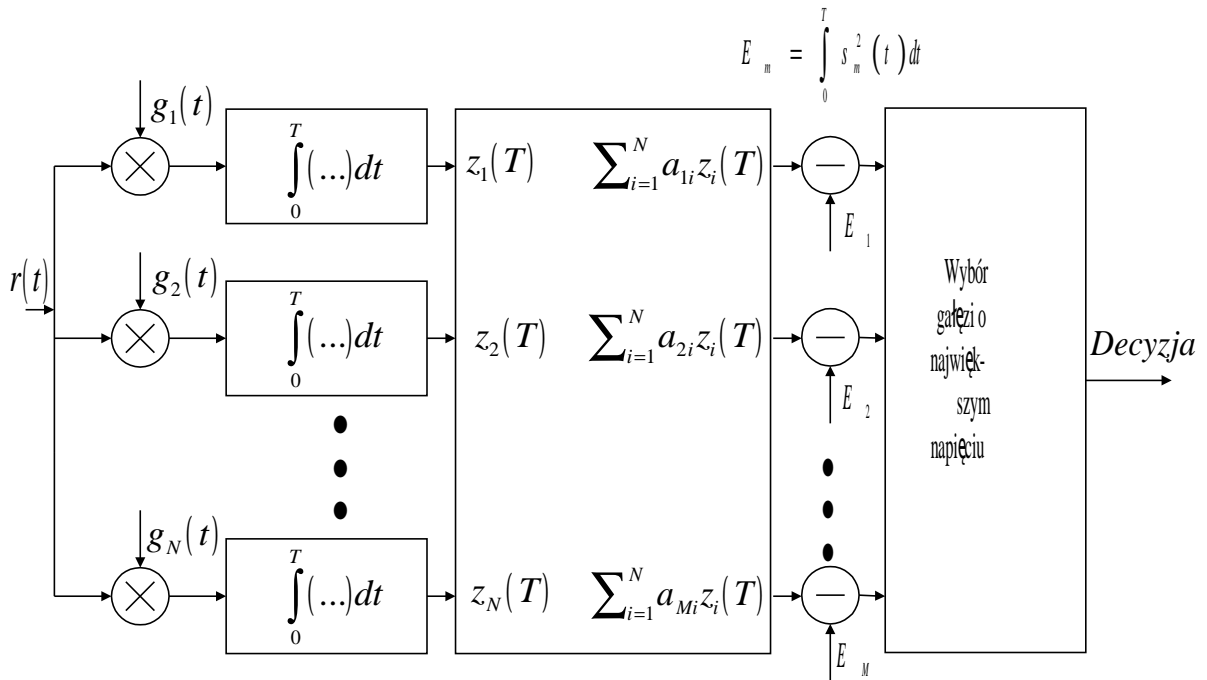
Rys. 26. Odbiornik z filtrami dopasowanymi do postaci sygnałów elementarnych



Rys. 27. Odbiornik korelacyjny



Rys. 28. Odbiornik z filtrami dopasowanymi do postaci sygnałów ortogonalnych



Rys. 29. Odbiornik korelacyjny, dopasowany do postaci sygnałów ortogonalnych

## 10. PRZYKŁADY OPTYMALNYCH ODBIORNIKÓW W PRZYPADKU M-WARTOŚCIOWEJ MODULACJI FAZY ORAZ CZĘSTOTLIWOŚCI

Chwilową wartość sygnału w przypadku M-stanowej modulacji fazy można wyrazić następująco:

$$s_i(t) = A \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi i}{M}\right); \quad 0 \leq t \leq T; \quad i = 1, \dots, M$$

Chociaż sygnałów elementarnych mamy  $M$ , ale znajdują się one wszystkie w ortogonalnej, dwuwymiarowej przestrzeni sygnałów na płaszczyźnie fazowej.

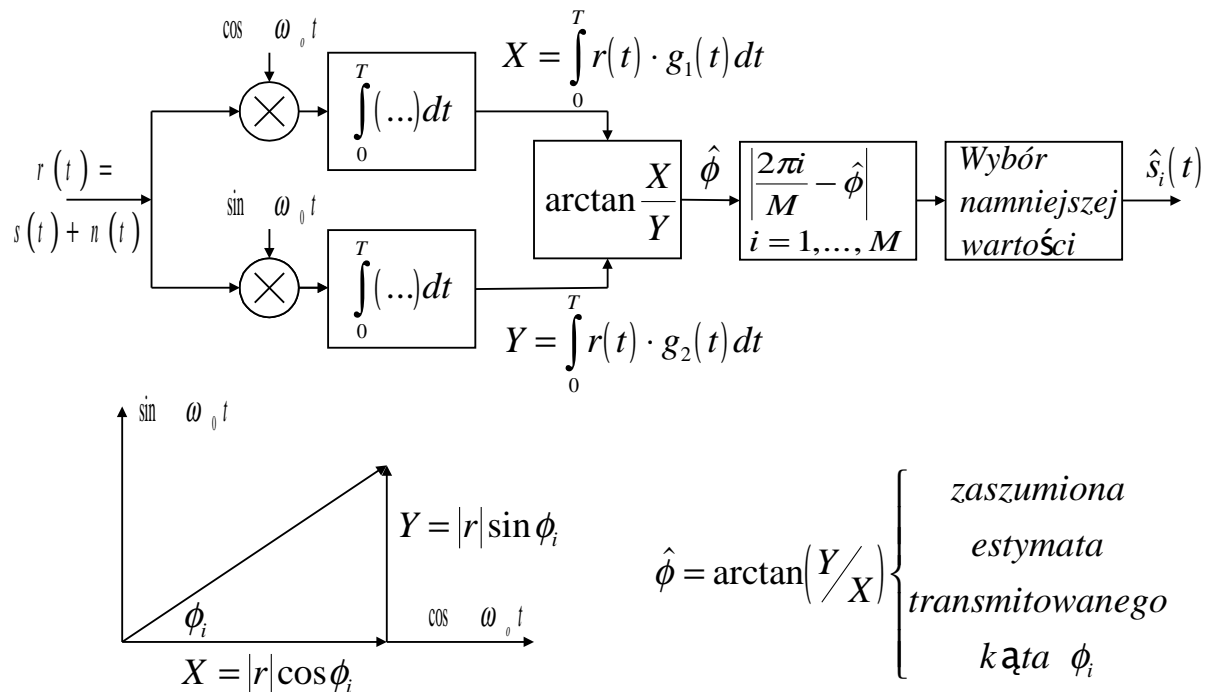
Tę przestrzeń wyznaczają osie związane z funkcjami ortogonalnymi:  $g_1(t) = \cos \omega_0 t$ ,  $g_2(t) = \sin \omega_0 t$ .

Sygnał z  $M$ -stanową modulacją fazy można wyrazić przy użyciu funkcji ortogonalnych:

$$s_i(t) = A \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi i}{M}\right) = A \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \cdot \cos \omega_0 t + A \sin\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \cdot \sin \omega_0 t$$

$$s_i(t) = A \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \cdot g_1(t) + A \sin\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \cdot g_2(t); \quad 0 \leq t \leq T; \quad i = 1, \dots, M.$$

Tak więc demodulator M-PSK może mieć budowę następującą:



Rys. 30. Korelacyjny odbiornik sygnałów M-PSK

Korelator w górnej gałęzi demodulatora oblicza amplitudę składowej synfazowej odebranego wektora  $r(t)$ , korelator w dolnej gałęzi - składową kwadraturową.



Położenie odebranego wektora określamy obliczając  $\arctan$  ilorazu obu składowych. Następnie oblicza się, koło którego z możliwych nadawanych kątów  $\phi_i$ , najbliższej leży odebrany wektor.

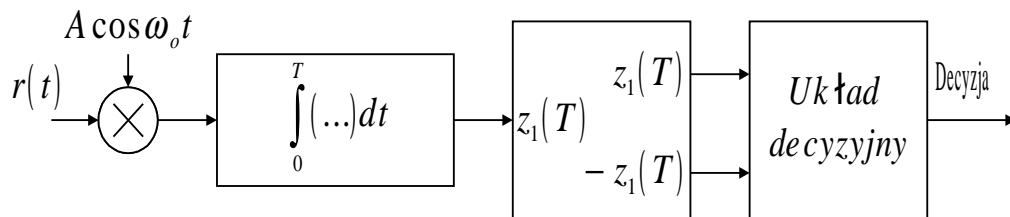
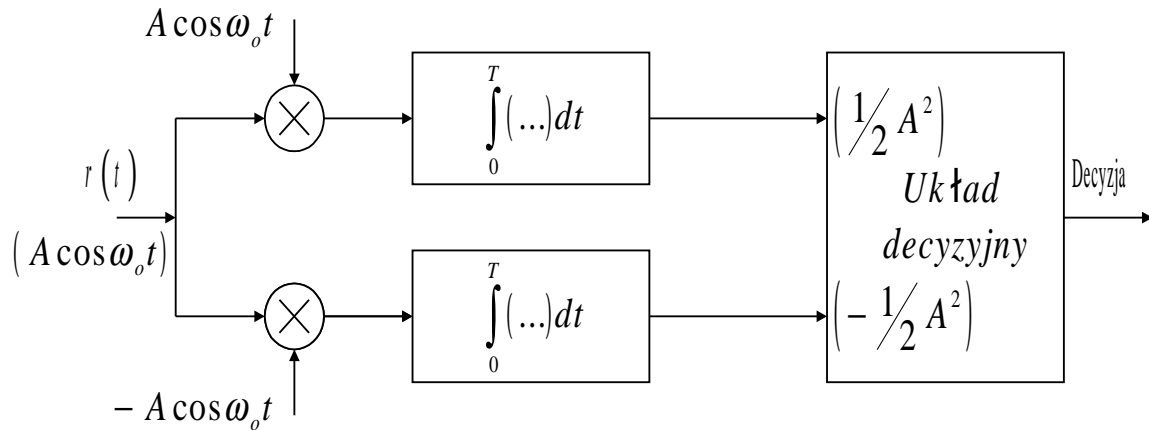
Przykład odbiornika korelacyjnego przeznaczonego do odbioru sygnałów z dwustanową modulacją fazy

a). Niech sygnały elementarne mają postać:

$$s_1(t) = A \cos \omega_0 t, \quad s_2(t) = -A \cos \omega_0 t$$

$$g_1(t) = A \cos \omega_0 t, \quad s_1(t) = 1 \cdot g_1(t), \quad s_2(t) = -1 \cdot g_1(t)$$

Oba sygnały elementarne nie są względem siebie ortogonalne, można więc odbiornik korelacyjny zbudować na dwa różne sposoby:



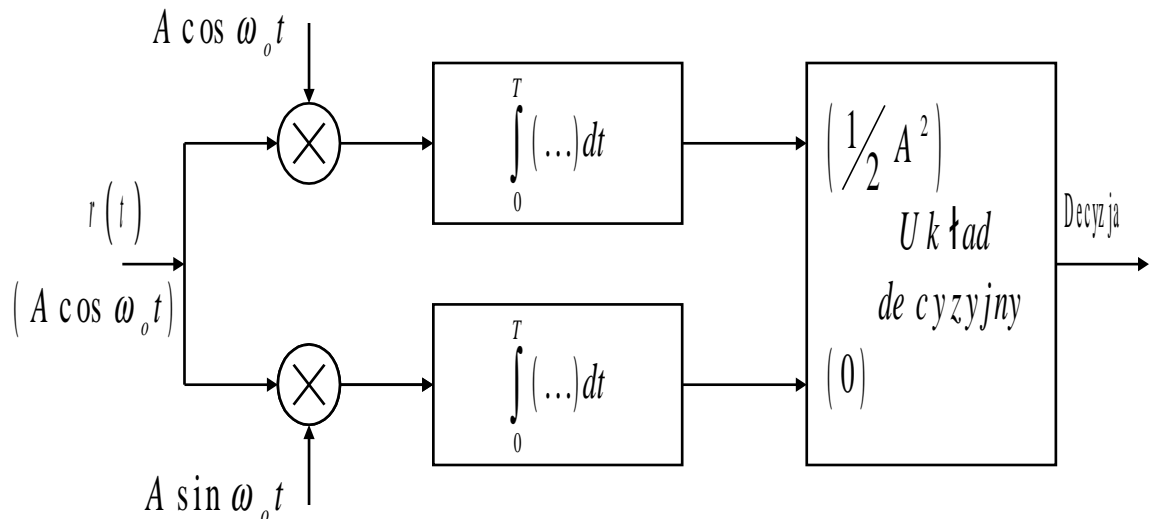
Rys. 31. Dwie wersje odbiornika korelacyjnego

b). Niech teraz sygnały elementarne mają postać:

$$s_1(t) = A \cos \omega_0 t, \quad s_2(t) = A \sin \omega_0 t$$

$$g_1(t) = A \cos \omega_0 t, \quad g_2(t) = A \sin \omega_0 t$$

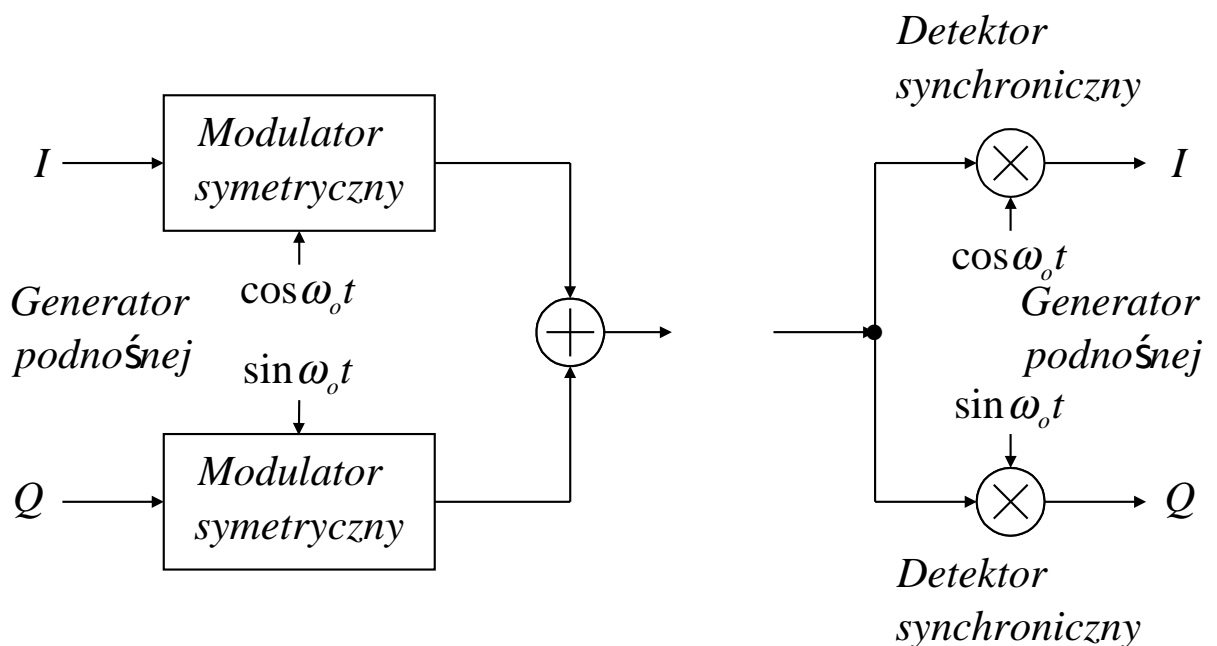
Oba sygnały elementarne są względem siebie ortogonalne, należy więc odbiornik korelacyjny zbudować w następujący sposób:



Rys. 32. Budowa odbiornika korelacyjnego w przypadku ortogonalnych sygnałów elementarnych

Pytanie: Który rodzaj modulacji jest korzystniejszy?

W systemach telewizyjnych NTSC i PAL dwie składowe sygnału chrominancji (informacja o kolorze) są przesyłane przy pomocy dwóch, ortogonalnych względem siebie podnośnych.



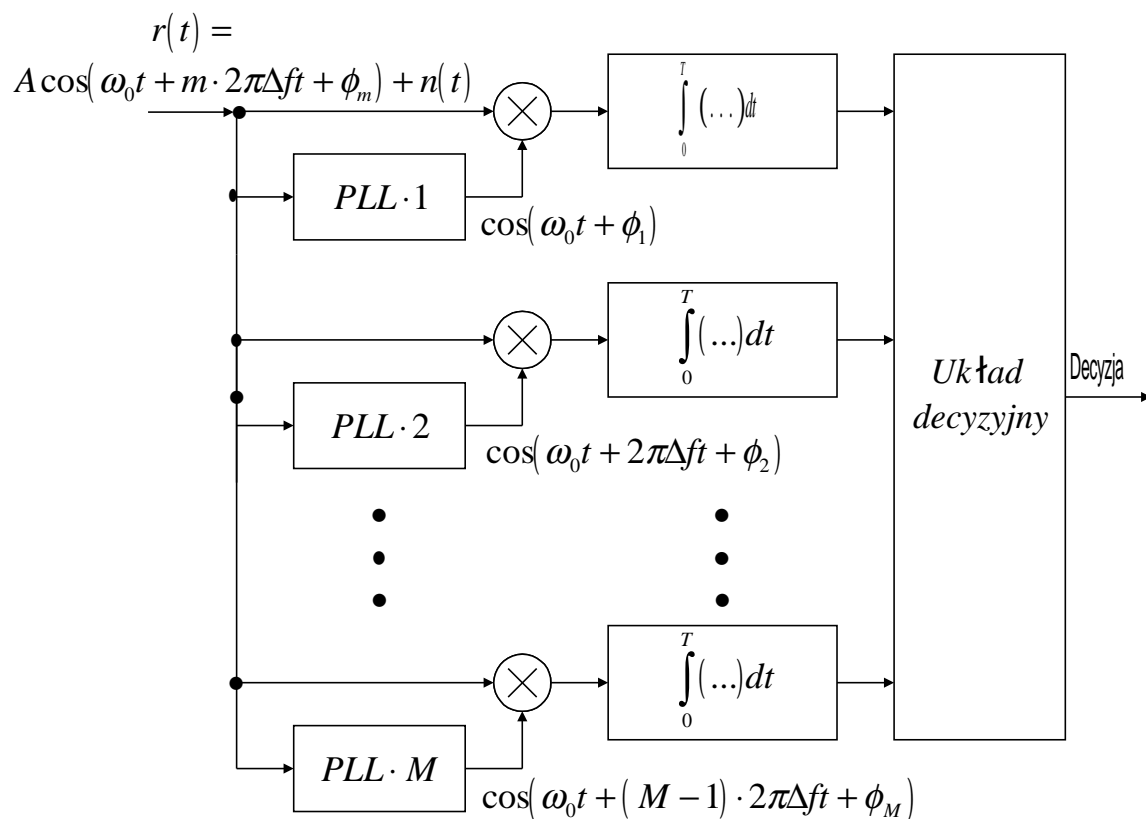
Rys. 33. Przesyłanie sygnałów chrominancji przy pomocy kwadraturowej modulacji amplitudy z wytłumioną falą nośną

Pytanie: Czy można by obie składowe sygnału chrominancji przesyłać przy użyciu jednej podnośnej, jak w wariancie a) dwustanowej modulacji fazy?

### Budowa odbiornika sygnałów z M-stanową modulacją częstotliwości (M-FSK)

Koherentna demodulacja sygnału z M-stanową modulacją FSK jest dość skomplikowana i przez to mało praktyczna. Wymaga ona dokładnego odtworzenia częstotliwości i fazy każdego z sygnałów elementarnych.

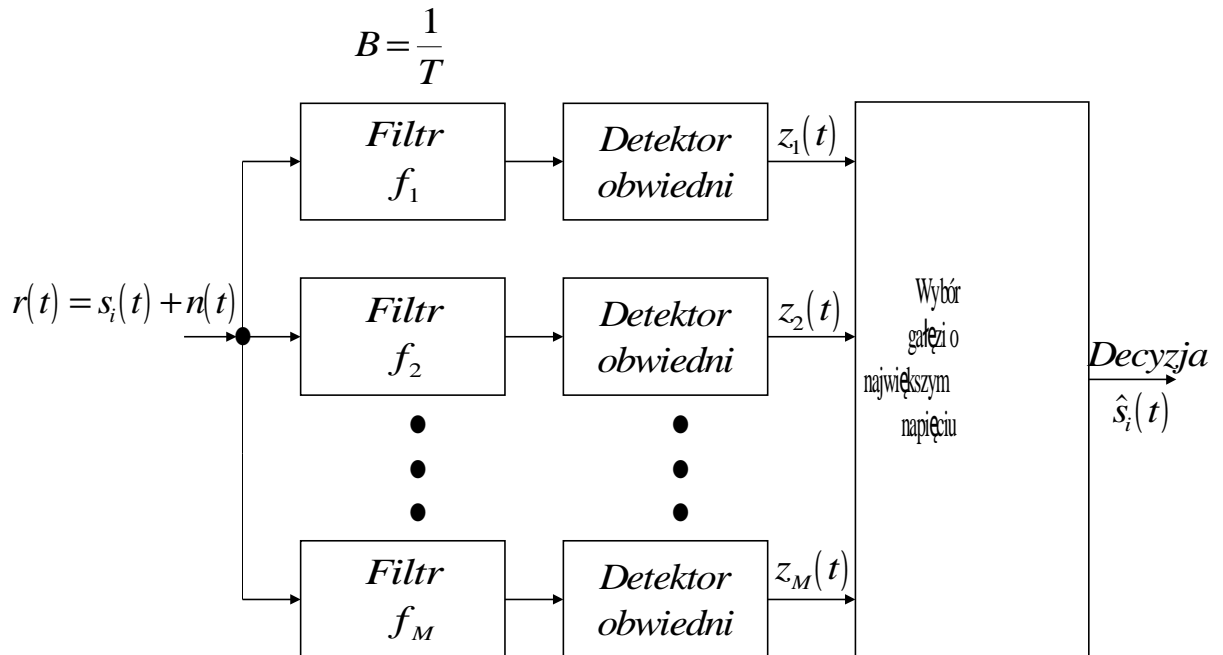
Przy koherentnej demodulacji minimalna odległość na skali częstotliwości między ortogonalnymi sygnałami wynosi  $\Delta f = \frac{1}{2T}$ , gdzie  $T$  - czas trwania sygnału elementarnego.



Rys. 34. Koherentny odbiornik sygnałów M-FSK

Budowa odbiornika znacznie się upraszcza, jeżeli stosujemy demodulację niekoherentną. Zachowanie warunku ortogonalności, przy nieznanomości fazy odbieranego sygnału wymaga jednak dwukrotnie większej separacji między sygnałami elementarnymi; teraz  $\Delta f = \frac{1}{T}$ . Również dla tej samej elementowej stopy błędu jest wymagana większa moc nadajnika o około 1dB.

Odbiornik sygnałów z M-stanową modulacją FSK, pracujący w sposób niesynchroniczny, można zrealizować wg następującego schematu:



Rys. 35. Niekoherentny odbiornik M-FSK

Detektor obwiedni składa się z prostownika i filtra dolno-przepustowego.

W przypadku stosowania układów scalonych o dużej skali integracji, prostszy do realizacji w technice cyfrowej jest tak zwany odbiornik kwadraturowy.

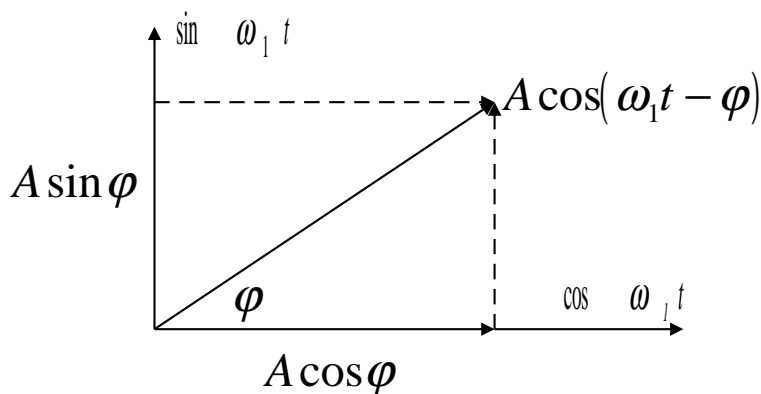
Przypomnijmy, że przy M-stanowej modulacji, w przypadku gdy sygnały elementarne są względem siebie ortogonalne, w odbiorniku koherentnym przychodzący, zaszumiony sygnał jest rzutowany jednocześnie na M osi utworzonych przez zbiór sygnałów elementarnych. To rzutowanie jest realizowane poprzez przepuszczanie odbieranego sygnału przez M równoległych filtrów dopasowanych do sygnału, lub przez M korelatorów. Po czasie trwania sygnału elementarnego  $T$  porównywane są sygnały na wyjściach tych układów.

Dzięki wzajemnej ortogonalności sygnałów elementarnych i dzięki temu, że w korelatorach bada się korelację między odebrany sygnałem a każdym z sygnałów elementarnych, przy braku szumu, po czasie  $T$ , napię-

cie pojawi się jedynie na wyjściu tego korelatora, który odpowiada nadawanemu sygnałowi elementarnemu.

W przypadku odbioru niekoherentnego brak znajomości fazy fali nośnej można częściowo skompensować rzutując odebrany sygnał w każdej gałęzi na dwie ortogonalne osie i odtwarzając na podstawie znajomości składowych moduł wektora sygnału (jego amplitudę).

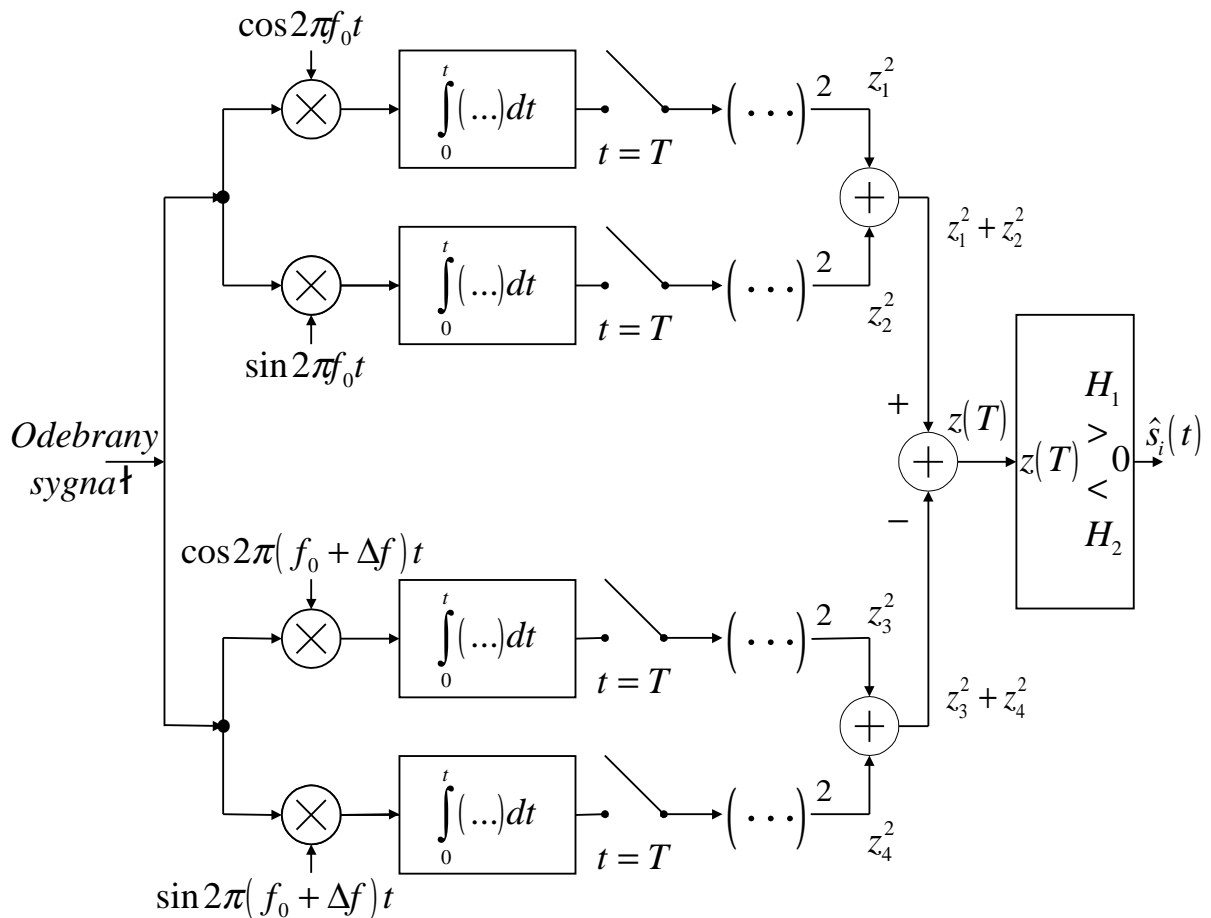
Niech w danym takcie bitowym odebrany sygnał ma postać  $A \cos(\omega_1 t - \varphi)$ . Jeżeli znamy w przybliżeniu jego częstotliwość, a jedynie nie znamy fazy, to można go w odbiorniku rozłożyć na dwie składowe, jak na rysunku:



Rys. 36. Idea detektora kwadraturowego

Przykład niekoherentnego odbiornika sygnałów z dwustanową modulacją częstotliwości, równoprawdopodobnymi sygnałami elementarnymi i o takiej samej energii

Przy takich założeniach reguła decyzyjna polega na określeniu, na wyjściu której z par korelatorów sygnał posiada większą amplitudę. W tym celu sumuje się kwadraty obu składowych sygnału i w układzie decyzyjnym porównuje kwadraty amplitud sygnałów występujących na obu parach korelatorów:



Rys. 37. Budowa niekoherentnego odbiornika 2-FSK

### Realizacja filtru dopasowanego w technice cyfrowej

Niech pasmo sygnałów elementarnych  $s(t)$  wynosi  $W$ . Wg twierdzenia

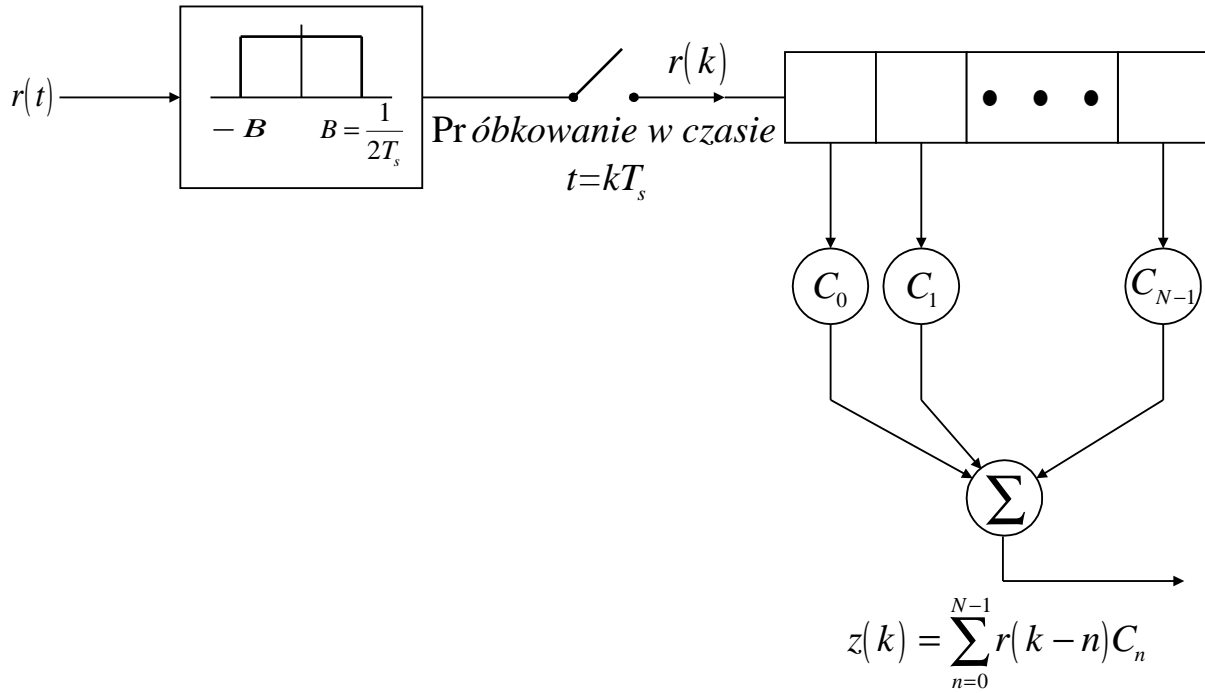
Nyquist`a częstotliwość próbkowania takiego sygnału wynosi  $f_s = \frac{1}{T_s} = 2W$ ,

gdzie  $T_s$  - okres próbkowania.

Chcemy zrealizować filtr o odpowiedzi impulsowej  $h(t) = s(T-t)$ ,  $0 \leq t \leq T$ .

Ponieważ sygnał jest próbkowany z okresem  $T_s$ , można czas bieżący zastąpić przez  $kT_s$ ;  $k = 0, 1, 2, \dots, n$ .

Realizacja takiego filtru przy użyciu rejestru przesuwnego jest przedstawiona na rys. 38.



Rys. 38. Cyfrowy filtr dopasowany do sygnału elementarnego

$C_0 \div C_{N-1}$  są współczynnikami wagowymi o wartościach  $0, \pm 1$ .

Długość rejestru odpowiada liczbie próbek przypadających na okres  $T$  odbieranych symboli.

Sygnał plus szum podany na wejście rejestru ma postać:  
 $r(k) = s(t) + n(k); k=0, 1, \dots$

Przebieg na wyjściu układu w momencie  $k$ . próbkowania odbieranego symbolu:  
 $z(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r(k-n)C_n; k=0, 1, \dots$  modulo  $N$

( $x$  modulo  $y$  oznacza resztę z dzielenia  $x$  przez  $y$ ).

Przebieg wyjściowy jest podawany na komparator w momencie czasu  $k = N-1$ , odpowiadającym zakończeniu sygnału elementarnego.

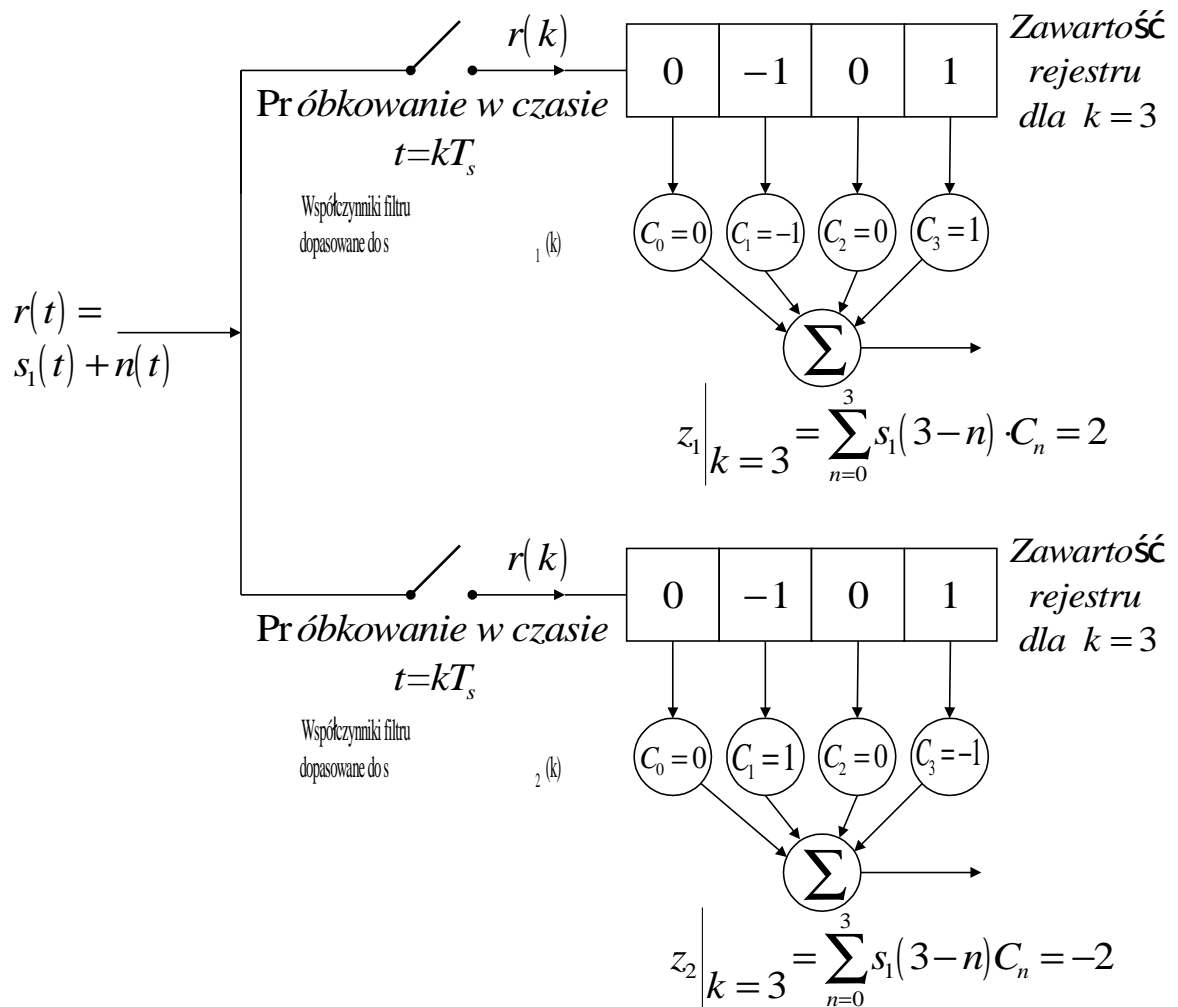
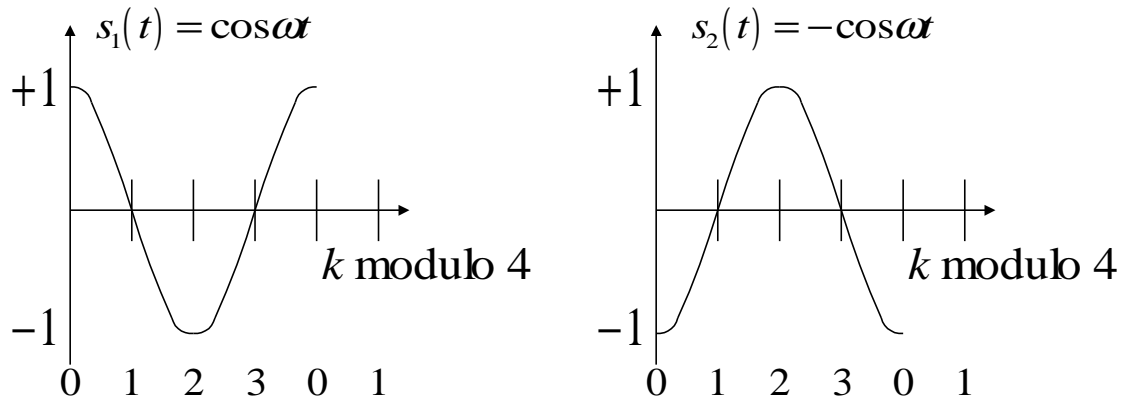
Postać  $z(k)$  jest podobna do całki splotowej pobudzenia i odpowiedzi impulsowej filtru:

$$z(t) = r(t) * h(t) = \int_0^t r(\tau)h(t-\tau)d\tau = \int_0^t r(t-\tau)h(\tau)d\tau$$

Przykład pracy przy nieobecności szumów filtrów dopasowanych do sygnałów elementarnych przesyłanych przy dwustanowej modulacji fazy.

Niech  $s_1(t) = \cos \omega t$ ,  $s_2(t) = -\cos \omega t$ .

$s_i(t)$  należy przedstawić w postaci zbioru próbek  $\{s_i(t)\}$ , jak na rys. 39.





Rys. 39. Filtry dopasowane do odbioru sygnałów  $s_1(t)=\cos t$  oraz  $s_2(t)=-\cos t$

Jak widać z rys. 39:

$$\begin{aligned} s_1(k=0) &= 1; & s_1(k=1) &= 0; & s_1(k=2) &= -1; & s_1(k=3) &= 0; \\ s_2(k=0) &= -1; & s_2(k=1) &= 0; & s_2(k=2) &= 1; & s_2(k=3) &= 0; \end{aligned}$$

Odbiornik przeznaczony do odbioru sygnałów elementarnych  $s_1(t)$  i  $s_2(t)$  składa się z dwóch gałęzi utworzonych z filtrów dopasowanych do odbioru tych sygnałów.

Współczynniki wagowe  $C_n$  reprezentują odpowiedź impulsową dopasowanego filtru.

$$h_i(t) = s_i(T-t), \text{ więc } C_n = s_i(N-1-n). \text{ Stąd:}$$

$$C_0 = s_i(3); \quad C_1 = s_i(2); \quad C_2 = s_i(1); \quad C_3 = s_i(3);$$

$$\text{Dla } s_1 \quad C_0 = 0 \quad C_1 = -1 \quad C_2 = 0 \quad C_3 = 1$$

$$\text{Dla } s_2 \quad C_0 = 0 \quad C_1 = 1 \quad C_2 = 0 \quad C_3 = -1$$

Przy odbiorze sygnału  $s_1(t)$  w nieobecności szumu mamy na wyjściu filtru w górnej gałęzi demodulatora dla  $t=T$ :

$$z(k=3) = \sum_{n=0}^3 s_1(3-n) \cdot C_n = 0 \cdot 0 - 1(-1) + 0 \cdot 0 + 1 \cdot 1 = 2$$

Dla dolnej gałęzi:

$$z(k=3) = \sum_{n=0}^3 s_2(3-n) \cdot C_n = 0 \cdot 0 - 1 \cdot 1 + 0 \cdot 0 + 1 \cdot (-1) = -2$$

W przedstawionej powyżej realizacji odwrócenie skali czasu przy określaniu odpowiedzi impulsowej zostało zastąpione odwróceniem kolejności pobierania próbek z rejestru przesuwanego.

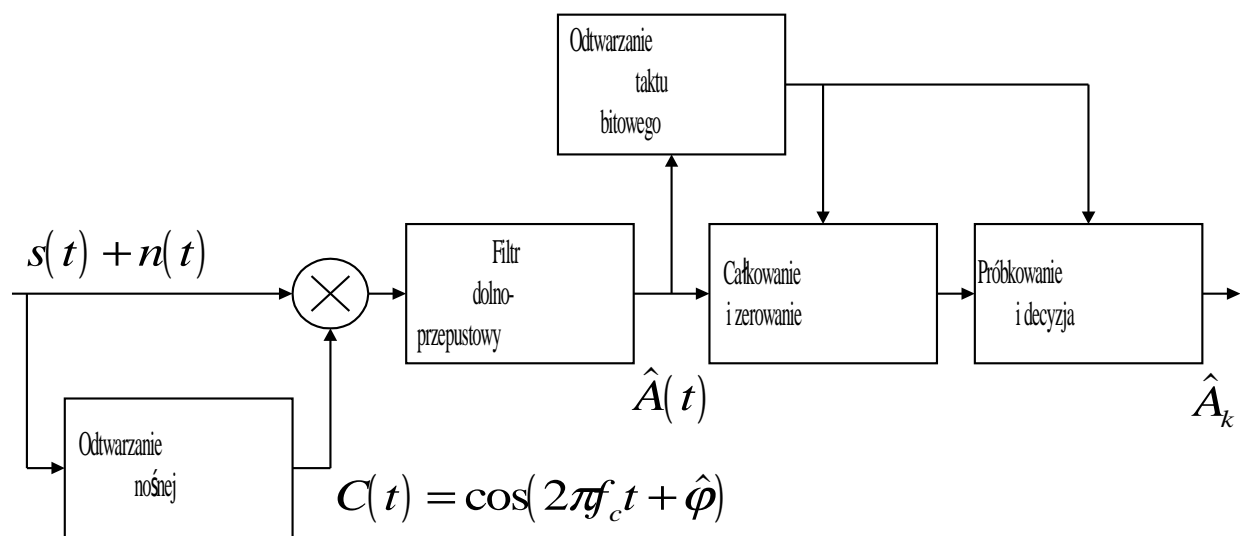
## 11. ZAGADNIENIE SYNCHRONIZACJI W TECHNICIE ODBIORU SYGNAŁÓW CYFROWYCH

*Literatura:*

1. Killen H.: Transmisja cyfrowa w systemach światłowodowych i satelitar-nych, wyd. WKŁ, W-wa 1992.
2. Jeruchim M., Balaban P. i Shanmugan K.: Simulation of Com-  
munication Systems, Plenum Press New York 1992.

Przez synchronizację odbiornika pracującego w cyfrowym systemie transmisji rozumiemy odtworzenie w punkcie odbioru częstotliwości i fazy nośnej odbieranego sygnału, potrzebnej do przeprowadzania koherentnej demodulacji oraz odtworzenie taktu bitowego, potrzebnego do podejmowania w optymalnych momentach czasu decyzji o wartości przychodzącego bitu. W transmisji cyfrowej jest również potrzebna synchronizacja słowa, ramki, kodu i pakietu, tj. rozpoznawanie w odbiorniku początku i końca odpowiednich fragmentów transmitowanego ciągu bitów w celu prawidłowego przeprowadzenia dalszych operacji typu rozplotu przychodzącego strumienia, jego zdekodowania, deszyfryzacji, skierowania do właściwego odbiorcy itp.

Podstawową cechą odróżniającą ten ostatni rodzaj synchronizacji od synchronizacji nośnej, czy symbolowej, jest osiągnięcie jej zwykle dzięki wprowadzaniu unikatowej sekwencji symboli do transmitowanego ciągu. Pogorszenie tego typu synchronizacji nawet o jeden bit prowadzi do bardzo dużej utraty jakości transmisji lub czyni ją zupełnie niezrozumianą.

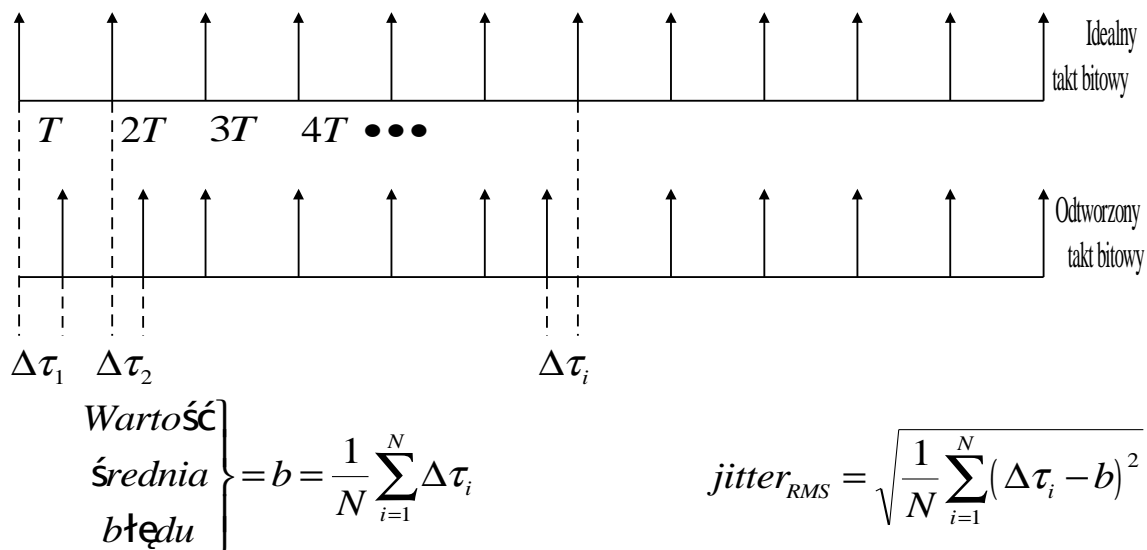


Rys. 40. Uproszczony schemat blokowy odbiornika BPSK

W niektórych systemach, stosujących np. dwustanową modulację amplitudy z wytłumioną falą nośną lub modulację PSK, informację o fali nośnej przesyła się za pomocą osobnego przebiegu pilotowego. Nierzadko wykorzystuje się jedną częstotliwość pilotującą dla kilku sygnałów niosących informację. Rozwiązanie takie pochłania jednak część rozporządzalnej pojemności kanału i całkowitej mocy nadajnika.

Częściej stosuje się systemy „samo się synchronizujące”, w których częstotliwość odniesienia i takt bitowy są odtwarzane z kształtu odbieranego sygnału, nie przynoszącego bezpośrednio informacji o fali nośnej.

Miarą niedoskonałości odtwarzania w odbiorniku fali nośnej, czy taktu bitowego, jest różnica fazy między odtworzonym przebiegiem a idealnym położeniem sygnału odniesienia. Układy synchronizacji w odbiorniku wprowadzają systematyczny błąd fazy oraz drzenie (jitter) położenia zbocza odtworzonej nośnej lub taktu bitowego wokół wartości średniej.



Rys. 41. Systematyczny i średnio-kwadratowy błąd taktu bitowego

Wpływ niedokładności w odtwarzaniu fali nośnej i taktu bitowego na stosunek sygnału do szumu

Rozpatrzmy prosty przykład dwustanowej modulacji fazy. Niech przykładowo sygnał transmitowany przez kanał z białym, gaussowskim szumem ma postać:

$$s(t) = \pm A \cdot p(t) \cos(\omega_c t + \varphi)$$

w każdym przedziale  $0 \leq t \leq T$ .  $p(t)$  jest impulsem prostokątnym

$$p(t) = \begin{cases} 1 & \text{dla } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{poza przedziałem} \end{cases}$$

Niech odtworzona nośna, doprowadzona do odbiornika korelacyjnego ma postać:  $c(t) = L \cos(\omega_c t + \hat{\varphi})$ , gdzie  $\hat{\varphi}$  jest estymatą  $\varphi$ .

Na wyjściu układu mnożącego dolno-pasmowa część iloczynu  $s(t) \cdot c(t)$  ma wartość:

$$r(t) = [s(t)c(t)]_{f.d.p.} = \pm Ap(t) \cos(\varphi - \hat{\varphi}) = \pm Ap(t) \cos \varepsilon$$

Tak więc błąd fazy  $\varepsilon$  zmniejsza poziom sygnału  $\cos \varepsilon$  razy, a moc sygnału i stosunek sygnału do szumu  $\cos^2 \varepsilon$  razy. Zależność ta jest pokazana graficznie na rys. 42.

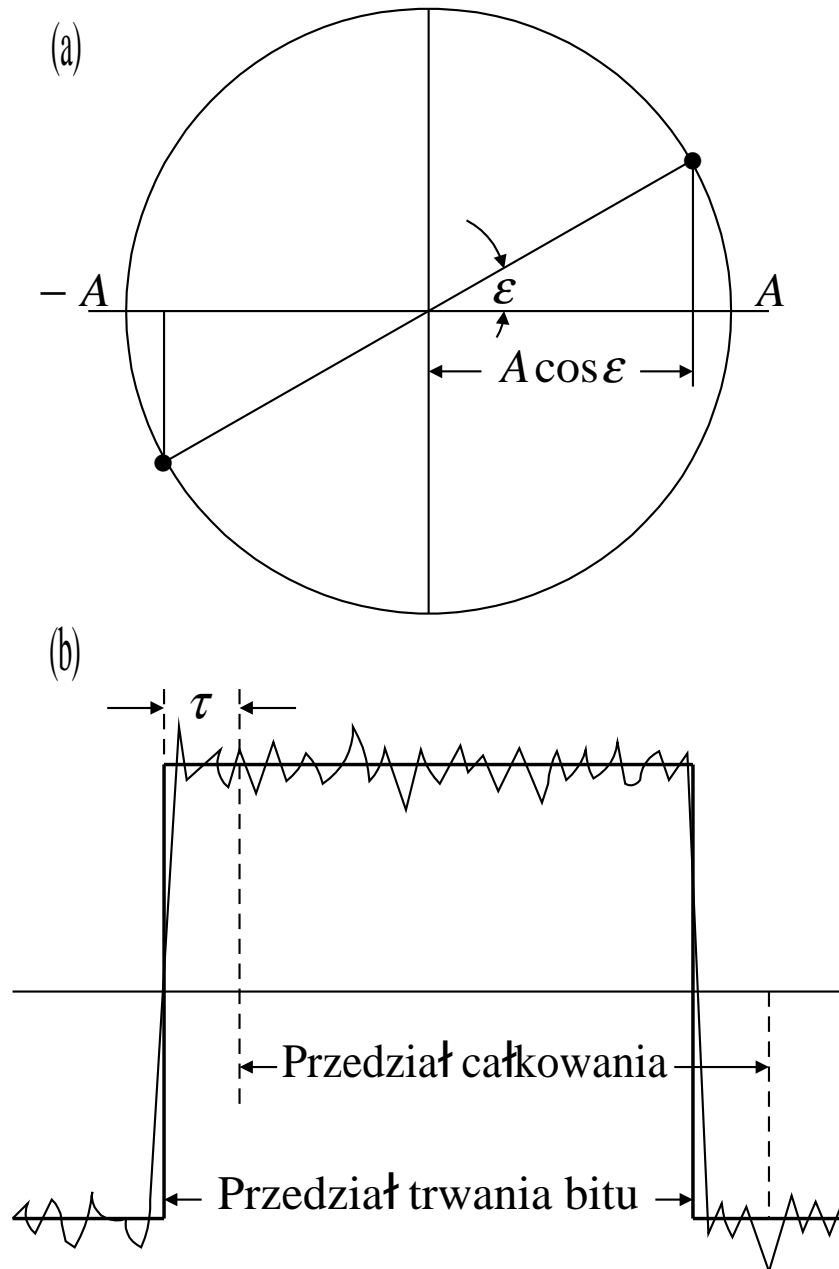
Układ całkujący z zerowaniem, umieszczony po układzie mnożącym, potrzebuje informacji od układu odtwarzania taktu bitowego, w jakich momentach czasu rozpoczynać całkowanie i w jakich je kończyć.

Niech błąd odtwarzania impulsów taktujących w odbiorniku wynosi  $\tau$ . Rozpatrzmy najgorszy przypadek, gdy dany bit jest poprzedzony i następuje po nim bit przeciwnego znaku.

Jak widać z rys. 42, napięcie wyjściowe z demodulatora fazy jest pod koniec przedziału całkowania zmniejszone  $(T - 2\tau)/T$  razy, a moc sygnału i stosunku sygnału do szumu  $(T - 2\tau)^2 / T^2 = (1 - 2\tau/T)^2$  razy.

Np. dla błędu fazy  $= 18^\circ$  (10% ze  $180^\circ$ ), strata mocy wynosi  $\cos^2(18^\circ) \cong 0,5dB$ , zaś dla 10% błędu taktu zegarowego,  $\tau/T = 0,1$ ; strata mocy sygnału wynosi  $(1 - 0,2)^2 \cong 2,0dB$ .

Bardziej nowoczesne systemy modulacji, np. 64QAM, są dużo bardziej wrażliwe na niedokładne odtworzenie fazy fali nośnej.



Rys. 42. (a) Efekt błędu fazy; równoważny redukcji mocy sygnału  $\cos^2$  razy. (b) Efekt błędu taktu bitowego; równoważny redukcji mocy sygnału  $(1-2 \tau/T)^2$  razy.

#### Odtwarzanie fazy fali nośnej za pomocą przebiegu pilotowego

W przypadku modulacji z częściowo wytłumioną falą nośną do regeneracji fali nośnej stosuje się filtr środkowo-przepustowy.

W ogólnym przypadku do odtworzenia fali nośnej na podstawie odebranego przebiegu pilotowego przepuszcza się sygnał pilotujący przez filtr wąsko-pasmowy. Im jest węższe pasmo takiego filtra, tym mniejsze drżenie fazy odtworzonej fali nośnej. Jednak im węższe jest pasmo filtra, tym wię-

cej mija czasu do uspokojenia się stanów przejściowych związanych z rozpoczęciem transmisji. W typowym filtrze pasmowo-przepustowym czas narastania napięcia można obliczyć z przybliżonej zależności:  $t_r \approx \frac{0,7}{B_{3dB}}$ . Tak więc w czasie dochodzenia do synchronizacji mija  $N$  okresów przebiegu nośnego:

$$N = \frac{t_r}{T_c} = t_r \cdot f_c = 0,7 \frac{f_c}{B_{3dB}}$$

Z kolei wpływ szerokości pasma w/w filtru na jitter odtworzonej fazy można oszacować następująco.

Niech widmowa gęstość mocy szumu na wejściu filtru wynosi  $G$ . Całkowita moc szumu na wyjściu filtru wynosi wtedy:  $N = G \cdot B_{3dB}$ .

Niech odtworzony przebieg nośnej na wyjściu filtru wyraża się zależnością:  $s(t) = \sqrt{2}A \cos \omega_c t$ , gdzie  $A$  jest wartością skuteczną amplitudy.

Wartość skuteczną przesunięcia w czasie przejścia przez zero wypadkowego przebiegu *sygnał + szum* wyraża się przybliżoną zależnością:

$$\Delta t_{RMS} \approx \frac{\sigma_n}{(\Delta s / \Delta t)}$$

gdzie  $\sigma_n$  - wartość skuteczną napięcia szumu,  $\Delta s / \Delta t$  - szybkość zmian w czasie napięcia sygnału przy przechodzeniu przez zero.

Dla sygnału  $s(t) = \sqrt{2}A \cos \omega_c t$  szybkość zmian napięcia w funkcji czasu wynosi:  $\frac{ds}{dt} = \sqrt{2}A \omega_c \sin \omega_c t$ . Osiąga ona maksymalną wartość równą  $\sqrt{2}A \omega_c$  w momentach czasu odpowiadających przechodzeniu napięcia przez zero.

Stąd  $\Delta t_{RMS} \approx \frac{\sigma_n}{(\Delta s / \Delta t)} = \frac{\sigma_n}{\sqrt{2}A \omega_c}$ , zaś jitter znormalizowany względem okresu nośnej wynosi:

$$\frac{\Delta t_{RMS}}{T_c} = \frac{\sigma_n}{\sqrt{2}A \omega_c \frac{1}{f_c}} = \frac{\sigma_n}{2\sqrt{2}\pi A} = \frac{\sqrt{N}}{2\sqrt{2}\pi} = \frac{\sqrt{G \cdot B_{3dB}}}{2\sqrt{2}\pi}$$

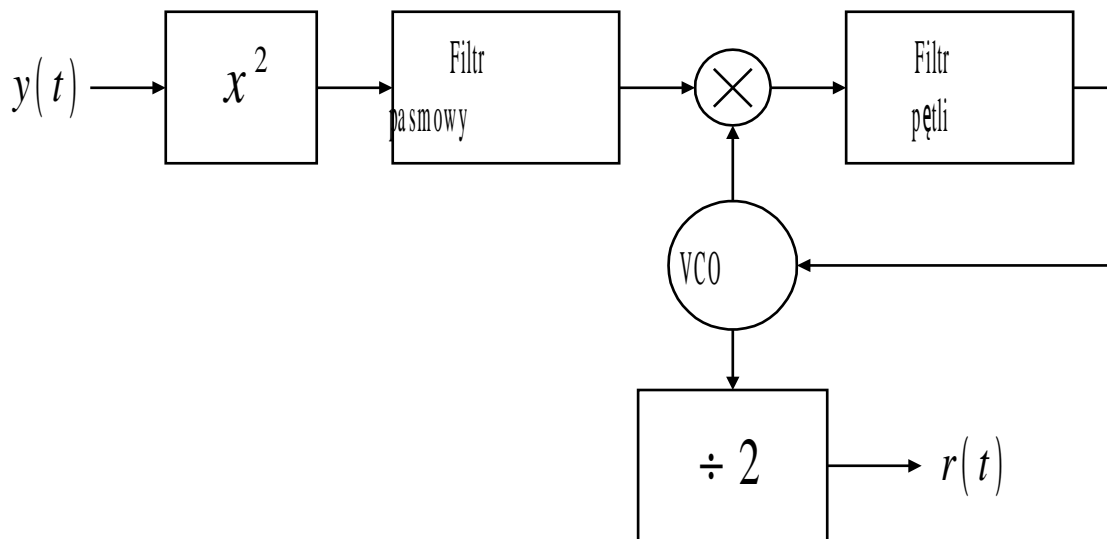
### Odtwarzanie nośnej w systemach z wytłumionym przebiegiem nośnym

Jednym z możliwych sposobów odtwarzania przebiegu nośnego, gdy widmo odebranego sygnału nie zawiera żadnych składowych dyskretnych, jest przepuszczenie sygnału przez element nieliniowy.

W przypadku dwustanowej modulacji fazy, gdy  $s(t) = d(t) \cos \omega_c t$ , podniesienie sygnału do kwadratu da nam prążek o częstotliwości  $2f_c$ .

$$r(t) = [s(t)]^2 = d^2 \cos^2 \omega_c t = \frac{d^2}{2} [1 + \cos 2\omega_c t]$$

Prążek ten można wyselekcjonować przy użyciu filtru o dużej selektywności lub pętli fazowej, jak na rys. 43.



Rys. 43. Układ odtwarzania przebiegu nośnego metodą podnoszenia do kwadratu, filtracji, dzielenia

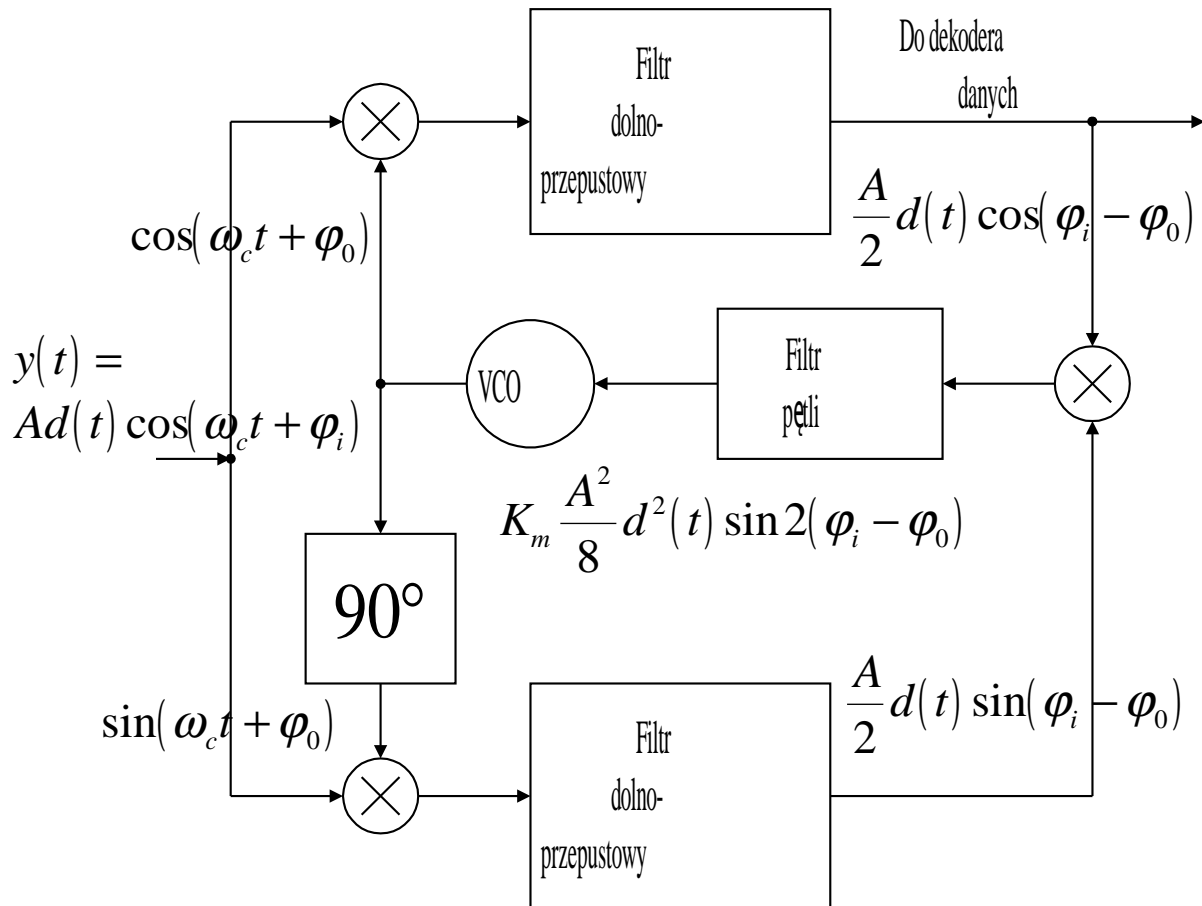
Wadą rozwiązania z rys. 43 jest niejednoznaczność fazy ( $0^\circ$  czy  $180^\circ$ ).

Inne rozwiązanie polega na zastosowaniu do odtwarzania przebiegu nośnego przy BPSK lub QPSK pętli Costasa.

Na rys. 44 pokazano działanie pętli Costasa w stanie synchronizmu. Dwa filtry dolnoprzepustowe w poszczególnych gałęziach pętli mają za zadanie wyeliminować składowe o podwójnej częstotliwości.

Napięcie na wyjściu filtru wewnątrz pętli jest proporcjonalne do  $\sin 2(\varphi_i - \varphi_0)$ , oznacza to, że pętla może uzyskiwać synchronizację przy różnicy faz generatora VCO względem fazy sygnału wejściowego równej  $0^\circ$  lub  $180^\circ$ . Na rys. 44 odtworzone dane są brane z górnej gałęzi układu. Je-

żeli pętla uzyska synchronizację z alternatywną fazą, dane pojawią się na wyjściu drugiej gałęzi.



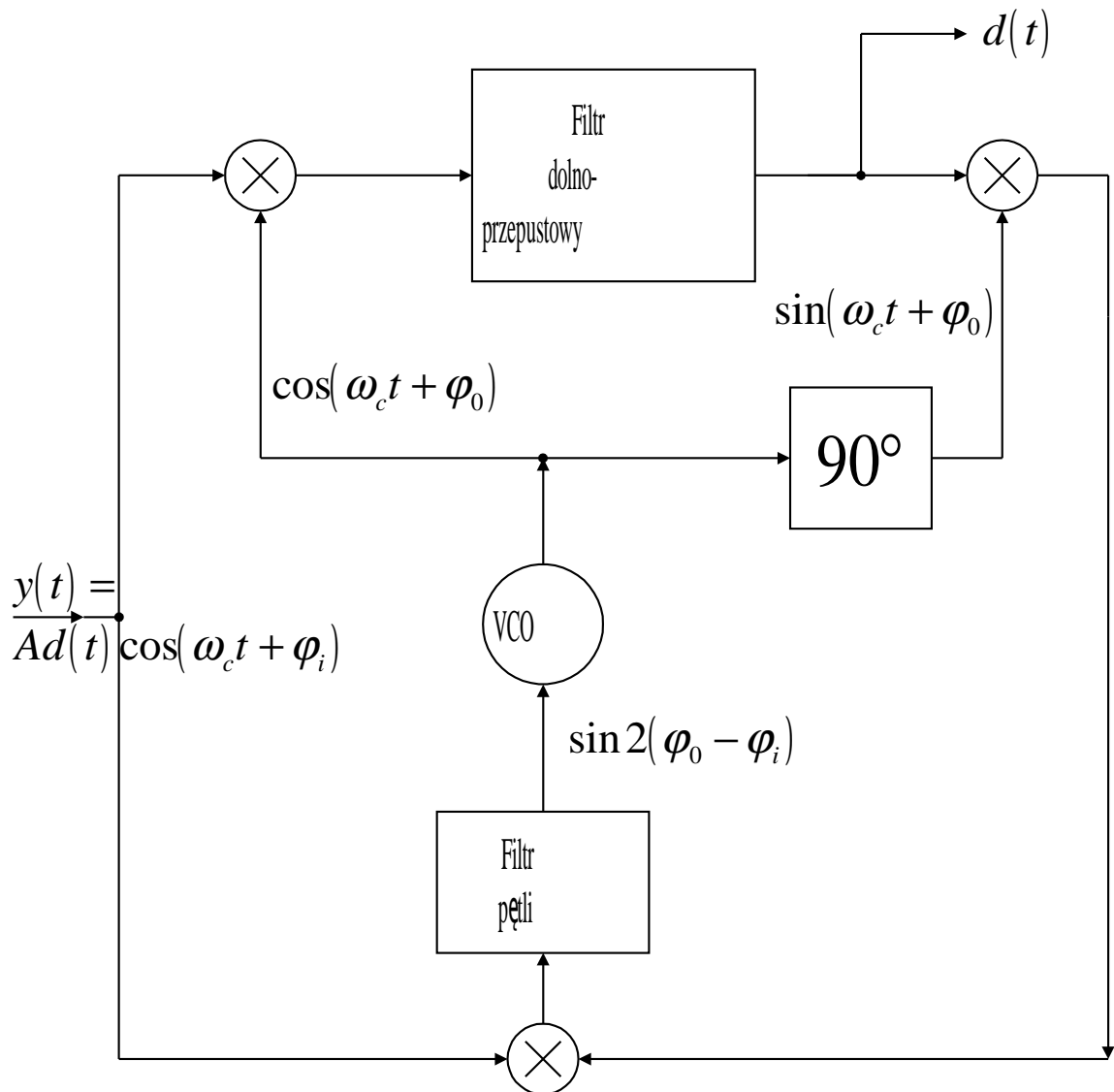
Rys. 44. Demodulacja sygnału BPSK przy użyciu pętli Costasa

Inną, popularną metodą odtwarzania przebiegu nośnego jest remodulacja pokazana dla BPSK na rys. 45. Można ją również stosować w przypadku QPSK.

Na rys. 45 pokazano działanie remodulatora będącego w stanie synchronizacji. Bifazowy sygnał  $s(t) = Ad(t)\cos(\omega_c t + \varphi_i)$  podawany jest na wejście układu. Tak, jak w pętli Costasa, remodulator generuje sygnał błędu w pętli proporcjonalny do dwukrotnej wartości błędu fazy między fazą sygnału przychodzącego i fazą generatora VCO..

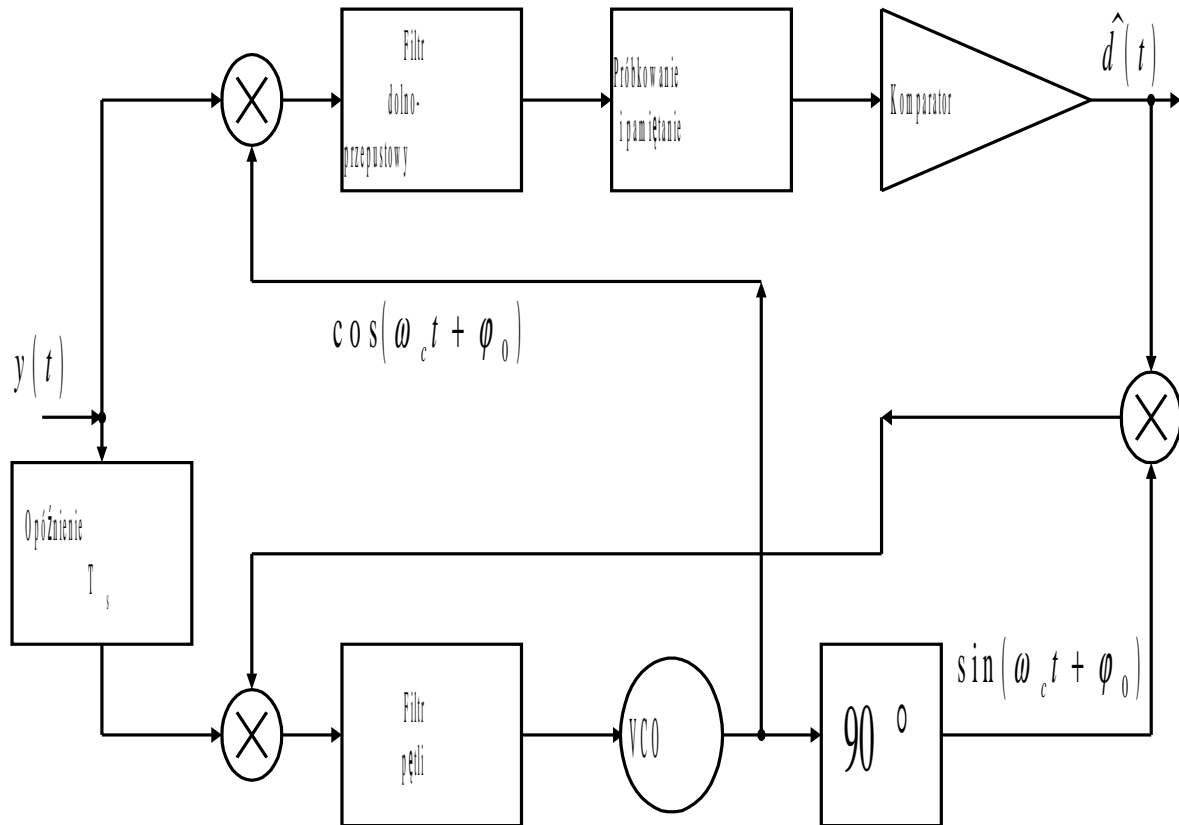
Nazwa remodulator pochodzi stąd, że w prawej części układu odtworzony sygnał  $d(t)$  jest dodatkowo wykorzystywany do uzyskiwania modulacji BPSK przebiegu generatora VCO.





Rys. 45. Pętla remodulatora

Na podobnej zasadzie jak układ remodulatora działa pętla sterowana układem decyzyjnym. Podstawowa różnica polega na tym, że w remodulatorze odtworzoną nośną modulujemy wyfiltrowanym przebiegiem będącym iloczynem przychodzącego sygnału i odtworzonej nośnej, zaś w pętli sterowanej układem decyzyjnym odtworzoną nośną modulujemy odtworzonym przebiegiem binarnym, branym z wyjścia układu decyzyjnego. Ponieważ ciąg na wyjściu układu decyzyjnego jest opóźniony o jeden bit względem danych na wejściu, więc w gałęzi kwadraturowej musi być umieszczony kompensujący układ opóźniający o  $T$  sekund.



Rys. 46. Pętla sterowana układem decyzyjnym

Wszystkie trzy metody synchronizacji przebiegów nośnych są równoważne pętlom fazowym PLL i wykazują podobne właściwości szumowe. Najlepsze właściwości szumowe wykazuje pętla z układem decyzyjnym, gdyż dla małej stopy błędów w odtworzonym ciągu bitowym  $\hat{d}(t)$  (BER <math>10^{-2}</math>) pracę VCO zaburzają szumy pochodzące jedynie z jednego ramienia pętli.

#### Odtwarzanie fali nośnej w przypadku modulacji M-PSK

Niech sygnał na wejściu odbiornika ma postać:

$s(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_k + \varphi_i)$  dla  $kT_s \leq t \leq (k+1)T_s$ , gdzie  $T_s$  jest czasem trwania symbolu, zaś  $\varphi_k$  kątem odpowiadającym  $k$ . transmitowanemu symbolowi.

$\varphi_k$  przyjmuje jedną z  $M$  wartości:

$$\varphi_k = 0, \frac{2\pi}{M}, 2 \cdot \frac{2\pi}{M}, 3 \cdot \frac{2\pi}{M}, \dots, (M-1) \frac{2\pi}{M}$$

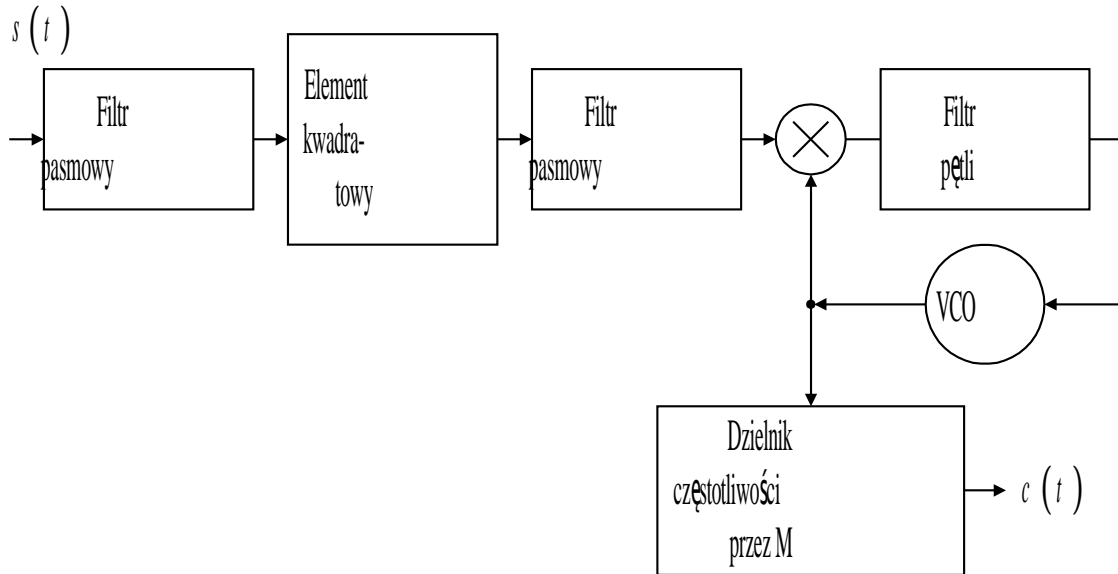
Aby odtworzyć nośną należy sygnał  $s(t)$  podnieść do  $M$ . potęgi:

$$[s(t)]^M = A^M \cos(M \cdot 2\pi f_c + M\varphi_k + M\varphi_i) + \dots$$

$$= A^M \cos(M \cdot 2\pi f_c + M\varphi_i) + \dots$$

Interesujący nas człon może być wydzielony przy użyciu wąskopasmowego filtra, lub pętli fazowej. Po podzieleniu przez  $M$  uzyskamy lokalną nośną o postaci:

$$c(t) = K \cos\left(\omega_c t + \varphi_i + n \cdot \frac{2\pi}{M}\right) \text{ gdzie } n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, M$$



Rys. 47. Pętla  $M$ . rzędu do odtworzenia nośnej  $M$ -PSK

W odbiorniku przeznaczonym do odbioru  $M$ -PSK można również odtwarzać falę nośną za pomocą układu stosującego decyzyjne sprzężenie zwrotne. Podobnie jak dla BPSK, również w przypadku MPSK układ z decyzyjnym sprzężeniem zwrotnym ma lepsze właściwości szumowe od układu z rys. 47.

Wszystkie opisywane układy odtwarzania nośnej wprowadzają niejednoznaczność w określaniu fazy nośnej o wartości  $180^\circ \div n \cdot \frac{2\pi}{M}$ . Zmusza to do stosowania w systemie różnicowej modulacji fazy.

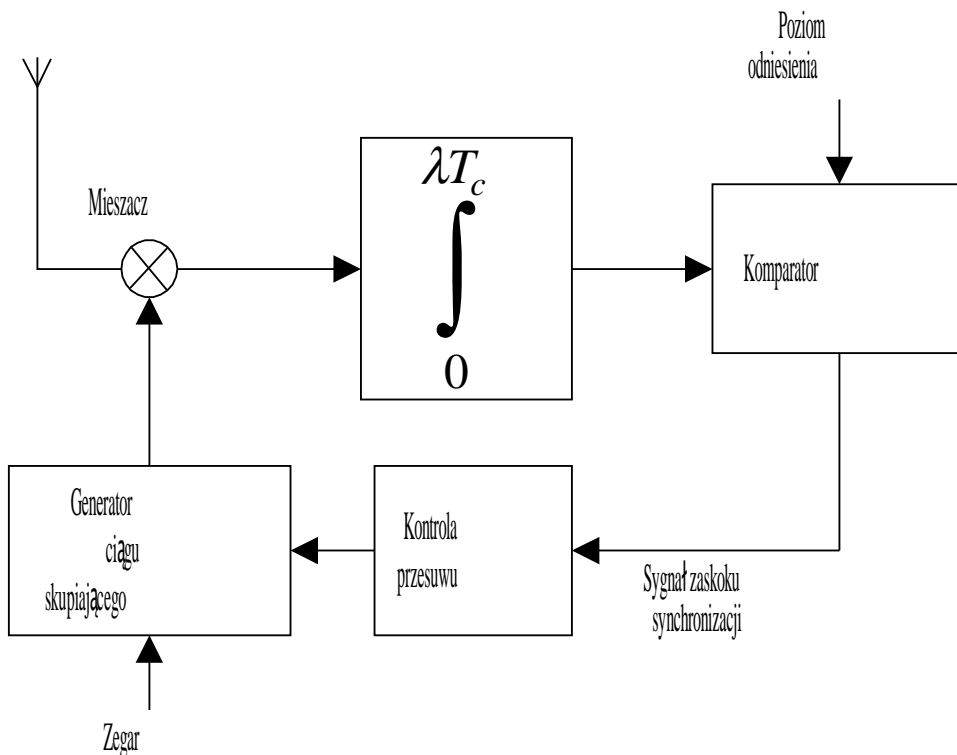
Synchronizacja generatora ciągu skupiającego w odbiorniku systemu ze zwielokrotnieniem czasowo-kodowym (DS-CDMA)

#### Wstępna synchronizacja odbiornika

Przykładowy układ służący do uzyskiwania wstępnej synchronizacji odbiornika pracującego w systemie z rozproszeniem widma ze zwielokrotnieniem czasowo-kodowym jest pokazany na rys. 48.

Na początku transmisji nadajnik transmituje ciąg bitów synchronizujących, w kolejności znanej w odbiorniku. Nie wiadomo tylko, w którym miejscu cyklu znajduje się generator ciągu pseudo-przypadkowego w nadajniku. Przed osiągnięciem stanu synchronizacji zegar ciągu skupiającego w odbiorniku pracuje z trochę inną częstotliwością, niż odpowiedni zegar w nadajniku.

W przedziale czasu  $0 \div \lambda T_c$ , gdzie  $T_c$  jest czasem trwania pojedynczego czipu, jest badana w odbiorniku korelacja między odebraną sekwencją a sekwencją generowaną w odbiorniku. Gdy wartość korelacji przekroczy pewien przyjęty poziom, można uważać, że została osiągnięta wstępna synchronizacja, poślizg zegara zostaje zlikwidowany, a dalszą pieczę nad synchronizacją przejmuje układ śledzenia pokazany na rys. 51.



Rys. 48. Wstępna synchronizacja odbiornika DS-CDMA

*Czas dochodzenia do synchronizacji*

Niech początkowe wzajemne przesunięcie obu generatorów ciągu pseudo-przypadkowego wynosi  $T_u$ .

Jeżeli wstępna synchronizacja zachodzi w obecności szumu i innych interferencji, to należy wybierać odpowiednio długi czas badania korelacji  $\lambda T_c$ , w stosunku do trwania pojedynczego czipu  $T_c$ .

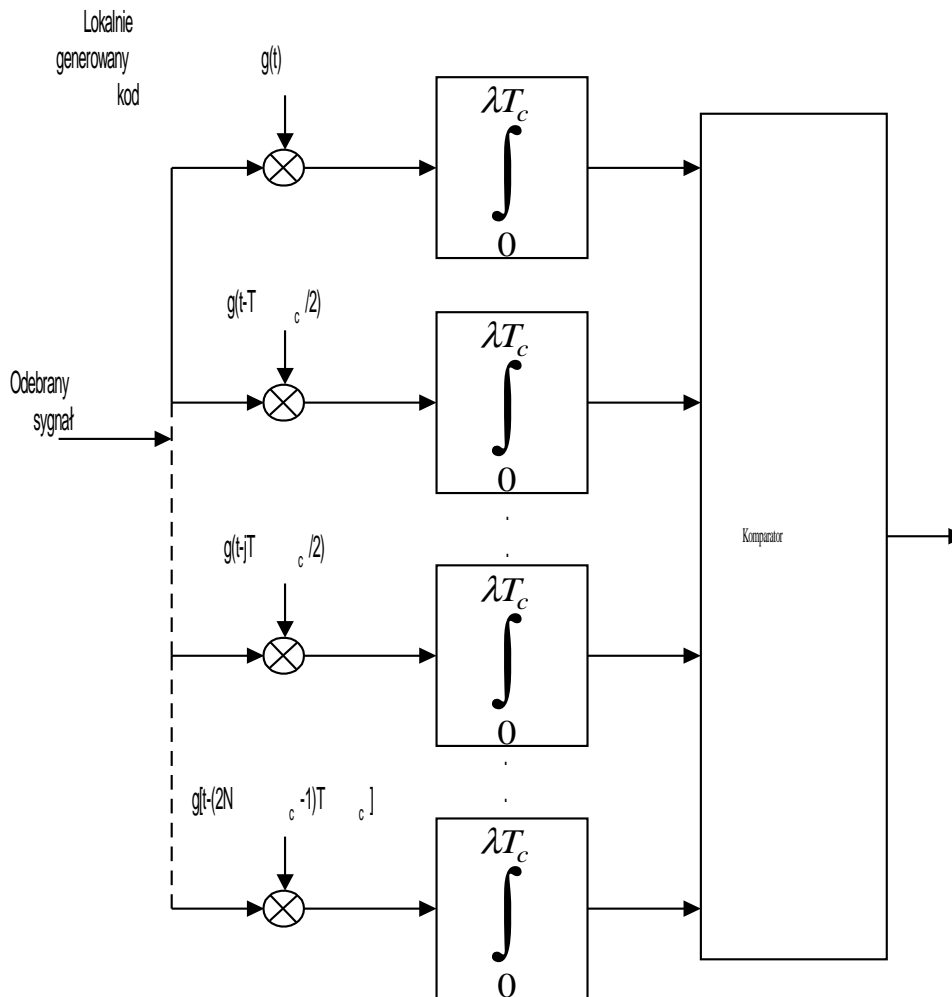
Wzajemny poślizg generatorów w czasie badania danej korelacji nie powinien przekraczać połowy czasu trwania czipu.

Stąd:

$$T_{synchr} = \frac{T_u}{T_c/2} \cdot \lambda T_c = 2\lambda T_u$$

Sekwencja synchronizująca transmitowana przez nadajnik powinna więc wynosić co najmniej  $2\lambda T_{PN}$ , gdzie  $T_{PN}$  oznacza przedział czasu, po którym ciąg pseudo-przypadkowy zacznie powtarzać kolejność swoich bitów.

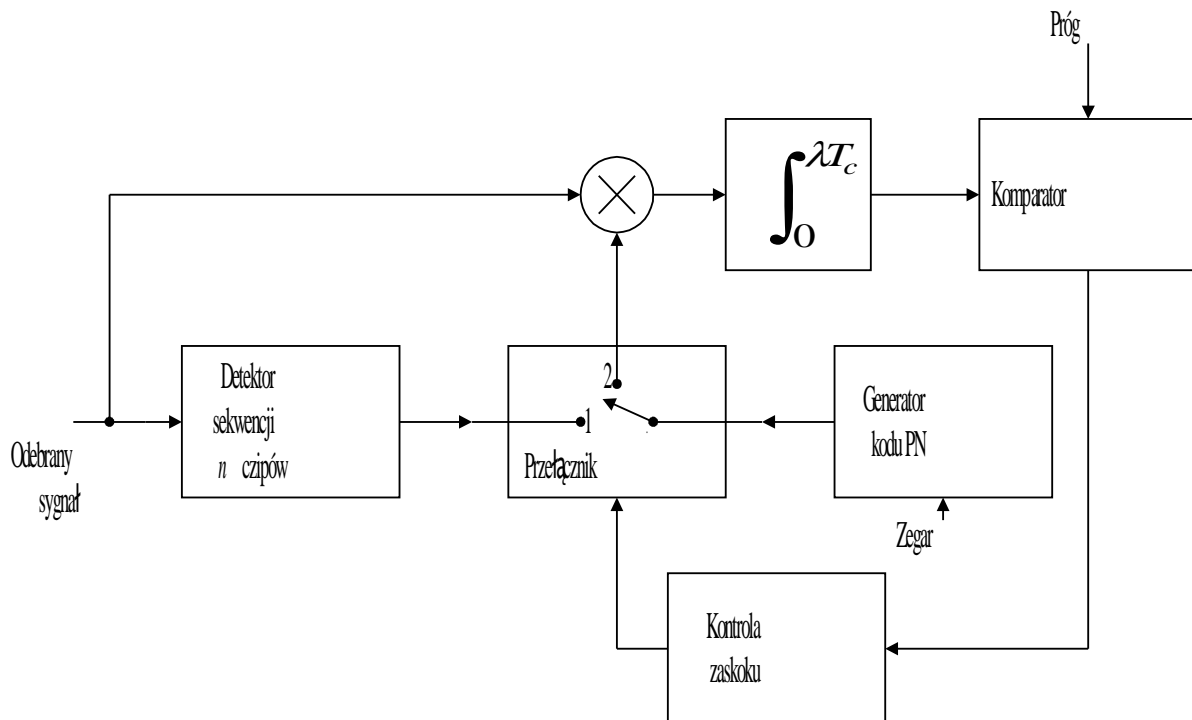
Można uzyskać przyśpieszenie czasu dochodzenia do synchronizacji kosztem rozbudowy układu, stosując szereg odbiorników zbudowanych wg układu z rys. 48.



Rys. 49. Układ równoległego dochodzenia do synchronizacji

W każdym z odbiorników generator ciągu pseudo-losowego startuje od innego punktu startowego, tak więc jeden z nich powinien osiągnąć synchronizację dużo wcześniej, niż układ z rys. 48. Gdyby liczba równoległych odbiorników była równa liczbie czipów w pełnym okresie ciągu PN, czas osiągnięcia synchronizacji nie powinien przekraczać  $\lambda T_c$ .

Inną metodą szybkiego dochodzenia do synchronizacji jest rezygnacja w odbiorniku ze stosowania na początku transmisji ciągu skupiającego:



Rys. 50. Uproszczona metoda szybkiego dochodzenia do synchronizacji

Odbiornik startuje z przełącznikiem w pozycji 1. W detektorze kodu PN jest określana estymata odbieranych  $n$  kolejnych czipów kodu pseudo-losowego. Liczbę  $n$  dobiera się równą liczbie stopni rejestru generatora kodu PN. W pełni zapełniony rejestr wyznacza jednocześnie kolejność czipów generowanych przez generator ciągu PN. Jeżeli  $n$  kolejnych czipów zostało prawidłowo odebranych, to wszystkie następne będą generowane w prawidłowej kolejności.

Po odebraniu  $n$  czipów przełącznik jest przestawiany w położenie 2. Jeżeli estymata przebiegała prawidłowo, to generator lokalny generuje taką

samą sekwencję, jaka przychodzi teraz na wejście układu mnożącego przy nieobecności szumu.

Jeżeli wyjście korelatora po czasie  $\lambda T_c$  przekracza określony poziom, to przyjmuje się, że uzyskano synchronizację. Gdy nie przekracza, przełącznik wraca do pozycji 1 i ponownie odbiera się  $n$  kolejnych czipów.

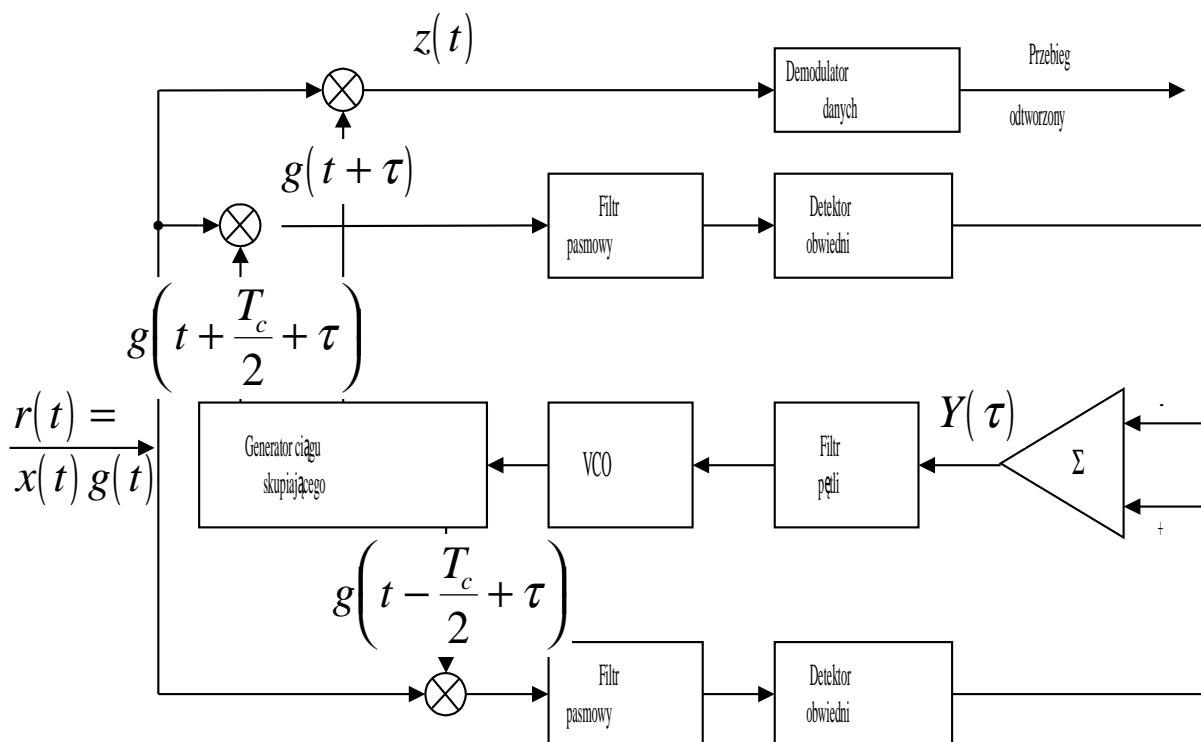
Przy braku szumu układ charakteryzuje się krótkim czasem dochodzenia do synchronizacji. Wynosi on:

$$T_{synchr} = n \cdot T_c$$

Wadą opisywanego rozwiązania jest wysoka wrażliwość na szumy i sygnały zakłócające, gdyż przy odbiorze paczki  $n$  czipów nie jest wykorzystywany kod pseudo-przypadkowy do usuwania zakłóceń i skupienia widma.

#### *Śledzenie w odbiorniku fazy przychodzących czipów*

Na rys. 51 pokazano jedno z możliwych rozwiązań układu śledzącego w odbiorniku położenie zboczy kolejnych czipów.



Rys. 51. Schemat blokowy układu śledzącego DS-SS

Dane  $x(t)$  i pseudo-losowy kod rozpraszający  $g(t)$  moduluje falę nośną używając BPSK. Po uzyskaniu wstępnej synchronizacji generator ciągu sku-

pijącego w odbiorniku jest przesunięty w fazie względem przychodzącego  $g(t)$  o wartość  $\tau$ , gdzie  $\tau \leq T_c/2$ .

Przychodzący sygnał jest przemnażany w odbiorniku przez dwie kopie ciągu kodowego odbiornika dodatkowo przesunięte o  $\pm T_c/2$ .

W detektorze kwadraturowym ciąg danych zostaje wyeliminowany, gdyż  $|x(t)|=1$ . Stąd napięcie na wyjściu układu sumującego

$$\text{wynosi: } Y(\tau) = g(t)g\left(t - \frac{T_c}{2} + \tau\right) - g(t)g\left(t + \frac{T_c}{2} + \tau\right).$$

Gdy wartość  $\tau$  jest dodatnia, wypadkowe napięcie zwiększa częstotliwość oscylatora lokalnego, aby obniżyć  $\tau$ . Zaś gdy ujemna, to napięcie błędu wymusza zwiększenie  $\tau$ .

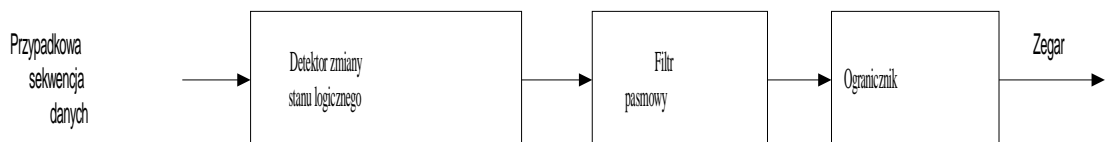
#### Odtwarzanie taktu bitowego

Przed rozpoczęciem budowy układu odtwarzającego takt bitowy należy sprawdzić, czy widmo sygnału zawiera prążki związane z przepływnością. Jeżeli tak, to takt bitowy można odtworzyć metodą filtracji.

W niektórych przypadkach dopiero nieliniowe przetworzenie sygnału, np. przy użyciu dwupołówkowego prostownika, wygeneruje potrzebny prążek.

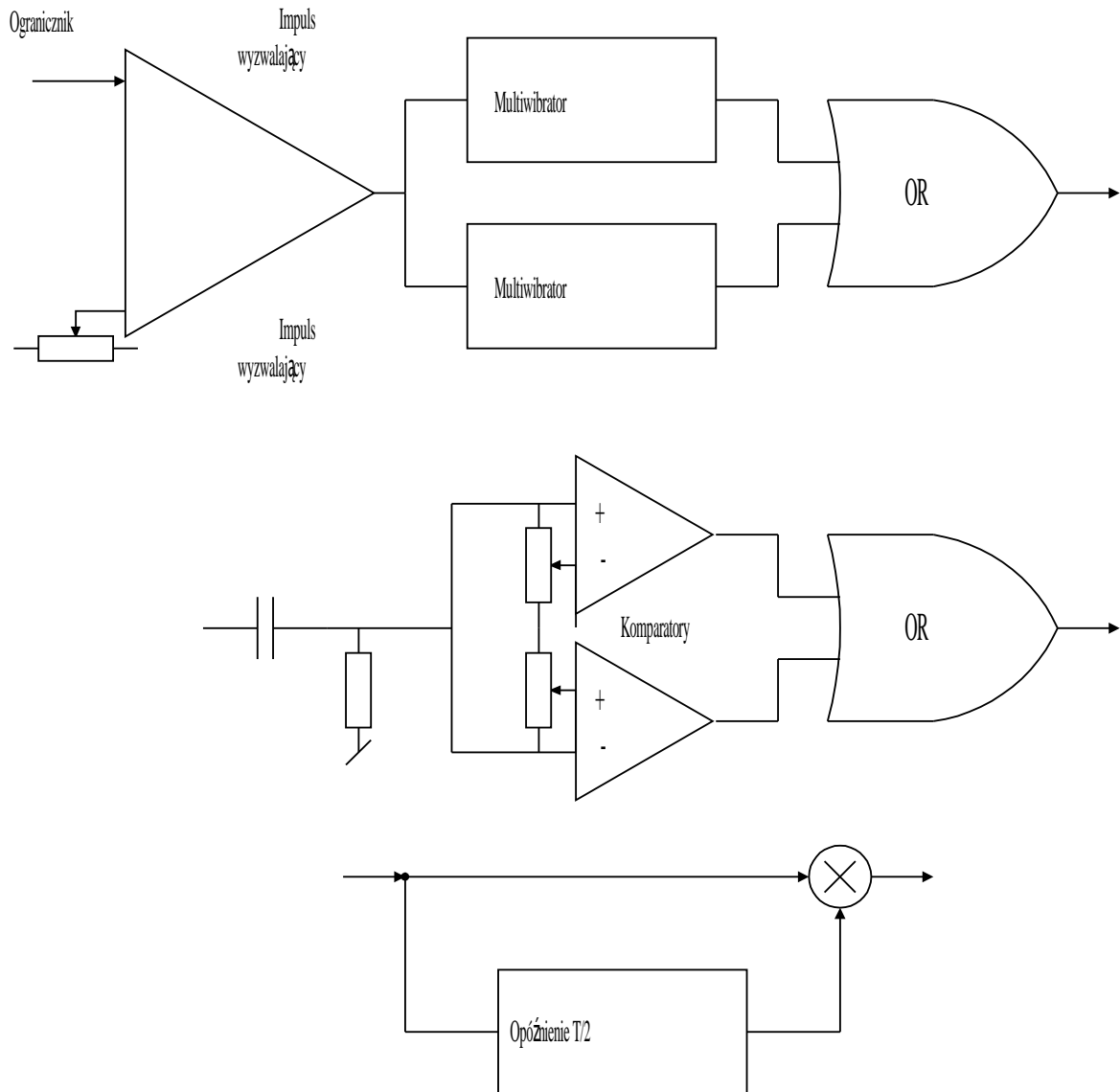
Do odtwarzania taktu bitowego można również stosować detektor zmian stanu logicznego sygnału wyjściowego z demodulatora. Detektor taki wytwarza na swym wyjściu sygnał o tej samej biegunowości dla każdej zmiany stanu.

Rys. 52 pokazuje wykorzystanie detektora zmiany stanu logicznego do odtwarzania taktu bitowego. Tutaj również filtr pasmowy może być zrealizowany przy użyciu pętli fazowej.



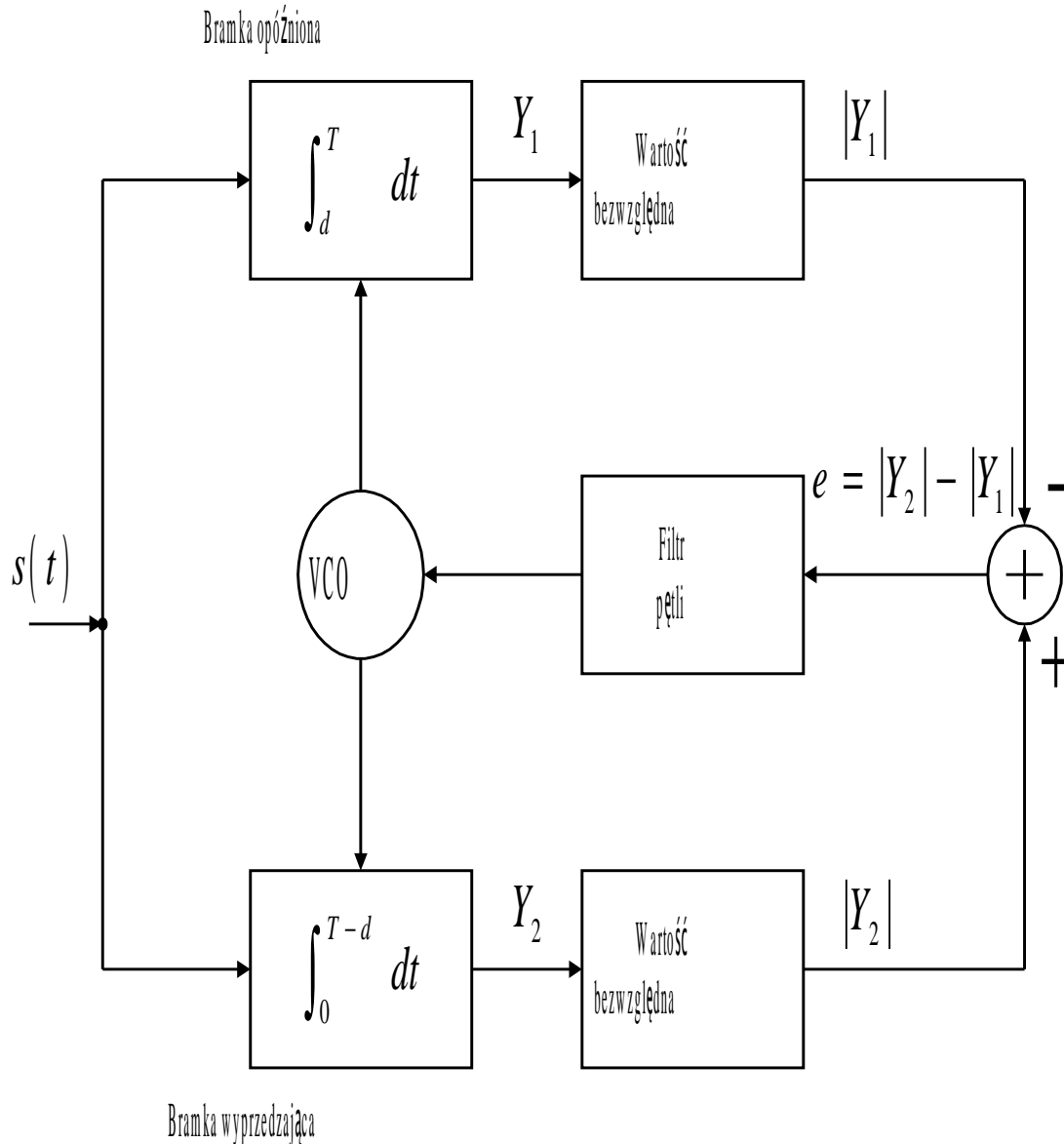
Rys. 52. Schemat blokowy synchronizatora elementowego





Rys. 53. Trzy różne metody pracy detektora zmiany stanu

Inna metoda odtwarzania taktu bitowego polega na porównywaniu w pewnym okresie czasu przychodzący sygnał z lokalnie generowanym taktem bitowym. Najbardziej popularnym rozwiązaniem jest tutaj tak zwany synchronizator z wyprzedzająco-opóźniającym bramkowaniem.



Rys. 54. Synchronizator z wyprzedzająco-opóźniającym bramkowaniem

Idea tego typu synchronizacji polega zastosowaniu przedziału całkowania krótszego od okresu trwania bitu. W górnej gałęzi całkowanie rozpoczyna się po czasie  $d$  od początku pojawienia się bitu, w dolnej całkowanie kończy się o wartość  $d$  przed tylnym zboczem odbieranego bitu.

Przy prawidłowej synchronizacji napięcia wyjściowe z obu układów całkujących są sobie równe i napięcie błędu jest równe zero.

Gdy takt bitowy w odbiorniku opóźnia się względem przychodzącego sygnału, układ całkujący w górnej gałęzi daje statystycznie mniejsze napięcie niż w dolnej, gdyż część okresu całkowania rozciąga się na kolejny bit, który może być przeciwnego znaku. Taka sytuacja jest równoważna skróce-

niu czasu całkowania z wartości  $(T-d)$ , jak w dolnej gałęzi, do wartości  $[(T-d)-2\Delta]$ , gdzie  $\Delta$  jest równe wzajemnemu przesunięciu obu ciągów bitowych. Powstające w ten sposób napięcie błędu, dzięki obecności układów określających moduł napięcia niezależnie od polaryzacji przychodzącego bitu, przesterowuje w odpowiednim kierunku VCO.

Gdy takt bitowy w odbiorniku wyprzedza takt przychodzącego sygnału, proces synchronizacji przebiega odwrotnie.

## ROLA ODBIORNIKA W ŁĄCZU RADOKOMUNIKACYJNYM

### **Bilans energetyczny łącza**

Znaczenie odbiornika w łączności radiowej można najlepiej ocenić śledząc wpływ parametrów odbiornika na bilans energetyczny złącza telekomunikacyjnego.

Bilans energetyczny łącza radiokomunikacyjnego służy do określenia zależności między mocą sygnału wypromieniowanego przez nadajnik na jednym końcu łącza, a stosunkiem mocy sygnału do szumu i zakłóceń na drugim końcu łącza.

Jak wiadomo, równanie radiokomunikacyjne służące do określania poziomu sygnału w punkcie odbioru ma postać iloczynu i ilorazu poszczególnych czynników wpływających na moc sygnału na wejściu odbiornika. Warto więc bilans energetyczny określać w mierze logarytmicznej, przy której mnożenie i dzielenie zastępujemy odpowiednio dodawaniem i odejmowaniem. Również różniące się nieraz między sobą o kilka rzędów liczbowe wartości poszczególnych składników równania skłania w bilansie energetycznym łącza do wyrażania poszczególnych wielkości w dB.

#### Przykładowy bilans energetyczny łącza radiokomunikacyjnego

Oznaczmy moc samego nadajnika przez:  $P_N$

Straty w kablu doprowadzającym sygnał do anteny

oraz w duplekserze kierującym sygnał z nadajnika do anteny

odebrany przez antenę do odbiornika:  $L_L$

Zysk energetyczny anteny względem anteny izotropowej:  $G_N$

-----

Tak więc moc ekwiwalentna anteny izotropowej, zapewniająca tę samą moc w punkcie odbioru co antena rzeczywista wynosi:

$$P_{EIRP[dBW]} = P_{N[dBW]} - L_{L[dB]} + G_{N[dBi]}$$

Straty transmisji w wolnej przestrzeni:

 $L_{bf}$ 

Straty transmisji w wolnej przestrzeni mówią o tym, o ile jest mniejszy poziom sygnału odebranego przez antenę izotropową umieszczoną w przestrzeni kosmicznej od mocy sygnału doprowadzonego do izotropowej anteny nadawczej:

$$L_{bf[dB]} = 32,5 + 20 \lg d_{[km]} + 20 \lg f_{[MHz]}$$

Tłumienie w atmosferze

 $L_a$ 

Margines na straty przypadkowe, nie przekraczany częściej

niż przez 1% czasu:

 $M_{[99\%]}$ 

Zysk anteny odbiorczej

 $G_o$ 

Moc sygnału C na wejściu odbiornika przekraczana przez 99% czasu:

$$C_{[dBW]} = P_{EIRP[dBW]} - (L_{bf[dB]} + L_a[dB] + M_{[dB]}) + G_{o[dBi]}$$

Widmowa gęstość mocy szumu  $N_o$  przeliczona na zaciski wejściowe odbiornika:

$$N_o = k_{[J/K]} \cdot T_K$$

$k$  - stała Boltzmann, wynosząca  $k = 1,374 \cdot 10^{-23} J / K = -228,6_{[dBJ/K]}$

$T$  - temperatura szumu systemu przeliczona na zaciski wyjściowe anteny odbiorczej

Współczynnik przydatności systemu odbiorczego:

 $G_o / T$ 

Stosunek mocy odebranego sygnału do gęstości widmowej mocy szumu:

$$\left( \frac{C}{N_o} \right)_{[dBHz]} = \left( \frac{C}{k \cdot T} \right) = P_{EIRP[dBW]} - (L_{bf[dB]} + L_a[dB] + M_{[dB]}) + \left( \frac{G_o}{T} \right)_{[dB/K]} - k_{[dBJ/K]}$$

Stosunek mocy sygnału do gęstości widmowej szumu fazy lokalnego oscy-

latora:  $\frac{C}{N_N}$

Stosunek mocy sygnału do gęstości widmowej produktów intermodulacji

generowanych w nadajniku:  $\frac{C}{I_o}$

Wypadkowy stosunek mocy sygnału na wejściu odbiornika do widmowej gęstości szumu i produktów intermodulacji:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{[dBHz]} = -10 \lg \left( \frac{N_o}{C} + \frac{N_N}{C} + \frac{I_o}{C} \right)$$

### Zasady obliczania marginesu na straty przypadkowe

Istnieje szereg czynników przypadkowych wpływających na obniżenie się poziomu sygnału w punkcie odbioru. Część z nich posiada zerową wartość średnią, np. fluktuacja mocy nadajnika, straty wywołane propagacją wielo-drogową. Inne posiadają pewną wartość średnią, np. błąd ukierunkowania anteny, straty polaryzacyjne anteny itp.

Niech średnia wartość tłumienia wnoszonego przez  $i$ -ty czynnik wynosi:  $L_i$

Odchylenie standardowe fluktuacji  $i$ -tego czynnika:  $\sigma_i$

W takim razie margines na straty przypadkowe, nie przekraczany częściej niż przez 1% czasu wynosi:

$$M_{[99\%]} = \sum_i L_{i[dB]} + 2,33 \sqrt{\sum_i (\sigma_{i[dB]})^2}$$

### TURBO-KODY

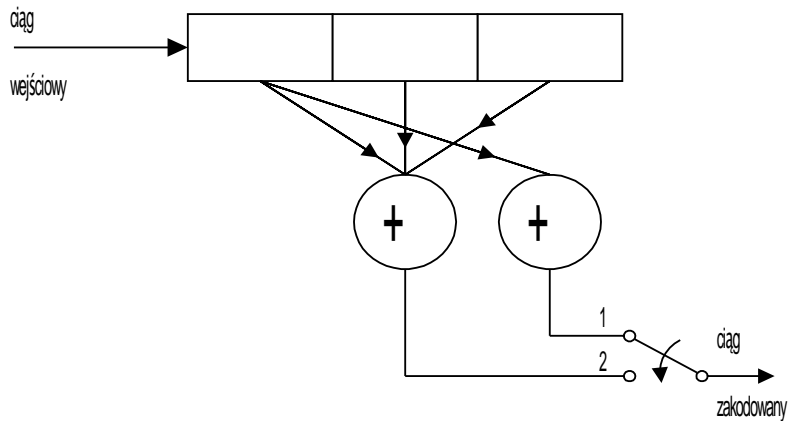
#### *Budowa kodera i dekodera Turbo-kodu*

W 1993 roku Berrou i Glavieux zaproponowali nową klasę kodów spłotowych, opartych o kodowanie systematyczne, rekursywne oraz iteracyjną metodę dekodowania.

Ze względu na stosowanie w dekodерze sprzężenia zwrotnego i ze względu na bardzo dobre właściwości korekcyjne kodu, Autorzy zaproponowane przez siebie kody nazwali TURBO-KODAMI.

Na rys. 1 pokazano przykładowy koder kodu systematycznego. Kodem systematycznym nazywamy kod, w którym fragment ciągu wejściowego pojawia się w ciągu wyjściowym z kodera. Można to uzyskać powta-

rzając na jednej z pozycji słowa kodowego wychodzącego z kodera wartość bitu doprowadzanego do kodera.

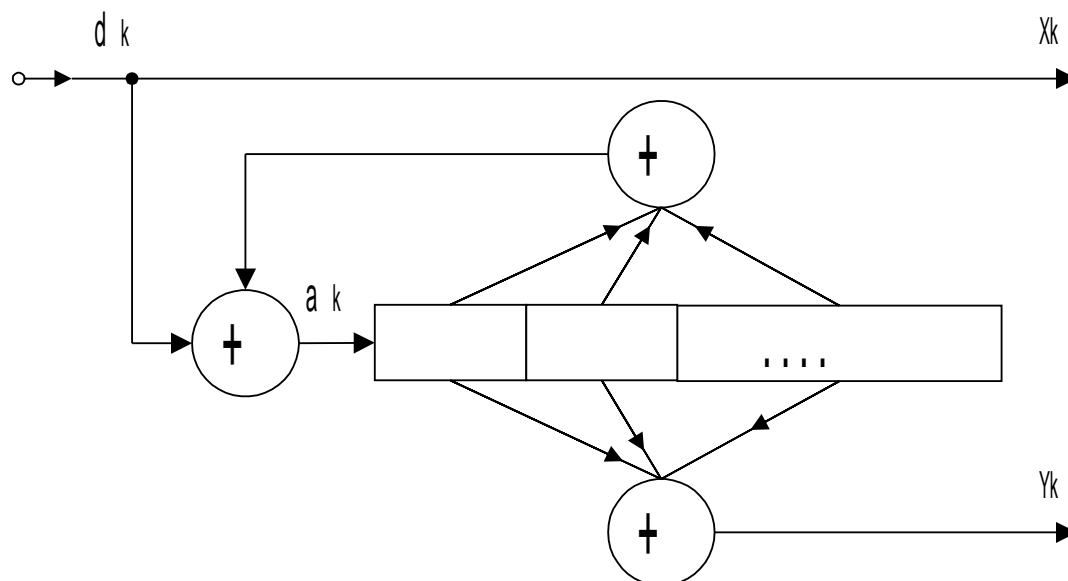


Rys. 1. Przykładowy koder ciągu systematycznego

W przypadku dużego  $S/N$ , klasyczne splotowe kody niesystematyczne są lepsze od klasycznych kodów systematycznych. Przy małym  $S/N$  sytuacja jest odwrotna. Turbo-kody mogą być lepsze od najlepszych kodów niesystematycznych przy dowolnych  $S/N$ , w przypadku porównywania kodów o dużych sprawnościach kodowania.

W klasycznym kodzie splotowym, jak na rys.1, powiązania statystyczne w ciągu bitów wychodzących z kodera rozciągają się jedynie na obszar równy iloczynowi liczby komórek rejestru przesuwne kodera i liczby bitów wyjściowych z kodera przypadających na jeden bit wejściowy. W kodekach rekursywnych stosowane sprzężenie zwrotne rozszerza obszar powiązań statystycznych między bitami teoretycznie na cały strumień wyjściowy..

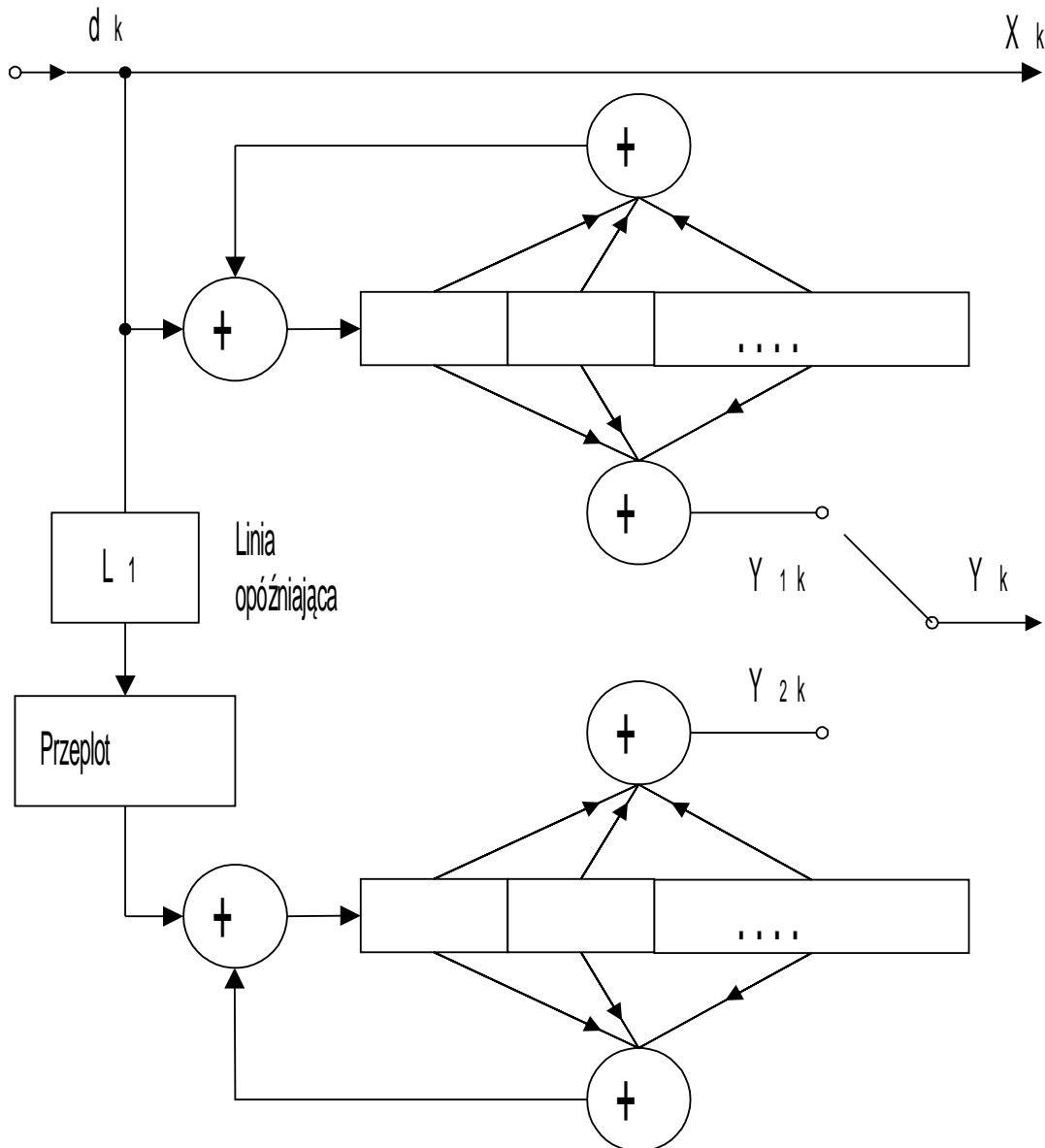
Podstawowy blok składowy kodera turbo-kodu jest pokazany na rys.2.



Rys. 2. Podstawowy blok kodera

Jak widać z rys. 2, z bloku wychodzą dwa ciągi bitów: ciąg  $X_k$ , będący powtórzeniem ciągu doprowadzanego do kodera  $d_k$ , i rekursywny ciąg spłotowy  $Y_k$ .

Koder turbo-kodu składa się z dwóch takich bloków połączonych równolegle poprzez linię opóźniającą  $L_1$  i układ przeplotu, jak to pokazuje rys. 3.



Rys. 3. Pełny schemat kodera

Koder turbo-kodu wykorzystuje też ideę kodów dziurkowanych, to jest takich z których systematycznie usuwa się część bitów wyjściowych. Dzięki dziurkowaniu kolejność bitów wyjściowych z kodera w często rozpatrywanej wersji turbo-kodu wygląda następująco:

$$X_1, Y_{1,1}, X_2, Y_{2,1}, X_3, Y_{1,2}, Y_{2,2}, \dots \quad (1)$$

Stosowanie układu wymazywania pozwala uzyskiwać sprawność kodowania  $R_k = \frac{1}{2}$ , wobec sprawności układu bez dziurkowania wynoszącej

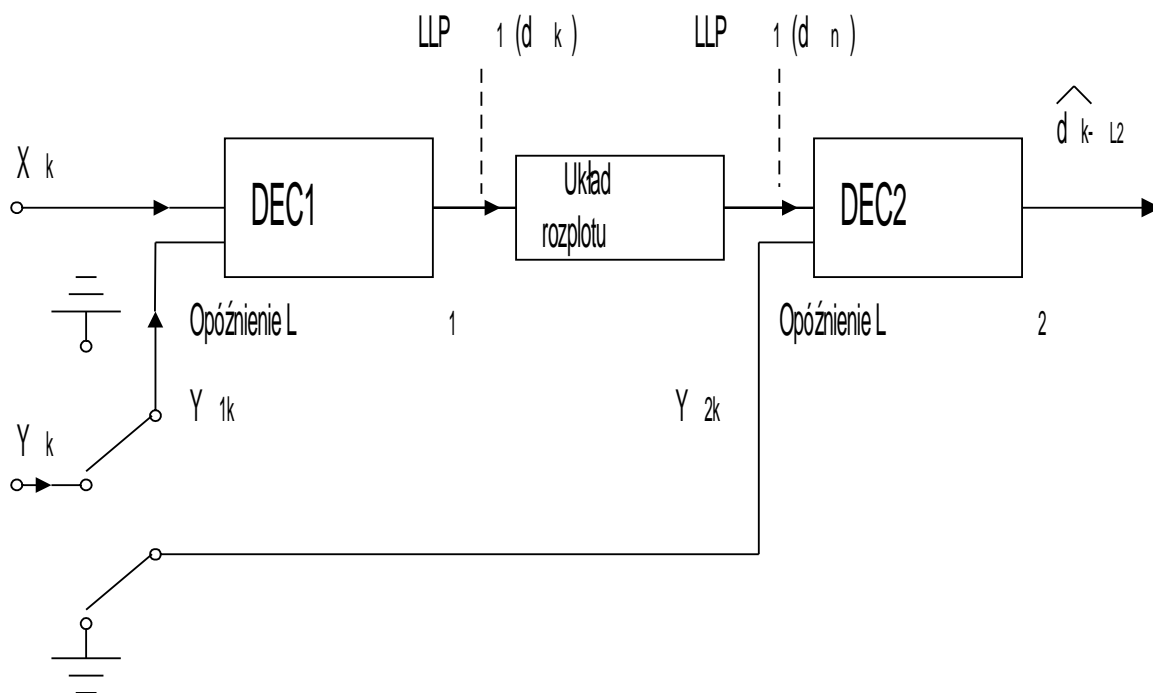
$R_k = \frac{1}{3}$ , bez istotnego pogarszania jakości transmisji.



Umieszczony na rys. 3 układ przeplotu zmniejsza powiązania statystyczne między składowymi  $Y_{1,k}$  i  $Y_{2,k}$  zaś linia opóźniająca ma za zadanie skompensować opóźnienie wprowadzane przez jeden z bloków dekodera.

O wiele bardziej złożoną w stosunku do procesu kodowania jest praca dekodera turbo-kodu.

Rys. 4 przedstawia najprostszą wersję dekodera złożonego z dwóch elementarnych dekoderek:  $DEC1$  i  $DEC2$ , połączonych szeregowo (inna z możliwych wersji budowy dekodera polega na połączeniu równoległym :  $DEC1$  i  $DEC2$ ).



Rys. 4. Najprostszą wersję dekodera TURBO-KODU

Sygnalem wyjściowym z  $DEC1$  jest logarytm stosunku warunkowego prawdopodobieństwa, że nadany był bit  $d_k=1$  do warunkowego prawdopodobieństwa, że nadawano  $d_k=0$ .

$$LLP(d_k) = \text{Log} \frac{\text{Pr}\{d_k = 1 / \text{obserwacja}\}}{\text{Pr}\{d_k = 0 / \text{obserwacja}\}} \quad (2)$$

Wartości  $LLP(d_k) > 0$  odpowiada  $\hat{d}_k = 1$ ,

Wartości  $LLP(d_k) < 0$  odpowiada  $\hat{d}_k = 0$ .

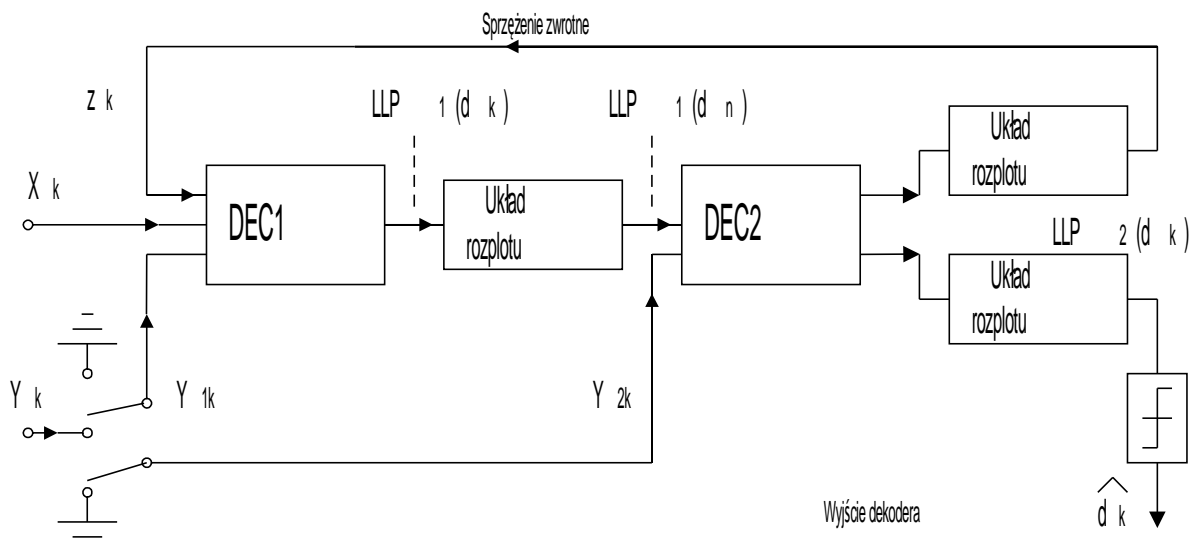
Przekazywanie przez :  $DEC1$  do  $DEC2$  zamiast wartości odtworzonego bitu, wartości prawdopodobieństwa oznacza, że  $DEC1$  pracuje jako dekoderek miękko-decyzyjny, wg algorytmu określającego prawdopodobieństwo

z jakim określono wartość rozpatrywanego bitu. Prawdopodobieństwo to jest obliczane po odebraniu (obserwacji) całego transmitowanego ciągu.

W dekodерze występuje układ rozplotu, komplementarny do przepłotu w koderze, aby informacja o bitach zdekodowanych przez  $DEC1$  trafiała na wejście  $DEC2$  w tej samej kolejności, w jakiej docierają bity informacyjne na wejście dolnego kodera z rys. 3.

Z kolei umieszczony w koderze układ opóźniający  $L_1$  kompensuje opóźnienie wprowadzane przez dekodер  $DEC1$ . W efekcie na oba wejścia  $DEC2$  odpowiadające sobie partie sygnału przychodzą w tym samym czasie.

W proponowanym na rys.4 rozwiązaniu dekodер  $DEC1$  nie pracuje optymalnie, gdyż jest pozbawiony informacji zawartej w generowanych przez koder bitach  $Y_{2k}$ . Z tego względu układ, jak na rys. 4 jest wzbogacany o sprzężenie zwrotne, co pokazano na rys.5. Dla uproszczenia rysunku, pominięto na nim układy opóźniające kompensujące opóźnienia wprowadzane przez układy rozplotu.



Rys. 5. Układ dekodera ze sprzężeniem zwrotnym

Najlepsze właściwości korekcyjne uzyskuje się, gdy dekodowanie jest przeprowadzane w sposób iteracyjny, poprzez szeregowe łączenie kilku, kilkunastu stopni o budowie podobnej do pokazanej na rys. 5.