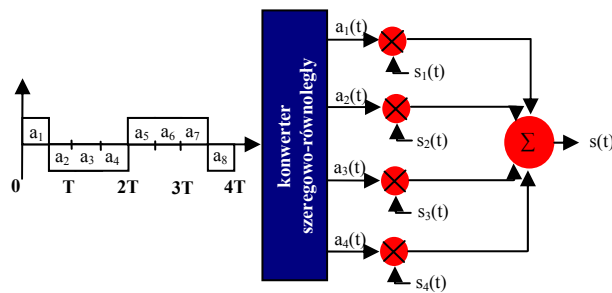


## *Quadrature Quadrature Phase Shift Keying ( $Q^2$ PSK)*



**Konrad Dobrzyniecki**  
**Piotr Gruszczyk**  
**Piotr Stapor**

Praca przygotowana na potrzeby przedmiotu „Techniki Transmisji Cyfrowej”  
prowadzonego przez prof. dra inż. Andrzeja Dziecha na IV roku Telekomunikacji.

*Kraków, styczeń 2006 r.*

## Spis treści:

<b>Wstęp</b> .....	<b>3</b>
<b>1 Przegląd modulacji QPSK i MSK</b> .....	<b>4</b>
1.1 Omówienie QPSK .....	4
1.2 Omówienie MSK .....	6
<b>2 Analiza systemu Q<sup>2</sup>PSK</b> .....	<b>7</b>
2.1 Opis modulacji .....	7
2.2 Synchronizacja Q <sup>2</sup> PSK .....	17
2.3 Modulacja Q <sup>2</sup> PSK ze stałą obwiednią .....	18
2.4 Demodulacja i synchronizacja Q <sup>2</sup> PSK ze stałą obwiednią .....	21
2.5 Szybkość Nyquista i Q <sup>2</sup> PSK .....	22
<b>3 Podsumowanie</b> .....	<b>24</b>
<b>Bibliografia</b> .....	<b>24</b>

## Wstęp

Q<sup>2</sup>PSK (*ang. Quadrature-quadrature Phase Shift Keying*) jest systemem modulacji używanym w systemach radiowych, nieczuła na zaniki amplitudy pojawiające się właśnie najczęściej w systemach tego rodzaju.

O systemie Q<sup>2</sup>PSK mówi się, że jest efektywny widmowo, co w ogólnym sensie oznacza, użycie mocy w celu zachowania pasma, kodowanie natomiast użyte jest w celu zachowania mocy poprzez wykorzystanie pasma. Im bardziej efektywne jest wykorzystanie dostępnych sygnałów do zwiększenia przepustowości transmisji, tym wyższa jest wydajność widmowa. To spostrzeżenie doprowadziło do rozwoju nowej cyfrowej modulacji nazwanej Q<sup>2</sup>PSK. Ponieważ sygnał nie może być jednocześnie okresowo i pasmowo ograniczony, przyjęto dwa podejścia w projektowaniu efektywnego widmowego modelu transmisji informacji. Pierwsze podejście polega na ograniczaniu pasma (*ang. bandlimiting*), drugie na ograniczaniu czasu (*ang. timelimiting*). W pierwszym przypadku, kształt ściśle ograniczanego pasma jest ostrożnie dobierany dla rodzaju danych pulsacyjnych, aby spełnić kryterium Nyquista mówiące o zapewnieniu zerowej interferencji międzysymbolowej. W drugim przypadku impulsy są o krótkich okresach trwania zaś pasmo jest względnie zależna od wywołanej sytuacji. Początkowy rozwój Q<sup>2</sup>PSK podążał drugim podejściem, jednakże pierwsze podejście okazało się przydatne w końcowym stadium.

Efektywność wykorzystania pasma zależy w pierwszym rzędzie od dwóch czynników: po pierwsze, od podstawowych odwzorowań falowych transmitowanych impulsów danych, oraz po drugie, od wykorzystania wszystkich dostępnych przestrzeni sygnałowych (wszystkich M dostępnych sygnałów modulowanych stworzonych przez liniową kombinację N ortogonalnych funkcji bazowych). QPSK (*ang. Quadrature Phase-Shift Keying*) wykorzystuje te wymiary bardziej efektywnie niż BPSK (*ang. Binary Phase-Shift Keying*). Badania nad modulacją w latach 1970-90 doprowadziły do zaproponowania kilku modyfikacji QPSK. Między innymi OQPSK (*ang. Offset Quadrature Phase-Shift Keying*) oraz MSK (*ang. Minimum Shift Keying*) zyskały popularność ze względu na kilka cech. Liczne odmiany QPSK oraz MSK są w literaturze prezentowane, ale większość z nich tak samo jak zwykle QPSK zakłada dwuwymiarową transmisję. W dalszej części pokażemy związy przegład QPSK i MSK.

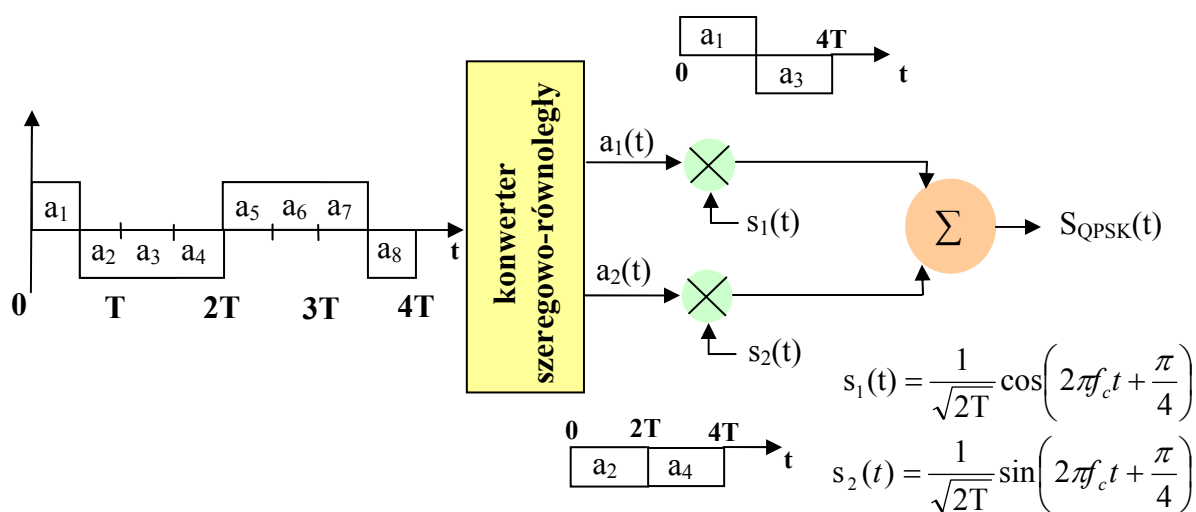
W naszym projekcie proponujemy system Q<sup>2</sup>PSK, który wykorzystuje wszystkie dostępne przestrzenie sygnałowe. Używa dwóch sygnałów modulujących oraz dwóch nośnych, które są wzajemnie przesunięte w fazie, aby stworzyć dwa wymiary więcej niż są dostępne w QPSK i MSK.

# 1 Przegląd modulacji QPSK i MSK

Zrozumienie modulacji Q<sup>2</sup>PSK (*ang. Quadrature-quadrature Phase Shift Keying*) nie będzie łatwe, jeśli nie sięgniemy do jej poprzedników: **QPSK** (*ang. Quadrature Phase Shift Keying*) – Kluczowanie z Przesuwem Czterofazowym i **MSK** (*ang. Minimal Shift Keying*) – Kluczowanie z Minimalnym Przesuwem Czterofazowym, z którymi Q<sup>2</sup>PSK ma wiele wspólnego.

## 1.1 Omówienie QPSK

W przypadku kluczowania z przesuwem z czterofazowym (QPSK) informacja niesiona przez nadawany sygnał zawarta jest w fazie. W przypadku QPSK faza fali nośnej przybiera jedną z czterech wartości:  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$ ,  $7\pi/4$ . Diagram blokowy na rys. 1 pokazuje nam schemat modulacji QPSK. Wejściowy binarny strumień danych  $a(t)$  z bitową szybkością  $1/T$  jest demultipleksowany na dwa strumienie  $a_1(t)$  i  $a_2(t)$ , które następnie są mnożone przez nośne (sinus dla  $a_1(t)$  i cosinus dla  $a_2(t)$ ). Po zsumowaniu dają one wyjściowy sygnał QPSK -  $S_{QPSK}(t)$ .



Rys. 1 – Modulator QPSK.

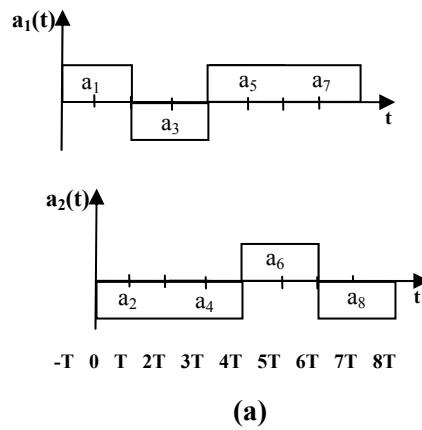
Zapisując matematycznie mamy:

$$S_{QPSK}(t) = \frac{1}{\sqrt{2T}} a_1(t) \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi}{4}\right) + \frac{1}{\sqrt{2T}} a_2(t) \sin\left(2\pi f_c t + \frac{\pi}{4}\right) = \frac{1}{\sqrt{T}} \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \quad (1)$$

gdzie:

- $a_1(t)$  i  $a_2(t)$ , przyjmuje wartość +1 lub -1,
- $\phi(t)$  zależy od  $a_1(t)$  i  $a_2(t)$ , i jest jednym z kątów: 0, +90, -90, 180°.

W modulacji OQPSK (*ang. Offset Quadrature Phase Shift Keying*) – Przesunięty QPSK, strumień bitów  $a_2(t)$  jest opóźniony o pewien okres  $T$  – rys.2. Opóźnienie to ma za zadanie redukcję nagłych zmian w fali nośnej [1].



Rys. 2 – Przesunięcie w OQPSK.

## 1.2 Omówienie MSK

Przy detekcji sygnału prostej modulacji częstotliwościowej FSK (*ang. Frequency Shift Keying*), informacja o fazie zawarta w sygnale odbieranym nie jest w pełni wykorzystana (zapewnia ona jedynie synchronizację odbiornika z nadajnikiem). W modulacji MSK (*ang. Minimal Shift Keying*) – Kluczowanie z Minimalnym Przesuwem Czterofazowym, przy właściwym wykorzystaniu fazy w procesie detekcji, możliwe jest znaczne polepszenie właściwości szumowych odbiornika.

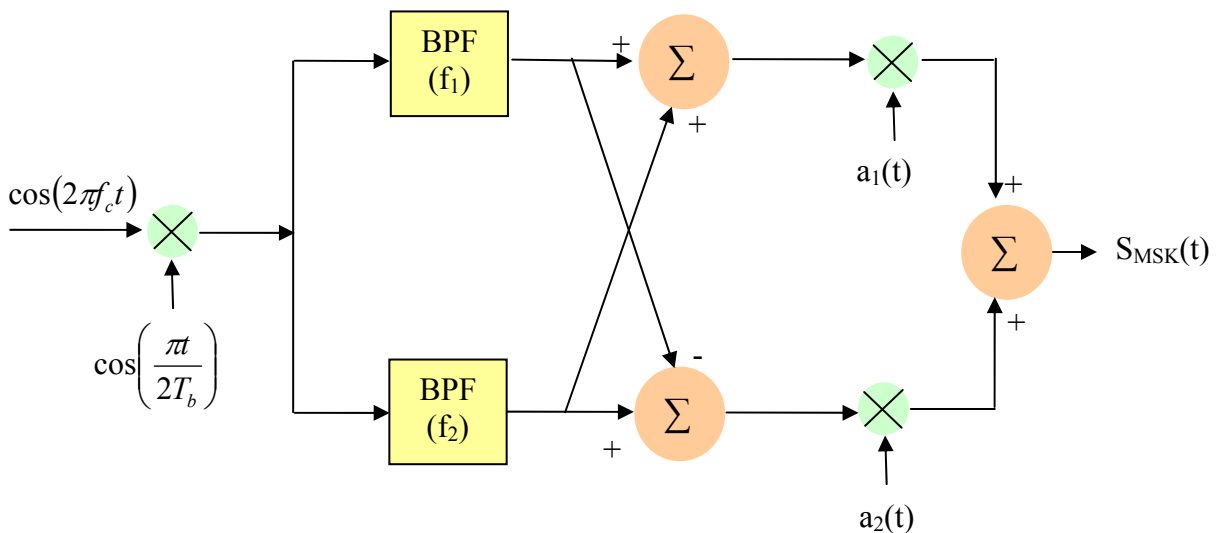
Głównym założeniem MSK jest to, że różnica częstotliwości  $f_1$  i  $f_2$  znormalizowana względem szybkości bitowej  $1/T_b$  (współczynnik dewiacji) wynosi  $1/2$  [4].

Sygnał MSK może być zapisany jako:

$$S_{\text{MSK}}(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} a_1(t) \cos\left(\frac{\pi}{2T}\right) \cos(2\pi f_c t) + \frac{1}{\sqrt{2T}} a_2(t) \sin\left(\frac{\pi}{2T}\right) \sin(2\pi f_c t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \cos\left[2\pi\left(f_c + \frac{b(t)}{4T}\right)t + \phi(t)\right] \quad (2)$$

gdzie:

- $b(t) = -a_1(t)a_2(t)$ , a  $\phi(t) = 0$  lub  $\pi$  odpowiednio dla  $a_1 = +1$  lub  $-1$ .



Rys. 3 – Modulator MSK.

## 2 Analiza systemu Q<sup>2</sup>PSK

### 2.1 Opis modulacji

Q<sup>2</sup>PSK to jedna z najbardziej skutecznych metod modulacji. QPSK jest bardziej wydajny pasmowo niż BPSK. Wzrastająca wydajność pasmowa powoduje jednak zwiększoną liczbę sygnałów bazowych. Pamiętajmy, że dla BPSK (ang. *Binary Phase Shift Keying*) mieliśmy jeden sygnał bazowy, QPSK wymagała już dwóch. Modulacja Q<sup>2</sup>PSK potrzebuje 4 sygnałów bazowych. Jest to liczba rozważana jako maksymalna osiągalna wartość.

Sygnałami modulującymi dla Q<sup>2</sup>PSK są:

$$\begin{aligned} s_1(t) &= \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos 2\pi f_c t, & |t| \leq T \\ s_2(t) &= \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos 2\pi f_c t, & |t| \leq T \\ s_3(t) &= \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin 2\pi f_c t, & |t| \leq T \\ s_4(t) &= \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin 2\pi f_c t, & |t| \leq T \\ s_i(t) &= 0 \quad i = 1, 2, 3, 4, & |t| > T \end{aligned} \quad (3)$$

Okresem sygnału jest  $2T$ . Sygnał powyższy może też być rozważany jako złożenie dwóch nośnych  $\cos 2\pi f_c t$  i  $\sin 2\pi f_c t$  z dwoma kształtami pulsacyjnymi:

$$p_1(t) = \begin{cases} \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) & |t| \leq T \\ 0 & |t| > T \end{cases} \quad (4)$$

oraz

$$p_2(t) = \begin{cases} \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) & |t| \leq T \\ 0 & |t| > T \end{cases} \quad (5)$$

Obie nośne są sygnałami ortogonalnymi ( *niezerowe wektory  $x, y$  nazywamy ortogonalnymi jeżeli kąt między nimi równa się  $\pi/2$*  ), a także funkcje kształtu pulsowego są ortogonalne. Pomiędzy dwoma sygnałami w zbiorze  $\{s_i(t)\}$  jest wspólny czynnik będący kształtem pulsowym bądź nośną.

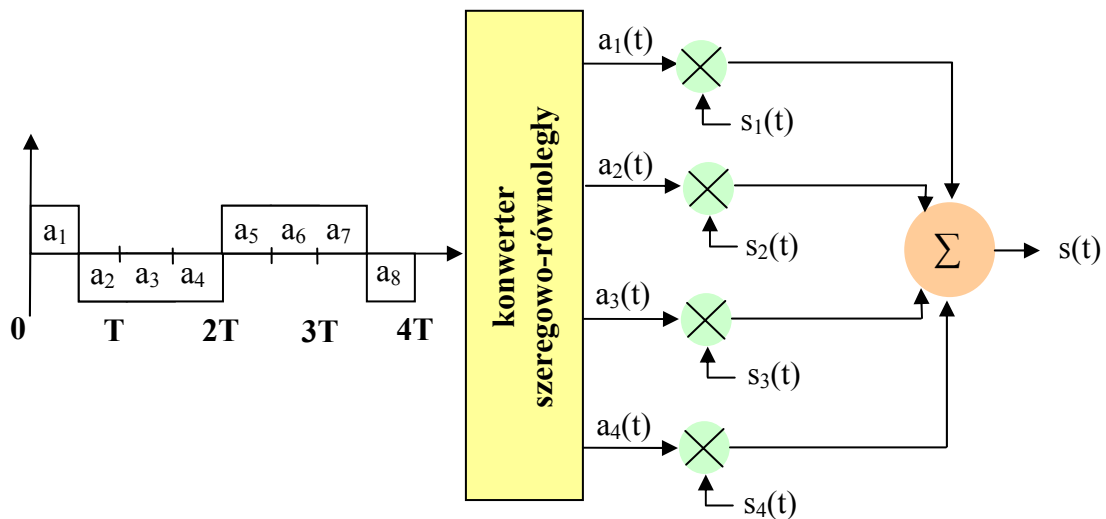
Mamy więc zbiór z czterema równoenergetycznymi ortogonalnymi sygnałami pod warunkiem, że:

$$f_c = \frac{n}{4T}, \quad n \text{ jest liczbą całkowitą } (n \geq 2) \quad (6)$$

Warunek ten bierze się sygnałów faktu przesunięcia względem siebie sinusa i kosinusa o powyższą wielokrotność. Zbiór tych sygnałów nie jest jednak znormalizowany- ich energia jest różna od 1. Każdy sygnał ma energię  $\frac{1}{2}$  w przedziale  $[-T, T]$ . Fakt, że sygnały są ortogonalne powoduje, że są one niezmiennie, gdy przesuniemy je o wielokrotność  $2T$ . Musimy dodać, iż gdyby we wzorze (3) zdefiniować przedziały  $|t| \leq \infty$  zamiast  $|t| \leq T$  mielibyśmy wtedy ortogonalność dla każdego przedziału  $2T$  zlokalizowanego wokół  $t = 2mT$ , gdzie  $m$  jest liczbą naturalną. Ortogonalność sugeruje nam schemat modulacji pokazany na rys. 3. Sygnał bitowy  $\{a_i \in (\pm 1)\}$  ze źródła binarnego wysyłającego z prędkością binarną  $R_b = \frac{2}{T}$  jest demultipleksowany na cztery strumienie  $\{a_i(t)\}$ . Długość każdego z tych sygnałów wynosi

$$T_s = 2T = 4T_b \quad (7)$$

czyli czterokrotny czas trwania bitu. Jeśli prędkość znakowa jest stała, prędkość bitowa dla  $Q^2PSK$  jest 2 razy większa niż QPSK i MSK. Jest to główny powód, dla którego wydajność pasmowa może być podwojona.



Rys. 4 – Modulator  $Q^2PSK$ .

Zmodulowany sygnał to:

$$s(t) = a_1(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos 2\pi f_c t + a_2(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos 2\pi f_c t + \\ + a_3(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin 2\pi f_c t + a_4(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin 2\pi f_c t \quad (8)$$

$$|t| \leq T$$

Przekształcamy go, korzystając z zależności:

$$\cos \alpha \cos \beta + \sin \alpha \sin \beta = \cos(\alpha - \beta) \quad (9.1)$$

$$\cos \alpha \cos \beta - \sin \alpha \sin \beta = \cos(\alpha + \beta) \quad (9.2)$$

$$\sin \alpha \cos \beta + \cos \alpha \sin \beta = \sin(\alpha + \beta) \quad (9.3)$$

$$\sin \alpha \cos \beta - \cos \alpha \sin \beta = \sin(\alpha - \beta) \quad (9.4)$$

$$\cos(180^\circ + \alpha) = -\cos \alpha \quad (9.5)$$

$$\sin(180^\circ + \alpha) = -\sin \alpha \quad (9.6)$$

$$s(t) = a_1(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos 2\pi f_c t + a_4(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin 2\pi f_c t + \\ + a_2(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos 2\pi f_c t + a_3(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin 2\pi f_c t \quad (10)$$

Rozważmy pierwszą część, równania. Korzystając z (9.1), (9.2) otrzymujemy 4 przypadki:

$$1) a_1(t) = 1, a_4(t) = 1$$

$$a_1(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos 2\pi f_c t + a_4(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin 2\pi f_c t = \cos(2\pi f_c t - \frac{\pi t}{2T}) = \cos[2\pi(f_c - \frac{1}{4T})t]$$

$$2) a_1(t) = 1, a_4(t) = -1$$

$$a_1(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos 2\pi f_c t + a_4(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin 2\pi f_c t = \cos(2\pi f_c t + \frac{\pi t}{2T}) = \cos[2\pi(f_c + \frac{1}{4T})t]$$

$$3) a_1(t) = -1, a_4(t) = 1$$

$$a_1(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos 2\pi f_c t + a_4(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin 2\pi f_c t = -\cos(2\pi f_c t + \frac{\pi t}{2T}) = -\cos[2\pi(f_c + \frac{1}{4T})t]$$

$$4) a_1(t) = -1, a_4(t) = -1$$

$$a_1(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos 2\pi f_c t + a_4(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin 2\pi f_c t = -\cos(2\pi f_c t - \frac{\pi t}{2T}) = -\cos[2\pi(f_c - \frac{1}{4T})t]$$

czyli ogólnie:

$$a_1(t) \cos\left(\frac{\pi}{2T}\right) \cos 2\pi f_c t + a_4(t) \sin\left(\frac{\pi}{2T}\right) \sin 2\pi f_c t = \cos\left[2\pi\left(f_c + \frac{-a_1(t)a_2(t)}{4T}\right)t + \phi_{14}(t)\right]$$

gdzie:  $\phi_{14} = 0$  lub  $\pi$  zależne od tego, czy  $a_1(t) = +1$  lub  $-1$

Przeprowadzając analogiczne rozumowanie dla drugiej części równania, korzystając z (9.3) i (9.4) otrzymujemy ogólny wzór na sygnał zmodulowany:

$$\begin{aligned} s(t) &= a_1(t) \cos\left(\frac{\pi}{2T}\right) \cos 2\pi f_c t + a_2(t) \sin\left(\frac{\pi}{2T}\right) \cos 2\pi f_c t + \\ &+ a_3(t) \cos\left(\frac{\pi}{2T}\right) \sin 2\pi f_c t + a_4(t) \sin\left(\frac{\pi}{2T}\right) \sin 2\pi f_c t = \quad (11) \\ &= \cos\left[2\pi\left(f_c + \frac{b_{14}(t)}{4T}\right)t + \phi_{14}(t)\right] + \sin\left[2\pi\left(f_c + \frac{b_{23}(t)}{4T}\right)t + \phi_{23}(t)\right] \end{aligned}$$

gdzie:

$$b_{14} = -a_1(t)a_4(t)$$

$$\phi_{14} = 0 \text{ lub } \pi \text{ zależne od tego, czy } a_1(t) = +1 \text{ lub } -1$$

oraz

$$b_{23} = +a_2(t)a_3(t)$$

$$\phi_{23} = 0 \text{ lub } \pi \text{ zależne od tego, czy } a_1(t) = +1 \text{ lub } -1$$

Na pierwszy rzut oka obie części sygnału w (11) wyglądają jak 2 sygnały MSK. Jednak istnieje pewna różnica pomiędzy nimi a MSK. W MSK sygnały kanałów synfazowego i kwadraturowego są przesunięte o okres  $T$ , co czyni fazę ciągłą na granicy symbolowej, podczas gdy w Q<sup>2</sup>PSK takiego przesunięcia nie ma. Dlatego też Q<sup>2</sup>PSK nie może być traktowane jako składające się z dwóch sygnałów MSK, bardziej możemy popatrzeć na niego jak złożenie dwóch sygnałów FSK-BPSK, których faza nie zawsze jest ciągła na granicy symboli jak to ma miejsce w MSK. Poza tym mamy dwie odrębne częstotliwości i dwie niezależne fazy w każdym z dwóch składników. Całkowita liczba odrębnych sygnałów w Q<sup>2</sup>PSK to 16.

Sygnał ma niestałą obwiednię. Korzystając z tożsamości trygonometrycznej:

$$1 + \sin \alpha = 2 \cos^2\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\alpha}{2}\right) \quad (12)$$

oraz biorąc pod uwagę, że  $a_i = \pm 1$  możemy prosto zapisać, że:

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t)) \quad (13)$$

gdzie  $\theta(t)$  jest fazą nośnej,  $A(t)$  jest amplitudą nośnej daną wzorem:

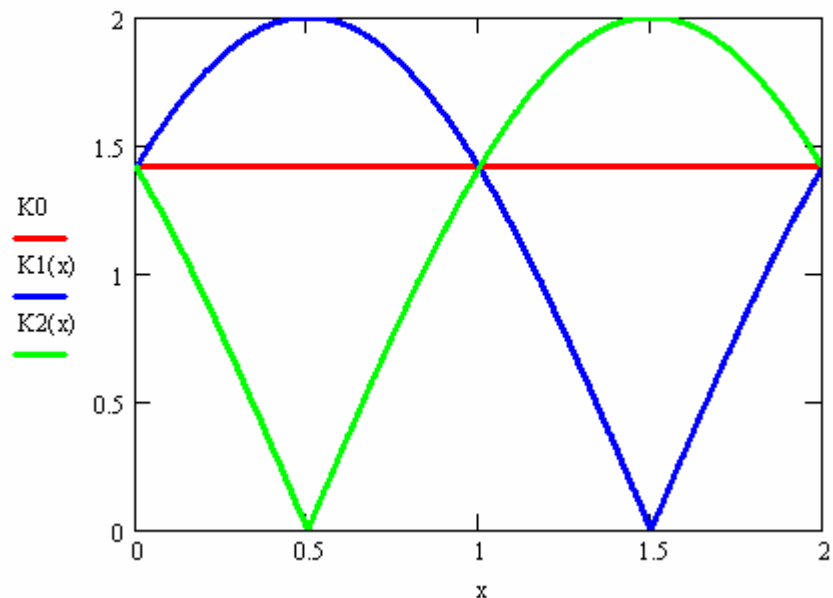
$$A(t) = [2 + (a_1 a_2 + a_3 a_4) \sin \frac{\pi t}{T}]^{1/2} \quad (14)$$

Amplituda zmienia się w czasie. Bez żadnych ograniczeń w danych możemy przyjąć, że  $K = a_1 a_2 + a_3 a_4 = 0, \pm 2$ . Możliwa wartość zmiennej amplitudy w czasie symbolu ( $T_s = 2T$ ) pokazana jest na rys. 5. Amplituda może osiągnąć 0. Nie jest to wartość pożądana dla aplikacji w nieliniowych kanałach. Gdy  $K = 0$ , amplituda jest stała. Schemat kodowania może być zaprojektowany także, gdy  $K = 0$ , tworząc stałą amplitudę.

$$K0 := \sqrt{2}$$

$$K1(x) := (2 + 2 \sin(\pi x))^{0.5}$$

$$K2(x) := (2 - 2 \sin(\pi x))^{0.5}$$



Rys. 5 – Możliwe amplitudy dla Q<sup>2</sup>PSK.

by znaleźć PSD (ang. *Power Spectral Density*) – Gęstość Widma Mocy - sygnału Q<sup>2</sup>PSK zapisujemy (2) dla  $|t| \leq \infty$  jako:

$$s(t) = [x_1(t) \cos 2\pi f_c t + y_1(t) \sin 2\pi f_c t] + [x_2(t) \cos 2\pi f_c t + y_2(t) \sin 2\pi f_c t] \quad (15)$$

gdzie:

$$x_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{1k} p_1(t - kT_s) \quad (16.1)$$

$$x_2(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{2k} p_2(t - kT_s) \quad (16.2)$$

$$y_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{3k} p_1(t - kT_s) \quad (16.3)$$

$$y_2(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{4k} p_2(t - kT_s) \quad (16.4)$$

Całkowita obwiednia dla sygnału wynosi:

$$\tilde{s}(t) = x_1(t) + x_2(t) - jy_1(t) - jy_2(t) \quad (17)$$

Funkcja autokorelacji (*korelacja jest miarą podobieństwa lub wzajemnej zależności*) wynosi:

$$R_s(\tau) = E\{\tilde{s}(t) \tilde{s}^*(t - \tau)\} = R_{x_1}(\tau) + R_{x_2}(\tau) + R_{y_1}(\tau) + R_{y_2}(\tau) = 2R_{x_1}(\tau) + 2R_{x_2}(\tau) \quad (18)$$

Poddając  $R_s(\tau)$  transformacie Furiera, otrzymujemy PSD dla Q<sup>2</sup>PSK, jako:

$$\psi_s(f) = \frac{2}{T_s} [|P_1(f)|^2 + |P_2(f)|^2] \quad (19)$$

, gdzie  $P_1(f)$  i  $P_2(f)$  są transformatami Fouriera odpowiednio  $p_1(t)$ ,  $p_2(t)$ .

$$P_1(f) = \frac{4T}{\pi} \left( \frac{\cos 2\pi f T}{1 - 16f^2 T^2} \right) \quad (20.1)$$

$$P_2(f) = \frac{-j16T}{\pi} \left( \frac{fT \cos 2\pi f T}{1 - 16f^2 T^2} \right) \quad (20.2)$$

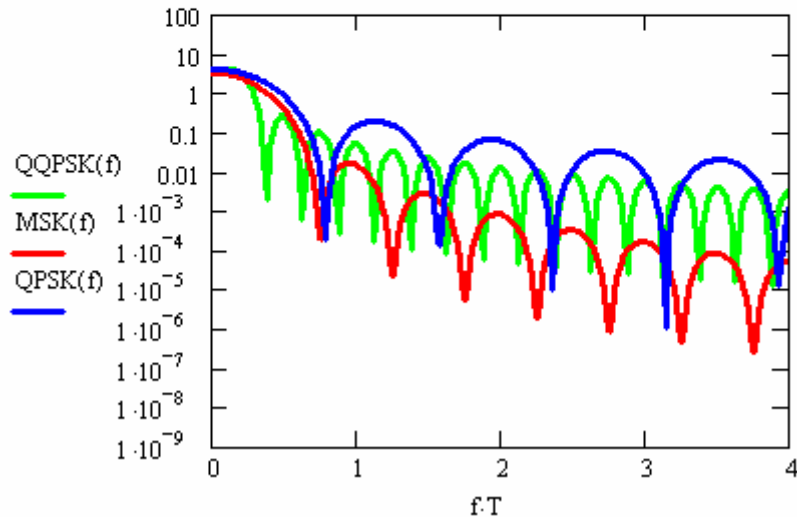
więc:

$$\psi_s(f) = \frac{16T}{\pi^2} (1 + 16f^2 T^2) \left( \frac{\cos 2\pi f T}{1 - 16f^2 T^2} \right)^2 \quad (21)$$

$$\text{OQPSK}(f) := \frac{16 \cdot 2T}{\pi^2} \left[ 1 + 16f^2 (2T)^2 \right] \left[ \frac{\cos(2\pi f \cdot 2T)}{1 - 16f^2 (2T)^2} \right]^2$$

$$\text{MSK}(f) := \frac{32}{\pi^2} \left( \frac{\cos(2\pi f T)}{16f^2 T^2 - 1} \right)^2$$

$$\text{QPSK}(f) := 4 \cdot (\text{sinc}(4T \cdot f))^2$$



Rys. 6 PSD - Q<sup>2</sup>PSK

Z powyższego równania możemy zaobserwować, że część równania w nawiasie podniesiona do kwadratu jest taka sama jak dla MSK, z wyjątkiem  $T_s = 2T$ . Dlatego też pierwsze zero występuje dla  $f = 0.75/T = 0.375/T_b$ , które jest tylko połówką MSK. Powoduje to, że wydajność widmowa Q<sup>2</sup>PSK jest dwa razy większa niż MSK tak długo jak to dotyczy głównego listka.

Rys. 6. pokazuje PSD sygnału Q<sup>2</sup>PSK w porównaniu do OQPSK i MSK.

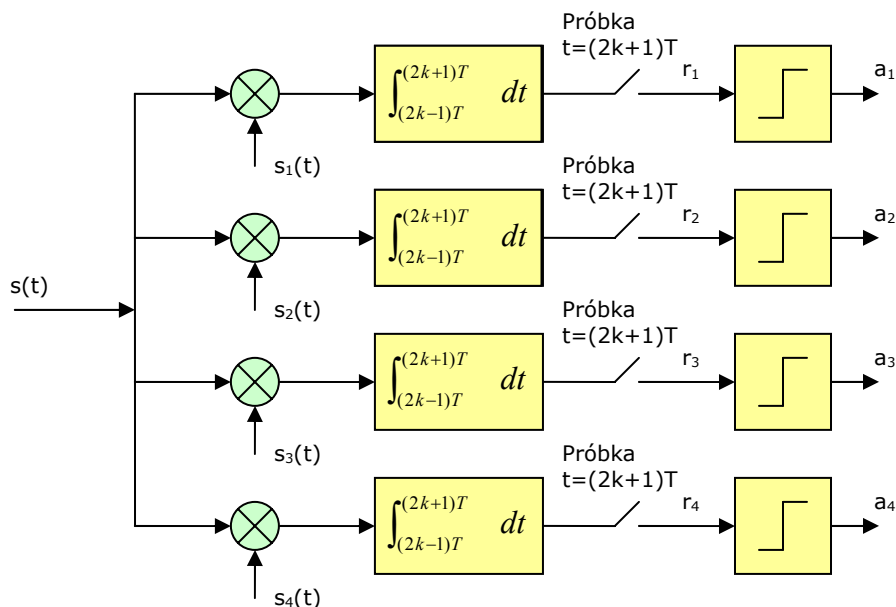
Rys. 7. jest częścią pozapasmową mocy sygnału Q<sup>2</sup>PSK. Główny listek PSD Q<sup>2</sup>PSK jest bliżej niż dla MSK, rezultatem jest współczynnik roll-off wewnętrzny -  $2BT_b = 0.8$  - Q<sup>2</sup>PSK jest szybsza niż MSK i QPSK/OQPSK.

Poza  $2BT_b = 0.8$  współczynnik roll-off jest wolniejszy niż MSK i taki sam jak dla QPSK/OQPSK, jednak na mniejszym poziomie. Powodem tego są listki boczne większe dla Q<sup>2</sup>PSK niż MSK. Q<sup>2</sup>PSK używa dwóch różnych impulsów: jeden z nich  $p_1(t)$  posiada kształt kosinusoidalny jak w MSK, drugi  $p_2(t)$  sinusoidalny. Kształt  $p_1(t)$  jest łagodniejszy niż  $p_2(t)$ , w sensie, że  $p_2(t)$  ma skok w  $t = \pm T$ . Rezultatem jest to, że dla wysokich częstotliwości, widmowy współczynnik roll-off powiązany z  $p_2(t)$  jest proporcjonalny do  $f^{-2}$ , podczas gdy  $p_1(t)$  do  $f^{-4}$ .

Ponieważ sygnały Q<sup>2</sup>PSK są liniową kombinacją czterech ortogonalnych sygnałów bazowych  $\{s_i(t)\}$ , optymalny demodulator jest przykładem z czterema powiązaniem.

Każdy sygnał jest zdeterminowany przez dane  $\{a_1, a_2, a_3, a_4\}$ . Całkowita liczba sygnałów wynosi  $M = 2^4 = 16$ . Błąd systematyczny  $\{B_j\}_{j=1}^{16}$  może zostać wyeliminowany w przypadku, gdy sygnały są jednakowo podobne i niosą tę samą energię.

Jednakże nie jesteśmy zainteresowani detekcją wszystkich 16 sygnałów. Naszym zadaniem jest detekcja danych bitowych  $\{a_1, a_2, a_3, a_4\}$ , które są wchłonięte przez sygnał. Ponieważ każdy bit  $a_i$  jest powiązany tylko z jedną z czterech ortogonalnych nośnych, każdy bit danych może być wykryty niezależnie. Dlatego też modulator może być tak prosty jak pokazany na rysunku 7. Jest on bardzo podobny do wykrywania kanału I- oraz Q- w MSK. Prawdopodobieństwo błędu bitowego tego odbiornika jest łatwe do policzenia. Dla każdego kanału  $i$  na rysunku 7. ze względu na ortogonalność, skorelowane wyjście spowodowane przez trzy składowe sygnały inne niż  $a_i s_i(t)$  są równe zero. Tak długo jak zajmujemy się detekcją  $a_i s_i(t)$ , pozostałe 3 sygnały nie mają żadnych konsekwencji.



Rys. 7 - Schemat blokowy demodulatora  $Q^2PSK$ .

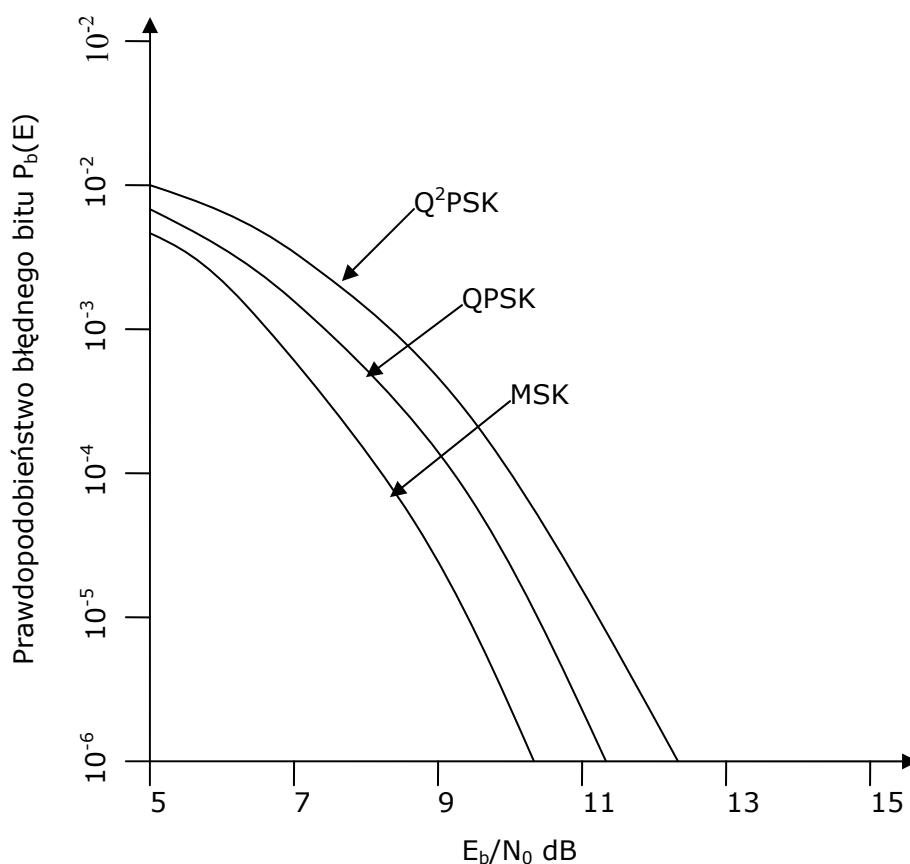
Zatem detekcja staje się jedynie detekcją jedynie binarnego sygnału  $a_i$ , modulującego nośną  $s_i(t)$ .

Ten problem detekcji jest identyczny dla kanału I i kanału Q MSK, dlatego prawdopodobieństwo błędu w  $Q^2PSK$  jest takie samo jak w przypadku MSK.

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (22)$$

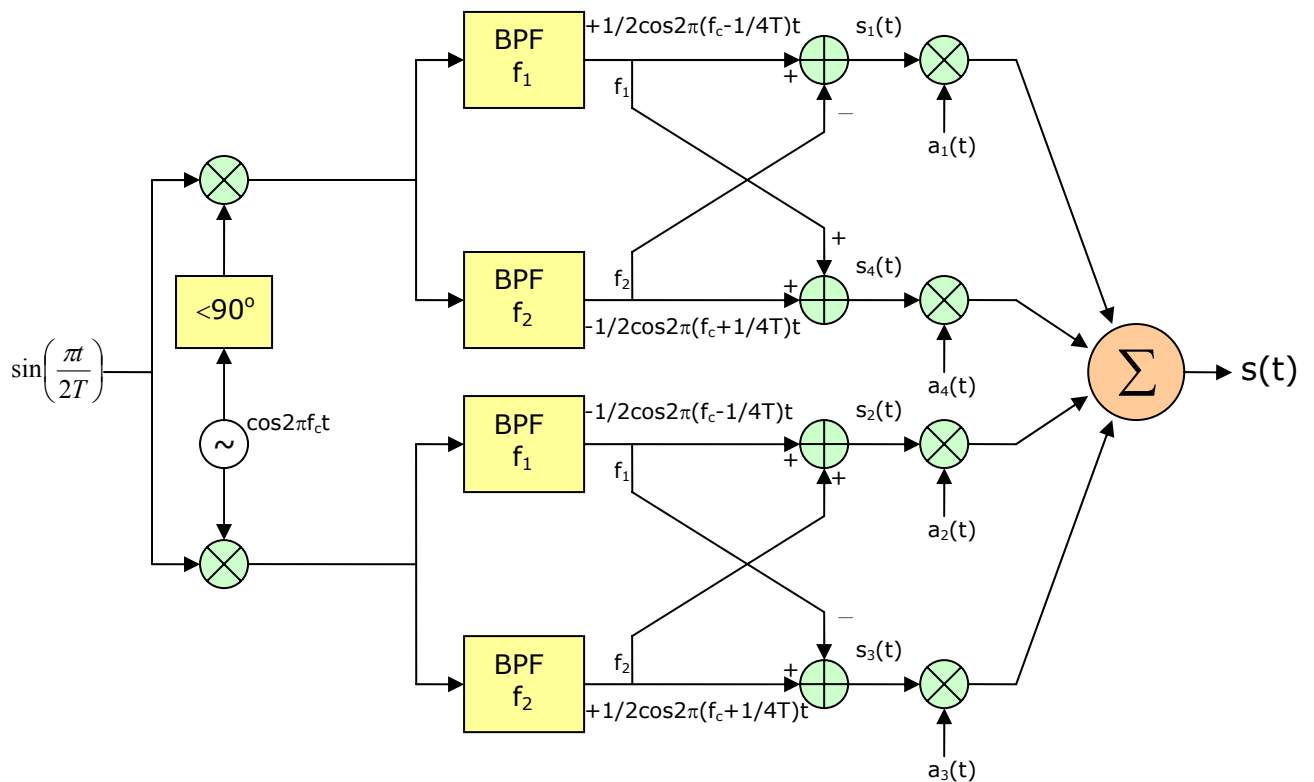
Warto zaznaczyć, że prawdopodobieństwo błędu jest takie samo jak w powyższym wzorze, jeśli symbole są rozpoznane przez demodulator z rysunku 7. Zatem demodulator pokazany na rysunku jest optymalny, jeśli chodzi o detekcję bitów. Każdy bit  $a_i$  jest związany z jedną z czterech ortogonalnych nośnych. Takie zjawisko nie występuje w przypadku modulacji QPSK ani MSK.

Podczas gdy Q<sup>2</sup>PSK ma te same cechy jak w przypadku BPSK, QPSK i MSK w kanale AWGN, dla ograniczonych pasm, zachowują się inaczej z powodu ich innych widm. Kolejny rysunek jest porównaniem ich prawdopodobieństw błędów.



Rys. 8 - Wykres porównawczy prawdopodobieństwa błędów w funkcji  $E_b/N_0$  dla modulacji MSK, QPSK oraz Q<sup>2</sup>PSK

Wynik oceny zakłada użycie filtra Butterwortha szóstego rzędu z 3-decybelowym pasmem  $W$  równym  $1,2/T$ . Wymagania stosunku  $E_b/N_0$  dla Q<sup>2</sup>PSK są zbliżone do 1,6dB więcej niż w MSK dla prawdopodobieństwa błędów  $P_b=10^{-5}$ . Stopa błędów oraz wydajność szerokości pasma dla MSK w tym przypadku jest  $R_{b(MSK)}=1/T$  i  $R_{b(MSK)}/W=0,83$ . Dla Q<sup>2</sup>PSK te wartości to  $R_{b(Q^2PSK)}=2/T$  i  $R_{b(Q^2PSK)}/W=1,66$  bit/s/Hz. Wynika z tego, że Q<sup>2</sup>PSK uzyskuje dwa razy większe pasmo niż MSK co kosztuje wzrost o 1,6 dB średniej energii bitu.



Rys. 9 - Schemat blokowy modulatora  $Q^2PSK$

Z oscylatora generowany jest podstawowy sygnał o częstotliwości  $f_c$  zwielokrotniany przez sygnał zewnętrznego zegara o  $1/8$  szybkości bitowej aby uzyskać fazę koherentnych sinusa i kosinusa o częstotliwościach  $f_1=f_c-1/4T$  oraz  $f_2=f_c+1/4T$ . Następnie sygnały są separowane filtrami wąskopasmowymi oraz łączone z odpowiednimi polaryzacjami aby uformować sygnały bazowe  $s_i(t)$ . Zaletą tego sposobu wytwarzania sygnałów bazowych zamiast generowania niezależnego jest fakt, że koherencja sygnałów oraz poziom dewiacji są w dużej mierze niezależne od jakichkolwiek niewielkich zmian spowodowanych wielkością przychodzących danych. Te sygnały bazowe są zwielokrotniane przez demultipleksowane strumienie danych a następnie dodawane w celu tworzenia sygnału  $Q^2PSK$ .

Niekoherentna detekcja jest niemożliwa. Do koherentnej albo łączonej detekcji filtrowej potrzeba fazy nośnej oraz wartości taktowania zegara. W odbiorniku MSK osiąga się je z otrzymanego sygnału a w naszej sytuacji potrzebujemy odkryć zestaw sygnałów bazowych  $s_i(t)$  oraz sygnał zegara z  $1/4$  szybkości bitowej. Te sygnały mogą być otrzymane z modulowanego sygnału  $Q^2PSK$  w wyniku nieliniowej operacji takiej jak podnoszenie do kwadratu i odpowiedniej filtracji.

## 2.2 Synchronizacja Q<sup>2</sup>PSK

Synchronizacja dla Q<sup>2</sup>PSK odbywa się następująco: jeśli fazy sygnałów przez urządzenie potęgujące stopnia drugiego to mamy:

$$\begin{aligned}
 s^2(t) &= 1 + \frac{1}{2}(a_1 a_2 + a_2 a_3) \sin\left(\frac{\pi t}{T}\right) \\
 &+ \frac{1}{2}(a_1 a_2 + a_2 a_3) \sin\left(\frac{\pi t}{T}\right) \cos(4\pi f_c t) \\
 &+ \cos(\theta_{12} - \theta_{34}) \sin(4\pi f_c t) \\
 &+ \cos(\theta_{12} + \theta_{34}) \cos\left(\frac{\pi t}{T}\right) \sin(4\pi f_c t) \\
 &+ \sin(\theta_{12} + \theta_{34}) \sin\left(\frac{\pi t}{T}\right) \sin(4\pi f_c t)
 \end{aligned} \tag{23}$$

$$\begin{aligned}
 \theta_{12}(t) &= \tan^{-1}\left(\frac{a_2(t)}{a_1(t)}\right) \\
 \text{Gdzie:} \\
 \theta_{34}(t) &= \tan^{-1}\left(\frac{a_4(t)}{a_3(t)}\right)
 \end{aligned}$$

Istnieje 5 składników w powyższym wzorze noszących czasowe informacje o nośnej lub symbolach. Spodziewana wartość każdego z tych składników wynosi zero. Filtrowanie oraz późniejsza nieliniowość są potrzebne do odzyskania nośnej oraz taktowania symbolów. Przez filtr dolnoprzepustowy oraz środkowoprzepustowy podniesionego do kwadratu sygnału, otrzymamy dwa następujące sygnały:

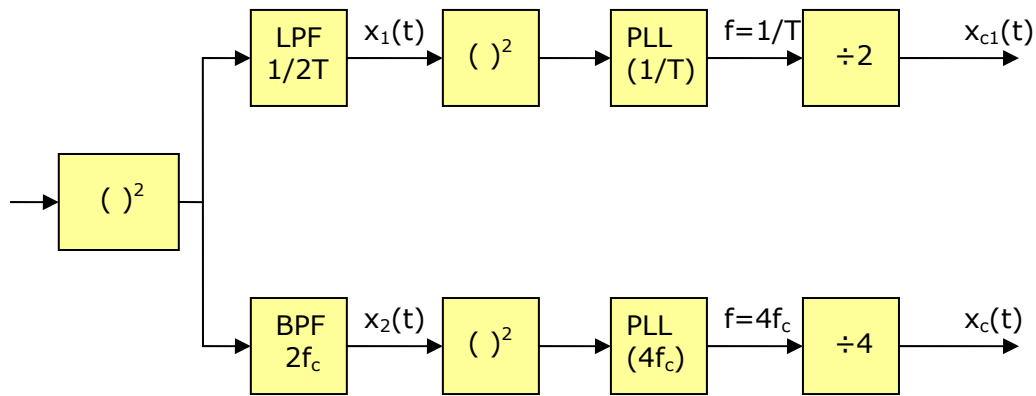
$$\begin{aligned}
 x_1(t) &= \frac{1}{2}(a_1 a_2 + a_3 a_4) \sin\left(\frac{\pi t}{T}\right) \\
 x_2(t) &= \cos(\theta_{12} - \theta_{34}) \sin(4\pi f_c t)
 \end{aligned} \tag{24}$$

Po podniesieniu ich do kwadratu i wzięciu pod uwagę wartość oczekiwaną otrzymamy:

$$\begin{aligned}
 E\{x_1^2(t)\} &= \frac{1}{4}\left(1 - \cos\frac{2\pi t}{T}\right) \\
 E\{x_2^2(t)\} &= \frac{1}{4}(1 - \cos 8\pi f_c t)
 \end{aligned} \tag{25}$$

Zatem średnio  $x_1^2(t)$  i  $x_2^2(t)$  zawierają linie widma w  $1/T$  oraz  $4f_c$ . Możemy wykorzystać te prążki do układu z zamkniętą pętlą fazy oraz wykrycia podziału częstotliwości do wykrycia taktowania symbolów oraz nośnych jako:

$$\begin{aligned}
 x_{c1}(t) &= \cos\left(\frac{\pi t}{T}\right) \\
 x_c(t) &= \cos(2\pi f_c t)
 \end{aligned} \tag{26}$$



Rys. 10 - Schemat synchronizacji dla koherentnej modulacji  $Q^2PSK$ .

### 2.3 Modulacja $Q^2PSK$ ze stałą obwiednią

Sygnal  $Q^2PSK$  możemy zapisać jako:

$$s_{Q^2PSK}(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t)) \quad (27)$$

Gdzie  $\theta(t)$  jest fazą nośnej a  $A(t)$  jest amplitudą nośnej określonej jako:

$$A(t) = \sqrt{\left(2 + (a_1 a_2 + a_3 a_4) \sin \frac{\pi t}{T}\right)} \quad (28)$$

W przypadku żadnych ograniczeń obwiednia sygnału  $Q^2PSK$  nie jest stała – zmienia się w czasie. Zgodnie z założeniami stała obwiednia pozwala nam rozważyć prosty blok kodowania na wejściu modulatora  $Q^2PSK$ .

Stała obwiednia  $Q^2PSK$  może być otrzymana poprzez prosty plan kodowania. Ze wzoru  $K = a_1 a_2 + a_3 a_4 = 0$  Możemy zobaczyć, że:

$$a_4 = -\frac{a_1 a_2}{a_3} \quad (29)$$

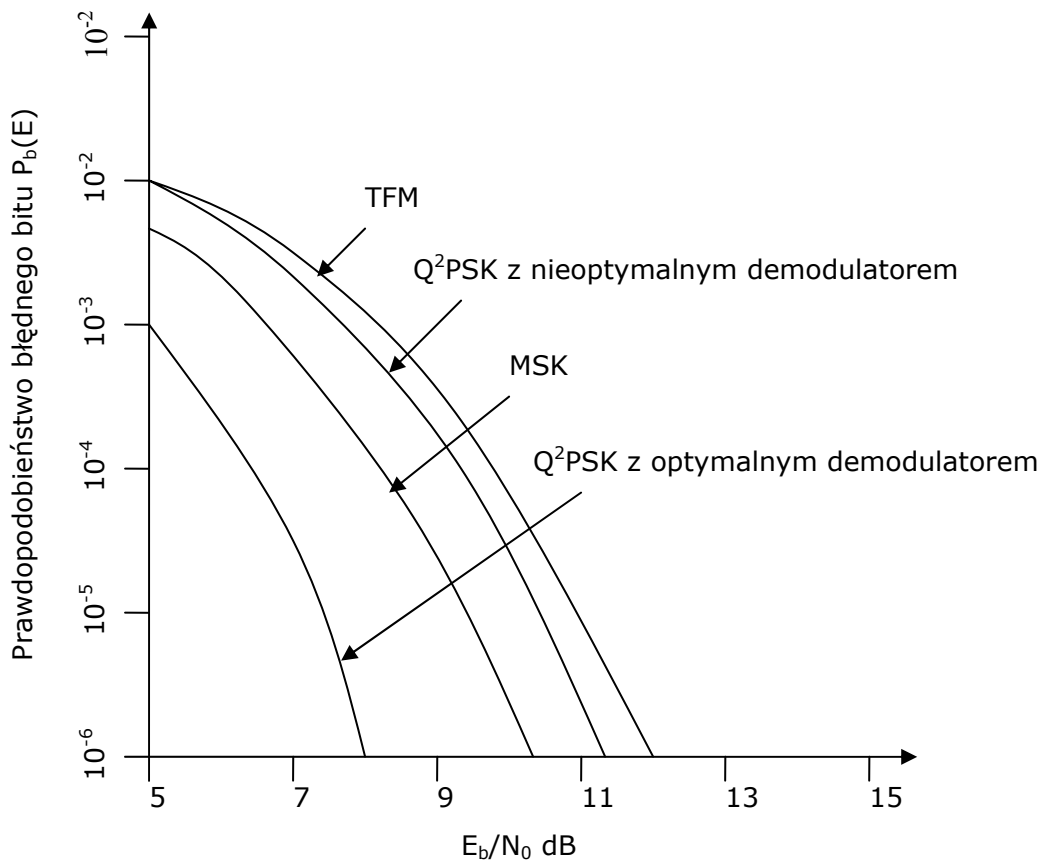
Koder akceptuje szereg danych i co każde trzy bity informacji  $\{a_1, a_2, a_3\}$  na podstawie powyższego wzoru generuje całe słowo kodowe  $\{a_1, a_2, a_3, a_4\}$ . Szybkość bitowa kodu wynosi  $\frac{3}{4}$ . Stała obwiednia jest uzyskana kosztem powiększenia wydajności pasma. Wartościowość transmisji informacji jest zredukowana z  $R_b = \frac{2}{T}$  do  $R_b = \frac{3}{2T}$ , jednak jest to ciągle 50% więcej niż dla MSK ( $R_{bMSK} = \frac{1}{2T}$ ).

Modulator stałej obwiedni  $Q^2PSK$  jest identyczny z  $Q^2PSK$ , z wyjątkiem, że koder musi być dodany na wejście, aby wykonać kodowanie na podstawie powyższego wzoru.

Zgodnie z takim kodowaniem, liczba oddzielnych sygnałów jest zredukowana z 16 do 8. Osiem kolejnych możliwych słów kodowych  $\{C_i\}_{i=1}^8$  są następujące:

$$\begin{array}{ll}
C_1 = \{+++-\} & C_5 = \{----+\} \\
C_2 = \{+-+-\} & C_6 = \{- - + -\} \\
C_3 = \{+--+ \} & C_7 = \{- + - -\} \\
C_4 = \{+---\} & C_8 = \{- + + +\}
\end{array}$$

Gdzie znaki + i - reprezentują +1 i -1. Należy zwrócić uwagę że cztery słowa kodowe  $C_5, C_6, C_7, C_8$  są jedynie negacją pierwszych czterech  $C_1, C_2, C_3, C_4$ . Jest tak ustalone dla ośmiu biortogonalnych słów kodowych z minimalną odległością Hamminga równą 2. Ten kod nie może być użyty do korekcji błędów, ale nadmiarowość może być użyta jako dowód wystąpienia błędu.



Rys. 11 - Bitowe prawdopodobieństwo błędu jako funkcja  $E_b/N_0$  dB.

Minimalna odległość na diagramie konstelacji dla nizakodowanego sygnału Q<sup>2</sup>PSK, biorąc pod uwagę fakt jednego różniącego się bitu w czterech słowach, podniesiona do kwadratu jest równa:

$$\int_{-T}^T (s_j(t) + s_j(t))^2 dt = 4 \int_{-T}^T s_j^2(t) dt = 4E_b \quad (30)$$

Minimalna odległość euklidesowa dla zakodowanego Q<sup>2</sup>PSK jest równa dwóm bitom, powiedzmy  $a_i$  i  $a_j$ , wtedy kwadrat minimalnej odległości na diagramie konstelacji wynosi:

$$\int_{-T}^T \left[ (s_i(t) + s_i(t))^2 + (s_j(t) + s_j(t))^2 \right] dt = 8 \int_{-T}^T s_i^2(t) dt = 6E_b \quad (31)$$

Gdzie  $\int_{-T}^T s_i^2(t) dt = \frac{3}{4} E_b$ , odkąd czterobitowe słowo kodowe reprezentuje trzy bity informacyjne. Kodowany Q<sup>2</sup>PSK posiada minimalną odległość na diagramie konstelacji  $\sqrt{1.5} = 1.22$  razy większą, niż niekodowane Q<sup>2</sup>PSK. Dzięki temu przy wykorzystaniu optymalnego demodulatora kodowanie takie dostarcza zysk na poziomie 1.76 dB. Jak zostało wspomniane w poprzednich rozdziałach niekodowane Q<sup>2</sup>PSK zapewniające wydajność pasmową na poziomie 1.66 bit/s/Hz przy prawdopodobieństwie błędu  $P_b = 10^{-5}$  wymaga  $E_b / N_o = 11.2$  dB. Tak więc ten schemat kodowania oparty na optymalnym dekodowaniu powinien wymagać tylko  $E_b / N_o = 9.44$  dB. Niestety wydajność pasmowa została zredukowana przez współczynnik 3/4.

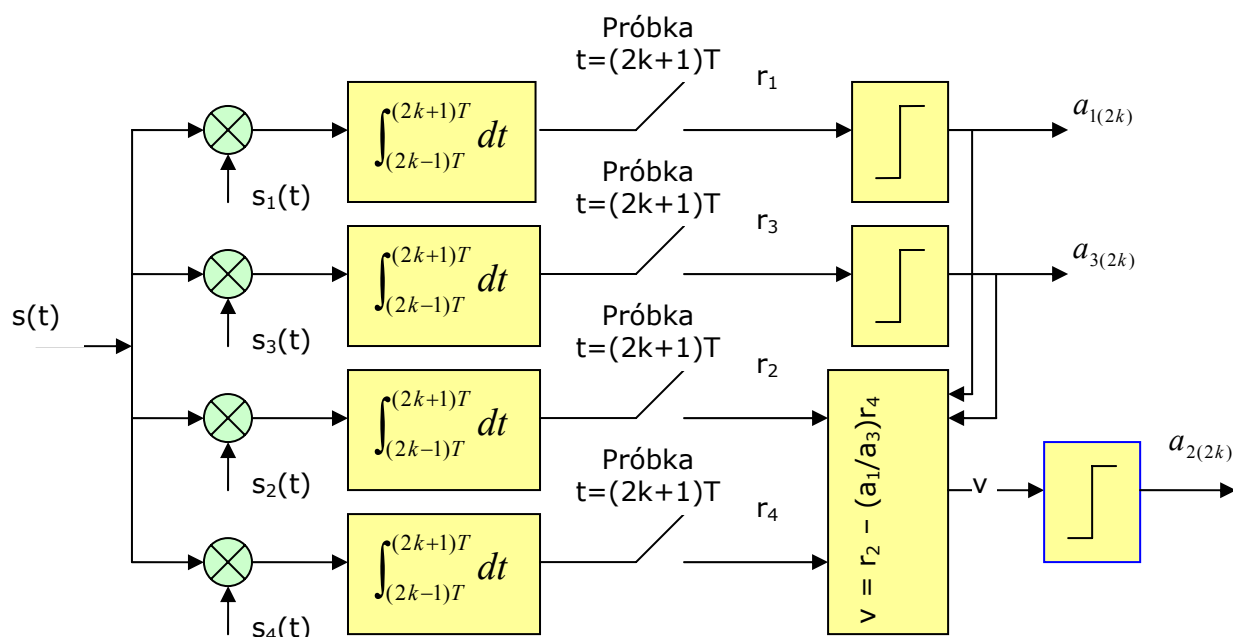
Wszystkie powyższe rozważania opierały się na założeniu optymalnego demodulatora w odbiorniku. Jednakże, z implementacyjnego punktu widzenia, nieoptymalny demodulator oparty na „twardej” decyzji może być interesujący ze względu na jego prostotę budowy. Rysunek 12 przedstawia nieoptymalny modulator dla kodowanego Q<sup>2</sup>PSK, który jest zasadniczo podobny do rysunku 7 za wyjątkiem części dekodującej. Ponieważ impulsy skojarzone z  $s_1(t)$  i  $s_3(t)$  są stosunkowo mniej zniekształcone w kanale o ograniczonym paśmie, porównując do tych skojarzonych z  $s_3(t)$  i  $s_4(t)$ . Tak więc bity informacyjne  $a_1$  i  $a_3$  są bezpośrednio określone z wyjść korelatora  $r_1$  i  $r_3$ , dlatego też decyzja dotycząca bitów informacyjnych  $a_1$  i  $a_3$  może być podjęta niezależnie. Podczas gdy  $a_2$  jest określone przez  $a_1$ ,  $a_3$ ,  $r_2$  i  $r_4$ . W celu prawidłowego wyznaczenia  $a_2$  musimy założyć, że decyzje demodulatora określające  $a_1$  i  $a_3$  były poprawne. Następnie opierając się na zmiennej losowej:

$$V = r_2 - \frac{a_1}{a_3} r_4 \quad (32)$$

Dekoder decyduje o  $a_2$  jako +1 lub -1 zgodnie z tym czy  $V \geq 0$  lub  $V < 0$ . Próbując określić prawdopodobieństwo błędnej decyzji na  $a_2$  przyjmijmy, że  $p_1$  i  $p_3$  oznaczają prawdopodobieństwo błędnej decyzji przy wyznaczaniu  $a_1$  i  $a_3$ . Natomiast  $q$  jest prawdopodobieństwem błędnej decyzji na  $a_2$  w przypadku poprawnej decyzji określającej  $V$ . Wtedy faktyczne prawdopodobieństwo błędu na  $a_2$  jest dane wzorem:

$$p_2 = q + p_1(1 - p_1)(1 - 2q) \quad (33)$$

Rysunek 11 pokazuje wydajność Q<sup>2</sup>PSK ze stałą obwiednią w kanale z ograniczonym pasmem, gdzie filtr Butterwortha szóstego rzędu z 3 dB pasmem równym  $1.2/T$  jest wykorzystany zarówno w nadajniku jak i odbiorniku. Zauważono że dla  $P_b = 10^{-5}$ , Q<sup>2</sup>PSK ze stałą obwiednią z nieoptymalnym demodulatorem wymaga  $E_b / N_o = 10.3$  dB podczas gdy MSK wymaga  $E_b / N_o = 9.6$  dB. Tak więc mamy do czynienia z 50% wzrostem wydajności pasmowej w porównaniu do MSK kosztem wzrostu średniej energii przypadającej na jeden bit o 0.7 dB. Stopa błędów optymalnego demodulatora pokazana na rysunku nie zakłada ograniczonego pasma.



Rys. 12 - Demodulator Q<sup>2</sup>PSK ze stałą obwiednią.

## 2.4 Demodulacja i synchronizacja Q<sup>2</sup>PSK ze stałą obwiednią

Implementacja koherentnego odbiornika dla kodowanego Q<sup>2</sup>PSK wymaga informacji o fazie nośnej oraz taktowaniu wejściowego strumienia bitów w nadajniku. Dlatego system synchronizacji dla niekodowanego Q<sup>2</sup>PSK nie jest dłużej przydatny dla Q<sup>2</sup>PSK ze stałą obwiednią. Zastępując  $a_4 = -a_1 a_2 / a_3$  w równaniu (23) otrzymujemy:

$$s^2(t) = 1 + \frac{1}{2}(a_1 a_3 + a_1 a_2) \sin\left(2\pi\left(2f_c + \frac{1}{2T}\right)\right) + \frac{1}{2}(a_1 a_3 - a_1 a_2) \sin\left(2\pi\left(2f_c - \frac{1}{2T}\right)\right) \quad (34)$$

Powyższe wyrażenie możemy podzielić na dwa człony, z których jeden przynosi informacje o fazie nośnej, a drugi o zegarze. Wartość oczekiwana każdego z tych członów wynosi zero. Aby odzyskać potrzebne informacje z sygnału  $s^2(t)$  musimy poddać go najpierw filtrowaniu, a później operacji nieliniowej. Przez filtrowanie pasmowo-przepustowe możemy otrzymać:

$$x_1(t) = \frac{1}{2}(a_1 a_3 + a_1 a_2) \sin\left(2\pi\left(2f_c + \frac{1}{2T}\right)\right) \quad (35)$$

$$x_2(t) = \frac{1}{2}(a_1 a_3 - a_1 a_2) \sin\left(2\pi\left(2f_c - \frac{1}{2T}\right)\right) \quad (36)$$

Można pokazać że  $x_1^2(t)$  i  $x_2^2(t)$ , zawiera prążki widmowe przy  $4f_c \pm 1/T$ . Możemy wykorzystać te prążki do układu pętli z zamkniętą fazą oraz przeprowadzić podział częstotliwości:

$$x_3(t) = \cos\left(2\pi\left(2f_c + \frac{1}{4T}\right)\right) \quad (37)$$

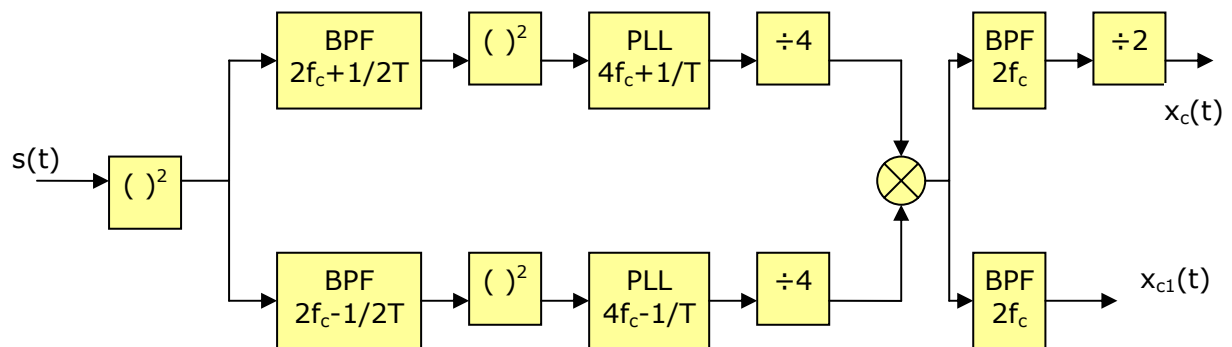
$$x_4(t) = \cos\left(2\pi\left(2f_c - \frac{1}{4T}\right)\right) \quad (38)$$

Poprzez późniejsze przepuszczenie tych sygnałów przez filtr pasmowo przepustowy i kolejne podzielenie częstotliwości otrzymujemy pożądaną nośną i sygnał zegarowy.

$$x_{c1}(t) = \cos\left(\frac{\pi}{T}\right) \quad (40)$$

$$x_c(t) = \cos 2\pi f_c t \quad (41)$$

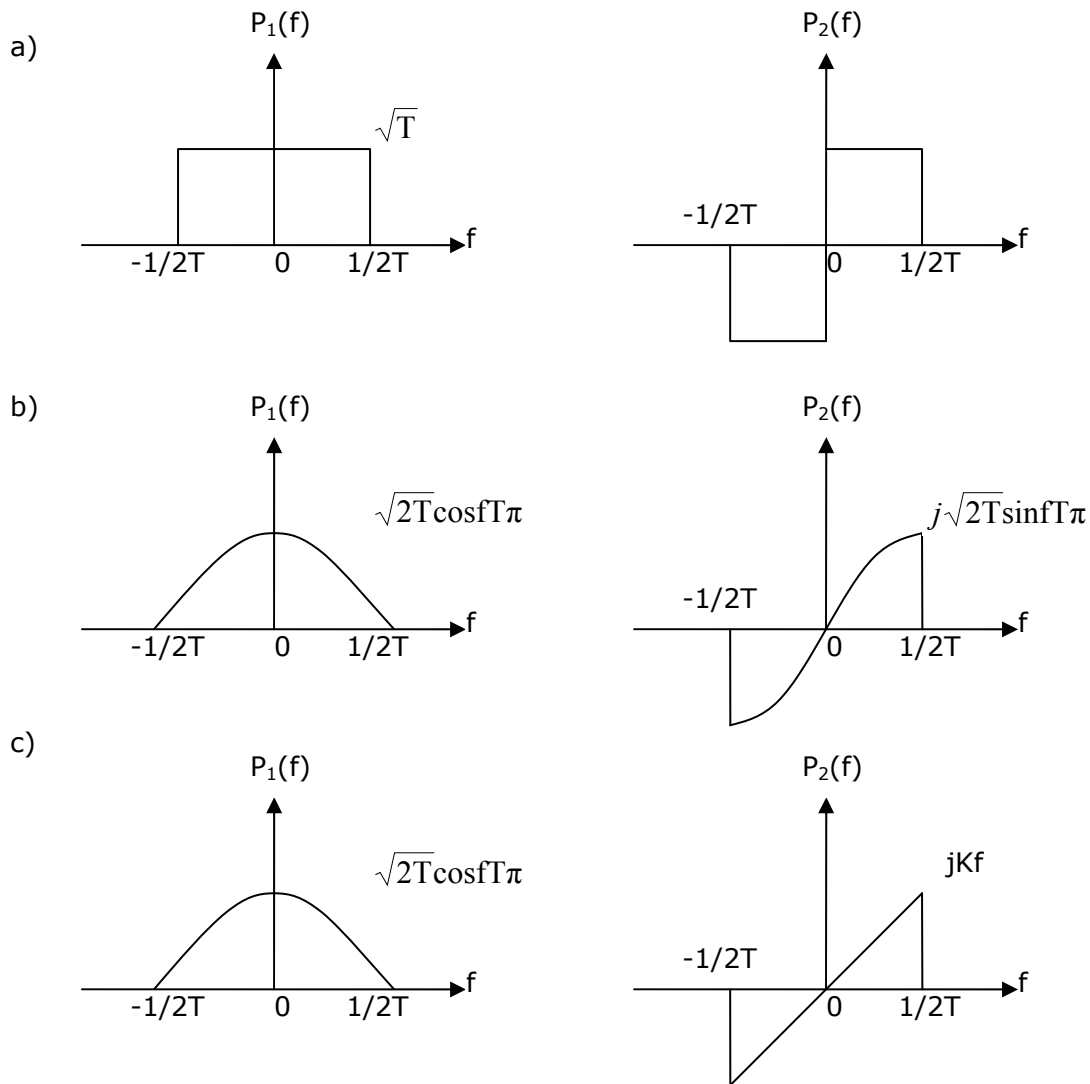
Diagram blokowy tego schematu synchronizacji jest pokazany na rysunku 13.



Rys. 13 - Schemat synchronizacji dla demodulacji koherentnej  $Q^2PSK$  ze stałą obwiednią.

## 2.5 Szybkość Nyquista i $Q^2PSK$

Jak zostało powiedziane we wstępie najlepszą osiągalną szybkością modulacji bezpamięciowej jest prędkość Nyquista 2 symbol/s/Hz. W przypadku binarnej lub dwupoziomowej komunikacji prędkość ta wynosi 2 bit/s/Hz. Szybkość ta jest osiągalna tylko przy użyciu sinusoidalnych funkcji jako sygnały nośne. Niestety realizacja takich sygnałów jest trudna ze względów implementacyjnych. W praktyce problem ten jest rozwiązywany poprzez wykorzystanie pasma szerszego, niż minimalne pasmo Nyquista (połowa szybkości symbolowej/bitowej). Niestety rozwiązanie takie obniża wydajność pasmową poniżej teoretycznych 2 symbol/s/Hz. Owszem istnieje kodowanie korelacyjne, które również pozwala na osiągnięcie prędkości Nyquista zwane też kodowaniem dwubinarne, ale wymaga ono 3 poziomowej detekcji w odbiorniku. To z kolei znacznie komplikuje jego budowę oraz zmniejsza wydajność energetyczną.



Rys. 14 - Pary transmitancji filtrów dla  $Q^2PSK$  z zerową interferencją fazową i międzysymbolową.

Omawiając  $Q^2PSK$  w rozdziale 2.1 wykorzystaliśmy jako nośne sygnały opisane wzorami (4), (5). O ile realizacja tego układu w kanale z nieograniczonym pasmem nie powoduje żadnych problemów, o tyle w przypadku ograniczonego kanału pojawiają się interferencje między-symbolowe. Na szczęście podczas prób wyeliminowania interferencji fazowych i między-symbolowych zaproponowano i zbadano nową klasę sygnałów nośnych. Wiele z nich po wprowadzeniu drobnych modyfikacji jest wygodnych do implementacji, a jednocześnie możliwe jest dzięki nim osiągnięcie prędkości Nyquista stosując detekcję binarną. Również nakład energetyczny jest mniejszy niż dla kodowania dwubinarne. Dlatego do dalszego wzrostu wydajności pasmowej  $Q^2PSK$ , mogą być użyte kształty sygnałów inne niż te w punkcie 2.1 naszej pracy. Niewiele filtrów pasma podstawowego w nadajniku jest tak dobranych aby mogły osiągnąć zerową interferencję międzysymbolową oraz zerowy współczynnik korelacji tak jak podane na rys. 14. Filtry przedstawione na rysunku mają dwustronne pasmo  $1/T$ , tak więc mogą osiągnąć wydajność pasmową Nyquista  $2\text{bit/s/Hz}$ . Filtry dobrane (sparowane) na rys. 14(a) są parami transformaty Hilberta. Prostokątna odpowiedź częstotliwościowa tej pary filtrów jest trudna do realizacji. Z drugiej strony transformata Hilberta ma dodatkowy problem z zawartością stałej, ale nadal istnieje problem z ostrym obcięciem pasma na krawędziach  $P_2(f)$ . Z realizacyjnego punktu widzenia para przedstawiona na rys. 14(c)

jest szczególnie dogodna; jeden z tych filtrów  $P_1(f)$  ma kształt cosinusa a drugi  $P_2(f)$  jest właśnie ograniczonym pasmowo układem różniczkującym. Zauważamy, że  $P_2(f)$  wciąż ma ostre odcięcie zboczy przy  $f=\pm 1/2T$ . Jednakże jeśli filtr Butterwortha jest wcielony z idealnym układem różniczkującym, problem realizacyjny jest w dużym stopniu zredukowany. Bitowa stopa błędów została przeanalizowana dla  $P_1(f) = \sqrt{2T} \cos \pi f T$  i  $P_2(f) = jfB(f)$  gdzie  $B(f)$  jest dolno-przepustowym filtrem Butterwortha drugiego rzędu z 3 dB pasmem  $W=0.5R_b$ . Odpowiadająca funkcja transmitancji tego filtru jest zadana wzorem:

$$P_2(s) = \frac{s}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \quad (42)$$

gdzie  $s$  jest zespoloną częstotliwością (znormalizowana za pomocą 3 dB pasma). Właśnie ta funkcja transmitancji jest realizowana. Z tymi parami filtrów, nie tylko wydajność pasmowa jest podniesiona do 2bits/s/Hz, ale także wydajność energetyczna jest podniesiona z 11.2 dB do 10.8 dB dla bitowej stopy błędów na poziomie  $10^{-5}$ .

### 3 Podsumowanie

Podsumowując możemy powiedzieć, że Q<sup>2</sup>PSK jest nowym wydajnym systemem charakteryzującym się następującymi własnościami:

- w przypadku zastosowania prostych sinusoidalnych i cosinusoidalnych nośnych, potrzebuje dla  $P_b = 10^{-5}$  średnio 1.6dB więcej  $E_b / N_o$  niż dla MSK. Jednocześnie w zamian zyskujemy dwukrotnie większą wydajność pasmową.
- podstawowy schemat modulacji nie zapewnia stałej obwiedni. Jednakże prosty blok kodujący może rozwiązać ten problem niestety kosztem wydajności pasmowej.
- istnieje optymalna klasa sygnałów nośnych dla Q<sup>2</sup>PSK, która pozwala osiągnąć szybkość Nyquista 2 bits/s/Hz przy użyciu detekcji binarnej w ograniczonym pasmowo kanale.
- Q<sup>2</sup>PSK wydaje się być szczególnie odpowiednie dla mobilnych oraz stałych linków radiowych z problemami wielu ścieżek i zaników.

### Bibliografia

- [1] „Quadrature-Quadrature Phase-Shift Keying” Debabrata Saha, Theodore G. Birdsall, IEEE Transactions On Communications, VOL. 31, NO. 5, MAY 1989
- [2] „Channel Coding with Quadrature-Quadrature Phase Shift-Keying (Q2PSK) Signals” Debabrata Saha, Theodore G. Birdsall, IEEE Transactions On Communications, VOL. 38, NO. 4, APRIL 1990
- [3] „Digital Modulation Techniques” Fuqin Xiong, Artech House 2000;
- [4] „Systemy telekomunikacyjne cz.1 i 2” Kimon Haykin, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności;
- [5] „Podstawy Modulacji I Detekcji” Zdzisław Papir, Wydawnictwa AGH 1992;