

**Ryszard Studański**  
**Akademia Marynarki Wojennej**

---

**Michał Brewka, Agnieszka Studańska**  
**Politechnika Gdańska**

---

**Radosław Wąs**  
**Marynarka Wojenna RP**

## **CYFROWY ODBIÓR SYGNAŁÓW SYSTEMU INMARSAT M**

### **STRESZCZENIE**

W artykule przedstawiono cyfrowe metody odbioru sygnałów systemu Inmarsat M z modulacją OQPSK. Zaprezentowano procedury synchronizacji dla potrzeb odbioru koherentnego. Podano wyniki badań symulacyjnych i analitycznych.

Słowa kluczowe:

cyfrowe przetwarzanie sygnałów, odbiór koherentny, BPSK, OQPSK, Inmarsat M.

### **WSTĘP**

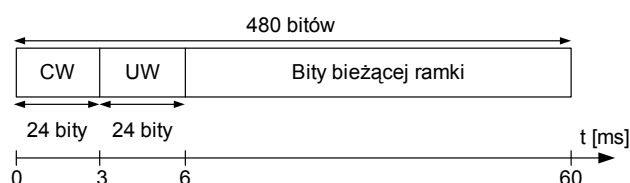
Ciągły postęp w technologii układów i podzespołów elektronicznych pozwala na coraz większe szybkości przetwarzania sygnałów. Czyni to możliwym przetwarzanie sygnałów z postaci analogowej na ich postać cyfrową na coraz wyższych częstotliwościach występowania sygnału w odbiorniku. W artykule zaproponowano cyfrową metodę synchronizacji dla potrzeb odbioru szerokopasmowego sygnałów z modulacją OQPSK. Modulacja ta jest podstawową w systemie Inmarsat M.

Przyjęto, że odbierane w szerokim paśmie sygnały będą przetwarzane metodami post-processingowymi. Podczas badań symulacyjnych założono, że częstotliwość sygnałów zapisanych będzie zbliżona do częstotliwości pośredniej (tj. 21,4 MHz) przy szerokości pasma, w którym dokonywano akwizycji sygnałów, równym 10 MHz i częstotliwość próbkowania 100 MHz.

## MODULACJA OQPSK

Modulacja OQPSK (*Offset QPSK*) stanowi odmianę modulacji QPSK. Różni się tym od QPSK, że ciąg bitów w torze Q jest opóźniony o czas trwania bitu  $T_b$  w stosunku do ciągu bitów w torze I [1]. Dzięki temu bity w torach Q i I nie zmieniają się jednocześnie. W ten sposób możliwe zmiany fazy są mniejsze (do  $90^\circ$ ) niż w modulacji QPSK (do  $180^\circ$ ). Dlatego też przy zastosowaniu nieliniowych wzmacniaczy dużej mocy modulacja OQPSK zapewnia wyższą jakość transmisji.

Postać ramki kanału transmisji danych, fonii i sygnalizacji w systemie Inmarsat M przedstawiono na rysunku 1. Szybkość transmisji wynosi 8 kb/s.

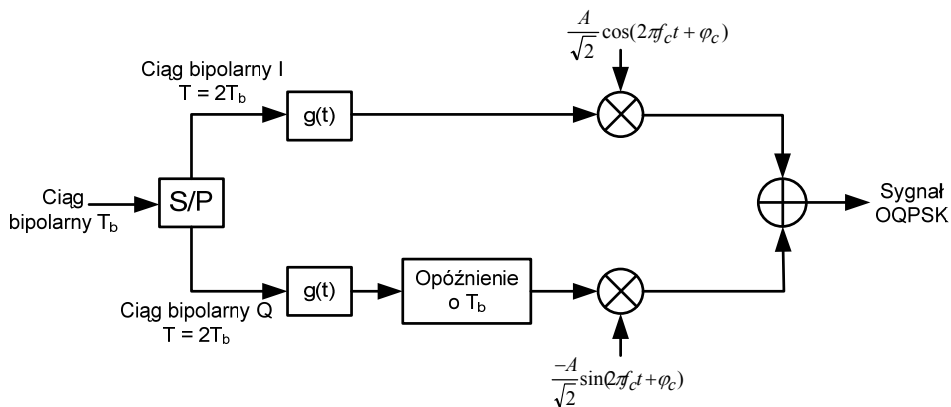


Rys. 1. Format ramki w systemie Inmarsat M: CW — ciąg 24 zer; UW — Unique Word, charakterystyczny ciąg bitów

Źródło: opracowanie własne.

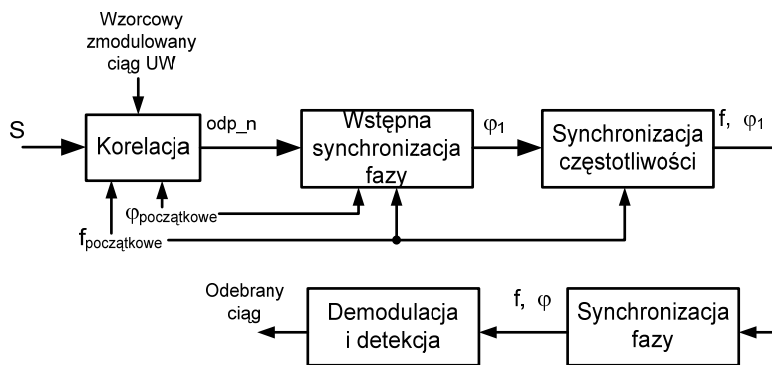
Sygnaly prostokątne w systemie Inmarsat M są kształtowane filtrem o charakterystyce podniesionego kosinusa (*Square-Root Raised Cosine*) — na rysunku 2. oznaczony jako  $g(t)$  o współczynniku poszerzenia widma  $\alpha = 0,6$  (*roll-off factor*). Tak przygotowany sygnał jest poddawany modulacji OQPSK. W celu przeprowadzenia poprawnej demodulacji należy znać częstotliwość sygnału odbieranego oraz jego fazę. Znajomość nominalnych wartości częstotliwości  $f_c$  oraz fazy  $\varphi_c$ , czyli parametrów modulatora, jest niewystarczająca, ponieważ parametry te mogą ulec zmianie podczas propagacji w rzeczywistych warunkach. W związku z tym niezbędne jest przeprowadzenie działań, które pozwoliłyby ustalić częstotliwość i fazę odbieranego sygnału, czyli synchronizację.

Synchronizację częstotliwości oraz fazy można przeprowadzić, wykorzystując ciąg zer. Jednakże nie można przyjąć, że zarejestrowany sygnał będzie rozpoczynał się od pożądanej sekwencji zer. Należy więc określić, gdzie znajduje się początek ramki. W tym celu wykorzystano charakterystyczny ciąg UW. Położenie tego ciągu można określić metodą korelacyjną. Na rysunku 3. zaprezentowano schemat blokowy toru odbiorczego.



Rys. 2. Schemat modulatora OQPSK

Źródło: F. Xiong, *Digital Modulation Techniques*, Artech House, Boston, London 2000.



Rys. 3. Schemat toru odbiorczego dla modulacji OQPSK

Źródło: opracowanie własne.

Pierwszą wykonywaną operacją jest korelacja wzajemna zapisanego ciągu danych oraz zmodulowanego wzorcowego ciągu UW, przy czym ciąg UW również ukształtowano filtrem Square-Root Raised Cosine. Wynikiem bloku korelacyjnego jest numer ( $odp\_n$ ) pierwszej próbki ciągu UW i tym samym położenie ciągu zer. Następnie wykonywana jest wstępna synchronizacja fazy. Jest ona niezbędna ze względu na specyfikę sygnału OQPSK. Gdy faza przyjęta w demodulatorze jest w przybliżeniu różna o  $\pi/2$  od fazy poszukiwanej, wówczas w znaczący sposób symbol poprzedzający ciąg zer wpływa na przebieg procesu synchronizacji częstotliwości. Nie można w tym miejscu przeprowadzić dokładnej synchronizacji fazy ze względu na brak

synchronizmu częstotliwościowego. Do synchronizacji fazy wykorzystywany jest ciąg CW, składający się z samych zer. Znana jest prawidłowa konstelacja odbieranego sygnału. Dlatego też obserwując położenie punktu konstelacji odpowiadającego symbolowi 00, można ocenić różnicę fazy pomiędzy fazą heterodyny a fazą odebranego sygnału i w ten sposób ustalić fazę początkową.

Znając przybliżoną fazę odebranego sygnału, można przeprowadzić synchronizację częstotliwości. Do synchronizacji częstotliwościowej stosowany jest również ciąg zer CW. Gdy częstotliwość sygnału odbieranego i heterodyny demodulatora różnią się, wówczas konstelacja zdemodulowanego sygnału „obraca się” (rys. 4a). Punkty konstelacji są wyznaczone w określonych odstępach czasu. Określając różnicę kątów między postępującymi po sobie punktami konstelacji, można wyznaczyć różnicę częstotliwości, która powoduje ten obrót:

$$\Delta F = \frac{\Delta\alpha}{t_0 \cdot 2 \cdot \pi}, \quad (1)$$

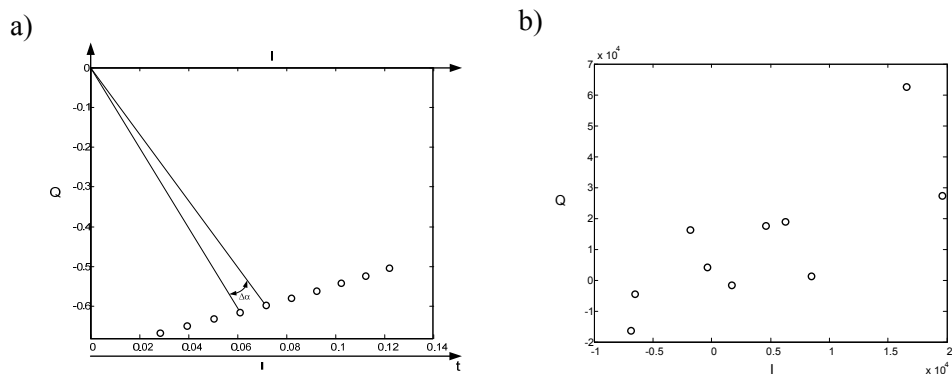
gdzie:

$\Delta F$  — różnica pomiędzy częstotliwością nośną a częstotliwością wykorzystywaną w demodulatorze;

$\Delta\alpha$  — różnica kątów pomiędzy kolejnymi punktami konstelacji;

$t_0$  — odstęp czasowy, w którym określane są kolejne punkty konstelacji.

Po skorygowaniu częstotliwości ponownie za pomocą ciągu CW przeprowadzana jest korekcja fazy. Znając fazę oraz częstotliwość odebranego sygnału, można przeprowadzić demodulację i detekcję.

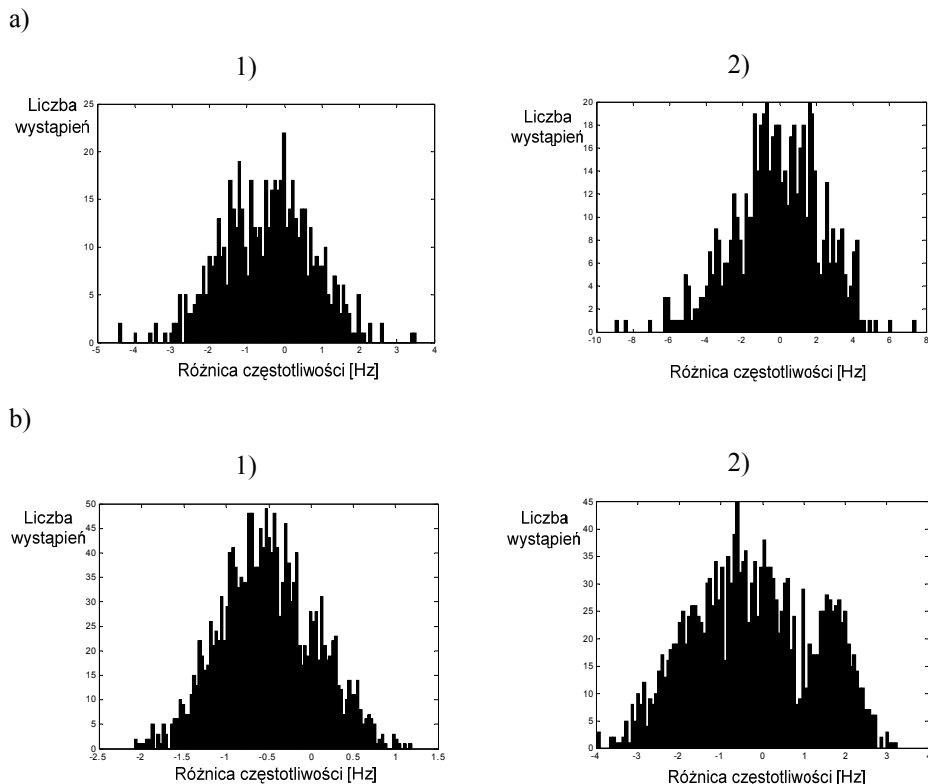


Rys. 4. Fragment konstelacji dla ciągu samych zer przy odbiorze niekoherentnym: a) przy braku szumu; b) dla SNR = -6dB

Źródło: opracowanie własne.

Na rysunku 4b widać, że obecność szumu w znaczący sposób zmienia położenie punktów konstelacji, utrudniając określenie różnicy kątowej pomiędzy dwoma kolejnymi jej punktami. Zaproponowano dwie metody synchronizacji częstotliwości. W pierwszej (metodzie sumowania) określa się wartość średnią różnicy kątowej między kolejnymi symbolami ciągu CW. Natomiast w drugiej (metodzie dwupunktowej) z ciągu 24 zer tworzy się jedynie dwa punkty konstelacji o znacząco uśrednionym szumie i dla nich określa się wartości  $\Delta\alpha$  i  $\Delta F$ .

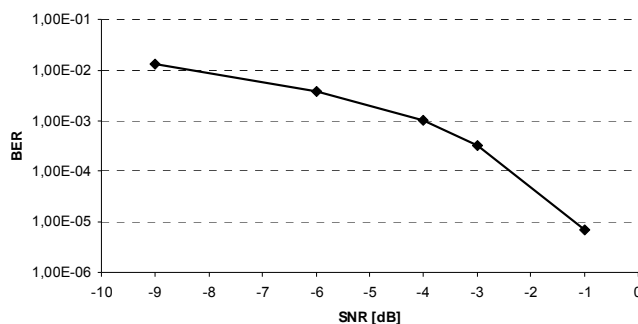
Na rysunku 5. przedstawiono histogramy odchylenia częstotliwości po synchronizacji od częstotliwości pożądanej dla dwóch różnych stosunków SNR.



Rys. 5. Histogramy odchylenia częstotliwości po synchronizacji od częstotliwości pożądanej:  
 a) dla SNR = -9 dB: a1) metoda dwupunktowa, a2) metoda sumowania; b) dla SNR = 1 dB:  
 b1) metoda dwupunktowa, b2) metoda sumowania

Źródło: opracowanie własne.

Zestawienie przedstawione na rysunku 5. dowodzi, że metoda dwupunktowa umożliwia najdokładniejszą synchronizację. Dla tej metody sprawdzono jakość transmisji w zależności od stosunku SNR (rys. 6.).



Rys. 6. Charakterystyka szumowa dla modulacji OQPSK i metody dwupunktowej

Źródło: opracowanie własne.

### ANALIZA MATEMATYCZNA MODULACJI OQPSK

Jeśli przyjmiemy schemat modulatora OQPSK taki jak na rysunku 2., wówczas zmodulowany sygnał OQPSK można zapisać za pomocą wzoru:

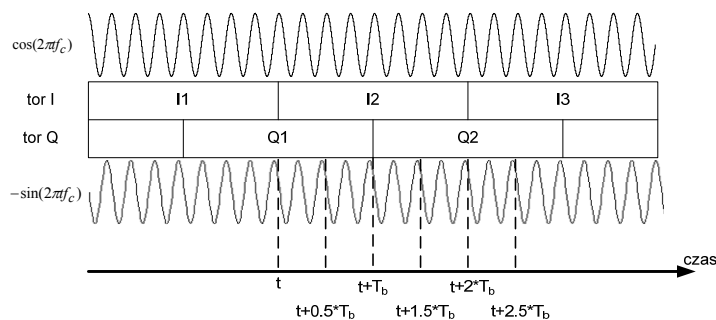
$$s_{OQPSK}(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} [I(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t + T_b) \sin(2\pi f_c t)], \quad (2)$$

gdzie:

$f_c$  — częstotliwość środkowa sygnału;

$T_b$  — czas trwania bitu.

W celu dokonania analizy należy wyobrazić sobie postać sygnału OQPSK. Na rysunku 7. przedstawiono ten sygnał.



Rys. 7. Postać sygnału OQPSK

Źródło: opracowanie własne.

Podczas analizy należy pamiętać, że ciąg w torze Q jest opóźniony o czas trwania bitu względem ciągu w torze I. Należy więc pamiętać, że podczas demodulacji, a w zasadzie całkowania i detekcji w danym torze rozpatrywany jest łączny sygnał wynikający z mnożenia przez konkretną funkcję harmoniczną zarówno sygnału pochodzącego z toru I, jak i Q. Należy jeszcze pamiętać, że zakres całkowania odpowiadający danemu bitowi w jednym torze (np. I) odpowiada zakresowi całkowania połowy bitu poprzedzającego w drugim torze (Q) i połowy bitu następnego w tym torze (Q).

Przeprowadzając analizę, dokonano pewnego uproszczenia. Otóż, w rzeczywistości ocenia się wartość danego bitu na podstawie średniej wartości próbek przypadających na ten bit. W analizie przyjęto, że średnia wartość próbek danego przedziału czasu jest równa wartości próbki występującej w połowie rozpatrywanego czasu.

Podczas analizy przyjęto oznaczenia takie jak na rysunku 7. i wyznaczano wartości odpowiadające bitom  $I2'$  oraz  $Q2'$  według reguł (3) i (5).

Po uwzględnieniu wyżej wymienionych uwag można zapisać wzór na sygnał  $I2'$  przekazywany do bloku detektora:

$$I2' = \frac{A}{2\sqrt{T}} \cdot [I2 \cos(2\pi f_c(t + T_b)) \cos(2\pi f_h(t + T_b)) + \\ - 0.5 \cdot Q1 \sin(2\pi f_c(t + 0.5 \cdot T_b)) \cos(2\pi f_h(t + 0.5 \cdot T_b)) + \\ - 0.5 \cdot Q2 \sin(2\pi f_c(t + 1.5 \cdot T_b)) \cos(2\pi f_h(t + 1.5 \cdot T_b))] \quad (3)$$

Po wykonaniu powyższych działań i uwzględnieniu filtra dolnoprzepustowego otrzymamy:

$$I2' = \frac{A}{2\sqrt{T}} \cdot [I2 \cos(2\pi(f_c - f_h)(t + T_b)) - 0.5 \cdot Q1 \sin(2\pi(f_c - f_h)(t + 0.5 \cdot T_b)) + \\ - 0.5 \cdot Q2 \sin(2\pi(f_c - f_h)(t + 1.5 \cdot T_b))] \quad (4)$$

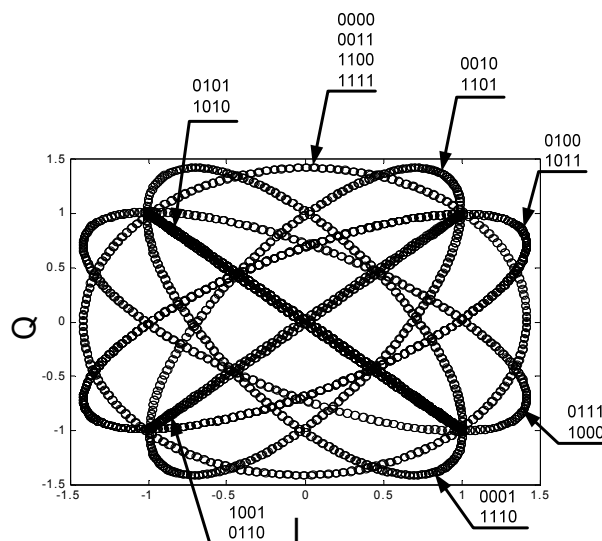
Natomiast w torze Q otrzymamy:

$$Q2' = \frac{A}{2\sqrt{T}} \cdot [Q2 \sin(2\pi f_c(t + 2T_b)) \sin(2\pi f_h(t + 2T_b)) + \\ - 0.5 \cdot I2 \cos(2\pi f_c(t + 1.5 \cdot T_b)) \sin(2\pi f_h(t + 1.5 \cdot T_b)) + \\ - 0.5 \cdot I3 \cos(2\pi f_c(t + 2.5 \cdot T_b)) \sin(2\pi f_h(t + 2.5 \cdot T_b))] \quad (5)$$

Po wykonaniu powyższych działań i uwzględnieniu filtra dolnoprzepustowego otrzymamy:

$$Q2' = \frac{A}{2\sqrt{T}} \cdot [Q2 \cos(2\pi(f_c - f_h)(t + 2T_b)) - 0.5 \cdot I2 \sin(2\pi(f_h - f_c)(t + 1.5 \cdot T_b)) + \\ - 0.5 \cdot I3 \sin(2\pi(f_h - f_c)(t + 2.5 \cdot T_b))] \quad (6)$$

Sprawdzono postać konstelacji sygnału OQPSK za pomocą środowiska Matlab. Otrzymano konstelację taką jak na rysunku 8.



Rys. 8. Analityczna konstelacja sygnału OQPSK przy odstrojeniu o 23 Hz; krzywe odpowiadają układowi bitów zapisanych według formatu [I2 I3 Q1 Q2]

Źródło: opracowanie własne.

Przedstawiona konstelacja jest zgodna z otrzymaną podczas badań symulacyjnych opisanych w [3].

## WNIOSKI

Przeprowadzone badania dowodzą, że możliwy jest odbiór pojedynczej transmisji systemu Inmarsat M z wykorzystaniem cyfrowej szerokopasmowej akwizycji sygnałów. Ponadto zbadano, że najefektywniejszą metodą synchronizacji jest metoda dwupunktowa. Przy zastosowaniu tej metody oraz kodowania Viterbiego możliwy jest odbiór sygnałów o ujemnym stosunku SNR.

*Praca naukowa finansowana ze środków na naukę w latach 2009–2011 jako projekt rozwojowy.*



## BIBLIOGRAFIA

- [1] Glover I., Grant P., *Digital Communications*, Prentice Hall, 1997 London.
- [2] Xiong F., *Digital Modulation Techniques*, Artech House, Boston — London, 2000.
- [3] Studański R., Studańska A., *Cyfrowy odbiór sygnałów OQPSK*, „Zeszyty Naukowe” AMW, 2010, nr 180A, s. 167–174.

## DIGITAL RECEPTION OF INMARSAT-M SYSTEM SIGNALS

### ABSTRACT

The paper presents digital reception methods of Inmarsat-M system signals with OQPSK modulation. It discusses methods of synchronization for coherent reception. It also includes the results of simulation and analytical investigations.

Keywords:

digital signal processing, coherent reception, OQPS, Inmarsat M.