

AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

Rozprawy
nr 39

TADEUSZ WYSOCKI jr

**CYFROWE MODULACJE
PRZYSPIESZENIA KĄTOWEGO**

BYDGOSZCZ – 1990

AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

R o z p r a w y
nr 39

TADEUSZ WYSOCKI jr

**CYFROWE MODULACJE
PRZYSPIESZENIA KĄTOWEGO**

Biblioteka Główna ATR w Bydgoszczy



00000005345

BYDGOSZCZ – 1990

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO
prof. dr hab. Ojcumiła Stefaniak

OPINIODAWCY
prof. dr inż. Zdzisław Kachlicki
doc. dr hab. Mieczysław Rydel

REDAKTOR NAUKOWY
prof. dr hab. inż. Lech J. Weiss

OPRACOWANIE TECHNICZNE
Zbigniew Gackowski



Wydano za zgodą Rektora
Akademii Techniczno-Rolniczej
w Bydgoszczy

ISSN 0209-0597

**WYDAWNICTWO UCZELNIANE AKADEMII TECHNICZNO-ROLNICZEJ
W BYDGOSZCZY**

Wyd. I. Nakład 150 egz. Ark. aut. 5,8 ark. druk. 6,75. Papier kl. III
Oddano do druku w lutym 1990 r. Druk ukończono w marcu 1990 r.
Prasowe Zakłady Graficzne RSW „Prasa-Książka-Ruch” w Bydgoszczy, ul. Dworcowa 13.
Zamówienie nr 532/90.

SPIS TREŚCI

1. Wstęp	7
2. Wprowadzenie	11
2.1 Model systemu telekomunikacyjnego	11
2.2 Modulacje typu CPM	13
2.2.1 Rozważania ogólne	13
2.2.2 Modulacje typu CPFSK	14
2.2.3 Sposoby kształtowania widma mocy sygnału zmodulowa- nego	17
2.2.4 Sposoby poprawy odporności sygnału zmodulowanego na zakłócenia	18
3. Analiza sygnału zmodulowanego	21
3.1 Uwagi wstępne	21
3.2 Model modulatora	21
3.3 Łańcuch Markowa opisujący ciąg stanów wewnętrznych modula- tora	23
3.4 Analiza widmowa sygnału zmodulowanego	24
3.4.1 Rozważania wstępne	24
3.4.2 Zależności podstawowe	26
3.4.3 Transformaty Fouriera impulsów sygnału z przyspie- szeniem kątowym modulowanym ciągiem danych cyfrowych	27
3.5 Odbiór sygnału zmodulowanego	28
3.5.1 Rozważania wstępne	28
3.5.2 Reguła decyzyjna	29
3.5.3 Prawdopodobieństwo błędnej decyzji	30
4. Prosta modulacja przyspieszenia kąowego	33
4.1 Rozważania wstępne	33
4.2 Zależności podstawowe	33
4.3 Prosta modulacja przyspieszenia kąowego ciągiem symboli kodu AMI	37
4.4 Prosta modulacja przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodów PST i MPST	45

4.5 Prosta modulacja przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodów 4B-3T	50
4.6 Prosta modulacja przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodowych kodu W3225	54
5. Zmodyfikowana modulacja przyspieszenia kąowego	59
5.1 Rozważania wstępne	59
5.2 Określenie sposobu modulacji	59
5.3 Modulacja Chirp	62
5.4 Zmodyfikowana modulacja przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodów PST i MPST	64
5.5 Zmodyfikowana modulacja przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodowych kodów 4B-3T	67
5.6 Zmodyfikowana modulacja przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodu 3B2T	70
6. Przełączane modulacje przyspieszenia kąowego	74
6.1 Rozważania wstępne	74
6.2 Zależności podstawowe	75
6.3 Deterministycznie przełączane modulacje przyspieszenia kąowego	77
6.3.1 Rozważania wstępne	77
6.3.2 Okresowo przełączana modulacja przyspieszenia kąowego	78
6.4 Niedeterministycznie przełączane modulacje przyspieszenia kąowego	81
6.4.1 Rozważania wstępne	81
6.4.2 Przełączana ciągiem zer modulacja przyspieszenia kąowego	81
6.4.3 Przełączana informacją modulacja przyspieszenia kąowego	85
7. Podsumowanie	89
8. Zakończenie	94
Literatura	97

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEN

- A - amplituda
- $A(\eta)$ - znormalizowana gęstość widmowa mocy
- $(BIN^{(n)})$ - ciąg danych binarnych
- $C(ps)$ - współczynnik zawartości mocy sygnału zmodulowanego w znormalizowanym pasmie ps
- $e(t)$ - sygnał modulujący
- f - częstotliwość
- f_0 - częstotliwość środkowa
- $F=(f_i)$ - zbiór słów wejściowych modulatora
- $(f^{(n)})$ - ciąg słów wejściowych modulatora
- $G=(g_k(\cdot))$ - przestrzeń słów wyjściowych modulatora
- $(g^{(n)})$ - ciąg słów wyjściowych modulatora
- $h(t)$ - funkcja jednostkowa określona zal. (4.22)
- k - jednostkowa wartość przyspieszenia kąowego
- m - wskaźnik modulacji
- P_e - prawdopodobieństwo błędnej decyzji
- P_e^* - górna granica prawdopodobieństwa błędnej decyzji
- P_{be} - wynikowa stopa błędów
- P_S - wektor prawdopodobieństw stacjonarnych łańcucha Markowa opisuującego ciąg stanów wewnętrznych modulatora
- P_{SS} - macierz prawdopodobieństw przejść łańcucha Markowa opisuującego ciąg stanów wewnętrznych modulatora
- $q_a(t)$ - jednostkowy impuls przyspieszenia kąowego
- $q_f(t)$ - jednostkowy impuls częstotliwości
- $q_p(t)$ - jednostkowy impuls fazy
- $S=(s_1)$ - zbiór stanów wewnętrznych modulatora
- $(s^{(n)})$ - ciąg stanów wewnętrznych modulatora
- $S(\omega)$ - gęstość widmowa mocy sygnału zmodulowanego

- S_b - gęstość widmowa mocy szumu białego
 $S_c(\omega)$ - składowa ciągła widma mocy
 $S_d(\omega)$ - składowa prążkowa widma mocy
 t - czas
 T - odstęp jednostkowy modulacji
 $x(t)$ - sygnał zmodulowany
 $X(\omega)$ - transformata Fouriera sygnału zmodulowanego
 y_0 - znormalizowana częstotliwość środkowa
 $(\alpha^{(n)})$ - ciąg elementarnych symboli danych
 $(\beta^{(n)})$ - ciąg impulsów sygnału zmodulowanego
 φ_0 - faza początkowa
 $\varphi(t, (\alpha^{(n)}))$ - niosąca informację składowa kąta fazowego
 ψ_1 - przesunięcie fazowe wnoszone przez impulsy typu $\beta_1(\cdot)$
 $A[\cdot]$ - funkcja wiarygodności
 ρ - znormalizowany stosunek sygnału do szumu
 η - częstotliwość znormalizowana
 $\sigma(N)$ - bieżąca suma cyfrowa

1. WSTĘP

W początkowym okresie rozwoju radiofonii zaobserwowano, że zwiększanie pasma częstotliwości zajmowanego przez sygnał radiowy może prowadzić, bez zwiększania mocy sygnału, do poprawy jakości transmisji. Efekt ten został teoretycznie uzasadniony w 1948 roku przez Shannona i jest praktycznie wykorzystywany do dnia dzisiejszego. Przykładem tego może być szeroko obecnie stosowana cyfrowa transmisja sygnałów analogowych.

Jednakże, w wielu przypadkach, swobodne poszerzanie pasma częstotliwości zajmowanego przez przesyłany sygnał nie jest już możliwe. Ograniczenie to zaczyna występować w przypadku satelitów telekomunikacyjnych wykorzystywanych do przekazywania tysięcy rozmów telefonicznych oraz wielu kanałów telewizyjnych. Ponadto, dostępne pasmo częstotliwości radiowych musi wystarczyć nie tylko dla usług obecnie realizowanych, ale również dla usług przyszłych. Jest to szczególnie istotne przy organizacji systemów łączowej komunikacji ruchomej, łączności radiowej w sieciach komputerowych, systemów zdalnego nadzoru medycznego i systemów telekonferencyjnych.

Powstaje więc problem: „jak zmniejszyć szerokość pasma częstotliwości zajmowanego przez sygnał bez konieczności zwiększania mocy sygnału, przy jednoczesnym zachowaniu aktualnego poziomu świadczonych usług” [4]. Dla jego rozwiązania, w ostatnich latach, na całym świecie opracowano wiele różnych metod modulacji nośnej fali harmonicznej sygnałem cyfrowym [1-3, 5, 8, 9, 15, 23, 30, 40, 43, 44, 57, 65, 68, 75, 83, 92, 98, 100, 106]. Opracowane metody umożliwiają lepsze wykorzystanie dostępnego pasma częstotliwości, lecz dla zapewnienia odpowiedniej jakości transmisji wymagają bardziej skomplikowanych metod odbioru, niż w przypadku stosowania metod konwencjonalnych takich, jak [13, 14, 17, 22, 41, 49, 79, 108]:

- cyfrowa modulacja amplitudy,
- cyfrowa modulacja fazy,
- cyfrowa, różnicowa modulacja fazy,
- cyfrowa modulacja częstotliwości.

Praktyczne zastosowanie niekonwencjonalnych metod modulacji stało się możliwe dzięki opracowaniu superszybkich scalonych układów wielkiej skali integracji umożliwiających realizację algorytmu Viterbi'ego w czasie rzeczywistym.

Jedną z takich niekonwencjonalnych modulacji jest cyfrowa modulacja przyspieszenia kąowego opracowana przez autora i opisana w [112-121, 123-125]. Stanowi ona rozwinięcie myśli podanej przez Johnstone'a i Tibbsa w [104] oraz jest pokrewna do modulacji Chirp [18, 24, 28, 32, 50] stosowanej w systemach szerokopasmowych, zwanej niekiedy linearną modulacją częstotliwości i będącą szczególnym przypadkiem zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąowego (zob. rozdz. 5.3).

W niniejszej pracy przedstawione są podstawowe właściwości sygnału z cyfrową modulacją przyspieszenia kąowego dla różnych postaci sygnału modulującego, a także właściwości sygnałów uzyskiwanych w wyniku stosowania pokrewnych metod modulacji, tj. zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąowego i przełączanych modulacji przyspieszenia kąowego.

We wprowadzeniu zawartym w rozdziale 2 omawiany jest pokrótce ogólny model cyfrowego systemu telekomunikacyjnego oraz podane są podstawowe zależności służące do opisu sygnałów typu CPM (ang. Continuous Phase Modulation) ze szczególnym uwzględnieniem sygnałów z cyfrową modulacją częstotliwości z ciągłą fazą (CPFSK - Continuous Phase Frequency Shift Keying). W rozdziale tym omawiane są także metody wykorzystywane do zawężania pasma częstotliwości potrzebnego do transmisji sygnału zmodulowanego, w tym metoda prowadząca do otrzymania sygnału z cyfrową modulacją przyspieszenia kąowego oraz niektóre metody stosowane do poprawy jakości transmisji.

Badanie właściwości sygnałów z modulacjami typu CPM, a w szczególności z cyfrowymi modulacjami przyspieszenia kąowego wymagają stosowania wyspecjalizowanych metod analizy sygnałów. W literaturze polskiej brak jest do tej pory pełnego i jednolitego przedstawienia takich metod. Dlatego w rozdziale 3 podano taki, zdaniem autora, jednolity sposób analizy podstawowych właściwości sygnału zmodulowanego, tj. przebiegu widma mocy sygnału zmodulowanego sygnałem losowym oraz odporności sygnału zmodulowanego na zakłócenia addytywnym białym szumem gaussowskim przy odbiorze sygnału wg. algorytmu MLSE (ang. Maximum Likelihood Sequence Estimation). Wszystkie prezentowane w pracy wyniki zostały uzyskane w wyniku obliczeń wykonanych według metod podanych w tym rozdziale.

W rozdziale 4 podano podstawowe zależności opisujące sygnał z cyfrową modulacją przyspieszenia kąowego, zwaną, dla odróżnienia od metod modulacji prezentowanych w dalszych rozdziałach, prostą modulacją przyspieszenia kąowego. W rozdziale tym przedstawiono również wyniki analizy sygnału zmodulowanego dla kilku różnych postaci sygnału modulującego.

W rozdziałach 5 i 6 podano podstawowe zależności i wyniki analizy sygnałów ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąowego oraz sygnałów z przełączanymi modulacjami przyspieszenia kąowego.

Rozdział 7 poświęcony jest porównaniu między sobą prezentowanych w pracy cyfrowych sposobów modulacji przyspieszenia kąowego, ze względu na

efektywność wykorzystania pasma częstotliwości oraz sprawność energetyczną. Ponadto, w rozdziale tym dokonano porównania uzyskanych wyników z otrzymywanymi w przypadku modulacji MSK (Minimum Shift Keying).

W rozdziale 8 przedstawione są uwagi końcowe i wnioski dotyczące możliwości praktycznego wykorzystania omawianych w pracy cyfrowych modulacji przyspieszenia kąтового.

Analizę sygnałów zmodulowanych przeprowadzono w pracy przy założeniu, że pierwotna informacja binarna stanowi ciąg impulsów o wyrazach niezależnych i jednakowych prawdopodobieństwach wystąpienia zera i jedynki. Nie jest to bynajmniej następstwem ograniczeń stosowalności przyjętych metod analizy, a wynika z faktu, iż przy takim założeniu w literaturze podawane i porównywane są, na ogół, parametry sygnałów zmodulowanych.

Niektóre z wyników analizy sygnału z modulacjami przyspieszenia kąowego dla przypadku niejednakowych prawdopodobieństw wystąpienia zera i jedynki podawane są przez autora w literaturze [112, 113, 114, 121].

Praca niniejsza jest próbą jednolitego przedstawienia teorii cyfrowych modulacji przyspieszenia kąowego. Stanowi ona w dużej mierze rozwinięcie, uściślenie i scalenie odpowiednich fragmentów prac autora [112-124]. Duża część prezentowanych wyników oraz niektóre rozważania teoretyczne nie były do tej pory publikowane.

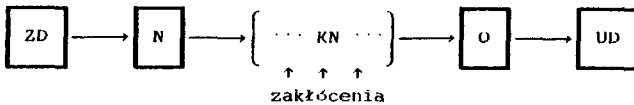
2. WPROWADZENIE

2.1 Model systemu telekomunikacyjnego

Systemy telekomunikacyjne można, w ogólności, podzielić na dwie podstawowe grupy, tj.:

- systemy analogowe,
- systemy cyfrowe.

W cyfrowych systemach telekomunikacyjnych przekazywane są informacje cyfrowe, mające zwykle postać ciągów informacji elementarnych, niezależnie od tego czy jest to system transmisji danych, czy też inny system cyfrowy. W ogólnym przypadku, telekomunikacyjny system cyfrowy (zob. rys. 1) składa



Rys.1 Schemat blokowy telekomunikacyjnego systemu cyfrowego

się z następujących bloków funkcjonalnych:

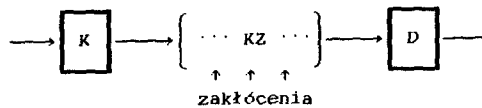
- ZD - źródła danych,
- N - nadajnika,
- KN - kanału,
- O - odbiornika,
- UD - ujścia danych.

Szczegółowy opis poszczególnych bloków funkcjonalnych czytelnik może znaleźć w dowolnej pracy z dziedziny teorii informacji, (np. [85]). W pracach tych część systemu od wejścia nadajnika N do wyjścia odbiornika O nazywana jest kanałem kodowym, w którego skład wchodzi (zob. rys. 2):

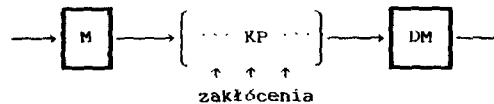
- K - koder realizujący proces kodowania informacyjnego [85],
- KZ - kanał ziarnisty,
- D - dekoder realizujący, w zasadzie, funkcję odwrotną do realizowanej przez koder K.

Kanał ziarnisty KZ jest tutaj rozumiany (zob. rys. 3) jako łańcuchowe

połączenie modulatora (M), kanału podkładowego (KP) oraz demodulatora (DM).



Rys. 2 Schemat blokowy kanału podkładowego



Rys. 3 Schemat blokowy kanału ziarnistego

Zadaniem modulatora M jest przyporządkowywanie podawanym na jego wejście ciągom kodowym takich, możliwych do transmisji w danym kanale podkładowym, sygnałów, aby w demodulatorze DM możliwe było odtwarzanie nadawanych ciągów kodowych. Kanał podkładowy KP może być, w ogólnym przypadku, albo kanałem cyfrowym, albo analogowym.

W przypadku kanałów analogowych, a takich właśnie kanałów dotyczy rozważania zawarte w niniejszej pracy, podstawowym parametrem opisującym kanał podkładowy jest użyteczne pasmo częstotliwości, tj. pasmo częstotliwości leżące wewnątrz kanału, dla którego zniekształcenia są dostatecznie małe (na ogół jest ono węższe, niż pasmo całego kanału). Na krańcach pasma kanału zniekształcenia mogą bowiem być bardzo duże i uniemożliwiać wykorzystanie tych części pasma kanału do transmisji.

Ponadto, bardzo istotnymi parametrami kanału są:

- dopuszczalna moc transmitowanego sygnału,
- średnia moc szumów występujących w kanale.

Parametry te, w połączeniu z wykorzystywalną do transmisji szerokością pasma kanału, umożliwiają wyznaczenie mierzonej w [bit/s], maksymalnej przepustowości C kanału podkładowego. Jest ona określona za pomocą wzoru Shannona [85]:

$$C_2 = \Delta f \cdot \log \left(1 + \frac{W_S}{W_Z} \right) \text{ [bit/s]}, \quad (2.1)$$

gdzie:

- Δf - użyteczna szerokość pasma w hercach,
- W_S - unormowana średnia moc sygnału,

W_z - średnia moc szumu w kanale.

Wzór (2.1) prawdziwy jest, gdy spełnione są następujące założenia [85]:

- szum w kanale podkładowym jest addytywnym, niezależnym od sygnałów wejściowych, stacjonarnym, gaussowskim szumem białym,
- średnia moc sygnału wejściowego jest ustalona i wynosi W_g .

Osiągane praktycznie przepływności binarne są, na ogół, znacznie mniejsze od maksymalnych, określonych za pomocą wzoru (2.1). Ze względów ekonomicznych dąży się jednak do takiego wyboru metody modulacji, aby dla danego kanału podkładowego uzyskać jak najwyższą przepływność binarną.

Ponadto, aby informacja na wyjściu kanału ziarnistego była jak najbardziej zbliżona do informacji na wejściu, sygnał transmitowany w kanale podkładowym powinien umożliwiać synchronizację pracy nadajnika i odbiornika (jest to szczególnie istotne przy odbiorze koherentnym).

2.2 Modulacje typu GPM

2.2.1 Rozważania ogólne

W ostatnich latach, w celu lepszego wykorzystania dostępnego pasma częstotliwości, znacznie wzrosło zainteresowanie (np. [8, 9, 10, 12, 68, 71, 73, 75, 84, 90, 91]) sygnałami zmodulowanymi o kącie fazowym opisywanym funkcją ciągłą w czasie. Zainteresowanie to wynika głównie z faktu, iż sygnały uzyskiwane w wyniku często stosowanej w praktyce wielowartościowej, kluczowanej modulacji fazy, M-PSK (ang. M-ary Phase Shift Keying), dla M równego 2 lub 4, charakteryzują się wprawdzie dobrą odpornością na zakłócenia, ale, ze względu na nieciągłości fazy, zajmują szerokie pasmo częstotliwości. Pasma to bywa, na ogół, ograniczane za pomocą filtrów nadawczych, jednak sygnał wyjściowy filtru jest już mniej odporny na zakłócenia, a ponadto nie jest już sygnałem o stałej obwiedni.

Wady tej pozbawione są, na ogół, sygnały, w przypadku których kąt fazowy opisywany jest funkcją ciągłą w czasie, tj. sygnały z modulacjami typu GPM (ang. Continuous Phase Modulation). Przez odpowiedni dobór rodzaju modulacji GPM oraz odpowiednie ukształtowanie impulsów sygnału modulującego [2, 5, 8, 9, 10, 16, 65, 93, 101], można uzyskiwać znaczną kompresję widma mocy sygnału. Pozwala to na dobre wykorzystanie dostępnego pasma częstotliwości, a ponadto sygnały wyjściowe filtrów nadawczych są, praktycznie, także sygnałami o stałej obwiedni. Ma to szczególnie istotne znaczenie w przypadku wykorzystywania nieliniowych elementów wzmacniających, np. lampy LFB. Przy zastosowaniu odpowiednich metod odbioru, tj. reguły

MLSE (ang. Maximum Likelihood Sequence Estimation) [5, 35, 71, 84, 91, 108, 109], sygnały CPM mogą być tak samo, a nawet bardziej, odporne na zakłócenia, jak sygnały 2- lub 4-FSK.

W przypadku CPM sygnał zmodulowany $x(t, (\alpha^{(n)}))$ jest opisany zależnością [8, 9]:

$$x(t, (\alpha^{(n)})) = A \cos \left[2\pi f_0 t + \varphi(t, (\alpha^{(n)})) + \varphi_0 \right], \quad (2.2)$$

w której:

$\varphi(t, (\alpha^{(n)}))$ - niosąca informację, składowa kąta fazowego

$$\varphi(t, (\alpha^{(n)})) = 2\pi m \sum_{i=0}^{\infty} \alpha^{(i)} q_p(t-iT), \quad (2.3)$$

$(\alpha^{(n)})$ - nieskończony ciąg elementarnych symboli danych;

$$\alpha^{(i)} = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M,$$

A - amplituda sygnału zmodulowanego,

f_0 - częstotliwość nośna,

T - odstęp jednostkowy modulacji,

m - współczynnik proporcjonalności nazywany wskaźnikiem modulacji,

$q_p(t)$ - jednostkowy impuls fazy,

φ_0 - faza początkowa.

Typ modulacji CPM zależy od wyboru funkcji $q_p(t)$ opisującej kształt jednostkowego impulsu fazy. W literaturze (np. [8, 9, 10, 12, 68, 71, 73, 75, 84, 90, 91]) opisywanych jest wiele różnych modulacji CPM. W niniejszym rozdziale zostaną przedstawione reguły tworzenia sygnału zmodulowanego dla kilku z nich oraz zostaną podane niektóre ich właściwości.

2.2.2 Modulacje typu CPFSK

Spośród modulacji typu CPM najczęściej stosowane i szeroko opisywane w literaturze (np. [1, 6, 7, 13, 14, 17, 22, 29, 35, 38, 108, 109]) są modulacje typu CPFSK (ang. Continuous Phase Frequency Shift Keying). Znalazły one zastosowanie zarówno w przewodowej transmisji danych, w systemach radiokomunikacyjnych oraz w systemach łączności satelitarnej. W przypadku modulacji typu CPFSK wartość chwilowa częstotliwości sygnału zmodulowanego jest stała dla każdego jednostkowego przedziału czasu T. Funkcja $q_p(t)$ opisująca elementarny impuls fazy jest, w tym przypadku, opisana zależnością:

$$q_p(t) = \int_0^t q_f(\tau) d\tau = \begin{cases} 0 & \text{dla } t \leq 0 \\ t/LT & \text{dla } 0 \leq t \leq LT \\ 1 & \text{dla } t \geq LT, \end{cases} \quad (2.4)$$

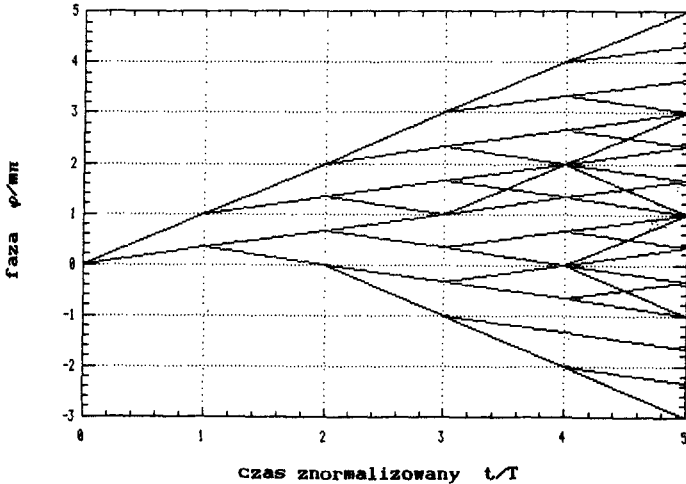
gdzie:

$q_f(t)$ - jednostkowy impuls częstotliwości:

$$q_f(t) = \begin{cases} 0 & \text{dla } t < 0 \text{ lub } t > LT \\ 1/LT & \text{dla } 0 \leq t \leq LT \end{cases} \quad (2.5)$$

L - długość impulsu $q_f(t)$, tzn. liczba elementarnych przedziałów czasu T przypadających na jednostkowy impuls częstotliwości.

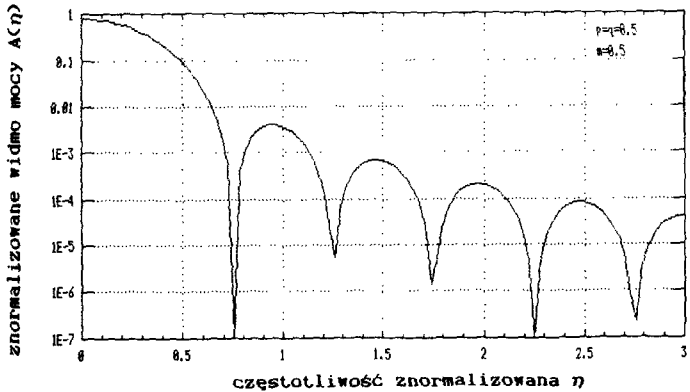
W przypadku, gdy $L=1$, sygnał zmodulowany jest tzw. sygnałem o odpowiedzi pełnej, a gdy $L \geq 2$ jest on sygnałem o odpowiedzi cząstkowej [8]. Na rys. 4 przedstawione są drzewa fazy dla binarnej modulacji CPFSK o odpowiedzi cząstkowej $L=3$.



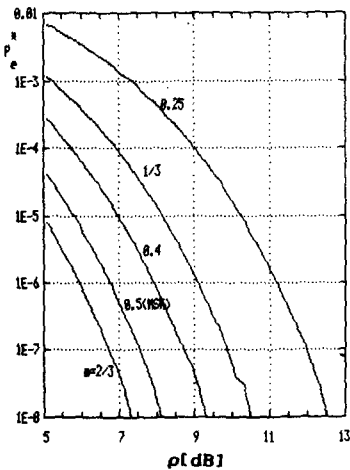
Rys.4 Drzewo fazy dla binarnej CPFSK o odpowiedzi cząstkowej

Spośród modulacji typu CPFSK o odpowiedzi pełnej ($L=1$), największe zastosowanie znalazła binarna modulacja częstotliwości, tzw. 2-CPFSK. Jest ona szeroko stosowana w systemach o małej przepływności binarnej (np. modem CCITT 600/1200 [13, 14]). Ostatnio duże zainteresowanie dotyczyło modulacji 2-CPFSK o wskaźniku modulacji m równym 0.5, nazywanej modulacją z kluczowanym minimalnym przesuwem częstotliwości MSK (ang. Minimum Frequency Shift Keying), lub szybką modulacją z kluczowanym przesuwem częstotli-

wości FFSK (ang. Fast Frequency Shift Keying) [1, 2, 3, 7, 11, 15, 16, 19, 40, 51, 62, 63, 66, 67, 70, 78, 79, 98, 101, 102].



Rys. 5 Widmo mocy sygnału z modulacją MSK



Rys. 6 Wykres górnej granicy prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy odbiorze według algorytmu MLSE sygnałów z modulacją MSK

Wykazano (zob. np. [7, 31, 40, 79]), iż sygnał z modulacją MSK może być realizowany w układzie modulatora kluczowanej modulacji fazy z przesunięciem 0-PSK (ang. Offset Phase Shift Keying), przy odpowiednim ukształtowaniu impulsów modulujących składowe synfazową i kwadraturową fazy. Sygnał z modulacją MSK charakteryzuje się dobrą odpornością na zakłócenie addytywnym białym szumem gaussowskim, t.j. taką jak sygnał z dwuwartościową

modulacją fazy i odbiorem koherentnym (zob. np. [29, 33, 45, 48, 52, 59, 63, 66]), oraz zwartym ukształtowaniem charakterystyki gęstości widmowej mocy [1, 11, 66, 78, 79], co zostało pokazane na rys. 5 i 6 na których przedstawiono wykres znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału z modulacją MSK oraz wykresy górnej granicy prawdopodobieństwa błędnej decyzji w funkcji unormowanego stosunku sygnału do szumu przy odbiorze według algorytmu MLSE.

Ze względu na swoje właściwości, sygnał z modulacją MSK jest w ostatnich latach często stosowany jako sygnał odniesienia przy porównywaniu cech sygnałów uzyskiwanych w wyniku stosowania różnych metod modulacji CPM [11, 70, 101].

2.2.3 Sposoby kształtowania widma mocy sygnału zmodulowanego

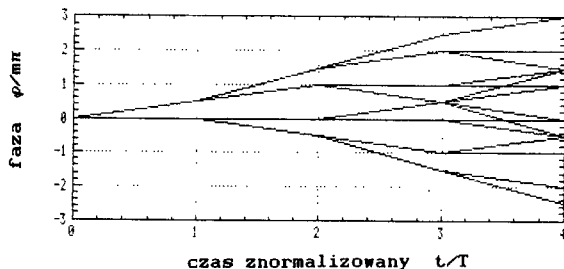
Dążenie do uzyskania jak najdalej idącej kompresji widma mocy sygnału zmodulowanego doprowadziło do opracowania szeregu interesujących koncepcji zmodyfikowanych modulacji CPFSK. W ogólnym przypadku, kompresję widma mocy sygnału zmodulowanego uzyskuje się przez wygładzenie przebiegu fazy sygnału zmodulowanego. Jednym ze sposobów prowadzących do tego celu jest stosowanie różnych od prostokątnego impulsów sygnału modulującego.

W literaturze [2, 10, 15, 23, 30, 31, 65, 78, 79, 93] rozważanych jest wiele różnych postaci zmodyfikowanych modulacji CPFSK, w których elementarny impuls $q_f(t)$ nie jest impulsem prostokątnym, a np. impulsem typu podniesionej cosinusoidy RC (ang. Raised Cosine), lub impulsem innego kształtu. Uzyskiwane w wyniku tego modulacje np. CFSK [92], SFSK [2], DSFSK [16], GFSK [65] charakteryzują się bardziej zwartą charakterystyką widma mocy niż CPFSK. Przykładowo, dla wskaźnika modulacji $m = 0.5$ asymptotyczne nachylenia charakterystyki widmowej gęstości mocy są następujące [79]:

- 60 dB/dek - modulacja CFSK,
- 80 dB/dek - modulacja SFSK,
- 120 dB/dek - modulacja DSFSK,

zamiast - 40 dB/dek, jak to ma miejsce w przypadku MSK. Inna koncepcja wygładzania przebiegu fazy sygnału zmodulowanego polega na wykorzystaniu sygnałów o odpowiedzi cząstkowej (PRS). Metodę tę po raz pierwszy opisał Lender w [55]. Uogólnił ją Kretzmer [54], wprowadzając przy tym klasyfikację sygnałów o odpowiedzi cząstkowej. Analizie sygnałów tego typu poświęcono wiele prac (np. [8, 47, 77, 79, 90, 91]). Początkowo systemy PRS były opracowywane dla transmisji w pasmie podstawowym, ale już Lender w [55] zaproponował zastosowanie sygnałów PRS jako sygnałów modulujących przy modulacji częstotliwości. Zwrócił on przy tym uwagę na dość znaczne zawężenie pasma częstotliwości zajmowanego przez sygnał zmodulowany, przy jedno-

czesnym pogorszeniu się odporności sygnału zmodulowanego na zakłócenia szumowe, odpowiadającemu obniżeniu o ok. 3dB stosunku mocy sygnału do szumu dla konwencjonalnej 2-FSK, przy detekcji opartej na obserwacji pojedynczego impulsu sygnału zmodulowanego. Zastosowanie do odbioru sygnałów PRS-FSK algorytmu MLSE [35,105] lub algorytmów suboptymalnych [19, 90, 91] pozwoliło na znalezienie klas sygnałów PRS-FSK charakteryzujących się jedynie nieznacznie mniejszą odpornością na szum od sygnałów 2-FSK o takich samych wskaźnikach modulacji, lub nawet taką samą a nawet lepszą.



Rys.7 Drzewo fazy dla sygnału PRS-FSK, modulacja typu $((1+2D^2)/4, m)$ (historia bitów "-1,+1").

Na rys.7 przedstawione jest drzewo fazy dla jednej z modulacji tego typu [91]. Przykładem takiej modulacji może być również, stosowana w praktyce, modulacja T-FSK [23, 30, 79] (Tamed FSK). Dodatkową kompresję widma można dla tych modulacji osiągnąć przez odpowiednie ukształtowanie impulsów $q_F(t)$.

Jeszcze inny sposób podejścia do zagadnienia wyrównywania przebiegu fazy sygnału zmodulowanego może polegać na wykorzystaniu wygładzających właściwości operacji całkowania. Szczególnym przypadkiem takiego podejścia jest modulacja przyspieszenia kąowego. Niektóre właściwości sygnałów z modulacją przyspieszenia kąowego omawiał autor w pracach [112-121, 123]. W dalszych rozdziałach niniejszej pracy zostaną szczegółowo omówione właściwości sygnałów tego typu dla różnych metod wstępnego kodowania sygnału modującego. Ponadto, omówione zostaną właściwości sygnałów uzyskiwanych przy zastosowaniu kilku pokrewnych metod modulacji.

2.2.4 Sposoby poprawy odporności sygnału zmodulowanego na zakłócenia

W celu poprawy odporności sygnału zmodulowanego CPFSK na zakłócenia Anderson i Taylor zaproponowali w [5] wprowadzenie do tych sygnałów wskaź-

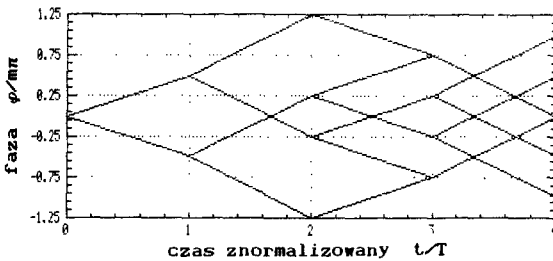
nika modulacji cyklicznie zmiennego w kolejnych odstępach modulacji. Zmiany te można uzyskać przez zmianę dewiacji częstotliwości przy stałym odstępie jednostkowym modulacji - sygnały multi-h [5, 43], lub, jak to zaproponowali Szulakiewicz i Hołubowicz w [44], przez zmianę długości odstępu modulacji - sygnały multi-T.

Dla sygnałów multi-h niosąca informację składowa $\varphi(t, (\alpha^{(n)}))$ kąta fazowego opisana jest zależnością:

$$\varphi(t, (\alpha^{(n)})) = 2\pi \sum_{i=0}^{\infty} m_i \alpha^{(i)} q_p(t-iT), \quad 1 = \text{imod } K \quad (2.8)$$

gdzie m_l oznacza l-ty wskaźnik modulacji; $m_l = m_0, m_1, \dots, m_{K-1}$.

Ograniczając zbiór $\{m_l\}$ tak, by zawierał tylko wielokrotności $\frac{1}{q}$ (q jest liczbą naturalną) otrzymuje się zasadniczą właściwość sygnałów tego typu, polegającą na tym, że w chwilach znamionnych (nT) wszystkie możliwe wartości kąta fazowego $\varphi(t, (\alpha^{(n)}))$ są wielokrotnościami $\frac{2\pi}{q}$.



Rys.8 Drzewo fazy dla sygnału multi-h (2/4, 3/4)

Na rys.8 przedstawiony jest prosty przykład drzewa fazy dla sygnału (2/4, 3/4) (wskaźnik modulacji równy na przemian 2/4 i 3/4). Z rys.8 widać, że minimalny czas, w którym różnym sekwencjom danych odpowiadają różne przebiegi faz wynosi 3T, a nie 2T jak dla CPFSK. Zastosowanie zmiennych wskaźników modulacji zwiększyło zatem odległość d_{\min} między sygnałami, zmniejszając w ten sposób prawdopodobieństwo błędu. Szczegółową analizę odporności sygnałów multi-h na zakłócenia może czytelnik znaleźć w pracach [64, 101], a analizę widmową w pracach [61, 101, 110].

Podobnie, wzrost minimalnej odległości pomiędzy różnymi sekwencjami impulsów sygnału zmodulowanego uzyskuje się w przypadku sygnałów multi-T, dla których niosąca informację składowa kąta fazowego opisana jest zależnością:

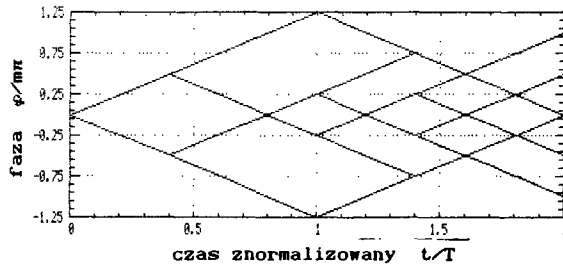
$$\varphi(t, \langle \alpha^{(n)} \rangle) = 2\pi m \sum_{i=0}^{\infty} \alpha^{(i)} q_p^{(i)}(t - iT - \Delta_i), \quad (2.9)$$

gdzie:

$$q_p^{(i)}(t) = \begin{cases} 0 & \text{dla } t \leq 0 \\ \frac{t}{T} & \text{dla } 0 \leq t \leq T_1 \\ 1 & \text{dla } t \geq T_1. \end{cases}$$

$$T = \frac{1}{K} \sum_{l=0}^{K-1} T_l.$$

$$\Delta_i = \sum_{j=0}^{l-1} (T_j - T).$$



Rys.9 Drzewo fazy dla sygnału multi-T (2/4, 3/4)

Na rys.9 przedstawiony jest wykres drzewa fazy dla sygnału multi-T (2/4, 3/4). Można zauważyć, iż podobnie jak w przypadku sygnałów multi-h minimalny czas, w którym różnym sekwencjom danych odpowiadają różne przebiegi faz jest równy trzem odstępom modulacji. Różnica polega jednak na tym, iż odstępy te nie są sobie równe, a ponadto, w drzewie fazy dla ciągu jednakowych danych otrzymuje się przebieg fazy w postaci linii prostej, a nie łamanej, jak dla sygnałów multi-h.

Szczegółową analizę właściwości sygnałów multi-T można znaleźć w pracach [44, 97-100].

Inną możliwością poprawy odporności sygnału zmodulowanego na zakłócenia szumowe, jest wstępne wyznaczenie dla sygnału zmodulowanego sekwencji danych, przy których odległość między sekwencjami impulsów sygnału zmodulowanego jest najmniejsza, a następnie takie zakodowanie danych, aby te sekwencje nie występowały, lub występowały bardzo rzadko [12, 37, 68, 75].

3. ANALIZA SYGNAŁU ZMODULOWANEGO

3.1 Uwagi wstępne

Do opisu sygnałów zmodulowanych ciągami danych cyfrowych, w szczególności, gdy sygnał modulujący jest sygnałem izochronicznym, stosowane są często [10, 20, 33, 35, 48, 53, 56, 64, 79, 82, 84, 91, 109, 124] łańcuchy Markowa, na ogół rzędu 1. Markowski model zastosowany do opisu sygnału zmodulowanego umożliwia jego analizę, nawet przy założeniu losowości sygnału modulującego (ciągu danych). Jednym z podstawowych problemów przy analizie takich sygnałów jest więc wyznaczenie łańcucha Markowa opisującego sygnał zmodulowany. Droga prowadząca do tego celu zależy w dużej mierze od przyjętego modelu modulatora oraz oczywiście od metody modulacji. Korzystając z wyznaczonego łańcucha Markowa opisującego sygnał zmodulowany, można określić podstawowe właściwości sygnału, tj. przebieg funkcji opisującej gęstość widmową mocy oraz minimalne odległości pomiędzy ciągami impulsów sygnału zmodulowanego odpowiadającymi różnym sekwencjom danych. W dostępnej literaturze brak jest kompleksowego opisu sposobów wyznaczania łańcuchów Markowa dla sygnałów CPM. Ponadto, analiza sygnałów ze zmodulowanym przyspieszeniem kątowym wymagała wprowadzenia przez autora pewnych modyfikacji do istniejących i opisywanych [35, 56, 79, 124] metod analizy. W związku z tym, w niniejszym rozdziale przedstawiony zostanie przyjęty model modulatora oraz sposób wyznaczania łańcucha Markowa opisującego sygnał zmodulowany, a także zostaną krótko omówione: metoda obliczania widma mocy sygnału zmodulowanego oraz sposób analizy odporności sygnału zmodulowanego na szum w kanale podkładowym.

3.2 Model modulatora

W procesie modulacji informacja o sygnale modulującym $e(t)$ przyporządkowywana jest niektórym parametrom przebiegu nośnego $x_0(t)$. Jeżeli sygnał modulujący $e(t)$ jest izochronicznym sygnałem cyfrowym o odstępnie jednostkowym T , przyporządkowanym ciągowi danych $(a^{(n)})$ to może on być traktowany jako sygnał PAM (Pulse Amplitude Modulation) i opisany sumą:

$$e(t) = \sum_n \alpha^{(n)} q(t-nT) ; n = 0, 1, 2, \dots, \infty, \quad (3.1)$$

w której $q(t-nT)$ jest przesuniętym w czasie impulsem jednostkowym.

W takim przypadku, również parametry modulowane przebiegu nośnego zmieniają się na ogół w sposób izochroniczny i sygnał zmodulowany $x(t)$ można też traktować jako sygnał impulsowy:

$$x(t) = \sum_n \beta^{(n)}(t-nT_w) ; n = 0, 1, 2, \dots, \infty, \quad (3.2)$$

gdzie $\beta^{(n)}(t-nT)$ oznacza n -ty wyraz ciągu, będący przesuniętym w czasie elementem przestrzeni B impulsów wyjściowych modulatora.

Niekiedy, ze względu na charakter modulacji (np. [97,61]), lub ze względu na wstępne kodowanie sygnału danych (np. [114,115]), wygodniej jest traktować sygnał modulujący $e(t)$ nie jako sygnał powiązany bezpośrednio z ciągiem danych ($\alpha^{(n)}$), lecz z ciągiem sekwencji danych ($f^{(n)}$)

$$f^{(k)} = \left[\alpha^{(k1)}, \alpha^{(k2)}, \dots, \alpha^{(kL_w)} \right] \quad (3.3)$$

nazywanych w dalszej części pracy ciągiem słów wejściowych modulatora. Parametr L_w nazywany jest długością słowa wejściowego modulatora i, w ogólnym przypadku, nie musi on być równy długości słowa wyjściowego modulatora (słowa sygnału zmodulowanego) L_w .

Sygnał zmodulowany $x(t)$ jest w takim przypadku opisywany sumą:

$$x(t) = \sum_n g^{(n)}(t-nT_w) ; n = 0, 1, 2, \dots, \infty, \quad (3.4)$$

w której:

$g^{(n)}(t-nT_w)$ - n -ty wyraz ciągu słów wyjściowych modulatora,

$$g^{(n)}(t-nT_w) = \left[\beta^{(n1)}(t-n1 \cdot T), \dots, \beta^{(nL_w)}(t-nL_w \cdot T) \right],$$

$$T_w = L_w \cdot T.$$

W dalszej części pracy, wszędzie tam gdzie nie będzie to wprowadzało niejasności, stosowany będzie zapis $g^{(i)}(\cdot)$ oraz $\beta^{(j)}(\cdot)$ zamiast $g^{(i)}(t-iT)$ oraz $\beta^{(j)}(t-jT)$.

Jeżeli przestrzenie F i G słów wejściowych i wyjściowych modulatora są przestrzeniami skończonymi, to modulator można opisać za pomocą automa-

tu skończonego. Z właściwości tej skorzystał Rydel opisując w swoich pracach (np. [80, 81]) modulator PAM (koder kodu transmisyjnego) za pomocą automatu Mealy'ego. Natomiast autor w swoich pracach [112-125] oraz autorszy pracy [126] korzystali z opisu modulatora za pomocą automatu Moore'a. Przy opisie modulatora za pomocą automatu typu Moore'a wymagana jest, na ogół, większa liczba stanów wewnętrznych, niż przy opisie za pomocą automatu Mealy'ego, jednak umożliwia on bardzo proste wyznaczanie łańcuchów Markowa opisujących sygnał zmodulowany. Dlatego więc w niniejszej pracy modulator M opisuje się za pomocą automatu typu Moore'a:

$$M = \langle F, S, G, \delta, \lambda \rangle, \quad (3.5)$$

gdzie:

$F = \{f_i, i=1, 2, \dots, N\}$ - zbiór słów wejściowych modulatora,

$S = \{s_l, l=1, 2, \dots, L\}$ - zbiór stanów wewnętrznych,

$G = \{g_k(\cdot), k=1, 2, \dots, K\}$ - przestrzeń słów wyjściowych modulatora,

$\delta: F \times S \rightarrow S$ - funkcja przejść przyporządkowująca każdej parze $\langle f^{(n)}, s^{(n)} \rangle \in F \times S$ stan $s^{(n+1)} \in S$ w następnym kroku,

$\lambda: S \rightarrow G$ - funkcja wyjść przyporządkowująca każdemu stanowi $s^{(n)} \in S$ słowo wyjściowe $g^{(n)}(\cdot) \in G$ w tym samym kroku.

Zastosowanie przyjętego modelu modulatora zostanie w dalszej części pracy (rozdz. 4.3 i 6.4.2) zilustrowane przykładami.

3.3 Łańcuch Markowa opisujący ciąg stanów wewnętrznych modulatora

W niniejszym podrozdziale podany jest sposób wyznaczania łańcucha Markowa opisującego ciąg stanów wewnętrznych modulatora. Rozważany jest przypadek, gdy ciąg danych jest stacjonarnym, losowym ciągiem słów o wyrazach niezależnych. Przypadek, gdy wyrazy tego ciągu powiązane są w jednorodny, stacjonarny i nieokresowy łańcuch Markowa rzędu 1 jest szczególnie omawiany w pracy [126].

Z przyjętego założenia wynika, że dla dowolnego $f_i \in F$, prawdopodobieństwo:

$$p_i = P\{f^{(j)} = f_i\}; \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3.6)$$

pojawienia się na j -tym miejscu w ciągu $(f^{(n)})$ elementu f_i , jest niezależne od j . Właściwości statystyczne ciągu $(f^{(n)})$ są więc całkowicie określone poprzez wektor prawdopodobieństw stacjonarnych P_f , równy:

$$P_F = [p_1, \dots, p_1, \dots, p_N]. \quad (3.7)$$

W dalszej części opracowania przyjmuje się, iż wektor ten jest znany.

Prawdopodobieństwo warunkowe

$$p_{uk} = P\{s_k^{(n+1)} | s_u^{(n)}\}; \quad u, k = 1, 2, \dots, L \quad (3.8)$$

tego, że modulator znajdzie się w stanie $s_k \in S$ w kroku $(n+1)$ -ym, pod warunkiem, że w poprzednim, t.j. n -tym kroku był on w stanie $s_u \in S$, jest równe [126]:

$$p_{uk} = \begin{cases} p_i & \text{jeżeli } \delta[f_i, s_u] = s_k \\ 0 & \text{w pozostałych przypadkach.} \end{cases} \quad (3.9)$$

Wyznaczone dla wszystkich u i k ($u, k=1, 2, \dots, L$) prawdopodobieństwa p_{uk} tworzą macierz przejść:

$$P_{SS} = [p_{uk}]_{L \times L} \quad (3.10)$$

Z dotychczasowych rozważań wynika, iż macierz prawdopodobieństw przejść P_{SS} jest niezależna od numeru kroku, t.j. od n . Zatem wyrazy stochastycznego ciągu stanów modulatora ($s^{(n)}$) są powiązane w jednorodny i stacjonarny łańcuch Markowa. Wektor prawdopodobieństw stacjonarnych

$$P_S = [p_{s_1}, \dots, p_{s_L}], \quad (3.11)$$

gdzie p_{s_i} oznacza prawdopodobieństwo stacjonarne wystąpienia stanu $s_i \in S$ można wyznaczyć z zależności [80, 126]:

$$P_S = P_S \circ P_{SS}, \quad \sum_{i=1}^L p_{s_i} = 1 \quad (3.12)$$

3.4 Analiza widmowa sygnału zmodulowanego

3.4.1 Rozważania wstępne

Jednym z podstawowych parametrów sygnału zmodulowanego jest szerokość pasma potrzebna do prawidłowej jego transmisji. Wyznacza się ją, na ogół, poprzez znalezienie przebiegu gęstości widmowej mocy, zwanej również wid-

mem mocy, sygnału zmodulowanego. Przy okresowej sekwencji modulującej problem ten sprowadza się do wyznaczenia wartości mocy przypadającej na poszczególne harmoniczne i można to wykonać wyznaczając współczynniki rozwinięcia w szereg Fouriera funkcji opisującej sygnał zmodulowany. Znacznie trudniej wyznaczyć jest przebieg widma mocy sygnału zmodulowanego w przypadku losowej sekwencji modulującej. Problemem obliczania gęstości widmowej mocy sygnałów cyfrowych modulowanych przebiegami losowymi zajmowało się wielu autorów. W szczególności rozpatrywano sygnały z cyfrową modulacją amplitudy impulsów [20, 80, 81] takie, jak np. stosowane w systemach z modulacją kodowo-impulsową PCM oraz sygnały z dyskretnymi modulacjami sinusoidalnych fal nośnych [1, 6, 10, 38, 61, 77, 89, 107, 110, 126] także, jakie stosowane są do transmisji sygnałów cyfrowych w kanałach analogowych.

W wymienionej literaturze stosowane są trzy podstawowe metody pozwalające w jednolity sposób traktować różnego rodzaju sygnały cyfrowe:

- metoda symulacyjna polegająca na wyznaczaniu transformaty Fouriera zasymulowanego przebiegu zmodulowanego (np. [110]),
- metoda korelacyjna polegająca na wyznaczaniu funkcji autokorelacji sygnału zmodulowanego, a następnie zastosowaniu twierdzenia Wienera-Chinczyna (np. [61]),
- metoda bezpośredniego wyznaczania gęstości widmowej mocy $S(\omega)$ sygnału zmodulowanego ze wzoru definicyjnego (np. [124])

$$S(\omega) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{E\{X(\omega)X^*(\omega)\}}{(2N+1)T}, \quad (3.13)$$

gdzie:

$X(\omega)$ - transformata Fouriera procesu $x(t)$

$$x(t) = \sum_n g^{(n)}(t-nT)$$

obciętego do przedziału $\langle -NT, NT \rangle$,

$X^*(\omega)$ - wielkość sprzężona z $X(\omega)$.

Zawarte w pracy wyniki obliczeń gęstości widmowej mocy zostały uzyskane przy zastosowaniu metody bezpośredniej. Została ona szczegółowo omówiona w pracach [80, 81, 126] i dlatego podane są w niniejszym rozdziale jedynie podstawowe zależności. Zostały one przekształcone w taki sposób, aby były spójne z dotychczasowymi rozważaniami. Ponadto, przez wprowadzenie niepublikowanych do tej pory, zależności (3.21) i (3.22) metoda staje się bardziej efektywna i dostosowana do obliczeń w przypadku bardzo licznych zbiorów stanów wyjściowych modulatora.

3.4.2 Zależności podstawowe

Jeżeli ciąg $(s^{(n)})$ jest opisany za pomocą jednorodnego, stacjonarnego i aperiodycznego łańcucha Markowa rzędu 1, to proces $x(t)$ można przedstawić jako:

$$x(t) = \sum_n \bar{g}(t-nT) + \sum_n h^{(n)}(t-nT), \quad (3.14)$$

gdzie:

$$\bar{g}(t) = E\{g(t)\} = \sum_{k=1}^L p_{s_k} \lambda(s_k), \quad (3.15)$$

$$h_k(t) = \lambda(s_k) - \bar{g}(t). \quad (3.16)$$

Pierwsza suma we wzorze (3.14) reprezentuje zdeterminowany sygnał okresowy, a więc związana jest z nią składowa prążkowa $S_d(\omega)$ widma mocy, wyrażająca się wzorem [80, 81]:

$$S_d(\omega) = \frac{2\pi}{T^2} |G(\omega)|^2 \sum_r \delta\left(\omega - \frac{2\pi r}{T}\right), \quad (3.17)$$

gdzie:

$G(\omega)$ - transformata Fouriera funkcji $\bar{g}(t)$,

$\delta(x)$ - dystrybucja Diraca.

Druga suma we wzorze (3.14) reprezentuje proces o zerowej wartości średniej, zatem związana jest z nią składowa ciągła $S_c(\omega)$ widma mocy opisana zależnością [80]:

$$S_c(\omega) = \frac{1}{T} \left\{ P_h H^* + 2\text{Re} \left[\sum_{l=1}^{\infty} P_h (P_{SS})^{l-1} H^* e^{j\omega l T} \right] \right\}, \quad (3.18)$$

gdzie:

$$P_h = [p_{s_1} H_1(\omega), \dots, p_{s_1} H_1(\omega), \dots, p_{s_L} H_L(\omega)] \quad (3.19)$$

$$H = [H_1(\omega), \dots, H_1(\omega), \dots, H_L(\omega)], \quad (3.20)$$

$H_i(\omega)$ - transformata Fouriera funkcji $h_i(t)$,

H^* - wektor sprzężony z wektorem H .

Wzór (3.18) można sprowadzić do postaci rekurencyjnej, wygodnej do obliczeń maszynowych. Wystarczy zauważyć, iż spełniona jest zależność:

$$P_h(P_{SS})^i = P_h(P_{SS})^{(i-1)}P_{SS}. \quad (3.21)$$

Zatem wzór (3.18) można zapisać w postaci:

$$S_c(\omega) = 2\text{Re} \left[\sum_{l=0}^{\infty} Q_h^l H^* e^{j\omega l T} \right] - Q_h^0 H^*, \quad (3.22)$$

przy czym:

$$Q_h^0 = P_h, \quad Q_h^1 = P_h(P_{SS})^1 = Q_h^{(1-1)}P_{SS}.$$

3.4.3 Transformaty Fouriera impulsów sygnału z przyspieszeniem kątowym modulowanym ciągiem danych cyfrowych

Z rozważań przeprowadzonych w poprzednim podrozdziale wynika, że do obliczeń gęstości widmowej mocy sygnału zmodulowanego, oprócz znajomości łańcucha Markowa ciągu $(s^{(n)})$, konieczna jest znajomość transformat Fouriera funkcji opisujących słowa, które to, na podstawie twierdzenia o przesunięciu [21], można opisać za pomocą transformat pojedynczych impulsów sygnału zmodulowanego.

W sygnale z przyspieszeniem kątowym modulowanym sygnałem cyfrowym, przy prostokątnym impulsie modulującym, jak to będzie wykazane w dalszych rozdziałach, występują trzy podstawowe typy impulsów, tj.: impulsy typu $\beta_+(\cdot)$ o częstotliwości liniowo narastającej (dodatnia wartość przyspieszenia kąowego), typu $\beta_0(\cdot)$ o częstotliwości stałej (zerowa wartość przyspieszenia kąowego) i impulsy typu $\beta_-(\cdot)$ o częstotliwości liniowo opadającej (ujemna wartość przyspieszenia kąowego). Transformaty Fouriera takich impulsów można wyznaczyć korzystając ze wzoru definicyjnego z twierdzenia o przesunięciu [21] oraz z właściwości funkcji Fresnela [39, 46]. Są one odpowiednio równe:

$$B_+(\omega) = \frac{A}{2} \left[\frac{\pi}{|k|} \right]^{0.5} \left\{ e^{-j\varphi^+} e^{j\eta^2} \left[\left[C(\mu) - C(\eta) \right] - j \left[S(\mu) - S(\eta) \right] \right] + e^{j\varphi^+} e^{-j\kappa^2} \left[\left[C(\xi) - C(\tau) \right] + j \left[S(\xi) - S(\tau) \right] \right] \right\}, \quad (3.23)$$

$$B_0(\omega) = \frac{AT}{2} \left[e^{-j\varphi^0} e^{-j\delta} \text{sinc}(\delta) + e^{j\varphi^0} e^{-j\kappa} \text{sinc}(\kappa) \right], \quad (3.24)$$

$$B_-(\omega) = \frac{A}{2} \left(\frac{\pi}{|k|} \right)^{0.5} \left\{ e^{-j\varphi^-} e^{-j\mu^2} \left[\left[C(\mu) - C(\eta) \right] + j \left[S(\mu) - S(\eta) \right] \right] + e^{j\varphi^+} e^{j\tau^2} \left[\left[C(\xi) - C(\tau) \right] + j \left[S(\xi) - S(\tau) \right] \right] \right\}, \quad (3.25)$$

gdzie:

$$\eta = \lambda(\omega + \omega_{op}), \quad \mu = \lambda(\omega + \omega_{op} + \Delta\omega), \quad \xi = \lambda(\omega - \omega_{op} + \Delta\omega),$$

$$\tau = \lambda(\omega - \omega_{op}), \quad \lambda = \frac{\pi}{T} \left(\frac{2}{|k|} \right)^{0.5}, \quad \kappa = \frac{T}{2} (\omega - \omega_{op}),$$

$$\theta = \frac{T}{2} (\omega + \omega_{op}), \quad \text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x},$$

ω_{op} - pulsacja początkowa impulsu,

$|k|$ - wartość bezwzględna przyspieszenia kąowego,

φ^+ , φ^0 , φ^- - fazy początkowe impulsów $\beta_+(\cdot)$, $\beta_0(\cdot)$, $\beta_-(\cdot)$,

$C(x)$, $S(x)$ - funkcje Fresnela [39, 46].

Wzory (3.23) do (3.25) posłużyły do maszynowych obliczeń transformat Fouriera w programie wyznaczającym gęstość widmową mocy sygnału zmodulowanego.

3.5 Odbiór sygnału zmodulowanego

3.5.1 Rozważania wstępne

Modulacje przyspieszenia kąowego należą do szerokiej klasy modulacji kąowych typu CPM, w przypadku których wartość kąta fazowego opisywana jest funkcją ciągłą w czasie. Problematyką odbioru sygnałów takiego typu zajmowało się wielu autorów [8, 9, 10, 19, 29, 33, 35, 37, 42, 45, 48, 52, 53, 59, 62, 63, 64, 66, 71, 73, 76, 84, 90, 91, 97, 99, 103, 105, 108, 109]. Forney w [35] wykazał, iż optymalnym algorytmem koherentnego odbioru sygnałów opisywalnych za pomocą modelu Markowa sygnałów typu CPM, jest algorytm MLSE (ang. Maximum Likelihood Sequence Estimation). W literaturze opisywano również wiele różnych metod odbioru suboptymalnego (np. [19, 42, 62, 90, 91]), w przypadku których jakość podejmowanych decyzji, dla dużych stosunków sygnału do szumu, jest na ogół zbliżona do uzyskiwanej przy zastosowaniu algorytmu MLSE.

W niniejszym rozdziale przedstawiona jest, jednolita dla wszystkich rozważanych w pracy rodzajów modulacji, reguła decyzyjna, oparta na wykozystaniu algorytmu MLSE, a ponadto, podany jest sposób szacowania prawdo-

podobieństwa błędnej decyzji przy dużym stosunku sygnału do szumu. Wszystkie rozważania ograniczone są do przypadku, gdy szum w kanale jest addytywnym białym szumem gaussowskim. Założenie takie powoduje, co prawda, nieuwzględnianie wielu możliwych rodzajów zakłóceń (np. zakłóceń o charakterze multiplikatywnym), lecz jest bardzo często przyjmowane w literaturze ze względu na znaczną komplikację rozważań przy przyjęciu innego, nie-gaussowskiego modelu zakłóceń.

3.5.2 Reguła decyzyjna

REG 10

Przestrzeń B impulsów wyjściowych można w przypadku modulacji przyspieszenia kąowego podzielić na r rozłącznych podprzestrzeni B_1, B_2, \dots, B_r , a w odbiorniku należy podejmować decyzje, do której podprzestrzeni B_i należy nadany impuls.

W detektorze suboptymalnym decyzja o k -tym impulsie sygnału modulującego $\alpha^{(k)}$ zostaje podjęta na podstawie obserwacji sygnału odebranego $r(t)$ w przedziale czasu długości NT. Tak więc odbiornik obserwuje sygnał:

$$r(t) = \sum_{i=k}^{k+N} \beta^{(i)}(\cdot) + n(t), \quad (3.26)$$

gdzie:

$n(t)$ - addytywny szum biały o gęstości widmowej mocy S_b ,
 $\beta^{(i)}(\cdot)$ - i -ty impuls wychodzący z modulatora.

Przy $N \rightarrow \infty$ z detektora suboptymalnego otrzymuje się detektor typu MLSE.

Reguła decyzyjna dla takiego detektora ma postać:

- nadano impuls $\beta^{(k)}(\cdot)$ należący do podprzestrzeni B_i , jeżeli:

$$\max_{(\alpha^{(n)})_{k+1}^{k+N}} \Lambda \left[r(t), \alpha_i, (\alpha^{(n)})_{k+1}^{k+N} \right] \geq \max_{\alpha_j, (\alpha^{(n)})_{k+1}^{k+N}} \Lambda \left[r(t), \alpha_j, (\alpha^{(n)})_{k+1}^{k+N} \right] \quad (3.27)$$

gdzie:

$(\alpha^{(n)})_{k+1}^{k+N}$ - podciąg $\alpha^{(k+1)}, \alpha^{(k+2)}, \dots, \alpha^{(k+N)}$ ciągu $(\alpha^{(n)})$

$\Lambda[\cdot]$ - funkcja wiarygodności równa [9]:

$$\begin{aligned} \Lambda \left[r(t), \alpha_i, (\alpha^{(n)})_u^v \right] &= \\ &= \exp \left\{ \left[-\frac{2}{S_b} \right] \int_{uT}^{vT} \left[r(t) - \beta \left[t, \alpha_i, (\alpha^{(n)})_u^v \right] \right]^2 dt \right\} P \left\{ \alpha_i, (\alpha^{(n)})_u^v \right\}, \quad (3.28) \end{aligned}$$

$\beta(t, \alpha_1, (\alpha^{(n)})_u^v)$ - podciąg impulsów sygnału zmodulowanego odpowiadający sekwencji danych $\alpha_1, \alpha^{(u)}, \dots, \alpha^{(v)}$;

$P\{\alpha_1, (\alpha^{(n)})_u^v\}$ - prawdopodobieństwo wystąpienia podciągu $\alpha_1, \alpha^{(u)}, \dots, \alpha^{(v)}$ w ciągu $(\alpha^{(n)})$.

3.5.3 Prawdopodobieństwo błędnej decyzji

Dla modulacji wielowartościowej, w tym również dla wielowartościowej modulacji przyspieszenia kąтового, prawdopodobieństwo P_e błędnej decyzji można zdefiniować wzorem:

$$P_e = \sum_{\alpha_i} P\{\alpha_i\} P\{\hat{\alpha}^{(k)} \neq \alpha_i \mid \alpha^{(k)} = \alpha_i\} \quad (3.29)$$

gdzie:

$P\{\hat{\alpha}^{(k)} \neq \alpha_i \mid \alpha^{(k)} = \alpha_i\}$ - prawdopodobieństwo warunkowe podjęcia decyzji, iż nadano impuls $\beta^{(k)}$ odpowiadający symbolowi różnemu od α_i , gdy w rzeczywistości nadano impuls odpowiadający symbolowi α_i ,

$P\{\alpha_i\}$ - prawdopodobieństwo stacjonarne wystąpienia symbolu α_i w sygnale modulującym; dla kodów o stałej, równej Lwe długości słowa jest ono równe:

$$P\{\alpha_i\} = \frac{1}{Lwe} \sum_{r^i \in F} P\{r^i\}, \quad (3.30)$$

r^i - słowo wejściowe modulatora, w skład którego wchodzi symbol α_i ,

$P\{r^i\}$ - prawdopodobieństwo stacjonarne wystąpienia słowa r^i w sygnale modulującym.

Z rozważań przeprowadzonych w pracach [69, 87, 88] wynika, iż, przy przyjętej regule decyzyjnej, prawdopodobieństwo $Pe_{j,1}^k$ przekłamania pomiędzy dwoma podciągami $(\beta_j^{(n)})_k^{k+N}$ i $(\beta_1^{(n)})_k^{k+N}$ ciągu $(\beta^{(n)})$ impulsów sygnału zmodulowanego różniącymi się przynajmniej pierwszymi wyrazami (β_j, β_1) jest równe:

$$P_{e_{j,1}}^k = Q \left[\frac{d \left[\left(\beta_j^{(n)} \right)_k^{k+N}, \left(\beta_1^{(n)} \right)_k^{k+N} \right]}{2S_b} \right] \quad (3.31)$$

gdzie:

$Q(x)$ - funkcja błędu, równa

$$Q(x) = (2\pi)^{-0.5} \int_x^{\infty} \exp(-0.5u^2) du, \quad (3.32)$$

$d[\cdot]$ - odległość w sensie przestrzeni L^2 [111].

Zatem, korzystając z właściwości prawdopodobieństwa warunkowego oraz faktu, iż prawdopodobieństwo sumy zdarzeń jest nie większe od sumy prawdopodobieństw tych zdarzeń, prawdopodobieństwo P_e^k błędnej decyzji o k -tym impulsie sygnału zmodulowanego można oszacować z zależności:

$$P_e^k \leq \sum_{\substack{(\beta_j^{(n)})_k^{k+N} \\ j=1}} \sum_{\substack{(\beta_1^{(n)})_k^{k+N} \\ j=1}} P \left\{ \left(\beta_j^{(n)} \right)_k^{k+N} \right\} \cdot P_{e_{j,1}}^k \quad (3.33)$$

gdzie $P \left\{ \left(\beta_j^{(n)} \right)_k^{k+N} \right\}$ - prawdopodobieństwo wystąpienia podciągu $(\beta_j^{(n)})_k^{k+N}$ w ciągu $(\beta^{(n)})$.

Natomiast, dla dużych stosunków sygnału do szumu, przyjmując iż d_{\min}^j jest minimalną, dla wszystkich możliwych k , odległością pomiędzy parami podciągów $\langle (\beta_j^{(n)})_k^{k+N}, (\beta_1^{(n)})_k^{k+N} \rangle$; $j=1$, całkowite prawdopodobieństwo P_e błędnej decyzji spełnia zależność:

$$P_e \leq \sum_j \sum_{(\beta_j^{(n)})_N^{\min}} P \left\{ \left(\beta_j^{(n)} \right)_N^{\min} \right\} Q \left[\frac{d_{\min}^j}{2S_b} \right] \quad (3.34)$$

gdzie:

$(\beta_j^{(n)})_N^{\min}$ - rozpoczynający się od impulsu należącego do podprzestrzeni B_j $(N+1)$ -elementowy podciąg ciągu $(\beta_j^{(n)})$, który bez zaburzenia reguł tworzenia sygnału zmodulowanego może zostać zastąpiony takim podciągiem $(\beta_1^{(n)})_N$; $l=j$, iż:

$$d \left[\left(\beta_j^{(n)} \right)_N^{\min}, \left(\beta_1^{(n)} \right)_N \right] = d_{\min}^j. \quad (3.35)$$

W niektórych przypadkach nieco wygodniejsza do obliczeń może być następująca postać oszacowania:

$$P_e \leq \sum_j \sum_{(\alpha_j^{(n)})_N^{\min}} P\{(\alpha_j^{(n)})_N^{\min}\} Q\left\{\frac{d_{\min}^j}{2S_b}\right\} \quad (3.36)$$

gdzie $(\alpha_j^{(n)})_N^{\min}$ - taki podciąg ciągu danych, któremu odpowiada podciąg $(\beta_j^{(n)})_N^{\min}$ w sygnale zmodulowanym.

Wynika to z faktu, iż dla każdego podciągu $(\beta_j^{(n)})_N^{\min}$ spełniona jest zależność:

$$P\{(\beta_j^{(n)})_j^{\min}\} \leq P\{(\alpha_j^{(n)})_N^{\min}\}. \quad (3.37)$$

Ze względu na trudności związane z analitycznym wyznaczeniem wartości d_{\min}^j oraz zbioru par $\langle (\beta_j^{(n)})_N^{\min}, (\beta_1^{(n)})_N \rangle$, zostały one we wszystkich przykładach rozważanych w dalszych rozdziałach wyznaczone w sposób numeryczny za pomocą programu DIST napisanego w języku FORTRAN 77 dla maszyn serii IBM PC i kompatybilnych. Program DIST wyznacza minimum odległości po zbiorze wszystkich możliwych, dla zadanego N, par podciągów $\langle (\beta_j^{(n)})_N^{\min}, (\beta_1^{(n)})_N \rangle$.

O jakości systemu transmisyjnego decyduje nie tylko jakość samej reguły decyzyjnej, tj. nie tylko prawdopodobieństwo błędnej decyzji przy określonym stosunku sygnału do szumu, lecz również to, ile błędów w odtworzonym sygnale binarnym spowoduje pojedyncza błędna decyzja. To, że jedna błędna decyzja w odbiorniku może powodować więcej niż jeden błąd binarny wynika z faktu, iż przekłamania występują nie między pojedynczymi impulsami a między sekwencjami impulsów (pary $\langle (\beta_j^{(n)})_N^{\min}, (\beta_1^{(n)})_N \rangle$), a ponadto, sygnał modulujący, jak to będzie dalej wykazane, w przypadku modulacji przyspieszenia kątownego jest sygnałem kodowym, co może dodatkowo wprowadzać powielanie błędów przy dekodowaniu [95].

4. PROSTA MODULACJA PRZYSPIESZENIA KĄTOWEGO

4.1 Rozważania wstępne

Jak już wspomniano w rozdz.2, właściwości sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kątownego są, przez autora dość szczegółowo opisywane w literaturze [112, 113, 116+120, 125]. Większość tych pozycji (z wyjątkiem [113]) poświęcona jest przypadkowi, gdy sygnał modulujący jest ciągiem symboli kodu AMI [25,26]. W niniejszym rozdziale przedstawione są podstawowe (szerokość pasma, odporność na zakłócenia szumowe) właściwości sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kątownego, gdy sygnał modulujący jest ciągiem symboli kodu AMI oraz ciągiem słów kodowych kodów PST lub MPST [94], FOMOT-M [82], MS4-3 [36] i W3225, który to kod został specjalnie opracowany przez autora w celu wstępnego kodowania danych dla wielowartościowej modulacji przyspieszenia kątownego. Kod ten po raz pierwszy jest opisywany w niniejszej pracy.

4.2 Zależności podstawowe

W przypadku prostej modulacji przyspieszenia kątownego wartość chwilowa fazy sygnału zmodulowanego $x(t)$ spełnia zależność [112, 116]:

$$\frac{d^2}{dt^2} [\varphi(t)] = 2\pi mf(t), \quad (4.1)$$

gdzie:

- $f(t)$ - sygnał modulujący,
- $\varphi(t)$ - wartość chwilowa fazy,
- m - wskaźnik modulacji.

Sygnał zmodulowany jest więc opisany wzorem:

$$x(t) = A \cos \left[\omega_0 t + \varphi_0 + 2\pi m \int_0^t \int_0^\tau f(\theta) d\theta d\tau \right]. \quad (4.2)$$

Jeżeli sygnał modulujący $f(t)$ jest izochronicznym sygnałem cyfrowym o odstępnie jednostkowym T , to sygnał zmodulowany można opisać zależnością:

$$x(t, (\alpha^{(n)})) = A \cos \left[\omega_0 t + \varphi_0 + 2\pi m \sum_{i=0}^{\infty} \alpha^{(i)} \int_0^t \int_0^{\tau} q_a(\theta - iT) d\theta d\tau \right] \quad (4.3)$$

gdzie $q_a(t)$ - jednostkowy impuls przyspieszenia kąowego.

Niosąca informację składowa $\varphi(t, (\alpha^{(n)}))$ kąta fazowego jest więc równa:

$$\varphi(t, (\alpha^{(n)})) = 2\pi m \sum_{i=0}^{\infty} \alpha^{(i)} \int_0^t \int_0^{\tau} q_a(\theta - iT) d\theta d\tau. \quad (4.4)$$

Jeżeli funkcja $q_a(t)$ nie posiada punktów nieciągłości trzeciego rodzaju [21] - a warunek ten jest spełniony dla wszystkich realizowalnych fizycznie funkcji $q_a(t)$ - to składowa $\varphi(t, (\alpha^{(n)}))$ kąta fazowego jest opisana sumą funkcji ciągłych w czasie, a więc sama też jest funkcją ciągłą w czasie. Zatem prosta modulacja przyspieszenia kąowego jest modulacją typu CPM.

Przy prostokątnym jednostkowym impulsie przyspieszenia kąowego $q_a(t)$:

$$q_a(t) = \begin{cases} \frac{1}{T^2} & \text{dla } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{dla pozostałych } t, \end{cases} \quad (4.5)$$

jednostkowy impuls fazy wyraża się wzorem:

$$q_p(t) = \int_0^t \int_0^{\tau} q_a(\theta) d\theta d\tau = \begin{cases} 0 & \text{dla } t \leq 0 \\ \frac{t^2}{2T^2} & \text{dla } 0 \leq t \leq T \\ \frac{t}{T} & \text{dla } t > T. \end{cases} \quad (4.6)$$

Uwzględniając to w zal. (4.4), otrzymuje się:

$$\varphi(t, (\alpha^{(n)})) = 0.5 \epsilon^{(N)} (t - NT)^2 + (\omega^{(N)} - \omega_0) (t - NT), \quad (4.7)$$

gdzie:

N - liczba impulsów sygnału zmodulowanego zakończonych do chwili t ,
 $\epsilon^{(N)}$ - przyspieszenie kątowe, równe:

$$\epsilon^{(N)} = \frac{2\pi m}{T^2} \alpha^{(N)}, \quad (4.8)$$

$\omega^{(N)}$ - pulsacja początkowa N -tego impulsu sygnału zmodulowanego,
 równa:

$$\omega^{(N)} = \omega_0 + \frac{2\pi m}{T} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha^{(i)}. \quad (4.9)$$

Z zależności (4.7) i (4.9) wynika, iż sygnał z prostą modulacją przyspieszenia kąтового może być realizowalny fizycznie wtedy i tylko wtedy, gdy sygnał modulujący jest sygnałem o ograniczonych wahaniami bieżącej sumy cyfrowej $\sigma(N)$ definiowanej wzorem [80]:

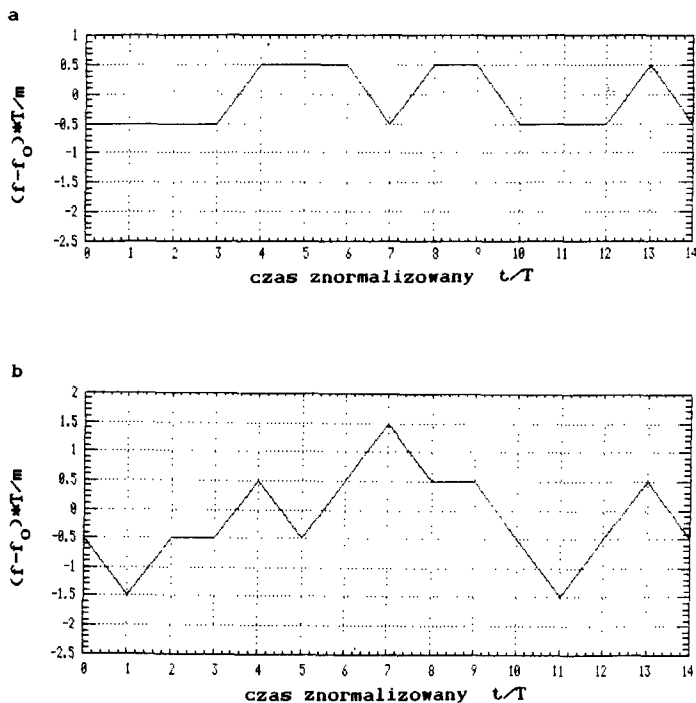
$$\sigma(N) = \sum_{i=0}^N \alpha^{(i)} + \sigma_0 \quad (4.10)$$

gdzie σ_0 oznacza początkową wartość bieżącej sumy cyfrowej.

Wahania te, dla bipolarnego ($\alpha^{(i)} \in \{ "+1", "-1" \}$) ciągu o wyrazach statystycznie niezależnych mogą przyjmować wartości dowolne (zob. np. [80]). Sygnał taki trzeba więc, przed podaniem na wejście modulatora realizującego prostą modulacją przyspieszenia kąтового, przekształcić w taki sposób, aby wahania bieżącej sumy cyfrowej uzyskanego sygnału były ograniczone. Można to osiągnąć za pomocą kodowania przy użyciu jednego z wielopoziomowych kodów transmisyjnych posiadających tę właściwość. Z zależności (4.9) wynika, iż wahania pulsacji $\omega^{(N)}$ są liniowo zależne od wahań bieżącej sumy cyfrowej $\sigma(N)$ sygnału modulującego. Zatem, ze względu na szerokość pasma częstotliwości potrzebnego do transmisji sygnału zmodulowanego, korzystny jest wybór takiego kodu, aby wahania $\sigma(N)$ były jak najmniejsze. Właściwość tę dobrze ilustruje rys.10, na którym przedstawiony jest przebieg znormalizowanej częstotliwości chwilowej sygnału zmodulowanego:

$$f_n(t) = (f(t) - f_0) \frac{T}{m} \quad (4.11)$$

gdy sygnał modulujący jest: a) ciągiem symboli kodu AMI, b) ciągiem symboli kodu PST.



Rys.10 Przebieg znormalizowanej częstotliwości chwilowej sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kąowego, gdy sygnał modulujący jest: a) ciągiem symboli kodu AMI, b) ciągiem słów kodu PST (pierwotna sekwencja binarna: "00010011010011")

Z rozważań przeprowadzonych w rozdziale 3 wynika, iż w celu określenia takich właściwości sygnału zmodulowanego, jak: przebieg funkcji opisującej gęstość widmową mocy i odporność sygnału na zakłócenia szumowe w kanale podkładowym, należy wyznaczyć przestrzenie impulsów B oraz słów G wyjściowych modulatora, znaleźć łańcuch Markowa w jaki powiążane są wyrazy ciągu $(s^{(n)})$ stanów wewnętrznych modulatora i określić funkcję modulacji λ : $S \rightarrow G$. Zarówno łańcuch Markowa ciągu $(s^{(n)})$, jak i przestrzenie B i G oraz funkcja λ zależą od [112, 116]:

- wyboru kodu transmisyjnego służącego do zakodowania informacji binarnej,
- wartości wskaźnika modulacji m ,
- wartości znormalizowanej częstotliwości środkowej y_0 sygnału zmodulowanego, równej:

$$y_0 = f_0 T \quad (4.12)$$

- wartości amplitudy A oraz fazy początkowej φ_0 .

W większości przypadków, ze względu na założenie pełnego synchronizmu, bez zmiany ogólności można przyjąć $\varphi_0=0$.

Przy wyznaczaniu łańcucha Markowa opisującego ciąg $(s^{(n)})$ oraz znajdowaniu elementów przestrzeni B i G należy zauważyć, że:

- w ciągu słów kodowych wielopoziomowych kodów transmisyjnych występują impulsy o wartościach parami równych co do wartości bezwzględnej oraz brak impulsu, tj.:

$$\alpha^{(i)} = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (4.13)$$

a więc w sygnale zmodulowanym występują impulsy o parami równych wartościach bezwzględnych przyspieszenia kąowego, tj. ϵ_+ i ϵ_- , $2\epsilon_+$ i $2\epsilon_-$

$$|\epsilon_+| = |\epsilon_-| = k, \quad (4.14)$$

przy czym z zal. (4.8) wynika, że:

$$k = \frac{2\pi m}{T^2}, \quad (4.15)$$

- pulsacja początkowa $\omega^{(N)}$ N -tego impulsu w sygnale zmodulowanym jest opisana zal. (4.9), a liczba wartości przyjmowanych przez pulsację $\omega^{(N)}$; $N=0,1,2,\dots$, jest równa liczbie wartości przyjmowanych przez bieżącą sumę cyfrową $\sigma(N)$ sygnału modulującego,
- faza początkowa impulsu $(n+1)$ -ego jest równa wartości początkowej fazy impulsu n -tego zwiększonej o przesunięcie fazowe wnoszone przez ten właśnie n -ty impuls.

4.3 Prosta modulacja przyspieszenia kąowego ciągiem symboli kodu AMI

Kod AMI (ang. Alternate Mark Inversion) jest najprostszym kodem transmisyjnym o ograniczonych wahanach bieżącej sumy cyfrowej. Jest to kod linearny z kodowaniem wstępnym [80, 83]. Kod ten (zob. np. [80]) może być jednak traktowany jako kod alfabetyczny o stałej, równej 1, długości słowa. Reguła kodowania polega na tym, iż zero w sygnale binarnym odpowiada zero w ciągu kodowym kodu AMI, natomiast jedynki w sygnale binarnym kodowane są naprzemian jako +1 i jako -1. Wahanie bieżącej sumy cyfrowej $\sigma(N)$ sygnału kodowego są więc równe 1. Jeżeli przyjmąc, iż kodowanie rozpo-

czyzna się od alfabetu F_1 a początkowa wartość bieżącej sumy cyfrowej $\sigma(0)=-0.5$, to bieżąca suma cyfrowa w ciągu kodowym kodu AMI przyjmuje dwie wartości $+0.5$ i -0.5 . Pulsacja początkowa $\omega^{(N)}$ przyjmuje w takim przypadku też dwie wartości:

$$\omega_d = \omega_0 - \frac{m\pi}{T}, \quad (4.16)$$

$$\omega_g = \omega_0 + \frac{m\pi}{T}. \quad (4.17)$$

Z właściwości kodu AMI wynika, iż w sygnale zmodulowanym mogą wystąpić cztery typy impulsów: $\beta_I(t)$, $\beta_{II}(t)$, $\beta_{III}(t)$ i $\beta_{IV}(t)$ opisane zależnościami:

$$\beta_I(t) = Ah(t)\cos\left[\left(\omega_0 - \frac{m\pi}{T}\right)t + \varphi_I^{(i)}\right], \quad (4.18)$$

$$\beta_{II}(t) = Ah(t)\cos\left[\left(\omega_0 - \frac{m\pi}{T}\right)t + 0.5kt^2 + \varphi_{II}^{(i)}\right], \quad (4.19)$$

$$\beta_{III}(t) = Ah(t)\cos\left[\left(\omega_0 + \frac{m\pi}{T}\right)t + \varphi_{III}^{(i)}\right], \quad (4.20)$$

$$\beta_{IV}(t) = Ah(t)\cos\left[\left(\omega_0 + \frac{m\pi}{T}\right)t - 0.5kt^2 + \varphi_{IV}^{(i)}\right], \quad (4.21)$$

gdzie:

$$h(t) = \begin{cases} 1 & \text{dla } 0 \leq t < T \\ 0 & \text{w pozostałych przypadkach,} \end{cases} \quad (4.22)$$

$\varphi_I^{(i)}$, $\varphi_{II}^{(i)}$, $\varphi_{III}^{(i)}$, $\varphi_{IV}^{(i)}$ - wartości początkowe fazy odpowiednio impulsów $\beta_I^{(i)}$, $\beta_{II}^{(i)}$, $\beta_{III}^{(i)}$, $\beta_{IV}^{(i)}$ w i -tym kroku.

Impulsy te odpowiadają odpowiednio, symbolom "0" i "+1" z alfabetu F_1 oraz symbolom "0" i "-1" z alfabetu F_2 w ciągu symboli kodu AMI.

Przesunięcia fazowe ψ_I , ψ_{II} , ψ_{III} , ψ_{IV} wnoszone przez impulsy typu $\beta_I^{(i)}$, $\beta_{II}^{(i)}$, $\beta_{III}^{(i)}$, $\beta_{IV}^{(i)}$ są równe:

$$\psi_I = \omega_0 T - m\pi, \quad \psi_{II} = \psi_{IV} = \omega_0 T, \quad \psi_{III} = \omega_0 T + m\pi, \quad (4.23)$$

Ze względu na to, iż długość słowa jest w przypadku kodu AMI równa 1, przestrzenie B impulsów wyjściowych modulatora i G słów wyjściowych pokrywają się. Można zauważyć (zob. np. [112]), iż przestrzenie B i G są

przestrzeniami skończonymi, gdy wskaźnik modulacji m oraz znormalizowana częstotliwość środkowa n_0 są liczbami wymiernymi.

Przy takim założeniu łańcuch Markowa ciągu $(s^{(n)})$ można wyznaczyć posługując się metodą przedstawioną w rozdziale 3, co zostanie zilustrowane poniższym przykładem.

P r z y k ł a d 1

Należy wyznaczyć łańcuch Markowa opisujący ciąg $(s^{(n)})$, dla modulatora realizującego prostą modulację przyspieszenia kąowego, gdy sygnał modulujący jest ciągiem symboli kodu AMI powstałym w wyniku zakodowania ciągu binarnego o wyrazach niezależnych i prawdopodobieństwach stacjonarnych wystąpienia zera i jedynki równych odpowiednio q i p . Szybkość modulacji $\nu_m = 600$ bodów, wskaźnik modulacji $m = 0.5$, częstotliwość środkowa $f_0 = 1200$ Hz, a faza początkowa φ_0 w chwili $t = 0$ jest równa 0.

R o z w i ą z a n i e

Pulsacje graniczne ω_d i ω_g są, na podstawie zal. (4.17) i (4.16) równe:

$$\omega_d = 2400\pi - 300\pi = 2100\pi \text{ [rd/s]}, \quad \omega_g = 2400\pi + 300\pi = 2700\pi \text{ [rd/s]}.$$

Wartość bezwzględna k przyspieszenia kąowego jest (zob. zal. (4.15)) równa: $k = 3.6 \cdot 10^5 \pi \text{ [rd/s}^2\text{]}$, a znormalizowana częstotliwość środkowa y_0 jest równa 2.

Ponieważ $m = 0.5$ i $y_0 = 2$, więc przestrzeń G jest przestrzenią skończoną. Przesunięcia fazowe wnoszone przez impulsy poszczególnych typów są odpowiednio równe:

$$\psi_I = 4\pi - 0.5\pi, \quad \psi_{II} = \psi_{IV} = 4\pi, \quad \psi_{III} = 4\pi + 0.5\pi.$$

Wzięte mod. 2π wartości tych przesunięć są odpowiednio równe:

$$\tilde{\psi}_I = 1.5\pi, \quad \tilde{\psi}_{II} = \tilde{\psi}_{IV} = 0, \quad \tilde{\psi}_{III} = 0.5\pi.$$

Zbiór Φ faz początkowych, dla poszczególnych typów impulsów wyjściowych modulatora, jest więc zbiorem czteroelementowym, a przestrzenie B i G są przestrzeniami szesnastoelementowymi o elementach opisanych wzorami:

$$\beta_1(t) = \xi_1(t) = Ah(t)\cos(2100\pi t).$$

$$\beta_2(t) = \xi_2(t) = Ah(t)\cos(2100\pi t + 1.8 \cdot 10^5 \pi t^2),$$

$$\beta_3(t) = \xi_3(t) = Ah(t)\cos(2100\pi t + 0.5\pi),$$

$$\beta_4(t) = \xi_4(t) = Ah(t)\cos(2100\pi t + 1.8 \cdot 10^5 \pi t^2 + 0.5\pi),$$

$$\beta_5(t) = \xi_5(t) = Ah(t)\cos(2100\pi t + \pi),$$

$$\beta_6(t) = \xi_6(t) = Ah(t)\cos(2100\pi t + 1.8 \cdot 10^5 \pi t^2 + \pi),$$

$$\beta_7(t) = \xi_7(t) = Ah(t)\cos(2100\pi t + 1.5\pi),$$

$$\beta_8(t) = \xi_8(t) = Ah(t)\cos(2100\pi t + 1.8 \cdot 10^5 \pi t^2 + 1.5\pi),$$

$$\beta_9(t) = \xi_9(t) = Ah(t)\cos(2700\pi t),$$

$$\beta_{10}(t) = \xi_{10}(t) = Ah(t)\cos(2700\pi t - 1.8 \cdot 10^5 \pi t^2),$$

$$\beta_{11}(t) = \xi_{11}(t) = Ah(t)\cos(2700\pi t + 0.5\pi),$$

$$\beta_{12}(t) = \xi_{12}(t) = Ah(t)\cos(2700\pi t - 1.8 \cdot 10^5 \pi t^2 + 0.5\pi),$$

$$\beta_{13}(t) = \xi_{13}(t) = Ah(t)\cos(2700\pi t + \pi),$$

$$\beta_{14}(t) = \xi_{14}(t) = Ah(t)\cos(2700\pi t - 1.8 \cdot 10^5 \pi t^2 + \pi),$$

$$\beta_{15}(t) = \xi_{15}(t) = Ah(t)\cos(2700\pi t + 1.5\pi),$$

$$\beta_{16}(t) = \xi_{16}(t) = Ah(t)\cos(2700\pi t - 1.8 \cdot 10^5 \pi t^2 + 1.5\pi).$$

Przy tym elementy o numerach 1÷8 odpowiadają symbolom kodu AMI należącym do alfabetu F_1 , a elementy o numerach 9÷16 należącym do alfabetu F_2 . Ponadto elementy o numerach nieparzystych odpowiadają "0" w ciągu danych binarnych, a o numerach parzystych odpowiadają "1".

Traktując układ koder AMI - modulator łącznie, t.j. jako modulator, na którego wejście podawany jest stacjonarny, losowy ciąg binarny o wyrazach niezależnych, można go opisać wykorzystując metodę podaną w rozdz. 3.2.

Przyjmując, że zbiór S stanów wewnętrznych modulatora jest zbiorem 16-to elementowym, a funkcja wyjść λ jest dana zależnością:

$$\xi_1(\cdot) = \lambda(s_i)$$

oraz korzystając z wyznaczonych przesunięć fazowych wnoszonych przez poszczególne typy impulsów i uwzględniając to, iż w kodzie AMI zmiana alfabetów wywołana jest pojawieniem się symbolu "1" na wejściu koderu,

otrzymuje się funkcję przejść $\delta: FxS \rightarrow S$ dla rozważanego układu:

$$\begin{array}{llll}
 \delta(0, s_1) = s_7, & \delta(0, s_2) = s_9, & \delta(0, s_3) = s_1, & \delta(0, s_4) = s_{11}, \\
 \delta(0, s_5) = s_3, & \delta(0, s_6) = s_{13}, & \delta(0, s_7) = s_5, & \delta(0, s_8) = s_{15}, \\
 \delta(0, s_9) = s_{11}, & \delta(0, s_{10}) = s_1, & \delta(0, s_{11}) = s_{13}, & \delta(0, s_{12}) = s_3, \\
 \delta(0, s_{13}) = s_{15}, & \delta(0, s_{14}) = s_5, & \delta(0, s_{15}) = s_9, & \delta(0, s_{16}) = s_7, \\
 \delta(1, s_1) = s_8, & \delta(1, s_2) = s_{10}, & \delta(1, s_3) = s_2, & \delta(1, s_4) = s_{12}, \\
 \delta(1, s_5) = s_4, & \delta(1, s_6) = s_{14}, & \delta(1, s_7) = s_6, & \delta(1, s_8) = s_{16}, \\
 \delta(1, s_9) = s_{12}, & \delta(1, s_{10}) = s_2, & \delta(1, s_{11}) = s_{14}, & \delta(1, s_{12}) = s_4, \\
 \delta(1, s_{13}) = s_{16}, & \delta(1, s_{14}) = s_6, & \delta(1, s_{15}) = s_{10}, & \delta(1, s_{16}) = s_8.
 \end{array}$$

Wektor P_F prawdopodobieństw stacjonarnych opisujących ciąg symboli binarnych jest znany i równy: $P_F = [q, p]$.

Na podstawie znajomości funkcji $\delta: FxS \rightarrow S$ wyznacza się (zob.zal.3.9) macierz P_{SS} prawdopodobieństw przejść pomiędzy stanami. Jest ona równa:

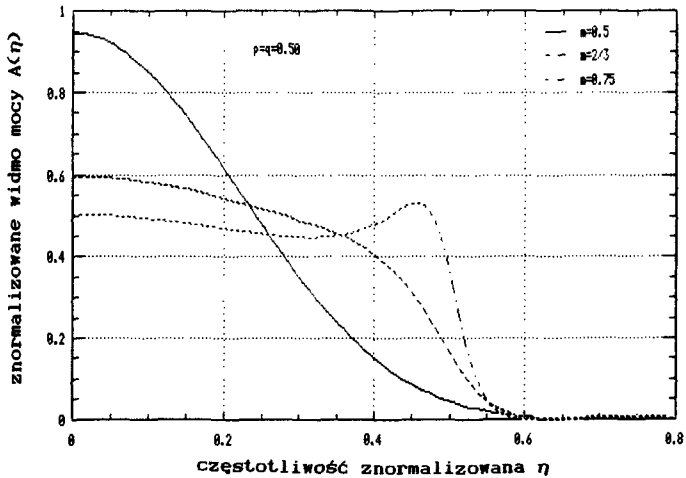
$$P_{SS} = \begin{bmatrix}
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 q & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & p & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & q & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & p & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & q & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & p \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & p & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 q & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & p & 0 & 0 \\
 0 & 0 & q & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & p \\
 0 & 0 & 0 & 0 & q & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
 \end{bmatrix}$$

Natomiast wektor prawdopodobieństw stacjonarnych P_S wyznacza się z zależności (3.12). Jest on równy:

$$P_S = \frac{1}{8} [q, p, q, p, q, p, q, p, q, p, q, p, q, p, q, p].$$

Wektor P_S oraz macierz P_{SS} w pełni opisują łańcuch Markowa ciągu $(s^{(n)})$.

Korzystając ze znajomości łańcucha Markowa ciągu $(s^{(n)})$ stanów wyjściowych modulatora, przestrzeni G słów wewnętrznych modulatora oraz funkcji wyjść λ : $S \rightarrow G$ można obliczyć, posługując się metodą podaną w rozdz.3.3, gęstość widmową mocy sygnału zmodulowanego.

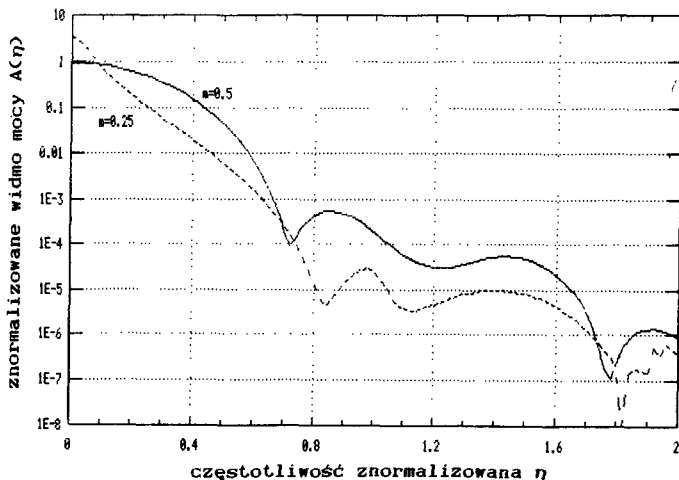


Rys.11 Wykresy $A(\eta)$ znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kąтового ciągiem symboli kodu AMI dla różnych wartości wskaźnika modulacji m ; $p = q = 0.5$

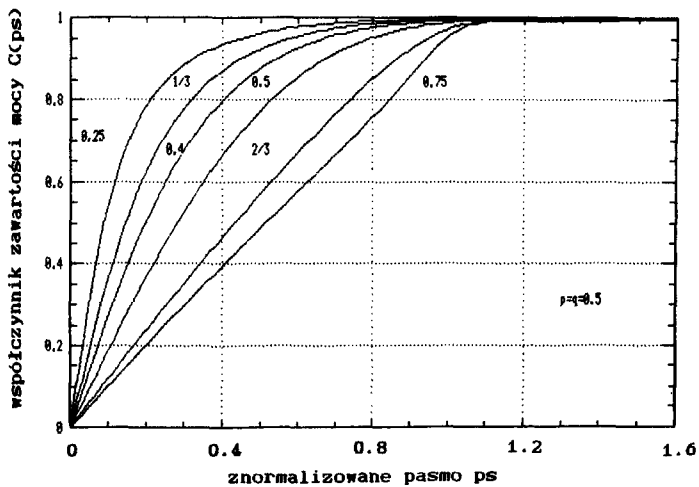
Na rys.11 przedstawione są wykresy znormalizowanej (liczonej dla jednostkowej amplitudy sygnału zmodulowanego) gęstości widmowej mocy $A(\eta)$ sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kąтового ciągiem symboli kodu AMI w funkcji częstotliwości unormowanej η , równej:

$$\eta = T(f - f_0) \quad (4.24)$$

dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji m . Na rys.12 przedstawiono analogiczne wykresy w skali logarytmicznej dla wskaźników modulacji $m=0.5$ i $m=0.25$. Na rys.11 i 12 przedstawiono jedynie połówki widm mocy, gdyż są one symetryczne względem częstotliwości środkowej. Dla wskaźników modulacji, dla których wyznaczono widma prezentowane na rys.11 i 12 nie występuje składowa prążkowa widma. Pojawia się ona [112] dla wskaźników modulacji będących liczbami całkowitymi.



Rys.12 Wykresy $A(\eta)$ w skali logarytmicznej dla $m = 0.5$ i $m = 0.25$; $p = q = 0.5$



Rys.13 Wykresy $C(ps)$ zawartości mocy sygnału zmodulowanego w funkcji unormowanej szerokości pasma

Na rys.13 przedstawiono wykres $C(\text{ps})$ zawartości mocy sygnału zmodulowanego w funkcji szerokości pasma znormalizowanego, definiowanej jako:

$$C(\text{ps}) = \left[\int_{-0.5\text{ps}}^{0.5\text{ps}} A(\eta) d\eta \right] \left[\int_{-\infty}^{\infty} A(\eta) d\eta \right]^{-1} \quad (4.25)$$

dla różnych wartości wskaźnika modulacji m . Z wykresu tego można wyznaczyć jaka część mocy sygnału zmodulowanego przesyłana jest w danym pasmie.

Znajomość łańcucha Markowa ciągu $\langle s^{(n)} \rangle$ oraz elementów przestrzeni G słów wyjściowych modulatora stanowią również podstawę do oceny odporności sygnału zmodulowanego na zakłócenia.

Tablica 1

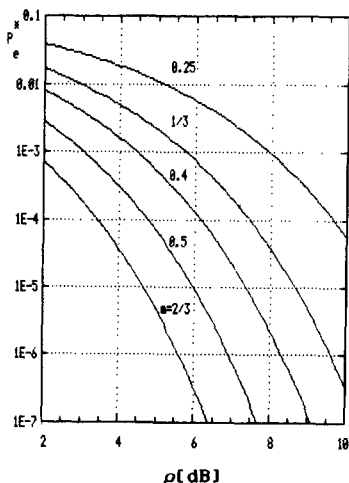
Zestawienie par najbliższych sobie sekwencji impulsów wyjściowych modulatora dla sygnału modulującego będącego ciągiem symboli kodu AMI

Numery typów impulsów w sekwencjach	Liczba błędów bin.	Odległości znormalizowane					
		$m=0.75$	$2/3$	$1/2$	0.4	$1/3$	$1/4$
I, II, III, * II, IV, II, *	2	1.35	1.45	1.39	1.18	1.02	0.79
I, II, IV, * II, IV, I, *	2	1.35	1.45	1.39	1.18	1.02	0.79
III, IV, I, * IV, II, IV, *	2	1.35	1.45	1.39	1.18	1.02	0.79
III, IV, II, * IV, II, III, *	2	1.35	1.45	1.39	1.18	1.02	0.79

W tab.1 podano zestawienie par sekwencji impulsów wyjściowych modulatora, między którymi odległości w sensie przestrzeni L^2 [111] są najmniejsze, wraz ze znormalizowanymi - do średniej mocy pojedynczego impulsu - odległościami między nimi, wyznaczonymi dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji. Podana jest także liczba błędów po zdekodowaniu powstałych w wyniku przekłamań między tymi sekwencjami. Na podstawie danych zawartych w tab.1, wyznaczając wartości odpowiednich prawdopodobieństw wystąpienia poszczególnych sekwencji impulsów, oszacowano górną granicę P_e^* prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy odbiorze sygnału według algorytmu MLSE. Na rys.14 przedstawione są, dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji, wykresy górnej granicy prawdopodobieństwa błędnej decyzji P_e^* (zob. rozdz. 3), w funkcji znormalizowanego stosunku sygnału do szumu ρ :

$$\rho = \frac{\langle E \rangle}{2S_b}, \quad (4.26)$$

przy czym $\langle E \rangle$ oznacza średnią energię impulsu, otrzymane przy założeniu, że szum w kanale jest addytywnym białym szumem gaussowskim.



Rys.14 Wykresy górnej granicy prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy odbiorze według algorytmu MLSE sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kątownego ciągiem symboli kodu AMI

4.4 Prosta modulacja przyspieszenia kątownego ciągiem słów kodów PST i MPST

Kody PST (ang. Paired Selected Ternary [94]) i MPST (ang. Modified Paired Selected Ternary [94]) należą do grupy alfabetycznych kodów binarno-ternarnych nie zmieniających szybkości modulacji. Oznacza to, iż odstęp jednostkowy T w sygnale zmodulowanym jest równy odstępowi jednostkowemu T_{BIN} w sygnale binarnym. W przypadku tych kodów dwuelementowym słowom binarnym przyporządkowywane są w procesie kodowania dwuelementowe słowa ternarne, zgodnie z regułą podaną w tab.2.

Wahania bieżącej sumy cyfrowej są dla tych kodów jednakowe i równe 3. Jeżeli przyjąć, iż kodowanie rozpoczyna się w alfabecie F_1 (w przypadku obu kodów) i początkowa wartość bieżącej sumy cyfrowej $\sigma(0) = -0.5$, to bieżąca suma cyfrowa przyjmuje wartości:

$$-1.5, -0.5, 0.5, 1.5.$$

Przy czym wartość początkowa bieżącej sumy cyfrowej dla słów kodowanych w alfabecie F_1 w przypadku obu kodów jest równa -0.5 , a w alfabecie F_2 jest równa 0.5 . Pulsacja początkowa $\omega^{(N)}$ impulsów wyjściowych modulatora może

więc przyjmować cztery wartości:

$$\omega_1 = \omega_0 - \frac{m\pi}{T}, \quad (4.27)$$

$$\omega_2 = \omega_0 + \frac{m\pi}{T}, \quad (4.28)$$

$$\omega_3 = \omega_0 - \frac{3m\pi}{T}, \quad (4.29)$$

$$\omega_4 = \omega_0 + \frac{3m\pi}{T}, \quad (4.30)$$

Natomiast pulsacja początkowa słów wyjściowych modulatora może przyjmować tylko dwie wartości, tj. ω_1 i ω_2 .

Tablica 2

Tabela kodowania kodów PST i MPST

BIN	PST		MPST	
	F ₁	F ₂	F ₁	F ₂
00	-+ (1	-+ (2	0+ (2	-0 (1
01	0+ (2	0- (1	-+ (1	-+ (2
10	+0 (2	-0 (1	+ - (1	+ - (2
11	+ - (1	+ - (2	+0 (2	0- (1

W przypadku kodów PST i MPST przestrzenie G są identyczne, dla takich samych wartości wskaźnika modulacji, znormalizowanej częstotliwości środkowej, szybkości modulacji ν_m i fazy początkowej φ_0 . Można wyróżnić osiem typów słów wyjściowych modulatora opisanych zależnościami:

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_{\text{I}}(t) &= \beta_{\text{V}}(t) + \beta_{\text{IV}}(t-T), \\
 \varepsilon_{\text{II}}(t) &= \beta_{\text{I}}(t) + \beta_{\text{II}}(t-T), \\
 \varepsilon_{\text{III}}(t) &= \beta_{\text{II}}(t) + \beta_{\text{III}}(t-T), \\
 \varepsilon_{\text{IV}}(t) &= \beta_{\text{II}}(t) + \beta_{\text{IV}}(t-T), \\
 \varepsilon_{\text{V}}(t) &= \beta_{\text{IV}}(t) + \beta_{\text{II}}(t-T), \\
 \varepsilon_{\text{VI}}(t) &= \beta_{\text{III}}(t) + \beta_{\text{IV}}(t-T), \\
 \varepsilon_{\text{VII}}(t) &= \beta_{\text{IV}}(t) + \beta_{\text{I}}(t-T), \\
 \varepsilon_{\text{VIII}}(t) &= \beta_{\text{VII}}(t) + \beta_{\text{VII}}(t-T),
 \end{aligned} \quad (4.31)$$

gdzie:

- $\varepsilon_I(t), \varepsilon_{II}(t), \varepsilon_{III}(t), \varepsilon_{IV}(t)$ - słowa wyjściowe modulatora odpowiadające, odpowiednio, słowom "+", "0+", "+0", "+-" w alfabetych F_1 kodów PST i MPST,
- $\varepsilon_V(t), \varepsilon_{VI}(t), \varepsilon_{VII}(t), \varepsilon_{VIII}(t)$ - słowa wyjściowe modulatora odpowiadające, odpowiednio, słowom "-+", "0-", "-0", "-+" w alfabetych F_2 kodów PST i MPST,
- $\beta_I(t), \beta_{II}(t), \beta_{III}(t), \beta_{IV}(t)$ - impulsy wyjściowe modulatora opisane zależnościami (4.18) do (4.21),
- $\beta_V(t), \beta_{VI}(t), \beta_{VII}(t), \beta_{VIII}(t)$ - impulsy wyjściowe modulatora opisane wzorami:

$$\beta_V(t) = Ah(t)\cos(\omega_1 t - 0.5kt^2 + \varphi_V^{(i)}), \quad (4.32)$$

$$\beta_{VI}(t) = Ah(t)\cos(\omega_3 t + 0.5kt^2 + \varphi_{VI}^{(i)}), \quad (4.33)$$

$$\beta_{VII}(t) = Ah(t)\cos(\omega_2 t + 0.5kt^2 + \varphi_{VII}^{(i)}), \quad (4.34)$$

$$\beta_{VIII}(t) = Ah(t)\cos(\omega_4 t - 0.5kt^2 + \varphi_{VIII}^{(i)}), \quad (4.35)$$

$\varphi_V^{(i)}, \dots, \varphi_{VIII}^{(i)}$ - fazy początkowe - w i -tym kroku - impulsów wyjściowych modulatora.

Typy słów wyjściowych modulatora wygodnie jest opisywać za pomocą tabeli kodowania/modulacji, w której pod słowem kodowym odpowiadającym, w danym alfabecie, słowu binarnemu podanemu w pierwszej kolumnie, przedstawione są typy impulsów wchodzących kolejno w skład słowa wyjściowego modulatora, odpowiadającego danemu słowu kodowemu.

Tablica 3

Tabela kodowania/modulacji dla kodów PST i MPST oraz prostej modulacji przyspieszenia kąowego

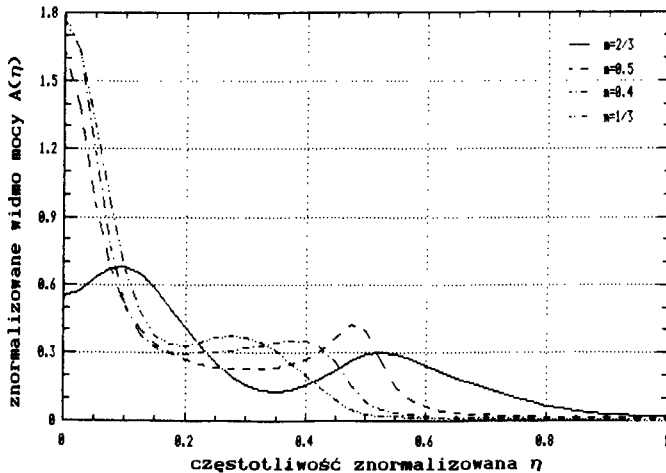
BIN	PST		MPST	
	F_1/G_1	F_2/G_2	F_1/G_1	F_2/G_2
00	-+ V, VI	-+ IV, II	0+ I, II	-0 IV, I
01	0+ I, II	0- III, IV	-+ V, VI	-+ IV, II
10	+0 II, III	-0 IV, I	+ II, IV	+ VII, VIII
11	+ II, IV	+ VII, VIII	+0 II, III	0- III, IV

W tab.3 przedstawiona jest tabela kodowania/modulacji dla kodów PST i MPST oraz prostej modulacji przyspieszenia kąowego. Ze względu na swoją przejrzystość, w dalszej części pracy będzie stosowany tylko ten sposób opisu przestrzeni G słów wyjściowych modulatora.

Dla wyznaczenia łańcucha Markowa ciągu $(s^{(n)})$ i funkcji wyjść $\lambda: S \rightarrow G$, oprócz typów słów będących elementami przestrzeni G i reguły kodowania, należy jeszcze znać przesunięcia fazowe wnoszone przez poszczególne typy impulsów wyjściowych modulatora. Przesunięcia fazowe ψ_I do ψ_{VIII} wnoszone, odpowiednio, przez impulsy typów $\beta_I(t)$ do $\beta_{VIII}(t)$ są równe:

$$\begin{aligned} \psi_I &= \omega_0 T - m\pi, & \psi_{II} &= \psi_{IV} = \omega_0 T, & \psi_{III} &= \omega_0 T + m\pi, \\ \psi_V &= \psi_{VI} = \omega_0 T - 2m\pi, & \psi_{VII} &= \psi_{VIII} = \omega_0 T + 2m\pi. \end{aligned} \quad (4.36)$$

Stosując taki sam sposób postępowania jak w przypadku, gdy sygnał binarny jest zakodowany w kodzie AMI, można, dla dowolnych danych (wskaźnika modulacji, częstotliwości środkowej, prawdopodobieństw występowania zera i jedynki w sygnale binarnym) prowadzących do skończonej przestrzeni słów wyjściowych modulatora, wyznaczyć łańcuch Markowa ciągu $(s^{(n)})$ stanów wyjściowych modulatora, a następnie odpowiednie właściwości sygnału zmodulowanego.



Rys.15 Wykresy $A(\eta)$ znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kąowego ciągami słów kodów PST lub MPST dla różnych wartości wskaźnika modulacji m ; $p = q = 0.5$

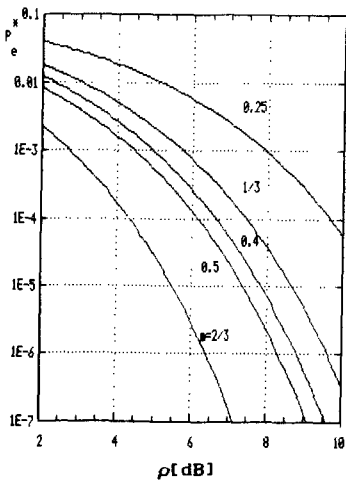
Na rys.15 przedstawione są wykresy znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału zmodulowanego w funkcji częstotliwości unormowanej η , dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji. Wykresy te odpowiadają przypadkowi kodowania sygnału binarnego tak w kodzie PST, jak i w kodzie MPST.

Tablica 4

Minimalne, znormalizowane odległości pomiędzy sekwencjami impulsów w sygnale z prostą modulacją przyspieszenia kąтового ciągami słów kodu PST lub MPST

Wskaźnik modulacji m	$\frac{d}{\sqrt{E}}$	$P\{(\alpha_j^{(n)})_{min}^N\}$	L. błędów binarnych
2/3	1.50	0.375	2
0.5	1.12	0.5	2
0.4	1.18	0.5	2
1/3	1.02	0.5	2
0.25	0.790	0.5	2

W tab. 4 podane jest zestawienie minimalnych znormalizowanych odległości w sensie przestrzeni L^2 pomiędzy ciągami impulsów sygnału zmodulowanego wyznaczone dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji.



Rys.16 Wykresy górnej granicy prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy odbiorze według algorytmu MLSE sygnałów z prostą modulacją przyspieszenia kąтового ciągami słów kodów PST lub MPST

Na podstawie danych zawartych w tab.4, wyznaczając odpowiednie prawdopodobieństwa stacjonarne wystąpienia poszczególnych sekwencji impulsów wyjściowych modulatora, oszacowano górną granicę P_e^* prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy odbiorze sygnału zgodnie z algorytmem MLSE. Wykresy P_e^* w funkcji znormalizowanego stosunku sygnału do szumu ρ , dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji przedstawione są na rys.16.

4.5 Prosta modulacja przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodów 4B-3T

Kody typu 4B-3T umożliwiają zmniejszenie szybkości transmisji sygnału ternarnego w stosunku do kodowanego sygnału binarnego, jak 3:4. Oznacza to, iż czteroelementowym słowem binarnym przyporządkowywane są w procesie kodowania trójelementowe słowa ternarne. Kody te znalazły praktyczne zastosowanie w teletransmisyjnych systemach cyfrowych ze względu na to, iż pozwalają lepiej wykorzystać dostępne pasmo częstotliwości niż przy zastosowaniu kodów nie zmniejszających szybkości transmisji. Interesujące jest więc sprawdzenie, czy i jeśli tak, to o ile, zastosowanie tych kodów do zakodowania sygnału binarnego przy prostej modulacji przyspieszenia kąowego spowoduje zawężenie pasma częstotliwości niezbędnego do transmisji sygnału zmodulowanego.

Tablica 5

Tabela kodowania kodu MS43

BIN	F ₁	F ₂	F ₃	F ₄
0000	+++ C4	+- C1	+- C2	+- C3
0001	++0 C3	00- C1	00- C2	00- C3
0010	+0+ C3	0-0 C1	0-0 C2	0-0 C3
0011	0-+ C1	0-+ C2	0-+ C3	0-+ C4
0100	0++ C3	-00 C1	-00 C2	-00 C3
0101	-0+ C1	-0+ C2	-0+ C3	-0+ C4
0110	-+0 C1	-+0 C2	-+0 C3	-+0 C4
0111	--- C2	--- C3	--- C4	--- C3
1000	+++ C2	+++ C3	+++ C4	--- C1
1001	00+ C2	00+ C3	00+ C4	--0 C2
1010	0+0 C2	0+0 C3	0+0 C4	-0- C2
1011	0+- C1	0+- C2	0+- C3	0+- C4
1100	+00 C2	+00 C3	+00 C4	0-- C2
1101	+0- C1	+0- C2	+0- C3	+0- C4
1110	+ -0 C1	+ -0 C2	+ -0 C3	+ -0 C4
1111	+++ C2	+++ C1	+++ C2	+++ C3

Przeanalizowano właściwości sygnału zmodulowanego dla przypadku kodowania sygnału binarnego w kodzie MS43 [36]. Kod ten charakteryzuje się wahaniami bieżącej sumy cyfrowej równymi 5.

Zgodnie z regułą kodowania podaną w tab.5, wartości początkowe bieżącej sumy cyfrowej dla słów kodowanych w alfabetach F_1, F_2, F_3, F_4 wynoszą, odpowiednio, $-1.5, -0.5, 0.5, 1.5$. Natomiast bieżąca suma cyfrowa może przyjmować jeszcze dodatkowo wartości -2.5 i 2.5 . Pulsacja początkowa $\omega^{(N)}$ impulsów wyjściowych modulatora może więc przyjmować sześć różnych wartości $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_6$, przy czym $\omega_1, \dots, \omega_4$ są opisane zależnościami (4.27) do (4.30), a pulsacje ω_5 i ω_6 są równe:

$$\omega_5 = \omega_0 - \frac{5m\pi}{T}, \quad (4.37)$$

$$\omega_6 = \omega_0 + \frac{5m\pi}{T}. \quad (4.38)$$

Z tabeli kodowania wynika, że w sygnale z prostą modulacją przyspieszenia kąтового ciągami słów kodowych tego właśnie kodu występuje 16 typów impulsów $\beta_I(t), \dots, \beta_{XVI}(t)$. Impulsy typów $\beta_I(t), \dots, \beta_{VII}(t)$ są opisane zależnościami (4.18) do (4.21) oraz (4.32) do (4.35), natomiast impulsy typów $\beta_{IX}(t)$ do $\beta_{XVI}(t)$ nie występowały w omawianych do tego miejsca sygnałach zmodulowanych. Są one opisane wzorami:

$$\beta_{IX}(t) = Ah(t)\cos(\omega_3 t + \varphi_{IX}^{(i)}), \quad (4.39)$$

$$\beta_X(t) = Ah(t)\cos(\omega_3 t - 0.5kt^2 + \varphi_X^{(i)}), \quad (4.40)$$

$$\beta_{XI}(t) = Ah(t)\cos(\omega_5 t + 0.5kt^2 + \varphi_{XI}^{(i)}), \quad (4.41)$$

$$\beta_{XII}(t) = Ah(t)\cos(\omega_4 t + \varphi_{XII}^{(i)}), \quad (4.42)$$

$$\beta_{XIII}(t) = Ah(t)\cos(\omega_4 t + 0.5kt^2 + \varphi_X^{(i)}), \quad (4.43)$$

$$\beta_{XIV}(t) = Ah(t)\cos(\omega_6 t - 0.5kt^2 + \varphi_{XIV}^{(i)}), \quad (4.44)$$

$$\beta_{XV}(t) = Ah(t)\cos(\omega_5 t + \varphi_{XV}^{(i)}), \quad (4.45)$$

$$\beta_{XVI}(t) = Ah(t)\cos(\omega_6 t + \varphi_{XVI}^{(i)}), \quad (4.46)$$

gdzie $\varphi_{IX}^{(i)}, \dots, \varphi_{XVI}^{(i)}$ - wartości faz początkowych impulsów typów $\beta_{IX}(t), \dots, \beta_{XVI}(t)$ w i -tym kroku.



W tab.6 przedstawiona jest tabela kodowania/modulacji dla kodu MS43 oraz prostej modulacji przyspieszenia kąowego. Przesunięcia fazowe wnoszone przez impulsy typów $\beta_I(t), \dots, \beta_{VIII}(t)$ zostały już podane w poprzednim podrozdziale (zal.(4.36)), natomiast wnoszone przez impulsy typów $\beta_{IX}(t), \dots, \beta_{XVI}(t)$ są równe:

$$\begin{aligned} \psi_{IX} &= \omega_0 T - 3m\pi, & \psi_X &= \psi_{XI} = \omega_0 T - 4m\pi, & \psi_{XII} &= \omega_0 T + 3m\pi, \\ \psi_{XIII} &= \psi_{XIV} = \omega_0 T + 4m\pi, & \psi_{XV} &= \omega_0 T - 5m\pi, & \psi_{XVI} &= \omega_0 T + 5m\pi. \end{aligned} \quad (4.47)$$

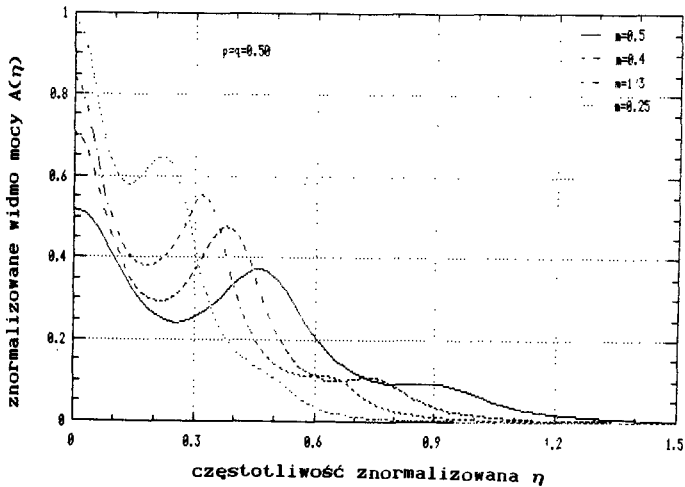
Tablica 6

Tabela kodowania/modulacji kodu MS43 i prostej modulacji przyspieszenia kąowego

BIN	F_1/G_1	F_2/G_2	F_3/G_3	F_4/G_4
0000	+ + + VI, II, VII	4	- + - V, VI, V	(1
0001	+ + 0 VI, II, III	(3	0 0 - I, I, II	(1
0010	+ 0 + VI, I, II	(3	0 - 0 I, V, IX	(1
0011	0 - + IX, X, XI	(1	0 - + I, V, VI	(2
0100	0 + + IX, VI, II	(3	- 0 0 V, IX, IX	(1
0101	- 0 + X, XV, XI	(1	- 0 + V, IX, VI	(2
0110	- + 0 X, XI, IX	(1	- + 0 V, VI, I	(2
0111	- + + X, XI, VI	(2	- + + V, VI, II	(3
1000	+ - + VI, V, IV	(2	+ - + VI, V, VI	(3
1001	0 0 + IX, IX, VI	(2	0 0 + I, I, II	(3
1010	0 + 0 IX, VI, I	(2	0 + 0 I, II, III	(3
1011	0 + - IX, VI, V	(1	0 + - I, II, IV	(2
1100	+ 0 0 VI, I, I	(2	+ 0 0 II, III, III	(3
1101	+ 0 - VI, I, V	(1	+ 0 - II, III, IV	(2
1110	+ - 0 VI, V, IX	(1	+ - 0 II, IV, I	(2
1111	+ + - VI, II, IV	(2	+ - - II, IV, V	(1
				(2
				(3
				(4
				(5
				(6
				(7
				(8
				(9
				(10
				(11
				(12
				(13
				(14
				(15
				(16
				(17
				(18
				(19
				(20
				(21
				(22
				(23
				(24
				(25
				(26
				(27
				(28
				(29
				(30
				(31
				(32
				(33
				(34
				(35
				(36
				(37
				(38
				(39
				(40
				(41
				(42
				(43
				(44
				(45
				(46
				(47
				(48
				(49
				(50
				(51
				(52
				(53
				(54
				(55
				(56
				(57
				(58
				(59
				(60
				(61
				(62
				(63
				(64
				(65
				(66
				(67
				(68
				(69
				(70
				(71
				(72
				(73
				(74
				(75
				(76
				(77
				(78
				(79
				(80
				(81
				(82
				(83
				(84
				(85
				(86
				(87
				(88
				(89
				(90
				(91
				(92
				(93
				(94
				(95
				(96
				(97
				(98
				(99
				(100

Przeprowadzając rozumowanie analogiczne jak w poprzednich podrozdziałach (rozdz.4.3 i 4.4) można wyznaczyć łańcuch Markowa ciągu $(s^{(n)})$ stanów

wyjściowych modulatora, a następnie, posługując się metodami omówionymi w rozdziale 3, obliczyć gęstość widmową mocy sygnału zmodulowanego oraz określić odporność sygnału zmodulowanego na zakłócenia szumowe w kanale podkładowym.



Rys.17 Wykresy $A(\eta)$ znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodu MS43 dla różnych wartości wskaźnika modulacji m ; $p = q = 0.5$

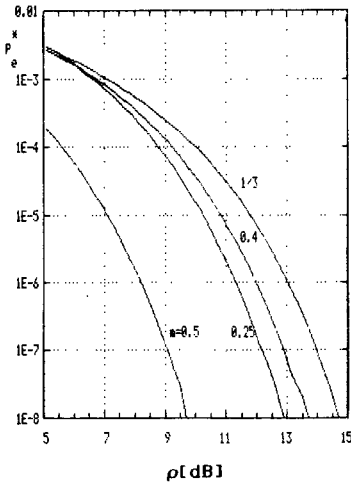
Na rys.17 przedstawione są wykresy gęstości widmowej mocy sygnału zmodulowanego, natomiast w tab.7 podane jest zestawienie minimalnych znormalizowanych odległości w sensie przestrzeni L^2 pomiędzy ciągami impulsów

Tablica 7

Minimalne, znormalizowane odległości pomiędzy sekwencjami impulsów w sygnale z prostą modulacją przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodu MS43

Wskaźnik modulacji m	$\frac{d}{\sqrt{E}}$	$P\{\{\alpha_j^{(n)}\}_N\}^{\min}$	L. błędów binarnych
0.5	1.12	0.117	2
0.4	0.71	0.070	2
1/3	0.608	0.039	2
0.25	0.790	0.137	2

sygnału zmodulowanego wyznaczone dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji. Wykresy P_e^* w funkcji znormalizowanego stosunku sygnału do szumu ρ , dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji przedstawione są na rys.18.



Rys.18 Wykresy górnej granicy prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy odbiorze według algorytmu MLSE sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodu MS43

4.6 Prosta modulacja przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodowych kodu W3225

Wielopoziomowe kody alfabetyczne o liczbie poziomów większej niż 3 [80, 82] nie są tak powszechnie stosowane w teletransmisyjnych systemach cyfrowych jak kody ternarne. Nie mniej celowe jest przebadanie właściwości sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kąowego, gdy sygnał modulujący jest ciągiem słów kodowych takiego kodu. Przykładem wielopoziomowych, o liczbie poziomów większej niż 3, kodów transmisyjnych mogą być kody L742 [82] i opracowany przez autora kod W3225 charakteryzujące się ograniczonymi wahaniami bieżącej sumy cyfrowej. Wahania te dla kodu L742 wynoszą 7, a dla kodu W3225 wynoszą 5. W związku z tym analizę sygnału zmodulowanego przeprowadzono dla przypadku, gdy sygnał modulujący jest ciągiem słów kodu W3225 (zob. tab.8).

Zastosowanie kodu W3225 do zakodowania sygnału binarnego powoduje, iż szybkość modulacji jest mniejsza od szybkości transmisji sygnału binarnego i stosunek tych szybkości jest równy $2/3$.

Z tabeli kodowania kodu W3225 wynika, iż bieżąca suma cyfrowa może w ciągu kodowym przyjmować następujące wartości:

-2.5, -1.5, -0.5, 0.5, 1.5, 2.5,

przy czym początkowa wartość bieżącej sumy cyfrowej dla słów zakodowanych w alfabecie F_1 wynosi -0.5 , a w alfabecie F_2 0.5 . Zatem pulsacja początkowa $\omega^{(N)}$ impulsów wyjściowych modulatora może przyjmować sześć różnych wartości: $\omega_1, \dots, \omega_6$, opisanych zależnościami (4.27) do (4.30) oraz (4.37) i (4.38).

Tablica 8

Tabela kodowania kodu W3225

BIN	F_1	F_2
000	-1,1 (1)	-1,1 (2)
001	0,1 (2)	0,-1 (1)
010	2,-2 (1)	2,-2 (2)
011	1,0 (2)	-1,0 (1)
100	-1,2 (2)	1,-2 (1)
101	-2,2 (1)	-2,2 (2)
110	2,-1 (2)	-2,1 (1)
111	1,-1 (1)	1,-1 (2)

Kod W3225 charakteryzuje się pięcioma dopuszczalnymi poziomami: $-2, -1, 0, 1, 2$. W związku z tym, w sygnale zmodulowanym mogą wystąpić impulsy o pięciu różnych wartościach przyspieszenia kąowego, tj. $-2k, -k, 0, k, 2k$. Związek pomiędzy wartością współczynnika k , a wartością wskaźnika modulacji wyraża się zał.(4.14).

Z tabeli kodowania kodu W3225 oraz zasad tworzenia sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kąowego wynika, iż w sygnale zmodulowanym występuje 16 typów impulsów: $\beta_I(t), \dots, \beta_{VIII}(t)$ oraz $\beta_{XVII}(t), \dots, \beta_{XXIV}(t)$. Zastosowano tutaj numerację $\beta_{VII}(t)$ do $\beta_{XXIV}(t)$ zamiast $\beta_{IX}(t)$ do $\beta_{XVI}(t)$ w celu uniknięcia pokrywania się w opracowaniu numeracji dla impulsów opisywanych różnymi funkcjami. Impulsy $\beta_I(t)$ do $\beta_{VIII}(t)$ zostały już opisane w poprzednich podrozdziałach (zał.(4.18) do (4.21) oraz (4.32) do (4.35)), natomiast impulsy typów $\beta_{XVII}(t), \dots, \beta_{XXIV}(t)$ są opisane wzorami:

$$\beta_{XVII}(t) = Ah(t)\cos(\omega_1 t - kt^2 + \phi_{XVII}^{(i)}), \quad (4.48)$$

$$\beta_{XVIII}(t) = Ah(t)\cos(\omega_2 t + kt^2 + \phi_{XVIII}^{(i)}), \quad (4.49)$$

$$\beta_{XIX}(t) = Ah(t)\cos(\omega_2 t + kt^2 + \varphi_{XIX}^{(i)}), \quad (4.50)$$

$$\beta_{XX}(t) = Ah(t)\cos(\omega_0 t - kt^2 + \varphi_{XX}^{(i)}), \quad (4.51)$$

$$\beta_{XXI}(t) = Ah(t)\cos(\omega_1 t + kt^2 + \varphi_{XXI}^{(i)}), \quad (4.52)$$

$$\beta_{XXII}(t) = Ah(t)\cos(\omega_4 t - kt^2 + \varphi_{XXII}^{(i)}), \quad (4.53)$$

$$\beta_{XXIII}(t) = Ah(t)\cos(\omega_2 t - kt^2 + \varphi_{XXIII}^{(i)}), \quad (4.54)$$

$$\beta_{XIV}(t) = Ah(t)\cos(\omega_3 t + kt^2 + \varphi_{XIV}^{(i)}), \quad (4.55)$$

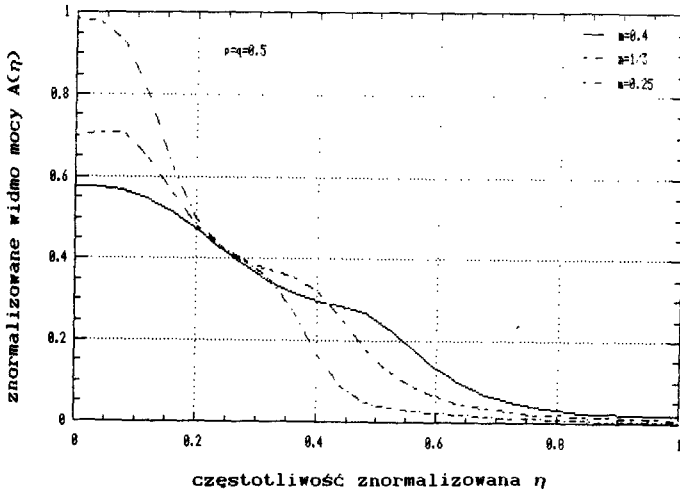
gdzie $\varphi_{XVII}^{(i)}, \dots, \varphi_{XXIV}^{(i)}$ - wartości początkowe fazy, w i -tym kroku, impulsów $\beta_{XVII}(t), \dots, \beta_{XXIV}(t)$.

Tablica 9

Tabela kodowania/modulacji dla kodu W3225 i prostej modulacji przyspieszenia kąowego

BIN	F_1/G_1	F_2/G_2
000	$\begin{matrix} -1 & 1 \\ V, VI \end{matrix} \quad (1)$	$\begin{matrix} -1 & 1 \\ IV, II \end{matrix} \quad (2)$
001	$\begin{matrix} 0 & 1 \\ I, II \end{matrix} \quad (2)$	$\begin{matrix} 0 & -1 \\ III, IV \end{matrix} \quad (1)$
010	$\begin{matrix} 2 & -2 \\ XXI, XXII \end{matrix} \quad (1)$	$\begin{matrix} 2 & -2 \\ XIX, XX \end{matrix} \quad (2)$
011	$\begin{matrix} 1 & 0 \\ II, III \end{matrix} \quad (2)$	$\begin{matrix} -1 & 0 \\ IV, I \end{matrix} \quad (1)$
100	$\begin{matrix} -1 & 2 \\ V, XVIII \end{matrix} \quad (2)$	$\begin{matrix} 1 & -2 \\ VII, XXII \end{matrix} \quad (1)$
101	$\begin{matrix} -2 & 2 \\ XVII, VIII \end{matrix} \quad (1)$	$\begin{matrix} -2 & 2 \\ XXIII, XXIV \end{matrix} \quad (2)$
110	$\begin{matrix} 2 & -1 \\ XXI, VIII \end{matrix} \quad (2)$	$\begin{matrix} -2 & 1 \\ XXII, VI \end{matrix} \quad (1)$
111	$\begin{matrix} 1 & -1 \\ II, IV \end{matrix} \quad (1)$	$\begin{matrix} 1 & -1 \\ VII, VIII \end{matrix} \quad (2)$

W tab.9 przedstawiona jest tabela kodowania/modulacji dla kodu W3225 i prostej modulacji przyspieszenia kąowego. Do wyznaczenia łańcucha Markowa opisującego ciąg $(s^{(s)})$ stanów wyjściowych modulatora, oprócz znajomości tabeli kodowania/modulacji, niezbędna jest znajomość przesunięć fazowych wnoszonych przez poszczególne typy impulsów wyjściowych modulatora. Przesunięcia fazowe $\psi_I, \dots, \psi_{VIII}$ wnoszone przez impulsy typów $\beta_I(t)$ do



Rys.19 Wykresy $A(\eta)$ znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodu W3225 dla różnych wartości wskaźnika modulacji m ; $p = q = 0.5$

Tablica 10

Minimalne znormalizowane odległości pomiędzy sekwencjami impulsów w sygnale z prostą modulacją przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodu W3225

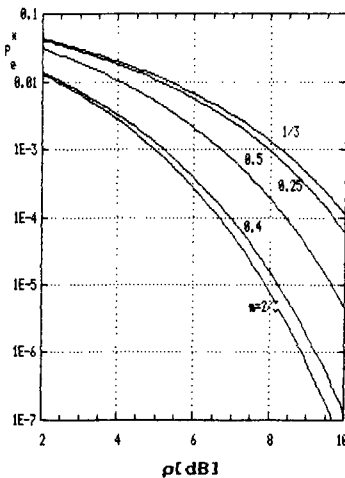
Wskaźnik modulacji m	$\frac{d}{\sqrt{E}}$	$P\{\langle \alpha_j^{(n)} \rangle_N^{\min}\}$	L. błędów binarnych
2/3	1.08	0.25	1
0.5	0.896	3/64 1/64	2 3
0.4	1.0	1/64 1/64	2 3
1/3	0.738	2/64 2/64	2 3
0.25	0.776	2/64 2/64	3 4

$\beta_{VIII}(t)$ są określone za pomocą zal. (4.35), natomiast pozostałe przesunięcia fazowe ψ_{XVII} do ψ_{XXIV} są równe:

$$\begin{aligned} \psi_{XVII} = \psi_{XVIII} &= \omega_0 T - 3\pi, & \psi_{XIX} = \psi_{XX} &= \omega_0 T + 3\pi, \\ \psi_{XXI} = \psi_{XXII} &= \omega_0 T + \pi, & \psi_{XXIII} = \psi_{XXIV} &= \omega_0 T - \pi. \end{aligned} \quad (4.56)$$

Na rys.19 przedstawione są wykresy gęstości widmowej mocy sygnału zmodulowanego dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji m obliczone w oparciu o metodę omówioną w rozdz.3.

W tab. 10 podane jest zestawienie minimalnych znormalizowanych odległości w sensie przestrzeni L^2 pomiędzy ciągami impulsów sygnału zmodulowanego wyznaczone dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji.



Rys.20 Wykresy górnej granicy prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy odbiorze według algorytmu MLSE sygnału z prostą modulacją przyspieszenia katowego ciągiem słów kodu W3225

Wykresy P_e^* w funkcji znormalizowanego stosunku sygnału do szumu ρ , dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji przedstawione są na rys.20.

5. ZMODYFIKOWANA MODULACJA PRZYSPIESZENIA KĄTOWEGO

5.1 Rozważania wstępne

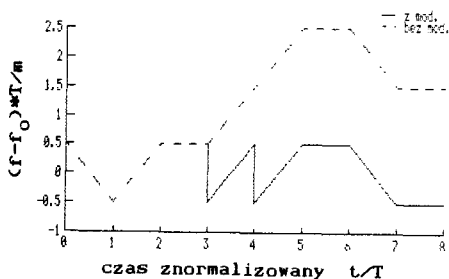
W poprzednim rozdziale wykazano, że, w przypadku prostej modulacji przyspieszenia kąтового, wartość chwilowa pulsacji sygnału zmodulowanego zależy w sposób liniowy od aktualnej wartości bieżącej sumy cyfrowej sygnału modulującego. Sygnał modulujący musi więc być sygnałem o ograniczonych waniach bieżącej sumy cyfrowej, a ponadto, wraz ze wzrostem tych wahań wzrasta szerokość pasma częstotliwości potrzebnego do transmisji sygnału zmodulowanego, co stanowi istotne ograniczenie możliwych zastosowań takiej modulacji.

Niedogodności tych pozabawiona jest pewna modyfikacja prostej modulacji przyspieszenia kąтового nazwana przez autora zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąтового [114, 115]. Szczególnym przypadkiem tego typu modulacji jest znana modulacja typu Chirp [18, 24, 28, 32, 50]. W niniejszym rozdziale przedstawiona jest zasada tworzenia sygnałów ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąтового oraz, dla kilku różnych postaci sygnału modulującego, podane są parametry sygnału zmodulowanego.

5.2 Określenie sposobu modulacji

Idea zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąтового polega [114, 115] na takiej modyfikacji przebiegu niosącej informację składowej kąta fazowego, aby wahania częstotliwości chwilowej sygnału zmodulowanego były zawsze ograniczone i aby nie przekraczały założonych wartości f_{\min} i f_{\max} . Ilustrację tego stanowi rys. 21, na którym przedstawiony jest przebieg znormalizowanej częstotliwości sygnału zmodulowanego bez modyfikacji (linia przerywana) i z modyfikacją (linia ciągła). Zmodyfikowana modulacja przyspieszenia kąтового jest więc kombinowaną modulacją przyspieszenia kąтового i częstotliwości. Niosąca informację składowa $\varphi(t, \langle \alpha^{(n)} \rangle)$ kąta fazowego jest zatem sumą:

$$\varphi(t, \langle \alpha^{(n)} \rangle) = \varphi_1(t, \langle \alpha^{(n)} \rangle) + \varphi_2(t, \langle \alpha^{(n)} \rangle). \quad (5.1)$$



Rys.21 Przykładowe przebiegi znormalizowanej częstotliwości chwilowej sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kątownego (linia przerywana) i ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kątownego (linia ciągła)

Przy czym składowe $\varphi_1(t, (\alpha^{(n)}))$ oraz $\varphi_2(t, (\alpha^{(n)}))$ są związane, odpowiednio, z modulacją przyspieszenia kątownego i modulacją częstotliwości. Składowa $\varphi_1(t, (\alpha^{(n)}))$ jest więc (zob. zal.(4.4)) równa:

$$\varphi_1(t, (\alpha^{(n)})) = 2\pi m \sum_{i=0}^{\infty} \alpha^{(i)} \int_0^t \int_0^{\tau} q_a(\vartheta - iT) d\vartheta d\tau. \quad (5.2)$$

Składowa $\varphi_2(t, (\alpha^{(n)}))$ jest natomiast określona zależnością:

$$\varphi_2(t, (\alpha^{(n)})) = 2\pi m \sum_{i=0}^{\infty} \alpha^{(i)} \chi(\alpha^{(i)}, \tilde{\omega}_H^{(i)}) \int_0^t q_f(\tau - iT) d\tau, \quad (5.3)$$

gdzie:

$q_f(t)$ - jednostkowy impuls częstotliwości,

$\chi(\cdot)$ - funkcja modyfikująca, opisana zależnością:

$$\chi(\alpha^{(i)}, \tilde{\omega}_H^{(i)}) = \begin{cases} 0 & \text{dla } \omega_{\min} \leq \tilde{\omega}_H^{(i)} \leq \omega_{\max} \text{ i } \alpha^{(i)} \text{ dowolne} \\ -\frac{\tilde{\omega}_H^{(i)} - \omega_{\min}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} & \text{dla } \alpha^{(i)} > 0 \text{ i } \tilde{\omega}_H^{(i)} \geq \omega_{\max} \\ -\frac{\omega_{\max} - \tilde{\omega}_H^{(i)}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} & \text{dla } \alpha^{(i)} < 0 \text{ i } \tilde{\omega}_H^{(i)} \leq \omega_{\min} \end{cases} \quad (5.4)$$

$\tilde{\omega}_H^{(i)}$ - wartość pulsacji chwilowej sygnału zmodulowanego jaka wystąpiłaby na końcu impulsu wyjściowego modulatora $\beta^{(i)}$, gdyby pomiędzy impulsami wyjściowymi modulatora $\beta^{(i-1)}$ i $\beta^{(i)}$ nie zachodziła modyfikacja częstotliwości

$$\tilde{\omega}_M^{(i)} = \omega_M^{(i-1)} + \frac{2\pi m}{T} \left[\alpha^{(i-1)} + \alpha^{(i)} \right]. \quad (5.5)$$

Ze względu na szerokość pasma częstotliwości, potrzebnego do transmisji sygnału zmodulowanego, należy dążyć do tego, aby wartość $(\omega_{\max} - \omega_{\min})$ była jak najmniejsza. Spełniony musi być tylko następujący warunek:

$$\omega_{\max} - \omega_{\min} \geq \frac{2\pi m}{T} \left| \alpha_{\max} \right| \quad (5.6)$$

gdzie α_{\max} - maksymalny dopuszczalny poziom w sygnale modulującym.

Zakładając, iż funkcje $q_f(t)$ oraz $q_a(t)$ nie posiadają punktów nieciągłości, odpowiednio, drugiego i trzeciego rodzaju, jednostkowy impuls fazy $q_p(t-iT)$ równy:

$$q_p(t-iT) = \int_0^t \int_0^{\tau} q_a(\theta - iT) d\theta dr + \chi \left(\alpha^{(i)}, \tilde{\omega}_M^{(i)} \right) \int_0^t q_f(\tau - iT) dr \quad (5.7)$$

jest funkcją ciągłą, a więc zmodyfikowana modulacja przyspieszenia kąowego jest modulacją typu GPM. Po wprowadzeniu (5.2) i (4.5) oraz (5.3) i (2.5) do (5.1) otrzymuje się:

$$\varphi(t, (\alpha^{(N)})) = 0,5 \varepsilon^{(N)} (t-NT)^2 + (\omega_M^{(N)} - \omega_0) (t-NT), \quad (5.8)$$

gdzie:

$\omega_M^{(N)}$ - pulsacja początkowa N-tego impulsu sygnału zmodulowanego, równa:

$$\omega_M^{(N)} = \frac{2\pi m}{T} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \alpha^{(i)} + \sum_{i=0}^N \alpha^{(i)} \chi \left(\alpha^{(i)}, \tilde{\omega}_M^{(i)} \right) \right\} + \omega_0, \quad (5.9)$$

$\varepsilon^{(N)}$ - przyspieszenie kąowe, określone tak, jak dla prostej modulacji przyspieszenia kąowego (zał.(4.8)).

Można zauważyć, iż przy $\omega_{\min}=0$ i $\omega_{\max}=\infty$, zmodyfikowana modulacja przyspieszenia kąowego przechodzi w prostą modulację przyspieszenia kąowego.

W dalszych podrozdziałach omówione są właściwości sygnału ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąowego, gdy sygnał modulujący jest ciągiem symboli binarnych "+", "-" oraz gdy jest on ciągiem słów kodów PST, MPST i MS43. Umożliwi to późniejsze wzajemne porównanie właściwości sygnałów, tak z prostą jak i ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąowego.

go. Ponadto, podane są właściwości sygnału zmodulowanego, gdy sygnał modulujący jest ciągiem słów kodowych kodu 3B2T, nie spełniającego warunku dotyczącego ograniczoności wahań bieżącej sumy cyfrowej.

5.3 Modulacja Chirp

Modulacja Chirp stanowi szczególny przypadek zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąowego. Jest ona uzyskiwana w przypadku, gdy sygnał modulujący jest ciągiem symboli binarnych, przyjmującym wartości ze zbioru $\{-1, +1\}$, a wartości minimalna ω_{\min} i maksymalna ω_{\max} , jakie przyjmuje pulsacja chwilowa sygnału zmodulowanego, są równe:

$$\omega_{\min} = \omega_0 - \frac{nm}{T}, \quad \omega_{\max} = \omega_0 + \frac{nm}{T}. \quad (5.10)$$

Przy takich założeniach, pulsacja początkowa $\omega_{II}^{(N)}$ opisana zależnością (5.9) przyjmuje dwie wartości, równe odpowiednio:

$$\omega_{\min} \text{ dla } \alpha^{(i)} = "+1" \text{ i } \omega_{\max} \text{ dla } \alpha^{(i)} = "-1".$$

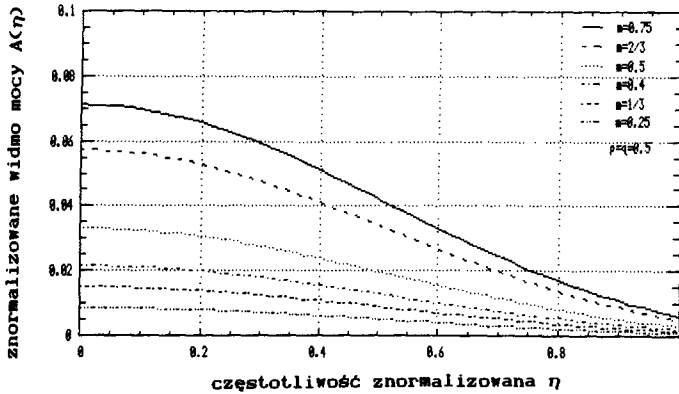
Zgodnie z zal. (5.8) impulsom sygnału modulującego "+1" odpowiadają impulsy sygnału zmodulowanego o częstotliwości liniowo narastającej, a impulsom "-1" impulsy o częstotliwości liniowo opadającej. Zatem w sygnale zmodulowanym występują dwa typy impulsów: $\beta_{II}(t)$ i $\beta_{IV}(t)$ opisane zależnościami (4.19) i (4.21), przy czym impuls $\beta_{II}(t)$ odpowiada impulsowi "+1", a $\beta_{IV}(t)$ - impulsowi "-1".

Przesunięcia fazowe ψ_{II} i ψ_{IV} wnoszone przez impulsy $\beta_{II}(t)$ i $\beta_{IV}(t)$ są identyczne i równe:

$$\psi_{II} = \psi_{IV} = \omega_0 T, \quad (5.11)$$

a więc są one zależne jedynie od wartości znormalizowanej częstotliwości środkowej n_0 , a nie od wartości wskaźnika modulacji. Ponadto, można zauważyć, iż jeżeli znormalizowana częstotliwość n_0 przyjmuje wartości naturalne; $n_0=1,2,\dots$, to przestrzeń B oraz identyczna z nią przestrzeń G są przestrzeniami dwuelementowymi, a ciąg impulsów wyjściowych modulatora jest, przy założeniu niezależności statystycznej wyrazów ciągu impulsów sygnału modulującego, ciągiem losowym o wyrazach niezależnych. Korzystając z faktu, że metoda obliczania widm mocy omawiana w rozdz.3 może być również zastosowana w przypadku sygnałów losowych o wyrazach niezależnych, posłużono się nią w celu obliczenia widma mocy sygnału z modulacją Chirp.

Na rys.22 przedstawione są wykresy $A_c(\eta)$ składowej ciągłej znormalizowanego widma mocy sygnału zmodulowanego, dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji m , natomiast w tab.11 przedstawione jest zestawienie wartości składowej prążkowej widma dla tych samych wskaźników modulacji.



Rys.22 Wykresy $A(\eta)$ składowej ciągłej znormalizowanej gęstości mocy sygnału z modulacją Chirp dla różnych wartości wskaźnika modulacji m ; $p = q = 0.5$

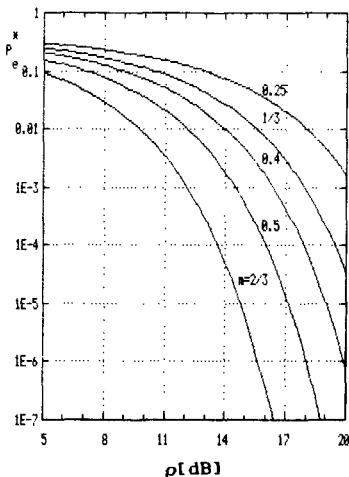
Tablica 11

Składowa prążkowa znormalizowanego widma mocy sygnału z modulacją Chirp

Wskaźnik modulacji m	Składowa prążkowa widma mocy		
	$\eta=0.0$	$\eta=\pm 1.0$	$\eta=\pm 2.0$
0.75	0.4136	8.6E-4	4.0E-6
2/3	0.4307	5.4E-4	2.5E-6
0.5	0.4601	8.8E-5	7.6E-7
0.4	0.4742	7.3E-5	3.0E-7
1/3	0.4820	3.5E-5	1.5E-7
0.25	0.4898	1.1E-5	4.5E-8

Sygnał zmodulowany typu Chirp może być traktowany jako ciąg impulsów o wyrazach niezależnych (o ile taką właściwością charakteryzuje się sygnał modulujący), zatem zastosowanie w odbiorniku algorytmu MLSE sprowadza się do podejmowania decyzji o sygnale nadanym na podstawie obserwacji tylko jednego impulsu odebranego i odbiornikiem optymalnym jest w tym przypadku odbiornik Kotiełnikowa [69]. Na rys.23 są przedstawione wykresy górnej

granicy P_e^* prawdopodobieństwa błędnej decyzji w funkcji znormalizowanego stosunku sygnału do szumu ρ , dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji m .



Rys. 22 Wykresy górnej granicy prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy optymalnym odbiorze sygnałów z modulacją Chirp

5.4 Zmodyfikowana modulacja przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodów PST i MPST.

Kody PST i MPST są alfabetycznymi kodami binarno-ternarnymi (zob. Tab. 3); $\alpha^{(i)} \in \{-1, 0, +1\}$. Wahania bieżącej sumy cyfrowej są dla obu tych kodów równe 3. Przyjmując jednak ω_{\min} i ω_{\max} takie jak w przypadku modulacji Chirp, uzyskuje się sygnał ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąowego o pulsacji $\omega(t)$ zawartej w granicach:

$$\omega_0 - \frac{\pi m}{T} \leq \omega(t) \leq \omega_0 + \frac{\pi m}{T}. \quad (5.12)$$

Pulsacja początkowa $\omega_0^{(N)}$ przyjmuje dwie wartości:

$$\omega_{\min} \text{ dla } \alpha^{(1)} = "+1" \quad \omega_{\max} \text{ dla } \alpha^{(1)} = "-1" \text{ oraz}$$

$$\omega_{\min} \text{ lub } \omega_{\max} \text{ dla } \alpha^{(i)} = "0".$$

W sygnale zmodulowanym występują więc cztery typy impulsów: $\beta_I(t)$, $\beta_{II}(t)$, $\beta_{III}(t)$, $\beta_{IV}(t)$ opisane zał. (4.18) do (4.21), takie same jak w

przypadku prostej modulacji przyspieszenia kąowego ciągiem symboli kodu AMI. W tab. 12 przedstawiona jest tabela kodowania/modulacji dla kodów PST i MPST oraz zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąowego, w której podano sposób przyporządkowania słowom kodowym słów wyjściowych modulatora. Należy tutaj zwrócić uwagę, iż słowu kodowemu "0+" odpowiada słowo wyjściowe modulatora typu:

$$g^{(i)}(t) = \beta_I(t) + \beta_{II}(t-T), \quad (5.13.a)$$

gdy wartość chwilowa pulsacji w momencie zakończenia słowa $g^{(i-1)}()$ była równa α_{\min} , lub słowo wyjściowe modulatora typu:

$$g^{(i)}(t) = \beta_{III}(t) + \beta_{II}(t-T), \quad (5.13.b)$$

gdy była ona równa α_{\max} . Podobna sytuacja ma miejsce również w przypadku słowa "0-". Tak więc w tabeli kodowania/modulacji (zob. tab.12) każdy z kodów PST i MPST rozpisany jest na 4 alfabetów w przeciwieństwie do dwualfabetowej reprezentacji w tablicy kodowania (zob.tab.4).

Tablica 12

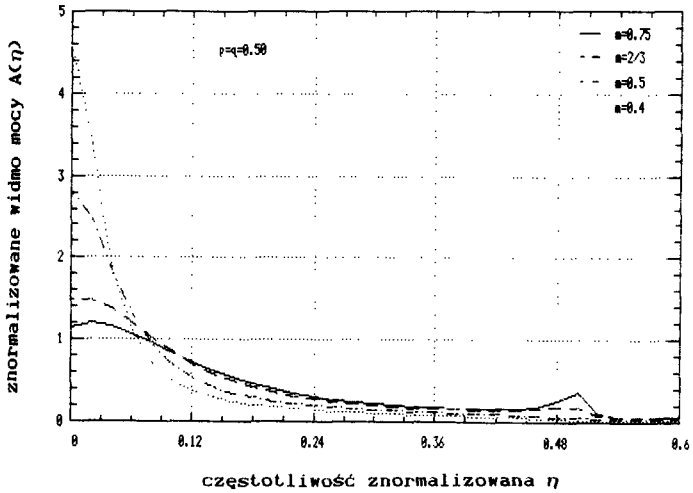
Tabela kodowania/modulacji dla kodów PST i MPST oraz zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąowego

BIN	PST		MPST	
	$F_1/G_1(G_2)$	$F_2/G_3(G_4)$	$F_1/G_1(G_2)$	$F_2/G_3(G_4)$
00	-+ IV, II	-+ IV, II	0+ I(III), I	-0 IV, I
01	0+ I(III), II	0- III(I), IV	-+ V, VI	-+ IV, II
10	+0 II, III	-0 IV, I	+ II, IV	+ VII, VIII
11	+ II, IV	+ VII, VIII	+0 II, III	0- III(I), IV

Tabela kodowania/modulacji oraz znajomość przesunięć fazowych wnoszonych przez poszczególne typy impulsów (zal.(4.23)) wystarczają do wyznaczenia łańcucha Markowa ciągu $\langle s^{(n)} \rangle$.

Na rys.24 przedstawiono wyniki obliczeń gęstości widmowej mocy sygnału zmodulowanego. Natomiast w tab. 13 podane jest zestawienie minimalnych znormowanych odległości w sensie przestrzeni L^2 pomiędzy ciągami impulsów sygnału zmodulowanego wyznaczone dla kilku różnych wartości wskaź-

nika modulacji. Wykresy P_e^{**} w funkcji znormalizowanego stosunku sygnału do



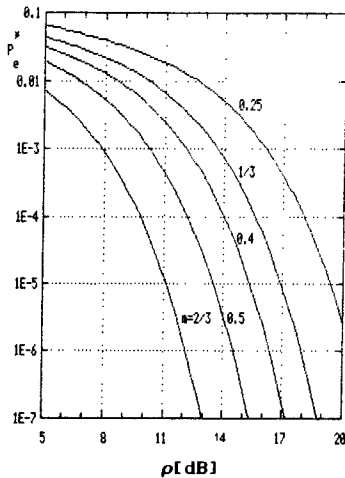
Rys. 24 Wykresy $A(\eta)$ znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąтового ciągami słów kodów PST lub MPST dla różnych wartości wskaźnika modulacji m ; $p = q = 0.5$

Tablica 13

Minimalne, znormalizowane odległości pomiędzy sekwencjami impulsów w sygnale ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąтового ciągiem słów kodu PST lub MPST

Wskaźnik modulacji m	$\frac{d}{\sqrt{E}}$	$P\{\langle \alpha_j^{(n)} \rangle_N^{\min}\}$	L. błędów binarnych
2/3	0.738	0.25	2
0.5	0.562	0.25	2
0.4	0.454	0.25	2
1/3	0.380	0.25	2
0.25	0.286	0.25	2

szumu ρ , dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji przedstawione są na rys. 25.



Rys. 25 Wykresy górnej granicy prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy odbiorze według algorytmu MLSE sygnału ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąowego ciągami słów kodów PST lub MPST

5.5 Zmodyfikowana modulacja przyspieszenia kąowego ciągami słów kodowych kodów 4B3T

Jak to już zostało podane (zob. rozdz. 4.5), kody typu 4B3T umożliwiają zmniejszenie o 0,25 szybkości transmisji sygnału ternarnego w stosunku do sygnału binarnego. W rozdz. 4.5 przeanalizowano właściwości sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kąowego ciągami słów kodu MS43. W niniejszym podrozdziale przedstawione zostaną parametry sygnału ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąowego, gdy sygnał modulujący jest ciągami słów kodowych tego właśnie kodu, a pierwotny sygnał binarny jest stacjonarnym ciągiem losowym o wyrazach niezależnych. W przypadku rozważanego kodu, tak jak to w poprzednim podrozdziale zostało opisane dla kodu PST, takim samym słowem kodowym, rozpoczynającym się od zera, mogą odpowiadać dwa różne typy słów wyjściowych modulatora. Zatem tabela kodowania/modulacji (zob. tab. 14) zawiera osiem alfabetów, a nie jak w przypadku prostej modulacji przyspieszenia kąowego cztery. Założono przy tym, tak jak w poprzednich dwóch podrozdziałach, że:

$$\omega_{\min} = \omega_0 - \frac{\pi m}{T} \quad \text{oraz} \quad \omega_{\max} = \omega_0 + \frac{\pi m}{T}.$$

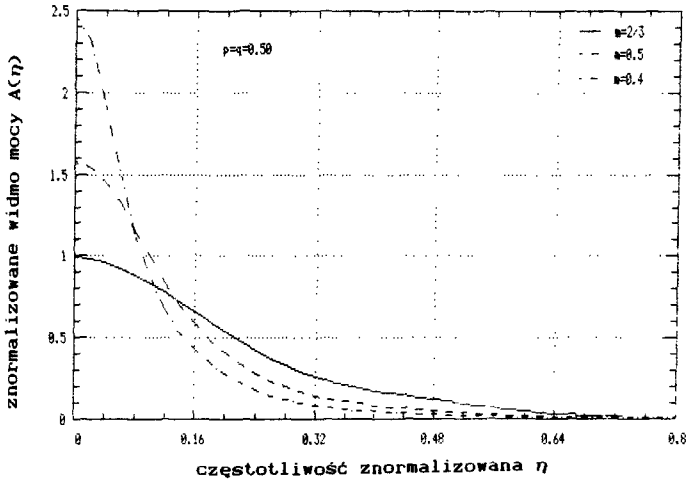
Tabela kodowania/modulacji kodu MS43 i zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąowego

BIN	$F_1/G_1 (G_2)$	$F_2/G_3 (G_4)$	$F_3/G_5 (G_6)$	$F_2/G_7 (G_8)$
0000	+ + + II, II, II	0 8 - + - IV, II, IV	0 3 - + - IV, II, IV	0 5 - + - IV, II, IV
0001	+ + 0 II, II, III	0 6 0 0 - I, I(III, III)IV	0 3 0 0 - I, I(III, III)IV	0 5 0 0 - I, I(III, III)IV
0010	+ 0 + II, III, II	0 6 0 - 0 I(III), IV, I	0 3 0 - 0 I(III), IV, I	0 5 0 - 0 I(III), IV, I
0011	0 - + I(III), IV, II	0 2 0 - + I(III), IV, II	0 3 0 - + I(III), IV, II	0 6 0 - + I(III), IV, II
0100	0 + + I(III), II, II	0 6 - 0 0 IV, I, I	0 3 - 0 0 IV, I, I	0 5 - 0 0 IV, I, I
0101	- 0 + IV, I, II	0 2 - 0 + IV, III, II	0 4 - 0 + IV, I, II	0 6 - 0 + IV, I, II
0110	- + 0 IV, II, III	0 2 - + 0 IV, II, III	0 4 - + 0 IV, II, III	0 6 - + 0 IV, II, III
0111	- + + IV, II, II	0 4 - + + IV, II, II	0 6 - + + IV, II, II	0 8 - + + IV, IV, II
1000	+ - + II, IV, II	0 4 + - + II, IV, II	0 6 + - + II, IV, II	0 8 + - + IV, IV, I
1001	0 0 + I, I(III, III), II	0 4 0 0 + I, I(III, III)II	0 6 0 0 + I, I(III, III)II	0 8 - 0 0 IV, IV, I
1010	0 + 0 I(III), II, III	0 4 0 + 0 I(III), II, III	0 6 0 + 0 I(III)II, III	0 8 - 0 - IV, I, IV
1011	0 + - I(III), II, IV	0 1 0 + - I(III), II, IV	0 3 0 + - I(III), II, IV	0 5 0 + - I(III), II, IV
1100	+ 0 0 II, III, III	0 4 + 0 0 II, III, III	0 6 + 0 0 II, III, III	0 8 0 - - I(III), IV, IV
1101	+ 0 - II, III, IV	0 1 + 0 - II, III, IV	0 3 + 0 - II, III, IV	0 5 + 0 - II, III, IV
1110	+ - 0 II, IV, I	0 1 + - 0 II, IV, I	0 3 + - 0 II, IV, I	0 5 + - 0 II, IV, I
1111	+ + - II, II, IV	0 3 + - - II, IV, IV	0 1 + - - II, IV, IV	0 5 + - - II, IV, IV

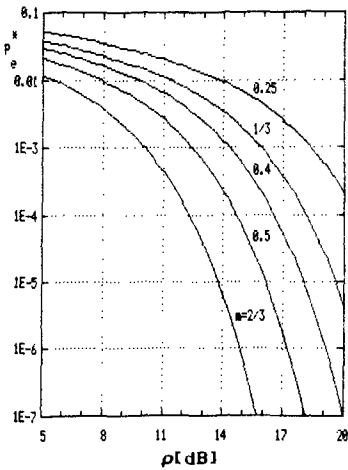
Tablica 15

Minimalne, znormalizowane odległości pomiędzy sekwencjami impulsów w sygnale ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodu MS43

Wskaźnik modulacji m	$\frac{d}{\sqrt{E}}$	$P\{c_{aj}^{(n)}\}_N \min$	L. błędów binarnych
2/3	0.523	0.25	2
0.5	0.398	0.25	2
0.4	0.321	0.25	2
1/3	0.268	0.25	2
0.25	0.202	0.25	2



Rys. 26 Wykresy $A(\eta)$ znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodu MS43 dla różnych wartości wskaźnika modulacji m ; $p = q = 0.5$



Rys. 27 Wykresy górnej granicy prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy odbiorze według algorytmu MLSE sygnału ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodu MS43

W niniejszym rozdziale wyznaczono tak gęstość widmową mocy, jak i prawdopodobieństwa błędnej decyzji i wystąpienia błędu wynikowego tylko dla wskaźników modulacji $m=2/3$ i $m=0.5$, gdyż wymagany czas obliczeń rośnie bardzo szybko ze wzrostem mocy przestrzeni słów wyjściowych modulatora

(moc ta dla wskaźnika modulacji $m=0.25$ i znormalizowanej częstotliwości środkowej y_0 będącej liczbą naturalną wynosi 1024, gdy dla $m=0.5$ "tylko" 512).

Wyznaczone przebiegi gęstości widmowej mocy sygnału zmodulowanego przedstawione są na rys.26, natomiast tab.15 podane jest zestawienie minimalnych znormalizowanych odległości w sensie przestrzeni L^2 pomiędzy ciągami impulsów sygnału zmodulowanego wyznaczone dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji. Wykresy P_e^* w funkcji znormalizowanego stosunku sygnału do szumu ρ , dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji przedstawione są na rys.27.

5.6 Zmodyfikowana modulacja przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodu 3B2T

Z właściwości zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąowego wynika, iż sygnał modulujący, inaczej niż w przypadku prostej modulacji przyspieszenia kąowego, nie musi być sygnałem o ograniczonych wahanach bieżącej sumy cyfrowej. Rozważane w poprzednim podrozdziale kody 4B3T pozwalają na zmniejszenie szybkości transmisji sygnału ternarnego w stosunku do szybkości transmisji sygnału binarnego o 0.25, przy zapewnieniu ograniczonych wahań bieżącej sumy cyfrowej w sygnale kodowym. W przypadku zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąowego można zastosować do wstępnego zakodowania sygnału binarnego kod 3B2T (zob. tab.16) zmniejszający szybkość transmisji o 1/3, przy zachowaniu zasady niewystępowania długich ciągów zer w sygnale modulującym.

Tablica 16

Tabela kodowania
kodu 3B2T

BIN	F
000	+−
001	0+
010	+0
011	++
100	--
101	0−
110	−0
111	−+

Tak samo jak w poprzednich dwóch podrozdziałach, takim samym słowem kodowym rozpoczynającym się od zera, mogą w sygnale zmodulowanym odpowiadać dwa różne typy słów wyjściowych modulatora. Tabela kodowania/modulacji (zob. tab.17) dla kodu 3B2T i zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąto-
wego zawiera więc dwa alfabet, a nie jeden jak tabela kodowania tego kodu. Przyjęto przy tym założenie, iż pulsacje ω_{\min} i ω_{\max} są opisane zal. (5.10).

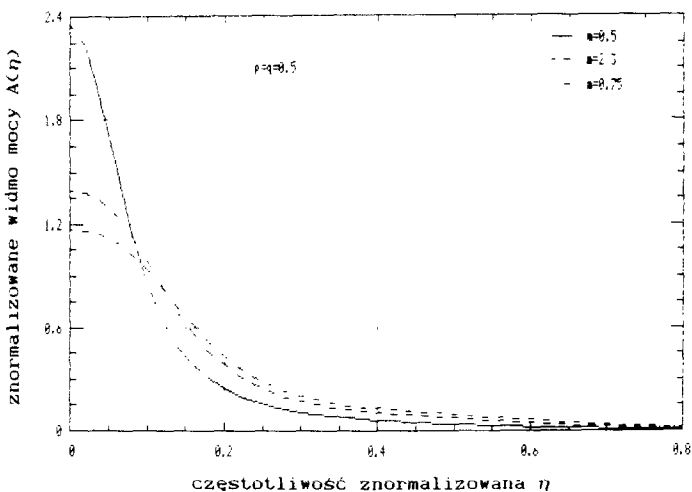
Tablica 17

Tabela kodowania/modulacji kodu 3B2T i zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąto-
wego

BIN	F/G_1	F/G_2
000	$\begin{matrix} + & - \\ II, & IV \end{matrix} <1$	$\begin{matrix} + & - \\ II, & IV \end{matrix} <1$
001	$\begin{matrix} 0 & + \\ I, & II \end{matrix} <2$	$\begin{matrix} 0 & + \\ III, & II \end{matrix} <2$
010	$\begin{matrix} + & 0 \\ II, & III \end{matrix} <2$	$\begin{matrix} + & 0 \\ II, & III \end{matrix} <2$
011	$\begin{matrix} + & + \\ II, & II \end{matrix} <2$	$\begin{matrix} + & + \\ II, & II \end{matrix} <2$
100	$\begin{matrix} - & - \\ IV, & IV \end{matrix} <1$	$\begin{matrix} - & - \\ IV, & IV \end{matrix} <1$
101	$\begin{matrix} 0 & - \\ I, & IV \end{matrix} <1$	$\begin{matrix} 0 & - \\ III, & IV \end{matrix} <1$
110	$\begin{matrix} - & 0 \\ IV, & I \end{matrix} <1$	$\begin{matrix} - & 0 \\ IV, & I \end{matrix} <1$
111	$\begin{matrix} - & + \\ IV, & II \end{matrix} <2$	$\begin{matrix} - & + \\ IV, & II \end{matrix} <2$

Korzystając z tabeli kodowania/modulacji oraz ze znajomości przesunięć fazowych wnoszonych przez impulsy poszczególnych typów (zal.(4.23)) wyznacza się łańcuch Markowa ciągu $\langle s^{(n)} \rangle$ stanów wyjściowych modulatora, będący podstawą do obliczenia gęstości widmowej mocy sygnału zmodulowanego oraz prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy odbiorze według algorytmu MLSE.

Wyznaczone w wyniku obliczeń przebiegi gęstości widmowej mocy sygnału zmodulowanego przedstawione są na rys.28, natomiast w tab. 18 podane jest zestawienie minimalnych znormalizowanych odległości w sensie przestrzeni L^2 pomiędzy ciągami impulsów sygnału zmodulowanego wyznaczone dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji. Wykresy P_e^* w funkcji znormalizowanego stosunku sygnału do szumu ρ , dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji przedstawione są na rys.29.

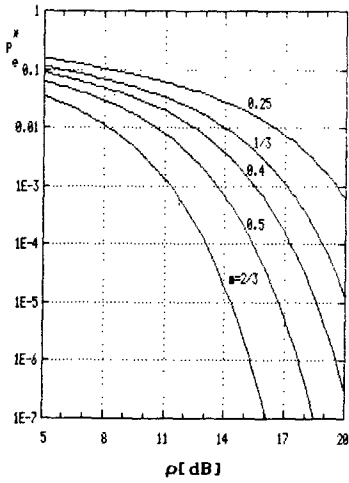


Rys.28 Wykresy $A(\eta)$ znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąтового ciągiem słów kodu 3B2T dla różnych wartości wskaźnika modulacji m ; $p = q = 0.5$

Tablica 18

Minimalne, znormalizowane odległości pomiędzy sekwencjami impulsów w sygnale ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąтового ciągiem symboli kodu 3B2T

Wskaźnik modulacji m	$\frac{d}{\sqrt{E}}$	$P\{\langle \alpha_j^{(n)} \rangle_N^{\min}\}$	L. błędów binarnych
2/3	0.523	7/16	2
		3/16	1
0.5	0.398	7/16	2
		3/16	1
0.4	0.321	7/16	2
		3/16	1
1/3	0.268	7/16	2
		3/16	1
0.25	0.202	7/16	2
		3/16	1

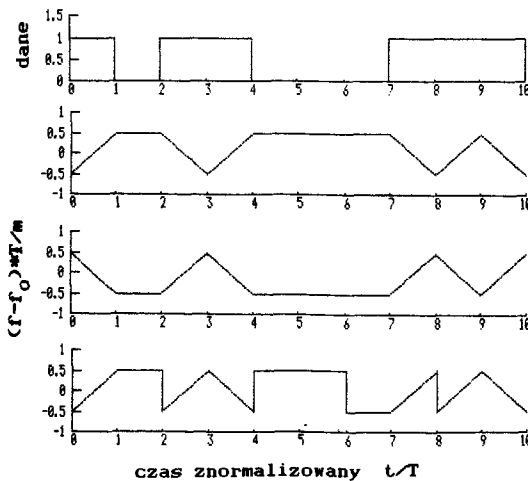


Rys. 29 Wykresy górnej granicy prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy odbiorze według algorytmu MLSE sygnału ze zmodyfikowaną modulacją przyspieszenia kąto-
wego ciągiem słów kodu 3B2T

6. PRZEŁĄCZANE MODULACJE PRZYSPIESZENIA KĄTOWEGO

6.1 Rozważania wstępne

Z rozważań zawartych w rozdz. 4 wynika, że dla prostej modulacji przyspieszenia kąтового najmniejsze wahania pulsacji chwilowej sygnału zmodulowanego uzyskuje się, dla danej wartości wskaźnika modulacji, gdy sygnał modulujący jest ciągiem symboli kodu AMI. Wynika to z faktu, że wahania wartości bieżącej sumy cyfrowej są dla tego kodu najmniejsze i wynoszą 1. W kodzie tym mogą jednak występować długie ciągi zer, a więc, jak to wynika z właściwości prostej modulacji przyspieszenia kąтового, sygnał zmodulowany jest wtedy falą harmoniczną o stałej amplitudzie, częstotliwości oraz ciągłej fazie. Mogą więc w takim przypadku wystąpić trudności z synchronizacją pracy nadajnika i odbiornika.



Rys.30 Przebiegi wyjaśniające zasadę tworzenia sygnału z przełączanymi modulacjami przyspieszenia kąтового

Kod AMI charakteryzuje się tym, iż symbole "+1" i "-1" w ciągu kodowym odpowiadają symbolowi "1" w ciągu binarnym. Zatem dwa ciągi symboli kodu AMI różniące się tylko tym, iż symbolem "+1" w jednym ciągu odpowia-

dają symbole "-1" w drugim ciągu, przenoszą taką samą informację binarną. Jeżeli więc takie dwa, różniące się tylko znakami niezerowych symboli, ciągi kodowe kodu AMI zostaną podane na wejścia dwóch identycznych modulatorów realizujących prostą modulację przyspieszenia kąowego, to funkcje $f_1(t)$ i $f_2(t)$ opisujące częstotliwości chwilowe sygnałów $x_1(\cdot)$ i $x_2(\cdot)$ na wyjściach modulatorów są symetryczne względem częstotliwości środkowej f_0 i oczywiście sygnały te przenoszą taką samą informację binarną (zob. rys. 30 b i c).

Tak samo sygnał $x_3(\cdot)$ o częstotliwości chwilowej opisanej funkcją $f_3(t)$ przynosi również taką samą informację binarną jak sygnały $x_1(\cdot)$ i $x_2(\cdot)$, pod warunkiem, że w każdym z kolejnych przedziałów czasu $(nT, (n+1)T)$ spełniona jest zależność:

$$f_3(t) = f_1(t) \oplus f_2(t), \quad (6.1)$$

co oznacza, że funkcja $f_3(t)$ w każdym z tych przedziałów pokrywa się w całym przedziale z funkcją $f_1(t)$, albo z funkcją $f_2(t)$. Przebieg $f_3(t)$ można więc uzyskać przez odpowiednie przełączanie przebiegu $f_1(t)$ na $f_2(t)$ i odwrotnie.

6.2 Zależności podstawowe

Z dotychczasowych rozważań oraz z opisu prostej modulacji przyspieszenia kąowego (zob. rozdz. 4) wynika, że pulsacje $\omega_1(t)$ i $\omega_2(t)$ są opisanymi zależnościami:

$$\omega_1(t) = 2\pi f_1(t) = 2\pi m \sum_{i=0}^{\infty} a^{(i)} \int_0^t q_a(\theta - iT) d\theta + \omega_0, \quad (6.2)$$

$$\omega_2(t) = 2\pi f_2(t) = 2\pi m \sum_{i=0}^{\infty} \{-a^{(i)}\} \int_0^t q_a(\theta - iT) d\theta + \omega_0. \quad (6.3)$$

Zatem pulsacja $\omega_3(t)$, gdy częstotliwość $f_3(t)$ spełnia zal. (6.1), jest równa:

$$\omega_3(t) = 2\pi m \sum_{i=0}^{\infty} a^{(i)} \left[\zeta^{(i)} - \zeta^{(i)} \right] \int_0^t q_a(\theta - iT) d\theta + \sum_{i=0}^{\infty} \chi_1^{(i)} \left[(a^{(n)}), (\zeta^{(n)}) \right] \Delta\omega + \omega_0, \quad (6.4)$$

gdzie:

$\zeta^{(i)}$ - i -ty wyraz ciągu $(\zeta^{(n)})$ złożonego z zer i jedynek, przy czym reguła tworzenia ciągu $(\zeta^{(n)})$ jest następująca:

$$\zeta^{(i)} = \begin{cases} 1 & \text{gdy } \omega_3(t) = \omega_1(t) \quad iT < t < (i+1)T \\ 0 & \text{gdy } \omega_3(t) = \omega_2(t) \quad iT < t < (i+1)T \end{cases} \quad (6.5)$$

$\zeta^{(i)}$ - zanegowany, i -ty wyraz ciągu $(\zeta^{(n)})$,

$$\chi_1^{(i)}[.] = \begin{cases} 0 & \text{gdy } i=0 \text{ lub } \zeta^{(i)} = \zeta^{(i-1)} \text{ dla } i>0 \\ 1 & \text{gdy } \zeta^{(i)} \neq \zeta^{(i-1)} \text{ i } \lim_{t \rightarrow iT}^- \omega_3(t) = \omega_d; \quad i>0, \\ -1 & \text{gdy } \zeta^{(i)} \neq \zeta^{(i-1)} \text{ i } \lim_{t \rightarrow iT}^- \omega_3(t) = \omega_g; \quad i>0 \end{cases} \quad (6.6)$$

$$\Delta\omega - \text{skok pulsacji; } \Delta\omega = \omega_g - \omega_d = \frac{2\pi m}{T},$$

ω_d, ω_g - pulsacje graniczne (dolna i górna) w sygnale z prostą modulacją przyspieszenia kąowego ciągiem symboli kodu AMI.

Z właściwości kodu AMI wynika, iż jeżeli l_1 i l_2 są takimi dwiema wartościami zmiennej i , że:

$$\begin{aligned} \chi_1^{(l_1)}[.] &\neq 0 \\ \chi_1^{(l_2)}[.] &\neq 0 \\ \bigwedge_{l_1 < i < l_2} \chi_1^{(i)}[.] &= 0, \end{aligned} \quad (6.7)$$

to spełniona jest zależność:

$$\chi_1^{(l_2)}[.] = \begin{cases} -\chi_1^{(l_1)}[.] & \text{gdy } \sum_{i=l_1}^{l_2-1} \alpha^{(i)} [\zeta^{(i)} - \zeta^{(i+1)}] = 0 \\ \chi_1^{(l_1)}[.] & \text{w przeciwnym przypadku.} \end{cases} \quad (6.8)$$

Niosąca informację składowa $\varphi(t, (BIN^{(n)}))$ kąta fazowego sygnału z przełączaną modulacją przyspieszenia kąowego jest więc równa:

$$\varphi(t, (BIN^{(n)})) = \int_0^t (\omega_3(t) - \omega_0) dt = \quad (6.9)$$

$$= 2\pi m \sum_{i=0}^{\infty} \left\{ \alpha^{(i)} [\zeta^{(i)} - \zeta^{(i+1)}] \int_0^t \int_0^{\tau} q_a(\theta - iT) d\theta d\tau + \chi_1^{(i)} [(\alpha^{(n)}), (\zeta^{(n)})] \int_0^t \frac{1}{T} d\tau \right\}.$$

Podstawiając do wzoru (6.9) zależność (4.5) opisującą kształt jednostkowego impulsu przyspieszenia kąтового oraz wykonując całkowanie, otrzymuje się:

$$\varphi(t, \langle \text{BIN}^{(n)} \rangle) = 0,5 \varepsilon_{\zeta}^{(N)} (t - NT)^2 + (\omega_{\zeta}^{(N)} - \omega_0) (t - NT), \quad (6.10)$$

gdzie:

$\varepsilon_{\zeta}^{(N)}$ - wartość przyspieszenia kąowego odpowiadająca N-temu impulsowi sygnału modulującego; $N=0,1,2, \dots$:

$$\varepsilon_{\zeta}^{(N)} = \frac{2\pi m}{T^2} \alpha^{(N)} [\zeta^{(N)} - \zeta^{(N)}], \quad (6.11)$$

N - liczba impulsów sygnału zmodulowanego zakończonych do chwili t ,
 $\omega_{\zeta}^{(N)}$ - wartość pulsacji na początku N-tego impulsu sygnału zmodulowanego:

$$\begin{aligned} \omega_{\zeta}^{(N)} &= \lim_{t \rightarrow NT}^- \omega_3(t) = \\ &= \frac{2\pi m}{T} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \alpha^{(i)} [\zeta^{(i)} - \zeta^{(i)}] + \sum_{i=0}^N \chi_1^{(i)} [\langle \alpha^{(n)} \rangle, \langle \zeta^{(n)} \rangle] \right\}. \end{aligned} \quad (6.12)$$

Dotychczas w literaturze [112, 121] został opisany jeden sposób otrzymywania funkcji $\omega_3(t)$ polegający na przełączaniu przebiegu o $\omega_1(t)$ na przebieg o $\omega_2(t)$ (lub odwrotnie) w przypadku występowania długich ciągów zer w sygnale modulującym. Uzyskiwany w ten sposób sygnał zmodulowany został tam (zob. [112, 121]) nazwany sygnałem z przełączaną modulacją przyspieszenia kąowego. Zastosowanie dla określenia tego rodzaju modulacji terminu - przełączana ciągiem zer modulacja przyspieszenia kąowego - jest jednak bardziej adekwatne, gdyż istnieje wiele sposobów uzyskiwania z przebiegów $\omega_1(t)$ i $\omega_2(t)$ przebiegu $\omega_3(t)$ przy zachowaniu zal.(6.1). Taki też termin będzie dalej stosowany w niniejszej pracy. Natomiast termin „przełączana modulacja przyspieszenia kąowego” będzie tu stosowany w znaczeniu ogólniejszym gdy, częstotliwość chwilowa $f_3(t)$ sygnału zmodulowanego spełnia zależność (6.1).

6.3 Determisticznie przełączane modulacje przyspieszenia kąowego

6.3.1 Rozważania wstępne

Z zal. (6.4) i (6.5) wynika, że rodzaj przełączanej modulacji przyspieszenia kąowego zależy wyłącznie od sposobu tworzenia ciągu $\langle \zeta^{(n)} \rangle$, przy czym wyrazy ciągu $\langle \zeta^{(n)} \rangle$ mogą zależeć od przesyłanych danych, lub być

od nich niezależne. W przypadku, gdy wszystkie wyrazy ciągu $(\zeta^{(n)})$ nie zależą od przesyłanych danych i wszystkie wyrazy tego ciągu są z góry określone, np. za pomocą zależności analitycznej, tzn. ich wartość zależy jedynie od numeru wyrazu ciągu, modulacja taka będzie nazywana deterministycznie przełączaną modulacją przyspieszenia kąowego. Można zauważyć, iż prosta modulacja przyspieszenia kąowego ciągiem symboli kodu AMI może być w tym ujęciu traktowana jako szczególny przypadek przełączanej modulacji przyspieszenia kąowego, gdy:

$$\bigwedge_i (\zeta^{(i)} = 0) \vee \bigwedge_i (\zeta^{(i)} = 1). \quad (6.13)$$

W dalszej części niniejszego podrozdziału zostanie szczegółowo omówiony przykład deterministycznie przełączanej modulacji przyspieszenia kąowego, a mianowicie okresowo przełączana modulacja przyspieszenia kąowego, umożliwiająca bardzo prostą synchronizację pracy nadajnika i odbiornika.

6.3.2 Okresowo przełączana modulacja przyspieszenia kąowego

W przypadku okresowo przełączanej modulacji przyspieszenia kąowego wyrazy ciągu $(\zeta^{(n)})$ określone są za pomocą zależności:

$$\bigwedge_{l=0,1,2,\dots} \zeta^{(lk)} = \zeta^{(lk+1)} = \dots = \zeta^{(lk+k-1)} = \zeta^{[(1+1)k]} = \dots = \zeta^{[(1+2)k-1]}, \quad (6.14)$$

gdzie \tilde{k} jest okresem przełączania.

Zależność (6.14) oznacza, iż pulsacja chwilowa $\omega_3(t)$ sygnału zmodulowanego jest dla \tilde{k} kolejnych impulsów równa $\omega_1(t)$, a dla następnych \tilde{k} kolejnych impulsów równa $\omega_2(t)$.

Taki, okresowy sposób przełączania umożliwia bardzo prostą synchronizację pracy nadajnika i odbiornika, gdyż po stronie odbiorczej można odtworzać szybkość transmisji na podstawie powielania przez \tilde{k} częstotliwości przełączania.

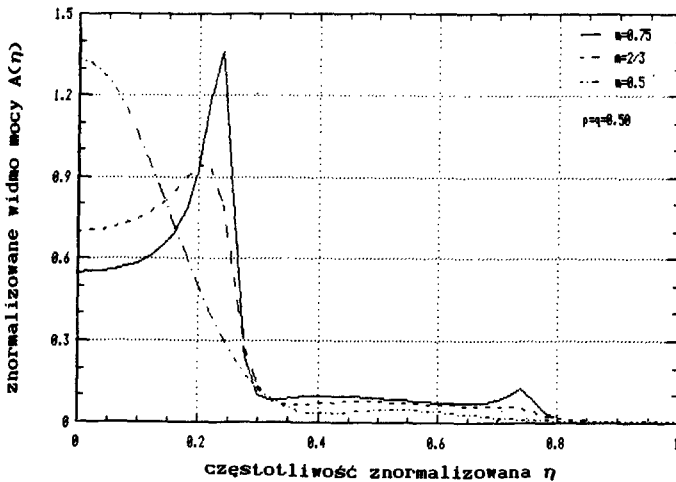
Tak jak dla prostej modulacji przyspieszenia kąowego ciągiem symboli kodu AMI, dla okresowo przełączanej modulacji przyspieszenia kąowego można wyróżnić cztery typy impulsów wyjściowych modulatora: $\beta_I(t)$, $\beta_{II}(t)$, $\beta_{III}(t)$, $\beta_{IV}(t)$ opisane zal. (4.18) do (4.21). Jednak przestrzeń G słów wyjściowych modulatora, dla okresowo przełączanej modulacji przyspieszenia kąowego nie pokrywa się z przestrzenią B impulsów wyjściowych modulatora, jak to ma miejsce przy prostej modulacji przyspieszenia kąowego ciągiem symboli kodu AMI. Wynika to z faktu, iż długość słowa wyjściowego modulatora jest tutaj równa długości okresu przełączania. Wygodnie jest tak po-

dzielić ciąg $(\beta^{(n)})$ impulsów wyjściowych modulatora na słowa, aby każde słowo rozpoczynało się od przełączenia. Otrzymuje się wówczas dwualfabetową tabelę kodowania/modulacji. W tab.19 przedstawiona jest tabela kodowania/modulacji dla okresowo przełączanej modulacji przyspieszenia kąowego o okresie równym 2.

Tablica 19

Tabela kodowania/modulacji dla okresowo przełączanej, o okresie równym 2, modulacji przyspieszenia kąowego

BIN	G_1	G_2
00	I, I (2)	III, III (1)
01	I, II (1)	III, IV (2)
10	II, III (1)	IV, I (2)
11	II, IV (2)	IV, II (1)



Rys. 31 Wykresy $A(\eta)$ znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału z okresowo przełączaną modulacją przyspieszenia kąowego, okres przełączania jest równy 2

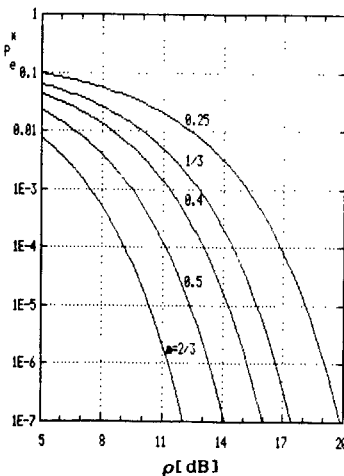
Z dotychczasowych rozważań wynika, iż takie właściwości sygnału zmodulowanego, jak przebieg widma mocy, czy też odporność na zakłócenia mogą, dla rozważanego sposobu modulacji zależeć nie tylko od wartości wskaźnika modulacji m , ale również od okresu przełączania \bar{k} . Wraz ze wzrostem \bar{k} będą

się one coraz bardziej zbliżały do właściwości sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kąowego ciągiem symboli kodu AMI. W niniejszym rozdziale przedstawiono wyniki obliczeń, tak gęstości widmowej mocy, jak i $P_e^*(\rho)$ górnej granicy prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy odbiorze według algorytmu MLSE dla przypadku $\tilde{k}=2$. Obliczenia wykonano posługując się metodami opisanymi szczegółowo w rozdz.3, zakładając, że sygnał modulujący jest stacjonarnym ciągiem losowym o wyrazach niezależnych.

Tablica 20

Minimalne znormalizowane odległości pomiędzy sekwencjami impulsów w sygnale z okresowo przełączaną modulacją przyspieszenia kąowego, okres modulacji jest równy 2

Wskaźnik modulacji m	$\frac{d}{\sqrt{E}}$	$P\{\langle \alpha_j^{(n)} \rangle_N^{\min}\}$	L. błędów binarnych
2/3	0.840	1.0	2
0.5	0.664	1.0	2
0.4	0.535	1.0	2
1/3	0.454	1.0	2
0.25	0.343	1.0	2



Rys. 32 Wykresy górnej granicy prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy odbiorze według algorytmu MLSE sygnału z okresowo przełączaną modulacją przyspieszenia kąowego, okres przełączania jest równy 2

Na rys.31 przedstawiono wyniki obliczeń gęstości widmowej mocy sygnału zmodulowanego, a w tab.20 zestawienie minimalnych znormalizowanych odległości w sensie przestrzeni L^2 pomiędzy ciągami impulsów sygnału zmo-

dulowanego wyznaczone dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji. Wykresy $P_e^*(\rho)$ przy odbiorze sygnału zgodnie z algorytmem MLSE, dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji, przedstawione są na rys.32.

6.4 Niedeterministycznie przełączane modulacje przyspieszenia kąowego

6.4.1 Rozważania wstępne

Niedeterministycznie przełączane modulacje przyspieszenia kąowego, w przeciwieństwie do modulacji przełączanych w sposób zdeterminowany, mają miejsce w przypadkach, gdy wyrazy ciągu $(z^{(n)})$ zależą od przesyłanej informacji, lub od innego czynnika losowego. Przykładem modulacji takiego typu jest wspomniana już wcześniej przełączana ciągiem zer modulacja przyspieszenia kąowego i jest ona jako pierwsza omawiana w dalszej części niniejszego rozdziału. Ponadto, omówiona jest także przełączana informacją modulacja przyspieszenia kąowego, w przypadku której wyrazy ciągu $(z^{(n)})$ służą do transmisji dodatkowej informacji (np. do tworzenia kanału służbowego).

6.4.2 Przełączana ciągiem zer modulacja przyspieszenia kąowego

Zasada przełączanej ciągiem zer modulacji przyspieszenia kąowego, nazwanej prosto przełączaną modulacją przyspieszenia kąowego [112, 121], została po raz pierwszy podana przez autora w [112]. Polega ona na tym, iż w przypadku przełączanej ciągiem 1 zer (rząd modulacji równy 1) modulacji przyspieszenia kąowego, pulsacja chwilowa sygnału zmodulowanego zmienia się z przebiegu $\omega_1(t)$ na $\omega_2(t)$ lub odwrotnie po wystąpieniu w binarnym sygnale modulującym (BIN⁽ⁿ⁾) 1 kolejnych zer - licząc od ostatniej jedynki, lub od ostatniej zmiany - jeżeli następnym wyrazem w ciągu (BIN⁽ⁿ⁾) jest też zero.

Z przytoczonej zasady modulacji wynika następująca reguła tworzenia ciągu $(z^{(n)})$:

$$z^{(i)} = 1; i = 0, 1, \dots, 1 \quad (6.15)$$

$$\{z^{(i-1)} = z^{(i)}\} = \{BIN^{(i-1)} = \dots = BIN^{(1)} = BIN^{(1)} = 0\}; i > 1$$

W przypadku przełączanej ciągiem zer modulacji przyspieszenia kąowego w sygnale zmodulowanym występują cztery typy impulsów wyjściowych modulatora, takie same jak w przypadku innych przełączanych modulacji przys-

pieszenia kąowego, tj.: $\beta_I(t)$, $\beta_{II}(t)$, $\beta_{III}(t)$, $\beta_{IV}(t)$ (zob. zal.(4.18) do (4.21)). Długość słowa wyjściowego modulatora jest tutaj równa 1 i przes- trzeń G słów wyjściowych modulatora pokrywa się z przestrzenią B impulsów wyjściowych. Z zal. (6.15) wynika jednak, że tabela kodowania/modulacji jest dla przełączanej ciągiem zer modulacji przyspieszenia kąowego bar- dziej skomplikowana niż dla prostej modulacji przyspieszenia kąowego cią- giem symboli kodu AMI. Można zauważyć, iż liczba alfabetów w tabeli kodo- wania/modulacji jest tutaj równa $2(l+1)$. W tab.21 przedstawiono tabelę kodowania/modulacji, gdy rząd modulacji l jest równy 2.

Tablica 21

Tabela kodowania/modulacji przełączanej dwoma zerami modulacji przyspieszenia kąowego

BIN	G_1	G_2	G_3	G_4	G_5	G_6
0	I (2)	I (3)	III (5)	III (5)	III (6)	I (2)
1	II (4)	II (4)	II (4)	IV (1)	IV (1)	IV (1)

Od rzędu modulacji zależy w dużej mierze przebieg widma mocy [112, 121]. W niniejszym rozdziale wyznaczono przebiegi gęstości widmowej mocy dla przypadku, gdy jest on równy 2. Obliczenia wykonano wykorzystując me- todę opisaną w rozdziale 3, przy czym sposób wyznaczania modelu modulatora jest zilustrowany poniższym przykładem.

P r z y k ł a d 2

Należy znaleźć automat Moore'a opisujący modulator dla przełączanej ciągiem dwóch zer modulacji przyspieszenia kąowego zakładając, że szyb- kość modulacji $\nu_m=600$ bodów, wskaźnik modulacji $m=0.5$, częstotliwość środ- kowa $f_0=1200$ Hz, a faza początkowa φ_0 w chwili $t=0$ jest równa 0.

R o z w i ą z a n i e

Automat opisujący modulator przełączanej ciągiem dwóch zer modulacji przyspieszenia kąowego wyznacza się na podstawie tabeli kodowania/modula- cji (tab.21). Zbiór F słów wejściowych jest tutaj zbiorem dwuelementowym $\{0,1\}$. Przestrzeń G słów wyjściowych modulatora jest analogiczna z przes- trzenią wyznaczoną w Przykładzie 1 (rozdz.4.3) dla modulatora realizujące- go prostą modulację przyspieszenia kąowego ciągiem symboli kodu AMI o parametrach $(\nu_m, m, f_0, \varphi_0)$ jak w rozważanym przykładzie. Jednak zbiór S sta-

nów wewnętrznych modulatora jest tutaj zbiorem 48-mioelementowym, gdyż w

Tablica 22

Funkcja wyjść λ : $S \rightarrow G$

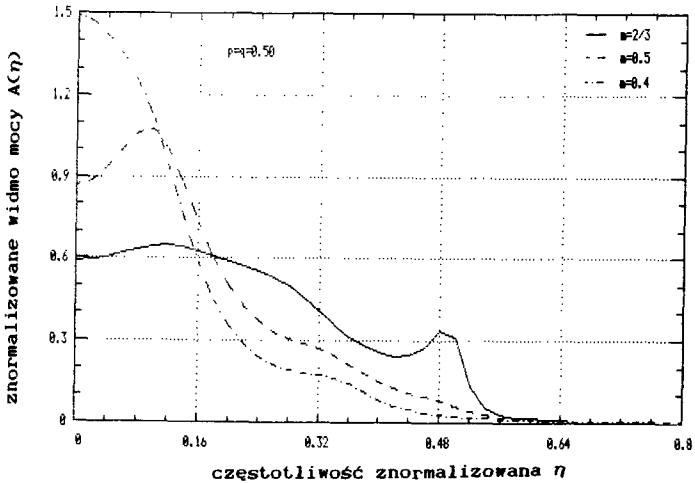
$s^{(n)}$	$\xi^{(n)}(\circ)$	$s^{(n)}$	$\xi^{(n)}(\circ)$	$s^{(n)}$	$\xi^{(n)}(\circ)$	$s^{(n)}$	$\xi^{(n)}(\circ)$
s_1	$\xi_1(\circ)$	s_{13}	$\xi_5(\circ)$	s_{25}	$\xi_9(\circ)$	s_{37}	$\xi_{13}(\circ)$
s_2	$\xi_2(\circ)$	s_{14}	$\xi_6(\circ)$	s_{26}	$\xi_{10}(\circ)$	s_{38}	$\xi_{14}(\circ)$
s_3	$\xi_3(\circ)$	s_{15}	$\xi_7(\circ)$	s_{27}	$\xi_{11}(\circ)$	s_{39}	$\xi_{15}(\circ)$
s_4	$\xi_4(\circ)$	s_{16}	$\xi_8(\circ)$	s_{28}	$\xi_{12}(\circ)$	s_{40}	$\xi_{16}(\circ)$
s_5	$\xi_5(\circ)$	s_{17}	$\xi_9(\circ)$	s_{29}	$\xi_{13}(\circ)$	s_{41}	$\xi_1(\circ)$
s_6	$\xi_6(\circ)$	s_{18}	$\xi_{10}(\circ)$	s_{30}	$\xi_{14}(\circ)$	s_{42}	$\xi_{10}(\circ)$
s_7	$\xi_7(\circ)$	s_{19}	$\xi_{11}(\circ)$	s_{31}	$\xi_{15}(\circ)$	s_{43}	$\xi_3(\circ)$
s_8	$\xi_8(\circ)$	s_{20}	$\xi_2(\circ)$	s_{32}	$\xi_{16}(\circ)$	s_{44}	$\xi_{12}(\circ)$
s_9	$\xi_1(\circ)$	s_{21}	$\xi_{13}(\circ)$	s_{33}	$\xi_9(\circ)$	s_{45}	$\xi_5(\circ)$
s_{10}	$\xi_2(\circ)$	s_{22}	$\xi_3(\circ)$	s_{34}	$\xi_{10}(\circ)$	s_{46}	$\xi_{14}(\circ)$
s_{11}	$\xi_3(\circ)$	s_{23}	$\xi_{15}(\circ)$	s_{35}	$\xi_{11}(\circ)$	s_{47}	$\xi_7(\circ)$
s_{12}	$\xi_4(\circ)$	s_{24}	$\xi_4(\circ)$	s_{36}	$\xi_{12}(\circ)$	s_{48}	$\xi_{16}(\circ)$

Tablica 23

Funkcja przejść δ : $FxS \rightarrow S$

$s^{(n)} \backslash f^{(n)}$	0	1	$s^{(n)} \backslash f^{(n)}$	0	1	$s^{(n)} \backslash f^{(n)}$	0	1
s_1	s_{11}	s_{12}	s_{17}	s_{35}	s_{36}	s_{33}	s_{47}	s_{48}
s_2	s_{25}	s_{26}	s_{18}	s_{25}	s_{26}	s_{34}	s_1	s_2
s_3	s_{13}	s_{14}	s_{19}	s_{37}	s_{38}	s_{35}	s_{41}	s_{42}
s_4	s_{27}	s_{25}	s_{20}	s_{27}	s_{28}	s_{36}	s_3	s_4
s_5	s_{15}	s_{16}	s_{21}	s_{39}	s_{40}	s_{37}	s_{43}	s_{44}
s_6	s_{29}	s_{30}	s_{22}	s_{29}	s_{30}	s_{38}	s_5	s_6
s_7	s_9	s_{10}	s_{23}	s_{33}	s_{34}	s_{39}	s_{45}	s_{46}
s_8	s_{31}	s_{32}	s_{24}	s_{31}	s_{32}	s_{40}	s_7	s_8
s_9	s_{19}	s_{20}	s_{25}	s_{39}	s_{40}	s_{41}	s_{15}	s_{16}
s_{10}	s_{25}	s_{26}	s_{26}	s_1	s_2	s_{42}	s_1	s_2
s_{11}	s_{21}	s_{22}	s_{27}	s_{33}	s_{34}	s_{43}	s_9	s_{10}
s_{12}	s_{27}	s_{28}	s_{28}	s_3	s_4	s_{44}	s_3	s_4
s_{13}	s_{23}	s_{24}	s_{29}	s_{35}	s_{36}	s_{45}	s_{11}	s_{12}
s_{14}	s_{29}	s_{30}	s_{30}	s_5	s_6	s_{46}	s_5	s_6
s_{15}	s_{17}	s_{18}	s_{31}	s_{37}	s_{38}	s_{47}	s_{13}	s_{14}
s_{16}	s_{31}	s_{32}	s_{32}	s_7	s_8	s_{48}	s_7	s_8

tabeli kodowania/modulacji występuje 6 alfabetów, liczba różnych faz początkowych impulsów jest równa 4, a zbiór F jest zbiorem dwuelementowym. Postać funkcji $\delta: FxS \rightarrow S$ jest zależna od przyjętej funkcji $\lambda: S \rightarrow G$.



Rys.33 Wykresy $A(\eta)$ znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału z przełączaną ciągłem dwóch zer modulacją przyspieszenia kąowego

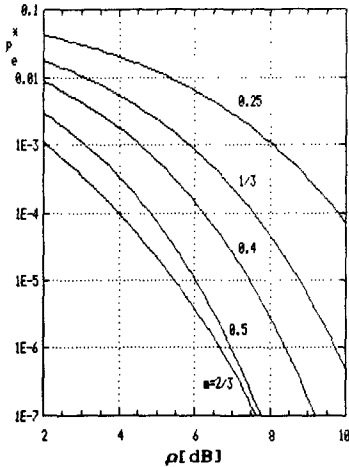
Tablica 24

Minimalne znormalizowane odległości pomiędzy sekwencjami impulsów w sygnale z przełączaną ciągłem dwóch zer modulacją przyspieszenia kąowego

Wskaźnik modulacji m	$\frac{d}{\sqrt{E}}$	$P\{\langle \alpha_j^{(n)} \rangle_N^{\min}\}$	L. błędów binarnych
2/3	1.25	0.125	1
0.5	1.33	0.0625	2
0.4	1.10	0.0625	2
1/3	0.935	0.0625	2
0.25	0.714	0.0625	2

Przyjmując, iż funkcja λ jest dana za pomocą tab.22 i korzystając ze znajomości przesunięć fazowych wnoszonych przez poszczególne typy impulsów (zob.Przykł.1) oraz tabeli kodowania/modulacji (tab.21) wyznacza się tabelę przejść opisującą funkcję δ . Jest ona podana w tab.23.

Wyniki obliczeń gęstości widmowej mocy przedstawiono na rys.33., a w tab.24 podane jest zestawienie minimalnych znormalizowanych odległości w sensie przestrzeni L^2 pomiędzy ciągami impulsów sygnału zmodulowanego wyznaczone dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji. Wykresy $P_e^*(\rho)$ przy odbiorze sygnału zgodnie z algorytmem MLSE, dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji przedstawione są na rys.34.



Rys. 34 Wykresy górnej granicy prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy odbiorze według algorytmu MLSE sygnału z przełączaną ciągami dwóch zer modulacją przyspieszenia kąowego

6.4.3 Przełączana informacją modulacja przyspieszenia kąowego

W przypadku przełączanej informacją modulacji przyspieszenia kąowego, wyrazy ciągu $(\zeta^{(n)})$, zależne są od informacji zewnętrznej. Najprostszym przykładem takiej zależności może być przyporządkowanie zewnętrznej informacji binarnej wartościom ciągu $(\zeta^{(n)})$, zgodnie z zależnością:

$$\zeta^{(i)} = \text{BIN}_1^{(i)}. \quad (6.16)$$

Ma wówczas miejsce taka sytuacja, że pojedynczy impuls wyjściowy modulatora odpowiada dwom impulsom modulującym (z ciągów $(\text{BIN}^{(n)})$ i $(\text{BIN}_1^{(n)})$), a ponadto, pojedyncze przekłamanie przy odbiorze informacji przenoszonej przez ciąg $(\zeta^{(n)})$ powoduje przekłamanie wszystkich pozostałych bitów przenoszonej przez ten ciąg informacji.

Wady tej można uniknąć stosując kodowanie różnicowe informacji $(\text{BIN}_1^{(n)})$, t.j. określając wyrazy ciągu $(\zeta^{(n)})$ zgodnie z regułą:

$$\zeta^{(i)} = \text{BIN}_1^{(i)} \oplus \zeta^{(i-1)}. \quad (6.17)$$

Przyjęcie takiego sposobu tworzenia ciągu $(\zeta^{(n)})$ powoduje, iż liczba błędnie odebranych bitów w ciągu $(\text{BIN}_1^{(n)})$ spowodowanych pojedynczym przekłamaniami jest równa 1.

Gdy strumień danych $(\text{BIN}^{(n)})$ i $(\text{BIN}_1^{(n)})$ charakteryzują się różnymi odstępami jednostkowymi, ale spełniony jest warunek:

$$T_1 = \hat{k}T; \hat{k} = 1, 2, \dots \quad (6.18)$$

gdzie:

T_1 - odstęp jednostkowy w sygnale $(\text{BIN}_1^{(n)})$,
 \hat{k} - współczynnik proporcjonalności;

wyrazy ciągu $(\zeta^{(n)})$ można opisać zależnością:

$$\zeta^{(\hat{k}j)} = \zeta^{(\hat{k}(j+1)} = \dots = \zeta^{(\hat{k}(j+1)-1)} = \text{BIN}_1^{(j)} \oplus \zeta^{(kj-1)}. \quad (6.19)$$

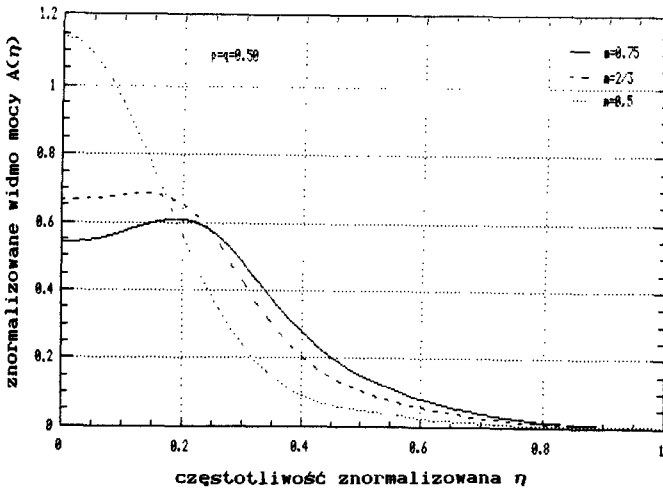
Tablica 25

Tabela kodowania/modulacji dla przełączanej informacją modulacji przyspieszenia kąowego

BIN_1	BIN_2	G_1	G_2
00	1	I, I (2)	III, III (1)
00	0	I, I (1)	III, III (2)
01	1	I, II (1)	III, IV (2)
01	0	I, II (2)	III, IV (1)
10	1	II, III (1)	IV, I (2)
10	0	II, III (2)	IV, I (1)
11	1	II, IV (2)	IV, II (1)
11	0	II, IV (1)	IV, II (2)

W tab.25 przedstawiona jest tabela kodowania/modulacji przełączanej informacją modulacji przyspieszenia kąowego, gdy ciąg $(\zeta^{(n)})$ tworzony jest według zależności (6.20), a współczynnik \hat{k} jest równy 2. Dla takiej modulacji wykonano też obliczenia gęstości widmowej mocy wykorzystując metodę opisaną w rozdz.3. Przyjęto przy tym założenie, że oba ciągi binarne $(\text{BIN}^{(n)})$ i $(\text{BIN}_1^{(n)})$ są ciągami losowymi o wyrazach niezależnych, a prawdopodobieństwo wystąpienia zera w ciągu $(\text{BIN}^{(n)})$ jest równe prawdopodobieństwu występowania jedynki w ciągu $(\text{BIN}_1^{(n)})$. Wykresy gęstości widmowej mocy

sygnału zmodulowanego przedstawione są na rys.35.



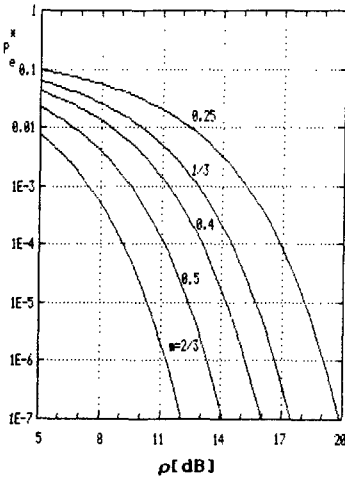
Rys.35 Wykresy $A(\eta)$ znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału z przełączaną informacją modulacją przyspieszenia kąowego

Tablica 26

Minimalne, znormalizowane odległości pomiędzy sekwencjami impulsów w sygnale z przełączaną informacją modulacją przyspieszenia kąowego

Wskaźnik modulacji m	$\frac{d}{\sqrt{E}}$	$P\{\langle \alpha_j^{(n)} \rangle_N, \min\}$	L. błędów binarnych	
			BIN_1	BIN_2
2/3	0.840	0.5	2	0
0.5	0.664	0.5	2	0
0.4	0.535	0.5	2	0
1/3	0.454	0.5	2	0
0.25	0.343	0.5	2	0

W tab. 24 podane jest zestawienie minimalnych znormalizowanych odległości w sensie przestrzeni L^2 pomiędzy ciągami impulsów sygnału zmodulowanego wyznaczone dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji, natomiast wykresy $P_e^*(\rho)$ przy odbiorze sygnału zgodnie z algorytmem MLSE, dla kilku różnych wartości wskaźnika modulacji przedstawione są na rys.36.



Rys.36 Wykresy górnej granicy prawdopodobieństwa błędnej decyzji przy odbiorze według algorytmu MLSE sygnału z przełączaną informacją modulacją przyspieszenia kąowego

7. PODSUMOWANIE

W poprzednich trzech rozdziałach podane zostały właściwości sygnałów zmodulowanych otrzymywanych w wyniku stosowania różnych metod modulacji przyspieszenia kąтового sygnałem cyfrowym, przy czym w przypadku prostej i zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąтового, rozważane były różne postacie sygnału modulującego. Porównywanie między sobą różnych rodzajów modulacji jest, na ogół, realizowane (np. [79]) w oparciu o dwa podstawowe kryteria:

- efektywność wykorzystania pasma częstotliwości,
- sprawność energetyczną.

Tablica 27

Zestawienie szerokości znormalizowanego pasma zawierającego 99% mocy sygnału zmodulowanego

Rodzaj modulacji	Szerokość znormalizowanego pasma zawierającego 99% mocy sygnału zmodulowanego					
	m=0.75	2/3	0.5	0.4	1/3	0.25
AMI-AASK	1.08	1.06	1.00	0.90	0.84	0.73
PST(MPST)-AASK	—	2.3	1.67	1.30	1.08	0.86
MS43-AASK	—	3.45	2.36	1.92	1.59	1.20
W3225-AASK	3.5	3.04	2.38	1.96	1.70	1.30
CHIRP	1.84	1.75	1.42	1.23	1.0	0.66
PST(MPST)-MAASK	1.46	1.40	1.22	1.10	—	—
MS43-MAASK	—	1.60	1.40	1.22	—	—
3B2T-MAASK	—	1.54	1.32	1.12	0.96	—
2T-SAASK	1.94	1.90	1.58	1.26	1.0	0.90
3T-SAASK	1.48	1.44	1.30	1.14	1.0	0.80
Z2-SAASK	1.26	1.16	1.04	0.96	0.86	0.76
INF-SAASK	1.50	1.42	1.24	1.08	0.96	0.77
CPFSK	—	—	1.20	1.12	1.04	0.90

AASK - prosta modulacja przyspieszenia kąтового,

MAASK - zmodyfikowana modulacja przyspieszenia kąтового,

SAASK - przełączana modulacja przyspieszenia kąтового,

Efektywność wykorzystania pasma częstotliwości, w [bit/s/Hz] Q_{99} jest tutaj rozumiana jako stosunek przepływności binarnej systemu do szerokości pasma częstotliwości, w którym przesyłane jest 99% mocy sygnału zmodulowanego. Pod pojęciem sprawności energetycznej rozumiana jest natomiast, wartość znormalizowanego stosunku mocy sygnału do mocy szumu, niezbędna dla zapewnienia wystarczająco małej (przyjęto tutaj 10^{-6}) stopy błędów binarnych.

Tablica 28

Zestawienie efektywności wykorzystania pasma

Rodzaj modulacji	Efektywność wykorzystania pasma					
	m=0.75	2/3	0.5	0.4	1/3	0.25
AMI-AASK	0.93	0.94	1.00	1.11	1.19	1.37
PST(MPST)-AASK	—	0.43	0.60	0.77	0.93	1.16
MS43-AASK	—	0.39	0.56	0.69	0.84	1.11
W3225-AASK	0.43	0.49	0.63	0.77	0.88	1.15
CHIRP	0.54	0.57	0.70	0.81	0.96	1.52
PST(MPST)-MAASK	0.68	0.71	0.82	0.91	—	—
MS43-MAASK	—	0.84	0.95	1.09	—	—
3B2T-MAASK	—	0.97	1.14	1.34	1.56	—
2T-SAASK	0.52	0.53	0.63	0.79	1.0	1.11
3T-SAASK	0.68	0.69	0.77	0.88	1.0	1.25
Z2-SAASK	0.79	0.86	0.96	1.04	1.16	1.32
INF-SAASK	1.00	1.06	1.21	1.39	1.56	1.95
CPFSK	—	—	0.83	0.89	0.96	1.11

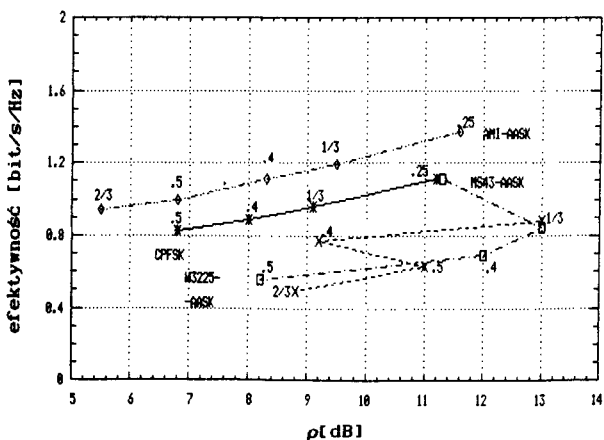
W tab.27 podano zestawienie szerokości znormalizowanego pasma częstotliwości zawierającego 99% mocy sygnału zmodulowanego dla wszystkich rozważanych w pracy metod modulacji oraz dla modulacji CPFSK. W tab.28 podane jest zestawienie efektywności wykorzystania pasma, a tab. 29 zestawienie wartości znormalizowanego stosunku mocy sygnału do mocy szumu, przy którym stosując algorytm MLSE można uzyskać stopę błędów binarnych $P_{be} \leq 10^{-6}$. Wyniki przedstawione są dla różnych wartości wskaźnika modulacji m.

Ponieważ o przydatności określonego sposobu modulacji oba wcześniej wymienione czynniki decydują łącznie, dlatego na rys.37, 38, 39 przedstawiono ich współzależność. Na osi odciętych podano znormalizowany stosunek mocy sygnału do mocy szumu ρ w [dB], a na osi rzędnych efektywność wykorzystania pasma w [bit/s/Hz]. Przebiegi $Q_{99}=f(\rho)$ podane są w postaci punktów połączonych dla lepszego porównywania za pomocą linii łamanej.

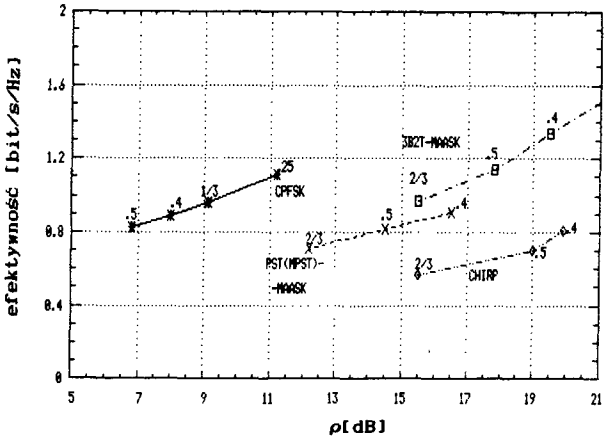
Tablica 29

Zestawienie wartości znormalizowanych stosunków sygnału do szumu, przy których prawdopodobieństwo wystąpienia błędu wynikowego jest mniejsze lub równe 10^{-6}

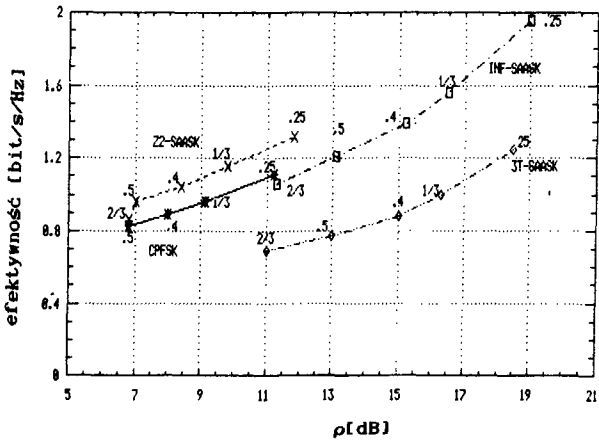
Rodzaj modulacji	ρ [dB] przy $P_{be}^* \leq 10^{-6}$				
	$m=2/3$	0.5	0.4	$2/3$	0.25
AMI-AASK	5.5	6.8	8.3	9.5	11.6
PST(MPST)-AASK	6.5	8.3	8.8	9.5	11.8
MS43-AASK	—	8.2	12.	13.	11.3
W3225-AASK	8.8	11.0	9.2	13.	—
CHIRP	15.5	19.0	19.9	—	—
PST(MPST)-MAASK	12.2	14.5	16.5	18.0	21.0
MS43-MAASK	15.0	17.2	19.0	21.0	—
3B2T-MAASK	15.5	17.8	19.5	21.5	—
2T-SAASK	11.2	13.2	15.2	16.5	19.0
3T-SAASK	11.0	13.0	15.0	16.3	18.5
Z2-SAASK	6.8	7.0	8.4	9.8	11.8
INF-SAASK	11.3	13.1	15.2	16.5	19.0
CPFSK	6.0	6.8	8.0	9.1	11.2



Rys. 37 Zależność efektywności wykorzystania pasma częstotliwości od znormalizowanego stosunku sygnału do szumu (przy $P_{be}^* \leq 10^{-6}$) dla kilku przypadków prostej modulacji przyspieszenia kątownego i modulacji CPFSK



Rys. 38 Zależność efektywności wykorzystania pasma częstotliwości od znormalizowanego stosunku sygnału do szumu (przy $P_{be}^* \leq 10^{-6}$) dla kilku przypadków zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąowego i modulacji CPFSK



Rys. 39 Zależność efektywności wykorzystania pasma częstotliwości od znormalizowanego stosunku sygnału do szumu (przy $P_{be}^* \leq 10^{-6}$) dla kilku przypadków przełączanej modulacji przyspieszenia kąowego i modulacji CPFSK

Korzystając z wyników przedstawionych w tab. 28 i 29 oraz na rys. 37, 38, 39, można ocenić przydatność danego typu modulacji do transmisji w określonych warunkach (szerokość dostępnego pasma, wymagana przepływność binarna, poziom szumów w kanale, wymagana wierność transmisji).

8. ZAKOŃCZENIE

W pracy rozważano właściwości sygnałów zmodulowanych uzyskiwanych w wyniku stosowania różnych cyfrowych modulacji przyspieszenia kąowego. Z uzyskanych rezultatów wynika, że najbardziej obiecujące właściwości, mogące decydować o przyszłych zastosowaniach, posiadają dwie metody modulacji:

- prosta modulacja przyspieszenia kąowego ciągiem symboli kodu AMI; (AMI-AASK),
- przełączana ciągiem 1 zer modulacja przyspieszenia kąowego; (Z1-SAASK).

Sygnały uzyskiwane w wyniku stosowania wyżej wymienionych metod modulacji charakteryzują się lepszą od modulacji CPFSK efektywnością wykorzystania pasma częstotliwości oraz zbliżoną (zob. Tab.29) odpornością sygnału zmodulowanego na zakłócanie addytywnym szumem białym. W porównaniu ze stosowaną modulacją MSK (CPFSK o wskaźniku modulacji równym 0.5) efektywność wykorzystania pasma w przypadku prostej modulacji przyspieszenia kąowego ciągiem symboli kodu AMI jest, dla wskaźnika modulacji $m=0.5$, większa o ok. 20%, przy identycznej odporności sygnału zmodulowanego na zakłócanie szumem białym.

Jeszcze większą efektywnością wykorzystania pasma częstotliwości charakteryzują się sygnały uzyskiwane w wyniku stosowania zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąowego ciągiem słów kodu 3B2T (3B2T-MAASK) oraz przełączanej informacją modulacji przyspieszenia kąowego (INF-SAASK). Niestety uzyskiwany sygnał zmodulowany jest znacznie mniej odporny na zakłócanie addytywnym szumem białym, co raczej ogranicza zakres możliwych zastosowań. Pozostałe, rozważane w pracy metody modulacji, posiadają wyraźnie gorsze właściwości i ich praktyczne wykorzystanie jest raczej mało prawdopodobne.

Dodatkową zaletą cyfrowych modulacji przyspieszenia kąowego w porównaniu z modulacją CPFSK jest, wykazana przez autora w [112], odporność uzyskiwanego w ich wyniku sygnału zmodulowanego na efekt Dopplera, co może decydować o przydatności tego rodzaju modulacji w systemach transmisji między szybko poruszającymi się obiektami.

Wszystkie rozważania zawarte w pracy były przeprowadzone przy założeniu, że sygnał modulujący jest ciągiem impulsów prostokątnych. W przypadku sygnału modulującego o impulsach „wygładzonych” można uzyskać dalszy

wzrost efektywności wykorzystania pasma częstotliwości, tak jak to ma miejsce w przypadku modulacji CPFSK (zob. rozdz. 2.2.3).

Dalsza poprawa odporności sygnału zmodulowanego na zakłócenia jest osiągalna przez, zmniejszające prawdopodobieństwo występowania najbliższych sobie sekwencji impulsów sygnału zmodulowanego, zakodowanie sygnału niosącego informację.

Rozważania dotyczące odbioru sygnału zmodulowanego były w pracy prowadzone przy założeniu idealnej synchronizacji nadajnika i odbiornika. Problem odbioru sygnałów CPM, a więc i sygnałów z cyfrowymi modulacjami przyspieszenia kąтового, przy niepełnym synchronizmie jest omawiany w [48]. Tam też można znaleźć struktury odbiorników umożliwiających odbiór sygnału zmodulowanego przy niepełnym synchronizmie, lub nieidealnym odtwarzaniu po stronie odbiorczej sygnałów odniesienia.

W pracy [112] autor podał przykład rozwiązania modulatora realizującego prostą modulację przyspieszenia kąтового ciągiem symboli kodu AMI. Praktyczne konstrukcje modulatorów, realizujących modulacje przyspieszenia kąтового, powinny być, zdaniem autora, oparte o wykorzystanie techniki cyfrowej, a w szczególności generatorów VCO.

Dalsze prace związane z wykorzystaniem cyfrowych modulacji przyspieszenia kąтового winny się koncentrować na opracowaniu odbiorników MLSE, lub odbiorników suboptymalnych.

Zastosowane w pracy, a podane w rozdz.3, metody analizy sygnału zmodulowanego mogą być przydatne do analizy dowolnych sygnałów CPM.



LITERATURA

- [1] Amoroso F.: Pulse and spectrum manipulation in the minimum (frequency shift keying (MSK) format. IEEE Trans. on Commun., vol. COM-24, no. 4, pp.381+384, 1976
- [2] Amoroso F.: The use of quasi-bandlimited pulses in MSK transmission. IEEE Trans. on Commun., vol. COM-27, no.10, pp. 1616+1624, 1979
- [3] Amoroso F., Kivett J.A.: Simplified MSK signaling technique. IEEE Trans. on Commun., vol.COM-25, no.4, pp. 433+441, 1977
- [4] Anderson J.B., Lesh J.R.: Guest editor's prologue, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-29, no.3, pp.185+186, 1981
- [5] Anderson J.B., Taylor D.P.: A bandwidth-efficient class of signal-space codes, IEEE Trans. on Inform. Theory, vol.IT-249, no.11, pp.703+712, 1978
- [6] Anderson R.R., Salz J.: Spectra of digital FM, BSTJ, vol.XLIV, no.6, pp. 1165-1190, 1965
- [7] Augusti R.: MSK and offset QPSK modulation applied to a TDMA satellite channel, Alta Frequenza, vol.48, no.7, pp. 458+463, 1979
- [8] Aulin T., Rydbeck N., Sundberg C.-E.W.: Continuous phase modulation - Part II: Partial response signaling, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-29, no.3, pp.210+225, 1981
- [9] Aulin T., Sundberg C.-E.: Continuous phase modulation - Part I: Full response signaling, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-29, no.3, pp.196+209, 1981
- [10] Aulin T., Sundberg C.-E.: Minimum Euclidean distance and power spectrum for a class of smoothed phase modulation codes with constant envelope, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-30, no.7, 1982
- [11] Austin M.C., Chang M.U., Horwood D.F., Maslov R.A.: QPSK, Staggered QPSK, and MSK - a comparative evaluation, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-31, no. 2, pp. 171+182, 1983
- [12] Bankiet W.L., Ugrelidze N.A.: Swiertocznyje kody dla kanałow s kogie-rientnoy Cz.M. i nieprierywnoj fazoj, Radiotiechnika, 1988
- [13] Baran Z. (red.): Podstawy transmisji danych, WKL, Warszawa 1982
- [14] Baran Z. (red.): Problemy transmisji danych, WKL, Warszawa 1979
- [15] Bayless J.W., Pedersen R.D.: Efficient pulse shaping using MSK or PSK modulation, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-27, no.6, pp.927+930, 1979

- [16] Bazin B.: A class of MSK baseband pulse formats with sharp spectrall roll-off, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-27, no.5, pp. 826+829, 1979
- [17] Bennet W.R., Davey J.R.: Data transmission, McGraw-Hill Book Comp., N.Y., 1965
- [18] Berni A.J., Gregg W.D.: On the utility of chirp modulation for digital signaling, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-21, no.6, pp.748+751, 1973
- [19] Biełocki A.K., Serdiukow P.N.: Pomiechoustojcziwost kwazikogierentno-wo prijemnika CzMN sygnałow s minimalnym sdwigom, Radiotiechnika, no.8, ss.34+36, 1985
- [20] Bilardi G., Padovani R., Pierobon G.L.: Spectral analysis of functions of Markov chains with applications, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-31, no.7, pp.853+861, 1983
- [21] Bracewell R.: Przekształcenie Fouriera i jego zastosowania, WNT, Warszawa 1968 (tłum. z ang.)
- [22] Bylanski P., Ingram D.W.G.: Digital transmission systems, P.Peregrinus Ltd., London 1976
- [23] Chung K.-S.: Generalized tamed frequency modulation and its application for mobil radio communications, IEEE Journ. on Selected Areas in Commun. vol.SAC-2, no.4, pp.487+497, 1984
- [24] Cook C.E.: Linear FM, signal formats for beacon and communication systems, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol.AES-10, no.4, pp.471+478, 1974
- [25] Croisier A.: Introduction to pseudoternary transmission codes, IBM Journ. of Research and Develop., vol.14, pp.354+367, 1970
- [26] Croisier A.: Proposal for a code allowing unrestricted binary transmission over digital transmission systems, Contribution to the CCITT Spec. Study Group D, Com. Sp.-D, no.33, 1969
- [27] Cuccia C.L.: The handbook of digital communications, EW Communications Inc., Paolo Alto Ca., 1979
- [28] Dayton D.S.: Comming to grips with multipath ghosts, Electronics, Nov.27, pp.104+108, 1967
- [29] De Buda R.: Coherent demodulation of frequency-shift keying with low deviation ratio, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-20, no.6, pp.429+435, 1972
- [30] De Jager F., Dekker C.B.: Tamed frequency modulation, a novel method to achieve spectrum economy in digital transmission, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-27, no.5, pp. 534+542, 1978
- [31] Didienko M.G., Konowałow G.W.: Optimalizacija formy sygnała pri of-sietnych metodach manipulacji, Radiotiechnika, no.4, pp.45+49, 1985
- [32] Dołgow W.I., Biełow S.P., Gorbienko I.D.: Issliedowanije tonkoj struktury spiektrow LCzM sygnałow s wnutriimpulsnoj fazowej manipulacji-

- jej, Radiotekhnika, vol.36, no.10, ss.66+69, 1981
- [33] Fang R., Shimbo O.: Unified analysis of digital systems in additive noise and interference, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-21, no.10, pp. 1771+1781, 1979
- [34] Fisz M.: Rachunek prawdopodobieństwa i statystyka matematyczna, wyd. III, PWN, Warszawa 1967
- [35] Forney G.D.: The Viterbi algorithm, Proc. IEEE, vol.61, no.3, pp.268+278, 1973
- [36] Franaszek P.A.: Sequence state coding for digital transmission, BSTJ, no.1, pp.143+157, 1968
- [37] Galko P., Pasupathy S.: Linear receivers for correlatively coded MSK, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-33, no.4, pp.338+347, 1985
- [38] Garrison G.J.: A power spectral density analysis for digital F.M., IEEE Trans. on Commun., vol.COM-23, no.11, pp.1228+1243, 1975
- [39] Gradsztejn I.S., Ryzik I.M.: Tablicy intygralów, riadów i proizwiedienij, Fizmatgiz, Moskwa 1962
- [40] Gronemeyer S.A., McBride A.L.: MSK and offset QPSK modulation, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-24, no.8, pp. 809+820, 1976
- [41] Hahn S.: Teoria modulacji i detekcji, WPW, Warszawa 1981
- [42] Hirono M., Miki T., Murota K.: Multilevel decision method for band-limited digital FM with limiter-discriminator detection, IEEE Journ. on SAC, vol.SAC-2, no.4, pp.498+506, 1984
- [43] Hołubowicz W., Kachlicki Z., Szulakiewicz P.: Cyfrowe modulacje wykonywane w sposób efektywny, mat. konf. IV Krajowe Sympozjum auk Radiowych URSI, ss.Tc 9+17, Poznań 13.-15.II.1984
- [44] Hołubowicz W., Szulakiewicz P.: Multi-T realization of multi-h phase codes, IEEE Int. Symp. on Inf. Theory, St.Jovite Canada, Sept. 1983
- [45] Ishizuka M., Hirade K.: Optimum gaussian filter and deviated-frequency-locking scheme for coherent detection of MSK, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-28, no.6, pp. 850+857, 1980
- [46] Jahnke E., Emde F.: Funktionentafeln, B.G.Teubner, Leipzig 1983
- [47] Kabal P., Pasupathy S.: Partial-response signaling, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-23, no.9, pp. 921+934, 1975
- [48] Kabasawa S., Morinaga N., Namekawa T.: Effect phase jitter and gaussian noise on M-ary CPSK signals, Electronics and Commun. in Japan, vol. 61-B, no.4, pp.68+75, 1978
- [49] Knoch L., Ekiert T.: Modulacja i detekcja, WKL, Warszawa 1979
- [50] Koczemasow W.N., Kriażew W.C., Okamieszniow W.S.: LCzM signały s wnutriimpulsnoej fazowej manipulacijojej, Radiotekhnika, vol.35, no.2, ss.57+60, 1980
- [51] Korn I.: Generalized MSK, IEEE Trans. on Inform. Theory, vol. IT-26, no.2, pp. 234+238, 1980

- [52] Korn I.: The effect of bandlimiting filters on probability of error of MSK, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-27, no.9, pp. 1348+1353, 1979
- [53] Korn I.: Error probability and bandwidth of digital modulation, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-28, no.2, pp. 287+290, 1980
- [54] Kretzmer E.R.: Generalization of a technique for binary data transmission, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-14, no.2, pp. 67+68, 1966
- [55] Lender A.: The duobinary technique for high-speed data transmission, IEEE Trans. on Comm. Electron., vol. 82, no.5, pp. 214+218, 1963
- [56] Lewin B.R.: Teoreticzeskije osnovy statisticzeskoj radiotiechniki, Izd. "Sowietskoje Radio", Moskwa 1966
- [57] Lindsey W.C., Simon M. K.: Telecommunication system engineering, Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1973
- [58] Lucky R. W., Salz J., Weldon E.J.: Principles of data communication, McGraw-Hill Book-Comp., N.Y. 1968
- [59] Logwin A.I., Niebusjew S.W.: Pomiechoustojcziwost sygnalów s minimalno-
no-
j czastotnoj manipulacijojej, Radiotiechnika, no.1, ss.49+54, 1986
- [60] Majewski W.: Układy logiczne, WNT, Warszawa 1974
- [61] Maseng T.: The autocorrelation function for multi-h coded signal, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-33, no.5, pp.481+484, 1985
- [62] Masumara T., Samejima S., Morihiro Y., Fuketa H.: Differential detection of MSK with nonredundant error correction, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-27, no.6, pp. 912+918, 1979
- [63] Mathwisch H.R., Balcewicz J.F., Hecht M.: The effect of tandem band and amplitude limiting on the E_b/N performance of minimum (frequency) shift keying (MSK), IEEE Trans. on Commun., vol.COM-22, no.10, pp. 1525+1540, 1974
- [64] Mazur B.A., Taylor D.P.: Demodulation and carrier synchronization of multi-h phase codes, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-29, no.3, pp.257+266, 1981
- [65] Miki T., Hota M.: Performance of 16 kbit/s GMSK transmission with postdetection selection diversity in land mobile radio, IEEE Journ. on SAC, vol.SAC-2, no.4, pp.512+517, 1984
- [66] Morais D. H., Feher K.: Bandwidth efficiency and probability of error performance of MSK and Offset QPSK systems, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-27, no.12, pp. 1794+1801, 1979
- [67] Morihiro Y., Nakajima S., Furuya N.: A 100 Mbit/s prototype MSK modem for satellite communications, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-27, no.10, pp. 1512+1518, 1979
- [68] Mulwijk D.: Correlative phase shift keying - a class of constant envelope techniques, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-29, no.3, pp.226+236, 1981
- [69] Nowakowski J., Sobczak W.: Teoria informacji, WNT, Warszawa 1971

- [70] Oetting J.D.: A comparison of modulation techniques for digital radio, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-27, no.12, pp.1752+1762, 1979
- [71] Osborne W.B., Luntz M.B.: Coherent and noncoherent detection of CPFSK, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-22, no.8, pp.1023+1036, 1974
- [72] Papoulis A.: Prawdopodobieństwo, zmienne losowe i procesy stochastyczne, WNT, Warszawa 1972 (tłum. z ang.)
- [73] Paramonow A.A., Kulikow G.W.: Awtokorrielacyjnyj demodulator sygnałow CzMNf, Radiotekhnika, no.5, ss. 47+51, 1985
- [74] Parzen E.: Stochastic Processes, wyd.II, Holden-Day Inc., London 1964
- [75] Pizzi S.V., Wilson S.G.: Convolutional coding combined with continuous phase modulation, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-33, no.1, pp.20+29, 1985
- [76] Prabhu V.K.: Some considerations of error bounds in digital systems, BSTJ, vol.52, no.10, pp. 3127+3151, 1971
- [77] Prabhu V.K.: Spectral occupancy of digital angle-modulation signals, BSTJ, vol.55, no.4, pp.429+453, 1976
- [78] Rabzel M., Pasupathy S.: Spectral shaping in minimum shift keying (MSK)-type signals, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-26, no.1, pp. 189+195, 1978
- [79] Rasiukiewicz M., Leśnicki A.: Podstawy systemów horyzontowych linii radiowych, WKL, Warszawa 1983
- [80] Rydel M.: Analiza sygnałów kodowych, Prace Naukowe Elektronika, z.39, Wydawnictwa PW, Warszawa 1979
- [81] Rydel M.: Grafy impulsowych sygnałów kodowych Rozprawy Elektrotechniczne z.4, ss.725+757, 1974
- [82] Rydel M.: Kody transmisyjne w systemach telekomunikacyjnych, Biuletyn IL, Warszawa 1980
- [83] Salz J., Werner I.I.: Spectrum shaping by simultaneous amplitude and frequency modulation, BSTJ, vol.59, no.4, pp.557+570, 1980
- [84] Schonhoff .A.: Symbol error probabilities for M-ary GPFsk: coherent and noncoherent detection, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-24, no.6, pp.644+652, 1976
- [85] Seidler J.: Nauka o informacji Tom I: Podstawy, modele źródeł i wstępne przetwarzanie informacji, WNT, Warszawa 1983
- [86] Seidler J.: Nauka o informacji Tom II: Sygnały niosące informację i jej odtwarzanie, WNT, Warszawa 1983
- [87] Seidler J.: Statystyczna teoria odbioru sygnałów, PWN, Warszawa-Wrocław 1963
- [88] Seidler J.: Systemy przesyłania informacji cyfrowych, wyd.II, WNT, Warszawa 1976
- [89] Shimbo O.: General formula for power spectra of digital f.m. signals, Proc. IEE, 113, pp.1783+1789, 1966

- [90] Simmons S.J., McLane P.J.: Low complexity carrier phase tracking decoders for continuous phase modulations, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-33, no.12, 1985
- [91] Simmons S.J., Wittke P.H.: Low complexity decoders for constant envelope digital modulations, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-31, no.12, pp.1273+1279, 1983
- [92] Simon M.K.: A generalization of minimum-shift-keying (MSK)-type signaling based upon input data symbol pulse shaping, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-24, no.8, pp. 845+856, 1976
- [93] Singh H., Tjhung T.T.: Error-rate measurements for SFSK with band limitation, Electronics Letters, vol. 16, no.2, pp.64+66, 1980
- [94] Sipress J.M.: A new class of selected ternary pulse trains, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-13, no. 3, pp. 366+372, 1965
- [95] Słomiński M., Wysocki T.jr.: Optimal decoding of a line code for digital transmission on optical fibers, Fourth Int. Symposium on Optical and Optoelectrical Applied Science and Engineering, The Hague 30.03.-3.04.1987, Proc. of SPIE, vol.805
- [96] Sobczak W.: Podstawy probabilistyczne teorii systemów informacyjnych, WNT, Warszawa 1981
- [97] Szulakiewicz P.: Porównanie jakości transmisji wybranych sygnałów cyfrowych na drodze symulacji, mat. konf., Krajowe Sympozjum Telekomunikacji'88, Tom E, ss.130+138, Bydgoszcz 7.-9.09.1988
- [98] Szulakiewicz P., Hołubowicz W.: Multi-T realization of multi-h phase codes, IEEE Trans. on Inform. Theory, vol.IT-31, no.4, pp.528+529, 1985
- [99] Szulakiewicz P., Hołubowicz W.: Podwójny algorytm Viterbiego w zastosowaniu do znajdowania odległości minimalnej dla kodów multi-T, mat. konf., I Krajowa Konferencja "Przetwarzanie Sygnałów w Telekomunikacji Sterowaniu i Kontroli", cz.I, ss.21+25, Bydgoszcz 15.-18.II.1984
- [100] Szulakiewicz P., Hołubowicz W.: Własności kodów multi-T, mat. konf., IV Krajowe Sympozjum Nauk Radiowych URSI, Poznań 13.-15.II.1984
- [101] Taylor D.P., Chan H.C.: A simulation study of two bandwidth-efficient modulation techniques, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-29, no.3, pp.267+275, 1981
- [102] Tezcan I., Feher K.: Performance evaluation of differential MSK (DMSK) systems in an AGI and AWGN environment, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-34, no.7, pp. 727+733, 1986
- [103] Thorpe J.B., McLane P.J.: A hybrid phase/data Viterbi demodulator for encoded CPFSK modulation, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-33, no.6, pp.535+542, 1985
- [104] Tibbs C.E., Johnstone G.G.: Frequency modulation engineering, John Wiley, N.Y. 1956

- [105] Tjhung T.T., Ng C.S., Yeo K.K., Wittke P.H.: Error performance analysis for narrow-band duobinary FM, IEEE Trans. on Commun., vol. COM-33, no.5, pp.399+407, 1985
- [106] Ungerboeck G.: Channel coding with multilevel/phase signals, IEEE Trans. on Inf. Theory, vol.IT-28, no.1, pp.55+67, 1982
- [107] Van den Elzen H. C., Van den Wurf P.: A simple method of calculating the characteristics of FSK signals with modulation index 0.5, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-20, no.2, pp.139+147, 1972
- [108] Van Trees H.L.: Detection estimation and modulation theory, Part-II, J.Wiley and Sons Inc., N.Y. 1971
- [109] Viterbi A.J.: Principles of coherent communication, Mc Graw-Hill Book-Comp., N.Y. 1966
- [110] Wilson S.G., Gaus R.G.: Power spectra of multi-h phase codes, IEEE Trans. on Commun., vol.COM-29, no.3, pp.250+256, 1981
- [111] Wulich B.Z.: Wwiedienije w funkcjonalnyj analiz, Fizmatgiz, Moskwa 1958
- [112] Wysocki T.jr.: Analiza możliwości stosowania modulacji przyspieszenia kąowego do transmisji danych, Rozpr. Dokt., Wydż. Elektroniki Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1984
- [113] Wysocki T.A.: Analiza widmowa sygnału z przyspieszeniem kąowym modulowanym ciągiem słów kodu PST, Zeszyty Naukowe ATR nr 155, Telekomunikacja-Elektronika z.7, ss.37+52, Bydgoszcz 1988
- [114] Wysocki T.jr.: Modified angular acceleration shift keying: Analysis of modulated signal, Proc. Intern. AMSE Confer. "Modelling & Simulation", Istanbul (Turkey), June 29- July 1, 1988, AMSE Press, vol.2B, pp.221+230
- [115] Wysocki T.jr.: Modified angular acceleration shift keying: Modelling of demodulation process, Proc. Intern. AMSE Confer. "Modelling & Simulation", Istanbul (Turkey), June 29- July 1, 1988, AMSE Press, vol.2B, pp.215+220
- [116] Wysocki T.jr.: Modulacja przyspieszenia kąowego fali nośnej sygnałem cyfrowym, Rozprawy Elektrotechniczne, vol.30,z.3,ss.921+939,1984
- [117] Wysocki T.jr.: Odbiór optymalny sygnałów z przyspieszeniem kąowym modulowanym ciągiem symboli kodu AMI, BTN-Prace Wydż. Nauk Techn., w druku
- [118] Wysocki T.jr.: Odbiór sygnałów z prostą modulacją przyspieszenia kąowego sygnałem cyfrowym, mat.konf., Krajowe Sympozjum Telekomunikacji'88, Tom E, ss.208+214, Bydgoszcz 7.-9.09.1988
- [119] Wysocki T.jr.: Odbiór sygnałów z przyspieszeniem kąowym modulowanym ciągiem symboli kodu AMI, mat. konf., V Krajowe Sympozjum Nauk Radiowych URSI, ss.296+299, Toruń 9.-11.II.1987

- [120] Wysocki T. jr.: O pewnym sposobie modulacji przebiegu harmonicznego sygnałem cyfrowym, Zeszyty Naukowe ATR, nr 106, Telekomunikacja-Elektronika, z.5, ss.99+110, 1983
- [121] Wysocki T. jr.: Przełączana modulacja przyspieszenia kąowego, Zeszyty Naukowe ATR nr 122, Telekomunikacja-Elektronika z.6, ss.45+57, 1985
- [122] Wysocki T. jr.: Sposób wyznaczania gęstości widmowej mocy pewnej klasy sygnałów z cyfrową modulacją częstotliwości, mat. konf. IV Krajowe Sympozjum Nauk Radiowych URSI, Poznań 1984
- [123] Wysocki T. jr.: Zastosowanie modulacji przyspieszenia kąowego do transmisji sygnałów cyfrowych, mat. konf. V Krajowa Konferencja "Teoria Obwodów i Układy Elektroniczne", Łódź-Sulejów 1982
- [124] Wysocki T. jr.: Power spectra of switched angular acceleration modulations, Proc. Int. IEEE Symp. ISYNT'89, June 27-29, 1989, Zagreb, Yugoslavia, pp.375+378
- [125] Wysocki T. jr., Slominski M.: Efficient narrow band modulation for digital communications, II EURASIP Workshop on Low to Medium Rate Speach Coding, Sept.20-22, 1989, Hersbruck West Germany
- [126] Wysocki T. jr., Rydel M.: Metoda obliczania gęstości widmowej mocy sygnałów modulowanych ciągiem danych cyfrowych, Rozprawy Elektrotechniczne, vol.33, z.2, ss.401+421, 1987

Streszczenie

Praca poświęcona jest sygnałom z cyfrowymi modulacjami przyspieszenia kąтового należącymi do klasy sygnałów, dla których wartość chwilowa kąta fazowego jest opisywana funkcją ciągłą (modulacje CPM). Omawiane są właściwości sygnałów uzyskiwanych w wyniku prostej modulacji przyspieszenia kąтового sygnałem cyfrowym oraz sygnałów uzyskiwanych w wyniku zastosowania pokrewnych metod modulacji, tj.: zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąтового i przełączanych modulacji przyspieszenia kąтового. Podano ogólne zależności służące do opisu sygnałów typu CPM oraz niektóre metody służące do zawężania pasma częstotliwości potrzebnego do transmisji sygnału zmodulowanego, w tym metodę prowadzącą do uzyskiwania sygnału z prostą modulacją przyspieszenia kąтового, a także metody stosowane do poprawy odporności sygnału zmodulowanego na zakłócenia addytywne. W pracy podano matematyczny opis sygnałów zmodulowanych dla wszystkich omawianych metod modulacji oraz przeprowadzono analizę widmową tych sygnałów i przebadano ich odporność na zakłócenie addytywne białym szumem gaussowskim przy stosowaniu detekcji według algorytmu MLSE. Właściwości sygnałów zmodulowanych analizowane są dla przypadków wstępnego kodowania sygnału danych za pomocą różnych kodów transmisyjnych (dla prostej i zmodyfikowanej modulacji przyspieszenia kąтового) i dla różnych planów przełączania (dla przełączanej modulacji przyspieszenia kąтового). Analizę przeprowadzono z wykorzystaniem jednolitej, opartej na opisie sygnału zmodulowanego za pomocą łańcuchów Markowa rzędu 1, metody badania właściwości sygnałów typu CPM. Wyniki analizy posłużyły do porównania między sobą i z modulacją typu GPFSK, prezentowanych w pracy metod modulacji przyspieszenia kąтового ze względu na efektywność wykorzystania pasma oraz sprawność energetyczną.

DIGITAL ANGULAR ACCELERATION MODULATIONS

S u m m a r y

The dissertation deals with the digital angular acceleration modulations which are the class of signalling with the phase angle varying in a continuous manner (CPM schemes). The modulated signals properties for the conventional, modified and switched angular acceleration modulations are presented. General formulae describing the CPM signals are given and some methods applicable for bandwidth compaction, including that one giving the conventional angular acceleration modulation signals, and methods applicable for increasing the immunity to the additive noise. Closed form expressions describing the modulated signals for all presented modulation schemes are derived, and the spectral analysis of those signals is done with the evaluation of their error performance in the presence of AWGN and MLSE detection. The modulated signals properties are analyzed in the case of: previous encoding of modulating data by usage of different line codes (for conventional and modified angular acceleration modulations) and the different switching schemes application (for switched angular acceleration modulations). Analysis is done by means of the unified method for examining of the CPM signals properties, based on the first order Markov chains description of the modulated signals. The obtained results are used for the power and bandwidth efficiency comparison of proposed angular acceleration modulations methods and CPFSK scheme.

ШУФРОВЫЕ МОДУЛЯЦИИ УГЛОВОГО УСКОРЕНИЯ

Р е з ю м е

Диссертация посвящена сигналам с цифровыми модуляциями углового ускорения принадлежащими к классу сигналов, для которых мгновенное значение фазового угла описывается непрерывной функцией (модуляции СРМ). Рассмотрены свойства сигналов полученных как результат простой модуляции углового ускорения цифровым сигналом а также сигналов полученных как результат применения сходных методов модуляции, то есть: модифицированной модуляции углового ускорения и переключаемых модуляции углового ускорения. Приведены общие зависимости употребляемые для описания сигналов типа СРМ а также некоторые методы сжатия полосы частот необходимой для передачи модулированного сигнала, включая метод направленный на получение сигнала с простой модуляцией углового ускорения, тоже методы используемые для улучшения помехоустойчивости модулированного сигнала при аддитивных помехах. В диссертации изложено математическое описание модулированных сигналов для всех обсуждаемых видов модуляции, а также рассмотрено спектральный анализ этих сигналов и исследовано устойчивость этих сигналов при помехах с аддитивным белым гауссовым шумом при детектировании с использованием алгоритма MLSE. Свойства модулированных сигналов анализируются при предварительном кодировании сигнала данных с использованием различных кодов передачи (для простой и модифицированной модуляции углового ускорения) и для различных принципов переключения (для переключаемой модуляции углового ускорения). Анализ проведен используя единый, основанный на описании модулированного сигнала с помощью цепей Маркова порядка 1, метод исследования свойств сигналов типа СРМ. Итоги анализа были полезны при сравнении между собой и с модуляцией типа CPFSK, представленных в отношении использования полосы частот и энергетического коэффициента полезного действия.

**Biblioteka Główna ATR
w Bydgoszczy**

75440

ISSN 0209-0597