



Samodzielna Pracownia
Radiokomunikacji Morskiej w Gdańsku (P-8)

Szybka transmisja danych w paśmie krótkofalowym

**Etap 1: Opracowanie pakietu symulującego pracę toru nadawczo-
odbiorczego modemu w krótkofalowym kanale radiowym**

Praca nr 08300035

Gdańsk, grudzień 2005

Szybka transmisja danych w paśmie krótkofalowym

Etap 1: Opracowanie pakietu symulującego pracę toru nadawczo-odbiorczego modemu w krótkofalowym kanale radiowym

Praca nr 08300035

Słowa kluczowe: radiokomunikacja morska, modem radiowy, kanał radiokomunikacyjny w paśmie krótkofalowym

Kierownik pracy: dr inż. Jacek Stefański

Wykonawcy pracy: mgr inż. Stefan Gencza
mgr inż. Rafał Niski
mgr inż. Mirosław Radziwanowski

Kierownik Zakładu: mgr inż. Rafał Niski

Spis treści

1. Wprowadzenie.....	5
2. Standardy cyfrowej transmisji danych w paśmie krótkofalowym	7
3. Charakterystyka modemów krótkofalowych	9
3.1. Modemy o przepływnościach do 2400 bit/s.....	9
3.1.1. Bloki funkcjonalne nadajnika modemu.....	11
3.1.1.1 Kodowanie kanałowe	11
3.1.1.2. Przeplot.....	12
3.1.1.3. Kodowanie Gray`a	15
3.1.1.4. Formowanie symboli transmisyjnych.....	15
3.1.1.5. Skrambler.....	18
3.1.1.6. Modulator.....	19
3.1.2. Podsumowanie	20
3.2. Modemy o przepływnościach powyżej 2400 bit/s.....	20
3.2.1. Format ramki	21
3.2.1.1. Preambuła synchronizująca	21
3.2.1.2. Preambuła powtarzalna (reinserted).....	23
3.2.1.3. Sekwencja treningowa (mini-probe)	23
3.2.2. Kodowanie kanałowe i przeplot	25
3.2.3. Skrambler	27
3.2.4. Modulacja	28
3.2.4.1. Modulacja PSK	29
3.2.4.2. Modulacja QAM	30
3.3. Modem wykorzystujący dwa kanały (dwie niezależne wstęgi nośne)	33
3.3.1. Format ramki	34
3.3.2. Kodowanie i przeplot	34
3.3.3. Modulacja	35
3.4. Zestawienie końcowe.....	36
4. Demodulacja i detekcja.....	37
4.1. Modulacja wielowartościowa PSK.....	39
4.2. Modulacja wielowartościowa QAM.....	40
4.3. Synchronizacja.....	41
4.3.1. Odzyskiwanie częstotliwości i fazy fali nośnej	41
4.3.2. Odzyskiwanie synchronizacji symbolowej	43
4.3.3. Odtwarzanie synchronizacji pakietowej.....	44
4.4. Detekcja sygnałów w kanale z zanikami	45
5. Koncepcja urządzenia definiowanego programowo	49
5.1. Ograniczenia technologiczne SDR	49
5.2. Zastosowanie technologii radia programowalnego w modemach radiowych.....	50
6. Pakiet symulujący pracę toru nadawczo-odbiorczego modemu	53
6.1. Implementacja symulatora w języku C/C++.....	53
6.2. Opis poszczególnych bloków funkcjonalnych symulatora	56
6.2.1. Procedura coder.cpp.....	56
6.2.2. Procedura modulator.cpp.....	56
6.2.3. Procedura channel.cpp.....	57
6.2.3.1. Addytywny szum gaussowski.....	57

6.2.3.2. Efekt Dopplera i zaniki Rayleigh'a	58
6.2.4. Procedura demodulator.cpp	61
6.2.5. Procedura decoder.cpp	64
6.3. Badania symulacyjne	64
6.3.1. Niedokładności procesu symulacji systemów radiokomunikacyjnych.....	64
6.3.2. Wyniki badań symulacyjnych w kanale AWGN	65
6.3.3. Wyniki badań symulacyjnych w kanale z zanikami	67
7. Przegląd wybranych modemów działających na zakresie fal krótkich	71
7.1. Modem MDM-Q9604 firmy Rockwell Collins.....	71
7.2. Modem RM6 firmy RapidM	72
7.3. Modem RF-5710A-MD001 firmy Harris.....	74
7.4. Modem IPDT-1050 firmy IP Unwired	75
8. Interfejsy użytkownika	78
8.1. Konwencjonalny interfejs asynchroniczny	78
8.2. Szybki interfejs asynchroniczny ze sterowaniem przepływem danych.....	78
8.3. Interfejs synchroniczny	78
8.4. Ethernet	78
8.5. Parametry styku z DTE	79
8.5.1. Parametry funkcjonalne.....	79
8.5.2. Parametry elektryczne	79
8.6. Parametry styku z wyposażeniem radiowym	80
8.7. Tryby pracy modemu	80
8.8. Zasady współpracy modemu z terminalem użytkownika	81
8.8.1. Początek transmisji	81
8.8.2. Koniec wiadomości	81
8.8.3. Zakończenie transmisji.....	81
8.8.4. Zakończenie przetwarzania danych odbieranych	81
8.8.4.1. Odebranie sekwencji EOM.....	82
8.8.4.2. Polecenie powrotu do akwizycji	82
8.8.4.3. Odbiór określonej liczby bloków danych.....	82
8.8.4.4. Zainicjowanie nadawania	82
8.9. Zdalne sterowanie	82
9. Podsumowanie	83
Bibliografia	84
Załącznik.....	86

1. Wprowadzenie

W ostatniej dekadzie XX wieku wydawało się, że dalekosiężna łączność radiowa w paśmie krótkofalowym zostanie całkowicie wyparta przez systemy satelitarne, szczególnie jeżeli chodzi o potrzeby radiokomunikacji morskiej. Jednak już na początku XXI wieku, w dobie terroryzmu, łączność krótkofalowa zaczęła odzyskiwać swoje znaczenie w komunikacji ze statkami. Na dzień dzisiejszy systemy krótkofalowe są uważane za systemy charakteryzujące się dużą niezawodnością, a przy tym stosunkowo niską ceną w budowie i eksploatacji. Dodatkową zaletą systemów łączności w paśmie krótkofalowym jest ich uregulowany status prawny na arenie międzynarodowej. Niestety wadą tych systemów jest stosunkowo wąskie pasmo pojedynczego kanału, wynoszące 3 kHz, które przeznaczone było przede wszystkim do transmisji sygnałów mowy. Zachowując istniejącą strukturę kanałów w paśmie krótkofalowym, zwiększenie atrakcyjności tego pasma pod kątem oferowanych w nim usług, jest możliwe jedynie poprzez opracowanie uniwersalnego modemu radiowego do transmisji danych. Istniejące na rynku modemy są dedykowane pod konkretne rozwiązania i aplikacje, co spowalnia proces wprowadzania nowych usług w paśmie krótkofalowym. Zatem istnieje potrzeba opracowania modemu szybkiej transmisji danych, charakteryzującego się elastycznością implementowanych w nim usług. Jest to możliwe jedynie poprzez opracowanie uniwersalnej platformy sprzętowej, o funkcjonalności której decydowałoby odpowiednie oprogramowanie. Modem taki byłby więc, tzw. urządzeniem definiowanym programowo SDM (*Software Defined Modem*), co obecnie stanowi główny trend w rozwoju współczesnych systemów radiokomunikacyjnych.

Opracowanie uniwersalnego modemu dla potrzeb krótkofalowej łączności radiowej na morzu wiąże się w pierwszej kolejności z opracowaniem uniwersalnej platformy sprzętowej, która zapewni w przyszłości możliwość implementacji usług jeszcze niezdefiniowanych. Proponuje się więc uprościć konstrukcję takiego modemu do niezbędnego minimum, czyli implementacja poszczególnych bloków funkcjonalnych realizowana byłaby w oparciu o odpowiednio dobrany, specjalizowany pod kątem rozwiązań modemowych, procesor sygnałowy. Na bazie tak opracowanej platformy sprzętowej należy opracować platformę programową z uwzględnieniem następujących wymagań użytkowych:

- zapewnienie dużych możliwości programowego wprowadzania zmian właściwości funkcjonalnych modemu,
- zapewnienie współpracy z modemami już istniejącymi i eksploatowanymi w radiokomunikacji morskiej,
- obniżenie kosztów implementacji nowych usług.

Działania związane z wykonaniem modemu w technologii SDM muszą być w pierwszej kolejności poprzedzone badaniami symulacyjnymi, potwierdzającymi słuszność przyjętych założeń. W tym celu należy opracować pakiet symulujący pracę toru nadawczo-odbiorczego modemu w paśmie krótkofalowym, co stanowi pierwszy etap tej pracy.

Niniejsze opracowanie składa się z 8 rozdziałów, jednego załącznika i podsumowania. Po krótkim wprowadzeniu do tematyki niniejszego opracowania i przeglądzie standardów cyfrowej transmisji danych w paśmie krótkofalowym przedstawiono charakterystykę modemów krótkofalowych, ze szczególnym uwzględnieniem standardów wojskowych. Rozdział poświęcony omówieniu standardów transmisji danych w paśmie krótkofalowym został podzielony na dwie zasadnicze części. Pierwsza z nich została poświęcona transmisji danych z przepływnością do 2400 bit/s, druga zaś powyżej 2400 bit/s. Kolejny, czwarty rozdział, dotyczy niezmiernie ważnego zagadnienia, jakim jest proces demodulacji i detekcji sygnału odbieranego w systemach radiokomunikacyjnych, w tym i modemach radiowych.

Rozdział piąty jest poświęcony oryginalnej koncepcji urządzenia definiowanego programowo, która ma być zastosowana podczas opracowywania modelu modemu radiowego, pracującego w paśmie krótkofalowym. Następny rozdział opisuje pakiet symulujący pracę toru nadawczo-odbiorczego modemu krótkofalowego dla przepływności powyżej 2400 bit/s oraz zawiera wyniki przeprowadzonym badań symulacyjnych. W rozdziale siódmym dokonano porównania wybranych modemów krótkofalowych dostępnych na rynku telekomunikacyjnym, w celu zapoznania się z najnowszymi trendami technologicznymi obowiązującymi przy budowie modemów radiowych. Ostatni rozdział jest poświęcony opisowi interfejsów używanych do komunikowania się z modemami, co będzie przydatne podczas opracowywania własnego modelu modemu. Po spisie literatury, który zawiera 29 pozycji, znajduje się załącznik wyjaśniający zasadę działania miękko- i twardo-decyzyjnego dekodera Viterbiego kodów splotowych.

2. Standardy cyfrowej transmisji danych w paśmie krótkofalowym

Obecnie łączność radiowa w paśmie krótkofalowym jest zdominowana przez standardy wojskowe. Już pod koniec lat siedemdziesiątych ubiegłego wieku zostały rozpoczęte prace badawcze nad całkowicie cyfrowymi systemami, pracującymi w paśmie krótkofalowym. Standardy wojskowe, historycznie pierwsze, wyznaczają więc trendy rozwojowe w tego typu systemach. Dlatego też standardy wojskowe będą stanowić podstawę niniejszego opracowania i w oparciu o nie zostanie zaproponowana oryginalna koncepcja modemu definiowanego programowo.

Systemy cyfrowej transmisji danych w paśmie HF z punktu widzenia działań taktyczno-operacyjnych na lądzie i na morzu nadal zajmują szczególne miejsce w wojskowych systemach dowodzenia. W związku z tym standaryzacją tego typu systemów łączności zajmują się przede wszystkim następujące instytucje rządowe:

- US Military – wydaje dokumenty z serii MIL-STD,
- NATO – wydaje dokumenty z serii STANAG,
- US Federal Government – wydaje dokumenty z serii FED-STD.

Poniżej przedstawiono krótką charakterystykę standardów cyfrowej łączności krótkofalowej, które stanowiły podstawę niniejszego opracowania.

- **MIL-STD-118-110A [10]**
Standard ten opisuje systemy cyfrowej transmisji danych z przepływnościami od 75 bit/s do 2400 bit/s, przy wykorzystaniu kodowania splotowego oraz z przepływnością 4800 bit/s, bez kodowania.
- **MIL-STD-118-110B [11]**
Standard ten dotyczy wyższych przepływności w porównaniu z MIL-STD-118-110A z możliwością ich automatycznego wyboru (*autobaud*). W dodatku C (*Appendix C*) standaryzacja obejmuje pojedynczy kanał, natomiast w dodatku F (*Appendix F*) kanał podwójny. Dla transmisji w pojedynczym kanale (SSB) wyspecyfikowane są przepływności 3200, 4800, 6400, 8000 i 9600 bit/s, przy zastosowaniu kodowania splotowego oraz 12800 bit/s, bez kodowania. W kanale podwójnym (ISB) możliwe są przepływności 9600, 12800, 1600 i 19200 bit/s.
- **STANAG 4285 [24]**
Specyfikuje systemy łączności o przepływności od 75 bit/s do 2400 bit/s (z kodowaniem kanałowym) oraz 1200, 2400 i 3600 bit/s (bez kodowania kanałowego). Standard nie obejmuje możliwości automatycznego wyboru przepływności co powoduje, że nadajnik i odbiornik muszą uzgadniać parametry transmisji (m.in. wartość przepływności, parametry przepływu itp.), przed rozpoczęciem transmisji.
- **STANAG 4415 [25]**
Jest to rozszerzona wersja transmisji danych w paśmie HF z przepływnością 75 bit/s w bardzo trudnych warunkach propagacyjnych.
- **STANAG 4529 [26]**
Jest to standard wywodzący się ze standardu STANAG 4285, który został dostosowany do wykorzystania w kanałach zawężonych do 1240 Hz. Zawężenie to zostało okupione zmniejszeniem wartości szybkości modulacji z 2400 bodów do 1200 bodów. Oczywiście spowodowało to również zmniejszenie o połowę wartości przepływności użytkowych w stosunku do wyspecyfikowanych w STANAG 4285.

- **STANAG 4539 [27]**

Jest to najbardziej wszechstronny standard dotyczący modemów dla pasma HF. Oferuje on zarówno bardzo zawansowaną transmisję z przepływnością 75 bit/s jak i dużą przepływność dochodzącą do 9600 bit/s. Możliwe jest również wykorzystanie wszystkich pośrednich przepływności dla transmisji z kodowaniem splotowym i przy różnych parametrach przeplotu. Bez kodowania jest możliwa transmisja z przepływnością 12800 bit/s. Dla wszystkich przepływności istnieje możliwość automatycznego wyboru przepływności i parametrów przeplotu.

Oprócz powszechnie wykorzystywanych standardów wojskowych na rynku telekomunikacyjnym można spotkać modemy, które pracują zgodnie ze standardami cywilnymi:

- **Komercyjny standard lotniczy (Comm. Airborn)**

Standard opracowany pod kątem pracy w zawężonych kanałach, dostępnych w pasmach lotniczych (2,4 kHz zamiast 3 kHz), z szybkością modulacji 1800 bodów zamiast powszechnie stosowanej w innych standardach szybkości 2400 bodów. Zapewnia możliwość automatycznego wyboru przepływności w zakresie od 75 bit/s do 8000 bit/s (9600 bit/s bez kodowania kanałowego).

- **Komercyjny standard morski (Comm. Maritime)**

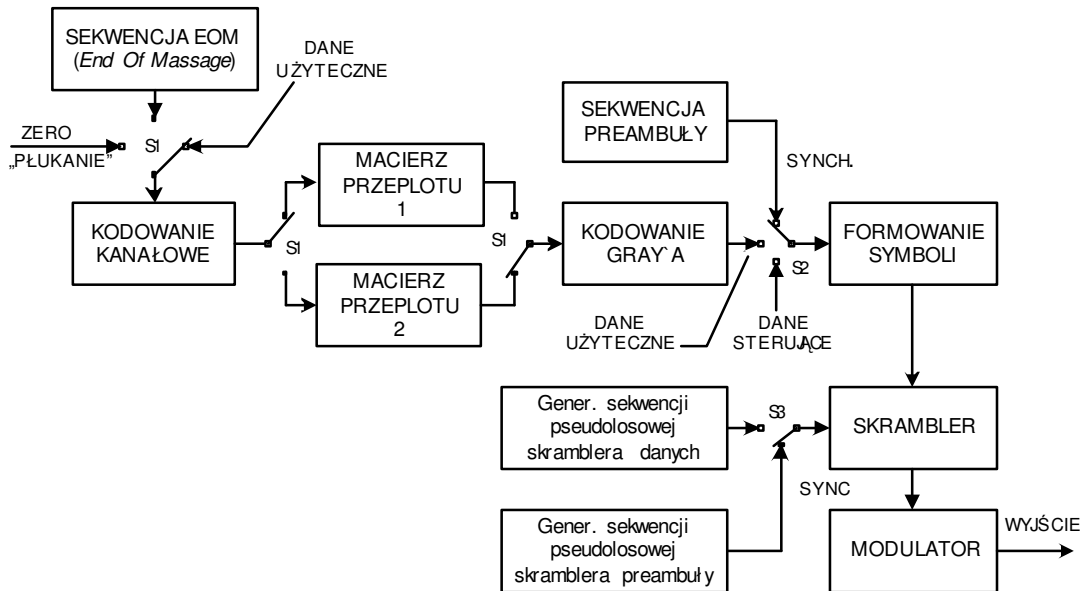
Przewidziany dla transmisji danych przy wykorzystaniu istniejących jeszcze radiostacji morskich, działających w ekstremalnie wąskim paśmie. Dotyczy pracy z szybkością modulacji 1440 bodów i zapewnia możliwość automatycznego wyboru przepływności w zakresie od 75 bit/s do 6400 bit/s (7680 bit/s bez kodowania).

3. Charakterystyka modemów krótkofalowych

Rozdział ten jest poświęcony opisowi warstwy fizycznej modemów krótkofalowych, ze szczególnym uwzględnieniem standardów wojskowych [11], [27], będących wyznacznikiem tego typu urządzeń na rynku telekomunikacyjnym. Został on podzielony na trzy części, w których opisano modemy o przepływności do 2400 bit/s, powyżej 2400 bit/s oraz modemy wykorzystujące do transmisji danych dwie niezależne wstęgi boczne.

3.1. Modemy o przepływnościach do 2400 bit/s

Modemy te są przeznaczone do pracy w radiowym kanale krótkofalowym HF (*High Frequency*) z pojedynczą częstotliwością nośną, przy wykorzystaniu 8-mio wartościowego kluczowania fazy (8PSK). Szybkość modulacji wynosi zawsze 2400 symboli na sekundę, niezależnie od przepływności informacyjnej. Modemy umożliwiają transmisję danych z przepływnościami 75, 150, 300, 600, 1200 i 2400 bit/s. W trybie bez kodowania kanałowego modem może pracować z przepływnością 4800 bit/s, nie jest to jednak zalecany tryb pracy, gdyż transmisja w kanale krótkofalowym charakteryzującym się silnymi zanikami jest mało efektywna. Schemat funkcjonalny części nadawczej modemu przedstawiony został na rys. 1.



Rys. 1. Schemat funkcjonalny części nadawczej modemu.

Na podstawie rys. 1 można wyróżnić cztery fazy pracy modemu:

a) Faza preambuły synchronizacyjnej

Czas trwania fazy preambuły synchronizacyjnej powinien ściśle odpowiadać czasowi wymaganemu dla wprowadzenia jednego bloku danych do wybranej macierzy przeplotu. Podczas tej fazy, przełącznik S1 (rys. 1) powinien być ustawiony w pozycji DANE UŻYTECZNE oraz muszą być uaktywnione funkcje kodowania kanałowego i przeplotu, ponieważ modem powinien być przygotowany na przyjmowanie danych od terminala użytkownika (DTE). Przełączniki S2 i S3 powinny być ustawione w pozycji SYNC. Modem nadawczy generuje sekwencję preambuły synchronizacyjnej wymaganą dla osiągnięcia synchronizacji przez modem odbiorczy. Czas trwania preambuły synchronizacyjnej wynosi:

- 0 s dla przeplotu zerowego tzn. trybu pracy bez przeplotu (wymagany jest bufor opóźniający transmisję preambuły o 0,6 s),
- 0,6 s dla przeplotu krótkiego,
- 4,8 s dla przeplotu długiego.

b) Faza danych

W fazie transmisji danych modem przesyła zarówno informacje użytkownika jak i tzw. dane sterujące, które stanowią bity treningowe, wykorzystywane przez korektory kanałowe w oddalonym modemie odbiorczym. O tym, które dane są aktualnie transmitowane decyduje stan przełączników S1, S2 i S3, a czas pozostawiania przełączników w określonym stanie jest funkcją przepływności informacyjnej. Przy przepływnościach 2400 i 4800 bit/s, stan DANE UŻYTECZNE powinien trwać przez okres 32 symboli, po czym powinno nastąpić przejście do pozycji DANE STERUJĄCE na czas odpowiadający 16 symbolom. W przypadku przepływności 150, 300, 600 i 1200 bit/s, czas utrzymywania przełączników w obu pozycjach powinien być taki sam i odpowiadać 20 symbolom. Przy 75 bit/s, przełącznik S2 pozostaje trwale w pozycji DANE UŻYTECZNE, a operacja przesyłania danych powinna być zakończona poprzez wyłączenie sygnału RTS na wejściu DTE.

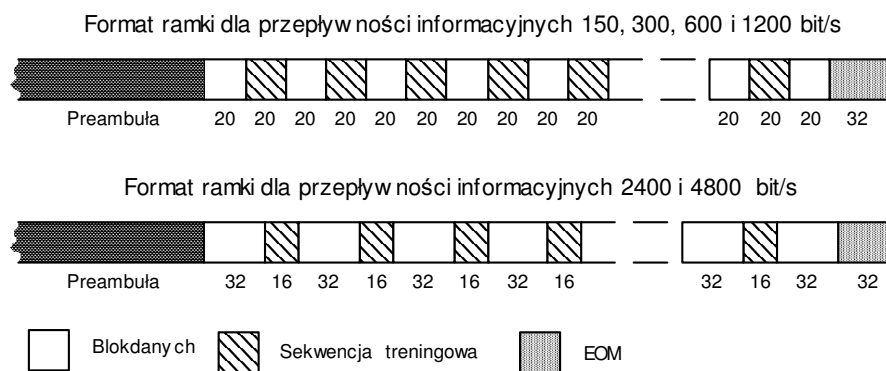
c) Faza EOM (End Of Message – koniec wiadomości)

W momencie, w którym ostatni bit DANYCH UŻYTECZNYCH, poprzedzający wyłączenie sygnału RTS, zostanie doprowadzony do wejścia kodera kanałowego FEC (*Forward Error Correction*), przełącznik S1 powinien zostać przestawiony do pozycji EOM. Spowoduje to wysłanie do układu kodera 32-bitowego wzorca w postaci ośmiocyfrowej liczby heksadecymalnej: 4B65A5B2. Pozostałe przełączniki (S2 i S3) powinny pozostać w pozycji ustalonej dla fazy danych.

d) Faza „płukania” (zerowania) kodera i układu przeplotu

Bezpośrednio po zakończeniu fazy EOM, przełącznik S1 powinien zostać przełączony do pozycji PŁUKANIE, powodując doprowadzenie do wejścia kodera kanałowego ciągu tzw. bitów płukających. W przypadku stosowania przeplotu, faza „płukania” powinna obejmować ciąg 144 bitów ustawionych na „0” („płukanie” kodera), uzupełniony o ciąg bitów o wymiarach macierzy przeplotu, uwzględniający ostatni bit „płukania” kodera. Jeżeli układ przeplotu jest omijany (przeplot zerowy), transmitowane są jedynie bity „płukania kodera”. W ten sposób jest transmitowana ilość bitów wystarczająca dla przeprowadzenia skutecznego „płukania” dekodera kanałowego i układu rozplotu w modemie odbiorczym.

Opisana powyżej sekwencja działań może zostać przedstawiona w postaci formatu ramki (rys. 2).



Rys. 2. Format ramki.

Jak widać, transmisja każdej wiadomości rozpoczyna się od długiej preambuły synchronizacyjnej i żadne inne informacje synchronizujące nie są już przesyłane do końca nadawania tej wiadomości. Rys. 2 nie uwzględnia fazy „płukania”.

3.1.1. Bloki funkcjonalne nadajnika modemu

W niniejszym podrozdziale znajduje się opis poszczególnych bloków funkcjonalnych modemu zgodnie z rys. 1, tzn.: kodowanie kanałowe, przeplot, kodowanie Gray'a, formowanie symboli transmisyjnych, skrambler oraz modulator.

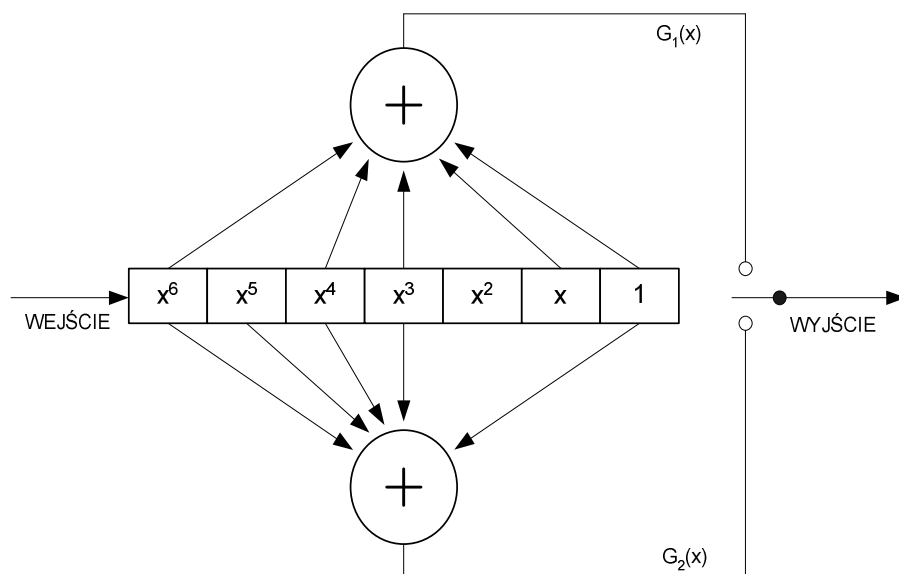
3.1.1.1 Kodowanie kanałowe

Kodowanie kanałowe powinno być wprowadzane przy wszystkich przepływnościach informacyjnych od 75 do 2400 bit/s. Należy stosować kodowanie splotowe (2,1,6) o sprawności 1/2, opisanym przez wielomiany generacyjne:

$$G_1(x) = x^6 + x^4 + x^3 + x + 1 \quad (1a)$$

$$G_2(x) = x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1 \quad (1b)$$

Schemat blokowy kodera przedstawiony został na rys. 3.



Rys. 3. Schemat blokowy kodera kanałowego.

Każdemu bitowi na wejściu kodera powinny odpowiadać dwa bity wyjściowe, przy czym bit pochodzący z górnej gałęzi kodera [$G_1(x)$] powinien występować jako pierwszy, zatem ciągów bitów na wejściu kodera o przepływnościach 2400, 1200 i 600 bit/s powinny odpowiadać ciągów bitów zakodowanych o przepływnościach odpowiednio 4800, 2400 i 1200 bit/s. W przypadku przepływności wejściowych 300 bit/s i 150 bit/s, na wyjściu kodera powinien być generowany zakodowany ciąg bitów o przepływności 1200 bit/s, uzyskiwany poprzez powtarzanie odpowiednią liczbę par bitów wyjściowych kodera. Zestawienie ważniejszych parametrów kodowania kanałowego zostało przedstawione w tabl. 1.

Tabl. 1. Zestawienie parametrów kodowania kanałowego.

Przepływność informacyjna [bit/s]	Efektywna sprawność kodowania	Metoda kodowania
4800	(bez kodowania.)	(bez kodowania)
2400	1/2	Kod o spr. 1/2
1200	1/2	Kod o spr. 1/2
600	1/2	Kod o spr. 1/2
300	1/4	Kod o spr. 1/2 powtarzany 2 razy
150	1/8	Kod o spr. 1/2 powtarzany 4 razy
75	1/2	Kod o spr. 1/2 ^{*)}

^{*)} W przypadku przepływności informacyjnej 75 bit/s jest wykorzystywany inny format transmisyjny (pkt. 3.1.1.4) i powinno być stosowane kodowanie z efektywną sprawnością 1/2, w celu wytworzenia ciągu bitów o przepływności 150 bit/s.

3.1.1.2. Przeplot

Operacja przeplotu jest wykonywana za pomocą macierzy o odpowiedniej liczbie kolumn i wierszy. W procesie przeplotu biorą udział dwie macierze, jedna z nich jest zapisywana, podczas gdy z drugiej odczytywane są bity wprowadzone w poprzednim kroku operacji przeplotu. W celu zapewnienia jednakowego opóźnienia rozmiary tablicy powinny być uzależnione od przepływności. Opóźnienie to może wynosić 0 s; 0,6 s (tzw. przeplot krótki) lub 4,8 s (tzw. przeplot długi). Rozmiary tablicy przeplotu dla poszczególnych przepływności przedstawia tabl. 2.

Tabl. 2. Rozmiary tablicy przeplotu.

Przepływność informacyjna [bit/s]	Przeplot długi		Przeplot krótki	
	Liczba wierszy	Liczba kolumn	Liczba wierszy	Liczba kolumn
2400	40	576	40	72
1200	40	288	40	36
600	40	144	40	18
300	40	144	40	18
150	40	144	40	18
75	20	36	10	9

Wprowadzanie bitów do macierzy przeplotu

Bity są wprowadzane do macierzy przeplotu począwszy od kolumny zerowej, według algorytmu: pierwszy bit wprowadzany jest do wiersza 0, drugi do wiersza 9, trzeci do wiersza 18 i czwarty do wiersza 27 itd. Tak więc, numer wiersza dla bitów wejściowych zwiększany jest o 9 modulo 40. Bity wprowadzane są w ten sposób aż do zapełnienia wszystkich 40 wierszy, po czym cały algorytm powtarza się dla kolejnych kolumn. Taki algorytm

wprowadzania bitów dotyczy zarówno przeplotu długiego jak i krótkiego oraz wszystkich przepływności za wyjątkiem 75 bit/s, dla której obowiązują następujące zmiany:

- dla przeplotu długiego numer wiersza zwiększany jest o 7 modulo 20;
- dla przeplotu krótkiego numer wiersza zwiększany jest o 7 modulo 10.

W przypadku przepływności 4800 bit/s przeplot nie jest stosowany.

Wyprowadzanie bitów z macierzy przeplotu

Wyprowadzanie bitów rozpoczyna się od pozycji tablicy wyznaczonej przez zerowy wiersz i zerową kolumnę. Położenie każdego kolejnego wyprowadzanego bitu określone jest poprzez zwiększenie numeru wiersza o 1 i zmniejszenie numeru kolumny o 17. Operacja ta jest kontynuowana aż do momentu osiągnięcia przez numer wiersza wartości maksymalnej. W tym miejscu numer wiersza ustawiany jest na 0 a numer kolumny na wartość o jeden większą niż na początku poprzedniego kroku. Proces ten jest kontynuowany do momentu wyprowadzenia całego bloku danych z macierzy przeplotu. W przypadku przepływności 75 bit/s proces wyprowadzania bitów z macierzy przeplotu przebiega podobnie z tym, że numer kolumny jest zmniejszany o 7 a nie o 17. Bity wyprowadzone z układu przeplotu są grupowane w bloki odpowiadające tzw. symbolom kanałowemu. Liczba bitów przypisanych jednemu symbolowi kanałowemu jest funkcją przepływności, co zostało pokazane w tabl. 3.

Tabl. 3. Liczba bitów po operacji przeplotu przypadająca na pojedynczy symbol kanałowy.

Przepływność informacyjna [bit/s]	Liczba bitów przypadających na pojedynczy symbol
2400	3
1200	2
600	1
300	1
150	1
75	2

Natomiast w tabl. 4 została pokazana kolejność wyprowadzania bitów z macierzy przeplotu. Przedstawiony przykład dotyczy przeplotu krótkiego przy przepływności 150 bit/s.

Tabl. 4. Sposób wyprowadzania bitów z macierzy przeplotu dla przepływności 150 bit/s przy zastosowaniu tzw. przeplotu krótkiego.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
0	1	19	36	52	66	80	93	105	116	126	135	143	150	156	161	165	168	170
1	171	2	20	37	52	67	81	94	106	117	127	136	144	151	157	162	166	169
2	189	172	3	21	38	53	68	82	95	107	118	128	137	145	152	158	163	167
3	207	190	173	4	22	39	54	69	83	96	108	119	129	138	146	153	159	164
4	225	208	191	174	5	23	40	55	70	84	97	109	120	130	139	147	154	160
5	243	226	209	192	175	6	24	41	56	71	85	98	110	121	131	140	148	155
6	261	244	227	210	193	176	7	25	42	57	72	86	99	111	122	132	141	149
7	279	262	245	228	211	194	177	8	26	43	58	73	87	100	112	123	133	142
8	297	280	263	246	229	212	195	178	9	27	44	59	74	88	101	113	124	134
9	315	298	281	264	247	230	213	196	179	10	28	45	60	75	89	102	114	125
10	333	316	299	282	265	248	231	214	197	180	11	29	46	61	76	90	103	115
11	351	334	317	300	283	266	249	232	215	198	181	12	30	47	62	77	91	104
12	369	352	335	318	301	284	267	250	233	216	199	182	13	31	48	63	78	92
13	387	370	353	336	319	302	285	268	251	234	217	200	183	14	32	49	64	79
14	405	388	371	354	337	320	303	286	269	252	235	218	201	184	15	33	50	65
15	423	406	389	372	355	338	321	304	287	270	253	236	219	202	185	16	34	51
16	441	424	407	390	373	356	339	322	305	288	271	254	237	220	203	186	17	35
17	459	442	425	408	391	374	357	340	323	306	289	272	255	238	221	204	187	18
18	477	460	443	426	409	392	375	358	341	324	307	290	273	256	239	222	205	188
19	495	478	461	444	427	410	393	376	359	342	325	308	291	274	257	240	223	206
20	513	496	479	462	445	428	411	394	377	360	343	326	309	292	275	258	241	224
21	531	514	497	480	463	446	429	412	395	378	361	344	327	310	293	276	259	242
22	549	532	515	498	481	464	447	430	413	396	379	362	345	328	311	294	277	260
23	567	550	533	516	499	482	465	448	431	414	397	380	363	346	329	312	295	278
24	585	568	551	534	517	500	483	466	449	432	415	398	381	364	347	330	313	296
25	601	586	569	552	535	518	501	484	467	450	433	416	399	382	365	348	331	314
26	616	602	587	570	553	536	519	502	485	468	451	434	417	400	383	366	349	332
27	630	617	603	588	571	554	537	520	503	486	469	452	435	418	401	384	367	350
28	643	631	618	604	589	572	555	538	521	504	487	470	453	436	419	402	385	368
29	655	644	632	619	605	590	573	556	539	522	505	488	471	454	437	420	403	386
30	666	656	645	633	620	606	591	574	557	540	523	506	489	472	455	438	421	404
31	676	667	657	646	634	621	607	592	575	558	541	524	507	490	473	456	439	422
32	685	677	668	658	647	635	622	608	593	576	559	542	525	508	491	474	457	440
33	693	686	678	669	659	648	636	623	609	594	578	560	543	526	509	492	475	458
34	700	694	687	679	670	660	649	637	624	610	595	579	561	544	527	510	493	476
35	706	701	695	688	680	671	661	650	638	625	611	596	580	562	545	528	511	494
36	711	707	702	696	689	681	672	662	651	639	626	612	597	581	563	546	529	512
37	715	712	708	703	697	690	682	673	663	652	640	627	613	598	582	564	547	530
38	718	716	713	709	704	698	691	683	674	664	653	641	628	614	599	583	565	548
39	720	719	717	714	710	705	699	692	684	675	665	654	642	629	615	600	584	566

3.1.1.3. Kodowanie Gray'a

W celu zmniejszenia ilości błędnie odebranych bitów, w przypadku wystąpienia błędu symbolowego, zgrupowane bity z wyjścia układu przeplotu poddaje się kodowaniu Gray'a. Dzięki temu kodowaniu, błąd symbolowy, polegający na odebraniu symbolu sąsiedniego względem symbolu nadanego, spowoduje błędną interpretację tylko jednego bitu danych.

Do kodowania bloków trzybitowych, w przypadku przepływności 2400 bit/s i 4800 bit/s oraz dwubitowych, przy przepływnościach 1200 bit/s i 75 bit/s, jest wykorzystywany tzw. zmodyfikowany kod Gray'a, zgodnie z tabl. 5 i tabl. 6. Dla przepływności 600 bit/s, 300 bit/s i 150 bit/s, przy których jednemu symbolowi kanałowemu odpowiada tylko jeden bit, nie stosuje się tej operacji.

Tabl. 5. Kodowanie Gray'a dla przepływności 2400 bit/s i 4800 bit/s.

Bity wejściowe			Wartość po zakodowaniu
Pierwszy bit	Środkowy bit	Ostatni bit	
0	0	0	000
0	0	1	001
0	1	0	011
0	1	1	010
1	0	0	111
1	0	1	110
1	1	0	100
1	1	1	101

Tabl. 6. Kodowanie Gray'a dla przepływności 75 bit/s i 1200 bit/s.

Bity wejściowe		Wartość po zakodowaniu
Pierwszy bit	Ostatni bit	
0	0	00
0	1	01
1	0	11
1	1	10

3.1.1.4. Formowanie symboli transmisyjnych

Procedura formowania symboli transmisyjnych ma na celu przetworzenie jedno-, dwu- bądź trzybitowych symboli z wyjścia kodera Gray'a lub generatora preambuły synchronizacyjnej do postaci trzybitowej, wymaganej przez kolejne bloki (skrambler oraz modulator). Formowanie symboli jest realizowane w różny sposób w fazie danych i w fazie preambuły synchronizacyjnej.

Formowanie symboli w fazie danych

a) „Dane użyteczne” (informacje użytkownika)

W fazie transmisji danych użytkownika, przy przepływnościach wyższych od 75 bit/s, wszystkie jedno-, dwu- i trzybitowe symbole kanałowe są odwzorowywane w postaci

ośmiowartościowych, trzybitowych liczb, zgodnie z wykresem konstelacji sygnału zmodulowanego 8PSK, przedstawionym na rys. 5.

W przypadku przepływności 4800 bit/s i 2400 bit/s wykorzystuje się wszystkie osiem symboli o numerach 0 do 7. Przy przepływności 1200 bit/s są stosowane cztery symbole o numerach 0, 2, 4 i 6, natomiast przy 150 bit/s, 300 bit/s i 600 bit/s, dwa symbole o numerach 0 i 4.

Przy przepływności 75 bit/s, czterowartościowe symbole kanałowe są odwzorowywane w postaci liczb dwubitowych. W przeciwieństwie do wyższych przepływności, w tym przypadku nie transmituje się „danych sterujących” (bitów treningowych) i nie jest stosowane kodowanie z powtarzaniem. Zamiast tego wykorzystuje się sekwencje 32 trzybitowych liczb, których zadaniem jest reprezentowanie poszczególnych dwubitowych symboli kanałowych. Sposób odwzorowania (mappingu) poszczególnych symboli kanałowych dla przepływności 75 bit/s przedstawia tabl. 7. Tabela ta uwzględnia dwa przypadki:

- przypadek normalny (tabl. 7a) dotyczący wszystkich kolejnych sekwencji 32-bitowych liczb, za wyjątkiem sekwencji 45-tej (dla przepływności krótkiego) i 360-tej (dla przepływności długiego),
- przypadek specjalny (tabl. 7b) dotyczący powyższych dwóch wyjątków.

W obu przypadkach, efektem takiego działania jest formowanie jednego z czterech wzajemnie ortogonalnych przebiegów, odpowiadających każdemu z duobitów przekazywanej informacji.

Modem odbiorczy powinien wykorzystać modyfikację „danych użytkowych”, dla określenia granic tablicy przeplotu, w celu uzyskania synchronizacji i określenia właściwej przepływności danych i trybu pracy.

Tabl. 7. Odwzorowanie symboli kanałowych przy 75 bit/s.

a) Przypadek normalny	
Symbol kanałowy	Liczby trzybitowe
00	(0000) powtarzane 8 razy
01	(0404) powtarzane 8 razy
10	(0044) powtarzane 8 razy
11	(0440) powtarzane 8 razy
b) Przypadek specjalny	
Symbol kanałowy	Liczby trzybitowe
00	(0000 4444) powtarzane 4 razy
01	(0404 4040) powtarzane 4 razy
10	(0044 4400) powtarzane 4 razy
11	(0440 4004) powtarzane 4 razy

b) „Dane sterujące”

W przedziale czasu, w którym są transmitowane „dane sterujące” (bity treningowe), wyjście układu formowania symboli kanałowych powinno być ustawione na 0 (000), za wyjątkiem dwóch znanych wzorców symbolowych, poprzedzających transmisję każdego nowego bloku z tablicy przeplotu o długości 1440 trzybitowych symboli kanałowych w przypadku przeplotu krótkiego i 11520 symboli dla przeplotu długiego.

Wzorce symbolowe są zbudowane z 16 trzybitowych symboli reprezentujących odpowiednio wartości D1 i D2 zgodnie z tabl. 8. Ponieważ wzorce zawierają tylko 16 symboli, powtarzane są 2 razy.

W przypadku ustawienia przeplotu z opóźnieniem 0 s, stosowany jest wzorec symbolowy obowiązujący dla bloku 0,6 s. Wybranie przepływności 4800 bit/s jest równoznaczne z wybraniem przeplotu krótkiego.

Tabl. 8. Sposób przydzielania odpowiednich wartości symbolom D1 i D2.

Przepływność [bit/s]	Przeplot krótki		Przeplot długi	
	D1	D2	D1	D2
4800	7	6	-	-
2400 (mowa)	7	7	-	-
2400 (dane)	6	4	4	4
1200	6	5	4	5
600	6	6	4	6
300	6	7	4	7
150	7	4	5	4
75	7	5	5	5

Formowanie symboli preambuły synchronizacyjnej

Preambuła synchronizacyjna jest identyczna dla wszystkich stosowanych przepływności i składa się z trzech, dla krótkiego przeplotu, albo z dwudziestu czterech, dla przeplotu długiego, segmentów o czasie trwania 200 ms. Każdy 200 ms segment zawiera 15 trzybitowych symboli kanałowych i tworzy następującą sekwencję:

0, 1, 3, 0, 1, 3, 1, 2, 0, D1, D2, C1, C2, C3, 0

Cyfry w tym zapisie oznaczają numery symboli kanałowych (na wykresie konstelacji dla modulacji 8PSK). Trzybitowe wartości D1 i D2 określają przepływność i rodzaj przeplotu, zgodnie z tabl. 8. Dwie pary wartości bitów D1, D2, (5,6) i (5,7) są zarezerwowane do zastosowań specjalnych.

Trzy symbole licznikowe C1, C2, C3 są wykorzystywane do odliczania kolejnych segmentów preambuły synchronizacyjnej. Odliczanie rozpoczyna się od wartości 2 (synchronizacja przeplotu krótkiego) lub 23, w przypadku synchronizacji przeplotu długiego. Symbole te tworzą sześciobitowe słowo (C1, C2, C3), w którym na pozycji najbardziej znaczącej znajdują się dwa bity C1. Odliczanie polega na zmniejszaniu o 1 wartości tego słowa w każdym kolejnym segmencie preambuły, aż do uzyskania wartości zerowej. Dwubitowe symbole C1, C2, C3 muszą zostać przekonwertowane w elementy 3 bitowe. W tym celu dopisuje się do każdego z dwubitowych symboli 1 na pozycji bitu najstarszego. Operacja ta została przedstawiona w tabl. 9. Przykładowo, po przeprowadzonej konwersji, słowo licznikowe C1, C2, C3 o wartość 23 (01 01 11) zostanie przetworzona na trzybitowe wartości 5,5,7 (101 101 111).

Każdy z 15 trzybitowych symboli segmentu preambuły synchronizacyjnej przekształcany jest na trzydzieści dwie trzybitowe liczby, zgodnie z tabl. 10.

Tabl. 9. Konwersja dwubitowych wartości licznikowych na trzybitowe symbole.

Dwubitowe wartości licznikowe	Trzybitowe symbole synchronizacyjne
00	4 (100)
01	5 (101)
10	6 (110)
11	7 (111)

Tabl. 10. Odwzorowanie symboli kanałowych dla preambuły synchronizacyjnej.

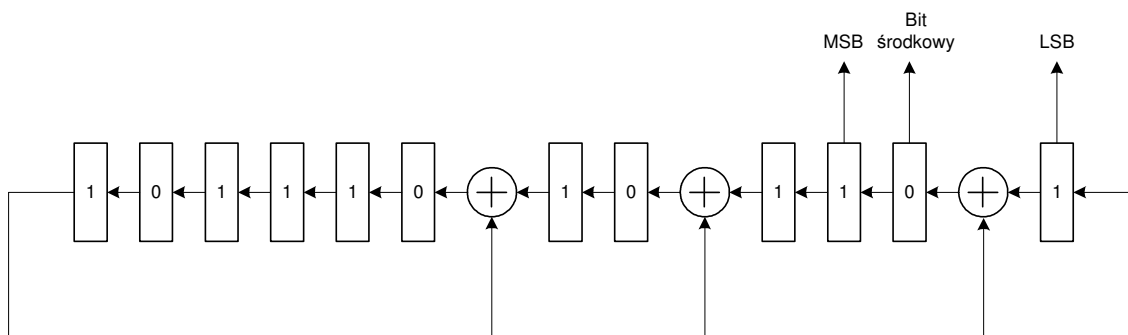
Symbol kanałowy	Liczby trzybitowe
000	(0000 0000) powtarzane 4 razy
001	(0404 0404) powtarzane 4 razy
010	(0044 0044) powtarzane 4 razy
011	(0440 0440) powtarzane 4 razy
100	(0000 4444) powtarzane 4 razy
101	(0404 4040) powtarzane 4 razy
110	(0044 4400) powtarzane 4 razy
111	(0440 4004) powtarzane 4 razy

3.1.1.5. Skrambler

Operacja skramblingu polega na dodawaniu modulo 8 do każdego trzybitowego symbolu transmisyjnego trzybitowego elementu wygenerowanego przez generator sekwencji pseudolosowej skramblera danych lub sekwencji synchronizacyjnej.

Generator sekwencji pseudolosowej skramblera danych

Generator sekwencji pseudolosowej dla danych jest zbudowany w oparciu o 12-bitowy rejestr przesuwany za sprzężeniem zwrotnym (rys. 4). Na początku fazy danych, układ ten inicjalizowany jest sekwencją: 1011 1010 1101 (BAD_{HEX}), po czym, w wyniku 8 kolejnych przesunięć rejestru, są generowane 3 bity wyjściowe, tworzące liczby od 0 do 7. Czas trwania operacji ośmiu przesunięć rejestru, czyli okres generacji nowych liczb trzybitowych, jest równy okresowi pojawiania się symboli transmisyjnych. Operacja ta jest powtarzana 160 razy, po czym układ jest ponownie inicjalizowany. W ten sposób jest generowana sekwencja 160 symboli transmisyjnych, powtarzana okresowo.



Rys. 4. Schemat funkcjonalny generatora sekwencji pseudolosowej dla skramblera danych.

Sekwencja symboli dla skramblera preambuły synchronizacyjnej

Sekwencja dla skramblera preambuły synchronizacyjnej powinna zawierać 32 symbole powtarzane okresowo i mieć następującą postać:

7 4 3 0 5 1 5 0 2 2 1 1 5 7 4 3 5 0 2 6 2 1 6 2 0 0 5 0 5 2 6 6.

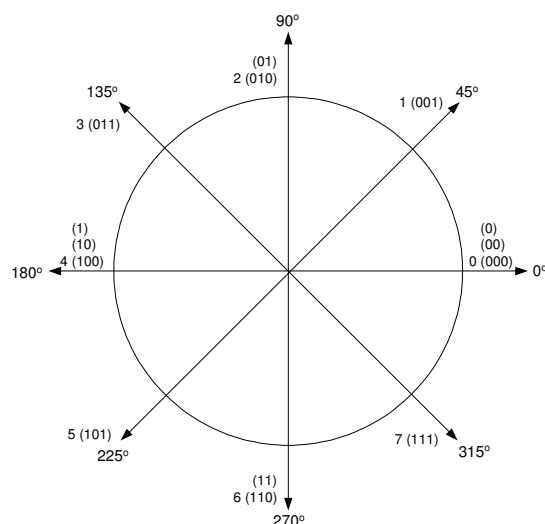
W wyniku sumowania modulo 8 tej sekwencji z wartościami zawartymi w tabl. 10, otrzymujemy nowe wartości 32-bitowe odpowiadające poszczególnym symbolom kanałowym preambuły synchronizacyjnej, co pokazuje tabl. 11.

Tabl. 11. Odwzorowanie symboli preambuły synchronizacyjnej po operacji skramblingu.

Symbol	Liczby 32-cyfrowe reprezentujące symbole kanałowe 0 do 7																															
0	7	4	3	0	5	1	5	0	2	2	1	1	5	7	4	3	5	0	2	6	2	1	6	2	0	0	5	0	5	2	6	6
1	7	0	3	4	5	5	5	4	2	6	1	5	5	3	4	7	5	4	2	2	2	5	6	6	0	4	5	4	5	6	6	2
2	7	4	7	4	5	1	1	4	2	2	5	5	5	7	0	7	5	0	6	2	2	1	2	6	0	0	1	4	5	2	2	2
3	7	0	7	0	5	5	1	0	2	6	5	1	5	3	0	3	5	4	6	6	2	5	2	2	0	4	1	0	5	6	2	6
4	7	4	3	0	1	5	1	4	2	2	1	1	1	3	0	7	5	0	2	6	6	5	2	6	0	0	5	0	1	6	2	2
5	7	0	3	4	1	1	1	0	2	6	1	5	1	7	0	3	5	4	2	2	6	1	2	2	0	4	5	4	1	2	2	6
6	7	4	7	4	1	5	5	0	2	2	5	5	1	3	4	3	5	0	6	2	6	5	6	2	1	0	1	4	1	6	6	6
7	7	0	7	0	1	1	5	4	2	6	5	1	1	7	4	7	5	4	6	6	6	1	6	6	0	4	1	0	1	2	6	2

3.1.1.6. Modulator

Modem, przy wszystkich przepływnościach, powinien stosować modulację 8PSK. Trzybitowe symbole z wyjścia skramblera sterują fazą przebiegu sinusoidalnego o częstotliwości 1800 Hz. I tak, symbol 0 (000) odpowiada fazie 0 stopni, 1 (001) fazie 45 stopni, 2 (010) fazie 90 stopni itd. Sposób przyporządkowania wartości fazy poszczególnym symbolom kanałowym pokazuje rys. 5. Dopuszczalna odchyłka częstotliwości generatora przebiegu modulowanego od wartości nominalnej 1800 Hz powinna zawierać się w granicach ± 1 Hz.



Rys. 5. Konstelacja stanów dla modulacji 8PSK.

3.1.2. Podsumowanie

Tabl. 12 zawiera zestawienie formatów transmisyjnych stosowanych przy wszystkich przepływnościach, w fazie transmisji danych.

Tabl. 12. Zestawienie formatów transmisyjnych dla wszystkich przepływności modemu.

Przepływność informacyjna [bit/s]	Efektywna sprawność kodowania	Przepływność transmisyjna (bit/s)	Liczba bitów na symbol	Liczba 8-fazowych symboli na symbol kanałowy	Liczba 8-fazowych symboli w bloku danych użytecznych	Liczba 8-fazowych symboli w bloku danych sterujących
4800	Bez kod.	4800	3	1	32	16
2400	1/2	4800	3	1	32	16
1200	1/2	2400	2	1	20	20
600	1/2	1200	1	1	20	20
300	1/4	1200	1	1	20	20
150	1/8	1200	1	1	20	20
75	1/2	150	2	32	Wszystkie	0

3.2. Modemy o przepływnościach powyżej 2400 bit/s

Modemy te są przeznaczone do pracy w kanale radiowym HF z pojedynczą częstotliwością nośną. Modem powinien umożliwiać transmisję danych z przepływnościami 3200, 4800, 6400, 8000 i 9600 bit/s. W trybie bez kodowania kanałowego modem może pracować z przepływnością 12800 bit/s, nie jest to jednak zalecany tryb pracy. Ze względu na dostosowanie do transmitowania danych o wyższych przepływnościach informacyjnych, modem wykorzystuje bardziej złożone techniki modulacyjne i dłuższe bloki danych niż modem przedstawiony w pkt. 3.1.

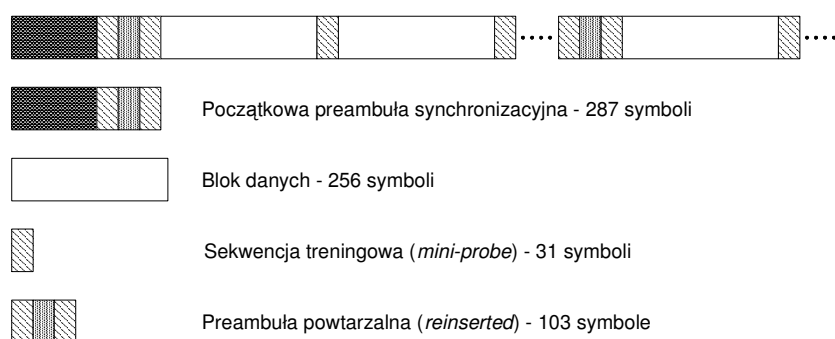
Modem wykorzystuje przeplot blokowy, który może być dostosowany do 6 różnych długości w zakresie od 0,12 s do 8,64 s oraz jeden rodzaj kodowania splotowego o sprawności 1/2 i stałą ograniczającą równą 7 (liczba komórek rejestru przesuwającego, z którego

zbudowany jest koder). Kodowanie w powiązaniu z operacją punktowania umożliwia wytworzenie kodu blokowego o sprawności 3/4.

Informacje o wybranej przepływności informacyjnej i parametrach przeplotu są przesyłane do modemu oddalonego jako część preambuły początkowej; a następnie okresowo potwierdzane w preambule powtarzalnej (*reinserted*).

3.2.1. Format ramki

Format ramki wykorzystywanej przez modem został przedstawiony na rys. 6. Ramka rozpoczyna się od preambuły synchronizacyjnej o długości 287 symboli, po której następują 72 bloki danych o długości 256 symboli, transmitowane pomiędzy dwoma sekwencjami treningowymi („mini-probes”) o długości 31 symboli (ramki danych). Każda 72-ga sekwencja „mini-probe” zastępowana jest przez preambułę powtarzalną, określaną jako „reinserted”, której zadaniem jest ułatwienie właściwego odbioru danych (między innymi, umożliwienie kompensacji przesunięcia Dopplera oraz zapewnienie synchronizacji).



Rys. 6. Format ramki dla modemów o przepływnościach powyżej 2400 bit/s.

3.2.1.1. Preambuła synchronizująca

Preambuła synchronizacyjna składa się z dwóch części. Część pierwsza zawiera N bloków zawierających 184 symbole jak w przypadku modulacji 8PSK (niezależnie od tego, jaki rodzaj modulacji stosuje modem podczas transmisji danych) wykorzystywanych wyłącznie przez układ automatycznej regulacji poziomu odbiornika radiowego i modemu. Wartość N może przyjmować wartość całkowitą z zakresu od 0 do 7 (N=0 oznacza, że pierwsza część preambuły nie jest nadawana).

Część druga składa się z 287 symboli (tabl. 13), z których pierwsze 184 symbole są przeznaczone wyłącznie do synchronizacji i kompensacji przesunięcia Dopplera, natomiast pozostałe 103 symbole to tzw. preambuła regulująca. Niesie ona informacje o przepływności i długości przeplotu. Symbole D_i ($i=0,1$ lub 2) sumowane modulo 8 z ciągami Barkera (0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0, 0) ustawiane są zgodnie z tabl. 14.

Odwzorowanie zastosowane przy tworzeniu tabl. 14 wykorzystuje po 3 bity dla zdefiniowania przepływności i długości przeplotu (jako liczbę ramek danych), zgodnie z tabl. 15. Przepływność określają trzy starsze bity (MSB) wybrane z trzech duobitów, trzy bity młodsze (LSB) tych duobitów definiują długość przeplotu.

Tabl. 13. Preambuła synchronizacyjna.

1, 5, 1, 3, 6, 1, 3, 1, 1, 6, 3, 7, 7, 3, 5, 4, 3, 6, 6, 4, 5, 4, 0, \
2, 2, 2, 6, 0, 7, 5, 7, 4, 0, 7, 5, 7, 1, 6, 1, 0, 5, 2, 2, 6, 2, 3,
6, 0, 0, 5, 1, 4, 2, 2, 2, 3, 4, 0, 6, 2, 7, 4, 3, 3, 7, 2, 0, 2, 6,
4, 4, 1, 7, 6, 2, 0, 6, 2, 3, 6, 7, 4, 3, 6, 1, 3, 7, 4, 6, 5, 7, 2,
0, 1, 1, 1, 4, 4, 0, 0, 5, 7, 7, 4, 7, 3, 5, 4, 1, 6, 5, 6, 6, 4, 6, > 184 symbole
3, 4, 3, 0, 7, 1, 3, 4, 7, 0, 1, 4, 3, 3, 3, 5, 1, 1, 1, 4, 6, 1, 0,
6, 0, 1, 3, 1, 4, 1, 7, 7, 6, 3, 0, 0, 7, 2, 7, 2, 0, 2, 6, 1, 1, 1,
2, 7, 7, 5, 3, 3, 6, 0, 5, 3, 3, 1, 0, 7, 1, 1, 0, 3, 0, 4, 0, 7, 3, /
0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4, 2, 0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4, - 31 symboli
2,
(D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0) mod 8 \
(D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0) mod 8 > 39 symb.
(D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0) mod 8 /
6,
4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0, 6, 4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0 – 39 symboli

Tabl. 14. Wartości symboli D₀, D₁, D₂ w funkcji przepływności informacyjnej i długości przeplotu.

Przepływność informacyjna [bit/s]	Długość przeplotu (liczba ramek)					
	1	3	9	18	36	72
3200	0,0,4	0,2,6	0,2,4	2,0,6	2,0,4	2,2,6
4800	0,6,2	0,4,0	0,4,2	2,6,0	2,6,2	2,4,0
6400	0,6,4	0,4,6	0,4,4	2,6,6	2,6,4	2,4,6
8000	6,0,2	6,2,0	6,2,2	4,0,0	4,0,2	4,2,0
9600	6,0,4	6,2,6	6,2,4	4,0,6	4,0,4	4,2,6
12800	6,6,2*)	Rezerwa	Rezerwa	Rezerwa	Rezerwa	rezerwa

*) Przy przepływności 12800 bit/s długość przeplotu odpowiadającą 1 ramce należy interpretować jako brak przeplotu.

Tabl. 15. Sekwencje bitów definiujące określone przepływności i długości przeplotu.

Przepływność informacyjna [bit/s]	Odwzorowanie 3-bitowe	Długość przeplotu	Odwzorowanie 3-bitowe	Nazwa
Rezerwa	000	Nielegal.	000	
3200	001	1 ramka	001	Ultra krótki (US)
4800	010	3 ramki	010	Bardzo krótki (VS)
6400	011	9 ramek	011	Krótki (S)
8000	100	18 ramek	100	Średni (M)
9600	101	36 ramek	101	Długi (L)
12800	110	72 ramki	110	Bardzo długi (VL)
Rezerwa	111	Nielegal.	111	

Faza kodu Barkera jest określana na podstawie wartości duobitów uzyskanych w wyniku transkodowania symboli D0, D1, D2, zgodnie z tabl. 14. W efekcie takiego transkodowania 3 bity definiujące długość przeplotu są umieszczane w kwadraturze w stosunku do 3 bitów określających przepływność informacyjną.

Przykład

Zgodnie z tabl. 14, przepływności 3200 bit/s i długości przeplotu 3 ramki odpowiada sekwencja symboli 0, 2, 6. Po przekształceniu symboli na duobity (tabl. 16) sekwencja ta odpowiada trzem parom bitów 00, 01, 10. Bity starsze (MSB) tworzą wartość 0, 0, 1; bity młodsze (LSB) - wartość 0, 1, 0. Wartości te pozwalają określić na podstawie tabl. 15 przepływność informacyjną i długość przeplotu. Ponieważ kod Barkera nie składa się z równej liczby zer i jedynek, sekwencje 000 lub 111 wykazują największe nie zrównoważenie. W każdej ze składowych kwadraturowych, zawierających 39 symboli, może być takich przypadków od 12 do 27. Z tego względu te dwie wartości (tabl. 15) zarezerwowane zostały dla przyszłej standaryzacji wyższych przepływności informacyjnych wykorzystujących bardziej złożone konstelacje niż stosowane w tym modemie.

Tabl. 16. Przekształcanie symboli na duobity.

Symbol	Duobit
0	00
2	01
4	11
6	10

3.2.1.2. Preambuła powtarzalna (*reinserted*)

Preambuła powtarzalna (tabl. 17) jest identyczna z końcowymi 72 symbolami preambuły synchronizacyjnej. W rzeczywistości ostatnie 103 symbole są wspólne dla obu tych preambuł, ponieważ preambułę powtarzalną bezpośrednio poprzedza 31 symboli sekwencji treningowej (w tym przypadku *mini-probe*). Symbole D₀, D₁ i D₂ mają takie samo znaczenie jak w przypadku preambuły synchronizacyjnej (tabl. 14).

Tabl. 17. Preambuła powtarzalna (*reinserted*) poprzedzona sekwencją treningową.

0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4, 2, 0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4, 2,
2,
(D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ , D ₀ + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0) Modulo 8
(D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ , D ₁ + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0) Modulo 8
(D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ , D ₂ + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0) Modulo 8
6,
4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0, 6, 4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0

3.2.1.3. Sekwencja treningowa (*mini-probe*)

Sekwencja treningowa (*mini-probe*) o długości 31 symboli wtrącana jest po każdym 256-cio symbolowym bloku danych i na końcu każdej preambuły. Oparta jest ona na powtarzalnej sekwencji Frank-Heimillera, przy wykorzystaniu odwzorowania symbolowego 8PSK.

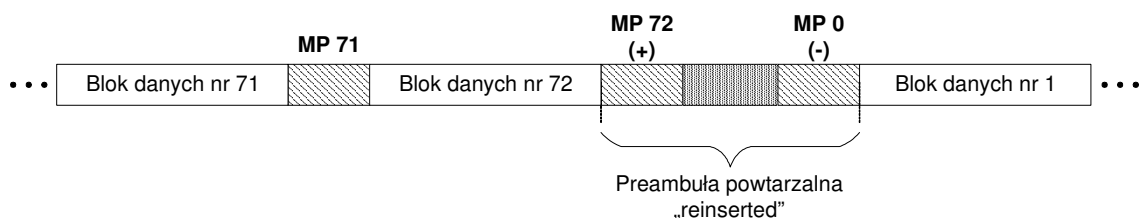
Wyróżniamy dwa typy sekwencji *mini-probe* oznaczanych przez „+” i „-”. Sekwencja „+” przedstawia się następująco (cyfry odpowiadają numerom symboli modulacji 8PSK):

0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4, 2, 0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4.

Jej wersją odwróconą w fazie o 180 stopni jest sekwencja oznaczona „-”:

4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0, 6, 4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0.

W ramce występują 73 sekwencje *mini-probe* dla 72 bloków danych. Sekwencję nr 0 stanowi ostatnie 31 symboli preambuły powtarzalnej (*reinserted*). Sekwencja nr 1 następuje po pierwszym bloku danych. Sekwencja nr 72 następuje po 72 bloku danych i stanowi pierwsze 31 symboli kolejnej preambuły *reinserted*. Sekwencje *mini-probe* o numerach 0 i 72 zostały zdefiniowane w preambule *reinserted* odpowiednio jako: ‘-’ i ‘+’. Kolejność występowania sekwencji *mini-probe* (oznaczonych jako MP n) w ramce została pokazana na rys. 7.



Rys. 7. Kolejność występowania sekwencji „mini-probe” w ramce.

Informacje o przepływności informacyjnej i długości przeplotu, zakodowane w preambułach synchronizacyjnej i *reinserted*, są przesyłane również przy wykorzystaniu sekwencji *mini-probe* (MP). Sekwencje MP o numerach od 1 do 72 zostały zgrupowane w 4 zestawach: 1 do 18; 19 do 36; 37 do 54 oraz 55 do 72. Są to zestawy po 18 MP i bloków danych. Liczba 18 jest wielokrotnością, bądź podwielokrotnością ilości bloków danych podlegających przeplotowi. Blok danych (256 symboli), który następuje bezpośrednio po 18-tej MP w każdym z pierwszych trzech zestawów jest również pierwszym blokiem przeplotu dla długości 1, 3, 9 i 18 ramek. Blok przeplotu 36-ramkowy rozpoczyna się po drugim zestawie, a po czwartym zestawie następuje preambuła powtarzalna (*reinserted*). Wykorzystując oznaczenia sekwencji *mini-probe* (‘-’ i ‘+’) można zakodować informację o przepływności i długości przeplotu oraz numerze aktualnego zestawu. Jeden zestaw 18-tu sekwencji *mini-probe* ma następującą postać:

- - - - - + S₀ S₁ S₂ S₃ S₄ S₅ S₆ S₇ S₈ +.

Początkowa sekwencja „- - - - - +” jednoznacznie określa początek odczytu dziewięciu wartości S_i. Wartości oznaczone S₀ do S₅ przenoszą informację o przepływności i parametrach przeplotu (tabl. 18), a wartości S₆ do S₈ o aktualnym numerze zestawu (tabl. 19). Wartości S₀ S₁, S₂ odpowiadają wartościom przepływności, a S₃, S₄, S₅ długościom przeplotu w tabl. 15 („+” odpowiada „0” a „-” „1”).

Tabl. 18. Wartości $S_0, S_1, S_2, S_3, S_4, S_5$ w funkcji przepływności i długości przeplotu.

Przepływność informacyjna [bit/s]	Długość przeplotu (liczba ramek)					
	1	3	9	18	36	72
3200	+ + - + + -	+ + - + - +	+ + - + - -	+ + - - + +	+ + - - + -	+ + - - - +
4800	+ - + + + -	+ - + + - +	+ - + + - -	+ - + - + +	+ - + - + -	+ - + - - +
6400	+ - - + + -	+ - - + - +	+ - - + - -	+ - - - + +	+ - - - + -	+ - - - - +
8000	- + + + + -	- + + + - +	- + + + - -	- + + - + +	- + + - + -	- + + - - +
9600	- + - + + -	- + - + - +	- + - + - -	- + - - + +	- + - - + -	- + - - - +
12800	- - + + + -					

Tabl. 19. Wartości S_6, S_7, S_8 , w zależności od numeru zestawu *mini-probe*.

Zestaw „mini probe”			
1-18	19-36	37-54	55-72
+ + -	+ - +	+ - -	- + +

Cała sekwencja *mini-probe* ma zatem postać następującą:

[rp] - - - - - + $S_0 S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6 S_7 S_8$ + - - - - - + $S_0 S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6 S_7 S_8$ + - - - - - + $S_0 S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6 S_7 S_8$ + - - - - - + $S_0 S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6 S_7 S_8$ [rp]

gdzie [rp] reprezentuje 103 symbole preambuły *reinserted*.

3.2.2. Kodowanie kanałowe i przeplot

Modem wykorzystuje przeplot blokowy. W związku z tym, dane wejściowe poddawane są również procesowi kodowania kanałowego metodą blokową. Rozmiar bloku bitów wejściowych musi odpowiadać blokowi przeplotu. Tabl. 20 pokazuje liczbę bitów w bloku danych wejściowych w funkcji przepływności informacyjnej i długości przeplotu. Określenia „blok danych wejściowych” nie należy mylić z 256-symbolowym blokiem danych, który jest częścią ramki danych. Bity z bloku danych wejściowych są poddawane procesowi kodowania i przeplotu przed wprowadzeniem do odpowiedniej liczby 256-symbolowych bloków danych w ramach danych, których liczba określa długość przeplotu.

Tabl. 20. Liczba bitów w bloku danych wejściowych.

Przepływność informacyjna [bit/s]	Długość przeplotu (liczba ramek)					
	1	3	9	18	36	72
3200	384	1152	3456	6912	13824	27648
4800	576	1728	5184	10368	20736	41472
6400	768	2304	6912	13824	27648	55296
8000	960	2880	8640	17280	34560	69120
9600	1152	3456	10368	20736	41472	82944

Każdy zakodowany blok danych jest poddawany operacji przeplotu w ramach bloku przeplotu o takich samych rozmiarach. Granice tych bloków powinny być ustawiane w taki sposób, aby początek pierwszej ramki danych, następującej po każdej preambule powtarzalnej (*reinserted*), pokrywał się z granicą przeplotu. Tak więc, w przypadku przeplotu o długości 3 ramek, pierwsze trzy ramki danych następujące po preambule *reinserted* powinny zawierać wszystkie zakodowane bity jednego bloku danych wejściowych.

3.2.2.1. Kodowanie blokowe

Modem wykorzystuje kodowanie splotowe (*full-tail-biting*) o sprawności 1/2 i długości wymuszonej 7 w połączeniu z operacją punktowania dla wytworzenia kodu blokowego o sprawności 3/4 i o długości równej długości przeplotu. Schemat blokowy kodera jest zgodny z rys. 3, czyli stosowane są te same wielomiany generujące (1a) i (1b). Podobnie jak poprzednio każdemu bitowi na wejściu kodera odpowiadają dwa bity wyjściowe, przy czym bit pochodzący z górnej gałęzi kodera [$G_1(x)$] powinien występować jako pierwszy.

W koderze została zastosowana technika określana angielską nazwą *full-tail-biting*. Polega ona na tym, że na początku kodowania każdego bloku, rejestr przesuwny kodera zostaje napełniony pierwszymi sześcioma bitami danych wejściowych, bez wystawiania w tym czasie bitów wyjściowych. Te 6 bitów powinno być przechowywane, ponieważ mogą być wykorzystane do „płukania” kodera. Pierwsze dwa bity wyjściowe kodera są wytwarzane po wprowadzeniu do rejestru siódmego bitu wejściowego. Są to dwa pierwsze bity wynikowego kodu blokowego. Po zakodowaniu ostatniego bitu wejściowego, następuje kodowanie sześciu pierwszych bitów przechowywanych w pamięci. W tym czasie rejestr przesuwny kodera nie powinien zmieniać stanu, tzn. powinien być napełniony ostatnimi siedmioma bitami danych wejściowych. Sześć zapamiętanych bitów wejściowych wpisuje się do rejestru pojedynczo, począwszy od bitu najwcześniejszego. W ten sposób proces kodowania jest kontynuowany i na wyjściu pojawiają się dwa bity zakodowane dla każdego z sześciu bitów wejściowych.

Ponieważ sprawność kodowania wynosi 1/2, blok bitów zakodowanych jest dokładnie dwa razy większy od bloku bitów wejściowych. Procedura „punktowania”, poprzedzająca przekazanie zakodowanego wektora danych do układu przeplotu, ma na celu uzyskanie sprawności kodowania 3/4.

Operacja punktowania polega na wykluczaniu z transmisji jednej trzeciej liczby bitów, poprzez zastosowanie maski 111001 nakładanej na ciąg bitów wyjściowych kodera splotowego. Sekwencja bitów generowana przez koder:

$$G_1(k), G_2(k), G_1(k+1), G_2(k+1), G_1(k+2), G_2(k+2) \dots,$$

zostaje w wyniku punktowania, przekształcona na następującą:

$$G_1(k), G_2(k), G_1(k+1), G_2(k+2) \dots\dots$$

3.2.2.2. Operacja przeplotu

Jak pokazuje Tabl. 20, istnieje 30 kombinacji przepływności informacyjnych i długości przeplotu. Z tego względu wymagana jest struktura układu przeplotu bardziej elastyczna niż w przypadku modemu przedstawionego w pkt. 3.1. Operacja przeplotu wykonywana jest przy pomocy jednowymiarowej tablicy o rozmiarach równych liczbie bitów w bloku danych na wyjściu kodera. Rozmiary tej tablicy zależą zarówno od długości przeplotu jak i przepływności informacyjnej, co przedstawia tabl. 21.

Tabl. 21. Rozmiary tablicy przeplotu.

Przepływność informacyjna [bit/s]	Długość przeplotu (liczba ramek)					
	1	3	9	18	36	72
	Rozmiar tablicy przeplotu (bity)					
3200	512	1536	4608	9216	18432	36864
4800	768	2304	6912	13824	27648	55296
6400	1024	3072	9216	18432	36864	73728
8000	1280	3840	11520	23040	46080	92160
9600	1536	4608	13824	27648	55296	110592

Zakodowany blok bitów (po operacji punktowania) jest wprowadzany do tablicy przeplotu począwszy od pozycji 0. Pozycje dla kolejnych bitów są wyznaczane przez dodanie do numeru poprzedniej pozycji tzw. wskaźnika inkrementacji, którego wartości są określone na podstawie tabl. 22. Oznacza to, że jeżeli pierwszy bit bloku oznaczmy $B(0)$, to pozycję zapisu bitu n -tego $B(n)$ można wyznaczyć z następującej zależności:

$$B(n) = (n * \text{"wskaźnik inkrementacji"}) \text{ modulo (rozmiar tablicy w bitach)}.$$

Przykładowo, dla przepływności 3200 bit/s i długości przeplotu 1 (rozmiar tablicy 512 bitów), pierwszych 8 pozycji zapisu przedstawia się następująco: 0, 97, 194, 291, 388, 485, 70 i 167.

Tabl. 22. Wartości wskaźnika inkrementacji.

Przepływność informacyjna [bit/s]	Długość przeplotu (liczba ramek)					
	1	3	9	18	36	72
	Wskaźnik inkrementacji					
3200	97	229	805	1393	3281	6985
4800	145	361	1045	2089	5137	10273
6400	189	481	1393	3281	6985	11141
8000	201	601	1741	3481	8561	14441
9600	229	805	2089	5137	10273	17329

Wyprowadzanie bitów z tablicy przeplotu, dla wszystkich przepływności i długości przeplotu, odbywa się w sposób liniowy od początku (pozycja 0) do końca tablicy.

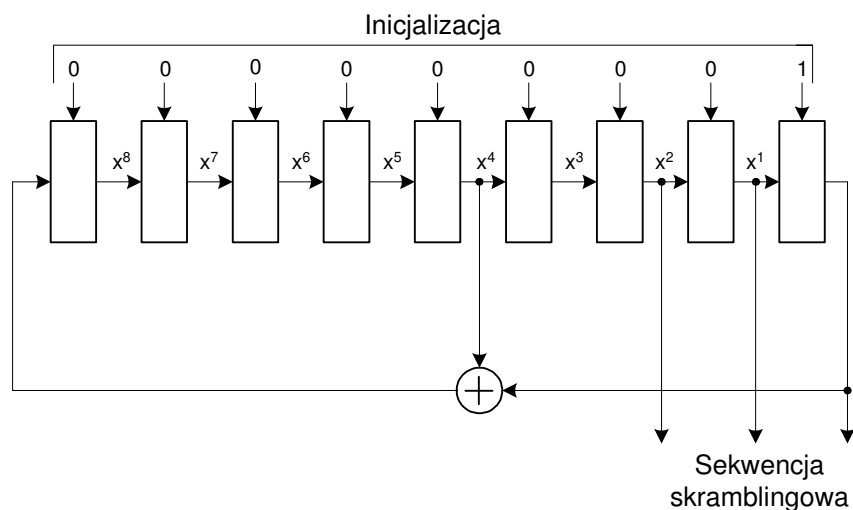
3.2.3. Skrambler

Procedura skramblingu w modemie jest uzależniona od rodzaju modulacji zastosowanej do transmisji danych o określonej przepływności informacyjnej (tabl. 23). We wszystkich przypadkach jest wykorzystywany generator sekwencji skramblingowej opisany wielomianem:

$$x^9 + x^4 + 1 \quad (2)$$

inicjalizowany wartością 1 na początku każdej ramki danych (rys. 8). Dla modulacji 8PSK (3200 bit/s i 4800 bit/s) polega ona na sumowaniu modulo 8 wartości symbolu z wartością

wytworzoną przez generator sekwencji skramblingowej na jego trzech młodszych bitach (najmłodszy bit rejestru, to najmniej znaczący bit liczby binarnej).



Rys. 8. Generator sekwencji skramblingowej (przykład dla 8PSK).

Przykładowo, jeżeli wartość wygenerowana przez rejestr przesuwany wynosi 010 a numer symbolu przed skramblingiem wynosił 6 to nadany zostanie symbol 0, ponieważ: $(6+2) \text{ modulo } 8 = 0$.

W przypadku modulacji 16QAM realizowana jest operacja XOR 4-bitowego symbolu z czterema młodszymi bitami wygenerowanymi przez rejestr. Przykładowo, jeżeli wartość wygenerowana przez rejestr przesuwany wynosi 0101 a numer symbolu przed skramblingiem wynosił 3 (0011) to nadany zostanie symbol 6 (0110).

Odpowiednio dla modulacji 32QAM operacja dokonywana jest na 5-bitowych symbolach i pięciu młodszych bitach rejestru przesuwego, a dla 64QAM, 6-bitowych symbolach i sześciu młodszych bitach rejestru. Po każdej operacji skramblingu pojedynczego symbolu musi nastąpić przesunięcie zawartości rejestru: 3 razy dla 8PSK, 4 razy dla 16QAM, 5 razy dla 32QAM i 6 razy dla 64QAM. Pierwszy symbol danych w każdej ramce jest poddawany operacji skramblingu przy wykorzystaniu odpowiedniej liczby bitów sekwencji inicjalizującej: 00000001 (inicjalizacja po każdym 256-bitowym bloku danych).

Długość sekwencji skramblingowej wynosi 511 bitów (2^9-1). Nie dokonuje się operacji skramblingu na preambułach.

3.2.4. Modulacja

W modemie powinna być stosowana jedna szybkość modulacji dla wszystkich symboli transmisyjnych wynosząca 2400 symboli/s. W przypadku generowania zegara nadawczego przez modem, szybkość ta powinna być utrzymywana z dokładnością nie gorszą niż $\pm 0,24$ symboli/s (10 ppm). Symbole transmisyjne powinny modulować przebieg sinusoidalny (lub parę takich przebiegów pozostających względem siebie w kwadraturze, w przypadku QAM) o częstotliwości nominalnej 1800 Hz, generowanej z dokładnością 10 ppm ($\pm 0,018$ Hz).

W przypadku symboli wszystkich danych sterujących modem stosuje modulację 8PSK, zgodnie z tabl. 24 i rys. 9. Symbole te przed procesem modulacji nie podlegają operacji skramblingu.

Rodzaj modulacji zastosowanej do transmisji symboli danych użytkownika, zależy od przepływności informacyjnej (tabl. 23).

Tabl. 23. Rodzaje modulacji obowiązujące przy poszczególnych przepływnościach informacyjnych.

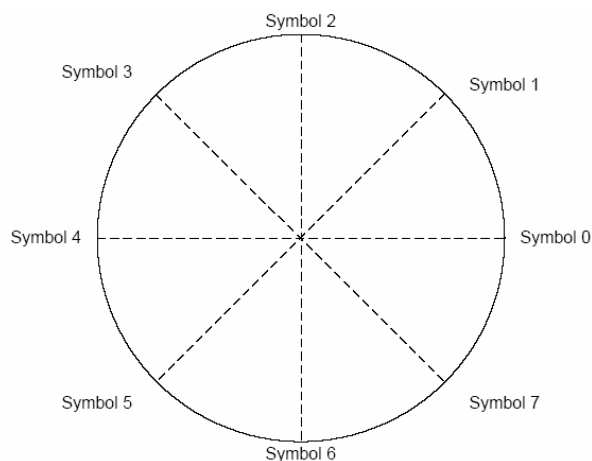
Przepływność informacyjna [bit/s]	Rodzaj modulacji
3200	QPSK
4800	8PSK
6400	16QAM
8000	32QAM
9600	64QAM
12800	64QAM

3.2.4.1. Modulacja PSK

Odwzorowanie symboli modulacji 8PSK zostało przedstawione w tabl. 24 i rys. 9. W przypadku przepływności 3200 bit/s (modulacja QPSK), dwa kolejne bity (duobity) danych użytkownika są przyporządkowywane symbolom modulacji 8PSK, zgodnie z tabl. 25.

Tabl. 24. Składowe synfazowa i kwadraturowa symboli modulacji 8 PSK.

Symbol	Faza	Składowa synfazowa	Składowa kwadraturowa
0	0	1,000000	0,000000
1	$\pi/4$	0,707107	0,707107
2	$\pi/2$	0,000000	1,000000
3	$3\pi/4$	-0,707107	0,707107
4	π	-1,000000	0,000000
5	$5\pi/4$	-0,707107	-0,707107
6	$3\pi/2$	0,000000	-1,000000
7	$7\pi/4$	0,707107	-0,707107



Rys. 9. Konstelacja symboli modulacji 8PSK.

Tabl. 25. Przyporządkowanie symboli 8PSK duobitom (3200 bit/s).

Duobit	Symbol
00	0
01	2
11	4
10	6

Tabl. 26 pokazuje przyporządkowanie kolejnych trzech bitów (tribitów) danych użytkownika poszczególnym symbolom modulacji 8PSK, stosowane przy przepływności informacyjnej 4800 bit/s.

Tabl. 26. Przyporządkowanie symboli 8PSK tribitom (4800 bit/s).

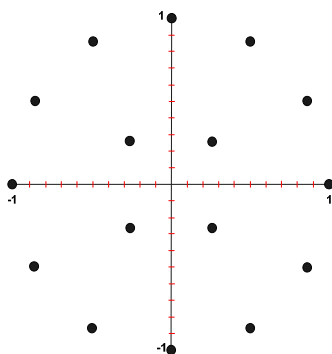
Tribit	Symbol
000	1
001	0
010	2
011	3
100	6
101	7
110	5
111	4

3.2.4.2. Modulacja QAM

Numery symboli modulacji QAM odpowiadają sekwencjom bitów danych użytkownika. Sekwencja czterech (16QAM), pięciu (32QAM) lub sześciu (64QAM) kolejnych bitów odwzorowywana jest bezpośrednio w postaci symbolu modulacji QAM. Przykład takiego odwzorowania przedstawia się następująco:

4 bity 0111 \rightarrow symbol 7 (16QAM);
6 bitów 100011 \rightarrow symbol 35 (64QAM).

Konstelacja modulacji 16QAM została pokazana na rys. 10, w tabl. 27 określone zostały wartości składowych synfazowej i kwadraturowej poszczególnych symboli tej modulacji.

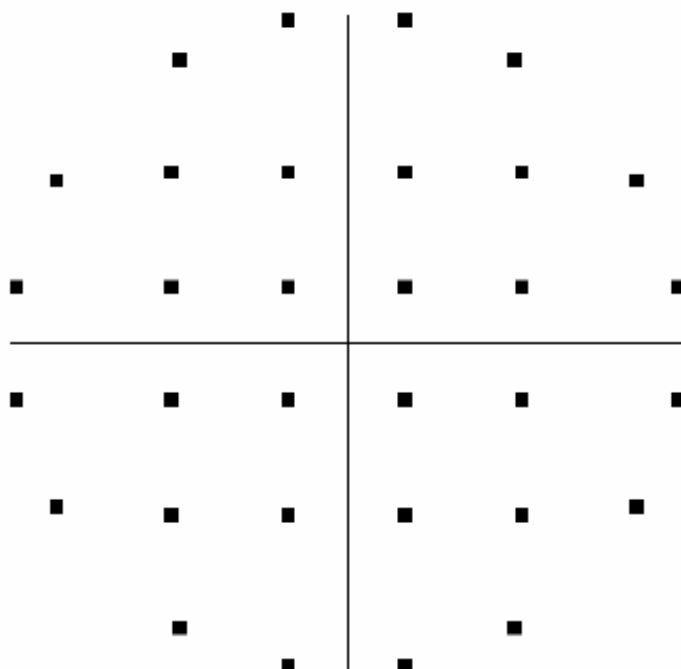


Rys. 10. Konstelacja symboli modulacji 16QAM.

Tabl. 27. Składowe synfazowa i kwadraturowa symboli modulacji 16QAM.

Symbol	Składowa synfazowa	Składowa kwadraturowa
0	0,866025	0,500000
1	0,500000	0,866025
2	1,000000	0,000000
3	0,258819	0,258819
4	-0,500000	0,866025
5	0,000000	1,000000
6	-0,866025	0,500000
7	-0,258819	0,258819
8	0,500000	-0,866025
9	0,000000	-1,000000
10	0,866025	-0,500000
11	0,258819	-0,258819
12	-0,866025	-0,500000
13	-0,500000	-0,866025
14	-1,000000	0,000000
15	-0,258819	-0,258819

Konstelacja modulacji 32QAM została pokazana na rys. 11, w tabl. 28 zostały określone wartości składowych synfazowej i kwadraturowej poszczególnych symboli tej modulacji.

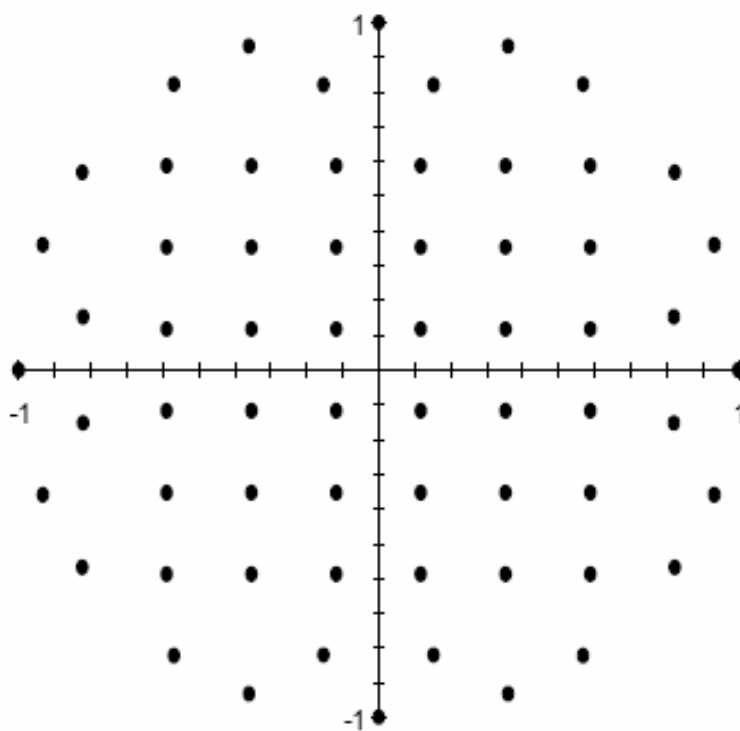


Rys. 11. Konstelacja symboli modulacji 32QAM.

Tabl. 28. Składowe synfazowa i kwadraturowa symboli modulacji 32QAM.

Symbol	Składowa synfazowa	Składowa kwadraturowa	Symbol	Składowa synfazowa	Składowa kwadraturowa
0	0,866380	0,499386	16	0,866380	-0,499386
1	0,984849	0,173415	17	0,984849	-0,173415
2	0,499386	0,866380	18	0,499386	-0,866380
3	0,173415	0,984849	19	0,173415	-0,984849
4	0,520246	0,520246	20	0,520246	-0,520246
5	0,520246	0,173415	21	0,520246	-0,173415
6	0,173415	0,520246	22	0,173415	-0,520246
7	0,173415	0,173415	23	0,173415	-0,173415
8	-0,866380	0,499386	24	-0,866380	-0,499386
9	-0,984849	0,173415	25	-0,984849	-0,173415
10	-0,499386	0,866380	26	-0,499386	-0,866380
11	-0,173415	0,984849	27	-0,173415	-0,984849
12	-0,520246	0,520246	28	-0,520246	-0,520246
13	-0,520246	0,173415	29	-0,520246	-0,173415
14	-0,173415	0,520246	30	-0,173415	-0,520246
15	-0,173415	0,173415	31	-0,173415	-0,173415

Konstelacja modulacji 64QAM została pokazana na rys. 12, w tabl. 29 określone zostały wartości składowych synfazowej i kwadraturowej poszczególnych symboli tej modulacji.



Rys. 12. Konstelacja symboli modulacji 64QAM.

Tabl. 29. Składowe synfazowa i kwadraturowa symboli modulacji 64QAM.

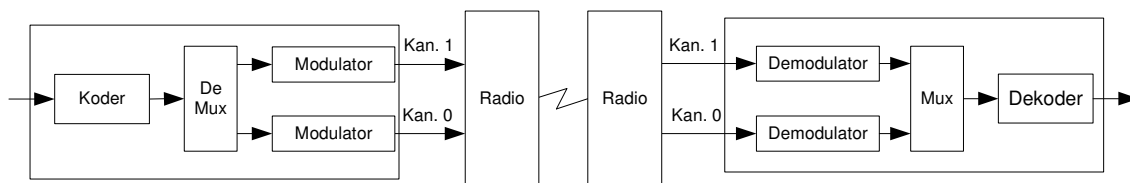
Symbol	Składowa synfazowa	Składowa kwadraturowa	Symbol	Składowa synfazowa	Składowa kwadraturowa
0	1,000000	0,000000	32	0,000000	1,000000
1	0,822878	0,568218	33	-0,822878	0,568218
2	0,821137	0,152996	34	-0,821137	0,152996
3	0,932897	0,360142	35	-0,932897	0,360142
4	0,000000	-1,000000	36	-1,000000	0,000000
5	0,822878	-0,568218	37	-0,822878	-0,568218
6	0,821137	-0,152996	38	-0,821137	-0,152996
7	0,932897	-0,360142	39	-0,932897	-0,360142
8	0,568218	0,822878	40	-0,568218	0,822878
9	0,588429	0,588429	41	-0,588429	0,588429
10	0,588429	0,117686	42	-0,588429	0,117686
11	0,588429	0,353057	43	-0,588429	0,353057
12	0,568218	-0,822878	44	-0,568218	-0,822878
13	0,588429	-0,588429	45	-0,588429	-0,588429
14	0,588429	-0,117686	46	-0,588429	-0,117686
15	0,588429	-0,353057	47	-0,588429	-0,353057
16	0,152996	0,821137	48	-0,152996	0,821137
17	0,117686	0,588429	49	-0,117686	0,588429
18	0,117686	0,117686	50	-0,117686	0,117686
19	0,117686	0,353057	51	-0,117686	0,353057
20	0,152996	-0,821137	52	-0,152996	-0,821137
21	0,117686	-0,588429	53	-0,117686	-0,588429
22	0,117686	-0,117686	54	-0,117686	-0,117686
23	0,117686	-0,353057	55	-0,117686	-0,353057
24	0,360142	0,932897	56	-0,360142	0,932897
25	0,353057	0,588429	57	-0,353057	0,588429
26	0,353057	0,117686	58	-0,353057	0,117686
27	0,353057	0,353057	59	-0,353057	0,353057
28	0,360142	-0,932897	60	-0,360142	-0,932897
29	0,353057	-0,588429	61	-0,353057	-0,588429
30	0,353057	-0,117686	62	-0,353057	-0,117686
31	0,353057	-0,353057	63	-0,353057	-0,353057

3.3. Modem wykorzystujący dwa kanały (dwie niezależne wstęgi nośne)

Modem ten jest przeznaczony do pracy w dwóch kanałach radiowych HF, przy wykorzystaniu dwóch niezależnych wstęp bocznych pojedynczej częstotliwości nośnej. Modem stosuje takie same rodzaje modulacji jak modemy opisane w pkt. 3.1 i pkt. 3.2 i umożliwia transmisję danych z przepływnością informacyjną od 9600 do 19200 bit/s.

Informacje o przepływności informacyjnej i parametrach przepływu są przesyłane w preambule początkowej, a następnie potwierdzane w preambule powtarzalnej (*reinserted*) i sekwencjach treningowych (*mini-probe*).

Na rys. 13 pokazano schemat podłączenia modemu wykorzystującego dwie niezależne wstęgi boczne („górną” - kanał 0 i „dolną” - kanał 1) wyposażenia radiowego.



Rys. 13. Modem wykorzystujący dwie wstęgi boczne.

3.3.1. Format ramki

Modem stosuje generalnie format ramki opisany w pkt. 3.2.1. Jedyne różnice występują w sposobie wykorzystania symboli D_0 , D_1 , D_2 do przenoszenia informacji o przepływności i parametrach przeplotu. Trzy bity definiujące w modemie jednokanałowym przepływność (patrz tabl. 15) ustawiane są na wartość 000, natomiast trzy bity określające długość przeplotu kodowane są zgodnie z tabl. 30. Jak widać te same bity w kanale 0 służą do przenoszenia informacji o przepływności, a w kanale 1 o długości przeplotu.

Tabl. 30. Kodowanie informacji o przepływności i przeplocie w modemie dwukanałowym.

Kanał 0

Przepływność informacyjna [bit/s]	D_0, D_1, D_2	Odwzorowanie 3-bitowe
9600	0, 0, 2	001
12800	0, 2, 0	010
16000	0, 2, 2	011
19200	2, 0, 0	100

Kanał 1

Długość przeplotu	D_0, D_1, D_2	Odwzorowanie 3-bitowe
Ultra krótki	0, 0, 2	001
Bardzo krótki	0, 2, 0	010
Krótki	0, 2, 2	011
Średni	2, 0, 0	100
Długi	2, 0, 2	101
Bardzo długi	2, 2, 0	110

3.3.2. Kodowanie i przeplot

Kodowanie i przeplot są realizowane na zasadach przedstawionych w pkt. 3.2. Rozmiary bloku danych wejściowych w zależności od przepływności i długości przeplotu zostały przedstawione w tabl. 31, która jest naturalnym przedłużeniem tabl. 20.

Tabl. 31. Rozmiary bloku danych wejściowych.

Przepływność informacyjna [bit/s]	Długość przeplotu (liczba ramek)					
	1	3	9	18	36	72
9600	1152	3456	10368	20736	41472	82944
12800	1536	4608	13824	27648	55296	110592
16000	1920	5760	17280	34560	69120	138240
19200	2304	6912	20736	41472	82944	165888

Tabl. 32 i tabl. 33 przedstawiają odpowiednio rozmiary tablicy przeplotu i wartość wskaźnika inkrementacji w zależności od przepływności informacyjnej i długości przeplotu.

Tabl. 32. Rozmiary tablicy przeplotu.

Modulacja	Przepływność informacyjna [bit/s]	Długość przeplotu					
		1 ramka	3 ramki	9 ramek	18 ramek	36 ramek	72 ramki
8 PSK	9600	1536	4608	13824	27648	55296	110592
16QAM	12800	2048	6144	18432	36864	73728	147456
32QAM	16000	2560	7680	23040	46080	92160	184320
64QAM	19200	3072	9216	27648	55296	110592	221184

Tabl. 33. Wartości wskaźnika inkrementacji.

Modulacja	Przepływność informacyjna [bit/s]	Długość przeplotu					
		1 ramka	3 ramki	9 ramek	18 ramek	36 ramek	72 ramki
8 PSK	9600	229	805	2089	5137	10273	17329
16QAM	12800	363	1303	3281	6985	11141	28007
32QAM	16000	453	1343	3481	8561	14441	34907
64QAM	19200	481	1393	5137	10273	17329	47069

Wyprowadzanie bitów z tablicy przeplotu, dla wszystkich przepływności, odbywa się w sposób liniowy, rozpoczynając od pozycji o numerze 0. Kolejne wyprowadzane bity przekazywane są naprzemiennie do układów formowania symboli kanału 0 i kanału 1. Bity wyprowadzane z pozycji o numerach parzystych (0, 2, 4....) trafiają do kanału 0, z pozycji o numerach nieparzystych (1, 3, 5....) do kanału 1.

3.3.3. Modulacja

Modem wykorzystuje modulacje PSK i QAM zdefiniowane w pkt. 3.2. W każdym z dwóch kanałów modemu jest stosowana niezależna modulacja. W obu kanałach obowiązuje ten sam rodzaj modulacji, zależny od przepływności informacyjnej (tabl. 34).

Tabl. 34. Modulacja stosowana w obu kanałach modemu.

Modulacja	Sprawność kodowania	Przepływność informacyjna [bit/s]
8 PSK	3/4	9600
16QAM	3/4	12800
32QAM	3/4	16000
64QAM	3/4	19200

3.4. Zestawienie końcowe

Poniżej zostały zestawione możliwości transmisyjne modemu spełniającego wymagania przedstawione w pkt 3.

Tabl. 35. Zestawienie parametrów transmisyjnych opisywanych standardów.

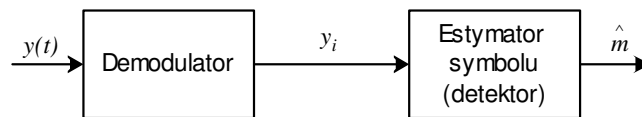
Przepływność informacyjna [bit/s]	Efektywna sprawność kodowania	Przepływność transmisyjna [bit/s]	Typ modulacji	Uwagi
75	1/2	150	8PSK	Pkt. 3.1
150	1/8	1200	8PSK	
300	1/4	1200	8PSK	
600	1/2	1200	8PSK	
1200	1/2	2400	8PSK	
2400	1/2	4800	8PSK	
4800	Bez kod.	4800	8PSK	
3200	3/4	2400	QPSK	Pkt. 3.2.
4800	3/4	2400	8PSK	
6400	3/4	2400	16QAM	
8000	3/4	2400	32QAM	
9600	3/4	2400	64QAM	
12800	3/4	2400	64QAM	
9600	3/4	2x2400	8PSK	Pkt. 3.3. (dwie wstęgi boczne)
12800	3/4	2x2400	16QAM	
16000	3/4	2x2400	32QAM	
19200	3/4	2x2400	64QAM	

4. Demodulacja i detekcja

Niezwykle ważnym blokiem funkcjonalnym toru nadawczo odbiorczego modemu jest człon demodulacji i detekcji. Niestety człon ten nie jest specyfikowany w dokumentach standaryzacyjnych, gdyż stanowi rozwiązania autorskie producentów modemów [5], [14], [16], [23]. Dobrze zaprojektowany blok demodulacji i detekcji zapewnia odpowiednią jakość transmisji w kanale radiokomunikacyjnym. W związku z tym, niniejszy rozdział jest poświęcony temu zagadnieniu.

W pierwszej kolejności zdefiniujemy pojęcie demodulacji oraz detekcji w cyfrowych systemach radiokomunikacyjnych. Demodulacja jest to proces odwrotny do modulacji, to znaczy następuje odtworzenie wiadomości (informacji) z sygnału odebranego, którego podstawowym składnikiem jest nadany sygnał zmodulowany. W wyniku demodulacji widmo sygnału modulującego zostaje ponownie przeniesione do pasma podstawowego. W systemach analogowych jest to proces końcowy związany z odtworzeniem nadanej wiadomości. W systemach cyfrowych, w których wiadomość stanowią sygnały elementarne (w najprostszym przypadku sygnały elementarne należą do zbioru dwuelementowego $\{0,1\}$), niezbędnym po demodulacji procesem jest detekcja, czyli podjęcie decyzji o nadanym sygnale elementarnym [4].

W modemach radiowych, pracujących w paśmie HF, mamy do czynienia z kluczowaniem fazy 4-PSK, 8-PSK lub z kwadraturową modulacją amplitudy 16-QAM, 32-QAM i 64-QAM. Odebrany sygnał jest przetransformowany z pasma HF do pasma podstawowego, ograniczonego do ok. 3 kHz. Zastosowane modulacje są modulacjami koherentnymi, zatem demodulacja odebranych sygnałów opiera się na metodach koherentnych. Wymaga to odtworzenia częstotliwości modulowanej oraz fazy w oscylatorze lokalnym odbiornika. Demodulator wraz z detektorem dokonują estymacji odebranego symbolu na podstawie odebranego sygnału. W pierwszej kolejności, wytwarza się najlepszą obserwację sygnału odebranego $y(t)$ do postaci y_i , a następnie, na podstawie tego wyniku oraz wiedzy o zastosowanej modulacji dokonuje się estymacji nadanego symbolu \hat{m} , czyli detekcji (patrz rys. 14). Podstawowym kryterium działania odbiornika jest minimalizacja prawdopodobieństwa błędnego odebrania symbolu.



Rys. 14. Ogólny schemat blokowy demodulatora wraz z detektorem.

Oznaczenia: $y_i(t)$ – sygnał odebrany, y_i – reprezentacja sygnału odebranego, \hat{m} – estymata nadanego symbolu.

Prawdopodobieństwo błędnego odebrania symbolu jest określone zależnością:

$$P_e = \sum_{i=1}^M P(\hat{m} \neq m_i) \cdot P(m_i) \quad (3)$$

gdzie: \hat{m} – estymata nadanego symbolu wypracowana w odbiorniku,
 m_i – i -ty symbol nadany ($i = 1, 2, \dots, M$),
 $P(m_i)$ – prawdopodobieństwo a priori nadania i -tego symbolu,

$P(\hat{m} \neq m_i)$ - prawdopodobieństwo warunkowe błędnego wyznaczenia estymaty nadania i -tego symbolu.

Minimalizacja prawdopodobieństwa $P(\hat{m} \neq m_i)$ dla każdego i ($i = 1, \dots, M$) jest równoważna, maksymalizacji warunkowego prawdopodobieństwa podjęcia decyzji nadania symbolu m_i , gdy dokonano obserwację y_i i -tego sygnału nadanego. Reguła ta nosi nazwę reguły maksymalnego prawdopodobieństwa a posteriori (MAP). Sygnał odebrany $y(t)$ jest obserwowany w odbiorniku przez przedział czasu transmisji sygnału elementarnego $s_i(t)$ związanego z transmisją symbolu m_i . Czas ten wynosi T .

Korzystając z reguły MAP, optymalny odbiornik estymuje nadany symbol na podstawie wyznaczenia maksymalnej wartości wyrażenia:

$$\ln P(m_i|y(t)) = \int_0^T y(t) \cdot q_i(t) \cdot dt - \frac{1}{2} \int_0^T s_i(t) \cdot q_i(t) \cdot dt + \ln P(m_i), \text{ dla } i = 1, 2, \dots, M \quad (4)$$

gdzie: $P(m_i|y(t))$ - prawdopodobieństwo warunkowe nadania symbolu m_i gdy odebrano sygnał $y(t)$,

$q_i(t)$ - ortonormalna funkcja bazowa skojarzona z sygnałem elementarnym $s_i(t)$,

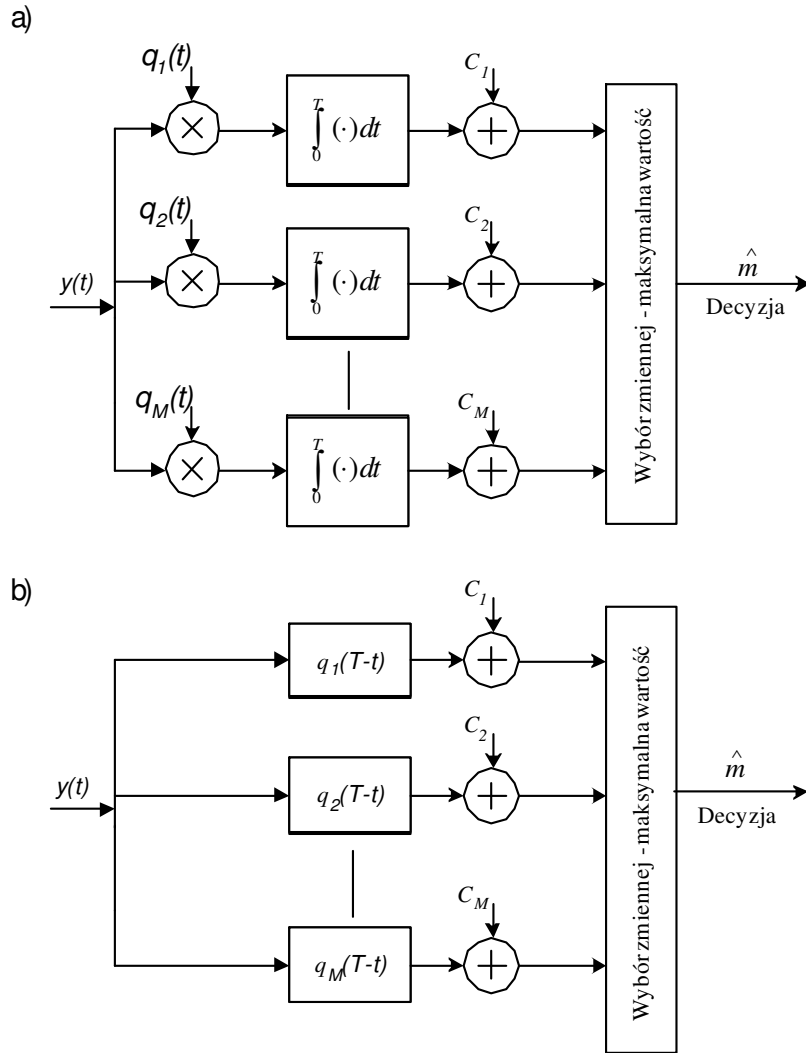
$P(m_i)$ - prawdopodobieństwo a priori nadania i -tego symbolu.

Wyrażenie $C_i = \frac{1}{2} \int_0^T s_i(t) \cdot q_i(t) \cdot dt + \ln P(m_i)$ jest wartością stałą dla danego symbolu m_i i nie

zależy od odebranego sygnału. Wyrażenie $\int_0^T y(t) \cdot q_i(t) \cdot dt$ zależy od odebranego sygnału i jest wynikiem korelacji sygnału odebranego $y(t)$ z funkcją bazową $q_i(t)$ związaną z nadanym symbolem m_i . Identyczny wynik można uzyskać korzystając z filtru dopasowanego do funkcji bazowej powiązanej z nadanym symbolem, odczytując wyjście filtru w chwili czasowej T . Odpowiedź impulsowa filtru dopasowanego jest dana zależnością:

$$h_i(t) = q_i(T - t), \text{ dla } i = 1, 2, \dots, M \quad (5)$$

Optymalny odbiornik pracujący zgodnie z regułą MAP wyznacza wartość maksymalną prawdopodobieństwa $P(m_i|y(t))$ przy pomocy dwóch metod. Jedna metoda polega na wykorzystaniu korelatorów, natomiast druga metoda korzysta z filtrów dopasowanych. Na rys. 15 przedstawiono schemat odbiornika optymalnego wykorzystującego regułę decyzyjną MAP.



Rys. 15. Schemat odbiornika realizujący regule MAP przy wykorzystaniu
a) bloku korelatorów i b) filtrów dopasowanych

4.1. Modulacja wielowartościowa PSK

W przypadku wielowartościowej modulacji PSK, faza fali nośnej w przedziale czasu $\langle 0, T \rangle$ przybiera jedną z M wartości fazy i przyjmuje wartość $\varphi_i = \frac{2 \cdot \pi}{M} (i - 1)$, $i = 1, 2, \dots, M$. Częstotliwość fali nośnej wynosi $f_c = n/T$, gdzie n jest ustaloną wartością całkowitą. Ogólna postać sygnału elementarnego w wielowartościowej modulacji PSK przyjmuje postać:

$$s_i(t) = a \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t + \varphi_i), \text{ dla } i=1, 2, \dots, M \text{ oraz } 0 \leq t \leq T \quad (6)$$

Powyższą postać sygnału elementarnego można przedstawić w następującej postaci:

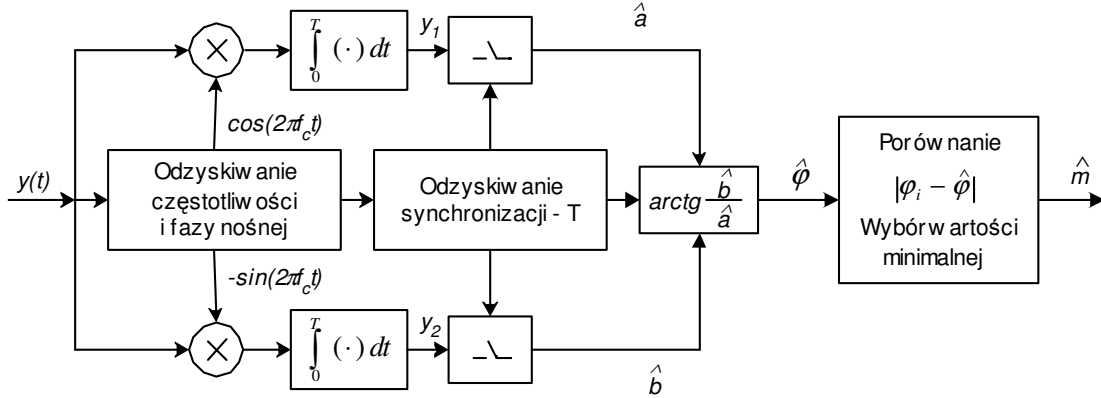
$$s_i(t) = a \cdot \cos(\varphi_i) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) - a \cdot \sin(\varphi_i) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \quad (7)$$

W tym przypadku funkcje bazowe przyjmują postać:

$$q_1(t) = \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \quad (8a)$$

$$q_2(t) = \sin(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t), \text{ dla } 0 \leq t \leq T \quad (8b)$$

Demodulator koherentny modulacji MPSK przyjmuje postać jak na rys. 16.



Rys. 16. Schemat blokowy demodulatora i detektora M-PSK.

Estymacja odebranego symbolu polega na określeniu wartości fazy na podstawie zdemodulowanego sygnału, a następnie na wyznaczeniu fazy sygnału wysyłanego, która jest najbliższa wartości zdekodowanej i przyjęcie jej za podstawę do estymacji nadanego symbolu.

4.2. Modulacja wielowartościowa QAM

W przypadku wielowartościowej modulacji QAM fala nośna podlega zarówno modulacji amplitudy jak i fazy. W tego typu modulacji, składowa synfazowa oraz kwadraturowa są modulowane niezależnie. Składowa synfazowa oraz kwadraturowa podlegają wielowartościowej modulacji amplitudy i niezależnie przybierają jedną z M wartości a_i oraz b_i ($i = 1, 2, \dots, M$), w przedziale czasu $\langle 0, T \rangle$. Częstotliwość fali nośnej wynosi $f_c = n/T$, gdzie n jest ustaloną wartością całkowitą. Ogólna postać sygnału zmodulowanego M-QAM przyjmuje postać:

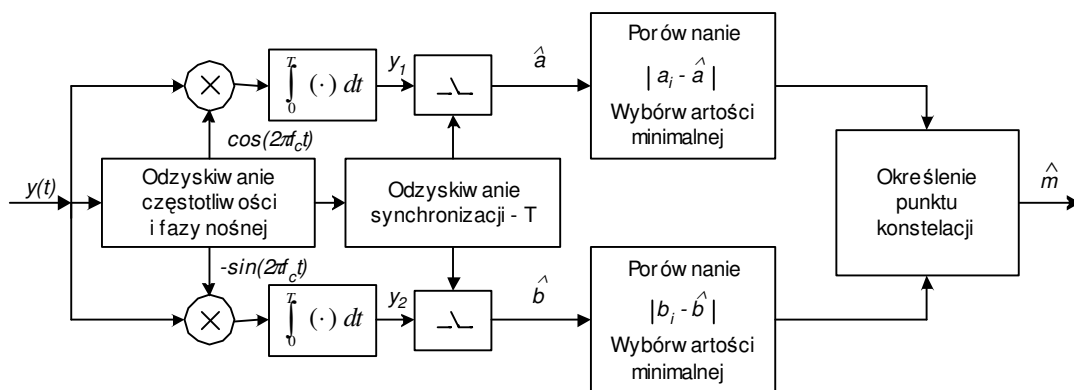
$$s_i(t) = a_i \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) + b_i \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t), \text{ dla } i = 1, 2, \dots, M \text{ oraz } 0 \leq t \leq T \quad (9)$$

W tym przypadku funkcje bazowe przyjmują postać:

$$q_1(t) = \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t), \quad (10a)$$

$$q_2(t) = \sin(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \text{ dla } 0 \leq t \leq T \quad (10b)$$

Demodulator koherentny M-QAM przyjmuje postać jak na rys. 17.



Rys. 17. Schemat blokowy demodulatora i detektora M-QAM.

4.3. Synchronizacja

Prawidłowy odbiór sygnałów zmodulowanych PSK i QAM wymagają stosowania koherentnych metod demodulacji. Wymaga to spełnienia po stronie odbiorczej następujących warunków:

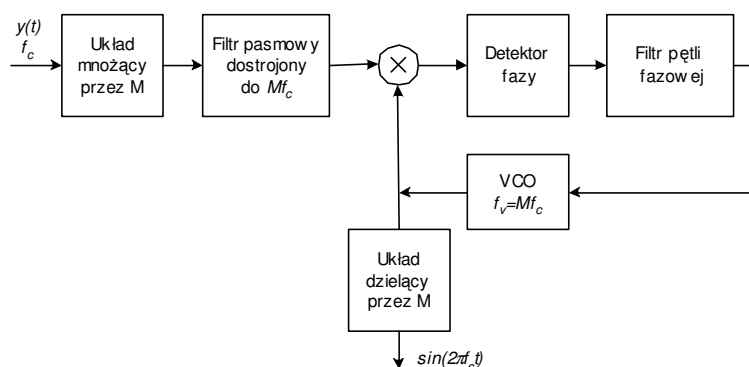
- odtworzenia częstotliwości i fazy początkowej fali,
- zapewnienia synchronizacji na poziomie pojedynczych symboli,
- synchronizacji pakietowej wymaganej do prawidłowego odtworzenia nadanej informacji (prawidłowa realizacja deskramblingu i rozplotu)

4.3.1. Odtwarzanie częstotliwości i fazy fali nośnej

Odtwarzanie fali nośnej w odbiorniku polega na synchronizacji lokalnego generatora z odbieranym sygnałem. Istnieją następujące metody odtwarzania fali nośnej możliwe do stosowania w modulacjach M wartościowych:

- metoda powielania częstotliwości,
- metoda z bezpośrednią estymacją fazy (*decision-direct phase estimation*),
- metoda pętli fazowej ze sprzężeniem zwrotnym decyzyjnym DFPLL (*Decision-Feedback Phase-Locked Loop*).

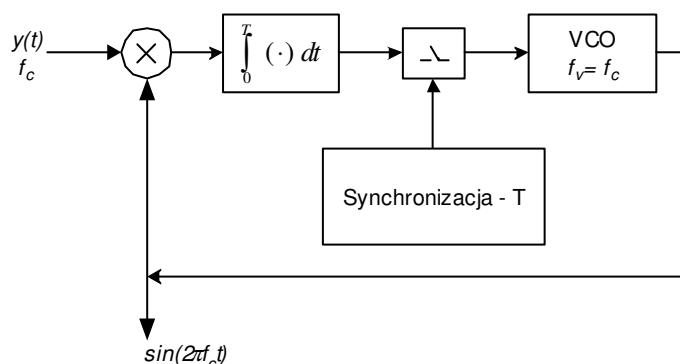
Metoda odtwarzania fali nośnej oparta na powielaniu częstotliwości została przedstawiona na rys. 18. Metoda ta polega na powielaniu odebranego sygnału tyle razy ile wynosi wartościowość modulacji M .



Rys. 18. Metoda odtwarzania fali nośnej oparta na powielaniu częstotliwości.

Natomiast częstotliwość własna generatora f_v powinna być tak dobrana, aby częstotliwość Mf_c znajdowała się w zakresie śledzenia pętli fazowej. Dzielenie częstotliwości własnej generatora lokalnego przez wartość mnożnika M daje w wyniku częstotliwość fali nośnej z fazą określoną z dokładnością do $\frac{2 \cdot \pi \cdot k}{M}$ (dla $k = 1, 2, \dots, M$). Błąd wyznaczenia fazy przy stosowaniu tej metody może być istotny dla demodulacji sygnałów zmodulowanych PSK i QAM.

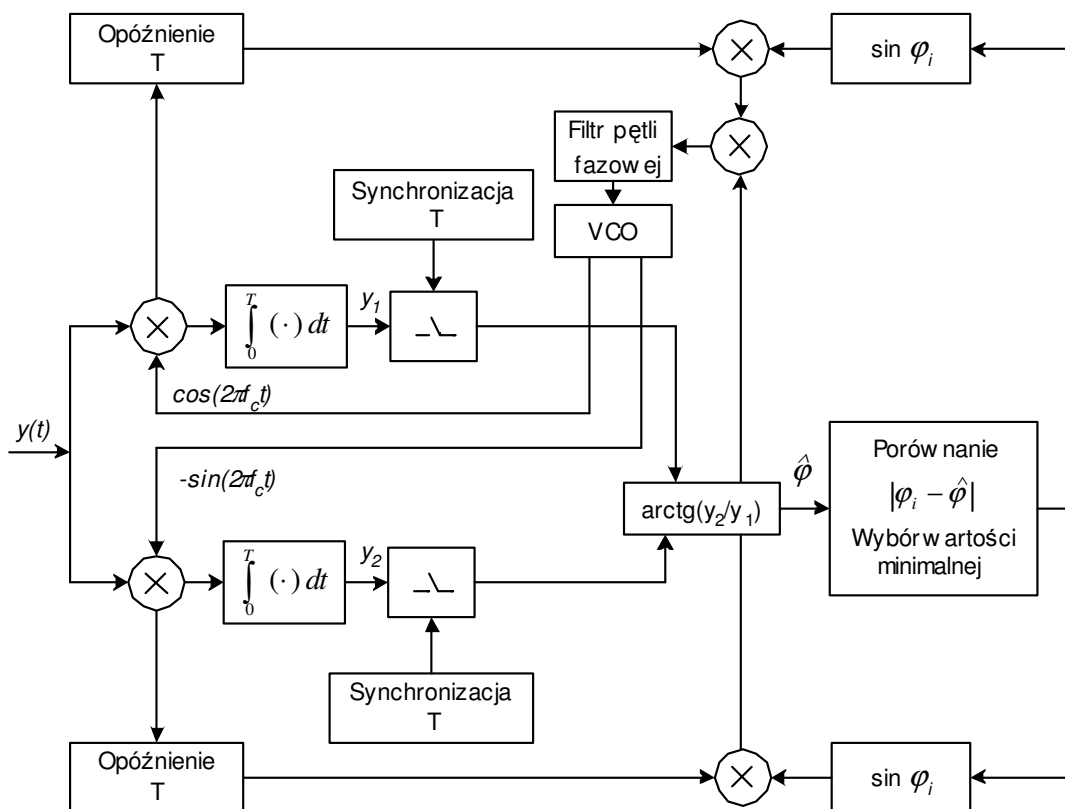
Metoda odtwarzania fali nośnej z bezpośrednią estymacją fazy polega na wykorzystaniu w pętli fazowej sygnału będącego wynikiem korelacji sygnału wejściowego z generowanym lokalnie sygnałem sinusoidalnym. Sygnał ten jest proporcjonalny do wartości sinusa różnicy fazy estymowanej i fazy sygnału odbieranego. Na rys. 19 jest pokazany schemat blokowy układu odzyskiwania fazy nośnej według metody bezpośredniej estymacji fazy.



Rys. 19. Metoda odtwarzania fazy fali nośnej oparta na bezpośredniej estymacji fazy.

Metoda z wykorzystaniem pętli fazowej ze sprzężeniem zwrotnym decyzyjnym DFPLL zapewnia dobrą jakość dla demodulacji wielowartościowych sygnałów PSK. Sygnał błędny sterujący lokalnym generatorem VCO jest proporcjonalny do różnicy fazy wstępnej sygnału odbieranego oraz fazy wstępnej sygnału generowanego w VCO. Na rys. 20 przedstawiono schemat odtwarzania fali nośnej w oparciu o pętlę fazową ze sprzężeniem zwrotnym zastosowanym do wielowartościowej modulacji PSK. Metodę tę można w prosty sposób adaptować dla potrzeb wielowartościowej modulacji QAM. Zmianie podlega sposób określenia fazy φ_i oraz uniezależnienia sygnału błędny od amplitudy sygnału wejściowego.

Zastosowanie sprzężenia zwrotnego decyzyjnego do odtwarzania fali nośnej zapewnia lepsze działanie demodulatora niż stosowanie pętli Costas'a lub prostej pętli fazowej opartej o metodę powielania częstotliwości.



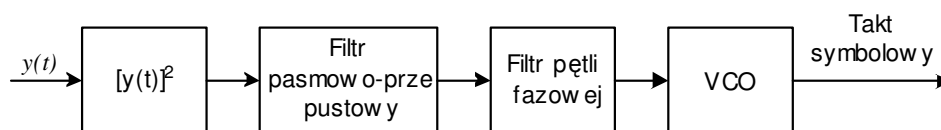
Rys. 20. Metoda odtwarzania fali nośnej oparta o pętlę fazową ze sprzężeniem zwrotnym decyzyjnym, zastosowana do wielowartościowej modulacji PSK.

4.3.2. Odzyskiwanie synchronizacji symbolowej

Przy odbiorze cyfrowych sygnałów zmodulowanych istotną rolę pełni tzw. synchronizacja symbolowa lub takt symbolowy. W odbiorniku, co okres czasu T (lub co odstęp modulacji) podejmuje się decyzję o każdym odebranym symbolu. Stąd, istotne jest określenie momentu pobrania próbek sygnału w celu zapewnienia maksymalnej wiarygodności decyzji.

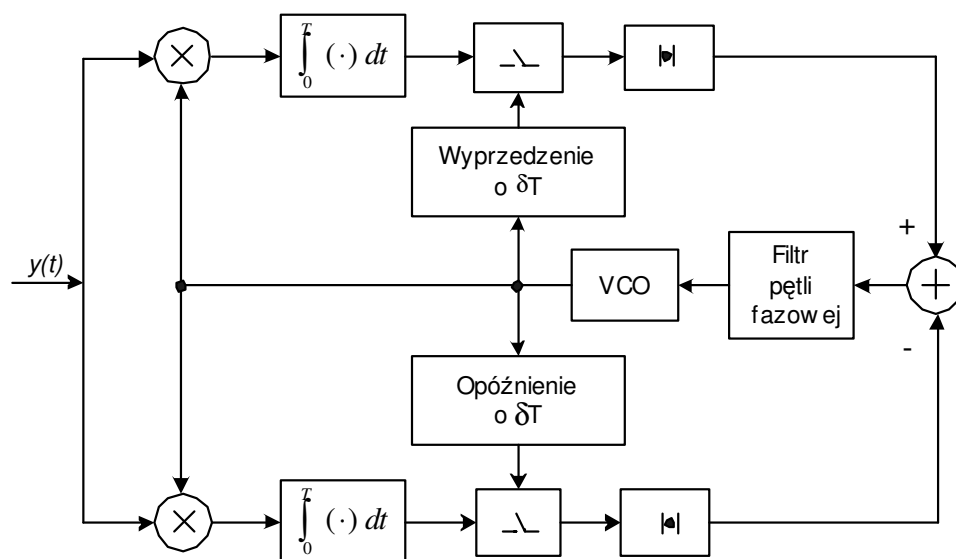
W literaturze rozpatruje optymalne i suboptymalne układy odtwarzania synchronizacji symbolowej. Do układów optymalnych zalicza się układy oparte na zasadzie maksimum wiarygodności z lub bez sprzężenia zwrotnego. Metody te są jednak stosunkowo skomplikowane. Natomiast metody suboptymalne są mało złożone, a przez to realizowalne w czasie rzeczywistym. Poniżej przedstawione będą dwie metody suboptymalne odtwarzania taktu symbolowego.

Pierwsza metoda opiera się na odtworzeniu taktu symbolowego w układzie nieliniowym. Korzysta się z faktu, że dane są wysyłane co okres T . Można wykazać, że wartość średnia kwadratu modułu sygnału odebranego, jest sygnałem okresowym o okresie T i pewnej fazie. Stosując filtr pasmowo przepustowy o częstotliwości środkowej $1/T$ można wydzielić pożądaną częstotliwość. Na rys. 21 pokazano układ nieliniowy odtwarzania taktu symbolowego.



Rys. 21. Schemat układu nieliniowego do odtwarzania taktu symbolowego.

Druga z prezentowanych metod odzyskiwania synchronizacji symbolowej polega na szukaniu punktu równowagi. Polega to na tym, że porównuje się dwie próbki uzyskane z dwóch korelatorów. Korelatory pracują przez czas T . Jeden z korelatorów startuje wcześniej o ustalony czas δT , natomiast drugi startuje o δT później. Różnica między wartościami bezwzględnymi sygnałów wyjściowych z korelatorów jest sygnałem błędem, który steruje lokalnym generatorem odpowiedzialnym za generowanie sygnału synchronizacji symbolowej. Układ takiego synchronizatora nosi nazwę synchronizatora symbolowego wyprzedzająco-opóźniającego (*early-late gate*). Na rys. 22 przedstawiono schemat ideowy synchronizatora symbolowego wyprzedzająco-opóźniającego.



Rys. 22. Schemat blokowy synchronizatora symbolowego wyprzedzająco-opóźniającego.

Ta metoda odzyskiwania synchronizacji symbolowej jest predysponowana do stosowania w modulacji PSK. Przy modulacji QAM, do odzyskiwania synchronizacji symbolowej, stosuje się metodę opartą na analizie obu składowych sygnału (składową synfazową i kwadraturową). W tej metodzie, każda składowa jest filtrowana filtrem pasmowym, nastrojonym do częstotliwości $1/2T$. Przefiltrowane składowe są następnie podnoszone do kwadratu i po ich zsumowaniu filtrowane w filtrze wąskopasmowym dostrojonym do częstotliwości $1/T$.

4.3.3. Odtwarzanie synchronizacji pakietowej

Odtwarzanie synchronizacji pakietowej w przypadku transmisji pakietowej, polega na zdekodowaniu ustalonej sekwencji bitów zawartych w sekwencji preambuły synchronizacyjnej. W szczególnych przypadkach, można dekodować wybraną sekwencję bitów zawartych w sekwencji treningowej. Po zdekodowaniu ustalonych bitów synchronizacji

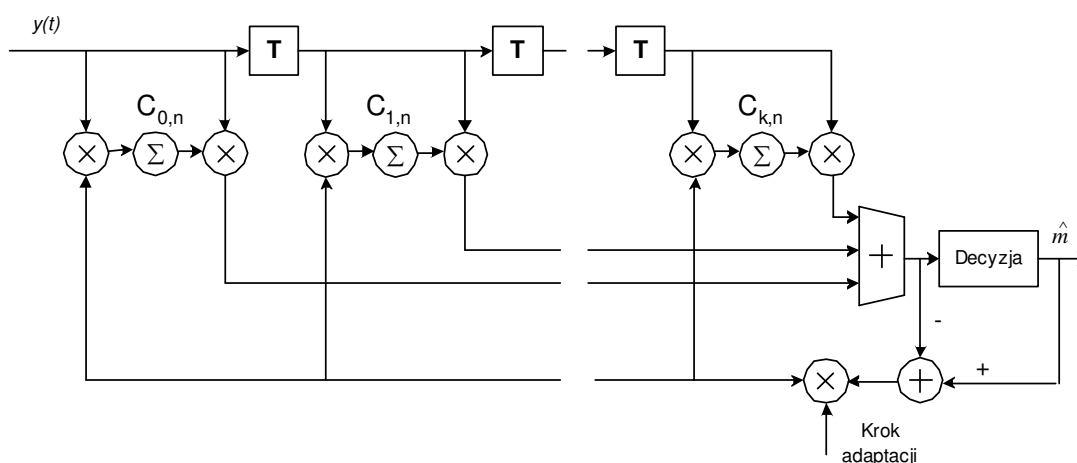
pakietu, układ identyfikujący generuje znacznik synchronizacji ramki. Znacznik ten jest wykorzystywany w następnych etapach pracy modemu przy odtwarzaniu nadanej informacji.

4.4. Detekcja sygnałów w kanale z zanikami

Metody i układy zaprezentowane powyżej, zakładały realizację dekodera w kanale HF z białym szumem gaussowskim AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). W warunkach rzeczywistych, jakość sygnału w kanale radiowym zależy od zniekształceń amplitudowych i fazowych występujących przypadkowo. W zależności od wielkości zniekształceń, ich wpływ na kształt sygnału może objawiać się „rozmażaniem” zbocza sygnału lub występowaniem „ech” sygnału nadanego (w tym przypadku mówimy o interferencjach międzysymbolowych). Po stronie odbiorczej w celu zminimalizowania wpływu zniekształceń kanałowych na sygnał odbierany stosuje się wejściowe układy korekcyjne. Najczęściej stosowaną techniką w układach korekcyjnych jest technika filtracji cyfrowej.

W zależności od stosowanej metody korekcji, rozróżnia się odbiorniki z korektorami liniowymi lub nieliniowymi. Korektory liniowe najczęściej stosują metody adaptacyjne. Odbiorniki z korektorami nieliniowymi wykorzystują detekcję odebranych symboli lub odebranych sekwencji.

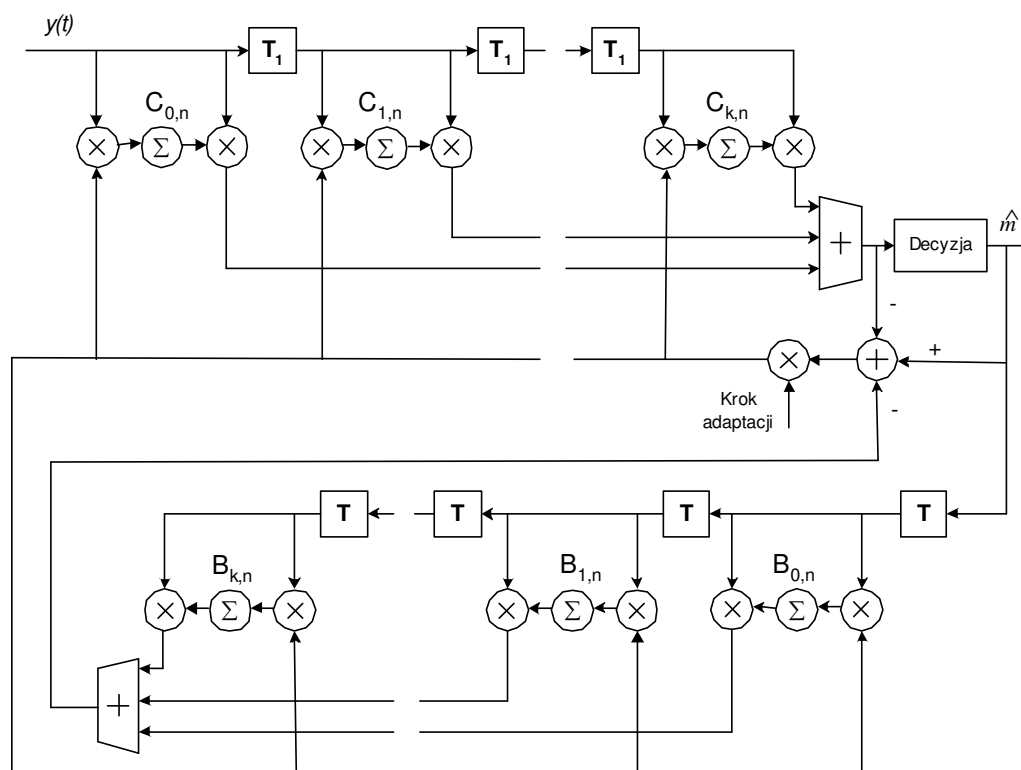
Korektory liniowe wykorzystują adaptacyjne filtry transwersalne. Korektory te mogą być użyteczne do korekcji sygnałów w kanałach o wolnych i płytkich zanikach. Jako kryterium adaptacyjne stosuje się najczęściej minimum błędu średniokwadratowego MSE (*Mean Square Error*). Działanie korektora adaptacyjnego, wykorzystującego kryterium MSE wymaga obliczania współczynników filtru w tzw. trybie pracy treningowej. Dla określenia współczynników filtru stosuje się metody iteracyjne. Jedną z metod jest algorytm LMS (*Least Mean Square*), minimalizujący wartość średniokwadratową błędu. Algorytm ten jest wolnozbieżny i wymaga wielu kroków iteracyjnych. W przypadku zmiany kryterium jakości na minimum sumy kwadratów LS (*Least Squares*) i obliczania współczynników filtru w sposób iteracyjny według algorytmu RLS (*Recursive Least Squares*), uzyskano znaczne przyspieszenie zbieżności algorytmu, kosztem jednak znaczącego zwiększenia nakładu przetwarzania. Algorytm RLS (zwany algorytmem Kalmana) wykorzystuje macierz odwrotną do macierzy autokorelacji sygnału odbieranego. Na rys. 23 przedstawiono ogólny schemat liniowego korektora adaptacyjnego.



Rys. 23. Schemat blokowy liniowego korektora adaptacyjnego.

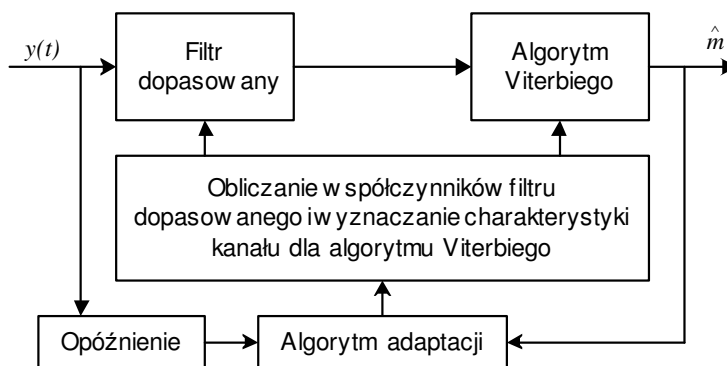
W przypadku występowania w kanale transmisyjnym głębokich zaników, korektory liniowe nie spełniają swojego zadania – tylko w ograniczony sposób korygują skutki interwencji międzysymbolowych. W tym przypadku nieodzowne jest zastosowanie korektorów nieliniowych. Do podstawowych układów korelatorów nieliniowych należą korektor z decyzyjnym sprzężeniem zwrotnym oraz detektor sekwencyjny z algorytmem Viterbiego.

Korektor z decyzyjnym sprzężeniem zwrotnym DFE (*Decision Feedback Estimation*) zawiera dwa filtry tranwersalne oraz układ podejmujący decyzję o nadanym symbolu. Pierwszy z filtrów, jest filtrem wejściowym, którego zadaniem jest zerowanie (lub znaczące zmniejszenie) odpowiedzi na wyjściu tego filtru w odstępach modulacji poprzedzającym próbkę główną. Odczepy w tym filtrze występują co okres czas T_I , który jest różny od odstępu modulacji T i spełnia warunki twierdzenia o próbkowaniu. Drugi z filtrów jest zlokalizowany w pętli sprzężenia zwrotnego. Jego zadaniem jest kompensacja interferencji międzysymbolowych występujących na wyjściu filtru wejściowego. W filtrze tym odczepy występują co odstęp modulacji T . Układ decyzyjny typu progowego jest umieszczony w pętli sprzężenia zwrotnego, określa wartość odebranego symbolu. Podstawowe znaczenie dla poprawnego działania tego typu korektora ma wyznaczenie współczynników w filtrze wejściowym oraz w filtrze w sprzężeniu zwrotnym. Przy wyznaczaniu tych współczynników stosuje się zazwyczaj kryterium minimalizujące błąd średniokwadratowy MMSE (*Minimum Mean Square Error*) i algorytm gradientowy LMS. Współczynniki filtru obliczane są w trybie pracy treningowej, w którym strona odbiorcza zna wartości nadawanych symboli. Wadą tego rozwiązania jest to, iż przy małym stosunku mocy sygnału do szumu może występować propagacja błędów. Na rys. 24 zaprezentowano ogólną strukturę korektora z decyzyjnym sprzężeniem zwrotnym.



Rys. 24. Ogólna struktura korektora z decyzyjnym sprzężeniem zwrotnym.

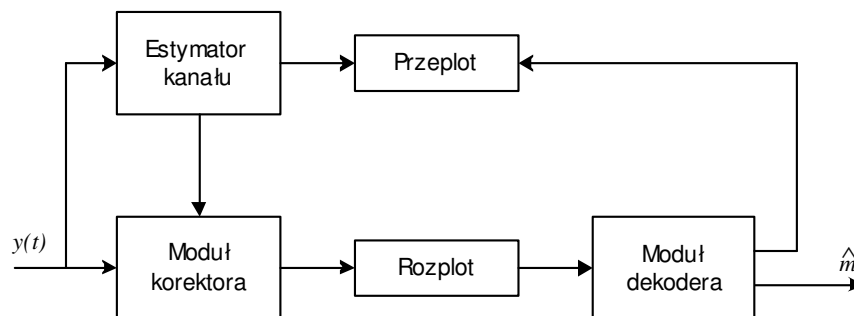
Odbiornik nieliniowy wykorzystujący detektor sekwencyjny z algorytmem Viterbiego jest odbiornikiem realizującym kryterium maksymalnej wiarygodności ML (*Maximum Likelihood*). Odbiornik ten poszukuje zgodnie z przyjętym kryterium całej, najbardziej prawdopodobnej, sekwencji danych. Odbiornik korzysta z modelu kanału (jego odpowiedzi impulsowej) opartego na filtrze transversalnym o L odczepach. W przypadku gdy przez kanał przesyłamy M -wartościowe symbole, to liczba stanów kanału, które trzeba przeanalizować wynosi M^L . Wykorzystując algorytm Viterbiego, należy analizować wszystkie możliwe stany, co wymaga dużej pojemności pamięci oraz powoduje duże opóźnienie w podejmowaniu decyzji. Okazuje się jednak (można to udowodnić), że wystarczy analizować jedynie sekwencje o długościach od 3 do $5L$, aby wyznaczyć najbardziej prawdopodobną sekwencję nadaną. Schemat blokowy odbiornika sekwencyjnego, wykorzystującego algorytm Viterbiego przedstawiony jest na rys. 25.



Rys. 25. Ogólny schemat blokowy odbiornika sekwencyjnego wykorzystującego algorytm Viterbiego (MLSE).

Z prezentowanych odbiorników, najmniejsze prawdopodobieństwo błędu decyzji uzyskuje odbiornik MLSE. Okupione jest to dużą złożonością obliczeniową oraz znaczącym opóźnieniem podjęcia decyzji. Gorsze parametry jakościowe osiągają odbiorniki oparte o korektory ze sprzężeniem zwrotnym DFE. Jednak w niektórych rozwiązaniach jedyne do zastosowania, ze względu na stosunkowo niską złożoność obliczeniową oraz mniejsze opóźnienia związane z podjęciem decyzji.

Obecnie w literaturze [17], [29] spotyka się analizę działania połączonych struktur korektora i dekodera kanałowego. Struktury te noszą nazwę turbo korektorów (*turbo equalizer*). Ogólna struktura turbo korektora jest przedstawiona na rys. 26.



Rys. 26. Ogólna struktura turbo korektora.

Modułem korektora w strukturze turbo, w zależności od przyjętych założeń, może być korektor miękko-decyzyjny, wykorzystujący algorytm Viterbiego SOVA (*Soft Output Viterbi Algorithm*), korektor maksymalizujący prawdopodobieństwo a posteriori MAP lub korektorem ze sprzężeniem zwrotnym DFE. Modułem dekodera może być dekodery oparty o algorytmy SOVA lub MAP. Jako estymator kanału można zastosować adaptacyjny estymator liniowy, wykorzystujący kryterium minimalnej sumy kwadratów błędów RLS. Sprzężenie zwrotne zrealizowane pomiędzy dekodery a korektorem umożliwia realizację iteracyjnego dekodowania danych.

Zaprezentowane korektory w swojej strukturze posiadają adaptacyjne estymatory kanału. Wymaga to stałego śledzenia zmian właściwości statystycznych kanału i jest bezpośrednio połączone z odbiorem sygnału testowego (sygnału treningowego lub uczącego). Stąd, dla prawidłowej pracy odbiorników, istotne znaczenie posiadają właściwości statystyczne sygnałów testujących. Sygnały te po stronie odbiorczej powinny w pełni charakteryzować kanał. Wymaga się, by próbki sygnału testowego były równouprawnione, nieskorelowane ze sobą, czyli powinny mieć typowe właściwości sygnału przypadkowego.

5. Koncepcja urządzenia definiowanego programowo

W dobie gwałtownego rozwoju systemów radiowej transmisji danych, ukierunkowanych na świadczenie szerokiej gamy usług, istnieje potrzeba wprowadzenia do powszechnego użytku nowej jakościowo technologii radia programowalnego SDR (*Software Defined Radio*) [13]. Zapewni ona otwartość i uniwersalność już istniejących i nowych systemów radiokomunikacyjnych. Technologia radia programowalnego jest oparta na specjalistycznym oprogramowaniu, współpracującym z uniwersalną platformą sprzętową. Terminal ruchomy wykonany w technologii radia programowalnego będzie urządzeniem uniwersalnym, w którym realizowane sprzętowo funkcje toru nadawczo-odbiorczego będą sprowadzone do niezbędnego minimum. Natomiast jądrem tego toru będzie procesor sygnałowy, współpracujący z szerokopasmowymi przetwornikami analogowo-cyfrowymi A/C oraz cyfrowo-analogowym C/A. Procesor sygnałowy powinien posiadać możliwość zdalnej wymiany oprogramowania (najlepiej bez udziału użytkownika), które wyznaczy funkcje terminala ruchomego, związane z jego współdziałaniem w danym systemie i zapewni realizację określonych usług.

5.1. Ograniczenia technologiczne SDR

Technologia radia programowalnego napotyka jednak ciągle na problemy, związane z implementacją poszczególnych członów toru nadawczo-odbiorczego terminala ruchomego w czasie rzeczywistym. Pierwszą napotkaną barierą jest wytworzenie szybkich przetworników A/C i C/A, zapewniających odpowiednią rozdzielczość przetwarzania. Szacuje się, że rozdzielczość ta powinna być rzędu 16 bitów, co zapewni dynamikę przetwarzania na poziomie 100 dB. Z trendów rozwojowych tej gałęzi produkcji układów scalonych wynika, że zwiększanie częstotliwości próbkowania w konstruowanych przetwornikach nie idzie w parze ze wzrostem rozdzielczości. Z analizy parametrów elektrycznych przetworników A/C (wynikającej z teorii nieoznaczoności Heisenberg'a) wynika, że granicę technologiczną stanowi wyprodukowanie przetwornika pracującego z częstotliwością próbkowania 1 GHz i rozdzielczością 20 bitów, co zapewnia dynamikę przetwarzania na poziomie 120 dB. Dalsze polepszenie parametrów elektrycznych przetworników może być realizowalne jedynie po znacznym obniżeniu temperatury otoczenia pracy przetwornika (do pojedynczych stopni Kelwina). Oczywiście spełnienie tego ostatniego postulatu trudno na dzień dzisiejszy wyobrazić sobie w sprzęcie przenośnym. Kłopoty technologiczne z wytworzeniem przetworników C/A dla potrzeb technologii radia programowalnego są związane z zapewnieniem odpowiednio wysokiej liniowości przetwarzania, integracji filtru wyjściowego w jednym układzie scalonym oraz skutecznej izolacji sygnałów taktujących pracę przetwornika od jego wyjścia analogowego w celu zminimalizowania zakłóceń [7], [8].

Oddzielnym problemem jest wytworzenie szybkich procesorów sygnałowych, mogących sprostać wymaganej szybkości cyfrowej obróbki sygnałów w czasie rzeczywistym. Jak wynika z licznych badań symulacyjnych, prowadzonych dla potrzeb systemu UMTS (*Universal Mobile Telecommunications Systems*), wydajność obliczeniowa procesorów sygnałowych do implementacji terminali w technologii radia programowalnego powinna sięgać dziesiątek miliardów instrukcji/s, przy zadowalającej dokładności obliczeń. Na dzień dzisiejszy potentaci w produkcji procesorów sygnałowych oferują szybkość obliczeniową swoich produktów o przynajmniej jeden rząd mniejszą od wymaganej. Z analizy rynku układów scalonych wynika, że na zwiększenie wydajności obliczeniowej procesorów sygnałowych o miliard instrukcji/s potrzeba około jednego roku. Dodatkowym utrudnieniem w zapewnieniu odpowiednich procesorów sygnałowych do przyszłych zastosowań w terminalach ruchomych, podobnie jak to ma miejsce przy wytwarzaniu przetworników A/C i

D/A, jest korelacja pomiędzy wzrostem szybkości przetwarzania a poborem mocy, tzn. im wyższa jest wydajność obliczeniowa procesora sygnałowego, tym pobór mocy ze źródła zasilania jest większy, co nie jest korzystne z punktu widzenia zastosowań w sprzęcie przenośnym. W celu obniżenia wymaganej szybkości przetwarzania sygnałów w DSP proponuje się wyodrębnienie pewnych członów toru nadawczo-odbiorczego na zewnątrz procesora sygnałowego w postaci programowalnych matryc FPGA (*Field Programmable Gate Array*). Pomimo tego, dostępne obecnie procesory sygnałowe nie będą mogły sprostać rygorystycznemu rynkowi radia programowalnego. W związku z tym proponuje się systemy wieloprocessorowe o odpowiedniej mocy obliczeniowej, z których buduje się na razie jedynie stacje bazowe w technologii radia programowalnego. Stanowią one poligon doświadczalny nowej technologii, a uzyskane tą drogą rezultaty będzie można w przyszłości z powodzeniem przenieść do terminali przenośnych [28].

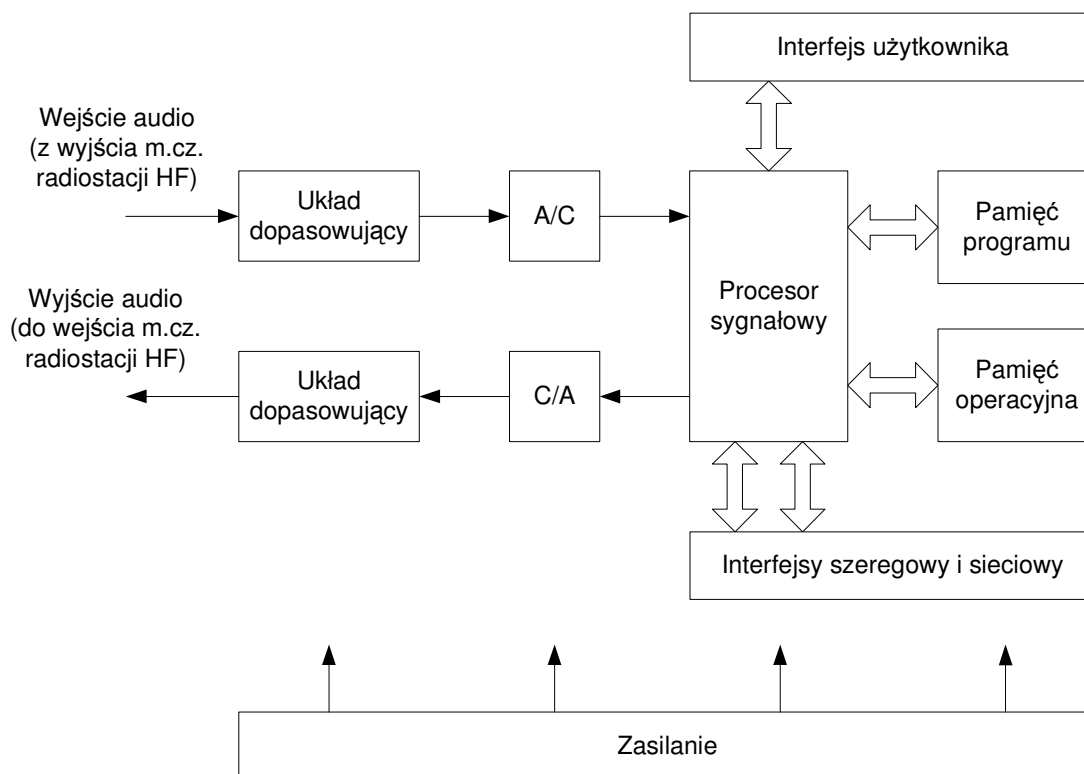
5.2. Zastosowanie technologii radia programowalnego w modemach radiowych

Wykorzystanie technologii radia programowalnego do konstrukcji modemów radiowych jest pomysłem nowym i oryginalnym. Do tej pory czołowi producenci sprzętu radiokomunikacyjnego skupili się na zastosowaniu technologii SDR w terminalach telefonii komórkowej. Jednak, jak wykazano powyżej, ograniczenia technologiczne nie umożliwiają w pełni wykorzystania zalet SDR w terminalach ruchomych. Modemy radiowe do cyfrowej transmisji danych pracują w paśmie podstawowym o szerokości kanału ok. 3 kHz. W związku z tym wymagania sprzętowe na szybkość cyfrowego przetwarzania sygnałów są stosunkowo niewielkie w porównaniu z w/w technologią dla potrzeb terminali ruchomych w telefonii komórkowej. Tak zrodziła się idea urządzenia definiowanego programowo, które podobnie jak technologia SDR, bazuje na uniwersalnej platformie sprzętowej, a jego funkcjonalność zależy od odpowiedniego oprogramowania. Warstwa sprzętowa takiego modemu sprowadza się do następujących elementów:

- przetworników: analogowo-cyfrowego A/C i cyfrowo-analogowego C/A,
- specjalizowanego procesora sygnałowego,
- pamięci stałej (programu),
- pamięci operacyjnej,
- układów dopasowujących,
- interfejsów: szeregowych i sieciowych,
- interfejsu użytkownika,
- bloku zasilającego.

Schemat blokowy warstwy sprzętowej modemu radiowego dla potrzeb urządzenia definiowanego programowo został przedstawiony na rys. 27. Przewiduje się, że częstotliwość pracy przetworników A/C i C/A będzie wynosiła 8 kHz, a rozdzielczość 16-bitów, co zapewni dynamikę przetwarzania sygnałów na poziomie 100 dB. Układy dopasowujące zapewnią prawidłową współpracę modemu radiowego z radiostacją krótkofalową. Proponuje się również wyposażyć modem w interfejs szeregowy RS232C oraz interfejs sieciowy typu Ethernet. Interfejs użytkownika zapewni możliwość konfigurowania modemu przez operatora, natomiast blok zasilania dostarczy odpowiednich poziomów napięć do poszczególnych układów elektronicznych modemu. Przewiduje się, że podstawowym napięciem zasilającym poszczególne układy elektroniczne modemu będzie 3,3 V. Pamięć stała zarezerwowana jest do przechowywania oprogramowania rezydentnego, stanowiącego o funkcjonalności modemu. W trakcie eksploatacji urządzenia oprogramowanie to może podlegać zdalnej wymianie lub uzupełnianiu (*upgrade*) poprzez interfejs sieciowy Ethernet lub bezpośrednio poprzez interfejs szeregowy. Podczas opracowywania modelu modemu nie przewiduje się możliwości wymiany oprogramowania drogą radiową, ze względu na

ograniczoną szybkość transmisji w kanale. Pamięć operacyjna jest przewidziana do wspomagania cyfrowego przetwarzania sygnałów, realizowanego w procesorze sygnałowym.



Rys. 27. Schemat blokowy warstwy sprzętowej modemu radiowego.

Koncepcja budowy warstwy programowej modemu radiowego została przedstawiona na rys. 28.

Komponent modemowy	Komponent interfejsu użytkownika	Komponent kryptograficzny	Komponenty niezdefiniowane
Wirtualne środowisko programowania usług i aplikacji			
System operacyjny czasu rzeczywistego			
Obsługa interfejsów szeregowych i równoległych			

Rys. 28. Architektura warstwy programowej modemu.

Architektura platformy programowej modemu radiowego posiada strukturę wielopoziomową. Sercem tej architektury jest odpowiednio dobrany system operacyjny, najlepiej czasu rzeczywistego, do zapewnienia jednoczesnej obsługi wielu aplikacji. Przewiduje się, że aplikacje będą tworzone w środowisku typu JAVA, dla zapewnienia uniwersalności stworzonego oprogramowania. Opracowana raz aplikacja na przykład na

komputerze osobistym (PC) będzie w pełni uruchamialna w środowisku programowym modemu co znacznie skróci czas tworzenia takich aplikacji. Poszczególne komponenty programowe przedstawione na rys. 28 odpowiedzialne są za realizację ściśle określonych zadań, tzn.:

- komponent modemowy odpowiedzialny jest za realizację odpowiednio efektywnej wymiany informacji w kanale radiowym,
- komponent interfejsu użytkownika zapewnia odpowiednią współpracę modemu z jego operatorem,
- komponent kryptograficzny jest odpowiedzialny za utajnienie przesyłanej informacji w kanale radiowym,
- inne komponenty, przewiduje się, że będzie istniała możliwość tworzenia innych komponentów odpowiedzialnych za realizację jeszcze nie zdefiniowanych, dla potrzeb niniejszego projektu, usług.

Dla uproszczenia komunikacji z modemem, podczas jego zdalnej konfiguracji, proponuje się również zaopatrzyć go w niepowtarzalny adres IP. Ułatwi to również realizację usług typowych dla sieci Internet, np. ftp, e-mail itp.

6. Pakiet symulujący pracę toru nadawczo-odbiorczego modemu

Pierwszym etapem realizacji modelu modemu radiowego było opracowanie pakietu symulującego pracę jego toru nadawczo-odbiorczego. Pozwoliło to na sprawdzenie przyjętych założeń odnośnie zastosowanych algorytmów cyfrowego przetwarzania sygnałów, przede wszystkim po stronie odbiorczej, i ich wpływ na jakość transmisji w kanale krótkofalowym. Mając do dyspozycji sprawne narzędzie symulacyjne można na bieżąco dokonywać modyfikacji przyjętych algorytmów co niewątpliwie skróci czas i zmniejszy koszty powstawania modelu modemu. W związku z tym opracowany symulator toru nadawczo-odbiorczego modemu składa się z następujących elementów:

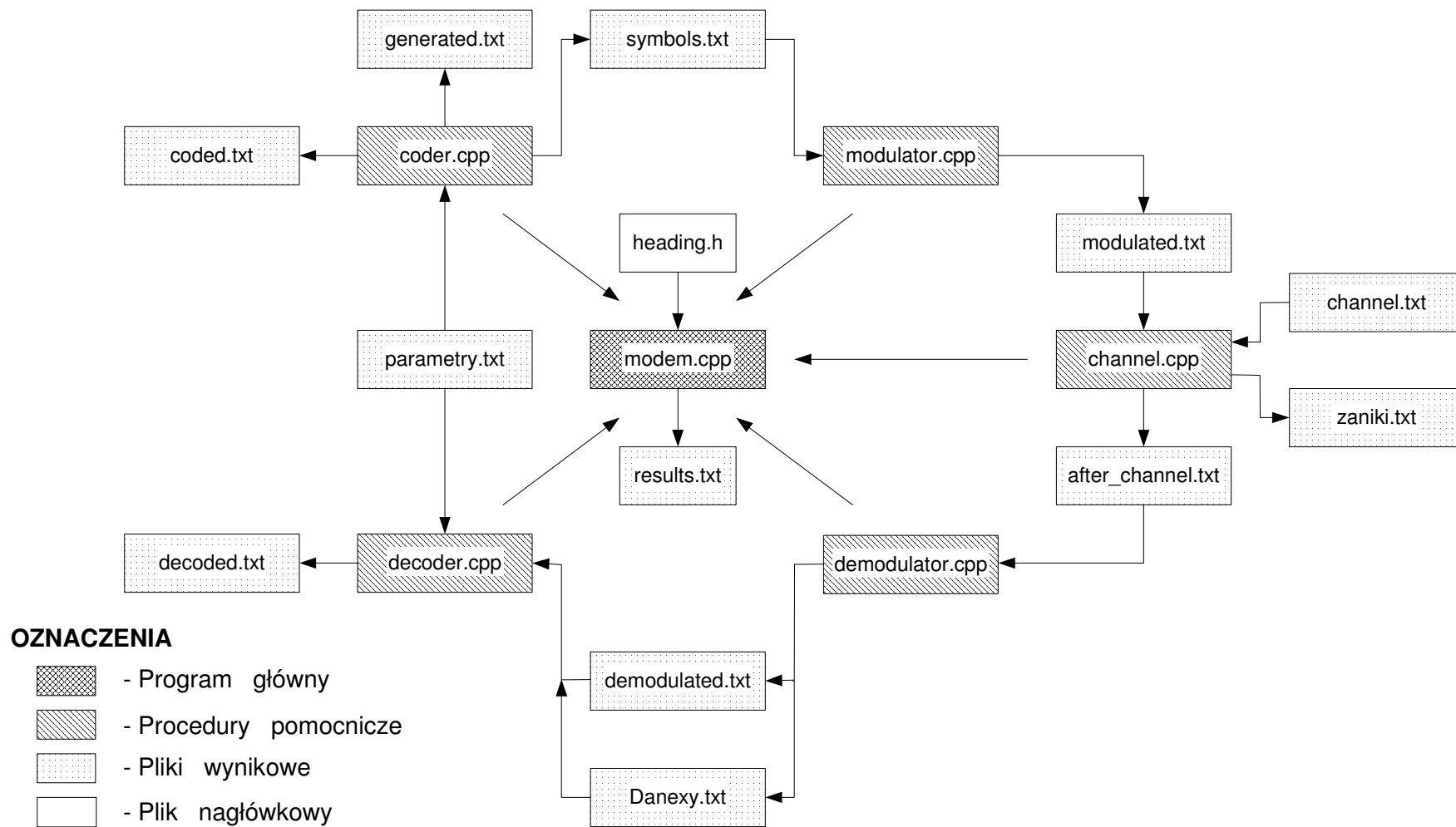
- generatora pseudoprzypadkowych ciągów informacyjnych,
- kodera kanałowego wraz z przeplotem,
- pakietyzera,
- scramblera,
- modulatora,
- kanału radiokomunikacyjnego z szumem gaussowskim oraz zanikami,
- demodulatora,
- descramblera,
- depakietyzera
- dekodera kanałowego wraz z rozplotem.

Dla ułatwienia implementacji powyższych bloków funkcjonalnych symulatora zdecydowano się na ich łączenie. Dzięki temu cały pakiet symulacyjny składa się tylko z 6-ciu głównych plików.

6.1. Implementacja symulatora w języku C/C++

Cały tor nadawczo-odbiorczy modemu radiowego został zaimplementowany z wykorzystaniem języka programowego C/C++ [15]. Podczas tworzenia oprogramowania starano się korzystać ze standardowych poleceń języka C zgodnych z ANSI C w celu łatwego przenoszenia poszczególnych procedur na inne platformy systemowe. Pakiet symulacyjny składa się z pliku głównego programu (*modem.cpp*) oraz 5-ciu dodatkowych plików (*coder.cpp*, *modulator.cpp*, *channel.cpp*, *demodulator.cpp* oraz *decoder.cpp*), pełniących rolę procedur, które są odpowiedzialne za realizację poszczególnych bloków funkcjonalnych toru nadawczo-odbiorczego modemu radiowego. Wymiana danych oraz parametrów pomiędzy poszczególnymi procedurami odbywa się poprzez pliki tekstowe zapisywane na dysku twardym. W związku z tym funkcje oraz zmienne wykorzystywane w poszczególnych plikach nie zostały specyfikowane. Struktura zrealizowanego oprogramowania została pokazana na rys. 29, natomiast zestawienie wraz z krótkim opisem poszczególnych plików, zawierających oprogramowanie oraz dane, wchodzących w skład pakietu symulacyjnego przedstawiono w tabl. 36.

Opracowany pakiet symuluje pracę toru nadawczo-odbiorczego modemu o przepływności powyżej 2400 bit/s. W związku z tym zaimplementowano przepływność od 3200 bit/s do 9600 bit/s, które są realizowane za pomocą następujących rodzajów modulacji: QPSK, 8PSK, 16QAM, 32QAM oraz 64QAM. Jak wiadomo z poprzednich rozdziałów szybkość symbolowa w kanale radiowym jest zawsze stała i wynosi 2400 symboli/s. Dla potrzeb niniejszego symulatora przyjęto na stałe, że każdy zmodulowany symbol reprezentowany będzie przez 20 próbek zapisywane w formacie *float*.



Rys. 29. Schemat blokowy pakietu symulującego pracę toru nadawczo-odbiorczego modemu.

Tabl. 36. Zestawienie plików pakietu symulującego pracę toru nadawczo-odbiorczego modemu.

Nazwa pliku	Krótki opis
<i>coder.cpp</i>	Procedura odpowiedzialna za realizację generatora pseudoprzypadkowych ciągów informacyjnych, kodera wraz z przeplotem, paketyzerem oraz scramblerem.
<i>modulator.cpp</i>	Procedura odpowiedzialna za realizację procesu modulacji i filtracji w nadajniku.
<i>channel.cpp</i>	Procedura symulująca pracę krótkofalowego kanału radiowego z szumem gaussowskim oraz zanikami Rayleigh'a.
<i>demodulator.cpp</i>	Procedura odpowiedzialna za realizację procesu demodulacji i filtracji w odbiorniku.
<i>decoder.cpp</i>	Procedura odpowiedzialna za realizację descramblera, depaketyzera, dekodera wraz z rozplotem.
<i>modem.cpp</i>	Główny plik programu, zawierający funkcję <i>main()</i> , uruchamiający poszczególne procedury, umożliwiający wprowadzanie parametrów użytkownika do poszczególnych procedur symulatora.
<i>heading.h</i>	Plik nagłówkowy służący do deklaracji zmiennych i funkcji zewnętrznych.
<i>generated.txt</i>	Plik generowany przez procedury zawarte w pliku <i>coder.cpp</i> , jest to plik przechowujący informacje binarne o pseudoprzypadkowych ciągach informacyjnych, zapisane w formacie typu <i>int</i> .
<i>coded.txt</i>	Plik generowany przez procedury zawarte w pliku <i>coder.cpp</i> , jest to plik przechowujący informacje binarne po kodowaniu kanałowym i operacji przeplotu pseudoprzypadkowych ciągów informacyjnych, zapisane w formacie typu <i>int</i> .
<i>symbols.txt</i>	Plik generowany przez procedury zawarte w pliku <i>coder.cpp</i> , zawiera dane typu <i>int</i> , które powstały w wyniku operacji paketyzacji, scramblingu i po zamianie na symbole zadanego rodzaju modulacji.
<i>modulated.txt</i>	Plik generowany przez procedury zawarte w pliku <i>modulator.cpp</i> , zawiera dane typu <i>float</i> , reprezentujące próbki sygnału zmodulowanego.
<i>after_channel.txt</i>	Plik generowany przez procedury zawarte w pliku <i>channel.cpp</i> , zawiera dane zapisane w formacie typu <i>float</i> , reprezentujące próbki sygnału zmodulowanego po przesłaniu ich przez kanał radiokomunikacyjny.
<i>danexy.txt</i>	Plik generowany przez procedury zawarte w pliku <i>demodulator.cpp</i> , zawiera dane zapisane w formacie typu <i>float</i> , reprezentujące składowe <i>I</i> oraz <i>Q</i> po procesie demodulacji.
<i>domodulated.txt</i>	Plik generowany przez procedury zawarte w pliku <i>demodulator.cpp</i> , zawiera dane zapisane w formacie typu <i>int</i> na wyjściu detektora, przystosowane do dekodowania miękkoodecyzyjnego.
<i>decoded.txt</i>	Plik generowany przez procedury zawarte w pliku <i>decoder.cpp</i> , zawiera dane typu <i>int</i> , które powstały w wyniku operacji descramblingu, depaketyzacji, rozplotu i miękkoodecyzyjnego dekodowania kanałowego.
<i>parametry.txt</i>	Zawiera następujące dane: <ul style="list-style-type: none"> parametry typu <i>int</i> potrzebne do prawidłowego działania procedur <i>coder.cpp</i> i <i>decoder.cpp</i>, współrzędne typu <i>float</i> punktów konstelacji poszczególnych rodzajów modulacji, wykorzystywanych do transmisji sygnałów w

	kanale radiowym <ul style="list-style-type: none"> • zawiera tzw. współczynniki kalibracji typu <i>float</i> do prawidłowej pracy procedury <i>demodulator.cpp</i> • zawiera współczynniki wagowe typu <i>float</i> filtru nadawczego i odbiorczego
<i>channel.txt</i>	Plik w formacie typu <i>float</i> , zawierający parametry filtrów, które są wykorzystywane w procedurze <i>channel.cpp</i>
<i>zaniki.txt</i>	Plik generowany przez procedury zawarte w pliku <i>channel.cpp</i> , zawiera dane zapisane w formacie <i>float</i> , reprezentujące zaniki sygnału odbieranego.
<i>results.txt</i>	Plik generowany przez procedury zawarte w pliku głównym <i>modem.cpp</i> , zawiera dane różnych typów, reprezentujące informacje wynikowe po procesie symulacji całego toru nadawczo-odbiorczego modemu.

6.2. Opis poszczególnych bloków funkcjonalnych symulatora

Opracowany symulator składa się z 5-ciu podstawowych procedur, które zostaną pokrótce opisane w kolejnych podpunktach niniejszego rozdziału.

6.2.1. Procedura *coder.cpp*

Niniejsza procedura generuje pseudoprzypadkowe ciągi informacyjne, które następnie podlegają odpowiedniej obróbce cyfrowej sygnału zgodnie ze specyfikacją zamieszczoną w pkt. 3.2. Zatem ciągi informacyjne podlegają najpierw kodowaniu kanałowemu, następnie operacji przepłotu, pakietyzacji oraz scamblowaniu. Tak utworzone pakiety podawane są na wejście modulatora.

6.2.2. Procedura *modulator.cpp*

W bloku tym w sposób uniwersalny realizowane są wszystkie dostępne w symulowanym modemie modulacje, tzn. QPSK, 8PSK, 16QAM, 32QAM oraz 64QAM. Blok modulatora generuje sygnał zespolony, który reprezentuje składową synfazową i kwadraturową. W związku z tym, że pasmo pojedynczego kanału radiowego jest ograniczone do: 300 Hz – 3300 Hz, a szybkość transmisji w tym kanale wynosi 2400 symboli/s, należy po stronie nadawczej zadbać o odpowiednie ukształtowanie symboli na wejściu modulatora w celu ograniczenia interferencji międzysymbolowych w demodulatorze [18]. Realizuje się to za pomocą odpowiednio dobranej filtry o charakterystyce podniesionego cosinusa opisanego zależnością (11) [27]

$$H(f) = \begin{cases} 1 & \text{dla } |f| \leq W_o(1-\rho) \\ \cos^2\left(\frac{\pi}{4} \cdot \frac{|f| - W_o(1-\rho)}{\rho W_o}\right) & \text{dla } W_o(1-\rho) < |f| < W_o(1+\rho) \\ 0 & \text{dla } |f| \geq W_o(1+\rho) \end{cases} \quad (11)$$

gdzie: W_o – częstotliwość Nyquista ($W_o = \text{szybkość transmisji} / 2 = 1200 \text{ Hz}$)

$\rho = 0,25$ (tzw. roll-off factor)

$|f|$ – wartość bezwzględna z częstotliwości.

Realizacja filtracji opisanej zależnością (11) może być podzielona na część nadawczą i odbiorczą, przy czym należy spełnić poniższy warunek:

$$H(f)_{mod.} = H(f)_{demod.} = \sqrt{H(f)} \quad (12)$$

Należy przy tym pamiętać, że w praktycznych realizacjach opóźnienie wypadkowe sygnału po przejściu przez filtr (filtry) nie powinno być większe od 4,16 ms (10 symboli nominalnej szybkości transmisji w kanale radiowym).

6.2.3. Procedura *channel.cpp*

Procedura ta jest odpowiedzialna za symulację zjawisk, występujących w rzeczywistym kanale radiowym, w tym:

- addytywnego szumu gaussowskiego,
- efektu Dopplera,
- zaników sygnału odbieranego o rozkładzie Rayleigh'a,
- różnego tłumienia dla różnych tras propagacji sygnału w kanale radiowym.

Zaimplementowany model kanału radiowego nie uwzględnia następujących elementów:

- zjawiska tłumienia kanału radiowego wraz z oddalaniem się nadajnika od odbiornika,
- opóźnienia propagacyjnego w kanale jonosferycznym.

6.2.3.1. Addytywny szum gaussowski

Addytywny szum gaussowski jest opisany przez rozkład prawdopodobieństwa postaci

$$p(u) = \frac{1}{\sigma_u \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2\sigma_u^2}} \quad (13)$$

Aby podczas symulacji zapewnić odpowiedni stosunek sygnału do szumu należy najpierw wyznaczyć wariancję szumu, która dla rozkładu gaussowskiego wynosi σ_u^2 . Korzystając z zależności:

$$\frac{E_B}{N_0} = \frac{S \cdot T_B}{\frac{N}{B_{SZ}}} \quad (14)$$

i wiedząc, że:

$$N = \sigma_u^2 \quad (15)$$

możemy wyznaczyć

$$\sigma_u^2 = \frac{S \cdot T_B \cdot B_{SZ}}{\frac{E_B}{N_0}} \quad (16)$$

Zakładając, że:

$$B_{SZ} = 2 B \quad (17)$$

$$T_S = L T_P \quad (18)$$

$$T_P = \frac{1}{2 \cdot B} \quad (19)$$

$$T_B = \frac{T_S}{mod_id} \quad (20)$$

możemy zapisać ostateczną zależność na wariancję szumu gaussowskiego

$$\sigma_u^2 = \frac{S \cdot L}{mod_id \cdot \frac{E_B}{N_0}} \quad (21)$$

gdzie: S – moc sygnału (zależna od konkretnej modulacji);
 T_B – czas trwania bitu,
 T_S – czas trwania symbolu,
 mod_id – liczba bitów przypadająca na pojedynczy symbol,
 N – moc szumu,
 B – pasmo sygnału,
 B_{SZ} – pasmo szumu,
 T_P – okres próbkowania,
 L – ilość próbek na symbol,
 E_B – energia pojedynczego bitu,
 N_0 – widmowa gęstość mocy szumów.

Znając wariancję szumu możemy, korzystając z poniższej zależności, zapewnić odpowiedni stosunek sygnału do szumu podczas prowadzonych badań symulacyjnych

$$u(n \cdot T_P)_G = u(n \cdot T_P) + \sigma_u \cdot randn(n \cdot T_P) \quad (22)$$

gdzie: n – numer próbki,
 $u(t)$ – sygnał na wyjściu nadajnika (modulatora),
 $u(t)_G$ – sygnał po dodaniu szumu gaussowskiego,
 $randn(t)$ – sygnał z generatora pseudoprzypadkowego o odchyleniu standardowym równym jeden i wartości średniej równej zero.

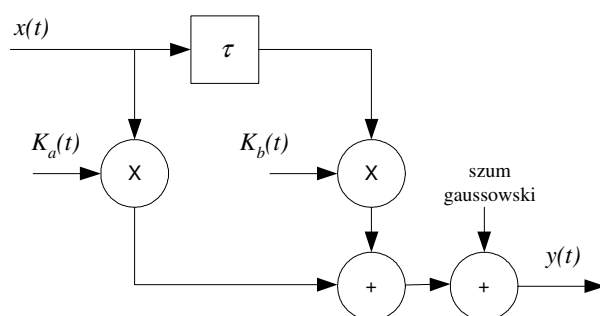
6.2.3.2. Efekt Dopplera i zaniki Rayleigh'a

Zaniki w kanale radiowym najczęściej opisuje się rozkładem prawdopodobieństwa Rayleigh'a postaci:

$$p(a) = \frac{a}{\sigma_r^2} e^{-\frac{a^2}{2\sigma_r^2}} \quad (23)$$

W przypadku symulowania warunków rzeczywistych, występujących w jonosferycznym kanale radiowym, oprócz znajomości rozkładu prawdopodobieństwa określającego częstotliwość i amplitudę zaników szybkich, potrzebny jest bardziej rozbudowany model matematyczny. Najpopularniejszym rozwiązaniem modelującym kanały

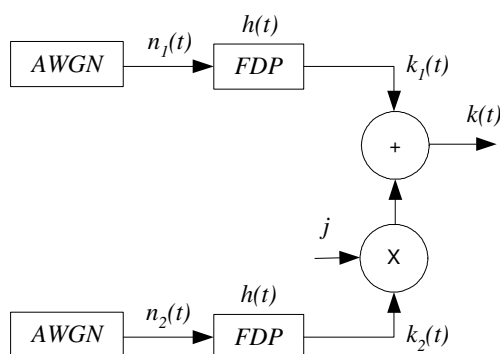
radiokomunikacyjne jest metoda zakładająca, że kanał radiokomunikacyjny można modelować za pomocą filtru o skończonej odpowiedzi impulsowej FIR, mającego tyle odczepów ile ścieżek propagacji chcemy brać pod uwagę. Tłumienia poszczególnych ścieżek są opisywane za pomocą stałych współczynników proporcjonalności każdego odczepu filtru kanałowego. W przypadku kanału krótkofalowego przyjmuje się dwie ścieżki propagacji, każda o tym samym, jednostkowym tłumieniu. W modelu tym pomija się tłumienie sygnału związane z oddalaniem się nadajnika od odbiornika. Oprócz stałych współczynników, wynikających z tłumienia, w filtrze kanałowym uwzględnia się jeszcze zmienne w czasie współczynniki, wynikające z efektu Dopplera, dzięki którym uzyskujemy tzw. wolne zaniki dopplerowskie. Dzięki opóźnieniu w czasie dwóch ścieżek propagacji względem siebie otrzymujemy płaskie zaniki bądź kanał selektywny częstotliwościowo (w zależności od opóźnienia drugiej ścieżki względem pierwszej). Model ten symuluje więc oba typy zaników. Schemat funkcjonalny filtru kanałowego modelującego rzeczywisty kanał radiowy przedstawia rys. 30.



Rys. 30. Schemat funkcjonalny zaimplementowanego kanału krótkofalowego.

Oznaczenia: $x(t)$ – sygnał z nadajnika; $y(t)$ – sygnał podawany na wejście odbiornika; τ – opóźnienie drugiej propagacyjnej ścieżki względem pierwszej; $K_a(t)$, $K_b(t)$ – zmienne w czasie współczynniki Rayleigh’a.

Schemat blokowy generowania współczynników Rayleigh’a przedstawia rys. 31.

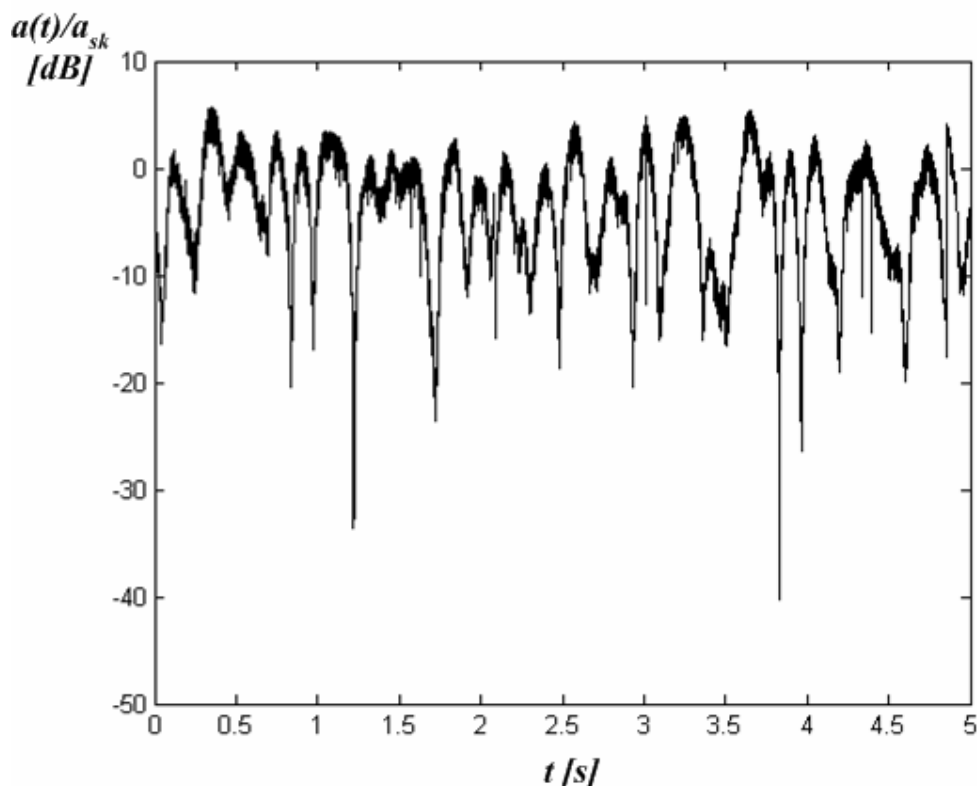


Rys. 31. Generator współczynników Rayleigh’a.

Oznaczenia: AWGN – generator szumu gaussowskiego o zerowej wartości średniej i jednostkowej wariancji; $n_1(t)$, $n_2(t)$ – niezależne statystycznie przebiegi szumu gaussowskiego; $h(t)$ – odpowiedź impulsowa dolnoprzepustowego filtru o charakterystyce pierwiastka z krzywej Gaussa; $k_1(t)$, $k_2(t)$ – odpowiednio składowa rzeczywista i urojona współczynników Rayleigh’a; $k(t)$ – zespolone współczynniki Rayleigh’a.

Dla potrzeb niniejszego symulatora kanału radiokomunikacyjnego należy zaimplementować dwa generatory współczynników Rayleigh'a, które podłączone są odpowiednio do wejść $K_a(t)$ i $K_b(t)$, zaznaczonych na schemacie funkcjonalnym kanału z rys. 30. Podejście takie wymusza wytworzenie czterech niezależnych procesów gaussowskich (po dwa na każdą ścieżkę). Filtry gaussowskie dla potrzeby niniejszej implementacji zostały zrealizowane w postaci filtrów o nieskończonej odpowiedzi impulsowej IIR, ponieważ tylko one umożliwiają w prosty sposób (stosunkowa mała liczba odczepów) uzyskać odpowiednio wąskie pasma. Filtry te mają charakterystykę amplitudową postaci pierwiastka z krzywej gaussowskiej. Szerokość tego filtra określa odchylenie standardowe krzywej Gaussa, które wyznaczamy bezpośrednio z tzw. rozmycia częstotliwości, (jeden z parametrów kanału krótkofalowego) – dzieląc go przez dwa. Znając odchylenie standardowe, znamy dokładny kształt charakterystyki filtru. Zalecenie ITU-R [19] definiuje zakres zmienności wspomnianego wyżej rozmycia częstotliwości oraz opóźnień drugiej ścieżki propagacyjnej względem pierwszej. W modelowanym kanale radiokomunikacyjnym jest możliwe zasymulowanie dowolnego opóźnienia pomiędzy poszczególnymi drogami propagacyjnymi, mniejszego od 10 ms oraz następujących wartości dyskretnych parametru rozmycia częstotliwości: 0,2; 0,5; 1; 1,5; 2; 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10; 15; 20; 25; 30; 40; 50; 100 Hz (w symulatorze zostało zaimplementowanych 20 filtrów typu IIR o szerokościach pasm przepustowych równych połowie wartości częstotliwości rozmycia).

Na rys. 32 została zaprezentowana przykładowa obwiednia amplitudy sygnału odbieranego unormowana względem wartości skutecznej dla umiarkowanych warunków propagacji w obszarach okołobiegunowych.



Rys. 32. Obwiednia amplitudy sygnału odbieranego unormowana względem wartości skutecznej dla umiarkowanych warunków propagacji w obszarach okołobiegunowych ($2\sigma = 10$ Hz, różnica czasu opóźnień 3 ms).

Przykładowy przebieg obwiedni amplitudy sygnału odbieranego pokazuje, że w tym przypadku zaniki dochodzą do 40 dB. Świadczy to o bardzo trudnych warunkach propagacyjnych w kanale krótkofalowym. W konsekwencji tego za jakość sygnału odbieranego będzie w dużej mierze decydować dobrze zaprojektowany i zaimplementowany blok demodulacji wraz z detekcją.

6.2.4. Procedura *demodulator.cpp*

Procedura ta odpowiedzialna jest za realizację procesu demodulacji, który jest realizowany w takim sam sposób dla wszystkich badanych rodzajów modulacji. Demodulacja sygnałów odbieranych jest realizowana dwoma sposobami:

- poprzez całkowanie, za okres odpowiadający pojedynczemu symbolowi, przebiegów w torach kwadraturowym i synfazowym demodulatora,
- poprzez próbkowanie sygnału odebranego w momencie odpowiadającym połowie czasu trwania symbolu.

W obu przypadkach dokonuje się wyznaczenia odległości pomiędzy punktem odebranym a wszystkimi punktami konstelacji dla danej modulacji i wybiera się ten, który jest położony najbliżej. Sposób obliczania odległości pomiędzy punktami na konstelacji przedstawiony został poniżej:

$$l = \sqrt{(r_x - s_{ix})^2 + (r_y - s_{iy})^2} \quad (24)$$

gdzie: r_x, r_y – współrzędne odebranego punktu,
 s_{ix}, s_{iy} – współrzędne i -tego punktu danej konstelacji.

Wybór odpowiedniego punktu na konstelacji jednoznacznie identyfikuje sekwencję nadanych bitów.

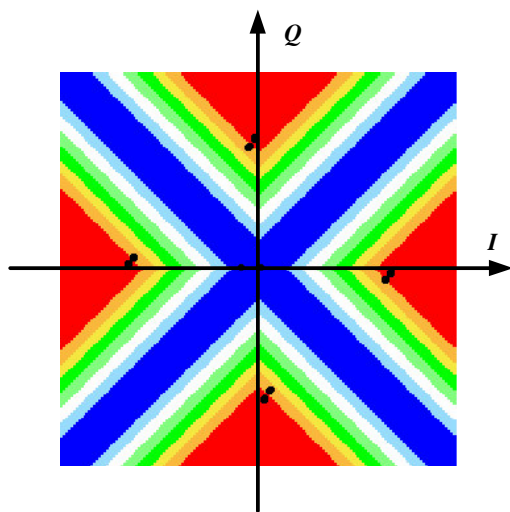
Dla poprawy jakości dekodowania kodów spłotowych zastosowano miękko decyzyjne dekodowanie Viterbiego. W tym celu w bloku demodulatora niezbędne jest wygenerowanie tzw. wiarygodności podjęcia decyzji o nadanym bicie, która będzie wykorzystywana w dekodерze kodów spłotowych właśnie do miękko decyzyjnego dekodowania Viterbiego. Określenie wiarygodności podjęcia decyzji o nadanym bicie jest realizowane w następujący sposób:

- odebrane współrzędne synfazowa i kwadraturowa są porównywane ze współrzędnymi konstelacji czterech najbliższych symboli nadanych,
- dla czterech najbliższych symboli jest zapamiętywany numer symbolu (liczba całkowita) oraz odległość odebranego punktu względem symbolu konstelacji nadanej (liczba zmiennoprzecinkowa),
- powyższe dane uporządkowujemy rosnąco względem odległości,
- dla modulacji QPSK odrzucane są symbole nieparzyste spośród czterech symboli z najbliższego sąsiedztwa,
- na podstawie dwóch najbliższych symboli wybiera się wspólne dla nich bity (punkty na konstelacji sygnału zmodulowanego opisane są za pomocą kodu Gray'a, tzn. sąsiednie punkty na konstelacji różnią się tylko na jednym bądź (rzadko) na dwóch bitach),
- bitom zgodnym jest nadawana wartość maksymalna, równa „+8” lub „-8”, w zależności od wartości logicznej danego bitu,
- bitom niezgodnym jest nadawana wartość zależna od odległości punktu odebranego od punktu nadanego, zgodnie z wyrażeniem:

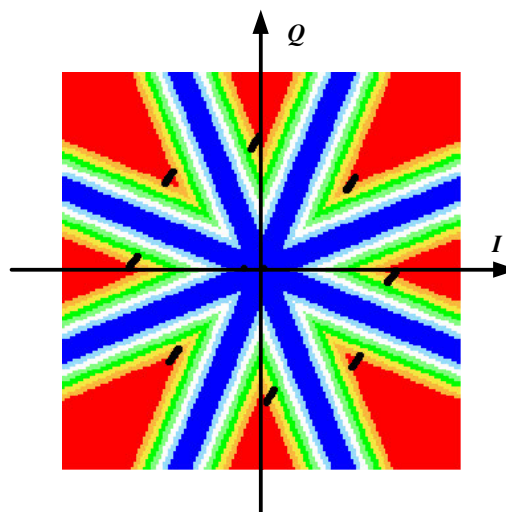
$$w = 9 \times \frac{(\text{odleglosc_2})^2 - (\text{odleglosc_1})^2}{(\text{odleglosc_miedzy_punktami_konstelacji})^2} \quad (25)$$

znak powyższego wyrażenia zależy od wartości bitu najbliższego punktu konstelacji.

Graficzna ilustracja sposobu przypisania wiarygodności podjęcia decyzji o nadanym symbolu do poszczególnych punktów na konstelacji sygnału zmodulowanego podczas procesu demodulacji została przedstawiona na rys. 33 – rys. 37.

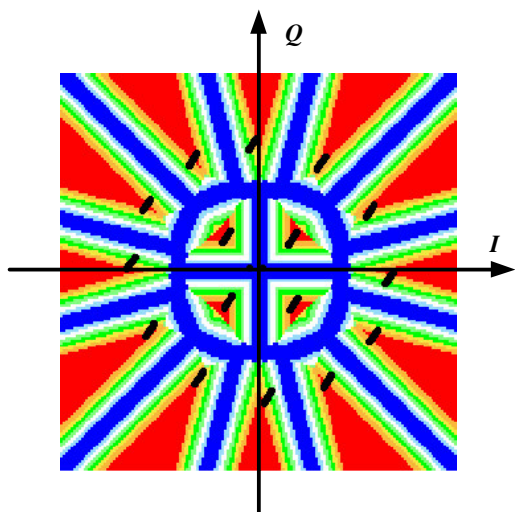


Rys. 33. Ilustracja graficzna sposobu przypisania wiarygodności podjęcia decyzji o nadanym symbolu do poszczególnych punktów na konstelacji sygnału zmodulowanego podczas procesu demodulacji QPSK.

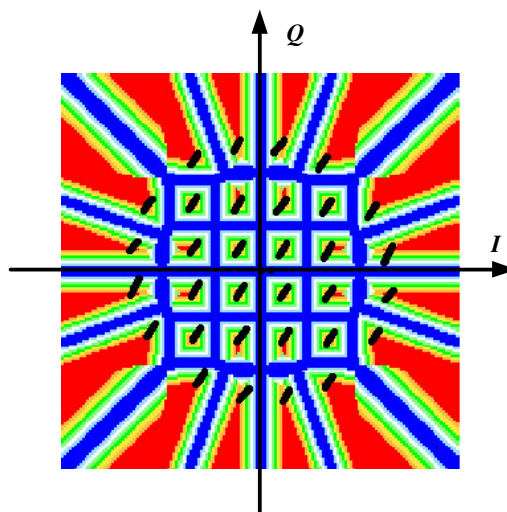


Rys. 34. Ilustracja graficzna sposobu przypisania wiarygodności podjęcia decyzji o nadanym symbolu do poszczególnych punktów na konstelacji sygnału zmodulowanego podczas procesu demodulacji 8PSK.

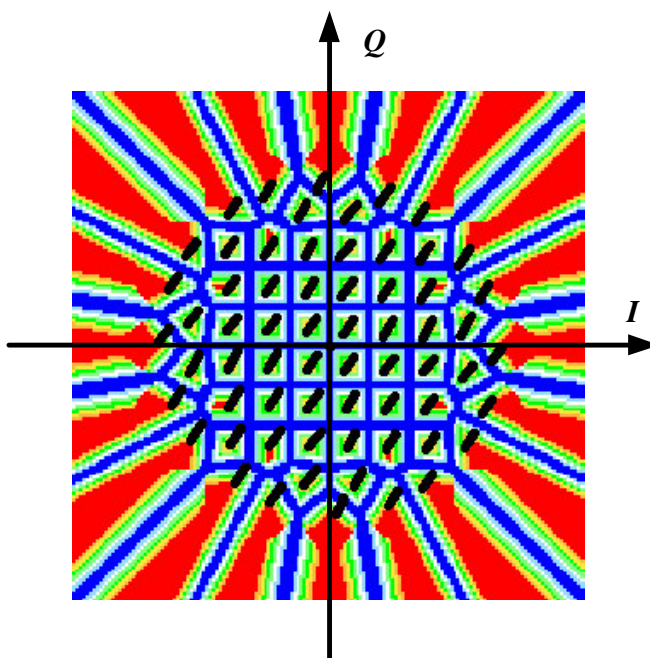
Największą wiarygodnością charakteryzować się będą punkty, które w wyniku demodulacji znajdują się na polach czerwonych, a najmniejszą na polach niebieskich, które jednocześnie stanowią granicę pomiędzy obszarami przypisanymi do różnych punktów konstelacji. Ilustracje te zostały wykonane bez uwzględnienia szumu w kanale. Pomimo tego punkty na poszczególnych konstelacjach są nieznacznie rozmyte. Jest to związane ze zmniejszeniem pasma kanału radiowego do 3,3 kHz w stosunku do szybkości transmisji w tym kanale, która wynosi 2,4 ksymbola/s. Z pewnością będzie to miało wpływ na zmniejszenie odporności na zakłócenia zastosowanych rodzajów modulacji do transmisji danych w kanale krótkofalowym.



Rys. 35. Ilustracja graficzna sposobu przypisania wiarygodności podjęcia decyzji o nadanym symbolu do poszczególnych punktów na konstelacji sygnału zmodulowanego podczas procesu demodulacji 16QAM.



Rys. 36. Ilustracja graficzna sposobu przypisania wiarygodności podjęcia decyzji o nadanym symbolu do poszczególnych punktów na konstelacji sygnału zmodulowanego podczas procesu demodulacji 32QAM.



Rys. 37. Ilustracja graficzna sposobu przypisania wiarygodności podjęcia decyzji o nadanym symbolu do poszczególnych punktów na konstelacji sygnału zmodulowanego podczas procesu demodulacji 64QAM.

6.2.5. Procedura *decoder.cpp*

Procedura ta jest odpowiedzialna przede wszystkim za realizację miękko-decyzyjnego dekodera Viterbiego. Przed dekodowaniem miękko-decyzyjnym są realizowane w pierwszej kolejności operacje deskramblovania oraz rozplotu. Zasada dekodowania miękko-decyzyjnego za pomocą algorytmu Viterbiego została przedstawiona w Załączniku do niniejszego opracowania. W załączniku tym znajduje się również porównanie dekodowania miękko- i twardodecyzyjnego.

6.3. Badania symulacyjne

Wynikiem końcowym niniejszej pracy było opracowanie symulatora toru nadawczo-odbiorczego modemu krótkofalowego i wykonanie badań symulacyjnych w kanale z addytywnym szumem gaussowskim. Jednak przed przystąpieniem do badań symulacyjnych należy przeprowadzić dyskusję nad niedokładnością uzyskiwanych wyników podczas prowadzenia symulacji komputerowych systemów radiokomunikacyjnych.

6.3.1. Niedokładności procesu symulacji systemów radiokomunikacyjnych

Jednym z etapów planowania, projektowania i implementacji współczesnych systemów radiokomunikacji cyfrowej są badania symulacyjne, które dotyczą modeli takich systemów lub ich podsystemów, bloków funkcjonalnych, czy też funkcji różnych kategorii urządzeń. Umożliwiają one stosunkowo niskim kosztem kompleksowe badanie ich właściwości i charakterystyk oraz wykrywanie ewentualnych błędów. Można dzięki nim oszacować jakość transmisji przy zadanych parametrach wejściowych, bez konieczności realizacji sprzętowego prototypu systemu oraz można zbadać przydatność przewidywanych protokołów komunikacyjnych do realizacji poszczególnych funkcji i usług w systemie [12]. Modelowaniu podlegają również sygnały i różne czynniki zewnętrzne, które często mają charakter przypadkowy i które będą oddziaływać na przyszły system. Niedokładności modeli wynikają przede wszystkim z dyskretniej reprezentacji sygnałów ciągłych, występujących w rzeczywistym systemie, ograniczonych zasobów komputerowych, w szczególności pamięci oraz ograniczonego czasu trwania badań symulacyjnych. Wszystkie te czynniki zmniejszają wiarygodność otrzymywanych wyników symulacyjnych.

Podstawowe uproszczenie rzeczywistego systemu w porównaniu z jego modelem wynika bezpośrednio z przyjęcia koncepcji modelowania systemów radiokomunikacyjnych i zachodzących w nich zjawisk w paśmie podstawowym. Takie uproszczenie przyjęto również w niniejszej pracy, tzn. opracowany pakiet symulujący pracę toru nadawczo-odbiorczego modemu radiowego został wykonany w paśmie podstawowym. Podczas realizacji pakietu symulacyjnego nie uwzględniono problemów synchronizacji związanych m.in. z niestabilnością parametrów generatorów kwarcowych, używanych w rzeczywistym sprzęcie radiowym i nie modelowano mechanizmu odzyskiwania taktu symbolowego. Pominęto również problem zmienności w czasie właściwości sygnałów odniesienia (wykorzystywanych np. do pomiarów parametrów systemu) i wynikającej stąd zawodności funkcji sterujących. Założono także brak zniekształceń wprowadzanych przez antenę i stopień w.cz. w nadajniku i odbiorniku oraz zerowy czas propagacji sygnału przez poszczególne człony analogowe toru nadawczo-odbiorczego.

Przyjęto ponadto ograniczoną liczbę próbek (do 20-tu), reprezentujących zmodulowany symbol. Nieznaczące błędy w otrzymanych wynikach symulacyjnych wynikają także z błędów zaokrąglenia przy przetwarzaniu danych w poszczególnych blokach funkcjonalnych symulatora oraz dyskretnego modelowania dekodera Viterbiego z decyzjami miękkimi.

Oddzielne zagadnienie stanowi modelowanie czynników zewnętrznych oddziałujących na pracę systemu, a w szczególności symulacja kanału

radiokomunikacyjnego z zanikami i szumem białym. Dla potrzeby niniejszego opracowania został dodatkowo stworzony model kanału radiokomunikacyjnego z zanikami, który będzie w pełni wykorzystany w drugim etapie realizacji niniejszego projektu, związanego ze zbudowaniem modelu modemu radiowego. Błędy wprowadzone przez symulator kanału związane są z dyskretnym modelowaniem w postaci filtru, o skończonej odpowiedzi impulsowej, rzeczywistego (analogowego) kanału radiokomunikacyjnego oraz modelowaniem wielkości przypadkowych za pomocą generatorów liczb pseudolosowych (funkcja *rand* w środowisku C/C++) do uzyskania wartości próbek procesu stochastycznego o rozkładzie Gaussa, modelującego szum w kanale radiokomunikacyjnym. Przy implementacji modelu kanału radiokomunikacyjnego pominięto modelowanie zakłóceń impulsowych.

Podczas prowadzonych badań symulacyjnych przyjęto, że wyniki symulacyjne można uznać za wiarygodne, gdy badania symulacyjne będą dokonywane na ciągach n_b -bitowych o długościach [6]

$$n_b \geq \frac{10}{BER(1 - BER)} \quad (26)$$

Zakładając stopę błędów, np. $BER = 10^{-3}$ uzyskujemy liczbę bitów w ciągu nie mniejszą niż 10^4 .

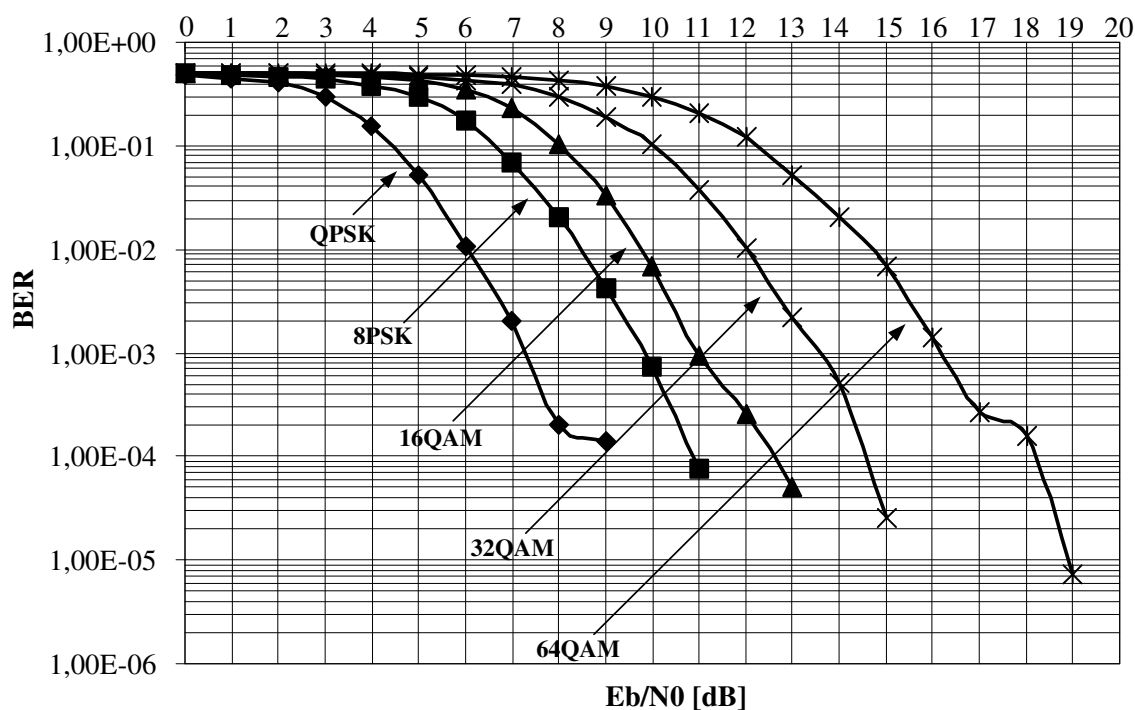
Pewnym problemem przy badaniach symulacyjnych systemów radiokomunikacyjnych jest długi czas potrzebny do ich przeprowadzenia. Najbardziej czasochłonnym etapem jest symulacja przesyłania sygnału przez kanał radiokomunikacyjny. Mimo zastosowanych uproszczeń w modelu kanału, czas oczekiwania na uzyskanie pojedynczego wyniku symulacyjnego dla otrzymania charakterystyki szumowej zajmował stosunkowo dużo czasu. W związku z tym liczba przeprowadzonych prób symulacyjnych była zbyt mała do wykonania dodatkowej obróbki statystycznej uzyskanych wyników, polegającej m.in. na oszacowaniu wartości średniej i określeniu przedziału ufności dla każdego wyniku symulacyjnego. Warto tu jednak zauważyć, że podejście takie jest niestety powszechnie stosowane w pracach publikowanych w czasopiśmie i materiałach konferencyjnych o najwyższej randze.

6.3.2. Wyniki badań symulacyjnych w kanale AWGN

Podstawowym badaniem w ramach niniejszego opracowania było przeprowadzenie symulacji pracy toru nadawczo-odbiorczego modemu w obecności addytywnego szumu gaussowskiego. Uzyskane rezultaty, tzw. charakterystyki szumowe systemu, czyli BER (*Bit Error Rate*) w funkcji E_b/N_0 , dla wszystkich pięciu rekomendowanych rodzajów modulacji zostały zebrane w tabl. 37 i zobrazowane na rys. 38. Otrzymane wyniki pokrywają się z wynikami publikowanymi w literaturze przedmiotu. Jak można było się spodziewać, najbardziej odpornym na zakłócenia rodzajem modulacji, spośród wszystkich przebadanych, jest modulacja QPSK, a najgorszą pod tym względem jest modulacja 64QAM. Słabą odporność na zakłócenia modulacji z rodziny MQAM, np. wspomnianej wyżej modulacji 64QAM w porównaniu z QPSK można zaobserwować porównując wykresy konstelacji obu typów modulacji, co zostało przedstawione na rys. 39.

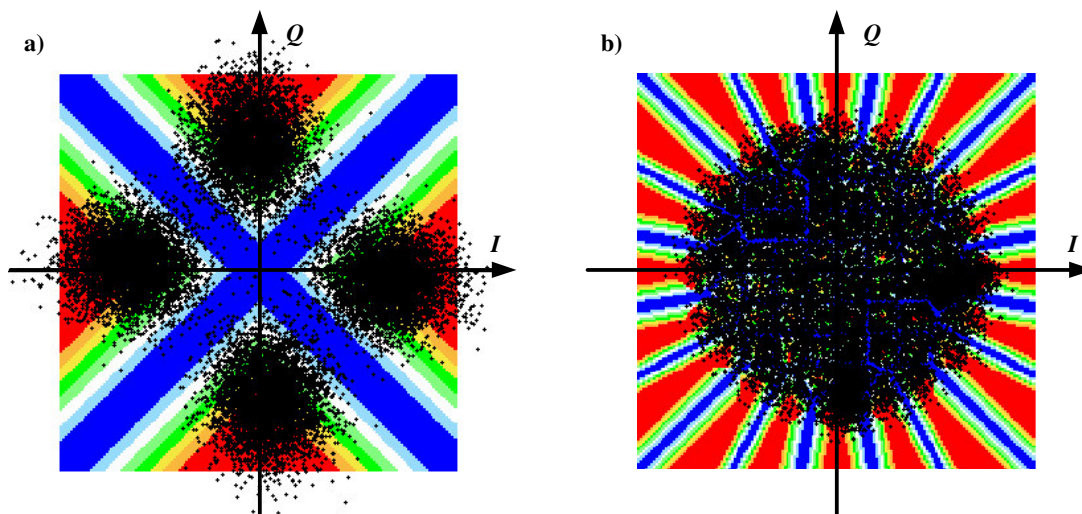
Tabl. 37. Zestawienie wyników $BER = f(E_b/N_0)$ dla wybranych rodzajów modulacji dla kanału z addytywnym szumem gaussowskim.

$\frac{E_b}{N_0}$ [dB]	Rodzaj modulacji				
	QPSK	8PSK	16QAM	32QAM	64QAM
0	0.4777920	0.4922450	0.4992040	0.49899300	0.49976600
1	0.4527850	0.4880980	0.4956780	0.49764800	0.49926200
2	0.4028570	0.4696760	0.4916850	0.49509300	0.49789000
3	0.2924330	0.4391540	0.4833440	0.49009800	0.49853900
4	0.1554540	0.3852480	0.4590710	0.48334800	0.49365100
5	0.0516059	0.2930990	0.421170	0.46659700	0.48903600
6	0.0107856	0.1735870	0.3456160	0.43276000	0.47801900
7	0.0020399	0.0696856	0.2300060	0.38719300	0.45793300
8	0.0002025	0.0207417	0.1030060	0.30010700	0.42278900
9	0.0001374	0.0042245	0.0334274	0.19247400	0.37120000
10	---	0.0007523	0.0069842	0.10252000	0.29758400
11	---	0.0000772	0.0009259	0.03771410	0.20459100
12	---	---	0.0002568	0.01036170	0.12077800
13	---	---	0.0000506	0.00223669	0.05235340
14	---	---	---	0.00050637	0.02022570
15	---	---	---	0.00002604	0.00672984
16	---	---	---	---	0.00139853
17	---	---	---	---	0.00026283
18	---	---	---	---	0.00015914
19	---	---	---	---	0.00000723



Rys. 38. Charakterystyki szumowe dla wybranych rodzajów modulacji w kanale z addytywnym szumem gaussowskim.

Wykresy te zostały sporządzone dla $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$. Widać, że dla modulacji QPSK punkty na konstelacji mają charakter rozmyty, jednak znajdują się na właściwym polu decyzyjnym. Natomiast dla modulacji 64QAM wyraźnie widać, że obszary decyzyjne są wymieszane, co przenosi się na niezerową stopę błędów dla tej wartości stosunku E_b/N_0 .



Rys. 39. Ilustracja graficzna odporności na zakłócenia modulacji a) QPSK oraz b) 64QAM dla $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$.

Otrzymane rezultaty świadczą o tym, że pakiet symulacyjny został zaimplementowany poprawnie i może stanowić (poszczególne bloki funkcjonalne zaimplementowanego toru nadawczo-odbiorczego modemu) punkt wyjścia do tworzenia oprogramowania dla potrzeb urządzenia definiowanego programowo.

6.3.3. Wyniki badań symulacyjnych w kanale z zanikami

Dodatkowo, w ramach niniejszego opracowania, przeprowadzono wstępne badania efektywności transmisji danych w opracowanym symulatorze toru nadawczo-odbiorczego w kanale z zanikami i addytywnym szumem gaussowskim. W zaleceniach ITU-R [19] badania modemów krótkofalowych powinno przeprowadzać się przy założeniu dwuprzędkowej odpowiedzi impulsowej o równych średnich tłumieniach. Zestawienie poszczególnych środowisk testowych rekomendowanych do testów dla systemów krótkofalowych wraz z odpowiadającymi im parametrami względnych opóźnień pomiędzy prążkami oraz wartościami tzw. rozmycia częstotliwości na skutek efektu Dopplera zostało przedstawione w tabl. 38. Ponadto, tzw. trudne warunki propagacyjne ze statystycznego punktu widzenia powinny być opisane następująco:

- Strefa równikowa (*low latitudes*):
 - różnica czasu opóźnień rzędu 4 ms występuje w 5 % czasu,
 - rozmycie częstotliwości rzędu 3 Hz występuje w 5 % czasu.
- Strefa podbiegunowa (*high latitudes*):
 - różnica czasu opóźnień rzędu 5 ms występuje w 5 % czasu,
 - rozmycie częstotliwości rzędu 25 Hz występuje w 5 % czasu.

Tabl. 38. Zalecane przez ITU-R [19] środowiska testowe dla systemów krótkofalowych.

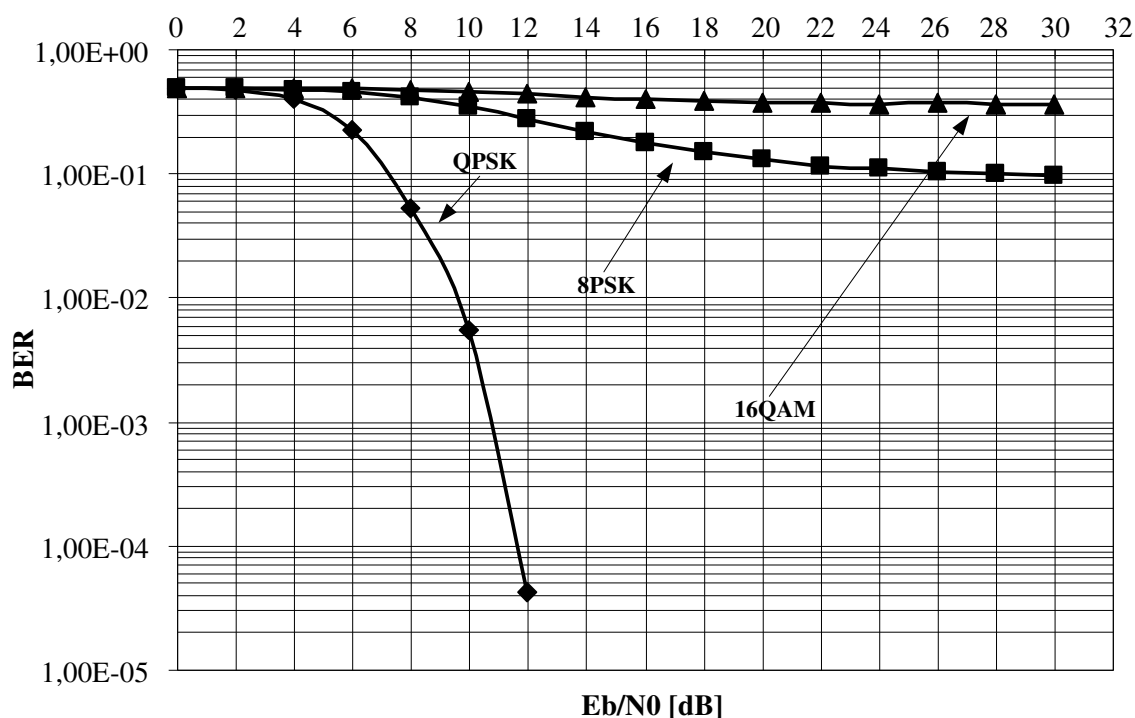
	Środowisko propagacyjne	Różnica czasu opóźnień	Rozmycie częstotliwości 2σ
		[ms]	[Hz]
Strefa równikowa (<i>low latitudes</i>)	Dobre warunki	0,5	0,5
	Umiarkowane warunki	2	1,5
	Trudne warunki	6	10
Strefa umiarkowana (<i>mid-latitudes</i>)	Dobre warunki	0,5	0,1
	Umiarkowane warunki	1	0,5
	Trudne warunki	2	1
Strefa podbiegunowa (<i>high latitudes</i>)	Dobre warunki	1	0,5
	Umiarkowane warunki	3	10
	Trudne warunki	7	30

Z przeprowadzonych badań symulacyjnych toru nadawczo-odbiorczego w kanale z zanikami i addytywnym szumem gaussowskim wynika, że opracowane metody demodulacji i detekcji sygnału odbieranego wykazują dobre właściwości jedynie dla modulacji QPSK. Pozostałe rodzaje modulacji w tym środowisku charakteryzują się słabą odpornością na zakłócenia. W tabl. 39 i na rys. 40 zostały przedstawione i zobrazowane charakterystyki szumowe dla umiarkowanego środowiska propagacyjnego (strefa, w której znajduje się Polska) dla stosunkowo dobrych warunków, tzn. różnica czasu opóźnień pomiędzy dwoma rozpatrywanymi trasami propagacji wynosiła 0,5 ms, a zdefiniowane powyżej rozmycie częstotliwości 2σ przyjmowało wartość 0.1 Hz.

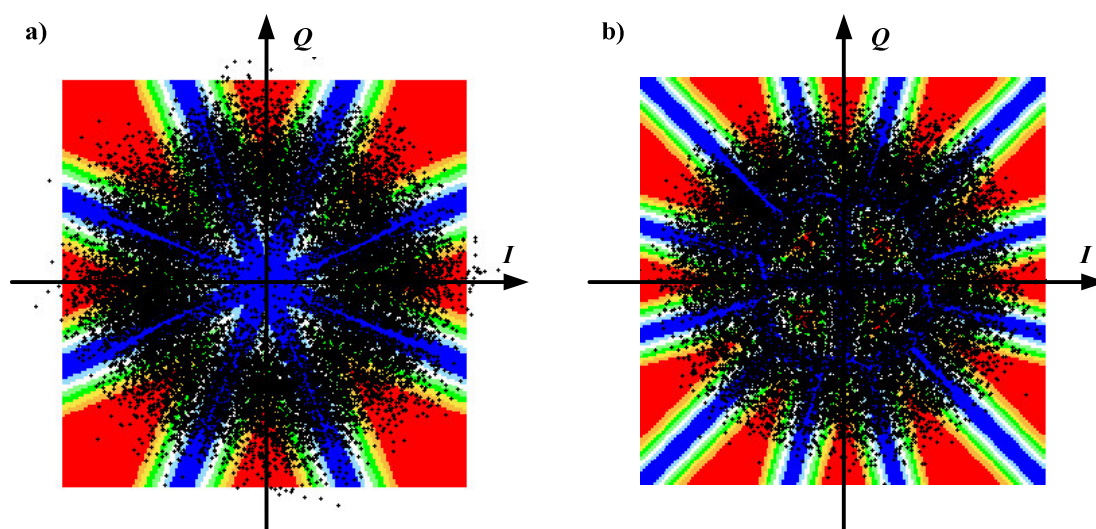
Tabl. 39. Zestawienie wyników $BER = f(E_b/N_0)$ dla wybranych rodzajów modulacji dla kanału z zanikami i addytywnym szumem gaussowskim w strefie umiarkowanej – dobre warunki propagacyjne.

$\frac{E_b}{N_0}$ [dB]	Rodzaj modulacji		
	QPSK	8PSK	16QAM
0	0.490126	0.49814300	0.4992400
2	0.47520300	0.49453100	0.49910300
4	0.40512900	0.48069500	0.49725800
6	0.22522400	0.45479400	0.48972100
8	0.05386280	0.41075400	0.48007800
10	0.00553385	0.34568900	0.46272100
12	0.00004340	0.27493700	0.44023100
14	---	0.21883700	0.42071800
16	---	0.18158800	0.40525500
18	---	0.15327000	0.39214000
20	---	0.12982700	0.38002000
22	---	0.11675800	0.37415700
24	---	0.11148700	0.36850000
26	---	0.10319700	0.37182800
28	---	0.09982160	0.36590300
30	---	0.09739590	0.36503500

Dla stosunku E_b/N_0 powyżej 12 dB dla modulacji QPSK stopa błędów BER oscylowała w okolicach zera. Natomiast dla pozostałych modulacji, tzn. 8PSK i 16QAM, nawet przy dużym stosunku sygnał/szum sięgającym 30 dB, liczba błędnie odebranych bitów w stosunku do wszystkich nadanych wynosiła odpowiednio 12 % i blisko 38 %.



Rys. 40. Charakterystyki szumowe dla wybranych rodzajów modulacji w kanale z zanikami i addytywnym szumem gaussowskim w strefie umiarkowanej – dobre warunki propagacyjne.



Rys. 41. Ilustracja graficzna odporności na zakłócenia modulacji a) 8PSK oraz b) 16QAM na zakłócenia w kanale z zanikami i addytywnym szumem gaussowskim w strefie umiarkowanej – dobre warunki propagacyjne.

Dla pozostałych rodzajów modulacji, czyli 32QAM i 64QAM stopa błędów oscylowała wokół wartości 48 %, nawet dla znacznie większych stosunków E_b/N_0 niż te, które zostały uwzględnione w tabl. 39. Oznacza to, że w rzeczywistym systemie radiokomunikacyjnym przepływność bitowa zarezerwowana dla tego typu modulacji byłaby znacznie mniejsze, a system charakteryzowałby się znaczną liczbą retransmitowanych pakietów błędnie odebranych. Na rys. 41 przedstawiono również wykresy konstelacji obu typów modulacji (8PSK oraz 16QAM) w obecności zaników i szumu gaussowskiego dla $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$. Dla pozostałych środowisk propagacyjnych wymienionych w tabl. 38 uzyskiwana jakość odbioru była słaba, w związku z tym wyniki te nie zostały zaprezentowane w niniejszym opracowaniu.

Podsumowując wyniki przeprowadzonych badań w obecności zaników i addytywnego szumu gaussowskiego można stwierdzić, że w opracowywanym modelu modemu radiowego należy zastosować bardziej skomplikowane metody detekcji sygnału, oparte na korektorach adaptacyjnych, wykorzystujących algorytm Viterbiego.

7. Przegląd wybranych modemów działających na zakresie fal krótkich

Przegląd obejmuje krótki opis czterech modemów działających w paśmie HF, z których trzy pierwsze są typowym przykładem modemów o zastosowaniu wojskowym, a ostatni jest modemem komercyjnym. Modemy te zostały zaprojektowane pod kątem zgodności ze standardami wojskowymi USA (seria MIL-STD), NATO (seria STANAG) oraz, w przypadku modemu komercyjnego, normami cywilnymi.

7.1. Modem MDM-Q9604 firmy Rockwell Collins [9]

Modem MDM-Q9604, firmy Rockwell Collins, jest szybkim, czterokanałowym modemem krótkofalowym przystosowanym do pracy w standardowym kanale 3 kHz w systemie radiowym SSB (*Single Sideband*) lub poprzez dwa takie kanały w systemie ISB (*Independent Sideband*). W pierwszym przypadku może on pracować z maksymalną przepływnością 9600 bit/s, w drugim 19200 bit/s. Dodatkową cechą tego modemu jest możliwość wykorzystywania trzech kanałów (pasmo 9 kHz) lub nawet czterech kanałów (pasmo 12 kHz), co umożliwia zwiększenie przepływności aż do 64 kbit/s. W tabl. 40 pokazano tryby pracy modemu MDM-Q9604, natomiast tabl. 41 przedstawia jego dane techniczne.

Tabl. 40. Tryby pracy modemu MDM-Q9604.

Przepływność informacyjna	Kodowanie i modulacja	Standard
3200, 4800, 6400, 800, 9600 bit/s 12800 bit/s	Kodowanie; PSK/QAM Bez kodowania; QAM	MIL-STD-188-110B, Append. C
9600, 12800, 16000, 19200 bit/s	Kodowanie; PSK/QAM	MIL-STD-188-110B, Append. F
9600, 12800, 16000, 19200 bit/s 75, 150, 300, 600, 1200, 2400 bit/s	Kodowanie; PSK Bez kodowania; PSK	STANAG 4285
75, 150, 300, 600, 1200, 2400 bit/s 4800 bit/s	Kodowanie; PSK Bez kodowania; PSK	MIL-STD-188-110A
75, 150, 300, 600, 1200 bit/s 600, 1200, 1800 bit/s	Kodowanie; PSK Bez kodowania; PSK	STANAG 4529
75 bit/s (NATO Robust Waveform)	Sekwencja z rozpraszaniem widma	STANAG 4415
75 bit/s 75 do 1200 bit/s (co 75 bit/s)	Jednokanałowe FSK Wielokanałowe FSK	STANAG 4481
50, 75, 150, 300, 600, 1200 bit	FSK	Programowalne FSK
9600, 8000, 6400, 4800, 3200, 2400, 1200, 600, 300, 150, 75 bit/s	QAM/PSK	STANAG 4539
8000, 6400, 4800, 3200, 2400, 1200, 600, 300, 150, 75 bit/s 7680	QAM/PSK Bez kodowania, QAM	Comm. Airborn (kanał 2400 Hz)
MIL-STD-188-110B, Appendix C plus 12800, 16000 bit/s; MIL-STD-188-110B, Appendix F	QAM/PSK	VHDR (<i>Very High Data Rate</i>) 1 kanał

plus 24000, 32000 bit/s; 9,6; 14,4; 19,2; 24; 28,8; 38,4, 48 kbit/s 9,6; 14,4; 19,2; 24; 28,8; 38,4, 48 kbit/s	QAM/PSK	2 kanały
	QAM/PSK	3 kanały
	QAM/PSK	4 kanały
75, 150, 300, 600, 1200, 2400 bit/s	QDPSK	MIL-STD-188-110B, Append. B 39-Tone
Zgodna z MIL-STD-188-110B, Append. B, C i F	QAM/PSK/QDPSK/FSK	MIL-STD-188-110B,

Tabl. 41. Dane techniczne modemu MDM-Q9604.

Interfejs danych użytkownika	Szeregowy: EIA-232D, RS-422/423, MIL-STD-188-114; Ethernet: 10/100 Base-T (IEEE 802.3U)
Styk z wyposażeniem radiowym, odbiór	Symetryczny 600 Ω , od -40 dBm do +10 dBm (poziom nominalny 0 dBm)
Styk z wyposażeniem radiowym, nadawanie	Symetryczny 600 Ω , poziom regulowany od -30 dBm do +10 dBm
Kluczowanie wyposażeniem radiowym	Zwarcie styku, „open collector” i 6-volt, w każdym kanale audio
Port zdalnego sterowania	Niesymetryczny EIA-232D, symetryczny EIA-422, EIA-485
Sterowanie wewnętrzne	Poprzez manipulatory i wyświetlacz na płycie czołowej lub graficzny interfejs użytkownika (GUI) dla systemu Windows lub Linux X
Port klawiatury (opcja)	Standard PS/2
Port myszy (opcja)	Standard PS/2
Port monitora (opcja)	VGA/SVGA (złącze 15 pinowe)
Procesor	Pentium® III, 850 MHz do 1 GHz
Zasilanie AC	85 V do 256 V, 47 do 440 Hz, 50 W max
Zasilanie DC	19 V do 30 V
Wymiary	Wysokość: 4,4 cm; szerokość: 40,6 cm; głębokość: 40,5 cm. Możliwość montowania w standardowym 19-calowym stojaku.
Waga	3,9 kg

7.2. Modem RM6 firmy RapidM [22]

Modem RM6, południowoafrykańskiej firmy RapidM, jest modem krótkofalowym wyposażonym w funkcje automatycznego zestawiania połączenia (ALE) drugiej generacji. Modem może pracować zgodnie ze standardami: MIL-STD-188-110 A/B, STANAG 4539, 4285, 4529, 4415 i 4481. Transfer danych z przepływnością do 9600 bit/s jest realizowany poprzez standardowy, 3-kilohercowy kanał SSB. Przepływność ta może być zwiększona do 19200 bit/s przy wykorzystaniu dwóch kanałów ISB. Zastosowane procedury adaptacyjnej korekcji sygnału odbieranego przeciwdziałają efektom wielodrogowej propagacji fal radiowych w kanale HF. Korekcja błędów (FEC) jest realizowana poprzez połączenie kodowania splotowego i miękkodecyzyjnego dekodowania Viterbiego.

Podstawowe funkcje protokołu ALE są zgodne ze standardem MIL-STD-188 141B Appendix A i obejmują wywołania indywidualne, wywołania do wielu użytkowników jednocześnie oraz nasłuch i skanowanie do 5 kanałów na sekundę. Modem jest przystosowany do zaimplementowania funkcji ALE trzeciej generacji (MIL-STD-188-141B, STANAG 4538). Tryby pracy modemu MDM-Q9604 przedstawione zostały w tabl. 42, z kolei tabl. 43 zawiera jego podstawowe dane techniczne.

Tabl. 42. Tryby pracy modemu RM6.

Przepływność informacyjna	Kodowanie/Modulacja		Standard
3200, 4800, 6400, 800, 9600 bit/s	Kodowanie	PSK/QAM	MIL-STD-188-110B, Append. C
12800 bit/s	Bez kodowania		
9600, 12800, 16000, 19200 bit/s	Kodowanie	PSK/QAM	MIL-STD-188-110B, Append. F
75, 150, 300, 600, 1200, 2400 3200, 4800, 6400, 8000, 9600 bit/s	Kodowanie	PSK/QAM	STANAG 4539
12800 bit/s	Bez kodowania		
75, 150, 300, 600, 1200, 2400 bit/s	Kodowanie	PSK	MIL-STD-188-110B, § 5.3
4800 bit/s	Bez kodowania		
75 bit/s (NATO)	Kodowanie	PSK	STANAG 4415
75, 150, 300, 600, 1200, 2400 bit/s	Kodowanie	PSK	STANAG 4285
1200, 2400, 3600 bit/s	Bez kodowania		
75, 150, 300, 600, 1200 bit/s	Kodowanie	PSK	STANAG 4529
600, 1200, 1800 bit/s	Bez kodowania		
300 bit/s	Kodowanie	PSK	STANAG 4481
50, 75, 150, 300, 600 bit/s	Bez kodowania	FSK	Programowalne FSK

Tabl. 43. Dane techniczne modemu RM6.

Port danych DTE	<p>Symetryczny EIA RS-422, niesymetryczny EIA RS-423/RS-232D (złącze DB 25);</p> <p>Synchroniczny:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Zegar wewnętrzny lub zewnętrzny, 75 do 19200 bit/s, Full Duplex • Zegar wewnętrzny (generowany przez DCE), zewnętrzny (generowany przez DTE). <p>Asynchroniczny:</p> <ul style="list-style-type: none"> • 50 do 115200 bit/s, Full Duplex, 5/6/7/8 bitów danych, 1 lub 2 bity stop; • CTS/RTS lub XON/XOFF.
Port zdalnego sterowania	<p>EIA-485, RS-232D (złącze DB 9):</p> <p>Polaryzacja wybierana, 50 do 19200 bit/s, 1 lub 2 bity stop, 8 bitów znaku,</p> <p>sterowanie przepływem danych CTS/RTS lub XON/XOFF, protokół firmowy.</p>

GPS / Aux Port	Polaryzacja wybierana, 50 do 19200 bit/s, 1 lub 2 bity stop, 7/8 bitów znaku, protokół NMEA lub firmowy (Aux).
ETHERNET	Data&Control, 10/100 Base T, złącze RJ 45, stos protokołów TCP/IP, protokół firmowy.
Styk z wyposażeniem radiowym	2 kanały. Złącza DB9. Port wejściowy: symetryczny 600 Ω , -30 dBm do +10 dBm, bez regulacji. Port wyjściowy: symetryczny 600 Ω , -40 dBm do +10 dBm, regulowany.
Sterowanie wewnętrzne	Poprzez wyświetlacz graficzny LCD (32x202 pikseli) i 16-stykową klawiaturę.
Zasilanie AC	87 V do 267 V, 47 do 440 Hz,
Wymiary	Wysokość: 41 mm; szerokość: 217,65 mm, głębokość: 223,4 mm.
Waga	2,2 kg

7.3. Modem RF-5710A-MD001 firmy Harris [20], [21]

Model RF-5710A-MD001 jest najbardziej technicznie zawansowanym modemem krótkofalowym oferowanym przez firmę Harris Corporation. Jest on zgodny ze standardami: MIL-STD-188-110B, STANAG 4539, MIL-STD-110A, STANAG 4285, STANAG 4481, STANAG 4529, STANAG 4415, STANAG 5065 i FSK. Zastosowany korektor adaptacyjny skutecznie przeciwdziała efektom interferencji międzysymbolowych spowodowanych propagacją wielodrogową w kanale HF. Na jakość pracy modemu wpływa również zastosowanie splotowego kodowania korekcyjnego (FEC) oraz miękko decyzyjnego dekodowania Viterbiego, dla całego zakresu przepływności od 75 do 9600 bit/s.

Rozwiązanie konstrukcyjne modemu uwzględnia potrzeby wynikające z nowych standardów NATO. Dotyczy to oprogramowania umożliwiającego „upgrade” w warunkach polowych oraz gotowość do stosowania protokołu IP z wbudowanym interfejsem Ethernet dla przyszłych zastosowań sieciowych

Rozbudowany interfejs użytkownika złożony z przycisków oraz wyświetlacza LCD pozwala na wybranie typu modulacji, przepływności użytkowej oraz innych parametrów użytecznych modemu. Jest to możliwe również poprzez interfejs zdalnego sterowania. Modem wyposażony jest w szynę zdalnego sterowania typu *multi-drop*, która pozwala na zaadresowanie wielu podłączonych do niej modemów. Polecenia zdalnego sterowania są zgodne z wymaganiami standardu STANAG 5066 Annex E. Modem jest wyposażony w szereg interfejsów zapewniających kompatybilność z różnego rodzaju terminalami oraz wyposażeniem radiowym i kryptograficznym. Tryby pracy modemu RF-5710A-MD001 zostały przedstawione w tabl. 44, a tabl. 45 zawiera jego podstawowe dane techniczne.

Tabl. 44. Tryby pracy modemu RF-5710A-MD001.

Przepływność informacyjna	Kodowanie/Modulacja		Standard
3200, 4800, 6400, 800, 9600 bit/s	Kodowanie	PSK/QAM	MIL-STD-188-110B, Append. C
12800 bit/s	Bez kodowania	QAM	STANAG 4539
9600, 12800, 16000, 19200 bit/s	Kodowanie	PSK/QAM	MIL-STD-188-110B, Append. F
75, 150, 300, 600, 1200, 2400 bit/s	Kodowanie	39 Tone PSK	MIL-STD-188-110B, Append. B

3200, 4800, 6400, 800, 9600 bit/s	Kodowanie	PSK/QAM	STANAG 5066, Annex G
12800 bit/s	Bez kodowania	QAM	
75, 150, 300, 600, 1200, 2400 bit/s	Kodowanie	PSK	MIL-STD-188-110A, Serial Tone
4800 bit/s	Bez kodowania		
75, 150, 300, 600, 1200 bit/s	Kodowanie	PSK	STANAG 4529
600, 1200, 1800 bit/s	Bez kodowania		
75 bit/s (NATO)	Kodowanie	PSK	STANAG 4415
300 bit/s	Kodowanie	PSK	STANAG 4481
75 bit/s	Bez kodowania	FSK	
50 do 600 bit/s	Bez kodowania	FSK	FSK

Tabl. 45. Dane techniczne modemu RF-5710A-MD001.

Port danych DTE	Symetryczny EIA RS-422, niesymetryczny EIA RS-423/RS-232D, niesymetryczny MIL-STD-188-114 Synchroniczny: polaryzacja wybierana, wewnętrzny lub zewnętrzny zegar danych, 75 do 12800 bit/s Asynchroniczny: polaryzacja wybierana, 50 do 19200 bit/s, 1 lub 2 bity stop.
Port zdalnego sterowania	EIA-485, EIA RS-422 symetryczny, EIA RS –423/RS-232D niesymetryczny, format ASCII zgodny ze STANAG 5066 Annex E, 50 do 115200 bit/s.
GPS / Aux Port	Polaryzacja wybierana, 50 do 19200 bit/s, 1 lub 2 bity stop, 7/8 bitów znaku, protokół NMEA lub firmowy (Aux).
Styk z wyposażeniem radiowym	Port wejściowy: symetryczny 600 Ω , -30 dBm do +10 dBm, bez regulacji. Port wyjściowy: symetryczny 600 Ω , -40 dBm do +10 dBm, regulowany.
Wymiary	Wysokość: 4,5 cm; szerokość: 21,3 cm, głębokość: 30,5 cm
Waga	1,8 kg

7.4. Modem IPDT-1050 firmy IP Unwired [1]

Modem IPDT-1050 kanadyjskiej firmy IP Unwired, jest przykładem konstrukcji opartej na nowej technologii SDCP (*Software Definable Communications Platform*). Jest to modem przeznaczony do zastosowań komercyjnych, działający zgodnie z większością standardów opisujących modemy krótkofalowe, zarówno wojskowych jak i cywilnych. Odpowiednikiem modemu IPDT-1050 w wersji wojskowej jest przedstawiony powyżej modem MDM-Q9604, firmy Rockwell Collins. Tabl. 46 przedstawia podstawowe dane techniczne, a w tabl. 47 zebrano tryby pracy tego modemu.

Tabl. 46. Dane techniczne modemu IPDT-1050.

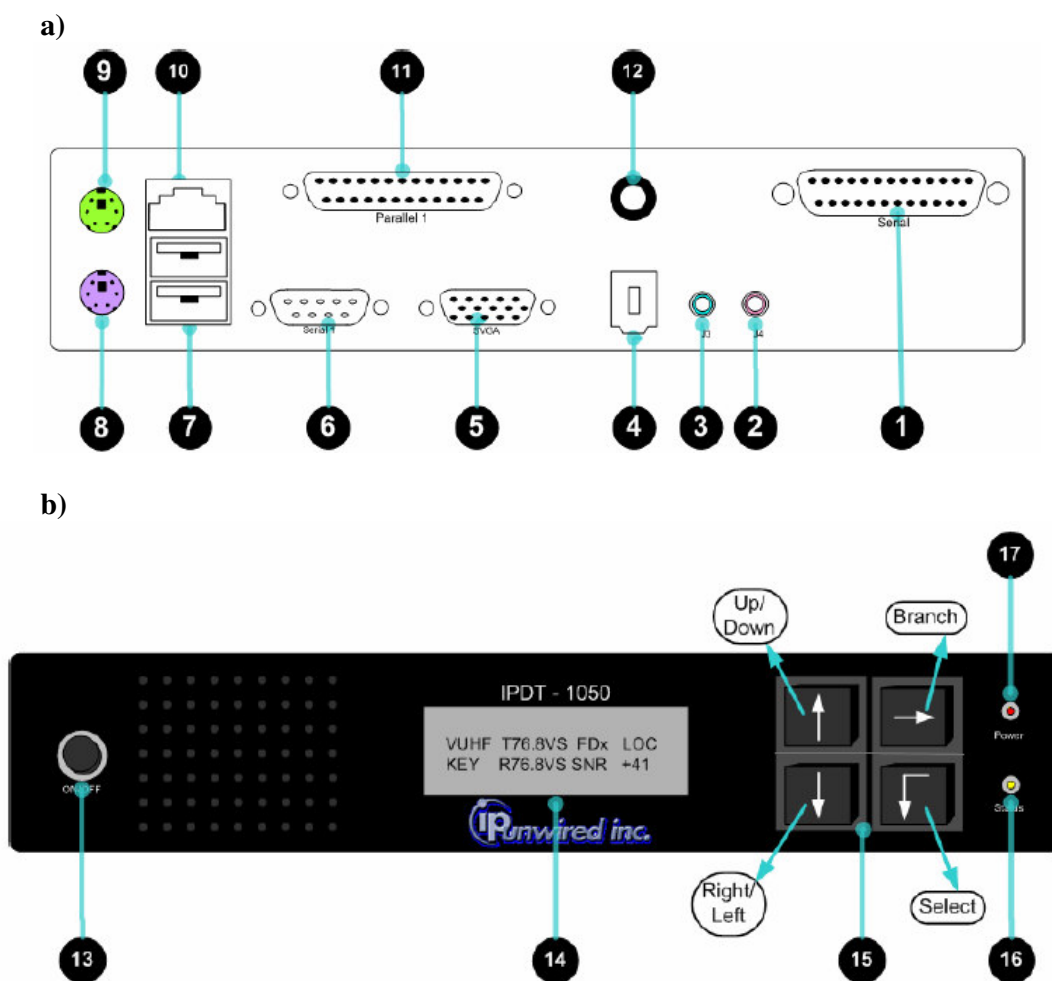
Interfejs danych użytkownika	Szeregowy: asynchroniczny, 75 bit/s do 38,4 kbit/s, RS-232 (złącze DB25); Ethernet: 10/100 Base-T
Styk z wyposażeniem radiowym, odbiór	Symetryczny 600 Ω , od -30 dBm do +5 dBm (poziom nominalny 0 dBm)
Styk z wyposażeniem radiowym, nadawanie	Symetryczny 600 Ω , poziom regulowany od -10 dBm do +3 dBm

Zdalnego sterowania	Opcjonalne, poprzez Ethernet lub interfejs szeregowy
Sterowanie wewnętrzne	Poprzez manipulatory i wyświetlacz na płycie czołowej lub poprzez monitor mysz (graficzny interfejs użytkownika-GUI)
Port klawiatury (opcja)	Standard PS/2
Port myszy (opcja)	Standard PS/2
Port monitora (opcja)	SVGA (złącze 15 pinowe)
Procesor	Pentium® III, 850 MHz do 1 GHz
Zasilanie AC	85 V do 256 V, 47 do 440 Hz, 50 W max
Zasilanie DC	19 V do 30 V
Wymiary	Wysokość: 1,75"; szerokość: 8,75"; głębokość: 10,5
Waga	~8 lbs

Tabl. 47. Tryby pracy modemu IPDT-1050.

Przepływność informacyjna	Modulacja	Standard
3200-16000 bit/s, kodowanie (SSB) 9600- 32000 bit/s, kodowanie (ISB)	QAM	Bardzo duże przepływności (Standard firmowy)
75-9600 bit/s, kodowanie, 12800 bit/s, bez kodowania	QAM, PSK, Walsh	STANAG 4539
75-2400 bit/s, kodowanie 1200, 2400, 3600 bit/s, bez kodowania	PSK	STANAG 4285
75 bit/s, kodowanie	Walsh	STANAG 4415
75-2400 bit/s, kodowanie 4800 bit/s, bez kodowania	Walsh/PSK	MIL-STD-188-110 A Serial Tone
75, 150, 300, 600, 1200 i 2400 bit/s, kodowanie	39-Tone	MIL-STD-188-110 B APPENDIX B
3200-9600 bit/s, kodowanie 12800 bit/s, bez kodowania	QAM, PSK	MIL-STD-188-110 B APPENDIX C
9600-19200 bit/s, kodowanie (wymagane dwa kanały)	QAM, PSK	MIL-STD-188-110 B APPENDIX F
50, 75, 150, 300, 600, 1200 bit/s, bez kodowania	FSK	Programowalne FSK
75, 150, 300, 600, 1200 bit/s, kodowanie 600, 1200, 1800 bit/s, bez kodowania	PSK	STANAG 4529
75, 150, 300, 600, 1200, 2400, 3600, 4800, 6400, 8000 bit/s, kodowanie, 9600 bit/s, bez kodowania	QAM, PSK, Walsh	Comm. Airborne 1800
75, 150, 300, 600, 1200, 2400, 3600, 4800, 6400, bit/s, kodowanie; 7680 bit/s, bez kodowania	QAM, PSK, Walsh	Comm. Maritime 1440

Modem IPDT-1050 może być przykładem konstrukcji, która umożliwia konfigurowanie zarówno za pomocą elementów sterujących umieszczonych na płycie czołowej jak i poprzez graficzny interfejs użytkownika (GUI). Płyta czołowa i płyta tylna modemu pokazane zostały odpowiednio na rys. 42 i rys. 43.



Rys. 42. Usytuowanie a) złączy na płycie tylnej, b) elementów sterujących na płycie czołowej modemu IPDT-1050.

Oznaczenia: **1** - złącze do podłączenia wyposażenia radiowego (DB 25); **2, 3, 4** - złącza nie wykorzystywane, przeznaczone dla późniejszych zastosowań, **5** - port monitora ekranowego (SVGA); **6** - port szeregowy (RS-232C/E, złącze DB9); **7** - złącza USB, (port 2 nie używany); **8** - port klawiatury (złącze PS/2); **9** - port myszy (Złącze PS/2); **10** - Ethernet 10/100Base (Złącze RJ 45); **11** - port równoległy (nie używany); **12** - zasilanie 12 V DC; **13** - włącznik modemu; **14** - ciekłokrystaliczny wyświetlacz graficzny; **15** - przycisk sterujący; **16** - wskaźnik nadawania; **17** - wskaźnik załączenia zasilania.

8. Interfejsy użytkownika

8.1. Konwencjonalny interfejs asynchroniczny

Modem radiowy powinien być wyposażony w interfejs umożliwiający współpracę z terminalem (DTE) przy wykorzystaniu asynchronicznej transmisji znakowej. Początek znaku stanowi bit startu, wykorzystywany jedynie do celów synchronizacyjnych. Dalej następuje N bitów danych oraz pewna minimalna liczba (jeden lub dwa) bity stopu. Liczba bitów danych N może wynosić 5, 6, 7 lub 8, włączając w to ewentualne bity parzystości. Tak więc, wysyłane przez terminal znaki o długości $N+2$ lub $N+3$ bitów powinny być w sposób ciągły przesyłane do modemu. Różnice czasowe pomiędzy znakami przekazywanymi przez DTE i nadawanymi przez modem powinny być wyrównywane poprzez wtrącanie dodatkowych bitów stopu.

8.2. Szybki interfejs asynchroniczny ze sterowaniem przepływem danych

W niektórych przypadkach, szybkie interfejsy użytkownika wymieniają dane z modemem w postaci 8-bitowych słów. Również rozmiary bloków danych wejściowych pokazane w tabl. 12 są wielokrotnością 8. Z tego powodu wprowadzono opcjonalny tryb interfejsu asynchronicznego, w którym 8-bitowy znak jest zsynchronizowany z 256-cio symbolową ramką danych modemu, co umożliwia rezygnację z transmitowania bitów startu i stopu. Zakłada się, że w tym trybie działania przepływność DTE jest nieco wyższa od przepływności modemu, czego konsekwencją jest zastosowanie procedury sterowania przepływem danych (*flow control*). Procedura ta zatrzymuje chwilowo przepływ danych pomiędzy DTE i modemem w przypadku przepełnienia buforu wejściowego modemu. W przypadku przeciwnym, tzn. kiedy bufor wejściowy pozostaje pusty, modem stwierdza, że DTE zakończyło nadawanie danych i inicjuje procedurę zakończenia transmisji wiadomości. Taki tryb działania eliminuje potrzebę transmitowania znaków „zerowych” w celu wyrównania szybkości danych (*rate padding*).

8.3. Interfejs synchroniczny

W przypadku stosowania interfejsu synchronicznego, może być wykorzystywany zegar danych nadawanych (TxC): wewnętrzny, generowany przez DCE lub zewnętrzny, dostarczany przez DTE. W trybie synchronicznym powinny być transmitowane wszystkie dane użytkownika pojawiające się w przedziale czasu pomiędzy wysłaniem przez modem potwierdzenia CTE i wyłączeniem przez DTE sygnału RTS. Wszystkie bity odbierane w tym czasie po drugiej stronie łącza radiowego powinny być dostarczane przez modem do DTE. Nie jest wykluczone zastosowanie mechanizmu buforowania umożliwiających nadawanie i odbiór bitów użytkownika poza tym przedziałem czasu.

8.4. Ethernet

Wyposażenie modemu powinno obejmować interfejs typu Ethernet, umożliwiający transfer danych w trybie bajtowym. Przekazywane bajty danych powinny być zsynchronizowane z granicami bloku danych (ramką) modemu. Interfejs powinien zapewniać zarówno transfer danych jak i przekazywanie sygnałów sterujących. Interfejs Ethernet jest przeznaczony do podłączenia sieci LAN i wykorzystuje złącze typu RJ-45.

8.5. Parametry styku z DTE

8.5.1. Parametry funkcjonalne

Parametry funkcjonalne styku z DTE powinny być zgodne z zaleceniem CCITT V.24, którego odpowiednikiem jest standard EIA RS 232C. W tabl. 48 pokazano podstawowe obwody funkcjonalne interfejsu V.24/RS-232C oraz numery ich wyprowadzeń w złączach DB-25 i DB-9.

Tabl. 48. Obwody funkcjonalne interfejsu V.24/RS232C.

Skrót	Opis	Oznaczenie		Nr styku		Źródło
		V.24	RS-232C	DB 25	DB 9	
PG	Ziemia ochronna (<i>Protective Ground</i>)	101	AA	1		
GND	Ziemia sygnałowa (<i>Signal Ground</i>)	102	AB	7	5	
TxD	Dane nadawane (<i>Transmitted Data</i>)	103	BA	2	3	DTE
RxD	Dane odbierane (<i>Received Data</i>)	104	BB	3	2	DCE
DCD	Obecność fali nośnej (<i>Data Carrier Detect</i>)	109	CF	8	1	DCE
RTS	Żądanie nadawania (<i>Request to Send</i>)	105	CA	4	7	DTE
CTS	Gotowość do nadawania (<i>Clear to Send</i>)	106	CB	5	8	DCE
DSR	Gotowość modemu (<i>Data Set Ready</i>)	107	CC	6	6	DCE
DTR	Gotowość terminala (<i>Data Terminal Ready</i>)	108	CD	20	4	DTE
TxC	Zegar danych nadawanych (<i>Transmit Clock from DTE</i>)	113	DA	24		DTE
TxC	Zegar danych nadawanych (<i>Transmit Clock</i>)	114	DB	15		DCE
RxC	Zegar danych odbieranych (<i>Receive Clock</i>)	115	DD	17		DCE

8.5.2. Parametry elektryczne

Parametry elektryczne styku z DTE powinny być zgodne z Zaleceniem CCITT V.28, którego podstawowe wymagania zostały przytoczone poniżej.

a) Obciążenie:

$$3 \text{ k}\Omega \leq R_L \leq 7 \text{ k}\Omega$$

$$C_L \leq 2500 \text{ pF}$$

b) Wartości napięć na liniach danych:

$$\text{„1” logiczna } -15 \text{ V} \leq U \leq -3 \text{ V}$$

$$\text{„0” logiczne } +3 \text{ V} \leq U \leq +15 \text{ V}$$

b) Wartości napięć na liniach sterujących i podstawy czasu:

$$\text{„1” logiczna } +3 \text{ V} \leq U \leq +15 \text{ V}$$

„0” logiczne $-15\text{ V} \leq U \leq -3\text{ V}$

Uwaga: Obszar przejściowy $-3\text{ V} \leq U \leq +3\text{ V}$ nie określa jednoznacznie stanu linii, za wyjątkiem obwodów RTS, DSR i DTR, dla których powinien być interpretowany jako „0”.

8.6. Parametry styku z wyposażeniem radiowym

Modem powinien współpracować z wyposażeniem radiowym HF poprzez styk analogowy w paśmie akustycznym, symetryczny względem ziemi i zapewniający izolację galwaniczną, o podanej poniżej charakterystyce.

a) Wyjście modulatora:

- impedancja wyjściowa $600\ \Omega$,
- tłumienność niedopasowania 26 dB,
- tłumienność asymetrii 40 dB,
- poziom wyjściowy regulowany w zakresie -10 dBm do $+3\text{ dBm}$,

b) Wejście demodulatora:

- impedancja wejściowa $600\ \Omega$,
- tłumienność niedopasowania 26 dB,
- tłumienność asymetrii 40 dB,
- zakres poziomu sygnału odbieranego -10 dBm do $+3\text{ dBm}$.

8.7. Tryby pracy modemu

Modem może pracować zarówno w trybie „półdupleks” (*half duplex*) jak i w trybie „dupleks” (*full duplex*).

„Półdupleks” jest podstawowym trybem pracy dla modemu podłączonego do takich urządzeń radiowych HF, które nie umożliwiają jednoczesnego nadawania i odbioru. Tryb ten jest stosowany również, jeżeli tylko jeden kanał HF jest dostępny dla nadawania i odbioru.

Praca w trybie „dupleks” wymaga nadajnika i odbiornika radiowego po każdej stronie łącza i oddzielnego kanału dla każdego kierunku transmisji. Powoduje to zwiększenie kosztu wyposażenia radiowego i dlatego tryb ten jest wykorzystywany tylko w takich aplikacjach, w których jest niezbędny. Do aplikacji takich można zaliczyć połączenia pomiędzy sieciami komputerowymi.

W trybie „dupleks”, po odbiorze od DTE sygnału RTS, modem powinien wykonać następujące działania:

- wysłać do DTE sygnał CTS,
- rozpocząć wprowadzanie danych do tablicy przeplotu,
- rozpocząć nadawanie preambuły synchronizacyjnej.

W trybie „półdupleks”, jeżeli modem współpracuje z wyposażeniem radiowym bez możliwości automatycznego zestawiania połączeń (ALE), przed realizacją powyższej sekwencji działań musi nastąpić włączenie nadajnika radiowego.

W trybie „półdupleks” z możliwością automatycznego zestawiania połączeń, powinien być stosowany mechanizm wprowadzania opóźnienia wysłania sygnału CTS do terminala użytkownika, do czasu uzyskania potwierdzenia zestawienia łącza radiowego. Może to być realizowane w ten sposób, że kontroler ALE przechwytyje wysłany przez DTE sygnał RTS, inicjuje zestawienie połączenia radiowego ze stacją wywoływaną i po uzyskaniu potwierdzenia zestawienia łącza, przekazuje ten sygnał do modemu. Po odebraniu sygnału RTS, modem powinien wykonać następujące działania:

- dołączyć wyposażenie radiowe,

- wysłać w kierunku DTE sygnał CTS,
- rozpocząć wprowadzanie danych do tablicy przepłotu,
- rozpocząć nadawanie preambuły synchronizacyjnej.

8.8. Zasady współpracy modemu z terminalem użytkownika

8.8.1. Początek transmisji

Modem powinien rozpoczynać transmisję nie później niż po 100 ms od odebrania całego bloku danych wejściowych (liczby bitów wystarczającej dla wypełnienia bloku kodowania i przepłotu) lub po odbiorze ostatniego bitu danych wejściowych. To drugie kryterium może wystąpić tylko w przypadku wiadomości krótszej od rozmiarów jednego bloku przepłotu. Rozpoczęcie transmisji definiowane jest jako włączenie modułu radiowego a następnie wygenerowanie preambuły. Opóźnienie pomiędzy odbiorem pierwszego bitu danych i rozpoczęciem transmisji jest ściśle uzależnione od zastosowanych środków dostarczania danych wejściowych do modemu. Największe opóźnienie wprowadza synchroniczny interfejs szeregowy, pracujący z przepływnością danych użytkownika. Z tego powodu, jeżeli istnieje obawa, że opóźnienie to może być za duże w danym zastosowaniu, zaleca się stosowanie szybkiego interfejsu asynchronicznego (szeregowego lub Ethernet), ze sterowaniem przepływem danych (pkt. 8.2).

8.8.2. Koniec wiadomości

Stosowanie sekwencji „koniec wiadomości” (EOM) w formacie sygnału nadawanego przez modem powinno być opcją wybieraną podczas konfigurowania modemu. W przypadku wybrania tej opcji, 32-bitowa sekwencja EOM powinna być dołączana po ostatnim wejściowym bicie danych w wiadomości. Sekwencja EOM przedstawiona w notacji heksadecymalnej ma następującą postać: 4B65A5B2. Jeżeli ostatni bit sekwencji EOM nie dopełnia do końca bloku danych wejściowych, pozostałe bity w tym bloku powinny być ustawione na zero w celu zapewnienia prawidłowego działania kodowania i przepłotu. Dopełnianie bloku danych wejściowych zerami wymagane jest również w przypadku nie stosowania sekwencji EOM. Przewiduje się, że sekwencja EOM nie będzie wykorzystywana tylko w przypadku stosowania protokołu ARQ, w którym bloki ARQ są równe (lub prawie równe) wybranemu blokowi danych wejściowych (blokowi przepłotu).

8.8.3. Zakończenie transmisji

Modem powinien zakończyć transmisję i wyłączyć wyposażenie radiowe bezzwłocznie po odebraniu polecenia „radio silence” (lub jego odpowiednika). Podczas normalnej pracy może zakończyć transmisję dopiero po nadaniu ostatniej ramki danych, włącznie ze związaną z nią sekwencją treningową „mini-probe”. Uwzględnione przy tym muszą być opóźnienia związane z przetwarzaniem sygnałów w modemie i nadajniku radiowym.

8.8.4. Zakończenie przetwarzania danych odbieranych

Istnieje szereg przyczyn, które powinny spowodować zaprzestanie przetwarzania odbieranego sygnału w celu odtworzenia danych i powrót do trybu akwizycji. Jest to niezbędne, ponieważ modem nie jest zdolny do pobierania nowej transmisji podczas demodulowania i dekodowania danych. Przyczyny te zostały omówione poniżej.

8.8.4.1. Odebranie sekwencji EOM

Modem powinien cały czas sprawdzać wszystkie dekodowane bity wyszukując 32-bitowej sekwencji EOM. Po odebraniu EOM modem powinien powrócić do trybu akwizycji. Modem powinien kontynuować dostarczanie dekodowanych bitów do DTE, aż do momentu przekazania ostatniego bitu, bezpośrednio poprzedzającego sekwencję EOM.

8.8.4.2. Polecenie powrotu do akwizycji

Po odebraniu polecenia zakończenia odbioru, modem powinien powrócić do trybu akwizycji i zakończyć dostarczanie dekodowanych bitów do DTE.

8.8.4.3. Odbiór określonej liczby bloków danych

Maksymalny czas trwania wiadomości, mierzony liczbą bloków danych wejściowych (bloków przepłotu), powinien być parametrem konfigurowalnym. Jedną z wartości tego parametru powinna być przydzielona nieograniczonej liczbie odbieranych bloków danych. Po zdekodowaniu i przekazaniu do DTE liczby bitów odpowiadającej maksymalnemu czasowi trwania wiadomości ustawionemu podczas konfiguracji, modem powinien powrócić do trybu akwizycji. Można zauważyć, że dla danej długości przepłotu parametr definiuje maksymalny czas trwania wiadomości w jednostkach czasu, niezależnie od przepływności informacyjnej. Przedstawiony parametr dotyczy maksymalnego czasu trwania wiadomości i transmisja zawsze może być zakończona wcześniej przy pomocy sekwencji EOM.

8.8.4.4. Zainicjowanie nadawania

Tylko i wyłącznie w przypadku modemu skonfigurowanego do pracy w trybie półdupleksowym, zainicjowanie nadawania przez użytkownika powinno powodować zakończenie procesu przetwarzania danych odbieranych i przekazanie zdekodowanych bitów do DTE.

8.9. Zdalne sterowanie

Interfejs zdalnego sterowania (obowiązujący w nowych rozwiązaniach modemów) powinien umożliwiać wprowadzanie następujących parametrów i poleceń.

a) Parametry:

- wartości przepływności informacyjnych,
- długości przepłotu.

b) Polecenia:

- polecenie opcjonalnego wykorzystania sekwencji EOM w transmitowanym sygnale (modem odbiorczy musi zawsze poszukiwać sekwencji EOM, niezależnie od tego polecenia),
- polecenie określenia maksymalnego czasu trwania wiadomości, mierzonego liczbą bloków danych wejściowych (bloków przepłotu); wartość 0 (zero) oznacza, że czas trwania wiadomości jest nieograniczony,
- polecenie zakończenia przetwarzania danych odbiorczych i powrotu do trybu akwizycji.

9. Podsumowanie

Niniejsze opracowanie stanowi pierwszy etap realizacji projektu pt. *Szybka transmisja danych w paśmie krótkofalowym*, który ma się zakończyć opracowaniem i zbudowaniem modelu modemu radiowego do cyfrowej transmisji danych w kanale krótkofalowym. Celem tego etapu było stworzenie pakietu symulującego pracę toru nadawczo-odbiorczego modemu i przeprowadzenie symulacji w addytywnym szumie gaussowskim. Punktem wyjścia do opracowania poszczególnych członów nadajnika i odbiornika były dokumentacje techniczne standardów wojskowych m.in. NATO, gdyż standardy te kształtują trendy rozwojowe w tej dziedzinie. Uzyskane wyniki badań symulacyjnych w powyższym środowisku świadczą o poprawnej implementacji poszczególnych bloków funkcjonalnych modemu. Opracowane procedury będą stanowiły podstawę do programowej implementacji warstwy fizycznej w przyszłym modelu opracowywanego modemu.

Dodatkowo w ramach niniejszej pracy został zaimplementowany programowy symulator krótkofalowego kanału radiowego z zanikami i szumem białym. Opracowany model kanału radiowego jest zgodny z zaleceniami ITU-R [19]. Posłuży on do weryfikacji przyjętych założeń podczas opracowywania warstwy programowej modelu modemu w kolejnych etapach niniejszego projektu.

Na uwagę zasługuje również zaproponowana koncepcja urządzenia definiowanego programowo, która ma być punktem wyjścia do opracowania warstwy sprzętowo-programowej modelu modemu radiowego. Wydaje się, że zaopatrzenie przyszłego modemu radiowego w możliwość elastycznego kształtowania jego funkcjonalności przyczyni się do zwiększenia atrakcyjności tego typu urządzeń na rynku telekomunikacyjnym w kraju i zagranicą. Natomiast opracowanie modelu modemu na bazie polskiej myśli technicznej, a w późniejszym etapie wdrożenie go do produkcji, z pewnością zwiększy atrakcyjność Instytutu Łączności na rynku telekomunikacyjnym i przyczyni się do pozyskiwania nowych klientów w dziedzinie projektowania urządzeń przy wykorzystaniu najnowszych technologii.

Podjęte zadania badawczo-rozwojowe, związane z budową modemu do cyfrowej transmisji danych w paśmie krótkofalowym doskonale wpisują się w strategiczne obszary badawcze oraz priorytetowe kierunki badań naukowych i prac rozwojowych zaproponowane w Krajowym Programie Ramowym (KPR). W szczególności przewidziane działania podczas realizacji modemu wspierają rozwój systemów komunikacji bezprzewodowej i stanowią propozycję standardu dla mobilnych aplikacji komercyjnych (KPR, pkt 7.5, pt. *Technologie mobilne*) w paśmie krótkofalowym.

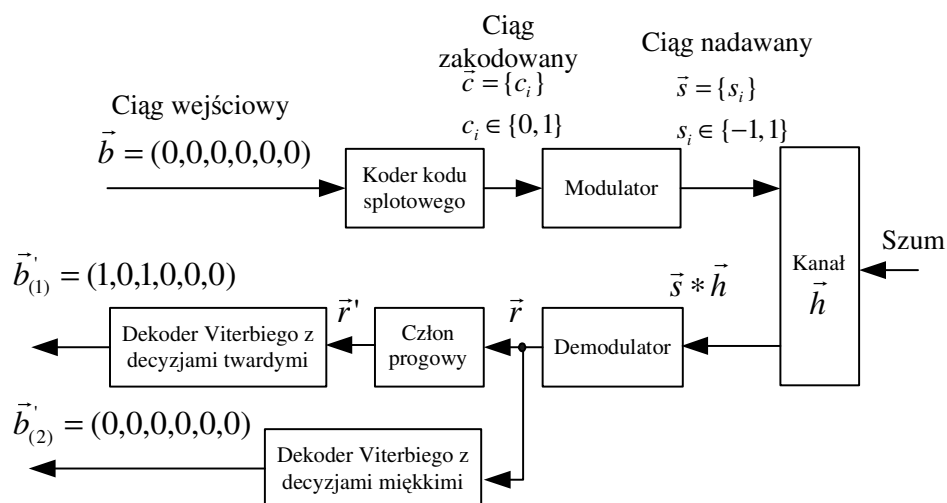
Bibliografia

- [1] *Commercial IPDP-1050 HF Modem*, User Manual (Version 1,0), IP Unwired Inc., 2004, www.ipunwired.com
- [2] *FED-STD-1052, Telecommunications: HF Radio Modems*. 1996
- [3] *GA-120 Single Card VME HF Modem*, DRS Technologies, USA, <http://www.drs.com/products/index.cfm?gID=18&productID=118>
- [4] Haykin S.: *Systemy telekomunikacyjne*. Tom 1 i 2, WKŁ, Warszawa, 1998
- [5] Jacobsmeyer J.M.: *Adaptive Data Rate Modem*. US Patent 5541955, 1996
- [6] Jeruchim M. C., i inni.: *Simulation of Communication Systems*, Plenum Press, 1992
- [7] Katulski R., Marczak A., Stefański J.: *Programowalny system radiokomunikacyjny do zastosowań wojskowych*. XII Konf. Nauk. "Automatyzacja dowodzenia", Gdynia, 2004
- [8] Katulski R., Marczak A., Stefański J.: *Technika radia programowalnego*. Przegl. Telekom. + Wiad. Telekom., nr 10, str. 402-406, 2004
- [9] *MDM Q9604 High Data Rate (HDR) HF Data Modems*, Rockwell Collins, <http://www.rockwellcollins.com>
- [10] *MIL-STD-188-110A, Interoperability and Performance Standards for Data Modems. Military Standard*. U.S. Army Information Systems Engineering Command, 1991
- [11] *MIL-STD-188-110B, Interoperability and Performance Standards for Data Modems*. U.S. Army Information Systems Engineering Command, 2000
- [12] *MIL-STD-188-141B Change Notice 1, Interoperability and Performance Standards for Medium and High Frequency Radio Equipment*. U.S. Army Information Systems Engineering Command, 2001
- [13] Mitola J. III: *Software Radio Architecture*. John Wiley & Sons, 2000
- [14] *Model 4000 HF High Speed Data Modem*, NSG Data.com Inc., USA, <http://www.nsgdata.com/fredelec/products/mod4000.swf>
- [15] Neibauer A. R., *Języki C i C++*. Komputerowa Oficyna Wydawnicza „HELP”, 2004.
- [16] O'Connor R. J, Cai K.V.: *HF High Data Rate Modem*. US Patent 5097485, 1992
- [17] Proakis J. G.: *Digital communications*. McGraw-Hill, 1989
- [18] Proakis J.G., Manolakis D. G.: *Digital Signal Processing*. Prentice Hall, 1996
- [19] Recommendation ITU-R F.1487, *Testing of HF Modems with Bandwidths of up to about 12 kHz Using Ionospheric Channel Simulators*, 2000
- [20] *RF-5710A 9600/12800 BPS HF/LF MODEM*, Harris RF Communications, USA, <http://www.rfcomm.harris.com/products/tactical-networking-data/#2>
- [21] *RF-5710A-MD002 2400/4800 BPS HF MODEM*, Harris RF Communications, USA, <http://www.rfcomm.harris.com/products/tactical-networking-data/#2>
- [22] *RM6 HF Modem & ALE Controller*, RapidM Pty (Ltd), Pld. Afryka, 2004, <http://www.rapidm.com>
- [23] *SKANTI M1400A High Speed HF Data Modem*, SKANTI A/S, Dania, http://www.themys-sa.com/document/17_SK_M_1400_A_LOSBL.PDF
- [24] *STANAG 4285, NATO Standardization Agreement: Characteristics of 1200/2400/3600 bps Single Tone Modulators/Demodulators for HF Radio Links*. 1990
- [25] *STANAG 4415, NATO Standardization Agreement: Characteristics of a Robust Non-Hopping, Serial Tone Modulator/demodulator for Severely Degraded HF Radio links*. 1999
- [26] *STANAG 4529, NATO Standardization Agreement: Characteristics of Single Tone*

- Modulators/Demodulators for Maritime HF Radio Links with 1240Hz Bandwidth.* 1998
- [27] *STANAG 4539, NATO Standardization Agreement: Technical Standards for an HF Non-Hopping Waveform.* 2001
- [28] Stefański J.: *Trendy rozwojowe technologii radia programowalnego.* Zesz. Nauk. Wydz. ETI Polit. Gdań., Technologie Informacyjne nr 4, str. 264-270, 2004
- [29] Wesołowski K.: *Podstawy cyfrowych systemów telekomunikacyjnych.* WKŁ, Warszawa, 2003

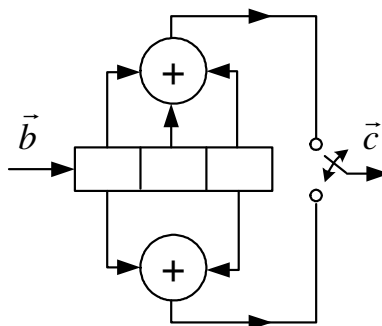
Ilustracja działania dekodera Viterbiego z decyzjami twardymi i miękkimi

Zasadę działania detektora ciągu o największej wiarygodności, pracującego w oparciu o algorytm Viterbiego z decyzjami twardymi bądź miękkimi, wyjaśnimy w oparciu o uproszczony schemat blokowy cyfrowego systemu radiokomunikacyjnego z rys. 43.



Rys. 43. Schemat blokowy rozważanego cyfrowego systemu radiokomunikacyjnego.

Zastosowany w powyższym przykładzie koder kodu splotowego (2,1,3) przedstawia rys. 44.



Rys. 44. Schemat blokowy kodera kodu splotowego (2,1,3).

Założmy, że ciąg danych wejściowych składa się z czterech bitów informacyjnych, każdy o wartości logicznej 0 oraz dodatkowych dwóch bitów także o wartościach logicznych 0, służących do wyzerowania komórek rejestru przesuwne w koderze kodu splotowego po zakończeniu procesu kodowania bitów informacyjnych. Zakładamy, że w momencie rozpoczęcia wprowadzania danych komórki rejestru przesuwne kodera kodu splotowego były wyzerowane. Dla przykładu przyjmiemy, że na wyjściu demodulatora odebrano następujący ciąg próbek, reprezentujący wartości sygnału odebranego dla 12 bitów przesyłanych w systemie

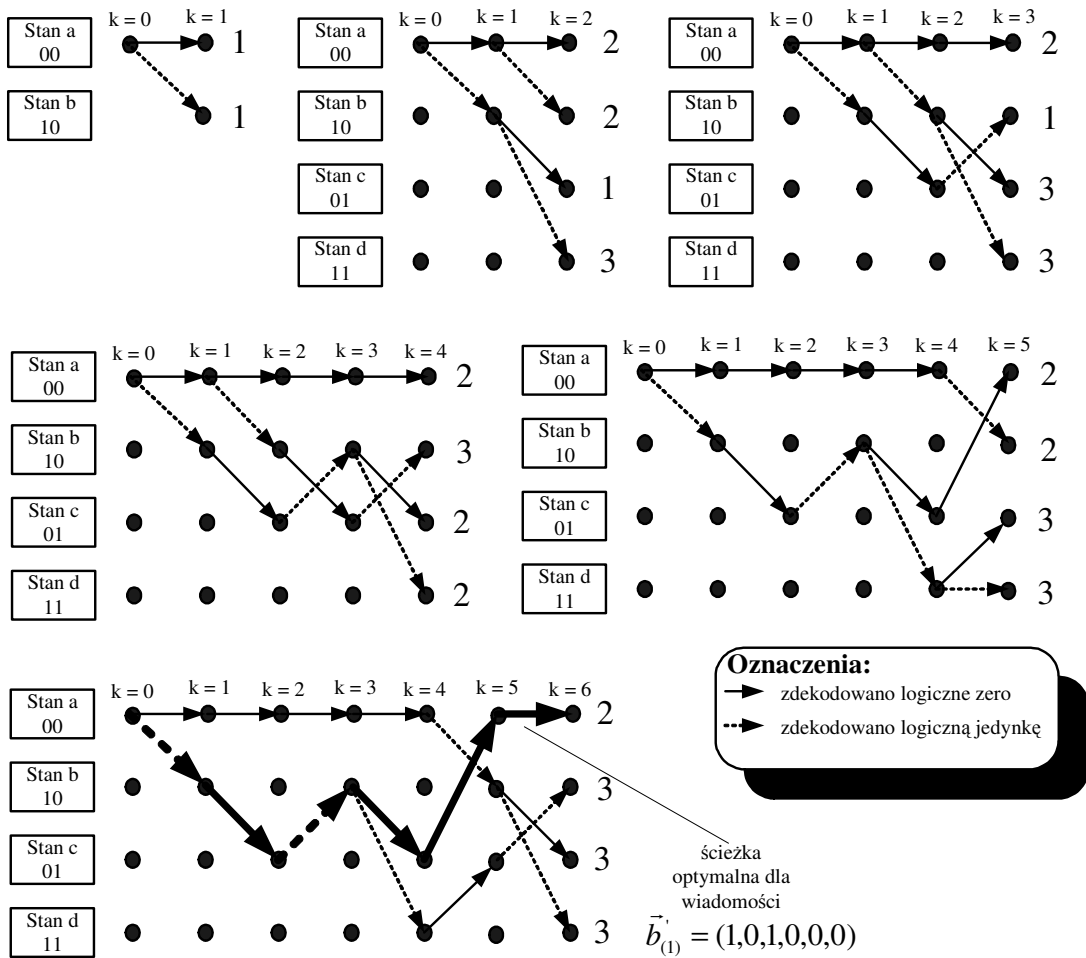
$$\vec{r} = (-1.1, 0.3, 0.1, -0.9, -0.5, -1.3, -0.5, -0.6, 0.2, 0.5, -1.2, -0.9)$$

Kolejne fazy poszukiwania ścieżki optymalnej w dekodерze Viterbiego, pracującego z decyzjami twardymi bądź miękkimi, przedstawiono odpowiednio na rys. 45 i rys. 46. Na wykresach kratownicowych, ilustrujących proces dekodowania twardego, metryką w poszczególnych węzłach jest odległość Hamminga, przy czym

$$\vec{r}' = (0, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 0),$$

natomiast metrykę w poszczególnych węzłach obrazujących proces dekodowania miękkiego obliczono według zależności

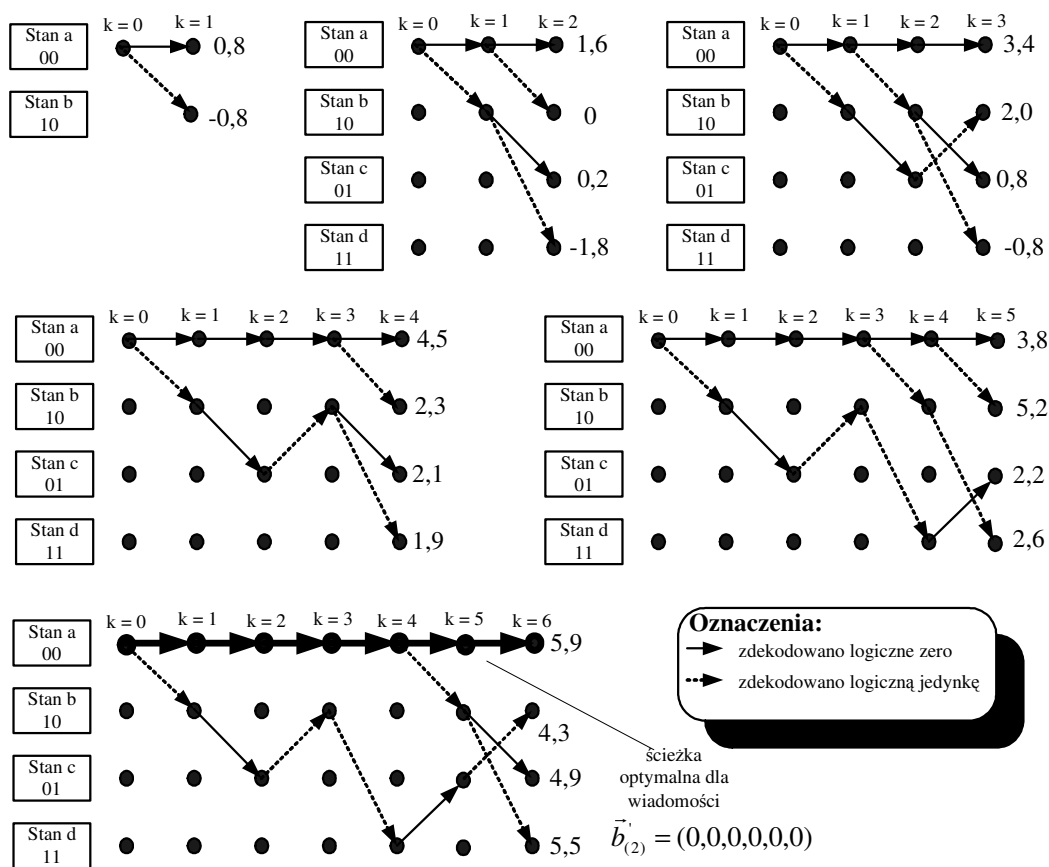
$$m_k = s_{2k-1}r_{2k-1} + s_{2k}r_{2k} \quad k = 1, 2, \dots, 6 \quad (27)$$



Rys. 45. Kolejne fazy poszukiwania ścieżki optymalnej na wykresie kratownicowym dla dekodera pracującego w oparciu o decyzje twarde.

Optymalną ścieżkę na wykresie kratownicowym podczas procesu dekodowania twardego wyznacza minimalna metryka gałęzi ją tworzących, będąca sumą metryk występujących w poszczególnych węzłach. Natomiast w przypadku procesu dekodowania miękkiego ścieżkę optymalną wskazuje maksymalna metryka gałęzi ją tworzących, będąca również sumą metryk

wyliczanych w poszczególnych węzłach. Dla czytelności rysunku w kolejnych fazach procesu dekodowania twardego lub miękkiego zaznaczono tylko wypadkową metrykę gałęzi branych pod uwagę.



Rys. 46. Kolejne fazy poszukiwania ścieżki optymalnej na wykresie kratownicowym dla dekodera pracującego w oparciu o decyzje miękkie.

Na podstawie analizy procesu dekodowania z decyzjami twardymi i miękkimi przedstawionej na rys. 45 i rys. 46, widać, że jakość w przypadku miękkiego dekodowania Viterbiego jest wyższa niż w przypadku twardego dekodowania Viterbiego.