



POLITECHNIKA GDAŃSKA
WYDZIAŁ ELEKTRONIKI,
TELEKOMUNIKACJI I INFORMATYKI
KATEDRA SYSTEMÓW I SIECI
RADIOKOMUNIKACYJNYCH

SZYBKA TRANSMISJA DANYCH W SYSTEMIE TETRA

Krzysztof Czarnecki

PRACA DYPLOMOWA
wykonana pod kierunkiem
prof. dr hab. inż
Dominika Rutkowskiego
przy konsultacji z
mgr inż. Sławomirem Moźdzonkiem

Gdańsk 2009

Streszczenie pracy

W pracy omówiono nowoczesną wersję systemu trunkingowego TETRA pn. TEDS (ang. TETRA Enhanced Data Service), co w luźnym tłumaczeniu oznacza: ulepszona usługa transmisji danych w standardzie TETRA (ang. TERrestrial TRunked RAdio). Pracę poświęcono głównie warstwie fizycznej systemu. Przedstawiono również rozwiązania nadajnika i odbiornika, przeznaczone do transmisji danych i zgodne ze standardem TETRA.

W rozdziale pierwszym rozważono model toru nadawczo-odbiorczego, budowę podstawowych pakietów oraz dostępne sposoby modulacji pojedynczej nośnej. Sprecyzowano także parametry dotyczące kodowania kanałowego oraz możliwe konfiguracje procesu transmisji danych.

Rozdział drugi jest w całości poświęcony kodowaniu kanałowemu. W systemie TEDS transmisja danych jest zabezpieczona głównie przy pomocy turbokodu PCCC (ang. Parallel Concatenated Convolutional Code). W zaproponowanym rozwiązaniu dekodowanie zostało przeprowadzone z wykorzystaniem algorytmu SOVA (ang. Soft Output Viterbi Algorithm). W rozdziale tym dokładnie opisano budowę kodera i dekodera oraz szczegóły działania wspomnianego algorytmu SOVA.

W rozdziale trzecim uwagę skupiono na modulacji wielotonowej FMT (ang. Filtered MultiTone). Rozważany modulator i demodulator działają w oparciu o technikę Overlap-Add. W rozdziale tym przeprowadzono także dokładną analizę widmową sygnału FMT, wygenerowanego przez zaimplementowany modulator.

W ostatnim rozdziale pracy pokazano sposób estymacji i korekcji charakterystyki częstotliwościowej kanału radiokomunikacyjnego. W procesie tym wykorzystano symbole synchronizacyjne i pilotowe zawarte w transmitowanych pakietach. Ponadto przeprowadzono symulację transmisji danych w łączu „w górę” z wykorzystaniem modelu kanału radiokomunikacyjnego. Zastosowany model poza generowaniem adytywnego szumu o rozkładzie normalnym, symuluje także zaniki sygnału w różnych środowiskach propagacyjnych (miejskie, górskie itp.).

Do niniejszej pracy dołączono kody źródłowe modułów zaimplementowanego nadajnika i odbiornika.

Spis treści

1	Wstęp	7
1.1	Ogólny opis systemu TEDS	7
1.2	Warstwa fizyczna systemu TEDS - modulacja	11
1.3	Warstwa fizyczna systemu TEDS - budowa podstawowych pakietów	12
1.3.1	Random Access Uplink Burst	12
1.3.2	Control Uplink Burst	13
1.3.3	Linearization Downlink Burst	14
1.3.4	Normal Uplink Burst	14
1.3.5	Normal Downlink Burst	15
1.4	Warstwa fizyczna systemu TEDS - kodowanie kanałowe	15
2	Kodowanie kanałowe w systemie TEDS	16
2.1	Rola kodowania kanałowego	16
2.2	Turbokodowanie PCCC	16
2.3	Implementacja turbokodera PCCC	19
2.4	Implementacja turbodekodera PCCC	20
2.4.1	Opis algorytmu SOVA	21
3	Modulacja cyfrowa w systemie TEDS	29
3.1	Rola modulacji cyfrowej	29
3.2	Ogólny opis modulacji FMT	29
3.3	Implementacja modulatora FMT	33
3.4	Implementacja demodulatora FMT	35
3.5	Symulacyjna realizacja procesu modulacji i demodulacji	37
3.5.1	Podsumowanie	41
4	Korekcja charakterystyki częstotliwościowej kanału i modelowanie transmisji	42
4.1	Technika rozmieszczania symboli pilotowych	42
4.2	Korekcja charakterystyki częstotliwościowej kanału transmisyjnego	43
4.2.1	Opis algorytmu estymacji charakterystyki częstotliwościowej kanału transmisyjnego	44
4.3	Implementacja kanału radiokomunikacyjnego	45
4.4	Symulacja transmisji danych oraz podsumowanie i wnioski końcowe	46
4.4.1	Symulacje w kanale AWGN	46
4.4.2	Symulacje w kanale AWGN z zanikami	47

A	Schematy rozmieszczenia punktów konstelacji dla modulacji MQAM.	50
B	Schematy rozmieszczenia symboli w wybranych typach pakietów.	53
C	Algorytm przeplotu realizowanego w koderze PCCC.	57
D	Algorytm generowania szumu w zastosowanym modelu.	58
E	Charakterystyki szumowe (kanał AWGN).	59
F	Charakterystyki szumowe (kanał AWGN z zanikami).	62

Wykaz skrótów

AWGN - Additive White Gaussian Noise

BER - Bit Error Rate

BS - Base Station

BU - Bad Urban (profil propagacyjny)

CB - Control uplink Burst

D8PSK - Differential 8-Phase Shift Keying

DFT - Discrete Fourier Transform

DQPSK - Differential Quaternary Phase Shift Keying

DSP - Digital Signal Processing

E_b/N_o - The Energy per bit to Noise power spectral density ratio [dB]

E_s/N_o - The Energy per symbol to Noise power spectral density ratio [dB]

ETSI - European Telecommunications Standards Institute

FFT - Fast Fourier Transform

FIFO - First Input First Output

FMT - Filtered MultiTone

GNU - GNU's Not Unix (rekurencyjny akronim)

HT - Hilly Terrain (profil propagacyjny)

ICI - Inter-Channel Interference

IDFT - Inverse Discrete Fourier Transform

IFFT - Inverse Fast Fourier Transform

IM - IMaginary (część urojona liczby zespolonej)

IP - Internet Protocol

ISI - Inter-Symbol Interference

LDB - Linearization downlink Burst

LLC - Logical Link Control

MAC - Medium Access Control

MAP - Maximum APosteriori algorithm

MEX - Multimedia EXchange

MLE - Mobile Link Entity

MQAM - Multi Quadrature Amplitude Modulation

MS - Mobile Station

NUB - Normal Uplink Burst

NDB - Normal Downlink Burst

OFDM - Orthogonal Frequency-Division Multiplexing

PAMR - Public Access Mobile Radio

PCCC - Parallel Concatenated Convolutional Code

PSK - Phase Shift Keying

QAM - Quadrature Amplitude Modulation

QoS - Quality of Service

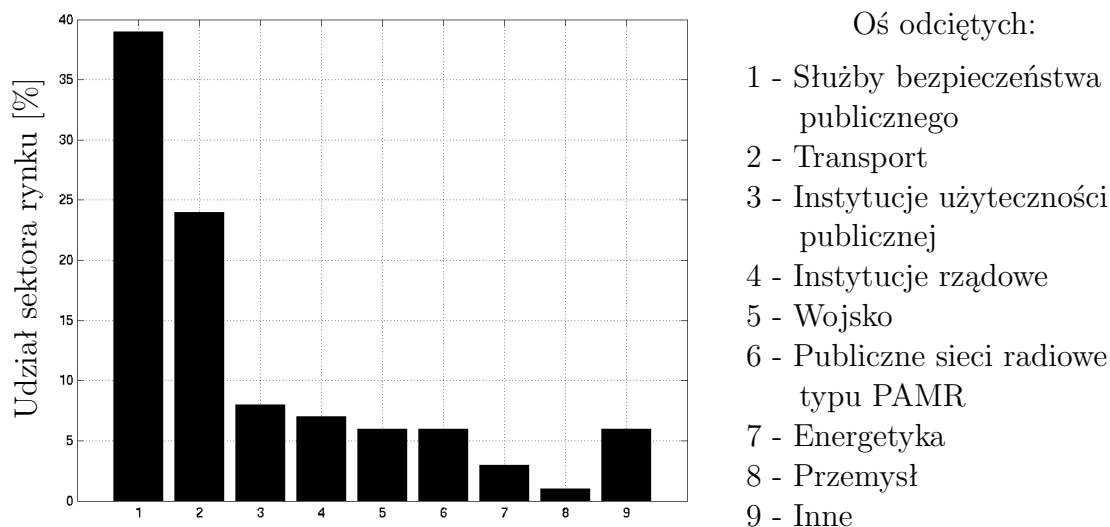
P_e - Prawdopodobieństwo błędu elementarnego (BER)
RAB - Random Access uplink Burst
RCPC - Rate-Compatible Punctured Convolutional
RE - REal (część rzeczywista liczby zespolonej)
RM - Reed-Muller
RSC - Recursive Systematic Convolutional
SNDCP - SubNetwork Dependent Convergence Protocol
SOVA - Soft Output Viterbi Algorithm
SwMI - Switching and Management Infrastructure
TEDS - TETRA Enhanced Data Service
TETRA - TErrestrial Trunked Radio
TETRA MoU - TETRA Memorandum of Understanding
TU - Typical Urban (profil propagacyjny)
VLSI - Very-Large-Scale Integration

Rozdział 1

Wstęp

1.1 Ogólny opis systemu TEDS

System TETRA jest otwartym standardem cyfrowych systemów łączności [5], opracowanym przez Europejski Instytut Norm Telekomunikacyjnych ETSI. Stworzono go z myślą o użytkownikach wymagających wysoce niezawodnych sposobów komunikacji, w wyrażnie izolowanych grupach abonenckich. Głównymi użytkownikami sieci tego standardu są organy rządowe i samorządowe, wojsko, korporacje, firmy transportowe, służby bezpieczeństwa i porządku publicznego (policja, pogotowie ratunkowe, straż pożarna, służby komunalne itp.)(rys. 1.1).

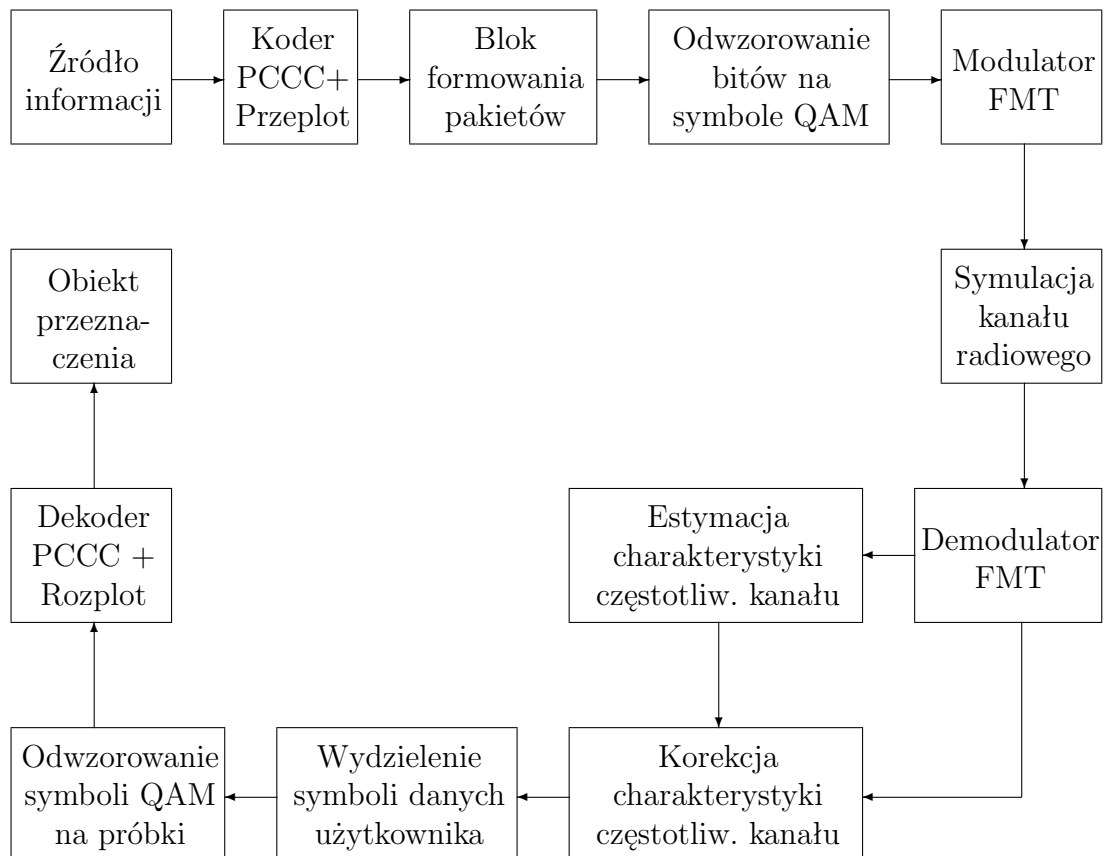


Rysunek 1.1: Zamówienia na systemy TETRA według sektorów rynku w procentach (wg. TETRA MoU – lipiec 2004) [14].

Od sprawności działania tych użytkowników zależy niekiedy ludzkie życie, a nawet bezpieczeństwo państwowe, dlatego tak ważna jest szybkość i niezawodność pracy wykorzystywanych przez nich systemów łączności. Ponadto zakres usług realizowanych przez tego typu służby jest rozległy, a często w obszarze ich działań brakuje odpowiedniej infrastruktury sieciowej. W wielu przypadkach systemy te nie powinny być administrowane przez zewnętrznych operatorów ze względu na niewymierne koszty, a przede wszystkim

ze względu na możliwość niepowołanego dostępu do transmitowanych informacji. Twórcy standardu TETRA starali się spełnić wszystkie te wymagania i stworzyli bardzo elastyczny i niezawodny system.

Specyfikacja standardu jest otwarta. Dzięki temu różne systemy TETRA mogą być ze sobą kompatybilne. Otwartość standardu jest również gwarancją jego bezpieczeństwa. Jest to szczególnie ważne w informatyzacji instytucji publicznych. Otwartość rozwiązań w tym sektorze coraz częściej jest wskazywana jako cecha konieczna. Niektórzy dopatrują się tu wręcz prawnego obowiązku. Istotnie, w polskim prawie funkcjonują normy prawne odwołujące się do otwartości w sensie technicznym. Ustawa o informatyzacji [21] posługuje się pojęciem otwartych standardów. Podobnie w projekcie Planu Informatyzacji Państwa 2006 [22] wskazuje się na konieczność implementacji otwartych standardów. Zatem, „otwarte standardy” są pojęciem prawnie nieobojętnym. Należy tu jednak wspomnieć, że otwartość standardu wcale nie oznacza otwartości w dostępie do oprogramowania [23], co nie jest bez znaczenia dla komercyjnych firm wdrażających sieci według tego standardu.



Rysunek 1.2: Tor nadawczo-odbiorczy systemu TEDS (opracowanego w ramach niniejszej pracy dyplomowej).

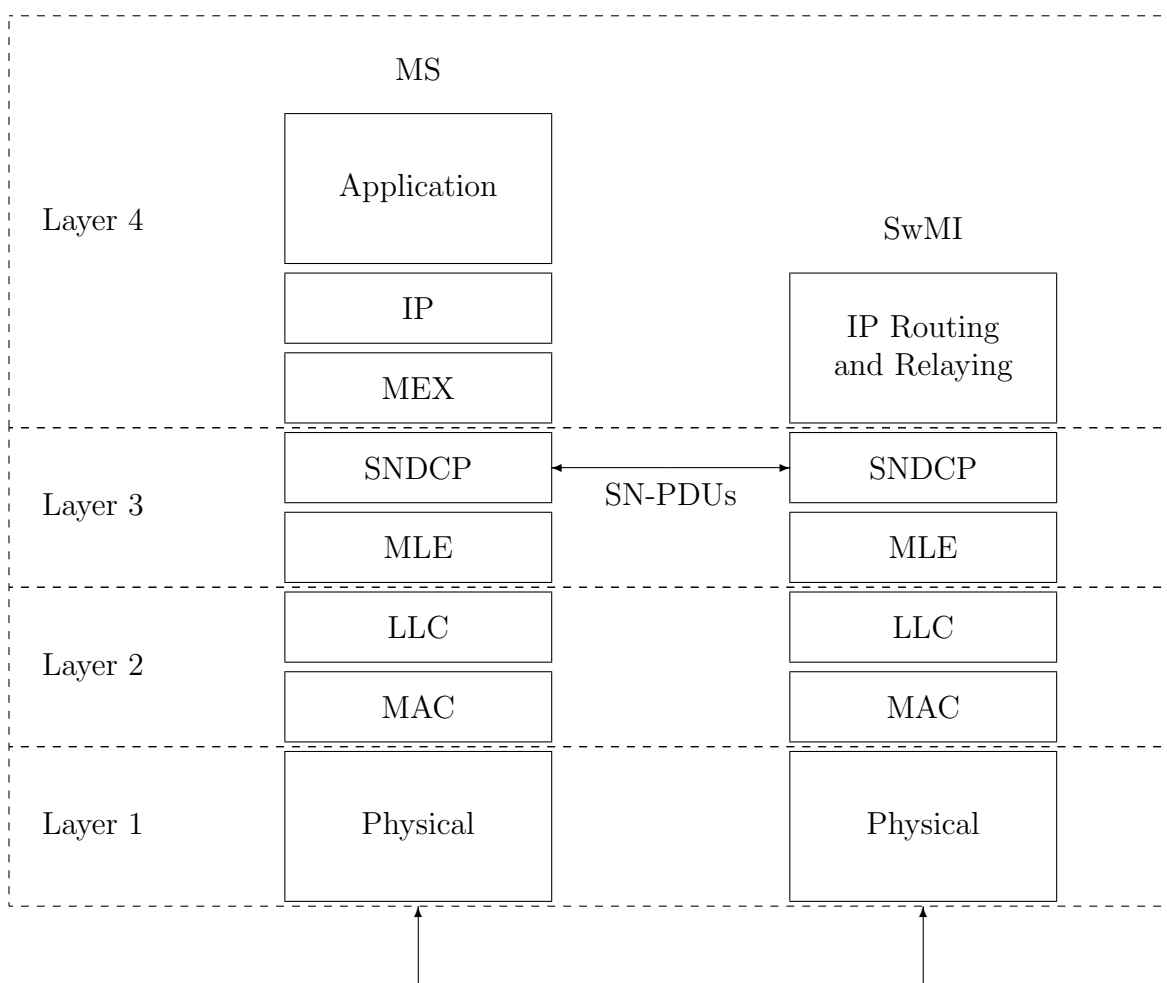
Pierwsza wersja standardu systemu TETRA była opublikowana w roku 1995. Pierwotnie jego nazwa pochodziła od słów TransEuropean Trunked Radio system, jednak w związku z rozprzestrzenianiem się tej techniki poza Europę (głównie w USA i Japonii), zdecydowano się zmienić jej brzmienie na TERrestrial Trunked Radio system. Działanie systemu TETRA polega na podziale ograniczonej puli kanałów radiowych (ang. trunks)

między znacznie większą liczbą użytkowników, którzy przypadkowo i niezależnie statystycznie chcą z nich korzystać. Wymusza to budowę skomplikowanych algorytmów zarządzania dostępnymi zasobami zarówno w warstwie fizycznej jak i w wyższych warstwach protokolarnych. Choć wdrażanie sieci systemu TETRA nie następowało szybko, to jego twórcy w 1999 roku postanowili opracować drugą wersję standardu - TETRA Release 2 [6][1], w której wprowadzono szereg ulepszeń [11].

Poza usługą transmisji sygnałów mowy standard oferuje możliwość transmisji danych usługowych w trybie komutacji pakietów. W trakcie prac standaryzacyjnych, powstały dwie koncepcje zwiększenia szybkości transmisji danych w drugiej wersji systemu TETRA:

- TAPS – zaawansowana transmisja spakietyzowanych danych usługowych w trybie komutacji pakietów,
- TEDS – przyspieszona transmisja spakietyzowanych danych usługowych.

System TAPS nie jest przedmiotem rozważań niniejszej pracy, dlatego nie będzie on tu omawiany. Obecnie najnowocześniejszym rozwiązaniem transmisji danych usługowych jest rozwijany od 2002 roku system TEDS. Jego podstawową zaletą jest kompatybilność wsteczna w stosunku do wcześniejszych wersji specyfikacji, co znacząco wpływa na obniżenie kosztów wdrożenia systemu w już istniejących sieciach. Kompatybilność osiągnięto



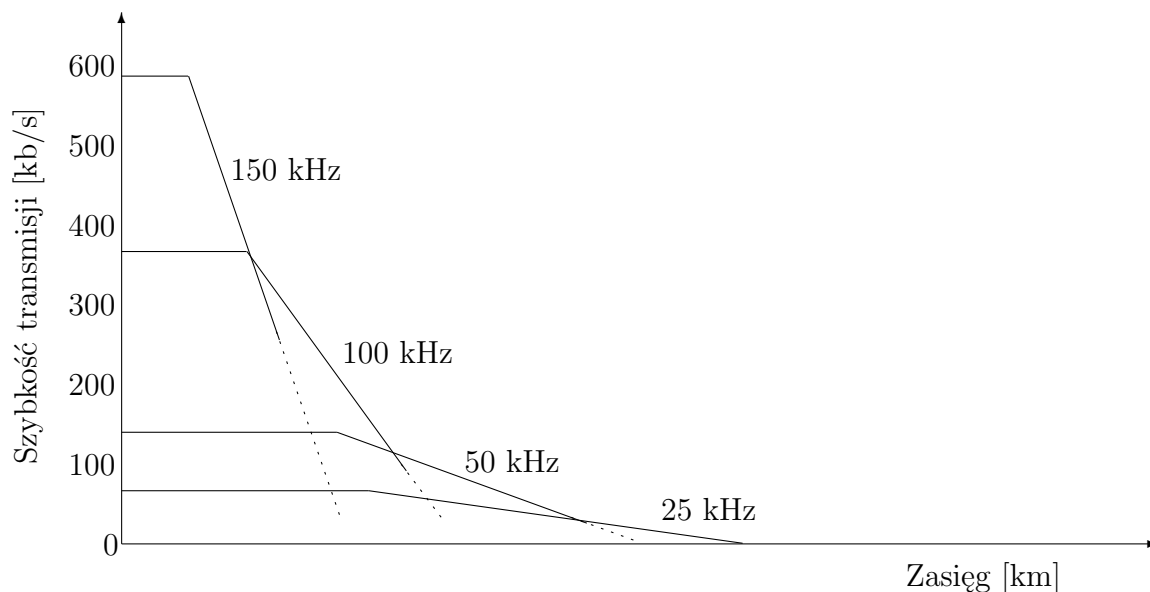
Rysunek 1.3: Model warstwow systemu TEDS [12].

poprzez wykorzystanie rozwiązań przyjętych w pierwszej edycji standardu [5]. Na rys. 1.2 został przedstawiony tor nadawczo-odbiorczy systemu TEDS, którego program symulacyjny został opracowany w niniejszej pracy.

Należy tu podkreślić, że wszystkie nowoczesne systemy łączności radiowej są projektowane w oparciu o hierarchiczne warstwowe struktury protokołów komunikacyjnych, które realizują wszystkie funkcje systemowe. Ma to swoje liczne zalety:

- pozwala na komunikację między sieciami zbudowanymi w różnych technologiach,
- umożliwia współdziałanie różnego rodzaju sprzętu i oprogramowania sieciowego,
- pozwala na dokonywanie zmian w obrębie danej warstwy bez naruszania struktury pozostałych warstw.

Na rysunku 1.3 przedstawiono model warstwowy protokołów komunikacyjnych systemu TEDS. W celu realizacji usług multimedialnych występuje w nim opcjonalna podwarstwa MEX (usytuowana nad warstwą SNDCP), która może obsłużyć do ośmiu aplikacji multimedialnych i umożliwia negocjację parametrów QoS. Wynegocjowane parametry mogą się zmieniać w trakcie trwania sesji połączeniowej [11]. Poniżej tej podwarstwy znajduje się m.in. warstwa transportowa oraz warstwa łącza danych. Warstwa łącza danych składa się z podwarstwy MAC oraz podwarstwy LLC. Pierwsza z nich współpracuje głównie z warstwą fizyczną i jest odpowiedzialna za sterowanie dostępem do medium transmisyjnego. Natomiast podwarstwa LLC kontroluje łącze danych pod kątem poprawności transmisji. Na najniższym poziomie hierarchii znajduje się warstwa fizyczna realizująca współpracę z medium transmisyjnym. Dalsza część niniejszej pracy będzie dotyczyć właśnie tej warstwy. Jej protokoły są odpowiedzialne m. in. za formowanie pakietów, kodowanie kanałowe oraz modulację sygnału.



Rysunek 1.4: Porównanie szybkości transmisji w zestawieniu z zasięgiem i szerokością kanału (rysunek poglądowy) [28] .

Szerokości kanałów usługowych wykorzystywanych w systemie TEDS mogą wynosić: 25 kHz, 50 kHz, 100 kHz, 150 kHz. Dzięki temu można różnicować szybkość transmisji

danych usługowych różnych użytkowników. Dla kanału o szerokości 25 kHz uzyskuje się prędkość do około 54 kb/s, natomiast dla kanału o szerokości 150 kHz szybkość transmisji może osiągnąć nawet 691 kb/s (rys. 1.4). Szerokość kanału zależy od liczby aktywnych abonentów oraz ich zapotrzebowania na pasmo transmisyjne. Takie elastyczne podejście do zasobów jest korzystne zarówno dla użytkowników, jak i dla operatora systemu.

1.2 Warstwa fizyczna systemu TEDS - modulacja

W systemie TEDS stosuje się dwuetapową modulację cyfrową. W etapie pierwszym na podstawie przesyłanego strumienia danych wyznacza się symbole QAM o jednej z trzech możliwych wartościowości (2, 4 lub 6) po to, by w kolejnym etapie wykorzystać je do modulacji wielotonowej FMT. Jest to modulacja wielu nośnych jednocześnie w obrębie jednego kanału usługowego. Liczba nośnych wykorzystanych do transmisji danych zależy od szerokości przydzielonego kanału częstotliwościowego i wynosi odpowiednio:

- 8 nośnych w przypadku kanału o szerokości 25 kHz,
- 16 nośnych w przypadku kanału o szerokości 50 kHz,
- 32 nośne w przypadku kanału o szerokości 100 kHz,
- 48 nośnych w przypadku kanału o szerokości 150 kHz.

Każda nośna jest niezależnie modulowana symbolami QAM z częstotliwością 2700 Hz. Pojedynczy podkanał zajmuje pasmo o szerokości 2880 Hz (przez podkanał rozumiana jest tu pojedyncza zmodulowana nośna). W systemie TEDS stosuje się metodę częściowego nakładania się na siebie widm sygnałów zmodulowanych w sąsiednich podkanałach (nakładanie to wynosi około 180 Hz), dzięki temu całkowite widmo sygnału w kanale usługowym jest bardziej zwarte i efektywniej są wykorzystane przydzielone zasoby częstotliwościowe[12]. Zastosowanie transmisji równoległej (jednocześnie w wielu podkanałach) zdecydowanie zmniejsza skutki interferencji międzysymbolowych wynikających m.in. z propagacji wielodrogowej, gdyż czasy trwania transmitowanych symboli są znacznie dłuższe od czasu pamięci kanału. Zagadnienie to oraz modulacja FMT zostaną szerzej omówione w rozdziale trzecim.

Dla pojedynczej nośnej zastosowano modulację QAM oraz PSK (modulacja PSK jest dozwolona ze względu na zachowanie pełnej kompatybilności z wcześniejszymi rozwiązaniami standardu) w odmianach:

- 4QAM (rys. A.1 w dodatku A),
- 16QAM (rys. A.2 w dodatku A),
- 64QAM (rys. A.3 w dodatku A),
- $\pi/8$ -D8PSK ($\pi/4$ -DQPSK).

Dobór rodzaju modulacji odbywa się w zależności od wymaganej przez użytkownika prędkości transmisji, typu kanału logicznego oraz, co ważniejsze, od odległości pomiędzy stacjami, a także w zależności od warunków transmisji radiowej. Modulacja 4QAM jest wykorzystywana do łączności z terminalami znajdującymi się w obszarach bliskich granicy zasięgu systemu, modulacja 16QAM jest używana przy średnich prędkościach transmisji,

a modulacja 64QAM jest stosowana przy maksymalnych szybkościach transmisji w niewielkich odległościach od stacji bazowej. W przypadku kanału o pasmie 25 kHz są również stosowane modulacje: $\pi/8$ -D8PSK w kanałach usługowych i $\pi/4$ -DQPSK w kanale sterującym [11].

1.3 Warstwa fizyczna systemu TEDS - budowa podstawowych pakietów

System TEDS jest system cyfrowym, w którym informacje są przesyłane w pakietach. Standard definiuje kilka rodzajów pakietów, przeznaczonych do przesyłania różnych typów informacji i tworzenia kanałów logicznych. Ponadto pakiety w łączu „w górę” mogą mieć odmienną budowę od pakietów w łączu „w dół”. Do podstawowych typów pakietów w systemie TEDS należą:

- Random Access Uplink Burst (RAB),
- Control Uplink Burst (CB),
- Linearization Downlink Burst (LB),
- Normal Uplink Burst (NUB),
- Normal Downlink Burst (NBD).

W pakietach poza symbolami z danymi usługowymi (D) umieszczane są symbole synchronizacyjne (S), pilotowe (P), sterujące (H), zerowe (Z), oraz wypełniające (F). Na schematach pakietów zmienna t ma wymiar czasu (nr szczeliny czasowej), natomiast zmienna f - wymiar częstotliwości (numer nośnej).

1.3.1 Random Access Uplink Burst

Pakiety RAB są wykorzystywane przez stację ruchomą do zgłaszania stacji bazowej żądania nawiązania połączenia. Są one zawsze transmitowane z wykorzystaniem modulacji 4QAM w kanale o szerokości 25 kHz (rys. 1.5 i tab. 1.1) [5].

	$t \rightarrow$	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	
$f \downarrow$	1	S_1	S_9	D_1	D_9	D_{17}	P_1	D_{29}	D_{37}	D_{45}	P_5	D_{57}	D_{65}	D_{73}	P_9
2	S_2	S_{10}	D_2	D_{10}	D_{18}	D_{25}	D_{30}	D_{38}	D_{46}	D_{53}	D_{58}	D_{66}	D_{74}	D_{81}	
3	S_3	S_{11}	D_3	D_{11}	D_{19}	P_2	D_{31}	D_{39}	D_{47}	P_6	D_{59}	D_{67}	D_{75}	P_{10}	
4	S_4	S_{12}	D_4	D_{12}	D_{20}	D_{26}	D_{32}	D_{40}	D_{48}	D_{54}	D_{60}	D_{68}	D_{76}	D_{82}	
5	S_5	S_{13}	D_5	D_{13}	D_{21}	D_{27}	D_{33}	D_{41}	D_{49}	D_{55}	D_{61}	D_{69}	D_{77}	D_{83}	
6	S_6	S_{14}	D_6	D_{14}	D_{22}	P_3	D_{34}	D_{42}	D_{50}	P_7	D_{62}	D_{70}	D_{78}	P_{11}	
7	S_7	S_{15}	D_7	D_{15}	D_{23}	D_{28}	D_{35}	D_{43}	D_{51}	D_{56}	D_{63}	D_{71}	D_{79}	D_{84}	
8	S_8	S_{16}	D_8	D_{16}	D_{24}	P_4	D_{36}	D_{44}	D_{52}	P_8	D_{64}	D_{72}	D_{80}	P_{12}	

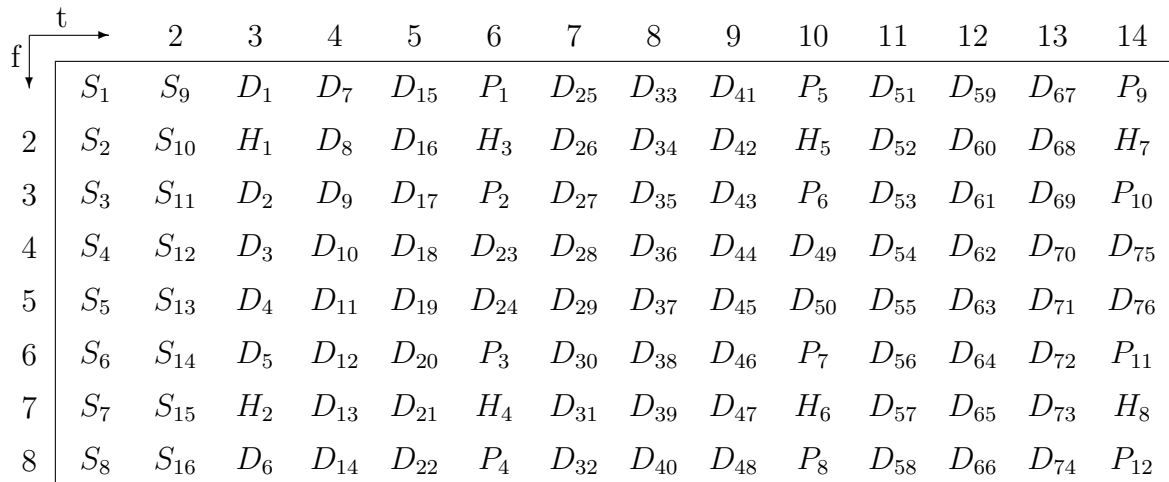
Rysunek 1.5: Rozmieszczenie symboli w pakiecie RAB dla kanału o szerokości 25 kHz.

Tabela 1.1: Informacje o symbolach pakietu RAB (25 kHz).

rodzaj symboli	liczba symboli	nazwa ciągu
dane usługowe	84	losowe
dane synchronizujące	16	USS8
dane pilotowe	12	HUPS8

1.3.2 Control Uplink Burst

W pakietach CB stacja ruchoma wysyła do stacji bazowej informacje sterujące, wykorzystywane do rezerwowania zasobów radiowych. Mogą one być transmitowane w kanałach o szerokościach 25, 50, 100 i 150 kHz. Na rysunku 1.6 oraz w dodatku B.1 i B.2 zostały przedstawione zawartości pakietu dla kanału o szerokości odpowiednio 25, 50 i 100 kHz. Natomiast w tabelach 1.2 - 1.4 podano szczegóły dotyczące licznosci poszczególnych typów symboli transmitowanych w pakietach CB [5].



Rysunek 1.6: Rozmieszczenie symboli w pakiecie CB dla kanału o szerokości 25 kHz.

Tabela 1.2: Informacje o symbolach pakietu CB (25 kHz).

rodzaj symboli	liczba symboli	nazwa ciągu
dane usługowe	76	losowe
dane synchronizujące	16	USS8
dane pilotowe	12	HUPS8
dane sterujące	8	losowe

Tabela 1.3: Informacje o symbolach pakietu CB (50 kHz).

rodzaj symboli	liczba symboli	nazwa ciągu
dane usługowe	76	losowe
dane synchronizujące	16	USS16
dane pilotowe	24	HUPS16
dane sterujące	8	losowe

Tabela 1.4: Informacje o symbolach pakietu CB (100 kHz).

rodzaj symboli	liczba symboli	nazwa ciągu
dane usługowe	328	losowe
dane synchronizujące	32	USS32
dane pilotowe	48	HUPS32
dane sterujące	8	losowe

1.3.3 Linearization Downlink Burst

Pakiety LDB są używane przez nadajnik w celu ustalenia punktu pracy wzmacniaczy wyjściowych, aby osiągnąć liniowość funkcjonowania. Nie zawierają one żadnych użytecznych symboli i przesyłane są w kanałach o szerokościach 25, 50, 100 i 150 kHz [5]. Pakiety te transmitowane są, gdy nie odbywa się właściwa transmisja danych usługowych.

1.3.4 Normal Uplink Burst

Pakiety NUB są wykorzystywane do transmisji danych usługowych przez terminal ruchomy do stacji bazowej. Pakiety mogą być przesyłane z wykorzystaniem 8, 16, 32 i 48 nośnych (rys. B.3) [5].

Tabela 1.5: Informacje o symbolach pakietu NUB (50 kHz).

rodzaj symboli	liczba symboli	nazwa ciągu
dane usługowe	408	losowe
dane synchronizujące	32	USS16
dane pilotowe	48	FUPS16
dane sterujące	8	losowe

1.3.5 Normal Downlink Burst

Pakiety NDB są wykorzystywane do transmisji danych usługowych przez stację bazową do stacji ruchomej. Mogą one być transmitowane z wykorzystaniem 8, 16, 32 i 48 nośnych (rys. B.4) [5].

Tabela 1.6: Informacje o symbolach pakietu NDB (25 kHz).

rodzaj symboli	liczba symboli	nazwa ciągu
dane usługowe	204	losowe
dane synchronizujące	12	DSS8
dane pilotowe	24	FDPS8
dane sterujące	32	losowe

1.4 Warstwa fizyczna systemu TEDS - kodowanie kanałowe

Standard TETRA dopuszcza stosowanie kilku rodzajów kodów kanałowych. Są to zarówno kody blokowe jak i splotowe. Należą do nich kody RCPC, turbokody PCCC oraz kody blokowe RM.

W systemie TEDS największe znaczenie ma kodowanie PCCC o dwóch opcjonalnych sprawnościach $2/3$ i $1/2$. Odpowiednią sprawność uzyskuje się poprzez wykluczanie bitów. Możliwe jest także całkowite pominięcie kodowania. Szczegółowy opis implementacji kodu PCCC znajduje się w rozdziale drugim. Przy transmisji danych dozwolone są tylko pewne konfiguracje sprawności kodowania i rodzaju modulacji:

- dla modulacji 64QAM stosuje się kodowanie o sprawności $2/3$
- dla modulacji 16QAM i 4QAM sprawność kodowania wynosi $1/2$

Rozdział 2

Kodowanie kanałowe w systemie TEDS

2.1 Rola kodowania kanałowego

Kodowanie kanałowe jest procesem stosowanym w systemach telekomunikacji cyfrowej, w celu wprowadzenia pewnej nadmiarowości (redundancji) do przesyłanych danych. Ta dodatkowa informacja jest wykorzystywana później w odbiorniku do polepszenia jakości odbioru. Poprawa ta polega na korekcji i/lub detekcji symboli zawierających błędy w pakiecie danych. Można wyszczególnić dwa główne rodzaje kodowania kanałowego, mianowicie kodowanie blokowe oraz kodowanie splotowe. Kodowanie blokowe polega na podziale transmitowanych informacji na bloki danych i kodowanie każdego bloku oddzielnie. Natomiast kodowanie splotowe realizuje się poprzez generowanie redundantnej informacji w miarę przychodzenia nowych symboli informacyjnych do kodera. Generalnie tak uzyskane ciągi kodowe są lokalnie zależne od symboli informacyjnych. W związku z tym kodowanie kanałowe zabezpiecza przesyłane ciągi przed addytywnym szumem, zakłóceniami impulsowymi oraz krótkotrwałymi zanikami występującymi w kanale radiowym. Jest natomiast mniej skuteczne wobec wystąpienia zaników trwających dłużej niż pojedynczy blok danych w przypadku kodów blokowych lub pewna liczba symboli w przypadku kodów splotowych. Zależy to od czasu trwania zaniku bądź impulsu zakłócającego. Sytuację tę trochę poprawia stosowanie różnego rodzaju przeplotów symboli realizowanych po kodowaniu. Definicję użytego tu pojęcia ciągu kodowego oraz zagadnienia związane z kodowaniem kanałowym można odnaleźć w wielu pozycjach literatury np. [7][8][10].

2.2 Turbokodowanie PCCC

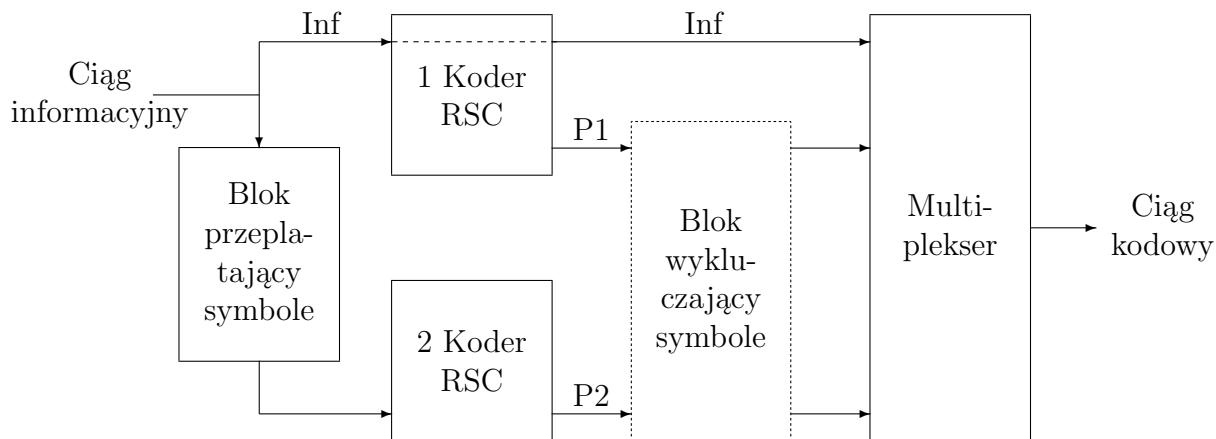
W 1948 roku Claude Shannon opublikował przełomową pracę [3], poświęconą teorii informacji. Teoretycznie udowodnił w niej istnienie pewnej granicznej wartości stosunku średniej mocy sygnału użytecznego do średniej mocy szumu, nazwanej granicą Shannona. Po jej przekroczeniu możliwe staje się uzyskanie dowolnie małej stopy błędów elementarnych, po zastosowaniu odpowiednio skomplikowanego kodowania nadmiarowego. W praktyce twierdzenie Shannona udało się udowodnić dopiero 45 lat później - odkrywając turbokodowanie. Trójka naukowców: Berrou C., Glavieux A., Thitimajshima P. stworzyła kod osiągający w pobliżu granicy Shannona bardzo małe prawdopodobieństwo błędu elementarnego. Na Międzynarodowej Konferencji Telekomunikacyjnej w Genewie

przedstawili oni publikację [4], w której zaprezentowali ideę algorytmu turbokodowania.

Turbokody należą do rodziny kodów splotowych, a sama nazwa PCCC (ang. Parallel Concatenated Convolutional Code) po przełożeniu na język polski znaczy dosłownie: równoległe powiązane kodowanie splotowe. Nazwa bierze się stąd, że w skład turbokodera wchodzi przynajmniej dwa kodery splotowe RSC (np. przedstawione na rys. 2.1). Każdy koder RSC (ang. Recursive Systematic Convolutional) realizuje rekursywne kodowanie splotowe i generuje strumień symboli (najczęściej bitów) parzystości oraz strumień symboli informacyjnych. Strumienie ze wszystkich koderów RSC są następnie multipleksowane w jeden wynikowy strumień, który jest ciągiem kodowym turbokodu. Aby redundancja nie była zbyt duża, multipleksuje się tylko jeden strumień bitów informacyjnych z pierwszego kodera RSC.

Przed podaniem strumienia symboli informacyjnych na kolejny koder RSC dokonuje się przeplotu jego symboli, tak aby każdy następny koder RSC kodował inną postać informacji. Oczywiście algorytm permutacji symboli musi być znany w komplementarnym dekodrze PCCC, aby można było odtworzyć strumienie informacyjne podawane na wszystkie kodery RSC. Przeplot i kodowanie splotowe należy tak dobrać, aby strumienie podciągów kodowych były jak najmniej zależne od siebie.

Dodatkowym opcjonalnym modułem w koderze PCCC jest blok wykluczający niektóre symbole. Stosuje się go w celu osiągnięcia ściśle określonej szybkości transmisji danych. Oczywiście, im więcej symboli zostanie wykluczonych, tym kodowanie będzie słabiej zabezpieczać transmisję przed wystąpieniem błędów. W dekodrze operacją komplementarną do wykluczania bitów jest wstawianie w ich miejsce symboli neutralnych (zer w przypadku binarnego, bipolarnego strumienia informacyjnego).



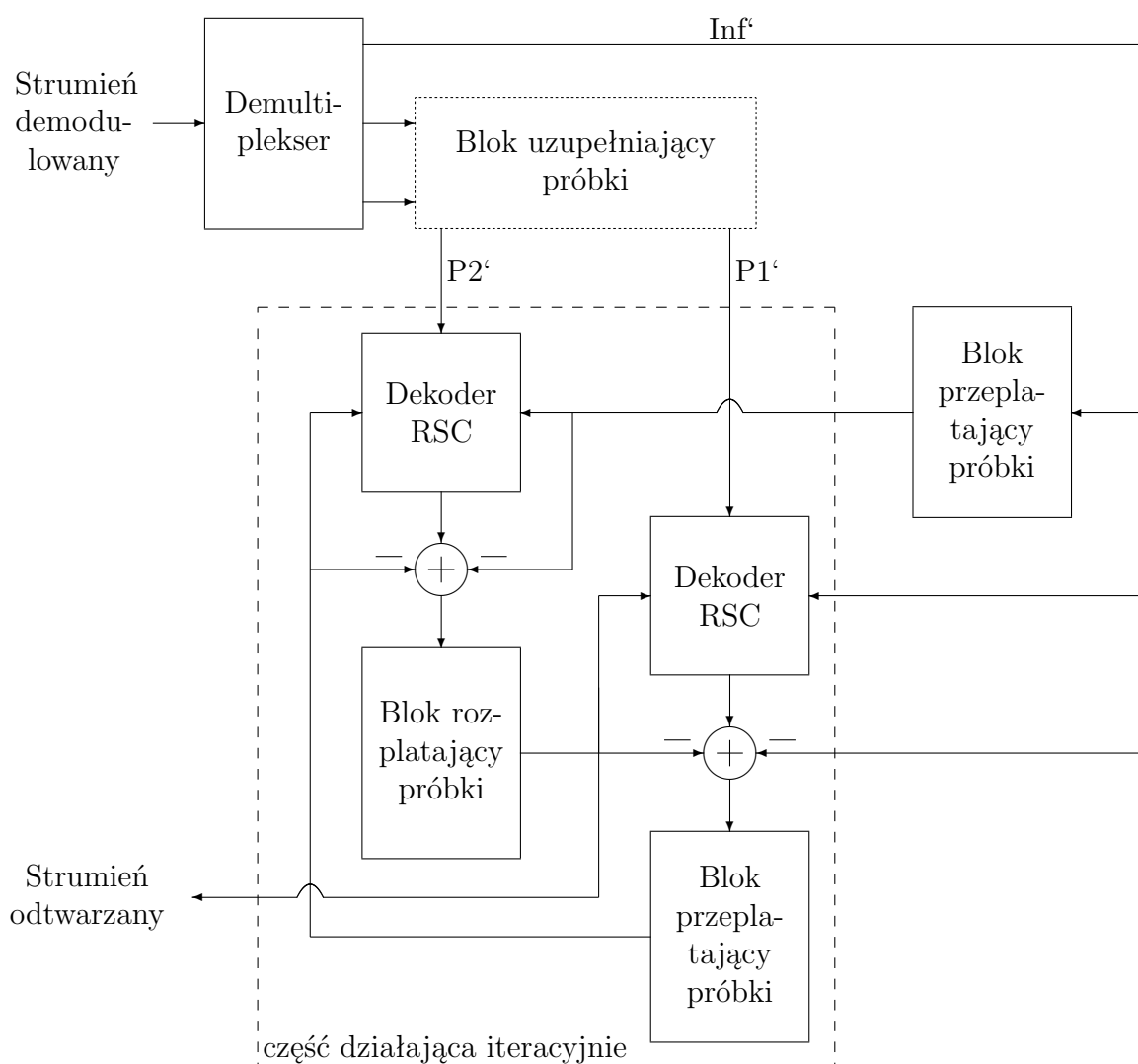
Rysunek 2.1: Schemat blokowy kodera PCCC. Oznaczenia: Inf - strumień symboli informacyjnych, P1 - pierwszy podciąg kodowy, P2 - drugi podciąg kodowy.

Optymalne dekodowanie turbokodów jest procesem złożonym, najczęściej iteracyjnym. Dekoder PCCC tak samo jak koder ma budowę modułową (rys. 2.2). Składa się z dekodery RSC, demultipleksera oraz bloków realizujących operację przeplatania odebranych symboli. Kluczową część procesu dekodowania realizują dekodery RSC. Aby dekodowanie informacji w sposób iteracyjny miało sens, dekodery RSC muszą generować informacje „miękkie”, czyli takie, które mogą przyjmować wartości rzeczywiste. Zatem algorytmy realizowane przez dekodery RSC muszą spełniać ten warunek i w rezultacie generować „miękkie” wartości próbek. Do optymalnych algorytmów, służących do dekodowania tur-

bokodów należą:

- Soft-Output Viterbi Algorithm (SOVA),
- Maximum Aposteriori Algorithm (MAP),
- Log-MAP Algorithm,
- Max-Log-MAP Algorithm.

Log-MAP i Max-Log-MAP są w istocie modyfikacjami algorytmu MAP. Szczegółowy opis wszystkich wymienionych powyżej algorytmów można odnaleźć w następujących pozycjach literatury: np. [8][9]. Algorytm SOVA został zaimplementowany w zaprojektowanym w ramach niniejszej pracy odbiorniku systemu TEDS i zostanie szczegółowo omówiony w dalszej części tego rozdziału.

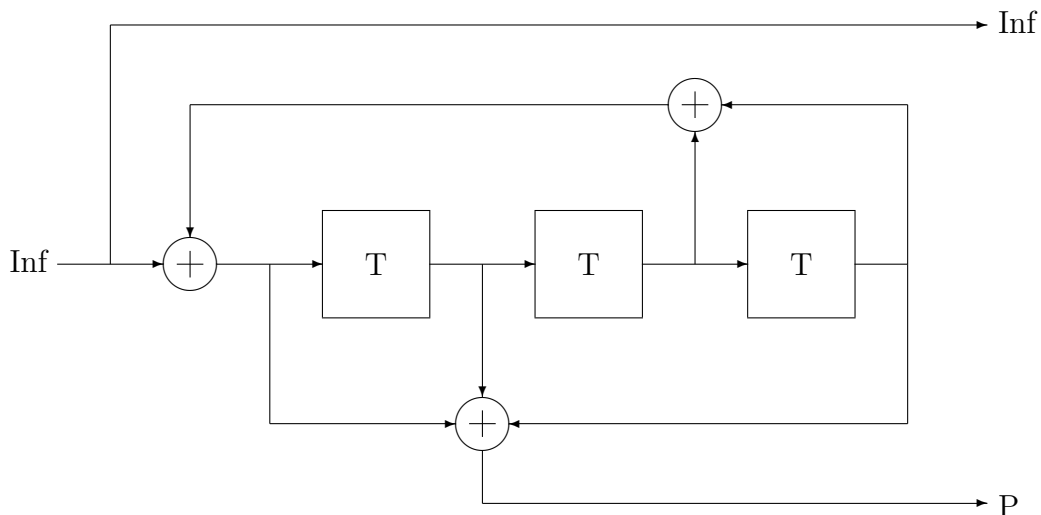


Rysunek 2.2: Schemat blokowy dekodera PCCC. Oznaczenia: $P1'$ - strumień próbek odpowiadający pierwszemu podciągowi kodowemu $P1$ z rys. 2.1; $P2'$ - strumień próbek odpowiadający drugiemu podciągowi kodowemu $P2$ z rys. 2.1; Inf' - strumień próbek odpowiadający strumieniowi symboli informacyjnych.

Dekodery RSC generują i przekazują między sobą informację zewnętrzną, którą można traktować jako prawdopodobieństwo a posteriori tego, że odebrana próbka reprezentuje odpowiadający jej nadany symbol. Największe znaczenie mają kody, które operują na symbolach przyjmujących jedną spośród dwóch wartości (kody binarne). Informacja zewnętrzna w miarę przeprowadzania kolejnych iteracji powinna być zbieżna do informacji nadanej przez użytkownika. Oczywiście jest to w pewnym sensie zależne od warunków istniejących w kanale radiokomunikacyjnym.

2.3 Implementacja turbokodera PCCC

Należy tu wspomnieć, że kodowaniu podlegają tylko dane usługowe. Nie są natomiast kodowane ani informacje sterujące, ani symbole synchronizacyjne i pilotowe. Zastosowany turbokod jest kodem binarnym - operuje na symbolach przyjmujących wartości 0 i 1. Zaimplementowany koder PCCC ma identyczną budowę modułarną jak ten z rysunku 2.1, tzn. składa się z dwóch koderów RSC. Taka budowa powoduje, że koder na każdy przychodzący bit informacyjny generuje 3 bity kodowe. Pierwszy z tej trójki bitów jest przepisany bitem informacyjnym, drugi bit dostarcza pierwszy koder RSC, natomiast trzeci bit generuje drugi koder RSC.



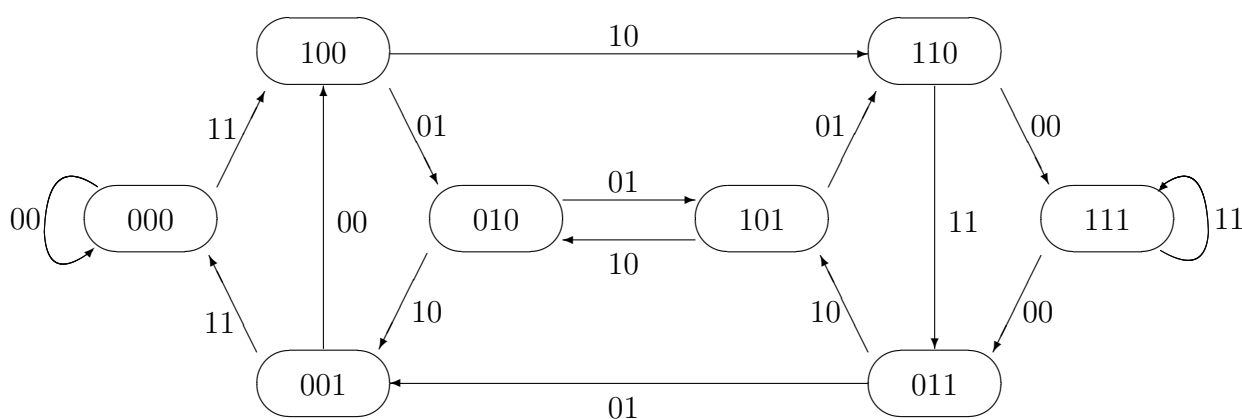
Rysunek 2.3: Schemat działania kodera RSC. Oznaczenia: Inf - strumień informacyjny, P - podstrumień zakodowany, T - stopień rejestru.

Przed podaniem strumienia bitów informacyjnych na drugi koder RSC należy dokonać ich permutacji, tak by koder ten pracował z innym strumieniem danych, a w konsekwencji generował drugi niezależny strumień bitów podciągu kodowego. Operacja ta powoduje, że kod jest bardziej odporny na zaniki trwające dłużej niż transmisja kilku bitów. Przewidziany przez standard TETRA algorytm przeplotu wewnętrznego, charakteryzuje się również tym, że przepleciony raz strumień bitów poddany ponownej operacji przeplatania odzyskuje pierwotną kolejność. W dodatku C przedstawiony jest szczegółowo algorytm tej operacji. Użyto tu nazwy przeplot wewnętrzny dla odróżnienia go od przeplotu przeprowadzanego zwykle w systemach cyfrowych po kodowaniu kanałowym (przeplot zewnętrzny), który obejmuje czasem kilka sąsiednich pakietów. W systemie TEDS stosuje się tylko przeplot w obrębie jednego pakietu.

Integralną częścią kodera jest blok wykluczający bity. W systemie TEDS zastosowano dwa algorytmy wykluczania, dla kodu o sprawności 1/2 i 2/3. Pogrubiona czcionka oznacza, że bit o danym indeksie nie został wykluczony:

- indeksy bitów dla sprawności 1/2 : **1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 ..**
(indeksy wykluczonych bitów : 3, 5, 9, 11, ..),
- indeksy bitów dla sprawności 2/3 : **1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 ..**
(indeksy wykluczonych bitów : 3, 5, 6, 8, 11, 12, ..).

Algorytm wykluczania powtarza się dla indeksów powyżej 12. W dekodерze operacją komplementarną do niego jest wstawianie zer w miejscach brakujących bitów. Są one elementami neutralnymi, ponieważ odwzorowywanie bitów na symbole QAM w modulatorze powoduje zmianę sygnałów unipolarnych na sygnały bipolarne.



Rysunek 2.4: Graf przejść pomiędzy stanami kodera RSC.

Na rysunku 2.3 zaprezentowano sposób działania koderów RSC wchodzących w skład zaimplementowanego turbokodera. Są to dwa identyczne ośmiostanowe kodery, realizujące kodowanie splotowe (2,1,3). Zapis (2,1,3) oznacza, że na 1 bit informacyjny koder generuje 2 bity kodowe (sprawność 0.5 - nie uwzględniając wykluczania bitów). Natomiast 3 oznacza liczbę bitów przechowywanych w rejestrze przesuwnym. Na wspomnianym schemacie kolejne stopnie rejestru oznaczono literą T. Graf stanów realizowanego kodu znajduje się na rysunku 2.4. Liczby opisujące strzałki oznaczają bity generowane przez koder przy jego przejściu pomiędzy stanami, które łączy dana strzałka. Kody stanów znajdują się wewnątrz owali. Kodowanie każdej nowej ramki bitów kodery zaczynają i kończą będąc w stanie 000. Informację tą wykorzystuje się przy dekodowaniu. Aby kodery mogły skończyć generowanie ramki kodowej w stanie 000 trzeba im podać na końcu sekwencję trzech ustalonych bitów. Specyfikacja systemu TEDS [5] dokładnie określa jak sekwencja tych bitów zależy od bieżącego stanu kodera (tab. 2.1).

Należy tu jeszcze wspomnieć, że w systemie TEDS jedna ramka stworzona w turbokoderze (ramka kodowa) mieści się w pojedynczym pakiecie normalnym (NUB lub NDB). Zatem turbodekoder przetwarza kolejne pakiety niezależnie.

2.4 Implementacja turbodekodera PCCC

Schemat blokowy zaimplementowanego w ramach pracy turbodekodera znajduje się na rysunku 2.2. Dekoder odbiera z demodulatora ciąg próbek o tzw. „miękkich wartościach”.

Ponieważ jest on układem cyfrowym, znaczenie słów „wartości miękkie” nie jest tożsame ze znaczeniem słów „wartości rzeczywiste”. Urządzenia cyfrowe mają ograniczone możliwości reprezentacji liczb zmiennoprzecinkowych, ze względu na dostępne moce obliczeniowe procesorów sygnałowych oraz ograniczoną dynamikę przetworników analogowo-cyfrowych. Zatem sformułowanie „wartości miękkie” oznacza tu wartości rzeczywiste z uwzględnieniem możliwości reprezentowania liczb przez platformy sprzętowe.

Tabela 2.1: Sekwencja bitów zerujących stan kodera w zależności od jego bieżącego stanu.

stan kodera	sekwencja bitów
000	000
001	100
010	110
011	010
100	011
101	111
110	101
111	001

Po odebraniu próbek z demodulatora oraz przeprowadzeniu depakietyzacji są one demultipleksowane na dwa podciągi kodowe i jeden ciąg informacyjny. Dodatkowo elementy wykluczone w koderze są zastępowane wartościami zerowymi. Jak było tu już wspomniane, próbki odebrane z demodulatora są zbieżne do wartości -1 i 1. Wynika to ze sposobu odwzorowania symboli QAM na wartości miękkie podawane do turbodekoder. Następnie odtwarzany jest ciąg informacyjny podawany na drugi koder RSC w turbokoderze. Powstaje on w wyniku dokonania przeplotu wewnętrznego odebranego strumienia informacyjnego. Algorytm przeplotu jest identyczny jak ten zastosowany w turbokoderze. W tym momencie turbodekoder dysponuje już czterema kompletnymi strumieniami miękkich próbek (2 informacyjne i 2 reprezentujące podciągi kodowe) i zaczyna działać iteracyjnie.

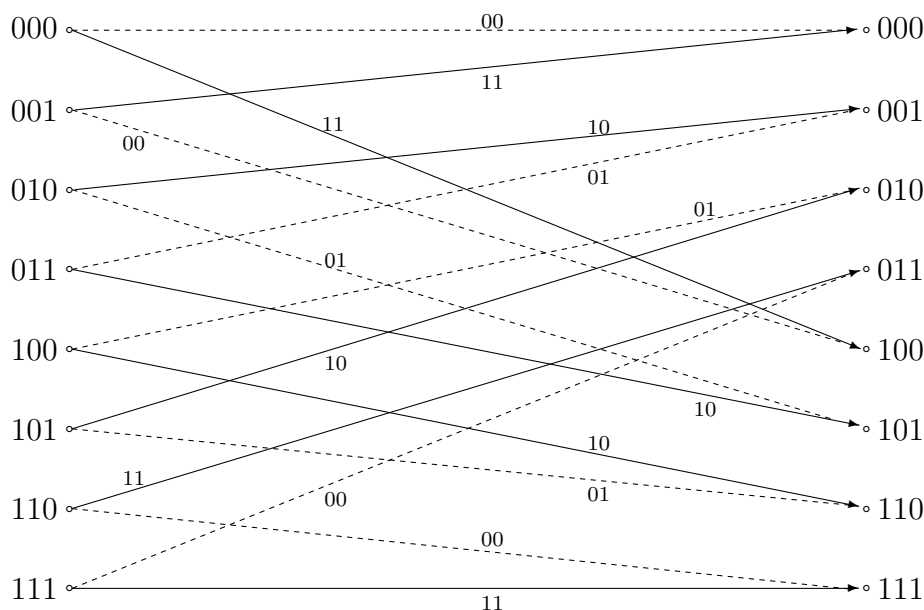
Odebrany strumień informacyjny i pierwszy strumień parzystości są podawane na pierwszy dekodery RSC. Dodatkowo do tego dekodera doprowadzany jest strumień próbek niosących tzw. informację zewnętrzną, który w pierwszej iteracji składa się wyłącznie z elementów neutralnych (zer). Dekoder ten generuje nową postać informacji zewnętrznej, która wraz z drugim podciągiem kodowym oraz odtworzonym strumieniem informacyjnym podawana jest do drugiego dekodera RSC, który ponownie generuje nową postać informacji zewnętrznej. W tym momencie kończy się pierwsza iteracja, dalsze wyglądają analogicznie. W praktyce stosuje się co najwyżej kilkanaście iteracji, ponieważ zysk kodowania w miarę zwiększania ich liczby jest coraz mniejszy, co dobrze ilustrują charakterystyki na rysunkach E.2 i E.3.

2.4.1 Opis algorytmu SOVA

Obydwa zaimplementowane dekodery RSC dekodują ciąg odebrany kodu splotowego (1,2,3) przy pomocy algorytmu SOVA, który jest odmianą miękko-decyzyjnego algorytmu Viterbiego. Jego modyfikacja względem oryginalnego przepisu polega na tym, że na wyjściu dekodera pojawiają się wartości miękkie, stąd nazwa Soft Output Viterbi Algorithm. Taki wariant zastosowano dlatego, gdyż dekodowanie splotowe jest tylko częścią turbodekodowania i wyznaczone wartości są wykorzystywane do dalszego procesu turbodekodowa-

nia. Ostatecznie dekodery PCCC generuje strumień binarnych wartości, który odpowiada strumieniowi nadanych bitów informacyjnych.

Na początku dekodowania należy zbudować graf kratownicowy (funkcjonuje również nazwa diagram kratowy). Pojedyncze przejścia w takim grafie są pokazane na rys. 2.5. Strzałka na linii ciągłej oznacza, że przejście pomiędzy stanami, które łączy dana linia, zostało wymuszone bitem informacyjnym o wartości 1. Natomiast strzałka na linii przerywanej oznacza przejście spowodowane pojawieniem się na wejściu kodera bitu informacyjnego o wartości 0. Na każdej linii są podane bity generowane przez koder (mały rozmiar czcionki) w przypadku przejścia pomiędzy stanami, które łączy rozpatrywana linia. Całkowita liczba przejść w grafie kratownicowym powinna być równa liczbie bitów informacyjnych transmitowanych w pojedynczej ramce kodowej.



Rysunek 2.5: Pojedyncze przejścia w grafie kratownicowym dla zaimplementowanego kodu splotowego (1,2,3).

W ramach niniejszej pracy dyplomowej została przeprowadzona symulacja transmisji danych usługowych przy użyciu pakietów NUB na 16 podnośnych i modulacji 4QAM dla pojedynczej podnośnej. W pakiecie o takiej konfiguracji mieści się 408 symboli QAM (tab. 1.5) czyli 816 bitów ciągu kodowego. Zatem liczba przejść w grafie kratownicowym w zaimplementowanym kodowaniu może wynosić:

- 408 przejść, dla sprawności 1/2,
- 544 przejść, dla sprawności 2/3.

Jak już wspomniano dekodery działa na ciągach próbek zbliżonych do sekwencji sygnałów bipolarnych, zatem przy konstruowaniu grafu kratownicowego należy pamiętać, że symbole 0 i 1 opisujące przejścia, muszą być przeliczone na wartości odpowiednio -1 i 1.

Do przeprowadzenia dalszych rozważań konieczne jest wprowadzenie oznaczeń dla rozpatrywanych zbiorów danych. Zatem ciąg odebranych z demodulatora próbek odpowiadających bitom informacyjnym jest reprezentowany przez wektor $\mathbf{x}=\{x_1, x_2, x_3, \dots, x_t, \dots\}$. Natomiast skojarzony z nim ciąg wartości odpowiadający bitom parzystości jest reprezentowany przez wektor $\mathbf{y}=\{y_1, y_2, y_3, \dots, y_t, \dots\}$. Bipolarne wartości umieszczone w pobliżu strza-

łek w grafie kratownicowym i reprezentujące wyjście koder przy przejściu pomiędzy stanami p i n (w zapisie decymalnym) są oznaczone wektorem $\mathbf{w}(\mathbf{p}, \mathbf{n}) = \{w_1(p, n), w_2(p, n)\}$. Natomiast t jest numerem przejścia w diagramie kratowym.

Pierwszą zasadniczą czynnością, jaką musi przeprowadzić dekoder RSC, jest obliczenie tzw. wag wszystkich przejść dla wszystkich możliwych kombinacji stanów, pamiętając, że koder zaczyna kodować znajdując się w stanie 0 i kończy pracę również w tym stanie. Wspomniane wagi reprezentują w rzeczywistości metryki (odległości) i można je obliczyć używając zwykłego iloczynu skalarnego. Wagi poszczególnych przejść są oznaczone symbolami $d_t(p, n)$ i mogą być wyznaczone dopiero po zdemodulowaniu sygnału. Wzór (2.1) określa sposób wyznaczania wartości liczbowych poszczególnych wag.

$$d_t(p, n) = x_t \cdot w_1(p, n) + y_t \cdot w_2(p, n) \quad (2.1)$$

Jeśli odebrany z demodulatora systemu TEDS ciąg próbek (po uzupełnieniu zerami elementów wykluczonych w koderze) ma dla przykładu postać:

$$-1.1, -0.9, 0, -0.8, 0, 1.6, -1.2, 1, 0, 2.1, 0, -1.2, -0.9, -0.3, 0$$

to wektory \mathbf{x} i \mathbf{y} przyjmują formę:

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= \{-1.1, -0.8, -1.2, 2.1, -0.9\} \\ \mathbf{y} &= \{-0.9, 0, 1, 0, -0.3\} \end{aligned}$$

Co trzecia próbka sekwencji zdemodulowanej nie została uwzględniona, ponieważ należą one do drugiego podciągu kodowego i będą używane przez drugi dekoder RSC.

Pamiętając, że koder zaczyna działać w stanie 0 dla przejścia o indeksie $t=1$, wystarczy wyznaczyć 2 wagi ($d_1(0, 0)$, $d_1(0, 4)$), ponieważ koder po tym przejściu ma prawo znaleźć się tylko w jednym z dwóch stanów 0 lub 4 (rys. 2.5). Zatem wagi dla kolejnych możliwych przejść wynoszą:

$$\text{dla } t = 1, x_1 = -1.1, y_1 = -0.9 :$$

$$\begin{aligned} d_1(0, 0) &= -1 \cdot (-1.1) + (-1) \cdot (-0.9) = 2 \\ d_1(0, 4) &= 1 \cdot (-1.1) + 1 \cdot (-0.9) = -2 \end{aligned}$$

$$\text{dla } t = 2, x_2 = -0.8, y_2 = 0 :$$

$$\begin{aligned} d_2(0, 0) &= -1 \cdot (-0.8) + (-1) \cdot 0 = 0.8 \\ d_2(0, 4) &= 1 \cdot (-0.8) + 1 \cdot 0 = -0.8 \\ d_2(4, 2) &= -1 \cdot (-0.8) + 1 \cdot 0 = 0.8 \\ d_2(4, 6) &= 1 \cdot (-0.8) + (-1) \cdot 0 = -0.8 \end{aligned}$$

$$\text{dla } t = 3, x_3 = -1.2, y_3 = 1 :$$

$$\begin{aligned} d_3(0, 0) &= -1 \cdot (-1.2) + (-1) \cdot 1 = 0.2 \\ d_3(0, 4) &= 1 \cdot (-1.2) + 1 \cdot 1 = -0.2 \\ d_3(2, 1) &= 1 \cdot (-1.2) + (-1) \cdot 1 = -2.2 \\ d_3(2, 5) &= -1 \cdot (-1.2) + 1 \cdot 1 = 2.2 \\ d_3(4, 2) &= -1 \cdot (-1.2) + 1 \cdot 1 = 2.2 \\ d_3(4, 6) &= 1 \cdot (-1.2) + (-1) \cdot 1 = -2.2 \\ d_3(6, 3) &= 1 \cdot (-1.2) + 1 \cdot 1 = -0.2 \\ d_3(6, 7) &= -1 \cdot (-1.2) + (-1) \cdot 1 = 0.2 \end{aligned}$$

dla $t = 4$, $x_4 = 2.1$, $y_4 = 0$:

$$\begin{aligned}
 d_4(0,0) &= -1 \cdot 2.1 + (-1) \cdot 0 = -2.1 \\
 d_4(0,4) &= 1 \cdot 2.1 + 1 \cdot 0 = 2.1 \\
 d_4(1,0) &= 1 \cdot 2.1 + 1 \cdot 0 = 2.1 \\
 d_4(1,4) &= -1 \cdot 2.1 + (-1) \cdot 0 = -2.1 \\
 d_4(2,1) &= 1 \cdot 2.1 + (-1) \cdot 0 = 2.1 \\
 d_4(2,5) &= -1 \cdot 2.1 + 1 \cdot 0 = -2.1 \\
 d_4(3,1) &= -1 \cdot 2.1 + 1 \cdot 0 = -2.1 \\
 d_4(3,5) &= 1 \cdot 2.1 + (-1) \cdot 0 = 2.1 \\
 d_4(4,2) &= -1 \cdot 2.1 + 1 \cdot 0 = -2.1 \\
 d_4(4,6) &= 1 \cdot 2.1 + (-1) \cdot 0 = 2.1 \\
 d_4(5,2) &= 1 \cdot 2.1 + (-1) \cdot 0 = 2.1 \\
 d_4(5,6) &= -1 \cdot 2.1 + 1 \cdot 0 = -2.1 \\
 d_4(6,3) &= 1 \cdot 2.1 + 1 \cdot 0 = 2.1 \\
 d_4(6,7) &= -1 \cdot 2.1 + (-1) \cdot 0 = -2.1 \\
 d_4(7,3) &= -1 \cdot 2.1 + (-1) \cdot 0 = -2.1 \\
 d_4(7,7) &= 1 \cdot 2.1 + 1 \cdot 0 = 2.1
 \end{aligned}$$

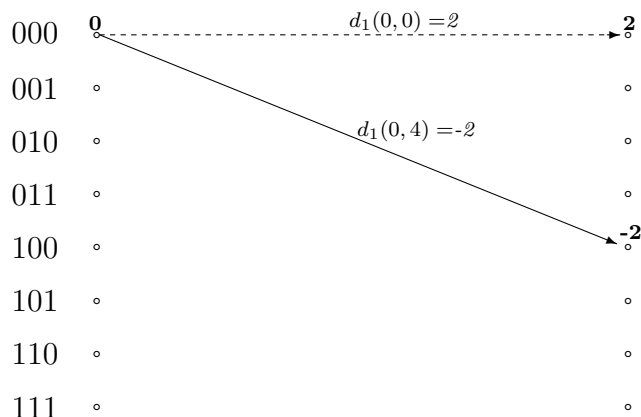
dla $t = 5$, $x_5 = -0.9$, $y_5 = -0.3$:

$$\begin{aligned}
 d_5(0,0) &= -1 \cdot (-0.9) + (-1) \cdot (-0.3) = 1.2 \\
 d_5(0,4) &= 1 \cdot (-0.9) + 1 \cdot (-0.3) = -1.2 \\
 d_5(1,0) &= 1 \cdot (-0.9) + 1 \cdot (-0.3) = -1.2 \\
 d_5(1,4) &= -1 \cdot (-0.9) + (-1) \cdot (-0.3) = 1.2 \\
 d_5(2,1) &= 1 \cdot (-0.9) + (-1) \cdot (-0.3) = -0.6 \\
 d_5(2,5) &= -1 \cdot (-0.9) + 1 \cdot (-0.3) = 0.6 \\
 d_5(3,1) &= -1 \cdot (-0.9) + 1 \cdot (-0.3) = 0.6 \\
 d_5(3,5) &= 1 \cdot (-0.9) + (-1) \cdot (-0.3) = -0.6 \\
 d_5(4,2) &= -1 \cdot (-0.9) + 1 \cdot (-0.3) = 0.6 \\
 d_5(4,6) &= 1 \cdot (-0.9) + (-1) \cdot (-0.3) = -0.6 \\
 d_5(5,2) &= 1 \cdot (-0.9) + (-1) \cdot (-0.3) = -0.6 \\
 d_5(5,6) &= -1 \cdot (-0.9) + 1 \cdot (-0.3) = 0.6 \\
 d_5(6,3) &= 1 \cdot (-0.9) + 1 \cdot (-0.3) = -1.2 \\
 d_5(6,7) &= -1 \cdot (-0.9) + (-1) \cdot (-0.3) = 1.2 \\
 d_5(7,3) &= -1 \cdot (-0.9) + (-1) \cdot (-0.3) = 1.2 \\
 d_5(7,7) &= 1 \cdot (-0.9) + 1 \cdot (-0.3) = -1.2
 \end{aligned}$$

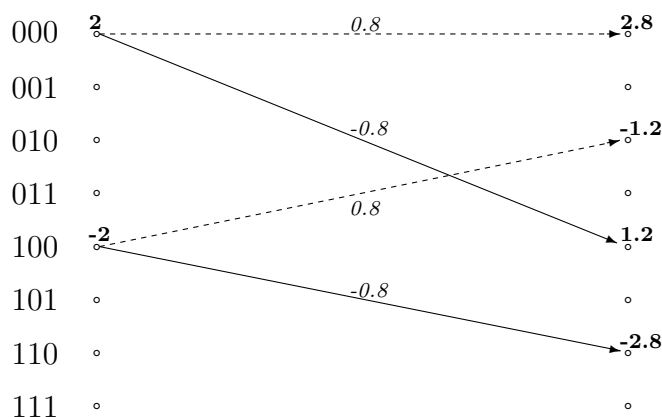
Wagi ścieżek dla kolejnych przejść można wyznaczać w miarę potrzeby ich użycia w dalszych obliczeniach. Ciekawą własnością takiego określania wag jest fakt, że wartości, które mają zgodne znaki, dają wagi dodatnie, natomiast wartości o przeciwnych znakach dają wagi ujemne. Zatem wagi dodatnie wskazują najbardziej prawdopodobne przejścia, którymi podążał koder przy kodowaniu informacji.

Kolejnym krokiem dekodowania po zbudowaniu ścieżek przez graf kratownicowy jest odpowiednie kumulowanie wag dla poszczególnych przejść. Jako ścieżkę można traktować zbiór połączonych kolejnych stanów, w jakich może się znaleźć koder wraz ze skumulowaną wagą w kolejnych przejściach grafu. Kod splotowy jest tak zorganizowany, że z każdym przejściem liczba ścieżek, jakimi może podążać koder, rośnie razy 2, ale do każdego stanu

trafiają 2 ścieżki, z których jedna, ta o mniejszej skumulowanej sumie jest odrzucana (dla $t > 3$). Skumulowana waga przypisana do każdej ścieżki jest sumowana z wagą kolejnych przejść, które stają się częścią ścieżki, w miarę trwania procesu dekodowania. Taki algorytm powtarza się dopóki dekodery nie znajdzie się w ostatnim przejściu.



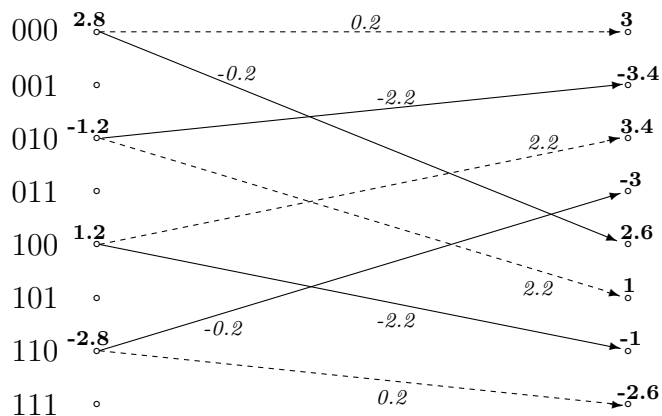
Rysunek 2.6: Przejście grafu kratownicowego dla $t=1$, $x_1 = -1.1$, $y_1 = -0.9$.



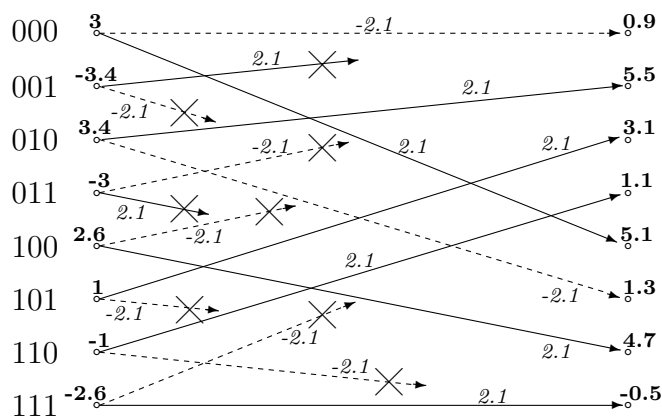
Rysunek 2.7: Przejście grafu kratownicowego dla $t=2$, $x_2 = -0.8$, $y_2 = 0$.

Na rysunkach 2.6, 2.7 i 2.8 został przedstawiony sposób kumulowania wag w kolejnych przejściach, ponadto na rysunkach 2.9 i 2.10 zostało przedstawione eliminowanie ścieżek o mniejszej skumulowanej wadze. Wagi poszczególnych przejść opisują strzałki symbolizujące te przejścia (pochyła czcionka). Natomiast skumulowane wagi ścieżek znajdują się w pobliżu węzłów grafu (pogrubiona czcionka).

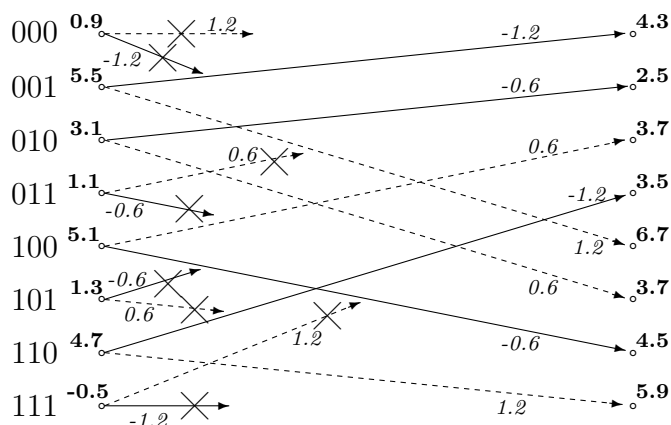
Jak wspomiano liczba przejść grafu kratownicowego osiąga kilkaset, jednak na potrzeby opisu algorytmu można założyć, że w skład ciągu kodowanego wchodzi 5 bitów informacyjnych. Zatem cały graf kratownicowy składa się z 5 przejść, które są przedstawione na rysunkach 2.6 - 2.10. Po wyznaczeniu najbardziej prawdopodobnych ścieżek przez diagram kratowy oraz ich skumulowanych wag, dekodery wyznacza ścieżkę główną. Wykorzystuje on informację, że koder skończył kodować sekwencję bitów informacyjnych znajdując się w stanie 0. W dalszej części dekodery zaczyna analizować diagram, poruszając się wstecz od ostatniego przejścia do pierwszego. Jeśli przyjrzeć się uważnie diagramowi to, można zauważyć, że pozostawione strzałki wskazują jednoznacznie wstecz jeden wybrany stan. Np w chwili $t=5$ startując ze stanu 0 można przejść (poruszając się wzdłuż



Rysunek 2.8: Przejście grafu kratownicowego dla $t=3$, $x_3 = -1.2$, $y_3 = 1$.



Rysunek 2.9: Przejście grafu kratownicowego dla $t=4$, $x_4 = 2.1$, $y_4 = 0$.

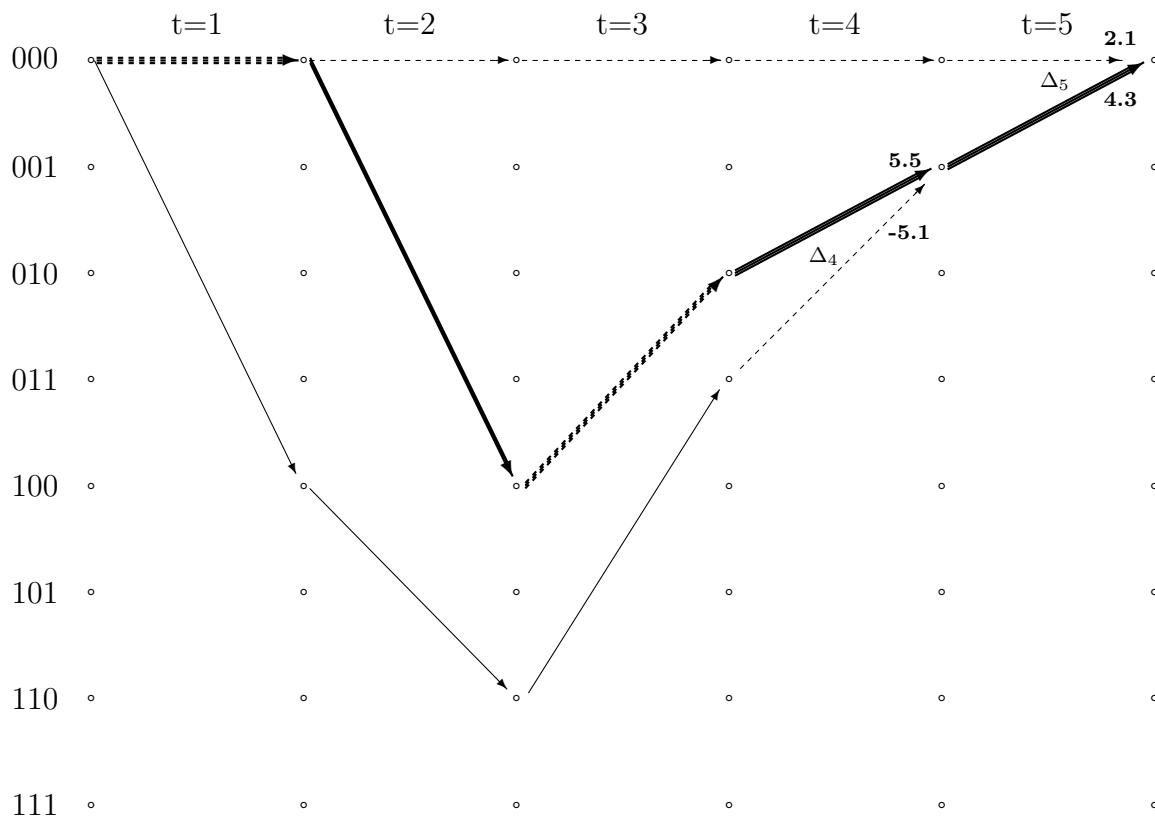


Rysunek 2.10: Przejście grafu kratownicowego dla $t=5$, $x_5 = -0.9$, $y_5 = -0.3$.

pozostawionej strzałki) tylko do stanu 1. Zatem dla przejścia $t=5$ strzałka łącząca stan 1 ze stanem 0 jest składową ścieżki głównej. Idąc dalej w tym kierunku można wyznaczyć kolejne stany w jakich najprawdopodobniej znajdował się koder. Dla analizowanego przypadku zgodnie ze wzrostem indeksów czasowych sekwencja takich stanów wynosi: 0, 0, 4, 2, 1, 0. Liczba stanów (można też powiedzieć węzłów) jest o jeden większa, niż liczba bitów informacyjnych wchodzących w skład ciągu kodowego, ponieważ to przej-

ście pomiędzy dwoma stanami, a nie numer pojedynczego stanu, jednoznacznie określa bit informacyjny. Zatem sekwencja bitów, jaką w tym przypadku zdekoduje oryginalny miękko-decyzyjny dekodery Viterbiego wynosi: $\mathbf{v}=0, 1, 0, 1, 1$.

Kolejnym etapem dekodowania przy użyciu algorytmu SOVA jest obliczanie wartości miękkich. Aby uprościć sprawę, można oddzielnie obliczyć znak i moduł tej wartości. Znak wyznacza się wykorzystując wektor \mathbf{v} . Jeśli więc standardowy algorytm Viterbiego zdekoduje dany bit informacyjny jako 0, to odpowiadająca mu wartość miękka jest liczbą mniejszą od zera, w przeciwnym wypadku wartość ta ma znak dodatni.



Rysunek 2.11: Sposób wyznaczania modułu wartości wyjściowych w algorytmie SOVA.

Bardziej skomplikowane jest wyznaczanie modułu wartości wyjściowych. Aby tego dokonać, należy wrócić do analizy diagramu kratowego. Na rysunku 2.11 została narysowana ścieżka główna (pogrubione linie ze strzałkami) oraz ścieżki boczne bezpośrednio dochodzące do ścieżki głównej. Poza tym miejsca, w których ścieżki boczne zostały odrzucone, oznaczono symbolem Δ_t . Wartość ta jest różnicą pomiędzy skumulowaną wagą ścieżki głównej oraz analogiczną wagą ścieżki odrzuconej. Ponieważ w chwilach $t = 1, 2$ i 3 żadna ścieżka boczna nie styka się ze ścieżką główną, to żadna z wartości $\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3$ nie istnieje. Zatem dla rozpatrywanej sytuacji istnieją tylko:

- $\Delta_4 = 10.6$
- $\Delta_5 = 2.2$

Aby obliczyć moduł wartości miękkiej w danej chwili czasu, należy najpierw sprawdzić jaki bit jest dekodowany przez ścieżkę główną w tej chwili. Następnie należy odnaleźć, która z ocalałych ścieżek bocznych dekoduje w tym samym momencie bit będący negacją

bitu dekodowanego przez ścieżkę główną. Podążając wzdłuż takiej bocznej ścieżki, aż do jej zetknięcia się ze ścieżką główną należy sprawdzić wartość Δ_t w miejscu spotkania się tych ścieżek. Δ_t jest modułem wartości miękkiej generowanej przez dekodery RSC. Może się zdarzyć, że ścieżka boczna spotyka się ze ścieżką główną w kilku miejscach (zostanie „rozgałęziona”) lub będzie istnieć więcej ścieżek bocznych, które dekodują bit przeciwny do tego dekodowanego przez ścieżkę główną w analizowanej chwili czasu (np rys. 2.11 dla $t=4$). W takim wypadku należy wybrać najmniejszą wartość spośród Δ_t , które spełniają wspomniane wymagania. Zatem dla rozpatrywanej sytuacji dekodery wygenerują wektor \mathbf{c} o elementach wynoszących odpowiednio:

$$\mathbf{c} = \{-10.6, 2.2, -10.6, 2.2, 2.2\}.$$

W ciągu dalszego dekodowania wektor ten pełni funkcję informacji zewnętrznej i jest poddawany permutacji i przekazywany do drugiego dekodera RSC. Zysk, jaki daje zaimplementowane turbokodowanie, można zaobserwować na wykresach umieszczonych w dodatku E.

Rozdział 3

Modulacja cyfrowa w systemie TEDS

3.1 Rola modulacji cyfrowej

Widmo amplitudowe przypadkowego ciągu impulsów bipolarnych (taki charakter ma strumień binarnych danych usługowych) jest teoretycznie nieskończone, a w praktyce bardzo szerokie. Konieczne zatem jest takie ukształtowanie postaci tych impulsów, aby ich widmo było ograniczone do wąskiego pasma częstotliwości i jednocześnie umożliwiało dobre jakościowo ich odtwarzanie w odbiorniku, przy możliwie małym wpływie szumu w kanale transmisyjnym. Proces przesunięcia tego widma do pasma wielkiej częstotliwości jest realizowany przez modulację, tj. oddziaływanie ciągu sygnałów reprezentujących dane binarne na parametr (parametry) tzw. fali nośnej w wyniku czego uzyskuje się przebieg zmodulowany. Celem modulacji jest takie przekształcenie sygnałów usługowych, które ułatwia ich przesyłanie przez kanał transmisyjny o znanych właściwościach i zapewnia możliwie dobrą jakość odbioru, przy możliwie niskich kosztach.

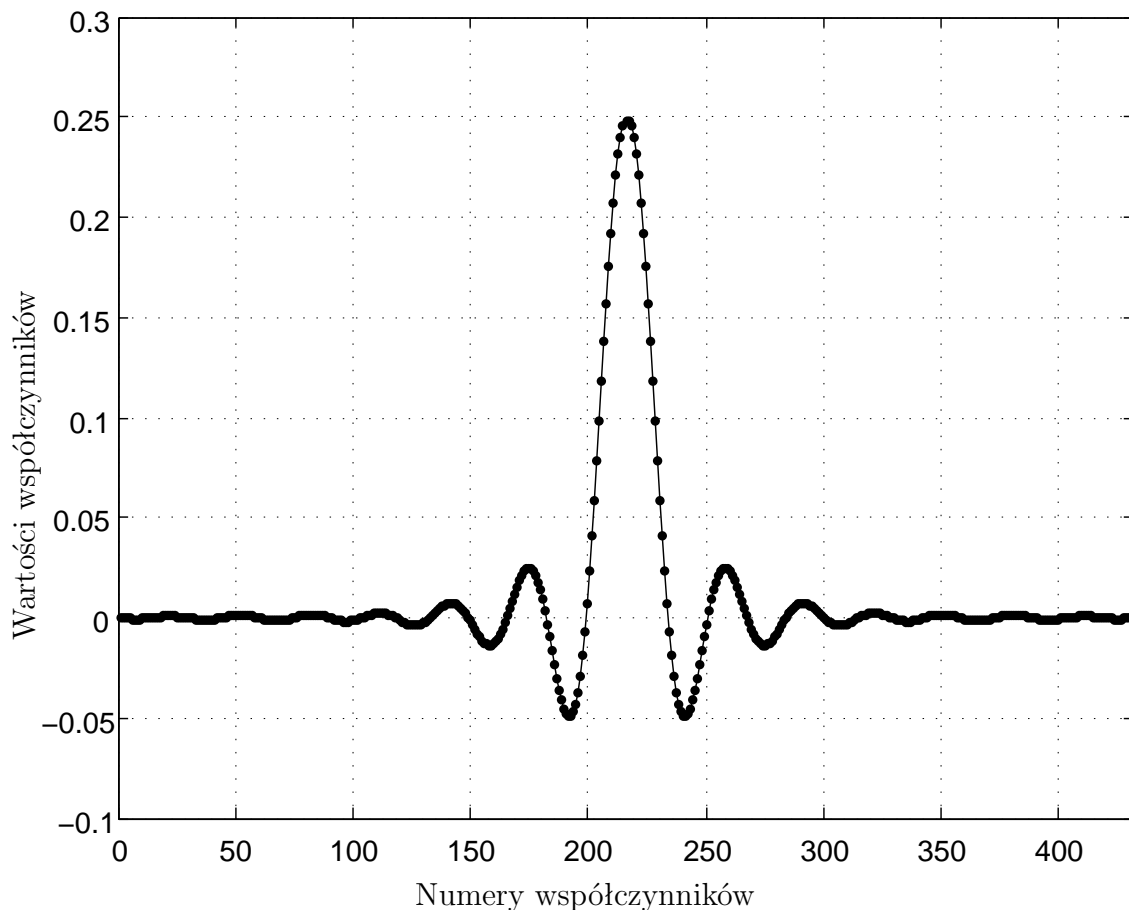
Oczywiście fala nośna w modulacji cyfrowej przyjmuje postać sygnału harmonicznego, a kształtowanie ograniczonego widma sygnałów zmodulowanych realizuje w modulatorze filtr przedmodulacyjny. W demodulatorze członem komplementarnym do niego jest filtr dopasowany. Kształt odpowiedzi impulsowej obu filtrów dobiera się w taki sposób, aby zmniejszyć interferencje międzysymbolowe (ISI) wprowadzane przez kanał transmisyjny oraz ograniczyć widmo sygnału czyli interferencje międzykanałowe (ICI). Aby modulator i demodulator nie wprowadzały interferencji ISI, filtr przedmodulacyjny i dopasowany powinny łącznie tworzyć tzw. filtr Nyquista. Najczęściej spotykane filtry tego typu mają charakterystykę częstotliwościową tzw. pierwiastka z podniesionego kosinusa o odpowiednio dobranych parametrach wpływających na określone ograniczenie pasma i czas trwania odpowiedzi impulsowej. Współczynniki przykładowego filtru o charakterystyce pierwiastka z podniesionego kosinusa przedstawiono na rys. 3.1. Teoria modulacji cyfrowych jest szeroko opisywana w ogólnodostępnej literaturze np. [7][10][13].

3.2 Ogólny opis modulacji FMT

System TEDS jest system szerokopasmowym. Zastosowano w nim wyrafinowany sposób modulacji. W pierwszym etapie bity transmitowanego ciągu informacyjnego grupuje

się w paczki i wyznacza dla nich zespolone symbole modulacji QAM lub PSK o czym była już mowa w pierwszym rozdziale niniejszej pracy. Następnie przesyła się je na poszczególnych podnośnych poprzez ich odpowiednie filtrowanie. Struktura przesyłanych pakietów ściśle determinuje liczbę podnośnych wykorzystywanych do transmisji. Liczba ta może przyjmować jedną z czterech wartości: $K = 8, 16, 32$ lub 48 . Cały proces polega na tym, że strumień zespolonych symboli dla danych usługowych, pilotowych i synchronizacyjnych jest rozdzielany na K podstrumieni. W każdym takim podstrumieniu prędkość transmisji jest K razy mniejsza, natomiast czas trwania pojedynczego symbolu wydłuża się K razy, w porównaniu do sytuacji gdyby transmitować wszystkie symbole przy użyciu tylko jednej nośnej. Takie rozwiązanie ma szereg zalet i do najistotniejszych z nich można zaliczyć:

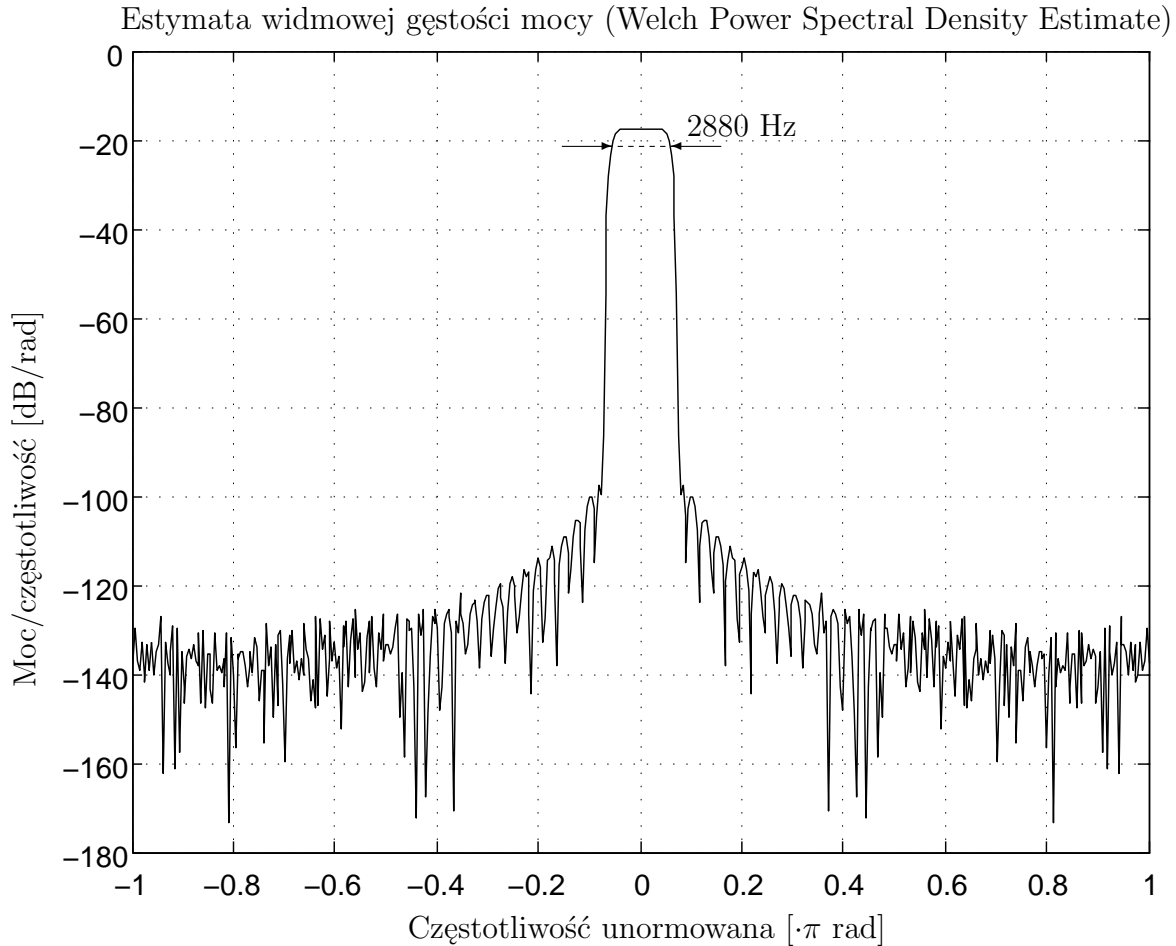
- Uodpornienie na zaniki selektywne częstotliwościowo występujące w kanale transmisyjnym.
- Zmniejszenie wpływu interferencji międzysymbolowych, powstałych w wyniku różnych opóźnień fal elektromagnetycznych przenoszących ten sam sygnał, lecz docierających do odbiornika różnymi drogami, wskutek odbić, ugięć i rozpraszania.



Rysunek 3.1: Kształt zastosowanego okna ograniczającego dla $K=16$. Odcięte odpowiadające kropkom na powyższym rysunku oznaczają chwile próbkowania. Na rys. 3.4 i 3.5 ciąg ten jest oznaczony jako „SEQUENCE WIN”.

W systemie TEDS zastosowano modulację FMT (ang. Filtered MultiTone). Podobnie jak modulację OFDM stosuje się ją w systemach szerokopasmowych. Modulacja OFDM

jest bardziej rozpowszechniona niż modulacja FMT, chociaż obie są do siebie podobne. Jak wiadomo w modulacji OFDM sąsiednie podkanały częstotliwościowe w znacznej części nakładają się na siebie, co zwiększa stopień upakowania sygnałów zmodulowanych w dostępnym paśmie, a w konsekwencji skutkuje efektywniejszym wykorzystaniem pasma częstotliwości. Niestety równocześnie zwiększa się możliwość wystąpienia interferencji międzykanałowych, co czyni tę technikę wrażliwą na niedokładną synchronizację. Ponadto

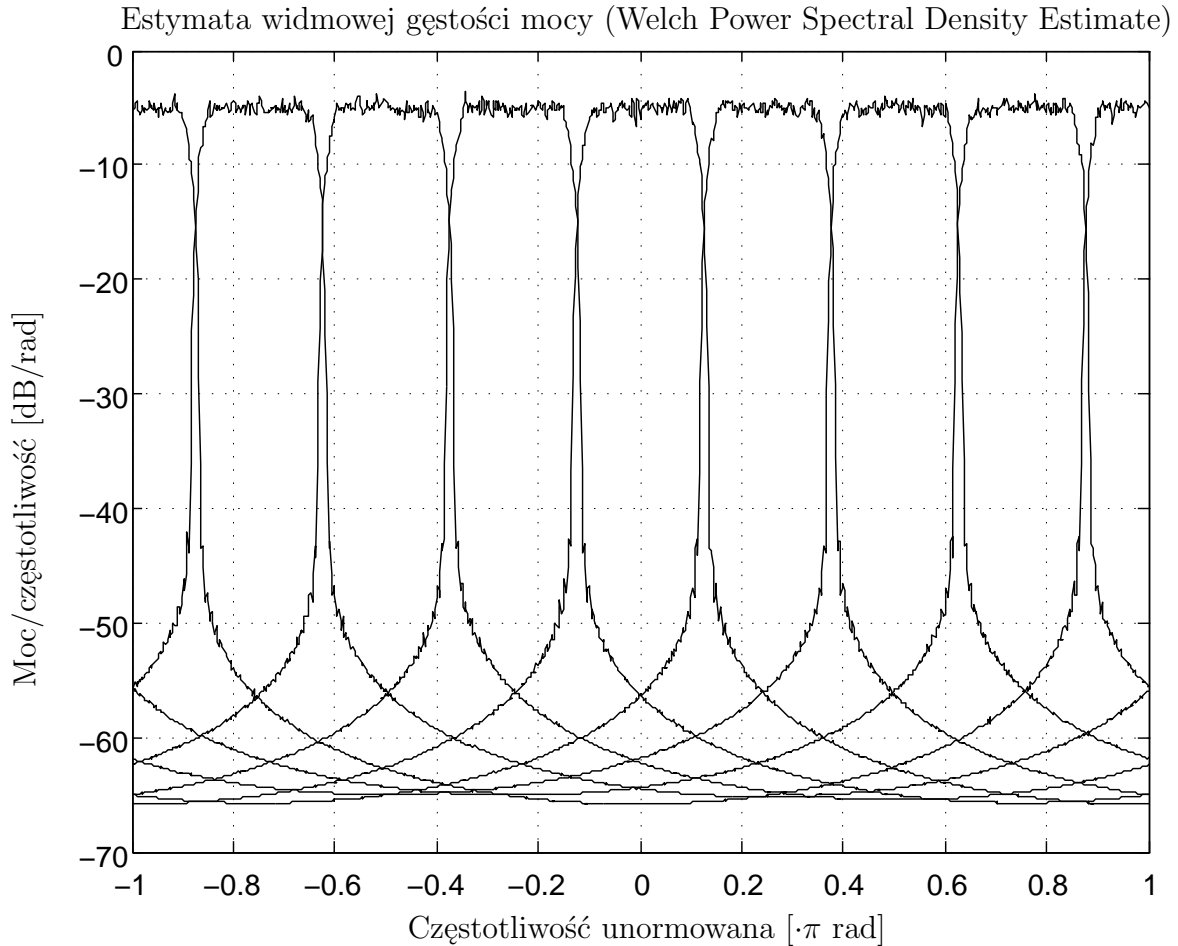


Rysunek 3.2: Charakterystyka częstotliwościowa okna ograniczającego dla $K=16$.

należy pamiętać, że odbiorcy systemu TEDS mogą poruszać się z relatywnie dużymi prędkościami, np. piloci wojskowych formacji lotniczych, obsługa super szybkich pociągów lub zawodnicy prestiżowych zawodów Formuły 1. Szybkie zaniki sygnału i efekt Dopplera są w takich przypadkach głównym czynnikiem degradującym jakość transmisji. Wyklucza to zastosowanie modulacji OFDM, która jest bardzo wrażliwa na takie zniekształcenia sygnału odbieranego.

W modulacji FMT użytej w systemie TEDS zastosowano niewielkie nakładanie się sąsiednich podkanałów częstotliwościowych. Przedział, w którym występuje nałożenie się wynosi około 180 Hz, jest niewielki wobec szerokości pasma zajmowanego przez jedną zmodulowaną nośną ($\Delta f_p \approx 2880$ Hz). Δf_p to dokładniej szerokość pasma przepustowego charakterystyki okna ograniczającego (rys. 3.2), pełniącego funkcję filtra cyfrowego (przedmodulacyjnego i dopasowanego). Na rys. 3.3 zilustrowano stopień nałożenia się na siebie sąsiednich podkanałów w zaimplementowanej w ramach niniejszej pracy modulacji

FMT. Jest ona dużo bardziej odporna na degradację sygnału odebranego, niż konkurencyjna modulacja OFDM i lepiej odpowiada wymaganiom stawianym systemowi TEDS. Temat charakterystyki częstotliwościowej oraz kształtu okna ograniczającego zastosowanego w modulatorze i demodulatorze zostaną jeszcze poruszone w dalszej części tego rozdziału. Modulacja FMT wiąże się z szybkim przetwarzaniem i przesyłaniem danych i dotyczy jej szereg artykułów m.in. [19][20].



Rysunek 3.3: Uśredniona, widmowa gęstość mocy sygnału FMT dla $K=8$ z zaznaczonymi podkanałami.

Sygnał z modulacją FMT może być ogólnie opisany wzorem (3.1), w którym $a_n^{(k)}$ oznacza symbol modulacji QAM o numerze n na nośnej o numerze k . N i K w tym przypadku oznaczają odpowiednio liczbę transmitowanych symboli oraz liczbę podnośnych. Funkcja $g(t)$ jest odpowiedzią impulsową filtru o charakterystyce podniesionego kosinusa ze współczynnikiem $\alpha = 0.2$, $T_s = 1/2400[s]$ oznacza czas trwania symbolu modulacji QAM, natomiast współczynnik ξ określa miarę interferencji pomiędzy sąsiednimi zmodulowanymi podnośnymi tworzącymi sygnał FMT ($\xi = \Delta f \cdot T_s = 1.125$, przy czym Δf oznacza odstęp pomiędzy sąsiednimi podnośnymi i wynosi 2700 Hz) [2].

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_n^{(k)} \cdot g(t - nT_s) \cdot e^{j2\pi\xi t/T_s} \quad (3.1)$$

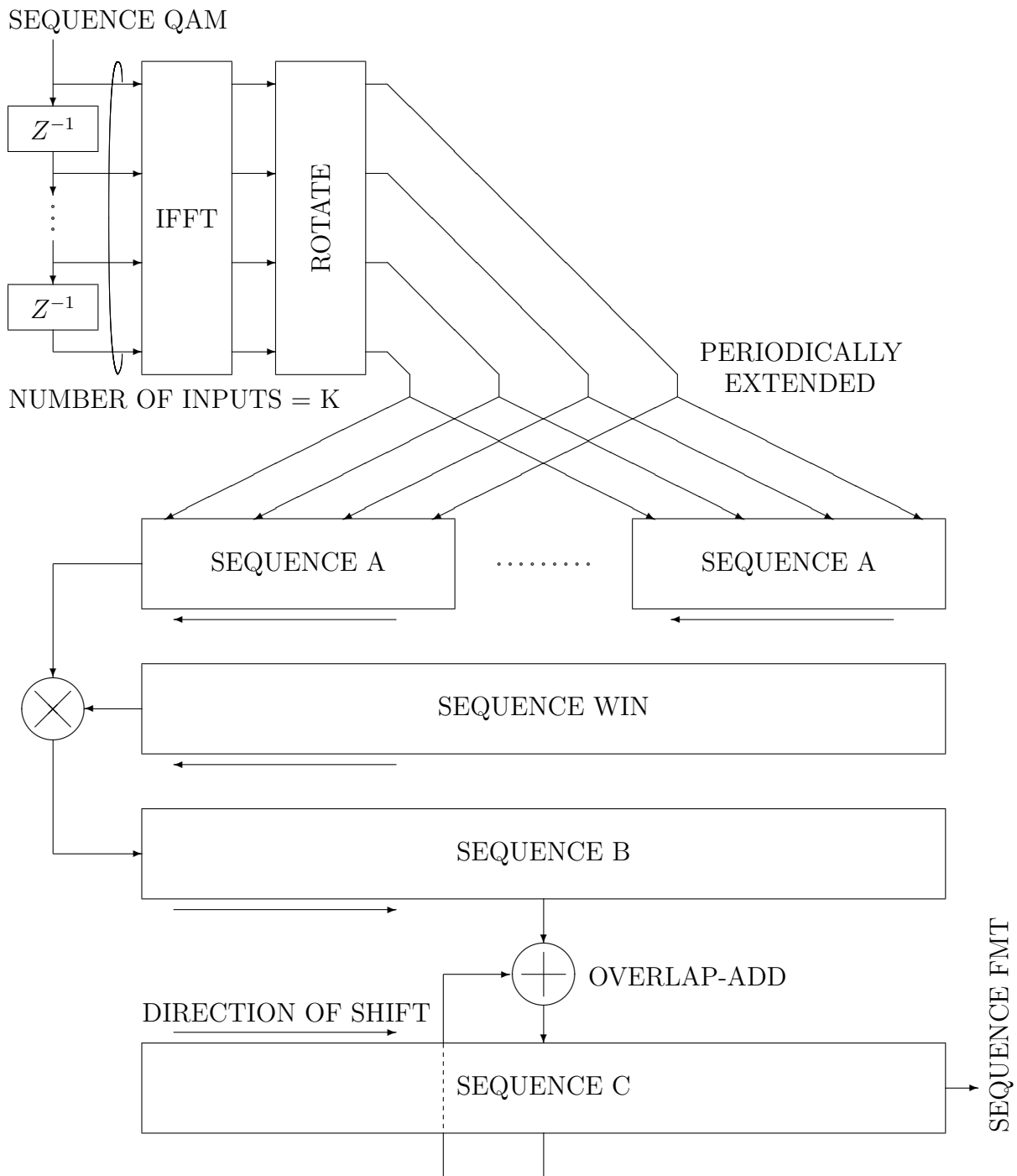
Filtracja wielu strumieni danych jednocześnie wiąże się z dużym nakładem obliczeniowym, co może utrudnić ich przesyłanie w czasie rzeczywistym, a więc opóźnienia przetwarzania muszą być jak najmniejsze (nie mogą przekraczać niewielkich i ściśle określonych granic). Pomimo, że w ostatnich latach można zaobserwować wyraźny wzrost szybkości przetwarzania cyfrowych układów scalonych VLSI (ang. Very-Large-Scale Integration), bardzo ważnym zagadnieniem jest jak najszybsza realizacja algorytmów DSP. W systemach przetwarzających dane w wielu równoległych strumieniach stosuje się tzw. banki filtrów. W literaturze naukowej można znaleźć propozycje bardzo efektywnych implementacji takich banków z wykorzystaniem transformacji FFT oraz filtrów polifazowych. Rozwiązania te dotyczą nie tylko modulacji sygnału. Podobne algorytmy stosuje się m.in. przy analizie głosu, kompresji danych, kodowaniu źródłowym, przetwarzaniu danych generowanych przez sonary i radary itp. [15][16][17][18].

3.3 Implementacja modulatora FMT

Oczywiście standard TETRA nie określa budowy odbiornika, ani nawet sposobu implementacji opisanych rozwiązań. Dlatego istnieje wiele rozwiązań urządzeń systemu TEDS, które naturalnie muszą być ze sobą kompatybilne. W zaimplementowanym w ramach niniejszej pracy dyplomowej torze nadawczo-odbiorczym zaproponowano modulator i demodulator FMT, działające według metody *Overlap-Add*. Prowadzi ona do bardzo wydajnego algorytmu wykorzystującego transformację FFT oraz cykliczne przesunięcia próbek. Na rysunku 3.4 zaprezentowano ideę działania modulatora wykonanego w takiej technice. Podpisy są sporządzone w języku angielskim, aby nie zniekształcić pierwotnego znaczenia nieodpowiednim tłumaczeniem na język polski z literatury anglojęzycznej [17]. Dla wyjaśnienia, sformułowanie „sequence” można przetłumaczyć po prostu jako „ciąg”. Natomiast słowo „rotate” oznacza „obrót”, ale w tej sytuacji chodzi o przesunięcie cykliczne próbek.

Na wejście modulatora są podawane zespolone symbole QAM danych usługowych (lub innych danych transmitowanych w pakiecie, np. dane pilotowe, synchronizacyjne itp.), które następnie rozdziela się na K równoległych strumieni. Oznaczenie Z^{-1} symbolizuje opóźnienie o jedną próbkę. Zatem człony z opisami Z^{-1} , połączone jak na rysunku działają podobnie jak przetwornik szeregowo-równoległy. Dlatego co K przedziałów próbkowania K kolejnych próbek poddawanych jest odwrotnej dyskretnej transformacji Fouriera, co oznacza przejście z rozważań w dziedzinie częstotliwości do dziedziny czasu.

Obliczone wartości próbek są następnie wpisywane do bufora cyklicznego i przesuwane o dokładnie określoną liczbę pozycji. Liczba ta zależy od K (K określa również liczbę podnośnych użytych przy modulacji). W tabeli 3.1 są podane dokładne wartości liczbowe możliwych przesunięć. Można powiedzieć, że co K chwil próbkowania odwrotnej transformacji Fouriera jest poddawana jedna K -elementowa grupa kolejnych symboli modulacji QAM. Przesunięcie cykliczne jest inne dla każdej, takiej grupy zespolonych próbek i jest liczbą odczytaną z tabeli 3.1 i pomnożoną przez numer grupy symboli. Zasadę taką implikuje dalszy proces modulacji. Grupy próbek po transformacji IFFT i przesunięciu cyklicznym są na rys. 3.4 oznaczone jako „SEQUENCE A”. Kolejnym krokiem jest zwielokrotnienie każdego ciągu A. Operację taką symbolizuje kilka rozgałęziających się linii skierowanych z podpisem „PERIODICALLY EXTENDED”. Na rys. 3.4 pokazano tylko pierwszą i ostatnią taką zwielokrotnioną grupę próbek, ale w rzeczywistości jest ich więcej, a dokładną ich liczbę określa tzw. „współczynnik zwielokrotnienia”. Musi on być tak dobrany, aby liczba wszystkich próbek nowo utworzonej ramki była wielokrotnością wartości



Rysunek 3.4: Schemat działania modulatora FMT wykonanego w technice Overlap-Add. Wszystkie strzałki na rysunku symbolizują ciągi liczb zespolonych.

cyklicznego przesunięcia. W zaimplementowanym torze „współczynnik zwielokrotnienia” wynosi 27. Zatem nowo utworzona ramka liczy $27 \cdot K$ próbek. Dodatkowo, dla lepszego zrozumienia algorytmu narysowano linie ze strzałkami (wzdłuż prostokątów symbolizujących rejestry przesuwne, niektóre z nich są podpisane jako „DIRECTION OF SHIFT”), które wskazują kierunek przemieszczania się próbek w buforach.

Ciąg reprezentujący przebieg okna ograniczającego na rys. 3.4 jest oznaczony jako „SEQUENCE WIN” i liczy dokładnie tyle samo elementów co ramka po replikacji. Wspo-

mniane okno ma charakterystykę częstotliwościową pierwiastka z podniesionego kosinusa o współczynniku $\alpha=0.2$, a jego przebieg (dla $K=16$) jest zaprezentowany na rys. 3.1. Współczynniki tego „filtru” można obliczyć ze wzoru (3.2), gdzie symbol T_s oznacza czas trwania jednego symbolu modulacji QAM, natomiast t ma wymiar czasu. Na rys. 3.2 przedstawiono charakterystykę częstotliwościową okna użytego w zaimplementowanym modulatorze.

$$W(t) = \frac{\sin[\pi \frac{t}{T_s}(1 - \alpha)] + 4\alpha \frac{t}{T_s} \cos[\pi \frac{t}{T_s}(1 + \alpha)]}{\pi \frac{t}{T_s} [1 - (4\alpha \frac{t}{T_s})^2]} \quad (3.2)$$

Kolejną czynnością jaką wykonuje modulator jest wymnożenie współczynników wyznaczonych przez funkcję okna ograniczającego przez próbki zwielokrotnionej ramki. Wynik mnożenia na rys. 3.4 jest oznaczony jako „SEQUENCE B”. Zwielokrotnienie ramki i wymnożenie jej próbek przez funkcję okna o charakterystyce pierwiastka z podniesionego kosinusa powoduje ograniczenie pasma sygnału. Tymczasem analizując dalej schemat, można zauważyć, że ciąg B jest dodawany do ciągu C, który na początku procesu modulacji składa się z samych zerowych elementów. Dodawanie to, aczkolwiek opisane, być może, niejasnym określeniem „OVERLAP-ADD”, sprowadza się do zwykłego sumowania odpowiadających sobie elementów obu ciągów. Dopiero po przyjsciu kolejnej porcji próbek uwidacznia się specyficzna cecha tego dodawania. Mianowicie, zanim z elementami rejestru C (nazwanego tak od ciągu w nim przechowywanego) zostaną zsumowane elementy kolejnego ciągu B, elementy rejestru C są przesuwane zgodnie z kierunkiem strzałki opisanej określeniem „DIRECTION OF SHIFT” o liczbę pozycji podaną w tabeli 3.1 (bufor C jest rejestrem przesuwym FIFO), po czym dodawane są do nich elementy nowego ciągu B. Elementy, które opuszczają ten bufor C są próbkami sygnału FMT. Natomiast w zwolnione miejsca wpisywane są próbki zerowe. Na tym etapie kończy się proces modulacji FMT. W rezultacie, na każde K wejściowych symboli QAM danych usługowych (lub synchronizujących, pilotowych itd.) otrzymano $9 \cdot K/8$ zespolonych próbek sygnału FMT.

Tabela 3.1: Wielkości cyklicznego przesunięcia w zależności od liczby podnośnych.

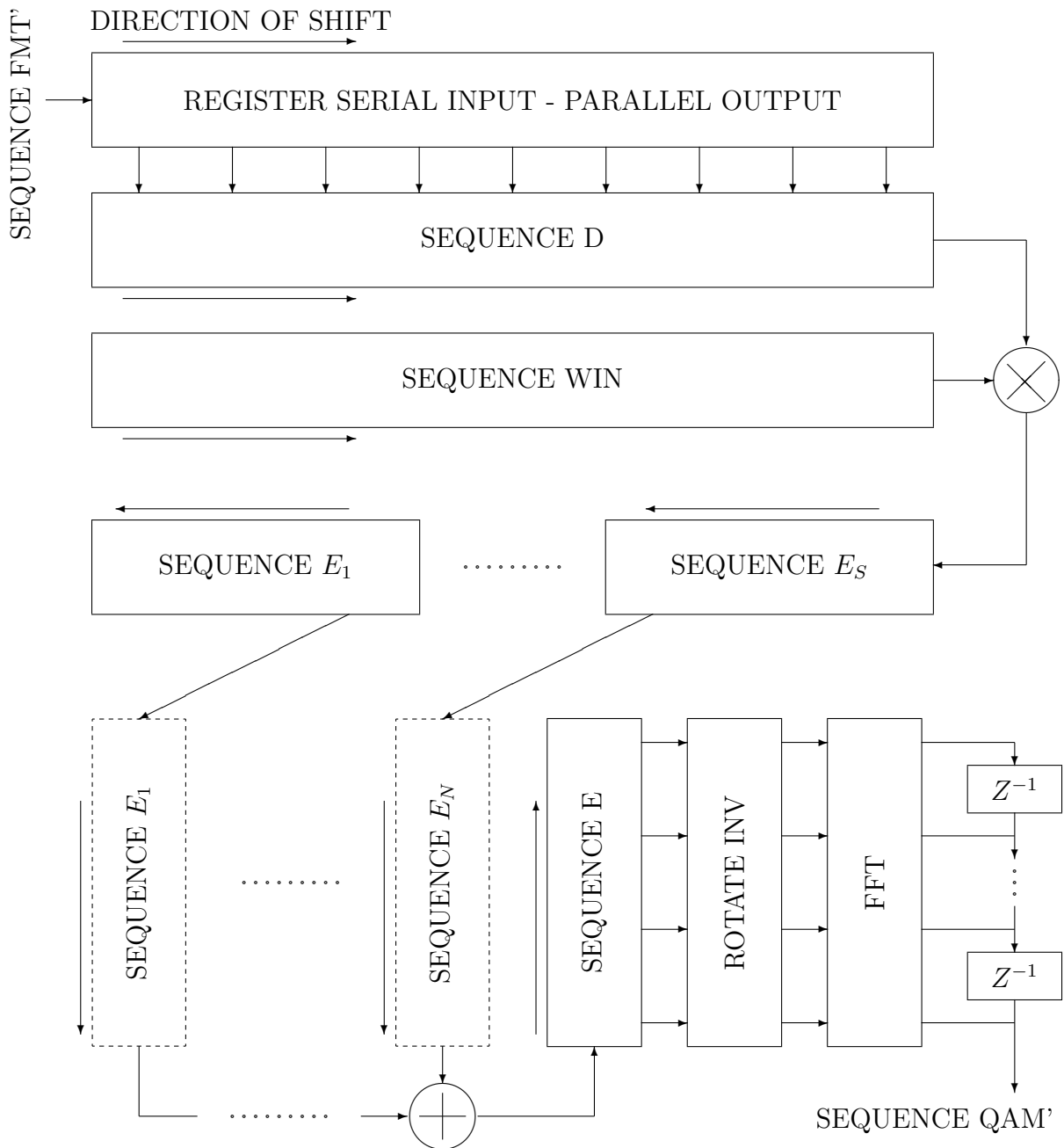
Liczba podnośnych	Wartość przesunięcia
8	9
16	18
32	36
64	72

3.4 Implementacja demodulatora FMT

Schemat działania zaimplementowanego demodulatora znajduje się na rys. 3.5. Jest to moduł całkowicie komplementarny do wcześniej omawianego modulatora. Należy pamiętać, że demodulator działa na sygnale zdegradowanym przez szумы i zakłócenia występujące w środowisku propagacyjnym. Dlatego niektóre ciągi (QAM, FMT) na rys. 3.5 są oznaczone dodatkowym apostrofem, aby zaakcentować podobieństwo (a nie tożsamość) do analogicznych ciągów oznaczonych na schemacie działania modulatora. Dodatkowo „współczynnik zwielokrotnienia” w demodulatorze określa liczbę podgrup, na którą trzeba podzielić grupę próbek odebraną, wyselekcjonowaną i wymnożoną przez funkcję

okna ograniczającego. „Współczynnik zwielokrotnienia” został użyty na rys. 3.5 do oznaczenia ostatniego ciągu E jako duża litera S w indeksie dolnym. Oczywiście musi on mieć identyczną wartość do analogicznego współczynnika w modulatorze, zatem $S=27$. Po podzieleniu wspomnianej grupy na S podciągów o liczbie elementów równej K, następuje ich sumowanie oraz cykliczne przesunięcie w kierunku przeciwnym, niż w nadajnik („ROTATE INV”) tak, by odtworzyć pierwotną kolejność próbek.

Następnie przesuniętą cyklicznie paczkę poddaje się dyskretniej transformacji Fouriera przy wykorzystaniu algorytmu FFT. Na samym końcu, przy pomocy demultipleksera od-
tworza się ciąg miękkich wartości próbek, odpowiadający nadanym symbolom. Oczywiście



Rysunek 3.5: Schemat działania demodulatora FMT. Wszystkie strzałki na rysunku symbolizują operacje na ciągach liczb zespolonych.

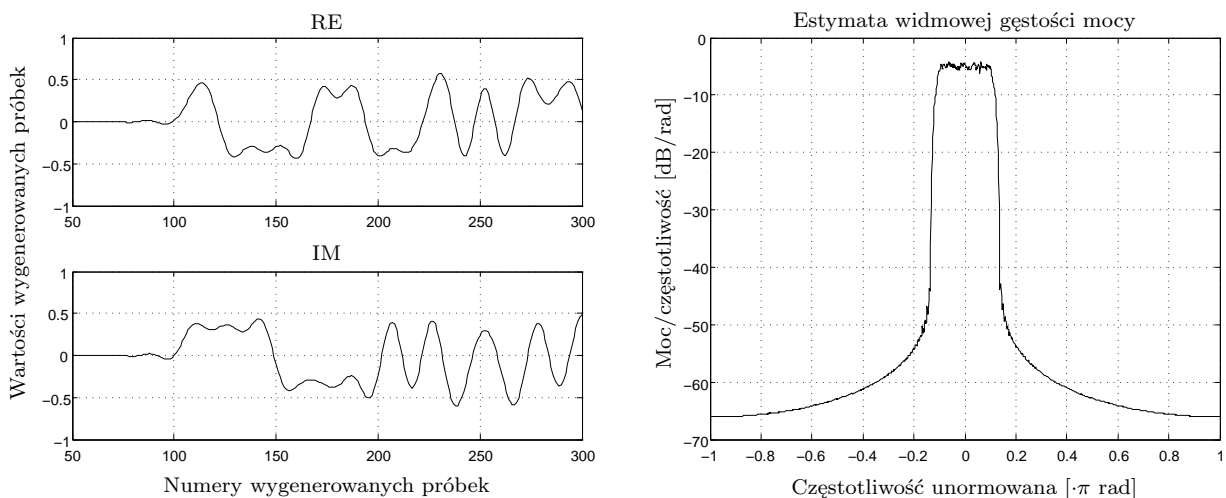
ciąg ten jest zniekształcony i trzeba go poddać kolejnym przekształceniom (np. korekcja przy pomocy określonej charakterystyki częstotliwościowej kanału, dekodowanie).

3.5 Symulacyjna realizacja procesu modulacji i demodulacji

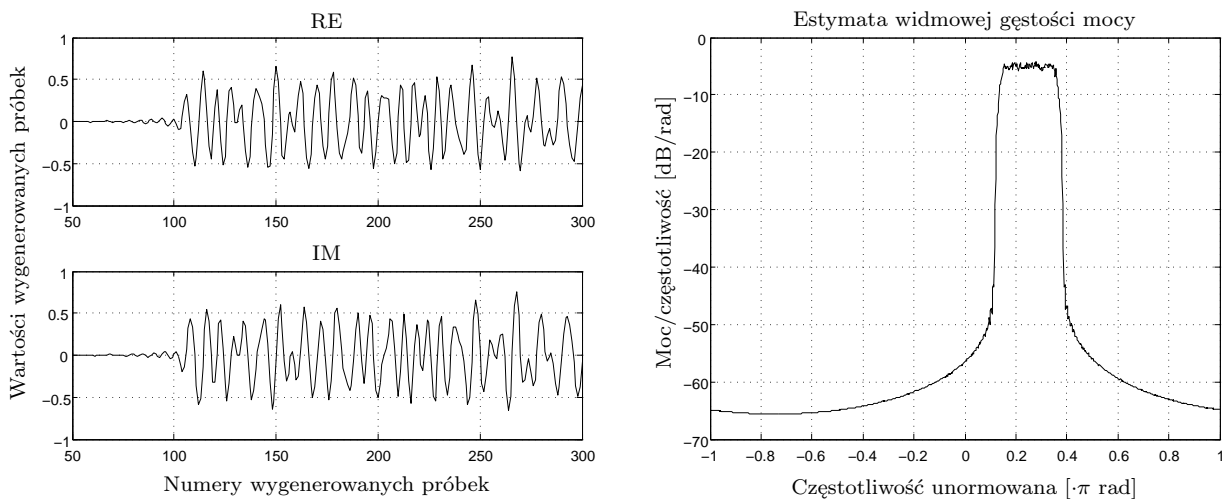
W niniejszym punkcie zostaną dokładniej przeanalizowane sygnały generowane podczas procesu modulacji. Wracając do rys. 3.3 zostało przedstawione na nim widmo amplitudowe zmodulowanego sygnału FMT z wykorzystanymi ośmioma podnośnymi ($K=8$). Widmo każdej zmodulowanej podnośnej zostało narysowane osobno, aby pokazać stopień nałożenia na siebie widm sygnałów w sąsiednich podkanałach częstotliwościowych.

W celu ukazania wpływu kolejności podawania symboli do modulatora na widmo amplitudowe emitowanego sygnału FMT, wygenerowano wybrane kombinacje sekwencji symboli modulacji QAM oraz symboli zerowych i podano je na modulator. Pierwsza sekwencja składa się z samych zer, z wyjątkiem pozycji $5+8 \cdot n$, gdzie $n=\{0, 1, 2, \dots\}$, na których zostały wpisane losowe symbole modulacji 4QAM. Rys. 3.6 przedstawia sekwencje wygenerowanych w takiej sytuacji próbek sygnału FMT oraz jego widmo amplitudowe. Aby rysunki były czytelne, próbki przebiegów zostały połączone linią ciągłą. Symulacje zostały przeprowadzone dla 8 nośnych ($K=8$). Warto ten rysunek porównać z następnymi, które przedstawiają sytuację, kiedy w sekwencji wejściowej symbole modulacji 4QAM są umieszczone odpowiednio na pozycjach $4+8 \cdot n$ (rys. 3.7), $3+8 \cdot n$ (rys. 3.8), $2+8 \cdot n$ (rys. 3.9) oraz $1+8 \cdot n$ (rys. 3.10), dla $n=\{0, 1, 2, \dots\}$. Natomiast na wszystkich niewymienionych pozycjach występują tzw. symbole zerowe (czyli $0+0j$).

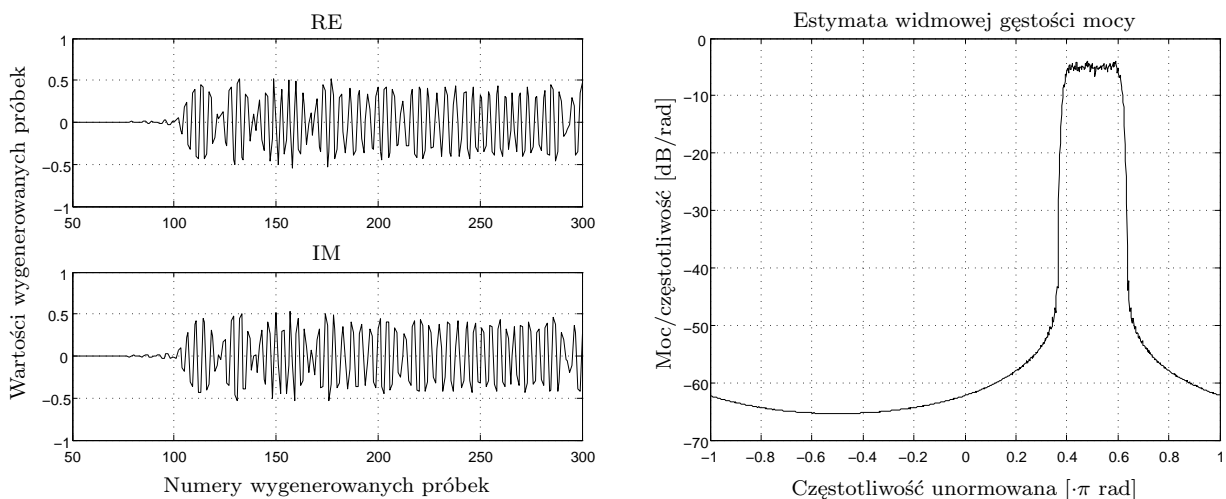
Dla lepszego zrozumienia budowy ciągu wejściowego, który np. na pozycji $2+8 \cdot n$, gdzie $n=\{0, 1, 2, \dots\}$ przyjmuje losowe symbole modulacji QAM, natomiast na pozostałych pozycjach tylko wartości zerowe, przedstawiono schemat rozmieszczenia symboli: Z, Q, Z, Z, Z, Z, Z, Z, Q, Z, Z, Z, Z, Z, Z, Z, Q, Z..., gdzie Z oznacza symbol zerowy, natomiast Q to losowy symbol modulacji QAM.



Rysunek 3.6: Po lewej: zespolony przebieg wygenerowany przez modulator (symbole 4QAM umieszczono na pozycjach $5+8 \cdot n$, gdzie $n=\{0, 1, 2, \dots\}$ ciągu wejściowego do modulatora, pozostałe elementy są zerowe), po prawej: uśredniona, widmowa gęstość mocy tego przebiegu.



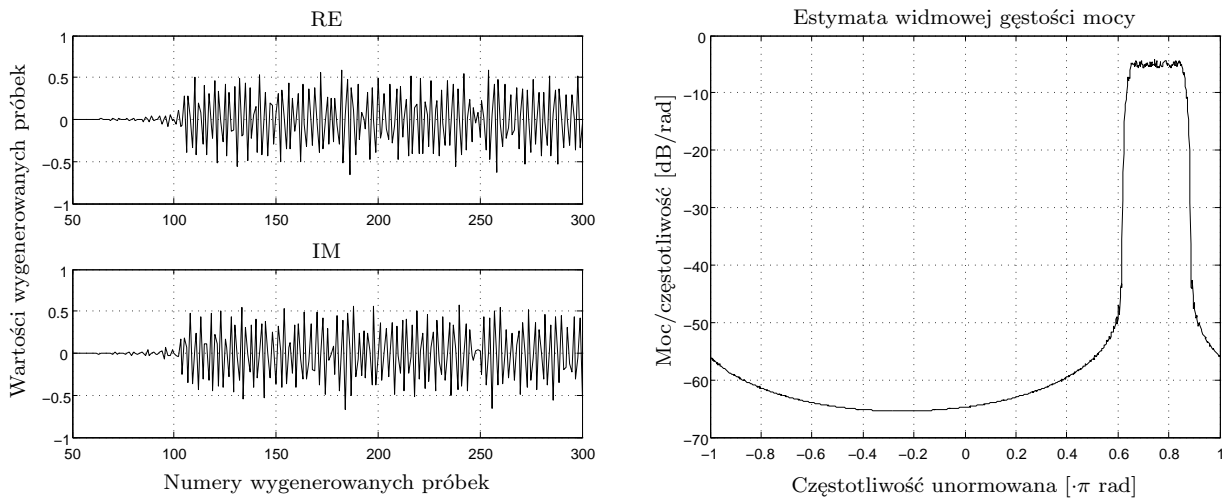
Rysunek 3.7: Po lewej: zespolony przebieg wygenerowany przez modulator (symbole 4QAM umieszczono na pozycjach $4+8 \cdot n$, gdzie $n=\{0, 1, 2\}$ ciągu wejściowego do modulatora, pozostałe elementy są zerowe), po prawej: uśredniona, widmowa gęstość mocy tego przebiegu.



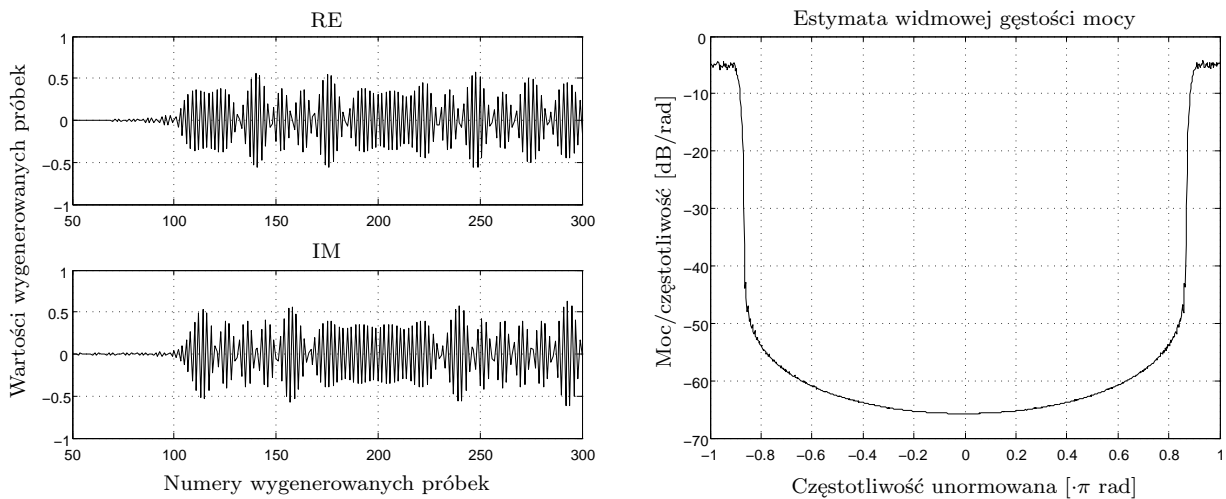
Rysunek 3.8: Po lewej: zespolony przebieg wygenerowany przez modulator (symbole 4QAM umieszczono na pozycjach $3+8 \cdot n$, gdzie $n=\{0, 1, 2, \dots\}$ ciągu wejściowego do modulatora, pozostałe elementy są zerowe), po prawej: uśredniona, widmowa gęstość mocy tego przebiegu.

Z rysunków 3.6-3.10 jasno wynika, że kolejność występowania symboli przed przesłaniem ich do modulatora ma kluczowy wpływ nie tylko na to w jakiej chwili czasu dany symbol jest transmitowany, ale również na wybór podnośnej. Jest to ważne spostrzeżenie, ponieważ podczas przetwarzania sygnału w odbiorniku dokonuje się estymacji charakterystyki częstotliwościowej kanału radiokomunikacyjnego, na podstawie niektórych symboli transmitowanego pakietu (pilotowe i synchronizacyjne). Dlatego po stronie odbiorczej musi być znana dokładna lokalizacja tych symboli w czasie ich transmisji przez kanał radiokomunikacyjny.

Modulacja sygnału jest przeprowadzana z wykorzystaniem algorytmu odwrotnej, dyskretnej transformacji Fouriera. Wykorzystuje się tu właściwość algorytmu DFT, dzięki



Rysunek 3.9: Po lewej: zespolony przebieg wygenerowany przez modulator (symbole 4QAM umieszczono na pozycjach $2+8\cdot n$, gdzie $n=\{0, 1, 2, \dots\}$ ciągu wejściowego do modulatora, pozostałe elementy są zerowe), po prawej: uśredniona, widmowa gęstość mocy tego przebiegu.



Rysunek 3.10: Po lewej: zespolony przebieg wygenerowany przez modulator (symbole 4QAM umieszczono na pozycjach $1+8\cdot n$, gdzie $n=\{0, 1, 2, \dots\}$ ciągu wejściowego do modulatora, pozostałe elementy są zerowe), po prawej: uśredniona, widmowa gęstość mocy tego przebiegu.

której kolejne próbki sygnału wejściowego są powielane, mnożone przez odpowiednie próbki sygnału harmonicznego (pełniącego funkcję fali nośnej) i zarazem ze sobą sumowane (zgodnie z definicją IDFT). Jednak niewątpliwie największy wpływ na wykorzystanie transformacji Fouriera w technice Overlap-Add ma istnienie bardzo wydajnego algorytmu FFT. Dzięki niemu jednoczesną modulację wszystkich nośnych można przeprowadzić przy mniejszym nakładzie obliczeniowym, niż w przypadku niezależnego wymnażania i sumowania wszystkich kolejnych próbek sygnału danych usługowych przez próbki sygnału każdej fali nośnej nie zależnie.

Dla pobudzenia modulatora symbolami QAM, sekwencja wyjściowa z bloku IFFT jest sumą spróbkowanych sygnałów harmonicznnych, pomnożonych przez wartości symboli

wejściowych (transformacja Fouriera jest procesem liniowym). Pulsacja poszczególnych sygnałów harmonicznym zmienia się w zależności, gdy przetwarzaniu poddawane są ciągi symboli z różnych wejść.

Należy jeszcze wspomnieć, że zastosowana transformacja jest nieco zmodyfikowana względem oryginalnego algorytmu. Mianowicie brakuje skalowania wyjściowych próbek o odwrotność liczby wejść do bloku IFFT. Wzór 3.3 dokładnie oddaje sposób obliczania próbek na wyjściu omawianego bloku.

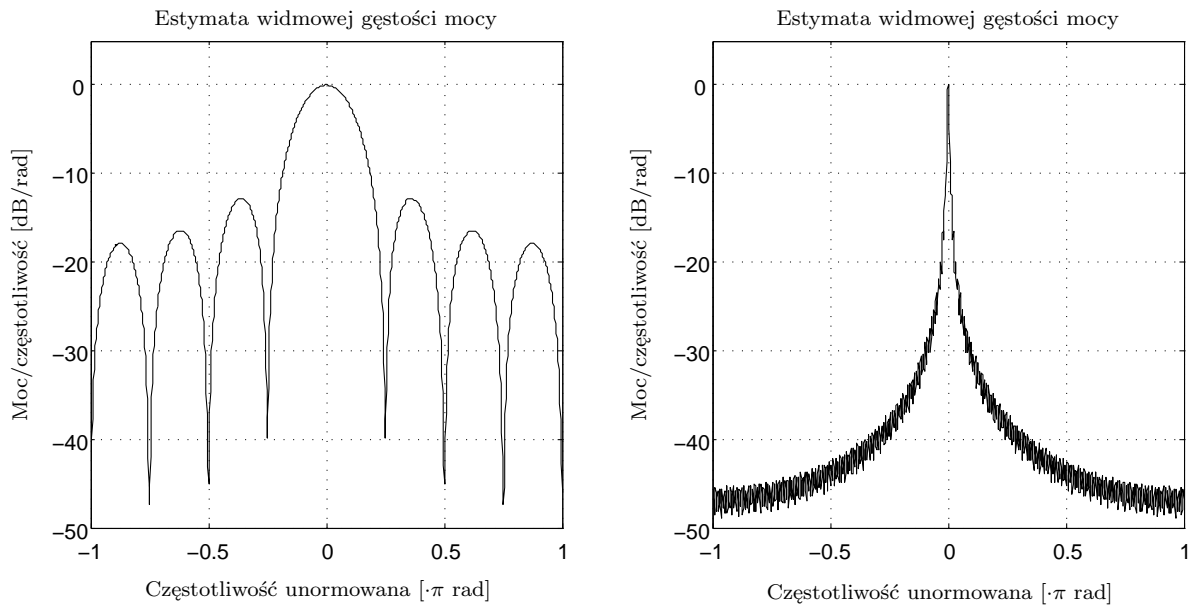
Kolejną czynnością, jaką wykonuje modulator, jest przesunięcie cykliczne próbek, które stosuje się w celu odpowiedniego ich położenia względem wcześniejszych i późniejszych ciągów sumowanych razem w buforze C (rys. 3.4). Pomimo cyklicznego przesunięcia, jest to w dalszym ciągu fragment spróbkowanego sygnału sinusoidalnego, ponieważ przesunięcie próbek zmieniło tylko jego fazę. Sam fakt przechowywania próbek w ograniczonym buforze powoduje, że jest to nieskończony sygnał sinusoidalny wymnożony przez okno prostokątne. Zatem jego widmo (przesunięta w zależności od pulsacji kompleksoidy funkcja delta Diraca) jest splecione z widmem okna prostokątnego (rys. 3.11 po lewej stronie), które jest relatywnie bardzo szerokie. Transmitowane informacje zawarte są w amplitudzie wspomnianej kompleksoidy.

$$y_t = \sum_{w=0}^{K-1} Y_w \cdot e^{-\frac{2\pi \cdot j}{K} \cdot t \cdot w} \quad (3.3)$$

gdzie:

- K - liczba jednocześnie modulowanych podnośnych
- w - indeksy próbek wejściowych
- t - indeksy próbek wyjściowych
- Y_w - symbol wejściowy
- y_t - kwadraturowa próbka wyjściowa
- j - jednostka urojona
- $e^{\beta \cdot j}$ - liczba zespolona o fazie równej β

Proces modulacji stosuje się głównie po to, aby ograniczyć widmo sygnału dbając przy tym o jak najmniejsze interferencje międzysymbolowe. W tym celu stosuje się dwa przekształcenia. Po pierwsze zwielokrotnia się ciąg A (jak na rysunku 3.4 - „PERIODICALLY EXTENDED”). Widmo okna prostokątnego staje się dzięki temu węższe. W przypadku, gdyby rozciągnąć okno prostokątne do nieskończoności jego widmo stałoby się funkcją deltą Diraca. Zwielokrotnienie jest relatywnie duże (27 replik), dlatego widmo zwielokrotnionej ramki jest bardzo podobne do szeregu funkcji delt Diraca (w ramce znajduje się suma kilku fragmentów kompleksoid o różnych pulsacjach, różnych fazach i różnych amplitudach dla symboli wejściowych 16QAM i 64QAM). Na rys. 3.11 (po prawej stronie) przedstawiono tylko pojedynczą taką nieidealną deltę (jest to funkcja sinc). Niestety długi czas trwania symboli modulacji QAM ($27 \cdot T_s$) bez nakładania ich na siebie, spowodowałyby duży spadek szybkości transmisji. Dlatego stosuje się jeszcze jedno przekształcenie - wymnażanie przez funkcję przedstawioną na rys. 3.1 (okno ograniczające). Operacja ta powoduje celowe poszerzenie widma oraz jednocześnie ogranicza czas trwania symboli modulacji QAM w czasie. W dziedzinie częstotliwości widmo okna ograniczającego (rys. 3.2) spleta się z widmem przypominającym szereg funkcji delt Diraca rozsuniętych o pewną pulsację. Zatem widmo wspomnianego przed chwilą okna jest przenoszone do wyższych częstotliwości. Wybranie odpowiedniej szerokości listka głównego w charakterystyce czę-



Rysunek 3.11: Po lewej stronie: widmo amplitudowe znormalizowanego okna prostokątnego obejmującego 8 próbek, po prawej stronie: widmo amplitudowe znormalizowanego okna prostokątnego obejmującego $8 \cdot 27 = 216$ próbek.

stotliwościowej okna ograniczającego (dzięki parametrowi $\alpha=0.2$) implikuje odpowiednie nakładanie się na siebie sąsiednich podkanałów częstotliwościowych (180 Hz).

3.5.1 Podsumowanie

Poniżej ponumerowano najważniejsze zadania, które realizuje modulator oraz w skrócie przedstawiono, w jakim celu się je stosuje:

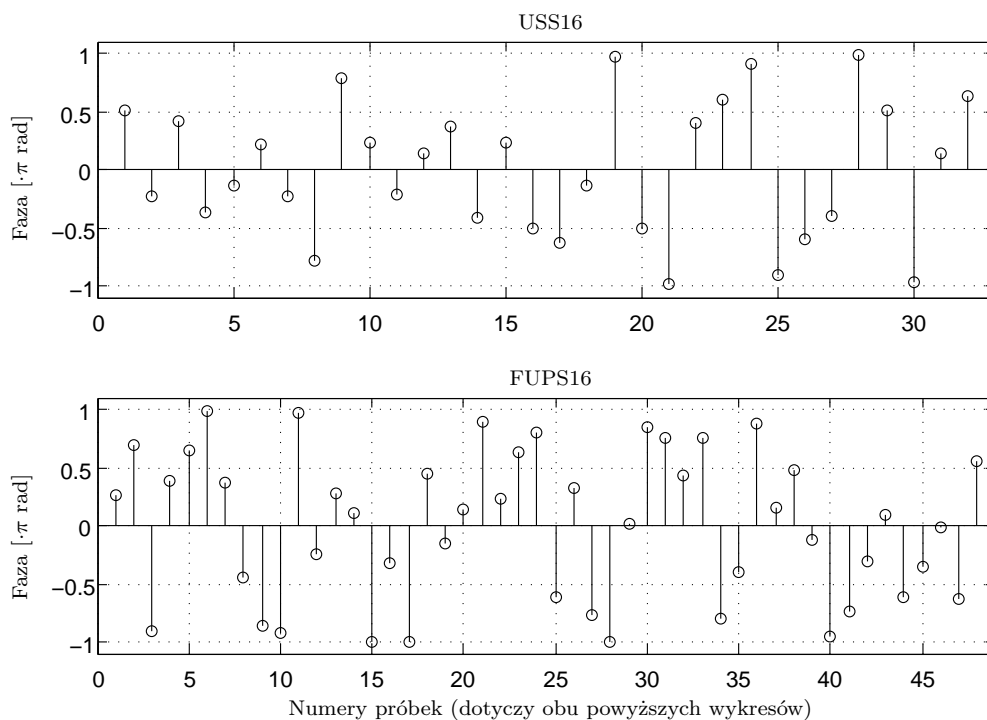
1. Podział bitów na grupy (2,4 lub 6 bitów) i wyznaczenie zespolonych symboli modulacji QAM, aby zwiększyć szybkość transmisji danych użytkownika.
2. Odwrotna transformacja Fouriera w celu efektywnego wymnożenia sygnału modulującego przez spróbkowaną falę nośną i przeniesieniu jego pasma do wyższych częstotliwości (modulacja).
3. Cykliczne przesunięcie, aby osiągnąć odpowiednie położenie względem siebie ciągów próbek kolejnych przetwarzanych symboli modulacji QAM.
4. Zwielokrotnienie ramki w modulatorze, by ograniczyć szerokość widma przetwarzanego sygnału.
5. Wymnożenie ciągu próbek sygnału przez funkcję o charakterystyce pierwiastka z podniesionego kosinusa dla ograniczenia interferencji międzysymbolowych za cenę kontrolowanego poszerzenia charakterystyki widmowej (filtracja).
6. Sumowanie kolejnych ciągów próbek w buforze C scala ze sobą symbole przetwarzane w kolejnych iteracjach. Cykliczne przesunięcie z punktu 3 powoduje, że kolejne symbole są odpowiednio rozsunięte w czasie (kolejne ciągi próbek są dość znacząco nakładane na siebie, w około 96%).

Rozdział 4

Korekcja charakterystyki częstotliwościowej kanału i modelowanie transmisji

4.1 Technika rozmieszczania symboli pilotowych

Na skutek propagacji wielodrogowej sygnał przesyłany przez kanał radiowy jest najczęściej mocno zniekształcony w odbiorniku. Bezpośrednią przyczyną tego zjawiska są interferencje międzysymbolowe. Ponieważ interferencje te tym mniej degradują jakość transmisji, im mniejsza jest jej szybkość, więc modulacja FMT w systemie TEDS oferuje dość małą szybkość symbolową przypadającą na jedną podnośną, ponieważ system jest



Rysunek 4.1: Ciągi określające fazy zespolonych symboli synchronizujących USS16 (górny wykres) oraz pilotowych FUPS16 (dolny wykres) dla pakietu normalnego NUB transmitowanego z wykorzystaniem 16 podnośnych.

szerokopasmowy i stosuje się w nim transmisję równoległą. Zmniejsza to skutki interferencji międzysymbolowych, lecz nie eliminuje ich w wystarczającym stopniu, zwłaszcza w niektórych środowiskach propagacyjnych i prędkościach poruszania się terminali.

Zadaniem dobrze zaprojektowanego nadajnika i odbiornika jest kompensacja tego rodzaju zniekształceń odbieranego sygnału. Zatem dla poprawnej detekcji symboli QAM niezbędna jest znajomość charakterystyki kanału radiokomunikacyjnego. W tym celu w interfejsie TEDS część danych transmitowanych w pakiecie stanowią symbole pilotowe i synchronizacyjne, wykorzystywane przez odbiornik w procesie estymacji charakterystyki kanału. W punkcie 1.3 oraz w dodatku B do niniejszej pracy zostały przedstawione niektóre schematy rozmieszczenia symboli w pakietach systemu TEDS. Informacje o strukturze zawartości wszystkich rodzajów pakietów można znaleźć w standardzie systemu TETRA [5]. W ogólności symbole pilotowe, używane do szacowania odpowiedzi kanału transmisyjnego, są rozmieszczone równomiernie w całym transmitowanym pakiecie, natomiast symbole synchronizacyjne - na jego początku. Dodatkowo, w celu zwiększenia dokładności interpolacji odpowiedzi kanału wykorzystuje się początkowe symbole synchronizacyjne następnego pakietu [1].

Standard TETRA określa fazę zespolonych symboli pilotowych i synchronizacyjnych oraz ich amplitudę na tle możliwych konstelacji modulacji QAM (dodatek A). Na rys. 4.1 zostały pokazane wykresy reprezentujące wartości fazy wspomnianych symboli dla przykładowego pakietu NUB (dla 16 podnośnych).

4.2 Korekcja charakterystyki częstotliwościowej kanału transmisyjnego

Jak już wspomniano przy okazji opisu dekodera i demodulatora, standard TETRA nie definiuje budowy odbiornika, zatem również sposób estymacji charakterystyki kanału jest pozostawiony do wyboru projektantom urządzeń zgodnych ze standardem systemu TEDS.

Ogólnie rzecz biorąc, charakterystyka kanału jest funkcją dwóch zmiennych. Pierwszą jej zmienną jest częstotliwość. Granicę przedziału częstotliwości ogranicza tu pasmo zajmowane przez kanał usługowy. Drugą zmienną jest czas. Odpowiedź częstotliwościową kanału wyznacza się dla czasu od rozpoczęcia transmisji pakietu do jej zakończenia (w nadajniku). W punkcie 1.3 oraz w dodatku B rozmieszczenie symboli w pakietach zostało zaprezentowane na płaszczyźnie, której jedną dziedzinę określała czas, a drugą numer podnośnej, reprezentujący dziedzinę częstotliwości. Estymacji odpowiedzi częstotliwościowej kanału można dokonać dopiero po odebraniu pakietu i osiągnięciu synchronizacji odbiornika. Pierwszą czynnością procesu korekcji charakterystyki kanału jest obliczenie wartości węzłów interpolacji, które wyznacza się za pomocą estymat odpowiedzi częstotliwościowej kanału dla symboli pilotowych i synchronizacyjnych. Węzły interpolacji znajdują się dokładnie w miejscach występowania tych symboli w przesyłanym pakiecie. Estymaty wyznaczanych węzłów oblicza się za pomocą wzoru (4.1), gdzie $H_t^{(f)}$ oznacza estymatę odpowiedzi częstotliwościowej otrzymanej dla symbolu pilotowego lub synchronizacyjnego, występującego na pozycji t , która reprezentuje chwilę czasu i na podnośnej o numerze f , która jest reprezentacją dziedziny częstotliwości, $a_t^{(f)}$ oznacza nadany symbol pilotowy lub synchronizacyjny, natomiast $Z_t^{(f)}$ - odpowiadający mu symbol odebrany.

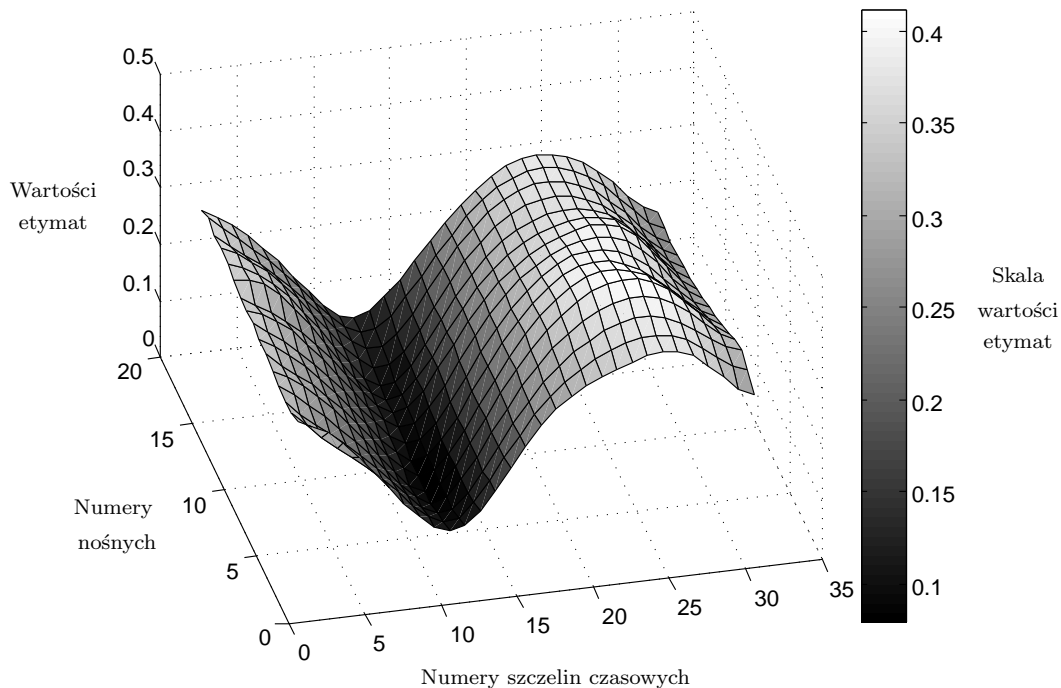
$$H_t^{(f)} \approx \frac{Z_t^{(f)}}{a_t^{(f)}} \quad (4.1)$$

Mając obliczone estymaty odpowiedzi częstotliwościowej dla symboli pilotowych i synchronizacyjnych, dokonuje się interpolacji estymat charakterystyki kanału dla pozostałych symboli (obliczone estymaty oznaczono symbolem $\hat{H}_{t'}^{(f')}$). Dysponując wyznaczoną w ten sposób charakterystyką kanału, można dokonać korekcji odtworzonych w odbiorniku symboli informacyjnych. Sposób takiej korekcji oddaje wzór (4.2), gdzie $Z_{t'}^{(f')}$ oznacza odebrany symbol danych, natomiast $a_{t'}^{(f')}$ reprezentują symbol nadany skorygowany o wartość interpolowanej wcześniej estymaty $\hat{H}_{t'}^{(f')}$ [1].

$$a_{t'}^{(f')} \approx \frac{Z_{t'}^{(f')}}{\hat{H}_{t'}^{(f')}} \quad (4.2)$$

4.2.1 Opis algorytmu estymacji charakterystyki częstotliwościowej kanału transmisyjnego

Jak już wspomniano, charakterystyka częstotliwościowa kanału dla pojedynczego pakietu jest funkcją dwóch argumentów. Aby wyznaczyć wszystkie potrzebne próbki tej charakterystyki, należy więc dokonać dwuwymiarowej interpolacji. W zaimplementowanym modelu odbiornika przeprowadza się ją w dwóch niezależnych etapach. W pierwszym etapie dokonuje się interpolacji w dziedzinie częstotliwości, a w drugim w dziedzinie czasu trwania pakietu. W niniejszej pracy zaproponowano interpolację przy użyciu funkcji sklejanych. Jako funkcje sklejane wykorzystano wielomiany trzeciego stopnia. Metoda ta



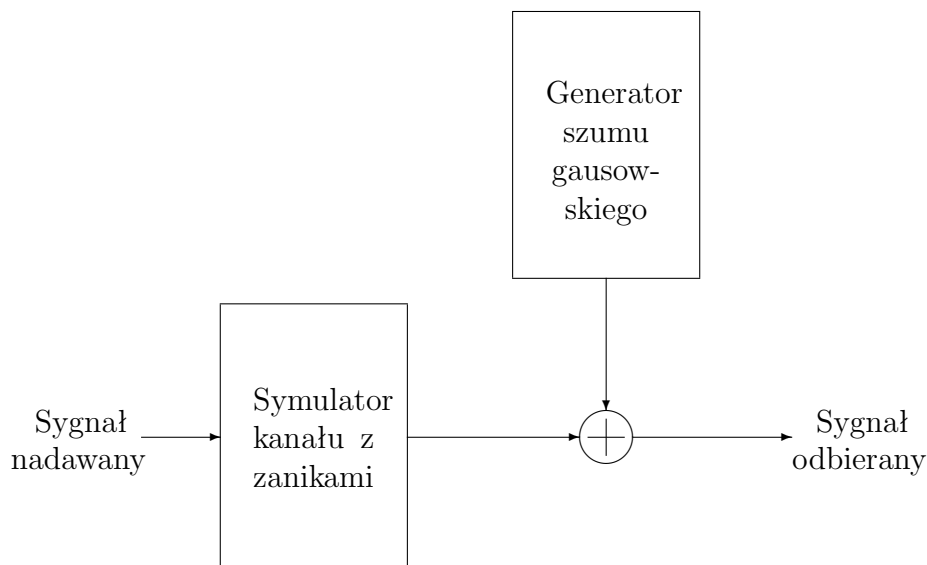
Rysunek 4.2: Przykład trójwymiarowej, zinterpolowanej charakterystyki częstotliwościowej kanału dla środowiska górzystego (profil HT) i dla prędkości przemieszczania się terminala ruchomego równej 200km/h, dla pojedynczego pakietu NUB transmitowanego z wykorzystaniem 16 podnośnych.

w porównaniu z innymi (np. z wielomianem Lagrange’a) daje dużo lepsze efekty, ponieważ uzyskane dzięki niej estymaty są bardziej zbliżone do rzeczywistej charakterystyki kanału. Rys. 4.2 przedstawia przykład takiej częstotliwościowo-czasowej charakterystyki dla pojedynczego pakietu NUB. Można dzięki niej zaobserwować zanik sygnału, występujący w okolicach 10 szczeliny czasowej. Metoda interpolacji funkcjami sklejanymi jest szeroko opisana w literaturze naukowej (np. [25][26][27]). Można również skorzystać z gotowych rozwiązań znajdujących się w bibliotekach programistycznych GNU Scientific Library, udostępnionych na zasadzie wolnej licencji.

4.3 Implementacja kanału radiokomunikacyjnego

Sygnal radiowy dociera do odbiornika różnymi drogami i z każdą z nich związane jest określone opóźnienie propagacyjne i współczynnik tłumienia, które są zmienne w czasie wskutek zmiennych właściwości kanału, wywołanych ruchem nadajnika, odbiornika lub obu urządzeń jednocześnie. Zaniki sygnału radiowego obok tłumienia propagacyjnego i szumu elektro-magnetycznego są najpoważniejszym czynnikiem degradującym jakość transmisji. Powstają one na skutek odbić, ugięć oraz interferencji sygnału użytecznego. W związku z tym do przeprowadzenia komputerowej symulacji transmisji danych niezbędne jest stworzenie odpowiedniego modelu kanału transmisyjnego uwzględniającego wspomniane zjawiska.

Symulator zastosowanego kanału radiokomunikacyjnego składa się z dwóch części. Pierwsza przeznaczona jest do symulacji interferencji i zaników sygnału, natomiast druga generuje szum gausowski o odpowiedniej mocy i dodaje go do próbek sygnału. Na rys. 4.3 został przedstawiony schemat wykorzystanego modelu kanału transmisyjnego.



Rysunek 4.3: Uproszczony schemat symulacji kanału radiokomunikacyjnego.

Zaniki sygnału są generowane w oparciu o profile propagacyjne, z wykorzystaniem rozkładu gęstości mocy Rayleigha lub Ricea. Profile te zostały opracowane przez instytucje zajmujące się standaryzacją systemów telekomunikacyjnych w celu ujednoczenia prac symulacyjnych prowadzonych w ośrodkach naukowych na całym świecie. Zadaniem profili

propagacyjnych jest pomoc w symulacji propagacji wielodrogowej. Wyszczególniono kilka środowisk, dla których stworzono reprezentatywne profile propagacyjne. Należą do nich m. in. profil górzysty (HT), typowy profil miejski (TU), trudny profil miejski (BU) i inne.

Natomiast wariancja wygenerowanego szumu addytywnego jest wyznaczona na podstawie stosunku E_b/N_0 (energia sygnału przypadająca na jeden bit do gęstości mocy szumu). Aby poprawnie wyznaczyć wariancję szumu, należy uwzględnić wartościowość modulacji (oznaczoną literą G) oraz sprawność kodowania kanałowego (oznaczoną literą R). Dla modulacji 4QAM, 16QAM i 64QAM wspomniana wartościowość wynosi odpowiednio $G=2$; 4 i 6. Do przeliczenia E_b/N_0 na E_s/N_0 (energia symbolu do gęstości mocy szumu) wykorzystuje się wzór (4.3). Szczegółowy algorytm generowania szumu jest przedstawiony w dodatku D.

$$E_s/N_0 = E_b/N_0 + 10 \cdot \log_{10}(R \cdot G) \quad (4.3)$$

4.4 Symulacja transmisji danych oraz podsumowanie i wnioski końcowe

Aby zbadać jakość transmisji danych w zaprojektowanym systemie, sporządzono szereg charakterystyk szumowych dla różnych parametrów systemu i kanału radiokomunikacyjnego. Wszystkie charakterystyki znajdują się w dodatku E i F. W pierwszej kolejności przedstawione są charakterystyki dla kanału AWGN (rys. E.1 - E.4), w którym szum addytywny ma rozkład normalny (Gausa). Natomiast w dalszej części (rys. F.1 i F.2) przedstawione są charakterystyki dla kanałów AWGN z dodatkowo symulowanymi zanikami dla typowego miejskiego profilu propagacyjnego (TU) oraz dla profilu górzystego (HT).

4.4.1 Symulacje w kanale AWGN

Na rysunku E.1 przedstawione jest porównanie charakterystyk sporządzonych dla różnych sprawności kodowania, przy założeniu pojedynczej iteracji w dekodерze oraz z włączoną funkcją korekcji charakterystyki kanału. W kanale sygnał w tym przypadku jest degradowany tylko poprzez występowanie szumu addytywnego, zatem jego odpowiedź impulsowa jest stała. W systemie TEDS zastosowane są kody o sprawności 1/2 i 2/3, dlatego kolejne dwa rysunki E.2 i E.3 ilustrują zysk, jaki można uzyskać w miarę przeprowadzania kolejnych iteracji w dekodерze o takich sprawnościach. Rys. E.4 przedstawia jakość odbioru dla transmisji z włączoną i wyłączoną korekcją kanału. Zestawienie ma pokazać, jak korekcja pogarsza odbiór, jeśli charakterystyka częstotliwościowa kanału jest stała. Degradacja jakości transmisji jest spowodowana tym, że błąd, jakim obarczona jest estymata symboli pilotowych i synchronizacyjnych, został przeniesiony na symbole danych i skumulował się z błędem wynikającym z zaszumienia sygnału. Zatem w celu minimalizacji skutków zakłóceń symboli pilotowych i synchronizacyjnych, wykorzystywanych w procesie estymacji odpowiedzi częstotliwościowej kanału, należy stosować dodatkowe techniki, takie jak np. uśrednianie, a następnie przeprowadzać interpolację w celu wyznaczenia charakterystyki kanału dla pozostałych symboli pakietu [1].

4.4.2 Symulacje w kanale AWGN z zanikami

Na rys. F.1 i F.2 (w dodatku F) przedstawione są zestawienia charakterystyk szumowych w kanale z symulacją zaników (odpowiednio w środowisku miejskim i górzystym). Porównania te pokazują, w jaki sposób zmienia się jakość transmisji, gdy terminal ruchomy porusza się z różnymi prędkościami. Symulacje zostały przeprowadzone dla prędkości 50 km/h oraz dla 200 km/h. Pokazują one, że dla większych prędkości przemieszczania się stacji ruchomych, jakość transmisji jest lepsza. Wynika to z faktu, że im szybciej porusza się odbiornik, tym większa jest częstotliwość zaników, a co za tym idzie, zmniejsza się ich czas trwania. Dla większych prędkości nie zdarza się lub zdarza się bardzo rzadko, że całe pakiety są objęte tym samym zanikiem. Podobny efekt uzyskuje się stosując przeplot obejmujący większą liczbę pakietów, którego w systemie TEDS brakuje. W systemie tym jest zastosowany tylko przeplot w obrębie jednego pakietu. Warto podkreślić, że symbole pilotowe ulokowane są wystarczająco gęsto, aby z dobrą jakością zinterpolować charakterystykę kanału (przynajmniej do prędkości około 200 km/h) [1]. To jednak jakość transmisji przeprowadzonych w tym punkcie jest, ogólnie rzecz biorąc, słaba. Jest to spowodowane silnymi zanikami występującymi w obu rozpatrywanych środowiskach propagacyjnych oraz brakiem stosowania zewnętrznego przeplotu bitów (czyli takiego obejmującego więcej, niż jeden pakiet danych) po turbokodowaniu.

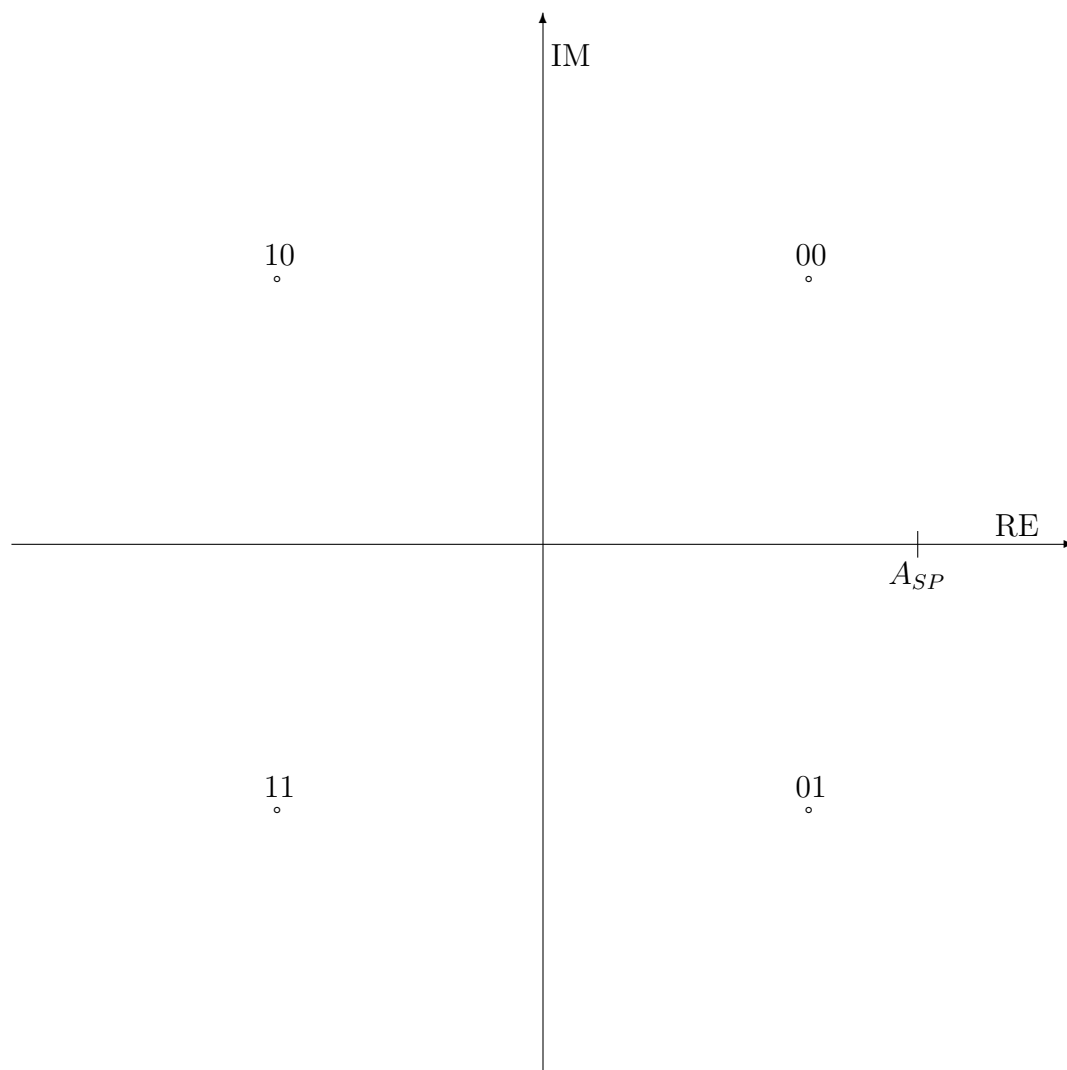
Bibliografia

- [1] Możdżonek S.: *TEDS: Nowy interfejs radiowy dla systemu TETRA – architektura i ocena jakości transmisji*, KKRRiT, Wrocław 2008.
- [2] Możdżonek S.: *Poprawa jakości odbioru w interfejsie radiowym TEDS systemu TETRA poprzez redukcję mocy szumu w estymacji odpowiedzi impulsowej kanału*, KKRRiT, Warszawa 17-19 czerwca 2009 r.
- [3] Shannon C. E.: *A Mathematical Theory of Communication*, *The Bell System Technical Journal*, 1948.
- [4] Berrou C., Glavieux A., Thitimajshima P.: *Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding*, 1993.
- [5] ETSI EN 300 392-1 V.1.3.0; *Terrestrial Trunked Radio (TETRA); Voice plus Data (V+D); Part 1: General Network Design*, 2005
- [6] ETSI TR 102 021-1 V1.2.1; *Terrestrial Trunked Radio (TETRA); User Requirement Specification TETRA Release 2; Part 1: General Overview*, 2005.
- [7] Haykin S.: *Systemy telekomunikacyjne*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności WKŁ, 2004.
- [8] Todd K. Moon: *Error Correction Coding Mathematical Methods And Algorithms*, Utah State University 2005.
- [9] Jason P. Woodard, Lajos Hanzo: *Comparative Study of Turbo Decoding Techniques: An Overview*, IEEE Transactions On Vehicular Technology, VOL. 49, NO. 6, November 2000.
- [10] Wesołowski K.: *Podstawy cyfrowych systemów telekomunikacyjnych*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności WKŁ, 2004
- [11] Jósiewicz Z.: *TETRA - System łączności radiowej dla transportu publicznego*, Instytut Telekomunikacji, Teleinformatyki i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, 2005.
- [12] Mehdi Nouri, SELEX Communications, Vincenzo Lottici, Ruggero Reggiannini, University of Pisa, Diana Ball, Mark Rayne, Sepura Ltd, *TEDS: A High Speed Digital Mobile Communication Air Interface for Professional Users*, IEEE Vehicular Technology Magazine, December 2006.
- [13] Project Assignment 2E1432 Digital Communications, *Analysis and Simulation of a QPSK System*, October 3, 2006.

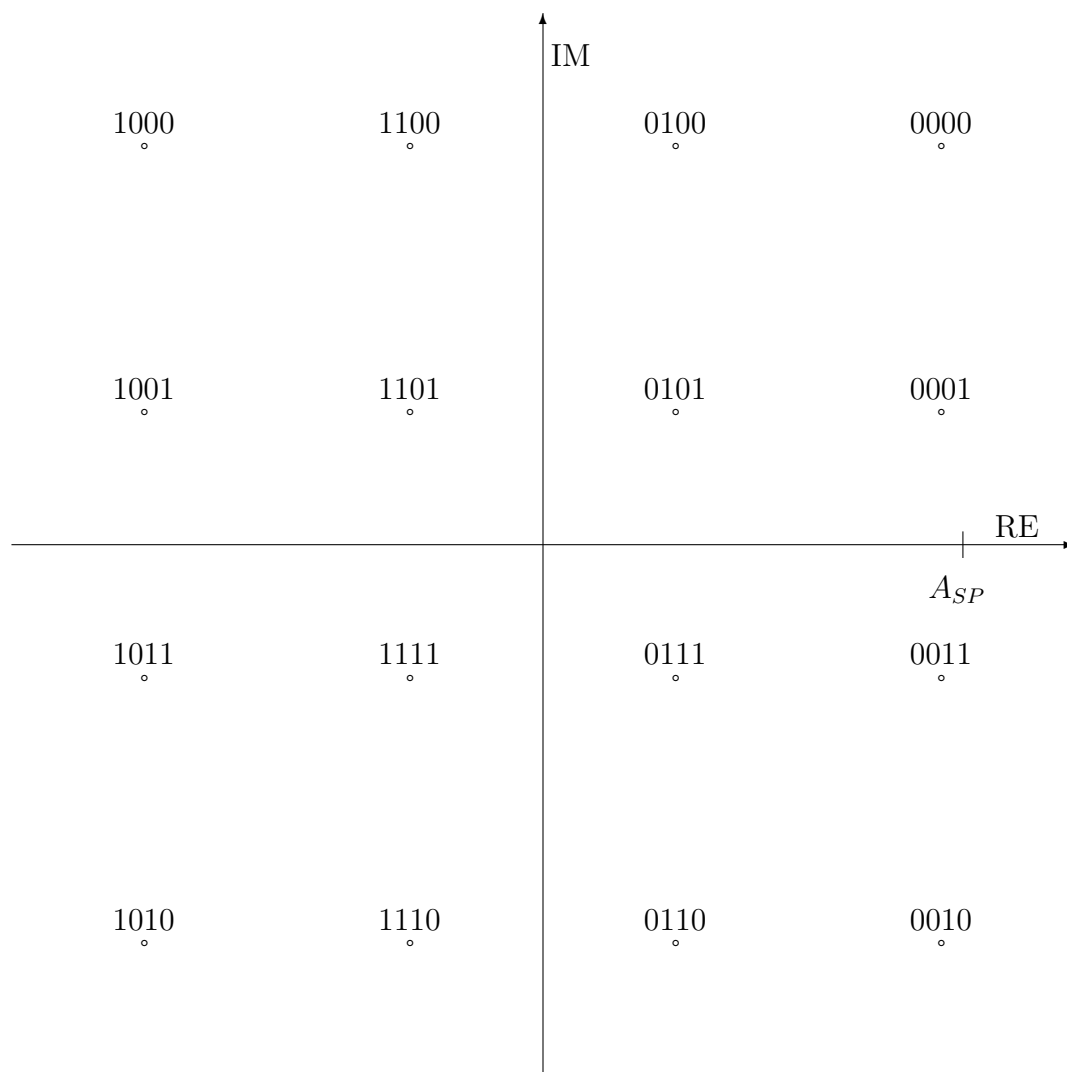
-
- [14] Pinter R.: *TETRA Strategic Positioning*, TETRA - World Congress 2004, Wiedeń 2004.
- [15] Harris J. Fredric, Dick Chris, Rice Michael: *Digital Receivers and Transmitters Using Polyphase Filter Banks for Wireless Communications*, IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, VOL. 51, NO. 4, April 2003.
- [16] Harris J. Fredric: *Multirate Signal Processing For Communication Systems*, 2004
- [17] Ronald E. Crochiere and Lawrence R. Rabiner: *Multirate Digital Signal Processing*, New Jersey 1983
- [18] Vaidyanathan P. P.: *Filter Banks in Digital Communications*, 2001.
- [19] Borna Bahram, Davidson N. Timothy: *Efficient Design of FMT Systems*, IEEE Transactions On Communications, VOL. 54, NO. 4, May 2006.
- [20] Inaki Berenguer, Ian. J. Wassell: *FMT Modulation: Receiver Filter Bank Definition for the derivation of an Efficient Implementation*, Cambridge, UK.
- [21] Dziennik Ustaw Nr 64, Poz. 565, Ustawa z dnia 17 lutego 2005r. *O informatyzacji działalności podmiotów realizujących zadania publiczne.*
- [22] Rozporządzenie Rady Ministrów, z dnia 1 sierpnia 2006 r. *W sprawie Planu Informatyzacji Państwa na rok 2006.*
- [23] Krzysztof Siewicz, *Prawo wolnego oprogramowania*, 2006.
- [24] Wydawnictwo Naukowe PWN SA, *Słownik Wyrazów Obcych*, 2009.
- [25] Ahlberg J.H., Nilson E.N., Walsh J.L.: *The Theory of Splines and Their Applications*, Academic Press, New York and London 1967.
- [26] Jankowscy J. i M.: *Przegląd metod i algorytmów numerycznych*, cz 1, WNT, Warszawa 1981.
- [27] Kincaid D., Cheney W.: *Analiza numeryczna*, WNT, Warszawa 2006.
- [28] Witryna internetowa fińskiej firmy State Security Networks Ltd. Tekniikantie 4 B, 02151 Espoo, www.erillisverkot.fi.

Dodatek A

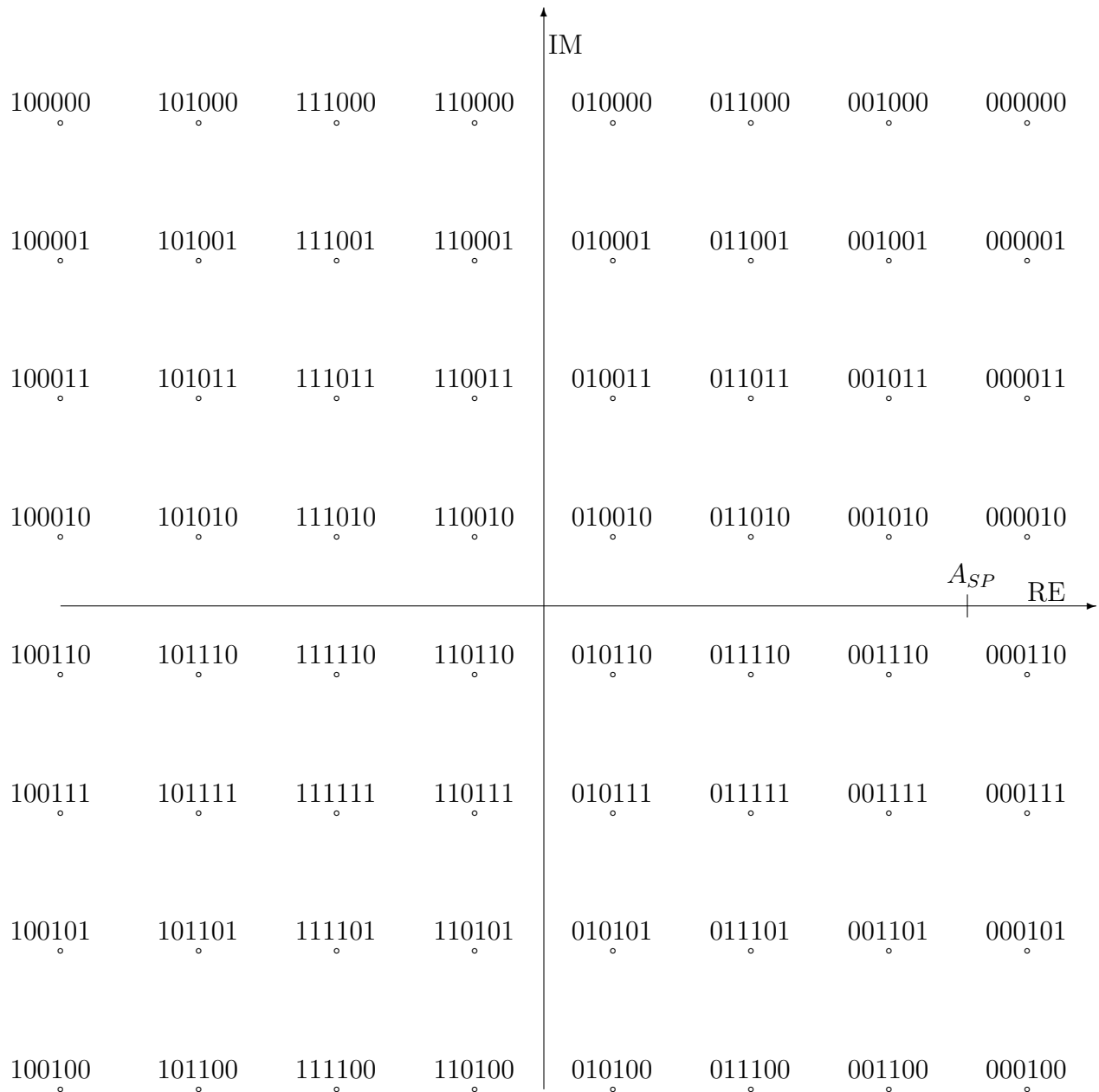
Schematy rozmieszczenia punktów konstelacji dla modulacji MQAM.



Rysunek A.1: Rozmieszczenie punktów konstelacji na płaszczyźnie zespolonej dla modulacji 4QAM w systemie TEDS. Wartość A_{SP} oznacza amplitudę symboli synchronizujących i pilotowych.



Rysunek A.2: Rozmieszczenie punktów konstelacji na płaszczyźnie zespolonej dla modulacji 16QAM w systemie TEDS. Wartość A_{SP} oznacza amplitudę symboli synchronizujących i pilotowych.



Rysunek A.3: Rozmieszczenie punktów konstelacji na płaszczyźnie zespolonej dla modulacji 64QAM w systemie TEDS. Wartość A_{SP} oznacza amplitudę symboli synchronizujących i pilotowych.

Dodatek B

Schematy rozmieszczenia symboli w wybranych typach pakietów.

f \ t	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	
1	S_1	S_9	D_1	D_{15}	D_{31}	P_1	D_{53}	D_{69}	D_{85}	P_9	D_{107}	D_{123}	D_{139}	P_{17}
2	S_2	S_{10}	D_2	D_{16}	D_{32}	D_{47}	D_{54}	D_{70}	D_{86}	D_{101}	D_{108}	D_{124}	D_{140}	D_{155}
3	S_3	S_{11}	D_3	D_{17}	D_{33}	P_2	D_{55}	D_{71}	D_{87}	P_{10}	D_{109}	D_{125}	D_{141}	P_{18}
4	S_4	S_{12}	D_4	D_{18}	D_{34}	D_{48}	D_{56}	D_{72}	D_{88}	D_{102}	D_{110}	D_{126}	D_{142}	D_{156}
5	S_5	S_{13}	D_5	D_{19}	D_{35}	P_3	D_{57}	D_{73}	D_{89}	P_{11}	D_{111}	D_{127}	D_{143}	P_{19}
6	S_6	S_{14}	H_1	D_{20}	D_{36}	H_3	D_{58}	D_{74}	D_{90}	H_5	D_{112}	D_{128}	D_{144}	H_7
7	S_7	S_{15}	D_6	D_{21}	D_{37}	P_4	D_{59}	D_{75}	D_{91}	P_{12}	D_{113}	D_{129}	D_{145}	P_{20}
8	S_8	S_{16}	D_7	D_{22}	D_{38}	D_{49}	D_{60}	D_{76}	D_{92}	D_{103}	D_{114}	D_{130}	D_{146}	D_{157}
9	S_9	S_{17}	D_8	D_{23}	D_{39}	D_{50}	D_{61}	D_{77}	D_{93}	D_{104}	D_{115}	D_{131}	D_{147}	D_{158}
10	S_{10}	S_{18}	D_9	D_{24}	D_{40}	P_5	D_{62}	D_{78}	D_{94}	P_{13}	D_{116}	D_{132}	D_{148}	P_{21}
11	S_{11}	S_{19}	H_2	D_{25}	D_{41}	H_4	D_{63}	D_{79}	D_{95}	H_6	D_{117}	D_{133}	D_{149}	H_8
12	S_{12}	S_{20}	D_{10}	D_{26}	D_{42}	P_6	D_{64}	D_{80}	D_{96}	P_{14}	D_{118}	D_{134}	D_{150}	P_{22}
13	S_{13}	S_{21}	D_{11}	D_{27}	D_{43}	D_{51}	D_{65}	D_{81}	D_{97}	D_{105}	D_{119}	D_{135}	D_{151}	D_{159}
14	S_{14}	S_{22}	D_{12}	D_{28}	D_{44}	P_7	D_{66}	D_{82}	D_{98}	P_{15}	D_{120}	D_{136}	D_{152}	P_{23}
15	S_{15}	S_{23}	D_{13}	D_{29}	D_{45}	D_{52}	D_{67}	D_{83}	D_{99}	D_{106}	D_{121}	D_{137}	D_{153}	D_{160}
16	S_{16}	S_{24}	D_{14}	D_{30}	D_{46}	P_8	D_{68}	D_{84}	D_{100}	P_{16}	D_{122}	D_{138}	D_{154}	P_{24}

Rysunek B.1: Rozmieszczenie symboli w pakiecie CB dla kanału o szerokości 50 kHz. Oznaczenia: S_i - symbol synchronizujący, P_i - symbol pilotowy, H_i - symbol sterujący, D_i - symbol danych usługowych.

DODATEK B. SCHEMATY ROZMIESZCZENIA SYMBOLI W WYBRANYCH
TYPACH PAKIETÓW.

f ↓	t →	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
1	S_1	S_9	D_1	D_{31}	D_{63}	P_1	D_{109}	D_{141}	D_{173}	P_{17}	D_{219}	D_{251}	D_{283}	P_{33}
2	S_2	S_{10}	D_2	D_{32}	D_{64}	D_{95}	D_{110}	D_{142}	D_{174}	D_{205}	D_{220}	D_{252}	D_{284}	D_{315}
3	S_3	S_{11}	D_3	D_{33}	D_{65}	P_2	D_{111}	D_{143}	D_{175}	P_{18}	D_{221}	D_{253}	D_{285}	P_{34}
4	S_4	S_{12}	D_4	D_{34}	D_{66}	D_{96}	D_{112}	D_{144}	D_{176}	D_{206}	D_{222}	D_{254}	D_{286}	D_{316}
5	S_5	S_{13}	D_5	D_{35}	D_{67}	P_3	D_{113}	D_{145}	D_{177}	P_{19}	D_{223}	D_{255}	D_{287}	P_{35}
6	S_6	S_{14}	D_6	D_{36}	D_{68}	D_{97}	D_{114}	D_{146}	D_{178}	D_{207}	D_{224}	D_{256}	D_{288}	D_{317}
7	S_7	S_{15}	D_7	D_{37}	D_{69}	P_4	D_{115}	D_{147}	D_{179}	P_{20}	D_{225}	D_{257}	D_{289}	P_{36}
8	S_8	S_{16}	D_8	D_{38}	D_{70}	D_{98}	D_{116}	D_{148}	D_{180}	D_{208}	D_{226}	D_{258}	D_{290}	D_{318}
9	S_9	S_{17}	D_9	D_{39}	D_{71}	P_5	D_{117}	D_{149}	D_{181}	P_{21}	D_{227}	D_{259}	D_{291}	P_{37}
10	S_{10}	S_{18}	D_{10}	D_{40}	D_{72}	D_{99}	D_{118}	D_{150}	D_{182}	D_{209}	D_{228}	D_{260}	D_{292}	D_{319}
11	S_{11}	S_{19}	D_{11}	D_{41}	D_{73}	P_6	D_{119}	D_{151}	D_{183}	P_{22}	D_{229}	D_{261}	D_{293}	P_{38}
12	S_{12}	S_{20}	D_{12}	D_{42}	D_{74}	D_{100}	D_{120}	D_{152}	D_{184}	D_{210}	D_{230}	D_{262}	D_{294}	D_{320}
13	S_{13}	S_{21}	D_{13}	D_{43}	D_{75}	P_7	D_{121}	D_{153}	D_{185}	P_{23}	D_{231}	D_{263}	D_{295}	P_{39}
14	S_{14}	S_{22}	H_1	D_{44}	D_{76}	H_3	D_{122}	D_{154}	D_{186}	H_5	D_{232}	D_{264}	D_{296}	H_7
15	S_{15}	S_{23}	D_{14}	D_{45}	D_{77}	P_8	D_{123}	D_{155}	D_{187}	P_{24}	D_{233}	D_{265}	D_{297}	P_{40}
16	S_{16}	S_{24}	D_{15}	D_{46}	D_{78}	D_{101}	D_{124}	D_{156}	D_{188}	D_{211}	D_{234}	D_{266}	D_{298}	D_{321}
17	S_{17}	S_{25}	D_{16}	D_{47}	D_{79}	D_{102}	D_{125}	D_{157}	D_{189}	D_{212}	D_{235}	D_{267}	D_{299}	D_{322}
18	S_{18}	S_{26}	D_{17}	D_{48}	D_{80}	P_9	D_{126}	D_{158}	D_{190}	P_{25}	D_{236}	D_{268}	D_{300}	P_{41}
19	S_{19}	S_{27}	H_2	D_{49}	D_{81}	H_4	D_{127}	D_{159}	D_{191}	H_6	D_{237}	D_{269}	D_{301}	H_8
20	S_{20}	S_{28}	D_{18}	D_{50}	D_{82}	P_{10}	D_{128}	D_{160}	D_{192}	P_{26}	D_{238}	D_{270}	D_{302}	P_{42}
21	S_{21}	S_{29}	D_{19}	D_{51}	D_{83}	D_{103}	D_{129}	D_{161}	D_{193}	D_{213}	D_{239}	D_{271}	D_{303}	D_{323}
22	S_{22}	S_{30}	D_{20}	D_{52}	D_{84}	P_{11}	D_{130}	D_{162}	D_{194}	P_{27}	D_{240}	D_{272}	D_{304}	P_{43}
23	S_{23}	S_{31}	D_{21}	D_{53}	D_{85}	D_{104}	D_{131}	D_{163}	D_{195}	D_{214}	D_{241}	D_{273}	D_{305}	D_{324}
24	S_{24}	S_{32}	D_{22}	D_{54}	D_{86}	P_{12}	D_{132}	D_{164}	D_{196}	P_{28}	D_{242}	D_{274}	D_{306}	P_{44}
25	S_{25}	S_{33}	D_{23}	D_{55}	D_{87}	D_{105}	D_{133}	D_{165}	D_{197}	D_{215}	D_{243}	D_{275}	D_{307}	D_{325}
26	S_{26}	S_{34}	D_{24}	D_{56}	D_{88}	P_{13}	D_{134}	D_{166}	D_{198}	P_{29}	D_{244}	D_{276}	D_{308}	P_{45}
27	S_{27}	S_{35}	D_{25}	D_{57}	D_{89}	D_{106}	D_{135}	D_{167}	D_{199}	D_{216}	D_{245}	D_{277}	D_{309}	D_{326}
28	S_{28}	S_{36}	D_{26}	D_{58}	D_{90}	P_{14}	D_{136}	D_{168}	D_{200}	P_{30}	D_{246}	D_{278}	D_{310}	P_{46}
29	S_{29}	S_{37}	D_{27}	D_{59}	D_{91}	D_{107}	D_{137}	D_{169}	D_{201}	D_{217}	D_{247}	D_{279}	D_{311}	D_{327}
30	S_{30}	S_{38}	D_{28}	D_{60}	D_{92}	P_{15}	D_{138}	D_{170}	D_{202}	P_{31}	D_{248}	D_{280}	D_{312}	P_{47}
31	S_{31}	S_{39}	D_{29}	D_{61}	D_{93}	D_{108}	D_{139}	D_{171}	D_{203}	D_{218}	D_{249}	D_{281}	D_{313}	D_{328}
32	S_{32}	S_{40}	D_{30}	D_{62}	D_{94}	P_{16}	D_{140}	D_{172}	D_{204}	P_{32}	D_{250}	D_{282}	D_{314}	P_{48}

Rysunek B.2: Rozmieszczenie symboli w pakiecie CB dla kanału o szerokości 100 kHz.
Oznaczenia: S_i - symbol synchronizujący, P_i - symbol pilotowy, H_i - symbol sterujący,
 D_i - symbol danych usługowych.

DODATEK B. SCHEMATY ROZMIESZCZENIA SYMBOLI W WYBRANYCH
TYPACH PAKIETÓW.

t	f	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	
		S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9	S_{10}	S_{11}	S_{12}	S_{13}	S_{14}	S_{15}	S_{16}
2		S_{17}	S_{18}	S_{19}	S_{20}	S_{21}	S_{22}	S_{23}	S_{24}	S_{25}	S_{26}	S_{27}	S_{28}	S_{29}	S_{30}	S_{31}	S_{32}
3		D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	H_1	D_6	D_7	D_8	D_9	H_2	D_{10}	D_{11}	D_{12}	D_{13}	D_{14}
4		D_{15}	D_{16}	D_{17}	D_{18}	D_{19}	D_{20}	D_{21}	D_{22}	D_{23}	D_{24}	D_{25}	D_{26}	D_{27}	D_{28}	D_{29}	D_{30}
5		D_{31}	D_{32}	D_{33}	D_{34}	D_{35}	D_{36}	D_{37}	D_{38}	D_{39}	D_{40}	D_{41}	D_{42}	D_{43}	D_{44}	D_{45}	D_{46}
6		D_{47}	D_{48}	D_{49}	D_{50}	D_{51}	D_{52}	D_{53}	D_{54}	D_{55}	D_{56}	D_{57}	D_{58}	D_{59}	D_{60}	D_{61}	D_{62}
7		P_1	D_{63}	P_2	D_{64}	P_3	H_3	P_4	D_{65}	D_{66}	P_5	H_4	P_6	D_{67}	P_7	D_{68}	P_8
8		D_{69}	D_{70}	D_{71}	D_{72}	D_{73}	D_{74}	D_{75}	D_{76}	D_{77}	D_{78}	D_{79}	D_{80}	D_{81}	D_{82}	D_{83}	D_{84}
9		D_{85}	D_{86}	D_{87}	D_{88}	D_{89}	D_{90}	D_{91}	D_{92}	D_{93}	D_{94}	D_{95}	D_{96}	D_{97}	D_{98}	D_{99}	D_{100}
10		D_{101}	D_{102}	D_{103}	D_{104}	D_{105}	D_{106}	D_{107}	D_{108}	D_{109}	D_{110}	D_{111}	D_{112}	D_{113}	D_{114}	D_{115}	D_{116}
11		D_{117}	D_{118}	D_{119}	D_{120}	D_{121}	D_{122}	D_{123}	D_{124}	D_{125}	D_{126}	D_{127}	D_{128}	D_{129}	D_{130}	D_{131}	D_{132}
12		P_9	D_{133}	P_{10}	D_{134}	P_{11}	H_5	P_{12}	D_{135}	D_{136}	P_{13}	H_6	P_{14}	D_{137}	P_{15}	D_{138}	P_{16}
13		D_{139}	D_{140}	D_{141}	D_{142}	D_{143}	D_{144}	D_{145}	D_{146}	D_{147}	D_{148}	D_{149}	D_{150}	D_{151}	D_{152}	D_{153}	D_{154}
14		D_{155}	D_{156}	D_{157}	D_{158}	D_{159}	D_{160}	D_{161}	D_{162}	D_{163}	D_{164}	D_{165}	D_{166}	D_{167}	D_{168}	D_{169}	D_{170}
15		D_{171}	D_{172}	D_{173}	D_{174}	D_{175}	D_{176}	D_{177}	D_{178}	D_{179}	D_{180}	D_{181}	D_{182}	D_{183}	D_{184}	D_{185}	D_{186}
16		D_{187}	D_{188}	D_{189}	D_{190}	D_{191}	D_{192}	D_{193}	D_{194}	D_{195}	D_{196}	D_{197}	D_{198}	D_{199}	D_{200}	D_{201}	D_{202}
17		P_{17}	D_{203}	P_{18}	D_{204}	P_{19}	H_7	P_{20}	D_{205}	D_{206}	P_{21}	H_8	P_{22}	D_{207}	P_{23}	D_{208}	P_{24}
18		D_{209}	D_{210}	D_{211}	D_{212}	D_{213}	D_{214}	D_{215}	D_{216}	D_{217}	D_{218}	D_{219}	D_{220}	D_{221}	D_{222}	D_{223}	D_{224}
19		D_{225}	D_{226}	D_{227}	D_{228}	D_{229}	D_{230}	D_{231}	D_{232}	D_{233}	D_{234}	D_{235}	D_{236}	D_{237}	D_{238}	D_{239}	D_{240}
20		D_{241}	D_{242}	D_{243}	D_{244}	D_{245}	D_{246}	D_{247}	D_{248}	D_{249}	D_{250}	D_{251}	D_{252}	D_{253}	D_{254}	D_{255}	D_{256}
21		D_{257}	D_{258}	D_{259}	D_{260}	D_{261}	D_{262}	D_{263}	D_{264}	D_{265}	D_{266}	D_{267}	D_{268}	D_{269}	D_{270}	D_{271}	D_{272}
22		P_{25}	D_{273}	P_{26}	D_{274}	P_{27}	D_{275}	P_{28}	D_{276}	D_{277}	P_{29}	D_{278}	P_{30}	D_{279}	P_{31}	D_{280}	P_{32}
23		D_{281}	D_{282}	D_{283}	D_{284}	D_{285}	D_{286}	D_{287}	D_{288}	D_{289}	D_{290}	D_{291}	D_{292}	D_{293}	D_{294}	D_{295}	D_{296}
24		D_{297}	D_{298}	D_{299}	D_{300}	D_{301}	D_{302}	D_{303}	D_{304}	D_{305}	D_{306}	D_{307}	D_{308}	D_{309}	D_{310}	D_{311}	D_{312}
25		D_{313}	D_{314}	D_{315}	D_{316}	D_{317}	D_{318}	D_{319}	D_{320}	D_{321}	D_{322}	D_{323}	D_{324}	D_{325}	D_{326}	D_{327}	D_{328}
26		D_{329}	D_{330}	D_{331}	D_{332}	D_{333}	D_{334}	D_{335}	D_{336}	D_{337}	D_{338}	D_{339}	D_{340}	D_{341}	D_{342}	D_{343}	D_{344}
27		P_{33}	D_{345}	P_{34}	D_{346}	P_{35}	D_{347}	P_{36}	D_{348}	D_{349}	P_{37}	D_{350}	P_{38}	D_{351}	P_{39}	D_{352}	P_{40}
28		D_{353}	D_{354}	D_{355}	D_{356}	D_{357}	D_{358}	D_{359}	D_{360}	D_{361}	D_{362}	D_{363}	D_{364}	D_{365}	D_{366}	D_{367}	D_{368}
29		D_{369}	D_{370}	D_{371}	D_{372}	D_{373}	D_{374}	D_{375}	D_{376}	D_{377}	D_{378}	D_{379}	D_{380}	D_{381}	D_{382}	D_{383}	D_{384}
30		D_{385}	D_{386}	D_{387}	D_{388}	D_{389}	D_{390}	D_{391}	D_{392}	D_{393}	D_{394}	D_{395}	D_{396}	D_{397}	D_{398}	D_{399}	D_{400}
31		P_{41}	D_{401}	P_{42}	D_{402}	P_{43}	D_{403}	P_{44}	D_{404}	D_{405}	P_{45}	D_{406}	P_{46}	D_{407}	P_{47}	D_{408}	P_{48}

Rysunek B.3: Rozmieszczenie symboli w pakiecie NUB dla kanału o szerokości 50 kHz.
Oznaczenia: S_i - symbol synchronizujący, P_i - symbol pilotowy, H_i - symbol sterujący,
 D_i - symbol danych usługowych.

DODATEK B. SCHEMATY ROZMIESZCZENIA SYMBOLI W WYBRANYCH
TYPACH PAKIETÓW.

	f →	2	3	4	5	6	7	8	
t ↓		S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8
2		S_9	H_1	S_{10}	H_2	H_3	S_{11}	H_4	S_{12}
3		D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	D_7	D_8
4		D_9	D_{10}	D_{11}	D_{12}	D_{13}	D_{14}	D_{15}	D_{16}
5		D_{17}	D_{18}	D_{19}	D_{20}	D_{21}	D_{22}	D_{23}	D_{24}
6		P_1	D_{25}	P_2	D_{26}	D_{27}	P_3	D_{28}	P_4
7		D_{29}	D_{30}	D_{31}	D_{32}	D_{33}	D_{34}	D_{35}	D_{36}
8		D_{37}	D_{38}	D_{39}	D_{40}	D_{41}	D_{42}	D_{43}	D_{44}
9		D_{45}	D_{46}	D_{47}	D_{48}	D_{49}	D_{50}	D_{51}	D_{52}
10		D_{53}	D_{54}	D_{55}	D_{56}	D_{57}	D_{58}	D_{59}	D_{60}
11		P_5	H_5	P_6	H_6	H_7	P_7	H_8	P_8
12		D_{61}	D_{62}	D_{63}	D_{64}	D_{65}	D_{66}	D_{67}	D_{68}
13		D_{69}	D_{70}	D_{71}	D_{72}	D_{73}	D_{74}	D_{75}	D_{76}
14		D_{77}	D_{78}	D_{79}	D_{80}	D_{81}	D_{82}	D_{83}	D_{84}
15		D_{85}	D_{86}	D_{87}	D_{88}	D_{89}	D_{90}	D_{91}	D_{92}
16		P_9	H_9	P_{10}	H_{10}	H_{11}	P_{11}	H_{12}	P_{12}
17		D_{93}	D_{94}	H_{13}	D_{95}	D_{96}	H_{14}	D_{97}	D_{98}
18		D_{99}	D_{100}	D_{101}	D_{102}	D_{103}	D_{104}	D_{105}	D_{106}
19		D_{107}	D_{108}	D_{109}	D_{110}	D_{111}	D_{112}	D_{113}	D_{114}
20		D_{115}	D_{116}	D_{117}	D_{118}	D_{119}	D_{120}	D_{121}	D_{122}
21		P_{13}	H_{15}	P_{14}	H_{16}	H_{17}	P_{15}	H_{18}	P_{16}
22		D_{123}	D_{124}	H_{19}	D_{125}	D_{126}	H_{20}	D_{127}	D_{128}
23		D_{129}	D_{130}	D_{131}	D_{132}	D_{133}	D_{134}	D_{135}	D_{136}
24		D_{137}	D_{138}	D_{139}	D_{140}	D_{141}	D_{142}	D_{143}	D_{144}
25		D_{145}	D_{146}	D_{147}	D_{148}	D_{149}	D_{150}	D_{151}	D_{152}
26		P_{17}	H_{21}	P_{18}	H_{22}	H_{23}	P_{19}	H_{24}	P_{20}
27		D_{153}	D_{154}	D_{155}	D_{156}	D_{157}	D_{158}	D_{159}	D_{160}
28		D_{161}	D_{162}	D_{163}	D_{164}	D_{165}	D_{166}	D_{167}	D_{168}
29		D_{169}	D_{170}	D_{171}	D_{172}	D_{173}	D_{174}	D_{175}	D_{176}
30		D_{177}	D_{178}	D_{179}	D_{180}	D_{181}	D_{182}	D_{183}	D_{184}
31		P_{21}	H_{25}	P_{22}	H_{26}	H_{27}	P_{23}	H_{28}	P_{24}
32		D_{185}	D_{186}	D_{187}	D_{188}	D_{189}	D_{190}	D_{191}	D_{192}
33		D_{193}	D_{194}	D_{195}	D_{196}	D_{197}	D_{198}	D_{199}	D_{200}
34		D_{201}	H_{29}	D_{202}	H_{30}	H_{31}	D_{203}	H_{32}	D_{204}

Oznaczenia:
 S_i - symb. synchronizujący
 P_i - symb. pilotowy
 H_i - symb. sterujący
 D_i - symb. danych usługowych

Rysunek B.4: Rozmieszczenie symboli w pakiecie NDB dla kanału o szerokości 25 kHz.

Dodatek C

Algorytm przeplotu realizowanego w koderze PCCC.

```
 $c_0 = 0$   
 $c_m = [c_{m-1} + m] \bmod S, m = 1, 2, \dots, S-1$   
  
flag  $\leftarrow$  false  
i  $\leftarrow$  0  
while  $i \leq \frac{1}{2}(S - 2)$   
    x  $\leftarrow$   $c_{i+1}$   
    y  $\leftarrow$   $[c_i + S/2] \bmod S$   
    if (x < K and y < K)  
        swap bits b(x+1) and b(y+1)  
    else if (x < K and y  $\geq$  K)  
        if (flag=true)  
            swap bits b(x+1) and b(t+1)  
            flag  $\leftarrow$  false  
        else  
            t  $\leftarrow$  x  
            flag  $\leftarrow$  true  
    else if (x  $\geq$  K and y < K)  
        if (flag=true)  
            swap bits b(y+1) and b(t+1)  
            flag  $\leftarrow$  false  
        else  
            t  $\leftarrow$  y  
            flag  $\leftarrow$  true  
    i  $\leftarrow$  i+1
```

gdzie:

K - liczba bitów w strumieniu informacyjnym

S - największa potęga liczby 2, mniejsza bądź równa K

b(n) - n-ty element w strumieniu bitów informacyjnych

swap bits - operacja wymiany elementów ciągu na podanych pozycjach

Dodatek D

Algorytm generowania szumu w zastosowanym modelu.

$$E_{syg} \leftarrow \sum_{i=1}^N [RE(x_i)^2 + IM(x_i)^2]$$
$$E_s \leftarrow \frac{E_{syg}}{N_{sym}}$$
$$E_s/N_o \leftarrow E_b/N_o + 10 \cdot \log_{10}(R \cdot G)$$
$$V \leftarrow E_s \cdot 10^{-\frac{E_s/N_o}{10}}$$
$$A \leftarrow \frac{1}{2} \cdot \sqrt{V}$$
$$i \leftarrow 1$$

while $i \leq N$

$$sz_i \leftarrow A \cdot [randn() + j \cdot randn()]$$
$$i \leftarrow i + 1$$

gdzie:

i - liczba reprezentująca indeksy próbek

j - znak reprezentujący część urojoną jednostki zespolonej

x_i - i -ta próbka sygnału użytecznego

N - liczba próbek sygnału użytecznego

N_{sym} - liczba transmitowanych symboli QAM

G - wartościowość zastosowanej modulacji QAM

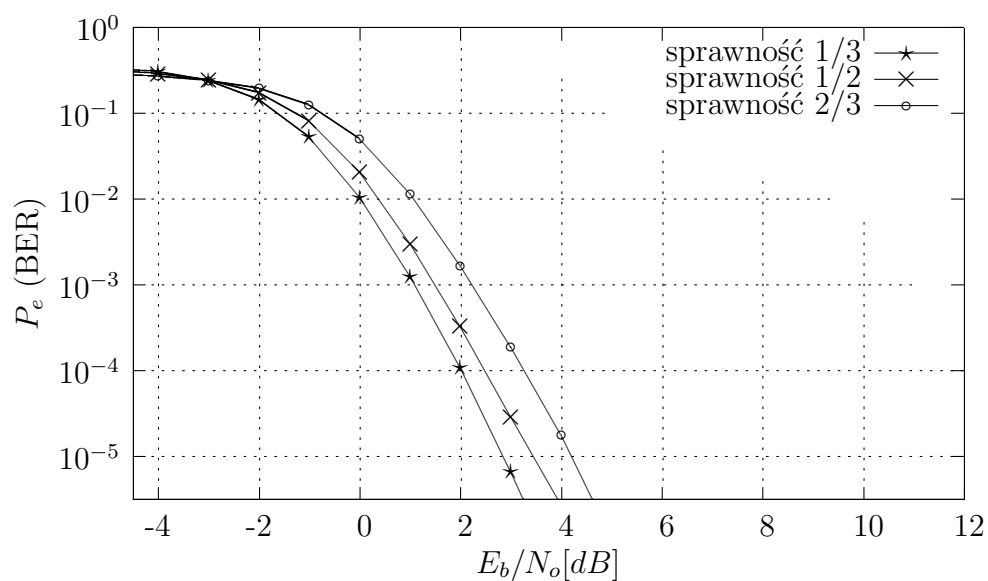
R - sprawność kodowania.

sz_i - i -ta próbka wygenerowanego szumu

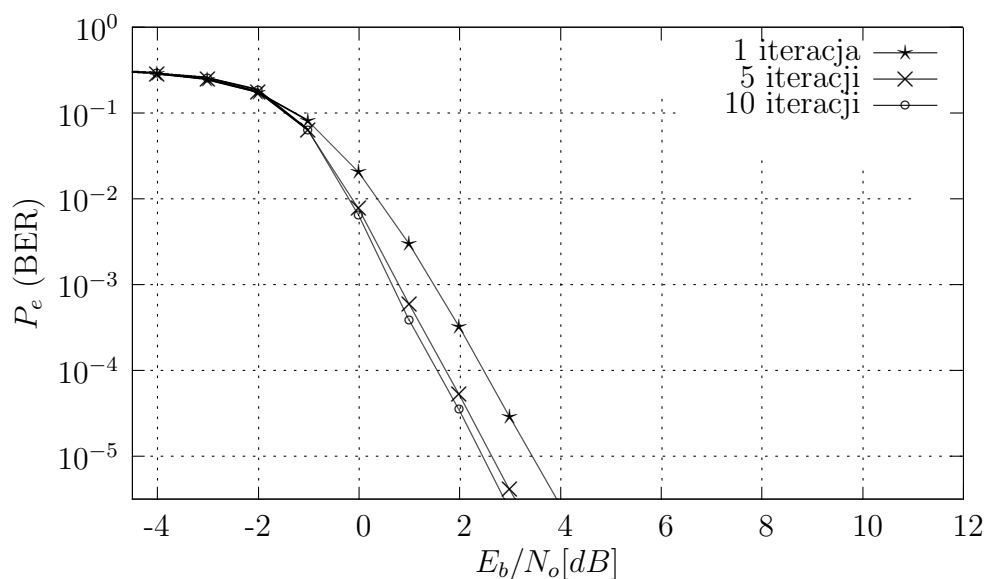
$randn()$ - generator liczb pseudolosowych o rozkładzie normalnym, zerowej wartości średniej i wariancji równej jeden

Dodatek E

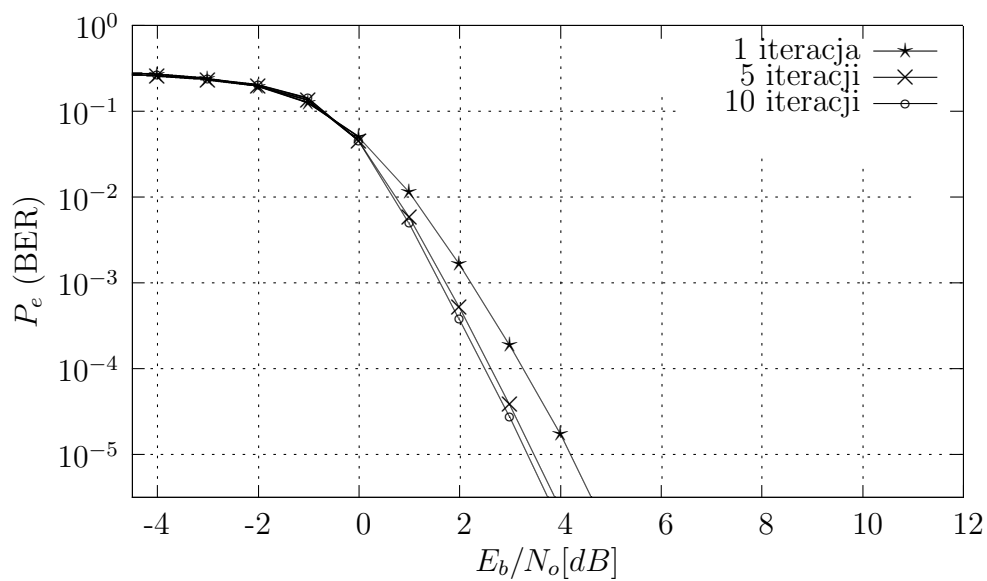
Charakterystyki szumowe (kanał AWGN).



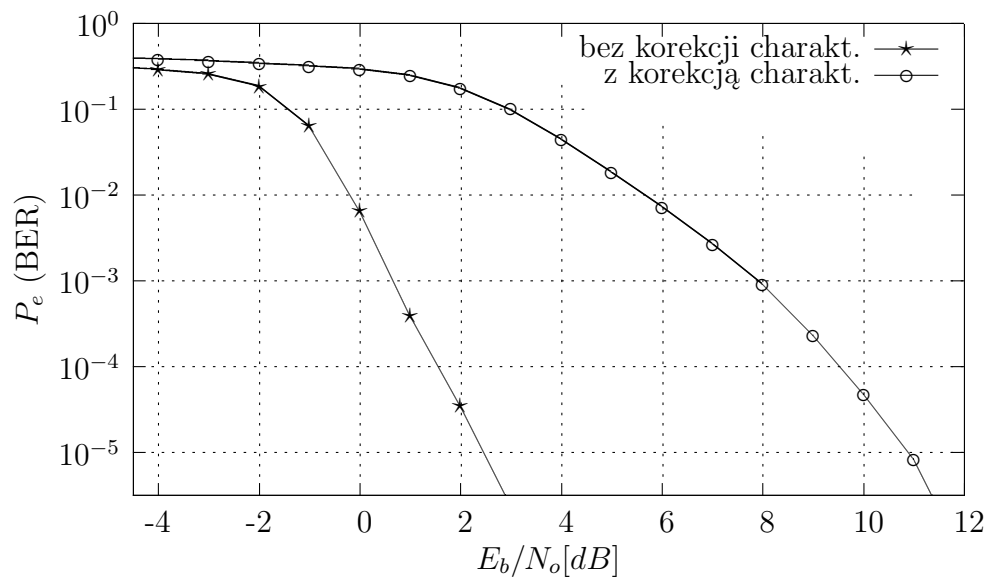
Rysunek E.1: Charakterystyki szumowe dla kanału AWGN i dekodowania z 1 iteracją.



Rysunek E.2: Charakterystyki szumowe dla kanału AWGN i kodowania o sprawności 1/2.



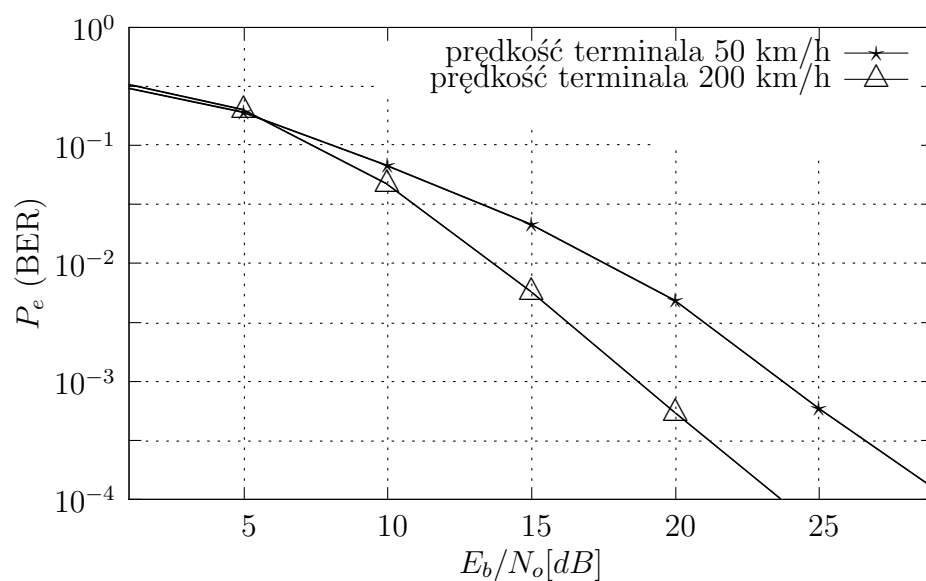
Rysunek E.3: Charakterystyki szumowe dla kanału AWGN i kodowania o sprawności 2/3.



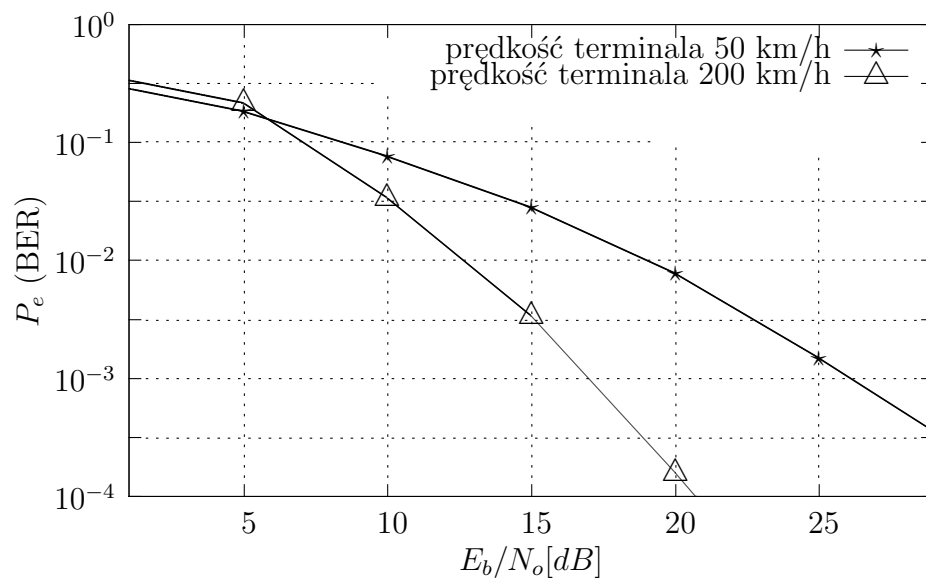
Rysunek E.4: Porównanie charakterystyk szumowych z korekcją charakterystyki kanału i bez tej korekcji dla kanału AWGN.

Dodatek F

Charakterystyki szumowe (kanał AWGN z zanikami).



Rysunek F.1: Porównanie charakterystyk szumowych dla kanału AWGN z symulacją zaników dla typowego środowiska miejskiego (TU).



Rysunek F.2: Porównanie charakterystyk szumowych dla kanału AWGN z symulacją zaników dla środowiska górzystego (HT).