



**POLITECHNIKA
GDAŃSKA**

WYDZIAŁ ELEKTRONIKI,
TELEKOMUNIKACJI I INFORMATYKI



Imię i nazwisko autora rozprawy: Jan Schmidt
Dyscyplina naukowa: Telekomunikacja

ROZPRAWA DOKTORSKA

Tytuł rozprawy w języku polskim: Zastosowanie techniki szybkich przeskoków częstotliwości nośnej w hydroakustycznym systemie do transmisji danych w wodach płytkich

Tytuł rozprawy w języku angielskim: Application of fast frequency hopping technique in hydroacoustic system for data transmission in shallow water

Promotor <i>podpis</i>	Drugi promotor <i>podpis</i>
dr hab. inż. Jacek Marszał, prof. nadzw. PG	
Promotor pomocniczy <i>podpis</i>	Kopromotor <i>podpis</i>
dr inż. Iwona Kocharńska	

Gdańsk, rok 2018



SPIS TREŚCI

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ I SKRÓTÓW	5
WPROWADZENIE	11
1.1. WSTĘP	11
1.2. GENEZA PRACY	13
1.3. CEL, TEŻA I ZAKRES PRACY	13
1.4. PRZEGLĄD ROZDZIAŁÓW	14
2. PRZEGLĄD ISTNIEJĄCYCH HYDROAKUSTYCZNYCH SYSTEMÓW TRANSMISJI DANYCH	17
2.1. HYDROTELEFONY	17
2.2. HYDROAKUSTYCZNE SYSTEMY KOMERCYJNE	18
2.3. PLATFORMY BADAWCZE	20
2.4. HYDROTELEFON HTL-10	21
3. KANAŁ HYDROAKUSTYCZNY	27
3.1. CHARAKTERYSTYKA KANAŁU HYDROAKUSTYCZNEGO	27
3.1.1. Szumy	27
3.1.2. Straty transmisji	29
3.1.3. Prędkość propagacji fali akustycznej	30
3.1.4. Propagacja wielodrogowa	34
3.1.5. Efekt Dopplera	34
3.2. OPIS MATEMATYCZNY I PARAMETRY KANAŁU HYDROAKUSTYCZNEGO	35
3.2.1. Modele kanałów hydroakustycznych	36
4. WPLYW INTERFERENCJI NA PRZESYŁANY SYGNAŁ	47
4.1. MODEL SYSTEMU	47
4.2. PRZYPADEK BRAKU RUCHU NADAJNIKA I ODBIORNIKA	49
4.3. WPLYW EFEKTU DOPPLERA NA TRANSMITOWANY SYGNAŁ	53
4.3.1. Efekt Dopplera dla sygnałów bezpośrednich	53
5. DETEKcja SYGNAŁU SINUSOIDALNEGO	59
5.1. METODA DETEKcji	59
5.2. DYSKRETNE WIDMO GĘSTOŚCI MOCY SYGNAŁU SINUSOIDALNEGO	61
5.3. DYSKRETNE WIDMO GĘSTOŚCI MOCY SZUMU	63
5.4. ROZKŁAD WIDMA GĘSTOŚCI MOCY SYGNAŁU SINUSOIDALNEGO Z SZUMEM	66
5.5. DETEKcja PROGOWA SYGNAŁU SINUSOIDALNEGO PRZY DUŻYM STOSUNKU SYGNAŁU DO SZUMU	72
5.6. DETEKcja PROGOWA SYGNAŁU SINUSOIDALNEGO PRZY MAŁYM STOSUNKU SYGNAŁU DO SZUMU	83
5.7. PROCEDURA OBLICZENIOWA	86
6. SYSTEM TRANSMISJI DANYCH	89
6.1. ZAŁOŻENIA SYSTEMU	89
6.2. PARAMETRY SYSTEMU	91
6.3. WARSTWA FIZYCZNA	92
6.3.1. Struktura ramki przesyłanych danych	92
6.3.2. Detekcja i synchronizacja ramki danych	93
6.4. ROZPATRYWANE SPOSOBY MODULACJI	95
6.4.1. Modulacja FSK	95



6.4.2. Techniki widma rozproszonego	104
6.5. KODOWANIE KANAŁOWE	117
6.5.1. Kod Reed-Solomon	118
6.5.2. Kodowanie	121
6.5.3. Dekodowanie	121
6.5.4. Wydajność kodowania	124
6.5.5. Przeplot	128
6.7. TECHNIKI CYFROWEJ PRZEMIANY CZĘSTOTLIWOŚCI	130
6.6. OBLICZENIA PROJEKTOWE	134
7. BADANIA SYMULACYJNE MODELU SYSTEMU TRANSMISJI DANYCH	139
7.1. BADANIE WPŁYWU KANAŁU KOMUNIKACYJNEGO NA JAKOŚĆ TRANSMISJI DANYCH	139
7.1.1. Sygnał synchronizacji ramki danych	140
7.1.2. Modulacja FSK	148
7.1.3. Technika widma rozproszonego z szybkimi przeskokami częstotliwości nośnej FFH	153
7.2. WYBÓR PARAMETRÓW KODU KANAŁOWEGO I PRZEPLOTU	162
7.3. PODSUMOWANIE WYNIKÓW BADAN SYMULACYJNYCH	171
8. BADANIA EKSPERYMENTALNE DOŚWIADCZALNEGO MODELU SYSTEMU TRANSMISJI DANYCH	173
8.1. DOŚWIADCZALNY MODEL SYSTEMU TRANSMISJI DANYCH	173
8.2. OPIS STANOWISK POMIAROWYCH I WARUNKÓW PROPAGACJI FALI AKUSTYCZNEJ	175
8.3. WYZNACZENIE PARAMETRÓW KANAŁU TRANSMISJI DANYCH	177
8.4. WYZNACZENIE PARAMETRÓW JAKOŚCI TRANSMISJI DANYCH	181
8.4.1. Modulacja FSK	181
8.4.2. Technika widma rozproszonego z szybkimi przeskokami częstotliwości nośnej FFH	185
8.5. PODSUMOWANIE WYNIKÓW BADAN EKSPERYMENTALNYCH	189
9. WNIOSKI	191
10. BIBLIOGRAFIA	195
11. ZAŁĄCZNIKI	203
A1. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=550\text{m}$ dla impulsu $\text{HFM}\uparrow$ o różnych czasach trwania ($T_s=\{4\text{ms}, 16\text{ms}, 64\text{ms}, 256\text{ms}\}$, $T_p=128\text{ms}$) oraz $B=5\text{kHz}$	203
A2. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=340\text{m}$ dla impulsu $\text{HFM}\uparrow$ ($T_s=64\text{ms}$, $T_p=2.432\text{s}$) oraz $B=\{2.5\text{kHz}, 5\text{kHz}, 10\text{kHz}\}$	207
A3. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=550\text{m}$ dla impulsu $\text{HFM}\uparrow$ ($T_s=64\text{ms}$, $T_p=2.88\text{s}$) oraz $B=5\text{kHz}$	210
A4. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=1035\text{m}$ dla impulsu $\text{HFM}\uparrow$ ($T_s=64\text{ms}$, $T_p=2.432$) oraz $B=\{2.5\text{kHz}, 5\text{kHz}, 10\text{kHz}\}$	211

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ I SKRÓTÓW

Oznaczenia

α	- współczynnik tłumienia absorpcyjnego fali akustycznej w wodzie
Δf	- odstęp częstotliwości
η	- sprawność przetwornika nadawczego (anteny)
η	- współczynnik efektywności widmowej
η_{max}	- maksymalna wartość współczynnika efektywności widmowej
μ	- wartość średnia
σ^2	- wariancja
σ_τ	- wartość średniokwadratowa rozrzutu opóźnień
σ_{fd}	- wartość średniokwadratowa rozproszenia Dopplera
$\tau_n(t)$	- opóźnienie sygnału n -tej ścieżki propagacji
$\phi_c(\Delta f_d)$	- funkcja korelacji częstotliwościowej
$\phi_c(\Delta t)$	- funkcja korelacji czasowej
$\phi_c(\tau)$	- profil natężenia wielodrogowego
$\phi_c(f_d)$	- widmo mocy Dopplera
$\varphi_n(t)$	- faza sygnału n -tej ścieżki propagacji
φ_m	- faza sygnału m -tego impulsu
$a_n(t)$	- amplituda sygnału n -tej ścieżki propagacji
B_c	- pasmo koherencji
B_d	- maksymalne rozproszenie Dopplera
B_s	- pasmo sygnału
c	- prędkość propagacji fali akustycznej
C	- przepustowość kanału
d	- indeks detekcji
D	- głębokość
DI_r	- wskaźnik kierunkowości anteny odbiorczej
DI_t	- wskaźnik kierunkowości anteny nadawczej
d_n	- droga n -tej ścieżki propagacji sygnału
d_{min}	- minimalna odległość Hamming'a
DT	- próg detekcji



e	- zdolność detekcyjna kodu
E_b	- energia przypadająca na bit
EL	- poziom sygnału użytecznego
E_s	- energia przypadająca na symbol
f	- częstotliwość
f_d	- częstotliwość dopplerowska, odchyłka dopplerowska
$f_{d,max}$	- maksymalna odchyłka dopplerowska
f_c	- częstotliwość nośna
f_m	- częstotliwość znamionowa
f_N	- częstotliwość Nyquista
f_s	- częstotliwość próbkowania
f_0	- częstotliwość środkowa
G_p	- zysk przetwarzania
$h(\tau, t)$	- dolnopasmowa odpowiedź impulsowa
$HFM \uparrow$	- sygnał z hiperbolicznie modulowaną częstotliwością, a zmiany częstotliwości w czasie ulegają zwiększaniu
$HFM \downarrow$	- sygnał z hiperbolicznie modulowaną częstotliwością, a zmiany częstotliwości w czasie ulegają zmniejszaniu
I	- składowa synfazowa
k	- liczba symboli ciągu informacyjnego
K	- współczynnik Rice'a
L	- rząd dywersyfikacji
n	- liczba symboli ciągu kodowego
N_e	- liczba bitów odebranych z błędem
N	- liczba wszystkich przesłanych bitów
N	- współczynnik interpolacji / współczynnik decymacji
NL	- poziom zakłóceń
P	- moc sygnału
P_b	- prawdopodobieństwo błędnego odbioru bitu
P_s	- prawdopodobieństwo błędnego odbioru symbolu
P_D	- prawdopodobieństwo detekcji
P_{FA}	- prawdopodobieństwo fałszywego alarmu
PG	- zysk przetwarzania
Q	- składowa kwadraturowa
R	- sprawność kodowania / współczynnik kodowania

R_b	- szybkość/przepływność binarna systemu transmisji
$r_{no}(t)$	- funkcja korelacji sygnału nadanego i odebranego
$r_{ss}(t)$	- funkcja autokorelacji sygnału
S	- zasolenie
$S(\tau; f_d)$	- funkcja rozproszenia
SL	- poziom źródła
$s_{LP}(t)$	- dolnopasmowa obwiednia zespolona sygnału $s(t)$
t	- czas
t	- zdolność korekcyjna kodu
T	- temperatura
T_b / T_B	- czas trwania bitu
T_c	- czas koherencji kanału
TL	- straty transmisyjne
T_m	- maksymalny rozrzut opóźnienia
T_{maxRD}	- maksymalny czas trwania ramki danych
T_p	- czas trwania przerwy
T_{pHFM}	- czas przerwy po sygnale <i>HFM</i>
T_s	- czas trwania symbolu
T_{sHFM}	- czas trwania sygnału <i>HFM</i> w preambule ramki danych

Skróty

ASK	- ang. <i>Amplitude Shift Keying</i>
AUV	- ang. <i>Autonomous Underwater Vehicles</i>)
AWGN	- ang. <i>Additive White Gaussian Noise</i>
b/s	- <i>bitów na sekundę</i>
BCH	- <i>Bose, Chaudhuri, Hocquenghem</i>
BFSK	- ang. <i>Binary Frequency Shift Keying</i>
bps	- ang. <i>bits per second</i>
BPSK	- ang. <i>Phase Shift Keying</i>
BER	- ang. <i>Bit Error Rate / bitowa stopa błędów</i>
CIC	- ang. <i>Cascaded Integrated Comb filter</i>
CIR	- ang. <i>Channel Impulse Response</i>
CRC	- ang. <i>Cyclic Redundancy Check</i>
CSS	- ang. <i>Chirp Spread Spectrum</i>
DDC	- ang. <i>Digital Down Converter</i>
DDR	- ang. <i>Digital Drop Receiver</i>
DFT	- ang. <i>Discrete Fourier Transform</i>
DUC	- ang. <i>Digital Up Converter</i>
DSSS	- ang. <i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>
ELF	- ang. <i>Extremely Low Frequency</i>
FEC	- ang. <i>Forward Error Coding</i>
FHSS	- ang. <i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i>
FFH	- ang. <i>Fast Frequency Hopping</i>
FFT	- ang. <i>Fast Fourier Transform</i>
FIR	- ang. <i>Finite Impulse Response filter</i>
FLASH	- ang. <i>Flash Memory</i>
FPGA	- ang. <i>Field-Programmable Gate Array</i>
FSK	- ang. <i>Frequency Shift Keying</i>
HFM	- ang. <i>Hyperbolic Frequency Modulation</i>
ISI	- ang. <i>Intersymbol Interference</i>
kb/s	- <i>kilobitów na sekundę</i>
kbps	- ang. <i>kilobits per second</i>
LDPC	- ang. <i>Low-Density Parity-Check</i>
LFM	- ang. <i>Linear Frequency Modulation</i>



LPI	- ang. <i>Low Probability of Intercept</i>
MFLOPS	- ang. <i>Mega Floating-point Operations Per Second</i>
MFSK	- ang. <i>Multiple Frequency Shift Keying</i>
MIMO	- ang. <i>Multiple Input Multiple Output</i>
MIPS	- ang. <i>Million Instructions Per Second</i>
MISO	- ang. <i>Multiple Input Single Output</i>
MS/s	- ang. <i>Mega Samples per second</i>
NATO	- ang. <i>North Atlantic Treaty Organization</i>
OFDM	- ang. <i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>
OOK	- ang. <i>On Off Keying</i>
PG	- ang. <i>Processing Gain</i>
QPSK	- ang. <i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RS	- ang. <i>Reed-Solomon Code</i>
SDRAM	- ang. <i>Synchronous Dynamic Random Access Memory</i>
SIMO	- ang. <i>Single Input Multiple Output</i>
SISO	- ang. <i>Single Input Single Output</i>
SNR	- ang. <i>Signal to Noise Ratio</i>
SPL _F	- <i>spektralny poziom szumów falowania</i>
SPL _T	- <i>spektralny poziom szumów termicznych</i>
SRAM	- ang. <i>Static Random Access Memory</i>
SSB	- ang. <i>Single Sideband</i>
THSS	- ang. <i>Time Hopping Spread Spectrum</i>
TL	- ang. <i>Transmission Losses / straty transmisji</i>
VLF	- ang. <i>Very Low Frequency</i>
WWB	- <i>wagowe widmo błędów</i>
WSSUS	- ang. <i>Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering</i>





WPROWADZENIE

1.1. WSTĘP

Potrzeba zastosowania bezprzewodowej komunikacji podwodnej ciągle wzrasta zarówno w zastosowaniach militarnych, naukowych jak i cywilnych. Wynika ona najczęściej z faktu, że realizacja komunikacji z wykorzystaniem połączeń kablowych, w tym światłowodowych, jest niemożliwa z powodu zbyt dużych kosztów, które należałoby ponieść na wykonanie połączenia, bądź w przypadku, kiedy jeden lub obydwaj uczestnicy komunikacji znajdują się w ruchu. Komunikację podwodną można zrealizować za pomocą fal radiowych, aczkolwiek są one silnie tłumione w środowisku wodnym. Stosowane militarne systemy przeznaczone do komunikowania się z okrętami podwodnymi, pracują z wykorzystaniem fal radiowych o bardzo niskich częstotliwościach VLF i ELF, które wnikają w wodę na głębokość kilkunastu metrów i umożliwiają transmisję na duże odległości [88][87]. Dostępne pasmo częstotliwości jest wąskie i dlatego systemy te nadają się jedynie do transmisji krótkich informacji. Systemy te wymagają niezwykle dużych naziemnych anten, długości rzędu dziesiątek kilometrów oraz bardzo dużej mocy nadawczej. Wykorzystanie fal optycznych jest z kolei mocno ograniczone z powodu występowania zjawiska rozpraszania światła, a wymóg stabilnego nakierowania wiązki nadajnika względem wiązki odbiornika, zawęży zastosowanie takich systemów do konfiguracji, w której uczestnicy komunikacji pozostają nieruchomo względem siebie. Oferują one jednak stosunkowo dużą szybkość transmisji na krótkim zasięgu - rzędu kilku metrów.

W zastosowaniach, gdzie wymagany jest ruch jednego z uczestników transmisji, fale akustyczne są najlepszym rozwiązaniem do jej realizacji. Akustyczne systemy komunikacji podwodnej, których zadaniem jest niezawodna praca w płytkich wodach przybrzeżnych, muszą pokonać liczne ograniczenia. Pierwszy czynnik to propagacja wielodrogowa, która jest charakterystyczna dla kanałów horyzontalnych [88]. Występowanie jej jest wynikiem odbić sygnału od powierzchni wody oraz dna akwenu oraz jakichkolwiek przeszkód obecnych w akwenu. Fala akustyczna ulega również refrakcji i rozproszeniu na niejednorodnościach ośrodka. W wyniku tego powstają interferencje międzysymbolowe, które są niepożądane w systemach komunikacyjnych. Istotnym czynnikiem jest również efekt Dopplera spowodowany ruchem nadajnika i odbiornika względem siebie. Te niekorzystne czynniki występują również w innych systemach komunikacyjnych, które są realizowane z wykorzystaniem innego medium transmisyjnego, ale to właśnie w środowisku wodnym i przy wykorzystaniu fali akustycznej, stają się szczególnie uwydatnione. Ze względu na fakt że prędkość rozchodzenia się fali akustycznej w wodzie jest około dwieście tysięcy razy mniejsza od prędkości rozchodzenia fali elektromagnetycznej, to efekt Dopplera ma dużo większy wpływ w systemach akustycznej komunikacji podwodnej. Spowodowane jest to tym, iż względna odchyłka Dopplera dla tych systemów jest dwieście tysięcy razy większa niż w systemach z falą elektromagnetyczną. Dodatkowe komplikacje pociągają za sobą niska prędkość propagacji fali akustycznej w wodzie oraz stosunkowo wąskie dostępne pasmo pracy. Rozwijane i stosowane komercyjnie modemy hydroakustyczne wykorzystują zazwyczaj częstotliwość fali nośnej umieszczoną poniżej częstotliwości 100 kHz, przy czym ze względów technologicznych przetworniki hydroakustyczne oferują szerokość pasma pracy rzędu kilku kiloherców. Wszystkie ograniczenia razem wzięte są przyczyną złożoności

budowanych odbiorników, których zadaniem jest zdekodowanie symbolu na podstawie odebranego sygnału. Ogólnie znany jest powszechnie fakt, że podwodny kanał akustyczny jest jednym z najbardziej wymagających kanałów do realizacji nowoczesnej komunikacji cyfrowej. Dotyczy to w szczególności transmisji przez horyzontalny kanał występujący w płytkich wodach przybrzeżnych.

Akustyczne systemy komunikacji podwodnej są zwykle wykorzystywane do przesyłania: informacji sterujących, zgromadzonych danych telemetrycznych, sygnałów mowy i obrazu. W przypadku transmisji sygnałów mowy i obrazu wymagana jest szybkość transmisji rzędu kilku kb/s, natomiast akceptowalna jest bitowa stopa błędów BER na poziomie powyżej 10^{-2} , ale zakłada się zazwyczaj wykorzystanie kanału wertykalnego w wodach głębokich, który nie jest zdominowany przez występowanie zjawiska wielodrogowości. Z kolei ze względu na wymaganą wysoką wiarygodność przesyłanych informacji, systemy transmisji danych telemetrycznych i sterujących charakteryzują się bitową stopą błędów na poziomie poniżej 10^{-3} , oferując prędkości transmisji od kilkuset b/s do 1 kb/s. Pracują one zarówno w hydroakustycznym kanale wertykalnym jak i horyzontalnym, szczególnie w płytkich wodach przybrzeżnych.

Realizacja sprawnie działającej sieci komunikacji podwodnej musi być oparta na warstwie fizycznej zapewniającej efektywne i niezawodne akustyczne łącze komunikacyjne. W tych systemach tryb niezawodnej komunikacji z niską szybkością transmisji jest wykorzystywany do początkowego zestawienia jak i ponownego zestawienia połączenia komunikacyjnego, nawet jeśli system transmisji posiada możliwość pracy w trybie komunikacji z wyższą szybkością transmisji. W przypadku pogorszenia warunków propagacyjnych lub wzrostu poziomu szumów, system taki powraca do trybu niezawodnej komunikacji z niską szybkością transmisji.

Systemy komunikacyjne wymagają przekształcenia sygnału informacyjnego na sygnał bardziej dogodny do transmisji w postaci fali akustycznej. Taki sygnał powstały w wyniku procesu modulacji jest dobrze dostosowany do możliwości łącza komunikacyjnego i mniej wrażliwy na występujące zakłócenia. W podwodnej komunikacji bezprzewodowej, używane są różne techniki modulacji, które pozwalają na przesłanie odpowiedniej liczby danych z jak największą szybkością transmisji [2][10][30][110]. Spotykane są tu głównie modulacja częstotliwości i fazy fali nośnej. Stosowane są one zarówno w systemach z jedną nośną jak i z wieloma nośnymi. Stosowane są również modulacje niekoherentne umożliwiające skuteczne przewyciężenie niepożądanych skutków propagacji wielodrogowej oraz efektu Dopplera, szczególnie w horyzontalnym kanale podwodnym, gdzie zapewniają szybkość transmisji od kilkudziesięciu do kilkuset b/s [75][76][107]. Modulacje te są najczęściej stosowane w urządzeniach wymagających długotrwałego działania z bateryjnych źródeł zasilania, ze względu na prostą konstrukcję odbiornika. W przypadku systemów pracujących w środowisku wód głębokich, jak również kanałów wertykalnych wykorzystywane są modulacje koherentne. Modulacje koherentne bardziej efektywnie wykorzystują dostępne pasmo częstotliwości oferując większe szybkości transmisji, ale wymagają odbiornika o bardziej złożonej konstrukcji, dokonującego adaptacyjnej korekcji charakterystyki kanału transmisyjnego [86]. W porównaniu do modulacji niekoherentnych, wymagają one do prawidłowej pracy sygnału o większym stosunku sygnału do szumu. Generalnie, techniki modulacji koherentnej pozostają nie aż tak niezawodne jakby to było pożądanego. Inna

z technik modulacji, technika z widmem rozproszonym ma szerokie zastosowanie w systemach wojskowych ze względu na możliwość pracy z niskim stosunkiem sygnału do szumu, dobrą tolerancją na zjawisko propagacji wielodrogowej, jak i zagłuszanie systemu. Dodatkowo, zastosowanie kodowania kanałowego wraz z techniką przeplotu powoduje zredukowanie bitowej stopy błędu.

Dopiero w roku 2017, przy aktywnym udziale organizacji NATO, został wprowadzony pierwszy standard cyfrowej komunikacji podwodnej JANUS [61]. Szczegóły tego standardu zostały opisane w umowie standaryzacyjnej STANAG 4748.

1.2. GENEZA PRACY

W ostatnich latach w Polsce zostały zaprojektowane i z powodzeniem wdrożone dwa systemy komunikacji podwodnej. Pierwszy z nich to hydroakustyczny system zdalnego sterowania obiektami podwodnymi, który był opracowywany od roku 1999 w Katedrze Systemów Elektroniki Morskiej i wdrożony w 2002 roku. Powstał on na zlecenie i w kooperacji z Akademią Marynarki Wojennej w Gdyni w ramach projektu celowego KBN nr 148241C-T00/99. Drugi z systemów stanowi hydrotelefon HTL-10 firmy Sonel Sp. z o.o. opracowany w 2006 roku [51]. Urządzenia te zostały opracowane dla potrzeb Marynarki Wojennej RP, która jest użytkownikiem wymagającym ich niezawodności w trudnych warunkach propagacji fali akustycznej jak i w niesprzyjających warunkach eksploatacyjnych. Autor niniejszej rozprawy brał udział w projektowaniu obydwu urządzeń dla których opracował moduły odpowiedzialne za cyfrowe generowanie sygnałów w torze nadawczym i cyfrowe przetwarzanie sygnałów w torze odbiorczym oraz wykonał dla nich oprogramowanie. Każdy z modułów to oryginalne rozwiązanie o strukturze wieloprocessorowej, które poprzez zaimplementowanie uniwersalnego interfejsu sprzętowego pozwala zwiększyć wydajność obliczeniową systemu. Zastosowane rozwiązania techniczne i oprogramowanie gwarantują łatwość rozwoju tych urządzeń w przyszłości.

Niezależnie od prac związanych z komunikacją podwodną, autor rozprawy brał aktywny udział w pracach związanych z rozwojem i modernizacją systemów sonarowych, gdzie wyspecjalizował się w projektowaniu i oprogramowywaniu systemów cyfrowego przetwarzania sygnałów [47][71][50][40]. Zdobyte doświadczenie w zastosowaniu do systemów sonarowych jak i systemów komunikacji podwodnej, skłoniły autora do wyciągnięcia wniosków o potrzebie poszukiwania rozwiązań systemowych gwarantujących większą niezawodność komunikacji wraz z przeprowadzeniem szczegółowych analiz teoretycznych jak i badań eksperymentalnych.

1.3. CEL, TEZA I ZAKRES PRACY

Celem niniejszej rozprawy doktorskiej jest zbadanie wpływu warunków propagacji fal akustycznych w płytkich akwenach przybrzeżnych na jakość transmisji danych w systemie hydrokomunikacyjnym.

Teza pracy zakłada, że zastosowanie techniki szybkich przeskoków częstotliwości nośnej FFH (ang. fast frequency hopping) zapewni istotną poprawę jakości transmisji danych w stosunku do innych systemów transmisji danych dla specyficznych warunków propagacji fali akustycznej w płytkich akwenach przybrzeżnych.



Zakres pracy

Przedmiotem pracy jest hydroakustyczny system transmisji danych przeznaczony do przekazywania informacji z jednostki pływającej do obiektu znajdujących się pod wodą. Systemowi postawiono szczególne wymagania, wynikające z pracy w trudnych warunkach propagacyjnych występujących w przybrzeżnych wodach płytkich.

Prace nad opracowaniem systemu obejmują: analizy teoretyczne, projekt koncepcyjny i badania modelu. Tematyka i zakres rozprawy doktorskiej są tak pomyślane, że rozwiążą podstawowe problemy naukowe, które występują w kolejnych fazach opracowania systemu.

Opracowanie koncepcji systemu i wykonanie jego badań symulacyjnych, zostało poprzedzone przeglądem i krytyczną analizą istniejących rozwiązań hydroakustycznych systemów transmisji danych,

Wkładem rozprawy doktorskiej w opracowanie modelu systemu jest w szczególności opracowanie algorytmów i programów cyfrowego przetwarzania sygnałów.

Główny ciężar rozprawy związany jest z badaniami modelu systemu. Badania modelu przeprowadzone zostały w akwenu śródlądowym, w Stacji Badań Hydroakustycznych Katedry Systemów Elektroniki Morskiej nad Jeziorem Wdzydze, poprzedzone wstępnymi badaniami w basenie pomiarowym zlokalizowanym w budynku Wydziału Elektroniki Telekomunikacji i Informatyki Politechniki Gdańskiej. Sprawdzona została odporność przyjętego sposobu modulacji oraz zastosowanych kodów kanałowych na zakłócenia. Uzyskane wyniki badań zostały wykorzystane do poprawy parametrów modulacji oraz w doborze rodzaju kodu. Elastyczna konstrukcja modelu systemu umożliwiła zmianę parametrów modulacji w na tyle szerokim zakresie, aby nadać badaniom walory poznawcze, nie ograniczające się do jednego systemu. Podobnie, empiryczne określenie odporności różnych kodów na zakłócenia występujące w specyficznym kanale hydroakustycznym, stanowi przyczynek do wiedzy o użyteczności poszczególnych kodów w hydroakustycznych systemach transmisji danych. Wyniki badań modelu zostały także wykorzystane do weryfikacji modeli symulacyjnych systemu i kanału, użytych na etapie projektowania systemu. Wszystkie analizy teoretyczne i badania symulacyjne zostały przeprowadzone przy wykorzystaniu środowiska MATLAB/Simulink. W celu wykonania badań modelu wykorzystane zostały dwa hydrofony HTL-10 firmy SONEL Sp. z o.o. oraz urządzenie rejestrująco-generujące NI-USB6363 firmy National Instruments. Hydrofony pracowały jako urządzenia nadawczo-odbiorcze z zewnętrznymi przetwornikami ultradźwiękowymi, a transmisja była prowadzona pomiędzy dwoma hydrofonami. W przypadku prób na akwenu śródlądowym, jeden z nich był umieszczony na jednostce pływającej, a drugi na pomoście. Przetworniki ultradźwiękowe były umieszczane w różnych miejscach akwenu nad dnem. Wynikowa jakość transmisji była określana będzie w odbiornikach obydwu urządzeń. Głównym celem badań było określenie parametrów eksploatacyjnych systemu.

1.4. PRZEGLĄD ROZDZIAŁÓW

Niniejsza rozprawa poświęcona jest zbadaniu wpływu warunków propagacji fal akustycznych w płytkich akwenach przybrzeżnych na jakość transmisji danych w hydroakustycznym systemie komunikacyjnym.



Rozdział pierwszy przedstawia motywację do podjęcia tematyki badawczej będącej przedmiotem rozprawy, a także genezę, cel i tezę pracy. Realizacja celów pracy i dowód przedstawionych tez rozprawy stanowi treść kolejnych rozdziałów.

W rozdziale drugim, na podstawie przeglądu literaturowego, przedstawiono komercyjne systemy bezprzewodowej komunikacji podwodnej dostępne na rynku. Ponadto zamieszczono informacje o systemach będących platformami do ich rozwoju.

Rozdział trzeci zawiera charakterystykę kanału hydroakustycznego. Opisano w nim parametry mające najistotniejszy wpływ na transmisję danych w systemach akustycznej komunikacji podwodnej.

W rozdziale czwartym znajduje się analiza wpływu interferencji na błędy transmisji danych. Analizie poddane zostały sygnał sinusoidalny oraz szerokopasmowy sygnał z modulacją częstotliwości, które zostały wykorzystywane w prostym modelu systemu transmisji danych pracującego w płytkim akwenu o płaskim dnie.

W rozdziale piątym zawarta została analiza detekcji sygnału sinusoidalnego oparta na dyskretnym widmie gęstości mocy odebranego sygnału – periodogramie.

Rozdział szósty prezentuje koncepcję rozważanego systemu transmisji danych. Szczegółowy opis stanowi warstwa fizyczna systemu, dla której przedstawiona została struktura przesyłanych ramek danych, wykorzystywane sposoby modulacji i kodowania kanałowego. Rozdział został uzupełniony o obliczenia projektowe, które służą weryfikacji struktury systemu i określeniu podstawowych parametrów technicznych systemu.

W rozdziale siódmym zostały opisane wyniki przeprowadzonych badań symulacyjnych. Dla używanych sygnałów przeprowadzono szereg symulacji w określonych kanałach komunikacyjnych, które odzwierciedlają warunki środowiska podwodnego.

W rozdziale ósmym został opisany model doświadczalnego systemu transmisji danych oraz metodyka badań eksperymentalnych. Zamieszczone zostały wyniki badań eksperymentalnych, które służą do weryfikacji tez postawionych w rozprawie.

Wnioski oraz podsumowanie wyników pracy zawarte zostały w rozdziale dziewiątym. Rozdział ten zawiera również zagadnienia, które należałoby podjąć w przyszłości w celu dalszego rozwoju hydroakustycznych systemów komunikacyjnych. Ponadto praca zawiera bibliografię, spis oznaczeń oraz listę skrótów użytych w tekście.



2. PRZEGLĄD ISTNIEJĄCYCH HYDROAKUSTYCZNYCH SYSTEMÓW TRANSMISJI DANYCH

Rozdział zawiera zestawienie urządzeń wykorzystywanych do akustycznej komunikacji podwodnej. Hydrotelefony to tradycyjnie używane od lat urządzenia służące do komunikacji fonicznej z okrętami podwodnymi i nurkami, które często posiadają również funkcje transmisji danych cyfrowych. W kolejnym podrozdziale zostały przedstawione informacje o dostępnych obecnie na rynku komercyjnych systemach komunikacji podwodnej przeznaczonych wyłącznie do przesyłania danych cyfrowych oraz o systemach będących platformami do ich rozwoju.

2.1. HYDROTELEFONY

Pierwszy hydrotelefon został opracowany i opatentowany w Niemczech jeszcze przed II wojną światową [67]. Szeroko znany amerykański system akustycznej komunikacji podwodnej jaki stanowi hydrotelefon Gertrude, został opracowany w roku 1945 i był sukcesywnie rozwijany przez Naval Underwater Sound Laboratory (obecnie Naval Underwater System Center, NUSC) [73]. Wykonany w ówczesnej technologii analogowej służył do komunikacji głosowej między okrętem nawodnym lub okrętem podwodnym z innymi okrętami, nurkami i nieruchomymi stacjami podwodnymi. Pracował on przy użyciu analogowej modulacji jednowstęgowej SSB, wykorzystując wstęgę górną z wytłumioną częstotliwością nośną 8.3kHz. Umożliwiał on także realizację telegrafii poprzez nadawanie i odbiór sygnałów tonowych niezbędnych do komunikacji alfabetem Morse'a. Był to protoplasta hydrotelefonów, które były następnie seryjnie używane przez amerykańską marynarkę wojenną w zespołach komunikacji podwodnej o symbolach UQC i AN/WQC. W nich są zwykle montowane hydrotelefony firm ITT Corporation – Electronic Systems (model 5400/WQC) i Ocean Technology Systems (model Aquacom STX-101SB) [58]. Modele te są wykonane z wykorzystaniem wyłącznie techniki analogowej.

Najnowsze z hydrotelefonów muszą być zdolne do zrealizowania podstawowych zadań, które zostały określone w umowie standaryzacyjnej STANAG 1074 norm NATO. Według tej umowy jest to urządzenie używane do komunikacji podwodnej na okrętach podwodnych, okrętach nawodnych i śmigłowcach krajów NATO, które zapewnia:

- komunikację głosową przy wykorzystaniu jednowstęgowej modulacji SSB (ang. *Single Sideband*), dla wstęgi górnej z wytłumioną częstotliwością nośną 8087.5Hz,
- komunikację telegraficzną sygnałem tonowym 800Hz przy wykorzystaniu jednowstęgowej modulacji SSB, dla wstęgi górnej z wytłumioną częstotliwością nośną 8087.5Hz,
- dostarcza sygnał o minimalnej mocy akustycznej 80W.

Nowoczesne hydrotelefony są zaprojektowane z użyciem techniki cyfrowej w torze nadawczym i odbiorczym, a stąd poprzez zastosowanie cyfrowego przetwarzania sygnałów oraz otwartej struktury urządzenia (zarówno sprzętowej jak i programowej) mogą korzystać z szerokiej gamy technik modulacji cyfrowej, kodowania kanałowego jak i protokołów komunikacyjnych. Hydrotelefony również obecnie zapewniają podstawowy sposób komunikacji podwodnej między okrętami z załogami na pokładzie i to nie tylko w sytuacjach

awaryjnych ale również podczas wykonywania codziennych zadań. Stanowią one trzon komunikacji podwodnej.

Znaczącym światowym producentem hydrotelefonów jest firma Wärtsilä ELAC Nautic GmbH. Jej zaawansowany model **UT3000** stanowi system pozwalający zrealizować komunikację głosową i telegrafię wg umowy standaryzacyjnej STANAG 1074, oferując wybór częstotliwości nośnej w zakresie od 1kHz do 60kHz z krokiem 50Hz.

Jedynym polskim producentem tego typu urządzeń była firma SONEL Sp. z o.o. z Gdańska. Posiadała ona w swojej ofercie hydrotelefon **HTL-10**, który zdolny jest do realizacji komunikacji o parametrach wyspecyfikowanych w umowie standaryzacyjnej STANAG 1074. Ze względu, że hydrotelefon stanowi platformę sprzętową rozważanego w niniejszej rozprawie hydroakustycznego systemu cyfrowej transmisji danych, jego opisowi poświęcono jeden z podrozdziałów.

2.2. HYDROAKUSTYCZNE SYSTEMY KOMERCYJNE

Hydroakustyczne komercyjne systemy transmisji danych są to w istocie modemy używane głównie przez firmy zajmujące się wydobywaniem ropy i gazu, firmy badające dna morskie, uniwersytety oraz militarne jednostki organizacyjne. W tym podrozdziale omówiono modemy, które są obecnie produkowane i dostępne w sprzedaży. W tabeli Tab. 2.1 zawarto porównanie platform rozwojowych z uwzględnieniem takich parametrów jak wykorzystywane pasmo częstotliwości, uzyskiwany zasięg i szybkość transmisji, typ użytej techniki modulacji oraz moc zużywana podczas procesu nadawania i odbioru.

Tab. 2.1. Tabela porównawcza komercyjnych modemów komunikacji podwodnej.

Producent	Model	Pasmo częstotli. [kHz]	Zasięg [m]	Szybkość transmisji [b/s]	Modulacja	Moc [W] tryb nadawania	Moc [W] tryb odbioru
Teledyne-Benthos	ATM-9XX	9-14, 16-21, 22-27	2000-6000	140-15360	MFSK/PSK	20	0.768
WHOI	MicroModem	22.5-27.5	2000	80/5400	FHSS-FSK/PSK	100	0.23 / 2.23
DeveLogic	HAM.NODE HAM.BASE	8-13, 11-20, 17-29, 40-65	1000-6000	145-10000	MFSK/OFD M	do 250	brak danych
Aquatec	AQUAmodem 1000	7.5-12	20000	300-2000	FSK/DSSS-DPSK	20	0.6
DSPComm	AquaComm	16-30	3000	100/480	DSSS/OFD M	brak danych	brak danych
TriTech	Micron Data Modem	20-28	500	40	DSSS	7.92	0.72
LinkQuest	UWM2000	26.77-44.62	1500	17800	odmiana DSSS	2/8	0.8
EvoLogics	S2CR 7/17	7-17	8000	6900	S2C	3/10/40/80	1.1
Wärtsilä ELAC Nautik GmbH	UT3000	7.5-19	12000-30000	50-1000	MASQ	brak danych	brak danych

Amerykańska firma *Teledyne-Benthos* jest producentem modemów kilku serii ATM-9XX oferujących pracę w wodach płytkich i głębokich zależnie od wybranej serii. Zapewniają pracę w trzech pasmach częstotliwości: 9-14kHz, 16-21kHz i 22-27kHz. Wykorzystując modulacje MFSK i PSK umożliwiają osiągnięcie maksymalnego zasięgu 2-6km, szybkość transmisji 140-15360b/s przy bitowej stopie błędu 10^{-7} dla dużych wartości poziomu SNR [91].

Modemy *WHOI* serii Micro-Modem są szeroko znane ze swojej otwartej architektury i zdolności do konfiguracji sieci pomiarowych, które w warstwie fizycznej korzysta z modulacji FHSS/FSK lub PSK [101]. FHSS/FSK używana jest w kanałach trudnych, czyli kanałach wód płytkich i strefach przybrzeżnych oraz z autonomicznymi pojazdami podwodnymi *AUV*, oferuje szybkość transmisji do 80b/s. Z kolei modulacja PSK jest używana do stosunkowo prostych kanałów wertykalnych wód głębokich zapewniając szybkość transmisji do 5400b/s.

Niemiecka firma *DeveLogic* produkuje dwa typy modemów: HAM.NODE oraz HAM.BASE [13]. HAM.BASE stanowi kompaktową wersję HAM.NODE i pracuje w pasmie częstotliwości 40-65kHz, pozwalając uzyskać maksymalny zasięg 1000m oraz szybkość transmisji do 10kb/s przy dopuszczalnej głębokości zanurzenia 800m. HAM.NODE pracuje w trzech pasmach częstotliwości: 8-13kHz, 11-20kHz i 17-29kHz. Dla kanału horyzontalnego wód płytkich oferuje szybkość transmisji 145b/s i zasięg do 30km wykorzystując modulację MFSK i dopuszczając korekcję efektu Dopplera dla 10m/s, a dla kanału wertykalnego szybkość transmisji 3400b/s i zasięg 6km lub szybkość transmisji >7000 b/s i zasięg 1950m wykorzystując modulację OFDM-mDPSK. Zawarte oprogramowanie umożliwia implementowanie własnych protokołów komunikacji.

Brytyjska firma *Aquatec* dostarcza modem *AQUAmodem 500* i *AQUAmodem 1000* [1]. *AQUAmodem 1000* pracuje w paśmie częstotliwości 7.5 –12kHz, pozwalając na transmisję z szybkością transmisji 300-2000b/s i osiągnięcie maksymalnego zasięgu 20km. Wykorzystuje on modulację FSK i DSSS-DPSK. Modem *AQUAmodem 500* oferuje szybkość transmisji 25-100b/s i maksymalny zasięg 500m pracując w paśmie częstotliwości 27 –31kHz.

Australijska firma *DSPComm* ma w swojej ofercie modem *AquaComm*, który pracuje w pasmie częstotliwości 16-30kHz, wykorzystując technikę DSSS lub OFDM. Pozwala on na transmisję z szybkością 100 lub 480b/s przy bitowej stopie błędu 10^{-6} i uzyskanie zasięgu 3km [14].

Brytyjska firma *TriTech* dostarcza modem *Micron Data Modem* [95]. Modem należy do najmniejszych i najlżejszych na rynku (235g) i przez to nadaje się do zastosowań gdzie występują ograniczenia co do rozmiaru lub wagi, np. małe pojazdy *ROV* lub *AUV*. Pracuje on w pasmie częstotliwości 20-28kHz, wykorzystując technikę DSSS pozwala na uzyskanie szybkości transmisji 40b/s i maksymalnego zasięgu 500m. Pozwala na pracę w obecności wielodrogowości o maksymalnym rozrzucie opóźnień 10-100ms i dokonuje korekcję efektu Dopplera do 5m/s.

Amerykańska firma *LinkQuest* produkuje szeroką gamę modemów zróżnicowanych ze względu na zasięg, używaną moc nadawczą i osiąganą szybkości transmisji, używając prawnie zastrzeżony szerokopasmowy sygnał [42]. Podstawowy model UWM1000 pozwala osiągnąć zasięg 350 metrów z szybkością transmisji 17800b/s, wykorzystując pasmo

częstotliwości 26770-44620Hz, przy bitowej stopie błędu 10^{-9} . Model UWM2200 pozwala osiągnąć zasięg 1000 metrów z szybkością transmisji 35700b/s, wykorzystując pasmo częstotliwości 53550-89250Hz. Z kolei modem UWM10000 pozwala osiągnąć zasięg 10000 metrów z szybkością transmisji 5000b/s, wykorzystując pasmo częstotliwości 7500-12500Hz.

Niemiecka firma *EvoLogics* ma w swojej ofercie sześć modemów [16]. Wykorzystują one opatentowany sygnał (S2C) naśladujący dźwięki używane przez delfiny. Różne typy modemów używając wybranego pasma częstotliwości 7-17kHz, 12-24kHz, 18-34kHz, 42-65kHz, 48-78kHz uzyskują szybkości transmisji 6900b/s, 13900b/s, 31200b/s oraz zasięgi 1000-8000m, przy bitowej stopie błędu 10^{-10} .

Systemu transmisji danych UT3000 firmy *Wärtsilä ELAC Nautik GmbH*, został już wymieniony na początku tego rozdziału przy okazji omawiania dostępnych hydrotelefonów [99]. Oprócz realizacji zadań wymaganych dla hydrotelefonu umożliwia prowadzenie bezpiecznej i niezawodnej komunikacji cyfrowej wykorzystującej odmianę modulacji DSSS (MASQ). Udostępnia cztery tryby pracy umożliwiające uzyskanie szybkości transmisji odpowiednio 50b/s, 100b/s, 500b/s, 1000b/s i maksymalnego zasięgu odpowiednio >35km, >30000m, 30000m, 17000m. Pracuje używając następujących pasm częstotliwości: 7500-11500Hz, 7000-13000Hz i 6500-19000Hz. W trybie pracy z szybkością transmisji 50b/s akceptowalne są sygnały na poziomie $SNR=-15$ dB, natomiast z szybkością transmisji 1000b/s na poziomie $SNR=+3$ dB. Dzięki zastosowaniu cyfrowego przetwarzania sygnałów oraz otwartej strukturze urządzenia zarówno sprzętowej jak i programowej, dostępne jest zastosowanie szerokiej gamy technik modulacji cyfrowej jak i protokołów komunikacyjnych.

2.3. PLATFORMY BADAWCZE

Platformy badawcze stanowią rozwiązania służące do testowania prostych jak i złożonych koncepcji hydroakustycznej komunikacji podwodnej. Systemy takie są zwykle konstruowane i testowane przez uniwersytety oraz instytuty badawcze, gdzie opracowuje się nowe algorytmy oraz potwierdza się przydatność rozwiązań sprzętowych w części analogowej i cyfrowej systemu komunikacji. Projektowaniu ich przyświeca idea, aby ewentualnie wprowadzane zmiany można by osiągnąć poprzez najmniejszy nakład pracy. Tabela Tab. 2.2 zawiera porównanie wybranych platform rozwojowych z uwzględnieniem takich parametrów jak wykorzystywane pasmo częstotliwości, uzyskiwany zasięg i szybkość transmisji oraz typ użytej techniki modulacji.

Dr Bridget Benson z University of California opracowała modem *UCSDModem* [4], mający stanowić platformę do badań nad opracowaniem niezawodnego systemu komunikacji podwodnej o małym zasięgu i najniższej możliwie cenie. Zaimplementowano system komunikacji w programowalnej matrycy logicznej FPGA, który wykorzystuje modulację FSK.

Przy konstruowaniu modemu *rModem* priorytetem była zdolność do szybkiego wykonania badań eksperymentalnych nowych algorytmów realizacji sieci podwodnych czujników [85]. Zapewnia on elastyczną i jednolitą symulację oraz szybkie prototypowanie, przez wykorzystanie środowiska Simulink firmy MathWorks. Serce modemu stanowi wydajny zmiennoprzecinkowy procesor sygnałowy firmy Texas Instruments TMS320C6713B taktowany zegarem 300MHz, wspierany przez matrycę programowalną

FPGA Altera Cyclone II zapewniającą filtrację wejściową w zmiennym pasmie częstotliwości 1-100kHz.

Naukowcy z University of California Santa Barbara w USA zaprojektowali modem AquaModem o zasięgu do 1000 m, który jest dedykowany do pracy w horyzontalnych kanałach wód płytkich w obecności silnej wielodrogowości [15]. Modem jest zrealizowany z wykorzystaniem stałopozycyjnego procesora sygnałowego firmy Texas Instruments TMS320F2812 oraz używa techniki widma rozproszonego DSSS w pasmie częstotliwości 20.1-27.9kHz.

W University of Connecticut w USA opracowano modem służący testowaniu techniki OFDM [103]. W oparciu o płytę uruchomieniową ze zmiennoprzecinkowym procesorem sygnałowym firmy Texas Instruments TMS320C6713B i taktowanym zegarem 225MHz, autorzy zaimplementowali konfiguracje SISO i MIMO dla techniki modulacji OFDM.

Tab. 2.2. Tabela porównawcza platform rozwojowych.

Producent	Model	Typ platformy	Pasmo częstotliwości [kHz]	Zasięg [m]	Szybkość transmisji [b/s]	Modulacja
University of California (San Diego)	UCSDModem	FPGA	40	400	200	FSK
MIT	rMODEM	DSP <i>TMS320C6713B</i>	1-100	różne	różna	różne
University of California	AquaModem	DSP <i>TMS320F2812</i>	20.1-27.9	440	133	DSSS
University of Connecticut	uConn	DSP <i>TMS320C6713B</i>	brak danych	brak danych	3200-6200	OFDM

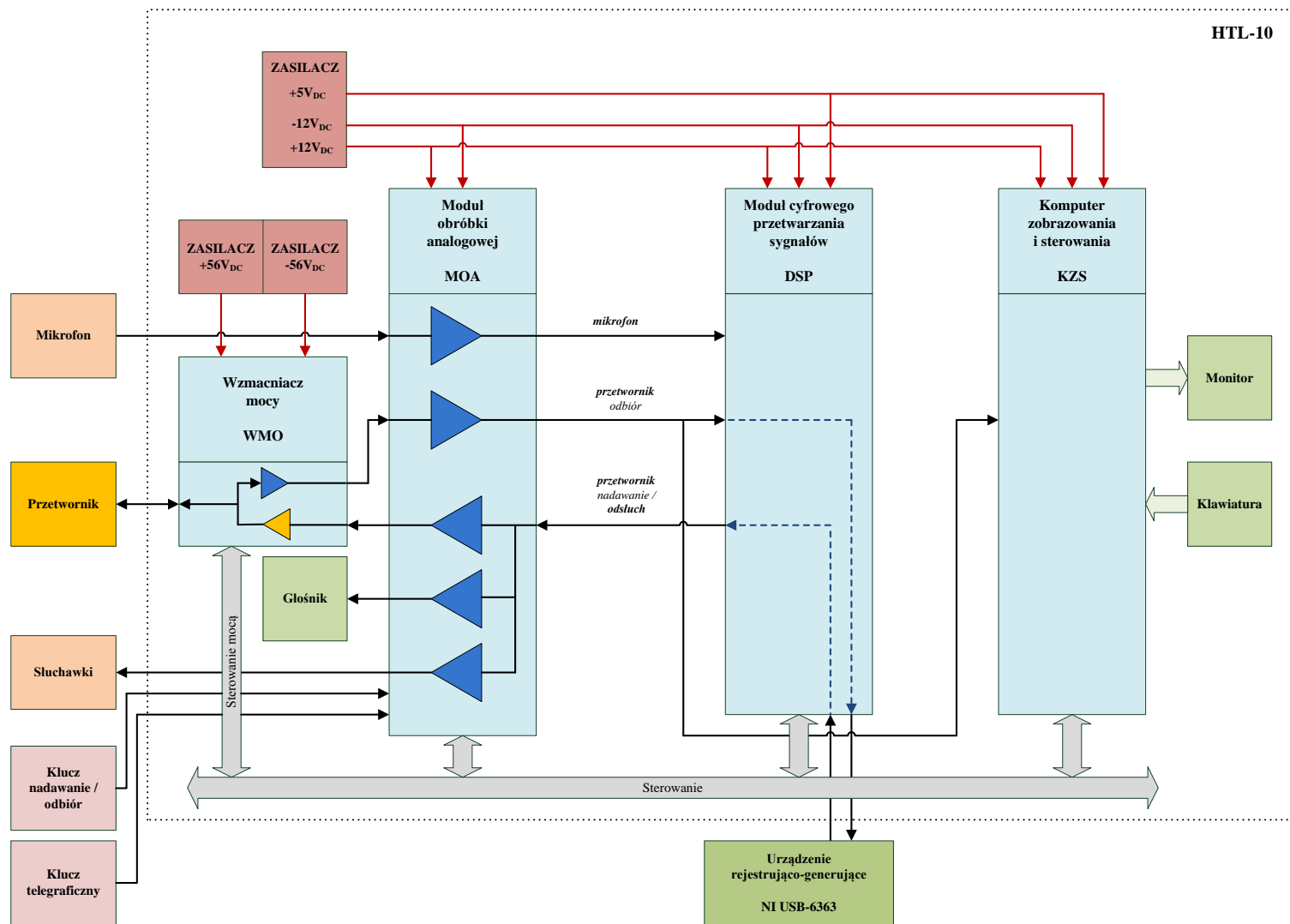
2.4. HYDROTELEFON HTL-10

Hydrotelefon HTL-10 umożliwia nadawanie oraz odbiór sygnałów mowy i sygnałów telegraficznych w trybie half-duplex. Pierwotną funkcję urządzenia stanowi przekazywanie sygnału mowy zawartego w paśmie 300Hz-3kHz. Drugi z zaimplementowanych trybów pracy to telegrafia, która jest dedykowana do pracy ze znakami w alfabecie Morse'a. Do nadawania sygnału odpowiadającego kresce lub kropce jest wykorzystywany ton o częstotliwości 800Hz oraz możliwy jest elastyczny dobór czasu trwania kresek, kropek i odstępów między nimi. Możliwe jest zarówno wysyłanie znaków przy użyciu zewnętrznego klucza telegraficznego jak i automatyczne wysyłanie znaków na podstawie wyedytowanych znaków wiadomości. Wymienione dwa tryby pracy wykorzystują modulację jednowstęgową SSB (ang. *Single SideBand*), która oferuje oszczędność mocy i szerokość dostępnego pasma. Hydrotelefon zapewnia dobór częstotliwości wytłumionej fali nośnej w zakresie 1kHz-40kHz przy pracy z dolną wstęgą boczną oraz w zakresie 4kHz-43kHz przy pracy z górną wstęgą boczną.

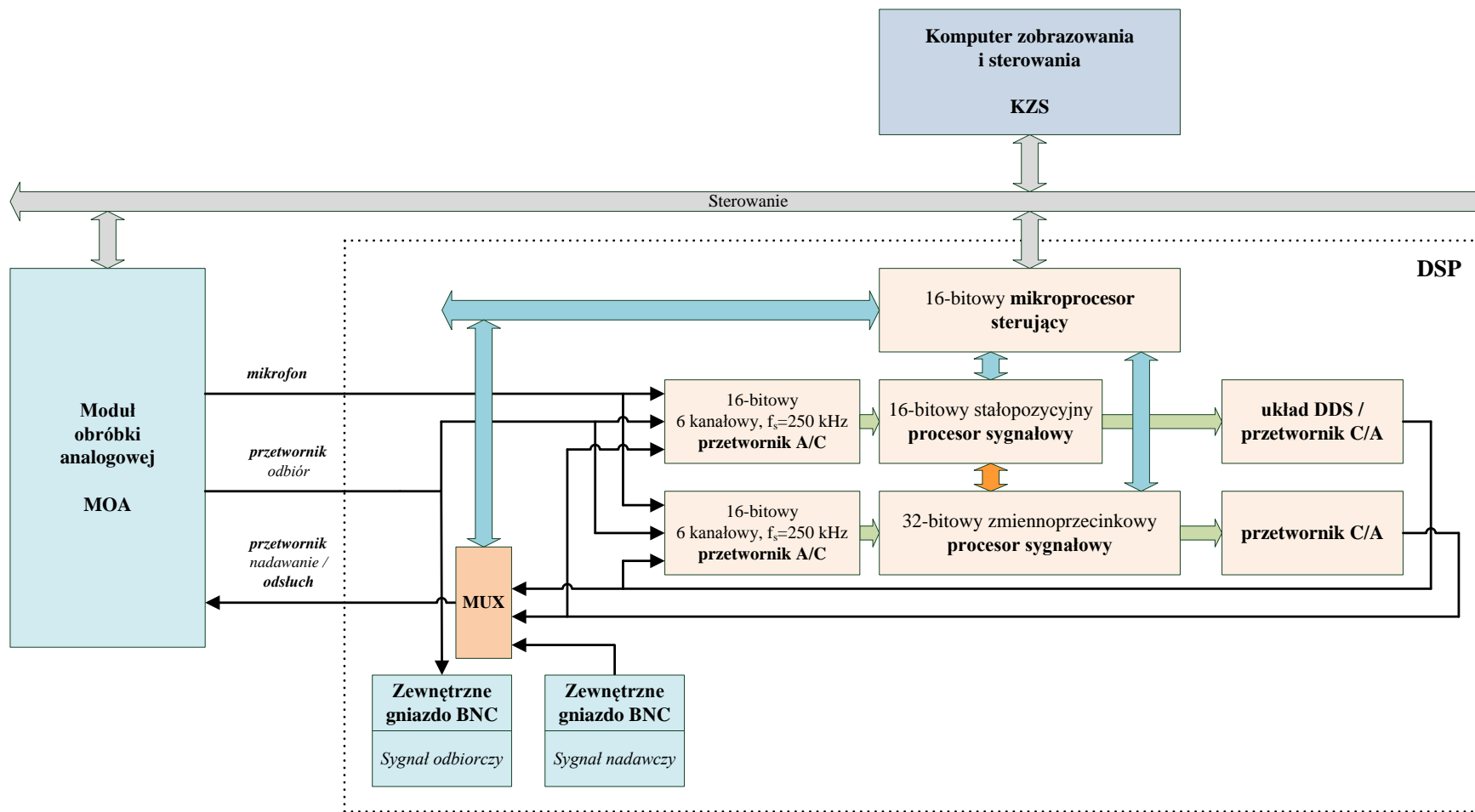
Hydrotelefon wykonany został w technologii cyfrowej, z użyciem procesorów sygnałowych - stałopozycyjnego i zmiennoprzecinkowego, nowoczesnych układów scalonych takich jak przetworniki analogowo-cyfrowe, przetworniki cyfrowo-analogowe oraz układy cyfrowej syntezy sygnałów DDS (ang. *Direct Digital Synthesis*). Dzięki temu posiada on wszechstronną zdolność do realizacji wielu technik modulacji, kodowania kanałowego itp. oraz stanowi dogodną platformę do ich testowania.

Struktura hydrotelefonu HTL-10 przedstawiona jest na Rys. 2.1. W jej skład wchodzi niezależne konstrukcyjnie bloki i moduły. Poza elementami funkcjonalnymi realizującymi funkcje komunikacyjne wyróżnia się układy zasilające, monitor LCD 6,54", dedykowaną klawiaturę i głośnik. Na wyposażeniu znajduje się mikrofon, słuchawki i przetwornik ultradźwiękowy oraz klucz nadawanie/odbior i klucz telegraficzny. Komputer sterowania i zobrazowania (KZS) zajmuje się generowaniem zobrazowania, które umożliwia edycję parametrów hydrotelefonu oraz przekazywanie ich aktualnych wartości do bloków i modułów wykonawczych. Komputer odbiera informacje o statusie wykonywanych działań, jak również odbiera wypracowane wyniki ich działania. W sposób ciągły wyznaczane jest widmo gęstości mocy obieranych sygnałów dla pasma pracy systemu (do 60kHz) z wykorzystaniem algorytmu FFT (ang. *Fast Fourier Transform*) oraz 16-bitowego przetwornika analogowo-cyfrowego dostępnego w module komputera. Moduł obróbki analogowej (MOA) ma na celu ograniczenie pasma odebranego sygnału oraz jego wzmocnienie. Dokonuje również połączenia źródeł sygnałów z różnymi blokami i modułami, w zależności od aktualnie wybranego trybu pracy hydrotelefonu. Moduł cyfrowego przetwarzania sygnałów (DSP) jest głównie odpowiedzialny za realizację modulacji i demodulacji sygnałów, a w tym celu realizuje jednowstęgową modulację SSB z wytłumioną falą nośną przy pomocy cyfrowego modulatora kwadraturowego i przekształcenia Hilberta. Konstrukcja modułu umożliwia jego współpracę z zewnętrznym urządzeniem rejestrująco-generującym. Moduł wzmacniacza mocy (WMO) ma za zadanie wzmocnić przygotowany sygnał wyjściowy do wybranego poziomu mocy, a następnie dokonać jego transmisji za pomocą przetwornika ultradźwiękowego.

Struktura modułu cyfrowego przetwarzania sygnałów została przedstawiona na Rys. 2.2. Jego konstrukcja zapewnia optymalny przepływ sygnałów analogowych, strumieni danych cyfrowych oraz dostarcza niezbędną moc obliczeniową potrzebną do wykonywania algorytmów cyfrowego przetwarzania sygnałów w reżimie czasu rzeczywistego. Moduł ten stanowi kluczowy element do realizacji systemu transmisji danych według techniki radia programowalnego dla częstotliwości pracy, które jest wykorzystywane w systemach akustycznej i podwodnej transmisji danych. Zmiany w funkcjonowaniu urządzenia są dokonywane na drodze zmian w jego oprogramowaniu bez potrzeby jakiegokolwiek ingerencji w zastosowane rozwiązania sprzętowe. Mikroprocesor sterujący jest odpowiedzialny za zarządzanie przepływem wszystkich sygnałów analogowych, zlecenie zadań cyfrowego przetwarzania sygnałów i komunikację z nadrzędnym komputerem zobrazowania i sterowania. Zadania te są realizowane w oparciu o energooszczędny 16 bitowy mikroprocesor MSP430F149 firmy Texas Instruments. Procesor ten może zostać wykorzystany do realizacji detekcji ramki strumienia danych. Cyfrowe przetwarzanie sygnałów jest wykonywane przez dwie ścieżki obliczeniowe. Pierwsza z nich zawiera 16 bitowy stałopozycyjny procesor sygnałowy o maksymalnej wydajności 160MIPS, o symbolu TMS320VC5416 firmy Texas Instruments, który jest taktowany zegarem 160MHz. Druga ścieżka obliczeniowa jest przewidziana do realizacji złożonych algorytmów cyfrowego przetwarzania sygnałów.



Rys. 2.1. Struktura doświadczonego modelu transmisji danych.



Rys. 2.2. Struktura modułu cyfrowego przetwarzania sygnałów.

Zawiera ona 32 bitowy zmiennoprzecinkowy procesor sygnałowy oznaczony symbolem TMS320C6713B firmy Texas Instruments, który jest taktowany zegarem 300MHz i ma do dyspozycji szybką pamięć statyczną SRAM o pojemności 256k x 32 bity, pamięć programu FLASH 2M x 16-bitów oraz 128MB pamięci dynamicznej SDRAM. Szczytowa wydajności procesora wynosi 1800MFLOPS, ale może ona być w pełni wykorzystana jeśli opracowane oprogramowanie używa wszystkich dostępnych ośmiu potoków procesora, a to zazwyczaj wymaga żmudnej optymalizacji kodu programu. Każda ze ścieżek obliczeniowych posiada na wejściu niezależny sześciokanałowy przetwornik analogowo-cyfrowy o rozdzielczości 16 bitów i maksymalnej częstotliwości próbkowania $f_s=250\text{kHz}$. Na wyjściu każdej ze ścieżek znajduje się 16 bitowy przetwornik cyfrowo-analogowy, ale na wyjście modułu przekazywany jest wyłącznie jeden sygnał analogowy. Każda ze ścieżek ma możliwość próbkowania dostarczanego sygnału analogowego z zewnątrz modułu, jak również z wyjścia innej ścieżki obliczeniowej. Dodatkowo, strumienie sygnałów cyfrowych mogą być przesyłane pomiędzy ścieżkami obliczeniowymi z dużą przepustowością. Komendy z komputera zobrazowania i sterowania są dostarczane do mikroprocesora sterującego, a on zapewnia ich rozsyłanie do każdej ze ścieżek obliczeniowych oraz odbieranie z nich wypracowanych wyników działania i zwrotne przesyłanie do komputera nadrzędnego. Powyżej opisana elastyczna struktura modułu stanowi dogodną platformę do testowania rozwijanych systemów jak i do realizacji docelowego akustycznego systemu podwodnej transmisji danych. Główne ograniczenie modułu stanowi dostępna moc obliczeniowa niezbędna do wykonywania algorytmów cyfrowego przetwarzania sygnałów. Ta cecha modułu jak i całego hydrotelefonu została wykorzystana przy realizacji badań eksperymentalnych.



3. KANAŁ HYDROAKUSTYCZNY

Kanał hydroakustyczny jest powszechnie uważany za jeden z najbardziej wymagających kanałów komunikacyjnych, ze względu na swą złożoność w postaci niejednorodności ośrodka wodnego oraz niskiej prędkości propagacji dźwięku w wodzie [33][90][12]. Wiele z cech opisujących ten kanał występuje również w innych spotykanych kanałach komunikacyjnych np. naziemnym kanale radiowym, ale w kanale podwodnym są one znacznie silniej zaakcentowane.

3.1. CHARAKTERYSTYKA KANAŁU HYDROAKUSTYCZNEGO

W rozdziale tym przedstawione są cechy wyróżniające akustyczny kanał podwodny, które mają zasadniczy wpływ na jakość transmisji danych. Zaprojektowanie systemu komunikacji podwodnej wymaga odpowiedniego doboru parametrów jego warstwy fizycznej, które wymusza dogłębne zrozumienie natury fizycznej ograniczeń, które ograniczają wydajność takiego systemu. Wśród wielu własności fizycznych fal akustycznych te zaprezentowane poniżej zasługują na większe zainteresowanie.

Straty transmisji i szum są głównymi czynnikami określającymi dostępne pasmo częstotliwości, zasięg i stosunek sygnału do szumu na wejściu odbiornika. Propagacja wielodrogowa wpływa bezpośrednio na strukturę używanego sygnału nadawczego oraz sposób przetwarzania odebranego sygnału, które istotnie decydują o przepustowości i wydajności systemu komunikacyjnego. Dodatkowo, zjawiska te nie mają stałego charakteru, lecz podlegają ciągłym zmianom.

Wszystkie te cechy akustycznego kanału podwodnego powodują, że zaprojektowanie niezawodnego systemu komunikacji podwodnej wymaga zastosowania skomplikowanych rozwiązań technicznych umożliwiających poprawną detekcję pomimo niekorzystnego wpływu kanału na przesyłany sygnał. Decyzja o strukturze realizowanego systemu musi być poprzedzona rzetelną i wnikliwą analizą teoretyczną.

3.1.1. Szumy

Sygnałowi docierającemu do odbiornika systemu transmisji danych zwykle towarzyszą zakłócenia, które w literaturze określane są szumami podwodnymi i mają wpływ na uzyskiwaną jakość odbieranego sygnału [69]. Wyróżnia się trzy rodzaje takich szumów: *szumy własne*, *szumy jednostek pływających* oraz *szumy ośrodka wodnego*.

Szumy własne to szumy wytwarzane przez jednostkę pływającą na której pracuje system komunikacyjny, a ich poziom wynika głównie z turbulentnego opływu wody wokół kadłuba jednostki, pracy mechanizmów okrętowych oraz obrotów śruby napędowej. Drugi typ szumów to szumy pochodzące z innych jednostek pływających, będących w zasięgu pracy odbiornika systemu komunikacji podwodnej [36]. Obejmują one dodatkowo sygnały wytwarzane w strefie przybrzeżnej akwenu generowane przez infrastrukturę przemysłową, w tym głównie przez porty i stocznie. Szumy te mają charakter lokalny bądź występują w sposób przejściowy, dlatego należy je uwzględnić na etapie eksploatacji systemu komunikacyjnego. Podczas konstruowania systemu nie jest dostępna informacja o akwenu na którym będzie wykorzystywany system oraz na jakiej jednostce będzie zainstalowany i użytkowany system.



Największe znaczenie dla transmisji danych mają *szumy ośrodka wodnego*, aczkolwiek zależą one od warunków pogodowych zmiennych w czasie, które zwykle występują w sposób lokalny [35][31][32]. Ten typ szumów charakteryzuje kanał hydroakustyczny w sposób stały i wzięcie ich pod uwagę jest konieczne w celu prawidłowego wykonania projektu systemu komunikacji podwodnej. Z punktu widzenia systemów komunikacyjnych i wykorzystywanego przez nie pasma częstotliwości istotne jest uwzględnienie szumów falowania i szumów termicznych. Szumy falowania mają istotny wpływ na sygnał w paśmie od 200 Hz do 200 kHz. Dominują w nim szumy pochodzenia atmosferycznego, zależne od stanu morza, prędkości wiatru i zmieniające się w paśmie od 50 kHz do 200 kHz. W okresie intensywnych opadów deszczu w paśmie 5-10kHz następuje wzrost spektralnego poziomu szumów do 20dB. Spektralny poziom szumów falowania SPL_F można opisać następującym wzorem [69]:

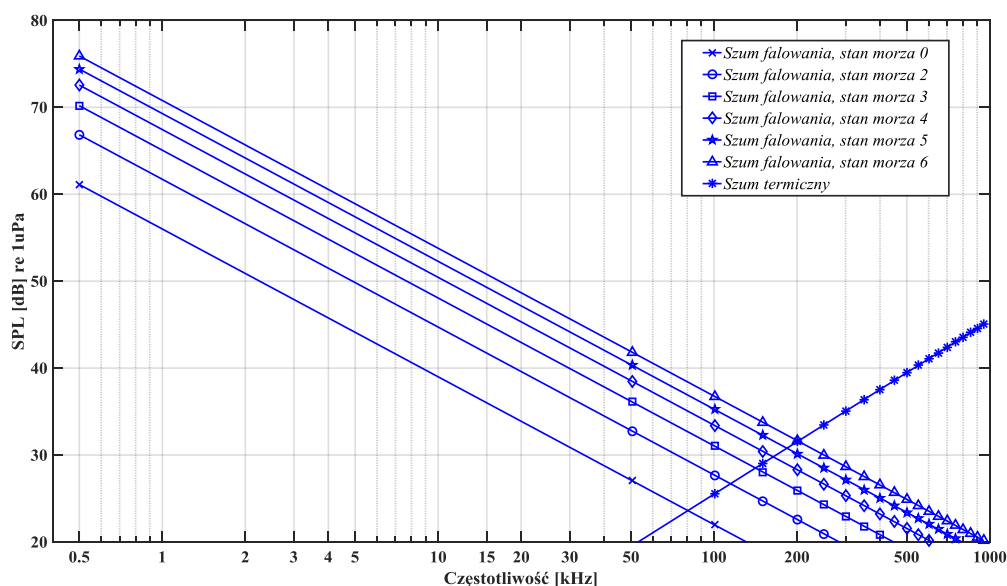
$$SPL_F = 56 + 19\log(sm) - 17\log(f) \quad [\text{dB}|_{re\ 1\mu\text{Pa},1\text{Hz}}] \quad , \quad (3.1)$$

gdzie sm jest stanem morza w granicach 0-6, a f jest częstotliwością wyrażoną w [kHz].

Szumy termiczne, których źródłem są ruchy molekularne spowodowane energią cieplną w wodzie. Mają one wpływ na widmo szumów w zakresie częstotliwości powyżej 50 kHz. Nachylenie obwiedni szumów zmienia się z ujemnego na dodatnie, o wartości +6dB/oktawę. Spektralny poziom szumów termicznych SPL_T można opisać wzorem (3.2) [69]:

$$SPL_T = -14.5 + 20\log(f) \quad [\text{dB}|_{re\ 1\mu\text{Pa},1\text{Hz}}] \quad , \quad (3.2)$$

gdzie f jest częstotliwością wyrażoną w [kHz].



Rys. 3.1. Spektralny poziom szumów falowania i szumów termicznych.

Spektralny poziom szumów na który składają się szumy falowania dla różnych stanów morza i szumy termiczne został przedstawiony na Rys. 3.1. Rysunek zawiera tzw. *krzywe Knudsen*, które wykorzystywane są na etapie projektowania systemów hydroakustycznych [34]. Szumy podwodne modelowane są jako realizacje gaussowskiego procesu

stochastycznego ze zmienną gęstością widmową mocy, za wyjątkiem wąskopasmowych szumów emitowanych przez śruby jednostek pływających, których drgania posiadają charakter okresowy. Spektralny poziom szumów stanowi miarę szumów podwodnych [69].

3.1.2. Straty transmisji

Straty transmisji TL (ang. *transmission losses*) są wielkością logarytmiczną, opisującą zmiany natężenia fali akustycznej wzdłuż drogi jej propagacji i są definiowane jako stosunek natężenia w odległości r [m] od źródła fali $I(r)$ do natężenia w odległości odniesienia r_1 od tego źródła $I(r_1)$ [69]:

$$TL = 10 \log \frac{I(r)}{I(r_1)} \quad [\text{dB}] \quad , \quad (3.3)$$

gdzie $r_1 = 1\text{m}$ od źródła fali akustycznej.

W przypadku systemu komunikacyjnego występują straty jednostronne, czyli sygnał jest tłumiony w wyniku propagacji od nadajnika do odbiornika. Straty transmisji można rozpatrywać jako suma strat związanych z rozchodzeniem się fal i strat wynikających z tłumienia ośrodka w postaci strat absorpcyjnych, oraz strat nie będących funkcją odległości - rozpraszania i refrakcji.

Straty związane z rozchodzeniem się fal są wynikiem geometrycznego efektu rozprzestrzeniania się sygnału, gdzie natężenie sygnału maleje ekspotencjalnie wraz z odległością od źródła w sposób zależny od typu propagacji fali akustycznej, a dla przypadku fali płaskiej straty te nie występują i można je zapisać:

- dla fali płaskiej:
$$TL = 0 \quad , \quad (3.4)$$

- dla fali cylindrycznej:
$$TL = 10 \log \frac{r}{r_1} \quad [\text{dB}] \quad , \quad (3.5)$$

- dla fali sferycznej:
$$TL = 20 \log \frac{r}{r_1} \quad [\text{dB}] \quad . \quad (3.6)$$

W wyniku badań wykazano, że energia fali akustycznej ulega zamianie w ciepło, według mechanizmu przemiany, który jest złożony i dotyczy licznych zjawisk fizycznych oraz fizykochemicznych [69]. Zmiany natężenia fali, ciśnienia akustycznego i prędkości akustycznej powodują zmniejszenie się energii fali akustycznej wzdłuż drogi propagacji. Zmiany określane są jako zjawisko tłumienia absorpcyjnego. Szczegółowe badania eksperymentalne wykazały, że wielkość tłumienia zmienia się w funkcji częstotliwości zgodnie z teorią tłumienia klasycznego i molekularnego, gdzie dla wyższych częstotliwości więcej energii jest zamienianej na ciepło. Ponadto tłumienie jest funkcją temperatury, zasolenia, kwasowości, ciśnienia hydroakustycznego i prędkości propagacji fali akustycznej. W wodzie słonej absorpcja jest silniejsza niż w wodzie słodkiej. Współczynnik α nazywany jest współczynnikiem tłumienia absorpcyjnego fali akustycznej w wodzie i jest wyrażany w dB/km [56].

W literaturze istnieje wiele modeli tłumienia absorpcyjnego, bardziej lub mniej zbliżonych między sobą, natomiast dla celów prac projektowych wykorzystuje się modele opracowane przez Thorp'a dla pasma częstotliwości od 100Hz do 3kHz [92][93], model Shulkin'a i Marsh'a dla pasma częstotliwości od 3kHz do 500kHz [79], model Francois'a



i Garrison'a dla pasma od 10kHz do 500kHz [21] oraz model Fisher'a i Simmons'a dla pasma od 100Hz do 1MHz [18].

Użyteczny i prosty wzór aproksymacji współczynnika α dla przypadku standardowych wód morskich i pasma systemu 0.5-100kHz ma postać [96]:

$$\alpha = 0.005 \cdot f^{1.4} \quad (3.7)$$

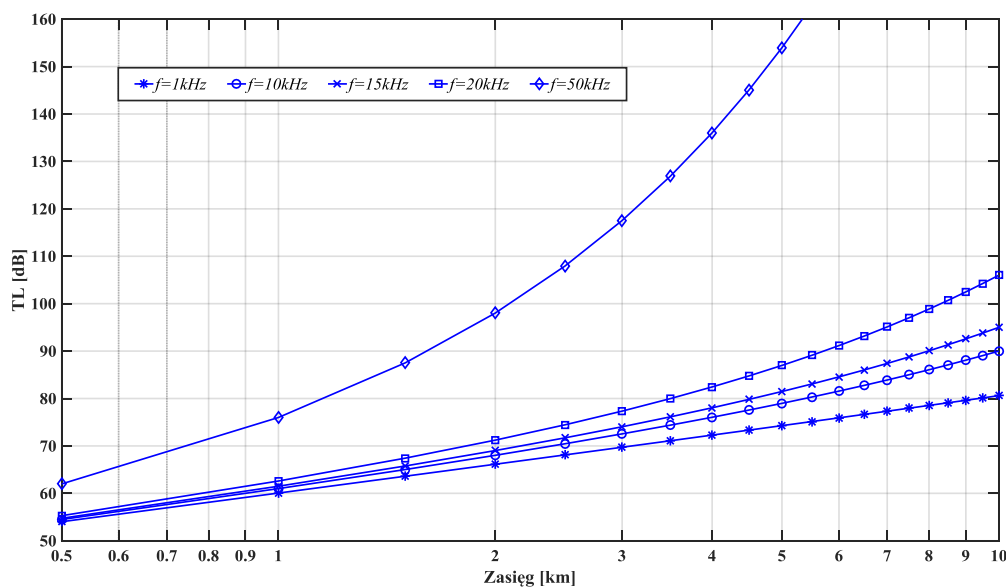
Straty transmisji, które uwzględniają tłumienie absorpcyjne dla różnych typów propagacji fali akustycznej przedstawiono poniżej:

- dla fali płaskiej: $TL = \alpha(r - r_1) \cdot 10^{-3} \quad [\text{dB}] \quad (3.8)$

- dla fali cylindrycznej: $TL = 10 \log \frac{r}{r_1} + \alpha(r - r_1) \cdot 10^{-3} \quad [\text{dB}] \quad (3.9)$

- dla fali sferycznej: $TL = 20 \log \frac{r}{r_1} + \alpha(r - r_1) \cdot 10^{-3} \quad [\text{dB}] \quad (3.10)$

Na rysunku (3.1) zamieszczono kilka krzywych, które przedstawiają zależność strat transmisji TL od zasięgu w przypadku rozprzestrzeniania fali sferycznej dla kilku wybranych wartości częstotliwości (częstotliwość wpływa na wartość współczynnika tłumienia α).



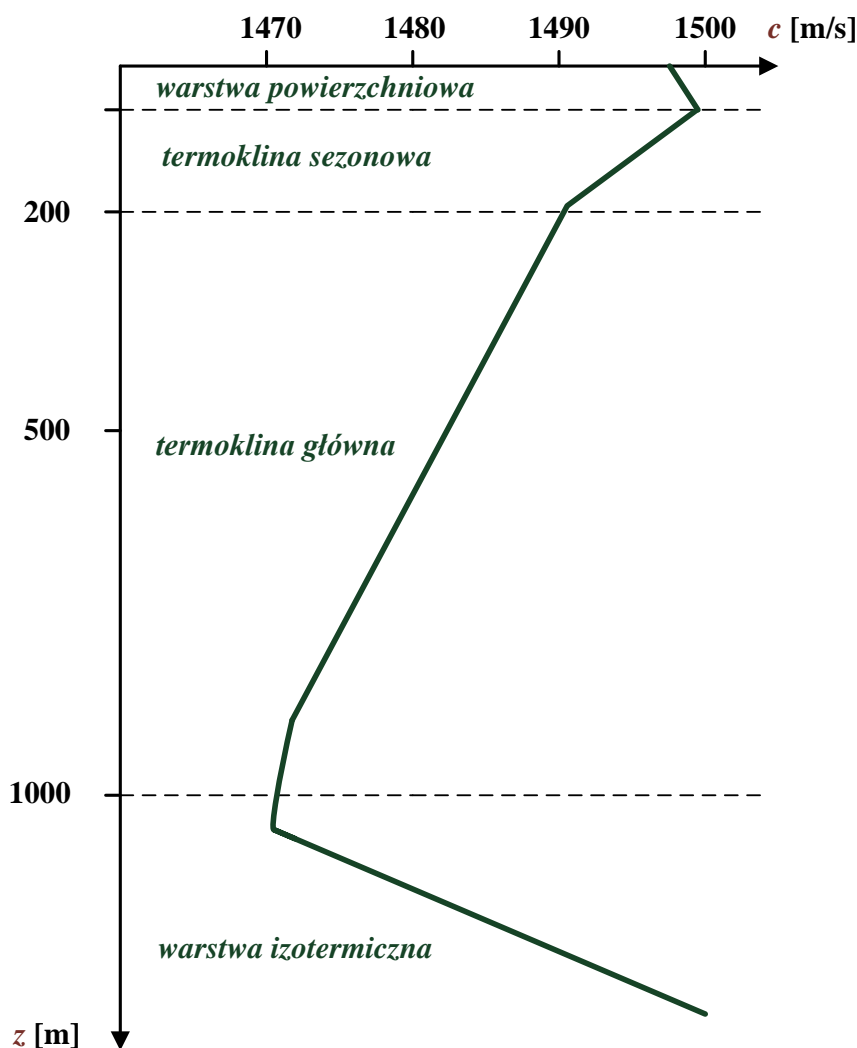
Rys. 3.2. Straty transmisji dla przypadku propagacji akustycznej fali sferycznej.

Rysunek pozwala dokonać wyboru częstotliwości nośnej lub pasma pracy systemu komunikacji podwodnej w celu osiągnięcia pożądanego zasięgu. Szybka zmiana strat transmisji ze wzrostem zasięgu znacząco ogranicza pasmo pracy systemu, a przez to zmniejsza jego przepływność.

3.1.3. Prędkość propagacji fali akustycznej

Prędkość propagacji fali akustycznej w wodzie zależy głównie od jej temperatury, ciśnienia hydrostatycznego i zasolenia [69][97]. Wartości te są zmienne, a charakter ich zmian wynika wprost ze zmienności warunków hydrologicznych.

Regularny wzrost prędkości propagacji fali akustycznej zapewnia ciśnienie hydroakustyczne, którego wartość zwiększa się o około 1 atm na każde 10m głębokości. Z kolei zasolenie to czynnik, który na ogół podlega najmniejszym zmianom w obrębie rozpatrywanego akwenu. Wyjątkiem od tej reguły jest Morze Bałtyckie, w którym ze względu na ograniczoną wymianę wód z oceanami zasolenie jest niskie, różne na różnych głębokościach oraz dodatkowo zmienne w czasie i trudnoprognozowalne [70]. W wodach oceanicznych zasolenie wynosi średnio 35‰, tymczasem w niektórych akwenach, zwykle o ograniczonym przepływie oraz w okolicach ujścia dużych rzek notuje się znacznie niższe wartości. W Morzu Bałtyckim największą wartość zasolenie przyjmuje na dużych głębokościach - nawet do 19‰, a zasolenie w jego wodach powierzchniowych w części centralnej wynosi od 7 do 8 ‰.



Rys. 3.3. Typowy profil prędkości fali akustycznej w oceanie.

Temperatura jest czynnikiem powodującym znaczne zmiany prędkości fali akustycznej do głębokości kilkuset metrów, natomiast poniżej głębokości około 1000 metrów jest ona stała i wynosi około 4-5°C. Zakłada się, że dzienne zmiany temperatury powietrza powodują zmianę temperatury wody do głębokości 10 metrów. Z kolei zmiany miesięczne temperatury wody występują do głębokości 50 metrów, zmiany sezonowe do głębokości 200 metrów,



a zmiany roczne temperatur do głębokości 1000 metrów. Należy zwrócić uwagę na fakt, iż falowanie powoduje mieszanie się wody w górnej warstwie, a w konsekwencji prowadzi do wyrównania się temperatury, co jest szczególnie zauważalne po wystąpieniu sztormów.

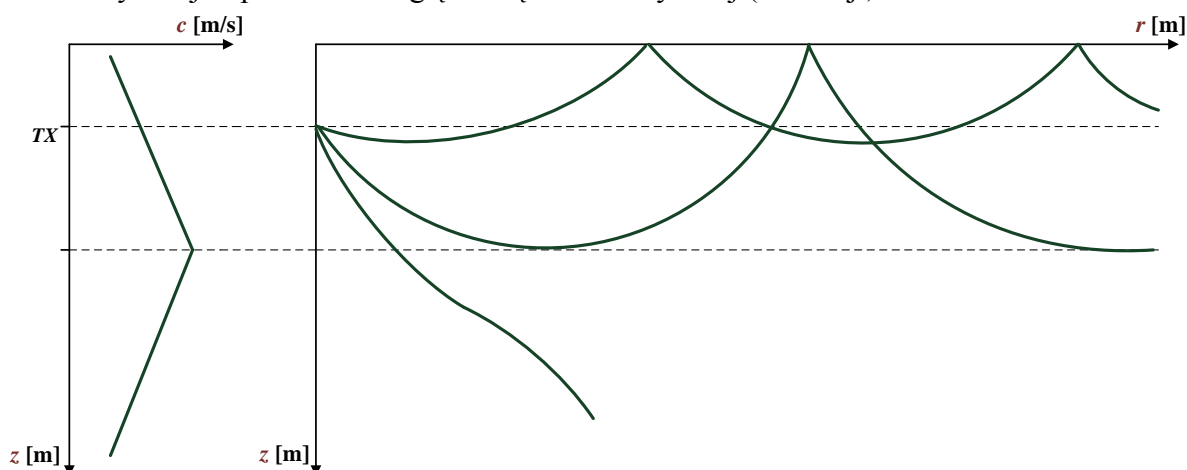
Przeprowadzone przez naukowców badania eksperymentalne pozwoliły na wyznaczenie kilku wzorów empirycznych, które umożliwiają określić prędkość dźwięku w wodzie w funkcji temperatury T , głębokości D i zasolenia S [57]. Jednym z najprostszych wzorów, a jednocześnie wystarczająco dokładnym w zastosowaniach technicznych jest wzór Medwina [69]:

$$c = 1449.2 + 4.6T - 0.055T^2 + 0.00029T^3 + (1.34 - 0.01T)(S - 35) + 0.016D, \quad (3.11)$$

gdzie c [m/s] to prędkość propagacji fali akustycznej, T [°C] – temperatura wody, S [‰] – zasolenie, D [m] – głębokość.

Dla temperatury wody od 0°C do 30°C prędkość propagacji fali akustycznej może przyjmować wartości od 1450m/s do około 1545m/s. Typowy profil prędkości dźwięku w oceanie został przedstawiony na Rys. 3.3. Zawiera on w górnej warstwie wody tzn. warstwę powierzchniową (ang. *surface layer*), charakteryzującą się zmiennym charakterem prędkości fali, gdzie uwidoczniony jest wpływ zewnętrznych warunków atmosferycznych. Poniżej znajduje się termoklina sezonowa (ang. *seasonal thermocline*), czyli warstwa wody, w której temperatura zależy od głębokości, a jej gradient jest ujemny, natomiast jego wartość uzależniona jest od pory roku. W zakresie głębokości 200-1000m znajduje się termoklina główna (ang. *main thermocline*), w której temperatura obniża się wraz ze wzrostem głębokości, by tam osiągnąć wartość stałą. Poniżej głębokości 1000m występuje warstwa izotermiczna (ang. *isothermal layer*), w której prędkość rośnie liniowo wraz z głębokością, a gdzie wartość temperatury jest stała.

Wyznaczany w drodze pomiaru profil prędkości dźwięku służy do wyznaczenia tras propagacji promieni dźwięku. Obserwowane występowanie gradientów prędkości propagacji fali akustycznej odpowiada za ugięcie się fali akustycznej (refrakcji).

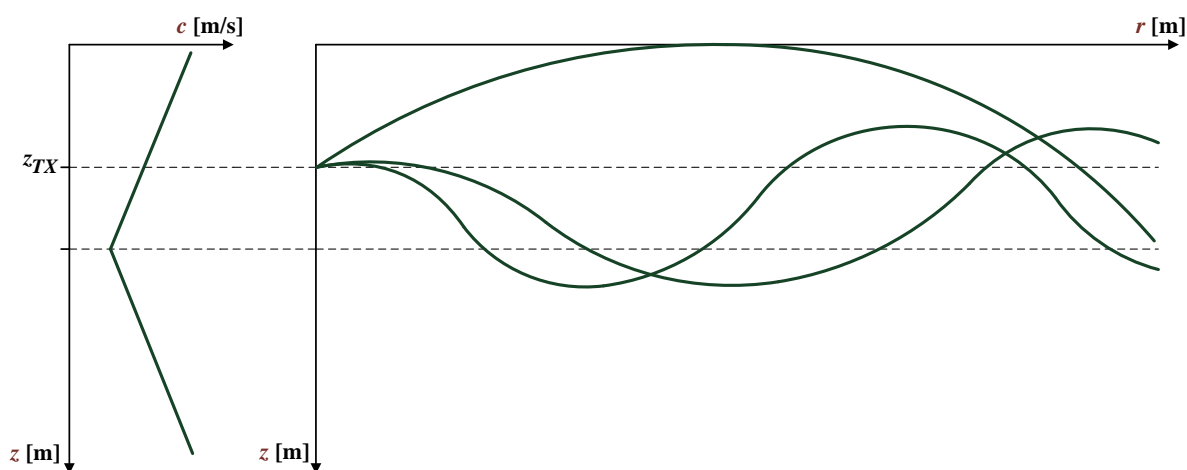


Rys. 3.4. Kanał powierzchniowy.

Dla wód płytkich w przypadku stałego i dodatniego gradientu prędkości wody obserwuje się powstawanie kanału powierzchniowego. Tworzy się on w okresie jesienno-

zimowym, gdy warstwa górna wody ma niższą temperaturę niż warstwy głębsze, które nie oddały jeszcze ciepła zmagazynowanego w okresie letnim. Promienie uginają się w stronę powierzchni wody i odbijają się od niej pod tym samym kątem, pod którym na nią padały. Na granicy wody i powietrza fala odbija się niemal całkowicie, ale ulega rozproszeniu na falach powierzchniowych, co skutkuje zmniejszeniem natężenia fali obitej w stosunku do natężenia fali padającej. Fala odbita następnie podlega kolejnym ugięciom i odbiciom. W takim kanale fala rozchodzi się jako fala cylindryczna i stąd straty transmisyjne są mniejsze niż by to miało miejsce w przypadku fali sferycznej. Rys. 3.4 przedstawia ogólny profil prędkości dźwięku dla kanału powierzchniowego w jego lewej części oraz trasy propagacji dźwięku w takim kanale w prawej części rysunku.

Głębokowodne kanały akustyczne, w których występuje propagacja fali akustycznej zbliżona do propagacji cylindrycznej, powstają w akwenach gdzie gradient prędkości jest ujemny, a następnie przechodzi w dodatni. Głębokość wystąpienia zmiany znaku gradientu określa oś kanału. W oceanach występują w sposób ciągły takie warunki do powstawania kanałów akustycznych na głębokości około 1000m i takie kanały są wykorzystywane do realizacji systemów komunikacyjnych o bardzo dużych zasięgach. Wykorzystują one fale o bardzo niskich częstotliwościach w celu minimalizacji strat absorpcyjnych. Sezonowo podobne kanały akustyczne mogą się formować w akwenach o mniejszych głębokościach, pod warunkiem obecności powyższych zmian znaku gradientu prędkości propagacji. W Morzu Bałtyckim tego typu kanały powstają w przypadku występowania ujemnego gradientu temperatury przy równoczesnym wzroście zasolenia wraz z głębokością [33]. Rys. 3.5 przedstawia ogólny profil prędkości dźwięku dla kanału akustycznego w lewej części oraz trasy propagacji dźwięku w takim kanale w prawej części rysunku.



Rys. 3.5. Kanał akustyczny.

Reasumując, dokładna znajomość prędkości dźwięku nie jest niezbędna w systemach akustycznej komunikacji podwodnej, tak jak w urządzeniach hydrolokacyjnych czy nawigacyjnych, gdzie warunkuje ona szczególnie poprawność funkcjonowania systemu. Natomiast przydatne jest wyznaczenie rozkładu prędkości dźwięku w funkcji głębokości, ponieważ pozwala to w dalszej kolejności na określenie warunków propagacji dźwięku, a tym samym oszacowanie zasięgu systemu komunikacji.

3.1.4. Propagacja wielodrogowa

Występowanie propagacji wielodrogowej w kanałach podwodnych jest spowodowane głównie przez dwa czynniki. Pierwszy z nich stanowią pojedyncze lub wielokrotne odbicia fali od powierzchni i dna, obserwowane zwłaszcza w wodach płytkich i powodujące silną dyspersję czasową transmitowanego sygnału. Drugim czynnikiem jest zjawisko refrakcji, charakterystyczne dla wód głębokich. Refrakcja również powoduje dyspersję czasową sygnału, jednak w mniejszym stopniu niż odbicia. Zjawisko propagacji wielodrogowej powoduje, iż wysłany sygnał dociera do odbiornika w postaci wielu składowych tego samego sygnału przesuniętych względem siebie w czasie. Składowe te docierają dwiema lub większą liczbą ścieżek propagacji (zwykle o różnej długości). Czas pomiędzy pierwszą, a ostatnią składową odebranego sygnału wielodrogowego nosi nazwę maksymalnego rozrzutu opóźnienia (ang. *multipath delay spread*), a typowe wartości dla podwodnego kanału komunikacyjnego o średnim zasięgu wynoszą około kilkudziesięciu milisekund.

Propagacja wielodrogowa odpowiada za powstawanie poważnych zniekształceń przesyłanych sygnałów w akustycznym kanale podwodnym. Występują interferencje międzysymbolowe ISI (ang. *intersymbol interference*), tj. nakładanie się na siebie wysyłanych kolejno symboli informacyjnych. Niwelowanie skutków tego zjawiska jego polega zwykle na wydłużeniu czasu trwania symbolu informacyjnego (obniżenie prędkości transmisji), bądź zastosowaniu w odbiorniku korekcji adaptacyjnej.

Sumowanie się składowych sygnału o różnych amplitudach i fazach powoduje natomiast, iż niektóre z nich znoszą się wzajemnie lub sumują w przypadku tej samej fazy. Wystąpienie tego zjawiska ma swe odzwierciedlenie w dziedzinie częstotliwości, gdzie obserwuje się wówczas zaniki selektywne na niektórych częstotliwościach używanego pasma [82][83]. Mechanizmy powstawania propagacji wielodrogowej zależą od geometrii kanału oraz konfiguracji połączenia nadajnik-odbiornik (zasięg transmisji, głębokość akwenu), częstotliwości sygnału i profilu prędkości dźwięku (prędkość, ciśnienie i zasolenie).

3.1.5. Efekt Dopplera

Efekt Dopplera występuje w przypadku przemieszczania się względem siebie źródła i punktu obserwacji sygnału. W przypadku, gdy źródło jest nieruchome (nie porusza się względem wody), a punkt obserwacji porusza się względem źródła, różnica pomiędzy częstotliwością sygnału emitowanego przez źródło i częstotliwością obserwowaną określana jest odchyłką dopplerowską f_d i jest wyliczana według poniższego wzoru:

$$f_d = f_0 \frac{v}{c} \cos(\phi) \quad , \quad (3.12)$$

gdzie:

f_0 - częstotliwość sygnału emitowanego przez źródło,

v - prędkość ruchu punktu jego obserwacji,

c - prędkość propagacji fali akustycznej w badanym akwenu.

Zmiany odchyłki dopplerowskiej zachodzą w granicach od $-f_0 \frac{v}{c} \cos(\phi)$ do $f_0 \frac{v}{c} \cos(\phi)$, zależnie od kąta ϕ między kierunkiem propagacji fali akustycznej, a kierunkiem wektora prędkości punktu obserwacji. Maksymalna odchyłka dopplerowska wyraża się wzorem:

$$f_{d,max} = f_0 \frac{v}{c} . \quad (3.13)$$

W sytuacji, gdy punkt obserwacji porusza się w kierunku źródła odchyłka jest największa, a częstotliwość sygnału wzrasta maksymalnie. Jeśli punkt obserwacji porusza się w kierunku przeciwnym, wtedy odchyłka dopplerowska jest ujemna, częstotliwość sygnału osiąga wartość minimalną.

Ze względu na relatywnie małą prędkości rozchodzenia się fali akustycznej w wodzie efekt Dopplera ma istotny wpływ na działanie systemów akustycznej komunikacji podwodnej. Względna odchyłka dopplerowska dla tych systemów jest dwieście tysięcy razy większa niż w systemach wykorzystujących falę elektromagnetyczną. Wpływ efektu Dopplera tylko częściowo rekompensuje relatywnie niska prędkość ruchu pomiędzy źródłem i punktem obserwacji oraz niska częstotliwość nośna używana w systemach komunikacji podwodnej. Na uwagę zasługuje fakt, że gdy prędkość transmisji zmniejsza się, wówczas względny wpływ efektu Dopplera na transmisję danych zwiększa się (*dyspersja częstotliwościowa*).

3.2. OPIS MATEMATYCZNY I PARAMETRY KANAŁU HYDROAKUSTYCZNEGO

W wyniku występowania w kanale hydroakustycznym zjawiska wielodrogowości, sygnał hydroakustyczny dociera do odbiornika w postaci jego wielu replik przesuniętych względem siebie w czasie. Zjawisko to jest powodem powstawania interferencji międzysymbolowych oraz zaników interferencyjnych. Taki kanał hydroakustyczny można przedstawić jako filtr liniowy, którego dolnopasmowa odpowiedź impulsowa $h(\tau, t)$ jest sumą odpowiedzi impulsowych odpowiadających wszystkim n ścieżkom propagacji, gdzie każda z tych ścieżek opisywana jest przez odpowiednią amplitudę $a_n(t)$, fazę $\varphi_n(t)$ i opóźnienie $\tau_n(t)$. Wartości amplitud, faz i opóźnienia są niezależne statystycznie, stąd poszczególne składowe docierającego sygnału są wzajemnie nieskorelowane.

Niech nadawany sygnał $s(t)$ ma postać:

$$s(t) = \text{Re} [s_{LP}(t) e^{j2\pi f_c t}] , \quad (3.14)$$

gdzie:

$s_{LP}(t)$ - dolnopasmowa obwiednia zespolona sygnału $s(t)$,

f_c - nominalna częstotliwość nośna.

Odebrany sygnał można przedstawić, przy upraszczającym założeniu pomijającym obecność szumu, jako:

$$x(t) = \sum_{n=1}^{N(t)} a_n(t) s[t - \tau_n(t)] . \quad (3.15)$$

Wówczas, przez podstawienie równania (3.14) do równania (3.15) uzyskuje się wyrażenie:

$$x(t) = \text{Re} \left[\sum_{n=1}^{N(t)} a_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_{LP}(t - \tau_n(t)) \right] e^{j2\pi f_c t} \quad (3.16)$$

i stąd równoważny dolnopasmowy sygnał odbiorczy ma postać:



$$x_{LP}(t) = \sum_{n=1}^{N(t)} a_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_{LP}(t - \tau_n(t)) \quad . \quad (3.17)$$

W ogólnym przypadku sygnał odebrany jest wynikiem splotu sygnału nadanego i odpowiedzi impulsowej kanału:

$$x_{LP}(t) = h(\tau, t) * s_{LP}(t - \tau_n(t)) \quad . \quad (3.18)$$

Zespoloną dolnopasmową odpowiedź impulsową CIR (ang. *Channel Impulse Response*) wielodrogowego kanału podwodnego można przedstawić w postaci [62]:

$$\begin{aligned} h(\tau, t) &= \sum_{n=1}^{N(t)} a_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) = \\ &= \sum_{n=1}^{N(t)} a_n(t) e^{-j\varphi_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad , \end{aligned} \quad (3.19)$$

gdzie $\varphi_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$.

Powyższa postać zespolonej dolnopasmowej odpowiedzi impulsowej $h(\tau, t)$ dotyczy niestacjonarnego kanału podwodnego, gdzie dla wysłanego sygnału liczba docierających do odbiornika składowych tego sygnału oraz ich amplitudy, fazy i opóźnienia są funkcjami czasu t . W przypadku, gdy w analizowanym przedziale czasu kanał jest uważany za stacjonarny, wówczas powyższą postać odpowiedzi impulsowej można uprościć do poniższej postaci:

$$h(\tau) = \sum_{n=1}^N a_n e^{-j\varphi_n(t)} \delta(\tau - \tau_n) \quad . \quad (3.20)$$

Opóźnienie n -tej ścieżki τ_n jest określone:

$$\tau_n = \frac{d_n}{c} \quad , \quad (3.21)$$

gdzie d_n to droga wyznaczona przez n -tą ścieżkę propagacji sygnału, natomiast c oznacza prędkość propagacji fali akustycznej [53][37].

Odchyłka dopplerowska $f_{d,n}$ dla każdej ze ścieżek propagacji sygnału jest określona wzorem:

$$f_{d,n} = f_c \frac{v}{c} \cos(\phi_n) \quad , \quad (3.22)$$

gdzie v jest prędkością odbiornika, f_c to nominalna częstotliwość nośna sygnału, a ϕ_n oznacza kąt dotarcia sygnału, czyli kąt pomiędzy kierunkiem z którego jest odbierana składowa sygnału, a kierunkiem wektora poruszania się odbiornika. Aby wprowadzić do rozważań wielkość odchyłki dopplerowskiej $f_{d,n}$ należy zastosować następujące podstawienie $\varphi_n(t) = 2\pi[(f_c + f_{d,n})\tau_n(t) - f_{d,n}t]$ we wzorze (3.22) [8].

3.2.1. Modele kanałów hydroakustycznych

Dla środowiska wodnego brakuje wyróżnionych chociażby uogólnionych klas akustycznych kanałów podwodnych. Ten fakt wynika głównie z dużej różnorodności wykorzystywanych kanałów, gdzie niemal każdy akwen charakteryzuje się dodatkowo silnymi zmianami parametrów kanału.

Opracowanie deterministycznego modelu kanału podwodnego wymaga, aby wyznaczone wartości odpowiedzi impulsowej kanału były adekwatne dla określonej geometrii kanału. Konkretna konfiguracja środowiska propagacyjnego dla rozważanego

akwenu wraz z umiejscowieniem w nim nadajnika i odbiornika jest rzadko dostępna. To podejście wymaga użycia skomplikowanych algorytmów symulujących propagację fal akustycznych, które wymagają użycia dużej mocy obliczeniowej. Modelowanie deterministyczne charakteryzuje się ograniczonym stopniem przydatności w rozwiązaniach praktycznych ze względu na brak oczekiwanej uniwersalności. Jest ono zwykle używane do analizy kanałów o znanych parametrach takich jak np. basen pomiarowy.

W związku z powyższym wydaje się słuszne wykorzystywanie *stochastycznego modelu kanału podwodnego* w celu przeprowadzenia analiz wielodrogowego kanału podwodnego dla rozpatrywanego systemu komunikacyjnego. Choć model ten nie uwzględnia wszystkich czynników wpływających na właściwości kanału komunikacyjnego, to w znacznym stopniu opisuje warunki rozważanego środowiska i charakteryzuje się dużym aspektem praktycznym. W niniejszej rozprawie zostanie wykorzystany stochastyczny model kanału na etapie badań symulacyjnych rozważanego modelu systemu transmisji danych.

A. Modelowanie kanałów hydroakustycznych

W celu modelowania kanału komunikacyjnego, rozważa się go jako proces stochastyczny, dla którego wartości odpowiedzi impulsowej kanału są zmiennymi losowymi o zadanych rozkładach prawdopodobieństwa [100][7]. W szczególności, przy występowaniu dużej liczby ścieżek propagacji sygnału oraz w oparciu o centralne twierdzenie graniczne można stwierdzić, że odpowiedź impulsowa jest zespolonym, gaussowskim procesem stochastycznym o zerowej wartości średniej i wariancji σ^2 .

W literaturze opisane są liczne badania mające na celu określenie właściwego i uniwersalnego modelu stochastycznego dla podwodnych kanałów komunikacyjnych, bądź wyróżnienia typów występujących kanałów i znalezienia dla nich odpowiednich określonych rozkładów prawdopodobieństwa. Badania te opierają się na analizie zebranych danych eksperymentalnych w określonych lokalizacjach. Niektóre z nich uzyskują najlepsze dopasowanie dla wykonanych pomiarów poprzez zastosowanie rozkładów prawdopodobieństwa *Rayleigh'a* [84][23], *Nakagami-m* [66], bądź *Rice'a* [66][63], a inne dla rozkładów *logarytmiczno-normalnego* [66][64][94] jak i rozkładu *K* [106][108]. Duża różnorodność stosowanych modeli kanału i brak ich ustandaryzowania po części wynika ze zróżnicowania właściwości przeprowadzanych eksperymentów takich jak typ użytego sygnału do sondowania kanału, jego czasu trwania, a przede wszystkim umiejscowienia stanowiska pomiarowego w akwenu i samego typu akwenu.

Jednym z najczęściej używanych modeli jest *model kanału Rayleigh'a*. Model ten jest stosowany w przypadku, gdy tylko składowe wielodrogowe wysłanego sygnału docierają do odbiornika bez udziału bezpośredniej ścieżki propagacji, czyli przy braku występowania bezpośredniej widoczności między nadajnikiem a odbiornikiem NLOS (ang. *non line-of-sight*). Jeśli obwiednia odpowiedzi impulsowej $R=|h(\tau,t)|$ ma składową rzeczywistą R_r i urojoną R_i , będącymi niezależnymi zmiennymi losowymi o rozkładzie gaussowskim z wartością średnią równą zero i wariancją σ^2 , gdzie $R = \sqrt{R_r^2 + R_i^2}$. Wówczas obwiednia jest opisana rozkładem prawdopodobieństwa Rayleigh'a o funkcji gęstości prawdopodobieństwa *pdf* (ang. *probability density function*) wyrażony wzorem [62]:

$$p_{Ray}(r) = \frac{r}{\Omega} e^{-\frac{r^2}{2\Omega}} \quad \text{dla } r \geq 0 \quad . \quad (3.23)$$

Powyższa funkcja gęstości prawdopodobieństwa posiada jeden parametr Ω , gdzie:

$$\Omega = E[R^2] \quad , \quad (3.24)$$

natomiast faza jest zmienną losową o rozkładzie równomiernym w przedziale $(0, 2\pi)$ o zerowej wartości średniej i wariancji σ^2 .

Pierwszy moment statystyczny w postaci wartości średniej rozkładu Rayleigh'a można wyrazić wzorem [62]:

$$E[R] = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad , \quad (3.25)$$

natomiast drugi moment statystyczny w postaci wariancji opisuje wzór [62]:

$$E[R^2] = \left(\frac{4-\pi}{2}\right) \sigma^2 \quad . \quad (3.26)$$

Model kanału Nakagami'ego (Nakagami- m) jest stosowany zamiennie z modelem opartym o rozkład Rayleigh'a i ocenia się za właściwszy w przypadku konieczności modelowania lokalnych zmian amplitudy w wielodrogowych kanałach komunikacji. Obwiednia odpowiedzi impulsowej $|h(\tau, t)|$ ma rozkład Nakagami'ego z parametrami m i Ω , o funkcji gęstości prawdopodobieństwa jak niżej [62]:

$$p_{Nak-m}(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} e^{-\frac{mr^2}{\Omega}} \quad \text{dla } r \geq 0 \quad . \quad (3.27)$$

Funkcja gęstości prawdopodobieństwa posiada dwa parametry, które umożliwiają elastyczniejsze i dokładniejsze dopasowanie statystyk sygnału, gdzie:

$$\Omega = E[R^2] \quad , \quad (3.28)$$

natomiast parametr m zdefiniowany jako wskaźnik głębokości zaników [62]:

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(R^2 - \Omega)^2]} \quad \text{dla } m \geq 0.5 \quad , \quad (3.29)$$

a $\Gamma(\cdot)$ oznacza funkcję specjalną Gamma.

Wartość średnia rozkładu Nakagami'ego wyraża się wzorem [62]:

$$E[R] = \frac{\Gamma(m + \frac{1}{2})}{\Gamma(m)} \left(\frac{\Omega}{m}\right)^{\frac{1}{2}} \quad , \quad (3.30)$$

natomiast wariancję dla tego rozkładu opisuje wzór [62]:

$$E[R^2] = \Omega \left(1 - \frac{1}{m} \left(\frac{\Gamma(m + \frac{1}{2})}{\Gamma(m)}\right)^2\right) \quad . \quad (3.31)$$

Dla $m=1$ rozkład Nakagami'ego staje się rozkładem Rayleigh'a, dla $m < 1$ modeluje zaniki głębokie, a dla $m = \infty$ modeluje kanał bez zaników.

Model kanału Rice'a jest używany wówczas, gdy oprócz składowych wielodrogowych wysłanego sygnału do odbiornika dociera również najbardziej dominująca składowa

bezpośrednia (zwykle związana z bezpośrednią ścieżką propagacji o największej mocy spośród pozostałych) [62]. Dla takiej konfiguracji system transmisji pracuje w środowisku propagacyjnym z bezpośrednią ścieżką propagacji LOS (ang. *line-of-sight*).

Niech obwiednia odpowiedzi impulsowej $R=|h(\tau,t)|$ ma składową rzeczywistą R_r i urojoną R_i , które są niezależnymi zmiennymi losowymi o rozkładach gaussowskich $N(\mu_r, \sigma^2)$ i $N(\mu_i, \sigma^2)$ z odpowiednimi wartościami średnimi μ_r i μ_i oraz wariancją σ^2 , gdzie $R = \sqrt{R_r^2 + R_i^2}$. Wówczas obwiednia odebranego sygnału ma rozkład Rice'a o funkcji gęstości prawdopodobieństwa jak niżej [62]:

$$p_{Ric}(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2+s^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right) \quad \text{dla } r \geq 0, \quad (3.32)$$

gdzie amplituda sygnału ścieżki bezpośredniej:

$$s = \sqrt{\mu_r^2 + \mu_i^2}, \quad (3.33)$$

a zmodyfikowaną funkcję Bessela pierwszego rodzaju i rzędu α można zapisać wzorem [62]:

$$I_\alpha(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^{\alpha+2k}}{k! \Gamma(\alpha + k + 1)}, \quad \text{dla } x \geq 0, \quad (3.34)$$

natomiast funkcja gamma Eulera ma postać:

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} t^{x-1} e^{-t} dt \quad \text{dla } x > 0. \quad (3.35)$$

Wartość średnia rozkładu Rice'a wyraża się wzorem:

$$E[R] = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} e^{-\frac{K}{2}} \left[(1+K) I_0\left(\frac{K}{2}\right) + K I_1\left(\frac{K}{2}\right) \right], \quad (3.36)$$

natomiast wariancja wyraża się wzorem:

$$E[R^2] = 2\sigma^2 + s^2, \quad (3.37)$$

gdzie K jest współczynnikiem Rice'a, który można zapisać jako:

$$K = \frac{s^2}{2\sigma^2}. \quad (3.38)$$

Gdy amplituda sygnału bezpośredniej ścieżki propagacji jest równa zero ($s=0$), czyli występuje brak bezpośredniej ścieżki propagacji między nadajnikiem a odbiornikiem, wówczas rozkład Rice'a staje się rozkładem Rayleigh'a. Z kolei faza odbieranego sygnału opisywana jest za pomocą funkcji rozkładu normalnego w przedziale $(0, 2\pi)$ o zerowej wartości średniej i wariancji σ^2 .

B. Parametry i klasyfikacja kanału hydroakustycznego

Uproszczoną metodę statystycznego opisu i analizy kanału komunikacyjnego zaproponował Bello [3]. Założył on, że model kanału posiada składowe nieskorelowane oraz stacjonarne w szerszym sensie WSSUS (ang. *wide-sense stationary uncorrelated scattering*). Ponadto zakłada się, że powyższe własności są spełnione tylko w krótkim interwale

czasowym. Jest to model stochastyczny, oparty na funkcji autokorelacji zmiennej w czasie odpowiedzi impulsowej kanału $h(\tau, t)$, określanej również jako funkcja rozrzutu opóźnień na wejściu [28]. Funkcja rozrzutu opóźnień na wejściu jest określona procesem gaussowskim o zerowej wartości średniej i wartościach zespolonych. Charakterystyki transmisyjne kanału mają na celu wyznaczenie parametrów, które opisują rozrzut opóźnień sygnału i zmienność czasową warunków propagacji w kanale. Określa się je poprzez wyznaczenie widm gęstości mocy i funkcji korelacji kanału w dziedzinach: czasu t , opóźnienia τ , częstotliwości f i odchyłki Dopplera f_d .

Przy założeniu, że funkcja odpowiedzi impulsowej kanału $h(\tau, t)$ jest opisywana przez proces stacjonarny w szerszym sensie WSS (ang. *wide-sense stationary*) estymatę funkcji autokorelacji odpowiedzi impulsowej kanału można zapisać jako:

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = E[h^*(\tau_1; t)h(\tau_2; t + \Delta t)] \quad , \quad (3.39)$$

gdzie $(^*)$ - zespolone sprzężenie, E – operator wartości oczekiwanej, τ_1 i τ_2 – opóźnienia dwóch ścieżek propagacji, a Δt – różnica pomiędzy momentami obserwacji.

Dalsze założenie o nieskorelowaniu rozprożeń w kanale US (ang. *uncorrelated scattering*) pozwala ponownie zapisać estymatę funkcji autokorelacji odpowiedzi impulsowej kanału:

$$E[h^*(\tau_1; t)h(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2) \triangleq \phi_c(\tau; \Delta t) \quad , \quad (3.40)$$

gdzie δ – funkcja delty Diraca.

Estymata funkcji korelacji stanowi statystyczną miarę określającą stopień zniekształcenia sygnału któremu ulega on podczas transmisji przez kanał komunikacyjny.

Transformata Fouriera tej estymaty pozwala wyznaczyć funkcję rozproszenia kanału (ang. *scatter function*):

$$S(\tau; f_d) = \phi_c(\tau; \Delta t)e^{-j2\pi f_d \Delta t} d\Delta t \quad . \quad (3.41)$$

Jest ona statystyczną miarą wyjściowej mocy kanału wyrażoną w funkcji opóźnienia τ i w funkcji odchyłki Dopplera f_d . Gdy funkcja $S(\tau; f_d)$ zmienia się w znaczny sposób w funkcji obu zmiennych τ i f_d , wówczas kanał określa się *kanalem z podwójnym rozproszeniem* (ang. *doubly spread channel*).

Rozrzut opóźnień sygnału w kanale komunikacyjnym

W wyniku całkowania funkcji rozproszenia po wszystkich wartościach odchyłek Dopplera f_d otrzymuje się zależność:

$$\phi_c(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau; f_d) df_d \quad (3.42)$$

nazywaną profilem natężenia wielodrogowego kanału (ang. *multipath intensity profile*), bądź widmem mocy opóźnienia (ang. *delay power spectrum*). Funkcja ta opisuje zmiany średniej wartości mocy odbieranego sygnału w funkcji opóźnienia propagacyjnego. W celu określenia profilu $\phi_c(\tau)$ używa się sygnału wąskopasmowego, albo sygnału szerokopasmowego dla którego dokonuje się jego korelacji z jego opóźnionym wzorcem.

Dla transmitowanego pojedynczego impulsu, czas między pierwszą, a ostatnią składową odebranego sygnału wielodrogowego określa się maksymalnym rozrzutem opóźnień T_m (ang. *multipath delay spread*) [81]. Jest on miarą rozrzutu opóźnień i nosi również nazwę czasu pamięci kanału. Definiuje się go jako czas, w którym średnia wartość mocy odbieranego sygnału zmniejsza się nie więcej niż założony poziom progów, ustalony względem swojej maksymalnej wartości, bądź czas w ciągu którego profil posiada wartości niezerowe.

Inną stosowaną miarę stanowi wartość średniokwadratowa rozrzutu opóźnień σ_τ (ang. *RMS delay spread*) [28]. Najpierw wyznaczany jest pierwszy moment statystyczny widma mocy opóźnień $\phi_c(\tau)$ w postaci średniego rozrzutu opóźnień mocy sygnału μ_τ , a następnie pierwiastek kwadratowy z drugiego momentu statystycznego widma mocy opóźnień $\phi_c(\tau)$ w postaci średniokwadratowego rozrzutu opóźnień mocy sygnału σ_τ .

$$\mu_\tau = \frac{\int_0^{+\infty} \tau \phi_c(\tau) d\tau}{\int_0^{+\infty} \phi_c(\tau) d\tau} , \quad (3.43)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_0^{+\infty} (\tau - \mu_\tau)^2 \phi_c(\tau) d\tau}{\int_0^{+\infty} \phi_c(\tau) d\tau}} . \quad (3.44)$$

Wyznaczenie funkcji korelacji częstotliwościowej $|\phi_c(\Delta f)|$ polega na obliczeniu transformaty Fouriera profilu natężenia wielodrogowego.

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau . \quad (3.45)$$

Funkcja ta pozwala określić pasmo częstotliwości, w którym charakterystyka amplitudowa kanału jest stała, a jego charakterystyka fazowa – liniowa.

Parametr, który opisuje to pasmo częstotliwości nosi nazwę pasma koherencji B_c (ang. *coherence bandwidth*). Jego związek z maksymalnym rozrzutem opóźnień T_m opisuje zależność:

$$B_c \approx \frac{1}{T_m} = \frac{1}{\sigma_\tau} . \quad (3.46)$$

Jednak w literaturze nie ma pełnej zgodności co do powyższej przybliżonej zależności [11][27]. Zwykle dla celów analizy proponuje się dwa zmodyfikowane wzory. Dla współczynnika korelacji pasma 0.9 (90%) i wyższej używa się zależności na pasmo koherencji:

$$B_{c,90} \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} , \quad (3.47)$$

natomiast dla współczynnika korelacji pasma (50%) i wyższej:

$$B_{c,50} \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} . \quad (3.48)$$

Dla kanału wielodrogowego związek pomiędzy pasmem koherencji kanału B_c , a pasmem transmitowanego symbolu B_s oraz odpowiednio pomiędzy maksymalnym rozrzutem opóźnień T_m (lub σ_τ), a czasem trwania symbolu T_s pozwala określić selektywność częstotliwościową kanału.

I tak, gdy zachodzą nierówności:

$$B_c \approx \frac{1}{T_m} \ll \frac{1}{T_s} \approx B_s \quad (3.49)$$

oraz

$$T_m \approx \frac{1}{B_c} \gg \frac{1}{B_s} \approx T_s, \quad (3.50)$$

a więc gdy kanał wykazuje obecność zaników selektywnych częstotliwościowo (ang. *frequency selective fading*), dochodzi do występowania zjawiska interferencji międzysymbolowej ISI. Pasma koherencji kanału B_c jest wówczas węższe niż rozważane pasmo transmitowanego symbolu B_s , lub odpowiednio do odbiornika docierają składowe wielodrogowe symbolu w czasie T_m , które trwają dłużej niż czas trwania symbolu T_s . W konsekwencji sygnał w kanale ulega zniekształceniu.

W przypadku, gdy zachodzi nierówność:

$$B_c \approx \frac{1}{T_m} \gg \frac{1}{T_s} \approx B_s \quad (3.51)$$

oraz

$$T_m \approx \frac{1}{B_c} \ll \frac{1}{B_s} \approx T_s, \quad (3.52)$$

a więc gdy pasmo koherencji kanału B_c jest szersze niż pasmo transmitowanego symbolu B_s , lub odpowiednio gdy czas w którym składowe wielodrogowe symbolu docierające do odbiornika T_m jest krótszy niż czas trwania symbolu T_s , wówczas w kanale występują zaniki nieselektywne częstotliwościowo (ang. *frequency non-selective fading*) zwane także zanikami płaskimi (ang. *flat fading*). Skutkuje to brakiem zniekształcania sygnału wprowadzanym przez kanał. Zwykle zakłada się, że czas trwania symbolu T_s powinien być dłuższy 10 razy od czasu T_m) [81][24].

Zmienność czasowa sygnału w kanale

Dokonując całkowania funkcji rozproszenia po wszystkich wartościach opóźnień τ uzyskuje się funkcję:

$$\phi_c(f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau; f_d) d\tau \quad (3.53)$$

Nosi ona nazwę widma mocy Dopplera dla kanału komunikacyjnego, a definiuje ona widmo mocy kanału w funkcji odchyłki Dopplera f_d .

Pasma częstotliwości, w którym moc sygnału zmniejsza się nie więcej niż założony poziom progu nosi nazwę rozproszenia Dopplera kanału B_d (ang. *Doppler spread*). Jest to parametr określający szybkość zmian właściwości kanału, w postaci szybkości zaników czasowych sygnału w kanale.

Często stosowaną miarą jest średniokwadratowa wartość rozproszenia Dopplera σ_{fd} . Pierwszy moment statystyczny widma mocy Dopplera w postaci wartości średniej odchyłki Dopplera jest równa zero, ze względu na fakt, iż prawdopodobieństwo wystąpienia odchyłek

ujemnych i dodatnich jest jednakowe. Drugi moment statystyczny w postaci średniokwadratowej wartości rozproszenia Dopplera σ_{fd} można wyznaczyć jako:

$$\sigma_{fd} = \sqrt{\frac{\int_0^{+\infty} f_d^2 \phi_c(f_d) df_d}{\int_0^{+\infty} \phi_c(f_d) df_d}} . \quad (3.54)$$

Wyznaczenie funkcji korelacji czasowej $|\phi_c(\Delta t)|$ polega na obliczeniu transformaty Fouriera Dopplerowskiego widma mocy.

$$\phi_c(\Delta t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi_c(f_d) e^{-j2\pi\Delta t\tau} d\tau . \quad (3.55)$$

Funkcja ta pozwala określić okres czasu, w którym charakterystyka kanału jest niezmienna, innymi słowy odpowiedzi impulsowe kanału w tym czasie są silnie skorelowane. Parametr, który ten czas opisuje nosi nazwę czasu koherencji kanału T_c (ang. *coherence time*). Jest on miarą zmienności kanału w dziedzinie czasu i określa pamięć kanału komunikacyjnego. Jego związek z rozproszeniem Dopplera B_d opisuje zależność:

$$T_c \approx \frac{1}{B_d} . \quad (3.56)$$

Jak widać czas T_c ten zależy od pasma częstotliwości, które jest określone w wyniku występowania efektu Dopplera. Maksymalna odchyłka Dopplera $f_{d,max}$ wyrażona jest wzorem (3.13), a zatem $B_d = 2 \cdot f_{d,max}$.

Dla kanału wielodrogowego, związek pomiędzy czasem koherencji kanału T_c , a czasem trwania symbolu T_s oraz odpowiednio pomiędzy maksymalnym rozproszeniem Dopplera B_d (bądź σ_{fd}), a pasmem transmitowanego sygnału B_s pozwala wyznaczyć dwa typy kanałów ze względu na zmienność ich właściwości.

I tak, gdy zachodzi nierówność:

$$T_c \approx \frac{1}{B_d} \ll \frac{1}{B_s} \approx T_s \quad (3.57)$$

lub

$$B_d \approx \frac{1}{T_c} \gg \frac{1}{T_s} \approx B_s , \quad (3.58)$$

czyli czas koherencji kanału T_c jest krótszy od czasu trwania symbolu T_s , lub odpowiednio maksymalne rozproszenie Dopplera B_d jest szersze niż pasmo transmitowanego sygnału B_s to w takim kanale amplituda i faza sygnału ulegają zmianom w czasie trwania symbolu, a kanał nosi nazwę kanału z zanikami szybkimi (ang. *fast fading channel*).



Natomiast, gdy zachodzą nierówności:

$$T_c \approx \frac{1}{B_d} \gg \frac{1}{B_s} \approx T_s \quad (3.59)$$

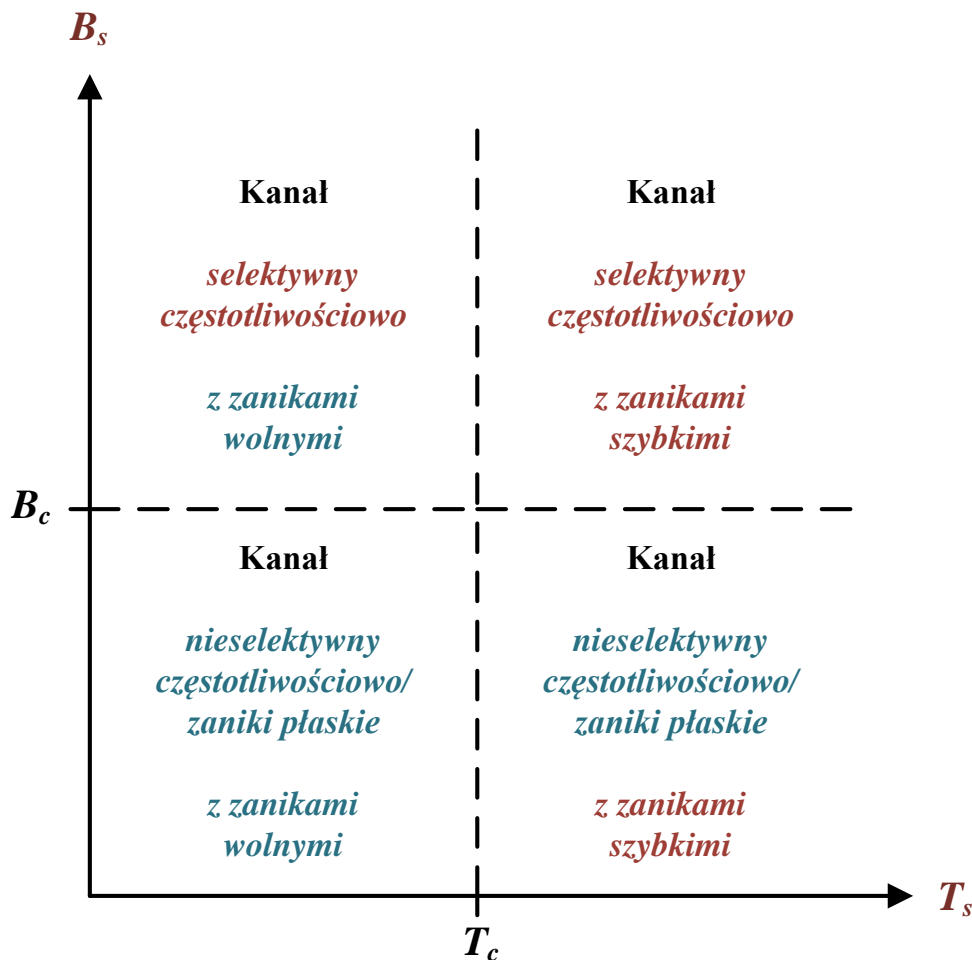
oraz

$$B_d \approx \frac{1}{T_c} \ll \frac{1}{T_s} \approx B_s, \quad (3.60)$$

a więc czas koherencji kanału T_c jest dłuższy od czasu trwania symbolu T_s , lub odpowiednio maksymalne rozproszenie Dopplera B_d jest węższe niż pasmo transmitowanego sygnału B_s , wówczas amplituda i faza sygnału są niezmiennie w czasie trwania symbolu, a kanał nosi nazwę kanału z zanikami wolnymi (ang. *slow fading channel*) lub kanału wolnozmiennego (ang. *slowly fading channel*) [81][24].

Klasyfikacja kanału hydroakustycznego

Klasyfikacja kanału w oparciu o selektywność częstotliwościową i czasową dla określonych wartości B_c i T_c względem parametrów transmitowanego symbolu (B_s i T_s) jest przedstawiona na rysunku Rys. 3.6.



Rys. 3.6. Graficzna klasyfikacja kanału.

Iloczyn $T_m B_d$ nazywany jest współczynnikiem rozproszenia kanału. Gdy zachodzi nierówność $T_m B_d \ll 1$ wówczas kanał jest nazywany „niedorozproszonym” (ang. *channel underspread*). W takim przypadku, charakterystyki kanału zmieniają się wolno (małe B_d) lub składowe wielodrogowe sygnału w krótkim czasie pokonują ścieżki propagacji (małe T_m). W takim przypadku możliwe jest jednoznaczne określenie parametrów kanału.

Z kolei gdy zachodzi nierówność $T_m B_d \gg 1$ kanał jest nazywany „nadrozproszonym” (ang. *channel overspread*). W takim przypadku ustalenie parametrów kanału na podstawie analizy odpowiedzi impulsowej kanału CIR jest utrudnione ze względu na szybkie zmiany charakterystyki kanału oraz fakt, że zmiany następują w trakcie, gdy sygnał jest odbierany ze wszystkich ścieżek propagacji. Obserwowane są silne zniekształcenia sygnału spowodowane rozproszeniem Dopplera, jak i interferencje międzysymbolowe.

Podsumowując, ze względu na *zmiennność kanału w czasie* zarówno amplituda jak i opóźnienie w każdej ze ścieżek propagacji zmienia się w czasie w sposób losowy. Prowadzi to do zakłóceń sygnału określanych zanikami (ang. *fading*), gdy wartość odbieranego sygnału wzrasta lub maleje. Natomiast *zmiennność sygnału w dziedzinie częstotliwości* wynikająca z ruchu powoduje, że składowe częstotliwości sygnału ulegają różnemu opóźnieniu i tłumieniu. W teorii telekomunikacji bezprzewodowej zakłada się, że zmiennność kanału w dziedzinie czasu oraz zmiennność w dziedzinie częstotliwości są niezależna od siebie [81].

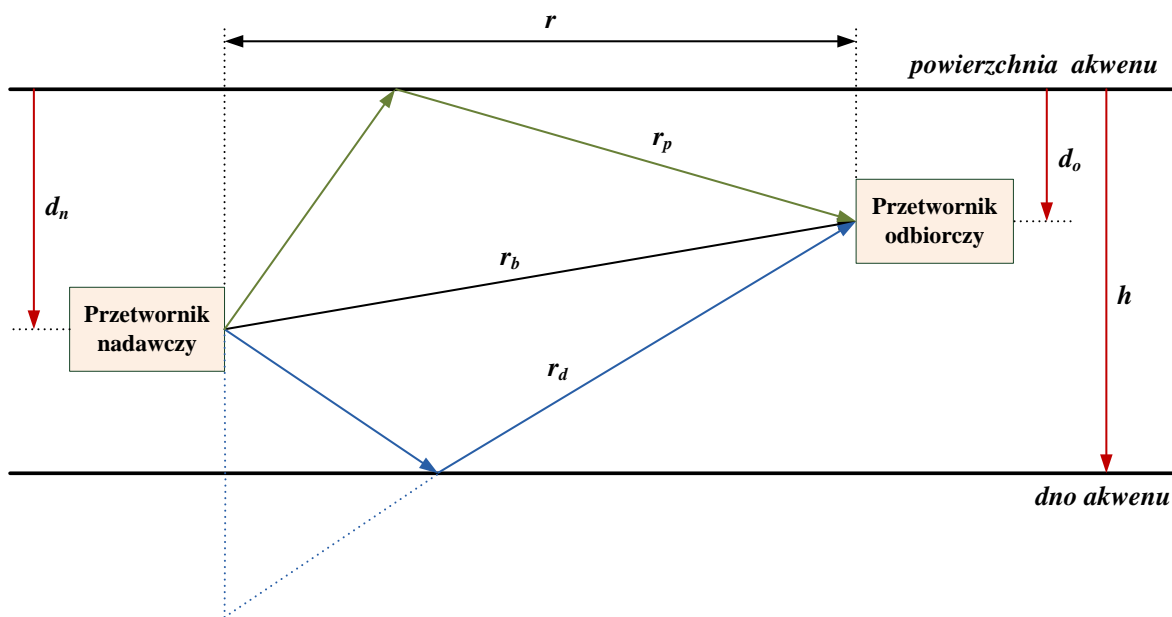
Generalnie uznaje się, że kanał nieselektywny częstotliwościowo oraz z zanikami wolnymi jest kanałem najdogodniejszym do przeprowadzania analiz kanału.



4. WPLYW INTERFERENCJI NA PRZESYŁANY SYGNAŁ

4.1. MODEL SYSTEMU

W celu zbadania wpływu interferencji na błędy transmisji zastosowano prosty model systemu pracującego w akwenu o płaskim dnie. Przyjmuje się, że rozkład prędkości dźwięku jest stały, a więc fala akustyczna nie ulega ugięciu. Ponadto należy założyć, że długość fali akustycznej jest znacznie mniejsza od głębokości akwenu, co pozwala posłużyć się geometrycznym modelem propagacji. Kolejnym uproszczeniem jest założenie, że na powierzchni wody i na dnie następuje odbicie lustrzane fali. Zakłada się, że w efekcie odbicia fala ulega osłabieniu, co można wyrazić jako odpowiednie zmniejszenie amplitudy ciśnienia akustycznego.



Rys. 4.1. Geometria modelu systemu.

Zgodnie z typowymi warunkami eksploatacji systemu zakłada się, że odbiornik zmienia w czasie swoje położenie względem nadajnika z pewną prędkością \bar{v} . Pozwoli to uwzględnić w analizie efekty zmiany fazy odbieranych sygnałów, które mają zasadniczy wpływ na zjawisko interferencji. Na Rys. 4.1 pokazano schematycznie omówiony wyżej model systemu.

Wykorzystując zależności geometryczne pokazane na rysunku można wyznaczyć odległości:

$$\begin{aligned} r_b(t) &= \sqrt{r(t)^2 + (d_o - d_n)^2} \quad , \\ r_d(t) &= \sqrt{r(t)^2 + [2h - (d_o + d_n)]^2} \quad , \\ r_p(t) &= \sqrt{r(t)^2 + (d_o + d_n)^2} \quad . \end{aligned} \quad (3.1)$$

Jeżeli odbiornik porusza się z względem nadajnika z prędkością v równą

$$v = |\vec{v}| \cos \alpha \quad , \quad (4.2)$$

gdzie kąt α jest zawarty pomiędzy wektorem prędkości, a kierunkiem nadajnik-odbiornik, to chwilowa odległość r wynosi:

$$r(t) = r_0 - vt \quad . \quad (4.3)$$

Odległość początkowa r_0 odnosi się do momentu czasu $t=0$, w którym rozpoczyna się emisja sygnału nadawanego $s(t)$.

Na wejściu odbiornika obserwuje się sygnał $x(t)$, który jest sumą trzech sygnałów x_b , x_d i x_p docierających odpowiednio po drogach r_b , r_d i r_p , a mianowicie:

$$x(t) = x_b(t) + x_d(t) + x_p(t) \quad . \quad (4.4)$$

Poszczególne sygnały mają przebieg zgodny z przebiegiem sygnału nadawanego, są opóźnione proporcjonalnie do przebytej drogi i mają amplitudy zależne od odpowiednich odległości. Amplituda sygnałów odbitych zależy dodatkowo od współczynnika odbicia β_d fali akustycznej na dnie lub współczynnika odbicia β_p fali akustycznej na powierzchni wody. Można je zapisać jako:

$$\begin{aligned} x_b(t) &= S(r_b) s[t - \tau_b(t)] \quad , \\ x_d(t) &= \beta_d S(r_d) s[t - \tau_d(t)] \quad , \\ x_p(t) &= \beta_p S(r_p) s[t - \tau_p(t)] \quad . \end{aligned} \quad (4.5)$$

Funkcje $S(r)$ opisują zmianę amplitudy sygnału w funkcji odległości i wyrażają się wzorem:

$$\begin{aligned} S(r_b) &= \frac{r_1}{r_b} \exp(-ar_b) \quad , \\ S(r_d) &= \frac{r_1}{r_d} \exp(-ar_d) \quad , \\ S(r_p) &= \frac{r_1}{r_p} \exp(-ar_p) \quad , \end{aligned} \quad (4.6)$$

gdzie $r_1=1\text{m}$, zaś a jest wykładnikiem tłumienia absorpcyjnego zależnym od częstotliwości sygnału, zasolenia wody i jej temperatury [69].

Detekcja sygnału opiera się na analizie jego widma. Widmo to wyznacza się numerycznie w przedziale czasu zbliżonym do czasu trwania impulsu nadawanego. W ramach czasu trwania tego impulsu zmiany odległości są niewielkie i można zakładać, że funkcje występujące we wzorach (4.6) mają wartości stałe, nie zależne od czasu.

Opóźnienia występujące we wzorach (4.5) są funkcjami odpowiednich odległości, a gdy te zmieniają się w wyniku ruchu nadajnika lub odbiornika – funkcjami czasu. Można je zapisać jako:



$$\begin{aligned}\tau_b(t) &= \frac{r_b(t)}{c} \quad , \\ \tau_d(t) &= \frac{r_d(t)}{c} \quad , \\ \tau_p(t) &= \frac{r_p(t)}{c} \quad ,\end{aligned}\tag{4.7}$$

gdzie c jest prędkością propagacji fali akustycznej.

Widmo rozpatrywanego sygnału odbieranego $x(t)$ ma następującą postać:

$$X(j\omega) = S_b \mathfrak{Z}\{s([t - \tau_b(t)])\} + \beta_d S_d \mathfrak{Z}\{s([t - \tau_d(t)])\} + \beta_p S_p \mathfrak{Z}\{s([t - \tau_p(t)])\} \quad , \tag{4.8}$$

gdzie \mathfrak{Z} oznacza przekształcenie Fouriera.

Z powyższego wzoru można wyciągnąć tylko jeden ogólny wniosek, a mianowicie, że widmo sygnału odbieranego może różnić się od widma sygnału nadawanego. Potwierdzają to przypadki szczególne, które zostaną rozpatrzone w następnych punktach tego rozdziału.

4.2. PRZYPADEK BRAKU RUCHU NADAJNIKA I ODBIORNIKA

Jeżeli odbiornik nie porusza się względem nadajnika, to odległości r_b , r_d i r_p są stałe i w konsekwencji stałe są również opóźnienia τ_b , τ_d i τ_p . Korzystając ze znanej własności przekształcenia Fouriera wzór (4.8) można zapisać wówczas jako:

$$X(j\omega) = [S_b \exp(-j\omega\tau_b) + \beta_d S_d \exp(-j\omega\tau_d) + \beta_p S_p \exp(-j\omega\tau_p)] S(j\omega) \quad , \tag{4.9}$$

gdzie

$$S(j\omega) = \mathfrak{Z}\{s(t)\} \quad . \tag{4.10}$$

Wzór (4.9) można przekształcić do postaci:

$$X(j\omega) = [1 + \beta_d b_d \exp(-j\omega\Delta\tau_d) + \beta_p b_p \exp(-j\omega\Delta\tau_p)] S_b S(j\omega) \exp(-j\omega\tau_b) \quad , \tag{4.11}$$

gdzie $b_d = S_d/S_b$, $b_p = S_p/S_b$ oraz $\Delta\tau_d = \tau_d - \tau_b$ i $\Delta\tau_p = \tau_p - \tau_b$.

Czynnik występujący we wzorze (4.11) za nawiasem prostokątnym reprezentuje widmo sygnału docierającego po drodze bezpośredniej, zaś w nawiasach prostokątnych zapisana jest funkcja opisująca zniekształcenia tego widma. Zmienia ona zarówno charakterystykę amplitudową jak charakterystykę fazową widma sygnału. Dla zespolonego sygnału sinusoidalnego o pulsacji ω_0 uzyskuje się:

$$\begin{aligned}X(j\omega) &= 2\pi [1 + \beta_d b_d \exp(-j\omega_0\Delta\tau_d) + \\ &+ \beta_p b_p \exp(-j\omega_0\Delta\tau_p)] S_b \delta(\omega - \omega_0) \exp(-j\omega_0\tau_b) \quad .\end{aligned}\tag{4.12}$$

Jak widać z powyższego wzoru „wysokość” prążka widma o pulsacji ω_0 może zmieniać się w granicach:



$$\begin{aligned} \max |X(j\omega_0)| &= 2\pi[1 + \beta_d b_d + \beta_p b_p] S_b \\ \min |X(j\omega_0)| &= 2\pi[1 - \beta_d b_d - \beta_p b_p] S_b \end{aligned} \quad (4.13)$$

Względna amplituda zmian wysokości prążka widma wynosi zatem:

$$\frac{\max |X(j\omega_0)| - \min |X(j\omega_0)|}{|X(j\omega_0)|} = \beta_d b_d + \beta_p b_p \quad (4.14)$$

W praktyce, przy niewielkich głębokościach akwenu i znacznych odległościach między nadajnikiem i odbiornikiem współczynniki b_d i b_p są bliskie jedności. Bliski jedności jest także współczynnik odbicia fali akustycznej od powierzchni wody, a współczynnik odbicia od dna może również przyjmować duże wartości [69]. Wahania wysokości prążka widma mogą być więc znaczne, a w skrajnych wypadkach wysokość prążka może być bliska zeru. Wpływa to negatywnie na możliwości detekcji progowej widma gęstości mocy rozpatrywanego sygnału sinusoidalnego.

Rozpatrzony zostanie teraz przypadek sygnału szerokopasmowego o znanym (w przybliżeniu) widmie. Sygnały takie poddawane są w odbiorniku filtracji dopasowanej, która polega w pierwszym kroku na mnożeniu widma sygnału odebranego przez sprzężone widmo sygnału dopasowanego. W wypadku widma opisanego wzorem (4.12), w wyniku tej operacji otrzymuje się:

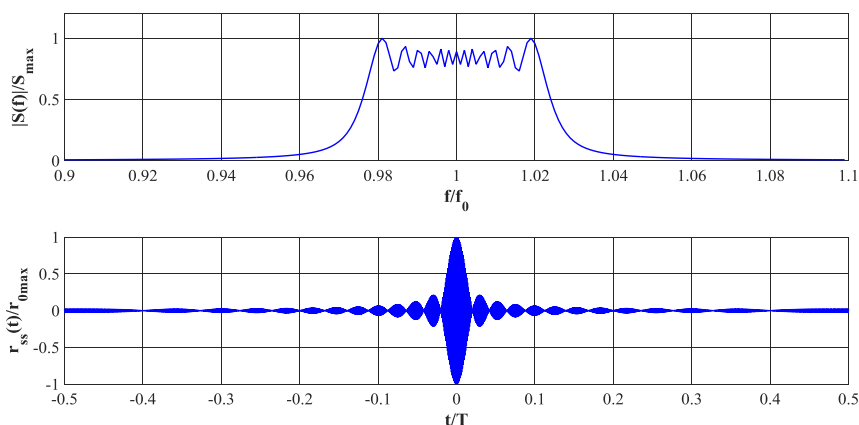
$$\begin{aligned} Y(j\omega) &= X(j\omega)S^*(j\omega) = [1 + \beta_d b_d \exp(-j\omega\Delta\tau_d) + \\ &+ \beta_p b_p \exp(-j\omega\Delta\tau_p)] S_b |S(j\omega)|^2 \exp(-j\omega\tau_b) \end{aligned} \quad (4.15)$$

W drugim kroku widmo to jest poddawane odwrotnemu przekształceniu Fouriera. Po prostych przekształceniach:

$$\begin{aligned} y(t) &= \mathfrak{F}^{-1}\{Y(j\omega)\} = S_b r_{ss}(t - \tau_b) + S_d r_{ss}[t - (\tau_b + \Delta\tau_d)] + \\ &+ S_p r_{ss}[t - (\tau_b + \Delta\tau_p)] \end{aligned} \quad (4.16)$$

gdzie \mathfrak{F}^{-1} oznacza odwrotne przekształcenie Fouriera, a $r_{ss}(t)$ jest funkcją autokorelacji sygnału nadawanego.

Sygnał na wyjściu filtru dopasowanego jest sumą trzech opóźnionych funkcji autokorelacji sygnału nadanego o wysokościach proporcjonalnych do współczynników strat transmisji S_b , S_d i S_p . Przebieg sygnału $y(t)$ zależy od wartości tych współczynników oraz od relacji pomiędzy opóźnieniami $\Delta\tau_d$ i $\Delta\tau_p$ oraz szerokością funkcji autokorelacji. Szerokość ta z kolei zależy przede wszystkim od szerokości widma sygnału nadawanego. W celu ilościowego ujęcia tych zależności, należy wziąć pod uwagę sygnał z liniową modulacją częstotliwości LFM (ang. *Linear Frequency Modulation*) o częstotliwości środkowej f_0 i szerokości widma B . Moduł widma $|S(j\omega)|$ takiego sygnału pokazano na Rys. 4.2. Na tym samym rysunku zamieszczono wykres funkcji autokorelacji $r_{ss}(t)$ tego sygnału. Ponieważ kwadrat modułu widma ma przebieg zbliżony do prostokątnego, więc obwiednia funkcji autokorelacji ma kształt funkcji typu $\sin(x)/x$. Obwiednia ta jest wypełniona przebiegiem sinusoidalnym o pulsacji ω_b .



Rys. 4.2. Moduł widma sygnału z liniową modulacją częstotliwości i jego funkcja autokorelacji.

Przy założeniu prostokątnego kształtu obwiedni funkcję autokorelacji można wyznaczyć w sposób prosty analitycznie i ma ona następujący zapis w formie zespolonej:

$$r_{ss}(t) = \frac{\sin(\pi B t)}{\pi B t} \exp(j \omega_0 t) \quad (4.17)$$

Po wstawieniu tej zależności do wzoru (4.16) i przesunięciu skali czasu w celu skrócenia zapisu o opóźnienie τ_b otrzymuje się:

$$y(t) = S_b \frac{\sin(\pi B t)}{\pi B t} + S_d \frac{\sin[\pi B(t - \Delta \tau_p)]}{\pi B(t - \Delta \tau_p)} \exp(-j \omega_0 \Delta \tau_p) + S_p \frac{\sin[\pi B(t - \Delta \tau_d)]}{\pi B(t - \Delta \tau_d)} \exp(-j \omega_0 \Delta \tau_d) \exp(j \omega_0 t) \quad (4.18)$$

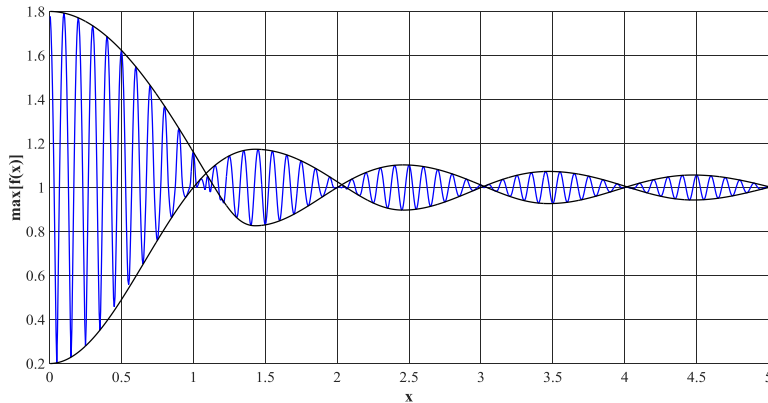
Ponieważ szerokość pasma B jest zwykle znacznie mniejsza od częstotliwości nośnej f_0 , zmiany fazy wyrażeń występujących w nawiasach zachodzą szybciej niż zmiany obwiedni funkcji autokorelacji, co widać wyraźnie na Rys. 4.2.

W szczególnych wypadkach funkcje wykładnicze mogą przyjmować wartość 1 lub -1 . Można to utożsamiać z maksimami i minimami obwiedni sygnału $y(t)$. Wartości tych maksimów i minimów zależą od opóźnień $\Delta \tau_d$ i $\Delta \tau_p$ oraz od współczynników S_b , S_d i S_p . Na Rys. 4.3 pokazano zmiany maksimów i minimów obwiedni sygnału $y(t)$ w funkcji $\Delta \tau = \Delta \tau_d$. Wykresy wykonano dla maksimów i minimów następujących funkcji:

$$f(t, \Delta \tau) = \left| \frac{\sin(\pi B t)}{\pi B t} \pm a \frac{\sin[\pi B(t - \Delta \tau)]}{\pi B(t - \Delta \tau)} \exp(-j \omega_0 \Delta \tau) \right| \quad (4.19)$$

gdzie $a = (S_d + S_p) / S_b$.





Rys. 4.3. Fluktuacje wysokości funkcji $f(t, \Delta\tau)$; $x=B\Delta\tau$, $a=0.8$, $f_0=10B$.

W porównaniu z sygnałem sinusoidalnym, dla sygnału z liniową modulacją częstotliwości obserwuje się zmniejszenie fluktuacji wysokości rozpatrywanej funkcji ze zwiększeniem opóźnienia $\Delta\tau$, a co za tym idzie – poprawę warunków detekcji. Poprawa ta jest jednak znacząca, gdy opóźnienie sygnałów odbitych względem sygnału bezpośredniego spełnia nierówność:

$$\Delta\tau \geq \frac{1}{B} \quad . \quad (4.20)$$

Spełnienie tej nierówności powoduje, że fluktuacje maksimum funkcji $y(t)$ są co najmniej o 13dB mniejsze od zmian wysokości prążka widma $X(j\omega_0)$ dla sygnału sinusoidalnego. Wpływa to korzystnie na warunki detekcji sygnału z liniową modulacją częstotliwości.

Minimalna różnica dróg propagacji fali bezpośredniej i fal odbitych dla sygnałów o odpowiadającej granicznej wartości opóźnienia wynosi:

$$\Delta r_{\min} = \frac{c}{B} \quad . \quad (4.21)$$

Przykładowo, dla szerokości widma $B=1\text{kHz}$ minimalna różnica odległości wynosi 1.5m, a dla szerokości pasma $B=100\text{Hz}$ jest równa 15m. Znajac minimalną różnicę dróg Δr_{\min} możliwe jest wyznaczenie minimalnej głębokości akwenu, dla której co najmniej jedna z funkcji autokorelacji sygnału odbitego będzie spełniała kryterium (4.20). Zakładając, że $\Delta r_{\min} \ll r$ otrzymuje się:

$$h_{\min} \cong \sqrt{2\Delta r_{\min} r} \quad . \quad (4.22)$$

Przykładowo, dla $\Delta r_{\min}=1.5\text{m}$ i odległości $r=1000\text{m}$ minimalna głębokość spełniająca omawiane kryterium wynosi $h_{\min} \cong 55\text{m}$.

W systemach pracujących w płytkich akwenach, w których nie jest spełnione kryterium (4.20) nie należy oczekiwać poprawy warunków detekcji związanych z zastosowaniem sygnałów z liniową modulacją częstotliwości.

4.3. WPŁYW EFEKTU DOPPLERA NA TRANSMITOWANY SYGNAŁ

4.3.1. Efekt Dopplera dla sygnałów bezpośrednich

Rozpatrywany zwykle efekt Dopplera dotyczy fali sinusoidalnej rozchodzącej się w ośrodku nieograniczonym. W takim ośrodku nie występują fale odbite, co analitycznie odpowiada zerowym wartościom współczynników odbicia. Zespólny sygnał sinusoidalny można wówczas zapisać:

$$s(t) = S_b \exp\{ j\omega_0[(t - \tau_b(t))]\} = S_b \exp(j\omega_0 t) \exp[-j\omega_0 \tau_b(t)] \quad . \quad (4.23)$$

Efekt Dopplera dotyczy ruchu jednostajnego z pewną prędkością v . Ruch taki wymaga, aby $d_o=d_n$ w pierwszym wzorze (3.1) i wtedy $r_b=r=r_0-vt$. Przy takich założeniach wzór (4.23) przyjmuje postać:

$$s(t) = S_b \exp[j\omega_0(t - \frac{r_0 - vt}{c})] \quad , \quad (4.24)$$

która po prostych przekształceniach może być zapisana jako:

$$s(t) = S_b \exp[(j(\omega_0 + \omega_d)t] \exp(-j\varphi_0) \quad . \quad (4.25)$$

gdzie

$$\omega_d = 2\pi \frac{v}{c} f_0 \quad \text{oraz} \quad \varphi_0 = \omega_0 \frac{r_0}{c} \quad . \quad (4.26)$$

Zgodnie z oczekiwaniem, częstotliwość sygnału zmienia się o wartość $f_d=(v/c)\cdot f_0$, znaną jako odchyłka dopplerowska. O tyleż samo przesuwa się na skali częstotliwości prążek widma sygnału, przy czym nie zmienia się jego wysokość.

Rozpatrzony zostanie teraz ogólny przypadek sygnału bezpośredniego $s(t)$, którego widmo można zapisać w postaci:

$$X(j\omega) = S_b \mathfrak{T}\{s[t - \tau_b(t)]\} \quad . \quad (4.27)$$

Dla ruchu jednostajnego o prędkości v :

$$X(j\omega) = S_b \mathfrak{T}\{s(t - \frac{r_0 - vt}{c})\} = S_b \mathfrak{T}\{s(at - \tau_0)\} \quad , \quad (4.28)$$

gdzie

$$a = 1 + \frac{v}{c} \quad \text{oraz} \quad \tau_0 = \frac{r_0}{c} \quad . \quad (4.29)$$

Korzystając z twierdzenia o zmianie skali i przesunięciu w dziedzinie czasu uzyskuje się:

$$X(j\omega) = S_b \exp(j\omega \frac{\tau_0}{1 + v/c}) S(j \frac{\omega}{1 + v/c}) \quad . \quad (4.30)$$

Jeżeli $v \ll c$, powyższy wzór można zapisać jako:

$$X(j\omega) \cong S_b \exp[j\omega\tau_0(1-v/c)]S[j\omega(1-v/c)] \quad (4.31)$$

Dla $v > 0$ widmo sygnału ulega rozszerzeniu i przesunięciu o odchyłkę dopplerowską. Jeżeli $v < 0$, to widmo zawęża się. W wypadku powszechnie stosowanych sygnałów wąskopasmowych, zdecydowanie większe znaczenie ma przesunięcie widma od zmiany jego szerokości.

W wyniku filtracji dopasowanej uzyskuje się:

$$y(t) = \mathfrak{T}^{-1}\{X(j\omega)S^*(j\omega)\} \cong S_b \mathfrak{T}^{-1}\{\exp[j\omega\tau_0(1-v/c)]S[j(\omega - \omega_d)]S^*(j\omega)\} \quad (4.32)$$

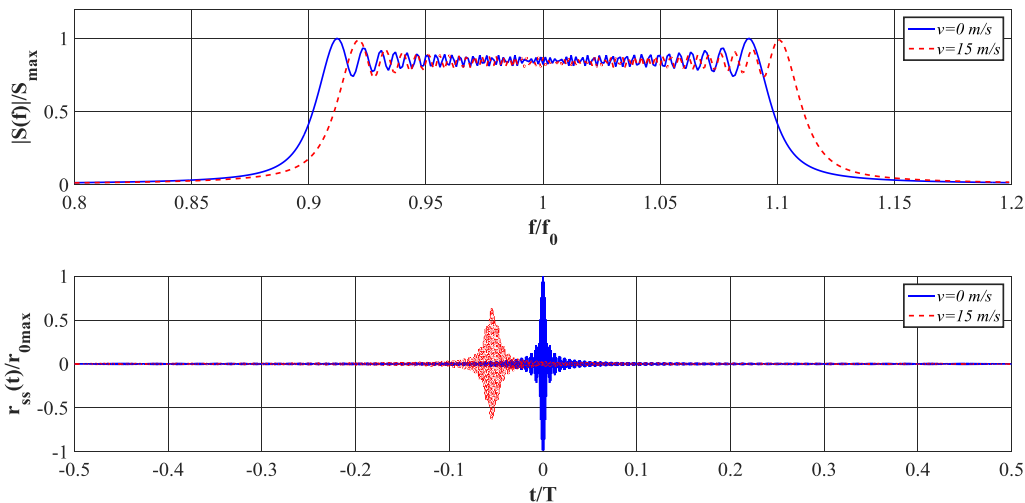
gdzie $\omega_d = 2\pi f_d$.

Ze względu na przesunięcie widma sygnału odebranego względem sygnału nadawanego iloczyn obu widm nie jest równy kwadratowi modułu widma sygnału nadawanego. Nie ma zatem pełnego dopasowania, a sygnał $y(t)$ nie jest proporcjonalny do wartości funkcji autokorelacji. Otrzymuje się więc:

$$y(t) = S_b r_{no}[t - \tau_0(1-v/c)] \quad (4.33)$$

gdzie $r_{no}(t)$ jest funkcją korelacji sygnału nadawanego i odbieranego.

Funkcja korelacji jest przesunięta w czasie o czas różniący się od czasu przejścia fali od nadajnika do odbiornika. Różnica ta jest proporcjonalna do v/c . Jeżeli widmo sygnału nadawanego jest ograniczone, to iloczyn widm występujący we wzorze (4.32) ma węższe pasmo od szerokości pasma sygnału nadawanego.

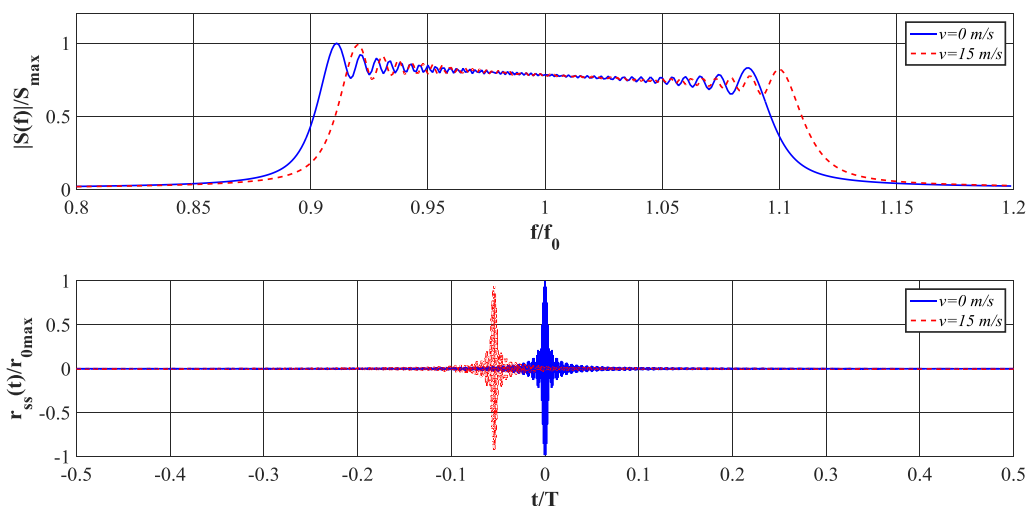


Rys. 4.4. Moduł widma sygnału nadanego i odebranego z odchyłką dopplerowską oraz funkcja autokorelacji r_{ss} (kolor niebieski – linia ciągła) i korelacji r_{no} (kolor czerwony – linia przerywana) dla parametrów: $f_0 = 10$ kHz, $B = 2000$ Hz, $v = 15$ m/s.

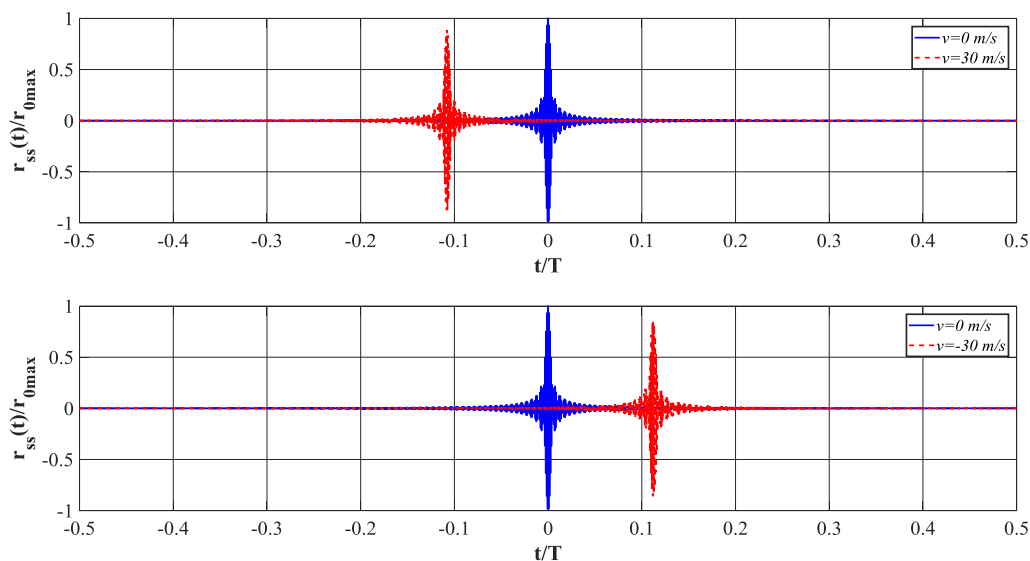
W konsekwencji funkcja korelacji jest szersza od funkcji autokorelacji, a jej maksymalna wysokość jest mniejsza. Efekt Dopplera pogarsza więc warunki detekcji. Zmiana wartości maksymalnej funkcji autokorelacji zależy od proporcji między szerokością widma sygnału nadawanego B i wielkością odchyłki dopplerowskiej f_d . Jeżeli $B < f_d$, to wysokość funkcji autokorelacji jest bliska zeru. W praktyce filtrację dopasowaną stosuje się w przypadku,

gdy $B \gg f_d$. Wówczas zmiana wysokości funkcji autokorelacji jest stosunkowo niewielka. Gdy widmo jest prostokątne to wysokość funkcji korelacji względem funkcji autokorelacji zmniejsza się do $(1 - f_d/B)$.

Na Rys. 4.4 pokazano wpływ efektu Dopplera na detekcję sygnału z liniową modulacją częstotliwości. Dla porównania na Rys. 4.5 został przedstawiony wpływ efektu Dopplera na detekcję sygnału z hiperbolicznie modulowaną częstotliwością. Użycie takiego sygnału pozwala zaobserwować mniejszą wrażliwość wysokości funkcji korelacji dla sygnału z odchyłką dopplerowską [104].



Rys. 4.5. Moduł widma sygnału nadanego i odebranego z odchyłką dopplerowską oraz funkcja autokorelacji r_{ss} (kolor niebieski – linia ciągła) i korelacji r_{no} (kolor czerwony – linia przerywana) dla parametrów: $f_0=10$ kHz, $B=2000$ Hz, $v=15$ m/s.

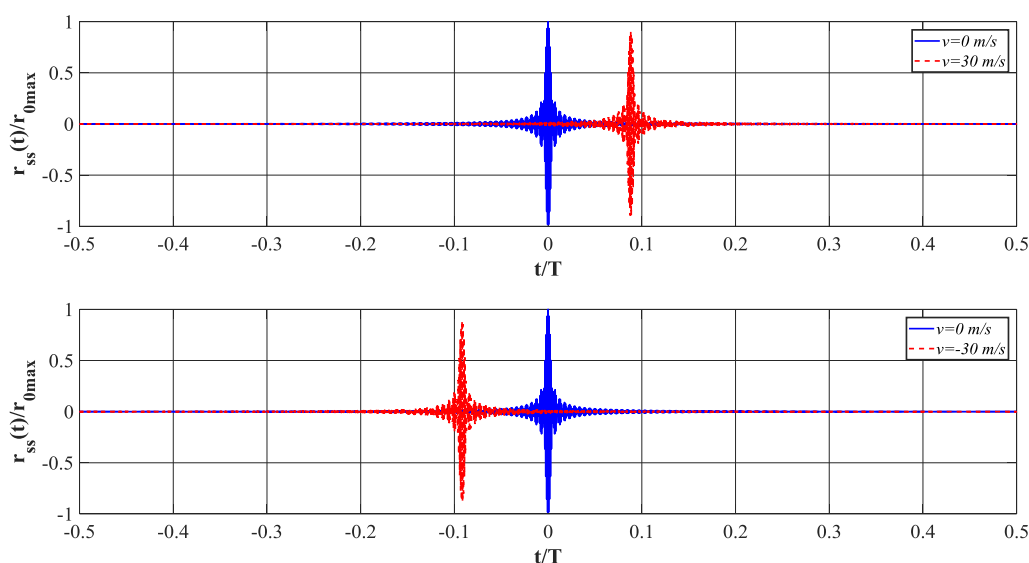


Rys. 4.6. Funkcja autokorelacji r_{ss} (kolor niebieski – linia ciągła) i korelacji r_{no} (kolor czerwony – linia przerywana) dla sygnału HFM $\hat{\uparrow}$ o parametrach: $f_0=10$ kHz, $B=2000$ Hz, $v=30$ m/s.



Na Rys. 4.6 został pokazany wynik detekcji sygnału z hiperbolicznie modulowaną częstotliwością i zwiększającą się częstotliwością w czasie $HFM \uparrow$, gdy nadajnik w stosunku do odbiornika oddala się lub przybliża.

Te same przypadki zostały zaprezentowane dla sygnału z hiperbolicznie modulowaną częstotliwością i zmniejszającą się częstotliwością w czasie $HFM \downarrow$, co przedstawia Rys. 4.7. Na podstawie tych rysunków można wywnioskować, że kiedy nadajnik zbliża się do odbiornika lub oddala to wyznaczone funkcje korelacji dla zastosowanych sygnałów $HFM \uparrow$ i $HFM \downarrow$ są zgodne co do wartości, ale przesunięte w czasie przeciwnie względem odniesienia - funkcji autokorelacji.



Rys. 4.7. Funkcja autokorelacji r_{ss} (kolor niebieski – linia ciągła) i korelacji r_{no} (kolor czerwony – linia przerywana) dla sygnału $HFM \downarrow$ o parametrach: $f_0=10$ kHz, $B=2000$ Hz, $v=30$ m/s.

Niekorzystny wpływ efektu Dopplera na warunki detekcji można ograniczyć znając prędkość nadajnika lub odbiornika. Przesuwa się wówczas widmo $S^*(j\omega)$ na skali częstotliwości o znaną odchyłkę dopplerowską. Jeżeli względna prędkość v jest znana uzyskuje się wówczas pełne dopasowanie.

Rozpatrzony zostanie teraz przypadek, w którym nadajnik i odbiornik nie są zanurzone na jednakowej głębokości. Przy ruchu jednostajnym ze względną prędkością v w kierunku poziomym, odległość $r_b(t)$ wyraża się wzorem:

$$r_b(t) = \sqrt{(r_0 - vt)^2 + (d_o - d_n)^2} \quad . \quad (4.34)$$

Chwilowa wartość prędkości zbliżania się odbiornika do nadajnika wynosi:

$$v_t = \frac{d[r_b(t)]}{dt} = -v \frac{r_0 - vt}{\sqrt{(r_0 - vt)^2 + (d_o - d_n)^2}} \quad . \quad (4.35)$$

Z zależności trygonometrycznych wynika, że wyrażenie ułamkowe jest chwilową wartością kosinusa kąta między wektorem prędkości (poziomym), a kątem padania fali na odbiornika. Można to zapisać jako:

$$v_t = -v \cos[\alpha(t)] \quad . \quad (4.36)$$

Wartość kosinusa zmienia się od

$$\cos[\alpha(0)] = \frac{r_0}{\sqrt{r_0^2 + (d_o - d_n)^2}} \quad , \quad (4.37)$$

dla $t=0$ do 0 dla $t=r_0/v$.

Odchyłka dopplerowska nie jest więc stała, lecz jest funkcją czasu lub – inaczej mówiąc – funkcją odległości między nadajnikiem i odbiornikiem.

4.3.2. Efekt Dopplera dla sygnałów odbitych

Sygnaly odbite od dna i powierzchni wody docierają do odbiornika po drodze opisanej drugim i trzecim wzorem (3.1). W przypadku odbicia od powierzchni wody, chwilowa odległość $r_p(t)$ odbiornika od nadajnika wynosi:

$$r_b(t) = \sqrt{(r_0 - vt)^2 + (d_o + d_n)^2} \quad , \quad (4.38)$$

a chwilowa prędkość ich ruchu względem siebie:

$$v_p = -v \frac{r_0 - vt}{\sqrt{(r_0 - vt)^2 + (d_o + d_n)^2}} \quad . \quad (4.39)$$

Z punktu widzenia detekcji istotna jest różnica między prędkością dotyczącą fali bezpośredniej i odbitej. Różnica ta wynosi:

$$\Delta v = -v \left[\frac{r_0 - vt}{\sqrt{(r_0 - vt)^2 + (d_o - d_n)^2}} - \frac{r_0 - vt}{\sqrt{(r_0 - vt)^2 + (d_o + d_n)^2}} \right] \quad (4.40)$$

lub

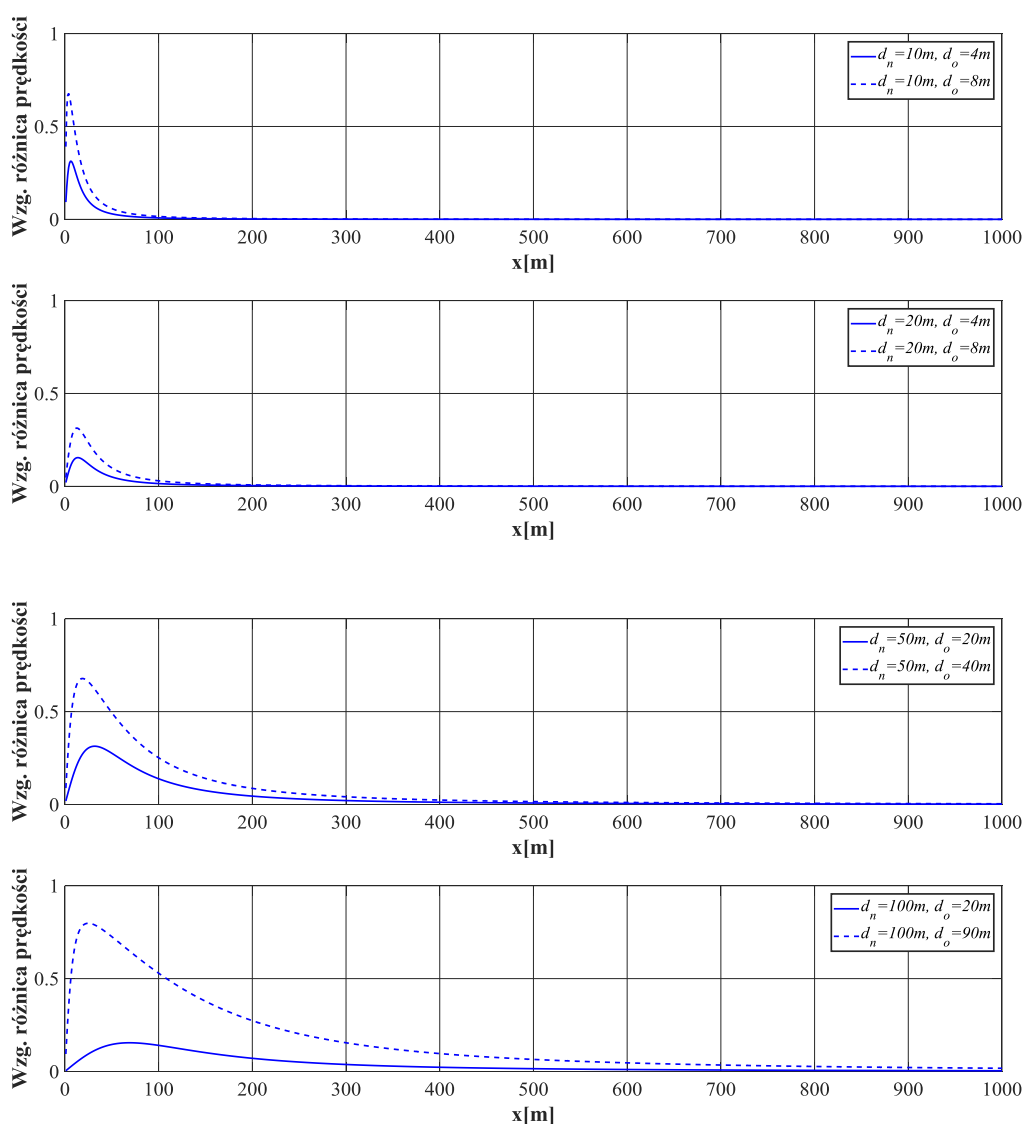
$$\Delta v = -v \{ \cos[\alpha_b(t)] - \cos[\alpha_p(t)] \} \quad , \quad (4.41)$$

gdzie $\alpha_b(t)$ i $\alpha_p(t)$ są odpowiednio kątami padania fali bezpośredniej i odbitej.

Na Rys. 4.8 pokazano zmiany względnej różnicy prędkości w funkcji odległości odbiornika od nadajnika $x=r_0-vt$, dla przykładowych głębokości zanurzenia tych elementów systemu.

Względna różnica prędkości jest tym większa i obejmuje większy zakres odległości, jeżeli różnica głębokości zanurzenia odbiornika i nadajnika jest mała, a ich suma duża. Innymi słowy, duże różnice prędkości występują wtedy, gdy oba urządzenia znajdują się na dużej i podobnej głębokości. Różnica prędkości maleje z odległością zmierzając do zera dla odległości znacznie większych od głębokości zanurzenia odbiornika i nadajnika.

Występowanie różnicy prędkości odnoszących się do fali bezpośredniej i odbitej stwarza potencjalną możliwość wyróżniania sygnałów bezpośrednich i odbitych w wyniku przesunięcia widma obu sygnałów lub w wyniku przesunięcia w czasie sygnałów na wyjściu odbiornika dopasowanego. Możliwości te zależą od parametrów sygnałów (częstotliwości nośnej, szerokości widma, czasu trwania), prędkości ruchu urządzeń i ich zanurzenia oraz od głębokości akwenu. Jednakże bez względu na te parametry, zmniejszają się one wraz ze wzrostem odległości między nadajnikiem i odbiornikiem oraz wraz ze zmniejszaniem się głębokości akwenu. Tak więc w systemach transmisji, które osiągają duże zasięgi pracując w wodach płytkich, możliwości wykorzystania efektu Dopplera do separacji sygnałów odbitych są bardzo ograniczone.



Rys. 4.8. Względna różnica prędkości.

5. DETEKCJA SYGNAŁU SINUSOIDALNEGO

W efekcie przedstawionych w poprzednim rozdziale analiz wpływu interferencji na transmitowany sygnał sinusoidalny podjęto decyzję o zastosowaniu modulacji częstotliwości do kodowania przesłanych informacji w rozważanym systemie transmisji danych. Złożona charakterystyka kanału podwodnego, rokuje uzyskanie satysfakcjonujących wyników jakości transmisji dla takiej metody modulacji. W bieżącym rozdziale opisano została metoda detekcji sygnału sinusoidalnego w obecności szumu gaussowskiego, która jest realizowana w dziedzinie częstotliwości - w oparciu o wyznaczone widmo gęstości mocy odebranego sygnału. Przeanalizowane zostały warunki detekcji dla jednoczęstotliwościowego sposobu transmisji bitu, w którym obecność wybranej częstotliwości oznacza „1”, a brak tej częstotliwości oznacza „0” (modulacja OOK, która stanowi uproszczenie modulacji ASK). Na końcu rozdziału przedstawione zostało porównanie funkcjonowania proponowanej metody detekcji z systemem dwuczęstotliwościowej transmisji bitu (modulacja BFSK).

5.1. METODA DETEKCJI

W rozważanym systemie transmisji danych zakłada się, że sygnał odebrany ma następującą postać:

$$x(t) = S(t) \sin(2\pi f_r t + \varphi_r) + n(t) \quad , \quad (5.1)$$

gdzie t jest czasem, $S(t)$ – obwiednią sygnału, f_r – jego częstotliwości, φ_r – jego fazą, a $n(t)$ - białym szumem gaussowskim.

Dla uproszczenia przyjmuje się, że obwiednia sygnału sinusoidalnego ma kształt prostokątny o czasie trwania τ . Amplituda obwiedni $S(t)$ wynosi S_0 lub 0 w zależności od wartości przesyłanego bitu.

Różnica między kolejnymi częstotliwościami w nadawanym sygnale jest stała i wynosi Δf . Częstotliwości sygnałów odebranych f_r mogą się różnić od częstotliwości sygnałów nadawanych f_n w wyniku efektu Dopplera. Zakłada się, że maksymalna odchyłka dopplerowska jest mniejsza od $\Delta f/2$. Efekt Dopplera powoduje, że odstęp między ustalonymi częstotliwościami f_r nie jest stały (wzrasta ze wzrostem częstotliwości f_r). Nie ma to jednak wpływu na warunki detekcji, gdyż zmiana odstępów jest bardzo mała.

Pierwszym krokiem przetwarzania cyfrowego sygnału odebranego jest jego próbkowanie. Przy założeniu, że próbkowanie to odbywa się z częstotliwością f_s , sygnał dyskretny ma postać:

$$x(m) = S(m) \sin \left[2\pi \frac{f_r}{f_s} m + \varphi_r \right] + n(m) \quad , \quad (5.2)$$

gdzie $m=1, 2, \dots, M$ jest numerem próbki, a M jest największą liczbą naturalną mniejszą od τf_s .

Następnym krokiem przetwarzania sygnałów jest obliczanie dyskretnej transformaty Fouriera. Wynikiem obliczeń jest dyskretne widmo $X(k)$, które można zapisać symbolicznie jako:

$$X(k) = \mathfrak{F}\{x(m)\} = \sum_{m=1}^M x(m) \cdot \exp \left[-j2\pi \frac{(m-1)(k-1)}{M} \right] . \quad (5.3)$$

Numerowi prążka widma k odpowiada częstotliwość f_k równa [43]:

$$f_k = \frac{k-1}{M} f_s , \quad (5.4)$$

dla $k \leq M/2$.

Kolejną, trzecią operacją jest wyznaczanie widma gęstości mocy $y(k)$ sygnału dyskretnego. Jest ono równe:

$$y(k) = |X(k)|^2 . \quad (5.5)$$

Widmo $y(k)$ dzielone jest następnie na r węższych pasm według następującego algorytmu:

$$y(k, r) = y(k), \quad k_r - k_\Delta + 1 \leq k \leq k_r + k_\Delta , \quad (5.6)$$

gdzie

$$k_r = \left\lfloor \frac{f_r}{f_s} M \right\rfloor \quad (5.7)$$

oraz

$$k_\Delta = \left\lfloor \frac{\Delta f}{2 f_s} \right\rfloor , \quad (5.8)$$

przy czym przyjmuje się w tym miejscu, że $f_r = f_n$, a operator $[x]$ oznacza największą liczbę całkowitą mniejszą lub równą zmiennej x .

Ostatnią operacją jest detekcja progowa, która polega na podejmowaniu decyzji binarnych oddzielnie w każdym wąskim paśmie r według następującej zasady:

- jeżeli przynajmniej jeden prążek k spełnia nierówność $y(k, r) \geq y_p$ to wartość logiczna r -tego bitu wynosi „1”,
- jeżeli wszystkie prążki k spełniają nierówność $y(k, r) < y_p$ to wartość logiczna r -tego bitu wynosi „0”.

Jak widać decyzje wzajemnie się wykluczają, co oznacza, że można testować tylko jedną z nierówności – w praktyce najczęściej pierwszą.

Podczas realizacji detekcji w każdym z r wąskich pasm możemy spotkać się z trzema typowymi wariantami.

- W analizowanym paśmie, oczekiwanej częstotliwości f_r odpowiada pojedynczy prążek widma, gdyż w czasie obserwacji mieści się dokładnie całkowita liczba okresów. Wysokość tego prążka nie zależy do fazy sygnału. Przy braku szumu, wysokość prążka powinna wynosić $(M/2)^2$. Z względu na obecność szumu wysokość prążka jest przypadkowa.
- W analizowanym paśmie, oczekiwanej częstotliwości f_r odpowiada kilka prążków widma, gdyż w czasie obserwacji nie mieści się całkowita liczba okresów sygnału sinusoidalnego.

Wysokości poszczególnych prążków zależą od wartości częstotliwości f_r , przypadkowej fazy φ_r oraz od wariancji szumów.

- W analizowanym paśmie, występują praktycznie wyłącznie prążki szumu. Ich wysokość jest przypadkowa i zależy od wariancji szumu i liczby prążków widma.

Analizując te warianty można dokonać spostrzeżenia, że przyjęcie wysokości progu detekcji y_p może w sposób zasadniczy wpływać na wyniki detekcji. Może to doprowadzić do sytuacji, kiedy to nieznaczna zmiana wysokości progu prowadzi do podjęcia błędnej decyzji.

Można stwierdzić, że dyskretne widmo gęstości mocy $y(k)$ poddane detekcji progowej jest wielowymiarowym procesem stochastycznym o następujących zmiennych losowych:

- amplitudzie S sygnałów sinusoidalnych, która zależy od nieznanych warunków propagacji dźwięku w kanale podwodnym,
- częstotliwości f_r , na której wartość wpływa efekt Dopplera zależny od nieznanej w odbiorniku prędkości przemieszczania się odbiornika względem nadajnika,
- fazie φ_r , na której wartość mają wpływ czynniki podane wyżej oraz dodatkowo przypadkowy moment rozpoczęcia obserwacji,
- szumie $n(t)$ emitowanym w kanale podwodnym i na wejściu odbiornika.

Traktowanie wszystkich wymienionych wielkości jako zmiennych losowych może doprowadzić do nadmiernego skomplikowania analizy. Z tego względu należy zająć się najpierw zbadaniem własności widma gęstości mocy sygnału sinusoidalnego o losowej amplitudzie, częstotliwości i fazie. Wynikiem analizy powinna być odpowiedź na pytanie, które z wymienionych zmiennych można uznać za deterministyczne bez istotnego wpływu na warunku detekcji.

5.2. DYSKRETNE WIDMO GĘSTOŚCI MOCY SYGNAŁU SINUSOIDALNEGO

Niech $s(m)$ będzie dyskretnym sygnałem sinusoidalnym otrzymanym w wyniku próbkowania, który można ogólnie zapisać jako:

$$s(m) = S(m) \sin \left[2\pi \frac{f(m)}{f_s} m + \varphi(m) \right] . \quad (5.9)$$

Zmiennymi losowymi są tu próbki obwiedni sygnału $S(m)$, częstotliwość $f(m)$ i faza $\varphi(m)$. Pierwszym uproszczeniem, które można poczynić jest założenie, że w czasie obserwacji sygnału równemu τ , wartości amplitudy, częstotliwości i fazy nie są przypadkowe, lecz stałe. Jest to uzasadnione wtedy, gdy czas τ jest dostatecznie krótki. Założenie to jest równoznaczne z sytuacją, kiedy w czasie τ nie występuje modulacja amplitudy, częstotliwości i fazy.

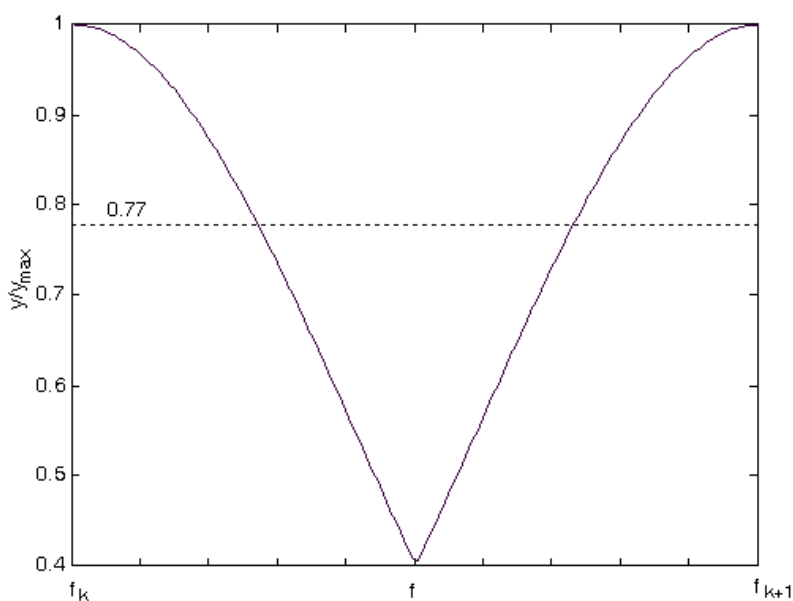
Amplituda obwiedni S_0 jest na ogół wielkością nieznaną w odbiorniku. Ze względu na omówione wcześniej warunki propagacji powinna być traktowana jako zmienna losowa. Przy takim podejściu uzyskanie praktycznie użytecznych wyników analizy jest jednak trudne. Na przeszkodzie stoi bowiem w większości przypadków brak możliwości uzyskania ogólnego opisu statystycznego zmian amplitudy sygnałów. Brak ten jest spowodowany dużą liczbą czynników środowiskowych wpływających na wielkość amplitudy. Z konieczności należy się ograniczyć do oszacowania średniej wartości amplitudy i potraktować ją w pierwszym

podejściu jako wielkość deterministyczną. W następnym kroku możliwe jest oszacowanie spodziewanego wpływu fluktuacji amplitudy na warunki detekcji.

W opisaney wyżej metodzie detekcji znajomość częstotliwości f sygnału nie jest potrzebna, jeżeli jest ona tylko zawarta w określonym paśmie częstotliwości. Szerokość pasma można wyznaczyć znając maksymalną prędkość przemieszczania się nadajnika względem odbiornika. Istotny jest natomiast wpływ częstotliwości na maksymalną wysokość prążka dyskretnego widma gęstości mocy. Z własności dyskretnego przekształcenia Fouriera wynika, że maksymalna wysokość prążka widma zależy nie tylko od amplitudy sygnału sinusoidalnego i liczby próbek sygnału w czasie jego obserwacji, ale i od położenia częstotliwości f na skali częstotliwości dyskretnych. I tak, dyskretne częstotliwości prążków widma opisane są zależnością:

$$f_k = (k - 1) \frac{f_s}{M} \quad . \quad (5.10)$$

Częstotliwość f przyjmuje z jednakowym prawdopodobieństwem wartości zawarte między f_k i f_{k+1} . Na granicach tego przedziału wysokość prążka widma gęstości mocy jest maksymalna i wynosi $(S_0 M / 2)^2$ bez względu na fazę sygnału.



Rys. 5.1. Znormalizowany rozkład wysokości prążków widma gęstości mocy w funkcji częstotliwości (faza $\varphi=0$).

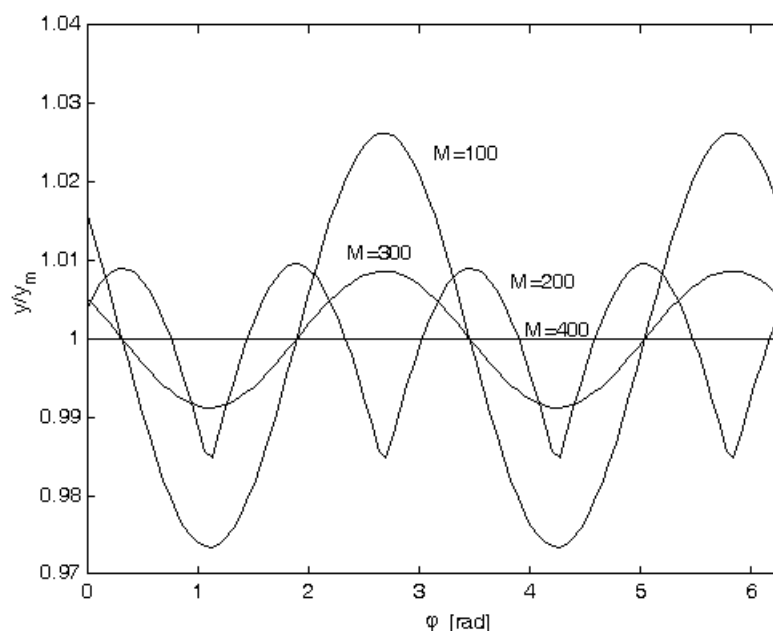
Wewnątrz tego przedziału maksymalna wysokość prążka jest zawsze mniejsza, lecz nie mniejsza niż $(S_0 M / \pi)^2$. Rozkład wysokości prążków widma w funkcji zmian częstotliwości f pokazano na Rys. 5.1.

Wartość średnia tego rozkładu maksymalnej wysokości prążka wynosi $0.77 \cdot (S_0 M / 2)^2$. Rozkład pokazany na Rys. 5.1. opisany jest kwadratem funkcji $\sin(x)/x$ w granicach od 0 do $\pi/2$. Wartość średnią wyznacza się z sinusa całkowego.

W celu zbadania wpływu przypadkowej fazy na maksymalną wysokość prążka widma gęstości mocy należy przyjąć, że rozkład fazy jest stały w granicach od 0 do 2π . Przy takim

założeniu można wyznaczyć numerycznie rozkład maksymalnej wysokości prążka widma gęstości mocy w funkcji zmian fazy. Na Rys. 5.2 pokazano takie rozkłady dla pewnej stałej częstotliwości f , stałej częstotliwości próbkowania f_s i kilku liczb próbek M .

Pokazany na rysunku przykład potwierdza ogólną regułę, że wpływ fazy sygnału sinusoidalnego na wysokość największego prążka jest nieznacząca i może być pomijany w dalszej analizie. Wpływ ten jest tym mniejszy, im większa jest liczba próbek sygnału M .



Rys. 5.2. Znormalizowane względem wartości średnich rozkłady maksymalnej wysokości prążków w funkcji fazy.

Przeprowadzona analiza prowadzi do wniosku, że zmiany wysokości największego prążka widma sygnału sinusoidalnego spowodowane przypadkowymi wartościami częstotliwości i fazy zawarte są w stosunkowo niewielkich granicach. Za granice te można uznać maksymalną wysokość prążka równą $(S_0 M/2)^2$ i minimalną wysokość prążka wynoszącą $(S_0 M/\pi)^2$. Maksymalna wysokość prążka występuje dla częstotliwości $f=f_k$, zaś minimalna – dla częstotliwości bliskiej $f \cong (f_k + f_{k+1})/2$. Warunki detekcji można wyznaczyć dla obu częstotliwości zakładając, że sygnał sinusoidalny i jego widmo gęstości mocy mają charakter deterministyczny. Otrzymane wyniki można w konsekwencji traktować jako najlepsze i najgorsze z możliwych. Taka metoda analizy wykorzystywana została w dalszych rozważaniach.

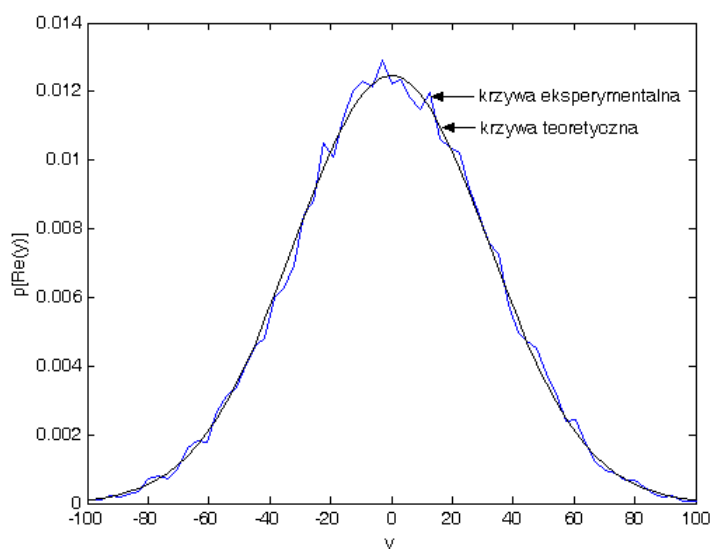
5.3. DYSKRETNE WIDMO GĘSTOŚCI MOCY SZUMU

W teorii sygnałów ciągłych przyjmuje się, że szum biały ma stałą widmową gęstość mocy w nieskończonym zakresie częstotliwości. Fakt ten determinuje pytanie, czy dyskretne widmo gęstości mocy próbek szumu ma również jednakową wysokość prążków. Odpowiedź twierdząca byłaby równoznaczna z tezą, że dyskretne widmo gęstości mocy szumów nie jest procesem stochastycznym. Tym samym problem detekcji byłby jedynie zagadnieniem deterministycznym. W tym punkcie zostanie wykazane, że dyskretne widmo mocy szumu

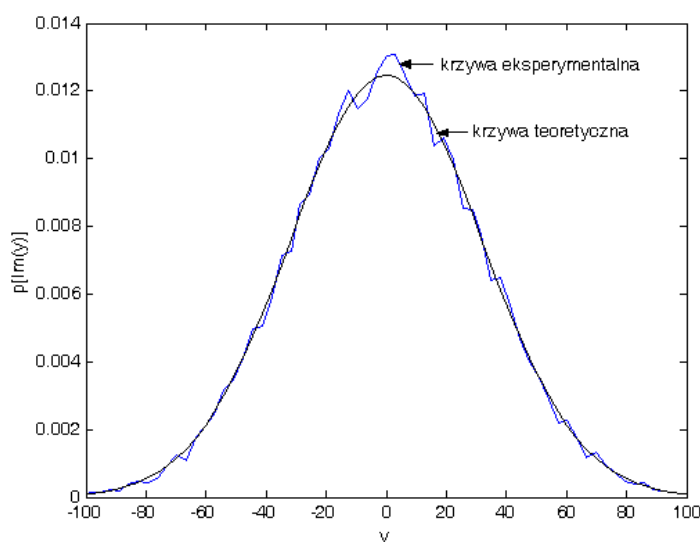


białego jest procesem stochastycznych. Widmo dyskretne nie jest bowiem wyznaczone w nieskończonym czasie, lecz w stosunkowo krótkim jego przedziale. Ponadto szum dyskretny ma zawsze ograniczone pasmo do $f_s/2$, co jednakże nie ma wpływu na jego stochastyczny charakter. Przedstawione niżej wyniki eksperymentów numerycznych wykazują prawdziwość hipotezy o stochastycznym charakterze widma mocy szumu białego.

W pierwszym kroku wyznaczony zostanie rozkład wysokości prążków części rzeczywistej i urojonej widma dyskretnego $N(k)$. W tym celu zakłada się, że k_0 jest dowolnym numerem prążka widma, a otrzymane w wyniku wykonania 20000 prób rozkłady pokazano na Rys. 5.3 i Rys. 5.4.



Rys. 5.3. Rozkład prawdopodobieństwa wysokości prążka części rzeczywistej widma gęstości mocy szumu ($\sigma=2$, $M=512$).



Rys. 5.4. Rozkład prawdopodobieństwa wysokości prążka części urojonej widma gęstości mocy szumu ($\sigma=2$, $M=512$).

Na tych samych rysunkach zamieszczono krzywe teoretyczne rozkładu gaussowskiego. Jak widać, nie ma istotnych różnic między krzywymi eksperymentalnymi i teoretycznymi, co wskazuje na gaussowski rozkład wysokości prążków części rzeczywistej i urojonej widma szumów.

Z eksperymentów numerycznych wynika ponadto, że wartość średnia obu rozpatrywanych procesów jest zerowa, a wariancje są jednakowe i wynoszą:

$$\sigma_{NRI}^2 = \frac{\sigma^2 M}{2} \quad , \quad (5.11)$$

gdzie σ jest odchyleniem standardowym szumu $n(m)$, a M jest liczbą próbek szumu i jednocześnie liczbą prążków widma.

Warto także zauważyć, że analogiczne wyniki uzyskuje się wyznaczając rozkłady gęstości prawdopodobieństwa i ich parametry ze wszystkich prążków widma obliczonego z jednej próby. Można zatem powiedzieć, że rozpatrywane procesy są *ergodyczne* w tym samym sensie, który dotyczy procesów zachodzących w czasie. Wykorzystanie tej własności prowadzi do bardzo znacznego skrócenia obliczeń, jednakże pod warunkiem, że liczba próbek szumu jest bardzo duża (przyjmowanej rzędu liczby realizacji).

Znając własności statystyczne części rzeczywistej i urojonej widma szumu można wyznaczyć rozkład gęstości prawdopodobieństwa widma gęstości mocy szumu $y(k)$, bowiem:

$$y(k) = |N(k)|^2 = \text{Re}[N(k)]^2 + \text{Im}[N(k)]^2 \quad . \quad (5.12)$$

Proces stochastyczny opisujący widmową gęstość mocy szumu jest więc sumą kwadratów dwóch procesów gaussowskich. Z teorii procesów gaussowskich wynika, że jest to proces wykładniczy opisany wzorem [69]:

$$p(y) = \frac{1}{2\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma_N^2}\right) \quad . \quad (5.13)$$

Wartość średnia tego procesu wynosi

$$\bar{y}_N = 2\sigma_{NRI}^2 \quad , \quad (5.14)$$

a odchylenie standardowe

$$\sigma_N = 2\sigma_{NRI}^2 \quad . \quad (5.15)$$

Odchylenie standardowe jest więc równe wartości średniej procesu.

Wstawiając wyznaczoną wyżej (5.11) wartość wariancji otrzymuje się:

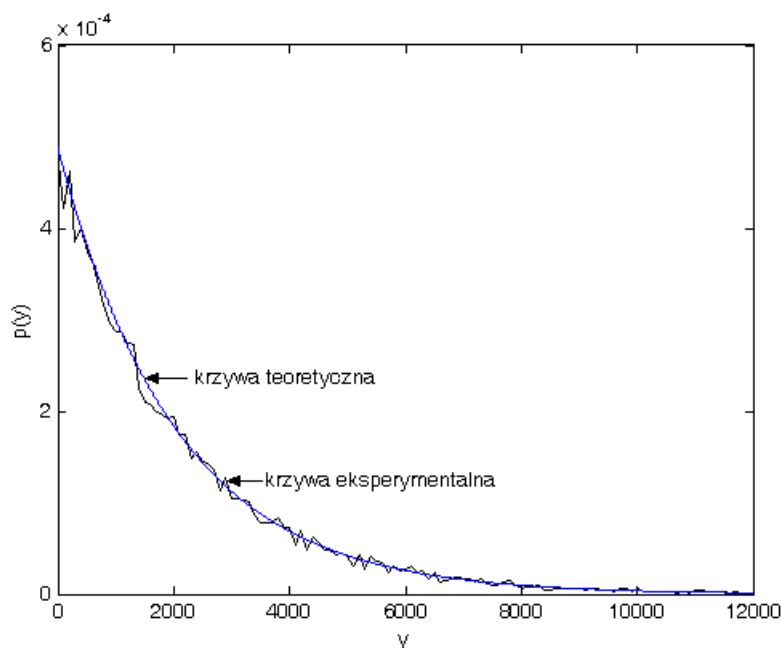
$$\bar{y}_N = \sigma_N = \sigma^2 M \quad . \quad (5.16)$$

Wzór (5.13) można więc zapisać jako:

$$p(y) = \frac{1}{\sigma^2 M} \exp\left(-\frac{y}{\sigma^2 M}\right) \quad . \quad (5.17)$$



Podane wyżej zależności teoretyczne znajdują pełne potwierdzenie w eksperymentach numerycznych. Przykładowy wynik takiego eksperymentu – z zachowaniem warunków przy, których wykonano Rys. 5.3 i Rys. 5.4 – pokazano na Rys. 5.5.



Rys. 5.5. Rozkład gęstości prawdopodobieństwa prążków widma gęstości mocy szumu ($\sigma=2$, $M=512$).

5.4. ROZKŁAD WIDMA GĘSTOŚCI MOCY SYGNAŁU SINUSOIDALNEGO Z SZUMEM

Odebrany sygnał $x(t)$ może być opisany jako suma sygnałów sinusoidalnych o kilku ustalonych częstotliwościach. Problem detekcji w dziedzinie częstotliwości można rozpatrywać oddzielnie dla każdego sygnału sinusoidalnego, gdyż wysokość prążków widma gęstości mocy sygnału sinusoidalnego o zadanej częstotliwości nie zależy od widma pozostałych sygnałów sinusoidalnych.

Można zatem zapisać dyskretny sygnał odebrany w pewnym przedziale czasu $x(m)$ jako sumę sygnału sinusoidalnego $s(m)$ i białego szumu gaussowskiego $n(m)$:

$$x(m) = S_0 \sin \left[2\pi \frac{f_0}{f_s} m + \varphi_r \right] + n(m) = s(m) + n(m) \quad . \quad (5.18)$$

Sygnał ten poddawany jest dyskretnemu przekształceniu Fouriera, w wyniku którego otrzymuje się jego dyskretne widmo:

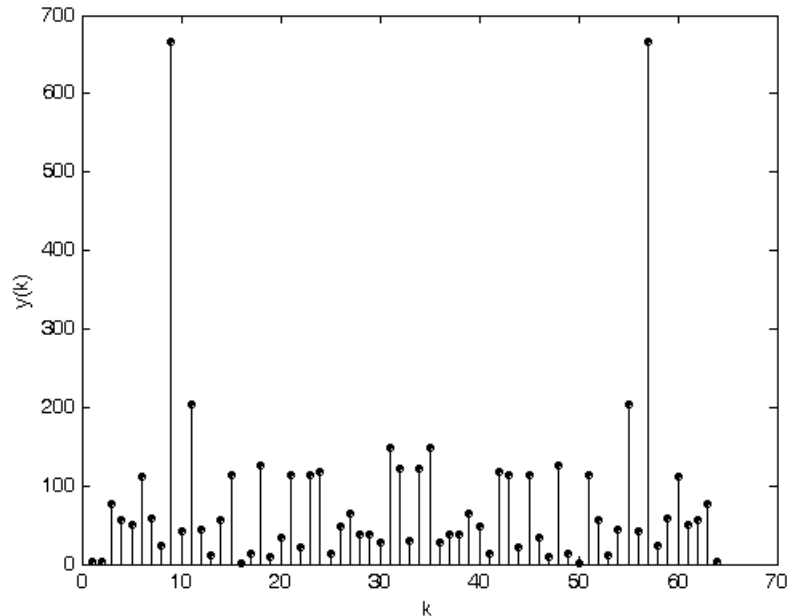
$$X(k) = \mathfrak{F}\{x(m)\} = \mathfrak{F}\{s(m)\} + \mathfrak{F}\{n(m)\} = S(k) + N(k) \quad , \quad (5.19)$$

gdzie k jest numerem prążka widma.

Dyskretne widmo gęstości mocy można zapisać jako:

$$y(k) = X(k) \cdot X^*(k) = |S(k)|^2 + S(k)N^*(k) + S^*(k)N(k) + |N(k)|^2 \quad . \quad (5.20)$$

Na Rys. 5.6 pokazano przykładowe dyskretne widmo gęstości mocy sygnału sinusoidalnego z białym szumem gaussowskim. Widmo to wyznaczono z 64 próbek sygnału sinusoidalnego o częstotliwości 8 razy mniejszej od częstotliwości próbkowania i stosunku sygnału do szumu równego 0.5.



Rys. 5.6. Dyskretne widmo gęstości mocy sygnału sinusoidalnego z białym szumem gaussowskim.

W wyniku elementarnych przekształceń wzoru (5.20) otrzymuje się:

$$y(k) = |S(k)|^2 + 2\{\text{Re}[S(k)]\text{Re}[N(k)] + \text{Im}[S(k)]\text{Im}[N(k)]\} + |N(k)|^2 \quad (5.21)$$

W przypadkach szczególnych:

- sygnał bez szumu $y(k) = |S(k)|^2$, (5.22)

- szum bez sygnału $y(k) = |N(k)|^2$. (5.23)

W celu rozpatrzenia przypadku odbioru sygnału sinusoidalnego łącznie z szumem przyjmuje się, że częstotliwości sygnału sinusoidalnego f_0 odpowiada dokładnie prążek widma o numerze k_0 . Oznacza to, że oba parametry spełniają równanie (5.10).

Korzystając ze wzoru (5.21), wartości losowe wysokości prążka widma gęstości mocy o numerze k_0 można zapisać jako:

$$y(k_0) = |S(k_0)|^2 + 2\{\text{Re}[S(k_0)]\text{Re}[N(k_0)] + \text{Im}[S(k_0)]\text{Im}[N(k_0)]\} + |N(k_0)|^2 \quad (5.24)$$

Pierwszy składnik powyższej sumy ma wartość stałą, która jest jednocześnie wartością średnią rozkładu. Jest ona równa:

$$\bar{y}_{SN} = |S(k_0)|^2 = \left(\frac{S_0 M}{2} \right)^2, \quad (5.25)$$

gdzie S_0 jest amplitudą sygnału sinusoidalnego.

Z dokonanej wyżej analizy widma szumów wynika, że drugi składnik we wzorze (5.24) opisuje kombinację liniową dwóch jednakowych procesów gaussowskich o zerowej wartości średniej. Z [69] wiadomo, że kombinacja taka jest także procesem gaussowskim o wartości średniej równej zeru i wariancji, która jest sumą wariancji obu procesów. Korzystając ze wzorów (5.11) i (5.25) otrzymuje się:

$$\begin{aligned} \sigma_{SN}^2 &= 4\{\operatorname{Re}[S(k_0)]\sigma_{NRI}\}^2 + 4\{\operatorname{Im}[S(k_0)]\sigma_{NRI}\}^2 = \\ &= 4|S(k_0)|^2 \cdot \sigma_{NRI}^2 = 2\left(\frac{S_0 M}{2}\right)^2 \sigma^2 M \end{aligned} \quad (5.26)$$

Trzeci składnik sumy we wzorze (5.24) opisuje proces wykładniczy, którego wariancja ma wartość wynikającą ze wzorów (5.11) i (5.15). Jest ona równa:

$$\sigma_N^2 = \sigma^4 M^2. \quad (5.27)$$

Niech wejściowy stosunek sygnału do szumu będzie wyrażony jako:

$$SNR_i = \frac{S_0^2}{2\sigma^2}. \quad (5.28)$$

Ze wzorów (5.26) i (5.27) wynika, że iloraz wyznaczonych wyżej wariancji wynosi:

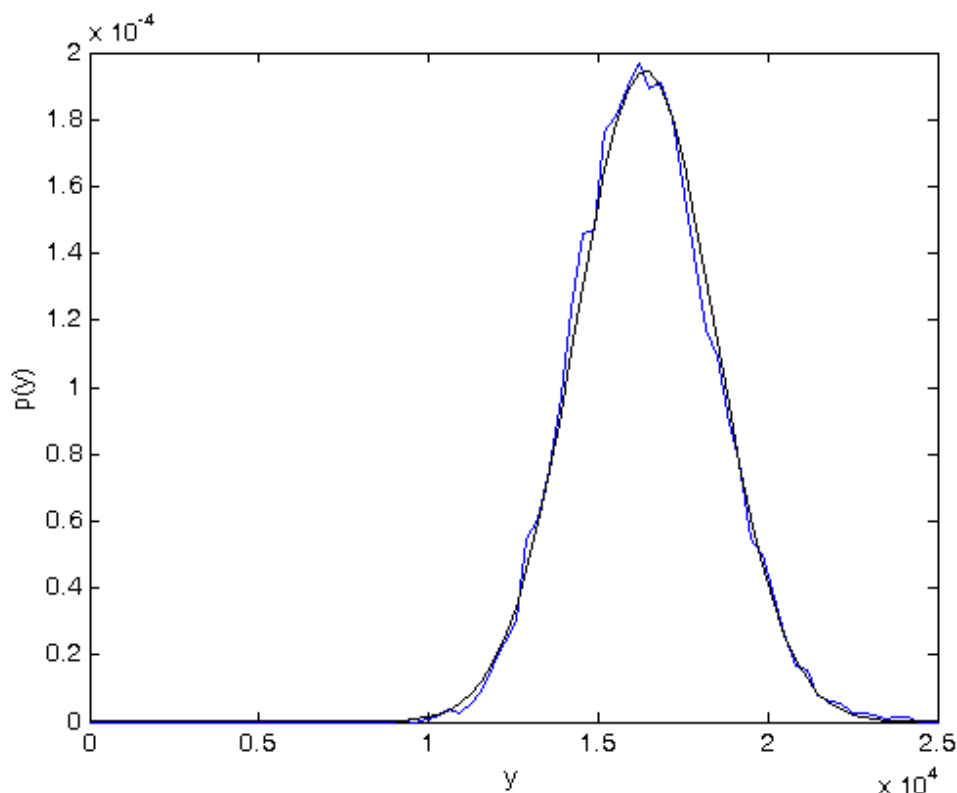
$$\frac{\sigma_{SN}^2}{\sigma_N^2} = \frac{S_0^2}{2\sigma^2} M = SNR_i \cdot M. \quad (5.29)$$

Z powyższej zależności widać, że ze wzrostem wejściowego stosunku sygnału do szumu i wzrostem liczby prążków widma maleje wpływ trzeciego składnika widma gęstości mocy szumów, czyli procesu wykładniczego. Dla dostatecznie dużej wartości iloczynu $SNR_i \cdot M$ można przyjąć w uproszczeniu, że proces opisujący wysokość prążka widma o numerze k_0 jest procesem gaussowskim o niezerowej wartości średniej, danej wzorem (5.25) - poprawność tego założenia potwierdzają wyniki eksperymentów numerycznych. Przykładowy wynik takiego eksperymentu pokazano na Rys. 5.7. Na rysunku zamieszczono także krzywą teoretyczną rozkładu Gaussa o parametrach obliczonych ze wzorów (5.25) i (5.26). Odnośnie określenia dostatecznie dużej wartości iloczynu $SNR_i \cdot M$ należy dodać, że w toku przeprowadzonych eksperymentów numerycznych wykazano, że za dużą wartość tego iloczynu można uznać liczby rzędu 200 i większe.

Zbieżność eksperymentalnie wyznaczonego rozkładu gęstości prawdopodobieństwa z rozkładem gaussowskim jest duża; teoretyczna wartość średniej wynosi 16384, a eksperymentalna 16527, zaś wariancje mają odpowiednio wartość $4.19 \cdot 10^6$ i $4.21 \cdot 10^6$.

Wpływ stosunku sygnału do szumu na rozkład prawdopodobieństwa wysokości prążka widma gęstości mocy wydaje się oczywista. Komentarza wymaga natomiast oddziaływanie

liczby prążków widma na ten rozkład. Wynika ono z filtrującego wpływu dyskretnej transformacji Fouriera na wyjściowy stosunek sygnału do szumu. Na wysokość analizowanego prążka widma oddziałuje bowiem tylko szum zawarty w paśmie częstotliwości o szerokości f_s/M , gdzie f_s jest częstotliwością próbkowania [69]. Wzrost liczby prążków widma M poprawia zatem wyjściowy stosunek sygnału do szumu, który decyduje o analizowanym rozkładzie prawdopodobieństwa.

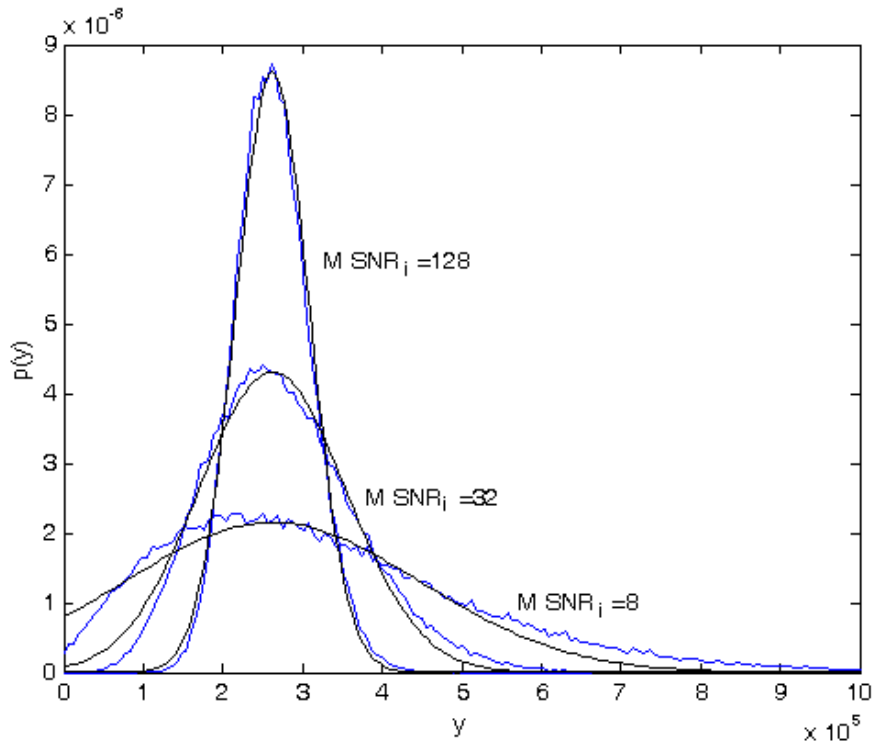


Rys. 5.7. Rozkład gęstości prawdopodobieństwa wysokości prążka widma gęstości mocy ($S_0=2$, $\sigma=1$, $M=128$, $M \cdot SNR_i=256$).

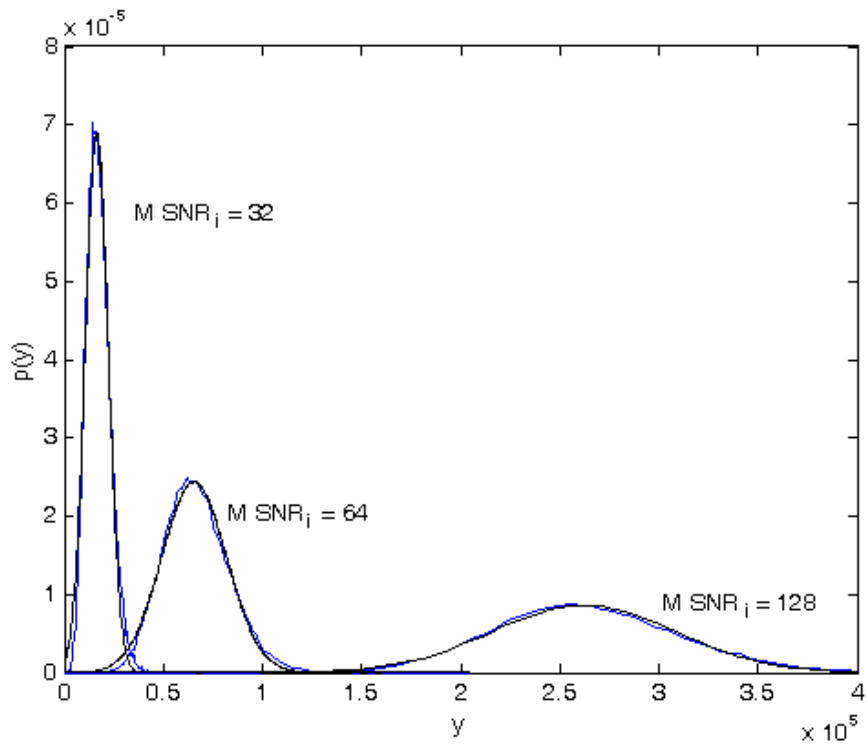
Przy mniejszym iloczynie $SNR_i \cdot M$, zastosowane wyżej uproszczenie przestaje być uprawnione. Teoretyczny rozkład gęstości prawdopodobieństwa w takiej sytuacji jest opisany w [54], a na Rys. 5.8, Rys. 5.9 i Rys. 5.10 pokazano przykładowe rozkłady wyznaczone numerycznie dla kilku wartości $SNR_i \cdot M$. Na Rys. 5.8 parametrem jest odchylenie standardowe szumów, zaś amplituda sygnału S_0 i liczba prążków widma M są stałe. Na Rys. 5.9 zmienia się liczba prążków M , a na Rys. 5.10 – amplituda sygnału S_0 .

Analiza zamieszczonych rysunków potwierdza wcześniej sformułowane twierdzenie, że o charakterze rozkładu wysokości prążka widma gęstości mocy odpowiadającego częstotliwości sygnału sinusoidalnego decyduje iloczyn $SNR_i \cdot M$. Asymetria pogłębia się, gdy iloczyn $SNR_i \cdot M$ maleje, bez względu na indywidualne zmiany parametrów S_0 , σ lub M . Odstępstwa od rozkładu Gaussa są wyraźne głównie w zakresie małych wartości zmiennej losowej y . Jak zostanie wykazane dalej, zakres zmiennej y w dużym stopniu decyduje o błędach transmisji.

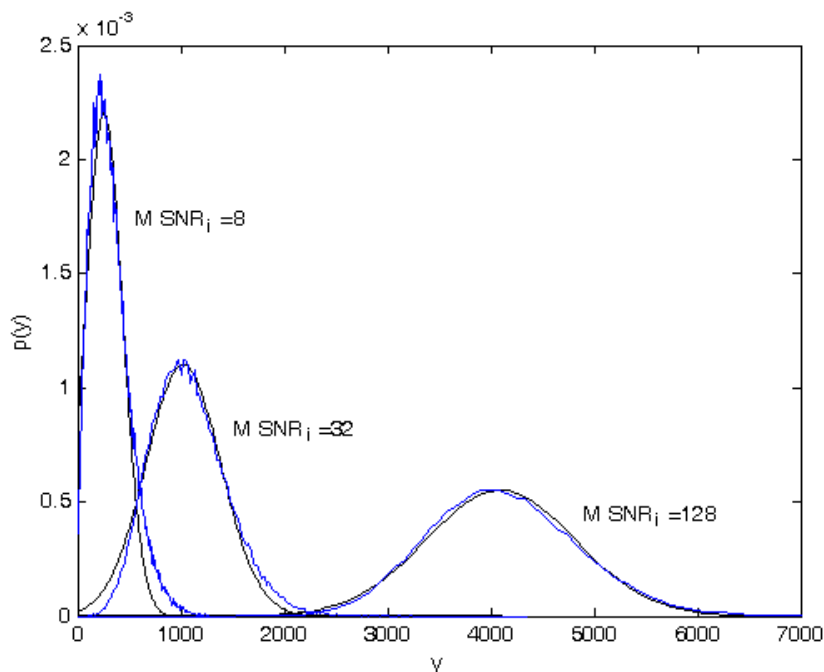




Rys. 5.8. Rozkład gęstości prawdopodobieństwa wysokości prążka widma gęstości mocy ($S_0=16$, $M=64$, $\sigma=\{8, 16, 32\}$).



Rys. 5.9. Rozkład gęstości prawdopodobieństwa wysokości prążka widma gęstości mocy ($S_0=16$, $\sigma=8$, $M=\{16, 32, 64\}$).



Rys. 5.10. Rozkład gęstości prawdopodobieństwa wysokości prążka widma gęstości mocy ($M=64$, $\sigma=1$, $S_0 = \{0.5, 1, 2\}$).

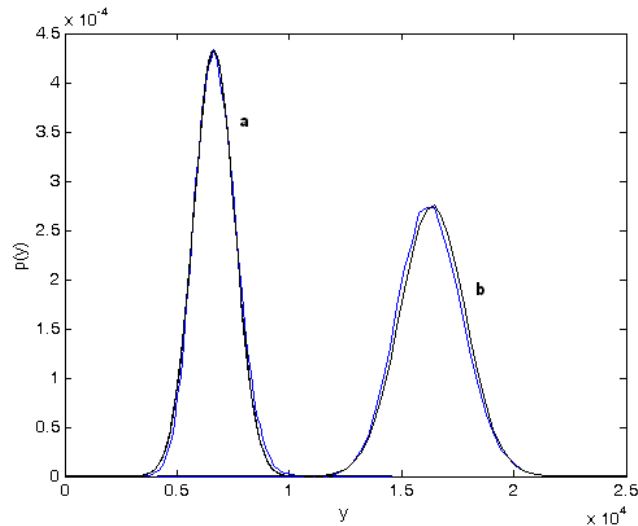
Podane wyżej zależności dotyczą szczególnego przypadku, gdy częstotliwość f_0 sygnału sinusoidalnego odpowiada dokładnie częstotliwości prążka widma k_0 . Należałoby określić w jaki sposób rezygnacja z tego warunku wpływa na rozkład wysokości maksymalnego prążka widma. Niech f_0 będzie wybraną częstotliwością, która jest w przybliżeniu równa $f_0 \approx (f_k + f_{k+1})/2$. Przy braku zakłóceń dla takiej częstotliwości otrzymuje się dwa prążki o jednakowej wysokości równej $(S_0 M / \pi)^2$. Wybiera się jeden z tych prążków i wyznacza gęstość rozkładu prawdopodobieństwa jego wysokości, wykonując 100000 prób. Wynik obliczeń numerycznych gęstości rozkładu prawdopodobieństwa wysokości jednego z tych prążków, uzyskany podczas 100000 prób oraz odpowiednią krzywą teoretyczną pokazane są na Rys. 5.11 – krzywa a. Na tym samym rysunku – dla porównania – zamieszczono rozkład wyznaczony eksperymentalnie i rozkład teoretyczny dla prążka o częstotliwości f_0 , zgodnej z częstotliwością dyskretną f_k – krzywa b.

Ze względu na mniejszą wysokość prążka maleje wartość średnia rozkładu i jego wariancja. Są one – zgodnie ze wzorami (5.25) i (5.26) – odpowiednio równe:

$$\bar{y}_{SN} = \left(\frac{S_0 M}{\pi} \right)^2, \quad (5.30)$$

$$\sigma_{SN}^2 = 2 \left(\frac{S_0 M}{\pi} \right)^2 \sigma^2 M. \quad (5.31)$$

W pokazanym przykładzie wartość średnia rozkładu dla prążka maksymalnego wynosi 16384, a dla minimalnego 6640. Wariancje mają wartości 128 razy większe od podanych liczb.



Rys. 5.11. Rozkład wysokości prążka widma gęstości mocy: a – minimalnego, b – maksymalnego ($S_0=4$, $\sigma=1$, $M=64$).

5.5. DETEKCYJA PROGOWA SYGNAŁU SINUSOIDALNEGO PRZY DUŻYM STOSUNKU SYGNAŁU DO SZUMU

Dysponując rozkładami gęstości prawdopodobieństwa dyskretnego widma mocy szumu i sygnału z szumem można wyznaczyć prawdopodobieństwo, z jakim podejmowana jest decyzja o obecności sygnału sinusoidalnego w określonym przedziale czasu i określonym paśmie częstotliwości. Wygodnie jest w tym celu zdefiniować kilka prawdopodobieństw poszczególnych zdarzeń losowych opisujących proces podejmowania decyzji. Prawdopodobieństwa te są używane powszechnie w systemach echolokacyjnych. Wielkość tych prawdopodobieństw ilustruje Rys. 5.12, a ich znaczenia są następujące:

P_{D1} – prawdopodobieństwo detekcji symbolu „1”, czyli przekroczenia progu detekcji y_p , gdy nadany był sygnał sinusoidalny,

P_{FA1} – prawdopodobieństwo fałszywego alarmu symbolu „1”, czyli przekroczenia progu detekcji y_p , gdy nie był nadany sygnał sinusoidalny,

P_{D0} – prawdopodobieństwo detekcji symbolu „0”, czyli nie przekroczenia progu detekcji y_p , gdy nie był nadany sygnał sinusoidalny,

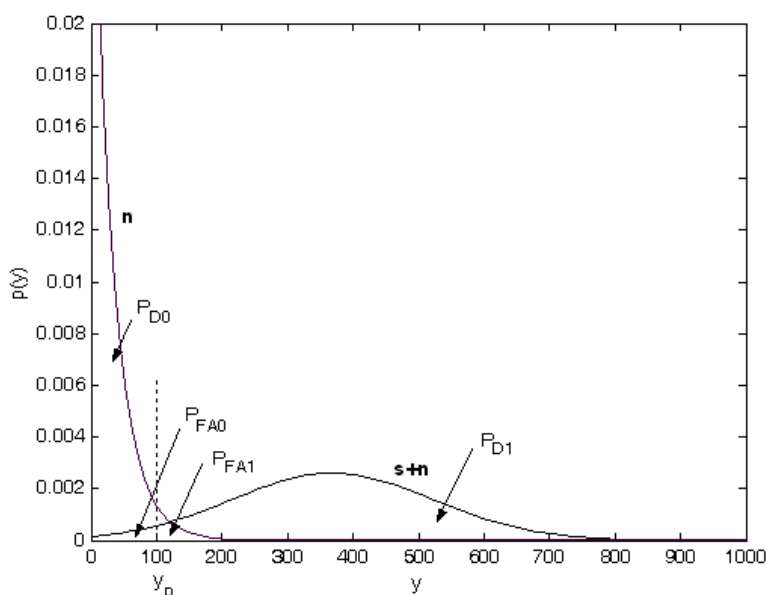
P_{FA0} – prawdopodobieństwo fałszywego alarmu symbolu „0”, czyli przekroczenia progu detekcji y_p , gdy nie był nadany sygnał sinusoidalny.

Prawdopodobieństwa te są równe polom powierzchni ograniczonych przez próg detekcji y_p i odpowiednie krzywe rozkładów gęstości prawdopodobieństwa.

Ponieważ pola powierzchni pod oboma krzywymi są równe 1, więc zachodzą następujące zależności:

$$P_{D1} = 1 - P_{FA0} \quad , \quad (5.32)$$

$$P_{D0} = 1 - P_{FA1} \quad (5.33)$$



Rys. 5.12. Rozkłady gęstości prawdopodobieństwa wysokości prążka widma gęstości mocy: n – szumu, $s+n$ – sygnału z szumem.

W rozpatrywanym tu systemie komunikacyjnym istotne jest prawdopodobieństwo błędów transmisji. Prawdopodobieństwo błędu P_{B1} to prawdopodobieństwo podjęcia decyzji o odbiorze symbolu „0”, gdy wysłany został symbol „1”. Analogicznie, prawdopodobieństwo błędu P_{B0} jest prawdopodobieństwem podjęcia decyzji o odbiorze symbolu „1”, gdy w rzeczywistości był przekazany symbol „0”. Wartości prawdopodobieństw tych błędów można wyrazić poprzez prawdopodobieństwa P_D i P_{FA} w sposób pokazany w Tab. 5.1.

Tab. 5.1. Wartości prawdopodobieństw błędów P_{B0} , P_{B1} .

Symbol wysłany	Decyzja	Prawdopodobieństwo
1	0	$P_{B1} = 1 - P_{D1} = P_{FA0}$
0	1	$P_{B0} = 1 - P_{D0} = P_{FA1}$

Zakładając, że prawdopodobieństwa występowania symboli „1” i „0” są jednakowe oraz że decyzje są wzajemnie wykluczające się, sumaryczny błąd transmisji jest równy:

$$P_B = 0.5(P_{B0} + P_{B1}) = 0.5(P_{FA1} + P_{FA0}) \quad (5.34)$$

Należy zwrócić uwagę, że wartości prawdopodobieństw P_{B1} i P_{B0} zależą od położenia progu detekcji y_p i w ogólności nie są równe. Przesuwanie progu w kierunku wyższych wartości powoduje zmniejszenie prawdopodobieństwa błędu P_{B0} i zwiększenie prawdopodobieństwa błędu P_{B1} i na odwrót. Od wyboru wartości progu zależy także

sumaryczny błąd transmisji.

W celu wyznaczenia prawdopodobieństw detekcji w funkcji stosunku sygnału do szumu i położenia progu detekcji rozpatrzony zostanie prosty przypadek, kiedy to stosunek sygnału jest na tyle duży, że rozkład prawdopodobieństwa dotyczący odbioru sygnału z szumem można przybliżyć rozkładem gaussowskim. Ponadto należy założyć, że częstotliwość sygnału pokrywa się z dyskretną częstotliwością widma. Jest to – jak to już wcześniej zostało wspomniane – najbardziej korzystny przypadek detekcji. Przy takich warunkach wartości prawdopodobieństwo, że jeden prążek widma szumów przekroczy próg detekcji, jest następujące:

$$P_{N1} = \frac{1}{\sigma^2 M} \int_{y_p}^{\infty} \exp\left(-\frac{y}{\sigma^2 M}\right) dy \quad . \quad (5.35)$$

Przyjmując, że szerokość każdego z analizowanych pasm częstotliwości wynosi B , a częstotliwość próbkowania jest równa f_s . W czasie trwania sygnału τ pobieranych jest M próbek, gdzie $M = \tau f_s$. Pasma częstotliwości o szerokości B zawiera zatem $M_B = (B/f_s) \cdot M$ prążków widma. Ponieważ każdy z M_B prążków może przekroczyć niezależnie próg detekcji z prawdopodobieństwem P_{N1} , więc dla małych wartości P_{N1} prawdopodobieństwo błędu P_{B0} wynosi:

$$P_{B0} \cong M_B \cdot P_{N1} \quad . \quad (5.36)$$

Dla większych wartości P_{N1} prawdopodobieństwo błędu można wyznaczyć według *schematu Bernoullego* [17] i wynosi ono $P_{B0} = 1 - (1 - P_{N1})^{M_B}$.

Korzystając ze wzoru (5.35) uzyskuje się:

$$P_{B0} = \frac{B}{\sigma^2 f_s} \int_{y_p}^{\infty} \exp\left(-\frac{y}{\sigma^2 M}\right) dy \quad . \quad (5.37)$$

Powyższe wyrażenie całkowe ma rozwiązanie analityczne o następującej postaci:

$$P_{B0} = \frac{MB}{f_s} \exp\left(-\frac{y_p}{\sigma^2 M}\right) = M_B \exp\left(-\frac{y_p}{\sigma^2 M}\right) \quad . \quad (5.38)$$

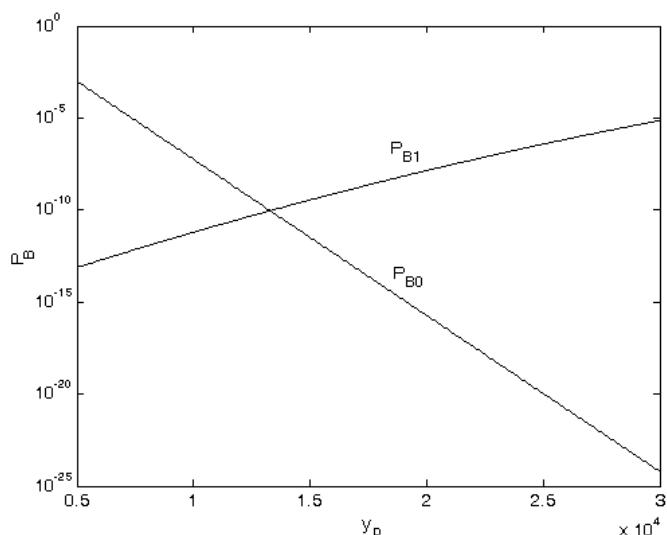
Jak widać, prawdopodobieństwo błędu rośnie ze wzrostem szerokości pasma, w którym obserwowany jest sygnał sinusoidalny lub – inaczej mówiąc – ze wzrostem liczby prążków pokrywających założone pasmo częstotliwości. Minimalna szerokość pasma jest równa odstępowi pomiędzy sąsiednimi prążkami widma. Odstęp ten wynosi f_s/M i wtedy ułamek przed funkcją wykładniczą osiąga wartość minimalną równą jedności – $M_B = 1$. Przyjęcie tak wąskiego pasma wymaga dokładnej znajomości częstotliwości sygnału, co w praktyce jest niemożliwe.

Przy założeniu dużej wartości iloczynu $SNR_i \cdot M$, prawdopodobieństwo błędu P_{B1} opisane jest następującym wzorem:

$$P_{B1} \cong \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{SN}} \int_0^{y_p} \exp\left[-\frac{(y - \bar{y}_{SN})^2}{2\sigma_{SN}^2}\right] dy \quad (5.39)$$

Przyjęto, że dolna granica całkowania wynosi 0, gdyż zawsze $y \geq 0$. Przy takim założeniu $P_{FA0} + P_{D1} \neq 1$, lecz błędy obliczeń nie muszą przyjmować istotnych wartości.

Na Rys. 5.13 pokazano przykładowe wykresy zależności prawdopodobieństw obu błędów od wartości progu detekcji y_p .



Rys. 5.13. Zależność prawdopodobieństw błędów od wysokości progu detekcji, ($\sigma=1$, $S_0=1$, $M=512$, $f_s=512$, $B=16$).

Prawdopodobieństwo błędu wyrażone wzorem (5.39) można zapisać jako:

$$\begin{aligned} P_{B1} &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{SN}^2} \int_0^{y_p} \exp\left[-\frac{(y - \bar{y}_{SN})^2}{2\sigma_{SN}^2}\right] dy = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{SN}^2} \int_0^{y_p} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_{SN}^2}\right) \exp\left(\frac{y\bar{y}_{SN}}{\sigma_{SN}^2}\right) \exp\left(-\frac{\bar{y}_{SN}^2}{2\sigma_{SN}^2}\right) dy \end{aligned} \quad (5.40)$$

Można założyć, że wysokość progu detekcji jest znacznie mniejsza od wartości średniej procesu. Jest to równoważne założeniu małej wartości prawdopodobieństwa P_{B1} i jednocześnie dużego stosunku sygnału do szumu. W przybliżeniu otrzymuje się wyrażenie:

$$P_{B1} \cong \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{SN}^2} \exp\left(-\frac{\bar{y}_{SN}^2}{2\sigma_{SN}^2}\right) \int_0^{y_p} \exp\left(\frac{y\bar{y}_{SN}}{\sigma_{SN}^2}\right) dy \quad (5.41)$$

Po wykonaniu całkowania uzyskuje się:

$$P_{B1} \cong \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{SN}^2} \exp\left(-\frac{\bar{y}_{SN}^2}{2\sigma_{SN}^2}\right) \frac{\sigma_{SN}^2}{\bar{y}_{SN}} \left[\exp\left(\frac{y_p \bar{y}_{SN}}{\sigma_{SN}^2}\right) - 1 \right] \quad (5.42)$$

a podstawieniu wartości średniej ze wzoru (5.25) i wariancji ze wzoru (5.26), po prostych przekształceniach otrzymuje się:

$$P_{B1} \cong \frac{2\sigma}{S_0 \sqrt{\pi M}} \exp\left(-\frac{S_0^2 M}{16\sigma^2}\right) \left[\exp\left(\frac{y_p}{2\sigma^2 M}\right) - 1 \right]. \quad (5.43)$$

Jeżeli oba prawdopodobieństwa błędów mają być małe, to ze wzoru (5.38) wynika, że liczba $y_p/\sigma^2 M$ musi być duża. Tym samym $\exp(y_p/2\sigma^2 M)$ jest liczbą znacznie większą od jedności. W uproszczeniu można więc powyższe wyrażenie zapisać jako:

$$P_{B1} \cong \frac{2\sigma}{S_0 \sqrt{\pi M}} \exp\left(-\frac{S_0^2 M}{16\sigma^2}\right) \exp\left(\frac{y_p}{2\sigma^2 M}\right). \quad (5.44)$$

, co jest równoważne przyjęciu granic całkowania we wzorze (5.40) od $-\infty$ do y_p .

Dysponując zależnościami (5.38) i (5.44) można wyznaczyć wartość progu detekcji y_p , dla której prawdopodobieństwo błędu $P_{B0}=P_{B1}$. Wówczas:

$$\frac{MB}{f_s} \exp\left(-\frac{y_p}{\sigma^2 M}\right) \cong \frac{2\sigma}{S_0 \sqrt{\pi M}} \exp\left(-\frac{S_0^2 M}{16\sigma^2}\right) \exp\left(\frac{y_p}{2\sigma^2 M}\right). \quad (5.45)$$

Po uproszczeniach równania otrzymuje się:

$$1 \cong \frac{2\sigma f_s}{S_0 MB \sqrt{\pi M}} \exp\left(-\frac{S_0^2 M}{16\sigma^2}\right) \exp\left(\frac{3y_p}{2\sigma^2 M}\right). \quad (5.46)$$

Z powyższego równania można wyznaczyć wartość progu detekcji i jest ona w przybliżeniu równa:

$$y_p \cong \frac{S_0^2 M^2}{24} + \frac{\sigma^2 M}{3} \ln\left(\frac{S_0^2 \pi M^3 B^2}{4\sigma^2 f_s^2}\right). \quad (5.47)$$

Dla danych, przy których sporządzone wykresy pokazane na Rys. 5.13, wartość progu detekcji wyznaczona z powyższego wzoru wynosi $y_p=1.29 \cdot 10^4$, natomiast analogiczna wartość obliczona numerycznie jest równa $y_p=1.33 \cdot 10^4$.

W celu analitycznego zapisu prawdopodobieństwa błędu $P_{B0}=P_{B1}$ można przekształcić wzór (5.47) do następującej postaci:

$$\frac{y_p}{\sigma^2 M} \cong \frac{S_0^2 M}{24\sigma^2} + \frac{1}{3} \ln\left(\frac{\pi S_0^2 M^3 B^2}{4\sigma^2 f_s^2}\right). \quad (5.48)$$

Wyrażenie po lewej stronie równania jest wykładnikiem potęgi we wzorze (5.38). Tak więc:

$$\exp\left(-\frac{y_p}{\sigma^2 M}\right) \cong \frac{1}{M} \sqrt[3]{\frac{4\sigma^2 f_s^2}{\pi S_0^2 B^2}} \exp\left(-\frac{S_0^2 M}{24\sigma^2}\right) \quad (5.49)$$

Prawdopodobieństwa błędów są w przybliżeniu równe:

$$P_{B0} = P_{B1} \cong \sqrt[3]{\frac{4\sigma^2 B}{\pi S_0^2 f_s}} \exp\left[-\frac{S_0^2 M}{24\sigma^2}\right] \quad (5.50)$$

Powyższe prawdopodobieństwa można zapisać w funkcji wejściowego stosunku sygnału do szumu $SNR_i = S_0^2 / 2\sigma^2$, a mianowicie:

$$P_{B0} = P_{B1} \cong \sqrt[3]{\frac{2B}{\pi f_s \cdot SNR_i}} \exp\left(-\frac{M \cdot SNR_i}{12}\right) \quad (5.51)$$

lub

$$P_{B0} = P_{B1} \cong \sqrt[3]{\frac{2M_B}{\pi M \cdot SNR_i}} \exp\left(-\frac{M \cdot SNR_i}{12}\right) \quad (5.52)$$

gdzie M_B jest liczbą prążków widma w paśmie o szerokości B .

Dla danych odnoszących się do Rys. 5.13, wartość błędów obliczona z powyższego wzoru wynosi $P_{B0} = P_{B1} = 1.8 \cdot 10^{-10}$ i nie różni się praktycznie od wartości wyznaczonej numerycznie. Zgodnie z oczekiwaniami, prawdopodobieństwa błędów maleją ze wzrostem wejściowego stosunku sygnału do szumu i liczby prążków widma, która to liczba, przy ustalonej częstotliwości próbkowania, rośnie wraz ze wzrostem czasu trwania sygnału.

Dla minimalnej szerokości pasma równej odstępom między sąsiednimi prążkami widma otrzymuje się najmniejsze błędy, które są w przybliżeniu równe:

$$P_{B0} = P_{B1} \cong \sqrt[3]{\frac{2}{\pi M \cdot SNR_i}} \exp\left(-\frac{M \cdot SNR_i}{12}\right) \quad (5.53)$$

Na Rys. 5.14 pokazano zależność prawdopodobieństw błędów w funkcji iloczynu $M \cdot SNR_i$, gdzie parametrem jest liczba prążków widma M_B w paśmie o szerokości B .

Zależność wielkości prawdopodobieństwa błędów, które są miarą jakości detekcji, od iloczynu $M \cdot SNR_i$ skłania – przez analogię z innymi systemami – do przypuszczenia, że iloczyn ten ma bezpośredni związek z wyjściowym stosunkiem sygnału do szumu. Stosunek ten wyraża się wzorem:

$$SNR_o = \frac{\bar{y}_{SN}^{-2}}{\sigma_{SN}^2} \quad (5.54)$$

Jeżeli pasmo B ma szerokość równą odstępowi sąsiednich prążków widma, to na podstawie wzorów (5.25) i (5.26) otrzymuje się:

$$SNR_o = \frac{(S_0 M / 2)^4}{2(S_0 M / 2)^2 \sigma^2 M} = \frac{M}{4} \frac{S_0^2}{2\sigma^2} = \frac{M}{4} SNR_i \quad (5.55)$$

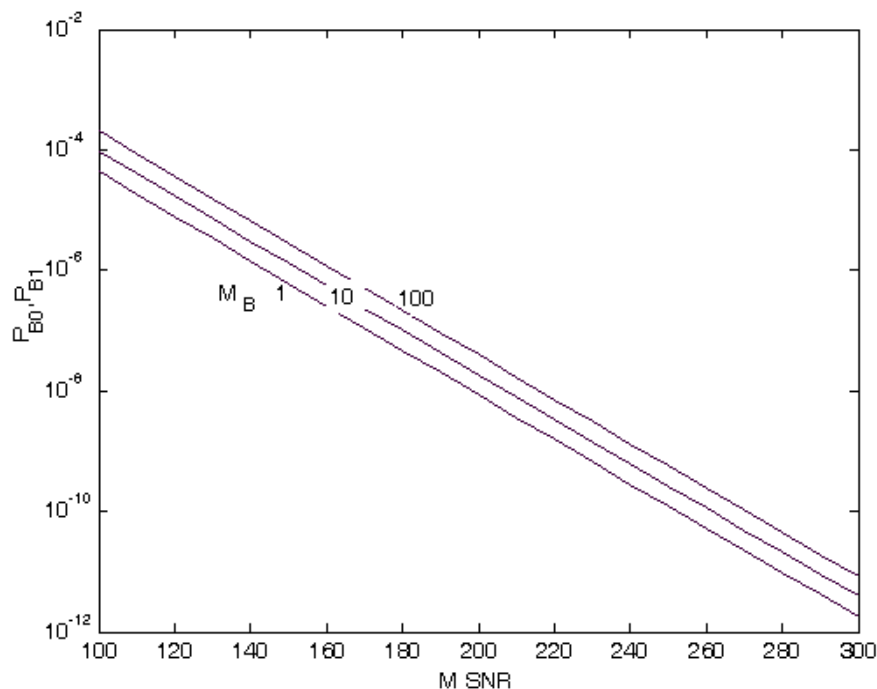
Jak widać iloczyn $M \cdot SNR_i / 4$ jest wyjściowym stosunkiem sygnału do szumu. Liczba prążków widma jest równa $M = \tau f_s$, a zatem

$$SNR_o = \frac{M}{4} \frac{S_0^2}{2\sigma^2} = \frac{1}{4} \frac{\tau S_0^2}{2} \frac{f_s}{\sigma^2} = \frac{E}{4} \frac{f_s}{\sigma^2} \quad (5.56)$$

Wariancja dyskretnego szumu białego jest równa $\sigma^2 = N_0 f_s / 2$, gdzie N_0 jest widmową gęstością mocy szumów. Wstawiając tę zależność do powyższego wzoru otrzymuje się:

$$SNR_o = \frac{1}{2} \frac{E}{N_0} \quad (5.57)$$

Powyższe wyrażenie ma postać zbliżoną do wzoru, który opisuje stosunek sygnału do szumu na wyjściu *filtra dopasowanego* lub *odbiornika korelacyjnego* [62]. Różnica występuje jedynie w wartości współczynnika liczbowego, a wynika ona z faktu, że w jednym prążku widma zawarta jest połowa mocy sygnału.



Rys. 5.14. Zależność prawdopodobieństwa błędów od iloczynu wejściowego stosunku sygnału do szumu i liczby prążków widma.

Rozważane tu przekształcenia sygnałów dyskretnych spełniają więc w istocie funkcję filtracji dopasowanej do sygnału sinusoidalnego o znanych parametrach, odbieranego łącznie z białym szumem gaussowskim [69]. W tych warunkach jest to filtracja optymalna. Ze względu na brak pełnej wiedzy o sygnale użytecznym, a mianowicie braku znajomości jego częstotliwości, realizacja filtracji dopasowanej nie jest na ogół w pełni możliwa. Konieczność obserwacji prążków widma w szerszym paśmie częstotliwości powoduje

zwiększenie prawdopodobieństwa wystąpienia błędów transmisji. Przyczyną wzrostu prawdopodobieństwa błędów transmisji jest również rozbieżność między częstotliwością sygnału sinusoidalnego i dyskretnymi częstotliwościami jego widma. W najmniej korzystnym wypadku obowiązują zależności (5.30) i (5.31), z których wynika, że wyjściowy stosunek sygnału do szumu pogarsza się $4/\pi^2$ razy, gdyż wynosi:

$$SNR_{o \min} = \frac{M}{\pi^2} SNR_i \quad (5.58)$$

W konsekwencji prawdopodobieństwo błędów wyraża się wtedy wzorem:

$$P_{B0 \max} = P_{B1 \max} \cong \sqrt[3]{\frac{8M_B}{\pi^3 M \cdot SNR_i}} \exp\left(-\frac{M \cdot SNR_i}{3\pi^2}\right) \quad (5.59)$$

Przeprowadzona zostanie teraz analiza, dla jakiej wartości progu detekcji y_p błąd P_B przyjmuje wartość najmniejszą. Wartość tę można wyznaczyć z następującego równania:

$$\frac{\partial}{\partial y_p} (P_{B0} + P_{B1}) = 0 \quad (5.60)$$

Korzystając ze wzorów (5.38) i (5.44), po obliczeniu pochodnej i wykonaniu uproszczeń otrzymuje się:

$$\frac{\sigma}{M_B S_0 \sqrt{\pi M}} \exp\left(-\frac{S_0^2 M}{16\sigma^2}\right) = \exp\left(-\frac{3y_{pm}}{2\sigma^2 M}\right) \quad (5.61)$$

a po obustronnym zlogarytmowaniu powyższego równania uzyskiwane jest wyrażenie:

$$y_{pm} \cong \frac{S_0^2 M^2}{24} + \frac{\sigma^2 M}{3} \ln\left(\frac{M_B^2 S_0^2 \pi M}{\sigma^2}\right) \quad (5.62)$$

Korzystając z tych samych oznaczeń wzór (5.48) można zapisać jako:

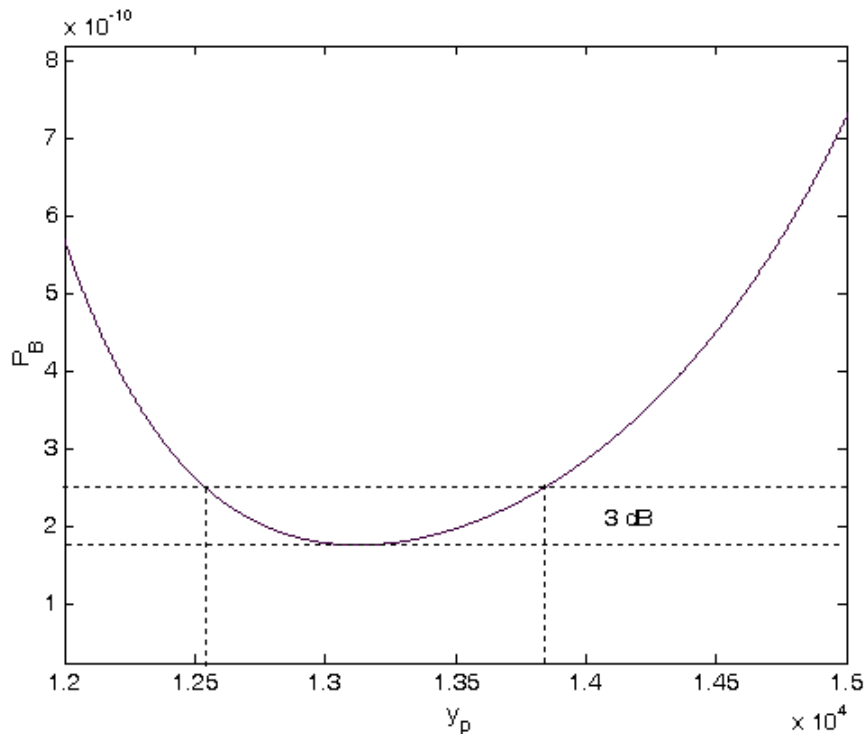
$$y_p \cong \frac{S_0^2 M^2}{24} + \frac{\sigma^2 M}{3} \ln\left(\frac{M_B^2 S_0^2 \pi M}{4\sigma^2}\right) \quad (5.63)$$

Wartość progu wynikająca z kryterium minimum sumy błędów jest wyższa od wartości progu wyznaczonej dla równych prawdopodobieństw błędów P_{B0} i P_{B1} . Ze wzrostem wartości progu szybciej bowiem maleje prawdopodobieństwo P_{B0} niż rośnie prawdopodobieństwo P_{B1} .

Różnica między obydwoimi progami jest jednakże niewielka. Dla danych użytych przy wykonywaniu Rys. 5.13 wartość progu detekcji wyznaczona ze wzoru (5.63) wynosi $y_p = 1.29 \cdot 10^4$, podczas gdy wyznaczona ze wzoru (5.62) jest równa $1.31 \cdot 10^4$. W konsekwencji różnice prawdopodobieństw błędów dla obu progów nie mają technicznego znaczenia.

Na Rys. 5.15 pokazano zależność prawdopodobieństwa sumarycznego błędu P_B od wartości progu detekcji y_p . Z Rys. 5.15 wynika, że dobór wartości progu detekcji w granicach wynikających z podanych wyżej wzorów nie jest krytyczny z punktu widzenia błędów transmisji. Nawet zmiana wysokości progu w zakresie 10% pokazanym na rysunku powoduje

zwiększenie prawdopodobieństwa błędu transmisji tylko około 3 decybeli. Nie mniej poważniejsze odstępstwa od wyznaczonych wartości progu prowadzą do znacznego wzrostu prawdopodobieństwa wystąpienia błędów.



Rys. 5.15. Prawdopodobieństwo błędu transmisji w funkcji progu detekcji ($\sigma=1$, $S_0=1$, $M=512$, $M_B=16$).

Opisany wyżej sposób detekcji ma pewną niedogodność, która polega na konieczności utrzymywania progu detekcji na poziomie zależnym od wielkości amplitudy odbieranego sygnału sinusoidalnego (przy założeniu stałego poziomu szumów). Ustawienie innej od optymalnej wartości progu powoduje, że błąd przy odbiorze symbolu „1” jest różny od błędu przy odbiorze symbolu „0”. Ta asymetria jest efektem niepożądanym i może być usunięta przez zastosowanie zmodyfikowanej metody modulacji. Polega ona na przypisaniu do symbolu „0” dodatkowej, innej częstotliwości sygnału sinusoidalnego. W ten sposób, warunki detekcji symbolu „1” i symbolu „0” mogą być jednakowe. Warunkiem jest jedynie ten sam poziom szumu w obu pasmach częstotliwości, jednakowa amplituda obu sygnałów sinusoidalnych i jednakowa wysokość progu detekcji. W tabelicy Tab. 5.2 przedstawiono sposób podejmowania decyzji w takim systemie oraz związane z nimi błędy. Podane wzory na prawdopodobieństwa podejmowanych decyzji wynikają z założenia, że zdarzenia zachodzące w obu pasmach są niezależne.

Ze wzorów podanych w Tab. 5.2 wynikają następujące wnioski:

- prawdopodobieństwa decyzji poprawnych, błędnych i nieokreślonych są jednakowe przy przesyłaniu obu symboli,
- prawdopodobieństwa P_{B0} i P_{B1} nie muszą być jednakowe, aby prawdopodobieństwa błędnych decyzji dla obu symboli były równe,

- prawdopodobieństwa P_{B0} i P_{B1} nie muszą być jednakowe, aby prawdopodobieństwa nieokreślonych decyzji dla obu symboli były równe,
- dla jednakowych P_{B0} i P_{B1} prawdopodobieństwo błędnej decyzji jest znacznie mniejsze w systemie dwuczęstotliwościowym w porównaniu z jednoczęstotliwościowym,
- prawdopodobieństwo nieokreślonych decyzji jest znacznie większe od prawdopodobieństwa błędnej decyzji.

Tab. 5.2. Decyzje i ich prawdopodobieństwa przy modulacji dwuczęstotliwościowej.

Symbol wysłany	Sygnał nadany		Decyzja		Decyzja	Rodzaj decyzji	Prawdopodobieństwo decyzji
	Pasmo I	Pasmo II	Pasmo I	Pasmo II			
1	1	0	1	0	1	poprawna	$(1-P_{B1})(1-P_{B0})$
			1	1	?	nieokreślona	$(1-P_{B1})P_{B0}$
			0	1	0	błędna	$P_{B1}P_{B0}$
			0	0	?	nieokreślona	$P_{B1}(1-P_{B0})$
0	0	1	0	1	0	poprawna	$(1-P_{B0})(1-P_{B1})$
			0	0	?	nieokreślona	$(1-P_{B0})P_{B1}$
			1	0	1	błędna	$P_{B0}P_{B1}$
			1	1	?	nieokreślona	$P_{B0}(1-P_{B1})$

Prawdopodobieństwo wystąpienia błędów transmisji wynosi $P_{B0}+P_{B1} - P_{B0}P_{B1}$. Zdecydowana większość tych błędów jest sygnalizowana decyzjami nieokreślonymi, gdyż prawdopodobieństwo podejmowania takich decyzji wynosi $P_{B0} + P_{B1} - 2P_{B0}P_{B1}$. Liczba sygnalizowanych błędów jest więc prawie równa liczbie błędów popełnianych przy modulacji jednoczęstotliwościowej.

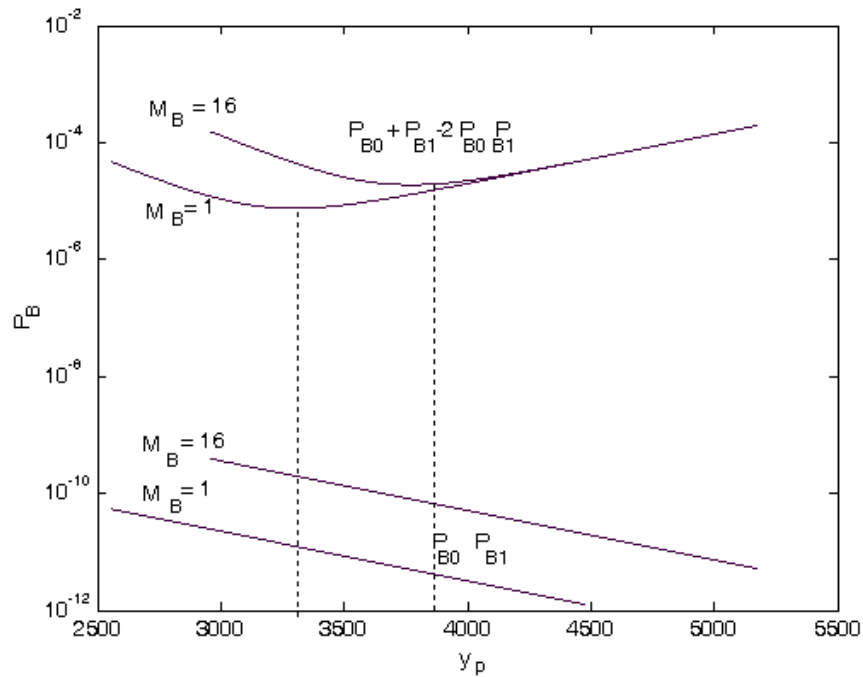
Korzystając ze wzorów (5.38) i (5.44) można wyznaczyć prawdopodobieństwo błędnej decyzji w funkcji wartości progu detekcji. Jest ono równe:

$$P_{B0}P_{B1} \cong \frac{2\sigma M_B}{S_0 \sqrt{\pi M}} \exp\left(-\frac{S_0^2 M}{16\sigma^2}\right) \exp\left(\frac{-y_p}{2\sigma^2 M}\right) \quad (5.64)$$

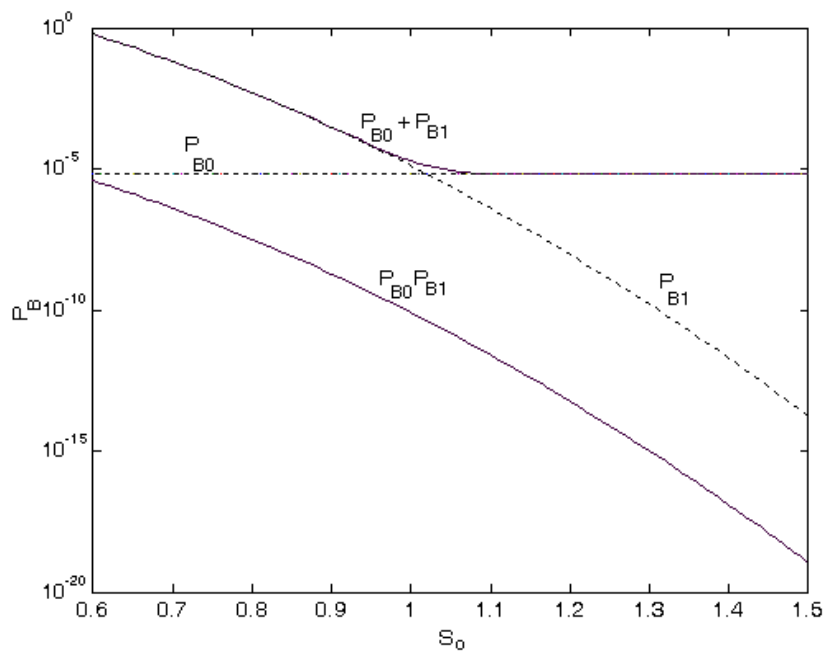
Prawdopodobieństwo błędnej decyzji maleje wykładniczo ze wzrostem wartości progu detekcji. Jednak wzór (5.63) jest słuszny wyłącznie dla dużych wartości wyjściowego stosunku sygnału do szumu oraz dla $y_p \ll \bar{y}_{SN}$, czyli ogólnie – dla bardzo małych wartości błędów.

Negatywnym skutkiem zwiększania wartości progu detekcji w celu ograniczenia prawdopodobieństwa błędnych decyzji jest wzrost prawdopodobieństwa decyzji nieokreślonych, co ilustruje Rys. 5.16. Na rysunku zaznaczono wartości progów detekcji obliczone ze wzoru (5.62). W rezultacie sprawność transmisji, rozumiana jako

prawdopodobieństwo podejmowania właściwych decyzji maleje. Wyboru wartości progu należy dokonywać kierując się priorytetowymi zadaniami systemu.



Rys. 5.16. Prawdopodobieństwa błędów transmisji w funkcji progu detekcji ($\sigma=1, S_0=1, M=256, M_B=\{1,16\}$).



Rys. 5.17. Prawdopodobieństwa błędów transmisji w funkcji zmian amplitudy sygnału odbieranego ($\sigma=4, M=4096, M_B=16, y_p=9.6 \cdot 10^5$).

W rozpatrywanym w rozprawie systemie występują duże fluktuacje amplitudy odbieranych sygnałów sinusoidalnych, natomiast poziom szumów można w przybliżeniu uznać jako stały w stosunkowo długim okresie czasu. Pojawia się więc problem, w jaki sposób należy dobrać wysokość progu detekcji licząc się ze znacznymi zmianami amplitudy S_0 . Skutki zmian amplitudy dla ustalonej wartości progu y_p pokazuje Rys. 5.17. Wysokość progu detekcji jest stała i została wyznaczona ze wzoru (5.62) dla parametrów podanych w opisie rysunku i amplitudy $S_0=1$. Zapewnia on najmniejsze prawdopodobieństwo sumy błędów przy modulacji jednoczęstotliwościowej i jednocześnie najmniejsze prawdopodobieństwo podejmowania decyzji nieokreślonych w systemie z modulacją dwuczęstotliwościową. Z rysunku wynika, że nawet nieznaczne zmniejszenie amplitudy poniżej przyjętej wartości $S_0=1$ prowadzi do szybkiego wzrostu prawdopodobieństwa obu rozpatrywanych błędów. Z kolei zwiększenie amplitudy powoduje szybki spadek prawdopodobieństwa błędnych decyzji i ustalenie prawdopodobieństwa nieokreślonych decyzji (lub prawdopodobieństwa błędów w systemie jednoczęstotliwościowym) na stałym poziomie. Dla stałych wartości progu i wariancji szumów wynika to ze stałej wartości prawdopodobieństwa P_{B0} oraz szybkiego spadku wartości prawdopodobieństwa P_{B1} . Wynika stąd ważny praktyczny wniosek, że wysokość progu detekcji należy ustalać dla najgorszych spodziewanych warunków detekcji, czyli dla najmniejszej wartości wyjściowego stosunku sygnału do szumu. Gwarantuje to przy wzroście stosunku sygnału do szumu stałość prawdopodobieństwa błędów w systemie jednoczęstotliwościowym i zmniejszenie wartości prawdopodobieństwa błędnych decyzji w systemie dwuczęstotliwościowym.

Za szybki wzrost prawdopodobieństwa błędów odpowiada prawdopodobieństwo P_{B1} . Jeżeli amplituda S_0 zmienia się k razy, to stosunek wartości prawdopodobieństwa $P_{B1}(k)$ do $P_{B1}(k=1)$, przy stałym progu detekcji i stałych pozostałych parametrach, wynosi:

$$\frac{P_{B1}(k)}{P_{B1}(k=1)} = \exp\left(SNR_o \frac{1-k^2}{8}\right) . \quad (5.65)$$

Przykładowo, przy zmniejszeniu się amplitudy S_0 o 3 dB i $SNR_o=100$, iloraz ma wartość 518, zaś przy $SNR_o=200$ wynosi $2.7 \cdot 10^5$.

5.6. DETEKcja PROGOWA SYGNAŁU SINUSOIDALNEGO PRZY MAŁYM STOSUNKU SYGNAŁU DO SZUMU

W poprzednim punkcie pokazano, że przy małych wartościach wyjściowego stosunku sygnału do szumu rozkład wysokości prążka widma sygnału sinusoidalnego nie może być aproksymowany rozkładem Gaussa. Wartości błędów transmisji nie mogą być zatem opisane wyżej wyprowadzonymi, stosunkowo prostymi zależnościami analitycznymi. W tej sytuacji można posłużyć się obliczeniami numerycznymi. Aby je ograniczyć do niezbędnego minimum należy wykazać, że rozkłady gęstości prawdopodobieństwa są zależne wyłącznie od wyjściowego stosunku sygnału do szumu. W tym celu rozkład wykładniczy i gaussowski można zapisać jako funkcje nowej zmiennej $z=y/(M \cdot \sigma^2)$. Korzystając ze wzoru (5.39) otrzymuje się:

$$P_{N1} = \int_{y_p}^{\infty} \exp\left(-\frac{y}{\sigma^2 M}\right) d\left(\frac{y}{\sigma^2 M}\right) = \int_{z_p}^{\infty} \exp(-z) d(z) \quad , \quad (5.66)$$

skąd wynika, że rozkład wysokości pojedynczego prążka widma szumów ma następującą postać:

$$p_{N1}(z) = \exp(-z) \quad . \quad (5.67)$$

Posługując się w analogiczny sposób np. wzorem (5.39) otrzymuje się:

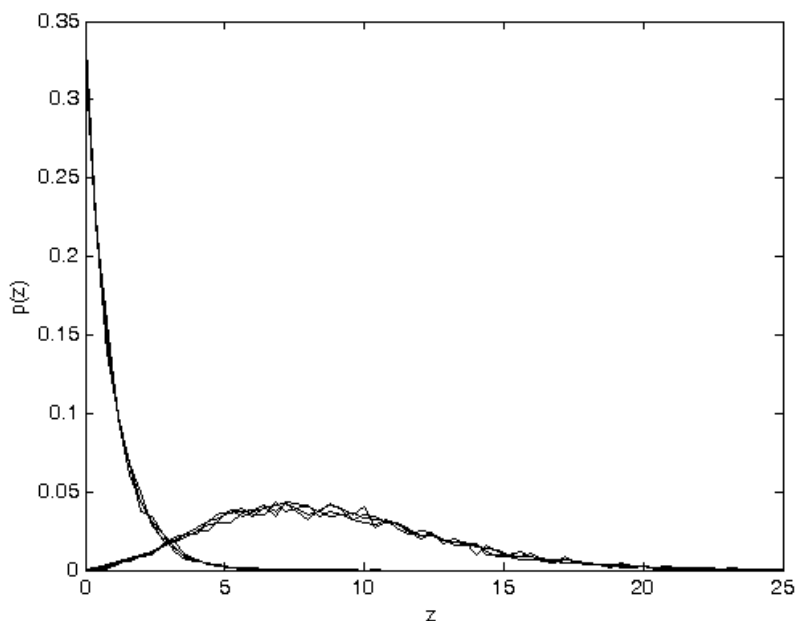
$$\begin{aligned} P_{B1} &\cong \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{SN}} \int_0^{y_p} \exp\left[-\frac{(y - \bar{y}_{SN})^2}{2\sigma_{SN}^2}\right] dy = \\ &= \frac{M\sigma^2}{\sqrt{2\pi}\sigma_{SN}} \int_0^{y_p} \exp\left[-\frac{\left(\frac{y}{M\sigma^2} - \frac{\bar{y}_{SN}}{M\sigma^2}\right)^2}{2\sigma_{SN}^2/(M\sigma^2)^2}\right] d\left(\frac{y}{M\sigma^2}\right) \quad . \end{aligned} \quad (5.68)$$

Wstawiając następnie w miejsce wartości średniej wyrażenie (5.25), a w miejsce wariancji wyrażenie (5.26) oraz korzystając z zależności (5.55), po prostych przekształceniach uzyskuje się wzór:

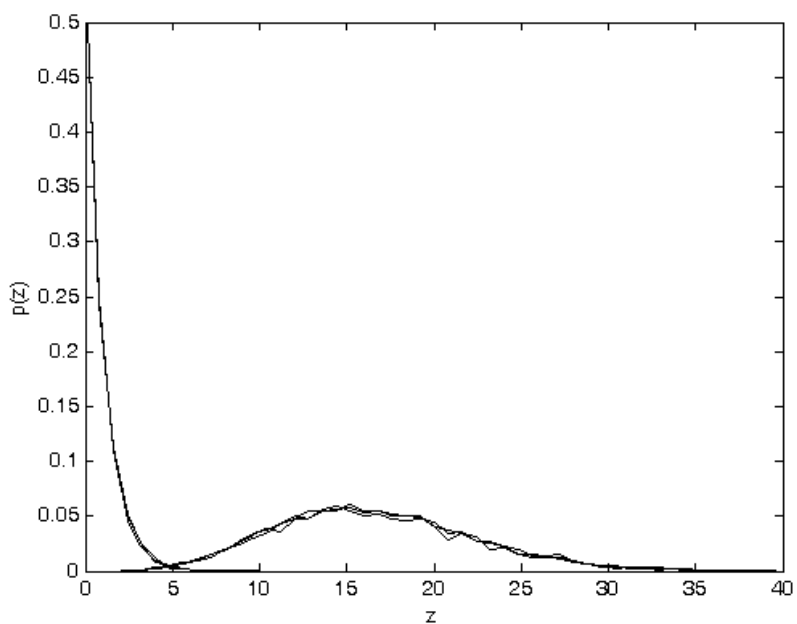
$$p(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sqrt{4SNR_o}} \exp\left[-\frac{(z - 2SNR_o)^2}{2 \cdot 4SNR_o}\right] \quad . \quad (5.69)$$

Z przedstawionych obliczeń wynika, że oba rozpatrywane rozkłady można zapisać jako funkcję wspólnej zmiennej z , a rozkład gaussowski zależy wtedy wyłącznie od wyjściowego stosunku sygnału do szumu SNR_o . W przypadku dużej wartości SNR_o , gdy wysokość prążka widma sygnału sinusoidalnego z szumem jest opisana rozkładem Gaussa, wyjściowy stosunek sygnału do szumu determinuje wyłącznie wartości wyznaczonych błędów transmisji, czego dowodzą wzory (5.52) i (5.53) oraz (5.59), w których występuje dodatkowo liczba prążków widma szumów. Przy małym wyjściowym stosunku sygnału do szumu sytuacja nie jest jednoznaczna, gdyż rozkład wysokości prążka widma sygnału sinusoidalnego z szumem nie jest gaussowski. Nie mniej – co wynika ze wzoru (5.24) – wysokość omawianego prążka jest zmienną losową, która jest sumą wartości stałej, gaussowskiej zmiennej losowej i zmiennej losowej opisaną procesem wykładniczym. Można zatem przypuszczać, że mimo niegaussowskiego rozkładu wysokość prążka widma sygnału sinusoidalnego z szumem, błędy transmisji będą zależały wyłącznie od wyjściowego stosunku sygnału do szumu.

W celu potwierdzenia tej hipotezy wyznaczono rozkłady gęstości prawdopodobieństwa (histogramy) wysokości prążków widma szumu i sygnału sinusoidalnego z szumem dla stałej i małej wartości wyjściowego stosunku sygnału do szumu zmieniając amplitudę sygnału S_0 sinusoidalnego, wariancję szumu σ^2 i liczbę prążków widma M . Wyniki obliczeń pokazano na Rys. 5.18 i Rys. 5.19 dla dwóch różnych wartości SNR_o .



Rys. 5.18. Rozkłady gęstości prawdopodobieństwa wysokości prążka widma szumów i sygnału sinusoidalnego z szumem ($SNR_o=4$, pierwszy zestaw danych: $S_o=1$, $\sigma=4$, $M=512$, drugi zestaw danych: $S_o=10$, $\sigma=40$, $M=512$, trzeci zestaw danych: $S_o=1$, $\sigma=2$, $M=128$).

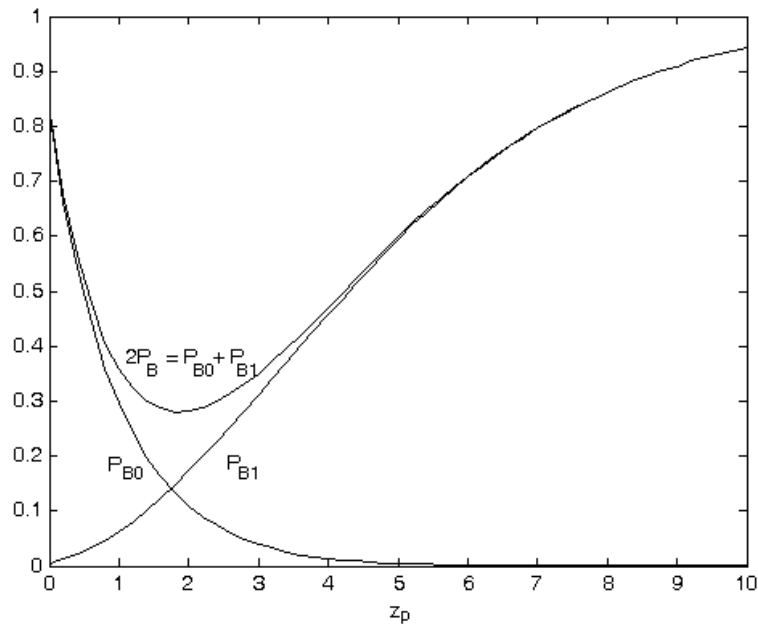


Rys. 5.19 Rozkłady gęstości prawdopodobieństwa wysokości prążka widma szumów i sygnału sinusoidalnego z szumem ($SNR_o=8$, pierwszy zestaw danych: $S_o=1$, $\sigma=2$, $M=256$, drugi zestaw danych: $S_o=10$, $\sigma=20$, $M=256$, trzeci zestaw danych: $S_o=1$, $\sigma=4$, $M=1024$).

Dysponując wyznaczonymi numerycznie rozkładami gęstości prawdopodobieństwa $p(z)$ można obliczyć błędy transmisji w funkcji położenia progu detekcji z_p . Obliczenia polegają na całkowaniu numerycznym odpowiednich rozkładów prawdopodobieństwa w zmiennych



granicach, jak to pokazują wzory (5.37) i (5.39). Na Rys. 5.20 pokazano wyniki takich obliczeń dla $SNR_o=2$.



Rys. 5.20. Prawdopodobieństwa błędów transmisji w funkcji wartości progu detekcji dla $SNR_o=2$.

Z wykresów zamieszczonych na Rys. 5.20 wynika, że sumaryczny błąd P_B osiąga wartość minimalną dla pewnej wartości progu $z_p=z_{pm}$, która jest równa w przybliżeniu punktowi przecięcia wykresów błędów P_{B0} i P_{B1} . Wartość progu z_{pm} zależy od wyjściowego stosunku sygnału do szumu SNR_o i rośnie wraz z nim. Towarzyszy temu spadek wartości minimalnego błędu transmisji.

Wartość progu y_p odnoszącą się do wysokości prążka widma wyznacza się z następującego wzoru:

$$y_p = M \sigma^2 z_p \quad (5.70)$$

5.7. PROCEDURA OBLICZENIOWA

Omówione wcześniej zależności wyznaczono numerycznie stosując procedurę składającą się z następujących operacji:

1. Założenie wartości wyjściowego stosunku sygnału do szumu SNR_o i dobranie odpowiednich wartości S_0 , σ i M (arbitralnie).
2. Generacja wektora próbek sygnału sinusoidalnego o amplitudzie S_0 , częstotliwości f_0 i przypadkowej fazie przy częstotliwości próbkowania f_s i liczbie próbek M (sygnał stacjonarny).
3. Generacji macierzy szumu o rozkładzie normalnym o M wierszach i P kolumnach (P – liczba realizacji badanego procesu) i odchyleniu standardowym σ .

4. Obliczenie dla każdej kolumny dyskretnej transformaty Fouriera i kwadratu jej modułu (dyskretnego widma gęstości mocy – periodogramu).
5. Utworzenie z powyższej macierzy o wymiarach $M \cdot P$ wektora wierszowego o wymiarach $1 \cdot P$ zawierającego prążki periodogramu odpowiadające częstotliwości f_0 – „wektor szumu”.
6. Dodanie do każdej kolumny jednakowego wektora próbek sygnału sinusoidalnego.
7. Obliczenie dla każdej kolumny dyskretnej transformaty Fouriera i kwadratu jej modułu (dyskretnego widma gęstości mocy – periodogramu).
8. Utworzenie z powyższej macierzy o wymiarach $M \cdot P$ wektora wierszowego o wymiarach $1 \cdot P$ zawierającego prążki periodogramu odpowiadające częstotliwości f_0 – „wektor sygnału z szumem”.
9. Wyznaczenie histogramu „wektora szumów” – po normalizacji otrzymuje się rozkład gęstości prawdopodobieństwa wysokości prążka widma mocy szumów.
10. Wyznaczenie histogramu „wektora sygnału i szumem” – po normalizacji otrzymuje się rozkład gęstości prawdopodobieństwa wysokości prążka widma mocy sygnału z szumem.
11. Całkowanie numeryczne rozkładu szumu przy zmiennej granicy z_p w granicach od z_p do maksymalnej wartości progu przyjętej w obliczeniach – otrzymuje się zależność błędu P_{B0} od wartości progu z_p .
12. Całkowanie numeryczne rozkładu sygnału z szumem przy zmiennej granicy z_p w granicach od 0 do z_p – otrzymuje się zależność błędu P_{B1} od wartości progu z_p .
13. Wyznaczenie funkcji $P_B(z_p) = 0.5 \cdot (P_{B0} + P_{B1})$ i znalezienie jej wartości minimalnej oraz przyporządkowanie jej wartości progu z_p .
14. Zmiana wartości SNR_o i powtórzenie obliczeń według punktów 1 do 13 aż do wyczerpania założonego zakresu zmian SNR_o .

Stosując opisaną procedurę (z wyłączeniem zbędnych punktów) wykonano wszystkie zamieszczone wyżej wykresy odnoszące się do *rozkładów prawdopodobieństwa* i *błędów transmisji*. Należy zauważyć, że uzyskanie wiarygodnych wyników wymaga wykonania bardzo dużej liczby operacji numerycznych, która jest proporcjonalna do liczby doświadczeń P . Liczba ta powinna być tym większa im mniejsze są błędy transmisji, a więc im większy jest wyjściowy stosunek sygnału do szumu. Uzasadnia to podjętą wyżej próbę analitycznego opisu zagadnienia dla dużych SNR_o .

Opisana procedura wykorzystuje macierze o wymiarach $M \cdot P$, które przy dużej wartości tego iloczynu mogą przekraczać dysponowane w środowisku MATLAB zasoby pamięci komputera. Problem ten można częściowo rozwiązać rezygnując z macierzowego zapisu sygnałów i powtarzając obliczenia P - krotnie po uprzednim zwolnieniu zbędnych obszarów pamięci. W celu oszacowania niezbędnej liczby doświadczeń P (liczby realizacji rozpatrywanego procesu) przyjmuje się, że błąd transmisji wynosi P_B . Przy liczbie P doświadczeń średnia liczba zdarzeń powodujących ten błąd wynosi $L_B = P_B \cdot P$. Chcąc oszacować prawdopodobieństwo P_B z błędem ΔP_B wówczas otrzymuje się: $L_B + \Delta L_B =$



$P_B \cdot P + \Delta P_B \cdot P$, skąd otrzymuje się $\Delta L_B = \Delta P_B \cdot P$. Najmniejszą wartością ΔL_B jest jedno zdarzenie, a więc: $P = 1/\Delta P_B$. Jeżeli założony błąd obliczeń wynosi np. 1%, to $\Delta P_B = P_B/100$ i niezbędna liczba doświadczeń wynosi $P = 100/P_B$. Gdy szacowany błąd transmisji wynosi przykładowo $P_B = 10^{-4}$, to $P = 10^6$. Gdy liczba próbek sygnału jest równa zaledwie $M = 100$, to liczba elementów macierzy $M \cdot P = 10^8$ i może przekroczyć dysponowane zasoby pamięci.

Należy wyraźnie zaznaczyć, że omówione wyżej problemy obliczeniowe nie dotyczą funkcjonowania rzeczywistego systemu, a występują wyłącznie na etapie jego badań symulacyjnych. W rzeczywisty systemie przetwarzane są sukcesywnie odbierane sygnały, które z punktu widzenia analizy procesu detekcji są pojedynczymi jego realizacjami (dla zamieszczonych wyżej obliczeń $P = 1$). Zasoby pamięci w rzeczywistym systemie związane są z liczbą próbek M , która jest z reguły znacznie większa od używanej w symulacji.

6. SYSTEM TRANSMISJI DANYCH

Systemy podwodnej transmisji danych są wykorzystywane do komunikacji pomiędzy jednostkami pływającymi nawodnymi i podwodnymi. Realizacja niezawodnej komunikacji podwodnej w kanale horyzontalnym wód płytkich napotyka na ograniczenia wynikające ze specyfiki kanału podwodnego, które zostały omówione w rozdziale drugim. Sprawnie działająca sieć komunikacji podwodnej musi być oparta na warstwie fizycznej zapewniającej efektywne i niezawodne łącze hydroakustyczne. Aby dokonać początkowego zestawienia jak i ponownego zestawienia połączenia komunikacyjnego jeśli zostało ono utracone niezbędne jest zastosowanie w takim systemie, trybu komunikacji z niską prędkością transmisji o wysokiej niezawodności. Tryb ten powinien być również dostępny w przypadku, gdy system posiada możliwość pracy z wyższą prędkością transmisji, używając go w przypadku pogorszenia warunków propagacyjnych lub wzrostu poziomu szumów.

Opracowanie takiego systemu to spore wyzwanie badawcze i konstrukcyjne, co odzwierciedla niewielka liczba obecnych na rynku systemów komunikacji podwodnej. W związku z tym wydaje się zasadne wstępne określenie koncepcji systemu transmisji danych pracującego w kanale horyzontalnym wód płytkich. Dla takiego systemu należy przeprowadzić wnikliwe analizy teoretyczne oraz badania terenowe. Priorytet systemu stanowi jego niezawodna praca, zapewniana przez trwałe i stabilne łącze hydroakustyczne. Przewidywany w takiej koncepcji tryb pracy o niskiej prędkości transmisji nie stanowi dyskwalifikującej wady całego systemu.

Spośród pełnej organizacji przepływu danych w systemie, poniżej zostanie szczegółowo przedstawiona najniższa warstwa, określana jako *warstwa fizyczna*. Opis ten zostanie uzupełniony o wyniki przeprowadzonych analiz związanych z przyjętymi założeniami dla tej warstwy. Warstwa fizyczna precyzuje ogólny sposób przesyłania strumieni bitów, definiując tryb wysyłania jak i odbioru kolejnych bitów w strumieniu. Wyższa w hierarchii warstwa jaką jest *warstwa łącza danych* odpowiada za formowanie ramek strumienia danych przychodzącego z warstwy fizycznej. W ramce zawarta jest informacja o adresie nadawcy i adresie odbiorcy. Informacja ta jest niezbędna do lokalizacji określonych węzłów sieci komunikacyjnej (w tym odbiorcy informacji). Warstwa ta zapewnia niezawodność łącza danych poprzez mechanizmy kontroli błędów w przesyłanych ramach CRC (ang. *Cyclic Redundancy Check*). *Warstwa sieciowa* z kolei odpowiada za przesyłanie danych przez sieć. Dane są przesyłane w postaci pakietów, a warstwa sieciowa ma za zadanie znalezienie drogi pakietów w sieci. Powyższe trzy warstwy określają dostęp do sieci.

6.1. ZAŁOŻENIA SYSTEMU

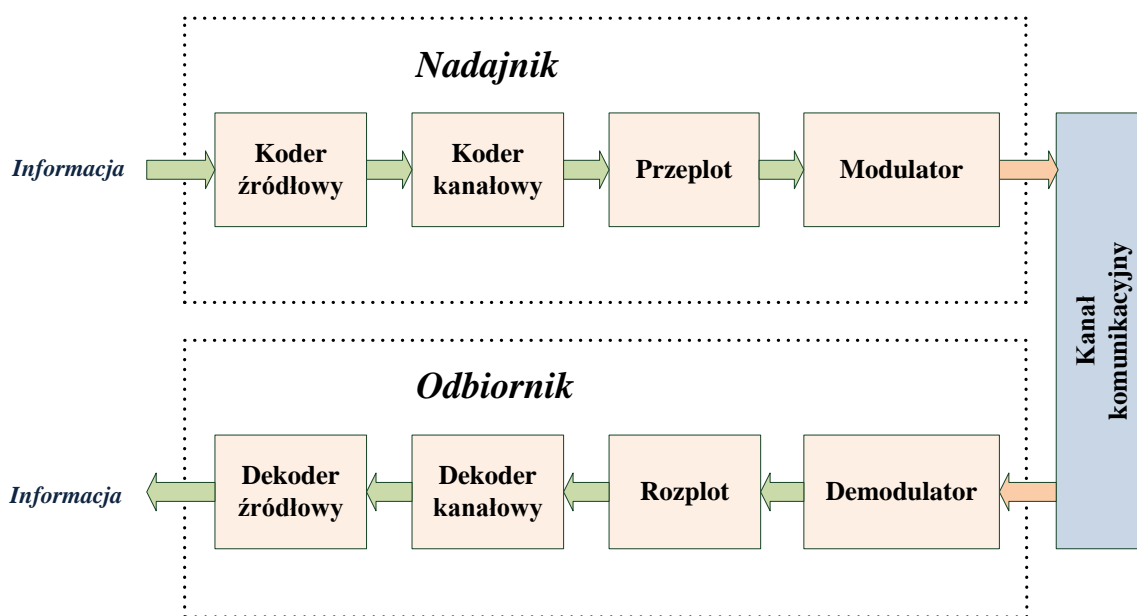
Uproszczona koncepcja rozważanego systemu transmisji danych opiera się na strukturze modelu komunikacji cyfrowej przedstawionej na Rys. 6.1 [100]. Do bloku nadajnika dostarczana jest informacja w postaci sekwencji dyskretnych symboli. Informacja przekształcana jest w taki sposób, aby poszczególne symbole zajmowały możliwie najmniejszą liczbę bitów, najwęższe pasmo bądź najmniejszy przedział czasu. Operacja taka jest dokonywana przez koder źródłowy, przy czym dla potrzeb rozpatrywanego systemu pod uwagę bierze się tylko wariant kodowania bezstratnego. Funkcjonalne założenia systemu

określają, że informacje przeznaczone do wysłania dostarczane są z nadrzędnego komputera zarządzającego w formie terminala komputerowego. Dyskretne symbole tworzące informację, stanowią znaki alfanumeryczne zapisane w kodzie ASCII.

Zabezpieczenie symbolu przed przekłamaniami, jakie może wystąpić podczas jego transmisji w kanale o określonych warunkach propagacyjnych dokonywane jest przez zastosowanie kodowania kanałowego. Ma ono na celu zwiększenie niezawodności transmisji i wiąże się z uzupełnieniem bitowego bloku informacji o bity nadmiarowe, które razem tworzą bitowy ciąg kodowy co oznacza zwiększenie przesyłanego strumienia bitów wpływa na zmniejszenie efektywnej szybkości transmisji. W przypadku wystąpienia błędu odtworzenie oryginalnie nadanego symbolu można dokonać w przypadku, jeśli zostanie zastosowane *kodowanie z korektą błędów*. Z kolei wykrycie, że symbol uległ przekłamaniu dokonamy poprzez użycie *kodowania z detekcją błędów*.

Przeplot jest stosowany do zwiększenia wydajności kodów korekcyjnych. Ma to szczególne znaczenie w przypadku, w którym nie ma możliwości powtórnego przesłania przekłamanego symbolu. Ta technika znajduje szerokie zastosowanie w przypadku transmisji przez kanał komunikacyjny z pamięcią, gdzie dochodzi do grupowania się błędów w tzw. paczki błędów, a większość znanych kodów korekcyjnych stosowanych do kodowania kanałowego uzyskuje najlepsze rezultaty pracy, gdy kanał wprowadza błędy w sposób rozproszony.

Modulacja jest ostatnią operacją jaką należy przeprowadzić zanim przygotowany symbol zostanie wysłany do odbiorcy przez kanał komunikacyjny. Ma ona na celu przetworzenie wysyłanego symbolu na postać dogodną do transmisji przez kanał komunikacyjny.



Rys. 6.1. Struktura uproszczonego modelu systemu komunikacji cyfrowej.

W bloku odbiornika wykonywane są odwrotne (w stosunku do wykonywanych w nadajniku) operacje, czyli odebrany sygnał jest demodulowany. Następnym krokiem jest

wykonanie dekodowania kanałowego, gdzie wykrywa się i ewentualnie koryguje błędy transmisji. Ostatecznie, odebrana informacja jest odtworzona poprzez przeprowadzenie dekodowania źródłowego.

6.2. PARAMETRY SYSTEMU

Celem każdego systemu cyfrowej transmisji danych jest przesłanie na odległość dyskretnej symboli przy wykorzystaniu różnego typu medium transmisyjnego. Podstawowym parametrem opisującym taki system jest *szybkość/przepływność binarna transmisji* R_b (ang. *bit rate*). Jeżeli czas transmisji jednego elementu binarnego wynosi T_b , wówczas w ciągu jednej sekundy przesyłanych jest $(1/T_b)$ elementów binarnych, czyli:

$$R_b = \frac{1}{T_b} \text{ [b/s]} \quad (6.1)$$

Sygnal, który jest przesyłany przez medium transmisyjne ulega degradacji, która spowodowana jest zakłóceniami i spowodowanymi przez nie zniekształceniami. Dlatego, podstawowym parametrem systemu cyfrowej transmisji danych określającym jakość transmisji jest *bitowa stopa błędów BER* (ang. *bit error rate*), jak niżej:

$$BER = \frac{N_e}{N} \quad (6.2)$$

gdzie N_e oznacza liczbę bitów odebranych z błędem i N oznacza liczbę wszystkich przesłanych bitów.

Według sformułowanego przez Shannona twierdzenia [78], przepustowość kanału C (ang. *channel capacity*) umożliwiająca bezbłędną transmisję, w którym szerokość pasma jest ograniczona do B [Hz] i jedyną przyczyną zakłóceń odbieranego sygnału jest obecność addytywnego białego szumu gaussowskiego o widmowej gęstości mocy szumów N_0 [W/Hz], można wyrazić wzorem:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right) = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \text{ [b/s]} \quad (6.3)$$

przy czym P oznacza moc odebranego sygnału [W], natomiast S to mocy sygnału i N moc szumu na wejściu odbiornika. $P = E_b \cdot R_b$, a E_b oznacza energię przypadającą na jeden bit [J]. Powyższa zależność określa teoretyczną wartość maksymalnej prędkości transmisji przez kanał możliwą do uzyskania. Opracowanie systemu transmisji danych polega więc na doborze takich metod modulacji i kodowania kanałowego, aby jak najlepiej wykorzystać parametry systemu jakimi są: pasmo B i stosunek mocy sygnału do mocy szumu na wejściu odbiornika S/N . Zależność (6.3) oznacza, że jest możliwe przesłanie danych z dowolną wiernością, jeśli spełniona jest nierówność:

$$R_b \leq C \quad (6.4)$$

Powyższa zależność (6.3) stanowi jednocześnie ograniczenie, które skłania naukowców do poszukiwania efektywnych technik transmisji, umożliwiających zwiększenie szybkości transmisji danych w kanale o określonej szerokości pasma i stosunku mocy sygnału do mocy szumu.

Ważnym parametrem systemu transmisji danych jest *współczynnik efektywności widmowej* η [b/s/Hz], która stanowi miarę wykorzystania pasma. Jest on definiowany jako

stosunek szybkości bitowej R_b [b/s] sygnału przesyłanego w kanale komunikacyjnym do szerokości pasma B [Hz] kanału, niezbędnego do jego przesłania, jak niżej:

$$\eta = \frac{R_b}{B} \text{ [b/s/Hz]} \quad (6.5)$$

Przekształcając wzór (6.3) do poniższej postaci można wykazać, że *maksymalna wartość współczynnika efektywności widmowej*, możliwa do uzyskania w kanale komunikacyjnym, niezależnie od zastosowanej modulacji oraz kodowania kanałowego, gdzie jedynym zakłóceniem jest addytywny biały szum gaussowski wynosi:

$$\eta_{max} = \frac{C}{B} = \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \text{ [b/s/Hz]} \quad (6.6)$$

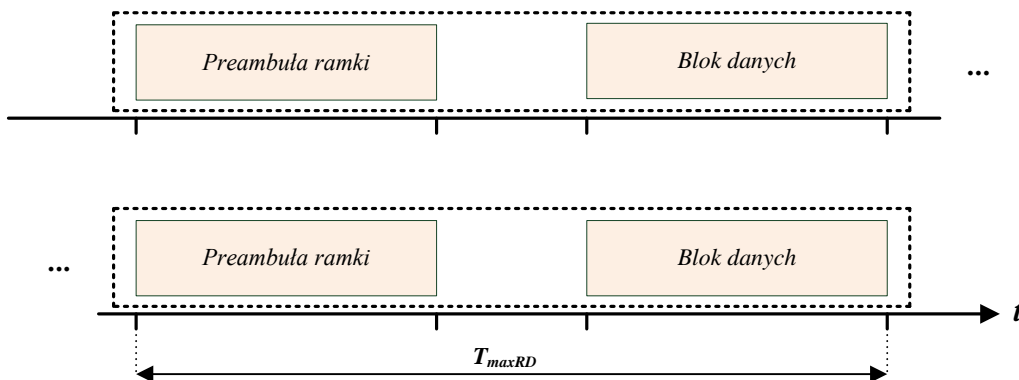
Porównując dwa systemy, z których jeden posiada wyższą wartość współczynnika efektywności widmowej można stwierdzić, że pracując w tym samym paśmie częstotliwości, umożliwia on transmisję z większą szybkością bitową bez potrzeby podnoszenia mocy stopnia nadawczego.

6.3. WARSTWA FIZYCZNA

Warstwa fizyczna protokołu transmisji danych definiuje sposób przesyłania strumieni bitów, zarówno od strony nadawczej jak i odbiorczej. Definiuje strukturę sygnału wewnątrz ramki przesyłanych danych oraz precyzuje rodzaj używanego sygnału preambuły ramki. Poniżej przedstawiono metody modulacji sygnału, sposoby kodowania kanałowego oraz przepływu.

6.3.1. Struktura ramki przesyłanych danych

Strukturę ramki przesyłanych danych przedstawiono na rysunku Rys. 6.2. W procesie przygotowywania bloku danych do wysłania, poprzedza się go preambułą ramki. Przedstawiona tutaj struktura ramki została podyktowana zmiennością parametrów kanału komunikacyjnego w czasie, a maksymalny czas trwania ramki przesyłanych danych T_{maxRD} został ustalony na 10 sekund.

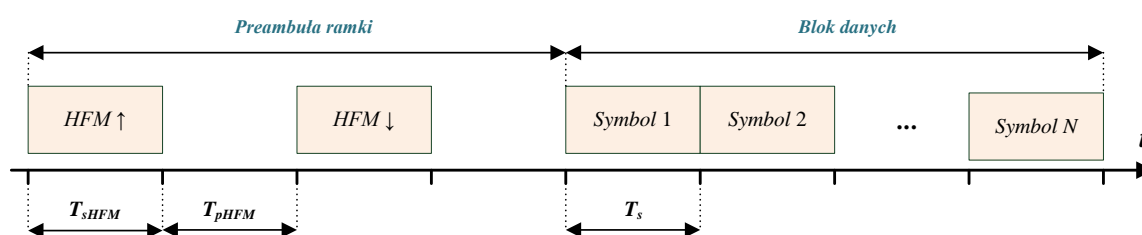


Rys. 6.2. Struktura ramki przesyłanych danych.

Ma to istotne konsekwencje przy ustalaniu koncepcji rozważanego systemu transmisji danych i jest związane z wyborem techniki kodowania kanałowego i przepłotu.

Korzystne własności sygnałów *HFM* w zastosowaniu do systemów hydroakustycznych pracujących w warunkach oddziaływania silnego efektu Dopplera zostały wykorzystane i przetestowane w innych systemach hydroakustycznych opracowywanych w Katedrze Systemów Elektroniki Morskiej PG [49][48]. Efekty tych prac zachęciły autora rozprawy do zastosowania tego typu sygnałów w strukturze preambuły ramki.

Preambułę ramki danych stanowią dwa impulsy z przerwami po każdym z nich, z których każdy zawiera szerokopasmowy sygnał o hiperbolicznie modulowanej częstotliwości *HFM*. Kierunek modulacji częstotliwości w pierwszym impulsie jest narastający w czasie $HFM \uparrow$, a w drugim malejący $HFM \downarrow$. Struktura ramki danych została przedstawiona na Rys. 6.3.



Rys. 6.3. Struktura ramki danych.

Preambułę można opisać za pomocą wzorów (6.7), gdzie pierwszy impuls w postaci sygnału $HFM \uparrow$ zwiększa częstotliwość w czasie od częstotliwości dolnej f_d do częstotliwości górnej f_g , natomiast drugi impuls w postaci sygnału $HFM \downarrow$ zmniejsza częstotliwość w czasie od częstotliwości górnej f_g do częstotliwości dolnej f_d . T_{sHFM} oznacza czas trwania sygnału *HFM* w preambule ramki danych, T_{pHFM} oznacza czas przerwy po sygnale *HFM*, $k_1 = \frac{f_d - f_g}{f_d f_g T_s}$

i $k_2 = \frac{f_g - f_d}{f_d f_g T_s}$.

$$s_p(t) = \begin{cases} \exp \left[-j2\pi \frac{\ln \left(k_1 t + \frac{1}{f_d} \right)}{k_1} \right], & \text{jeśli } 0 \leq t \leq T_{sHFM} \\ 0, & \text{jeśli } T_{sHFM} \leq t \leq (T_{sHFM} + T_{pHFM}) \\ \exp \left[-j2\pi \frac{\ln \left(k_2 t + \frac{1}{f_g} \right)}{k_2} \right], & \text{jeśli } (T_{sHFM} + T_{pHFM}) \leq t \leq (2T_{sHFM} + T_{pHFM}) \\ 0, & \text{jeśli } (2T_{sHFM} + T_{pHFM}) \leq t \leq (2T_{sHFM} + 2T_{pHFM}) \end{cases} \quad (6.7)$$

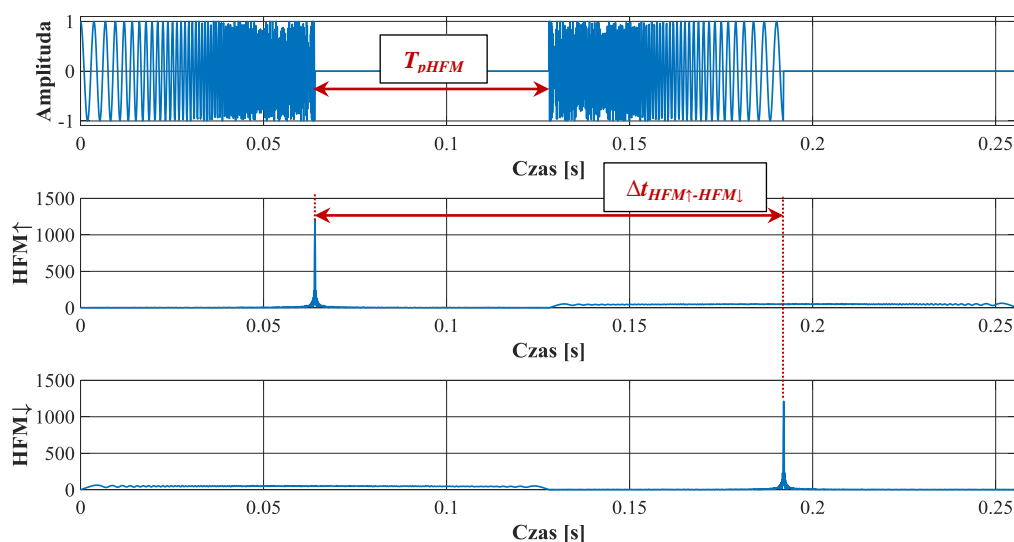
6.3.2. Detekcja i synchronizacja ramki danych

Z uwagi na fakt, że każda ramka danych na początku zawiera preambułę, w odbiorniku dokonywany jest kilkietapowy proces odbioru. Podczas wstępnego etapu, odbiornik na bieżąco analizuje odbierany sygnał i dokonuje wykrycia nadejścia sygnału użytecznego na podstawie preambuły ramki danych. Detekcja preambuły rozpoczyna przetwarzanie

sygnału bloku danych w czasie rzeczywistym, bądź jego rejestrację w celu późniejszego przetwarzania w trybie *off-line*, a dotyczy to operacji demodulacji, rozplotu jak i dekodowaniu kanałowego.

Detekcja odebranego sygnału preambuły jest dokonywana na podstawie wyznaczonej funkcji korelacji, uzyskanej w wyniku korelacji odebranego sygnału i wzorca transmitowanego sygnału preambuły, który jest znany w odbiorniku systemu. Korelację wykonywaną w dziedzinie czasu interpretuje się jako kompresję sygnału i powinna być realizowana równolegle zarówno dla wzorca transmitowanego sygnału $HFM\uparrow$ oraz $HFM\downarrow$. Przykładowo, dla przyjętych czasów $T_{sHFM}=T_{pHFM}=64\text{ms}$, sygnał preambuły ramki $s_p(t)$ opisany wzorami (6.7) oraz wyznaczone funkcje korelacji dla odebranego sygnału z sygnałami wzorcowymi $HFM\uparrow$ i $HFM\downarrow$, przedstawione zostały na Rys. 6.4.

We wstępnym etapie odbioru, oprócz wykrywania nadejścia sygnału jest również dokonywana synchronizacja nadajnika i odbiornika, a tym samym ustalane są relacje czasowe pomiędzy poszczególnymi sygnałami w ramce danych. Dodatkowe zastosowanie preambuły stanowi estymacja parametrów kanału, która zostanie wykorzystana podczas właściwego odbioru bloku danych.



Rys. 6.4. Sygnał preambuły ramki oraz wyznaczone funkcje korelacji dla odebranego sygnału z sygnałami wzorcowymi $HFM\uparrow$ i $HFM\downarrow$.

W preambule ramki danych używane są dwa impulsy z hiperbolicznie modulowaną częstotliwością, ale o różnej monotoniczności zmieniających częstotliwości sygnału w czasie. Pozwala to na jednoznaczne ustalenie założonego w nadajniku opóźnienia pomiędzy nimi oraz określenie odchyłki dopplerowskiej. Pomocna jest tu własność przedstawiona w rozdziale 4, która dotyczy wpływu zjawiska Dopplera na uzyskane funkcje korelacji dla zastosowanych sygnałów $HFM\uparrow$ i $HFM\downarrow$. Funkcje korelacji dla tych sygnałów są przesunięte w czasie przeciwnie względem funkcji odniesienia, czyli funkcji autokorelacji, dla przypadków kiedy nadajnik zbliża się do odbiornika lub oddala. Wartość odchyłki dopplerowskiej \hat{f}_d można wyznaczyć ze wzoru (6.8).

$$\hat{f}_d = \left(\frac{(\Delta t_{HFM\uparrow-HFM\downarrow}) - T_{pHFM}}{2} \right)^{-1} [\text{Hz}] , \quad (6.8)$$

gdzie $\Delta t_{HFM\uparrow-HFM\downarrow}$ oznacza różnicę czasu pomiędzy maksimum funkcji korelacji wyznaczonej dla odebranego sygnału z wzorcem transmitowanego sygnału $HFM\uparrow$ oraz maksimum funkcji korelacji dla odebranego sygnału z wzorcem sygnału $HFM\downarrow$. T_{pHFM} oznacza czas przerwy pomiędzy transmitowanymi sygnałami HFM w preambule.

6.4. ROZPATRYWANE SPOSOBY MODULACJI

Podstawowym celem procesu modulacji jest dostosowanie właściwości transmitowanego sygnału do parametrów kanału komunikacyjnego, w którym jest on zakłócany i zniekształcany. Dlatego wybór właściwego rodzaju modulacji, a tym samym sygnału o skutecznej odporności na zakłócenia w kanale hydroakustycznym, decyduje o możliwościach uzyskania zakładanych parametrów transmisji danych. Dominujące zakłócenie w wodach płytkich stanowią rewerberacje, na które głównie składają się rozproszenie fali na powierzchniach granicznych ośrodka i propagacja wielodrogowa. Propagacja wielodrogowa jest wynikiem odbić i rozproszenia fali na dnie i powierzchni wody oraz w wyniku refrakcji. Rewerberacje objawiają się wydłużeniem odebranego impulsu w porównaniu z nadanym impulsem oraz silnymi fluktuacjami obwiedni sygnału odebranego, a to eliminuje użycie modulacji amplitudy. Rewerberacje wpływają niekorzystnie także na modulację fazy, ponieważ do odbiornika dociera kilka sygnałów o jednakowej częstotliwości oraz różnych amplitudach jak i fazach. Wówczas sygnał wypadkowy posiada tę samą częstotliwość, lecz fazę różną od każdego z sygnałów składowych, zarówno sygnałów podlegającym odbiciom jak również sygnału docierającego ścieżką bezpośrednią.

Największą odporność na zakłócenia rewerberacyjne posiada częstotliwość sygnału, dlatego wydaje się w pełni uzasadnione wykorzystanie do przesłania danych tego typu modulacji w kanale o silnych zakłóceniach. W tym podrozdziale omówione zostaną różne warianty modulacji częstotliwości, które poddane będą analizie i badaniom, a ostatecznie będą mogły zostać wytypowane do implementacji w docelowym systemie komunikacji. Przedstawiona zostanie modulacja z kluczowaniem częstotliwości FSK oraz technika widma rozproszonego z szybkimi przeskokami częstotliwości nośnej FFH.

6.4.1. Modulacja FSK

W modulacji z binarnym kluczowaniem częstotliwości BFSK przyporządkowuje się symbolom binarnym 0 i 1 sygnały o różnych częstotliwościach f_0 i f_1 , o czasie trwania pojedynczego symbolu T_S równego czasie trwania bitu T_B . W odróżnieniu od niej, modulacja z wielowartościowym kluczowaniem częstotliwości MFSK dokonuje przyporządkowania symbolu określonego przez grupę k bitów ($k=2, 3, 4, \dots$) do sygnału o częstotliwości z dostępnego zbioru częstotliwości znamiennej, których liczba wynosi $M=2^k$. Zgodnie z tym, dla modulacji BFSK przyjmuje się $k=1$, a stąd $M=2$. Modulacja FSK zakłada zachowanie stałej wartości amplitudy.

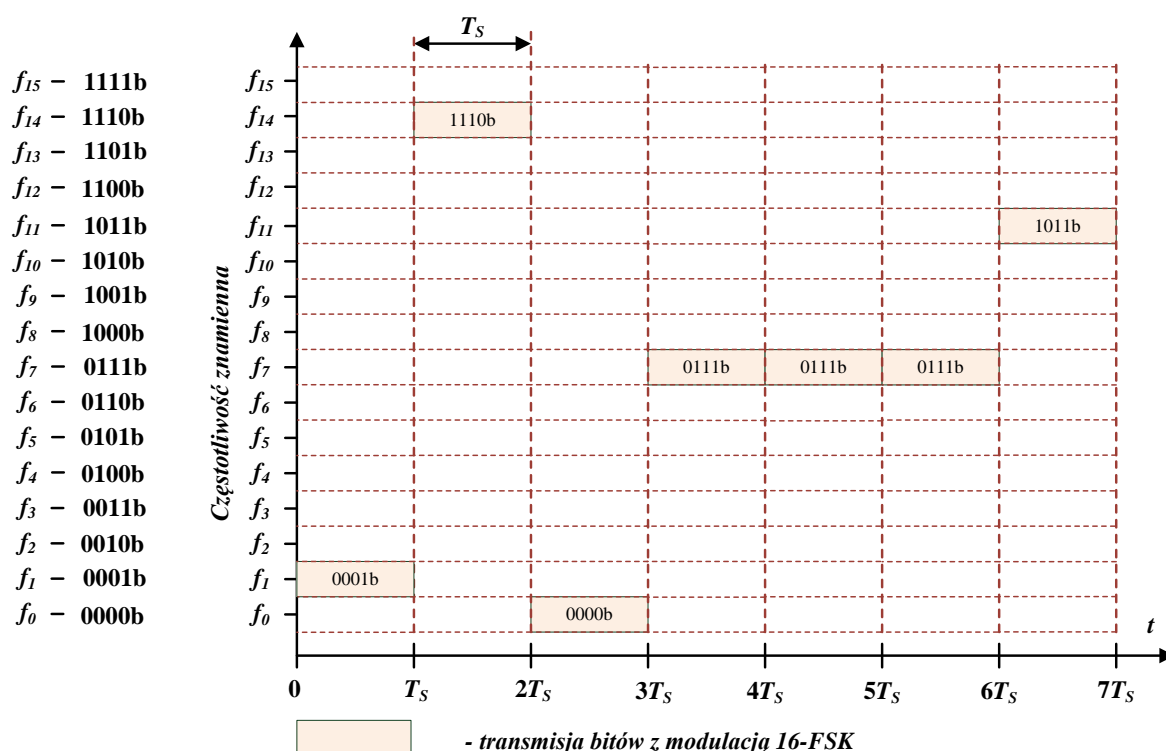


Schemat działania systemu z modulacją 16-FSK został przedstawiony na Rys. 6.5. Postać nadawanego dolnopasmowego sygnału z modulacją FSK można zapisać poniższym wzorem [105]:

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos[2\pi f_m t + \varphi_m], \quad (6.9)$$

$$(n-1)T_s \leq t \leq nT_s, \quad 1 \leq n \leq N, \quad 0 \leq m \leq M-1,$$

gdzie E_s/T_s to moc transmitowanego sygnału, E_s oznacza energię przypadającą na symbol FSK, T_s czasem trwania takiego symbolu, f_m oznacza m -tą częstotliwością znamionną, a φ_m jest nieznaną przypadkową fazą związaną z m -tym impulsem, N liczbą wszystkich słów do transmisji, a wszystkie transmitowane sygnały charakteryzują się tymi samymi wartościami tych parametrów.



Rys. 6.5. Schemat działania system z modulacją 16- FSK.

Sygnały określone powyższym wzorem są ortogonalne względem siebie, gdy poszczególne częstotliwości sygnału różnią się między sobą o $1/T_s$ [Hz], czyli spełniona jest równość określająca współczynnik korelacji [105]:

$$\rho_{ij} = \frac{1}{E_s} \int_0^{T_s} s_i(t)s_j(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \cos[2\pi(f_i - f_j)t + (\varphi_i - \varphi_j)] dt = 0, \quad (6.10)$$

dla $i \neq j$

Dla nadawanych sygnałów $s_i(t)$ i $s_j(t)$, $f_i - f_j$ jest odstępem częstotliwości pomiędzy sygnałami i i j oraz φ_i i φ_j są przypadkowymi fazami związanymi z i i j sygnałem. Zbiór ortogonalnych sygnałów FSK jest generowany jeśli dla wartości $0 \leq i \neq j \leq M-1$ otrzymuje się

$\rho_{ij}=0$. Stąd daje to odstępy częstotliwości pomiędzy sygnałami i i j , będące wielokrotnościami odwrotności czasu trwania T_s , co można opisać jak niżej [105]:

$$\Delta f = f_i - f_j = \frac{n}{T_s}, \quad n = 1, 2, \dots \quad (6.11)$$

Z kolei w przypadku minimalnego odstępu częstotliwości pomiędzy przyległymi sygnałami otrzymuje się poniższy zbiór dostępnych częstotliwości znamionnych $F_{m,FSK,Ortog}$ sygnałów FSK, które to częstotliwości gwarantują tym sygnałom ortogonalność [105]:

$$F_{m,FSK,Ortog} = \left\{ \frac{0}{T_s}, \frac{1}{T_s}, \dots, \frac{M-1}{T_s} \right\} \quad (6.12)$$

Niezbędna szerokość pasma powyższych sygnałów FSK jest określona jako [105]:

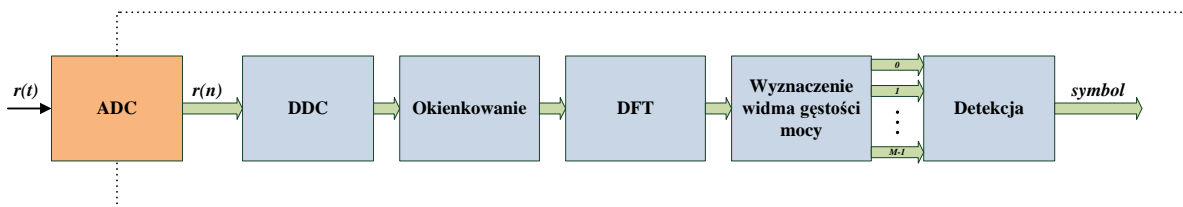
$$B_{FSK} = \frac{M+1}{T_s} [\text{Hz}] \quad (6.13)$$

Niewątpliwą zaletą modulacji FSK jest możliwość łatwej detekcji błędów, bowiem zawsze jest oczekiwana wyłącznie jedna częstotliwość znamionna w określonym czasie trwania T_s .

Odbiornik FSK

Proces odbioru sygnału FSK realizowany jest przez odbiornik niekoherentny, który nie wymaga bieżącego określania fazy odniesienia, a przez to stanowi on odbiornik suboptymalny. W ten sposób unika się problemu niejednoznaczności, który występuje z powodu jakiegokolwiek nieciągłości fazy fali nośnej na granicy bitów. Należy jednak mieć świadomość, że używając sygnał z nieciągłą fazą wprowadza się interferencje poza używanym pasmem przenoszenia.

Struktura odbiornika FSK w rozważanym systemie transmisji danych została przedstawiona na poniższym Rys. 6.6.



Rys. 6.6. Struktura zaimplementowanego demodulatora FSK.

Odebrany sygnał FSK jest wstępnie poddawany konwersji wybranego sygnału pasmowego na sygnał w pasmie podstawowym, o określonej szerokości pasma B_{FSK} . Do przeprowadzenia tej operacji jest wykorzystywana technika cyfrowej przemiany częstotliwości w dół DDC (ang. *digital down converter*). Metoda detekcji energii jest użyta w celu określenia obecności odebranego sygnału w określonym pasmie częstotliwości dla określonego czasu trwania symbolu, a jest ona określana mianem metody periodogramu (ang. *radiometer*). Na otrzymanym sygnale jest wykonywana operacja okienkowania z wykorzystaniem wybranego typu okna, a następnie sygnał jest przetwarzany poprzez obliczenie dyskretnej transformaty Fouriera. Do efektywnego wyznaczenia dyskretnej transformaty Fouriera wykorzystywany jest algorytm FFT (ang. *Fast Fourier Transform*). Wynikiem działania

transformaty jest dyskretne widmo sygnału, które następnie służy do wyznaczenia widma gęstości mocy sygnału dyskretnego dla kolejnych czasów trwania symbolu T_s . Widmo sygnału jest otrzymywane w postaci prążków, określonych przez wartości Y_m , gdzie każdy prążek reprezentuje wąskie pasmo odpowiadające oczekiwanej częstotliwości znamiennej f_m ($m=0, \dots, M-1$). W układzie decyzyjnym, na podstawie kryterium $f_m = \max(Y_m)$ dokonywane jest przyporządkowanie odpowiedniego symbolu FSK.

Modulacja z wielowartościowym kluczowaniem częstotliwości w porównaniu do modulacji z binarnym kluczowaniem częstotliwości bardziej efektywnie wykorzystuje dostępne pasmo kanału, bowiem cechuje się większą efektywnością widmową. Z kolei zwiększenie przepustowości kanału dokonuje się kosztem zmniejszenia odporności sygnału na szum i zakłócenia.

Ważny aspekt decydujący o wydajności odbiornika niekoherentnego jest dokładność synchronizacji czasowej odbieranego symbolu. Proces synchronizacji bloku danych opiera się na wykorzystaniu dwóch dodatkowych tonów, które są umieszczone na dodatkowych skrajnych pasmach modulacji FSK. Czas trwania tonów jest równa czasowi trwania symbolu FSK. Przed symbolami FSK, nadawany jest najpierw ton pierwszy, a następnie ton drugi. Na podstawie wyznaczonego periodogramu dla kolejnych okien danych jest szacowana maksymalna wartość dla tonu pierwszego i drugiego. Wyznaczona relacja czasowa pomiędzy tonem pierwszym i drugim powinna odpowiadać czasowi trwania symbolu T_s . Przesuwanie okna jest dokonywane o czas będący wielokrotnością czasu T_s i dla tych zmian szukana jest wartość maksymalna. W drugim etapie, przesuwanie okna jest dokonywane o czas stanowiący ułamek czasu trwania T_s i również dla nich szukana jest wartość maksymalna. W ten sposób uzyskane momenty czasu stają się momentami odniesienia, aż do napotkania kolejnych tonów pilotowych, stanowiących sygnały synchronizacji.

Prawdopodobieństwo błędnego odbioru bitu (P_b)

Prawdopodobieństwo błędnego odbioru symbolu dla niekoherentnej modulacji MFSK wykorzystywanej przez system transmisji danych w kanale z addytywnym szumem białym (AWGN) wyraża się wzorem [28][26]:

$$P_{s,MFSK} = \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \binom{M-1}{m} \exp\left(-\frac{m\gamma_s}{(m+1)}\right), \quad (6.14)$$

gdzie $\gamma_s = E_s/N_0$ i współczynnik dwumianowy jest zdefiniowany jak niżej:

$$\binom{M-1}{m} = \frac{(M-1)!}{(M-1-m)!m!}. \quad (6.15)$$

Dla modulacji wielowartościowej FSK jaką jest modulacja MFSK, aby wyznaczyć prawdopodobieństwa odbioru błędnego bitu wymagane jest użycie poniższej zależności:

$$P_b = \frac{2^{m-1}}{2^{M-1}} P_s = \frac{M}{2^{(M-1)}} P_s. \quad (6.16)$$

Prawdopodobieństwo błędnego odbioru bitu dla modulacji MFSK można wyrazić:

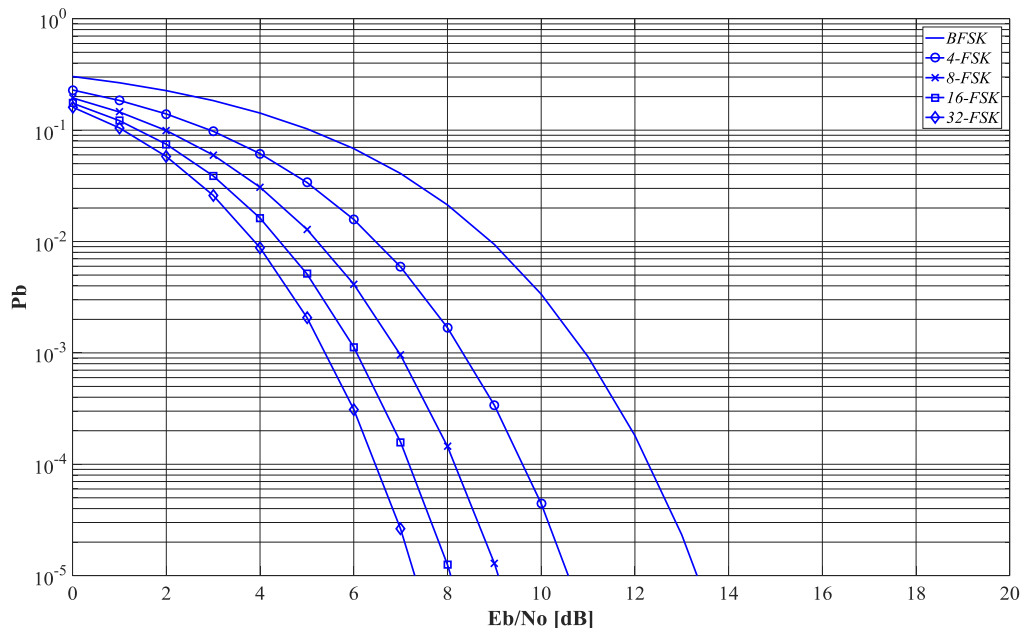
$$P_{b,MFSK} = \frac{M}{2^{(M-1)}} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \binom{M-1}{m} \exp\left(-\frac{m\gamma_s}{(m+1)}\right), \quad (6.17)$$

gdzie $\gamma_s = \log_2 M \cdot \gamma_b = k \cdot \gamma_b$.

Dla ustalonego prawdopodobieństwa błędów odbioru bitu wraz ze wzrostem wartościowości M maleją potrzeby odnośnie wartości mocy nadawczej dla przesyłanego sygnału co przedstawia



Rys. 6.7, ale zmniejszenie mocy dokonuje się kosztem zwiększenia szerokości wykorzystywanego pasma kanału.



Rys. 6.7. Wartość prawdopodobieństwa błędów bitu w funkcji $\gamma_b = E_b/N_0$ [dB] w przypadku transmisji z modulacją BFSK, 4-FSK, 8-FSK, 16-FSK i 32-FSK w kanale AWGN.

Prawdopodobieństwo błędnego odbioru symbolu dla niekoherentnej modulacji BFSK w kanale AWGN, jak i równoważnemu prawdopodobieństwu błędnego odbioru bitu upraszcza się do poniższego wzoru [28]:

$$P_{s,BFSK} = P_{b,BFSK} = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{2}\right), \quad (6.18)$$

gdzie $\gamma_b = E_b/N_0$ i E_b to energia przypadająca na pojedynczy bit.

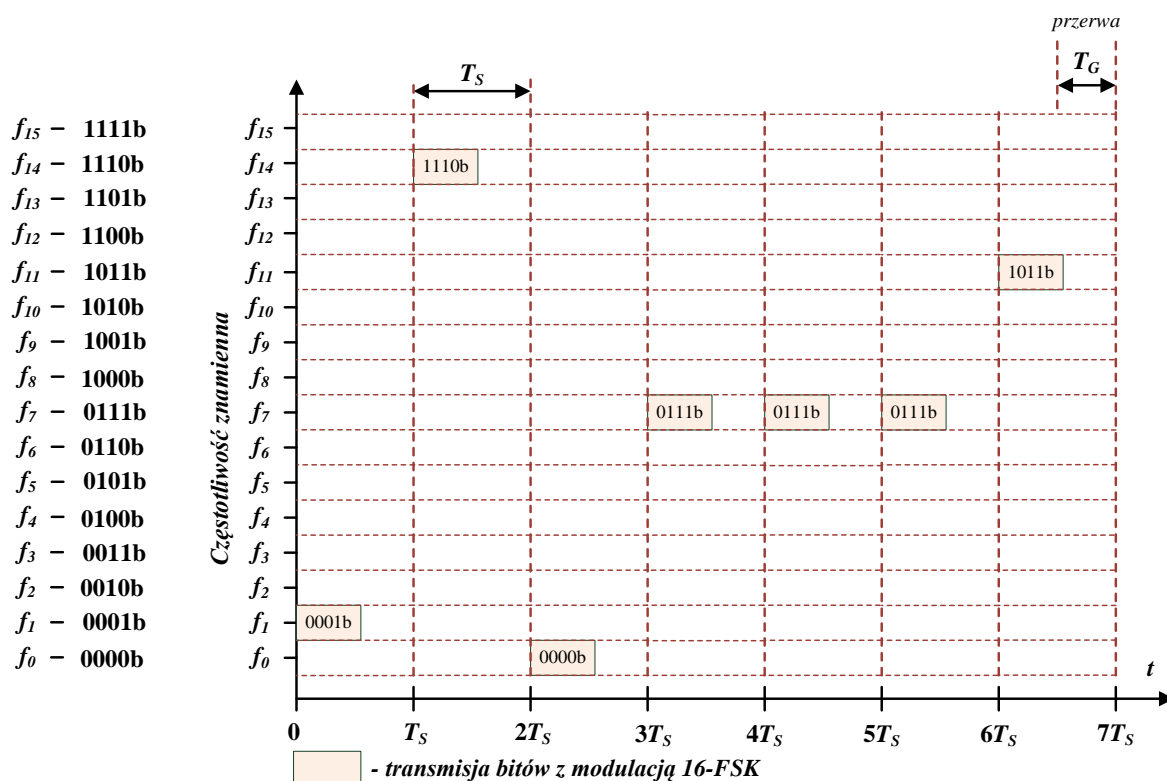
Kres górny prawdopodobieństwa błędnego odbioru symbolu dla niekoherentnej detekcji sygnału FSK można zapisać [28]:

$$P_{s,g,FSK} \leq \frac{M-1}{2} \exp\left(-\frac{\gamma_s}{2}\right). \quad (6.19)$$

Przeciwdziałanie skutkom rewerberacji (wielodrogowości) i efektu Dopplera

Kanał komunikacyjny w wodach płytkich wykorzystywany przez system z modulacją FSK wymaga zastosowania przerw pomiędzy kolejno przesyłanymi symbolami. Cel stosowania przerw wynika z potrzeby uniknięcia interferencji międzysymbolowych powstałych w wyniku zjawiska rewerberacji, w szczególności jego składnika jakim jest zjawisko wielodrogowości. Powodem powstawania interferencji międzysymbolowych jest niekontrolowane wydłużenie impulsów, a w wyniku tego nakładanie się impulsów poprzedzających na następne. Długość stosowanych przerw jest co najmniej równa maksymalnemu rozrzutowi opóźnienia T_m . Spełniony musi być warunek $T_m \leq T_G$, a przy tym $T_m \ll T_s$, gdzie T_G oznacza czas trwania przerwy i T_s oznacza czas trwania symbolu. Schemat

działania systemu z wielowartościowym kluczowaniem częstotliwości 16-FSK, który uwzględnia użycie przerw został przedstawiony na Rys. 6.8.



Rys. 6.8. Schemat działania systemu z wielowartościowym kluczowaniem częstotliwości 16-FSK i przerwą pomiędzy transmitowanymi symbolami.

Postać nadawanego dolnopasmowego sygnału FSK można wówczas zapisać poniższym wzorem:

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos[2\pi f_m t + \varphi_m] , \quad (6.20)$$

$$(n-1)T_s \leq t \leq nT_s - T_G , \quad 1 \leq n \leq N , \quad 0 \leq m \leq M-1 ,$$

gdzie T_G jest czasem trwania przerwy.

Aby zapobiec wpływowi efektu Dopplera, który objawia się odchyłką Dopplera należy określić szerokość pasma zarezerwowanego dla poszczególnego sygnału z określoną częstotliwością znamioną. Spełniony musi być zatem warunek $B_d \ll B_s$, gdzie B_d oznacza maksymalne rozproszenie Dopplera, a B_s oznacza pasmo transmitowanego symbolu. Przykładowo, przy założeniu pracy systemu transmisji danych z częstotliwością nośną $f_c=12.5\text{kHz}$, pasmem $B_{FSK}=5\text{kHz}$ i maksymalną dopuszczalną prędkością Dopplera $v_{d,max}=4\text{m/s}$ (~8 węzłów) uzyskuje się na krańcach tego założonego pasma pracy następujące maksymalne odchyłki Dopplera $f_{d,max}=26.67\text{Hz}$ dla $f_c-\Delta_{2.5\text{kHz}}=10\text{kHz}$ i $f_{d,max}=40\text{Hz}$ dla $f_c+\Delta_{2.5\text{kHz}}=15\text{kHz}$.

Dla systemu transmisji z częstotliwością nośną $f_c=30\text{kHz}$, pasmem $B_{FSK}=5\text{kHz}$ i maksymalną dopuszczalną prędkością Dopplera $v_{d,max}=4\text{m/s}$ (~8 węzłów) uzyskuje się na krańcach tego założonego pasma pracy następujące maksymalne odchyłki Dopplera $f_{d,max}=73.34\text{Hz}$ dla $f_c-\Delta_{2.5\text{kHz}}=27.5\text{kHz}$ i $f_{d,max}=86.67\text{Hz}$ dla $f_c+\Delta_{2.5\text{kHz}}=32.5\text{kHz}$.

Przykładowe wartości maksymalnych odchyłek Dopplera $f_{d,max}$ dla różnych maksymalnych dopuszczalnych prędkości Dopplera $v_{d,max}$ i częstotliwości f sygnału zostały przedstawione w tabeli Tab. 6.1.

Tab. 6.1. Maksymalne odchyłki Dopplera $f_{d,max}$ dla kilku wartości maksymalnych dopuszczalnych prędkości Dopplera $v_{d,max}$.

f [kHz]	$v_{d,max}$ [m/s]	$f_{d,max}$ [Hz]	f [kHz]	$v_{d,max}$ [m/s]	$f_{d,max}$ [Hz]
10	4	26.6	10	8	53.3
12.5	4	33.3	12.5	8	66.6
15	4	40	15	8	80
17.5	4	46.6	17.5	8	93.3
27.5	4	73.3	27.5	8	146.6
30	4	80	30	8	160
32.5	4	86.6	32.5	8	173.3
40	4	106.6	40	8	213.3
50	4	133.3	50	8	266.6

Z warunku ortogonalności wymagany jest minimalny odstęp między częstotliwościami znamionymi Δf lub jego wielokrotność:

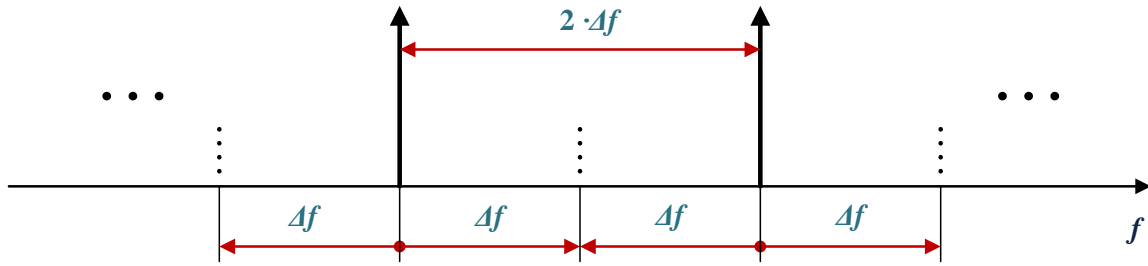
$$\Delta f = \frac{1}{T_s} \quad (6.21)$$

co daje wartości odstępów częstotliwości dla długości impulsów T_s . Przykładowe dwa zestawy wartości odstępów częstotliwości dla różnych długości impulsów T_s zostały przedstawione w tabeli Tab. 6.2.

Tab. 6.2. Wartości odstępów częstotliwości dla różnych długości impulsów T_s .

Zestaw 1		Zestaw 2	
Δf [Hz]	T_s [ms]	Δf [Hz]	T_s [ms]
400	2.5	256	3.90625
200	5	128	7.8125
100	10	164	15.625
50	20	32	31.25
25	40	16	62.5
12.5	80	8	125
6.25	160	4	250

Zapewnienie odpowiedniego odseparowania częstotliwości, aby wpływ efektu Dopplera nie degradował pasma sąsiednich częstotliwości znamionnych, wymaga użycia minimalnej szerokości pasma dla pojedynczej częstotliwości znamiennej równej $B_S = \Delta f$. Zostało to zaprezentowane na Rys. 6.9. Stąd dla rozważanej modulacji 16-FSK i długości impulsu $T_s = 4\text{ms}$ co daje $B_S = 250\text{Hz}$, jest wymagane użycie pasma o szerokości $B_{FSK} = 16 \cdot \Delta f = 4000\text{Hz}$.



Rys. 6.9. Schemat odseparowania częstotliwości znamienych modulacji FSK uwzględniający wpływ efektu Dopplera.

Parametry kanału komunikacyjnego z występującymi zanikami można modelować m.in. rozkładem Rayleigh'a i Rice'a. Zostały one przedstawione w rozdziale 3.2, a należy tutaj przypomnieć, że pierwszy z nich stosuje się dla sytuacji, gdy występuje brak ścieżki bezpośredniej pomiędzy przetwornikiem nadawczym i odbiorczym.

Prawdopodobieństwo błędnego odbioru bitu dla niekoherentnej modulacji MFSK wykorzystywanej w kanale Rice'a wyraża się wzorem [26]:

$$P_{b,Rice,MFSK} = \frac{M}{2^{(M-1)}} \sum_{m=1}^{M-1} (-1)^{m+1} \binom{M-1}{m} \frac{(K+1)}{K+1+m(K+1+\gamma_s)} * \exp\left(-\frac{mK\gamma_s}{K+1+m(K+1+\gamma_s)}\right), \quad (6.22)$$

gdzie $\gamma_s = \log_2 M \cdot \gamma_b = k \cdot \gamma_b$.

Prawdopodobieństwo błędnego odbioru bitu dla niekoherentnej modulacji BFSK w kanale Rice'a można wówczas zapisać wzorem [26]:

$$P_{b,Rice,BFSK} = \frac{K+1}{2K+2+\gamma_b} \exp\left(-\frac{K\gamma_b}{2K+2+\gamma_b}\right). \quad (6.23)$$

Na podstawie powyższych wzorów można wyznaczyć prawdopodobieństwo błędnego odbioru bitu dla niekoherentnej modulacji MFSK w kanale Rayleigh'a, poprzez podstawienie $K=0$.

$$P_{b,Rayleigh,MFSK} = \frac{M}{2^{(M-1)}} \sum_{m=1}^{M-1} (-1)^{m+1} \binom{M-1}{m} \frac{1}{1+m\gamma_s}, \quad (6.24)$$

gdzie $\gamma_s = \log_2 M \cdot \gamma_b = k \cdot \gamma_b$.

Analogicznie jak wyżej prawdopodobieństwo błędnego odbioru bitu dla niekoherentnej modulacji BFSK w kanale Rayleigh'a ma postać:

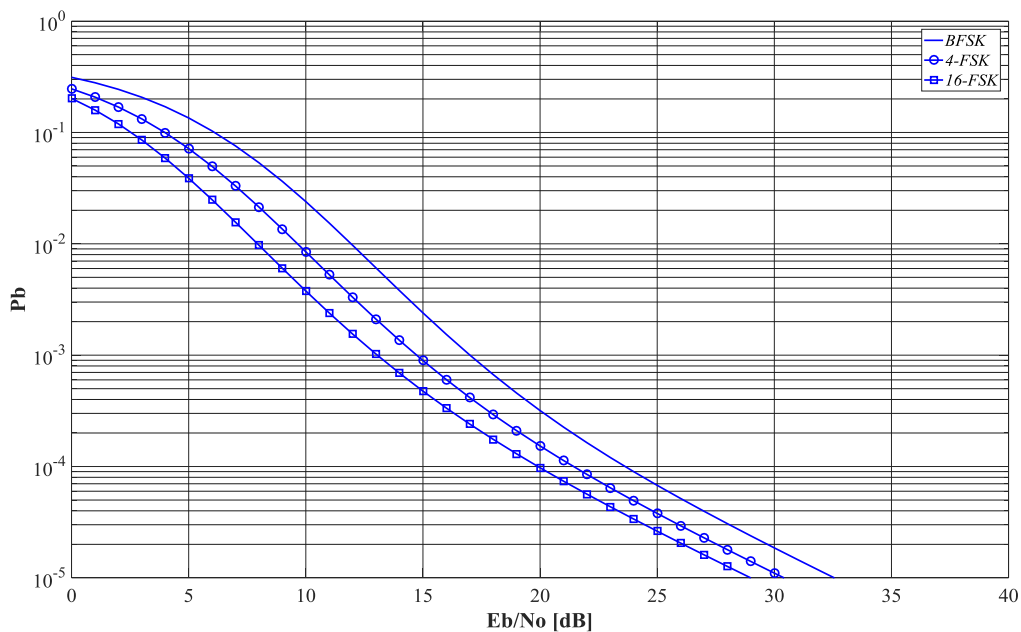
$$P_{b,Rayleigh,BFSK} = \frac{1}{2+\gamma_b}. \quad (6.25)$$

Prawdopodobieństwo błędnego odbioru bitu dla niekoherentnej modulacji MFSK w kanale Nakagami- m można zapisać wzorem [80]:

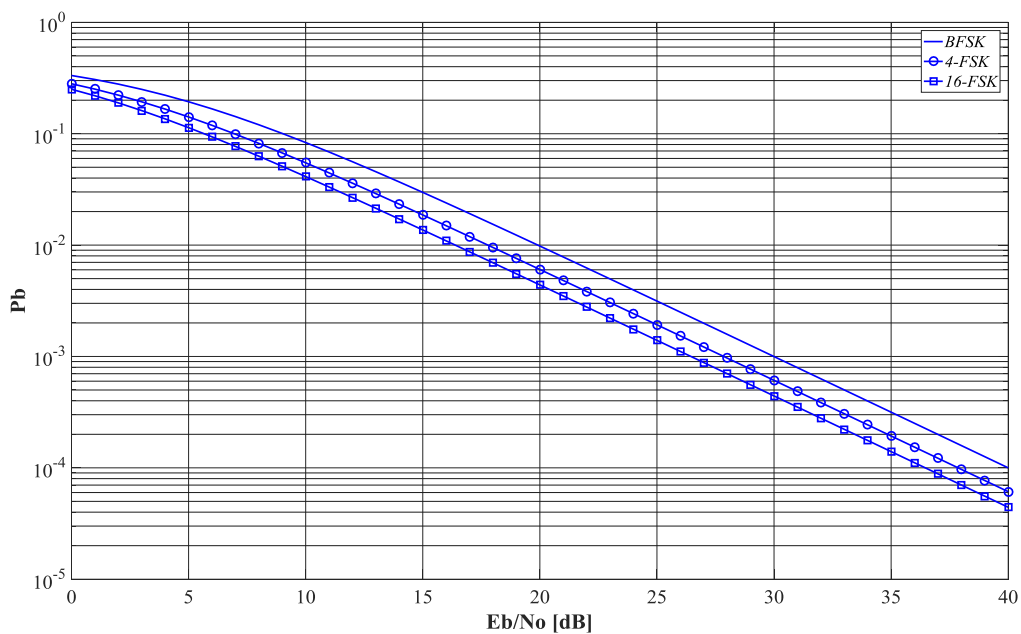
$$P_{b,Nakagami,M-FSK} = \frac{M}{2^{(M-1)}} \sum_{m=1}^{M-1} (-1)^{m+1} \binom{M-1}{m} \frac{1}{\left[1+m+\frac{m\gamma_s}{m_N}\right]^{m_N}}, \quad (6.26)$$

gdzie $\gamma_s = \log_2 M \cdot \gamma_b = k \cdot \gamma_b$. Dla $m_N=1$ uzyskuje się kanał z rozkładem Rayleigha.

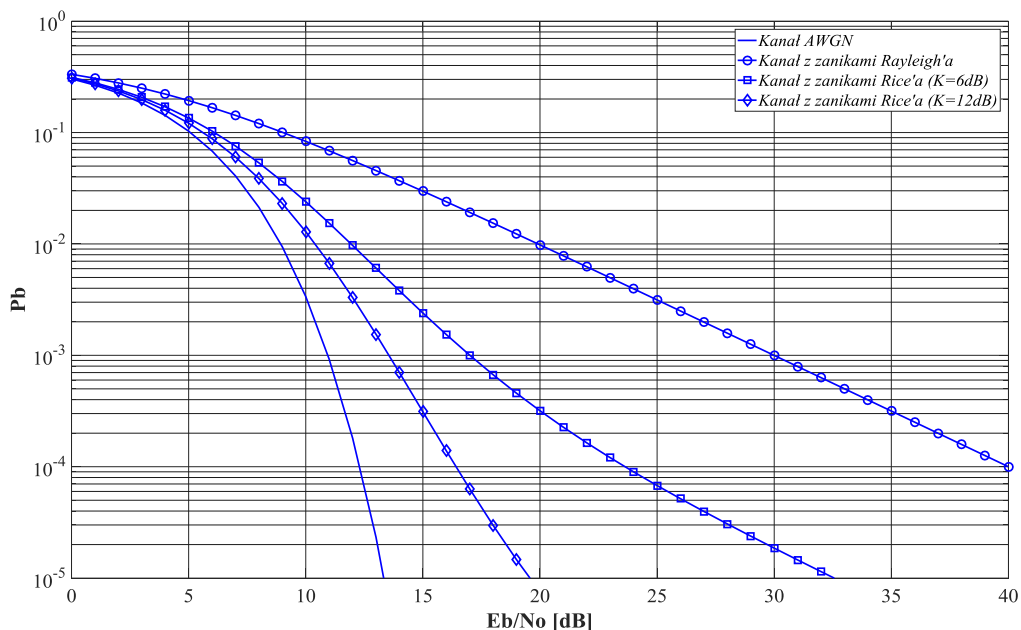
Prawdopodobieństwa błędu bitu w funkcji $\gamma_b = E_b/N_0$, dla modulacji FSK w kanałach komunikacyjnych z obecnymi zanikami są przedstawione na Rys. 6.10 i Rys. 6.11. Z kolei Rys. 6.12 zawiera zestawienie porównawcze prawdopodobieństw błędu odbioru bitu dla modulacji BFSK w przypadku transmisji w kanałach AWGN, Rice'a i Rayleigh'a.



Rys. 6.10. Wartość prawdopodobieństwa błędu bitu w funkcji $\gamma_b = E_b/N_0$ [dB] w przypadku transmisji z modulacją BFSK, 4-FSK i 16-FSK w kanale z zanikami Rice'a ($K=6\text{dB}$).



Rys. 6.11. Wartość prawdopodobieństwa błędu bitu w funkcji $\gamma_b = E_b/N_0$ [dB] w przypadku transmisji z modulacją BFSK, 4-FSK i 16-FSK w kanale z zanikami Rayleigh'a.



Rys. 6.12. Wspólne zestawienie prawdopodobieństwa błędu bitu w funkcji $\gamma_b = E_b/N_0$ [dB] w przypadku transmisji z modulacją BFSK w kanałach AWGN, Rice'a ($K=6\text{dB}$, $K=12\text{dB}$) i Rayleigh'a.

6.4.2. Techniki widma rozproszonego

Techniki widma rozproszonego zostały pierwotnie opracowane dla zastosowań w systemach wojskowych ze względu na ich niskie prawdopodobieństwo przechwycenia LPI (ang. *low probability of intercept*) oraz dużą odporność na sygnały zagłuszające. Utrudniają one przeciwnikowi podsłuchiwanie transmisji, a nieautoryzowanym źródłom nadającym fałszywe informacje - zakłócanie komunikacji poprzez zakłócenie pracy układu odbiornika. Dodatkowo, możliwe jest współużytkowanie pasma częstotliwości z wieloma typami konwencjonalnych modulacji przy wystąpieniu minimalnych zakłóceń lub nawet bez nich. Koncepcja pracy systemów z rozpraszaniem widma wynika ze znanego wzoru Shannona (6.3) na przepustowość kanału o określonej szerokości pasma B i stosunku mocy sygnału do mocy szumu SNR [78]. Określa on, że szersze pasmo i wyższy stosunek mocy sygnału do mocy szumu, daje większą przepustowość systemu komunikacyjnego. Po przekształceniu tego wzoru do poniższej postaci (6.27), można stwierdzić: im bardziej szumy dominują nad sygnałem, tym szersze pasmo musi zajmować sygnał by go poprawnie odebrać.

$$\frac{c}{B} \cong 1.44 \cdot SNR \quad . \quad (6.27)$$

W takim przypadku dąży się do znacznego rozszerzenia używanego pasma, pozwalając równocześnie na pracę ze znacznie mniejszym stosunkiem mocy sygnału do mocy szumu.

Ta technika przekształca wąskopasmowy sygnał informacyjny na sygnał o znacznie szerszym paśmie [77][59]. Takie rozpraszanie widma sygnału danych uzyskuje się za pomocą sygnału kodowego. Sygnał kodowy jest niezależny od sygnału danych i posiada większą szerokość widmową. W związku z tym, nadajnik dla wysyłanych danych rozprasza moc sygnału informacyjnego na znacznie szersze pasmo o niższej gęstości widmowej mocy, niż w przypadku nadajnika wąskopasmowego. W odbiorniku natomiast, wykonywana jest

operacja skupiania rozproszonego sygnału informacyjnego do pierwotnego pasma. Dlatego w odbiorniku musi być znana dokładnie ta sama sekwencja kodowa, która została użyta w nadajniku.

Parametrem charakteryzującym system z widmem rozproszonym jest *zysk przetwarzania* G_p (ang. *gain processing*). Jest on miarą poprawy stosunku mocy sygnału do mocy szumu poprzez użycie rozproszenia widma. W istocie, określa on zysk osiągnięty poprzez przetwarzanie sygnału o widmie rozproszonym w stosunku do wyników przetwarzania sygnału bez rozpraszania widma.

Występuje wiele odmian systemów z rozpraszaniem widma, wśród których najbardziej typowe to [100]:

- systemy z bezpośrednim rozpraszaniem widma za pomocą sekwencji kodowej DSSS (ang. *Direct Sequence Spread Spectrum*),
- systemy z przeskokami częstotliwości nośnej FHSS (ang. *Frequency Hopping Spread Spectrum*)¹,
- systemy z wyborem położenia impulsów THSS (ang. *Time Hopping Spread Spectrum*),
- systemy z modulacją częstotliwości nośnej CSS (ang. *Chirp Spread Spectrum*).

W ramach niniejszej pracy jedna z tych odmian tj. FHSS, została poddana analizie jak i szczegółowym badaniom symulacyjnym i eksperymentalnym.

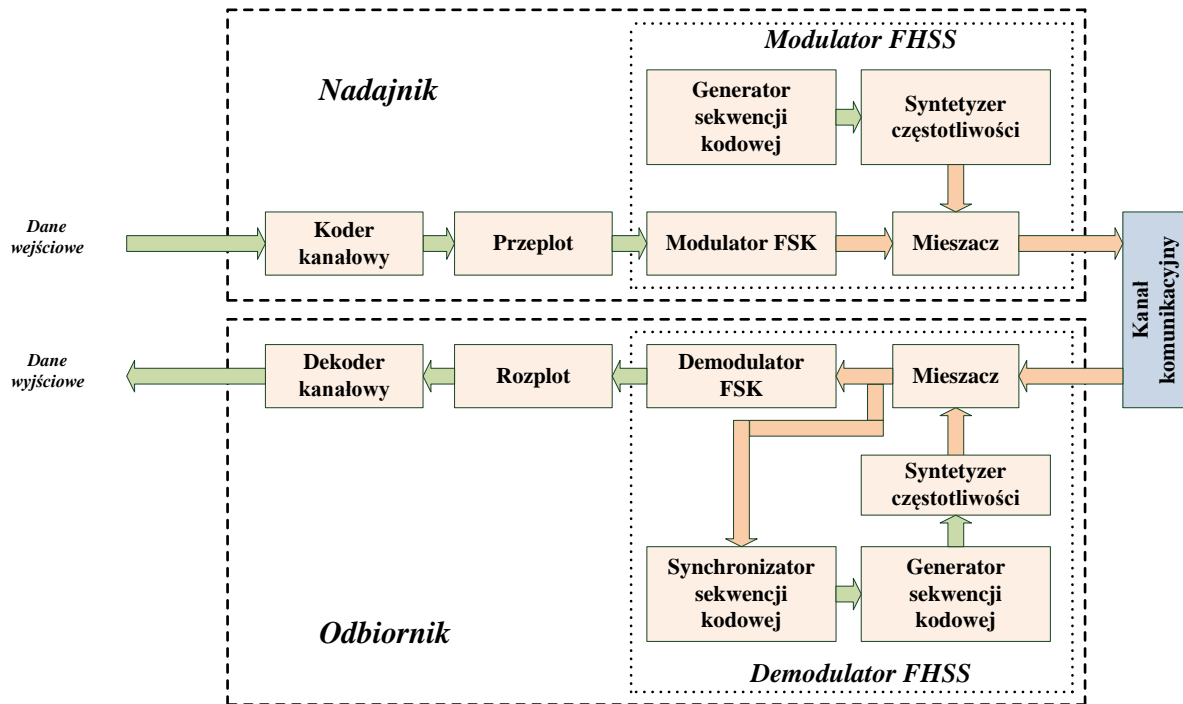
System komunikacji z przeskokami częstotliwości nośnej FHSS

Systemy komunikacyjne z przeskokami częstotliwości nośnej najczęściej wykorzystują modulację FSK z niekoherentną metodą detekcji [28]. Schemat typowego systemu z uszczegółowieniem modulatora i demodulatora przedstawia Rys. 6.13.

W technice FHSS, cała dostępna szerokość pasma kanału jest podzielona na sąsiadujące podkanały częstotliwości. Częstotliwość nośna między podkanałami jest przełączana przy zastosowaniu wybranej sekwencji kodowej, który jest znany zarówno w nadajniku jak i w odbiorniku. Sekwencja kodowa o długości L steruje synteźatorem częstotliwości w każdym przedziale czasu trwania symbolu T_S (ang. *symbol interval*). W nadajniku, wysyłany symbol poddawany jest wstępnemu kodowaniu kanałowemu i operacji przepłotu, a następnie trafia do modulatora FSK, który wysyła symbolowi o czasie trwania T_S nadaje postać sygnału o odpowiedniej częstotliwości dla podkanału w zależności od zastosowanej wartościowości. Tak wytworzony sygnał jest następnie umieszczany w odpowiednim podkanale częstotliwości przy pomocy układu przemiany częstotliwości na czas równy czasowi pojedynczego przeskoku T_H (ang. *hop time, dwell time*). Następnie, taki sygnał po wzmocnieniu, za pośrednictwem przetwornika hydroakustycznego trafia do kanału, czyli środowiska wodnego. Po stronie odbiorczej, wzmocniony sygnał w przedwzmacniaczu, trafia do odbiornika. W odbiorniku sygnał jest sprowadzany do pasma podstawowego, w którym następuje demodulacja FSK. Sygnał synchronizacji niezbędny

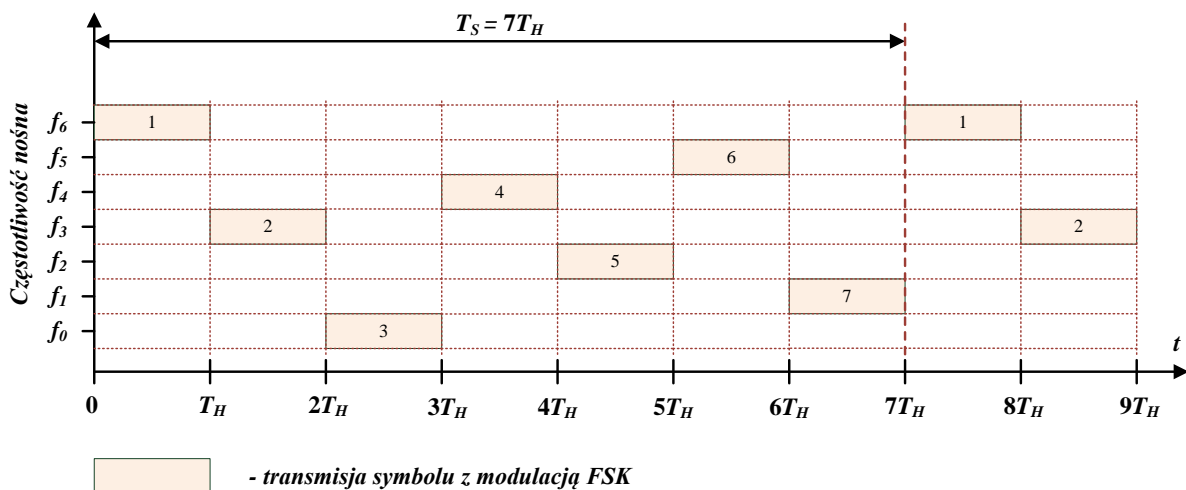
¹ Wynalazku tego (pierwszego systemu z widmem rozproszonym) dokonała w roku 1941 Hedy Lamarr - amerykańska aktorka i wynalazczyni austriacko-żydowskiego pochodzenia. Patent: US002292387 SECRET COMMUNICATION SYSTEM.

do utrzymania synchronizacji generatora sekwencji kodowej jest uzyskiwany z odebranego sygnału przez układ synchronizatora sekwencji kodowej [62].



Rys. 6.13. Schemat systemu transmisji danych z przeskokami częstotliwości nośnej z uszczegółowieniem modulatora i demodulatora.

Gdy $T_S/T_H > 1$, czyli zmiana częstotliwości nośnej odbywa się wielokrotnie w czasie trwania symbolu danych T_S , wówczas jest to system z szybkimi przeskokami częstotliwości nośnej FFH (ang. *fast frequency hopping system*). Rys. 6.14 przedstawia schemat działania system z szybkimi przeskokami częstotliwości nośnej dla przykładowego wzorca sekwencji kodowej.



Rys. 6.14. Schemat działania system z szybkimi przeskokami częstotliwości nośnej dla przykładowego wzorca sekwencji kodowej o długości 7 ($T_S = 7T_H$).

W sytuacji kiedy zmiana częstotliwości nośnej następuje co kilka bitów danych jest to system z wolnymi przeskokami częstotliwości nośnej SFH (ang. *slow frequency hopping system*). Jak wspomniano, w tej metodzie zwykle jest używana niekoherentna modulacja częstotliwości FSK. Użycie modulacji koherentnych byłoby trudne ze względu na zachowanie spójności fazy w momentach, gdy dokonywana jest zmiana częstotliwości nośnej według wzorca określonego przez sekwencję kodową.

W wariacie systemu FFH częstotliwość przeskoków jest równa $f_H = 1/T_H$. W przypadku detekcji niekoherentnej, aby zapewnić wymaganą ortogonalność pomiędzy tonami sygnału modulacji FSK, należy zastosować minimalną odległość pomiędzy nimi będącą wielokrotnością f_H . Własność ta zapewnia, że nie wystąpią przesłuchy z pozostałymi pasmami częstotliwości przeskoku. Współczynnik rozpraszania N_{SS} systemu FFH odpowiada długości sekwencji kodowej i jest równy T_S/T_H [28].

Zysk przetwarzania dla tej metody rozpraszania można zapisać jak niżej [28]:

$$G_p = \frac{T_B}{T_H} = \frac{B_{SS}}{R_S} = 2^{k_{pn}} \quad , \quad (6.28)$$

gdzie k_{pn} jest długością sekwencji kodowej używanego do wyboru częstotliwości nośnej.

Zysk przetwarzania wyrażony w decybelach można wyrazić wzorem (6.29) [28]:

$$G_p[\text{dB}] = 10\log_{10}(2^{k_{pn}}) = 3k_{pn} \quad . \quad (6.29)$$

Postać nadawanego dolnopasmowego sygnału FFH-FSK można zapisać wzorem (6.30) [105]:

$$s_n(t) = \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}} \cos[2\pi(f_l + f_m)t + \varphi_n] \quad , \quad (6.30)$$

gdzie:

$$\left[(n-1) + \frac{l-1}{L} \right] T_S \leq t \leq \left[(n-1) + \frac{l}{L} \right] T_S \quad , \quad 1 \leq n \leq N \quad , \quad 1 \leq l \leq L \quad , \quad 0 \leq m \leq M-1 \quad ,$$

natomiast E_S/T_S oznacza moc transmitowanego sygnału symbolu, T_S czas trwania sygnału symbolu, l numer przeskoku, f_l częstotliwość pośrednią dla wybranego pasma l -tego przeskoku częstotliwości, f_m m -tą częstotliwość znamionową, φ_n jest nieznaną przypadkową fazą związaną z transmitowanym symbolem, n to numer transmitowanego słowa, M to wartościowość modulacji FSK, a N to liczba wszystkich symboli do wysłania.

Dla $L=T_B/T_H$, współczynnik korelacji będący warunkiem ortogonalności dwóch nadawanych sygnałów $s_i(t)$ i $s_j(t)$ o określonych częstotliwościach f_i i f_j oraz przypadkowych fazach φ_i i φ_j związanych z i i j sygnałem można wyrazić poniższą zależnością (6.31):

$$\rho_{ij} = \frac{L}{E_S} \int_0^{T_H} s_i(t) s_j(t) dt = \frac{1}{T_H} \int_0^{T_H} \cos[2\pi(f_i - f_j)t + (\varphi_i - \varphi_j)] dt = 0 \quad , \quad (6.31)$$

dla $i \neq j \quad ,$

Stąd odpowiednie odstępy częstotliwości pomiędzy sygnałami i i j są wielokrotnościami odwrotności czasu trwania T_H :

$$\Delta f = f_i - f_j = \frac{n}{T_H} \quad , \quad n = 1, 2, \dots \quad . \quad (6.32)$$



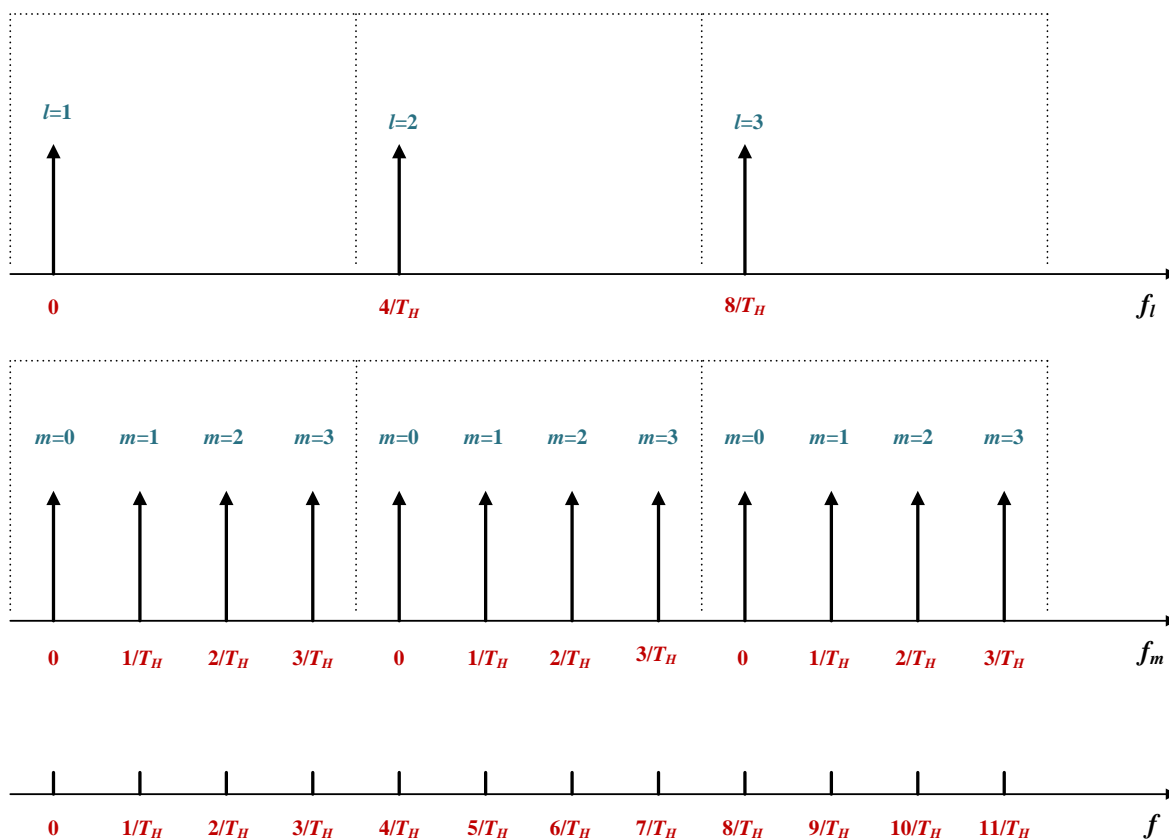
Dla minimalnego odstępów częstotliwości pomiędzy przyległymi sygnałami można otrzymać zbiór dostępnych częstotliwości znamionowych sygnału FSK, które gwarantują ortogonalność tych sygnałów:

$$F_{m,FFH-FSK,Ortog} = \left\{ \frac{0}{T_H}, \frac{1}{T_H}, \dots, \frac{M-1}{T_H} \right\} \quad (6.33)$$

a zbiór F_l częstotliwości pośrednich f_l można wyznaczyć według zależności (6.34).

$$F_{l,FFH-FSK} = \left\{ \frac{0}{T_H}, \frac{M}{T_H}, \dots, \frac{(L-1) \cdot M}{T_H} \right\} \quad (6.34)$$

Wykorzystanie powyższych parametrów obrazuje Rys. 6.15.



Rys. 6.15. Przykładowy schemat zależności pomiędzy częstotliwościami f_l i f_m dla przypadku użycia minimalnego odstępów częstotliwości $1/T_H$, gdzie $M=4$ i $L=3$.

Niezbędna szerokość pasma systemu transmisji wykorzystującego technikę FFH-FSK jest określona zależnością:

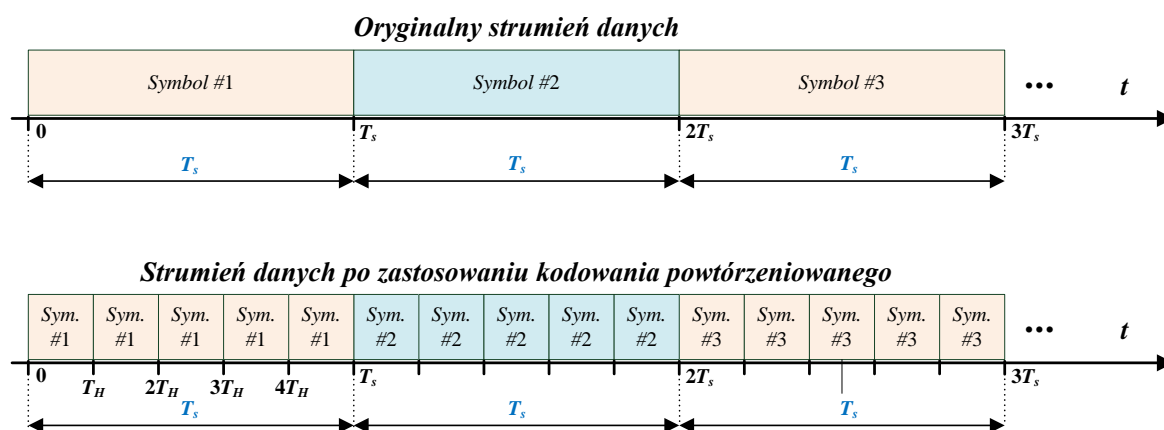
$$B_{FFH-FSK} = \frac{L \cdot (M+1)}{T_H} [\text{Hz}] \quad (6.35)$$

Mechanizm tłumienia sygnałów zakłócających wynika z faktu, że sygnał użyteczny jest przesyłany w określonym momencie czasu tylko w pojedynczym wąskopasmowym kanale. Tak więc, sygnał zakłócający pokrywa się z widmem sygnału użytecznego tylko w krótkim wycinku całościowego czasu trwania.

System FFH realizuje nadawanie i odbiór symboli w oparciu o techniki dywersyfikacji. W ogólności, dywersyfikacja zakłada wielokrotne nadawanie i odbiór tego samego symbolu (na różne symbole) w celu zapewnienia redundancji. Wówczas niektóre z odebranych symboli można traktować jako bardziej wiarygodne od pozostałych i na ich podstawie podjąć

właściwą decyzję o odebranych symbolu. Odbiór każdego z redundantnych symboli musi mieć niezależny charakter, aby zastosowana technika dywersyfikacji mogła spełnić swoje założenia. Używana w systemie FFH technika dywersyfikacji stanowi hybrydę dywersyfikacji czasowej i częstotliwościowej co można zaobserwować na Rys. 6.14. Typowo dywersyfikacja czasowa realizuje wielokrotne nadawanie oraz odbiór tego samego symbolu w czasie. Jednak niezależny odbiór symbolu w kanale z zanikami wymaga, aby każda transmisja symbolu o czasie trwania T_s była oddzielona czasowo o czas większy niż czas koherencji kanału T_c . Z kolei dywersyfikacja częstotliwości zwykle przeprowadza nadawanie oraz odbiór tego samego symbolu na wielu częstotliwościach nośnych w tym samym czasie, ale sąsiadujące częstotliwości nośne muszą być oddzielone o pasmo większe niż pasmo koherencji kanału B_c . Jednakże dywersyfikacja czasowa i ta realizowana w systemie FFH działają sekwencyjnie, ponieważ symbole redundantne są odbierane jako każdy z osobna w określonym czasie i wykorzystują dostępne częstotliwości nośne. Dla stałego pasma przypadającego na sygnał, rząd dywersyfikacji L zwiększa się wraz z wielkością redundancji. Podobnie zwiększa się również średnia energia sygnału ($\cdot L$), ale zmniejsza się szybkość transmisji ($/L$).

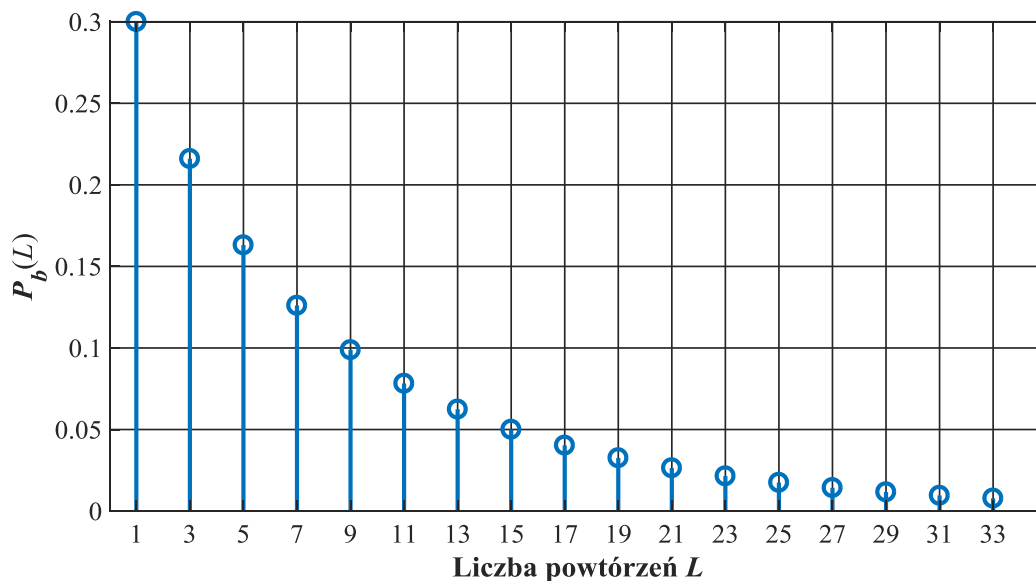
W odniesieniu do strumienia przesyłanych symboli, dywersyfikację zastosowaną w technice FFH można w uproszczeniu interpretować jako użycie kodowania powtórzeniowego (*ang. repetition coding*) [41][102], co zostało przedstawione na Rys. 6.16.



Rys. 6.16. Sposób użycia kodowania powtórzeniowego dla rzędu dywersyfikacji $L=5$.

Stosując w odbiorniku dekodowanie twardo-decyzyjne dokonywana jest decyzja, który symbol został odebrany dla każdego przeskoku o czasie trwania T_H . Jeśli założymy, że przykładowe prawdopodobieństwo odbioru błędnego symbolu wynosi $P_s=0.3$ dla pojedynczego czasu przeskoku T_H co jest równoważne pojedynczej transmisji symbolu ($L=1$) to prawdopodobieństwo odbioru błędnego symbolu dla nieparzystych wartości powtórzeń nadawania symbolu (=wartości rzędu dywersyfikacji) można wyznaczyć za pomocą wzoru (6.36) [41]. Prawdopodobieństwo zostało zaprezentowane na Rys. 6.17 dla kilkudziesięciu kolejnych wartości powtórzeń L i wynika z niego, że wraz ze wzrostem powtórzeń zmniejsza się wartość P_b . Na tym etapie rozważań dotyczących jakości transmisji danych jest zasadne przypuszczać, że technika FFH zapewni żadaną wartość P_b przy optymalnie dobranej liczbie powtórzeń L .

$$P_s(L) = \sum_{i=\frac{L+1}{2}}^L \binom{L}{i} P_s^i (1 - P_s)^{L-i} \quad (6.36)$$

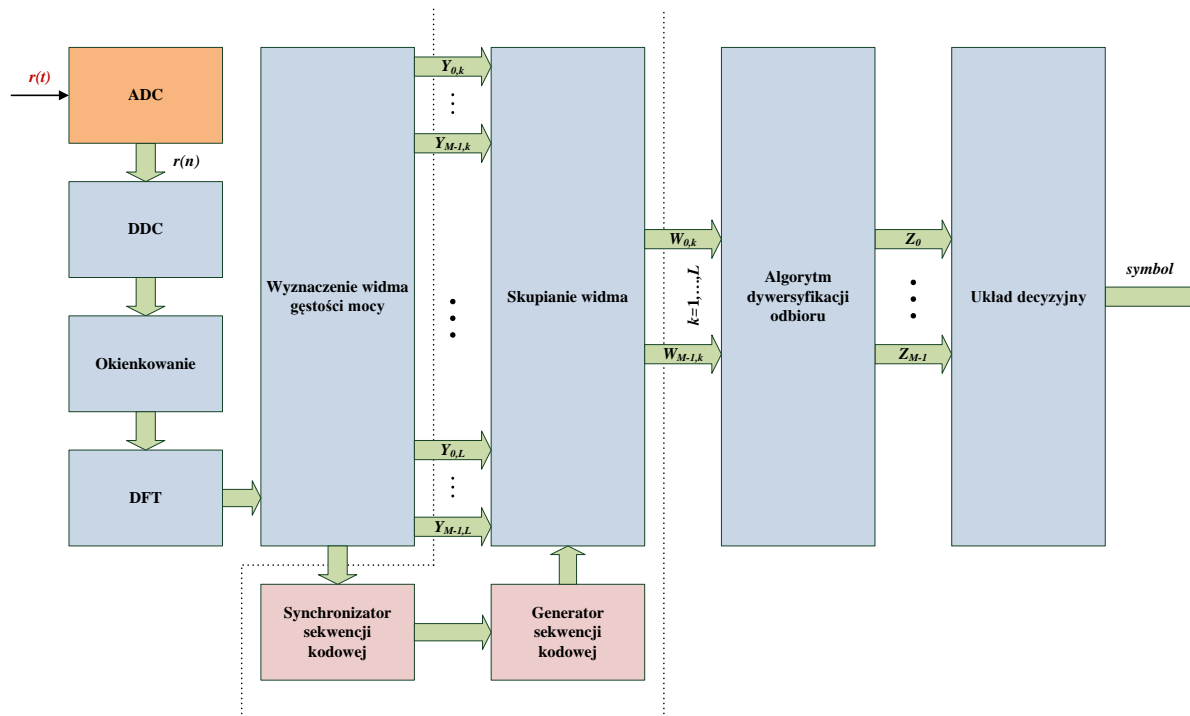


Rys. 6.17. Wartość prawdopodobieństwa błędu odbioru symbolu dla różnych wartości powtórzeń (=rzędu dywersyfikacji).

Odbiornik FFH-FSK

Struktura odbiornika FFH-FSK rozważanego systemu transmisji danych jest przedstawiona na Rys. 6.18. Wstępnie, odebrany sygnał $r(t)$ jest poddawany konwersji analogowo-cyfrowej, a potem wybrany sygnał pasmowy sprowadzany jest do pasma podstawowego o określonej szerokości $B_{FFH-FSK}$. Następne operacje prowadzą do uzyskania dyskretnego widma sygnału, które służy do wyznaczenia widma gęstości mocy sygnału dyskretnego dla kolejnych czasów trwania T_H . Operacje te są tożsame operacjom realizowanym w odbiorniku FSK. Otrzymane widmo pokrywa całe pasmo $B_{FFH-FSK}$, czyli obejmuje wszystkie możliwe gałęzie odpowiadające częstotliwościom znamionym modulacji FSK dla każdego z L możliwych przeskoków, stąd liczba wszystkich analizowanych gałęzi wynosi $L \cdot M$. Następnie odbiornik wydobywa wartości prążków $Y_{m,k}$ i wyznacza wartości decyzyjne Z_m według wybranego algorytmu dywersyfikacji odbioru ($m=0, \dots, M-1$; $k=1, \dots, L$) zgodnie z założeniami dekodowania miękko-decyzyjnego. Podstawowym warunkiem poprawnego funkcjonowania odbiornika systemu FFH jest jego zsynchronizowanie z ramką transmitowanego symbolu, a wówczas algorytm jest zerowany i są wypracowane wszystkie zmienne decyzyjne Z_m . W pierwszym etapie, dla kolejnych L czasów trwania przeskoku T_H , które przypadają na transmisje pojedynczego symbolu, są wydobywane wartości prążków $Y_{m,k}$ dla każdej z M gałęzi FSK i L możliwych przeskoków tworząc macierz o wymiarach $(M+L) \cdot L$. W drugim etapie, w oparciu o uzyskaną macierz dokonywana jest operacja skupiania rozproszonego widma sygnału symbolu poprzez wybór wartości prążków z M gałęzi FSK dla kolejnych L czasów trwania przeskoku T_H . Na transmisje pojedynczego symbolu przypada L przeskoków, a kolejny przeskok k jest zgodny z wzorcem przeskoków określonym na podstawie ustalonej sekwencji kodowej.

W wyniku tych działań powstaje macierz wartości $W_{m,k}$ wymiarach $M \cdot L$, która jest wykorzystywana przez algorytm dywersyfikacji odbioru do wyznaczenia wartości decyzyjnej Z_m , niezależnie dla każdej gałęzi m . Uzyskane wartości decyzyjne Z_m pozwalają na podjęcie finalnej decyzji, tj. przyporządkowania odpowiedniego symbolu FSK do uzyskanych wartości decyzyjnych Z_m .



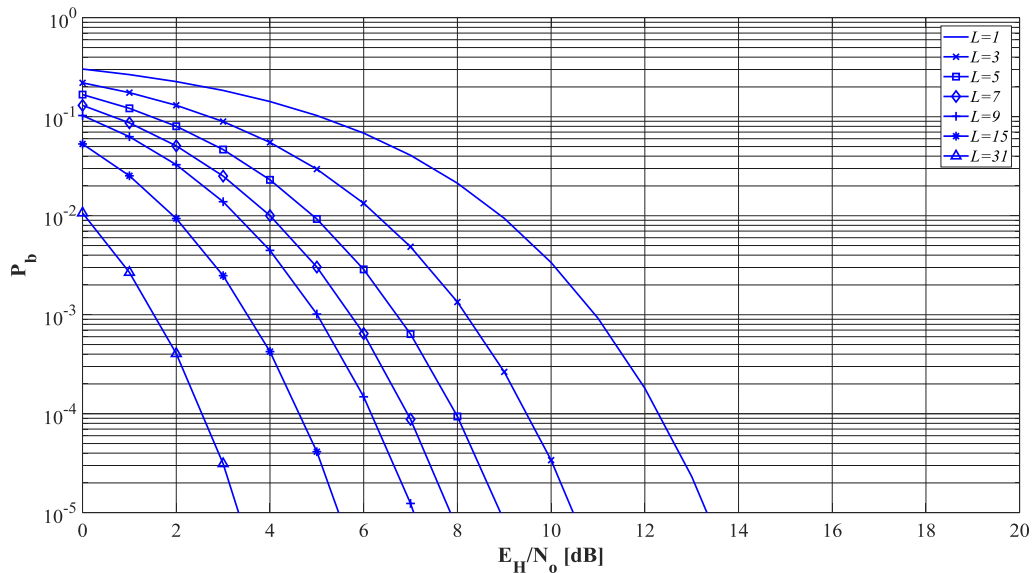
Rys. 6.18. Struktura zaimplementowanego demodulatora FFH-FSK.

Proces synchronizacji bloku danych polega na wysłaniu na początku bloku danych wzorcowych symboli informacyjnych i znalezieniu dla nich maksymalnych wartości decyzyjnych Z_m . Przy wykorzystaniu zastosowanej metody detekcji sygnału w postaci periodogramu, są wyznaczane wartości dla analizowanych pasm, dla kolejnych przeskoków o czasie trwania T_H . Stosując wybrany algorytm dywersyfikacji odbioru wykorzystujący wybrany wzorec przeskoków dokonywana jest maksymalizacja wartości decyzyjnych poprzez dobór przesunięcia okna danych podlegających wyznaczeniu periodogramu. Przesunięcie okna danych jest czasem odpowiadającym wielokrotności czasu trwania przeskoku T_H . Uzyskane wartości decyzyjne są porównywane z założoną wartością progową i po jej osiągnięciu jest podejmowana synchronizacja dokładna. Polega ona na wyznaczeniu wartości decyzyjnych dla przesunięć okna danych wejściowych periodogramu o czas będący ułamkiem czasu trwania przeskoku T_H i szukaniu ich maksymalnych wartości. Wyznaczone w ten sposób momenty czasu stają się momentami odniesienia do całego bloku danych.

Prawdopodobieństwo błędnego odbioru bitu (P_b)

Ze względu na fakt, że dostępne pasmo częstotliwości w rozważanym systemie transmisji danych jest wąskie, technika FFH wykorzystuje modulację BFSK i dlatego dalsze analizy dotyczyły takiego zestawienia.

Przy założeniu, że w procesie odbiorczym stosowane jest dekodowanie twardo-decyzyjne, wówczas prawdopodobieństwo odbioru błędnego bitu dla niekoherentnej modulacji BFSK w kanale AWGN i wybranych wartości rzędu dywersyfikacji odbioru L przyjmuje wartości przedstawione na Rys. 6.19.



Rys. 6.19. Wartość prawdopodobieństwa błędu odbioru bitu w funkcji $\gamma_H = E_H/N_0$ [dB] w przypadku transmisji z modulacją BFSK w kanale AWGN dla różnych wartości rzędu dywersyfikacji (dekodowanie twardo-decyzyjne).

Dla procesu odbiorczego z dekodowaniem miękko-decyzyjnym, prawdopodobieństwo odbioru błędnego bitu dla niekoherentnej modulacji BFSK w kanale AWGN i wykorzystaniu dywersyfikacji odbioru L -tego rzędu można zapisać za pomocą poniższych wzorów (6.37) i (6.38) [62].

$$P_{b,dyw,BFSK} = \frac{1}{2^{2L-1}} e^{-\frac{\gamma_b}{2}} \sum_{n=0}^{L-1} c_n \left(\frac{\gamma_b}{2}\right)^n, \quad (6.37)$$

$$c_n = \frac{1}{n!} \sum_{k=0}^{L-1-n} \binom{2L-1}{k}, \quad (6.38)$$

gdzie $\gamma_b = E_b/N_0$, a $E_b = L \cdot E_H$.

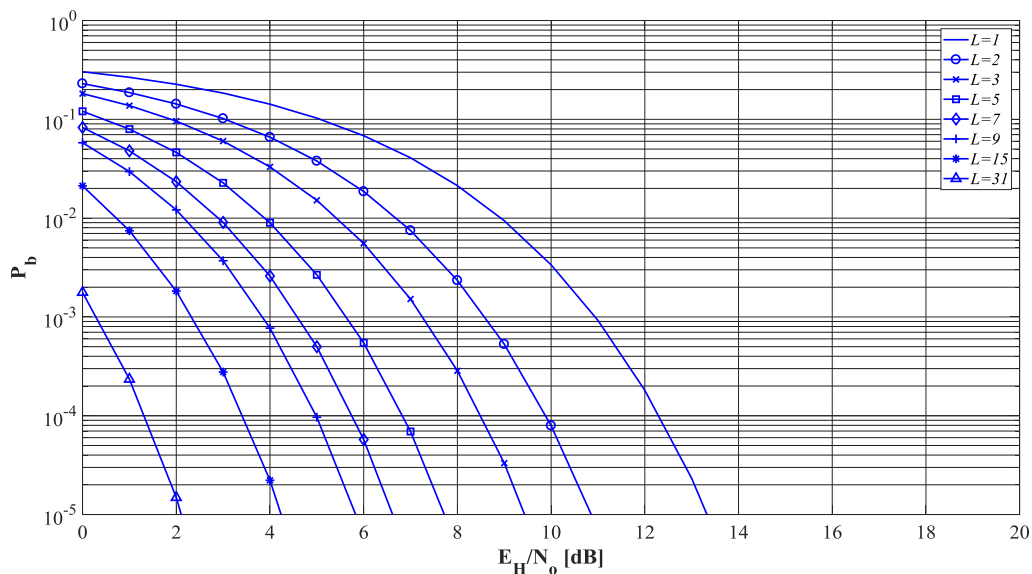
Kwadraturowy i liniowy algorytm dywersyfikacji odbioru (*ang. square-law combining*) został użyty w technice FFH, który dokonuje sumowania L wartości $W_{m,k}$ z każdej gałęzi BFSK, według wzoru (6.39). Zakłada on, że niezależne kanały transmisyjne charakteryzują się takim samym wzmocnieniem.

$$Z_m = \sum_{k=1}^L W_{m,k}^2. \quad (6.39)$$

Na Rys. 6.20 przedstawiono wartości prawdopodobieństwa błędu odbioru bitu w funkcji $\gamma_H = E_H/N_0$ [dB] w przypadku transmisji z modulacją BFSK w kanale AWGN dla różnych wartości rzędu dywersyfikacji $L=1, 2, 3, 5, 7, 9, 15, 31$.

Korzystając z uzyskanych zestawień P_b dla dekodowania twardo-decyzyjnego i miękko-decyzyjnego wynika, że gdy żądana wartość $P_b = 10^{-3}$ oraz $L=3$ występuje poprawa warunków detekcji o blisko 4dB w stosunku do transmisji bez powtórzeń ($L=1$) w przypadku użycia dekodowania miękko-decyzyjnego. Dla tej samej wartości P_b i $L=9$ poprawa wynosi około

7.2dB. Dekodowanie miękko-decyzyjne w stosunku do dekodowania twardo-decyzyjnego daje poprawę około 1dB.



Rys. 6.20. Wartość prawdopodobieństwa błędów odbioru bitu w funkcji $\gamma_H = E_H/N_0$ [dB] w przypadku transmisji z modulacją BFSK w kanale AWGN dla różnych wartości rzędu dywersyfikacji (dekodowanie miękko-decyzyjne).

Przeciwdziałanie skutkom rewerberacji (wielodrogowości) i efektu Dopplera

Dla spełnienia warunku realizacji *dywersyfikacji częstotliwościowej* należy przyjąć występowanie niezależnych zaników w przypadku kanału częstotliwościowo selektywnego, gdy odstęp między częstotliwościami dwóch sygnałów jest większy niż pasmo koherencji kanału B_c ($\Delta f_{FFH-FSK} = 1/T_H > B_c$). Rozplanowanie częstotliwości przeskoków w połączeniu z zaprojektowaniem odpowiedniego wzorca przeskoków wynikającego z wygenerowanej sekwencji kodowej jest istotne dla rozpatrywanego systemu FFH. Może się jednak zdarzyć sytuacja kiedy odstęp między sąsiednimi częstotliwościami przeskoków wynikający z potrzeb projektowych, będzie mniejszy od pasma koherencji kanału B_c ($\Delta f_{FFH-FSK} = 1/T_H < B_c$) podczas gdy system transmisji pracuje w kanale z zanikami. Przemysłany projekt wzorca przeskoków pozwoli uniknąć tej niekorzystnej nierówności. Należy jednak brać pod uwagę, że długość sekwencji kodowej, a przez to liczba możliwych przeskoków jest ograniczona przez specyfikę kanału hydroakustycznego i użyteczne pasmo dostępnych przetworników, typowo kilka kHz. Fakt ten również znacząco ogranicza projekt bardziej złożonego projektu wzorca.

W ogólności, aby można przyjąć założenie o częstotliwościowej nieselektywności rozpatrywanego kanału wymagane jest zastosowanie odstępu między sąsiednimi częstotliwościami przeskoków mniejszego niż pasmo koherencji kanału B_c ($\Delta f_{FFH-FSK} < B_c$). Natomiast relatywnie szerokie pasmo systemu FFH może być modelowane jako grupa niezależnych wąskopasmowych częstotliwościowo nieselektywnych kanałów za pomocą procesu stochastycznego z zanikami wolnymi Ricean'a lub Rayleigh'a. Termin wolne zaniki oznacza, że zanik jest stały podczas trwania pojedynczego przeskoku i wówczas zmiany

amplitudy sygnału spowodowane obecnością zaników są niezmiennie dla pojedynczego przeskoku. Dla liczby L przeskoków częstotliwości przypadających na transmisję i odbiór pojedynczego symbolu, efektywny czas trwania symbolu jest określony jako $T_s=(L-1) \cdot T_H$, a stąd w dziedzinie czasu powyższe założenie o częstotliwościowej nieselektywności kanału można zapisać jak $T_s=(L-1) \cdot T_H > T_m$.

Podsumowując, dla $T_H > T_m$ kanał wykazuje zaniki płaskie i dlatego pozwala zaniedbać wpływ skutków wielodrogowości, natomiast dla $T_H < T_m$ kanał jest częstotliwościowo selektywny i technika FFH ma na celu usunięcie wpływu skutków wielodrogowości na sygnał docierający ścieżką bezpośrednią. Ponieważ odbiornik systemu FFH po czasie odbioru równym czasowi trwania przeskoku T_H dokonuje przeskoku do nowej częstotliwości przeskoku, gdy składowe wielodrogowe zaczynają docierać do odbiornika. Docierające składowe wielodrogowe zajmują pasmo różne od aktualnie odbieranego sygnału, dlatego wpływ niepożądanych zakłóceń powinien być nieznaczny. Podczas odbioru równego czasowi trwania przeskoku T_H przetwarzany jest co najmniej jeden sygnał niepodlegający zanikom, związany ze ścieżką bezpośrednią.

Warunkiem spełnienia wymagań co do realizacji *dywersyfikacji czasowej* w przypadku kanału z zanikami szybkimi jest zapewnienie wymagania, aby odstęp czasowy T_{cc} pomiędzy transmisją kolejnych sygnałów symbolu o czasie trwania T_H na tej samej częstotliwości przeskoku był dłuższy niż czas koherencji kanału T_c . Oznacza to wzajemną niezależność w dziedzinie czasu dla dwóch przeskoków na tą samą częstotliwość. Jednocześnie odstęp czasowy T_{cc} można interpretować jako czas, w których każda z wykorzystywanych częstotliwości przeskoku jest nieużywana, co pozwala na wytłumienie obecnych w pasmie częstotliwości przeskoku składowych wielodrogowych. Założenie to obowiązuje pod warunkiem, że T_m jest krótsze od omawianego odstępu czasowego T_{cc} .

Dla zapewnienia występowania zaników wolnych, dogodniejszych w przeciwieństwie do zaników szybkich, czas trwania przeskoku T_H musi być krótszy niż czas koherencji kanału T_c ($T_H < T_c$), analogicznie musi być zatem spełniony warunek $\Delta f_{FFH-FSK} > B_d$. Przy omawianiu modulacji FSK zamieszczone zostały zasady dobierania odstępu pomiędzy częstotliwościami znamionowymi w celu uwzględnienia wpływu efektu Dopplera, które obowiązują również w przypadku systemu FFH przy czym T_s jest zastępowany przez T_H .

Jak już wcześniej zostało przedstawione, kanał komunikacyjny z zanikami można przedstawić za pomocą modelu, w którym amplitudę sygnału można modelować m.in. rozkładem Rayleigh'a i Rice'a, które zostały omówione w rozdziale 3.2. Zaprezentowane poniżej wzory na prawdopodobieństwo błędu odbioru bitu zostały wyznaczone dla kwadraturowego i liniowego algorytmu dywersyfikacji odbioru (*ang. square-law combining*), który dokonuje sumowania L wartości $W_{m,k}$ z każdej gałęzi BFSK, według wzoru (6.39).

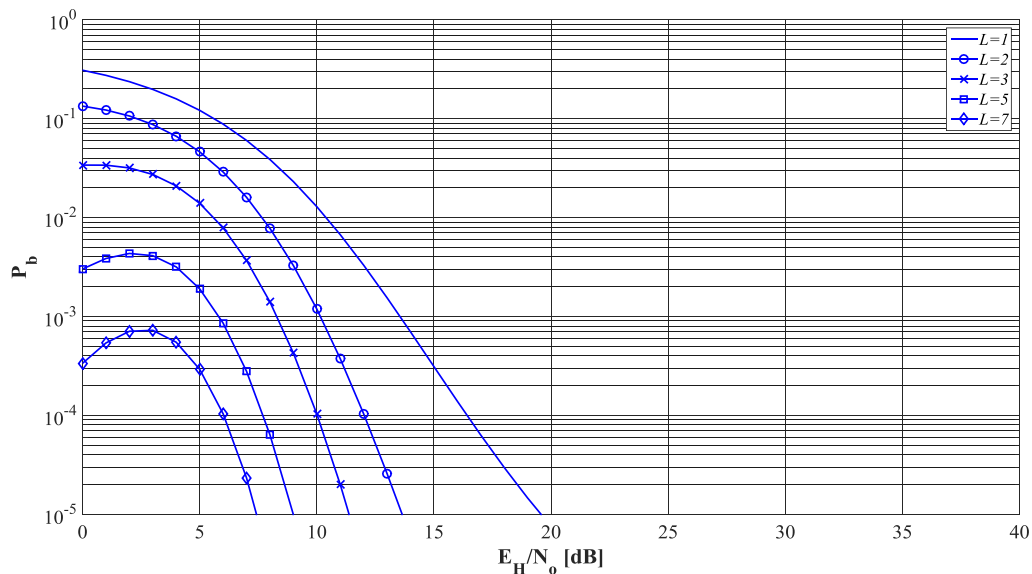
Prawdopodobieństwo błędnego odbioru bitu dla niekoherentnej modulacji BFSK, który pracuje w kanale Rice'a można wyrazić następującym wzorem (6.40) [68]:

$$P_{b,dyw,Rice,BFSK} = \left[\frac{K+1}{2 \cdot (K+1) + \gamma_H} \right]^L \exp \left(\frac{-K \cdot L \cdot \gamma_H}{2 \cdot (K+1) + \gamma_H} \right) \sum_{n=0}^{L-1} \left[\frac{K+1+\gamma_H}{2 \cdot (K+1) + \gamma_H} \right]^n \cdot \sum_{p=0}^n \frac{1}{p!} \binom{L-1+n}{n-p} \left[\frac{K \cdot (K+1) \cdot L \cdot \gamma_H}{2 \cdot (K+1)^2 + (K+2) \cdot \gamma_H} \right]^p \quad (6.40)$$

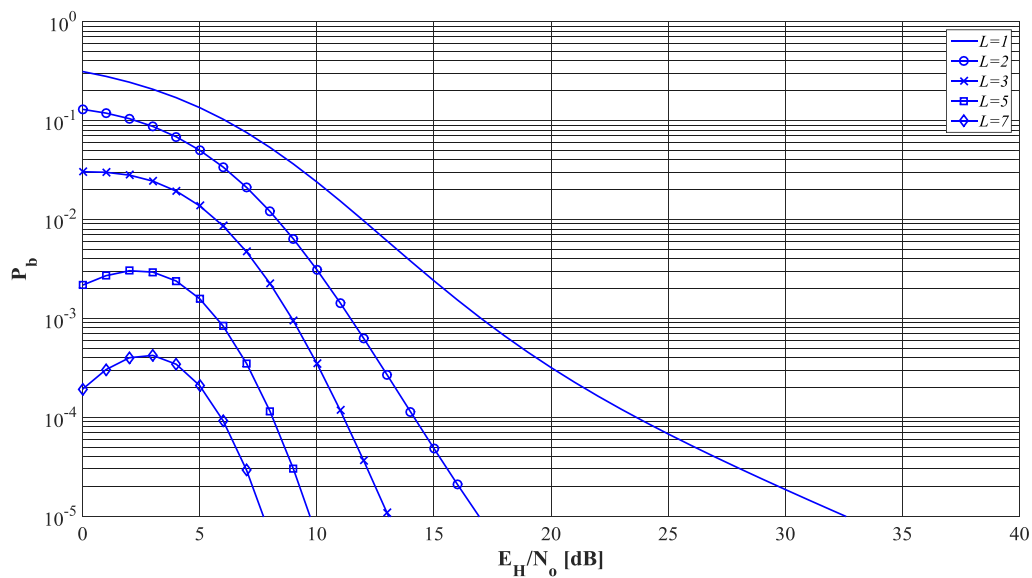
Z kolei prawdopodobieństwo błędnego odbioru bitu dla niekoherentnej modulacji BFSK w kanale Rayleigh'a, można wyrazić wzorem (6.41) [68][62].

$$P_{b,dyw,Rayleigh,BFSK} = \left(\frac{1}{2+\gamma_H}\right)^L \sum_{n=0}^{L-1} \binom{L-1+n}{n} \left(\frac{1+\gamma_H}{2+\gamma_H}\right)^n \quad (6.41)$$

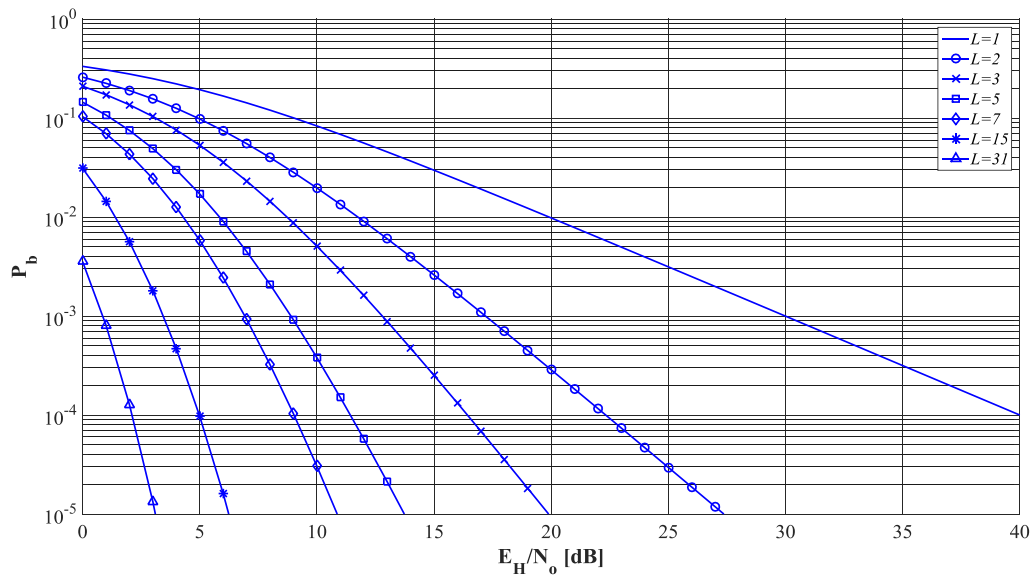
Na Rys. 6.21, Rys. 6.22 i Rys. 6.23 zostały przedstawione prawdopodobieństwa błędu odbioru bitu w funkcji $\gamma_H=E_H/N_0$ dla modulacji BFSK w kanałach komunikacyjnych z obecnymi zanikami (Rice'a, Rayleigh'a).



Rys. 6.21. Wartość prawdopodobieństwa błędu bitu w funkcji $\gamma_H=E_H/N_0$ [dB] w przypadku transmisji z modulacją BFSK w kanale z zanikami Rice'a ($K=12$ dB).

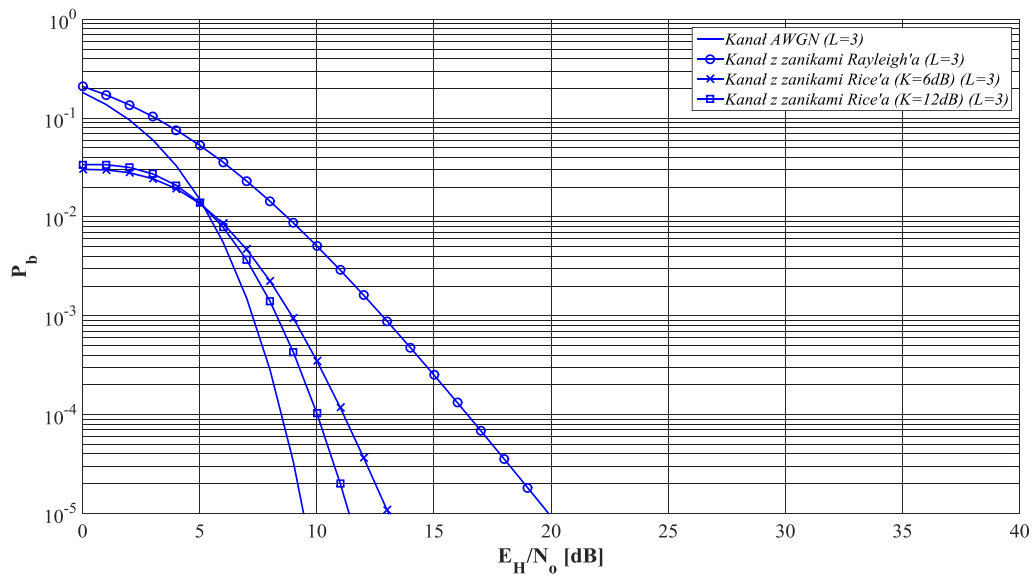


Rys. 6.22. Wartość prawdopodobieństwa błędu bitu w funkcji $\gamma_H = E_H/N_0$ [dB] w przypadku transmisji z modulacją BFSK w kanale z zanikami Rice'a ($K=6\text{dB}$).



Rys. 6.23. Wartość prawdopodobieństwa błędu bitu w funkcji $\gamma_H = E_H/N_0$ [dB] w przypadku transmisji z modulacją BFSK w kanale z zanikami Rayleigh'a.

Rys. 6.24 zawiera zestawienie porównawcze prawdopodobieństw błędu bitu dla modulacji BFSK w przypadku transmisji w kanałach AWGN, Rice'a ($K=6\text{dB}$ i 12dB) i Rayleigh'a dla rzędu dywersyfikacji $L=3$.



Rys. 6.24. Wspólne zestawienie prawdopodobieństwa błędu odbioru bitu w funkcji $\gamma_H = E_H/N_0$ [dB] dla przypadku transmisji z modulacją BFSK w kanale: AWGN, z zanikami Rice'a ($K=6\text{dB}$ i 12dB) oraz Rayleigh'a (rzęd dywersyfikacji $L=3$).

6.5. KODOWANIE KANAŁOWE

Głównym celem kodowania kanałowego jest minimalizacja wpływu zakłóceń i zniekształceń na przesyłany sygnał, jakie są wprowadzane przez kanał hydroakustyczny. Zakłócenia i zniekształcenia sygnału mają wpływ na wierność odbieranych danych, a ewentualna rozbieżność pomiędzy wysłaną i odebraną daną oznacza błąd transmisji. Stosując kodowanie detekcyjne i korekcyjne transmisja jest zabezpieczona przed błędami. Przy czym kodowanie detekcyjne pozwala ocenić czy odebrano bezbłędnie dane, natomiast kodowanie korekcyjne poprzez wykorzystanie nadmiaru kodowego zastosowanej techniki kodowania pozwala wykryć błąd transmisji i go skorygować. Należy również wspomnieć o konsekwencjach zastosowania kodowania nadmiarowego, które co prawda umożliwia zmniejszenie liczby błędów transmisji, ale kosztem zmniejszenia szybkości transmisji. Dlatego, że osiągnięcie większej zdolności detekcyjnej jak i korekcyjnej kodu wymaga większej liczby bitów nadmiarowych. To nietrywialne zagadnienie jest przedmiotem ciągłych badań w obszarze teorii kodowania. Natomiast przepustowość kanału jest punktem odniesienia dla każdej z technik kodowania, ponieważ każdy z istniejących kodów nadmiarowych jest oceniany wobec założeń twierdzenia Shannona o kodowaniu tj. umożliwienia transmisji danych z szybkością zbliżoną do przepustowości kanału przy dowolnie małej liczbie błędów i pewnej granicznej wartości SNR [62].

Parametrami kodu są *minimalna odległość Hamming'a* d_{min} oraz *sprawność kodowania/współczynnik kodowania* R . Pierwszy z nich pozwala określa zdolność do detekcji i korekcji błędów, a wyznaczany jest przez określenie minimalnej liczby pozycji binarnych na których bity ciągów kodowych różnią się, pomiędzy każdą parą ciągów kodowych.

Zdolność detekcyjną e kodu można określić wg poniższej zależności:

$$e = d_{min} - 1 \quad . \quad (6.42)$$

Zdolność korekcyjną t kodu określa maksymalną liczbę możliwych do korekcji błędów w obrębie słowa kodowego można przedstawić:

$$t = \left\lfloor \frac{d_{min} - 1}{2} \right\rfloor \quad . \quad (6.43)$$

gdzie operator $\lfloor x \rfloor$ oznacza największą liczbę całkowitą mniejszą lub równą zmiennej x .

Drugi z parametrów daje informację o nadmiarowości kodu. Gdy w wyniku kodowania ciąg informacyjny o długości k symboli elementarnych zostanie przekształcony w ciąg kodowy o długości n symboli elementarnych to sprawność kodowania można zapisać jako $R = k/n$. Natomiast stosunek $(n-k)/k$ nazywa się redundancją kodu.

Parametr nazywany *zyskiem kodowym* jest określany w decybelach i służy do porównania jakości dwóch systemów transmisji danych: z zastosowanym kodowaniem kanałowym oraz bez kodowania. Przedstawiany jest jako różnica wymaganych wartości SNR sygnału na wejściu odbiornika porównywanych systemów transmisji, która jest niezbędna do osiągnięcia pożądanego stopnia błędów.

Błędy transmisji mogą wystąpić jako błędy pojedyncze lub wielokrotne, jak również jako błędy paczkowe (seryjne) w obrębie pojedynczego ciągu kodowego.

Sposób uzyskiwania nadmiaru kodu pozwala wyróżnić dwa główne typy kodów nadmiarowych tj. kody blokowe i kody splotowe [100].

W *koderach blokowych* przesyłana informacja o skończonej długości jest dzielona na bloki danych o równej długości, gdzie każdy z nich po uzupełnieniu o dane nadmiarowe tworzy odrębny ciąg kodowy. Koder pracuje w sposób bezpamięciowy, dlatego dane bloku są kodowane niezależnie. Do kodów blokowych należą kody Hamming'a, które pozwalają na korekcję jednego błędu w każdym bitowym bloku danych. Kody BCH (Bose, Chaudhuri, Hocquenghem) znajdują zastosowanie, gdy niezbędne jest skorygowanie większej liczby błędów. Kody Reed'a-Solomon'a stanowią podklasę kodów BCH i należą do niebinarnych kodów cyklicznych. Elementami, które podlegają przetwarzaniu są bitowe grupy danych np. 8 bitów, stąd korekcje podlegają całe grupy bitów. Kod LDPC (ang. *low density parity check*) w połączeniu z dekodерem iteracyjnym osiąga wysoką jakość dekodowania, oferując bardzo niskie prawdopodobieństwo błędu transmisji przy SNR bliskim tzw. teoretycznej granicy Shannona i prędkości transmisji bliskiej przepływności kanału [62]. Idea kodowania LDPC została przedstawiona już w latach 60-tych [22]. Jednak ze względu na zbyt wygórowane wymagania odnośnie niezbędnej mocy obliczeniowej - jak na ówczesne czasy - do realizacji tego sposobu kodowania, zyskała ona na popularności w latach 90-tych [44][45].

Inny typ kodów nadmiarowych stanowią *kodery splotowe*, inaczej nazywanymi rekurencyjnymi, gdzie ciąg kodowy jest tworzony na podstawie kilku kolejnych symboli informacyjnych. Stąd kodery takie pracują w sposób pamięciowy. Wykazano niestety, że te kody wykazują niedoskonałość w przypadku występowania błędów paczkowych [20]. By skompensować tą wadę stosuje się kodowanie kaskadowe, które zakłada szeregowo połączenie kodera splotowego z blokowym koderem Reed'a-Solomon'a. Ważny przełom w teorii kodowania wniosła klasa kodów zwanych turbokodami [6]. Kody te stosują kodowanie kaskadowe, ale w połączeniu równoległym. Dekodowanie odbywa się w sposób iteracyjny.

Turbokody posiadają wysoką jakość dekodowania na poziomie podobnym jak blokowe kody LDPC. Jednakże zarówno turbokody jak i LDPC uzyskują dużą wydajność kodowania przy zastosowaniu ciągów kodowych o długości wielu tysięcy elementów. Natomiast realizacja dekodera LDPC jest obliczeniowo prostsza w stosunku do dekodera turbokodów, a jest to czynnik decydujący zwykle o zaakceptowaniu danego rozwiązania w aplikacjach komercyjnych.

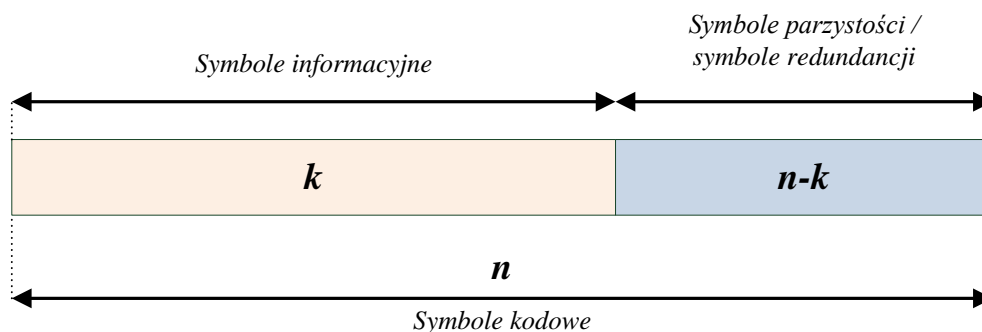
Wobec specyfiki przedstawionych wcześniej założeń podwodnego systemu transmisji danych w ramach tej rozprawy poddane zostaną analizie i badaniom symulacyjnym kody blokowe Reed-Solomon. System transmisji wobec zmiennych warunków propagacji w środowisku wód płytkich zakłada przesyłanie bloków danych o umiarkowanej długości, maksymalnie kilkaset bitów. Analiza i symulacje pozwolą potwierdzić słuszność co do przydatności tych kodów. Poniżej zostaną zaprezentowane założenia kodów wraz z efektywnymi algorytmami ich kodowania i dekodowania.

6.5.1. Kod Reed-Solomon

W roku 1960 Irving Reed i Gus Solomon przedstawili nową klasę niebinarnych kodów korekcyjnych, które są szeroko znane jako kody Reed-Solomon (RS). Stanowią one podklasę kodów BCH, chociaż zostały opracowane niezależnie od nich. Jedną z zalet tych kodów jest zdolność do korekcji przypadkowych błędów paczkowych (seryjnych) symboli oparta na fakcie, że wszystkie operacje kodowania i dekodowania są wykonywane na symbolach

[55][102], nie zaś na pojedynczych bitach. Wymusza to jednak zastosowanie dość złożonych procedur obliczeniowych. Pierwsze algorytmy dekodowania zostały opracowane przez Gorenstein, Zierler (1961) [25], Chien (1964) [9] i Forney(1965) [19]. Algorytmy te są zdolne do korekcji kilku błędów, ale nie wykorzystują one pełnych możliwości jakie oferują kody Reed-Solomon. W roku 1967 Berlekamp opisał algorytm dekodowania [5], który umożliwia korygowanie wielu błędów. Następnie Massey zaprezentował [52] efektywną implementację algorytmu dekodowania Berlekamp'a (algorytm Berlekamp-Massey), który jest stosowany w aplikacjach komercyjnych. Natomiast algorytm Euklidesowy został przedstawiony w roku 1975 przez Sugiyama, Kasahara, Hirasawa and Namekawa [89] i opiera się on na poszukiwaniu największego wspólnego dzielnika dla dwóch wielomianów. Algorytm Berlekamp-Massey i algorytm Euklidesowy zostały zaimplementowane w dziedzinie czasu i charakteryzują się podobną wydajnością. Choć istnieją sposoby dekodowania również w dziedzinie częstotliwości [55][102], to wyżej wspomniany algorytm Berlekamp-Massey zdominował implementacje możliwych technik dekodowania. Przez kolejne lata algorytm ten podlegał badaniom skoncentrowanym na redukcji złożoności dekodera, a ciągły rozwój techniki cyfrowej pozwala na realizację ich z wykorzystaniem procesorów sygnałowych i układów programowalnych.

Pojedynczy symbol w słowie kodowym kodu RS można przestawić jako m -bitowy blok binarny, gdzie m to liczba całkowita większa od 2. Koder dokonuje przekształcenia ciągu k symboli informacyjnych na ciąg n symboli, gdzie całkowita liczba bitów w utworzonym słowie kodowym wynosi $m \cdot n$. Do bloku informacyjnego dodawanych jest $n-k$ symboli parzystości, nazywanych również symbolami redundancji. Schemat tworzenia bloku do wysłania zawierający ciąg słów kodowych dla kodu RS został przedstawiony poniżej na Rys. 6.25.



Rys. 6.25. Schemat tworzenia ciągu symboli kodowych w pojedynczym bloku dla kodu Reed-Solomon.

Kody $RS(n,k)$ istnieją dla wszystkich n i k , dla których zachodzi związek [100]:

$$0 < k < n < 2^m + 2 \quad . \quad (6.44)$$

Zazwyczaj długość ciągów kodowych określa się tak, aby zachodził związek:

$$n = 2^m - 1 \quad , \quad (6.45)$$

dlatego najczęściej stosowane są kody dla których:

$$RS(n, k) = (2^m - 1, (2^m - 1) - 2t) \quad . \quad (6.46)$$

, gdzie t oznacza zdolność korekcyjną kodu, czyli liczbę możliwych do korekcji błędnych symboli. Przy czym $n-k=2t$ nazywana jest liczbą symboli parzystości, które są niezbędne do korekcji maksymalnie t błędnych symboli, gdzie:

$$t = \left\lfloor \frac{n-k}{2} \right\rfloor , \quad (6.47)$$

a operator $\lfloor x \rfloor$ oznacza największą liczbę całkowitą mniejszą lub równą zmiennej x .

Dla każdego błędnego symbolu, jeden dodatkowy symbol parzystości jest potrzebny do wykrycia tego błędu, a drugi dodatkowy symbol parzystości służy do określenia jego poprawnej wartości. Kodery poprzez dodanie do k symboli informacyjnych bloku $n-k$ symboli parzystości uzyskuje zwiększenie *minimalnej odległości Hamminga*. Natomiast wartości maksymalne *minimalnej odległości Hamminga* jakie są możliwe do uzyskania są ograniczone, jak niżej:

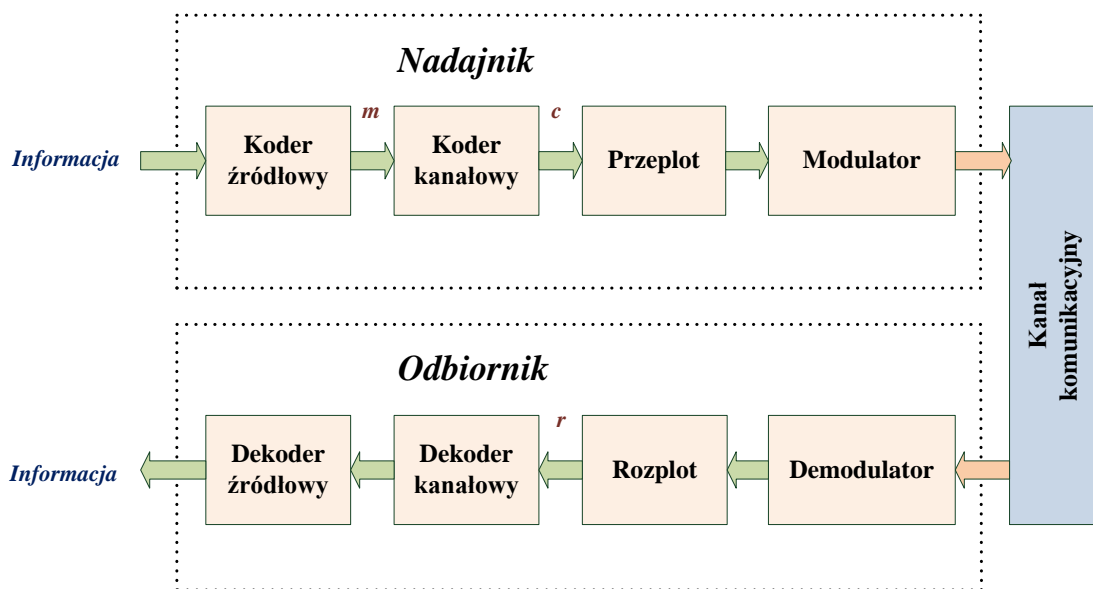
$$d_{min} \leq (2t + 1) = (n-k+1) . \quad (6.48)$$

Kod Reed-Solomon osiąga największą minimalną odległość Hamminga spośród znanych kodów liniowych dla ciągów kodowych o tej samej długości [55].

Poniższe równanie określa zależność liczby symboli informacyjnych k z liczby bitów przypadających na symbol m wobec wymaganej *minimalnej odległości Hamminga* d_{min} .

$$k=2^m-d_{min} . \quad (6.49)$$

Schemat systemu transmisji danych uwzględniający nazwy ciągów przed i po koderze oraz dekoderze kanałowym Reed-Solomon został przedstawiony poniżej na Rys. 6.26. Będzie on pomocy przy opisie kodera i dekodera.



Rys. 6.26. Schemat systemu transmisji danych z zastosowanym koderem i dekoderem kanałowym Reed-Solomon.

6.5.2. Kodowanie

Kluczowe podejście w kodowaniu Reed-Solomon, podobnie jak w innych kodach wielomianowych, stanowi rozpatrywanie symboli jako współczynników wielomianu. Jest to kod cykliczny, czyli taki dla którego przesunięcie cykliczne ciągu kodowego powoduje powstanie innego ciągu kodowego [109]. Jak wcześniej wspomniano koder, który stanowi element struktury systemu transmisji danych otrzymuje ciągi informacyjne złożone z k symboli informacyjnych i na ich podstawie tworzy ciąg kodowy zawierający n symboli kodowych. Natomiast każdy ciąg informacyjny reprezentowany jest przez wielomian informacyjny $m(X)$ stopnia $k-1$, który można zapisać jak niżej:

$$m(X) = m_0 + m_1X + m_2X^2 + \dots + m_{k-1}X^{k-1} \quad , \quad (6.50)$$

gdzie współczynniki $m_0, m_1, m_2, \dots, m_{k-1}$ wielomianu $m(X)$ są symbolami ciągu informacyjnego i są one elementami ciała Golais $GF(2^m)$.

Stosując notację wielomianową, utworzony wielomian ciągu kodowego $c(X)$ można przedstawić jak niżej:

$$c(X) = X^{n-k}m(X) + b(x) \quad , \quad (6.51)$$

gdzie $b(x)$ jest wielomianem ciągu parzystości, który należy wyznaczyć jako resztę z dzielenia przesuniętego wielomianu ciągu informacyjnego $m(X)$ przez wielomian generacyjny $g(X)$ stopnia $2t=n-k$. Skąd

$$b(X) = X^{n-k}m(X) \text{ mod } g(X) \quad . \quad (6.52)$$

Należy jeszcze ustalić wielomian generujący $g(X)$ z pierwiastkami $\alpha, \alpha^2, \alpha^3, \alpha^4, \dots, \alpha^{2t}$, gdzie α jest elementem pierwotnym ciała Golais $GF(2^m)$. Wielomian generujący $g(X)$ ma ogólną postać:

$$g(X) = (X + \alpha)(X + \alpha^2) \dots (X + \alpha^{2t}) = \prod_{i=1}^{2t} (X + \alpha^i) = g_0 + g_1X + g_2X^2 + \dots + g_{2t-1}X^{2t-1} + X^{2t} \quad , \quad (6.53)$$

gdzie współczynniki $g_0, g_1, g_2, \dots, g_{2t-1}$ są elementami ciała Golais $GF(2^m)$, a stopień wielomianu $2t$ związany jest ze zdolnością do korekcji t błędnych symboli kodowych. Operacje dodawania i mnożenia wykonywane są w ciele Golais $GF(2^m)$.

6.5.3. Dekodowanie

Sygnal przesłany przez kanał hydroakustyczny jest poddawany w odbiorniku demodulacji, a uzyskana jego cyfrowa postać w formie symboli kodowych jest poddawana twardo-decyzyjnemu dekodowaniu kanałowemu Reed-Solomon. Odebrany ciąg symboli r ma postać jak zapisano poniżej, ponieważ wysłany ciąg kodowy c o długości n symboli kodowych podczas transmisji może ulec przekłamaniu i jego poprawna postać jest nieznana dekodownikowi.

$$r = c + e \quad , \quad (6.54)$$

gdzie e to ciąg błędów, który należy wyznaczyć do uzyskania informacji o błędnych symbolach.

Używając zapisu wielomianowego powyższe wyrażenie przyjmuje postać:

$$r(X) = c(X) + e(X) \quad , \quad (6.55)$$

natomiast wielomiany $r(X)$ i $c(X)$ można zapisać:

$$r(X) = r_0 + r_1X + r_2X^2 + \dots + r_{n-1}X^{n-1} , \quad (6.56)$$

$$c(X) = c_0 + c_1X + c_2X^2 + \dots + c_{n-1}X^{n-1} , \quad (6.57)$$

a stąd

$$e(X) = r(X) - c(X) = e_0 + e_1X + e_2X^2 + \dots + e_{n-1}X^{n-1} , \quad (6.58)$$

gdzie $e_i = r_i - c_i$ jest symbolem z ciała $GF(2^m)$.

W pierwszym etapie dekodowania dokonywane jest sprawdzenie, w jakim stopniu wielomian $r(X)$ różni się od wielomianu $c(X)$. Resztę z dzielenia wielomianu reprezentującego odebrany ciąg kodowy $r(X)$ przez wielomian generujący $g(X)$ stanowi wielomian syndromu $s(X)$, który jest wskaźnikiem wystąpienia błędu w ciągu r , co można zapisać jak niżej:

$$s(X) = r(X) \bmod g(X) . \quad (6.59)$$

Wszystkie pierwiastki wielomianu generującego $g(X)$ stanowią część pierwiastków wielomianu kodowego $c(X)$ i $r(X)$. Wyznaczając wielomian $s(X)$ wykorzystuje się fakt, że reszta z dzielenia wielomianu kodowego $c(X)$ i $r(X)$ przez wielomian generujący $g(X)$ daje zero. Stąd jeśli wyliczony syndrom każdego symbolu jest zerowy cały odebrany ciąg r jest wysłanym ciągiem kodowym c . W przeciwnym wypadku ciąg r zawiera przekłamania i należy wyznaczyć wielomian $e(X)$, aby na jego podstawie skorygować wielomian $r(X)$.

Każdy symbol syndromu ma postać:

$$S_i = r(\alpha^i) = \sum_{j=0}^{n-1} r_j(\alpha^i)^j , \quad i = 1, 2, \dots, 2t , \quad (6.60)$$

gdzie $\alpha, \alpha^2, \alpha^3, \dots, \alpha^{2t}$ są pierwiastkami wielomianu generującego $g(X)$.

Przy założeniu, że wielomian błędów $e(X)$ zawiera $v \leq t$ elementów niezerowych, świadczących o wystąpieniu przekłamań podczas transmisji, które wystąpiły na pozycjach $X^{j_1}, X^{j_2}, \dots, X^{j_v}$ i $0 \leq j_1 < j_2 < \dots < j_v < (n-1)$. Wielomian błędów $e(X)$ można zapisać:

$$e(X) = e_{j_1}X^{j_1} + e_{j_2}X^{j_2} + \dots + e_{j_v}X^{j_v} , \quad (6.61)$$

gdzie indeksy $1, 2, \dots, v$ odnoszą się do 1-ego, 2-ego, ..., v -tego błędu, a indeks j odnosi się do pozycji błędu.

W celu korekcji odebranego ciągu kodowego niezbędne jest wyznaczenie wielomianu błędów $e(X)$, w którym to należy określić pozycje błędów X^{j_l} i wartości błędów e_{j_l} . BOWIEM podstawę do wyznaczenia wielomianu $e(X)$ stanowi wielomian $s(X)$.

Stosując upraszczającą definicję numerów pozycji wystąpienia błędów jak niżej:

$$\beta_l = \alpha^{j_l} , \quad l = 1, 2, \dots, v , \quad (6.62)$$

Otrzymuje się $2t$ symboli syndromu poprzez podstawienie α^i do wielomianu odebranego ciągu kodowego dla $i=1, 2, \dots, 2t$, które tworzą układ $2t$ równań z $2t$ niewiadomymi (t niewiadomych pozycji błędów i t niewiadomych wartości błędów).

$$\begin{cases} S_1 = r(\alpha) = e_{j_1}\beta_1 + e_{j_2}\beta_2 + \dots + e_{j_v}\beta_v \\ S_2 = r(\alpha^2) = e_{j_1}\beta_1^2 + e_{j_2}\beta_2^2 + \dots + e_{j_v}\beta_v^2 \\ \dots \\ S_{2t} = r(\alpha^{2t}) = e_{j_1}\beta_1^{2t} + e_{j_2}\beta_2^{2t} + \dots + e_{j_v}\beta_v^{2t} \end{cases} . \quad (6.63)$$

Rozwiązanie powyższego układu równań jest problematyczne ze względu na fakt, że zawiera równania nieliniowe. Należy tutaj przypomnieć, że wszystkie symbole i współczynniki używane do obliczeń są elementami ciała Golais $GF(2^m)$, jak również wszystkie operacje dodawania i mnożenia są dokonywane w ciele Golais $GF(2^m)$.

Generalnie, wyznaczenie wielomianu błędów $e(X)$ to kluczowy element przetwarzania w całym procesie dekodowania. Równania syndromów z powyższego układu równań można przekształcić w szereg równań liniowych definiowanych jako wielomian pozycji błędów:

$$\sigma(X) = (1 + \beta_1 X)(1 + \beta_2 X) \dots (1 + \beta_v X) = 1 + \sigma_1 X + \sigma_2 X^2 + \dots + \sigma_v X^v, \quad (6.64)$$

gdzie pierwiastki wielomianu $\sigma(X)$ to $1/\beta_1, 1/\beta_2, \dots, 1/\beta_v$. Odwrotności pierwiastków wielomianu $\sigma(X)$ są numerami pozycji błędów w $e(X)$.

Wielomian $\sigma(X)$ jest nieznanym wielomianem, którego współczynniki należy wyznaczyć. Do wyznaczenia współczynników wielomianu pozycji błędu $\sigma(X)$ używa się m.in. algorytmu iteracyjnego Berlekamp-Massey B-M [55][46]. Jeśli stopień wielomianu $\sigma(X)$ otrzymany w wyniku działania algorytmu B-M przekracza wartość t , to oznacza że wystąpiło więcej przekłamań niż t i dlatego ciąg kodowy/słowo kodowe jest niekorygowalny.

Do wyznaczenia pierwiastków wielomianu $\sigma(X)$ używa się wydajnego algorytmu poszukiwania Chien'a. Polega on na podstawieniu każdego niezerowego elementu ciała Golais $GF(2^m)$ do wielomianu $\sigma(X)$ opisanego wzorem (6.64) i dokonaniu sprawdzenia czy $\sigma(\alpha^i) = 0$.

Choć związek pomiędzy syndromem i wartością błędu dla kodu RS z v błędami wyraża układ równań (6.63) to dogodniejsze obliczeniowo jest poniższe podejście. Wielomian oceny błędu $\Lambda(X)$ można bowiem wyrazić wzorem:

$$\Lambda(X) = (\sigma(X)S(X)) \bmod X^{2t} \quad (6.65)$$

i określa on związek pomiędzy wielomianem pozycji błędów i wielomianem syndromu, a wielomian syndromu można wyrazić:

$$S(X) = S_1 + S_2 X + S_3 X^2 + \dots + S_{2t} X^{2t-1}, \quad (6.66)$$

gdzie $S_1, S_2, S_3, \dots, S_{2t}$ są syndromami symboli wyznaczonymi w (6.60).

Posiadając wyznaczony wielomian pozycji błędów i jego pierwiastki, należy jeszcze określić wartości błędów. Do tego jest wykorzystywany algorytm Forney'a, gdzie wartość błędu dla kodu Reed-Solomon w pozycji $\beta_l = \alpha^{jl}$, $l = 1, 2, \dots, v$ jest wyznaczana jako [46]:

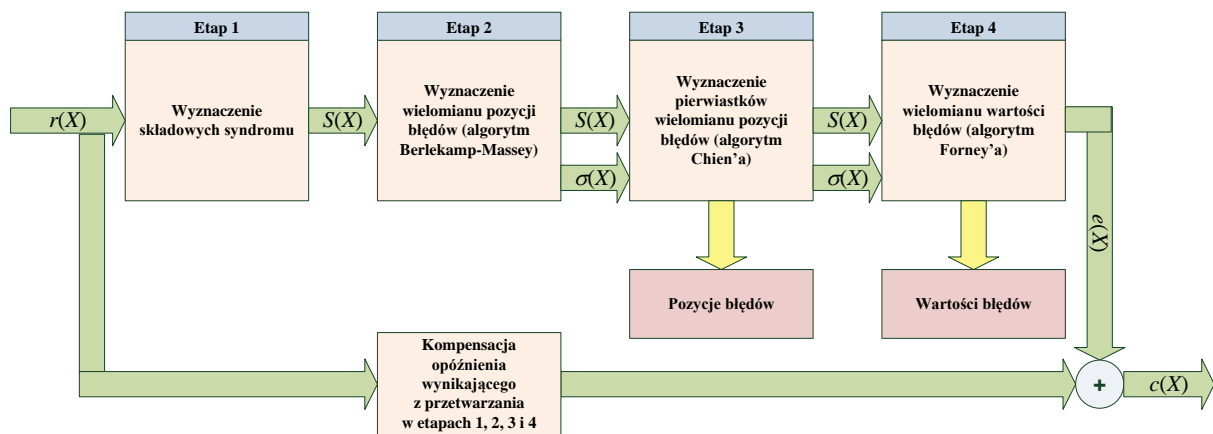
$$e_{jl} = \frac{\Lambda(\beta_l^{-1})}{\sigma'(\beta_l^{-1})}, \quad (6.67)$$

gdzie $\sigma'(X)$ jest pochodną wielomianu pozycji błędów względem X .

Ostatni etap procesu dekodowania to wykonanie operacji dodawania wielomianu $e(X)$ do wielomianu $r(X)$, aby uzyskać poprawny wielomian kodowy, co przedstawiono poniższym wzorem [46]:

$$\bar{c}(X) = r(X) + e(X). \quad (6.68)$$

Podsumowując, schemat opisanego powyżej dekodera kodu Reed-Solomon według algorytmu Peterson-Gorenstein-Zieler PGZ przedstawia poniższy rysunek:



Rys. 6.27. Schemat dekodowania Reed-Solomon.

6.5.4. Wydajność kodowania

Wydajność twardecyzyjnego dekodera Reed-Solomon jak i w przypadku innych liniowych kodów blokowych można określić poprzez kres górny wartości prawdopodobieństwa wystąpienia błędnego słowa kodowego i ma postać jak poniższy wzór (6.69) [62]:

$$P_{s,g(RS)} \leq \sum_{i=t+1}^n \binom{n}{i} P_s^i (1 - P_s)^{n-i} \quad (6.69)$$

gdzie n oznacza długość ciągu kodowego, t liczbę korygowanych błędów, a P_s to prawdopodobieństwo wystąpienia błędnego symbolu dla określonego sposobu modulacji w określonym kanale transmisji np. AWGN, Rice'a lub Rayleigha.

Do wyznaczenia prawdopodobieństwa wystąpienia błędnego słowa kodowego $P_{s(RS)}$ w przypadku realizowania transmisji w kanale z addytywnym szumem białym oraz przy wykorzystaniu niekoherentnej modulacji FSK, można użyć wzoru [62]:

$$P_{s(RS)} = \frac{1}{n} \sum_{i=t+1}^n i \binom{n}{i} P_s^i (1 - P_s)^{n-i} \quad (6.70)$$

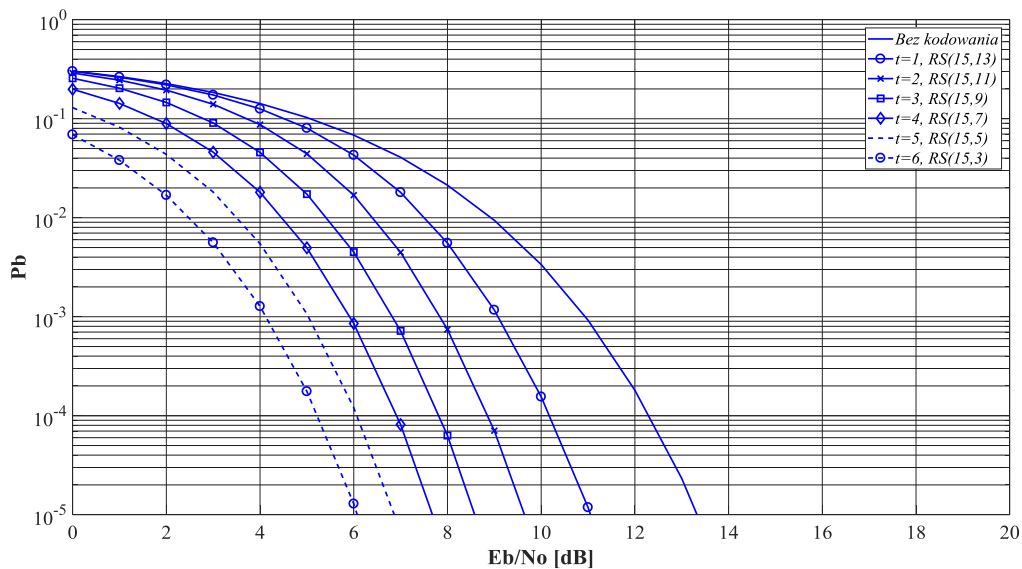
w którym P_s jest określony wzorem (6.14). Rozważając pracę systemu wykorzystującego niekoherentną wielowartościową modulację MFSK w kanale z zanikami Rice'a można wyznaczyć $P_{s(RS)}$ według powyższego wzoru (3.1) oraz stosując jako P_s wzór (6.22), ale z pominięciem wyrażenia $\frac{M}{2(M-1)}$ występującego na jego początku i podstawiając w nim $\gamma_s = \log_2 M \cdot \gamma_b = k \cdot \gamma_b$. Podobnie należy postąpić w przypadku analizy systemu pracującego z niekoherentną wielowartościową modulacją MFSK w kanale z zanikami Rayleigh'a, ale jako P_s należy użyć wzoru (6.24).

Dla $M > 2$ określenie prawdopodobieństwa wystąpienia błędnego bitu $P_{b(RS)}$ wymaga zastosowania poniższego przeliczenia [62]:

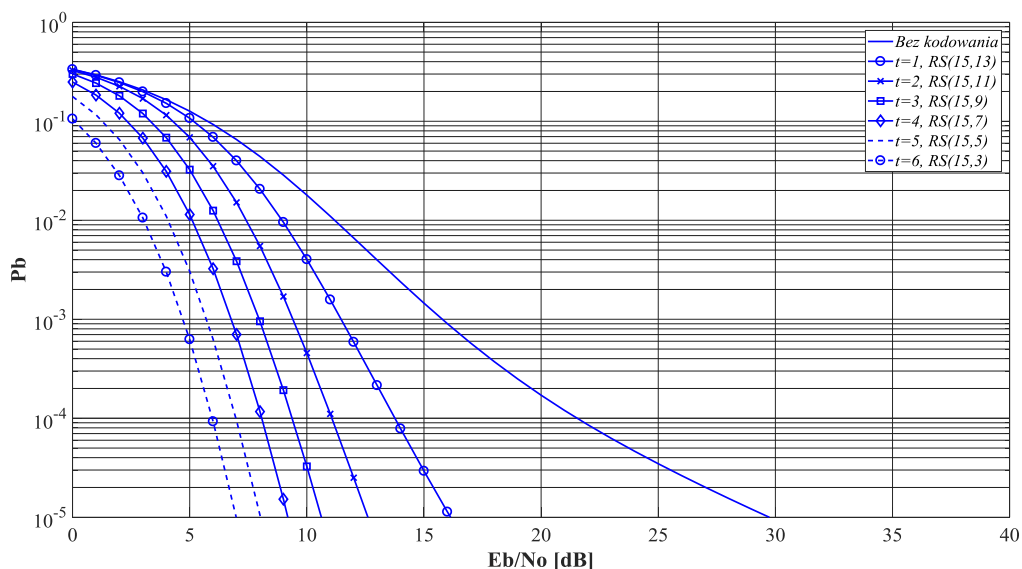
$$P_{b(RS)} = \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} P_{s(RS)} = \frac{M}{2(M-1)} P_{s(RS)} \quad (6.71)$$

Dla modulacji BFSK i 16-FSK wyznaczone zostały zależności $P_{b(RS)} = f(\gamma_b)$ dla kodu RS o długości ciągu kodowego $n=15$ oraz różnych wartości ilości korygowanych błędów $t=1, 2, 3, 4, 5, 6$. Rysunki oznaczone od Rys. 6.28 do Rys. 6.31 zawierają

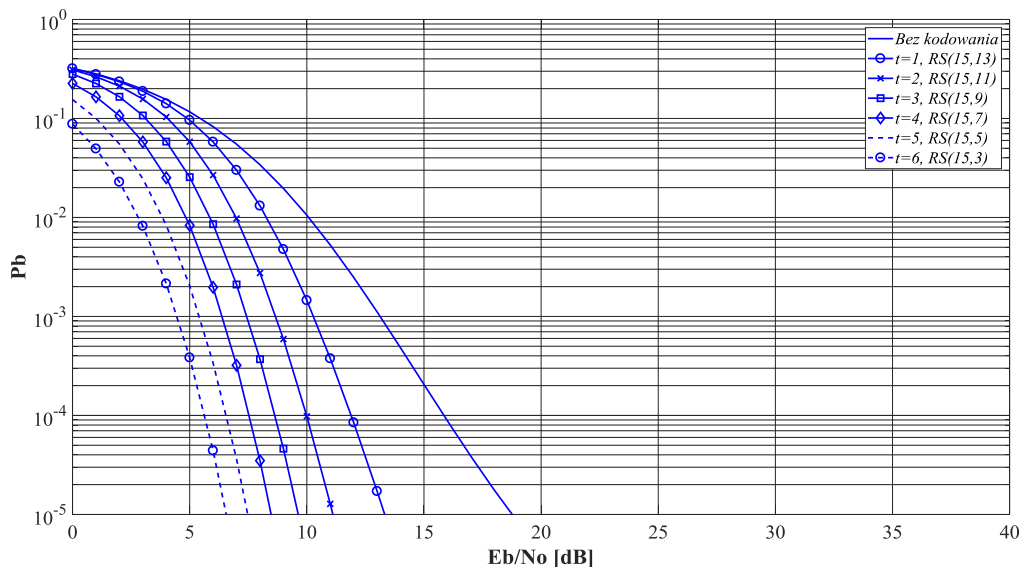
zestawienia uzyskane dla modulacji BFSK, natomiast rysunki od Rys. 6.32 do Rys. 6.35 dla modulacji 16-FSK. W przypadku wykorzystania modulacji BFSK w kanale AWGN przy założonym $P_b=10^{-3}$ uzyskuje się zysk kodowania wynoszący ~ 2 dB dla $t=1$, a ~ 6 dB dla $t=5$. W kanale z zanikami Rice'a ($K=6$ dB) zysk kodowania wynosi ~ 4 dB dla $t=1$ i ~ 10 dB dla $t=5$, a dla $K=12$ dB ~ 3 dB dla $t=1$ i ~ 7.5 dB dla $t=5$. Kanał z zanikami Rayleigh'a pozwala uzyskać zysk kodowania wynoszący ~ 9 dB dla $t=1$ i ~ 21 dB dla $t=5$.



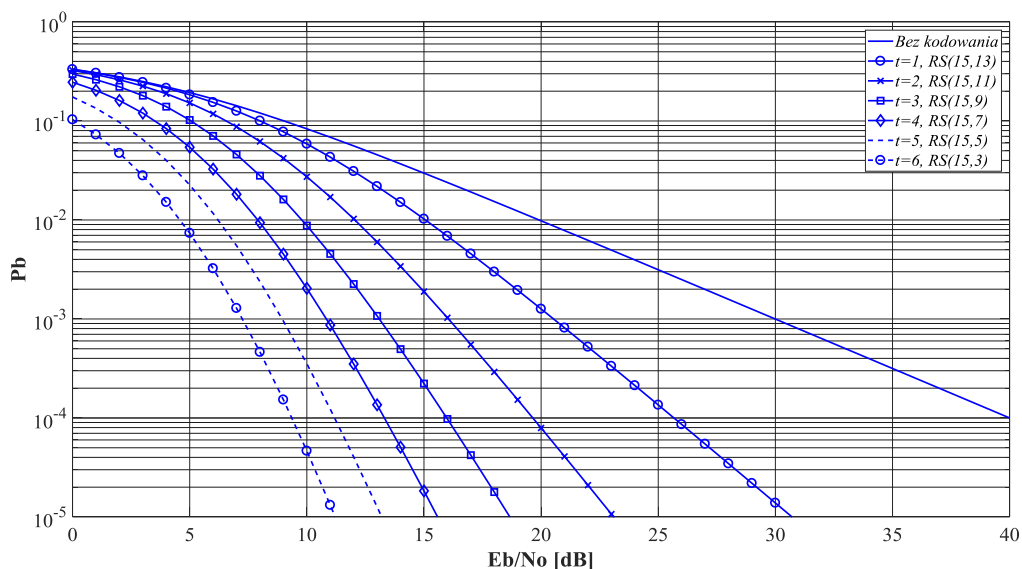
Rys. 6.28. Zależność $P_{b(RS)} = f(\gamma_b)$ dla modulacji BFSK w kanale AWGN przy parametrach kodu RS: $n=15$ i $t=1,2,3,4,5,6$.



Rys. 6.29. Zależność $P_{b(RS)} = f(\gamma_b)$ dla modulacji BFSK w kanale z zanikami Rice'a ($K=6$ dB) przy parametrach kodu RS: $n=15$ i $t=1,2,3,4,5,6$.



Rys. 6.30. Zależność $P_b(RS) = f(\gamma_b)$ dla modulacji BFSK w kanale z zanikami Rice'a ($K=12dB$) przy parametrach kodu RS: $n=15$ i $t=1,2,3,4,5,6$.

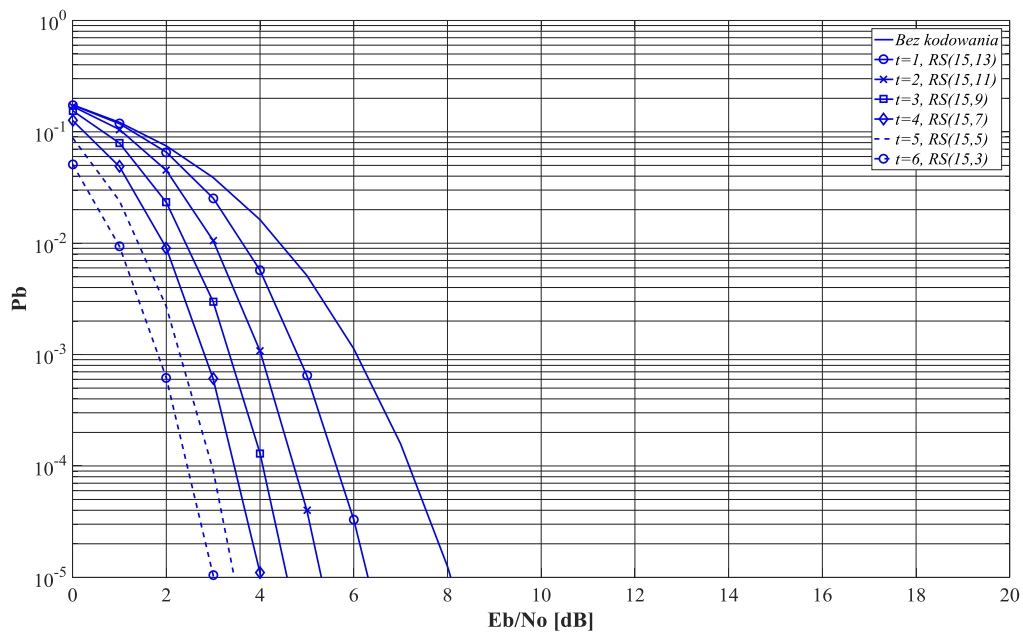


Rys. 6.31. Zależność $P_b(RS) = f(\gamma_b)$ dla modulacji BFSK w kanale z zanikami Rayleigh'a przy parametrach kodu RS: $n=15$ i $t=1,2,3,4,5,6$.

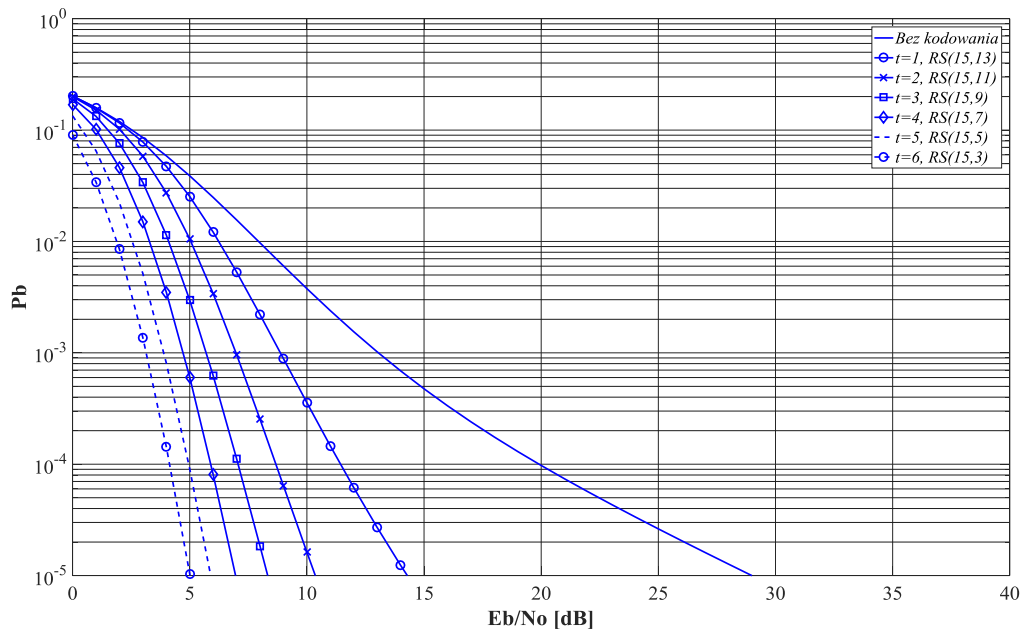
Z kolei, realizacja transmisji z modulacją 16-FSK w kanale AWGN przy założonym $P_b=10^{-3}$ umożliwia uzyskanie zysk kodowania wynoszącego $\sim 1dB$ dla $t=1$, a $\sim 3.5dB$ dla $t=5$. W kanale z zanikami Rice'a ($K=6dB$) zysk kodowania wynosi $\sim 4dB$ dla $t=1$ i $\sim 9dB$ dla $t=5$, a dla $K=12dB$ $\sim 2dB$ dla $t=1$ i $\sim 6dB$ dla $t=5$. Dla kanału z zanikami Rayleigh'a zysk kodowania wynosi $\sim 9dB$ dla $t=1$ i $\sim 20dB$ dla $t=5$.

Reasumując, na podstawie analizy zamieszczonych rysunków można stwierdzić, że silniejsze kody charakteryzowane przez większe wartości d_{min} , dają lepszą wydajność niż słabsze kody

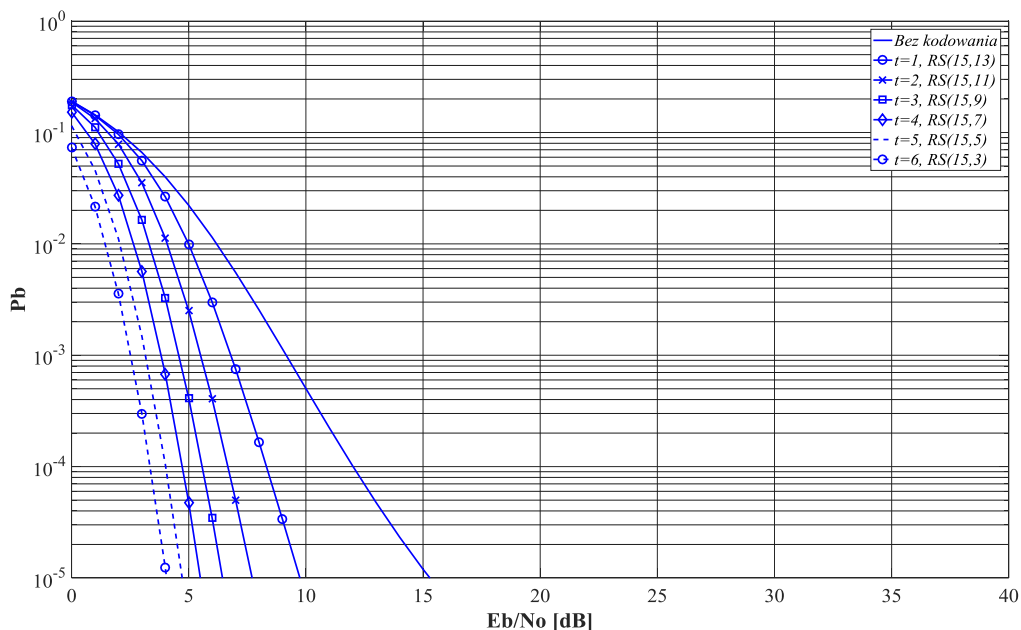
dla porównywalnych wartości SNR przypadających na bit. Wraz ze wzrostem SNR , silniejsze kody dają lepszą wydajność.



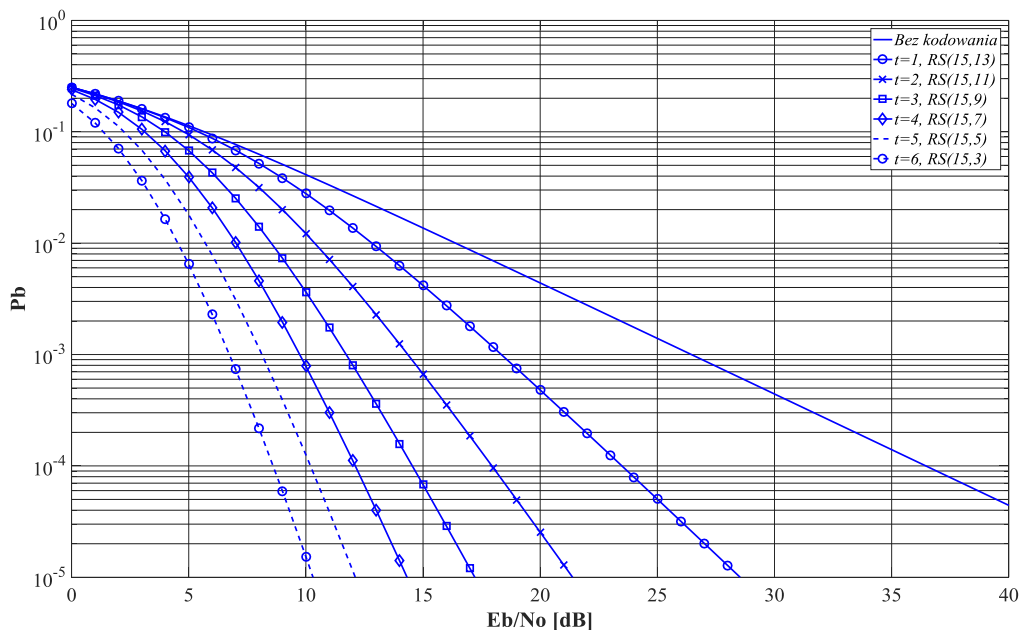
Rys. 6.32. Zależność $P_b(RS) = f(\gamma_b)$ dla modulacji 16-FSK w kanale AWGN przy parametrach kodu RS: $n=15$ i $t=1,2,3,4,5,6$.



Rys. 6.33. Zależność $P_b(RS) = f(\gamma_b)$ dla modulacji 16-FSK w kanale z zanikami Rice'a ($K=6dB$) przy parametrach kodu RS: $n=15$ i $t=1,2,3,4,5,6$.



Rys. 6.34. Zależność $P_b (RS) = f(\gamma_b)$ dla modulacji 16-FSK w kanale z zanikami Rice'a ($K=12\text{dB}$) przy parametrach kodu RS: $n=15$ i $t=1,2,3,4,5,6$.



Rys. 6.35. Zależność $P_b (RS) = f(\gamma_b)$ dla modulacji 16-FSK w kanale z zanikami Rayleigh'a przy parametrach kodu RS: $n=15$ i $t=1,2,3,4,5,6$.

6.5.5. Przeplot

Technika przeplotu (ang. *interleaving*) wykorzystywana jest do zwiększenia wydajności kodów korekcyjnych używanych w kanałach komunikacyjnych z zanikami, gdzie duże wyzwanie stanowi obecność błędów paczkowych [62][81]. Wybrany dla rozważanego systemu transmisji danych kod Reed-Solomon ma zdolność korekcji t

błędów symbolowych, co daje w rezultacie możliwość korekcji $t\cdot m$ skoncentrowanych błędnych bitów. Jednak kiedy taka liczba skoncentrowanych błędów okazuje się za mała, wówczas jest stosowany przeplot, który w istocie swego działania zakłada zmianę kolejności symboli przed transmisją i przywrócenie tej kolejności po odbiorze symboli. Dla kanału komunikacyjnego z zanikami objawia się to rozproszeniem błędów paczkowych w odbiorniku, a obserwuje się obecność błędu przypadkowego pomiędzy symbolami bez przekłamań. Ze względu na strukturę realizacji techniki przeplotu jest ona stosowana w sposób blokowy (ang. *block interleaving*) lub splotowy (ang. *convolutional interleaving*). Natomiast ze względu na używany algorytm zmiany kolejności wysyłanych symboli można wyróżnić m.in. przeplot macierzowy, przeplot pseudolosowy, przeplot spiralny, przeplot parzysty-nieparzysty jak i przeplot dopasowany kodowo stosowany w turbokodowaniu [62][29].

W przypadku przeplotu blokowego operacje w nadajniku i odbiorniku są dokonywane z wykorzystaniem identycznej tablicy o w wierszach i k kolumnach, gdzie liczba kolumn jest określana *stopniem przeplotu* (ang. *degree*) bądź *głębokością przeplotu* (ang. *depth*) oraz liczba wierszy stanowi *rozpiętość przeplotu* (ang. *span*). Parametr jakościowy rozpraszania błędów paczkowych jest uzależniony od głębokości przeplotu. Dlatego głębokość przeplotu należy tak dobrać, aby zastosowany przeplot powodował przekształcenie niekorzystnego charakteru statystycznego błędów paczkowych wstępujących w kanale na taki który odpowiada powstawaniu błędów niezależnych. Wielkość używanej tablicy przeplotu zależy od długości słowa kodowego n i jest ustalana jako jego całkowita wielokrotność.

Dla przeplotu macierzowego, w nadajniku symbole są zapisywane wierszowo do tablicy o w wierszach i k kolumnach, a po wypełnieniu tej tablica symbole są odczytywane w sposób kolumnowy i przesyłane do modulatora systemu transmisji danych. W odbiorniku dokonywana jest operacja rozplotu, gdzie odebrane symbole są wpisywane do takiej samej tablicy kolumnami, a po jej wypełnieniu symbole są odczytane wierszami. Dla przeplotu pseudolosowego, symbole są zapisywane w tablicy sekwencyjnie, ale po jej wypełnieniu symbole są odczytywane w sposób pseudolosowy. W odbiorniku podczas operacji rozplotu, odebrane symbole w sposób spiralny umieszczane są w tablicy, by następnie po jej wypełnieniu symbole móc odczytać wierszami. Podobnie dla przeplotu spiralnego, symbole również są zapisywane w tablicy sekwencyjnie, a po jej wypełnieniu symbole są odczytywane według schematu spiralnego i ten sam schemat należy użyć podczas operacji rozplotu. Operacja przeplotu i rozplotu wprowadza łączne opóźnienie wynoszące $2\cdot w\cdot k\cdot T_s$, gdzie T_s oznacza czas trwania symbolu. Natomiast niezbędna pamięć na każdą z tablic wynosi $w\cdot k$ słów. Zasadę działania blokowego przeplotu macierzowego przedstawiono na Rys. 6.36.

Ciąg symboli wejściowych trafiających do tablicy o lokalizacjach tablicy:

$$1, 2, \dots, k, k+1, k+2, \dots, 2\cdot k, \dots, (w-1)\cdot k+1, (w-1)\cdot k+2, \dots, w\cdot k.$$

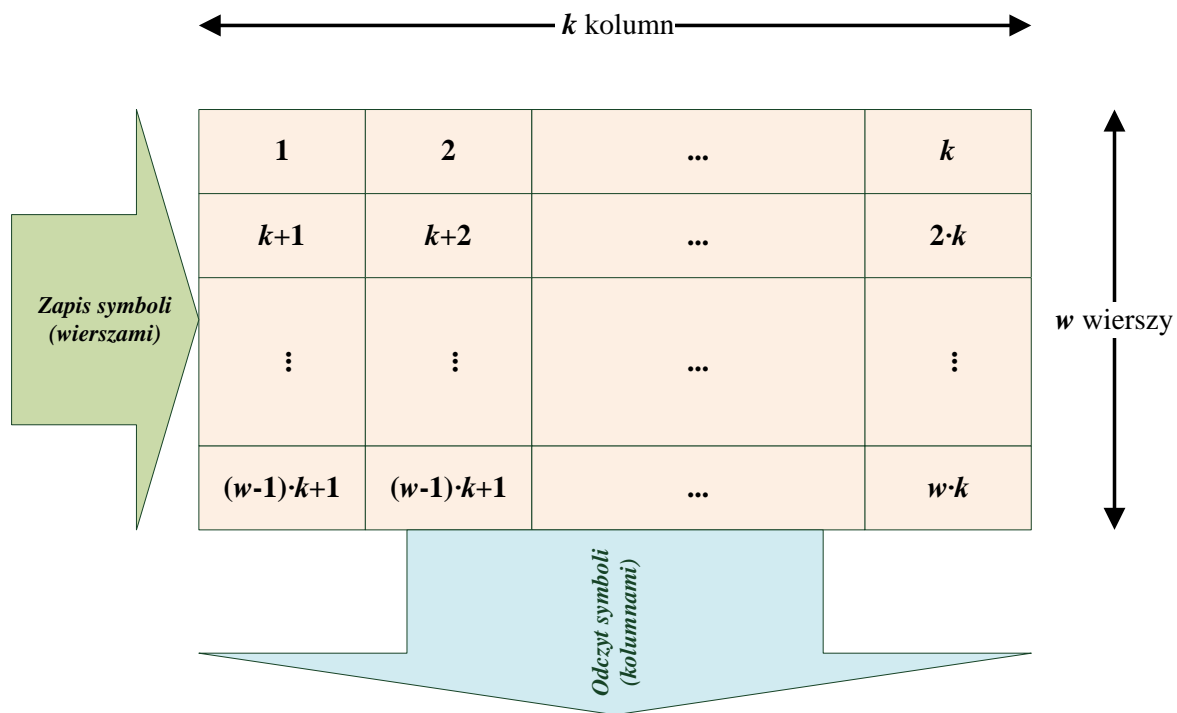
A w wyniku operacji przeplotu uzyskuje się ciąg symboli o lokalizacjach tablicy:

$$1, k+1, \dots, (w-1)\cdot k+1, 2, k+1, \dots, (w-1)\cdot k+2, \dots, k, 2\cdot k, \dots, w\cdot k.$$

Samo użycie techniki przeplotu nie wpływa na zmianę symbolowej stopy błędów, ponieważ powoduje jedynie rozproszenie błędów w ciągu symboli. Głębokość przeplotu



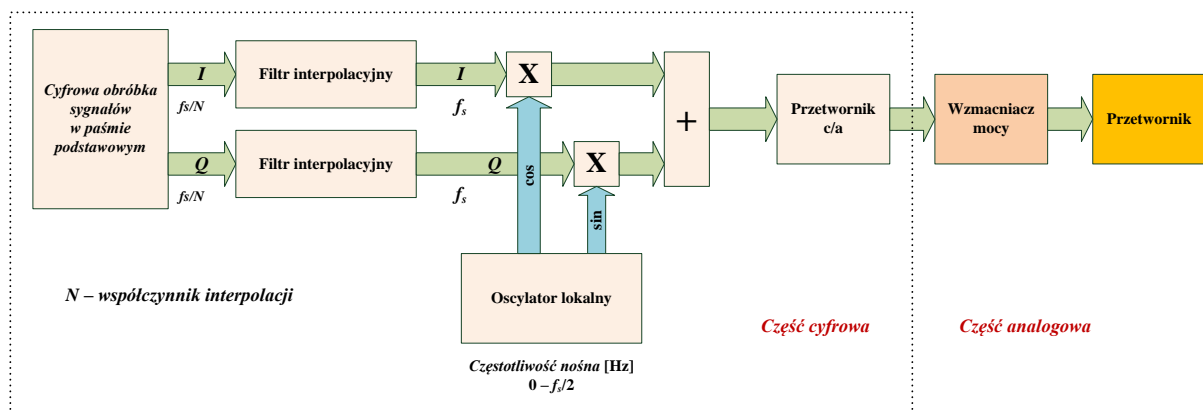
to istotny parametr odnoszący się dla określonego kanału, który ma wpływ na niezbędne rozproszenie symboli, a tym samym błędów paczkowych [62].



Rys. 6.36. Zasada działania blokowego przeplotu macierzowego w nadajniku.

6.7. TECHNIKI CYFROWEJ PRZEMIANY CZĘSTOTLIWOŚCI

Do kluczowych rozwiązań wykorzystywanych w doświadczalnym systemie transmisji danych należą techniki cyfrowej przemiany częstotliwości.



Rys. 6.37. Schemat blokowy toru nadawczego z techniką DUC.

W torze nadawczym, dolnopasmowy sygnał w postaci zespolonej wokół zerowej częstotliwości jest poddawany konwersji na rzeczywisty sygnał pasmowy wokół wybranej częstotliwości nośnej. Następnie cyfrowe próbki sygnału są przetwarzane na postać analogową sygnału za pomocą przetwornika cyfrowo-analogowego. Taki sygnał jest

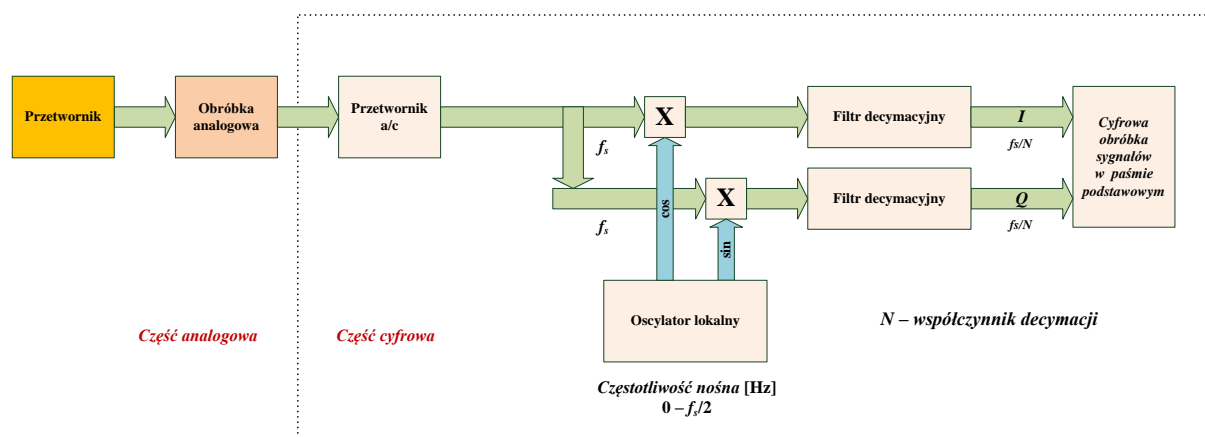
wzmacniany i natępnie przekazywany do przetwornika hydroakustycznego. Proces konwersji sygnału jest dokonywany z wykorzystaniem techniki cyfrowej przemiany częstotliwości w górę DUC (ang. *digital up converter*) [60], który został przedstawiony poniżej na Rys. 6.37. Ten proces jest wykonywany poprzez wymnożenie składowej synfazowej (I) i kwadraturowej (Q) sygnału cyfrowego z odpowiednimi wartościami cyfrowymi sygnałów harmonicznymi generowanymi przez oscylator lokalny. Konwersja na sygnał pasmowy wokół wybranej częstotliwości nośnej jest dokonywana przez strojenie lokalnego oscylatora w zakresie częstotliwości od 0 Hz do niemal częstotliwości Nyquista ($f_N=f_s/2$). Wartość strojenia lokalnego oscylatora odpowiada aktualnie wybranej częstotliwości nośnej, przy czym oscylator lokalny wytwarza próbki z częstotliwością równą częstotliwości próbkowania f_s , natomiast próbki sygnału wejściowego w pasmie podstawowym mają znacznie niższą częstotliwość próbkowania. Fakt ten wymaga użycia filtra interpolacyjnego, aby dokonać zwiększenia częstotliwości próbkowania sygnału wejściowego zgodnie ze współczynnikiem interpolacji N . Współczynnik interpolacji w odniesieniu do częstotliwości próbkowania f_s pozwala określić szerokość pasma sygnału wejściowego.

W torze odbiorczym, odebrany sygnał analogowy jest poddawany wstępnej obróbce analogowej, a następnie zostaje poddany przetwarzaniu na postać cyfrową poprzez przetwornik cyfrowo-analogowy. Natępnie próbki tego sygnału są przekazywane do cyfrowego odbiornika, który używa nowoczesnej techniki cyfrowej przemiany częstotliwości w dół DDC (ang. *digital down converter*), nazywaną również DDR (ang. *digital drop receiver*), aby dokonać bezpośredniej konwersji rzeczywistego sygnału pasmowego wokół wybranej częstotliwości nośnej na zespolony sygnał w pasmie podstawowym wokół zerowej częstotliwości [60]. Poprzez decymacyjny filtr dolnopasmowy usuwane są wszystkie nieporządane sygnały o wysokich częstotliwościach powstałych podczas procesu konwersji oraz dokonywana jest redukcja częstotliwości próbkowania. Otrzymany zespolony sygnał w postaci składowej synfazowej (I) i kwadraturowej (Q) jest następnie używany przez procesor dokonujący cyfrowej obróbki sygnału w pasmie podstawowym. Dominują głównie takie operacje jak demodulacja, rozplot i dekodowanie kanałowe. W procesie konwersji odbiornik używa zoptymalizowanych algorytmów cyfrowego przetwarzania sygnałów.

Jak pokazano na rysunku Rys. 6.38, odbiornik składa się z trzech części: cyfrowego miksera, lokalnego oscylatora i decymacyjnego filtra dolnopasmowego. Poprzez strojenie częstotliwości lokalnego oscylatora w zakresie od 0 Hz do niemal częstotliwości Nyquista, jest możliwa konwersja wybranego sygnału pasmowego na sygnał w pasmie podstawowym. Oscylator lokalny jest realizowany w sposób programowy, aby uzyskać dużą dokładność działania. Oscylator wytwarza cyfrowe próbki dwóch sygnałów sinusoidalnych przesuniętych między sobą o 90 stopni w fazie, czyli przebieg sinusoidalny i kosinusoidalny. Próbki oscylatora są wytwarzane z tą samą częstotliwością f_s , z jaką próbkuje się sygnał analogowy. Dolnopasmowy filtr decymacyjny jest tak zaprojektowany, aby zredukować częstotliwość próbkowania poprzez współczynnik decymacji N . Gdy współczynnik decymacji jest mniejszy niż 32, wówczas odbiornik jest uznawany jako szerokopasmowy i do filtracji używa się dolnopasmowego filtra FIR. Jest to zadanie, które z powodzeniem może być wykonane przy wykorzystaniu procesora sygnałowego, również w przypadku odbiornika wielokanałowego. Dla odbiornika wąskopasmowego, gdzie współczynnik decymacji jest

większy niż 32 (może przyjmować wartości większe niż 131072) są wykorzystywane filtry grzebieniowe CIC (ang. *cascaded integrated comb filter*). Jednak taki odbiornik zazwyczaj wymaga użycia układów dedykowanych ASIC (ang. *application-specific integrated circuit*) lub układów matryc programowalnych FPGA (ang. *field programmable gate array*). Zastosowany dolnopasmowy filtr decymacyjny i współczynnik decymacji wpływają na uzyskiwaną szerokość pasma sygnału w pasmie podstawowym.

Do zalet takiego odbiornika należy wysoka selektywność, mała złożoność układowa i uniknięcie problemu powstawania składowych częstotliwości obrazu (ang. *image frequency*) typowego dla konwersji pośrednich.



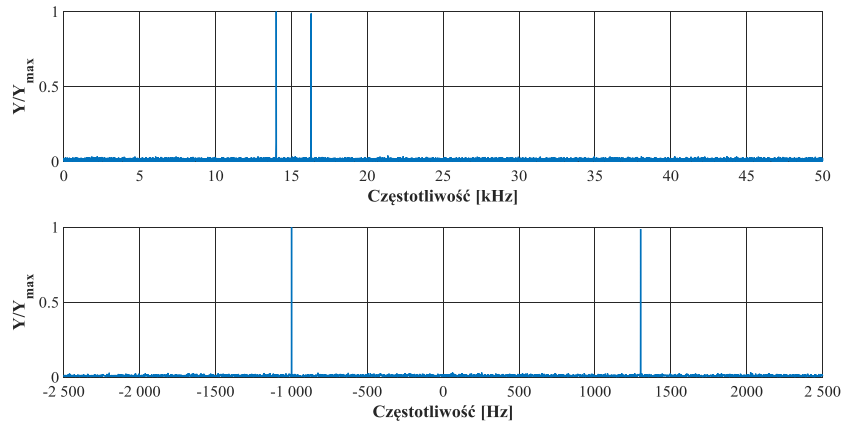
Rys. 6.38. Schemat blokowy toru odbiorczego z techniką DDC.

W celu zaprezentowania efektów funkcjonowania układu cyfrowej przemiany częstotliwości w dół zostały przeprowadzone stosowne symulacje. W pierwszym przypadku, na wejście symulowanego układu przemiany były przekazywane próbki sygnału uzyskane z częstotliwością próbkowania $f_s=100\text{kHz}$, który był sumą dwóch sygnałów sinusoidalnych o częstotliwościach $f_1=14\text{kHz}$ i $f_2=16.3\text{kHz}$. Układ przemiany pracował ze współczynnikiem decymacji $N=10$ i przemieszczał pasmo o szerokości $B=5\text{kHz}$ zawarte wokół częstotliwości nośnej $f_c=15\text{kHz}$ do pasma podstawowego wokół częstotliwości zerowej. Widmo gęstości mocy sygnału wejściowego jak również wynik działania układu przemiany w formie widma gęstości mocy zostały przedstawione na Rys. 6.39.

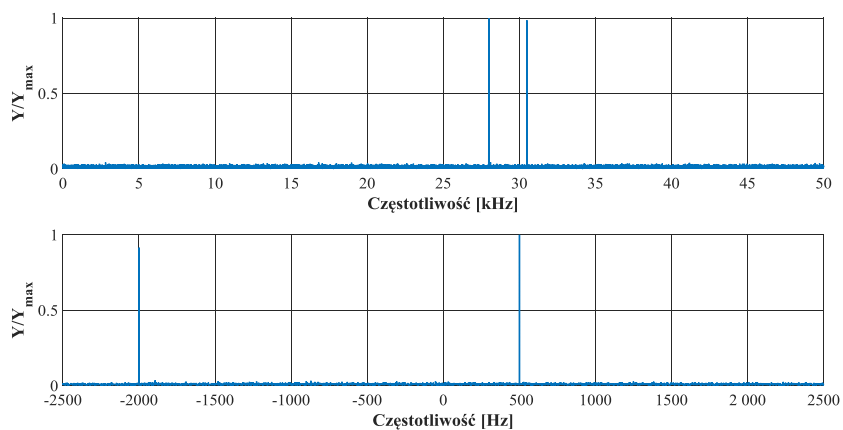
Dla drugiego rozpatrywanego przypadku, sygnał wejściowy stanowiła suma dwóch sygnałów sinusoidalnych o częstotliwościach $f_1=28\text{kHz}$ i $f_2=30.5\text{kHz}$, a wynik działania układu przemiany został przedstawiony na Rys. 6.40. Próbkę były pobierane z tą samą częstotliwością f_s , a układ pracował z tym samym współczynnikiem decymacji N . Przemieszczeniu podlegało pasmo o szerokości $B=5\text{kHz}$, które było zawarte wokół częstotliwości nośnej $f_c=30\text{kHz}$ do pasma podstawowego wokół częstotliwości zerowej.

Opisane powyżej techniki cyfrowej przemiany charakteryzują się zaletami, które wynikają z ich realizacji w technologii cyfrowej. Ewentualne zmiany w ustawieniach są dokonywane w sposób programowy w każdym momencie czasu, a zniekształcenia w charakterystykach widmowych zależą od dokładności i stabilności algorytmów generacji próbek sinusoidalnych i kosinusoidalnych, również wysokiej precyzji cyfrowego miksera. Przedstawione rozwiązanie umożliwia niezależnie od wybranej częstotliwości nośnej

zachować pasmo sygnału o takiej samej szerokości. Dzięki przedstawionym technikom, użycie jednego przetwornika analogowo-cyfrowego i jednego przetwornika cyfrowo-analogowego pozwala na realizację wielokanałowego toru nadawczo-odbiorczego, po spełnieniu wymagań dotyczących dostępności wystarczającej mocy obliczeniowej.

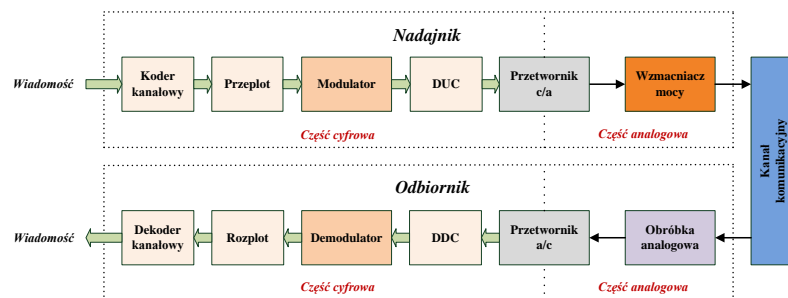


Rys. 6.39. Widmo gęstości mocy sygnału wejściowego ($f_1=14\text{kHz}$, $f_2=16.3\text{kHz}$) oraz widmo gęstości mocy sygnału uzyskanego w procesie cyfrowej przemiany częstotliwości w dół.



Rys. 6.40. Widmo gęstości mocy sygnału wejściowego ($f_1=28\text{kHz}$, $f_2=30.5\text{kHz}$) oraz widmo gęstości mocy sygnału uzyskanego w procesie cyfrowej przemiany częstotliwości w dół.

Uszczegółowiona struktura systemu transmisji danych przedstawiona została na Rys. 6.41.



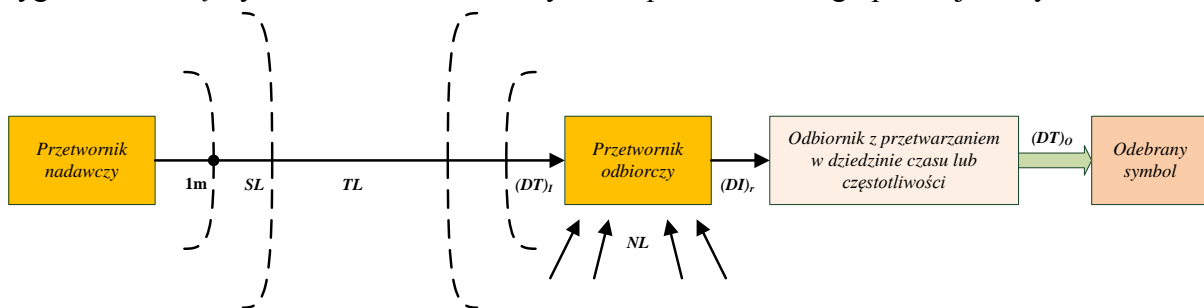
Rys. 6.41. Struktura doświadczalnego modelu systemu transmisji danych.

6.6. OBLICZENIA PROJEKTOWE

Podczas projektowania systemu podwodnej transmisji danych, ważny etap stanowią obliczenia projektowe, których celem jest zweryfikowanie zaproponowanej struktury systemu i określenie podstawowych parametrów technicznych systemu. Parametry będą wykorzystane podczas projektowania poszczególnych układów systemu, a są one wyznaczane w oparciu o tzw. *równanie zasięgu*. Wykorzystuje się w tym celu logarytmiczną formę równania zasięgu wprowadzoną do praktyki hydroakustycznej przez R.J. Urick'a [97]. Pominięte zostaną definicje poszczególnych parametrów równania, ponieważ są one w jednoznaczny i jednolity sposób używane we współczesnej literaturze hydroakustycznej [69][96][98]. Uwypuklone zostaną natomiast różnice wobec przyjętych standardów, które wynikają ze specyfiki projektowanego systemu.

W poprzednich podrozdziałach została przedstawiona struktura systemu transmisji i rozważane postacie sygnałów. Ustalenia koncepcji zakładają użycie sygnału sinusoidalnego o ustalonym czasie trwania i ustalonej częstotliwości. W określonym momencie czasu będzie przesyłany wyłącznie jeden sygnał sinusoidalny w wyłącznie jednym wybranym podpaśmie. W każdym takim podpaśmie jest dokonywane przetwarzanie sygnałów i jest ono realizowane w identyczny sposób.

Parametry systemu podwodnej transmisji danych związane z detekcją przesyłanego sygnału zostaną wyznaczone dla modelu systemu przedstawionego poniżej na Rys. 6.42.



Rys. 6.42. Model systemu podwodnej transmisji sygnału z uwzględnieniem parametrów równania zasięgu

Projektując system należy zapewnić taki stosunek sygnału do szumu na wejściu odbiornika, aby na jego wyjściu były spełnione zakładane warunki detekcji.

Zgodnie z nomenklaturą równania zasięgu można to zapisać jako:

$$EL - NL \geq DT \quad , \quad (6.72)$$

gdzie EL jest poziomem sygnału użytecznego, NL jest poziomem zakłóceń, a DT to próg detekcji. Wielkości te są wyrażone w decybelach względem ciśnienia 1Pa w wodzie. Powyższą nierówność można przekształcić:

$$SL - TL \geq NL + DT \quad , \quad (6.73)$$

bowiem $EL=SL-TL$, gdzie SL to poziom źródła, a TL oznacza jednokierunkowe straty transmisyjne w kanale hydroakustycznym.

Poziom źródła SL może być przedstawiony w funkcji mocy elektrycznej P_e dostarczonej do anteny nadawczej, można wyrazić go wzorem:

$$SL = 171 + 10 \log \left(\frac{P_e}{P_1} \right) + 10 \log \eta + DI_t \quad [dB] \quad , \quad (6.74)$$

gdzie $P_1=1W$, η to sprawność przetwornika nadawczego (anteny), a DI_t to wskaźnik kierunkowości anteny nadawczej. Ponieważ sprawność wynosi $\eta=0.5$ oraz wykorzystywana jest antena wszechkierunkowa czyli $DI_t=0$, stąd uzyskuje się:

$$SL = 168 + 10 \log \left(\frac{P_e}{P_1} \right) \quad [dB] \quad . \quad (6.75)$$

Straty transmisyjne TL można określić jako:

$$TL = 20 \log \left(\frac{R}{R_1} \right) + \alpha R \cdot 10^{-3} \quad [dB] \quad , \quad (6.76)$$

gdzie R jest odległością odbiornika od nadajnika oraz $R_1=1m$, natomiast α to logarytmiczny współczynnik tłumienia absorpcyjnego. Wartość logarytmicznego współczynnika tłumienia absorpcyjnego zależy od częstotliwości fali akustycznej, zasolenia i temperatury. Można ją określić na podstawie wzorów empirycznych bądź odpowiedniego wykresu.

Parametry:

- *zasolenie*: w Bałtyku wynosi średnio 7‰, natomiast dla wód oceanicznych wynosi 35‰. Ponieważ system ma pracować w dowolnym akwenu ustala się wartość najbardziej niekorzystną spośród rozważanych.
- *częstotliwość nośna*: dokonując jej wyboru należy mieć na uwadze minimalizację szumów hydroakustycznych i strat transmisyjnych rosnących ze wzrostem częstotliwości. Ważne jest również, aby pasmo pracy systemu nie kolidowało z pasmem pracy sonarów aktywnych wykorzystywanych na okrętach i statkach.

Wybierając częstotliwość nośną systemu transmisji $f_c=15kHz$, wartość logarytmicznego współczynnika tłumienia absorpcyjnego dla zasolenia akwenu 35‰ i temperatury wody 10°C wynosi:

$$\alpha_{35\text{‰}} \cong 2 \text{ dB/km} \quad , \quad (6.77)$$

natomiast wartość logarytmicznego współczynnika tłumienia absorpcyjnego dla zasolenia akwenu 7‰ i temperatury wody 10°C wynosi:

$$\alpha_{7\text{‰}} \cong 0.5 \text{ dB/km} \quad . \quad (6.78)$$

Dla częstotliwości nośnej systemu transmisji $f_c=30kHz$, wartość logarytmicznego współczynnika tłumienia absorpcyjnego dla zasolenia akwenu 35‰ i temperatury wody 10°C wynosi:

$$\alpha_{35\text{‰}} \cong 5 \text{ dB/km} \quad , \quad (6.79)$$

natomiast wartość logarytmicznego współczynnika tłumienia absorpcyjnego dla zasolenia akwenu 7‰ i temperatury wody 10°C wynosi:

$$\alpha_{7\text{‰}} \cong 1.5 \text{ dB/km} \quad . \quad (6.80)$$

Poziom szumów NL stanowią naturalne szумы akustyczne ośrodka wodnego oraz zakłócenia generowane w wyniku działalności człowieka. Dodatkowym źródłem

zakłóceń są pracujące w tym samym akwenie aktywne systemy hydroakustyczne. Do obliczeń projektowych uwzględniane są tylko naturalne szумы ośrodka, które w paśmie pracy odbiornika mają charakter białego szumu gaussowskiego, stąd:

$$NL = SPL + 10 \log\left(\frac{B}{B_1}\right) - DI_r \quad [\text{dB}] \quad , \quad (6.81)$$

gdzie SPL to spektralny poziom szumów (w paśmie 1Hz), B szerokość pasma odbiornika, $B_1=1\text{Hz}$, a DI_r to wskaźnik kierunkowości anteny odbiorczej.

Spektralny poziom szumów SPL został określony w wyniku licznych pomiarów przeprowadzonych na morzach i oceanach. Do obliczeń projektowych odczytywane są one z dostępnych krzywych sporządzonych na podstawie zebranych danych empirycznych, a jego wartość ustala się dla sytuacji występowania najgorszych warunków hydrometeorologicznych, dlatego należy przyjąć $SPL=51\text{dB}$.

Szerokość pasma odbiornika B należy dobrać w ten sposób, aby była dopasowana do widma odbieranego sygnału. Należy jednak zadbać o uwzględnienie przesunięcia widma spowodowane efektem Dopplera, czyli maksymalnej odchyłki Dopplera wyrażonej wzorem (3.13). Przy założeniu np. maksymalnej prędkości okrętu $v=3\text{m/s}$ (około 6 węzłów) otrzymuje się maksymalną odchyłkę $f_{d,max}=30\text{Hz}$. Szerokość pasma B należy poszerzyć o szerokość widma sygnału oraz o ujemną odchyłkę Dopplera spowodowaną oddalaniem się systemu transmisji danych, stąd $B=64\text{Hz}$.

W rozważanym systemie transmisji maksymalne pasmo pracy wynosi 5kHz. Uwzględnia ono skutki efektu Dopplera oraz odstęp pomiędzy prążkami, który gwarantuje im ortogonalność. Ponieważ wykorzystywana jest antena wszechkierunkowa, to $DI_r=0$. Stąd, poziom szumów NL dla tak przyjętych parametrów wynosi:

$$NL = 51 + 10 \log(5000) = 88\text{dB} \quad . \quad (6.82)$$

Próg detekcji DT określa stosunek sygnału do szumu na wejściu odbiornika systemu transmisji danych, który umożliwi podjęcie decyzji o występowaniu sygnału użytecznego z założonym prawdopodobieństwem detekcji P_D i prawdopodobieństwem fałszywego alarmu P_{FA} , czyli z krzywych operacyjnych ROC danego typu odbiornika.

$$DT = 10 \log(SNR_I) \quad [\text{dB}] \quad . \quad (6.83)$$

Z kolei prawdopodobieństwo detekcji P_D i prawdopodobieństwo fałszywego alarmu P_{FA} zależą od stosunku sygnału do szumu na wyjściu odbiornika d (indeks detekcji).

Iloraz PG (ang. *processing gain*) nazwany jest zyskiem przetwarzania i określa on o ile poprawia się stosunek sygnału do szumu na wyjściu odbiornika w odniesieniu do stosunku sygnału do szumu na jego wejściu, czyli wskazuje efektywność zastosowanego przetwarzania w danym odbiorniku, co można zapisać za pomocą poniższego wzoru (6.84).

$$PG = 10 \log\left(\frac{SNR_O}{SNR_I}\right) \quad [\text{dB}] \quad . \quad (6.84)$$

Próg detekcji można wówczas zapisać:

$$DT = 10 \log(d) - PG \quad [\text{dB}] \quad . \quad (6.85)$$

Wyniki obliczeń projektowych

Obliczenia projektowe bazują na wstępnie ustalonych zgrubnych parametrach systemu i umożliwiają określenie mocy elektrycznej, która jest niezbędna do uzyskania określonego zasięgu systemu w zależności od wartości progu detekcji. W oparciu o wzór (6.73) uzyskuje się poniższe wyrażenie:

$$10 \log \left(\frac{P_e}{P_1} \right) = 20 \log \left(\frac{R}{R_1} \right) + \alpha_{\%0} R \cdot 10^{-3} + 88 + DT - 168 \quad , \quad (6.86)$$

a stąd:

$$\frac{P_e}{P_1} = 10^{\left[0.1 \left(20 \log \left(\frac{R}{R_1} \right) + \alpha_{\%0} R \cdot 10^{-3} + DT - 80 \right) \right]} \quad . \quad (6.87)$$

W poniższych tabelach Tab. 6.3, Tab. 6.4, Tab. 6.5, Tab. 6.6 zestawiono wyniki obliczeń niezbędnej mocy elektrycznej dla pracy systemu z dwiema różnymi częstotliwościami nośnymi ($f_c=15\text{kHz}$ i 30kHz) w zależności od wymaganego zasięgu i określonego progu detekcji. Tabele zostały sporządzone osobno dla akwenu o zasoleniu $S=35\%$ i dla akwenu o mniejszym zasoleniu ($S=7\%$).

Analizując otrzymane tabele można zaobserwować zwiększenie zasięgu systemu przy zmniejszeniu zasolenia akwenu w jakim pracuje system. Podobny efekt można uzyskać poprzez zmniejszenie częstotliwości pracy systemu, lecz może to spowodować zwiększenie poziomu szumów.

$f_c=15\text{kHz}$

Tab. 6.3. Moc elektryczna nadajnika [W] dla akwenu o zasoleniu $S=35\%$ ($\alpha_{\%0}=2\text{dB/km}$).

Zasięg [m]	Próg detekcji DT [dB]						
	0	5	10	15	20	25	30
125	0.0002	0.0005	0.002	0.01	0.02	0.05	0.16
250	0.0007	0.0002	0.007	0.02	0.07	0.22	0.70
500	0.003	0.01	0.03	0.10	0.31	0.99	3.15
750	0.008	0.03	0.08	0.25	0.79	2.51	7.94
1000	0.02	0.05	0.16	0.50	1.58	5.01	15.85
2000	0.10	0.32	1.01	3.18	10.04	31.77	100.47
3000	0.35	1.13	3.58	11.33	35.83	113.30	358.29

Tab. 6.4. Moc elektryczna nadajnika [W] dla akwenu o zasoleniu $S=7\%$ ($\alpha_{\%0}=0.5\text{dB/km}$).

Zasięg [m]	Próg detekcji DT [dB]						
	0	5	10	15	20	25	30
125	0.0002	0.0005	0.002	0.005	0.02	0.05	0.16
250	0.0006	0.002	0.006	0.020	0.06	0.20	0.64
500	0.003	0.008	0.026	0.08	0.26	0.84	2.65
750	0.006	0.019	0.06	0.19	0.61	1.94	6.13
1000	0.011	0.035	0.11	0.35	1.12	3.55	11.22
2000	0.05	0.16	0.50	1.59	5.04	15.92	50.36
3000	0.13	0.40	1.27	4.02	12.71	40.20	127.13

$f_c=30\text{kHz}$ Tab. 6.5. Moc elektryczna nadajnika [W] dla akwenu o zasoleniu $S=35\text{‰}$ ($\alpha_{\text{‰}}=5\text{dB/km}$).

Zasięg [m]	Próg detekcji DT [dB]						
	0	5	10	15	20	25	30
125	0.0002	0.0006	0.001	0.006	0.018	0.057	0.18
250	0.0008	0.003	0.008	0.026	0.083	0.263	0.833
500	0.004	0.014	0.044	0.14	0.445	1.406	4.446
750	0.013	0.04	0.13	0.42	1.33	4.22	13.33
1000	0.03	0.1	0.32	1	3.16	10	31.62
2000	0.4	1.26	4	13.65	40	126.49	400
3000	2.85	9	28.46	90	284.60	900	2846

Tab. 6.6. Moc elektryczna nadajnika [W] dla akwenu o zasoleniu $S=7\text{‰}$ ($\alpha_{\text{‰}}=1.5\text{dB/km}$).

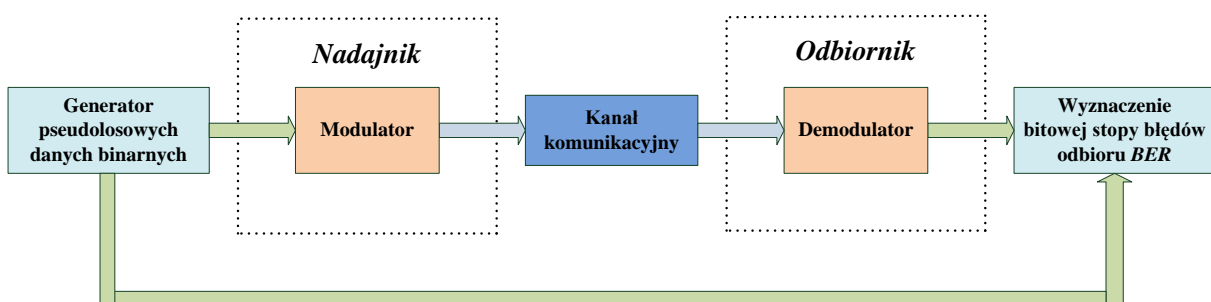
Zasięg [m]	Próg detekcji DT [dB]						
	0	5	10	15	20	25	30
125	0.0002	0.0005	0.002	0.005	0.016	0.05	0.16
250	0.0007	0.002	0.007	0.022	0.068	0.21	0.68
500	0.003	0.009	0.030	0.094	0.297	0.94	2.97
750	0.007	0.023	0.073	0.23	0.729	2.30	7.29
1000	0.014	0.045	0.141	0.447	1.41	4.47	14.12
2000	0.08	0.25	0.80	2.52	7.98	25.24	79.81
3000	0.25	0.80	2.54	8.02	25.36	80.21	253.65

7. BADANIA SYMULACYJNE MODELU SYSTEMU TRANSMISJI DANYCH

Na etapie formułowania koncepcji systemu transmisji danych została określona grupa technik, które powinny ograniczyć niekorzystny wpływ podwodnego kanału komunikacyjnego na przesyłany sygnał. Zostało to dokonane na podstawie wcześniej przeprowadzonej analizy wpływu interferencji na przesyłany sygnał oraz analizy procesu detekcji z uwzględnieniem sygnału sinusoidalnego jak i szerokopasmowego sygnału z modulowaną częstotliwością. Wybrane techniki zostały poddane badaniom symulacyjnym, a uzyskane wyniki zostały zamieszczone w tym rozdziale. Wyniki te posłużyły celom porównawczym podczas weryfikacji badań eksperymentalnych, przeprowadzonych w akwenu śródlądowym. Badania symulacyjne miały na celu określenie jakości transmisji danych dla sygnałów uzyskanych w wyniku działania różnych technik modulacji i następnie przesłanych przez reprezentatywne modele kanałów komunikacyjnych, odzwierciedlających różne scenariusze pracy rozważanego modelu systemu transmisji danych. Dodatkowo przeprowadzone zostały badania mające na celu dobór parametrów kodu kanałowego i techniki przeplotu.

7.1. BADANIE WPLYWU KANAŁU KOMUNIKACYJNEGO NA JAKOŚĆ TRANSMISJI DANYCH

Proces symulacji został zrealizowany według schematu przedstawionego Rys. 7.1. W poprzednich rozdziałach dla rozważanych technik modulacji zostały wyznaczone wartości prawdopodobieństwa błędnego odbioru bitów P_b na podstawie wyrażeń, które zostały wyprowadzone analitycznie. W niniejszym rozdziale, w wyniku przeprowadzonych badań symulacyjnych zostały określone odpowiadające im wartości bitowej stopy błędów BER . Badaniom zostały również poddane konfiguracje kanału komunikacyjnego dla których metody analityczne są zbyt złożone.



Rys. 7.1. Schemat blokowy realizowanych badań symulacyjnych.

W badaniach symulacyjnych rozważanego systemu transmisji danych zostało zastosowane uproszczenie, które zakłada realizację wszelkich algorytmów przetwarzania sygnałów w paśmie podstawowym. Oznacza to, że sygnał wytworzony przez blok modulatora w torze nadawczym, w postaci zespolonego sygnału dolnopasmowego nie jest poddawany przekształceniu na jego rzeczywistą postać sygnału pasmowego. Analogicznie, w torze

odbiorczym odebrany sygnał nie podlega odwrotnemu przekształceniu do postaci zespolonego sygnału dolnopasmowego z jego rzeczywistej postaci sygnału pasmowego.

W przypadku kanału komunikacyjnego zostały przyjęte założenia, że do badań symulacyjnych *systemu z krótkim zasięgiem*, parametry kanału z występującymi zanikami są modelowane rozkładem Rice'a, nazywanym w skrócie *kanalem z zanikami Rice'a*. Do rozważań *systemu z długim zasięgiem*, parametry kanału z zanikami są modelowane z użyciem rozkładu Rayleigh'a, a kanał jest nazywany *kanalem z zanikami Rayleigh'a*. Do badań przyjęto następujące modele kanałów komunikacyjnych, które zostaną wykorzystane do wyznaczenia jakości transmisji danych:

- model kanału komunikacyjnego z addytywnym szumem białym AWGN,
- model kanału komunikacyjnego z zanikami Rice'a,
- model kanału komunikacyjnego z zanikami Rayleigh'a.

Badania symulacyjne transmisji sygnałów uzyskanych w wyniku działania wytypowanych technik modulacji, poprzedzone zostały badaniami sygnału synchronizacji wchodzącym w skład preambuły ramki.

7.1.1. Sygnał synchronizacji ramki danych

Szerokopasmowy sygnał z hiperboliczną modulacją częstotliwości *HFM*, jest wykorzystywany w wariacie ze zwiększającą się częstotliwością w czasie bądź ze zmniejszającą. Pierwszym i podstawowym zadaniem realizowanym za pomocą tego sygnału jest synchronizacja nadajnika i odbiornika. Drugie istotne zadanie stanowi wyznaczenie chwilowych parametrów kanału komunikacyjnego, które są kluczowe dla poprawnej pracy odbiornika. Sygnał jest poddawany detekcji, która wykorzystuje metodę korelacji w czasie, a uzyskiwana funkcja korelacji stanowi estymatę odpowiedzi impulsowej kanału komunikacyjnego.

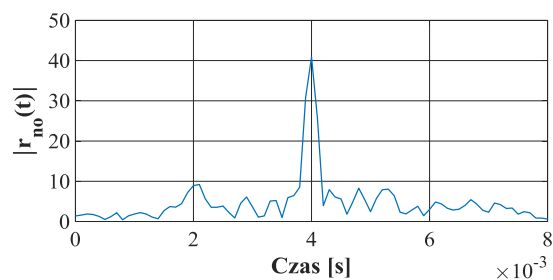
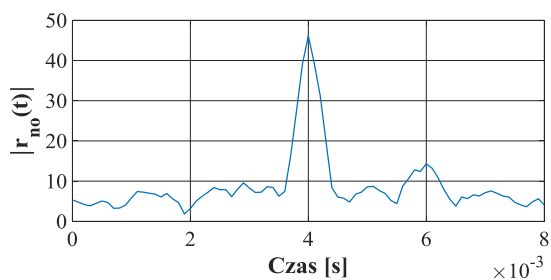
W badaniach symulacyjnych przyjęto, że całkowite pasmo pracy systemu transmisji danych wynosi $B=5\text{kHz}$. Sygnał pasmowy o częstotliwości nośnej $f_c=30\text{kHz}$ jest przesyłany przez kanał komunikacyjny, a następnie w odbiorniku jest próbkowany z częstotliwością 200kHz i po konwersji do pasma podstawowego jego częstotliwość próbkowania wynosi $f_s=10\text{kHz}$. Rys. 7.2 i Rys. 7.3 prezentują uzyskane funkcje korelacji dla impulsu *HFM* o wartościach *SNR* równych -10dB i 20dB , transmitowanych przez model kanału komunikacyjnego z addytywnym szumem białym. Każdy z transmitowanych impulsów zawiera pojedynczy okres sygnału *HFM*, o czasie trwania T_s równym 4ms , 16ms , 64ms , 256ms oraz paśmie B równym 2.5kHz i 5kHz . Rysunki umieszczone w lewej kolumnie dotyczą sygnału o paśmie $B=2.5\text{kHz}$, w prawej o paśmie $B=5\text{kHz}$.

Maksymalna wartość funkcji korelacji jest proporcjonalna do energii odbieranego sygnału w czasie T_s . W przypadku odbioru sygnału w obecności szumu gaussowskiego, stosunek sygnału do szumu jest proporcjonalny do energii odbieranego sygnału i odwrotnie proporcjonalny do widmowej gęstości mocy szumu. Wąska wiązka główna funkcji autokorelacji oraz mały poziom listków bocznych to zalety wynikające z zastosowania sygnału szerokopasmowego *HFM*.

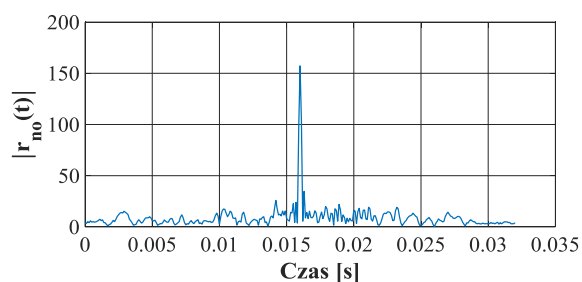
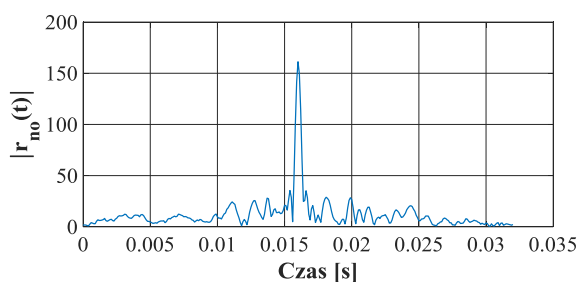
$B=2.5\text{kHz}$

$B=5\text{kHz}$

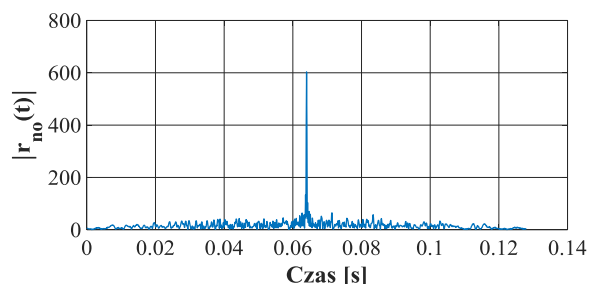
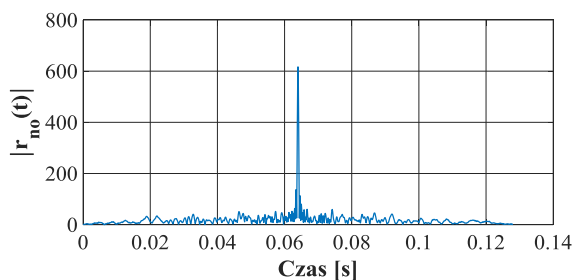
$T_s=4\text{ms}$



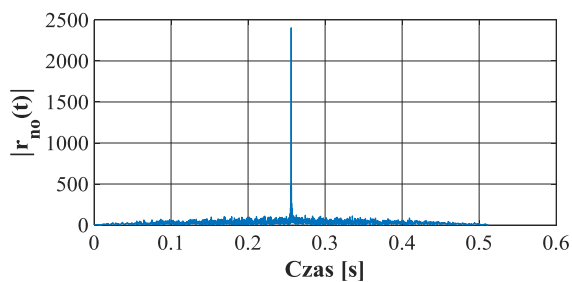
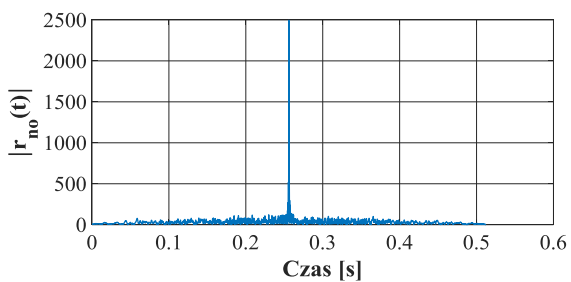
$T_s=16\text{ms}$



$T_s=64\text{ms}$



$T_s=256\text{ms}$

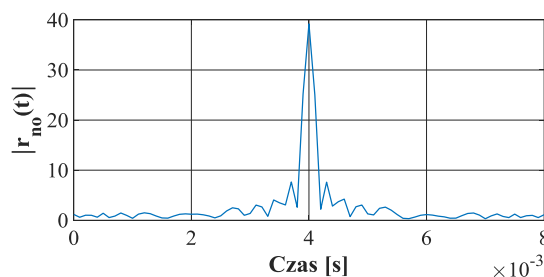
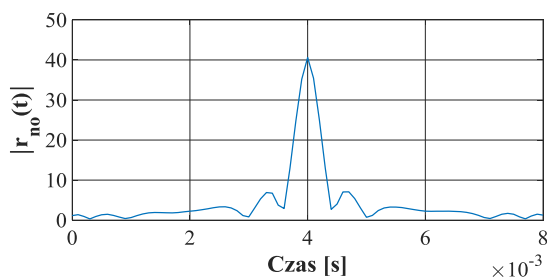


Rys. 7.2. Funkcje korelacji sygnału odebranego i nadanego HFM dla przypadku transmisji w kanale z addytywnym szumem białym ($\text{SNR}=-10\text{dB}$).

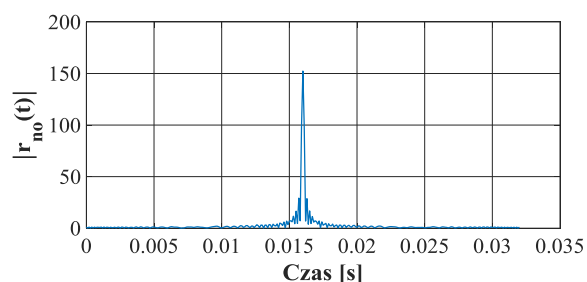
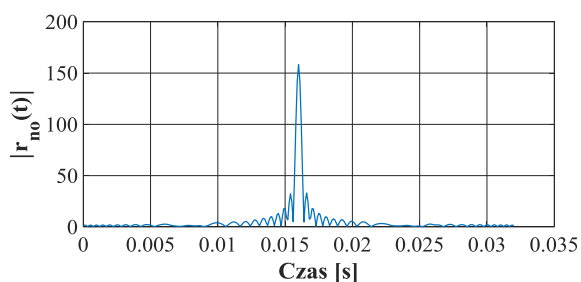
B=2.5kHz

B=5kHz

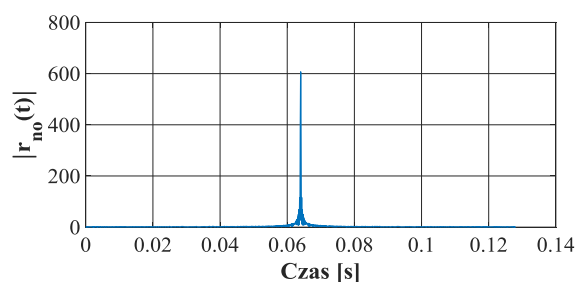
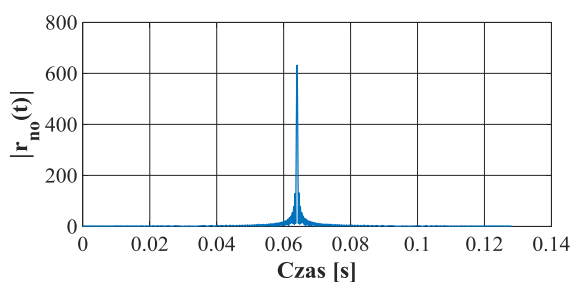
$T_s=4\text{ms}$



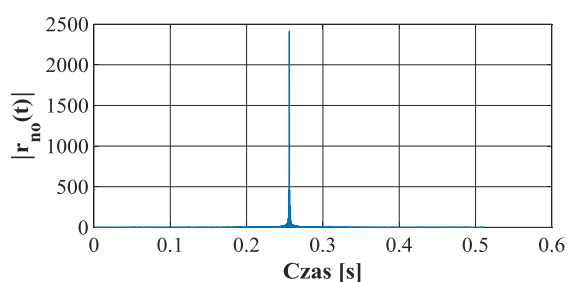
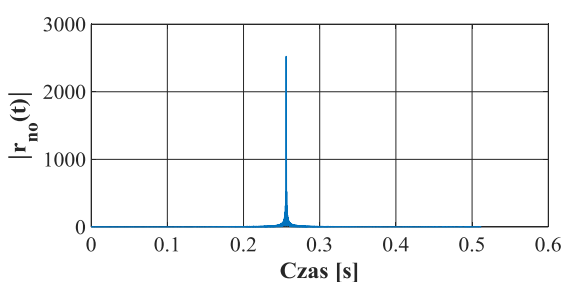
$T_s=16\text{ms}$



$T_s=64\text{ms}$



$T_s=256\text{ms}$



Rys. 7.3. Funkcje korelacji sygnału odebranego i nadanego HFM $\hat{\uparrow}$ dla przypadku transmisji w kanale z addytywnym szumem białym (SNR=20dB).

Uzyskane maksymalne wartości funkcji korelacji dla każdego z przypadków prezentowanych na Rys. 7.2 i Rys. 7.3, zostały zestawione w tabeli Tab. 7.1.

Tab. 7.1. Uzyskane maksymalne wartości funkcji korelacji.

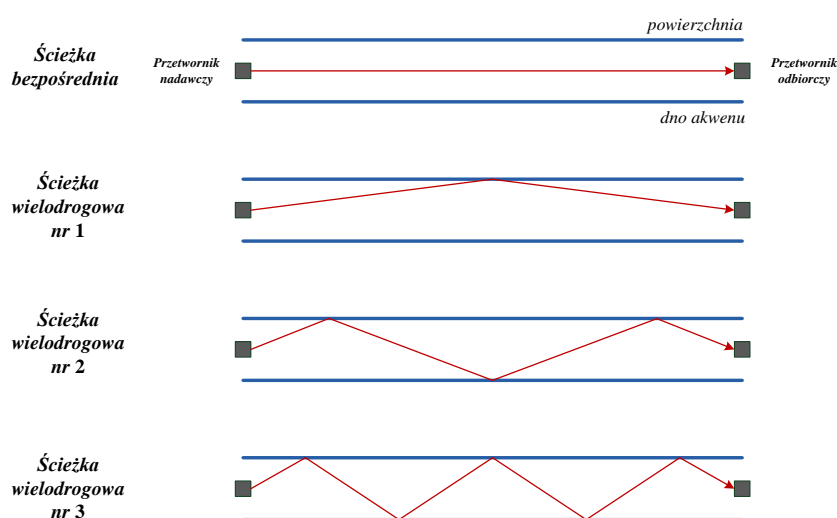
Czas trwania sygnału T_s [ms]	SNR=-10		SNR=5		SNR=20	
	$ r_{no}(t) $ $B=2.5\text{kHz}$	$ r_{no}(t) $ $B=5\text{kHz}$	$ r_{no}(t) $ $B=2.5\text{kHz}$	$ r_{no}(t) $ $B=5\text{kHz}$	$ r_{no}(t) $ $B=2.5\text{kHz}$	$ r_{no}(t) $ $B=5\text{kHz}$
4	46.2	40.8	39.3	38.1	40.6	39.2
16	161.2	157.2	156.5	151.3	158.2	152.4
64	616.7	603.4	630.9	607.2	631.9	606.9
256	2495.9	2404	2519.9	2421.5	2522.6	2414.7

Na podstawie Rys. 7.2 i Rys. 7.3 można jednoznacznie ocenić, że została uzyskana wąska wiązka główna funkcji korelacji. Szerokość tej wiązki odpowiada wiązce głównej funkcji autokorelacji ustalonej pomiędzy jej pierwszymi zerami wynosząca $2/B$, stąd dla $B=2.5\text{kHz}$ jest to $\Delta t=0.8\text{ms}$ i dla $B=5\text{kHz}$ jest to $\Delta t=0.4\text{ms}$. Tym samym uzyskano polepszenie rozdzielczości czasowej funkcji korelacji wraz z poszerzeniem pasma sygnału B .

Maksymalna wartość funkcji korelacji jest proporcjonalna do długości trwania sygnału, a dokładniej liczby próbek przypadających na ten czas. Powtarzalność uzyskiwanych maksymalnych wartości funkcji korelacji jest tym większa im wyższy jest SNR analizowanego sygnału. Występujące różnice wynikają również z zastosowanej szerokości pasma sygnału B , im jest szersze tym mniejsze różnice. Wydłużanie czasu trwania sygnału pozwala na zmniejszenie wpływu szumu na uzyskaną wartość funkcji korelacji.

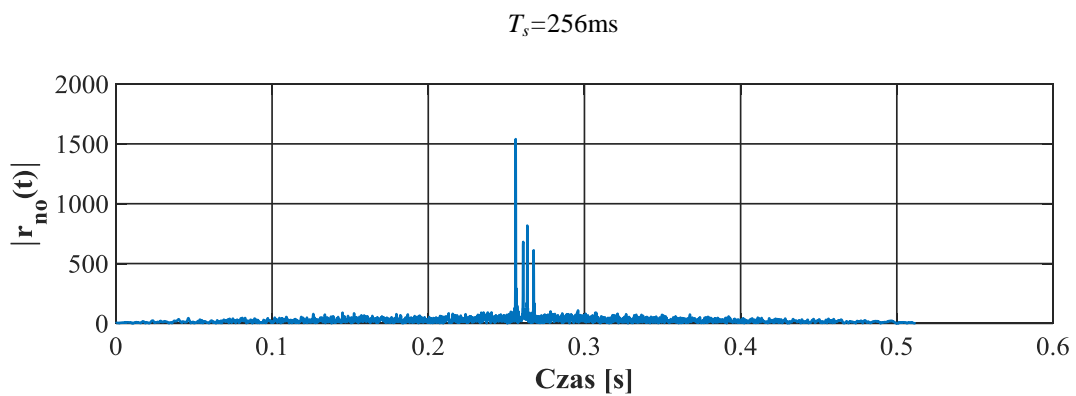
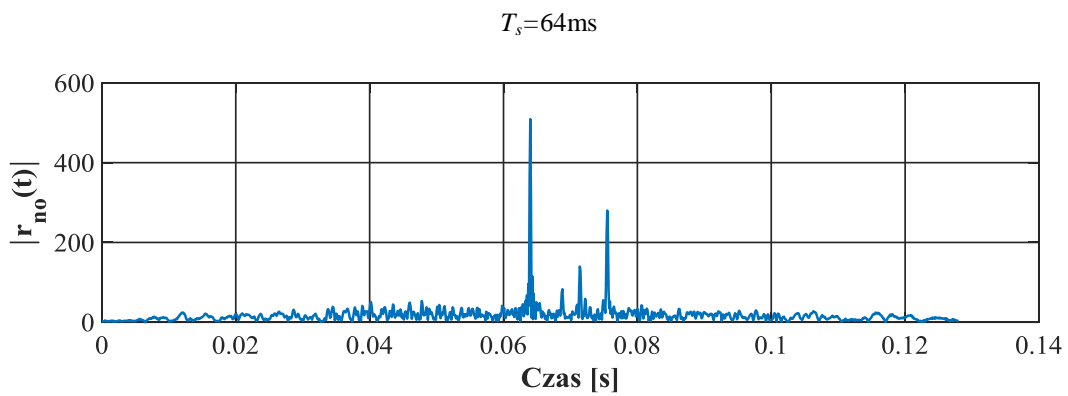
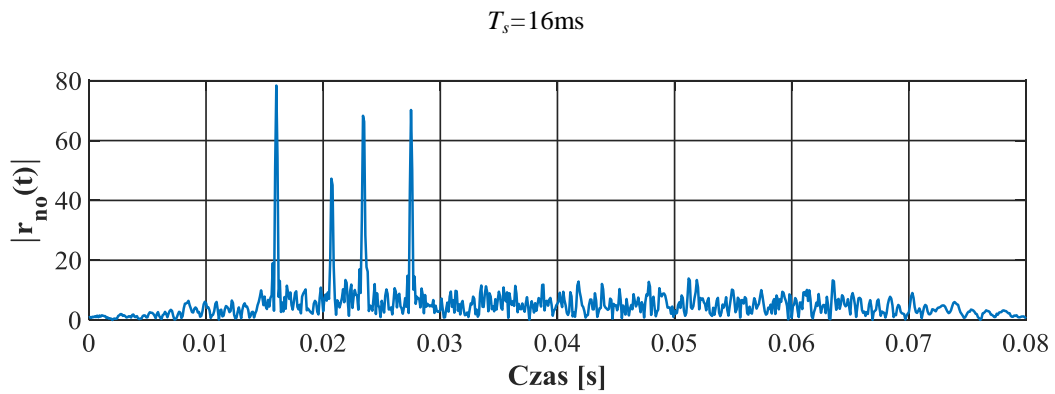
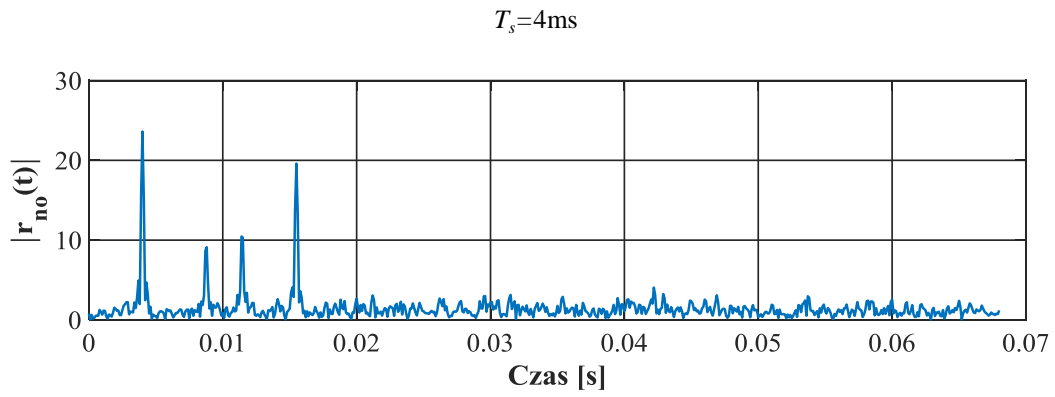
Typowy podwodny płytki kanał komunikacyjny charakteryzuje się wielodrogowością, co skutkuje występowaniem zaników w przesyłanym sygnale. Kanał taki został przebadany z pomocą modelu kanału z zanikami Rice'a i Rayleigh'a, gdzie dla kanału Rice'a uwzględnione jest występowanie ścieżki bezpośredniej.

Zakłada się, że w kanale komunikacyjnym o długości 300m, głębokości 20m oraz jednakowym zanurzeniu przetwornika nadawczego i odbiorczego wynoszącym 10m, występują 3 ścieżki wielodrogowe o geometrii jak przedstawiono na Rys. 7.4.

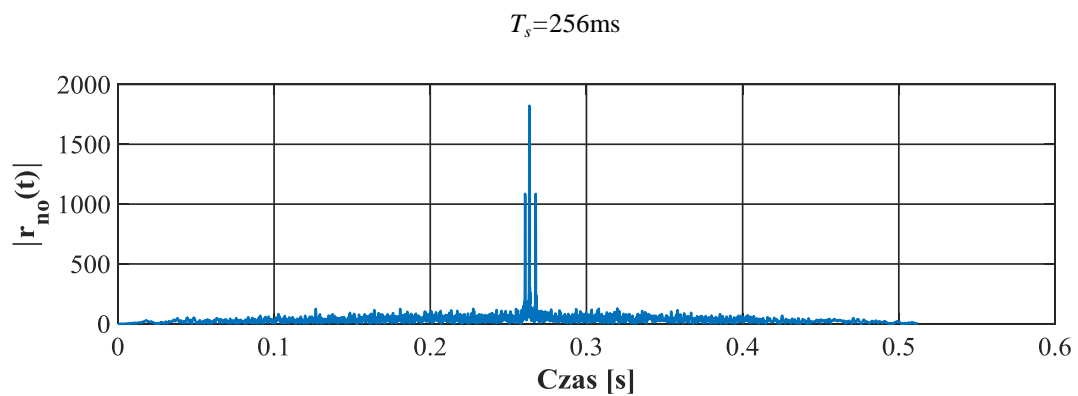
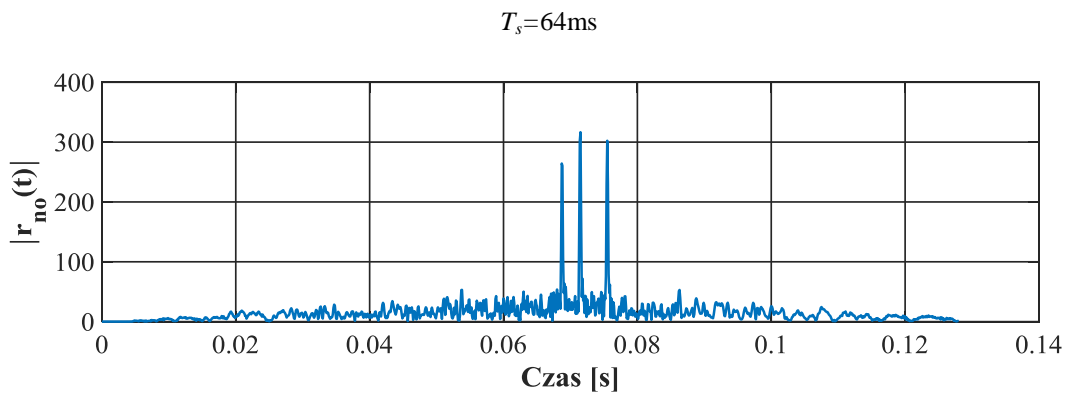
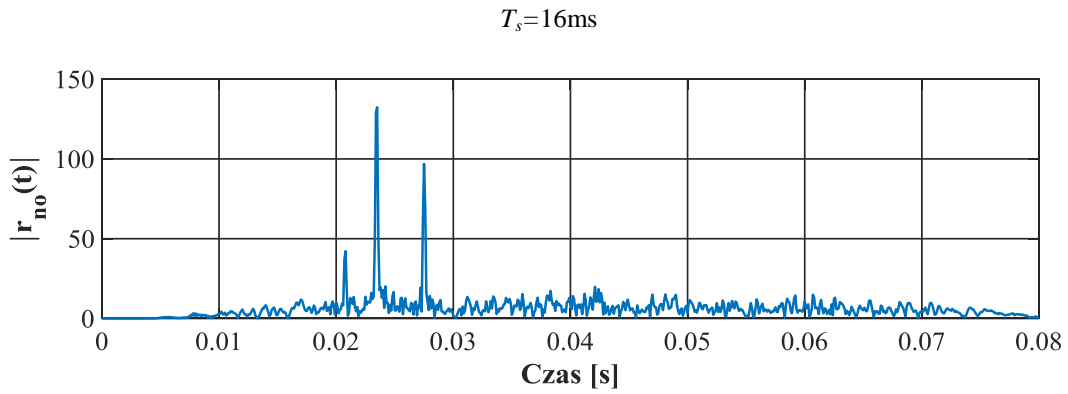
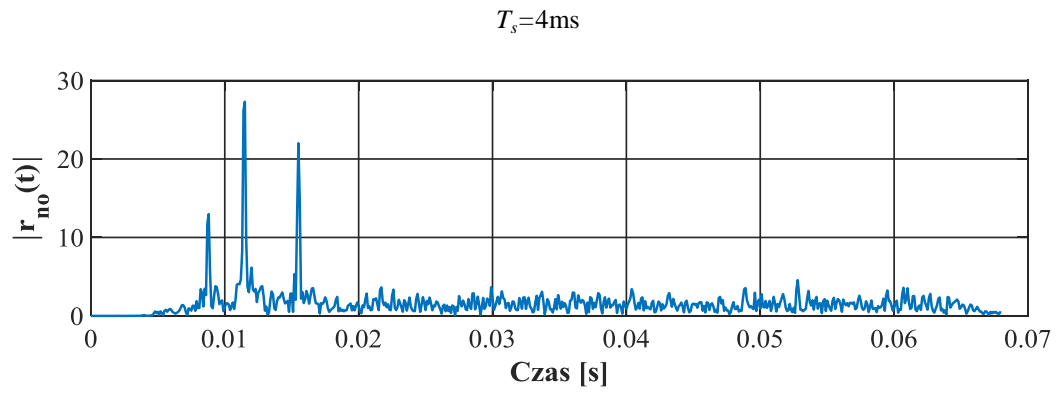


Rys. 7.4. Geometria propagacji ścieżek w symulowanym modelu podwodnego kanału komunikacyjnego.

Parametry ścieżek wielodrogowych zostały wyznaczone dla prędkości propagacji fali akustycznej $c=1475\text{m/s}$ i zostały zestawione w tabeli Tab. 7.2.



Rys. 7.5. Funkcje korelacji odebranego sygnału HFM $\hat{\uparrow}$ dla przypadku transmisji w kanale Rice'a $K=6\text{dB}$ ($\text{SNR}=-10\text{dB}$).

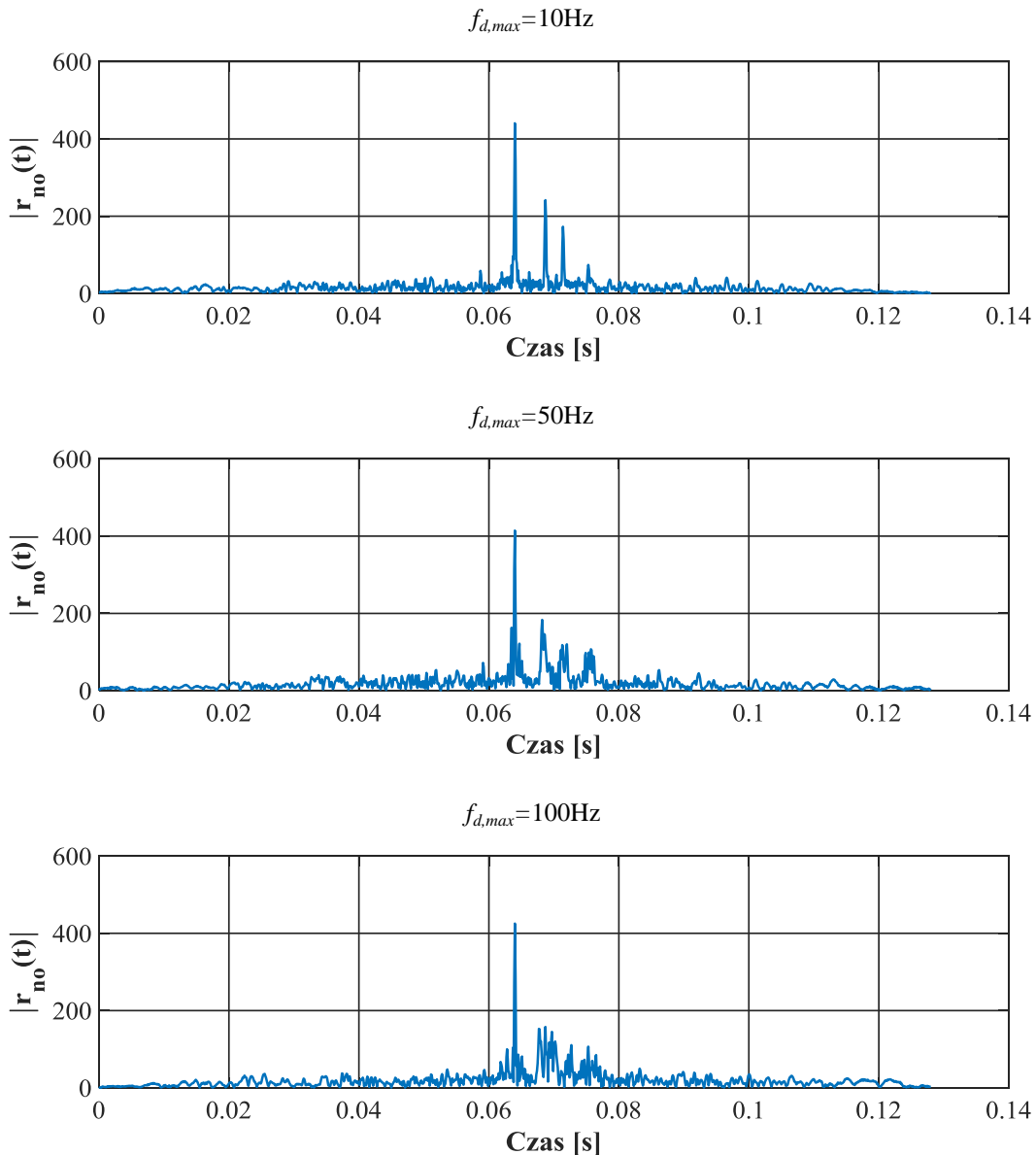


Rys. 7.6. Funkcje korelacji odebranego sygnału HFM \hat{r} dla przypadku transmisji w kanale Rayleigh'a (SNR=-10dB).

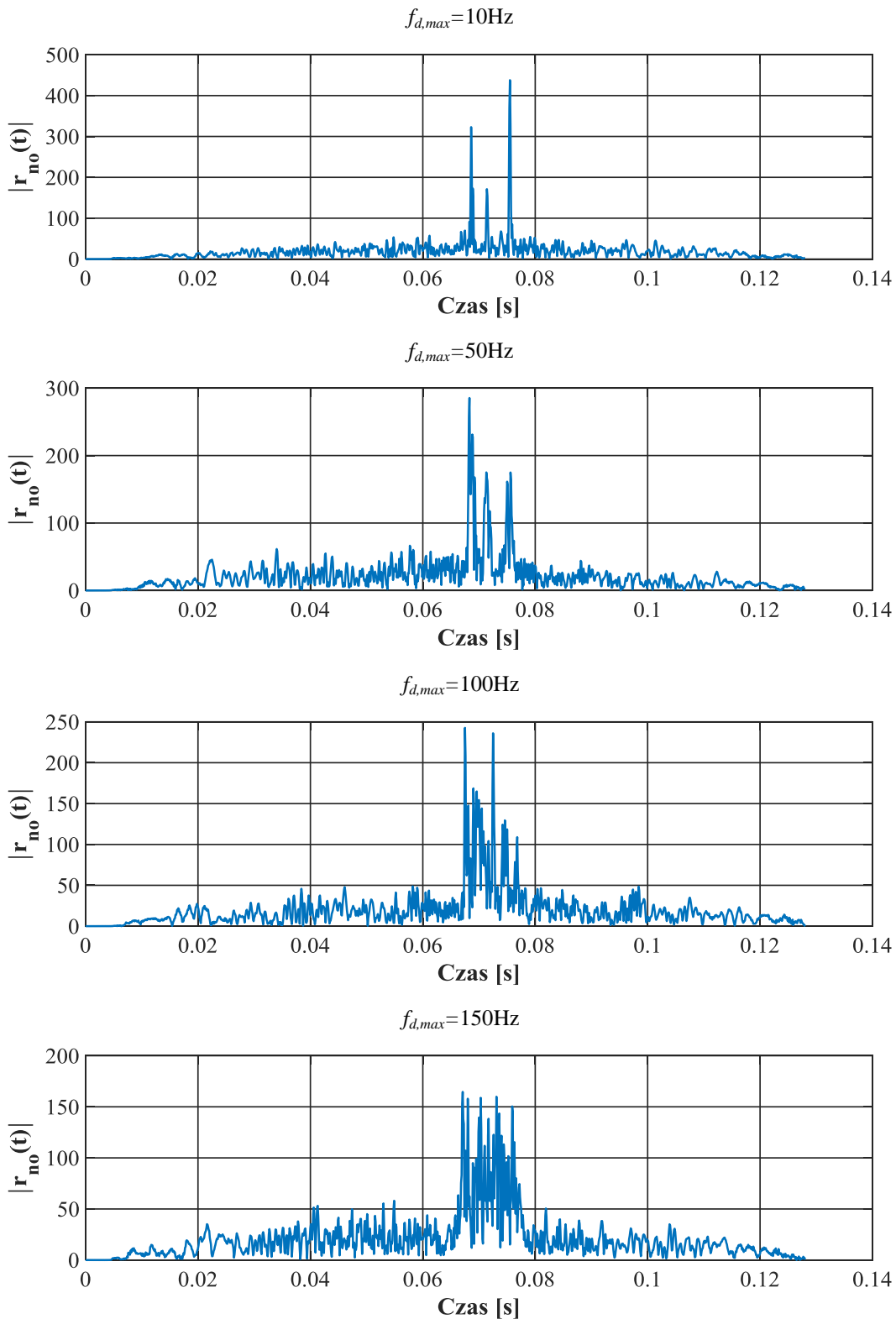
Tab. 7.2. Symulacyjne parametry modelu podwodnego kanału komunikacyjnego ($d=300m$).

Parametry	Numer ścieżki wielodrogowej		
	1	2	3
Opóźnienie [ms]	4.75	7.45	11.5
Wzmocnienie [dB]	-6	-4.6	-3

Wyznaczone parametry zostały użyte do przeprowadzenia serii badań, gdzie impulsy zawierające pojedynczy okres sygnału $HFM \hat{\uparrow}$ o szerokości pasma $B=5kHz$ i czasie trwania T_s zostały przesłane przez model kanału z zanikami kolejno Rice'a i Rayleigh'a, a wyniki zaprezentowane na Rys. 7.5 i Rys. 7.6.



Rys. 7.7. Funkcje korelacji odebranego sygnału $HFM \hat{\uparrow}$ ($T_s=64ms$) dla przypadku transmisji w kanale Rice'a $K=6dB$ ($SNR=-10dB$).



Rys. 7.8. Funkcje korelacji odebranego sygnału HFM ($T_s=64\text{ms}$) dla przypadku transmisji w kanale Rayleigh'a ($\text{SNR}=-10\text{dB}$).

W przypadku transmisji przez kanał z zanikami, ale przy braku występowania częstotliwości dopplerowskiej z łatwością można wyróżnić kolejno docierające składowe. Dla kanału z zanikami Rice'a na początku występuje składowa odpowiadająca ścieżce

bezpośredniej oraz pozostałe składowe związane ze ścieżkami wielodrogowymi. W przypadku kanału z zanikami Rayleigh'a rozróżnialne są kolejne składowe wielodrogowe. Nie zawsze pierwsza składowa posiada wartość maksymalną spośród wszystkich składowych jak również kolejne transmisje nie gwarantują zachowania wartości funkcji korelacji dla kolejnych składowych. Rys. 7.7 i Rys. 7.8 przedstawiają funkcje korelacji odebranego sygnału $HFM \hat{\uparrow}$ o czasie trwania $T_s=64\text{ms}$ dla przypadku transmisji w kanale z zanikami Rice'a i Rayleigh'a, z towarzyszącymi jednocześnie zmianami częstotliwości dopplerowskiej, do jej wartości maksymalnej $f_{d,max}$. W przypadku występowania ścieżki bezpośredniej (kanał Rice'a) uzyskana funkcja korelacji pozwala wyróżnić składową związaną z nią nawet, gdy częstotliwość dopplerowska ma względnie dużą wartość $f_{d,max}=100\text{Hz}$. W sytuacji braku ścieżki bezpośredniej o większym wzmocnieniu niż pozostałe (kanał Rayleigh'a) wyznaczona funkcja korelacji zapewnia satysfakcjonujące warunki detekcji przy małych wartościach częstotliwości dopplerowskiej $f_{d,max}=10\text{Hz}$. Symulacja większych wartości częstotliwości dopplerowskiej 100Hz i 150Hz pokazują, że wyróżnienie składowych staje się niemożliwe, a przez to następuje znaczne pogorszenie rozdzielczości czasowej.

7.1.2. Modulacja FSK

Modulacja z kluczowaniem częstotliwości FSK została poddana badaniom w wariancie, gdy transmisja kolejnych symboli jest realizowana z przerwami między nimi. Wariant ten został pokazany schematycznie na Rys. 6.8. Zanim zostaną tu przedstawione wyniki badań symulacyjnych transmisji w kanałach z zanikami, najpierw zostanie zaprezentowana bitowa stopa błędów odbioru uzyskana w oparciu o zastosowaną metodę detekcji w postaci periodogramu, dla transmisji danych w kanale z addytywnym szumem białym, bez i z występującym efektem Dopplera ($f_d=\{0\text{Hz}, 50\text{Hz}, 100\text{Hz}\}$). Dla takiego kanału, transmisja zarówno bez przerw jak i z przerwami prowadzi do uzyskania identycznych rezultatów. Badania zostały przeprowadzone dla modulacji o różnej wartościowości tj. BFSK, 4-FSK, 8-FSK i 16-FSK, a uzyskana bitowa stopa błędów odbioru została przedstawiona w tabeli Tab. 7.3 i Tab. 7.4, w zestawieniu z prawdopodobieństwem błędnego odbioru bitu P_b wyznaczonego metodą analityczną według wzoru (6.17). Wartości P_b stanowią granicę uzyskiwanych wartości BER.

Tab. 7.3. Tabela porównawcza jakości transmisji w kanale z addytywnym szumem białym dla modulacji BFSK i 4-FSK.

E_b/N_o [dB]	P_b	BFSK			P_b	4-FSK		
		BER				BER		
		$f_d=0\text{Hz}$	$f_d=50\text{Hz}$	$f_d=100\text{Hz}$		$f_d=0\text{Hz}$	$f_d=50\text{Hz}$	$f_d=100\text{Hz}$
0	3.032e-01	4.4570e-01	4.5717e-01	4.8342e-01	2.293e-01	5.6280e-01	5.955e-01	6.6690e-01
2	2.263e-01	4.0380e-01	4.2343e-01	4.6977e-01	1.398e-01	4.3190e-01	4.807e-01	6.1433e-01
4	1.424e-01	3.3690e-01	3.6679e-01	4.4773e-01	6.155e-02	2.5760e-01	3.207e-01	5.2184e-01
6	6.831e-02	2.3360e-01	2.7591e-01	4.0662e-01	1.579e-02	9.4800e-02	1.486e-01	3.8999e-01
8	2.132e-02	1.1350e-01	1.5688e-01	3.4483e-01	1.683e-03	1.5000e-02	3.525e-02	2.5306e-01
10	3.369e-03	2.9000e-02	5.5910e-02	2.5999e-01	4.437e-05	6.0000e-04	2.900e-03	1.4793e-01
12	1.808e-04	2.5000e-03	8.6850e-03	1.7520e-01	1.304e-07	<5.0e-06	8.000e-05	8.1330e-02
14	1.755e-06	<5.0e-06	5.6000e-04	1.0828e-01	1.233e-11	<5.0e-06	<5.0e-06	3.8700e-02
16	1.132e-09	<5.0e-06	1.0000e-05	5.6850e-02	5.133e-18	<5.0e-06	<5.0e-06	1.2780e-02
18	9.951e-15	<5.0e-06	<5.0e-06	2.2675e-02	3.961e-28	<5.0e-06	<5.0e-06	2.3000e-03
20	9.643e-23	<5.0e-06	<5.0e-06	5.9800e-03	3.720e-44	<5.0e-06	<5.0e-06	1.6000e-04

Tab. 7.4. Tabela porównawcza jakości transmisji w kanale z addytywnym szumem białym dla modulacji 8-FSK i 16-FSK.

E_b/N_o [dB]	8-FSK				16-FSK			
	P_b	BER			P_b	BER		
		$f_d=0\text{Hz}$	$f_d=50\text{Hz}$	$f_d=100\text{Hz}$		$f_d=0\text{Hz}$	$f_d=50\text{Hz}$	$f_d=100\text{Hz}$
0	1.947e-01	5.2650e-01	5.8226e-01	7.1247e-01	1.746e-01	4.3630e-01	5.044e-01	6.9022e-01
2	9.918e-02	3.2560e-01	3.9770e-01	6.0182e-01	7.473e-02	2.1270e-01	2.863e-01	5.4103e-01
4	3.075e-02	1.3020e-01	1.9418e-01	4.4914e-01	1.625e-02	5.3500e-02	9.690e-02	3.5697e-01
6	4.143e-03	2.2700e-02	5.0485e-02	2.8330e-01	1.128e-03	4.6000e-03	1.448e-02	2.0375e-01
8	1.444e-04	1.0000e-03	4.5700e-03	1.6087e-01	1.253e-05	1.0000e-04	5.100e-04	1.1152e-01
10	6.042e-07	<5.0e-06	1.1500e-04	8.8210e-02	8.200e-09	<5.0e-06	1.000e-05	5.7065e-02
12	9.463e-11	<5.0e-06	<5.0e-06	4.2710e-02	6.851e-14	<5.0e-06	<5.0e-06	2.2560e-02
14	8.660e-17	<5.0e-06	<5.0e-06	1.4785e-02	6.082e-22	<5.0e-06	<5.0e-06	5.7750e-03
16	2.326e-26	<5.0e-06	<5.0e-06	2.7750e-03	1.054e-34	<5.0e-06	<5.0e-06	7.0000e-04
18	1.577e-41	<5.0e-06	<5.0e-06	2.8500e-04	6.277e-55	<5.0e-06	<5.0e-06	2.0000e-05
20	1.435e-65	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	5.535e-87	<5.0e-06	<5.0e-06	1.0000e-05

Przyjęto, że wymagana dokładność wyznaczania bitowej stopy błędów wynosi $5.0e-06$, stąd wymagane jest przesyłanie kolejno 200000 symboli dla modulacji BFSK, 100000 symboli dla 4-FSK, 50000 symboli dla 8-FSK, a 25000 symboli dla 16-FSK. Symulacje zostały zrealizowane dla czasu trwania impulsu $T_s=4\text{ms}$ przypadającego na przesyłany symbol oraz częstotliwości próbkowania $f_s=10\text{kHz}$ dla zespolonego sygnału w paśmie podstawowym, co daje $M=40$ zespolonych próbek impulsu na symbol. Odstęp pomiędzy częstotliwościami znamionowymi został ustalony na $\Delta f=1/T_s=250\text{Hz}$ i taką samą wartość przyjmuje szerokość pasma przypadającego na prążek ($f_s/M=250\text{Hz}$), który pozwala uwzględnić maksymalną odchyłkę dopplerowską $f_d=125\text{Hz}$. Zestawione wartości prawdopodobieństwa błędnego odbioru bitu P_b dla każdej wartościowości kluczowania częstotliwości stanowią wartości graniczne, a wyniki uzyskane na drodze symulacji dla każdej z nich nie przekraczają tych wartości. Podobnie jak dla wartości prawdopodobieństwa błędnego odbioru bitu P_b tak i dla wyników symulacyjnych występuje poprawa BER dla tej samej wartości E_b/N_o wraz ze wzrostem wartościowości modulacji, a zatem występuje poprawa warunków detekcji. Zgodnie z ustaleniami zawartymi w rozdziale 5, zastosowana metoda detekcji wykorzystuje periodogram, który jest uzyskiwany w oparciu o dyskretną transformatę Fouriera DFT (ang. *Discrete Fourier Transform*), a dla niej wyjściowy SNR wzrasta wraz ze wzrostem liczby prążków transformaty. Jest to adekwatne do zwiększania rozmiaru DFT, które prowadzi do zwiększenia zysku przetwarzania transformaty. Zwiększanie czasu trwania impulsu przypadającego na symbol T_s dla ustalonej częstotliwości próbkowania f_s powoduje wzrost liczby próbek M do następujących wartości: $T_s=16\text{ms}$ daje $M=160$ próbek, $T_s=64\text{ms}$ $M=640$ i $T_s=256\text{ms}$ $M=2560$. W przypadku stosowania długich czasów trwania impulsu T_s uzyskujemy długie ciągi próbek na podstawie których wyznaczana jest pojedyncza transformaty. Dla takich długich ciągów, w przypadku braku wystarczającej mocy obliczeniowej i zasobów pamięciowych systemu transmisji danych można zastosować uśrednianie wielokrotnych transformat dla mniejszej liczby próbek. Wówczas poprzez uśrednianie wartości wyjściowych wielokrotnych transformat dokonywana jest poprawa SNR i tym samym czułości detekcji odbieranego sygnału.

W celu przeprowadzenia badań symulacyjnych kanału, na który oddziałuje efekt wielodrogowości jak i efekt Dopplera, został wykorzystany model kanału z zanikami Rice'a

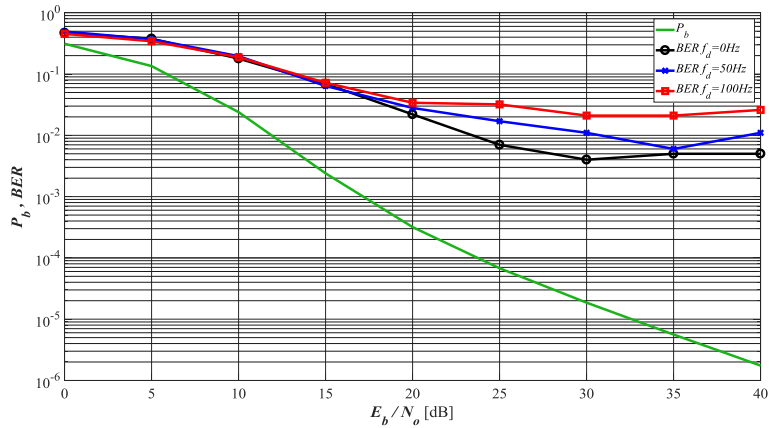
oraz Rayleigh'a. Dla każdego z tych modeli kanału podwodnego zostały ustalone trzy zestawy parametrów kanału, które są zestawione w tabeli Tab. 7.5. Parametry stanowią czas opóźnień dla kolejnych składowych wielodrogowych i ich wzmocnienia, a zostały one tak dobrane aby porównać ich wpływ na osiągnięte bitowe stopy błędów odbioru. Dodatkowo zmianom podlega maksymalna odchyłka Dopplera. Dla kanału z zanikami Rice'a parametr K wynosi 6dB.

Tab. 7.5. Symulacyjne parametry modelu podwodnego kanału komunikacyjnego dla $T_s=4ms$.

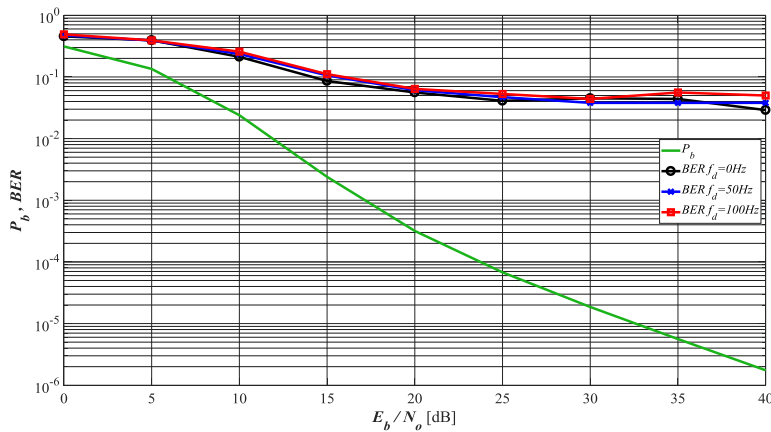
Nr modelu kanału	Parametry	Numer ścieżki wielodrogowej		
		1	2	3
1	Opóźnienie [ms]	1	---	---
	Wzmocnienie [dB]	-3	---	---
2	Opóźnienie [ms]	1	2	---
	Wzmocnienie [dB]	-3	-4.6	---
3	Opóźnienie [ms]	1	2	3
	Wzmocnienie [dB]	-3	-4.6	-6

Przesyłany sygnał poddawany był modulacji BFSK, a pojedynczy symbol informacyjny był reprezentowany przez impuls o czasie trwania $T_s=4ms$. Dla sygnału o takiej postaci zostały wyznaczone bitowe stopy błędów odbioru, a wyniki posłużyły do oceny minimalnej możliwej do uzyskania jakości transmisji. Wynika to z faktu, że modulacja BFSK w porównaniu z wielowartościowymi modulacjami FSK (tj. 4-FSK, 8-FSK, 16-FSK, ...) charakteryzuje się największymi wartościami BER , które stanowią górną granicę możliwych do uzyskiwania wartości. Transmisja kolejnych symboli była realizowana z zastosowania przerw pomiędzy transmitowanymi symbolami. Długość stosowanych przerw odpowiadała dopuszczalnej wartości maksymalnego rozrzutu opóźnienia w kanale i wynosiła $T_G=64ms$. Zostały one porównane z prawdopodobieństwem błędnego odbioru bitu P_b , które zostało wyznaczone za pomocą metody analitycznej według wzorów (6.24) i (6.26). Wartości P_b stanowią dolną granicę możliwych do uzyskania wartości BER . W wyniku licznych symulacji wyznaczone zostały bitowe stopy błędów odbioru dla kanału z zanikami Rice'a na Rys. 7.9, Rys. 7.10 i Rys. 7.11 oraz dla kanału z zanikami Rayleigh'a na Rys. 7.12, Rys. 7.13 i Rys. 7.14. Każdy z rysunków dotyczy jednego zestawu parametrów modelu kanału w którym rozpatrywane były przypadki wartości odchyłki dopplerowskiej $f_d = \{0Hz, 50Hz, 100Hz\}$.

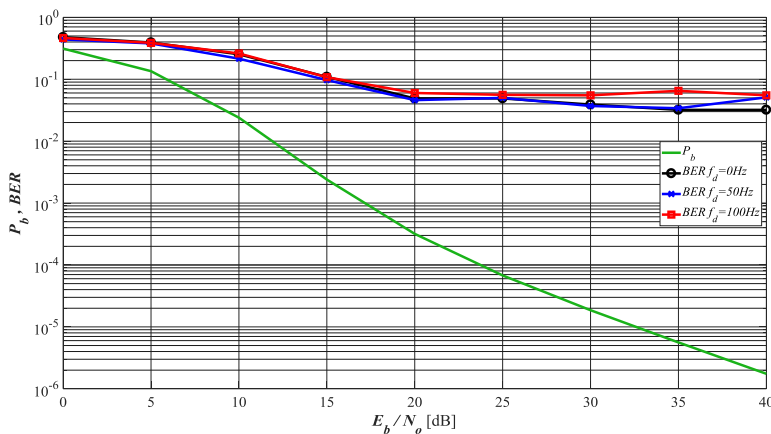
Dla rozpatrywanych trzech zestawów parametrów modeli kanału podwodnego uzyskano wartości BER w funkcji E_b/N_0 , które potwierdzają wcześniejsze analizy. Dla kanału z zanikami Rice'a otrzymane wartości BER są mniejsze niż te uzyskane dla kanału z zanikami Rayleigh'a. Odstępstwa od tej obserwacji występują tylko dla przypadku kanału z zanikami Rayleigh', który jest zdefiniowany przez zestaw parametrów nr 1 oraz dla którego odchyłka dopplerowska $f_d=0Hz$. W sytuacji, gdy do odbiornika dociera wyłącznie jedna składowa wielodrogowa, BER ma wartość mniejszą niż dla kanału z zanikami Rice'a, gdzie występuje sygnał związany ze ścieżką bezpośrednią oraz przynajmniej jedną ścieżką wielodrogową. Dla obu typów kanału z zanikami, określonych zestawem parametrów nr 2 i nr 3 oraz różnych wartościach f_d , krzywe BER przebiegają z małymi rozrzutami, które są obserwowane dla wartości E_b/N_0 większych niż 10dB. Największe rozrzuty przebiegów występują dla zestawu parametrów kanału nr 1. Ogólnie zaobserwowano, że rozrzuty przebiegów są większe dla przypadku kanału z zanikami Rayleigh'a niż dla kanału z zanikami Rice'a.



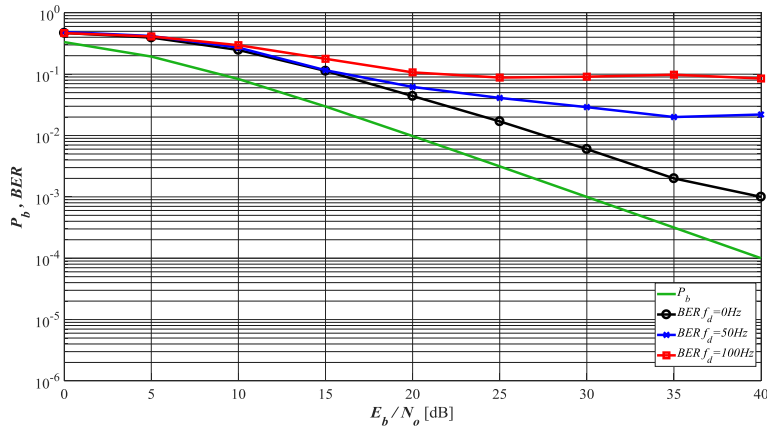
Rys. 7.9. Wartości prawdopodobieństwa błędu bitu i bitowej stopy błędu w funkcji $\gamma_b = E_b/N_0$ [dB] dla transmisji z modulacją BFSK w kanale z zanikami Rice'a ($K=6\text{dB}$) o parametrach modelu kanału nr 1.



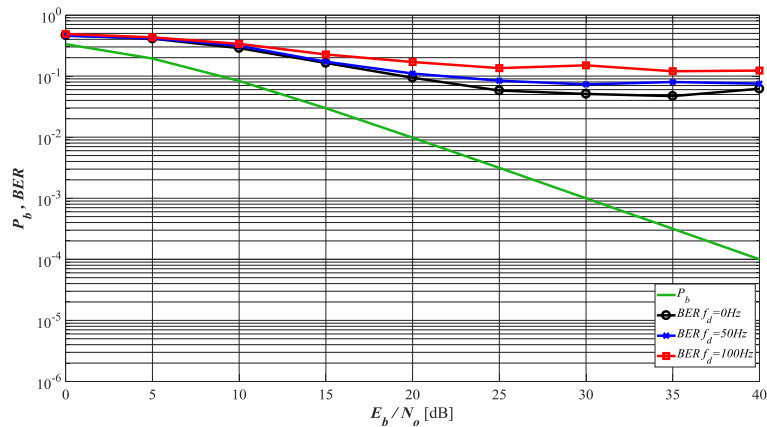
Rys. 7.10. Wartości prawdopodobieństwa błędu bitu i bitowej stopy błędu w funkcji $\gamma_b = E_b/N_0$ [dB] dla transmisji z modulacją BFSK w kanale z zanikami Rice'a ($K=6\text{dB}$) o parametrach modelu kanału nr 2.



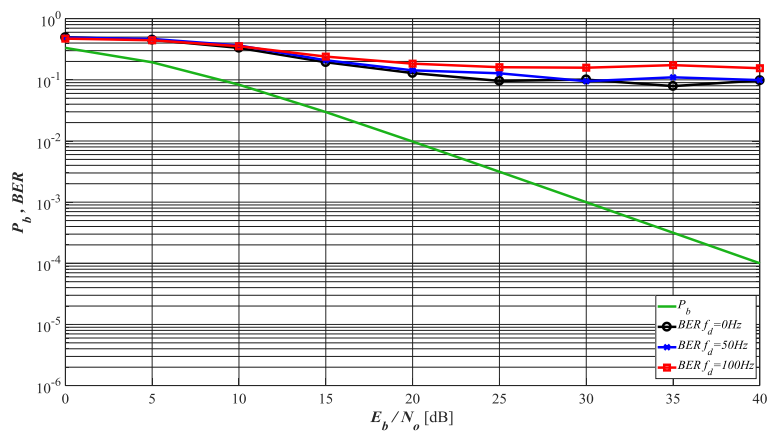
Rys. 7.11. Wartości prawdopodobieństwa błędu bitu i bitowej stopy błędu w funkcji $\gamma_b = E_b/N_0$ [dB] dla transmisji z modulacją BFSK w kanale z zanikami Rice'a ($K=6\text{dB}$) o parametrach modelu kanału nr 3.



Rys. 7.12. Wartości prawdopodobieństwa błędu bitu i bitowej stopy błędu w funkcji $\gamma_b=E_b/N_0$ [dB] dla transmisji z modulacją BFSK w kanale z zanikami Rayleigh'a o parametrach modelu kanalu nr 1.



Rys. 7.13. Wartości prawdopodobieństwa błędu bitu i bitowej stopy błędu w funkcji $\gamma_b=E_b/N_0$ [dB] dla transmisji z modulacją BFSK w kanale z zanikami Rayleigh'a o parametrach modelu kanalu nr 2.



Rys. 7.14. Wartości prawdopodobieństwa błędu bitu i bitowej stopy błędu w funkcji $\gamma_b=E_b/N_0$ [dB] dla transmisji z modulacją BFSK w kanale z zanikami Rayleigh'a o parametrach modelu kanalu nr 3.

7.1.3. Technika widma rozproszonego z szybkimi przeskokami częstotliwości nośnej FFH

W technice widma rozproszonego z szybkimi przeskokami częstotliwości nośnej FFH została wykorzystana modulacja BFSK. Wybór wartościowości modulacji częstotliwości FSK wynika z faktu dostępności wąskiego pasma w systemie podwodnej transmisji danych, które zwykle wynosi kilku kiloherców. Technika FFH realizuje przeskoki pomiędzy dostępnymi podpasмами podczas transmisji pojedynczego symbolu według ustalonego wzorca, a ich maksymalna liczba podczas badań eksperymentalnych została ustalona na $L=9$. Zbadane zostały transmisje kolejnych symboli z liczbą przeskoków $L=\{1, 3, 5, 7, 9\}$ i dla czasu trwania przeskoku $T_H=4\text{ms}$. Dla użytej modulacji BFSK ustalony został odstęp pomiędzy częstotliwościami znamionowymi równy $\Delta f=250\text{Hz}$, co zapewnia uwzględnienie maksymalnej odchyłki dopplerowskiej f_d o wartości 125Hz . Zastosowany odstęp wymaga użycia podpasma o szerokości $B_{BFSK}=2\cdot\Delta f=500\text{Hz}$, co przy maksymalnej liczbie przeskoków równej $L=9$ daje pasmo systemu równe $B_{FFH}=4500\text{Hz}$. Detekcja sygnału została oparta na periodogramie i wykorzystuje liniowy algorytm dywersyfikacji zbiorczej.

Wstępne badania techniki FFH zostały przeprowadzone dla transmisji danych w kanale z addytywnym szumem białym, bez i z występującym efektem Dopplera ($f_d=\{0\text{Hz}, 50\text{Hz}, 100\text{Hz}\}$). Podczas nich użyty został wzorec kolejnych przeskoków częstotliwości nośnej ($[f1 f2 f3 f4 f5 f6 f7 f8 f9 f1 f2 f3 f4 \dots]$). Wyniki zostały zestawione w tabelicy Tab. 7.6 i pokazują, że poprawa jakości transmisji danych następuje wraz ze wzrostem rzędu dywersyfikacji L . Wraz ze wzrostem f_d zostało zaobserwowane pogorszenie BER .

Do badań podwodnego kanału komunikacyjnego na który oddziałuje efekt wielodrogowości wykorzystany został model kanału z zanikami Rice'a oraz Rayleigh'a. Pierwsza seria badań została przeprowadzona dla trzech zestawów parametrów kanału zestawionych w tabeli Tab. 7.5 i wykorzystany został wzorec kolejnych przeskoków częstotliwości nośnej. Wyniki dla kanału z zanikami Rice'a zostały przedstawione na rysunkach Rys. 7.15, Rys. 7.16 i Rys. 7.17 oraz dla kanału z zanikami Rayleigh'a na rysunkach Rys. 7.18, Rys. 7.19 i Rys. 7.20. W trakcie drugiej serii badań zostały wykorzystane trzy zestawy parametrów kanału, które są zestawione w tabeli Tab. 7.7 oraz uwzględniony został efekt Dopplera w przypadku wykorzystania parametrów kanału nr 1. Podczas realizacji tych badań rozpatrywane zostały dwa wzorce przeskoków częstotliwości nośnej: kolejne (opisane wcześniej) i pseudolosowe ($[f1 f5 f9 f4 f8 f2 f6 f3 f7 f1 f5 f9 f4 \dots]$).

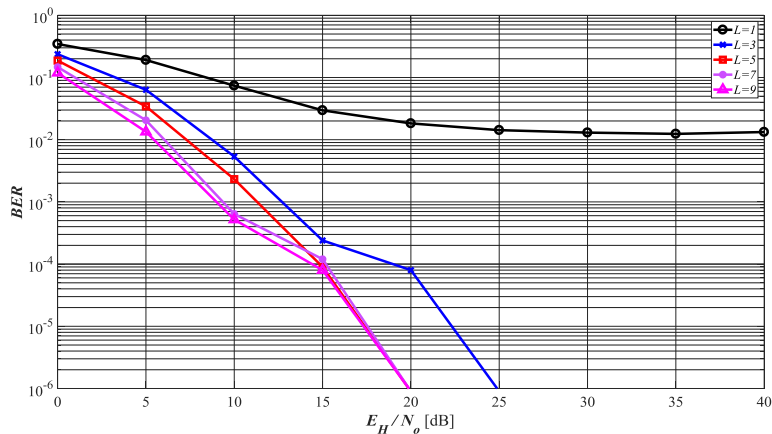
W wyniku przeprowadzonych symulacji wyznaczone zostały wartości bitowej stopy błędów odbioru w funkcji E_H/N_0 przy wykorzystaniu wzorca kolejnych przeskoków częstotliwości nośnej i są zaprezentowane w tabelach Tab. 7.8, Tab. 7.9 i Tab. 7.10 dla kanału z zanikami Rice'a oraz w tabelach Tab. 7.11, Tab. 7.12 i Tab. 7.13 dla kanału z zanikami Rayleigh'a. Dla wzorca z pseudolosowymi przeskokami częstotliwości nośnej wyniki są przedstawione w tabelach Tab. 7.14, Tab. 7.15 i Tab. 7.16 dla kanału z zanikami Rice'a oraz w tabelach Tab. 7.17, Tab. 7.18 i Tab. 7.19 dla kanału z zanikami Rayleigh'a. Każda z tabel dotyczy jednego zestawu parametrów modelu, ale dla zestawu parametrów nr 1 zamieszczone zostały również wyniki dla odchyłki dopplerowskiej $f_d=50\text{Hz}$. Dla kanału z zanikami Rice'a parametr K wynosi 6dB . Dla kanału z zanikami Rice'a, w przypadku kolejnych jak i pseudolosowych przeskoków częstotliwości nośnej wraz ze wzrostem rzędu dywersyfikacji L zmniejsza się bitowa stopa błędów.

Tab. 7.6. Tabela wartości bitowej stopy błędu odbioru w funkcji $\gamma_H = E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH-BFSK (przeskoki kolejne) w kanale z addytywnym szumem białym.

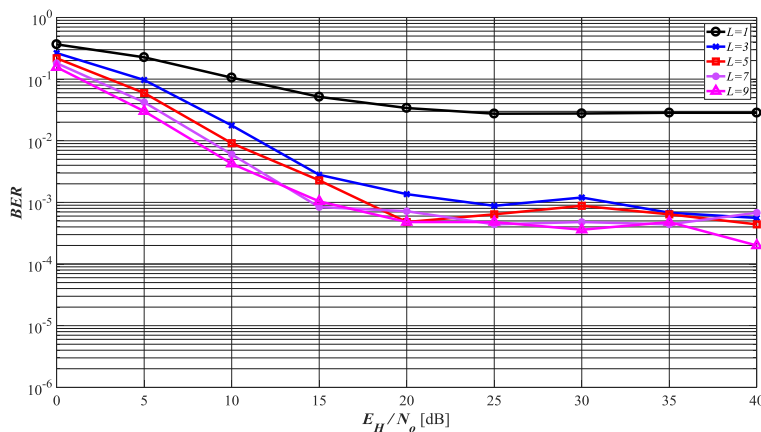
E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=0\text{Hz}$				
	$L=1$	$L=3$	$L=5$	$L=7$	$L=9$
0	3.032e-01	1.816e-01	1.211e-01	8.261e-02	5.745e-02
2	2.268e-01	9.524e-02	4.626e-02	2.351e-02	1.213e-02
4	1.423e-01	3.286e-02	9.095e-03	2.640e-03	7.650e-04
6	6.828e-02	5.540e-03	6.050e-04	6.500e-05	5.000e-06
8	2.131e-02	3.050e-04	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06
10	3.215e-03	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06
12	1.900e-04	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06
14	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06
16	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06
18	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06
20	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06
E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=50\text{Hz}$				
	$L=1$	$L=3$	$L=5$	$L=7$	$L=9$
0	3.361e-01	2.278e-01	1.663e-01	1.265e-01	9.782e-02
2	2.677e-01	1.419e-01	8.241e-02	5.215e-02	3.253e-02
4	1.917e-01	6.640e-02	2.685e-02	1.128e-02	4.880e-03
6	1.139e-01	2.093e-02	4.245e-03	9.100e-04	2.000e-04
8	5.305e-02	3.135e-03	1.900e-04	2.500e-05	<5.0e-06
10	1.765e-02	1.700e-04	5.000e-06	<5.0e-06	<5.0e-06
12	3.400e-03	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06
14	2.550e-04	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06
16	2.000e-05	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06
18	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06
20	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06
E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=100\text{Hz}$				
	$L=1$	$L=3$	$L=5$	$L=7$	$L=9$
0	4.342e-01	3.854e-01	3.541e-01	3.302e-01	3.079e-01
2	4.039e-01	3.392e-01	2.973e-01	2.650e-01	2.380e-01
4	3.702e-01	2.840e-01	2.317e-01	1.935e-01	1.644e-01
6	3.250e-01	2.212e-01	1.611e-01	1.215e-01	9.194e-02
8	2.755e-01	1.553e-01	9.744e-02	6.225e-02	4.039e-02
10	2.206e-01	9.484e-02	4.526e-02	2.283e-02	1.155e-02
12	1.633e-01	4.615e-02	1.474e-02	5.015e-03	1.935e-03
14	1.080e-01	1.599e-02	2.645e-03	4.950e-04	9.500e-05
16	5.722e-02	3.510e-03	2.300e-04	2.500e-05	<5.0e-06
18	2.295e-02	2.750e-04	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06
20	6.245e-03	5.000e-06	<5.0e-06	<5.0e-06	<5.0e-06

Tab. 7.7. Symulacyjne parametry modelu podwodnego kanału komunikacyjnego dla $T_s=4\text{ms}$.

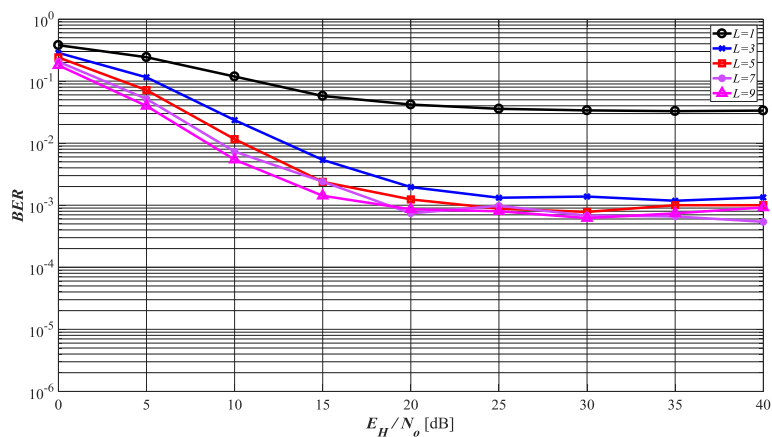
Nr modelu kanału	Parametry	Numer ścieżki wielodrogowej		
		1	2	3
1	Opóźnienie [ms]	1	---	---
	Wzmocnienie [dB]	-3	---	---
2	Opóźnienie [ms]	1	5	---
	Wzmocnienie [dB]	-3	-4.6	---
3	Opóźnienie [ms]	1	5	9
	Wzmocnienie [dB]	-3	-4.6	-6



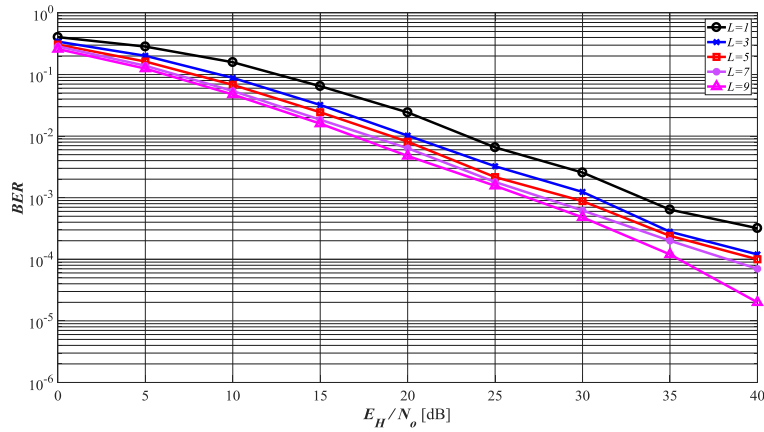
Rys. 7.15. Wartości bitowej stopy błędu w funkcji $\gamma_H = E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH-BFSK w kanale z zanikami Rice'a ($K=6\text{dB}$) o parametrach modelu kanału nr 1.



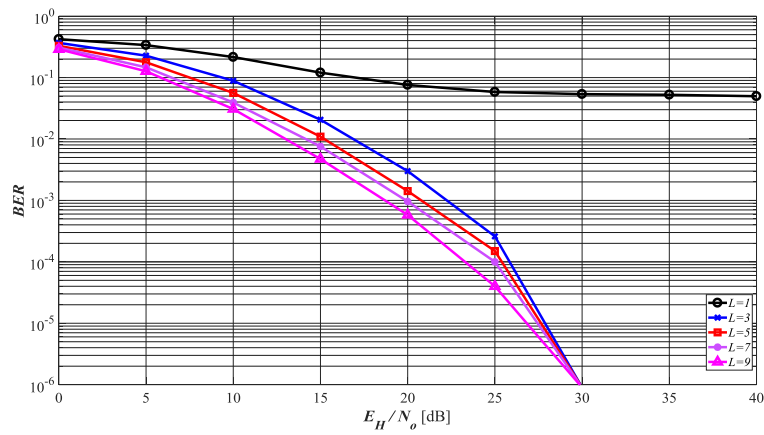
Rys. 7.16. Wartości bitowej stopy błędu w funkcji $\gamma_H = E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH-BFSK w kanale z zanikami Rice'a ($K=6\text{dB}$) o parametrach modelu kanału nr 2.



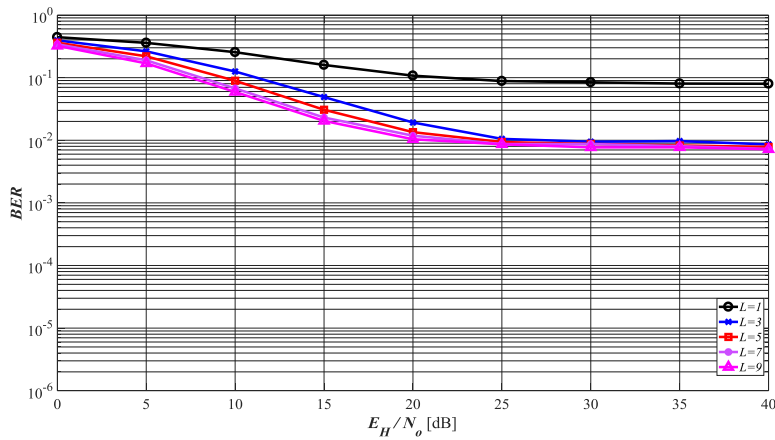
Rys. 7.17. Wartości bitowej stopy błędu w funkcji $\gamma_H = E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH-BFSK w kanale z zanikami Rice'a ($K=6\text{dB}$) o parametrach modelu kanału nr 3.



Rys. 7.18. Wartości bitowej stopy błędu w funkcji $\gamma_H = E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH-BFSK w kanale z zanikami Rayleigh'a o parametrach modelu kanału nr 1.



Rys. 7.19. Wartości bitowej stopy błędu w funkcji $\gamma_H = E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH-BFSK w kanale z zanikami Rayleigh'a o parametrach modelu kanału nr 2.



Rys. 7.20. Wartości bitowej stopy błędu w funkcji $\gamma_H = E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH-BFSK w kanale z zanikami Rayleigh'a o parametrach modelu kanału nr 3.

Tab. 7.8. Tabela wartości bitowej stopy błędu odbioru w funkcji $\gamma_H=E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH-BFSK (przeskoki kolejne) w kanale z zanikami Rice'a ($K=6dB$) o parametrach modelu kanału nr 1.

E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=0Hz$				
	$L=1$	$L=3$	$L=5$	$L=7$	$L=9$
0	3.435e-01	2.426e-01	1.812e-01	1.459e-01	1.257e-01
5	1.958e-01	6.516e-02	3.224e-02	2.040e-02	1.204e-02
10	7.296e-02	6.200e-03	1.920e-03	6.400e-04	6.400e-04
15	3.152e-02	2.400e-04	8.000e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
20	1.908e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
25	1.340e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
30	1.312e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
35	1.316e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
40	1.360e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=50Hz$				
	$L=1$	$L=3$	$L=5$	$L=7$	$L=9$
0	3.7836e-01	2.8940e-01	2.4468e-01	2.1272e-01	1.8508e-01
5	2.4072e-01	1.1592e-01	7.5680e-02	5.0760e-02	3.6960e-02
10	1.0964e-01	2.2160e-02	8.1600e-03	4.7600e-03	3.4000e-03
15	5.0720e-02	2.4000e-03	6.4000e-04	2.8000e-04	1.6000e-04
20	3.2040e-02	1.2000e-04	4.0000e-05	<4.0e-05	4.0000e-05
25	2.4760e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
30	2.6360e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
35	2.7040e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
40	2.6160e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05

Tab. 7.9. Tabela wartości bitowej stopy błędu odbioru w funkcji $\gamma_H=E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH-BFSK (przeskoki kolejne) w kanale z zanikami Rice'a ($K=6dB$) o parametrach modelu kanału nr 2.

E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=0Hz$				
	$L=1$	$L=3$	$L=5$	$L=7$	$L=9$
0	3.722e-01	2.668e-01	2.175e-01	1.846e-01	1.555e-01
5	2.197e-01	8.852e-02	4.924e-02	3.120e-02	2.220e-02
10	9.260e-02	1.096e-02	3.640e-03	1.520e-03	1.080e-03
15	3.312e-02	4.000e-04	2.400e-04	1.600e-04	1.200e-04
20	1.852e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
25	1.504e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
30	1.288e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
35	1.228e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
40	1.136e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05

Tab. 7.10. Tabela wartości bitowej stopy błędu odbioru w funkcji $\gamma_H=E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH-BFSK (przeskoki kolejne) w kanale z zanikami Rice'a ($K=6dB$) o parametrach modelu kanału nr 3.

E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=0Hz$				
	$L=1$	$L=3$	$L=5$	$L=7$	$L=9$
0	3.806e-01	2.945e-01	2.398e-01	2.031e-01	1.756e-01
5	2.380e-01	1.090e-01	6.088e-02	4.192e-02	2.880e-02
10	1.002e-01	1.312e-02	4.560e-03	2.080e-03	2.080e-03
15	3.760e-02	8.000e-04	3.600e-04	1.600e-04	<4.0e-05
20	2.028e-02	8.000e-05	<4.0e-05	4.000e-05	<4.0e-05
25	1.460e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
30	1.396e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
35	1.384e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
40	1.304e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05

Tab. 7.11. Tabela wartości bitowej stopy błędu odbioru w funkcji $\gamma_H=E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH-BFSK (przeskoki kolejne) w kanale z zanikami Rayleigh'a o parametrach modelu kanału nr 1.

E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=0\text{Hz}$				
	L=1	L=3	L=5	L=7	L=9
0	4.002e-01	3.440e-01	3.063e-01	2.786e-01	2.617e-01
5	2.860e-01	2.057e-01	1.671e-01	1.423e-01	1.300e-01
10	1.552e-01	8.688e-02	6.656e-02	5.900e-02	4.796e-02
15	6.836e-02	3.264e-02	2.292e-02	1.872e-02	1.700e-02
20	2.280e-02	1.132e-02	6.800e-03	6.440e-03	5.000e-03
25	6.640e-03	3.360e-03	3.120e-03	1.600e-03	1.800e-03
30	1.720e-03	1.360e-03	6.800e-04	4.800e-04	6.400e-04
35	4.000e-04	3.200e-04	2.000e-04	4.000e-05	4.000e-05
40	2.000e-04	8.000e-05	8.000e-05	4.000e-05	4.000e-05
E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=50\text{Hz}$				
	L=1	L=3	L=5	L=7	L=9
0	4.2776e-01	4.1832e-01	4.0580e-01	3.9644e-01	3.8532e-01
5	3.3960e-01	3.2736e-01	3.0156e-01	2.8540e-01	2.6900e-01
10	2.1120e-01	2.0168e-01	1.7452e-01	1.5812e-01	1.4780e-01
15	1.0684e-01	9.2480e-02	7.6360e-02	6.5520e-02	6.0000e-02
20	4.0760e-02	3.5200e-02	2.9600e-02	2.3360e-02	1.9680e-02
25	1.4880e-02	1.1800e-02	8.8800e-03	7.8000e-03	6.7600e-03
30	4.4000e-03	3.3200e-03	3.4400e-03	2.6800e-03	1.6400e-03
35	1.1600e-03	1.2000e-03	7.6000e-04	5.2000e-04	4.8000e-04
40	5.2000e-04	4.0000e-04	4.4000e-04	8.0000e-05	2.0000e-04

Tab. 7.12. Tabela wartości bitowej stopy błędu odbioru w funkcji $\gamma_H=E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH-BFSK (przeskoki kolejne) w kanale z zanikami Rayleigh'a o parametrach modelu kanału nr 2.

E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=0\text{Hz}$				
	L=1	L=3	L=5	L=7	L=9
0	4.314e-01	3.871e-01	3.636e-01	3.416e-01	3.266e-01
5	3.478e-01	2.708e-01	2.284e-01	2.039e-01	1.806e-01
10	2.094e-01	1.337e-01	1.070e-01	9.272e-02	8.272e-02
15	9.876e-02	5.776e-02	4.452e-02	3.916e-02	3.272e-02
20	3.592e-02	2.284e-02	2.028e-02	1.964e-02	1.896e-02
25	1.124e-02	1.044e-02	1.268e-02	1.440e-02	1.468e-02
30	3.640e-03	5.760e-03	9.840e-03	1.200e-02	1.340e-02
35	1.040e-03	4.560e-03	8.480e-03	1.216e-02	1.368e-02
40	3.600e-04	3.680e-03	8.080e-03	1.148e-02	1.272e-02

Tab. 7.13. Tabela wartości bitowej stopy błędu odbioru w funkcji $\gamma_H=E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH-BFSK (przeskoki kolejne) w kanale z zanikami Rayleigh'a o parametrach modelu kanału nr 3.

E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=0\text{Hz}$				
	L=1	L=3	L=5	L=7	L=9
0	4.546e-01	4.122e-01	3.853e-01	3.756e-01	3.558e-01
5	3.684e-01	3.007e-01	2.666e-01	2.384e-01	2.157e-01
10	2.401e-01	1.615e-01	1.322e-01	1.135e-01	1.008e-01
15	1.201e-01	6.856e-02	5.224e-02	4.964e-02	4.436e-02
20	4.732e-02	2.828e-02	2.340e-02	2.584e-02	2.592e-02
25	1.512e-02	1.320e-02	1.504e-02	1.784e-02	1.816e-02
30	4.840e-03	7.640e-03	1.164e-02	1.480e-02	1.700e-02
35	1.520e-03	4.960e-03	1.084e-02	1.344e-02	1.536e-02
40	6.800e-04	4.640e-03	1.040e-02	1.472e-02	1.660e-02

Tab. 7.14. Tabela wartości bitowej stopy błędu odbioru w funkcji $\gamma_H=E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH (przeskoki pseudolosowe) w kanale z zanikami Rice'a ($K=6dB$) o parametrach modelu kanału nr 1.

E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=0Hz$				
	L=1	L=3	L=5	L=7	L=9
0	3.470e-01	2.536e-01	1.829e-01	1.450e-01	1.195e-01
5	1.954e-01	1.060e-01	3.296e-02	1.812e-02	1.400e-02
10	7.480e-02	3.616e-02	2.080e-03	1.040e-03	8.000e-04
15	2.924e-02	1.876e-02	8.000e-05	4.000e-05	<4.0e-05
20	1.836e-02	1.304e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
25	1.448e-02	1.096e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
30	1.232e-02	1.172e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
35	1.436e-02	1.100e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
40	1.152e-02	1.100e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=50Hz$				
	L=1	L=3	L=5	L=7	L=9
0	3.6924e-01	2.9440e-01	2.2848e-01	1.9084e-01	1.6796e-01
5	2.3856e-01	1.3924e-01	6.0320e-02	3.7320e-02	2.4800e-02
10	1.0684e-01	5.8920e-02	4.7600e-03	2.2400e-03	1.5200e-03
15	4.7200e-02	3.3080e-02	2.8000e-04	1.2000e-04	8.0000e-05
20	3.2720e-02	2.7920e-02	4.0000e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
25	2.6840e-02	2.6440e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
30	2.4440e-02	2.5280e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
35	2.6320e-02	2.4920e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
40	2.4600e-02	2.6400e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05

Tab. 7.15. Tabela wartości bitowej stopy błędu odbioru w funkcji $\gamma_H=E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH (przeskoki pseudolosowe) w kanale z zanikami Rice'a ($K=6dB$) o parametrach modelu kanału nr 2.

E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=0Hz$				
	L=1	L=3	L=5	L=7	L=9
0	3.628e-01	2.786e-01	2.200e-01	1.826e-01	1.571e-01
5	2.179e-01	1.272e-01	5.160e-02	3.232e-02	2.272e-02
10	8.576e-02	4.364e-02	4.000e-03	1.400e-03	1.280e-03
15	3.432e-02	1.828e-02	2.000e-04	4.000e-05	<4.0e-05
20	1.912e-02	1.300e-02	4.000e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
25	1.356e-02	1.220e-02	4.000e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
30	1.388e-02	1.096e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
35	1.312e-02	1.152e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
40	1.180e-02	1.136e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05

Tab. 7.16. Tabela wartości bitowej stopy błędu odbioru w funkcji $\gamma_H=E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH (przeskoki pseudolosowe) w kanale z zanikami Rice'a ($K=6dB$) o parametrach modelu kanału nr 3.

E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=0Hz$				
	L=1	L=3	L=5	L=7	L=9
0	3.808e-01	3.034e-01	2.469e-01	2.059e-01	1.822e-01
5	2.383e-01	1.401e-01	6.636e-02	4.116e-02	3.176e-02
10	1.000e-01	4.836e-02	6.480e-03	2.600e-03	1.800e-03
15	3.676e-02	2.052e-02	3.200e-04	1.600e-04	8.000e-05
20	2.032e-02	1.324e-02	1.200e-04	<4.0e-05	<4.0e-05
25	1.556e-02	1.204e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
30	1.368e-02	1.144e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
35	1.240e-02	1.132e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05
40	1.392e-02	1.092e-02	<4.0e-05	<4.0e-05	<4.0e-05

Tab. 7.17. Tabela wartości bitowej stopy błędu odbioru w funkcji $\gamma_H=E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH (przeskoki pseudolosowe) w kanale z zanikami Rayleigh'a o parametrach modelu kanału nr 1.

E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=0\text{Hz}$				
	L=1	L=3	L=5	L=7	L=9
0	4.006e-01	3.286e-01	3.027e-01	2.785e-01	2.563e-01
5	2.821e-01	1.960e-01	1.655e-01	1.357e-01	1.238e-01
10	1.530e-01	8.444e-02	6.356e-02	5.556e-02	4.668e-02
15	6.292e-02	3.012e-02	2.124e-02	1.896e-02	1.680e-02
20	2.268e-02	1.016e-02	7.200e-03	6.520e-03	4.360e-03
25	6.840e-03	3.040e-03	2.680e-03	2.200e-03	1.680e-03
30	2.640e-03	9.200e-04	9.600e-04	6.400e-04	4.800e-04
35	4.400e-04	6.000e-04	8.000e-05	2.400e-04	8.000e-05
40	8.000e-05	8.000e-05	<4.0e-05	<4.0e-05	4.000e-05
E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=50\text{Hz}$				
	L=1	L=3	L=5	L=7	L=9
0	4.2948e-01	3.7900e-01	3.5068e-01	3.2496e-01	3.0704e-01
5	3.3580e-01	2.5468e-01	2.1388e-01	1.9004e-01	1.6504e-01
10	2.2092e-01	1.2708e-01	9.8800e-02	8.1080e-02	6.8240e-02
15	1.0880e-01	5.0080e-02	3.6720e-02	2.8280e-02	2.3200e-02
20	4.3840e-02	1.7880e-02	1.1560e-02	9.1600e-03	8.6000e-03
25	1.4160e-02	5.6000e-03	3.8000e-03	2.9200e-03	2.6000e-03
30	4.3600e-03	1.6000e-03	1.4800e-03	9.6000e-04	7.6000e-04
35	1.2400e-03	4.8000e-04	4.0000e-04	2.8000e-04	2.0000e-04
40	3.6000e-04	1.2000e-04	1.6000e-04	1.2000e-04	1.2000e-04

Tab. 7.18. Tabela wartości bitowej stopy błędu odbioru w funkcji $\gamma_H=E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH (przeskoki pseudolosowe) w kanale z zanikami Rayleigh'a o parametrach modelu kanału nr 2.

E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=0\text{Hz}$				
	L=1	L=3	L=5	L=7	L=9
0	4.332e-01	3.929e-01	3.653e-01	3.420e-01	3.258e-01
5	3.454e-01	2.595e-01	2.326e-01	2.086e-01	1.835e-01
10	2.135e-01	1.299e-01	1.147e-01	9.348e-02	7.624e-02
15	1.000e-01	5.080e-02	5.696e-02	4.316e-02	3.020e-02
20	3.672e-02	1.688e-02	3.828e-02	2.768e-02	1.260e-02
25	1.200e-02	5.960e-03	2.852e-02	2.068e-02	6.720e-03
30	4.360e-03	2.480e-03	2.668e-02	1.748e-02	4.640e-03
35	1.120e-03	1.400e-03	2.720e-02	2.020e-02	4.160e-03
40	4.800e-04	4.800e-04	2.492e-02	2.224e-02	3.720e-03

Tab. 7.19. Tabela wartości bitowej stopy błędu odbioru w funkcji $\gamma_H=E_H/N_0$ [dB] dla transmisji z techniką FFH (przeskoki pseudolosowe) w kanale z zanikami Rayleigh'a o parametrach modelu kanału nr 3.

E_H/N_0 [dB]	BER				
	$f_d=0\text{Hz}$				
	L=1	L=3	L=5	L=7	L=9
0	4.459e-01	4.136e-01	3.915e-01	3.720e-01	3.577e-01
5	3.711e-01	2.938e-01	2.671e-01	2.348e-01	2.108e-01
10	2.391e-01	1.560e-01	1.439e-01	1.216e-01	1.009e-01
15	1.160e-01	6.420e-02	8.116e-02	6.404e-02	3.960e-02
20	4.708e-02	2.024e-02	5.572e-02	4.096e-02	1.872e-02
25	1.508e-02	7.600e-03	4.660e-02	3.708e-02	1.072e-02
30	5.440e-03	2.600e-03	4.676e-02	3.376e-02	7.160e-03
35	1.440e-03	1.120e-03	4.604e-02	3.184e-02	6.560e-03
40	4.000e-04	5.600e-04	4.384e-02	3.444e-02	7.400e-03

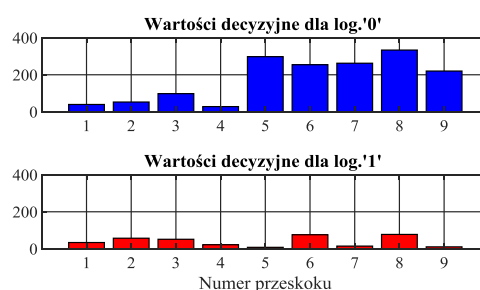
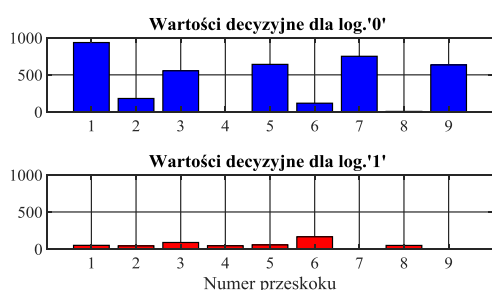
Nie jest obserwowalna przewaga zastosowania jednego typu przeskoków nad drugim dla każdego z rozważanych zestawów parametrów kanału. Zaprezentowane wyniki jakości transmisji uzyskane dla zestawu parametrów nr 1, gdy odchyłka dopplerowska $f_d=50\text{Hz}$ skłaniają do podobnych wniosków co do zmniejszenia BER wraz ze wzrostem L , choć obserwowalne jest pogorszenie BER w stosunku do wyników dla $f_d=0\text{Hz}$.

Analiza wyników badań przeprowadzonych dla kanału z zanikami Rayleigh'a o parametrach zestawu nr 1 oraz przy użyciu pseudolosowych przeskoków częstotliwości nośnej wskazuje, że wraz ze wzrostem L zmniejsza się bitowa stopa błędów w stosunku do kolejnych przeskoków. Kanał o parametrach zestawu nr 2 i nr 3 dla wartości $\gamma_H=E_H/N_0$ w zakresie 0-25dB również zapewnia poprawę BER wraz ze wzrostem L . Dla wyższych wartości γ_H tylko wybrane wartości L ($L>1$) oferują poprawę BER w stosunku do BER dla $L=1$.

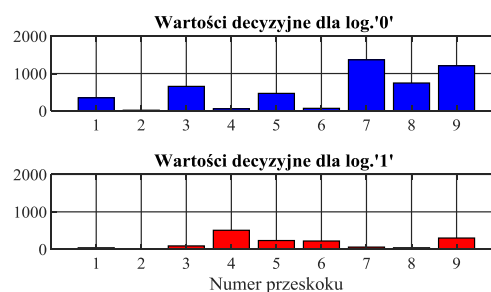
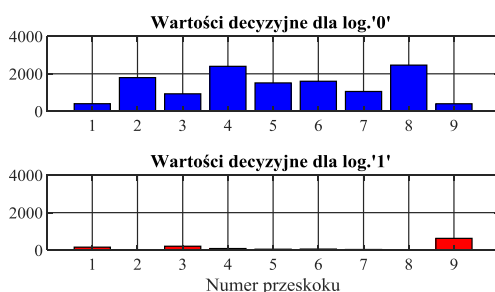
Kanał z zanikami Rice'a

Kanał z zanikami Rayleigh'a

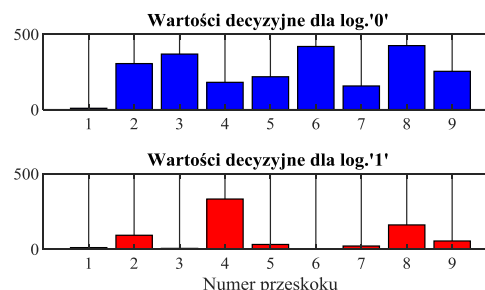
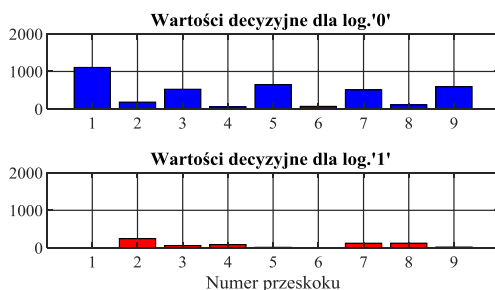
parametry modelu kanału nr 1



parametry modelu kanału nr 2



parametry modelu kanału nr 3



Rys. 7.21. Przykładowe wartości decyzyjne odpowiadające logicznemu '0' i logicznej '1', uzyskane dla kolejnych przeskoków przypadających na transmisję pojedynczego symbolu '0' w przypadku transmisji przez kanał z zanikami Rice'a oraz Rayleigh'a (FFH-BFSK, $E_H/N_0=15\text{dB}$).

Na Rys. 7.21 zostały zaprezentowane fluktuacje wartości decyzyjnych, które biorą udział w procesie realizacji algorytmu dywersyfikacji odbioru techniki FFH przy zastosowaniu modulacji BFSK dla transmisji przez kanał z zanikami Rice'a oraz Rayleigh'a przy $E_H/N_0=15\text{dB}$. Pokazane zostały wartości decyzyjne odpowiadające logicznemu '0' i logicznej '1' dla kolejnych przeskoków przypadających na transmisję pojedynczego symbolu '0', gdzie założona została maksymalna wartość przeskoków $L=9$.

7.2. WYBÓR PARAMETRÓW KODU KANAŁOWEGO I PRZEPLOTU

Rozważany system transmisji danych umożliwia przesyłanie danych w wodach płytkich z szybkościami transmisji, których wartość jest uzależniona od takich parametrów przesyłanego sygnału jak czas trwania symbolu T_s i czas trwania przerwy T_G dla modulacji FSK oraz czas trwania przeskoku T_H i czas dywersyfikacji L dla techniki FFH. Wyznaczone wartości szybkości transmisji dla przykładowych parametrów transmitowanego sygnału zostały przedstawione w tabeli Tab. 7.20 dla modulacji BFSK i 16-FSK, a w tabeli Tab. 7.21 dla techniki FFH. Zestawienia wskazują, że rozważany system umożliwia transmisję danych z małymi szybkościami. Uzyskane małe wartości szybkości transmisji wynikają z faktu, że modulacja BFSK, 16-FSK i technika FFH-BFSK uwzględniają występowanie propagacji wielodrogowej, która została określona przez maksymalny rozrzut opóźnień T_m . Przeciwdziałanie skutkom propagacji wielodrogowości wymaga, aby czas przerwy T_G nie był krótszy od T_m dla modulacji BFSK oraz 16-FSK i odstęp czasowy $T_{cc}=(L-1)\cdot T_s$ nie był krótszy od T_m dla techniki FFH. Dla modulacji BFSK i 16-FSK efektywny czas trwania impulsu symbolu wynosi T_s , natomiast w przypadku techniki FFH efektywny czas trwania impulsu symbolu to $L\cdot T_H$.

W poprzednich podrozdziałach 7.1.2 i 7.1.3 zamieszczone zostały wyniki badań symulacyjnych modulacji FSK i techniki FFH-BFSK uzyskane dla przypadku transmisji danych w kanale z addytywnym szumem białym, w kanale z zanikami Rice'a i Rayleigh'a.

W przypadku transmisji danych w kanale z addytywnym szumem białym i $f_d=0\text{Hz}$ uzyskano $BER < 4\cdot 10^{-5}$, gdy $E_b/N_0 > 14\text{dB}$ dla modulacji FSK, $E_b/N_0 > 12\text{dB}$ dla modulacji 4-FSK, $E_b/N_0 > 10\text{dB}$ dla modulacji 8-FSK i 16-FSK. Dla techniki FFH-BFSK w kanale AWGN i $f_d=0\text{Hz}$ zaobserwowano zmniejszenie BER wraz ze wzrostem L , gdzie dla $L=1$ wyniosła $BER < 4\cdot 10^{-5}$ przy $E_H/N_0 > 14\text{dB}$, dla $L=3$ wyniosła $BER < 5\cdot 10^{-6}$ przy $E_H/N_0 > 10\text{dB}$, a dla $L=\{5, 7, 9\}$ wyniosła $BER < 5\cdot 10^{-6}$ przy $E_H/N_0 > 8\text{dB}$.

Wynika z nich, że wykorzystanie modulacji BFSK w kanale z zanikami Rice'a i Rayleigh'a o parametrach modelu 2 i 3 pozwala na uzyskanie bitowej stopy błędów odbioru BER w przedziale $10^{-2}-10^{-1}$ dla $E_b/N_0 > 25\text{dB}$ i $f_d=0\text{Hz}$. Oznacza to, że osiągnięcie mniejszych wartości BER wymaga zastosowania kodowania kanałowego o dużej zdolności korekcyjnej.

Podobnie, dla przypadku transmisji danych z techniką FFH w kanale z zanikami Rayleigh'a, uzyskana została poprawa BER wraz ze wzrostem rzędu dywersyfikacji dla dużych wartości L . Otrzymane wartości BER są mniejsze dla przypadku zastosowania wzorca z przeskokami pseudolosowymi niż dla wzorca z kolejnymi przeskokami i zawierają się w przedziale $10^{-3}-10^{-2}$ dla $E_b/N_0 > 25\text{dB}$. Transmisja danych z techniką FFH przez kanał

Rayleigh'a wymaga użycia kodowania kanałowego, ale o parametrach nieco łagodniejszych niż w przypadku modulacji FSK.

Tab. 7.20. Wyznaczone szybkości transmisji dla modulacji BFSK i 16-FSK o różnych czasach trwania impulsu symbolu T_s i różnych czasach przerwy T_G .

Czas trwania symbolu T_s [ms]	Czas przerwy T_G [ms]	Szybkość systemu transmisji R_b [b/s]	
		BFSK	16-FSK
4	16	50	200
	32	27.7	111.1
	64	14.7	58.8
16	16	31.25	125
	32	20.8	83.3
	64	12.5	50
64	16	12.5	50
	32	10.4	41.6
	64	7.8	31.2

Tab. 7.21. Wyznaczone szybkości binarne systemu transmisji dla techniki modulacji FFH-BFSK o różnych czasach trwania przeskoku T_H i różnym rzędzie dywersyfikacji L .

Czas trwania przeskoku T_H [ms]	Rząd dywersyfikacji L	Efektywny czas trwania symbolu T_s [ms]	Odstęp czasowy T_{cc} [ms]	Szybkość transmisji R_b [b/s]
4	3	12	8	83.3
	5	20	16	50
	7	28	24	35.7
	9	36	32	27.7
16	3	48	60	15.6
	5	80	76	12.5
	7	112	108	8.9
	9	144	140	7.1

Analiza wyników badań symulacyjnych dla techniki FFH pozwoliła zaobserwować, że dla transmisji danych w kanale z zanikami Rice'a o parametrach modelu 1, 2 i 3 uzyskana została bitowa stopa błędów odbioru BER poniżej $4 \cdot 10^{-5}$ dla $E_H/N_o > 25$ dB już dla rzędu dywersyfikacji $L=3$ i zastosowaniu wzorca z kolejnymi przeskokami. Dla wzorca z pseudolosowymi przeskokami takie wyniki zostały osiągnięte, kiedy rząd dywersyfikacji wynosił $L=5$. Wartość $BER < 4 \cdot 10^{-5}$ oznacza wartość uzyskaną poniżej założonej dokładności symulacji. Uzyskane wyniki BER skłaniają do doboru parametrów kodu kanałowego o zdolności korekcyjnej pozwalającej skorygować pojedyncze błędy w słowie kodowym.

Przedstawione powyżej obserwacje wykazały, że konieczne było przeprowadzenie badań dotyczących doboru parametrów kodu kanałowego i parametrów przeplotu. Ze względu na relatywnie niską szybkość transmisji możliwą do uzyskania przez system transmisji danych i obecność zmiennych warunków kanału komunikacyjnego narzucone zostało stosowanie krótkich ciągów kodowych. W rozważanym systemie transmisji danych przewidziano użycie kodu kanałowego Reed-Solomon. W słowie kodowym kodu RS, pojedynczy symbol jest przestawiony jako m -bitowy blok binarny, gdzie m oznacza liczbę całkowitą większą od 2. Słowo kodowe n , na które składa się k symboli informacyjnych ma

długość 2^m-1 . Zestawienie ilości symboli i ilości bitów w słowie kodowym w zależności od bitów reprezentujących symbol przedstawiono w tabeli Tab. 7.22.

Tab. 7.22 Zestawienie ilości symboli i bitów w słowie kodowym.

m – bitów na symbol [bity]	n - symboli w słowie kodowym [symbole]	n_b - liczba bitów w słowie kodowym [bity]
3	7	21
4	15	60
5	31	155
6	63	378
7	127	889
8	255	2040

Zgodnie ze wzorem (6.47) wyznaczone zostały konstrukcje słowa kodowego RS, które umożliwiają dokonanie korekcji t błędnych symboli dla ustalonej liczby symboli słowa kodowego $n=\{7, 15, 31, 63\}$ i zostały przedstawione w tabeli Tab. 7.23.

Tab. 7.23 Zestawienie ilości symboli słowa kodowego, symboli informacyjnych i zdolności korekcyjnej kodu RS.

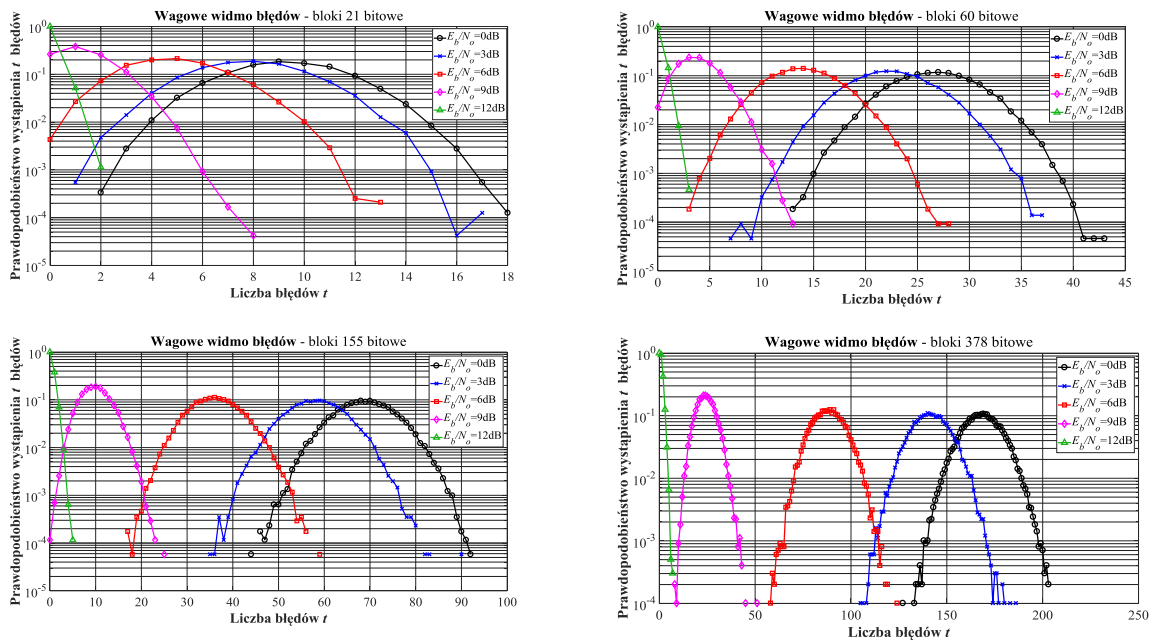
n – symboli w słowie kodowym	k - symboli informacyjnych	t – zdolność korekcyjna
7	5	1
	3	2
15	13	1
	11	2
	9	3
	7	4
	5	5
31	3	6
	29	1
	27	2
	25	3
	23	4
	21	5
	19	6
	17	7
63	15	8
	61	1
	59	2
	57	3
	55	4
	53	5
	51	6
	49	7
47	8	

Dla wybranych kanałów komunikacyjnych, które zostały poddane badaniom w poprzednich podrozdziałach, zostały wykonane oceny rozkładu błędów na wejściu dekodera kanałowego. W tym celu przeprowadzona została analiza statystyk błędów, w wyniku której uzyskano charakterystyki w postaci wagowego widma błędów WWB [29]. Charakterystyka WWB opisuje prawdopodobieństwo wystąpienia dokładnie t błędnych bitów w blokach bitowych o założonej długości n_b . Do przeprowadzenia oceny rozkładu błędów

wybrane zostały następujące długości słowa kodowego wyrażonej w bitach $n_b = \{21, 60, 155, 378\}$.

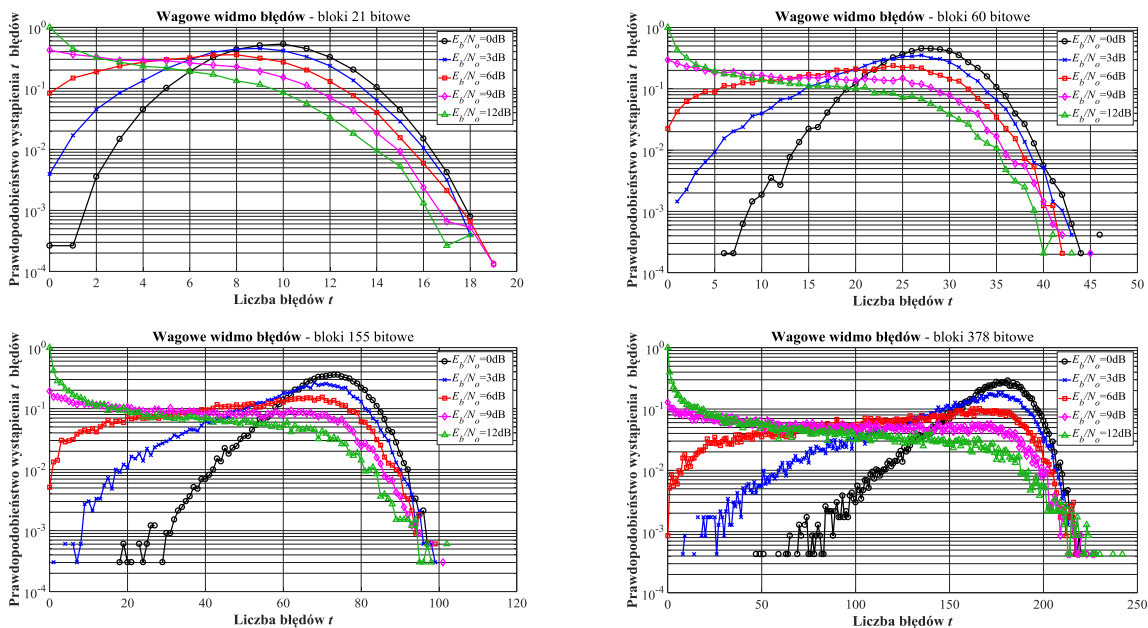
Charakterystyki WWB, uzyskane dla transmisji 25000 symboli z modulacją BFSK w kanale AWGN zostały przedstawione na rysunku Rys. 7.22. Zaobserwowano, że ze wzrostem E_b/N_o występuje zmiana rozkładu błędów, która polega na zmniejszeniu liczby bloków bitowych z dużą ilością błędów dla każdego z analizowanych długości bloków bitowych. Występuje proporcja uzyskanych prawdopodobieństw występowania t błędów dla określonej wartości E_b/N_o w zależności od długości bloku bitowego. Charakterystyki uzyskane dla przypadku transmisji z modulacją BFSK w kanale Rice'a i Rayleigh'a przy zastosowaniu zestawu parametrów modelu kanału nr 3 przedstawionych w tabeli Tab. 7.5, zostały przedstawione na rysunkach Rys. 7.23 i Rys. 7.24. Ze wzrostem E_b/N_o zaobserwowano zmniejszenie się ilości bloków z dużą ilością błędów oraz prawdopodobieństwo ich występowania, jak i zwiększenie prawdopodobieństwa występowania bloków z małą ilością bloków bitowych. Prawdopodobieństwo występowania błędów uzyskane dla transmisji w kanale Rice'a posiadają mniejsze wartości niż te uzyskane dla kanału Rayleigh'a.

Kanal AWGN



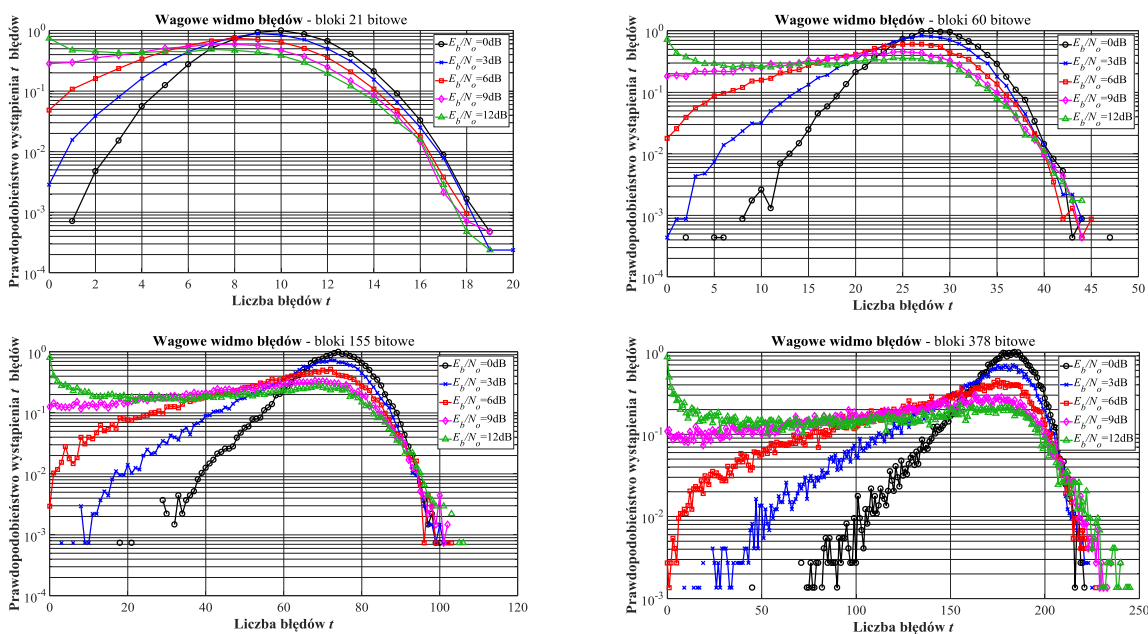
Rys. 7.22. Charakterystyki WWB uzyskane dla bloków danych o różnej długości przesyłanych z modulacją BFSK w kanale AWGN przy różnych wartościach E_b/N_o .

Kanał Rice'a (zestaw parametrów modelu kanału nr 3 wg tabeli Tab. 7.5)



Rys. 7.23. Charakterystyki WWB uzyskane dla bloków danych o różnej długości przesyłanych z modulacją BFSK w kanale Rice'a ($K=6\text{dB}$) przy różnych wartościach E_b/N_0 .

Kanał Rayleigh'a (zestaw parametrów modelu kanału nr 3 wg tabeli Tab. 7.5)

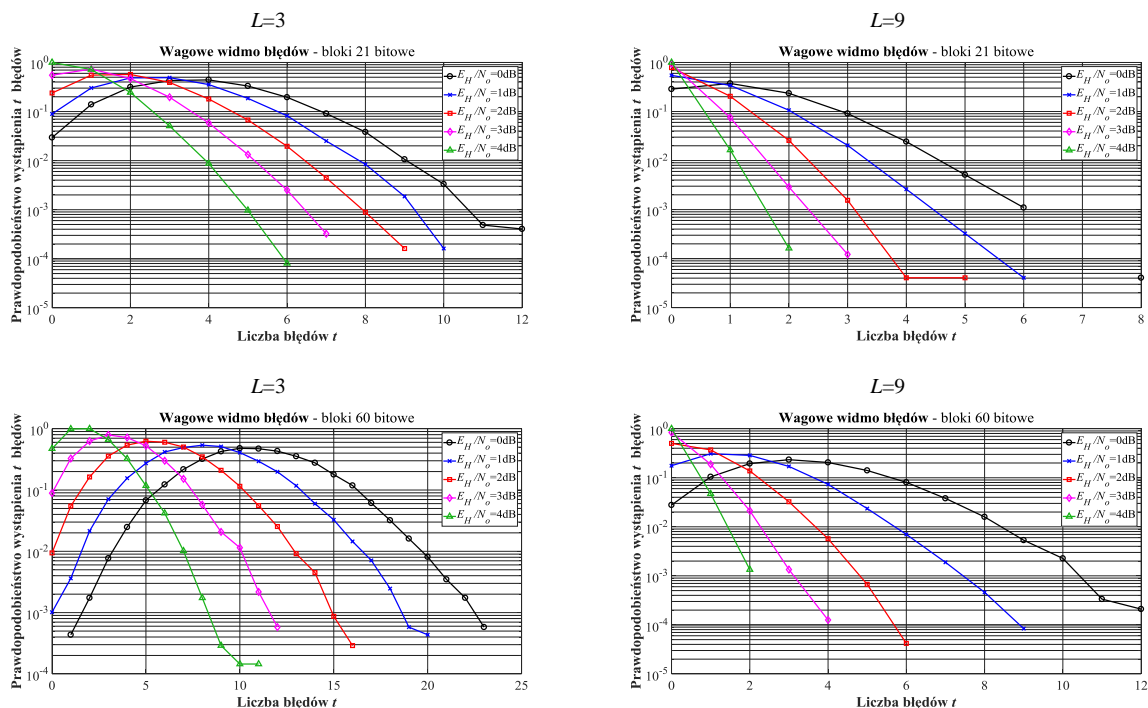


Rys. 7.24. Charakterystyki WWB uzyskane dla bloków danych o różnej długości przesyłanych z modulacją BFSK w kanale Rayleigh'a przy różnych wartościach E_b/N_0 .

Dla techniki FFH-BFSK wyznaczone zostały charakterystyki WWB w przypadku transmisji w kanale komunikacyjnym jaki stanowił kanał AWGN, Rice'a i Rayleigh'a i zostały przedstawione na kolejnych rysunkach Rys. 7.25, Rys. 7.26 i Rys. 7.27. Charakterystyki zostały uzyskane dla przypadku transmisji w kanale Rice'a i Rayleigh'a stosując zestaw parametrów modelu kanału nr 3, który został przedstawiony w tabeli Tab. 7.5. Użyto bloków bitowych o długości $n_b = \{21, 60\}$ przy rzędach dywersyfikacji $L=3$ i $L=9$. Dla badanych kanałów, ze wzrostem E_H/N_o zostało zaobserwowane zmniejszenie liczby błędów przypadających na blok bitowy. Zmniejszenie liczby błędów następowało również ze wzrostem rzędu dywersyfikacji L . Porównując kanały z zanikami Rice'a i Rayleigh'a, w tym drugim zaobserwowano większą liczbę błędów na blok. Przykładowo, dla kanału AWGN przy $E_H/N_o=4\text{dB}$ dla $L=3$ prawdopodobieństwo wystąpienia 2 błędów na blok $n_b=21$ wyniosło ok. $2 \cdot 10^{-1}$, a dla $L=9$ wartość $2 \cdot 10^{-4}$. Z kolei prawdopodobieństwo wystąpienia 2 błędów na blok $n_b=60$ dla $L=3$ wyniosło ok. $9 \cdot 10^{-1}$, a dla $L=9$ wartość $1.5 \cdot 10^{-3}$.

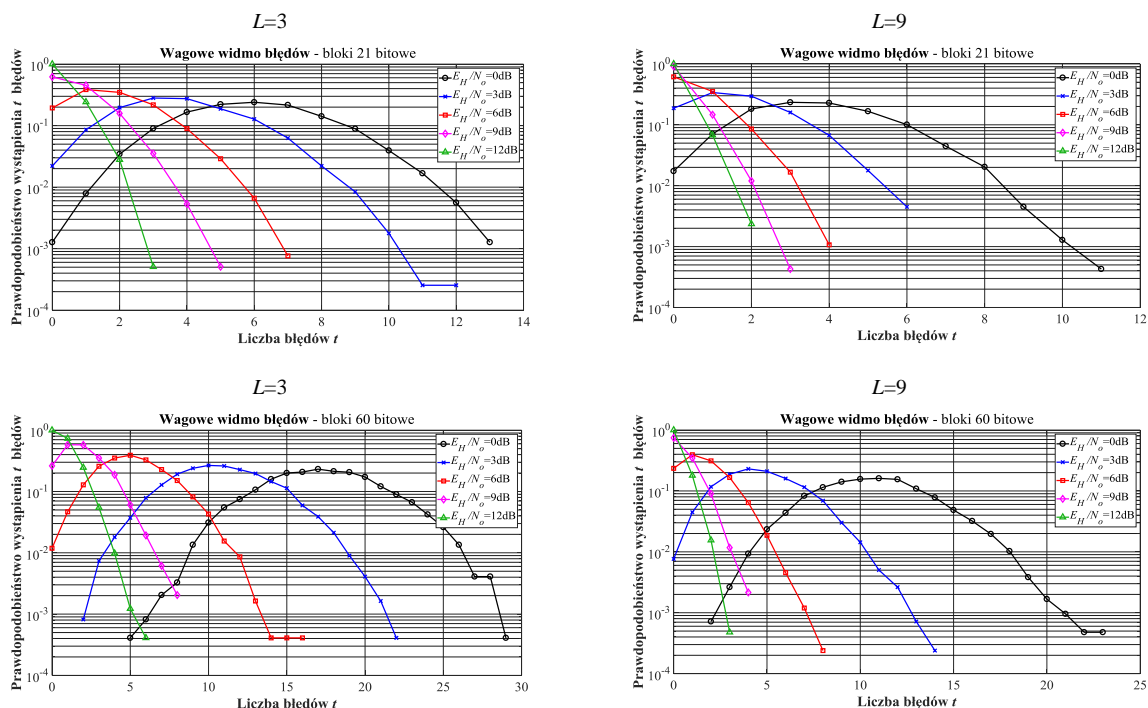
Zastosowanie tego samego zestawu parametrów modelu kanału nr 3 z tabeli Tab. 7.5 w odniesieniu do kanałów Rice'a i Rayleigh'a pozwoliło na dokonanie porównania rozkładu błędów uzyskanych przy zastosowaniu modulacji BFSK i techniki FFH-BFSK. Na podstawie analizy porównawczej charakterystyk WWB z Rys. 7.23 i Rys. 7.26 dla kanału Rice'a oraz charakterystyk z Rys. 7.27 i Rys. 7.24 dla kanału Rayleigh'a zaobserwowano, że dzięki użyciu techniki FFH zarówno z rzędem dywersyfikacji $L=3$ jak i $L=9$ uzyskano zmniejszenie ilości błędów w badanych blokach oraz prawdopodobieństwo występowania tych błędów.

Kanał AWGN



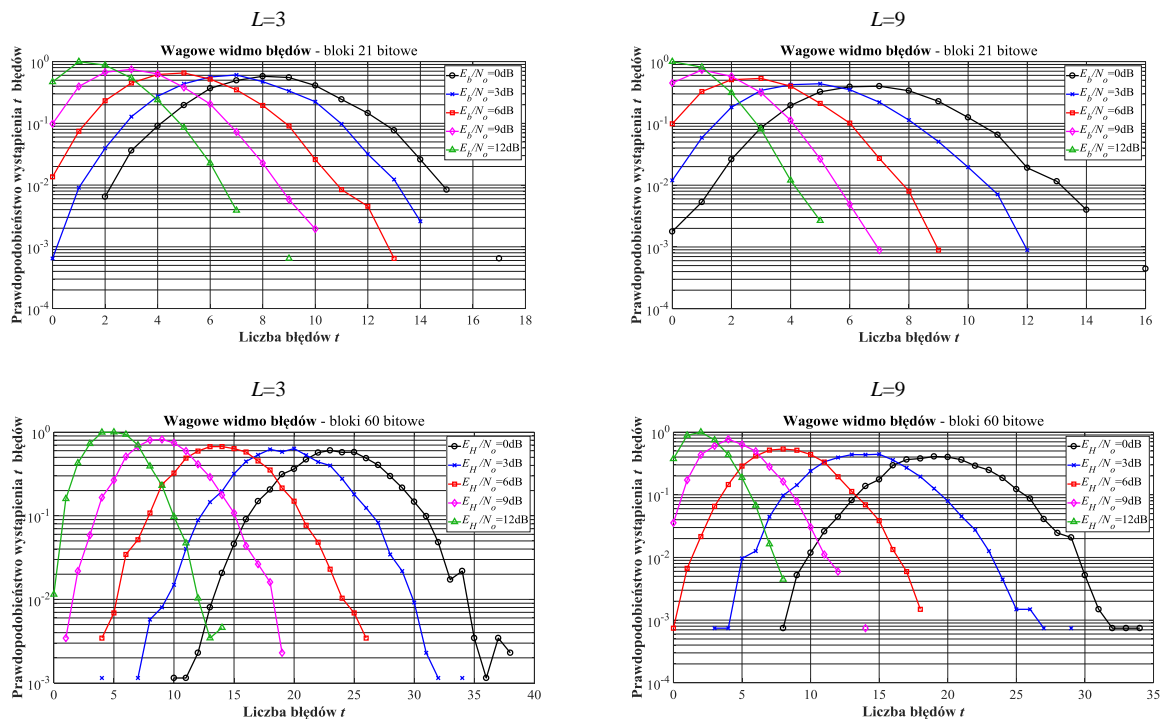
Rys. 7.25. Charakterystyki WWB uzyskane dla bloków danych o długości 21 i 60 bitów przesyłanych z modulacją FFH-BFSK w kanale AWGN przy różnych wartościach E_H/N_o i rzędzie dywersyfikacji $L=\{3, 9\}$.

Kanal Rice'a (zestaw parametrów modelu kanału nr 3 wg tabeli Tab. 7.5)



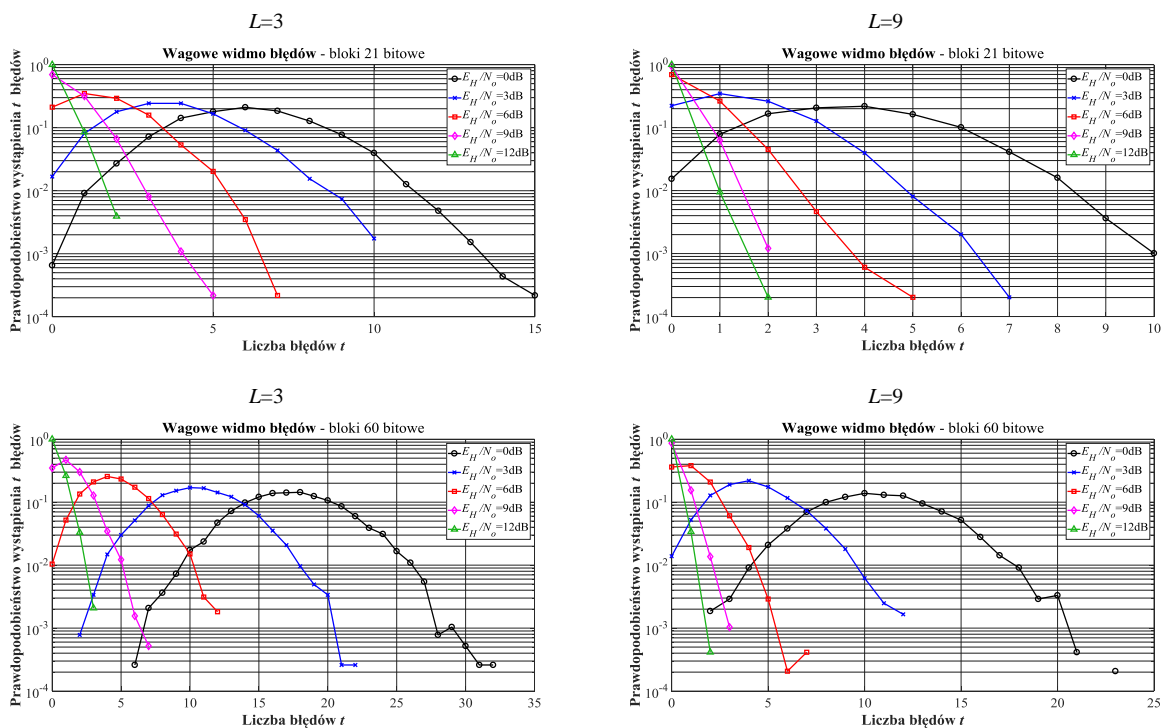
Rys. 7.26. Charakterystyki WWB uzyskane dla bloków danych o długości 21 i 60 bitów przesyłanych z modulacją FFH-BFSK w kanale Rice'a ($K=6\text{dB}$) przy różnych wartościach E_H/N_0 i rzędzie dywersyfikacji $L=\{3, 9\}$.

Kanal Rayleigh'a (zestaw parametrów modelu kanału nr 3 wg tabeli Tab. 7.5)



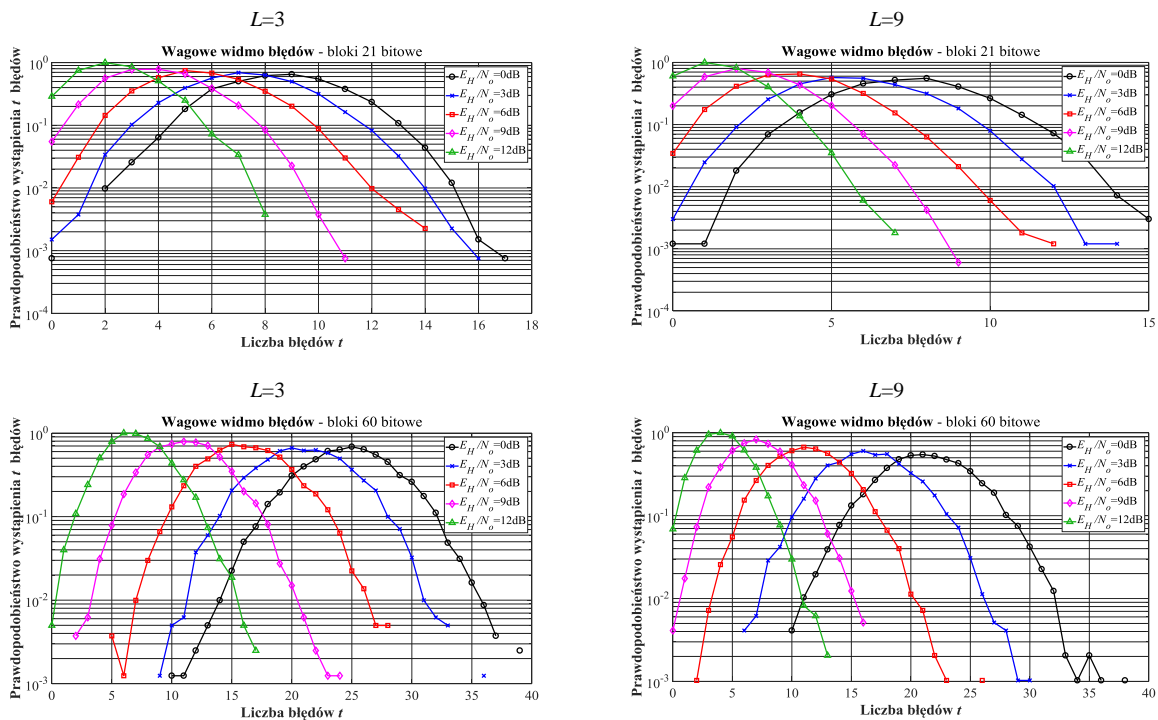
Rys. 7.27. Charakterystyki WWB uzyskane dla bloków danych o długości 21 i 60 bitów przesyłanych z modulacją FFH-BFSK w kanale Rayleigh'a przy różnych wartościach E_H/N_0 i rzędzie dywersyfikacji $L=\{3, 9\}$.

Kanal Rice'a (zestaw parametrów modelu kanału nr 3 wg tabeli Tab. 7.7)



Rys. 7.28. Charakterystyki WWB uzyskane dla bloków danych o długości 21 i 60 bitów przesyłanych z modulacją FFH-BFSK w kanale Rice'a ($K=6\text{dB}$) przy różnych wartościach E_H/N_o i rzędzie dywersyfikacji $L=\{3, 9\}$.

Kanal Rayleigh'a (zestaw parametrów modelu kanału nr 3 wg tabeli Tab. 7.7)



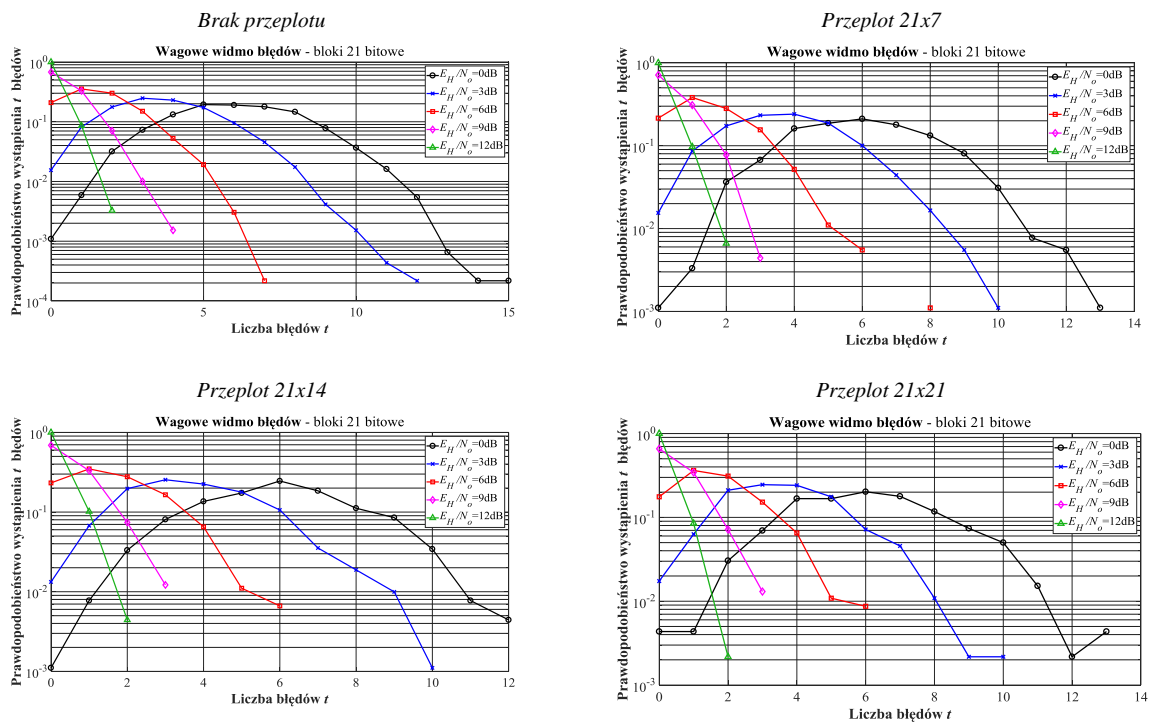
Rys. 7.29. Charakterystyki WWB uzyskane dla bloków danych o długości 21 i 60 bitów przesyłanych z modulacją FFH-BFSK w kanale Rayleigh'a przy różnych wartościach E_H/N_o i rzędzie dywersyfikacji $L=\{3, 9\}$.

Charakterystyki WWB wyznaczone zostały również dla przypadku transmisji z techniką FFH w kanale Rice'a i Rayleigh'a o parametrach zgodnych z zestawem parametrów modelu kanału nr 3 zawartych w tabeli Tab. 7.7. Wybrany zestaw parametrów charakteryzuje kanał z większą wartością maksymalnego rozrzutu opóźnień $T_m=9\text{ms}$ niż zestaw użyty we wcześniejszych badaniach, który został opisany w tabeli Tab. 7.5 ($T_m=3\text{ms}$). Uzyskane charakterystyki zostały zestawione na rysunkach Rys. 7.30 i Rys. 7.31. Zaobserwowano, że ze wzrostem E_H/N_o występuje zmniejszenie się ilości bloków z dużą ilością błędów oraz prawdopodobieństwo ich występowania. Zwiększa się wartość prawdopodobieństwa występowania bloków z małą ilością bloków bitowych. Z kolei prawdopodobieństwo występowania błędów otrzymane dla transmisji w kanale Rice'a posiada mniejsze wartości niż te uzyskane dla kanału Rayleigh'a.

Wyznaczenie parametrów przeplotu wymaga ustalenia liczby kolumn i wierszy tablicy przeplotu. Liczba kolumn jest uzależniona od parametrów kodu RS, a dokładniej od ilości symboli słowa kodowego n . Z kolei wybór liczby wierszy tablicy przeplotu zależy od maksymalnego czasu trwania zaniku w kanale, a zatem założona liczba wierszy nie powinna być mniejsza od przewidywanej długości błędu paczkowego. W wyniku działania przeplotu wymagane jest uzyskanie bloku, w którym liczba błędów nie przekracza ustalonych możliwości korekcyjnych kodu RS.

W celu dokonania porównania wyników zastosowania przeplotu wyznaczone zostały charakterystyki WWB dla danych poddanych działaniu przeplotu blokowego macierzowego o różnej wielkości. Badaniom poddano dane przesyłane z techniką FFH w kanale Rice'a i Rayleigh'a o parametrach zgodnych z zestawem parametrów modelu kanału nr 3 zawartych w tabeli Tab. 7.7.

Kanał Rice'a (zestaw parametrów modelu kanału nr 3 wg tabeli Tab. 7.7)

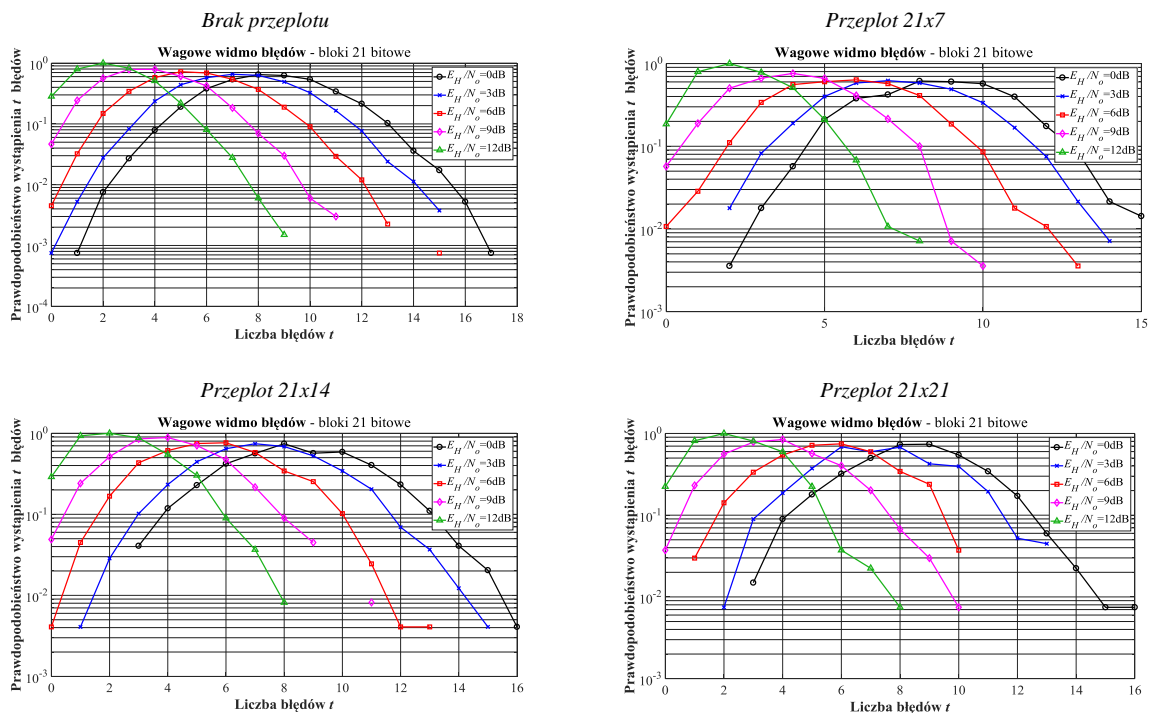


Rys. 7.30. Charakterystyki WWB uzyskane dla bloków danych o długości 21 bitów, poddanych działaniu przeplotu blokowego macierzowego i przesyłanych z modulacją FFH-BFSK w kanale Rice'a ($K=6\text{dB}$) przy różnych wartościach E_H/N_o i rzędzie dywersyfikacji $L=3$.

Dla techniki FFH założono rząd dywersyfikacji $L=3$, a rozmiary przepłotu ustalono na 21×7 (147 bitów), 21×14 (294 bity), 21×21 (441 bitów) (*liczba kolumn x liczba wierszy*). W wyniku działania przepłotu zaobserwowano rozproszenie błędów, które spowodowało zmniejszenie błędów przypadających na blok bitowy wraz ze wzrostem wartości E_H/N_o i jednocześnie zwiększaniem liczby wierszy przepłotu. Zaobserwowane zmiany rozrzutu błędów są małe, ale osiągnięte zostały niewielkim nakładem obliczeniowym.

Reasumując, uzyskane wyniki wskazują, że zastosowanie przepłotu ma wpływ na rozkład błędów w ustalonych blokach bitowych wykorzystywanych w procesie kodowania kanałowego.

Kanał Rayleigh'a (zestaw parametrów modelu kanału nr 3 wg tabeli Tab. 7.7)



Rys. 7.31. Charakterystyki WWB uzyskane dla bloków danych o długości 21 bitów, poddanych działaniu przepłotu blokowego macierzowego i przesyłanych z modulacją FFH-BFSK w kanale Rayleigh'a przy różnych wartościach E_H/N_o i rzędzie dywersyfikacji $L=3$.

7.3. PODSUMOWANIE WYNIKÓW BADAN SYMULACYJNYCH

Niniejszy rozdział został poświęcony badaniom symulacyjnym sygnałów wykorzystywanych w preambule ramki danych i sygnałów użytych do transmisji danych informacyjnych. Badania zostały przeprowadzone dla przypadku transmisji w modelu kanału komunikacyjnego z addytywnym szumem białym AWGN oraz w modelach kanału z zanikami Rice'a i Rayleigh'a.

Zbadana została skuteczność wykorzystania impulsów w postaci szerokopasmowego sygnału HFM do realizacji synchronizacji ramki danych. Dla metody detekcji sygnału, która wykorzystuje metodę korelacji w czasie, przeprowadzono szereg symulacji sygnału z różnym czasem trwania i o różnej wartości SNR . Sygnały były przesyłane przez model kanału

o ustalonych parametrach. Potwierdzona została wysoka przydatność sygnału *HFM* do pracy w kanałach z zanikami przy zachowaniu wysokiej rozdzielczości czasowej wyznaczonej funkcji korelacji.

Wyniki symulacji przedstawione w postaci rysunków i tabel z uzyskanymi bitowymi stopami błędów *BER*, potwierdzają wyniki wcześniejszych analiz. Zastosowanie techniki z szybkimi przeskokami częstotliwości nośnej, w porównywaniu do modulacji FSK, umożliwia zwiększenie jakości transmisji danych w kanale AWGN i z zanikami wraz ze zwiększaniem rzędu dywersyfikacji *L*. Najbardziej znaczącą poprawę wartości *BER* zaobserwowano dla transmisji danych w kanale Rice'a, w którym występuje dominująca składowa związana z występowaniem ścieżki bezpośredniej.

W celu optymalnego wyboru parametrów kodu kanałowego i techniki przeplotu, badaniom poddane zostały dane przesyłane przez wybrane kanały komunikacyjne. Dane rozpatrywane były jako bloki danych i dla nich wyznaczone zostały wagowe widma błędów, w celu dokonania na ich podstawie oceny rozkładu błędów na wejściu dekodera kanałowego. Stwierdzono, że w wyniku działania przeplotu następuje nieznaczne rozproszenie błędów zależne od rozmiaru zastosowanego przeplotu.

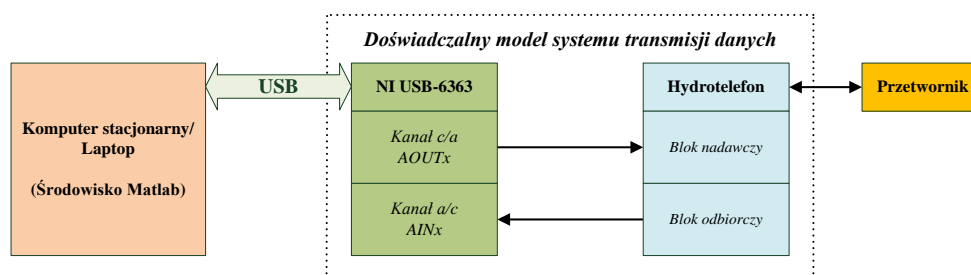
8. BADANIA EKSPERYMENTALNE DOŚWIADCZALNEGO MODELU SYSTEMU TRANSMISJI DANYCH

W celu określenia parametrów kanału transmisyjnego i jakości transmisji danych, a następnie dokonania ich oceny zostały przeprowadzone badania eksperymentalne na poligonie śródlądowym. Pomiary przeprowadzono dla trzech różnych stanowisk pomiarowych.

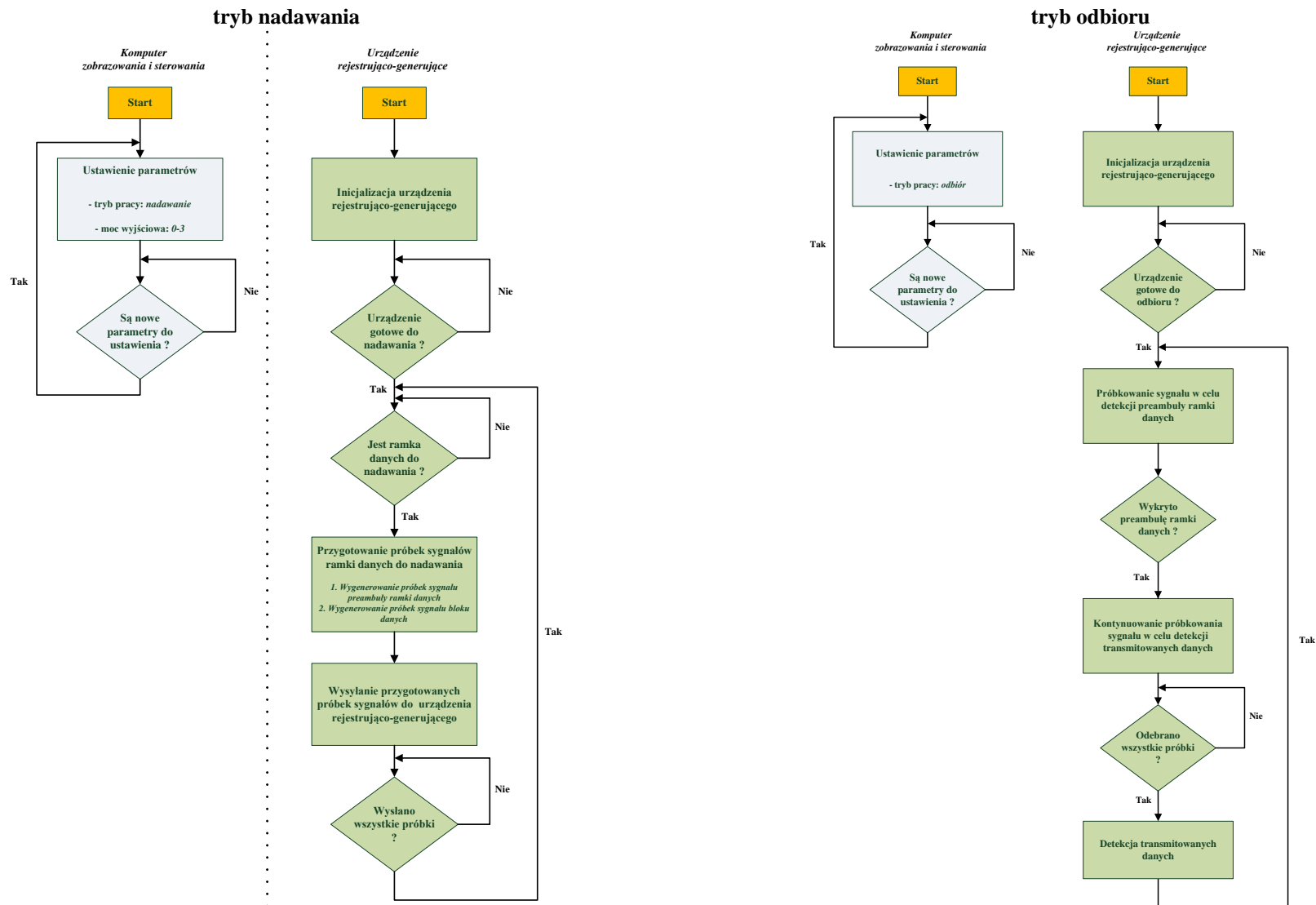
8.1. DOŚWIADCZALNY MODEL SYSTEMU TRANSMISJI DANYCH

Doświadczalny model systemu podwodnej transmisji danych został oparty na istniejącym systemie transmisji jakim jest hydrotelefon HTL-10, którego opis został zamieszczony w rozdziale drugim. Pierwotnie był on przeznaczony do prowadzenia bezprzewodowej komunikacji podwodnej z wykorzystaniem fal akustycznych przy użyciu modulacji analogowej SSB. Jednak sposób generacji nadawanych sygnałów oraz analizy odebranych sygnałów jest realizowany przy użyciu procesorów cyfrowego przetwarzania sygnałów. Hydrotelefon umożliwia nadawanie oraz odbiór sygnałów mowy i telegraficznych w trybie half-duplex. Zastosowana struktura hydrotelefonu przedstawiona została na Rys. 2.1, a w szczególności struktura modułu cyfrowego przetwarzania sygnałów przedstawiona na Rys. 2.2 pozwala zaimplementować różne metody komunikacji, a następnie w dogodny sposób dokonywać ich testowania.

Podczas prowadzonych badań eksperymentalnych nie był wykorzystywany moduł cyfrowego przetwarzania sygnałów z jego dostępną mocą obliczeniową, a jedynie dostęp do sygnałów analogowych poprzez dedykowane do tego celu gniazda BNC. Operacje przetwarzania cyfrowo-analogowego i przetwarzania analogowo-cyfrowego zapewnia urządzenie rejestrująco-generujące NI USB-6363 firmy National Instruments. Jest to uznany światowy producent sprzętu pomiarowego, który dostarcza szerokiej gamy urządzenia o wysokich parametrach jakościowych. Urządzenie rejestrująco-generujące było wykorzystywane do rejestracji sygnałów analogowych odbieranych przez blok odbiorczy hydrotelefonu oraz do generacji sygnałów analogowych transmitowanych z pomocą bloku nadawczego hydrotelefonu. Każdy z jego dostępnych 32 kanałów analogowo-cyfrowych umożliwia konwersję sygnału analogowego z maksymalną częstotliwością próbkowania 2MS/s, natomiast każdy z dostępnych 4 kanałów cyfrowo-analogowych umożliwia konwersję sygnału cyfrowego z maksymalną częstotliwością próbkowania 2.86MS/s.



Rys. 8.1. Schemat połączeń zewnętrznych w doświadczalnym modelu systemu transmisji danych.



Rys. 8.2. Schemat operacyjny działania aplikacji.

Urządzenie rejestrująco-generujące było połączone z komputerem stacjonarnym lub laptopem za pomocą łącza USB i zapewniało: sterowanie pomiarami, odbiór danych spróbkowanego sygnału przez wybrany kanał analogowo-cyfrowy jak i dostarczenie danych do konwersji przez wybrany kanał cyfrowo-analogowy. Połączenie sygnałowe urządzenia rejestrująco-generującego z hydrotelefonem zapewniały dwa ekranowane kable sygnałowe zakończone złączami BNC. Powyżej opisane połączenia zostały przedstawione na Rys. 8.1. Do realizacji rejestracji i generacji sygnału analogowego wybrany został określony kanał analogowo-cyfrowy (AIN0) oraz cyfrowo-analogowy (AOUT0).

Oprogramowanie

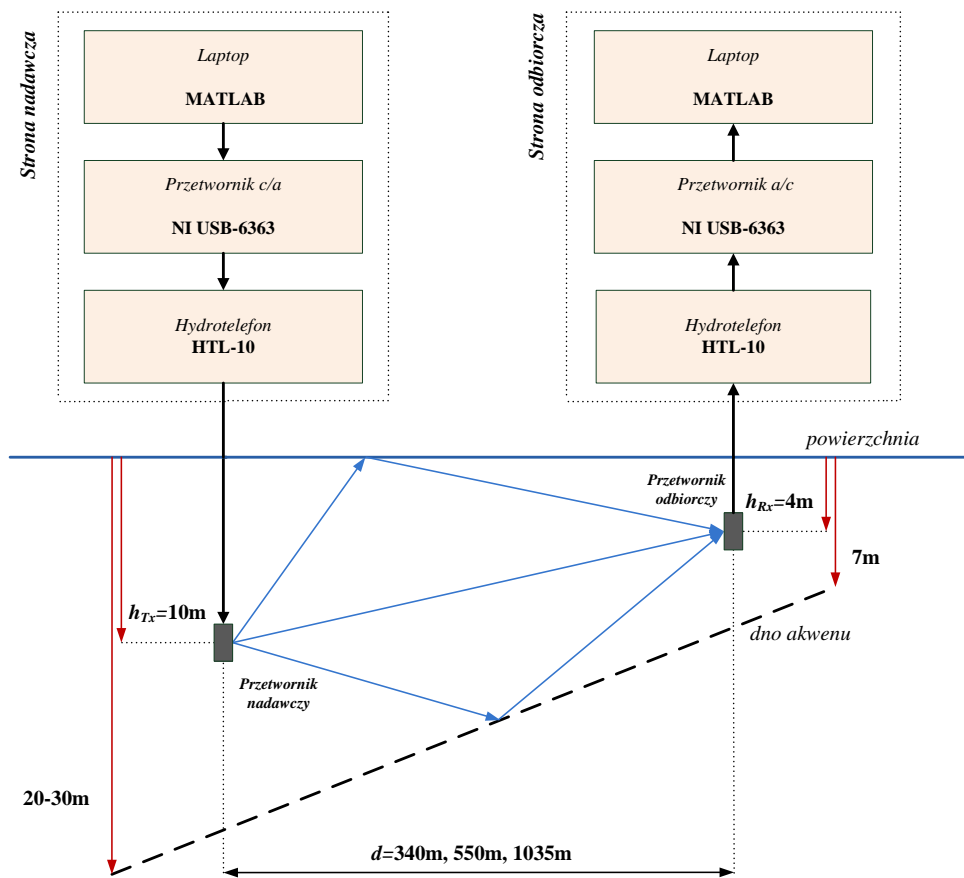
Model doświadczalny systemu transmisji wykorzystywany został do realizacji badań eksperymentalnych służących ocenie jakości transmisji danych. Niezbędne do prawidłowego przeprowadzenia sesji pomiarowych były dwie aplikacje. Pierwsza z nich była uruchamiana na komputerze zobrazowania i sterowania umieszczonym w hydrotelefonie i miała za zadanie zestawienie odpowiedniego połączenia pomiędzy blokami, modułami i przetwornikiem ultradźwiękowym oraz ustawienie wymaganej mocy wyjściowej nadajnika. Różnice w połączeniach zależą od wybranego trybu pracy: trybu nadawania lub trybu odbioru sygnału. Druga z aplikacji była uruchamiana w środowisku MATLAB'a na komputerze zewnętrznym i odpowiadała za sterowanie procesem generowania oraz rejestracji sygnału analogowego. Procesy te były realizowane przez urządzenie rejestrująco-generujące NI USB-6363. Dla każdego z trybów pracy zostały przedstawione opisy działania aplikacji w formie schematu operacyjnego przedstawionego na Rys. 8.2.

8.2. OPIS STANOWISK POMIAROWYCH I WARUNKÓW PROPAGACJI FALI AKUSTYCZNEJ

Pomiary parametrów kanału zostały przeprowadzone w dniach 4-5 maja 2017 roku, na jeziorze Wdzydze w okolicy siedziby Stacji Badań Hydroakustycznych (SBH) Katedry Systemów Elektroniki Morskiej PG. Rys. 8.3 przedstawia ogólną konfigurację stanowisk pomiarowych.

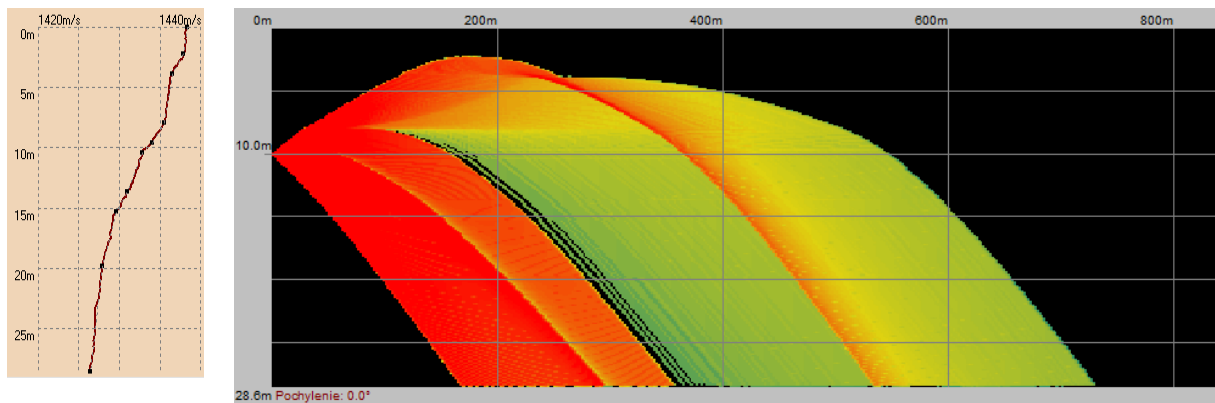
Każdy z nadawanych sygnałów sondujących był generowany w środowisku MATLAB, a konwersja tego sygnału do postaci analogowej była dokonywana przy użyciu konwertera cyfrowo-analogowego dostępnego w urządzeniu rejestrująco-generującym NI USB-6363. Sygnał był następnie wzmacniany i transmitowany poprzez kanał podwodny z użyciem hydrotelefonu HTL-10. Nadawcze stanowisko pomiarowe zostało umiejscowione na pokładzie łodzi motorowej m/y „Profesor”. Ten sam sprzęt pomiarowy został wykorzystany po stronie odbiorczej, ale został on inaczej skonfigurowany. Odbiorcze stanowisko pomiarowe było umieszczone w kontenerze pomiarowym umieszczonym na pływającej platformie zacumowanej do pomostu SBH o niezmienniej pozycji podczas każdej z sesji pomiarowych. Odebrany sygnał był poddawany próbkowaniu i podlegał archiwizacji. Przetwornik nadawczy był opuszczony z łodzi m/y „Profesor” na głębokość $h_{Tx} = 10\text{m}$ niezależnie od głębokości akwenu, która dla wszystkich pozycji nadawczych stanowisk pomiarowych wynosiła od 20 do 30 metrów. Przetwornik odbiorczy był opuszczony na głębokość $h_{Rx} = 4\text{m}$, w miejscu gdzie głębokość akwenu była równa

7 metrów. W kolejnych sesjach odległość d pomiędzy stanowiskiem nadawczym i odbiorczym ulegała zmianie i wynosiła odpowiednio 340, 550 i 1035 metrów, a szczegółowe ich umiejscowienie jest zaprezentowane na mapkach na Rys. 8.5.

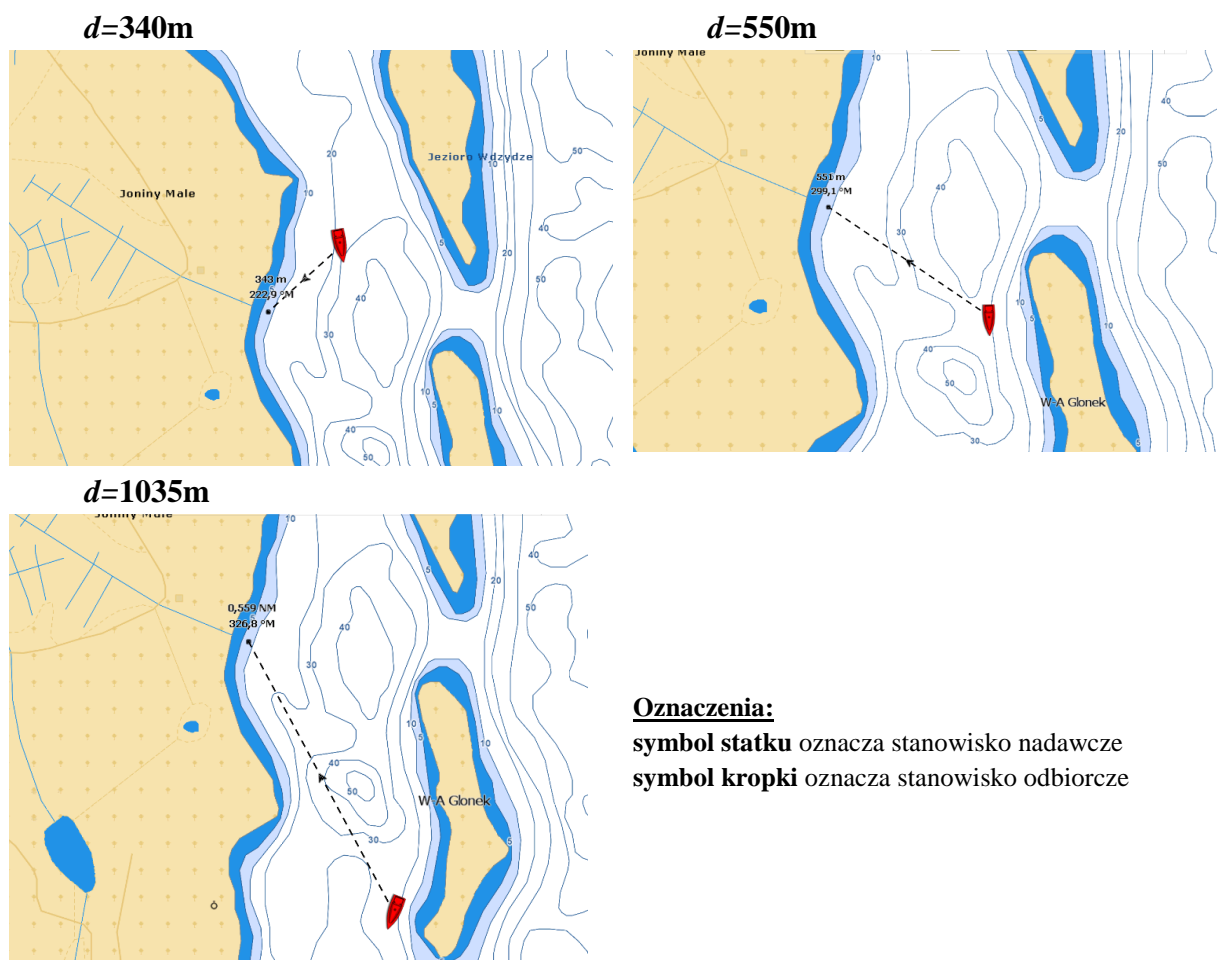


Rys. 8.3. Konfiguracja stanowisk pomiarowych.

Przed wykonaniem serii pomiarowych, był mierzony profil rozkładu prędkości dźwięku w wodzie przy użyciu miernika rozkładu prędkości dźwięku. Zmierzony profil i dokonane na jego podstawie wyznaczenie ścieżek propagacji fali akustycznej pozwalało na oszacowanie zasięgu systemu komunikacyjnego, które zostały przedstawione na Rys. 8.4.



Rys. 8.4. Zmierzony profil prędkości dźwięku i oszacowany zasięg systemu.



Rys. 8.5. Mapki z zaznaczonymi pozycjami stanowisk pomiarowych.

8.3. WYZNACZENIE PARAMETRÓW KANAŁU TRANSMISJI DANYCH

Preambułę ramki danych zawiera, która została szczegółowo opisana w rozdziale 6.3.1., stanowią dwa impulsy, z których każdy zawiera szerokopasmowy sygnał o hiperbolicznie modulowanej częstotliwości HFM . Kierunek modulacji częstotliwości w pierwszym impulsie był narastający $HFM \uparrow$, a w drugim malejący $HFM \downarrow$. Impulsy te są również wykorzystywane w rozważanym systemie komunikacyjnych do wyznaczania parametrów transmisyjnych kanału podczas procesu odbioru. Podczas realizacji badań eksperymentalnych dokonano założenia, że kanał komunikacyjny spełnia założenia WSSUS i przy wykorzystaniu wyznaczonych odpowiedzi impulsowych kanału, a ściślej modułu zespolonej wartości odpowiedzi impulsowej kanału $|h(\tau, t)|$ zostały wyznaczone następujące charakterystyki transmisyjne [74][38]:

- funkcja rozproszenia $S(\tau; f_d)$,
- profil natężenia wielodrogowego $\phi_c(\tau)$,
- widmo mocy Dopplera $\phi_c(f_d)$,
- funkcja korelacji częstotliwościowej $\phi_c(\Delta f_d)$,
- funkcja korelacji czasowej $\phi_c(\Delta t)$.

Powyższe charakterystyki transmisyjne posłużyły do określenia parametrów transmisyjnych kanału, takich jak:

- rozrzut opóźnienia T_m , σ_m ,
- pasmo koherencji B_c ,
- rozproszenie Dopplera B_d , σ_{fd} ,
- czas koherencji T_c .

Rozrzut opóźnienia został wyznaczony jako wartość maksymalna na poziomie odcięcia -10dB i -20dB względem wartości maksymalnej profilu natężenia wielodrogowego oraz jako wartość średniokwadratowa na poziomie odcięcia -10dB. Podobnie rozproszenie Dopplera zostało określone jako wartość maksymalna na poziomie odcięcia -10dB i -20dB względem wartości maksymalnej widma mocy Dopplera oraz jako wartość średniokwadratowa na poziomie odcięcia -10dB. Zarówno pasmo jak i czas koherencji zostały określone na podstawie odpowiednio funkcji korelacji częstotliwościowej i funkcji korelacji czasowej, jako szerokość tych funkcji na poziomie 0.5 i 0.9 wartości maksymalnej.

Impulsy HFM o różnym czasie trwania T_s

Szczegółowe badania eksperymentalne zostały przeprowadzone dla impulsów $HFM \uparrow$ i $HFM \downarrow$ o różnym czasie ich trwania $T_s = \{4\text{ms}, 16\text{ms}, 64\text{ms}, 256\text{ms}\}$ oraz stałym czasie trwania przerwy pomiędzy kolejno nadawanymi impulsami równym $T_p = 128\text{ms}$. Pasma częstotliwości pojedynczego impulsu HFM zostało ustalone na $B = 5\text{kHz}$. Jako kanał komunikacyjny został wybrany kanał $d = 550\text{m}$ (odległość pomiędzy stanowiskiem nadawczym i odbiorczym wynosił 550m). Uzyskane parametry transmisyjne kanału $d = 550\text{m}$ dla impulsu $HFM \uparrow$ i $HFM \downarrow$ zostały zestawione w tabelach Tab. 8.1 i Tab. 8.2. Charakterystyki transmisyjne dla impulsu $HFM \uparrow$ o czasach trwania $T_s = \{4\text{ms}, 16\text{ms}, 64\text{ms}, 256\text{ms}\}$, które posłużyły do wyznaczenia tych parametrów zostały zaprezentowane w Załączniku A1 na Rys. 11.1, Rys. 11.2, Rys. 11.3, Rys. 11.4. W każdej z poniższych tabeli została zamieszczona informacja o ilości impulsów przypadających na pojedynczą serię pomiarową.

Tab. 8.1. Parametry transmisyjne kanału $d = 550\text{m}$ dla różnych czasów trwania impulsu $HFM \uparrow$

Czas trwania impulsu T_s [ms]	Liczba impulsów na serię	rozrzut opóźnienia [ms]			pasmo koherencji [Hz]		rozproszenie Dopplera [Hz]			czas koherencji [ms]	
		T_m		σ_τ	B_c		B_d		σ_{fd}	T_c	
		-10dB	-20dB		poziom 0.5	poziom 0.9	-10dB	-20dB		poziom 0.5	poziom 0.9
4	320	2.5	9	13.22	387.5	25	0.023	0.166	0.6	24.81	1.05
16	180	2.05	8.6	10.23	412.5	25	0.038	0.27	0.55	16.41	0.86
64	150	2.05	5.25	7.03	387.5	75	0.038	0.24	0.45	18.04	0.76
256	64	2.5	8.95	36.82	352	7.35	0.04	0.28	0.27	17.66	0.76

Tab. 8.2. Parametry transmisyjne kanału $d = 550\text{m}$ dla różnych czasów trwania impulsu $HFM \downarrow$

Czas trwania impulsu T_s [ms]	Liczba impulsów na serię	rozrzut opóźnienia [ms]			pasmo koherencji [Hz]		rozproszenie Dopplera [Hz]			czas koherencji [ms]	
		T_m		σ_τ	B_c		B_d		σ_{fd}	T_c	
		-10dB	-20dB		poziom 0.5	poziom 0.9	-10dB	-20dB		poziom 0.5	poziom 0.9
4	200	2.15	9.2	14.7	300	12.5	0.038	0.189	0.6822	16.89	0.264
16	200	2.5	8.55	11.67	350	25	0.038	0.189	0.649	17.42	0.52
64	200	2.15	9.15	8.01	375	62.5	0.038	0.417	0.619	15.84	0.792
256	120	2.2	9.4	37.66	308	7.35	0.063	0.443	0.811	10.56	0.264

Parametry transmisyjne uzyskane poprzez użycie impulsu $HFM\uparrow$ i $HFM\downarrow$ poza kilkoma wartościami można uznać za porównywalne. Występujące różnice można uzasadnić występowaniem dynamicznych zmian meteorologicznych – zmiana kierunku i siły wiatru, zmiana poziomu falowania. Na podstawie zestawionych parametrów można zaobserwować, że kryterium oparte na określeniu pasma koherencji i czasu koherencji na poziomie 0.5 wartości maksymalnej funkcji korelacji wykazują zbieżność, dzięki czemu wartości te pozwalają ocenić jakość badanego kanału. Wartości uzyskane dla poziomu 0.9 wykazują zbyt duże fluktuacje i pozbawione są jednoznaczności. Wartości rozrzutu opóźnienia charakteryzują w sposób jednoznaczny kanał komunikacyjny. Zmierzone wartości rozproszenia Dopplera i czasu koherencji są nieznaczne, ponieważ nie było ruchu pomiędzy stanowiskiem nadawczym i odbiorczym.

Impulsy HFM o różnej szerokości pasma B dla różnych typów kanału

Serie badań eksperymentalnych zostały przeprowadzone dla impulsów $HFM\uparrow$ i $HFM\downarrow$ o czasie trwania $T_s=64\text{ms}$. Dla kanałów $d=340\text{m}$ i $d=1035\text{m}$ (odległości pomiędzy stanowiskami nadawczym i odbiorczym 340m i 1035m) ustalono czas trwania przerwy pomiędzy kolejno nadawanymi impulsami na $T_p=2.432\text{s}$, a pasmo pojedynczego impulsu HFM podlegało zmianom i wynosiło kolejno 2.5kHz, 5kHz oraz 10kHz. Dla kanału $d=550\text{m}$ ustalono czas trwania przerwy pomiędzy kolejno nadawanymi impulsami na $T_p=2.88\text{s}$, a pasmo pojedynczego impulsu HFM na $B=5\text{kHz}$.

Dla każdego z wymienionych kanałów zostały wyznaczone parametry transmisyjne kanału odpowiednio dla impulsu $HFM\uparrow$ i $HFM\downarrow$, które zostały przedstawione w tabelach Tab. 8.3 i Tab. 8.4 (dla $d=340\text{m}$), Tab. 8.5 i Tab. 8.5 (dla $d=550\text{m}$) oraz Tab. 8.7 i Tab. 8.8 (dla $d=1035\text{m}$). Charakterystyki transmisyjne wyznaczone z użyciem impulsu $HFM\uparrow$, a które posłużyły do wyznaczenia parametrów zostały zaprezentowane w Załączniku A2 na Rys. 11.5, Rys. 11.6, Rys. 11.7; w załączniku A3 na Rys. 11.8 oraz w załączniku A4 na Rys. 11.9, Rys. 11.10, Rys. 11.11. W każdej z poniższych tabeli została zamieszczona informacja o ilości impulsów przypadających na pojedynczą serię pomiarową.

A. $d=340\text{m}$

Tab. 8.3. Parametry transmisyjne kanału $d=340\text{m}$ dla impulsu $HFM\uparrow$ o czasie trwania $T_s=64\text{ms}$.

Pasma B [kHz]	Liczba impulsów na serię	rozrzut opóźnienia [ms]			pasmo koherencji [Hz]		rozproszenie Dopplera [Hz]			czas koherencji [ms]	
		T_m		σ_τ	B_c		B_d		σ_{fd}	T_c	
		-10dB	-20dB		poziom 0.5	poziom 0.9	-10dB	-20dB		poziom 0.5	poziom 0.9
2.5	20	0.6	2.55	2.08	1861	388	0.02	0.102	0.0254	45	9.98
5	17	0.3	0.7	1.755	2847	805	0.04	0.121	0.0275	29.95	9.98
10	20	0.1	0.45	1.565	6028	1653	0.02	0.102	0.0249	39.93	9.98

Tab. 8.4. Parametry transmisyjne kanału $d=340\text{m}$ dla impulsu $HFM\downarrow$ o czasie trwania $T_s=64\text{ms}$.

Pasma B [kHz]	Liczba impulsów na serię	rozrzut opóźnienia [ms]			pasmo koherencji [Hz]		rozproszenie Dopplera [Hz]			czas koherencji [ms]	
		T_m		σ_τ	B_c		B_d		σ_{fd}	T_c	
		-10dB	-20dB		poziom 0.5	poziom 0.9	-10dB	-20dB		poziom 0.5	poziom 0.9
2.5	20	0.55	2.55	2.05	1819	388	0.021	0.102	0.0254	45	9.98
5	17	0.3	0.7	1.64	2847	805	0.048	0.121	0.027	29.95	9.98
10	20	0.1	0.4	1.497	6027	1653	0.02	0.102	0.0248	39.93	9.98

B. $d=550m$

Tab. 8.5. Parametry transmisyjne kanału $d=550m$ dla impulsu $HFM\uparrow$ o czasie trwania $T_s=64ms$.

Pasma B [kHz]	Liczba impulsów na serię	rozrzut opóźnienia [ms]			σ_τ	pasmo koherencji [Hz]		rozproszenie Dopplera [Hz]			czas koherencji [ms]	
		T_m		B_c		B_d		σ_{fd}	T_c			
		-10dB	-20dB			poziom 0.5	poziom 0.9		-10dB	-20dB	poziom 0.5	poziom 0.9
5	12	0.65	3.05	8.96	1416	27.77	0.029	0.324	0.0361	35.32	5.88	

Tab. 8.6. Parametry transmisyjne kanału $d=550m$ dla impulsu $HFM\downarrow$ czasie trwania $T_s=64ms$.

Pasma B [kHz]	Liczba impulsów na serię	rozrzut opóźnienia [ms]			σ_τ	pasmo koherencji [Hz]		rozproszenie Dopplera [Hz]			czas koherencji [ms]	
		T_m		B_c		B_d		σ_{fd}	T_c			
		-10dB	-20dB			poziom 0.5	poziom 0.9		-10dB	-20dB	poziom 0.5	poziom 0.9
5	12	0.7	3.1	7.75	1444	83.33	0.029	0.324	0.0344	35.32	5.88	

C. $d=1035m$

Tab. 8.7. Parametry transmisyjne kanału $d=1035m$ dla impulsu $HFM\uparrow$ o czasie trwania $T_s=64ms$.

Pasma B [kHz]	Liczba impulsów na serię	rozrzut opóźnienia [ms]			σ_τ	pasmo koherencji [Hz]		rozproszenie Dopplera [Hz]			czas koherencji [ms]	
		T_m		B_c		B_d		σ_{fd}	T_c			
		-10dB	-20dB			poziom 0.5	poziom 0.9		-10dB	-20dB	poziom 0.5	poziom 0.9
2.5	16	1.6	9.2	5.3	736	69.44	0.025	0.284	0.0399	34.94	4.99	
5	14	5.5	7.05	8.68	208	55.55	0.029	0.267	0.0425	29.95	4.99	
10	15	2.45	3.65	6.88	569	138.88	0.027	0.138	0.0349	29.95	4.99	

Tab. 8.8. Parametry transmisyjne kanału $d=1035m$ dla impulsu $HFM\downarrow$ o czasie trwania $T_s=64ms$.

Pasma B [kHz]	Liczba impulsów na serię	rozrzut opóźnienia [ms]			σ_τ	pasmo koherencji [Hz]		rozproszenie Dopplera [Hz]			czas koherencji [ms]	
		T_m		B_c		B_d		σ_{fd}	T_c			
		-10dB	-20dB			poziom 0.5	poziom 0.9		-10dB	-20dB	poziom 0.5	poziom 0.9
2.5	16	1.6	9.15	4.47	416.6	69.44	0.051	0.284	0.0442	24.96	4.99	
5	14	5.45	7.6	9.41	194.4	27.77	0.029	0.356	0.0429	29.95	4.99	
10	15	2.4	3.3	7.96	579	69.44	0.027	0.193	0.0362	29.95	4.99	

Przy analizie otrzymanych wartości parametrów transmisyjnych należy nadmienić, że podczas pomiarów realizowanych w kanale $d=550m$ panowały bardziej niekorzystne warunki pogodowe, niż w przypadku badania pozostałych kanałów. Parametry transmisyjne wyznaczone przy użyciu impulsu $HFM\uparrow$ i $HFM\downarrow$ są porównywalne. Wartości odnoszące się do rozproszenia Dopplera jak i czasu koherencji należy uznać za minimalne ze względu na fakt, że stanowiska podczas pomiarów nie przemieszczały się. Wartości rozrzutu opóźnienia, jako najprostszą miarą są zbliżone dla zastosowanej szerokości pasma impulsu HFM dla każdego z kanałów z osobna. Wartości średniokwadratowe rozrzutu opóźnień, jako że stanowią odchylenie standardowe opóźnienia biorące pod uwagę średnie wartości mocy docierających składowych wielodrogowych sygnału stanowią miarę, która szczegółowiej opisuje własności kanału wielodrogowego. Wartości te są stabilne dla określonej szerokości pasma B jak oraz typu kanału i w jednoznaczny sposób charakteryzują kanał komunikacyjny.

8.4. WYZNACZENIE PARAMETRÓW JAKOŚCI TRANSMISJI DANYCH

8.4.1. Modulacja FSK

Modulacja z kluczkowaniem częstotliwości FSK została poddana badaniom eksperymentalnym dla wariantu, gdy transmisja kolejnych symboli jest realizowana z przerwami między nimi o stałej długości równej 128ms oraz zastosowany został czas trwania symbolu $T_s = \{4\text{ms}, 16\text{ms}, 64\text{ms}\}$. Analizowany wariant został pokazany schematycznie na Rys. 6.8. Zarejestrowane transmisje posłużyły do wyznaczenia bitowej stopy błędów odbioru, która została uzyskana w oparciu o zastosowaną metodę detekcji w postaci periodogramu. Dla wszystkich typów kanałów tj. $d=340\text{m}$, $d=550\text{m}$ i $d=1035\text{m}$ poddana została badaniom modulacja BFSK. Dla kanału $d=550\text{m}$ przebadano również modulacje 4-FSK, 8-FSK i 16-FSK. Podczas pomiarów wykorzystany był hydrotelefon, który posiada ograniczone możliwości regulacji mocy nadawczej co uniemożliwiło przeprowadzenie analizy porównawczej uzyskanych wartości bitowej stopy błędów odbioru dla różnych wartości SNR odebranego sygnału. Dla każdej z zastosowanej modulacji został ustalony odstęp pomiędzy częstotliwościami znamionowymi równy $\Delta f = 250\text{Hz}$. Dla rozważanej modulacji BFSK wymagane jest użycie pasma o szerokości $B_{FSK} = 2 \cdot \Delta f = 500\text{Hz}$, zaś dla modulacji 16-FSK wykorzystywane jest pasmo o szerokości $B_{FSK} = 16 \cdot \Delta f = 4000\text{Hz}$. Pomiary były realizowane z użyciem częstotliwości nośnej $f_c = 30\text{kHz}$, a zastosowany odstęp zapewnia uwzględnić maksymalną odchyłkę Dopplera o wartości 125Hz. W tabeli Tab. 8.9 zestawione zostały zbiorcze wyniki badań jakości transmisji danych dla trzech typów kanału z uwzględnieniem typu modulacji, długości trwania impulsu symbolu i wartości E_b/N_0 . Zawarta została także informacja o wystąpieniu błędów paczkowych.

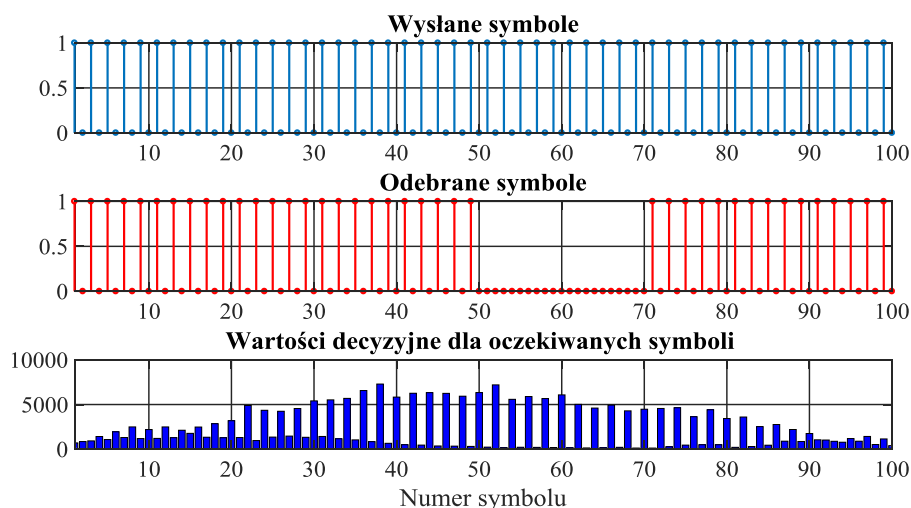
Tab. 8.9 Wyniki badań eksperymentalnych modulacji BFSK, 4-FSK, 8-FSK i 16-FSK dla trzech typów kanału.

Typ modulacji	Kanał	Długość trwania symbolu [ms]	E_b/N_0 [dB]	Bitowa stopa błędów BER	Ilość odebranych błędnych symboli	Występują błędy paczkowe
BFSK	$d=340\text{m}$	4	31	0.05	56	+
		16	37	0.0027	3	-
		64	43	<0.0012	0	-
	$d=550\text{m}$	4	28	0.0405	30	+
		16	34	0.00425	3	-
		64	40	<0.0019	0	-
	$d=1035\text{m}$	4	26	0.00673	6	+
		16	32	<0.00094	0	-
		64	38	<0.0012	0	-
4-FSK	$d=550\text{m}$	4	23	0.0238	37	-
8-FSK		4	21.3	0.0092	23	-
16-FSK		4	20	0.0076	22	-

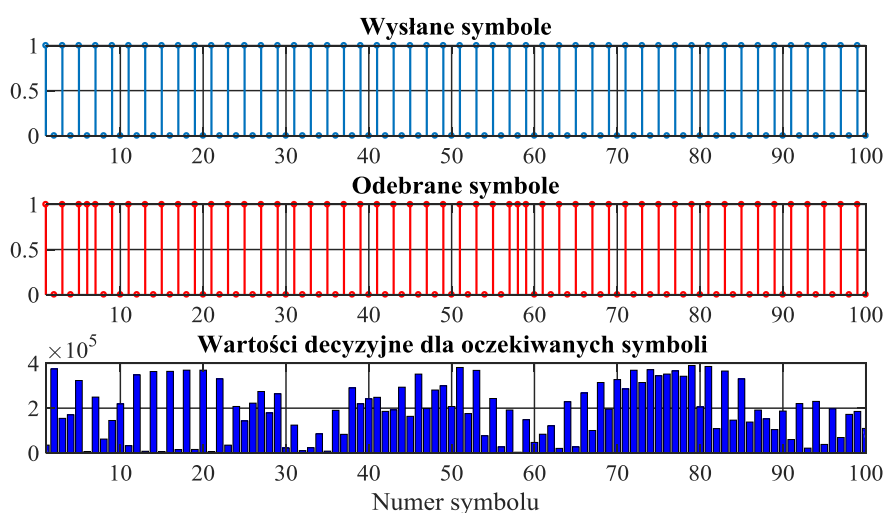
Dla modulacji BFSK, gdy wykorzystywany był impuls o czasie trwania $T_s = 4\text{ms}$ występowały błędy paczkowe. Dla dłuższych impulsów $T_s = 16\text{ms}$ i $T_s = 64\text{ms}$ obserwowane były wyłącznie pojedyncze błędy przypadkowe. Porównując wielowartościowe modulacje FSK poddane badaniom w kanale $d=550\text{m}$ widoczna jest poprawa BER wraz ze wzrostem wartościowości,

a kanał $d=550\text{m}$ wykazywał zmienność parametrów kanału podczas trwania badań – występowały trudne warunki pogodowe. Uzyskane wyniki oznaczają, że aby zbudować system transmisji danych wykorzystujący modulację częstotliwości FSK z $BER < 10^{-3}$ konieczne jest dodatkowe zastosowanie kodowania kanałowego.

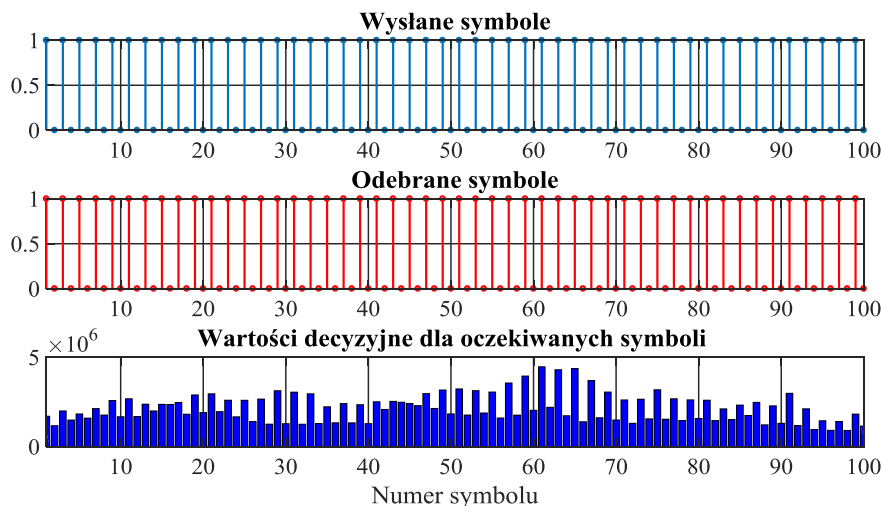
Rysunki Rys. 8.6, Rys. 8.7 i Rys. 8.8 przedstawiają wartości wysłanych i odebranych symboli oraz wartości decyzyjne odpowiadające logicznemu '0' i '1' dla modulacji BFSK w kanale $d=340\text{m}$, a kolejne z nich dotyczą impulsów o czasie trwania $T_s=4\text{ms}$, $T_s=16\text{ms}$ i $T_s=64\text{ms}$.



Rys. 8.6. Wartości wysłanych i odebranych symboli oraz wartości decyzyjne odpowiadające logicznemu '0' i '1' dla modulacji BFSK przy $T_s=4\text{ms}$ ($d=340\text{m}$).



Rys. 8.7. Wartości wysłanych i odebranych symboli oraz wartości decyzyjne odpowiadające logicznemu '0' i '1' dla modulacji BFSK przy $T_s=16\text{ms}$ ($d=340\text{m}$).

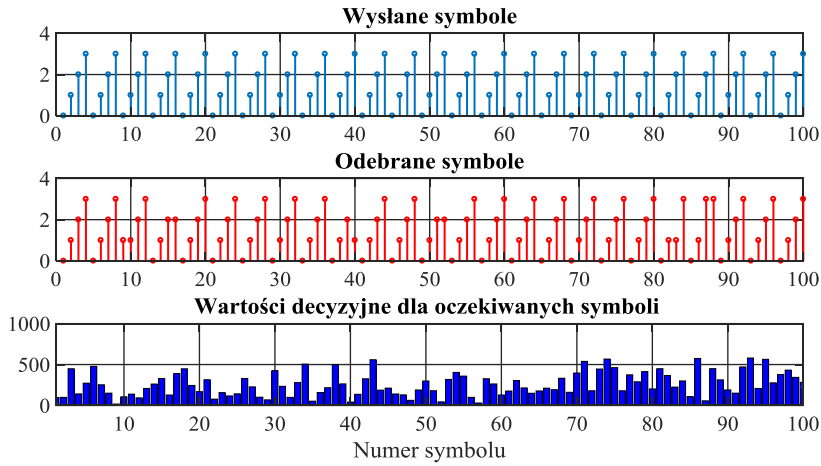


Rys. 8.8. Wartości wysłanych i odebranych symboli oraz wartości decyzyjne odpowiadające logicznemu '0' i '1' dla modulacji BPSK przy $T_s=64\text{ms}$ ($d=340\text{m}$).

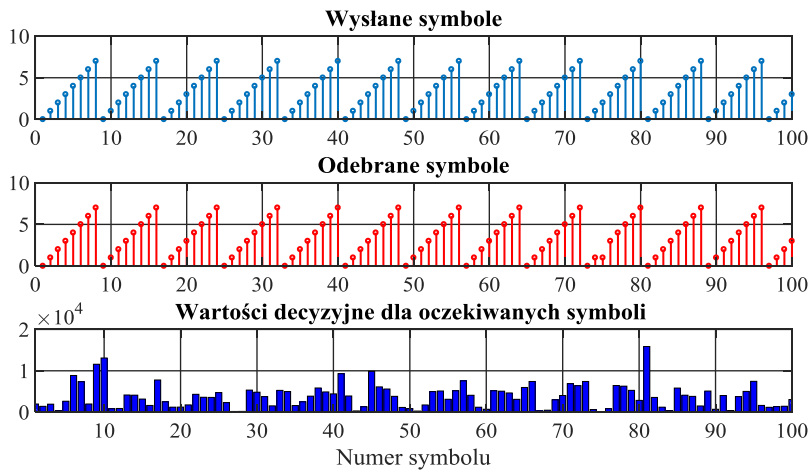
Rys. 8.6. prezentuje występowanie błędów w transmisji kolejnych symboli '1' o numerach 51,53, 55, 57, 59, 61, 63, 65, 67, 69. W tym samym czasie wszystkie przesłane symbole '0' zostały poprawnie odebrane. Rysunek wartości decyzyjnych wyjaśnia powód zaobserwowanej sytuacji, bowiem wartości decyzyjne dla symbolu '1' są niskie, a dla interesujących symboli ulegają zmniejszeniu co uniemożliwiło poprawny odbiór. Rys. 8.7. przedstawia występowanie pojedynczych błędów w transmisji symboli '0' o numerach 5 i 58, a rysunek wartości decyzyjnych obrazuje gwałtowny charakter ich zmian. Rys. 8.8. przedstawia transmisję danych bez błędów, a jednocześnie pozwala zaobserwować fluktuacje wartości decyzyjnych dla oczekiwanych symboli w dłuższym okresie transmisji danych 19.2s. Wynika to z faktu, że czas transmisji pojedynczego symbolu wynosi $T_s+T_G=64\text{ms}+128\text{ms}=192\text{ms}$.

Rys. 8.9, Rys. 8.10 i Rys. 8.11 przedstawiają wartości wysłanych i odebranych symboli oraz wartości decyzyjne odpowiadające logicznemu '0' i '1' dla modulacji 4-FSK, 8-FSK oraz 16-FSK w kanale $d=550\text{m}$ dla impulsów o czasie trwania $T_s=4\text{ms}$. Każdy z prezentowanych rysunków wskazuje na występowanie pojedynczych błędów przypadkowych. Dla modulacji 4-FSK przedstawionej na Rys. 8.9, błędy występują dla symboli o numerach 9, 16, 40, 52, 83, 87, a dla modulacji 8-FSK pokazanej na Rys. 8.10 błędy występują dla symbolu nr 75. Rys. 8.11 przygotowany dla modulacji 16-FSK, wskazuje błędy dla symboli o numerach 10, 33, 57, 65, 74 i 90. Wartości decyzyjne dla kolejno odbieranych symboli w kanale $d=550\text{m}$, który okazał się najtrudniejszym z testowanych obciążone są znacznymi zmianami.

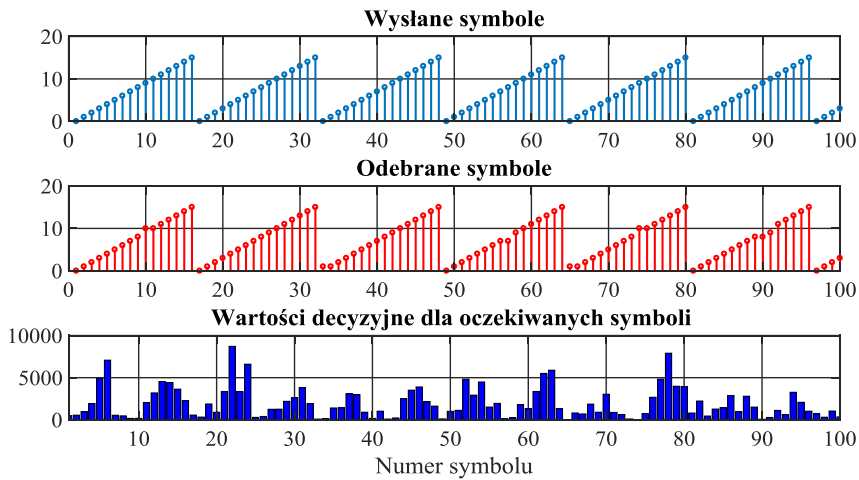
Na podstawie badań eksperymentalnych przeprowadzonych z wykorzystaniem modulacji BPSK, 4-FSK, 8-FSK i 16-FSK wynika, że charakter występujących błędów transmisji wymaga zastosowania kodowania kanałowego. Parametry realizowanego kodera muszą uwzględniać, że szczególnie dla modulacji BPSK z impulsem o czasie trwania $T_s=4\text{ms}$ występują błędy paczkowe, a dla pozostałych modulacji obserwuje się występowanie pojedynczych błędów przypadkowych.



Rys. 8.9. Wartości wysłanych i odebranych symboli oraz wartości decyzyjne dla kolejnych symboli dla modulacji 4-FSK przy $T_s=4ms$ ($d=550m$).



Rys. 8.10. Wartości wysłanych i odebranych symboli oraz wartości decyzyjne dla kolejnych symboli dla modulacji 8-FSK przy $T_s=4ms$ ($d=550m$).



Rys. 8.11. Wartości wysłanych i odebranych symboli oraz wartości decyzyjne dla kolejnych symboli dla modulacji 16-FSK przy $T_s=4ms$ ($d=550m$).

8.4.2. Technika widma rozproszonego z szybkimi przeskokami częstotliwości nośnej FFH

W rozważanym systemie, technika widma rozproszonego z szybkimi przeskokami częstotliwości nośnej zakłada wykorzystanie modulacji BFSK ze względu na fakt dostępności wąskiego pasma częstotliwości systemu wynoszącego ok. 5000Hz. W tej technice realizowane są przeskoki pomiędzy dostępnymi podpasmami podczas transmisji pojedynczego symbolu, zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku Rys. 6.14. Przeskoki dokonywane są według założonego wzorca, a ich maksymalna liczba w badaniach została ustalona na $L=9$.

Badaniom eksperymentalnym zostały poddane transmisje kolejnych symboli o czasie trwania przeskoku $T_H=\{4\text{ms}, 16\text{ms}, 64\text{ms}\}$. Zarejestrowane transmisje poszczególnych symboli posłużyły do wyznaczenia bitowej stopy błędów odbioru. Spróbkowany sygnał o czasie równym czasowi trwania pojedynczego przeskoku poddany jest analizie opartej na periodogramie. Badania techniki FFH z modulacją BFSK zostały przeprowadzone dla wszystkich typów kanałów tj. $d=340\text{m}$, $d=550\text{m}$ i $d=1035\text{m}$ z zastosowaniem wzorca kolejnych przeskoków częstotliwości nośnej ($[f1 f2 f3 f4 f5 f6 f7 f8 f9 f1 f2 f3 f4 \dots]$). Dla kanału $d=550\text{m}$ wykonano transmisję danych z wykorzystaniem pseudolosowych przeskoków ($[f1 f5 f9 f4 f8 f2 f6 f3 f7 f1 f5 f9 f4 \dots]$).

Podczas pomiarów został wykorzystany Hydrotelefon HTL-10, który posiada ograniczone możliwości regulacji mocy nadawczej co uniemożliwiło przeprowadzenie analizy porównawczej uzyskanych wartości bitowej stopy błędów odbioru dla różnych wartości SNR odebranego sygnału. Dla modulacji BFSK ustalony został odstęp pomiędzy częstotliwościami znamionowymi równy $\Delta f=250\text{Hz}$, co zapewnia odstęp uwzględnić maksymalną odchyłkę Dopplera o wartości 125Hz. Zastosowany odstęp wymaga użycia podpasma o szerokości $B_{FSK} = 2 \cdot \Delta f = 500 \text{ Hz}$. Przy maksymalnej liczbie przeskoków równej $L=9$ pasmo systemu wynosi $B_{FFH-FSK} = 4500\text{Hz}$. Pomiary były realizowane z użyciem częstotliwości nośnej $f_c=30\text{kHz}$.

Tab. 8.10. Wyniki badań eksperymentalnych techniki FFH dla kanału $d=340\text{m}$ (przeskoki kolejne).

Długość trwania symbolu [ms]	Rząd dywersyfikacji odbioru L	E_H/N_0 [dB]	Bitowa stopa błędów BER	Ilość odebranych błędnych symboli
4	3	31	<0.001	0
	5		<0.001	0
	7		<0.001	0
	9		<0.001	0
16	3	37	<0.001	0
	5		<0.001	0
	7		<0.001	0
	9		<0.001	0
64	3	43	<0.001	0
	5		<0.001	0
	7		<0.001	0
	9		<0.001	0

Tabela Tab. 8.10. pokazuje, że w kanale $d=340\text{m}$ w wyniku analiz zarejestrowanych sygnałów transmisji danych z techniką FFH-BFSK nie stwierdzono wystąpienia błędów transmisji dla rozpatrywanych rzędów dywersyfikacji $L=\{3, 5, 7, 9\}$. Kanał spośród

wszystkich poddanych badaniom charakteryzował się najkrótszym maksymalnym rozrzutem opóźnień T_m wynoszącym ~ 2 ms.

Tab. 8.11. Wyniki badań eksperymentalnych techniki FFH dla kanału $d=550$ m (przeskoki kolejne).

Długość trwania symbolu [ms]	Rząd dywersyfikacji odbioru L	E_H/N_0 [dB]	Bitowa stopa błędów BER	Ilość odebranych błędnych symboli
4	3	31	0.024	24
	5		0.019	19
	7		<0.001	0
	9		<0.001	0
16	3	37	<0.001	0
	5		<0.001	0
	7		<0.001	0
	9		<0.001	0
64	3	43	<0.001	0
	5		<0.001	0
	7		<0.001	0
	9		<0.001	0

Tab. 8.12. Wyniki badań eksperymentalnych techniki FFH dla kanału $d=1035$ m (przeskoki kolejne).

Długość trwania symbolu [ms]	Rząd dywersyfikacji odbioru L	E_H/N_0 [dB]	Bitowa stopa błędów BER	Ilość odebranych błędnych symboli
4	3	31	0.022	22
	5		<0.001	0
	7		<0.001	0
	9		<0.001	0
16	3	37	<0.001	0
	5		<0.001	0
	7		<0.001	0
	9		<0.001	0
64	3	43	<0.001	0
	5		<0.001	0
	7		<0.001	0
	9		<0.001	0

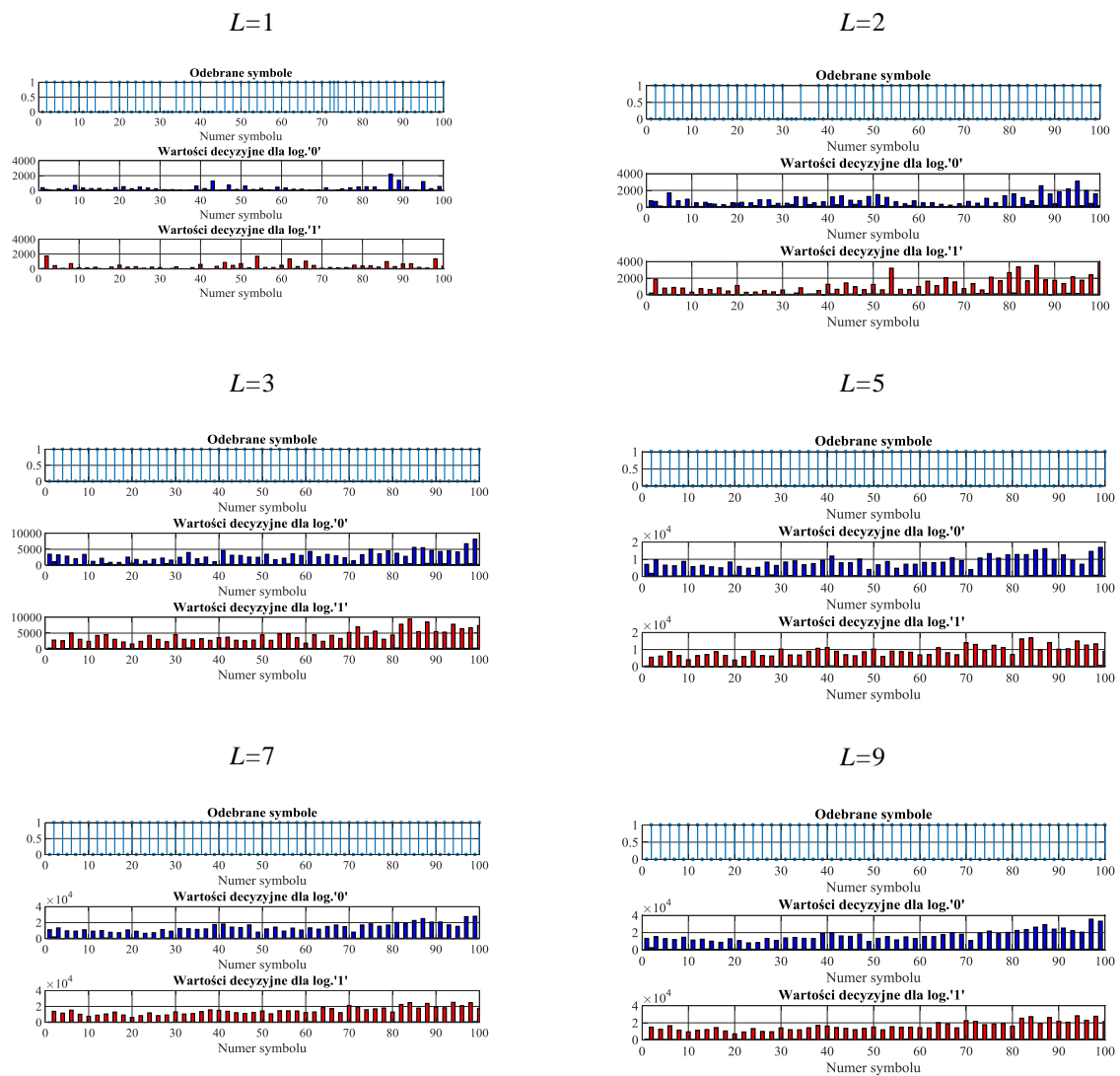
Tab. 8.13. Wyniki badań eksperymentalnych techniki FFH dla kanału $d=550$ m (przeskoki pseudolosowe).

Długość trwania symbolu [ms]	Rząd dywersyfikacji odbioru L	E_H/N_0 [dB]	Bitowa stopa błędów BER	Ilość odebranych błędnych symboli
4	3	31	0.021	21
	5		<0.001	0
	7		<0.001	0
	9		<0.001	0
16	3	37	<0.001	0
	5		<0.001	0
	7		<0.001	0
	9		<0.001	0
64	3	43	<0.001	0
	5		<0.001	0
	7		<0.001	0
	9		<0.001	0



Z tabel Tab. 8.11 i Tab. 8.12, które zawierają wyniki badań techniki FFH dla kanałów $d=550\text{m}$ oraz $d=1035\text{m}$, wynika, że tylko użycie czasu trwania przeskoku $T_H=4\text{ms}$ wiązało się z wystąpieniem błędów transmisji. Błędy zostały zaobserwowane dla przypadku pierwszego kanału, gdy rząd dywersyfikacji został ustalony na $L=3$ i $L=5$ oraz dla drugiego kanału przy rzędzie dywersyfikacji $L=3$. Zwiększenie rzędu dywersyfikacji, a także wydłużenie czasu przeskoku spowodowało, że transmisja była bezbłędna także w kanale $d=550\text{m}$, najtrudniejszym z badanych kanałów. Dla pierwszego kanału wyznaczony maksymalny rozrzut opóźnień T_m wynosił $\sim 7\text{ms}$, a dla drugiego $\sim 9\text{ms}$. Różnice zapewne tkwiły we wzmocnieniach poszczególnych składowych wielodrogowych. Powyższe badania zostały wykonane dla techniki FFH ze wzorcem z kolejnymi przeskokami.

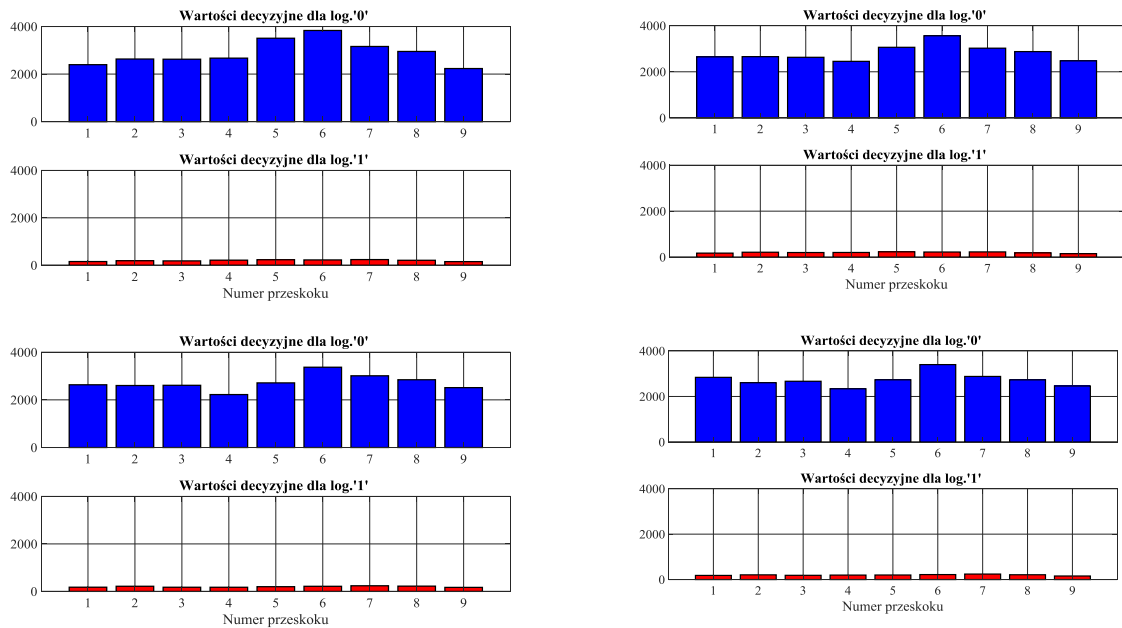
Wykorzystując wzorec z pseudolosowymi przeskokami w technice FFH dla kanału $d=550\text{m}$ uzyskano wyniki, które zostały zawarte w tabeli Tab. 8.13. Transmisje z błędami zostały uzyskane tylko dla czasu trwania przeskoku $T_H=4\text{ms}$ oraz rzędu dywersyfikacji $L=3$.



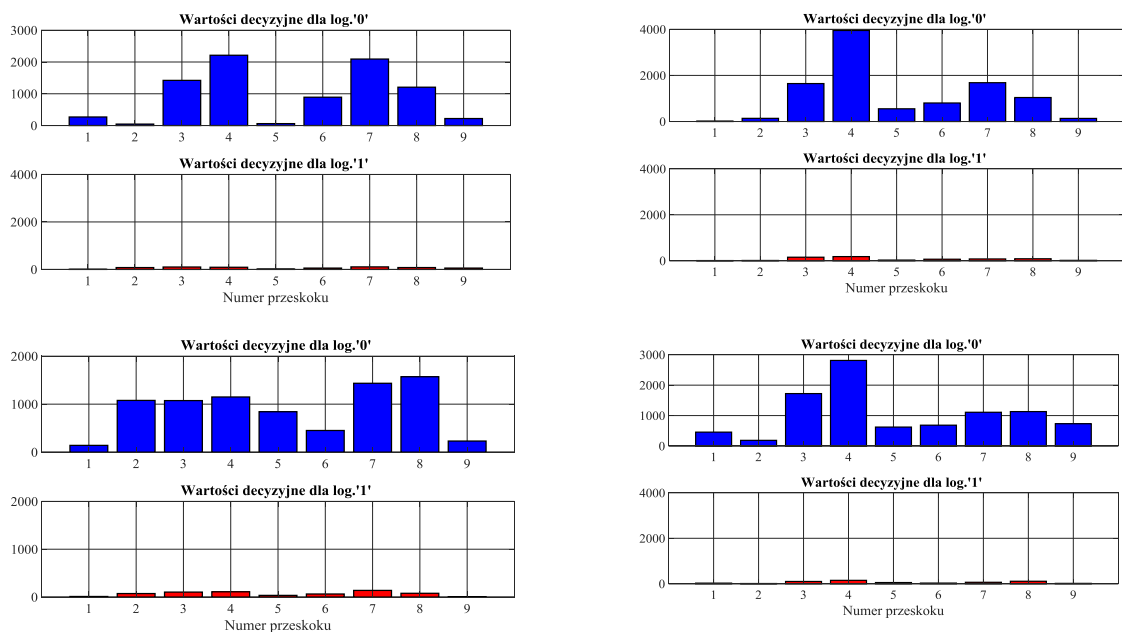
Rys. 8.12. Przykładowe wartości decyzyjne odpowiadające logicznemu '0' i logicznej '1' uzyskane dla liczby przeskoków przypadających na transmisję pojedynczego symbolu '0' (kanał $d=550\text{m}$).

Rys. 8.12. przedstawia przypadek procesu odbioru kolejnych 100 symboli, gdy transmitowane były naprzemiennie symbole '0' i '1' w kanale $d=550m$. Prezentowane są wyznaczone wartości decyzyjne Z_m , uzyskane w wyniku zastosowania liniowego algorytmu dywersyfikacji odbioru, gdy do ich wyznaczenia zostały użyte impulsy o czasie przeskoku $T_H=4ms$ dla przypadku liczby przeskoków L równych 1, 2, 3, 5, 7 i 9. Widoczne jest, że dla $L=1$ i $L=2$ występują błędy odebranych symboli jak i obecne są silne fluktuacje wartości decyzyjnych. Dla $L=3$ i wyższych L wartości decyzyjne zwiększają się, a fluktuacje ulegają zmniejszeniu.

kanal $d=340m$



kanal $d=550m$



Rys. 8.13. Przykładowe wartości decyzyjne odpowiadające logicznemu '0' i logicznej '1' uzyskane dla kolejnych przeskoków przypadających na transmisję pojedynczego symbolu '0' dla różnych kanałów.

Rys. 8.13 przedstawia przykładowe wartości decyzyjne odpowiadające logicznemu '0' i logicznej '1' uzyskane dla kolejnych przeskoków przypadających na transmisję pojedynczego symbolu '0' w przypadku transmisji przez kanał $d=550\text{m}$ oraz $d=1035\text{m}$.

Reasumując, przeprowadzone badania eksperymentalne dały odpowiedź na temat charakteru występujących błędów i wskazały konieczność zastosowania kodowania kanałowego, choć dywersyfikacja czasowa, która jest jedną podstawowych cech techniki FFH odpowiada w istocie użyciu kodu powtórzeniowego. Podczas analiz techniki FFH-BFSK z $L = \{2, \dots, 9\}$ zaobserwowane zostały wyłącznie błędy przypadkowe.

8.5. PODSUMOWANIE WYNIKÓW BADAN EKSPERYMENTALNYCH

Niniejszy rozdział poświęcony został badaniom eksperymentalnym przeprowadzonym na poligonie śródlądowym. Opisano w nim doświadczalny model systemu podwodnej transmisji danych użyty podczas realizacji badań oraz przedstawiono schemat operacyjny działania aplikacji, uzupełniony wynikami wykonanych badań eksperymentalnych.

W celu określenia parametrów kanału transmisyjnego z użyciem sygnału *HFM* i jakości transmisji danych z modulacją FSK oraz z techniką FFH-BFSK, przeprowadzono szereg transmisji dla trzech różnych typów kanałów.

Wykonane badania sygnałów *HFM* o różnym czasie trwania, o różnej szerokości pasma częstotliwości i różnej monotoniczności zmieniających częstotliwości w czasie, potwierdziły ich przydatność do wyznaczania istotnych parametrów takich jak maksymalny rozrzut opóźnień i rozproszenie Dopplera. Parametry uzyskane zostały przy występowaniu dynamicznych zmian meteorologicznych, co dodatkowo uwydatniło ich przydatność do tego celu. Wysoka rozdzielczość osiągniętych funkcji korelacji predysponuje użycie tych sygnałów do celów realizacji synchronizacji ramki danych i precyzyjnego wyznaczania odchyłki dopplerowskiej.

Modulacja z kluczowaniem częstotliwości FSK o różnej wartościowości i o różnym czasie trwania symbolu została poddana badaniom eksperymentalnym. Uzyskane wartości *BER* potwierdziły wyniki uzyskane w badaniach symulacyjnych i wskazały potrzebę zastosowania korekcji kanałowej i operacji przeplotu dla przypadku użycia najkrótszego czasu trwania symbolu $T_s=4\text{ms}$.

W celu weryfikacji tez postawionych w rozprawie przeprowadzono szereg badań techniki FFH-BFSK wykorzystującej dwa typy wzorca przeskoków częstotliwości nośnej. Wyznaczone bitowe stopy błędów *BER* dla modulacji FSK i dla techniki z szybkimi przeskokami częstotliwości nośnej FFH wykazały, że technika FFH umożliwia wzrost jakości transmisji danych w kanale z zanikami wraz ze zwiększaniem rzędu dywersyfikacji L .



9. WNIOSKI

Niniejsza rozprawa została poświęcona hydroakustycznemu systemowi transmisji danych, któremu postawiono szczególne wymagania, wynikające z pracy w trudnych warunkach propagacyjnych występujących w przybrzeżnych wodach płytkich.

Specyfika środowiska pracy systemu komunikacji podwodnej powoduje liczne ograniczenia cyfrowej transmisji danych. Przesyłany sygnał ulega silnej propagacji wielodrogowej oraz wpływowi efektu Dopplera. Zjawiska te oraz wąskie pasmo częstotliwości systemu, wynikające z niskiej częstotliwości pracy (od kilku do kilkudziesięciu kHz) oraz ograniczeń konstrukcyjnych przetworników ultradźwiękowych, powodują uzyskiwanie relatywnie niskich szybkości transmisji danych. Z kolei straty transmisyjne i szумы to główne czynniki, które ograniczają zasięg systemu oraz determinują wybór częstotliwości pracy. Dodatkowym istotnym ograniczeniem jest niska prędkość propagacji fali akustycznej, która powoduje silne opóźnienie w odbiorze transmitowanych sygnałów, co przy łączności dwukierunkowej, ogranicza efektywną szybkość transmisji. O trudnościach w rozwoju hydroakustycznych systemów transmisji danych może świadczyć fakt, że dopiero w roku 2017 wprowadzony został pierwszy standard cyfrowej komunikacji podwodnej JANUS, przy aktywnym wsparciu organizacji NATO.

Celem niniejszej rozprawy doktorskiej było zbadanie wpływu warunków propagacji fal akustycznych w płytkich akwenach przybrzeżnych na jakość transmisji danych w hydroakustycznym systemie komunikacyjnym.

Aby ten cel osiągnąć, na podstawie przeglądu literaturowego zostały przedstawione komercyjne systemy komunikacji podwodnej dostępne na rynku jak i systemach będących platformami do ich rozwoju. Omówiony został hydrotelefon HTL-10, którego moduły przetwarzania sygnałów zostały zaprojektowane i oprogramowane przez Autora rozprawy. Urządzenie to stanowiło platformę sprzętową rozważanego hydroakustycznego systemu cyfrowej transmisji danych. W następnej kolejności została przedstawiona charakterystyka kanału hydroakustycznego wraz z opisem parametrów mających najistotniejszy wpływ na transmisję danych w systemach akustycznej komunikacji podwodnej. Następny rozdział rozprawy został poświęcony analizie wpływu interferencji na błędy transmisji danych. Analizie został poddany sygnał sinusoidalny oraz szerokopasmowy sygnał z modulacją częstotliwości, które zostały wykorzystane w prostym modelu systemu transmisji danych pracującym w akwencie o płaskim dnie. Ważnym zagadnieniem, które zostało zawarte w rozprawie stanowi analiza detekcji sygnału sinusoidalnego oparta na dyskretnym widmie gęstości mocy odebranego sygnału – periodogramie. W następnym rozdziale zawarto koncepcję rozważanego systemu transmisji danych. Szczegółowo została opisana warstwa fizyczna systemu, dla której przedstawiona została struktura przesyłanych ramek danych, wykorzystywane sposoby modulacji i kodowania kanałowego. Rozdział ten został uzupełniony o obliczenia projektowe, które służą weryfikacji struktury systemu i określeniu podstawowych parametrów technicznych systemu. W ramach realizowanego przewodu zostały przeprowadzone badania symulacyjne. Dla używanych sygnałów dokonano szereg symulacji w określonych kanałach komunikacyjnych, które odzwierciedlają warunki środowiska podwodnego. Przedstawiony został model doświadczalnego systemu transmisji

danych oraz metodyka badań eksperymentalnych. Uzyskane wyniki badań eksperymentalnych posłużyły do weryfikacji tez postawionych w rozprawie.

Analiza wpływu interferencji na przesyłany sygnał sinusoidalny i szerokopasmowy sygnał z modulacją częstotliwością wykazała, że poprawa warunków detekcji na korzyść stosowania sygnału szerokopasmowego występuje wraz ze wzrostem opóźnienia sygnałów odbitych względem sygnału bezpośredniego. Jednakże, parametry konfiguracji geometrycznej kanału niezbędne do spełnienia wymagań na zwiększenie opóźnień powodują, że są one pozbawione walorów praktyczności dla przypadku wód płytkich.

Przeprowadzona została analiza detekcji sygnału sinusoidalnego w obecności szumu gaussowskiego w systemie, gdzie pojedynczy bit jest transmitowany w sposób jednoczesotliwościowy. Wskazała na możliwość wystąpienia trudności z podjęciem właściwej decyzji, co do przesłanego bitu dla kanału z szumem gaussowskim i zwiększenie się tego problemu w przypadku transmisji przez kanał z zanikami. Analizy skłoniły do wyboru dwuczęstotliwościowego sposobu transmisji bitu dla rozważanego systemu transmisji danych, aby poprawić warunki detekcji odbieranego sygnału.

W rozprawie została zaproponowana metoda synchronizacji ramki danych, która została oparta na preambule składającej się z dwóch impulsów w postaci pojedynczego okresu sygnału z hiperbolicznie modulowaną częstotliwością, ale każdy z nich o różnej monotoniczności zmieniających częstotliwości sygnału w czasie. Takie zestawienie sygnałów pozwala na jednoznaczne ustalenie założonego w nadajniku opóźnienia pomiędzy impulsami oraz określenie odchyłki dopplerowskiej. Wykorzystywana jest tu własność przedstawiona, która dotyczy wpływu zjawiska Dopplera na uzyskane funkcje korelacji dla zastosowanych sygnałów $HFM\uparrow$ i $HFM\downarrow$. Funkcje korelacji dla tych sygnałów są przesunięte w czasie przeciwnie względem funkcji odniesienia, czyli funkcji autokorelacji, dla przypadków kiedy nadajnik zbliża się do odbiornika lub oddala. Wybrane metody modulacji zakładają uwzględnienie zmian odchyłki dopplerowskiej wynoszących około 100Hz, natomiast większe wartości wymagały poszerzenia pasma pracy systemu. Jeśli wartości wyznaczonej w ten sposób odchyłki są większe, wówczas system transmisji danych wykorzystuje tę informację podczas realizacji algorytmu cyfrowej przemiany częstotliwości w dół *DDC*.

Podczas szeregu badań symulacyjnych wykazano zaletę użycia szerokopasmowego sygnału do celów synchronizacji w postaci uzyskiwanej dużej rozdzielczości czasowej. Liczne pomiary w ramach badań eksperymentalnych wykazały zbieżność z wynikami badań symulacyjnych jak i potwierdziły przydatność sygnałów szerokopasmowych HFM do celów synchronizacji ramki danych.

Do cyfrowej transmisji sygnałów w środowisku wodnym, które charakteryzuje się występowaniem propagacji wielodrogowej została użyta technika z szybkimi przeskokami częstotliwości nośnej FFH wykorzystująca modulację BFSK. Wykazuje ona dużą odporność na efekt *near-far* oraz celowe zagłuszanie. Istota techniki FFH polega na pracy z techniką dywersyfikacji, która stanowi hybrydę dywersyfikacji czasowej i częstotliwościowej, gdzie dywersyfikacja czasowa realizuje wielokrotne nadawanie oraz odbiór tego samego symbolu w czasie. W odniesieniu do strumienia przesyłanych symboli, dywersyfikację zastosowaną w technice FFH można w uproszczeniu interpretować jako użycie kodowania powtórzeniowego. Podczas badań symulacyjnych analizowany był również wpływ efektu Dopplera i ustalone parametry kanałów Rice'a i Rayleigh'a o różnych czasach maksymalnego

rozrzutu opóźnień T_m . Podczas realizacji tych badań rozpatrywane były dwa typy wzorca przeskoków częstotliwości nośnej: kolejne i pseudolosowe. Niski rząd dywersyfikacji nie wskazał jednoznacznie przewagę jednego typu nad drugim. Choć badania eksperymentalne to pomiary uciążliwe ze względu na środowisko pomiarowe jak i długotrwałe ze względu na małą prędkość propagacji fali akustycznej to umożliwiły potwierdzenie wyników uzyskanych podczas badań symulacyjnych. Zarówno podczas szczegółowych badań symulacyjnych jak i badań eksperymentalnych zwiększenie rzędu dywersyfikacji L pozwalało osiągać poprawę warunków detekcji. Można również stwierdzić, że technika FFH jest efektywna w kanale z zanikami pomimo, że dysponowane pasmo pracy jest stosunkowo wąskie jak na system komunikacyjny.

Dla zwiększenia uniwersalności wykorzystania rozważanego hydroakustycznego systemu transmisji danych wymagane jest zastosowanie kodowania kanałowego Reed-Solomon w połączeniu z przepłotem.

Koncepcja systemu transmisji danych jest nowatorska, ponieważ brak jest w literaturze informacji o wykorzystaniu zaproponowanej metody synchronizacji ramki danych jak i użyciu techniki z szybkimi przeskokami częstotliwości nośnej w połączeniu z modulacją BFSK w hydroakustycznym systemie transmisji danych. Modulacja z kluczowaniem częstotliwości stanowi alternatywne podejście i była intensywnie badana od roku 1999 w Katedrze Systemów Elektroniki Morskiej w ramach prac nad hydroakustycznym systemem zdalnego sterowania obiektami podwodnymi. Uzyskane wówczas doświadczenie i wyniki obecnych badań pozwoliły jednocześnie wiarygodnie ocenić uzyskane wyniki dla techniki FFH w zakresie szybkości transmisji jak i bitowej stopy błędów odbioru.

W oparciu o wyniki analiz, przeprowadzonych badań symulacyjnych i eksperymentalnych udowodniono postawioną **tezę**. Pokazano, że zastosowanie techniki szybkich przeskoków częstotliwości nośnej FFH zapewnia istotną poprawę jakości transmisji danych w stosunku do innych systemów transmisji danych dla specyficznych warunków propagacji fali akustycznej w płytkich akwenach przybrzeżnych.

Podsumowując uzyskane wyniki można stwierdzić, że postawiony cel rozprawy doktorskiej został osiągnięty, a teza została udowodniona.

Autorski wkład w niniejszej rozprawie doktorskiej stanowią:

1. Analiza porównawcza wpływu interferencji na sygnał sinusoidalny oraz szerokopasmowy sygnał z modulacją częstotliwości dla modelu hydroakustycznego systemu transmisji danych pracującego w akwenu o płaskim dnie.
2. Analiza metody detekcji sygnału sinusoidalnego w obecności szumu gaussowskiego, realizowanej w oparciu o wyznaczone widmo gęstości mocy (periodogram).
3. Opracowanie koncepcji hydroakustycznego systemu transmisji danych:
 - zawierająca nową metodę synchronizacji ramki danych umożliwiającą dodatkowo wyznaczenie odchyłki dopplerowskiej,
 - wykorzystująca modulację FSK i technikę FFH-BFSK w kanale z zanikami.
4. Przeprowadzenie badań symulacyjnych koncepcji systemu dla modeli kanałów z zanikami Rice'a i Rayleigh'a o różnych parametrach.



5. Zaprojektowanie i zestawienie modelu hydroakustycznego systemu transmisji danych w oparciu o Hydrotelefon HTL-10, w celu realizacji opracowanej koncepcji systemu.
6. Opracowanie i przeprowadzenie badań eksperymentalnych w akwenu śródlądowym dla trzech typów kanału hydroakustycznego korzystając z opracowanego modelu hydroakustycznego systemu transmisji danych.

Wyniki prac związanych z doktoratem zostały opublikowane w artykułach i materiałach konferencyjnych [107][75][76][72][73][39][38][74].

10. BIBLIOGRAFIA

- [1] Aquatec, <http://www.aquatecgroup.com/>
- [2] A. B. Baggeroer, „An overview of acoustic communications from 2000–2012”, *Proceedings of the Workshop on Underwater Communications: Channel Modelling & Validation*, Italy, Sept. 2012.
- [3] P. Bello, „Characterization of randomly time-variant linear channels”, *IEEE Transactions on Communications Systems*, vol. 11, nr 4, s. 360-393, 1963.
- [4] B. Benson, „Design of a low-cost underwater acoustic modem for short-range sensor networks”, *Ph.D. dissertation*, The University of California, San Diego, 2010.
- [5] E. R. Berlekamp, „Nonbinary BCH Decoding”, *Proceedings International Symposium Information Theory*, San Remo, Italy, 1967.
- [6] C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima, „Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes”, *Proceedings of the 1993 International Conference on Communications*, s. 1064-1069, May 1993.
- [7] E. Biglieri, J. Proakis, S. Shamai, „Fading channels: information-theoretic and communications aspects”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, nr 6, s. 2619-2692, 1998.
- [8] E. Biglieri, „Coding for Wireless Channels”, *Springer Science & Business Media*, 2005.
- [9] R. T. Chien, „Cyclic decoding procedure for the Bose-Chaudhuri-Hocquenghem Codes”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-10, s. 357–363, October 1964.
- [10] M. Chitre, S. Shahabudeen; L. Freitag; M. Stojanovic, „Recent advances in underwater acoustic communications & networking”, *Proceedings of the OCEANS 2008 IEEE*, Quebec City, 2008.
- [11] Y.S. Cho, J. Kim, W.Y. Yang, C.G. Kang, „MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB”, *Wiley-IEEE Press*, 2010.
- [12] J. Dera, „Fizyka morza”, *Wydawnictwo Naukowe PWN*, Warszawa, 2003.
- [13] DeveLogic (Underwater Communication Systems), <http://www.develogic.de/products/underwater-communication-systems/>
- [14] DSPComm (AquaComm: Underwater wireless modem), http://www.dspcomm.com/products_aquacomm.html
- [15] T. Fu, D. Doonan, C. Utley, B. Benson, R. Kastner, R. A. Iltis, H. Lee, „AquaModem Field Tests in Moorea, Poster Presentation”, *Proceedings of ACM International Workshop on Underwater Networks*, September 2007.
- [16] Evologics GmbH (Underwater Acoustic Modems), <http://www.develogic.de/products/underwater-communication-systems/>
- [17] W. Feller, „Wstęp do rachunku prawdopodobieństwa”, *Wydawnictwo Naukowe PWN*, Warszawa, 2006.

- [18] F.H. Fisher, V.P. Simmons, „Sound absorption in sea water”, *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 62, s. 558-564, 1977.
- [19] G. D. Forney, „On decoding BCH codes”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-11, s. 549–557, October 1965.
- [20] G. D. Forney Jr., „Concatenated Codes”, *MIT Press*, Cambridge, MA., 1966.
- [21] R. E. Francois, G.R. Garrison, „Sound absorption based on ocean measurements”, *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 72, s. 896–907, s. 1879-1982, 1982.
- [22] R. Gallager, „Low density parity check codes”, *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. IT-8, s. 21-28, January 1962.
- [23] R. Galvin, R. E. W. Coats, „A stochastic underwater acoustic channel model”, *Proc. MTS/IEEE OCEANS Conf.*, vol. 1, s. 203 -210 1996.
- [24] A. Goldsmith, „Wireless Communications”, *Cambridge University Press*, 2005.
- [25] D. Gorenstein, N. Zierler, „A class of error correcting codes in pm symbols”, *Journal of the Society of Industrial and Applied Mathematics*, vol. 9, s. 207–214, June 1961.
- [26] T.T. Ha, „Theory and Design of Digital Communication Systems”, *Cambridge University Press*, 2010.
- [27] J. R. Hampton, „Introduction to MIMO Communications”, *Cambridge University Press*, 2014.
- [28] S. Haykin, „Systemy telekomunikacyjne”, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 2004.
- [29] S. Jackowski, M. Chrzan, „Współczesne systemy telekomunikacyjne”, *Wydawnictwo Politechniki Radomskiej*, 2008.
- [30] D.B. Kilfoyle, A. Baggeroer, „The state of the art in underwater acoustic telemetry”, *IEEE J. Ocean. Eng.*, 25, s. 4–27, 2000.
- [31] Z. Klusek, „Ambient sea noise in the Baltic Sea – Review of investigations”, *Hydroacoustics*, vol. 14, s. 75-82, 2011.
- [32] Z. Klusek, „Influence of seasonal changes of hydrological conditions on the ambient sea noise field in the Baltic Sea”, *Hydroacoustics*, vol. 2, s. 219-224, 1999.
- [33] Z. Klusek, „Warunki propagacji dźwięku w południowym Bałtyku”, *Rozpr. i monogr.*, Inst. Oceanol. PAN, Sopot, 1990.
- [34] Z. Klusek, A. Lismienka, „Are the Knudsen curves acceptable in the Baltic Sea”, *Hydroacoustics*, vol. 9, s. 77-84, 2006.
- [35] Z. Klusek, A. Lismienka, „Ambient sea noise in the Baltic Sea”, *2nd International Conference & Exhibition on “Underwater Acoustic Measurements: Technologies & Results*, s. 625-632, 2007.
- [36] Z. Klusek, J. Szczucka, D. Mróz „Selected characteristics of shipping noise at the fairway of the Gdynia harbour”, *Hydroacoustics*, vol. 18, s. 203-214, 2015.

- [37] I. Kochanska, „Badanie właściwości transmisyjnych kanału hydroakustycznego dla zastosowania w komunikacji cyfrowej”, *Rozprawa doktorska*, Politechnika Gdańska, 2012.
- [38] I. Kochońska, **J. Schmidt**, „Probe signal processing for channel estimation in underwater acoustic communication system”, *Proceedings of the 2017 Conference on Signal Processing: Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications (SPA)*, s.325–330, 2017, **Indeksowane przez WoS**.
- [39] I. Kochońska, **J. Schmidt**, M. Rudnicki, „Underwater Acoustic Communications in Time-Varying Dispersive Channels”, *Proceedings of the 2016 Federated Conference on Computer Science and Information Systems*, vol. 8, s.467–474, 2016, **Indeksowane przez WoS**.
- [40] W. Leśniak, J. Marszał, R. Salamon, K. Zachariasz, **J. Schmidt** “Method for Improving Multibeam Sonar Bearing Accuracy”, *Hydroacoustics*, Vol. 12, s. 99-108, 2009.
- [41] S. Lin, D. J. Costello, „Error Control Coding”, Pearson Prentice Hall, 2004.
- [42] LinkQuest Inc. (Underwater Acoustic Modem Models), <http://www.linkquest.com/html/models1.htm>
- [43] R. G. Lyons, „Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów”, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa, Wyd. II, 2010.
- [44] D. MacKay, R. Neal, „Near Shannon Limit Performance of Low Density Parity Check Codes”, *Electronics Letters*, vol. 32, s. 1645-1646, 1996.
- [45] D. MacKay, „Good Error-Correcting Codes Based on Very Sparsed Matrices”, *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-45, s. 399-431, 1999.
- [46] H. Malepati, „Digital media processing. DSP algorithms using C”, *Newnes*, 2010.
- [47] J. Marszał, “Digital Signal Processing Methods Implemented in Polish Navy Sonar Modernization”, *Polish Maritime Research*, Vol. 21, No 2. s. 65-75, 2014.
- [48] J. Marszał, “Experimental Investigation of Silent Sonar”, *Archives of Acoustics*, Vol. 39, No 1, s. 103-115, 2014.
- [49] J. Marszał, M. Rudnicki, A. Jedel, R. Salamon, I. Kochońska, “Mutual Clutter Suppression Techniques for FM Sonars”, *Archives of Acoustics*, Vol. 41, No 4, s. 721-729, 2016.
- [50] J. Marszał, **J. Schmidt** A. Jedel, A. Schmidt, Z. Wojan, K. Zachariasz, W. Leśniak, “High accuracy hydroacoustic system to study codend model parameters”, *Hydroacoustics*, Vol. 11, s. 271-278, 2008.
- [51] J. Marszał, **J.Schmidt**, M.Rudnicki, W. Szkudliński, L. Kilian, R. Salamon, A. Jedel, Z. Ostrowski, A. Raganowicz, W. Cygan, „Zmodernizowana stacja hydrolokacyjna OKA-2M/Z, Blok HTL10 Hydrotelefon”, Dokumentacja techniczno-eksploatacyjna, Gdańsk 2006.
- [52] J. L. Massey, „Shift register synthesis and BCH decoding, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-15, Number 1, s. 122–127, Jan. 1969.

- [53] G. Matz, F. Hlawatsch, „Time-varying communication channels: Fundamentals Recent developments and open problems,” in *14th European Signal Processing Conference*, Florenz, Italien, 2006.
- [54] R. N. McDonough, A.D. Wahlen, „Detection of Signals in Noise”, Academic Press, 1995.
- [55] T.K. Moon, „Error correction coding Mathematical methods and algorithms”, Wiley, 2005.
- [56] National Physical Laboratory (Calculation of absorption of sound in seawater), <http://resource.npl.co.uk/acoustics/techguides/seaabsorption/>
- [57] National Physical Laboratory (Technical Guides - Speed of Sound in Sea-Water), <http://resource.npl.co.uk/acoustics/techguides/soundseawater/content.html>
- [58] Ocean Technology Systems (Aquacom® STX-101) http://ots.mwrc.net/en/product.php?product_id=44773
- [59] R.L. Pickholtz, D.L. Schilling, L.B. Milstein, „Theory of spread-spectrum communications – a tutorial”, *IEEE Transactions on Communications*, Com-30, No. 5, s. 855-884, May 1982.
- [60] R.A. Poisel, „Electronic Warfare Receivers and Receiving Systems”, *Artech House*, 2014.
- [61] J.R. Potter, J. Alves, D. Green, G. Zappa, K. McCoy, I. Nissen, „The JANUS Underwater Communications Standard”, *IEEE OES UComms 14 - Underwater Communications Networking Conference*, At Sestri Levante, 2014.
- [62] J.G. Proakis, „Digital Communication”, *McGrawHill*, New York, 2001.
- [63] P. Qarabaqi, M. Stojanovic, „Statistical modeling of a shallow water acoustic communication channel”, *Proc.Underwater Acoust. Meas. Conf.*, s.1341 -1350, 2009.
- [64] P. Qarabaqi, M. Stojanovic „Modeling the large scale transmissionloss in underwater acoustic channels”, *Proc.49th Annu. Allerton Conf. Commun. Control Comput.*, s.445-452, 2011.
- [65] A. H. Quazi, W. L. Konrad, „Underwater Acoustic Communication”, *IEEE Communications Magazine*, s. 24-30, 1982.
- [66] A. Radošević, J.G. Proakis, M. Stojanovic, „Statistical Characterization and Capacity of Shallow Water Acoustic Channels”, *Proc. IEEE Ocean Europe Conf.*, 2009.
- [67] Reichspatentamt, „Patentschrift Nr 668943 Klasse 74d Gruppe 609, Wassertelefonieeinrichtung, Electroacoustic G.m.b.H. in Kiel, 1935.
- [68] R.C. Robertson, N.E. Beltz, „Digital Communications Over Fading Channels”, Technical Report Naval Postgraduate School, 2004.
- [69] R. Salamon, „Systemy hydrolokacyjne”, *Gdańskie Towarzystwo Naukowe*, 2006.

- [70] M. Samuelsson, „Interannual salinity variations in the Baltic Sea during the period 1954-1990”, *Continental Shelf Research*, Vol. 16, Issue 11, s. 1463-1477, 1996.
- [71] A. Schmidt, **J. Schmidt**, „Digital microcontroller for sonar waveform generator”, *Hydroacoustics*, vol. 19, s. 353-360, 2016.
- [72] **J. Schmidt**, „Reliable Underwater Communication System For The Shallow Coastal Waters”, *Hydroacoustics*, vol. 17, s. 171-178, 2014.
- [73] **J. Schmidt**, „The development of underwater telephone for digital communication purposes”, *Hydroacoustics*, vol. 19, s. 341-352, 2016.
- [74] **J. Schmidt**, I. Kochańska, A. Schmidt, „Measurement of Impulse Response of Shallow Water Communication Channel Correlation Method”, *Hydroacoustics*, vol. 20, s. 149-158, 2017.
- [75] **J. Schmidt**, K. Zachariasz, R. Salamon, L. Kilian, „Hydroakustyczny system transmisji danych w wodach płytkich z zastosowaniem modulacji MFSK”, *Pr. Nauk. Inst. Telekom. i Akust. P. Wrocl. **2001 nr 83 seria: Konferencje nr 27 s. 289-292, 6 rys. bibliogr. 4 poz. XLVIII Otwarte Seminarium z Akustyki, Wrocław- Polanica Zdrój, 11-14 września 2001.*
- [76] **J. Schmidt**, K. Zachariasz, R. Salamon, „Underwater communication system for shallow water using modified MFSK modulation”, *Hydroacoustics*, vol. 8, s. 179-184, 2005.
- [77] R.A. Scholtz, „The origins of spread-spectrum communications”, *IEEE Transactions on Communications*, Com-30, No. 5, s. 822-854, May 1982.
- [78] C.E. Shannon, „A Mathematical Theory of Communication”, *Bell System Technical Journal*, Vol. 27, s. 379-423, s. 623-656, 1948.
- [79] M. Shulkin, H.W.Marsh, „Absorption of sound in sea water”, *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 34, s. 864, 1962.
- [80] M. K. Simon, M-S. Alouini, „Digital Communication over Fading Channels”, 2nd Edition, *Wiley*, 2005.
- [81] B. Sklar, „Digital Communications: Fundamentals and Applications”, 2nd Edition, *Prentice Hall*, 2001.
- [82] B. Sklar, „Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. Part I. Characterization”, *IEEE Communications Magazine*, vol 35, nr 7, s. 90-100, 1997.
- [83] B. Sklar, „Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. Part II: Mitigation”, *IEEE Communications Magazine*, vol 35, nr 9, s. 148-155, 1997.
- [84] F. Socheleau, J. Passerieux, C. Laot, „Characterisation of time-varying underwater acoustic communication channel with application to channel capacity”, *Underwater Acoust. Meas. Conf.*, 2009.
- [85] E.M. Sozer, M. Stojanovic, „Reconfigurable Acoustic Modem for Underwater Sensor Networks”, *Proceedings of the 1st ACM International Workshop on Underwater Networks (WUWNet '06)*, Los Angeles, CA, November 2006.

- [86] M. Stojanovic, J.A. Catipovic, J.G. Proakis, „Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels”, *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 19, no. 1, s.100-111, Jan. 1994.
- [87] M. Stojanovic, „High Speed Digital Underwater Acoustic Communications”, *Underwater Acoustic Signal Processing and Telemetry Systems, Theory and Applications*, Robert S. Habib Istepanian and Milica Stojanovic, Eds., Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [88] M. Stojanovic, „Acoustic (Underwater) Communications”, *Encyclopedia of Telecommunications*, J.G. Proakis, Ed., John Wiley & Sons, 2003.
- [89] Y. Sugiyama, M. Kasahara, S. Hirasawa, T. Namekawa, „A method for Solving Key Equation for Goppa Codes”, *Inf. and Control*, vol.27, s. 87-99, 1975.
- [90] A. Śliwiński, „Some Specific Hydroacoustic Properties of the Baltic as a Shallow Sea”, *Hydroacoustic of shallow water*, Wydawnictwo Instytutu Podstawowych Problemów Techniki PAN, Warszawa, s. 9-30, 2013.
- [91] TeledyneBenthos (Underwater Acoustic Modems), https://teledynebenthos.com/product_dashboard/acoustic_modems
- [92] W.H. Thorp, „Deep ocean sound attenuation in the sub-and low kilocycle per second region”, *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 38, s. 648, 1965.
- [93] W.H. Thorp, „Analytic description of the low-frequency attenuation coefficient”, *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 42, s. 270, 1967.
- [94] B. Tomasi , P. Casari , L. Badia and M. Zorzi, „A study of incremental redundancyhybrid ARQ over Markov channel models derived from experimental data”, *Proc. 5th ACM Int. Workshop UnderWater Netw.*, 2010.
- [95] TriTech (Micron Data Modem – Acoustic Modem), <http://www.tritech.co.uk/product/micron-data-modem>
- [96] H.G. Urban, „Handbook of Underwater Acoustic Engineering”, *STN ATLAS Elektronik GmbH*, Bremen, 2002.
- [97] R.J. Urick, „Principles of Underwater Sound for Engineers”, *McGraw*, 1983.
- [98] A.D. Waite, „SONAR for Practising Engineers”, *Wiley*, 2002.
- [99] Wartsila ELAC (Underwater Communication Systems), <http://www.wartsila.com/products/marine-oil-gas/sonars-hydroacoustic-systems/underwater-communication-systems>
- [100] K. Wesołowski, „Podstawy cyfrowych systemów telekomunikacyjnych”, *Wydawnictwa Komunikacji i Łączności*, Warszawa, 2006.
- [101] WHOI (Micro-Modem Overview), <http://acomms.who.edu/umodem/>
- [102] S. B. Wicker, „Error control systems for digital communication and storage”, *Prentice Hall*, New Jersey, 1995.

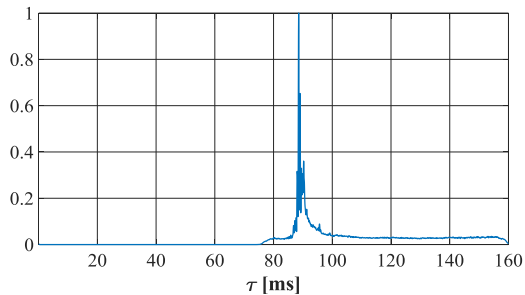
- [103] H. Yan, S. Zhou, Z. Shi, J.-H. Cui, L. Wan, J. Huang, and H. Zhou, „Dsp implementation of SISO and MIMO OFDM acoustic modems”, *Proceedings of the OCEANS 2010 IEEE*, Sydney, s. 1–6, 2010.
- [104] J. Yang, T.K. Sarkar, „Doppler-invariant property of hyperbolic frequency modulated waveform”, *Microwave and optical technology letters*, 48, 8, s. 1174– 1179, 2006.
- [105] L.L. Yang, „Multicarrier Communications”, *Wiley*, 2009.
- [106] W.B. Yang, T.C. Yang, „High-frequency channel characterization for M-ary frequency-shift-keying underwater acoustic communications”, *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 120, no. 5, s. 2615 -2626, 2006.
- [107] K. Zachariasz, **J. Schmidt**, R. Salamon, „Code signals transmission using MFSK modulation in shallow waters”, *Hydroacoustics*, vol. 4, s. 261-264, 2001.
- [108] J. Zhang, J. Cross, Y.R. Zheng, „Statistical channel modeling of wireless shallow water acoustic communications from experiment data”, *Proc. Military Commun. Conf.*, s. 2412 -2416, 2010.
- [109] T.P. Zieliński, P. Korohoda, R. Rumian, „Cyfrowe przetwarzanie sygnałów w telekomunikacji - Podstawy, Multimedia, Transmisja”, *Wydawnictwo Naukowe PWN S.A.*, 2014.
- [110] S. Zhou, Z. Wang, „OFDM for Underwater Acoustic Communications”, *Wiley*, 2014.



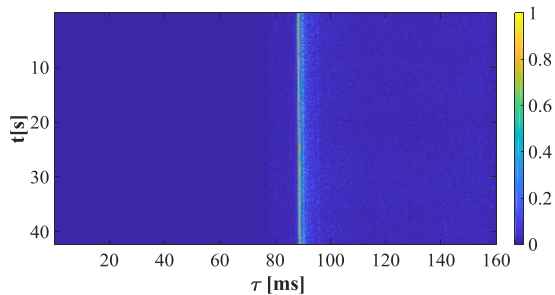
11. ZAŁĄCZNIKI

A1. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=550m$ dla impulsu HFM \uparrow o różnych czasach trwania ($T_s=\{4ms, 16ms, 64ms, 256ms\}$, $T_p=128ms$) oraz $B=5kHz$

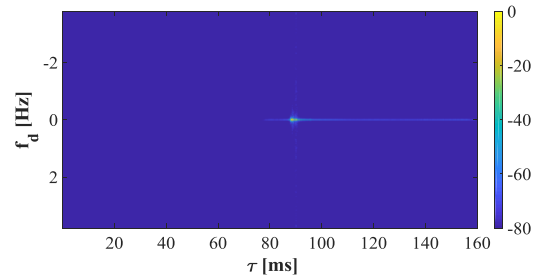
odpowiedź impulsowa kanału



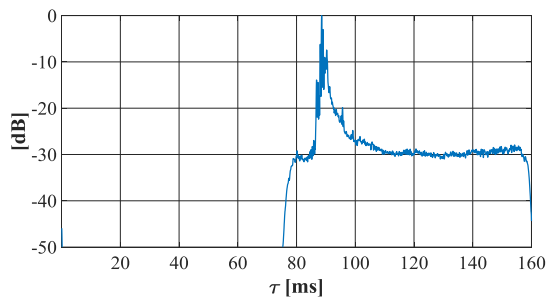
odpowiędzi impulsowe kanału $h(\tau, t)$



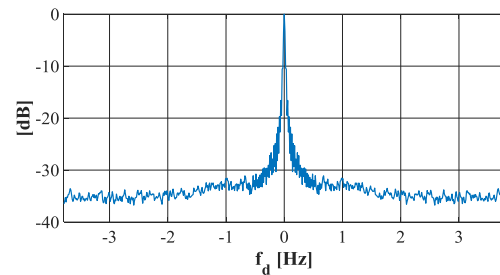
funkcja rozproszenia $S(\tau, f_d)$



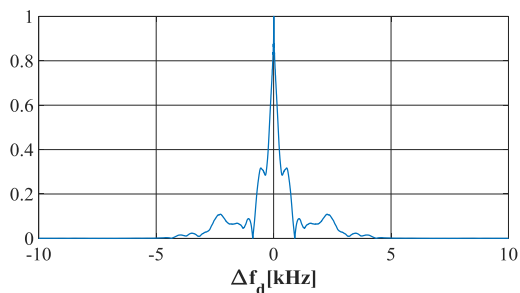
profil natężenia wielodrogowego $\phi_c(\tau)$



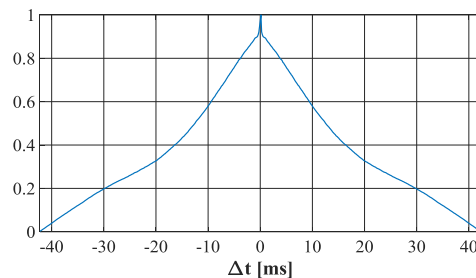
widmo mocy Dopplera $\phi_c(f_d)$



funkcja korelacji częstotliwościowej $\phi_c(\Delta f_d)$

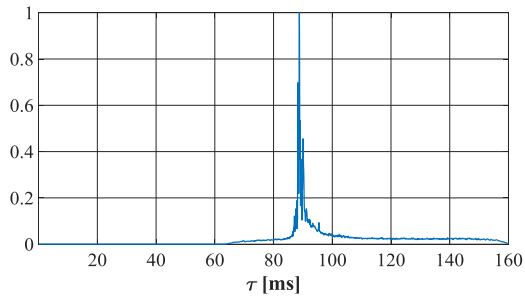


funkcja korelacji czasowej $\phi_c(\Delta t)$

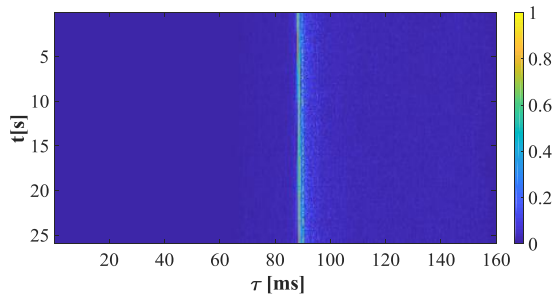


Rys. 11.1. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=550m$ dla impulsu HFM \uparrow o $T_s=4ms$ i $B=5kHz$.

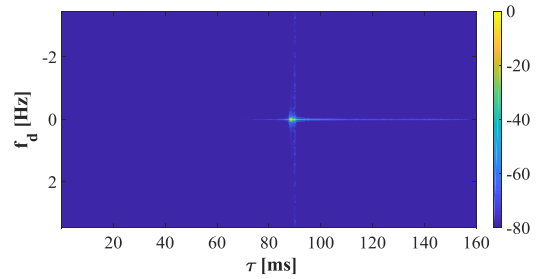
odpowieź impulsowa kanału



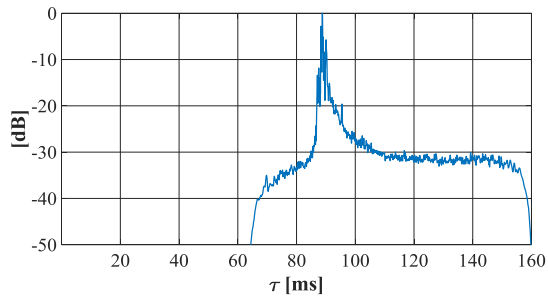
odpowiedzi impulsowe kanału $h(\tau, t)$



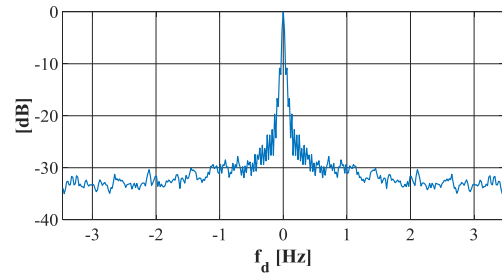
funkcja rozproszenia $S(\tau, f_d)$



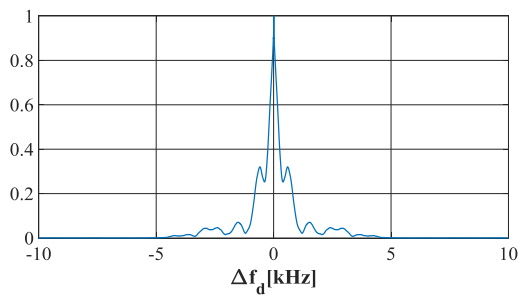
profil natężenia wielodrogowego $\phi_c(\tau)$



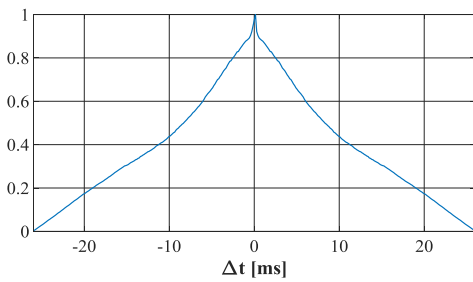
widmo mocy Dopplera $\phi_c(f_d)$



funkcja korelacji częstotliwościowej $\phi_c(\Delta f_d)$

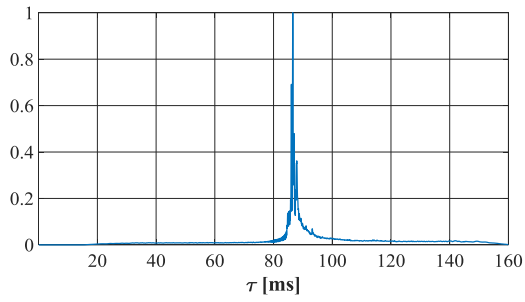


funkcja korelacji czasowej $\phi_c(\Delta t)$

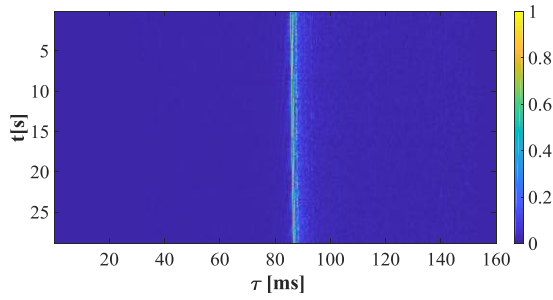


Rys. 11.2. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=550m$ dla impulsu HFM $\hat{\uparrow}$ o $T_s=16ms$ i $B=5kHz$.

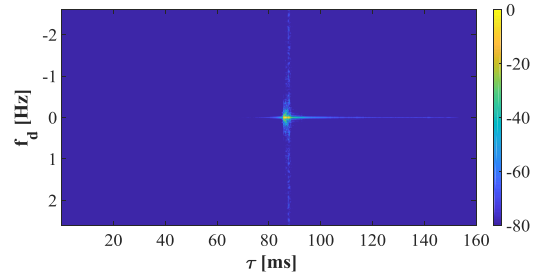
odpowieź impulsowa kanału



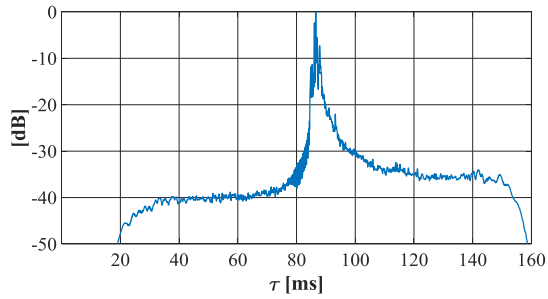
odpowiezi impulsowe kanału $h(\tau, t)$



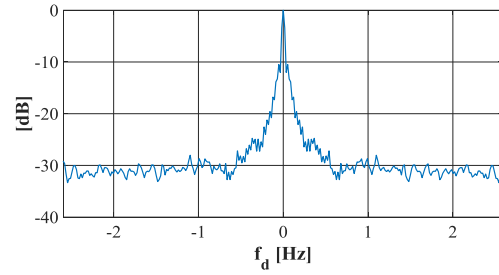
funkcja rozproszenia $S(\tau, f_d)$



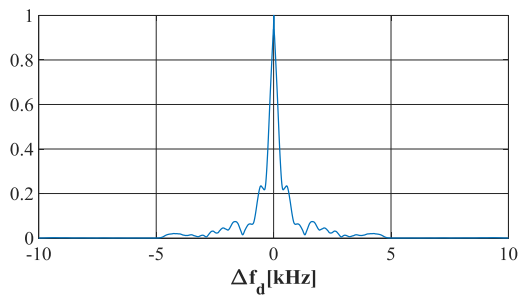
profil natężenia wielodrogowego $\phi_c(\tau)$



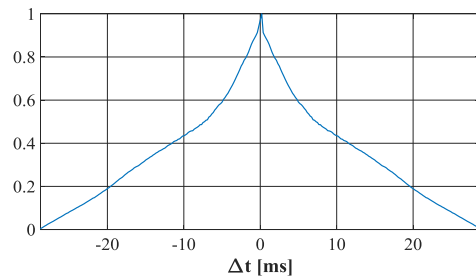
widmo mocy Dopplera $\phi_c(f_d)$



funkcja korelacji częstotliwościowej $\phi_c(\Delta f_d)$

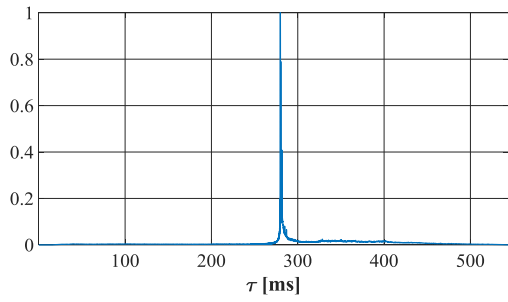


funkcja korelacji czasowej $\phi_c(\Delta t)$

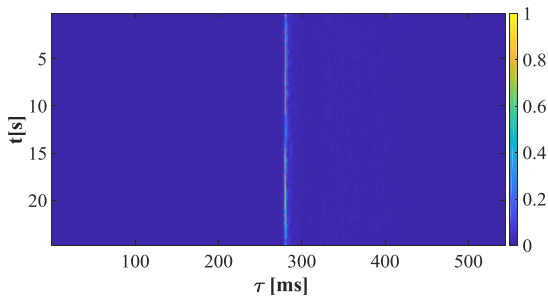


Rys. 11.3. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=550m$ dla impulsu HFM \hat{o} $T_s=64ms$ i $B=5kHz$.

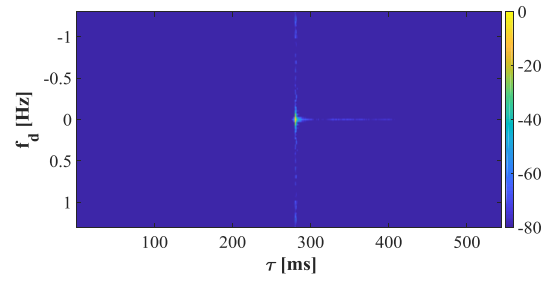
odpowieź impulsowa kanału



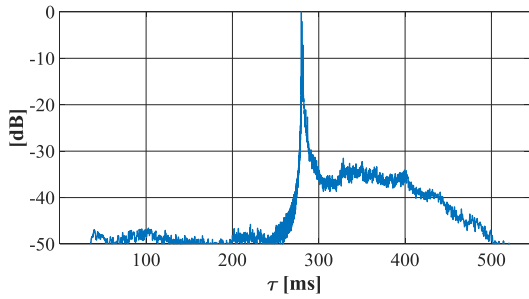
odpowiezi impulsowe kanału $h(\tau, t)$



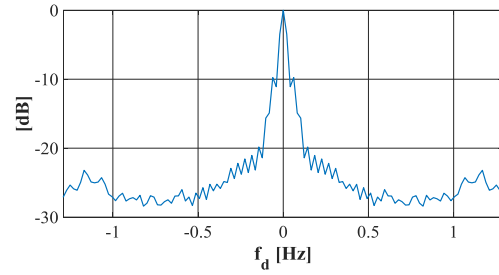
funkcja rozproszenia $S(\tau, f_d)$



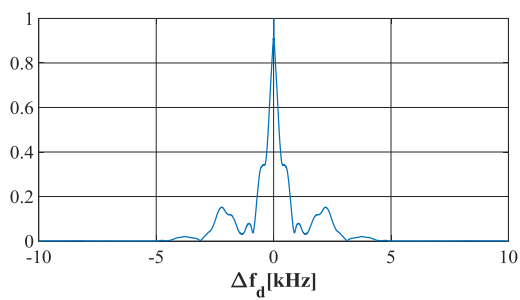
profil natężenia wielodrogowego $\phi_c(\tau)$



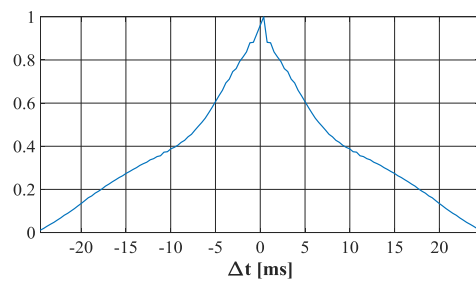
widmo mocy Dopplera $\phi_c(f_d)$



funkcja korelacji częstotliwościowej $\phi_c(\Delta f_d)$



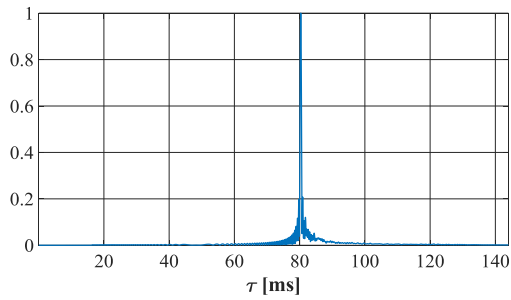
funkcja korelacji czasowej $\phi_c(\Delta t)$



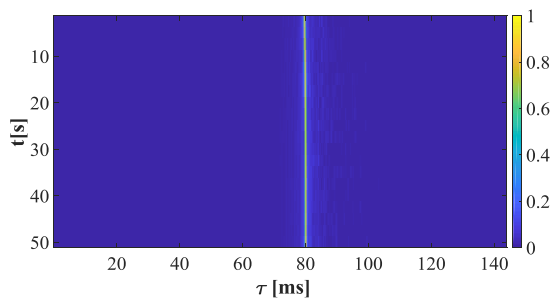
Rys. 11.4. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=550m$ dla impulsu HFM $\hat{\tau}$ o $T_s=256ms$ i $B=5kHz$.

A2. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=340m$ dla impulsu HFM \uparrow ($T_s=64ms$, $T_p=2.432s$) oraz $B=\{2.5kHz, 5kHz, 10kHz\}$

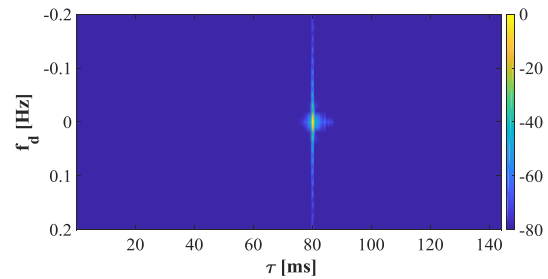
odpowiedź impulsowa kanału



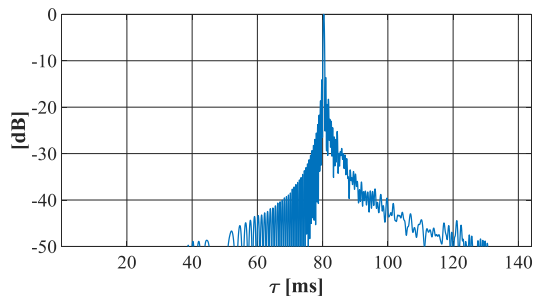
odpowiedzi impulsowe kanału $h(\tau, t)$



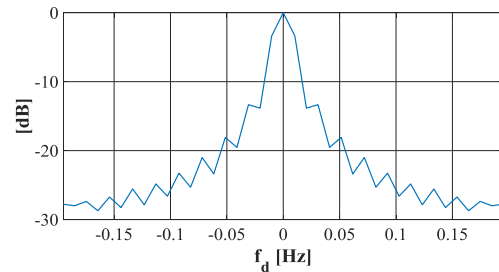
funkcja rozproszenia $S(\tau, f_d)$



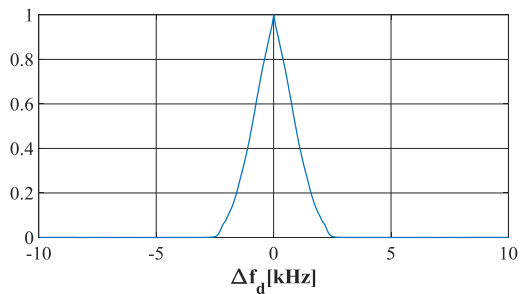
profil natężenia wielodrogowego $\phi_c(\tau)$



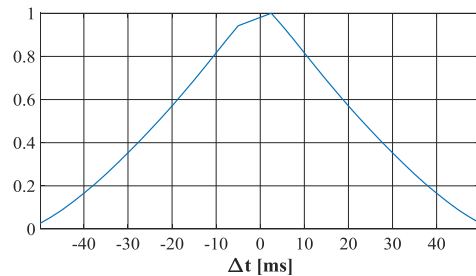
widmo mocy Dopplera $\phi_c(f_d)$



funkcja korelacji częstotliwościowej $\phi_c(\Delta f_d)$

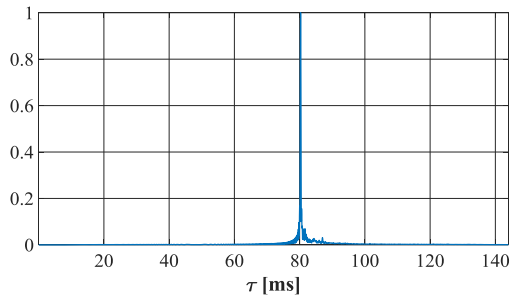


funkcja korelacji czasowej $\phi_c(\Delta t)$

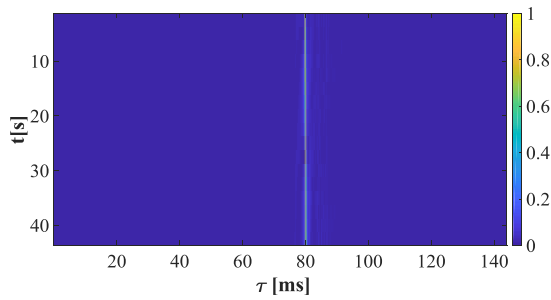


Rys. 11.5. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=340m$ dla impulsu HFM \uparrow o $T_s=64ms$ i $B=2.5kHz$.

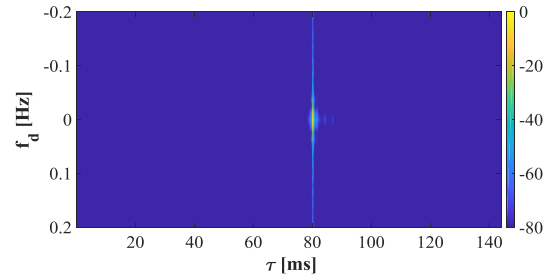
odpowieź impulsowa kanału



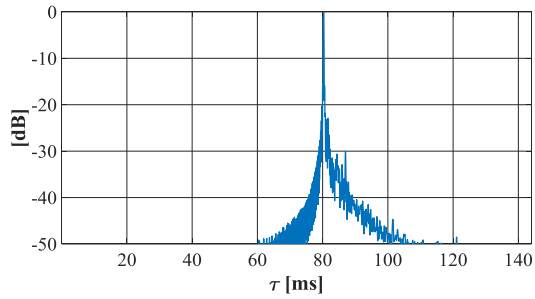
odpowiezi impulsowe kanału $h(\tau, t)$



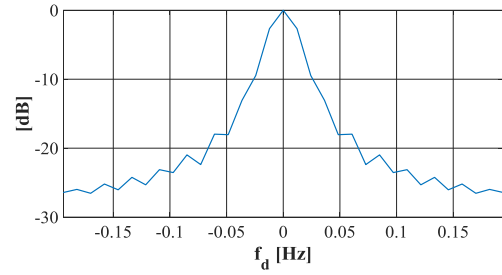
funkcja rozproszenia $S(\tau, f_d)$



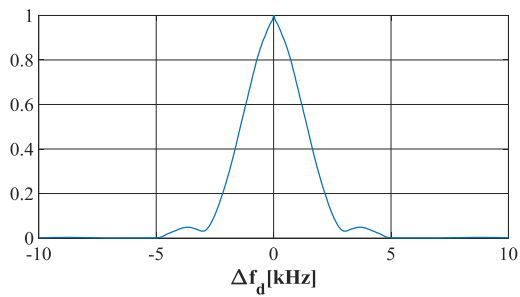
profil natężenia wielodrogowego $\phi_c(\tau)$



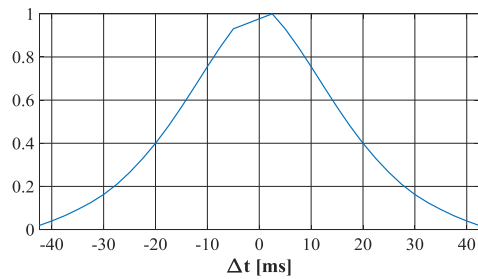
widmo mocy Dopplera $\phi_c(f_d)$



funkcja korelacji częstotliwościowej $\phi_c(\Delta f_d)$

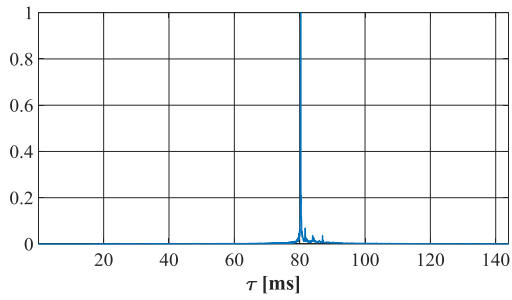


funkcja korelacji czasowej $\phi_c(\Delta t)$

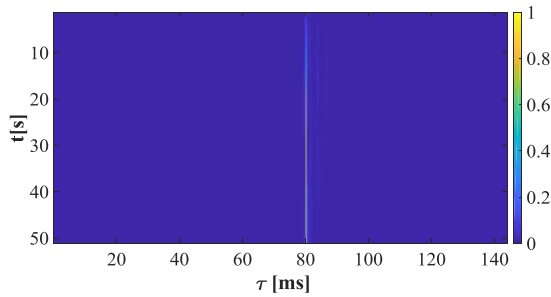


Rys. 11.6. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=340m$ dla impulsu $HFM \hat{\uparrow}$ o $T_s=64ms$ i $B=5kHz$.

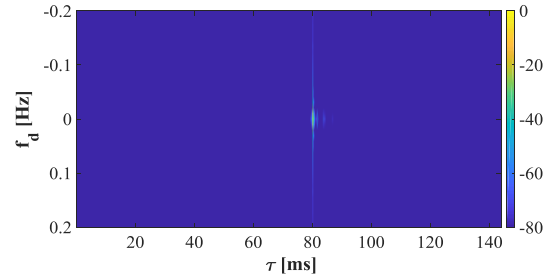
odpowieź impulsowa kanału



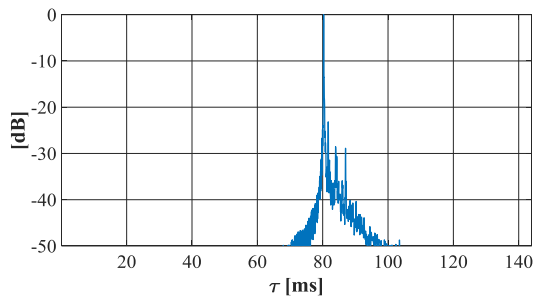
odpowiezi impulsowe kanału $h(\tau, t)$



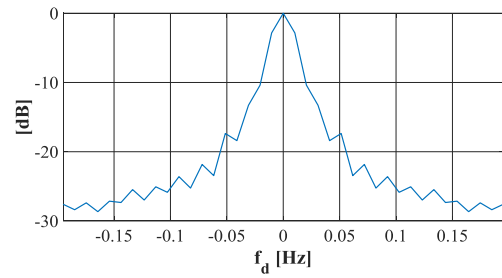
funkcja rozproszenia $S(\tau, f_d)$



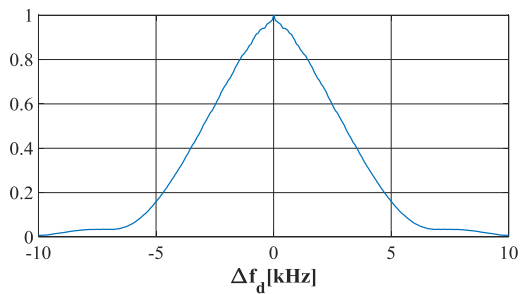
profil natężenia wielodrogowego $\phi_c(\tau)$



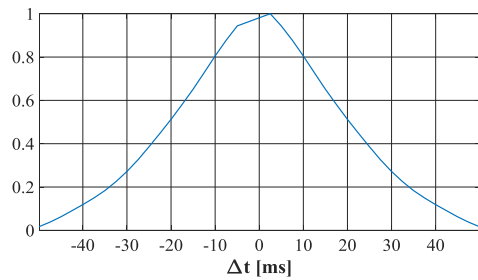
widmo mocy Dopplera $\phi_c(f_d)$



funkcja korelacji częstotliwościowej $\phi_c(\Delta f_d)$



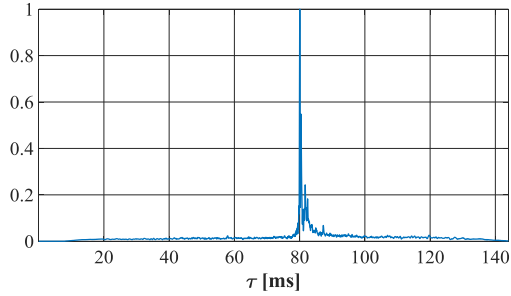
funkcja korelacji czasowej $\phi_c(\Delta t)$



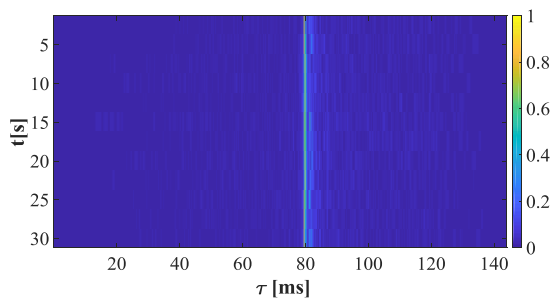
Rys. 11.7. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=340m$ dla impulsu HFM \hat{o} $T_s=64ms$ i $B=10kHz$.

A3. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=550m$ dla impulsu $HFM \uparrow$ ($T_s=64ms$, $T_p=2.88s$) oraz $B=5kHz$

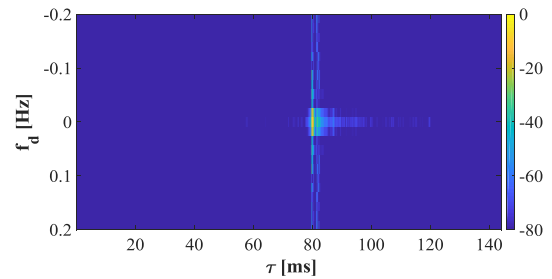
odpowiedź impulsowa kanału



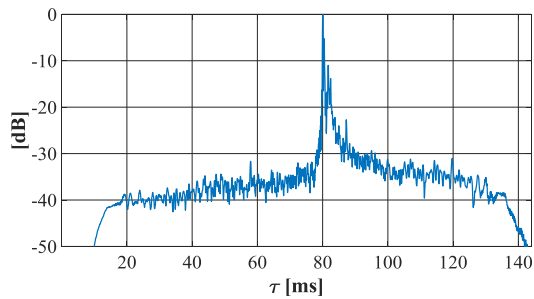
odpowiedzi impulsowe kanału $h(\tau, t)$



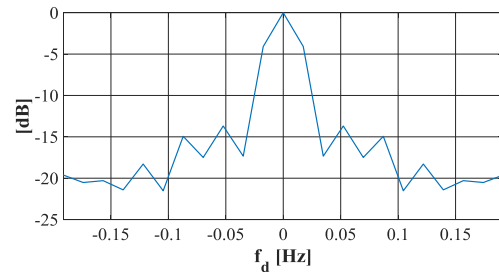
funkcja rozproszenia $S(\tau, f_d)$



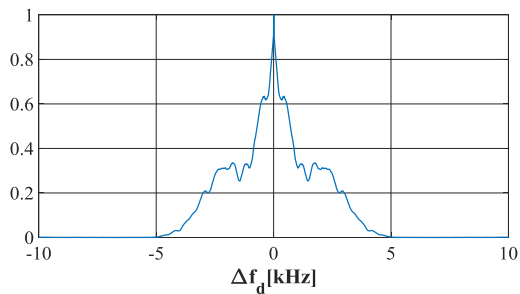
profil natężenia wielodrogowego $\phi_c(\tau)$



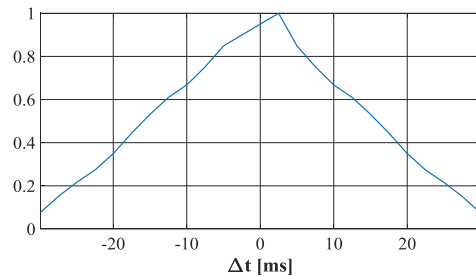
widmo mocy Dopplera $\phi_c(f_d)$



funkcja korelacji częstotliwościowej $\phi_c(\Delta f_d)$



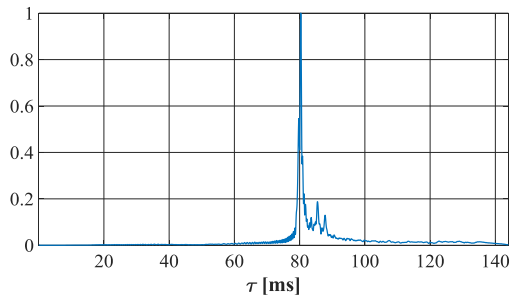
funkcja korelacji czasowej $\phi_c(\Delta t)$



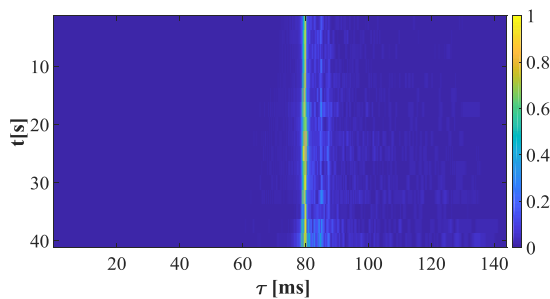
Rys. 11.8. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=550m$ dla impulsu $HFM \uparrow$ o $T_s=64ms$ i $B=5kHz$.

A4. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=1035m$ dla impulsu HFM \uparrow ($T_s=64ms$, $T_p=2.432$) oraz $B=\{2.5kHz, 5kHz, 10kHz\}$

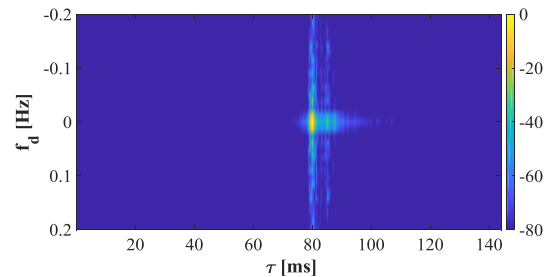
odpowiedź impulsowa kanału



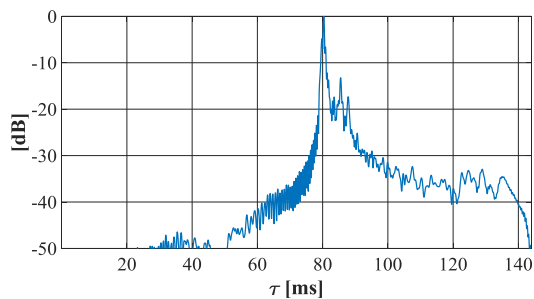
odpowiedzi impulsowe kanału $h(\tau, t)$



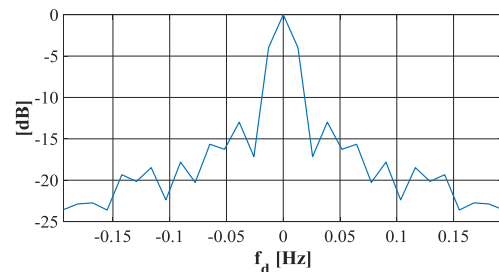
funkcja rozproszenia $S(\tau, f_d)$



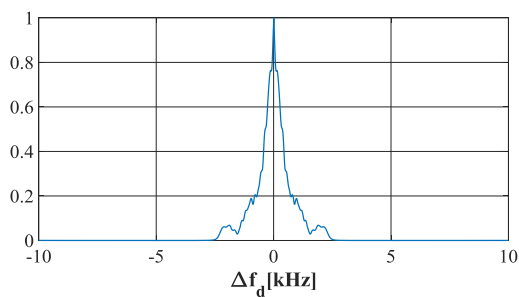
profil natężenia wielodrogowego $\phi_c(\tau)$



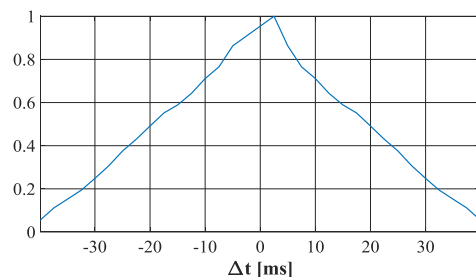
widmo mocy Dopplera $\phi_c(f_d)$



funkcja korelacji częstotliwościowej $\phi_c(\Delta f_d)$

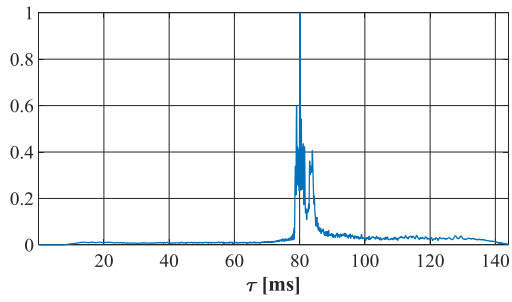


funkcja korelacji czasowej $\phi_c(\Delta t)$

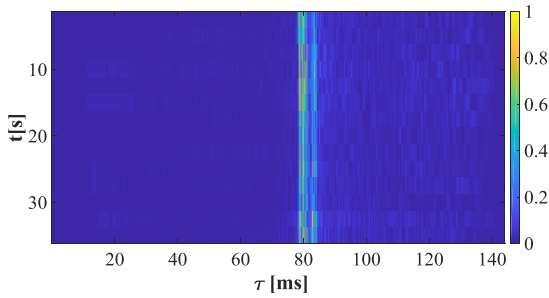


Rys. 11.9. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=1035m$ dla impulsu HFM \uparrow o $T_s=64ms$ i $B=2.5kHz$.

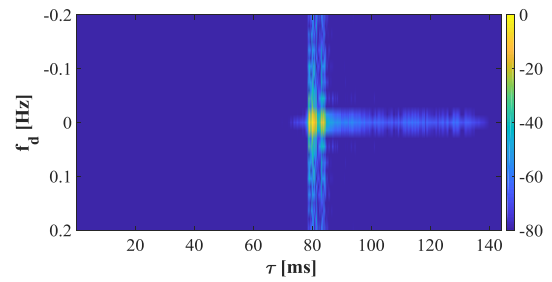
odpowieź impulsowa kanału



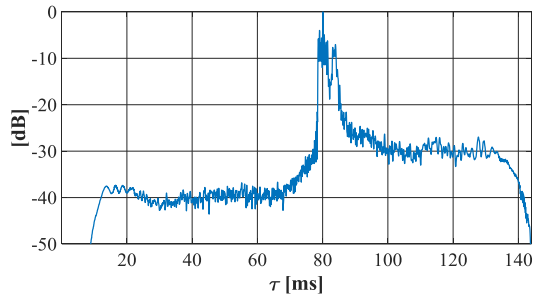
odpowiezi impulsowe kanału $h(\tau, t)$



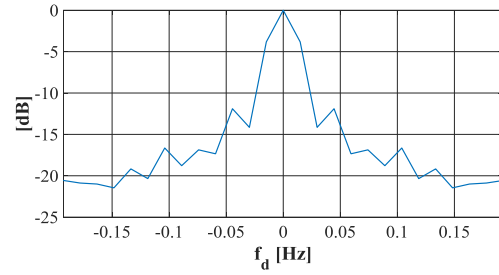
funkcja rozproszenia $S(\tau, f_d)$



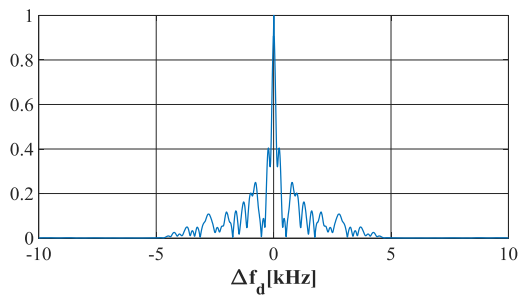
profil natężenia wielodrogowego $\phi_c(\tau)$



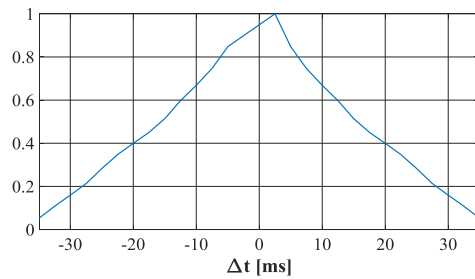
widmo mocy Dopplera $\phi_c(f_d)$



funkcja korelacji częstotliwościowej $\phi_c(\Delta f_d)$

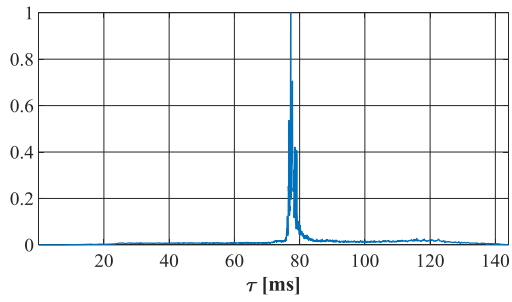


funkcja korelacji czasowej $\phi_c(\Delta t)$

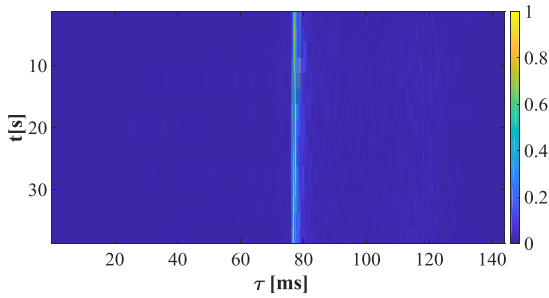


Rys. 11.10. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=1035m$ dla impulsu HFM \hat{o} $T_s=64ms$ i $B=5kHz$.

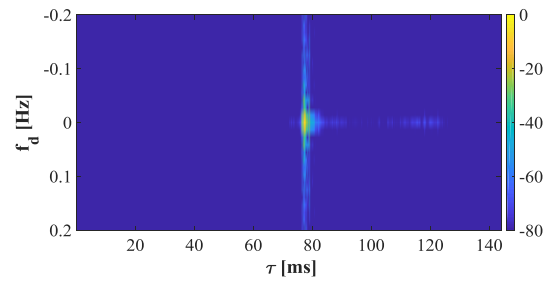
odpowieź impulsowa kanału



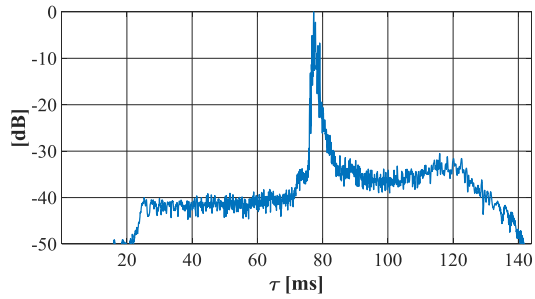
odpowiezi impulsowe kanału $h(\tau, t)$



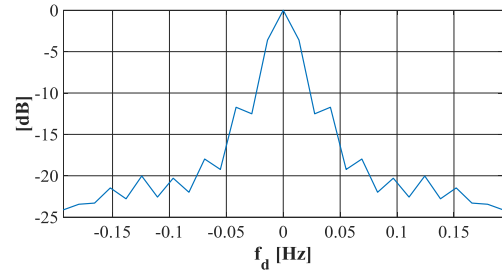
funkcja rozproszenia $S(\tau, f_d)$



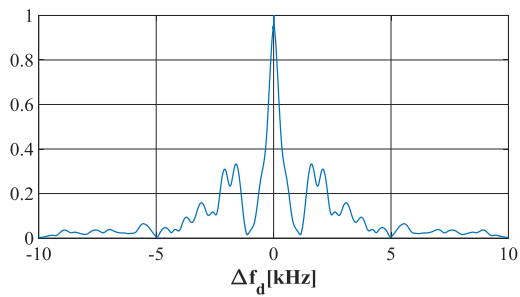
profil natężenia wielodrogowego $\phi_c(\tau)$



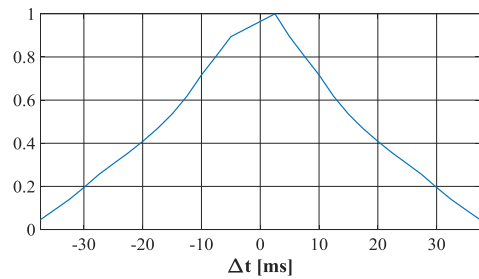
widmo mocy Dopplera $\phi_c(f_d)$



funkcja korelacji częstotliwościowej $\phi_c(\Delta f_d)$



funkcja korelacji czasowej $\phi_c(\Delta t)$



Rys. 11.11. Charakterystyki transmisyjne kanału $d=1035m$ dla impulsu HFM \uparrow o $T_s=64ms$ i $B=10kHz$.