



POLITECHNIKA GDAŃSKA
Wydział Elektroniki, Telekomunikacji
i Informatyki



Iwona Kochańska

**Badanie właściwości transmisyjnych
kanału hydroakustycznego
dla zastosowania
w komunikacji cyfrowej**

Rozprawa doktorska

Promotor:

doc. dr hab. inż. Henryk Lasota,

Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki

Politechnika Gdańska

Gdańsk, 2012

Tym, którzy mnie w tej pracy wspierali

SPIS TREŚCI

SPIS OZNACZEŃ	6
WYKAZ AKRONIMÓW	8
1. WSTĘP	9
1.1. Istota problemu	9
1.2. Cele i teza rozprawy	11
1.3. Struktura pracy	12
2. ADAPTACYJNY SYSTEM PODWODNEJ KOMUNIKACJI AKUSTYCZNEJ	14
2.1. Przegląd systemów UAC	14
2.1.1. <i>Systemy z modulacją częstotliwości</i>	15
2.1.2. <i>Systemy z modulacją fazy</i>	16
2.1.3. <i>Systemy z modulacją OFDM</i>	17
2.2. Specyfika kanału akustycznego	18
2.2.1. <i>Prędkość propagacji</i>	20
2.2.2. <i>Tłumienie absorpcyjne</i>	20
2.2.3. <i>Straty transmisyjne</i>	22
2.2.4. <i>Szumy</i>	24
2.2.5. <i>Odbicia</i>	24
2.2.6. <i>Refrakcja</i>	25
2.2.7. <i>Ruch w kanale</i>	26
2.2.8. <i>Zmienność kanału</i>	27
2.3. System komunikacji cyfrowej	27
2.3.1. <i>Modulacja OFDM</i>	28
2.3.2. <i>Struktura modulatora OFDM</i>	29
2.3.3. <i>Kodowanie kanałowe</i>	30
2.4. Protokół adaptacyjnego systemu komunikacji cyfrowej	31
3. MODEL KANAŁU UAC	34
3.1. Deterministyczny opis zjawisk w kanale UAC	34
3.2. Model stochastyczny kanału z odbiciami i ruchem	35
3.2.1. <i>Założenie WSSUS</i>	37
3.2.2. <i>Funkcja rozproszenia</i>	37
3.2.3. <i>Dyskretna dziedzina modelu WSSUS</i>	39
3.2.4. <i>Funkcje Bello</i>	40
3.2.5. <i>Parametry transmisyjne kanału – kryteria określania</i>	42
4. POMIAR KORELACYJNY ODPOWIEDZI IMPULSOWYCH	45

4.1.	Metoda korelacyjna pomiaru odpowiedzi impulsowej – przebiegi pseudoszumowe	45
4.2.	Sekwencje MLS	47
4.3.	Pomiar korelacyjny za pomocą sekwencji MLS	49
5.	MODEL SYMULACYJNY SYSTEMU OFDM KOMUNIKACJI UAC	52
5.1.	Konfiguracja sprzętowa	52
5.1.1.	<i>Układ do pomiaru odpowiedzi impulsowych</i>	52
5.1.2.	<i>Układ do testowej transmisji OFDM</i>	53
5.2.	Kanały eksperymentalne	54
5.2.1.	<i>Kanał akustyczny w powietrzu - model „w skali”</i>	54
5.2.2.	<i>Śródlądowy kanał podwodny</i>	55
5.3.	Oprogramowanie	55
5.3.1.	<i>Pomiar odpowiedzi impulsowej</i>	55
5.3.2.	<i>Własności transmisyjne</i>	56
5.3.3.	<i>Testy transmisji OFDM</i>	56
5.3.4.	<i>Modulacja i demodulacja OFDM</i>	56
5.4.	Metoda dopasowywania parametrów projektowych transmisji danych OFDM do bieżących własności kanałów hydroakustycznych	59
6.	TESTY EKSPERYMENTALNE I SYMULACYJNE	61
6.1.	Właściwości transmisyjne kanałów akustycznych	61
6.1.1.	<i>Model kanału „w skali” – akustyczny kanał pogłosowy</i>	62
6.1.2.	<i>Płytki kanał podwodny</i>	66
6.2.	Testy transmisji w kanałach eksperymentalnych	72
6.2.1.	<i>Ramka transmisyjna</i>	72
6.2.2.	<i>Synchronizacja transmisji</i>	73
6.2.3.	<i>Ocena niezawodności transmisji w podkanałach OFDM</i>	74
6.2.4.	<i>Model kanału „w skali” – akustyczny kanał pogłosowy</i>	75
6.2.5.	<i>Płytki kanał podwodny</i>	76
6.3.	Symulacja transmisji z kodowaniem kanałowym	78
6.4.	Symulacja transmisji ze zmienną ramką transmisyjną	80
7.	PODSUMOWANIE	82
	BIBLIOGRAFIA	85
	DODATEK A	91
	DODATEK B	113

SPIS OZNACZEŃ

B_{OFDM}	- szerokość podkanału OFDM
c	- prędkość propagacji fali akustycznej
d	- odległość
D	- długość transformaty FFT stosowanej do przejścia z dziedziny t_m do ν_j
f	- częstotliwość
$f_{0.5}$	- pasmo koherencji mierzone na poziomie 0.5 wartości maksymalnej funkcji korelacji częstotliwościowej
f_c	- częstotliwość nośna,
F_{ir}	- częstotliwość pomiaru odpowiedzi impulsowej
f_0	- pasmo koherencji
F_s	- częstotliwość próbkowania
f_w	- częstotliwość w dziedzinie dyskretnej
g	- głębokość
$h(t)$	- odpowiedź impulsowa
$h(t, \tau)$	- zbiór odpowiedzi impulsowych
$H(j\omega)$	- funkcja przenoszenia systemu o odpowiedzi impulsowej $h(t)$
$\hat{h}_p[n]$	- periodyczna estymata odpowiedzi impulsowej
$\hat{h}[n]$	- liniowa estymata odpowiedzi impulsowej
I	- długość transformaty FFT stosowanej do obliczenia funkcji przenoszenia kanału
$I(r)$	- natężenie fali akustycznej w funkcji odległości
K	- rząd sekwencji MLS
L	- długość sekwencji MLS
$L_H(t, f)$	- zmienna w czasie funkcja przenoszenia kanału
L_{sym}	- liczba symboli OFDM przesłanych w ramce transmisyjnej
M	- liczba estymat odpowiedzi impulsowej
$N_{BER=0}$	- liczba podkanałów OFDM z bitową stopą błędów równą 0
$N_{SER=0}$	- liczba podkanałów OFDM z symbolową stopą błędów równą 0
N_{IFFT}	- rozmiar transformaty IFFT w modulatorze OFDM
N_{trans}	- liczba podkanałów OFDM do transmisji danych
P_{bit}	- przepływność bitowa
P_{sym}	- przepływność symbolowa
$P_\tau(\tau)$	- rozkład średniej mocy odpowiedzi impulsowej
$P_\nu(\nu)$	- dopplerowskie widmo gęstości mocy
$r(t)$	- sygnał odebrany

$R_f(\Delta f)$	- funkcja korelacji częstotliwościowej
$R_H(\Delta t, \Delta f)$	- czasowo-częstotliwościowa funkcja korelacji kanału
$R_t(\Delta t)$	- funkcja korelacji czasowej
R_{xx}	- funkcja autokorelacji sygnału x
R_{xy}	- funkcja korelacji skrośnej sygnałów x i y
S	- zasolenie wody morskiej.
$s(t)$	- sygnał nadany
$S_H(\tau, \nu)$	- funkcja rozpraszania
t	- czas bieżący
$T_{0.5}$	- czas koherencji mierzony na poziomie 0.5 wartości maksymalnej funkcji korelacji czasowej
T_g	- czas trwania cyklicznego prefiksu
t_m	- dyskretny czas obserwacji
t_0	- czas koherencji
T_{OFDM}	- czas trwania symbolu OFDM bez cyklicznego prefiksu
T_s	- czas trwania symbolu OFDM z cyklicznym prefiksem
T_{synch}	- czas trwania sekwencji synchronizacyjnej
v	- prędkość ruchu
$x(t)$	- sygnał wejściowy systemu LTI
$X(j\omega)$	- widmo zespolone sygnału $x(t)$
$y(t)$	- sygnał wyjściowy systemu LTI
$Y(j\omega)$	- widmo zespolone sygnału $y(t)$
α	- tłumienie
α_N	-wykładnik tłumienia absorpcyjnego
$\delta(t)$	- dystrybucja delta Diraca
ν	- odchyłka dopplerowska,
ν_d	- dyskretna odchyłka dopplerowska
ν_M	- maksymalna odchyłka dopplerowska,
ν_{rms}	- średniokwadratowa odchyłka dopplerowska,
τ	- opóźnienie transmitowanego sygnału
τ_l	- dyskretne opóźnienie
τ_M	- maksymalny rozrzut opóźnienia
τ_{rms}	- średniokwadratowy rozrzut opóźnienia
ϕ	- kąt nadejścia sygnału do odbiornika.

WYKAZ AKRONIMÓW

- ARQ (Automatic Repeat Request) - technika automatycznego żądania powtórzenia
- BER (Bit Error Rate) – bitowa stopa błędów
- BPSK (Binary Phase-Shift Keying) – binarne kluczkowanie fazy
- CQI (Channel Quality Index) – wskaźnik jakości kanału
- FDM (Frequency-Division Multiplexing) - wielokrotnianie w dziedzinie częstotliwości
- FEC (Forward Error Correction) - kodowanie z korekcją wprzód
- ICI (Intercarrier interference) – interferencje między nośnymi
- ISI (Intersymbol Interference) – interferencje międzysymbolowe
- LDPC (Low-Density Parity-Check) – klasa kodów kanałowych
- LTV (Linear Time Variant) – liniowy zmienny w czasie
- LTI (Linear Time Invariant) – liniowy niezmienny w czasie
- MLS (Maximum Length Sequence) – sekwencja o maksymalnej długości
- OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) - ortogonalne wielokrotnianie w dziedzinie częstotliwości
- PRN (Pseudorandom Noise) – szum pseudoprzypadkowy
- SER (Symbol Error Rate) – symbolowa stopa błędów
- UAC (Underwater Acoustic Communication) – podwodna komunikacja na falach akustycznych
- WSSUS (Wide-Sense Stationary, Uncorrelated Scattering) - stacjonarność w szerokim sensie oraz nieskorelowane odbicia

1. WSTĘP¹

Komunikacja podwodna na falach akustycznych UAC (Underwater Acoustic Communication) znajduje zastosowanie w oceanotechnice, badaniach środowiska morskiego, marynarce wojennej, a także w archeologii podwodnej i sportach podwodnych. Łąca akustyczne wykorzystywane są na platformach wiertniczych do transmisji danych z urządzeń monitoringu dna morskiego, w pracach oceanotechnicznych przy instalacji kabli i rurociągów, w systemach monitoringu środowiska morskiego do komunikacji z urządzeniami pomiarowymi i czujnikami. Inne popularne zastosowanie to transmisja mowy i komunikatów między nurkami, okrętami podwodnymi i stacjami bazowymi. Obserwacja dna morskiego w poszukiwaniu wraków statków lub nowych źródeł zasobów naturalnych również korzysta z łączności za pomocą fal dźwiękowych. Specyficznym rodzajem systemów UAC są systemy nawigacji lokalnej stosowane na pojazdach podwodnych oraz na platformach i statkach wiertniczych do ich pozycjonowania.

1.1. Istota problemu

Istnieją metody gromadzenia danych oceanograficznych korzystające z innych technik, niż komunikacja na falach akustycznych, w tym dwie standardowe metody gromadzenia danych oceanograficznych. Pierwsza z nich korzysta z połączeń kablowych, przez co jej stosowanie ograniczone jest do krótkich dystansów. Druga polega na rejestrowaniu danych przez sensory i odzyskiwaniu ich po zakończeniu zadania, jednak rozwiązanie takie ma istotne ograniczenia: proces odzyskiwania danych jest kosztowny a przetwarzanie zarejestrowanych danych nie odbywa się w czasie rzeczywistym. Nie ma też możliwości zmiany konfiguracji urządzenia podczas rejestracji, a ilość zgromadzonych danych ograniczona jest przez konfigurację sprzętową urządzenia rejestrującego. Z powodu ograniczeń takich rozwiązań, większość sieci monitoringu podwodnego korzysta z bezprzewodowych łączy akustycznych. Stosowanie dwóch innych metod komunikacji bezprzewodowej, na falach radiowych i optycznych, jest ograniczone z powodu silnego tłumienia fal elektromagnetycznych w wodzie. Ewentualna komunikacja radiowa jest możliwa na bardzo niskich częstotliwościach, natomiast w większości akwenów przemysłowych i śródlądowych, komunikacja optyczna często ograniczona jest widocznością nie przekraczającą pojedynczych metrów i mniej.

¹ Pracę nad rozprawą wykonano przy wsparciu środkami Katedry Systemów Elektroniki Morskiej. Ponadto, temat uzyskał wsparcie finansowe Ministerstwa Nauki i Szkolnictwa Wyższego w postaci grantu promotorskiego pt. „Narzędzie wspomagające projektowanie systemów ultradźwiękowej komunikacji podwodnej z transmisją OFDM” (umowa nr 4706/B/T02/2011/40 z Narodowym Centrum Nauki).

Niespodziewane sukcesy zawodnej niegdyś komunikacji radiowej, ograniczonej wówczas do służb państwowych, a dziś powszechnej i w miarę pewnej, są wyzwaniem dla konstruktorów i użytkowników komunikacji podwodnej. Należy zauważyć, iż do sukcesów tych przyczynił się częściowo szeroki krąg klientów i dostawców usług telekomunikacyjnych. W przypadku systemów komunikacji podwodnej zarówno krąg projektantów systemów i usług, jak i ich odbiorców, jest ograniczony. Podobnie ograniczone są środki finansowe, jakimi dysponują konstruktorzy systemów UAC.

W oceanograficznych i wojskowych ośrodkach badawczo-rozwojowych prowadzone są prace nad upowszechnieniem komunikacji na falach akustycznych do zastosowań cywilnych i militarnych, jednak z powodu szerokiego rozrzutu własności kanałów UAC istnieją jedynie nieliczne standardy obejmujące bardzo wolną komunikację. W kanałach głębokich uzyskuje się prędkości transmisji rzędu nawet 100 kbit/s, lecz te same ośrodki (Woods Hole Oceanographic Institution) proponują jednocześnie znacznie wolniejsze standardy dla kanałów płytkich, w których niezawodna komunikacja z prędkością 40-80 bit/s jest istotnym osiągnięciem [1]. Wskazuje to na silne wzajemne powiązanie naturalnych uwarunkowań określających własności kanału podwodnego i zastosowanych technik komunikacyjnych.

Własności transmisyjne podwodnego kanału akustycznego są silnie uwarunkowane specyfiką jego geograficznej lokalizacji, która determinuje m.in. głębokość, rodzaj dna akwenu czy warunki atmosferyczne (siłę wiatru). Tak silnej różnorodności nie obserwuje się wśród kanałów telekomunikacyjnych. Ponadto własności kanału mogą zmieniać się w czasie – w ciągu dnia lub w ciągu roku.

Wśród dynamicznie rozwijających się technik radiokomunikacyjnych na szczególną uwagę zasługuje technologia OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) pozwalająca uzyskiwać nieosiągalne wcześniej prędkości i jakość przesyłania danych. W nowoczesnych systemach radiokomunikacyjnych, parametry protokołu transmisji danych OFDM dostosowywane są do bieżących warunków łącza radiowego. W systemach telefonii ruchomej schemat modulacji oraz kodowania kanałowego wybierany jest na podstawie tzw. indeksu jakości kanału (CQI – channel quality index), klasyfikującego kanał do jednej z klas jakości ze względu na zmierzoną stopę błędów transmisji. W zależności od określonego CQI, wybierana jest wartościowość zastosowanej modulacji oraz redundancja kodowania kanałowego tak, aby jak najlepiej wykorzystać bieżące właściwości kanału radiowego.

Podobnie w akustycznej komunikacji podwodnej istnieje potrzeba, aby system niezawodnej transmisji danych dopasowywał parametry warstwy fizycznej protokołu komunikacji, tymczasem brak jest urządzeń będących implementacją rozwiązań systemowych przeznaczonych do działań niezawodnych w sytuacjach dowolnych, a więc zarówno w głębokich kanałach oceanicznych, jak i w trudnych kanałach w płytkich wodach

śródlądowych. Większość istniejących systemów komunikacji UAC działa przy założeniu najgorszych możliwych warunków, nieefektywnie wykorzystując zarówno dostępne pasmo transmisyjne jak i moc.

1.2.Cele i teza rozprawy

Implementacja w systemach UAC nowoczesnych technik modulacji i kodowania, stanowiących standardy radiokomunikacji, powinna znacznie poprawić jakość komunikacji w podwodnych kanałach akustycznych. Poszukuje się rozwiązań umożliwiających adaptacyjną optymalizację parametrów transmitowanego sygnału w odpowiedzi na zmieniające się warunki panujące w kanale komunikacyjnym, w celu maksymalizacji zasięgu, prędkości i niezawodności transmisji. Stąd wynika potrzeba rozpoznania rzeczywistych możliwości i ograniczeń dopasowania parametrów transmitowanych sygnałów do aktualnych warunków propagacji w akustycznym kanale podwodnym.

Powyższe rozpoznanie jest konieczne dla zdefiniowania założeń projektowych adaptacyjnego systemu UAC i stanowi motywację naukową niniejszej rozprawy. Motywacją techniczną jest skonstruowanie w niedalekiej przyszłości takiego systemu adaptacyjnego, umożliwiającego pełne wykorzystanie możliwości komunikacyjnych istniejących w danej sytuacji praktycznej. Perspektywicznym celem badań, zmierzającym do opracowania systemu adaptującego się do każdego warunków geograficzno-pogodowych, jest zarejestrowanie i zgromadzenie jak największej liczby pomierzonych odpowiedzi impulsowych, a następnie określenie na ich podstawie klas właściwości transmisyjnych podwodnych kanałów komunikacyjnych.

Celem głównym pracy jest potwierdzenie prawdziwości postawionej tezy, która brzmi następująco: **adaptacja metod stosowanych we współczesnych systemach radiokomunikacyjnych umożliwia dopasowanie parametrów sygnałów komunikacji cyfrowej do aktualnych, dynamicznie zmieniających się właściwości transmisyjnych akustycznych kanałów, w których pracują systemy UAC.**

Aby osiągnąć ten cel główny, postawiono następujące cele pomocnicze:

- zgromadzenie zbiorów odpowiedzi impulsowych akustycznych kanałów podwodnych, z wykorzystaniem efektywnej metody pomiarowej, możliwej do zastosowania w projektowanym adaptacyjnym systemie UAC,
- przeprowadzenie analizy właściwości transmisyjnych kanałów akustycznych w oparciu o zgromadzone zbiory odpowiedzi impulsowych oraz określenie zbioru parametrów opisujących te właściwości na potrzeby projektowania systemów komunikacji UAC; algorytmy obliczania parametrów

transmisyjnych powinny być łatwe do implementacji w adaptacyjnym systemie transmisji danych,

- skonstruowanie modelu symulacyjnego systemu transmisji OFDM na potrzeby testowania i weryfikacji metod określania parametrów projektowych sygnałów OFDM w oparciu o właściwości transmisyjne akustycznych kanałów podwodnych
- opracowanie metody laboratoryjnej do testowania transmisji danych o parametrach dopasowanych do właściwości kanału komunikacyjnego; metoda powinna stanowić gruntowne przygotowanie do kosztownych organizacyjnie i finansowo testów terenowych,
- przeprowadzenie testów terenowych transmisji OFDM w akustycznych kanałach podwodnych.

Realizacja tak postawionych celów wraz z niezbędnym wprowadzeniem do tematu wymagała odpowiedniej struktury pracy.

1.3. Struktura pracy

Wszystkie postawione cele znalazły odzwierciedlenie w strukturze niniejszej pracy, która jest w dalszej części skonstruowana następująco.

Rozdział drugi, poświęcony omówieniu celu technicznego prowadzonych badań, którym jest skonstruowanie w niedalekiej przyszłości adaptacyjnego systemu UAC, rozpoczęto od przeglądu istniejących systemów komunikacji podwodnej. Następnie omówiono specyfikę zjawisk zachodzących w kanałach hydroakustycznych, akcentując zarówno podobieństwa jak i cechy istotnie różniące podwodne kanały akustyczne i kanały radiokomunikacyjnej. W kolejnym podrozdziale omówiono krótko elementy systemu komunikacji cyfrowej OFDM a następnie przedstawiono projekt protokołu transmisji danych w pełni adaptacyjnego systemu UAC opartego na tej technice.

W trzecim rozdziale omówiono matematyczny model kanału, stosowany do opisu kanałów radiowych. Opis ten wykorzystano do scharakteryzowania właściwości transmisyjnych kanałów UAC na potrzeby projektowania systemu komunikacji OFDM. Przedstawiono funkcje statystyczne, charakteryzujące kanał w postaci dyskretnej, łatwej do implementacji w algorytmach numerycznych. W rozdziale czwartym opisano metodę korelacyjną pomiaru odpowiedzi impulsowych akustycznych kanałów podwodnych z wykorzystaniem pseudoszumowych ciągów o maksymalnej długości.

Rozdział piąty poświęcono omówieniu konstrukcji modelu symulacyjnego systemu transmisji OFDM. Opisano konfigurację sprzętową modelu, jego oprogramowanie oraz zastosowaną metodę dopasowywania parametrów projektowych transmisji danych OFDM

do bieżących właściwości kanałów hydroakustycznych. Ponadto omówiono zastosowany model laboratoryjny akustycznego kanału z odbiciami i ruchem oraz rzeczywisty kanał podwodny, w którym wykonano testy terenowe.

Badaniom eksperymentalnym i symulacyjnym poświęcono rozdział szósty. Omówiono wyniki analizy właściwości transmisyjnych kanałów akustycznych, dokonanej w oparciu o zgromadzone podczas pomiarów zbiory odpowiedzi impulsowych. Przedstawiono szczegóły przeprowadzonych testów transmisji OFDM w eksperymentalnych kanałach akustycznych. Opisano przebieg oraz wyniki testów symulacyjnych w środowisku Matlab. W ostatnim, siódmym rozdziale przedstawiono wnioski końcowe, podsumowano dokonania i nakreślono kierunki przyszłych badań.

Pracę uzupełniono o załączniki zawierające istotne materiały, których nie umieszczono w zasadniczej części pracy. Dołączono bibliografię, spis symboli oraz listę akronimów użytych w tekście.

2. ADAPTACYJNY SYSTEM PODWODNEJ KOMUNIKACJI AKUSTYCZNEJ

Motywacją praktyczną niniejszej rozprawy jest zbudowanie w niedalekiej przyszłości systemu adaptującego się do każdych warunków geograficzno-pogodowych, umożliwiającego pełne wykorzystanie możliwości komunikacyjnych istniejących w danej sytuacji praktycznej. Projekt w pełni adaptacyjnego systemu UAC zakłada pomiar zbiorów odpowiedzi impulsowych, celem określenia własności transmisyjnych kanału, a następnie dopasowanie do nich parametrów warstwy fizycznej protokołu transmisji tak, aby osiągnąć jak największą szybkość niezawodnej komunikacji.

Budowa w pełni adaptacyjnego systemu, wykorzystującego techniki współczesnej komunikacji cyfrowej, jest zadaniem złożonym. Potrzebna jest zarówno platforma eksperymentalna jak i symulacyjna, które będzie można wykorzystać w procesie projektowania oraz testowania elementów budowanego systemu. Ponadto potrzebne są:

- technika pomiaru odpowiedzi impulsowych,
- model kanału komunikacji UAC,
- metoda określania własności transmisyjnych kanału,
- metoda dopasowania parametrów sygnalizacji OFDM do własności transmisyjnych kanału,
- technika kodowania kanałowego dopasowana do rodzaju błędów transmisji

Pierwszym etapem projektowania adaptacyjnego systemu UAC jest dokonanie wyborów dotyczących wymienionych elementów.

Nowoczesne systemy radiokomunikacyjne korzystają z rozwiązań opartych o technikę OFDM. Przykładem może być standard telefonii komórkowej LTE czy telewizji cyfrowe DVB-T. Również wśród projektantów systemów komunikacji UAC, do niedawna pracujących w oparciu o modulacje fazy lub częstotliwości, obserwuje się duże zainteresowanie tą techniką. Na świecie prowadzi się prace badawcze nad systemami z modulacją OFDM o parametrach dostosowanych do specyfiki podwodnego kanału akustycznego. We w pełni adaptacyjnym systemie komunikacji UAC, wykorzystującym technikę OFDM, parametry sygnalizacji dopasowywane będą do bieżących własności transmisyjnych kanału.

2.1.Przegląd systemów UAC

Do lat początku lat 90-tych w komunikacji podwodnej nie istniała alternatywa dla niekoherentnych modulacji częstotliwości. Modulacje fazy były uważane za techniki nieodpowiednie dla systemów UAC ze względu na silne fluktuacje fazy, jakim ulega sygnał w podwodnym niestacjonarnym kanale akustycznym. Rozwój technik telekomunikacyjnych

takich jak korekcja adaptacyjna sygnału po stronie odbiorczej oraz techniki pętli fazowej spowodował, że stała się możliwa komunikacja podwodna za pomocą modulacji fazy, charakteryzująca się dużym współczynnikiem wykorzystania pasma. Obecnie konstruuje się systemy UAC, przeznaczone do pracy w trudnych kanałach podwodnych, stosujące metody modulacji wieloczęstotliwościowej, bazujące na technice podziału częstotliwości (FDM - Frequency Division Multiplexing). Jedną z nich jest modulacja OFDM.

2.1.1. Systemy z modulacją częstotliwości

W przypadku modulacji FSK informacja kodowana jest „binarnie” w dziedzinie częstotliwości. Taka technika modulacji jest wrażliwa na zaniki selektywne częstotliwościowo, będące konsekwencją dyspersji czasowej sygnału w kanale z propagacją wielodrogową. Modulacja wieloczęstotliwościowa MFSK stosowana jest w komercyjnych modemach podwodnych firmy Benthos [2]. System UAC z modulacją MFSK zbudowano również w Katedrze Systemów Elektroniki Morskiej PG [3].

Architektura istniejących systemów FSK umożliwia pewną ograniczoną elastyczność w doborze parametrów transmisji. Chodzi tu przede wszystkim o dostosowywanie prędkości transmisji do warunków panujących w kanale. Najczęściej na podstawie stosunku sygnału do szumu zmierzonego na wejściu odbiornika wybierana jest jedna z kilku możliwych prędkości transmisji danych [4]. Rzadziej systemy UAC cechuje możliwość adaptacyjnej lokalizacji widma transmitowanego sygnału w dostępnym paśmie częstotliwości. Widmo transmitowanego sygnału może być umieszczone w dowolnym miejscu pasma. Taka elastyczność w lokalizowaniu widma sygnału pozwala na zminimalizowanie wpływu wąskopasmowych zakłóceń występujących w konkretnym kanale komunikacyjnym. Umożliwia ponadto współpracę systemu UAC z interfejsami pracującymi w różnych pasmach częstotliwościowych.

W systemach UAC z modulacją wieloczęstotliwościową stosuje się metodę zabezpieczania transmitowanego sygnału przed interferencją międzysymbolową (ISI – intersymbol interference), polegającą na transmitowaniu tzw. okresu ochronnego (guard time) oddzielającego sąsiednie symbole danych. Technika ta jest powszechnie stosowana w systemach radiokomunikacyjnych. Czas trwania okresu ochronnego dobierany jest tak, by był dłuższy od czasu trwania odpowiedzi impulsowej kanału. Stosowanie okresu ochronnego zabezpiecza sygnał przed interferencją międzysymbolową, jednocześnie jednak maleje skuteczna szybkość transmisji danych [5] [6]. Inną, stosowaną w systemach UAC, techniką zabezpieczania sygnału przed konsekwencjami propagacji wielodrogowej jest kodowanie kanałowe [4, 7, 8].

Zwiększenie mocy obliczeniowej mikroprocesorów umożliwiło dynamiczny rozwój technik modulacji częstotliwości stosowanych w systemach UAC. Rozwój polegał m.in. na

zwiększaniu liczby częstotliwości nośnych, stosowaniu coraz bardziej złożonych algorytmów odbiorczych, technik kodowania kanałowego oraz zwiększaniu prędkości transmisji danych. Wciąż jednak poszukuje się rozwiązań umożliwiających adaptacyjną optymalizację parametrów modulacji częstotliwości w odpowiedzi na warunki panujące w kanale komunikacyjnym w celu maksymalizacji zasięgu, prędkości i niezawodności. Większość systemów FSK działa przy założeniu najgorszych możliwych warunków, ograniczając sobie pasmo częstotliwościowe oraz nieefektywnie wykorzystując moc.

2.1.2. Systemy z modulacją fazy

Po stronie odbiorczej systemów z modulacją fazy stosuje się techniki odbioru koherentnego. Struktury odbiorników koherentnych są zróżnicowane i naśladują techniki stosowane we współczesnej telekomunikacji. Cyfrowe techniki modulacji stosowane w komunikacji podwodnej to kluczowanie fazy PSK, różnicowe kluczowanie fazy DPSK oraz kwadraturowa modulacja amplitudy i fazy QAM. Różnicowe kluczowanie fazy pozwala na prostą implementację algorytmu detekcji fali nośnej, jednak jest to technika mniej wydajna widmowo niż sygnalizacja PSK. Systemy komunikacji podwodnej implementujące modulację fazy to w większości przypadków systemy małego zasięgu działające w kanałach wertykalnych, gdzie wpływ propagacji wielodrogowej na odbierany sygnał jest mały a stabilność fazy - duża.

Techniki modulacji fazy są stosowane w nowoczesnych modemach akustycznych. Na uwagę zasługuje opisany w [9] system pracujący w paśmie 100kHz w krótkim kanale o zasięg 60m. Prędkość transmisji osiągnięta na częstotliwości nośnej 1MHz to 500 kbit/s przy stopie błędu rzędu 10^{-7} . Zaimplementowana technika modulacji to 16-wartościowa QAM. W odbiorniku zastosowano adaptacyjny korektor liniowy z algorytmem LMS. W [10] przedstawiono system transmisji obrazu, wykorzystujący różnicową modulację 4-DPSK na częstotliwości nośnej 20 kHz. System działa w 6,5 – kilometrowym kanale wertykalnym z prędkością 16 kbit/s przy stopie błędu 10^{-4} . System transmisji mowy [11], implementujący kodowanie predykcyjne CELP, działa z prędkością 6 kbit/s. W systemie [12], działającym w bardzo płytkim kanale o długości 1 km, oprócz modulacji DPSK zastosowano technikę rozpraszania widma DSSS. W rezultacie udało się osiągnąć transmisję z prędkością 600 bit/s. W [8] zaprezentowano modem komunikacji podwodnej skonstruowany w Woods Hole Oceanographic Institution [13], wykorzystujący kwadraturową modulację fazy QPSK i działający z prędkością 5 kbit/s na nośnej 15 kHz.

Koherentny odbiór sygnałów zmodulowanych fazowo wymaga implementacji złożonych technik synchronizacji oraz adaptacyjnej korekcji wpływu kanału na transmitowany sygnał po stronie odbiorczej. Stosowana jest również technika odbioru zbiorczego [14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21].

2.1.3. Systemy z modulacją OFDM

Osiągnięcia w dziedzinie podwodnych modulacji wieloczęstotliwościowych OFDM obejmują zarówno bezpośrednie implementacje algorytmów stosowanych w systemach radiokomunikacyjnych, jak i nowe techniki synchronizacji w dziedzinie czasu i częstotliwości oraz estymacji kanałów UAC. W [22] opisano wyniki testów eksperymentalnych modemu OFDM w kanale płytkim (80-100 m) na dystansie 6 km. Transmisję bezbłędną uzyskano przy prędkości 800 bit/s w paśmie 3kHz – 5.5 kHz kanału charakteryzującego się rozrzutem opóźnienia rzędu 40 ms oraz rozrzutem odchyłki dopplerowskiej rzędu 3 Hz.

Inny system pracujący w kanale płytkim przedstawiono w [23]. Na dystansie 1 km i głębokości 100 m uzyskano skuteczną szybkość transmisji 250 bit/s ze stopą błędu 10^{-3} . W systemie zastosowano 10 podkanałów rozmieszczonych w dostępnym paśmie częstotliwości z rozdzielczością 400 Hz. Ponadto przyjęto okres ochronny o długości 30 ms oraz trzykrotnie krótszy czas trwania symbolu danych.

W [24] opisano system OFDM pracujący w paśmie 43 – 53 kHz, w którym niezakodowane dane były przesyłane z prędkością 10 kbit/s przy stopie błędu mniejszej niż 5%. Kanał mierzył 820 m długości i 10 m głębokości. Testy symulacyjne wykazały, że możliwe jest osiągnięcie stopy błędu rzędu 10^{-3} , przy jednoczesnym spadku prędkości transmisji do 3.5 kbit/s, za pomocą kodowania kanałowego.

W [25] zastosowano podział 24-kHz pasma na 64 podkanały. System testowano w kanale horyzontalnym o długości 350 m. W poszczególnych podkanałach OFDM zastosowano 2-, 4- oraz 8-wartościową różnicową modulację fazy DPSK. Uzyskana prędkość transmisji wynosiła nawet 48 kbit/s, jednak w tym wypadku bitowa stopa błędu nie była mniejsza od 10^{-1} . BER poniżej 10^{-3} uzyskano po wprowadzeniu kodowania kanałowego. Prędkość, dla której uzyskano satysfakcjonującą jakość transmisji wynosiła 5,3 kbit/s.

W [26] opisano wyniki testów eksperymentalnych zrealizowanych za pomocą systemu OFDM o zmiennych parametrach modulacji. Testowano transmisję dla 128, 256, 512, 1024 oraz 2048 podkanałów rozmieszczonych w paśmie częstotliwości o szerokości 24kHz, w płytkim kanale horyzontalnym o długości 2.5 km.

W systemach UAC opartych na modulacji OFDM stosuje się kilka metod zabezpieczania sygnału przed wpływem efektu Dopplera lub jego kompensacji. Jedną z nich jest metoda zakładająca, że odchyłka dopplerowska może być z dużą dokładnością oszacowana i skompensowana za pomocą wybranych częstotliwości podnośnych, zwanych tonami pilotowymi [27]. Algorytm estymacji odchyłki dopplerowskiej, oparty na tonach pilotowych przedstawiono w [28] i zastosowano w [27]. Sygnał OFDM o paśmie 12 kHz i

nośnej 27 kHz był transmitowany pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem poruszającymi się ze zmienną prędkością. Odbiornik, początkowo oddalony o 600 m od nadajnika, kończył ruch w odległości 110 m. Czas ochronny, wypełniony ciszą, wynosił 25 ms a liczba podnośnych to 512, 1024 i 2048, co odpowiada szerokości podkanałów OFDM: 23.44, 11.72 i 5.86 Hz. W testach opisanych w [27] prędkości bitowe wynosiły 7.0 , 8.6 oraz 9.7 kbit/s. W kolejnym eksperymencie odbiornik oddalał się z odległości 50 m do ok. 800 m od nadajnika. Okres ochronny ponownie wynosił 25 ms, jednak dyspersja czasowa kanału była znacznie większa. Ostatnie silne odbicie sygnału było obserwowano po 80 ms. Tak duży rozrzut opóźnienia uniemożliwił poprawną pracę systemu. Niezbędne okazało się zastosowanie odbioru zbiorczego oraz kodowania kanałowego (przy czym kodowanie splotowe okazało się niewystarczające).

Inna metoda kompensacji wpływu efektu Dopplera na transmitowany sygnał polega na modelowaniu zakłóceń częstotliwościowych jako przesunięcia fazowego stopniowo rosnącego dla kolejnych podnośnych OFDM. Adaptacyjny algorytm blokowy do estymacji i kompensacji tak zamodelowanego resztkowego przesunięcia fazowego przedstawiono w [29].

Kolejną podejście zakłada zastosowanie korektorów adaptacyjnych [30] [31] [32] [33], w tym korektora z decyzyjnym sprzężeniem zwrotnym [34]. W [27] przedstawiona została struktura nadajnika oraz wyniki testów eksperymentalnych systemu OFDM, w którym zastosowano algorytm estymacji i kompensacji odchyłki dopplerowskiej, wcześniej opisany w [35]. W [36] przedstawiono metodę estymacji odchyłki Dopplerowskiej w oparciu o cykliczny prefiks.

Omówione w literaturze akustyczne systemy OFDM zaprojektowane zostały na potrzeby komunikacji w kanałach o określonych właściwościach. Przeprowadzono testy transmisji danych dla ustalonych parametrów warstwy fizycznej transmisji, takich jak czas trwania symbolu modulacji, cyklicznego prefiksu czy odległość między częstotliwościami podnośnymi. Wyjątek stanowią testy opisane w [27], przeprowadzone dla trzech konfiguracji parametrów sygnału OFDM.

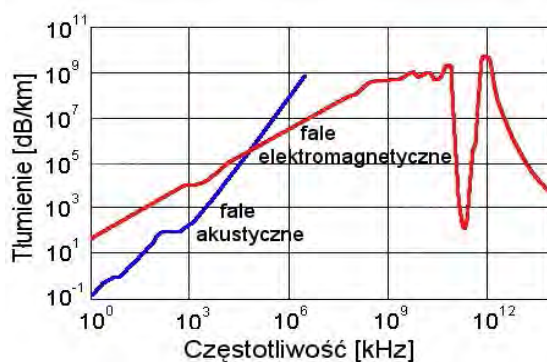
Na potrzeby projektowania w pełni adaptacyjnego systemu UAC niezbędne jest przeprowadzenie analizy jakościowej właściwości transmisyjnych kanałów podwodnych oraz kryteriów określania parametrów sygnałów OFDM.

2.2. Specyfika kanału akustycznego

W zastosowaniach systemów UAC dąży się – analogicznie jak w systemach telekomunikacyjnych – do przesłania w jednostce czasu jak największej liczby danych przy możliwie małej stopie błędów. Jednakże osiągnięte w systemach UAC szybkości transmisji są znacznie mniejsze, niż w systemach komunikacji radiowej. Wynika to z niekorzystnych

własności kanałów akustycznych, jakimi są akwenu morskie i śródlądowe, a także – w pewnym stopniu – z technicznych możliwości generacji i odbioru fal akustycznych.

Pomimo licznych ograniczeń UAC, nie istnieje alternatywa dla wykorzystywania fal akustycznych pod wodą. Decyduje o tym znacznie większe tłumienie fal elektromagnetycznych w wodzie w porównaniu z tłumieniem fal akustycznych, co ilustruje rysunek 2.1. Fale elektromagnetyczne z zakresu optycznego są co prawda słabiej tłumione niż fale radiowe, ale tylko w przejrzystej wodzie. Zamieszczony na rysunku 2.1 wykres pokazuje, że akceptowalna wielkość tłumienia fal akustycznych występuje na częstotliwościach nie wyższych niż 1 MHz, co ogranicza pasmo pracy systemów UAC do tej umownej granicy.



Rys. 2.1 Tłumienie fal elektromagnetycznych i akustycznych w wodzie morskiej.

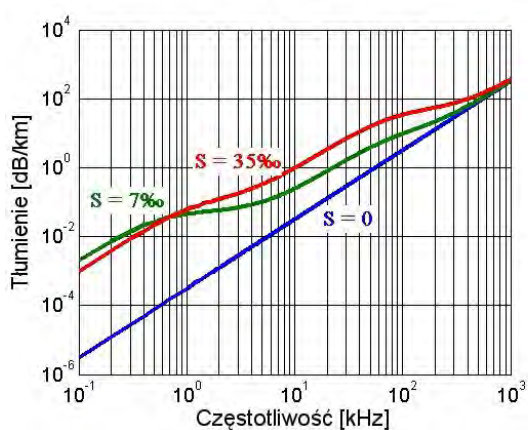
Istnieją systemy korzystające z innych technik, niż komunikacja na falach akustycznych, w tym dwie standardowe metody gromadzenia danych oceanograficznych. Pierwsza z nich korzysta z połączeń kablowych, przez co jej stosowanie ograniczone jest do krótkich dystansów. Druga polega na rejestrowaniu danych przez sensory i odzyskiwaniu ich po zakończeniu zadania, jednak rozwiązanie takie ma istotne ograniczenia [37]: Proces odzyskiwania danych jest kosztowny a przetwarzanie zarejestrowanych danych nie odbywa się w czasie rzeczywistym. Nie ma możliwości zmiany konfiguracji urządzenia podczas rejestracji danych a ilość zgromadzonych danych ograniczona jest przez konfigurację sprzętową urządzenia rejestrującego. Z powodu tych ograniczeń większość sieci monitoring podwodnego korzysta z bezprzewodowych łączy akustycznych. Stosowanie metod komunikacji bezprzewodowej, korzystających z fal radiowych oraz optycznych, jest ograniczone z powodu silnego tłumienia fal elektromagnetycznych w wodzie [38] [39]. Ewentualna komunikacja radiowa jest możliwa jedynie na bardzo niskich częstotliwościach (30Hz-300Hz), a do ich generowania potrzebne są nadajniki wysokiej mocy [40, 41].

2.2.1. Prędkość propagacji

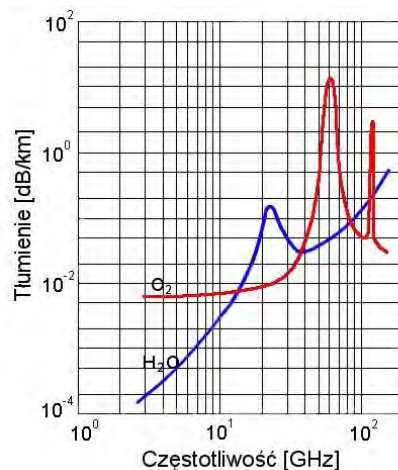
Prędkości propagacji fali akustycznej w wodzie mieszczą się w granicach 1450 m/s – 1545 m/s. Zmienność prędkości propagacji jest konsekwencją niejednorodności ośrodka wodnego, jaką obserwuje się w akwenach. Prędkość dźwięku na określonej głębokości zależy od temperatury, zasolenia oraz ciśnienia hydrostatycznego. Spośród tych czynników najmniej zmienne jest zasolenie. Największe zmiany prędkości propagacji fali akustycznej na głębokości kilkuset metrów powodują różnice temperatury. Poniżej głębokości 1000 m, gdzie temperatura wody jest stała, jedynym czynnikiem wpływającym na prędkość rozchodzenia się fali dźwiękowej jest ciśnienie hydrostatyczne. Różnice prędkości propagacji powodują ugięcie torów rozchodzenia się fali akustycznej. W kanale płytkim promienie dźwięku ulegają ugięciu w kierunku powierzchni wody i odbijają się od niej pod takim samym kątem, pod którym padały na tę powierzchnię. Na granicy ośrodków: wody i powietrza, fala odbija się niemal całkowicie, jednak ulega rozproszeniu na falach powierzchniowych. W rezultacie natężenie fali odbitej jest mniejsze od natężenia fali padającej. Fala odbita rozchodzi się dalej, ulegając kolejnym ugięciom i odbiciom. Powstaje w ten sposób kanał powierzchniowy. Natomiast w oceanach na głębokości około 1000 m powstają tzw. głębokowodne kanały akustyczne [42].

2.2.2. Tłumienie absorpcyjne

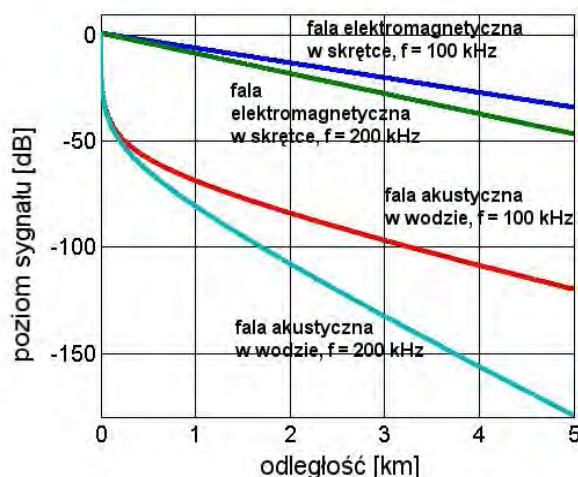
Kolejna różnica między kanałem podwodnym a kanałami radiokomunikacyjnymi dotyczy tłumienia absorpcyjnego. Pokazują to wykresy zamieszczone na rysunku 2.2 i 2.3. Tłumienie fal radiowych nie ma praktycznego znaczenia w szerokim paśmie częstotliwości używanych w systemach radiokomunikacyjnych, podczas gdy w systemach UAC ma dominujący wpływ zarówno na zasięgi systemów, jak i na funkcję przenoszenia kanału. Zasięg systemu UAC zdeterminowany jest głównie przez bezwzględną wartość tłumienia, a ta zależy do wyboru częstotliwości pracy systemu. Skalę problemu ilustruje następujący przykład: W systemie radiokomunikacyjnym tłumienie 0.01 dB/km występuje na częstotliwości około 20 GHz, a w systemie UAC na częstotliwości około 400 Hz. Nie można więc oczekiwać od systemu UAC przepływności osiąganych w systemach radiokomunikacyjnych o podobnym zasięgu [43].



Rys. 2.2. Tłumienie fal akustycznych w wodzie morskiej (S – zasolenie)



Rys. 2.3. Tłumienie fal radiowych w powietrzu



Rys. 2.4. Tłumienie absorpcyjne w kanale kablowym i podwodnym [43].

Tłumienie fali akustycznej w morzu, wyrażone w decybelach, zmienia się bardzo szybko w funkcji częstotliwości, a mianowicie proporcjonalnie do kwadratu częstotliwości (z wyjątkiem pasm od 0.5 do 5 kHz i 200 do 1000 kHz, w których rośnie nieco wolniej). Podobną tendencję ma tłumienie w telekomunikacyjnych liniach transmisyjnych, jednakże wzrost tłumienia jest tu proporcjonalny do pierwiastka kwadratowego z częstotliwości, a więc jest znacznie wolniejszy niż w kanale podwodnym. W obu przypadkach, przy względnie dużej szerokości pasma pracy systemu obserwuje się wpływ tłumienia na widmo transmitowanych sygnałów. Ilustruje to wykres zamieszczony na rys. 2.4, na którym pokazano spadek poziomu sygnału na skrajach pasma przenoszenia o szerokości oktawaowej w funkcji zasięgu [43]. Nadmierna różnica tłumienia przy wzroście zasięgu, pojawiająca się ze szczególną ostrością w systemie UAC, ogranicza pasmo przenoszenia systemu i zmniejsza jego przepływność.

Absorpcja energii akustycznej przez ośrodek powoduje zmiany natężenia propagowanej fali, ciśnienia akustycznego i prędkości akustycznej. Zmiana natężenia fali płaskiej na odcinku drogi o długości $r - r_1$ opisana jest wzorem:

$$\frac{I(r)}{I(r_1)} = e^{-\alpha_N(r-r_1)} \quad (2.1)$$

Wyrażony w jednostce [Neper/m] wykładnik tłumienia absorpcyjnego α_N zależy od współczynnika tarcia μ , współczynnika lepkości objętościowej μ' , pulsacji ω , gęstości ρ_0 i prędkości propagacji dźwięku c_0 [44]:

$$\alpha_N \cong \left(\frac{4}{3}\mu + \mu' \right) \frac{\omega^2}{\rho_0 c_0^3} \quad (2.2)$$

2.2.3. Straty transmisyjne

W kanałach podwodnych, w których nie występuje propagacja fali płaskiej, straty transmisyjne są zwiększone w skutek rozprzestrzeniania się dźwięku, czego skutkiem jest efekt nazywany w radiokomunikacji „tłumieniem wolnej przestrzeni” [43]. [45] [46] W zależności od akwenu propagacja dźwięku jest sferyczna lub quasi-cylindryczna. Związane jest to z geometrią kanału. Propagacja sferyczna występuje w systemach małych zasięgów pracujących w głębokich akwenach, zaś propagacja cylindryczna – w systemach dużych zasięgów i systemach pracujących w akwenach płytkich.

Widoczne są tu analogie z systemami radiokomunikacyjnymi, zwłaszcza, jeśli rozpatruje się sferyczny model propagacji. W przypadku propagacji cylindrycznej i sferycznej zmiany natężenia fali na odcinku $r - r_1$ są większe niż we wzorze 1.1 i wynoszą:

$$\frac{I(r)}{I(r_1)} = \frac{r_1}{r} e^{-\alpha_N(r-r_1)} \quad (2.3)$$

dla fali cylindrycznej oraz:

$$\frac{I(r)}{I(r_1)} = \left(\frac{r_1}{r} \right)^2 e^{-\alpha_N(r-r_1)} \quad (2.4)$$

dla fali sferycznej.

Wzory 2.6-2.8, w których wykładnik tłumienia α_N zastąpiono logarytmicznym współczynnikiem tłumienia absorpcyjnego:

$$\alpha = 10\alpha_N \log e = 4.34\alpha_N \quad (2.5)$$

opisują straty transmisyjne uwzględniające tłumienie absorpcyjne dla różnych typów propagacji fali akustycznej:

- dla fali płaskiej:

$$TL = \alpha(r - r_1) \quad (2.6)$$

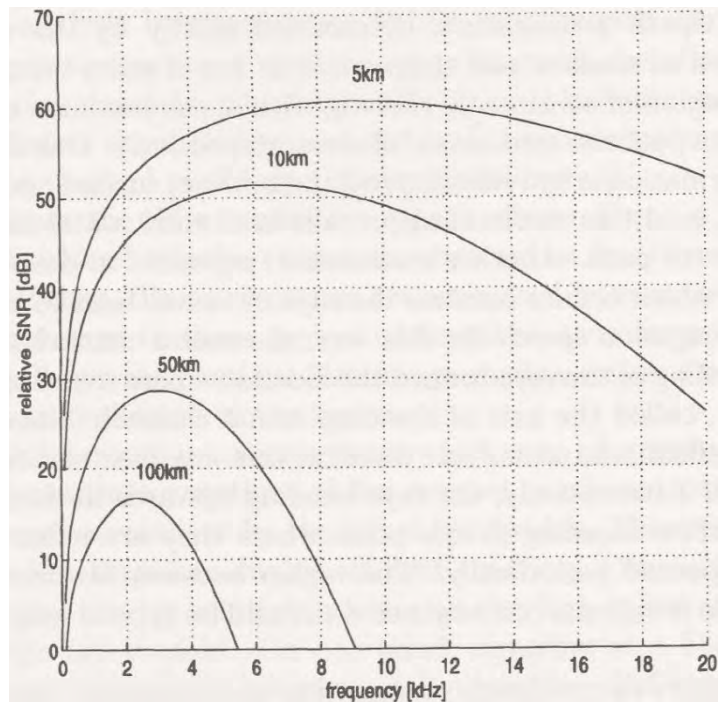
- dla fali cylindrycznej:

$$TL = 10 \log \frac{r}{r_1} + \alpha(r - r_1) \quad (2.7)$$

- dla fali sferycznej:

$$TL = 20 \log \frac{r}{r_1} + \alpha(r - r_1) \quad (2.8)$$

Tak więc straty absorpcyjne rosną zarówno z odległością jak i z kwadratem częstotliwości.



Rys. 2.5. Związek zasięgu systemów UAC z szerokością pasma oraz SNR na wyjściu odbiornika [47].

Straty transmisyjne i szumy zależne od częstotliwości decydują o związku między zasięgiem, szerokością pasma a SNR na wejściu odbiornika. Zależność ta przedstawiona jest na rys. 1, który przedstawia zależność częstotliwościową SNR dla kilku różnych zasięgów (przyjęto założenie o sferycznym rozprzestrzenianiu się fali akustycznej oraz o szumie otoczenia, którego widmowa gęstość mocy rośnie o 20 dB/dekadę częstotliwości [44]). Zależność ta ma wpływ na wybór częstotliwości nośnych dla pożądanego zasięgu

systemu transmisji. Dodatkowo określa ona związek między dostępnym zasięgiem a pasmem częstotliwości. W rezultacie przepustowości systemów UAC, w których pasmo jest rzędu od 10 % do 60 % częstotliwości pracy, maleją ze wzrostem zasięgu. W systemach bardzo krótkiego zasięgu, w „czystych” kanałach pionowych osiągalna szerokość pasma jest rzędu setek kHz, a przepustowość rzędu setek kbit/s, natomiast w systemach dalekiego zasięgu szerokość pasma zwykle nie przekracza 1 kHz, a przepustowość – kilkuset, a nawet kilkudziesięciu bit/s [47].

2.2.4. Szumy

Anteny systemów komunikacji podwodnej odbierają oprócz sygnałów użytecznych także zakłócenia, nazywane ogólnie szumami podwodnymi. Wyróżnia się trzy rodzaje szumów podwodnych: szumy ośrodka wodnego, których źródłem są naturalne procesy fizyczne zachodzące w morzu oraz szumy odległych statków, szumy statków znajdujących się w otoczeniu systemu hydroakustycznego oraz szumy własne, generowane przez jednostkę, na której pracuje odbiornik. Szumy statków oraz szumy własne rzadko są uwzględniane na etapie projektowania systemu komunikacji podwodnej. Dużo większe znaczenie mają szumy ośrodka wodnego. Wśród nich szczególną uwagę poświęca się szumom falowania oraz szumom termicznym. Szumy podwodne mogą być traktowane jako realizacje gaussowskiego procesu stochastycznego, jednak są to szumy kolorowe, a więc ich widmowa gęstość mocy nie jest stała. Podczas projektowania systemów UAC przyjmuje się wstępne założenie, że widmowa gęstość mocy szumów ośrodka wodnego wynosi 20dB/dekadę, zarówno w płytkiej jak i głębokiej wodzie. Wyjątkiem są szumy o charakterze impulsowym, generowane przez organizmy żywe.

W szerokopasmowych systemach UAC dominują szumy akustyczne środowiska wodnego o dużym poziomie, silnych fluktuacjach oraz o zmiennym w funkcji częstotliwości poziomie widmowej gęstości mocy.

2.2.5. Odbicia

Zjawiskiem o silnym wpływie na warunki transmisji sygnałów zarówno w systemach podwodnych jak i radiokomunikacyjnych są odbicia od powierzchni granicznych kanału i obiektów leżących w ich sąsiedztwie. W przypadku podwodnych kanałów akustycznych mechanizm propagacji wielodrogowej jest różny w zależności od geometrii kanału. Zależy on również od zasięgu oraz częstotliwości pracy systemu UAC. Kanały odbiciowe to kanały płytkie i przypowierzchniowe. W kanałach wertykalnych oraz horyzontalnych, w których zasięg jest mniejszy od odległości do granic ośrodka, nie obserwuje się odbić zakłócających komunikacje UAC.

W zależności od lokalizacji systemu wyróżnia się dwa podstawowe mechanizmy formowania wielu ścieżek propagacji sygnału akustycznego. Pierwszy to odbicia od granic ośrodka (dna, powierzchni wody oraz obiektów znajdujących się w wodzie). Analogicznie jak w systemach radiowych, wynikiem odbić jest propagacja wielodrogowa, a jej konsekwencją – odbiór sygnałów bezpośrednich i opóźnionych. Dyspersję czasową obserwuje się w wielu kanałach komunikacyjnych, np. kablach telefonicznych, kanale satelitarnym, komórkowym, kanale radiowej komunikacji bezprzewodowej. W konsekwencji temat ten jest obszarem intensywnych badań.

2.2.6. Refrakcja

W kanale hydroakustycznym na zjawisko odbicia nakłada się drugi mechanizm propagacji wielodrogowej - silna refrakcja, której przyczyną są znaczne zmiany prędkości dźwięku w funkcji głębokości. Prędkość dźwięku zależy od temperatury, zasolenia oraz ciśnienia hydrostatycznego. Z kolei temperatura wody, która do głębokości 1000 m ma dominujący wpływ na prędkość propagacji, zależy od zmiennych warunków atmosferycznych. W wodach przypowierzchniowych, w których zmiany prędkości dźwięku są największe, występują istotne zmiany torów propagacji dźwięku, co powoduje znaczne fluktuacje zasięgu.

W przypadku kanału „odbiciowego” propagacja wielodrogowa ma charakter dyskretny a odpowiedź impulsowa kanału jest quasi-dyskretna i „rzadka”. Z kolei odpowiedź impulsowa kanału refrakcyjnego ma charakter ciągły. Kanałami refrakcyjnymi są również głębokowodne dukty oceaniczne.

W kanałach z propagacją wielodrogową sygnał docierający do odbiornika składa się z sygnału bezpośredniego oraz wielu opóźnionych i stłumionych sygnałów odbitych. Opóźnienia poszczególnych składowych wielodrogowych względem ścieżki głównej są różne i zależą od długości przebytej przez ulegające odbiciom fale. Sygnał odbierany w porównaniu z sygnałem nadanym jest znacznie rozciągnięty w czasie. Dyspersja czasowa powoduje interferencję międzysymbolową w odbieranym sygnale, której konsekwencją są zaniki selektywne częstotliwościowo [48]. Dyspersja czasowa jest duża zwłaszcza w kanałach horyzontalnych dalekiego i średniego zasięgu, co znacznie ogranicza możliwości transmisyjne pracujących w tych kanałach systemów UAC. Podczas gdy w kanałach radiowych interferencje międzysymbolowe są rzędu kilku długości symboli transmitowanego sygnału, w podwodnym kanale horyzontalnym interferencje mogą rozciągać się na dziesiątki czy nawet setki symboli. Dla przykładu: w kanale średniego zasięgu dochodzi do rozproszenia w czasie do 10 ms, co odpowiada czasowi trwania 100 symboli dla prędkości 10 000 symbol/s [40].

2.2.7. Ruch w kanale

Kanał komunikacji podwodnej charakteryzuje się zmiennością odpowiedzi impulsowej w czasie. W przypadku płytkich kanałów horyzontalnych za niestacjonarność odpowiedzi impulsowej odpowiedzialny jest ruch powierzchni wody, od której odbija się fala akustyczna. W przypadku każdej składowej spektralnej transmitowanego sygnału, odbitego od falującej powierzchni wody, obserwuje się przesunięcie Dopplera. W konsekwencji w widmie odbieranego sygnału obserwuje się pewne rozmycie częstotliwości względem widma sygnału nadanego. W systemach komunikacyjnych z wieloma częstotliwościami nośnymi prowadzi to do interferencji między nośnymi (ICI - intercarrier interference). W kanałach głębokich zmienność czasowa odpowiedzi impulsowej związana jest z występowaniem fal wewnętrznych. Spośród kanałów wertykalnych również można wyróżnić te, których odpowiedź impulsowa jest niestacjonarna. Przykładem jest łącze akustyczne między stacją bazową na powierzchni wody a pojazdem AUV będącym w ruchu.

Efekt Dopplera ma znacznie większy wpływ na jakość komunikacji w systemach UAC niż w przypadku systemów radiowych i w dużym stopniu wpływa na możliwości zwiększenia ich przepływności. Wynika to z małej prędkości propagacji fali akustycznej w wodzie, która wynosi około 1500 m/s, a więc jest 200 000 razy mniejsza, niż prędkość fali elektromagnetycznej. Skalę efektu Dopplera w systemach UAC tylko częściowo kompensuje niższa częstotliwość nośna tych systemów oraz niższa prędkość ruchu nadajnika czy odbiornika. W tabeli 2.1 porównano własności transmisyjne przykładowego kanału UAC oraz systemów radiowych: bezprzewodowej sieci lokalnej (WLAN) [49] oraz standardu sieci komórkowej (LTE) [50, 51, 52]. Podczas gdy w kanale radiowym odchyłka dopplerowska jest rzędu 10^{-5} do 10^{-6} części szerokości pasma systemu, w akustycznym kanale podwodnym odchyłka dopplerowska odniesiona do szerokości pasma jest rzędu 10^{-3}

Tabela 2.1 Właściwości transmisyjne kanału UAC oraz kanałów radiokomunikacyjnych [53] [54]

własności kanału	WLAN	LTE	UAC
prędkość propagacji	$3 \cdot 10^8$ m/s	$3 \cdot 10^8$ m/s	1500 m/s
częstotliwość nośna	2.4 GHz	2.5 GHz	10 kHz
szerokość pasma	17 MHz	1.4, 3, 5, 10, 15, 20 MHz	2 kHz
prędkość ruchu	2 m/s	36 m/s	2 m/s
rozrzut opóźnienia	100 μ s	1 ms	10 ms
odchyłka dopplerowska	16 Hz (≈ 0.0001 % pasma)	300 Hz (≈ 0.0015 % pasma)	3 Hz (≈ 0.15 % pasma)

Efekty dyspersji częstotliwościowej (wynikającej z efektu Dopplera) oraz czasowej (wynikającej z propagacji wielodrogowej oraz efektu Dopplera) są komplementarne w tym sensie, że kiedy prędkość bitowa transmisji rośnie, dyspersja czasowa obejmuje większa

liczbę symboli modulacji powodując silniejszą interferencję międzysymbolową. Z kolei kiedy prędkość bitowa spada, zmienność kanału w czasie trwania pojedynczego symbolu rośnie, zatem rośnie również wpływ zjawiska Dopplera na jakość transmisji danych.

2.2.8. Zmienność kanału

Właściwości transmisyjne kanału UAC są silnie uwarunkowane specyfiką jego geograficznej lokalizacji i mogą ulegać zmianom. Zmienność właściwości transmisyjnych w czasie ma różnorodny charakter. W zależności od zjawisk branych pod uwagę mamy do czynienia ze skalą wielomiesięczną (pory roku) i wielodniową, wielogodzinną (pływy, pory doby), kilkuminutową (fale wewnętrzne), kilkusekundową (zafalowanie powierzchni) i rzędu milisekund (odbicia, rozpraszanie) [55].

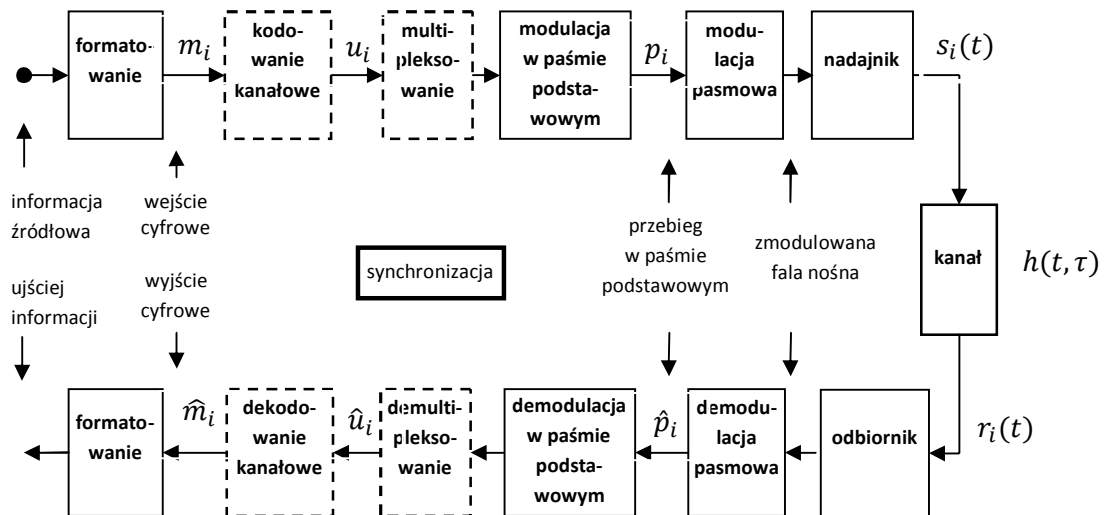
Porównując kanały systemów radiokomunikacyjnych i UAC należy wspomnieć o ograniczonej możliwości zwiększania pasma tych drugich, wynikającej z własności nadawczych przetworników ultradźwiękowych, pełniących w nich rolę anten i jednocześnie przetwarzających sygnały elektryczne na akustyczne. Ich względna szerokość pasma przenoszenia wynosi około 10%, a specjalnych konstrukcjach rzadko przekracza 50%.

Reasumując można stwierdzić, że kanały podwodne wykazują pewne podobieństwo do kanałów zarówno przewodowych jak i radiowych kumulując, jednakże, większość ich niekorzystnych właściwości. Wyklucza to możliwość uzyskania prędkości transmisji porównywalnej do osiąganą we współczesnej telekomunikacji. Wobec opisanych różnic poszukiwane są specjalne kombinacje technik telekomunikacyjnych na potrzeby UAC. Rozwiązania muszą charakteryzować się dobrymi własnościami synchronizacyjnymi i adaptacyjnymi. Ich implementacje muszą ponadto spełniać wymagania optymalizacji pod względem zapotrzebowania energetycznego, gdyż urządzenia UAC są zasilane akumulatorami o ograniczonej pojemności. Potrzebny jest sparametryzowany opis kanału komunikacyjnego, który będzie podstawą specyfikacji projektowej warstwy fizycznej transmisji.

2.3. System komunikacji cyfrowej

Na rysunku 2.6 przedstawiono ogólny schemat systemu komunikacji cyfrowej, wykonany na podstawie schematu opisanego w [56]. Strumień danych wejściowych, którymi są bity, podzielony jest na grupy, reprezentujące symbole wiadomości m_i należące do skończonego zbioru M -elementowego. Jeśli $M = 2$, symbol wiadomości jest binarny i składa się tylko z jednego bitu. Jeśli $M > 2$, każdy symbol wiadomości złożony jest z dwóch lub większej ilości bitów. Po przejściu przez koder kanałowy symbole wiadomości stają się symbolami kodowymi (lub słowami kodowymi) u_i . Następnie modulator tłumaczy symbole kodowe na odpowiednie stany fizycznej fali nośnej $s_i(t)$. Zakłócony przez kanał

przebieg $r_i(t)$ jest próbkowany i demodulowany do postaci ciągu próbek \hat{p}_i . Następnie detektor podejmuje decyzję, jakiemu symbolowi lub ciągowi symboli \hat{u}_i odpowiada dany podzbiór ciągu \hat{p}_i . Słowa kodowe są ostatecznie dekodowane do postaci ciągu symboli wiadomości \hat{m}_i .



Rys. 2.6. System komunikacji cyfrowej

Schemat zastosowanej modulacji determinowany jest przez pożądaną prędkość bitową transmisji oraz – w dużej mierze – przez właściwości transmisyjne kanału. Jeśli wybrany możliwie najlepszy schemat modulacji nie zapewnia oczekiwanej jakości komunikacji, kodowanie kanałowe umożliwia wykrycie oraz korekcję niektórych błędów w transmitowanej wiadomości. Ze względu na redundancję, jaką wprowadza kodowanie kanałowe, odbywa się to jednak kosztem skutecznej szybkości transmisji.

2.3.1. Modulacja OFDM

Idea OFDM była znana już w latach 60. i 70. ubiegłego wieku [57]. Wówczas jednak możliwości realizacji tej metody modulacji w praktyce były ograniczone. Ponownie zainteresowano się OFDM pod koniec lat 80., gdy brano tę technologię pod uwagę we wczesnych etapach rozwoju sieci GSM, oraz później gdy pracowano nad standardem UMTS. W obu przypadkach nie zdecydowano się jednak na wdrożenie tego schematu modulacji. Ze względu na możliwości obliczeniowe ówczesnych procesorów główny problem stanowiła realizacja transformacji Fouriera FFT w czasie rzeczywistym. Rozwój techniki pozwolił barierę tę z czasem pokonać, dzięki czemu OFDM w krótkim czasie stało się jedną z popularniejszych metod modulacji, wykorzystywaną dziś w różnych technologiach transmisji bezprzewodowej i nie tylko. OFDM zaimplementowano m.in. w standardzie naziemnej telewizji cyfrowej DVB-T [58], w systemach radiofonii cyfrowej DAB (Digital Audio Broadcast) [59], w technologii transmisji danych ADSL (Asymmetric

Digital Subscriber Line) , w technologii transmisji danych przez sieć energetyczną PLC (Powerline Communication), w standardach sieci bezprzewodowych z grupy specyfikacji 802.11 oraz standardzie telewizji komórkowej LTE . Popularność tej techniki modulacji wynika głównie stąd, że pozwala ona uzyskać dużą szybkość transmisji przy jednoczesnym ograniczeniu zniekształceń odbieranego sygnału spowodowanych zjawiskiem wielodrogowości. Ponadto technika OFDM pozwala na dużą elastyczność w wyborze parametrów transmitowanego sygnału , takich jak szybkość sygnalizacji (a więc odległość między częstotliwościami podnośnymi OFDM) czy czas trwania symbolu modulacji. Cechy te powodują, iż technika OFDM wydaje się być atrakcyjna z punktu widzenia projektantów systemów komunikacja UAC.

Istotą OFDM jest podział strumienia danych o dużej przepływności na wiele wolniejszych strumieni przesyłanych dalej równolegle z wykorzystaniem wielu nośnych [49] [60]. W ten sposób wydłuża się czas trwania jednego symbolu. Dzięki temu sygnały odbite w wyniku zjawiska wielodrogowości, które docierają do odbiornika z opóźnieniem, mają mniejszy wpływ na jakość odbieranego sygnału.

Cykliczny prefiks

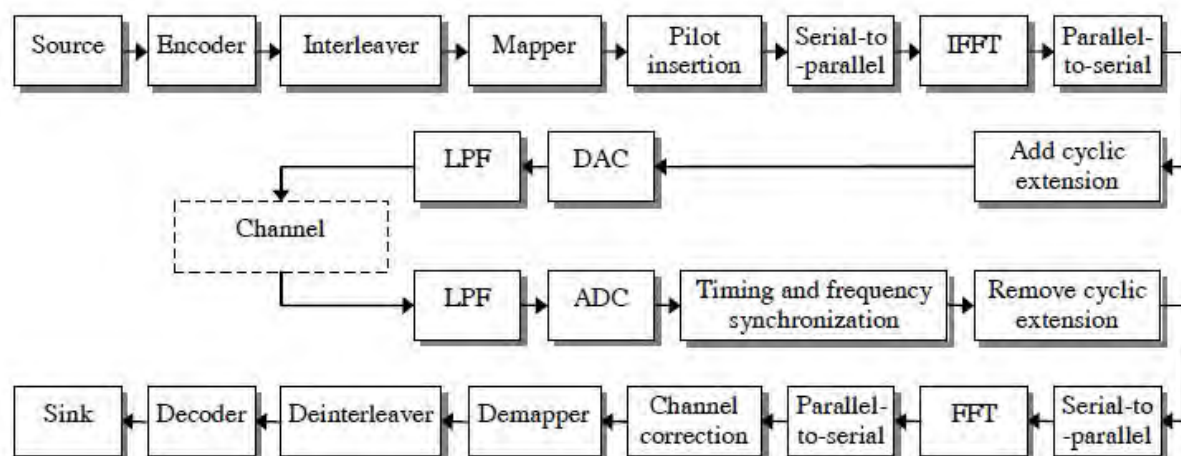
Jednocześnie rozdzielanie strumienia danych na bardzo dużą liczbę podstrumieni wymaga zwiększenia rozdzielczości częstotliwościowej odbiornika. Kompromisem pomiędzy odpornością na interferencję międzysymbolową a ograniczonymi możliwościami zmniejszania odległości między częstotliwościami podnośnymi jest wydłużenie pojedynczego symbolu o tzw. okres ochronny. Dzięki temu odbiornik ma więcej czasu na odbiór wszystkich odbić sygnału i tym samym ustalenie symbolu modulacji. W wielu systemach OFDM rolę okresu ochronnego pełni cykliczny prefiks, czyli kopia końcowego fragmentu każdego symbolu wstawiana na ich początek [49] [60] [61].

Tony pilotowe

W kanałach z silnym efektem wielodrogowości, dochodzi do tzw. zaników selektywnych, zakłócających amplitudę transmitowanego sygnału [48, 62]. Aby rozróżnić zmianę amplitudy wynikającą z modulacji sygnału i zmiany spowodowane przez zjawiska w kanale transmisyjnym, konieczne jest przesyłanie sygnału odniesienia, którego rolę pełnią częstotliwościowe kanały pilotowe. Umożliwiają one badanie stanu kanału w konkretnych podpasmach częstotliwości i interpolację wyników na sąsiadujące z nimi podkanały, w których odbywa się transmisja danych.

2.3.2. Struktura modulatora OFDM

Na rysunku 2.7 przedstawiono schemat blokowy modulatora OFDM z kodowaniem kanałowym, stosowanego we współczesnych systemach radiokomunikacyjnych [63].



Rys. 2.7. Modulator OFDM z kodowaniem kanałowym [63].

Dla wejściowego strumienia bitów kodowany jest kodem kanałowym. Następnie realizowana jest operacja przeplotu, która również zaliczana jest do technik kodowania kanałowego. Tak przygotowane bity odwzorowywane są na symbole konstelacji sygnału zgodnie z wybranym schematem modulacji cyfrowej. Między symbole danych wstawiane są symbole reprezentujące tony pilotowe, wykorzystywane przez odbiornik w celu estymacji funkcji przenoszenia kanału i korekcji odebranego sygnału w dziedzinie częstotliwości. Strumień symboli jest następnie przekształcany w równoległe sekwencje, podawane na wejście odwrotnej transformaty Fouriera, w celu uformowania dyskretno czasowego przebiegu symboli OFDM. Sposób formowania sekwencji symboli na wejściu transformaty IFFT odpowiada operacji multipleksowania na rysunku 2.6. Aby zabezpieczyć sygnał przed interferencją międzysymbolową, do każdego symbolu dodawany jest cykliczny prefiks. Po przekształceniu do postaci analogowej oraz filtracji dolnoprzepustowej (LPF), sygnał transmitowany jest przez kanał. Po stronie odbiorczej po ponownej filtracji dolnoprzepustowej sygnał przetwarzany jest do postaci cyfrowej. Na tym etapie przetwarzania sygnału realizowana jest synchronizacja transmisji. Następnie ze zsynchronizowanego, dyskretno czasowego przebiegu usuwane są cykliczne prefiksy i realizowana jest transformacja Fouriera, w wyniku czego otrzymane zostają równoległe sekwencje symboli, przetwarzane przez układ korekcji w dziedzinie częstotliwości na bazie tonów pilotowych. Po odwrotnym odwzorowaniu symboli na ciągi bitów i realizacji odwrotnego przeplotu, strumień bitów podawany jest na wejście dekodera kanałowego, w wyniku czego otrzymany zostaje strumień bitów reprezentujących przesłaną informację.

2.3.3. Kodowanie kanałowe

Fizyczne kanały rzadko zapewniają wystarczającą jakość transmisji ze względu na występujący w nich szum i zakłócenia. Zwykle niezbędne jest użycie kodowania kanałowego zabezpieczającego informację przed przekłamaniami [64]. Również w trudnych

kanałach UAC dla wybranego rodzaju modulacji zwykle nie jest możliwe osiągnięcie pożądanej jakości transmisji. Wówczas przy określonym stosunku sygnału do szumu, jedynym praktycznym sposobem zapewnienia niezawodnej transmisji jest zastosowanie kodowania kanałowego [65]. Obniżenie poziomu prawdopodobieństwa błędnego odbioru informacji, jednakże, odbywa się kosztem zwiększenia szybkości strumienia transmitowanych bitów [6].

Jedną z technik kodowania kanałowego jest kodowanie z korekcją wprzód (FEC – forward error correction). Ciąg bitów dzielony jest na słowa kodowe, do których dodawana jest redundancja według określonego algorytmu. W odbiorniku dekodery kanałowe wykorzystuje bity nadmiarowe do detekcji oraz korekcji błędnych bitów w odebranych słowach kodowych.

Inną techniką, rozwiązującą problem wykrywania błędów, jest technika automatycznego żądania powtórzenia (ARQ – automatic repeat request), która wykorzystuje redundancję w celu detekcji błędów. Po wykryciu błędu odbiornik wysyła żądanie powtórzenia słowa, do czego niezbędny jest w systemie kanał kontrolny, pełniący funkcję sprzężenia zwrotnego.

kody BHC

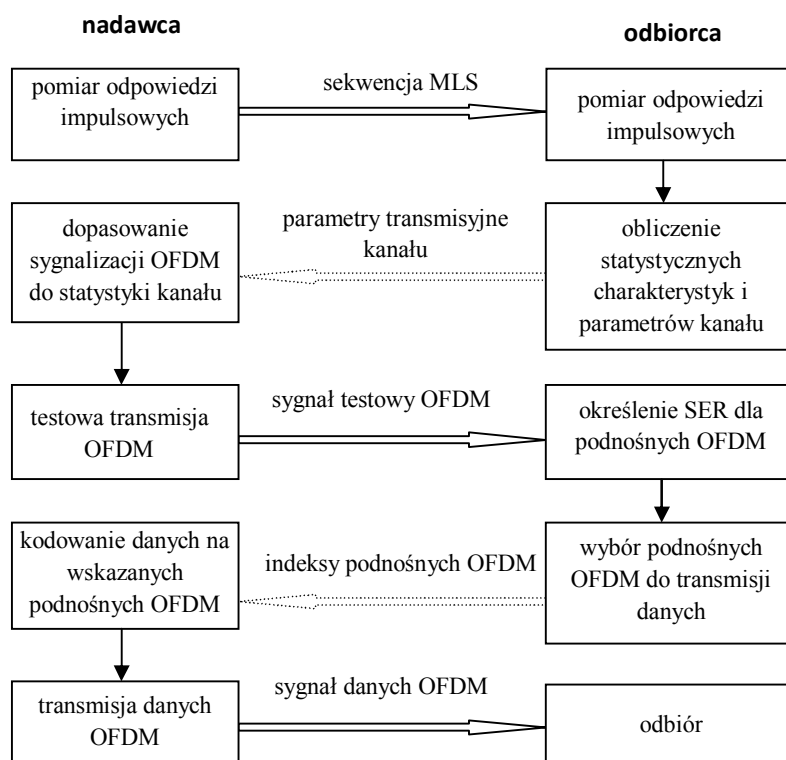
Istnieje wiele rodzajów kodów korekcyjnych, stosowanych zarówno w technice FEC jak i ARQ, spośród których do kodów o największych możliwościach poprawy jakości komunikacji zaliczane są liniowe cykliczne kody blokowe BCH (Bose-Chandhuri-Hocquenghen). Stanowią one elementy turbo kodów, stosowanych m.in. w komunikacji ruchomej trzeciej generacji oraz w łączach satelitarnych [66]. Stosowane są również, wraz z kodowaniem LDPC, w standardzie cyfrowej telewizji naziemnej DVB-T2.

2.4. Protokół adaptacyjnego systemu komunikacji cyfrowej

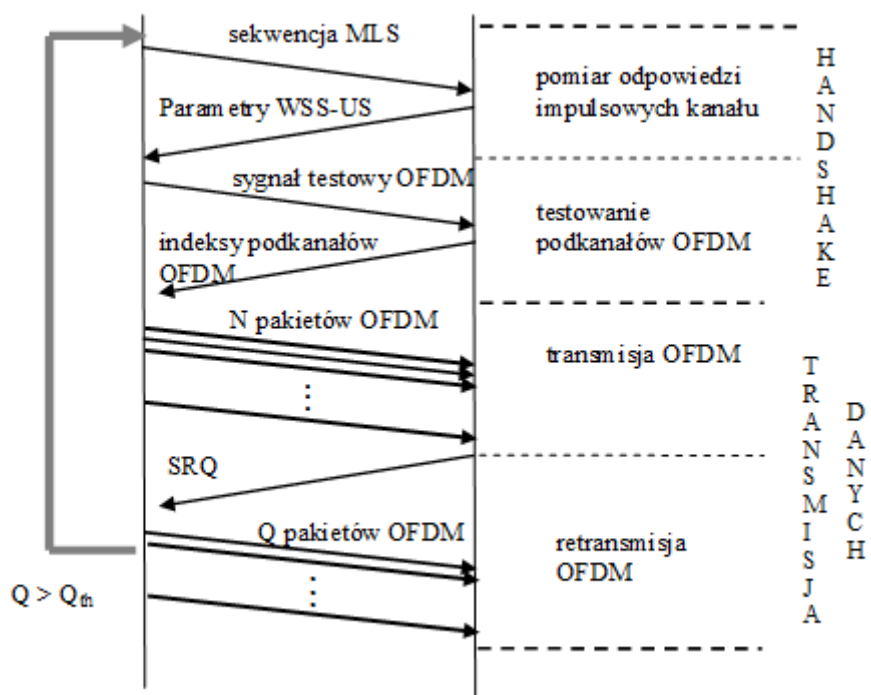
W projektowanym systemie adaptacyjnej komunikacji przewiduje się zastosowanie protokołu transmisji, który będzie wymagał wykorzystania oprócz kanału do transmisji danych, zwrotnego kanału kontrolnego. Protokół ten zakłada, że transmisja danych poprzedzona jest procedurą nawiązywania połączenia, złożoną z dwóch faz (rysunek 2.8).

W fazie pierwszej, za pomocą ciągów pseudoszumowych o maksymalnej długości (MLS), mierzona jest odpowiedź impulsowa kanału. Korzystając z dobrych własności synchronizacyjnych sekwencji MLS odbiornik dokonuje detekcji początku transmisji oraz estymuje zbiór odpowiedzi impulsowych kanału na podstawie odebranego sygnału. Analiza odpowiedzi impulsowej pozwala określić parametry transmisyjne kanału a informacja o nich przesyłana jest kanałem zwrotnym do nadawcy. W fazie drugiej protokołu transmisji danych, na podstawie odebranej informacji o parametrach transmisyjnych kanału „nadawca” oblicza parametry modulacji OFDM. Testowy ciąg symboli, modulowany za

pomocą tak zaprojektowanej techniki, poprzedzony sekwencją synchronizacyjną MLS, przesyłany jest do „odbiorcy”. „Odbiorca” wykorzystuje odebrany sygnał do obliczenia stopy błędów dla transmisji w każdym podkanałach OFDM. Do transmisji danych wybierane są podkanały o akceptowalnej symbolowej stopie błędów (SER – symbol error rate). Informacja o indeksach użytecznych podkanałów, zakodowana za pomocą sekwencji MLS, przesyłana jest do „nadawcy” systemu. Transmisja danych przeprowadzana jest tylko w podkanałach wskazanych przez odbiorcę jako użyteczne. Pakiety danych poprzedzone są sekwencją synchronizacyjną MLS. Niektóre częstotliwości podnośne pełnią funkcję tonów pilotowych.



Rys. 2.8 Protokół nawiązywania połączenia w adaptacyjnym systemie UAC [53, 67].



Rys. 2.9. Protokół selektywnego ARQ dla adaptacyjnego systemu UAC [53], na podstawie [68]

W przypadku szczególnie trudnych warunków komunikacyjnych przewidywana jest konieczność zastosowania techniki kodowania kanałowego ARQ. Odbiorca będzie sprawdzał poprawność odebranych danych, kodowanych liniowym kodem blokowym bądź splotowym. W przypadku wykrycia błędu, prześle kanałem zwrotnym żądanie retransmisji informacji. Projekt takiego protokołu na potrzeby podwodnych sieci transmisji danych przedstawiono w [68]. W [53] protokół ten zmodyfikowano na potrzeby adaptacyjnej komunikacji UAC (rysunek 2.9).

3. MODEL KANAŁU UAC

Akustyczne kanały podwodne z odbiciami i ruchem są – z punktu widzenia telekomunikacji – zmiennymi w czasie kanałami z propagacją wielodrogową. Istnieją matematyczne narzędzia opisu takich kanałów w sposób deterministyczny, jednak w praktyce różnorodność konfiguracji geometrii kanału, położenia nadajnika i odbiornika systemu oraz złożoność mechanizmu propagacji wielodrogowej w kanale UAC powoduje, że takie podejście wydaje się być niecelowe. Bardziej praktycznym podejściem jest zastosowanie opisu stochastycznego, stosowanego w przypadku kanałów radiokomunikacyjnych [69].

3.1. Deterministyczny opis zjawisk w kanale UAC

Odpowiedź impulsową z kanału z propagacją wielodrogową i efektem Dopplera można opisać jako superpozycję n „dyskretnych” odbić transmitowanego sygnału $s(t)$. Wówczas sygnał docierający do odbiornika można wyrazić wzorem:

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) e^{j2\pi v_n t} \quad (3.1)$$

gdzie α_n , τ_n , v_n to odpowiednio: tłumienie, opóźnienie oraz odchyłka dopplerowską związaną z n -tym odbiciem sygnału. Opóźnienie τ_n jest równe:

$$\tau_n = \frac{d_n}{c} \quad (3.2)$$

gdzie d_n jest drogą przebytą przez n -te odbicie sygnału, c oznacza prędkość propagacji. Odchyłka dopplerowska natomiast wyrażona jest wzorem:

$$v_n = v \frac{f_c}{c} \cos(\phi_n) \quad (3.3)$$

gdzie v jest prędkością ruchu odbiornika względem nadajnika, f_c - częstotliwością nośną sygnału, ϕ_n natomiast oznacza kąt nadejścia n -tego odbicia sygnału do odbiornika. Po uogólnieniu do kontinuum odbić sygnał odebrany można opisać jako [70]:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_H(\tau, \nu) s(t - \tau) e^{j2\pi \nu t} d\tau d\nu \quad (3.4)$$

Funkcja wagowa $S_H(\tau, \nu)$ nazywana jest funkcją rozproszenia (spreading function). Charakteryzuje ona dyspersję transmitowanego sygnału w dziedzinie czasu τ i częstotliwości ν . Wartość funkcji $S_H(\tau, \nu)$ dla danego punktu (τ, ν) opisuje, jak opóźniona i przesunięta w częstotliwości wersja sygnału $s(t)$ przyczynia się do całkowitego sygnału odebranego $r(t)$. Wzór (3.1) to specjalny przypadek (3.4) dla [70]:

$$S_H(\tau, \nu) = \sum_n \alpha_n \delta(t - \tau_n) \delta(\nu - \nu_n) \quad (3.5)$$

Widmo sygnału $r(t)$, wyrażone za pomocą funkcji rozproszenia $S_H(\tau, \nu)$, ma postać:

$$R(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_H(\tau, \nu) S(f - \nu) e^{-j2\pi\tau(f-\nu)} d\tau d\nu \quad (3.6)$$

W przypadku sygnałów szerokopasmowych, wpływu efektu Dopplera na transmitowany sygnał nie można opisać za pomocą pojedynczej wartości odchyłki Dopplerowskiej ν . Odchyłka ta jest różna dla różnych składowych częstotliwościowych sygnału. W dziedzinie czasu obserwuje się wówczas kompansję czyli ekspansję lub kompresję przebiegu sygnału:

$$r(t) = \sum_n \alpha_n \frac{1}{\sqrt{\beta_n}} s\left(\frac{t - \tau_n}{\beta_n}\right) \quad (3.7)$$

gdzie współczynnik skalowania β_n związany z n -tym odbiciem jest równy:

$$\beta_n = 1 - \frac{\nu}{c} \cos(\phi_n) \quad (3.8)$$

Taki szerokopasmowy model efektu Dopplera stosowany jest w akustycznej komunikacji podwodnej, gdy pasmo przenoszenia systemu jest równe co najmniej jednej oktawie.

3.2. Model stochastyczny kanału z odbiciami i ruchem

Nie istnieje „typowy” kanał komunikacji podwodnej [71] [71]. Każde środowisko posiada inną specyfikę, która wpływa na zachowanie systemu komunikacji cyfrowej. Adaptacja współczesnej techniki telekomunikacyjnej do systemu transmisji danych na falach ultradźwiękowych wymaga przyjęcia elastycznego modelu kanału, który będzie odzwierciedlał różnorodność zjawisk w nim zachodzących, istotnych z punktu widzenia komunikacji.

Model ten powinien umożliwiać określenie klas podwodnych kanałów komunikacyjnych, które mogłyby stanowić podstawę zdefiniowania standardyzowanych modeli kanałów UAC. W przypadku kanałów radiokomunikacyjnych, parametry warstwy fizycznej transmisji projektuje się w oparciu o modele obrazujące w sposób ogólny typowe warunki propagacyjne. Modele te zdefiniowane są przez dwa zasadnicze parametry statystyczne kanałów, określone w sposób empiryczny: względne opóźnienie kolejnych docierających do odbiornika odbić sygnału (rozzrut opóźnienia) oraz odchyłkę

dopplerowską i jej rozrzut (lub prędkość ruchu odbiornika systemu). Dla systemów telefonii komórkowej definiowane są modele: przypadek wewnątrz budynku (indoor), przypadek użytkowników pieszych (pedestrian) oraz przypadek użytkowników w samochodach (vehicular) [72]. W przypadku systemów UAC podział kanałów podwodnych na trzy ogólne klasy jest niemożliwy ze względu na ich różnorodność- większą niż różnorodność kanałów radiokomunikacji ruchomej.

Pewną inspiracją dla klasyfikacji kanałów UAC mogą być standardowe modele radiokomunikacyjnych kanałów jonosferycznych, wśród których, podobnie jak w przypadku kanałów podwodnych, obserwuje się dużą różnorodność właściwości transmisyjnych [1]. Także w tym przypadku klasy kanałów definiowane są przez rozrzut opóźnienia oraz rozrzut odchyłki dopplerowskiej [73].

W związku ze złożonością mechanizmu propagacji fal akustycznych, skonstruowanie deterministycznego modelu podwodnego kanału komunikacyjnego wydaje się niecelowe. Liczba możliwych przypadków określona przez położenie potencjalnie poruszającego się nadajnika i odbiornika, ukształtowanie terenu, występowanie przeszkód, w tym ruchomych, powodujących odbicia i dyfrakcję jest praktycznie nieograniczona. Ponadto model powinien być uniwersalny, a więc powinien statystycznie odzwierciedlać zjawiska, jakie mogą mieć miejsce w kanale podczas transmisji danych.

W takiej sytuacji podejście statystyczne, wymagające rozważenia odpowiedzi impulsowej kanału jako procesu stochastycznego, wydaje się być jedynym możliwym. Na wzór systemów radiokomunikacyjnych stosuje się charakterystykę stochastyczną, która rozważa kanał UAC jako wielkość losową o statystyce opisującej własności klasy kanałów bezprzewodowych. Stosuje się założenie, iż kanał może być opisany rozkładem Rayleigha [47, 40], a więc zbiór zmiennych w czasie odpowiedzi impulsowych kanału $h(t, \tau)$ oraz funkcja rozproszenia $S_H(\tau, \nu)$ są dwuwymiarowymi procesami Gaussa o zerowej średniej. Przy takim założeniu charakterystyka kanału to specyfikacja statystyki drugiego rzędu. W 1963 Bello [74] uprościł opis statystyczny zmiennych w czasie kanałów z propagacją wielodrogową poprzez wprowadzenie założenia o stacjonarności w szerokim sensie i nieskorelowanych odbiciach (WSSUS – wide sense stationary uncorrelated scattering). Założenie WSSUS jest prawdziwe dla większości kanałów radiowych [56, 74, 49]. W przypadku systemów UAC model WSSUS również wykorzystuje się procesie projektowania parametrów warstwy fizycznej transmisji przyjmując, że warunek stacjonarności szerokim sensie i nieskorelowanych odbiciach jest spełniony [75] [76].

3.2.1. Założenie WSSUS

Warunek US

Liniowy kanał zmienny w czasie (LTV – linear time variant) charakteryzuje się nieskorelowanymi odbiciami (US – uncorrelated scattering), jeśli kolejne odbicia sygnału, docierającego do odbiornika, nie wykazują wzajemnej korelacji, t.j:

$$E\{h(t, \tau)h^*(t', \tau')\} = R'_h(t, t'; \tau)\delta(\tau - \tau') \quad (3.9)$$

gdzie $R'_h(t, t'; \tau)$ jest pewną funkcją korelacji

Warunek WSS

Kanał jest stacjonarny w szerokim sensie (WSS – wide sense stationary), jeśli współczynniki odpowiedzi impulsowej kanału są łącznie stacjonarne w dziedzinie czasu t :

$$E\{h(t, \tau)h^*(t', \tau')\} = \tilde{R}_h(t - t'; \tau, \tau') \quad (3.10)$$

gdzie $\tilde{R}_h(\Delta t; \tau, \tau')$ jest pewną funkcją korelacji.

Założenie WSSUS

Łączne warunki US i WSS składają się na tzw. założenie WSSUS, które może być zapisane w postaci [69]:

$$E\{h(t, \tau)h^*(t', \tau')\} = R_h(t - t'; \tau)\delta(\tau - \tau') \quad (3.11)$$

Odbicia sygnału $s(t)$ docierające do odbiornika z różnym opóźnieniem τ są wzajemnie nieskorelowane (US). Ponadto nie ma korelacji między składowymi sygnału $s(t)$ ulegających różnym odchyłkom dopplerowskim. Założenie WSSUS umożliwia jednocześnie modelowanie dyspersji czasowej, prowadzącego do selektywności częstotliwościowej kanału oraz zmienności czasowej, powodującej dyspersję w dziedzinie częstotliwości.

3.2.2. Funkcja rozproszenia

Funkcja rozproszenia (*spreading function*) $S_H(\tau, \nu)$ kanału WSSUS jest, podobnie jak odpowiedź impulsowa $h(t, \tau)$, dwuwymiarowym, niestacjonarnym procesem białym o średnim natężeniu opisanym funkcją $C_H(\tau, \nu)$:

$$E\{S_H(\tau, \nu)S_H^*(\tau', \nu')\} = C_H(\tau, \nu)\delta(\tau - \tau')\delta(\nu - \nu') \quad (3.12)$$

Funkcja $C_H(\tau, \nu)$ charakteryzuje średnie natężenie odbić sygnału $s(t)$ docierających do odbiornika z opóźnieniem τ i odchyłką dopplerowską ν . Funkcja przenoszenia kanału $L_H(t, f)$ jest również dwuwymiarowym procesem gaussowskim o wartości oczekiwanej:

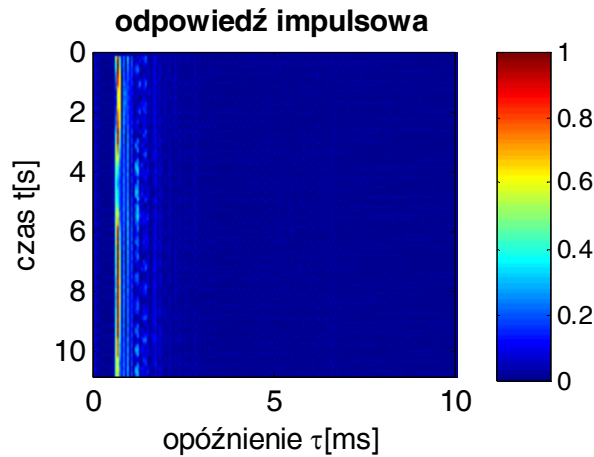
$$E\{L_H(t, f)L_H^*(t', f')\} = R_H(t - t', f - f') = R_H(\Delta t, \Delta f) \quad (3.13)$$

gdzie $R_H(\Delta t, \Delta f)$ jest czasowo-częstotliwościową funkcją korelacji [69]. Relacja między funkcją $C_H(\tau, \nu)$ a funkcją korelacji czasowo-częstotliwościowej $R_H(\Delta t, \Delta f)$ wyrażona jest wzorem:

$$C_H(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_H(\Delta t, \Delta f) e^{-j2\pi(\nu\Delta t - \tau\Delta f)} d\Delta t d\Delta f \quad (3.14)$$

Przy założeniu WSSUS kanał podwodny jest wyczerpująco – dla potrzeb komunikacyjnych - opisany przez zbiór tzw. funkcji Bello [49] [74] zdefiniowanych w dziedzinie $\{t, \tau, \nu, f\}$, gdzie t jest czasem bieżącym, τ - opóźnieniem określanym względem pierwszej składowej wielodrożnej odpowiedzi impulsowej kanału, ν - odchyłką dopplerowską, f – częstotliwością.

Na rysunku 3.1 przedstawiono przykład zobrazowania zmiennej w czasie odpowiedzi impulsowej kanału $h(t, \tau)$, otrzymanego w wyniku pomiaru zbioru realizacji odpowiedzi impulsowych kanału UAC.



Rys. 3.1. Przykład zbioru odpowiedzi impulsowych $h(t, \tau)$.

Implementacja algorytmów obliczających wartości wybranych charakterystyk transmisyjnych zarówno w programie odpowiedzialnym za pomiar właściwości komunikacyjnych kanałów akustycznych jak i w modelu laboratoryjnym systemu komunikacji OFDM, wymaga dyskretyzacji dziedziny $\{t, \tau, \nu, f\}$.

3.2.3. Dyskretna dziedzina modelu WSSUS

Czas obserwacji

Czas obserwacji t_m to czas pomiaru kolejnych realizacji odpowiedzi impulsowej $h(t, \tau)$. W przypadku, gdy pomiar odpowiedzi impulsowej odbywa się za pomocą sekwencji transmitowanych jedna po drugiej, czas obserwacji t_m przyjmuje wartości równe wielokrotnościom czasu trwania pojedynczej sekwencji pomiarowej:

$$t_m - t_{m-1} = \Delta t_m = L/F_s \quad (3.15)$$

gdzie L jest liczbą próbek sekwencji pomiarowej a F_s - częstotliwością próbkowania. Indeks m przyjmuje wartości od 0 do $M - 1$, gdzie M jest liczbą zmierzonych realizacji odpowiedzi impulsowej.

Opóźnienie

Opóźnienie τ_l reprezentuje kolejne momenty próbkowania pojedynczej realizacji odpowiedzi $h(t, \tau)$. Przyjmuje wartości od 0 (dla pierwszej próbki odpowiedzi impulsowej) do $\Delta t_m - 1/F_s$. Rozdzielczość dyskretnej dziedziny τ_l zależy od częstotliwości próbkowania F_s :

$$\Delta \tau_l = \frac{1}{F_s} \quad (3.16)$$

Częstotliwość

Częstotliwość f_w jest dziedziną charakterystyk częstotliwościowych kanału, związaną z dziedziną opóźnienia τ_l transformatą Fouriera. Przyjmuje wartości od 0 do częstotliwości próbkowania F_s , a jej rozdzielczość zależy od wybranej długości I szybkiej dyskretnej transformaty Fouriera (FFT).

$$\Delta f_w = \frac{F_s}{I} \quad (3.17)$$

Odchyłka dopplerowska

Dziedzina v_d to dziedzina częstotliwościowej odchyłki dopplerowskiej. Związana jest transformatą Fouriera. ze zmodyfikowaną dziedziną czasu obserwacji t_{m2} , który jest dziedziną funkcji autokorelacji dyskretnej odpowiedzi $h(t_m, \tau_l)$:

$$t_{m2} \in \{-t_{m-1}, -t_{m-2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, t_{m-2}, t_{m-1}\}, \quad m2 = 0, 1, \dots, 2M - 1 \quad (3.18)$$

Zmienna v_d przyjmuje wartości z przedziału $(-1/\Delta t_{m2}; 1/\Delta t_{m2})$ z rozdzielczością:

$$\Delta v_d = \frac{F_{ir}}{D} = \frac{1}{D \cdot \Delta t_m} \quad (3.19)$$

gdzie D to rozmiar szybkiej dyskretnej transformaty Fouriera (FFT), wykorzystanej do przejścia z dziedziny t_{m2} do ν_d , natomiast F_{ir} jest częstotliwością pomiaru odpowiedzi impulsowej:

$$F_{ir} = \frac{1}{\Delta t_m} \quad (3.20)$$

3.2.4. Funkcje Bello

Podstawą do wyznaczenia funkcji Bello, zwanych również charakterystykami transmisyjnymi, jest dyskretna estymata funkcji autokorelacji odpowiedzi impulsowej $h(t_m, \tau_l)$:

$$\hat{R}_H[\tau_l, t_{m2}] = \begin{cases} \sum_{q=0}^{M-m2-1} h[\tau_l, t_{m2+q}]h^*[\tau_l, t_q] & m2 \geq 0 \\ \hat{R}_H^*[\tau_l, t_{-m2}] & m2 < 0 \end{cases} \quad (3.21)$$

Dyskretna funkcja rozproszenia jest implementowana w algorytmach przetwarzania sygnałów systemu pomiarowego jako transformata Fouriera estymaty funkcji autokorelacji $\hat{R}_H[\tau_l, t_k]$ odpowiedzi impulsowej $h[\tau_l, t_k]$:

$$S_H[\tau_l, \nu_d] = \sum_{q=0}^{M-1} \hat{R}_H[\tau_l, t_q] e^{-\frac{2\pi j}{D} q l}, \quad l = 0, 1, \dots, L-1, \quad d = 0, 1, \dots, D-1 \quad (3.22)$$

Funkcja rozproszenia jest podstawą do wyznaczenia pozostałych charakterystyk transmisyjnych (funkcji Bello), określających rozkłady mocy oraz funkcje korelacji kanału w dziedzinie czasu t , opóźnienia τ , częstotliwości f oraz odchyłki dopplerowskiej ν .

Profil średniej mocy odpowiedzi impulsowej

Profil średniej mocy odpowiedzi impulsowej (*multipath-intensity profile*) $P_\tau(\tau)$ to funkcja opisująca rozkład średniej docierającej do odbiornika mocy w funkcji opóźnienia τ [56, 69]. Dyskretna postać tej funkcji może być wyznaczona z dyskretnej funkcji rozproszenia jako:

$$P_\tau[\tau_l] = \sum_{q=0}^{J-1} S_H[\tau_l, \nu_q] \quad (3.23)$$

Opóźnienie czasowe τ jest odniesione do opóźnienia pierwszego odbicia sygnału docierającego do odbiornika. Dla kanału idealnego funkcja $P_\tau(\tau)$ ma postać idealnego impulsu o wadze równej całkowitej średniej mocy sygnału odbieranego.

Dopplerowskie widmo gęstości mocy

Dopplerowskie widmo gęstości mocy (Doppler power spectrum) $P_\nu(\nu)$ opisuje średni rozkład mocy odpowiedzi kanału w funkcji odchyłki dopplerowskiej ν [56, 69]. Dyskretna postać tej funkcji może być obliczona jako dyskretne dopplerowskie skróśne widmo gęstości mocy $S_C[\Delta f_w, \nu_d]$, będące transformacją Fouriera funkcji rozproszenia:

$$S_C[\Delta f_w, \nu_d] = \sum_{q=0}^{L-1} S_H[\tau_q, \nu_d] e^{-\frac{2\pi j}{T} q d} \quad (3.24)$$

dla $\Delta f_w = 0$:

$$P_\nu[\nu_d] = S_C[\Delta f_w, \nu_d] |_{\Delta f_w=0} \quad (3.25)$$

Dopplerowskie widmo mocy dostarcza wiedzy o dyspersji częstotliwościowej transmitowanego sygnału [56].

Funkcja korelacji częstotliwościowej

Funkcja korelacji częstotliwościowej $R_f(\Delta f)$ opisuje korelację pomiędzy odpowiedziami kanału na dwa sygnały przesunięte w dziedzinie częstotliwości o Δf :

$$R_f(\Delta f) \triangleq R_H(0, \Delta f) = E\{L_H(t, f)L_H^*(t, f - \Delta f)\} \quad (3.26)$$

Związana jest z profilem średniej moc odpowiedzi impulsowej $P_\tau(\tau)$ transformatą Fouriera, stąd dyskretna postać tej funkcji:

$$R_f[f_w] = \sum_{q=0}^{L-1} P_\tau[\tau_q] e^{\frac{-2\pi i}{L} q b} \quad (3.27)$$

Funkcja korelacji czasowej

Funkcja korelacji czasowej $R_t(\Delta t)$ opisuje korelację odpowiedzi kanału na pobudzenia przesunięte w czasie o Δt :

$$R_t(\Delta t) \triangleq R_H(\Delta t, 0) = E\{h(t, \tau)h^*(t - \Delta t, \tau)\} \quad (3.28)$$

Funkcja ta dostarcza wiedzy o szybkości zmian kanału komunikacyjnego. Związana jest z dopplerowskim widmem mocy $P_\nu(\nu)$ transformatą Fouriera, stąd dyskretna postać tej funkcji:

$$R_t[t_m] = \sum_{q=0}^{D-1} P_v[v_d] e^{\frac{-2\pi i}{D} qm} \quad (3.28)$$

3.2.5. Parametry transmisyjne kanału – kryteria określania

Dla każdej z opisanych powyżej charakterystyk w radiokomunikacji definiowane są parametry użyteczne w procesie projektowania systemu komunikacyjnego. Określają one stopień dyspersji oraz zmienności czasowej i częstotliwościowej kanału, a co za tym idzie wyznaczają takie zakresy wartości parametrów sygnalizacji, które minimalizują ryzyko wystąpienia zaników selektywnych czasowo i częstotliwościowo w transmitowanym sygnale.

Rozrzut opóźnienia

Maksymalny rozrzut opóźnienia τ_M jest definiowany jako różnica między największym i najmniejszym opóźnieniem, dla którego profil średniej mocy odpowiedzi impulsowej $P_\tau(\tau)$ jest równy lub większy od zadanej wartości progowej. Kanały o takiej samej wartości maksymalnego opóźnienia τ_M mogą różnić się między sobą rozkładem mocy sygnału w funkcji opóźnienia. Wartości opóźnienia maksymalnego τ_M są wrażliwe na szum i aliazing, zwłaszcza dla małej wartości poziomu odcięcia funkcji $P_\tau(\tau)$. Mała zmiana mocy danej składowej wielodrożnej mogą mieć duży wpływ na wartość τ_M , kiedy oznacza ona przesunięcie amplitudy wczesnego lub późnego odbicia poniżej lub powyżej wartości progowej [77]. Częściej stosowaną miarą jest wartość średniokwadratowa rozrzutu opóźnienia τ_{rms} [56]. Stosunek maksymalnego rozrzutu opóźnienia τ_M (lub τ_{rms}) sygnału oraz czasu trwania pojedynczego transmitowanego symbolu modulacji T_s determinuje podział kanałów wielodrogowych na kanały z zanikami selektywnymi częstotliwościowo oraz kanały z zanikami płaskimi.

W kanale występują zaniki selektywne, jeśli $\tau_M > T_s$, czyli gdy odbicia sygnału docierają do odbiornika po czasie dłuższym względem pierwszego odebranego komponentu niż czas trwania transmitowanego symbolu. Jest to przyczyna powstawania interferencji międzysymbolowej w odbieranym sygnale. Natomiast gdy wszystkie odbicia sygnału docierają do odbiornika w czasie krótszym niż czas trwania transmitowanego symbolu, czyli gdy spełniony jest warunek $\tau_M < T_s$, w kanale występują zaniki płaskie. W takim kanale nie występuje interferencja międzysymbolowa [56].

Rozrzut odchyłki dopplerowskiej

Rozrzut odchyłki dopplerowskiej to szerokość Dopplerowskiego widma mocy, mierzona na pewnym poziomie odcięcia (zwykle -10dB lub -20dB względem wartości maksymalnej). W typowym przypadku propagacji wielodrogowej w kanale zmiennym w

czasie sygnał odbierany składa się z wielu odbić docierających do odbiornika z różnych kierunków i charakteryzujących się różną odchyłką Dopplera. Superpozycja poszczególnych odbić sygnału daje w rezultacie dyspersję częstotliwościową w widmie odbieranego sygnału. Rozrzut odchyłki dopplerowskiej jest parametrem określającym szybkość zaników czasowych sygnału transmitowanego w kanale [56].

Podobnie jak w przypadku rozrzutu opóźnienia najczęściej stosowaną metryką jest odchyłka maksymalna v_M oraz wartość średniokwadratowa v_{rms} . Wyznacza ona dolną granicę szybkości sygnalizacji W_s , przy której transmitowany sygnał nie ulega zanikom szybkim czasowo, a więc dyspersji częstotliwościowej, która w systemach wieloczęstotliwościowych jest przyczyną interferencji międzykanałowej (ICI).

Pasmo koherencji

Pasmo koherencji f_0 to statystyczna miara zakresu częstotliwości, w którym amplitudowa charakterystyka częstotliwościowa kanału jest stała a charakterystyka fazowa – liniowa. Jest to szerokość funkcji korelacji częstotliwościowej $R_f(\Delta f)$ na pewnym poziomie odcięcia. Pasmo koherencji f_0 oraz maksymalne opóźnienie τ_M są ze sobą związane w przybliżeniu zależnością:

$$f_0 \approx \frac{1}{\tau_M} \quad (3.29)$$

Pasmo koherencji wyznacza górną granicę prędkości transmisji W_s , poniżej której w transmitowanym sygnale nie występują zaniki selektywne częstotliwościowo.

Czas koherencji

Czas koherencji t_0 określa przedział czasowy, w którym odpowiedź kanału jest niezmienna. Jest to metryka określana na podstawie funkcji korelacji czasowej $R_t(\Delta t)$, jako jej szerokość na danym poziomie odcięcia. Czas koherencji wyznacza górną granicę czasu trwania symbolu modulacji T_s , po przekroczeniu której w odbieranym sygnale obserwowane są zaniki szybkie, a więc własności kanału zmieniają się podczas transmisji pojedynczego symbolu danych, czego konsekwencją są zakłócenia sygnału w granicach tego symbolu. Zakłóceniom ulega podstawowo-pasmowa obwiednia symbolu co prowadzi do spadku SNR w odbiorniku oraz wzrostu stopy błędów transmisji. Zniekształcone symbole transmisyjne powodują ponadto problemy synchronizacyjne [56]. Czas koherencji t_0 oraz maksymalna odchyłka dopplerowska v_M są ze sobą związane w przybliżeniu zależnością:

$$t_0 \approx \frac{1}{v_M} \quad (3.30)$$

Przyjęcie upraszczającego analizę własności transmisyjnych kanału modelu WSSUS, stosowanego w radiokomunikacji jako narzędzie umożliwiające dopasowanie parametrów sygnalizacji transmitowanego sygnału do warunków propagacyjnych w kanale, umożliwia parametryzację zmierzonych charakterystyk transmisyjnych kanału UAC. Zbiór wartości parametrów opisujących dyspersję i zmienność czasową oraz częstotliwościową stanowi taką specyfikację dla projektu sygnalizacji OFDM, która umożliwia jak najlepsze zabezpieczenie sygnału przed wpływem zakłóceń w trudnym kanale podwodnym.

W radiokomunikacji definiowane są standardy modeli kanałów z propagacją wielodrogową. W komunikacji podwodnej nie istnieją standardy modeli kanałów UAC, a kryteria określania parametrów transmisyjnych na potrzeby projektowania systemów komunikacji muszą być wyznaczone eksperymentalnie. Podstawą dla wyznaczenia charakterystyk transmisyjnych jest zmienna w czasie odpowiedź impulsowa $h(\tau, t)$, czyli zbiór zmierzonych chwilowych realizacji zmiennej w czasie odpowiedzi impulsowych kanału.

4. POMIAR KORELACYJNY ODPOWIEDZI IMPULSOWYCH

Pomiar i analiza parametrów kanału jest koniecznym etapem projektowania systemów komunikacji. Niezbędne jest ujęcie podwodnego kanału ultradźwiękowego w kategoriach kanału telekomunikacyjnego o określonej, zmiennej w czasie odpowiedzi impulsowej. Zarówno sygnał pomiarowy jak i technika rozplotu po stronie odbiorczej powinny maksymalizować stosunek sygnału do szumu obliczanej w odbiorniku odpowiedzi impulsowej. Ponadto sygnał pomiarowy powinien charakteryzować się wysoką odpornością na wszelkiego rodzaju szumy.

Trudno jest wygenerować sygnał dobrze imitujący impuls Diraca, charakteryzujący się bardzo dużą koncentracją energii w czasie. W pomiarach akustycznych źródłem takiego impulsu może być materiał wybuchowy. Z tego powodu do identyfikacji odpowiedzi impulsowej stosuje się jako pobudzenie inne sygnały, mające szerokie widmo częstotliwościowe, w szczególności przebiegi pseudoszumowe [61]. Stąd pomiar odpowiedzi impulsowej zostały przeprowadzone za pomocą metody korelacyjnej, wykorzystującej binarne ciągi pseudoszumowe o maksymalnej długości (MLS - Maximum Length Sequences).

4.1. Metoda korelacyjna pomiaru odpowiedzi impulsowej – przebiegi pseudoszumowe

Odpowiedź przyczynowego liniowego system stacjonarnego, o odpowiedzi impulsowej $h(t)$, na pobudzenie $x(t)$:

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_0^{\infty} x(t - \tau)h(\tau)d\tau \quad (4.1)$$

Jeśli wejście i wyjście systemu LTI jest znane, rozplot przebiegów $x(t)$ i $y(t)$ w dziedzinie częstotliwości reprezentowany jest jako:

$$H(j\omega) = Y(j\omega)/X(j\omega) \quad (4.2)$$

gdzie $H(j\omega)$, $Y(j\omega)$ oraz $X(j\omega)$ są reprezentacjami przebiegów $h(t)$, $y(t)$ i $x(t)$ w dziedzinie częstotliwości zespolonej.

W praktyce sygnał $x(t)$ ma ograniczone pasmo, co powoduje, iż widmo $X(j\omega)$ przyjmuje wartości zerowe lub bliskie zeru dla niektórych częstotliwości, co z kolei sprawia, że operacja rozplotu staje się filtracją niestabilną. Z tego powodu w celu wyznaczenia odpowiedzi impulsowej systemu stosuje się miarę podobieństwa sygnału wejściowego i wyjściowego, czyli funkcję korelacji skróśnej:

$$R_{xy}(t) = x(t) * y(t) = \int_0^{\infty} x(t - \tau)y^*(\tau)d\tau = \int_0^{\infty} x^*(\tau)y(t - \tau)d\tau \quad (4.3)$$

Po podstawieniu (4.1) do (4.3):

$$\begin{aligned} R_{xy}(t) &= \int_0^{\infty} x^*(\tau) \int_0^{\infty} x(t - \tau)h(\tau)d\tau d\tau \\ &= \int_0^{\infty} h(\tau) \int_0^{\infty} x^*(\tau)x(t - \tau)d\tau d\tau \\ &= \int_0^{\infty} h(\tau)R_{xx}(t - \tau)d\tau = h(t) * R_{xx}(t) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Jeśli funkcja autokorelacji $R_{xx}(t)$ sygnału pomiarowego aproksymuje rozkład delty Diraca, funkcja korelacji $R_{xy}(t)$ aproksymuje odpowiedź impulsową systemu:

$$R_{xy}(t) \approx h(t) \quad (4.5)$$

W przypadku systemu dyskretnego, odpowiedź $y[n]$ na pobudzenie $x[n]$ ma postać:

$$y[n] = \sum_{m=0}^{L-1} x[m]h[n - m] \quad (4.6)$$

gdzie L jest maksymalną liczbą próbek sygnału x i h (krótszy sygnał uzupełniany jest zerami do długości L). Funkcja korelacji skrośnej sygnałów $x[n]$ oraz $y[n]$:

$$R_{xy}[n] = \frac{1}{L + 1} \sum_{m=0}^{L-1} x[m]y[m - n] \quad (4.7)$$

Podstawiając (4.6) do (4.7) otrzymujemy:

$$\begin{aligned} R_{xy}[n] &= \frac{1}{L + 1} \sum_{m=0}^{L-1} x[m] \sum_{k=0}^{L-1} h[k]x[m - n - k] \\ &= \frac{1}{L + 1} \sum_{k=0}^{L-1} h[k] \sum_{m=0}^{L-1} x[m]x[m - n - k] \\ &= \frac{1}{L + 1} \sum_{k=0}^{L-1} h[k]R_{xx}[n - k] \\ &= h[n] * R_{xx}[n] \end{aligned} \quad (4.8)$$

Jeśli funkcja autokorelacji $R_{xx}[n]$ sygnału pomiarowego aproksymuje rozkład delty Kroneckera, funkcja korelacji $R_{xy}[n]$ aproksymuje odpowiedź impulsową systemu:

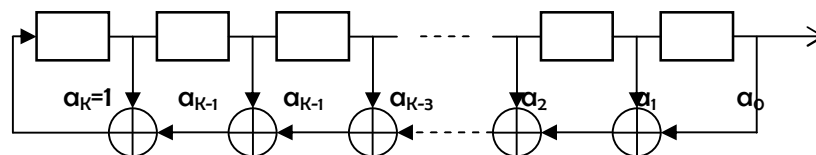
$$R_{xy}[n] \approx h[n] \quad (4.9)$$

W metodzie korelacyjnej wykorzystuje się specjalne własności szerokopasmowych sygnałów o wąskiej, zbliżonej do impulsu Diraca funkcji autokorelacji. Gęstość widmowa mocy takiego sygnału testującego jest stała w całym paśmie częstotliwości. Sygnałami o wąskiej funkcji autokorelacji oraz stałej gęstości widmowej mocy są: biały szum Gaussowski (AWGN), pseudolosowe przebiegi szumowe (PRN - pseudorandom noise) oraz sygnał szerokopasmowy z modulacją częstotliwości, tzw. chirp. Jeśli na wejście systemu podany zostanie jeden z wymienionych sygnałów testujących, funkcja korelacji skróśnej przebiegu wyjściowego oraz wyjściowego będzie dobrą aproksymacją odpowiedzi impulsowej systemu. W przypadku sygnału AWGN precyzja pomiaru ograniczona jest szumami ośrodka oraz szumami własnymi systemu pomiarowego. Z tego względu w przypadku metody korelacyjnej bardziej odpowiednie są, łatwe do rekonstrukcji w każdym miejscu procedury pomiarowej, sygnały generowane cyfrowo: cyfrowy sygnał chirp oraz bipolarne przebiegi binarne. Te ostatnie generowane są na bazie pseudolosowych sekwencji M, znanych jako sekwencje maksymalnej długości [78, 79].

4.2. Sekwencje MLS

Statystyczne własności binarnych ciągów pseudolosowych są przedmiotem badań od kilkudziesięciu [80, 78]. Sekwencje MLS są szeroko stosowane do pomiarów akustycznych odpowiedzi impulsowych pomieszczeń, radarowej technice kompresji impulsu oraz komunikacji z rozpraszaniem widma. Farina [81] opisał metodę wykorzystującą sekwencje pseudolosowe do pomiaru profilu dna morskiego.

Istnieją standardowe algorytmy do konstruowania sekwencji MLS za pomocą wielomianów generujących różnego stopnia, w wyniku działania których powstają sekwencje różnej długości. Na rysunku 4.1 przedstawiono rejestr przesuwny z liniowym sprzężeniem zwrotnym w konfiguracji Fibonacciego. Komórki rejestru przyjmują wartości binarne. Wyjścia komórek rejestru połączone są bramkami XOR.



Rys. 4.1. Rejestr przesuwny generujący sekwencję MLS.

Na wyjściu rejestru generowana jest periodyczna sekwencja próbek binarnych. Wielomian generujący ma ogólną postać:

$$G(X) = X^K + a_{K-1}X^{K-1} + a_{K-2}X^{K-2} + \dots + a_2X^2 + a_1X + 1 \quad (4.10)$$

gdzie $a_{1,\dots,K-1}$ są wagami odpowiednich odczepów rejestru, przyjmującymi wartości binarne, $X^{0,\dots,K}$ to wartości binarne kolejnych komórek rejestru. Maksymalna długość L sekwencji wygenerowanej przez rejestr o K komórkach to:

$$L = 2^K - 1 \quad (4.11)$$

Dla każdego K istnieje co najmniej jedna kombinacja współczynników wagowych $a_{1,\dots,K-1}$, która generuje sekwencję o długości maksymalnej L .

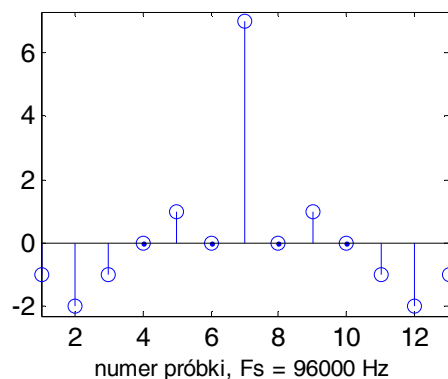
Sekwencje MLS posiadają dwie własności, decydujące o ich szerokim spectrum zastosowań. Pierwsza z nich to własność równowagi. Liczba zer i jedynek w pojedynczej sekwencji różni się o 1. Druga to własność korelacji – w przypadku sekwencji bipolarnej funkcja autokorelacji przyjmuje wartości -1 dla argumentu różnego od zera oraz $2^N - 1$ dla argumentu równego zero. Dla sygnału binarnego znormalizowana funkcja autokorelacji ma postać zbliżoną do idealnego impulsu (rysunek 4.2). Przyjmuje ona wartości zgodnie ze wzorem:

$$R_{xx}[n] = \delta[n] - \frac{1}{L+1} \quad (4.12)$$

gdzie $\delta[n]$ - delta Kroneckera. Podstawiając (4.12) do (4.8) otrzymujemy :

$$R_{xy}[n] = h[n] - \frac{1}{L+1} \sum_{k=0}^{L-1} h[k] \quad (4.13)$$

Drugi składnik równania (4.13) reprezentuje średnią wartość składowej stałej mierzonej odpowiedzi impulsowej. W większości przypadków może ona zostać pominięta, w wyniku czego prawdziwe jest przybliżenie (4.9).

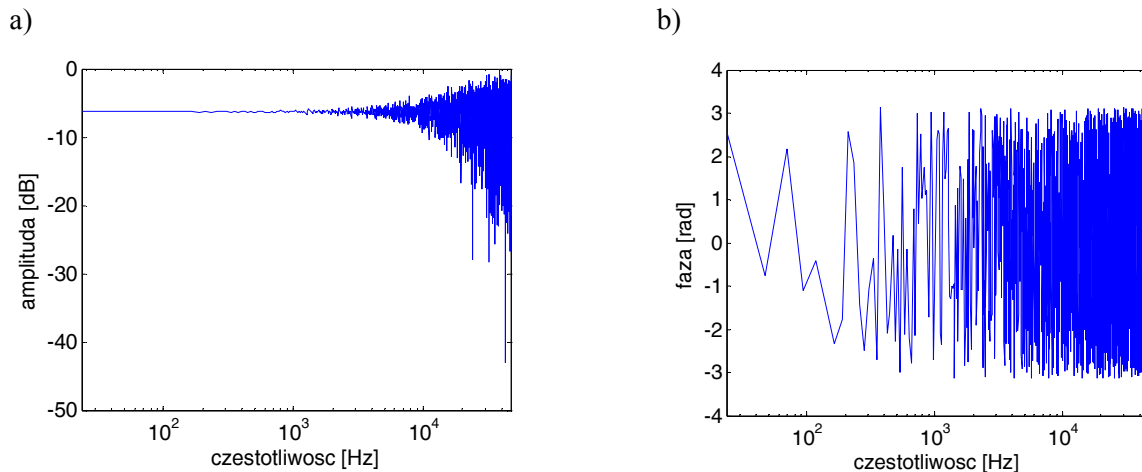


Rys. 4.2. Funkcja autokorelacji sekwencji MLS (K=3, L=7)

Sygnaly MLS charakteryzują się niemal płaskim widmem aż do częstotliwości Nyqista (rysunek 4.3a), co upodabnia je do ograniczonego pasmowo szumu białego, a

jednocześnie są sygnałami w pełni deterministycznymi, co czyni je dokładnie powtarzalnymi i umożliwia skonstruowanie wielu unikalnych sygnałów o tych samych własnościach spektralnych, z gwarantowaną minimalną korelacją skrośną $R_{xy}[n]$. Stosunek sygnału do szumu pomiaru MLS jest duży i może być zwiększany przez wydłużanie czasu pomiaru.

Sekwencje MLS charakteryzują się przypadkową charakterystyką fazową (rysunek 4.3b), o jednostajnej gęstości prawdopodobieństwa w przedziale $(-\pi, +\pi)$. Własność ta powoduje, że technika MLS może randomizować widmo fazowe każdej składowej zmierzonego przebiegu $y[n]$, nieskorelowanej z sekwencją pomiarową $x[n]$. W konsekwencji, widmo fazowe każdego zakłócenia (np. szumu impulsowego) również jest randomizowane, a więc sygnał zakłócający jest rozpraszany na całej długości estymaty odpowiedzi impulsowej.

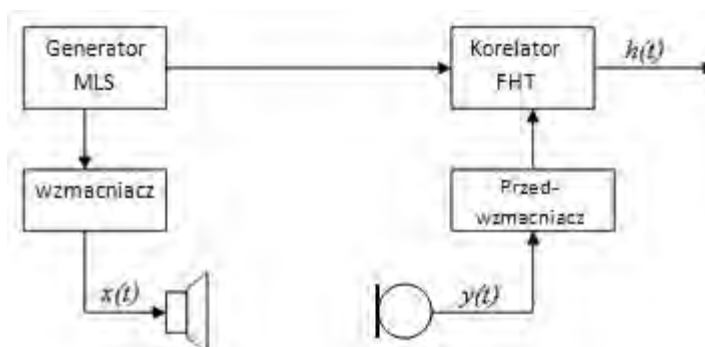


Rys. 4.3. Widmowa gęstość mocy (a) i widmo fazowe (b) sekwencji

4.3. Pomiar korelacyjny za pomocą sekwencji MLS

Ideę korelacyjnego pomiaru odpowiedzi impulsowych metodą MLS przedstawiono na rys. 4.4. Dyskretny sygnał pomiarowy $x[n]$, którym jest wzmocniona periodyczna sekwencja MLS, po konwersji cyfrowo-analogowej, podawany jest na wejście elektroakustycznego przetwornika nadawczego. Sekwencja MLS powinna być powtórzona co najmniej dwukrotnie. Wynika to z faktu, iż obliczana w odbiorniku funkcja korelacji skrośnej $R_{xy}[n]$ przyjmuje oczekiwany kształt dla drugiego powtórzenia odbieranej sekwencji $y[n]$ [79], jeżeli po stronie odbiorczej stosowany jest cykliczny algorytm obliczania funkcji korelacji $R_{xy}[n]$. W praktyce stosuje się większą liczbę powtórzeń sekwencji MLS, w wyniku czego otrzymany zostaje ciąg estymat odpowiedzi impulsowej, nazywany periodyczną odpowiedzią impulsową (PIR- Periodic Impulse Response) [79]. Sygnał $y(t)$ z przetwornika odbiorczego, poddawany jest konwersji analogowo-cyfrowej i

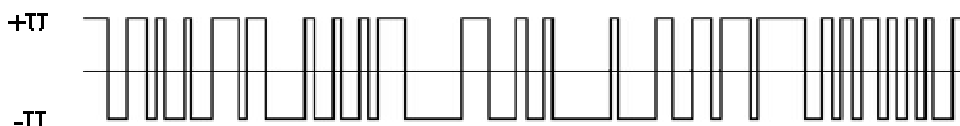
wraz z oryginalną sekwencją pomiarową $x[n]$, przetwarzany jest przez algorytm szybkiej transformaty Hadamarda (FHT), który realizuje cykliczny algorytm obliczania funkcji korelacji skrośnej $R_{xy}[n]$. Wynikowy ciąg liczb reprezentuje dyskretną odpowiedź impulsową systemu liniowego, złożonego z przetwornika nadawczego (ultradźwiękowego lub elektroakustycznego), medium propagacyjnego (woda lub pomieszczenie) oraz przetwornika odbiorczego (hydrofon lub mikrofon akustyczny).



Rys. 4.4. Schemat układu do pomiaru odpowiedzi impulsowych metodą korelacyjną MLS

Długość sekwencji oraz częstotliwość próbkowania konwertera cyfrowo-analogowego determinują czas trwania sygnału MLS. Zaletą długiego czasu trwania sekwencji MLS jest większa rozdzielczość funkcji korelacji skrośnej $R_{xy}[n]$, wadą natomiast jest większy koszt przetwarzania sygnału. Jak wykazano w [80], istnieje podobieństwo permutacyjne między macierzą sekwencji MLS a macierzą Hadamarda. Funkcja korelacji wzajemnej $R_{xy}[n]$ może być obliczana z wykorzystaniem szybkiej transformaty Walsh-Hadamarda, opartej o algorytm motylkowy, dzięki czemu złożoność obliczeniowa operacji rozplotu sekwencji pomiarowej $x[n]$ oraz odpowiedzi impulsowej $h[n]$ zostaje istotnie zredukowana.

Sekwencja MLS w zastosowaniach pomiarowych generowana jest jako sygnał bipolarny o wartościach amplitudy $\pm U$, odpowiadającym logicznemu zeru i jedynce na wyjściu rejestru przesuwne (rysunek 4.5)



Rys. 4.5. Bipolarny sygnał pomiarowy MLS [79].

Periodyczna estymata $\hat{h}_p[n]$ otrzymywana jest w wyniku obliczenia cyklicznej funkcji korelacji skrośnej próbek zmierzonego sygnału oraz pojedynczej sekwencji pomiarowej. Zastosowanie algorytmu kołowego powoduje, iż pojedyncza estymata $\hat{h}[n]$ przyjmuje oczekiwany kształt po przetworzeniu $(L - 1)$ próbek ciągu $y[n]$, w odróżnieniu od implementacji algorytmu liniowej funkcji korelacji, w którym to przypadku pożądany

kształt estymaty $\hat{h}[n]$ zostaje osiągnięty po przetworzeniu $(M \cdot L - 1)$ próbek, gdzie M jest liczbą powtórzeń sekwencji pomiarowej.

W przypadku pomiaru odpowiedzi systemu stacjonarnego w wyniku kołowej operacji rozplotu otrzymywana jest periodyczna odpowiedź impulsowa $\hat{h}_p[n]$, będąca uśrednioną wersją liniowej estymaty odpowiedzi impulsowej $\hat{h}[n]$ [78]:

$$\hat{h}_p[n] = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \hat{h}[n + lL] \quad (4.14)$$

System niestacjonarny natomiast opisany jest przez estymatę liniową $\hat{h}[n]$, złożoną z sekwencji estymat kolejnych realizacji odpowiedzi impulsowej. Zmienność czasowa, traktowana w systemach LTI jako zakłócenie mierzonej odpowiedzi impulsowej, może być wówczas analizowana poprzez porównanie kolejnych estymat odpowiedzi w przebiegu $\hat{h}[n]$.

Zmienność odpowiedzi impulsowej podczas trwania pojedynczej sekwencji pomiarowej powoduje błąd pomiaru o charakterze szumowym [82]. Pożądanym jest zatem, aby odpowiedź impulsowa miała charakter lokalnie stacjonarny w czasie trwania pojedynczej sekwencji MLS. Im krótsza sekwencja pomiarowa MLS, tym mniejsza zmienność mierzonej odpowiedzi impulsowej. Jednocześnie należy pamiętać, że sekwencja powinna być wystarczająco długa, by objąć całą odpowiedź impulsową kanału z propagacją wielodrogową, która może być odpowiedzią „rzadką”. W przeciwnym wypadku aliasing czasowy jest źródłem istotnego błędu pomiarowego [77]. Gdy długość L sekwencji pomiarowej jest zbyt krótka, estymowana odpowiedź impulsowa $h[n]$ jest „zawijana” i jej składowe oddalone o L i więcej próbek od jej początku, dodawane są do składowej na pozycji $\text{mod}(n, L)$

$$\hat{h}[n] = \sum_{j=0}^{J_\tau} h[n + jL] \quad (4.15)$$

Gdzie j jest indeksem tylu dodatkowych interwałów opóźnienia $J_\tau \geq 0$, ile potrzebnych jest do zebrania całej energii odpowiedzi kanału na pobudzenie.

Otrzymany w wyniku pomiaru korelacyjną metodą MLS ciąg estymat odpowiedzi impulsowych, uformowany do postaci tablicy estymat $\hat{h}[m, l]$, gdzie l jest indeksem próbek wewnątrz pojedynczej estymaty, natomiast m jest numerem kolejnej estymaty odpowiedzi, jest dyskretną wersją zmiennej w czasie odpowiedzi impulsowej $h(t, \tau)$ w modelu WSSUS i jest podstawą dla wyznaczenia charakterystyk statystycznych kanału komunikacyjnego.

5. MODEL SYMULACYJNY SYSTEMU OFDM KOMUNIKACJI UAC

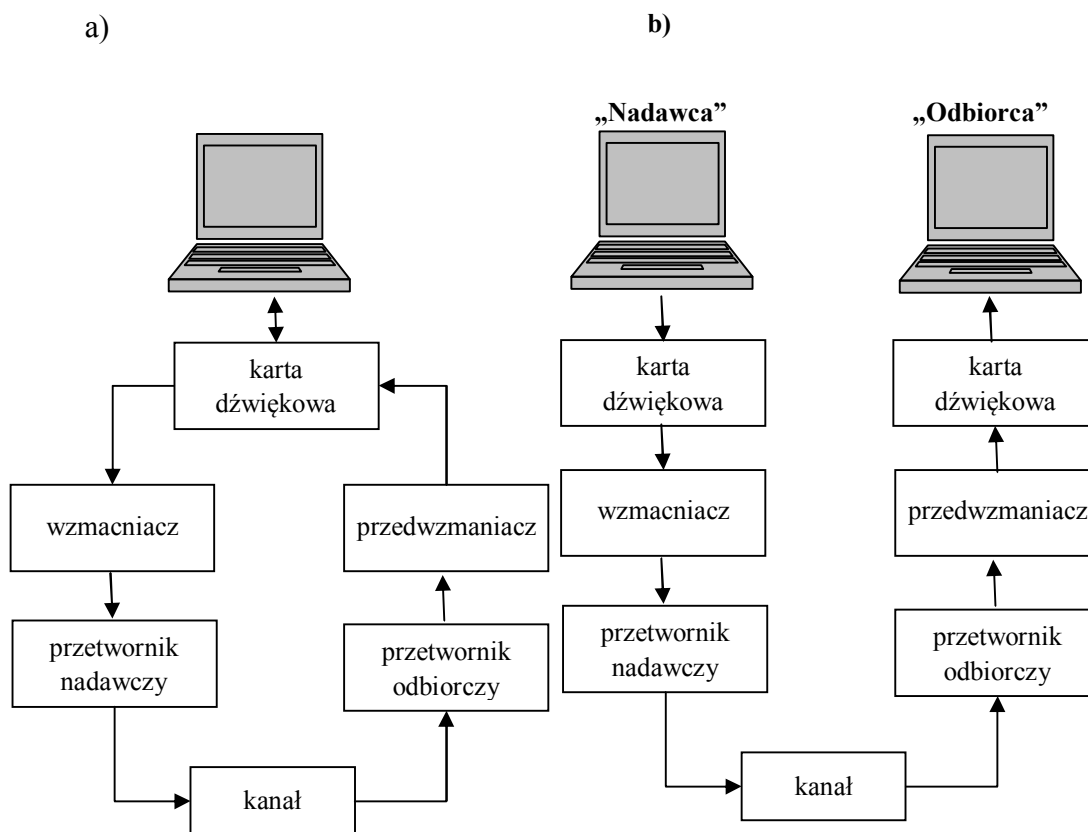
Na potrzeby zbadania możliwości zastosowania technik komunikacji cyfrowej w adaptacyjnym systemie UAC, skonstruowano model symulacyjny systemu transmisji danych w kanale akustycznym. Model ten umożliwia pomiar zbiorów odpowiedzi impulsowych eksperymentalnych kanałów akustycznych, a następnie przeprowadzenie wstępnych testów transmisji danych. Próbne transmisje danych mogą być realizowane dla różnych konfiguracji sygnalizacji OFDM, tym samym umożliwiając opracowanie i weryfikację metody dopasowywania sygnalizacji do własności transmisyjnych kanału, opisanych zbiorem parametrów transmisyjnych obliczonych na podstawie zmierzonych zbiorów odpowiedzi impulsowych niestacjonarnych kanałów akustycznych z propagacją wielodrogową. Ponadto model symulacyjny umożliwia testowanie algorytmów przetwarzania sygnałów w zastosowanych technikach synchronizacji transmisji, modulacji i demodulacji OFDM, kodowania kanałowego oraz ocenę użyteczności tych technik w projektowanym adaptacyjnym systemie UAC.

5.1. Konfiguracja sprzętowa

5.1.1. Układ do pomiaru odpowiedzi impulsowych

Schemat modelu w konfiguracji układu do pomiarów odpowiedzi impulsowej przedstawiono na rysunku 5.1a. Za obróbkę cyfrową generowanych sekwencji MLS oraz rejestrowanych sygnałów odpowiedzialny jest komputer przenośny Lenovo G550. Komunikuje się on przez interfejs USB z zewnętrzną kartą dźwiękową Creative Sound Blaster X-Fi HD, która pełni funkcję przetwornika cyfrowo analogowego. Sygnał z wyjścia liniowego karty dźwiękowej podawany jest na wejście liniowe wzmacniacza akustycznego, połączonego z przetwornikiem nadawczym, którym jest głośnik elektroakustyczny dla pomiaru odpowiedzi impulsowych akustycznych kanałów w powietrzu oraz głośnik hydroakustyczny Lubell LL9816 w przypadku pomiarów dokonywanych pod wodą.

Sygnał pomiarowy rejestrowany jest za pomocą przetwornika odbiorczego, którym – w zależności od rodzaju kanału akustycznego – jest mikrofon elektroakustyczny lub hydrofon Bruel&Kjaer 8104. Sygnał z mikrofonu podawany jest na wejście mikrofonowe karty dźwiękowej, bliźniaczej do urządzenia w torze nadawczym. W wejście to wbudowany jest stopień przedwzmacniacza. W przypadku pomiaru odpowiedzi impulsowych kanału podwodnego, sygnał z hydrofonu wymaga dodatkowego wzmocnienia. Po konwersji analogowo-cyfrowej próbki sygnału przekazywane są przez interfejs USB do komputera, który za pomocą szybkiej transformaty Hadamarda oblicza estymaty zmierzonych odpowiedzi impulsowych.



Rys. 5.1. Model symulacyjny systemu UAC w konfiguracji układu do pomiaru odpowiedzi impulsowych (a) oraz układu do testów transmisji OFDM (b).

5.1.2. Układ do testowej transmisji OFDM

Na rysunku 5.1b przedstawiono model symulacyjny w konfiguracji do testowej transmisji OFDM. W tym układzie za obróbkę cyfrową sygnałów oraz sterowanie transmisją po stronie nadawczej i odbiorczej odpowiadają dwa niezależne komputery przenośne Lenovo G550 oraz współpracujące z nimi karty dźwiękowe Creative Sound Blaster X-Fi HD. Natomiast część modelu odpowiedzialna za przetwarzanie sygnałów analogowych pozostaje taka sama jak w konfiguracji układu do pomiaru odpowiedzi impulsowych.

5.2. Kanaly eksperymentalne

5.2.1. *Kanal akustyczny w powietrzu - model „w skali”*

Na świecie prowadzi się badania oraz próby konstruowania modeli oraz symulatorów kanałów UAC, w większości oparte na metodzie promieni (zwanej też metodą optyki geometrycznej). Nie wszystkie wyniki badań są udostępnione w formie możliwej do wykorzystania przez projektantów systemów UAC. Przykładowy symulator kanału NARCISSUS-2005 [83], rozwijany przez Thales Underwater Systems to symulator oparty na metodzie promieni, generujący zmienne w czasie odpowiedzi kanału. Narzędzie to nie jest jednak udostępnione społeczności międzynarodowej. Ocean World System Simulator (WOSS) to złożony symulator podwodnych sieci komunikacyjnych, koncentrujący się jednak na warstwie łącza danych [84]. Nie dostarcza on informacji wystarczających do projektowania szerokopasmowych systemów transmisji danych. Do 2003 ośrodek Saclantcen Undersea Research Centre udostępniał społeczności międzynarodowej symulator PROISM propagacji szerokopasmowych sygnałów akustycznych w płytkich kanałach podwodnych, oparty na modelu modowym (normal modes) [85] [86]. Symulator był owocem trzyletniej współpracy 5 Europejskich ośrodków naukowych: TNO-FEL Physics and Electronics Laboratory, TMS Thomson-Marconi Sonar, University of Wales Marine Science Laboratory, NATO Saclantcen Undersea Research Centre oraz Heriot-Watt University Ocean System Laboratory. W 2003 roku wraz z przekształceniem Saclantcen Undersea Research Centre w NATO Undersea Research Centre, która to organizacja skupiła się na celach militarnych takich jak obrona nabrzeży, projekt PROSIM przestał być wspierany a dostęp do niego stał się ograniczony.

Symulatory propagacji sygnałów szerokopasmowych wymagają szerokiej wiedzy o kanale, obejmującej m.in. informacje o geometrii akwenu oraz warunkach pogodowych, która to wiedza nie zawsze jest dostępna projektantom systemów UAC. Ze względu na złożoność zjawisk fizycznych zachodzących w płytkich kanałach ultradźwiękowych numeryczna symulacja wpływu tych zjawisk na transmitowany sygnał wydaje się być podejściem niepraktycznym.

Z drugiej strony testy terenowe są kosztowne i czasochłonne. Stąd dla potrzeb testowania procedur pomiarowych oraz algorytmów przetwarzania sygnałów w modelu symulacyjnym komunikacji OFDM, wstępne pomiary odpowiedzi impulsowych oraz testy transmisji przeprowadzono z wykorzystaniem eksperymentalnego modelu kanału „w skali”, którym był kanał akustyczny w długim i wąskim korytarzu, o wymiarach: 2.5 m szerokości i 2.5 m wysokości. Pomiary przeprowadzono na maksymalnym dystansie 6.5 metra, co po uwzględnieniu stosunku prędkości propagacji fali akustycznej w powietrzu i wodzie odpowiada niemal 30 m w kanale podwodnym. Ruch odbiornika systemu symulowano przesuwając mikrofon przymocowany do liny przeciągniętej między dwoma

bloczkami z prędkością maksymalną około 40 cm/s. Jako pasmo przenoszenia modelu symulacyjnego wykorzystano zakres częstotliwości 3500 Hz – 6500 Hz. Zakres ten wynikał z faktu wykorzystania mikrofonu elektroakustycznego jako przetwornika odbiorczego. Jest to naturalnie szerokie pasmo dla kanału komunikacyjnego.

5.2.2. Śródlądowy kanał podwodny

Pozyskawszy doświadczenie, intuicję pomiarową oraz satysfakcjonujące wyniki pomiarów odpowiedzi impulsowych oraz testów transmisji OFDM za pomocą modelu kanału „w skali” symulowanego w korytarzu, przeprowadzono testy terenowe na płytkim jeziorze śródlądowym. Pomiarów zrealizowano wzdłuż pomostu, na dystansie od 1m do 30m. W kanale o głębokości 4 m głośnik hydroakustyczny znajdował się na głębokości 1 lub 2m poniżej poziomu wody, natomiast położenie hydrofonu zmieniało się od 0.5m do 2m poniżej powierzchni. Podczas pomiarów kanału „z ruchem” hydrofon przemieszczał się z prędkością około 15 cm/s.

Celem testów podwodnych nie było określenie możliwości transmisyjnych kanału podwodnego, lecz zbadanie możliwości adaptacji systemu transmisji danych do trudnych warunków, jakie mogą wystąpić w takim medium. Dlatego też podczas eksperymentalnych prób w kanale podwodnym wykorzystano taki sam zakres częstotliwości akustycznych, jak w testach za pomocą modelu „w skali”, co umożliwiło porównanie właściwości transmisyjnych obu doświadczalnych modeli kanałów akustycznych.

5.3. Oprogramowanie

Do realizacji części programowej modelu symulacyjnego wykorzystano środowisko obliczeniowe MATLAB oraz dodatek Data Acquisition Toolbox. Środowisko Matlab dostosowane jest do wymagań cyfrowego przetwarzania sygnałów - realizuje macierzowe przetwarzanie i przechowywanie w pamięci dużych ilości danych, którymi w omawianym modelu symulacyjnym są kilkunastosekundowe sygnały dźwiękowe, próbkowane z częstotliwością 96 kHz.

Transmisja danych sterowana jest za pomocą dodatku Data Acquisition Toolbox - zestawu narzędzi programistycznych, umożliwiających za pomocą przerw programowanych komunikację z kartą dźwiękową w tzw. „czasie rzeczywistym” [87].

5.3.1. Pomiar odpowiedzi impulsowej

Zarówno generowanie sekwencji MLS jak i algorytm przetwarzania zarejestrowanych przebiegów z wykorzystaniem szybkiej transformaty Hadamarda zrealizowane zostały z wykorzystaniem kodu źródłowego, opisanego w [88]. W przeciwieństwie do źródłowego programu, realizującego przetwarzanie sygnału mierzącego stacjonarną odpowiedź

impulsową, wynikowy ciąg estymat odpowiedzi niestacjonarnej nie jest uśredniany, lecz formowany w tablicę o wymiarach $M \times (2L - 1)$. Pierwszy z tych wymiarów określa liczbę zmierzonych estymat odpowiedzi impulsowej, drugi – długość każdej z nich.

5.3.2. Własności transmisyjne

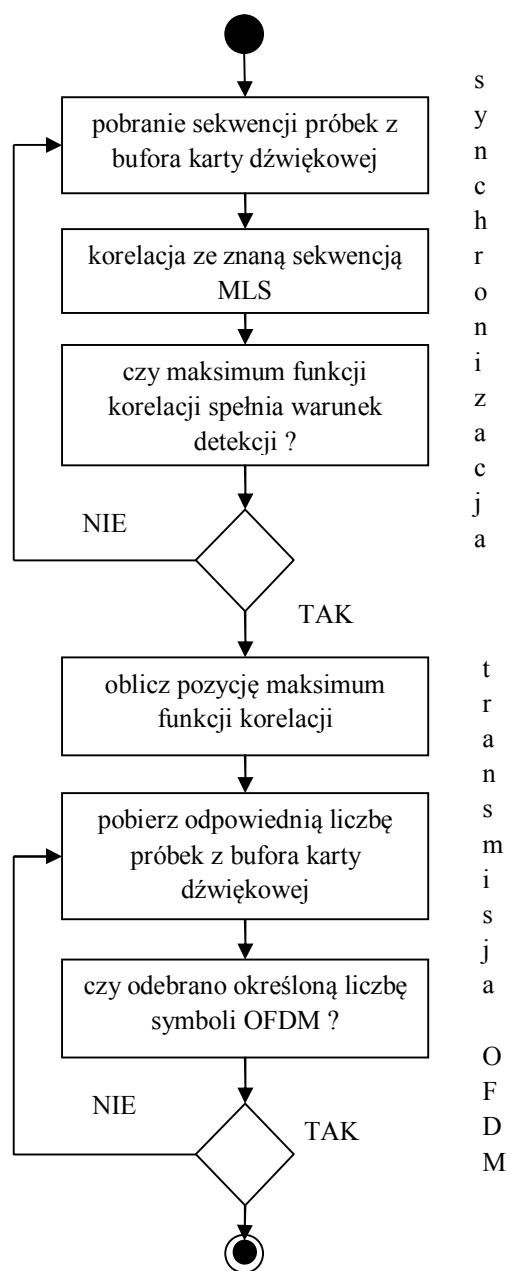
Dla każdego badanego modelu kanału, na podstawie zmierzonych odpowiedzi impulsowych, wyznaczono charakterystyki transmisyjne, do których należą: funkcja rozproszenia, profil średniej mocy, dopplerowskie widmo mocy, funkcja korelacji częstotliwościowej i funkcja korelacji czasowej. Do obliczenia wartości każdej z tych funkcji oraz ich wizualizacji, na bazie wzorów 3.21-3.28, skonstruowano algorytmy w skryptowym języku środowiska Matlab.

5.3.3. Testy transmisji OFDM

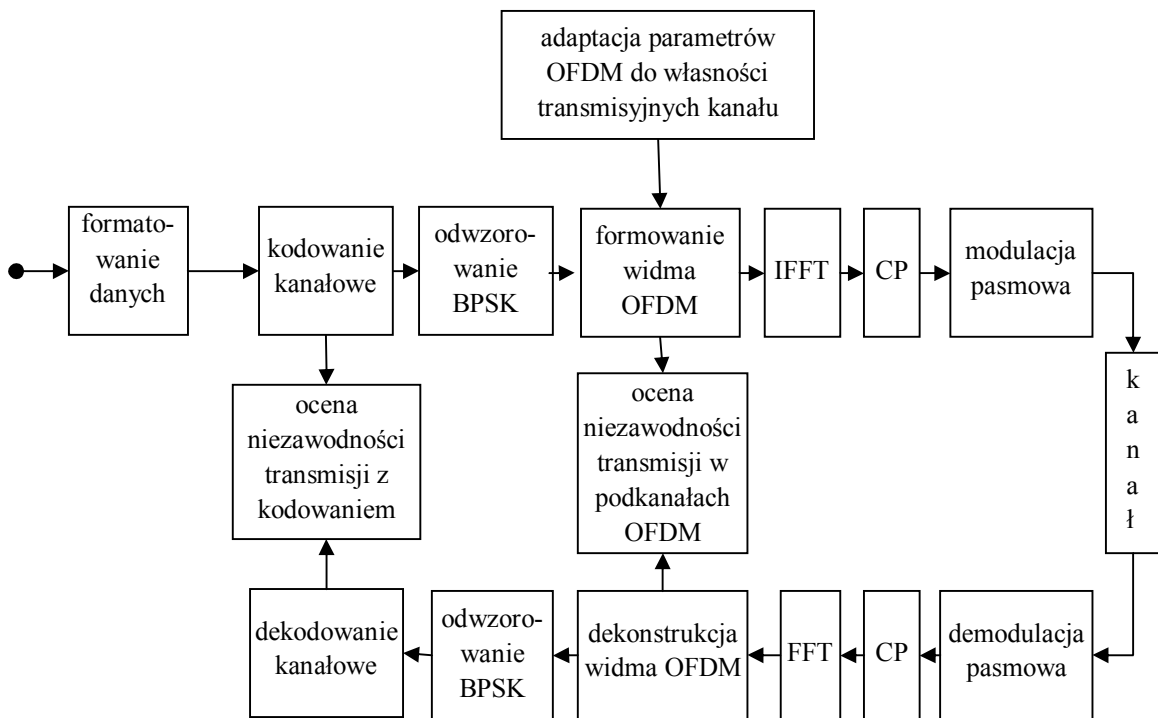
Programy realizujące transmisję cyfrową po stronie nadawczej i odbiorczej modelu symulacyjnego OFDM zaimplementowano zgodnie z wytycznymi dokumentacji Data Acquisition Toolbox [87]. Za pomocą przerw programowych, obsługiwanych przez środowisko Matlab oraz system operacyjny Windows, sterują one pracą kart dźwiękowych oraz korzystają z buforów zapisu i odczytu tych kart. Diagram czynności programu po stronie odbiorczej przedstawiono na rysunku 5.3. Strona nadawcza w modelu symulacyjnym nie potrzebuje co prawda funkcjonalności środowiska Data Acquisition Toolbox do wygenerowania i przekazania na wejście karty dźwiękowej sygnału akustycznego, odpowiednie algorytmy zostały jednak zaimplementowane we wzorcu programistycznym DAT z myślą o rozwijaniu w przyszłości w pełni adaptacyjnego systemu UAC z kanałem zwrotnym.

5.3.4. Modulacja i demodulacja OFDM

Na rys 5.4 przedstawiono schemat blokowy programu modulatora OFDM. Wejściowy strumień bitów przetwarzany jest przez algorytm przeplotu oraz blokowego kodowania kanałowego, a następnie jest odwzorowywany na symbole konstelacji sygnału schematu modulacji cyfrowej, zastosowanej w podkanałach OFDM. W omawianym modelu symulacyjnym każda podnośna OFDM modulowana jest binarną sekwencją BPSK, a więc jednemu punktowi konstelacji sygnału odpowiada jeden bit informacji.



Rys. 5.3. Diagram czynności odbiornika modelu symulacyjnego OFDM



Rys. 5.4. Schemat blokowy programu modulatora OFDM w modelu symulacyjnym systemu UAC.

Symbole BPSK formowane są w tablicę o liczbie kolumn N_{trans} odpowiadającej liczbie podkanałów OFDM przeznaczonych do transmisji danych. Liczba ta zależy od odległości B_{OFDM} między częstotliwościami podnośnymi, a tym samym od czasu T_{OFDM} trwania symbolu OFDM, ponieważ:

$$B_{OFDM} = \frac{1}{T_{OFDM}} \quad (5.1)$$

Szerokość podkanału B_{OFDM} i czas trwania symbolu T_{OFDM} określone są na podstawie wiedzy o parametrach opisujących właściwości transmisyjne kanału. Czas trwania symbolu OFDM determinuje długość szybkiej odwrotnej transformaty Fouriera, będącej „sercem” modulatora:

$$N_{IFFT} = T_{OFDM} \cdot F_s \quad (5.2)$$

gdzie F_s jest częstotliwością próbkowania.

Do konstrukcji algorytmów formowania widma OFDM modulatora i demodulatora OFDM wykorzystano fragmenty kodu źródłowego symulacji pracy modemu ADSL, opisanego szczegółowo w [61]. Konstruowana jest tablica, której budowa jest następująca: wiersze o długości N_{IFFT} , odpowiadającej długości transformaty IFFT, zawierają symbole

BPSK dla tych indeksów, które wskazują na podnośne transmitujące dane. Indeksom podnośnych znajdujących się na osi częstotliwości poza pasmem transmisyjnym przypisuje się wartości 0. Wiersze są symetryczne względem środkowego elementu, również zawierającego wartość 0. Drugi z wymiarów macierzy, określający liczbę wierszy w konstruowanej tablicy widm OFDM, odpowiada liczbie symboli modulacji przygotowywanych do transmisji.

W wyniku działania szybkiej odwrotnej transformaty Fouriera tablica widm OFDM przekształcona zostaje w tablicę próbek reprezentujących czasowe przebiegi symboli OFDM w paśmie podstawowym. Każdy z nich poprzedzony zostaje okresem ochronnym w postaci cyklicznego prefiksu, którego długość N_g ustalona jest, zgonie z praktyką stosowaną w trudnych kanałach radiokomunikacyjnych, na 1/5 długości symbolu OFDM [49]:

$$N_g = \frac{N_{IFFT}}{5} \quad (5.4)$$

Zatem całkowita liczba próbek symbolu OFDM to:

$$N_s = N_g + N_{IFFT} \quad (5.5)$$

W dziedzinie czasu natomiast:

$$T_s = T_g + T_{OFDM} \quad (5.6)$$

Dyskretno czasowe symbole OFDM modulują kwadraturowo częstotliwość środkową F_c , która w przypadku opisywanego modelu symulacyjnego wynosi $5kHz$.

W części odbiorczej modelu systemu OFDM przeprowadzana jest demodulacja kwadraturowa z filtracją dolnoprzepustową, a następnie wykonany zostaje ciąg procedur odwrotnych do algorytmów stosowanych w nadajniku: usunięcie cyklicznego prefiksu oraz obliczenie szybkiej transformaty Fouriera. Przeprowadzona zostaje detekcja progowa fazy demodulowanych symboli, w wyniku czego otrzymana zostaje tablica symboli BPSK zorganizowanych w ten sposób, że kolejne wiersze odpowiadają danym przesłanym w symbolach OFDM na odpowiednich indeksach tonów OFDM, kolumny natomiast reprezentują indeksy przesłanych symboli.

5.4. Metoda dopasowywania parametrów projektowych transmisji danych OFDM do bieżących własności kanałów hydroakustycznych

W systemach radiokomunikacyjnych parametry modulacji OFDM określone są na podstawie wymagań dotyczących pożądanej prędkości bitowej transmisji oraz charakterystyki kanału komunikacyjnego. Parametry transmisyjne kanału określają zakresy wartości parametrów sygnalizacji OFDM, które minimalizują wpływ dyspersji i zmienności

czasowej kanału na transmitowany sygnał. Pasma koherencji kanału f_0 wyznacza górną granicę szybkości sygnalizacji B_{OFDM} , za którą transmitowany sygnał ulega zanikom selektywnym częstotliwościowo. Jednocześnie odstęp między podnośnymi OFDM powinien być znacznie większy od odchyłki dopplerowskiej ν , w przeciwnym razie rozmycie częstotliwościowe powoduje interferencje między częstotliwościami podnośnymi:

$$f_0 > B_{OFDM} \gg \nu \quad (5.7)$$

W systemach radiokomunikacyjnych najczęściej stosowanym kryterium określania pasma koherencji jest szerokość funkcji korelacji częstotliwościowej na poziomie 0.5 lub 0.9 względem wartości maksymalnej. Natomiast rozrzut odchyłki dopplerowskiej określany jest za pomocą wartości średniokwadratowej [56].

W dziedzinie czasu długość symbolu modulacji OFDM T_{OFDM} jest ograniczona od góry czasem koherencji kanału t_0 , aby uniknąć zaników selektywnych czasowo, które występują w odbieranym sygnale, jeśli odpowiedź impulsowa kanału zmienia się w sposób istotny w czasie trwania pojedynczego symbolu modulacji. Od dołu natomiast jest on ograniczony przez rozrzut opóźnienia τ . W sygnale, w którym symbole modulacji są krótsze od czasu, jaki upływa między pierwszym a ostatnim silnym odbiciem sygnału docierającego do odbiornika, obecna jest interferencja międzysymbolowa.

$$t_0 \gg T_{OFDM} > \tau \quad (5.8)$$

W radiokomunikacji stosuje się średniokwadratowe kryterium określania rozrzutu opóźnienia oraz czasu koherencji mierzony na poziomie 0.5 wartości maksymalnej funkcji korelacji czasowej [56].

Jednym z celów niniejsze rozprawy jest wstępne, jakościowe określenie kryteriów wyznaczania rozrzutu opóźnienia, rozrzutu odchyłki dopplerowskiej, pasma koherencji oraz czasu koherencji w eksperymentalnych kanałach akustycznych dla projektowania sygnalizacji OFDM. Na podstawie zgromadzonych w wyniku pomiarów zbiorów odpowiedzi impulsowych określono parametry transmisyjne według różnych kryteriów: rozrzut opóźnienia i odchyłki dopplerowskiej jako wartości maksymalne i średniokwadratowe oraz pasmo i czas koherencji mierzone na poziomie 0.5, 0.7 i 0.9 wartości maksymalnej odpowiednich funkcji korelacji.

6. TESTY EKSPERYMENTALNE I SYMULACYJNE

6.1. Właściwości transmisyjne kanałów akustycznych

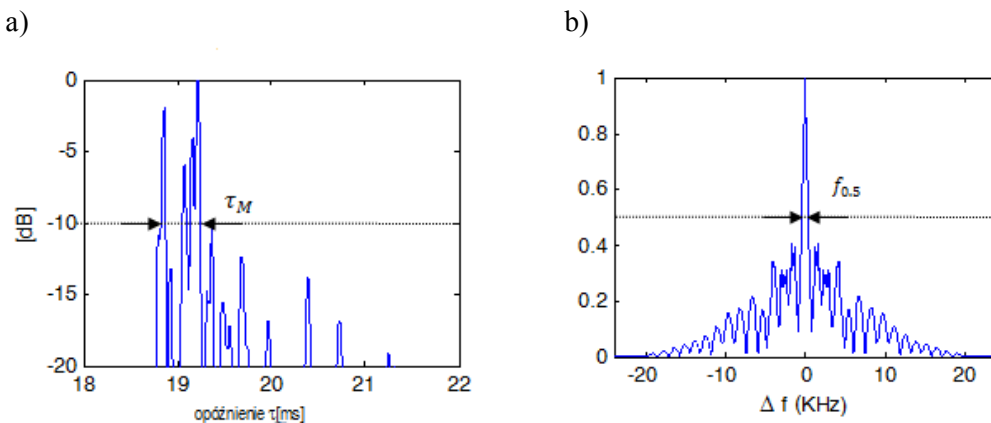
Przy założeniu WSSUS dla modeli eksperymentalnych kanału komunikacyjnego, na podstawie zmierzonych odpowiedzi impulsowych $h(t, \tau)$, wyznaczono charakterystyki transmisyjne: funkcję rozproszenia $S_H(\tau, \nu)$, profil średniej mocy (zwany również profilem intensywnościowym) $P_\tau(\tau)$, dopplerowskie widmo mocy $P_\nu(\nu)$, funkcję korelacji częstotliwościowej $R_f(\Delta f)$ oraz funkcję korelacji czasowej $R_t(\Delta t)$.

W systemach radiokomunikacyjnych parametry transmisyjne, a więc rozrzut opóźnień, rozrzut odchyłki dopplerowskiej, czas koherencji oraz pasmo koherencji, obliczane są na podstawie powyższych charakterystyk według eksperymentalnie określonych kryteriów. Podobnie w przypadku kanałów akustycznych istnieje potrzeba określenia kryteriów, według których wyznaczane będą wartości parametrów transmisyjnych na potrzeby projektowania systemu komunikacji OFDM.

W systemach radiokomunikacyjnych dyspersja czasowa kanału jest charakteryzowana przez wartość maksymalną (τ_M) lub wartość średniokwadratową (τ_{rms}) rozrzutu opóźnień, mierzone na poziomie odcięcia -10 dB lub -20 dB względem wartości maksymalnej profilu średniej mocy odpowiedzi impulsowej (rysunek 6.1a). Pasma koherencji f_0 określane jest jako szerokość funkcji korelacji częstotliwościowej na poziomie odcięcia 0.9 lub 0.5 względem wartości maksymalnej. Na rysunku 6.2b przedstawiono przykłady funkcji korelacji z określonym pasmem koherencji na poziomie 0.5. Wartość rozrzutu odchyłki dopplerowskiej wyznaczana jest w sposób eksperymentalny za pomocą pomiarów opartych na transmisji wąskopasmowych sygnałów i analizie ich widma [56]. Podobnie czas koherencji określa się analizując wzajemną korelację odbieranych sygnałów w różnych chwilach czasu t_1 i t_2 . Stosowane jest kryterium wyznaczania czasu koherencji jako szerokości funkcji korelacji na poziomie 0.5 względem wartości maksymalnej.

Przeprowadzono szereg testów eksperymentalnych i symulacyjnych, mających na celu zbadanie właściwości transmisyjnych kanałów akustycznych oraz możliwości adaptacji sygnalizacji OFDM do tych właściwości. Badania miały charakter jakościowy, pomiary zrealizowano w seriach po 30 testów dla różnych konfiguracji kanału akustycznego w powietrzu oraz maksymalnie 15 dla rzeczywistego kanału podwodnego. Na podstawie uśrednionych wyników wyciągnięto wnioski o charakterze jakościowym – określono kierunki dalszych badań, zakładających liczne liczne eksperymenty terenowe w rzeczywistych kanałach podwodnych, umożliwiające analizę wyników o charakterze ilościowym.

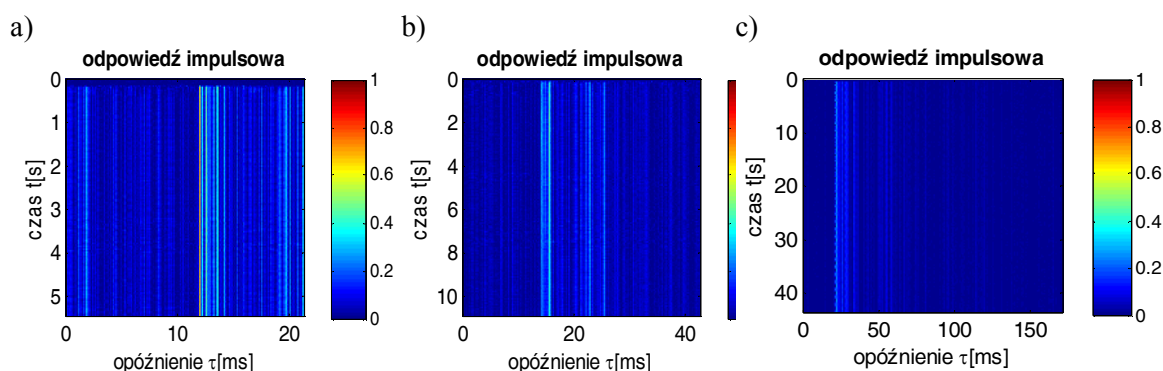
Parametry transmisyjne badanych kanałów akustycznych obliczono według różnych algorytmów. Rozrzut opóźnienia określony został jako wartość maksymalna i średniokwadratowa na poziomie odcięcia -10 dB względem wartości maksymalnej profilu średniej mocy odpowiedzi impulsowej. Podobnie, na podstawie dopplerowskiego widma mocy, wyznaczone zostały dwie wartości (maksymalna i średniokwadratowa) rozrzutu odchyłki częstotliwościowej, przy czym wartość średniokwadratowa obliczona została na podstawie wszystkich wartości dopplerowskiego widma mocy. Pasma koherencji i czas koherencji określono jako szerokości odpowiednich funkcji korelacji na poziomie 0.5, 0.7 oraz 0.9 względem wartości maksymalnej.



Rys. 6.1. Charakterystyki i kryteria określania parametrów transmisyjnych: profil intensywnościowy i τ_M (a), funkcja korelacji częstotliwościowej i $f_{0.5}$ (b)

6.1.1. Model kanału „w skali” – akustyczny kanał pogłosowy

Fala akustyczna w powietrzu pokonuje dystans 6.5 m w czasie około 20 ms. Minimalny czas trwania sekwencji pomiarowej, wykorzystanej do badania odpowiedzi impulsowej kanału „w skali” w korytarzu, powinien być większy od tej wartości, aby uniknąć zjawiska aliasingu czasowego w otrzymanej odpowiedzi impulsowej. Stąd pomiarów dokonano za pomocą sekwencji MLS rzędu od $K=11$ do 15, powtarzanych $M=256$ razy, w celu uzyskania rozdzielczości dyskretnego czasu t_l wystarczającej dla analizy zmienności czasowej kanału. Wszystkie sygnały były generowane i przetwarzane z częstotliwością próbkowania $F_s = 96 \text{ kHz}$. Na rys. 6.2 przedstawiono wyniki pomiaru odpowiedzi impulsowej kanału stacjonarnego dla sekwencji rzędu $K = 11, 12$ oraz 13. W dwóch pierwszych przebiegach odpowiedzi impulsowych widoczny jest wyraźnie aliasing czasowy (wyraźne liczne odbicia sygnału przed najsilniejszym z nich, docierającym do odbiornika w czasie krótszym, niż wynika to z geometrii kanału). Zatem wyniki pomiarów, użyteczne dla analizy własności transmisyjnych kanału stacjonarnego „w skali”, uzyskano dla sekwencji rzędu $K = 13, 14$ oraz 15. Ze względu na rosnącą wraz z długością sekwencji MLS złożonością algorytmów przetwarzanych zarejestrowanych przebiegów, nie wykonano pomiarów za pomocą sekwencji dłuższych niż $L = 2^{15} - 1$.



Rys. 6.2. Odpowiedzi impulsowe stacjonarnego kanału „w skali”, otrzymane za pomocą sekwencji MLS rzędu $K=11$ (a), $K=12$ (b) oraz $K=13$ (c)

Na rysunku 6.3 i 6.4 przedstawiono przykładowe wyniki analizy zbiorów odpowiedzi impulsowych dla eksperymentalnego modelu kanału „w skali”, zrealizowanego w korytarzu na dystansie maksymalnym 6.5 m, dla scenariusza stacjonarnego oraz uwzględniającego ruch mikrofonu z prędkością ok. 40 cm/s. Oprócz wymienionych wyżej charakterystyk transmisyjnych, przedstawiono przykłady pojedynczych realizacji odpowiedzi impulsowych oraz uśrednione charakterystyki amplitudowe kanałów. Inne, nie przedstawione w tej części zobrazowania wybranych wyników pomiarów, zamieszczono w Dodatku A.

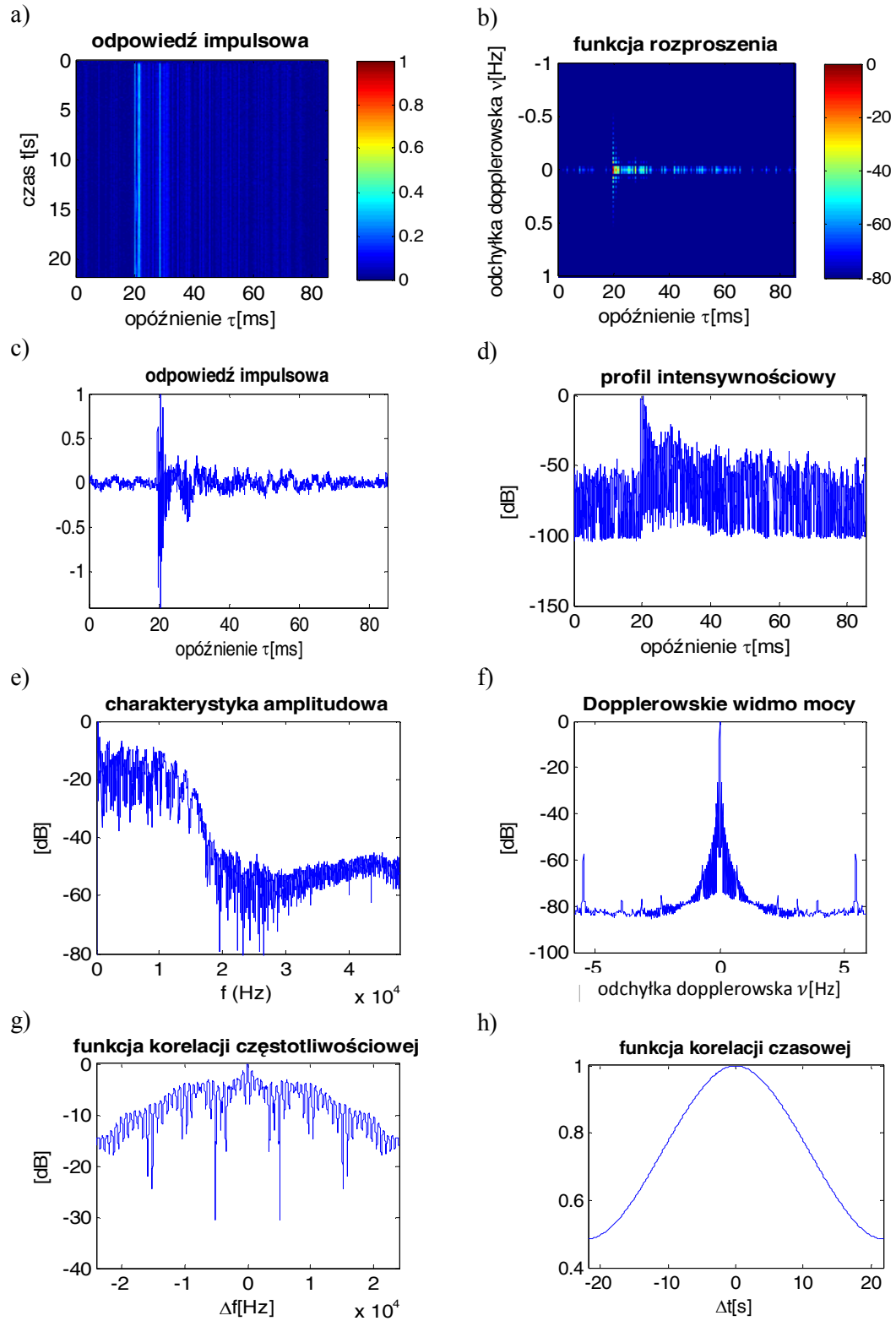
W tabeli 6.1 zamieszczono wartości parametrów transmisyjnych dla modelu „w skali” w scenariuszu stacjonarnym, w tabeli 6.2 natomiast – w scenariuszu z ruchem mikrofonu. Wyniki stanowią średnią z trzydziestu pomiarów.

Tabela 6.1. Parametry transmisyjne stacjonarnego modelu kanału „w skali”.

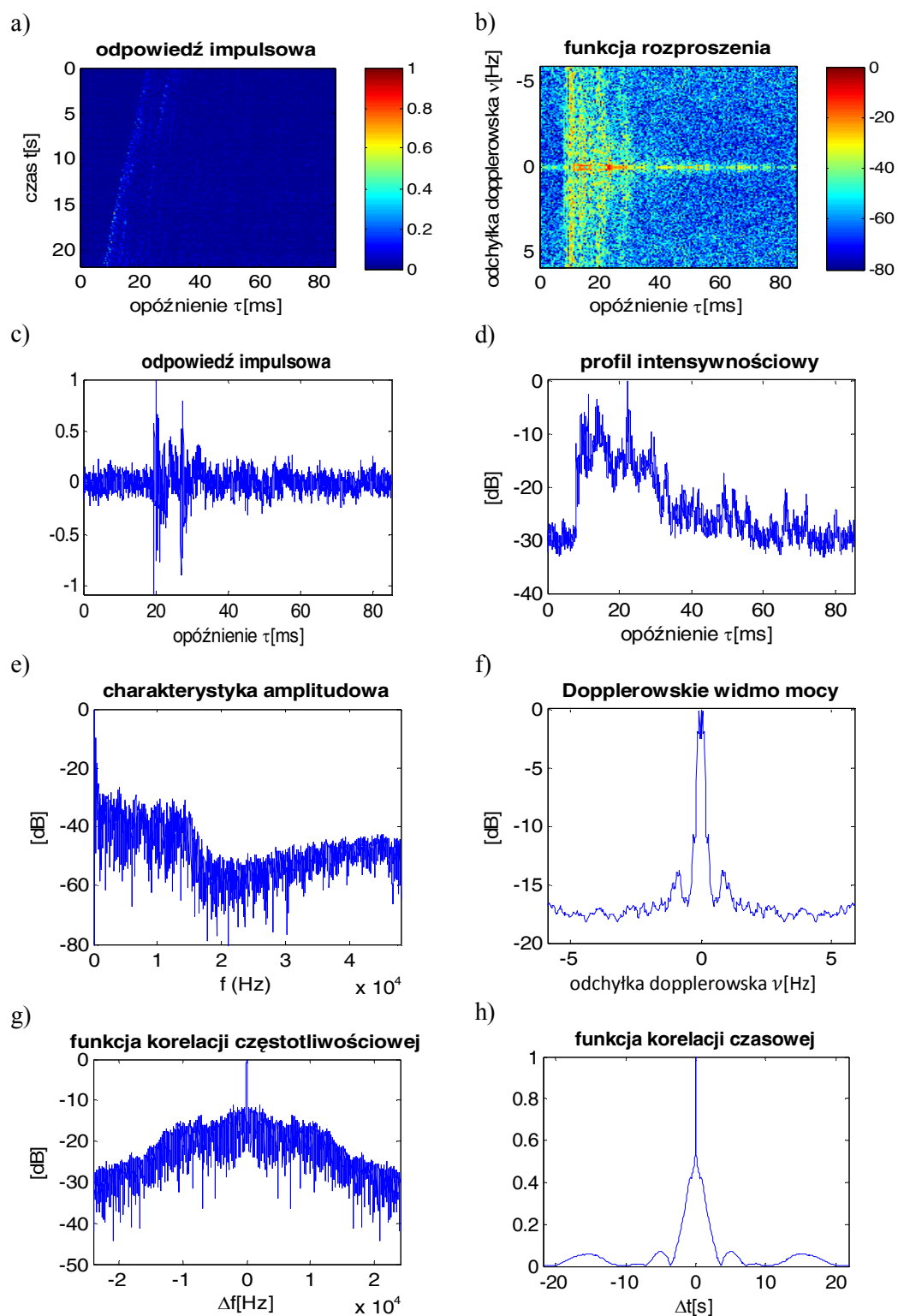
rzęd MLS (czas pojedynczej sekwencji)	opóźnienie [ms]		pasmo koherencji [Hz]			czas koherencji [s]			odchyłka Dopplera [Hz]	
	τ_M	τ_{rms}	$f_{0.5}$	$f_{0.7}$	$f_{0.9}$	$T_{0.5}$	$T_{0.7}$	$T_{0.9}$	v_M	v_{rms}
13 (85 ms)	1.2	0.4	375	257	140	19	12	6	0.09	0.03
14 (170 ms)	1.4	0.5	370	263	134	80	49	24	0.02	0.01
15 (340 ms)	1.5	0.8	300	193	44	166	97	50	0.02	0.01

Tabela 6.2. Parametry transmisyjne modelu kanału „w skali” z ruchem mikrofonu.

rzęd MLS (czas pojedynczej sekwencji)	opóźnienie [ms]		pasmo koherencji [Hz]			czas koherencji [s]			odchyłka Dopplera [Hz]	
	τ_M	τ_{rms}	$f_{0.5}$	$f_{0.7}$	$f_{0.9}$	$T_{0.5}$	$T_{0.7}$	$T_{0.9}$	v_M	v_{rms}
13 (85 ms)	22.2	6.2	23	12	0	0.3	0	0	0.5	2.4
14 (170 ms)	24.7	7.1	23	12	0	0	0	0	0.6	1.3
15 (340 ms)	23.3	6.6	23	12	15	0	0	0	0.6	2.4



Rys. 6.3. Charakterystyki transmisyjne statycznego kanału „w skali”;
 sekwencja pomiarowa MLS rzędu 13



Rys. 6.4. Charakterystyki transmisyjne kanału „w skali” z ruchem mikrofonu; sekwencja pomiarowa MLS rzędu 13

Kryterium określania pasma koherencji na poziomie 0.9 oraz czasu koherencji na poziomie 0.7 i 0.9 wartości maksymalnej odpowiedniej funkcji korelacji czasowej okazało się bezużyteczne w przypadku kanału z ruchem mikrofonu. Wynika to z częstości powtarzania sekwencji pomiarowych, a więc czasu trwania pojedynczej sekwencji, który determinuje rozdzielczość funkcji korelacji czasowej. Była ona niewystarczająca dla określenia niezerowej wartości czasu koherencji. Kryteria te byłyby zapewne użyteczne z przypadku zastosowania krótszych sekwencji MLS, zapewniających lepszą rozdzielczość funkcji korelacji, wówczas jednak pomiar dyspersji czasowej kanału (charakteryzowanej przez rozrzut opóźnienia) byłby obciążony błędem wynikającym z aliasingu czasowego w odpowiedzi impulsowej (rysunek 6.2).

Wartości maksymalnego i średniokwadratowego opóźnienia są większe dla modelu kanału z ruchem mikrofonu, natomiast pasmo koherencji jest węższe niż w przypadku modelu kanału stacjonarnego. Czas koherencji, podobnie jak rozrzut odchyłki dopplerowskiej są parametrami istotnymi w przypadku kanału z ruchem. Dla kanału stacjonarnego wartości czasu koherencji są na tyle duże a wartości odchyłki dopplerowskiej – na tyle małe, aby parametry rozsądnie zaprojektowanej sygnalizacji OFDM mieściły się w granicach wyznaczonych przez te parametry transmisyjne.

Uzyskano wartości średniokwadratowej odchyłki dopplerowskiej v_{rms} większe od wartości maksymalnych v_M . Obliczona na podstawie 30 pomiarów średnia wartość maksymalna v_M jest około dziesięć razy mniejsza od przewidywanej odchyłki dopplerowskiej, jakiej ulega sygnał akustyczny o nośnej 5 kHz, rejestrowany przez mikrofon poruszający się prędkością ok. 40 cm/s. Wydaje się zatem, iż rozrzut odchyłki dopplerowskiej powinien być mierzony na innym, niższym poziomie odcięcia, jednak jak widać na rys. 6.4f pomiar rozrzutu odchyłki poniżej poziomu -15 dB nie jest możliwy.

6.1.2. Płytki kanał podwodny

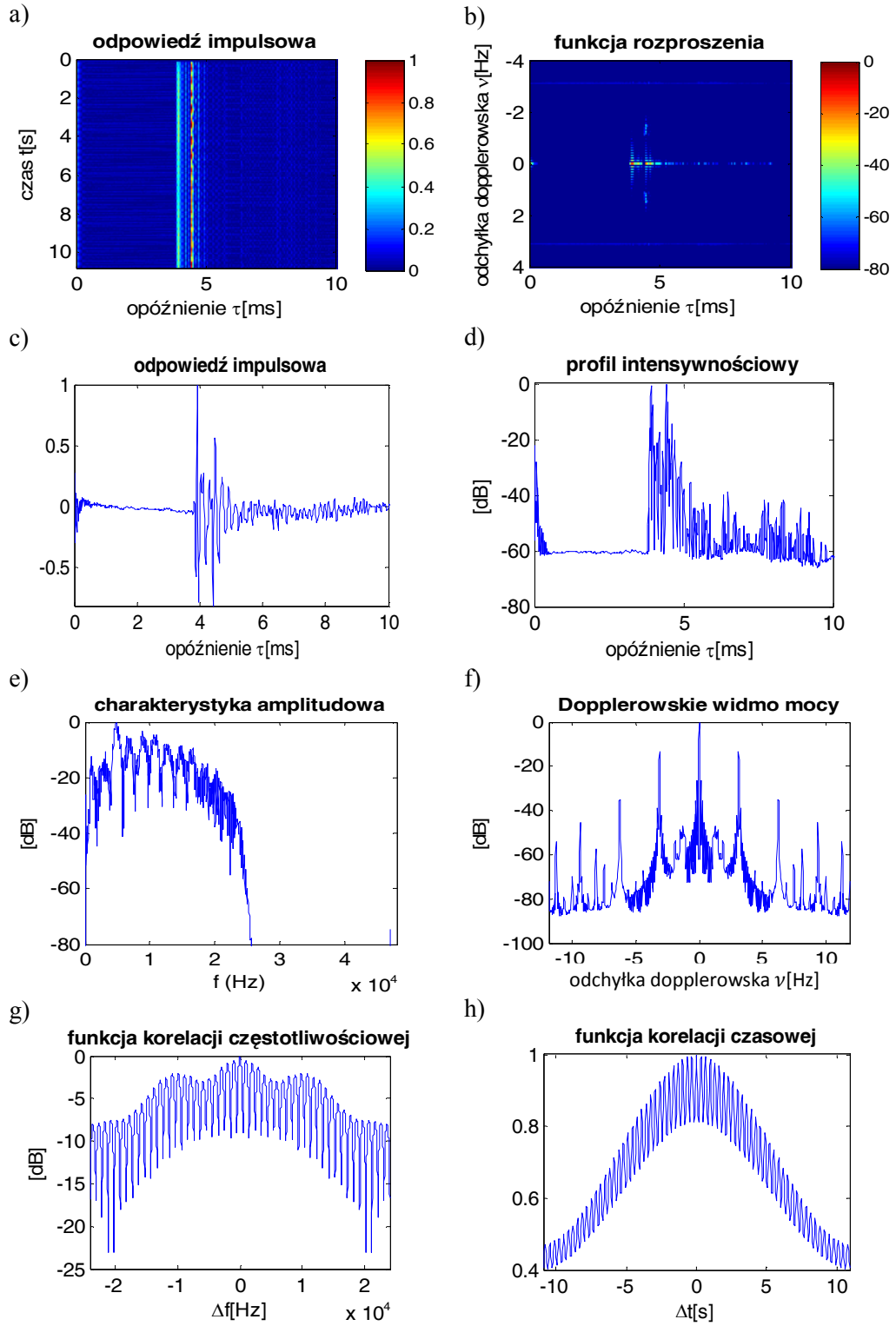
Maksymalny dystans, na jakim mierzono odpowiedzi impulsowe rzeczywistego kanału podwodnego, wyniósł 30 m. Fala akustyczna w wodzie pokonuje go w czasie około 20 ms, co podobnie jak w przypadku modelu kanału w powietrzu implikuje minimalny rząd sekwencji pomiarowej $K=11$. Jednakże dla takiej sekwencji w mierzonych odpowiedziach obserwowano aliasing czasowy, badania przeprowadzono więc z wykorzystaniem sekwencji dwa razy dłuższej - rzędu $K=12$. Ponieważ podczas eksperymentów z wykorzystaniem modelu kanału „w skali”, długość sekwencji pseudolosowej i wynikająca z tego rozdzielczość czasowa pomiaru wpłynęła na użyteczność niektórych kryteriów określania parametrów transmisyjnych kanału, w kanale podwodnym nie przeprowadzono badań z wykorzystaniem sekwencji wyższego rzędu.

Akwen w miejscu pomiarów miał głębokość 4 m. Głośnik zanurzony był 1 lub 2 metry poniżej powierzchni wody, hydrofon natomiast zmieniał położenie od 0.5 do 2 m poniżej powierzchni jeziora. W scenariuszu mobilnym hydrofon poruszał się z niewielką prędkością 15 cm/s.

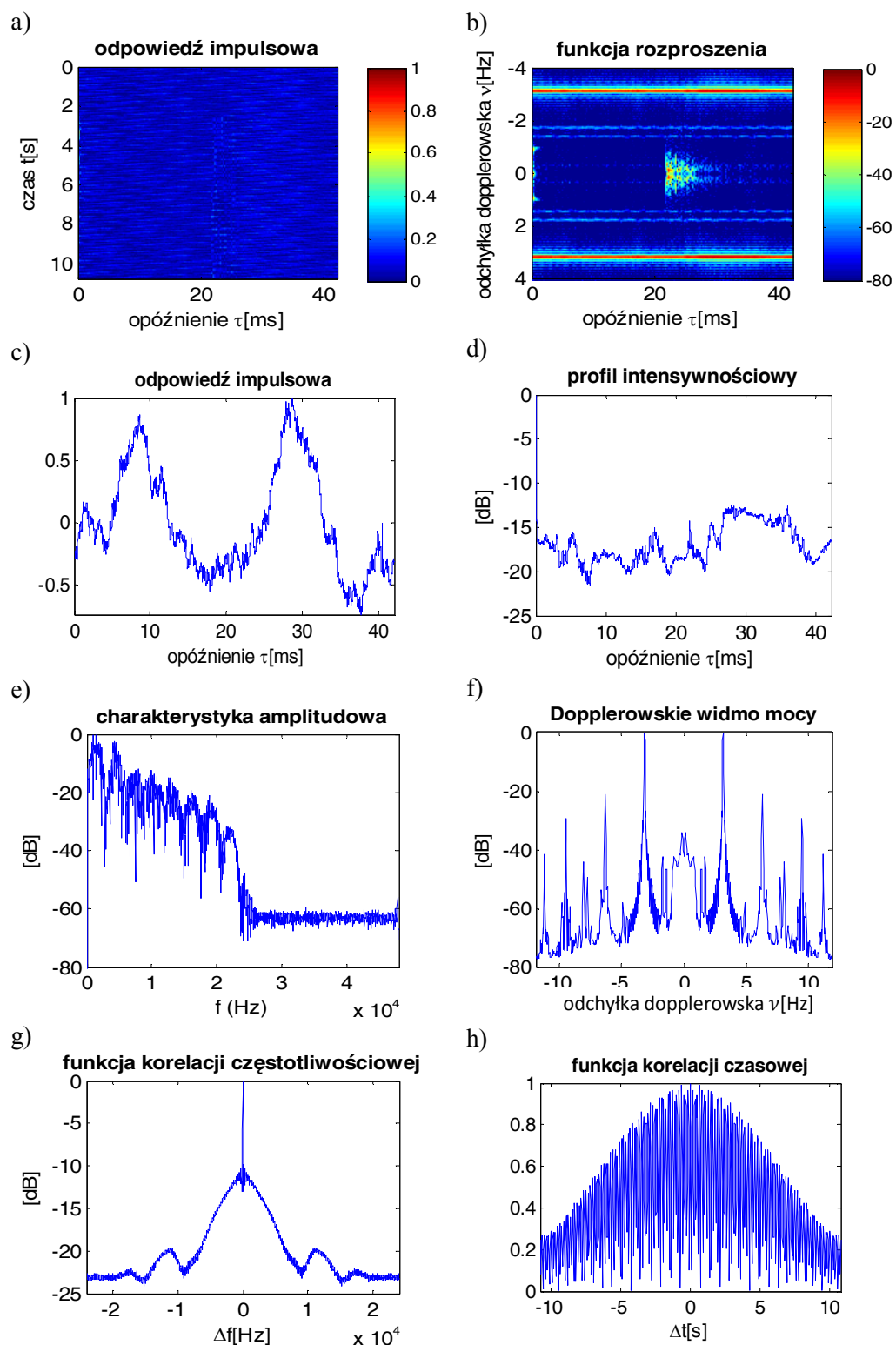
Na rysunkach 6.5-6.7 przedstawiono przykładowe wyniki analizy zbiorów odpowiedzi impulsowych dla różnych konfiguracji położenia hydrofonu względem głośnika hydroakustycznego. W jednym przypadku hydrofon poruszał się z prędkością 15cm/s. Inne, nie przedstawione w tej części zobrazowania wyników pomiarów, zamieszczono w Dodatku A.

Rysunek 6.5 dotyczy konfiguracji kanału, w której hydrofon, zanurzony na głębokość $g_h = 2$ m, oddalony był od głośnika hydroakustycznego o $d = 5.4$ m. Rysunek 6.6 przedstawia wyniki pomiarów dla hydrofonu znajdującego się na tej samej głębokości, lecz oddalonego od głośnika o $d = 25$ m. Rysunek 6.7 dotyczy scenariusza mobilnego, w którym hydrofon, zanurzony $g_h = 0.5$ m poniżej powierzchni wody oddalał się od głośnika od odległości $d_1 = 3.5$ m do $d_2 = 5$ m. Głębokość zanurzenia głośnika hydroakustycznego wynosiła $g_g = 1$ m.

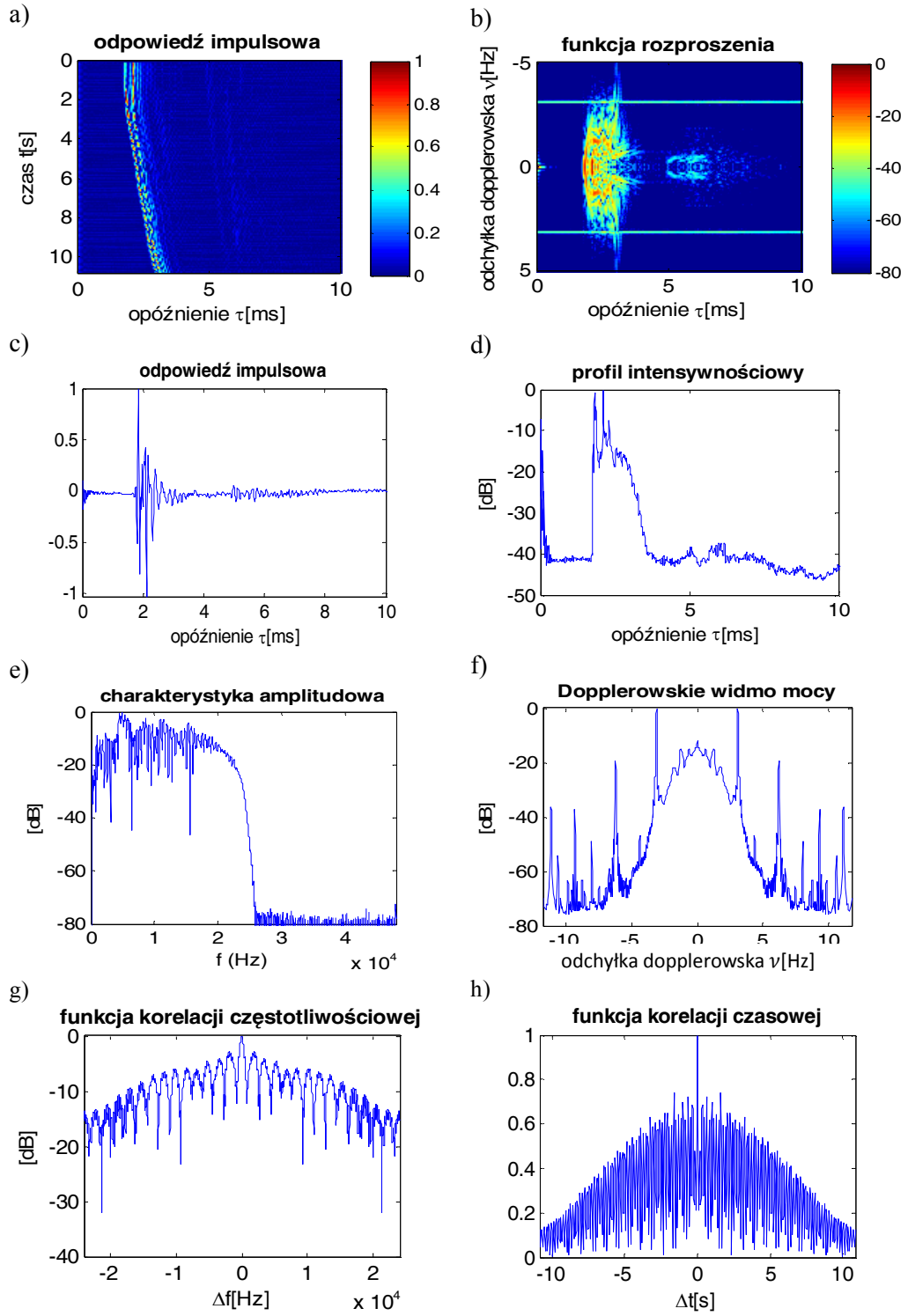
W tabeli 6.3 zamieszczono średnie z 15 pomiarów, obliczone według różnych kryteriów wartości parametrów transmisyjnych eksperymentalnego kanału podwodnego dla różnych scenariuszy, określonych przez położenie, czyli głębokość g_g i g_h oraz odległość d hydrofonu od głośnika oraz ewentualny ruch hydrofonu odległości d_1 do d_2 względem głośnika hydroakustycznego.



Rys. 6.5 Charakterystyki transmisyjne kanału podwodnego dla $g_h = 2$ m, $d = 5.4$ m:



Rys. 6.6 Charakterystyki transmisyjne kanału podwodnego dla $g_h = 2$ m, $d = 25$ m



Rys. 6.7 Charakterystyki transmisyjne kanału podwodnego dla $g_h = 0.5$ m, ruch hydrofonu od $d_1 = 3.5$ m do $d_2 = 5$ m

Tabela 6.3. Parametry transmisyjne kanałów podwodnych.

scenariusz	rozrzut opóźnień [ms]		pasmo koherencji [Hz]			czas koherencji [s]			odchyłka Dopplera [Hz]	
	τ_M	τ_{rms}	$f_{0.5}$	$f_{0.7}$	$f_{0.9}$	$T_{0.5}$	$T_{0.7}$	$T_{0.9}$	v_M	v_{rms}
s1: bez ruchu, d= 1m, $g_h=1m$, $g_g=1m$	0.1	0.1	8345	5823	2074	16.9	11	4.1	6.2	1.6
s2: bez ruchu, d=3.5m, $g_h=0.5m$, $g_g=1m$	0.9	0.4	610	400	188	12	1.6	0.1	6.2	1.2
s3: bez ruchu, d=5.4m, $g_h=0.5m$, $g_g=1m$	0.3	0.1	1557	1132	613	4.8	0.2	0.1	6.4	1.6
s4: bez ruchu, d=5.4m, $g_h=2m$, $g_g=1m$	0.6	0.3	637	472	259	15.1	7.3	0.1	6.3	1
s5: bez ruchu, d=25m, $g_h=1m$, $g_g=1m$	0.1	12.8	2.4	2.4	0	0.1	0.1	0	6.4	3.2
s6: bez ruchu, d= 30m, $g_h=1m$, $g_g=1m$	0.1	12	2.4	2.4	0	0.1	0.1	0	6.3	3.2
s7: z ruchem, $d_1=3.5m$, $d_2=5m$, $g_h=0.5m$, $g_g=1m$	2.3	0.6	637	472	118	0.2	0.1	0	6.3	2.7
s8: z ruchem, $d_1= 5.4m$, $d_2= 3.5m$, $g_h=2m$, $g_g=1m$	4.3	1.1	564	329	70	0.2	0.1	0	6.3	2.4

Nawet w warunkach małej odległości (rzędu 5m) między hydrofonem a głośnikiem, nie poruszającymi się w sposób zamierzony, zaobserwowano rozrzut odchyłki dopplerowskiej v_M rzędu 6 Hz. Prawdopodobną przyczyną tego zjawiska było falowanie powierzchni wody, od której odbijał się mierzony sygnał. Wydaje się, że ruch hydrofonu z prędkością około 15 cm/s (scenariusze s7 i s8) nie miał wpływu na wartość v_M , natomiast zaobserwowano różnice w wartościach średniokwadratowych v_{rms} między scenariuszami z ruchem i bez ruchu. Różnice te mogą wynikać z różnic mechanizmów propagacji wielodrogowej w scenariuszach z ruchem i bez ruchu oraz na małym (rzędu 5 m) i dużym (rzędu 30 m) dystansie.

W przypadku scenariuszy z ruchem lub z dużym dystansem (scenariusze s5-s8) czas koherencji mierzony na poziomie 0.9 funkcji korelacji czasowej okazał się być parametrem bezużytecznym. Podobnie bezużytecznym parametrem dla scenariuszy na dużych odległościach (scenariusze s5-s6) jest pasmo koherencji mierzone na poziomie 0.9 względem wartości maksymalnej funkcji korelacji częstotliwościowej, natomiast dla kryterium 0.7 i 0.5 otrzymano wartości pasma koherencji znacznie mniejsze, niż w przypadku scenariuszy realizowanych na odległości rzędu 5m. Świadczyć to może o wzroście selektywności częstotliwościowej kanału wraz ze wzrostem odległości między głośnikiem hydroakustycznym a hydrofonem. Zaniki selektywne widoczne są w charakterystyce amplitudowej na rys. 6.6e.

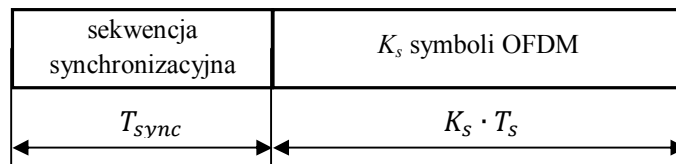
W przypadku scenariuszy z ruchem (s7 i s8) uzyskano większe wartości rozrzutu opóźnień τ_M i τ_{rms} , niż w przypadku scenariuszy bez ruchu na podobnych dystansie (s1-s4). Wynika stąd, iż ruch elementów systemu zwiększa dyspersję czasową kanału. Wartości maksymalne τ_M były średnio większe od wartości τ_{rms} .

6.2. Testy transmisji w kanałach eksperymentalnych

W celu zbadania możliwości dopasowania sygnalizacji OFDM do właściwości transmisyjnych kanału akustycznego, przeprowadzono testy transmisji danych z wykorzystaniem różnych konfiguracji sygnalizacji OFDM. W kolejnych testach zmieniała się liczba (a więc i szerokość) podkanałów OFDM, na jakie podzielono zakres częstotliwości 3.5kHz – 6.5 kHz, wykorzystywany przez model symulacyjnych systemu UAC. W rezultacie w każdym kolejnym teście transmitowane były symbole OFDM o innym czasie trwania.

6.2.1. Ramka transmisyjna

Na rysunku 6.8 przedstawiono strukturę ramki transmisyjnej modelu symulacyjnego OFDM. W każdym z przeprowadzonych eksperymentalnie testów transmisji OFDM w kanałach akustycznych przesłano $K_s = 63$ symbole modulacji, poprzedzone transmisją synchronizacyjną o czasie trwania $T_{sync} = 1.36$ s. Czas trwania pojedynczego symbolu OFDM zależy od szerokości podkanału OFDM, a więc od długości zastosowanej transformaty IFFT. w modelu symulacyjnym przewidziano, iż N_{IFFT} może przyjmować wartości będące kolejnymi potęgami liczby 2 o wykładnikach od 8 do 16. W tabeli 6.4 przedstawiono możliwe konfiguracje parametrów protokołu warstwy fizycznej transmisji. W zależności od wybranego rozmiaru transformaty IFFT, sygnał OFDM charakteryzuje się określoną szerokością pojedynczego podkanału B_{OFDM} , czasem trwania pojedynczego symbolu T_{OFDM} , czasem trwania symbolu z cyklicznym prefiksem T_s oraz czasem trwania ramki transmisyjnej, złożonej z 63 symboli OFDM.



Rys. 6.8. Ramka transmisyjna modelu symulacyjnego OFDM

Tabela 6.4. Konfiguracje parametrów protokołu warstwy fizycznej transmisji w modelu symulacyjnym systemu UAC.

T_{OFDM} [s]	B_{OFDM} [Hz]	T_{OFDM} [ms]	T_s [ms]	T_{sync} [s]
2^8	375,00	3	3	0,34
2^9	187,50	5	6	0,54
2^{10}	93,75	11	13	0,94
2^{11}	46,88	21	26	1,75
2^{12}	23,44	43	51	3,36
2^{13}	11,72	85	102	6,59
2^{14}	5,86	171	205	13,04
2^{15}	2,93	341	410	25,94
2^{16}	1,46	683	819	51,75

6.2.2. Synchronizacja transmisji

Spośród metod synchronizacji stosowanych w systemach UAC [89], do synchronizacji testowej transmisji OFDM wybrano technikę wykorzystującą ciągi pseudosumowe. Zastosowano unipolarną sekwencję MLS rzędu $K = 13$, powtórzoną $M = 16$ razy. Motywacją takiego wyboru był fakt, iż podobne ciągi maksymalnej długości wykorzystywane będą w projektowanym adaptacyjnym systemie UAC do pomiaru odpowiedzi impulsowych kanału. Ten sam sygnał będzie zatem pełnił funkcję pomiarową oraz synchronizacyjną. Ponadto opracowanie algorytmów przetwarzania odbieranego sygnału synchronizacyjnego wymagało nieznacznej tylko modyfikacji algorytmów przetwarzania sygnału pomiarowego.

Czas trwania sekwencji synchronizacyjnej wynosi:

$$T_{sync} = \frac{M \cdot (2^K - 1)}{F_s} = \frac{16 \cdot (2^{13} - 1)}{96000 \text{ Hz}} \approx 1.36 \text{ s} \quad (6.1)$$

Odbiorca odczytuje z bufora wejściowego karty dźwiękowej sekwencje próbek o długości $L_b = 16 \cdot (2^{13} - 1)$. Dla każdej odczytanej sekwencji obliczana jest funkcja korelacji skróśnej z sekwencją MLS rzędu 13. Wynik interpretowany jest jako potencjalna periodyczna funkcja autokorelacji sekwencji MLS powtórzonej 16 razy i zostaje on podzielony na fragmenty L -elementowe, gdzie $L = 2^{13} - 1$ jest długością pojedynczej sekwencji MLS. Następnie fragmenty sekwencji próbek zostają zsumowane i w tak uśrednionym ciągu poszukiwane jest maksimum, co najmniej 10 razy większe od średniej wartości bezwzględnej. Znalezienie takiego maksimum uznawane jest za równoznaczne z odebraniem sekwencji synchronizacyjnej MLS i odbiornik rozpoczyna procedurę wyznaczania opóźnienia czasowego odbieranego sygnału. Podstawą tego algorytmu jest wiedza, iż funkcja korelacji skróśnej dwóch sekwencji MLS tego samego rzędu posiada maksimum w połowie swojej długości. Przesunięcie tego maksimum w jedną lub drugą

stronę świadczy o opóźnieniu jednego z korelowanych sygnałów. Argument maksimum funkcji korelacji skróśnej odniesiony do indeksu środkowej próbki tej funkcji wskazuje zatem na indeks, który w kolejnej sekwencji próbek odczytanej z bufora karty dźwiękowej wyznacza początek symbolu modulacji OFDM. Jednocześnie z bufora zostaje odczytanych tyle próbek, aby ostatnia z nich była ostatnią próbką symbolu OFDM. W ten sposób dla każdego kolejnego przerwania programowego, z wyjścia karty dźwiękowej pobierana jest sekwencja próbek odpowiadająca jednemu symbolowi OFDM.

We pełni adaptacyjnym systemie transmisji danych w kanałach UAC sekwencja synchronizacyjna może jednocześnie pełnić rolę sygnału mierzącego odpowiedź impulsową kanału metodą korelacyjną, opisaną w rozdziale 4 rozprawy.

6.2.3. Ocena niezawodności transmisji w podkanałach OFDM

Tablica próbek danych przesyłanych w kolejnych symbolach OFDM wykorzystywana jest do oceny niezawodności transmisji w poszczególnych podkanałach. Na rysunku 6.9 przedstawiono przykładową tablicę dla konfiguracji, w której w jednym symbolu OFDM przesłano $N_{trans} = 8$ symboli BPSK, natomiast podczas całej transmisji przesłano 6 symboli modulacji. Tablica składa się więc z 8 kolumn oraz 6 wierszy. Indeksy kolumn oznaczają numery kolejnych podnośnych OFDM, na których transmitowane były symbole BPSK ułożone w kolumny tablicy. Kolorem czerwonym zaznaczono błędnie odebrane symbole. Na podstawie wyników tej hipotetycznej transmisji testowej można stwierdzić, że do niezawodnej transmisji danych należy wykorzystać kanały o indeksach: 1, 4, 7 i 8.

1	-1	1	-1	-1	1	-1	1
-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1
1	-1	1	1	1	-1	-1	-1
1	-1	-1	-1	1	1	-1	1
1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1
1	-1	1	-1	-1	1	-1	1
1	2	3	4	5	6	7	8

Rys. 6.9 przykładowa tablica symboli BPSK po detekcji w odbiorniku.

Na podstawie liczby podkanałów, w których powiodła się bezbłędna transmisja danych, obliczana jest przepływność symbolowa P_{sym} zgodnie ze wzorem:

$$P_{sym} = \frac{N_{SER=0} \cdot L_{sym}}{T_{synch} + L_{sym} \cdot T_{OFDM}} \quad (6.2)$$

gdzie $L_{sym} = 63$ symbole OFDM, $N_{SER=0}$ - liczb podkanałów OFDM, w których uzyskano bezbłędną transmisję symboli BPSK, T_{synch} - czas trwania sekwencji synchronizacyjnej, T_s - czas trwania symbolu OFDM. W przypadku transmisji symboli BPSK przepływność symbolowa jest równa przepływności bitowej P_{bit} .

6.2.4. Model kanału „w skali” – akustyczny kanał pogłosowy

W testach z wykorzystaniem modelu kanału akustycznego w powietrzu, o rozrzucie maksymalnego opóźnienia przekraczającym wartość 20 ms (tabela 6.1 i 6.2), przyjęto minimalny czas trwania symbolu OFDM przybliżeniu dwukrotnie dłuższy, a więc 51 ms (tabela 6.4), co odpowiada szerokości podkanału 23.44 Hz. Z kolei minimalną szerokość podkanału ustalono na 2.93 Hz, a więc nieznacznie więcej, niż wyniosła średniokwadratowa wartość rozrzutu opóźnienia w scenariuszach z ruchem (tabela 6.2). Zdeterminowało to wybór rozmiaru transformaty IFFT modulatora OFDM od $N_{IFFT} = 2^{12}$ do $N_{IFFT} = 2^{15}$. Każdy symbol OFDM poprzedzony był cyklicznym prefiksem, natomiast co druga częstotliwość podnośna pełniła funkcję tonu pilotowego. Podnośne transmitujące dane modulowane były sekwencjami BPSK. Ramka transmisyjna składała się z sekwencji synchronizacyjnej o czasie trwania 1.36 s oraz 63 symboli OFDM (rys. 6.8). W każdym teście dla każdego podkanału OFDM określono liczbę błędnie odebranych symboli oraz obliczono przepływność P_{sym} , jaką uzyskano w kanałach, w których udało się przeprowadzić transmisję bezbłędną. Uśrednione wyniki testów z 12 pomiarów przedstawiono w tabeli 6.5

Tabela 6.5. Wyniki testów komunikacji OFDM w modelach kanału “w skali”

B_{OFDM} [Hz]	T_s [s]	N_{trans}	kanał bez ruchu			kanał z ruchem		
			$N_{SER=0}$	$\frac{N_{SER=0}}{N_{trans}}$ [%]	P_{sym}	$N_{SER=0}$	$\frac{N_{SER=0}}{N_{trans}}$ [%]	P_{sym}
23.44	0.05	64	1	1,6	14	0	0	0
11.72	0.10	128	4	3,1	33	1	0,8	8
5.86	0.20	256	12	4,7	53	23	9	102
2.93	0.41	512	100	19,5	232	20	3,9	46
1.46	0.82	1024	485	47,4	576	28	2,7	33

Liczbę podkanałów, w których uzyskano transmisję bezbłędną, a więc z symbolową stopą błędów $SER=0$, przedstawiono jako wartości bezwzględne $N_{SER=0}$ oraz odniesione do liczby wszystkich podkanałów transmisji danych N_{trans} . W przypadku zastosowanej modulacji cyfrowej BPSK, symbolowi modulacji odpowiada jeden bit informacji, a więc symbolowa stopa błędów SER jest równa bitowej stopie błędów BER , natomiast przepływność P_{sym} odpowiada przepływności bitowej P_{bit} . Stosunek sygnału do szumu podczas testów transmisji w modelu kanału „w skali” wynosił ok. 25 dB.

Zgodnie z przewidywaniami w przypadku modelu kanału bez ruchu, zmniejszanie odstępów między podnośnymi OFDM powoduje zwiększanie przepływności bitowej transmisji danych. Im dłuższy symbol OFDM, tym mniejsze prawdopodobieństwo wystąpienia interferencji międzysymbolowej w odbieranym sygnale.

W przypadku scenariusza z ruchem mikrofonu, nie powiodły się testy transmisji dla szerokości podkanału OFDM większego niż $B_{OFDM} = 11.72$ Hz. Jednocześnie średnia wartość pasma koherencji dla tego typu kanału wynosiła 12 Hz (na poziomie 0.7 względem wartości maksymalnej funkcji korelacji częstotliwościowej, tabela 6.2). Dla szerokości podkanału $B_{OFDM} = 5.86$ Hz zaobserwowano znaczący wzrost liczby podkanałów, w których nie wstąpiły błędy transmisji. Jednakże dalsze zwięzanie podkanału OFDM spowodowało spadek prędkości transmisji. Spadek liczby użytecznych podnośnych związany może być z faktem, iż szerokość podkanału $B_{OFDM} = 2.93$ Hz jest tego samego rzędu, a $B_{OFDM} = 1.46$ Hz jest mniejsza niż średniokwadratowa wartość odchyłki dopplerowskiej rzędu 2-3 Hz (tabela 6.2).

Na podstawie przeprowadzonych eksperymentów z wykorzystaniem modelu „w skali”, zrealizowanego w pogłosowym kanale akustycznym na korytarzu, wydaje się, że odstęp między częstotliwościami nośnymi powinien być mniejszy od pasma koherencji mierzonego na poziomie 0.7 wartości maksymalnej funkcji korelacji czasowej i znacznie większy od średniokwadratowej odchyłki dopplerowskiej:

$$f_{0.7} > B_{OFDM} > v_{rms} \quad (6.3)$$

Potwierdzenie tej tezy wymaga przeprowadzenia dalszych badań ilościowych, opartych o większy zbiór wyników testów transmisji.

6.2.5. Płytki kanał podwodny

W testach z wykorzystaniem eksperymentalnego kanału podwodnego, zastosowano trzy różne szerokości podkanału OFDM, znacząco większe od średniokwadratowej odchyłki dopplerowskiej (tabela 6.4): $B_{OFDM} = 2.93$ Hz, $B_{OFDM} = 5.86$ Hz, $B_{OFDM} = 11.72$ Hz i $B_{OFDM} = 23.44$ Hz. Parametry transmisji takie jak konstrukcja ramki transmisyjnej, liczba podkanałów pilotowych oraz długość cyklicznego prefiksu były takie same, jak w przypadku testów z wykorzystaniem modelu „w skali” (rozdział 6.2.4).

Podczas każdego testu określono liczbę podkanałów, w których transmisja danych była bezbłędna i na tej podstawie oszacowano przepływność symbolową P_{sym} (w przypadku sygnalizacji BPSK równą przepływności bitowej P_{bit}). Obliczono również symbolową stopę błędów SER jako iloraz błędnie przesłanych symboli oraz wszystkich symboli danych przesłanych w jednej ramce transmisyjnej. W tabeli 6.6 przedstawiono uśrednione wyniki

eksperymentów dla następujących scenariuszy (w każdym ze scenariuszy zrealizowano 10 testów transmisji):

Scenariusz 1 – „statyczny”. Zarówno hydrofon jak i głośnik znajdowały się na głębokości 1 m poniżej powierzchni wody i oddalone były od siebie o 5.4 m. Wykonano 4 testy dla różnych konfiguracji sygnalizacji OFDM: $B_{OFDM} = 2.93$ Hz, $B_{OFDM} = 5.86$ Hz, $B_{OFDM} = 11.72$ Hz i $B_{OFDM} = 23.44$ Hz.

Scenariusz 2 – „statyczny”. Zarówno hydrofon jak i głośnik znajdowały się na głębokości 1 m poniżej powierzchni wody i oddalone były od siebie o 25 m. W modulacji OFDM zastosowano transformatę IFFT o długości $N = 2^{12}$. Do transmisji danych wykorzystane zostały 64 podkanały OFDM o szerokości $B_{OFDM} = 23.44$ Hz.

Scenariusz 3 - „mobilny”. Hydrofon oddalał się od głośnika, zwiększając dystans od niego z początkowych 3.5 m do 4 m. Zarówno hydrofon jak i głośnik znajdowały się na głębokości 1 m poniżej powierzchni wody. W modulacji OFDM zastosowano transformatę IFFT o długości $N = 2^{12}$. Do transmisji danych wykorzystane zostały 64 podkanały OFDM o szerokości $B_{OFDM} = 23.44$ Hz.

Scenariusz 4 – „mobilny”. Hydrofon oddalał się od głośnika, zwiększając dystans od niego z początkowej odległości 5.4 m do 3.5 m. Zarówno hydrofon jak i głośnik znajdowały się na głębokości 1 m poniżej powierzchni wody. W modulacji OFDM zastosowano transformatę IFFT o długości $N = 2^{14}$. Do transmisji danych wykorzystanych zostało 256 podkanałów OFDM o szerokości $B_{OFDM} = 5.86$ Hz.

Scenariusz 5 - „mobilny”. Hydrofon poruszał się w kierunku głośnika, zmniejszając dystans do niego z początkowych 15 m do 10 m. Zarówno hydrofon jak i głośnik znajdowały się na głębokości 1 m poniżej powierzchni wody. W modulacji OFDM zastosowano transformatę IFFT o długości $N = 2^{12}$. Do transmisji danych wykorzystane zostały 64 podkanały OFDM o szerokości $B_{OFDM} = 23.44$ Hz.

Scenariusz 6 - „mobilny”. Głośnik znajdował się na głębokości 1 m, hydrofon natomiast, oddalony od niego o 10 m, poruszał się w pionie od poziomu powierzchni wody do 2 m głębokości. W modulacji OFDM zastosowano transformatę IFFT o długości $N = 2^{12}$. Do transmisji danych wykorzystane zostały 64 podkanały OFDM o szerokości $B_{OFDM} = 23.44$ Hz.

Poza parametrami sygnalizacji OFDM oraz przepływnością z $SER=0$ i symbolową stopą błędów dla transmisji we wszystkich podkanałach, w tabeli zamieszczono zmierzony podczas testów stosunek sygnału do szumu.

Tabela 6.6. Wyniki testów komunikacji OFDM w eksperymentalnych kanałach podwodnych

Scenariusz	B_{OFDM} [Hz]	T_s [s]	N_{trans}	$N_{BER=0}$	$\frac{N_{BER=0}}{N_{trans}}$ [%]	SNR [dB]	P_{sym} (SER=0) [symbol/s]	SER (N_{trans})
1.a	23.44	0.05	64	1	1.6	16	14	0.13
1.b	11.72	0.1	128	2	1.6	16	16	0.11
1.c	5.86	0.2	256	12	4.7	16	53	0.06
1.d	2.93	0.4	512	0	0	16	0	0.56
2	23.44	0.05	64	0	0	6.5	0	0.30
3	23.44	0.05	64	1	1.6	18	14	0.08
4	5.86	0.2	256	0	0	17	0	0.10
5	23.44	0.05	64	0	0	7	0	0.52
6	23.44	0.05	64	0	0	9	0	0.23

Jedynie dla scenariusza 1 udało się przeprowadzić niezawodną transmisję z prędkością większą niż kilkanaście bitów na sekundę. Zmniejszanie odległości między podnośnymi OFDM w tym „stacjonarnym” scenariuszu, ale tylko do wartości $B_{OFDM}=5.86$ Hz, powodowało wzrost liczby podkanałów z zerowym błędem transmitowanych symboli.

W przypadku scenariuszy mobilnych bezbłędną transmisję danych udało się przeprowadzić tylko w jednym przypadku (scenariusz 3). Wydaje się, że w celu oceny związku między jakością transmisji a parametrami sygnalizacji OFDM niezbędne jest zastosowanie kodowania kanałowego w celu polepszenia, a więc i zróżnicowania wyników testów transmisji danych.

W przypadku testów transmisji na odległości 25 m pasmo i czas koherencji kanału mierzone nawet na najniższym testowanym poziomie 0.5 wartości maksymalnej funkcji korelacji (tabela 6.3), były na tyle małe, że nie udało się spełnić warunku, aby szerokość podkanału OFDM była mniejsza od pasma koherencji, a jednocześnie czas trwania symbolu OFDM mniejszy od czasu koherencji.

6.3.Symulacja transmisji z kodowaniem kanałowym

Fizyczne kanały rzadko zapewniają wystarczającą jakość transmisji ze względu na występujący w nich szum i zakłócenia. Zwykle niezbędne jest użycie kodowania kanałowego zabezpieczającego informację przed przekłamaniami [64].

Za pomocą uzyskanych podczas testów terenowych rozkładów błędów w symbolach OFDM przeprowadzono symulację transmisji z techniką FEC, wykorzystującą stosowane powszechnie w telekomunikacji cykliczne kody blokowe BHC. Słowa kodowe stanowiły ciągi 63 symboli, transmitowane w poszczególnych podkanałach. Tak więc jedno słowo kodowe modulowało jedną podnośną podczas przesyłania jednej ramki transmisyjnej. W

każdym ze scenariuszy zastosowano kod BHC o liczbie symboli informacji BPSK w słowie kodowym: $k=45, 30, 16$ i 7 . Najmniejsza zastosowana redundancja wynosiła zatem 18 symboli dla kodu BHC(63,45) największa – 54 symbole dla kodu BHC(63, 7). Dla każdej symulowanej transmisji danych określono liczbę podkanałów $N_{SER=0}$, dla których uzyskano transmisję bezbłędną. Ponadto dla każdej podnośnej określono symbolową stopę błędu SER, wyrażającą stosunek liczby błędnie przesłanych symboli danych do liczby wszystkich symboli danych transmitowanych w danym podkanałe. Wyniki symulacji dla poszczególnych scenariuszy przedstawiono w formie tabel B.1-B.9 w dodatku B. Dla każdego testu określono liczbę podkanałów, w których transmisja zakodowanych danych była bezbłędna i na tej podstawie oszacowano przepływność symbolową P_{sym} . Ponadto dla każdego przeprowadzonego testu symulacyjnego przedstawiono wykres SER dla poszczególnych podkanałów OFDM z i bez kodowania, oraz zobrazowanie „bezbłędnych” podkanałów w symulacji transmisji z kodowaniem z najmniejszą i największą redundancją na tle „mapy” rozkładu błędów transmisji bez kodowania w poszczególnych podkanałach OFDM (rysunki B.1 – B.16 w dodatku B).

Tabela 6.7. Podsumowanie wyników testów symulacji transmisji z kodowaniem kanałowym BHC

Scen	B_{OFDM} [Hz]	T_s [s]	kodowanie	SNR	bez kodowania		z kodowaniem	
					$P_{sym}(SER=0)$ [bit/s]	SER (N_{trans})	$P_{sym}(SER=0)$ [bit/s]	SER (N_{trans})
1a	23.44	0.05	BHC(63,30)	16	14	0.13	190	0.009
1b	11.72	0.1	BHC(63,30)	16	16	0.11	280	0.005
1c	5.86	0.2	BHC(63,30)	16	53	0.06	482	0.004
1d	2.93	0.41	BHC(63, 7)	16	0	0.56	0	0.3
2	23.44	0.05	BHC(63,16)	6.5	0	0.30	66	0.05
3	23.44	0.05	BHC(63,30)	18	0	0.08	288	0.005
4	5.86	0.2	BHC(63,30)	17	14	0.10	328	0.004
5	23.44	0.05	BHC(63,7)	7	0	0.52	1.5	0.2
6	23.44	0.05	BHC(63,16)	9	0	0.23	66	0.04

W tabeli 6.7 przedstawiono najlepsze wyniki osiągnięte w testach symulacyjnych dla rozkładów błędów uzyskanych w wyniku testów transmisji OFDM w kanałach podwodnych. Kolejne scenariusze odpowiadają konfiguracjom kanału opisanym w rozdziale 6.2.4.

Z porównania przepływności symbolowych (odpowiadających w przypadku sygnalizacji BPSK w podkanałach OFDM przepływnościom bitowym) osiągniętych w testach terenowych i symulacyjnych można wyciągnąć wniosek, iż zastosowanie kodowania kanałowego w systemie UAC jest bezwzględnie konieczne.

Warto zauważyć, że dla różnych scenariuszy osiągnięto najlepsze przepływności dla różnych redundancji związanej z zastosowanym kodowaniem BHC. Można przypuszczać, że w konstruowanym adaptacyjnym systemie UAC będzie potrzeba dopasowywania do własności transmisyjnych kanału nie tylko parametrów modulacji OFDM, ale również parametrów kodowania kanałowego.

Zastosowanie kodowania kanałowego spowodowało, że osiągalna stała się transmisja z małą prędkością rzędu kilkudziesięciu bit/s w przypadku scenariusza 2, na dystansie 25 m, a więc tam, gdzie nie udało się tak zaprojektować parametrów sygnalizacji OFDM, by szerokość podkanału OFDM była mniejsza od pasma koherencji, a jednocześnie czas trwania symbolu OFDM mniejszy od czasu koherencji kanału.

Dla szerokości podkanału $B_{OFDM} = 2.93$ w scenariuszu 1 nie udało się uzyskać jakiegokolwiek transmisji nawet z zastosowaniem kodowania kanałowego o dużej redundancji. Wydaje się, że ma to związek z faktem, iż szerokość podkanału zbliżona była do wartości odchyłki dopplerowskiej mierzonej za pomocą kryterium średniokwadratowego (tabela 6.3). Uwzględniając wyniki symulacji uzyskane dla scenariusza 2 wydaje się również, że wymaganie, aby szerokość podkanału B_{OFDM} była większa od rozrzutu odchyłki dopplerowskiej jest „silniejsze”, niż wymaganie związane z pasmem koherencji. Warunek 6.3 można zatem zapisać jako:

$$f_{0.7} > B_{OFDM} \gg v_{rms} \quad (6.4)$$

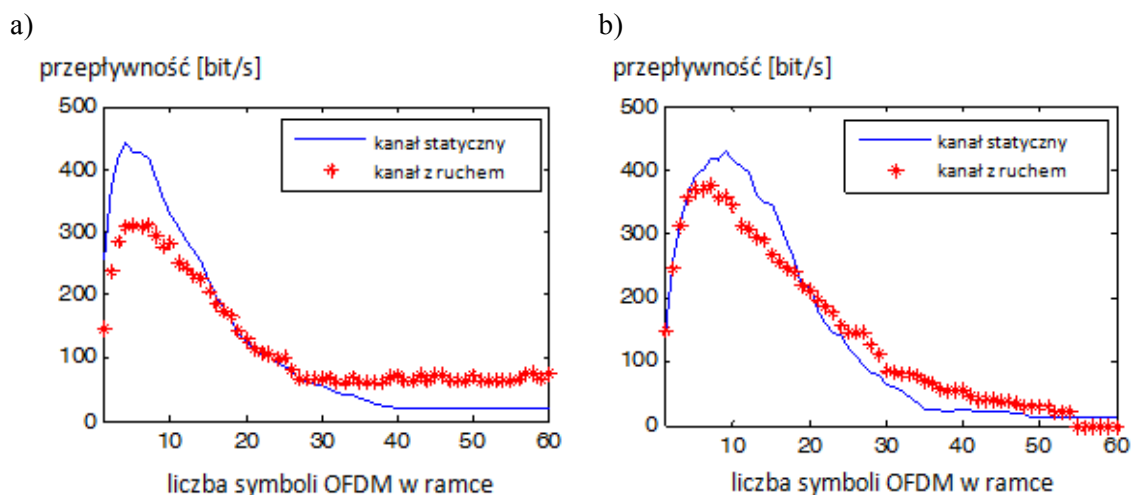
Tezę tą, będącą wynikiem badań o charakterze jakościowym, należy zweryfikować eksperymentalnie podczas wielokrotnych prób terenowych.

Znacząca poprawa przepływności po zastosowaniu kodowania wskazuje na potrzebę dalszych badań w tym obszarze, w szczególności przetestowania w warunkach eksperymentalnych innych, stosowanych w systemach radiokomunikacyjnych rodzajów kodowania kanałowego, w tym przepłotu, kodów splotowych oraz być może bardziej zaawansowanych technik wykorzystujących tzw. turbo kody oraz kody LDPC.

6.4.Symulacja transmisji ze zmienną ramką transmisyjną

Podczas analizy zarejestrowanych w testach transmisji OFDM sygnałów zauważono, że w przypadkach, gdzie nie udało się przeprowadzić bezbłędnej transmisji na którejkolwiek podnośnej OFDM, zmniejszenie liczby branych pod uwagę symboli w pojedynczej ramce transmisyjnej spowodowało, że w niektórych podkanałach nie wykryto błędnie przesłanych symboli BPSK [67] [90]. Stąd pomysł, aby symulacyjnie określić przepływność modelu systemu UAC dla różnej liczby symboli OFDM w ramce transmisyjnej, rozpoczynającej się sekwencją synchronizacyjną o czasie trwania $T_{sync} = 1.36$ s (wzór 6.1). Na rysunku 6.10 przedstawiono wyniki obliczeń dla wybranego kanału

akustycznego w powietrzu (a) oraz kanału podwodnego (b) w scenariuszach: statycznym i z ruchem. W obu przypadkach widoczne jest wyraźne optimum liczby symboli OFDM w ramce transmisyjnej. Dla kanału podwodnego jest ono rzędu 10 symboli na ramkę, co oznacza, że przewiduje się, iż w sytuacji gdy każde 10 symboli będzie poprzedzone sekwencją synchronizacyjną, uzyskane zostaną możliwie najlepsze przepływności modelu systemu UAC w kanale podwodnym. Warto zauważyć, iż w przypadku kanału z ruchem hydrofonu optymalna liczba symboli w ramce transmisyjnej jest nieco mniejsza, niż w scenariuszu statycznym.



Rys. 6.10 Przewidywana przepływność modelu systemu UAC w funkcji liczby symboli OFDM w pojedynczej ramce transmisyjnej dla modelu kanału „w skali” (a) oraz kanału podwodnego (b)

Należy zatem przypuszczać, iż konstrukcja ramki transmisyjnej jest jeszcze jednym, obok parametrów modulacji OFDM oraz kodowania kanałowego, „stopniem swobody” w projektowanym adaptacyjnym systemie UAC, rozszerzając tym samym przewidywane możliwości dopasowywania parametrów protokołu transmisji danych do bieżących warunków propagacyjnych w kanale.

W przypadku kanału akustycznego w przestrzeni korytarzowej wątpliwości budzi uzyskanie większych przepływności w scenariuszu z ruchem mikrofonu, dla liczby symboli w ramce transmisyjnej powyżej 25. Planowane jest potwierdzenie wyników testów symulacyjnych w testach eksperymentalnych z wykorzystaniem różnych konstrukcji ramki transmisyjnej.

7. PODSUMOWANIE

Celem głównym niniejszej pracy była weryfikacja tezy, iż adaptacja metod stosowanych w systemach radiokomunikacyjnych umożliwia dopasowanie parametrów sygnałów OFDM do aktualnych warunków propagacji w akustycznym kanale podwodnym. Wymagało to rozpoznania rzeczywistych możliwości i ograniczeń dopasowania parametrów transmitowanych sygnałów do aktualnych warunków propagacji w akustycznym kanale podwodnym, które zwykle są warunkami trudniejszymi z punktu widzenia komunikacji, niż ma to miejsce w przypadku kanałów radiokomunikacyjnych.

Tłumienie fali akustycznej w morzu jest proporcjonalnie do kwadratu częstotliwości oraz do zasięgu, a ponieważ transmisja w systemach UAC jest, ze względu na niską częstotliwość nośną, fizycznie szerokopasmowa, to różnica tłumienia występująca na krańcach pasma przenoszenia ogranicza je przy wzroście zasięgu i zmniejsza przepływność systemu. Na zjawisko obić sygnału od granic ośrodka, którymi zwykle jest dno i falująca powierzchnia wody, nakłada się silna refrakcja, której przyczyną są znaczne zmiany prędkości dźwięku w funkcji głębokości. Względna odchyłka dopplerowska (odniesiona do szerokości pasma), jaką obserwuje się w systemach UAC, jest około 1000 razy większa, niż w przypadku kanału radiokomunikacyjnego z ruchem o tej samej prędkości. Ze względu na 200 000 razy mniejszą prędkość propagacji dźwięku w wodzie w stosunku do prędkości fali elektromagnetycznej, ruch występujący w systemach UAC przejawia się w postaci kompensacji czasu, która tylko w pierwszym przybliżeniu można zastąpić częstotliwościową odchyłką Dopplera. Ponadto własności transmisyjne podwodnego kanału akustycznego są silnie uwarunkowane specyfiką jego geograficznej lokalizacji, porą roku, porą doby i bieżącą pogodą.

W ramach przeprowadzonych badań udało się osiągnąć cel główny oraz cele pomocnicze określone w części wstępnej rozprawy, w szczególności:

1. Wykazano, iż zastosowanie metod analizy własności kanału komunikacyjnego oraz technik transmisji danych, wykorzystywanych w radiokomunikacji, umożliwia dopasowanie parametrów sygnałów OFDM do aktualnych warunków propagacji w akustycznym kanale podwodnym.

W niektórych z przeprowadzonych w kanale podwodnym testach nie udało się dopasować parametrów modulacji OFDM do parametrów kanału. Testy symulacyjne wykazały jednak, że zastosowanie kodowania kanałowego powinno umożliwić zrealizowanie transmisji w warunkach, w jakich przeprowadzane były testy terenowe. Przewiduje się zatem, że dopasowanie warstwy fizycznej protokołu transmisji danych do aktualnych warunków propagacji w kanale UAC będzie obejmować zarówno parametry modulacji jak i kodowania kanałowego, jak

ma to miejsce w nowoczesnych systemach radiokomunikacyjnych. Ponadto na podstawie wyników testów symulacyjnych wyciągnięto wnioski, iż dla danego kanału istnieje optymalna konstrukcja ramki transmisyjnej, złożonej z sekwencji synchronizacyjnej oraz symboli OFDM, umożliwiająca osiągnięcie najlepszej w danych warunkach propagacyjnych przepływności systemu UAC.

2. Samodzielnie skonstruowano model symulacyjny systemu UAC wykorzystujący modulację OFDM. Wszystkie badania przeprowadzono używając programów zaprojektowanych i zaimplementowanych przez autora w środowisku Matlab z dodatkiem Data Acquisition Toolbox. Opracowano oryginalne narzędzie obliczeniowe do analizy własności kanałów akustycznych, w oparciu matematyczne formuły charakterystyk transmisyjnych.
3. Zaproponowano efektywną metodę laboratoryjną do testowania systemu transmisji danych, jaką jest „model w skali”, czyli kanał akustyczny w powietrzu. Wykazano skuteczność zastąpienia modeli teoretycznych prostymi modelami eksperymentalnymi. Metoda ta umożliwia:
 - optymalizację procedur projektowych,
 - wykonanie licznych eksperymentów laboratoryjnych,
 - gromadzenie danych z modelu fizycznego,
 - bieżące opracowanie wyników,
 - wizualizację wyników.

Do zalet i korzyści, wynikających z takiej metody laboratoryjnej zaliczyć należy:

- kształtowanie intuicji projektowej,
 - minimalizację kosztów organizacyjnych testów eksperymentalnych.
4. W wyniku pomiarów zgromadzono zbiory odpowiedzi impulsowych zarówno modelowego pogłosowego kanału akustycznego jak i rzeczywistego kanału podwodnego. Pomiarów zrealizowano metodą korelacyjną, z wykorzystaniem sekwencji MLS.
 5. Przeprowadzono analizę własności transmisyjnych kanałów akustycznych w oparciu o pomierzone zbiory odpowiedzi impulsowych. Analizę przeprowadzono z użyciem narzędzia matematycznego stosowanego w analizie własności kanałów radiokomunikacyjnych. Przetestowano różne kryteria określania parametrów opisujących własności kanałów na podstawie ich charakterystyk transmisyjnych. Warto zauważyć, że w przeciwieństwie do wielu innych publikacji, w niniejszej rozprawie przedstawiono charakterystyki transmisyjne kanału w postaci dyskretnej, łatwej do implementacji w algorytmach numerycznych.
 6. Przeprowadzono szereg testów symulacyjnych i eksperymentalnych, w tym:

- testy transmisji OFDM w akustycznym kanale pogłosowym,
- testy transmisji OFDM w rzeczywistym kanale podwodnym,
- testy symulacyjne transmisji OFDM z kodowaniem kanałowym w środowisku Matlab, z wykorzystaniem danych o błędach transmisji zgromadzonych podczas testów laboratoryjnych.
- testy symulacyjne transmisji OFDM o różnej konstrukcji ramki transmisyjnej w środowisku Matlab, z wykorzystaniem sygnałów zarejestrowanych podczas testów terenowych.

Udowodniono postawioną tezę w oparciu o wyniki badań eksperymentalnych i symulacyjnych. Pokazano, iż za pomocą metod stosowanych we współczesnych systemach radiokomunikacyjnych można projektować parametry transmisji OFDM dopasowane do zmieniających się warunków propagacji w akustycznym kanale podwodnym. Adaptacja warstwy fizycznej protokołu transmisji powinna obejmować parametry sygnalizacji OFDM, kodowania kanałowego oraz konstrukcji ramki transmisyjnej.

Wyniki przeprowadzonych badań są kluczowe dla skonstruowania w niedalekiej przyszłości adaptacyjnego systemu UAC, umożliwiającego pełne wykorzystanie możliwości komunikacyjnych istniejących w danej sytuacji praktycznej.

Warte dalszych badań jest zastosowanie innych niż kody BCH, technik kodowania kanałowego, w tym powszechnie stosowanej w systemach radiokomunikacyjnych techniki przeplotu oraz bardziej zaawansowanych metod takich jak np. turbokody czy kody LDPC. Ponadto warte przeprowadzenia są testy eksperymentalne zależności optymalnej konstrukcji ramki transmisyjnej od warunków propagacyjnych w różnych kanałach akustycznych, w celu sprecyzowania, czy optimum to jest właściwe dla danej klasy kanałów, czy też – podobnie jak parametry modulacji i kodowania kanałowego – powinno być określane w fazie nawiązywania połączenia w oparciu o pomiar własności kanału i transmisję danych testowych, a jeśli tak, to według jakich kryteriów.

BIBLIOGRAFIA

- [1] R. Otnes, T. Jenserud, J. E. Voldhaug, and C. Solberg, „A roadmap to ubiquitous underwater acoustic communications and networking,” in *Third International Conference on Underwater Acoustic Measurements, Technologies and Results*, Nafplion, Greece, 2009.
- [2] <http://benthos.com/>.
- [3] J. Schmidt, K. Zachariasz, and R. Salamon, „Underwater communication system for shallow water using modified MFSK modulation,” *Hydroacoustics*, nr 8, 2005.
- [4] K. F. Scussel, J. A. Rice, and S. Merriam, „A new MFSK acoustic modem for operation in adverse underwater channels,” in *Oceans '97*, Halifax, NS, Canada, 1997.
- [5] S. D. Morgera, „Multiple terminal acoustic communications system design,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, tom 5, nr 3, p. 199–204, 1980.
- [6] K. Staniec i R. Zieliński, „Analiza porównawcza teoretycznej i zmierzonej przepustowości systemów 802.11b i 802.11a,” w *Krajowa Konferencja Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji KKRRiT 2005*, 2005.
- [7] A. Baggeroer, D. E. Koelsch, K. von der Heydt, and J. Catipovic, „DATS—A digital acoustic telemetry system for underwater communications,” in *Oceans '81*, Boston, MA, 1981.
- [8] M. Johnson, D. Herold, and J. Catipovic, „The design and performance of a compact underwater acoustic network node,” in *Oceans '94*, Brest, France, 1994.
- [9] A. Kaya and S. Yauchi, „An acoustic communication systems for subsea robot,” in *Oceans '89*, Seattle, WA, 1989.
- [10] M. Suzuki and T. Sasaki, „Digital acoustic image transmission system for deep sea research submersible,” in *Oceans '92*, Newport, RI, 1992.
- [11] A. Goalic, J. Labat, J. Trubuil, S. Saoudi, and D. Riouaten, „Toward a digital acoustic underwater phone,” in *Oceans '94*, Brest, France, 1994.
- [12] J. Fischer, K. Bennett, S. Reible, J. Cafarella, and I. Yao, „A high rate, underwater acoustic data communications transceiver,” in *Oceans '92*, Newport, RI, 1992.
- [13] <http://www.whoi.edu/>.
- [14] R. Galvin and R. Coates, „Analysis of the performance of an underwater acoustic communication system and comparison with a stochastic model,” in *Oceans '94*, Brest, France, 1994.
- [15] G. S. Howe, P. Tarbit, O. Hinton, B. Sharif, and A. Adams, „Sub-sea acoustic remote communications utilising an adaptive receiving beam former for multipath suppression,” in *Oceans '94*, Brest, France, 1994.
- [16] P. Tarbit, G. Howe, O. Hinton, A. Adams, and B. Sharif, „Development of a real-time adaptive equalizer for a high-rate underwater acoustic data communication link,” in *Oceans '94*, Brest, France, 1994.
- [17] G. Henderson, A. Tweedy, G. Howe, O. Hinton, and A. Adams, „Investigation of adaptive beamformer performance and experimental verification of applications in high data rate digital underwater communications,” in *Oceans '94*, Brest, France, 1994.

- [18] M. Stojanovic, J. Catipovic, and J. Proakis, „Phase coherent digital communications for underwater acoustic channels.,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol 19, nr 1, pp. 100-111, 1994.
- [19] M. Stojanovic, J. Catipovic, and J. Proakis, „Adaptive multichannel combining and equalization for underwater acoustic communications.,” *Journal of the Acoustical Society of America*, vol 94, nr 3, pp. 1621-1631, 1993.
- [20] M. Stojanovic, C. J. and J. Proakis, „Reduced Complexity Spatial and Temporal Processing of Underwater Acoustic Communication Signal,” *Journal of the Acoustical Society of America*, vol 98, nr 2 t.1, pp. 961-972, 1995.
- [21] B. Li, J. Huang, S. Zhou, K. Ball, M. Stojanovic, L. Freitag, and P. Willett, „MIMO-OFDM for High Rate Underwater Acoustic Communications,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol 34, nr 4, pp. 634-645, 2009.
- [22] F. Frassati, C. Lafon, L. P.A. , and P. J.M., „Experimental assessment of OFDM and DSSS modulations for use in littoral waters underwater acoustic communications,” in *Oceans'05*, France, 2005.
- [23] S. Coatelan and A. Glavieux, „Design and test of coding OFDM system on the shallow water acoustic channel,” in *OCEANS '95. MTS/IEEE.*, Brest, France, 1995.
- [24] R. Bradbeer, E. Law, and E. Yeung, „Using multi-frequency modulation in a modem for the transmission of near realtime video in an underwater environment,” in *Consumer Electronics, 2003. ICCE.*, Hong Kong, 2003.
- [25] M. Chitre, S. H. Ong, and J. Potter, „Performance of coded OFDM in vary Shallow water channels and snapping shrimp noise,” in *OCEANS'05. Proceedings of MTS/IEEE*, Singapore, 2005.
- [26] M. Stojanovic, „Low Complexity OFDM Detector for Underwater Acoustic Channels,” in *IEEE Oceans '06 Conference*, Boston, MA, 2006.
- [27] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, L. Freitag, and P. Wille, „Multicarrier Communication over Underwater Acoustic Channel with non uniform Doppler shifts,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol 33, nr 2, pp. 198-209, 2008.
- [28] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, and Freitag, „Pilot-tone based ZP-OFDM demodulation for an Underwater acoustic channel,” in *Oceans'06 MTS/IEEE*, Boston, MA, 2006.
- [29] M. Stojanovic, „Adaptive channel estimation for underwater acoustic MIMO OFDM systems,” in *IEEE DSP/SPE Workshop*, Marco Island, FL, 2009.
- [30] I. Kočańska, H. Lasota, and R. Salamon, „OFDM modulation and adaptptive equalization for underwater communications,” *Hydroacoustics*, vol 7, pp. 77-82, 2005.
- [31] I. Kočańska, H. Lasota, and R. Salamon, „Wide-band modulation and adaptive equalization techniques for fast and reliable underwater data transmission,” in *IEEE TEHOSS 2005*, 2005.
- [32] I. Kočańska, H. Lasota, and R. Salamon, „System identification theory-based estimation of underwater acoustic channel for broadband communications,” in *TICA '05*, Istanbul, Turkey, 2005.
- [33] B. Sharif, „A computationally efficient Doppler compensation system for underwater,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol 25, nr 1, pp. 52-61, 2000.

- [34] K. Tu, D. Fertoni, T. M. Duman, and P. Hursky, „Mitigation of intercarrier interference in OFDM systems over underwater acoustic channels,” in *IEEE Oceans Conference*, Bremen, Germany, 2009.
- [35] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, L. Freitag, and P. Willett, „Non-uniform Doppler compensation for zero-padded OFDM over fast-varying underwater acoustic channels,” nr -, pp. 1-6, 2007.
- [36] B. C. Kim and I.-T. Lu, „Parameter study of OFDM underwater communications system,” in *MTS/IEEE OCEANS 2000*, 2000.
- [37] I. Akyildiz, D. Pompili, and T. Melodia, „Underwater Acoustic Sensor Networks: Research Challenges,” *Networks*, vol 3, nr 3, pp. 257-279, 2005.
- [38] F. Hanson and S. Radic, „High Bandwidth Underwater Optical Communication,” *Applied Optics*, vol 47, nr 2, pp. 277-283, 2008.
- [39] F. Schill, U. R. Zimmer, and J. Trumpf, „Visible Optical Communication and Distance Sensing for Underwater Applications,” in *Australian Conference Robotics and Automaton Association*, 2004.
- [40] M. Stojanovic, „Acoustic (Underwater) Communications,” in *Encyclopedia of Telecommunications*, John Wiley & Sons, 2003.
- [41] L. Butler, „Underwater Radio Communication,” April 1987.
<http://www.qsl.net/vk5br/UwaterComms.htm>.
- [42] I. Tolstoy and C. Clay, *Ocean acoustics: theory and experiment in underwater sound.*, American Institute of Physics for Acoustical Society of America, 1987.
- [43] H. Lasota i I. Kochańska, „Analiza możliwości wykorzystania współczesnych metod transmisji danych w systemach łączności podwodnej,” *Elektronika*, tom XLVIII, nr 9, pp. 53-55, 2007.
- [44] R. Salamon, *Systemy Hydrolokacyjne*, Gdańsk: Gdańskie Towarzystwo Naukowe, 2006.
- [45] R. Katulski, *Propagacja fal radiowych w telekomunikacji bezprzewodowej*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 2009.
- [46] D. Chaitanya, C. Sridevi, and G. Rao, „Path loss analysis of underwater communication systems,” in *Students' Technology Symposium (TechSym), 2011 IEEE*, 2011.
- [47] R. Istepanian and M. Stojanovic, „High Speed Digital Underwater Acoustic Communications,” in *Underwater Acoustic Signal Processing and Telemetry Systems, Theory and Applications*, I red., R. S. H. Istepanian i M. Stojanovic, Redaktorzy, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [48] B. Sklar, „Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. I. Characterization,” *IEEE Communications Magazine*, vol 35, nr 7, pp. 90-100, 1997.
- [49] R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, Artech House, 2004.
- [50] <http://www.3gpp.org/LTE>.
- [51] <http://www.radio-electronics.com/info/cellulartelecomms/lte-long-term-evolution/lte-ofdm-ofdma-scfdma.php>.
- [52] S. Sesia, I. Toufik, and M. Baker, *The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice*, Wiley, 2009, pp. 475-497.
- [53] I. Kochańska and H. Lasota, „Application of OFDM technique to underwater acoustic data

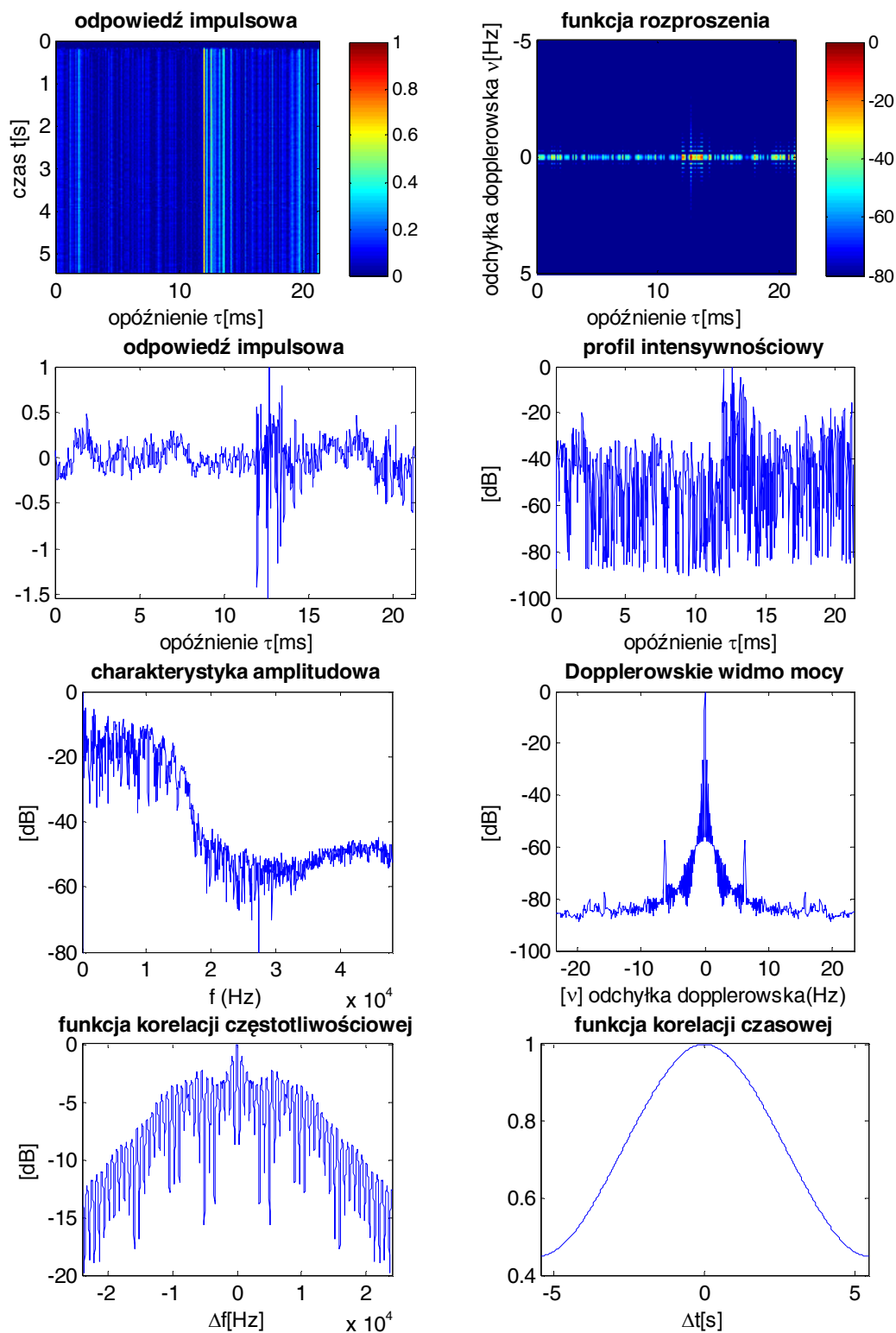
- transmission,” *Hydroacoustics*, vol 14, pp. 91-98, 2011.
- [54] I. Kochańska i H. Lasota, „Technika adaptacyjnej OFDM w akustycznej komunikacji podwodnej,” w *Krajowe Sympozjum Telekomunikacji i Teleinformatyki*, Łódź, 2011.
- [55] H. B. Ali, „Spatial and Temporal Variabilities in Underwater Acoustic Transmission: An Analytical Review,” 1983. <http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/a156718.pdf>.
- [56] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, 2 red., Prentice-Hall, 2001, pp. 944-996.
- [57] S. Weinstein, „The history of orthogonal frequency-division multiplexing History of Communications,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, nr 11, pp. 26 - 35, 2009.
- [58] *ETSI Standard: EN 300 744 V1.5.1, Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*.
- [59] http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300400_300499/300401/01.04.01_40/en_300401v010401o.pdf.
- [60] Y. S. Cho, J. Kim, and W. Yang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*, Wiley, 2010.
- [61] T. P. Zielinski, *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów. Od teorii do zastosowań.*, 2 red., Warszawa: Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 2007.
- [62] B. Sklar, „Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems Part II: Mitigation,” *IEEE Communications Magazine*, vol 35, nr 9, pp. 148-155, 1997.
- [63] L. L. Hanzo, Y. Akhtman, L. Wang, and M. Jiang, *Mimo-Ofdm for Lte, Wifi and Wimax: Coherent Versus Non-Coherent and Cooperative Turbo Transceivers*, John Wiley & Sons, 2011.
- [64] K. Wesołowski, *Podstawy cyfrowych systemów telekomunikacyjnych*, Warszawa: Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 2006.
- [65] Z. Kun, Q. Sen, K. Aik, and T. Aik, „A real-time coded OFDM Acoustic modem in very shallow underwater communications,” in *OCEANS 2006 – Asia Pacific*, Singapore, 2007.
- [66] R. Zieliński, *Satelitarne sieci teleinformatyczne*, Wydawnictwa Naukowo Techniczne, 2009.
- [67] I. Kochańska and H. Lasota, „Investigation of underwater channel time-variability influence on the throughput of OFDM data transmission system,” in *ECUA 2012*, 2012.
- [68] J. Rice, „Seaweb acoustic communication and navigation networks,” w *International Conference “Underwater Acoustic Measurements: Technologies & Results”*, Heraklion, Crete, Greece, 2005.
- [69] F. Hlawatsch and M. G., *Wireless Communications Over Rapidly Time-Varying Channels*, Amsterdam: Elsevier Ltd., 2011.
- [70] G. Matz and F. Hlawatsch, „Time-varying communication channels: Fundamentals Recent developments and open problems,” in *14th European Signal Processing Conference*, Florenz, Italien, 2006.
- [71] B. Borowski, „Characterization of a Very Shallow Water Acoustic Communication Channel,” in *MTS/IEEE OCEANS 2009*, Biloxi, Mississippi, 2009.
- [72] http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/101100_101199/101112/03.01.00_60/tr_101112v030100p.pdf.

- [73] ITU-R, „Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 KHz using ionospheric channel simulators,” 2000.
- [74] P. Bello, „Characterization of randomly time-variant linear channels,” *IEEE Transactions on Communications Systems*, vol 11, nr 4, pp. 360-393, 1963.
- [75] T. H. Eggen, A. B. Baggeroer, and J. C. Preisig, „Communication Over Doppler Spread Channels Part I: Channel and Receiver Presentation,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol 25, nr 1, pp. 62-71, 2000.
- [76] H. Lasota and I. Kochańska, „Transmission Parameters of Underwater Communication Channels,” *Hydroacoustic*, tom 14, 2011.
- [77] P. Walree, „Channel sounding for acoustic communications: techniques and shallow-water examples,” 2011.
- [78] D. Riffe and J. Vanderkooy, „Transfer-Function Measurement with Maximum-Length Sequences,” *Journal of the Audio Engineering Society*, vol 37, nr 6, pp. 419-444, 1989.
- [79] R. Mazurek and H. Lasota, „Application of maximum length sequences to impulse response measurement of hydroacoustic communications systems,” *Hydroacoustics*, vol 10, p. 123–130, 2007.
- [80] M. Cohn and A. Lempel, „On Fast M-Sequence Transforms,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol 23, nr 1, pp. 135-137, January 1977.
- [81] A. Farina, „MLS impulse response measurements for underwater bottom profiling,” in *4th European Conference on Underwater Acoustics, ECUA 1998*, Rome, Italy, 1998.
- [82] U. P. Svensson and J. L. Nielsen, „Errors in MLS measurements caused by time variance in acoustic systems,” *J. Audio Eng. Soc.*, vol 47, nr 11, pp. 907-927, November 1999.
- [83] X. Cristol, „NARCISSUS-2005: A global model of fading channel for application to acoustic communication in marine environment,” in *Oceans 2005-Europe*, Brest, France, 2005.
- [84] F. Guerra, P. Casari, and M. Zorzi, „World ocean simulation system (WOSS): a simulation tool for underwater networks,” in *Fourth ACM International Workshop on UnderWater Networks*, New York, 2009.
- [85] I. Kochańska, H. Lasota, R. Mazurek, and J. Adameczyk, „Transmission properties of a shallow hydroacoustic channel,” *Hydroacoustics*, vol 7, pp. 121-128, 2004.
- [86] I. Kochańska, H. Lasota, R. Mazurek and J. Adameczyk, „Transmission of digital signals in a nonstationary hydroacoustic channel,” *Hydroacoustics*, vol 7, pp. 115-120, 2004.
- [87] <http://www.mathworks.com/help/toolbox/daq/>.
- [88] P. Naylor, M. R. P. Thomas, and M. Brookes, „A Novel Loudspeaker Equaliser,” 2005.
- [89] W. Wei, H. Xiaoyi, W. Deqing, X. Ru, and S. Haixin, „Performance comparison of time synchronization algorithms for OFDM Underwater Communication System,” in *14th International Conference on Mechatronics and Machine Vision in Practise*, -, 2007.
- [90] I. Kochańska and H. Lasota, „Measurements of transmission properties of acoustic communication channels,” *Hydroacoustics*, vol 15, pp. 91-98, 2012.
- [91] http://www.itu.int/dms_pub/itu-r/oth/0A/0E/R0A0E00000C0001MSWE.doc.

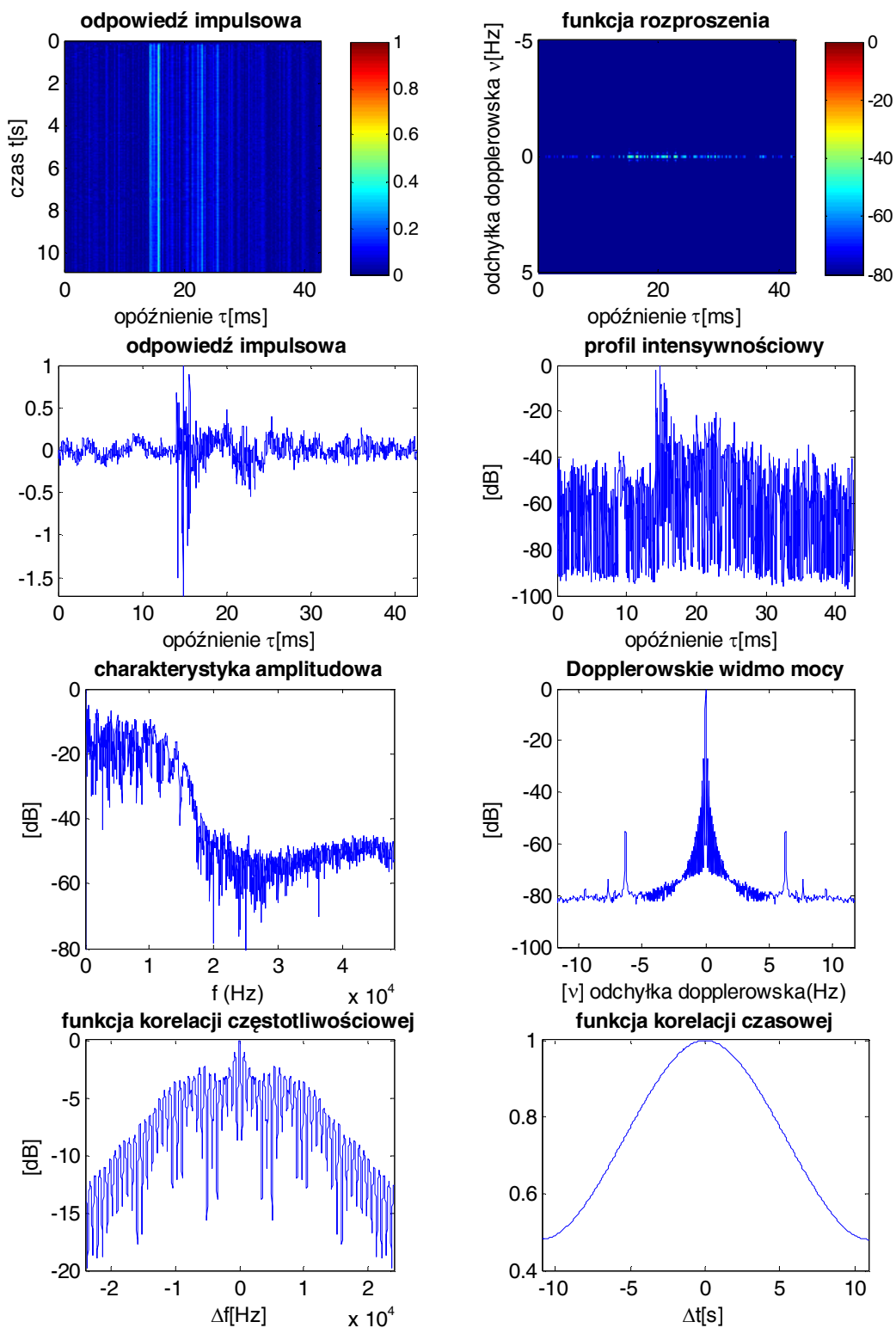
DODATEK A

Na rysunku A.1-A.13 przedstawiono wybrane wyniki analizy zbiorów odpowiedzi impulsowych dla pogłosowego kanału akustycznego „w skali” w pomieszczeniu korytarzowym, określanym w rozdziale 6 jako model kanału „w skali”. Pomiary zrealizowano na dystansie maksymalnym 6.5 m. Oprócz charakterystyk transmisyjnych: zbioru odpowiedzi impulsowych, funkcji rozproszenia, profilu intensywnościowego, dopplerowskiego widma mocy oraz funkcji korelacji czasowej i funkcji korelacji częstotliwościowej, przedstawiono przykłady pojedynczych realizacji odpowiedzi impulsowych oraz uśrednione charakterystyki amplitudowe kanałów. Rysunki A.1 – A.5 dotyczą sytuacji statycznej, natomiast rysunki A.6-A.13 - scenariuszy z ruchem mikrofonu z prędkością rzędu 0.4 m/s.

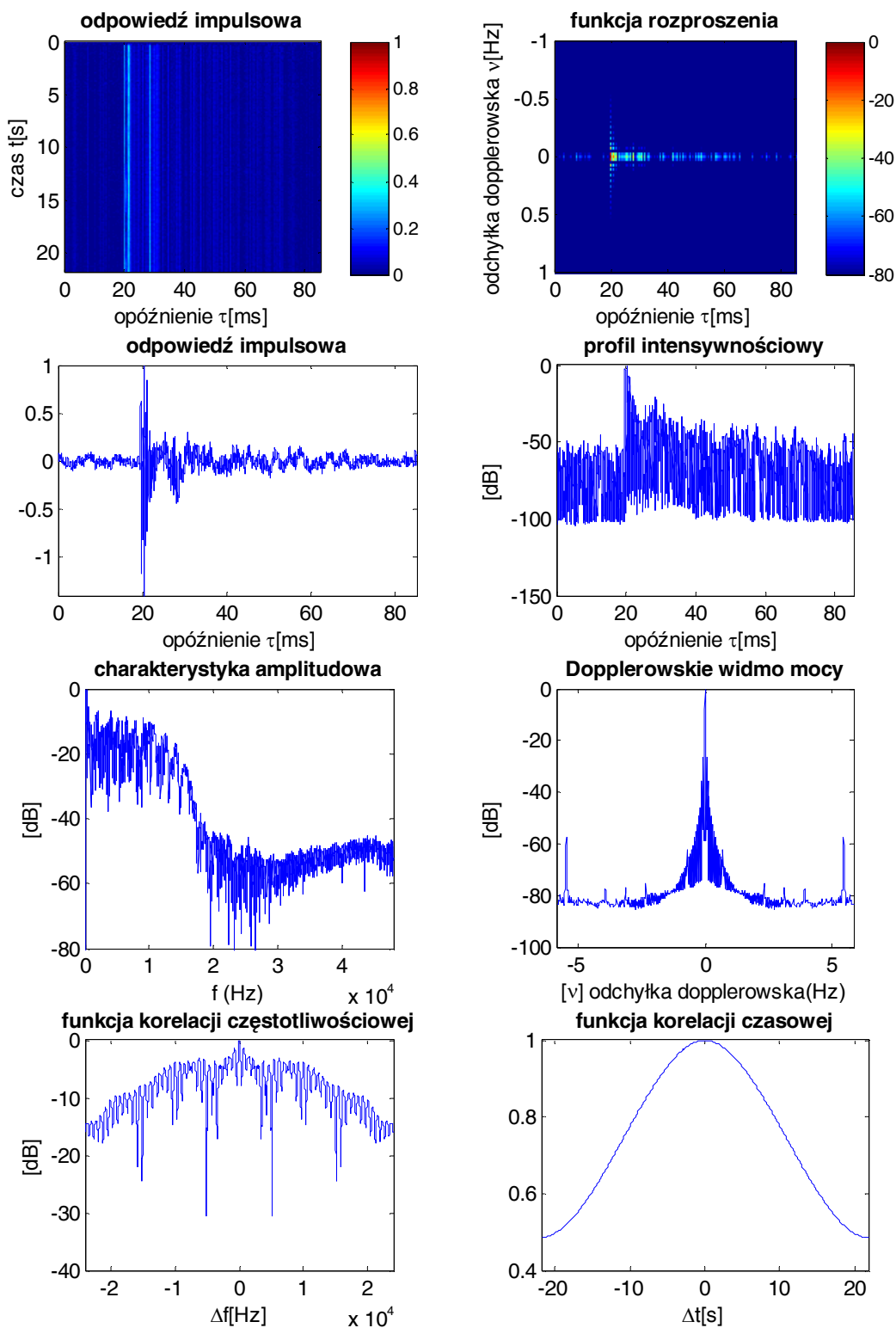
Na rysunkach A.14-A.20 zobrazowano wybrane charakterystyki transmisyjne rzeczywistego kanału podwodnego, opisanego w rozdziale 6, w różnych konfiguracjach położenia hydrofonu względem głośnika hydroakustycznego. Rysunki A.14-A.18 dotyczą scenariuszy z założenia statycznych, w których jednak istnieje wpływ ruchu powierzchni wody. Rysunki A.19-A.20 ilustrują wyniki analizy zbiorów odpowiedzi impulsowych zmierzonych w warunkach, dodatkowo, ruchu hydrofonu z niewielką prędkością rzędu 0.15 m/s.



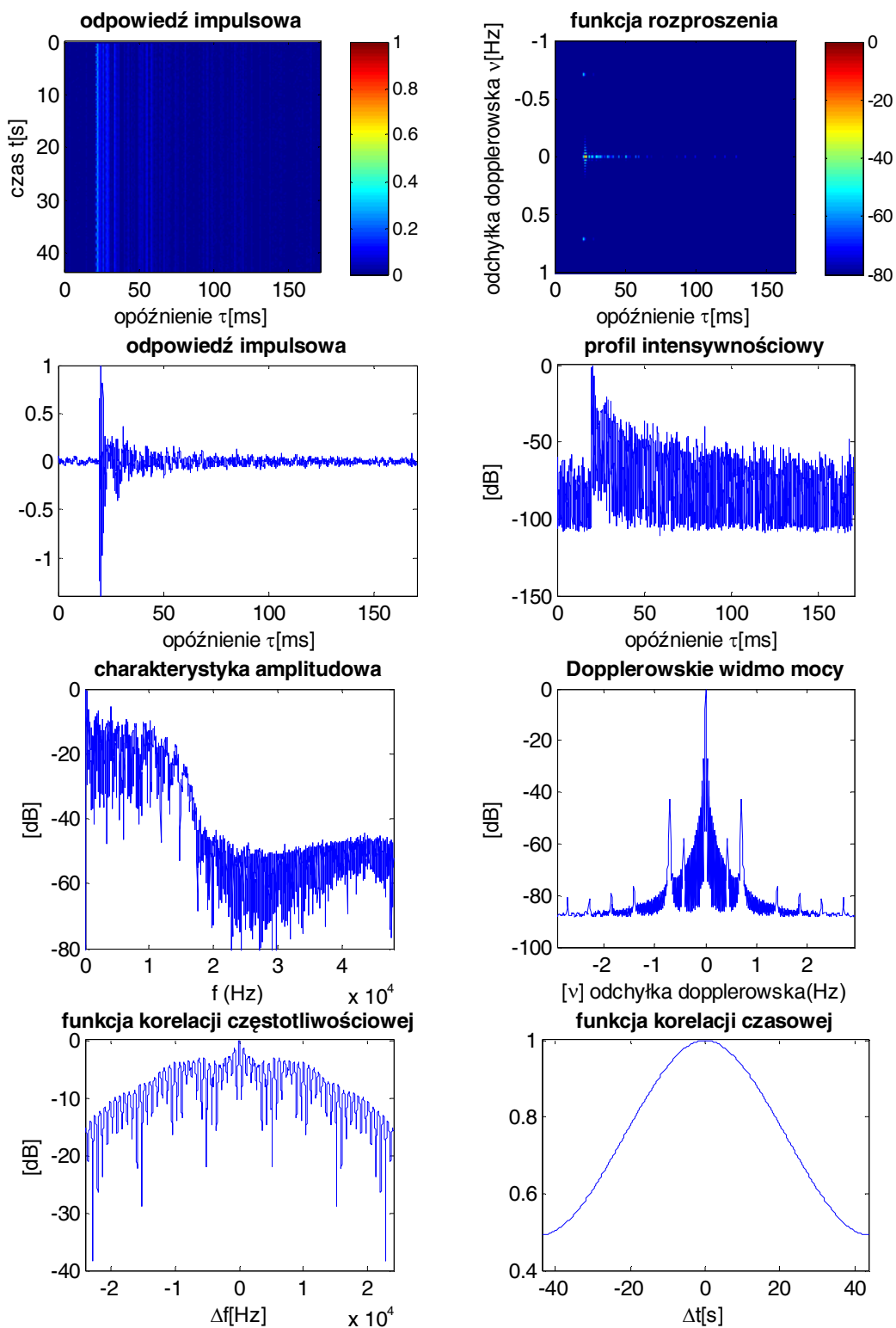
Rys. A.1. Charakterystyki transmisyjne statycznego modelu kanału „w skali”; odpowiedzi impulsowe zmierzone przebiegiem MLS rzędu 11



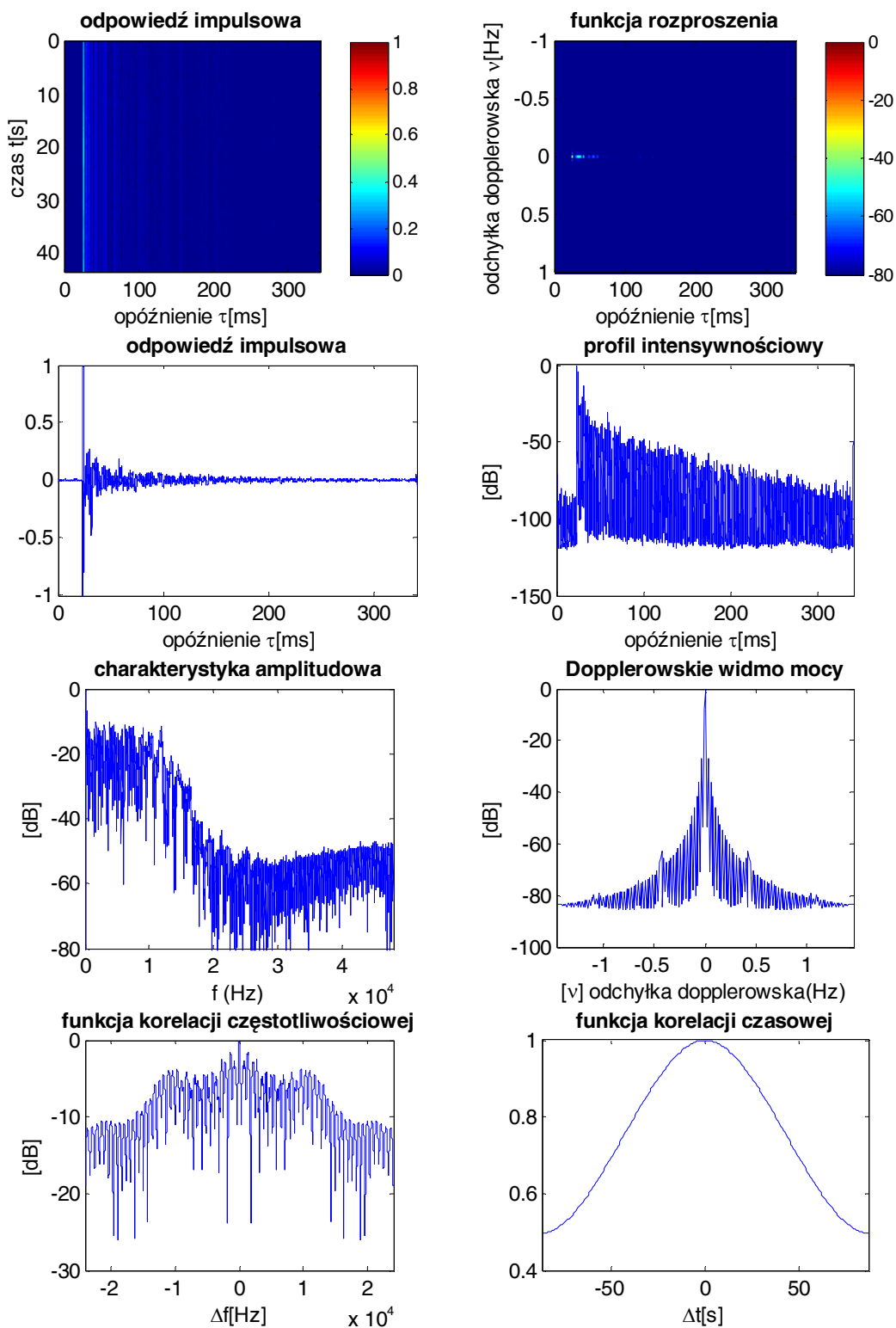
Rys. A.2. Charakterystyki transmisyjne statycznego modelu kanału „w skali”, odpowiedzi impulsowe zmierzone przebiegiem MLS rzędu 12



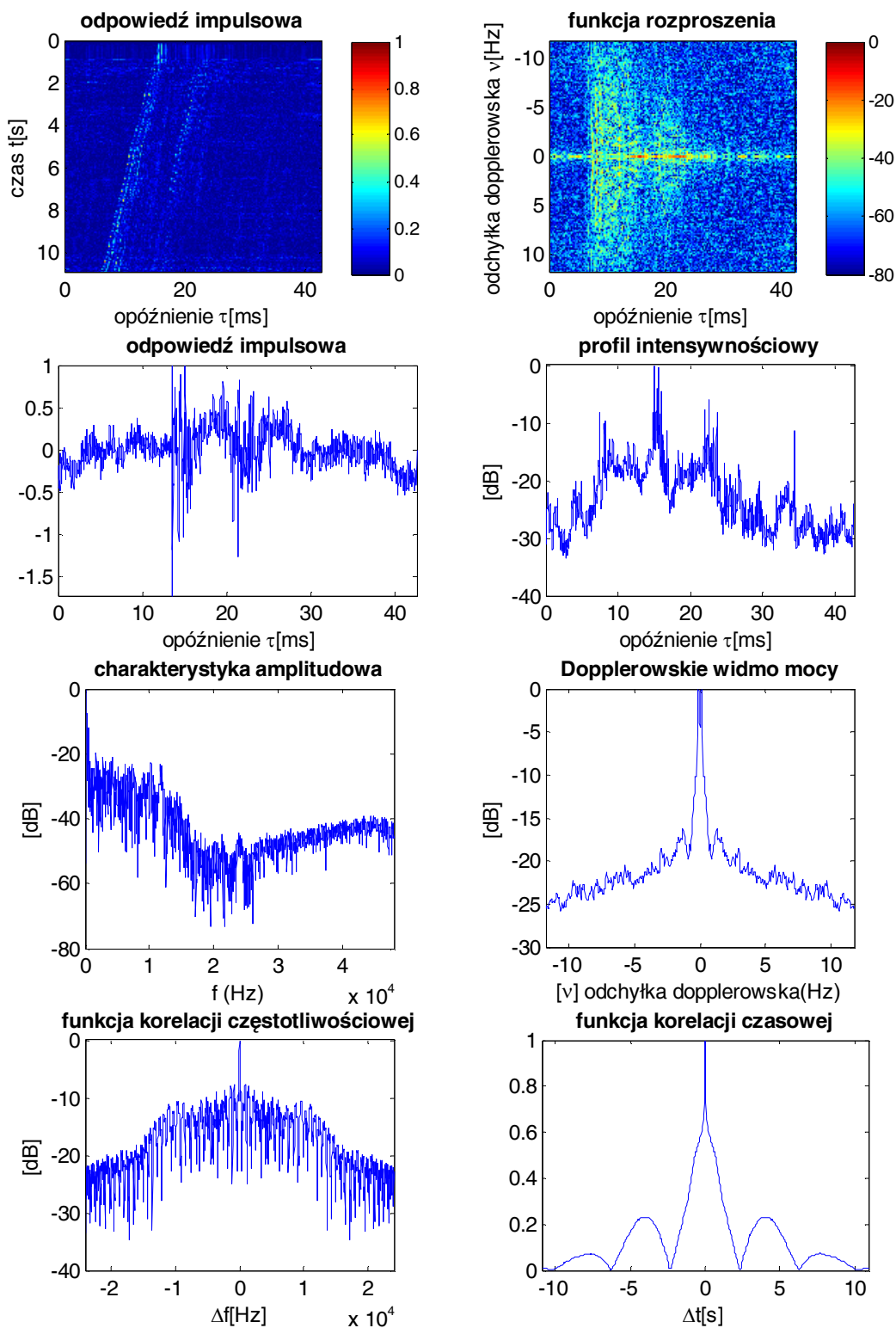
Rys. A.3. Charakterystyki transmisyjne statycznego modelu kanału „w skali”, odpowiedzi impulsowe zmierzone przebiegiem MLS rzędu 13



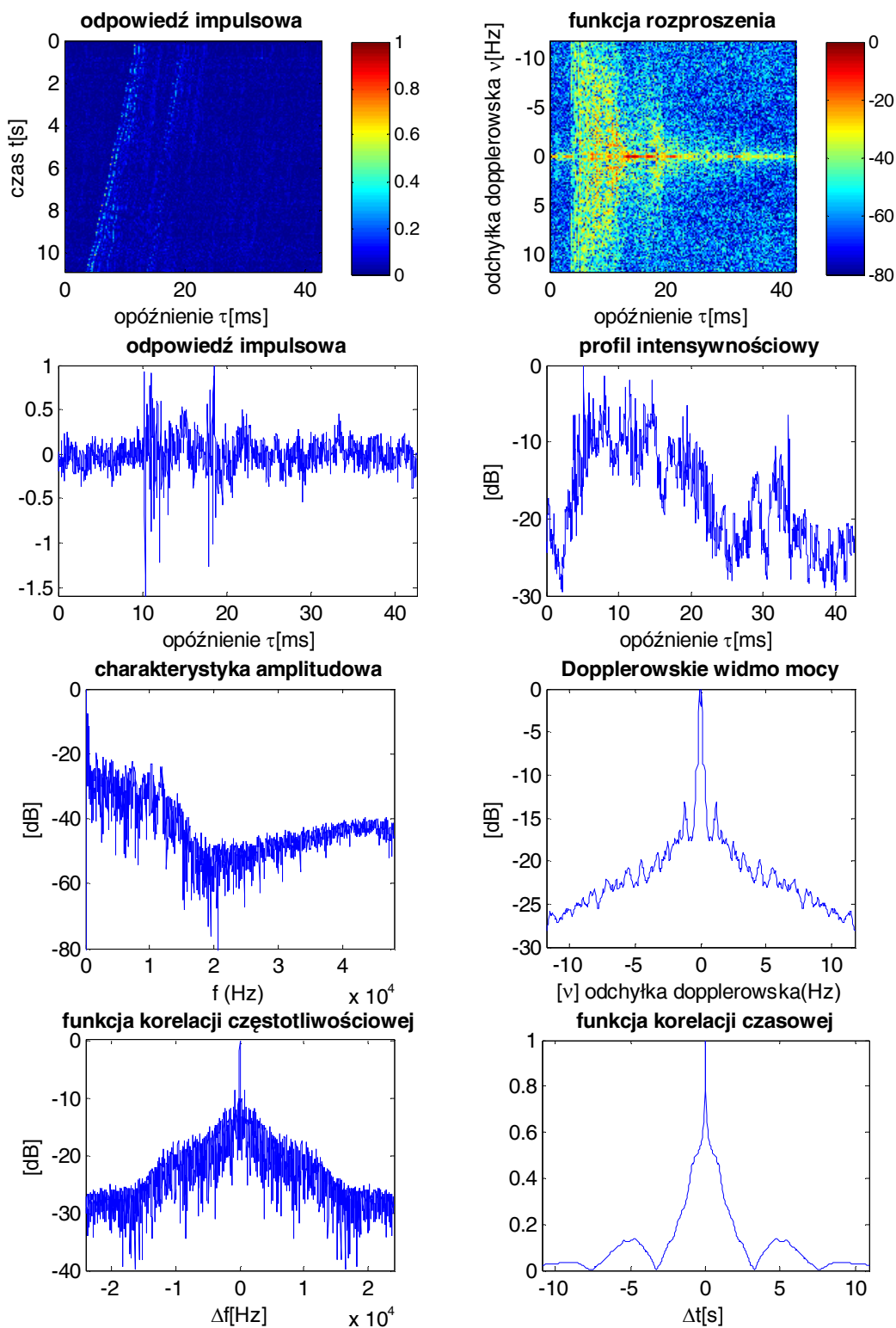
Rys. A.4. Charakterystyki transmisyjne statycznego modelu kanału „w skali”; odpowiedzi impulsowe zmierzone przebiegiem MLS rzędu 14



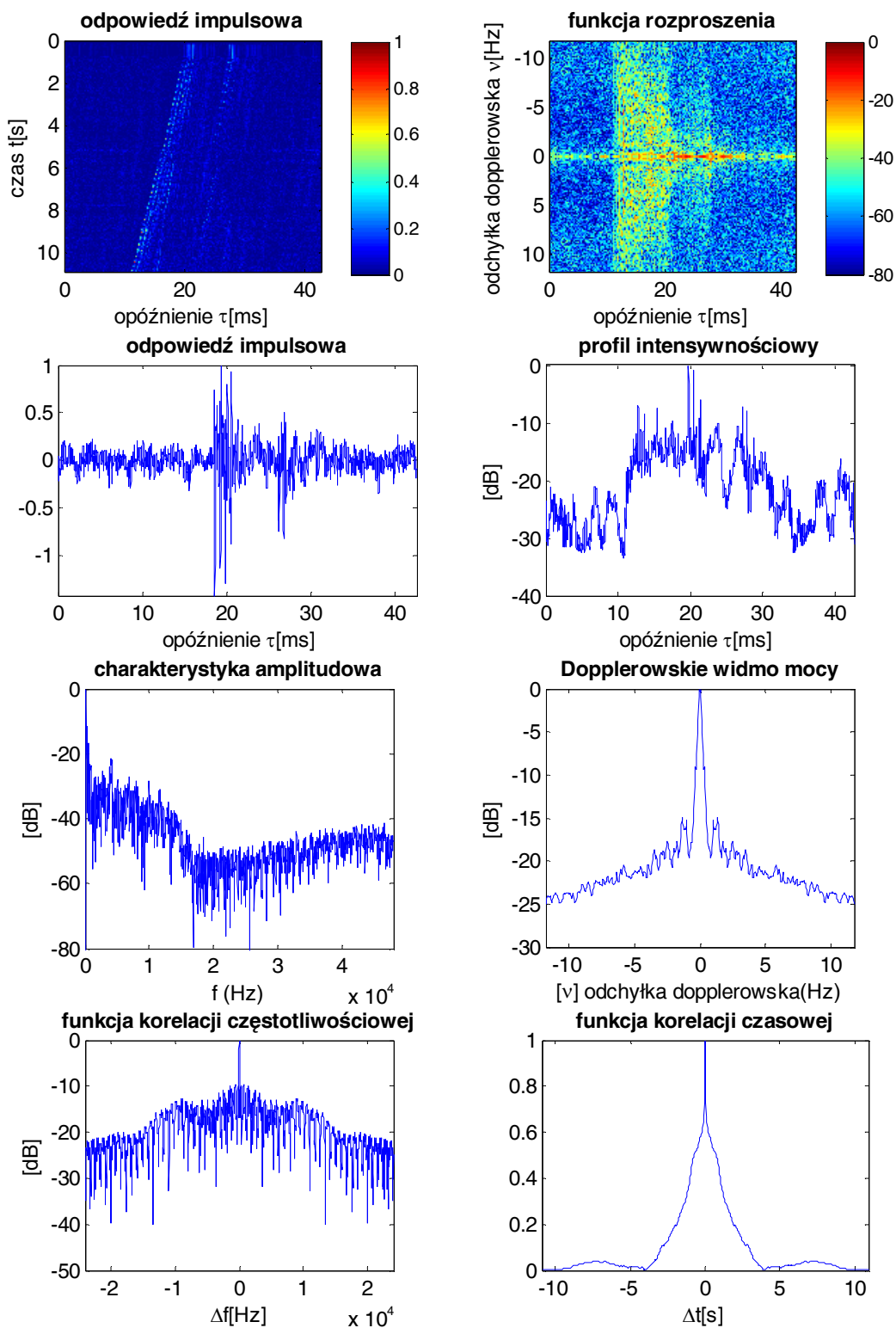
Rys. A.5. Charakterystyki transmisyjne statycznego modelu kanału „w skali”, odpowiedzi impulsowe zmierzone przebiegiem MLS rzędu 15



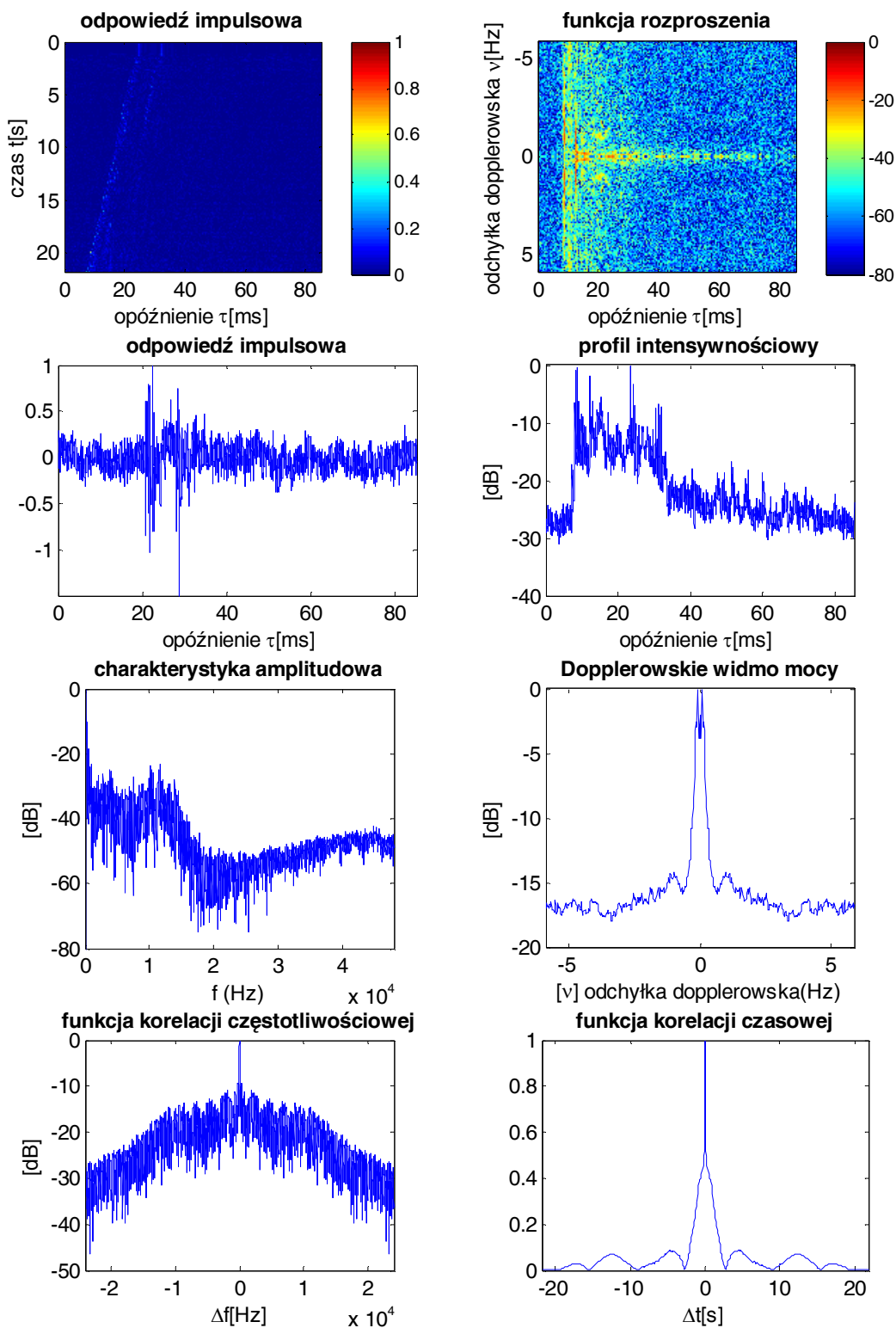
Rys. A.6. Charakterystyki transmisyjne modelu kanału „w skali” z ruchem mikrofonu, odpowiedzi impulsowe zmierzone przebiegiem MLS rzędu 12, test1.



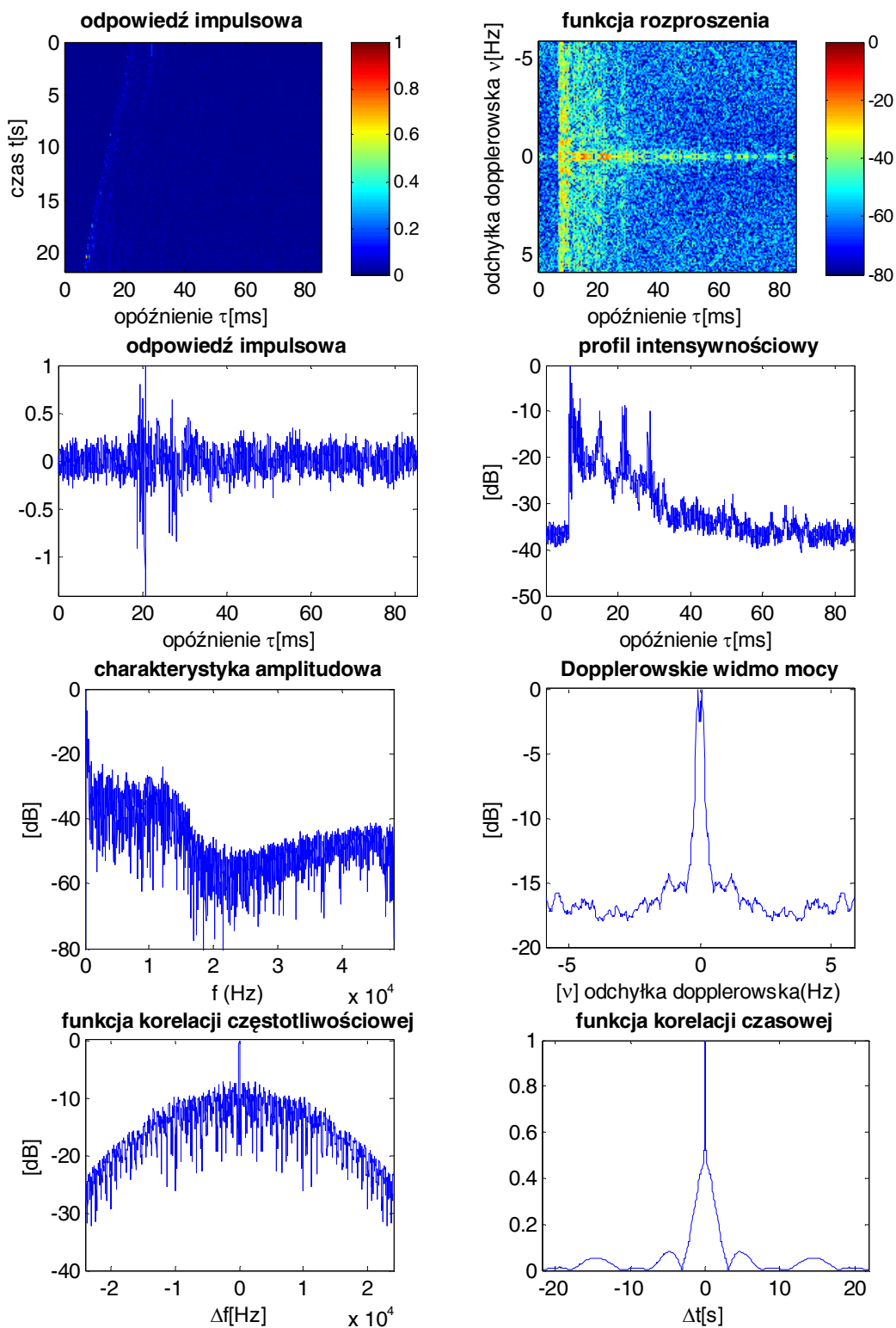
Rys. A.7. Charakterystyki transmisyjne modelu kanału „w skali” z ruchem mikrofonu, odpowiedzi impulsowe zmierzone przebiegiem MLS rzędu 12; test 2.



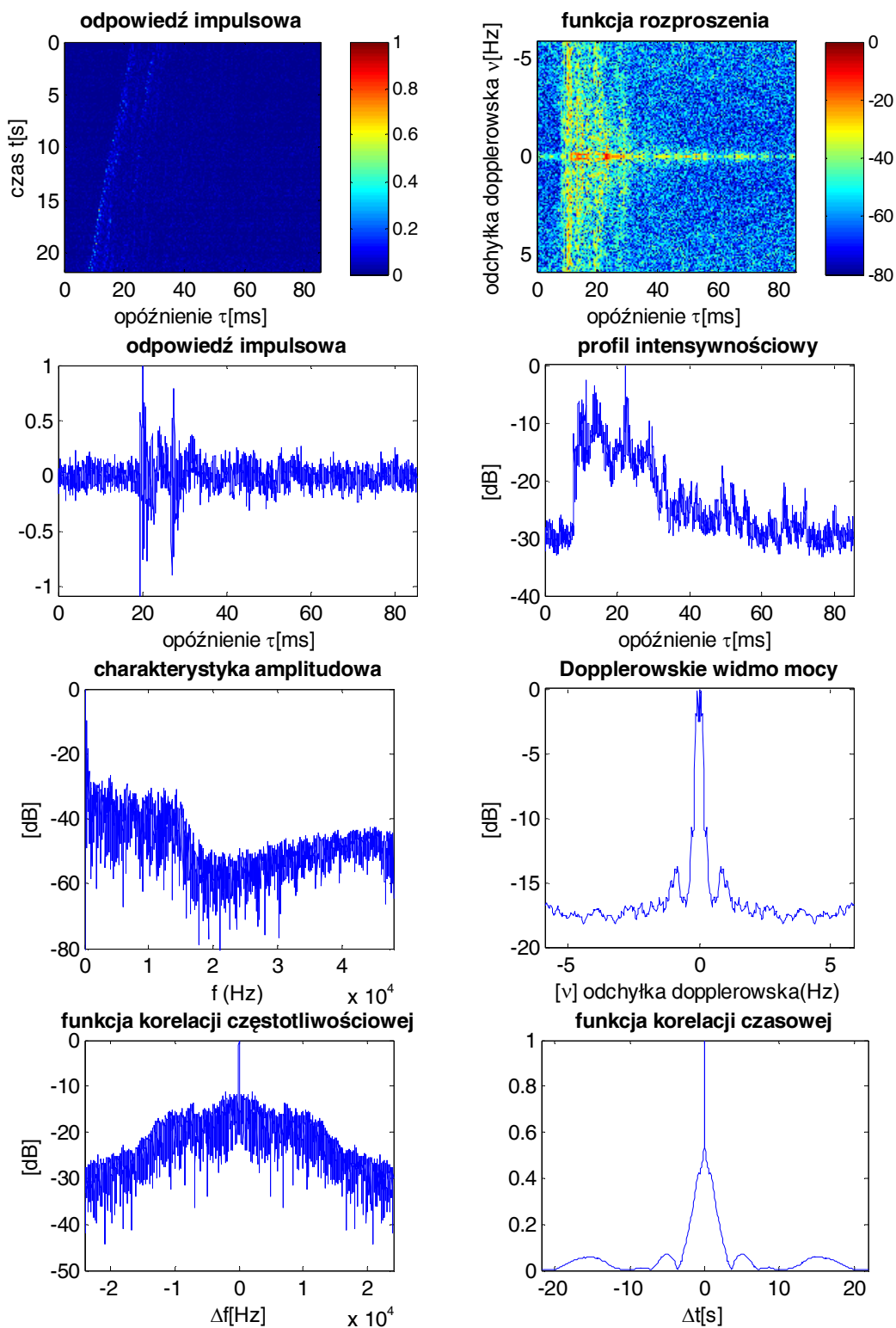
Rys. A.8. Charakterystyki transmisyjne modelu kanału „w skali” z ruchem mikrofonu; odpowiedzi impulsowe zmierzone przebiegiem MLS rzędu 12; test 3.



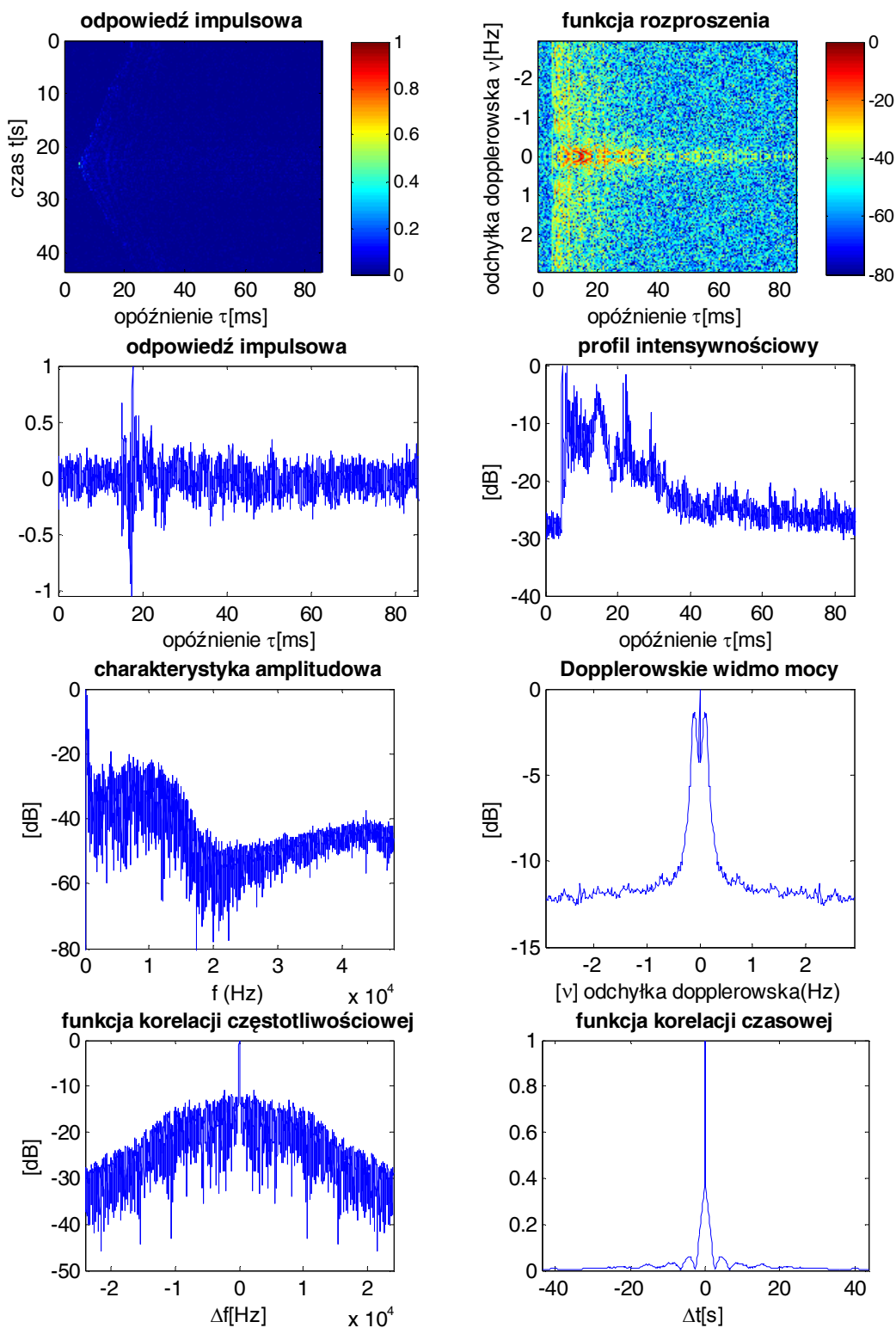
Rys. A.9. Charakterystyki transmisyjne modelu kanału „w skali” z ruchem mikrofonu; odpowiedzi impulsowe zmierzone przebiegiem MLS rzędu 13; test 1.



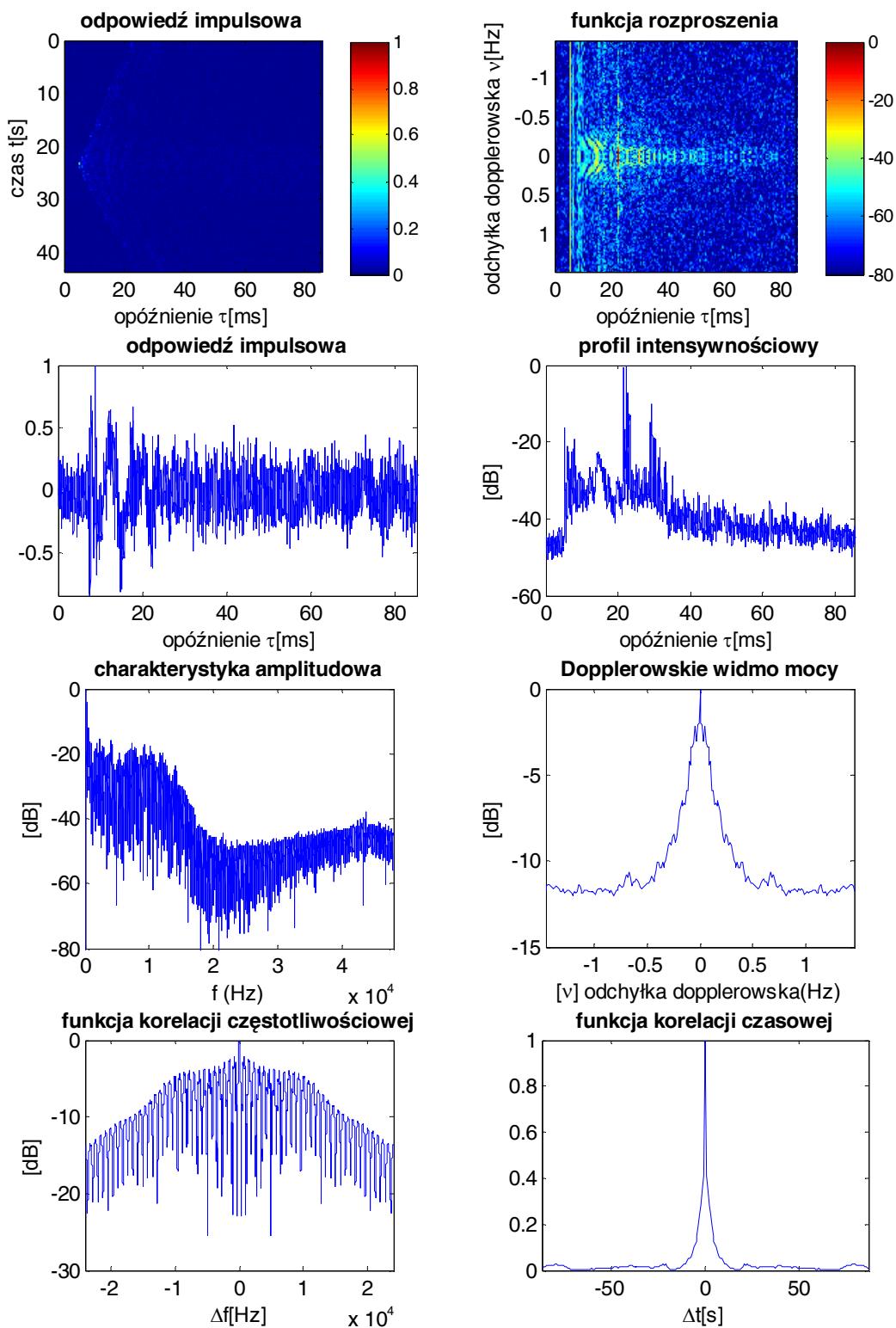
Rys. A.10. Charakterystyki transmisyjne modelu kanału „w skali” z ruchem mikrofonu; odpowiedzi impulsowe zmierzone przebiegiem MLS rzędu 13; test 2.



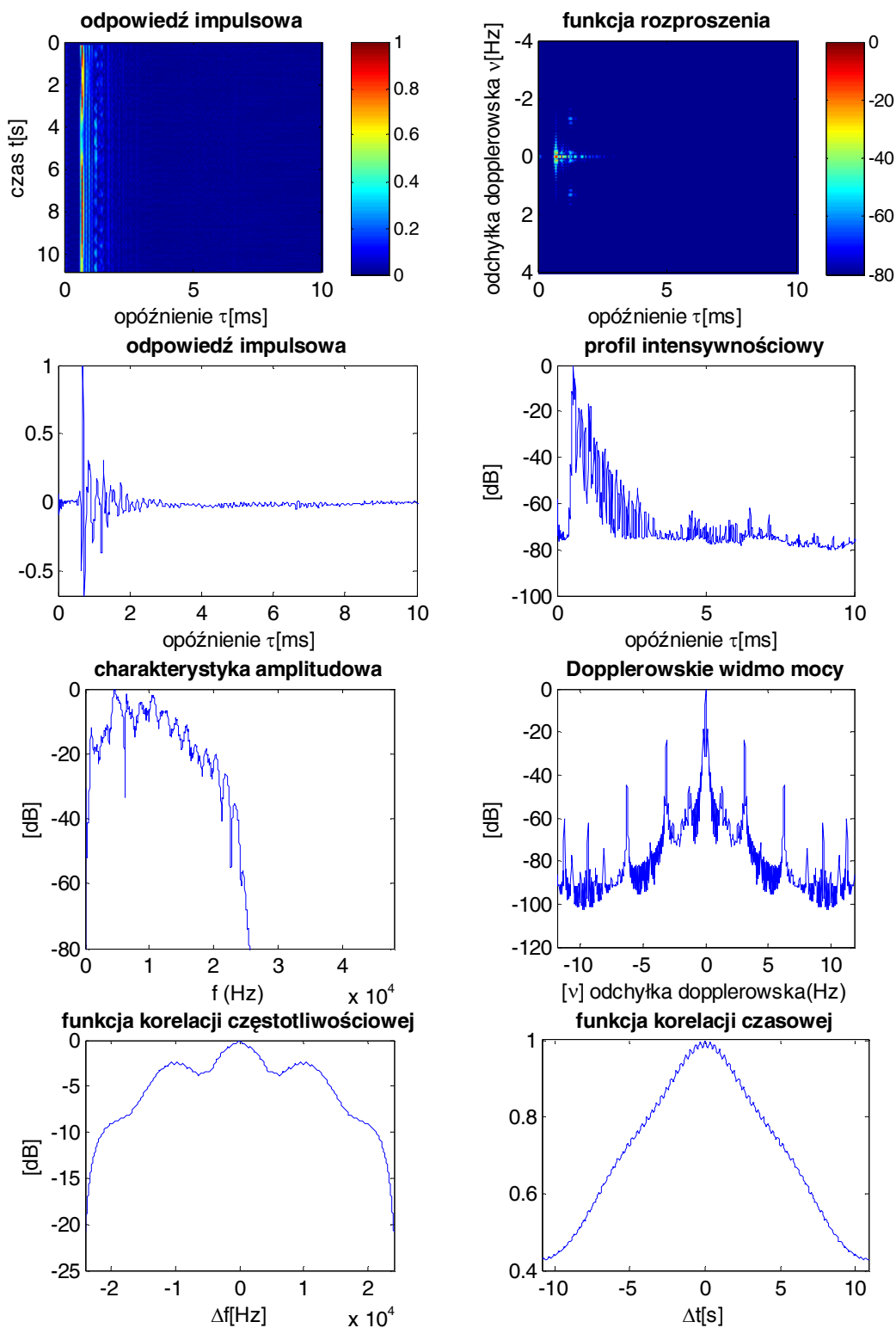
Rys. A.11. Charakterystyki transmisyjne modelu kanału „w skali” z ruchem mikrofonu, odpowiedzi impulsowe zmierzone przebiegiem MLS rzędu 13; test 3.



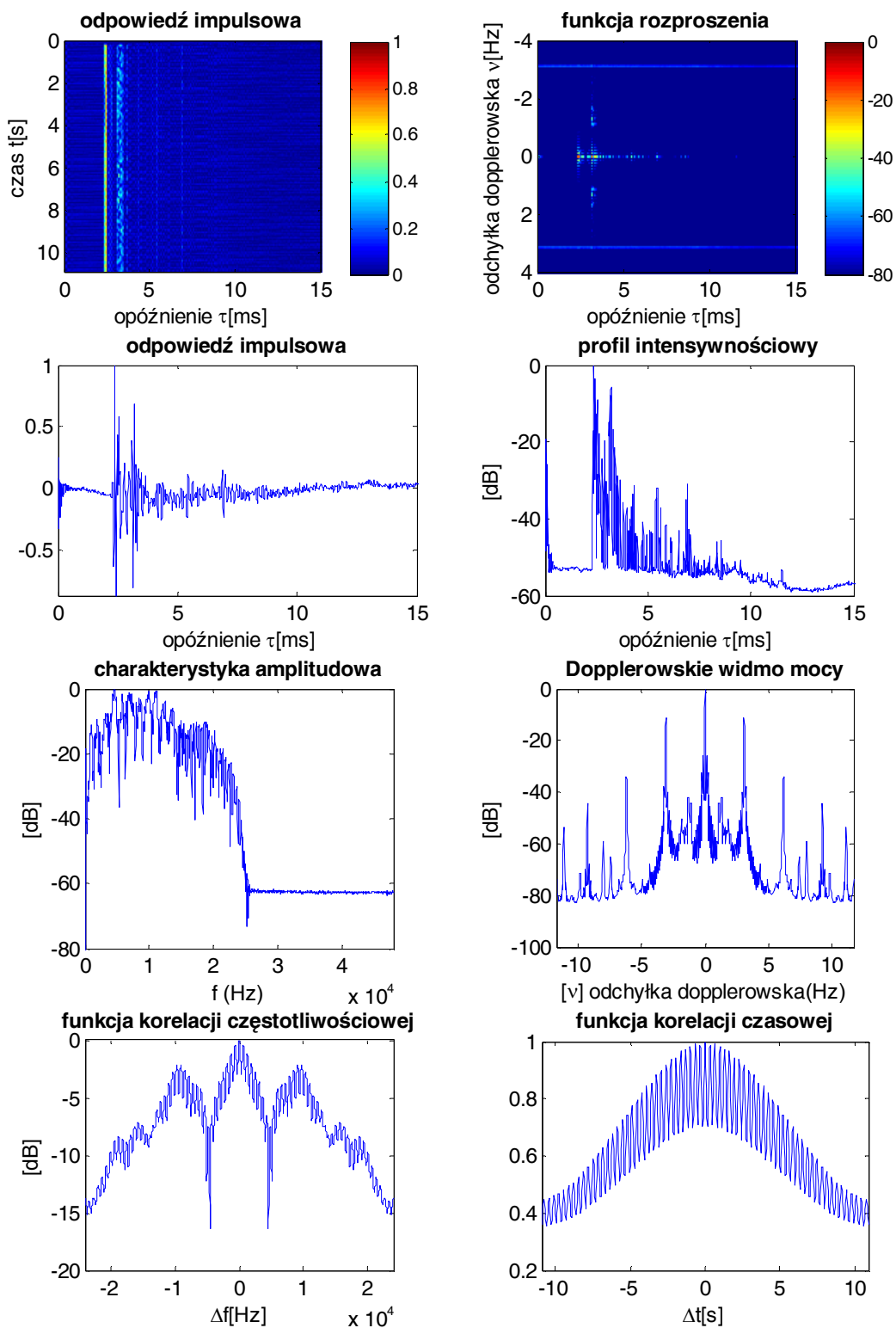
Rys. A.12. Charakterystyki transmisyjne modelu kanału „w skali” z ruchem mikrofonu; odpowiedzi impulsowe zmierzone przebiegiem MLS rzędu 14.



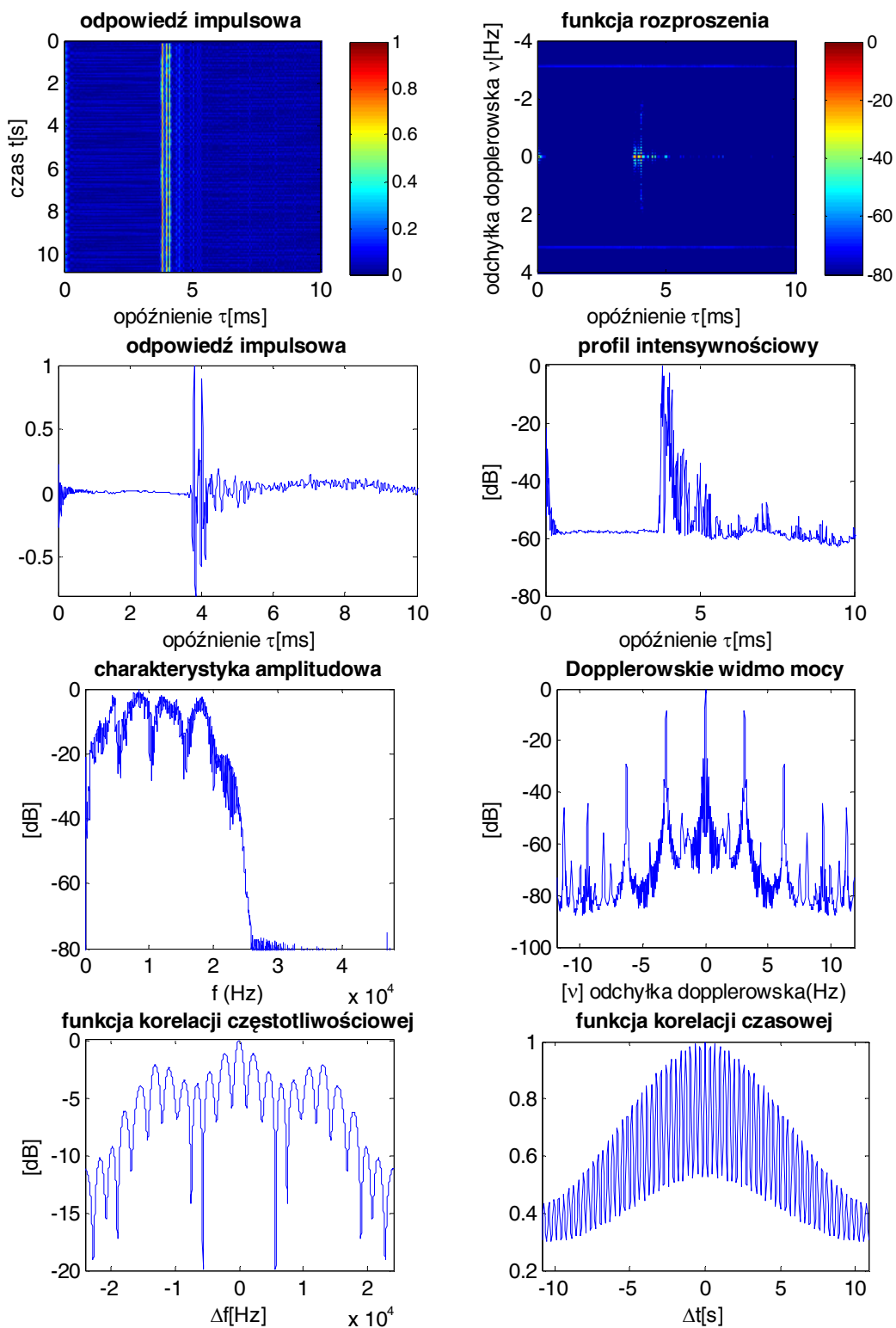
Rys. A.13. Charakterystyki transmisyjne modelu kanału „w skali” z ruchem mikrofonu; odpowiedzi impulsowe zmierzone przebiegiem MLS rzędu 15.



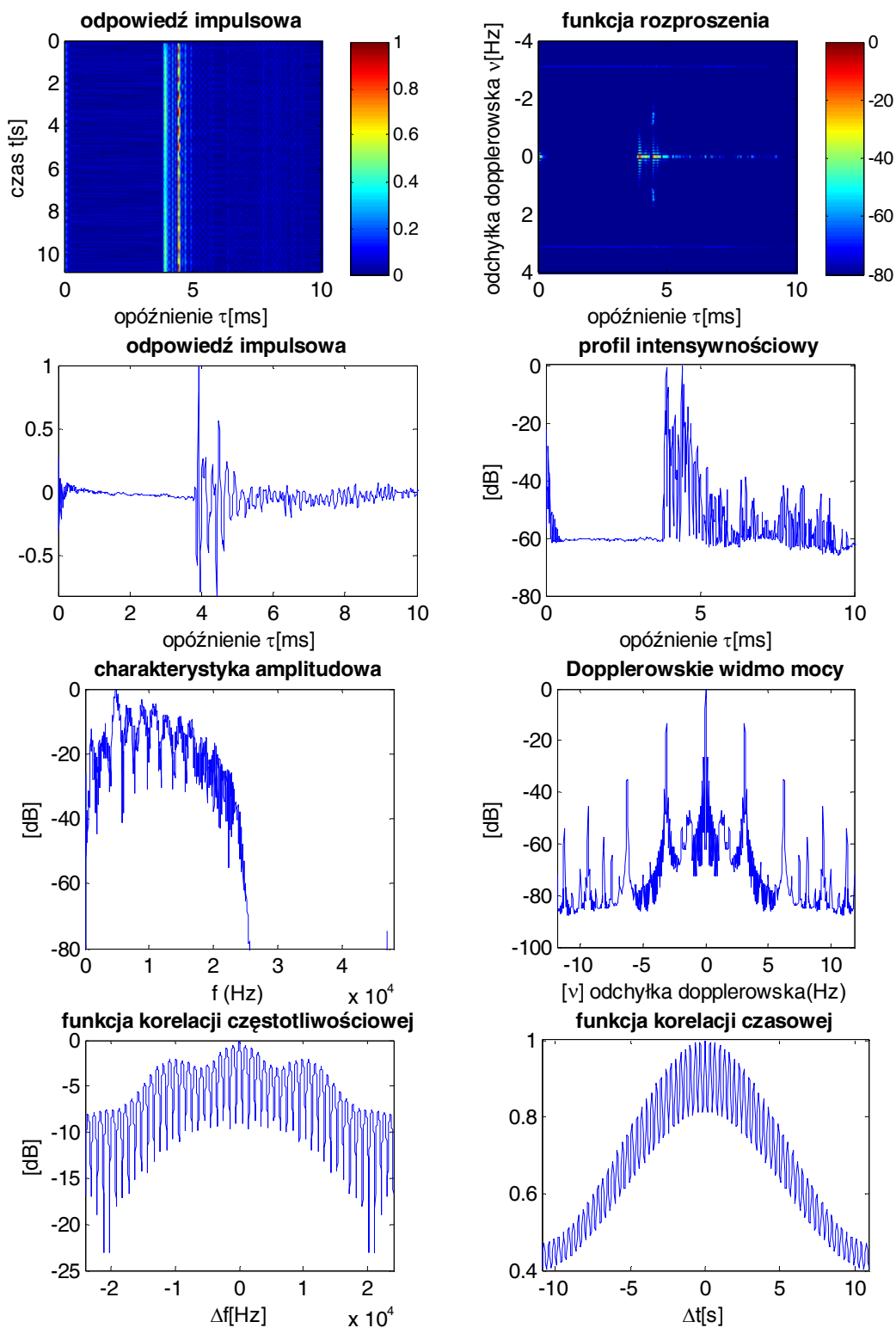
Rys. A.14 Charakterystyki transmisyjne statycznego kanału podwodnego ;
 $g_h = 1 \text{ m}$, $g_g = 1 \text{ m}$ $d = 1 \text{ m}$.



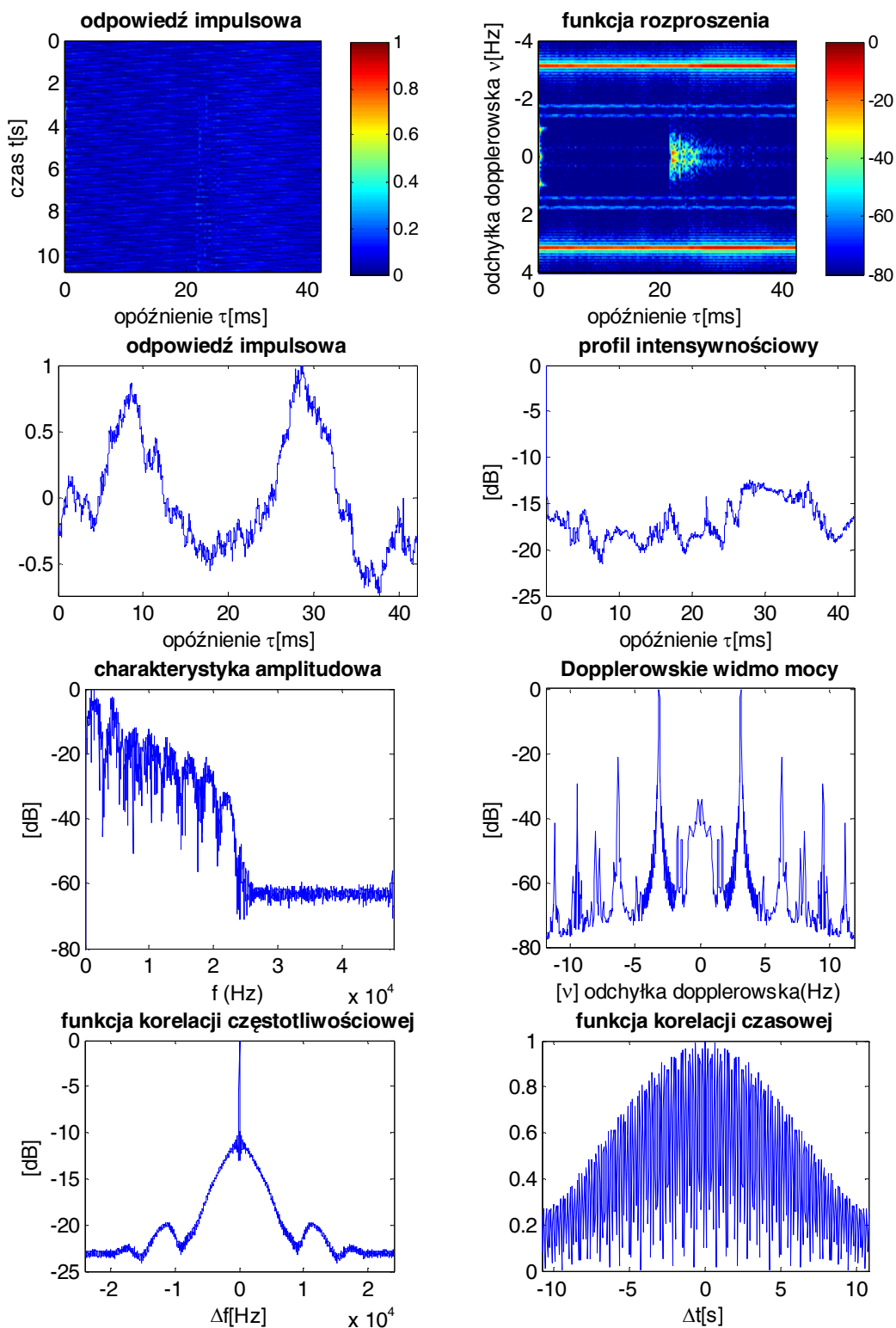
Rys. A.15 Charakterystyki transmisyjne statycznego kanału podwodnego ;
 $g_h = 0.5$ m, $g_g = 1$ m $d = 3.5$ m.



Rys. A.16 Charakterystyki transmisyjne statycznego kanału podwodnego ;
 $g_h = 0.5 \text{ m}$, $g_g = 1 \text{ m}$ $d = 5.4 \text{ m}$.

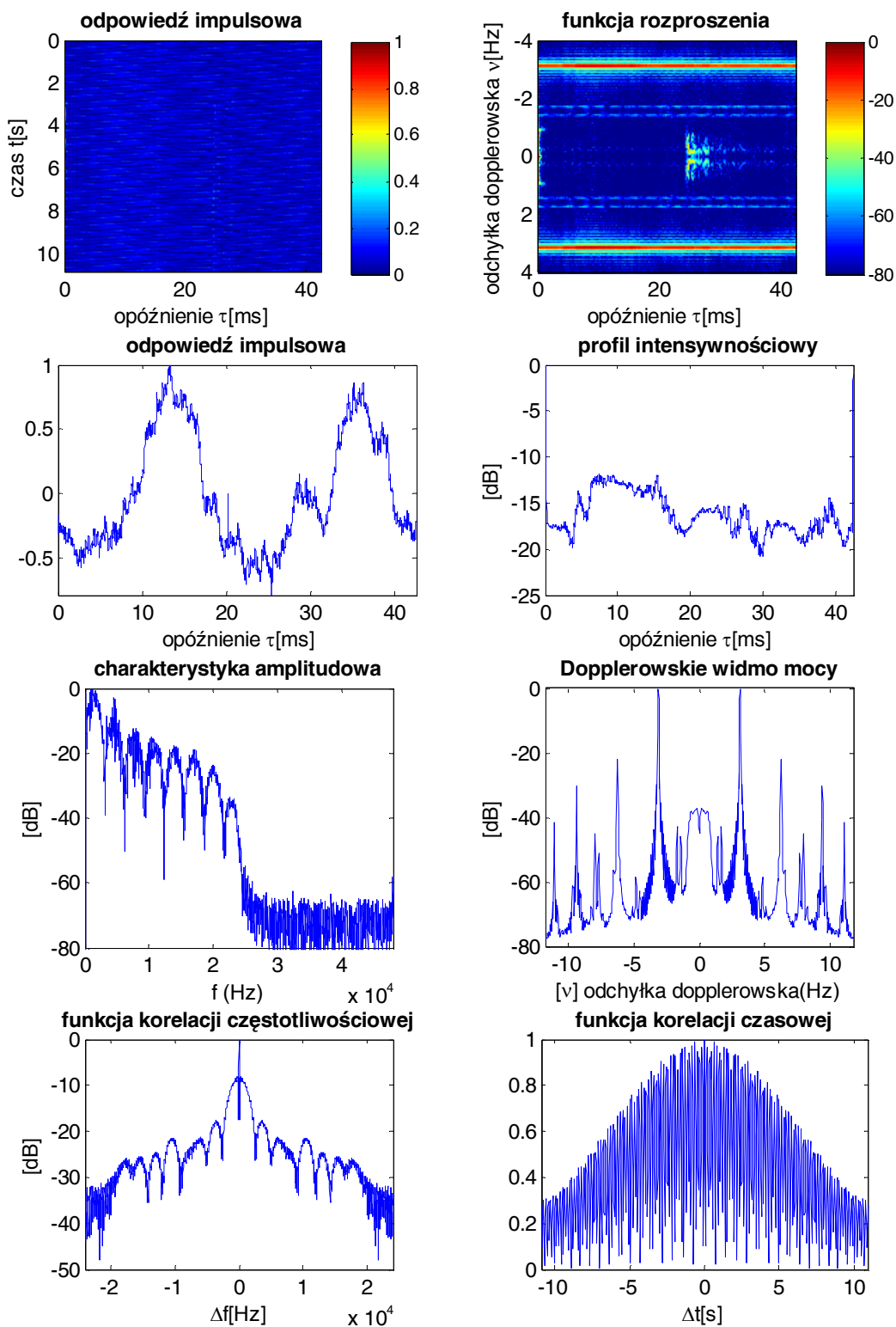


Rys. A.17 Charakterystyki transmisyjne statycznego kanału podwodnego ;
 $g_h = 2$ m, $g_g = 1$ m $d = 5.4$ m.

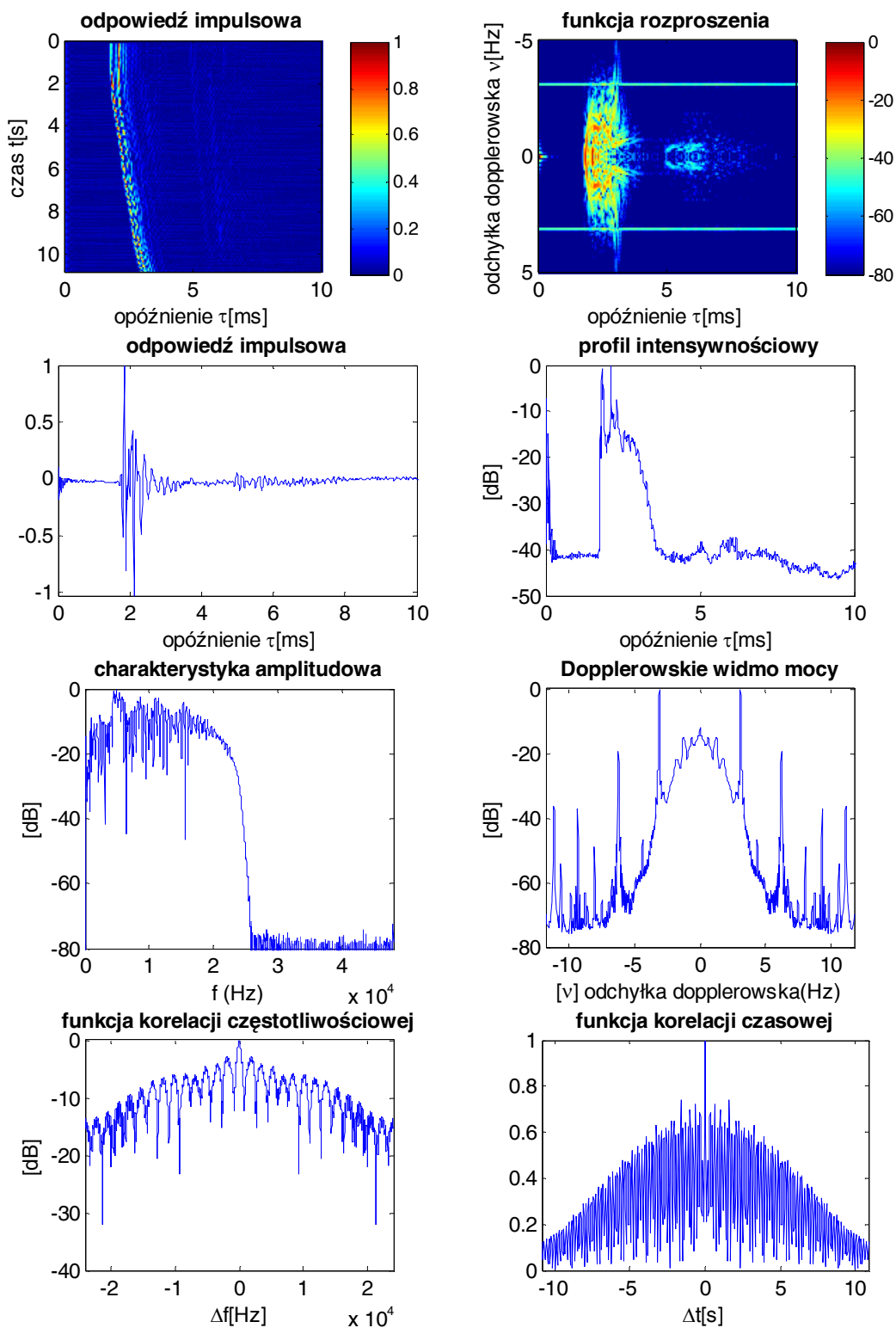


Rys. A.17 Charakterystyki transmisyjne statycznego kanału podwodnego ;

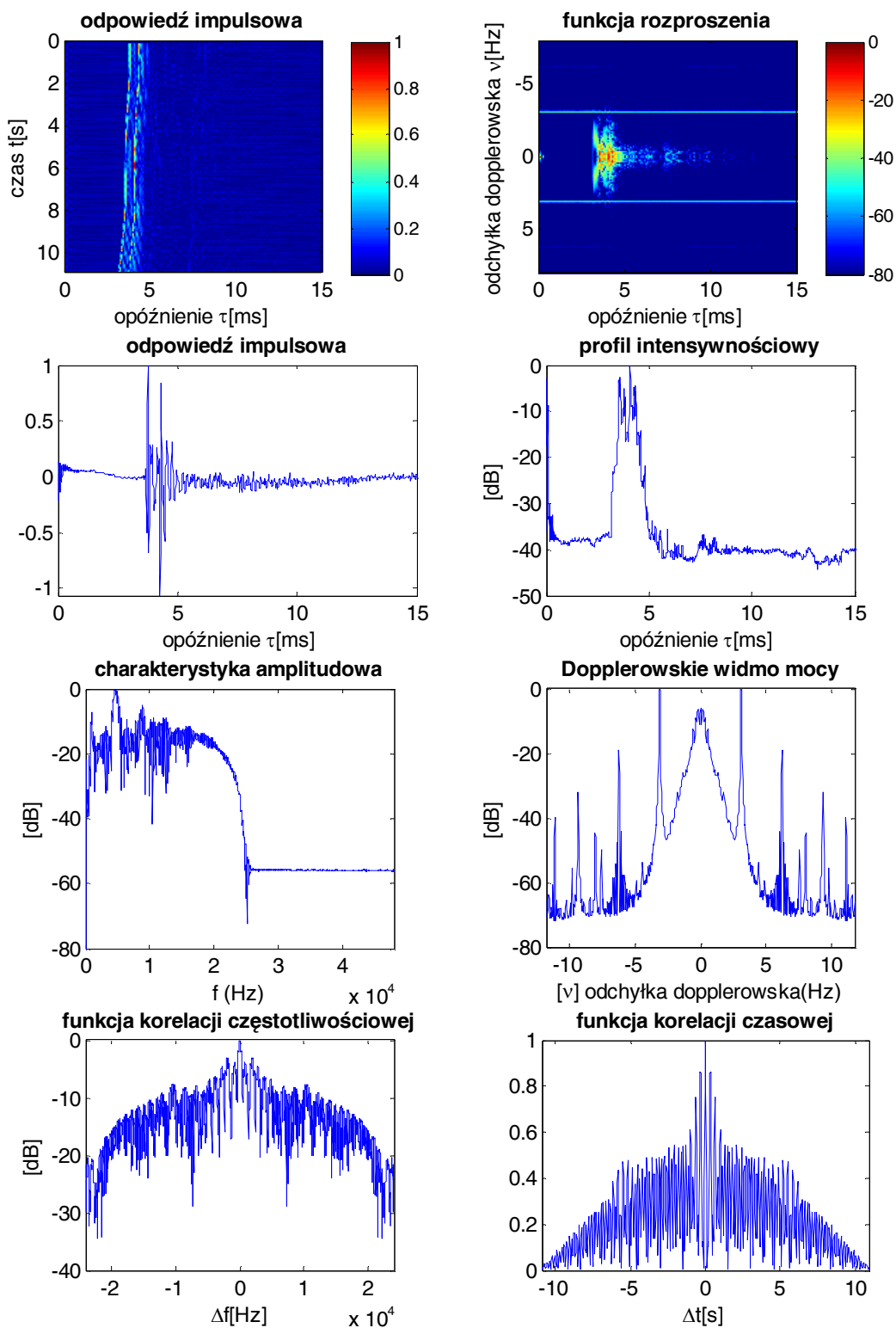
$$g_h = 1 \text{ m}, g_g = 1 \text{ m} \quad d = 25 \text{ m}.$$



Rys. A.18 Charakterystyki transmisyjne statycznego kanału podwodnego ;
 $g_h = 1$ m, $g_g = 1$ m $d = 30$ m.



Rys. A.19 Charakterystyki transmisyjne kanału podwodnego z ruchem hydrofonu;
 $g_h = 0.5$ m, $g_g = 1$ m, ruch $d_1 = 3.5$ m do $d_2 = 5$ m.



Rys. A.20 Charakterystyki transmisyjne kanału podwodnego z ruchem hydrofonu;
 $g_h = 0.5$ m, $g_g = 1$ m, ruch od $d_1 = 5.4$ m do $d_2 = 3.5$ m.

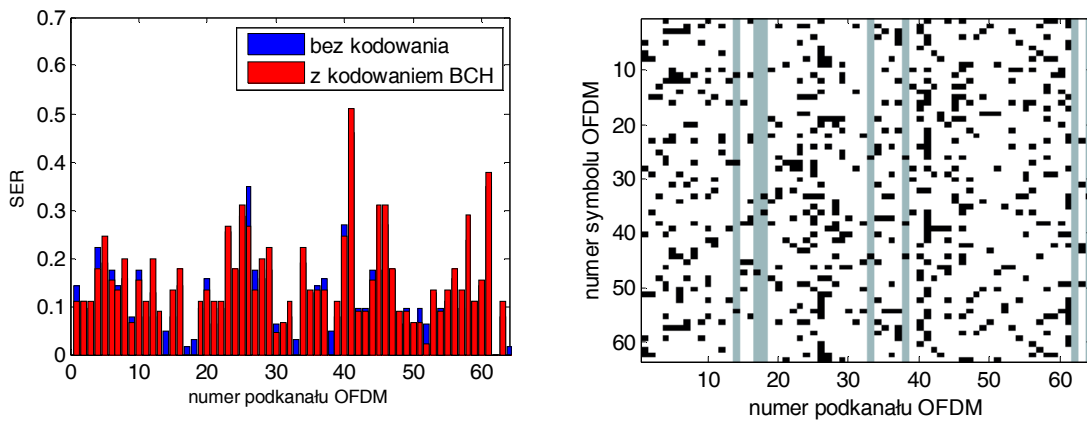
DODATEK B

Za pomocą uzyskanych podczas testów terenowych rozkładów błędów w symbolach OFDM przeprowadzono symulację transmisji z kodowaniem blokowym BHC. Słowa kodowe stanowiły ciągi 63 symbolów, transmitowane w poszczególnych podkanałach OFDM. W każdym ze scenariuszy pomiarowych zastosowano kod BHC o liczbie symboli informacji BPSK w słowie kodowym: $k=45, 30, 16$ i 7 . Dla każdej symulowanej transmisji danych określono liczbę podkanałów $N_{SER=0}$, dla których uzyskano transmisję bezbłędną. Ponadto. Wyniki symulacji dla wybranych scenariuszy pomiarowych przedstawiono poniżej w formie tabel B.1 – B.8. Dla każdego testu określono liczbę podkanałów, w których transmisja zakodowanych danych była bezbłędna i na tej podstawie oszacowano przepływność symbolową P_{sym} . Ponadto dla każdego przeprowadzonego testu symulacyjnego przedstawiono wykres SER dla poszczególnych podkanałów OFDM z i bez kodowania, oraz zobrazowanie „bzbędnych” podkanałów w symulacji transmisji z kodowaniem z najmniejszą i największą redundancją na tle „mapy” rozkładu błędów transmisji bez kodowania w poszczególnych podkanałach OFDM (rysunki B.1 – B.16). Kolorem białym oznaczono poprawnie odebrane symbole danych, kolorem czarnym – symbole odebrane błędnie, kolorem szarym – podkanał OFDM, w którym uzyskano bezbłędną transmisję po zastosowaniu kodowania kanałowego.

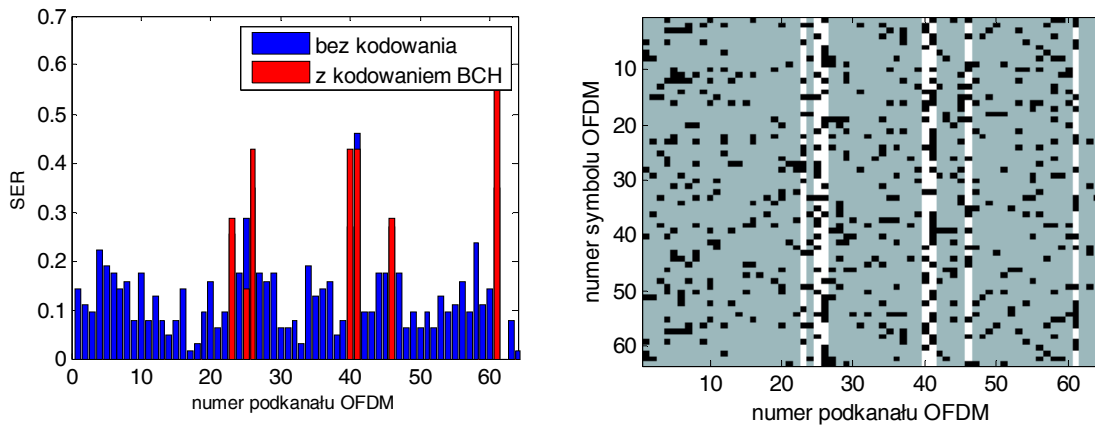
Scenariusze, w których realizowane były badania terenowe, opisano szczegółowo w podrozdziale 6.2.5.

Tabela B.1. Wyniki testów symulacji transmisji z kodowaniem BHC dla scenariusza 1,
 $B_{OFDM} = 23.44\text{Hz}$

kod	N_{BER0}	$\frac{N_{BER=0}}{N_{trans}}$ [%]	P_{sym} [symbol/s]
bez kodowania	1	2	13.7
BHC(63,45)	7	11	68,7
BHC(63,30)	29	45	189,7
BHC(63,16)	53	83	184,9
BHC(63,7)	57	89	87,0



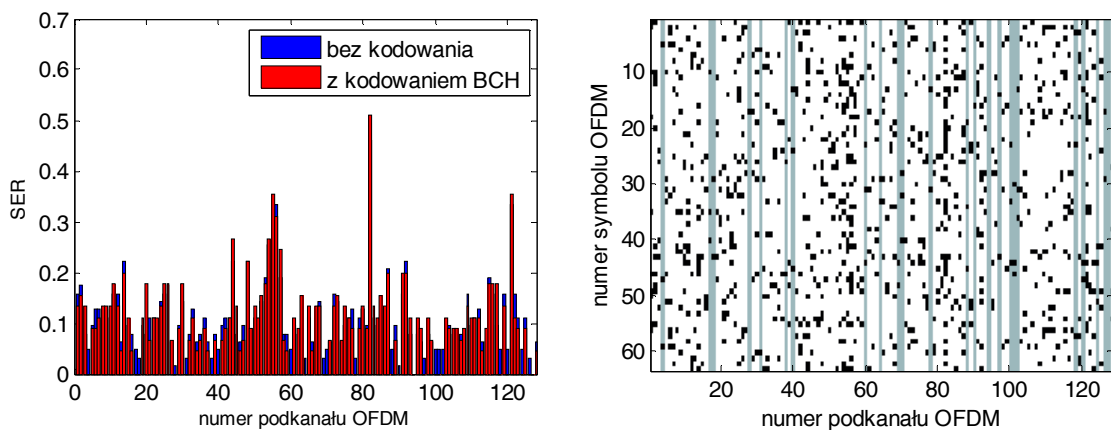
Rys. B.1. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM
 Kod BHC(63.45); scenariusz 1, $B_{OFDM} = 23.44\text{Hz}$



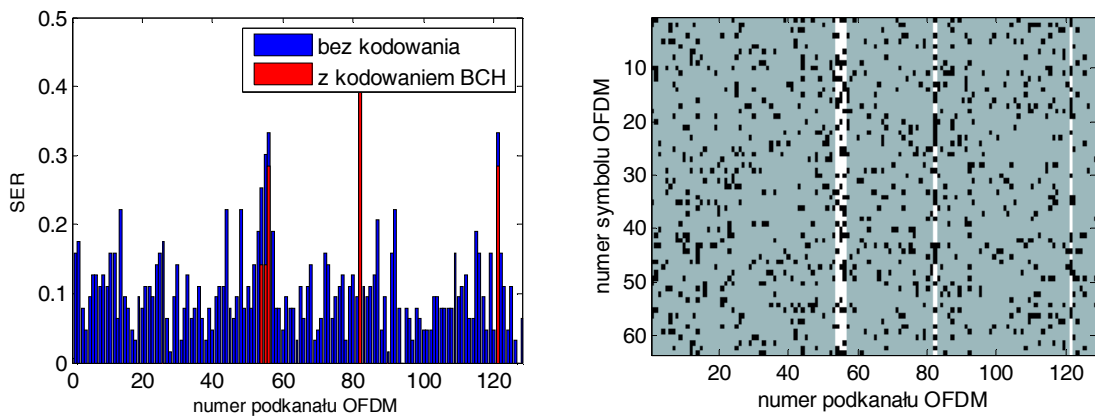
Rys. B.2. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM
 Kod BHC(63.7); scenariusz 1, $B_{OFDM} = 23.44\text{Hz}$

Tabela B.2.. Wyniki testów symulacji transmisji z kodowaniem BHC dla scenariusza 1,
 $B_{OFDM} = 11.72$ Hz

kod	N_{BER0}	$\frac{N_{BER=0}}{N_{trans}}$ [%]	P_{sym} [symbol/s]
bez kodowania	2	2	16,1
BHC(63,45)	24	19	138,3
BHC(63,30)	73	57	280,4
BHC(63,16)	115	90	235,6
BHC(63,7)	123	96	110,2



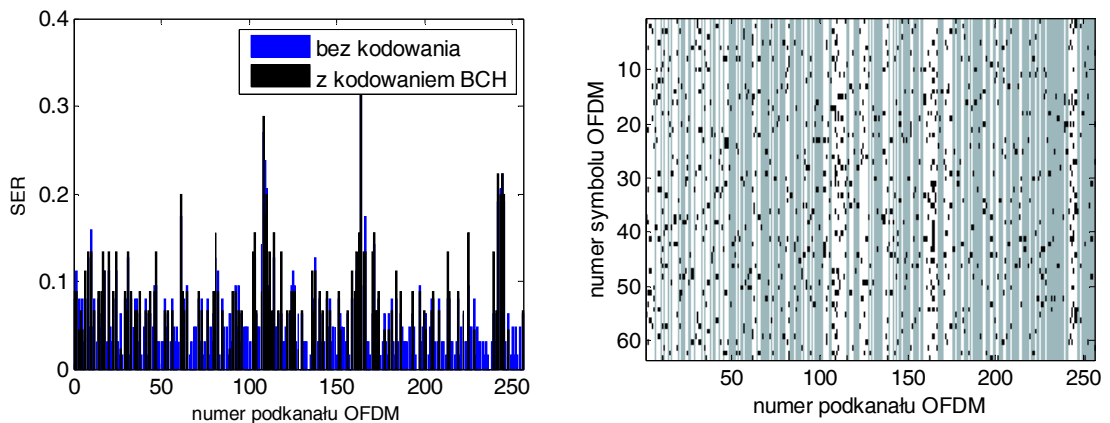
Rys. B.3. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM
 Kod BHC(63.45); scenariusz 1, $B_{OFDM} = 11.72$ Hz



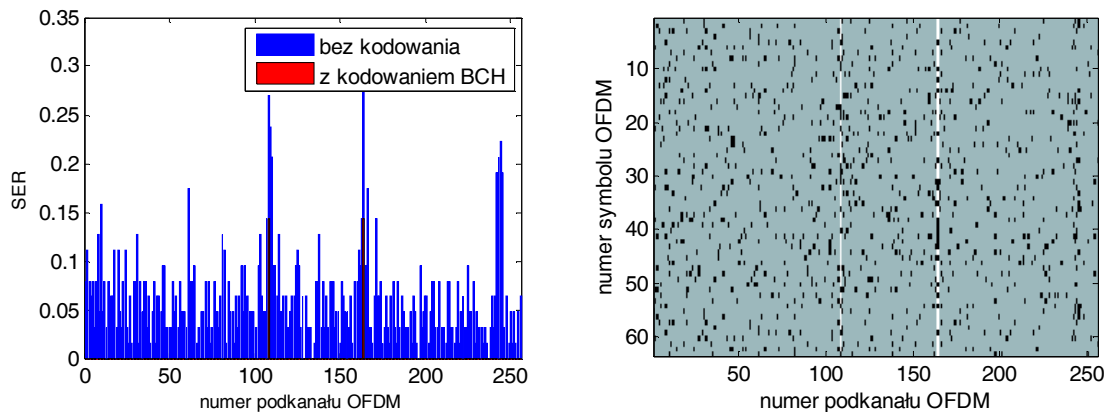
Rys. B.4. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM
 Kod BHC(63.7); scenariusz 1, $B_{OFDM} = 11.72$ Hz

Tabela B.3. Wyniki testów symulacji transmisji z kodowaniem BHC dla scenariusza 1,
 $B_{OFDM} = 5.86$ Hz

kod	N_{BER0}	$\frac{N_{BER=0}}{N_{trans}}$ [%]	P_{sym} [symbol/s]
bez kodowania	12	5	53
BHC(63,45)	139	54	438,6
BHC(63,30)	229	89	481,7
BHC(63,16)	248	97	278,2
BHC(63,7)	254	99	124,7



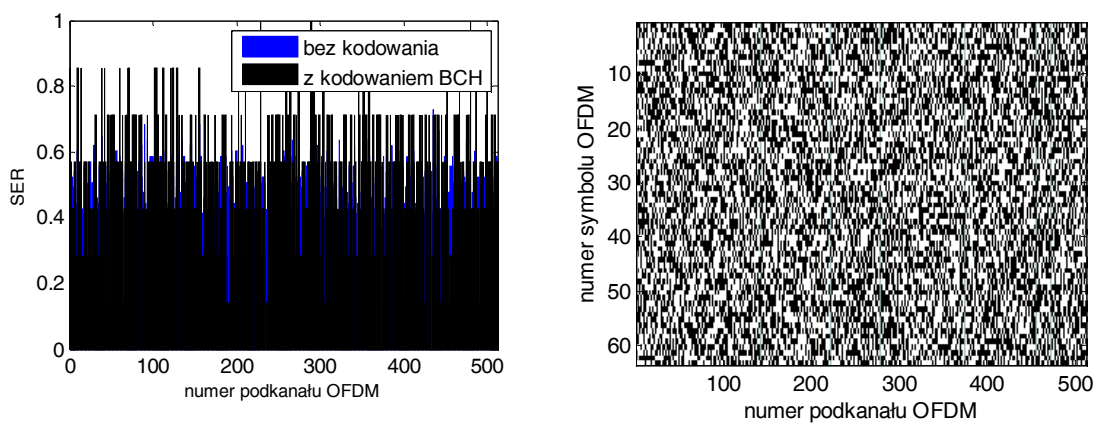
Rys. B.5. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM
 Kod BHC(63.45); scenariusz 1, $B_{OFDM} = 5.86$ Hz



Rys. B.6. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM
 Kod BHC(63.7); scenariusz 1, $B_{OFDM} = 5.86$ Hz

Tabela B.4. Wyniki testów symulacji transmisji z kodowaniem BHC dla scenariusza 1, $B_{OFDM} = 2.93$ Hz

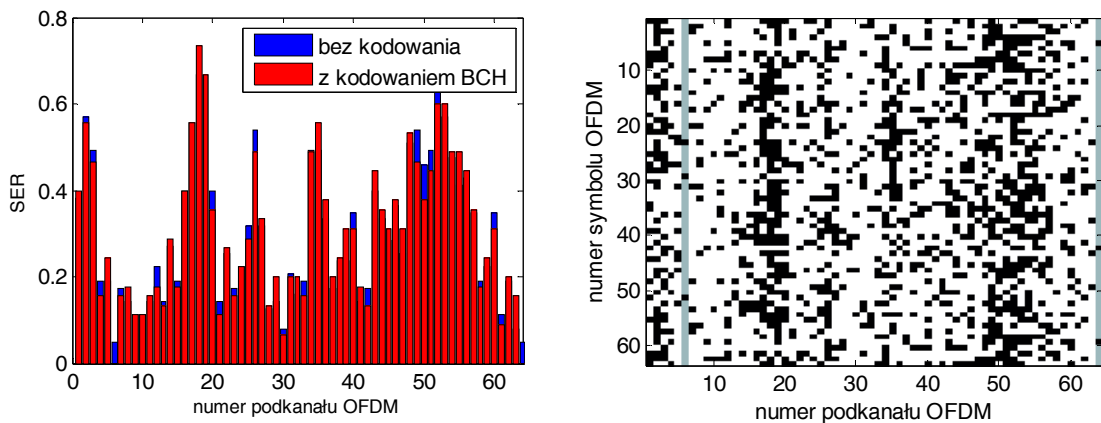
kod	N_{BER0}	$\frac{N_{BER=0}}{N_{trans}}$ [%]	P_{sym} [symbol/s]
bez kodowania	0	0	0
BHC(63,45)	0	0	0
BHC(63,30)	0	0	0
BHC(63,16)	0	0	0
BHC(63,7)	0	0	0



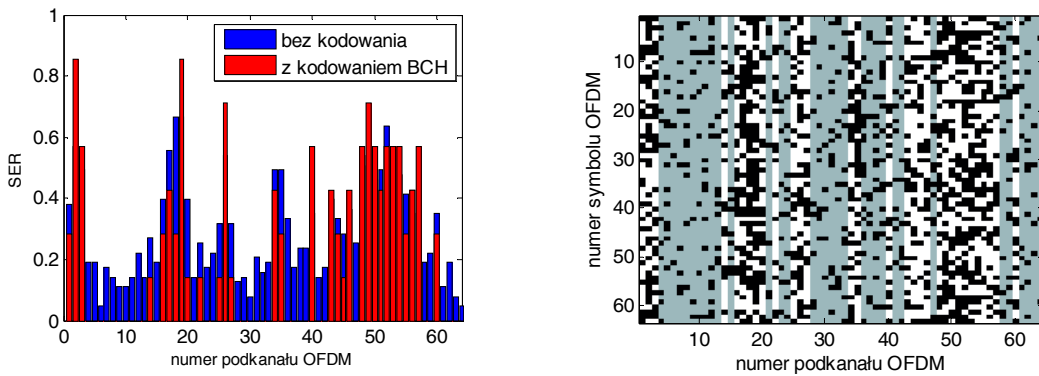
Rys. B.7. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM Kod BHC(63.7); scenariusz 1, $B_{OFDM} = 2,93$ Hz

Tabela B.5. Wyniki testów symulacji transmisji z kodowaniem BHC dla scenariusza 2

kod	N_{BER0}	$\frac{N_{BER=0}}{N_{trans}}$ [%]	P_{sym} [symbol/s]
bez kodowania	0	0	0
BHC(63,45)	2	3	19,6
BHC(63,30)	4	6	26,2
BHC(63,16)	19	30	66,3
BHC(63,7)	33	52	50,4



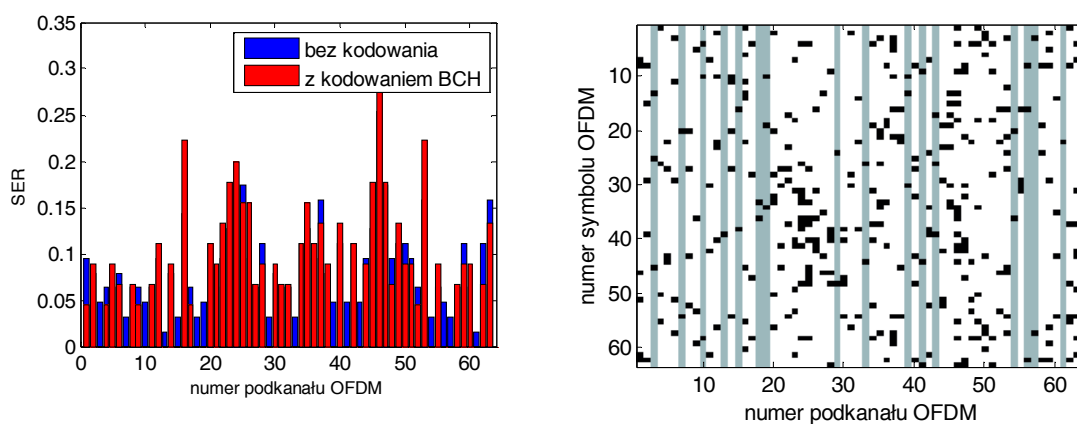
Rys. B.8. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM Kod BHC(63.45); scenariusz 2



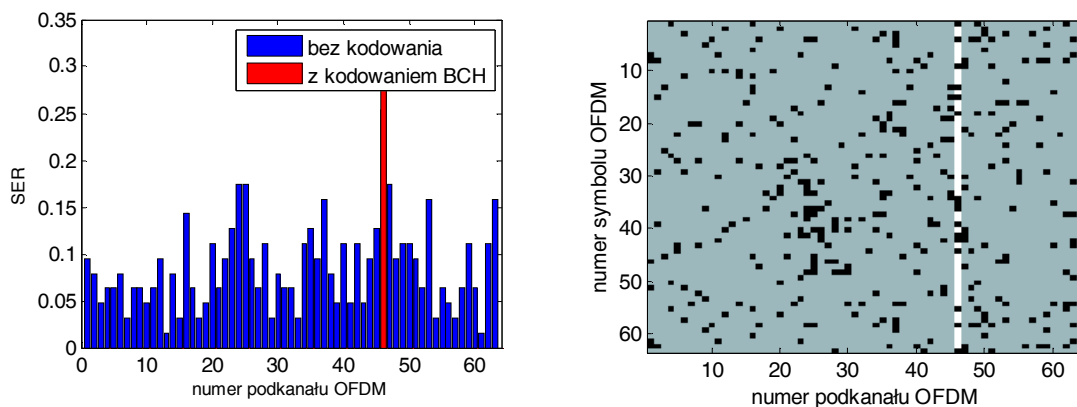
Rys. B.9. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM Kod BHC(63.7); scenariusz 2

Tabela B.6. Wyniki testów symulacji transmisji z kodowaniem BHC dla scenariusza 3

kod	N_{BER0}	$\frac{N_{BER=0}}{N_{trans}}$ [%]	P_{sym} [symbol/s]
bez kodowania	1	2	166,8
BHC(63,45)	17	27	287,9
BHC(63,30)	44	69	219,8
BHC(63,16)	63	98	96,2
BHC(63,7)	63	98	166,8



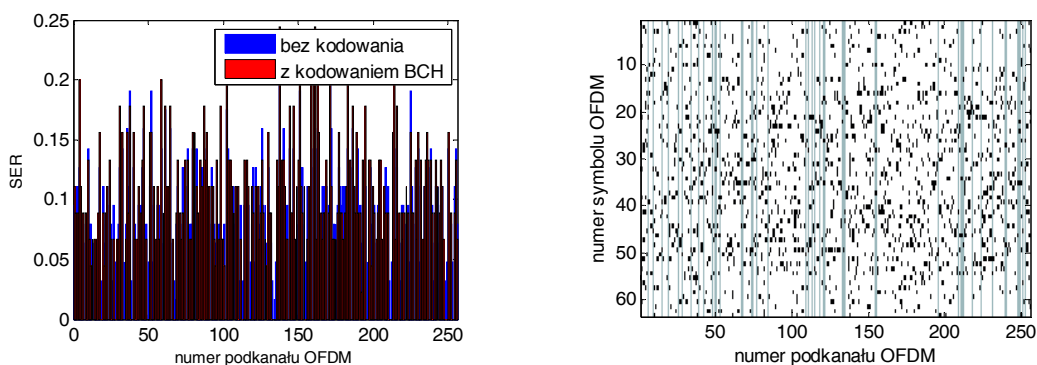
Rys. B.10. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM Kod BHC(63.45); scenariusz 3



Rys. B.11. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM Kod BHC(63.7); scenariusz 3

Tabela B.7. Wyniki testów symulacji transmisji z kodowaniem BHC dla scenariusza 4

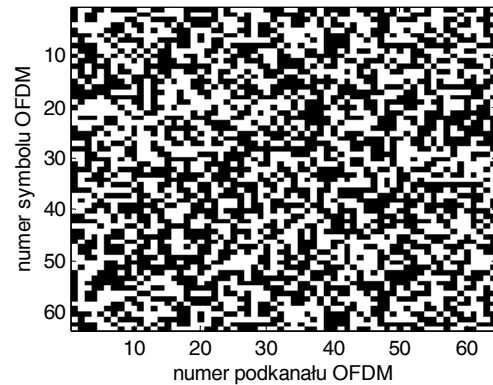
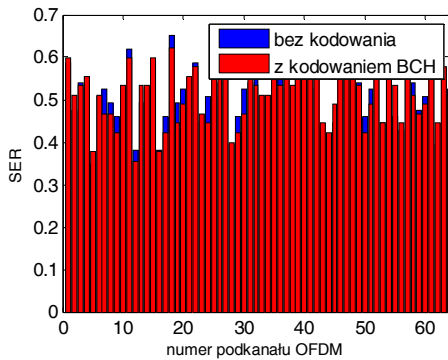
kod	N_{BER0}	$\frac{N_{BER=0}}{N_{trans}}$ [%]	P_{sym} [symbol/s]
bez kodowania	0	0	0
BHC(63,45)	39	15	123,1
BHC(63,30)	156	61	328,1
BHC(63,16)	250	98	280,5
BHC(63,7)	256	100	125,6



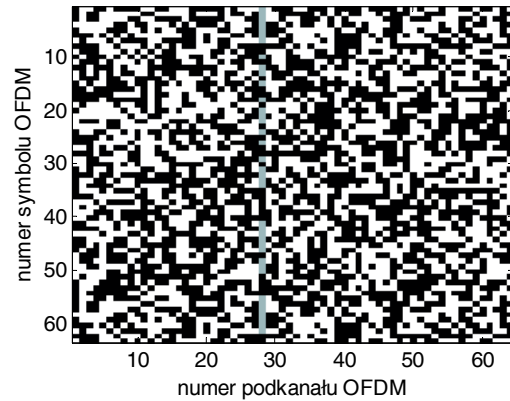
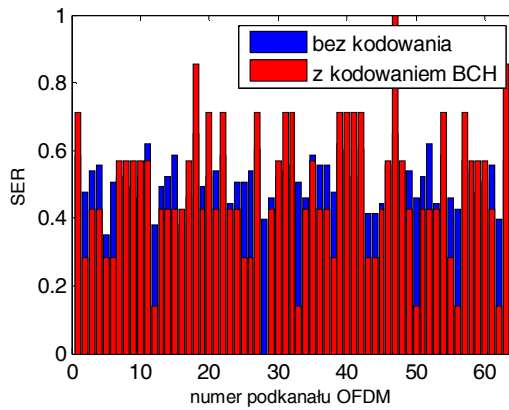
Rys. B.12. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM Kod BHC(63.45); scenariusz 4

Tabela B.8. Wyniki testów symulacji transmisji z kodowaniem BHC dla scenariusza 5

kod	N_{BER0}	$\frac{N_{BER=0}}{N_{trans}}$ [%]	P_{sym} [symbol/s]
bez kodowania	0	0	0
BHC(63,45)	0	0	0
BHC(63,30)	0	0	0
BHC(63,16)	0	0	0
BHC(63,7)	1	2	1,5



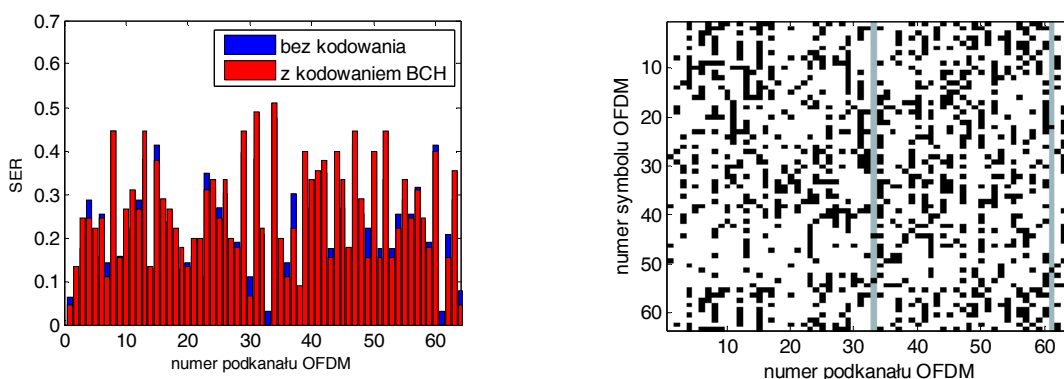
Rys. B.13. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM Kod BHC(63.45); scenariusz 5



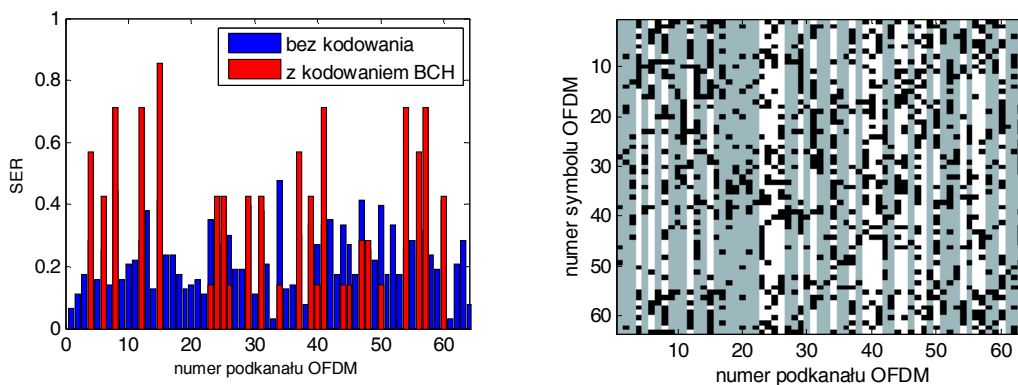
Rys. B.14. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM Kod BHC(63.7); scenariusz 5

Tabela B.9. Wyniki testów symulacji transmisji z kodowaniem BHC dla scenariusza 6

kod	N_{BER0}	$\frac{N_{BER=0}}{N_{trans}}$ [%]	P_{sym} [symbol/s]
bez kodowania	0	0	0
BHC(63,45)	2	3	19,6
BHC(63,30)	5	8	32,7
BHC(63,16)	19	30	66,3
BHC(63,7)	39	61	59,5



Rys. B.15. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM Kod BHC(63.45); scenariusz 6



Rys. B.16. BER (a) i rozkład błędnych symboli (b) dla poszczególnych podkanałów OFDM Kod BHC(63.7); scenariusz 6