



**POLITECHNIKA
GDAŃSKA**

Imię i nazwisko autora rozprawy: Piotr Grall
Dyscyplina naukowa: Informatyka Techniczna i Telekomunikacja

ROZPRAWA DOKTORSKA

Tytuł rozprawy w języku polskim: Określanie liczby sygnałów echa w zmodyfikowanej metodzie Prony'ego w zastosowaniu do echosondy interferometrycznej

Tytuł rozprawy w języku angielskim: Echo number determination for the modified Prony's method in application to the interferometric echosounder

Promotor

podpis

dr hab. inż. Jacek MARSZAL prof. PG

Promotor pomocniczy

podpis

dr inż. Iwona KOCHAŃSKA

Podziękowania

Chciałbym złożyć serdeczne podziękowania:

- Profesorowi Jackowi Marszałowi za opiekę naukową oraz poświęcony czas,
- Doktor Iwonie Kochańskiej za wsparcie merytoryczne oraz organizacyjne,
- Firmie Edgetech za udostępnienie tzw. surowych danych pomiarowych do analizy,
- Najbliższym.

Streszczenie

W rozprawie zaprezentowana została analiza możliwości poprawy dokładności określania głębokości w echosondzie interferometrycznej. Analiza dostępnych źródeł wykazała, że jednym ze sposobów na osiągnięcie poprawy dokładności jest zastosowanie zaawansowanych metod określania kierunku. Spośród odstępnych metod wybrano Zmodyfikowaną Metodę Prony'ego i zastosowano ją do przetwarzania sygnałów w echosondzie interferometrycznej. Aby poprawnie zastosować Zmodyfikowaną Metodę Prony'ego konieczne jest poprawne określenie liczby sygnałów echa.

W rozprawie zaprezentowano opracowaną, nową metodę określania liczby sygnałów echa, która w zastosowaniu do Zmodyfikowanej Metody Prony'ego pozawala na poprawę dokładności określania głębokości w echosondzie interferometrycznej. Zaprezentowane zostały dwa warianty opracowanej metody, które umożliwiają jej zastosowanie w typowych, reprezentatywnych warunkach, w jakich pracuje echosonda interferometryczna w systemach hydrograficznych.

Właściwości zaprezentowanej metody zostały zbadane dla symulowanych sygnałów ze stałego kierunku. W szczególności zbadano jak dekorelacja przestrzenna sygnału wpływa na skuteczność nowej metody w określaniu liczby sygnałów echa oraz dokładność określenia kierunku.

Następnie sprawdzono właściwości zaproponowanej metody dla sygnałów symulowanych oraz dla sygnałów zarejestrowanych w warunkach rzeczywistych. W rezultacie przeprowadzonych badań wykazano poprawę dokładności określania kierunku/głębokości za pomocą Zmodyfikowanej Metody Prony'ego wraz z zaproponowaną metodą określania liczby sygnałów echa w stosunku do standardowego Metody Prony'ego bez modyfikacji.

Abstract

The dissertation presented analysis of possible ways to improve depth determination accuracy in the interferometric echosounder. An analysis of the available sources has shown that one way to achieve an improvement in accuracy is to use advanced direction finding methods. From among the available methods, the Modified Prony Method was selected and applied to an interferometric echosounder. For this, it was necessary to correctly determine the number of echo signals.

The dissertation presents the developed, new method of determining the number of echo signals, which, when applied to the Modified Prony Method, allows to improve the accuracy of the depth determination in the interferometric echosounder. Two variants of the developed method have been presented, which enable its application in typical, representative conditions in which the interferometric echosounder works in hydrographic systems.

The properties of the presented method were tested for a signal from a constant direction. In particular, it was investigated how spatial decorrelation of the signal influences the effectiveness of the new method in determining the number of echo signals.

As a result of the conducted research, an improvement in the accuracy of determining the direction and depth using the Modified Prony Method, along with the proposed method of determining the number of echo signals, was demonstrated for simulated signals and for signals recorded in real conditions.

Spis treści

Streszczenie	3
Abstract	4
Wykaz oznaczeń	8
Wykaz skrótów	12
1 Wstęp	15
1.1 Cel i teza pracy	16
1.2 Układ pracy	17
2 Rozwój technologii do pomiaru głębokości	19
2.1 Echosonda pionowa	19
2.2 Echosonda wieloprztwornikowa	22
2.3 Echosonda wielowiązkowa	23
2.4 Echosondy interferometryczne	24
2.4.1 Klasyczna interferometria	25
2.4.2 Interferometria różnicowa	30
2.4.3 Wielofazowa echosonda interferometryczna	32
2.4.4 Sonar boczny, a echosonda interferometryczna	33
2.5 Tendencje rozwojowe metod pomiarów batymetrycznych	34
2.6 Podsumowanie	36
3 Zasada działania echosondy interferometrycznej	37
3.1 Miejsce i rola echosondy w systemie batymetrycznym	37
3.2 Zasada pomiaru głębokości w systemach batymetrycznych	40
3.3 Budowa i zasada działania wielofazowej echosondy interferometrycznej	43
3.4 Podsumowanie	47
4 Zaawansowane metody wyznaczania kierunków echa	49
4.1 Klasyfikacja zaawansowanych metod określania kierunku	50
4.2 Model sygnału w metodach wysokiej rozdzielczości	51

4.3	Metoda największej wiarygodności (ML)	54
4.4	Metoda Prony’ego	55
4.5	Warianty Metody Prony’ego	60
4.5.1	Metoda Najmniejszych Kwadratów	60
4.5.2	Metoda liniowej predykcji “w przód i wstecz” (LPPW)	63
4.5.3	Zmodyfikowana metoda Prony’ego (ZMP)	64
4.6	Inne metody wysokiej rozdzielczości	66
4.6.1	Metoda zupełnych najmniejszych kwadratów	66
4.6.2	Metoda root-MUSIC	68
4.6.3	Metody ESPRIT	69
4.7	Podsumowanie	70
5	Dokładność pomiaru kierunku i głębokości w echosondzie interferometrycznej	73
5.1	Teoretyczna dokładność pomiaru kierunku i głębokości w echosondzie interferometrycznej	75
5.2	Źródła dekorelacji przestrzennej sygnału echa	78
5.2.1	Dekorelacja linii bazy	79
5.2.2	Przesuwający ślad akustyczny	81
5.2.3	Inne źródła dekorelacji sygnału	82
5.3	Ekwiwalenty stosunek sygnału do szumu	83
5.4	Podsumowanie	88
6	Metody określania liczby sygnałów echa	89
6.1	Przegląd metod określania liczby sygnałów echa	89
6.2	Błędy modelowania, walidacja i filtracja rozwiązań	93
6.3	Podsumowanie	95
7	Nowa metoda określania rzędu macierzy obserwacji	97
7.1	Metoda określania liczby sygnałów echa - wariant I	97
7.2	Metoda określania liczby sygnałów echa - wariant II	101
7.3	Podsumowanie	105
8	Badania właściwości zaproponowanej metody dla ech ze stałego kierunku	107
8.1	Metodyka badań sygnału echa ze stałego kierunku	107
8.1.1	Przypadek 1 ($M=0$)	111
8.1.2	Przypadek 2a ($M=1$)	113
8.1.3	Przypadek 2b ($M=1$)	119
8.1.4	Przypadek 3 ($M=1, \gamma_d < 1$)	123
8.2	Skuteczność metody dla dwóch sygnałów ze stałego kierunku	129

8.2.1	Przypadek 4 ($M=2, \gamma_d = 1$)	129
8.2.2	Przypadek 5 ($M=2, \gamma_d < 1$)	134
8.3	Podsumowanie	137
9	Badania właściwości zaproponowanej metody dla ech ze zmiennego kierunku	141
9.1	Metodyka badań sygnałów ech ze zmiennego kierunku	141
9.2	Przypadek 1 – echo od dna	147
9.3	Przypadek 2 – echo od dna oraz odbicie bezpośrednie od powierzchni wody	152
9.4	Przypadek 3 – echo od dna, odbicie bezpośrednie oraz wtórne od powierzchni wody	155
9.5	Podsumowanie	158
10	Badanie właściwości metody w warunkach rzeczywistych	161
10.1	Akwizycja i selekcja danych	161
10.2	Dokładność pomiaru głębokości w warunkach rzeczywistych	165
10.3	Podsumowanie	170
11	Podsumowanie i wnioski końcowe	175
	Bibliografia	178

Wykaz oznaczeń

a	– zespolona amplituda
\mathbf{a}	– wektor amplitud
$abs()$	– wartość bezwzględna
$arg()$	– argument liczby zespolonej
A	– amplituda
\mathbf{A}	– macierz obserwacji
A_f	– powierzchnia śladu akustycznego
\mathbf{A}_S	– macierz próbek
\mathbf{A}_0	– macierz obserwacji bez szumu
\mathbf{b}	– wektor obserwacji
\mathbf{b}_0	– wektor obserwacji bez szumu
B	– szerokość pasma
\mathbf{B}	– powiększona macierz obserwacji
BS	– siła odbicia wstecznego
B_{Tx}	– charakterystyka kierunkowa elementu nadawczego
B_{Rx}	– charakterystyka kierunkowa elementu odbiorczego
c	– prędkość propagacji dźwięku w wodzie
$c_{\alpha,\nu}$	– rzędna funkcji rozkładu prawdopodobieństwa χ^2
$cov()$	– kowariancja
d	– odległość między elementami odbiorczymi
d_d	– stosunek sygnału do szumu dekorelacji w skali liniowej
d_{dlb}, d_{sf}, d_r	– stosunek sygnału do szumu dekorelacji linii bazy, przesuwającego śladu akustycznego, rewerberacji
d_{eq}	– ekwiwalenty stosunek sygnału do szumu w skali liniowej
d_{SNR}	– stosunek sygnału do szumu w skali liniowej
$det()$	– wyznacznik macierzy
$diag()$	– kwadratowa macierz diagonalna zawierająca elementy wektora na głównej przekątnej lub wektor wyrazów na przekątnej macierzy diagonalnej
D	– zanurzenie echosondy
\mathbf{D}	– powiększona macierz zakłóceń
D_f	– szerokość śladu akustycznego echosondy pionowej
D_s	– szerokość pasa przeszukiwanego dna
e	– liczba Eulera
\mathbf{e}	– wektor zakłóceń
$eig()$	– wektor wartości własnych macierzy
\mathbf{E}	– macierz zakłóceń
f	– częstotliwość
$f()$	– funkcja gęstości prawdopodobieństwa

f_c	–	częstotliwość nośna
f_s	–	częstotliwość próbkowania
f_{NG}	–	współczynnik wzmocnienia szumu
$F()$	–	dystrybuanta
\mathbf{F}	–	macierzą Vandermonde'a rozwiązań
g	–	zespolony współczynnik filtra liniowego
\mathbf{g}	–	wektor stanu
G	–	logarytmiczny współczynnik skali
\mathbf{h}	–	powiększony wektor stanu
$h(n)$	–	odpowiedź impulsowa filtra
H	–	wysokość nad dnem
$H(z)$	–	transmitancja
j	–	jednostka urojona
k	–	liczba falowa
K	–	maksymalny rząd macierzy
L	–	rząd filtra
M	–	liczba sygnałów echa
\hat{M}	–	estymowana liczba sygnałów echa, rząd modelu
M_f	–	liczba sygnałów echa po filtracji
M_v	–	liczba sygnałów echa po walidacji
n	–	numer porządkowy elementu odbiorczego
n_p	–	numer porządkowy prążka interferometrycznego
N	–	liczba elementów odbiorczych
N_s	–	liczba próbek
$N(\mu, \sigma)$	–	rozkład normalny o parametrach μ i σ
o	–	funkcja okna impulsu
o_w	–	funkcja kształtu okna
$OCVR$	–	czułość (odpowiedź napięciowa) elementu odbiorczego
p	–	mnożnik dolnej granicy określania rzędu macierzy
q	–	mnożnik górnej granicy określania rzędu macierzy
r	–	wybrany mnożnik granicy określania rzędu macierzy
R	–	odległość skośna
\mathbf{R}	–	macierz autokorelacji
R_x	–	element odbiorczy
$R()$	–	rząd macierzy
s	–	sygnał odebrany
\mathbf{s}	–	wektor próbek
s_{T_x}	–	sygnał nadany
SD	–	gęstość liniowa próbek
SL	–	poziom źródła w skali decybelowej
SNR	–	stosunek sygnału do szumu w skali decybelowej

SNR_{eq}	– ekwiwalentny stosunek sygnału do szumu w skali decybelowej
t	– czas
$t_{\alpha,\nu}$	– wartość rozkładu t-Studenta
T	– długość impulsu sondującego
TL	– straty transmisyjne: rozproszenie oraz tłumienie
T_s	– okres próbkowania
TS	– siła celu
T_X	– element nadawczy
u	– częstotliwość przestrzenna
$u(n)$	– sygnał na wejściu filtra cyfrowego
U	– lewa macierz rozkładu SVD
$v(n)$	– sygnał na wyjściu filtra cyfrowego
$var()$	– wariancja
V	– prawa macierz rozkładu SVD
w	– szum
X	– odległość poprzeczna
z	– zmienna transformaty Z
\mathbf{z}	– wektor rozwiązań zespolonych
Z	– głębokość akwenu
α	– poziom istotności
α_i	– współczynnik tłumienia
γ	– kąt mierzony względem poziomu
γ_{n_p}	– kąt położenia prążka interferometrycznego
γ_d	– globalny współczynnik korelacji
γ_{dlb}	– współczynnik korelacji dla dekorelacji linii bazy,
γ_{sf}	– współczynnik korelacji przesuwającego śladu akustycznego
γ_{SNR}	– współczynnik korelacji stosunku sygnału do szumu
δf	– rozdzielczość widma
δR	– szerokość obszaru echa
Δ	– szerokość przedziału wokół okręgu jednostkowego na płaszczyźnie zespolonej
$\Delta\phi$	– różnica faz
$\Delta\phi_V$	– różnica faz w metodzie Vernier'a
η	– skuteczność
θ	– kierunek echa względem osi anteny akustycznej
θ_{3dB}	– szerokość charakterystyki kierunkowej wiązki akustycznej
θ_{H3dB}	– szerokość wiązki akustycznej w płaszczyźnie horyzontalnej
λ	– długość fali akustycznej
λ_i	– wartość własna
Λ	– macierz diagonalna wartości własnych

ν	–	liczba stopni swobody
ξ	–	szerokość śladu akustycznego
ξ_{min}	–	szerokość strefy martwej
σ	–	odchylenie standardowe
σ_{nc}^2	–	niekoherentny składnik w elemencie odbiorczym
Σ	–	macierz wartości osobliwych
ϕ_0	–	faza początkowa
Φ	–	faza sygnału odebranego
ψ	–	kąt pochylenia osi akustycznej anteny względem poziomu
ω	–	unormowana pulsacja
$\boldsymbol{\omega}$	–	wektor pulsacji
∇	–	poziom powierzchni wody
$ \cdot $	–	moduł liczby rzeczywistej/zespólonej
$\ \cdot\ $	–	norma euklidesowa
$\ \cdot\ _F$	–	norma Frobeniusa
$(\cdot)^+$	–	pseudoinwersja macierzy
$\tilde{(\cdot)}$	–	aproxymacja macierzy niższego rzędu
$(\cdot)^*$	–	sprzężenie liczby zespolonej
$(\cdot)^H$	–	sprzężenie hermitowskie macierzy/wektora
$\hat{(\cdot)}$	–	wartość estymowana

Wykaz skrótów

A/C	–	analogowo-cyfrowy
AIC	–	<i>Akaike Information Criterion</i>
AR	–	<i>AutoRegressive</i>
ARMA	–	<i>AutoRegressive Moving Average</i>
ASV	–	<i>Autonomous Surface Vehicle</i>
AUV	–	<i>Autonomous Underwater Vehicle</i>
BSS	–	<i>Bathymetric Sidescan Sonar</i>
CRLB	–	<i>Cramer-Rao Lower Bound</i>
CSB	–	<i>CrowdSourced Bathymetry</i>
CW	–	<i>Continous Wave</i>
ESPRIT	–	<i>Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques</i>
EVD	–	<i>EigenValue Decomposition</i>
FIR	–	<i>Finite Impulse Response</i>
GNSS	–	<i>Global Navigational Satellite System</i>
IES	–	<i>Interferometric Echo Sounder</i>
InSAS	–	<i>Interferometric Synthetic Aperture Sonar</i>
LB	–	Lewa Burta
LFM	–	<i>Linear Frequency Modulation</i>
LIDAR	–	<i>LIght Direction And Ranging</i>
LS	–	<i>Least Squares</i>
LPPW	–	Liniowa Predykcja w Przód i Wstecz
MA	–	<i>Moving Average</i>
MBES	–	<i>Multi-Beam Echo Sounder</i>
MCSS	–	<i>Multiple Channel Sweep Systems</i>
MDL	–	<i>Minimum Description Length</i>
ML	–	<i>Maximum Likelihood</i>
MPES	–	<i>MultiPhase Echo Sounder</i>
MRA	–	<i>Main Response Axis</i>
MRU	–	<i>Motion Reference Unit</i>
MUSIC	–	<i>MUltiple SIgnal Clasification</i>
PB	–	Prawa Burta
PC	–	<i>Principal Component</i>
PDI	–	<i>Phase Difference Interferometry</i>
RADAR	–	<i>RAdio Diraction And Ranging</i>
RMS	–	<i>Royal Majesty Ship</i>
ROV	–	<i>Remotely Operated Vehicle</i>
SBES	–	<i>Single Beam Echo Sounder</i>
SDB	–	<i>Satellite Derived Bathymetry</i>
SN	–	System Nawigacyjny



SNR	–	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SONAR	–	<i>SOund Navigation And Ranging</i>
SVD	–	<i>Singular Value Decomposition</i>
SVP	–	<i>Sound Velocity Profiler</i>
SVS	–	<i>Sound Velocity Sounder</i>
TLS	–	<i>Total Least Squares</i>
TVG	–	<i>Time-Varied Gain</i>
ZMP	–	Zmodyfikowana Metoda Prony’ego
ZRW	–	Zasięgowa Regulacja Wzmocnienia

1. Wstęp

Hydrografia morska jest gałęzią nauk stosowanych, która zajmuje się pomiarami i opisem właściwości fizycznych oceanów, mórz, akwenów przybrzeżnych, jezior i rzek. Zajmuje się również przewidywaniem zmian powyższych właściwości w czasie. Pomiary hydrograficzne wykorzystywane są dla celów bezpieczeństwa żeglugi oraz innych rodzajów działalności ludzkiej na morzu włączając w to rozwój ekonomiczny, bezpieczeństwo i obronność, badania naukowe i ochronę środowiska. Istotę hydrografii stanowią pomiary hydrograficzne oraz dostarczanie ich wyników, w postaci produktów takich jak mapy i modele matematyczne, szeroko rozumianym użytkownikom morza. Jako główną część pomiarów hydrograficznych możemy wskazać pomiary batymetryczne, czyli pomiary głębokości akwenów. Rozwój metod wykorzystania fal akustycznych do pomiarów batymetrycznych miał miejsce przez niemal cały XX wiek i nadal jest kontynuowany. Początkowo wykorzystywano to echosondy jednowiązkowe z rejestratorami mechanicznymi z elektroczułą taśmą papierową. Wraz z rozwojem technologii ten sposób odczytu i rejestracji danych pomiarowych został zastąpiony monitorami komputerowymi i rejestracją danych pomiarowych w postaci plików komputerowych. Pod koniec XX wieku, w związku z rozwojem metod cyfrowego przetwarzania sygnałów, opracowane zostały echosondy wielowiązkowe. Umożliwiały one równoczesny pomiar głębokości w stosunkowo szerokim pasie prostopadłym do kierunku ruchu statku pomiarowego. Równoległe do echosondy wielowiązkowej powstała koncepcja echosondy interferometrycznej będąca alternatywnym rozwiązaniem w stosunku do echosondy wielowiązkowej.

Niezależnie od kategorii urządzenia służącego do pomiaru głębokości i stosowanych wraz z nim urządzeń, tworzących system hydrograficzny, jednym z zasadniczych kryteriów oceny jakości pomiarów hydrograficznych jest uzyskana dokładność określania głębokości. Graniczna dokładność pomiarów (tj. wartość narzucona przez procedury pomiarowe), oprócz zasięgu pracy urządzeń, determinuje wydajność realizacji prac w danym akwenie, a ta z kolei przekłada się na czynnik ekonomiczny realizowanych przedsięwzięć. Graniczna dokładność odnosi się zarówno do pomiaru głębokości, jak i określania pozycji geograficznej punktu pomiarowego. Na dokładność pomiarów realizowanych przez system hydrograficzny składają się dokładności poszczególnych jego elementów, prawidłowość ich konfiguracji oraz przestrzeganie odpowiednich procedur pomiarowych.

Zaletą echosondy interferometrycznej, w stosunku do echosondy wielowiązkowej, jest prostsza konstrukcja jej anteny odbiorczej. Jednocześnie punktowy pomiar głębokości, charakteryzuje się na ogół gorszą, w stosunku do echosondy wielowiązkowej, dokładnością. Aby uzyskać obraz dna, o dokładności porównywalnej z echosondą wielowiązkową, wykorzystuje się dużą liczbę punktów pomiarowych oraz odpowiednie metody filtracji i generalizacji wyników.

Dokładność określania głębokości jest między innymi funkcją dokładności określania kierunku przez echosondę. Kierunki przyjscia echa w echosondzie interferometrycznej można określać między innymi wykorzystując Metodę Prony'ego (lub jej warianty), bazującą na metodzie najmniejszych kwadratów, do rozwiązywania odpowiednio sformułowanego układu równań. Poprawę dokładności określania kierunku echa przez echosondę interferometryczną można uzyskać stosując różnorodne rozwiązania. Jednym z nich jest zastosowanie zaawansowanych metod wyznaczania kierunku echa, innych niż metoda najmniejszych kwadratów. Zysk dokładności osiąga się na ogół kosztem większej złożoności obliczeniowej algorytmów określania kierunku. Jedną z tych metod jest Zmodyfikowana Metoda Prony'ego. W chwili rozpoczęcia prac nad niniejszą rozprawą, w dostępnej powszechnie literaturze przedmiotu, nie występowały opracowania odnoszące się do zastosowania powyższej metody do echosondy interferometrycznej. W związku z powyższym rozpoczęto prace nad tym zagadnieniem, a ich wyniki zaprezentowane zostały w niniejszej rozprawie.

1.1. Cel i teza pracy

Głównym celem pracy jest poprawa dokładności określania głębokości w echosondzie interferometrycznej. Na podstawie przeglądu literatury wybrano Zmodyfikowaną Metodę Prony'ego do określania kierunku przyjscia echa, której wykorzystanie może umożliwić osiągnięcie powyższego celu. Zastosowanie powyższej metody do echosondy interferometrycznej wymaga określania liczby sygnałów echa. Na podstawie analizy literatury przedmiotu ustalono, że nie istnieje metoda określania liczby sygnałów echa odpowiednia dla powyższego zastosowania. W związku z powyższym, opracowano nową metodę określania liczby sygnałów echa. Jednocześnie sformułowano następującą tezę:

Zastosowanie Zmodyfikowanej Metody Prony'ego oraz opracowanej, nowej metody określania liczby sygnałów echa pozwala na poprawę dokładności określania głębokości w echosondzie interferometrycznej.

Przeprowadzone w pracy analizy dokładności Zmodyfikowanej Metody Prony'ego, w połączeniu z zaproponowaną metodą określania liczby sygnałów echa, pozwolą na sprawdzenie poprawności powyższej tezy. Poprawność tezy zo-

stanie sprawdzona dla sygnałów generowanych w zaprojektowanych symulacjach oraz dla sygnałów zarejestrowanych w warunkach rzeczywistych.

1.2. Układ pracy

Poniższa praca składa się z dwóch zasadniczych części. Rozdziały 2–6 zawierają pogłębiony przegląd literatury badanego zagadnienia oraz różnorodnych aspektów działania echosondy interferometrycznej. Rozdział 2 przedstawia chronologiczny rozwój kolejnych wariantów echosondy interferometrycznej, aż do jej obecnej postaci. Rozdział 3 prezentuje rolę i miejsce echosondy interferometrycznej w pomiarowym systemie hydrograficznym. Rozdział 4 opisuje przykłady metod, które mogą być zastosowane do określania kierunku echa w echosondzie interferometrycznej. Rozdział 5 przedstawia charakterystykę głównych źródeł zakłóceń oraz innych czynników mających wpływ na dokładność określania kierunku w echosondzie interferometrycznej. Rozdział 6 zawiera opis metod, które mogą służyć do określania liczby sygnałów echa. Metody te charakteryzują jednak pewne ograniczenia, które uniemożliwiają ich użycie w echosondzie interferometrycznej.

Druga część pracy rozpoczyna się rozdziałem 7, który przedstawia opracowaną metodę określania liczby sygnałów echa. Zaproponowana metoda jest modyfikacją, jednej z metod przedstawionych w rozdziale 6. Istotą modyfikacji jest uwzględnienie w odpowiedni sposób występowania zakłóceń opisanych w rozdziale 5. Zaprezentowane zostaną dwa warianty opracowanej metody, które umożliwiają jej zastosowanie w typowych, reprezentatywnych warunkach, w jakich pracuje echosonda w systemach hydrograficznych. Kolejne rozdziały przedstawiają wyniki badań właściwości Zmodyfikowanej Metody Prony'ego z zastosowaniem opracowanej metody określania liczby sygnałów. Rozdział 8 skupia się na analizie właściwości zaproponowanej metody dla sygnałów echa ze stałych kierunków. Rozdział 9 analizuje właściwości badanej metody dla sygnałów echa ze zmiennych kierunków, symulujących rzeczywiste środowisko propagacji sygnałów hydroakustycznych. Rozdział 10 określa właściwości zaproponowanej metody przy wykorzystaniu sygnału zarejestrowanego w warunkach rzeczywistych. Rozprawa kończy się wnioskami podsumowującymi uzyskane wyniki.

2. Rozwój technologii do pomiaru głębokości

W niniejszym rozdziale przedstawiony zostanie zarys historii rozwoju akustycznych urządzeń do pomiarów batymetrycznych oraz zaprezentowane zostaną ich najważniejsze wady i zalety. Celem niniejszego rozdziału nie jest kompleksowe opisanie rozwoju wszystkich hydroakustycznych urządzeń wykorzystywanych do pomiaru głębokości, a jedynie wyróżnienie tych, które bezpośrednio lub pośrednio przyczyniły do powstania wielofazowej echosondy interferometrycznej. Dodatkowo, przedstawiona zostanie również zasada działania sonaru bocznego. Samodzielnie, sonar boczny nie pozawala na uzyskanie informacji o głębokości, ale jego wykorzystanie do obrazowania dna morskiego doprowadziło do opracowania koncepcji pierwszych echosond interferometrycznych [98].¹ W dużym uproszczeniu można przyjąć, że echosonda interferometryczna oraz wielofazowa echosonda interferometryczna powstały w rezultacie modyfikacji sonaru bocznego, które miały na celu uzyskanie, obok dwuwymiarowego obrazu dna, również pomiaru głębokości. Prześledzenie historii rozwoju myśli technicznej w dziedzinie pomiarów batymetrycznych morza pozwoli na wskazanie obecnych tendencji rozwojowych echosond interferometrycznych.

2.1. Echosonda pionowa

W latach 1910-1920 rozpoczęto prace nad wykorzystaniem echolokacji dla potrzeb bezpieczeństwa nawigacji na morzu. Wzrost zainteresowania akustycznymi metodami echolokacji wynikał m. in. z międzynarodowego wydzwisku katastrofy RMS "TITANIC" w 1912 r., zaś gwałtowny ich rozwój nastąpił podczas I Wojny Światowej [2]. Następnie, w okresie międzywojennym, pojawiło się pierwsze dostępne komercyjnie urządzenie hydroakustyczne służące do pomiaru głębokości tj. echosonda pionowa [12]. Po II Wojnie Światowej, wraz z dynamicznym rozwojem międzynarodowego handlu morskiego, echosonda pionowa szybko rozpowszechniła się jako standardowe wyposażenie statków morskich.

¹W latach 40-tych XX wieku powstał akronim SONAR (ang. *SOund Navigation And Ranging*) [2] na podobieństwo akronimu RADAR (ang. *RAdio Direction And Ranging*). Termin sonar w literaturze anglojęzycznej określa na ogół każde urządzenie używające fal dźwiękowych do nawigacji, komunikacji, detekcji, określania pozycji, śledzenia oraz klasyfikacji ruchomych i nieruchomych obiektów w środowisku wodnym [113].

Zasada działania echosondy pionowej (ang. *Single Beam Echo Sounder* – SBES) jest stosunkowo prosta. Przetwornik hydroakustyczny, umieszczony w dnice kadłuba statku wysyła impuls akustyczny pionowo, w kierunku dna. Po wysłaniu impulsu, urządzenie przechodzi w tryb odbiorczy i jednocześnie rozpoczyna się pomiar czasu. Impuls akustyczny, po odbiciu się od dna, powraca do przetwornika. Czas, który upłynął od momentu nadania do momentu odbioru impulsu, jest równy czasowi potrzebnemu na dwukrotne pokonanie odległości H pomiędzy przetwornikiem hydroakustycznym, a dnem (rys. 2.1.a):

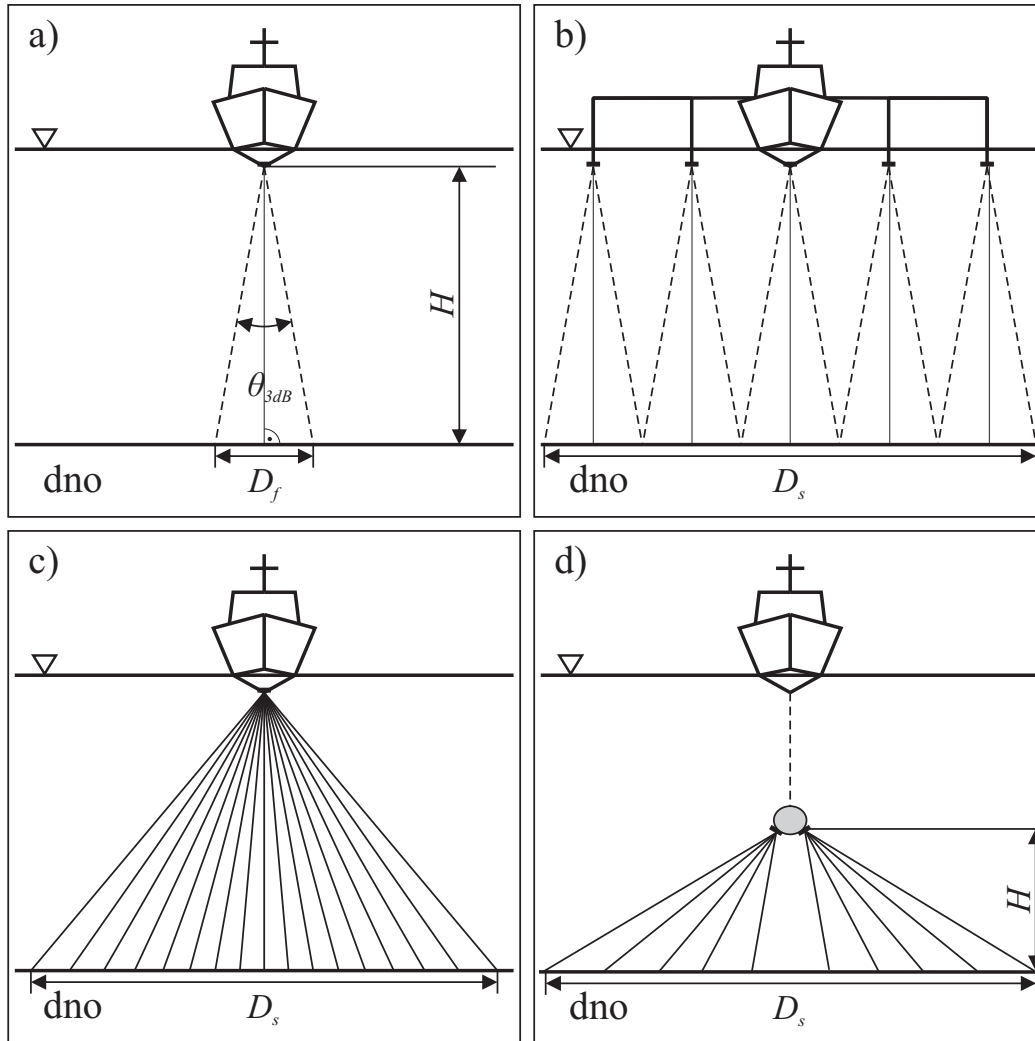
$$H = \frac{ct}{2}, \quad (2.1)$$

gdzie t jest zmierzonym czasem od nadania do odbioru echa impulsu sondującego, a c jest średnią prędkości propagacji dźwięku w wodzie. Po upływie czasu, który odpowiada ustalonemu zakresowi obserwacji (maksymalnej mierzonej głębokości pod przetwornikiem) wysyłany jest kolejny impuls sondujący.

Powstanie echosondy pionowej umożliwiło systematyczne zbieranie danych o głębokości przez służby hydrograficzne oraz tworzenie na ich podstawie dokładniejszych niż dotychczas map morskich. Przyczyniło się to w znacznym stopniu do poprawy bezpieczeństwa żeglugi na morzu. Niewątpliwą zaletą echosondy pionowej jest prostota jej budowy oraz łatwość montażu i obsługi. Główne ograniczenie wykorzystania echosondy pionowej do tworzenia map wynika z faktu, iż pojedynczy impuls pozwala na uzyskanie jedynie informacji o położeniu dna znajdującego się bezpośrednio pod przetwornikiem. Szerokość wiązki sondującej (θ_{3dB}) nie przekracza na ogół 20° – 30° . Szerokość wiązki θ_{3dB} oraz głębokość w danym akwenie determinują średnicę śladu akustycznego D_f (tj. średnicę obszaru będącego źródłem echa od dna – rys. 2.1.a). Jednostka pomiarowa, sondując akwen porusza się zazwyczaj po liniach prostych (tzw. profilach pomiarowych)[42]. Kierunek profili dobiera się tak, aby był on prostopadły do ogólnego przebiegu izobat.² Profile te rozmieszczone są w zadanych odległościach, znacznie przekraczających na ogół średnicę śladu akustycznego. Model dna otrzymuje się poprzez interpolację pomiarów z sąsiednich profili. Taka metodyka prowadzenia pomiarów za pomocą echosondy pionowej powoduje, że znaczny obszar pomiędzy profilami pozostaje nieprzesondowany. W rezultacie, przeszkody nawigacyjne, naturalne lub antropogeniczne, mogą pozostać niewykryte i nadal stanowić zagrożenie dla bezpieczeństwa żeglugi. Tak niska szczegółowość pomiarów głębokości okazała się jednak niewystarczająca dla niektórych obszarów działalności człowieka na morzu. W szczególności, pojawienie się supertankowców zwiększyło wymagania co do szczegółowości, dokładności i wydajności pozyskiwania informacji o ukształtowaniu dna [18]. Ryzyko związane z wejściem na mieliznę tych jednostek może doprowadzić do wielkich strat materialnych jak i nieodwracalnych

²Izobata – linia na mapie łącząca punkty o jednakowej głębokości. Jest to odpowiednik izohipsy na mapach topograficznych.

2.1. ECHOSONDA PIONOWA



Rys. 2.1. Charakterystyki porycia dna systemów batymetrycznych. a) Echosonda jednowiązkowa. b) Echosonda wieloprzetwornikowa. c) Echosonda wielowiązkowa. d) Echosonda interferometryczna. Linia ciągłą (—) oznaczono kierunek sondowania dna. Linia przerywaną (- -) oznaczono granice wiązek akustycznych. D_f – szerokość śladu akustycznego echosondy pionowej, D_s – szerokość pasa przeszukiwanego dna, H – głębokość pod anteną nadawczo-odbiorczą echosondy, θ_{3dB} – szerokość charakterystyki kierunkowej wiązki akustycznej, ∇ – poziom powierzchni wody.

szkód w środowisku naturalnym.

W związku z powyższym rozpoczęto prace mające na celu zwiększenie wydajności pomiarów hydrograficznych, tj. zwiększenie liczby uzyskiwanych jednocześnie punktów pomiarowych. Z biegiem czasu powstały kolejne trzy grupy rozwiązań – systemów batymetrycznych, które zaczęto stosować w praktyce (rys. 2.1):

1. Echosondy wieloprzetwornikowe;
2. Echosondy wielowiązkowe;
3. Echosondy interferometryczne.

Zadaniem systemów batymetrycznych, oprócz określania ogólnego rozkładu głę-

bokości akwenu, jest również ustalenie położenia na dnie obiektów mogących stanowić zagrożenie dla bezpieczeństwa żeglugi. Obecnie, w zależności od przyjętej dokładności prac batymetrycznych przyjmuje się, że dany akwen posiada tzw. “pełne pokrycie” jeżeli ustalone zostało położenie wszystkich obiektów na dnie o określonej, minimalnej kubaturze (np. 1 m^3) [43]. Teoretycznie uzyskanie pełnego pokrycia dna jest możliwe przy użyciu echosondy pionowej, jednak ze względu na ograniczenia czasowe i ekonomiczne, rzadko jest ona wykorzystywana w tym celu. Uzyskanie pełnego pokrycia dna, oprócz zastosowania odpowiedniego systemu pomiarowego, wymaga również zastosowania właściwej metodyki pomiarów oraz prawidłowej pracy operatorów systemu posiadających odpowiedni poziom wyszkolenia [43].

2.2. Echosonda wieloprzetwornikowa

Echosonda wieloprzetwornikowa (ang. *Multiple Channel Sweep Systems – MCSS*) jest prostą modyfikacją echosondy pionowej polegającą na równomiernym rozmieszczeniu obok siebie kilku lub kilkunastu przetworników echosondy pionowej [80, 106]. Przetworniki hydroakustyczne umieszcza się na dnie statku oraz na bomach (poziomych belkach) zamocowanych do burt. Sygnały nadawcze przetworników hydroakustycznych synchronizowane są przez jednostkę centralną w celu uniknięcia wzajemnego zakłócania się kanałów akustycznych. Dobierając odpowiednio odległości pomiędzy przetwornikami, można uzyskać ciągły pas dna sondowanego za pomocą fal akustycznych (rys. 2.1.b). Wzrost wydajności tego rozwiązania, w stosunku do echosondy pionowej, jest proporcjonalny do liczby użytych przetworników.

Zaletą tego rozwiązania jest niewątpliwie jego prostota, a co za tym idzie niewielki, w stosunku do innych systemów opisywanych w dalszej części, koszt wyprodukowania i zakupu. Podstawową wadą echosondy wieloprzetwornikowej są ograniczenia jej zastosowania w przypadku występowania falowania. W przypadku znacznych przechyłów bocznych skrajne przetworniki mogą okresowo znajdować się ponad powierzchnią wody. Ponadto, w celu uzyskania pełnego pokrycia, konieczna może być zmiana odległości pomiędzy przetwornikami, wynikająca ze zmiany głębokości akwenu. Dodatkowym utrudnieniem w wykonywaniu pomiarów jest fakt, że zastosowanie bomów ogranicza zdolności manewrowe statku pomiarowego.

Pomimo swojej prostoty echosondy te nadal są produkowane. Ich zastosowanie ogranicza się głównie do obszarów wód śródlądowych tj. kanałów, rzek i jezior, gdzie istnieją znaczące ograniczenia geometryczne dla efektywnego wykorzystania systemów wielowiązkowych czy interferometrycznych. Ograniczenia w wykorzystaniu opisanego powyżej rozwiązania na otwartym morzu doprowadziły do opracowania kolejnych rozwiązań pozbawionych tej zasadniczej wady.

2.3. Echosonda wielowiązkowa

W celu uzyskania pełnego pokrycia dna, bez konieczności stosowania niepraktycznych na otwartym morzu bomów, opracowana została echosonda wielowiązkowa (ang. *Multi-Beam Echo Sounder* – MBES) [2, 52, 63, 69, 105]. Echosonda ta składa się z wieloelementowej anteny nadawczo-odbiorczej. Elementy odbiorcze rozmieszczone są w odległościach równych w przybliżeniu połowie długości fali, dla częstotliwości na jakiej generowany jest impuls akustyczny. Takie rozmieszczenie elementów umożliwia formowanie wielu wiązek odbiorczych jednocześnie, z których każda skierowana jest w innym kierunku względem osi akustycznej anteny [91].

Cykl pracy echosondy rozpoczyna się od wygenerowania impulsu sondującego, po czym przechodzi ona w tryb odbiorczy. Powracające sygnały echa trafiają na wieloelementową antenę odbiorczą. W zależności od kierunku, z którego przychodzi echo, trafia ono na elementy anteny z innymi opóźnieniami. Wyrównanie tych opóźnień, w procesie przetwarzania sygnałów, umożliwia wytworzenie wielu wiązek odbiorczych skierowanych w różnych kierunkach. Proces ten nazywany jest filtracją czasowo-przestrzenną lub z ang. beamformingiem. Stosowane są różne algorytmy beamformingu: w dziedzinie czasu (beamforming opóźnieniowo-sumacyjny) lub fazowy w dziedzinie częstotliwości operujący na zespolonych próbkach sygnału i zastępujący opóźnienia czasowe przez przesunięcia fazy. Każdej wiązce odpowiada inna charakterystyka cyfrowego filtra czasowo-przestrzennego dobrana tak, aby osie wiązek były rozmieszczone równomiernie w przestrzeni (rozmieszczenie równokątne) lub odległości pomiędzy śladami akustycznymi były jednakowe (rozmieszczenie równoodległościowe). Dla każdej wiązki określa się moment powrotu impulsu akustycznego odbitego od dna, analogicznie jak w przypadku echosondy pionowej. Zasadnicza różnica między echosondą pionową polega na tym, że dla każdej wiązki mierzona jest odległość skośna R , a nie głębokość H . Znając pochylenie osi wiązki w stosunku do pionu można przeliczyć zmierzoną odległość skośną na głębokość. Echosondę wielowiązkową można traktować jako odpowiednik kilkuset echosond pionowych, z których każda umieszczona jest pod innym kątem. Liczba zdefiniowanych wiązek, w praktyce rzadko przekracza 400. Szerokość charakterystyki kierunkowej poszczególnych wiązek (kąt θ_{3dB} – rys. 2.1.a) zwiększa się jednak wraz ze wzrostem kąta ich odchylenia od osi anteny odbiorczej MRA (ang. *Main Response Axis*). W efekcie rozdzielczość kątowna skrajnych wiązek pogarsza się w stosunku do wiązki środkowej. W celu ograniczenia negatywnego wpływu odchylenia wiązek na rozdzielczość zaczęto produkować echosondy dwu- lub trzy-głowicowe, w których głowice umieszczone są pod różnymi kątami. Dzięki temu zmniejsza się maksymalny kąt odchylenia wiązek, a co za tym idzie poprawia się rozdzielczość kątowna echosondy wielowiązkowej na skrajach zasięgów kątowych jej pracy. Dodatkowym składnikiem

każdego systemu MBES jest tzw. kompensator przechyłów tj. urządzenie określające wielkość przechyłów wzdłużnych i poprzecznych oraz nurzanie pionowe [42]. Urządzenie to umożliwia przypisanie każdemu punktowi pomiaru głębokości poprzez uwzględnienie zmiany orientacji w przestrzeni jednostki pomiarowej wywołane falowaniem (podrozdział 3.1).

Dużą zaletą echosondy wielowiązkowej jest możliwość otrzymania obrazu dna o wysokiej rozdzielczości. Dzięki zlokalizowaniu przetworników na dnie kadłuba jednostki lub przy jej burcie, rozwiązanie to nie ogranicza zdolności manewrowania statkiem. Szerokość pasa przeszukiwania echosond wielowiązkowych waha się obecnie w granicach 60° - 120° na burtę.³ Kolejną zaletą jest znaczący wzrost wydajności pracy echosondy wielowiązkowej, w stosunku do echosondy wieloprzetwornikowej. Ponadto zastosowanie kompensatora przechyłów umożliwia wykorzystanie systemu echosondy wielowiązkowej przy wyższych stanach morza niż w przypadku echosondy wieloprzetwornikowej.

Niewątpliwą wadą echosondy wielowiązkowej jest skomplikowana konstrukcja anteny nadawczo-odbiorczej. W trakcie jej produkcji wymagane jest wykonanie i skalibrowanie kilkuset kanałów odbiorczych. Dla prawidłowej korekty wskazań konieczne jest zastosowanie precyzyjnego kompensatora przechyłów. Powyższe wymagania składają się na wysoki koszt zakupu systemu echosondy wielowiązkowej. Pewną wadą jest znaczący spadek dokładności określania głębokości dla kątów powyżej 60° . Dla tego zakresu kątów wzrastają zniekształcenia kształtu sygnału odebranego (przede wszystkim czas trwania sygnału echa dna), co powoduje, że błąd określania odległości w oparciu o standardowe metody korelacyjne znacząco wzrasta. Wiele systemów echosond wielowiązkowych rozwiązuje jednak ten problem poprzez użycie tzw. metod fazowych [88].

Echosonda wielowiązkowa jest obecnie podstawowym narzędziem służącym do badania głębokości akwenów morskich. Wysoka rozdzielczość i dokładność charakteryzująca te systemy pozwala im spełniać najwyższe wymagania w stosunku do jakości otrzymywanego cyfrowego modelu dna [43]. Jednak wysoki koszt systemu oraz ograniczania zasięgu kąтового pracy, powodujące niską wydajność w płytkich akwenach, sprawiły, że równoległe do rozwoju echosondy wielowiązkowej trwały prace nad innymi systemami, które pozbawione byłyby tych wad.

2.4. Echosondy interferometryczne

Interferencja fal jest jednym z podstawowych zjawisk związanych z ruchem falowym. Nakładanie się (superpozycja) fal o zbliżonych amplitudach i częstotliwościach, powoduje okresowe wzmocnianie się lub osłabianie amplitudy powstającej fali wypadkowej [37]. Klasycznym przykładem zjawiska interferencji

³Kąty powyżej 90° wykorzystuje się na ogół przy sondowaniu konstrukcji hydrotechnicznych oraz fragmentów brzegu morskiego.

jest eksperyment Younga [79]. W eksperymencie tym źródło światła pada na przegrodę z dwoma otworami, a otwory te stają się następnie źródłem dwóch fal koherentnych. Padając na ekran ustawiony równoległe do przegrody fale wzajemnie się wzmacniają lub osłabiają, a na ekranie powstaje charakterystyczny układ prążków interferometrycznych. Odległość między kolejnymi maksimumami i minimumami zależy od długości fali, odległości między otworami i odległością między ekranem, a przegrodą.

Inwersja eksperymentu Younga leży u podstaw interferometrycznych technik pomiaru [33]. W echosondach interferometrycznych (ang. *Interferometric Echo Sounder* – IES) wykorzystuje się fale akustyczne, a poszukiwaną wielkością jest kierunek propagacji sygnału echa dna. Kierunek ten wraz z odległością skośną określa jednoznacznie położenie źródła echa w dwuwymiarowej przestrzeni (w biegunowym układzie współrzędnych) – rys. 2.2.a. Kierunek propagacji sygnału echa określa się na ogół na podstawie zależności fazowych pomiędzy sygnałami odebranymi przez dwa lub więcej elementów odbiorczych. Elementy pomiarowe stanowią odpowiednik otworów w przegrodzie w eksperymencie Younga, zaś impuls dobity od dna, odpowiada przemieszczającemu się po ekranie źródłu fali akustycznej.

2.4.1. Klasyczna interferometria

Pierwsze wykorzystanie metod interferometrycznych do pomiaru głębokości miało na celu poprawę dokładności wskazań echosondy pionowej [39]. Dzięki użyciu trzech elementów odbiorczych umieszczonych wzdłuż osi symetrii statku uzyskiwano bardziej precyzyjne wskazanie głębokości, przede wszystkim w przypadku pochyłego ukształtowania dna. Rozwiązanie takie testowano w latach 50-tych XX w. jednak nie znalazło ono szerokiego zastosowania.

Koncepcja echosondy interferometrycznej o szerokim pasie przeszukiwania została opracowana w pod koniec lat 50-tych XX w. [101]. Pierwsze rozwiązania testowano od początku lat 60-tych XX w. Konfigurację w klasycznych, najprostszych rozwiązaniach urządzeń tego typu przedstawiono na rys. 2.2.a. Element nadawczy (niezaznaczony na rysunku rys. 2.2) wysyłał impuls sondujący. Echo impulsu po odbiciu od dna docierało do pary identycznych elementów odbiorczych. Sygnał elektryczny na wyjściu elementów odbiorczych poddawany był operacji sumowania. Po wzmocnieniu, amplituda sygnału przetwarzana była na wydruk na papierze światłoczułym (rys. 2.3.b). Jedna pionowa linia wydruku była wynikiem interakcji jednego wysłanego impulsu z dnem. Wysokość wydruku odpowiadała wybranemu zakresowi obserwacji. Kolejno umieszczone obok siebie linie wydruku tworzyły na zobrazowaniu szereg poziomych prążków interferencyjnych (analogicznie do doświadczenia Younga z dwoma przegrodami). Liczba prążków na zobrazowaniu zależała od odległości pomiędzy elementami odbiorczymi, charakterystyki kierunkowej nadanego sygnału oraz zakresu obserwacji

(rys. 2.3). Maksimum, każdego prążka interferometrycznego odpowiadało różnicy drogi sygnału akustycznego echa od dna równej całkowitej wielokrotności długości fali:

$$d \sin(\theta_{n_p}) = n_p \lambda \quad (2.2)$$

gdzie:

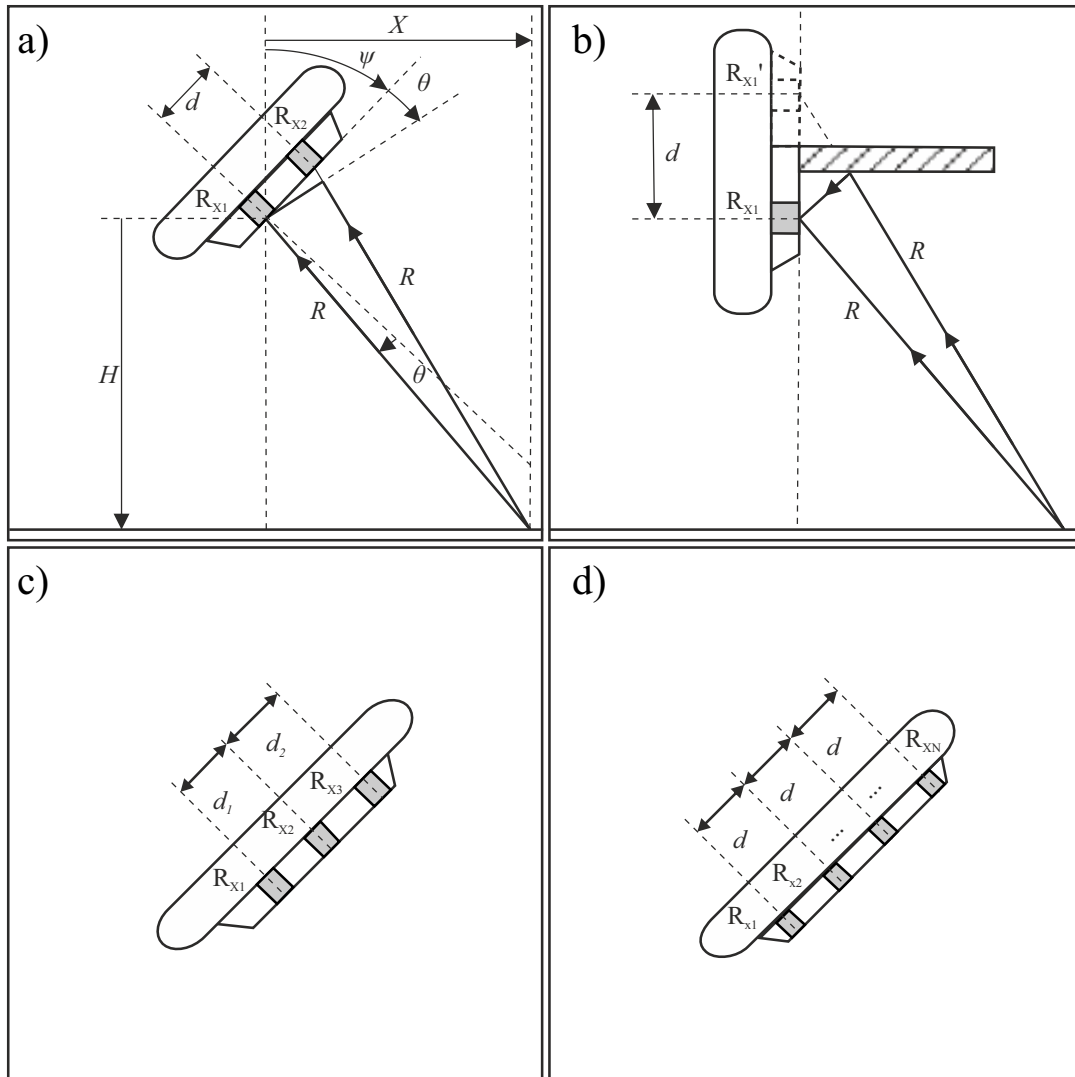
- d – odległość między elementami odbiorczymi;
- θ_{n_p} – kąt położenia prążka interferometrycznego;
- n_p – numer porządkowy maksimum (liczba całkowita);
- λ – długość fali akustycznej.

Każdemu maksimum przypisywano numer porządkowy n_p i na jego podstawie obliczano ze wzoru (2.2) kąt θ_{n_p} , a z interferogramu odczytywano odległość skośną R . Utworzone w ten sposób pary współrzędnych w układzie biegunowym wraz z kątem pochylenia osi anteny akustycznej ψ pozwalają na wyznaczenie głębokości H w miejscu każdego z maksimum prążków interferometrycznych (podrozdział 3.2).

Istnieje wiele opisanych w literaturze wariantów powyższego rozwiązania. Zamiast sumowania można zastosować operację odejmowania sygnałów [62]. Wówczas maksima i minima prążków na obrazie interferometrycznym zamieniają się miejscami (rys. 2.3.e). Można również wykorzystać iloczyn sygnałów zamiast sumy i wyzerować ujemną wartość operacji [101]. Dzięki takiemu zabiegowi łatwiejsze, w stosunku do wcześniejszych metod, staje się wyróżnienie położenia maksimum. Możliwe jest również wykorzystanie jedynie jednego elementu odbiorczego oraz odpowiednio umieszczonej przegrody (rys. 2.2.b) [98]. Przegroda taka ma za zadanie wytworzenie dodatkowego, opóźnionego w czasie (fazie) sygnału odbitego, który sumując się z sygnałem bezpośrednio padającym na element odbiorczy powoduje powstanie prążków interferometrycznych na zobrazowaniu. W ten sposób wytwarza się sztucznie efekt lustrzany Lloyd'a [53]. Zastosowanie przegrody powoduje, że w elemencie odbiorczym R_{X1} odebrany jest sygnał będący różnicą (przegroda wprowadza dodatkową zmianę fazy o 180°) sygnału docierającego bezpośrednio i sygnału, który docierałby bezpośrednio do odbiornika R_{X1}' , umieszczonego symetrycznie względem przegrody.

W zależności od zastosowanego rozwiązania jeden element nadawczy jest również elementem odbiorczym lub też obydwa elementy tworzą antenę nadawczo-odbiorczą. Element nadawczy może również w ogóle nie wchodzić w skład anteny odbiorczej. Wykorzystanie wszystkich elementów nadawczych daje możliwość niewielkiej kontroli kształtu charakterystyki kierunkowej wysyłanego impulsu akustycznego [98]. Ze względu na trudność rozdzielania prążków interferometrycznych bezpośrednio pod jednostką (w nadirze⁴) oraz w celu poprawy uzyskiwanej dokładności pomiaru głębokości, stosuje się na ogół dwie, oddzielone

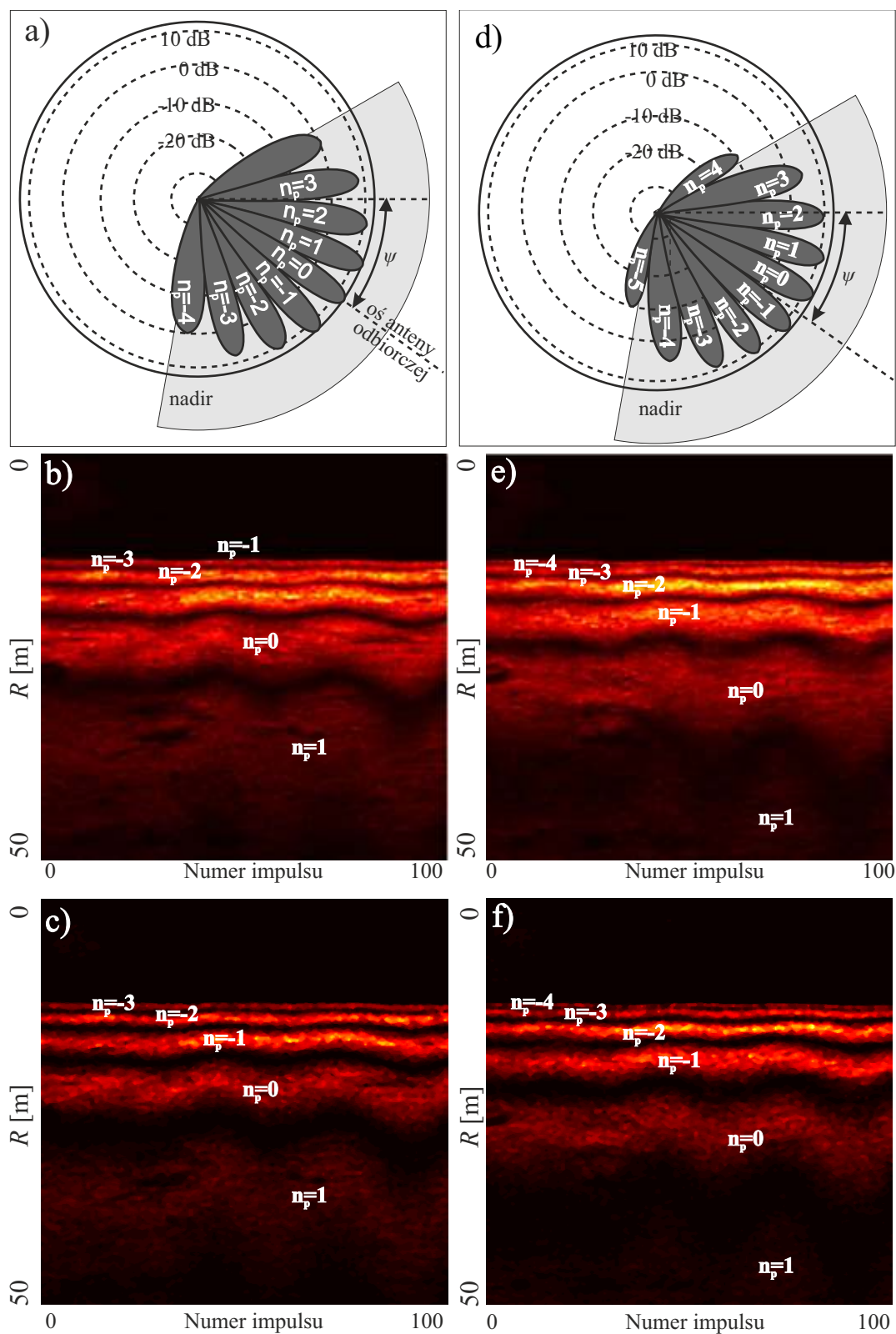
⁴Nadir jest przeciwieństwem zenitu.



Rys. 2.2. Warianty echosondy interferometrycznej. a) Podstawowa konfiguracja echosondy interferometrycznej, b) Echosonda interferometryczna ze sztucznie wytworzonym efektem lustrzanym Lloyd'a, c) Różnicowa echosonda interferometryczna wykorzystująca metodę Vernier'a, d) Wielofazowa echosonda interferometryczna. H – głębokość zmierzona od referencyjnego punktu anteny. X – odległość poprzeczna. R_x – element odbiorczy anteny hydroakustycznej. R – odległość skośna. ψ – kąt pochylenia osi anteny akustycznej względem poziomu [30].

od siebie głowice – po jednej na każdą burtę. W celu uniknięcia wzajemnego zakłócania się głowic stosuje się separację czasową nadawanych impulsów, dla głowic pracujących na jednakowej częstotliwości. Innym rozwiązaniem jest zastosowanie różnych częstotliwości pracy dla każdej głowicy (tab. 2.1).

Zaletą echosondy interferometrycznej była niewątpliwie prostota budowy układu pomiarowego – w najprostszym wariantcie dla prawidłowej pracy wystarczy jedynie jeden element nadawczo-odbiorczy. W czasie opracowania echosond interferometrycznych, dobre parametry dokładności uzyskiwano dla kątów znacznie przekraczających możliwości ówczesnych echosond wielowiązkowych. Zwielo-



Rys. 2.3. Przykład identyfikacji maksimów interferometrycznych. Kolorem jasnoszarym oznaczono charakterystykę kierunkową anteny nadawczej. $d = 4, 5\lambda$, a) Charakterystyka kierunkowa anteny odbiorczej – suma sygnałów, b) Interferogram sumy sygnałów, c) Interferogram iloczynu sygnałów, d) Charakterystyka kierunkowa anteny odbiorczej – różnica sygnałów, e) Interferogram różnicy sygnałów, f) Interferogram iloczynu sygnałów z inwersją znaku jednego z sygnałów.

2.4. ECHOSONDY INTERFEROMETRYCZNE

Tab. 2.1. Parametry badawczych systemów interferometrycznych
[17, 66, 73, 82, 98, 99, 115].

Lp.	System (Rok prod.)	Częst. [kHz]	Liczba elem. odb. N	d	Szer. impulsu*
1.	Telesounding (1974)	250 (LB, PB)	1** 2	$33/60\lambda$ 33λ	$1^\circ \times 35^\circ$
2.	Bathyscan (1982)	300 (LB, PB)	2	10λ (LB), 11λ (PB)	$1^\circ \times 50^\circ$
3.	TOPO-SSS (1982)	160 (LB, PB)	2	$1,9\lambda$	$1^\circ \times 25^\circ$
4.	SeaMARC II (1983)	11 (LB) 12 (PB)	2	$0,5\lambda$	$2^\circ \times 45^\circ$
5.	SeaMARC/S (1985)	150 (LB, PB)	3	λ	$2^\circ \times 55^\circ$
6.	SeaMARC/R (1989)	11 (LB) 12 (PB)	2	$0,5\lambda/$	$2^\circ \times 45^\circ$
7.	SYSTEM120 (1989)	120 (LB, PB)	3	λ	$2^\circ \times 55^\circ$
8.	SeaMARC TAMU (1990)	11 (LB) 12 (PB)	3	$0,45\lambda$	$2^\circ \times 50^\circ$
9.	SYSTEM09 (1990)	9 (LB) 10 (PB)	2	$0,8\lambda$	$2,5^\circ \times 65^\circ$
10.	GLORI-B (1992)	6, 8 (LB) 6, 3 (PB)	2	$0,7\lambda$	$2,7^\circ \times 35^\circ$
11.	Deepscan (1999)	60/120 (LB, PB)	3	$0,8\lambda$	$1,5^\circ \times 50^\circ$

* W płaszczyźnie horyzontalnej x wertykalnej.

** Wersja z reflektorem.

krotnienie liczby jednocześnie uzyskiwanych pomiarów (liczby maksimum\minimów) uzyskiwało się poprzez dobór odpowiedniej charakterystyki nadawczej oraz odległości między elementami odbiorczymi (im większa odległość, tym więcej prążków).

Główną wadą echosondy interferometrycznej jest jej zdolność do określania jednocześnie jedynie jednego kierunku sygnału echa. W przypadku występowania więcej niż jednego źródła odbicia (np. dodatkowego odbicia od powierzchni wody, bezpośredniego lub pośredniego) prążki na interferogramie zostają zniekształcone i położenia maksimum mogą być określone z błędem. Pomiarów można było prowadzić jedynie wykorzystując holowaną w toni wodnej platformę i tylko na obszarach głębokowodnych. Dzięki zastosowaniu takiego rozwiązania wpływ odbicia od powierzchni wody był ograniczony. Pewnym ograniczeniem echosondy interferometrycznej jest brak możliwości kontroli kierunków, w których sondowane jest dno. Cechą charakterystyczną wszystkich rozwiązań klasycznej interferometrii jest również konieczność przypisania każdemu prążkowi numeru porządkowego n_p (rys. 2.3 b, c, e i f). Dopiero wówczas można przypisać każ-

demu maksimum określoną parę współrzędnych uzyskując w ten sposób punkty pomiaru dna. Proces identyfikacji maksimum wymagał na ogół udziału operatora przetwarzającego dany obraz na model przestrzenny. Proces ten realizowany był manualnie i w związku z powyższym był niezwykle czasochłonny [62]. Ponadto, w celu ułatwienia identyfikacji przypisania prążków do numerów porządkowych, wymagana była dodatkowa informacja o aktualnej głębokości bezpośrednio pod głowicą echosondy (np. z echosondy pionowej).

2.4.2. Interferometria różnicowa

Metody klasycznej interferometrii bazowały na przetwarzaniu sygnałów analogowych. Otrzymanie pożądaných wyników pomiarów wymagało udziału operatora i długotrwałego ich przetwarzania po zakończeniu pomiarów (ang. *postprocessing*). Wraz ze wzrostem dostępności procesorów numerycznych o dużej mocy obliczeniowej oraz opracowaniem nowych technologii do produkcji przetworników hydroakustycznych, możliwe stało się wykorzystanie cyfrowych technik przetwarzania sygnału. Otworzyło to drogę do automatycznego otrzymywania informacji o kierunku źródła echa na podstawie zależności fazowych pomiędzy sygnałami. Wyznaczenie różnicy faz $\Delta\phi$ pomiędzy elementami odbiorczymi jest podstawą batymetrycznych systemów interferometrii różnicowej (ang. *Bathymetric sidescan sonar – BSS*):

$$\Delta\phi_{12}(t) = \phi_2(t) - \phi_1(t) \quad (2.3)$$

gdzie ϕ_1 i ϕ_2 są fazami zmierzonymi odpowiednio w R_{X1} i R_{X2} . W poprzednich, klasycznych rozwiązaniach różnica fazy była ustalona na stałe jako wielokrotność 2π . Zastosowanie demodulacji kwadraturowej [72] umożliwia wyznaczenie różnicy fazy $\Delta\phi_{12}(t)$ dla dowolnej chwili t i na jej podstawie określanie kąta θ :

$$d \sin(\theta(t)) = \frac{\Delta\phi_{12}(t) + 2\pi n_p}{k}, k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.4)$$

gdzie n_p tak jak poprzednio jest numerem prążka interferometrycznego, $\Delta\phi_{12}$ jest różnicą faz pomiędzy elementami odbiorczymi, a k jest liczbą falową. W przypadku gdy $d \leq \lambda/2$, niezależnie od kierunku echa zależność pomiędzy zmierzoną różnicą faz, a określonym kierunkiem jest jednoznaczna i w rezultacie $n_p = 0$; W przeciwnym przypadku, gdy $d > \lambda/2$, ponownie konieczne jest rozwiązanie problemu niejednoznaczności fazy. Proces ten polega na przypisaniu do każdej zmierzonej różnicy faz wartości całkowitej analogicznie do przypisywania numerów prążkom interferometrycznych w podrozdziale 2.4.1. Jednym ze sposobów ograniczenia niejednoznaczności fazy jest tzw. metoda Vernier'a [18, 20, 115]. Stosuje się ją w przypadku, gdy niemożliwe jest umieszczenie elementów odbiorczych w odległości $d \leq \lambda/2$ (np. ze względu na zakłócanie się wzajemne elementów

2.4. ECHOSONDY INTERFEROMETRYCZNE

odbiorczych lub też ograniczenia wynikające z ich fizycznych rozmiarów). Polega ona na wykorzystaniu dodatkowego, trzeciego elementu odbiorczego i utworzeniu dwóch sąsiadujących ze sobą par elementów odbiorczych (rys. 2.2.c). Dzięki dodatkowej parze, na podstawie pomiarów faz ϕ_{12}, ϕ_{23} , możliwe jest wyeliminowanie niejednoznaczności fazy [67].

Metody różnicowe (ang. *Phase Difference Interferometry* – PDI) były szeroko stosowane w badaniu głębokości oceanów [15, 16, 70, 51]. W systemach typu SeaMarc II, czy TOPO-SSS przetworniki zamontowane były na holowanej platformie (tab. 2.1). Dzięki takiemu rozwiązaniu ograniczano wpływ sygnałów odbitych do powierzchni wody. Innym sposobem ograniczenia wpływu powierzchni wody było odpowiednie ukształtowanie charakterystyki kierunkowej wiązki nadawczej oraz stosowanie dodatkowych przegród [19]. Liczba otrzymywanych jednocześnie próbek wynosiła na ogół kilka tysięcy i z reguły nie przekraczała 5000. Inaczej niż w klasycznej interferometrii, liczba próbek dna nie jest zależna od odległości między elementami odbiorczymi, a od odstępu czasu między kolejnymi próbkami sygnału i ustalonym zakresem obserwacji. Liczbę próbek dna uzyskiwaną za pomocą jednego impulsu można w dużym uproszczeniu traktować jako odpowiednik liczby wiązek w echosondzie wielowiązkowej.

Zaletą interferometrii różnicowej była możliwość uzyskania bardzo dużej liczby próbek dna za pomocą dwóch lub trzech elementów odbiorczych. Dodatkowo podobnie jak w przypadku klasycznej interferometrii możliwe było uzyskanie bardzo szerokiego pasa przeszukiwania o zakładanej dokładności, przekraczającego możliwości ówczesnych echosond wielowiązkowych. Przekładało się to na dużą efektywność pracy na obszarach oceanicznych.

Pomimo rozwiązania niektórych wad klasycznej interferometrii poprawna praca echosondy różnicowej jest możliwa jedynie w przypadku występowania jednego źródła odbicia. Dodatkowo pomiary interferometryczne charakteryzują się zmienną gęstością liniową próbek wzdłuż osi poprzecznej x . Liniowa gęstość próbek zależy od okresu próbkowania i jest najmniejsza bezpośrednio pod jednostką pomiarową (w nadirze). Gęstość liniowa próbek zwiększa się wraz ze wzrostem odległości bocznej. Ponadto dokładność danych w nadirze jest dużo gorsza niż dla ech przychodzących z kierunku osi anteny odbiorczej. W związku z powyższym w celu uzyskania równomiernego pokrycia danych, konieczne było stosowanie dodatkowych profili umożliwiających wyrównanie gęstości pomiarów. Początkowo, wadą tego rozwiązania była konieczność zastosowania w odbiorniku procesorów obliczeniowych o dużej mocy w celu uzyskania reprezentacji sygnału w postaci analitycznej (zespolonej) oraz przetworzenia i zapisania dużej jak na możliwości ówczesnej technologii większej liczby próbek. W związku z powyższym sygnał odebrany w czasie pomiarów był jedynie rejestrowany, a jego przetwarzanie odbywało się po zakończeniu kampanii pomiarowej. Wraz z rozwojem technologii przetwarzania cyfrowego i znaczącym wzrostem mocy obliczeniowej procesorów

Tab. 2.2. Parametry wybranych interferometrycznych systemów batymetrycznych (echosond wielofazowych).

Lp.	System	Częst. [kHz]	N	d	Szer. impulsu [$^{\circ} \times ^{\circ}$]
1.	Klein Hydrochart 3500/5000	455 (LB, PB)	4/5	$\approx 0,5\lambda$	0, 4 x 120
2.	ITER Systems Bathyswath-2	117, 234, 468 (LB, PB)	4	$\approx 0,5\lambda$	0, 85; 0, 55; 0, 55 x 140
3.	Kongsberg Geoswath	125, 250, 500 (LB, PB)	4	$\approx 0,5\lambda$	0, 85; 0, 75; 0, 5 x 120
4.	Teledyne Benthos C3D*	200 (LB, PB)	6	$\approx 0,5\lambda$	1 x 100
5.	EdgeTech 4600	230, 540 (LB, PB)	8	$\approx 0,5\lambda$	0, 64; 0, 5 x 100
6.	EdgeTech 6205/6205s	230, 550 (LB, PB)	10	$\approx 0,5\lambda$	0, 7; 0, 5 x 100

* System nie jest już produkowany.

cyfrowych oraz spadkiem ich ceny wada ta przestała być ograniczeniem, a wyniki można było otrzymywać w czasie rzeczywistym.

2.4.3. Wielofazowa echosonda interferometryczna

Poprawę dokładności pomiarów głębokości, można uzyskać różnymi sposobami. Jedną z możliwości jest zastosowanie większej liczby równomiernie rozmieszczonych elementów odbiorczych (rys. 2.2.d). Przy czym, w celu uniknięcia niejednoznaczności pomiarów, nadal powinien pozostać spełniony warunek $d \leq \lambda/2$. W ten sposób można otrzymać jednocześnie kilka pomiarów różnicy fazy w zależności od wybranej kombinacji par elementów odbiorczych. Ostateczny wynik pomiaru otrzymuje się poprzez obliczenie wartości średniej z wyznaczonych różnic faz. Metoda ta pozwalała również na oszacowanie dokładności pomiaru na podstawie wariancji otrzymanych wyników. Jednak metoda ta działa poprawnie wyłącznie w sytuacji, kiedy występuje jedno echo od dna lub też odbicie z innych kierunków ma znacznie mniejszą amplitudę niż główne źródło odbicia.

Dzięki zwiększeniu liczby elementów odbiorczych (tab. 2.2.) możliwe stało się zastosowanie zupełnie innego niż dotychczas schematu przetwarzania sygnału. Sytuacja taka nie ma jednak miejsca w przypadku pomiarów płytkowodnych⁵, dla których cechą charakterystyczną jest występowanie odbić wielokrotnych gdyż zasięg obserwacji znacznie przekracza głębokość akwenu. W przypadku, gdy liczba elementów odbiorczych jest większa do liczby sygnałów echa możliwe staje się zastosowanie tzw. zaawansowanych metody wyznaczania kierunków echa [12, 55, 85, 109]. W metodach tych kierunki i amplitudy wszystkich zidentyfikowa-

⁵W praktyce pomiarów batymetrycznych za obszar płytkowodny można przyjąć awen przybrzeżny o głębokości poniżej 20 m lub akwen portowy lub rzeczny.

nych sygnałów ech traktujemy jako poszukiwane wartości. Istotą tej grupy metod jest zastosowanie odpowiedniego modelu sygnału odebranego, a następnie takie wyznaczenie jego parametrów, aby spełnione było z góry ustalone kryterium. Dodatkowo, nadmiarowe obserwacje wykorzystuje się do poprawy dokładności estymacji parametrów modelu, a co za tym idzie poprawy dokładności określania kierunków ech. Zasada pomiaru kierunku w echosondzie wielofazowej zostanie szczegółowo przedstawiona w rozdziale 4.

Echosondy interferometryczne, wykorzystujące nadmiarowe pomiary, osiągnęły w latach 90-tych XX w. taki poziom zaawansowania i dokładności pomiarów, że zaczęły być produkowane i dostępne jako gotowe zestawy tj. wielofazowe echosondy interferometryczne (ang. *MultiPhase Echo Sounder* – MPES). Systemy te stały się równoprawną alternatywą dla systemów echosond wielowiązkowych. W szczególności, ze względu na większy zakres mierzonych kątów w stosunku do echosondy wielowiązkowej (tab. 2.2), systemy te charakteryzują się większą wydajnością pracy w akwenach płytkowodnych. Dla akwenów o głębokościach w przedziale 2-20 m uzyskiwane szerokości akceptowalnego pasa przeszukiwania mieszczą się na ogół w przedziale 8-12 krotności głębokości [25].

Zastosowane w interferometrycznych systemach batymetrycznych rozwiązania pozwoliły na montaż anten odbiorczych w dnie kadłuba jednostek pomiarowych lub też na specjalnych stelażach montowanych przy bucie lub na dziobie. Montaż taki, w stosunku do systemów holowanych, pozwala na bardziej precyzyjne pozycjonowanie otrzymanych próbek dna i spełnienie najbardziej rygorystycznych wymagań odnoszących się do dokładności pomiarów hydrograficznych [43].

2.4.4. Sonar boczny, a echosonda interferometryczna

Równoległe do echosond rozwijane były systemy sonarów bocznych [8, 96]. Sonar boczny (holowany lub montowany na burcie kadłuba statku) jest urządzeniem służącym do obrazowania dna morskiego. Istota jego działania polega na wysyłaniu impulsów akustycznych, a następnie rejestrowaniu amplitudy sygnałów echa odbitych od dna i powracających do anteny nadawczo-odbiorczej. Kolejne odebrane sygnały echa przetwarzane są na obraz sonarowy – sonogram. Sonogram pozwala na uzyskanie informacji o obiektach znajdujących się na dnie, morfologii dna oraz rodzaju osadów dennych.

W przeciwieństwie do echosond, sonar boczny nie pozwala na uzyskanie informacji od głębokości akwenu. Sonar boczny składa się na z dwóch prostokątnych przetworników akustycznych umieszczonych na burtach. Przetworniki te są pochylone w stosunku do poziomu (rys. 2.4). Szerokość wiązki nadawczej i odbiorczej jest jednakowa i wynosi na ogół 50-60°. Pierwsze echosondy interferometryczne były *de facto* modyfikacją sonaru bocznego, polegającej na zastosowaniu dodatkowego przetwornika odbiorczego lub przegrody w celu wykorzystania interferencji

fal akustycznych do pomiaru głębokości. Wszystkie obecnie produkowane interferometryczne systemy pomiarowe posiadają możliwość jednoczesnego generowania sonogramów i rejestrowania głębokości. Uzyskany w ten sposób zestaw danych ułatwia interpretację i filtrację wyników pomiarów.

2.5. Tendencje rozwojowe metod pomiarów batymetrycznych

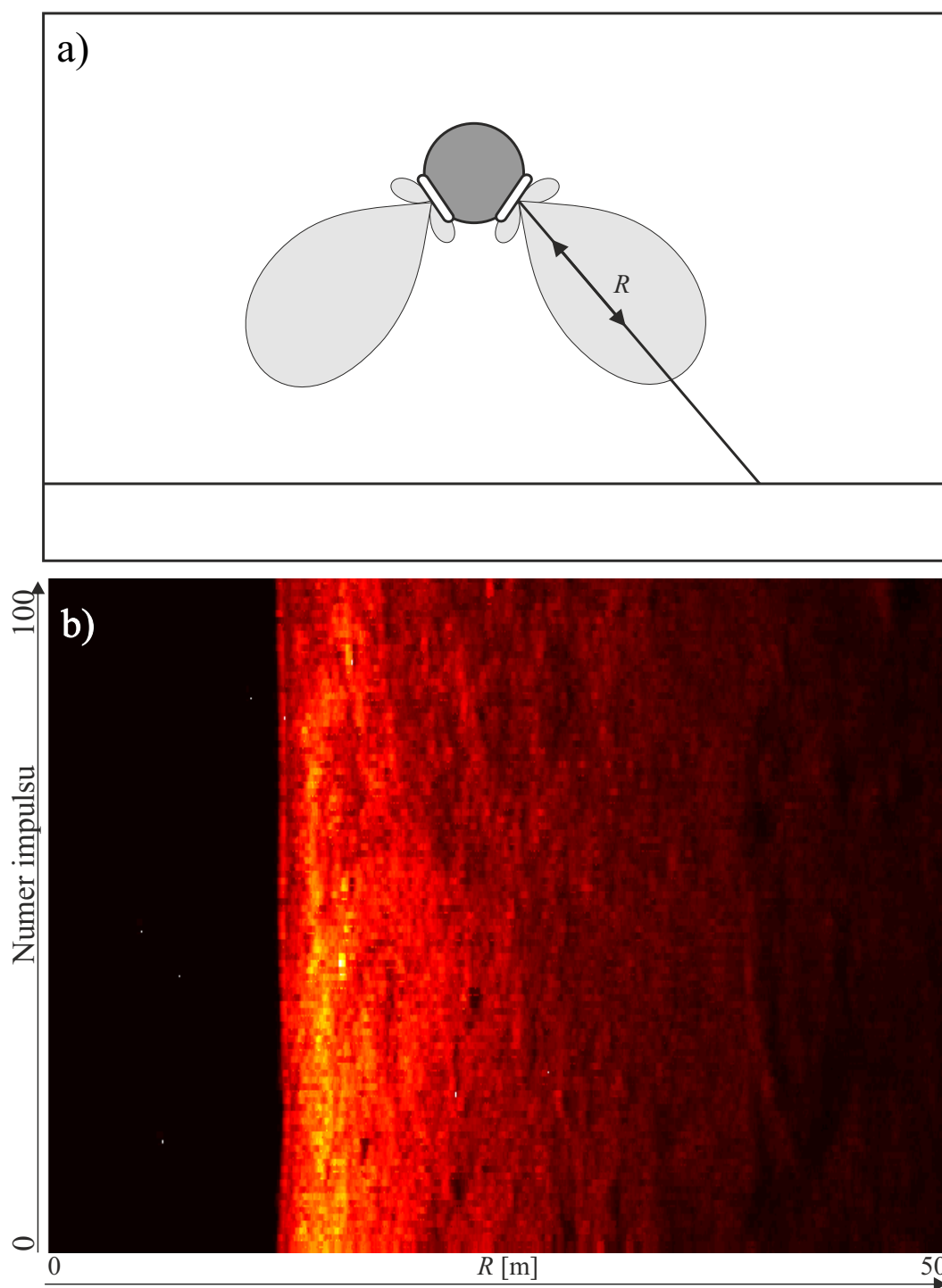
Oprócz opisanych w niniejszym rozdziale zasadniczych urządzeń do pomiarów głębokości, powstały również inne akustyczne i nieakustyczne urządzenia oraz techniki pomiarowe. Większość z nich jest dopiero w fazie testów lub rozwoju. Szczegóły tych metod nie zostaną jednak omawiane w niniejszej pracy, a zostaną one wymienione jedynie dla kompletności charakterystyki metod możliwych obecnie do wykorzystania dla określania głębokości akwenu.

Pewnym szczególnym przykładem zaawansowanych metod określania kierunku są interferometryczne systemy z syntetyczną aperturą (ang. *Interferometric Synthetic Aperture Sonar – InSAS*) [112, 34, 36]. Istotą tej metody jest integracja (synteza) sygnałów zarejestrowanych w różnych punktach przestrzeni. W ten sposób tworzy się “wirtualną” antenę o liczbie elementów odbiorczych i wymiarach większych niż w wykorzystanej “fizycznej” antenie odbiorczej. Rozwiązanie takie pozwala na uzyskanie obrazu sonarowego o stałej szerokości liniowej w płaszczyźnie horyzontalnej. Eliminuje to problem pogorszenia rozdzielczości systemów batymetrycznych wraz ze wzrostem zasięgu obserwacji [119].

W celu uzyskania poprawy dokładności echosondy wielowiązkowej opracowane metody zostały hybrydowe, które łączą zalety wielofazowej echosondy interferometrycznej i echosondy wielowiązkowej. Takie połączenie metod pomiaru umożliwia wyeliminowanie niektórych wad poszczególnych rozwiązań [65, 117]. Innym sposobem poprawy dokładności określania głębokości jest zastosowanie impulsów z modulacją częstotliwości lub kodowanych cyfrowo [92, 93]. Autor niniejszej rozprawy realizował badania mające na celu poprawę dokładności dzięki zastosowaniu Zmodyfikowanej Metody Prony’ego, których najważniejsze wyniki zaprezentowane zostały w 5 publikacjach naukowych [26, 27, 28, 29, 31].

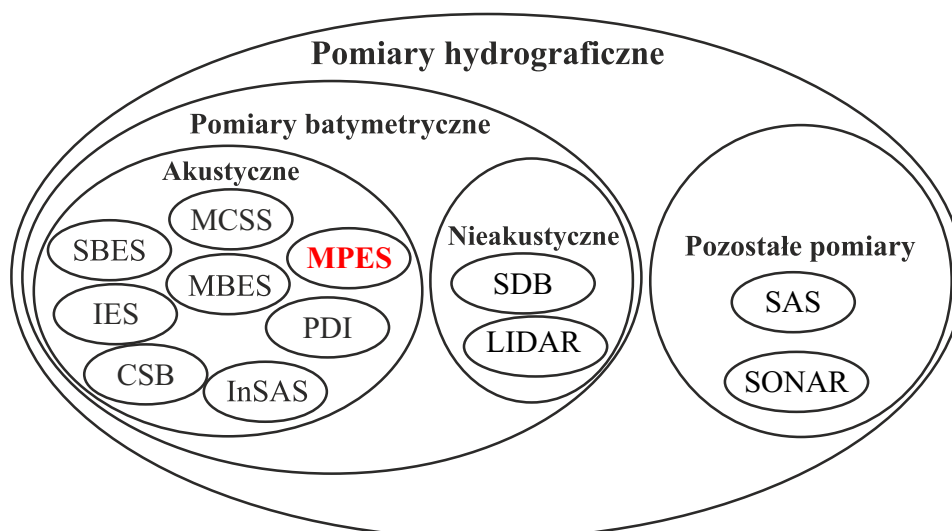
Coraz liczniejszą grupę urządzeń stanowią nieakustyczne systemy pomiarowe. Wśród nich można wyróżnić metody LIDAR oraz satelitarne metody batymetryczne (ang. *Satellite Derived Bathymetry – SDB*), które bazują na właściwościach propagacji fal elektromagnetycznych tj. lasera lub światła widzialnego. Ciekawym rozwiązaniem jest również tzw. batymetria grupowa (ang. *CrowdSourced Bathymetry – SCB*). W tej propozycji dane z echosond pochodzą od echosond pionowych zamontowanych na statkach handlowych. Dane z wielu statków poruszających się po tym samym akwenu są przetwarzane w celu uzyskania ogólnego obrazu dna [77].

2.5. TENDENCJE ROZWOJOWE METOD POMIARÓW BATYMETRYCZNYCH



Rys. 2.4. Zasada działania sonaru. a) Rozmieszczenie przetworników akustycznych sonaru. b) Przykładowy obraz sonarowy.

Opisane w niniejszym rozdziale urządzenia zostały zestawione na rys. 2.5. Obecnie wiodącą rolę w batymetrycznych pełnią echosondy wielowiązkowe, natomiast wielofazowe echosondy interferometryczne zyskują na popularności, ze względu na konkurencyjną cenę oraz niewielkie gabaryty. Mniejsze wymiary oraz wymagania zasilania, są również zaletą do stosowania echosond interferometrycz-



Rys. 2.5. Uproszczona klasyfikacja urządzeń do pomiarów hydrograficznych dna. nych w autonomicznych pojazdach nawodnych i podwodnych.

2.6. Podsumowanie

Równoległe do powstania echosondy wielowiązkowej powstały i były rozwijane różne warianty echosondy interferometrycznej. Ciągłe modyfikowanie i ulepszanie jej konstrukcji doprowadziło do powstania wielofazowej echosondy interferometrycznej, która jest obecnie jednym z wielu urządzeń służących do pomiaru głębokości. W trakcie rozwoju echosondy interferometrycznej nastąpił przede wszystkim wzrost liczby elementów odbiorczych oraz zmniejszenie odległości między nimi. Dzięki tym modyfikacjom możliwe stało się zastosowanie zaawansowanych metod określania kierunku i praca urządzenia w warunkach występowania wielu źródeł echa (w szczególności na akwenach płytkowodnych). Podstawową zaletą wielofazowej echosondy interferometrycznej w stosunku do echosondy wielowiązkowej jest prostsza budowa anteny odbiorczej. Prostota anteny pomiarowej musi być jednak skompensowana przez bardziej złożony i zaawansowany, niż w przypadku echosondy wielowiązkowej, algorytm przetwarzania sygnału. Zasada działania wielofazowej echosondy interferometrycznej zostanie przedstawiona w dwóch kolejnych rozdziałach.

3. Zasada działania echosondy interferometrycznej

Interferometryczne systemy batymetryczne należą do szerokiej grupy akustycznych systemów batymetrycznych, czyli systemów służących do pomiaru głębokości akwenu przy wykorzystaniu fal hydroakustycznych. Zasadniczą różnicą pomiędzy poszczególnymi systemami jest rodzaj wykorzystanej w nich echosondy, sposób jej zamontowania oraz liczba i rodzaj podłączonych do nich urządzeń dodatkowych i opcjonalnych [42, 75, 91]. W zależności od częstotliwości pracy echosondy różnicowany jest również maksymalny zasięg pracy echosondy, jej przeznaczenie i maksymalna rozdzielczość otrzymanego obrazu dna. W kolejnych podrozdziałach scharakteryzowane zostały poszczególne elementy systemu batymetrycznego ze szczególnym uwzględnieniem budowy i zasady działania wielofazowej echosondy interferometrycznej.

3.1. Miejsce i rola echosondy w systemie batymetrycznym

System batymetryczny można zdefiniować jako układ urządzeń i zależności między nimi, służący do pomiaru rozkładu głębokości akwenu. Zebrane przez system dane pozwalają na tworzenie numerycznego modelu dna, który jest podstawą do tworzenia map danego obszaru morskiego.⁶ Systemy te zaliczane są do aktywnych systemów hydrolokacyjnych [91]. Złożoność i stopień integracji współczesnych systemów batymetrycznych jest bardzo zróżnicowany, jednakże w składzie niemal każdego systemu możemy wyróżnić:

1. Konsolę operatora.
2. Echosondę.
3. Wyposażenie dodatkowe.
4. Wyposażenie opcjonalne.

Schemat współdziałania poszczególnych elementów przedstawiono na rys. 3.1. Poniżej scharakteryzowano poszczególne elementy systemu batymetrycznego.

Konsola operatora, rozumiana jako komputer z zainstalowanym na nim specjalistycznym oprogramowaniem hydrograficznym, ma za zadanie integrować

⁶Numerycznym modelem dna nazywamy model przestrzenny naturalnie ukształtowanej powierzchni dna morskiego wraz ze znajdującymi się na nim obiektami pochodzenia naturalnego lub antropologicznego. Zebrane punkty pomiarowe wraz z algorytmem interpolacji danych pomiędzy tymi punktami tworzą numeryczny model przestrzenny [41].

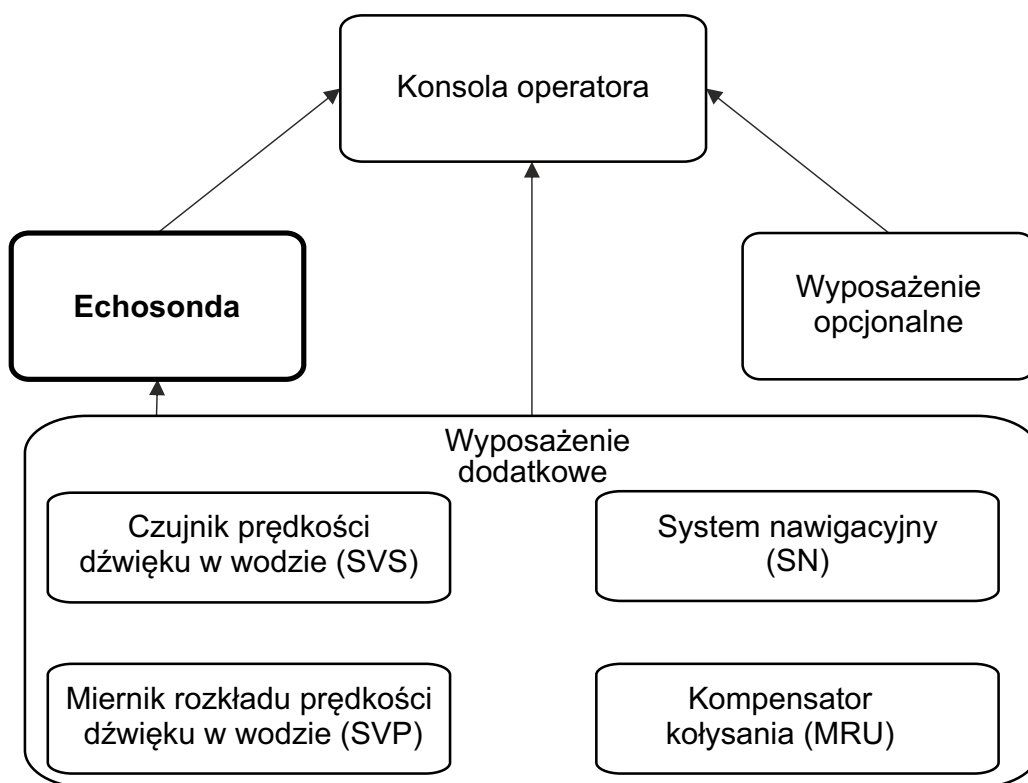
w czasie rzeczywistym dane pochodzące z podłączonych do niej urządzeń, w celu otrzymania punktów pomiaru głębokości. Konsola operatora ma za zadanie również sterowanie parametrami pracy podłączonych do niej urządzeń i monitorowanie stanu ich pracy. W konsoli zapisywane są również wszystkie ustawienia konfiguracyjne, w tym względne położenie w przestrzeni poszczególnych elementów systemu oraz wykorzystywane przez nie protokoły cyfrowej wymiany danych. Dodatkowym zadaniem konsoli operatora jest generowanie wskazań do sterowania platformą pomiarową po wskazanym profilu lub trasie oraz monitorowania postępu prowadzonych prac.

W przypadku gdy system batymetryczny przeznaczony jest do pracy autonomicznej tj. w automatycznym trybie sterowania, konsola operatora rozszerzona jest o zdalny pulpit sterowania i kontroli. Zadanie sterowania pojazdem autonomicznym przejmuje dodatkowy moduł w oprogramowaniu układu sterowania, kontroli i zasilania pojazdu. Konsola operatora spełnia wówczas dodatkowe zadania programowania tzw. misji pojazdu autonomicznego i zdalnego jej uruchamiania. Po zakończeniu misji (sesji pomiarowej) zarejestrowane dane przenoszone są na konsolę operatora w celu ich dalszego przetwarzania. W trakcie procesu rejestracji pomiarów, w zależności o rodzaju pojazdu autonomicznego istnieje ciągła lub ograniczona możliwość kontroli pracy parametrów echosondy.

Echosonda ma za zadanie dostarczanie dyskretnych próbek głębokości (podrozdz. 3.2). Antena nadawczo-odbiorcza echosondy może być przymocowana do kadłuba platformy pomiarowej lub może też być holowana w toni wodnej. Echosonda może również znajdować się na pokładzie zdalnie sterowanych pojazdów podwodnych (ang. *Remotely Operated Vehicle* – ROV) lub autonomicznych pojazdów podwodnych i nawodnych (ang. *Autonomous Underwater Vehicle* – UAV, *Autonomous Surface Vehicle* – ASV). Sposób mocowania echosondy ma wpływ między innymi na wybór systemu nawigacyjnego, który zapewni odpowiednią dokładność pozycjonowania dla danego zastosowania [43].

Wyposażenie dodatkowe ma za zadanie dostarczenie danych niezbędnych do prawidłowej pracy echosondy oraz umiejscowienia w czasie i przestrzeni wskazań echosondy.⁷ Dane z wyposażenia dodatkowego wykorzystywane są przez oprogramowanie hydrograficzne do przypisania każdej dyskretnej próbce głębokości współrzędnych w przyjętym systemie odniesienia przestrzennego. **System nawigacyjny** (SN) ma za zadanie dostarczenie pozycji i kursu platformy pomiarowej. W skład SN obecnie wchodzi na ogół kompas satelitarny wykorzystujący jeden lub więcej globalnych systemów pozycjonowania (ang. *Global Navigational Satellite System* – GNSS), służący do określania pozycji, prędkości i kursu platformy pomiarowej. Ponadto jednym z głównych zadań SN jest dostarcza-

⁷Niezbędnych jest 7 współrzędnych do określania położenia osi anteny echosondy w geoprzestrzennym układzie odniesienia – 3 współrzędne położenia anteny w przyjętym układzie odniesienia, 3 kąty orientacji osi anteny akustycznej echosondy względem osi układu odniesienia oraz moment pomiaru – czas.



Rys. 3.1. Elementy systemu batymetrycznego. Strzałki przedstawiają kierunek przepływu danych zebranych przez poszczególne urządzenia.

nie sygnału podstawy czasu, który jest wykorzystywany przez konsolę operatora i echosondę do precyzyjnej synchronizacji danych pochodzących z różnych urządzeń. W przypadku systemów niezamontowanych na stałe do platformy pomiarowej tj. holowanych, ROV, UAV, konieczne jest dowiązanie pozycji anteny echosondy do pozycji jednostki pomiarowej lub innego precyzyjnie zdefiniowanego punktu odniesienia. Wykorzystuje się w tym celu urządzenia hydroakustycznej nawigacji podwodnej lub inercyjne urządzenia nawigacyjne, które wchodzi w skład systemu nawigacyjnego. **Kompensator kołysania** (ang. *Motion Reference Unit* – MRU) umożliwia określanie zmian położenia kąтового osi anteny echosondy w przestrzeni, które wywołane są falowaniem i ruchem platformy pomiarowej. Kompensator określa między innymi przechyły wzdłużne i poprzeczne, względem osi głównych platformy oraz położenie platformy pomiarowej względem średniego poziomu wody tzw. nurzanie pionowe. **Czujnik prędkości dźwięku w wodzie** (ang. *Sound Velocity Sensor* – SVS) mierzy prędkość dźwięku bezpośrednio przy antenie echosondy. Wartość prędkości dźwięku ma wpływ na długość fali akustycznej dla danej częstotliwości pracy i jest niezbędna do obliczenia kierunku padania sygnału echa na antenę odbiorczą (rozdział 4). **Miernik rozkładu prędkości dźwięku w wodzie** (ang. *Sound Velocity Profiler* – SVP) służy do ciągłego lub dyskretnego pomiaru pionowego rozkładu prędkości dźwięku w wodzie. Profil rozkładu prędkości pozwala na oszacowanie biegu promieni dźwięku w wodzie oraz korektę położenia i głębokości poszczególnych próbek

dna względem anteny (podrozdz. 3.2).

Oprócz wyposażenia dodatkowego, niezbędnego do prawidłowej pracy systemu hydrograficznego, wykorzystywane może być również **wyposażenie opcjonalne**. Zadaniem wyposażenia opcjonalnego jest generowanie dodatkowych pomiarów określonych wielkości fizycznych lub odbiór danych niedostępnych bezpośrednio dla jednostki pomiarowej. Dane te mogą być wykorzystane np. do poprawy dokładności pracy systemu nawigacyjnego (tzw. poprawki ze stacji referencyjnej) lub korektę zmierzonej głębokości o wartość wysokość pływów morskich w rejonie prac. Urządzenia opcjonalne mogą również służyć do automatycznego zapisu kopii zapasowych zarejestrowanych danych, które mogą zostać odzyskane w przypadku uszkodzenia konsoli operatora.

Współdziałanie wszystkich wymienionych powyżej, elementów systemu batymetrycznego, połączone z odpowiednimi procedurami, pozwala na uzyskiwanie pomiarów o założonej dokładności określania pozycji i głębokości [43]. Każdy element systemu batymetrycznego wpływa na dokładność otrzymywanych próbek dna [7, 32, 76]. Wpływ na dokładność systemu ma również jego prawidłowa konfiguracja i synchronizacja danych z poszczególnych urządzeń. W niniejszej pracy rozważana jest jedynie dokładność wskazań wielofazowej echosondy interferometrycznej, zaś wpływ pozostałych elementów systemu batymetrycznego na dokładność ostatecznie otrzymywanej głębokości i nie będzie rozpatrywany.

3.2. Zasada pomiaru głębokości w systemach batymetrycznych

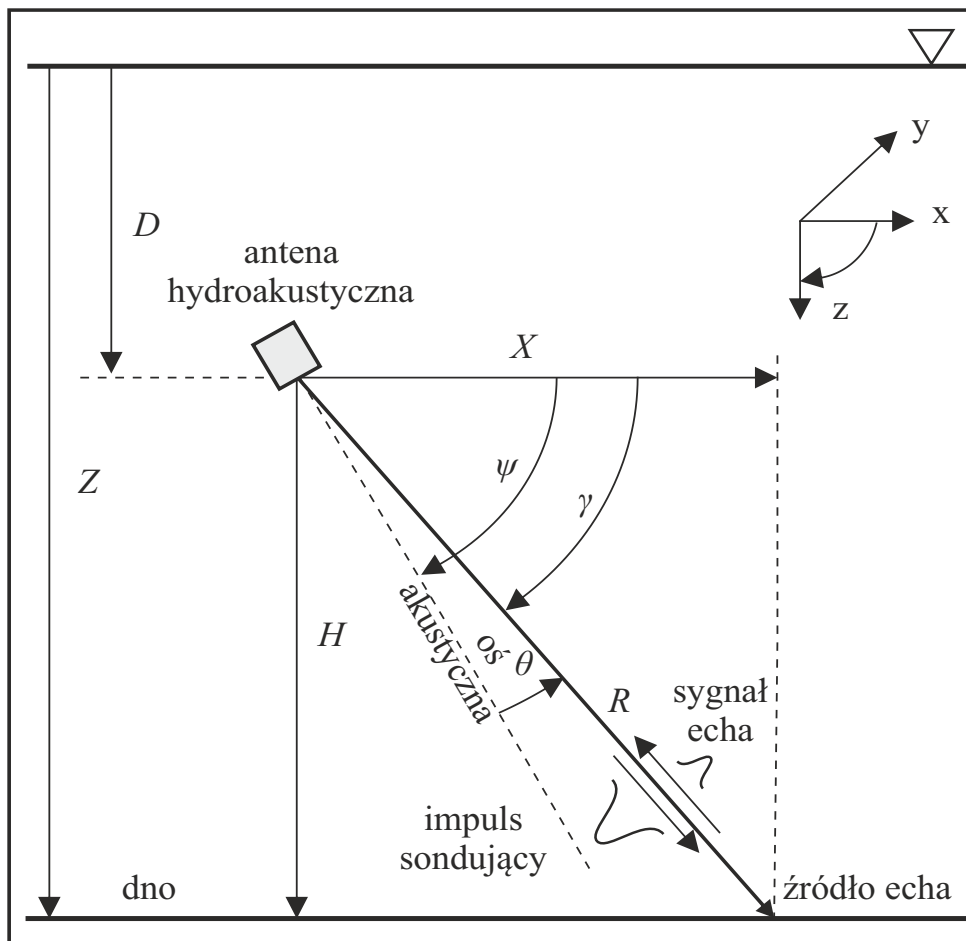
Echosonda określa głębokość przy pomocy impulsów akustycznych, które po wyemitowaniu z anteny nadawczej rozprzestrzeniają się w środowisku wodnym. Po odbiciu od dna ich echa powracają do anteny odbiorczej (rys. 3.2)[91]. Położenie źródła echa dna określa z zależności [91]:

$$H = R \cdot \sin \gamma = \frac{ct}{2} \sin (\psi + \theta) \quad (3.1a)$$

$$X = R \cdot \cos \gamma = \frac{ct}{2} \cos (\psi + \theta) \quad (3.1b)$$

$$Z = D + H \quad (3.1c)$$

3.2. ZASADA POMIARU GŁĘBOKOŚCI W SYSTEMACH BATYMETRYCZNYCH



Rys. 3.2. Istota określania głębokości przez hydroakustyczny system batymetryczny. Rzut w płaszczyźnie z-x – prostopadłej do głównej osi symetrii platformy pomiarowej. ▽ – poziom powierzchni wody [91].

gdzie:

- H – zmierzona głębokość;
- X – odległość poprzeczna;
- D – zanurzenie anteny echosondy;
- Z – głębokość akwenu;
- R – odległość skośna;
- c – prędkość dźwięku w wodzie;
- t – czas od nadania impulsu sondującego do odbioru sygnału echa;
- γ – kąt pomiędzy linią poziomą, a kierunkiem propagacji echa sygnału;
- ψ – kąt pochylenia osi akustycznej anteny echosondy względem poziomu;
- θ – kąt pomiędzy osią akustyczną anteny echosondy, a kierunkiem propagacji sygnału echa.

Zadaniem każdej echosondy jest wyznaczanie par parametrów (t, θ) , które umożliwiają obliczenie położenia dyskretnych (punktowych) próbek rozkładu głębokości akwenu [91]. Pozostałe zmienne w równaniach (3.1) uzyskiwane są ze wskazań urządzeń dodatkowych – SVP, MRU oraz z ustawień w plikach konfiguracyjnych.

Istotnym uproszczeniem we wzorach (3.1a) i (3.1b) jest założenie, że rozkład prędkości dźwięku w wodzie jest homogeniczny ($c = const$). W rzeczywistości prędkość dźwięku w wodzie podlega zmianom zarówno w funkcji głębokości, położenia anteny echosondy jak i czasu pomiaru [9, 74, 100]. W systemach batymetrycznych, wykorzystujących częstotliwości akustyczne powyżej 10kHz, stosuje się model propagacji fali akustycznej wykorzystujący promienie dźwięku (analogicznie do promieni światła)[50]. Niejednorodność rozkładu prędkości dźwięku w wodzie powoduje refrakcję tj. uginanie się promieni dźwięku w kierunku niższej prędkości dźwięku, a w rezultacie nieliniowy kształt promieni dźwięku [9, 24, 46, 74]. Informację o przestrzennym rozkładzie prędkości dźwięku w wodzie, można wykorzystać do korekty obliczonych ze wzorów (3.1) wartości H i X tak by odpowiadały rzeczywistemu położeniu źródła echa fali akustycznej [78]. Proces ten jest standardową procedurą, stosowaną we wszystkich współczesnych programach hydrograficznych służących do akwizycji danych batymetrycznych i jest niezależny od sposobu pomiaru pary parametrów (t, θ) przez dany system. Korekty obliczane są indywidualnie dla każdej pary (t, θ) na podstawie pomiarów rozkładu prędkości dźwięku w funkcji głębokości (tzw. profilów prędkości dźwięku w wodzie rejestrowanych przez SVP) wyznaczonych w miejscu i w czasie prowadzenia pomiarów batymetrycznych oraz wskazań MRU. Wyznaczone korekty mają na celu nie tylko poprawne określanie głębokości H , ale również uwzględnienie rzeczywistych warunków propagacji przy nadawaniu georeferencji wynikom pomiarów.⁸ W dalszej części niniejszej pracy, bez utraty ogólności rozważań, wartość prędkości dźwięku w wodzie zostanie przyjęta za stałą.

Kolejnym zagadnieniem, wynikającym wprost z zależności (3.1c) jest konieczność określania zanurzenia anteny systemu batymetrycznego względem wybranego pionowego układu odniesienia głębokości. Dokładność określania zanurzenia D przekłada się bezpośrednio na dokładność zmierzonej głębokości Z . Zagadnienie to jest złożone, gdyż w celu określania głębokości należy uwzględnić nie tylko przestrzenny, statyczny rozkład zainstalowanych elementów systemu, ale również dynamiczny wpływ falowania na położenie anteny systemu akustycznego w wodzie oraz okresowe zmiany poziomu morza [42, 83]. W dalszych rozważaniach przyjęte zostanie założenie, że zanurzenie D jest znane i nie wpływa na dokładność zmierzonej głębokości akwenu.

Rysunek 3.2 przedstawia również przyjętą w niniejszej pracy konwencję

⁸Poprzez nadanie georeferencji należy rozumieć dwustopniową operację, w trakcie której najpierw każdemu zmierzonemu punktowi przypisuje współrzędne (x, y, z) w lokalnym układzie pomiarowym (związanym ze platformą pomiarową), a następnie przypisuje się tym punktom współrzędnych w wybranym układzie odniesienia geoprzestrzennego [90].

3.3. BUDOWA I ZASADA DZIAŁANIA WIELOFAZOWEJ ECHOSONDY INTERFEROMETRYCZNEJ

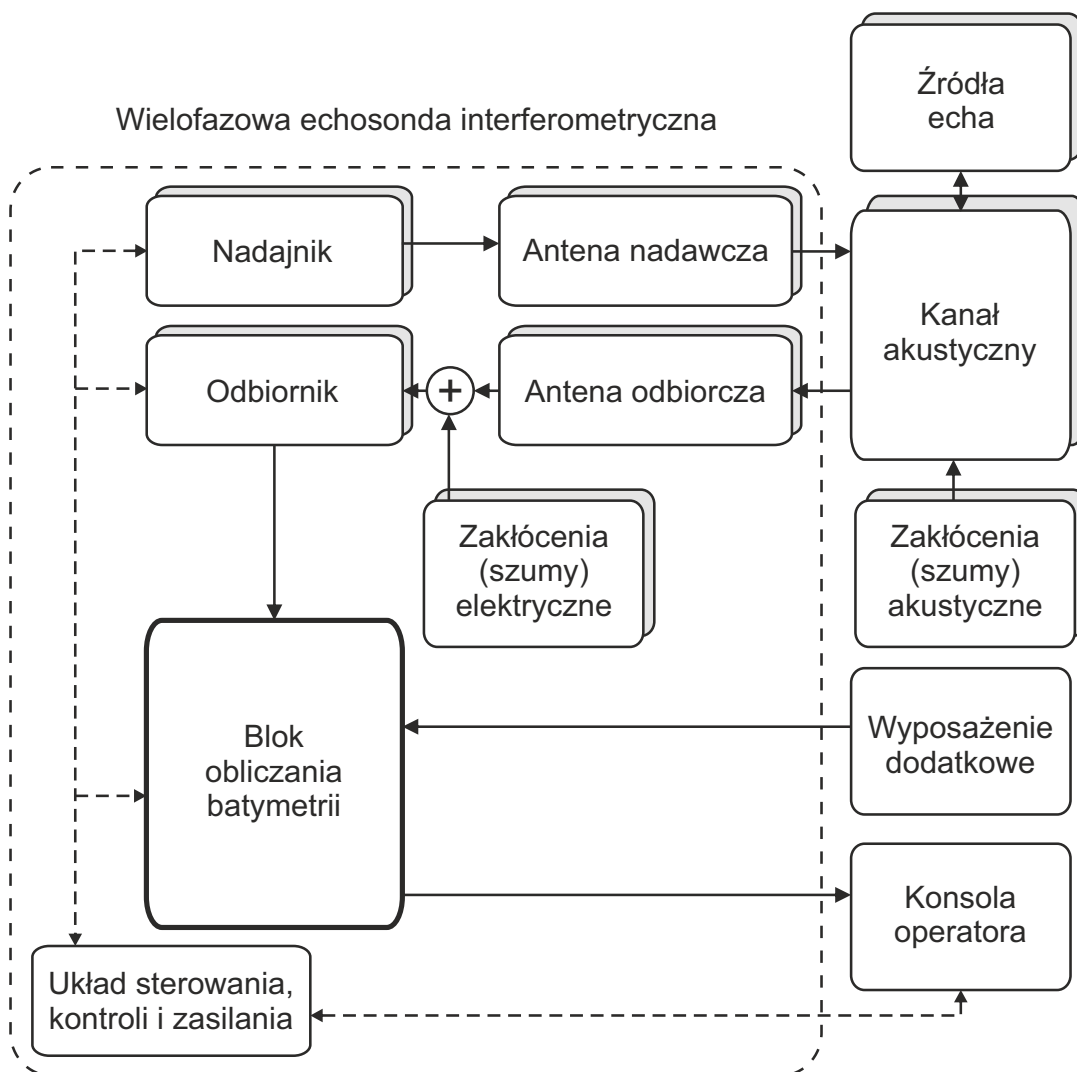
znaków współrzędnych i kątów:

- współrzędne x – dodatnie w kierunku prawej burty;
- współrzędne y – dodatnie w kierunku ruchu (dziobu jednostki);
- współrzędne z – dodatnie w kierunku dna;
- kąty w płaszczyźnie x - z – dodatnie w kierunku ruchu wskazówek zegara (przechyl na prawą burtę).

Podstawowa różnica pomiędzy poszczególnymi typami echosond przedstawionymi w rozdziale 2 leży w sposobie wyznaczania par parametrów (t, θ) określających położenie kolejnych fragmentów sondowanego dna. Na przykład echosondy pionowe mierzyły głębokość przy założeniu że $\gamma \equiv 0$, echosonda wielowiązkowa wyznacza czas propagacji impulsu akustycznego w funkcji predefiniowanych dyskretnych kątów $t = f(\theta)$, podczas gdy echosonda interferometryczna wyznacza kierunki propagacji sygnałów echa w funkcji dyskretnych momentów czasu $\theta = f(t)$.

3.3. Budowa i zasada działania wielofazowej echosondy interferometrycznej

Echosonda interferometryczna wysyła impulsy sondujące, a następnie odbiera sygnały echa od dna. Operacja ta jest powtarzana cyklicznie, a na skutek ruchu postępowego jednostki pomiarowej (wzdłuż osi y), źródłem sygnałów echa są kolejne fragmenty dna. Element nadawczy oraz elementy odbiorcze mają szeroką charakterystykę kierunkową w płaszczyźnie wertykalnej – tab. 2.2. Echo impulsu sondującego może powrócić do elementów odbiorczych z wielu kierunków jednocześnie na skutek zjawiska wielodrogowości wywołanego przez obecność dodatkowego źródła odbicia jakie stanowi np. powierzchnia wody. Sygnał może również pochodzić od bezpośredniego odbicia od powierzchni wody lub też od obiektów znajdujących się w toni wodnej. Krótco po włączeniu echosondy, zanim rozpocznie się jej zasadniczy cykl pracy, następuje proces jej automatycznej kalibracji. Zasadniczym celem kalibracji jest określanie poziomu szumów, w przypadku, gdy nieaktywny jest układ nadawczy. Poziom szumu tła determinuje, czy amplitudy sygnałów odebranych interpretowane będą jako sygnały echa, czy też będą odrzucane w procesie filtracji. Wartość zmierzonego poziomu szumu zależy od poziomu szumów w środowisku wodnym, jak i szumów własnych jednostki pomiarowej i echosondy [14, 38, 74, 111]. Cykl nadawczy inicjowany jest przez układ sterowania, a nadajnik ma za zadanie wygenerowanie i wzmocnienie impulsu nadawczego. Impuls ten podawany jest na antenę nadawczą, w której energia impulsu elektrycznego zamieniana jest na energię mechaniczną fali akustycznej propagującej się w środowisku wodnym (fali hydroakustycznej)[71]. Amplituda fali akustycznej podlega zmniejszeniu wraz z przebytą drogą wzdłuż promieni



Rys. 3.3. Schemat funkcjonalny wielofazowej echosondy interferometrycznej i jej współdziałanie z elementami składowymi systemu batymetrycznego [91].

akustycznych na skutek strat transmisyjnych tj. rozproszenia i tłumienia fal akustycznych w wodzie.

Energia impulsu docierając do dna lub innego źródła odbicia podlega rozproszeniu we wszystkich kierunkach [44, 45]. Na skutek rozproszenia wstecznego część odbitej energii powraca w kierunku N -elementowej anteny odbiorczej. Amplituda powracającej fali akustycznej zmniejsza się ponownie na skutek strat transmisyjnych. Oprócz tłumienia i opóźnienia impuls akustyczny ulega zniekształceniu w kanale akustycznym na skutek występowania w nim rewerberacji objętościowej oraz szumów akustycznych (rys. 3.3). Energia sygnału akustycznego zamieniana jest w elementach odbiorczych anteny na energię elektryczną po czym podawana jest na odbiornik. Tryb odbioru kończy się po czasie potrzebnym na przebycie przez impuls akustyczny drogi odpowiadającej dwukrotności wybranego przez operatora systemu zasięgu obserwacji. Następnie generowany jest kolejny impuls sondujący. W systemach dwugłowicowych, pracujących na jednej często-

3.3. BUDOWA I ZASADA DZIAŁANIA WIELOFAZOWEJ ECHOSONDY INTERFEROMETRYCZNEJ

tliwości głowice z prawej i lewej burty pracują naprzemiennie.

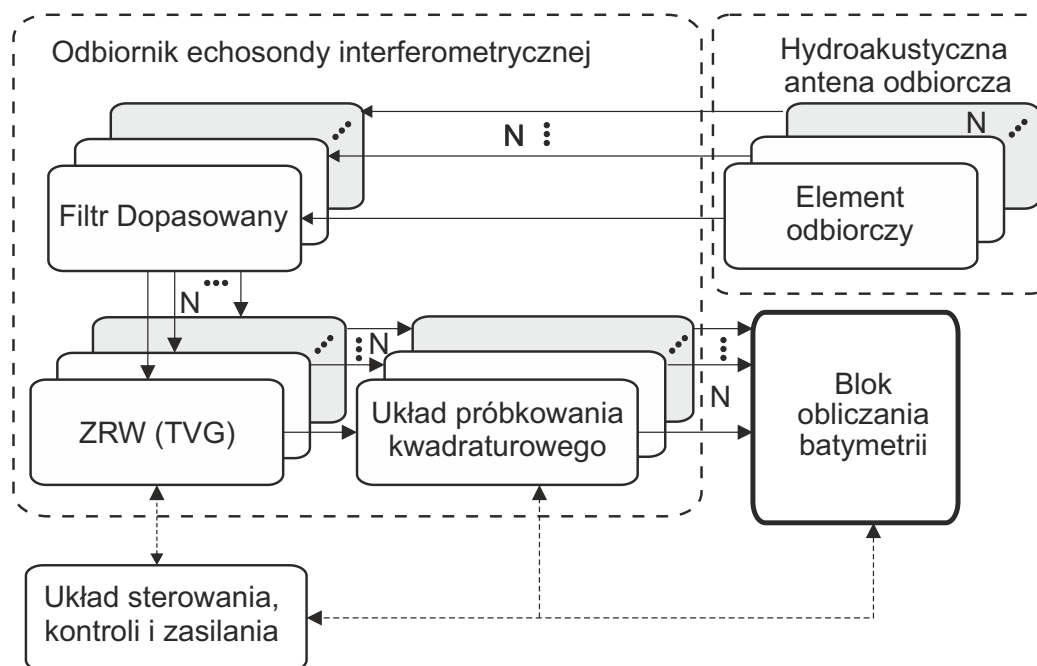
Odbiornik w echosondzie interferometrycznej ma trzy zasadnicze zadania: filtrację, wzmocnienie i demodulację odebranego sygnału (rys. 3.4). Najpierw w odbiorniku sygnał jest filtrowany i wzmacniany. Filtracja ma za zadanie usunięcie wpływu szumu tła, powodując tym samym poprawę stosunku sygnału do szumu. Wzmocnienie ma za zadanie zwiększenie amplitudy sygnału odebranego tak, by w pełni wykorzystać dynamiczny zakres pracy przetworników analogowo-cyfrowych (A/C) będących częścią układu próbkowania kwadraturowego [91]. Wzmocnienie jest obliczane oddzielnie dla każdego momentu czasowego (tzw. zasięgowa regulacja wzmocnienia – ZRW, ang. *Time-Varied Gain* – TVG). Zależność funkcyjną TVG od czasu, można zmienić w zależności od warunków propagacji sygnału. Układ próbkowania kwadraturowego ma za zadanie zamianę sygnału analogowego (rzeczywistego) na sygnał analityczny (zespolony), w postaci cyfrowej wykorzystując przy tym np. demodulację drugiego rzędu [72]. Sygnał analogowy przekształcany jest na składową synfazową i kwadraturową fali nośnej po czym poddawany jest próbkowaniu.

Z wyjścia odbiornika dyskretne próbki sygnału analitycznego podawane do bloku obliczania batymetrii. Do bloku obliczania batymetrii podawane są również dane z wyposażenia dodatkowego. Blok obliczania batymetrii realizuje wiele funkcji, z których do najważniejszych należą:

1. Obliczenie par punktów pomiarowych (t, θ) ;
2. Filtracja i generalizacja punktów pomiarowych;
3. Generowanie datagramów.

Najważniejszą funkcją bloku obliczania batymetrii jest wyznaczenie par parametrów (t, θ) , które określają położenie dyskretnych próbek echa od dna względem osi anteny akustycznej. Wyniki otrzymuje się poprzez zastosowanie wybranej zaawansowanej metody wyznaczania kierunków echa (rozdział 4). Istnieje wiele różnych algorytmów, które na podstawie odebranego sygnału z N-elementowej anteny wyznaczają powyższe parametry. Zagadnienie to zostanie szczegółowo opisane w kolejnych rozdziałach niniejszej pracy. Liczba elementów odbiorczych oraz rodzaj zastosowanego algorytmu ma zasadnicze znaczenie dla dokładności uzyskanych wartości kątów θ , odporności rozwiązania na zakłócenia oraz na liczbę obliczeń niezbędnych do uzyskania rozwiązania [102]. Wybór algorytmu rozwiązania modelu sygnału ma decydujące znaczenie dla dokładności działania całego systemu batymetrycznego, niezbędnej mocy obliczeniowej bloku obliczania batymetrii, która umożliwi przetwarzanie sygnału w czasie rzeczywistym oraz na ostateczny koszt produkcji interferometrycznego systemu batymetrycznego.

W czasie jednego cyklu odbioru, po nadaniu pojedynczego impulsu sondującego, wyznaczanych jest na ogół kilka tysięcy par punktów pomiarowych (t, θ) . Ze względu na występowanie zakłóceń w kanale akustycznym oraz istnienie wielu potencjalnych źródeł echa konieczne jest **filtrowanie** otrzymanych próbek w celu



Rys. 3.4. Schemat funkcjonalny odbiornika wielofazowej echosondy interferometrycznej. N – liczba kanałów/elementów odbiorczych. [55]

wyeliminowania ech z niepożądanych kierunków oraz o zbyt niskiej amplitudzie. W szczególności filtracji podlegają echa od powierzchni wody oraz od obiektów w toni wodnej między powierzchnią wody, a dnem.

Pomimo filtracji liczba próbek dna jest nadal w przybliżeniu dziesięciokrotnie większa od liczby próbek dna otrzymywanych w systemach echosondy wielowiązkowej. W związku z powyższym, otrzymane próbki podlegają **generalizacji**. Generalizacja przyjmuje na ogół jedną z dwóch form. Otrzymane próbki przypisuje się do przedziałów równomiernie rozmieszczonych wzdłuż osi x – generalizacja równoodległościowa, albo też próbki przypisuje się do równomiernie rozmieszczonych przedziałów kątów θ – generalizacja równokątna. Następnie dla każdego przedziału określa się wartość reprezentatywną (np. średnią). W rezultacie generalizacji redukują się liczbę próbek dna do liczby porównywalnej z systemami echosondy wielowiązkowej (nie więcej niż 500 na jedną głowicę/burtę).

Koleją funkcją bloku obliczenia batymetrii jest **generowanie datagramów**. Datagramy zawierają dane przesłane z wyposażenia dodatkowego oraz wyniki pomiarów wraz z metadanymi niezbędnymi do prawidłowej ich interpretacji [22]. Każdy datagram zawiera informację o momencie jego wygenerowania co umożliwia synchronizację danych z różnych źródeł przez oprogramowanie hydrograficzne zainstalowane na konsoli operatora. Równoległe do przesyłania w czasie rzeczywistym do oprogramowania hydrograficznego datagramy mogą również zostać zapisane w wewnętrznym rejestratorze danych. Dzięki temu możliwe jest ich późniejsze odczytanie i analiza. Najważniejszy rodzaj datagramu zawiera prze-

3.4. PODSUMOWANIE

filtrowane i zgeneralizowane pary (t, θ) . Ostatnią fazą pojedynczego cyklu odbioru jest przesłanie datagramów do konsoli operatora, gdzie w wyniku odpowiednich obliczeń zmierzonym punktom dna nadaje się georeferencję. Punkty te mogą być następnie dalej przetwarzane i wykorzystane do tworzenia numerycznego modelu dna lub też wykrywania i identyfikacji obiektów znajdujących się na dnie.

3.4. Podsumowanie

Wielofazowa echosonda interferometryczna jest jednym ze składników systemu batymetrycznego i ma zasadnicze znaczenie dla jego funkcjonowania. Sygnały echa od dna docierające do elementów anteny odbiorczej, po przetworzeniu przez odbiornik podawane są do bloku obliczania batymetrii, którego podstawowym zadaniem jest wyznaczenie kierunków sygnałów ech w funkcji czasu. Wyniki obliczeń bloku obliczania batymetrii integrowane są z danymi z innych urządzeń w oprogramowaniu hydrograficznym, zainstalowanym na konsoli operatora. Wyniki te, po filtracji i generalizacji, wykorzystuje się do tworzenia numerycznego modelu dna oraz wykrywania obiektów na nim się znajdujących.

Na dokładność wskazań echosondy ma wpływ wykorzystany algorytm do przetwarzania sygnałów echa. Częścią składową tego algorytmu jest metoda rozwiązania modelu sygnału tj. kierunków i amplitud ech docierających jednocześnie do elementów odbiorczych. Kolejne rozdziały zostały poświęcone opisowi zasady działania i właściwości wybranych metod rozwiązania modelu sygnału tj. określenia liczby sygnałów echa.

4. Zaawansowane metody wyznaczania kierunków echa

Problemem, który zapoczątkował rozwój metod wyznaczania kierunku, niezależnie od wymagań systemów hydroakustycznych, było zagadnienie wykrywania sygnałów o zbliżonych częstotliwościach. Jeżeli sygnał jest próbkowany z częstotliwością $f_s = 1/T_s$, gdzie T_s jest okresem próbkowania, można otrzymać jego widmo częstotliwościowe poprzez zastosowanie dyskretnej transformaty Fouriera. Widmo uzyskane z N_s próbek, zawiera prążki oddzielone są od siebie o odległość $\delta f = f_s/N_s$, gdzie δf określa się mianem rozdzielczości widma. Wynika stąd, że aby poprawnie rozróżnić częstotliwości f_1 i f_2 , liczba próbek, musi być na tyle duża żeby $|f_1 - f_2| \gg \delta f$. Nawet wówczas poprawne rozróżnienie częstotliwości nie jest zawsze możliwe, gdyż w ogólnym przypadku f_1 i f_2 nie są całkowitymi wielokrotnościami δf . Występuje wówczas zjawisko zwane przeciekiem widma, które wynika ze skończonej długości okna próbkowania. Również fazy sygnałów mają wpływ na wyniki analizy widmowej. W rezultacie analiza Fourierowska nie pozwala na dokładne rozróżnienie blisko położonych częstotliwości, tj. gdy $|f_1 - f_2| < \delta f$. Metody wysokiej rozdzielczości opracowano, w celu pokonania ograniczeń wynikających z analizy Fouriera tj. stałej rozdzielczości widma δf .

Ponieważ istnieje analogia pomiędzy określaniem częstotliwości, a określaniem kierunku w jednowymiarowej przestrzeni, wiele metod wysokiej rozdzielczości opracowanych dla dziedziny czasu można zastosować do określania kierunku propagacji fali akustycznej. W przypadku większości problemów wysokiej rozdzielczości w dziedzinie czasu, zwiększenie dokładności danej metody można łatwo uzyskać poprzez zwieszenie liczby próbek, gdy częstotliwość sygnału nie ulega zmianie. Koszt takiej operacji jest na ogół niewielki. W przypadku interferometrycznych systemów hydroakustycznych, zwiększenie dokładności poprzez użycie dodatkowych elementów anteny odbiorczej wiąże się z dużo większymi kosztami. Ograniczenia wynikające z zastosowania anteny odbiorczej o określonej z góry liczbie elementów wymagają zatem, aby wybór metody wysokiej rozdzielczości uwzględniał uzyskanie możliwie najlepszej dokładności przy danej liczbie elementów odbiorczych.

4.1. Klasyfikacja zaawansowanych metod określania kierunku

Określanie kierunku propagacji sygnału w echosondach wielowiązkowych, bazuje na właściwościach filtrów czasowo-przestrzennych [88, 91, 103]. Właściwości transformaty Fouriera wykorzystuje się w ustalaniu parametrów filtrów czasowo-przestrzennych, w celu wzmocnienia wpływu sygnałów z pożądanego kierunku i osłabienia sygnałów pochodzących spoza osi wygenerowanej wiązki. Natomiast w wielofazowych echosondach interferometrycznych, kąty nie są ustalone z góry, a należy je wyznaczyć na podstawie odebranych sygnałów.

Zaawansowane metody, wykorzystywane w wielowiązkowej echosondzie interferometrycznej do obliczenia kierunku propagacji sygnału, zalicza się tzw. metod wysokiej rozdzielczości. Nie istnieje jednoznaczny podział metod wysokiej rozdzielczości na grupy. Różni autorzy stosują nie tylko różne podziały, ale i często różne nazewnictwo dla tych samych metod i grup [1, 35, 49, 81, 85, 109, 118]. W niniejszej przyjęto poniższy podział [118]:

1. Metody modelowania parametrycznego.
2. Metody podprzestrzeni.

Przyjęta klasyfikacja, bierze pod uwagę kryterium aparatu matematycznego wykorzystanego do obliczenia rozwiązania tzn. czy metoda wykorzystuje dekompozycje macierzowe (metody podprzestrzeni) czy też nie (metody modelowania parametrycznego).

Metody modelowania parametrycznego bazują na przyjętym modelu odebranego sygnału echa i właściwości predykcyjne sygnałów sinusoidalnych [85, 109]. W praktyce w celu określania głębokości stosuje się metodę Prony’ego lub jej modyfikacje LS (ang. *Least Squares*) [12, 57]. Do tej grupy można również zaliczyć metody wykorzystujące zasady projektowania filtrów MA (ang. *Moving Average*), AR (ang. *AutoRegressive*) oraz ARMA (ang. *AutoRegressive Moving Average*) do wyznaczenia kierunków ech [118]. W praktyce jednak, ze względu na ograniczoną liczbę elementów odbiorczych, metody te nie są w tym celu stosowane [48, 60, 61].

Metody podprzestrzeni bazują na właściwościach dekompozycji macierzowych SVD (ang. *Singular Value Decomposition*) lub EVD (ang. *Eigen Value Decomposition*) macierzy utworzonej z odpowiednio macierzy obserwacji lub macierzy autokorelacji zarejestrowanych próbek sygnału. Niektóre metody podprzestrzeni można traktować jako modyfikacje metod modelowania parametrycznego. Inne wykorzystują ze strukturalnych właściwości macierzy obserwacji lub macierzy autokorelacji [107]. W niniejszej pracy przedstawiono jedynie rozwiązania w oparciu o SVD, chociaż w wielu metodach po odpowiednich przekształceniach można również stosować metody EVD [102]. W praktycznych rozważaniach wybór dekompozycji SVD czy EVD nie wpływa znacząco na wyniki obliczeń [4]. Metody

TLS (ang. *Total Least Squares*), PC (ang. *Principal Component*), MUSIC (ang. *MUltiple SIgnal Clasification*), ESPRIT (ang. *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*) i ich warianty należą do najbardziej popularnych.

4.2. Model sygnału w metodach wysokiej rozdzielczości

Metody wysokiej rozdzielczości bazują na przyjętym modelu nadanego impulsu i odebranych ech [57]. Impuls nadawczy s_{T_x} można wyrazić następująco:

$$s_{T_x} = o(t) A \sin(2\pi f_c t + \phi_0) \quad (4.1a)$$

$$o(t) \begin{cases} o_w(t) & , t \in \langle 0, T \rangle \\ 0 & , t \notin \langle 0, T \rangle \end{cases} \quad (4.1b)$$

gdzie:

- $o(t)$ – funkcja impulsu;
- $o_w(t)$ – funkcja kształtu impulsu;
- f_c – częstotliwość nośna [Hz];
- A – amplituda impulsu [Pa];
- ϕ_0 – faza początkowa impulsu [rad];
- T – długości impulsu sondującego [s].

W dalszej części przyjmiemy, że impuls nadawczy jako wąskopasmowy, to znaczy, że spełniony jest warunek [57]:

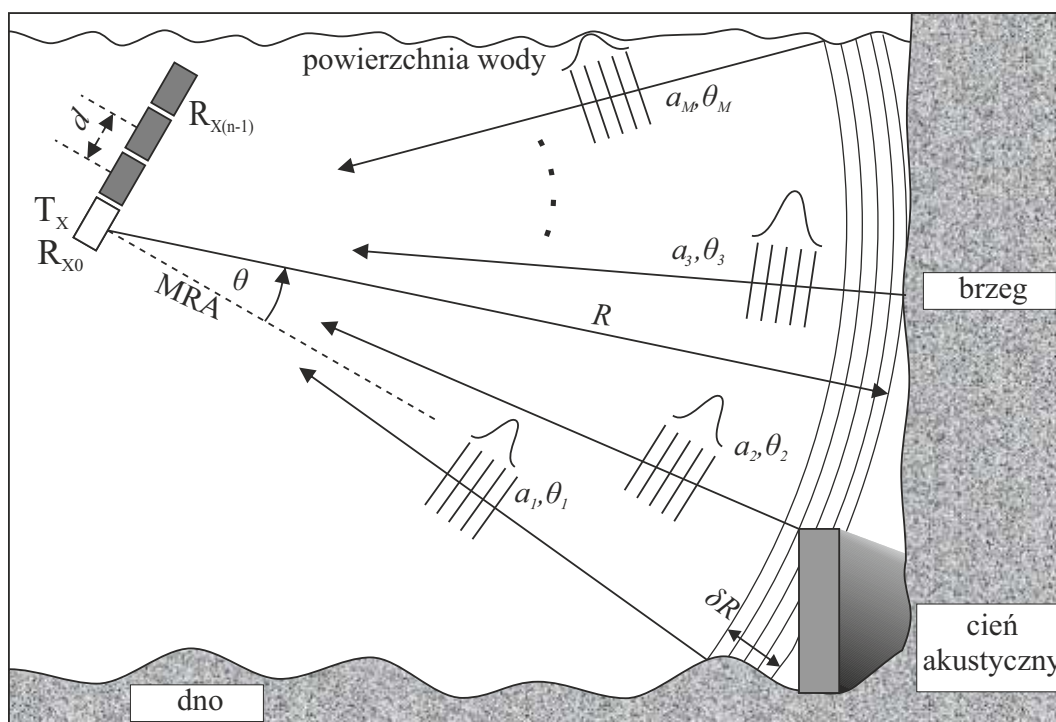
$$B \leq \frac{f_c}{10} \quad (4.2)$$

gdzie B jest szerokością pasma sygnału opisanego wzorem 4.1. W przypadku, gdy $o_w(t) \equiv 1$, impuls sondujący nazywamy prostokątnym. Dla tego sygnału możemy przyjąć [57]:

$$B \approx \frac{1}{T} \quad (4.3)$$

Współczynniki okna $o_w(t)$, powinny być symetryczne względem $t = \frac{T}{2}$. Możliwe jest również zastosowanie innych niż prostokątnych funkcji kształtu okna, modulacji częstotliwościowej impulsu sondującego lub też użycie kodowania impulsów nadawczych [12, 58]. Rozwiązania takie poprawiają dokładność określania kierunku poprzez poprawę stosunku sygnału do szumu na wyjściu bloku obliczania batymetrii. W niniejszym rozdziale rozwiązania takie nie będą jednak przedstawione.

Po nadaniu impuls sondujący propaguje w środowisku wodnym, w którym ulega osłabieniu na skutek strat propagacji oraz ulega odbiciu i rozproszeniu na skutek interakcji ze źródłami ech. Głównym zadaniem metod wysokiej rozdziel-



Rys. 4.1. Impuls sondujący i jego interakcja ze źródłami echa.

czości, stosowanych w hydrolokacji, jest wyznaczenie kierunków oraz amplitud sygnałów ech docierających do elementów anteny odbiorczej. Liczba sygnałów ech nie jest na ogół znana *a priori* i jest dodatkową zmienną, którą należy wyznaczyć w toku obliczeń (rozdział 6). We wszystkich metodach przedstawianych w dalszej części niniejszego rozdziału zakłada się, że [57, 55]:

1. Liniowa antena odbiorcza składa z N równooddalonych od siebie elementów i jest wykorzystana do pomiaru sygnałów ech, rozchodzących się w tej samej płaszczyźnie co antena odbiorcza (tj. w płaszczyźnie x - z na rys. 4.1).
2. W danej chwili dokładnie M niezależnych od siebie, płaskich fal akustycznych, dociera do każdego elementu odbiorczego.
3. Sygnały docierające do elementów odbiorczych są wąskopasmowe.
4. Sygnał na wyjściu każdego elementu odbiorczego jest w stanie ustalonym (składowe przejściowe są pomijane małe).
5. Źródła odbicia znajdują się w polu dalekim anteny odbiorczej (w strefie Fraunhofera).

Przy spełnieniu powyższych założeń (1-5), sygnały docierające do każdego elementu odbiorczego n , w danej chwili t możemy przedstawić w następującej postaci [55, 57, 87]:

$$s(t, n) = \sum_{i=1}^M a_i(t) e^{[a_i(t) + j u_i(t)] d n} + w(t, n) \quad (4.4a)$$

$$u_i = k \sin \theta_i(t) \quad (4.4b)$$

4.2. MODEL SYGNAŁU W METODACH WYSOKIEJ ROZDZIELCZOŚCI

$$a_i(t) = A_i(t)e^{j\Phi_i(t)}; n = 0, 1, 2, \dots, N - 1; k = \frac{2\pi}{\lambda}; \lambda = \frac{c}{f_c} \quad (4.4c)$$

gdzie:

- $s(t, n)$ – sygnał w n -tym elemencie odbiorczym w chwili t ;
- n – numer porządkowy elementu odbiorczego;
- θ_i – kierunek propagacji echa sygnału mierzony względem MRA;
- a_i – zespolony sygnał echa z kierunku θ_i w referencyjnym elemencie odbiorczym ($n = 0$);
- A_i – amplituda sygnału echa z kierunku θ_i w referencyjnym elemencie odbiorczym ($n = 0$);
- Φ_i – faza sygnału echa z kierunku θ_i w referencyjnym elemencie odbiorczym ($n = 0$);
- α_i – współczynnik tłumienia przypisany do sygnału echa z kierunku θ_i ;
- u_i – pulsacja przestrzenna sygnału echa z kierunku θ_i ;
- k – liczba falowa;
- λ – długość fali akustycznej;
- f_c – częstotliwość fali nośnej;
- d – odległość między elementami anteny odbiorczej;
- c – prędkość dźwięku;
- $w(n, t)$ – szum akustyczny.

Sygnał w każdym elemencie odbiorczym jest zatem sumą sygnałów ech oraz szumu. Sygnały każdego echa odbierane w różnych elementach, różnią się od siebie między sobą fazą oraz modułem amplitudy na skutek różnicy przebytej drogi akustycznej. Za punkt odniesienia przyjmuje się element odbiorczy o numerze porządkowym $n = 0$. Tłumienie, w przyjętym modelu, ma postać wykładniczą zależną od współczynnika tłumienia α .

W celu uniknięcia niejednoznaczności określania kierunku, elementy odbiorcze powinny znajdować się w odległościach $d \leq \lambda/2$ tak, aby kierunek echa θ_i wyznaczony z równania (4.4b) zawierał się w przedziale $\pm 90^\circ$ [109]. Parametry a_i , θ_i oraz α_i sygnałów ech w referencyjnym elemencie odbiorczym $n = 0$, są funkcją czasu t . Jeżeli przyjmiemy, że prędkość propagacji dźwięku jest stała dla całej objętości wody, moment czasowy t można utożsamiać z promieniem wodzącym $R = \frac{ct}{2}$, wokół którego znajduje się efektywny obszar sondowania o szerokości równej połowie długości impulsu $\delta R = \frac{cT}{2}$ [56]. Metody wysokiej rozdzielczości mają za zadanie określenie położenia obiektów, będących źródłem echa, znajdujących się wewnątrz obwiedni o szerokości δR .

Jeżeli źródła ech znajdują się w polu dalekim anteny, to kształt frontu falowego sygnału ech możemy traktować jako płaszczyznę prostopadłą do kierunku propagacji sygnału (założenie nr 2). Można zatem przyjąć, że zmiana amplitudy sygnału pomiędzy elementami odbiorczymi na skutek propagacji (np.

sferycznej lub cylindrycznej) jest pomijanie mała, a różnice w amplitudach sygnałów odebranych zależą jedynie od współczynnika tłumienia α i występującego szumu. Dodatkowo uwzględniając, że tłumienie sygnału wzdłuż apertury anteny odbiorczej jest bliskie zeru, ze względu na niewielkie przestrzenne wymiary anteny odbiorczej w stosunku do długości fali akustycznej, możemy przyjąć [85, 109]:

$$\bigwedge_{i \in \{1, M\}} \alpha_i = 0 \quad (4.5)$$

W celu większej przejrzystości wyprowadzanych w dalszej części wzorów, wykorzystana będzie uproszczona forma zależności (4.4a), pomijająca zależności poszczególnych parametrów do czasu t :

$$s(n) = \sum_{i=1}^M a_i e^{j\omega_i n} + w(n), \quad (4.6a)$$

$$\omega_i = u d, \quad (4.6b)$$

$$\theta_i = \arcsin\left(\frac{\omega_i}{d k}\right) \quad (4.6c)$$

gdzie ω_i jest unormowana pulsacją wyrażoną w radianach. Forma ta jest analogiczna do wzorów występujących w literaturze, dla zastosowania metod wysokiej rozdzielczości w dziedzinie czasu [84, 102]. Metody, mające na celu estymację parametrów a_i i ω_i bazując na przyjętym modelu sygnału odebranego (4.4), zaprezentowane zostaną w dalszej części rozdziału.

4.3. Metoda największej wiarygodności (ML)

Wyznaczenie wartości zespolonych amplitud i wykładników równania (4.6a) na podstawie zarejestrowanych próbek wymaga rozwiązania nieliniowego problemu najmniejszych kwadratów, tj. minimalizacji wartości wyrażenia [10, 102]:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \left| s(n) - \sum_{i=1}^M \hat{a}_i e^{j\hat{\omega}_i n} \right|^2 = \min. \quad (4.7)$$

gdzie:

\hat{a}_i – estymowana amplituda;

$\hat{\omega}_i$ – estymowana unormowana pulsacja [rad].

Jednak rozwiązanie tak postawionego problemu jest obliczeniowo złożone, gdyż wymaga znalezienia globalnego minimum w wielowymiarowej przestrzeni M pulsacji i M amplitud. Rozwiązanie metodą największej wiarygodności (ang. *Maximum Likelihood* – ML) jest jednak najdokładniejszą metodą estymacji w przypadku niskiego stosunku sygnału do szumu, kiedy dokładność innych metod gwałtownie się pogarsza (podrozdział 5.1) [102]. Metoda ta jest jednocześnie najbardziej złożona obliczeniowo, więc jej przydatność do zastosowań

przetwarzania sygnału w czasie rzeczywistym jest ograniczona. Dokładność tej metody w obecności szumu Gaussowskiego, oraz dokładności wyznaczona przez dolną granicę Cramera-Rao, może być punktem odniesienia dla innych metod, stosowanych do określania kierunku [84].

4.4. Metoda Prony'ego

Alternatywą dla metody największej wiarygodności, mniej złożoną obliczeniowo, jest sformułowanie problemu w postaci liniowego modelu predykcji. Metoda ta rozwiązuje problem estymacji dwustopniowo. Najpierw estymowane są pulsacje $\hat{\omega}_i$, a następnie wykorzystuje się je do estymacji amplitud \hat{a}_i . Najprostszy przykład rozważymy w przypadku niezakłóconych przez szum sygnałów:

$$s(n) = \sum_{i=1}^M a_i e^{j\omega_i n}. \quad (4.8)$$

Założmy, że znane są pulsacje ω_i . Możemy wówczas skonstruować cyfrowy filtr liniowy o skończonej odpowiedzi impulsowej (FIR ang. *Finite Impulse Response*), którego transmitancja $H(z)$ będzie miała tę właściwość, że dla dyskretnych wartości pulsacji ω_i jej wartość będzie zerowa [85]:

$$H(z) = \prod_{i=1}^M (1 - e^{j\omega_i} z^{-1}) = 0, \quad (4.9a)$$

$$z = e^{j\omega}, \quad (4.9b)$$

lub równoważnie w postaci wielomianowej:

$$H(z) = 1 - \sum_{i=1}^M g_i z^{-i} = 0, \quad (4.10)$$

gdzie:

- g_i – zespolone współczynniki filtru o transmitancji $H(z)$;
- z – zmienna transformaty Z.

Łatwo zauważyć, że dla tak skonstruowanej transmitancji, M różnych zer z_i równania (4.9a) znajduje się na okręgu jednostkowym na płaszczyźnie zespolonej, tj. mają one postać:

$$z_i = e^{j\omega_i}. \quad (4.11)$$

W przypadku, gdy nieznane są pulsacje ω_i , współczynniki g_i równania mogą posłużyć do ich wyznaczenia. Wówczas poszukiwane pulsacje obliczamy przekształcając równanie (4.11):

$$\omega_i = \arg z_i, \quad (4.12)$$

gdzie z_i jest jednym z zer równania (4.9a). W celu wyznaczenia współczynników g_i na podstawie próbek sygnału wykorzystamy zależność pomiędzy sygnałem wejściowym $u(n)$, a sygnałem wyjściowym $v(n)$, filtru o transmitancji $H(z)$. Zależność tą możemy wyrazić w postaci równania różnicowego [85]:

$$v(n) = u(n) - \sum_{i=1}^M g_i u(n-i). \quad (4.13)$$

Sygnał $v(n)$, jest to splotem odpowiedzi impulsowej filtru – $h(n)$ z sygnałem wejściowym $u(n)$. Jeżeli sygnał wejściowy $u(n)$ będzie miał postać zespolonego sygnału sinusoidalnego o pulsacji ω_i i jednostkowej amplitudzie:

$$u_i(n) = e^{j\omega_i n}, \quad (4.14)$$

wówczas:

$$v(n) = u_i(n)H(e^{j\omega_i}) = e^{j\omega_i n}H(e^{j\omega_i}) = 0, \quad (4.15)$$

dla dowolnego n , gdyż zgodnie ze równaniem (4.9a):

$$H(e^{j\omega_i}) = 0. \quad (4.16)$$

Unormowane pulsacje, które spełniają powyższe równanie, tworzą wektor rozwiązań ω . Równanie (4.15) będzie również spełnione dla sygnału $s(n)$, wyrażonego wzorem (4.8) gdyż $s(n)$ jest liniową kombinacją sygnałów postaci $u_i(n)$, wówczas wykorzystując równania (4.13) i (4.15):

$$0 = s(n) - \sum_{i=1}^M g_i s(n-i). \quad (4.17)$$

Przekształcając powyższe równanie otrzymujemy ostatecznie:

$$s(n) = \sum_{i=1}^M g_i s(n-i). \quad (4.18)$$

Powyższe równanie określa właściwości predykcyjne liniowej kombinacji zespolonych sygnałów sinusoidalnych, tzn. znając wartość funkcji składającej się z M sygnałów sinusoidalnych, o znanych pulsacjach, możemy jej wartość w chwili n określić dokładnie (bez błędu) poprzez liniową kombinację wartości M poprzednich próbek. Zakłada się przy tym, że okres próbkowania jest stały. Wartości współczynników g_i nie zależą od wyboru n , a jedynie od wartości pulsacji ω_i i liczby różnych sygnałów M (wynika to bezpośrednio z równań (4.9a) i (4.10)).

W metodzie Prony’ego współczynniki g_i wyznacza się wykorzystując wartości próbek sygnału $s(n)$ uzyskanych z $N = 2M$ elementów odbiorczych. Zakłada się przy tym, że liczba sygnałów M jest znana. Z $2M$ próbek o kolejnych numerach, można ułożyć następujący układ równań wykorzystując właściwość (4.18):

$$\begin{bmatrix} s(M-1) & s(M-2) & \cdots & s(0) \\ s(M) & s(M-1) & \cdots & s(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s(2M-2) & s(2M-3) & \cdots & s(M-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ g_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(M) \\ s(M+1) \\ \vdots \\ s(2M-1) \end{bmatrix}, \quad (4.19)$$

lub w skróconej formie:

$$\mathbf{A}_0 \mathbf{g}_0 = \mathbf{b}_0, \quad (4.20)$$

gdzie:

- \mathbf{A}_0 – macierz obserwacji;
- \mathbf{g}_0 – wektor stanu;
- \mathbf{b}_0 – wektor obserwacji.

Macierz \mathbf{A}_0 jest macierzą Hankla o wymiarach $M \times M$, wektory \mathbf{g}_0 i \mathbf{b}_0 mają wymiary $M \times 1$. Jeżeli $\det(\mathbf{A}_0) \neq 0$, wówczas:

$$\mathbf{g} = \mathbf{A}_0^{-1} \mathbf{b}_0. \quad (4.21)$$

Obliczone w ten sposób współczynniki podstawia się do równania (4.10), a następnie wyznacza się jego zera znajdujące się na jednostkowym okręgu na płaszczyźnie zespolonej. Unormowane pulsacje wyznacza się z równania (4.12) i przelicza na poszukiwane kierunki za pomocą równania (4.6c). Wyznaczenie zer w ogólny przypadku nie jest prostą operacją. W najprostszym wariacie można znaleźć rozwiązania podstawiając kolejno wartości ω z przedziału $(0, 2\pi)$. Istnieją inne metody służące do obliczenia zer równania (4.10), metody te nie są przedmiotem niniejszej pracy i nie zostały w niej przedstawione.⁹

Kolejnym krokiem jest wyznaczenia amplitud sygnałów. W tym celu należy ułożyć następujący układ równań wykorzystując wyrażenie (4.8) i M dowolnie wybranych, kolejnych próbek $s(n)$ (np. o numerach od 0 do $M-1$)[57]:

$$\mathbf{s}_0 = \mathbf{F}_0 \mathbf{a}_0. \quad (4.22)$$

⁹W obliczeniach przedstawionych w kolejnych rozdziałach wykorzystano funkcję *root* zaimplementowaną w oprogramowaniu Matlab, która służy do rozwiązania zespolonych równań wielomianowych postaci (4.10).

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_0 &= [s(0) \quad s(1) \quad \cdots \quad s(M-1)]^T, \\ \mathbf{a}_0 &= [a_1 \quad a_2 \quad \cdots \quad a_M]^T, \\ \mathbf{F}_0 &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{j\omega_1} & e^{j\omega_2} & \cdots & e^{j\omega_M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\omega_1(M-1)} & e^{j\omega_2(M-1)} & \cdots & e^{j\omega_M(M-1)} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

gdzie:

- \mathbf{s}_0 – wektor próbek sygnałów;
- \mathbf{a}_0 – wektor sygnałów;
- \mathbf{F}_0 – macierzą Vandermonde’a rozwiązań.

Jeżeli $\det(\mathbf{F}_0) \neq 0$, wówczas:

$$\mathbf{a}_0 = \mathbf{F}_0^{-1} \mathbf{s}_0. \quad (4.23)$$

Metoda Prony’ego polega zamianie problemu wielowymiarowej minimalizacji wyrażenia opisanego równaniem (4.7), przez równoważny problem predykcji liniowej tj. wyznaczenia elementów wektora stanu \mathbf{g}_0 . Nieliniowość występująca w ostatnim kroku wyznaczenia zer wielomianu $H(z)$ na podstawie równania (4.10), przy czym rozwiązania można znaleźć w jednowymiarowej przestrzeni zespolonej zmiennej ω (tj. na okręgu jednostkowym na płaszczyźnie zespolonej). Metoda ta daje M różnych rozwiązań, również w przypadku występowania szumu, o ile zachowany jest warunek $\det(\mathbf{A}) \neq 0$. Wówczas poszukuje się elementów wektora obserwacji spełniających warunek minimalizacji błędu predykcji liniowej:

$$\|\mathbf{b} - \mathbf{A}\hat{\mathbf{g}}\|^2 = \sum_{n=M}^{2M-1} |s(n) - \sum_{i=1}^M \hat{g}_i s(n-i)|^2 = \min = 0, \quad (4.24)$$

gdzie:

- $\|\cdot\|$ – norma euklidesowa;
- \mathbf{A}, \mathbf{b} – macierz \mathbf{A}_0 i wektor \mathbf{b}_0 w obecności szumu;
- $\hat{\mathbf{g}}$ – estymata \mathbf{g}_0 w obecności szumu;
- $s(n)$ – próbki sygnału zgodnie z równaniem (4.6).

W przypadku występowania szumu, wyznaczone amplitudy $\hat{\mathbf{a}}$ z wykorzystaniem równań (4.22, 4.23), będą zależały od wyboru M z $N = 2M$ kolejnych próbek. Można wykorzystać wszystkie próbki poprzez modyfikację równania (4.22) w następujący sposób:

$$\mathbf{s} = \hat{\mathbf{F}}\hat{\mathbf{a}}, \quad (4.25)$$

$$\mathbf{s} = [s(0) \quad s(1) \quad \dots \quad s(2M-1)]^T,$$

$$\hat{\mathbf{a}} = [\hat{a}_1 \quad \hat{a}_2 \quad \dots \quad \hat{a}_M]^T,$$

$$\hat{\mathbf{F}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j\hat{\omega}_1} & e^{j\hat{\omega}_2} & \dots & e^{j\hat{\omega}_M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\hat{\omega}_1(2M-1)} & e^{j\hat{\omega}_2(2M-1)} & \dots & e^{j\hat{\omega}_M(2M-1)} \end{bmatrix},$$

gdzie:

- \mathbf{s} – wektor \mathbf{s}_0 w obecności szumu;
- $s(n)$ – próbki sygnału zgodnie z równaniem (4.6);
- $\hat{\mathbf{a}}, \hat{\mathbf{F}}$ – wektor \mathbf{a}_0 i macierz \mathbf{F}_0 w obecności szumu.

Macierz $\hat{\mathbf{F}}$ nie jest macierzą kwadratową, w przeciwieństwie do macierzy \mathbf{F}_0 , niemożliwe jest zatem wykorzystanie wzoru (4.23). Wektor amplitud $\hat{\mathbf{a}}$ wyznacza się tak, aby zminimalizować kwadrat normy euklidesowej wyrażenia [102]:

$$\|\mathbf{s} - \hat{\mathbf{F}}\hat{\mathbf{a}}\|^2 = \min. \quad (4.26)$$

Rozwiązanie układu nadokreślonego (4.25) oblicza się metodą najmniejszych kwadratów, wykorzystując lewą pseudoinwersję macierzy $\hat{\mathbf{F}}$:

$$\hat{\mathbf{a}} = \hat{\mathbf{F}}^+ \mathbf{s}, \quad (4.27a)$$

$$\hat{\mathbf{F}}^+ = (\hat{\mathbf{F}}^H \hat{\mathbf{F}})^{-1} \hat{\mathbf{F}}^H, \quad (4.27b)$$

gdzie:

- $\hat{\mathbf{F}}^+$ – lewa pseudoinwersja macierzy $\hat{\mathbf{F}}$;
- $\hat{\mathbf{F}}^H$ – sprzężenie hermitowskie macierzy $\hat{\mathbf{F}}$.

Zaletą metody Prony'ego jest niewątpliwie jej prostota obliczeniowa. W najprostszym wariancie wymaga obliczenia odwrotności dwóch macierzy kwadratowych oraz znalezienia zer wielomianu zespolonego na okręgu jednostkowym. Metoda ta daje wyniki zbliżone z metodą ML przy odpowiednio wysokim stosunku sygnału do szumu, przy czym wyniki są w większym stopniu, niż kolejne przedstawiane metody, podatne na perturbacje spowodowane szumem (wyższa wartość stosunku sygnału do szumu *SNR* ang. *Signal-to-Noise Ratio* – podrozdział 5.1 – efekt progowy)[102]. Szum powoduje ponadto, że zera równania (4.10) w ogólnym przypadku nie będą znajdowały się na okręgu jednostkowym.

4.5. Warianty Metody Prony'ego

Oryginalna metoda Prony'ego odnosi się do bardzo szczególnego przypadku, czyli sytuacji, kiedy liczba próbek $N = 2M$. Zwiększenie liczby próbek ($N > 2M$) powoduje, że istnieje swoboda przy formułowaniu układu równań (4.19). W ogólnej postaci można zapisać [85, 102]:

$$\begin{bmatrix} s(L-1) & s(L-2) & \cdots & s(0) \\ s(L) & s(L-1) & \cdots & s(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s(N-2) & s(N-3) & \cdots & s(N-L-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{g}_1 \\ \hat{g}_2 \\ \vdots \\ \hat{g}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(L) \\ s(L+1) \\ \vdots \\ s(N-1) \end{bmatrix}, \quad (4.28)$$

lub:

$$\mathbf{A}\hat{\mathbf{g}} = \mathbf{s}, \quad (4.29)$$

gdzie L jest liczbą współczynników wektora $\hat{\mathbf{g}}$, a zarazem liczbą kolumn w macierzy obserwacji \mathbf{A} . Liczba L nazywana jest również rzędem modelu lub rzędem filtra predykcji. Zwiększenie jedynie liczby wierszy macierzy obserwacji ($L = M; N - L > M$) prowadzi do rozwiązania poprzez metodę najmniejszych kwadratów. Jednoczesne zwiększenie liczby kolumn i wierszy ($L > M; N - L > M$) prowadzi do rozwiązania metodą liniowej predykcji w przód i wstecz (LPPW) oraz jej szczególnego przypadku tzn. do metody Kumerasan'a-Prony'ego ($L = N - M$) [102]. Zastosowanie aproksymacji macierzy obserwacji macierzą o niższym rzędzie, zaproponowana przez Kumerasan'a i Tufts'a, pozwala na dalszą poprawę dokładności estymacji pulsacji metody LPPW [102].

4.5.1. Metoda Najmniejszych Kwadratów

W metodzie tej, macierz obserwacji A utworzona ze wszystkich dostępnych próbek ($N > 2M$), przy zachowaniu liczby kolumn M . Wyznaczenie estymat wektorów poszukiwanych wartości amplitud i pulsacji $\hat{\mathbf{a}}, \hat{\omega}$, w obecności szumu, spełniających dokładnie równanie (4.28) nie jest w ogólnym przypadku możliwe. Parametry te wyznacza się w taki sposób, aby błąd predykcji liniowej był minimalny stosując metodę najmniejszych kwadratów:

$$\|\mathbf{b} - \mathbf{A}\hat{\mathbf{g}}\|^2 = \sum_{n=M}^{N-1} |s(n) - \sum_{i=1}^M \hat{g}_i s(n-i)|^2 = \min. \quad (4.30)$$

Ponownie wykorzystując właściwości predykcji liniowej (4.18) można sfor-

mułować następujący układ równań:

$$\begin{bmatrix} s(M-1) & s(M-2) & \cdots & s(0) \\ s(M) & s(M-1) & \cdots & s(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s(N-2) & s(N-3) & \cdots & s(N-M-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{g}_1 \\ \hat{g}_2 \\ \vdots \\ \hat{g}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(M) \\ s(M+1) \\ \vdots \\ s(N-1) \end{bmatrix}, \quad (4.31)$$

lub w skróconej formie:

$$\mathbf{A}\hat{\mathbf{g}} = \mathbf{b}. \quad (4.32)$$

Rozwiązanie spełniające warunek minimalizacji (4.30) oblicza się wykorzystując lewą pseudoinwersję:

$$\hat{\mathbf{g}} = \mathbf{A}^+\mathbf{b}, \quad (4.33a)$$

$$\mathbf{A}^+ = (\mathbf{A}^H\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^H. \quad (4.33b)$$

Macierz \mathbf{A} ma teraz wymiary $(N-M) \times M$, a wektor \mathbf{b} $(N-M) \times 1$.

Równanie (4.18) nazywane jest predykcją liniową “w przód” gdyż, wartość próbek sygnału $s(n)$ wyznaczone są przez wartości próbek z elementów odbiorczych o numerach porządkowych mniejszych od n . W przypadku zespolonych sygnałów sinusoidalnych, niezakłóconych przez szum, możliwe jest również sformułowanie tzw. predykcji liniowej “wstecz” [61]:

$$s^*(n) = \sum_{i=1}^M \hat{g}_i s^*(n+i). \quad (4.34)$$

gdzie g_i są elementami wektora stanu predykcji “wstecz”. W przypadku występowania szumu wektor $\hat{\mathbf{g}}$, podobnie jak poprzednio, można wyznaczyć metodą najmniejszych kwadratów z równania:

$$\begin{bmatrix} s^*(1) & s^*(2) & \cdots & s^*(M) \\ s^*(2) & s^*(3) & \cdots & s^*(M+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s^*(N-M) & s^*(N-M-1) & \cdots & s^*(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{g}_1 \\ \hat{g}_2 \\ \vdots \\ \hat{g}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s^*(0) \\ s^*(1) \\ \vdots \\ s^*(N-M-1) \end{bmatrix}, \quad (4.35)$$

lub w formie skróconej:

$$\mathbf{A}_w\hat{\mathbf{g}} = \mathbf{b}_w, \quad (4.36)$$

gdzie:

- \mathbf{A}_w – macierz obserwacji “wstecz”;
- $\hat{\mathbf{g}}$ – wektor stanu;
- \mathbf{b}_w – wektor obserwacji “wstecz”.

Jeżeli szum i tłumienie nie występuje, wektor $\hat{\mathbf{g}}$ obliczony metodą najmniejszych kwadratów z równania (4.36) jest identyczny z wektorem obliczonym z równania (4.32)[59]. W przypadku występowania szumu, przy spełnionym założeniu (4.5), można połączyć równania predykcji “w przód” i “wstecz”. Otrzymamy wówczas następujący układ równań:

$$\begin{bmatrix} s(M-1) & s(M-2) & \cdots & s(0) \\ s(M) & s(M-1) & \cdots & s(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s(N-2) & s(N-3) & \cdots & s(N-L-1) \\ \hline s^*(1) & s^*(2) & \cdots & s^*(M) \\ s^*(2) & s^*(3) & \cdots & s^*(M+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s^*(N-M) & s^*(N-M+1) & \cdots & s^*(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{g}_1 \\ \hat{g}_2 \\ \vdots \\ \hat{g}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(M) \\ s(M+1) \\ \vdots \\ s(N-1) \\ \hline s^*(0) \\ s^*(1) \\ \vdots \\ s^*(N-M-1) \end{bmatrix}, \quad (4.37)$$

lub w skrócie:

$$\mathbf{A}_{PW} \hat{\mathbf{g}} = \mathbf{b}_{PW}, \quad (4.38)$$

gdzie:

- \mathbf{A}_{PW} – macierz obserwacji “w przód i “wstecz”;
- $\hat{\mathbf{g}}$ – wektor stanu;
- \mathbf{b}_{PW} – wektor obserwacji “w przód i “wstecz”.

Sformułowanie układu równań w takiej postaci poprawia dokładność estymacji pulsacji w przypadku niskiego stosunku sygnału do szumu [109]. Wyznaczanie amplitud sygnałów przebiega analogicznie do metody Prony’ego. Wykorzystuje się w tym celu równania (4.25) i (4.27) uwzględniając fakt, że tym razem liczba elementów odbiorczych wynosi $N > 2M$. W dalszej części rozdziału, kolejne przedstawione modyfikacje oryginalnej metody Prony’ego będą bazowały na sformułowaniu predykcji “w przód i wstecz”, w odniesieniu do konstrukcji macierzy \mathbf{A} i wektora \mathbf{b} .

4.5.2. Metoda liniowej predykcji “w przód i wstecz” (LPPW)

W swoich pracach nad dokładnością predykcji liniowej Nuttall, Ulrych i Clayton zauważyli, że w przypadku występowania szumu, zwiększenie wymiaru wektora g (tj. zwiększenie liczby kolumn w macierzy obserwacji \mathbf{A} do $L > M$, gdzie L jest rzędem filtru) pozwala w pewnych warunkach na zwiększenie dokładności estymacji pulsacji [104, 102]. Przyczyną tego zjawiska jest fakt, że zakłócenia, rozkładają się na większą liczbę zmiennych, dzięki czemu poszukiwane, właściwe parametry są mniej czułe na szum niż w przypadku oryginalnej metody Prony’ego, czy metody najmniejszych kwadratów, przy wykorzystaniu takiej samej liczby elementów odbiorczych [85]. Dodatkowe, nadmiarowe w stosunku do liczby sygnałów echa pulsacje ω_i , tzw. “zmiennie pozorne”, modelują *de facto* szum wykorzystując przy tym dodatkowe $L - M$ stopni swobody. Wyznaczenie wektora $\hat{\mathbf{g}}$ przebiega analogicznie jak w przypadku metody najmniejszych kwadratów, przy czym równanie (4.37) przybiera teraz postać:

$$\begin{bmatrix} s(L-1) & s(L-2) & \dots & s(0) \\ s(L) & s(L-1) & \dots & s(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s(N-2) & s(N-3) & \dots & s(N-L-1) \\ \hline s^*(1) & s^*(2) & \dots & s^*(L) \\ s^*(2) & s^*(3) & \dots & s^*(L+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s^*(N-L) & s^*(N-L+1) & \dots & s^*(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{g}_1 \\ \hat{g}_2 \\ \vdots \\ \hat{g}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(L) \\ s(L+1) \\ \vdots \\ s(N-1) \\ \hline s^*(0) \\ s^*(1) \\ \vdots \\ s^*(N-L-1) \end{bmatrix}. \quad (4.39)$$

Macierz obserwacji ma wymiary teraz $2(N-L) \times L$ dla $M < L \leq (N-M/2)$. W rezultacie, rozwiązania równania (4.10) pojawiają się jednak dodatkowe zera na płaszczyźnie zespolonej. Spośród L zer równania (4.10), należy wybrać M leżących najbliżej okręgu jednostkowego, zwanych dalej zerami sygnału. Dodatkowe zera, zwane dalej zerami szumu, znajdują się wewnątrz okręgu jednostkowego przy odpowiednio wysokim SNR . W przypadku niskiego SNR , położenie zer wewnątrz okręgu jednostkowego nie jest zagwarantowane [61]. Zera sygnału wykorzystuje się do wyznaczenia pulsacji stosując wzór (4.12), zaś zera szumu odrzuca się, gdyż nie niosą za sobą informacji o poszukiwanych sygnałach. Nie można jednak zwiększać wartości L , przy danym N bez ograniczeń, gdyż powoduje to niestabilność numeryczną rozwiązania, a zera szumu, znajdują się coraz bliżej okręgu jednostkowego i w rezultacie niemożliwe jest ich oddzielenie od poszukiwanych zer sygnału.

O ile w metodzie najmniejszych kwadratów liczba kolumn macierzy \mathbf{A} jest większa niż liczba wierszy (układ równań nadokreślony) w metodzie z LPPW

zwiększenie liczby kolumn może doprowadzić do sytuacji odwrotnej (układ równań niedookreślonego). Wówczas powyższy układ równań rozwiązujemy wykorzystując wykorzystując się prawą pseudoinwersję obliczoną następująco:

$$\mathbf{A}^+ = \mathbf{A}^H (\mathbf{A}\mathbf{A}^H)^{-1}. \quad (4.40)$$

Układ równań (4.39) ma nieskończenie wiele rozwiązań, jednak rozwiązanie obliczone powyższą metodą również spełnia warunek minimalizacji (4.30), tj. minimalizuje błąd predykcji liniowej [102]. W szczególnym przypadku, gdy $N = 2L$, układ równań (4.39) staje się określony, analogicznie jak w przypadku metody Prony’ego, a rozwiązanie również oblicza się wykorzystując macierz odwrotną do macierzy obserwacji – jest to tzw. metoda aproksymacji Padé [109].

4.5.3. Zmodyfikowana metoda Prony’ego (ZMP)

Kumaresan i Tufts, opracowali metodę, która poprawia dokładność predykcji metody LPPW. W szczególności skupili się na przypadku, gdy $L \approx 2N/3$ tj. kiedy układ równań jest niedookreślony. Szukali również sposobu na poprawę dokładności tej metody, w warunkach niskiego stosunku sygnału do szumu oraz poszukiwali stosunku L/N , który będzie dawał najlepszą dokładność estymacji pulsacji. W swojej metodzie wykorzystali rozkładu macierzy obserwacji według wartości osobliwych (rozkład SVD). Dokonując rozkładu SVD macierzy \mathbf{A} otrzymujemy:

$$\mathbf{A} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H, \quad (4.41)$$

gdzie:

- $\mathbf{\Sigma}$ – macierz diagonalna wartości osobliwych, $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\boldsymbol{\sigma})$ o wymiarach $(K \times K)$, $K = \min(L, 2(N - L))$;
- $\boldsymbol{\sigma}$ – wektor wartości osobliwych σ_i macierzy \mathbf{A} , $i \in \langle 1, K \rangle$;
- \mathbf{U}, \mathbf{V} – macierze unitarne o wymiarach $2(N - L) \times 2(N - L)$ i $L \times L$.

Równanie (4.33) można wówczas napisać w następującej postaci:

$$\hat{\mathbf{g}} = \sum_{i=1}^K \frac{1}{\sigma_i} (\mathbf{u}_i^H \mathbf{b} \mathbf{v}_i), \quad (4.42)$$

gdzie \mathbf{u}_i i \mathbf{v}_i są kolejnymi wektorami macierzy \mathbf{U} oraz \mathbf{V} , a σ_i są uporządkowanymi malejąco, dodatnimi wartościami osobliwymi i znajdują się na głównej przekątnej macierzy $\mathbf{\Sigma}$. Zakłada się przy tym, że macierz \mathbf{A} jest określona dodatnio. Szum powoduje, że rząd macierzy \mathbf{A} wynosi w ogólnym przypadku $R(\mathbf{A}) = K$, gdzie K jest maksymalnym rzędem macierzy \mathbf{A} . Gdyby nie występował szum, rząd macierzy \mathbf{A} wynosiłby dokładnie M , jeśli $M \leq K$. Ponieważ

4.5. WARIANTY METODY PRONY'EGO

wartości osobliwe występują w mianowniku prawej strony wyrażenia (4.42), czułość estymatora $\hat{\mathbf{g}}$ na błędy w określaniu najmniejszych wartości osobliwych szumu, wynikające ze skończonej liczby próbek, jest największa.

Można ograniczyć wpływ najmniejszych wartości osobliwych przez zastąpienie macierzy $\hat{\mathbf{A}}$ przez jej aproksymację niższego rzędu (niższej rangi):

$$\tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{U}\tilde{\mathbf{\Sigma}}\mathbf{V}^{\mathbf{H}}, \quad (4.43)$$

gdzie:

- $\tilde{\mathbf{\Sigma}}$ – macierz diagonalna wartości osobliwych $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\tilde{\boldsymbol{\sigma}})$ o wymiarach $K \times K$;
- $\tilde{\boldsymbol{\sigma}}$ – wektor wartości osobliwych σ_j macierzy \mathbf{A} , $j \in \langle 1, K \rangle$, utworzony z wektora $\boldsymbol{\sigma}$ tak, że:

$$\sigma_j = \begin{cases} \sigma_i & , i = j, j \leq M \\ 0 & , j > M \end{cases}.$$

Wykorzystanie aproksymacji macierzy \mathbf{A} macierzą $\tilde{\mathbf{A}}$, o niższym rzędzie, polega na zmianie górnej granicy sumy w równaniu (4.42) z K na M [84]:

$$\tilde{\mathbf{g}} = \sum_{i=1}^M \frac{1}{\sigma_i} (\mathbf{u}_i^{\mathbf{H}} \mathbf{b} \mathbf{v}_i). \quad (4.44)$$

Zakłada się przy tym, że najmniejsza wartość szczególna sygnału jest większa od największej wartości szczególnej szumu tj. podprzestrzeń sygnału i podprzestrzeń szumu są rozdzielone. Operacje tą można traktować jako odfiltrowanie części szumu z macierzy \mathbf{A} , przy czym wektor \mathbf{b} pozostaje niezmienny. Wykorzystanie aproksymacji macierzy o niższym rzędzie zmniejsza wariancję estymat pulsacji kosztem wprowadzenia niewielkiego błędu systematycznego. Estymator $\tilde{\mathbf{g}}$ wykorzystujący macierz $\tilde{\mathbf{A}}$ jest zatem estymatorem obciążonym. Odchylenie standardowe wyznaczonych pulsacji jest jednak na ogół znacznie większe od błędu systematycznego i w praktyce nie wpływa znacząco na dokładność metody [48].

Rozwiązanie wykorzystujące aproksymację macierzy obserwacji, macierzą o niższym rzędzie nie minimalizuje błędu predykcji liniowej (4.30), a wyznacza rozwiązanie minimalizując wyrażenie:

$$\|\mathbf{b} - \tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{g}}\|^2 = \sum_{n=M}^{N-1} |s(n) - \sum_{i=1}^M \tilde{g}_i s(n-i)|^2 = \min. \quad (4.45)$$

Macierz $\tilde{\mathbf{A}}$ jest statystycznie bliższa w sensie normy kwadratowej macierzy \mathbf{A}_0 , niezakłóconej przez szum [61]. Nie każda aproksymacja niskiego rzędu daje poprawę dokładności estymacji $\hat{\omega}_i$. W przypadku, gdy N jest skończone macierz $\tilde{\mathbf{A}}$ jest tylko statystycznie bliższa macierzy \mathbf{A}_0 niż macierz \mathbf{A} , przy czym korzyści

z zastosowania aproksymacji niższego rzędu pojawiają się również w przypadku niskiego SNR [102].

Aby dokładność tej metody była lepsza od metody LPPW konieczne jest dobranie odpowiedniej wartości L w stosunku do liczby elementów odbiorczych N . W przypadku gdy $M = 1$, dla $L \approx 1/3$ lub $L \approx 2/3$ uzyskuje się najlepszą dokładność estymacji $\hat{\omega}$ [40]. W przypadku gdy $M = 2$, a sygnały posiadają jednakowe amplitudy optymalna wartość $L \approx 3/4N$, dla $N = 25$ [102]. W różnych opracowaniach przyjmuje się, że wartość optymalna L zawiera się w przedziale $2/3N - 3/4N$ [64, 86, 102]. Właściwe M rozwiązań wybiera się analogicznie jak dla metody LPPW.

4.6. Inne metody wysokiej rozdzielczości

Metody przedstawione w poprzednim podrozdziale, mają za zadanie obliczenie wektora $\hat{\mathbf{g}}$, poprzez odpowiednie sformułowanie układu równań (np. równania (4.39)) oraz rozwiązanie go jedną w wymienionych metod. W metodach przedstawionych w niniejszym podrozdziale wykorzystuje się różne właściwości rozkładu SVD oraz wynikającego z liczby sygnałów echa M podziału na podprzestrzeń sygnału i podprzestrzeń szumu.

4.6.1. Metoda zupełnych najmniejszych kwadratów

Istotą zmodyfikowanej metody Prony'ego jest zastosowanie aproksymacji niższego rzędu. Operacja ta częściowo usuwa zakłócenia z macierzy \mathbf{A} , przy czym wektor obserwacji \mathbf{b} pozostaje niezmienny. Metoda zupełnych najmniejszych kwadratów została opracowana w celu usunięcia wpływu szumu zarówno na macierz \mathbf{A} , jak i na wektor \mathbf{b} .

Możemy przekształcić równanie (4.20) uwzględniając zakłócenia zarówno macierzy \mathbf{A}_0 jak i wektora \mathbf{b}_0 :

$$(\mathbf{A}_0 + \mathbf{E})\hat{\mathbf{g}} = \mathbf{b}_0 + \mathbf{e}, \quad (4.46)$$

gdzie:

\mathbf{E} – macierz zakłóceń macierzy \mathbf{A}_0 ; W celu rozwiązania tego układ
 \mathbf{e} – wektor zakłóceń wektora \mathbf{b}_0 .

równań, przekształcamy je do postaci homogenicznej:

$$\left(\left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_0 & \mathbf{b}_0 \end{array} \right] + \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{E} & \mathbf{e} \end{array} \right] \right) \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{g}} \\ -1 \end{bmatrix} = \mathbf{0}, \quad (4.47)$$

$$(\mathbf{B}_0 + \mathbf{D}) \mathbf{h} = \mathbf{0}, \quad (4.48)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_0 + \mathbf{D}, \quad (4.49)$$

gdzie:

$$\mathbf{B}_0 = \left[\mathbf{A}_0 \mid \mathbf{b}_0 \right], \quad \mathbf{D} = \left[\mathbf{E} \mid \mathbf{e} \right], \quad \mathbf{h} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{g}} \\ -1 \end{bmatrix}.$$

W tym przypadku macierze \mathbf{B} , \mathbf{B}_0 i \mathbf{D} mają wymiary $2(N - L) \times (L + 1)$. W metodzie TLS poszukiwane jest takie rozwiązanie, które spełnia warunek minimalizacji normy Frobeniusa macierzy D :

$$\|\mathbf{D}\|_F = \min, \quad (4.50)$$

gdzie:

$$\|\mathbf{D}\|_F = \left(\sum_{i=1}^{2(N-L)} \sum_{j=1}^{L+1} d_{ij}^2 \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (4.51)$$

W celu uzyskania rozwiązania spełniającego warunek minimalizacji (4.50) wykorzystuje się rozkład macierzy \mathbf{B} wg. wartości osobliwych.

$$\mathbf{B} = \mathbf{U}_B \Sigma_B \mathbf{V}_B^H, \quad (4.52)$$

gdzie:

- Σ_B – macierz diagonalna wartości osobliwych;
- $\mathbf{U}_B, \mathbf{V}_B$ – macierze unitarne.

W zależności od wyboru L , w stosunku do liczby sygnałów M , istnieją dwa przypadki rozwiązania. Gdy $L = M$ oraz $\sigma_{B(L+1)} \neq 0$, wektor $\hat{\mathbf{g}}$ wyznacza się z równania:

$$\hat{\mathbf{g}} = \frac{-1}{(\mathbf{v}_{L+1})_{L+1}} \begin{bmatrix} (\mathbf{v}_{L+1})_1 \\ \vdots \\ (\mathbf{v}_{L+1})_L \end{bmatrix}, \quad (4.53)$$

gdzie $(\mathbf{v}_{L+1})_{(L+1)}$ jest ostatnim wyrazem prawego wektora własnego tj. ostatniej kolumny macierzy \mathbf{V}_B , przypisanego do najmniejszej wartości własnej σ_{L+1} .

W metodzie zupełnych najmniejszych kwadratów, możliwe jest również zwiększenie rzędu filtru L powyżej wartości $L = M$. W tym przypadku podobnie jak w przypadku, aproksymacji macierzy niższego rzędu należy dokonać podziału wartości osobliwych na wartości związane z sygnałem i szumem (tj. na podprzestrzeń szumu i podprzestrzeń sygnału). Następnie obliczamy wektor $\hat{\mathbf{g}}$ z równania

$$\hat{\mathbf{g}} = - \sum_{k=M+1}^{L+1} \left[\frac{(\mathbf{v}_k)_{L+1}^*}{\sum_{i=M+1}^{L+1} |(\mathbf{v}_i)_{L+1}|^2} \right] \mathbf{v}'_k, \quad (4.54)$$

gdzie:

$$\mathbf{v}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{v}'_k \\ (\mathbf{v}_k)_{L+1} \end{bmatrix}.$$

Metoda zupełnych najmniejszych kwadratów, w przypadku 25 elementów odbiorczych pozwala na osiągnięcie lepszych rezultatów niż zmodyfikowana metoda Prony'ego czy metoda LPPW przy nieznacznie większej liczbie niezbędnych obliczeń [84].

4.6.2. Metoda root-MUSIC

W metodzie root-MUSIC (ang. *MUltiple SIgnal Classification*) zakłada się, że zera sygnału wielomianu $H(z)$ znajdują się na okręgu jednostkowym. Metoda ta nie wykorzystuje właściwości predycyjnych filtrów liniowych dla sygnałów sinusoidalnych, tzn. nie wyznacza wektora stanu $\hat{\mathbf{g}}$. Wykorzystuje ona natomiast właściwości podprzestrzeni szumu i podprzestrzeni sygnału do wyznaczenia zer wielomianu $H(z)$. Obliczenie kierunków metodą root-MUSIC polega na wyznaczeniu zer specjalnego wielomianu $D(z)$ utworzonego z prawych wektorów osobliwych macierzy \mathbf{B} (równanie (4.52)) [85]:

$$\mathbf{B} = \left[\mathbf{A} \mid \mathbf{b} \right]. \quad (4.55)$$

Z każdego prawego wektora osobliwego macierzy \mathbf{B} tj. \mathbf{v}_k , przypisanego do podprzestrzeni szumu, tworzony jest wielomian stopnia $(L + 1)$:

$$S_k(z) = \frac{1}{\sqrt{L+1}} \sum_{l=1}^{L+1} v_{lk} z^{-(l-1)}, \quad k = M + 1, \dots, L + 1. \quad (4.56)$$

Z tak utworzonych wielomianów tworzony jest wielomian $D(z)$ stopnia $2(L + 1)$:

$$D(z) = \sum_{k=M+1}^{L+1} \left(S_k(z) S_k^* \left(\frac{1}{z^*} \right) \right). \quad (4.57)$$

Wielomian ten można doprowadzić do postaci:

$$D(z) = H(z) H^* \left(\frac{1}{z^*} \right). \quad (4.58)$$

Jeśli nie występuje szum, wielomian $D(z)$ posiada M zer podwójnych na okręgu jednostkowym oraz $2 \times (L + 1 - M)$ dodatkowych zer poza nim. Ze względu na występowanie szumu, nie dokonuje się rozkładu wielomianu $D(z)$ zgodnie z równaniem (4.58), a wyznacza się wszystkie jego zera, po czym za właściwe rozwiązania uznaje się tylko M zer znajdujących się najbliżej wewnętrznej krawędzi okręgu jednostkowego [85].

4.6.3. Metody ESPRIT

Metoda ta została opracowana w kilku wariantach, których zarys zostanie przedstawiony poniżej. Metody te, podobnie jak metoda root-MUSIC, nie wykorzystują właściwości predykcji liniowej, a właściwości powiększonej macierzy obserwacji. Powiększona macierz obserwacji \mathbf{B} w przypadku, gdy jej elementy nie są zakłócone przez szum ma strukturę Hankela. Oznacza to, że w przypadku gdy, sygnał w każdym elemencie odbiorczym składa się z dokładnie M niezależnych sygnałów sinusoidalnych, spełnione jest poniższe równie:

$$\mathbf{B}_2 = \mathbf{B}_1 \mathbf{G}, \quad (4.59)$$

gdzie:

- \mathbf{B}_1 – macierz \mathbf{B} po usunięciu ostatniej kolumny;
- \mathbf{B}_2 – macierz \mathbf{B} po usunięciu pierwszej kolumny;
- \mathbf{G} – macierz rotacji o wymiarach $L \times L$.

Macierz \mathbf{G} ma ta właściwość, że w przypadku niezakłóconym przez szum, posiada dokładnie M różnych od zera wartości własnych. Jednocześnie wartości te są poszukiwanymi zerami wielomianu $H(z)$ [109].

W wersji ESPRIT LS-LS poszukiwane wartości własne wyznacza się następująco:

$$\mathbf{G} = \hat{\mathbf{B}}_1^+ \hat{\mathbf{B}}_2, \quad (4.60)$$

gdzie:

- $\hat{\mathbf{B}}_1$ – estymata macierz \mathbf{B}_1 ;
- $\hat{\mathbf{B}}_2$ – estymata macierz \mathbf{B}_2 .

W zależności od sposobu obliczenia estymat macierzy $\hat{\mathbf{B}}_1$ i $\hat{\mathbf{B}}_2$ wyróżnić możemy metody: ESPRIT LS-LS, ESPRIT LS-TLS, ESPRIT TLS-TLS oraz metodę macierzy ołówkowej [109].

Metoda ESPRIT-TLS

Metoda ta zostanie zaprezentowana jako, że zostanie użyta w kolejnych rozdziałach, jest to standardowa metoda zaimplementowana w środowisku MATLAB. Najpierw dokonuje się rozkładu macierzy \mathbf{B} według wartości osobliwych [108]:

$$\mathbf{B} = \mathbf{U}_B \mathbf{\Sigma}_B \mathbf{V}_B^H \quad (4.61)$$

Następnie wybierane jest M pierwszych kolumn macierzy \mathbf{U} i tworzone są z niej macierze \mathbf{U}_{B1} i \mathbf{U}_{B2} , które powstają przez usunięcie odpowiednio pierwszego i ostatniego wiersza z macierzy \mathbf{U}_B . Macierze te wykorzystuje się

do utworzenia macierzy \mathbf{C} o wymiarach $2M \times 2M$:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{\mathbf{B1}}^H \\ \mathbf{U}_{\mathbf{B2}}^H \end{bmatrix} \left[\mathbf{U}_{\mathbf{B1}} \parallel \mathbf{U}_{\mathbf{B2}} \right] \quad (4.62)$$

Następnie dokonujemy rozkładu macierzy \mathbf{C} według wartości osobliwych:

$$\mathbf{C} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (4.63)$$

Macierz \mathbf{U} ma wymiary $2M \times 2M$. Dokonujemy jej następującego podziału na macierze o wymiarach $M \times M$:

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{11} & \mathbf{U}_{12} \\ \mathbf{U}_{21} & \mathbf{U}_{22} \end{bmatrix} \quad (4.64)$$

Ostatecznie poszukiwane wartości własne macierzy \mathbf{G} oblicza się z wzoru [108]:

$$\mathbf{z} = \text{eig}(\mathbf{G}) = \text{eig}(-\mathbf{U}_{12} * \mathbf{U}_{22}^{-1}), \quad (4.65)$$

gdzie \mathbf{z} jest wektorem poszukiwanych rozwiązań zespolonych, które postawiamy do równania (4.12), aby otrzymać poszukiwane unormowane pulsacje.

Metody ESPRIT dają zbieżne wyniki w przypadku, gdy N jest duże, przy czym metoda ESPRIT-TLS oraz ESPRIT LS-TLS charakteryzują się niższą wartością efektu progowego [108]. Zasadniczą zaletą metody ESPRIT jest bezpośrednie wyznaczenie poszukiwanych kierunków, bez konieczności rozwiązywania równania predykcji (4.10). W zależności od implementacji wymaga jednak przeprowadzenia rozkładu SVD macierzy \mathbf{B} o wymiarach $L+1 \times L+1$ oraz do rozkładu EVD macierzy o wymiarach $M \times M$ lub też $2M \times 2M$. Wybór metody wpływa widocznie na liczbę obliczeń, które należy wykonać. Na ogół metoda ESPRIT i MUSIC dają zbliżone rezultaty [108].

4.7. Podsumowanie

Wszystkie zaprezentowane w niniejszym rozdziale metody służą do tego samego celu, czyli określania częstotliwości/częstości przestrzennych na podstawie N próbek czasowych/przestrzennych. Taka różnorodność narzędzi pozwala na wybór pomiędzy metodami o mniejszej liczbie obliczeń, które na ogół są mniej dokładne, a metodami dokładniejszymi wymagającymi dodatkowych obliczeń, które jednak charakteryzującymi się lepszą dokładnością. Wybór taki ma szczególne znaczenia dla systemów batymetrycznych, w których przetwarzanie odbywa się w czasie rzeczywistym i w konsekwencji czas przetwarzania sygnału jest ograniczony przez okres powtarzania impulsu sondującego. Nie tylko wybór konkretnej metody rozwiązania, ale również wybór rzędu modelu (L przy

4.7. PODSUMOWANIE

formowaniu macierzy \mathbf{A} , czy $L + 1$ przy formowaniu macierzy \mathbf{B}) wpływa na dokładność rozwiązania. Dokładność każdej z tych metod zależy również od stosunku sygnału do szumu oraz właściwości statystycznych szumu (rozdział 5). Istotnym zagadnieniem jest również identyfikacja liczby źródeł sygnału echa M . Każda z metod zakłada występowanie określonej liczby sygnałów echa. Wiedza ta jest niezbędna do prawidłowego sformułowania równań, wyznaczenia i wyboru poszukiwanych rozwiązań (rozdział 6).

Oprócz wymienionych powyżej metod istnieją również inne zaawansowane metody wyznaczania kierunków echa, dla których punktem wyjścia jest sformułowany układ równań (4.28). Na ogół są one bardziej wymagające obliczeniowo, gdyż wymagają iteracyjnego wyznaczania rozwiązania, czy charakteryzują się wyższą wartością efektu progowego [60, 64].

5. Dokładność pomiaru kierunku i głębokości w echosondzie interferometrycznej

W każdym systemie batymetrycznym, ze względu na miejsce występowania w kanale komunikacyjnym i ich charakter fizyczny, możemy wyróżnić 2 rodzaje źródeł szumów - szумы akustyczne i szумы elektryczne (patrz rys. 3.3). Klasyfikacja ta odzwierciedla tradycyjny podział elementów systemów hydroakustycznych na dwie części “mokrą”(ang. *wet end*), tj. środowisko propagacji fal akustycznych oraz część “suchą”(ang. *dry end*), tj. elementy przetwarzające sygnały elektryczne [2]. W części suchej rodzaje źródeł zakłóceń sygnałów elektrycznych będą podobne, niezależnie od rodzaju echosondy. Różnice będą jednak występować w charakterystyce i klasyfikacji sygnałów w części mokrej. W echosondzie pionowej czy wielowiązkowej, pożądanym sygnałem akustycznym (celem) jest echo od dna, a pozostałe sygnały niezależnie od źródła traktowane są jako szумы. W wielofazowej echosondzie interferometrycznej podział ten jest mniej jednoznaczny, gdyż w zależności od przyjętego rzędu modelu M , zakłada się występowanie dokładnie M sygnałów echa (rys. 4.1). Jako cel tj. użyteczne, istotne echo, może być zatem traktowane zarówno bezpośrednie odbicie od powierzchni wody jak i odbicia wielokrotne. Dopiero sygnały o amplitudzie mniejszej od amplitudy najślabszego echa użytego do modelowania interpretuje się jako szумы.

Można również dokonać klasyfikacji szumów ze względu na ich źródło [2, 13, 24, 38, 63, 46, 94]:

1. Szумы platformy (akustyczne, elektryczne);
2. Szумы przepływu (akustyczne);
3. Szумы własne echosondy (elektryczne);
4. Szумы zewnętrzne (akustyczne).

Praca urządzeń znajdujących się na pokładzie statku/platformy jest źródłem drgań, które poprzez kadłub jednostki przenoszą się do wody tworząc pole akustyczne jednostki. W szczególności źródłem szumów akustycznych jest układ napędu i generatory prądu, które są niezbędne do zapewnienia statkowi ruchu i zasilania dla urządzeń pokładowych. Głowica echosondy, nie tylko znajduje się w polu akustycznym generowanym przez ruch i mechanizmy statku, ale również poprzez system montażu vibracje kadłuba mogą przenosić się na elementy odbiorcze. Na ogół stosuje się szereg biernych rozwiązań konstrukcyjnych, które mają za zadanie minimalizowanie własnego pola akustycznego jednostki oraz

wpływ wibracji kadłuba na pracę echosondy. Największe zakłócenia występują dla częstotliwości opowiadających prędkości obrotowej silnika głównego i agregatów prądotwórczych, które zajmują pasmo znacznie poniżej 10 kHz, czyli znacznie poniżej częstotliwości pracy współczesnych systemów batymetrycznych (tab. 2.2). Innym źródłem zakłóceń generowanych przez statek są szумы elektryczne występujące w układach zasilania [63]. Generowane przez różne urządzenia pole elektromagnetyczne może zakłócać kanały odbiorcze, zanim sygnał w odbiorniku zostanie zamieniony na postać cyfrową. W celu minimalizacji wpływu tego rodzaju szumów stosuje się odpowiedniej jakości urządzenia elektryczne oraz projektuje się takie ich przestrzenne rozmieszczenie, które minimalizuje ich negatywny wpływ na pracę echosondy (tzw. kompatybilność elektromagnetyczna). Skuteczną metodą minimalizacji wpływu zewnętrznych pól elektrycznych jest umieszczenie przetworników A/C możliwie jak najbliżej przetworników hydroakustycznych i dalsze przetwarzanie sygnału w postaci cyfrowej.

Ruch jednostki w czasie pomiarów powoduje przepływ turbulentny wody po powierzchni kadłuba oraz elementach nadawczych i odbiorczych echosondy, który jest dodatkowym źródłem zakłóceń akustycznych. Również przepływ wody przez obracające się śruby napędowe jest źródłem zakłóceń akustycznych. Wpływ tych źródeł szumu ogranicza się poprzez dobór odpowiedniej prędkości jednostki pomiarowej i montaż echosondy możliwie daleko od śrub napędowych jednostki. Szумы własne echosondy to wstępujące w kanałach odbiorczych szумы elektryczne [38]. Nawet w przypadku niewystępowania pozostałych źródeł szumów, sygnał na wejściu przetworników A/C będzie zakłócony szumem termicznym. Do szumów własnych echosondy możemy również zaliczyć szумы kwantyzacji wynikające ze skończonej liczby bitów kodujących odebrany poziom sygnału w przetworniku A/C [63].

Widmowa gęstość mocy szumów w wodzie (szумы zewnętrzne) zmieniają się istotnie w funkcji częstotliwości [38]. Jego źródła mogą być naturalne lub antropogeniczne. Do naturalnych źródeł szumu zaliczamy zjawiska sejsmiczne, falowanie, wiatr i opady. Wśród źródeł antropogenicznych możemy wyróżnić szумы ruchu statków i działalności przemysłowej (porty, platformy wiertnicze, farmy wiatrowe). Dla częstotliwości pracy współczesnych systemów batymetrycznych (100 kHz - 2 MHz) największy wpływ na poziom tła ma szum termiczny [11, 13, 105].

Niezerowy poziom szumów, występuje nawet w przypadku, gdy jednostka pomiarowa nie jest w ruchu, a echosonda pracuje jedynie w trybie odbioru, tj. nie wysłała wcześniej sygnału sondującego. Na tle tego szumu pojawiać się będą w trakcie pracy echosondy sygnały ech, których położenie w przestrzeni będzie określał blok obliczania batymetrii. Stosunek energii sygnału echa do energii szumu jest jednym z czynników determinujących dokładność określania kierunku i głębokości w wielofazowej echosondzie interferometrycznej.

5.1. Teoretyczna dokładność pomiaru kierunku i głębokości w echosondzie interferometrycznej

Stosunek sygnału do szumu na wejściu bloku obliczania batymetrii można zdefiniować następująco:

$$d_{SNR} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}, \quad (5.1)$$

gdzie:

- d_{SNR} – stosunek sygnału do szumu;
- σ_s – odchylenie standardowe sygnału echa [V];
- σ_n – odchylenie standardowe szumu [V].

Jeżeli przyjmiemy, że do każdego elementu odbiorczego dociera dokładnie jeden sygnał sinusoidalny echa ($M = 1$), który po przejściu przez kanał odbiorczy na wejściu bloku obliczania będzie miał amplitudę A , wówczas [40]:

$$\sigma_s^2 = \frac{A^2}{2}. \quad (5.2)$$

Założmy, dla uproszczenia, że tor odbiorczy nie wprowadza żadnych zniekształceń sygnału tzn. ma liniową charakterystykę fazową oraz stałą czułość i wzmocnienie dla pasma pracy echosondy. W przypadku, gdy antena odbiorcza składa się z N elementów, granicę maksymalnej dokładności nieobciążonego estymatora w przypadku występowania białego zespolonego szumu gaussowskiego określa dolna granica Camera-Rao (CRLB ang. *Camer-Rao Lower Bound*)[40]:

$$\sigma_{\omega_{CRLB}}^2 = \frac{1}{d_{SNR}} \frac{6}{N(N^2 - 1)}, \quad (5.3)$$

gdzie $\sigma_{\omega_{CRLB}}^2$ oznacza wariancję unormowanej pulsacji w równaniu (4.6a). Wzór ten jest przybliżony i odnosi się do $SNR > 30$ dB, przy czym:

$$SNR \stackrel{df}{=} 10 \log_{10} d_{SNR}. \quad (5.4)$$

W przypadku LPPW dla wybranego rzędu L można wyprowadzić następującą dolną granicę dokładności (również dla $SNR > 30$) [40]:

$$\sigma_{\omega_{LPPW}}^2 = \frac{1}{d_{SNR}} \begin{cases} \frac{1}{L(N-L)^2} & , L \leq N/2 \\ \frac{1}{L^2(N-L)} & , L \geq N/2 \end{cases}. \quad (5.5)$$

Z zależności tej wynika, że w celu otrzymania optymalnej dokładności określania pulsacji należy wybrać $L \approx N/3$ lub $L \approx 2N/3$ (wartość jest przybliżona w przypadku, gdy N nie jest podzielne przez 3). Dla $N > 3$ optymalną

dokładność można w przybliżeniu obliczyć z poniższej zależności:

$$\sigma_{\omega_{opt}}^2 = \frac{1}{d_{SNR}} \frac{27}{4N^3}. \quad (5.6)$$

Wartości te są jednak dokładne jedynie dla wysokiego SNR . W przypadku gdy $SNR \rightarrow -\infty$ rozkład prawdopodobieństwa pomiaru fazy dąży do rozkładu jednostajnego i wariancja unormowanej pulsacji dąży do $\sigma_{\omega_{max}}^2 = \pi^2/3$ [95]. Różne zaawansowane metody określania kierunku, dla wybranej liczby elementów pomiarowych N , będą zbliżały się do wartości $\pi^2/3$ po innej krzywej (rys. 5.1). W metodach wysokiej rozdzielczości występuje zjawisko tzw. efektu progowego. Poniżej pewnej wartości SNR następuje gwałtowne pogorszenie dokładności danej metody. Różne metody, dla tej samej liczby N różnią się wartością SNR , dla której występuje efekt progowy. Moment występowania efektu progowego jest jednym z kryteriów w wyborze metody wysokiej rozdzielczości, przy czym im niższa jest wartość progowa SNR tym metoda ma większy zakres użyteczności. Badaniu tej zależności dla wybranych metod wysokiej rozdzielczości będzie poświęcony rozdział 8.

Dokładność pomiaru unormowanej pulsacji przekłada się na dokładność pomiaru kierunku. Przekształcając równanie (4.6b) oraz dokonując podstawowych podstawień otrzymujemy:

$$\sigma_{\theta} = \frac{\sigma_{\omega}}{2\pi} \frac{\lambda}{d} \frac{1}{\cos \theta}. \quad (5.7)$$

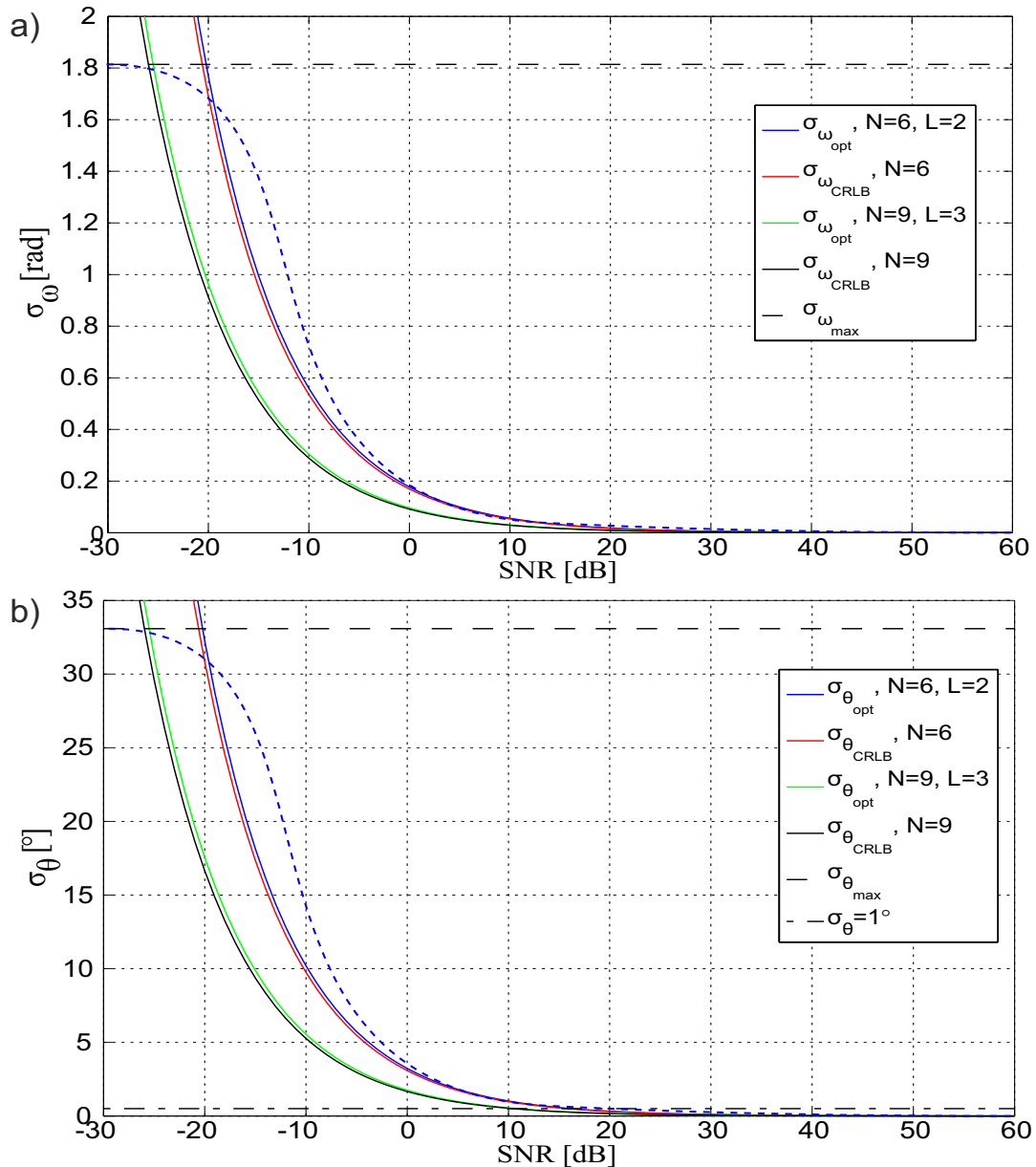
Z powyższego wzoru wynikają następujące praktyczne wnioski:

1. Zwiększenie liczby elementów odbiorczych zmniejsza błąd określania kierunku (ze względu na zależność (5.5));
2. Zwiększenie odstępów d pomiędzy elementami odbiorczymi zmniejsza odchylenie standardowe błędu określania kierunku;
3. Określanie kierunku sygnału spoza osi akustycznej ($\theta \neq 0$), będzie obarczone większym błędem niż dla sygnałów z kierunku osi akustycznej, dla sygnałów o jednakowym d_{SNR} – ze względu na zależność σ_{ω} od d_{SNR} ;
4. Wzrostowi stosunku sygnału do szumu towarzyszy zmniejszenie błędu określania kierunku.

Powyższe wnioski dotyczą oczywiście bardzo uproszczonej sytuacji i nie uwzględniają występowania innych źródeł odbicia oraz przestrzennych zależności pomiędzy sygnałami odebranymi przez różne elementy odbiorcze. Pozwalają jednak wstępnie ocenić wpływ konfiguracji echosondy (N oraz iloraz λ/d) na dokładność określania kierunku w zależności od d_{SNR} .

Poziom szumów tła można uznać za stały w chwili pomiaru (pomijając rewerberację – podrozdział 5.2.3), zatem aby zwiększyć d_{SNR} należy zwiększyć amplitudę lub zmniejszyć pasmo odbiornika i szerokość widma poprzez wydłużenie impulsu sondującego. Amplitudy sygnału nie można jednak zwiększać dowol-

5.1. TEORETYCZNA DOKŁADNOŚĆ POMIARU KIERUNKU I GŁĘBOKOŚCI W ECHOSONDZIE INTERFEROMETRYCZNEJ



Rys. 5.1. Teoretyczna dokładność zaawansowanych metod określania kierunku. a) Przybliżona zależność dokładności pomiaru unormowanej pulsacji w funkcji SNR dla wybranej liczby elementów odbiorczych. b) Przybliżona zależność dokładności pomiaru kierunku w funkcji SNR dla wybranej liczby elementów odbiorczych, $d = \lambda/2$, $\theta = 0$.

Linia niebieską przerywaną oznaczono orientacyjny przebieg zależności dla niskich wartości SNR z uwzględnieniem wystąpienia efektu progowego oraz wartości granicznej. $\sigma_{\omega_{max}}$ i $\sigma_{\theta_{max}}$ określają wartość odchylenia standardowego dla jednostajnego rozkładu pomiaru różnicy fazy.

nie, gdyż może doprowadzić to kawitacji na powierzchni elementów przetwornika prowadząc do jego uszkodzenia lub też znaczących zakłóceń w odbiorze [38]. Parametry pracy echosondy dobiera się tak, aby pracowała ona poniżej progu kawitacji. Próg kawitacji zależy od częstotliwości pracy i w praktycznych zastosowaniach amplitudy sygnałów wykorzystywane w echosondzie interferometrycznej

znajdują się znacząco poniżej tego progu. Dodatkowo poziom sygnału zmniejsza się, tak aby ograniczyć poziom ech wtórnych dla wybranego zakresu obserwacji. Zwiększenie długości impulsu prowadzi z kolei do zmniejszenia rozdzielności odległościowej. Zwiększenie SNR na wejściu bloku obliczania batymetrii można jednak uzyskać, bez pogorszenia rozdzielczości poprzez zastosowanie sygnałów szerokopasmowych (kodowanych impulsowo lub modulowanych częstotliwościowo) oraz filtrację dopasowaną [12, 91, 93]. Zwiększenie SNR można również w ograniczonym stopniu uzyskać poprzez zwiększenie zanurzenia echosondy D , przez co zmniejsza się wysokość echosondy nad dnem H . W ten sposób zmniejsza się straty transmisyjne zależne od R (podrozdział 9.1). Jednak wzrost SNR jest ograniczony przez ujemny wpływ kąta γ na siłę odbicia wstecznego.

Liczby elementów odbiorczych również nie można zwiększać bez ograniczeń. Odległość między elementami odbiorczymi powinna być jak największa, przy czym jej maksymalna dopuszczalna wartość wynosi $\lambda/2$ ¹⁰. Jednocześnie, aby spełnione były założenia dla sygnału wąskopasmowego, rozmiar anteny nie powinien przekraczać 10λ , co w praktyce oznacza ograniczenie liczby elementów odbiorczych do $N \leq 20$ [55].

Największej dokładności należy spodziewać się dla sygnałów docierających z kierunku osi przetwornika odbiorczego. Jeśli sygnały pochodzą z innych kierunków, następuje pozorne zmniejszenie rozmiaru czynnej apertury (o czynnik $\cos\theta$), powodując tym samym zmniejszenie dokładności określania kierunków. W związku z powyższym wybranie kąta pochylenia anteny ψ ma kluczowe znaczenie dla rozkładu przestrzennego błędów określania kierunku i głębokości [6]. Zakładając, że pomiar odległości R przy wyznaczaniu położenia dna nie jest obciążony błędem, dokładność pomiaru głębokości można wyznaczyć ze wzoru [68]:

$$\sigma_H = \frac{H\sigma_\theta}{\text{tg}\gamma} \quad (5.8)$$

Dla danego odchylenia standardowego pomiaru kierunku zwiększenie głębokości lub zmniejszenie kąta padania powoduje wzrost błędów określania głębokości. Nie oznacza to jednak, że dokładność określania głębokości jest największa bezpośrednio pod echosondą. Po pierwsze wartość σ_θ zależy od kąta padania jako, że (rys. 3.2):

$$\theta = \psi - \gamma. \quad (5.9)$$

Po drugie wartość d_{SNR} użyta we wzorach nie jest jedynym czynnikiem determinującym dokładność określania kierunku. Zagadnieniu temu będzie poświęcony kolejny podrozdział.

¹⁰W dalszej części rozdziału opisane są zjawiska, wpływające na dokładność echosondy interferometrycznej, dla których odległość między elementami odbiorczymi również odgrywa istotną rolę.

5.2. Źródła dekorelacji przestrzennej sygnału echa

Zagadnienie dekorelacji przestrzennej zostało szczegółowo opisane przez Jin'a i Tang'a oraz Lurton'a w [47, 68]. W echosondzie interferometrycznej źródłem echa w danej chwili jest fragment dna o określonej powierzchni (rys. 5.2). Długość śladu akustycznego ξ zależy od długości impulsu sondującego, Szerokość śladu akustycznego (w kierunku osi y) zależy od wysokości nad dnem oraz szerokości horyzontalnej wiązki nadawczej. Nie można zatem traktować śladu akustycznego jako punktowe źródło echa. W rezultacie, w zależności od położenia elementów odbiorczych w przestrzeni względem źródła echa, zmieniać się będą korelacyjne właściwości zmierzonych przez nie sygnałów. Oprócz zależności geometrycznych istotną rolę odgrywają stochastyczne właściwości źródeł echa. Pogorszenie się przestrzennych właściwości korelacyjnych sygnału echa określa się terminem dekorelacja przestrzenna, przy czym możemy wskazać dwa główne źródła dekorelacji: dekorelację linii bazy oraz przesuwający ślad akustyczny. Występowanie dekorelacji powoduje pogorszenie dokładności określania kierunku/głębokości, analogiczne do zmniejszenia stosunku sygnału do szumu, w związku z czym, w sposób uproszczony, można mówić występowaniu szumów dekorelacji.

5.2.1. Dekorelacja linii bazy

Założmy, że sygnał sondujący ma postać sinusoidalnego impulsu prostokątnego o czasie trwania T oraz, że sygnał docierający do elementu odbiorczego jest sumą losowych odbić od nieskończenie małych punktów znajdujących się na powierzchni dna o losowej sile odbicia i fazie początkowej odbicia. Przy takich założeniach kształt frontu falowego będzie zawierał losowe fluktuacje (rys. 5.2). Do każdego z elementów odbiorczych, na skutek takich właściwości dna, będzie docierał zniekształcony front falowy. Przestrzenne, korelacyjne właściwości zakłóceń frontu falowego, będą wpływały na błąd pomiaru kierunku. Jeżeli zarówno siła odbicia jest nieskorelowana z fazą odbicia oraz elementy dna są wzajemnie niezależne wówczas, dla tak przyjętych założeń, można wyprowadzić współczynnik korelacji pomiędzy dwoma elementami odbiorczymi [47]:

$$\gamma_{dlb} = \frac{\sin \eta}{\eta}, \quad (5.10a)$$

$$\eta = \frac{kd cT}{H} \frac{1}{4} \sin \gamma \operatorname{tg} \gamma \cos(\gamma - \psi), \quad (5.10b)$$

gdzie γ_{dlb} jest współczynnikiem dekorelacji linii bazy.

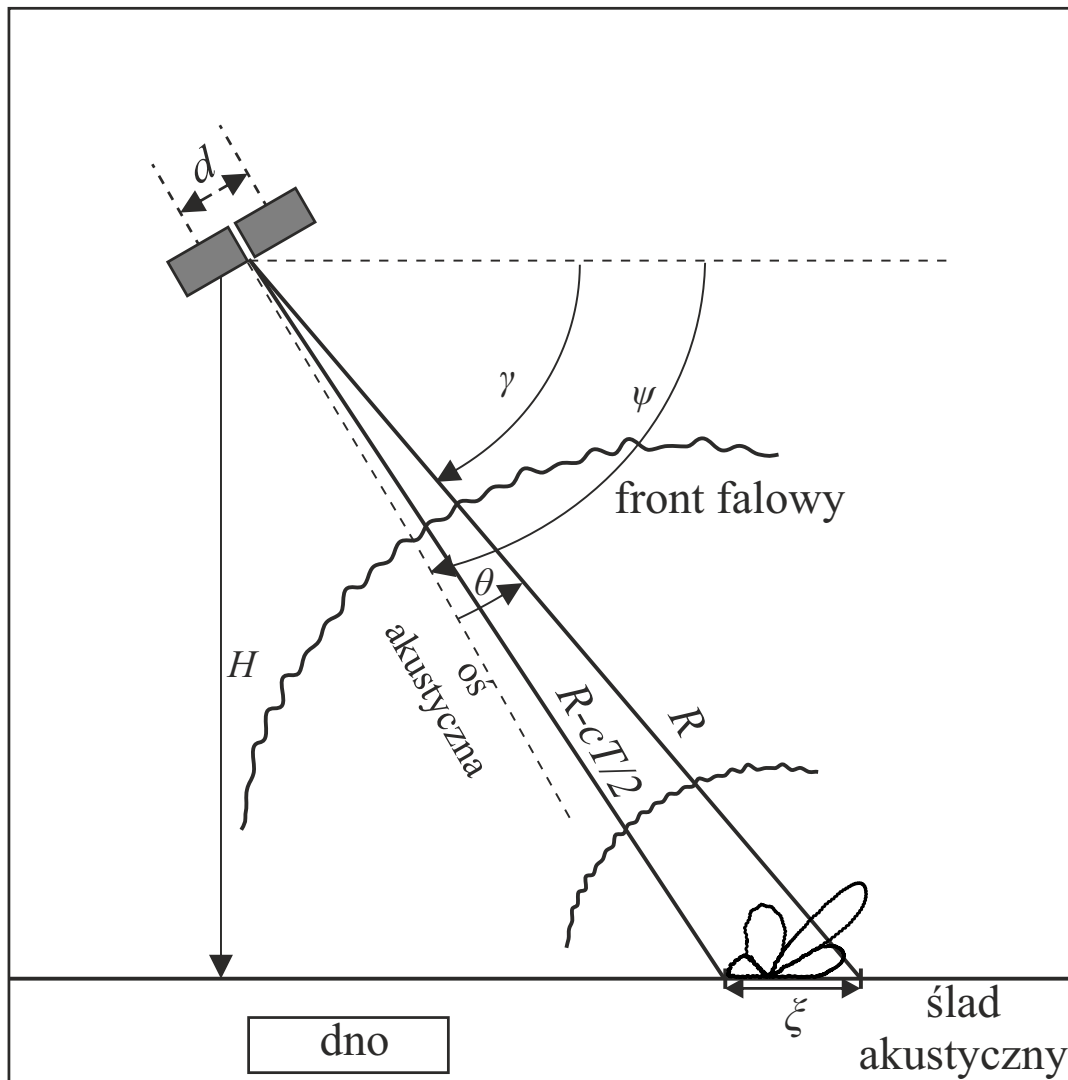
Wyznaczenie unormowanej pulsacji można rozumieć jako pomiar różnicy faz w klasycznej interferometrii. Jeżeli dwa sąsiednie elementy zakłócone są przez taką samą fluktuację fazy frontu falowego, nie ma ona znaczenia dla wyznaczonej

różnicy. Im większa separacja elementów, tym statystycznie fluktuacje stają się niezależne od siebie i nie niwelują się przy wyznaczaniu różnicy fazy.

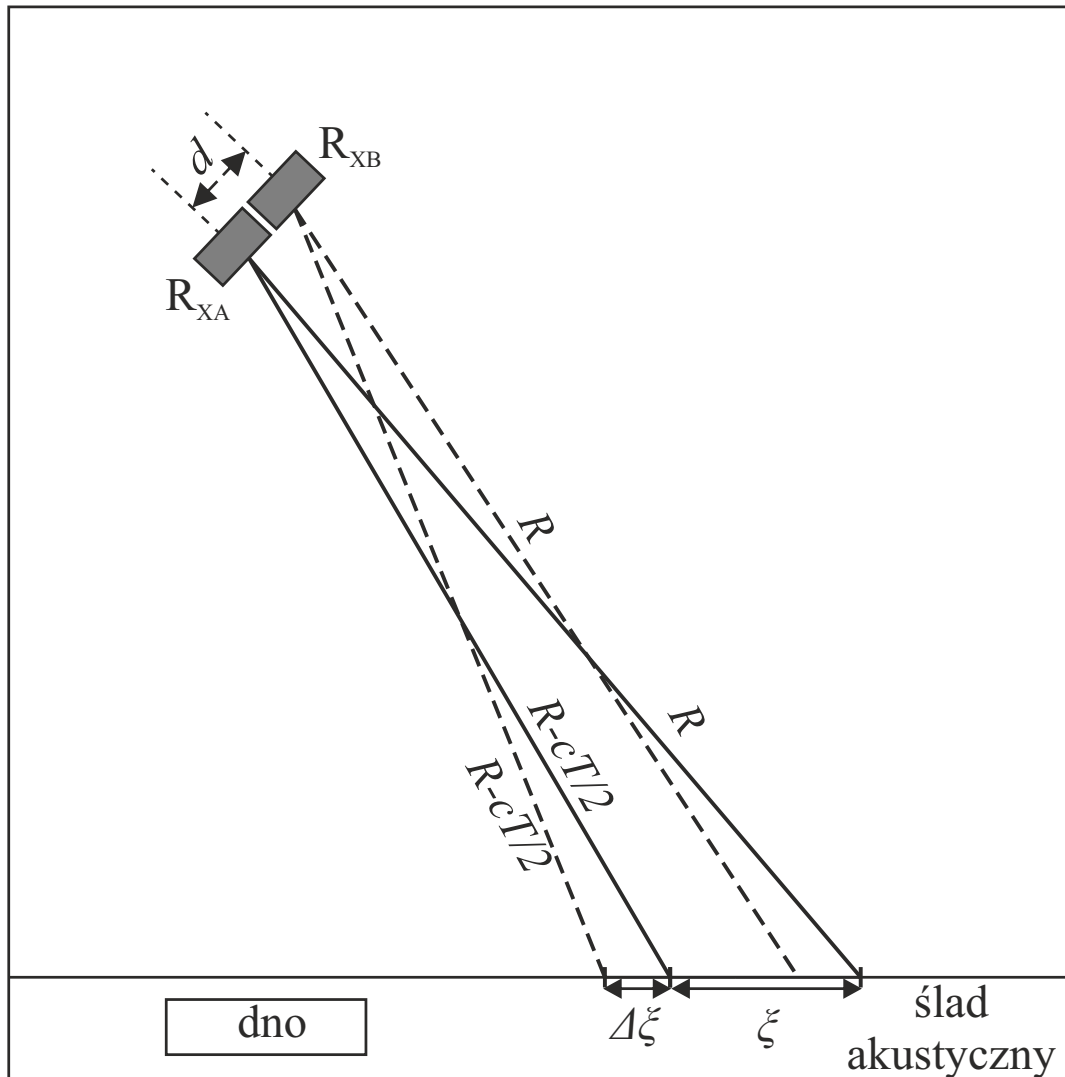
Jak wynika ze wzorów (5.10) im większa odległość pomiędzy elementami odbiorczymi d lub długość impulsu T , tym większa dekorelacja linii bazy (mniejsza wartość γ_{dlb}). Dekorelacja rośnie również wraz ze wzrostem kąta γ tj. bezpośrednio pod anteną oraz zależy od kąta pochylenia anteny. Zwiększenie wysokości anteny nad dnem powoduje zmniejszenie wpływu dekorelacji linii bazy (przy założeniu jego poziomego ukształtowania).

Współczynnik korelacji można przeliczyć na odpowiadający mu ekwiwalentny stosunek sygnału do szumu, tj. stosunek koherentnej energii sygnału do energii niekoherentnej [47]:

$$d_{dlb} = \frac{\gamma_{dlb}}{1 - \gamma_{dlb}}, \quad (5.11)$$



Rys. 5.2. Źródło dekorelacji linii bazy. Ślad akustyczny o długości ξ generuje losowy sygnał odbicia na skutek czego front falowy echa jest zniekształcony. Wraz ze wzrostem odległości polepszają się przestrzenne właściwości korelacyjne echa od dna.[68]



Rys. 5.3. Dekorelacja spowodowana przesuwanym śladem akustycznym. Elementy odbiorcze A i B w danej chwili odbierają sygnały z różnych fragmentów dna. Część łączna jest użytecznym sygnałem, a część rozłączna jest traktowana jako dodatkowe źródło szumu.[68]

gdzie d_{db} jest ekwiwalentnym stosunkiem sygnału do szumu dla dekorrelacji linii bazy.

5.2.2. Przesuwający ślad akustyczny

Szerokość śladu akustycznego, można obliczyć z uproszczonego wzoru (rys. 5.3, geometria układu i oznaczenie kątów są identyczne, jak dla rys. 5.2) [68]:

$$\xi \approx \frac{cT}{2 \cos \gamma}. \quad (5.12)$$

W tym samym momencie do każdego elementu odbiorczego dociera sygnał echa od innego fragmentu dna. Do elementu odbiorczego R_{XA} dociera echo sygnału odbitego od ograniczonego fragmentu dna o długości ξ (rys. 5.3).

Jednocześnie, do elementu odbiorczego R_{XB} dociera sygnał echa pochodzący od innego fragmentu dna. Zjawisko to nosi nazwę przesuwanego śladu akustycznego (ang. *sliding/shifting footprint*). Różnicę w położeniu śladów akustycznych można obliczyć ze wzoru [68]:

$$\Delta\xi \approx \left| \frac{d \cos(\gamma - \psi)}{\cos \gamma} \right|. \quad (5.13)$$

Sygnał pochodzący od części wspólnej jest użytecznym sygnałem echa, natomiast części rozłączne są źródłem pogorszenia właściwości korelacyjnych sygnałów (przy założeniu stochastycznej natury odbicia od dna) i mogą być postrzegane jako źródło szumu. Również tutaj można wprowadzić pojęcie ekwiwalentnego stosunku sygnału do szumu i dla prostego przykładu przedstawionego na rys. 5.3 wyznaczyć jego przybliżoną postać analityczną [68]:

$$d_{sf} \approx \frac{\xi - \Delta\xi}{\Delta\xi} \approx \frac{cT}{2d \cos(\gamma - \psi)} - 1, \quad (5.14)$$

gdzie d_{sf} jest ekwiwalentnym stosunkiem sygnału do szumu na skutek przesuwanego śladu akustycznego. Analogicznie jak w przypadku dekorelacji linii bazy można zdefiniować współczynnik korelacji γ_{sf} odpowiadający przesuwanemu śladowi akustycznemu:

$$\gamma_{sf} = \frac{d_{sf}}{1 + d_{sf}}. \quad (5.15)$$

Podobnie jak w przypadku dekorelacji linii bazy zwiększenie odległości między element odbiorczymi powoduje spadek ekwiwalentnego stosunku sygnału do szumu tj. pogorszenie właściwości korelacyjnych sygnałów. Inna jest natomiast zależność od długości impulsu, gdyż jego zwiększenie powoduje wzrost d_{sf} . Należy również zwrócić uwagę, że dla ech z kierunku osi akustycznej, niezależnie od wartości innych parametrów $d_{sf} = \infty$, a $\gamma_{sf} = 1$. Wpływ przesuwanego śladu akustycznego będzie zatem najmniejszy dla kierunków zbliżonych do osi akustycznej anteny.

5.2.3. Inne źródła dekorelacji sygnału

Stosunek sygnału do szumu d_{SNR} również można przeliczyć na odpowiadający mu współczynnik korelacji sygnału γ_{SNR} :

$$\gamma_{SNR} = \frac{d_{SNR}}{1 + d_{SNR}}. \quad (5.16)$$

Oznacza to, że nawet jeśli do dwóch elementów odbiorczych dociera w sygnał od koherentnego źródła, to występowanie szumu powoduje, że zmierzony współczynnik korelacji będzie mniejszy od jedności. Z powyższego faktu wynikają dwie zasadnicze konsekwencje. Po pierwsze wyznaczony współczynnik korelacji

5.2. ŹRÓDŁA DEKORELACJI PRZESTRZENNEJ SYGNAŁU ECHA

(przestrzennej) w przypadku niskiego SNR będzie obarczony błędem, ze względu na wpływ szumu na wartość współczynnika korelacji i nie będzie odzwierciedlał przestrzennych korelacyjnych właściwości echa. Po drugie oznacza, że występowanie innych źródeł szumu, powodujące obniżenie SNR będzie oznaczało pogorszenie zmierzonych właściwości korelacyjnych sygnału.

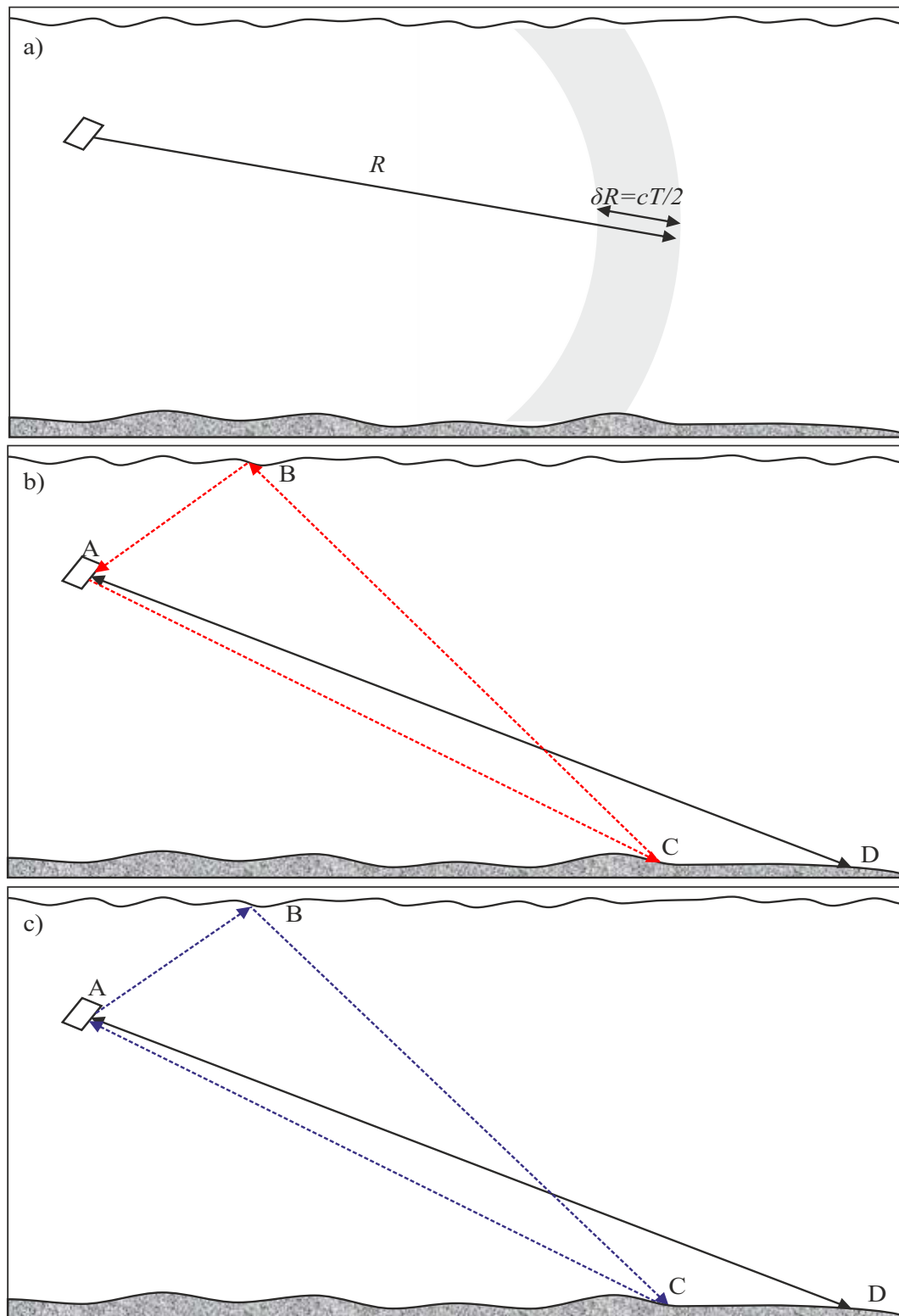
Oprócz szumów akustycznych tła, na skutek wygenerowania impulsu sondującego, do echosondy będą docierać liczne echa pochodzące od niejednorodności znajdujących się w toni wodnej (ławice ryb, fitoplankton, zooplankton, mikropecherzyki powietrza, rys. 5.4a). Zjawisko to określa się terminem rewerberacja objętościowa, a poziom zakłóceń powstający na jej skutek zależy między innymi rodzaju impulsu, poziomu źródła, długości impulsu, głębokości akwenu oraz czasu, jaki upłynął od nadania impulsu sondującego. Rewerberacja objętościowa, podobnie jak szum tła, będzie powodowała pogorszenie właściwości korelacyjnych sygnałów echa. Stosunek sygnału echa do rewerberacji można zdefiniować:

$$d_r = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_r^2(R)}, \quad (5.17)$$

gdzie σ_r jest odchyleniem standardowym szumów rewerberacji. W powyższym wzorze zaznaczono zależność poziomu rewerberacji od odległości R (czasu jaki upłynął od nadania impulsu sondującego). Rewerberacja objętościowa ogranicza możliwości detekcji w bliskiej odległości od przetwornika akustycznego oraz może ograniczać maksymalny zasięg pracy systemu.

W typowej dla pomiarów batymetrycznych geometrii, kiedy echosonda zamontowana jest na jednostce nawodnej, występują dwie naturalne bariery odbijające fale akustyczne: powierzchnia wody oraz dno. W metodach wysokiej rozdzielczości zasadniczo powierzchnie te będą traktowane jako źródło echa przy określaniu rzędu modelu M . Oprócz bezpośredniego odbicia od granic ośrodka, do echosondy mogą docierać również echa wtórne (rys. 5.4). Zjawisko to nazywane jest wielodrogowością (ang. *multipath*), a w jego efekcie będą pojawiać się echa pozorne powyżej lub poniżej granic ośrodka. W zależności od liczby odbić od powierzchni granicznych można wskazać odbicia pierwszego rzędu oraz wyższych rzędów. Odbicia pierwszego rzędu będą charakteryzowały się większą amplitudą niż, odbicia wyższych rzędów ze względu na rozproszenie energii fali akustycznej na skutek interakcji z granicami ośrodka. Odbicia wielokrotne, w zależności od przyjętego rzędu modelu będą traktowane albo jako sygnał echa, albo jako zakłócenie.

Pozostałe źródła szumów, wymienione na początku rozdziału, będą również źródłem pogorszenia właściwości korelacyjnych sygnału echa i zmniejszenie zmierzonego współczynnika korelacji sygnału echa.



Rys. 5.4. Rewerberacja objętościowa i odbicia wielokrotne. a) Źródło rewerberacji objętościowej. b) Wielodrogowość typu dno-powierzchnia. c) Wielodrogowość typu powierzchnia-dno. $|AB| + |BC| + |AC| = 2|AD|$.

5.3. Ekwiwalenty stosunek sygnału do szumu

Każde źródło dekorelacji sygnału, opisane w poprzednim podrozdziale, występuje jednocześnie. Oznacza to, że d_{SNR} nie jest dostatecznie wiarygodnym wskaźnikiem dokładności estymacji kątów, gdyż nie uwzględnia występowania źródeł dekorelacji sygnału. Jeżeli założymy, że źródła dekorelacji sygnału są statystycznie niezależne od siebie i od sygnału echa, można wyznaczyć globalny ekwiwalenty stosunek sygnału do szumu d_{eq} [68]:

$$\frac{1}{d_{eq}} = \frac{1}{d_{SNR}} + \frac{1}{d_{sf}} + \frac{1}{d_{dlb}} + \frac{1}{d_r} + \dots, \quad (5.18)$$

gdzie ... oznacza pozostałe niewymienione źródła dekorelacji np. wynikające z właściwości kanałów odbiorczych. Przez analogię do równania (5.2) można zdefiniować:

$$d_{eq} = \frac{\sigma_{s_eq}^2}{\sigma_{n_eq}^2} \quad (5.19)$$

gdzie:

- d_{eq} – ekwiwalentny stosunek sygnału do szumu;
- σ_{s_eq} – ekwiwalentne odchylenie standardowe sygnału echa [V];
- σ_{n_eq} – ekwiwalentne odchylenie standardowe szumu [V].

oraz ekwiwalentny stosunek sygnału do szumu w skali logarytmicznej:

$$SNR_{eq} \stackrel{df}{=} 10 \log_{10} d_{eq} \quad (5.20)$$

Jednocześnie możemy zdefiniować:

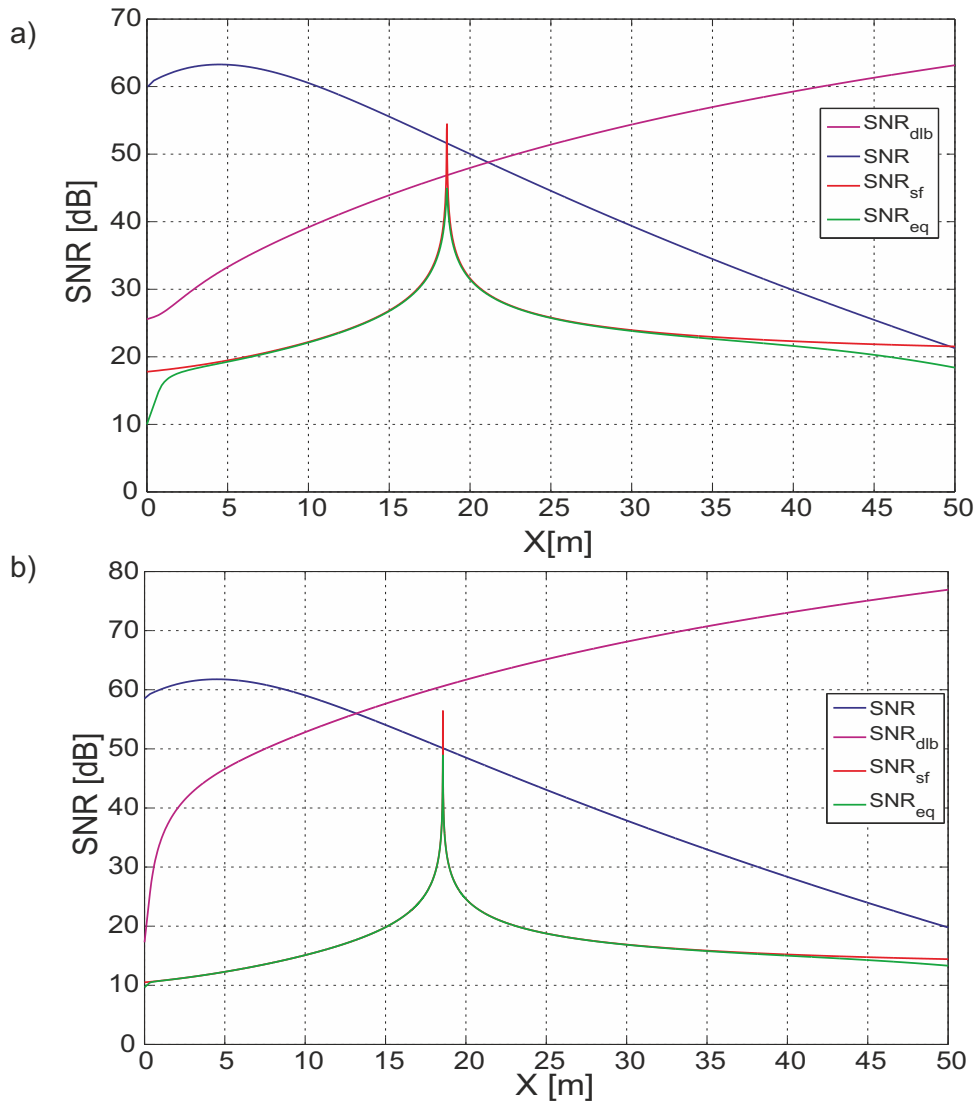
$$\frac{1}{d_d} = \frac{1}{d_{sf}} + \frac{1}{d_{dlb}} + \frac{1}{d_r} \dots, \quad (5.21)$$

gdzie:

$$d_d = \frac{\gamma_d}{1 - \gamma_d}, \quad (5.22)$$

gdzie d_d jest ekwiwalentnym stosunkiem sygnału do szumu wszystkich źródeł dekorelacji, a γ_d jest globalnym współczynnikiem korelacji tj. odnoszącym się do całej anteny, a nie do wybranej pary elementów odbiorczych. Jeżeli dla danego d_{SNR} , na podstawie próbek odebranego sygnału, wyznaczony zostanie współczynnik γ_g , to jego wartość γ_{d_0} , pozbawioną wpływu szumu tła na pomiar oblicza się z zależności [47]:

$$\gamma_{d_0} = \gamma_d \frac{d_{SNR} + 1}{d_{SNR}} \quad (5.23)$$



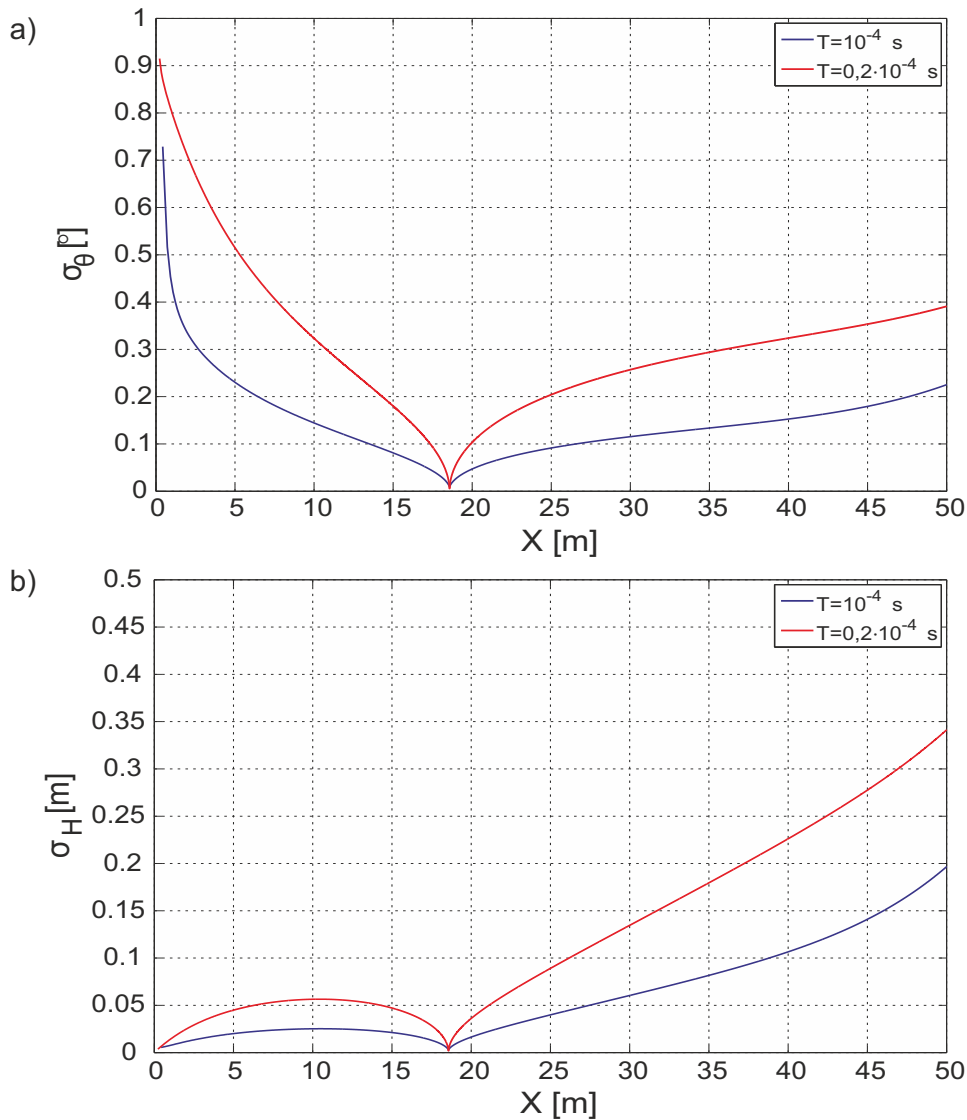
Rys. 5.5. Wpływ źródeł dekorelacji na ekwiwalenty stosunek sygnału do szumu.

a) Impuls sondujący $T = 1 \cdot 10^{-4} s$. b) Impuls sondujący $T = 0,2 \cdot 10^{-4} s$.
 $H = -13$ m, $c = 1500$ m/s, $f = 500$ kHz, $d = 0$, 5λ , $\psi = 35^\circ$. Przebieg SNR reprezentatywny dla danej geometrii.

Równanie określa korektę wartości współczynnika korelacji, która jest istotna w przypadku wyznaczenia wartości γ_d przy niskim SNR . W przypadku występowania dekorelacji, dopiero wartość d_{eq} , a nie d_{SNR} , wstawiona do równań w podrozdziale 5.1, pozwala oszacować dokładność określania kierunku [68]. Dla oszacowania dokładności danego układu elementów odbiorczych niezbędne jest wyznaczenie dodatkowo d , jako, że:

$$\frac{1}{d_{eq}} = \frac{1}{d_{SNR}} + \frac{1}{d_d} \quad (5.24)$$

Na rys. 5.5 przedstawiono przykład wpływu dekorelacji przestrzennej, spowodowanej dekorelacją linii bazy oraz przesuwanym śladem akustycznym dla



Rys. 5.6. Błędy określania kierunku i głębokości w funkcji odległości poprzecznej.

a) Błędy określania kierunku. b) Błędy określania głębokości. $N = 9$, $L = 3$. σ_θ obliczono wykorzystując zależności (5.7) i (5.6) dla d_{eq} przedstawionego na rys. 5.5.

wybranego pochylenia anteny i głębokości akwenu. Ekwiwalentny stosunek sygnału do szumu przebiega zawsze poniżej najniższej wartości sygnału do szumu występujących po prawej stronie równania (5.18). Oznacza to, że nawet jeżeli znacząco podniesiony zostanie d_{SNR} , nie poprawi się znacząco d_{eq} , a tym samym nie poprawi się dokładność określania kierunku i głębokości.

Zależności przedstawione w niniejszym rozdziale pozwalają oszacować oczekiwany przestrzenny rozkład określania kierunku i głębokości (rys. 5.6). Zwrócić należy również uwagę, że wykorzystane zależności odnoszą się do bardzo uproszczonego modelu odbicia sygnału od dna oraz prostokątnego impulsu sondującego, a dekorrelacja obliczona jest dla jednej pary elementów odbiorczych, a nie dla całego zestawu $N = 9$ elementów odbiorczych. Ponadto nie uwzględniono występowania efektu progowego, dla niskich wartości d_{eq} . Dokładność określania

kierunku jest najlepsza dla echa z kierunku osi akustycznej. Dokładność określania głębokości, jest najlepsza bezpośrednio pod echosondą oraz w rejonie przecięcia osi akustycznej z dnem. Teoretyczny błąd głębokości bezpośrednio pod echosondą zgodnie ze wzorem (5.8) wynosi 0. Użyta zależność nie uwzględnia jednak błędów określania odległości R oraz jest słuszna jedynie dla płaskiego ukształtowania dna.¹¹

5.4. Podsumowanie

Przykłady i zależności przedstawione w niniejszym rozdziale odnoszą się do prostego układu: antena hydroakustyczna–dno. Pomimo zastosowania wielu uproszczeń dają jednak pogląd na to jak zjawiska towarzyszące propagacji sygnału akustycznego w wodzie oraz parametry pracy echosondy wpływają na dokładność określania kierunku w echosondzie interferometrycznej. Ze względu na skomplikowane oddziaływanie impulsu sondującego z granicami ośrodka wodnego oraz z samym medium, rzeczywisty stosunek sygnału do szumu dla układu elementów odbiorczych jest mniejszy niż wynika z pomiaru stosunku sygnału do szumu w pojedynczym elemencie. W rezultacie ekwiwalenty globalny stosunek sygnału do szumu jest lepszą miarą pozwalającą oszacować dokładność echosondy interferometrycznej. Występowanie dekorelacji jest głównym czynnikiem ograniczającym dokładność pomiarów interferometrycznych dna, ponieważ nawet zwiększenie nominalnego poziomu sygnału do szumu, powyżej pewnej granicy, nie skutkuje dalszym wzrostem dokładności. Zależności przedstawione w niniejszym rozdziale pozwolą na wyprowadzenie zależności wykorzystanych w nowej metodzie określania rzędu macierzy obserwacji przedstawionej w rozdziale 7.

¹¹Bezpośrednio pod echosondą, występuje tzw. rejon przejściowy, w którym następuje gwałtowny wzrost amplitudy i losowe zmiany fazy sygnału, które powodują dodatkowy wzrost błędów określania kierunku (rozdział 9).

6. Metody określania liczby sygnałów echa

Wszystkie zaawansowane metody wyznaczania kierunków, których przykłady zaprezentowano w rozdziale 4, wymagają znajomości liczby sygnałów echa M . Geometria środowiska propagacji sygnału akustycznego, interakcje pomiędzy impulsem sondującym i ośrodkiem wodnym oraz jego granicami powodują, że liczba sygnałów echa, w ogólnym przypadku, może być większa od jedności. Liczba ta zmienia się również w funkcji czasu (długości promienia wodzącego R na rys. 4.1). W rozważanym zastosowaniu, liczba sygnałów echa jest dodatkową zmienną, którą należy wyznaczyć w toku obliczeń. Liczba ta może być określana *a priori* – \hat{M} lub *a posteriori* – M_v . \hat{M} określa się przed sformułowaniem odpowiedniego układu równań. Liczba \hat{M} jest również niezbędna w tych metodach, które w obliczeniach wykorzystują aproksymację macierzy niższego rzędu. Z kolei, liczbę M_v określa się po wyznaczeniu rozwiązań tj. dla przyjętych parametrów L i \hat{M} sprawdza się zgodność rozwiązań z przyjętym modelem sygnału (równanie (4.5)) i odrzuca się rozwiązania nadmiarowe, niespełniające kryteriów walidacji lub filtracji. W dalszej części wartość \hat{M} nazywana będzie również rzędem modelu.

6.1. Przegląd metod określania liczby sygnałów echa

W literaturze znaleźć można wiele metod opracowanych w celu określania rzędu modelu \hat{M} dla modelu sygnału opisanego równaniem (4.4a) [54, 89, 97, 108, 114, 116, 118]. Można je zasadniczo podzielić na trzy kategorie:

1. Kryteria informacyjne;
2. Kryteria perturbacyjne;
3. Kryterium iteracyjne.

Kryteria informacyjne poszukują takiej wartości \hat{M} , dla której zdefiniowana przez nie funkcja celu osiąga wartość minimalną [118]. Kryteria informacyjne zakładają, że każdy z elementów odbiorczych zakłócony jest przez szum gaussowski o jednakowej wariancji, próbki szumu są nieskorelowane ze sobą, a kierunek i amplituda sygnału pozostają stałe w czasie. W metodach tych najpierw konstruowana jest macierz próbek sygnału \mathbf{A}_s z kolejnych K zestawów próbek tak, że każda kolumna złożona jest z N zespolonych próbek z N elementów odbiorczych.

Zestawy próbek pobierane są w równych odstępach czasowych:¹²

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} s(0,1) & s(0,2) & \cdots & s(0,K) \\ s(1,1) & s(1,2) & \cdots & s(1,K) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s(N-1,1) & s(N-1,2) & \cdots & s(N-1,K) \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Na jej podstawie estymowana jest macierz autokorelacji o wymiarach $N \times N$:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \mathbf{A}_s \cdot \mathbf{A}_s^H. \quad (6.2)$$

Gdy $K \rightarrow \infty$ macierz $\hat{\mathbf{R}}$ będzie asymptotycznie zbliżać się do macierzy autokorelacji będącej sumą macierzy autokorelacji sygnału \mathbf{R}_S (niezakłóconej przez szum) oraz macierzy autokorelacji szumu \mathbf{R}_N :

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_S + \mathbf{R}_N. \quad (6.3)$$

Następnie dokonywany jest macierzy autokorelacji według wartości własnych (rozkład EVD):

$$\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H. \quad (6.4)$$

W przypadku asymptotycznym (równanie (6.3)), $N - M$ wartości własnych macierzy autokorelacji \mathbf{R} , położonych się na głównej przekątnej macierzy $\mathbf{\Lambda}$ jest równych i wynosi λ_n . Właściwość ta leży u podstaw sformułowania kryteriów informacyjnych. Minimum funkcji celu wskazuje rząd modelu, który według danego kryterium najlepiej opisuje zaobserwowaną zmienność sygnału. W sposób uproszczony można stwierdzić, że kryteria minimalizacyjne badają statystyczną równość najmniejszych wartości własnych macierzy autokorelacji [3, 21, 114]. Przykładowe kryteria minimalizacyjne przedstawiono poniżej [108]:

1. Kryterium Informacyjne Akaikego (ang. *Akaike Information Criterion* – AIC):

$$M_{AIC} = \underset{M}{\operatorname{argmin}} \left\{ K(N - M) \ln(\hat{\sigma}_p^2) + M(2N - M) \right\}. \quad (6.5)$$

2. Kryterium minimalnej długości opisu (ang. *Minimum Description Length* – MDL):

$$M_{MDL} = \underset{M}{\operatorname{argmin}} \left\{ K(N - M) \ln(\hat{\sigma}_p^2) + \frac{1}{2} [M(2N - M) + 1] \ln K \right\}. \quad (6.6)$$

¹²Macierz próbek \mathbf{A}_s jest tworzona w inny sposób niż macierz \mathbf{A} w rozdziale 4 i nie ma struktury Hankla.

Jednocześnie:

$$\hat{\sigma}_p^2 = \frac{\left(\frac{1}{N-M} \sum_{i=M+1}^N \lambda_i \right)^{N-M}}{\prod_{i=M+1}^N \lambda_i}, \quad (6.7)$$

gdzie $\hat{\sigma}_p^2$ jest oszacowaniem wariacji błędu predykcji szumu, a liczbę próbek czasowych dobiera się tak, aby $K \gg N$. Przyjmuje się, że $N - M$ najmniejszych wartości własnych macierzy autokorelacji ($\lambda_{M+1}, \dots, \lambda_N$) jest estymatami wariancji szumu. Wartość $\hat{\sigma}_p^2$ jest miarą równości najmniejszych wartości osobliwych macierzy autokorelacji. W przypadku gdy ($\lambda_{M+1} = \dots = \lambda_N \neq 0$) wyrażenie (6.7) przyjmuje wartość 1. Zaletą kryteriów informacyjnych jest fakt, że nie wymagają one wcześniejszej znajomości parametrów szumu, gdyż szacują je z próbek sygnału.

Kierunki sygnałów echa docierających do anteny odbiorczej echosondy wielofazowej zmieniają się jednak wraz z upływem czasu jako, że zmienia się położenie śladu akustycznego. Warunek stałości unormowanej pulsacji, użyty przy sformułowaniu powyższych kryteriów nie jest spełniony. Powoduje to, że zwiększanie liczby próbek nie zwiększa dokładności oszacowania funkcji autokorelacji. Z drugiej strony, znaczne zmniejszenie liczby próbek powoduje, że warunek $K \gg N$ nie jest spełniony. Kryteria informacyjne korzystają bowiem z asymptotycznych właściwości macierzy autokorelacji. W związku z powyższym kryteria minimalizacyjne nie mogą być zastosowane dla echosondy wielofazowej, gdyż ich podstawowe założenia nie są spełnione [57]. Kryteria te mogą znaleźć jednak stosowane w statycznych pasywnych systemach obserwacji akustycznej, w których kierunki namierzanych ech zmieniają się znacznie wolniej w czasie [21, 87].

Druga grupa to metody perturbacyjne, które określają statystyczne granice dla maksymalnej wartości osobliwej podprzestrzeni szumu macierzy \mathbf{A} [54]. Kryteria te mogą przyjmować formę kryteriów absolutnych lub względnych. Przykładowe kryteria absolutne zostaną przedstawione poniżej. W kryteriach absolutnych, korzystając z twierdzeń algebry macierzy, dla dowolnej macierzy, której elementy zakłócone są przez szum, można wyznaczyć, dla określonego poziomu prawdopodobieństwa, górne i dolne granice maksymalnej wartości osobliwej podprzestrzeni szumu w macierzy $\mathbf{\Sigma}$ rozkładu SVD (równanie (4.41)). Niezbędna jest jednak wcześniejsza znajomość lub oszacowanie odchylenia standardowego szumu.

W przypadku dowolnej macierzy \mathbf{A} , o wymiarach $J \times L$, o elementach należących do zbioru liczb rzeczywistych, granice oszacowania maksymalnej wartości osobliwej podprzestrzeni szumu można wyznaczyć następująco [54]:

$$\sqrt{c_{\alpha,\nu}} \sigma_n \leq \sigma_l \leq \sqrt{JL} \sigma_n, \quad (6.8)$$

gdzie σ_l jest wybraną granicą dla wartości osobliwych szumu. Rząd macierzy \mathbf{M} wyznacza się poprzez określanie liczby wartości osobliwych macierzy \mathbf{A} większych od σ_l . Wartość $c_{\alpha,\nu}$ jest wartością rzędnej funkcji rozkładu prawdopodobieństwa χ_2 dla przyjętego poziomu ufności α i liczby stopni swobody $\nu = J$. Zakłada się przy tym, że macierz \mathbf{A} jest sumą niezakłóconej macierzy \mathbf{A}_0 oraz macierzy szumów \mathbf{E} (analogicznie do równania (4.46)), przy czym każdy element macierzy \mathbf{E} jest próbką szumu gaussowskiego $N(0, \sigma_n)$. Ponadto zakłada się, że wszystkie elementy macierzy \mathbf{A} są wzajemnie niezależne (co oznacza między innymi, że elementy macierzy \mathbf{A} nie powtarzają się, a wiersze i kolumny nie są liniowo zależne) [54].

W przypadku, kiedy ostatnie z powyższych założeń nie jest spełnione, ale wyrazy w danej kolumnie nie powtarzają się, wówczas granice przyjmują postać [54]:

$$\sqrt{c_{\alpha,\nu}} \sigma_n \leq \sigma_l \leq \sqrt{Lc_{\alpha,\nu}} \sigma_n. \quad (6.9)$$

Bezwzględne kryteria perturbacyjne przyjmują ogólną postać:

$$p \sigma_n \leq \sigma_l = r \sigma_n \leq q \sigma_n, \quad (6.10)$$

gdzie wartości p , q i r określają wielokrotności odchylenia standardowego szumu gaussowskiego σ_n . Procedura wyboru rzędu macierzy przebiega w kilku etapach. Najpierw wyznacza się odchylenie standardowe szumu σ_n . Następnie, dla danego ustalonego z góry, poziomu prawdopodobieństwa α i wartości ν , określa się granice przedziału $\langle p \sigma_n, q \sigma_n \rangle$. Z tak określonego przedziału wybiera się wartość σ_l . Liczba wartości osobliwych macierzy \mathbf{A} większych od σ_l jest poszukiwanym rzędem macierzy \hat{M} .

Skuteczność określania rzędu macierzy zależy nie tylko od wyboru wartości σ_l , ale również od tzw. separacji (rozdzielenia) podprzestrzeni. Jeżeli macierz \mathbf{A} powstaje z próbek M różnych sygnałów sinusoidalnych, a jej wartości osobliwe uporządkuje się malejąco, wówczas wartość σ_M będzie najmniejszą wartością osobliwą podprzestrzeni sygnału, a wartość własna σ_{M+1} będzie największą wartością podprzestrzeni szumu. Jeżeli pełniony jest warunek $\sigma_M \gg \sigma_{M+1}$ mówimy o dobrej separacji podprzestrzeni. W takim przypadku wybór wartości σ_l , pomiędzy wartościami σ_M i σ_{M+1} umożliwi określanie liczby M . Sam wybór wartości granicznej σ_l , o ile będzie ona dostatecznie odległa od σ_M i σ_{M+1} nie jest krytyczny dla skuteczności określania rzędu macierzy. W przypadku, gdy powyższy warunek nie jest spełniony, podprzestrzenie sygnału i szumu nie są dobrze rozdzielone, a wybór σ_l jest bardziej istotny. W przypadku dobrej separacji podprzestrzeni górna granica wyznaczonego przedziału daje dobre rezultaty,

natomiast w przeciwnym przypadku, wybór dolnej granicy, pozwala uniknąć zaniżenia rzędu macierzy [54]. Dla macierzy o elementach należących do zbioru liczb zespolonych, powyższe zależności przyjmują bardziej skompilowaną formę, przy czym ogólne wnioski przedstawione powyżej pozostają słuszne [23].

Dla danego rozmiaru macierzy \mathbf{A} , dla danego poziomu szumów σ_n wybór wartości σ_l będzie determinował skuteczność określania rzędu macierzy. Skuteczność ta będzie zależała między innymi od separacji podprzestrzeni, tj. spełnienia warunku $\sigma_M \gg \sigma_{M+1}$.

Alternatywą dla przedstawionych powyżej kryteriów jest podejście iteracyjne [57]. W pierwszym kroku wykorzystuje się metodę LPPW, przy założeniu, że $L = M_{max}$, gdzie M_{max} oznacza maksymalną możliwą do określania liczbę sygnałów echa. Następnie dokonuje się walidacji rozwiązań poprzez sprawdzenie ich zgodności z przyjętym modelem sygnału (podrozdział 6.2). Wynik takiej walidacji M_v wykorzystuje się do ponownego rozwiązania układu równań, przy założeniu, że $L = M_v$. W tym przypadku jednak, dany problem zostaje rozwiązany dwukrotnie, co zwiększa dodatkowo złożoność obliczeniową zaawansowanych metod określania kierunku. Ponadto tak wybrany rząd filtra, może nie gwarantować uzyskania maksymalnej dokładności dla określonej liczby elementów odbiorczych [40]. Metody iteracyjne dają poprawne rezultaty, jednak wymagają dwukrotnego rozwiązania układu równań oraz wstępnej walidacji rozwiązań.

6.2. Błędy modelowania, walidacja i filtracja rozwiązań

Dokładność zaawansowanych metod określania kierunku zależy w dużym stopniu od poprawności modelowania. Zagadnienie to zostanie przedstawione na przykładzie Zmodyfikowanej Metody Prony'ego. Załóżmy, że estymowana liczba sygnałów echa wynosi \hat{M} podczas gdy rzeczywista liczba wynosi M . Biorąc pod uwagę równanie (4.44) można wyróżnić trzy przypadki:

1. $\hat{M} < M$ – zbyt niski rząd modelu;
2. $\hat{M} = M$ – poprawne określanie rzędu modelu;
3. $\hat{M} > M$ – zbyt wysoki rząd modelu.

W pierwszym przypadku wybranie zbyt niskiego rzędu powoduje błąd grubo modelowania. Z jednej strony tracona jest informacja o obecności niektórych ech, a z drugiej określone kierunki echa obciążone są znacznym błędem, gdyż wektor $\hat{\mathbf{g}}$ nie jest obliczony z użyciem wszystkich dostępnych wartości osobliwych z podprzestrzeni sygnału. Przykładem wpływu tego rodzaju błędów jest wpływ dodatkowych źródeł echa na dokładność różnicowej echosondy interferometrycznej opisany w rozdziale 2. Metodę Prony'ego z ustawioną na stałe wartością $L = M = 1$ możemy uznać za uogólnienie interferometrii różnicowej. W przypadku pojawienia się dodatkowych ech ($M > 1$) pojawiają się znaczące błędy określania kierunku.

W drugim przypadku, dzięki poprawnemu modelowaniu, wpływ szumu zostaje ograniczony, w stosunku do metody najmniejszych kwadratów o taki samym rzędzie filtru L . Przy wyznaczeniu wektora $\hat{\mathbf{g}}$, dzięki odrzuceniu składników sumy zawierających wartości osobliwe podprzestrzeni szumu, częściowo usuwany jest wpływ szumu na dokładność określania kierunku. Pozostały, nieusunięty szum jest źródłem błędów określania kierunku.

W ostatnim przypadku, niektóre wartości osobliwe szumu zostają błędnie potraktowane jako sygnały echa. Powoduje to wprowadzenie dodatkowych, w stosunku do poprzedniego przypadku składowych szumu i pogorszenie dokładności estymacji kierunku. W skrajnym przypadku $\hat{M} = L$ i zmodyfikowana metoda Prony'ego staje się metodą LPPW (wówczas równanie (4.44) jest równoważne równaniu (4.33a), gdyż nie następuje redukcja rzędu macierzy \mathbf{A}).

W podobny sposób modelowanie wpływa na pozostałe zaawansowane metody określania kierunku. Pożądanym stanem jest poprawne modelowanie (przykład drugi), przy czym zwiększenie rzędu modelu jest mniej poważne w konsekwencjach niż pominięcie istotnych ech. Dodatkowe, fałszywie zidentyfikowane echa można poddać procesowi walidacji i filtracji ograniczając tym samym ich wpływ na dokładność otrzymywanego zgeneralizowanego modelu dna. Nie ma jednak możliwości, żeby poprawić błędy powstałe na skutek błędnego, zbyt niskiego rzędu modelu.

W ZMP, ze względu na nadmiarowe modelowanie ($L > M$), liczba sygnałów echa szacowana jest dwuetapowo: *á priori* i *á posteriori*. Najpierw na etapie formułowania modelu dobiera się odpowiednią wartość L , a liczbę \hat{M} wykorzystuje się przy wyborze liczby składników sumy określonej równaniem (4.44). W drugim etapie, po wyznaczeniu rozwiązań z równania (4.10), sprawdza się czy odpowiadają one założeniom określonym równaniem (4.5) [57]. W ten sposób określa się liczbę M_v . Dodatkowo można przeprowadzić filtrację otrzymanych wyników, tj. odrzucenie tych rozwiązań, które znacząco dobiegają od oczekiwanego kierunku sygnału echa, a które przeszły pozytywnie etap walidacji. W ten sposób określa się liczbę M_f , czyli liczbę ech po przeprowadzeniu walidacji i filtracji. Dwuetapowy wybór sygnałów echa ma za zadanie ograniczenie wpływu błędów namiarowego modelowania na dokładność otrzymanego ostatecznie obrazu dna.

Zera z_i równania (4.10) można uznać za poprawne lub odrzucić na podstawie ich amplitudy [57]. W idealnym przypadku, tj. braku szumu oraz tłumienia, powinny się one znajdować na okręgu jednostkowym na płaszczyźnie zespolonej. Selekcja rozwiązań sprowadza się do sprawdzenia warunku:

$$|abs(z_i) - 1| \leq \Delta \quad (6.11)$$

gdzie Δ oznacza przyjętą wartość przedziału wokół okręgu jednostkowego na płaszczyźnie zespolonej. Na skutek występowania szumu wyznaczone amplitudy rozwiązań $|z_i|$ będą znajdowały się poza okręgiem jednostkowym. Zbyt duża odle-

głość rozwiązania do okręgu jednostkowego powoduje jego odrzucenie jako, że nie przystaje ono do przyjętego modelu (zbyt duże tłumienie lub wzmocnienie sygnału α_i pomiędzy elementami anteny). Wartość Δ wybiera się na ogół z przedziału 0,05-0,15 [57].

6.3. Podsumowanie

Z przedstawionego powyżej przeglądu metod określania rzędu macierzy wynika, że dla wielofazowej echosondy interferometrycznej kryteria informacyjne nie mogą być zastosowane, gdyż niespełnione są podstawowe kryteria wykorzystane przy ich sformułowaniu. Metoda iteracyjna daje poprawne rezultaty, jednak nie gwarantuje otrzymania optymalnej dokładności. Kryterium perturbacyjne może być zastosowane pod warunkiem, że określona zostanie poprawnie wartość σ_l . Skuteczność wybranej granicy zależy od wyboru wartości r oraz oszacowania poziomu szumów σ_n . Z rozważań zawartych w rozdziale 5 wynika, że w odniesieniu do układu kilku elementów odbiorczych poziom szumu nie zależy jedynie od poziomu szumów tła, ale również od korelacyjnych zależności pomiędzy sygnałami zmierzonymi w różnych punktach przestrzeni. Nie można zatem zastosować metody perturbacyjnej wprost, bez znajomości odchylenia standardowego szumu ekwiwalentnego $\sigma_{n_{eq}}$. Z kolei dla danego poziomu szumów, skuteczność metody zależy również od wyboru mnożnika r oraz separacji podprzestrzeni. Wyznaczenie odchylenia standardowego szumu ekwiwalentnego, tak aby można było zastosować metodę perturbacyjną dla określania liczby sygnałów dla wielofazowej echosondy interferometrycznej, jest istotą zaproponowanej w kolejnym rozdziale nowej metody określania rzędu macierzy. Niezależnie od metody określania liczby sygnałów echa na etapie formowania układu równań liniowych, konieczna jest również walidacja rozwiązań, mająca na celu odrzucenie nadmiarowych rozwiązań powstałych na skutek rzędu filtra większego od rzędu modelu oraz błędów określania rzędu modelu.

7. Nowa metoda określania rzędu macierzy obserwacji

Zaprezentowane w poprzednim rozdziale metody określania liczby sygnałów, poza metodą iteracyjną, nie mogą być zastosowane bezpośrednio do określania liczby sygnałów echa w echosondzie interferometrycznej. Część z nich, np. metoda AIC, wymaga dużej liczby obserwacji echa ze stałego kierunku. Inne, jak metoda perturbacyjna, wykorzystują zależności dla macierzy o elementach rzeczywistych. Ponadto, w metodach perturbacyjnych wykorzystuje się odchylenie standardowe szumu, które w przypadku echosondy interferometrycznej, jak przedstawiono w rozdziale 5, nie zależy jedynie od szumu tła, ale również od przestrzennych korelacyjnych właściwości sygnału echa. Ze względu na powyższe ograniczenia zidentyfikowano potrzebę opracowania nowej metody określania liczby sygnałów echa, w celu zastosowania Zmodyfikowanej Metody Prony'ego do określania kierunku w echosondzie interferometrycznej. Szczegóły opracowanej nowej metody zostaną przedstawione w niniejszym rozdziale.

7.1. Metoda określania liczby sygnałów echa - wariant I

Zmodyfikowana metoda Prony'ego wymaga określania liczby sygnałów w celu wykonania redukcji rzędu macierzy \mathbf{A} . W niniejszej pracy jako punkt wyjściowy dla określania maksymalnej wartości osobliwej σ_l podprzestrzeni szumu macierzy obserwacji \mathbf{A} wykorzystana zostanie zmodyfikowana forma równania (6.8):

$$\sqrt{c_{\alpha,\nu}} \sigma_n \leq \sigma_l \leq \sqrt{2JL} \sigma_n, \quad (7.1)$$

gdzie $c_{\alpha,\nu}$ jest w wartością statystyki χ_2 dla przyjętej wartości α oraz $\nu = 2J$ stopni swobody. Zakłada się, że część zespolona i urojona szumu mają jednakową wariancję równą σ_n oraz, że szumy części rzeczywistej i urojonej nie są ze sobą skorelowane. Powyższa modyfikacja zakłada, że granice położenia maksymalnej wartości osobliwej szumu dla macierzy o elementach zespolonych można w uproszczony sposób wyznaczyć, analogicznie jak w przypadku macierzy o elementach rzeczywistych, przyjmując dwa razy większą liczbę elementów

szumu w danej kolumnie macierzy. Zakres wstępnego oszacowania zależy od rzędu filtra L oraz liczby elementów odbiorczych N jako, że w przypadku ZMP w wersji “w przód i wstecz” $J = 2(N - L)$. Zaznaczyć należy, że powyższe granice nie są, podobnie jak w przypadku macierzy o elementach rzeczywistych bezwzględnie nieprzekraczalne, a jedynie oznaczają punkt wyjścia dla znalezienia odpowiedniej wartości σ_l . W opracowanej metodzie przyjęto, że dla określania wstępnych granic metody perturbacyjnej w miejsce odchylenia standardowego szumu σ_n , w równaniu (7.1) należy wykorzystać odchylenie standardowe szumu ekwiwalentnego σ_{n_eq} :

$$\sqrt{c_{\alpha,\nu}} \sigma_{n_eq} \leq \sigma_l = r \sigma_{n_eq} \leq \sqrt{2JL} \sigma_{n_eq}. \quad (7.2)$$

Sposób wyznaczenia odchylenia standardowego szumu ekwiwalentnego jest istotą zaproponowanej metody. Sposób wyznaczania współczynnika dekorelacji, dla przesuwającego śladu akustycznego [68] opisanej w rozdziale 5 sugeruje, że w przypadku d_{SNR} mierzonego dla pojedynczego elementu odbiorczego możemy go przedstawić w postaci:

$$d_{SNR} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} = \frac{\sigma_{s_eq}^2 + \sigma_{nc}^2}{\sigma_n^2}, \quad (7.3)$$

gdzie σ_{nc}^2 jest niekoherentną częścią sygnału z pozostałymi elementami odbiorczymi. Można wówczas wyrazić wzór (5.19) w postaci:

$$d_{eq} = \frac{\sigma_s^2 - \sigma_{nc}^2}{\sigma_n^2 + \sigma_{nc}^2}, \quad (7.4)$$

a wykorzystując zależność (5.1):

$$d_{eq} = \frac{d_{SNR} \sigma_n^2 - \sigma_{nc}^2}{\sigma_n^2 + \sigma_{nc}^2}. \quad (7.5)$$

Zakłada się zatem, że dekorelacja zmniejsza użyteczną energię sygnału, w stosunku do zmierzonej przy pomocy d_{SNR} , o taką samą wartość, o jaką zwiększona jest energia szumu. Energia sygnału akustycznego jest proporcjonalna, do kwadratu amplitudy ciśnienia akustycznego, a napięcie na wyjściu przetwornika akustycznego jest proporcjonalne do amplitudy ciśnienia akustycznego.

W zaproponowanej metodzie przyjęto, że szum tła jest biały i nieskorelowany przestrzennie pomiędzy elementami odbiorczymi. W ogólnym przypadku szum tła może także posiadać różną od zera korelację przestrzenną [13]. W takim przypadku również szum mógłby zostać podzielony na składnik koherentny i niekoherentny. W rozważanych zastosowaniach przyjęte zostanie, że ze względu na zakres częstotliwości stosowanych w echosondach oraz niezbędną dla metod wysokiej rozdzielczości, dużą wartość d_{SNR} , wpływ przestrzennych korelacyjnych właściwości szumu tła na oszacowanie d_{eq} jest pomijalny.

Wykorzystując równania (5.18), (5.21) oraz (7.5) otrzymamy:

$$\frac{\sigma_n^2 + \sigma_{nc}^2}{d_{SNR} \sigma_n^2 - \sigma_{nc}^2} = \frac{1}{d_d} + \frac{1}{d_{SNR}}, \quad (7.6a)$$

$$\frac{\sigma_n^2 + \sigma_{nc}^2}{d_{SNR} \sigma_n^2 - \sigma_{nc}^2} = \frac{d_{SNR} + d_d}{d_d d_{SNR}}. \quad (7.6b)$$

Z powyższego równania można wyznaczyć wartość σ_{nc}^2 :

$$\sigma_n^2 d_{SNR} d_d + \sigma_{nc}^2 d_{SNR} d_d = \sigma_n^2 d_{SNR}^2 + \sigma_n^2 d_{SNR} d_d - \sigma_{nc}^2 d_{SNR} - \sigma_{nc}^2 d_d, \quad (7.7a)$$

$$\sigma_{nc}^2 d_{SNR} d_d = \sigma_n^2 d_{SNR}^2 - \sigma_{nc}^2 d_{SNR} - \sigma_{nc}^2 d_d, \quad (7.7b)$$

$$\sigma_{nc}^2 (d_{SNR} + d_d + d_{SNR} d_d) = \sigma_n^2 d_{SNR}^2, \quad (7.7c)$$

$$\sigma_{nc}^2 = \sigma_n^2 \left(\frac{d_{SNR}^2}{d_{SNR} + d_d + d_{SNR} d_d} \right). \quad (7.7d)$$

Ostatecznie odchylenie standardowe szumu ekwiwalentnego (tj. mianownik równania (7.4)) można obliczyć ze wzoru:

$$\sigma_{n_eq}^2 = \sigma_n^2 + \sigma_{nc}^2, \quad (7.8a)$$

$$\sigma_{n_eq}^2 = \sigma_n^2 + \sigma_n^2 \left(\frac{d_{SNR}^2}{d_{SNR} + d_d + d_{SNR} d_d} \right), \quad (7.8b)$$

$$\sigma_{n_eq}^2 = \sigma_n^2 \left(1 + \frac{d_{SNR}^2}{d_{SNR} + d_d + d_{SNR} d_d} \right), \quad (7.8c)$$

$$\sigma_{n_eq}^2 = \sigma_n^2 \left(\frac{d_{SNR} + d_d + d_{SNR} d_d + d_{SNR}^2}{d_{SNR} + d_d + d_{SNR} d_d} \right). \quad (7.8d)$$

Zależność (7.8c) oznacza, że szum σ_{n_eq} zostaje wzmocniony, w stosunku do przypadku, kiedy dekorrelacja przestrzenna nie występuje. Zdefiniujmy zatem współczynnik wzmocnienia szumu f_{NG} jako:

$$f_{NG} = \frac{\sigma_{n_eq}^2}{\sigma_n^2}. \quad (7.9)$$

Z zależności (7.8d) otrzymujemy:

$$f_{NG} = \frac{d_{SNR} + d_d + d_{SNR} d_d + d_{SNR}^2}{d_{SNR} + d_d + d_{SNR} d_d}. \quad (7.10)$$

Wyrażenie to upraszcza się dla $d_{SNR} \gg d_d$:

$$f_{NG} \approx \frac{1 + d_d + d_{SNR}}{1 + d_d}. \quad (7.11)$$

Dodatkowo, jeśli $d_{SNR} \gg d_d + 1$:

$$f_{NG} \approx \frac{d_{SNR}}{d_d + 1}. \quad (7.12)$$

Przekształcając wzór (7.12) oraz podstawiając (7.12) i (5.1) otrzymamy:

$$\sigma_{n_eq}^2 = f_{NG} \sigma_n^2 \approx \frac{d_{SNR}}{d_d + 1} \sigma_n^2 = \frac{\sigma_s^2}{d_d + 1}. \quad (7.13)$$

Prostota powyższego wyrażenia wynika z przyjętych założeń $d_{SNR} \gg d_d + 1$ i niesie za sobą duży walor praktyczny. W określonych powyżej warunkach odchylenie standardowe szumu ekwiwalentnego praktycznie nie zależy od szumu tła, a jedynie od odchylenia standardowego sygnału echa i jego właściwości korelacyjnych. Ostatecznie, niezależnie od przyjętych uproszczeń możemy wyznaczyć σ_l :

$$\sigma_l = r \sigma_{n_eq} = r \sqrt{f_{NG}} \sigma_n. \quad (7.14)$$

We wszystkich powyższych zależnościach do obliczenia odchylenia standardowego szumu ekwiwalentnego niezbędne jest również wyznaczenie stosunku sygnału od szumu dekorelacji d_d w odniesieniu do całej N wieloelementowej anteny. Do tego celu należy wykorzystać zależność (5.22), przy czym w rozdziale 5 współczynnik korelacji γ_d odnosił się do jednej pary elementów odbiorczych. W opracowanej metodzie dla wyznaczenia wartości współczynnika korelacji w danej chwili przyjmuje się, wartość średnią z wszystkich możliwych par elementów odbiorczych:

$$\hat{\gamma}_d(t) = \frac{2}{N(N-1)} \sum_{i=2}^N \sum_{j=1}^{i-1} |\gamma_d(t)_{i,j}|. \quad (7.15)$$

Gdzie $\gamma_d(t)_{i,j}$ jest zespolonym współczynnikiem korelacji pomiędzy elementami o numerach porządkowych i oraz j :

$$\gamma_d(t)_{i,j} = \frac{\text{cov}(\mathbf{A}_s(:,i), \mathbf{A}_s(:,j))}{\sqrt{\text{var}(\mathbf{A}_s(:,i)) \text{var}(\mathbf{A}_s(:,j))}}, \quad (7.16)$$

gdzie $\mathbf{A}_s(:,i)$, $\mathbf{A}_s(:,j)$ są kolumnami macierzy obserwacji \mathbf{A}_s utworzonej, tak jak poprzednio z K kolejnych próbek czasowych, a $\text{cov}()$ i $\text{var}()$ są odpowiednio kowariancją i wariancją. Tak obliczony zmienny w czasie współczynnik korelacji $\hat{\gamma}_d(t)$ należy przeliczyć na wartość $\hat{\gamma}_{d0}(t)$, korzystając ze wzoru (5.23), redukując tym samym wpływ szumu na pomiar wartości współczynnika korelacji [47]:

$$\hat{\gamma}_{d0} = \hat{\gamma}_d \frac{d_{SNR} + 1}{d_{SNR}}. \quad (7.17)$$

Zaproponowana metoda posiada dwa parametry, które będą wpływały na jej skuteczność. Pierwszym jest mnożnik r w równaniu (7.3) określający wielo-

krotność odchylenia standardowego szumu ekwiwalentnego σ_{n_eq} . Wartość r determinować będzie prawdopodobieństwo poprawnego określania liczby sygnałów, w zależności od rozkładu prawdopodobieństwa wartości osobliwych macierzy \mathbf{A} . Drugim parametrem jest rozmiar macierzy \mathbf{A}_s tj. liczba K kolejnych zestawów próbek, które wykorzystuje się do obliczenia $\hat{\gamma}_d$ oraz d_{SNR} . Wartość K wpływa na dokładność określania f_{NG} . Przy oszacowaniu d_{SNR} można przyjąć, że jeżeli spełniony jest warunek:

$$\sigma_s^2 \gg \sigma_n^2, \quad (7.18)$$

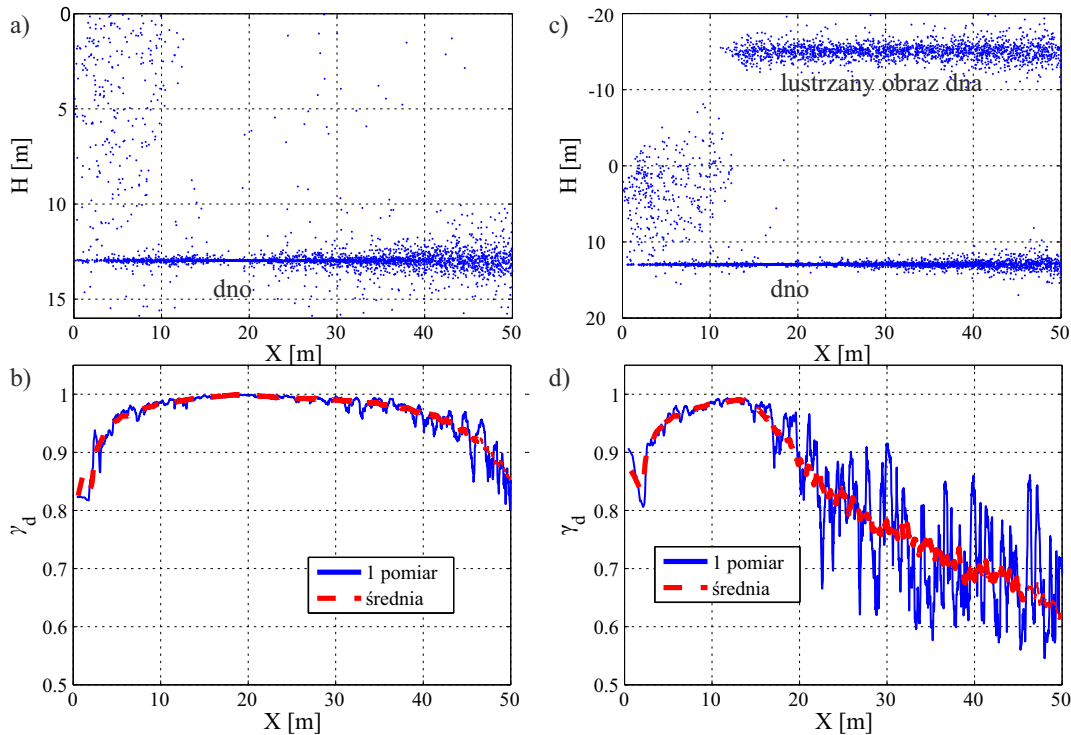
gdzie, σ_s oznacza odchylenie standardowe sumy sygnałów ech, wówczas:

$$d_{SNR} = \frac{\hat{\sigma}_s^2}{\hat{\sigma}_n^2}, \quad (7.19)$$

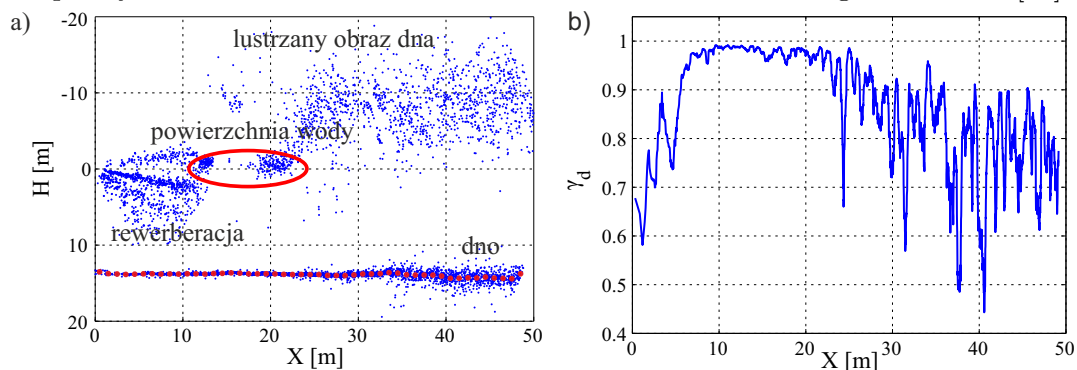
gdzie $\hat{\sigma}_s$ jest średnim odchyleniem standardowym próbek sygnału z N elementów odbiorczych dla K kolejnych zestawów próbek, a $\hat{\sigma}_n$ jest estymowanym odchyleniem standardowym szumu. Wartość $\hat{\sigma}_n$ określana jest po uruchomieniu echosondy, a przed rozpoczęciem normalnego cyklu pracy (pomiaru kalibracyjne). Jak wynika z rozważań, przedstawionych w rozdziale 5 współczynnik korelacji w dużym stopniu zależy od geometrii układu, czasu trwania impulsu i właściwości odbicia od dna oraz innych powierzchni. Jeżeli ukształtowanie i rodzaj dna nie zmienia się zbyt gwałtownie już niewielka liczba zestawów próbek, może posłużyć do wyznaczenia chwilowej wartości współczynnika korelacji. Wartość ta zostanie tak dobrana, aby fragment dna odpowiadający danej liczbie K nie był większy niż 0,5 metra na skraju zakresu obserwacji. Wybór taki wynika z długości stosowanych impulsów sondujących i oczekiwanej szczegółowości uzyskanego obrazu dna. Wpływ wartości r na skuteczność określania rzędu macierzy obserwacji \mathbf{A} oraz na dokładność zmodyfikowanej metody Prony'ego zostanie zbadany w kolejnych rozdziałach.

7.2. Metoda określania liczby sygnałów echa - wariant II

Pierwszy wariant zaproponowanej metody, wykorzystuje zależności wprowadzone dla jednego sygnału echa. Jeżeli występuje tylko jedno echo, to poszukiwanie liczby sygnałów echa jest trywialne i sprowadza się do stwierdzenia czy echo występuje, czy też nie. Zaproponowana w wariantcie I metoda służy właśnie do podjęcia takiej decyzji, tj. odpowiedzi na pytanie: czy na podstawie zaobserwowanego stosunku sygnału do szumu i współczynnika korelacji możemy stwierdzić, z określonym prawdopodobieństwem, że echo występuje? Jeżeli odpowiedź jest twierdząca, to można przystąpić do obliczenia kierunku echa i jego położenia w przestrzeni.



Rys. 7.1. Wpływ dodatkowych echa na mierzoną wartość współczynnika korelacji – sygnał symulowany. a) Symulowana konfiguracja dla 1 echa, b) współczynnik korelacji dla 1 echa ; linią ciągłą niebieską – pojedyncze pomiary; linia przerywana czerwona – średnia ruchoma dla odcinków od długości 1 metra, c) Symulowana konfiguracja dla 2 echa, d) współczynnik korelacji dla 2 echa ; linią ciągłą niebieską – pojedyncze pomiary; linia przerywana czerwona – średnia ruchoma dla odcinków od długości 1 metra [31].



Rys. 7.2. Wpływ dodatkowych echa na mierzoną wartość współczynnika korelacji – sygnał rzeczywisty. a) Konfiguracja źródeł echa, b) współczynnik korelacji [31].

W przypadku większej liczby sygnałów zastosowanie I wariantu bez modyfikacji jest nieuzasadnione i z przyczyn opisanych poniżej prowadzić może do błędnych wyników (przykłady przedstawiono na rys. 7.1 i rys 7.2) [31]. Obliczenie współczynnika korelacji γ_d na podstawie wzorów (7.16) i (7.17) odnosi się do przypadku dokładnie jednego sygnału. Załóżmy, że występują dwa nieskorelowane losowe sygnały o jednakowych odchyleniach standardowych, a szum nie występuje. Można przyjąć w takiej sytuacji, że jeden sygnał jest zakłócany przez drugi, który możemy interpretować jako szum. W związku z powyższym, nawet w przypadku, gdyby sygnały te były w pełni koherentne przestrzennie, obliczony na podstawie powyższych zależności współczynnik korelacji wynosiłby około 0,5. Wynika to wprost z równania (5.16) dla $d_{SNR} = 1$. W związku z powyższym, tak określony współczynnik korelacji traci w takim przypadku swoją użyteczność dla oszacowania szumu ekwiwalentnego.

Po drugie w wyprowadzonych zależnościach wykorzystuje się d_{SNR} , który w odniesieniu do kilku sygnałów również traci swoje pierwotne znaczenie. Zakładając ponownie, że występują dwa niezależne sygnały losowe o jednakowym odchyleniu standardowym, ale różnych współczynnikach korelacji (obliczonymi osobno dla każdego sygnału), wówczas równanie (7.8a) przyjmuje postać:

$$\sigma_{n_eq}^2 = \sigma_n^2 + \sigma_{nc_1}(\gamma_{d1})^2 + \sigma_{nc_2}(\gamma_{d2})^2, \quad (7.20)$$

gdzie σ_{nc_1} i σ_{nc_2} są niekoherentnymi energiami poszczególnych sygnałów echa. Zgodnie z równaniem (7.7d), każdy niekoherentny składnik energii w powyższej sumie powinien być obliczony w odniesieniu do właściwie obliczonego dla każdego sygnału d_d oraz d_{SNR} . Jeżeli, γ_d jednego z tych sygnałów będzie znacząco niższy od drugiego, wówczas to energia niekoherentna tego sygnału będzie głównym determinantem sumarycznej energii szumu ekwiwalentnego. Również w tym wypadku obliczenie f_{NG} staje się bardziej złożone. Powyższy przykład obrazuje, że nawet dwukrotny wzrost energii sygnałów, gdy nie są one w pełni koherentne, nie prowadzi wprost do dwukrotnego wzrostu energii szumu ekwiwalentnego. Zmiana energii szumu ekwiwalentnego będzie w tym przypadku zależała od współczynników korelacji poszczególnych sygnałów.

Aby unikać skomplikowanego sposobu obliczania szumu ekwiwalentnego, tj. obliczania d_{SNR} i γ_d osobno dla każdego sygnału echa przyjęto, że dla tej wersji metody, echo od dna jest głównym, dominującym źródłem szumu dekorelacji. Przyjęte założenie wynika z analizy wpływu typowego położenia anteny względem powierzchni granicznych ośrodka wodnego. Ze względu na geometrię układu echo bezpośrednio od powierzchni wody będzie szybko zanikać ze względu na duży kąt padania [5]. Ponadto powierzchnia wody, na ogół charakteryzuje się mniejszą siłą odbicia [13]. Ze względu na rozproszenie energii odbić wielokrotnych przy interakcji z powierzchnią wody echo wielokrotne od powierzchni wody będzie słabsze

od echa bezpośredniego od dna. Pozostałe echa wynikające z wielodrogowości będą jeszcze słabsze ze względu na wzrastającą liczbę interakcji z powierzchniami granicznymi.

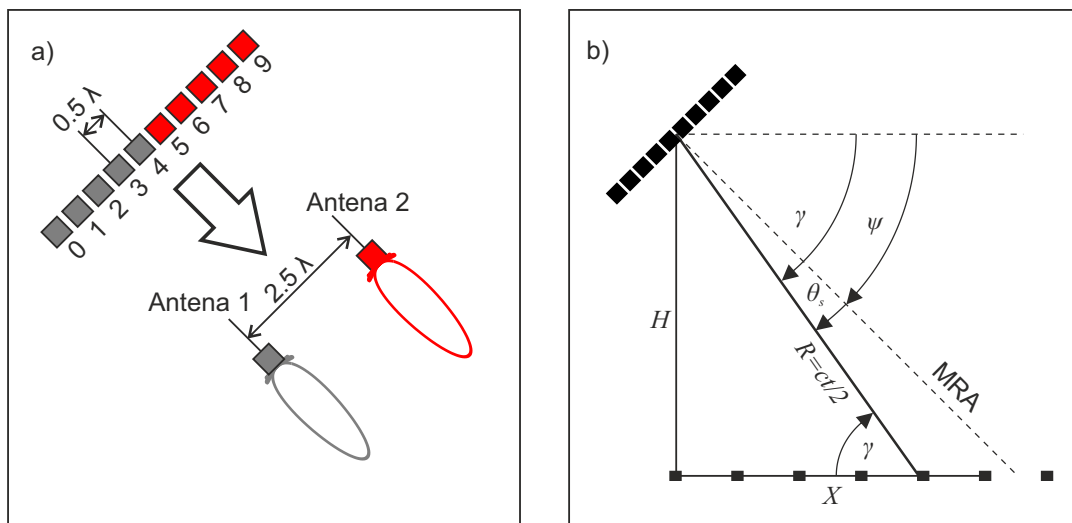
W celu ograniczenia wpływu dodatkowych echa na ocenę współczynnika korelacji sygnału echa od dna, a tym samym na wartość obliczonego poziomu szumu ekwiwalentnego wprowadzono następującą modyfikację w sposobie wyznaczania γ_d , w stosunku do wariantu I:

1. Określanie wstępnego (zgrubnego) przebiegu dna (np. za pomocą metody LPPW);
2. Podział anteny odbiorczej na 2 podanteny i dynamiczne formowanie wiązki odbiorczej w kierunku wstępnie określonego dna;
3. Na podstawie otrzymanych sygnałów określenie γ_d dla echa od dna;
4. Obliczenie f_{NG} na podstawie wyznaczonego γ_d oraz d_{SNR} .

Koncepcja działania metody przedstawiona jest na rys. 7.3. Antena dzielona jest na dwie podanteny nienachodzące na siebie. Następnie sygnały z elementów podanteny są mnożone przez czynnik kompensujący opóźnienie fazy pomiędzy elementami odbiorczymi i sumowane [91]. Zakłada się przy tym, że $\alpha \approx 0$. Kompensacja fazy jest obliczana (interpolowana) na podstawie kątów sterowania θ_s , obliczonych dla wstępnego obrazu dna o mniejszej szczegółowości (rys. 7.3b):

$$s_{1,2}(t) = \sum_{i=1}^{N/2} s(n_i, t) e^{-jk \sin(\theta_s(t)) n_i}, \quad (7.21)$$

gdzie n_i oznacza numer kolejnego elementu w danej podantenie. Wstępny, zgrubny przebieg dna określany jest w oparciu o większe przedziały generalizacji np. 1 metra. Na podstawie wstępnego, zgrubnego przebiegu dna, obliczane są



Rys. 7.3. Dynamiczne formowanie wiązek na przykładzie 10-elementowej anteny.
a) Podział anteny odbiorczej na podanteny, b) Wyznaczanie kątów sterowania wiązek na postawie wstępnego określania głębokości.

zgrubne kąty sterowania wiązek, a następnie interpolowane są one na każdy moment czasowy t . Dzięki wykorzystaniu ogólnego przebiegu dna zmniejsza się wpływ błędów pojedynczych pomiarów na wartość kąta sterowania, co pozwala na bardziej precyzyjne skierowanie wiązki w kierunku faktycznego źródła echa. Sygnały z podanten $s_1(t)$ i $s_2(t)$ są następnie wykorzystywane do obliczenia współczynnika korelacji zgodnie ze wzorami (7.15) i (7.16) dla $N = 2$.

SNR oblicza się jak poprzednio z próbek średniej amplitudy sygnałów. Korzystając z przyjętego założenia traktować będziemy, otrzymany SNR jako odnoszący się do jednego sygnału (echa od dna) o współczynniku korelacji γ_d . W ten sposób, przy zastosowaniu niewielkich uproszczeń obliczany jest poziom szumu ekwiwalentnego, tak jakby pozostałe sygnały echa nie występowały. Oczywiście w równaniu (7.20) dodatkowe składniki szumu ekwiwalentnego, poza szumem niekoherentnym echa od dna, mogą nie być pomijalne, szczególnie w przypadku, kiedy sygnały echa będą miały zbliżone amplitudy. Jednak wykorzystanie średniego SNR z wszystkich elementów odbiorczych częściowo uwzględnia ten fakt, przyjmując, że sygnały różnych ech mają jednakowy współczynnik korelacji.

Ograniczeniem stosowania zaproponowanej metody jest szerokość formowanej wiązki odbiorczej. W przypadku podziału anteny odbiorczej na dwie podanteny szerokość formowanej wiązki można oszacować z zależności [38, 63]:

$$\theta_{3dB} \approx \frac{100}{\frac{N}{2} \cos(\theta)} [^\circ]. \quad (7.22)$$

Oznacza to, że echo z kierunku innego niż echo od dna powinno być oddzielone kątowno o więcej niż $\pm\theta_{3dB}/2$, aby uformowana wiązka nie obejmowała więcej niż jednego echa. W przeciwnym przypadku, dodatkowe echo będzie zakłócało pomiar wartości współczynnika korelacji. Dodatkowym ograniczeniem może być występowanie wysokiego poziomu listków bocznych przy formowaniu wiązki bez użycia okien filtra przestrzennego (np. Hamminga czy Hanna). W rezultacie echa z kierunków spoza listka głównego mogą zakłócać pomiar współczynnika korelacji. Zastosowanie funkcji okna mogłoby ograniczyć poziom listków bocznych, ale jednocześnie negatywnie wpłynęłoby to na szerokość sformowanej wiązki [38]. W związku z powyższym, przy założeniu, że sygnał echa od dna jest najsilniejszym źródłem echa, zrezygnowano ze stosowania funkcji okna przy formowaniu wiązek, dla określania współczynnika korelacji.

7.3. Podsumowanie

Zaprezentowana w niniejszym rozdziale metoda bazuje na pomiarze współczynnika korelacji sygnału oraz uwzględnieniu jego wpływu na poziom szumów ekwiwalentnych w sygnale odebrany w echosondzie interferometrycznej. Znając poziom szumu ekwiwalentnego można oszacować poziom granicznej wartości

osobliwej przy wyznaczeniu rzędu macierzy obserwacji dla ZMP lub innej zaawansowanej metody wyznaczania kierunku. Zaproponowane warianty metody odnoszą się do przypadków typowych geometrii położenia anteny echosondy względem granic ośrodka. Jeżeli antena znajduje się z dala od powierzchni wody, zaproponowany wariant I metody pozwala nie tylko na redukcję rzędu macierzy obserwacji, ale również na wykluczenie pomiarów, które nie spełniają kryterium detekcji. W przypadku znajdowania się anteny blisko powierzchni wody opracowany wariant II, pozwala na określanie liczby sygnałów, dzięki formowaniu wiązek w podanteny i ograniczeniu wpływu innych ech na pomiar współczynnika korelacji echa od dna. Zaproponowany wariant może być stosowany w przypadku umiarkowanej wielodrogowości, tj. kiedy kierunki ech wielokrotnych, innych niż echo od dna, znajdują się poza kierunkiem wiązki formowanej przez podanteny. Wyniki analizy skuteczności opracowanych wariantów i wpływu ich zastosowania na dokładność określania kierunku i głębokości za pomocą echosondy interferometrycznej będą przedstawione w kolejnych rozdziałach.

8. Badania właściwości zaproponowanej metody dla ech ze stałego kierunku

Zmodyfikowana Metoda Prony’ego w zastosowaniu do sygnałów o stałej unormowanej pulsacji pozwalała na uzyskanie dokładności zbliżonej do wartości teoretycznej, wyrażonej przez granicę Camera-Rao [61]. Ponadto, w stosunku do metody LPPW charakteryzuje się większą dokładnością określania unormowanej pulsacji dla danego stosunku sygnału do szumu, a ponadto charakteryzuje się również niższą wartością “efektu progowego”. Symulacje, których wyniki zaprezentowane zostaną w niniejszym rozdziale, miały na celu sprawdzenie działania opracowanej metody określania liczby ech w prostych, statycznych przypadkach, tj. dla punktowych źródeł echa o stałym kierunku. Pozwoli to na określenie wpływu wyboru parametru r oraz wartości współczynnika korelacji sygnału γ_d na skuteczność zaproponowanej metody oraz wpływu tych parametrów na dokładność określania kierunku. W przypadku 3 badany będzie I wariant, a w przypadku 5 II wariant opracowanej metody. Bardziej złożone przypadki, mające na celu symulowanie sygnałów echa powstałych na skutek propagacji impulsów w środowisku wodnym, zostaną przedstawione w kolejnym rozdziale.

8.1. Metodyka badań sygnału echa ze stałego kierunku

Postać analityczna wykorzystanych symulowanych sygnałów jest różna i zależna od badanego przypadku. Wspólnych jest jednak wiele założeń przyjętych przy ich konstruowaniu. Przyjęto, że antena odbiorcza składa się z 10 identycznych elementów. Wybór liczby elementów podyktowany został przez dane uzyskane z pomiarów w warunkach rzeczywistych za pomocą echosondy wielofazowej EdgeTech 6205, która posiada hydroakustyczną antenę odbiorczą złożoną z 10 elementów. Wybór takiej liczby elementów pozwala na zachowanie spójności wyników symulacji (rozdziały 8 i 9) oraz wyników pomiarów w warunkach rzeczywistych (rozdział 10), dając możliwość ich porównania. Zakłada się, że elementy odbiorcze mają jednakową czułość oraz nie wprowadzają opóźnień, ani zniekształceń amplitudy, czy fazy odebranych sygnałów. Elementy odbiorcze posiadają kołową charakterystykę odbiorczą. Elementy odbiorcze rozmieszczone są równomiernie w odległości równej połowie długości fali akustycznej $\lambda/2$, dla częstotliwości 500 kHz i prędkości propagacji dźwięku 1500 m/s (tab. 8.1).

Zespolone źródło (źródła) echa znajduje się w polu dalekim anteny ($R \gg 10\lambda$). W symulowanym środowisku nie występuje tłumienie fali akustycznej, a straty propagacyjne wynikają z geometrii układu źródło-antena odbiorcza. Przyjęto, że sygnał echa na wyjściu elementu odbiorczego daje sygnał elektryczny o amplitudzie 1 V (amplituda sygnału sinusoidalnego lub odchylenie standardowe w zależności od przypadku). Oprócz sygnału akustycznego źródła, występuje również zespolony szum biały, którego odchylenie standardowe jest tak dobrane aby otrzymać pożądany stosunek sygnału do szumu d_{SNR} na wyjściu elementu odbiorczego.

W tym uproszczonym modelu pomijane są transformacje, którym podlega pierwotny sygnał akustyczny w rzeczywistym torze odbiorczym. Sygnał ten w echosondzie, zanim zostanie przekształcony na sygnał w postaci cyfrowej na wejściu bloku obliczania batymetrii, przechodzi przez tor odbiorczy, gdzie podlega modyfikacji na skutek interakcji z elementem odbiorczym anteny (zamiana sygnału akustycznego na sygnał elektryczny), filtracji, wzmocnieniu oraz pojawiają się dodatkowe zakłócenia spowodowane termicznym szumem elektrycznym. W tym uproszczonym modelu przyjmuje się że tor odbiorczy nie zniekształca sygnału, a jedynie zamienia ciśnienie fali akustycznej, na napięcie elektryczne w postaci cyfrowej. Pominięty został również szum termiczny w obwodach elektrycznych. Przyjmuje się tym samym, że d_{SNR} sygnału elektrycznego mierzone na wejściu bloku obliczania batymetrii jest identyczne jak d_{SNR} dla pola akustycznego na wejściu przetwornika akustycznego (zmieniają się jedynie jednostki miary). Próbkę szumu generowane są niezależnie dla każdego elementu odbiorczego i nie są ze sobą skorelowane czasowo i przestrzennie. Faza początkowa sygnału echa jest losowa i ma rozkład jednostajny.

Dla SNR w przedziale 0-30 dB, z krokiem co 1 dB, generowanych jest $N_s = 10000$, 10-cio elementowych wektorów \mathbf{s} próbek zespolonych sygnału oraz szumu, które poddawane są dalszej analizie. Każda próbka sygnału przetwarzana jest przez ZMP o parametrze $L = 6$ w celu otrzymania oszacowania kierunku

Tab. 8.1. Podstawowe parametry symulacji sygnałów ze stałego kierunku.

Lp.	Nazwa parametru	Oznaczenie	Wartość	Jednostka miary
1	Liczba próbek	N_s	10 000	-
2	Liczba elementów odbiorczych	N	10	-
3	Rząd filtru ZMP	L	6	-
4	Rząd filtru LPPW	L	4	-
5	Amplituda sygnału źródła	A	1	V
6	Stosunek sygnału do szumu	SNR	0-30	dB
7	Częstotliwość sygnału	f	500	kHz
8	Prędkość propagacji dźwięku w wodzie	c	1500	m/s
9	Odległość między elementami	d	$\frac{\lambda}{2} = 1,5$	mm

źródła (źródeł). Wybrana wartość L jest zbliżona do wartości teoretycznej, która daje najlepszą dokładność określania kierunku tj. $2/3N$.¹³ Wybór rzędu filtra nie jest podyktowany poszukiwaniem wartości L dającej najlepszą dokładność, a jedynie służy porównaniu właściwości metody ZMP z metodą LPPW. Porównanie dokładności omawianych metod dla różnych wartości L , zostanie przedstawione w kolejnych rozdziałach. Z każdych 10 próbek tworzony jest układ równań (4.39). Redukcja rzędu macierzy \mathbf{A} dokonywana jest na podstawie wartości σ_l obliczonej z równania (7.1) lub (7.2) (wybór w zależności od badanego przypadku). Po rozwiązaniu układu równań wartości współczynników g_i podstawia się do równania (4.10). Następnie wyznaczone zostają zera z_i wielomianu $H(z)$. Z otrzymanych zer zespolonych z_i wyznacza się ich argumenty (równanie (4.12)) ω_i i na ich podstawie obliczany jest kierunek sygnału θ_i (równanie (4.6c)). Rozwiązania podlegają walidacji i filtracji zgodnie z metodyką opisaną w dalszej części rozdziału. W wyniku przeprowadzonej analizy zostanie oceniona skuteczność zaproponowanej metody oraz dokładność określania kierunku echa za pomocą ZMP wykorzystującej określoną liczbę sygnałów echa.

Skuteczność zaproponowanej metody, w zastosowaniu do ZMP, dla wybranej wartości r można zdefiniować na różne sposoby. Dla potrzeb niniejszej pracy przyjęto poniższe trzy definicje (definicje zostały zaproponowane na podstawie charakterystyki kolejnych kroków przetwarzania ech w echosondzie interferometrycznej).

Skuteczność modelowania – η_m jest to stosunek liczby poprawnie określonego rzędu modelu ($\hat{M} = M$), tj. liczby wartości osobliwych macierzy \mathbf{A} za pomocą wybranej wartości $\sigma_l(r)$, do całkowitej liczby próbek:

$$\eta_m = \frac{N_m}{N_s}, \quad (8.1)$$

gdzie N_m jest krotnością poprawnie określonego rzędu modelu.

Skuteczność walidacji – η_v jest to stosunek liczby poprawnie określonego rzędu modelu ($M_v = M$) tj. liczby rozwiązań za pomocą wybranej wartości $\sigma_l(r)$ po walidacji, do całkowitej liczby próbek. Przez walidację należy rozumieć sprawdzenie otrzymanych rozwiązań pod kątem ich zgodności z przyjętym modelem $||z_i| - 1| \leq \Delta = 0, 1$:

$$\eta_v = \frac{N_v}{N_s}, \quad (8.2)$$

gdzie N_v jest krotnością poprawnie określonego rzędu modelu po walidacji.

Skuteczność filtracji – η_f jest to stosunek liczby poprawnie określonego rzędu modelu ($M_f = M$) za pomocą wybranej wartości $\sigma_l(r)$ po walidacji i filtracji, do całkowitej liczby próbek:

¹³Dla metody LPPW oraz 1 źródła echa.

$$\eta_f = \frac{N_f}{N_s}, \quad (8.3)$$

gdzie N_f jest krotnością poprawnie określonego rzędu modelu po filtracji. Filtracja polega na odrzuceniu tych otrzymanych rozwiązań, których błąd kierunku przekracza z góry ustaloną wartość błędu. Wartości graniczne błędu zostaną ustalone osobno dla każdego przypadku.

Pierwsza definicja odnosi się do określania liczby sygnałów *a priori* \hat{M} za pomocą zaproponowanej metody określania liczby ech, tj. przed rozwiązaniem układu równań (4.39). Gdyby nie występował szum, liczba niezerowych wartości osobliwych określałaby dokładnie liczbie sygnałów. W przypadku występowania szumu wszystkie wartości własne będą miały, w ogólnym przypadku, niezerowe wartości. W przypadku błędnego modelowania, a w szczególności zawyżenia liczby sygnałów, konieczne jest odrzucenie rozwiązań nadmiarowych poprzez walidację i filtrację. Zaproponowana metoda określa liczbę \hat{M} dla każdej macierzy \mathbf{A} utworzonej z kolejno generowanych wektorów \mathbf{s} .

Odrzucenie nadmiarowych sygnałów echa, a tym samym określanie liczby ech *a posteriori*, odbywa się dwuetapowo. Najpierw rozwiązania przechodzą proces walidacji, pod kątem zgodności z założonym modelem. W tym przypadku sprawdza się, czy współczynnik tłumienia $\alpha \approx 0$, poprzez obliczenie modułu rozwiązań równania $H(z) = 0$. Jeżeli rozwiązania znajdują dostatecznie blisko okręgu o promieniu jednostkowym na płaszczyźnie zespolonej przechodzą one pozytywnie proces walidacji (rys. 8.6). Pomimo walidacji, niektóre błędnie sklasyfikowane zera szumu, szczególnie w przypadku niskiego SNR , mogą nie zostać usunięte. Aby określić dokładność wyznaczenia kierunku, niezbędne jest usunięcie tych nadmiarowych ech poprzez kolejny etap tj. filtrację. W przypadku jednego sygnału ze stałego kierunku stosunkowo łatwo jest przeprowadzić filtrację, gdyż sygnały pozorne (fałszywe echa) znajdują się na ogół z dala od położenia rzeczywistego sygnału na płaszczyźnie zespolonej (rys. 8.6).

Skuteczność zaproponowanej metody w określaniu liczby sygnałów jest tożsama ze skutecznością modelowania. Walidacja i filtracja mają na celu między innymi usunięcie nadmiarowych ech będących wynikiem błędów modelowania za pomocą zaproponowanej metody. Walidacja i filtracja pozwala na porównanie dokładności metody ZMP oraz LPPW w zastosowaniu do tego samego sygnału. Należy jednak zaznaczyć, że w przypadku zastosowania ZMP w wielofazowej echosondzie interferometrycznej, niezbędne jest zastosowanie złożonego algorytmu filtracji, uwzględniającego zarówno zmiany położenia źródeł sygnału echa oraz zmianę wartości SNR w czasie trwania trybu odbioru. Przykłady tego typu filtracji w przypadku sygnału występującego w echosondzie (symulowanego i rzeczywistego) zostaną przedstawione w kolejnych rozdziałach. Dokładność określania kierunku obliczona będzie jako odchylenie standardowe błędu określania

kierunku sygnałów, które nie zostały usunięte podczas walidacji i filtracji.

Dla porównania, zbadano również właściwości metody LPPW dla $L = 4$. Podobnie jak w przypadku ZMP, wartość L została wybrana jako bliska optymalnej, ze względu na dokładność wartości teoretycznej $L = 1/3N$. W przypadku metody LPPW skuteczność modelowania we wszystkich rozpatrywanych przypadkach będzie wynosiła 0 jako, że zakłada ona, że rząd modelu wynosi 4. Definicje skuteczności walidacji i filtracji można bez zmian zastosować do metody LPPW.

8.1.1. Przypadek 1 ($M=0$)

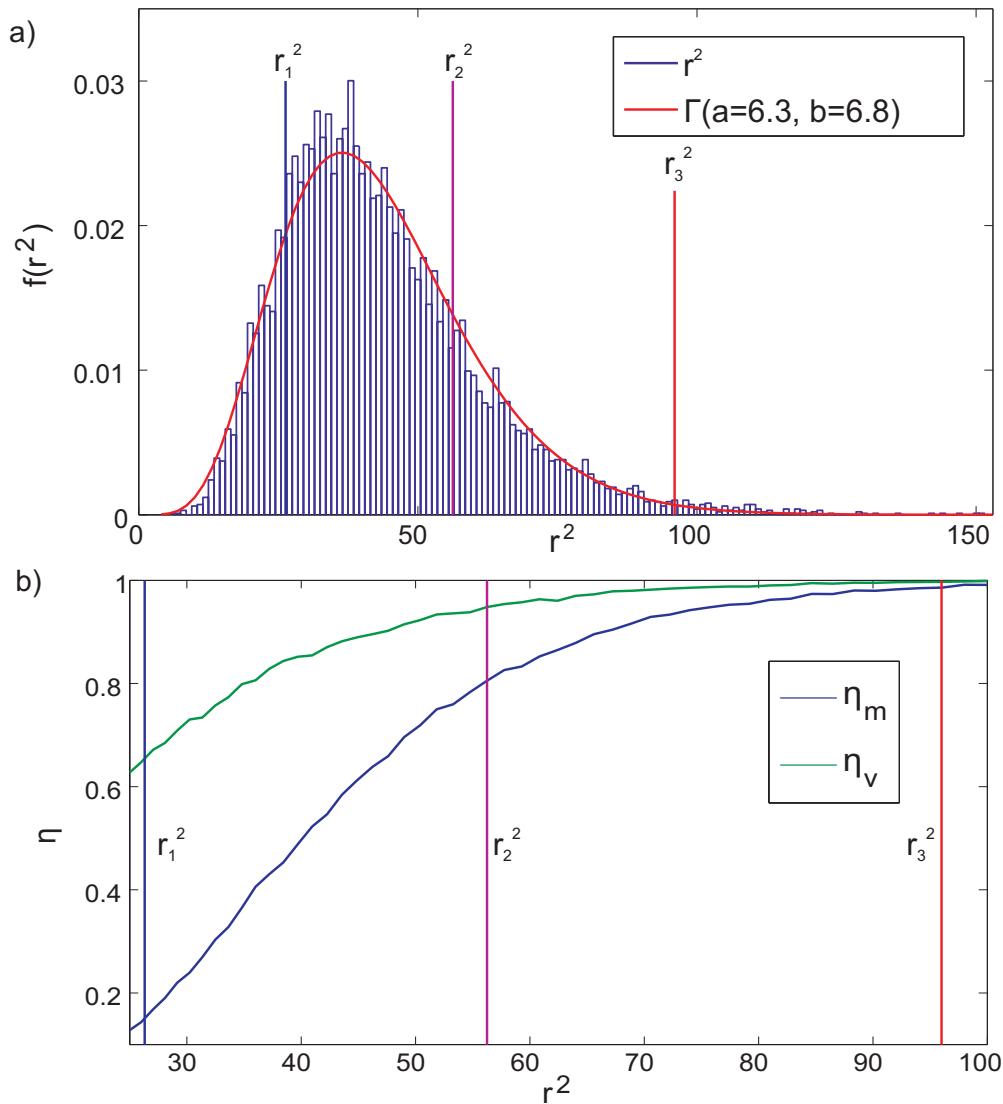
W pierwszym rozpatrywanym przypadku za cel przyjęto zbadanie, jak skuteczna jest zaproponowana metoda w określaniu braku występowania sygnału echa tj. dla $M = 0$. Metody perturbacyjne wykorzystane w zaprezentowanej metodzie odnoszą się do określania granicznej maksymalnej wartości osobliwej podprzestrzeni szumu (równanie 7.1). W związku z powyższym zbadano jakie statystyczne właściwości posiada największa wartość osobliwa macierzy \mathbf{A} w przypadku, gdy nie występują sygnały echa. Właściwości te będą punktem wyjściowym dla badania skuteczność modelowania i walidacji zaproponowanej metody w przypadku występowania sygnału (sygnałów) echa. W tym celu, wygenerowano próbki szumu w elementach odbiorczych zgodnie ze wzorem:

$$s(i, n) = w(i, n), \quad n = 0, 1, \dots, 9, \quad (8.4)$$

gdzie $w(i, n)$ jest próbką losową zespolonego szumu gaussowskiego o odchyleniu standardowym części rzeczywistej i urojonej σ_n , w elemencie odbiorczym o numerze n , dla kroku symulacji i . Z tak wygenerowanych próbek utworzono macierze $\mathbf{A}(i)$ dla rzędu $L = 6$ zgodnie z równaniem (4.39). Następnie dokonano rozkładu macierzy $\mathbf{A}(i)$ według wartości osobliwych (rozkład SVD) i wybrano maksymalną wartość osobliwą do dalszej analizy. Wygenerowano 10000 symulowanych 10 elementowych wektorów \mathbf{s} próbek, a dla oceny skuteczności modelowania wyznaczono statystykę:

$$r^2(i) = \frac{\sigma_1^2(i)}{\sigma_n^2}, \quad (8.5)$$

gdzie $\sigma_1(i)$ jest największą wartością osobliwą macierzy $\mathbf{A}(i)$. Na podstawie tak wykonanej próby losowej wyznaczono empiryczną funkcję gęstości prawdopodobieństwa statystyki r^2 oraz dopasowano do niej parametry rozkładu Γ (rys. 8.1.a). Rozkład Γ jest uogólnieniem rozkładu χ^2 , który wykorzystany był przy określaniu granicznej wartości osobliwej w przypadku macierzy o elementach rzeczywistych. Następnie wyznaczono skuteczność modelowania i walidacji dla r wybranego w przedziale określonym przez wartości graniczne (równanie (6.8)):



Rys. 8.1. Wyniki symulacji – przypadek 1. a) Empiryczna funkcja gęstości prawdopodobieństwa statystyki r^2 . Rozkład Γ : a – parametr kształtu, b – parametr skali. b) Skuteczność modelowania i walidacji w zależności od parametru r^2 .

1. $r_1 = \sqrt{c_{\alpha, \nu}} = 5,13$,
2. $r_3 = \sqrt{2L(N-L)} = 9,80$.

gdzie $c_{\alpha, \nu}$ jest rzędną dystrybuanty rozkładu χ^2 o $\nu = 4(N-L)$ stopniach swobody dla poziomu istotności $\alpha = 0,95$. W rozważanym przypadku $c_{\alpha, \nu} = 26,30$. Wprowadzono również wartość pośrednią $r_2 = 7,5$. W rezultacie zastosowano następujące wartości graniczne dla rozdzielenia podprzestrzeni:

1. $\sigma_{l_1} = \sqrt{c_{\alpha, \nu}} \sigma_n = 5,13 \sigma_n = r_1 \sigma_n$;
2. $\sigma_{l_2} = 7,50 \sigma_n = r_2 \sigma_n$;
3. $\sigma_{l_3} = \sqrt{2L(N-L)} \sigma_n = 9,80 \sigma_n = r_3 \sigma_n$.

Dystrybuanta $F(r^2)$, otrzymana z funkcji gęstości prawdopodobieństwa $f(r^2)$ (rys. 8.1.a), jest w tym przypadku tożsama ze skutecznością modelowania $\eta_m(r^2)$ (rys. 8.1.b). Granica r_1 daje jedynie 15% poprawnych decyzji, a granica r_3

daje 99% poprawnych decyzji. Wartość r_2 daje 80% poprawnych decyzji przy modelowaniu. Ze względu na dobre dopasowanie rozkładu Γ do empirycznej funkcji gęstości prawdopodobieństwa, wyznaczone parametry tego rozkładu pozwalają na analityczne określenie skuteczności modelowania dla tego przypadku, dla szerokiego zakresu wartości r . Dzięki walidacji możliwe jest bardziej skuteczne wykluczenie występowania sygnału echa, dla wybranego modelu szumu (rys. 8.1.b). Dla wybranych granic r_1 , r_2 i r_3 skuteczność walidacji wynosi odpowiednio 0, 65; 0, 95; 0, 997.

Z zaprezentowanych wyników symulacji można ocenić, jak wybór parametru r wpływa na skuteczność określania braku występowania sygnału echa. W przypadku braku sygnału echa i spełnieniu założeń co do właściwości szumu w elementach odbiorczych, skuteczność modelowania i walidacji (dla przyjętych parametrów) są ze sobą ściśle powiązane. Walidacja pozwala na osiągnięcie większej skuteczności poprawnej decyzji co do braku sygnału. Skuteczność filtracji, rozumianej jako filtracja kierunku w odniesieniu do tego przypadku nie ma zastosowania, gdyż kierunek błędnie zidentyfikowanego sygnału echa może przyjmować dowolne wartości.

Powyższe wyniki sugerują, że wybór jak największej wartości r jest najbardziej korzystny, w przypadku rzeczywistego braku sygnału echa i znanej wartości σ_n . Jednak wniosków tych nie można przełożyć bezpośrednio na przypadek występowania echa. Po pierwsze, obecność echa może zmieniać właściwości największej wartości osobliwej podprzestrzeni szumu (parametry a i b rozkładu Γ). Po drugie, skuteczność określania liczby sygnałów echa będzie zależała od właściwości sygnału echa i zależności pomiędzy podprzestrzeniami sygnału i szumu. Dodatkowo, powyższe wyniki nie określają jak wybór poszczególnych wartości r będzie wpływał na dokładność określania kierunku echa. Badaniu tych właściwości poświęcone będą kolejne przypadki. Wybrane przykładowe wartości r_1 , r_2 i r_3 wykorzystane zostaną również w kolejnych symulacjach.

8.1.2. Przypadek 2a ($M=1$)

W rozważaniach na temat skuteczności zaproponowanej metody, kluczową rolę odgrywał będzie przyjęty model źródła sygnału echa. W badanym przypadku przyjęto prosty model źródła tzn. punktowe źródło zespolonego sygnału sinusoidalnego o stałej amplitudzie, z kierunku osi akustycznej anteny odbiorczej (rys. 8.2). Podobnie jak w poprzednim przypadku przyjęto, że zakłócenia mają postać zespolonego białego szumu gaussowskiego. Dla przyjętych założeń, próbki sygnału z każdego elementu odbiorczego na wejściu bloku obliczania batymetrii można przedstawić w następującej postaci:

$$s(i, n) = a(i) + w(i, n) = A e^{j\phi(i)} + w(i, n), \quad (8.6)$$

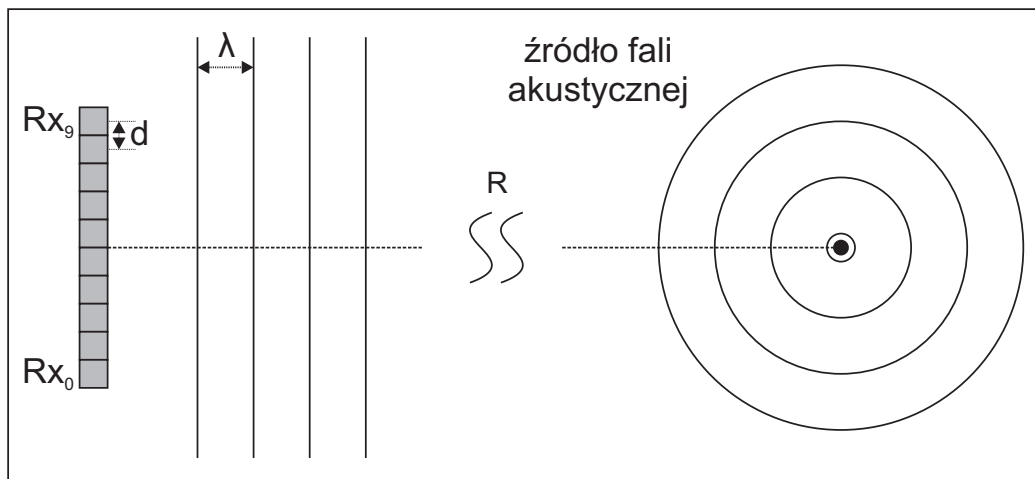
gdzie A jest amplitudą zespolonego sygnału sinusoidalnego, a ϕ jego fazą. Faza sygnału, dla danej próbki i , jest jednakowa dla wszystkich elementów odbiorczych, gdyż źródło znajduje się na kierunku osi akustycznej anteny odbiorczej.

Dla pojedynczego elementu odbiorczego zdefiniowano stosunek sygnału do szumu:

$$d_{SNR} = \frac{A^2}{2\sigma_n^2}. \quad (8.7)$$

Dla SNR zmieniającego się w przedziale 0-30 dB z krokiem co 1 dB wygenerowano po zestawów 10 000 próbek i oceniono skuteczność i dokładność dla wybranych wcześniej wartości granicznych r_1 , r_2 i r_3 . Filtrację ech przeprowadzono na płaszczyźnie zespolonej. Za wartości graniczne przyjęto wartość $3,6\sigma_\omega$ z równania (5.5) co przedstawiono graficznie na rys. 8.6.

Wyniki symulacji przedstawiono na rys. 8.3 i rys. 8.4. W przedziale 5-30 dB granica r_1 charakteryzuje się najgorszą skutecznością modelowania i walidacji. Granica r_1 daje poprawne wyniki modelowania w mniej niż 30% przypadków, a jej skuteczność walidacji wynosi około 70%. Filtracja umożliwia poprawne, niemal w 100%, określanie liczby sygnałów dla wartości SNR powyżej 5 dB. Jednocześnie wartość r_1 charakteryzuje się najgorszą dokładnością określania kierunku w stosunku do pozostałych wybranych wartości r , chociaż różnice pomiędzy dokładności pomiędzy poszczególnymi wartościami r są niewielkie (rys. 8.4). Nieznaczne różnice dokładności dla poszczególnych wartości r obrazują odporność metody ZMP na błędy modelowania. Wraz ze wzrostem wartości r poprawia skuteczność modelowania i walidacji, jednak jedynie dla SNR powyżej 5 dB. Chociaż skuteczność modelowania, walidacji i filtracji dla wartości r_3 jest najlepsza powyżej 5 dB, to poniżej tej wartości skuteczność zaczyna gwałtownie spadać. Przyczyną tego zjawiska jest zbliżenie podprzestrzeni sygnału i podprzestrzeni szumu prowadzące do zaniżenia liczby sygnałów echa (rys. 8.5.b).



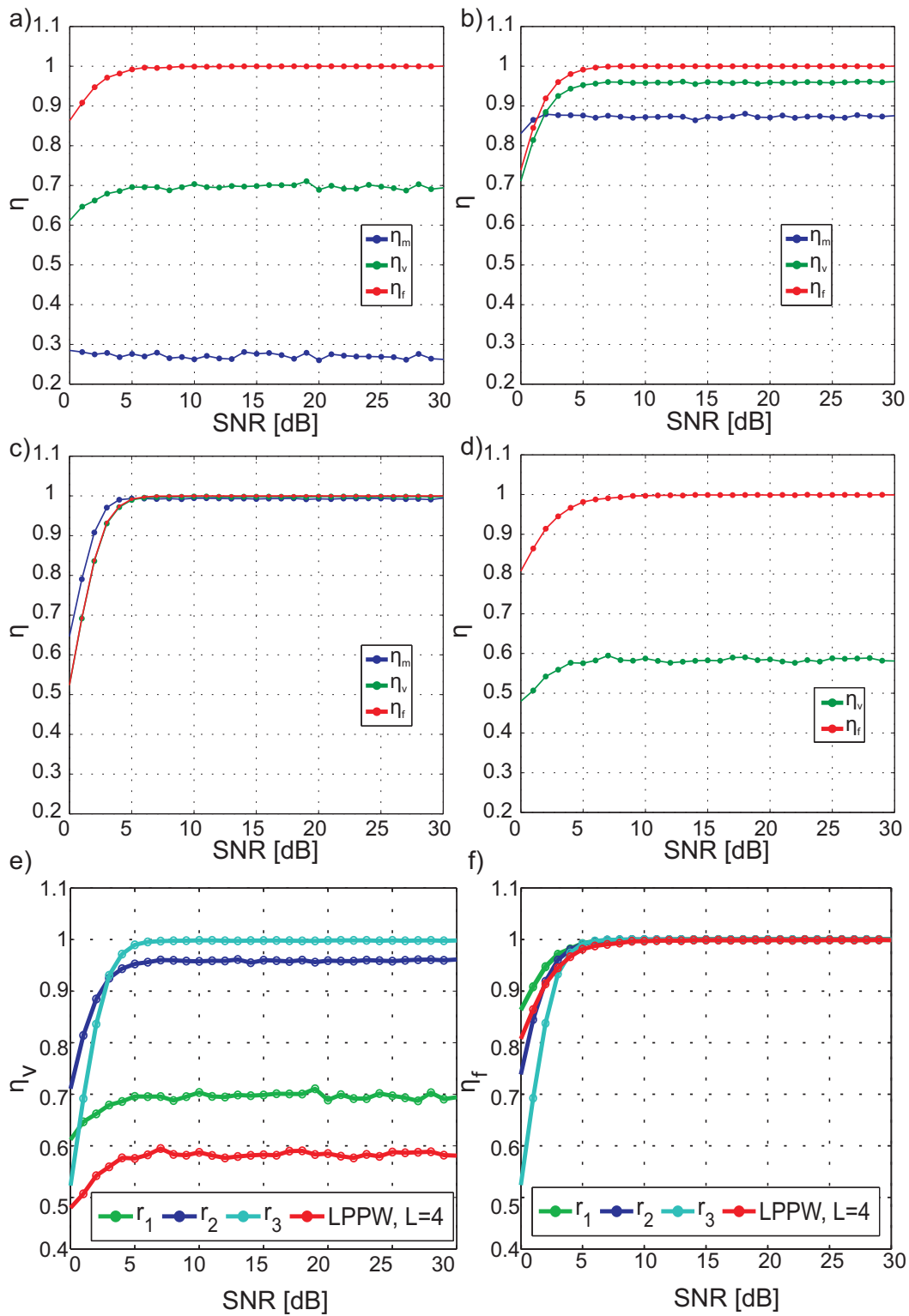
Rys. 8.2. Geometria symulowanego układu – przypadek 2a.

Dla porównania określono skuteczność walidacji i filtracji dla metody LPPW dla $L=4$, w której jednocześnie zakłada się że rząd modelu $\hat{M} = 4$. Skuteczność walidacji tej metody jest niższa niż badanych wartości r , a skuteczność filtracji zaczyna zmniejszać się już poniżej SNR wynoszącego 8 dB. Dokładność określania kierunku jest również gorsza w stosunku do dokładności ZMP przy użyciu dowolnej badanej wartości r . Na rys. 8.4 zaznaczono również teoretyczną dokładność metody LPPW i dolną granicę Camrea-Rao. Granice te obliczono ze wzorów z (5.3) i (5.5) z zastrzeżeniem że dają one wartości przybliżone dla SNR poniżej 30 dB. Wzrost dokładności określania kierunku ZMP w stosunku do metody LPPW wynosi w badanym zakresie pomiędzy 6%, a 8% w zależności od wyboru wartości r .

Skuteczności modelowania i walidacji badanych granic, powyżej 5 dB są wyższe niż w przypadku 1. Przyczyną jest inny rozkład wartości własnych szumu. Na rys. 8.5 przedstawiono rozkład statyki r_I dla największej wartości własnej i r_{II} dla drugiej największej wartości własnej (wyznaczonych analogicznie jak w przypadku 1 z równania (8.5)). Statystyka r_{II} odpowiada w tym przypadku największej wartości własnej podprzestrzeni szumu. Rozkład jest przesunięty w kierunku mniejszych wartości r^2 (na rys. 8.5 przedstawiono zależność od $f(r)$, a nie $f(r^2)$, w celu większej przejrzystości).

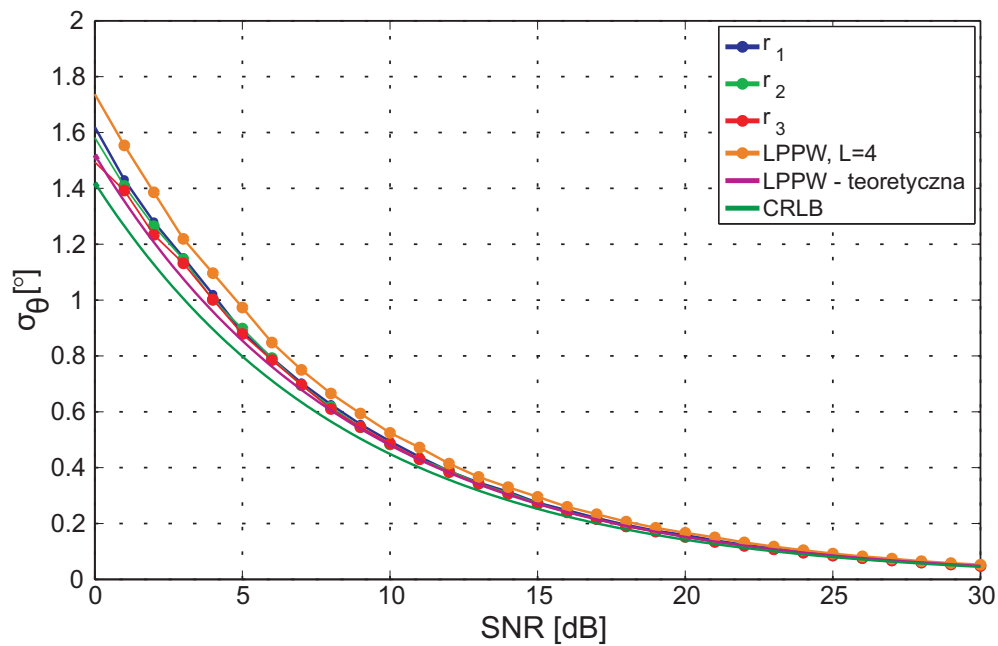
W przypadku gdy $SNR < 5$ dB podprzestrzenie “zbliżają” się do siebie i niemożliwe staje się ich skuteczne rozdzielenie za pomocą żadnej z proponowanych granic (rys. 8.5.b). Sytuacja ta przypomina klasyczny przykład wyboru progu detekcji sygnału w obecności szumu [14]. Wybór r dla danego SNR , jest jednoznaczny z określonym prawdopodobieństwem poprawnego określania rzędu modelu, jak i jednocześnie oznacza określone prawdopodobieństwo fałszywego alarmu (błędu modelowania). Zwiększenie r powoduje zmniejszenie prawdopodobieństwa fałszywego alarmu (zbyt wysokiego rzędu modelu), ale jednocześnie powoduje zmniejszenie prawdopodobieństwa poprawnej detekcji (wzrasta prawdopodobieństwo określania zbyt niskiego rzędu modelu tj. niewykrycie sygnału). Dzięki walidacji i filtracji nadmiarowe echa mogą jednak zostać usunięte przy nieznacznym tylko pogorszeniu dokładności. W związku z powyższym wartość r_1 pozwala na uzyskanie najlepszej skuteczności filtracji określania liczby sygnałów echa w całym badanym przedziale SNR , pomimo systematycznego zawyżania liczby sygnałów echa. (rys. 8.3.f). Wartość r_3 pozwala z kolei na uzyskanie największej skuteczności walidacji oraz dokładności określania kierunku dla $SNR > 3$ dB.

Na rys. 8.6 przedstawiono rozkład zer wielomianu $H(z)$ na płaszczyźnie zespolonej oraz położenie granic walidacji i filtracji. Wraz ze spadkiem SNR wzrasta rozrzut wartości amplitudy i kąta położenia zer sygnału echa. W przypadku $SNR < 5$ dB niektóre echa sygnału z pożądanego kierunku zostają odrzucone w procesie walidacji lub filtracji. Oprócz zbliżenia się podprzestrzeni sygnału do

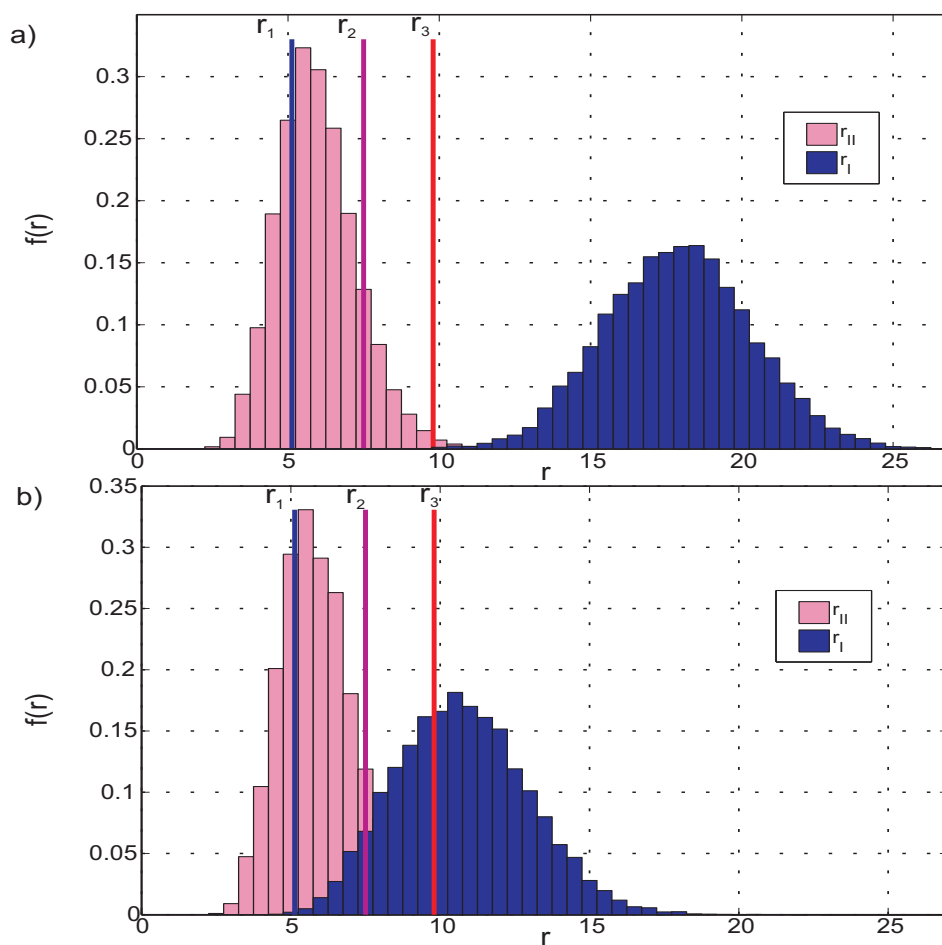


Rys. 8.3. Skuteczność modelowania, walidacji i filtracji (η_m , η_v , η_f) – przypadek 2a.
a) r_1 , b) r_2 , c) r_3 , d) Metoda LPPW, L=4, e) Porównanie skuteczność walidacji,
f) Porównanie skuteczności filtracji.

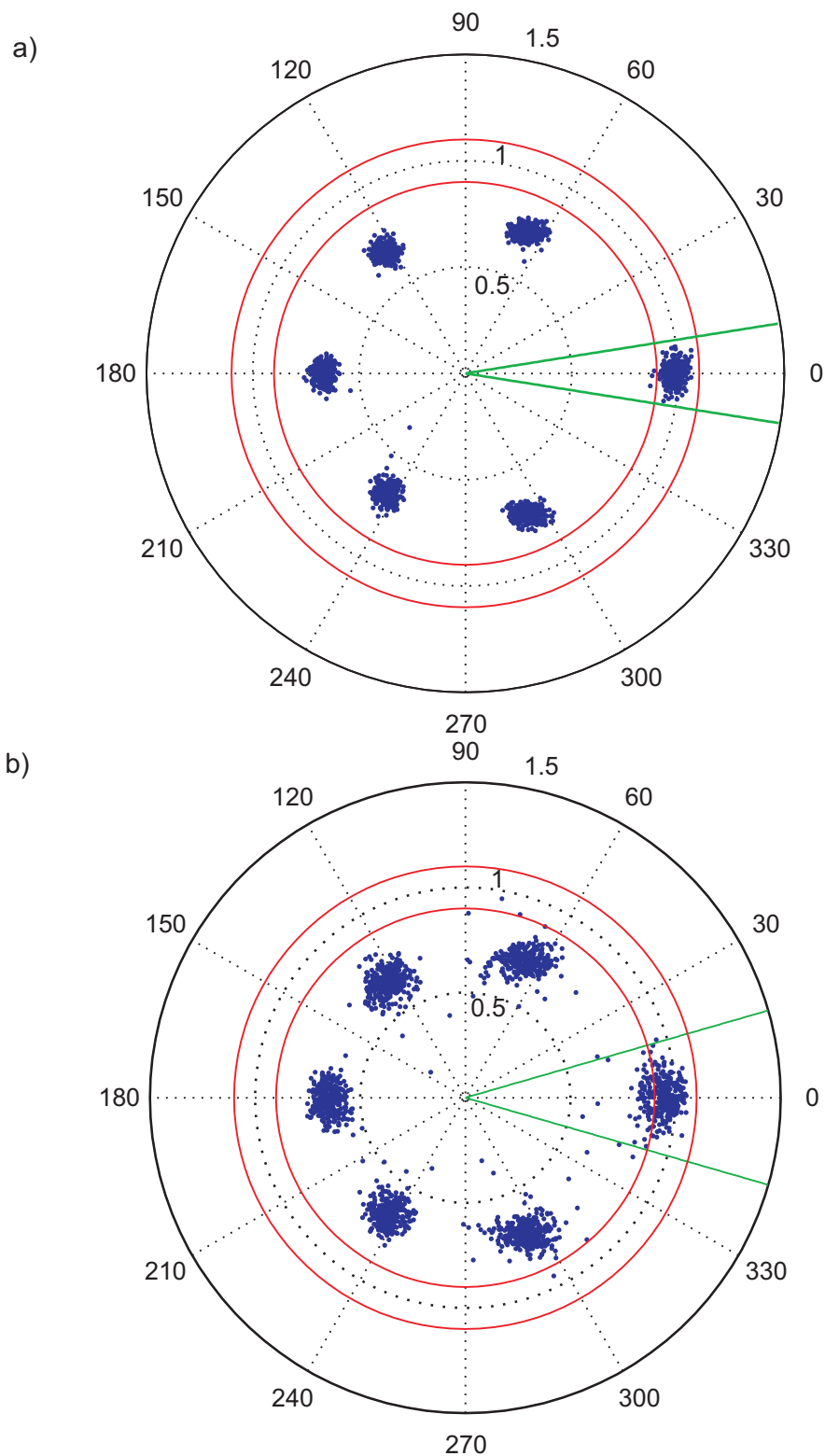
8.1. METODYKA BADAŃ SYGNAŁU ECHA ZE STAŁEGO KIERUNKU



Rys. 8.4. Dokładność określania kierunku w funkcji SNR – przypadek 2a.



Rys. 8.5. Przykłady funkcja gęstości prawdopodobieństwa r_I i r_{II} – przypadek 2a. a) $SNR = 5$ dB b) $SNR = 0$ dB.



Rys. 8.6. Przykład położenia zer wielomianu $H(z)$ na płaszczyźnie zespolonej – przypadek 2a. a) $SNR = 5$ dB, b) $SNR = 0$ dB. Kolorem czerwonym na zaznaczono przyjętą granice walidacji $\Delta = \pm 0.1$. Kolorem zielonym oznaczano granice filtracji $\pm 3.6 \cdot \sigma_\omega$.

szumu, jest to kolejna przyczyna spadku skuteczności określania liczby sygnałów echa dla niskich wartości SNR i wynika bezpośrednio z przyjętych granic walidacji i filtracji.

8.1.3. Przypadek 2b ($M=1$)

Model propagacji z poprzedniego przypadku nie uwzględniał losowości amplitudy echa, która jest charakterystyczna dla odbicia wstecznego od dna. W celu oceny skuteczności zaproponowanej metody w przypadku sygnału o losowej amplitudzie i fazie początkowej, przyjęto, że ma ona rozkład Gaussa, a odchylenie standardowe amplitudy części rzeczywistej i urojonej sygnału echa wynosi σ_s . Dla przyjętych założeń, sygnał z każdego elementu odbiorczego na wejściu bloku obliczania batymetrii można przedstawić w następującej postaci:

$$s(i, n) = a(i) + w(i, n) = A(i) e^{j\phi(i)} + w(i, n), \quad (8.8)$$

gdzie $A(i)$ jest losową amplitudą zespolonego sygnału, a $\phi(i)$ jego losową fazą w chwili pomiaru. Podobnie jak w poprzednim przypadku, faza i amplituda sygnału, dla danej próby i , jest jednakowa dla wszystkich elementów odbiorczych, gdyż źródło znajduje się na kierunku osi akustycznej anteny odbiorczej. Dla pojedynczego elementu odbiorczego zdefiniowano stosunek sygnału do szumu:

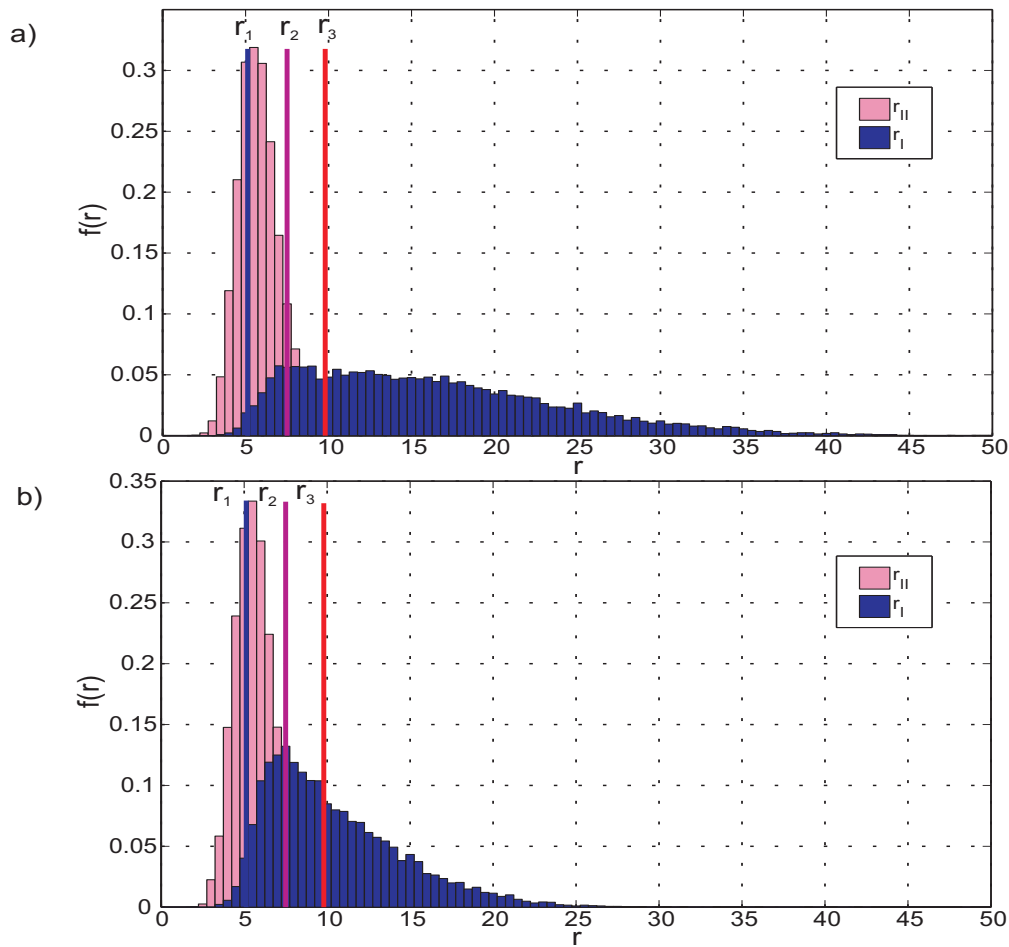
$$d_{SNR} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}. \quad (8.9)$$

Dla SNR zmieniającego się w przedziale 0-30 dB z krokiem co 1 dB wygenerowano po 10 000 zestawów próbek, a następnie oceniono skuteczność metody określania liczby sygnałów oraz dokładność dla wartości r_1 , r_2 i r_3 z poprzedniego przypadku. Przypadek ten nie wykorzystuje jeszcze zaproponowanej w rozdziale 7 metody jako, że sygnał echa jest jednakowy we wszystkich elementach odbiorczych tj. nie ulega dekorelacji. Przypadek ten będzie służył jako punkt odniesienia dla kolejnego przypadku, w którym symulowana będzie dekorelacja przestrzenna sygnałów.

Wyniki symulacji przedstawiono na rys. 8.3 i rys. 8.4. W przedziale 15-30 dB granica r_1 charakteryzuje się najgorszą skutecznością modelowania i walidacji. Granica r_1 daje poprawne wyniki modelowania w zaledwie w około 30% przypadków, a jej skuteczność walidacji wynosi około 70%. Filtracja umożliwia poprawne, niemal w 100%, określanie liczby sygnałów dla wartości SNR powyżej 15 dB. Jednocześnie wartość r_1 charakteryzuje się najgorszą dokładnością w stosunku do pozostałych wybranych wartości r . Wraz ze wzrostem r poprawia się skuteczność modelowania i walidacji, jednak jedynie dla SNR powyżej 15 dB.

Dla porównania określono również skuteczność walidacji i filtracji dla metody LPPW, $L=4$. Skuteczność walidacji tej metody jest niższa niż badanych

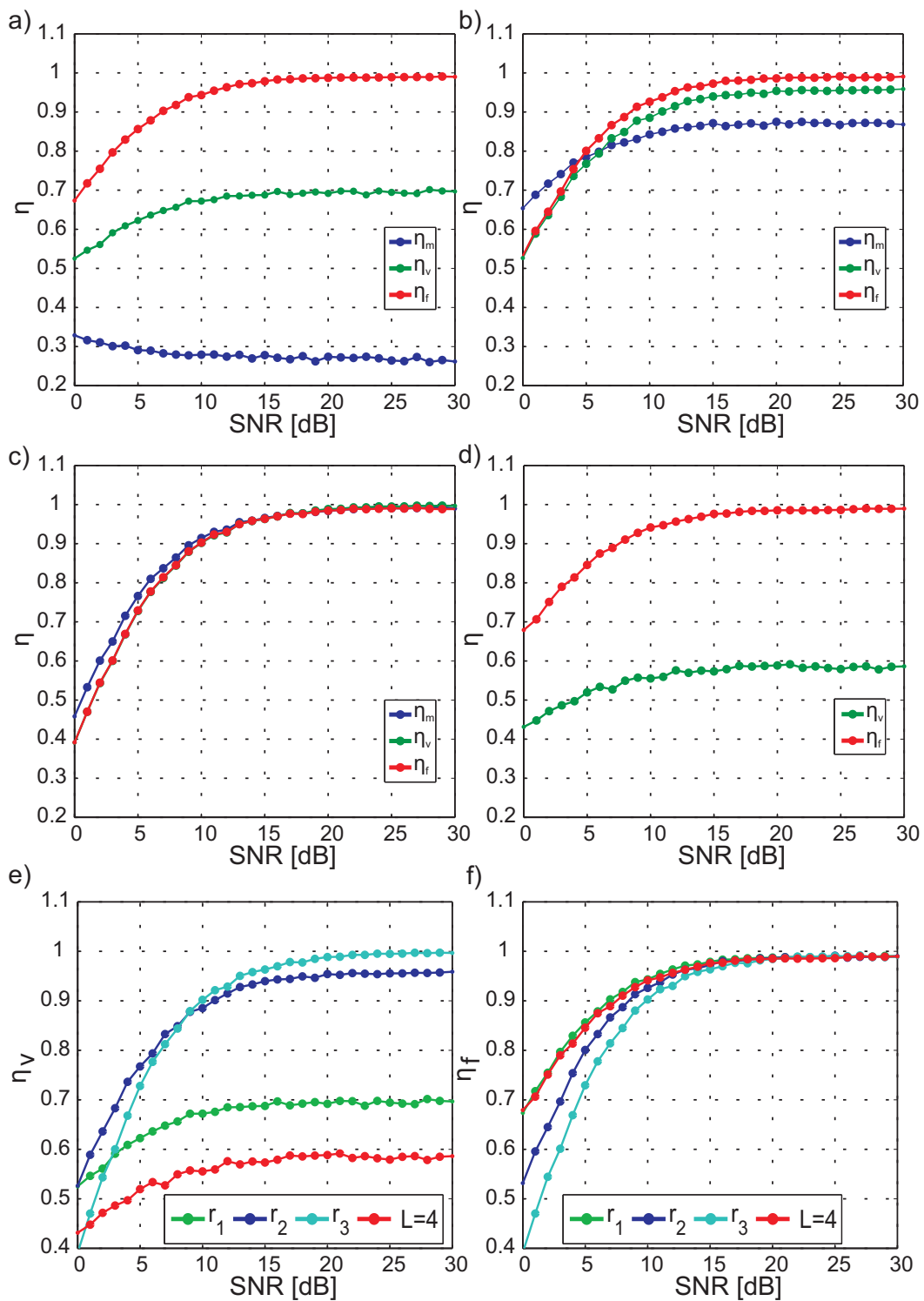




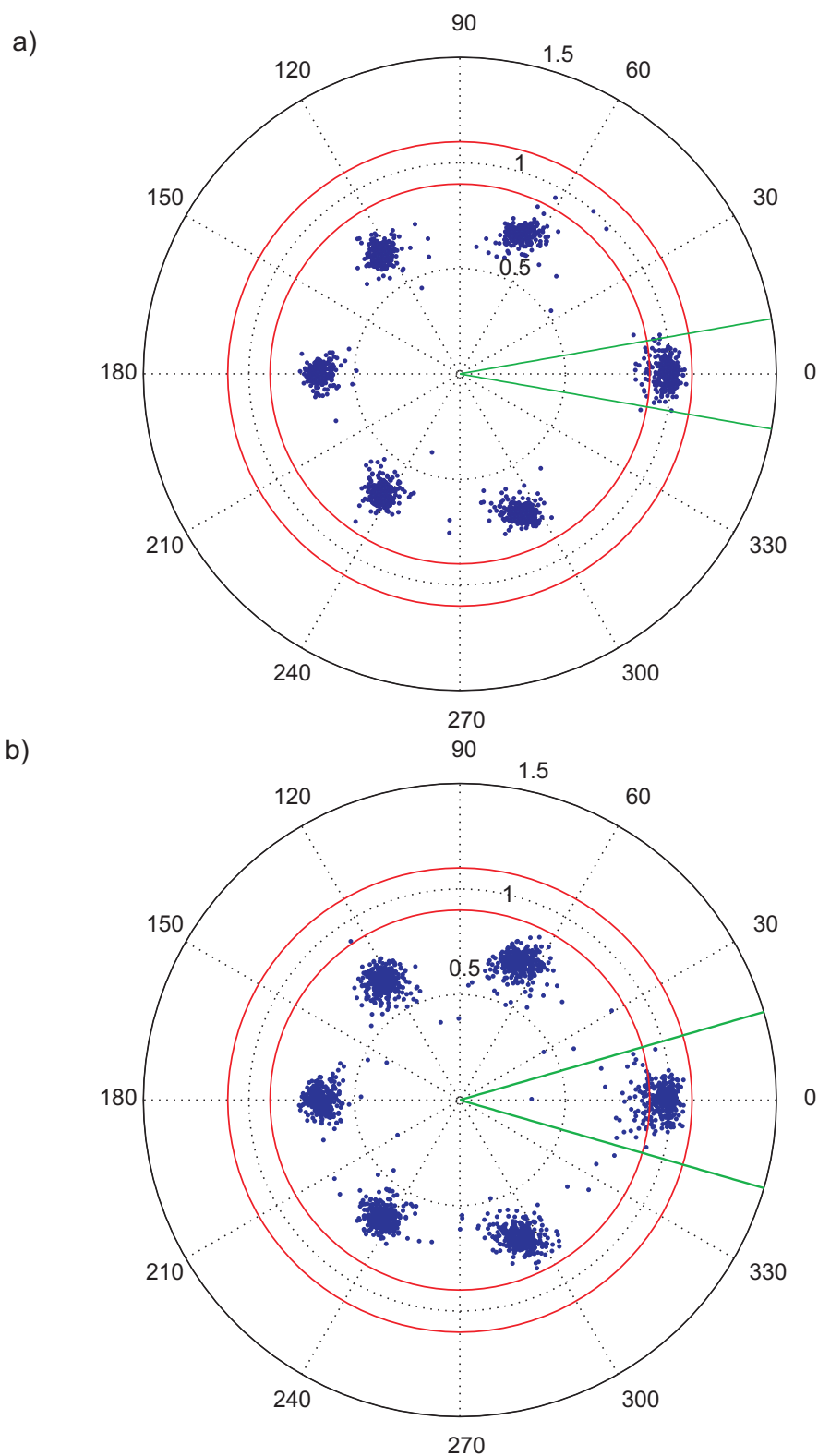
Rys. 8.7. Funkcja gęstości prawdopodobieństwa r_I i r_{II} - przypadek 2b.
a) $SNR = 5$ dB b) $SNR = 0$ dB.

wartości r , jednak skuteczność filtracji jest jedynie nieznacznie gorsza do skuteczności granicy r_1 w badanym przedziale SNR . Dokładność określania kierunku jest również gorsza w stosunku do dokładności ZMP przy użyciu dowolnej wartości r . Wzrost dokładności określania kierunku ZMP w stosunku do metody LPPW wynosi w zakresie SNR 10-30 dB pomiędzy 12%, a 6% w zależności od wyboru wartości r . Należy jednak zaznaczyć, że wzrost dokładności określania kierunku dla granic r_2 i r_3 w stosunku do granicy r_1 poniżej 15 dB wiąże się ze znaczącym spadkiem ich skuteczności. Oznacza to, że wybrane granice walidacji i filtracji powodują odrzucenie ech obciążonych największym błędem określania kierunku, mimo iż echa te mogłyby być zakwalifikowane jako pochodzące z pożądanego kierunku. W odniesieniu do zastosowania w echosondzie interferometrycznej oznaczałoby to uzyskanie niekompletnego obrazu dna. Pozostałe po filtracji próbki dna charakteryzowałyby się jednak najlepszą dokładnością określania kierunku i głębokości. Wybór r będzie zatem wpływał na dokładność i kompletność otrzymanego, zgeneralizowanego obrazu dna.

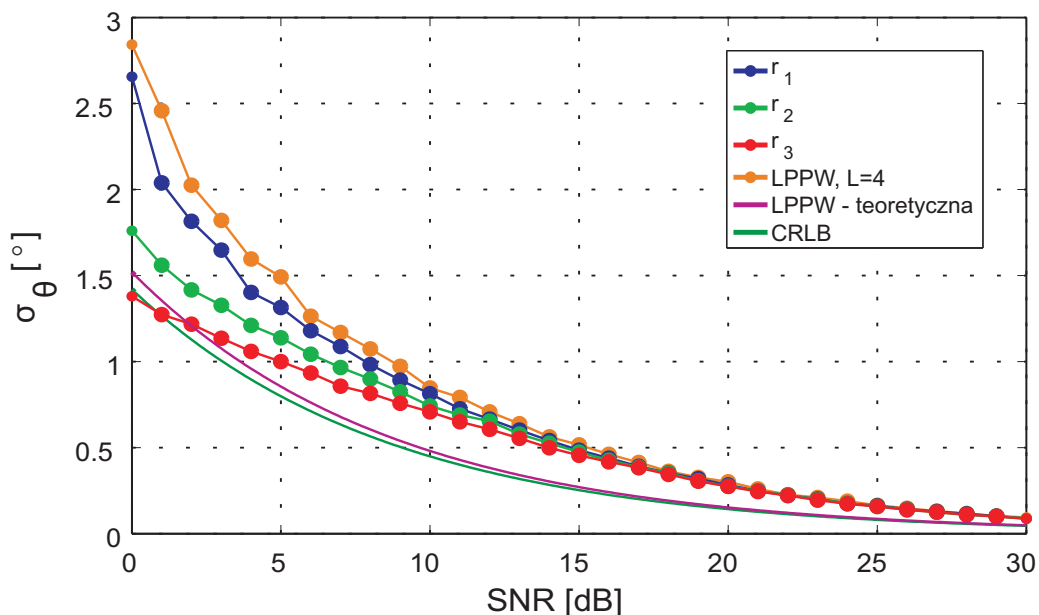
Gorsza, w stosunku do poprzedniego przypadku, skuteczność badanych granic wynika w dużej mierze ze zmiany rozkładu największej wartości osobliwej



Rys. 8.8. Skuteczność modelowania, walidacji i filtracji (η_m , η_v , η_f) – przypadek 2b. a) r_1 , b) r_2 , c) r_3 , d) Metoda LPPW, $L=4$, e) Porównanie skuteczności walidacji, f) Porównanie skuteczności filtracji.



Rys. 8.9. Przykład położenia zer wielomianu $H(z)$ na płaszczyźnie zespolonej – przypadek 2b. a) $SNR = 5$ dB, b) $SNR = 0$ dB. Kolorem czerwonym zaznaczono przyjętą granice walidacji $\Delta = \pm 0.1$. Kolorem zielonym oznaczano granice filtracji $- 3 \cdot 3.6 \cdot \sigma_\omega$.



Rys. 8.10. Dokładność określania kierunku w funkcji SNR – przypadek 2b.

macierzy \mathbf{A} (rys. 8.7). Podprzestrzeń szumu pozostaje niemal niezmienną w stosunku do poprzedniego przypadku. Ze względu na zaniki występujące w przypadku sygnału gaussowskiego, podprzestrzeń sygnału i szumu nie są tak dobrze rozdzielone jak w przypadku sygnału sinusoidalnego. Również dokładność określania kierunku jest gorsza w stosunku do poprzedniego przypadku (por. rys. 8.4 i rys. 8.10).

8.1.4. Przypadek 3 ($M=1$, $\gamma_d < 1$)

W kolejnym przypadku zbadana została skuteczność zaproponowanej nowej metody określania liczby sygnałów echa, dla różnych wartości współczynnika korelacji γ_d . Jak wynika z rozważań zawartych w rozdziale 5 pogorszenie korelacji przestrzennej pomiędzy sygnałami odebranym przez dowolną parę elementów odbiorczych jest nieodłączną zjawiskiem towarzyszącym pomiarom w echosondzie wielofazowej. Wartość globalnego współczynnika dekorelacji zależy od położenia elementów odbiorczych, względem źródła echa, długości impulsu sondującego oraz stochastycznego charakteru odbicia wstecznego. W celu modelowania dekorelacji wykorzystano przekształcenie afiniczne sygnału koherentnego, generowanego w poprzednim przypadku, dla zadanej macierzy korelacji, wykorzystując rozkład Choleskiego [110]. Dzięki temu przekształceniu dowolna para sygnałów echa z elementów odbiorczych (bez szumu), charakteryzuje się zadany współczynnikiem korelacji:

$$s(i, n) = a(i, n) + w(i, n) = A(i, n) e^{j\phi(i, n)} + w(i, n), \quad (8.10)$$

gdzie $A(i, n)$ jest amplitudą sygnału, a $\phi(i, n)$ jego fazą w chwili pomiaru. Faza i amplituda sygnału, dla danej próbki, nie są jednakowe dla wszystkich elementów odbiorczych, gdyż występuje dekorelacja sygnałów (rys. 8.11).

Granice z poprzedniego przykładu zostały zmodyfikowane zgodnie z zaproponowaną w rozdziale 7 metodą:

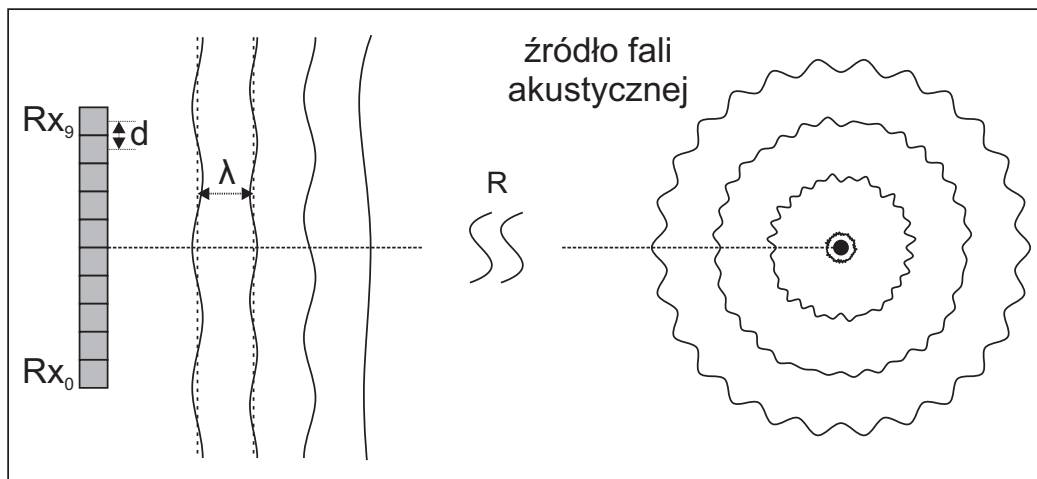
1. $\sigma_{l_1} = \sqrt{c_{\alpha, \nu}} \sigma_{eq} = 5,13 \sigma_{eq} = r_1 \sigma_{eq}$,
2. $\sigma_{l_2} = 7,50 \sigma_{eq} = r_2 \sigma_{eq}$,
3. $\sigma_{l_3} = \sqrt{2L(N-L)} \sigma_{eq} = 9,80 \sigma_{eq} = r_3 \sigma_{eq}$.

Przy czym zgodnie z równaniem (7.13):

$$\sigma_{eq} = \sqrt{f_{NG}} \sigma_n, \quad (8.11)$$

gdzie f_{NG} obliczony został na podstawie równań (5.22), (7.10) i (8.9). Granice walidacji są jednakowe, jak w poprzednich przykładach, a granice filtracji ustalono empirycznie jako $3 \cdot 3.6 \cdot \sigma_\omega$, przy czym jako argument we wzorze (5.5) użyto d_{eq} zamiast d .

Dla $\gamma_d = 0,9$ wyznaczono skuteczność modelowania, filtracji i walidacji oraz dokładność określania kierunku dla różnych wartości r , a wyniki przedstawiono na wykresach (rys. 8.12 i 8.13). Wyniki dla innych wartości γ_d omówione zostaną w dalszej części podrozdziału. W przypadku występowania dekorelacji pojawiają się, w stosunku do poprzedniego przykładu, znaczące różnice. Przede wszystkim maksymalna skuteczność filtracji dla dowolnej wartości SNR nie przekracza 95%. Wynika to z faktu, że w rzeczywistości ekwiwalenty stosunek sygnału do szumu SNR_{eq} nie przekracza 10 dB (rys. 8.14). Również maksymalna dokładność (dla $SNR = 30$ dB) jest znacząco gorsza niż w poprzednim przypadku (por. rys. 8.10 i rys. 8.13.a). Jeżeli jednak zmienimy, oś odciętych z SNR , na SNR_{eq} (rys. 8.13.b) i porównamy z wynikami z przypadku 2b, zaobserwujemy zgodność dokładności dla tych dwóch przypadków. Zgodnie z rozważaniami przedsta-

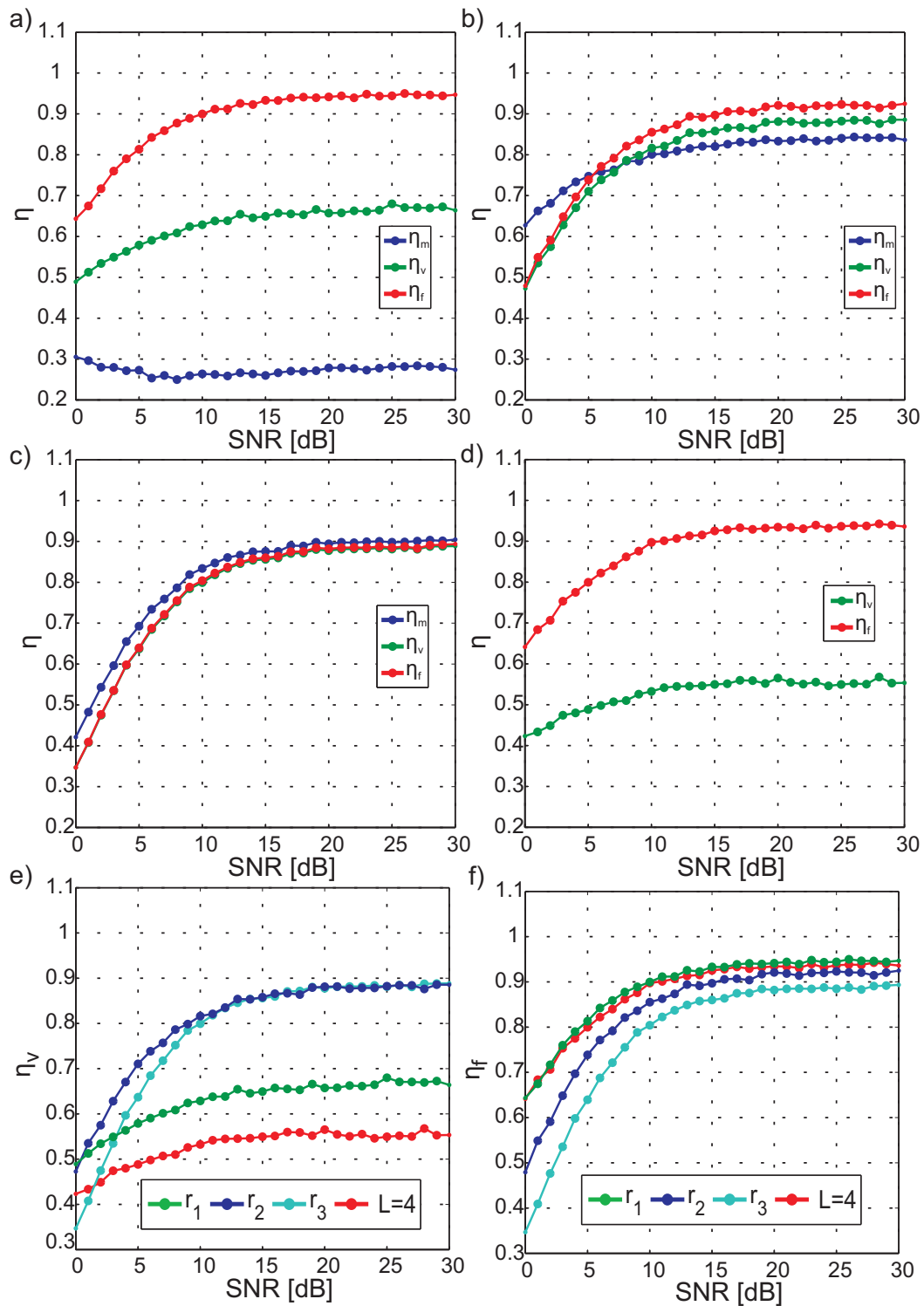


Rys. 8.11. Geometria symulowanego układu – przykład 3.

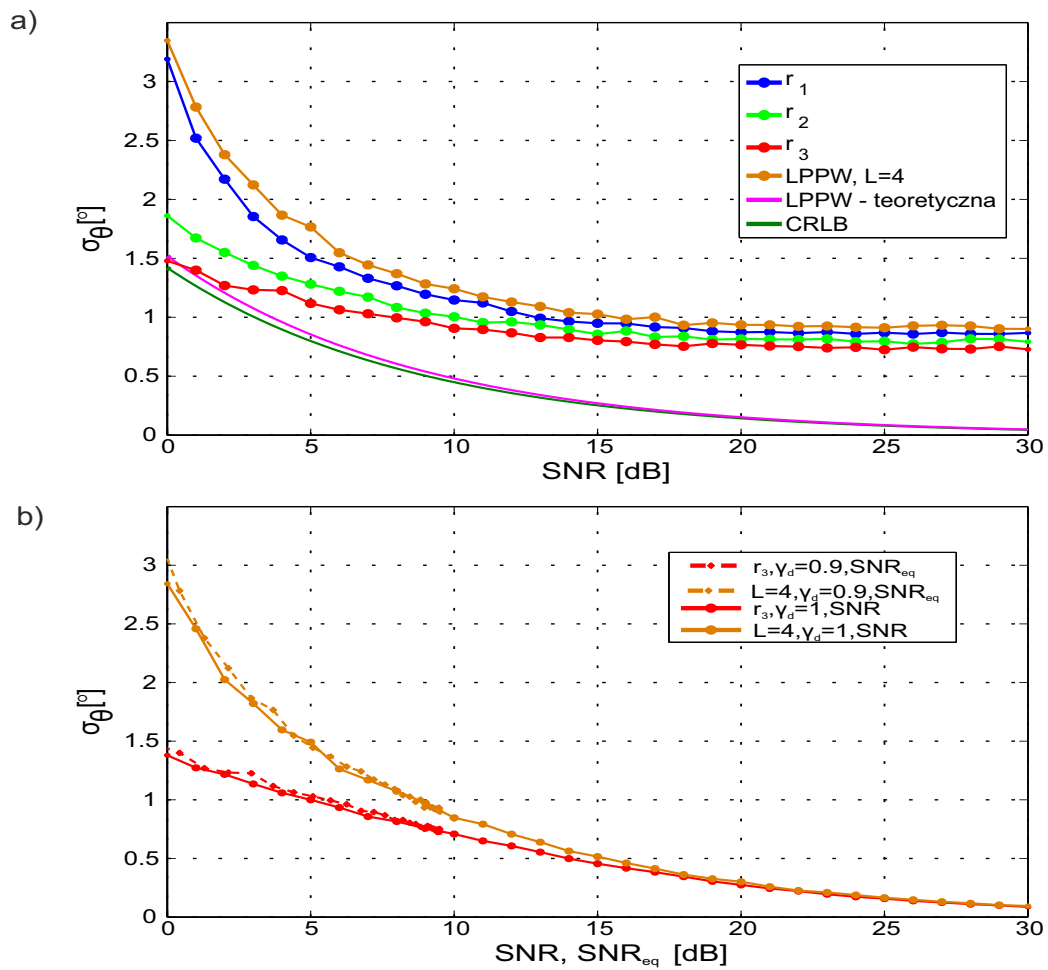
wionymi w poprzednich rozdziałach, dokładność określania kierunku zależy od SNR_{eq} , a nie tylko od SNR . Nawet znaczące zwiększenie SNR nie poprawia dokładności określania kierunku. Podobnie jako w poprzednim przypadku wartość r_1 pozwala na osiągnięcie największej skuteczności filtracji metody, dla danego γ_d . Również w tym przypadku wartość r_1 pozwala na osiągnięcie większej skuteczności i dokładności niż metoda LPPW.

Wartość r_1 zostanie wykorzystana przy ocenie wpływu wartości γ_d na skuteczność zaproponowanej metody. Dla wartości r_1 , dla γ_d w zmieniającym się w przedziale 0,5-0,9 z krokiem co 0,1 określono skuteczność modelowania, walidacji i filtracji oraz dokładność zaproponowanej metody (rys. 8.15 i rys. 8.16). W badanym przedziale SNR wartość r_1 charakteryzowała się zbliżoną skutecznością modelowania wynoszącą około 30%. Stabilna skuteczność modelowania dla szerokiego zakresu SNR oznacza, że rozdzielenie podprzestrzeni, za pomocą zaproponowanej nowej metody, dla danej wartości r , jest możliwe po uwzględnieniu wpływu dekorelacji na wartość odchylenia standardowego szumu ekwiwalentnego.

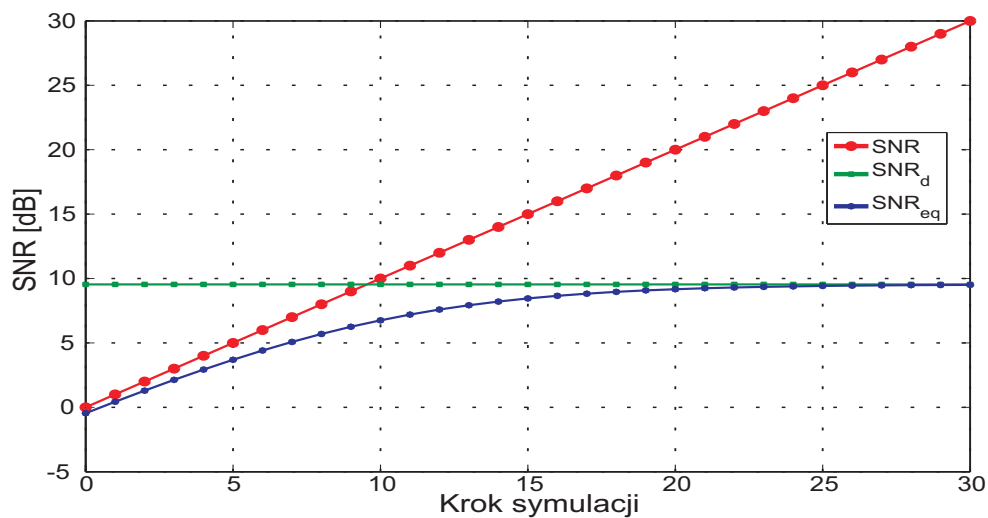
Dzięki zastosowaniu walidacji i filtracji skuteczność wzrastała, jednak maksymalna osiągnięta skuteczność filtracji maleje wraz z malejącym γ_d . Wraz ze zmniejszeniem γ_d , spada wartość SNR_{eq} i w rezultacie zwiększa się rozrzut położenia zer sygnału na płaszczyźnie zespolonej, co prowadzi z kolei do obserwowanego spadku skuteczności walidacji i filtracji. Dla SNR powyżej 15 dB dla wartości r_1 uzyskuje się niemal stałą skuteczność metody. Również dokładność powyżej 15 dB utrzymuje się na stałym poziomie, przy czym wartość γ_d determinuje dokładność metody w tym przedziale SNR . Im większa wartość γ_d , tym gorsza dokładność określania kierunku. Wyniki powyższych symulacji pozwalają oszacować jakie kombinacje SNR i γ_d pozwalają uzyskać określoną dokładności określania kierunku, za pomocą badanej 10 elementowej anteny. Na przykład, aby uzyskać dokładność określania kierunku, w jednym pomiarze na poziomie odchylenia standardowego 1° , dla $SNR = 15$ dB, współczynnik γ_d nie powinien przekraczać wartości 0,9. Przy czym wyniki te donoszą się jedynie dla sygnału echa z kierunku osi akustycznej anteny. Zgodnie z równaniem (5.7) odchylenie standardowe dla innych kierunków wzrasta o współczynnik $1/\cos(\theta)$, jednocześnie dokładność określania unormowanej pulsacji σ_ω nie zależy od kierunku echa θ . Otrzymane wyniki oznaczają, że dokładność pojedynczego pomiaru kierunku, nawet przy wysokim nominalnym SNR , ale przy występowaniu dekorelacji, będą charakteryzowały się niską dokładnością. Niesie to za sobą konieczność stosowania odpowiednich metod filtracji i generalizacji wielu pomiarów, aby wyznaczone za pomocą metod interferometrycznych pomiary kierunku odznaczały się dokładnością zbliżoną do metod stosowanych w echosondach wielowiązkowych.



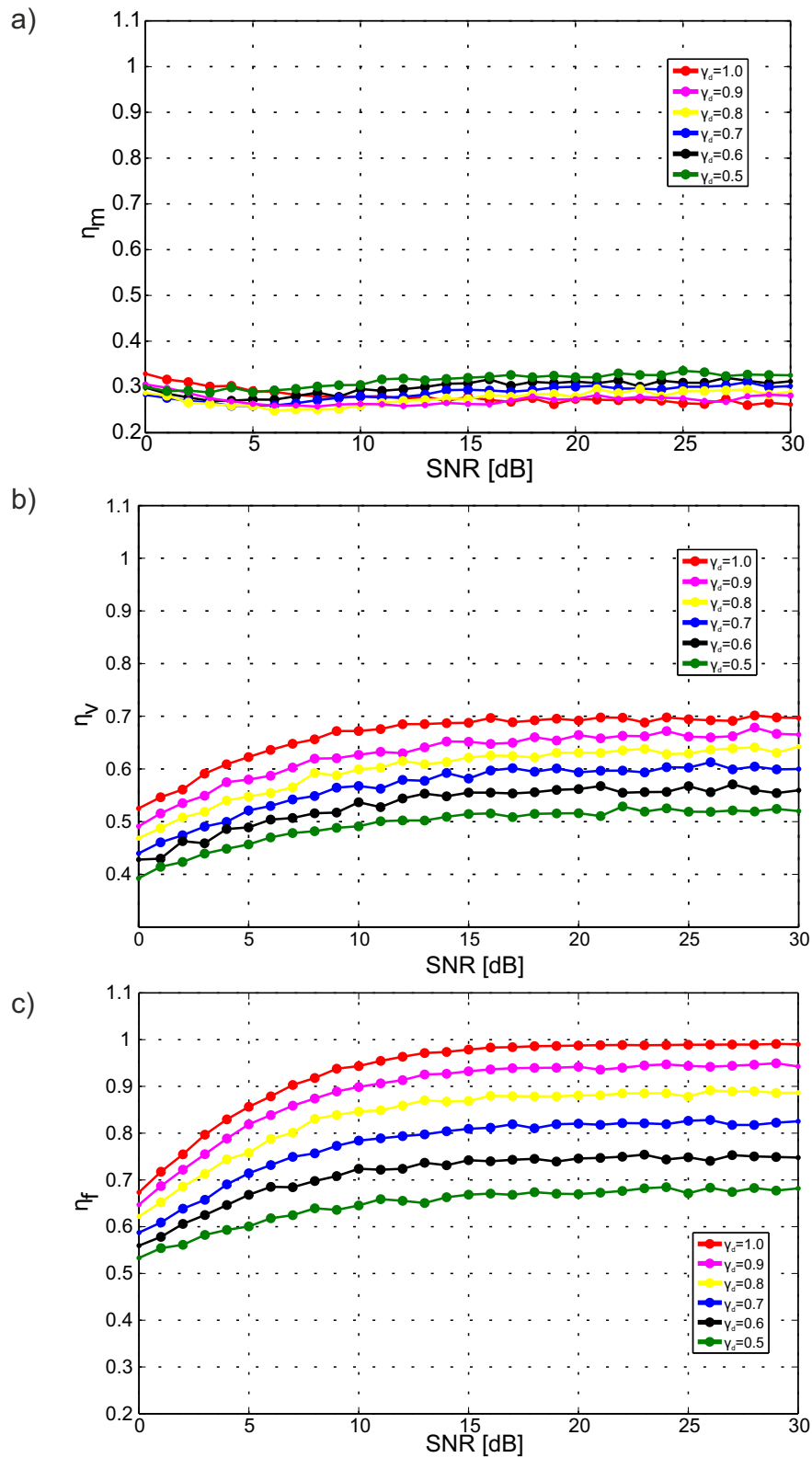
Rys. 8.12. Skuteczność modelowania, walidacji i filtracji (η_m , η_v , η_f) dla $\gamma_d = 0, 9$ – przypadek 3. a) r_1 , b) r_2 , c) r_3 , d) Metoda LPPW, $L=4$, e) Porównanie skuteczność walidacji, f) Porównanie skuteczności filtracji.



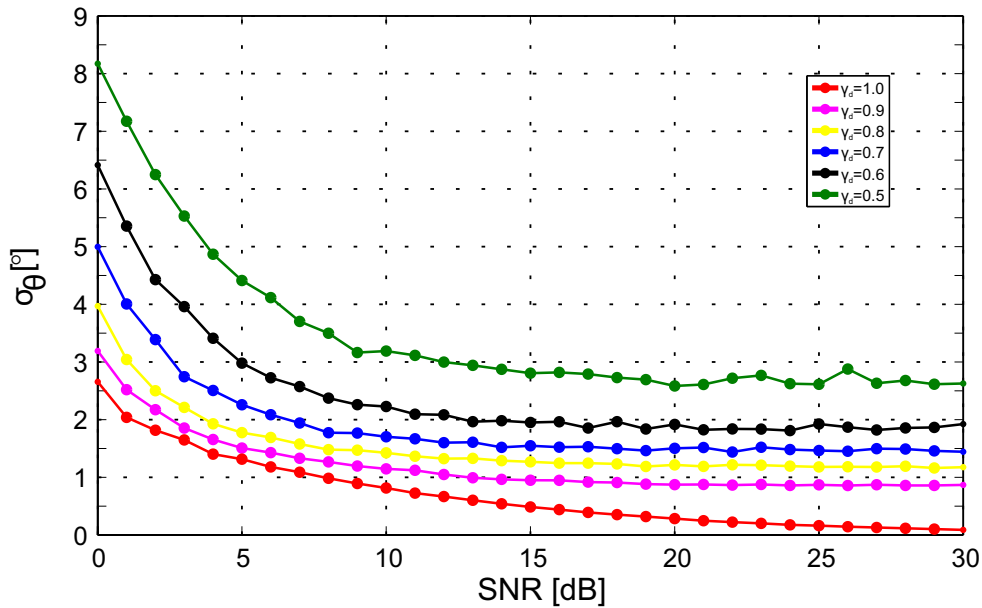
Rys. 8.13. Dokładność określania kierunku – przypadek 3. a) W zależności od SNR , b) Porównanie dokładności w funkcji SNR dla $\gamma_d = 1$, z dokładnością w funkcji SNR_{eq} dla $\gamma_d = 0,9$.



Rys. 8.14. Zależności pomiędzy SNR , SNR_d i SNR_{eq} dla $\gamma_d = 0,9$ – przypadek 3.



Rys. 8.15. Skuteczność metody dla wybranych wartości współczynnika korelacji – przypadek 3. a) modelowania (η_m), b) walidacji (η_v), c) filtracji (η_f).



Rys. 8.16. Dokładność określania kierunku dla wybranych wartości współczynnika korelacji – przypadek 3.

8.2. Skuteczność metody dla dwóch sygnałów ze stałego kierunku

W przypadku występowania dwóch sygnałów liczba możliwych kombinacji wartości amplitud, różnicy fazy początkowej, różnicy kierunków oraz korelacyjnych właściwości źródeł jest nieograniczona. Poniższa analiza ograniczona będzie do szczególnego przypadku dwóch zespolonych źródeł gaussowskich o identycznych charakterystykach, położonych symetrycznie względem głównej osi akustycznej anteny (rys. 8.17). Różnica fazy początkowej będzie losowa dla każdego zestawu próbek. Ponadto źródła charakteryzowały się jednakowym współczynnikiem korelacji. W niniejszym podrozdziale zbadana zostanie skuteczność oraz dokładność zaproponowanej metody dla różnych wartości separacji kątowych źródeł, współczynników korelacji oraz SNR . Parametry symulacji są jednakowe jak w tab. 8.1.

8.2.1. Przypadek 4 ($M=2$, $\gamma_d = 1$)

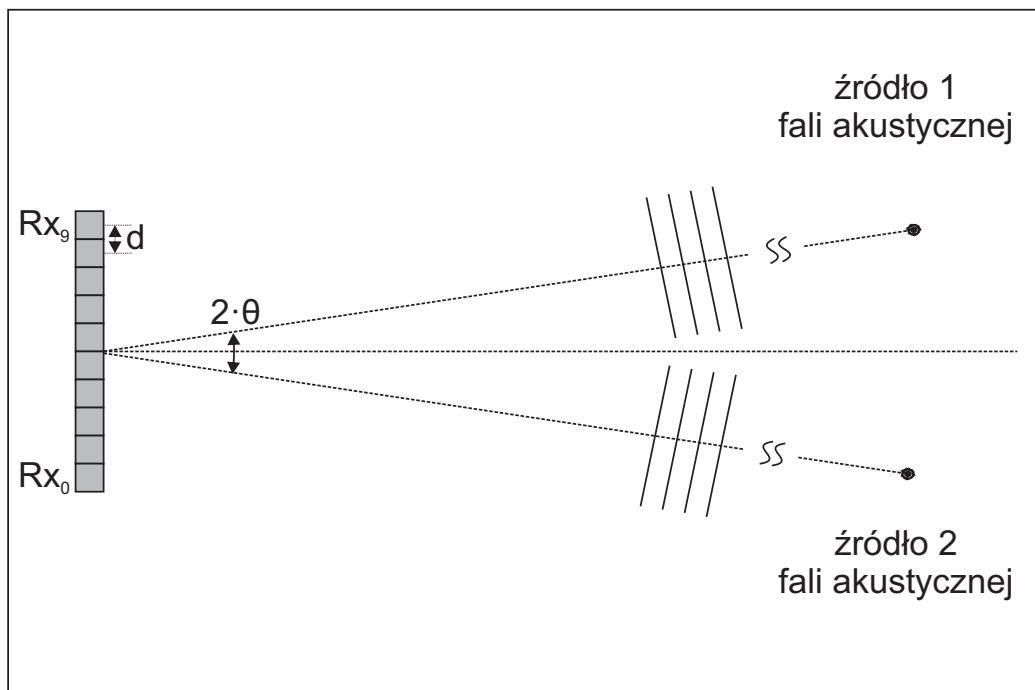
W rozważanym przypadku, sprawdzono skuteczność zaproponowanej metody w wykrywaniu dwóch koherentnych sygnałów. Przyjęto następujący model sygnału odebranego:

$$s(i, n) = A_1(i)e^{j\phi_1(i)}e^{+j\omega_d n} + A_2(i)e^{j\phi_2(i)}e^{-j\omega_d n} + w(i, n), \quad (8.12)$$

gdzie A_1 , A_2 , ϕ_1 , ϕ_2 są losowymi amplitudami i fazami sygnałów ech, $u = k \sin(|\theta|)$, a θ jest kątem pomiędzy osią akustyczną, a kierunkiem na źródło

echa (rys. 8.17). W filtracji przyjęto graniczne wartości kątów odpowiadające 2-krotności separacji kątowej źródeł echa, tj. za prawidłowe przyjęto sygnały przychodzące z kierunków $\pm 2\theta$ względem MRA. Podobnie jak w poprzednich przypadkach określono skuteczność modelowania, walidacji i filtracji oraz dokładność określania kierunku (rys. 8.18 i rys. 8.19). Symulacje przeprowadzono dla wybranych separacji kątowych źródeł: $2\theta = 2^\circ, 4^\circ, 6^\circ, 8^\circ$ i 10° . W tym przypadku ograniczono się jednak do oceny skuteczności jedynie wartości wartości r_1 .

Skuteczność modelowania, niezależnie od separacji kątowej, zmienia się w przedziale 0, 4-0, 5 w badanym zakresie SNR . Jest ona wyższa w stosunku do odpowiadającego przypadku 2b z poprzedniego podrozdziału. Wyższa skuteczność modelowania wynika z innego rozkładu wartości własnych podprzestrzeni sygnału i szumu. W przypadku występowania dwóch sygnałów, rozkład maksymalnej wartości osobliwej szumu (r_{III} na rys. 8.20 – zdefiniowane analogicznie jak w poprzednich przypadkach) zmienia się, w stosunku do przypadku z jednym sygnałem, a maksimum jej funkcji gęstości prawdopodobieństwa znajduje się bliżej osi rzędnej. Podobne zmiany można zauważyć pomiędzy Przypadkiem 1 i Przypadkiem 2a. Ponadto maksimum rozkładu r_{II} położone jest bliżej maksimum r_{III} , niż miało to miejsce w przypadku r_I dla jednego sygnału. Skuteczność walidacji zależy od separacji kątowej, przy czym im mniejsza separacja kątowa tym gorsza skuteczność walidacji. W przypadku zmniejszenia separacji kątowej pomiędzy sygnałami, rozkład drugiej największej wartości osobliwej sygnału (r_{II} na rys. 8.20) zbliża się do rozkładu maksymalnej wartości osobliwej szumu, co skutkuje błędami modelowania oraz walidacji. Warto zwrócić

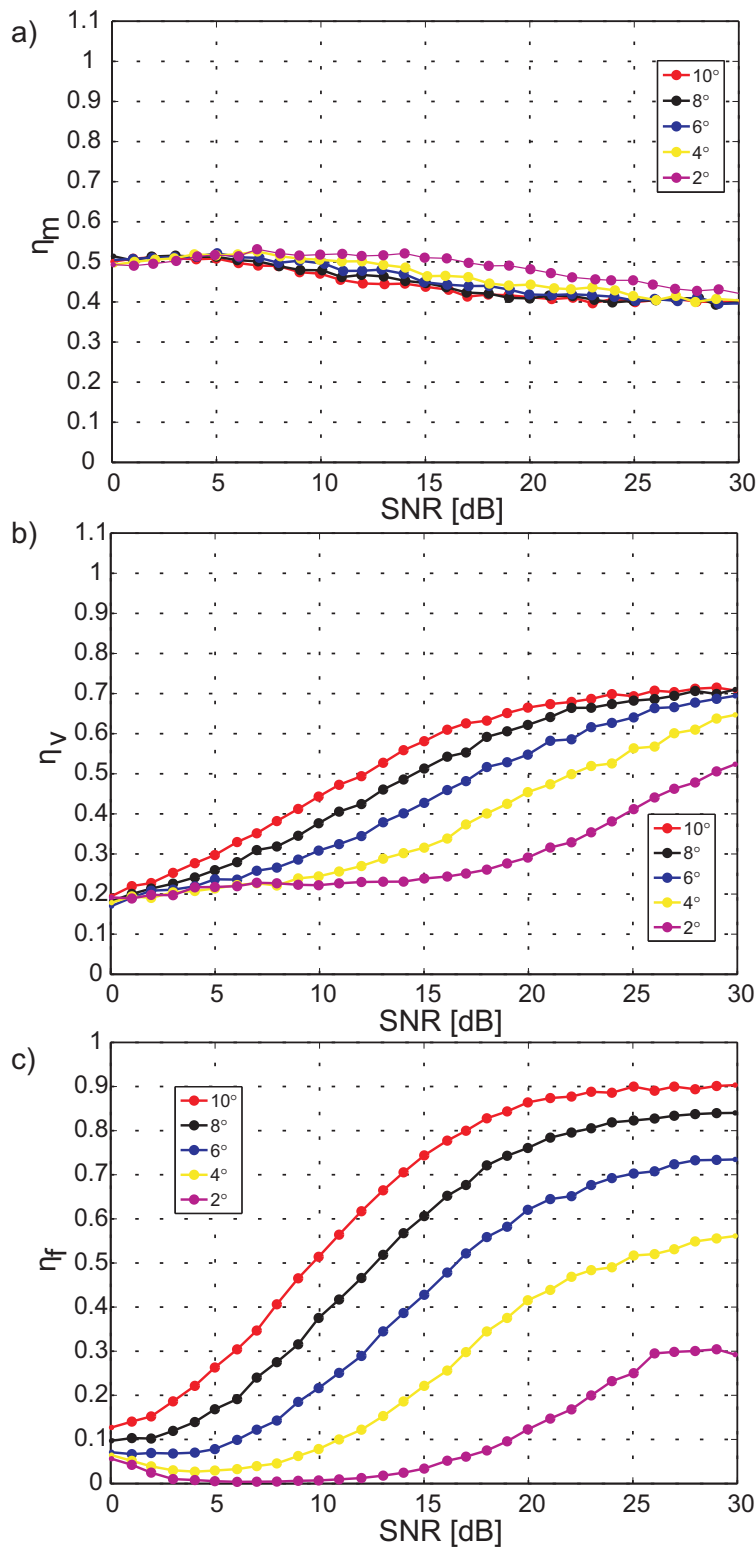


Rys. 8.17. Geometria symulowanego układu – przypadek 4.

8.2. SKUTECZNOŚĆ METODY DLA DWÓCH SYGNAŁÓW ZE STAŁEGO KIERUNKU

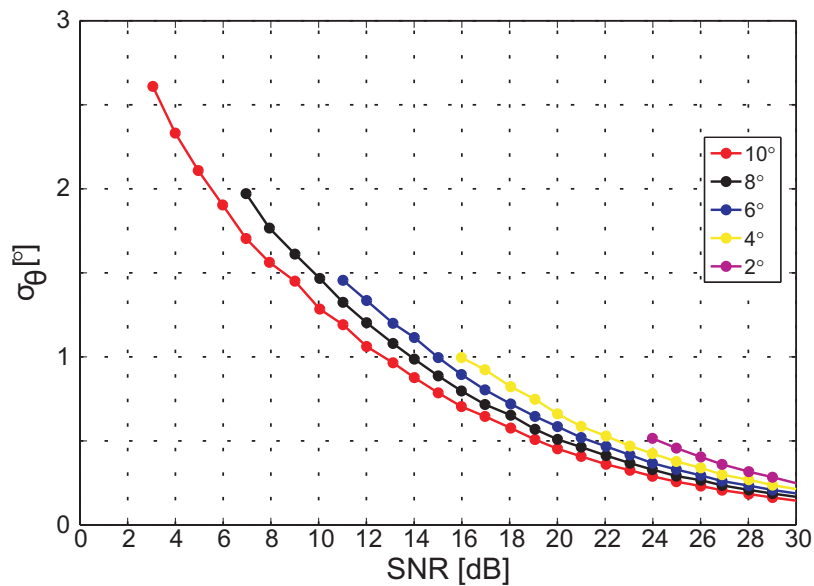
uwagę, że skuteczność walidacji spada poniżej wartości skuteczności modelowania, poniżej określonej wartości SNR . Oznacza to, że zaczęły występować błędy w modelowaniu, wynikające z małej separacji podprzestrzeni sygnału i szumu. Im mniejsza jest separacja kątowa tym bliżej siebie znajdują się rozkłady wartości r_{II} i r_{III} i jednocześnie wartość r_{II} obarczona jest większym błędem. W rezultacie zera szumu wielomianu $H(z)$ charakteryzują się większym rozrzutem powodując błędy walidacji. Skuteczność filtracji, zależy silnie od separacji kątowej sygnałów. Jedynie dla separacji 10° uzyskano skuteczność filtracji rzędu 0,9 dla $SNR > 20$ dB.

Błąd określania kierunku obliczono osobno dla każdego źródła, a następnie wyznaczono z nich wartość odchylenia standardowego. Za punkt graniczny wykresów przyjęto SNR , dla którego odchylenie standardowe wynosi $\theta/2$. Przy tej wartości odchylenia standardowego, przy założeniu rozkładu normalnego błędów określania kierunków, błąd określania kierunku jest mniejszy niż θ , z prawdopodobieństwem 96%. Przyjęto, że dla tej wartości granicznej echa można skutecznie rozróżnić. Wartość odchylenia standardowego błędu określania kierunku na poziomie $\theta/2$ odpowiada w przybliżeniu skuteczności filtracji na poziomie 0,3. Poniżej tej wartości SNR zaczynają wzrastać gwałtownie błędy określania kierunku. Ponadto zamiast kierunków dwóch echa, w wyniku błędów modelowania, określony zostaje tylko jeden kierunek echa obarczony znaczącym błędem. Zaprezentowana dokładność określania kierunku, przeliczona jest na kierunek odpowiadający osi akustycznej anteny odbiorczej. Zgodnie z rozważaniami zawartymi w rozdziale 5, dokładność określania kierunku zależy odwrotnie proporcjonalnie od $\cos(\theta)$ dla danego odchylenia standardowego σ_ω (równanie 5.7). Zatem aby uzyskać wyniki odpowiadające kierunkowi osi akustycznej należy wartość odchylenia standardowego dla danego kierunku pomnożyć przez współczynnik $\cos(\theta)$. Dzięki temu wyniki dokładności uzyskane w tym podrozdziale można porównać do wyników z przypadku 2b. Jedynie dla separacji kątowej 10° dokładność w rozważanym przypadku jest zbliżona do przypadku 2b. Dla mniejszej separacji kątowej możemy zaobserwować spadek dokładności określania kierunku spowodowany obecnością drugiego źródła echa. Oznacza to, że oprócz trudności w rozróżnieniu echa następuje również pogorszenie dokładności określania położenia każdego z nich. Również nadmiarowe, pozorne echa, nieusunięte w procesie walidacji i filtracji, mogą pogarszać dokładność określania kierunku echa, jeżeli zlokalizowane są w okolicy osi akustycznej anteny odbiorczej.

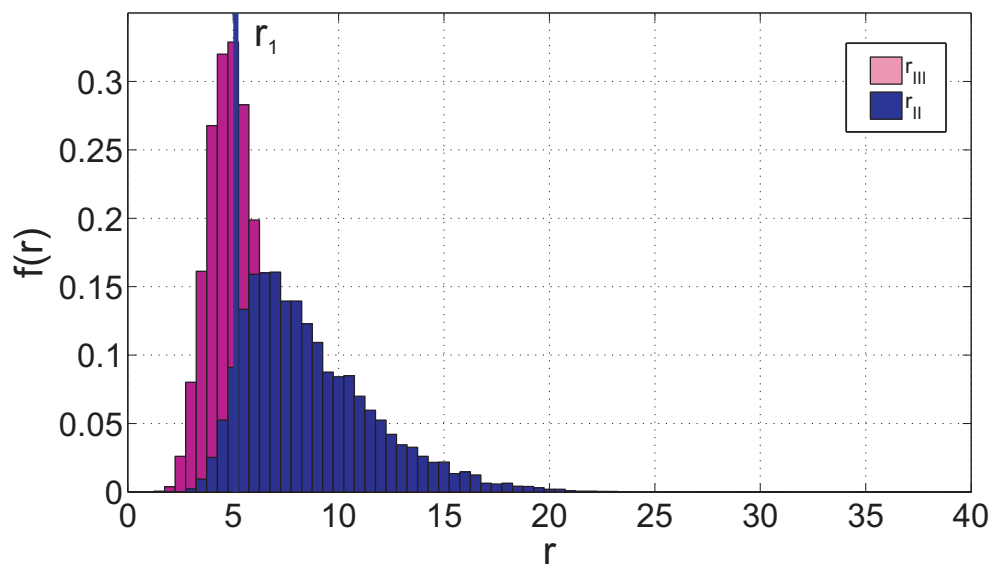


Rys. 8.18. Skuteczność modelowania, walidacji i filtracji dla różnych separacji kątowych sygnałów – przypadek 4. a) Skuteczność modelowania (η_m). b) Skuteczność walidacji (η_v). c) Skuteczność filtracji (η_f).

8.2. SKUTECZNOŚĆ METODY DLA DWÓCH SYGNAŁÓW ZE STAŁEGO KIERUNKU



Rys. 8.19. Dokładność określania kierunku – przypadek 4. Dokładność przeliczona dla sygnałów przychodzących z kierunku osi akustycznej.



Rys. 8.20. Funkcja gęstości prawdopodobieństwa r_{II} i r_{III} dla $SNR = 5$ dB – przypadek 4.

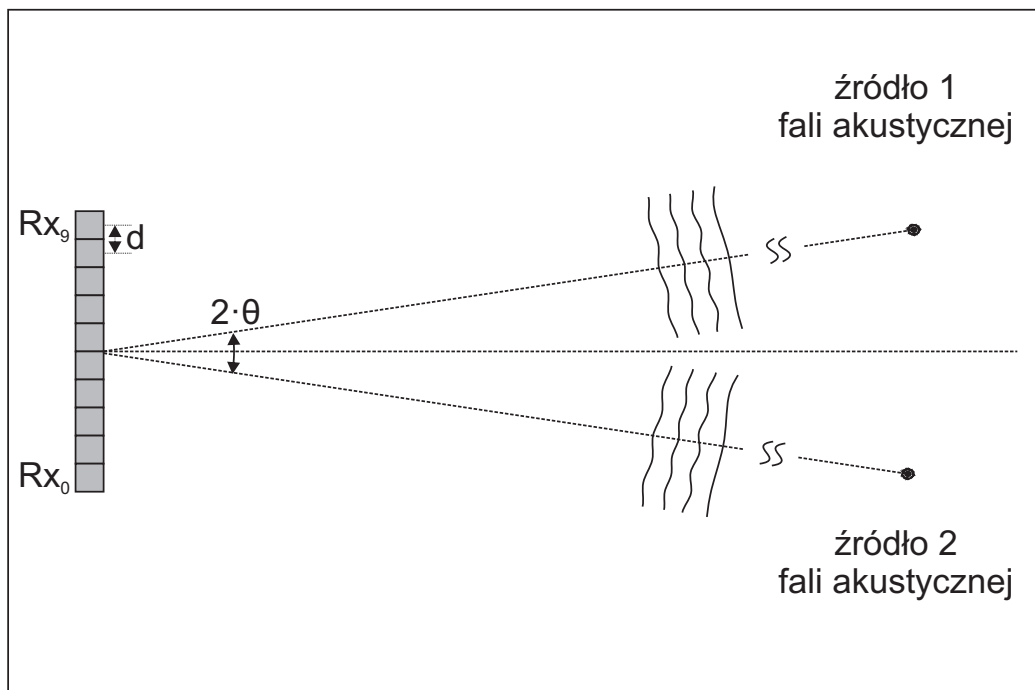
8.2.2. Przypadek 5 ($M=2$, $\gamma_d < 1$)

W ostatnim, badanym w niniejszym rozdziale, przypadku wygenerowano sygnały charakteryzujące się określonym współczynnikiem korelacji dla dowolnej pary sygnałów elementów odbiorczych (rys. 8.21), analogicznie do przypadku 3. Symulowany sygnał miał postać:

$$s(i, n) = A_1(i, n)e^{j\phi_1(i, n)}e^{+j u d n} + A_2(i, n)e^{j\phi_2(i, n)}e^{-j u d n} + w(i, n). \quad (8.13)$$

Amplitudy i fazy A_1 , A_2 , ϕ_1 , ϕ_2 zostały wyznaczone na podstawie sygnału w pełni koherentnego, za pomocą przekształcenia afinicznego, analogicznie jak w przypadku 3.

W pierwszym zestawie symulacji ograniczono się do przypadku, kiedy sygnał od każdego źródła charakteryzuje się współczynnikiem korelacji $\gamma_d = 0,9$. Ponownie wyznaczono skuteczność oraz dokładność zaproponowanej nowej metody ograniczając się do wartości r_1 . Występowanie dekorelacji, powoduje zmniejszenie SNR_{eq} w stosunku do nominalnego SNR , podobnie jak w przypadku 3. Oznacza to, że znacząco pogorszyły się możliwości rozróżnienia blisko położonych źródeł echa (rys. 8.14b i rys. 8.19). Ekwiwalentny SNR w badanym przypadku nie przekracza 10 dB, a oczekiwana na podstawie wyników przypadku 4 rozróżnialność kątowna metody nie jest lepsza niż 6° . W związku z powyższym zwiększono separację kątowną źródeł i wybrano wartości $2\theta = 8^\circ, 10^\circ, 12^\circ, 14^\circ, 16^\circ, 18^\circ$ i 20° do dalszej analizy. Biorąc pod uwagę fakt, że obydwa sygnały mają jednakowe odchylenie



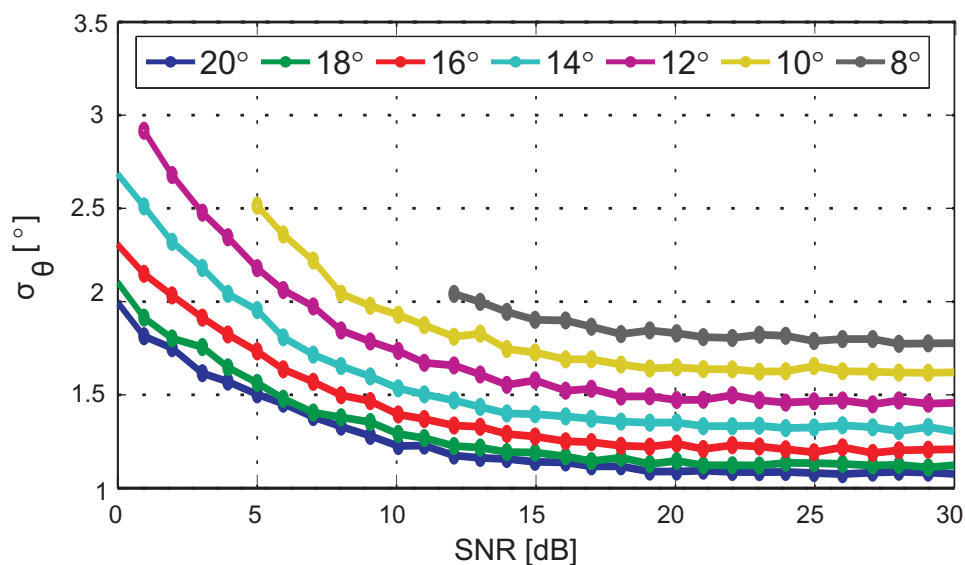
Rys. 8.21. Geometria symulowanego układu – przypadek 5.

8.2. SKUTECZNOŚĆ METODY DLA DWÓCH SYGNAŁÓW ZE STAŁEGO KIERUNKU

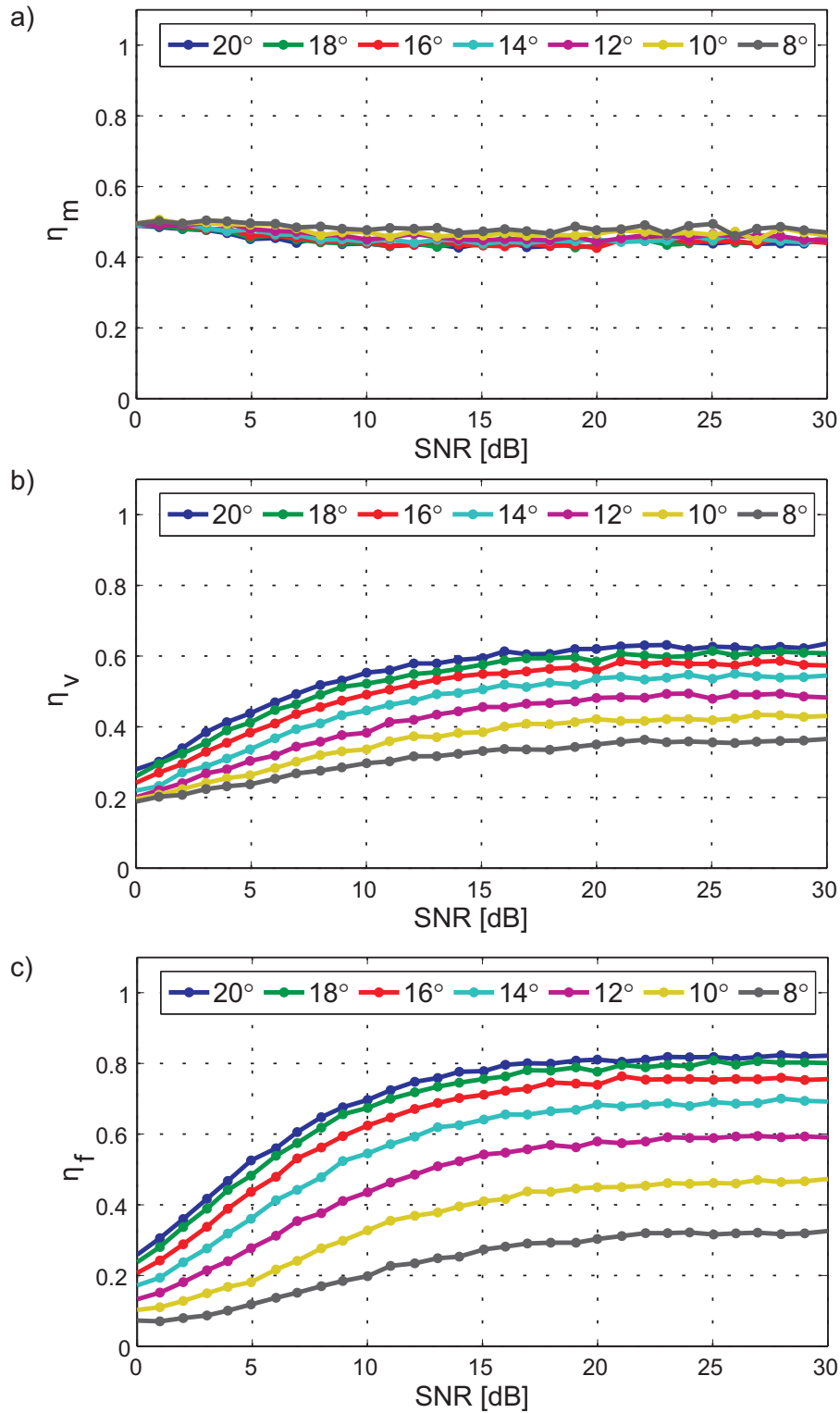
standardowe i charakteryzują się identycznym współczynnikiem korelacji, oraz położone są symetrycznie względem osi akustycznej anteny, zastosowany został II wariant opracowanej metody, przy czym współczynnik korelacji jest znany i nie trzeba go wyznaczać za pomocą formowania podanten.

Skuteczność modelowania jest zbliżona do poprzedniego przypadku i waha się w przedziale 0,4-0,5. Pomimo zwiększenia separacji kątowej zarówno skuteczność walidacji jak i filtracji są zasadniczo gorsze niż w poprzednim przypadku. Błędy modelowania, są jedynie częściowo usuwane przez walidację i filtrację. Dla separacji kątowej 20° maksymalna skuteczność filtracji wynosi około 0,8. Przyczyny pogorszenia skuteczności określania liczby sygnałów są analogiczne jak w poprzednim badanym przypadku, przy czym ze względu na niski SNR_{eq} , podprzestrzenie sygnału i szumu zbliżają się do siebie nawet gdy nominalny SNR jest wysoki.

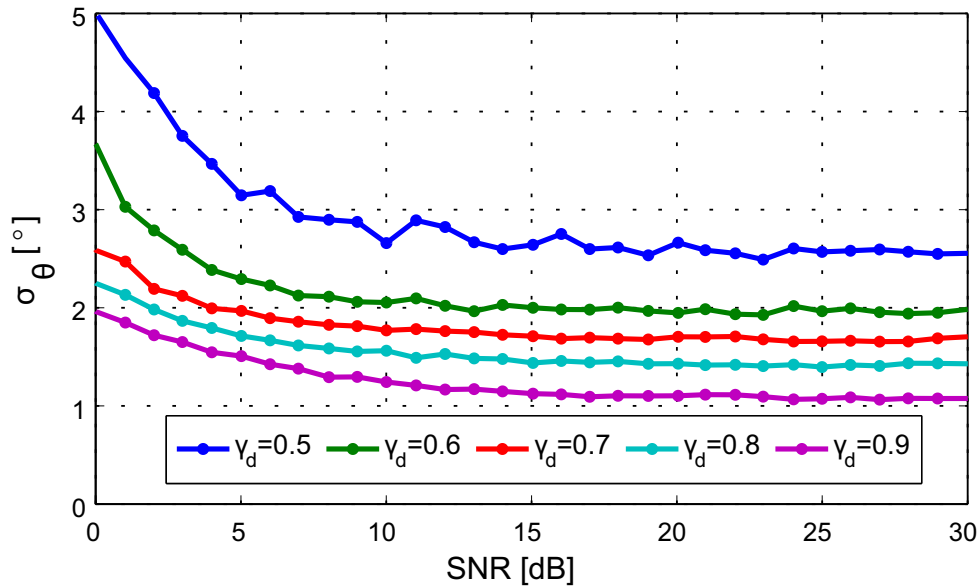
Dokładność określania kierunku również pogorszyła się wraz z pojawieniem się dekorelacji sygnału. Podobnie jak w przypadku 2a dla przedziału SNR 15-30 dB dokładność określania kierunku jest niemal stała, po czym zaczyna gwałtownie pogarszać się wraz ze spadkiem SNR . Podobnie jak poprzednio granice wykresów dokładności określa wartość $\theta/2$. Wraz z pojawieniem się dekorelacji, pogorszyła się nie tylko dokładność określania kierunku poszczególnych źródeł, ale również rozróżnialność kątowa metody (przyjmując za wartości graniczne rozróżnialności dokładność na poziomie $\sigma_\theta = \theta/2$). Należy się spodziewać, że dalsze zmniejszenie współczynnika korelacji będzie pogarszało zarówno skuteczność jak i dokładność określania kierunku. W celu weryfikacji powyższego przypuszczenia sprawdzono



Rys. 8.22. Dokładność określania kierunku dla różnych separacji kątowych źródeł echa – przykład 5. Dokładność przeliczona dla sygnałów przychodzących z kierunku osi akustycznej.



Rys. 8.23. Skuteczność modelowania, walidacji i filtracji dla różnych separacji kątowych sygnałów, $\gamma_d = 0,9$ – przypadek 5. a) Skuteczność modelowania (η_m). b) Skuteczność walidacji (η_v). c) Skuteczność filtracji (η_f).



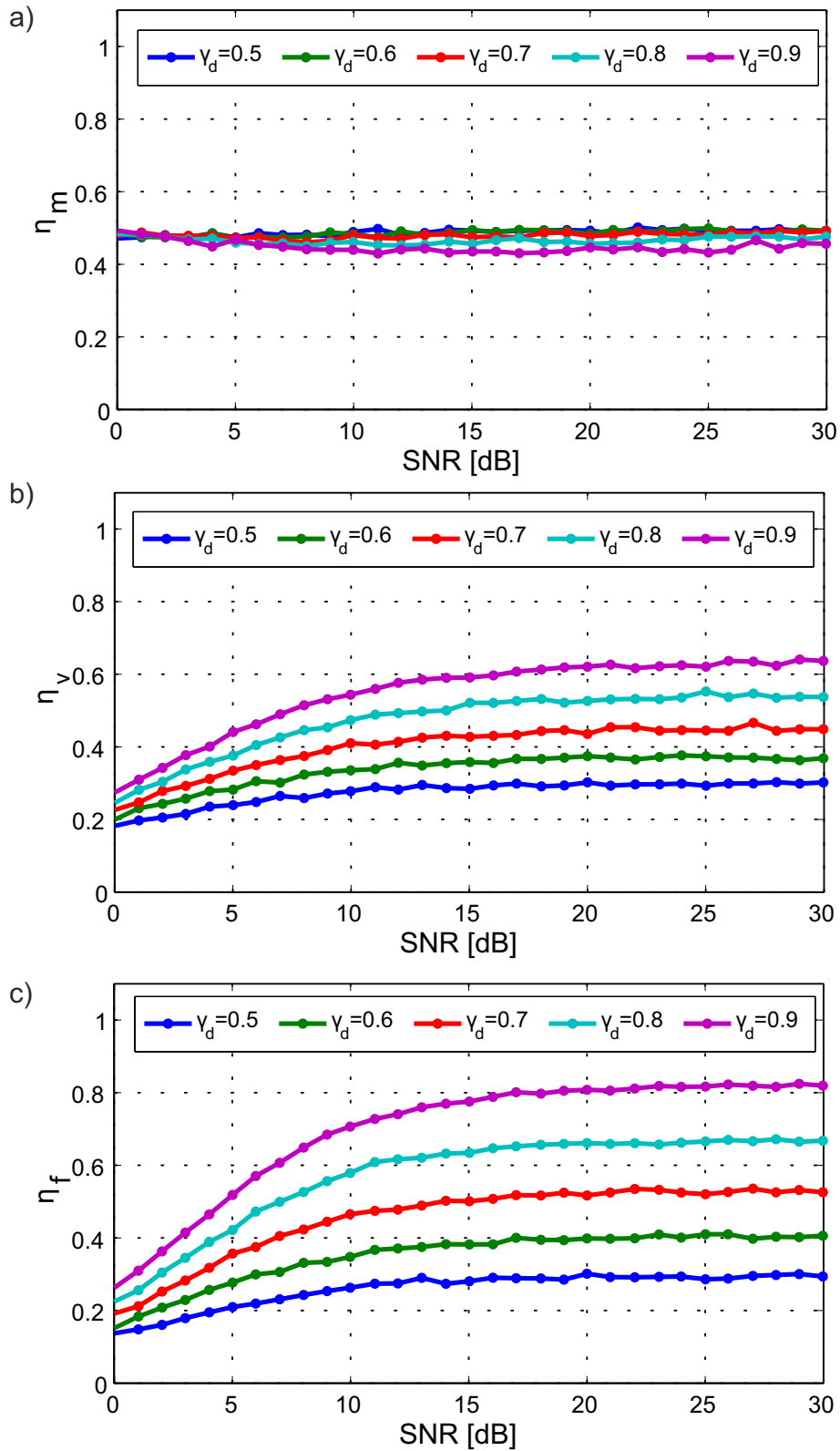
Rys. 8.24. Dokładność określania kierunku dla separacji kątowej 20° i wybranych wartości współczynnika korelacji - przypadek 5. Dokładność przeliczona dla sygnałów przychodzących z kierunku osi akustycznej.

wpływ wartości współczynnika korelacji dla separacji kątowej $2\theta = 20^\circ$. Wyniki skuteczności i dokładności dla $\gamma_d = 0,9; 0,8; 0,7; 0,6$ i $0,5$ przedstawiono na rys. 8.25 i rys. 8.24. Pomimo zmniejszenia współczynnika korelacji, skuteczność modelowania pozostaje na stałym poziomie. Maleje natomiast skuteczność walidacji i filtracji. Podobnie jak w przypadku 3, spadek skuteczności można przypisać zmniejszeniu SNR_{eq} . Należy zwrócić uwagę, że maksymalna dokładność określania kierunku echa silnie zależy od współczynnika korelacji γ_d . Dla wartości poniżej 0,9 dokładność określania kierunku pojedynczego pomiaru, odniesiona do echa z kierunku osi akustycznej, jest gorsza od 1° . Oznacza to, że w rzeczywistych warunkach pomiaru należy spodziewać się, że pojedyncze pomiary kierunku będą obarczone porównywalnym błędem, dla zbliżonej wartości współczynnika korelacji.

8.3. Podsumowanie

Zaprezentowane w niniejszym rozdziale symulacje miały na celu oszacować skuteczność zaproponowanej metody w kilku prostych konfiguracji oraz ocenić wpływ zastosowania ZMP na dokładności określenia kierunku dla badanej konfiguracji anteny odbiorczej. Z wyników tych symulacji dla losowych sygnałów echa można wyciągnąć następujące wnioski:

1. Skuteczność określania liczby sygnałów za pomocą zaproponowanej nowej metody zależy od liczby sygnałów echa, ich separacji kątowej, stosunku sygnału do szumu oraz współczynnika korelacji sygnału echa.
2. Zaproponowana metoda dla badanych wartości r pozwala na wykrywa-



Rys. 8.25. Skuteczność modelowania, walidacji i filtracji dla różnych separacji kątowej 20° i różnych wartości współczynnika korelacji – przypadek 5. a) Skuteczność modelowania (η_m). b) Skuteczność walidacji (η_v). c) Skuteczność filtracji (η_f).

8.3. PODSUMOWANIE

nie pojedynczego sygnału echa, z wysoką skutecznością, pod warunkiem zastosowania odpowiedniej filtracji i walidacji wyników, o ile znany jest współczynnik korelacji sygnału.

3. Zaproponowana metoda dla badanej wartości r pozwala na wykrywanie dwóch sygnałów echa o jednakowym odchyleniu standardowym, pod warunkiem zastosowania odpowiedniej filtracji i walidacji wyników, o ile separacja kątowna ech jest wystarczająca lub też współczynnik korelacji jest wystarczająco wysoki.
4. Zastosowanie Zmodyfikowanej Metody Prony'ego do określania kierunku ech wraz z zaproponowaną metodą określania liczby sygnałów pozwala na otrzymanie lepszej dokładności określania kierunku w przypadku występowania jednego sygnału w stosunku do metody LPPW. Zysk dokładności określania kierunku w stosunku do metody LPPW wynosi pomiędzy 6%, a 12%.
5. Dokładność określania kierunku, dla 10-io elementowej anteny, w przypadku występowania dekorelacji pogarsza się znacząco dla $SNR_{eq} < 15$ dB, a dokładność określania kierunku zależy silnie od współczynnika korelacji.

Stosując ZMP do określenia kierunków w wielofazowej echosondzie interferometrycznej mamy jednak do czynienia z kilkoma zasadniczymi zmianami, w stosunku do przypadku sygnałów o stałej unormowanej pulsacji. W szczególności, zmienna w czasie jest liczba i właściwości korelacyjne odbieranych sygnałów echa, a dno nie możemy traktować jako punktowe źródło echa. W celu sprawdzenia jak powyższe czynniki wpływają na dokładność określania kierunków i głębokości przeprowadzono szereg symulacji komputerowych, które zostaną przedstawione w kolejnym rozdziale.

9. Badania właściwości zaproponowanej metody dla ech ze zmiennego kierunku

W poprzednim rozdziale przedstawiono wyniki symulacji dla sygnałów docierających do elementów odbiorczych anteny ze stałych kierunków. W przypadku rzeczywistych warunków pracy echosondy w środowisku wodnym zarówno kierunek, jak i amplituda echa (ech) zmienia się wraz ze zmianą położenia śladu akustycznego. W niniejszym rozdziale sprawdzona zostanie dokładność ZMP w połączeniu z zaproponowaną metodą określania liczby ech w takich właśnie warunkach. Sprawdzona zostanie również dokładność metody LPPW oraz innych zaawansowanych metod określania kierunku dla wybranych geometrii. Symulowane warunki propagacji sygnału odpowiadać będą prostym, lecz reprezentatywnym konfiguracjom położenia anteny i źródeł echa.

9.1. Metodyka badań sygnałów ech ze zmiennego kierunku

Rozważania w niniejszym podrozdziale należy rozpocząć od stwierdzenia, że nie istnieje żadna standaryzowana procedura symulacji sygnałów odebranych dla echosondy interferometrycznej lub bardziej ogólnie dla hydroakustycznych sygnałów echolokacyjnych. Zarówno parametry ośrodka wodnego takie, jak prędkość propagacji dźwięku w wodzie, pionowy i poziomy jej rozkład oraz właściwości fizykochemiczne wody morskiej mogą się zmieniać w szerokim zakresie [9, 24, 74]. Charakterystyka nadawcza i odbiorcza anteny hydroakustycznej oraz jej poszczególnych elementów również zależą od wielu czynników [71, 94]. Ponadto powierzchnie graniczne środowiska wodnego posiadają złożoną i trudną do analitycznego opisanie strukturę [44]. W związku z powyższym, konieczne jest przyjęcie wielu założeń upraszczających, umożliwiających symulowanie, w ograniczonym zakresie, niektórych elementów środowiska, w jakim pracuje system hydroakustyczny. Z drugiej jednak strony, przejęte założenia i parametry muszą w możliwie najlepszy sposób odzwierciedlać wybrane parametry sygnałów odbieranych w warunkach rzeczywistych.

Za najważniejszy cel symulacji przyjęto odtworzenie zależności fazowych pomiędzy sygnałami docierającymi do elementów odbiorczych tak, aby na ich podstawie możliwe było odtworzenie położenia, w dwuwymiarowej przestrzeni,

wygenerowanych powierzchni odbicia. W tym celu wykorzystane zostaną zależności opisane w podrozdziale 3.2 oraz wybrane zaawansowane metody określania kierunku (rozdział 4). Ponadto przyjęto, że symulacje powinny odzwierciedlać czasowe i przestrzenne zmiany właściwości korelacyjnych sygnałów odbieranych w poszczególnych parach elementów odbiorczych. W symulacjach wykorzystano metodykę zaproponowaną przez Kraeutner'a i Bird'a [56] z niewielkimi modyfikacjami.

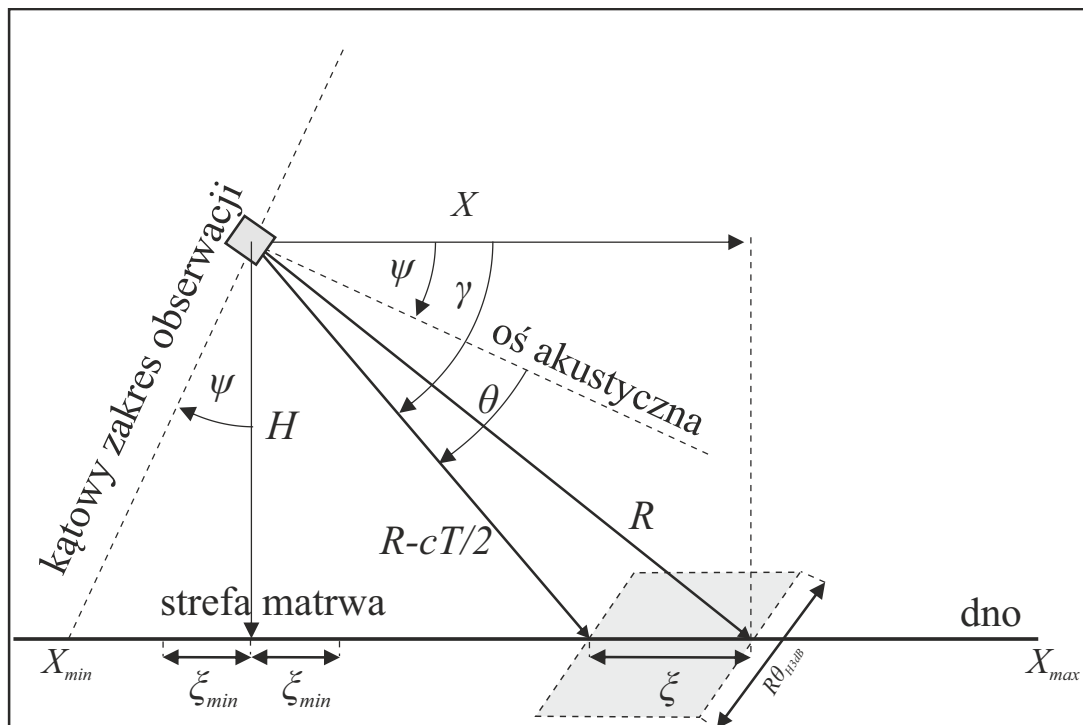
W symulacjach wykorzystano prostokątny sygnał sondujący o czasie trwania 0,5 ms. Przyjęto, że dno oraz inne powierzchnie generujące odbicie składają się z losowo rozmieszczonych identycznych elementów rozpraszających (punktowych źródeł odbicia). Elementy rozmieszczone są wzdłuż osi poziomej na zadanej głębokości z gęstością liniową $SD = 100 [1/m]$ (rys. 9.1). Wstępnie, każdy element rozpraszający ma jednostkową amplitudę odbicia i losową fazę początkową. Następnie, każdemu elementowi przypisuje się logarytmiczny współczynnik skali G w zależności od jego położenia względem elementu nadawczego, zgodnie z poniższym równaniem [56]:

$$G = SL - TL + TS + BS + B_{Tx} + B_{Rx} + OCVR - 10 \log_{10}(SD \cdot \xi), \quad (9.1)$$

$$TL = 40 \log_{10}(R) + 2\alpha R, \quad (9.2)$$

$$BS = 20 \log_{10}(\sin(\gamma)) + 10 \log_{10}(A_f), \quad (9.3)$$

$$A_f = R \theta_{H3dB} \xi, \quad (9.4)$$



Rys. 9.1. Geometria układu symulacji – przypadek 1.

$$\xi = \sqrt{R^2 - H^2} - \sqrt{\left(R - \frac{cT}{2}\right)^2 - H^2}, \quad (9.5)$$

$$B_{Tx} = 10 \log_{10}(\cos(\gamma - \psi)), \quad (9.6)$$

$$B_{Rx} = 10 \log_{10}(\cos(\gamma - \psi)), \quad (9.7)$$

gdzie:

- G – logarytmiczny współczynnik skali elementu rozpraszającego [dB re 1V];
- R – odległość między źródłem, a elementem rozpraszającym [m];
- SL – poziom źródła [dB re 1 μ Pa];
- TL – straty transmisyjne: rozproszenie oraz tłumienie absorpcyjne [dB];
- α – współczynnik tłumienia absorpcyjnego [dB/m];
- TS – siła celu [dB];
- BS – siła odbicia wstecznego [dB/ m^2];
- A_f – powierzchnia śladu akustycznego [m^2];
- ξ – długość śladu akustycznego [m];
- T – długość impulsu sondującego [s];
- θ_{H3dB} – szerokość wiązki nadawczej i odbiorczej w płaszczyźnie horyzontalnej [rad];
- SD – gęstość liniowa próbek [1/m];
- B_{Tx} – charakterystyka kierunkowa elementu nadawczego [dB];
- B_{Rx} – charakterystyka kierunkowa elementu odbiorczego [dB];
- $OCVR$ – czułość (odpowiedź napięciowa) elementu odbiorczego [dB re 1V/1 μ Pa].

Równanie (9.1) określa zależność napięcia elektrycznego (w skali logarytmicznej w odniesieniu do 1 V) na wyjściu elementu odbiorczego powstałe na skutek wygenerowania impulsu akustycznego o zadanym poziomie źródła SL i jego interakcji z pojedynczym elementem dna. Impuls nadany propaguje w środowisku wodnym do elementu rozpraszającego, po czym powraca do elementu odbiorczego. Przestrzenny rozkład energii generowanej przez element nadawczy określa jego charakterystyka kierunkowa (B_{Tx}). Energia wygenerowanej fali akustycznej zmniejsza się, na drodze do elementu rozpraszającego i z powrotem, na skutek strat propagacyjnych (TL). Dodatkowo energia sygnału odebranego ulega zmniejszeniu na skutek interakcji z elementami rozpraszającymi (TS , BS). Wpływ na wartość napięcia na wyjściu elementu odbiorczego ma również jego charakterystyka kierunkowa (B_{Rx}) oraz czułość elementów odbiorczych ($OCVR$). Występujące w powyższym równaniu wartości stałe, niezależne od R , tj. SL , TS , $OCVR$, zostały tak dobrane, aby po zakłóceniu sygnału odebranego szumem o odchyleniu standardowym $\sigma_n = 1\mu V$ otrzymać sygnał o maksymalnym



SNR wynoszący około 60 dB oraz około 15 dB na skraju badanego zakresu obserwacji X_{max} (rys. 9.3 i tab. 9.1). Straty propagacyjne (TL) wynikają z rozproszenia fali akustycznej wraz z odległością oraz tłumienia ośrodka α . Siła odbicia wstecznego (BS) zależy od iloczynu kwadratu sinusa kąta padania (tzw. prawo odbicia de Lamberta [5]) oraz powierzchni śladu akustycznego A_f . Powierzchnia aktywnego obszaru dna jest w przybliżeniu prostokątem o wymiarach $R\theta_{H3dB} \times \xi$ (rys. 9.1). Zastosowano uproszczony model charakterystyki kierunkowej elementu nadawczego i elementów odbiorczych (pomijając występowanie listków bocznych w charakterystykach tych elementów). Charakterystyka kierunkowa elementu nadawczego i odbiorczego zależy od $\cos \theta$ (co odpowiada szerokości wiązki nadawczej i odbiorczej $\theta_{3dB} \approx 120^\circ$).

Fragment dna znajdujący się bezpośrednio pod anteną hydroakustyczną nazywany jest strefą martwą. Przybliżony rozmiar strefy martwej ξ_{min} można obliczyć ze wzoru [56]:

$$\xi_{min} = \sqrt{HcT}. \quad (9.8)$$

Echo z tego obszaru charakteryzuje się gwałtownym wzrostem amplitudy sygnału spowodowanym przez gwałtowną zmianę rozmiaru obszaru będącego źródłem echa. W rezultacie pojawiają się znaczące zniekształcenia frontu falowego, co utrudnia poprawne określenie położenia kierunku echa z tego rejonu, za pomocą metod fazowych. Ostatni składnik sumy w równaniu (9.1) tj. współczynnik $10 \log_{10}(SD \cdot \xi)$ wynika z podzielenia energii odbicia od powierzchni A_f na $SD \cdot \xi$ równych części (liczba elementów dna znajdujących się w śladzie akustycznym). Pomimo, iż w tak formułowanym sposobie symulacji źródło odbicia jest jedynie jednowymiarowe, to wpływ szerokości impulsu w płaszczyźnie horyzontalnej θ_{H3dB} na siłę odbicia nie jest pominięty i jest uwzględniony przy obliczeniu współczynnika skali poprzez powierzchnię odbicia A_f .

Dla każdego elementu odbiorczego, dla danej chwili, obliczany jest właściwy mu zestaw aktywnych elementów tj. tych elementów dna, dla których spełniony jest warunek:

$$t_0(e, n) \leq t \leq t_1(e, n), \quad (9.9)$$

$$t_0(e, n) = R_0(e)/c + R_1(e, n)/c - T, \quad (9.10)$$

$$t_1(e, n) = R_0(e)/c + R_1(e, n)/c, \quad (9.11)$$

9.1. METODYKA BADAŃ SYGNAŁÓW ECH ZE ZMIENNEGO KIERUNKU

Tab. 9.1. Podstawowe parametry symulacji.

Lp.	Parametr	Wartość
1.	Wysokość nad dnem (H)	13 m
2.	Pochylenie anteny (ψ)	35°
3.	Częstotliwość (f)	500 kHz
4.	Długość impulsu (T)	0,5 ms
5.	Liczba elementów odbiorczych (N)	10
6.	Odstęp próbkowania (T_s)	1/60 ms
7.	Gęstość liniowa elementów dna (SD)	200 1/m
8.	Odległość między elementami (d)	$\lambda/2=1,5$ mm
11.	Współczynnik tłumienia (α)	0,2 dB/m
12.	$SL + TS + OCVR$	0 dB
13.	Odchylenie standardowe szumu (σ_n)	1 μ V
14.	Prędkość dźwięku w wodzie (c)	1500 m/s
15.	Szerokość horyzontalna wiązki nadawczej i odbiorczej (θ_{H3dB})	1,5°
16.	Zakres horyzontalny symulowanego dna (X_{min}, X_{max})	(-9, 50) m

gdzie:

- $t_0(e, n)$ – początek aktywności elementu e w elemencie odbiorczym n ,
- $t_1(e, n)$ – koniec aktywności elementu e w elemencie odbiorczym n ,
- $R_0(e)$ – odległość od elementu nadawczego do elementu dna e ,
- $R_1(e, n)$ – odległość od elementu dna e do elementu odbiorczego n .

W danej chwili aktywny jest odcinek dna, którego długość w przybliżeniu odpowiada długości określonej równaniem (9.5). Nieznaczące zamiany długości śladu akustycznego, w stosunku do wartości obliczonej z powyższego wzoru, wynikają z losowego rozmieszczenia elementów dna oraz przestrzennego rozmieszczenia elementów odbiorczych.

Faza sygnału od danego elementu dna, otrzymywana na wejściu elementu odbiorczego w danej chwili zależna jest od czasu, jaki upłynął od momentu nadania sygnału sondującego oraz wzajemnego położenia elementu nadawczego, elementu odbiorczego i elementu dna:

$$\phi_{(e,n,t)} = 2\pi ft - k[R_0(e) + R_1(e, n)] + \phi_0(e) \quad (9.12)$$

, gdzie $\phi_0(e)$ jest losową fazą początkową przypisaną do elementu dna. Sygnał echa od aktywnego elementu dna e , w określonym elemencie odbiorczym n , w danej chwili t , ma zatem postać:

$$s(t, e, n) = 10^{(G(R,e)/20)} e^{j\phi_{(e,n,t)}} [V]. \quad (9.13)$$

Dla danego momentu t , dla każdego elementu odbiorczego n , dokonywane jest sumowanie sygnałów echa uzyskanych z aktywnego zestawu elementów dna oraz

dołączana jest próbka zespolonego szumu białego $w(n, t)$:

$$s(n, t) = \sum_{e_{min}}^{e_{max}} s(t, e, n) + w(n, t)[V] \quad (9.14)$$

gdzie e_{min} , e_{max} są granicznymi numerami porządkowymi aktywnego zestawu elementów dna spełniającymi równanie (9.9), dla elementu odbiorczego n (elementy dna numerowane są kolejno zgodnie z kierunkiem osi x). Odchylenie standardowe składowej rzeczywistej i urojonej szumu jest równe i wynosi σ_n (tab. 8.1). Otrzymane sygnały są następnie wzmacniane przy zastosowaniu zasięgowej regulacji wzmacnienia ZRW :

$$s_{in}(n, t) = s(n, t) \cdot ZRW(t)[V] \quad (9.15)$$

$$ZRW(t) = \left(\frac{ct}{2}\right)^4 / (1\text{ m}) \quad (9.16)$$

Otrzymany sygnał s_{in} odpowiada sygnałowi, który znajdowałby się na wyjściu układu próbkowania kwadraturowego i na wejściu bloku obliczania batymetrii. W założeniach przyjętych do symulacji sygnałów nie uwzględniono wpływu zastosowania demodulacji kwadraturowej oraz filtracji występujących w przypadku rzeczywistego systemu. Sygnał symulowany jest bezpośrednio w postaci zespolonej, a zysk filtracji jest uwzględniony poprzez dobór odpowiedniej kombinacji $SL + TS + OCV$, przy zachowaniu stałej wartości σ_n . W przypadku rzeczywistego sygnału wpływ toru odbiorczego na otrzymywane dokładności określania kierunku może być znaczący. Oprócz filtracji poprawiającej stosunek sygnału do szumu, każdy tor odbiorczy generuje losowe zakłócenia amplitudy i fazy pogarszając właściwości korelacyjne pierwotnie odebranych sygnałów [55]. Pominięto także wpływ rewerberacji objętościowej na poziom szumów tła. Na potrzeby symulacji przyjęto jednorodny rozkład prędkości propagacji dźwięku w wodzie.

Dla zadanych warunków początkowych określonych dla każdego badanego przypadku wygenerowano po 100 symulacji. W wyniku symulacji oceniono dokładność określania głębokości wybranych zaawansowanych metod określania kierunku. Odbicie od powierzchni wody i wtórne odbicie dna od powierzchni wody zostanie wygenerowane w analogiczny sposób, przy czym zmiany wynikające z innego ich położenia względem anteny nadawczo-odbiorczej lub ich właściwości zostaną zaznaczone przy omawianiu poszczególnych przypadków. W symulowanych przypadkach 1-3 wykorzystano I wariant zaproponowanej metody, a w przypadku 3 dodatkowo zastosowano wariant II. Ponieważ, sygnał od każdej powierzchni odbijającej jest generowany niezależnie, to możliwe jest bezpośrednie wyznaczenie współczynnika korelacji echa od dna, bez konieczności stosowania formowania wiązek z podanten. Wykorzystano przy tym równania (7.15) i (7.16), dla $K = 31$.

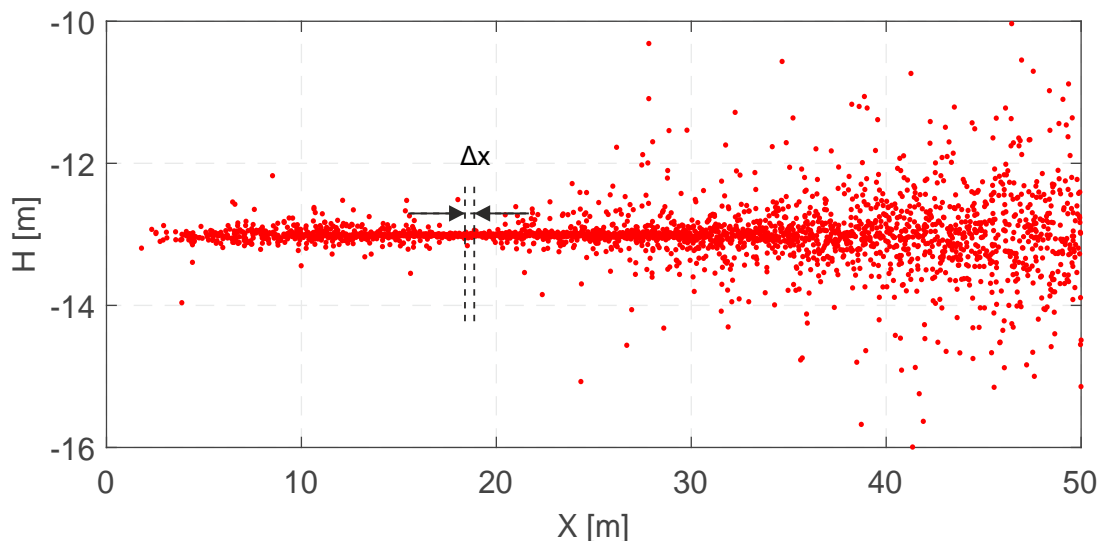
We wszystkich przypadkach zastosowania ZMP wykorzystano mnożnik r_3 , przy określaniu liczby sygnałów echa.

W celu wyznaczenia dokładności określania głębokości przeprowadzono filtrację i generalizację wyników. Filtracja polegała na usunięciu ech oddalonych od dna o więcej niż 3 m (w kierunku wertykalnym) oraz wyników dla odległości poprzecznej mniejszej niż 3 m (strefa martwa). Generalizacja polegała na obliczeniu średniej głębokości dla przedziałów o szerokości $\Delta x = 0,2$ m (rys. 9.2). Dla każdego przedziału określono dokładność dla poziomu ufności $\alpha = 0,95$. Przyjęto przy tym, że dokładność określona średniej głębokości dla danego przedziału ma rozkład t-Studenta. Dokładność określania głębokości σ_H obliczono dzieląc odchylenie standardowe głębokości próbek z danego przedziału σ_b przez pierwiastek liczby próbek znajdujących się w przedziale generalizacji N_b (odchylenie standardowe średniej) i mnożąc przez współczynnik $t_{\alpha,\nu}$ rozkładu t-Studenta obliczony dla przedziału ufność $\alpha=0,95$ oraz liczby stopni swobody $\nu = N_b$:

$$\sigma_H = \frac{\sigma_b t_{\alpha,\nu}}{\sqrt{N_b}}. \quad (9.17)$$

9.2. Przypadek 1 – echo od dna

W pierwszym przypadku przyjęto, że występuje odbicie od jednej powierzchni – dna. Przypadek ten odpowiada pracy echosondy w toni wodnej w dużej odległości od powierzchni wody. Na rys. 9.3 przedstawiono przykładowy przebieg SNR oraz SNR_{eq} . Pomimo wysokiego początkowego SNR globalny współczynnik korelacji dla wartości $X \in (0,10)$ jest niski, ze względu na dekorelację linii bazy i przesuwający ślad akustyczny (rys. 9.4). Współczynnik korelacja jest najwyższy w rejonie przecięcia osi akustycznej z dnem, tj. około



Rys. 9.2. Przykładowy obraz dna uzyskany w wyniku symulacji przed generalizacją – przypadek 1.

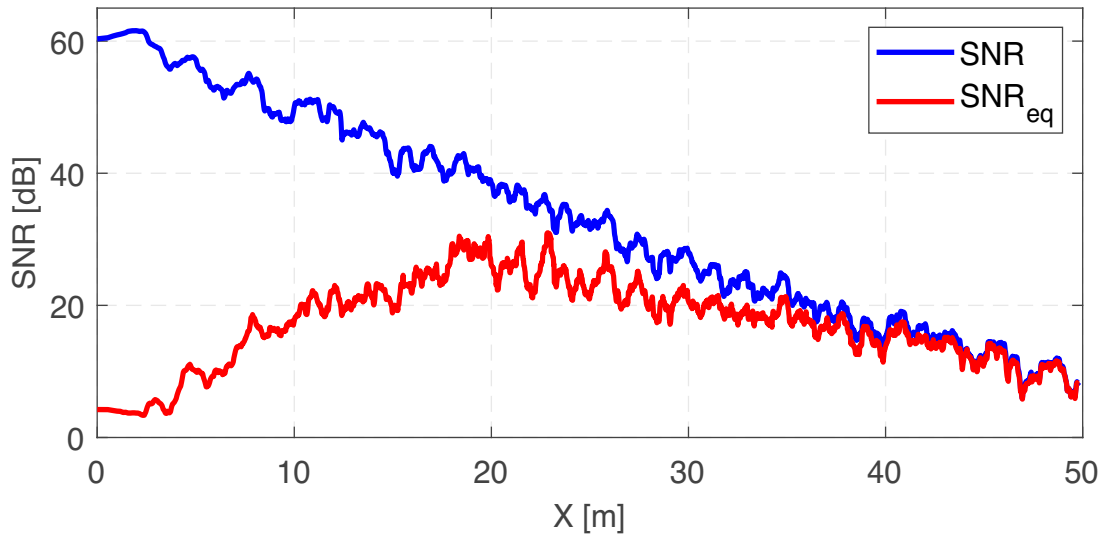
$X = 18$ m. Po przekroczeniu tej odległości SNR_{eq} maleje wraz z malejącym SNR . Taka charakterystyka zmiany SNR_{eq} powoduje opisane w wcześniejszych rozdziałach problemy związane z dokładnością pomiaru kierunku i głębokości od dna w echosondzie interferometrycznej. Mimo wysokiego nominalnego SNR dla małych wartości X , SNR_{eq} jest niski – głównie ze względu na wpływ dekorelacji linii bazy. Nawet zwiększenie SNR nie poprawi dokładności w tym obszarze, gdyż dekorelacja linii bazy będzie wyznaczała graniczną dokładność. Dodatkowo występuje tutaj rejon przejściowy, w którym następuje gwałtowny wzrost amplitudy odebranego sygnału, co przy jednoczesnej szybkiej zmianie kierunku na źródła echa, jest źródłem błędów określanie kierunku i głębokości.

Dokładność określenia głębokości za pomocą zaproponowanej metody określono dla ZMP dla rzędów modelu $L = 2, 3, 4$ i 7 (dla $L = 1$ nie można przeprowadzić redukcji rzędu macierzy). Przykład zmian wartości osobliwych macierzy \mathbf{A} wraz z odległością poprzeczną dla $L = 3$ przedstawiono na rys. 9.5. Na rysunku zaznaczono również przebieg granicy obliczonej dla mnożnika r_3 , który został również wykorzystany dla innych wartości L . Dokładność zaproponowanej metody przedstawiono na rys. 9.6. Chociaż, ZMP dla $L = 2$ daje nieznacznie dokładniejsze wyniki dla $X \in (10, 45)$ jej dokładność jest gorsza niż dla $L = 3$ i $L = 4$ poza tym przedziałem.

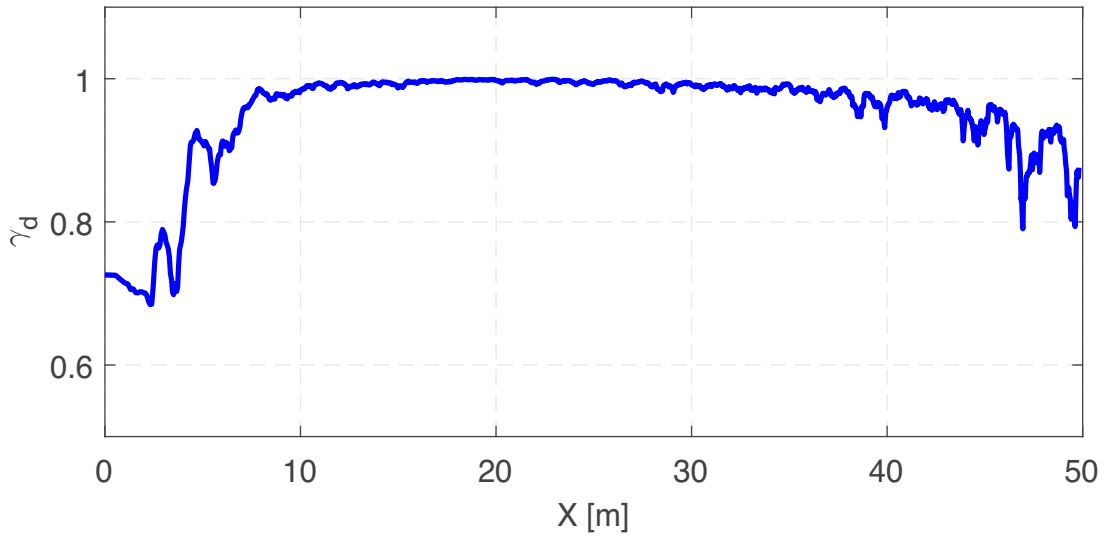
Sprawdzono również dokładność metody LPPW dla $L = 1, 2, 3$ i 4 (rys. 9.7). Dla $L = 3$ dokładność podobnie jak dla ZMP nie maleje gwałtownie na skraju zakresu obserwacji. W związku z powyższym wybrano rząd $L = 3$ dla porównania dokładności różnych zaawansowanych metod wysokiej rozdzielczości. (rys. 9.8). Dla całego zakresu obserwacji dokładność ZMP jest lepsza lub taka sama jak pozostałych metod. Należy zwrócić również uwagę na fakt, że mimo iż metody TLS, root-MUSIC oraz ESPRIT dają porównywalną dokładność dla $X \in (10, 35)$, to ich dokładność, w stosunku do metod LPPW oraz ZMP, zaczyna się wyraźnie pogarszać ze względu na wyższą wartość SNR , dla której zaczyna występować efekt progowy.

W rejonie zaznaczonym na rys. 9.9 wzrost dokładności względem metody LPPW ($L = 3$), dla $L = 7$ wynosi średnio 8%, a maksymalnie 14%. Dla identycznego rzędu modelu wzrost dokładności wynosi średnio 4% i maksymalnie 8%. Wyniki otrzymane dla badanego przypadku oznaczają, że przy prawidłowym rozdzieleniu podprzestrzeni za pomocą zaproponowanej metody i wykorzystaniu ZMP, możliwa jest poprawa dokładności określenia kierunku i głębokości w stosunku do innych metod. Wnioski takie można jednak odnieść jedynie dla tego prostego przypadku, kiedy występują tylko jedno źródło echa. Sprawdzenie możliwości poprawy dokładności określenia głębokości, w stosunku do metody LPPW zostanie zbadane w kolejnych przypadkach, przy wykorzystaniu większej liczby powierzchni odbijających (źródeł echa).

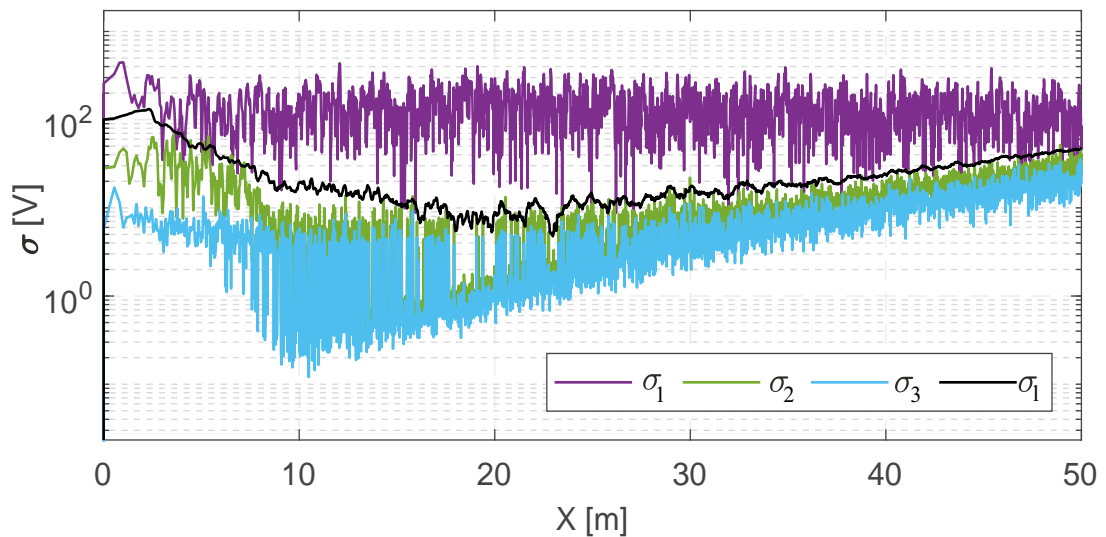
9.2. PRZYPADEK 1 – ECHO OD DNA



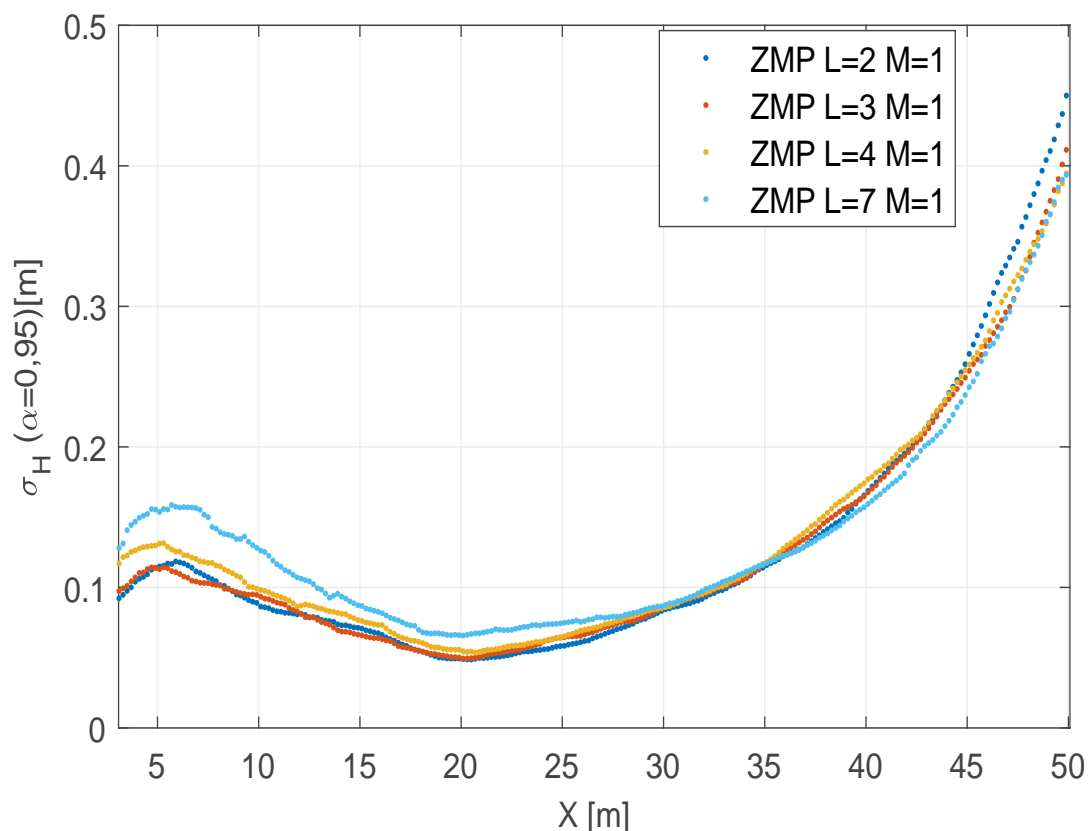
Rys. 9.3. Zależność SNR , SNR_{eq} od odległości poprzecznej X – przypadek 1.



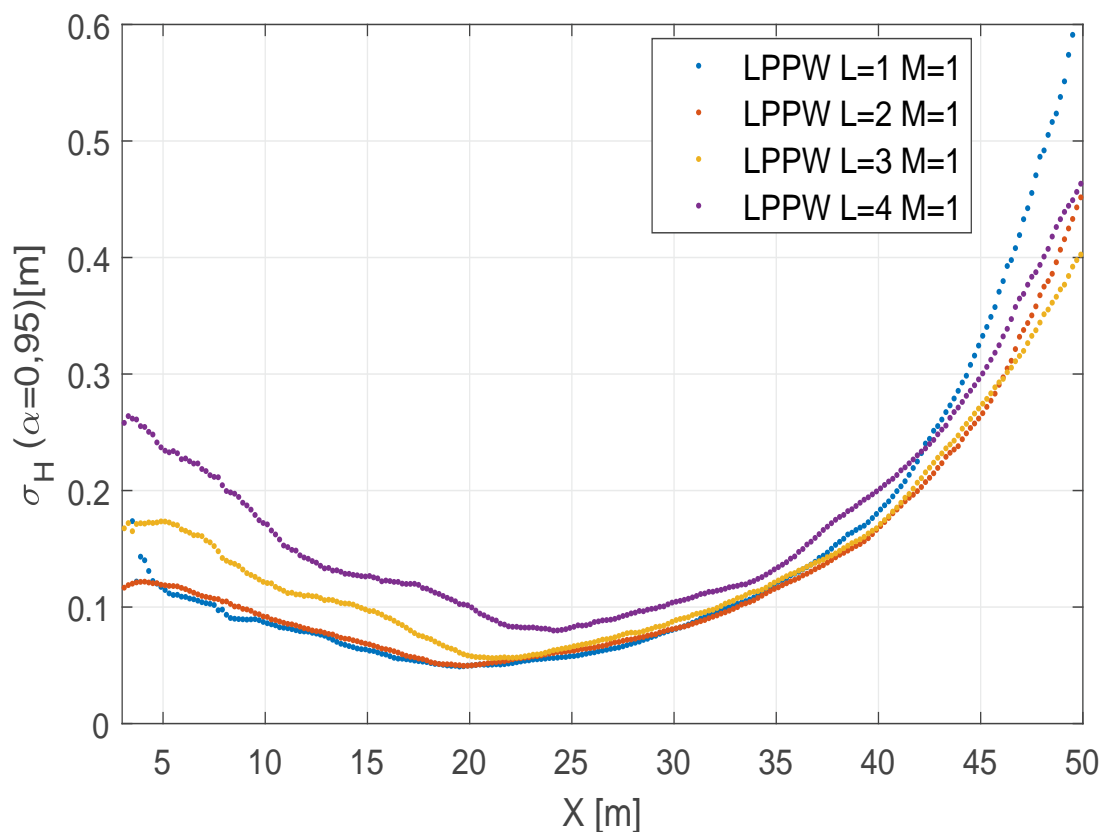
Rys. 9.4. Zależność współczynnika korelacji γ_d od odległości poprzecznej X – przypadek 1.



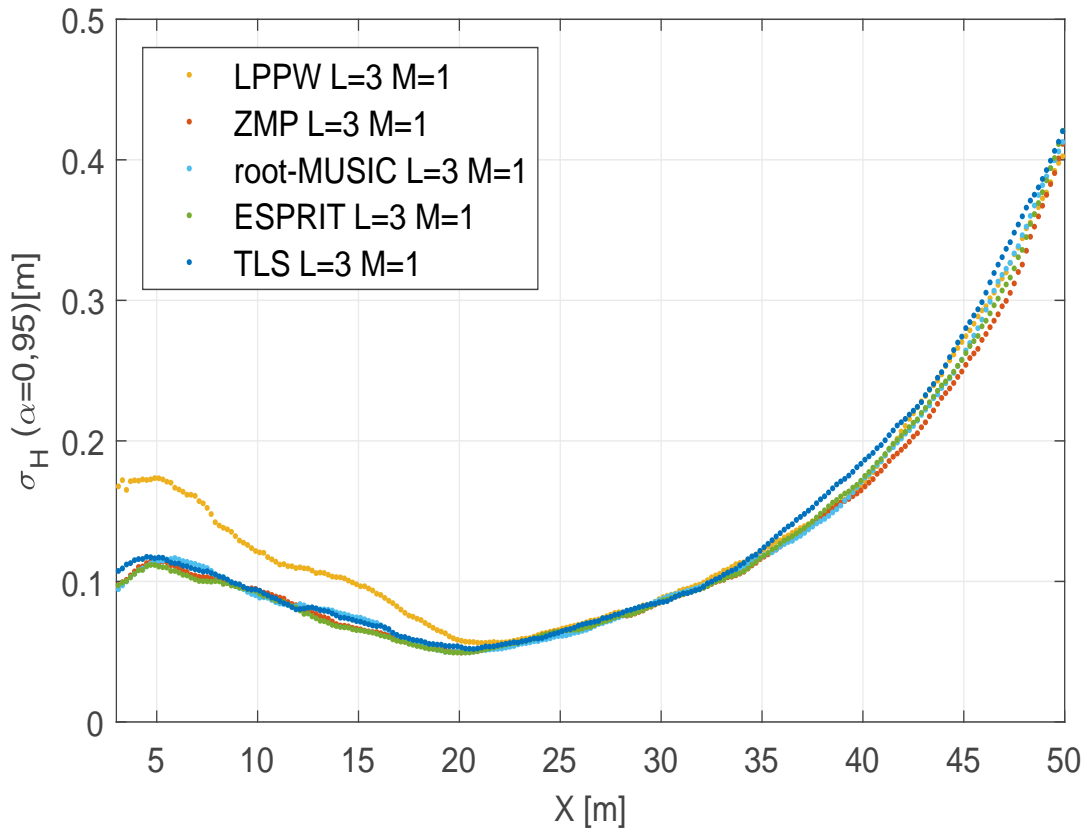
Rys. 9.5. Zmiana wartości osobliwych macierzy \mathbf{A} i granicy wyznaczonej dla wartości r_3 w funkcji odległości poprzecznej X dla $L = 3$ – przypadek 1.



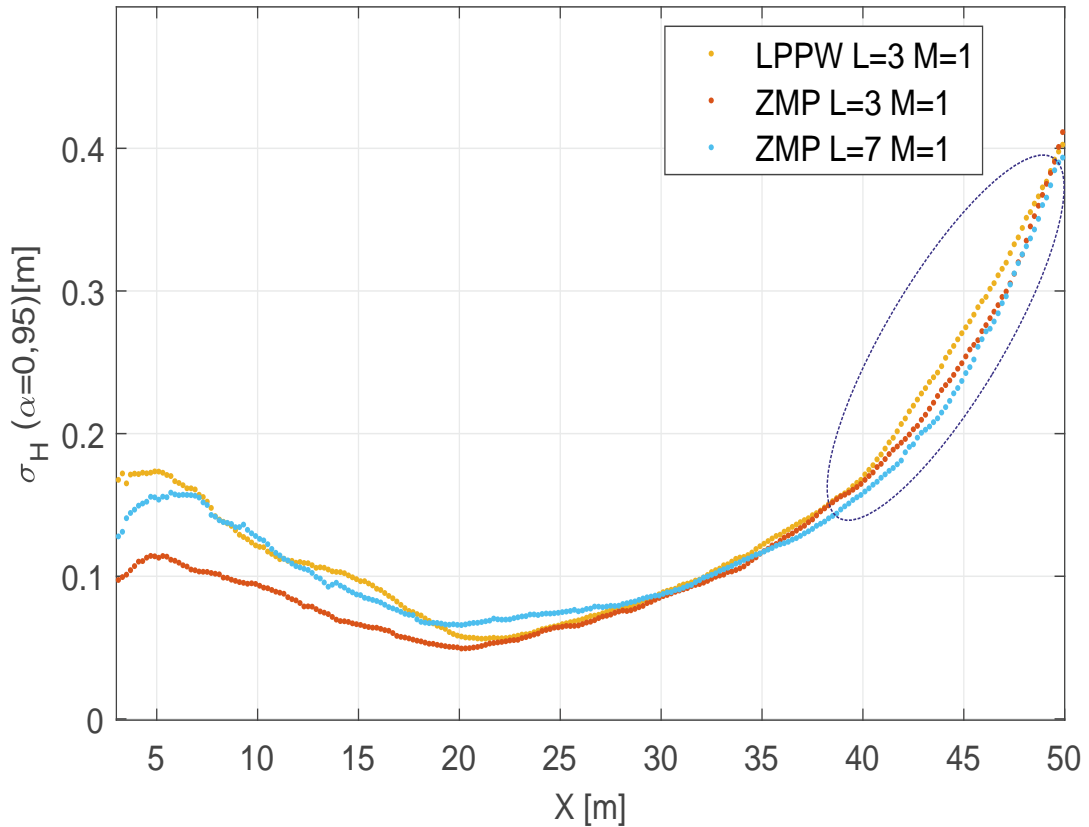
Rys. 9.6. Dokładność określania głębokości w funkcji odległości poprzecznej X dla ZMP – przypadek 1.



Rys. 9.7. Dokładność określania głębokości w funkcji odległości poprzecznej X dla metody LPPW – przypadek 1.



Rys. 9.8. Dokładność określania głębokości w funkcji odległości poprzecznej X dla wybranych zaawansowanych metod określania kierunku - przypadek 1.



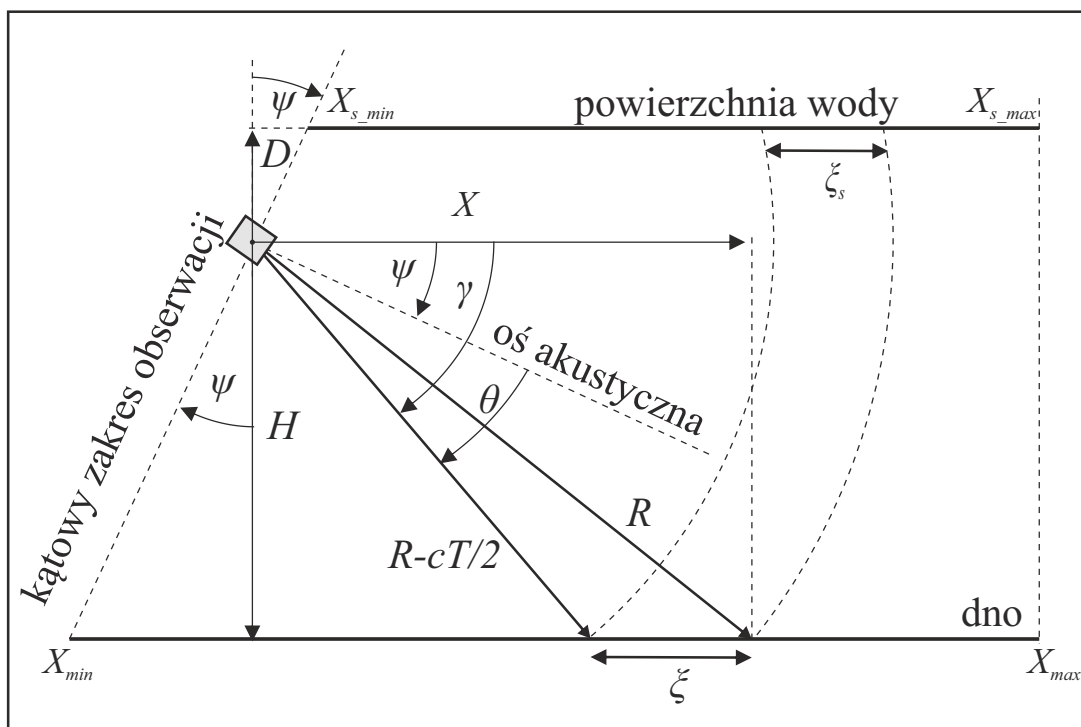
Rys. 9.9. Porównanie dokładności metod ZMP i LPPW – przypadek 1.

9.3. Przypadek 2 – echo od dna oraz odbicie bezpośrednie od powierzchni wody

W przypadku 2 do układu symulacji dodano powierzchnię wody, jako dodatkowe, drugie źródło echa. Powierzchnię wody umieszczono na poziomie $D = -1$ m, tj. powyżej anteny nadawczo-odbiorczej (rys. 9.10). Wykorzystano równanie (9.1) przy czym:

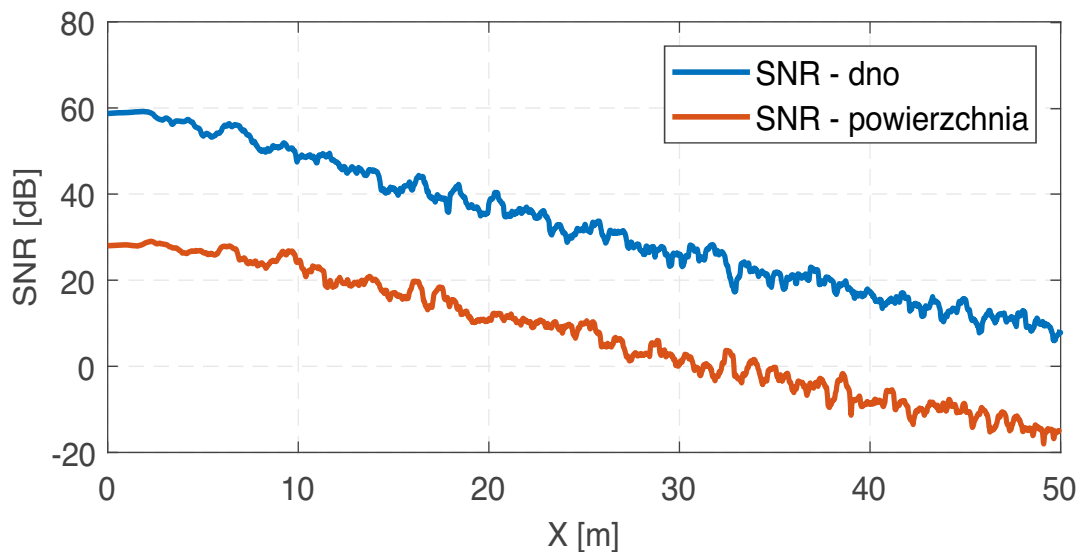
$$\xi_s = \sqrt{R^2 - D^2} - \sqrt{\left(R - \frac{cT}{2}\right)^2 - D^2}, \quad (9.18)$$

gdzie ξ_s jest rozmiarem śladu akustycznego na powierzchni wody, a kąt γ występujący w składnikach sumy w równaniu (9.1) obliczany jest tym razem dla powierzchni wody. Rozpiętość symulowanej powierzchni wody wynosi $X_s \in \langle 1, 50 \rangle$ m (dla zakresu obserwacji $\theta = \pm 90^\circ$ i pochylenia ψ , $X_{s_min} \approx 1$ m). Przyjęto identyczną charakterystykę odbicia od powierzchni wody jak w przypadku powierzchni dna. Siła celu dla powierzchni wody jest w rzeczywistych warunkach zależna od wielu czynników, takich jak siła wiatru i zawartość zanieczyszczeń, lecz dla uproszczenia rozważań przyjętą jednakową wartość jak dla powierzchni dna. Ze względu na geometrię symulowanego układu, kąt γ dla powierzchni wody bardzo szybko zbliża się od 0° wraz ze wzrostem odległości R . W związku z powyższym, amplituda odbicia wstecznego od powierzchni wody jest znacząco mniejsza od amplitudy odbicia od powierzchni dna (rys. 9.12). Powierzchnia

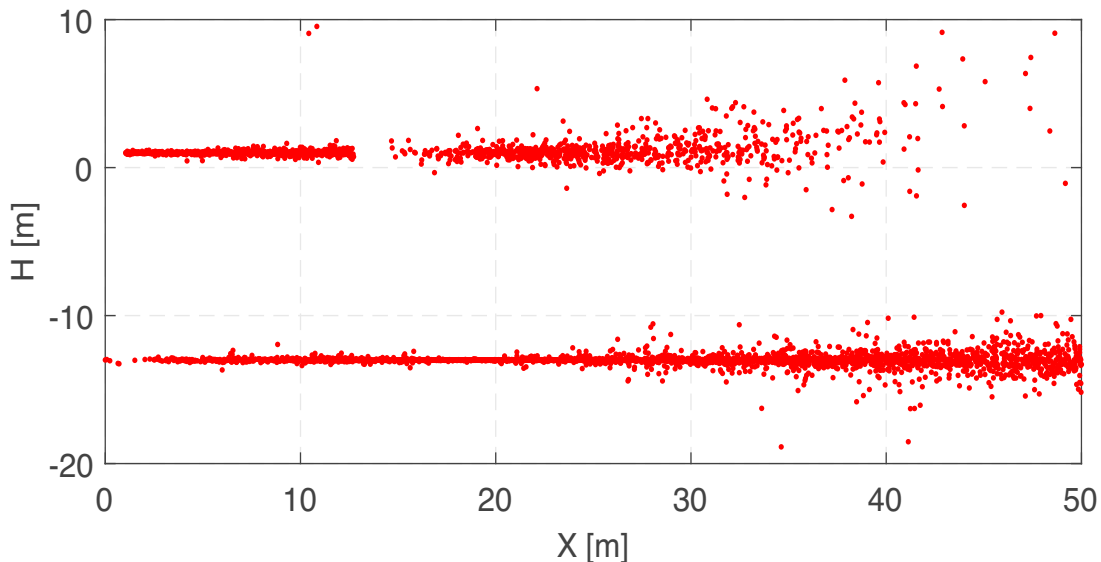


Rys. 9.10. Geometria układu symulacji – przypadek 2.

9.3. PRZYPADEK 2 – ECHO OD DNA ORAZ ODBICIE BEZPOŚREDNIE OD POWIERZCHNI WODY



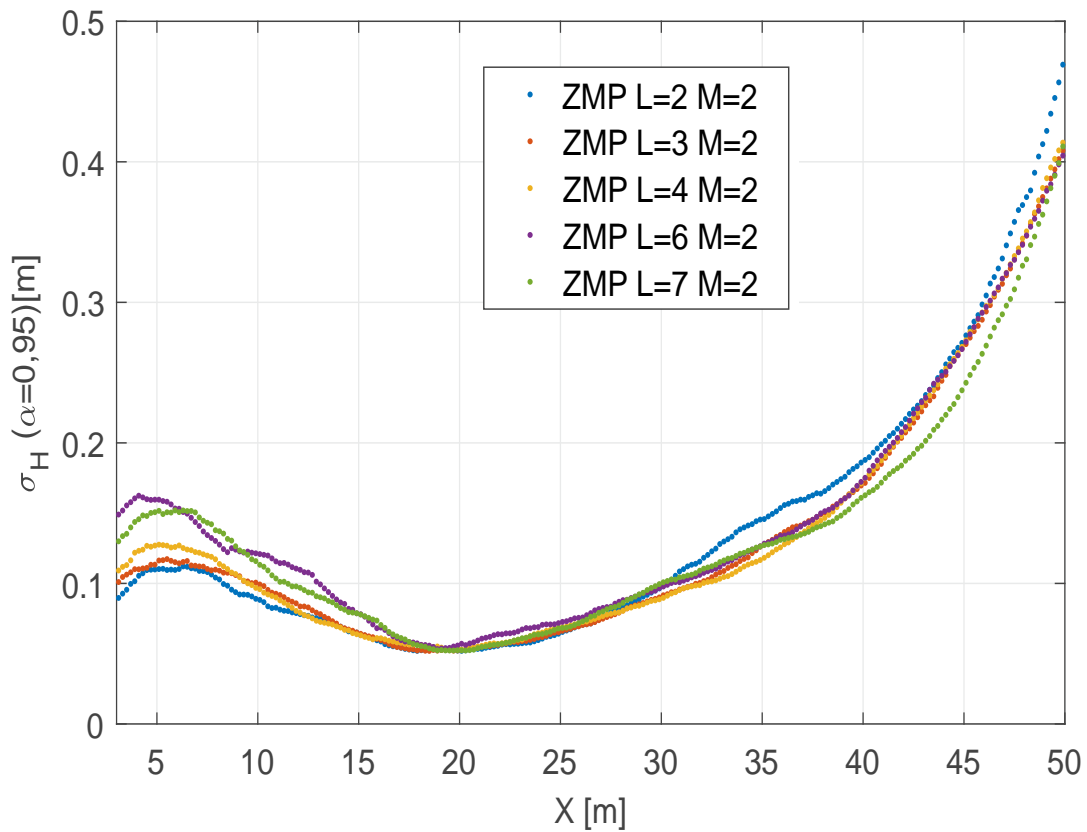
Rys. 9.11. Zależność SNR od odległości poprzecznej X – przypadek 2.



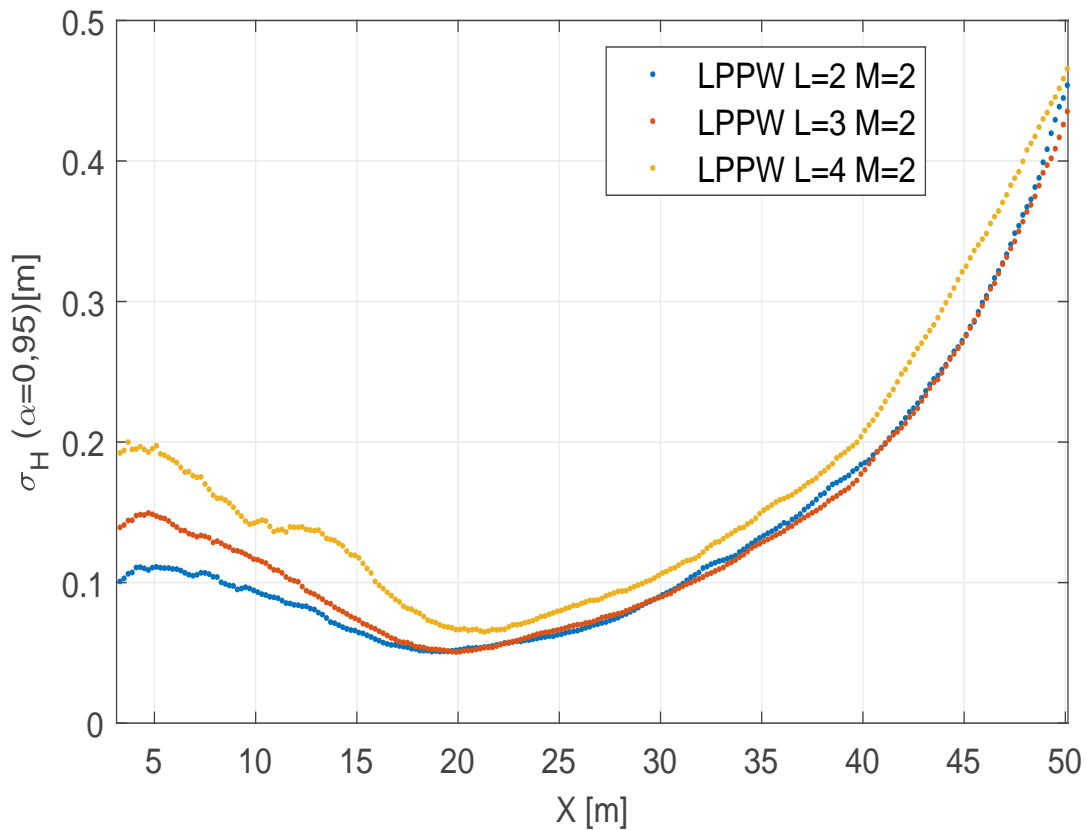
Rys. 9.12. Przykładowy obraz dna i powierzchni wody uzyskany w wyniku symulacji – przypadek 2.

wody jest najsilniejszym źródłem sygnału zanim echo od dna dotrze do anteny odbiorczej. Echo od powierzchni wody jest nadal wykrywane do momentu, kiedy SNR od niej nie osiąga wartości poniżej 0 dB (rys. 9.11, wartość SNR gdyby powierzchnia wody była jedynym źródłem odbicia). Dokładność zaproponowanej metody oceniono w przedziale 3-50 m.

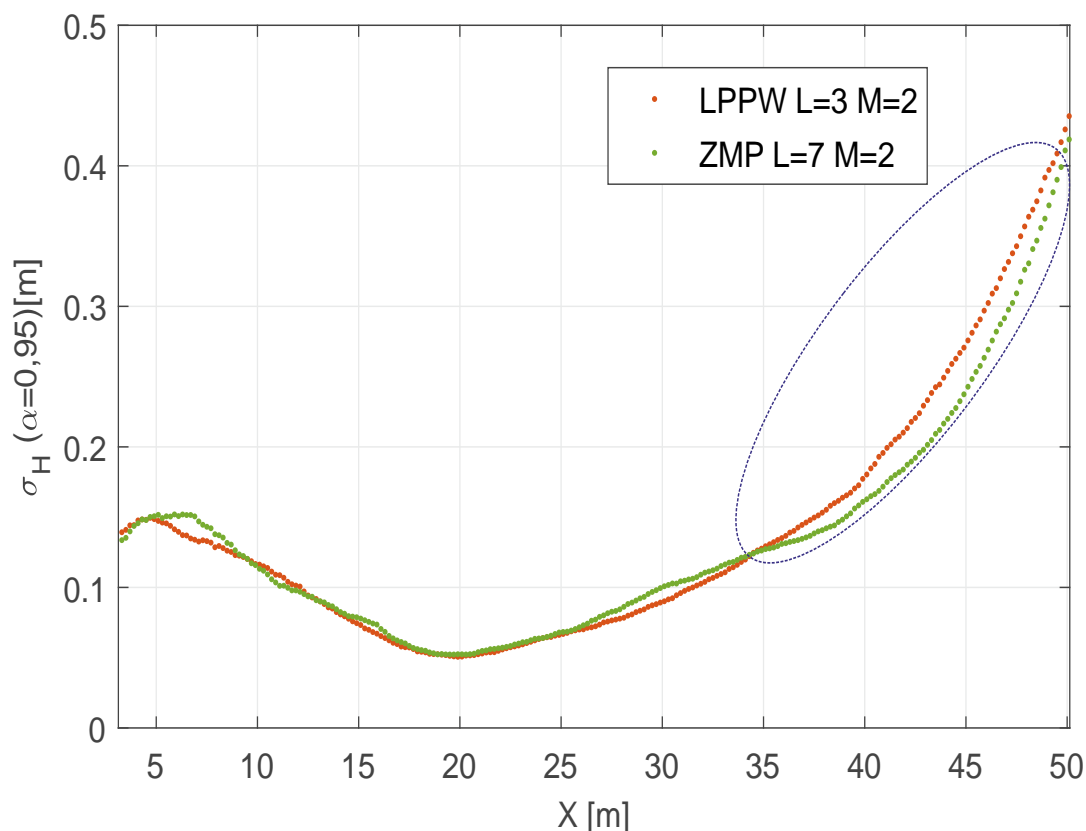
Dokładność określania głębokości za pomocą zaproponowanej metody określono dla rzędów modelu $L = 2, 3, 4, 6$ i 7 . Ze względu na dużą różnicę SNR pomiędzy sygnałem echa od powierzchni, a sygnałem echa, redukcja rzędu macierzy \mathbf{A} do $\hat{M} = 1$ (zbyt niski rząd macierzy) nie wpływa znacząco na dokładność określania głębokości. Dokładność zaproponowanej metody przedstawiono na rys. 9.13. ZMP dla $L = 7$ pozwala na uzyskanie największej dokładności zarówno dla małych wartości X , jak i na skraju zasięgu obserwacji. Sprawdzono również



Rys. 9.13. Dokładność określania głębokości w funkcji odległości poprzecznej X dla ZMP – przypadek 2.



Rys. 9.14. Dokładność określania głębokości w funkcji odległości poprzecznej X dla metody LPPW – przypadek 2.



Rys. 9.15. Porównanie dokładności metod ZMP i LPPW – przypadek 2.

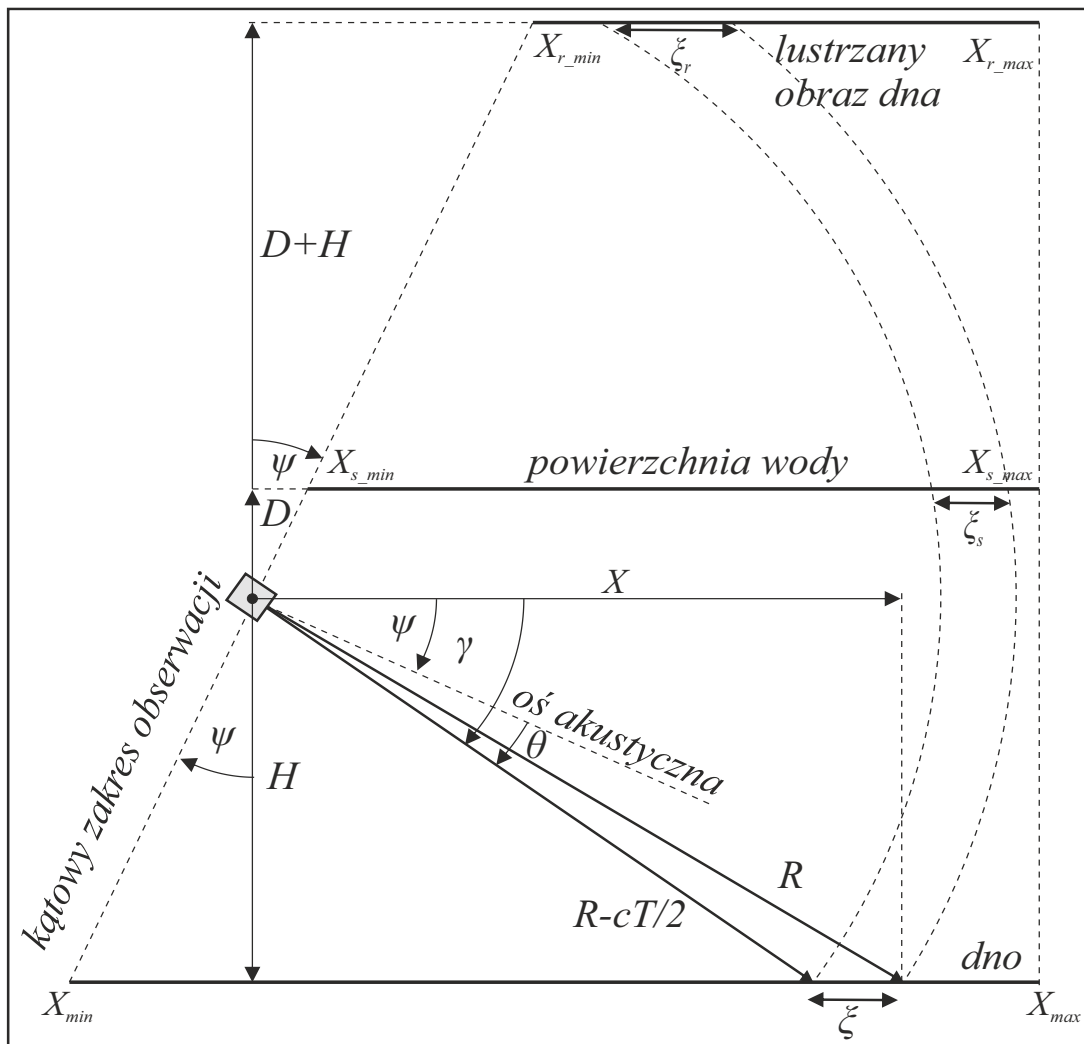
dokładność metody LPPW dla $L = 2, 3$ i 4 (rys. 9.14). Dla $L = 3$ dokładność podobnie jak dla ZMP nie maleje gwałtownie na skraju zakresu obserwacji. W rejonie zaznaczonym na rys. 9.15 wzrost dokładności względem metody LPPW wynosi średnio 9%, a maksymalnie 14%.

9.4. Przypadek 3 – echo od dna, odbicie bezpośrednio oraz wtórne od powierzchni wody

Jak wykazały wyniki dla poprzedniego przypadku, wpływ bezpośredniego odbicia od powierzchni wody na dokładność określania głębokości jest niewielki w rozpatrywanej geometrii. Powierzchnia wody może być jednak źródłem dodatkowego echa na skutek występowania zjawiska wielodrogowości. W rozważanym przypadku zostanie dodane odbicie wielokrotne (lustrzane) od powierzchni wody. W celu uwzględnienia ograniczenia kąтового obszaru obserwacji, wynikającego z pochylania anteny, obraz lustrzany odbicia zostanie utworzony od $X_{r_min} = 10$ m (rys. 9.15). Właściwości tego echa będą analogiczne jak w przypadku odbicia od powierzchni wody z uwzględnieniem większej odległości źródła echa oraz innego położenia względem anteny odbiorczej (mi. inny rozmiar ξ_r – rys. 9.15). W tak przyjętych założeniach, pomija się wpływ właściwości odbijających powierzchni wody na właściwości sygnału echa wtórnego, a w szczególności tłumienie i nieregularność powierzchni odbicia.

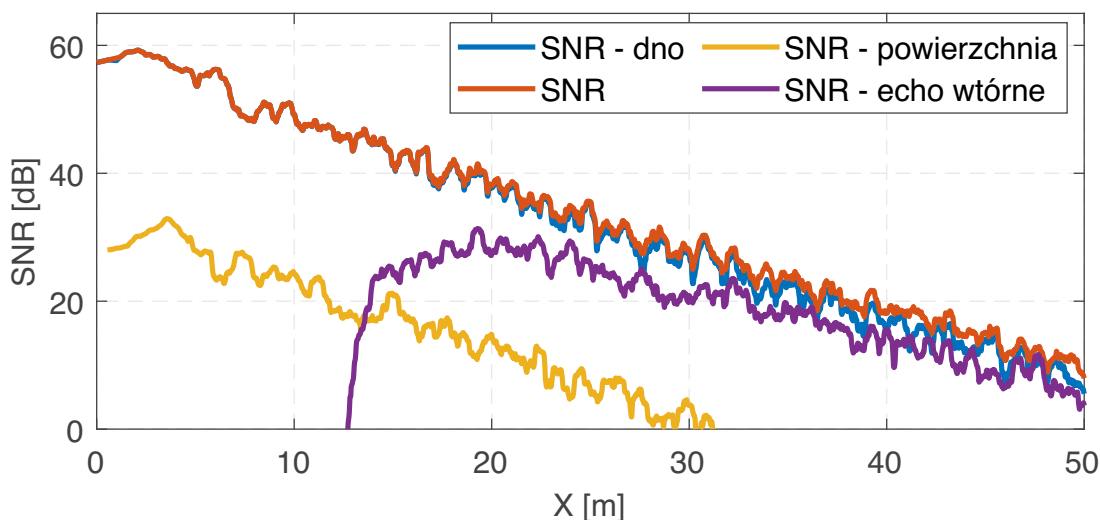
Echo wtórne od powierzchni wody, ze względu na charakterystykę kierunkową elementów odbiorczych pojawia się dopiero dla $X > 10\text{ m}$ (rys. 9.16). Początkowo jest ono słabsze od bezpośredniego echa od powierzchni dna. Wraz ze wzrostem zakresu obserwacji amplituda echa wtórego zbliża się do amplitudy echa od dna. Na skraju zasięgu obserwacji, echa mają porównywalne amplitudy. Echo bezpośrednio od powierzchni wody jest wykrywane jedynie w przypadku, gdy jest ono najsilniejszym źródłem odbicia. Pojawienie się drugiego silnego echa z tego samego kierunku (tj. echa wtórnego) powoduje gorsze, w stosunku do poprzedniego przypadku, wykrywanie bezpośredniego echa od powierzchni wody (rys. 9.18).

Dokładność określania głębokości za pomocą zaproponowanej metody określono dla rzędów modelu $L = 2, 3, 4, 6, \text{ i } 7$. Dla $L = 2$, ze względu na niewielką różnicę SNR pomiędzy sygnałem echa od powierzchni, a sygnałem echa wtórnego, redukcja rzędu macierzy \mathbf{A} na skraju zasięgu obserwacji jest niepożądana, gdyż prowadzi do błędów modelowania (zbyt niski rząd modelu). Niezastosowanie redukcji w tym przypadku prowadzi do wyniku identycznego

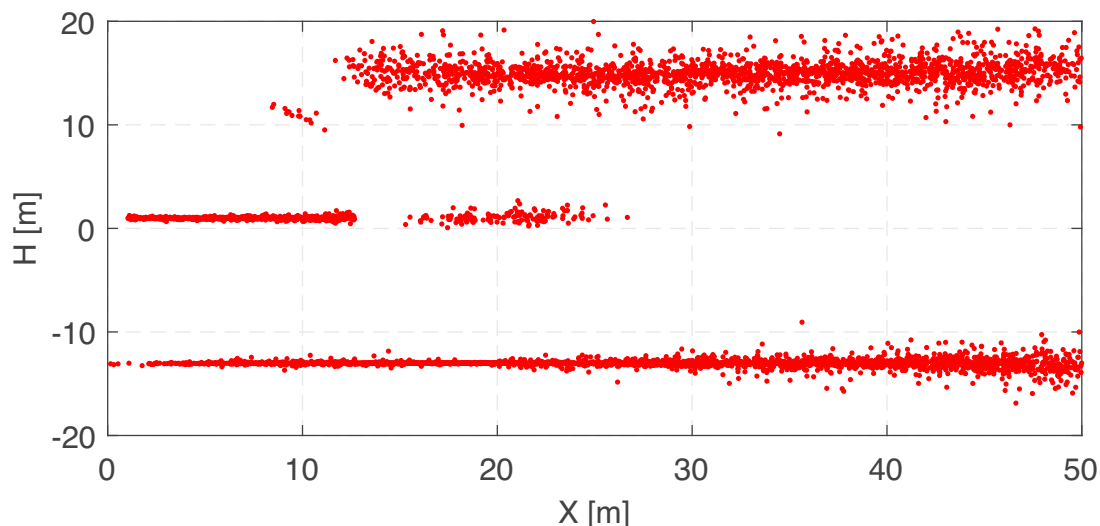


Rys. 9.16. Geometria układu symulacji – przypadek 3.

9.4. PRZYPADEK 3 – ECHO OD DNA, ODBICIE BEZPOŚREDNIE ORAZ WTÓRNE OD POWIERZCHNI WODY



Rys. 9.17. Zależność SNR od odległości poprzecznej X – przypadek 3.



Rys. 9.18. Przykładowy obraz dna i powierzchni uzyskany w wyniku symulacji – przypadek 3.

jak dla metody LPPW dla $L = 2$. Dokładność zaproponowanej metody przedstawiono na rys. 9.19. ZMP dla $L = 4$ pozwala na uzyskanie największej dokładności zarówno dla małych wartości X , jak i na skraju zasięgu obserwacji. Dodatkowo dla $L = 4$ obliczono dokładność wykorzystując wariant II zaproponowanej metody, tak jakby miało to miejsce w przypadku sygnałów rzeczywistych (rys. 9.21). Nie zaobserwowano istotnych różnic w otrzymanej dokładności określania głębokości.

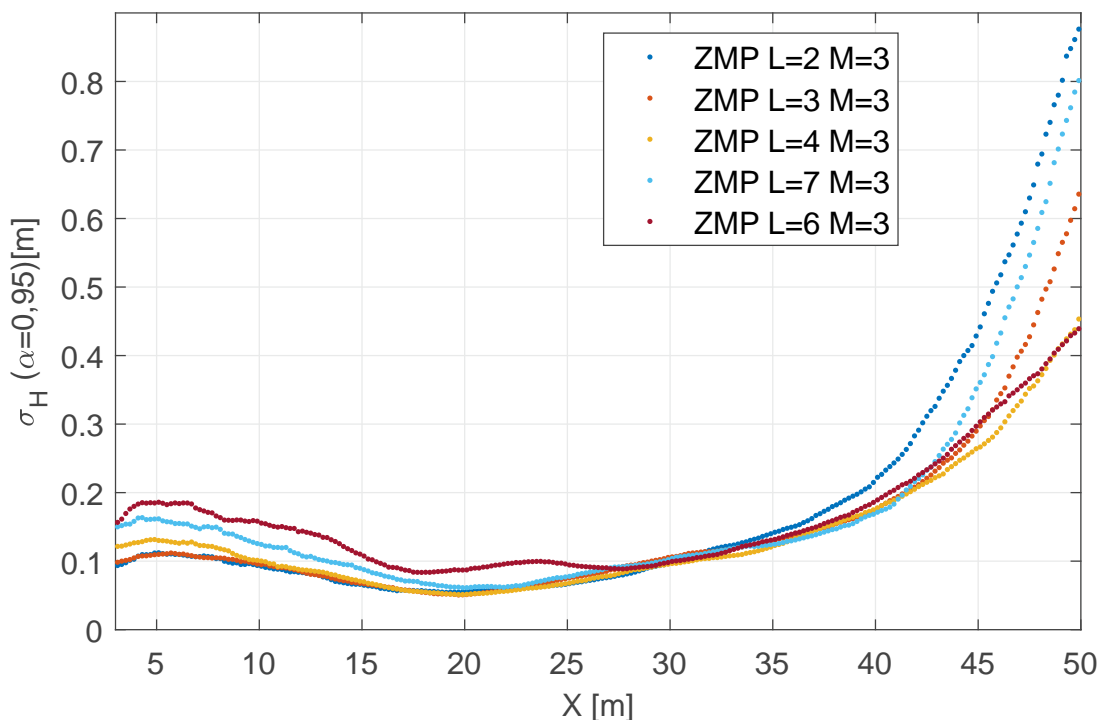
Sprawdzono również dokładność metody LPPW $L = 2, 3$, i 4 (rys. 9.20). Dla $L = 4$ dokładność nie maleje gwałtownie na skraju zakresu obserwacji, przy czym pozwala na uzyskanie gorszej dokładności niż $L = 3$ dla $X < 18$ m. Porównując dokładność ZMP z LPPW uzyskano średnią poprawę w stosunku do rzędu $L = 3$ wynoszącą 3% oraz względem rzędu $L = 4$ wynoszącą 4% w obszarze zaznaczonym na rys. 9.21. Maksymalne różnice względem obydwu rzędów metody LPPW wynosiły 8%.

9.5. Podsumowanie

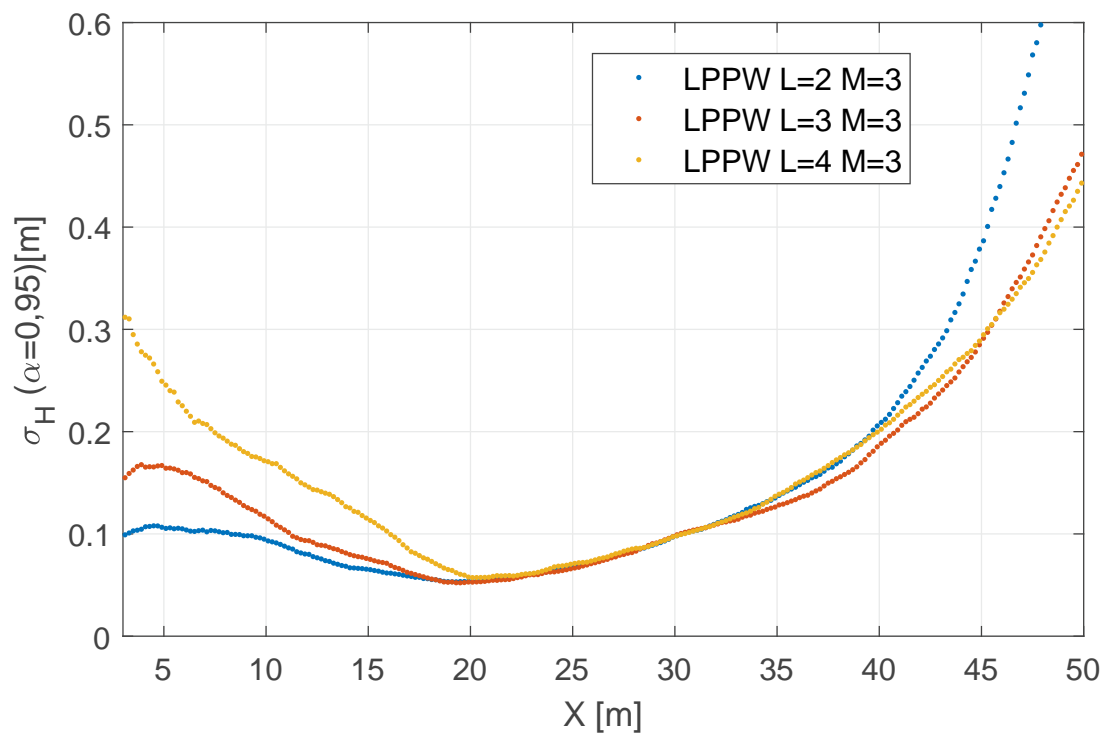
Z analizy zaprezentowanych w niniejszym rozdziale wyników symulacji można wyciągnąć następujące wnioski:

1. Zaproponowana metoda w wariantcie I w połączeniu z ZMP pozwala na uzyskanie większej dokładności określania głębokości niż metoda LPPW dla jednego silnego sygnału średnio rzędu 4-8%, a maksymalnie 14%;
2. Wzrost dokładności na skraju zakresu, prowadzi do zwiększenia szerokości akceptowalnego pasa przeszukiwanego dna, a co za tym idzie może prowadzić do wzrostu wydajności prac hydrograficznych;
3. W przypadku pojawienia się drugiego silnego echa, zastosowanie zaproponowanej metody w wariantcie II prowadzi do wzrostu dokładności względem metody LPPW rzędu 3-4%;

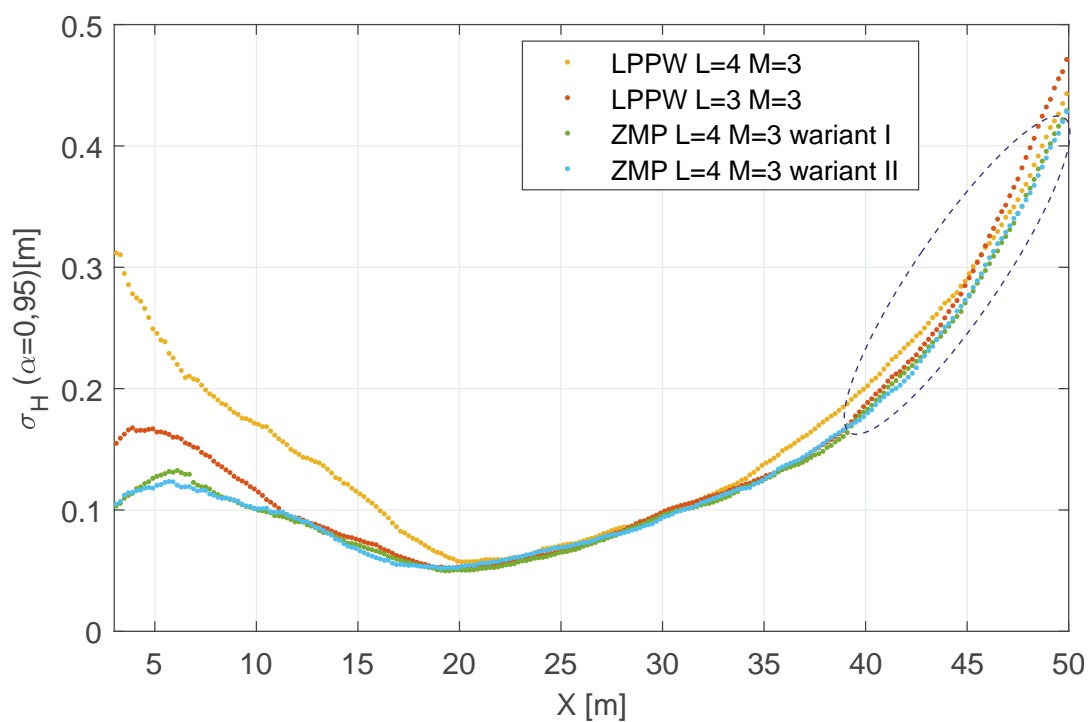
Wyniki przeprowadzonych symulacji pozwalają oczekiwać, że zastosowanie zaproponowanej metody w podobnych konfiguracjach, w warunkach rzeczywistych również pozwoli na uzyskanie wyższej dokładności na skraju zasięgu obserwacji, w stosunku do metody LPPW, pod warunkiem prawidłowego oszacowania współczynnika korelacji sygnału oraz liczby sygnałów echa.



Rys. 9.19. Dokładność określania głębokości w funkcji odległości poprzecznej X dla ZMP – przypadek 3.



Rys. 9.20. Dokładność określania głębokości w funkcji odległości poprzecznej X dla metody LPPW - przypadek 3.



Rys. 9.21. Porównanie dokładności ZMP i LPPW – przypadek 3.

10. Badanie właściwości metody w warunkach rzeczywistych

W poprzednim rozdziale zbadano właściwości zaproponowanej metody dla symulowanego środowiska propagacji. Uzyskane wyniki pozwalają oczekiwać, że zaproponowana metoda wykorzystana do określania liczby sygnałów echa dla ZMP zastosowanej w warunkach rzeczywistych umożliwi uzyskanie poprawy dokładności określania głębokości w stosunku do metody LPPW. Oczekiwana poprawa zależy będzie między innymi od siły i położenia ech wtórnych. W rzeczywistym środowisku propagacji charakterystyka ech, ich rozmieszczenie przestrzenne i właściwości mogą być daleko bardziej zróżnicowane niż w przypadku opisanych w poprzednim rozdziale symulacji. W niniejszym rozdziale zbadana zostanie dokładność ZMP w połączeniu z zaproponowaną metodą określania liczby ech, przy wykorzystaniu sygnału zarejestrowanego w warunkach rzeczywistych, zbliżonych do symulowanego przypadku 3 z poprzedniego rozdziału. Dane do analiz przedstawionych w poniższym rozdziale zostały pozyskane dzięki uprzejmości producenta echosondy interferometrycznej 6205, firmie EdgeTech.

10.1. Akwizycja i selekcja danych

W celu zbadania właściwości zaproponowanej metody określania liczby ech wykorzystano dane zebrane z pomocą echosondy wielofazowej EdgeTech 6205 (rys. 10.1). Urządzenie składa się z dwóch głowic (LB i PB) pracujących naprzemiennie na jednakowej częstotliwości. Echosonda jest połączeniem dwuczęstotliwościowego sonaru bocznego oraz echosondy wielofazowej (rys. 10.1). Obraz sonarowy można rejestrować jednocześnie na dwóch częstotliwościach. Równolegle możliwe jest otrzymywanie pomiarów batymetrycznych dla wybranej, ustawionej fabrycznie częstotliwości. W wykorzystanym wariantcie rejestracja obrazu sonarowego oraz batymetrii realizowana jest na częstotliwości 550 kHz¹⁴. Podstawowe parametry urządzenia przedstawiono w tab. 10.1.

Urządzenie wykorzystuje impulsy o stałej częstotliwości (CW - ang. *Continuous Wave*) lub z liniową modulacją częstotliwości (LFM ang. *Linear Frequency Modulation*). Rodzaju impulsu zmieniający jest automatycznie na podstawie wybranego zakresu obserwacji.

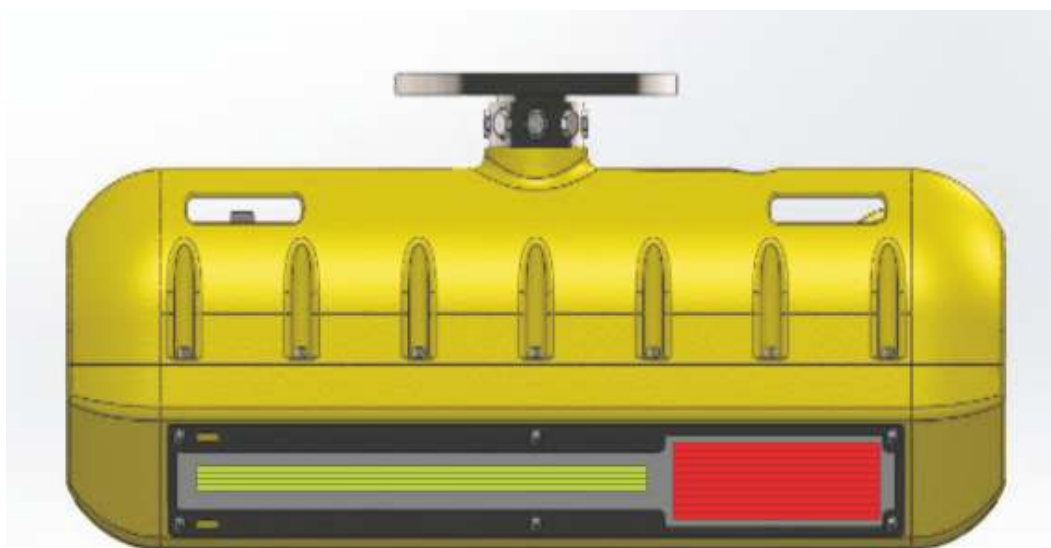
¹⁴Oznaczenie kanału nadane przez producenta, rzeczywiste wartości podane są w tab. 10.1.

Tab. 10.1. Podstawowe parametry echosondy EdgeTech 6205.

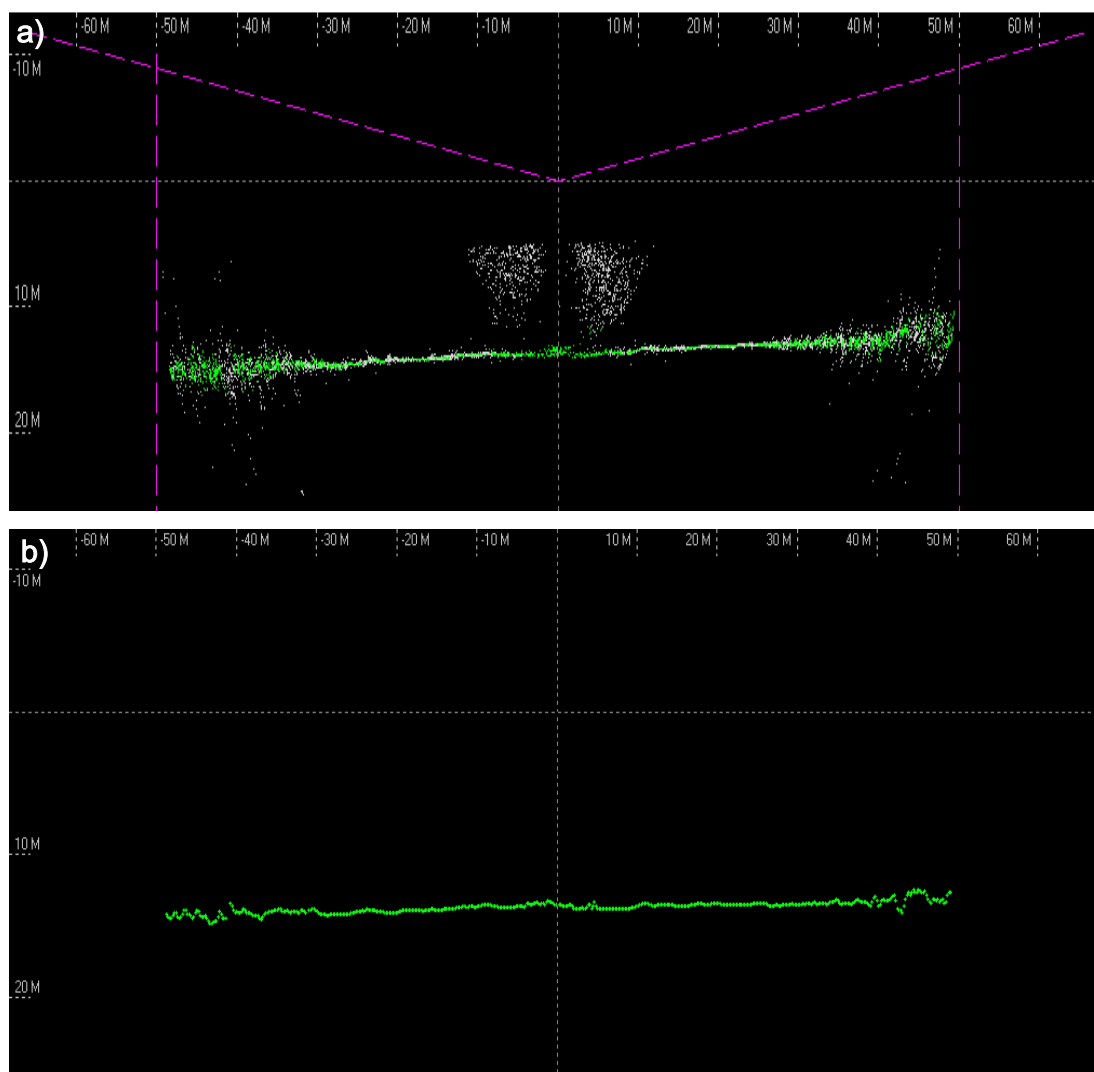
Lp.	Parametr	Wartość
1.	Częstotliwość środkowa (f)	520 kHz
2.	Długość impulsu LFM (T)	1 ms
1.	Częstotliwość początkowa/końcowa (f_l/f_u)	495/545 kHz
3.	Liczba elementów odbiorczych (N)	10
4.	Częstotliwość próbkowania (f_s)	65, 104 kHz
5.	Kąt pochylenia anteny (ψ)	34, 5°
6.	Odległość między elementami badanej echosondy (d)	1, 3748 mm-LB 1, 3780 mm-PB

W trakcie pracy w trybie podstawowym (pomiarowym) urządzenie rejestruje w plikach pomiarowych (w formacie producenta JSF) obraz sonarowy, przefiltrowane i zgeneralizowane pomiary głębokości oraz dane z innych czujników systemu batymetrycznego. Wstępnie, dla każdego nadanego impulsu sondującego obliczanych jest 4340 próbek czasowych sygnału dla każdego elementu odbiorczego głowicy. Określanie kierunku i położenia dna uzyskuje się za pomocą hybrydowych metod określania głębokości [65, 117]. Następnie w wyniku generalizacji, uzyskuje się 400 próbek głębokości odnoszących się do środków przedziałów równomiernie rozłożonych wzdłuż osi poziomej. Możliwe jest również równokątne rozłożenie środków przedziałów, w sposób analogiczny do echosondy wielowiązkowej.

W trybie diagnostycznym urządzenie EdgeTech 6205 umożliwia rejestrowanie przebiegów czasowych sygnałów odebranych przez każdy element odbiorczy dla każdego wysłanego impulsu. Rejestracja prowadzona jest na 24 kanałach



Rys. 10.1. Rozmieszczenie anten nadawczych i nadawczo-odbiorczych echosondy EgdeTech 6205 (rysunek poglądowy – LB). Kolor czerwony - antena odbiorcza batymetrii, kolor zielony antena nadawczo-odbiorcza sonaru.



Rys. 10.2. Przykład filtracji i generalizacji wyników pomiarów w echosondzie EdgeTech 6205. a) Pomiary głębokości. Kolorem zielonym oznaczono zaakceptowane punkty pomiarowe, kolorem szarym oznaczono odrzucone punkty pomiarowe. Skala liniowa odnosi się do głębokości i odległości poprzecznej względem głowicy pomiarowej w metrach. Echosonda znajduje się w punkcie (0, 0). Różowe linie na wykresie oznaczają przestrzenne granice filtracji. b) Wynik generalizacji.

jednocześnie – 10 kanałów dla elementów odbiorczych anteny batymetrii oraz 2 kanały dla sygnałów obrazu sonarowego (niskiej i wysokiej częstotliwości) dla każdej głowicy. Zarejestrowane przebiegi czasowe zawierają zespoloną, cyfrową reprezentację sygnału na wyjściu filtra dopasowanego po zastosowaniu zasięgowej regulacji wzmocnienia (rozdział 3). Sygnał w każdym kanale, otrzymany po wysłaniu pojedynczego impulsu sondującego, niezależnie od wybranego zakresu (czasu) obserwacji, zawiera 4340 próbek czasowych. Pliki zawierające surowe dane, zajmują około 14 razy więcej przestrzeni dyskowej, niż pliki zarejestrowane w trybie pomiarowym. Tryb ten w związku z powyższym stosuje się dla potrzeb diagnostyki i sprawdzenia poprawności pracy echosondy. Próbkę sygnału odebranego (w mV) kodowane są za pomocą 16 bitowej liczby całkowitej oraz współczynnika skali dobrane do aktualnego zakresu wartości amplitudy całego

odebranego sygnału. Dzięki takiemu kodowaniu, w pojedynczej rejestracji, wykładnik każdej liczby zmiennoprzecinkowej jest jednakowy, co umożliwia redukcję zapisywanych danych (16 bitów zamiast 32 bitów w reprezentacji zmiennoprzecinkowej). Współczynnik skali zapisywany jest w nagłówku pliku danych pomiarowych. Dane zarejestrowane w trybie diagnostycznym, po odkodowaniu, są gotowym sygnałem wejściowym dla bloku obliczania batymetrii. Możliwe jest zatem ich przetworzenie za pomocą zaawansowanych metod określania kierunku w celu porównania ich dokładności określania głębokości, w sposób analogiczny jak to miało miejsce w rozdziale 9.

Do badań w niniejszym rozdziale wykorzystano dane pomiarowe zarejestrowane w trybie diagnostycznym. W dniu 13.12.2016 r. wykonany został sondaż w Port Everglades znajdującym się w miejscowości Fort Lauderdale w stanie Miami, USA (rys. 10.3). Bezpośrednio przed pomiarami wykonany został pomiar pionowego rozkładu prędkości dźwięku w wodzie (rys. 10.7). Rozkład prędkości jest niemal jednorodny w całej objętości wody ze średnią wartością 1533,5 m/s i zróżnicowaniem ± 2 m/s, co odpowiada różnicy temperatury wody pomiędzy powierzchnią, a dnem nieprzekraczającej 1°C. Rejestrację przeprowadzono w basenie portowym, o średniej głębokości 14 m oraz zróżnicowanym ukształtowaniu dna. Głowica z przetwornikami umieszczona była na głębokości $D=1$ m. W trakcie sondażu wykonano 30 przejść po zaplanowanych profilach pomiarowych – 18 w kierunkach N-S oraz 12 w kierunkach E-W. Każdy profil pomiarowy został wykorzystany dwukrotnie tj. na przeciwległych kursach. Odległość między profilami pomiarowymi wynosiła 20 m. W trakcie rejestracji wybrany był 50 m zakres obserwacji oraz impuls typu LFM.

Ze względu na duży ruch jednostek pływających (łodzi motorowych) w rejonie pomiarów, realizacja dokładnego przejścia po wszystkich zaplanowanych profilach nie była możliwa (rys. 10.4). Ponadto przecięcie kierunku ruchu jednostki pomiarowej przed jej dziobem przez inną jednostkę skutkowało pojawieniem się na głębokości zanurzenia głowicy echosondy licznych pęcherzyków powietrza. Pęcherzyki te zakłócały pracę urządzenia, gdyż silnie rozpraszały impuls sondujący oraz blokowały echo od dna (rys. 10.6). Również po zmianie kierunku profilu pomiarowego na przeciwny, własny ślad torowy zakłócał pracę echosondy. W związku z powyższym, z zarejestrowanych danych wybrano obszar, w którym wpływ tych negatywnych czynników był najmniejszy, a głębokość była stała (rys. 10.4 i rys. 10.5). Do wyznaczenia dokładności określania głębokości wybrano fragment dna obszar o wymiarach 60×60 m, o płaskim ukształtowaniu dna. Wybrany fragment został przesondowany ośmiokrotnie – cztery raz za pomocą prawej głowicy i cztery razy za pomocą lewej głowicy, na kierunkach profili 000°, 090°, 180°, 270°. Wybrane trasy, ze względu na odległości pomiędzy profilami pomiarowymi, pokryły dokładnie osiem razy obszar o wymiarach 40×40 m. Z każdego profilu wybrano 200 kolejnych impulsów sondujących obejmujących

swoim zakresem wybrany obszar. Otrzymano ponad 6,9 mln dyskretnych zestawów próbek, umożliwiając tym samym wyznaczenie około 5,3 mln punktów pomiarowych głębokości dna (po uwzględnieniu wysokości anteny nad dnem $H \approx 13$ m). Pojedyncze punkty poddano, filtracji i generalizacji oraz analizie pod kątem dokładności otrzymanego pomiaru głębokości, identycznie jak to miało miejsce w rozdziale 9.

10.2. Dokładność pomiaru głębokości w warunkach rzeczywistych

Dokładność określania głębokości oszacowano na podstawie odchylenia standardowego dla 200 kolejnych impulsów dla PB i LB, dla poszczególnych metod i wybranych wartości $\sigma_l(r)$. Zasadniczą różnicą w stosunku do symulacji przedstawionych w poprzednim rozdziale jest zastosowanie sygnału sondującego z liniową modulacją częstotliwości i kompresja impulsu w procesie filtracji dopasowanej. Dzięki tej operacji znacząco zwiększa się rozróżnialność odległościowa, przy jednoczesnym wzroście stosunku sygnału do szumu [119]. Jednocześnie zwiększa się nieznacznie dekokorelacja linii bazy, powodując pogorszenie dokładności określania głębokości bezpośrednio pod głowicą pomiarową w stosunku do impulsu o stałej obwiedni, o jednakowej rozróżnialności odległościowej [92]. Jednocześnie dzięki zastosowaniu modulacji LFM zwiększony zostaje ekwiwalentny stosunek sygnału do szumu na skraju zasięgu działania urządzenia w stosunku do sygnału wąskopasmowego o jednakowej rozróżnialności odległościowej. [92, 93, 119]. Niezależnie od zastosowanej modulacji impulsu sondującego zasada określania kierunku przez blok obliczania batymetrii pozostaje taka sama.

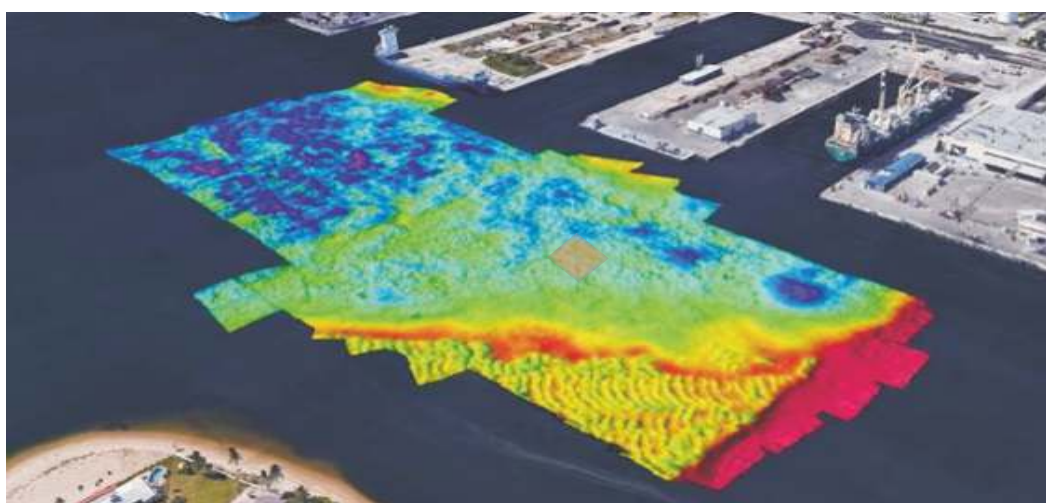
Rozpoczynając analizę otrzymanych wyników, należy przede wszystkim zwrócić uwagę, na dużo bardziej złożone środowisko propagacji, w stosunku do przypadku 3 z poprzedniego rozdziału. Na uzyskanym obrazie można wskazać liczne źródła odbicia (bezpośrednie i wtórne rys. 10.8). Zaobserwować można również źródła rewerberacji objętościowej od obiektów w toni wodnej, zanim sygnał sondujący dotrze do dna. Bezpośrednie odbicie od powierzchni wody, podobnie jak w przypadku 2 i 3 z poprzedniego rozdziału, jest głównym źródłem echa zanim pojawi się echo od dna, a jego siła odbicia jest różna dla każdej burty. Wynika to ze sposobu montażu echosondy oraz przechyłów dynamicznych jednostki na wodzie. Wtórne echo od powierzchni wody występuje jedynie w przypadku lewej burty, 2 metry poniżej właściwego echa od dna. Sporadyczne echa poniżej głębokości 20 m powstają w wyniku zawyżenia rzędu modelu. Wtórne echo dna jest zdecydowanie bardziej rozproszone przestrzennie w stosunku do wyników symulacji. Wybrana do analizy konfiguracja, spełnia zatem założenie przyjęte w opracowaniu II wariantu, że sygnał echa od dna jest głównym, dominującym źródłem sygnału.



Rys. 10.3. Położenie geograficzne rejonu pomiarów.

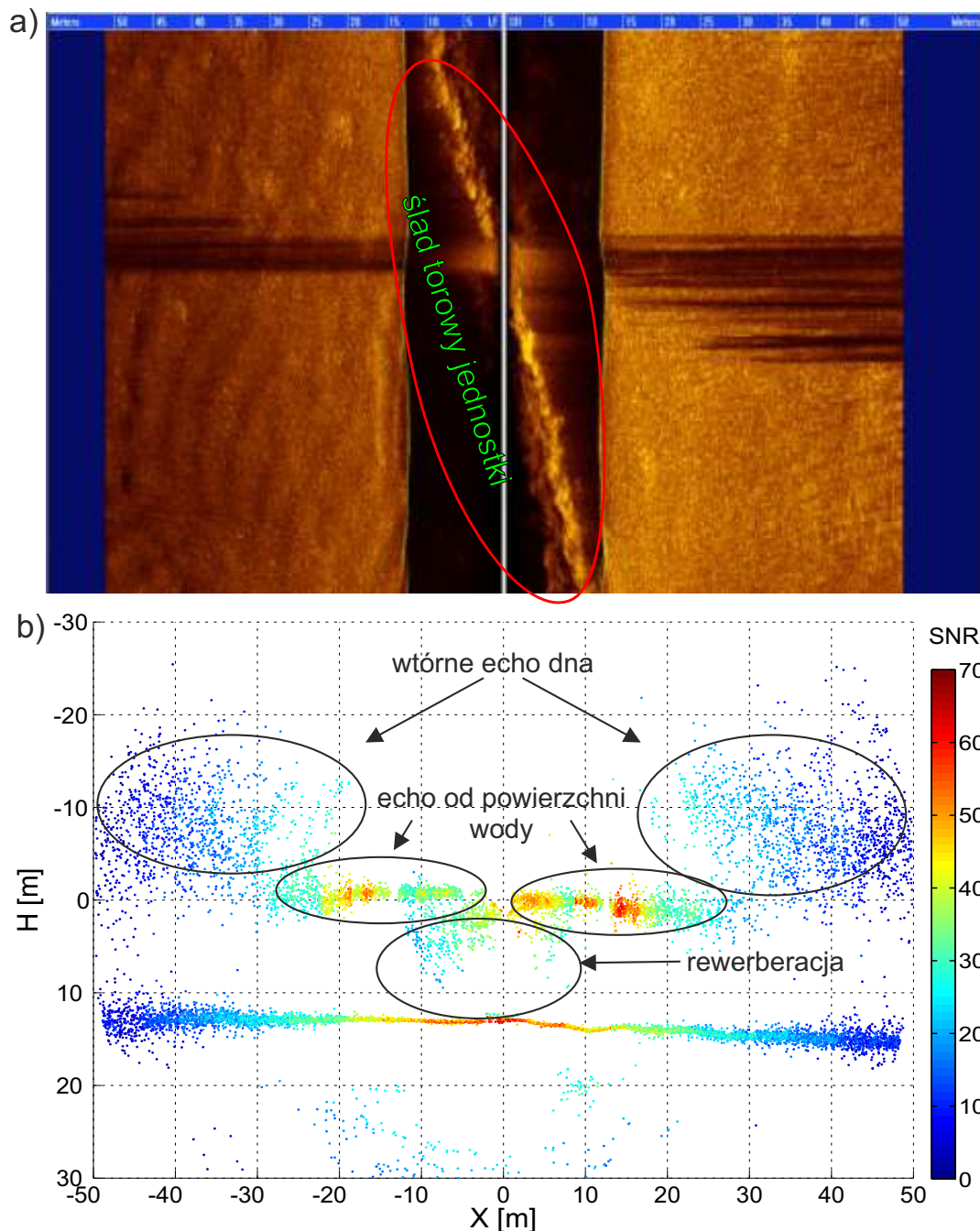


Rys. 10.4. Rejon pomiarów oraz zrealizowane przejścia sondażowe. Czerwony prostokąt oznacza rejon wybrany do badań.



Rys. 10.5. Wizualizacja wyników pomiarów głębokości. Chłodne kolory oznaczają większą głębokość, ciepłe kolory mniejszą. Czerwony prostokąt oznacza rejon wybrany do badań.

10.2. DOKŁADNOŚĆ POMIARU GŁĘBOKOŚCI W WARUNKACH RZECZYWISTYCH



Rys. 10.6. Przykład przecięcia profilu pomiarowego przez inną jednostkę pływającą. a) Obraz sonarowy. Ciemne poprzeczne linie oznaczają zablokowanie sygnału sondującego przez pęcherzyki powietrza. b) Wpływ śladu torowego na siłę odbicia sygnału od powierzchni wody.

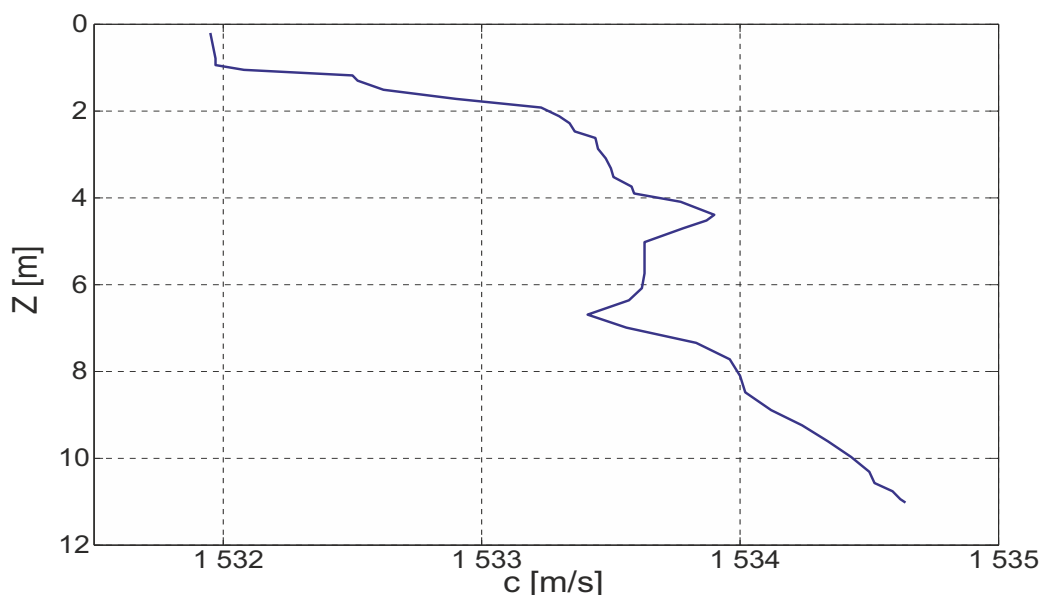
W celu określania γ_d echa od dna wykorzystano formowanie wiązki akustycznej dla kątów otrzymanych z wstępnego obrazu echa od dna, otrzymanego za pomocą metody LPPW ($L = 4$). Przykład korzyści, w odniesieniu do metody LPPW, z zastosowania wariantu II zaproponowanej metody dla określania współczynnika korelacji przedstawiono na rys. 10.9. Dla $X > 15$ m pojawia się echo lustrzane od powierzchni wody i bez formowania wiązki wartość współczynnika korelacji byłaby błędnie określona stosując wariant I. Formowanie wiązki pozwo-

liło na oszacowanie szumu ekwiwalentnego i redukcję rzędu macierzy \mathbf{A} (rys. 10.14 i rys. 10.15). Spośród wszystkich badanych wartości L dla metody ZMP, $L = 6$ pozwalało na uzyskanie największej dokładności. W związku z powyższym wyniki dla innych wartości L nie będą prezentowane. Obliczenia wykonano dla $\sigma_l(r)$ dla $r = r_3$ oraz $r = \sqrt{2} \cdot r_3$. Dodatkowy współczynnik $\sqrt{2}$ został wprowadzony w celu uwzględnienia możliwości niedoszacowania poziomu szumu ekwiwalentnego. Do porównania wybrano metodę LPPW dla $L = 3$ i $L = 4$. Filtracja i generalizacja wyników poszczególnych pomiarów została przeprowadzona w sposób identyczny jak w rozdziale 9. Dokładność głębokości obliczono osobno dla każdej burty.

Dla prawej burty dla $X > 30$ dokładność ZMP jest lepsza względem LPPW dla $L = 4$, niezależnie czy został wybrany mnożnik r_3 czy $\sqrt{2} \cdot r_3$. Średni wzrost dokładności w zaznaczonym obszarze wynosił 5%. Na przykład dla odległości poprzecznej $X=40$ m wzrost dokładności wynosi około 6%. Z kolei dla założonej dokładności np. 0,3 m wzrost szerokości akceptowalnego obszaru dokładności wynosi około 4%. Metoda LPPW dla $L = 3$ charakteryzowała się znacząco gorszą dokładnością w stosunku do innych metod.

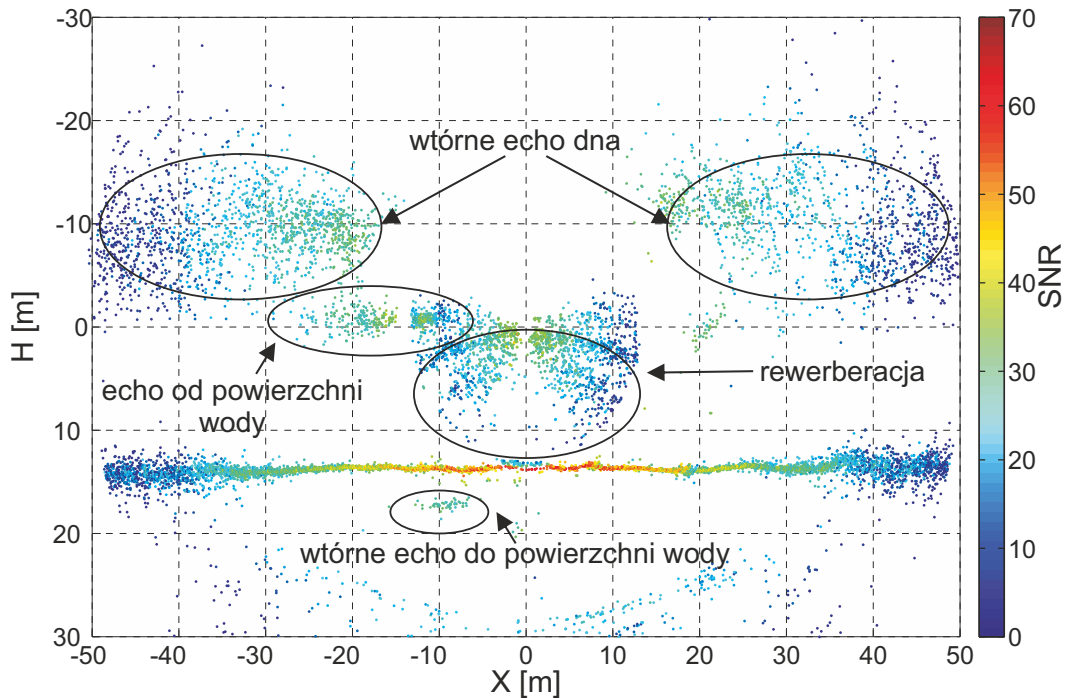
Dla lewej burty dla $X > 35$ dokładność ZMP jest lepsza względem LPPW dla $L = 4$, niezależnie czy został wybrany mnożnik r_3 czy $\sqrt{2} \cdot r_3$. Średni wzrost dokładności wynosił około 5%. Na przykład dla odległości poprzecznej $X=40$ m wzrost dokładności wynosi około 7%. Z kolei dla założonej dokładności np. 0,3 m wzrost szerokości akceptowalnego obszaru dokładności wynosi około 3%. Podobnie jak poprzednio dla $L = 3$ metoda LPPW charakteryzowała się znacząco gorszą dokładnością w stosunku do innych metod.

Zaobserwowane różnice pomiędzy burtami (rys. 10.13) wynikają przede wszystkim ze sposobu montażu echosondy. Do prawej głowicy, ze względu na



Rys. 10.7. Zarejestrowany profil pionowego rozkładu prędkości dźwięku.

10.2. DOKŁADNOŚĆ POMIARU GŁĘBOKOŚCI W WARUNKACH RZECZYWISTYCH



Rys. 10.8. Rozkład przestrzenny obliczonych echa dla jednego sygnału sondującego dla lewej i prawej burty. Skala barw oznacza SNR .

zamocowanie echosondy na lewej burcie, dociera więcej odbić wielokrotnych, ze względu na dodatkowe echa wtórne od kadłuba jednostki. Ponadto różnice pomiędzy burtami mogą wynikać z różnic kalibracji poszczególnych głowic oraz z nieuniknionych błędów sterowania, która powoduje, że głowice nie przesondowały idealnie tego samego obszaru.

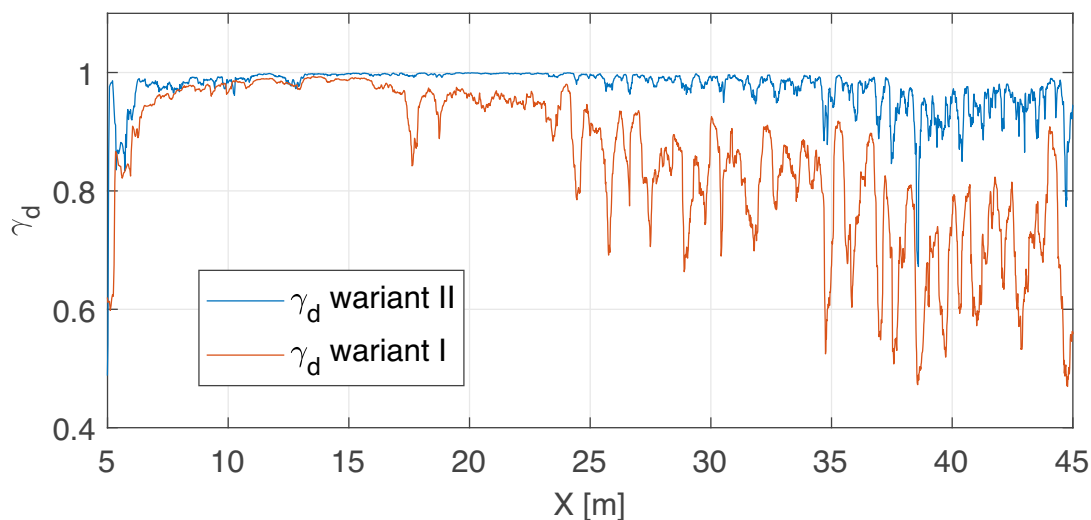
Stosując opracowaną metodę określania liczby sygnałów echa do ZMP, zarówno dla prawej i lewej głowicy, możemy zaobserwować wzrost dokładności określania głębokości na skraju zakresu obserwacji względem metody LPPW. Zgodnie z przewidywaniami teoretycznymi i wynikami symulacji, ZMP charakteryzuje się niższą wartością SNR dla której występuje efekt progowy, dzięki czemu uzyskujemy wzrost dokładności względem metody LPPW.

Przestawione wyniki wykorzystywały prosty mechanizm filtracji, który nie wykorzystywał informacji o amplitudzie echa wchodzących w skład przedziału generalizacji dna. W praktycznych rozwiązaniach, takich jak wykorzystywane np w echosondzie EdgeTech 6205, każdej próbce dna przypisywany jest współczynnik dokładności, na podstawie którego można odrzucić najmniej dokładne pomiary przed uśrednianiem. Podobnie można wybrać minimalny SNR dla każdej próbki, poniżej którego wszystkie próbki są odrzucane. Ponadto, wyznaczenie średniej głębokości może być dokonane w oparciu o średnią ważoną (gdzie wagami będą np. amplitudy), a nie średnią arytmetyczną. Dzięki takiemu rozwiązaniu wpływ słabszych echa na dokładność określania głębokości zostanie ograniczony. Zastosowanie powyższych mechanizmów filtracji może prowadzić do poprawienia do-

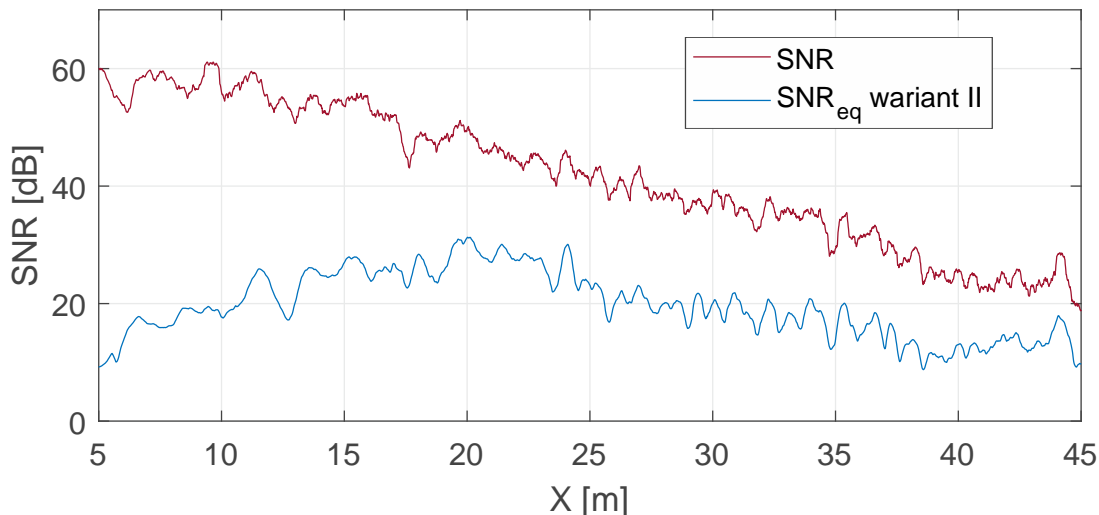
kładności określania głębokości. Jednocześnie różnice pomiędzy poszczególnymi metodami, a zarazem różnica wydajności, mogłyby ulec zmniejszeniu.

10.3. Podsumowanie

Zaprezentowane w poniższym rozdziale wyniki analizy obrazu dna otrzymanego w wyniku przetwarzania sygnału, zarejestrowanego w warunkach rzeczywistych, pokazują korzyści z zastosowania ZMP wraz z opracowaną metodą określania liczby sygnałów echa. Zastosowanie wariantu II zaproponowanej metody pozwoliło na wzrost dokładności określania dokładności na skraju zakresu obserwacji o 5-6%, a co za tym idzie zwiększenie szerokości pasa dna o akceptowalnej dokładności o o 3-4%. W rezultacie zastosowana metoda może prowadzić do wzrostu wydajności czasu prac hydrograficznych, pozwalając na zwiększenie odległości pomiędzy profilami pomiarowymi. Wnioski te odnoszą się do badanej

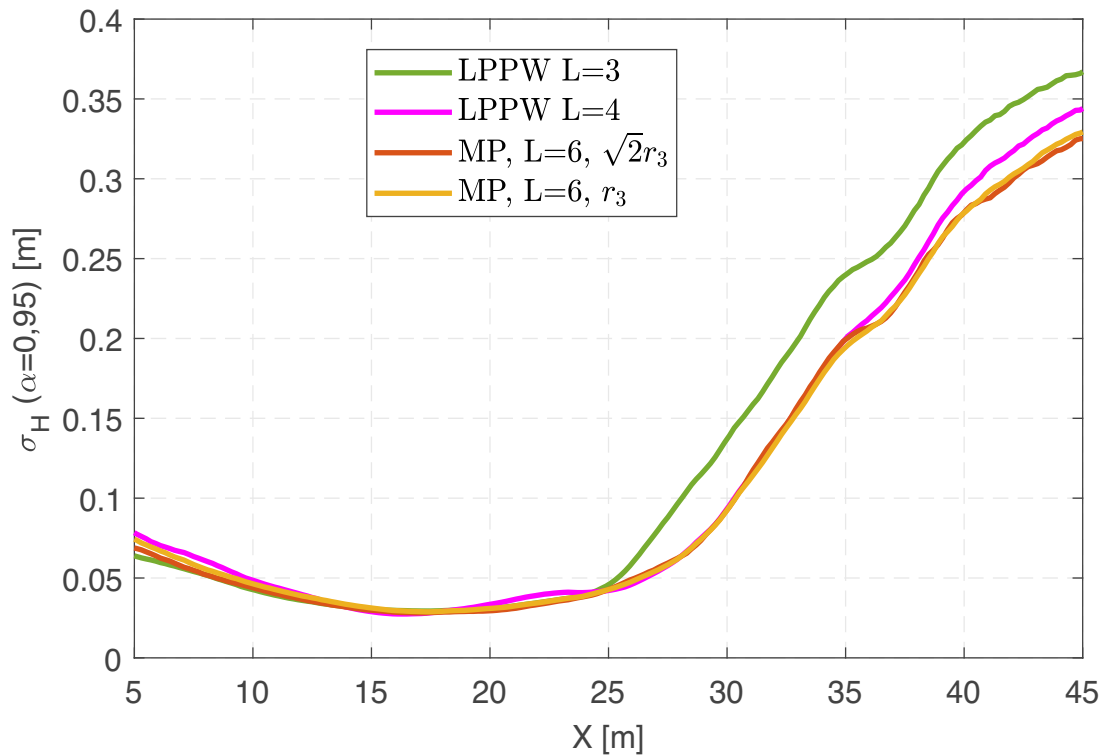


Rys. 10.9. Przykład zależności współczynnika korelacji γ_d od odległości poprzecznej X dla wariantów opracowanej metody.

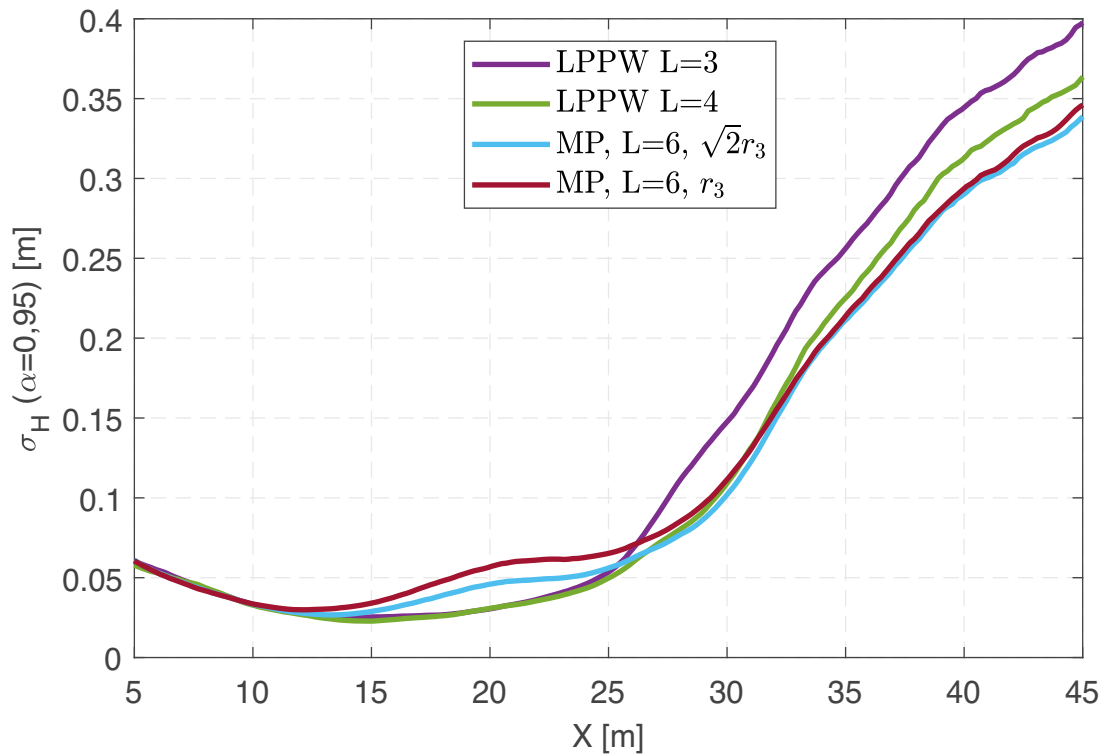


Rys. 10.10. Zależność SNR od odległości poprzecznej X – pomiary rzeczywiste.

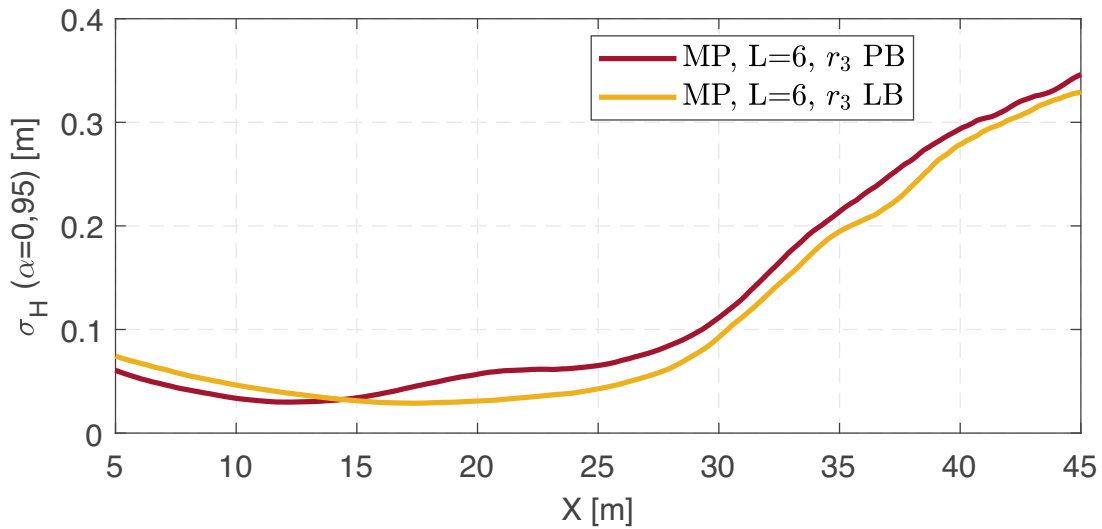
10.3. PODSUMOWANIE



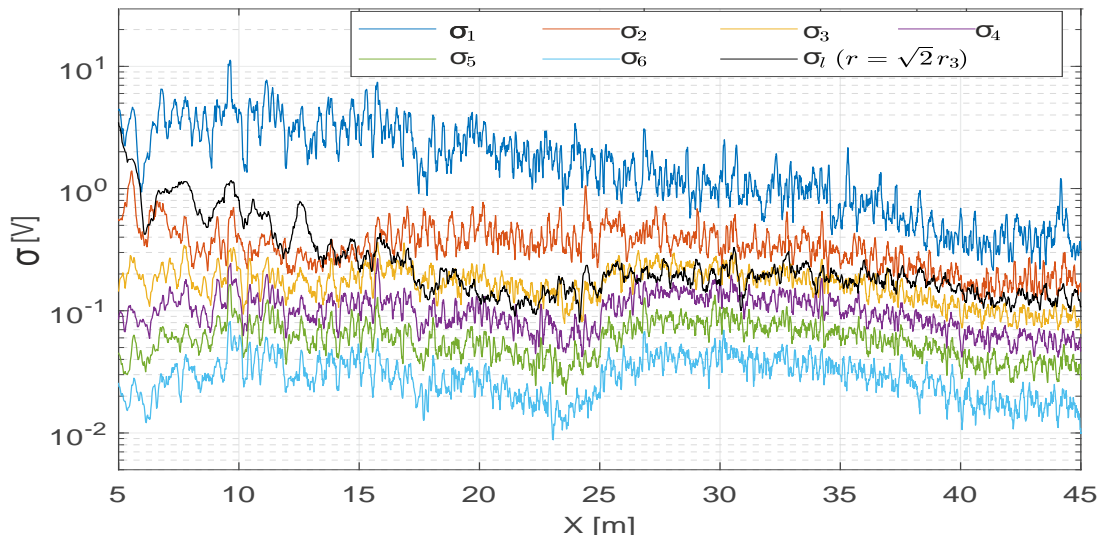
Rys. 10.11. Dokładność określania głębokości wybranych metod – lewa burta. r_3 – wybrana wartość mnożnika odchylenia szumu ekwiwalentnego.



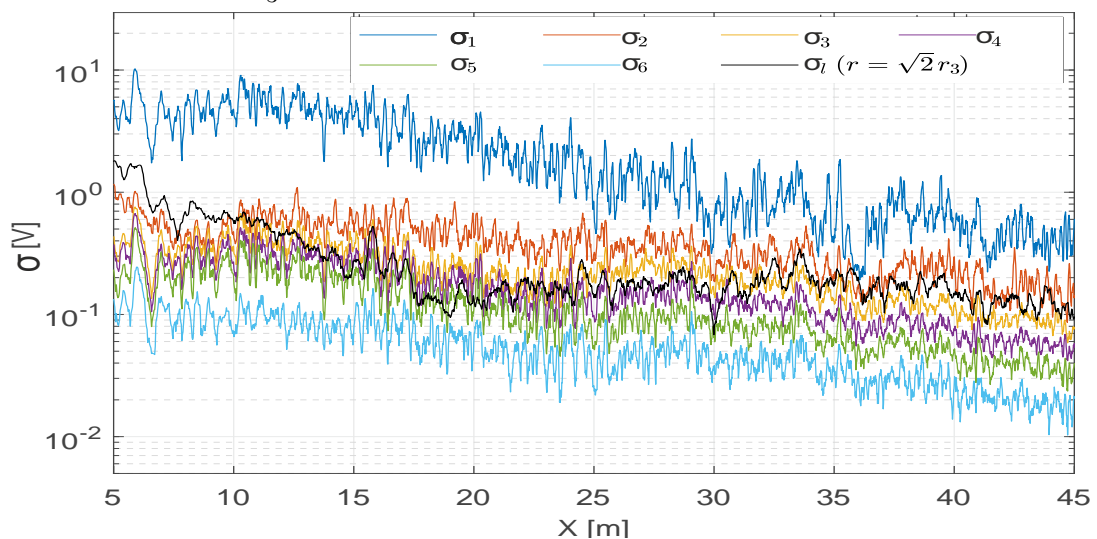
Rys. 10.12. Dokładność określania głębokości za pomocą wybranych metod – prawa burta.



Rys. 10.13. Porównanie dokładności LB i PB dla badanego obszaru.



Rys. 10.14. Zmiana wartości osobliwych σ macierzy \mathbf{A} i granicy wyznaczonej dla wartości $r = \sqrt{2}r_3$ w funkcji odległości poprzecznej X dla $L = 6$ – lewa burta.



Rys. 10.15. Zmiana wartości osobliwych σ macierzy \mathbf{A} i granicy wyznaczonej dla wartości $r = \sqrt{2}r_3$ w funkcji odległości poprzecznej X dla $L = 6$ – prawa burta.

10.3. PODSUMOWANIE

geometrii, tj. niemalże poziomej konfiguracji dna i umiarkowanej wielodrogowości. Ze względu na ograniczenia zakresu pozyskanych danych pomiarowych nie sprawdzono działania zaproponowanej metody dla innych, rzeczywistych konfiguracji głębokości i ukształtowania dna.

11. Podsumowanie i wnioski końcowe

Rozwój hydroakustycznych metod pomiaru głębokości rozpoczął się na początku XX w. i trwa do chwili obecnej. Zaprezentowana historia rozwoju różnych wariantów echosondy interferometrycznej, pozwala na prześledzenie rozmaitych rozwiązań technicznych, które opracowano w celu przeciwdziałania ograniczeniom, które przez długi czas nie pozwalały na zastosowanie echosondy interferometrycznej w płytkowodnych systemach batymetrycznych. Echosonda interferometryczna ewoluowała z prostego dwuelementowego urządzenia analogowego do wieloelementowej echosondy interferometrycznej, której działanie oparte jest o cyfrowe przetwarzanie sygnałów oraz wykorzystanie zaawansowanych metody określania kierunku (bazujących w znacznym stopniu na metodzie Prony'ego lub jej modyfikacjach). Echosondy wielowiązkowa i interferometryczna są obecnie podstawowymi przyrządami do pomiaru głębokości wchodzącymi w skład batymetrycznych systemów hydrograficznych. Pozwalają one na prowadzenie wydajnych pracy hydrograficznych na niemalże dowolnym akwenie.

W pracy przedstawiono i scharakteryzowano główne źródła zakłóceń, które wpływają na dokładność pomiaru głębokości w echosondzie interferometrycznej. Zakłócenia te powodują, że dokładność punktowego pomiaru w echosondzie interferometrycznej jest na ogół gorsza, niż w przypadku pomiaru dla pojedynczej wiązki w echosondzie wielowiązkowej. Dzięki wykorzystaniu dużej liczby punktów pomiarowych oraz zastosowaniu odpowiedniej filtracji i generalizacji możliwe jest osiągnięcie wyników porównywalnych z echosondą wielowiązkową. Dalszą poprawę dokładności echosondy interferometrycznej można osiągnąć różnymi metodami. Metody te mają na celu ograniczenie wpływu czynników, determinujących jej dokładność takich jak zmniejszenie szumów dekorelacji, czy ograniczenie wpływu wielodrogowości na dokładność wyników. Dokładność echosondy interferometrycznej można zwiększyć np. poprzez zastosowanie większej liczby elementów odbiorczych, zastosowanie modulacji impulsu sondującego czy też zastosowanie dokładniejszych, zaawansowanych metod określania kierunku, bez zmiany innych parametrów pracy echosondy. Ostatnie z wymienionych wyżej podejść było przedmiotem badań, których wyniki zaprezentowano w niniejszej rozprawie.

Celem niniejszej pracy była poprawa dokładności określania głębokości przez echosondę interferometryczną. Dla osiągnięcia powyższego celu wybrano

Zmodyfikowaną Metodę Prony'ego oraz zastosowano ją do przetwarzania sygnałów występujących w echosondzie interferometrycznej. Na podstawie przeglądu i analizy literatury ustalono, że dostępne metody określania liczby sygnałów echa, nie mogą być zastosowane na potrzeby wykorzystania przez Zmodyfikowaną Metodę Prony'ego bez modyfikacji. W związku z powyższym opracowana została nowa metoda określania liczby sygnałów dostosowana do charakterystyki sygnałów występujących w echosondzie interferometrycznej. Opracowano i poddano analizie 2 warianty metody określania liczby sygnałów echa, które umożliwiają zastosowanie Zmodyfikowanej Metody Prony'ego, w dwóch typowych dla pracy echosondy interferometrycznej geometriach. Wariant I opracowanej metody posłużył do zastosowania ZMP dla aplikacji głębokowodnych, tj. kiedy echosonda znajduje się z dala od powierzchni wody. Wariant II wykorzystano dla konfiguracji, w których dno jest głównym, ale niejedynym źródłem echa.

Wyniki analizy dla wariantu I wykazały, że zaproponowana metoda w zastosowaniu do ZMP pozwala na zwiększenie dokładności określania głębokości dna (lub kierunku) w stosunku do metody LPPW. W testach statycznych osiągnięta poprawa dokładności wynosiła 6-12%. W testach dla sygnałów ze zmiennych kierunków dla jednego sygnału echa osiągnięty wzrost dokładności wynosił 8% dla badanych warunków. W przypadku dwóch silnych sygnałów wzrost dokładności w stosunku do metody LPPW wynosił średnio 3-4%. Ponadto w testach statycznych, skuteczność zaproponowanej metody w określaniu liczby sygnałów echa jest wysoka na tyle wysoka, że można zaobserwować wyraźny wzrost dokładności w stosunku do metody LPPW.

Poprawność wariantu II sprawdzona została wykorzystując sygnał symulujący złożone środowisko propagacji sygnału. Również w tym przypadku odnotowano wzrost dokładności określania głębokości w stosunku do metody LPPW, rzędu 3-4 %. Wariant II sprawdzony również został wykorzystując sygnał zarejestrowany w warunkach rzeczywistych, porównywalnych z przypadkiem symulowanym i także pozwolił na wzrost dokładności określania głębokości. Wzrost dokładności był różny dla każdej burty i wynosił około 6-7% na skraju zakresu obserwacji. Osiągnięty wzrost dokładności może przełożyć się na 3-4% wzrostu szerokości akceptowalnego pasa przeszukiwanego dna i jednocześnie na porównywalny wzrost wydajności prac hydrograficznych. Wzrost dokładności określania głębokości osiągnięto poprzez zastosowanie metod przetwarzania wymagających większej liczby obliczeń w stosunku do metody LPPW. Oznacza to, że zaproponowane rozwiązanie wymaga większych zasobów obliczeniowych, w celu osiągnięcia jednakowego czasu przetwarzania, który jest jednym z determinujących ograniczeń w przypadkach systemów akwizycji czasu rzeczywistego, jakimi są echosondy. Zaznaczyć należy, że uzyskany wzrost dokładności osiągnięto jedynie przez zmianę sposobu wyznaczania kierunku, bez zmiany innych elementów echosondy. Wzrost dokładności można zatem osiągnąć modyfikując jedynie opro-

gramowanie echosondy, o ile zasoby obliczeniowe echosondy pozwalają na użycie bardziej złożonych algorytmów. Powyższe ograniczenia czasowe nie występują, w przypadku, gdyby echosonda rejestruje surowy, nieprzetworzony sygnał, który jest następnie przetwarzany po zakończeniu kampanii pomiarowej. Niezbędne jest jednak wówczas zagwarantowanie odpowiedniej przestrzeni pamięci dyskowej, gdyż surowe rejestracje wymagają ponad dziesięciokrotnie więcej pamięci. Wyniki otrzymane w efekcie analizy przypadków w rozdziałach 8, 9 i 10 pozwalają przyjąć, że zawarta w niniejszej pracy teza jest prawdziwa, w odniesieniu do badanych konfiguracji oraz, że cel pracy został osiągnięty.

Oryginalnymi osiągnięciami autora są:

1. Kompleksowe opisanie historii rozwoju echosondy interferometrycznej oraz różnorodnych aspektów jej działania.
2. Wykorzystanie Zmodyfikowanej Metody Prony'ego do określania kierunków echa w echosondzie interferometrycznej.
3. Opracowanie 2 wariantów zaproponowanej, nowej metody określania liczby sygnałów echa, które mogą być wykorzystane wraz z zaawansowanymi metodami określania kierunku oraz Zmodyfikowaną Metodą Prony'ego dla poprawy dokładności echosondy interferometrycznej. Zaproponowane metody uwzględniają sumaryczny wpływ różnorodnych zjawisk na poziom szumu ekwiwalentnego.
4. Przeprowadzenie komputerowych badań symulacyjnych potwierdzających skuteczność zaproponowanych metod w badanych konfiguracjach.
5. Przeprowadzenie badań w oparciu o rzeczywiste dane pomiarowe oraz określanie zysku dokładności z zastosowania ZMP w stosunku do metody LPPW.
6. Opublikowanie częściowych wyników prac w 7 publikacjach naukowych opublikowanych w latach 2015-2021. [25, 26, 27, 28, 29, 30, 31].

Bibliografia

- [1] T. Adali, S. Haykin, *Adaptive signal processing – next generation solutions*, Wiley, 2010.
- [2] M. A. Ainslie, *Principles of Sonar Performance Modeling*, Springer, 2010.
- [3] H. Akaike, *A New Look at the Statistical Model Identification*, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 19 (1974), no. 6, str. 716–723.
- [4] E. S. Baker, R. D. DeGroat, *Evaluating EVD and SVD errors in signal processing environments*, Proceedings of Conference Record of Thirty-Second Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, (1998), str. 1027–1032.
- [5] K. Bikonis, *Rozprawa doktorska, Algorytmy Rekonstrukcji Kształtu Dna Morskiego i Trójwymiarowa Wizualizacja Obiektów Podwodnych*, Politechnika Gdańska, 2007.
- [6] J. S. Bird, G. K. Mullins, *Analysis of Swath Bathymetry Sonar Accuracy*, IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 30 (2005), no. 2, str. 372–390.
- [7] J. G. Blackington, *Bathymetric resolution precision and accuracy considerations for swath bathymetry mapping sonar systems*, Proceedings of Oceans’91, (1981), str. 550–557.
- [8] P. Blondel, *Handbook of sidescan sonar*, Springer, 2009.
- [9] L. M. Brekhovskikh, Yu. P. Lysanov, *Fundamentals of Acoustical Oceanography*, 3rd ed., Springer, 2003.
- [10] Y. Bresler, A. Macovski, *Exact maximum likelihood estimation of superimposed exponential signals in noise*, IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing, vol. 34 (1986), no. 5, str. 1081–1089.
- [11] W. S. Burdic, *Underwater acoustic system analysis 2nd ed.*, Peninsula Publishing, 2000.

-
- [12] M. Butkowski, *M.A.Sc.Thesis, Improving the capabilities of swath bathymetry sidescan using transmit beamforming and pulse coding*, University of British Columbia, 2002.
- [13] W. M. Carey, R. B. Evans, *Ocean Ambient Noise*, Springer, 2011.
- [14] J. W. Caruthers, *Fundamentals of marine acoustics*, Elsevier, 1977.
- [15] P. Cervenka, C. de Moustier, *Postprocessing and corrections of bathymetry derived from sidescan sonar systems: application with SeaMARC II*, IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 19 (1994), no. 4, str. 619–629.
- [16] P. Cervenka, C. de Moustier, P. F. Lonsdale, *Geometric corrections on sidescan sonar images based on bathymetry. Application with SeaMARC II and Sea Beam data*, Marine Geophysical Researches, vol. 16 (1994), no. 5, str. 365–383.
- [17] R. L. Cloet, C. R. Edwards, *The bathyscan precision swathe sounder*, Proceedings of Oceans '86 (1986), str. 153–162.
- [18] R. L. Cloet, S. L. Hurst, C. R. Edwards, P. S. Phillips, A. J. Duncan, *A Sideways-looking Towed Depth-measuring System*, The Journal of Navigation, vol. 35 (1982), no. 3, str. 411–420.
- [19] P. N. Denbigh, *Stereoscopic visualization and contour mapping of the sea bed using a bathymetric sidescan sonar (BASS)*, Radio and Electronic Engineer, vol. 53 (1983), no. 7-8, str. 301–307.
- [20] P. N. Denbigh, *Swath Bathymetry: Principles of Operation and an Analysis of Errors*, IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 14 (1989), no. 4, str. 289–298.
- [21] B. Douglas, D. H. Johnson, *Using the sphericity test for source detection with narrow-band passive arrays*, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. 38 (1990), no. 11, str. 2008–2014.
- [22] EdgeTech, *JSF data file description*, EdgeTech, May 2016.
- [23] S. C. Eisenstat, I. C. F. Ipsen, *Three Absolute Perturbation Bounds for Matrix Eigenvalues Imply Relative Bounds*, SIAM Journal of Matrix Analysis Application, vol. 20 (1998), no. 1, str. 149–158.
- [24] P. C. Etter, *Underwater Acoustic Modeling and Simulation*, 4th ed., CRC Press, 2014.
- [25] P. Grall, J. Marszal, *Investigation into Interferometric Sonar System Accuracy*, Hydroacoustics vol. 18 (2015), str. 69–76.

- [26] P. Grall, *The accuracy of a new approach to order determination for the Modified Prony method in swath mapping application*, Hydroacoustics vol. 20 (2017), str. 51–62.
- [27] P. Grall, J. Marszal, *Theoretical analysis of a new approach to order determination for a modified Prony method in swath mapping application*, Hydroacoustics vol. 20 (2017), str. 63–74.
- [28] P. Grall, J. Marszal, *Zastosowanie zmodyfikowanej metody Prony’ego do detekcji dna morskiego i obiektów podwodnych*, Advances in Acoustics 2017 (2017), str. 563–574.
- [29] P. Grall, J. Marszal, *Depth Determination Accuracy of the Modified Prony Method in a Swath Mapping Application*, 2018 Joint Conference - Acoustics (2018), str. 1–6.
- [30] P. Grall, J. Marszal, I. Kochańska, *Direction-of-Arrival Estimation Methods in Interferometric Echo Sounding*, Sensors vol. 20 (2020), no. 12, str. 3556–3571.
- [31] P. Grall, J. Marszal, *Method for the correlation coefficient estimation of the bottom echo signal in the shallow water application using interferometric echo sounder*, Vibrations in Physical Systems vol. 32 (2021), no. 1, str. 1–6.
- [32] R. Hare, B. Eakins, C. Amante, *Modelling bathymetric uncertainty*, International Hydrographic Review (2011), no. Number 6, str. 31–42.
- [33] P. Hariharam, *Basics of interferometry*, 2nd ed., Academic Press, 2007.
- [34] M. P. Hayes, *Multipath reduction with a three element interferometric synthetic aperture sonar*, Proceedings of ECUA 04 (2004), str. 1151–1156.
- [35] M. H. Hayes, *Statistical digital signal processing and modeling*, Wiley, 1996.
- [36] M. P. Hayes, P. T. Gough, *Interferometric synthetic aperture processing: a comparison of sonar and radar*, Proceedings of ECUA 08 (2008), str. 6303–6308.
- [37] M. Herman, A. Kalestyński, L. Widomski, *Podstawy fizyki - dla kandydatów na wyższe uczelnie*, PWN, Warszawa 1980.
- [38] R. P. Hodges, *Underwater acoustics analysis, design and performance of sonar*, Wiley, 2010.
- [39] E. A. Howson, J. R. Dunn, *Directional Echo-sounding*, The Journal of Navigation, vol. 14 (1961), no. 3, str. 348–359.

- [40] Y. Hua, T. K. Sarkar, *Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids in noise*, IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing, vol. 38 (1990), no. 5, str. 814–824.
- [41] International Hydrographic Organization, *Hydrographic Dictionary – Special Publication No. 32*, International Hydrographic Bureau, 5th ed., 1994.
- [42] International Hydrographic Organization, *Manual on Hydrography - Publication C-13*, International Hydrographic Bureau, 1st ed., May 2005.
- [43] International Hydrographic Organization, *IHO Standards for Hydrographic Surveys - Special Publication 44*, International Hydrographic Bureau, 5th ed., February 2008.
- [44] D. R. Jackson, M. D. Richardson, *High-frequency seafloor acoustics*, Springer, 2007.
- [45] X. Lurton, *Application of the composite roughness model to high-frequency bottom backscattering*, The Journal of the Acoustical Society of America, vol. 79 (1986), no. 5, 1410–1422.
- [46] E. B. Jensen, W. A. Kuperman, M. B. Porter, H. Schmidt, *Computational Ocean Acoustics*, 2nd ed., Springer, 2011.
- [47] G. Jin, D. Tang, *Uncertainties of differential phase estimation associated with interferometric sonars*, IEEE Journal of Oceanic Engineering vol. 21 (1996), no. 1, str. 351–363.
- [48] S. M. Kay, *Accurate frequency estimation at low signal-to-noise ratio*, IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing vol. ASSP-32 (1984), no. 3, str. 540–547.
- [49] S. M. Kay, *Fundamentals of statistical signal processing: estimation theory*, PTR Prentice Hall, 1993.
- [50] J. B. Keller, J. S. Papadakis, *Wave propagation and underwater acoustics*, Springer, 1977.
- [51] J. O. Klepšvik, *TOPO-SSS: real-time bathymetric mapping with a side-scan sonar*, Proceedings of Hydro '84 (1984), str. 42–49.
- [52] W. C. Knight, R. G. Pridham, S. M. Kay, *Accurate frequency estimation at low signal-to-noise ratio*, Proceedings of the IEEE, vol. 69 (1981), no. 11, str. 1451–1506.

- [53] D. Kolouch, *Interferometric side-scan sonar a topographic sea-floor mapping system*, International Hydrographic Review, vol. LXI (1984), no. 2, str. 35–49.
- [54] K. Konstantinides, K. Yao, *Statistical analysis of effective singular values in matrix rank determination*, IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing, vol. 36 (1988), no. 5, str. 757–763.
- [55] P. H. Kraeutner, *Ph. D. Thesis, Small aperture acoustic imaging using model based array signal processing*, Simon Fraser University, 1998.
- [56] P. H. Kraeutner, J. S. Bird, B. Charbonneau, D. Bishop, F. Hegg, *Multi-angle swath bathymetry sidescan quantitative performance analysis*, Proceedings of Oceans'02 (2002), str. 2253–2263.
- [57] P. H. Kraeutner, J. S. Bird, *Principal components array processing for swath acoustic mapping*, Proceedings of Oceans'97 (1997), str. 1246–1254.
- [58] P. H. Kraeutner, J. S. Bird, *Beyond interferometry, resolving multiple angles-of-arrival in swath bathymetric imaging*, Proceedings of Oceans'99 (1999), str. 37–45.
- [59] R. Kumaresan, *On the zeros of the linear prediction-error filter for deterministic signals*, IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing, vol. ASSP-31 (1983), no. 1, str. 217–220.
- [60] R. Kumaresan, L. Scharf, A. K. Shaw, *An algorithm for pole-zero modeling and spectral analysis*, IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing, vol. ASSP-34 (1986), no. 3, str. 637–640.
- [61] R. Kumaresan, D. W. Tufts, *Estimating the parameters of exponentially damped sinusoids and pole-zero modeling in noise*, IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing, vol. ASSP-30 (1982), no. 6, str. 833–840.
- [62] N. Lesnikowski, *A decade of isophase swath bathymetry*, Proceedings of Oceans'99 (1999), str. 901–903.
- [63] Q. Li, *Digital sonar design in underwater acoustics – principles and applications*, Springer, 2012.
- [64] Y. Li, K. J. R. Liu, J. Razavilar, *Parameter estimation scheme for damped sinusoidal signals based on low-rank Hankel approximation*, IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing, vol. 45 (1997), no. 2, str. 481–486.
- [65] Z. Li, H. Liu, T. Zhou, Y. Yuan, *Multiple sub-array beamspace CAATI algorithm for multi-beam bathymetry system*, Journal of Marine Science and Application, vol. 6 (2007), no. 1, str. 45–52.

- [66] Z. J. Liu, D. F. Naar, *Swath Bathymetry Processing of GLORI-B and SeaBeam 2000*, Marine Geophysical Researches, vol. 19 (1997), no. 5, str. 407–419.
- [67] G. Llorc-Pujol, C. Sintes, T. Chonavel, A. T. Morrison III, S. Daniel, *Advanced interferometric techniques for high-resolution bathymetry*, Journal of Marine Technology Society, vol. 46 (2012), no. 2, str. 9–31.
- [68] X. Lurton, *Swath bathymetry using phase difference: theoretical analysis of acoustical measurement precision*, IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 25 (2000), no. 3, str. 351–363.
- [69] X. Lurton, *An introduction to underwater acoustics*, 1st ed., Springer, 02.
- [70] A. Malinverno, M. H. Edwards, W. B. F. Ryan, *Processing of SeaMARC swath sonar data*, IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 15 (1990), no. 1, str. 14–23.
- [71] J.-P. Marage, Y. Mori, *Sonar and underwater acoustics*, Wiley, 2010.
- [72] J. Marszał, *Digital signal processing applied to the modernization of Polish Navy sonars*, Polish Maritime Research, vol. 21 (2014), no. 2(82), str. 65–75.
- [73] H. Matsumoto, *Characteristics of SeaMARC II phase data*, IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 15 (1990), no. 4, str. 350–360.
- [74] H. Medwin, C. S. Clay, *Fundamentals of Acoustical Oceanography*, Academic Press, 1998.
- [75] Ministerstwo Obrony Narodowej, *Podręcznik Normalizacji Obronnej – Hydrografia morska. Organizacja i zasady prowadzenia badań.*, , 2009.
- [76] G. Nannkeu-Wati, J. B. Geldof, N. Suebe, *Error budget analysis for surface and underwater survey system*, International Hydrographic Review (2016), no. Number 15, str. 21–46.
- [77] M. van Norden, P. Cooper, John Hersey, *One solution for addressing nautical chart data deficiencies*, Proceedings of U.S. Hydro 2013 (2013), str. 1–10.
- [78] Office of Coastal Survey, *Field Procedures Manual*, National Oceanic and Atmospheric Administration, April 2014.
- [79] H. J. Pain, *The Physics of Vibrations and Waves*, 6th ed., John Wiley and Sons, 2005.

- [80] Podręcznik Normalizacji Obronnej, *PDNO-06-A073, Hydrografia morska - zasady gromadzenia danych i przedstawianie wyników*, Ministerstwo Obrony Narodowej, 2009.
- [81] J. G. Proakis, D. K. Manolakis, *Digital signal processing: principles, algorithms and applications*, 3rd ed., Patience Hall International, 1995.
- [82] D. E. Pryor, *Theory and test of bathymetric side scan sonar*, Proceedings of Oceans'88 (1988), str. 379–384.
- [83] D. Pugh, P. Woodworth, *Sea-Level science*, Cambridge University Press, 2014.
- [84] M. A. Rahman, K. B. Yu, *Total least squares approach for frequency estimation using linear prediction*, IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing, vol. ASSP-35 (1987), no. 10, str. 1440–1454.
- [85] B. D. Rao, K. S. Arun, *Model based processing of signals: a state space approach*, Proceedings of the IEEE, vol. 80 (1992), no. 2, str. 283–309.
- [86] V. U. Reddy, L. S. Birdar, *SVD-based information theoretic criteria for detection of the number of damped/undamped sinusoids and their performance analysis*, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 41 (1993), no. 9, str. 2872–2881.
- [87] M. P. Ribeiro, D. J. Ewins, D. A. Robb, *Non-stationary analysis and noise filtering using a technique extended from the original prony method*, Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 17 (2003), no. 3, str. 533–549.
- [88] D. W. Ricker, *Echo signal processing*, Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [89] J. Rissanen, *Modeling by shortest data description*, Automatica, vol. 14 (1978), str. 465–471.
- [90] *Rozporządzenie Rady Ministrów z dnia 15 października 2012 r. w sprawie państwowego systemu odniesień przestrzennych*, Dz.U. 2012 poz. 1247.
- [91] R. Salamon, *Systemy hydrolokacyjne*, Gdańskie Towarzystwo Naukowe, Gdańsk 2006.
- [92] J. Sewada, C. Ioana, M. Green, J. Mars, *Wideband signal processing techniques for Interferometric Sonars*, OCEANS MTS/IEEE (2018).
- [93] J. Sewada, C. Ioana, M. Green, J. Mars, *Interferometric Measurements with Wideband Signal Processing Techniques*, OCEANS MTS/IEEE (2019).

- [94] C. H. Sherman, J. L. Butler, *Transducers and Arrays for Underwater Sound*, Springer, 2007.
- [95] C. Sintès, G. Lloret-Pujol, *Empirical Interferometric Phase Variance Formulas for Bathymetric Applications*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 50 (2012), no. 6, str. 2079–2097.
- [96] A. Stepnowski, *Systemy akustycznego monitoringu środowiska morskiego*, Gdańskie Towarzystwo Naukowe, Gdańsk 2001.
- [97] P. Stoica, Y. Selen, *A review of information criterion rules*, IEEE Signal Processing Magazine, vol. 21 (2004), no. 4, str. 36–47.
- [98] A. R. Stubbs, B. S. McCartney, J. G. Legg, *Telesounding, a method of wide swathe depth measurement*, International Hydrographic Review, vol. LI (1974), no. 1, str. 23–59.
- [99] J. Sun, R. C. Tyce, *Performance Limitations on Travel Time and Phase Data Extraction for Bathymetry Side-scan Sonars*, Proceedings of Oceans'93 (1993), str. II-71 –II-76.
- [100] I. Tolstoy, C. S. Clay, *Ocean Acoustics - Theory and Experiment in Underwater Sound*, McGraw-Hill, 1966.
- [101] D. G. Tucker, *Directional echo sounding: some Possible improvement in equipment and technique*, International Hydrographic Review, vol. XXXVII (1960), no. 2, str. 43–53.
- [102] D. W. Tufts, R. Kumaresan, *Estimation of frequencies of multiple sinusoids: making linear prediction perform likemaximum likelihood*, Proceedings of the IEEE, vol. 70 (1982), no. 9, str. 975–989.
- [103] T. E. Tuncer, B. Firedlander, *Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation*, Elsevier, 2009.
- [104] T. J. Ulrych, R. W. Clayton, *Time series modelling and maximum entropy*, Phys. Earth Planet. Interiors, vol. 12 (1976), str. 188–200.
- [105] R. J. Urick, *Principles of underwater sound*, 3rd ed., Peninsula Publishing, 1983.
- [106] US Army Corps of Engineers, *Hydrographic surveying - engineer manual*, US Army Corps of Engineers, 2013.
- [107] R. J. Vaccaro, *The past, present, and the future of underwater acoustic signal processing*, IEEE Signal Processing Magazine, vol. 15 (1998), no. 4, str. 21–51.

BIBLIOGRAFIA

- [108] H. L. Van Trees, *Optimum array processing*, John Wiley and Sons, 2002.
- [109] A.-J. van der Veen, A. L. Swindlehurst, *Subspace-based signal analysis using singular value decomposition*, Proceedings of the IEEE, vol. 81 (1993), no. 9, str. 1277–1308.
- [110] M. Viswanathan, *Wireless Communication Systems in MATLAB*, Gaussian Waves, 2020.
- [111] A. D. Waite, *Sonar for practising engineers*, 3rd ed., Wiley, 2002.
- [112] L. Wang, *et. al.*, *InSAS'00: Interferometric SAS and INS aided SAS imaging*, Proceedings of Oceans'01 (2001), str. 1–9.
- [113] A. J. Watts, *Jane's underwater warfare systems 2001-2002*, Janes Information Group , 2001.
- [114] M. Wax, T. Kailath, *Detection of signals by information theoretic criteria*, IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing vol. ASSP-33 (1985), no. 2, str. 387–392.
- [115] A. D. Wilby, *The advantages, challenges and practical implementation of an interferometric swath bathymetry system*, Proceedings of Oceans'99 (1999), str. 23–29.
- [116] D. B. Williams, D. H. Johnson, *Using the sphericity test for source detection with narrow-band passive arrays*, IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing, vol. 38 (1990), no. 11, str. 2008–2014.
- [117] T. Zhou, H. Li, Z. Zhu, Y. Yuan, *Application of modified multiple subarrays detection method to multibeam bathymetry system*, Journal of Marine Science and Application vol. 4 (2005), no. 2, str. 39–42.
- [118] T. P. Zieliński, *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów – od teorii do zastosowań*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 2014.
- [119] L. J. Ziomek, *An Introduction to Sonar Systems Engineering* , CRC Press, 2017.