

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	タイムリバーサル法による長距離水中音響通信の高速化
Title(English)	
著者(和文)	樹田行弘
Author(English)	Yukihiro Kida
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:乙第4193号, 授与年月日:2023年3月31日, 学位の種別:論文博士, 審査員:蜂屋 弘之,奥富 正敏,中臺 一博,塚越 秀行,田中 正行
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:乙第4193号, Conferred date:2023/3/31, Degree Type:Thesis doctor, Examiner:,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

2022 年度学位申請論文 2022 年度（令和 4 年度）

タイムリバーサル法による
長距離水中音響通信の高速化

2022 年 12 月

目次

第1章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.1.1 海中無線通信手法における水中音響通信の位置づけ	1
1.1.2 水中音響通信における物理的制約	3
1.2 研究開発例の比較からみる通信速度向上における課題	6
1.2.1 水中音響通信技術の発展とその性能	6
1.2.2 タイムリバーサル通信への期待と課題	9
1.2.3 既存技術の通信性能比較と課題	11
1.3 本研究の目的とアプローチ	11
1.4 本論文の構成	14
第2章 海洋における水中音響通信路と信号処理手法	15
2.1 海洋における水中音響通信路と信号処理手法	15
2.1.1 水中音響通信信号処理の流れ	15
2.1.2 スペクトル効率と SNR	16
2.1.3 通信信号処理結果の評価指標	18
2.1.4 水中音響通信の受信信号モデル	19
2.1.5 送受信ジオメトリによる伝搬特性の違い	21
2.1.6 ベースバンド変換におけるドップラシフト補正	23
2.1.7 判定帰還型等化器	24
2.2 タイムリバーサル法	27
2.2.1 海洋音響におけるタイムリバーサル法	27
2.2.2 パッシブタイムリバーサル法	28
2.3 第2章のまとめ	33
第3章 深海域鉛直方向伝搬による水中音響通信高速化の基礎検討	34
3.1 深海域鉛直方向通信のアプローチ	34
3.1.1 想定通信路	34
3.1.2 指向性送受波器による空間的制約	35
3.2 海域試験	35
3.2.1 試験概要	35
3.2.2 信号処理構成	37

3.2.3	実験結果	39
3.3	第 3 章のまとめ	43
第 4 章	タイムリバーサル法による水平方向 SIMO 通信	44
4.1	固定環境におけるタイムリバーサル法	44
4.1.1	ノーマルモード法	44
4.1.2	シミュレーション条件	45
4.1.3	復調結果	48
4.1.4	PTR の利得とパフォーマンス限界	52
4.2	移動体環境におけるタイムリバーサル法	56
4.2.1	ノーマルモード法による移動体通信シミュレーション	56
4.2.2	結果と従来手法との比較	58
4.2.3	音源移動と PTR 法の収束性	61
4.3	チャンネルトラッキングに基づくタイムリバーサル法	64
4.3.1	チャンネルトラッキング型タイムリバーサル法	64
4.3.2	移動体環境シミュレーションデータへの適用	66
4.3.3	CT-PTR 法の収束性	72
4.4	チャンネル伝送容量の比較	74
4.5	第 4 章のまとめ	75
第 5 章	タイムリバーサル法による MIMO 通信	77
5.1	タイムリバーサル MIMO 通信信号処理	77
5.2	シミュレーションによる信号処理性能の評価	79
5.2.1	シミュレーション条件	79
5.2.2	マルチパス環境と MIMO 復調結果の関係	80
5.2.3	チャンネル加算とスペクトル効率	89
5.3	海域試験データへの適用	91
5.3.1	実験条件	91
5.3.2	Zadoff-Chu 系列信号によるプローブ信号計測	98
5.3.3	実験結果	102
5.4	第 5 章のまとめ	110
第 6 章	結論	112
	謝辞	123

目 次

1.1	水中無線通信手法の比較	2
1.2	海中における音響波の吸収減衰特性	4
1.3	海中の周囲雑音周波数特性	4
1.4	伝搬損失・ノイズレベルから換算される SNR ファクタ	5
1.5	市販モデムおよび既存の研究報告における通信距離と速度の関係	12
1.6	市販モデムおよび既存の研究報告における通信距離とスペクトル効率の関係	13
2.1	水中音響通信信号処理の基本的な流れ	16
2.2	BPSK を基準とした多値変調方式の関係性	17
2.3	AWGN 環境における各変調方式についての SNR と BER の関係	18
2.4	データシンボルにおける信号電力・誤差電力の定義	19
2.5	鉛直方向送受信の (a) 概念図と (b) 伝搬応答	21
2.6	水平方向送受信の (a) 概念図と (b) 伝搬応答	22
2.7	ドップラシフトと信号伸縮の関係	23
2.8	フレーム同期によるドップラ補正の概念図	24
2.9	DFE のブロック図	25
2.10	海洋環境におけるタイムリバーサル法の概念図	27
2.11	マルチパス干渉したデジタル通信とタイムリバーサル法の効果	29
2.12	PTR 処理による受信信号の改善例	31
2.13	タイムリバーサル法と residual ISI	32
2.14	PTR-DFE 法のブロック図	32
3.1	鉛直方向通信における指向性送受波器の効果	36
3.2	本章の実験で用いた送波器の指向性計測結果	36
3.3	しんかい 6500 を用いたアップリンク通信概念図	37
3.4	試験時のしんかい 6500 の測位位置と通信信号の発信ポイント	38
3.5	試験で用いた通信信号フレーム	38
3.6	信号処理ブロック図	39
3.7	データ受信時刻と Input/Output SNR の関係	40
3.8	ドップラシフトと Output SNR の関係	40
3.9	各変調方式における Output SNR の累積分布	41
3.10	各変調方式における Input SNR に対する BER 分布	42
3.11	本研究における距離×通信速度積パフォーマンス	42

4.1	シミュレーションで用いた音速構造モデル	46
4.2	シミュレーションに用いた通信信号フレーム	46
4.3	水平距離 200 m における伝搬応答計算結果	47
4.4	伝搬モードに基づいた波面分解結果	47
4.5	受波アレイチャンネル数変更方法のイメージ図	48
4.6	SIR と Output SNR の関係	50
4.7	直接波に対する SNR と Output SNR の関係	51
4.8	受波チャンネル数と Output SNR の関係	51
4.9	PTR-DFE 処理結果における有効 SNR と Output SNR の関係	53
4.10	伝搬応答の入射角-到達時刻に対するパワー分布	54
4.11	受波チャンネル密度を変えた場合の q-function の変化	55
4.12	ノーマルモード法による移動体シミュレーション変数設定	56
4.13	移動体通信シミュレーションの音速構造モデル	57
4.14	送受信距離変化と伝搬応答	58
4.15	移動体通信シミュレーションにおける時変動伝搬応答	59
4.16	移動体通信 PTR-DFE における有効 SNR と Output SNR の関係	60
4.17	移動体通信 MDFE における有効 SNR と Output SNR の関係	60
4.18	ESNR-音源移動速度に対する Output SNR 平均値の分布	62
4.19	ESNR-音源移動速度に対する Output SNR 標準偏差の分布	63
4.20	移動体通信データ処理における DFE のフィルタタップと q-function の時間変化	65
4.21	CT-PTR-DFE 法のブロックダイアグラム	67
4.22	CT-PTR 法による音源移動速度と Output SNR の関係	68
4.23	伝搬応答推定アルゴリズムの MSE 推移	69
4.24	有効 SNR と CT-PTR-DFE の処理結果 Output SNR の関係	70
4.25	Output SNR の ESNR-音源移動速度に対する分布	71
4.26	CT-PTR 法による Output SNR の改善度分布	72
4.27	音源移動速度と cross q-function 最大振幅値の時間変動性	73
4.28	CT-PTR 法による cross q-function	74
4.29	CT-PTR 法, PTR 法, MDFE 法の有効 SNR に対するスペクトル効率の関係	75
5.1	APTR-DFE 法のブロックダイアグラム	79
5.2	MIMO 通信伝搬シミュレーションのための音速モデルと送受波器配置	81
5.3	モード次数と距離を変化させた場合の伝搬応答変化	82
5.4	距離を変化させた場合の ESNR-Output SNR 関係	83

5.5	ノイズフリー条件における距離と Output SNR の関係	84
5.6	加算する伝搬モード次数を変化させた場合の ESNR-Output SNR 関係	86
5.7	伝搬応答計算時の加算モード次数-Output SNR 関係	87
5.8	伝搬モード次数と cross q-function	88
5.9	MIMO 通信におけるスペクトル効率と有効 SNR の関係	90
5.10	試験海域と送受波アレイ係留位置	92
5.11	送受波アレイ配置と音速深度プロファイルの関係	93
5.12	実験に用いた送信信号フレーム	95
5.13	試験時に観測された平均風速の時間分布	95
5.14	試験時刻と受信 SNR の関係	96
5.15	海上風速と受信信号・背景雑音レベルの関係	97
5.16	実験中に記録された受信信号と背景雑音のパワースペクトル	97
5.17	実験中の伝搬応答時間変動の様子	99
5.18	送波器および受信信号の周波数特性の比較	100
5.19	掃引開始周波数をシフトした Zadoff-Chu 系列間の相互相関特性	101
5.20	APTR 法による cross q-function 計算結果	102
5.21	MIMO 通信信号処理結果の BER 特性階層分布	103
5.22	MIMO 通信信号処理結果の受信時刻-Output SNR 関係	104
5.23	伝搬応答推定結果から推定した実験中のチャネル時間コヒーレンス	106
5.24	時間コヒーレンスと Output SNR の関係	106
5.25	実験結果から得られた実効通信速度と平均 BER の関係	108
5.26	MIMO 実験で得られた通信距離と速度の関係	109
5.27	MIMO 実験で得られた占有帯域幅と通信距離・速度積の関係	110

表 目 次

1.1 通信方式と通信距離・速度の一覧	9
5.1 海域実験のパラメータ	94
5.2 4IMO 時の実効通信速度と BER の関係	108

略語一覽

A/D	Analogue to Digital
APTR	Adaptive Passive Time Reversal
ATR	Adaptive Time Reversal
AUV	Autonomous Underwater Vehicle
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Bi-Phase Shift Keying
CCI	Co-Channel Interference
CIR	Channel Impulse Response
CT-PTR	Channel Tracking based Passive Time Reversal
D/A	Digital to Analogue
DDC	Digital Down Converter
DFE	Decision Feedback Equalizer
DPLL	Digital Phase Locked Loop
ESNR	Effective Signal-to-Noise Ratio
FFT	Fast Fourier Transform
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FSK	Frequency Shift Keying
ISI	Inter Symbol Interference
LDPC	Low Density Parity Check
LFM	Linear Frequency Modulation
LMS	Least Mean Square
MDFE	Multi-Channel Decision Feedback Equalizer
MIMO	Multiple-Input/Multiple-Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
MSE	Mean Square Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PN 符号	Pseudo Random 符号
PSD	Power Spectrum Density
PSK	Phase Shift Keying
PTR	Passive Time Reversal
QAM	Quadrature Amplitude Modulation

QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RLS	Recursive Least Square
RMS	Root Mean Square
SC	Single Carrier
SDM	Spatial Division Multiplexing
SIMO	Single-Input/Multiple-Output
SIR	Signal-to-Interference Ratio
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SSBL	Super Short Base Line
STBC	Space Time Block Coding
STTC	Space Time Trellis Coding
UTC	Coordinated Universal Time
XBT	Expendable Bathythermograph

第1章 序論

1.1 本研究の背景

1.1.1 海中無線通信手法における水中音響通信の位置づけ

現在、海底地形調査・海洋資源調査・海洋インフラストラクチャ建設・環境モニタリングや気候変動観測など、様々な調査を目的として海洋ロボティクスやセンサネットワークの研究開発が盛んに行われており、最近では海中の IoT(Internet of Things) について一部の規格化が進められるなど、海中における通信技術の応用に対して高い関心が寄せられている。このような背景のもと、水中における無線通信技術の発展の重要性は増している状況にある。

水中無線通信では主として電波、光、および音響波などを用いる手法が研究されており、それぞれに特徴が大きく異なる [1]。電波を用いた通信では、海水中のイオンの存在によって大きくエネルギーが損失してしまうことから、数百メートルを超える距離においては数十 bps 以下程度の低速通信となることが知られる。LED やレーザーなどを用いた光通信は、短距離において Mbps ～数 Gbps の高速通信を実現する手法として注目されているが、海水中の懸濁物や日光などの影響を大きく受けることや光軸合わせなどの問題が存在する。一方で、音響波を用いる水中音響通信では、減衰や散乱の影響による損失が比較的小さくなることから、km オーダー以上の比較的長距離においても通信が可能である。

図 1.1 は、水中音響通信、水中電波通信 [2]、および水中光通信 [3] の距離と通信速度の関係について比較したものである。水中音響通信の例については現在市販されている水中音響通信モデムの仕様値を用いている [4-17]。図中に示した破線は、Kilfoyle らが 2000 年に出版した文献 [18] において、水中音響通信の研究報告結果の傾向から暫定的に予測値を示した距離×通信速度のパフォーマンス境界である。先に述べた通り、電波通信や光通信では距離進展に伴い通信速度が急速に低下してしまう傾向が見て取れる。一方で図中に示すように、水中音響伝搬路の帯域制限や時間・周波数の両領域での干渉の影響を受けて、水中音響通信モデムの距離-通信速度関係はおおよそ $40 \text{ km} \times \text{kbps}$ の距離と通信速度が反比例する関係で特徴づけられるものの、水中音響通信では比較的長距離においても実用的な通信速度を達成しており、数百メートルをこえる距離では比較的高い通信速度を達成していることがわかる。このように、現在までのところ水中音響通信技術は海中において km 単位の距離を対象とした唯一の実用的な無線通信手法である。

水中音響通信技術の歴史は古く、第二次世界大戦期に米軍によって開発された 9kHz 帯送波器を用いた文章通信装置の開発や、潜水艦用水中通話機の開発は現代的な通信装置開発の黎明期の事例として知られている [19]。陸上無線通信と時を同じくして、1970 年代から 1980 年代にかけては水中音響デジタル通信技術の研究開発が始められ、インコヒーレント変調方式を用いた通信手

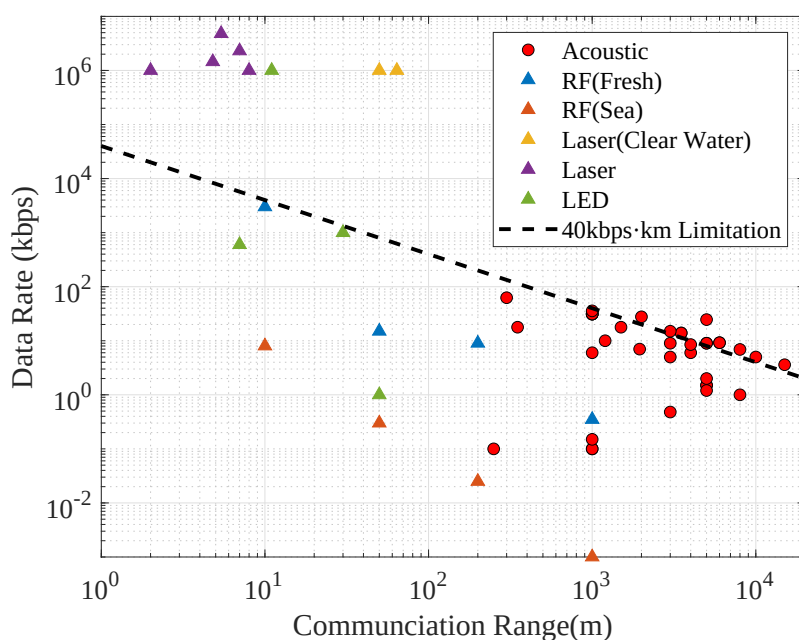


図 1.1: 水中無線通信手法の比較

法の研究が盛んに行われた [20]。国内においても 1980 年代後半から 1990 年代初頭にかけて、差動 PSK (Phase Shift Keying) 変調を用い最小二乗フィルタによる等化を行う画像通信用モデムが海洋調査のために開発されるなどしている [21, 22]。1990 年代半ば頃から 2000 年代にかけては、シングルキャリア伝送方式による空間ダイバーシチ受信を考慮した適応等化技術 [23–27] や、マルチキャリア伝送 [28–30] の研究報告が盛んとなった。

水中音響通信技術は主として Autonomous Underwater Vehicle (AUV) や有人潜水調査船と洋上の随伴船舶間の無線通信 [21, 22, 31–34] や、海底に設置した観測機器からのデータリトリブ [35, 36] に利用されてきた。また、複数のノードを用いた水中音響ネットワーク [15, 37] が提唱・研究されて久しく、現在では水中の IoT やデジタルツインに関する国際規格化においても、水中情報通信網の一端を担う技術として水中音響通信に関する議論が進められている。

このように、水中音響通信は多くの研究開発がなされてきた一方で、通信速度が比較的低速であることが大きな課題となっている。特に、陸上通信ネットワーク技術の発展のもと、至る所で大容量のデータ伝送を基にしたシステム設計がなされている昨今の状況を踏まえると、水中音響通信のデータレート向上は重要な課題である。また、昨今の地球環境変動や国際的情勢により極域の調査観測 [38–40] や海底資源などの無人調査システム [33, 34, 41] において長距離通信の実現性にも注目が集まっており、水中音響通信の長距離化・高速化はともに国際的な重要性を増している課題といえる。

1.1.2 水中音響通信における物理的制約

水中音響波と空気中の電磁波の伝搬特性の違いにより、陸上無線通信と比較して水中音響通信ではデータレートが低くなってしまふ。特に水中音響波動伝搬における、“周波数帯域制限”と“低速な伝搬速度”の大きく分けて2つの物理的制約によって通信速度が制限されてしまふと考えられる。前者は用いることのできる周波数帯域が制限されることから直接的に時間当たりのデータ密度の低下につながり、後者は信号処理における問題を引き起こす。

(1) 周波数帯域制限

まず、利用可能な周波数帯域制限の問題は伝搬損失と海中の雑音特性によって引き起こされる。水中音響伝搬路の伝搬損失は、幾何損失と吸収損失に大別できる。幾何損失は、音響波の空間的な拡散によって生じる減衰であり、自由音場や近距離伝搬においては球状に伝搬することで球核拡散となって距離の二乗に反比例してエネルギーが減少する。一方、海底-海面に挟まれた導波路に沿った伝搬路においては音響波が円筒状に伝搬すると見做すことができ、この時には円筒拡散となって距離に反比例してエネルギーが減少する。続いて、吸収損失は主として水中に存在するホウ素や硫酸マグネシウムなどの分子共鳴や粘性による吸収に起因し、波長に反比例して損失が大きくなることが知られる。図 1.2 に、水中音響波の 1km あたりの吸収減衰損失量の周波数特性を示す [42]。周波数の上昇に伴って吸収損失量が大きく上昇することがわかる。

水中音響伝搬路には、乱流や船舶航行、波浪、熱雑音といった複数の雑音源が周囲雑音として常に存在している。これらの雑音はガウス雑音ではあるが有色であり、観測時の環境に影響を受けた周波数依存性を持つ。このため、周囲雑音の特性は周波数帯域に対するパワースペクトル密度 (Power Spectrum Density, PSD) で評価される。図 1.3 は、経験式に基づいて船舶航行や風速条件を変化させて計算した場合の周囲雑音 PSD 周波数特性である [43]。環境依存性があるものの、一定の範囲までは周波数の上昇に伴って背景雑音が低下する傾向であることが知られる。

以上のような吸収減衰と周囲雑音の周波数依存性によって、水中音響伝搬路では距離によって使用可能な周波数がおおむね定まる。図 1.4 は、伝搬距離 2km から球核拡散から円筒拡散になると仮定し、伝搬損失量と周囲雑音レベルの積の逆数を示したもので、送信信号のレベルを距離 1 m において 0 dB.re.μPa としたときの受信信号の Signal-to-Noise Ratio(SNR) と言い換えることができる。したがって、図 1.4 の関係から距離に依存して最適な周波数帯域が変化することが読み取れ、距離進展に伴って最適周波数が低く・狭くなることが明らかである。例えば、最適周波数に対する 6dB 帯域幅は伝搬距離 1km においては 6kHz から 40kHz 程度までの幅を持っているのに対して、5km においては 3kHz から 18kHz 程度の範囲となって大きく制限されていることがわかる。また、陸上無線通信の場合数 km 程度の通信範囲では LTE 規格の通信範囲内であり、利用周波数帯域は 830MHz から 845MHz (バンド 19 上り回線の場合) と大きく開きがあり、使用するキャリア周波数で 40000 倍程度、帯域幅は 1000 倍程度異なってしまう。

以上のようにして、利用可能な帯域幅の制限によって水中音響通信の通信速度は距離進展に伴って低下する。加えて、送波器となるトランスデューサについても周波数特性を持つため、単一の伝送路について着目すると図 1.4 の帯域幅よりも実際には狭い帯域幅で通信を行うことになる。ま

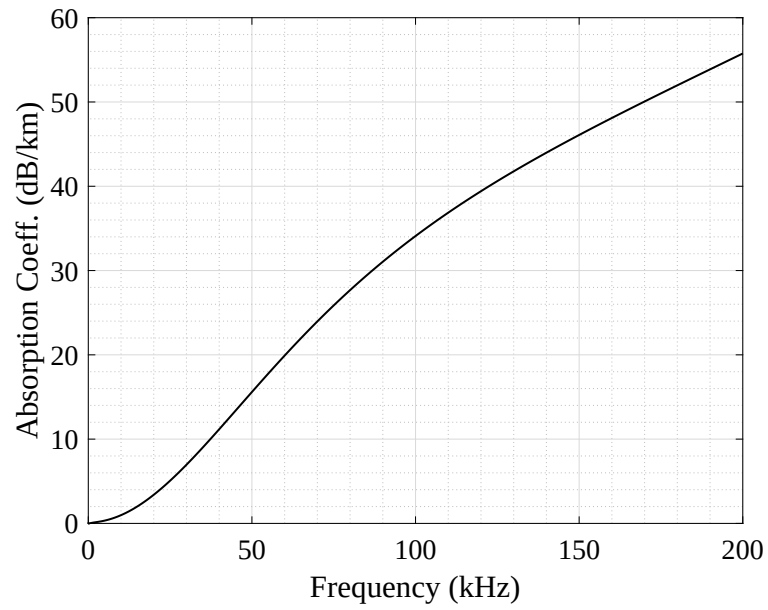


図 1.2: 海中における音響波の吸収減衰特性：吸収減衰損失の経験式を用いて水温，塩分濃度，水深，pH をそれぞれ 10 °C, 35 ‰, 50 m, 8 とした。

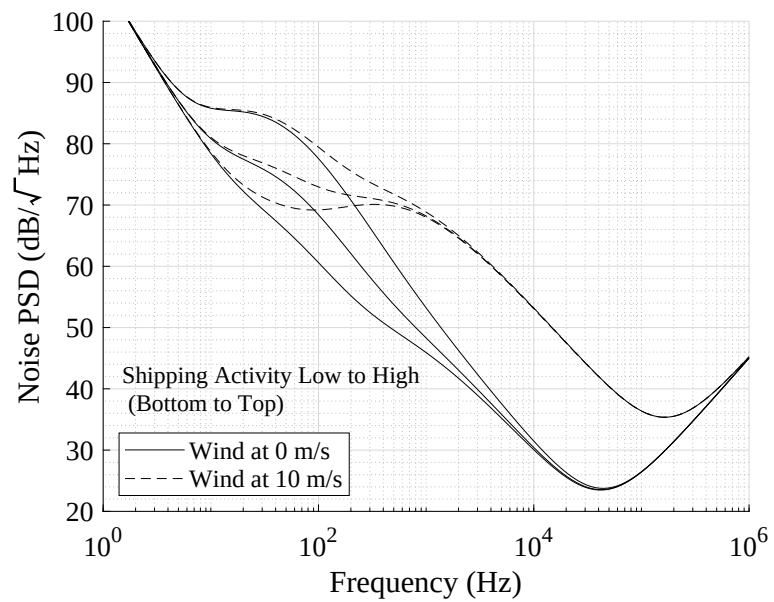


図 1.3: 海中の周囲雑音周波数特性

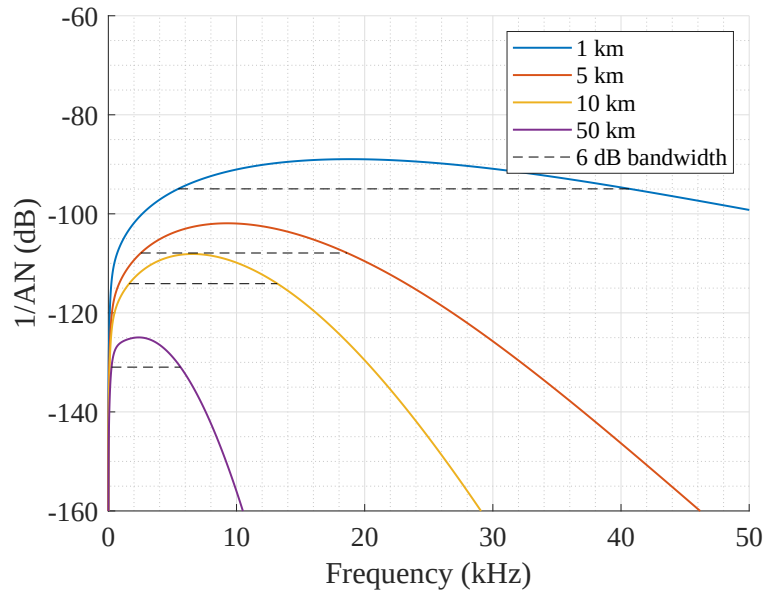


図 1.4: 伝搬損失・ノイズレベルから換算される SNR ファクタ

た，短距離であったとしても MHz 単位を超えるような高周波数帯域を用いることは困難である．図 1.1 中の破線で示した 40km × kbps の通信距離・速度制限は，このようにして通信距離に依存する周波数帯域制限に起因している．通信の高速化を実現するためには，可能なかぎり周波数帯域を広く取ったうえで有効利用する，すなわち bps/Hz の単位で表されるスペクトル効率の向上を図る必要がある。

(2) 伝搬速度とドップラシフト・マルチパス干渉

空気中の電波が約 3.0×10^8 m/s の光速で伝搬するのに対して，水中音響波はおよそ 1500 m/s 程度と約 20 万分の 1 程度の伝搬速度であることから，様々な問題を引き起こす．特に無線通信信号処理の観点では，ドップラシフトとマルチパス干渉による位相シフトや周波数特性の歪みが生じることで，通信速度と安定性がともに低下することが問題となる [44, 45]．

ドップラシフトは信号の周波数、および伝搬速度に対する移動速度の比におおよそ比例する．電波通信と水中音響通信では，先に示した通り通信周波数帯が 40000 倍・伝搬速度が 20 万倍異なることを考慮すると，同じ移動速度に対して $200,000/40000 = 5$ 倍程度のドップラシフトが生じることとなる．さらに利用する帯域幅が 1000 倍程度狭くなることから，データ送信周期に対してドップラシフトによる位相変化は 5000 倍程度の影響を受けることになる．このように，水中と空中で物体の移動速度が異なるとはいえ，水中音響通信では一般にドップラシフトによる大きな影響を受けることがわかる．

また，低速な伝搬速度は同程度の空間スケールを伝搬するマルチパス波の遅延時間に大きく影響を与える．伝搬速度が 20 万分の 1 となることで，同じ経路差を持つマルチパス波間の到達時間差は単純に 20 万倍となってしまう．加えて，海中の水中音響通信伝搬路は海表面と海底面に挟まれることで，両境界面において反射を繰り返す多重反射構造となることが知られ，結果として多

数のマルチパス波が大振幅をもって受信されることが知られる．さらに海中の音速構造の影響を受けて，直接波よりも先行してマルチパス波が受信されることがや後続の到来波の振幅が大きくなる非最小位相系応答となることもしばしばある．このような大遅延かつ大振幅のマルチパス波は干渉（シンボル間干渉，ISI）を引き起こして，通信信号の周波数特性は大きく歪が生じてしまう．

以上の通り，主として低速な伝搬速度のためにドップラシフトおよびマルチパス波の影響が多くなることで，陸上の無線通信と比較して厳しい伝搬環境で通信を実現する必要がある，こうした物理的制約による影響を取り除きつつ伝送速度の高速化を目指すことが水中音響通信における技術的課題である．ドップラシフトおよびマルチパス波による干渉の程度は，水中音響通信の送受信位置関係，通信海域の水深や送受信プラットフォーム環境などに影響を受けて大きく変化すると考えられる．特に，送受信位置関係が鉛直方向と見做されるか，あるいは水平方向と見做されるかによってマルチパス波の遅延や振幅分布が大きく変化することが知られる．一般的に，鉛直方向通信路においてはマルチパス波による影響が比較的小さくなることから通信信号処理を実現しやすい環境であると考えられている一方で，水平方向通信ではマルチパス波が複雑に受信されることから通信の実現が困難な環境であるとされている [15, 18, 43]．

1.2 研究開発例の比較からみる通信速度向上における課題

1.2.1 水中音響通信技術の発展とその性能

ドップラシフトによる位相変動やマルチパス干渉の影響下で有意な通信速度を達成するために，水中音響通信では様々な取り組みが試みられてきた．水中音響デジタル通信の黎明期においては，ドップラシフトやマルチパス干渉の影響を避けるために，狭帯域の周波数ビンに情報を持たせる Frequency Shift Keying (FSK) 変調方式を用いてエネルギー検出に基づくインコヒーレント方式の通信手法を中心に研究開発された [20]．また，類型として狭帯域変調信号をより広帯域に割り当てた周波数ビンヘスペクトル拡散する Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS) 方式を用いた通信が利用されている．FSK を用いた通信方式は，通信の安定性に優れており現在でも広く用いられているが，一方で周波数利用効率が悪くその通信速度は 100 bps から 1 kbps 程度のオーダーとなることが知られる．

より大容量の通信を行うために，スペクトル効率の向上を目的としてシングルキャリア伝送方式と振幅や位相を変調させる Quadrature Amplitude Modulation (QAM) や PSK 変調方式を用いた方法が次第に用いられるようになった．シングルキャリア伝送方式は時間方向にデータを信号帯域幅の逆数時間間隔で並べて単一の搬送波で変調する手法で，信号帯域幅とデータビンの配列数が正比例することからスペクトル効率が向上する．一方で，時間的に密な信号配置は正確な位相同定やシンボル間干渉の補償を必要としたことから，通信信号の位相補正や等化器などの信号処理技術の重要性が高まった．1990 年代初頭までには深海域の鉛直方向通信においては，シングルキャリア差動 PSK 変調と適応等化器を用いた通信が実証されるなどした [21, 22, 46]．また QAM 変調を用いた，数十 m オーダーの近距離で数百 kHz の高周波帯域で 500 kbps 通信試験 [47] など，近距離での高速通信試験も行われた．10 km 以上の長距離においては数 kHz 以下の低周波数帯域信号を用いてアレイ受波によるダイバーシチ合成を可能にした判定帰還型等化器 (DFE) に

よる通信試験が同時期に報告されており約 88 km で 1.6 kbps と距離を考慮した通信速度としては非常に高い指標を達成するなど、DFE に代表される適応アルゴリズムに基づく逐次等化処理は時間変動に強く、多チャンネル化した際にはマルチパス波干渉の抑制にも高い効果があると示された [23, 24].

PSK, QAM 変調を用いたシングルキャリア伝送方式と DFE を用いた通信信号処理手法は、2000 年代以降も移動体通信 [25, 32, 48, 49] や近距離高速通信に応用されている [50, 51]. DFE を用いた通信信号処理手法を用いる場合には、通信データ部分に先行してトレーニングシンボルと呼ばれる既知信号を配して、等化器のフィルタ係数を事前推定する方法が取られる. このためトレーニングシンボル分の冗長性が生じるものの、鉛直方向通信においては約 3.5, 6.5 km の通信距離においてそれぞれ 20, 16 kbps の通信速度を 2 bps/Hz のスペクトル効率で達成している [21, 22]. DFE などの適応等化器はフィルタ長の制限やアルゴリズム実装コストの問題などにより、一般的には（市販の水中音響通信モデムなどで）用いられていないが、一部の海洋調査研究用途の通信装置に採用されており [32, 33] このような課題は解決しつつあるといえる.

2000 年代以降には近年の陸上無線通信の主要な方式として用いられている Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) 変調を用いたマルチキャリア伝送方式による通信が盛んに研究されている [28–30, 52–54]. OFDM に代表されるマルチキャリア伝送方式は、信号帯域幅をサブキャリアと呼ばれる周波数単位に分割し、サブキャリアそれぞれに対してデータを持たせる方法である. 周波数方向に配したデータ信号は、高速フーリエ変換 (FFT) によって時間領域信号へと変換されて送信されることになる. OFDM についても究極的にはすべてのサブキャリアにデータを配することができるためスペクトル効率の良い手法として期待されているが、一方でガードインターバルと呼ばれるマルチパス波干渉による影響を定常化するために付加される冗長信号や伝搬応答推定を逐次に行うためのパイロットサブキャリアと呼ばれる既知系列を用いる分、実効通信速度は低下する. 一方で、FFT を利用した周波数領域信号処理を用いることができることから、信号処理の実装が容易であるために市販の通信モデムで採用されることも多い [4, 12].

マルチキャリア伝送方式は陸上無線通信では非常に高いスペクトル効率を達成している一方で、水中音響通信においては多大なドップラシフトの影響によりサブキャリア周波数間隔を超えて信号の干渉が生じてしまう（サブキャリア間干渉）ことや、マルチパス波干渉による ISI がサブキャリア周波数間隔より十分広い周波数特性とならないことが問題となる [44]. 特に、海底からの通信信号を船底の受波器によって受信する通信環境において、シングルキャリア伝送方式と OFDM を比較した研究例 [48] においては、マルチパス波ごとにドップラシフトが異なることの影響によって、シングルキャリア伝送方式と比較して通信信号処理結果の品質が低下する傾向が認められている. ドップラシフトへの代表的な対策方法として、サブキャリアの一部に信号情報を持たせない、ヌルサブキャリアと呼ばれるガードバンドを設けることで時間変動の影響に対応する手法が用いられる [30, 54, 55] が、通信信号構成にさらなる冗長性を加えることとなりスペクトル効率は低下してしまう.

近年では、陸上無線通信と同様に Multiple-Input/Multiple-Output (MIMO) 通信による通信の高速化が検討されている [55–62]. 特に空間多重 (Spatial Division Multiplexing, SDM) MIMO 通信は、同一周波数帯域を用いて複数の送信チャンネルから同時に信号を発し、信号処理によって

各送信チャンネルからの通信信号を分離することで、送信チャンネル数の増加とともに通信速度およびスペクトル効率を向上させる手法である。例えば、無線 LAN 規格の IEEE 802.11n においては理論最大値で 40 MHz 帯域に対して 600 Mbps もの通信が共通規格化されている。

陸上無線通信では OFDM を用いた MIMO 通信技術が採用されており、マルチキャリア伝送方式の MIMO 通信では、主として周波数領域で推定した伝搬応答マトリクスを MMSE (Minimum Mean Square Error) 規範に基づく疑似逆行列演算によって各送信チャンネルからの信号を直交化する方法が用いられる。水中音響通信においても同様に OFDM を中心としたマルチキャリア伝送方式を用いた MIMO 通信技術が水中音響通信においても盛んに研究されている [55, 57–60]。多くの OFDM-MIMO 通信に関する研究がなされている一方で、陸上の無線通信ほどのスペクトル効率の向上は得られていない現状である。より具体的には、参考文献 [57] では低密度パリティ検査 (LDPC) 符号化と MMSE および逐次干渉キャンセラ (SIC) を組み合わせた繰り返し演算処理により、通信距離 1.5 km で約 4.9 kHz の帯域幅を用いて 17.2 kbps の速度を達成しており、水中音響通信における OFDM-MIMO 方式としては約 3.52 bps/Hz と高いスペクトル効率を実証している。このほか、文献 [59] では、時変動性伝搬応答に対応するために OFDM 信号ブロック毎に適応フィルタ処理による伝搬応答推定手法を用い、通信距離 1.5 km において最大 4 チャンネルまでの送信を行って 18.9 kbps の通信を実現しているが使用周波数帯域幅は 24 kHz と周波数利用効率には優れない。文献 [60] は、OFDM と時空間ブロック符号化 (STBC) を用いて送信ダイバーシチによる利得向上を狙い、通信距離 3.5~7 km において約 4.9kHz の信号帯域幅を用いて約 7.2 kbps の通信速度となっている。

シングルキャリア伝送方式を用いた MIMO 通信手法では、時空間トレリス符号化 (STTC) とターボ符号と DFE を組み合わせた繰り返し等化器を用いた方法 [56] やターボ等化と周波数領域等化 [61] や、ターボ等化とスパースモデリングに基づく伝搬応答推定および DFE [62] を組み合わせて用いた手法が提案されている。文献 [61] では距離 1 km に対して最大 4 チャンネルの送信で通信速度 40.92 kbps を帯域幅 9.72 kHz で達成する通信信号構成が用いられているが通信処理結果のビット誤り率 (BER) は誤り訂正後において 0.01 程度と安定性に欠けており、トレーニングシンボルが通信信号フレーム中の 47.6% を占めるなど通信信号構成上の効率化にも課題が残る。文献 [62] は距離 1 km に対して最大 4 チャンネルの送信を 16QAM 変調信号を用いて行い、帯域幅 9.72 kHz で通信速度 46.87 kbps と 4.8 bps/Hz の高いスペクトル効率を実用的な BER 範囲で達成しているが、同実験内の多値変調次数が低い信号の処理結果において高い BER を示しており安定性や信頼性についての留意が必要である。

以上の通り、水中音響通信信号処理技術研究の分野ではマルチパス波とドップラシフトへの対応を念頭に置きつつ、高スペクトル効率化による通信の高速化を目指して様々な取り組みがなされてきた。表 1.1 に、主だった研究例の通信方式と通信距離・速度をまとめておく。1990 年前後の鉛直方向通信において、文献 [21, 22] で報告されたシングルキャリア伝送方式と適応等化器の組み合わせによって数 km を超える距離の通信における高速化の例があるものの、以降の研究開発例においてこれらの通信距離・速度を上回る例はほとんどない現状である。1~2km 程度の通信距離に限れば、近年の MIMO 通信研究成果によって高スペクトル効率化が実証されているが、通信距離の延長や通信信号構成の効率化などに改善の余地が残っている。送受信ジオメトリについては、鉛直方向通信において距離を考慮した通信速度が高くなっているが、水平方向通信では

文献 [23] の例を除いておおむね 40km × kbps の程度に収まる傾向である。

表 1.1: 通信方式と通信距離・速度の一覧

Ref.	Method	Distance (km)	Rate (kbps)	Efficiency (bps/Hz)	Direction
[20]	FSK	3	1.2	0.24	Horizontal
[21]	SC	3.5	20	2	Vertical
[22]	SC	6.5	16	2	Vertical
[23]	SC	88	1.6	1.07	Horizontal
[30]	OFDM	0.6	9.72	0.81	Horizontal
[53]	OFDM	5	3.041	0.76	Not Specified
[58]	OFDM	1	10.4	1.06	Horizontal
[57]	OFDM-MIMO	1.5	17.2	3.52	Horizontal
[59]	OFDM-MIMO	1.5	18.9	0.79	Horizontal
[60]	OFDM-MIMO	3.5-7	7.2	1.44	Horizontal
[56]	SC-MIMO	2	16	0.7	Horizontal
[61]	SC-MIMO	1	40.9	4.21	Horizontal
[62]	SC-MIMO	1	46.9	4.8	Horizontal

1.2.2 タイムリバーサル通信への期待と課題

1.2.1 節においては触れなかったシングルキャリア伝送方式の通信信号を用いた通信信号処理手法の一つにタイムリバーサル法がある。タイムリバーサル法では、アレイ記録された信号の時間反転波を受信位置から再送すると、相反性により送信源の位置へと逆伝搬して時空間的に収束する原理 [63, 64] を利用している。海洋中の音響波についても、1990 年代にタイムリバーサル法の基礎適検討が盛んに行われ、海表面変動などの擾乱がある環境においても逆伝搬波動場の収束が成立しうることが確かめられている [65, 66]。

タイムリバーサル法を用いた技術応用の一つに水中音響通信がある。特に Single-Input/Multiple-Output(SIMO) 通信で用いられるパッシブタイムリバーサル通信 (PTR) と呼ばれる手法では、時間反転波の逆伝搬収束が数学的にマッチドフィルタ処理と見做されることを利用したアレイ受信信号処理を行う。特に水平方向通信のマルチパス波干渉が卓越する環境において、遅延波の広がりを経時的に収束させることでマルチパス波のエネルギー加算と干渉抑制を達成する多チャンネル信号等化処理手法として注目を浴びた [67, 68]。

PTR 法を用いることで、複数の受信チャンネルに対して適応アルゴリズム演算する必要がなくなることから、従来手法の多チャンネル DFE と比較して演算処理の簡略化ができると期待されたが、限定長の離散アレイを用いた場合や時間変動の影響を受けるために現実的には何らかの等化器を後段に実装する必要があることが理論 [69] および実験データ [70] によって示された。後に、タイムリバーサル法によるマルチパス波の収束後に単一チャンネルの DFE を組み合わせた手法 (PTR-DFE) が考案され、離散アレイや時変動の影響による不完全な収束特性を補償することが

可能であることが示され、中長距離のマルチパス波が卓越する水中音響通信環境において有効な手法として海域実験により実証された [71–75]. タイムリバーサル通信の利点は、多重マルチパス環境においてマルチパス波のエネルギーを収束・加算することによって信号の SNR を改善しつつ干渉の抑制を達成する点にあり、従って水中音響通信の長距離化や高速化に貢献できると考えられる.

PTR-DFE についての研究例をより具体的に述べると、文献 [71] では、通信距離 11 km において帯域幅 1 kHz の BPSK 変調信号を用いた基礎試験において、500 bps の通信を実証している. 文献 [73] では通信距離は約 2 km であるものの、1 kHz の帯域幅を用いて 2.5 kbps の通信速度を実証しておりこの時のスペクトル効率 2.5 bps/Hz である. 文献 [76, 77] では、500 Hz の低周波音源を用いて水深 4000 m の深海域においてシンボルレート 100 Hz のシングルキャリア信号を送信し、それぞれ通信距離 600, 900 km の非常に長距離での通信試験を行い、数秒以上にわたる大遅延マルチパス環境において 400, 14.3 bps の通信を成立させている. このほか 10 kHz 以上の比較的高周波数帯域を用いた例では、限定的な実験成果に基づく短報ではあるものの、7.5 kHz, 22 kHz の帯域幅を用いてそれぞれ 2.2 km で 31.75 kbps, 3 km で 32 kbps の通信速度を達成しており、良好な条件であれば高周波数帯域を用いた高速通信の可能性があることを示唆している [78, 79]. 以上のように、通信の長距離や高速化に PTR-DFE が有効であることが示されてきた.

加えて、タイムリバーサル法を用いたシングルキャリア伝送方式の空間多重マルチユーザ [80, 81]・MIMO 通信 [82–85] 研究も行われており、通信高速化へ期待を与える結果を示している. 水槽実験における報告ではキャリア周波数 60 kHz, シンボルレート 20 kHz の 16QAM 変調信号を用いて最大 5 チャンネルの同時送信を行い、瞬時最大レートで 400 kbps, スペクトル効率は 16.7 bps/Hz の非常に高効率な通信を実現している [82]. また、文献 [83] では、文献 [71] と同試験内で収録された信号を用いて通信距離 4, 20 km において最大 6 kbps の通信処理に成功している. 500 Hz の低周波音源を用いた例では、通信距離 10 km で速度は 1.2 kbps ながらも周波数利用効率では 8 bps/Hz を達成している.

このように、タイムリバーサル法を用いることで比較的高距離で高スペクトル効率の通信を達成できることが過去の研究より示唆されている. 一方で、特に MIMO 通信の例では実海域における試験報告では通信信号の周波数帯が低く、帯域幅が限定されていることから通信速度は高々数 kbps までとなっていることが課題である [83, 85]. また、比較的高周波数帯の広帯域信号を用いて高速通信を実証した例では限定的なデータに基づいた議論が行われており [78, 79], さらに実験的検証が必要であると考えられる. 加えて、タイムリバーサル法を用いた通信信号処理の利得に関する理論的検証はタイムリバーサル法単独での性能と理想的な等化器を用いた場合の議論を取り扱った例があるが [69, 70], より実用的に用いられる PTR-DFE についてはほとんど取り扱われていない.

以上の通り、タイムリバーサル法によって水中音響通信の通信距離・速度を向上させる期待が寄せられる一方で、通信信号処理手法としての性能分析を行って手法に対する理解を深める必要がある. また、水中音響通信の高速化の観点では、特に MIMO 通信において広帯域化と実海域試験における実験的検証を行う必要があるといえる.

1.2.3 既存技術の通信性能比較と課題

図 1.5 は市販の水中音響通信モデムの仕様値および研究報告から読み取れる通信速度と通信距離の関係を示したものである。市販モデムにおいては最大仕様値を採用しており、研究報告では記載の不足により通信信号構成による効率低下が考慮できていないケースがあるため、実質的な通信速度は図示した値と同程度以下となることに留意する必要がある。一部の例外がみられるものの、市販モデム・研究報告問わずにほとんどの例において $40 \text{ kbps} \times \text{km}$ の制限に収まる傾向を示している。当然ながら通信性能評価環境の違いがあるためこのような比較が必ずしも公平では無いが、通信距離に対する通信速度の関係についてのみ考慮すれば文献 [18] において示された傾向から大きな進歩はほとんど見られないといえる。特筆すべき点として、MIMO 通信の結果においては $40 \text{ km} \times \text{kbps}$ に漸近あるいは上回る性能を示しているが、単一送信の場合におけるベストケース群と比較すると同程度の通信距離に対して通信速度が下回る例がほとんどとなっており、現状としては通信速度の向上への MIMO による寄与は限定的であると捉えることができる。

続いて、図 1.6 に市販モデムおよび過去の研究報告における通信距離とスペクトル効率の関係を、通信方式ごとに分類して示す。まず、全体として通信距離の延長に対して通信のスペクトル効率が低下する傾向が見られ、この関係が直接的に距離に対する通信速度の伸び悩みに影響を与えていることが理解できる。また、通信方式に注目すると、距離を問わず 2 bps/Hz 以上の高スペクトル効率の通信の可能性を示しているのはシングルキャリア伝送方式と OFDM-MIMO 方式のみとなっている。また同程度の通信距離において比較すると、全体としてシングルキャリア伝送方式のスペクトル効率が OFDM にまさる傾向であることが読み取れる。距離 7, 10 km においてタイムリバーサル法を用いた MIMO 通信のスペクトル効率が低い値を示している。これらの結果は使用帯域幅が極端に狭く・低いことから図 1.5 では通信速度は相対的に低い値をとっているが、広帯域化が実現した場合には長距離での高速通信の実現を期待できる。

1.3 本研究の目的とアプローチ

本研究では、海中における無線通信において水中音響通信が重要な意味を持つ km オーダー以上の長距離通信を対象として、通信距離を考慮した水中音響通信の高速化を目的とする。長距離水中音響通信において特徴的な伝搬路として、深海域の鉛直方向通信および水平方向通信を想定し、想定されるマルチパス環境に適した通信手法を提示する。限られた帯域幅を有効利用するためにスペクトル効率の向上を目指す。本研究における通信は 1.2.1 節で述べた通り、過去の研究例においても比較的高スペクトル効率が達成されてきたシングルキャリア伝送方式と DFE を用いた信号処理システムを採用する。

鉛直方向通信においては、ハードウェア上の工夫によってマルチパス波を制限し、高速通信の達成に有利な環境を構築したうえで、高スペクトル効率を目指すために多値変調方式の通信信号を用いる。さらに本研究を通して用いる基礎的な信号処理手法を適用する。ここで提示する基礎的な通信信号処理手法は、マルチパス波の抑制された環境におけるシングルチャネル受信系を対象とし、主として信号伸縮検出に基づくドップラシフトの補正と DFE による逐次的な信号等化処理によって構成される。以上のような手法を用いて、深海域の移動体と海表面の船舶間のアッ

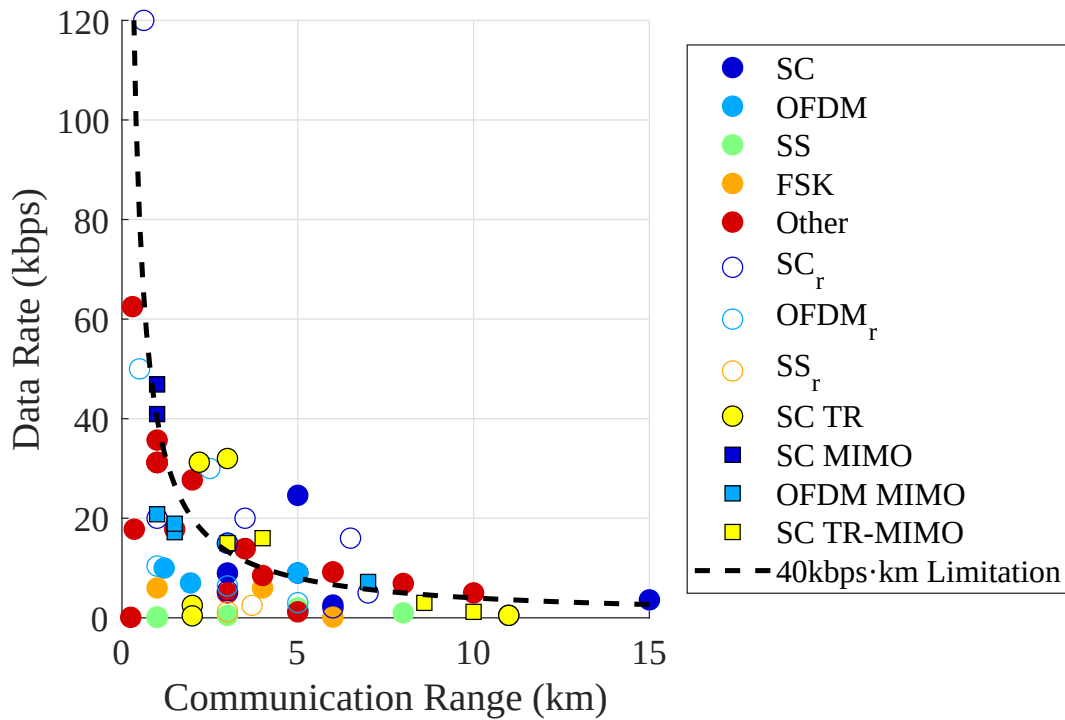


図 1.5: 市販モデムおよび既存の研究報告における通信距離と速度の関係: 凡例の SC, OFDM, SS, FSK, Other はそれぞれシングルキャリア伝送方式, OFDM, スペクトル拡散, FSK, その他の変調方式を表す. また SC_r などの添え字 r は研究報告例を表す. また, SC TR はシングルキャリア伝送方式を用いたタイムリバーサル法による SIMO 通信, SC MIMO はシングルキャリア伝送方式を用いた MIMO 通信, OFDM MIMO は OFDM 方式を用いた MIMO 通信, SC TR-MIMO はタイムリバーサル法を用いた MIMO 通信における研究例をそれぞれ表す. 市販モデムについては基本的にメーカーから示されている仕様の最大値を用いている. 研究報告例については文献から判断できる通信速度を示している.

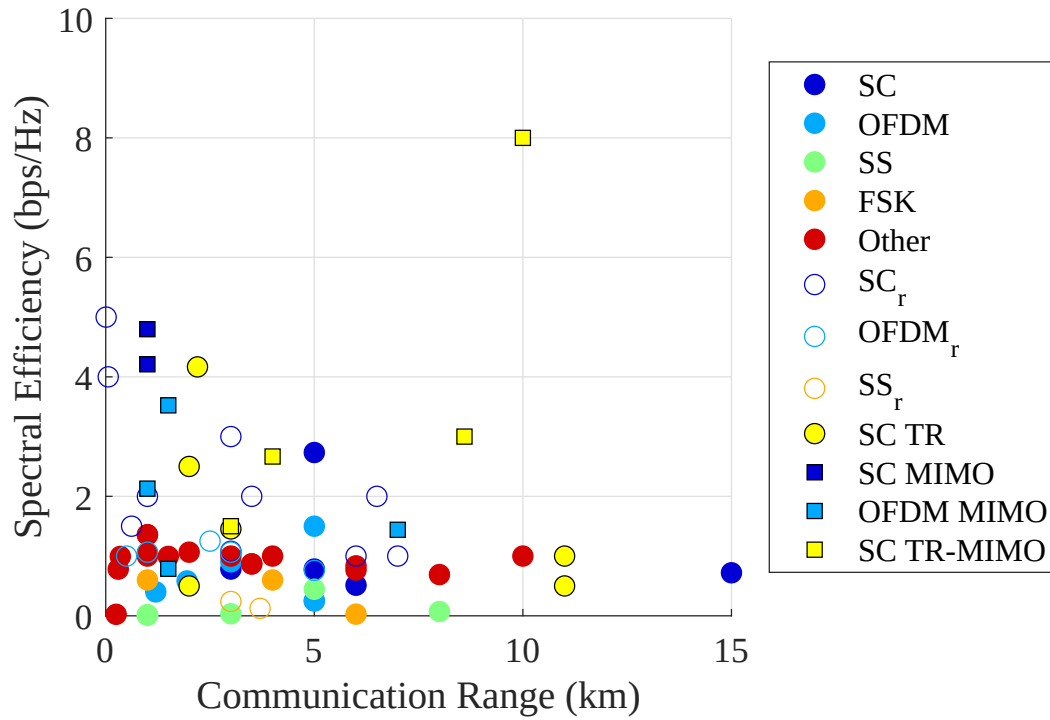


図 1.6: 市販モデムおよび既存の研究報告における通信距離とスペクトル効率の関係：凡例の SC, OFDM, SS, FSK, Other はそれぞれシングルキャリア伝送方式, OFDM, スペクトル拡散, FSK, その他の変調方式を表す。また SC_r などの添え字 r は研究報告例を表す。また, SC TR はシングルキャリア伝送方式を用いたタイムリバーサル法による SIMO 通信, SC MIMO はシングルキャリア伝送方式を用いた MIMO 通信, OFDM MIMO は OFDM 方式を用いた MIMO 通信, SC TR-MIMO はタイムリバーサル法を用いた MIMO 通信における研究例をそれぞれ表す。市販モデムについては基本的にメーカーから示されている仕様の最大値を用いている。研究報告例については文献から判断できる通信速度を示している。

プリンク通信試験データに対する通信信号処理を行い、実海域鉛直方向水中音響通信の高速化が可能であることを実証する。

多重マルチパス環境となる水平方向通信においては、タイムリバーサル法の後段処理として DFE を組み合わせた PTR-DFE 法を用いる。PTR 法を用いたアレイ信号処理によって SIMO 伝送路からマルチパス波が時間的に収束し抑制されたシングルパス・シングルチャンネル信号を得て、鉛直方向通信においても用いた本研究の基礎的な通信信号処理手法を適用する。マルチパス強度・ノイズ強度・音源移動速度などを変化させたシミュレーションデータを生成して、主に入出力の SNR 関係の挙動に着目したパラメトリックスタディによる性能分析を行い、本研究で用いる PTR-DFE 法の有効な条件を検討する。また、音源が移動する移動体通信環境においては、シングルキャリア伝送方式を用いた水平方向通信における従来手法であるマルチチャンネル DFE 法との性能比較、および、伝搬応答の動的変動に対応するタイムリバーサル法を提案する。

また、水平方向通信の多重マルチパス環境において、タイムリバーサル法を用いた MIMO 通信の評価を行う。PTR 法を拡張し、送信チャンネル間干渉を抑制するように最適化した信号処理手法を用いた MIMO 通信信号処理手法を評価する。まず、水平方向空間多重 MIMO 伝送路を模したシミュレーションを行い、単一送信チャンネルの場合と比較した場合の性能の変化を議論する。最後に、10 km をこえる長距離の空間多重 MIMO 通信試験データを用いて、伝搬パラメータとタイムリバーサル法を用いた MIMO 通信の信号処理性能の分析と達成可能な通信速度を議論し、実環境におけるタイムリバーサル法を用いた MIMO 通信の有効性を実証する。

1.4 本論文の構成

本論文は6章で構成される。第1章は序論であり、水中音響通信技術の海中無線通信における役割と通信距離・速度の向上に対する課題を念頭に置き、研究背景と先行研究における水中音響通信の距離と速度の関係、および本研究の目的を述べている。

第2章では、本論文における通信環境の概説、基本的な解析手法について記載する。特に、通信の高速化に向けた方法論、本論文で対象とする鉛直方向および水平方向の水中音響通信伝搬路の特徴、想定する通信信号処理の構成、タイムリバーサル法を用いたアレイ信号処理手法の説明を行うこととする。

第3章では、水中音響通信伝搬路における信号処理手法の基礎的検討として、マルチパス波のほとんどない鉛直方向通信伝搬路において収録した実海域試験データを用いて、本研究で提案するシングルパス環境における基礎的信号処理手法の性能を評価する。また、高次の多値変調信号を用いた実験データを用いて高スペクトル密度通信を実証する。

第4章では、水平方向 SIMO 通信について、タイムリバーサル法と第3章で用いた手法を組み合わせた通信信号処理手法の性能分析を行う。特に、タイムリバーサル法による通信信号処理利得と信号受信エネルギーの関係について、シミュレーションデータを用いた実証的検討を行う。また、伝搬応答が時間変化する場合についての検討として、移動体通信シミュレーションデータを用い、従来手法との比較、および時変動環境への適応手法を提案する。

第5章では、水平方向 MIMO 通信についてタイムリバーサル法を拡張した手法を用い、シミュ

レーションデータを用いて受信信号エネルギーと信号処理利得や通信路のスペクトル効率の関係を評価する。また、実海域において長距離水平方向 MIMO 通信実験を実施し、提案手法の実海域環境における実用性を示すとともに、長距離水平方向水中音響通信における通信の高速化が可能であることを実証する。

最後に、第 6 章にて全体を総括し、結論を述べる。

第2章 海洋における水中音響通信路と信号処理手法

本研究では、通信路の高スペクトル効率化による水中音響通信の高速化を目的とする。本章では、基本的な水中音響通信信号処理の流れと、スペクトル効率の高い通信を成立させるために求められる受信信号処理結果の SNR 品質について解説する。また、水中音響通信伝搬路の特徴を数学的に示し、送受信ジオメトリによって生じる伝搬応答の特徴の違いについて解説する。加えて、水中音響通信伝搬路の特徴に適応した、受信信号等化手法の基礎的な解説を行う。最後に、多重マルチパス環境におけるタイムリバーサル法の一般的特徴を解説し、本研究で用いるタイムリバーサル法による受信信号処理手法について解説する。

2.1 海洋における水中音響通信路と信号処理手法

2.1.1 水中音響通信信号処理の流れ

水中音響通信と言いつても多種多様な方式が存在するが、本研究ではデジタル水中音響通信のうちシングルキャリア伝送方式について取り扱う。一般的なシングルキャリア伝送方式の水中音響通信信号処理ブロック図を図 2.1 に示す。まず、送信データビット列は複素平面上に写像され、データシンボルと呼ばれる複素数に変換される。データビットを写像する方式は様々であり、同期通信方式においては複素平面の単位円上で偏角に対してデータを写像する PSK 変調や、偏角のみではなく振幅値も変化させて写像する QAM 変調などの方式が広く用いられている。用いる写像方式のデータシンボル配置パターンを密にすることによって、シンボル当たりのデータビット数を増やすことが可能である一方で、誤りなくデータシンボルを判定するためには各シンボル位置間の距離が小さくなることから受信処理時に要求される SNR が大きくなる。デジタル変調処理に続いて、同期信号やトレーニング信号などのプリアンブル・ポストアンブル信号を付加して、送信シンボル列を構成する。シングルキャリア伝送方式においては、信号帯域幅を BW としたとき、 $1/BW$ の間隔で送信シンボル列を配置し、ローパスフィルタによる波形成型を行ってベースバンド信号を生成する。本研究においては、波形成型ローパスフィルタとして、ルートレイズドコサインフィルタ [45] を用いる。このようにして生成されるベースバンド信号 $x(t)$ に搬送波を乗算して水中音響通信伝搬路へ出力するパスバンド信号 $s(t)$ を得る：

$$s(t) = \text{Re}[x(t) \exp(-i2\pi f_c t)] \quad (2.1)$$

ここで、 $\text{Re}[\]$ は実数部を表す。パスバンド信号は、D/A 変換後に増幅され圧電素子などにより

構成される水中音響トランスデューサを通じて電気-音響変換を経て海中を伝搬し、受信側の水中音響トランスデューサで音響-電気変換され A/D 変換・収録される。受信信号は適当な信号検出手法によって同期され、搬送波周波数を逆乗算することで周波数シフトを除きローパスフィルタ処理を行った後にベースバンド信号を得る。本研究の信号検出では、同期信号レプリカと受信ベースバンド信号との相互相関処理によるピーク検出法を用いる。また、検出したピーク位置を信号フレームの同期位置として扱う。ベースバンド信号は、チャンネル等化処理によって伝搬応答による歪みを補正したのちに、シンボル判定器によってビット判定し復調データを得る。

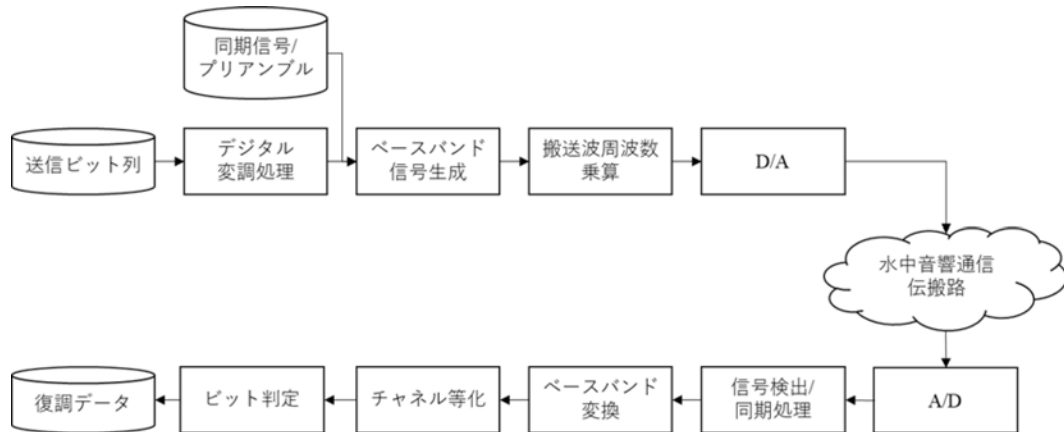


図 2.1: 水中音響通信信号処理の基本的な流れ

2.1.2 スペクトル効率と SNR

デジタル通信の高速化には様々な方法が考えられ、その中でももっとも一般的なのは帯域幅の増加である。帯域幅の増加によって、通信シンボルの送信頻度が向上するため単位時間あたりのデータ伝送効率が改善する。しかしながら、前述の通り水中音響通信では物理的な制約によって通信距離に対して利用可能な帯域幅が制限されてしまうため、帯域幅の増加に頼った通信速度の向上には限界がある [18]。

利用可能な周波数帯域幅が限定されてしまう水中音響通信環境では、単位周波数あたりの送信ビット数 bps/Hz で表されるスペクトル効率の向上により帯域幅を有効利用することが重要になる。一義的には、情報ビット列をデジタル変調する際に密な複素振幅パターンへと写像することによってシンボル当たりのデータビット数を増やす方法（多値化、多値変調方式）を採用することによってスペクトル効率の向上を図ることが求められる。多値化は、主として複素平面上のデータシンボル配置を直交化、振幅分割、あるいは位相分割することによって得られる。デジタル変調方式には PSK, QAM など様々な変調方式が存在するが、もっとも基礎的な 2 値の BPSK 変調に対して図 2.2 で示すような多値化方法によって結ばれた関係として表される。ここで BPSK の場合には $[-1, 1]$ の 2 通りのデータシンボル配置が与えられているのに対して、多値化を行うことでデータシンボル位置が 4, 8, 16…通りに増えることでシンボル当たりのデータビット数が増加することになる。また多値変調の種類によって、異なるデータシンボル間距離の変化が生じることがわ

かる．2.1.1 節で触れたようにデータシンボル密度の上昇に伴って要求する SNR が大きくなるが，これは多値化によってデータシンボル間距離が短くなることで，干渉によって生じる受信シンボルの広がりの影響が大きくなり，判定誤りが生じる確率が上昇するためである．

図 2.3 は，加法的白色雑音（Additive White Gaussian Noise, AWGN）干渉環境下において 1～7 bps/Hz の多値変調の比較として，PSK（BPSK, QPSK, 8PSK）および QAM(16QAM, 32QAM, 64QAM, 128QAM) 方式について，SNR と硬判定時のビット誤り率 (Bit Error Ratio, BER) 理論値の関係を示している [45]．BPSK と QPSK ではシンボル間距離が $\sqrt{1/2}$ となることで，ある BER に着目すると要求する SNR は 3 dB 増加している．このように，ある BER で通信システムを設計するとき，必要な SNR が多値化によって増加する．特に QAM 変調など高次の多値変調を行って実用的な BER で通信を成立させたい場合は，非常に良好な SNR でデータシンボル判定を行う必要があるとわかる．また逆に，図 2.3 の関係から，復調処理後の判定前データシンボルの SNR を評価することで各変調方式を用いた場合の誤り率をおおよそ見積もることができることを意味し，デジタル変調方式を用いた場合のおおよその伝送速度を評価できるといえる．

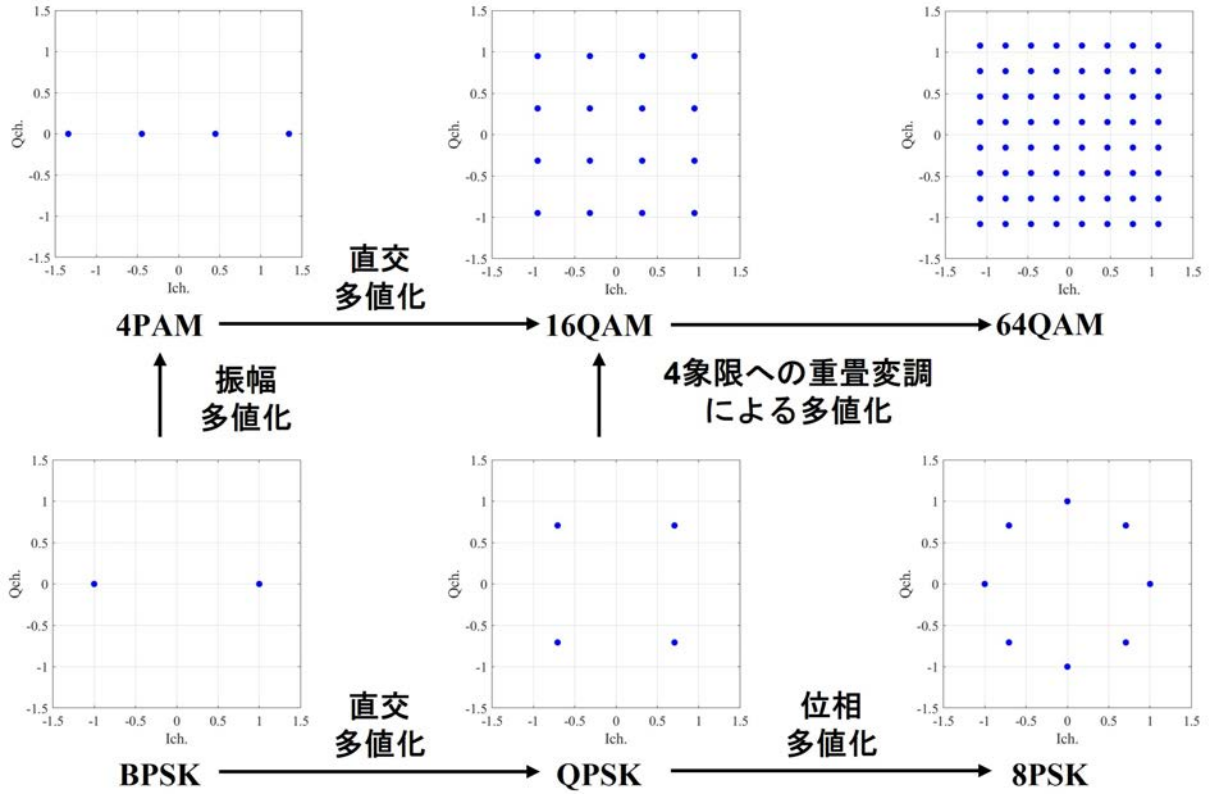


図 2.2: BPSK を基準とした多値変調方式の関係性

関連して，シャノン・ハートレーの定理 [45] によって導かれる，AWGN 環境下での通信路容量の理論限界値と SNR の関係が良く知られる．チャンネル伝送容量を C とすると，

$$C = BW \log_2 (1 + S/\sigma_N) \quad (2.2)$$

で得られる．ここで，信号帯域幅を BW ，信号振幅 S およびノイズ振幅 σ_N である． $BW = 1$ と

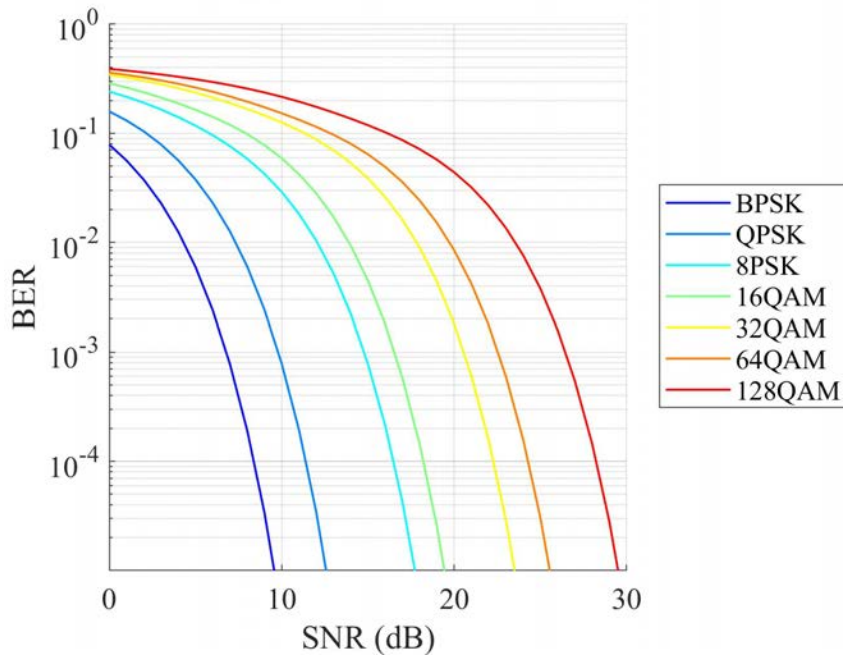


図 2.3: AWGN 環境における各変調方式についての SNR と BER の関係

した場合は、通信路のスペクトル効率を表す。2.2 式は AWGN 通信路伝送容量の理論限界値を表しており、陸上無線通信の評価においてはこの関係式を用いて通信路容量を評価することが多い。一方で、ここで導かれる通信路容量は通信路符号化を考慮したアナログ信号の情報エントロピーに基づいて定式化されているため、デジタル変調信号の場合には直接適用できないことに注意を払う必要がある。実際には、適当な通信路符号化 [86] などによって理論限界値達成が試みられる。

以上の通り、多値変調方式の利用やロバストな通信を行うためには、シンボル判定器に入力する信号において高い SNR が求められることを示した。すなわち受信信号処理結果の品質が通信路の伝送容量を決定するため、通信信号処理においてどれだけ干渉を除くことができるかが通信高速化において重要となる。

2.1.3 通信信号処理結果の評価指標

本研究では、復調性能を評価するにあたって、Output SNR を採用する。Output SNR は復調処理後のデータシンボル $\tilde{d}(l)$ と送信データシンボル $d(l)$ を用いて、

$$SNR_{out} = 10\log_{10} \left(\frac{\sum_l |d(l)|^2}{\sum_l |\tilde{d}(l) - d(l)|^2} \right) \quad (2.3)$$

で定義される評価指標であり、送信信号に対する推定誤差の電力比を表す SNR である。データシンボルにおける送信電力および誤差電力について、QPSK 変調の例を図 2.4 に示す。ここで示すように、復調処理後のデータシンボルは誤差を含むが、通常の判定器においては最近接のデータシンボルを送信データシンボルとみなして送信ビットを推定する。すなわち、誤差エネルギー

が送信エネルギーに対して大きい場合データシンボルの判定を誤り、結果として誤ったビット系列を復調結果としてみなすこととなる。上述の通り、多値化によってデータシンボル間の距離が小さくなると誤る Output SNR の閾値が高くなって許容される誤差が小さくなるため BER は増大する。一方で、復調結果の Output SNR はビット誤りの発生に関わらず推定誤差のエネルギーを直接評価できることから、ビット誤りが発生しない範囲においても復調結果を評価できる点が BER を用いた評価とは異なる。特に 2.1.2 節で示したような SNR と多値変調時の BER あるいは通信容量の関係を適用すれば、Output SNR から通信路容量を推定することも可能である。

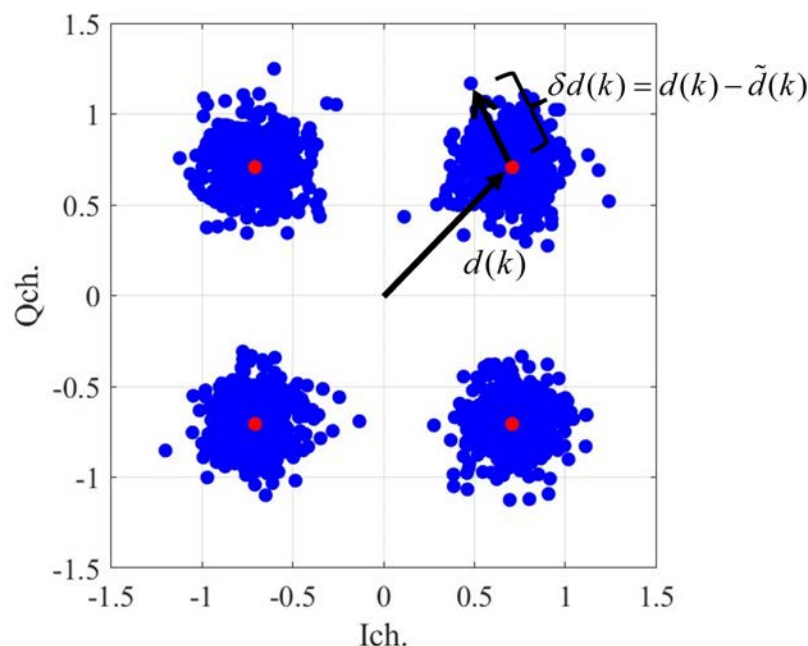


図 2.4: データシンボルにおける信号電力・誤差電力の定義

2.1.4 水中音響通信の受信信号モデル

海洋中の水中音響伝搬路は、特別な場合を除いて海面や海底、あるいは海中構造物などの境界面からの反射波を含むマルチパス環境となる。また、送受波器の位置変化、海面変動や水塊の移動などによって各到来波に異なったドップラシフトが生じることが知られる。このような伝搬環境において、ベースバンドにおける受信信号 $y(t)$ は次のようなモデルで記述できる：

$$y(t) = h_B(t, \tau) * x(t) + z(t) \quad (2.4)$$

ここで、 $h_B(t, \tau)$ は伝搬応答、 $x(t)$ は送信信号、 $*$ はコンボリューション。 t は受信時刻、 τ は時刻 t におけるマルチパス波の遅延量を表し、 $z(t)$ は背景雑音である。水中音響通信信号処理の目的は、伝搬応答 $h_B(t, \tau)$ をデコンボリューションして元信号の $x(t)$ を推定することである。したがって受信信号にかかる伝搬応答推定結果を用いて、可逆的に $x(t)$ を推定できるような伝搬環境であるかどうか非常に重要な問題となる。

ベースバンド信号にかかる伝搬応答 $h_B(t, \tau)$ は：

$$h_B(t, \tau) = \sum_k A_k(t) \exp(2\pi i \phi_k(t) t) \delta(\tau - \tau_k) \quad (2.5)$$

と表すことができる。ここで、 A_k は伝搬応答の複素振幅、 ϕ_k はドップラ周波数。添え字 k は異なるパスのインデックスを表す。2.5 式は時間的にも周波数的にも信号電力が分散して干渉を引き起こすことを意味しており、これを 2 重選択性伝搬路という。2 重選択性伝搬路においては送受信器間波動伝搬の相反性や、異なる時刻間での可逆的な信号等化処理が厳密な意味では成立しないことが知られる [44]。第 1 章で述べた通り、陸上無線通信と比較して水中音響通信伝搬路は伝搬速度の遅さからドップラシフトとマルチパス干渉が桁違いに厳しい環境となる。このような厳しい 2 重選択性伝搬路において通信信号処理を成立させるためには、ドップラシフトあるいは遅延マルチパス波、およびその両方の影響が緩和するような環境条件を考える必要がある。

最も単純には、後続のマルチパス遅延波のパワーが小さく直接波のパワーのみが支配的な条件で信号を送受信できる場合が考えられる。このような条件では、

$$h_B(t, \tau) = A_1(t) \exp(2\pi i \phi_1(t) t) \delta(\tau - \tau_1) + \sigma_{mp} \quad (2.6)$$

のように、後続のマルチパス波を微小なノイズ項 σ_{mp} として取り扱い、単一パス問題として近似して解けば良くなる。単一パス問題の場合には、遅延時刻 τ_1 で同期検波を行い、直接波の複素振幅変動とドップラシフトによる位相変動を逐次的に補正すればよい。このような条件で信号を送受信するためには、反射波の伝搬経路が直接波の伝搬経路に対して十分に遠距離となるなど、空間的な制約条件を適切に考える必要がある。

続いて、ドップラシフト環境における緩和条件について考える。2.5 式のベースバンド信号モデルにおいて、各パスについてのドップラ周波数が近しく $\phi_1(t)$ で代表できるような場合、すなわち受信応答に含まれる伝搬経路のドップラシフトの分散が小さい場合には：

$$\begin{aligned} h_B(t, \tau) &= \sum_k A_k(t) \exp(2\pi i (\phi_1(t) + \Delta\phi_k(t)) t) \delta(\tau - \tau_k) \\ &= \exp(2\pi i \phi_1(t) t) \sum_k A_k(t) \exp(2\pi i \Delta\phi_k(t) t) \delta(\tau - \tau_k) \\ &= \exp(2\pi i \phi_1(t) t) \sum_k A'_k(t) \delta(\tau - \tau_k) \end{aligned} \quad (2.7)$$

ここで、ドップラシフトの代表値 $\phi_1(t)$ からの各経路における微小変動量 $\delta\phi_k(t)$ は、式展開において伝搬応答の複素振幅 A'_k に含むように変形している。このような伝搬応答モデルに対しては、 $\phi_1(t)$ の位相変動と各パスで微小に変化する位相変動を加味した複素振幅 A'_k およびその遅延量を逐次的に推定するような信号処理手法を設計すればよい。水中音響通信伝搬路においては、信号の周波数帯域に対して大きなドップラシフトが生じることから、適応アルゴリズムなどによる逐次的なドップラシフト補正のみでは位相補正が困難な場合が多い。このため、受信信号をパスバンドからベースバンドへ変換する際に次項で示すような方法を用いてドップラシフトによる周波数オフセットを取り除くことで解決する。

ただし、2.8 式の仮定が成立する場合においても、マルチパス波の遅延時間が大きくなる場合にはチャンネル等化器のフィルタ長が長大になってしまうためにフィルタ係数推定が困難となり推定結果が不安定になることが予測される。このため一義的に、2.6 式の単一パス問題に対してチャンネル等化を行うほうが、チャンネル等化器負担の軽減と解の安定化のために有利といえる。

2.1.5 送受信ジオメトリによる伝搬特性の違い

海洋環境における水中音響通信伝搬路は、沿岸港湾部などの閉鎖的な環境を除いて、海面・海底面の反射境界面に挟まれた条件でのマルチパス伝搬現象の影響を受ける。このとき、水中の音速構造、水深や送受波器の影響を受けて様々な伝搬路特性を示すことが知られる。送受波器の位置関係について、水中音響通信伝搬路との関係の特徴づける意味では鉛直方向通信路と水平方向通信路に大別される。

鉛直方向通信路の一例を図 2.5 に示す。鉛直方向通信路は主に深海域を対象として、海表面付近の船舶などのプラットフォームと、主に海底付近の AUV などの海洋ロボットや観測機器などの観測プラットフォーム間で通信を行う場合が想定される。図 2.5(a) は、海底付近から海表面へのアップリンク通信を行う場合について、主たる伝搬経路の音線ダイアグラムを示した鉛直方向通信路の概念図である。海底付近から音波を送出する時、送波器と受波器を直接結ぶ直接波の伝搬経路のほか、海底面および海表面で反射して受波器に入射する伝搬経路が考えられる。海表面-海底面間の多重反射も観測されるが、水深が大きくなる場合には直接波との経路差による伝搬損失量や多重反射による反射損失が大きくなるためにエネルギーの観点から無視できる程度に低減することが多い。図 2.5(b) は、鉛直方向通信路において、深海の海底付近に係留した音源と海表面を航行する小型船舶間で音響信号を送受信した際の伝搬応答の推定結果である。図中の 0 ms 付近に直接波、その直後数 ms 付近に海面反射波、そして 9 ms 付近に海底反射波が確認できる。

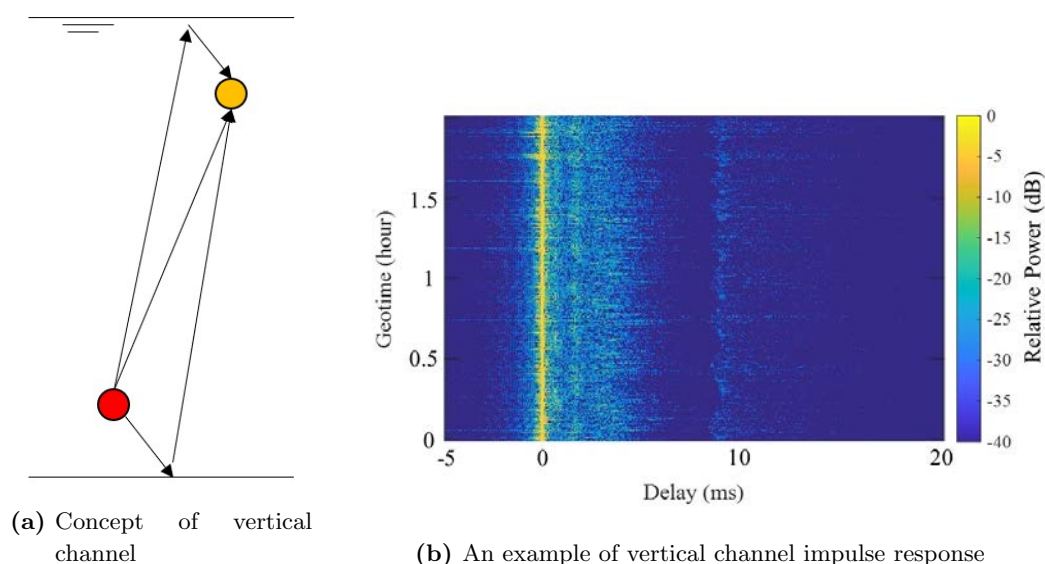


図 2.5: 鉛直方向送受信の (a) 概念図と (b) 伝搬応答

直接波近傍においては船舶の動揺や海表面の擾乱と反射・散乱の影響によって信号パワーの遅

延時間方向の分散が大きくなり、さらにこれらが時間的に変動して記録されていることがわかる。一方で、巨視的な観点からは受信時刻と遅延時間関係で見た場合の伝搬応答パワー分布の関係は大きく変化せず、主として海表面変動や送受信機の動揺による小規模で速い変動に影響を受けることになる。

通信信号処理の観点からは、この速い変動が大きく問題となることが知られている [48]。特に図 2.5(a) を参照すると、直接波と海面反射波の受波器に対する入射角がほとんど真逆の方向となることから、送受波器の鉛直方向移動に対するドップラシフトが正負逆の方向に生じるためにドップラシフトの広がりが大きくなってしまう。異なるドップラシフトを受けたマルチパス波の影響を取り除くためには、マルチパス波の位相シフトをそれぞれ推定して影響補正を行うなどの特別な対応が必要になる [49]。一方で、この海面反射波のような、直接波と逆方向から入射する大振幅のマルチパス波の影響を緩和することができれば、ドップラシフトの広がり小さくマルチパス波もあまり多くない、2.6 式に近い伝搬応答環境となることが期待できる。

続いて、水平方向通信路の一例を図 2.6 に示す。図 2.6(a) に示すように、水平方向通信路は、直接波のほかに海表面-海底面間の多重反射波に加えて、音速構造に依存して屈折波伝搬による多重マルチパス環境となることが知られている。鉛直方向通信路と比較して、往復反射波の経路差が小さいことや、境界面への入射角が浅くなることから反射波の強度も比較的大きくなる傾向にある。図 2.6(b) は、風速が 10~15 m/s 程度の荒天時に水深 100m 程度の浅海域において水平距離約 2 km の位置で送・受波器をそれぞれ中層に吊下して信号を送受信した際の伝搬応答の一例である。図中上部に D, B, S, SB, BS... と表記しているのは、それぞれ直接波、海底反射波、海表面反射波、海表-海底面多重反射、海底-海表面多重反射を意味している。直接波と海底反射波は受信時刻に対して振幅・遅延時間共に安定しているのに対して、海表面反射を含む伝搬経路の応答は振幅・遅延時間共に大きく時変動していることがわかる。これは海表面の波浪によって反射面の位置が時間的に変化するほか、散乱・回折効果によってエネルギーの散逸や干渉パターンの変化が生じているためと考えられる。

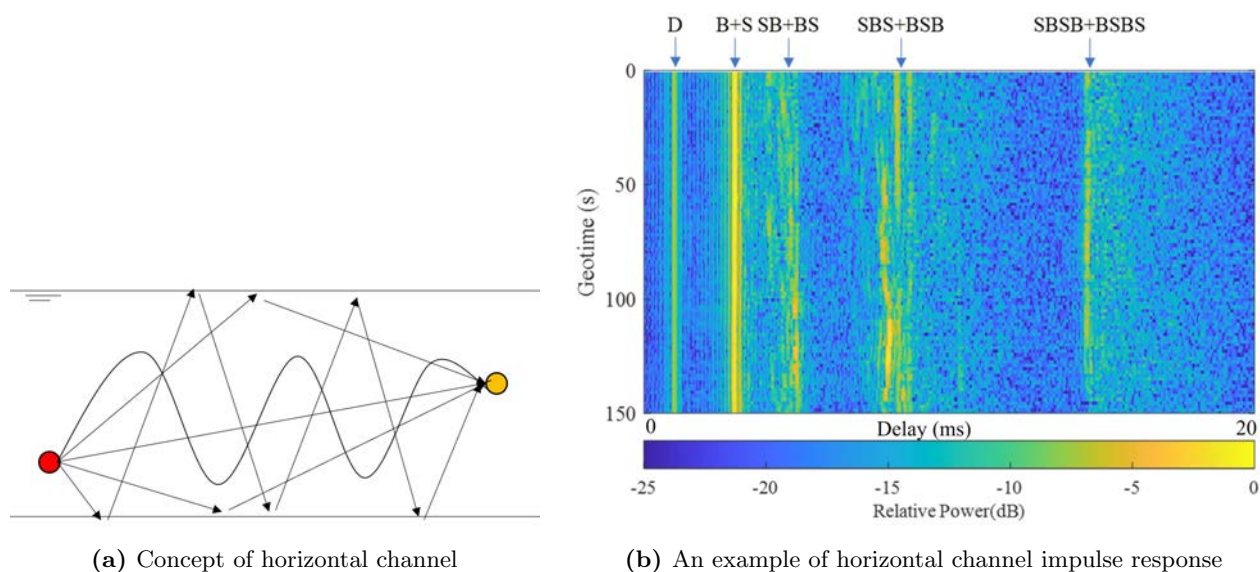


図 2.6: 水平方向送受信の (a) 概念図と (b) 伝搬応答

マルチパス波の遅延時間・パワー分布の特徴としては、各伝搬経路の応答が時間的にスパースかつ大振幅で記録される傾向がある。海況や計測形態によっては、マルチパス波の時間的な分布の変動が大きく生じるため、動的な遅延波の振幅検出を行う必要がある。また、マルチパス干渉によるシンボル間干渉が大きくなってしまいうことから、マルチパス波を空間的に抑圧するために多素子の受信器からなる受波アレイを用いた受信系を構成することが望ましい。ドップラシフトの観点では、当然ながら水平移動しながら信号を送受信する場合に多大なドップラシフトが生じることになる。水深に対して十分に水平距離が大きいような場合には、海表面・海底面からの反射波と直接波の伝搬方向の広がりが小さくなることから、ドップラシフトの広がりは一鉛直方向通信路と比較して小さくなることが期待でき、2.8 式のような通信環境となることが想定される。

2.1.6 ベースバンド変換におけるドップラシフト補正

水中音響通信においてはドップラシフトの影響が大きく、例えば水中ビークルとの通信を想定した送受信器の移動速度として3ノット程度を考慮した場合には信号周波数の0.1%相当のドップラシフトが生じてしまう。これは陸上無線通信で自動車や鉄道などの移動体通信を想定した場合と比べて1万倍程度比率が大きく、一般的に水中音響通信ではドップラシフトの補正が重要になる。

ドップラシフトは、時間領域信号で見たときにある信号区間内における伝搬遅延時間の変動として観測できる。信号周波数に対するドップラシフト周波数の比率を α とおくと、伝搬遅延 τ で信号を受信するときの受信信号の時間波形と周波数応答は図2.7で示す通り、送受信間で信号時間長が $1/(1+\alpha)$ 倍、搬送波周波数と帯域幅が $1+\alpha$ 倍に変化する。水中音響通信では比帯域（搬送波周波数と帯域幅の比）が大きくなることから帯域幅の変化が無視できなくなるため、このような信号伸縮を補正する必要がある。

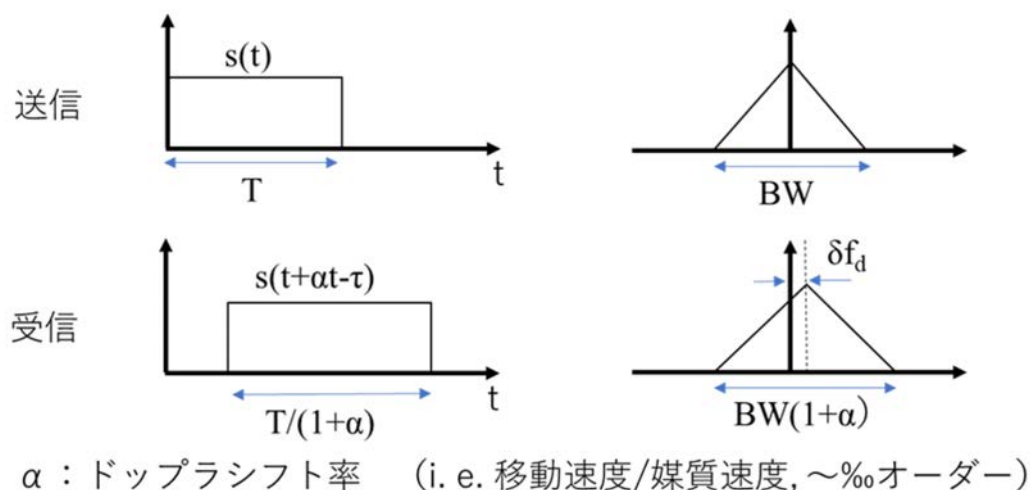


図 2.7: ドップラシフトと信号伸縮の関係

信号伸縮補正方法には、Ambiguity Function 法や適応アルゴリズムを用いた手法 [87] などが知

られる。本研究では、図 2.8 に示すような同期信号を利用した信号伸縮補正を行う [25]。通信信号前後に配した同期信号に対してそれぞれ、相互相関処理による受信タイミング検出を行い、その差分と既知の送信信号時間長を比較することで信号の伸縮比率を計算し、レプリカ搬送波周波数とリサンプリング周期をそれぞれ、 $1 + \alpha$ 倍・ $1/(1 + \alpha)$ 倍に補正してベースバンド変換を行うことでドップラシフトの影響を補正する。これらの補正によりドップラシフトによる線形の位相シフトが除去されるが、ベースバンド信号に非線形な位相シフト成分が残留する場合には、チャネル等化処理においてさらに逐次的な位相補正処理を行うこととなる。

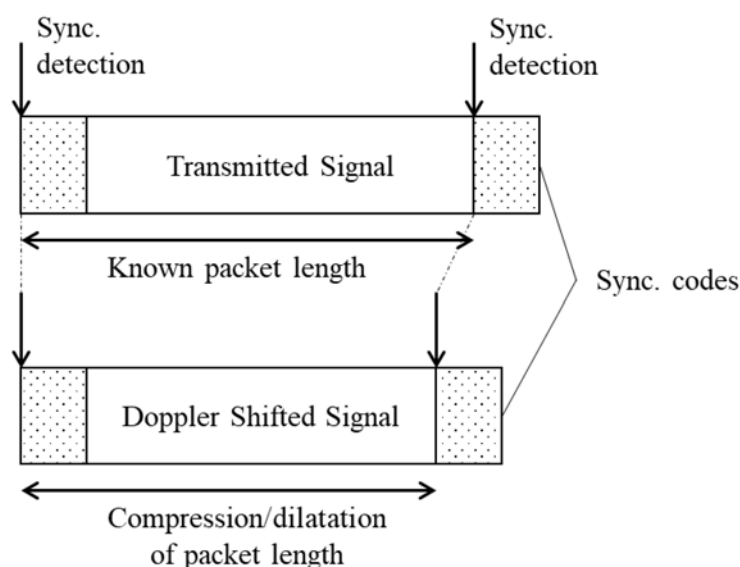


図 2.8: フレーム同期によるドップラ補正の概念図

2.1.7 判定帰還型等化器

本研究では、シングルキャリア伝送方式を用いた水中音響通信の基礎的な手法として DFE を用いた受信信号処理システムを想定している。本節では、DFE の基礎理論について概説する。

水中音響通信で用いられる DFE は、フィードフォワード/フィードバックフィルタに加えて、DPLL(Digital Phase Locked-Loop) を組み込まれた方式が利用される。フィードフォワードフィルタおよび DPLL は直接波近傍のチャネル応答特性を補償し、フィードバックフィルタで遅延波のチャネル応答を打ち消すことで、逐次的に信号等化を実施する適応フィルタである。すなわち、DPLL、フィードフォワード・フィードバックフィルタは 2.8 式の位相変動逐次補正、マルチパス波の複素振幅値と遅延分布の補正にそれぞれ対応することになる。特にマルチパス波の卓越する環境においては、多チャンネル化した DFE はシングルキャリア伝送方式を用いた水中音響通信における有効な従来手法である。

図 2.9 に DPLL を組み込んだ DFE の基本的なブロック図を示す。ここで、図で示した DFE の構成に従えば、 l 番目のシンボルについての DFE 軟出力結果 d_{soft} は次のように与えられる：

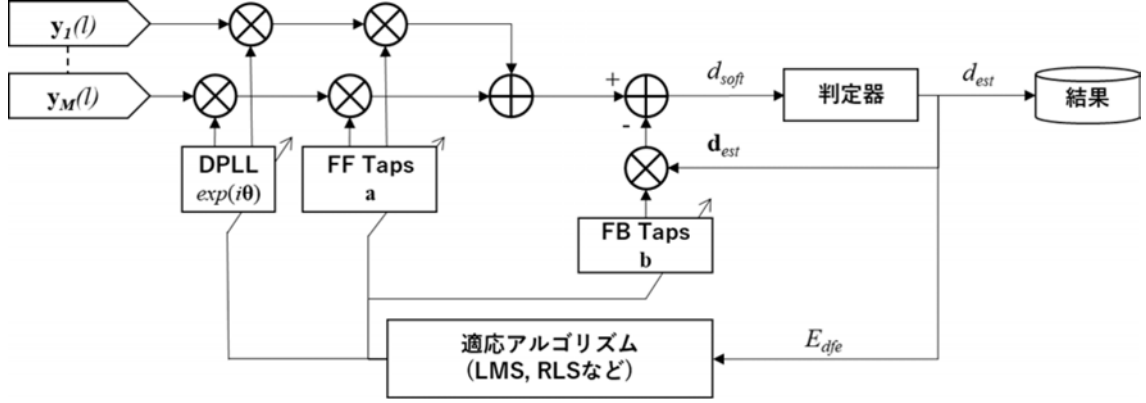


図 2.9: DFE のブロック図

$$d_{soft}(l) = \sum_{m=1}^M \exp(-i\theta_m(l)) \mathbf{a}_m^H(l) \mathbf{y}_m(l) - \mathbf{b}^H(l) \mathbf{d}_{est}(l) \quad (2.8)$$

ここで、上付き文字 $[]^H$ は複素共役転置を表す。また、フィードフォワードフィルタへ乗算されるベースバンド信号ベクトルおよび、フィードバックフィルタへ乗算される判定シンボルベクトルは以下の通りである：

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_m(l) &= [y_m(l - N_{fb}), y_m(l - N_{fb} + 1), \dots, y_m(l), \dots, y_m(l + N_{ff} - 1), y_m(l + N_{ff})]^T \\ \mathbf{d}_{est}(l) &= [d_{est}(l - N_b), d_{est}(l - N_{fb} + 1), \dots, d_{est}(l - 1)]^T \end{aligned} \quad (2.9)$$

ここで、上付き文字 $[]^T$ は転置を表す。フィードフォワードフィルタにおいては N_{fb} および N_{ff} タップ分の、データシンボルからみてそれぞれ過去および未来のタップを取り扱うことになり、フィルタ長は $N_f = N_{fb} + N_{ff} + 1$ となる。フィードバックフィルタにおいては、長さ N_{fb} 分の遅延波の影響を除去することが期待される。2.9 式から各受波チャンネルのフィードフォワードフィルタおよびフィードバックフィルタの出力は

$$\begin{aligned} p_m(l) &= \exp(-i\theta_m(l)) \mathbf{a}_m^H(l) \mathbf{y}_m(l) \\ q(l) &= \mathbf{b}^H(l) \mathbf{d}_{est}(l) \end{aligned}, \quad (2.10)$$

となる。DFE のフィルタタップ係数は、判定器前後における信号の差を最小化するように適応アルゴリズムによって逐次更新される。すなわち DFE の誤差 E_{dfe} は、

$$E_{dfe}(l) = d_{est}(l) - d_{soft}(l) \quad (2.11)$$

と定義される。はじめに、DPLL によって補正する位相項 θ が各受波チャンネルにおいて独立であれば、

$$\frac{\partial |E_{dfe}(l)|^2}{\partial \theta_k} = 2\text{Im}[d_{est}(l)p_k^*(l)] \quad (2.12)$$

で得られることから、最小二乗平均 (Least Mean Square, 以下 LMS) アルゴリズムに従って、 θ_k は以下のようにして更新される。

$$\theta_k(l+1) = \theta_k(l) + \nu_1 \Delta \theta_k(l) + \nu_2 \sum_{j=1}^l \Delta \theta_k(j), \quad (2.13)$$

$Im[]$ は虚数部を表し, $[]^*$ は複素共役を表し, ν_1, ν_2 は更新ステップサイズパラメータである。第2項は Symbol-by-Symbol の位相追跡を行い, 第3項は位相のラップラウンドを防ぐようにシンボル位置におけるドップラシフトの直流成分を補正する。フィードフォワードフィルタおよびフィードバックフィルタについても同様に, LMS アルゴリズムあるいは再帰的最小二乗法 (Recursive Least Square, 以下 RLS) アルゴリズムを用いて更新する。LMS アルゴリズムの場合は,

$$\mathbf{a}_k(l+1) = \mathbf{a}_k(l) + \mu_{FF} E_{dfe}(l) \mathbf{y}^*(l) \exp(-i\theta_k(l)) \quad (2.14)$$

$$\mathbf{b}(l+1) = \mathbf{b}(l) + \mu_{FB} E_{dfe}(l) \mathbf{d}_{est}^*(l) \quad (2.15)$$

とステップサイズパラメータ μ_{FF} および μ_{FB} を用いてそれぞれ更新される。RLS アルゴリズムの場合には,

$$\mathbf{z}(l) = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1(l) \exp(-i\theta_1(l)) \\ \vdots \\ \mathbf{y}_m(l) \exp(-i\theta_m(l)) \\ \vdots \\ \mathbf{y}_M(l) \exp(-i\theta_M(l)) \\ -\mathbf{d}(l) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

, とおくと, $(M \times N_F + N_B) \times 1$ ベクトルの $\mathbf{g}(l)$, $(M \times N_F + N_B) \times (M \times N_F + N_B)$ 行列である $\mathbf{P}(l)$, 忘却係数 $\lambda < 1$ を用いて,

$$\mathbf{g}(l) = \frac{\mathbf{P}(l-1)\mathbf{z}(l)}{\lambda + \mathbf{z}^H(l)\mathbf{P}(l-1)\mathbf{z}(l)},$$

$$\mathbf{P}(l) = (\mathbf{P}(l-1) - \mathbf{g}(l)\mathbf{z}^H(l)\mathbf{P}(l-1)) / \lambda$$

$$[\mathbf{a}_1^T(l+1), \dots, \mathbf{a}_M^T(l+1), \mathbf{b}^T(l+1)] = [\mathbf{a}_1^T(l), \dots, \mathbf{a}_M^T(l), \mathbf{b}^T(l)] + \mathbf{g}^T E_{dfe}^*$$

としてフィルタタップを更新する。数学的には RLS アルゴリズムはカルマンフィルタの特殊な場合として解釈できる。

水中音響通信において, シングルキャリア伝送方式と多チャンネル入力 of DFE を用いた通信信号処理システムは, 水平方向通信 [23, 24] および鉛直方向通信 [32, 33, 48, 49] などで用いられている。特に, 文献 [23, 24, 26] においては, フィードフォワードフィルタがマルチパス遅延幅をカバーできる場合には, マルチパス電力を合成して信号処理利得を向上できることが知られている。ただし, 多チャンネル化に伴ってフィルタタップ長が増大してしまうため, 標準的な RLS アルゴリズムを用いて DFE を実装する場合には $O(N^2)$ であるために通信信号処理のようなリアルタイム処理が求められる環境では実装困難であることが多い。実用的には現実的な計算規模に抑えつつロバスト化をはかるために LMS アルゴリズムが実装されることが多い [32, 33, 48, 49]。DFE のフィルタ更新に LMS アルゴリズムを用いる場合には, DFE 推定の目的関数の誤差電力である MSE (Mean Square Error) の収束に多数の更新ステップが必要になってしまう傾向があることから, フィルタ係数の推定のための冗長シンボル (トレーニングシンボル, d_{est} の代わりに既知シンボルとしてフィルタ係数推定に用いる) 長の割合を増やす必要があり, 通信信号フレームの伝送効率が低下してしまう問題がある。

2.2 タイムリバーサル法

2.2.1 海洋音響におけるタイムリバーサル法

タイムリバーサル法とは、位相共役法 [65] と呼ばれ、時間反転処理による信号処理手法の呼称である。図 2.10(a) にあるように、ある点音源から送信した信号 $s(t)$ が水中を伝搬して素子数 M の鉛直アレイで受信される場合 $r_i(t) = s(t) * h_i(t)$ ($h_i(t)$ は i 番目の素子における伝搬応答, $*$ は畳み込み積分) を考える。アレイ受信した信号を時間反転して受信位置から発信すれば相反性により、2.10(b) のように時間が反転した伝搬現象が発生し、それぞれの伝搬経路をさかのぼって音波が収束する [63, 64, 66]。このように、送受信アレイを用いて実際に信号を逆伝搬収束させる方法を Active Time Reversal 法と呼ぶ [72, 84]。理想的には送受信閉曲面からの時間反転収束を行うことで送信信号は点音源へと収束すると考えられるが、現実的には離散的かつ限定長のアレイを構成し帯域制限された信号を利用することになるため、波長オーダー以上の分解能で信号は収束することになる [65]。

限定長の離散アレイで考えると、点音源位置での時間反転波収束波形 $s_{ps}(t)$ は：

$$\begin{aligned} s_{ps}(t) &= \sum_{i=1}^M r_i(-t) * h_i \\ &= s(-t) * \left[\sum_{i=1}^M h_i(t) * h_i(-t) \right] \end{aligned} \quad (2.17)$$

となる。ここで大括弧中の伝搬応答の自己相関関数を受波アレイ加算したものを q-function と呼び、点音源位置における時間収束特性を表している [70]。

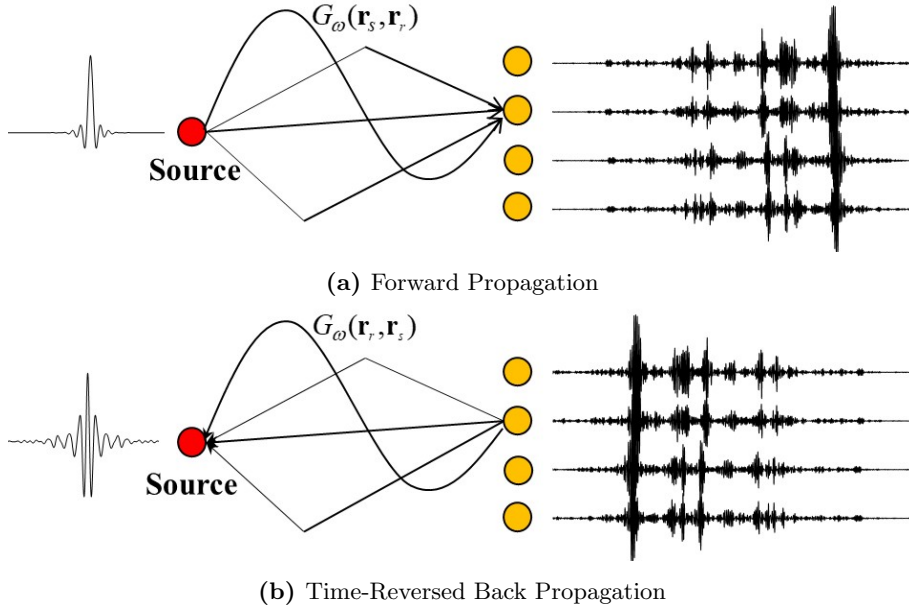


図 2.10: 海洋環境におけるタイムリバーサル法の概念図

ここで、周波数領域における伝搬応答を $H(\omega)$ を用いて、2.17 式の q-function のフーリエ変換

$Q(\omega)$ を考えると,

$$Q(\omega) = \sum_{j=1}^M H_j^*(\omega) H_j(\omega) \quad (2.18)$$

$$\approx \sum_m \sum_n \sum_j \frac{\Psi_m(z) \Psi_m(z_j) \Psi_n(z_j) \Psi_n(z_s)}{\rho(z_j) \rho(z_s) \sqrt{k_m k_n r R}} \exp(ik_m r - ik_n R)$$

上式は、 $H(\omega)$ が音響ヘルムホルツ方程式のノーマルモード解 [88] で表されるとして以下の関係を代入している：

$$H(\omega) \simeq \frac{e^{i\pi/4}}{\sqrt{8\pi\rho(z_s)}} \sum_{m=1} \Psi_m(z) \Psi_m(z_s) \frac{e^{ik_m r}}{\sqrt{k_m r}} \quad (2.19)$$

ここで、 $\Psi(z)$ は深度方向の固有モード関数、 k_m は m 次の固有モードに対応する水平方向の波数ベクトル、 R は伝搬距離、添え字 m, n, j はそれぞれ点音源送信における伝搬モード、アレイ素子からの送信における伝搬モード、鉛直アレイ素子の次数およびインデックスを意味している。送受信アレイが海水層全体を実質的にカバーするように配置され、かつ十分に高次の伝搬モードを含む伝搬応答が観測されるとき、近似的に深度方向の積分 $\int (\cdot) dz$ を適用でき、異なる次数の伝搬モードの直交性を利用することができる。したがって、2.18 式について j についての総和と $m = n$ となる伝搬モード積の選択を行うと、

$$Q(\omega) = \sum_m \frac{\Psi_m(z) \Psi_m(z_s)}{\rho(z_s) k_m \sqrt{r R}} \exp(ik_m(r - R)) \quad (2.20)$$

ここで、2.20 式において $r = R$ とすると点音源の水平位置における収束特性が得られ、十分なモード加算が果たされるとき $Q(\omega) \approx \delta(z - z_s)$ が得られる。すなわち、タイムリバーサル法によって逆伝搬した波動場は時間的にも空間的にも音源位置に収束することを意味する。稠密なアレイを用いない場合や加算できるマルチパス波が限定されるときには、2.20 式のような完全な収束特性を得ることができないと考えられるが、区分的に滑らかな収束特性が得られると考えられている [66, 89]。

デジタル通信におけるタイムリバーサル法の効果の概念図を図 2.11 に示す。デジタル通信シンボル列 $(1, 0, 1, 0, \dots)$ が送信されたとき、水中音響伝搬路のマルチパス波によって複数のシンボル列の像が様々な遅延時刻・振幅で受信されることで、シンボル間干渉を引き起こす。タイムリバーサル法では、各マルチパス波を時空間的に収束させることができるため、時間的に広がりをもって伝わっていたマルチパス波が基準時刻位置に重合されることで干渉のない受信信号波形が得られる。従って、タイムリバーサル法によって通信信号にかかる伝搬応答特性は SNR が改善された単一パス問題となることが期待される。このような原理を利用して、Active Time Reversal 法では、送信チャンネルを多数利用する多入力単出力のデジタル通信に応用される [84]。

2.2.2 パッシブタイムリバーサル法

アレイ受信した信号を時間反転して実際に逆伝搬させる Active Time Reversal 法に対して、受信した伝搬応答を利用してアレイ信号処理によって時間的にマルチパス波を収束させる手法を Passive Time Reversal (PTR) 法 (あるいは Passive Phase Conjugation 法) という [67]。

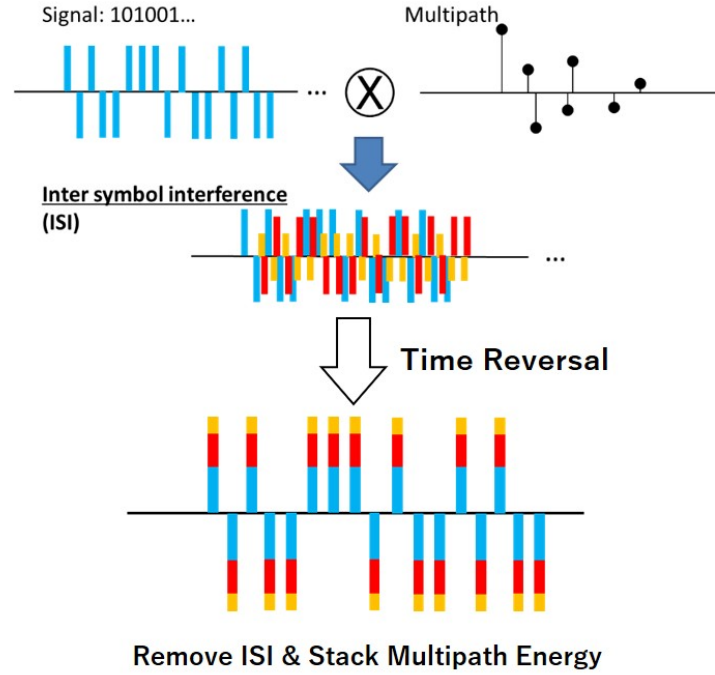


図 2.11: マルチパス干渉したデジタル通信とタイムリバーサル法の効果

PTR 法では、2.17 式の太括弧内が物理的表現に基づいたマッチドフィルタ処理であることに着目する． j 番目の受信素子において先験的に得られた伝搬応答を $\hat{h}_j(t)$ とすると：

$$\begin{aligned}
 s_{ps}(t) &= \sum_{i=1}^M r_i(t) * \hat{h}_i(-t) \\
 &= s(t) * \left[\sum_{i=1}^M h_i(t) * \hat{h}_i(-t) \right]
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

のように、 $\hat{h}_j(t)$ を用いたマッチドフィルタ処理結果の受波アレイ加算として実装される．先験の伝搬応答と信号処理対象の受信信号に係る伝搬応答が一致するとき、2.17 式で示した Active Time Reversal 時の音源位置における信号の時間波形と一致すると考えられる．また、マッチドフィルタ処理結果の受波アレイ加算による信号処理利得は、AWGN 環境において受信信号 SNR に理想アレイゲインを加味したものになるとされ [45]、同様に PTR 法においてもマルチパス波電力を加算しアレイゲインによる SNR 改善効果が期待される．PTR 法に用いる先験の伝搬応答 $\hat{h}_j(t)$ は、通信信号の発信前に伝搬応答計測用のパルス、あるいはチャープ信号等をプローブ信号として用いて推定される [67, 70]．

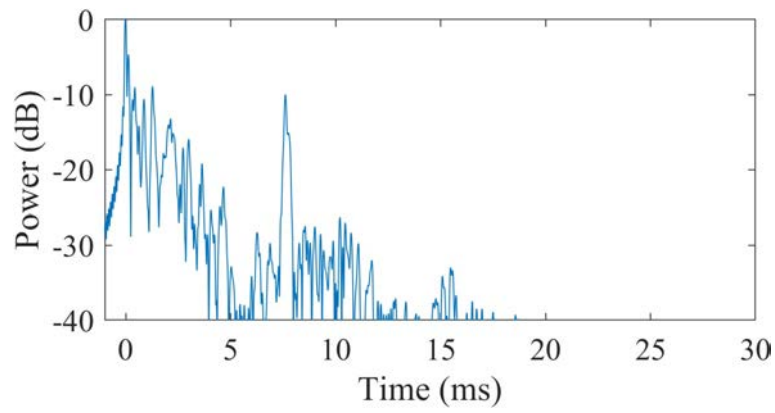
図 2.12 は 16 チャンネルの受波アレイを用いた水槽実験において収録した通信信号について、PTR 処理による受信信号の変化を示したものである．図 2.12(a) は、試験時の伝搬応答の遅延-パワープロファイルを示しており、直接波の収録時刻に対するマルチパス波のパワー分布が示されている．直接波に対する相対パワー値において 10 ms 程度まで遅延広がりがある伝搬応答の影響を受けて、図 2.12(b) の受信信号には干渉による歪が生じていることがわかる．特に、受信時刻 200 ms 以降の信号終端付近において尾を引くように振幅が分布しており、受信信号のエンベロー

プが崩れていることがわかる．図 2.12(c) は PTR 処理後の信号波形で，処理後の波形の立ち上がりと立ち下り端が明瞭になっていることや，受信信号の前後のノイズレベルが低下していることがわかる．

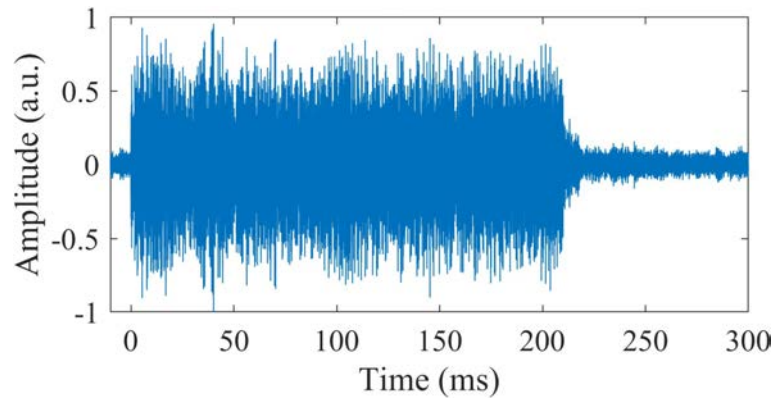
このように，PTR 法の時間収束性を利用すれば，十分な受波アレイ素子数と受波アレイ長で計測する場合には 2.20 式の関係から，通信信号処理の等化器として利用することができる [90]．ただし，実際の海洋環境や受波アレイ構成においては，時間変動による伝搬応答の不一致やアレイ構成上の不足の影響によって収束波形に広がりが生じてしまうことが知られる．特に，図 2.13 に示すような q-function に含まれる干渉項を residual ISI（残留 ISI）と呼ぶ [68, 71]．PTR 法を用いた通信信号処理結果は残留 ISI によって振幅や位相の誤差が生じるために，PTR 法単体での通信性能には制限が生じる．

この残留 ISI の影響を除去するために信号処理による対応が必要である．そこで，タイムリバーサル法の後段に DFE を接続する手法が考案されている [71, 73, 91]．タイムリバーサル法によって時間的に収束した受信信号波形に対して，単一チャンネル構成の DFE を適用することで，残留 ISI による干渉の影響を抑圧してより高品質な信号処理結果を得ることが知られている．PTR 法と DFE を組み合わせた手法を PTR-DFE 法と呼び，本研究における基礎的なタイムリバーサル信号処理手法として用いることとする．

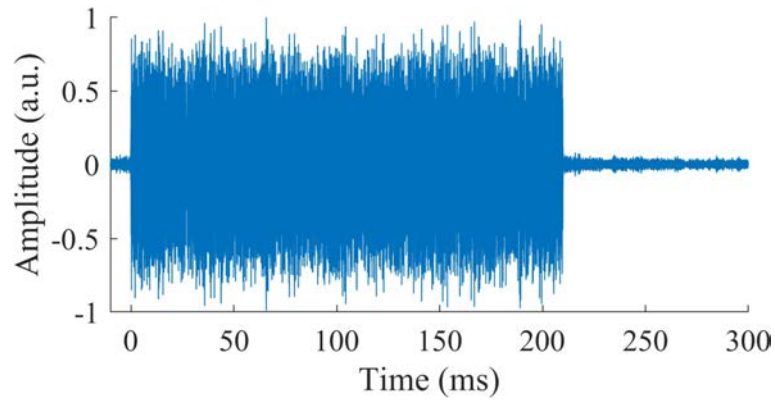
本研究で用いた PTR-DFE 法の信号処理ブロック図を図 2.14 に示す．2.21 式の通りに事前に推定した伝搬応答 $\hat{h}_j(t)$ を相互相関処理してチャンネル加算し，信号同期を行う．ここで，図 2.8 で示した信号伸縮に伴うドップラシフトの検出を行っておき，後段の Digital Down Conversion(DDC)において，ベースバンド変換と信号帯域幅へのリサンプリング処理を行って受信信号シンボル列を得る．最後に単一チャンネルの DFE によって信号等化を行い，通信信号処理結果を得る．単一チャンネル DFE のフィルタ係数更新には式 2.17 の RLS アルゴリズムを用いた．



(a) Delay-Power Profile



(b) Received Signal



(c) After PTR

図 2.12: PTR 処理による受信信号の改善例：水槽で 16 チャンネルの受波アレイ収録した信号について (a) 伝搬応答の遅延パワープロファイル, (b) 受信信号波形, (c) PTR 処理後の受信波形, を示している

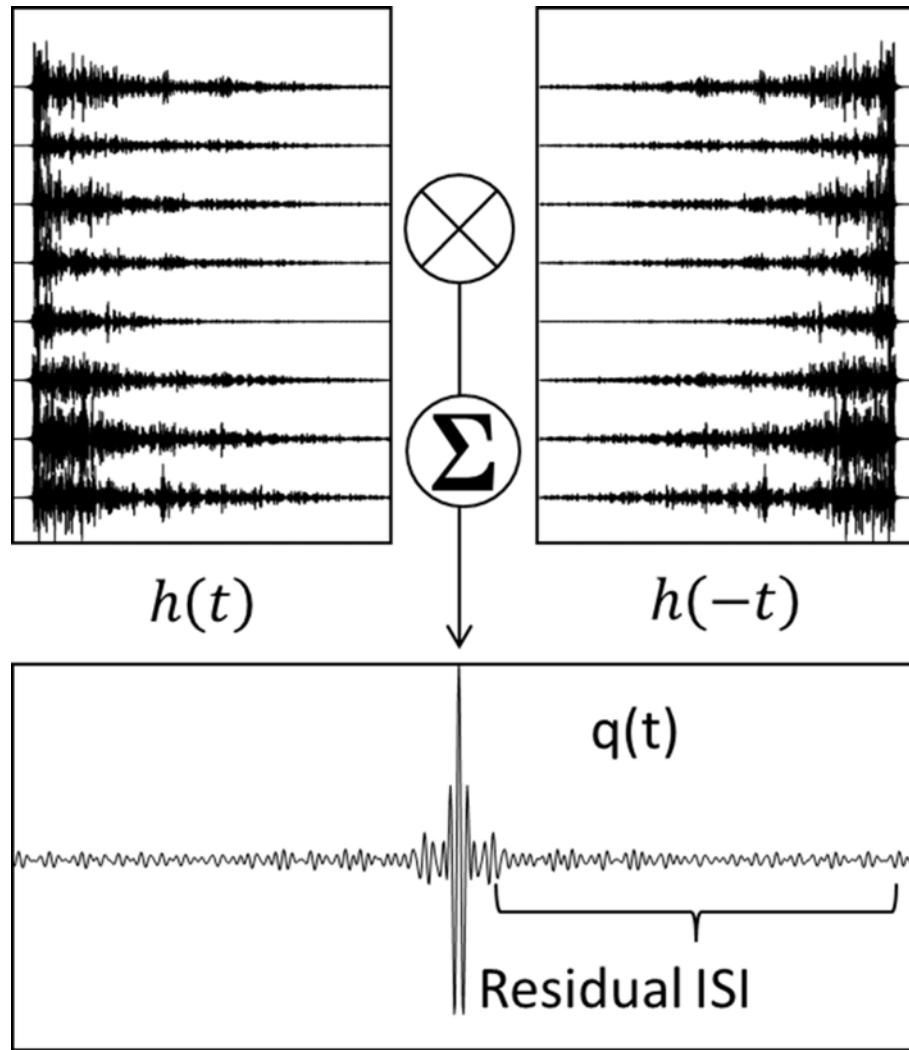


図 2.13: タイムリバーサル法と residual ISI: 図下部に示した q-function は、図 2.12 の波形を得た水槽試験と同一の環境において計測したパルスに対して計算したものである。

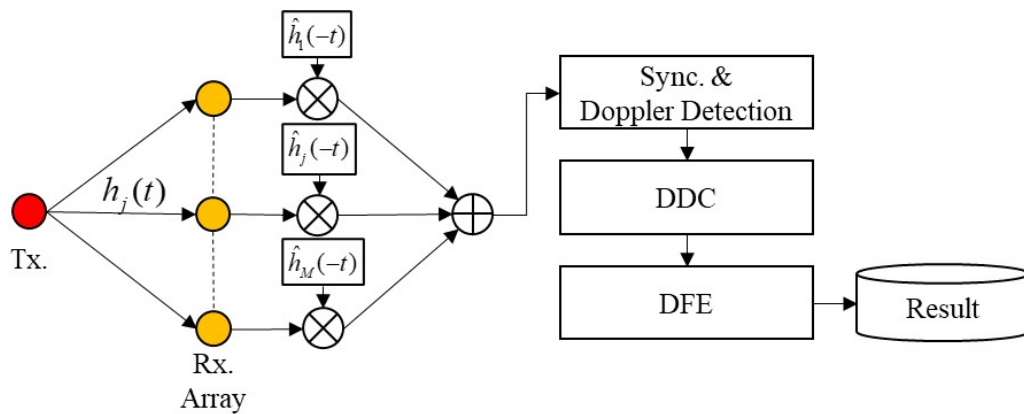


図 2.14: PTR-DFE 法のブロック図

2.3 第2章のまとめ

本章では、海洋における水中音響通信路の特徴を解説し、水中音響通信伝搬路の特性に合わせた DFE を用いた基礎的な通信信号処理手法と、本研究で用いるタイムリバーサル法と DFE を組み合わせた通信信号処理手法を示した。

水中音響通信伝搬路の狭帯域特性を考慮すると、通信の高速化のためにはスペクトル効率を向上させる必要がある。高いスペクトル効率を達成するには、多値化した変調方式を用いて生成する必要がある、このためには受信信号処理結果において高い Output SNR を達成する必要がある。水中音響通信伝搬路はマルチパス波とドップラシフトが混在する複雑な環境となるが、鉛直方向通信伝搬路や水平方向通信伝搬路の特徴を考慮するとマルチパス波・ドップラシフトの影響を分離して取り扱うことができることを示した。また、本研究の基礎的な通信信号処理方として用いる DFE が、水中音響通信伝搬路のマルチパス波とドップラシフトそれぞれに対応する手法であることを示した。

くわえて、ノーマルモード理論に基づくタイムリバーサル法の特徴を示し、理論的にはタイムリバーサル法を用いることによって多重マルチパス受信環境においても、その信号処理結果が近似的に単一パス問題と見做すことが期待できることを示した。一方で、現実的な通信信号の受信環境においては、タイムリバーサル法による完全なマルチパス波の収束特性が得られず残留干渉の影響が生じることを示し、その対策として本研究では PTR-DFE 法を用いることとした。タイムリバーサル法による通信信号処理の利得は PTR 信号処理結果に含まれる残留 ISI と後段の等化器の性能の関係に依存すると考えられ、信号処理利得を評価するためには伝搬環境パラメータを変えて通信信号処理結果を分析する必要があると考えられる。

第3章 深海域鉛直方向伝搬による水中音響通信 高速化の基礎検討

本章では、水中音響通信伝搬路における通信信号処理手法の基礎的検討のため、マルチパス波のほとんどない深海域鉛直方向通信伝搬路として、指向性送受波器を用いた水中ビークルと洋上母船間の鉛直方向通信試験データに対して、シングルキャリア伝送方式とDFEを用いた水中音響通信信号処理システムを適用する。タイムリバーサル法の後段に用いる基礎的通信信号処理法の評価を行うとともに、本研究で用いるアプローチによって深海域鉛直方向通信の高速化が可能であることを実証する。

3.1 深海域鉛直方向通信のアプローチ

3.1.1 想定通信路

深海域の鉛直方向通信では、深海を航行するビークルや海底に設置したセンサノードの上方に洋上の母船が待機・追跡して、信号の送受信を行うような形態が考えられる。ビークルと母船間の通信としては、ビークルから母船へと情報を伝送するアップリンク通信と母船からビークルへと情報を伝送するダウンリンク通信が考えられる。海中で撮影した画像やソナーによる地形データ、物理・化学センサデータなどの海洋調査データを伝送するアップリンク通信では大容量のデータ伝送が求められる一方で、母船からビークルへは動作を制御するためのコマンドや位置情報など限られたデータを伝送することが考えられ大容量のデータ伝送を行うことは想定しづらい。このことから、本章では深海域鉛直方向通信のうち情報通信量が多く、より一層の高速化が求められるアップリンク通信を取り扱うこととする。

前章で示した、図2.5(a)は深海域における典型的なアップリンク通信時の通信ジオメトリであり、主として受信されうる音響信号の伝搬路を示している。直接波のほかに、海底面・海表面あるいは母船の底面で反射する伝搬路が考えられる。このほかにも、海底面-海表面を多重反射する伝搬路が考えられるが、水深が数千mを超えるような大深度海域においてはこのような多重反射は図で示した伝搬路に対して経路差が大きくなることや境界面での反射損失が重畳することで影響が小さくなると考えられる。このように、深海域における鉛直方向アップリンク通信では直接波と境界面における1次反射波を含む伝搬応答を考えることとなる。

また、ビークルを対象とした通信では送受信機の移動によってドップラ効果による通信信号の周波数シフトが生じる。アップリンク通信における送信側のビークル運動としては、潜航・浮上による鉛直方向運動と海底付近を航行する際の水平方向の運動が考えられる。また、受信側にお

いては、船舶の水平運動のほかに海面波による船舶の動揺による影響が生じると考えられる。

一般に深海域の鉛直方向通信は水平方向通信や浅海域での通信と比較して容易であると考えられているが [15, 18], 一方で送受信プラットフォームの動揺とマルチパス波の入射が同時に生じる場合には困難な通信環境となることが知られており [48, 49, 92], ドップラシフトおよびマルチパス環境への適切な対応が必要といえる。

3.1.2 指向性送受波器による空間的制約

図 2.5 で示したように、深海域の鉛直方向通信といえども対策なしには海底・海面波の影響を受けて、信号処理が困難な通信環境となることが予想される。本研究では、送受波器に指向性トランスデューサを用いて伝搬路を空間的に選択することでマルチパス波を抑制する。

図 3.1(a) に指向性トランスデューサを送受波器に用いた場合の通信路のイメージ図を示す。深海域の海中-海表面間のアップリンク水中音響通信では、上下の位置関係がほとんど固定されることから、送信・受信側から見てそれぞれ上方・下方に向かって信号を送受信してもよい。海底から送信信号を発するとき、指向性送波器を海表面方向に向けて送信することで、海底反射波を抑制できる。また、受波側では海底方向に指向性受波器を向けておくことで海表面での反射波を抑制することができ、送受波両側に指向性を持たせることで直接波のみを送受信できる。実際に本章で行った実験系での伝搬応答の遅延-パワープロファイルの時刻変化を図 3.1(b) に示す。図中の遅延時間 0 ms に記録されている直接波以外の到来波がほとんど記録されておらず、直接波のみの単一伝搬路と見做することができる環境になっている。送受波器の配置そのものは図 2.5(b) で示した伝搬応答推定結果とほぼ同一であるが、指向性トランスデューサを用いたことで直接波のみを受信できている。

図 3.2 に本章の海域試験で用いた音源の指向性を図 3.2 に示す。キャリア周波数に対しておよそ 20 度の -3 dB 指向幅を持たせている。受信側には動揺に指向幅約 45 度程度の指向性トランスデューサを用いている。洋上では表面波の影響を受けて受波器が動揺するために受波器の正面方向が振れてしまうため、受信側の指向幅が広がっている。送受波器に指向性を持たせることで、直接波のみの送受信へ伝搬路を人為的に調整できるほかにも、送波における指向性利得による電力効率の上昇や、受波における海表面や船舶で生じるノイズの低減や指向性利得による電気ノイズの影響の緩和などに有利になり、より高い SNR で信号送受信ができると期待される。

3.2 海域試験

3.2.1 試験概要

国立研究開発法人海洋研究開発機構が所有する有人潜水調査船「しんかい 6500」は深海調査のために 1990 年代に建造され、今日まで運用されている。建造当初より、しんかい 6500 には洋上の母船へと海中で撮影したビデオ映像のキャプチャ画像をアップリンク通信により伝送する、画像伝送装置が搭載されていた。この画像伝送装置は、最大水深 6500 m より 8 kHz の帯域幅で QPSK

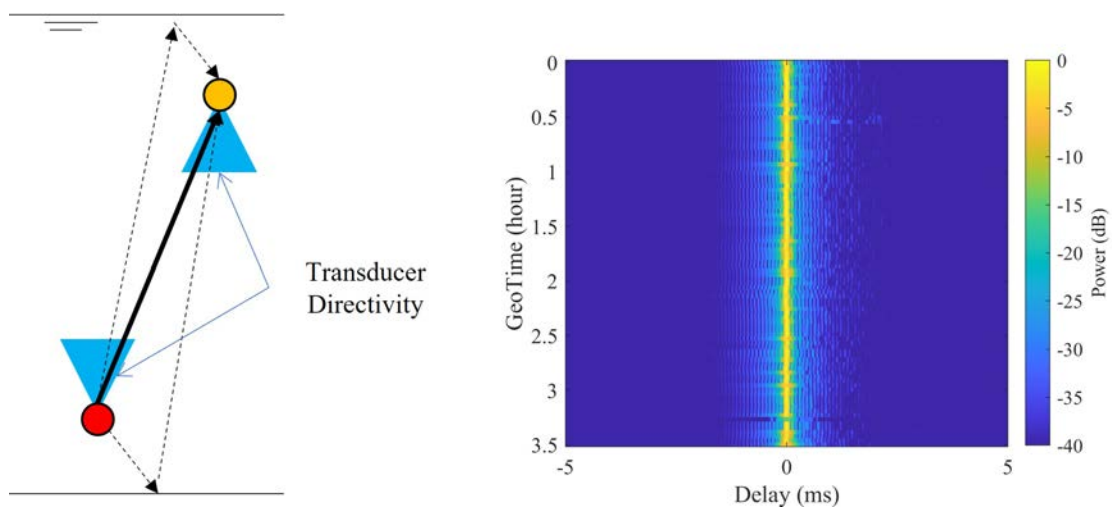


図 3.1: 鉛直方向通信における指向性送受波器の効果:(a) 指向性受波器を用いた鉛直方向通信の概念図, (b) 指向性送受波器を用いた場合の鉛直方向通信伝搬応答の例. 指向性受波器を用いることで海底・海面の反射波を除くことができ, 結果的に直接波が支配的なマルチパス干渉のほとんどない受新信号を得ることができる.

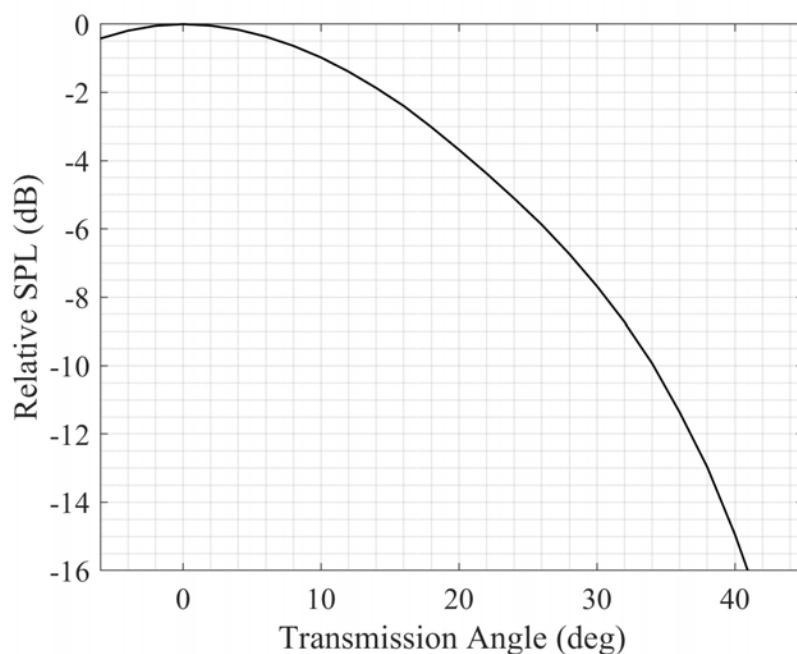


図 3.2: 本章の実験で用いた送波器の指向性計測結果: 20 kHz の信号について送波器の放射面方向を 0° として指向性を計測した結果. -3 dB 指向幅が約 20° 程度となっている.

変調方式 (2 bps/Hz) を用いて、瞬時最大速度で 16 kbps の通信を行うシステムを採用していた。しかしながら、近年では装置の老朽化により更新が望まれる状況であった。このために通信装置の新規開発を行うため 2017 年 3 月に通信試験を実施した。本試験では、海中のしんかい 6500 より送信し、洋上の母船「よこすか」の船底に配した測位用のハイドロフォンによって信号を受信した。通信試験のイメージ図を図 3.3 に示す。1400m, 3600m の海域で実施した 2 回の潜航を行い、取得したデータに対して通信信号処理の評価を行った。これら 2 回の潜航時のしんかい 6500 の航跡図を図 3.4 に示す。図中の黒点は SSBL(Super Short Base Line) によるしんかい 6500 の測位位置、赤丸は通信信号を発信した位置を示している。1 回目の潜航では、主にしんかい 6500 が海底付近を水平移動している際の通信性能を評価し、2 回目の潜航では海底付近移動時に加えて、水深約 2000m における潜行・浮上時の通信性能を評価した。

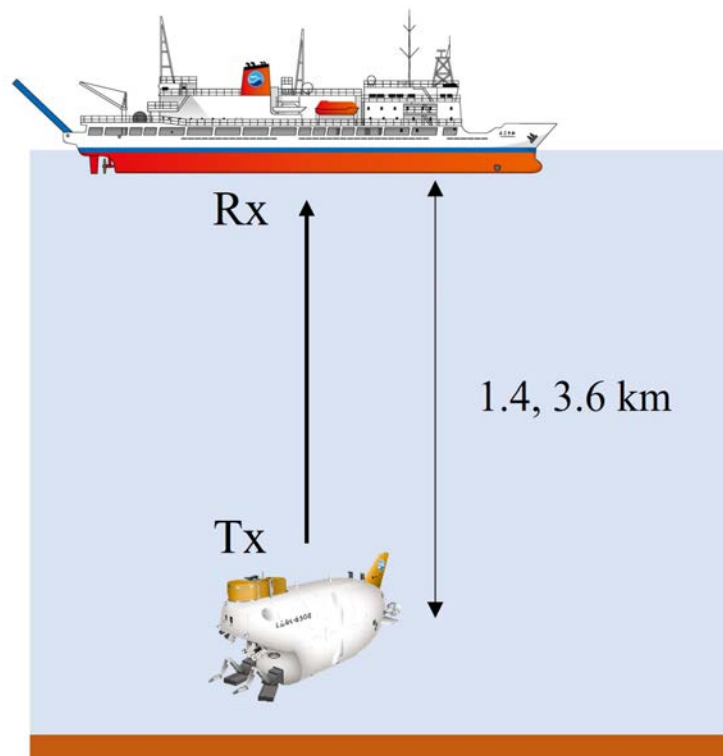


図 3.3: しんかい 6500 を用いたアップリンク通信概念図

3.2.2 信号処理構成

送信系では、シングルキャリア伝送方式を用いて、QPSK, 16QAM, 32QAM, 64QAM, および 128QAM の多値変調を行った通信信号を用いた。本試験で使用した信号フレーム構成を図 3.5 に示す。通信信号フレームの前後に同期信号として 255 シンボルの Zadoff-Chu 系列 [93] を用いている。先頭の同期信号に続いて、400 シンボルの PN 系列を配して、DFE のフィルタ係数推定のためのトレーニング信号とした。ペイロードとなる通信信号 8192 シンボルをトレーニング信号に

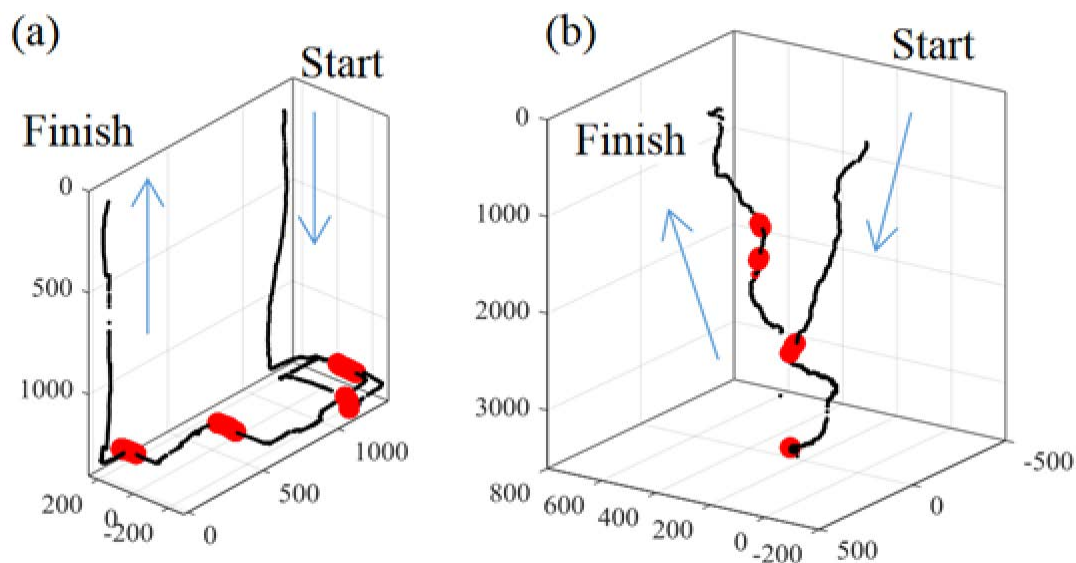


図 3.4: 試験時のしんかい 6500 の測位位置と通信信号の発信ポイント

続けて配した．このようにして構成されたベースバンド信号をキャリア周波数 20kHz, 信号帯域幅 10kHz でパスバンド変調し，送信電力約 20W, ピーク送波レベル約 195dB で信号を送信した．

受信系では，船底のハイドロフォン 1 チャンネルを用いた．受波信号をプリアンプで増幅したのちに，A/D 変換器を通してデジタル信号処理される．図 3.6 は，本研究で提案する単一チャンネル DFE を用いた基礎的信号処理手法のブロック図である．まず，同期信号レプリカを用いた相互相関処理によってピーク検出を行い，同期検出を行う．信号フレーム前後の同期検出結果と，図 2.8 の方法を用いて信号フレーム長を比較することで受信信号にかかるドップラシフトによる信号伸縮長を検出し，ドップラシフト率を計算する．計算したドップラシフト率を用いたレプリカ搬送波乗算とリサンプリング処理により，伸縮補正されたベースバンド信号を得る．ベースバンド信号は 2.17 式の RLS アルゴリズムを用いた DFE によって等化処理し，復調データを得た．

Sync. 25ms	Training 40ms	Information 8192ms	Sync. 25ms
---------------	------------------	-----------------------	---------------

図 3.5: 試験で用いた通信信号フレーム

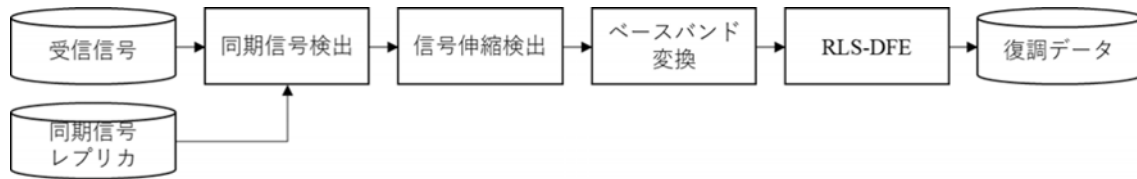


図 3.6: 信号処理ブロック図

3.2.3 実験結果

2 回の潜航でそれぞれ 28 回, 12 回の送信を各多値変調信号に対して行った. 実験を通しての信号送信時刻と受信信号の SNR(Input SNR) および信号処理結果 Output SNR の関係を図 3.7 に示す. ここでは送受信処理のアナログ信号処理結果を評価するため, QPSK から 128QAM までの多値変調信号の区別なくサンプルを表示している. Input SNR はパスバンド受信信号の信号部分と直後の無信号部分の電圧比から求めた. 2 回目潜航データにおいて通信距離が遠いにも関わらず 1 回目潜航データよりも Input SNR が上回っているのは, 海表面-海底面間を多重反射する残響による影響がノイズ成分として支配的であったために, 水深が浅い海域において直接波と残響の伝搬経路差が小さくなったためと考えられる. Input SNR が Output SNR に対して大きく下回るデータについては, ノイズ電圧を求めた区間において, 偶発的にしんかい 6500 の測位信号や水中通話機信号が混入してしまったためである. 通信信号部分にも上記の信号干渉がみられたデータについては, 本評価から除外している. 両潜航を通して, Input SNR と Output SNR が近い値を取っており, 用いた受信信号処理法によって受信信号電力をほとんど保存して信号処理利得に出来ているとわかる. 1 回目の潜航の 15 時前のデータについて Input SNR および Output SNR がやや低下し, 値が分散しているのは用いた送波器の指向幅から母船の位置が離れて, 設計カバーエリア外となってしまったためである. カバーエリア外となった送信を除くと, 水平移動を中心とした 1 回目の潜航における信号処理結果は非常に安定しており, 30dB を超える Output SNR を記録しており高次の多値変調信号を用いた通信が期待できることを示している. 2 回目の潜航においては, パワーアンプの電源トラブルによって歪みが発生するなどした影響で, Input SNR がやや分散している. このため一部のデータで Output SNR の低下がみられるものの, ほとんどの信号処理結果で 30dB 前後の高い Output SNR を記録した.

図 3.8 は, 受信信号の伸縮から推定したキャリア周波数に対するドップラシフト量と Input/Output SNR の関係を示している. 1 回目の潜航では水平移動中の信号送信であったために, 運動方向と伝搬方向の射影成分が小さくなることから最大で 4 Hz 程度 (移動速度にして約 0.6 ノット) の周波数シフトが生じるに留まった. 一方で, 2 回目の潜航では, 上昇/下降時の信号送信を行ったことから, 最大でおよそ 15 Hz 程度 (移動速度にして約 2.2 ノット) の周波数シフトが生じた. 信号伸縮で検出されたドップラシフト量と Output SNR には明な相関関係は見られず, 用いた受信信号処理法により送受波器の移動による影響を補償できていると考えられる.

図 3.9 は, 1、2 回目それぞれの潜航における Output SNR の累積分布を各多値変調方式について表示したものである. 1 回目の潜航では, 変調方式にかかわらず一定の Output SNR の分布を示しており, 80%以上の割合で Output SNR が 30dB を超えている. 2 回目の潜航においては,

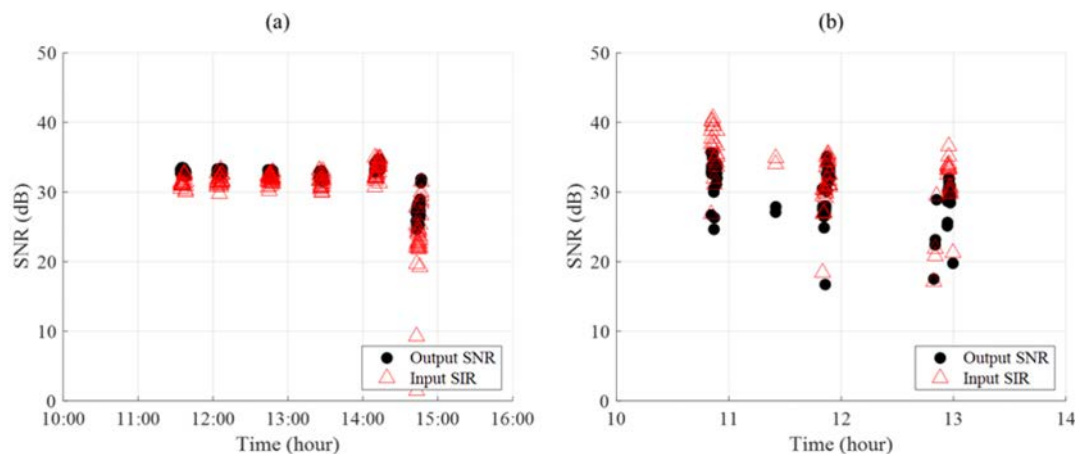


図 3.7: データ受信時刻と Input/Output SNR の関係

32QAM 変調信号の処理結果がやや低めで分布しているが、その他の多値変調信号で結果が安定していることから、各多値変調方式間で結果の分布はよく一致しており、変調方式による Output SNR の差異はほとんどないと考えられる。32QAM 信号の結果が全体より下回ったのは、偶発的に混入したノイズの影響や潜行中に得られたサンプル数が少なかったことに起因していると考えられる。1 回目の潜航よりも遠方での信号送受信を行いつつドップラシフト量が大きくなる鉛直方向移動を含むデータであるものの、32QAM の結果を除けば 80%以上の割合で約 28dB 以上の Output SNR を達成しており、通信信号処理結果に大きな劣化なく高品質の信号処理ができたことがわかる。

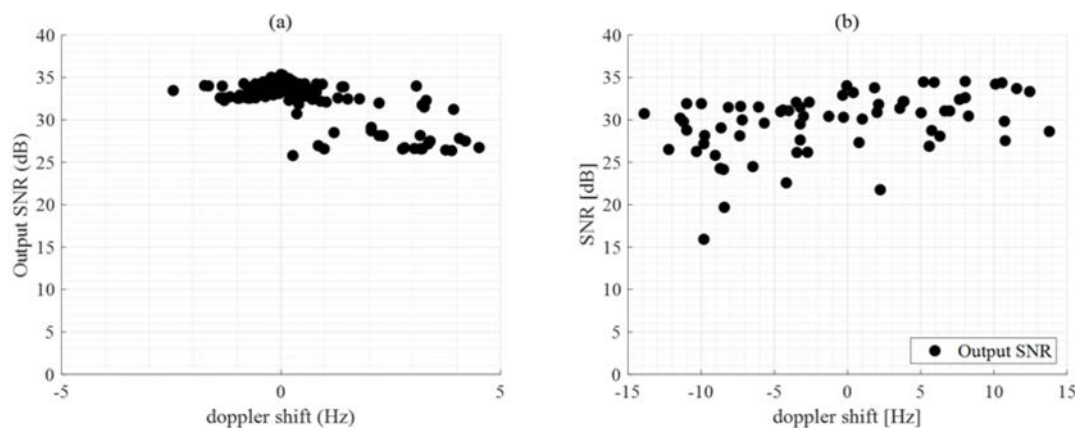


図 3.8: ドップラシフトと Output SNR の関係

これまでに示した結果から、受信信号処理法によって、受信信号にかかるドップラシフトに依存せず Input SNR と Output SNR はおおむね同程度の水準となっており、また用いた多値変調方式にかかわらず安定した Output SNR で通信信号を等化することができることが示された。続いて、通信路の安定性を調べるために、通信信号の送ビット数に対する誤りビット数の比で表される BER を評価した。図 3.10 は、1、2 回目潜航それぞれに対し、入力 SNR と通信信号の硬

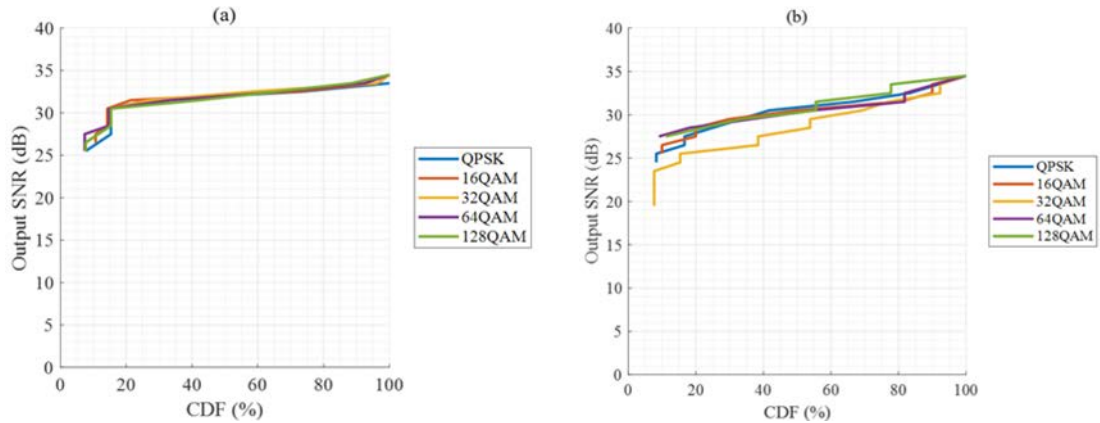


図 3.9: 各変調方式における Output SNR の累積分布

判定結果 BER を，各多値変調方式について示したものである．本試験信号構成において一度に送る送ビット数の最大値が $8192 \times 7 \text{ bit}$ (128QAM 信号) = 57344 bit であることから，受信信号処理結果において誤りが発生しなかったサンプルについては図中縦軸の $\text{BER} = 10^{-5}$ にプロットしている．両潜航に共通して，32QAM, 64QAM, 128QAM などの高次の多値化変調方式を用いた場合にはビット誤り率が Input SNR に依存して増大している傾向があるものの，すべてのサンプルについて BER が 1% 以下，ほとんどのサンプルについて誤り無しで復調できている．このことから，高次の多値化変調方式を用いた場合でも誤り訂正無しでも通信が成立するほか，畳み込み符号化や LDPC 符号化などによる適当な誤り訂正技術を用いることで偶発的に Input SNR が低下する場合に対処して安定した通信を達成できると考えられる．

ここまでの評価結果により，通信距離 3.6 km で 128QAM までの多値変調方式を用いた通信に成功したといえる．128QAM を用いた通信信号の最大スループットはシンボルレートと周波数効率の積から， $10 \text{ kHz} \times 7 \text{ bps/Hz} = 70 \text{ kbps}$ となる．図 1.5 で示した，従来の通信距離-通信速度の関係に本試験の結果を反映すると，図 3.11 のようになり，従来の水中音響通信実証結果から飛躍的に性能向上を果たしていることがわかる．距離×速度積を用いて本研究の通信速度を評価すると， $3.6 \text{ km} \times 70 \text{ kbps} = 252 \text{ kbps} \cdot \text{km}$ となり，従来の通信性能限界から 6 倍以上の向上が可能であることを実証したことになる．

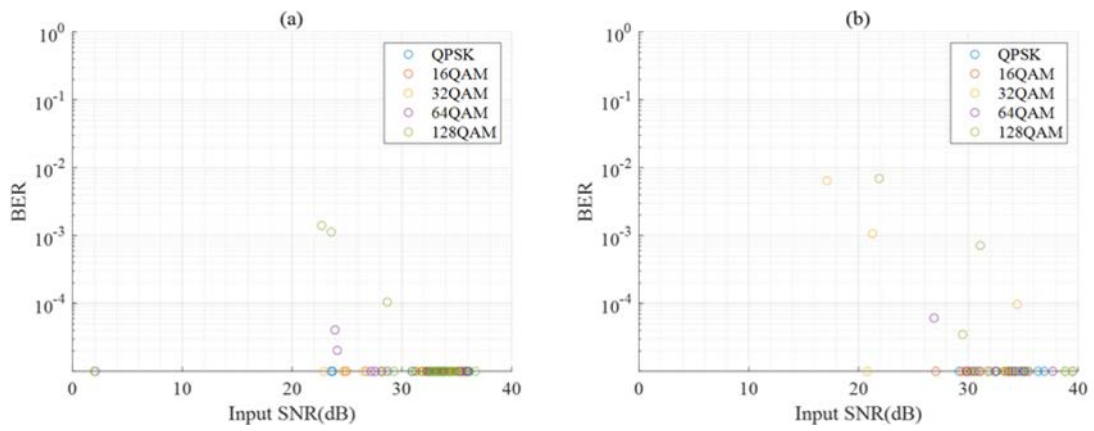


図 3.10: 各変調方式における Input SNR に対する BER 分布

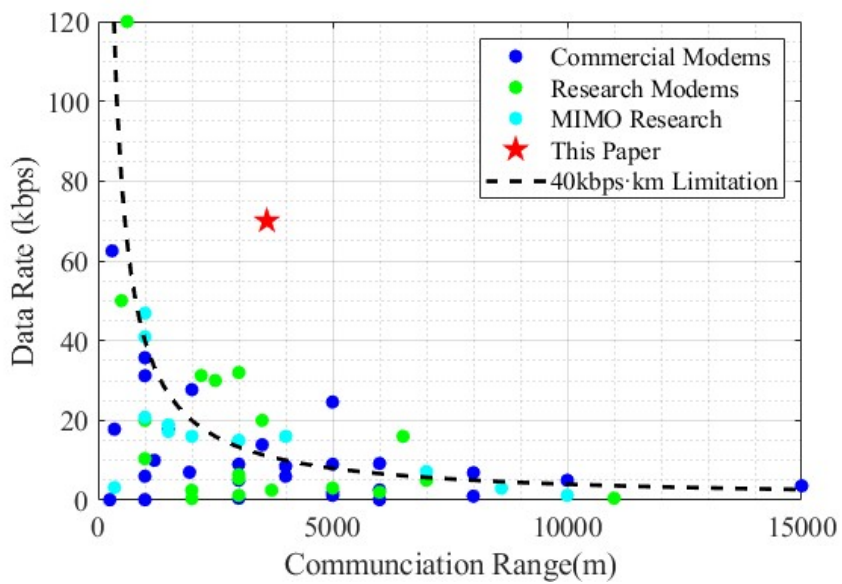


図 3.11: 本研究における距離×通信速度積パフォーマンス

3.3 第3章のまとめ

本章では、マルチパス波のほとんど無い水中音響通信路における、単一チャンネル DFE を用いた受信信号処理手法を提案し、実海域試験データを用いて性能評価を行った。深海中のビークルから鉛直方向に位置する洋上母船へアップリンク通信を行う通信形態において、指向性送受波器を利用することで海表面・海底面からの反射波を抑制した信号の送受信を実現した。高速通信の実現可能性を検討するため、送信信号は QPSK から 128QAM までのシングルキャリア伝送方式変調信号を用いた。受信信号処理においては、信号伸縮比を同期検出しレプリカ搬送波の修正とベースバンド変換時のリサンプリング間隔によるドップラシフト補正を行ったのち、単一チャンネルの RLS アルゴリズムを用いた DFE によって復調処理を行った。

本章では、マルチパス波がほとんど受信されない新海域鉛直方向移動体通信であることを前提として、大きく分けて2つの成果が得られたと考える。第一に、提案した受信信号処理手法によって、ドップラシフトの大小にほとんど依存せず、Input SNR と Output SNR がおおむね一致する復調処理結果が得られた。このことにより、海洋環境下の時変動性が伝搬応答に加わる場合においても、マルチパス波の影響を抑制すれば、提案した単一チャンネル DFE を主とした信号処理手法によって受信信号の SNR は大きく損耗されることなく信号等化できると考えられる。第二に、信号処理結果の Output SNR および BER から、最大 128QAM の多値変調を用いたアップリンク通信が実証された。実験中の最大通信距離と最大通信速度はそれぞれ約 3600 m, 70 kbps であり、通信距離×通信速度の指標でみると 252 km・kbps となって、従来の水中音響通信の基準値 40 km・kbps から 6 倍以上の性能向上を達成した。

以上の通り、深海域の鉛直方向通信路のアップリンク通信においては従来よりも高速な水中音響通信を行うことが可能であることを示した。本研究の成果を基にして、深海で撮影された画像データをリアルタイムで洋上へと伝送するアップリンク通信システムが開発され、現在実運用されている [94]。

第4章 タイムリバーサル法による水平方向 SIMO通信

本章では、単一の送信チャンネルから信号を送信し、多チャンネルの受波アレイで信号受信する場合の水平方向通信を扱い、受信信号処理としてタイムリバーサル法とDFEを組み合わせたPTR-DFE法を用いる。送受波固定通信環境および移動体通信環境を模擬するためにノーマルモード法による水中音響伝搬シミュレーションを用いて伝搬応答のパラメータを変更した通信信号データを生成し、復調結果を評価する。これにより、タイムリバーサル法による信号処理利得と各伝搬パラメータの関係について議論する。また、タイムリバーサル法を時変動環境に適応させるための方法を提示し、その性能を評価する。

4.1 固定環境におけるタイムリバーサル法

本節では、水平方向に送受波器を配置する水中音響通信ジオメトリのうち、送受波器を固定した環境におけるタイムリバーサル法を用いたSingle-Input/Multiple-Output (SIMO) 通信の性能分析を行う。ノーマルモード法を用いたシミュレーションにより伝搬応答を計算し、鉛直アレイを想定した受信信号データを生成した。シミュレーション条件として、受波チャンネル数・SNR・およびSignal to Interference Ratio (SIR)を変化させたデータセットを生成し、通信信号処理結果のアナログ出力結果指標であるOutput SNRとの関係をパラメトリックに評価した。

4.1.1 ノーマルモード法

ここでは、シミュレーションに用いたノーマルモード法 [88] について概説する。水深 z_s にある等方指向性をもつ点音源から発された音波が水平成層構造をもつ音響媒質中を伝搬する場合についてのヘルムホルツ方程式について考える：

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial p}{\partial r} \right) + \rho(z) \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\rho(z)} \frac{\partial p}{\partial z} \right) + \frac{\omega^2}{c^2(z)} p = -\frac{\delta(z - z_s) \delta(r)}{2\pi r} \quad (4.1)$$

ここで、 $\rho(z)$ は媒質の密度、 $c(z)$ は媒質の音速であり、 $\delta(\cdot)$ はデルタ関数である.. 音圧 $p(r, z)$ を距離 r と深度 z に依存する関数を用いて変数分離形に置き換えれば、

$$p(r, z) = \sum_{j=1}^{\infty} \Psi_j(z) \Phi_j(r) \quad (4.2)$$

と、 $p(r, z)$ の解を深度依存関数 $\Psi_j(z)$ と距離依存関数 $\Phi_j(r)$ の重ね合わせで表すことができる。ここで、 j 番目の項について 4.1 式に対応する斉次方程式に代入し距離と深度依存項に分けて整理すると、

$$\frac{1}{\Phi_j(r)} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \Phi_j(r)}{\partial r} \right) \right] + \frac{1}{\Psi_j(z)} \left[\rho(z) \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\rho(z)} \frac{\partial \Psi_j(z)}{\partial z} \right) + \frac{\omega^2}{c^2(z)} \right] = 0 \quad (4.3)$$

となる。ここで、上式が常に成立するためにはそれぞれの項が定数となる必要がある。距離方向の波数を k_j とおくと、次の深度方向の固有モード方程式が得られる：

$$\rho(z) \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\rho(z)} \frac{\partial \Psi_j(z)}{\partial z} \right) + \frac{\omega^2}{c^2(z)} \Psi_j(z) = k_j^2 \Psi_j(z) \quad (4.4)$$

ここで改めて 4.2 式を 4.1 式に代入して、4.4 式の関係を用いて整理すると、

$$\sum_{j=1}^{\infty} \left(\frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left(r \frac{d\Phi_j(r)}{dr} \right) \right) \Psi_j(z) + k_j^2 \Phi_j(r) \Psi_j(z) = -\frac{\delta(r) \delta(z - z_s)}{2\pi r} \quad (4.5)$$

となる。4.5 式を $\int (\cdot) \frac{\Psi_m(z)}{\rho(z)} dz$ で積分すると、 $\int \frac{\Psi_m^2}{\rho(z)} dz = 1$ で深度方向の関数が正規化されていると仮定すれば固有モード関数の直交性により、

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left(r \frac{d\Phi_m(r)}{dr} \right) + k_m^2 \Phi_m(r) = -\frac{\delta(r) \Psi_m(z)}{2\pi r \rho(z_s)} \quad (4.6)$$

となる。上式のベッセル型微分方程式の解はハンケル関数を用いて、

$$\Phi_m(r) = \frac{i}{4\rho(z_s)} \Psi_m(z_s) H_0^1(k_m r) \quad (4.7)$$

で得られ、ここでは $r \rightarrow +\infty$ 方向の伝搬を考えて第一種ハンケル関数のみを用いた解としている。4.7 式を 4.2 式に代入して整理して $k_m r$ が十分に大きいとき、

$$p(r, z) \simeq \frac{e^{i\pi/4}}{\sqrt{8\pi\rho(z_s)}} \sum_{m=1}^{N_m} \Psi_m(z) \Psi_m(z_s) \frac{e^{ik_m r}}{\sqrt{k_m r}} \quad (4.8)$$

として漸近的に解を得ることができる。音速構造や波長に応じたカットオフが生じるため、4.8 式において加算するモード次数を N_m までとしており、実用的には有限数のモードを計算すればよい。深度方向の固有モード関数 $\Psi_m(z)$ および距離方向の波数 k_m は、4.4 式が $c(z)$ と $\rho(z)$ の深度依存項を含むため、適当な境界条件のもとに離散的な数値計算法を用いて求めることになる。本研究では、ノーマルモードプログラム KRAKEN [95, 96] を用いて計算を実施した。

4.1.2 シミュレーション条件

本節では、水平方向水中音響通信路を模擬するために計算したノーマルモード法によるシミュレーション条件について述べる。図 4.1 に、ノーマルモード法の伝搬応答計算に用いた音速構造モデルを示す。水深 20m で平坦な音速 1500 m/s の均質な海水層と音速 2000 m/s の海底を設定し、海底下は半無限媒質とした。点音源を水深 10m に固定し、音源から水平距離 200m の位置に、水深 0.1m から 19.9 の幅で最大 199ch の受波アレイを設置した。図 4.2 は、シミュレーションに

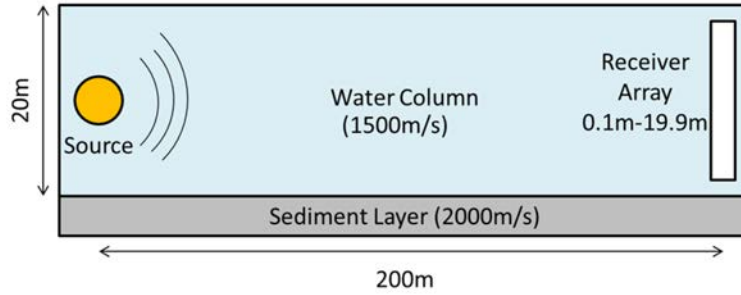


図 4.1: シミュレーションで用いた音速構造モデル

用いた通信信号フレーム図である．まず，信号長 0.1 秒のチャープ信号を送信し送受波器間の伝搬応答を計測する．続いて，チャープ信号と通信信号の干渉を防ぐために 0.1 秒のガードタイムを挟んで，同期信号として Zadoff-Chu 系列，および PN 符号を BPSK 変調したトレーニング系列と通信データブロックからなるシングルキャリア変調信号を送信した．同期符号長は 63 シンボル，トレーニング系列の長さは 200 シンボル，データブロックの長さは 1900 シンボルとした．通信信号のキャリア周波数およびシンボルレートはそれぞれ 20 kHz, 8 kHz とした．通信信号の波形整形フィルタとしてレイズドルートコサインフィルタを用い，ロールオフ率は 0.5 とした．伝



図 4.2: シミュレーションに用いた通信信号フレーム

搬応答は 0.1 m から 19.9 m の範囲において 10cm 間隔で，14 kHz から 26 kHz の範囲について計算した．図 4.3 に計算した伝搬応答の時間-空間振幅分布を示す．海底-海面間を他樹反射しながら 10 ms 以上の遅延をもって伝搬する多重マルチパス構造となっていることがわかる．

さて，本検討において受信信号のうち直接波を SNR と SIR の入力信号として取り扱うこととする．このため，受波応答を直接波と干渉成分のマルチパス波へと分解する必要がある．ここで，図 4.1 で示した通り用いた音速モデルが均質媒質構造であるので，直接波が低次の伝搬モードで伝搬することを利用して直接波を含む低次モードとマルチパス波を含む高次モードの伝搬応答に分解して伝搬応答を計算した．図 4.4 に，ある受波チャンネルにおける直接波のみ，後続のマルチパス波のみ，およびすべての到来波を含む場合の受信信号計算結果を示す．完全ではないものの，目視で判別するうえでは良好に直接波とマルチパス波を分離できていることがわかる．以上のようにして波面分解した信号を次のようにして受信信号として再構成する：

$$X = X_D + \alpha X_M + \sigma_N$$

ここで， X は受信信号， X_D および X_M はそれぞれ，直接波および後続のマルチパス波のみの受信信号， σ_N は白色雑音である． α は干渉波として取り扱う後続のマルチパス波の強度を変えるための定数で 0 から 4 の間で変化させた．

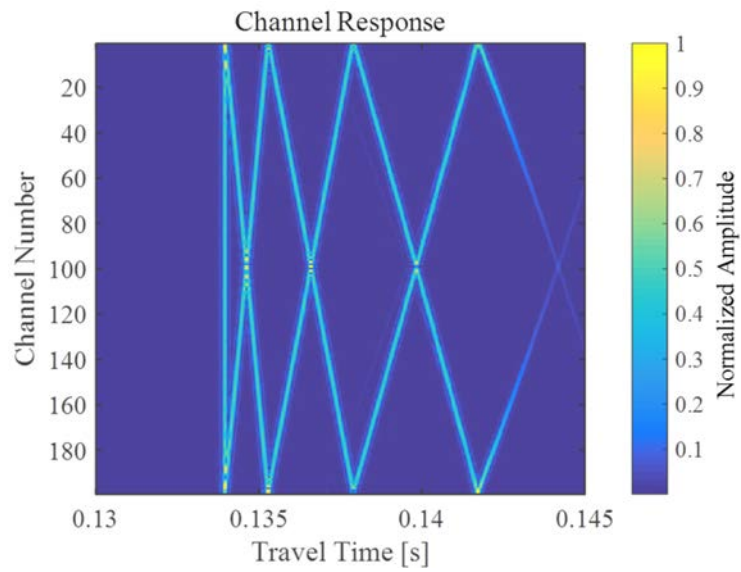


図 4.3: 水平距離 200 m における伝搬応答計算結果

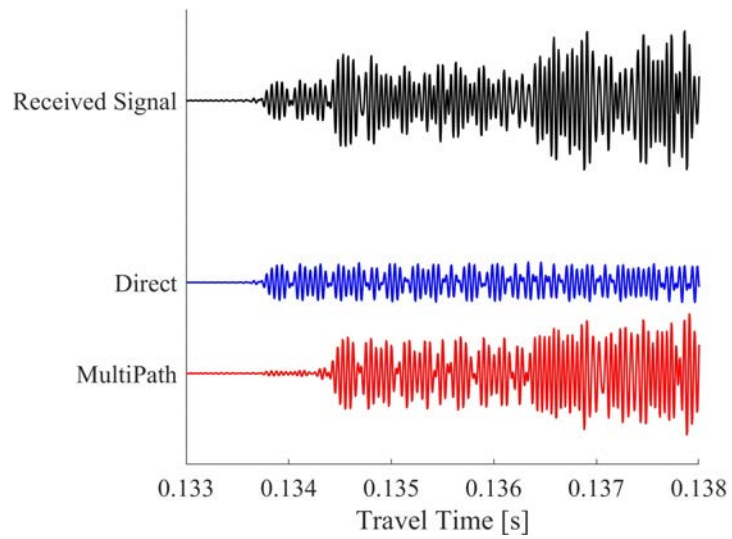


図 4.4: 伝搬モードに基づいた波面分解結果

また、本検討において受波アレイチャンネル数変化による通信性能変化を検討するために、図 4.5 のようにしてチャンネル数を変化させてデータセットを作成した。ここでは水深 0.1, 19.9 m の受波器は受波チャンネル数に関わらず含むように、すなわちアレイの開口長はすべてのデータで一定となるようにして、用いる受信点を間引くことで受波器間隔と受波チャンネル数を調整してアレイを構成した。受波チャンネル数は 6-199 の間で変化させた。

以上のようにして生成したデータセットに対して、タイムリバーサル法による通信信号処理を適用した。最後に、本検討における SNR, SIR は次のように定義する：

$$SNR = 20\log_{10} (rms[X_D]/rms[\sigma_N]) \quad (4.9)$$

$$SIR = 20\log_{10} (rms[X_D]/rms[\alpha X_M]) \quad (4.10)$$

ここで、 $rms[\]$ は RMS 振幅値の計算を意味する。用いた伝搬モデルにおける元々の SIR 値、すなわち α を 1 とした場合は約 -9 dB である。

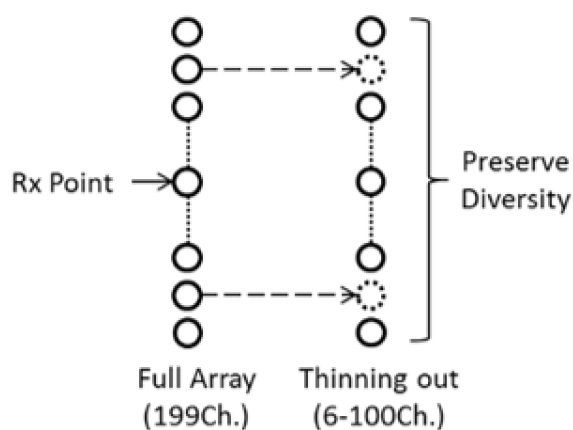


図 4.5: 受波アレイチャンネル数変更方法のイメージ図

4.1.3 復調結果

前節で示した通りにシミュレーションデータを様々な SNR, SIR, 受波素子数の組み合わせについて生成し、PTR-DFE による信号処理を実施した結果の Output SNR を評価した。図 4.6 に SIR と Output SNR, 図 4.7 に SNR と Output SNR の関係を示す。図 4.6(a)-(c) は、SNR = 20, 6, 0 dB のときの SIR と Output SNR の関係を受波チャンネル数毎にグラフ表示している。図 4.7(a)-(c) は SIR = ∞ , 5, -15 dB の場合の SNR-Output SNR 関係を受波チャンネル毎に表示している。結果から認められるいくつかの傾向を以下に述べる。

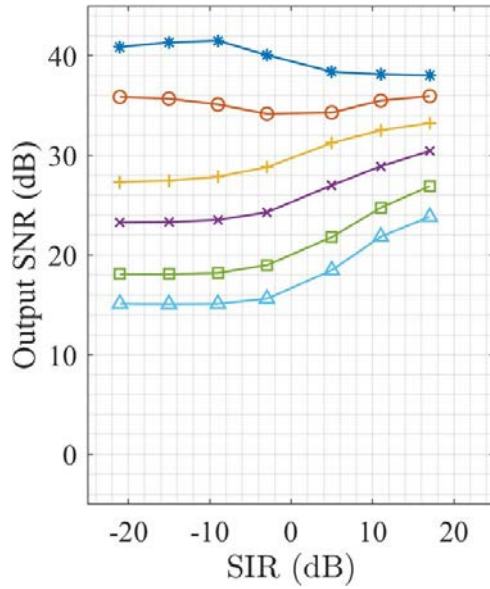
まず、図 4.6(b)-(c) の低 SNR としたデータでは、SIR が低下するにしたがって Output SNR が単調に上昇する傾向がみられる。このことから、後続のマルチパス波の電力を信号処理結果に活かしていることが理解できる。このときの Output SNR 上昇幅は、受波チャンネル数が多く、SNR が低いほど大きくなる傾向である。一方で、SNR=20 dB の結果では受波チャンネル数 100, 41 の間を分水嶺として、SIR の低下に伴って Output SNR が横這い、あるいは単調に減少する傾向に分かれている。受波素子が少ない場合に、背景雑音の影響が小さいデータでは残留 ISI の影響が支配的となると考えられ、マルチパス波の電力を必ずしも活用できるわけではないと理解できる。

続いて、SIR 低下および SNR 上昇によって Output SNR 値は一定値に収束する傾向がみられる。図 4.6 の SIR が最も低いデータ点では、同じ受波チャンネル数に着目すると (a)-(c) の間でほとんど Output SNR に差が無いことがわかる。続いて、4.7(b),(c) では SNR の上昇に伴って受波チャンネル数に応じて特定の Output SNR 値に収束している傾向がみられる。SIR と SNR がともに上昇するにつれて受波チャンネル数間の差が小さくなる傾向であり、図 4.7(a) については、マルチパス波の影響が無いためすべての受波チャンネル数について Output SNR $\approx$ 40dB の点に収束している。

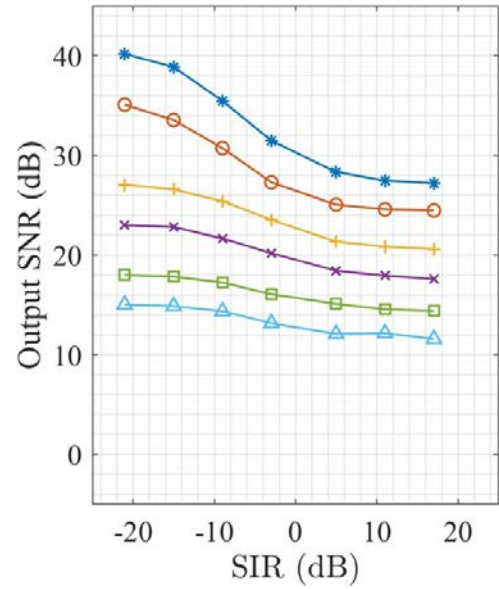
ここまで確認した通り、低 SNR 時にはマルチパス波の電力を利用して Output SNR は向上する一方で、高 SNR 時にはマルチパス波の電力利用可否は受波チャンネル数に依存している。受波チャンネル数による Output SNR の挙動を改めて調べるために、図 4.8(a)-(c) にそれぞれ SNR = 20, 6, 0 dB とした場合の受波チャンネル数と Output SNR の関係を、SIR 毎に示す。図 4.8(a) では、SIR 毎の受波チャンネル数変化に対する Output SNR 変動の勾配が大きく異なる。特に、受波チャンネル数 100 以下では SIR 最大の時に Output SNR が最大値をとっているのに対して、受波チャンネル数 199 とした場合では SIR 最小の時に Output SNR の最大値をとっているなど、異なる SIR 間の Output SNR 関係が受波チャンネル数 100 前後を境に入れ替わっていることがわかる。一方で、低 SNR の図 4.8(b)-(c) では、図 x でみたように低 SIR のデータで高 Output SNR となっている。また、受波チャンネル数の増加に伴う Output SNR の上昇関係は、おおむね受波チャンネル数の平方根となっているように見える。PTR 法による残留 ISI は時間反転処理後の受波チャンネル加算によって抑制されている。ガウスノイズ下における受波チャンネル加算によるアレイゲイン G_a は：

$$G_a = 10\log_{10}N_r \quad (4.11)$$

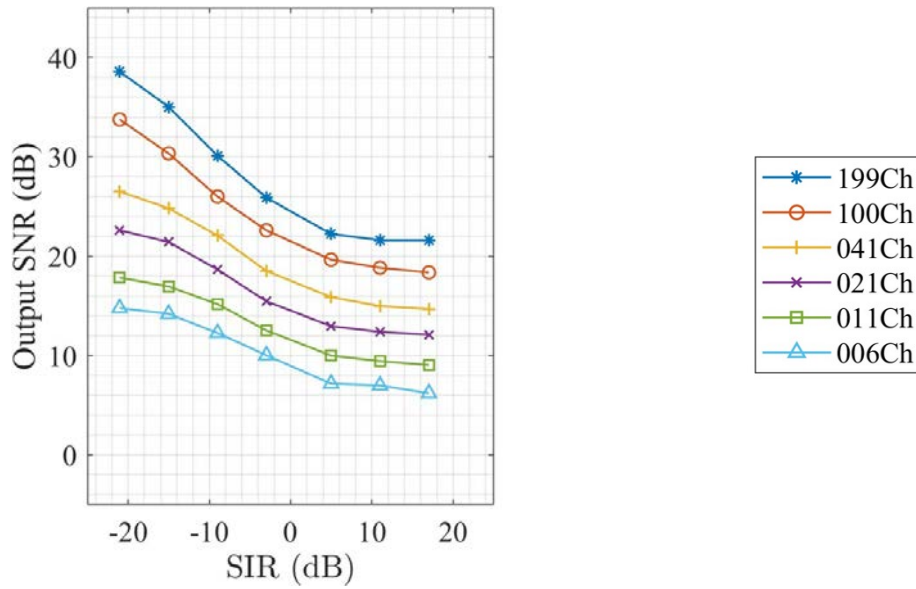
で得られる。背景雑音として加えた、受波チャンネル間で無相関な AWGN が支配的な場合にはアレイ加算によって雑音の影響が低減し、Output SNR が式 4.11 に従って変動することは妥当と考えられる。



(a) $SNR = 20$ dB



(b) $SNR = 6$ dB



(c) $SNR = 0$ dB

図 4.6: SIR と Output SNR の関係：直接波に対する SNR を (a) 20dB, (b) 6 dB, (c) 0 dB となるようにノイズを加算したデータを用いた。

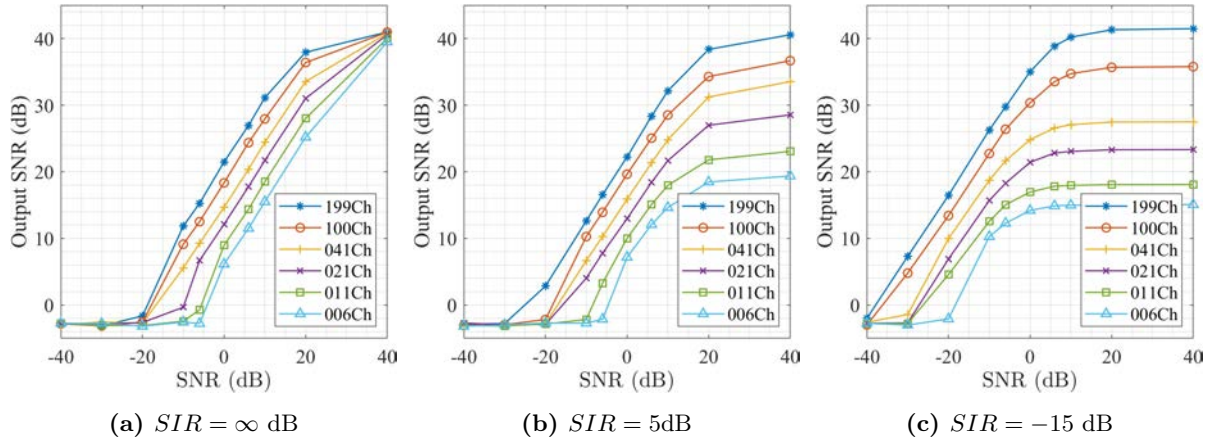


図 4.7: 直接波に対する SNR と Output SNR の関係 : $SIR=(a) \infty$ dB, (b) 5 dB, (c) -15 dB, としたマルチパス条件を用いた.

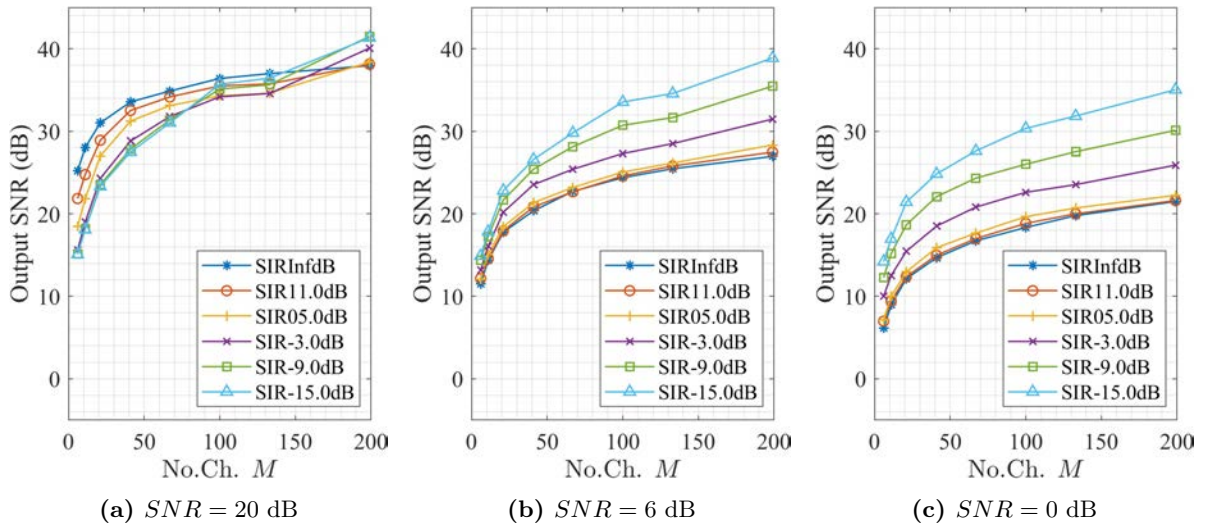


図 4.8: 受波チャンネル数と Output SNR の関係 : 直接波に対する SNR を (a)20 dB, (b)6 dB, (c) 0 dB となるようにノイズを加算したデータを用いた

4.1.4 PTR の利得とパフォーマンス限界

以上で確認された特徴を大きく分けて 2 点にまとめると：

- (i) AWGN の影響が支配的になる場合に、PTR 法によってマルチパス波電力を有効活用できる．特に、受波チャンネル数に応じたアレイゲインを得る．
- (ii) AWGN の影響が小さい場合には、マルチパス波電力の利用は制限される．受波チャンネル数によっては Output SNR が低下する．マルチパス強度が一定の場合には、SNR の上昇に伴う Output SNR の上昇は頭打ちとなって一定値に収束する．

傾向 (i) は、理想的な利得に関係した傾向と考えられる．2.20 式および 2.21 式の間係を考慮すると、q-function が δ 関数に近づくとき、PTR 法の利得はマルチパス波も含めた全受信信号電力の総和から得られることとなる．総受信信号電力対ノイズ電力比に式 4.11 のアレイゲインを加味したものを PTR 法の有効 SNR として取り扱うとすると：

$$ESNR = 20 \log 10 \left(\frac{rms[X_D] + rms[\alpha X_M]}{rms[\sigma_N]} \right) + G_a \quad (4.12)$$

ここで変数は 4.9, 4.10 式に従って表記した．図 4.9 は、 $\alpha=0.2, 1, 2$ ($SIR = 5, -9, -15$ dB) とした場合について有効 SNR(ESNR) と Output SNR の関係を受波チャンネル数毎に表示したものである．図中の鎖線は $ESNR = \text{Output SNR}$ を表している．受波チャンネル数と α の値に依存して Output SNR の収束値が異なるものの、ESNR と Output SNR の変化の過程はよく似た傾向を示している．ESNR が相対的に低い値を取る領域においては、Output SNR が ESNR とおおむね一致して変化しており、これは“ガウシアンノイズが支配的な場合にマルチパス波電力を有効利用できる”と理解でき、定性的に考えられる理想的な PTR 法の特徴をよく示している．

傾向 (ii) は PTR 法の ISI 抑制性能が、送受信環境に依存して制限されるために生じていると考えられる．図 4.9 の Output SNR 収束値に着目すると、 $\alpha=1$ の場合について受波チャンネル数 100, 11 の結果で約 35.4, 18.2 dB と差分は 17.2 dB となっており、アレイゲイン値の約 20dB と異なっていることがわかる．したがって受波チャンネル間でコヒーレントなノイズ源による影響が考えられ、本検討では AWGN 以外の干渉源としてマルチパス波による ISI のみが考慮されていることから、これは明らかに PTR 法による処理後の残留 ISI による等化結果の劣化であるといえる．

通信信号処理以外の研究、特にタイムリバーサル法のイメージング応用では、時間反転処理結果に対して、マルチパス波の残留干渉成分がコヒーレントノイズとして影響することが研究されている [97]．特に、受波アレイの素子間隔が有意信号の半波長に対して十分に密ではない場合に生じる空間エイリアシングによって、逆伝搬処理結果によるイメージの解像度が低下することが知られている．通信信号処理の分野ではほとんど言及されている問題ではないものの、タイムリバーサル法による収束そのものを議論する場合には同一の問題が生じると考えられる．本検討で用いたような鉛直配置の受波アレイ構造に対して入射する平面波が空間エイリアシングするかどうかは、受波素子間隔、信号波長、および平面波の入射角によって定まる [98]：

$$\theta_a = \text{Re} \left[\sin^{-1} \left(\frac{\lambda(f)}{2d} \right) \right] \quad (4.13)$$

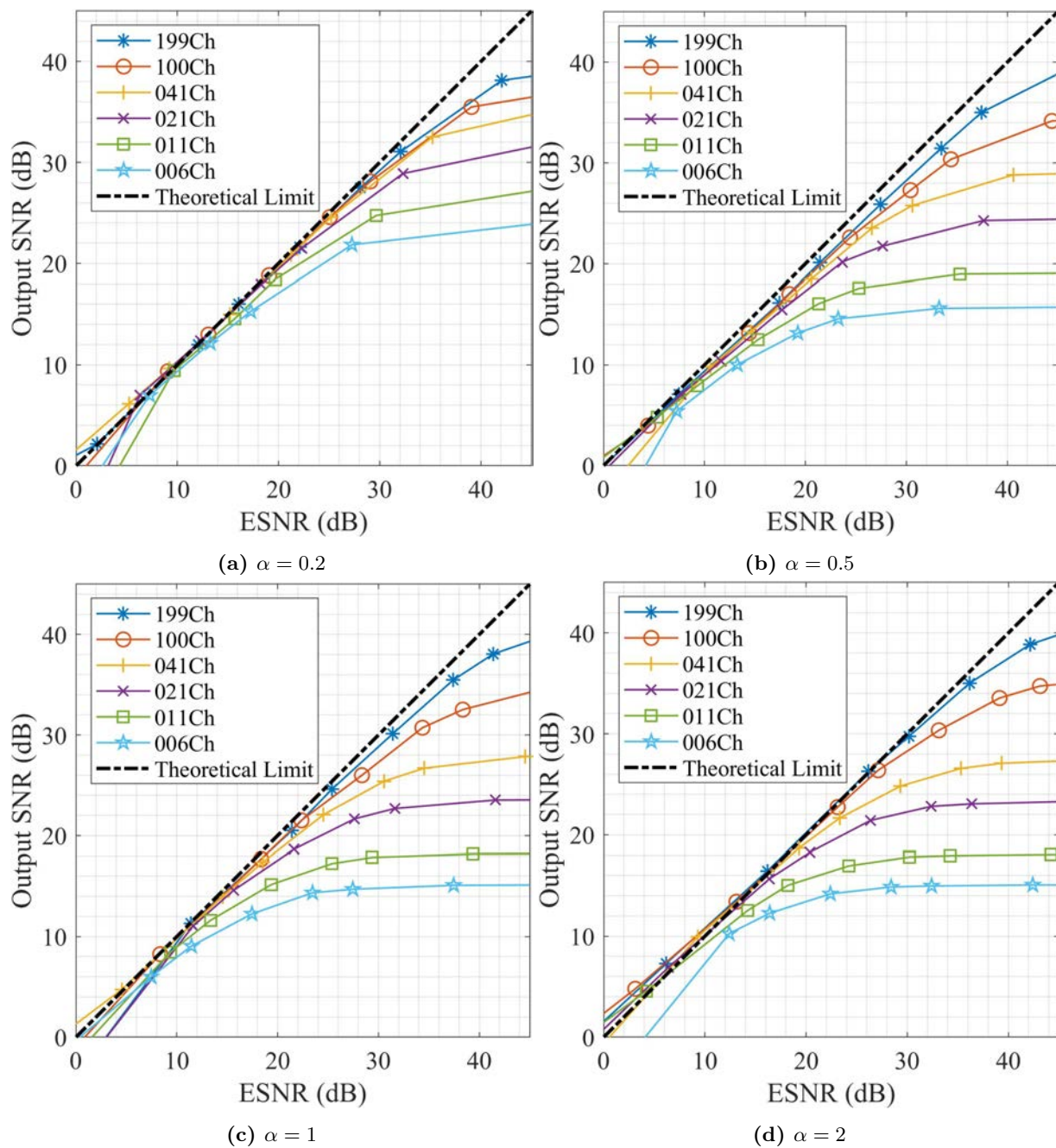


図 4.9: PTR-DFE 処理結果における有効 SNR と Output SNR の関係：マルチパス強度の係数を (a) $\alpha = 0.2$, (b) $\alpha = 1$, (c) $\alpha = 1$, (d) $\alpha = 2$, とした。

ここで、 θ_a は線形アレイに直交する方向を 0° とした際の空間エイリアシングが生じない最大の入射角である。

直線アレイで多重マルチパス環境を分析するために、周波数領域の多チャンネル受信伝搬応答マトリクスに対して線形ラドン変換 [99] を適用し、遅延時間-入射角度領域に変換した結果を図 4.10 に示す。図 4.10(b) 中の直線、点線、鎖線はそれぞれ受波素子間隔 $d=10, 20, 50$ cm (チャンネル数 199, 100, 41Ch.) としたの時の を示している。受信時刻 0.14 秒，入射角約 17° 以上の位置で到来波のピークではない像が生じているが，これは計算した伝搬応答の最大周波数が 26kHz の空間エイリアシング制限入射角が約 16.8° となるために生じた偽像である。受波素子間隔が 50cm 以上の場合には，キャリア周波数の 20kHz において直接波のみが空間エイリアシングを生じない角度で受波アレイに入射していることがわかる。受波素子間隔 10cm の場合にのみ，キャリア周波数に対してはすべての到来波に対して空間エイリアシングが生じないように信号が記録される。前述の通り，ロールオフ率 0.5 とした場合の最大周波数 26kHz においては 16.8° 以上の入射角に対してエイリアシングが生じるため，厳密には受信時刻約 0.143 秒の到来波は帯域の一部でエイリアシングが生じることになるが，他の到来波に対して信号パワーが -30dB 程度小さいため，チャンネル数 199Ch. とした場合には高 SNR に至るまでその影響が生じなかったと考えられる。

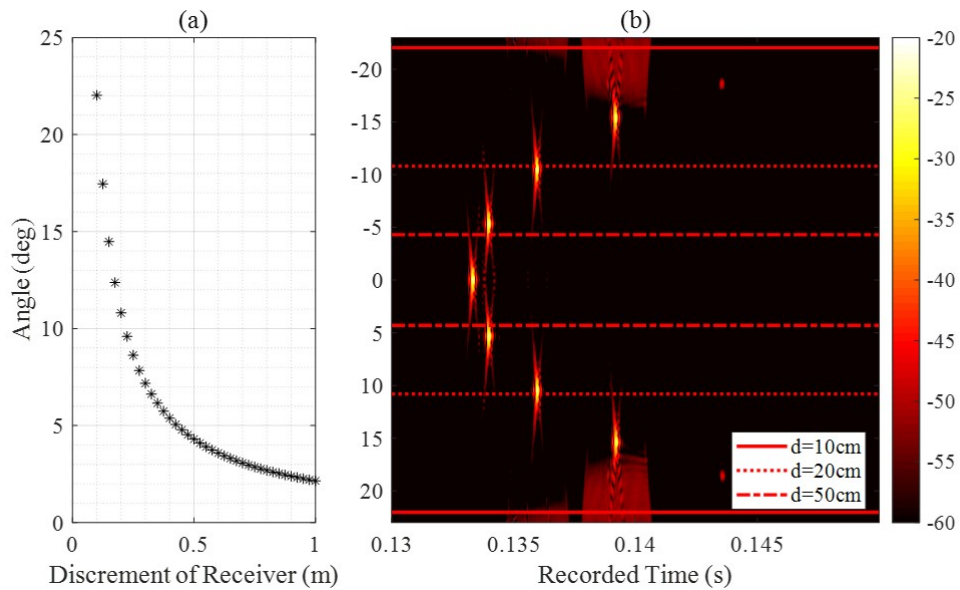


図 4.10: 伝搬応答の入射角-到達時刻に対するパワー分布

図 4.11 は，遅延振幅値調整ファクタを $\alpha = 1$ として，ルートレイズドコサイン特性のパルスを受波チャンネル数 199, 100, 41 Ch., および単一チャンネルのみで PTR 処理した結果 q-function および理想波形についての時間遅延-電力プロファイルを示している。単一チャンネルでの PTR 結果ではマルチパスの到達する遅延時間で明らかに電力振幅が大きくなっている。一方で 199Ch. の結果については，マルチパス波が到達する遅延時刻においても電力振幅が大きく抑制されており，理想的な収束波形によく一致していることがわかる。その他の受波チャンネル数の結果についても，遅延時刻 0s の収束点周りでは理想波形とおおよそ一致していることから，マルチパス波の時間遅延をキャンセルして重ね合わせる効果は受波チャンネル数に依存していないと考えら

れる。受波チャンネル数が減少した場合にはマルチパス波の電力ピークは抑制できている一方で、残留干渉成分の電力フロアが上昇している。通信信号処理においてはこの残留干渉成分と通信シンボルの畳み込みによって残留 ISI が生じると考えられる。連続送信される通信シンボル間の関係・DFE の干渉除去性能や適応アルゴリズムの収束性の影響を受けるために残留 ISI の Output SNR への影響を直接的に算出することは困難であるが、このようにして生じる残留 ISI の寄与が AWGN の影響に対して上回るとき ESNR より Output SNR が低くなる傾向になると考えられる。以上のようにして、アレイの開口幅を一定とした場合に、受波素子間隔がマルチパス波の入射角に対して疎になると空間エイリアシングによって PTR の収束性能が低下し、結果として残留 ISI を生じることで、背景雑音レベルが小さい場合には通信信号処理の限界値を与えることになる。この結果を逆にとらえれば、受波素子間隔が不十分な場合でもその影響は一定に抑え込むことができると考えられ、所望の利得に応じた受波素子配置が重要であるといえる。

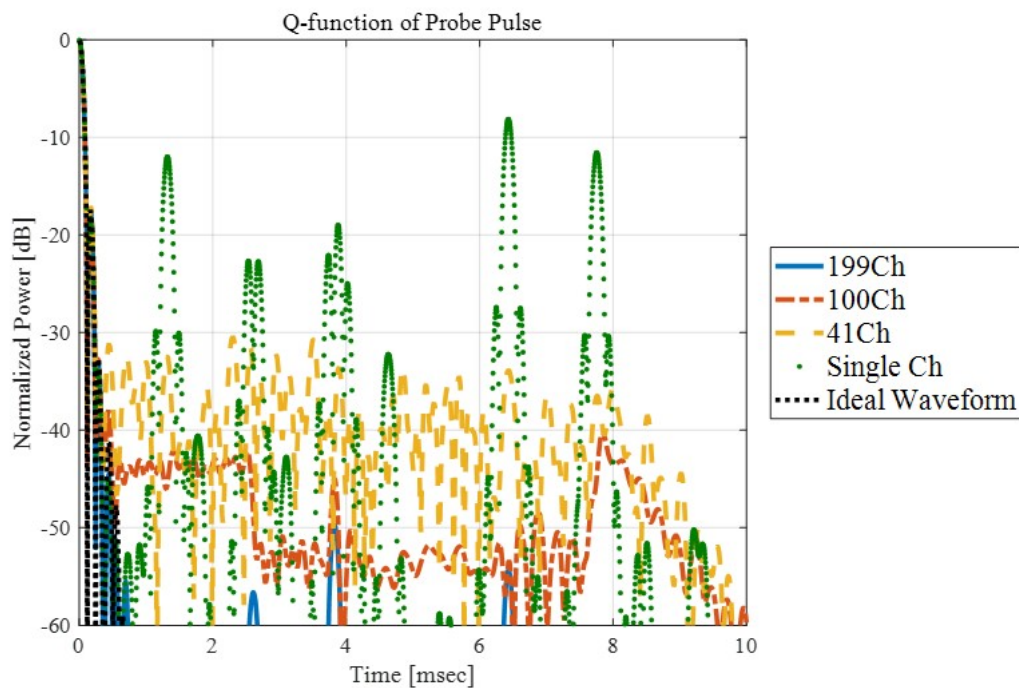


図 4.11: 受波チャンネル数を変えた場合の q-function の変化

4.2 移動体環境におけるタイムリバーサル法

前節では、固定送受信環境における PTR-DFE 法の処理利得を評価した。マルチパス波構造と受波環境に依存して処理利得の上限値は存在するものの、背景雑音が支配的な環境においては多重マルチパス環境においても後段の等化器では PTR によりマルチパスの電力を活用して SNR を改善しつつシングルパス信号を処理する問題に帰結できることが確認できた。第 2 章で述べた通り、水中音響通信伝搬路は 2 重選択性環境となることが知られ、実際の海洋環境での通信性能評価を実施するためにはドップラシフトを考慮した場合の信号処理性能を評価する必要がある。本節では、相反性が成立しないドップラシフトが生じる多重マルチパス移動体通信環境において、PTR-DFE 法を適用し性能分析を行う。また、シングルキャリア伝送方式を用いたアレイ受信記録に対する従来手法であるマルチチャンネル DFE(MDFE) を用いた場合の等化結果と比較した。

4.2.1 ノーマルモード法による移動体通信シミュレーション

移動体通信環境における手法の評価を行うため、ノーマルモード法を用いて水平方向水中音響移動体伝搬シミュレーションを実施した。図 4.12 は、ノーマルモード法伝搬シミュレーションで用いる座標軸と変数の関係を示している。円筒座標系 (r, z) において送受信の座標をそれぞれ $(r_s, z_s), (r_r, z_r)$ とし、音源が速度 v_s で水平移動する場合を考える。 k_m は m 番目の伝搬モードにおける波数ベクトルを表している。

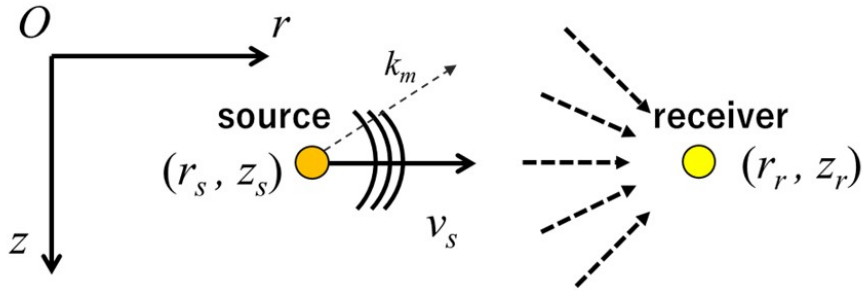


図 4.12: ノーマルモード法による移動体シミュレーション変数設定

水平成層構造媒質中を移動する音源から、角周波数 ω の送信信号スペクトル $S(\omega)$ について着目したとき、受信スペクトル $p(\omega)$ は次のようなノーマルモード解によって得られる [100]：

$$p(\omega) = \frac{e^{i\pi/4}}{\sqrt{8\pi\rho(z_s)}} \sum_{m=1}^{N_m} S(\Omega_m) \Psi_m(z_r) \Psi_m(z_s) \frac{e^{ik_m\omega|r_r-r_s|}}{\sqrt{k_m\omega|r_r-r_s|}} \quad (4.14)$$

ここで、 Ω_m は音源移動によって送信信号に生じるドップラシフトした角周波数であり、次のように計算できる：

$$\Omega_m = \omega - k_m v_s$$

ここで送信位置での音速を c とおくと、音源から仰角 $\cos^{-1}(k_m c/\omega)$ 方向に伝搬する固有モードについて、送信信号はドップラシフト後の周波数で媒質中を伝搬すると解釈できる。

ここでは、浅海域の水平方向水中音響通信伝搬路環境において水平移動する音源から信号送信し、水中に固定した受波アレイで信号受信する環境を想定したシミュレーションを実施した。本検討で用いた音速モデルを図 4.13 に示す。水中の音速モデルは初夏の東京湾内における水温/塩分濃度データから音速の経験式 [42] を用いて計算した。海底はシルト質の堆積層を想定しており、深度 20m から 30m にわたって音速が 1510 m/s から 1580 m/s に直線的に変化する音速構造とした。水深 30m 以下の層は音速 1580 m/s の半無限媒質を仮定している。音源は $(r_s, z_s) = (0, 14.5)$ (m) に設置し、水平方向に一定の速度で移動させた。移動速度による影響を評価するために、0 m/s から 5 m/s の範囲で移動速度を変化させたデータを生成した。送信信号には、前節で用いたものと同じ信号を使用した。

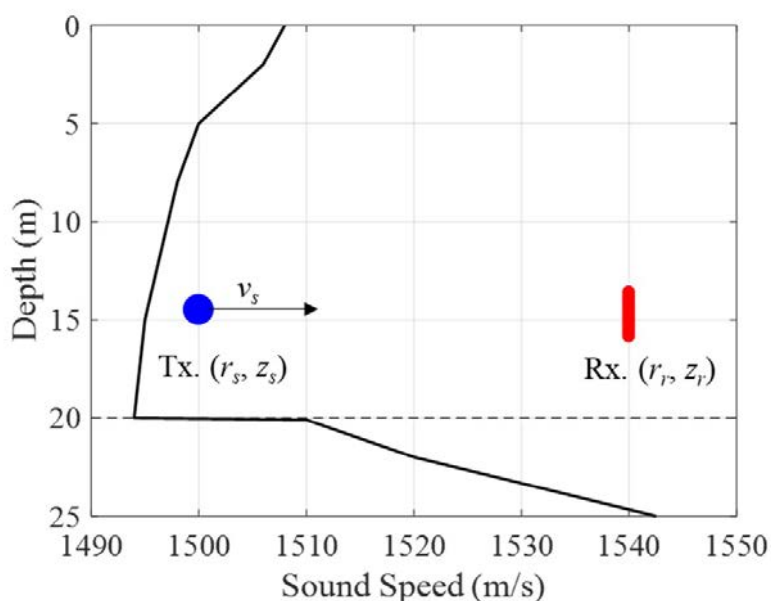


図 4.13: 移動体通信シミュレーションの音速構造モデル

受信には、海底-海表面間を密に受波素子を配置することが理想的であるが、本検討では現実的な受信環境を模擬するために素子数 16 チャンネル素子間隔 15cm の受波アレイを用いた。受波アレイの開口幅は 2.25m である。水中の音速構造による結果のばらつきを評価するために、受波アレイ中心を深度 9 m から 16 m まで変化させた。通信距離による影響を確認するため、送受波間の水平距離を 400, 800 m として検討を行った。図 4.14 は、距離 400, 800m とした場合の伝搬応答のパワーの受信時刻-受信深度分布を示している。音速プロファイルの影響を受けて直接波に近い伝搬モードの波面が海底方向へ屈折するため、深い位置での受信パワーが大きくなっていることがわかる。海底-海表面を多重反射する伝搬路については、音速プロファイルの影響をあまり受けずに深度方向に一様に分布しており、距離の進展に伴って遅延広がりが大きくなっている。また、通信距離 400 m, 音源移動速度 5 m/s における水深 14.5 m 受波点での伝搬応答の変化を図 4.15 に示す。水平方向の移動により 1 秒間で約 3 ミリ秒の遅延時間変化がみられる。時間領域の伝搬応答では確認することが難しいが、パワースペクトルからは時間経過に伴った干渉パターンの変化が確認できる。これは音源の移動によって生じる伝搬遅延時間の変化が、異なる伝搬角を

持つマルチパス波間でわずかに異なるためにみられる現象である。

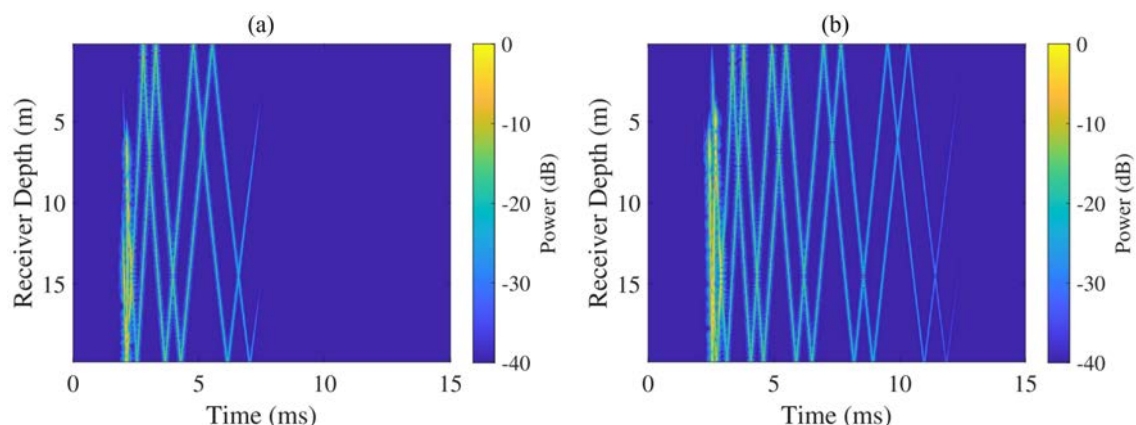


図 4.14: 送受信距離を変えたときの伝搬応答の変化: 送受信距離を (a)400 m, (b)800 m, とした場合の深度-遅延時間に対する伝搬応答のパワー分布を示している。

4.2.2 結果と従来手法との比較

図 4.16 は受波アレイ中心の水深を 14.5 m とした場合の、横軸に 4.12 式の有効 SNR(ESNR) をとって PTR-DFE による復調処理結果の Output SNR を示したものである。凡例が示す通り、表示サンプルの色の濃-淡は、音源の移動速度 v_s を 0 - 5 m/s と変化させた場合の結果を示している。図中の黒破線は $\text{ESNR} = \text{Output SNR}$ となる、PTR-DFE 利得の理論限界である。通信距離によらず音源の移動が無い $v_s = 0\text{m/s}$ の場合には、前節での検討結果と同様に、 $\text{ESNR} = \text{Output SNR}$ の理論限界とほぼ一致するようにして ESNR と正比例して Output SNR が推移し、高 ESNR になるにつれて Output SNR の上昇幅が小さくなり、一定の値に収束する傾向がみられる。音源の移動が無い場合には、この理論限界線からの Output SNR の下げ幅が残留 ISI による干渉の影響であると考えられる。音源の移動速度が上昇するにつれて、ESNR が低い領域においても理論限界線から Output SNR が徐々に下回る傾向がみられる。特に、 $v_s = 5\text{ m/s}$ とした場合は、PTR-DFE によってエラーフリーで復調処理を行うことはできなかった。

図 4.17 は、図 4.16 と同じデータに対して MDFE による復調処理を行った結果である。ESNR と Output SNR は正比例の関係にあって、ESNR の上昇に伴って音源移動速度に応じた一定の Output SNR に収束する傾向は一致している。PTR-DFE と比較すると、ESNR と Output SNR の関係でみられるマルチパス電力の有効利用率の関係が異なり、音源の移動が無い場合においても Output SNR が ESNR から常に下回って推移することがわかる。一方で、音源が高速に移動する場合においては PTR-DFE よりも安定した復調処理ができており、 $v_s = 5\text{ m/s}$ とした場合においても通信信号のエラーフリーで復調が可能であった。

さらに両手法の違いを分析するために、受波アレイ位置を変えたデータ間での Output SNR の平均値を計算した結果を ESNR-音源移動速度に対する分布図として図 4.18 に示す。PTR-DFE においては Output SNR の分布が通信距離の延長によってほとんど変化していない一方で、MDFE

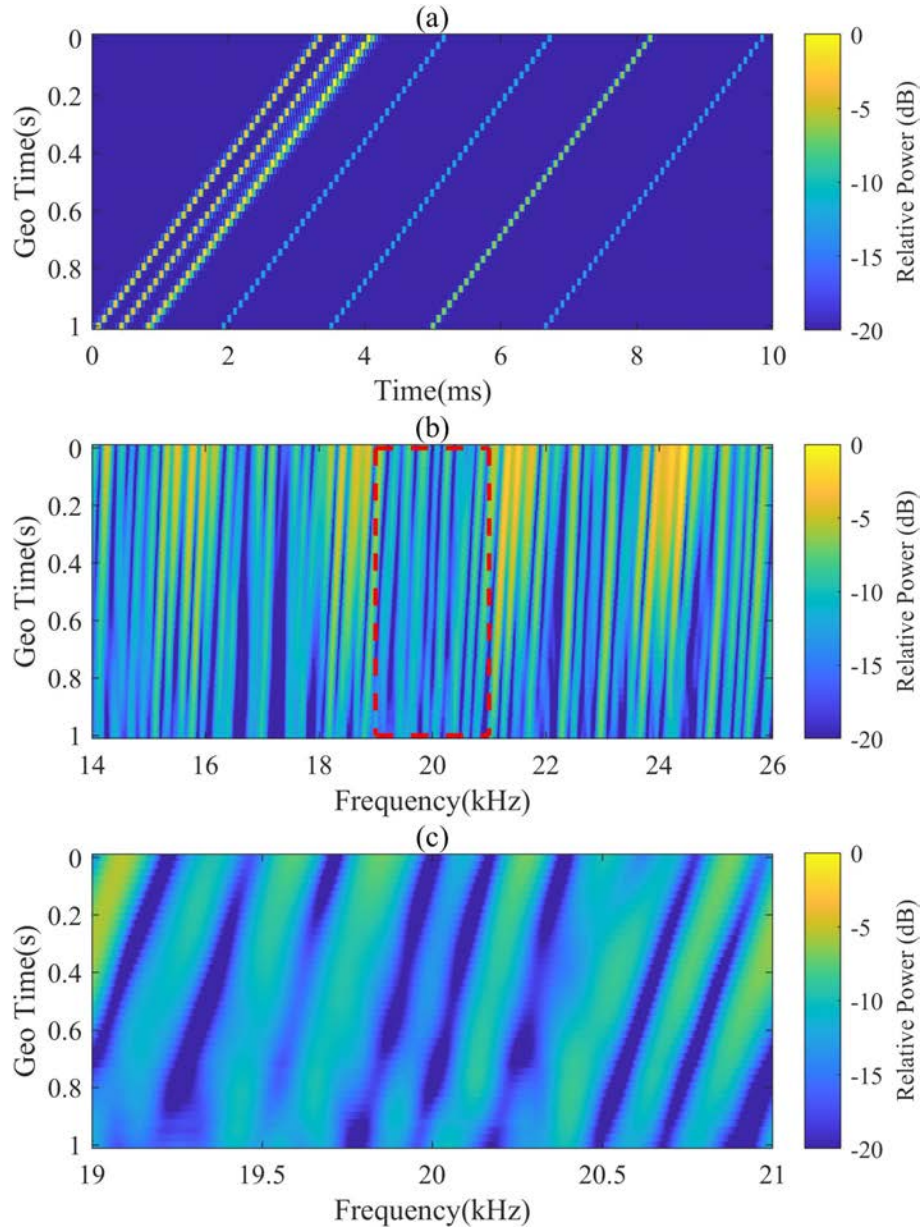


図 4.15: 移動体通信シミュレーションにおける時変動伝搬応答: 水深 14.5 m の受波点における音源移動速度 5 m/s 時の伝搬応答の時間変動を (a) 受信時刻-遅延時間に対して電力分布表示したもの, (b)(a) の信号帯域幅におけるパワースペクトルの受信時刻変化, (c)(b) 中の赤枠線内を拡大した図

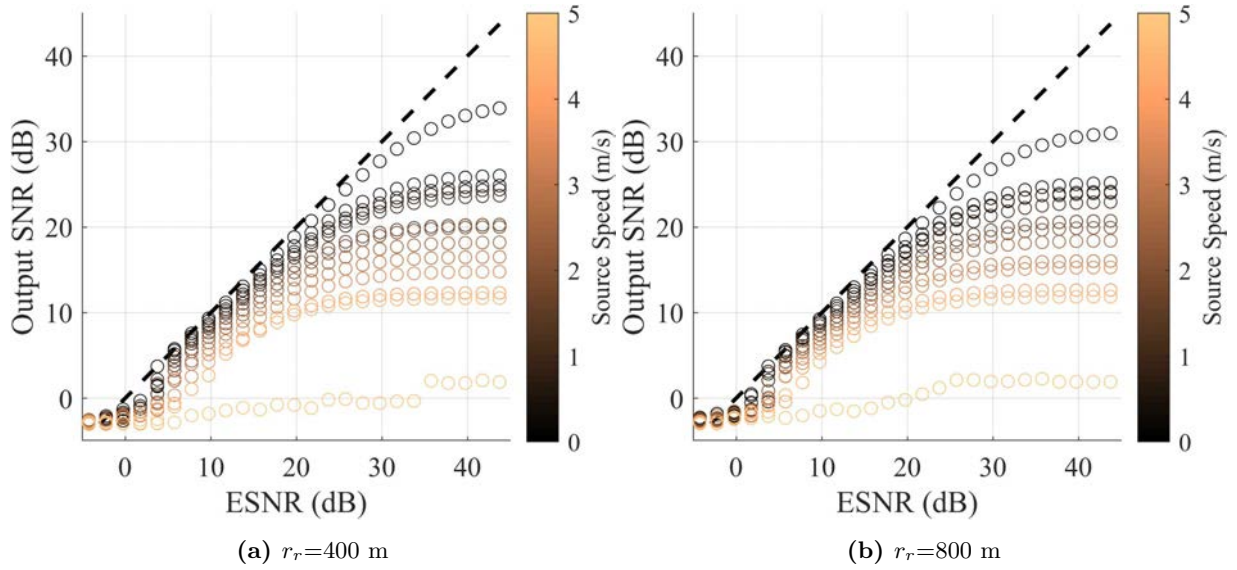


図 4.16: 移動体通信シミュレーションデータに対する PTR-DFE 処理結果における有効 SNR と Output SNR の関係. 受波アレイ中心を 14.5m とした場合のデータを用いて, (a)400m, および (b)800m について, カラーバーで示す通り音源の移動速度を変化させた場合についてプロットした.

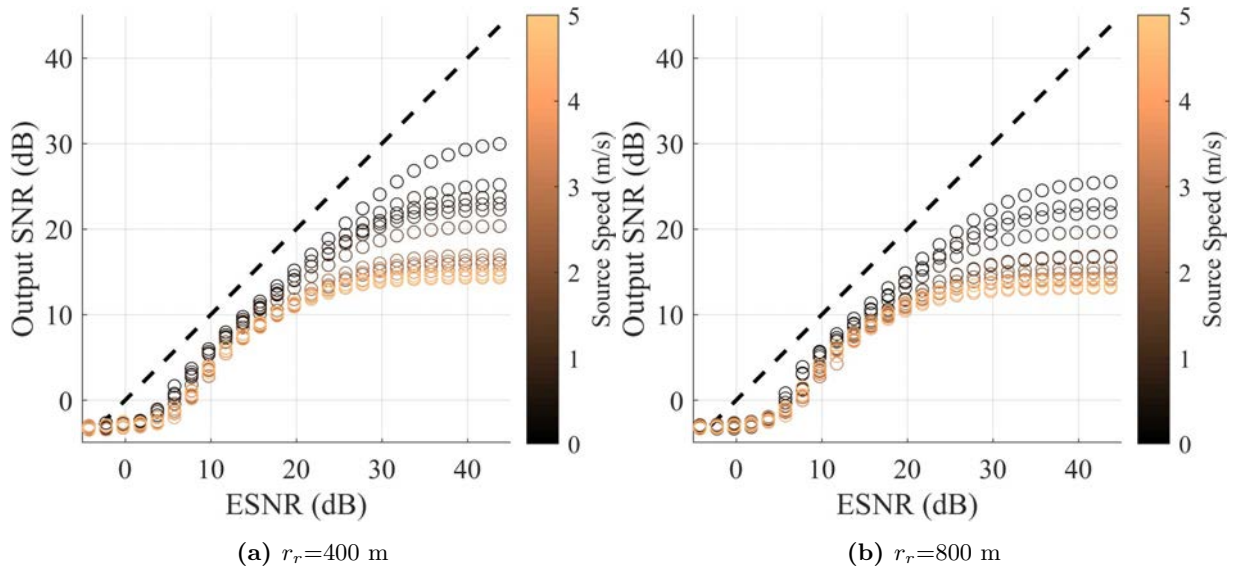


図 4.17: 移動体通信シミュレーションデータに対する MDFE 処理結果における有効 SNR と Output SNR の関係. 受波アレイ中心を 14.5m とした場合のデータを用いて, (a)400m, および (b)800m について, カラーバーで示す通り音源の移動速度を変化させた場合についてプロットした.

の結果では通信距離延長によって特に高 ESNR 領域において Output SNR が低下する傾向が認められる。これは、MDFE のフィルタタップ長を固定しているために復調においてカバーできるマルチパス波の遅延時間幅が限定され、距離進展に伴って遅延広がりを増すために MDFE のフィルタ長でカバーできないマルチパス波がノイズとして作用してしまっているためと考えられる。ESNR 値が低い領域での Output SNR を比較すると、PTR-DFE のほうがより低 ESNR 環境での復調を可能としており、これは前述のマルチパス波電力の電力の有効活用による利得の差によるものと考えられる。また、PTR-DFE においては音源の移動速度が 5m/s まで上昇すると復調処理が破綻するなど、一定の速度を超えると急激に復調性能が低下している一方で、MDFE においては音源の移動速度が上昇した場合においても破綻することなく通信信号の復調処理が可能であるとわかる。

同様に、図 4.19 に PTR-DFE および MDFE の受波アレイ位置を変えたデータ間での Output SNR の標準偏差分布を示す。両手法の結果に共通して、ESNR がおよそ 20dB 以下の領域では処理結果の Output SNR のばらつきは小さくなっていることがわかる。また、特に PTR-DFE について、低 ESNR 時の音源移動速度が上昇した場合のばらつきは通信距離が伸びたほうが小さくなっている傾向がみられる。高速に音源が移動する場合を除けば、PTR-DFE は MDFE と比較して Output SNR の受信深度によるばらつきが小さく、特に ESNR が比較的高い領域まで安定していることがわかる。

以上で比較したように、MDFE による復調処理は音源の移動に対して頑健であるものの、PTR-DFE のほうが受波アレイ配置によらずに安定した復調処理結果を得る傾向であった。特に、PTR-DFE は音源移動速度が小さい場合にほとんどのマルチパス波の電力を活用できており、より低 SNR 下での通信信号復調が可能であった。高速に移動する音源に対しての復調性能の差は、PTR-DFE が事前に計測した伝搬応答を用いてアレイ信号処理するのに対して、MDFE では逐次的に伝搬応答を推定してアレイ信号処理に用いていることによって生じていると考えられる。

4.2.3 音源移動と PTR 法の収束性

前節までの検討結果により、水平方向水中音響伝搬路において音源移動がある場合においても PTR-DFE によって通信信号の復調が可能であることが示された。一方で、音源の移動速度が一定以上の場合に通信が破綻してしまう傾向も確認できた。マルチパス波環境において音源移動などによる伝搬応答の高速な時間変動が生じる場合には相反性が大きく崩れることから、PTR 法が成立しないことは定性的に正しい。ここでは、PTR 処理後の収束波形が音源移動によってどのように変化するかを調べるために q-function の時間変化を検討する。

ある基準時刻 $t = 0$ で推定した伝搬応答に対して、遅延時間 τ で受信された信号の伝搬応答との間の cross q-function $Q(t, \tau)$ を次のように定義する：

$$Q(t, \tau) = \sum_{i=1}^M h_i(t, 0) \otimes h_i(t, \tau) \quad (4.15)$$

図 4.20 は距離 400m、音源移動速度を 0, 3 m/s、受波アレイ中心深度を 15 m とした場合の伝搬応答に対して計算した PTR-DFE のフィードフォワードフィルタのタップ係数の絶対値と cross

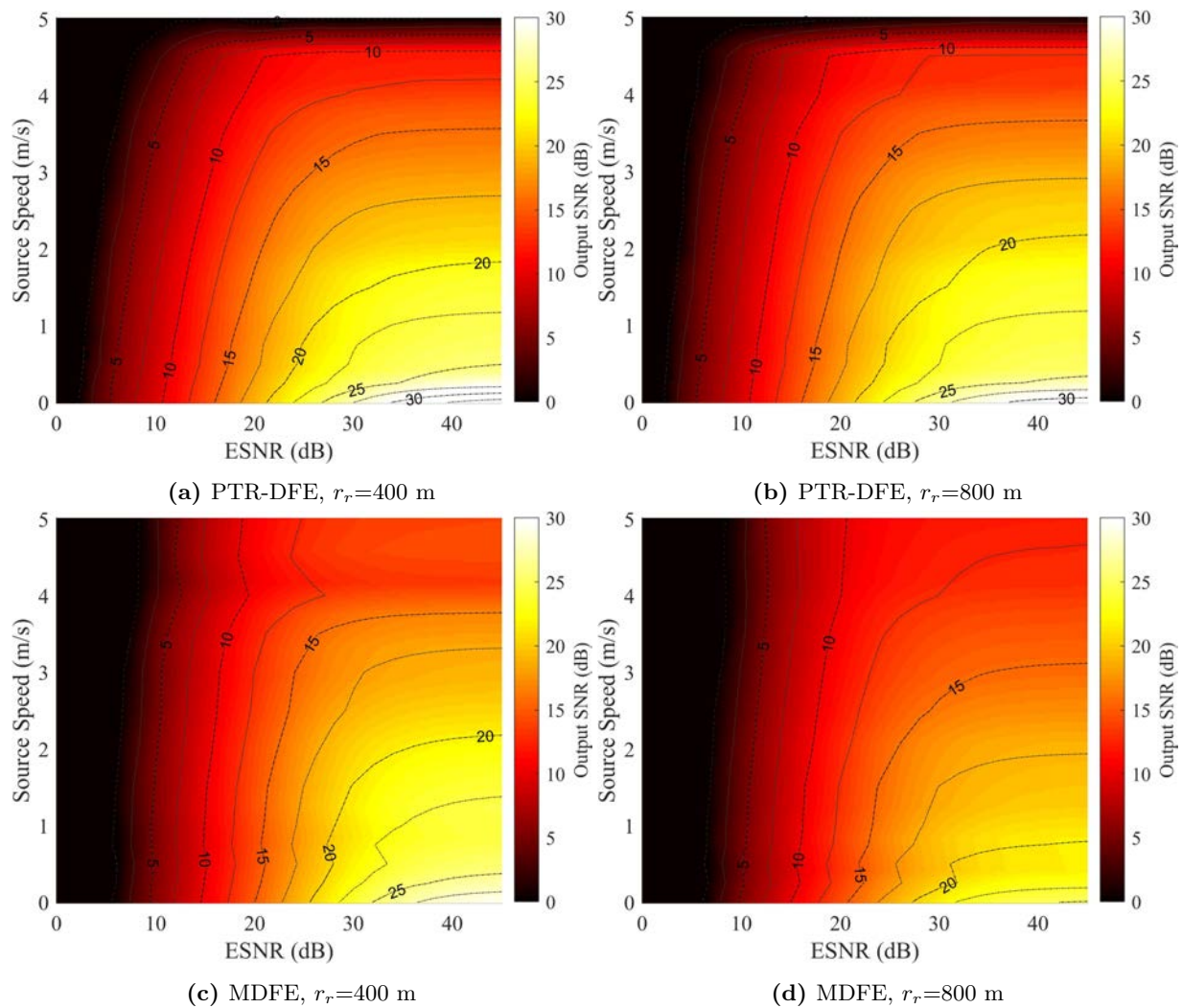


図 4.18: ESNR-音源移動速度に対する, PTR-DFE および MDFE の復調結果 Output SNR の受波アレイ深度平均値分布: 距離 (a)400 m, (b)800 m, における PTR-DFE の結果, および, 距離 (c)400 m, (d)800 m, における MDFE の結果. コンタ線は 5 dB 毎に表示している.

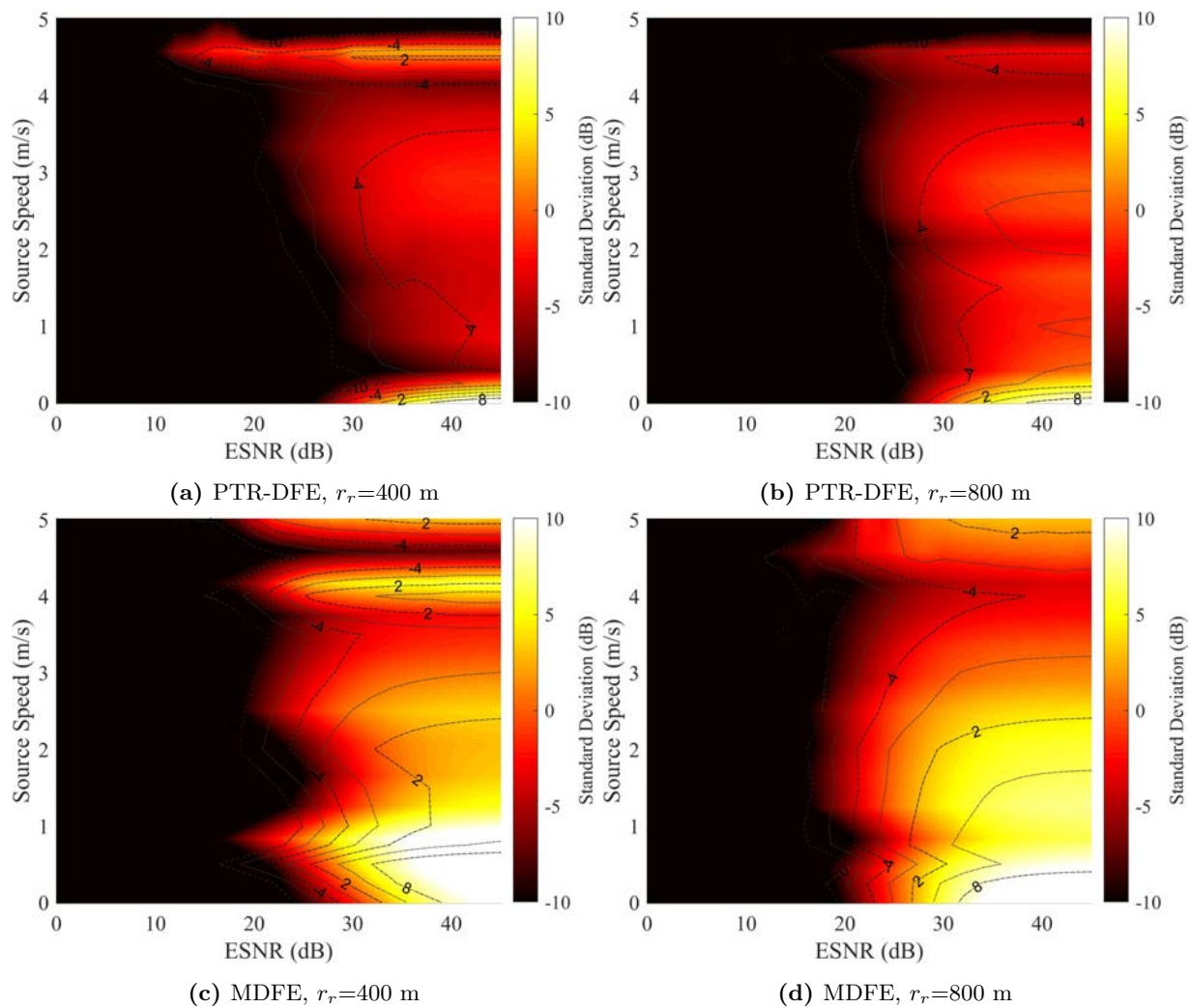


図 4.19: ESNR-音源移動速度に対する, PTR-DFE および MDFE の復調結果 Output SNR の受波アレイ深度標準偏差分布: 距離 (a)400 m, (b)800 m, における PTR-DFE の結果, および, 距離 (c)400 m, (d)800 m, における MDFE の結果. コンタ線は 5 dB 毎に表示している.

q-function である。PTR-DFE の通信信号処理には、ESNR=20dB の場合のものを用了。音源移動速度を 0 m/s とした場合の q-function およびフィードフォワードフィルタのタップ係数にはほとんど時間変化が生じていない。一方で、音源移動速度を 3 m/s とした場合には、図中の矢印に示したようにフィードフォワードフィルタのタップ係数の振幅値および q-function 中の残留 ISI が遅延時間の発展とともに生じていることがわかる。また、q-function のメインローブ振幅が徐々に低下していることがわかる。これは、音源の移動によって基準時刻で推定した伝搬応答と遅延受信した信号の伝搬応答の不一致により、タイムリバーサル法による時空間収束位置から徐々にずれが生じることで、マルチパス電力が時間方向に分散してしまうため [100, 101] と考えられる。通信信号処理においては、この時間方向の電力分散現象が時変動残留 ISI として作用すると考えられる。PTR 処理後に生じた時変動残留 ISI は、図 4.20(b),(d) で示されているように、DFE のフィードフォワードフィルタ（および、因果的な信号部分についてはフィードバックフィルタの影響も含んだ形）のタップが影響を抑制するように逐次的に更新されることで対処されていると考えられる。

以上の結果をもとに、大きく分けて 2 つの要因で時変動残留 ISI によって PTR-DFE の等化性能が影響されると考えられる。1 つ目は、伝搬応答が時変動することによって PTR による信号収束効果が低下し、マルチパス電力がメインローブから分散することで、ESNR で表される理想的な利得を得ることができなくなる点である。2 つ目は、通信信号処理の成否が DFE による時変動残留 ISI の抑制可否に依存してしまう点である。すなわち、水平方向移動体通信のように急速に伝搬応答が変化する環境においては、メインローブから離れた時間位置で発達する時変動残留 ISI を抑制するために、DFE のフィルタ長を確保する必要があると考えられる。DFE のフィルタ長をマルチパス波を十分カバーするように長くすることである程度解決しうる問題にも思われるが、フィルタ長の延長は適応アルゴリズムの収束特性や計算処理量の増加に直結することを念頭に置く必要がある。

4.3 チャネルトラッキングに基づくタイムリバーサル法

前節では、水平方向水中音響移動体通信環境においてもタイムリバーサル法によって、多重マルチパス波の影響を抑制しつつ、マルチパス電力を活用することで SNR を改善することができることが示された。一方で、音源移動速度が上昇することで、マルチパス電力の利用効率の低下し、一定の音源移動速度を超えると復調処理の破綻する問題が確認できた。この問題は、ある時刻において推定した PTR 処理に用いる伝搬応答と、処理対象の通信信号にかかる伝搬応答が不一致することによって生じる。本節では、この問題に対して適応アルゴリズムを用いて逐次推定した伝搬応答を PTR 処理に適用する手法を提案し、時変動マルチパス環境における PTR-DFE の復調性能劣化を改善できることを示す。

4.3.1 チャネルトラッキング型タイムリバーサル法

移動体通信のように急速に伝搬応答が変化する環境においては、プローブ信号によって事前推定した伝搬応答と通信信号にかかる伝搬応答の不一致のために、PTR 法の収束性能が劣化する問

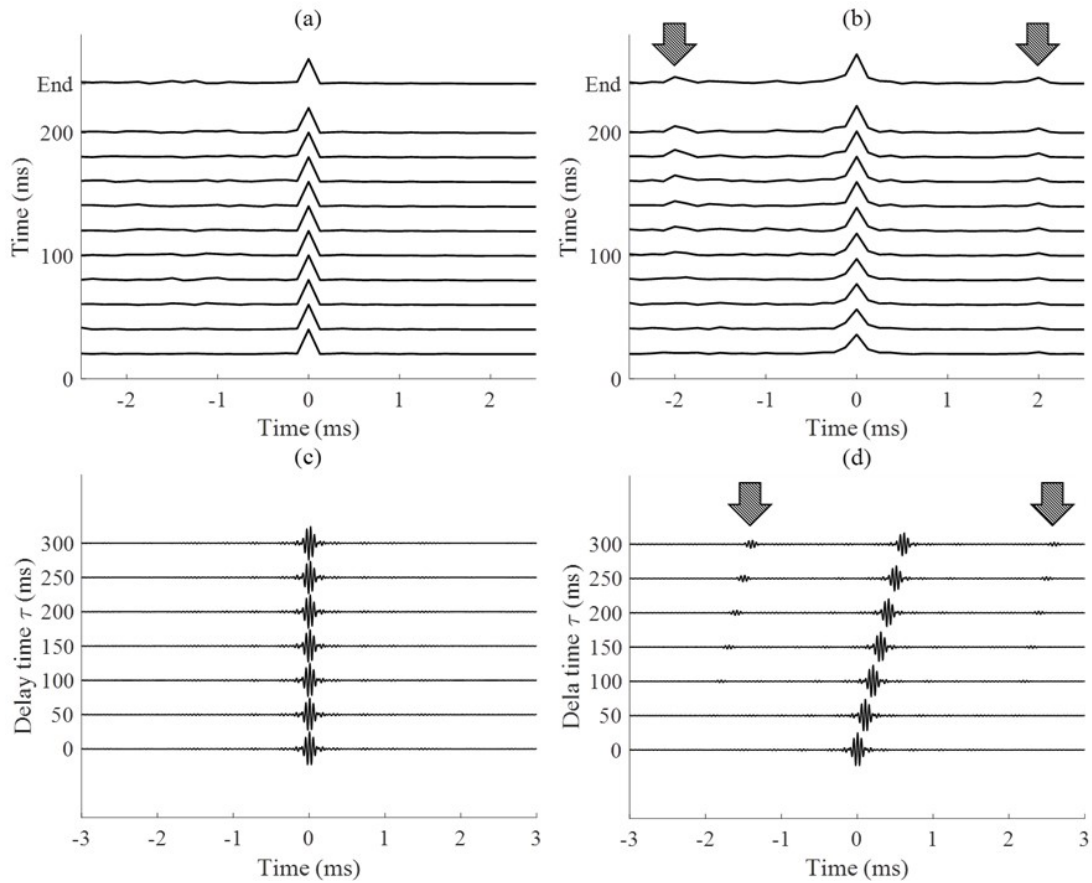


図 4.20: 移動体通信データ処理における (a),(b)DFE のフィルタタップの時間変化と (c),(d)q-function の時間変化: 音源移動速度が (a),(c) 無い場合と (b),(d)3 m/s とした場合について示している. (b),(d) の矢印位置にそれぞれ, フィルタ振幅およびサイドローブ振幅の増加がみられる.

題があった．そこで，シンボル単位で伝搬応答を逐次推定（チャネルトラッキング）して PTR 法の信号処理に用いる方法を考える．受波アレイの構成要素のうち i 番目の受波素子における k 番目の受信シンボル $r_i(k)$ を次のように与える：

$$\begin{aligned} r_i(k) &= \sum_l \eta_i(k-l)d(l) + w(k) \\ &= \eta_i^H(k)\mathbf{d}(k) + w(k) \end{aligned} \quad (4.16)$$

ここで， l はシンボル単位の伝搬遅延， η は伝搬応答， $d(l)$ は送信シンボル， $w(k)$ はノイズ項である．時変動する伝搬応答関数を推定することを考えて，4.16 式の伝搬応答を伝搬応答の推定値 $\hat{\eta}_i$ に置き換えると，受信シンボルの予測値 $\hat{r}_i(k)$ は：

$$\hat{r}_i(k) = \hat{\eta}_i^H(k)\mathbf{d}(k) \quad (4.17)$$

となって，このときの誤差関数は $E(k) = r_i(k) - \hat{r}_i(k)$ で与えられる．この誤差関数の最小化問題を，LMS アルゴリズムを用いて解くと以下のようにして伝搬応答が時間発展的に更新される：

$$\hat{\eta}_i(k+1) = \hat{\eta}_i(k) + \mu E^H(k)\mathbf{d}(k) \quad (4.18)$$

ここで， μ は更新ステップサイズパラメータである．

本節で提案するチャネルトラッキング型の PTR 法（以下，CT-PTR 法とよぶ）は，2.21 式における推定伝搬応答との相互相関処理を，ベースバンドシンボル領域におけるチャネルトラッキング結果とのマッチドフィルタ処理に置き換えて実現する：

$$\begin{aligned} x(k) &= \sum_i \sum_l \hat{\eta}_i^H(l)r_i(k+l) \\ &= \mathbf{q}^H(k)\mathbf{d}(k) + w_\Delta(k) \end{aligned} \quad (4.19)$$

ここで， $\mathbf{q}(k)$ は CT-PTR 処理結果後のシンボル $x(k)$ に対する有効伝搬応答あるいはベースバンド領域 q-function のベクトル表現， $w_\Delta(k)$ は CT-PTR 後のノイズ項である．

CT-PTR は通常の事前推定型 PTR と同様に，シングルチャンネル DFE の前段処理として用いる（CT-PTR-DFE）．本研究で用いた CT-PTR-DFE の信号処理ブロック図を図 4.21 に示す．図中の各受信チャネル入力である受信シンボルデータは，信号伸縮検出によって直線的なドップラシフトの影響を補償するようにサンプリングしたものをを用いている．また，CT-PTR-DFE の後段処理として描かれた DFE 処理ブロックは，これまでの検討で用いたものと同様の RLS アルゴリズムに基づくシングルチャンネル DFE である．伝搬応答の更新に用いる送信シンボルデータは，DFE 係数推定のための既知系列（トレーニングシンボル）と DFE による判定後のシンボルを切り替えて利用した．

4.3.2 移動体環境シミュレーションデータへの適用

ここでは 4.2 節で用いたシミュレーションモデルに対して CT-PTR 法を適用し，音源の移動に伴う信号処理性能の変化を PTR 法と比較検討する．図 4.22 は背景雑音として AWGN を加えないデータを用いて，音源の移動速度と Output SNR の関係について PTR-DFE と CT-PTR-DFE

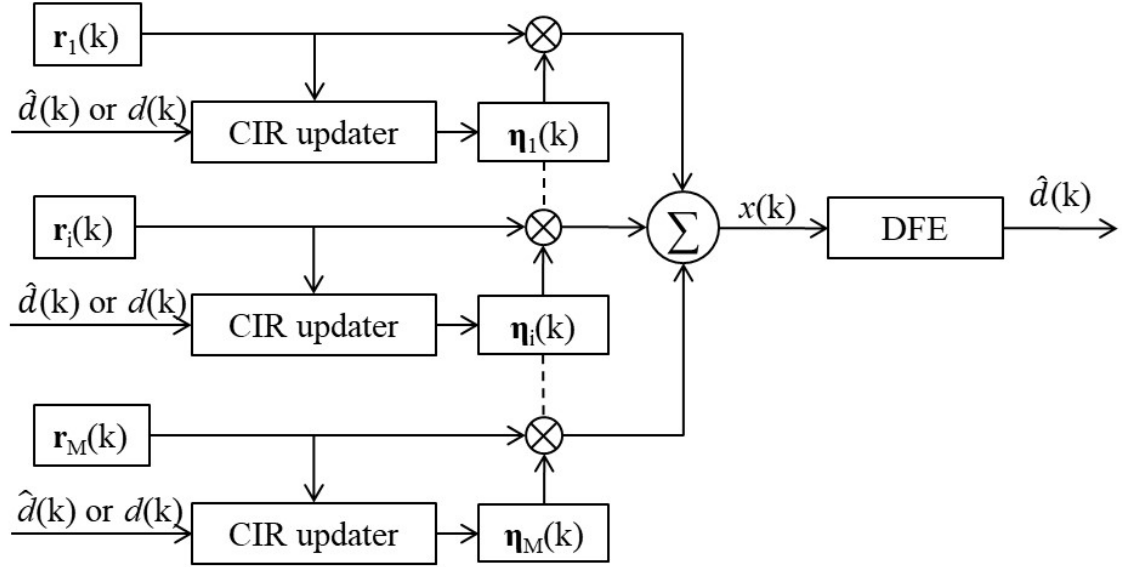


図 4.21: CT-PTR-DFE 法のブロックダイアグラム

の復調結果を比較したものである．音源の移動速度が小さい場合には，PTR-DFE の結果が CT-PTR-DFE の結果を上回る傾向で，音源移動速度が 0 m/s の場合に差が最大の約 5 dB となっている．音源移動速度 1 m/s を境に，両手法の Output SNR 関係は反転し，PTR-DFE では音源移動速度が上昇するにつれて Output SNR が大きく低下するのに対して，CT-PTR-DFE では Output SNR がほとんど低下しないことが確認できる．図 4.23 は，音源移動速度 0, 0.5, 5 m/s とした場合の逐次伝搬応答推定誤差の受波チャンネル平均値を示している．AWGN 無しの音源が移動しない場合において推定誤差が小さく，音源移動速度が速くなるにつれて誤差が大きくなっていることがわかる．図 4.22 を参照すると，推定誤差に対して Output SNR が大きくなっている．雑音を加えていないデータであるので，4.19 式の誤差項は伝搬応答推定誤差と送信データシンボルの相関値となる．送信データシンボルには PN 系列を用いているので，LMS アルゴリズム収束後の誤差項のチャンネル間相関は伝搬応答の受波チャンネル間相関に依存する．したがって多重マルチパス環境においては，伝搬応答推定誤差の影響についても PTR 処理時のチャンネル間加算処理によって低減できると考えられる．

図 4.24 は，CT-PTR-DFE による復調結果の ESNR と Output SNR の関係を，音源移動速度毎に示したものである．図中の破線は， $\text{ESNR} = \text{Output SNR}$ となる PTR 利得の理論限界線である．まず，ESNR が 4 dB から 20 dB までの範囲では，音源移動速度の変化にほとんど影響を受けずに復調結果の Output SNR が ESNR とほぼ一致していることがわかる．ESNR が 4 dB を下回る領域では，すべての音源移動速度について Output SNR が ESNR を下回っている．この要因としては，BPSK 変調信号の硬判定結果が $\text{Output SNR} = 4 \text{ dB}$ において理論値で約 1% の誤りを含むことから，DFE の判定誤りが生じることで伝搬応答と DFE のフィルタ係数の更新時に正しい方向に修正勾配を得られない影響があると考えられる．ESNR が大きくなるにつれて Output SNR が飽和して一定値に収束する傾向は PTR-DFE の傾向と一致する．音源移動速度が小さい場合に，Output SNR の最大値が PTR-DFE よりも下回るのは残留 ISI の発生に加えて，適応アル

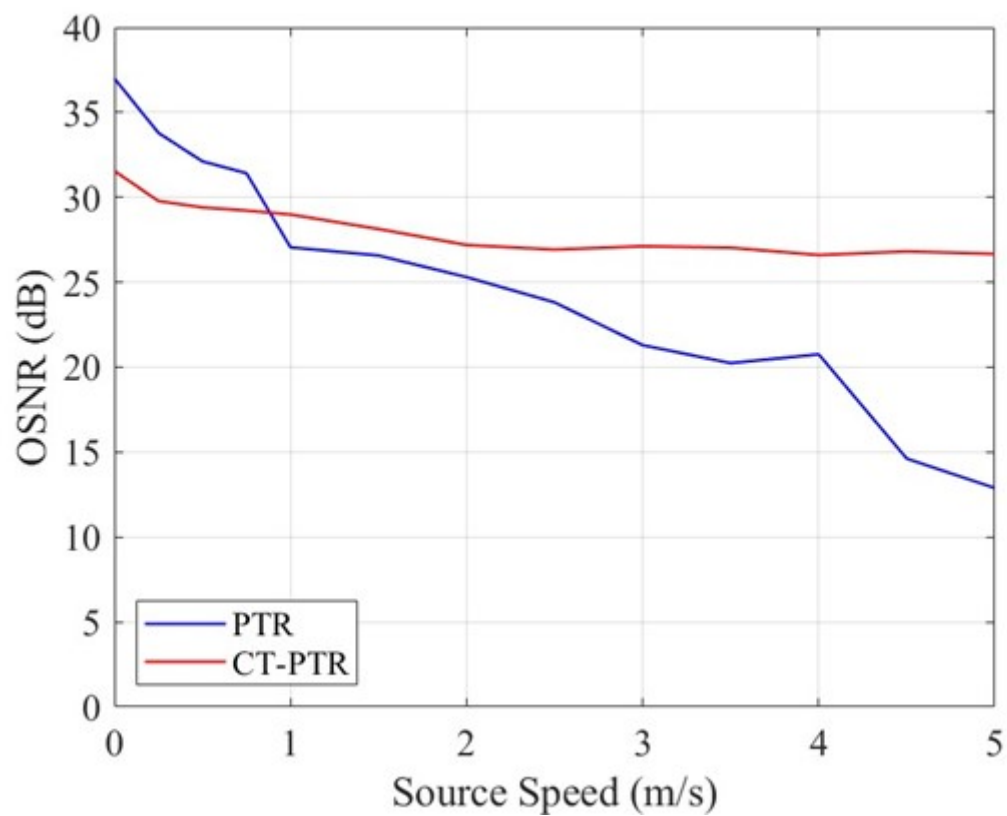


図 4.22: CT-PTR 法による音源移動速度と Output SNR の関係：PTR-DFE 法および CT-PTR-DFE 法について，AWGN を加えない場合の音源移動速度と Output SNR を比較した．

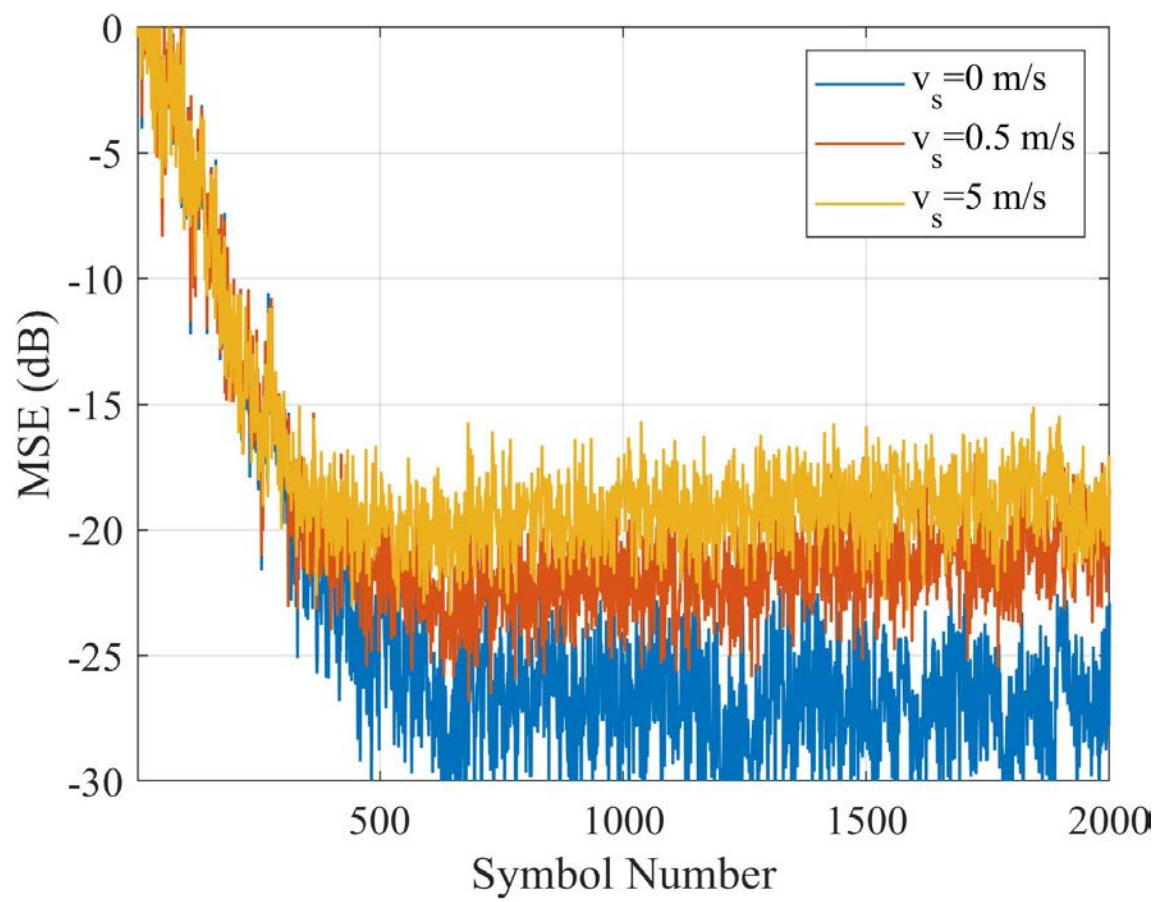


図 4.23: 伝搬応答推定アルゴリズムの MSE 推移

ゴリズムの収束特性に依存した伝搬応答推定の誤差が影響していると考えられる。PTR-DFEでは伝搬応答推定時に相関処理による利得を得ることができるため、相対的にノイズの影響が小さくなることや適応アルゴリズムによる収束性の問題が生じない利点があると考えられる。

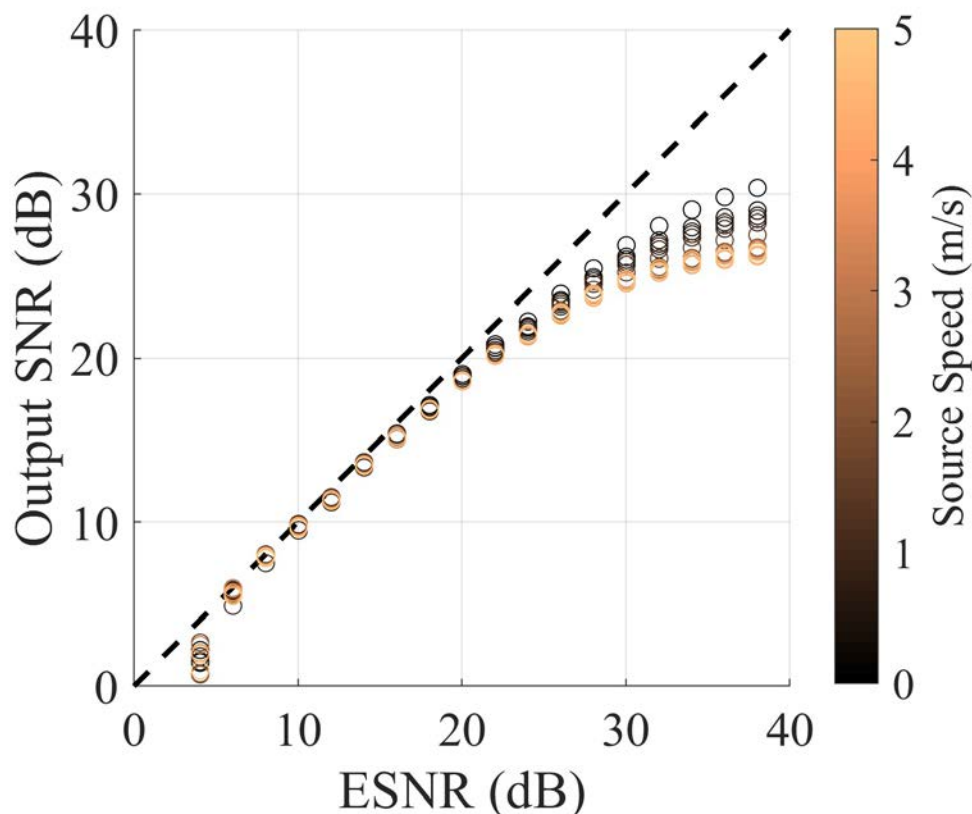


図 4.24: 有効 SNR と CT-PTR-DFE の処理結果 Output SNR の関係：カラーバーが示す通りに音源移動速度の異なるデータについては色を変えて表示した。図中の黒破線は $\text{ESNR} = \text{Output SNR}$ となる境界を示している。

図 4.25 は、異なる受波アレイ深度間での Output SNR 平均値を ESNR-音源移動速度に対して示したものである。図中のカラーマップおよびコンタ線が示す通り、ESNR がおよそ 15dB 程度以下の領域では受波深度平均の Output SNR についても $\text{ESNR} \approx \text{Output SNR}$ の関係が成立している。また、音源の移動速度によらず Output SNR が約 22.5dB 程度となる値までは、ESNR に対する Output SNR は音源の移動速度に依存せずほぼ一定の値を取る傾向である。さらに ESNR が増加すると徐々に音源移動速度に対する依存性が生じ始めて、音源移動速度の上昇に伴って Output SNR が低下する傾向となった。

PTR-DFE に対する CT-PTR-DFE によるパフォーマンスの改善度を調べるため、図 4.25 と図 4.18(a) との差分を取った結果を図 4.26 に示す。図中の暖色部分が Output SNR が改善している領域、寒色部分が悪化する領域である。音源移動速度が 1 m/s 以上かつ ESNR が 6 dB 以上のすべての領域において、CT-PTR-DFE による結果の改善がみられる。特に音源の移動速度が上昇するにつれて Output SNR が大幅に改善する傾向を示している。一方で、結果が悪化する領域とし

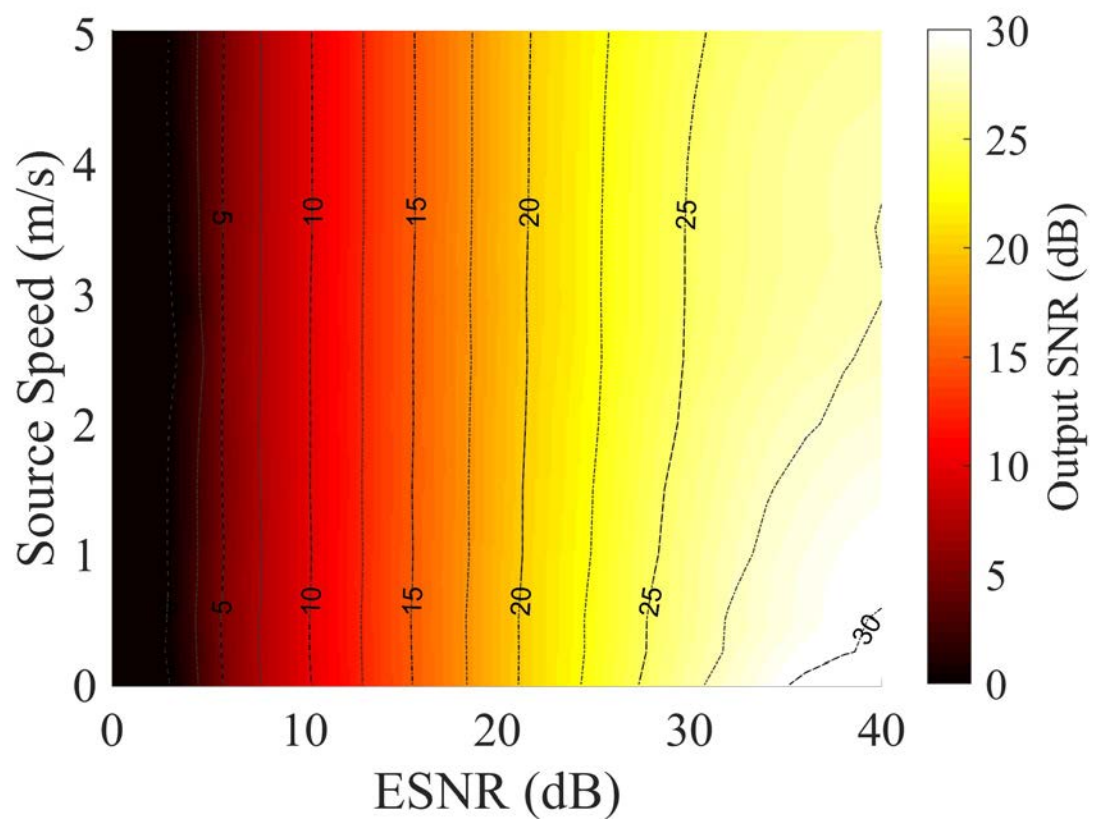


図 4.25: Output SNR の ESNR-音源移動速度に対する分布：異なる受波アレイ深度間で CT-PTR-DFE による通信信号処理結果 Output SNR の平均値を計算して表示した

ては音源移動速度が小さく ESNR が 6 dB を下回る領域と音源移動速度が 1 m/s 以下で ESNR が 20 dB 以上の領域に限られる。低 ESNR 領域では、前述の通り PTR-DFE の場合には伝搬応答推定時に相関ゲインを得ることができ、CT-PTR-DFE の場合は背景雑音だけでなく DFE における誤りが伝搬応答推定にも影響することから、PTR-DFE のノイズ耐性が優位になったためと考えられる。しかしながら、PTR-DFE が優位なのは変調信号の判定誤りが増加する境界線上近傍のみであり、限定的な条件での優位性であるといえる。また、高 ESNR かつ音源移動速度が低速の場合にも、前述の通り伝搬応答推定誤差の影響などが影響していると考えられる。

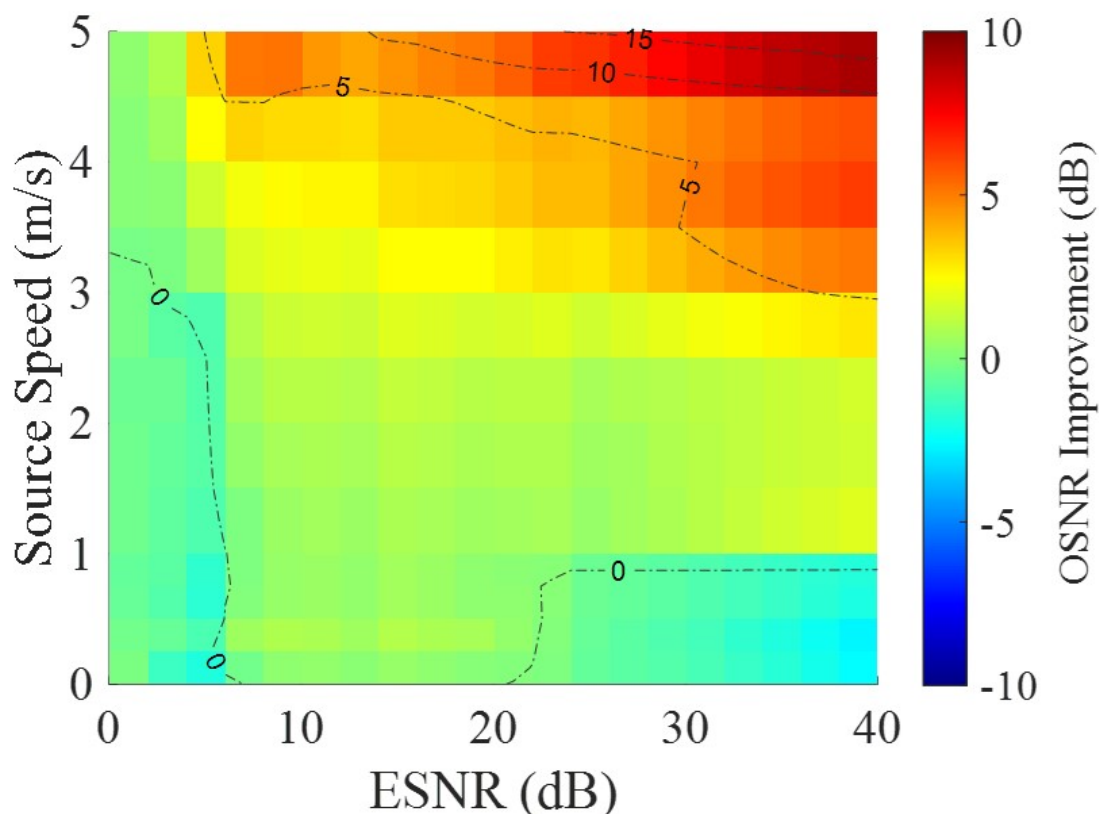


図 4.26: CT-PTR 法による Output SNR の改善度分布：PTR 法との Output SNR 差分を計算し、ESNR-音源移動速度に対する分布として示した

4.3.3 CT-PTR 法の収束性

前節の検討結果から、PTR-DFE では通信性能が劣化してしまう高速移動体通信環境においても、CT-PTR 法により ESNR-Output SNR 関係において理想的な復調結果が得られることが確認できた。ここでは、移動体通信環境において CT-PTR 法の収束性が伝搬応答を分析するために q-function の時間変動性を分析する。

図 4.27 に、音源移動速度を 0, 1, 2, 3, 5 m/s とした場合の cross q-function 計算結果について、受信時刻とその受信時刻における cross q-function の最大振幅値を示す。音源移動速度が増加する

につれて、急速に振幅値が減少する傾向がみられる。特に、音源移動速度が 2 m/s 以上の場合には明らかに振幅値が周期的に変動する様子が見られる。全周から一様にマルチパス波が受信される環境において、伝搬応答の空間相関値はベッセル関数で近似されることや、伝搬応答の時間相関値の半減期が移動速度の逆数となることが知られている [44]。本研究では、導波路環境における伝搬を考慮しているために厳密に結果が一致するわけではないが、およその振幅値の挙動や、移動速度の逆数時間で cross q-function の振幅値がおおむね半値をとるなど、水平方向水中音響通信の移動体問題においても、およそ傾向が一致することが分かった。

PTR 法の基準時刻は先頭のプロープ信号の送信開始時刻であるので、図 4.2 で示した通信信号フレーム構成を参照すると 0.2 秒経過時から通信信号パッケージが受信されることになるため、音源移動速度が 5 m/s の場合には cross q-function の最大振幅値が半値以下に減衰することとなって、通信復調成績が著しく劣化したと考えられる。

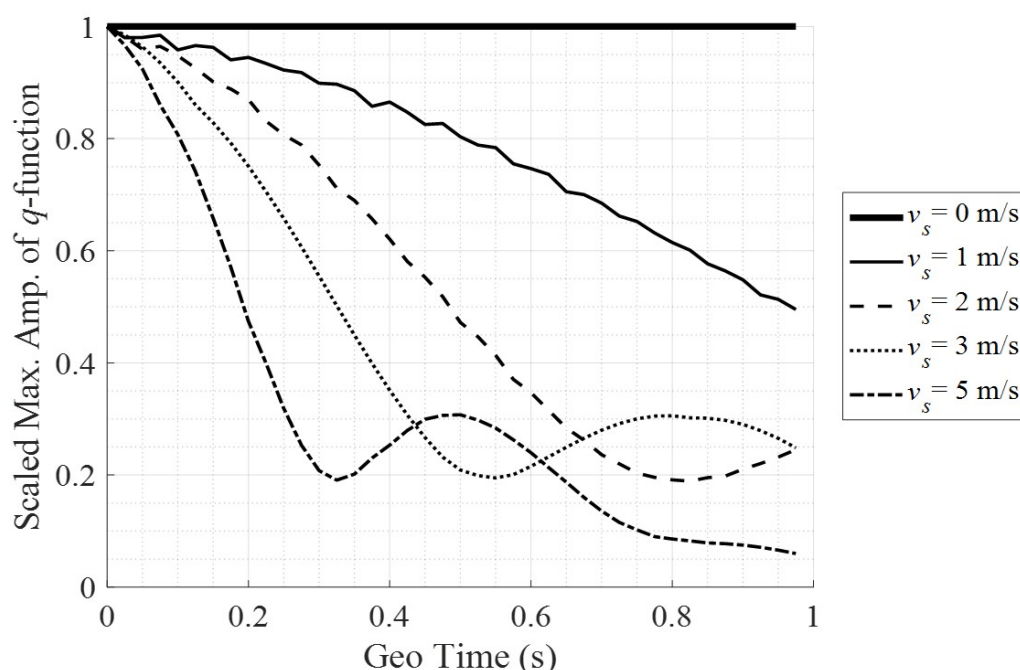


図 4.27: 音源移動速度と cross q-function 最大振幅値の時間変動性：基準時刻 $t = 0$ で振幅を正規化している。

CT-PTR 法ではシンボル間隔を最小単位として伝搬応答を逐次的に推定しながら PTR 法による信号処理を行うことができるため、比較的短い時間間隔で cross q-function を計算することになる。図 4.28 は、音源移動速度 5 m/s で AWGN を加算しない場合の受信信号に対して CT-PTR-DFE を用いて通信信号処理を行った際の、伝搬応答推定結果から計算したベースバンドにおける cross q-function である。伝搬応答の更新頻度は 20 シンボル毎とした場合の結果について示している。図 4.28(a) が示す通り、受信時刻が進展した場合にも 0 ms のメインローブのピーク位置にずれが生じておらず、かつ、振幅の減衰もほとんど生じていない。図 4.28(b) に示す通り、cross q-function の最大振幅値は初期値からほとんど変動せず、音源移動によって距離が近づいたことによる振幅増加が反映されて、むしろわずかに振幅値が大きくなっていることがわかる。以上のように、図

CT-PTR 法による，明らかな cross q-function 特性の改善が確認できる．結果として，移動体通信環境に対する CT-PTR-DFE による音源移動速度にほとんど依存しない通信信号処理結果が得られたと考えられる．

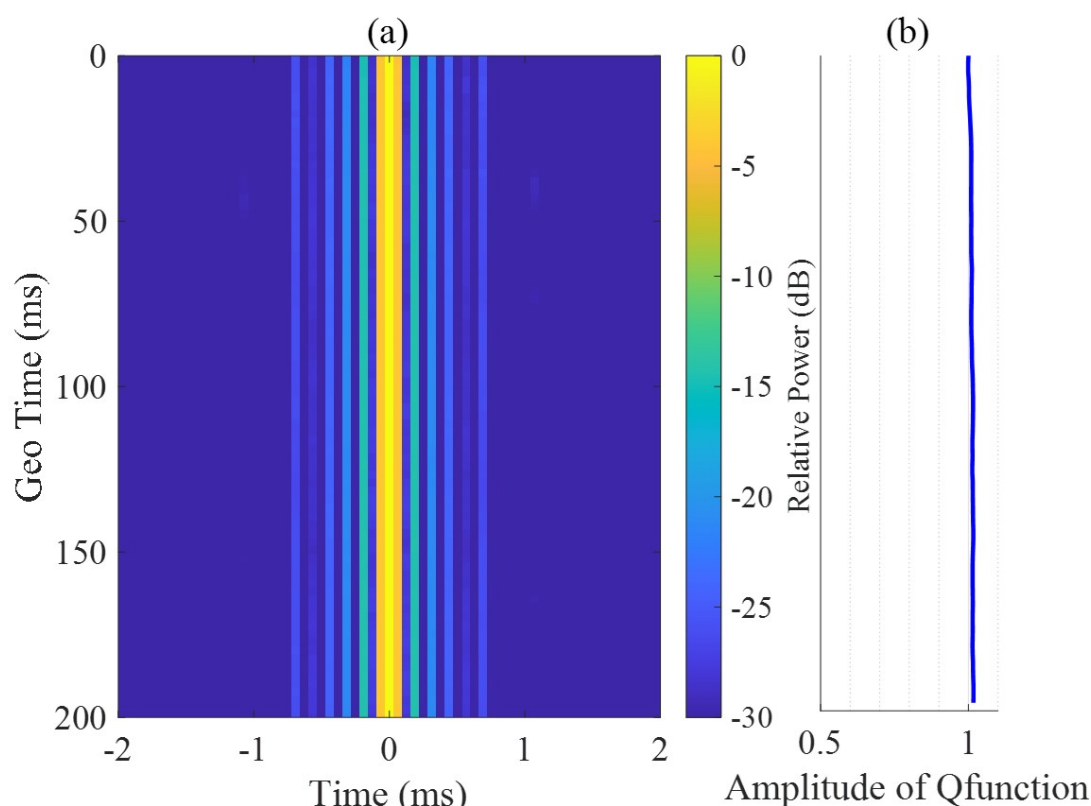


図 4.28: CT-PTR 法による cross q-function : (a) 振幅分布の時間変化, (b) q-function の最大振幅値．時刻 $t = 0$ の振幅値で正規化している．

4.4 チャネル伝送容量の比較

本章ではここまで，PTR 法，MDFE 法，CT-PTR 法の各手法について，ESNR と Output SNR の関係を比較することで受信信号エネルギーと信号処理利得の関係を議論してきた．本節では，通信の高速化の観点から直接的に各手法の特徴を理解するために，各手法を用いた場合の通信路のスペクトル効率の理論最大値を比較する．

4.2 節および 4.3 節で検討結果をもとに，通信距離 400 m のデータにおける ESNR と Output SNR の関係から，2.2 式を用いて通信路のスペクトル効率を算出した．結果を図 4.29 に示す．CT-PTR 法，PTR 法，MDFE 法についてそれぞれ音源移動速度を 0 m/s, 4 m/s とした場合について 2.2 式の SNR をアレイ位置間平均の Output SNR 値に置き換えて周波数当たりの伝送容量を算出している．図中の黒線は，ESNR を 2.2 式の SNR として用いた場合のスペクトル効率の理論限界線である．MDFE 法の結果では，ESNR と Output SNR が一致しないことから，理論限界線を下回って伝送容量が推移するのに対し，CT-PTR 法と PTR 法の音源移動速度が 0 m/s の場

合には低 ESNR 領域では理論限界線に漸近したスペクトル効率を達成し、ESNR の上昇に伴ってスペクトル効率が飽和する傾向となっている。音源の移動がある場合に PTR 法は伝送容量を大きく下げるのに対して、CT-PTR 法では飽和値が低くなるものの低 ESNR 領域ではほとんどスペクトル効率に変化がないことがわかる。MDFE 法においては、理論限界線に漸近することはないものの、CT-PTR 法と同様に音源の移動速度が変化しても高 ESNR 領域までほとんどスペクトル効率に変化がなく、ESNR=34 dB の値を境に CT-PTR 法とスペクトル効率の関係がわずかながら逆転している。

以上の比較により、音源移動がない場合には PTR 法のスペクトル効率が最大となり、音源移動がある場合には CT-PTR 法あるいは MDFE 法のスペクトル効率が ESNR 環境に応じて最大となっており、比較した 3 手法には伝搬環境に応じたトレードオフがあるとわかる。送信電力の節約や通信の長距離化による受信信号電力の低下に伴い、マルチパス波の電力を有効活用が求められるような低 ESNR 領域においては、PTR 法あるいは CT-PTR 法によって比較的高いスペクトル効率を達成可能であると考えられる。

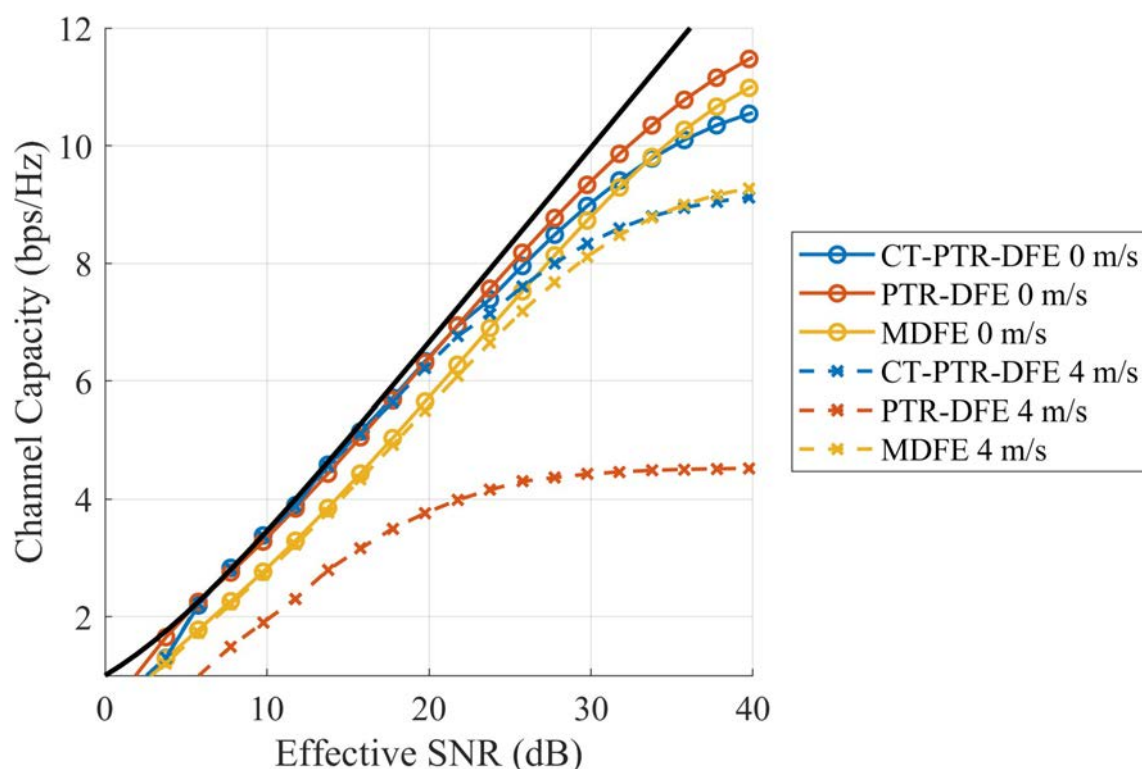


図 4.29: CT-PTR 法, PTR 法, MDFE 法の有効 SNR に対するスペクトル効率の関係

4.5 第 4 章のまとめ

本章では、PTR-DFE 法を用いた際の伝搬環境と信号処理利得の関係をシミュレーションデータを用いたパラメトリックスタディによって検討した。

固定環境における PTR-DFE 法の信号処理利得は 4.12 式の有効 SNR で得られることを示した。マルチパス波構造と受波環境に依存して、処理利得の上限値は存在するものの、背景雑音が支配的な環境においては確かにマルチパス波の電力を信号処理結果に活用することが示された。また、残留 ISI は PTR 処理後の収束点まわりに分散した電力フロアとして作用することを示した。結果より、固定環境における PTR はマルチパス波の時間遅延をキャンセルして収束させ残留 ISI 電力を時間的に分散させて明な到来波として作用させないことで、シングルパス時系列データとして処理結果を DFE へと入力する処理であると解釈できることを示した。

また、移動体通信環境においては、移動速度が上昇するにつれて Output SNR が有効 SNR を下回る傾向が確認された。音源移動に伴う復調性能の劣化は、時変動性伝搬環境下での PTR 法による不完全な信号収束に起因するものであることを示した。音源が移動することによって、マルチパス電力が収束点から分散し、遅延時間の経過とともに振幅が大きくなる時変動残留 ISI が生じる。結果として、マルチパス電力の加算効果の劣化と PTR 後段の DFE に対する等化処理負担が生じることで、復調性能が劣化すると考えられる。

加えて、この問題に対応するために、適応アルゴリズムを用いた伝搬応答推定をタイムリバーサル法と組み合わせた CT-PTR-DFE 法を提示し、移動体通信環境においても信号処理利得の低下を抑制できることを示した。cross q-function による PTR 法と CT-PTR 法の収束特性を分析し、CT-PTR 法によって音源移動がある場合にも cross q-function の時変動性を抑制することが可能であることが分かった。特に、音源が高速移動する場合の時間的収束性・電力振幅特性に著しい改善がみられ、結果として CT-PTR 法によって大幅な通信信号処理性能改善に寄与したと考えられる。一方で、音源移動速度が遅く ESNR が大きい領域と、音源移動速度が遅く ESNR が変調信号の硬判定における誤り発生が生じ始める領域においては、PTR 法の Output SNR がわずかに優位となることが分かった。

PTR-DFE 法、CT-PTR-DFE 法、およびシングルキャリア伝送方式の従来信号処理手法である MDFE 法の比較では、固定送受信環境においては PTR-DFE 法の利得および Output SNR から推定される伝送容量が最も大きくなることが分かった。移動体通信環境においては、加法性ノイズの影響が大きい範囲で提案した CT-PTR-DFE 法によって理想的な信号処理利得が得られ、結果として伝送容量が最大となる結果が示された。

長距離通信を想定した場合には受信信号の SNR が低くなることが考えられるため、PTR-DFE 法あるいは CT-PTR-DFE 法のように低 SNR において伝送容量が大きくなる信号処理手法が有利になると考えられる。

第5章 タイムリバーサル法による MIMO 通信

本章では、水平方向水中音響通信環境においてタイムリバーサル法による MIMO 通信を検討する。アダプティブタイムリバーサル法と呼ばれるチャンネル間干渉抑制手法を導入し、アダプティブタイムリバーサル法と DFE を組み合わせた信号処理手法を用いて、空間多重 MIMO 通信による通信の高速化を実証する。まず、固定環境におけるシミュレーションデータを用いて、背景雑音、マルチパス環境と Output SNR の関係を分析して、手法の評価を行う。加えて、実海域空間多重 MIMO 通信試験データに手法を適用し、水中音響通信の高速化・長距離化を評価する。

5.1 タイムリバーサル MIMO 通信信号処理

本節では、 N 個の送信機と M 個の素子からなる受波アレイの間で信号を送受信する場合の、空間多重 MIMO 通信路におけるタイムリバーサル MIMO 通信信号処理について述べる。空中無線通信では高速空間多重 MIMO 通信を行うために、受信側から送信側へと伝搬路情報を通信して固有ビームを形成して受信信号におけるチャンネル間干渉 (CCI) を低減する固有モード伝送法を用いた処理をおこなうことが多い [102]。一方で、中長距離の水中音響通信においては、信号の送受信にかかる時間遅延が大きくなることなどからこのような方法を用いることは現実的ではない。このため、空間多重化処理を受波アレイ側のみで実装する方法を考える。

空間多重 MIMO 通信路における i 番目の受信機における受信信号は次のように表すことができる：

$$r_i(t) = \sum_{k=1}^N h_{k,i}(t) * s_k(t)$$

ここで、 $h_{k,i}(t)$ は k 番目の送信機と i 番目の受信機間の伝搬応答、 $s_k(t)$ は k 番目の送信機からの送信信号である。 N 個の送信機のうち、 k 番目の送信機に着目した場合の MIMO 通信における PTR 法は次のように表すことができる：

$$\begin{aligned} \sum_i^M r_i(t) * \hat{h}_{k,i}(-t) &= \left(\sum_i^M h_{k,i}(t) * \hat{h}_{k,i}(-t) \right) * s_k(t) + \sum_{l \neq k}^N \sum_i^M h_{l,i}(t) * \hat{h}_{k,i}(-t) * s_l(t) \\ &= q_k(t) * s_k(t) + \sum_{l \neq k}^N \tilde{q}_{l,k}(t) * s_l(t) \end{aligned}$$

ここで、 $\tilde{q}_{l,k}(t)$ は送信チャンネル間の cross q-function であり、伝搬応答の送信チャンネル間の相互共分散関数に相当し、パッシブタイムリバーサル法による信号処理後の CCI 項である。伝搬

応答に相関がない、あるいは小さい場合にはパッシブタイムリバーサル法による MIMO 通信が成立ことを意味するが、水平方向水中音響通信のような多重マルチパス環境においては現実的な受波素子数で十分に影響を抑制することが困難であると考えられる。このため、CCI を抑制するために伝搬応答の相互相関を低減しつつ、着目する伝搬応答を維持するような方法を用いる必要がある。

本研究では、CCI 抑制のためにアダプティブタイムリバーサル法 (ATR) と呼ばれる手法を用いる [103]。ATR では、推定 CIR から最小分散無歪規範に基づく最適ウェイト関数を導出する。周波数領域における伝搬応答を $H_{k,i}(f)$ において、受信伝搬応答ベクトルを $\mathbf{h}_k = [H_{k,1}(f), \dots, H_{k,i}(f), \dots, H_{k,M}(f)]$ とし、 $\mathbf{R} = \sum_{k=1}^N \mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k + \sigma^2 \mathbf{I}$ としてクロススペクトル行列を得る。ここで、 σ は正則化パラメータ、 $\mathbf{I}$ は単位行列である。ここで、元の伝搬応答に歪みを生じない制約のもとで最適ウェイト関数 $\mathbf{w}$ によって共分散を最小化する問題を考える。すなわち、

$$\begin{aligned} \min & \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \\ \text{s.t.} & \mathbf{w}^H \mathbf{h} = 1 \end{aligned}$$

とおく。ここでラグランジュの未定乗数法を用いたとき、目的関数 J は

$$J = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} + \lambda^* (\mathbf{h}^H \mathbf{w} - 1) + \lambda (\mathbf{w}^H \mathbf{h} - 1)$$

と書くことができ、これを $\mathbf{w}^H$ で偏微分すると、

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}^H} = \mathbf{R} \mathbf{w} - \lambda \mathbf{h} = 0$$

となる。これを $\mathbf{w}$ について整理すると

$$\mathbf{w} = \lambda \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h} \quad (5.1)$$

を得る。制約条件に代入し、 $[\mathbf{R}^{-1}]^H = \mathbf{R}^{-1}$ であることを利用すると、

$$\lambda = \frac{1}{\mathbf{h}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}}$$

と未定乗数の解を得る。これを式 5.1 に代入して、

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}}{\mathbf{h}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}}$$

で最適ウェイト関数を得ることができる。

ATR を用いた MIMO 通信信号処理の簡易信号処理ブロック図を 5.1 に示す。受信信号をフーリエ変換し、得られたウェイト関数を周波数領域で乗算する。2.21 式においてパッシブタイムリバーサル法の推定 CIR と時間領域の最適ウェイト関数を置き換えて用いること等価であり、以降ではアダプティブパッシブタイムリバーサル (APTR) 法と呼ぶこととする。APTR 法による空間分離アレイ処理したのちに、フーリエ逆変換により時間領域信号を得てリサンプリング処理と DFE による等化を行う。

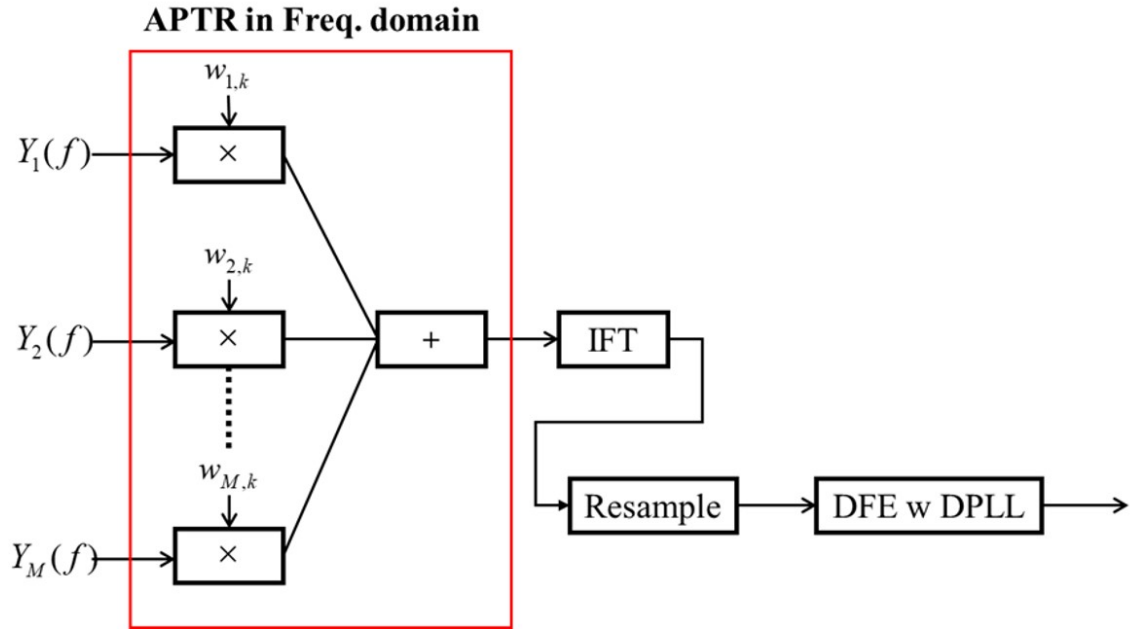


図 5.1: APTR-DFE 法のブロックダイアグラム

5.2 シミュレーションによる信号処理性能の評価

本節では、前節で示した APTR 法による SDM-MIMO 通信信号処理の性能を確認するために、第 4 章で実施した分析と同様のアプローチによって、SDM-MIMO 通信路においても SIMO 通信路における PTR 法の信号処理利得の理論値が達成できるか、すなわち CCI を効果的に抑制したうえでマルチパス電力の収束と有効利用が可能であることを評価する。このために、水平方向水中音響 MIMO 通信路を模擬したシミュレーションデータを生成し、APTR を適用して性能を分析する。

5.2.1 シミュレーション条件

固定された送・受波アレイ間の水平方向水中音響 MIMO 通信を考える。送受波の移動や媒質の変動は無いものとする。図 5.2 に、伝搬シミュレーションに用いた音速モデルと送受波器配置を示す。海水層は水深 20 m で音速 1500 m/s の均質媒質とし、海底は音速 2000 m/s で海底下は半無限媒質とした。送波アレイは最大 5 チャンネルまでの空間多重通信を想定して、1 m の等間隔で水深 10m を中心に配置した。送信信号は、第 4 章の検討で用いたものと同じの通信信号を利用し、伝搬応答の推定は送信チャンネル間で干渉なく受信できたものとして取り扱った。受波アレイは、10 cm 間隔で水深 9.3 m から 10.8 m まで 16 チャンネルの受信点で構成し、送波アレイから距離 200, 400, 800, 1600 m の地点で受波する場合について伝搬応答をノーマルモード法を用いて計算した。4.8 式における伝搬応答計算時に加算する伝搬モード次数の最大値 N_m を変化させて、以降の高次モードを打ち切ることでマルチパス波環境を調整した。なお、図 5.2 で示した音速モデルにおいて、検討信号帯域内におけるカットオフモード次数は 240 である。図 5.3 に、距

離 200 m とした場合のモード次数 30, 150, 240 まで加算した場合の伝搬応答および距離 800 m でモード次数 240 まで加算した場合の伝搬応答を示す。用いた均質音速モデル構造においては、低次モードで形成される波面は直接波となり、以降は伝搬モード加算数が増加するにつれて伝搬角度と遅延時間が徐々に増加するマルチパス波が加算されていることがわかる。また、送受信距離が大きくなると伝搬角度に対する境界面での反射回数が増加するため、距離の進展によってもマルチパス波の数・伝搬遅延が多くなっている。このように本研究では、伝搬モード次数と伝搬距離を変えることでマルチパス環境を変えて検討を行った。

受信信号は、各送信点について個別に計算した伝搬応答と送信信号を畳み込んで生成し、これを送信点ペアを選んで加算したのちに AWGN を加えて SNR 調整したものを、SDM-MIMO 通信評価のための受信信号とした。本検討では、送信チャンネル数を 1, 2, 3, 5 チャンネル、送信深度ペアはそれぞれ [10], [9.5, 10], [9.5, 10, 10.5], [9, 9.5, 10, 10.5, 11] m として評価を行った。MIMO 通信における通信信号処理性能の評価指標として、第 4 章と同様に ESNR と Output SNR を用いた。式 5.1 の最小分散無歪規範による最適化の観点から、APTR 法による MIMO 通信信号処理において期待されるのは大きく分けて 2 点ある：1 点目は SIMO 通信における PTR 処理と同様にマルチパス電力の有効活用、2 点目は CCI の抑制、である。第 4 章で示した通り、PTR 法の利得は固定送受信環境においてランダムな背景雑音が支配的な場合に有効 SNR = Output SNR の関係を取ると期待される。無歪制約により目的とする送信チャンネルにおける受信処理出力の電力は保存されるので、CCI が抑制されている限りにおいて信号処理利得は PTR 法の理論値と一致すると期待できる。したがって、本検討における ESNR を以下のように定義する：

$$ESNR = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M A_{i,j} / A_{Noise} \right) + G_a \quad (5.2)$$

ここで、 $A_{i,j}$ は i 番目の音源から j 番目の受波点で受信された信号の RMS 振幅値、 A_{Noise} は AWGN の RMS 振幅値の受波チャンネル総和、 G_a は式 4.11 の理想アレイゲインである。受信信号振幅の送信チャンネル間平均値を信号電力として用いて有効 SNR を算出した。同様に、MIMO 通信信号処理結果の Output SNR は次のように送信チャンネル平均として定義する：

$$SNR_{out} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sum_l |x_i(l)|^2 / \sum_l |x_i(l) - \hat{x}_i(l)|^2 \right) \quad (5.3)$$

ここで、 $x_i(l)$ は i 番目の送波器から送信された l 番目の送信シンボル、 $\hat{x}_i(l)$ は APTR 後段に接続した DFE の処理結果軟出力値である。

5.2.2 マルチパス環境と MIMO 復調結果の関係

まず、伝搬距離を変化させた場合について検討するために、式 4.8 において伝搬応答計算時に加算するモード次数を $N_m=240$ (最大モード次数) として送受信アレイ間距離を 200 から 1600 m まで変化させた場合について検討を行った。図 5.4 に、距離 (a) 200 m, (b) 400 m, (c) 800 m, (d) 1600 m, とした場合の、APTR-DFE による MIMO 通信処理結果における ESNR と Output SNR の関係を示す。図中の黒破線は ESNR = Output SNR の境界線を示している。図 5.4(a) で示した送

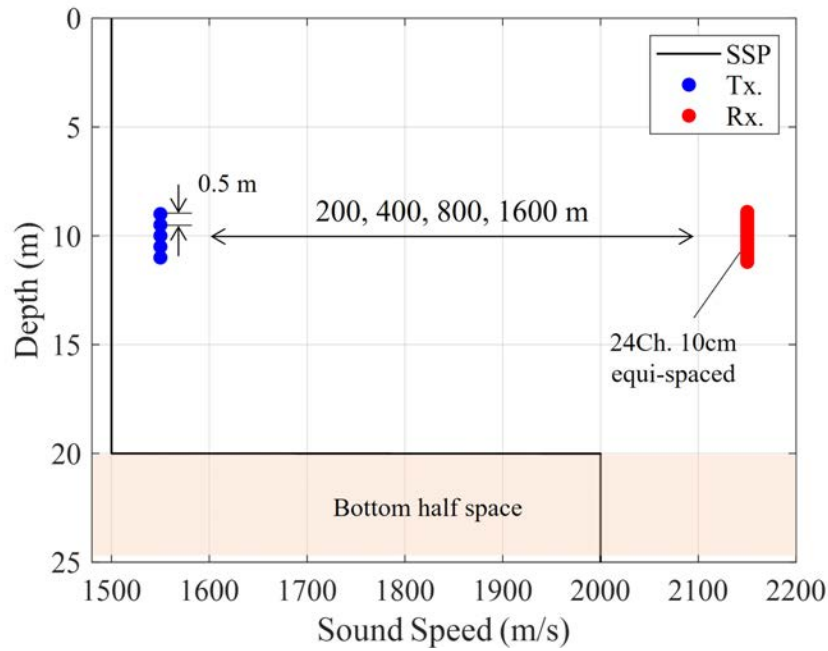


図 5.2: MIMO 通信伝搬シミュレーションのための音速モデルと送受波器配置

受信間距離 200 m の同時送信チャンネル数 5IMO のデータを除いて、それぞれの送受信間距離においては、送信チャンネル数間でほとんど差が無く、CCI による劣化が生じていないことがわかる．図 5.4(a) の 5IMO のデータは $\text{ESNR} = \text{Output SNR}$ 境界から、約 2dB 程度下回って推移しており CCI によってわずかに Output SNR が低下してしまっていると考えられる．その他の条件については、比較的低 ESNR となるとときに Output SNR が ESNR に漸近しており、SIMO 通信と APTR 法を用いた MIMO 通信の通信信号処理利得がほとんど一致し、マルチパス電力の活用と CCI の抑制が同時に達成できていることがわかる．また、前章の SIMO における検討結果と同様に、ESNR が増加するにつれて Output SNR が飽和する傾向がみられる．図 5.5 に、通信距離と Output SNR の収束値（ノイズフリー条件）の関係を示す．送信チャンネル数による差はほとんど見られないが、一方で距離が延長すると Output SNR の収束値が低下する傾向が認められる．これは、SIMO と MIMO における Output SNR 差がほとんど見られないことから、距離延長に伴って残留 ISI の影響が大きくなっているためと考えられる．

続いて、伝搬応答計算時に加算するモード次数を変化した場合の距離 400 m における、ESNR と Output SNR の関係を図 5.6 に示す．ここで、図 5.6(a)-(d) はそれぞれ $N_m=30, 90, 150, 240$ まで伝搬モード加算を行った場合の結果である．破線は $\text{ESNR} = \text{Output SNR}$ を示している．図 5.6(a) では、SIMO 通信の Output SNR 最大値がもっともよくなる一方で、明らかに CCI の影響を受けて送信チャンネル数を増加させるにつれて Output SNR が低下する傾向が認められる．同様に、5.6(b) においては、同時送信チャンネル数を 3IMO までとした場合には SIMO 通信と結果が大きく変わらず、理想的な特性を示している一方で送信チャンネル数を 5IMO とした場合には、 $\text{ESNR}=\text{Output SNR}$ 境界線から 2 dB ほど下回っている．一方で、5.6(c),(d) においてはすべての送信チャンネル数で ESNR-Output SNR 関係がほとんど一致していることがわかる．低 ESNR

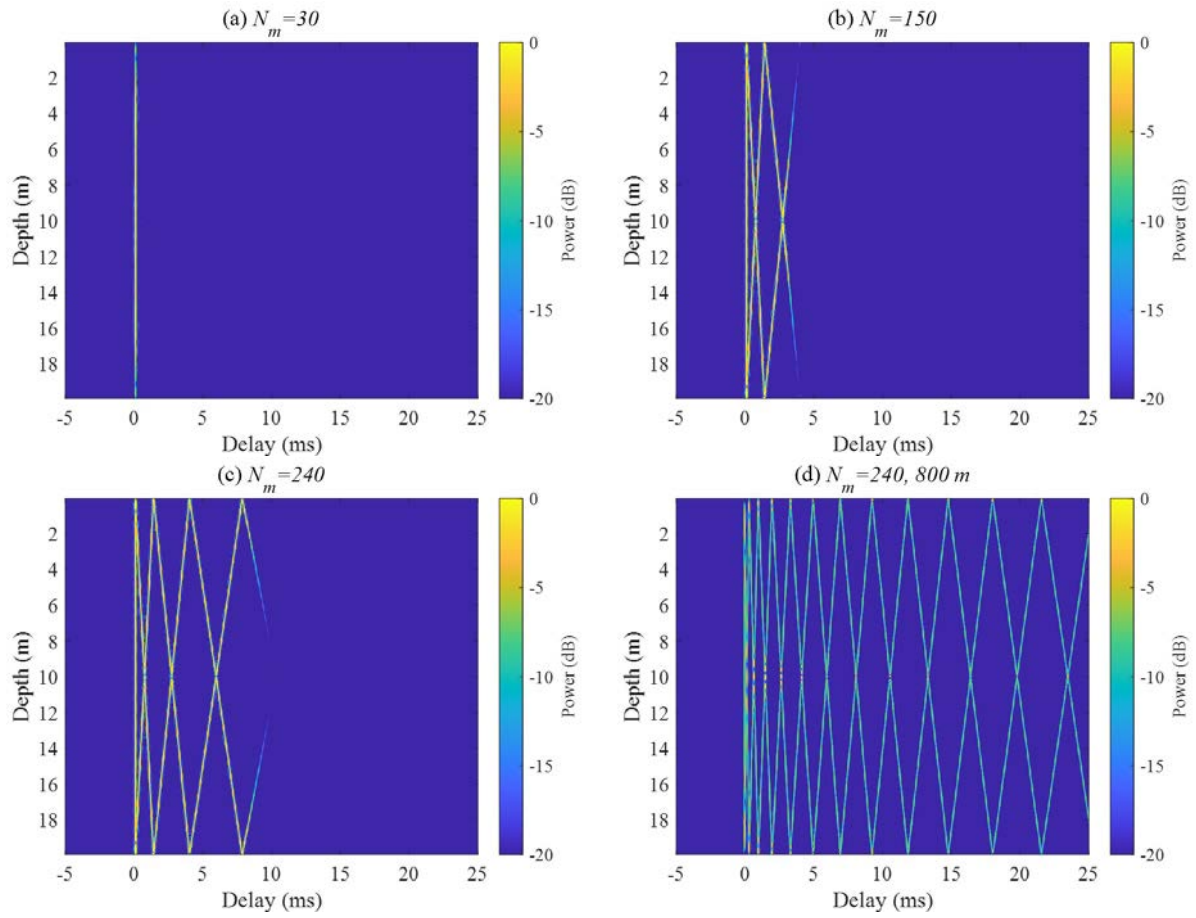


図 5.3: モード次数と距離を変化させた場合の伝搬応答変化: 距離 200m についてモード次数を (a)30,(b)150,(c)240 まで加算した場合と, (d) 距離 800m においてモード次数を 240 まで加算した場合

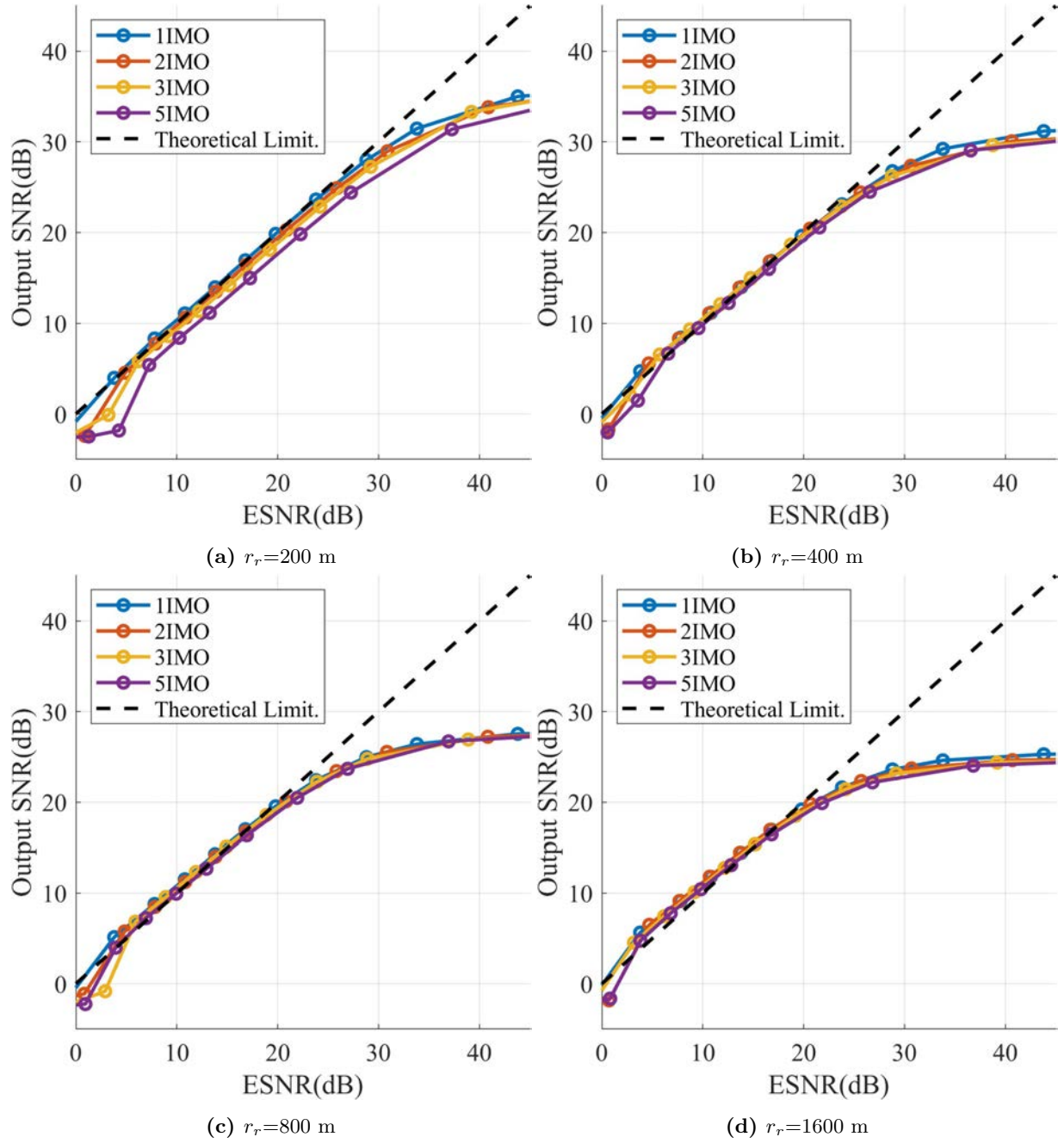


図 5.4: 距離を変化させた場合の ESNR-Output SNR 関係: 凡例は同時送信チャンネル数 N に対して, " N "IMO と表記している. 伝搬モード次数を 240 まで加算したデータを用いている.

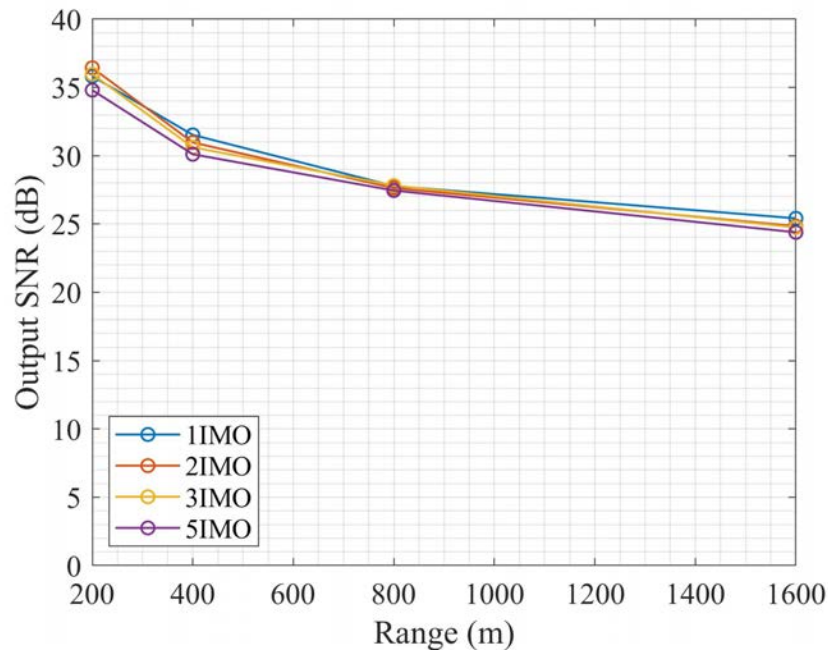


図 5.5: ノイズフリー条件における距離と Output SNR の関係

時には $\text{ESNR} = \text{Output SNR}$ 境界に漸近し、高 ESNR 時には Output SNR がすべてのチャンネル数でほぼ一定の値に収束している。

図 5.7 に、伝搬距離を (a)200, (b)400, (c)800, (d)1600 m とした場合の、伝搬モード次数と Output SNR 収束値の関係を示す。すべての伝搬距離について、加算モード次数が少ない場合に、MIMO 送信時の Output SNR が低下し SIMO 通信における Output SNR が高くなる傾向を示している。これは、SIMO 時には CCI が存在しないことから、マルチパス波の到来数が少ないほど残留 ISI が少なくなるためと考えられる。加算モード次数 $N_m < 120$ の範囲で、図 5.7(a),(b) ではチャンネル数が増加するにつれて Output SNR が単調に減少しているのに対して図 5.7(c),(d) では送信チャンネル数を増やした場合のほうがわずかに上回っていることがわかる。これは、深度 10m に配置した送信チャンネルからの受信信号処理結果 Output SNR が上下の送信チャンネルからの受信信号処理結果を下回っているため、空間多重化した際の Output SNR を送信チャンネル平均で評価した際に空間多重時の Output SNR が上回ってしまうためである。先に触れたとおり、加算するモード次数を増加するにつれて、送信チャンネル数間の Output SNR の差が小さくなってほぼ一定値に収束する傾向がみられる。加えて、同じ送信チャンネル数の結果について着目すると、伝搬距離によって Output SNR の収束値が最大となるモード次数が異なることがわかる。例えば 3IMO の結果に着目した場合に、距離 200, 400, 800, 1600 m と変化させると、Output SNR 収束値の極大値はそれぞれモード次数 $N_m = 90, 60, 60, 30$ で得られており距離の増加に伴ってモード次数は低下している。全体を通して、モード次数の増加と距離の延長はともに送信チャンネル数間の Output SNR 収束値の差を小さくし、一方で Output SNR の収束値そのものは低下する傾向がある。ただしモード次数の増加に伴う Output SNR の低下は、Output SNR の極大値から十分にモード次数が大きくなるとほとんど変化がなくなり、ほぼ一定値で推移していることが

わかる。

以上の結果から、固定送受波アレイを用いた多重マルチパス環境における APTR-DFE 法を用いた SDM-MIMO 通信は次のような特徴を持つてると考えられる。まず、基本的には PTR-DFE 法を用いた SIMO 通信と同様にマルチパス波電力有効利用が可能であるといえる。信号処理性能は有効な伝搬モード次数や伝搬距離によって変化するマルチパス受信環境に依存し、通信信号処理利得を最大化する最適な伝搬モード次数が存在する。マルチパスが不足する環境においては CCI の発生による空間多重化の制限が生じ、マルチパスリッチな環境においては SIMO 通信と MIMO 通信の処理結果に差がなくなる一方で、残留 ISI の影響によって Output SNR の最大値に制限が生じるためである。モード次数の増加に対して Output SNR は一定値に収束する傾向を示しており、最適なマルチパス数が存在するもののマルチパス数のさらなる増加に対しては一定のロバスト性を示している。

以上のように、APTR 法による SDM-MIMO 通信信号処理特性は、マルチパス波の多寡に依存して CCI あるいは残留 ISI の影響が支配的となって、SNR 改善に対する復調処理性能の上限を与えることが示された。最後に CCI および残留 ISI の発生は APTR 法の時空間的な収束特性に依存すると考えられることから、cross q-function がマルチパス環境に対してどのように変化するかを確認しておく。図 5.8 は、伝搬距離 400 m における 5IMO 時のモード次数 $N_m = (a)30, (b)60, (c)90, (d)240$ とした場合について送信深度 10 m の音源と各音源間の q-function の時間-パワー分布特性を示している。実線で示しているのが、式 5.1 における第一項の auto q-function 特性で、破線が第 2 項の cross q-function 特性を送信音源について個別に示したものである。ここで、 $q_{1,k}$ の添え字 k は音源番号 $k = 1, 2, 3, 4, 5$ を表し、それぞれ音源の深度 10, 9, 9.5, 10.5, 11 m に対応している。時刻 0 ms 近傍の収束点周りに着目すると、図 5.8(a) においては他のモード次数の結果と比較して明らかに干渉項 ($q_{1,k}, k \neq 1$) の振幅が大きくなっており干渉の抑制が不十分になっていることがわかる。また、音源配置の対象性と q-function の振幅特性に関連性が見られ、対象とする 10 m の音源位置に対して距離が離れた音源からの干渉が小さくなっていることがわかる。すなわち、伝搬応答を構成する伝搬モード次数が不十分である場合に空間解像度が不十分となった結果 CCI が発生していると解釈できる。続いて、図 5.8(b),(c),(d) と加算するモード次数を増やすにつれて干渉項のパワーが減少し、 $N_m = 90$ 以上では干渉項に主ピークがほとんど形成されずにその振幅比からもほとんど影響を受けない程度にまで低減していることがわかる。図 5.6 および 5.7(b) との対比から、伝搬応答を構成する伝搬モード次数が不足する場合に CCI が発生して Output SNR を低減させていることが確認できた。

通信の高速化のためには、CCI による空間多重化に対する制約と残留 ISI による最大 Output SNR の制約、および雑音環境の影響を勘案して、通信システムの伝送容量を設計する必要がある。一般には、Output SNR の増加よりも送信チャンネル数の加算のほうが、伝送容量の増加に対する寄与が大きくなると見積もられることから、相対的にはマルチパス波が多い環境において APTR 法による SDM-MIMO 通信の高速化が期待できると考えられる。

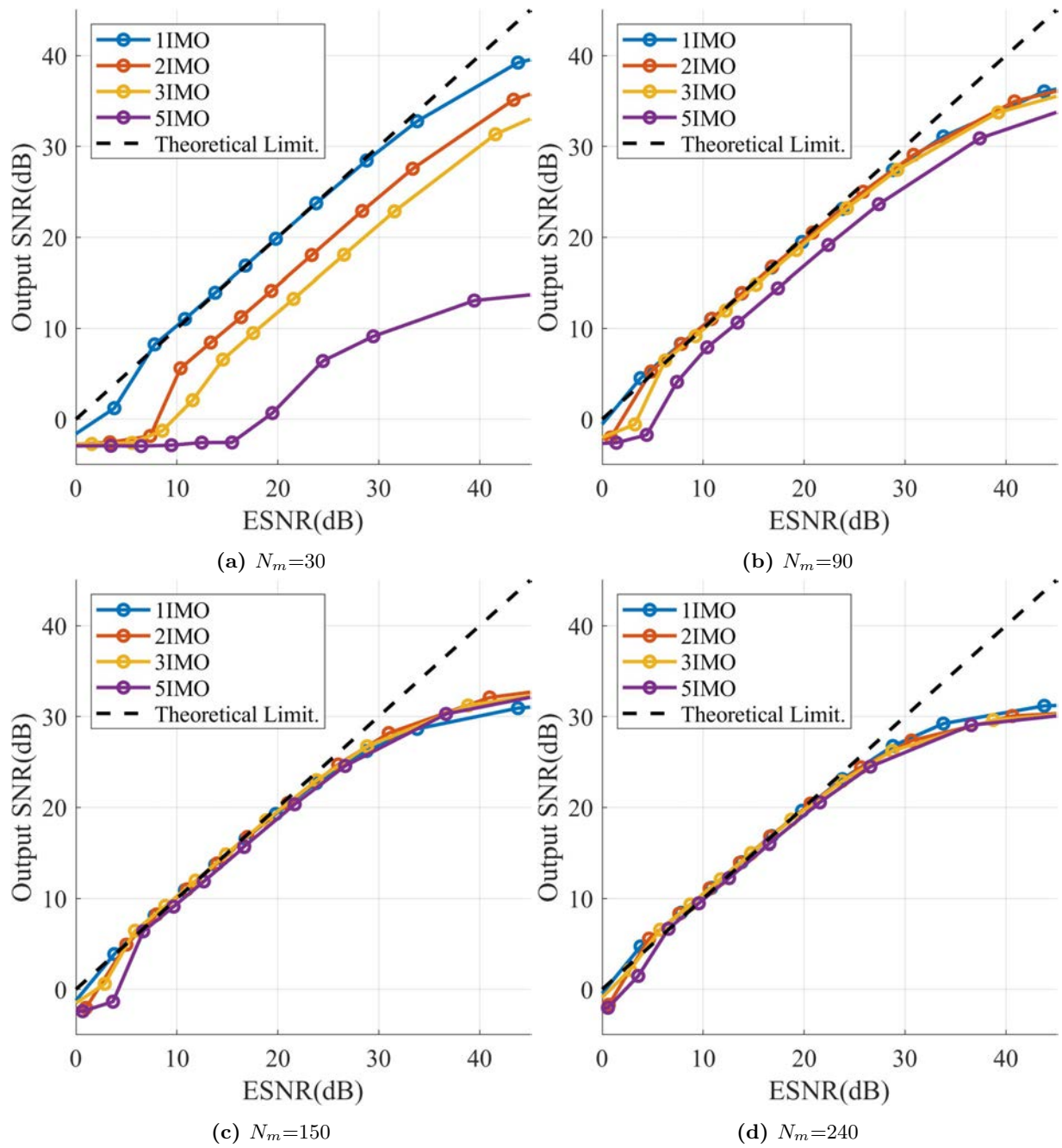


図 5.6: 加算する伝搬モード次数を変化させた場合の ESNR-Output SNR 関係：モード次数 $N_m=(a)30$, (b)90, (c)150, (d)240 とした。凡例は同時送信チャンネル数 N に対して, " N "IMO と表記している。伝搬距離 400 m のデータを用いている。

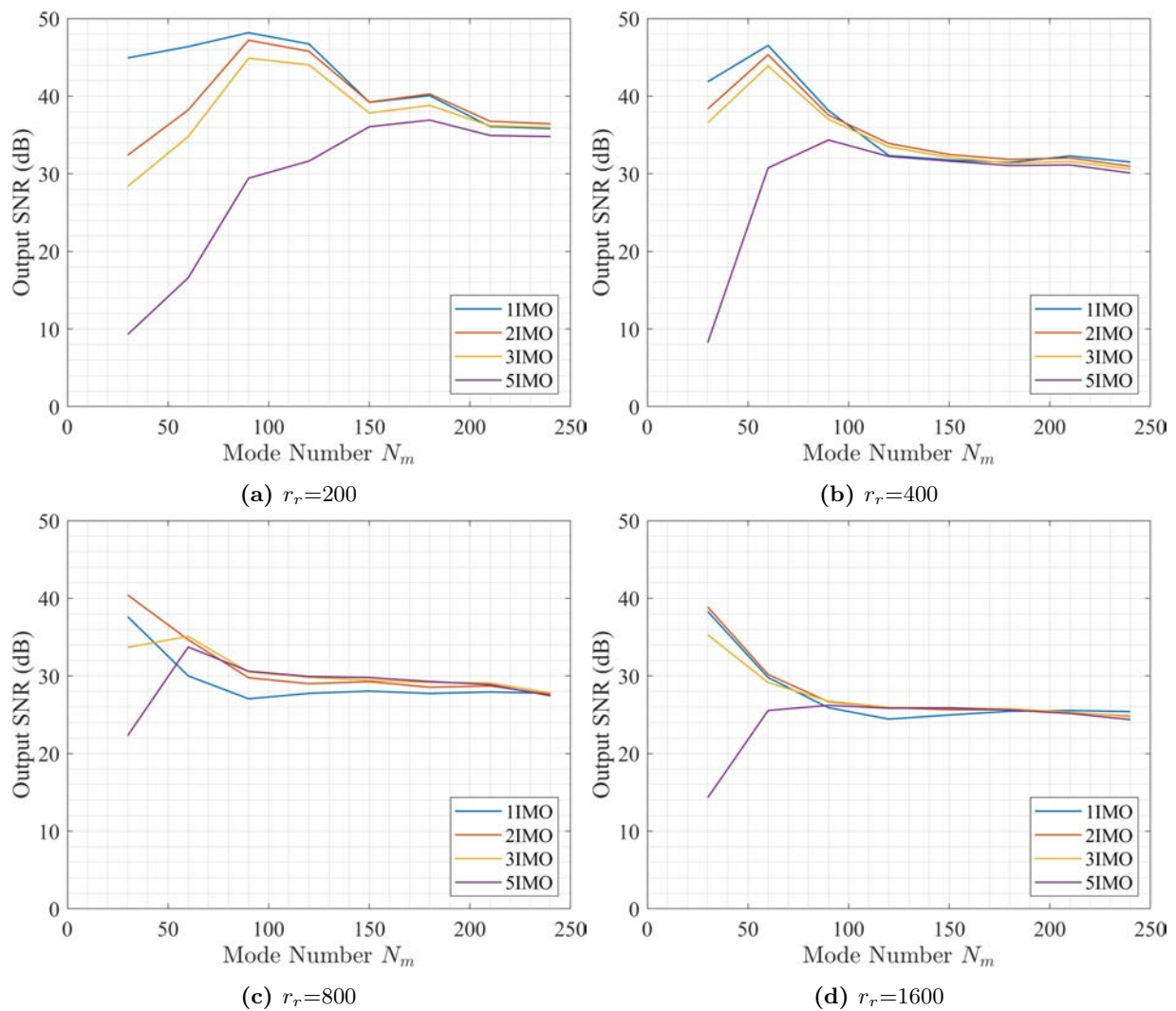


図 5.7: 伝搬応答計算時の加算モード次数-Output SNR 関係：凡例は同時送信チャンネル数 N に対して, " N "IMO と表記している．伝搬距離を (a)200, (b)400, (c)800, (d)1600 m とした．

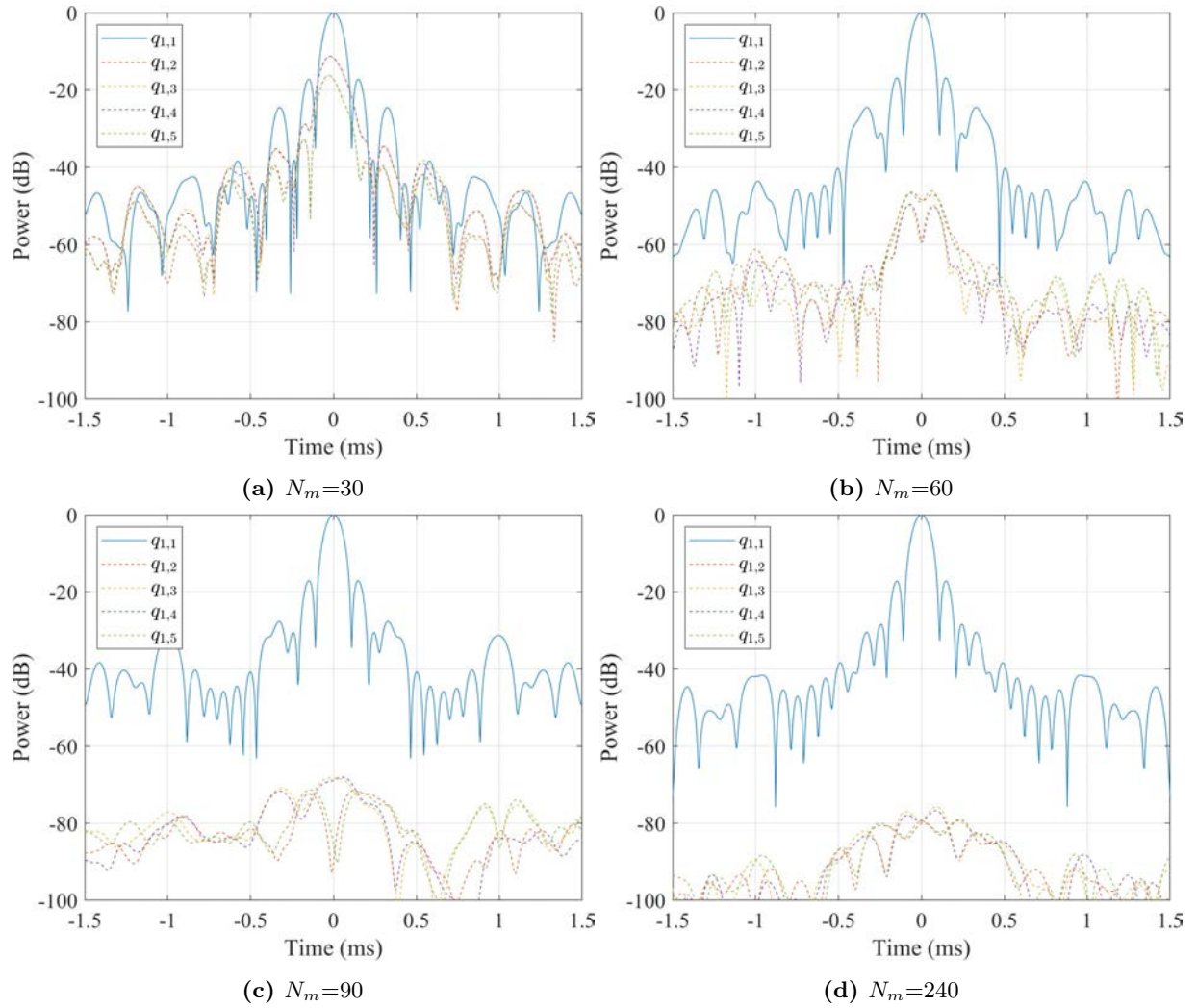


図 5.8: 伝搬距離 400 m, 5IMO 時のモード次数と cross q-function $\tilde{q}(t)$ の関係: モード次数 $N_m=(a)30$, (b)60, (c)90, (d)240, とした場合について, 送信深度 10 m の音源と各音源間の q-function の時間-パワー分布を示している.

5.2.3 チャンネル加算とスペクトル効率

MIMO 伝送路において、理想的には送信チャンネル数の増加に比例して通信速度・スペクトル効率が比例することが期待される [104, 105]. 本検討において得られた通信信号処理結果の Output SNR 値から MIMO 通信時の通信路の伝送容量推定結果を 5.9 に示す. 通信路の伝送容量は, 2.2 式の関係を各送信チャンネルの処理結果 Output SNR から算出し, 同時送信チャンネルに対して総和をとって計算した. すなわち,

$$C = \sum_{n=1}^N BW \log_2(1 + SNR_{out,n})$$

として計算した. ここで, $SNR_{out,n}$ は各送信チャンネルの Output SNR, BW は帯域幅であり $BW=1$ としてスペクトル効率の総和を算出している.

有効 SNR の上昇とともに, Output SNR が上昇・飽和するため, 伝送容量も同様に有効 SNR の上昇とともに増加・飽和する傾向を示している. 加算するモード次数が少ない場合には, 多チャンネル化した際の伝送容量が理論値から下回る傾向にあり, 特に 5.9(a) では, 最良の結果をとる同時送信チャンネル数が有効 SNR の変化とともに 2IMO, 3IMO とそれぞれ代わるものの 5IMO の結果はこれらの結果を下回る結果となっている. 一方で, より多くのマルチパス波が伝搬する 5.9(b),(c),(d) の結果では 5IMO の伝送容量が最大となっている. 特に, 最も多数のマルチパスが伝搬すると考えられる 5.9(d) においては, 理論限界に漸近して伝送容量が推移している傾向が見られ, 有効 SNR が低い環境においては理想的な MIMO 伝送路のスペクトル効率を達成している. 有効 SNR の増加とともにスペクトル効率の上昇は飽和する傾向であるものの, おおむね送信チャンネル数の増加に比例して伝送容量は増加しており, APTR 法を用いた MIMO 通信手法により通信の高速化が達成されていることが確認できる.

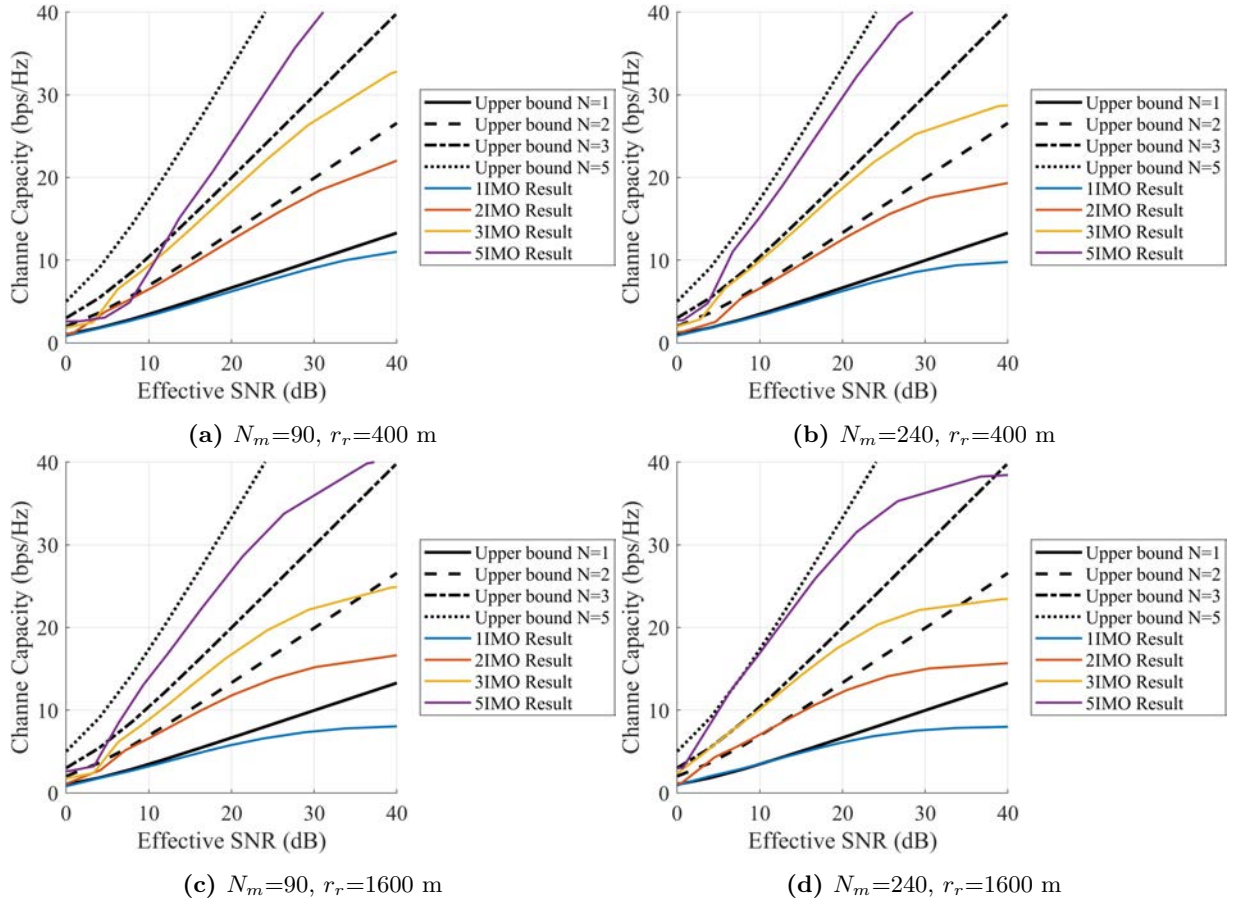


図 5.9: MIMO 通信におけるスペクトル効率と有効 SNR の関係：(a) モード次数 N_m および伝搬距離 r_r を=(a)90, 400 m (b)240, 400m (c)90, 1600 m (d)240, 1600m とした場合について、有効 SNR と各送信チャンネルにおける Output SNR から計算した通信路の伝送容量の総和を示している。図中の黒線で示した伝送容量の上界は、有効 SNR に対して計算した伝送容量値を同時送信チャンネル数で乗じた理論値である

5.3 海域試験データへの適用

前節では、浅海域における固定送受波器アレイを用いた空間多重 MIMO 通信環境を模擬したシミュレーションを行い、APTR 法による時空間的分離・収束性能を評価した。マルチパス波が十分に受信される環境においては CCI を十分に抑制しつつ、PTR 法と同様にマルチパス波の時間的収束とマルチパス電力加算の効果が得られることが分かった。結果として、APTR 法によって送信数を増加させた場合においても通信信号処理結果の品質を損なうことなく、送信ストリーム数を増加させることができると示唆され、伝送容量の増加が可能であることがわかった。

本節では、実海域において長距離水平方向 MIMO 通信試験を実施した結果について述べる。送受波アレイを海底からロープで延長した中層係留系を構成し、準固定環境における MIMO 通信試験データを取得し、オフライン解析によって通信信号処理品質を評価した。APTR 法を用いた空間多重 MIMO 通信信号処理によって確かに通信レートの向上が可能であることを実証し、実海域環境における伝搬パラメータが通信信号処理に及ぼす影響について評価する。

5.3.1 実験条件

(1) 実験の概要

本研究で評価する海域試験データは、2020 年 9 月 11 日に福島県沖海域において取得した。周辺海域の伝搬応答特性データの取得と、APTR-DFE 法による SDM-MIMO 通信の実証を目的として、送受波アレイを設置し試験を行った。図 5.10 に試験海域図を示す。図中の緑・赤点で示した、水深約 750 m となる測線上に送波・受波アレイを係留した。図 5.11(a) は送波アレイ、受波アレイ係留位置において XBT による鉛直方向水温分布プロファイルから計算した音速プロファイルである。海水面付近では夏季の高温表層水により音速が速くなり、深度を増すにつれて海水温が低下することで音速が低下する典型的な夏季型の音速プロファイルを示している。水深約 200 m 付近にかけて温度躍層を形成しており、海水面から急激に音速が低下していることがわかる。以下の水深では大きな音速変化トレンドはみられないものの、水深約 200 m から 500 m の範囲では、海水の混合の影響によると思われる微細な水温の変動により音速プロファイルに小規模な凹凸が形成されており、送・受波の係留位置間で音速構造にわずかながらも空間的变化が生じていることがわかる。一方水深 500 m 以下では、深度・距離方向ともにほとんど水温が変化せずほぼ一定の値を示している。

図 5.11(b) は、送受波アレイの係留深度と送受波アレイ間の海底地形プロファイルを示している。送受波アレイともにアレイ上端を水深約 400m となるようにロープ長を調整して設置した。送波アレイは、鉛直方向に 4 チャンネルの水平方向指向性を持つ水中音源（Free Flood Ring 型トランスデューサ）を約 6 m 間隔で配しており、水深約 402-420 m の間で係留した。受波アレイは 24 チャンネルのハイドフォンからなる鉛直アレイで構成され、水深約 408.5-433.7 m の間で送波アレイから水平距離約 12.52 km 離れた位置に係留した。図 5.11(c) は、詳細な受波アレイ要素のハイドロフォン深度位置を示している。図で示した通り、受波アレイは 90 cm 間隔で配された 4 チャンネルのハイドロフォンアレイを 180 cm 毎に 6 式連ねて構成している。図中の凡例が示す通り、

24 チャンネルのハイドロフォンのうち 3 チャンネルが動作不良によりデータ収録が出来なかった。通信信号は、世界標準時刻 (UTC) の 09:00 から 22:00 の間で断続的に送受信された。実験を通して、SIMO, 2IMO, 3IMO, 4IMO の通信信号をそれぞれ 312, 312, 104, 104 フレーム送受信した。

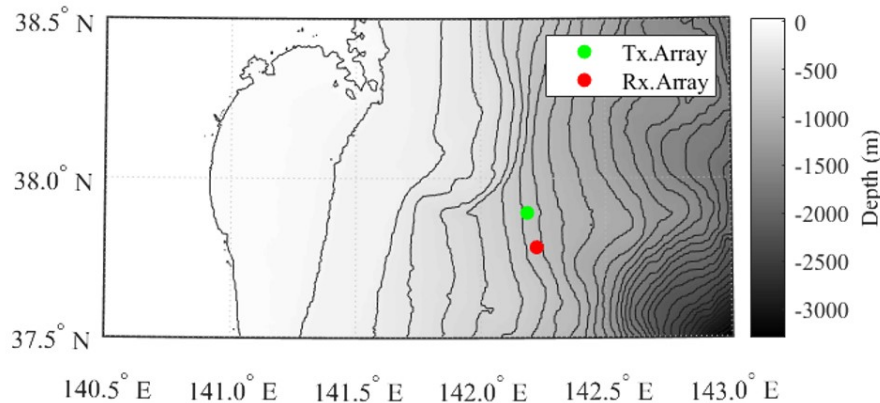


図 5.10: 試験海域と送受波アレイ係留位置：図中の緑および赤丸で示した地点に、送波アレイおよび受波アレイをそれぞれ係留設置した。

本実験で用いた通信システムのパラメータを表 5.1 に示す。キャリア周波数および信号帯域幅は 6.5, 4 kHz として、BPSK, QPSK, 8PSK で多値化したシングルキャリア変調信号を用いた。波形整形フィルタとして、ルートレイズドコサインフィルタを用い、ロールオフ率は 0.15 とした。ここで示したシステムパラメータから計算される MIMO 通信システムのスペクトル効率 S_{eff} および瞬間最大伝送容量 D_{max} は以下の通りに計算することができる：

$$\begin{aligned} S_{eff} &= (\xi_{mary} \times N) / \{BW \times (1 + R)\} \\ D_{max} &= \xi_{mary} \times N \times BW \end{aligned} \quad (5.4)$$

ここで、 ξ_{mary} は bps/Hz の単位で表される多値化次数、 N は MIMO 通信における同時送信チャンネル数、 R は波形整形フィルタのロールオフ率、 BW は信号帯域幅である。表 5.1 のシステムパラメータを用いると、4IMO 時の BPSK, QPSK, 8PSK 変調信号におけるスペクトル効率と瞬間最大伝送容量はそれぞれ、3.5, 7.0, 10.4 bps/Hz, および 16, 32, 48 kbps となる。図 5.12 に実験で用いた送信信号フレームを示す。最初に、各送信チャンネルからの伝搬応答推定を行うために信号フレームの先頭にプローブ信号として LFM (Linear Frequency Modulation) 信号を 2 秒間送信した。ここで用いた LFM 信号については、相関処理による SNR 改善特性と伝搬応答推定における時間遅延を低減するために直交化した信号を用いており、詳細については後述する。干渉を防ぐために 0.5 秒間のガードタイムを設けた後に、通信信号パケットを送信する。通信信号パケットは図 5.12 の下部に示したようなサブフレーム構成となっている。サブフレームは BPSK-QPSK-8PSK-BPSK で変調した 4 スロットで構成され、スロット先頭とフレーム終端に同期信号として 63 シンボルの Zadoff-Chu 系列を付している。通信信号のペイロード部分のシンボル長はすべて 3840 とし、160 シンボルのトレーニングシンボルを先頭に付した構造となっている。図中で示した通り、通信信号パケットは 7.5 秒毎に繰り返し送信した。プローブ信号についても 7.5 秒

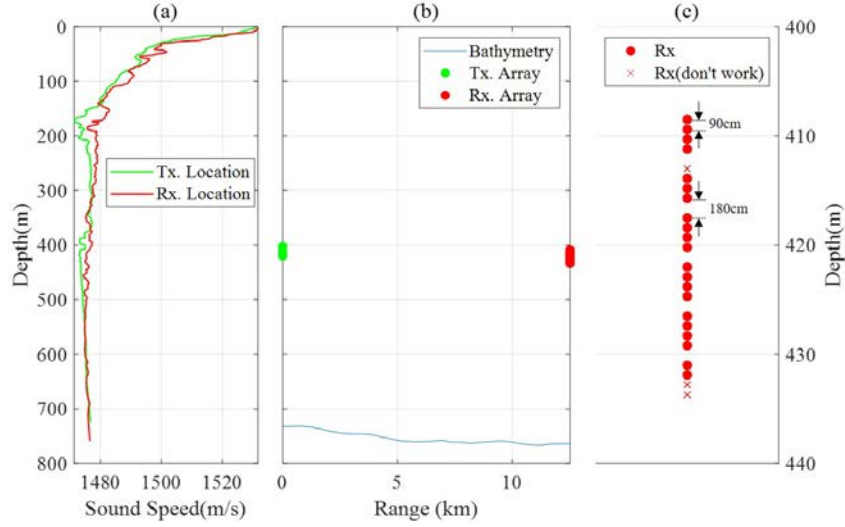


図 5.11: 送受波アレイ配置と音速深度プロファイルの関係：(a) 送・受波アレイ係留位置における音速深度プロファイル，(b) 送受波アレイの係留位置関係と海底深度プロファイル，(c) 受波アレイの要素配置．受波アレイの要素配置図において×印で示したハイドロフォンは動作不良により信号受信出来なかった．

毎に通信信号パケットの直前に送信したが，先頭のプロブ信号以外は通信信号処理には用いていない．通信信号は 16bit の DA 変換器で電圧波形に変換した後に D 級パワーアンプにて増幅され，音源から送出された．同時送信チャンネル数に関わらず各音源からの出力は一定とし，すべての音源から推定値（事前の水槽計測による値）約 182 dB.re.μPa@1m の音圧で信号を送出した．

図 5.12 で示した通り，通信信号パケットは断続的に送信されているほか変調方式を変えた通信信号スロットを並べているため実際の通信伝送路としてのスループットを直接検証することはできない．そこで，本研究では次のような考えに基づいて，本実験での実効通信速度の評価値を定義する．前提として，実海域環境の伝搬応答の時変動性 [106, 107] を考慮すると，第 4 章で示した移動体通信伝搬路出の検討と同様に，伝搬応答の計測時刻からの時間経過とともにタイムリバーサル法による信号処理利得は低下すると考えるのが自然である．したがって，伝搬応答の計測時刻を基準としてある遅延時間で受信された通信信号に着目すると，その通信信号の復調結果は疎の遅延時間以前に受信された通信信号の復調結果よりも品質が低下していると考えられる．逆に，着目する受信信号の復調結果をその受信遅延時間までに受信されうる通信信号の復調結果の代替値として考えて，連続的に同じ変調方式の通信信号が受信されたと仮定して実効通信速度を評価した場合にはその通信性能を過大評価することにはならない．このような考えに基づいて，本実験での実効通信速度を以下のように定義する：

$$D_{eff} = D_{max} \times \frac{(\tau_{slot} - \tau_0)}{\tau_{slot}} \times \eta \quad (5.5)$$

ここで， τ_{slot} はプロブ信号受信開始時刻から着目する変調信号スロットが受信されるまでの遅延時間， τ_0 はプロブ信号開始時刻から最初の通信信号パケットが受信開始されるまでの遅延時間， η は通信信号スロット中のペイロード割合である．図 5.12 で示した通信信号フレーム構成に従えば， τ_0 ， η はそれぞれ 2.5 s, 94.5% となる．例えば，2 番目の受信パケットのスロット 2(QPSK

変調信号) について着目すると、実効通信速度は約 23.9 kbps であり、ロールオフ率を考慮した占有帯域幅に対するスペクトル効率 η は 5.2 bps/Hz と評価できる。

表 5.1: 海域実験のパラメータ

Parameter	Value	Units
Carrier Frequency	6.5	kHz
Signal Bandwidth	4	kHz
Occupied Bandwidth	4.8	kHz
Modulation	Single Carrier	-
M-ary	1, 2, 3 (PSK)	Bit/symbol
Transmission Power	182	dB
Number of Tx Elements	1 - 4	Channels
Number of Rx Elements	24 (out of 3 didn ' t work)	Channels
Payload ratio of a signal slot	94.5	%
Spectral efficiency	0.44 - 8.3	bps/Hz
Effective data rate	2.1 - 39.82	kbps

(2) 試験時の伝搬環境

ここでは海域実験時に観測された水中音響伝搬応答に関連する環境パラメータについて述べる。図 5.13 は、通信実験時間内で研究船上の風速計によって観測された 8 秒平均風速値の時間経過を示している。送・受波アレイの係留後に台風の接近に伴って徐々に荒天となった影響で、実験時間内で風速は約 5 m/s から 11 m/s まで変化した。

図 5.14 は、受信信号の SNR を同時送信チャンネル数毎に表示したものである。受信信号とノイズレベルの推定には通過帯域 4.5-8.5 kHz のバンドパスフィルタ処理後の信号に対して、それぞれ通信信号受信区間と通信信号の受信開始の直前区間に時間窓を設定して算出した RMS 振幅値の比から算出している。図 5.13 と 5.14 の比較により、SIMO 伝送時は風速約 5 m/s 前後の時刻 12:00 ごろまでのデータで SNR 約 20 dB となっている。以降の時刻では風速の上昇に伴って SNR が減少し、風速が最大の 11 m/s 前後となる 19:00 ごろに約 13-14 dB の極小値をとる（ただし、20:30 ごろの SNR 乱高下がみられるデータを除く）。また、MIMO 送信チャンネル数の増加に伴って受信 SNR が低下しており、SIMO 通信との SNR 差は風速が遅い場合に大きく、反対に風速が早くなると差が縮まる傾向であることがわかる。SIMO 通信時と 4IMO 通信時の差は風速の増加によって最大約 6 dB から約 2 dB 程度まで減少している。

図 5.15 は、風速と SIMO, 2IMO, 4IMO 時の受信信号レベルの送信チャンネル平均・ノイズレベルの関係を示している。まず、受信信号レベルは風速によって大きく変化することはなく約 90 dB 程度で推移しており、送信チャンネル数の増加に伴って各音源からの送波レベルを変化させていないため受信信号レベルが大きく変化しないことは自然であると考えられる。一方で、風速が増

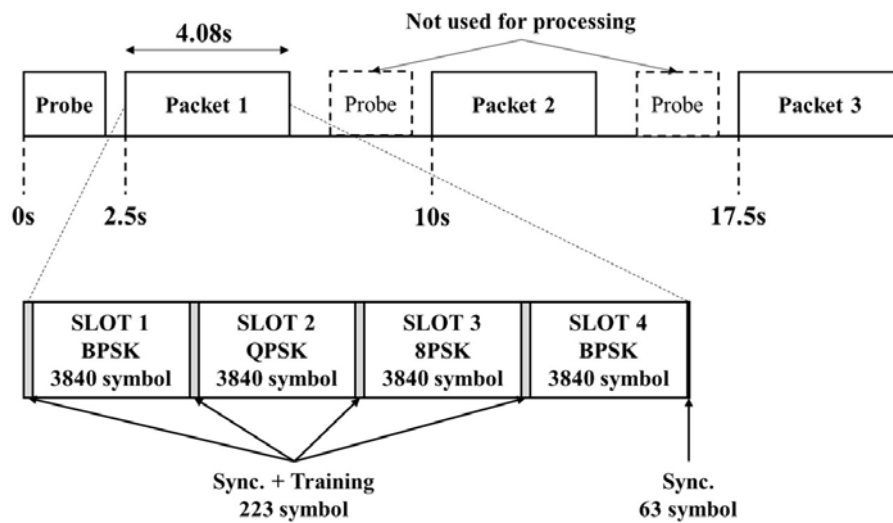


図 5.12: 実験に用いた送信信号フレーム：(上図) プローブ信号および通信信号パケットを含む全体の構成，および，(下図) 通信信号パケット内のサブフレーム構成．プローブ信号は通信信号パケットの前段に毎回送信しているが，最初のプローブ信号のみを評価に用いた．

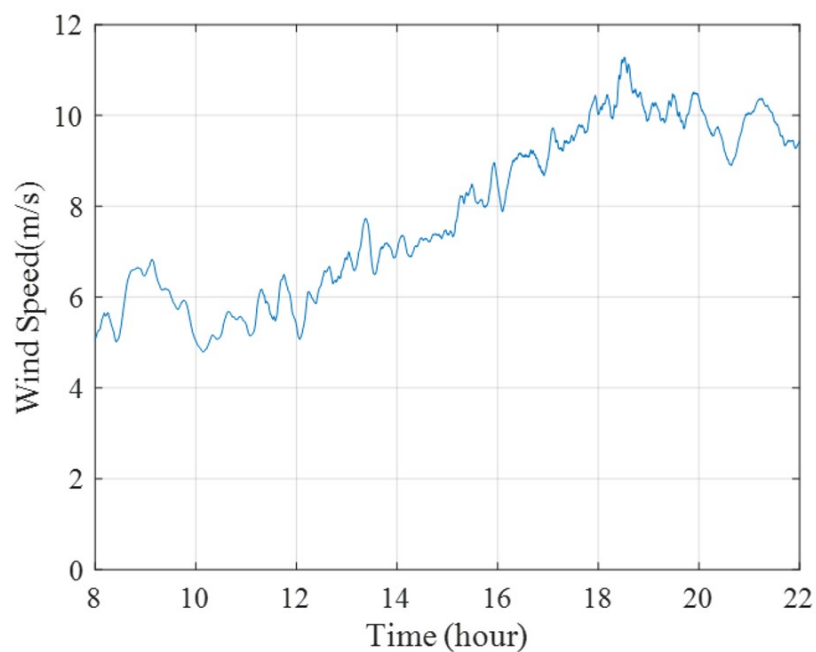


図 5.13: 試験時に観測された平均風速の時間分布

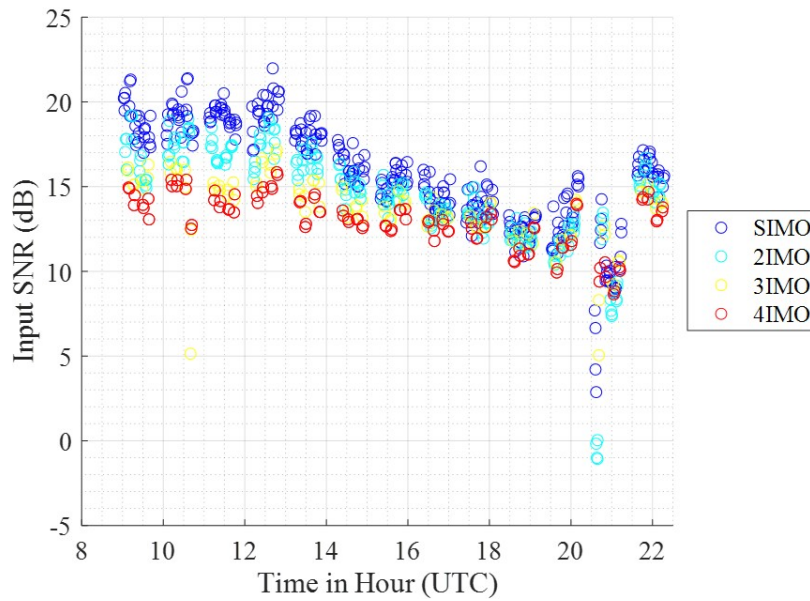


図 5.14: 試験時刻と受信 SNR の関係

加すると背景雑音レベルが SIMO, 4IMO 時でそれぞれ約 6, 3 dB 程度増加している。また、同時送信チャンネル数が増えるにつれてノイズレベルが上昇している傾向がみられるが、これは残響による影響であると考えられる。図 5.16 は、実験時間内に受信された (a)SIMO および (b)4IMO 送信時の信号について、通信信号部分と背景雑音部分のパワースペクトル推定値を示している。通信信号のパワースペクトル特性の時間変化はあるものの SIMO, 4IMO それぞれであまり大きく傾向は変わっていない。SIMO 送信時のノイズ特性は帯域全体にわたって一様に大きく変化している様子が見られ、これは海上風速の上昇に伴って海中の音響ノイズレベルが上昇したためであると考えられる。一方で 4IMO 送信時のノイズ特性は通信信号帯域の低周波側と高周波側で異なる分布を示している。周波数約 6 kHz 以上の高周波側では、SIMO 通信時と同様にノイズスペクトル特性が 2 分した形で現れており、風速の変化に伴ったノイズレベルの変化の影響が支配的であると考えられる。一方で低周波側においては、スペクトル特性が時間的に大きく変化していない様子が見られ、さらにノイズスペクトル特性の形状が受信通信信号のスペクトル特性とよく類似していることがわかる。これは伝搬応答計測に用いたプローブ信号が残響して受信されていることが現れていると考えられ、風速が小さく背景雑音が小さくなる時には通信信号の残響によるパワースペクトル特性がノイズ特性に反映され、風速の増加とともに背景雑音の寄与が大きくなると高周波側では残響の影響が埋もれて受信信号レベルの高い低周波側の特性のみがノイズ特性に現れているためである。以上のように、本実験での SNR 環境は風浪による背景雑音と通信信号の残響によって変動するノイズ環境によって定まっていると考えられる。

図 5.17(a) は、通信試験信号とは別に実験中に収録された 4-9 kHz の帯域幅で変調した LFM 信号のうち、送受波アレイ上端のペアで送受信された受信記録から推定した伝搬応答の遅延パワープロファイルの時刻変化をカラーマップ表示したものである。すべての伝搬応答推定結果の最大値で正規化している。相対振幅が -30 dB となる値を閾値として考慮すると、受波応答に含まれる

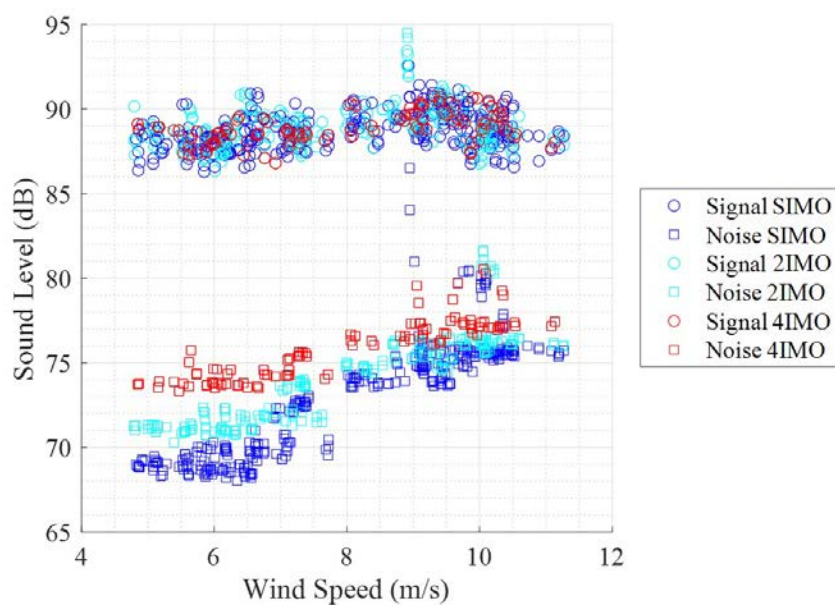


図 5.15: 海上風速と受信信号・背景雑音レベルの関係

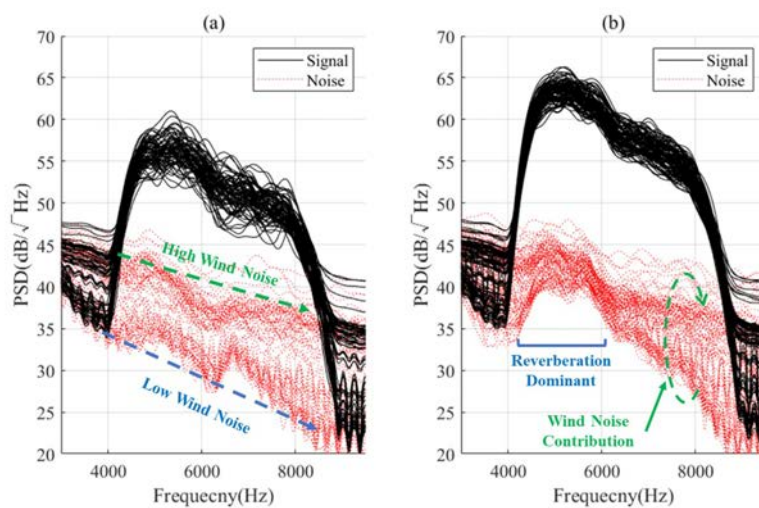


図 5.16: 実験中に記録された受信信号と背景雑音のパワースペクトル：(a)SIMO 送信時，および (b) 4IMO 送信時の受信信号（黒実線）と無信号区間（赤点線）のパワースペクトル密度を示している．

マルチパス波は3つのグループに分けることができる。最初のグループは、遅延時間が約 50 ms までで記録されているマルチパス波群で、海底反射と浅層での屈折を繰り返す伝搬路を通過した信号を含んでいると考えられる。第2, 3のグループは、遅延時間 50-130 ms, 200-220 ms においてスパースに記録されている海底-海表面の多重反射が卓越するマルチパス群である。図 5.17(b) に、時刻 11:06 において伝搬応答の時間変化を調べるために 0.7 秒毎に 21 回時間長 0.2 秒の LFM 信号を連続的に送信した際の受信記録から推定した伝搬応答の振幅分布を示している。図中の黒線は最初に受信された LFM 信号から推定された伝搬応答振幅の絶対値、色付きの円で示したサンプルは推定した伝搬応答時系列に対してピーク検出を行った結果を遅延時間毎に表示したもので、最初の LFM 信号からの受信遅延時間が大きいほど明るい色となっている。第1グループの振幅値は相対的に大きく変動していないのに対して、第2, 3グループでは時間経過とともに大きく振幅変動していることがわかる。特に遅延時間が増大するほど大きな振幅変動が見られ、これは動的に変動する海表面での反射や散乱によって生じていると考えられる [108–110]。したがって、風速変化によって個の振幅変動の状態は変化しうることに留意する必要がある。

図 5.18 は図 5.17 において推定した伝搬応答のパワースペクトル特性と、実験で使用した音源の送波電圧感度特性を比較したものである。図中の青線は伝搬応答のパワースペクトル特性の平均値で、図中の緑鎖線は通信信号の信号帯域幅を示している。図から明らかなように、受信信号パワースペクトル特性は高周波数帯域において大きく減衰しており、これは伝搬距離を考慮した周波数依存の吸収減衰特性が 4.5, 8.5 kHz においてそれぞれ約 3.8, 10.4 dB 程度と吸収減衰量の経験式 [42] を用いて見積もられることから、反射・散乱による周波数/波長に依存した伝搬損失が生じていると考えられる。

5.3.2 Zadoff-Chu 系列信号によるプローブ信号計測

実海域での伝搬応答は、海洋の動的変動による時間的な変化が生じると考えられる。これまでの検討においてはプローブ信号として Linear Frequency Modulation (LFM) 信号を用いており、特に 5.2 節では、CCI なく受信した LFM 信号から推定できた場合を仮定して検討を行っていた。LFM による伝搬応答推定は、マッチドフィルタ処理による相関利得が得られる利点がある。一方で実海域試験においては、LFM 信号を用いて複数の送信チャンネルから相互干渉なく伝搬応答を推定する場合には各信号の送信時刻をずらす必要があるうえ、プローブ信号間でガードタイムを設ける必要がある。このため、個別に LFM を送受信する場合には、プローブ信号計測にかかる冗長時間の影響によって実効的な伝送速度は低下してしまうことが考えられるほか、冗長時間が長くなることによって伝搬応答の時間的な変化の影響が大きくなることが懸念される。

本研究の海域試験では、プローブ信号計測にかかる時間を短縮しつつ相関利得を維持できるように、Zadoff-Chu 系列を用いたプローブ信号を設計して用いた。符号長 N_{ZC} の Zadoff-Chu 系列は次式で与えられる：

$$x_{ZC}(k) = \exp \left(-i \frac{\pi u k(k + c_f + 2q)}{N_{ZC}} \right) \quad (5.6)$$

ここで、 i は虚数単位、 k は $[0 \leq k < N_{ZC}]$ の範囲で変化するタップ数、 u は $[0 < u < N_{ZC}]$ の範囲で周波数掃引レートを調整するパラメータ、 c_f は $c_f = \text{mod}(N_{ZC}, 2)$ で得られる対称性調整パ

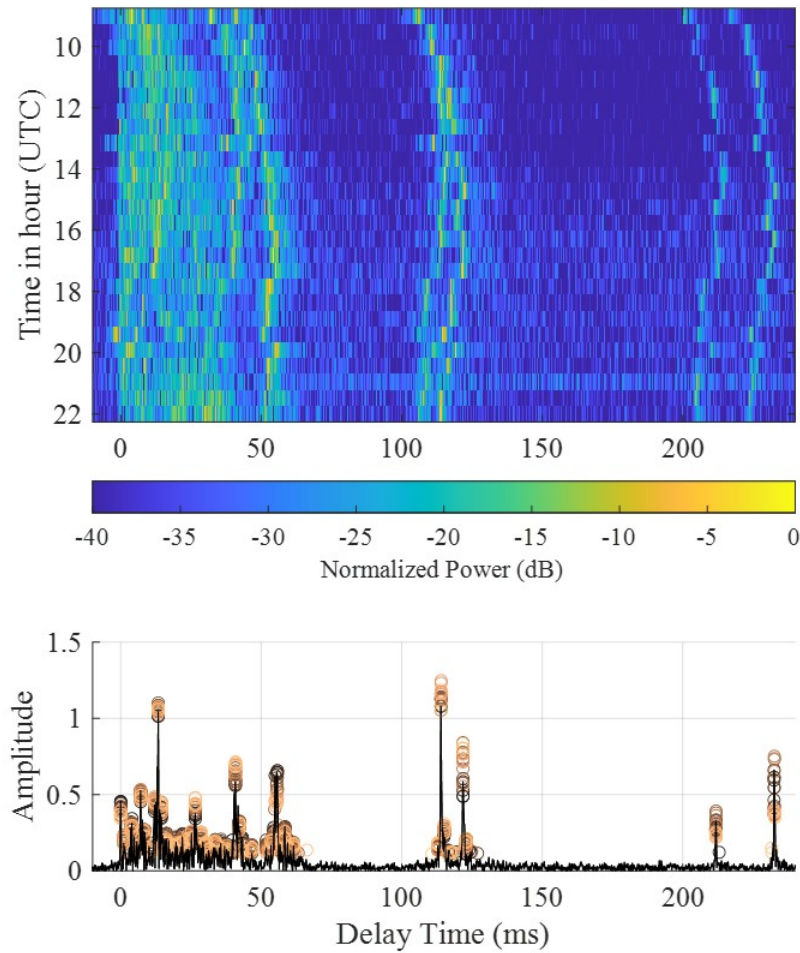


図 5.17: 実験中の伝搬応答時間変動の様子：上図は遅延時間-受信時刻平面に伝搬応答推定結果のパワー分布をカラーマップ表示したものである。下図は、時刻 11:06 において 0.7 秒毎に 21 回送信した LFM 信号から推定した伝搬応答振幅の絶対値を重ねて表示したものである。下図中の黒実線は最初に受信した LFM 信号の振幅を示している。以降の伝搬応答振幅値はピーク検出したサンプルを有色の円で示しており、最初の LFM 信号受信機会から時刻経過するにつれて明色で表示している。

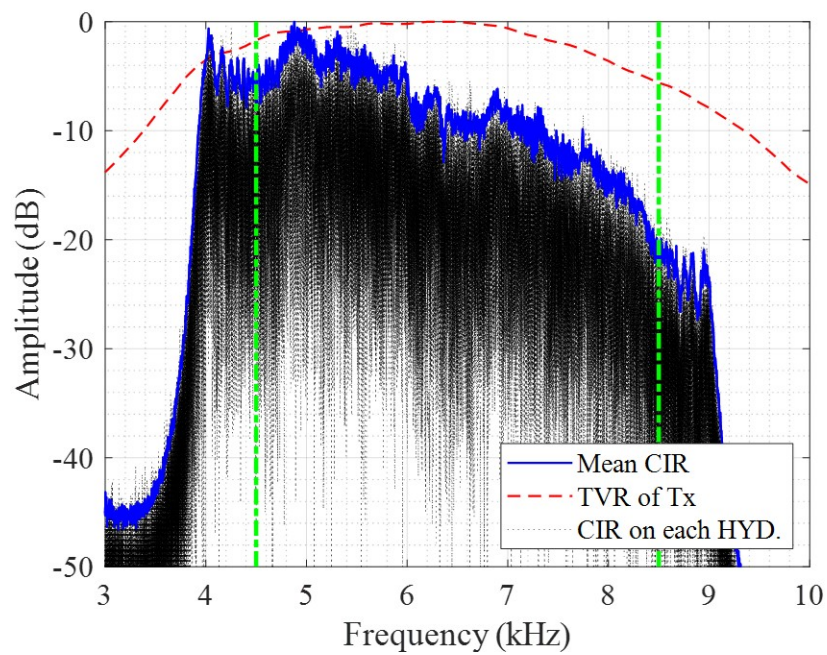


図 5.18: 送波器および受信信号の周波数特性の比較：約 3.8-9.3kHz の帯域幅で送信した LFM 信号から推定した伝搬応答のパワースペクトル密度。青線は受信信号のパワースペクトル密度を受波アレイ平均したもの，赤破線は送波アレイに用いた送波器の電圧送波感度特性，黒点線は各受波チャンネルにおける伝搬応答のパワースペクトル密度，そして緑鎖線は実験で用いた通信信号の信号帯域幅を示している。送波電圧感度と受信信号スペクトル密度の関係から，高周波数帯域において大きく減衰している傾向が見られる。

ラメータ, および q は開始位相シフトパラメータである. 特に $u = 1$ かつ $q = 0$ の場合, LFM のベースバンド表現となる.

さて, 5.6 式において $u = 1$ とした場合, 位相シフトパラメータ q を適切に調整することによって, 掃引開始の周波数を変更した LFM 信号を生成することができる.

$$\begin{aligned} q &= l \times N_{ZC} / N \\ l &= [0, N - 1] \end{aligned} \quad (5.7)$$

と, 同時送信チャンネル数 N 個の整数 l についてそれぞれ, 掃引開始周波数を N 分割した Zadoff-Chu 系列を生成できる. $N = 4$ の場合について, 上記の様に設計した Zadoff-Chu 系列の相互相関特性を図 5.19 に示す. 符号長 N_{ZC} に対して, 時間的に 4 分割された位置に相互相関ピークが生じることがわかる. 鉛直送受波アレイを用いた MIMO 通信において各送信チャンネルからそれぞれ掃引開始周波数の異なる Zadoff-Chu 系列をプローブ信号として送信する場合, おおよそ各ピーク間の時間間隔分の無干渉区間が得られることとなる. 本試験では最大 4 チャンネルの同時送信を考えることから, 図 5.12 で示した信号構成においてはプローブ信号長 2 秒としているので, 最大 0.5 秒間のマルチパス遅延を推定することができる. LFM 信号を用いた場合と比較して, 時間分割による相関処理利得の低下を防ぐことができ, プローブ信号送信時刻間に明なガードタイムを設けないことでプローブ信号計測全体にかかる冗長時間を減らすことができる. 本試験においては, 以上のようにして生成した Zadoff-Chu 系列符号をパスバンド変換して, プローブ信号として用いた.

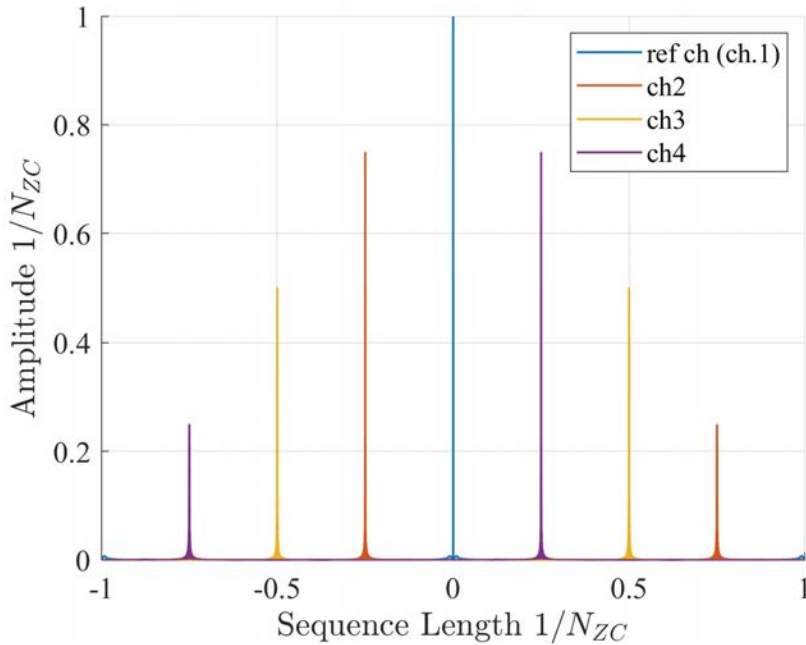


図 5.19: 掃引開始周波数をシフトした Zadoff-Chu 系列間の相互相関特性

5.3.3 実験結果

(1) 通信信号処理結果

実験で取得された受信信号データに対して、APTR-DFE 法による SDM-MIMO 受信信号処理を行い通信信号の復調結果に対して、ビット誤り率 (BER) と Output SNR を評価した。図 5.20 は、4IMO 送信時の伝搬応答推定結果に対して APTR 法を用いて計算した q-function の振幅分布を示している。図中の実線・鎖線は、それぞれ 5.1 式の第 1 項の auto q-function($q_{k,k}$)・第 2 項の cross q-function($q_{l,k}$ for $l \neq k$) の最大振幅値の確率密度関数を示しており、 $q_{k,k}$ の平均振幅値で正規化している。図の結果が示す通り、各送信ペア間の相互干渉は-50 から-35 dB 程度の範囲に抑制されており、実験の送受信ジオメトリとマルチパス環境の関係において伝搬応答の時間変動が無い場合には十分に CCI を抑制できている。

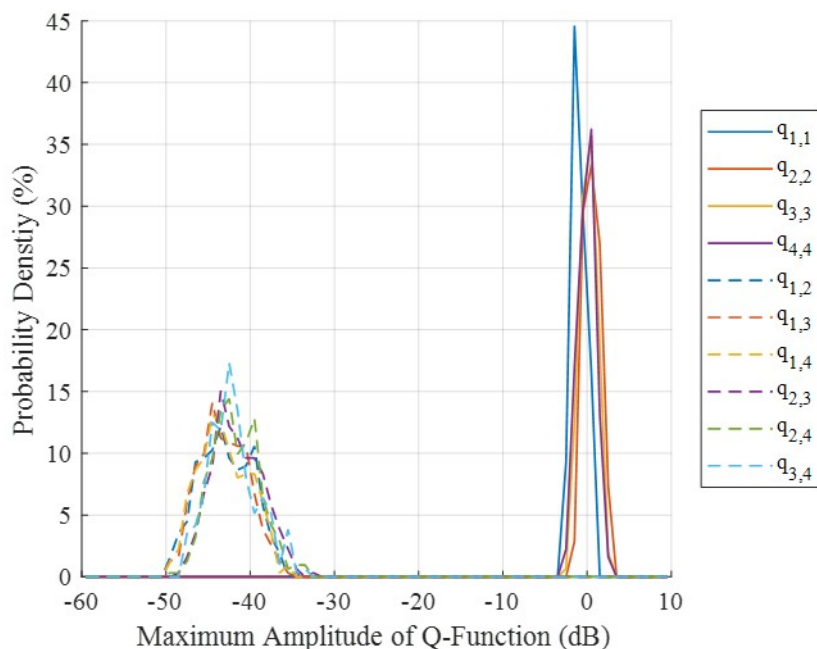


図 5.20: APTR 法による cross q-function 計算結果

図 5.21 に (a) スロット 1(BPSK), (b) スロット 2(QPSK), (c) スロット 3(8PSK), (d) スロット 4(BPSK) の復調結果 BER を、凡例が示す範囲ごとに割合割合を計算して棒グラフ表示した。棒グラフ上に記した 1 から 4 の数字は、送信チャンネルの同時送信数 N を意味している。ここで、QPSK までの変調信号については、シンボル数とスペクトル密度の関係から $BER < 10^{-4}$ の標本についてはすべてエラーフリーであることを付しておく。まず全体を通した傾向として、同じ送信パケット中の信号スロットに着目した場合に、送信チャンネル数 N を増やした場合に BER が増加する傾向にあることがわかる。続いて、5.21(a)に着目すると、ビット誤りはほとんどのデータで検出されていないが、伝搬応答計測から最も遅延して受信されたパケット 3 においては同時送信チャンネル数を増やすにつれて BER が増大していることがわかる。3IMO, 4IMO 送信時のパケット 3 のスロット 1 におけるエラーフリー率はそれぞれ 85.3, 72%であった。一方で、図 5.21(d)

に示した同じ BPSK 変調方式のスロット 4 の結果では、スロット 1 と比較して BER が増大している傾向が確認でき、3IMO, 4IMO 送信時のパケット 3 のスロット 1 におけるエラーフリー率はそれぞれ 71, 56.3%であった。このことは、プローブ信号受信時刻からの時間遅延が増大するにつれて受信信号処理結果が劣化していることを意味している。同じ信号スロットのいて後段のパケットになるほど BER が増大している傾向も同様の減少を表していると考えられる。

プローブ信号受信時刻からの時間遅延による BER 特性の劣化は、スロット 2 およびスロット 3 の QPSK, 8PSK を用いた多値変調信号においてより顕著にみられる。5.21(b) の QPSK 変調結果においては、4IMO 送信時にエラーフリーとなる割合がパケット 1, 2, 3 に対してそれぞれ 80.8, 47.7, 31.8%となっている。また、5.21(c) の 8PSK 変調信号の結果においては、3IMO 送信時の $BER < 10^{-3}$ の割合および 4IMO 送信時の $BER < 10^{-2}$ の割合はパケット 1, 2, 3 について、それぞれ、78.8, 50.3, 33.6%および 57.2, 29.1, 19.4%となっている。

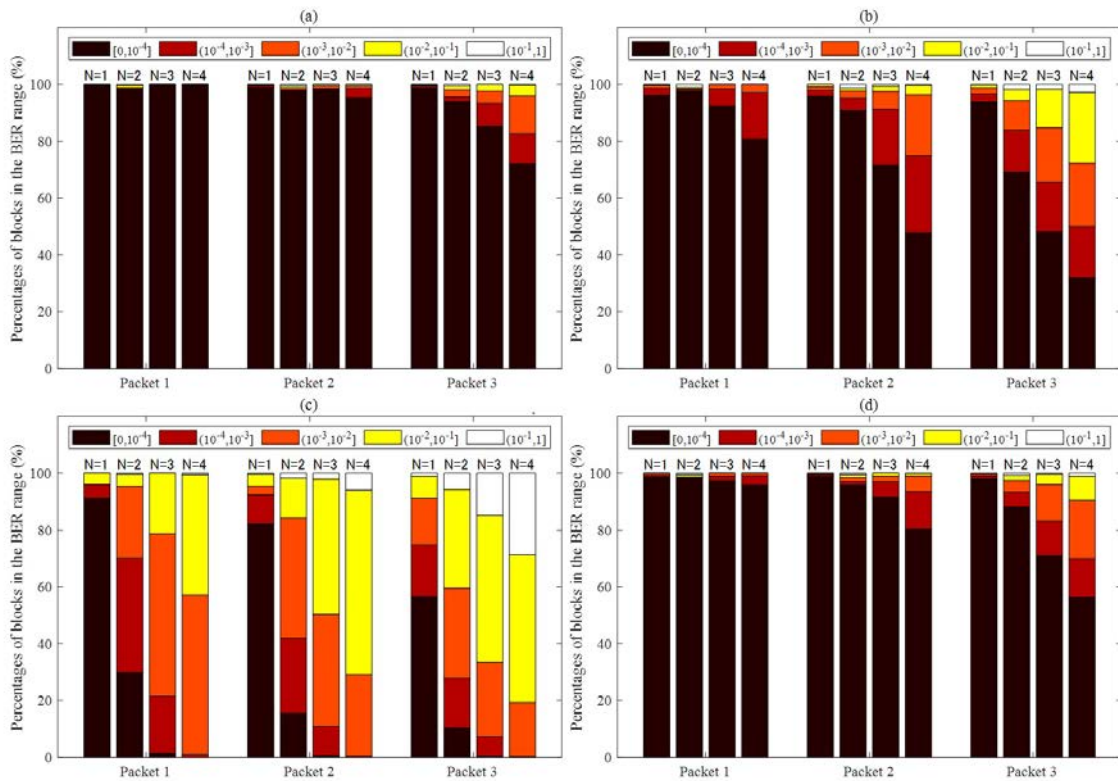


図 5.21: MIMO 通信信号処理結果の BER 特性階層分布：(a)Slot 1 (BPSK), (b)Slot 2 (QPSK), (c)Slot 3 (8PSK), および (d)Slot 4 (BPSK), の結果をそれぞれ示している。棒グラフの上部に示した“N=”の表記は評価した同時送信チャンネル数を表しており、横軸に示す通り Packet 番号ごとに分けて表示している。

図 5.22 に、(a)SIMO 送信時と (b)4IMO 送信時の信号受信時刻と Output SNR の関係を示す。まず、5.22(a),(b) の比較から、送信チャンネル数の増加によって明らかに Output SNR が低下していることがわかる。図 5.20 で示した APTR 法による CCI 抑制結果からは 4IMO 送信時の Output SNR 値は SIMO 送信時と同程度となることが期待されるが、結果からは明らかに CCI による Output SNR の低下がみられる。図 5.22(b) と図 5.14 との比較から受信 SNR と 4IMO 時の

Output SNR の関係に着目すると、パケット 1 の信号処理結果において時間経過に対する増減の傾向がよく一致している。一方で、後段のパケット 2,3 について受信時刻 18:00 ごろまでに着目すると、受信 SNR が下降傾向にあるのに対して Output SNR は上昇傾向を示しており、対照的なふるまいを示している。これまでに実施した固定環境シミュレーション評価における受信 SNR と Output SNR および APTR 法による干渉抑制性能の関係においては生じなかった傾向であり、伝搬応答の時間変動に起因した CCI の変動が影響していると考えられる。また SIMO 通信処理結果においても、受信 SNR と受波チャンネル数を考慮すると、Output SNR が送受波器固定環境における理想的なタイムリバーサル法の信号処理利得は得られておらず、伝搬応答の時間変動に起因したマルチパス収束性能の劣化と時変動残留 ISI の影響が生じていると考えられる。

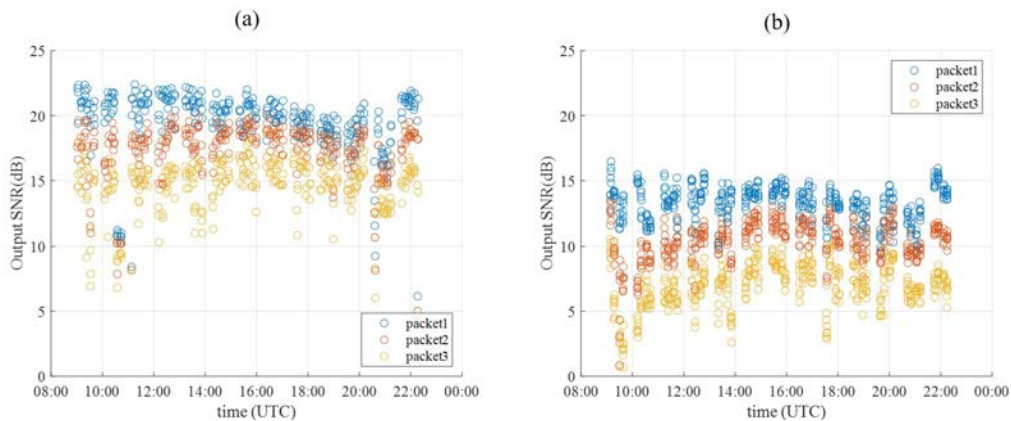


図 5.22: MIMO 通信信号処理結果の受信時刻-Output SNR 関係：(a)SIMO 送信時、および (b)4IMO 送信時、の結果をそれぞれ示している。

(2) チャネルの時変動性と通信性能の関係

実海域データを用いたタイムリバーサル法を用いた MIMO 通信および水深数百 m 以上の中深度海域データにおけるタイムリバーサル通信全般において、これまで伝搬応答の時間変動性と通信性能に関する定量的評価を行った研究例はない。係留系を用いた浅海域の水平方向水中音響 SIMO 通信においては、伝搬応答に海洋変動に起因する時変動が生じるときにタイムリバーサル法の収束特性が周波数と海況に依存して変動することが知られており、伝搬応答時間変動性の尺度として時間コヒーレンスによる分析が用いられている [89,111]。ここでは浅海域タイムリバーサル SIMO 通信の例に倣って、伝搬応答の時間コヒーレンスと通信信号処理結果の関係を評価する。広帯域信号における伝搬応答の時間コヒーレンスは以下のようにして推定することができる [89]：

$$\rho(t, \tau) = \left\langle \frac{[p^*(t) \otimes p(t + \tau)]_{\max}}{\sqrt{[p^*(t) \otimes p(t)]_{\max} [p^*(t + \tau) \otimes p(t + \tau)]_{\max}}} \right\rangle \quad (5.8)$$

ここで、 $p(t)$ は伝搬応答の時間圧力波形、 τ は基準時刻からの遅延時間、 $\otimes$ は相互相関処理を表している。また、 $\langle \rangle$ はアンサンブル平均処理、 $[\]_{\max}$ はサンプル内の最大振幅値の抽出を意味している。本研究においては、同一の信号送信機会に対して受波チャンネル間でアンサンブル平均を行った。

図 5.23 は、伝搬応答の時間コヒーレンス推定値の信号受信時刻-遅延時間に対する分布を示している。時間コヒーレンスは、図 5.17(b) の描画においても用いた、LFM 信号の連続送信結果より推定した。図 5.14 と比較すると、遅延時間が短い範囲においては受信信号 SNR の時刻に対する変動と一致して増減する傾向がみられる。これは、伝搬応答推定結果に含まれる背景雑音の影響が作用しているためであると考えられる。一方で、遅延時間が増大すると、時間コヒーレンス分布に異なる傾向が現れはじめる。まず遅延時間が増大した際の時間コヒーレンスが周期性をもって変動していることが読み取れる。続いて、図 5.13 から風速が上昇する時刻 14:00 ごろを境にしてこの時間コヒーレンスの周期変動は緩和され、時刻方向に比較的滑らかな分布を示すようになる。さらに、時間コヒーレンスが比較的長い遅延時間にわたって高い値を維持する傾向になっていくことがわかる。この傾向は、20:30 ごろの受信 SNR が局地的に低下する時間帯を除いて継続している。

図 5.22 と比較すると、4IMO 送信時の Output SNR と時間コヒーレンスの時刻による変化傾向がよく一致しており、相関関係があることが推察される。そこで、図 5.24 に SIMO および 4IMO における Output SNR 値と時間コヒーレンスの推定値の関係を示す。通信信号から時間コヒーレンスを直接的に推定することは困難であるため、ここでは通信信号受信時刻の最近傍で推定した時間コヒーレンスを参照値として用いている。結果より、SIMO・4IMO とともに、時間コヒーレンスと Output SNR の間に正の相関関係が確認できる。4IMO 送信時の時間コヒーレンスの低下に伴う Output SNR の低下は SIMO 送信時の Output SNR の下落幅よりも大きくなっている。おおむね、時間コヒーレンス値が 0.8 から 0.9 の範囲における 4IMO の Output SNR 値が約 12 dB 前後となっており、QPSK 通信の成否の分水嶺になっている。このことにより APTR 法による MIMO 通信の成立には、時間的に安定した伝搬環境が求められることがわかる。

以上のように、定性的な側面だけでなく実験結果の定量的評価からも中深度海域におけるタイムリバーサル法の通信信号処理結果に対しても伝搬応答の時変動性尺度としての時間コヒーレンスと信号処理結果の Output SNR の関係性が認められ、タイムリバーサル法による収束性の尺度として用いることが妥当であることが示された。特に SIMO と比較して、MIMO 通信においては時間コヒーレンスの変化に Output SNR が鋭敏に影響を受けると考えられ、伝搬応答の時間コヒーレンスは APTR 法による MIMO 通信伝搬環境の評価により重要な指標であると結論付けられる。

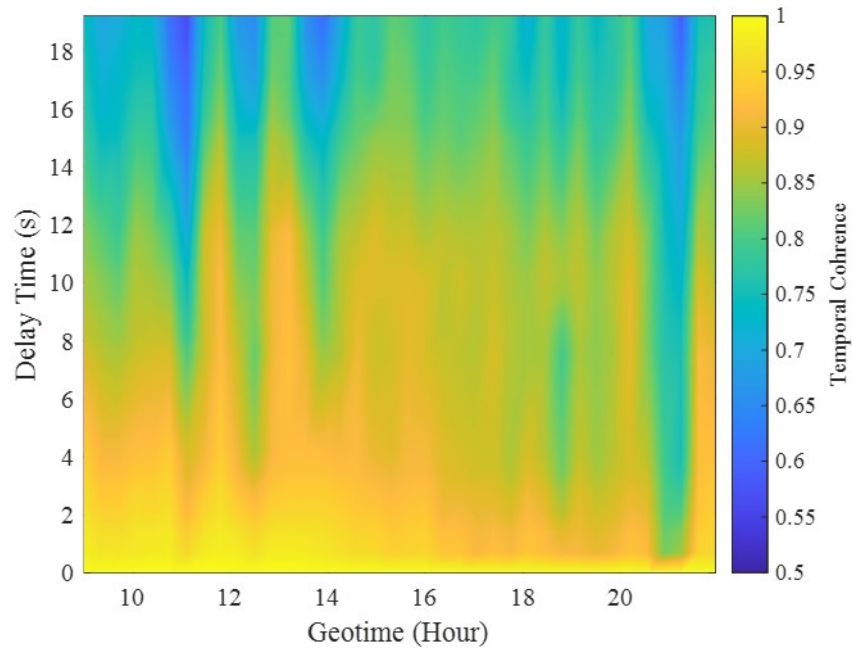


図 5.23: 伝搬応答推定結果から推定した実験中のチャネル時間コヒーレンス

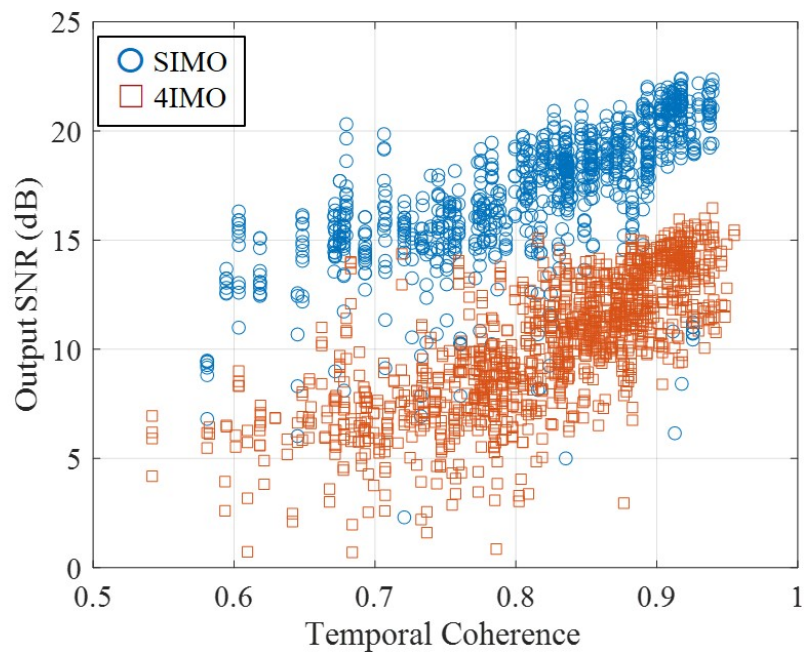


図 5.24: 時間コヒーレンスと Output SNR の関係

(3) 実効データレート評価

ここでは、本実験結果から得られた実効通信速度と BER の関係についてまとめる。これまでに議論した通り、APTR-DFE による通信信号処理結果は伝搬応答の時間コヒーレンスに依存し、伝搬応答の時間コヒーレンスは時間遅延に伴って下落する傾向が示された。したがって、実効通信速度の評価に式 5.5 を適用することは妥当である一方で、ここで評価される実効通信速度と BER の関係はむしろ過大な BER 値評価となっていることを先にことわっておく。

図 5.25 に各信号スロットおよび送信チャンネル数について、実効通信速度と平均 BER 値の関係を示す。変調方式と同時送信チャンネル数については図中の凡例が示すとおりであり、同じ信号スロットの信号については異なるパケット間で破線によってマーカー間を結んで示しており、破線で結ばれたサンプルは実効通信速度が遅いものからパケット 1, 2, 3 となっている。実効通信速度に対する BER の上限値は、概ね平方根型の関数で抑えられているような傾向が示されている。図中の矢印が示す通り、実効通信速度と BER の関係が図中の右下端に近いほど高速で安定した通信を達成していると考えてよく、実効通信速度と BER の関係は変調方式と同時送信チャンネル数によって異なっている。例えば QPSK 変調信号の 4IMO 時のパケット 2 についての実効通信速度と BER 特性に着目すると、同一実効速度帯の 8PSK 変調信号よりも BER 特性に優れ、SIMO ~ 3IMO 送信時の同一 BER 帯の結果よりも実効通信速度が高くなっていることがわかる。このときの実効通信速度は 23.94 kbps, BER の平均および中央値はそれぞれ 0.2, 0.04% 程度であり、実用的な高レートの誤り訂正符号化によって十分にエラーフリー化ができると考えられる。実効通信速度の最高速は 4IMO 時の 8PSK 変調信号のパケット 2 および 3 でそれぞれ 36.6, 39.8 kbps を BER 平均値 3.4, 8.1% 程度で達成している。3% 程度の BER であれば、符号化率 3/4 程度の誤り訂正を用いたシステム構築が可能であり通信速度を大きく落とさずにシステム構成が可能な範囲であるといえる。

以上の通り、APTR 法を用いた SDM-MIMO によって実海域においても確かに周波数利用効率を改善して比較的高い実効通信速度を達成できることが示された。最後に、表 5.2 に、4IMO 時の QPSK, 8PSK 変調信号について得られた実効通信速度と BER 平均・中央値を示す。全体として実用的な BER 範囲の通信信号処理結果が得られていることがわかる。特に、本研究で評価した BER 値は実効通信速度に対して過大になっているためここで示したよりも実際はロバストであると考えられる。また、信号設計において与えたガードタイムおよびプローブ信号長は、図 5.17 の遅延時間に対して過大となっていると考えられることから、信号構成を最適化することでより高速な実効通信速度を達成することが可能と考えられる。

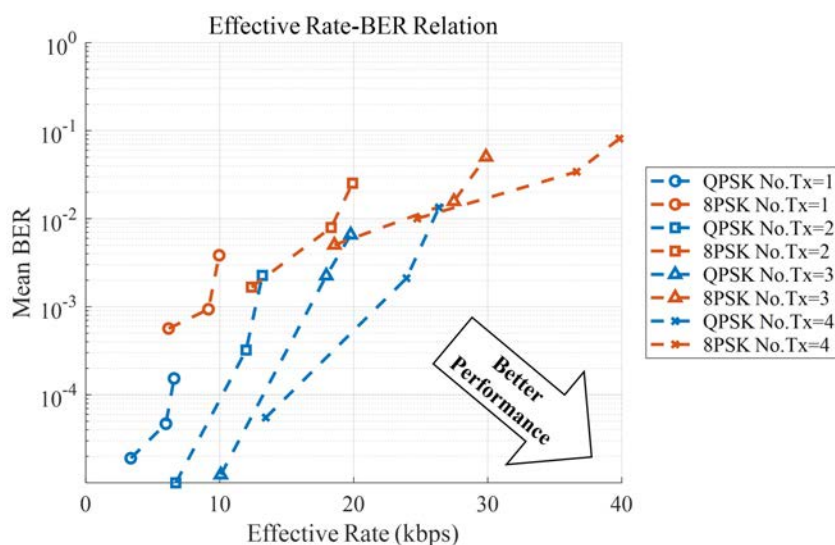


図 5.25: 実験結果から得られた実効通信速度と平均 BER の関係：Slot 2 および 3 の QPSK, 8PSK 変調信号について実効通信速度を算出している．異なる信号パケットで同じ送信チャンネル数・変調方式の結果を図中の破線で結んで示しており，後段のパケットとなるにつれて実効速度が高速化し BER は上昇する関係となっている．

表 5.2: 4IMO 時の実効通信速度と BER の関係

Packet Number	Slot Number	Effective Rate (kbps)	Mean BER	Median BER
1	2 (QPSK)	13.44	0.00006	0
2	2 (QPSK)	23.94	0.00211	0.00044
3	2 (QPSK)	26.36	0.01342	0.0087
1	3 (8PSK)	24.74	0.01005	0.00767
2	3 (8PSK)	36.63	0.03412	0.02428
3	3 (8PSK)	39.82	0.08113	0.07595

(4) 通信距離・速度の関係

最後に、本研究により通信距離を考慮した通信速度が、先行研究と比較してどの程度向上したかを示しておく。通信距離と速度の関係について、市場製品群および先行研究例とともに本研究で得られた実効通信速度を用いて図 5.26 に示す。赤、マゼンダおよび黄の星印がそれぞれ鉛直方向通信、パケット 2 までの QPSK および 8PSK 変調信号を用いた 4 チャンネル MIMO 通信の実験データから得られた結果を示している。それぞれ同程度の通信距離・速度の先行例と比較してそれぞれ高速化・長距離化が果たされていることがわかる。

また、通信信号帯域幅と通信距離・速度積の関係を図 5.27 に示す。本研究の MIMO 通信によって得られた通信距離・速度積の値はパケット 2 の QPSK・8PSK 変調信号に対してそれぞれ約 300, 459 km・kbps となっており、従来システムの性能指標である 40 km・kbps と比較すると、それぞれ 7.5, 11.5 倍の性能を達成している。先行例では帯域幅が広くなるにつれて通信距離・速度積の値が低下する傾向となっており、同程度の帯域幅の先行研究開発例と比較しても大きく上回る性能を示しており、高いスペクトル効率での通信を達成できているといえる。

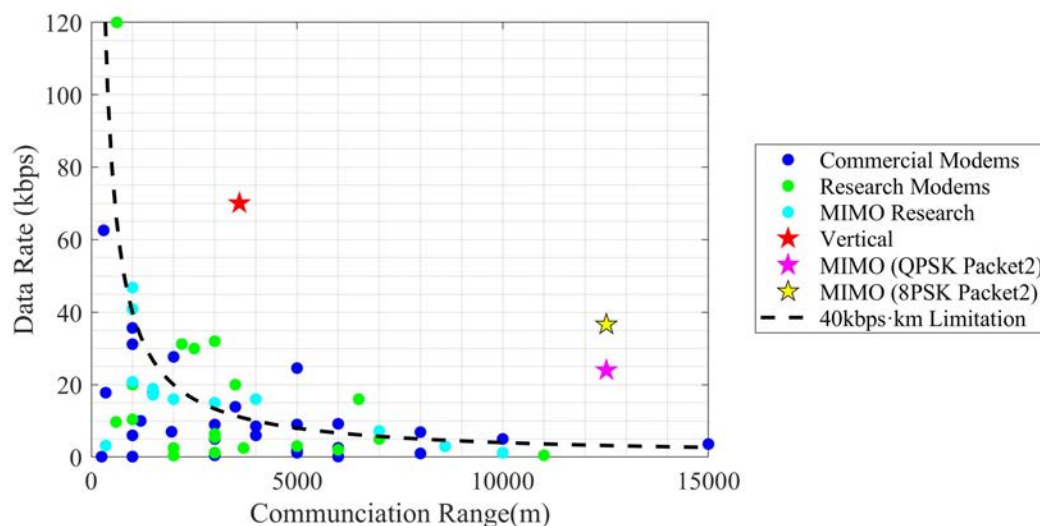


図 5.26: MIMO 実験で得られた通信距離と速度の関係：市販モデム、先行研究例と本研究の 3 章の鉛直方向通信試験結果、および本章の MIMO 通信結果のうち QPSK および 8PSK の 4MIMO 送信時 (それぞれ 23.94, 39.82 kbps) を図示した。

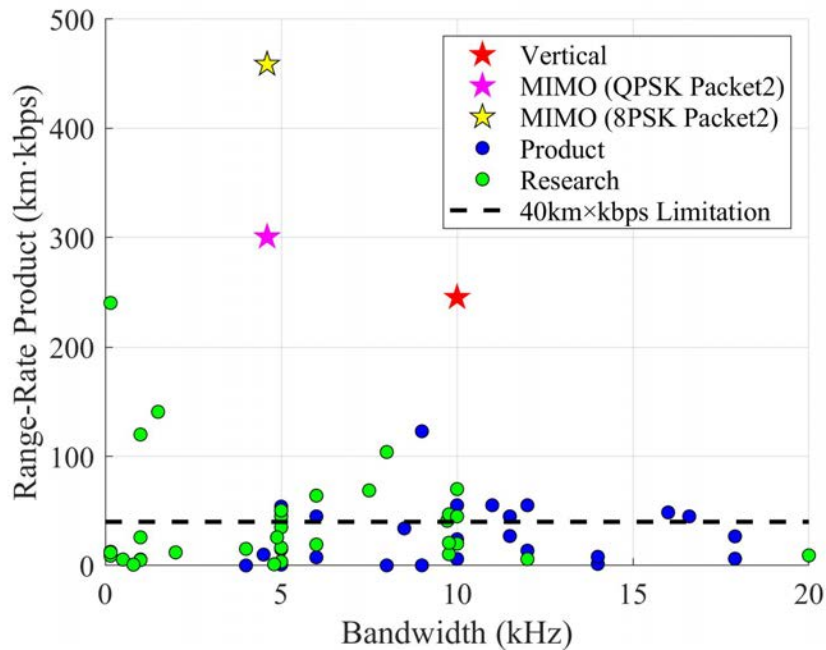


図 5.27: MIMO 実験で得られた占有帯域幅と通信距離・速度積の関係：市販モデム，先行研究例と本研究の 3 章の鉛直方向通信試験結果，および本章の MIMO 通信結果のうち QPSK および 8PSK の 4IMO 送信時 (それぞれ約 300, 459 kbps・km) を図示した。

5.4 第 5 章のまとめ

本章では，固定送受波アレイを用いた SDM-MIMO 通信環境を模擬したシミュレーションを実施し，伝搬距離と伝搬応答計算時に加算する伝搬モード次数を変化させてマルチパス環境を変えながら，APTR-DFE 法による通信信号処理結果の Output SNR を評価した．また，実海域における係留送受波アレイを用いた SDM-MIMO 通信試験データに対して APTR-DFE 法を適用し，実海域の時変動伝搬応答下における手法の適用性と通信容量向上を実証した．また，実海域試験においては伝搬応答の推定に用いるプローブ信号の改良方法を提案し，その有効性を示した．

シミュレーションによる結果からは，マルチパス波が十分に受信される条件下においては SDM-MIMO 通信においても SIMO 通信と同様に，有効 SNR と Output SNR が一致するように信号処理利得が得られ，マルチパス収束性と十分な CCI 抑制が可能であることが定量的に示された．すなわち固定送受波環境においては APTR 法によって送信チャンネルの加算を行っても通信信号処理品質が劣化しないことが示され，送信チャンネル数の増加とともに通信路の伝送容量を理想的に増加できる手法といえる．また，伝搬モード次数と Output SNR の関係から，送信チャンネル数に応じて通信信号処理結果が最良となるマルチパス環境が存在することを示すと共に，より高次の伝搬モードが含まれてマルチパス波が過多となる条件においても信号処理結果の Output SNR の低下は一定値までに抑制されることがわかった．加えて，残留 ISI と CCI が通信信号処理品質に対して及ぼす影響はマルチパス波の多寡に対して，対となるように作用することが分かった．また，長距離の多重マルチパス環境となる伝搬応答に対して，MIMO 通信の伝送容量評価結

果が理論限界値に漸近して推移することがわかり、多重マルチパス環境となる長距離水平方向通信において高スペクトル効率を達成する可能性が示された。

実海域試験の結果からは、固定環境シミュレーションでは確認できなかった伝搬応答の時変動性による通信信号処理品質の変動が生じることがわかった。中深度海域におけるタイムリバーサル法および MIMO 通信におけるタイムリバーサル法の信号処理利得が、浅海域におけるタイムリバーサル法と同様に伝搬応答の時間コヒーレンスと相関関係があることを示した。最大 4 チャンネルの同時送信信号に対して、8PSK までの空間多重 MIMO 通信信号処理を評価し、実用的な BER 範囲で復調が可能であることを示した。実効通信速度の評価結果から、実海域においても SDM-MIMO 通信による通信容量の向上が見込まれることを実際の空間多重受信データを用いて実証した。達成した実効通信速度は距離×通信速度の指標を用いると従来の水中音響通信における性能をはるかに上回り、水平方向通信としては世界最高の水準を達成できたといえる。

以上の結果に基づいて、APTR 法に基づく SDM-MIMO 通信を実海域においてさらに高速化するためには伝搬応答の時間コヒーレンスが小さくなるような計測環境の設計や、伝搬応答の遅延時間に対して最適化した通信信号フレームの設計が重要になるといえる。また、第 4 章で提案したような、伝搬応答を逐次的に補償するようなアルゴリズムを導入することで、伝搬応答の時間コヒーレンス変化の影響を抑制した信号処理が達成できると考えられる。

第6章 結論

本研究は、海中における無線通信において水中音響通信が重要な意味を持つ km オーダー以上の長距離通信を対象として、通信距離を考慮した水中音響通信の高速化を目的とした。長距離水中音響通信において特徴的な通信信号送受信ジオメトリである深海域鉛直方向通信、および水平方向通信環境において、それぞれ想定されるマルチパス環境に適した通信信号処理手法を提示した。シミュレーションデータおよび実験データに手法を適用し、提案手法の有効性を確認し、実海域環境における高速通信を実証した。

第1章では、本研究の背景である水中音響通信の海中無線通信技術における位置づけやその課題、タイムリバーサル法への期待と課題を先行研究のレビューを通して明らかにし、本研究の目的とアプローチについて述べた。

第2章では、海洋における水中音響通信路の特徴と信号処理の全体構成を解説し、深海域鉛直方向通信路および水平方向通信路において高速通信を達成するための伝搬環境の緩和条件について述べたうえで、重要な先行研究である DFE についての動作原理を示した。また、マルチパス波が卓越する水平方向通信におけるタイムリバーサル法の有効性を定性的に示し、タイムリバーサル法と DFE を組み合わせて用いる PTR-DFE 法について述べた。

第3章では、マルチパス波のほとんど無い水中音響通信路を想定して、単一チャンネル DFE を用いた受信信号処理手法を提案した。深海中のビークルから鉛直方向に位置する洋上母船へアップリンク通信を行う通信形態において、指向性送受波器を利用した実海域試験データを用いて性能評価を行った。指向性送受波器を利用することで海表面・海底面からの反射波を抑制した信号の送受信を実現し、信号処理結果の Output SNR および BER から、最大 128QAM の多値変調を用いたアップリンク通信が実証された。実験中の最大通信距離と最大通信速度はそれぞれ約 3600 m, 70 kbps であり、通信距離×通信速度の指標でみると 252 km・kbps となって、従来の水中音響通信の基準値 40 km・kbps から 6 倍以上の性能向上を達成した。

第4章では、水平方向通信路を想定して、PTR-DFE 法を用いた際の伝搬環境と信号処理利得の関係をシミュレーションデータを用いたパラメトリックスタディによって検討した。PTR-DFE 法の信号処理利得の理論値を示し、固定送受信環境においては残留 ISI の影響によって Output SNR が飽和するものの、残留 ISI が支配的になる有効 SNR 範囲以下では Output SNR が理論値と一致することを示した。また、移動体通信環境を模したシミュレーションを用いて、時変動する伝搬環境における PTR-DFE 法の性能分析を行い、従来手法の MDFE 法と性能比較を行った。また、移動体通信環境において明らかとなった PTR-DFE 法の問題点を解決するために CT-PTR-DFE 法を提示した。固定送受信環境においては PTR-DFE 法によって、また、移動体通信環境においては提案した CT-PTR-DFE 法によって背景雑音の影響が大きい範囲においては信号処理利得と通信路の伝送容量が最大となる結果を示した。

第5章では、固定送受波アレイを用いた SDM-MIMO 通信環境を模擬したシミュレーションを実施し、伝搬距離と伝搬応答計算時に加算する伝搬モード次数を変化させてマルチパス環境を変えながら、APTR-DFE 法による通信信号処理結果の Output SNR を評価した。また、実海域における係留送受波アレイを用いた SDM-MIMO 通信試験データに対して APTR-DFE 法を適用し、実海域の時変動伝搬応答下における手法の適用性と通信容量向上を検討した。シミュレーションによる結果から、長距離の多重マルチパス環境となる伝搬応答に対して、MIMO 通信の伝送容量評価結果が理論限界値に漸近して推移することがわかり、多重マルチパス環境となる長距離水平方向通信において高スペクトル効率を達成する可能性が示された。また、実海域試験において通信距離約 12.5 km、最大 4 チャンネルの同時送信信号に対して 8PSK までの空間多重 MIMO 通信試験データを用いて、APTR-DFE 法による MIMO 通信信号処理性能を評価した。結果として、実用的な BER 範囲で空間多重 MIMO 通信信号の復調が可能であることが実証され、通信速度は処理結果 BER の平均値が 0.2, 3% となる構成に対してそれぞれ 23.94, 36.63 kbps となった。距離×通信速度の指標を用いると従来の中音響通信における性能をはるかに上回り、水平方向通信としては世界最高の水準を達成できたといえる。

タイムリバーサル法を用いた通信信号処理技術の今後の課題としては、実データへの適用について様々な環境について検証することや、APTR 法の時変動環境への耐性向上が挙げられる。特に、音速プロファイル条件が異なる海域条件や水深の異なる海域における実証試験や、CT-PTR 法の APTR 法への拡張などが挙げられる。また、基礎的手法として用いた DFE についての今後の発展としては、DFE を利用したターボ等化や適応アルゴリズムの改良などを行うことによって、より復調性能を向上させられる可能性があり、それらの検討が望まれる。特に、水中音響通信路のスパース性を考慮すると、スパースモデリング技術などを応用することで有効なフィルタタップのみを作用させることができ、CT-PTR 法や DFE 単体での復調性能を向上できる可能性がある。

このように、検討すべき実験環境や様々な技術応用の余地は残されており、水中音響通信技術の可能性を広げるためにはより厳しい通信路においても高速通信を達成することが望まれる。

参考文献

- [1] C. M. G. Gussen, P. S. R. Diniz, M. L. R. Campos, W. A. Martins, F. M. Costa, and J. N. Gois. A survey of underwater wireless communication technologies. *IEEE J. Comm. Info. Sys.*, Vol. 31, No. 1, 2016.
- [2] X. Che, I. Wells, G. Dickers, P. Kear, and X. Gong. Re-evaluation of rf electromagnetic communication in underwater sensor networks. *IEEE Commun. Mag*, Vol. 48, No. 12, 2011.
- [3] H. Kaushal and G. Kaddoum. Underwater optical wireless communication. *IEEE Access*, Vol. 4, , 2016.
- [4] Develogic:. Underwater communication systems, 2022. <http://www.develogic.de/>.
- [5] DSPComm:. Aquacomm: Underwater acoustic modems, 2022. <https://www.dspcommgen2.com/>.
- [6] Evologics:. Acoustic modems, 2022. <https://evologics.de/>.
- [7] Kongsberg:. Modems for underwater communication, 2022. <https://www.kongsberg.com/maritime/>.
- [8] LinkQuest:. Soundlink underwater acoustic modems, 2022. <https://www.link-quest.com/html/intro1.htm/>.
- [9] L3HARRISS:. Acoustic general purpose modem, 2022. <https://www.l3harris.com/>.
- [10] Sercel:. Mats 3g multi-modulation acoustic telemetry system, 2022. <https://www.sercel.com/products/Pages/mats3g.aspx/>.
- [11] Sonardyne:. Modem 6 (subsea) underwater acoustic modem, 2022. <https://www.sonardyne.com/products/underwater-acoustic-modems/>.
- [12] Subnero:. M25m series acoustic modems, 2022. <https://subnero.com/>.
- [13] Teledynemarine:. Teledyne benthos atm-9xx underwater acoustic modems, 2022. <http://www.teledynemarine.com/acoustic-modems/>.
- [14] Trittech:. Micron modem - acoustic modem, 2022. <https://www.tritech.co.uk/product/micron-data-modem>.

- [15] T. Melodia, H. Kulhandjian, L. Kuo, and E. Demirors. Advances in underwater acoustic networking. In *Mobile Ad Hoc Networking: Cutting Edge Directions*, chapter 23. Wiley, 2 edition, 2013.
- [16] S. Sendra, J. Lloret, J. M. Jimenez, and L. Parra. Underwater acoustic modems. *IEEE Sensors Journal*, Vol. 16, No. 11, p. 4063, 2016.
- [17] M. Y. Zia, J. Poncela, and P. Otero. State-of-the-art underwater acoustic communication modems: Classifications, analyses and design challenges. *Wireless Pers. Commun.*, Vol. 116, p. 1325, 2021.
- [18] D.B. Kilfoyle and A.B. Baggeroer. The state of the art in underwater acoustic telemetry. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 25, No. 1, p. 4, 2000.
- [19] A. H. Quazi and W. L. Konrad. Underwater acoustic communications. *IEEE Commun. Mag*, Vol. 20, No. 2, 1982.
- [20] J. Catipovic, A. B. Baggeroer, K. Von Der Heydt, and D. Koelsch. Design and performance analysis of a digital acoustic telemetry system for the short range underwater channel. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. OE-9, No. 4, p. 242, 1984.
- [21] M. Suzuki, K. Nemoto, T. Tsuchiya, and T. Nakanishi. Digital acoustic telemetry of color video transmission. In *Proc. of MTS/IEEE OCEANS 1989 Seattle*, 1989.
- [22] M. Suzuki, T. Sasaki, and T. Tsuchiya. Digital acoustic image transmission system for deep-sea research submersible. In *Proc. of MTS/IEEE OCEANS 1992 Newport*, 1992.
- [23] M. Stojanovic, J. A. Catipovic, and J. G. Proakis. Adaptive multichannel combining and equalization for underwater acoustic communications. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 94, No. 3, p. 1621, 1993.
- [24] M. Stojanovic, J. A. Catipovic, and J. G. Proakis. Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 19, p. 100, 1994.
- [25] B. S. Sharif, J. Neasham, O.R. Hinton, and A.E. Adams. A computationally efficient doppler compensation system for underwater acoustic communications. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 25, No. 1, p. 52, 2000.
- [26] Y. Watanabe and H. Ochi. Advantage of multichannel decision feedback equalizer on underwater acoustic communication. *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 43, No. 5S, p. 3134, 2004.
- [27] P-P. J. Beaujean and L. R. LeBlanci. Adaptive array processing for high-speed acoustic communication in shallow water. *IEEE J. Oceanic Eng.*, Vol. 29, No. 3, p. 807, 2004.
- [28] E. Bejjani and J. C. Belfiore. Multicarrier coherent communications for the underwater acoustic channel. In *Proc. of MTS/IEEE OCEANS 1996*, 1996.

- [29] M. Stojanovic. Low complexity ofdm detector for underwater acoustic channels. In *Proc. of MTS/IEEE OCEANS 2006 Boston*, 2006.
- [30] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, L. Freitag, and P. Wileet. Multicarrier communication over underwater acoustic channels with nonuniform doppler shift. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 33, No. 2, p. 198, 2008.
- [31] S. Singh, M. Grund, B. Bingham, R. Eustice, H. Singh, and L. Freitag. Underwater acoustic navigation with the whoi micro-modem. In *Proc. of MTS/IEEE OCEANS 2006 Boston*, 2006.
- [32] M. Deguchi, Y. Kida, Y. Watanabe, T. Shimura, and H. Ochi. Basic experimental demonstration for acoustic communications between an asv and an auv. In *Proc. of 26th ISOPE*, 2016.
- [33] Y. Watanabe, K. Meguro, M. Deguchi, and T. Shimura. Development of acoustic communication and positioning system for operation of multiple auvs. In *Proc. of 37th Int. Conf. Ocean Offshore Arct. Eng.*, 2018.
- [34] Y. Watanabe, K. Meguro, M. Deguchi, Y. Kida, and T. Shimura. Integrated acoustic communication and positioning system between an autonomous surface vehicle and autonomous underwater vehicles. In *Proc. of 38th Int. Conf. Ocean Offshore Arct. Eng.*, 2019.
- [35] L. Freitag, M. Johnson, and D. Frye. High-rate acoustic communications for ocean observatories – performance testing over a 3000 m vertical path. In *Proc. of MTS/IEEE OCEANS 2000*, 2000.
- [36] D. Frye, J. Ware, M. Grund, J. Partan, P. Koski, S. Singh, L. Freitag, J. Collins, and R. Detrick. An acoustically-linked deep-ocean observatory. In *Proc. of MTS/IEEE OCEANS 2005 Europe*, 2005.
- [37] J. Heidemann, Y. Li, A. Syed, J. Wills, and W. Ye. Underwater sensor networking: Research challenges and potential applications. Proc. of technical report isi-tr-2005-603, USC/Information Sciences Institute, 2005.
- [38] L. Freitag, P. Koski, A. Morozov, S. Singh, and J. Partan. Acoustic communications and navigation under arctic ice. In *Proc. of MTS/IEEE OCEANS 2012 Hampton Roads*, 2012.
- [39] L. Freitag, K. Ball, J. Partan, P. Koski, and S. Singh. Long range acoustic communications and navigation in the arctic. In *Proc. of MTS/IEEE OCEANS 2015 Washington DC*, 2015.
- [40] K. Pelekanakis, S. Blouin, and D. Green. Performance analysis of underwater acoustic communications in barrow strait. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 46, No. 4, p. 1438, 2021.

- [41] C.R. German, M.V. Jakuba, J.C. Kinsey, J. Partan, S. Suman, A. Belani, and D.R. Yoergern. A long term vision for long-range ship-free deep ocean operations: persistent presence through coordination of autonomous surface vehicles and autonomous underwater vehicles. In *Proc. of IEEE AUV 2012 Southampton*, 2012.
- [42] Ainslie M. A. and McColm J. G. A simplified formula for viscous and chemical absorption in sea water. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 103, No. 3, pp. 1671–1672, 1998.
- [43] M. Stojanovic and P. P. Beaujean. Acoustic communication. In *Springer Handbook of Ocean Engineering*, chapter 15. Springer, 1 edition, 2016.
- [44] 唐沢好男. 無線通信物理層技術へのアプローチ. コロナ社, 2021.
- [45] J. G. Proakis and M. Salehi. *Digital communications*. McGraw-Hill, 5 edition, 2008.
- [46] L. O. Olson, J. L. Backes, and J. B. Miller. Communication, control and data acquisition systems on the ishte lander. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. OE-110, No. 1, p. 5, 1985.
- [47] A. Kaya and S. Yauchi. An acoustic communication system for subsea robot. In *Proc. of MTS/IEEE OCEANS 1989 Seattle*, 1989.
- [48] M. Deguchi, Y. Kida, Y. Watanabe, and T. Shimura. Analysis of effects of multipath signal with nonuniform doppler shift on vertical underwater acoustic communication. *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 57, No. 7S1, p. 07LG03, 2018.
- [49] M. Deguchi, Y. Kida, Y. Watanabe, and T. Shimura. Dependence of demodulation performance on symbol rate for underwater acoustic communication with nonuniform doppler shift. *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 58, No. SG, p. SGGF02, 2018.
- [50] M. Stojanovic C. Pelekanakis and L. Freitag. High rate acoustic link for underwater video transmission. In *Proc. of OCEANS 2003 SanDiego*, 2003.
- [51] H. Ochi, Y. Watanabe, T. Shimura, and T. Hattori. The acoustic communication experiment at 1,600 m depth using qpsk and 8psk. In *Proc. of OCEANS 2010 Seattle*, 2010.
- [52] Hai Yan, Lei Wan, Shengli Zhou, Zhijie Shi, Jun-Hong Cui, Jie Huang, and Hao Zhou. Dsp based receiver implementation for ofdm acoustic modems. *Physical Communication*, Vol. 5, No. 1, p. 22, 2012.
- [53] Songzuo Liu Lu Ma, Gang Qiao. Heu ofdm-modem for underwater acoustic communication and networking. In *Proc. of WUWNET '14*, 2014.
- [54] Zhaohui Wang Shengli Zhou. *OFDM for Underwater Acoustic Communications*. Wiley, 2014.

- [55] T. Ebihara, H. Ogasawara, and G. Leus. Underwater acoustic communication using multiple-input-multiple-output doppler-resilient orthogonal signal division multiplexing. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 45, No. 4, p. 1594, 2020.
- [56] S. Roy, T. M. Duman, V. McDonald, and J. G. Proakis. High rate communication for underwater acoustic channels using multiple transmitters and space-time coding: Receiver structures and experimental results. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 32, No. 3, p. 663, 2007.
- [57] B. Li, J. Huang, S. Zhou, and et al. Mimo-ofdm for high rate underwater acoustic communications. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 34, No. 4, p. 634, 2009.
- [58] S. Zhou J. Huang, C. R. Berger and P. Willett. Iterative sparse channel estimation and decoding for underwater mimo-ofdm. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Vol. 2010, No. 1, p. 1, 2010.
- [59] P. C. Carrascosa and M. Stojanovic. Adaptive channel estimation and data detection for underwater acoustic mimo-ofdm systems. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 35, No. 3, p. 635, 2010.
- [60] E. V. Zorita and M. Stojanovic. Space-frequency block coding for underwater acoustic communications. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 40, No. 2, p. 303, 2015.
- [61] Z. Chen, J. Wang, and Y. R. Zheng. Frequency-domain turbo equalization with iterative channel estimation for mimo underwater acoustic communications. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 42, No. 3, p. 711, 2017.
- [62] X. Qin, F. Qu, and Y. R. Zheng. Bayesian iterative channel estimation and turbo equalization for multiple-input-multiple-output underwater acoustic communications. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 46, No. 1, p. 326, 2021.
- [63] M. Fink. Time reversal of ultrasonic fields. i. basic principles. *IEEE. Trans. Ultrason.Ferroelectr. freq. contr.*, Vol. 39, No. 5, p. 555, 1992.
- [64] M. Fink. Time reversed acoustics. *Phys. Today*, Vol. 50, No. 3, p. 34, 1997.
- [65] D. R. Jackson and D. R. Dowling. Phase conjugation in underwater acoustics. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 89, No. 1, p. 171, 1991.
- [66] W. A. Kuperman, W. S. Hodgkiss, H. C. Song, T. Akal, C. Ferla, and D. R. Jackson. Phase conjugation in the ocean: Experimental demonstration of an acoustic time-reversal mirror. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 103, No. 1, p. 25, 1998.
- [67] D. Rouseff, D. Jackson, W. Fox, C. Jones, J. Ritcey, and D. Dowling. Underwater acoustic communications by passive-phase conjugation: Theory and experimental results. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 26, p. 821, 2001.

- [68] T. C. Yang. Temporal resolutions of time-reversal and passive-phase conjugation for underwater acoustic communications. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 28, No. 2, p. 229, 2003.
- [69] M. Stojanovic. Retrofocusing techniques for high rate acoustic communications. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 117, No. 3, p. 1173, 2004.
- [70] T. C. Yang. Differences between passive phase conjugation and decision-feedback equalizer for underwater acoustic communication. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 29, No. 2, p. 472, 2004.
- [71] G. F. Edelmann, H. C. Song, S. Kim, W. S. Hodgkiss, W. A. Kuperman, and T. Akal. Underwater acoustic communications using time reversal. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 30, No. 4, p. 852, 2005.
- [72] 志村拓也, 越智寛, 渡邊佳孝. Active time reversal による音響通信の基礎研究. *J. Marine. Acoust. Soc. Jpn.*, Vol. 32, No. 4, p. 254, 2005.
- [73] H. C. Song, W. S. Hodgkiss, M. Stevenson W. A. Kuperman, and T. Akal. Improvement of time-reversal communications using adaptive channel equalizers. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 31, No. 2, p. 487, 2006.
- [74] T. C. Yang. Correlation-based decision-feedback equalizer for underwater acoustic communications. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 30, No. 4, p. 865, 2007.
- [75] J. Gomes, A. Silva, and S. Jesus. Adaptive spatial combining for passive time-reversed communications. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 124, No. 2, p. 103, 2008.
- [76] T. Shimura, H. Ochi, Y. Watanabe, and H. C. Song. Long-range time reversal communication in deep water: Experimental results. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 132, No. 1, p. EL49, 2012.
- [77] T. Shimura, H. Ochi, Y. Watanabe, and T. Hattori. Demonstration of time-reversal communication combined with spread spectrum at the range of 900 km in deep ocean. *Acoust. Sci. Tech.*, Vol. 33, No. 2, p. 113, 2012.
- [78] W. S. Hodgkiss H. C. Song, W. A. Kuperman, T. Akal, and M. Stevenson. High-frequency acoustic communications achieving high bandwidth efficiency. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 126, No. 2, p. 561, 2009.
- [79] H. C. Song and W. S. Hodgkiss. Efficient use of bandwidth for underwater acoustic communication. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 134, No. 2, p. 905, 2013.
- [80] S. E. Cho, H. C. Song, and W. S. Hodgkiss. Multiuser acoustic communications with mobile users. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 133, No. 2, p. 883, 2013.
- [81] M. Deguchi T. Shimura, Y. Kida, Y. Watanabe, and H. Ochi. At-sea experiment of adaptive time-reversal multiuser communication in the deep ocean. *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 54, No. 7S1, p. 07HG02, 2015.

- [82] Y. Kida T. Shimura, M. Deguchi. High-rate multiple-input/multiple-output communication with adaptive time reversal demonstrated in tank experiments. *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 58, No. SG, p. SGGF06, 2019.
- [83] H. C. Song, J. S. Kim, W. S. Hodgkiss, and J. H. Joo. Crosstalk mitigation using adaptive time reversal. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 127, No. 2, p. EL19, 2010.
- [84] H. C. Song. An overview of underwater time-reversal communication. *IEEE. J. Ocean. Eng.*, Vol. 41, No. 3, p. 644, 2015.
- [85] M. Deguchi T. Shimura, Y. Kida, Y. Watanabe, and H. Ochi. Experimental study on multiple-input/multiple-output communication with time reversal in deep ocean. *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 56, No. 7S1, p. 07JG03, 2017.
- [86] Bashar Tahir, Stefan Schwarz, and Markus Rupp. Ber comparison between convolutional, turbo, ldpc, and polar codes. In *Proc. of 2017 24th International Conference on Telecommunications (ICT)*, 2017.
- [87] Goulven Eynard and Christophe Laot. Blind doppler compensation scheme for single carrier digital underwater communications. In *Proc. of OCEANS 2008 Quebec City*,, 2008.
- [88] F. B. Jensen, W. A. Kuperman, M. B. Porter, and H. Schumidt. *Computational Ocean Acoustics 2nd Edition*. Springer, 2011.
- [89] T. C. Yang. Temporal resolutions of time-reversal and passive-phase conjugation for underwater acoustic communications. i. stationary source and receivers in a dynamic shallow-water environment. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 112, No. 5, p. 2362, 2002.
- [90] G. Edelmann, T. Akal, W. Hodgkiss, S. Kim, W. Kuperman, and H. Song. An initial demonstration of underwater acoustic communication using time reversal. *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 27, No. 3, p. 602, 2002.
- [91] H. Ochi T. Shimura, Y. Watanabe. Basic study on active time reversal communication in shallow water. *Acoust. Sci. and Tech.*, Vol. 26, No. 6, p. 526, 2005.
- [92] M. Deguchi, Y. Kida, and T. Shimura. Suppression of effects of doppler shifts of multipath signals in underwater acousitc communication. *Acoust. Sci. and Tech.*, Vol. 43, No. 1, p. 10, 2022.
- [93] B. M. Popovic. Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties. *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol. 38, No. 4, 1992.
- [94] JAMSTEC. 「しんかい 6500」試験潜航 yk18-04 レポート, 2022. <https://www.jamstec.go.jp/shinkai6500/reports/yk18-04.html>.

- [95] Porter M. P and E. L. Reiss. A numerical method for ocean-acoustic normal modes. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 76, No. 1, p. 244, 1984.
- [96] Porter M. P. The kraken normal mode program. SACLANT Memorandum SM-245-UU, SACLANT, 1991.
- [97] Kawin Nimsaila, Guangfu Shao, Rongxin Huang, and Ping Wang. Premigration data anti-aliasing for reverse time migration. In *SEG Technical Program Expanded Abstracts 2015*, pp. 4641–4645, 2015.
- [98] M. J. Hinich. Processing spatially aliased arrays. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 64, No. 3, p. 792, 1978.
- [99] J. E. Piper. *Sonar Systems*. In Tech, 2011.
- [100] K. G. Sabra and D. R. Dowling. Broadband performance of a time reversing array with a moving source. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 115, No. 6, p. 2807, 2004.
- [101] K. G. Sabra and D. R. Dowling. Broadband performance of a moving time reversing array. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 114, No. 3, p. 1395, 2003.
- [102] H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj. Generalized linear precoder and decoder design for mimo channels using the weighted mmse criterion. *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 49, p. 2198, 2002.
- [103] H. C. Song J. S. Kim and W. A. Kuperman. Adaptive time-reversal mirror. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 109, No. 5, p. 1817, 2001.
- [104] G. J. Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Labs Technical Journal*, Vol. 1, No. 2, p. 41, 1996.
- [105] G. J. Foschini and M. J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multi-element antennas. *Wireless Personal Communications*, Vol. 6, No. 3, p. 311, 1998.
- [106] Byunggu Cho and Nicholas C. Makris. Predicting the effects of random ocean dynamic processes on underwater acoustic sensing and communication. *Scientific Reports*, Vol. 10, p. 4525, 2020.
- [107] W. H. Munk. Sound propagation through a fluctuating stratified ocean: Theory and observation. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 59, p. 818, 1976.
- [108] H. Medwin and C. S. Clay. Dependence of spatial and temporal correlation of forward - scattered underwater sound on the surface statistics. i. theory. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 47, p. 1412, 1970.

- [109] H. Medwin and C. S. Clay. Dependence of spatial and temporal correlation of forward - scattered underwater sound on the surface statistics. ii. experiment. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 47, p. 1419, 1970.
- [110] T. Tsukui, S. Hirata, and H. Hachiya. Quantitative evaluation for variability characteristics of reflected sound waves from sea surface. *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 58, p. SGGB12, 2019.
- [111] T. C. Yang. Measurements of temporal coherence of sound transmissions through shallow water. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 120, No. 5, p. 2592, 2006.

謝辞

本研究を進めるにあたり、広く研究全般にわたってご助言を頂きました海洋研究開発機構の志村拓也様、出口充康様に深く御礼申し上げます。海域試験データの取得・評価など、お二人のご協力が無ければ本研究を実施することは出来ませんでした。

また、本論文をまとめるにあたり、本論文の審査員主査をお引き受けくださった蜂屋弘之教授には、執筆中・審査過程ともに多大なご助言を頂きましたこと、心より感謝申し上げます。大きく協道に逸れながら研究をまとめる私を、根気強く導いてくださいました。

本論文の審査員をお引き受けくださった奥富正敏教授、塚越秀行教授、中臺一博教授、田中正行准教授におかれましても、論文の審査過程にて貴重なご助言を頂きましたこと、深く感謝いたしております。最後に、日々の生活を支えてくれた家族に心よりお礼申し上げます。

なお、本研究は JSPS 科研費 (JP 17K06977) および、防衛装備庁安全保障技術研究推進制度 (JP J004596) の助成を受けたものです。関係各位に感謝の意を表します。

本研究に関する業績

学術雑誌（査読有り）

- 1). Y. Kida, M. Deguchi, and T. Shimura, "Experimental demonstration on long-range time-reversal multiple-input/multiple-output underwater acoustic communication over tens of kbps in 12.5 km range," Japanese Journal of Applied Physics, 61, SG, SG1057-1-10, 2022.
- 2). Y. Kida, M. Deguchi, and T. Shimura, "Investigation of a channel tracking based time reversal processing for underwater acoustic communication," Japanese Journal of Applied Physics, 59, SK, SKKF01-1-10, 2020.
- 3). Y. Kida, M. Deguchi, and T. Shimura, "The relationship of time-reversal and multi-channel decision feedback equalization in underwater acoustic communication," Japanese Journal of Applied Physics, 58, SG, SGGF03-1-10, 2019.
- 4). Y. Kida, M. Deguchi, and T. Shimura, "Experimental Result for a High-rate Underwater Acoustic Communication in Deep Sea for a Manned Submersible SHINKAI6500," The Journal of Marine Acoustic Society of Japan, 45, 4, pp.197-203, 2018.
- 5). Y. Kida, M. Deguchi, and T. Shimura, "Evaluation of effects of multipath and co-channel interference on time reversal multiple-input/multiple-output in underwater acoustic channel," Japanese Journal of Applied Physics, 57, 7S1, 07LG01-1-8, 2018.
- 6). Y. Kida, T. Shimura, M. Deguchi, Y. Watanabe, H. Ochi, and K. Meguro, "Performance analysis of passive time reversal communication technique for multipath interference in shallow sea acoustic channel," Japanese Journal of Applied Physics, 56, 7S1, 07JG04-1-8, 2017.

招待講演

- 1). 樹田 行弘, 水中音響通信の高速化の研究, 海洋理工学会 令和4年度秋季大会講演論文集, pp.13-14 (2022).

国際会議（査読無し）

- 1). Yukihiro Kida, Underwater acoustic image transmission system for manned submersible Shinkai6500, Underwater Intervention 2019 : 16th Annual Manned Underwater Vehicles Symposium, (2019).

- 2). Yukihiro Kida, Mitsuyasu Deguchi, and Takuya Shimura, A tank experiment of underwater acoustic MIMO communication using time reversal, 5th Underwater Acoustics Conference and Exhibition (UACE2019), (2019).
- 3). Yukihiro Kida, Mitsuyasu Deguchi, and Takuya Shimura, The effects of interferences on time reversal MIMO: an evaluation of multipath and co-channel interference, Proceedings of IEEE/MTS OCEANS Conference 2018 - Kobe, (2018).
- 4). Yukihiro Kida, Mitsuyasu Deguchi, Takuya Shimura, Relationship between multipath interference and performance of passive time reversal communication in shallow water, 4th Underwater Acoustics Conference & Exhibition (UACE2017), (2017)
- 5). Yukihiro Kida, Mitsuyasu Deguchi, Yoshitaka Watanabe, Takuya Shimura and Hiroshi Ochi, Performance analysis of passive time reversal communication technique for multipath interference in shallow sea acoustic channel, J. Acoust. Soc. Am./5th Joint Meeting of the Acoustical Society of America and Acoustical Society of Japan Honolulu Hawaii/AIP, **140**(4), 3058, (2016)
- 6). Yukihiro Kida, Mitsuyasu Deguchi, Yoshitaka Watanabe, Takuya Shimura and Hiroshi Ochi, Performance analysis of passive time reversal communication technique for multipath interference in shallow sea acoustic channel, The 37th Symposium on Ultra Sonic Electronics, 1P6-3, (2016)

国内会議 (査読無し)

- 1). 樹田行弘, 出口充康, 志村拓也, 中深度海域におけるタイムリバーサル MIMO 通信試験, 2021 年度海洋音響学会研究発表会講演論文集, (2022)
- 2). Yukihiro Kida, Mitsuyasu Deguchi, and Takuya Shimura, An at-sea experiment of Time-Reversal MIMO communication off the coast of Fukushima, The 42th Symposium on Ultra Sonic Electronics, (2021)
- 3). 樹田行弘, 出口充康, 志村拓也, 時変動水中音響伝搬路におけるチャンネル逐次推定に基づいたタイムリバーサル通信の評価, 2021 年度海洋音響学会研究発表会講演論文集, (2021)
- 4). Yukihiro Kida, Mitsuyasu Deguchi, and Takuya Shimura, Investigation of a channel tracking based time reversal processing for underwater acoustic communication, The 40th Symposium on Ultra Sonic Electronics, (2019)
- 5). 樹田行弘, 出口充康, 志村拓也, 位相共役通信とマルチチャンネル DFE の移動体水中音響水平方向通信における比較, 2019 年度海洋音響学会研究発表会講演論文集, (2019)
- 6). Yukihiro Kida, Mitsuyasu Deguchi, and Takuya Shimura, The relationship of time-reversal and multi-channel decision feedback equalization in underwater acoustic communication, The 39th Symposium on Ultra Sonic Electronics, (2018)

- 7). 樹田行弘, 出口充康, 志村拓也, 水中音響位相共役 MIMO 通信とマルチパス・チャンネル間干渉, 2018 年度海洋音響学会研究発表会講演論文集, (2018)
- 8). 樹田行弘, 出口充康, 志村拓也, 水中音響位相共役通信の多重反射波干渉に対する機能分析, ブルーアースシンポジウム 2018, p. 56 (2018)
- 9). Yukihiro Kida, Mitsuyasu Deguchi, and Takuya Shimura, Evaluation of effects of multi-path and co-channel interference on time reversal MIMO in underwater acoustic channel, The 38th Symposium on Ultra Sonic Electronics, 2P6-7 (2017)
- 10). 樹田行弘, 出口充康, 志村拓也, 浅海域音響伝搬路における多重反射波干渉に対する Time Reversal 通信の機能分析, 2017 年度海洋音響学会研究発表会講演論文集, 37-38 (2017)

解説記事

- 1). 樹田 行弘, 出口充康, 志村拓也, 水中音響通信技術の紹介, IEICE Magazine B-Plus, 15, 4, pp.271-283, 2022 (査読有) .
- 2). 樹田行弘, 位相共役通信とマルチチャンネル DFE の移動体水中音響水平方向通信における比較 (特集 海洋音響のさまざまな技術 (2))”, 超音波 Techno, 32, 2, pp49-53, 2020
- 3). 樹田行弘, JAMSTEC 中西賞受賞記念講演要旨 水中音響通信の高速化と海洋におけるマルチユーザ・タイムリバーサル MIMO 音響通信, The journal of the Marine Acoustics Society of Japan, 47, 1, 42-49, 2020
- 4). 樹田行弘, 浅海域音響伝搬路における多重反射干渉に対する Time Reversal 通信の機能分析, 超音波 Techno, 30, 3, pp14-18, 2018

受賞歴

- 1). 日本海洋工学会 JAMSTEC 中西賞 (2019.3)
- 2). 海洋音響学会 2018 年度研究発表会： 優秀論文発表賞 (2018.5)
- 3). 日本海洋工学会 JAMSTEC 中西賞 (2018.5)
- 4). 38th Symposium on Ultrasonic Electronics： Young Scientist Award (2017.11)
- 5). 海洋音響学会 2017 年度研究発表会： 優秀論文発表賞 (2017.5)

特許

- 1). 国立研究開発法人海洋研究開発機構, 出口充康, 樹田行弘, 志村拓也, 送信装置、受信装置、信号送信方法、C I R 計測方法、信号送信プログラム及び C I R 計測プログラム, 特願 2021-189861

その他の業績

- 1). Mitsuyasu Deguchi, Yukihiro Kida, Yoshitaka Watanabe, and Takuya Shimura, A Suppression of effects of Doppler shifts of multipath signals in underwater acoustic communication, *Acoustical Science and Technology*, 43, 1, pp.10-21, 2021.
- 2). Mitsuyasu Deguchi, Yukihiro Kida, Yoshitaka Watanabe, and Takuya Shimura, Application of adaptive digital down-conversion to underwater acoustic communication with nonuniform Doppler shift, *JAPANESE JOURNAL OF APPLIED PHYSICS*, 59, SK, SKKF02-1-10, 2020.
- 3). Takuya Shimura, Mitsuyasu Deguchi, and Yukihiro Kida, High-rate multiple-input/multiple-output communication with adaptive time reversal demonstrated in tank experiments, *JAPANESE JOURNAL OF APPLIED PHYSICS*, 58, SG, SGGF07-1-5, 2019.
- 4). Mitsuyasu Deguchi, Yukihiro Kida, Yoshitaka Watanabe, and Takuya Shimura, Dependence of demodulation performance on symbol rate for underwater acoustic communication with nonuniform Doppler shift, *JAPANESE JOURNAL OF APPLIED PHYSICS*, 58, SG, SGGF02-1-11, 2019
- 5). Takuya Shimura, Yukihiro Kida, Mitsuyasu Deguchi, and Yoshitaka Watanabe, Multiuser communication using adaptive time reversal with moving transmitter, *JAPANESE JOURNAL OF APPLIED PHYSICS*, 57, 7S1, 07LC07-1-7, 2018
- 6). Mitsuyasu Deguchi, Yukihiro Kida, Yoshitaka Watanabe, and Takuya Shimura, Analysis of effects of multipath signal with nonuniform Doppler shift on vertical underwater acoustic communication, *JAPANESE JOURNAL OF APPLIED PHYSICS*, 57, 7S1, 07LG03-1-11, 2018.
- 7). Takuya Shimura, Yukihiro Kida, Mitsuyasu Deguchi, Yoshitaka Watanabe and Hiroshi Ochi, Experimental study on multiple-input/multiple-output communication with time reversal in deep ocean, *JAPANESE JOURNAL OF APPLIED PHYSICS*, 56, 7S1, 07JG03-1-5, 2017.
- 8). Takuya Shimura, Yukihiro Kida, Mitsuyasu Deguchi, Yoshitaka Watanabe and Hiroshi Ochi, At-sea experiment of adaptive time-reversal multiuser communication in the deep ocean, *JAPANESE JOURNAL OF APPLIED PHYSICS*, 54, 7S1, 07HG02-1-5, 2015.