

令和 4 年度 防衛装備庁
安全保障技術研究推進制度

研究成果報告書

Time Reversalによる 長距離MIMO音響通信の研究

令和 5 年 5 月

国立研究開発法人海洋研究開発機構

本報告書は、防衛装備庁の安全保障技術研究推進制度による委託業務として、国立研究開発法人海洋研究開発機構が実施した令和4年度「Time Reversalによる長距離MIMO音響通信の研究」の成果を取りまとめたものです。

目次

0	研究背景	3
0.1	水中音響通信の概略	3
0.2	水中音響送波器の出力	3
0.3	吸収減衰損失	4
0.4	水中音響伝搬路における背景雑音	5
0.5	伝搬距離に対する周波数選択性	5
0.6	水中音響伝搬路のマルチパス環境	6
0.7	海域による伝搬損失の違い	7
0.8	水中音響伝搬路の時変動性	8
0.9	通信性能評価指針	10
0.10	本研究における研究目標の位置づけと検討手順	12
	参考文献	13
1.	委託業務の目的	14
1.1.	研究課題の最終目標	14
1.2.	最終目標を実現するために克服又は解明すべき要素課題	14
2.	研究開始時に設定した研究目標の達成度	16
2.1.	要素課題の達成度	16
2.2.	最終目標の達成度	16
3.	委託業務における研究の方法及び成果	17
3.1.	MIMO 通信信号処理手法	17
3.1.1.	通信信号処理の基本構成	17
3.1.2.	通信速度の算出方法	18
3.1.3.	伝搬応答の事前推定	20
3.1.4.	Adaptive Passive Time Reversal	21
3.1.5.	同期・リサンプリングによるドップラ補正	23
3.1.6.	判定帰還型等化器	25
3.2.	実験系の検討と開発	26
3.2.1.	受信装置	26
3.2.2.	送信装置	29
3.2.3.	吊下系の構成	31
3.2.4.	係留系	34
3.3.	シミュレーションによる事前検討	35
3.3.1.	浅海域伝搬シミュレーション	35
3.3.2.	深海域伝搬シミュレーション	45
3.3.3.	まとめ	48
3.4.	吊下計測による事前検討	50
3.5.	係留計測による実証試験	57
3.5.1.	福島沖中深度域における実証試験	58
3.5.2.	駿河湾内深海域における実証試験	69
3.5.3.	福島沖浅海域における実証試験	86
3.5.4.	高知沖浅海域における実証試験	94
3.5.5.	三重沖浅海域における実証試験	106
3.5.6.	九州西方沖浅海域における実証試験	108
	参考文献	109
4.	委託業務全体の成果	111
4.1.	計画時に想定していなかった成果（副次的成果）や、目標を超える成果	111
4.2.	研究課題の発展性（間接的成果を含む）	111

4.2.1. 直接的成果からの発展の可能性	111
4.2.2. 間接的成果発展の可能性	111
4.3. 研究成果の発表・発信に関する活動	111
4.3.1. 雑誌論文	111
4.3.2. 学術会議論文（査読・審査あり）	112
4.3.3. 学術会議論文（査読なし）	112
4.3.4. 解説記事	112
4.3.5. 招待講演	112
5. プロジェクトの総合的推進	113
6. まとめ，今後の予定	113
6.1. 要素課題についてのまとめと今後の予定.....	113
6.2. 研究全体のまとめ.....	114

0 研究背景

0.1 水中音響通信の概略

一般的に、水中音響通信伝搬路は多重マルチパス干渉や、大きな時変動、送波器の狭帯域特性や媒質による狭帯域特性により通信の安定化や高速化が難しい。特に伝搬速度が約 1500 m/s と電波と比較して 20 万倍も遅い中で、同等スケールの距離を対象とすることも多く、マルチパス波の遅延は最大で秒単位を超え、わずか 1 m/s で移動するユーザーに対して生じるドップラシフトは 300 m/s で移動する航空機に対する空中電波の 600 倍以上の影響を与える。このように、電波通信とは伝搬にかかわるパラメータのオーダーが著しく異なるために、受信信号処理の方法論は異なる部分が多い。例えば、空中電波通信において誤りが生じた場合に利用される自動再送要求(ARQ)のような手段は、伝搬速度が低速であることから現実的に利用不可能である。また、伝搬路特性が海域・季節・計測タイミングによって異なることから、一般化された伝搬路モデルが今のところ存在せず画一的な評価方法が定まっていなかったために、実際に海洋で信号を観測するまでは通信処理手法の実用性を検証することも難しい。

水中音響通信は、特別な場合を除いて、送受信ジオメトリが鉛直方向になる場合と水平方向になる場合で問題の困難さが大きく異なる。鉛直方向通信では、平均的な海洋底の水深を考えると伝搬距離は高々 4 km までであり、問題となるマルチパス波も送受波系の指向性を工夫するなどして、反射の影響を一定程度は取り除くことができ、考慮すべき伝搬路の特性は直接波を主眼に置けばよく、比較的単純化できる。

一方で、水平方向においては、伝搬距離の制限は取り払われ、海底-海面からのマルチパス波は直接波と大きく変わらない方向から受信されることになるため、送受波器の指向性による制限は困難になる。一般的に説明される水中音響通信の課題は、水平方向で信号を送受信する場合の伝搬路特性そのものである。

本研究は、水平方向水中音響 MIMO 通信を対象としており、海域試験として様々な環境における実験を予定していることから、水中音響通信の一般的特徴について事前検討において十分に考慮する必要がある。本報告書において記載する実施内容の方向付けのために、水中音響通信に関わる基礎的事項の概略を先立って記述する。

0.2 水中音響送波器の出力

水中音響通信の実現可能性を検討するうえで、送波器出力や伝搬特性、ノイズレベル等から受信信号の SNR がどの程度か事前に検討する必要がある。受波器において受信される通信信号の SNR(dB)は、送信音源レベル SL と背景雑音 NL 、および伝搬損失 TL から、ソーナー方程式の表記法に従って、

$$SNR = SL - TL - NL \quad (0-1)$$

となる¹⁾。ここで、 TL には吸収減衰や伝搬環境に応じた干渉の影響・幾何学的な減衰などが加わる。

さて、(0-1)式に示したとおり、受信信号の SNR を考慮するうえで、第一に送波器から送出可能な信号レベルの目安を考える必要がある。海洋中の音響波の基準音圧を $1\mu\text{Pa}$ とした場合に、海水の音響インピーダンスを Z_{sw} ($\approx 1.54\text{MPa} \cdot \text{s/m}$)、入力電力を W 、電力効率 η 、指向性利得を DI 、とすると、送信音源レベルは、

$$\begin{aligned} SL &= 10\log(Z_{sw}) + 10\log(\eta W) + DI \\ &\approx 171 + 10\log(\eta W) + DI \end{aligned} \quad (0-2)$$

と表すことができる。水中音響技術で使用される音源は、用途や周波数帯域によってその構造や駆動原理が異なるが、水中音響通信では主に圧電素子を用いた圧電トランスデューサが用いられている。圧電素子としては主に PZT(チタン酸ジルコン酸鉛)が利用されており、電気機械結合係数(電気入力振幅を機械運動振幅に変換する効率)はおおよそ 0.6~0.8 程度である。実際には送

波器の構造と周波数に依存して 20%~50%程度の効率で電力から音響エネルギーに変換される領域で使用されることが多い。水平方向通信で利用される送波器は、無指向性あるいは円筒型指向性の送波器を利用することが多く、通信のために広帯域化(Q 値において 2 前後)されたものの場合、電力効率はピーク値で 20~30%程度となることも多い。また、少なくとも水平方向には全周指向性となる送波器の場合、指向性利得が小さくなる。

送波器の出力性能は、構造が決定したのちに入力可能な電力と送波時の環境に依存する。

入力可能な電力は、駆動部である圧電素子の破壊条件(熱による特性の喪失など)や、電力駆動回路などの電力供給源能力、電力供給源と送波器のインピーダンスマッチング、配線材料などの仕様でさらに制限される。

環境要因としては、キャビテーションなどの非線形現象の問題があり、特に浅海域における大出力送波の阻害要因となっている。キャビテーションとは、音源表面の音圧ピーク値が静圧(大気圧と静水圧の和)を超える場合に、水中に負圧が生じることとなるため、水に引張応力が生じることで気泡が発生する現象である。キャビテーションが生じると、音響信号が水中に放出されるエネルギーが散逸してしまうほか、送波器の故障原因となることから現実的な送波レベルの制約となる。キャビテーション閾値を静圧と等しい音圧が作用する場合と仮定すると、1atm において、 $0.3\text{W}/\text{cm}^2$ の出力が作用することでキャビテーションが生じることとなる。これは浅海域において容易に到達しうる条件であり、例えば、ITC 製 1.8kHz 帯送波器 ITC-4001A (トランスデューサ直径 7 インチ程度の円盤型)を例にとると、単純に計算して 10m の水深で実行電力約 150W 程度(≒音圧換算で 192.7dB 程度)が送出可能な信号レベル閾値となる。実際には、送波器周囲の環境(気泡や海中の微細粒状物などの存在)や周波数、送信信号パルス長などに依存してこの値は変動し、特に 10kHz 以下の低周波領域ではさらに閾値が低下すると考えられている。

0.3 吸収減衰損失

水中音響通信の伝搬路特性を語るうえで、代表的な物理的特性として、水中における音響波の吸収減衰損失が挙げられる。電波と比較して水中音響波は比較的伝搬損失が小さいとはいえ、高周波数帯域においては急激な吸収減衰が生じてしまうために、通信技術に応用される周波数帯域はおおよそ数十 kHz 程度以下に限定される。図 0.1 は、吸収減衰の経験式²⁾から求めた、水深 100m, pH7.8, 水温 20°C, 塩分濃度 38‰における伝搬距離 km あたりの吸収減衰損失である。高周波数域においては急速な吸収減衰の影響を受けるローパス型の伝搬特性になるため、電波通信と比較して狭帯域特性に制限されることとなり、水中音響通信の長距離高速通信達成への阻害要因となっている。

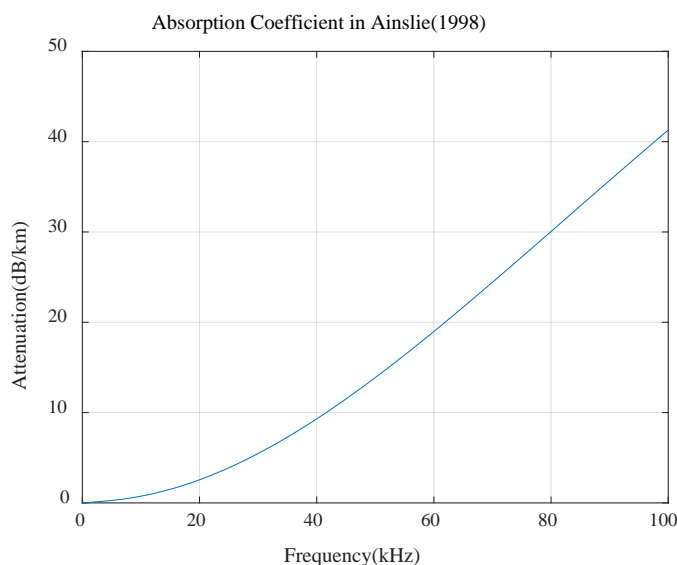


図 0.1 吸収減衰と周波数の関係

0.4 水中音響伝搬路における背景雑音

吸収減衰特性によって高周波数域の音響波の利用が制限される一方で、低周波数域においては特に様々な海洋雑音の影響を考慮する必要がある。水中音響通信では、船舶・風/波浪・生物雑音など様々な要因から、雑音の影響を受けることとなる。水中雑音に関しては、ノイズスペクトルの経験式が広く実用的に用いられてい³⁾。図 0.2 は、Wenz 曲線において風速を 0m/s, 10m/s とした際のノイズスペクトル密度を青線、赤線で表示したものである。図中の線、破線、鎖線はそれぞれ近傍の船舶活動がほとんどない場合、中程度、高密度になった場合のノイズ曲線を示している。1kHz 以下の帯域においては、船舶航行雑音による影響が大きく寄与することがわかる。1kHz~数 10kHz の帯域においては、風浪による海面擾乱起因のノイズが支配的となってノイズ環境を大きく左右することとなる。また、100kHz 付近以上の周波数帯では、受波器の熱雑音が支配的となる。図 0.2 のノイズ曲線に考慮されていないその他のノイズ源として、鉄砲エビや一部魚類の鳴音による生物雑音(数 100~数 10kHz)や、地震などによる極低周波(10Hz<)の雑音がある。特に浅海域では船舶・風浪等のノイズ源が受波器に近く、計測タイミングや位置によってノイズ状況の変動が大きくなる。

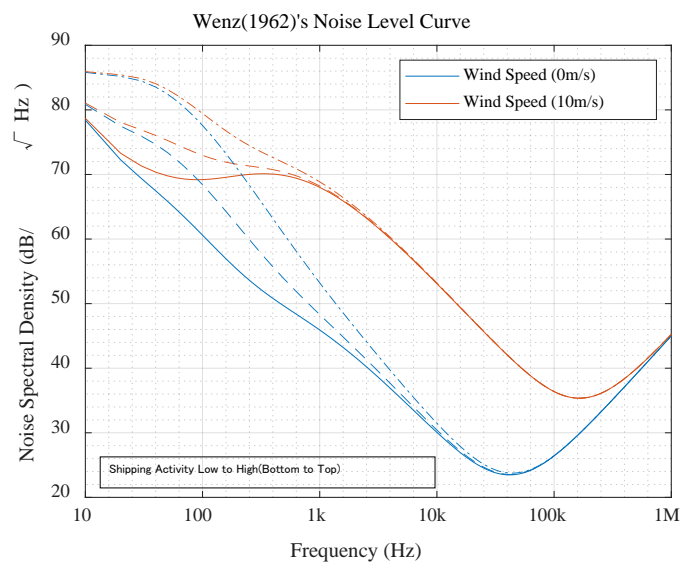


図 0.2 Wenz ノイズ曲線

0.5 伝搬距離に対する周波数選択性

以上のように、高周波数域では強い吸収減衰による損失が生じ、低周波数域では環境に依存した高レベルのノイズ環境となることから、送信エネルギー効率を考慮すると通信距離に応じて周波数選択を行う必要があることがわかる。

反射や屈折、散乱等の伝搬現象の影響を考慮しない、自由音場における音響伝搬では音響波が球殻状に拡散するため、距離 R の二乗に反比例して減衰する。このような幾何減衰を考慮した場合の伝搬損失を(0-3)式に示す。

$$TL = 20 \log R + \alpha R \quad (0-3)$$

ここで、 α は前項で示した距離あたりの吸収減衰損失係数である。

図 0.3 は、(0-1)式において、(0-3)式の自由音場を仮定し、 $SL=0$ dB とした場合に SNR の周波数依存性を、距離 5, 15, 25, 50 km について示したものである。吸収減衰損失は図 0.1 の曲線を使用し、ノイズレベルは図 0.2 中の最も雑音の大きい、風速 10 m/s かつ船舶航行が盛んな環境における曲線を想定している。図 0.3 の曲線から、伝搬距離に応じて最適な周波数が選択されることがわかる。ここでは、おおよそ 5, 15, 25, 50 km の距離に対して、約 12, 6.5, 4.5, 2.5 kHz の周波数を選択することが最適なエネルギー効率で音響信号を受信できることが示されている。

事前検討において所望の受信 SNR を得る目安として、最も単純には、図 0.3 の結果から逆算し

て送信音源レベルを決定すればよく，例えば，距離 5km 周波数 12kHz において SNR を 20dB 取りたい場合には，約 150dB 程度の送信音源レベルで信号を送出すればよいことになる。

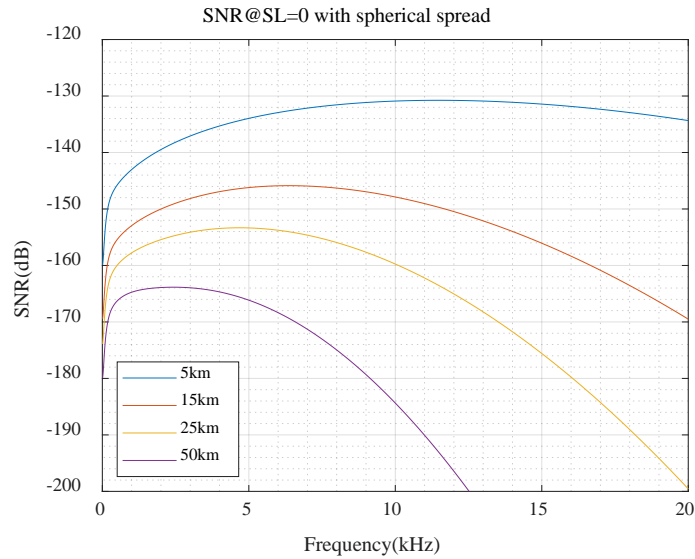


図 0.3 Wenz 曲線と吸収減衰および幾何減衰による SNR の周波数特性

0.6 水中音響伝搬路のマルチパス環境

実際的な水中音響伝搬路環境においては，媒質の構造に応じて反射や屈折などの波動現象が影響し，複雑な干渉を生じることで得られる伝搬損失量に変化する．水平方向に伝搬する音響伝搬路を考えた場合，一般的に海洋の音響波は海面-海底に挟まれた薄い海水の層中を伝搬することになる．このとき，音響波は海面-海底の空気-固体境界において反射して伝搬するため，図 0.4 のような両境界で多重反射するマルチパス環境となる。

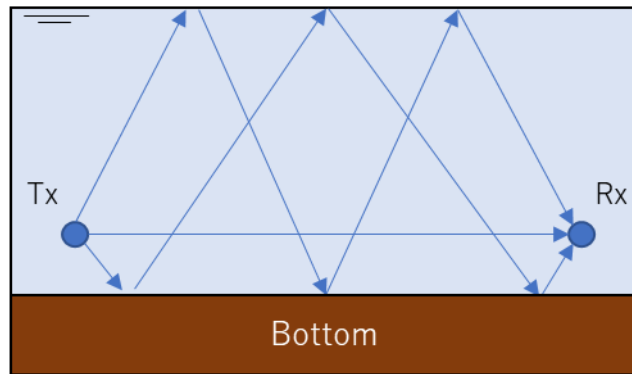


図 0.4 水平方向通信の概要

このように海面-海底を境界として伝搬する場合，海洋は大きな 2 次元導波路として機能するので，ある一定の伝搬距離から，球殻拡散から円筒拡散に変わる．円筒拡散型の幾何減衰を考慮した伝搬損失は，

$$TL = 10 \log R + \alpha R \quad (0-4)$$

と表すことができる。

実際に観測される伝搬損失量は，一般的な外海環境では，球殻拡散から円筒拡散に変わる距離を R_0 とした場合に，距離 R_0 以上の距離においては，

$$TL = 10 \log R + 10 \log R_0 + \alpha R \quad (0-5)$$

として得られる．また，媒質の擾乱，音速構造に従った反射波・屈折波による干渉や，海底・海面形状による散乱などによって変動する．より現実的には，これらの変動要素をまとめたアノーマリパラメータ A を含めて，

$$TL = 10 \log R + 10 \log R_0 + \alpha R + A \quad (0-6)$$

のように伝搬損失を一般化して表現できる．このアノーマリパラメータ A に含まれる変動要素を正確に求めることは非常に困難であり，現実的にはシミュレーション等によって一定の傾向を事前に予測するか，同一環境による事前計測を実施しておおよそのパラメータを知る必要がある．

0.7 海域による伝搬損失の違い

現実的な海洋の音響伝搬路は水中の音速構造や海底の幾何構造によってさまざまな様相となる．水中の音速は主に温度・塩分濃度・深度（圧力）の関数として，Mackenzie⁴⁾や Del Grosso⁵⁾，Chen and Millero⁶⁾などにより経験的に算出できることが知られている．浅部においては，水温が支配的となり表層の高温水の影響で高音速になり，水の密度(約 4°Cで最大)の影響で深部に行くにつれて低温・低速となる．深海域では，水温の安定する水深約 1000m 前後において，音速の極小点となって，さらに水深を増すごとに静水圧の影響で音速は上昇する．このような条件で決定される音速プロファイルに従って音響波は水平伝搬することになり，さらに海底水深によって決まる境界面の位置と合わせて，水深が数百 m 程度の浅海域と km 以上の深海域で音響伝搬の特性ははっきりと異なる．

図 0.5 は深海域における音速-深度プロファイル（左図）と，左図のプロファイルを使用した水平成層音速構造において 2kHz 音源を水深 1000m に配置した場合の距離-深度平面における伝搬損失量(dB)分布の計算値（右図）を示している．上記で述べた通り，左図の音速深度プロファイルは水深 1000m 付近で極小値をとり，水平方向にはこの水深を軸とした凸レンズ型の構造となることがわかる．この低音速層を海洋学分野では，SOFAR(SOUND Fixing And Ranging)チャンネルと呼ぶ．右図のように，音響波は SOFAR チャンネルを中心として屈折して水平に伝搬することで，水深 1000m 付近に音響波が収束するため音圧レベルが高く，長距離でも伝搬損失量が比較的小さくなる様子が見られる．一方で，強い屈折により，音波が伝搬しない領域が発生しており，同じ水平距離においても右図中の線/破線で囲った円それぞれの位置では大きく信号の受信レベルが異なることがわかる．このように実際の海洋音響伝搬では，送受信の位置関係によって大きく伝搬損失量に変化するが，音速深度プロファイルからシミュレーションを実施することで，より安定して音響波を受信しうる位置関係を知ることができる．

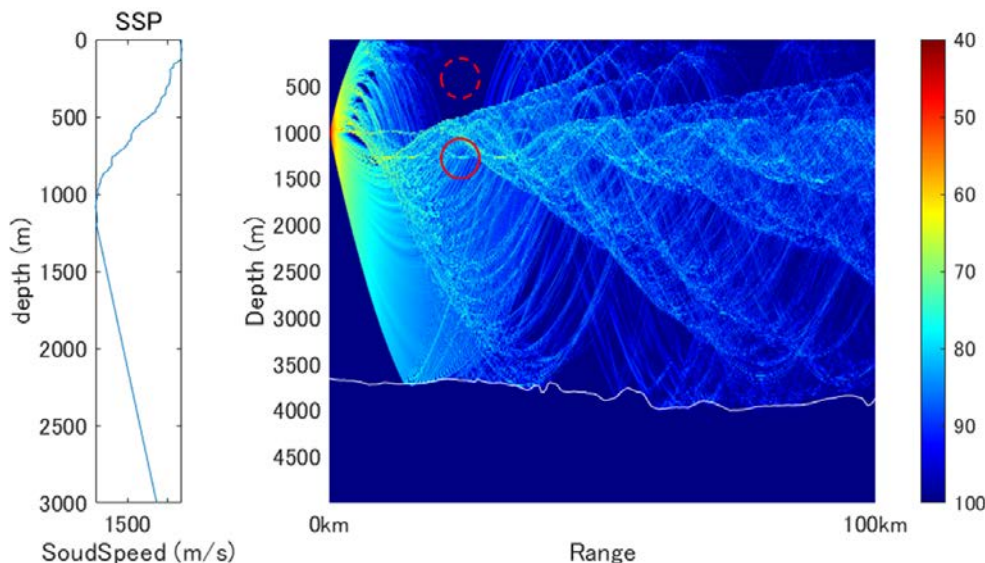


図 0.5 深海域における水平方向音響波動伝搬

浅海域においては SOFAR チャンネルのような導波路が形成されることは稀で、気温や日照条件など季節の変動に従って大きく表層水温が変化する。このため地域によって大きく性質が異なるが、温帯域ではおおそ表層部で高温層を形成しており、表層付近で高速・海底付近で最低速度となるような音速プロファイルを形成する。このために、水平方向の音響波伝搬は海面付近では下方に屈折しつつ海面反射しながら海底方向へ伝搬するような傾向になる。図 0.6 は、日本近海の浅海域における音速プロファイル（左図）と伝搬損失量計算結果の距離-深度分布（右上・右下図）を示している。右上/右下図はそれぞれ、2kHz 音源を水深 50m/70m に設置した場合の伝搬損失分布を示している。浅海域では海面-海底の間隔が狭いことから、反射波が卓越するため深海域で見られるような受波深度による大きな受信レベル差はないものの、水深が深い位置に音響波は徐々に収束しており、送波器深度や受波深度に依存した伝搬構造に違いが生じていることがわかる。また、反射波が卓越することで、海面-海底の形状や音速構造などの影響が顕著になる。このことから、波長と構造のスケールに応じた周波数特性をより強く受けることに留意する必要がある。以上のように、球殻拡散や円筒拡散といった単純なモデルでは、海域ごとの音響伝搬損失特性を表現することは難しい。また、送受波器の位置関係によって受信レベルに差が生じるうえ、マルチパス干渉などによる周波数特性のばらつきも生じる。これは前項で述べた伝搬損失におけるアノマリパラメータの主要部分である。より良い実験結果を求めるために、実際の計測系を設計するには、シミュレーション等によって対象海域についての事前調査を行うことが重要になる。

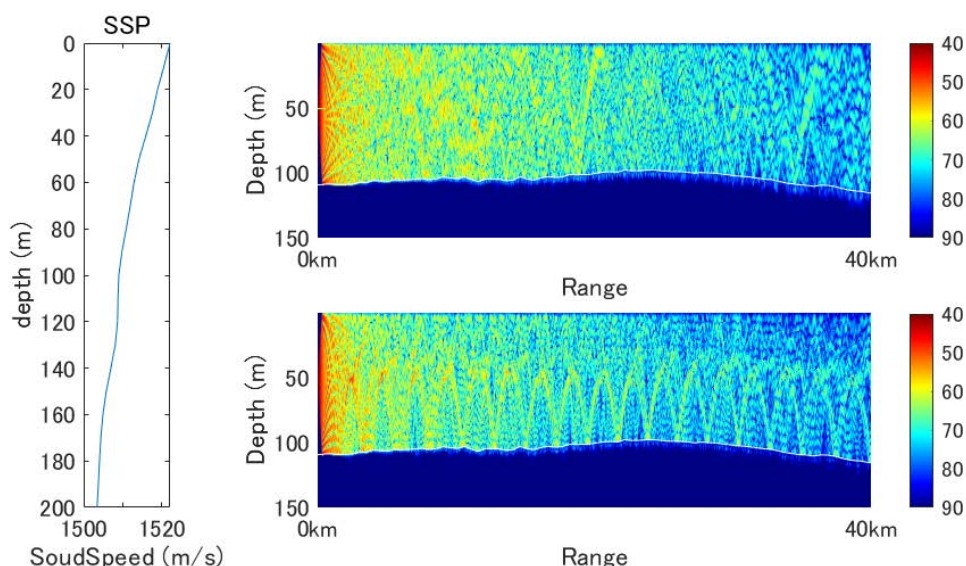


図 0.6 浅海域における水平方向音響波動伝搬

0.8 水中音響伝搬路の時変動性

水中音響伝搬路の議論には、吸収減衰・不確かなノイズ環境・マルチパス環境に加えて、時変動の影響を考慮しなければならない。水中音響伝搬路の時変動特性としては、移動に起因して決定論的に議論できる時間変動と、媒質の変動に起因して振幅や伝搬時間の変動がランダムに変化して影響を与えるものに大別される。前者については、マルチパス波がほとんどない場合には、同期検出の方法を工夫することなどによって一定の改善が可能である。

移動体通信や観測系の動揺によって生じる送受波器の運動や海洋表面波の変動による境界面の運動によって生じる時変動要素として第一にドップラシフトが考えられる。各伝搬路のドップラシフト量は運動方向のベクトルと伝搬方向のベクトルの内積によってその寄与が決定される。マルチパス波が存在する場合には、受信信号としては様々なドップラシフト量の通信信号の重ね合わせで表現されることとなり、線形位相補償によって影響を取り除くことができなくなってしまふ。また、水中音響通信信号の比帯域（キャリア周波数に対する帯域幅の比）は 0.5 前後で利用されることが多く、空中のウルトラワイドバンド通信の比帯域の定義(20~25%)よりもさらに広い。このとき、線形運動による単一伝搬路のドップラ現象においても帯域内の各周波数成分に生

じるドップラシフト量は異なっているため、キャリア補正だけでなくリサンプリング処理などによって対応しなくてはならない。また、送受波器や境界面の運動が生じる場合には、伝搬距離が変化することから、振幅や到達時間の変動としても影響が生じる。

水中音響伝搬路における媒質固有の時変動現象は、時空間的なスケールでさらに細分化できる。大規模スケールのものとしては、水温や気候に関する季節的変動や潮汐による日の変動が挙げられる。これらの変動要素は、水中音響通信を実施する日時程度までの時間スケールに影響することから、事前に平均的な傾向を予測することが可能である。

一方で小規模スケールの変動は、波浪による境界面の動的変化や、乱流等による音速場の擾乱、計測系の微小な動揺などに起因して、秒単位以下で変動特性が影響を及ぼす確率的にしか把握できない事象である。これらは実際に海洋で観測を行うまでは、変動の程度を予測することは難しい。小規模スケール変動が含まれるデータの一例を図 0.7 に示す。これは浅海域で、風速 5~10 m/s 程度の波浪影響下において小型船舶から吊下した送受波器間の時間伝搬応答の対数振幅値を、横軸に伝搬遅延時間、縦軸に計測時間として表示したものである。記録中の第 1 波は直接波、第 2 波は海底反射波で媒質の変動を大きく受けずに到達している。一方で以降のマルチパス波は振幅や到達タイミングが大きく変動し、散乱によるエネルギーの散逸も確認できる。これらの変動は計測時間が離れるほど大きくなっており、伝搬路応答を先験的に利用する空間多重 MIMO 通信においては、伝搬応答の計測時間と通信信号の計測時間差をできるだけ短くすることが必要と考えられる。図 0.8 は、図 0.7 の時間伝搬応答から、伝搬応答のフェージング変化を青→赤→黄→緑→紫と約 25 秒ごとに色を変えて表示したものであり、伝搬路の周波数特性が時間の経過に伴って大きく変化していることが確認できる。

これまでに述べた水中音響通信の伝搬路特性のうちほとんどの要素は、理論解析や計測系の基礎試験、シミュレーション等を駆使することで一定の評価が可能である。しかしながら小規模スケールによる変動はそのランダム性から、(0-6)式のアノマリパラメータとして最も予測が難しい要素であり、単純な伝搬損失パラメータ以上の意味をもって通信に影響する。小規模スケール変動は、基本的に海域試験において信号を受信するまでその特性を把握できない。さらに、伝搬路特性の計測結果がある場合にも統計的な取り扱いを行わざるを得ず、想定される時変動スケールに応じた冗長性を、信号処理手法において確保しておかなければならない。

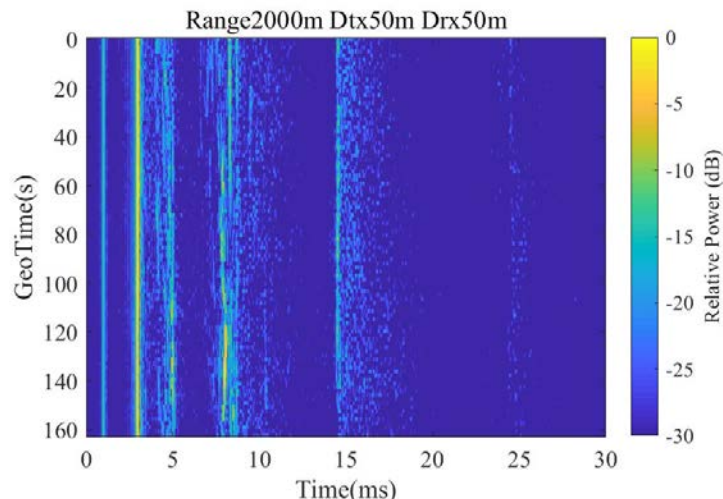


図 0.7 浅海域におけるチャンネルレスポンスの時間変動

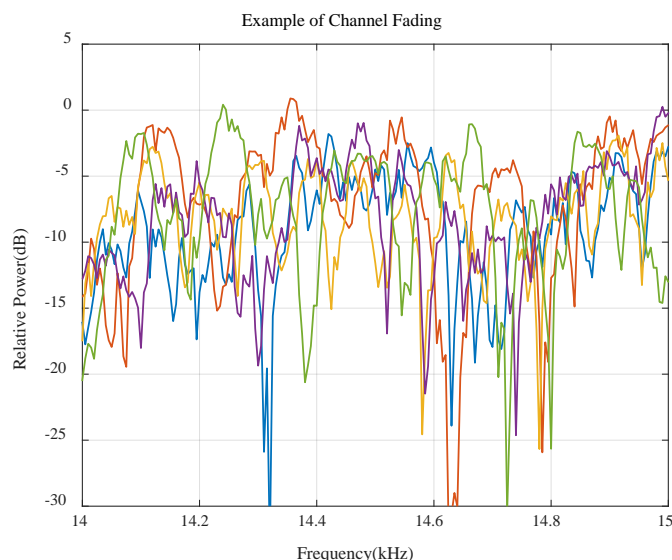


図 0.8 水中音響チャンネルのフェージングの例

0.9 通信性能評価指針

本研究は水中音響 MIMO 通信手法の研究であり，海域試験では①電気信号を発生させて音響波へ変換し，②水中を伝搬した音響波を電気信号に変換しなおして，③複数送波器からの信号分離と様々な影響を含んだ伝搬路による歪みを補償（等化）するための通信信号処理を行い，信号処理結果の通信品質を評価することとなる．これらは，通信機能の階層でいえば物理層における通信路等化と空間多重に関する信号処理の研究である．

デジタル通信における通信品質の品質指標として，ビット誤り率(BER)が広く用いられている．BER は，データ伝送において，受信側が受け取った全データに対する誤ったデータの比率であり，誤ったデータビット数 N_{error} を送受信した総ビット数 N_{total} で除して算出できる．

$$BER = \frac{N_{error}}{N_{total}} \quad (0-7)$$

BER が十分に小さい，あるいは 0 となるような結果が得られた場合，高い通信品質=安定性が保証できることとなる．本研究では，通信の高速化を達成することが目標となるため，基準となる BER(10^{-3})を一定以上の通信速度（通信容量）において達成できるかが，通信の成否にかかわる一義的な評価指標となる．なお，本研究の数値目標の設定については，1.1.に後述する．

さて，一般的に高い通信容量を達成するためには高い SNR が必要となる（あるいは，安定した通信のためには通信速度を下げる必要がある）．デジタル通信技術におけるその理由の一端として，信号の多値化と SNR および BER が関係する．水中音響通信においても無線通信と同様に，データビット列(0100110...)を複素平面上にマッピングした情報シンボル列へ変換し，送波器の周波数帯域に合わせて周波数変調を行って実際に送波器へと入力する信号波形を得ている．

ここで，多値化とは，ビット列を情報シンボル列へと変換する際に一つのシンボル列にどれだけデータビット列の情報を含むか，を表している．例えば，2 値（シンボル当たり 2 ビットの情報を含む場合）の多値化では，図 0.9 のようにして複素平面上で 2^2 個情報シンボル配置を定義する．このように，1 シンボル当たり n ビット持たせる場合は複素平面上に 2^n 個のシンボル配置を考えることになる．送波側ではビット列を決められた配置（正解シンボル値）に従ってマッピングし，逆に受波側では受信処理されたシンボルの配置から，どのビットに対応するかを読み取ることで情報を得ている．

多値化を進めることによって，当然，シンボル配置が密となって各情報シンボル間の距離は狭くなる．伝搬路応答による歪みやノイズの影響を受けるとき，正解シンボル値から位相や振幅がずれた位置に各シンボルが配置されこととなるため，誤差要因として影響する．図 0.10 は，左から 1, 2, 4 値(BPSK, QPSK, 16QAM)の多値変調を行った場合に同じ SNR(≒14dB)となるように

ガウシアンノイズを加えた場合の、正しいシンボル配置（黒点）と受信シンボル（青点）の様子を表している。基本的には受信したシンボルを、正解シンボル値に対して最近傍となる値で判定することから、図 0.11 のようにして、シンボル配置に対してノイズの影響が大きい場合には誤った判定を行う確率が上昇する。図 0.10 の例では、1~2 値で多値化した場合の判定では誤判定は生じない程度の分散となっているのに対して、4 値の多値化を行った場合にはノイズによって分散した受信シンボルが各正解シンボル値の判定境界を明らかに越えて分布しているために正確なシンボル判定が行われず、BER が大きくなる。ノイズや信号歪みによる受信シンボルの分散がガウス分布に従う場合、多値化と SNR から BER やシンボル誤り率を予測することが可能である。1, 2, 4 値の多値化に対してガウスノイズを加えた場合の、SNR に対するシンボル誤り率の理論値とシミュレーション値を図 0.12 に示す。グラフより、シンボル誤りが 10^{-3} 以下となるようにするためには、判定に用いる受信シンボルの SNR がおよそ 7, 11, 18dB 以下であればよいことがわかる。

このように、多値化と受信シンボルの分散（SNR）、BER は密接な関係を持っている。ただし、BER のみで信号処理結果を評価すると、伝搬路から受信信号処理アルゴリズムを含めた物理層全体の出力を正誤判定という形で丸めてしまうこととなり、送信-伝搬-受信-信号処理-判定と続く通信システムの前後関係を分析することが難しい。最適な多値化を行うには、通信信号処理後のシンボル判定時における受信シンボルの分散の程度を評価することが必要となる。ここで本研究では、受信信号処理の性能評価指標として、以下で定義される Output SNR による評価を実施する。Output SNR は正解シンボル値の電力分散と受信シンボル値と正解シンボル値の誤差電力分散値の比として定義でき、

$$\text{Output SNR} = 10 \log \left(\frac{\sum_k d(k)^2}{\sum_k |d(k) - \hat{d}(k)|^2} \right) \quad (0-8)$$

ここで、 $d(k)$ は k 番目のシンボルにおける正解シンボル値、 $\hat{d}(k)$ は受信信号処理後のシンボル値である。信号処理結果が伝搬路の影響を取り除きアンビエントノイズ影響のみを残してガウス分布型で出力されることを期待すると、Output SNR と BER あるいはシンボル判定誤り率の関係から処理結果の妥当性が評価できる。また、物理量の性能指標である Output SNR は、入力 SNR との関係を検討することで、受信系の信号処理システムの性能分析に用いることができる。加えて、海域試験においては水中音響波の伝搬速度が遅く、帯域が狭いことから限られた分量のデータ通信試験を行うことが予測され、予想よりも最適な多値化信号を計測できていなかった場合にも、Output SNR からある程度の伝送容量上限の見込みを推定する指標として用いる狙いがある。

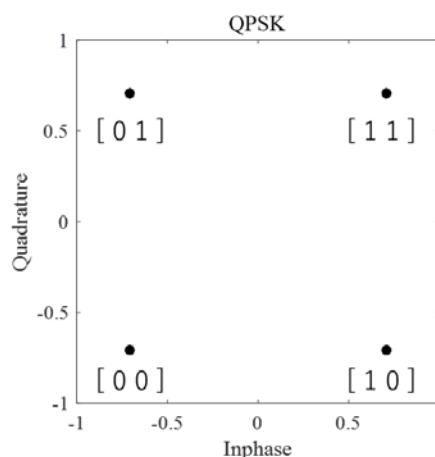


図 0.9 QPSK 変調方式における情報シンボルマッピング

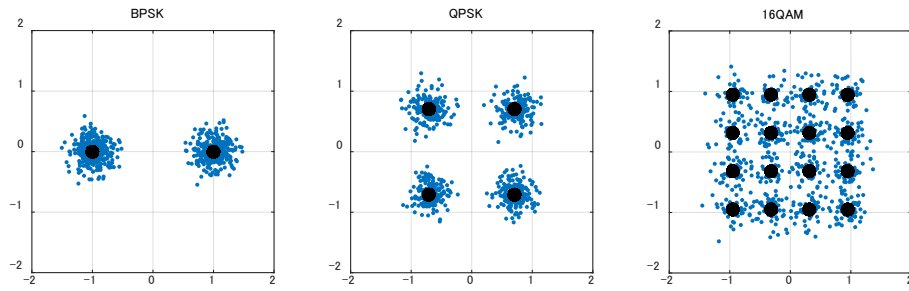


図 0.10 ガウシアンノイズ歪によるシンボル分散

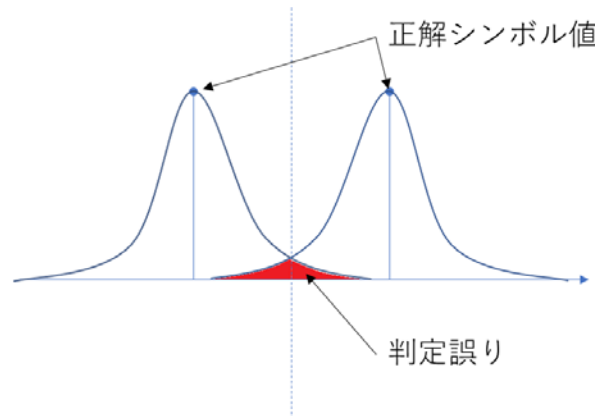


図 0.11 シンボル硬判定における誤りの発生

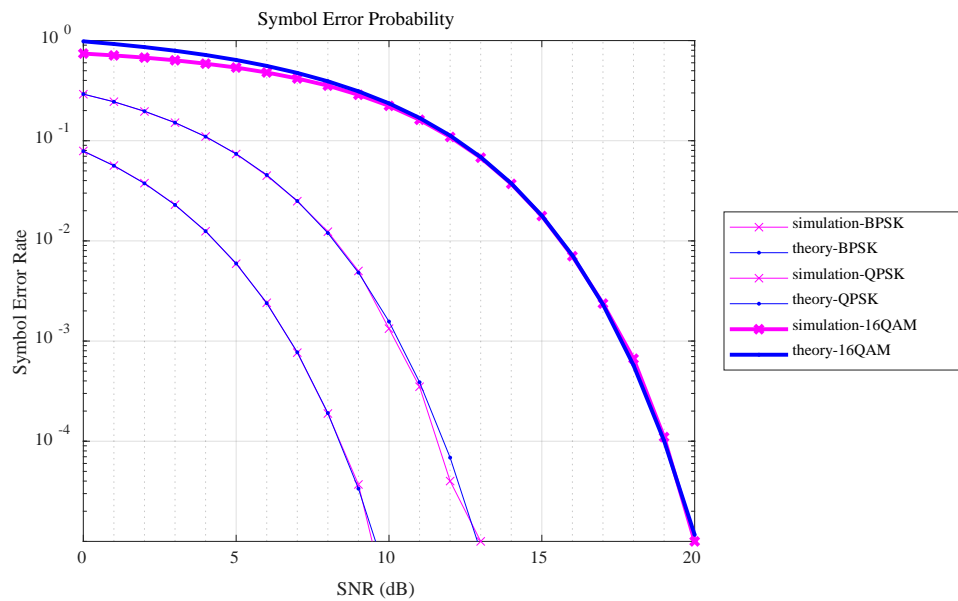


図 0.12 ガウシアンノイズ下におけるシンボル誤り率の理論値および計算値

0.10 本研究における研究目標の位置づけと検討手順

本研究では、実施予定であるいずれかの海域試験で $400\text{kbps}\cdot\text{km}$ の通信速度を達成する見込みを得ることを目標としている。水中音響通信は送波器特性や伝搬路の周波数特性によって実質的に利用できる周波数帯域が制限されてしまい、結果的に距離の進展に伴って通信速度が制限されてしまう。過去の研究では、水中音響通信の速度と距離の関係はおおよそ $40\text{kbps}\cdot\text{km}$ を目安とし

て飽和する傾向となることが報告されており⁷⁾、近年増加している水中音響通信製品群の性能もおおよそこの付近の値となっている。一方で、研究代表者らの成果では、水深約 6500m の移動体から洋上の船舶へと通信試験を行い、最大 80kbps の速度で通信が可能であることを確認している。このときの距離を加味した通信速度は、最大 520kbps·km であり、従来技術の速度×距離指標を大幅に越えることは可能であるといえる。ただし、冒頭で述べた通り、鉛直方向通信と水平方向通信ではマルチパス環境やその他の条件が大きく異なることから伝搬路に対する通信信号処理設計の方針は大きく異なる。本研究の目標として設定した 400kbps·km という目標値は水平方向通信においてはチャレンジングな値であるが、これを達成することで、水中音響通信についてこれまで考えられていた限界を鉛直方向・水平方向の伝搬路ともに塗り替え、海洋観測システムにおける水中音響通信の在り方を変える狙いがある。

参考文献

- 1) 海洋音響の基礎と応用, 成山堂書店, 2004
- 2) Michael A. Ainslie and James G. McColm, "A simplified formula for viscous and chemical absorption in sea water", *J. Acoust. Soc. Am.*, **103**, pp. 1671-1672 (1998)
- 3) M. Stojanovic, PP-J. Beaujean, "Acoustic Communication," In: Dhanak, M.R., Xiros, N.I. (eds), *Springer Handbook of Ocean Engineering*, Springer, Cham. (2016)
- 4) Mackenzie, K.V. , "Nine-term equation for sound speed in the oceans." *J. Acoust. Soc. Am.*, **70**, pp. 807-12 (1981).
- 5) C. T. Chen, and F. J. Millero, "Speed of sound in seawater at high pressures," *J. Acoust. Soc. Am.*, **62**, pp. 1129-35 (1977).
- 6) Del Grosso, "A New Equation for the speed of sound in Natural Waters", *J. Acoust. Soc. Am.* **56**(4), (1974).
- 7) D. B. Kilfoyle, A. B. Baggeroer, "The state of the art in underwater acoustic telemetry," *IEEE J. Ocean. Eng.*, **25**(1), 2000.

1. 委託業務の目的

1.1. 研究課題の最終目標

海中の音響通信は、距離に対して通信速度がおおよそ反比例する関係にあり、その目安として $40\text{kbps}\cdot\text{km}$ 程度とされており、これまでの研究においても $40\text{kbps}\cdot\text{km}$ よりも低い値となっている。

これに対して、本研究では、2kHz 帯、4kHz 帯、6kHz 帯、10kHz 帯の送波アレイを用いた実証試験を 5 種類の海域で行い、いずれかの海域及び帯域において、 $400\text{kbps}\cdot\text{km}$ 以上の通信を達成することを最終目標とする。各帯域の想定使用帯域幅及び通信試験の距離は、以下の通りである。

- ・2kHz 帯：使用帯域幅 1kHz，距離 2～50km
- ・4kHz 帯：使用帯域幅 3kHz，距離 2～30km
- ・6kHz 帯：使用帯域幅 4kHz，距離 2～20km
- ・10kHz 帯：使用帯域幅 10kHz，距離 2～10km

ここで、通信速度は、シンボルレート×多値化度×信号長におけるデータ部の割合×MIMO 送信チャンネル数となる。シンボルレートには、送波器の使用可能な全帯域を使用するとして、シンボルレート＝使用帯域幅とする。変調方式は、BPSK(Binary Phase-Shift Keying：2 値の位相変調)、QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying：4 値の位相変調)、8-PSK (8 値の位相変調)、16QAM (Quadrature Amplitude Modulation：直交振幅変調) などを使用する。これらの多値化度は、それぞれ、1, 2, 3, 4 bit/symbol である。また、信号長におけるデータ部の割合とは、発信する信号の全体の信号長のうち、情報を持ったデータ部の割合（プローブ信号やトレーニング信号のような既知の信号を除いた割合）を指す。よって、例えば、4kHz 帯（帯域幅 3kHz：3ksymbol/s）で考えると、8-PSK (3bit/symbol) でチャンネル数 2 の MIMO 通信が、データ部の割合 80%、距離 30km で達成できれば、通信速度×距離は、 $3\text{ksymbol/s} \times 3\text{bit/symbol} \times 2\text{ch} \times 0.8 \times 30\text{km} = 432\text{kbps}\cdot\text{km}$ となり、目標値を達成できるということになる。なお、復調結果がビットエラーレート (BER) で 10^{-3} 以下であれば、誤り訂正技術によりほぼエラーフリーになると考えられるので、その通信速度を達成したとみなすものとする。

また、試験海域は、以下の 5 種類の海域を計画している。

- ・海域 A：湾内，深海域，非成層媒質（駿河湾を想定）

深海域で水深が 1000m から 2000m に変化する非成層媒質 (range dependent) 環境。屈折波が支配的で、湾内であり、比較的安定した伝搬環境。

- ・海域 B：浅海域，成層媒質（福島沖を想定）

水深 100m 強の平坦な浅海域。反射波が支配的で、音速プロファイルも場所による変化が少なく、成層媒質 (range independent) 環境と予想される。なお、計画当初は千葉沖を想定していたが、漁業調整の結果、福島沖に海域を変更した。

- ・海域 C：浅海域・深海域，非成層媒質（遠州灘を想定）

水深 100m 程度の浅海域から、1000m 以上の深海域へと変化する非成層媒質環境。

- ・海域 D：深海域，成層媒質（南海トラフを想定）

水深 2000m を超える深海域。深海域における典型的な音速プロファイル。SOFAR チャンネルと呼ばれる音響ダクト層があり、このダクト内での屈折波による伝搬が遠距離まで伝搬すると予想される。

- ・海域 E：中深度域（九州西方沖を想定）

水深 600m 前後の大陸棚近傍海域。音速プロファイルの場所による変化は少なく、深度プロファイルも比較的平坦であるが、小規模な海山などによる伝搬経路の複雑化が考えられる。

これらの各海域において、後述するシミュレーションによる事前検証、吊下した送波・受波アレイによる予備試験及び係留した送波・受波アレイによる実証試験を行い、目標値の達成を目指す。

1.2. 最終目標を実現するために克服又は解明すべき要素課題

- ① マルチパス波干渉・チャンネル間干渉の抑制

海中における水平方向の音波伝搬路では、空中の電波の伝搬路とは大きく異なり、多数のマルチパス波（反射波や屈折波）が受信される。そうした多数のマルチパス波は、非常に強いシンボル間干渉を発生させ、通信を大きく阻害する要因となる。また、MIMO通信においては、チャンネル間の干渉をどれだけ抑制して、空間多重化された信号を分離できるかが鍵となる。これらの課題に対して、Time Reversal は、マルチパス波を逆に利用し、マルチパス波干渉及びチャンネル間の干渉を同時に抑制し、MIMO通信を実現するのに適した方法と目されるが、実海域でどこまで効果があるのか未知数である。

② 時間変動の影響に対する補償

水中の音響通信では、空中の電波通信と比較して音波の伝搬速度が約 1500m/s と遅いことから、時間変動による影響が桁違いに大きい。したがって、長時間にわたって通信を行う場合には、伝搬路自体の時間変化による影響を考慮しなければならない。また、海面反射が支配的な場合には、海面波によってマルチパス波が変動するため、そうした時間変動の影響を考慮する必要がある。このような時間変動の影響に対する補償技術の確立が課題となる。

③ プローブ信号の改善

Time Reversal による MIMO 通信においては、データ信号の前にプローブ信号と呼ばれる既知の信号を送信する。このプローブ信号によって、送波器及び受波器間の各チャンネルの伝搬路特性（チャンネルレスポンス）を計測・推定するが、その間は無音状態となり、データ信号を送ることができない。MIMO 通信の場合、多数のチャンネル間の計測をする必要があるため、通信性能を向上するには出来る限り短時間で、正確に計測・推定する方法が望ましい。これは、Time Reversal のみならず OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)などにおいても共通する問題であり、多くの研究例があるが、依然未解決の問題である。この点が改善できれば、現段階の予想よりも MIMO 通信の性能をさらに向上させることが出来る。

2. 研究開始時に設定した研究目標の達成度

2.1. 要素課題の達成度

① マルチパス波干渉・チャンネル間干渉の抑制

受託事業提案当初より適用を予定していた Adaptive Passive Time Reversal による、マルチパス波干渉・チャンネル間干渉の抑制により実海域においても目標を達成するために十分な性能を発揮できることが実証された。

② 時間変動の影響に対する補償

時間変動の影響により、通信信号処理結果が劣化することが実験データより明らかとなった。特に、実証に用いた信号等化手法は時変動等による誤りが生じた際にバースト誤りが発生することが懸念されることが明らかとなった。対応策として、繰り返し等化処理手法を考案し、実験により検証した。

③ プローブ信号の改善

本研究における要素課題①の研究結果から、水中の MIMO 通信においては、各送波器のチャンネルレスポンスの計測の間に生じる環境変化が重大な復調性能の劣化をもたらすことが明らかとなった。したがって、従来プローブ信号の課題と考えられてきた計測時間の短縮と計測・推定精度の向上の2点のうち、本研究では特に計測時間の短縮を可能とする新規手法を提案した。

提案手法は既に特許出願しているとともに、本研究で収録した実験データに適用した結果、その有効性を確認することが出来た。今後は、環境の時間変動スケールに応じたプローブ信号のパラメトリックスタディを実施し、時間コヒーレンスとマルチパス波の最大遅延時間に応じた最適なプローブ信号を検討する予定である。

2.2. 最終目標の達成度

各実験における通信信号構成の実効通信速度と距離を用いて速度×距離指標を計算し、受信データ処理結果の BER が 0.001 以下となるデータ数の割合を評価した。結果として、福島沖、高知沖の水深約 200 m の浅海域において 6 kHz 帯送波器を用いて 400 kbps·km 以上の通信速度×距離指標を 90 % 以上の受信データにおいて達成した。高知沖で実施した試験においては、553 kbps·km を 90 % 以上のデータで達成し、10 % 程度のチャンピオンデータ群では 700 kbps·km の構成で BER < 0.001 を達成している。

その他の海域では 400km·kbps に及ばなかったものの、福島沖の水深約 400, 700 m 中深度海域において 6 kHz 帯送波器を用いて 375, 215 kbps·km をそれぞれ 90 % 以上の受信データにおいて達成した。駿河湾内トラフ軸の 1000 m を超える大深度海域において 2,4,6kHz 帯送波器を用いて、294, 264, 264 kbps·km をそれぞれ 50 % 以上の受信データにおいて達成した。

3. 委託業務における研究の方法及び成果

3.1. MIMO 通信信号処理手法

本研究におけるシミュレーション，および，海域試験による方法と成果の報告に先立って，本節では用いた通信信号処理手法について述べる．

3.1.1. 通信信号処理の基本構成

本節では，本研究で用いる通信信号処理方法の概要について述べる．まず，図 3.1 に複数の送信機から水中音響伝搬路へ信号を送信し，受波アレイで信号受信を行う場合の MIMO 通信伝送路についての概念図を示す．まず，送信データ（画像やセンサデータなど）を送信ビット列へ変換する．デジタル通信信号処理においては一般に，送信データをデジタル（0/1 の信号で表現）化した後に誤り訂正のための通信路符号化やインターリーブ，あるいはスクランブル処理などが施されて送信ビット列を生成する．生成した送信ビット列は位相変調(Phase Shift Keying, PSK)や直交振幅変調(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)などのデジタル変調処理によって情報シンボルへと変換される．生成した情報シンボル列に，同期信号，トレーニングシンボル，プローブ信号などの既知系列を付加して，送信シンボル列 $d_i(t)$ が構成される．ここで，添え字 i は送信機のインデックスである．

本研究では，同期信号・プローブ信号には Zadoff-Chu 系列¹⁻²⁾を用いた周波数掃引信号を用いた．トレーニングシンボルはランダム系列を用いて，情報シンボル列と同一方式で変調した既知信号であり，後述する等化器においてフィルタ係数の初期値推定に用いられる．プローブ信号は，送受信チャンネル間の伝搬応答推定に用いられ，同期信号・トレーニングシンボルおよび情報シンボル列で構成された通信パッケージに先立って送信される．

さて，生成した送信シンボル列 $d_i(t)$ は，時系列データとしてシンボル周期でサンプリングされる．得られた送信シンボル時系列は，Root-Raised Cosine フィルタを通してアップサンプルし，送信ベースバンド信号 $x_i(t)$ を得る．送信ベースバンド信号は搬送波周波数 f_c によって周波数変調され，送信パスバンド信号 $s_i(t)$ を得る．

$$s_i(t) = \text{Re} [x_i(t) \exp(-i2\pi f_c t)] \quad (3-1)$$

ここで， $\text{Re}[\]$ は実数部分の抽出を意味し， i は虚数単位である．こうして生成された送信パスバンド信号は，D/A コンバータによってアナログ信号へと変換され，増幅器を通して各水中音響送波器から音響波として水中に送出される．以上の通り，本研究において MIMO 通信に用いる送信信号はシングルキャリア変調方式によって生成されるものを基本とする．

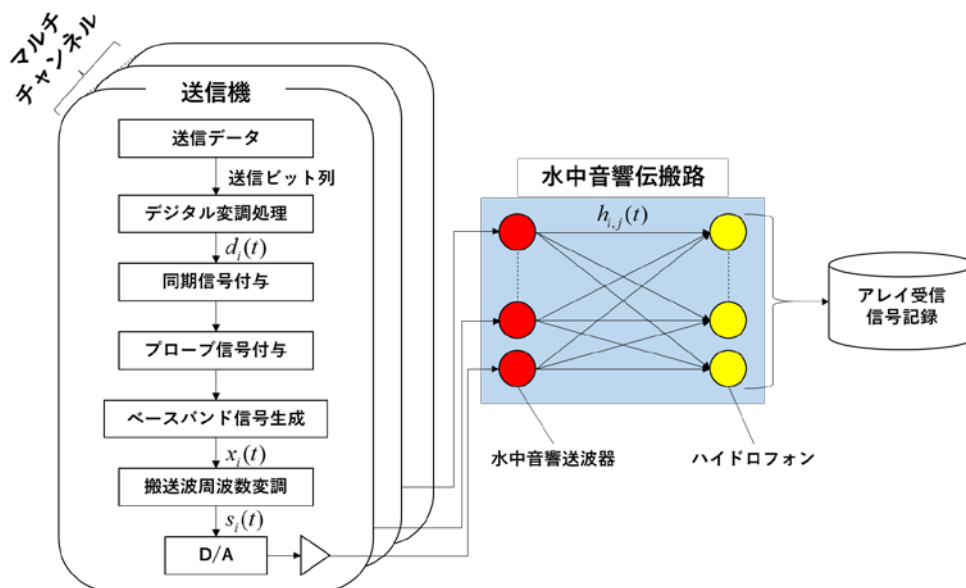


図 3.1 送信信号処理と水中音波伝搬の流れ

続いて、本研究で取り扱う受信信号処理モデルにおける基本的な通信路モデルについて述べる。本研究では、固有ビームフォーマなどの送信機側における伝送路に関する受信機側からのフィードバックを必要とする信号処理方法は用いないものとする。このため、受信信号処理による空間多重 MIMO 通信信号処理について取り扱う。M 個の送波アレイから信号を送出し、N 個の受波器からなる受波アレイで信号を受信する場合を考える。送波アレイを構成する i 番目送波器から送出される信号を $s_i(t)$ 、i 番目の送波器と j 番目の受波器間の伝搬応答を $h_{i,j}(t)$ とおくと、MIMO 伝送路における j 番目の受波器で受信信号 $r_j(t)$ は次のように得られる。

$$r_j(t) = \sum_{i=1}^M h_{i,j}(t) * s_i(t) + n_j(t) \quad (3-2)$$

ここで、*は畳み込み積分を表し、 $n_j(t)$ はノイズ項である。MIMO 伝送路においては、式(3-2)が示す通り、複数の送波器からの信号を重畳することで送信チャンネル間干渉が生じた受信信号を得ることになる。空間多重 MIMO 信号処理では、この送信チャンネル間干渉をアレイ信号処理によって低減し、各送信機からの元信号を推定することが求められる。

本研究における受信信号処理ブロックの概念図を図 3.2 に示す。まず、アレイ受信信号記録から、各送受信器間の伝搬応答を受信したプローブ信号を用いて事前推定する。推定した伝搬応答から Adaptive Passive Time Reversal (APTR) を用いて重み関数を導出し³⁻⁵⁾、受波アレイ信号処理を行うことで各送信チャンネルの信号を空間的に分離する。得られる APTR 信号処理結果のパスバンド信号は、送信チャンネル毎に分配して信号等化処理のブロックに入力される。信号等化処理ブロックでは、まずパスバンド信号に対して同期信号を用いたレプリカ相関処理を行って、信号のフレーム同期検出を行う。得られたフレーム同期検出結果から、ドップラシフトによる信号フレームの伸縮を推定し、ベースバンド周波数変換に用いる搬送波周波数とリサンプリング間隔を求める。ベースバンド周波数変換処理では、上記の周波数シフトした搬送波周波数とリサンプリング間隔を用いて、定常的なドップラシフトの影響を除去した受信シンボルを得る。ここで得られた受信シンボルには、APTR 処理後の残留干渉成分や非定常的なドップラシフトによる位相シフトが含まれるため、判定帰還型等化器 (Decision Feedback Equalizer, DFE)⁶⁾を用いたチャンネル等化処理を行う。こうして、チャンネル等化処理によって得られた判定前の等化後のシンボル値 $\hat{d}_i(l)$ から Output SNR を算出する。また、等化後のシンボルをビット判定器に入力してビット判定を行い、BER を算出する。こうして算出された Output SNR および BER 値に基づいて、手法の有効性を議論する。

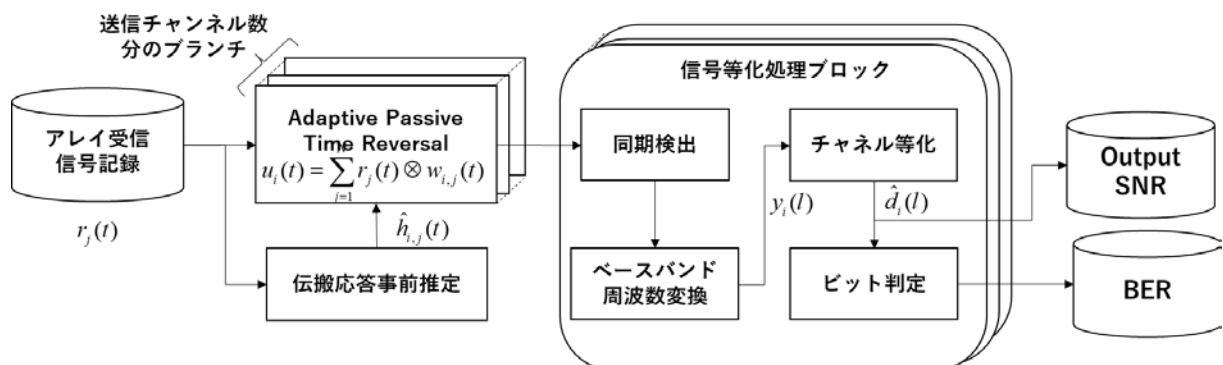


図 3.2 受信信号処理の流れ

3.1.2. 通信速度の算出方法

ここでは、1 章で触れた通信速度について、具体的な信号フレーム構成を基にその計算方法を説明する。図 3.3 は、3.5.3 節で述べる本研究の海域試験で用いた通信信号フレームの例を示している。情報通信信号フレームに先立って、伝搬応答推定のためのプローブ信号を送信し、

プローブ信号と情報通信信号フレームが干渉しないようにガードタイムを設けている。情報通信信号フレームは、いくつかのサブフレームの連なりによって構成されており、サブフレームの先頭にはフレーム同期信号が配され、続いてトレーニングシンボルと送信情報シンボルであるペイロード部分が続いた形で構成されている。

M 個の送波器から同時に通信信号を送出する時、bps/Hz 単位で表される MIMO 通信における総通信スペクトル効率は以下ようになる。

$$\alpha = M \times \frac{T_s}{T_s + T_{pr}} \times \frac{K_d}{K} \times r_c \times \beta \quad (3-3)$$

ここで、 T_s は通信信号フレームの長さ、 T_{pr} はプローブ信号とガードタイムの長さ、 K_d はペイロードシンボル長、 K は同期信号やトレーニングシンボルなどの冗長シンボルとペイロードシンボル長を含んだサブフレーム内のシンボル数、 r_c は通信路の符号化率、 β はデジタル変調における多値化度(bit/symbol)である。プローブ信号長や冗長シンボルの通信信号フレーム全体に対する割合を変化させることが多値化や符号化率の改善と同様に通信速度に大きく影響を与えることを意味している。

こうして式 3-3 で得られたスペクトル効率に対して、通信信号帯域幅であるシンボルレート B_s を乗算することで、MIMO 通信システムの実効通信速度が得られる。

$$D_{eff} = B_s \times \alpha \quad (3-4)$$

本研究の通信速度値は、このように得られた実効通信速度を主として用いることとする。

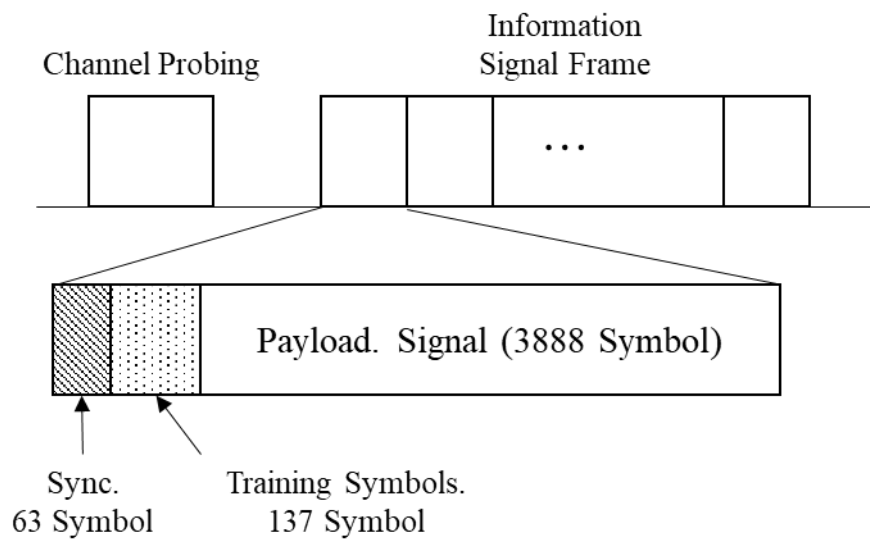


図 3.3 実験に用いた通信信号フレーム構成の例

3.1.3. 伝搬応答の事前推定

伝搬応答の事前推定は、はじめに各送波器からプローブ信号を送信する。それらのプローブ信号は伝搬応答の影響を反映した受信信号として各受波器において受信される。ここで、 i 番目の送波器から送信されたプローブ信号 $x_i(t)$ における、 j 番目の受波器での受信信号を $y_j(t)$ とすると、式(3-2)から次式が成り立つ。

$$y_j(t) = \sum_{i=1}^M h_{i,j}(t) * x_i(t) + n_j(t) \quad (3-5)$$

ここで、チャンネルレスポンス $h_{i,j}(t)$ を計測するには、送波器間での混信を避ける必要がある。従来手法では、プローブ信号 $x_i(t)$ として、送波器間で共通周波数掃引信号を用いてきた。ここで、簡単のため、用いる周波数掃引信号 $x_{chirp}(t)$ を複素信号とすると、信号幅 T_{chirp} の時の $0 < t \leq T_{chirp}$ の区間において

$$x_{chirp}(t) = A \exp \left[2\pi i \left\{ f_1 + \frac{(f_2 - f_1)}{2T_{chirp}} t \right\} t \right] \quad (3-6)$$

と書くことができる。ここで、周波数掃引信号の始点、および終点での周波数をそれぞれ f_1 , f_2 とし、振幅を A とした。この時、中心周波数 $f_{center} = (f_1 + f_2)/2$ 、帯域幅 $f_{BW} = f_2 - f_1$ とすると、

$|t| \leq T_{chirp}$ において自己相関関数 $z(t)$ は、

$$z(t) = |A|^2 (T_{chirp} - |t|) \exp \left\{ -2\pi i \left[f_{center} + f_{BW} \frac{t}{T_{chirp}} \right] t \right\} \text{sinc} \left[\pi f_{BW} t \left(1 - \frac{|t|}{T_{chirp}} \right) \right] \quad (3-7)$$

となる事から、 $t=0$ の近傍で、位相変化を除けば幅 $1/f_{BW}$ の sinc 関数として作用する。くわえて sinc 関数は、周波数幅 f_{BW} が十分に大きい時デルタ関数のように振る舞うため、 i 番目の送波器のみが周波数掃引信号を送信している場合、 j 番目の受信信号と送信された周波数掃引信号との畳み込み積分を計算すると、 $h_{i,j}(t)$ を得ることが期待できる。

しかしながら、従来手法では送波器間でプローブ信号が同一であったことから、各送波器から順にプローブ信号を送信しなければならないと共に、チャンネルレスポンス $h_{i,j}(t)$ が有意な値を持つ時間は無音である必要があった。したがって、チャンネルレスポンスが有意な値を持つ最大遅延時間を T_{delay} とすると、送波器の数が M であるとき、最初の送波器のプローブ信号から通信信号までの受信時刻の差が $MT_{pr} = M(T_{chirp} + T_{delay})$ となってしまう、送波器数の増加に伴って所要時間が増大するために通信レートが減少するとともに、チャンネルレスポンスの変化によって通信性能も低下するといった課題があった。

そこで、本研究では、従来の周波数掃引信号に代わって疑似ランダム信号を用いて、各送波器のプローブ信号を同時に発信するスキームを提案した。従来手法および提案手法のプローブ信号送信スキームの概念図を図 3.4 に示す。

ただし、提案手法で用いる疑似ランダム信号は、自己相関関数がデルタ関数のように振る舞うだけでなく、各送波器に割り当てられた信号間の相互相関関数が、自己相関関数のピーク周りで有意な値を持たない必要がある。図 3.5 は、疑似ランダム信号の一種である、Zadoff-Chu 信号について、相関関数の値を示している。図中では、送信信号は $m_1 = 1$ であったものとしており、 $m_2 = \{1, 2, 3, 4, 5\}$ の Zadoff-Chu 信号の相関関数の計算結果を示した。図 3.5 から、自己相関関数(図中 $m_2 = 1$)は相関時刻 $\tau = 0$ s においてピークを持ち、他の Zadoff-Chu 信号との相互相関関数(図中 $m_2 \neq 1$)は異なるタイミングでピークを示すことがわかる。したがって、 m_1 の信号が割り当てられた送波器のチャンネルレスポンスを知るためには、自己相関関数のピーク周りで、相互相関関数のピークが含まれない時間帯を選択するよう時間窓を適用すればよい。

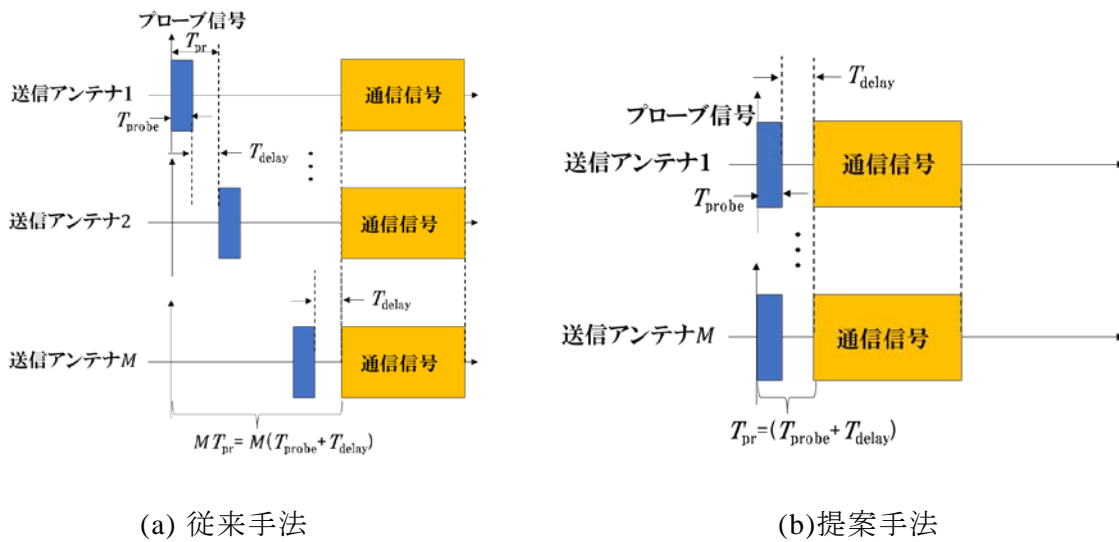


図 3.4 プロブ信号送信スキーム

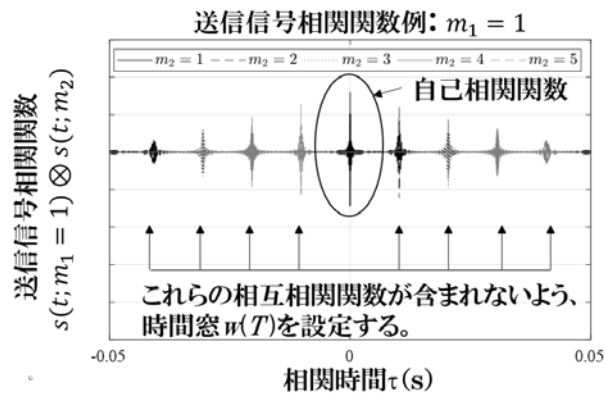


図 3.5 Zadoff-Chu 信号の相関関数例

したがって、自己相関関数と相互相関関数とのピークの時刻差がチャネルレスポンスの有意な時間幅 T_{delay} より広い疑似ランダム信号を各送波器のプロブ信号とすることで、図 3.4 (b) に示した効率的なチャネルレスポンス計測が可能となる。

3.1.4. Adaptive Passive Time Reversal

Time Reversal 技術では、ある送信点から信号を送出してアレイ受信する場合、受信信号を時間反転して各受信位置から逆伝搬させたとき、音響伝搬場の相反性によって送信点の位置に逆伝搬収束する現象を用いる。ある点音源に対する時間反転波の逆伝搬現象は、時系列信号処理の観点では、伝搬応答の自己相関処理と見做すことができる。このことから伝搬応答を事前に推定しておけば、受信信号と事前推定した伝搬応答を相関処理（あるいはマッチドフィルタ処理）することによって信号処理上で逆伝搬収束を実現することができる。この原理を用いた信号処理手法を Passive Time Reversal (PTR) と呼ぶ⁴⁾。

さて、PTR 法を MIMO 通信路に適用する場合を考える。式(3-2)のように送波器から送出された音響信号 $s(t)$ が水中音響通信チャネルを伝搬し、 N 素子の受波アレイで信号受信する場合を考える。信号受信に先立って伝搬応答の推定値 $\hat{h}_{i,j}(t)$ を得た場合に、 i 番目の送波器からの単一で信号送受信する場合に、受信パスバンド信号に対して PTR 法を適用すると、

$$u_i(t) = \left(\sum_{j=1}^N \hat{h}_{i,j}(-t) * h_{i,j}(t) \right) * s_i(t) + n'_i(t) \quad (3-8)$$

と信号処理結果 $u_i(t)$ を得る．ここで， $\hat{h}_{i,j}(t)$ が $h_{i,j}(t)$ と一致する場合，各受信素子において $h_{i,j}(t)$ の自己相関関数が得られ $t = 0$ の時刻において最大振幅値をとることがわかる．逆に， $\hat{h}_{i,j}(t)$ が $h_{i,j}(t)$ と一致しない場合には，信号処理結果の振幅特性が劣化することが懸念される．

また，伝搬応答の時間変動だけでなく，空間エイリアシングなどの影響を受けて逆伝搬収束結果は時間的な広がりをもつ応答となるため，水中音響通信においては PTR 法の後段に DFE などのイコライザを接続した信号処理手法が実用的に用いられる．

送波アレイの M 個送波器から同時に信号送信される場合には，受信信号に対して PTR 法を適用すると

$$\begin{aligned} u_j(t) &= \sum_{i=1}^N \hat{h}_{i,j}(-t) * r_i(t) \\ &= \left(\sum_{i=1}^N \hat{h}_{i,j}(-t) * h_{i,j}(t) \right) * s_j(t) + \sum_{k \neq j}^M \left(\sum_{i=1}^N \hat{h}_{i,j}(-t) * h_{i,k}(t) \right) * s_k(t) + n'(t) \end{aligned} \quad (3-9)$$

となつて， j 番目の送波器からの信号へ逆伝搬収束処理した場合にも，式(3-9)第 2 項で示されるとおり，他送波器との伝搬応答の相互相関に依存して干渉が残留することとなる．

Kim らによって提案された Adaptive Time Reversal 法³⁾は，事前推定した伝搬応答を最適化することによって，多数の送波器間の相互相関を最小化し，目的送波器からの信号を保持しつつ，逆伝搬収束を実現する手法として知られる．Kim らの手法では重み関数 $w_{i,j}$ を次の最適化問題により，周波数領域における伝搬応答から導出する

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} : & \mathbf{w}_i^\dagger \mathbf{R} \mathbf{w}_i, \text{ s.t. : } \mathbf{w}_i^\dagger \mathbf{d}_i = 1 \\ \text{where:} & \\ \mathbf{w}_i &= [w_{i,1}, \dots, w_{i,N}]^T \\ \mathbf{d}_i &= [H_{i,N}(f), \dots, H_{i,1}(f)]^T \\ \mathbf{R} &= \sum_{k=1}^M \mathbf{d}_k \mathbf{d}_k^\dagger + \sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (3-10)$$

ここで， $H_{i,j}(f)$ は， $h_{i,j}(t)$ のフーリエ変換である．式(3-10)の解はラグランジュの未定乗数法により，

$$\mathbf{w}_i = \left(\mathbf{d}_i^\dagger \mathbf{R}^{-1} \mathbf{d}_i \right)^{-1} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{d}_i \quad (3-11)$$

で得られる． \mathbf{R} は各送波器からの伝搬応答のクロススペクトル行列であるので，式(3-10)による最適化問題により，式(3-9)における相互相関項を最小化することが期待できる．また同時に拘束条件から，Time Reversal の逆伝搬収束は維持できると期待される．

本研究では PTR 法において式(3-11)の重み関数を導入した，APTR 法を用いる．具体的には，式(3-11)の伝搬応答の推定値を導出した重み関数に置き換えることにより，目的の送波器からの信号を逆伝搬収束させつつ他の送波器からの干渉を抑制する，Interference Rejection Combining 型の MIMO 通信信号処理となる．すなわち，

$$\begin{aligned}
u_i(t) &= \sum_{j=1}^N w_{i,j}(-t) * r_j(t) \\
&= \left(\sum_{j=1}^N w_{i,j}(-t) * h_{i,j}(t) \right) * s_i(t) + \sum_{k \neq i}^M \left(\sum_{j=1}^N w_{i,j}(-t) * h_{i,k}(t) \right) * s_k(t) + n'_i(t) \quad (3-12) \\
&\approx \left(\sum_{j=1}^N w_{i,j}(-t) * h_{i,j}(t) \right) * s_i(t) + n'_i(t)
\end{aligned}$$

として、式(3-9)第2項の影響は最小化問題を解いたことで抑制されると期待できる。このようにして、 M 個の送波器に対して重み関数 \mathbf{w}_i を用いてアレイ処理を行うことで、それぞれの送波器からの信号に紐づいた M チャンネルのパスバンド信号を得る。以降の信号処理段では、こうして得られたパスバンド信号をそれぞれ単一チャンネルの受信信号処理の入力信号として扱うこととなる。

3.1.5. 同期・リサンプリングによるドップラ補正

APTR 処理結果のパスバンド信号ストリームから元の通信信号を推定するにあたって、周波数 0 を中心としたベースバンド信号へと変換する。ベースバンド信号から送信パスバンド信号が式(3-1)の周波数変換で得られることを考慮し、時刻 t_{rx} で同期した受信信号に対して、ドップラシフトを考慮した搬送波周波数 f_d を用いて

$$y_i(t) = u_i(t) \exp(i2\pi f_d(t - t_{rx})) \quad (3-13)$$

として、搬送波周波数分周波数を下方シフトすることでベースバンド信号を得ることができる。一方、冒頭で触れた通り、水中音響通信では比較的大きなドップラ効果が作用することと、通信信号の比帯域が大きい傾向にあることから、信号帯域内の周波数成分毎にドップラシフト量が異なることに留意する必要がある。

ドップラシフトは、時間領域信号でみ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 3.6 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、このような信号の伸縮を補正する必要がある。

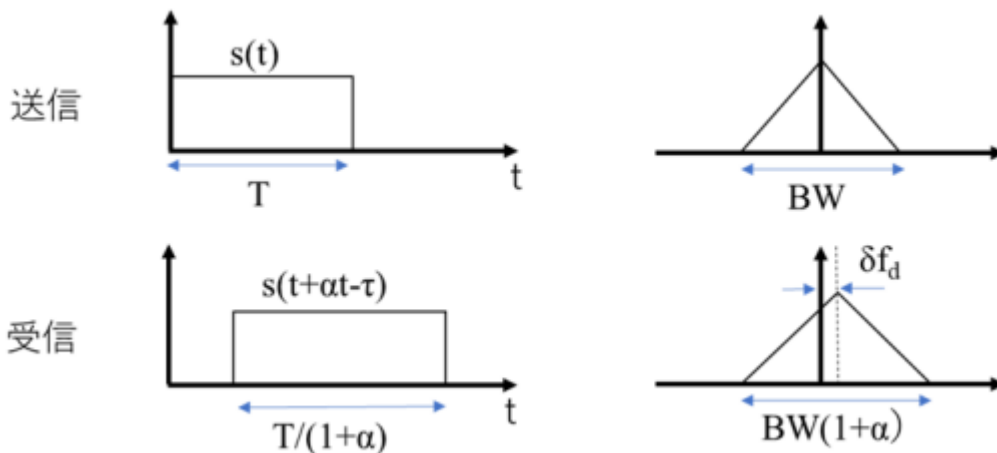


図 3.6 ドップラシフトによる信号伸縮と信号帯域幅の変化の概念図

本研究では、図 3.7 に示すような同期信号を利用した信号伸縮補正を行う⁷⁾。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、式(3-13)で用いる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・ $1/(1 + \alpha)$ 倍に補正してリサン

プリング処理を行うことで、ドップラシフトの影響を補正した受信シンボル列を得ることができる。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、受信シンボル列に非線形な位相シフト成分が残留する場合には、チャン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。

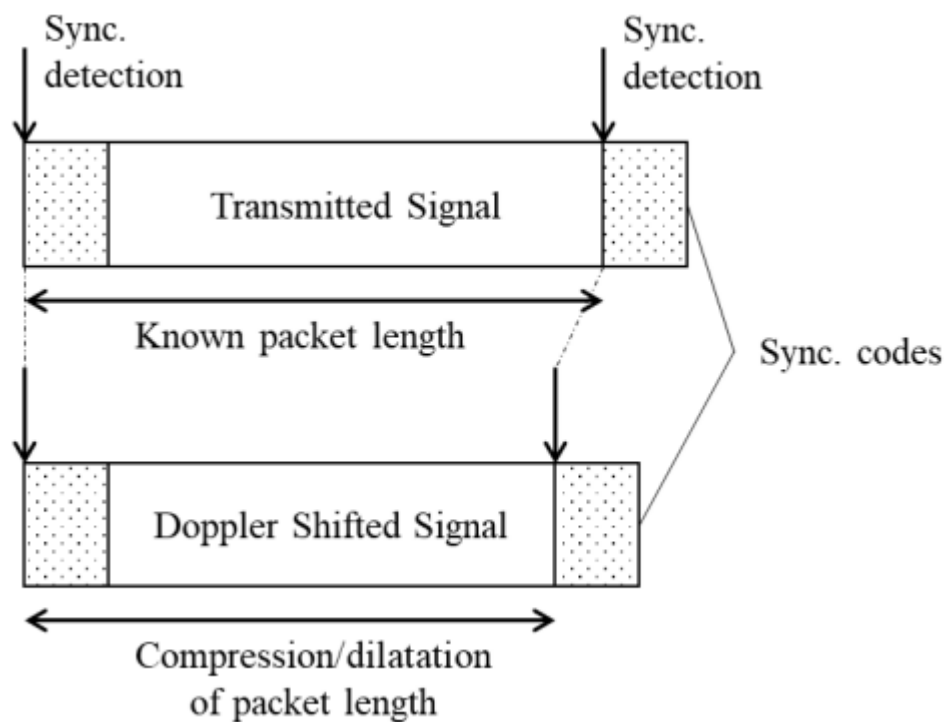


図 3.7 同期信号を利用した信号伸縮検出の概念図

3.1.6. 判定帰還型等化器

前節で述べたベースバンド変換とリサンプリング処理によって得られる受信シンボル列に対して、残留干渉成分や非線形ドップラシフトなどの影響を補正するために、DFEを用いたチャネル等化処理を行う。本研究では、フィードフォワードフィルタ、フィードバックフィルタ、および位相補正のための2次 Digital Phase-Locked Loop(DPLL)からなる単一チャンネル DFEを用いた。本研究の単一チャンネル DFE のシステムモデルは、

$$\hat{d}_i(l) = \exp(-i\theta(l))\mathbf{a}(l)^H \mathbf{y}(l) - \mathbf{b}(l)^H \mathbf{d}_{dec}(l) \quad (3-14)$$

で表される。ここで $\theta(l)$ は DPLL の位相補正量、 $\mathbf{a}(l) = [a_1, \dots, a_{nf}]^T$ はフィードフォワードフィルタ、 $\mathbf{y}(l)$ は受信シンボル列のベクトル、 $\mathbf{b}(l) = [b_1, \dots, b_{nb}]^T$ はフィードバックフィルタ、 $\mathbf{d}_{dec}(l)$ は等化シンボル $\hat{d}_i(l)$ の硬判定結果のベクトルである。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、

$$E_{dfe} = d_{dec}(l) - \hat{d}(l) \quad (3-15)$$

と定義される。ここで、 $d_{dec}(l)$ は既知系列であるトレーニングシンボルあるいは DFE の硬判定器による判定後のシンボル値である。はじめに、DPLL によって補正する位相項 θ は、

$$\frac{\partial |E_{dfe}|^2}{\partial \theta} = \Delta\theta(l) = 2\text{Im} \left[d_{dec}(l) \left(\exp(-i\theta(l)) \mathbf{a}^H(l) \mathbf{y}(l) \right)^* \right] \quad (3-16)$$

で得られることから、最小二乗平均アルゴリズムに従って、

$$\theta(l+1) = \theta(l) + v_1 \nabla \theta(l) + v_2 \sum_{k=1}^l \nabla \theta(k) \quad (3-17)$$

として、ステップサイズパラメータ v_1, v_2 を用いて更新される。 $\text{Im}[\cdot]$ は虚数部、 $[\cdot]^*$ は複素共役を表す。式(3-17)の第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とフィードバックフィルタは、再帰的最小二乗法アルゴリズム⁸⁾を用いて更新する。

$$\mathbf{z}(l) = \begin{bmatrix} \mathbf{y}(l) \exp(-i\theta(l)) \\ -\mathbf{d}_{dec} \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

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

$$\begin{aligned} \mathbf{g}(l) &= \frac{\mathbf{P}(l-1)\mathbf{z}(l)}{\lambda + \mathbf{z}(l)^H \mathbf{P}^H(l-1)\mathbf{z}(l)} \\ \mathbf{P}(l) &= (\mathbf{P}(l-1) - \mathbf{g}(l)\mathbf{z}^H \mathbf{P}(l-1)) / \lambda \\ [\mathbf{a}^T(l+1), \mathbf{b}^T(l+1)] &= [\mathbf{a}^T(l), \mathbf{b}^T(l)] + \mathbf{g}^T E_{dfe}^* \end{aligned} \quad (3-19)$$

として、フィルタタップを更新する。

3.2. 実験系の検討と開発

本節では海域試験のために設計・製作した実験機器について述べる．本研究の海域試験では，図 3.8 で示すように，船舶から吊下，ないし，送波アレイおよび受波アレイを海中に係留して，送波アレイから送出された音響信号を受波アレイで記録し，事後に信号処理を行って伝搬路解析や通信性能評価を行った．実海域において MIMO 通信試験を行うために，研究実施期間中に最大 24 チャンネルの受波アレイを構成できる受信装置と最大 8 チャンネルの送波アレイを構成できる送信装置を製作した．また，これらを海中へ吊下あるいは係留設置するための治具や係留系を設計製作した．

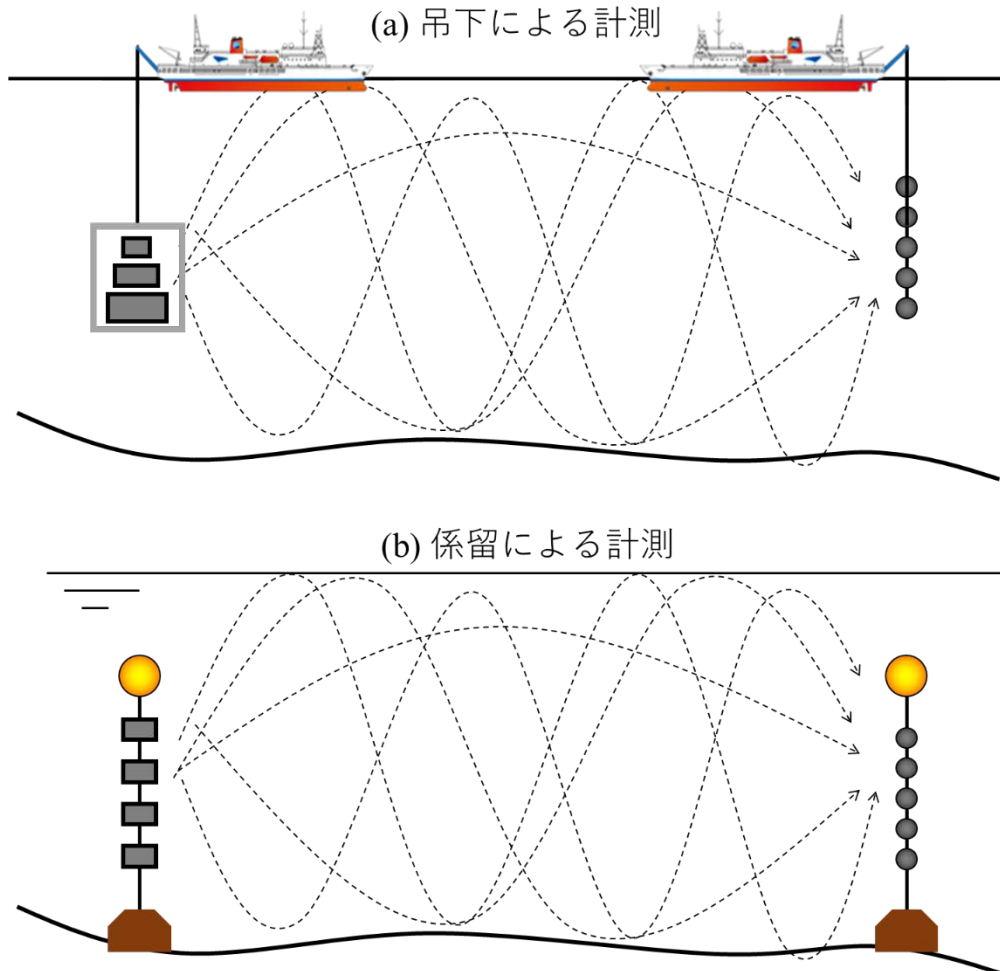


図 3.8 実海域における計測試験系の概念図：
(a)船舶からの送受波器吊下による事前計測試験，(b)送受波アレイ係留系による実証試験

3.2.1. 受信装置

受信装置として，24bit AD 付ハイドロフォンによる収録システムを製作した．受波アレイシステムの電子部はハイドロフォンおよび，時刻同期・データ収録・動作制御・HUB 機能を有した記録制御部，給電用バッテリー等で構成されている．1 台の記録制御部に対して最大 4 チャンネルのハイドロフォンを接続し，記録制御部間を LAN ケーブルで接続して時刻同期・収録動作制御を行うことができる．AD のサンプリングレートは，480, 240, 120, 96, 48, 32, 16, 8, 1 kSamples/s で設定可能とし，音響データは 24bit AD でデジタル変換され符号付 32bit 整数で保存する．外部時計との時刻同期が LAN ケーブル接続を介して可能で，各チャンネル同期が 0.5 μ s 以下の精度で行われる．データは音響データのほか，収録装置に内蔵されている姿勢角センサ・深度センサ・温度センサデータ，および，各ハイドロフォンに内蔵されている温度センサデータを収録する．データストレージとして，4TB の SSD を利用している．

受信装置容器および給電用バッテリー容器は受信装置用フレームに取り付けて使用する．図

3.9 は保護具が取り付けられた状態のハイドロフォンおよび受信装置フレームの写真である。受信装置フレーム写真中の赤枠内に取り付けられているのが、受信装置の記録制御部である。受波アレイについても送波アレイと同様に、受信フレーム間をロープで接続して吊下係留する。各ハイドロフォンと同期制御のための水中 LAN ケーブルはフレーム間接続ロープに固定して使用する。

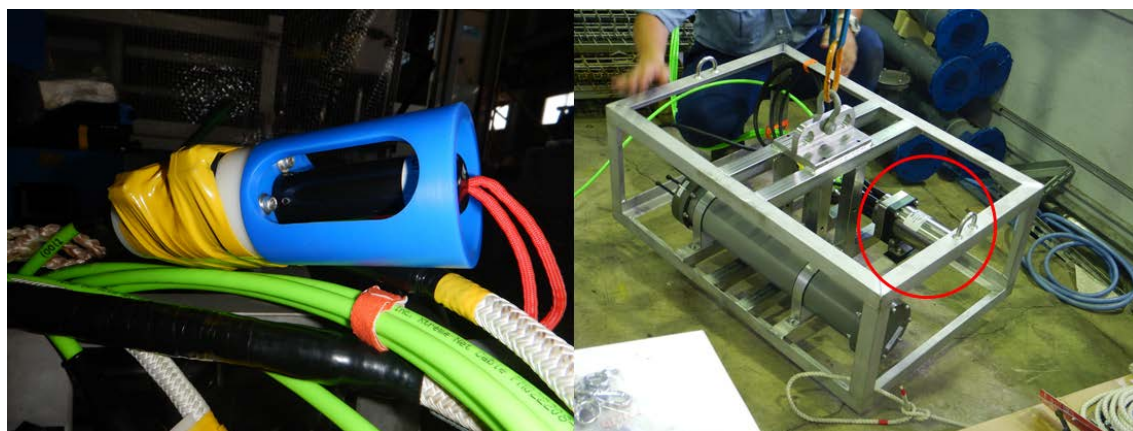


図 3.9 ハイドロフォン（左）および吊下フレームに取り付けた受信装置（右）

ハイドロフォンの感度はおよそ $-172\text{dB.re.V}/\mu\text{Pa}$ 前後であり，収録の AD 電圧レンジが $\pm 3\text{V}$ であることから，振幅ピーク値で $182\text{dB.re.}\mu\text{Pa}$ 相当の音圧まで記録できることとなる．実験環境における背景ノイズ計測のためには，Wenz 曲線等で示される水中音響ノイズ理論値下限と同等以下の自己雑音レベルで音響信号を記録する必要がある，受信装置製作において最も困難な課題の一つである．図 3.10 は，製作した受信装置を水槽に沈めて動作確認試験を行った際の様子であり，

図 3.11 にこのとき収録した音響ノイズデータを示す．図中の青線が収録データから得られたノイズスペクトル密度で，赤線が Wenz 曲線の下限值である．図 3.10 のような環境で収録しているため，完全な静音状態で収録できているわけではなく，一部で雑音が入っていると思われるものの，全体として Wenz 曲線の値を下回る雑音レベルとなっており，環境音計測にも十分使用できるといえる．

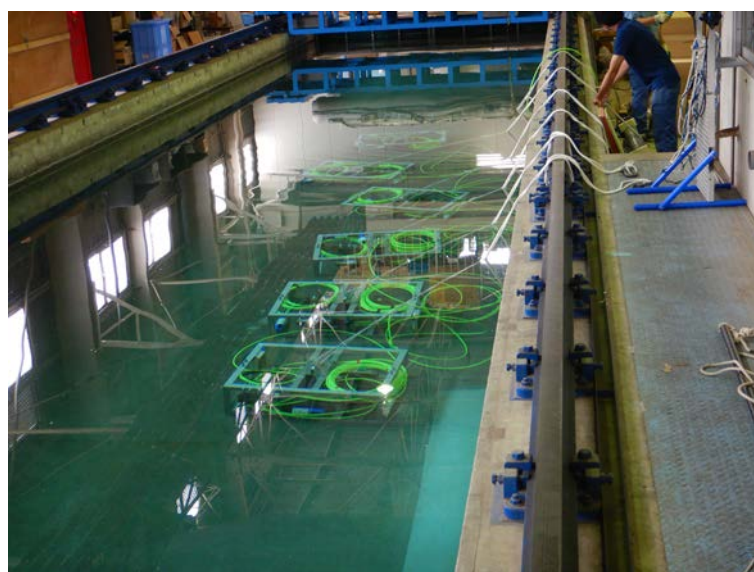


図 3.10 受信装置水槽試験の様子

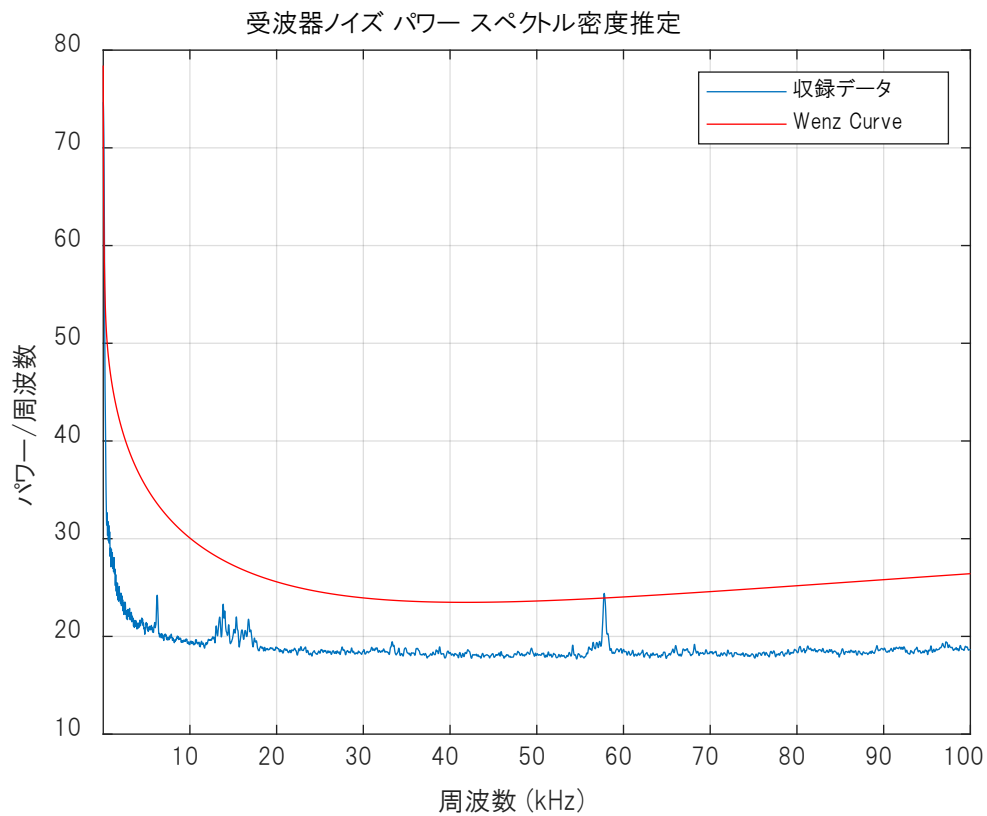


図 3.11 受信装置の水槽試験で収録されたノイズ実測値(青)と Wenz 曲線の比較

3.2.2. 送信装置

(1) 送信装置の概略

送信装置は、送波器、電源、送信制御装置、および、ケーブル・収納フレーム等からなる。水中音響 MIMO 通信試験を念頭において、動作制御のために開発した送信制御装置は、以下の機能を有している。

- ・ 他装置と時間的に同期して信号が送出可能
- ・ 任意の試験信号を送信可能
- ・ 任意の時間スケジュールに従って動作可能
- ・ 不測の事態に備えた自己監視機能を有すること
- ・ 試験環境データの収録が可能
- ・ 各アレイ要素はスタンドアロン動作可能であり、有線接続時には相互監視制御が可能であること

概略構成としては、信号増幅回路、任意信号を生成可能な送信制御機能や他チャンネルと同時に信号送出が可能とするための同期機能および高精度クロックを有した装置によって構成され、耐圧容器に収納されている。また、電源として耐圧容器に収納した 48V リチウムバッテリーを使用する。実海域試験では、送波器、電源と信号装置は水中ケーブルで接続し、これらを係留/吊下用フレームに取り付けて、アレイ要素として運用する。



図 3.12 係留系で用いる送信装置及び係留フレーム

図 3.12 は、開発した送信装置、および係留フレームをくみ上げたものである。フレームは各帯域の送波器（写真は 6kHz 帯）を取り付ける上部フレームと送信装置容器 1 台とバッテリー容器 2 台を取り付ける下部フレームに分けて構成している。下部フレームは各周波数帯送波器で共通で利用できるように分離可能な構成とした。また、係留・吊下に耐えるよう、上下フレームをボルト固定した状態において破断荷重 3 tf 以上で設計されている。他フレームとは、フレームの上下に溶接したリングを利用してロープで接続する。電気的には LAN および信号線の入出力ポートが用意されており、必要に応じて水中 LAN ケーブル等をロープに這わせて取り廻すことで、各要素間および船上の吊下用光ウインチケーブルと接続して、係留時にはアレイ要素間の相互制御・吊下時には船上からのリアルタイム制御を行うことができる。その他、以上で触れていない要素として、外部に TD センサあるいは加速度センサを接続可能としている。

(2) 送波性能の評価

海域試験で用いる送波器は、研究計画書の通り Neptune 社製送波器 T161, T160, T170, T313 を 2, 4, 6, 10kHz 帯域用の送波器として選定し、令和元年度に納入された。送波器において音圧放出として消費される電力が総電力の 20%程度と考えた場合、実効電力で 100W・総電力で 500W 以上の電力供給が可能な増幅回路を選定する必要がある。本研究計画では、500W クラスの D 級アンプ (850W ピーク) を信号増幅回路として選定した。

送波器の音響信号送出能力を評価するため、各送波器の実行電力に対する送波電力感度 (dB/W .re. uPa@1m) を、送波電圧感度およびインピーダンス値を、標準ハイドロフォン (OST2120) を用いて無響水槽で実測し、電力感度に換算した結果のグラフを図 3.13 に示す。左上が T161(2kHz 帯)、右上が T160(4kHz 帯)、左下が T170(6kHz 帯)、右下が T313(10kHz 帯) の送波電力感度である。いずれの送波器もピーク値ではおよそ 170dB/W 前後となっており、実効電力で 100W 程度印可できれば 190dB 前後の出力が得られる。正弦波および通信信号を用いた送波レベル試験では、2~6kHz 帯、10kHz 帯の送波レベル確認試験でそれぞれ、190dB, 185dB 以上の送波出力性能を確認している。

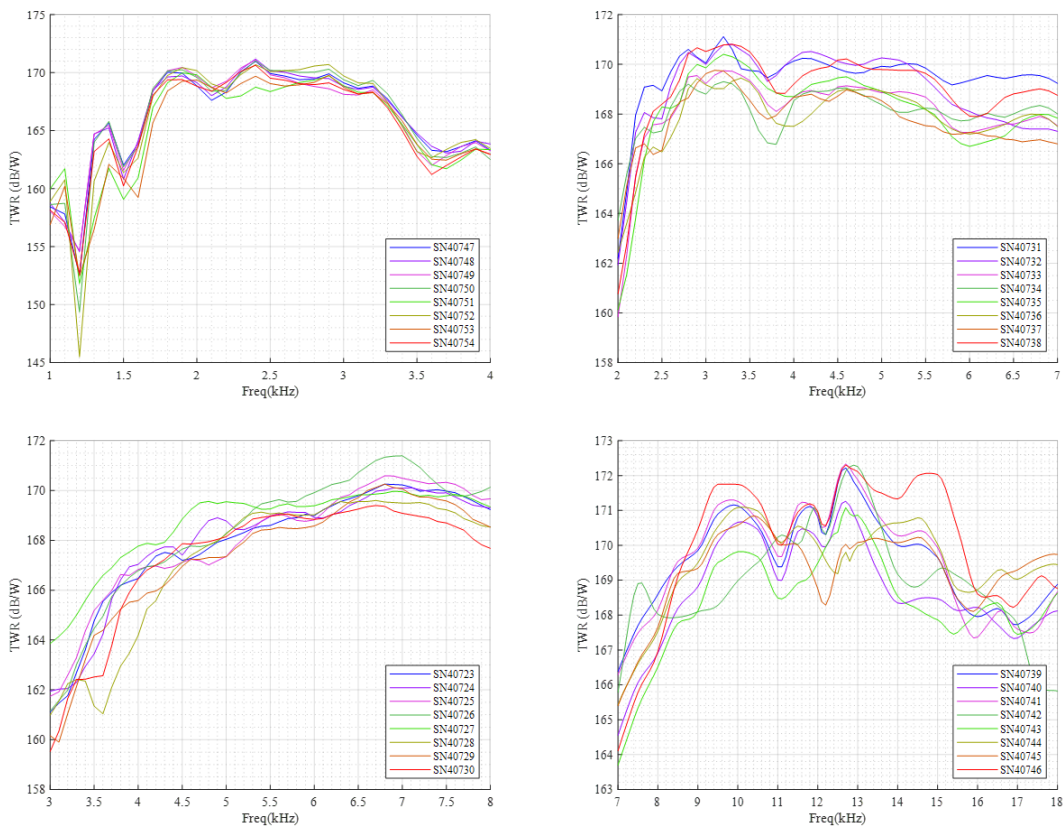


図 3.13 各帯域送波器の送波電力感度

3.2.3. 吊下系の構成

各海域における係留試験に先立って実施する吊下による事前計測試験では、離れた2点間で研究船から送信装置および受信装置をそれぞれ吊下して、海中の音響伝搬路特性の計測を行った。吊下計測においては、送受信の深度ペアを変化させながら信号送受信を行うことで深度依存して変化する音響伝搬応答を走査することを目的としている。調査効率を向上のため、複数の周波数帯の信号を同時に計測できること、可能な限りリアルタイムで信号送受信の状態をモニタリングできること、を考慮した吊下系システムを製作した。

図 3.14 に吊下系計測システムの接続概念図を示す。船上の端末はメディアコンバータを通して光伝送ケーブルウインチに接続し、海中の計測装置を吊下しながら LAN 接続する。水中部では、耐圧容器内にメディアコンバータを配した端末によって光から LAN 接続へと切り替える。水中 LAN ケーブルを通して、メディアコンバータ容器とアレイ要素をカスケード接続して、アレイ全体を LAN ネットワークによる制御可能な状態にすることで、信号送受信状態のモニタリングや制御をリアルタイムに行うシステムとした。

図 3.15 は送信側吊下系に用いた信号送信システムの外觀図である。4つの異なる周波数の送波器を搭載し、それぞれを制御するための送信制御容器と電源容器からなり、送信制御容器は水中 LAN ケーブルによってカスケード接続してすべての装置へアクセスできる構成とした。なお、吊下系信号送信システムの各要素は、係留系による実証試験で用いた装置と同一のものを使用しており、吊下計測と係留計測で取り付けるフレームを変更して用いた。

図 3.16 は吊下計測で用いた受波アレイ構成図である。光ケーブル端末をアレイ最上部に配したメディアコンバータ容器へと接続し、図 3.9 の受信装置フレームと LAN 接続する。受信装置フレーム間は繊維ロープと金具によって接続し、ロープに水中 LAN ケーブルとハイドロフォンを這わせてアレイを構成している。最下部には、アンカーと海底との接触を防止するための音響高度計を取り付けており、吊下計測中は高度計の値をモニタリングすることによって安全な計測を行うことができるようにした。なお、受信装置に用いたフレームは係留系計測に用いたフレームと同一のものとした。

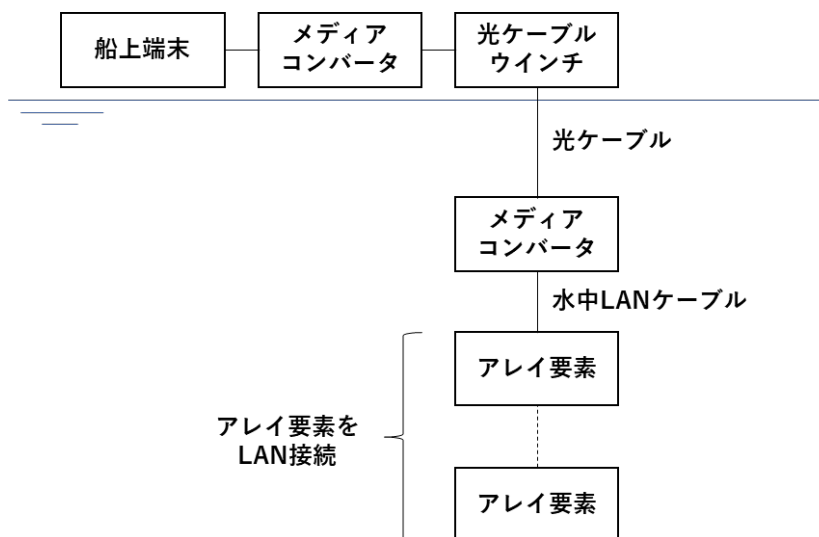


図 3.14 吊下系の船上端末とアレイ要素の接続概念図

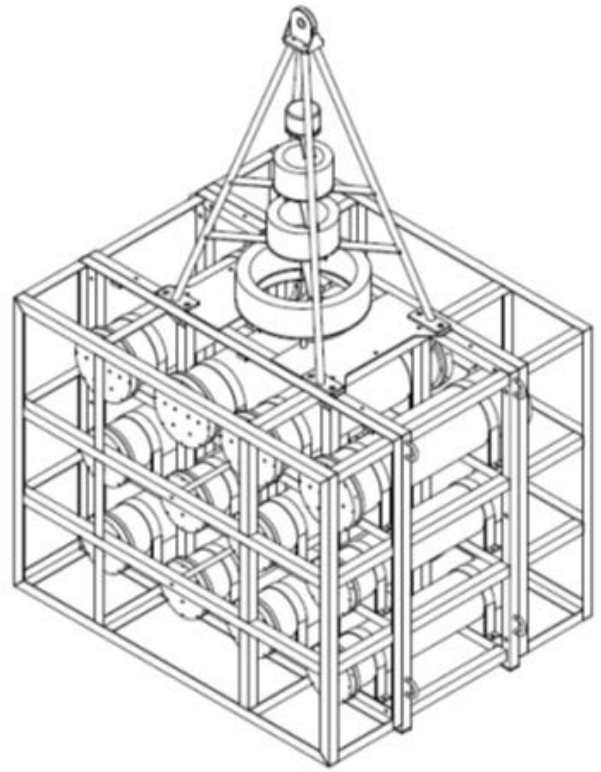
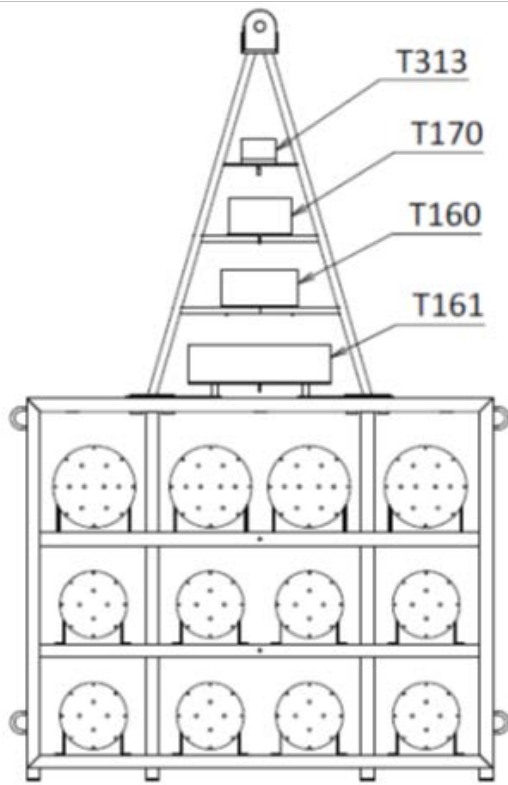


図 3.15 吊下計測で用いた送波システムの外観図面



図 3.16 吊下計測で用いた受波アレイの構成図

3.2.4. 係留系

一例として、受波アレイ係留系の構成図を図 3.17 受波アレイ構成図の一例に示す。これは福島沖の浅海域における係留系で、係留系下部にアンカーを配し、装置間をロープ及びシャックル等の係留部材で接続して、上部に緊張係留とするための浮力材を挟んで、海面に回収のための先取りブイを浮上させた形式についての構成案である。装置全体の重量が異なるため部材の仕様や浮力材の数量などは異なるが、基本的な係留系の構成は送波アレイにおいても同様である。

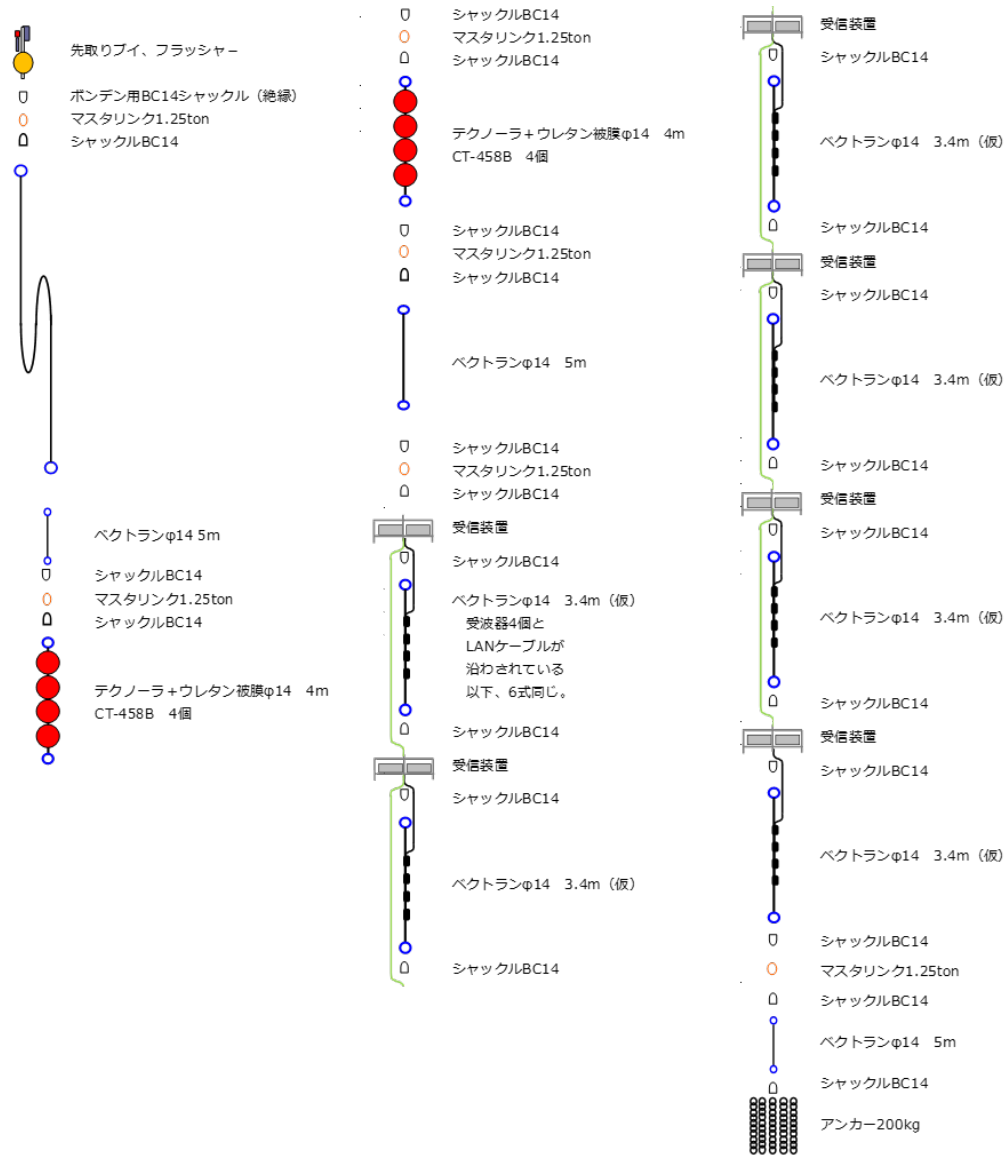


図 3.17 受波アレイ構成図の一例

3.3. シミュレーションによる事前検討

3.3.1. 浅海域伝搬シミュレーション

まず、海域 B の福島沖（浅海域）を想定したシミュレーション⁹⁾を行った。試験実施予定海域周辺である 36.5N139E-37.5N141E、水深 250m 以浅の海域において晩夏から中秋にかけての XBT (eXpendable BathyThermograph) 実計測データの平均値から算出した音速プロファイル（図 3.18）を用い、伝搬応答計算を行った。表層で高温水層を形成しており水深 50m 付近から水温躍層を形成しており、海底まで一定の勾配で水温が低下するプロファイルとなっている。この音速プロファイルに加えて、海底面は砂泥混合層を仮定して垂直方向反射係数が-12dB 程度となるように音速と密度を設定した。図 3.19 は上行から音源を 160m とした場合の伝搬距離 5km,10km,20km における応答をそれぞれ示している。左列のパネルは 1kHz-16kHz の広帯域パルス振幅値の伝搬損失応答計算結果をデシベル表記で時間-深度平面にマッピングしたもので、右列は 2, 4, 6, 10kHz の各周波数帯域について伝搬損失量の平均値を計算した結果を深度プロファイルとして表示している。

全体として、音速プロファイルの影響を受けて下方に音波が収束し、低音速となる深部を伝搬する伝搬路にパワーが集中することがわかる。また左列図からは、高音速となる海面付近を通過し海底-海面で反射する伝搬路が、直接波や海底のみで反射するような伝搬路に比べて早く信号到達する傾向にあり、距離の進展に伴ってこの傾向が顕著になることが読み取れる。距離の進展に伴って、海底面-海面において多数の反射を伴う波面の振幅が大きく減少する傾向がある。右列図から、距離進展に伴う伝搬損失の変化量は、周波数帯域ごとに顕著に差が生じることがわかる。特に 10kHz 帯域に関しては距離 20km 以上ではほとんどが損失してしまうが、より低周波数帯域になるにつれて受信信号の伝搬損失は小さくなる傾向にある。左列図と右列図の関係を比較すると、屈折波の転回点となる深度で周波数に関わらず付近と比べて最大で 10dB 程度伝搬損失が小さくなる音圧ピークが生じている。高周波帯域になるほどピーク振幅の比が大きくなっており、全体としては音圧が小さくなるものの、ピーク付近では比較的周波数による音圧差が小さくなっている。また、距離進展とともにピーク音圧と付近の振幅比が小さくなっており、音圧分布がなだらかになる傾向にある。

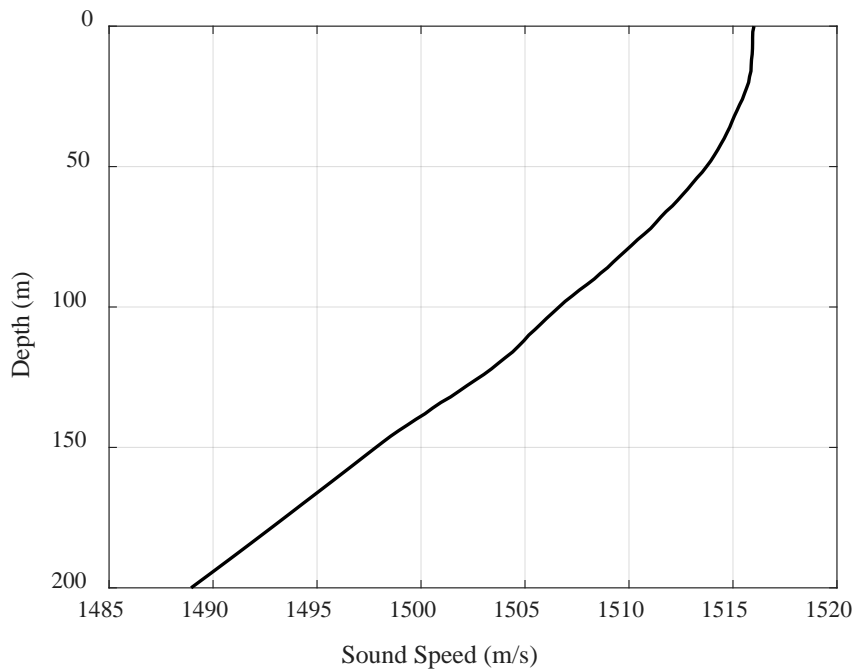


図 3.18 福島沖海域の平均音速プロファイル

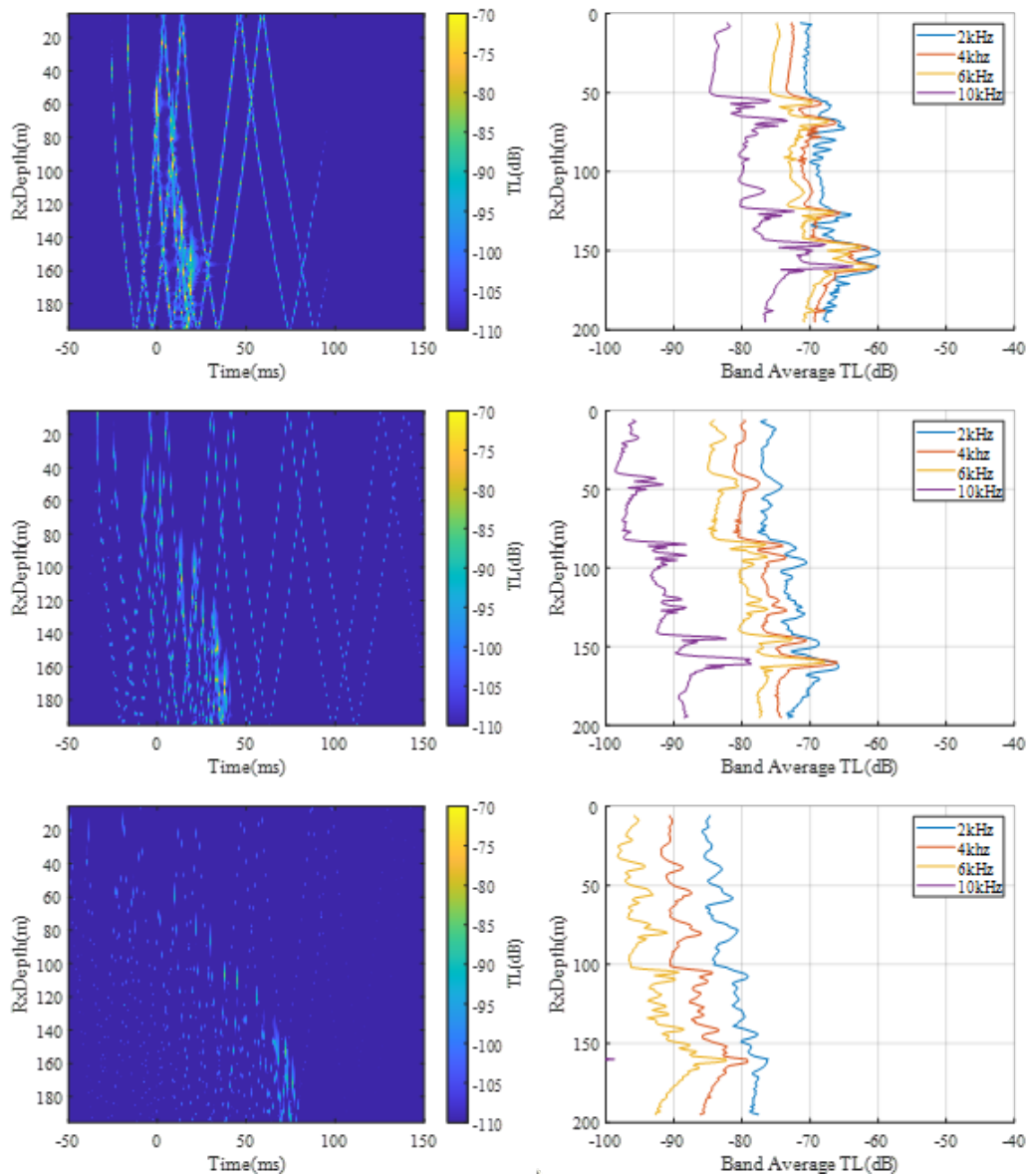


図 3.19 音源深度 160m とした場合の、広帯域(1-16kHz)伝搬応答計算結果 (左) と 2, 4, 6, 10kHz 帯信号の伝搬損失量 (右) 上から距離 5, 10, 20 km について示した

図 3.20 は、送波器深度を 110m、伝搬距離 10km として、図 3.19 と同様に伝搬応答の時間-深度分布と伝搬損失の帯域ごとの深度プロファイルを表示したものである。送波深度を浅くした影響で、海底-海面反射が卓越し、屈折波の転回深度が浅くなって波面が広がり、音圧が深度方向にあまり集まっていない。一方で、音圧ピークが一定の水深で顕著になっており、最大で 15dB 程度伝搬損失が小さくなる水深が見られる。図 3.19 と比較すると、送波器深度を浅くすると受波位置の選択性が大きくなってしまう。

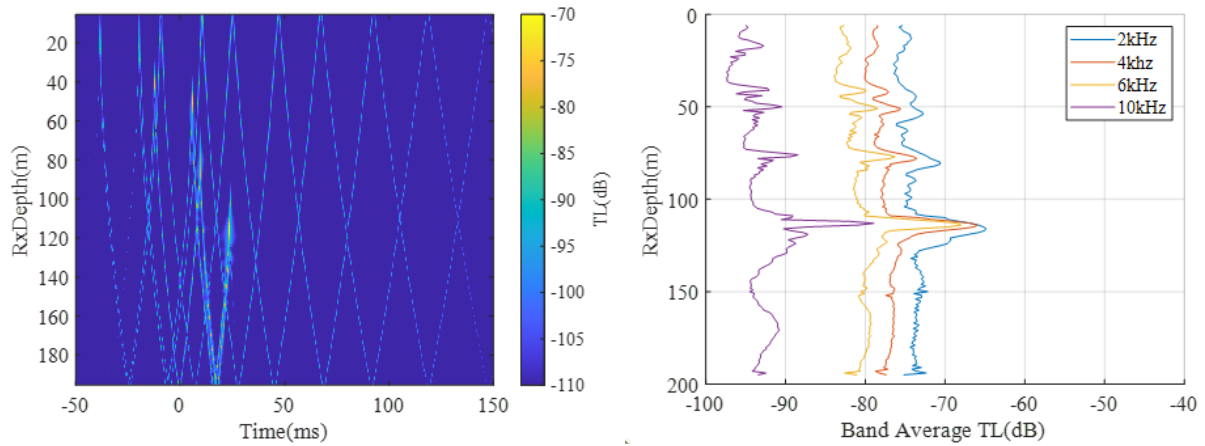


図 3.20 音源深度 110m, 距離 10km とした場合の広帯域(1-16kHz)伝搬時間応答(左)と 2, 4, 6, 10kHz 帯域信号の伝搬損失量 (右)

これらの傾向から, 基本的には送受波器設置位置を水温躍層以下の海底面に近い深度に設置したほうが, SNR の観点から有利になると考えられる. また, 送受波位置を深くすることで受波される屈折波や直接波のパワー比率が大きくなることから, 海面反射の影響が低減でき, 結果的に安定した伝搬応答を得られることが期待できる. また, 屈折波の転回深度が音速プロファイル形状に依存するため, 高音圧での受波を求める場合には実際に計測する海域状況に応じて深度調整をして送受波することが望ましいと考えられる.

以上の分析結果を踏まえて, 同一の伝搬データを用いて MIMO 通信シミュレーションを実施した結果を示す. 送波アレイは, 水深 185m から 5m 間隔で 150m まで配置し, 同時送信する多重化チャンネル数を 1, 2, 4, 6, 8 まで変化させた. チャンネル数の加算は, 水深が深い送波器から順に行った. 送信信号の出力レベルおよび帯域は, 表 3.1 の通りで, 送信シンボル数は 4000 とした. 受波アレイは, 水深 190m から 1m 間隔で水深 177m に 24 チャンネル配置した. 表 3.2 は表 3.1 の周波数設定において, QPSK 変調信号を用いた MIMO 通信を行ったとき, 本研究の目標値である 400 km×kbps を達成するために必要な通信距離を各空間多重チャンネル数に対して整理したものである.

表 3.1 各送波器を想定したシミュレーションにおける周波数配置および音圧条件

送波器	キャリア周波数	帯域幅	送波レベル	ノイズレベル
2 kHz 帯	2.5 kHz	2 kHz	190 dB	40 - 70 dB/ $\sqrt{\text{Hz}}$
4 kHz 帯	4.5 kHz	4 kHz	190 dB	40 - 70 dB/ $\sqrt{\text{Hz}}$
6 kHz 帯	6.5 kHz	4 kHz	190 dB	40 - 70 dB/ $\sqrt{\text{Hz}}$
10 kHz 帯	13 kHz	6 kHz	185 dB	40 - 70 dB/ $\sqrt{\text{Hz}}$

表 3.2 QPSK 変調における空間多重チャンネル数と目標達成に必要な距離の関係

送波器/空間多重数	1	2	3	4	6	8
2 kHz 帯	100	50	33.3	25	16.7	12.5
4 kHz 帯	50	25	16.7	12.5	8.3	6.3
6 kHz 帯	50	25	16.7	12.5	8.3	6.3
10kHz 帯	33.3	16.7	11.1	8.3	5.6	4.2

まず, 10kHz 帯送波器を想定したシミュレーション結果について, 距離 5km, 10km でのシミュレーション結果を示す. 距離 20km とした結果は, SNR の観点から通信成立の可能性が低く, シミュレーション実施結果からもほとんど復調ができなかったため割愛した. 図 3.21 は受信深度と 10kHz 帯通信信号の受信レベルの関係を示している. 図中の各色線は送波器チャンネル

1 から 8 (水深 185m~150m) からの信号強度を示しており、黒破線はノイズレベルが $60\text{dB}/\sqrt{\text{Hz}}$ のときの帯域内ノイズレベル積分値を表示したものである。このノイズレベル値からは、距離 5km では受波アレイ深度でおよそ $10\text{dB}\sim 15\text{dB}$ 程度となるのに対して、距離 10km では 0dB 以下となる送信チャンネルが生じている。

図 3.22 は、距離 5km, 10km での送信チャンネル数 1~8 とした際の平均 Output SNR 値を付加したノイズレベルに対してプロットしたものである。距離 5km については、チャンネル数増加とともに、少しずつ平均 Output SNR が低下していることがわかる。また、距離 10km については、1~4 チャンネルまでは送信チャンネル数の増加に対して Output SNR の変化は小さいことがわかる。5km, 10km ともに、ノイズレベルが増加するにつれて、Output SNR は低下しているが、直線的に変化するのではなく、ノイズレベルが小さい場合には緩やかに推移し、徐々に Output SNR 低下の曲率が大きくなるように推移している。距離 10km の結果で、Output SNR が 6dB 程度を下回る付近で大きく処理結果が悪化しているのは、DFE における判定結果が誤りを含んでしまい、誤ったベクトルでフィルタ係数を更新するために適応フィルタ処理結果が収束せず、バースト誤りを生じてしまった結果である。ノイズレベルが小さい場合、特に $40\text{dB}/\sqrt{\text{Hz}}$ での処理結果をみると、多重化数を 8 チャンネルとした場合でも、Output SNR が 11dB を上回っており、図 0.12 の関係から、2 値 (QPSK) 以上の多値化変調を行っても通信が成立する可能性があることとなる。

図 3.23 は、送信チャンネル数を 8 チャンネルまで多重化した場合の各送信チャンネルからの信号の Output SNR をそれぞれ表示したものである。図中の黒線は、Ch. 1 (送信深度 180m) の SIMO 通信 (単一送信) 結果、黒破線は全チャンネル平均の Output SNR を示している。まず、SIMO 通信結果と 8 チャンネル MIMO の Ch.1 についての復調結果を比較すると、ほとんど Output SNR は低下しておらず、Adaptive Time Reversal による空間多重化処理後のチャンネル間干渉成分は結果に大きく寄与しているわけではないと考えられる。図 3.23 における多重化チャンネル数の増加に伴う処理結果の劣化は、送信チャンネル番号 Ch.1~3 の間にはあまり処理結果に差が無いことと比べて、Ch.4~8 の Output SNR は低下しており、特に Ch.6~8 については平均値を下回った値となっていることが関係している。Adaptive Time Reversal MIMO 通信処理後の干渉成分には、ノイズやチャンネル間干渉のほかに(3-12)式で触れた q -function に含まれる、マルチパス重合が不完全な場合の残留干渉成分の影響が考えられる。すなわち、単一送波器と受波アレイ間の伝搬応答特性に依存した復調結果によると考えられる。通信距離 5km, 10km に対してそれぞれ、Ch.1~5, Ch.1~4 までは送信 8 チャンネル平均値と同程度以上の Output SNR となっており、かつ距離 5km の結果ではノイズレベルが低い場合には 8 チャンネル MIMO においても 2 値以上の多値変調に耐える Output SNR を示している。

以上より、Output SNR 平均値としては 10kHz 帯送波器を用いた場合に、5km, 10km の両距離ともに平均 Output SNR としては 8 チャンネル多重化した場合にも 2 値以上の変調方式が利用できる可能性が示された。また、チャンネル毎の復調結果のばらつきを考慮した場合においても、5km, 10km の距離において、ノイズレベルによる条件付きではあるがそれぞれ 8 チャンネル、4 チャンネルまでは 2 値の変調が可能である。これらの結果と表 3.2 の関係を比較すると、目標となる 400kbps の通信性能を達成できる可能性はあるといえる。

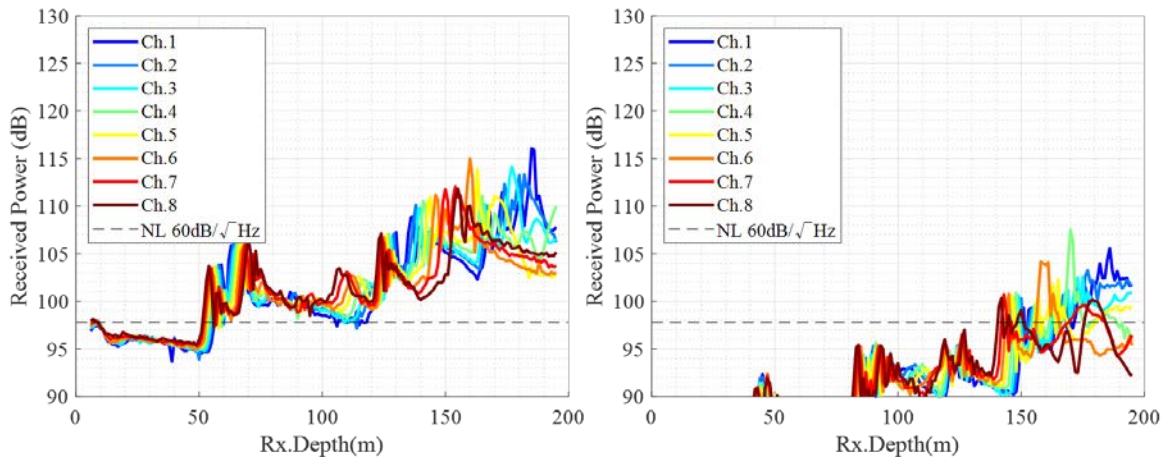


図 3.21 10kHz 帯域信号の距離 5km (左), 10km (右) における受信レベルの深度分布

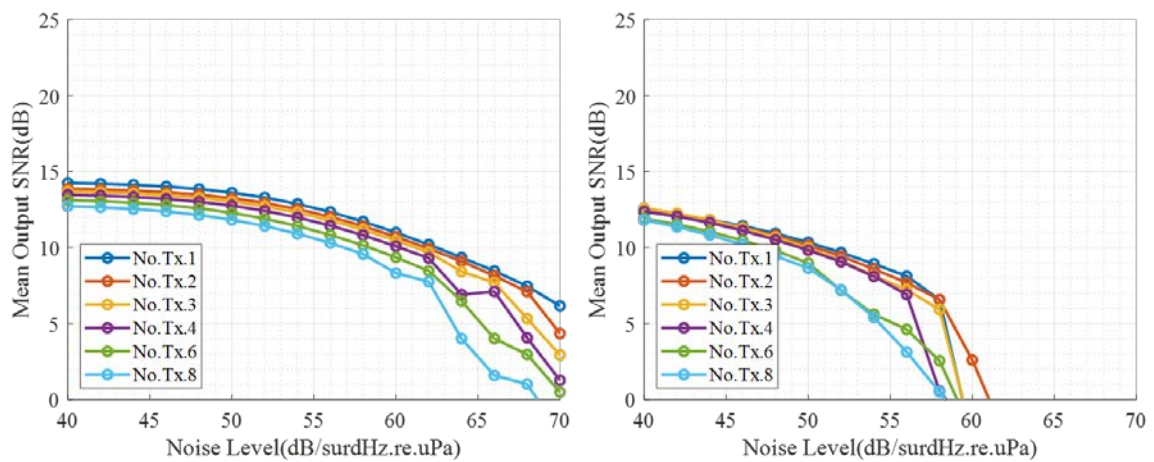


図 3.22 10kHz 帯域信号の距離 5km (左), 10km(右)における MIMO 通信復調結果のノイズレベルと Output SNR の関係

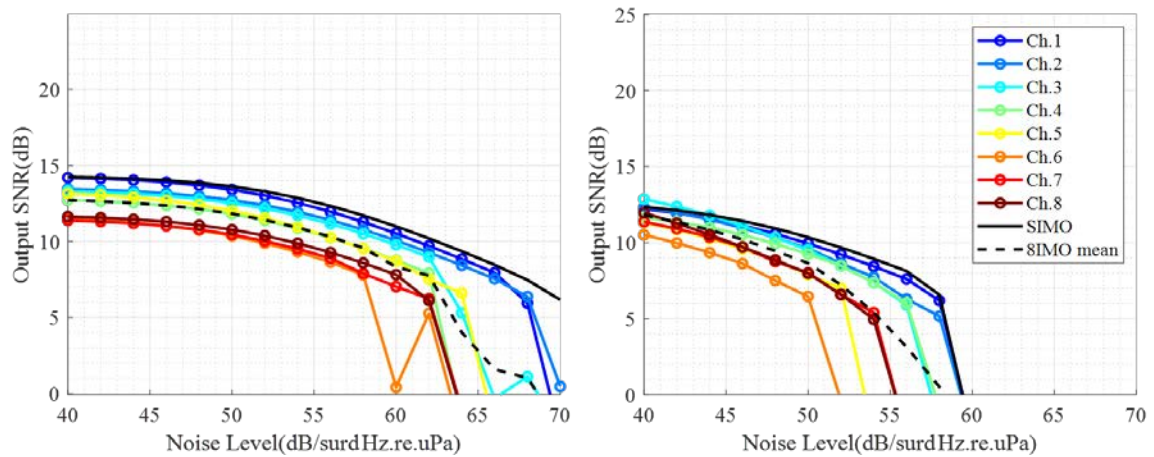


図 3.23 10kHz 帯域信号の距離 5km(左), 10km(右)における, 8 チャンネル MIMO 時の各送信チャンネルからの通信信号の復調結果 Output SNR

次に, 4kHz, 6kHz 帯送波器を想定したシミュレーション結果について, 距離 10km, 20km のときのシミュレーション結果を示す. 距離 5km については, 復調成績は良好であったものの, 表 3.2 の検討から目標達成に関する議論ではあまり寄与するものではないと考え本報告書では割愛した. ここでも 10kHz 帯と同様の送受波器アレイ深度配置で検討を行っており, 通信シン

ボル数その他のパラメータも同様に扱っている。

図 3.24 は、4、6kHz 帯の信号を送信した場合に、各送波チャンネルについての距離 10km、20km における通信信号受信レベルを深度に対してプロットしたものである。黒破線は、ノイズスペクトル密度が 60dB/√Hz のときのノイズレベル参考値を示している。図 3.21 の 10kHz 帯域での受信レベルと比較して受信信号の強度は高くなっており、また 4kHz 帯域の受波レベルが高くなっていることから、距離進展に対して低周波帯域を利用することが受信レベル向上の観点から有利であることが理解できる。ノイズレベル参考値を参照すると、検討ノイズレベル範囲では各受波店における SNR は数 dB から 30dB 以上の範囲で変化することがわかる。

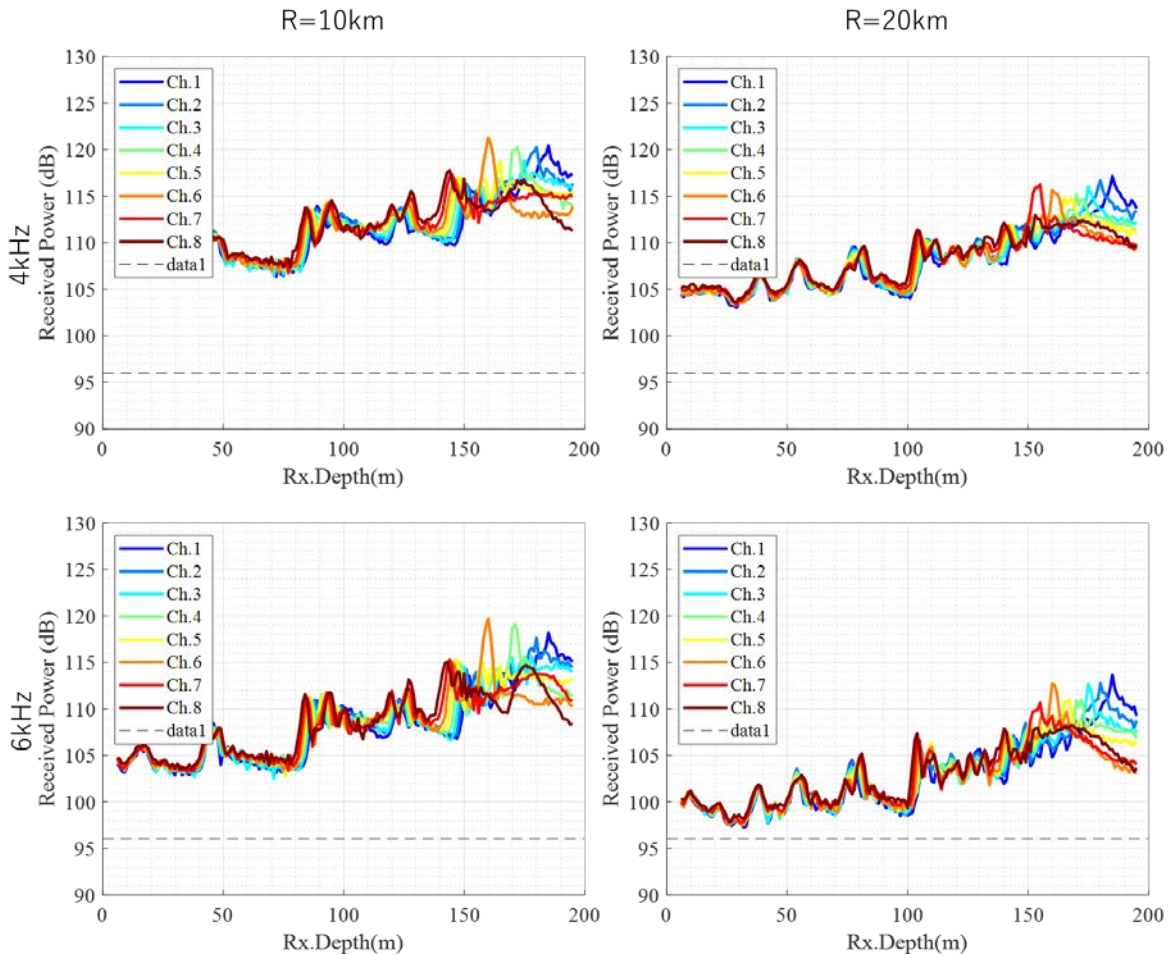


図 3.24 距離 10km における 4kHz 帯(左上)、6kHz 帯(左下)の通信信号受信レベルおよび、距離 20km における 4kHz 帯(右上)、6kHz 帯(右下)の通信信号受信レベルの深度分布

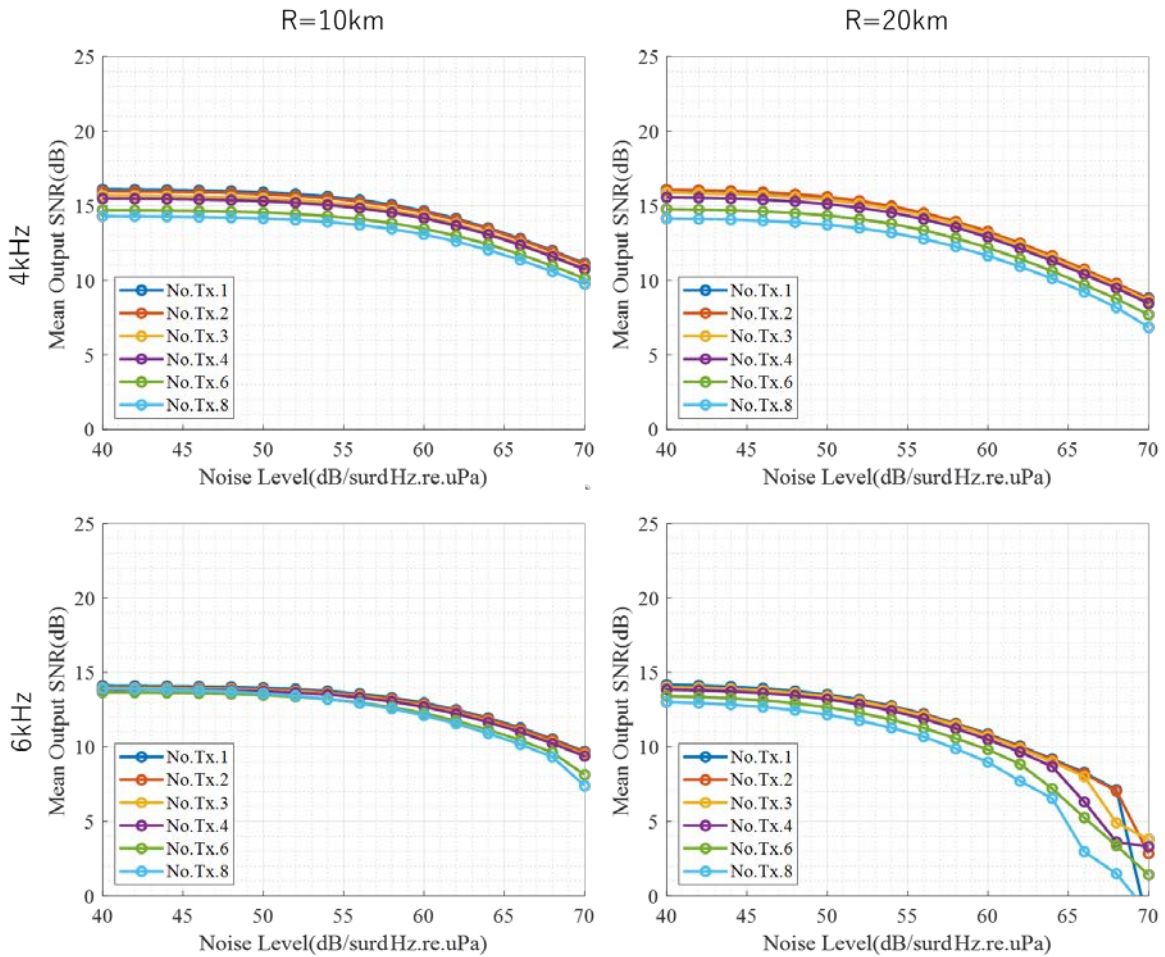


図 3.25 ノイズレベルと Output SNR の関係：距離 10km における 4kHz 帯(左上)，6kHz 帯(左下)，距離 20km における 4kHz 帯(右上)，6kHz 帯(右下)について，各送波チャンネル数の結果の平均値を表示

図 3.25 は，各送波チャンネル数について，通信距離を 10, 20km，および，信号帯域を 4kHz 帯，6kHz 帯とした場合の平均 Output SNR とノイズレベルの関係を示している．おおむね，送波チャンネル数やノイズレベルが増加するにつれて少しずつパフォーマンスが低下するものの，低ノイズ領域では 14~15dB 程度の Output SNR で信号処理ができているとわかる．また，距離 10km，周波数帯域 6kHz の結果では，チャンネル数増加に対してほとんどパフォーマンス低下が見られない結果となっている．ノイズレベルの変化に対しては，10kHz 帯の結果と同様に，低ノイズレベル領域ではなだらかにパフォーマンスが低下し，徐々に低下の曲率が大きくなるような傾向である．全体として，4kHz 帯域の結果は 6kHz 帯域の結果に対して良い Output SNR を示しており，図 3.22 で示した 10kHz の結果と比べても低周波になるにつれて Output SNR の最大値（ノイズレベル最小値での Output SNR）が高くなっている．4kHz 帯域と 6kHz 帯域のノイズレベル最小値は各チャンネルでの受信 SNR が 30dB 程度以上と高くなることから，低周波数帯域で Output SNR の上限値が高くなる傾向は，高 SNR で受信信号を記録することに依存していないと考えられる．

図 3.26 は，送信チャンネル数を 8 チャンネルとした場合の，各送波チャンネルからの信号について Output SNR とノイズレベルの関係を表示したものである．図中の黒線は，Ch. 1（送信深度 180m）の SIMO 通信（単一送信）結果，黒破線は全チャンネル平均の Output SNR を示している．ノイズレベルが低い範囲においては，4kHz，6kHz 帯の各チャンネルで 11dB 以上の Output SNR を達成しており，本シミュレーション上は表 3.2 の関係から，目標値を達成できる見通しは得られた．

10kHz 帯での結果と同様に，Ch.1 の SIMO 送信時と 8 チャンネル送信 MIMO でのパフォー

マンス差はほとんど見られない。また、送信チャンネル番号が大きくなる（送波深度が浅くなる）につれて、一部の例外を除き、Output SNR が低下する傾向にあることも同様である。この関係が明らかに逆転しているのは、距離 10km における Ch.6 と Ch.7, 8 の場合で、特に距離 10km の 6kHz 帯域の Ch.8 では 8 チャンネルの中で最大の Output SNR を記録している。また、図 3.23 の 10kHz での結果でも同様の傾向が生じていることがわかる。図 3.22 の距離 10km の信号レベル-受信信号音圧分布を参照すると、受波アレイ配置となる水深 177m-190m の範囲に、Ch.7 および Ch.8 からの信号のなだらかな音圧ピークが記録されている。ここで、図 3.19 の伝搬時間応答の傾向分析から、これらのピークは海底近くを伝搬する屈折波および直接波を含む低次モードの伝搬路によるものだと考えられる。Time Reversal 通信処理では空間エイリアシングが生じる周波数-受波器アレイ間隔関係で記録された信号が、処理後の収束に際して空間エイリアシングした成分が収束せずに残留干渉成分として作用することから、低次モード音場が受波アレイ位置で焦点を結んだことによって、Time Reversal 処理で収束した音場のパワーと残留干渉成分のパワーとの比が向上したと考えられる。

低次モード音場の焦点を効率よく受波するためには、送波器間隔を狭めてアレイの開口長を短くする必要があり、エイリアシングの対策には受波器間隔を狭める必要がある。しかしながら、実際の海洋において収束音場がどの深度に生じるかを見定めるのは非常に困難であるため、実海域計測時には大きく開口長をとって確実に音場をとらえることが要求されるものの、受波チャンネル数を多大にすることは現実的ではなく受波器間隔を広げて配置するような系を用いることとなる。また、送波器間隔を狭めることは空間分離を行う上でのデメリットとなりうる。このようなトレードオフを考慮して送受信アレイ配置を決定する必要があるが、少なくとも本シミュレーション検討上は、4kHz, 6kHz 帯域ともに研究上の目標値をクリアすることに支障のない結果が得られていることに留意しておく。

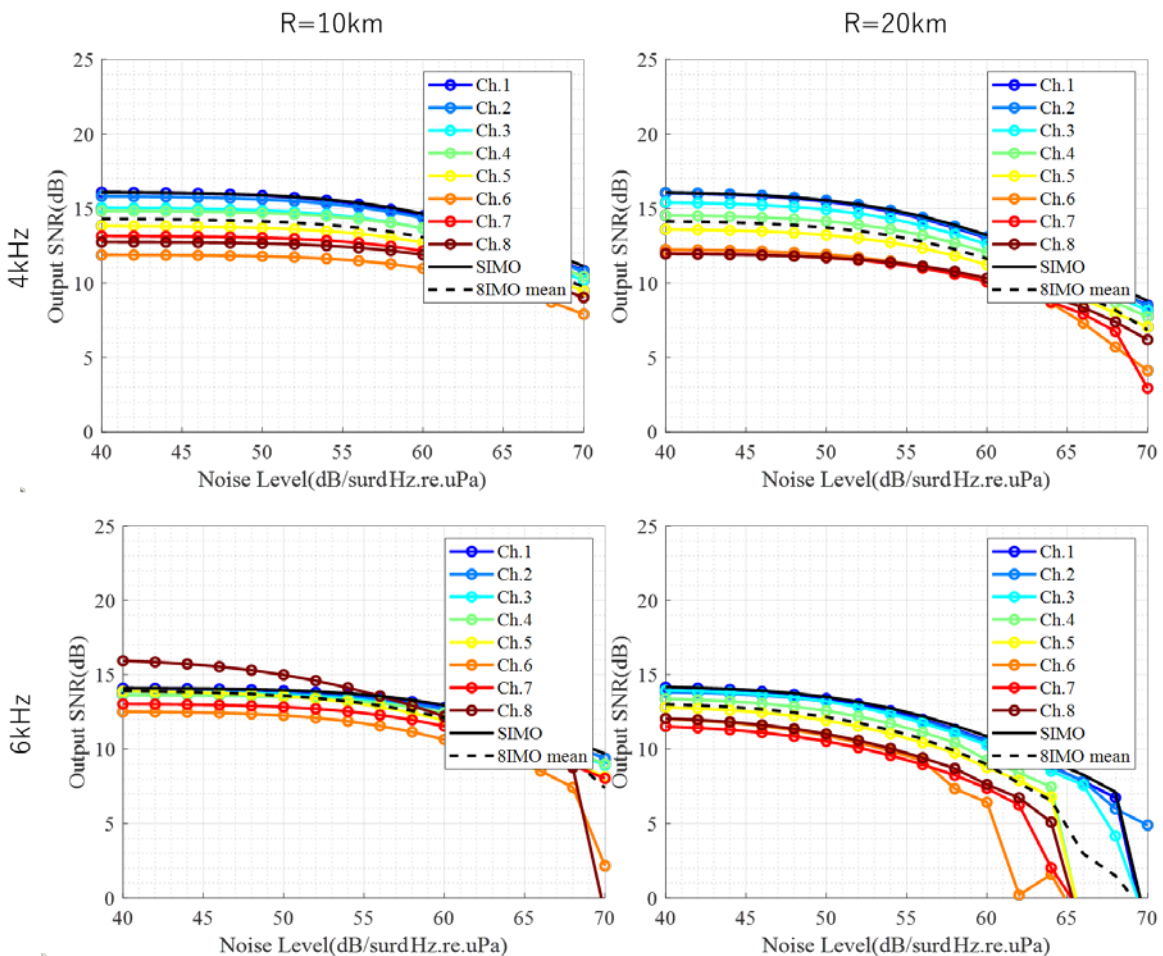


図 3.26 4kHz 帯域の距離 10km(左上)・20km(右上), および 6kHz 帯域の距離 10km(左下)・20km (右下) における, 8 チャンネル MIMO 時の各送信チャンネルからの通信信号の復調結果

最後に、2kHz帯域のシミュレーション結果について通信距離20kmでのシミュレーション結果について示す。図3.27は受信深度と2kHz帯通信信号の受信レベルの関係を示している。図中の各色線は送波器チャンネル1から8（水深185m~150m）からの信号強度を示しており、黒破線はノイズレベルが60dB/√Hzのときの帯域内ノイズレベル積分値を表示したものである。これまでの周波数帯域と比較して、高い受波レベルで長距離においても信号受信ができています。

図3.28はノイズスペクトル密度と各送波チャンネル数についての平均Output SNRの関係および、8チャンネル送信時の各送波チャンネルごとのOutput SNRの関係を示している。平均Output SNRおよび各送波チャンネルのOutput SNR両結果について、ノイズレベル変化・送波チャンネル数増加に対して、4、6、10kHz帯域の処理結果と同様の傾向を示している。Output SNRの最大値が高く、チャンネルごとの結果としても他周波数帯域と比較して良好な結果が得られている。2kHz帯域は、Wenz曲線の傾向から考えて、実海域試験においては他の帯域と比較して高ノイズレベルとなることが予測されるが、60dB/√Hz程度までのノイズスペクトル密度環境下であれば、送波チャンネル数を8チャンネルとした場合でも2値以上の多値化を用いた通信が成立する見通しである。

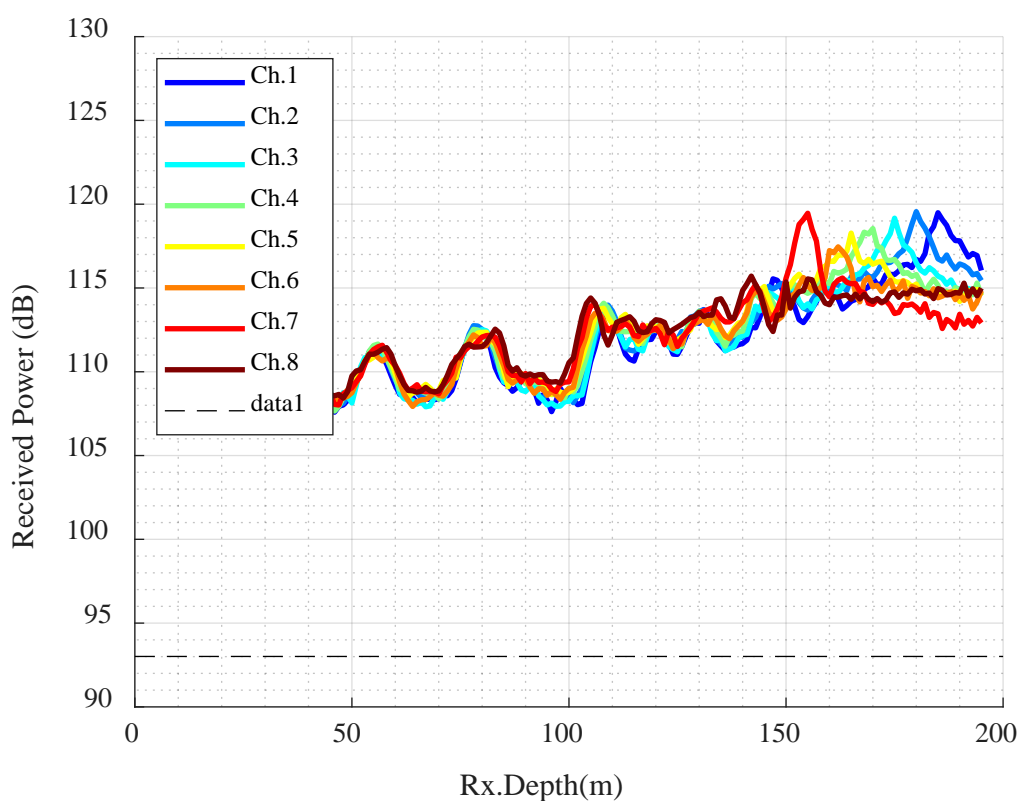


図 3.27 各送波チャンネル毎の2kHz帯通信信号の距離20kmにおける受波深度と受信レベルの関係

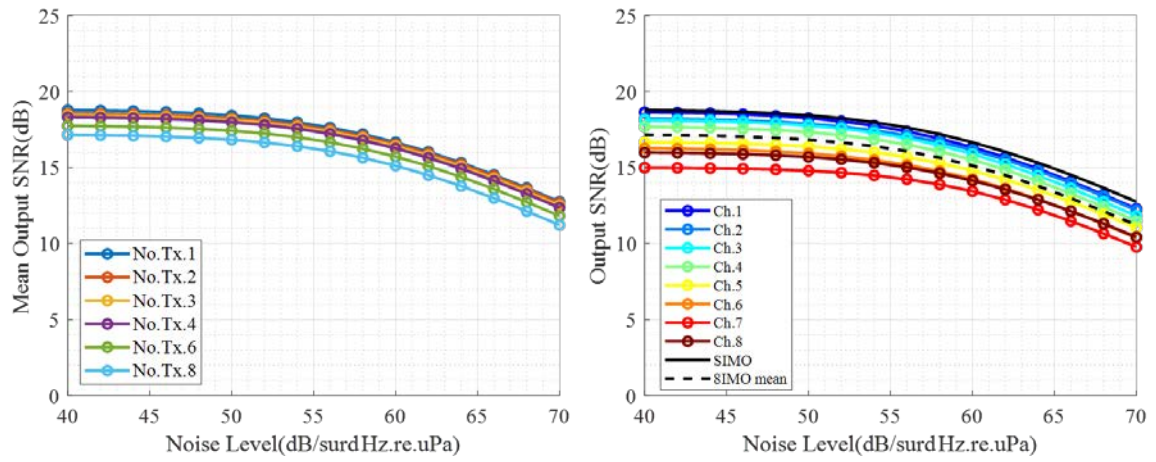


図 3.28 ノイズレベルと 2kHz 帯域 MIMO 通信処理結果平均 Output SNR の関係 (左) とノイズレベルと 8 チャンネル MIMO 時の各送波チャンネル毎の Output SNR の関係 (右)

3.3.2. 深海域伝搬シミュレーション

続いて、海域 A の駿河湾を想定したシミュレーションを実施した。音速プロファイルには駿河湾で冬季に実測した XBT 計測データを使用して、駿河湾内のトラフ軸沿いに送受波アレイを設置した場合について検討した。駿河湾内は水深が 1000m 以上となる深海域であるため、本研究で用いる数 kHz を超える周波数帯域での波動モデルを用いたシミュレーションが困難であったため、ガウスビームトレーシング⁹⁾を用いた伝搬計算をもとに検討を行った。計算は、水平方向に対して、 $\pm 25^\circ$ の範囲で行った。送受波器深度および伝搬計算モデル以外のシミュレーション条件は福島沖海域モデルに関する検討と同じ値を用いている。図 3.29 は XBT データから計算した音速プロファイルおよび計算した音速プロファイルをもとに計算した 4kHz 帯信号の伝搬損失分布である。通信シミュレーションでは、左図の赤点で示した水深(880m から 10m 間隔で 950m まで)に送波アレイを設置し、緑点で示した水深 (900m から 929m まで 1m 間隔で 4ch 配したサブアレイを 3m 間隔で設置) に受波アレイを設置した。伝搬損失分布は水深 900m の送波器について計算したものである。側線上の水深は 1200m から 1400m 程度の範囲で変化しており、図 0.5 で示したような水深 4000m 近い大深度海域とは異なり、海面・海底での反射を含んだ伝搬構造を示している。一方で、水深 800m から 1000m あたりに形成されている SOFAR チャンネルを中心とした屈折波伝搬が見られ、屈折波・反射波が複雑に重なって SOFAR チャンネル付近に集中伝搬構造となっている。海底面・海面との距離が大きくなることから、浅海域の海域 B と比較して境界面での反射の回数は少なくなると考えられる。

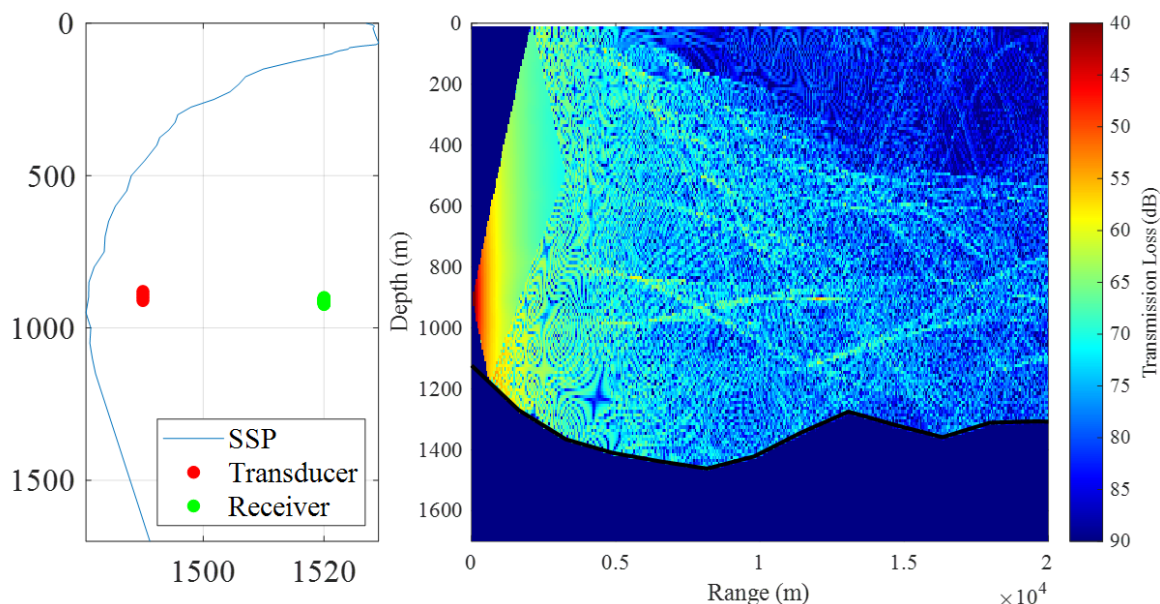


図 3.29 XBT 計測データから計算した音速プロファイルと得られた音速から計算した伝搬損失分布

図 3.30 は、20km の距離について、各送波器深度からの 2, 4, 6, 10kHz 帯信号(それぞれ左上, 右上, 左下, 右下)の受波レベルを受信深度に対して、表示したものである。2, 4, 6kHz 帯信号については、受波アレイ位置において各送波器からの信号が少なくとも 110dB 以上の信号強度で受はできている。また、海域 B での計算と同様に音圧ピークとなる深度が送波深度によって変わっていることが読み取れる。周波数が高くなるにつれて、ピークの幅が狭まり、ピーク外の音圧が低下することも海域 B での計算結果と同様である。送波器深度 (880m~950m) に対する音圧ピークを形成する深度は、浅海域での検討と比較して、ばらついて分布する傾向に見える。これは、音速プロファイル上で音速の極小値を挟んで送波アレイを設置したために、それぞれの送波位置からの信号の屈折波の主要な伝搬モードが異なるためと考えられる。一般的な深海の水平方向音波伝搬では、音速プロファイルの勾配から 40~50km 程度で屈折波が深度方向に集中・拡散するサイクルとなり、結果として音圧の集中もより顕著となる。一方で、今回計算したようなモデルにおいては、海面・海底面での反射波の影響や、伝搬距離が上記のサイクルよりも短いことから深度方向に音圧が拡散した状態になったと考えられる。

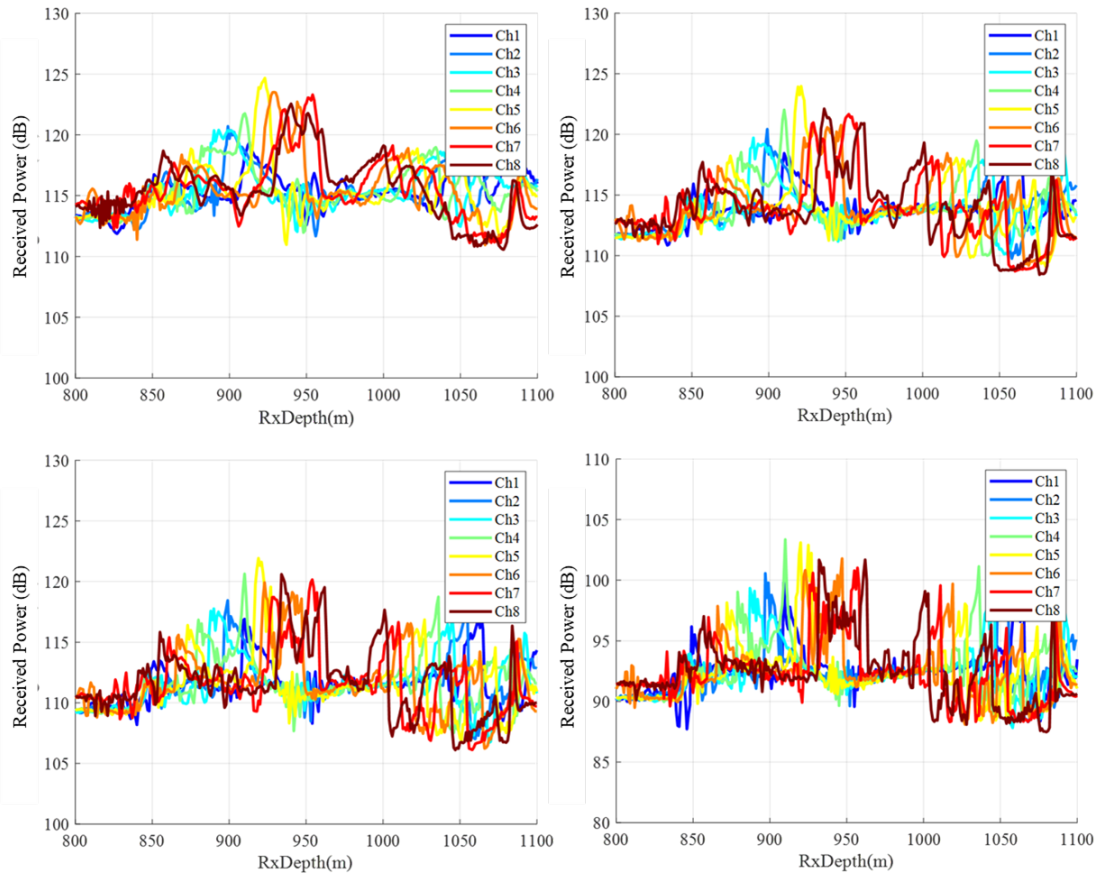


図 3.30 2kHz(左上), 4kHz(右上), 6kHz(左下), 10kHz (右下) 帯信号を各チャンネル送波深度から送信した際の、通信信号受信レベルの深度分布

図 3.31 は、2kHz 帯の 1, 2, 4, 6, 8 チャンネル多重化を行った際の MIMO 通信信号処理結果の平均 Output SNR (左図) および Ch.1 からの信号の Output SNR(右図)とノイズスペクトル密度の関係である。空間多重化数を増やすにつれて、大きく平均 Output SNR が低下しており 4 チャンネルを超える多重化は困難であると考えられる。右図で示した通り、チャンネル数が加算されるにつれて、Ch.1 からの通信信号の処理結果も悪化しており、チャンネル間干渉が生じていると考えられる。図 3.32 は、4kHz 帯および 6kHz 帯の MIMO 通信処理結果の平均 Output SNR とノイズスペクトル密度の関係である。2kHz 帯と同様に、送波チャンネル加算を行うにつれて Output SNR が大きく低下しており、どちらの周波数帯域においても多値化・多重化数を増加させることが困難であると見込まれる。図 3.33 は 6kHz 帯信号について、送波 Ch.1 からの通信処理結果 Output SNR とノイズスペクトル密度の関係を各空間多重化数について表示したものである。やはり、空間多重化するにつれて、Output SNR が低下しており、チャンネル分離が不完全となっている。一方で、図 3.29 の結果と比較して、空間多重化数に対する Output SNR の低下の比率は小さくなっている。Adaptive Time Reversal 処理結果において生じる送信チャンネル間干渉は、同一環境であれば低周波成分から生じると考えられ、空間分離の観点からは送波アレイ間隔を広げることが求められるが、図 3.29 の通り複雑に音場が収束するために送受波アレイ配置を決定することが困難となると考えられる。受波アレイ配置を疎かつ長大とすることで解決する可能性もあるが、福島沖の浅海域シミュレーションで考察した通り、高次伝搬モードの影響について検討する必要がある。

高次の伝搬モードによる影響を確認するために、伝搬モデル計算において、伝搬角を±10°とした場合の 2, 6kHz 帯信号通信処理結果を図 3.34 に示す。ノイズスペクトル密度の増加に対する Output SNR の減少が大きくなっている一方で、送信チャンネル数増加に対しては Output SNR の低下が小さくなっている。ノイズに対して敏感になったのは、伝搬角を限定したことによりマルチパス波数が減少したことで受信レベルが低下したことが影響していると考えられ

る。チャンネル間干渉の多寡についても、伝搬角が寄与すると考えられ、低次モードの伝搬のみを考慮した図 3.34 の **Output SNR** の値からは **MIMO** 通信において多値化・多重化を達成できる可能性が見込まれる。高次の伝搬モードは海底面・海面での反射係数によってレベルが大きく変化することが見込まれるため、実海域計測で受信チャンネル応答を確認することで、その影響を確認することとなる。

以上の通り、高次伝搬モードのマルチパス波の寄与次第ではあるが、条件が整えば通信目標を達成する可能性がある。また、福島沖シミュレーション結果と併せて、**MIMO** 通信パフォーマンスに対して伝搬モード（あるいは受波アレイに対するマルチパスの入射角）の関係が寄与するという仮説が得られた。駿河湾においての実海域試験では、送受波アレイ配置をより詳細に検討する必要があると考えられる。

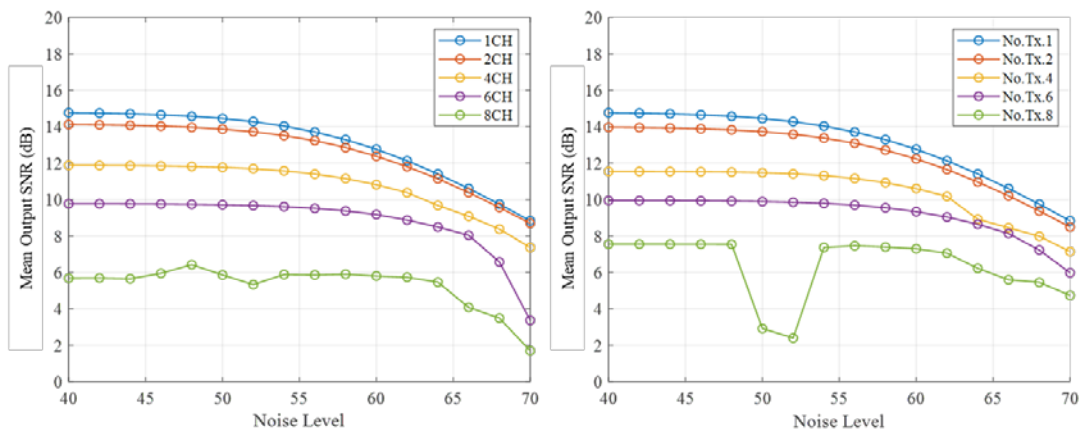


図 3.31 2kHz 帯 MIMO 通信シミュレーション結果：ノイズスペクトル密度レベルと平均 **Output SNR** (左図) およびノイズスペクトル密度レベルと送波チャンネル番号 1 からの信号の **Output SNR** (右図) を空間多重チャンネル数毎に表示

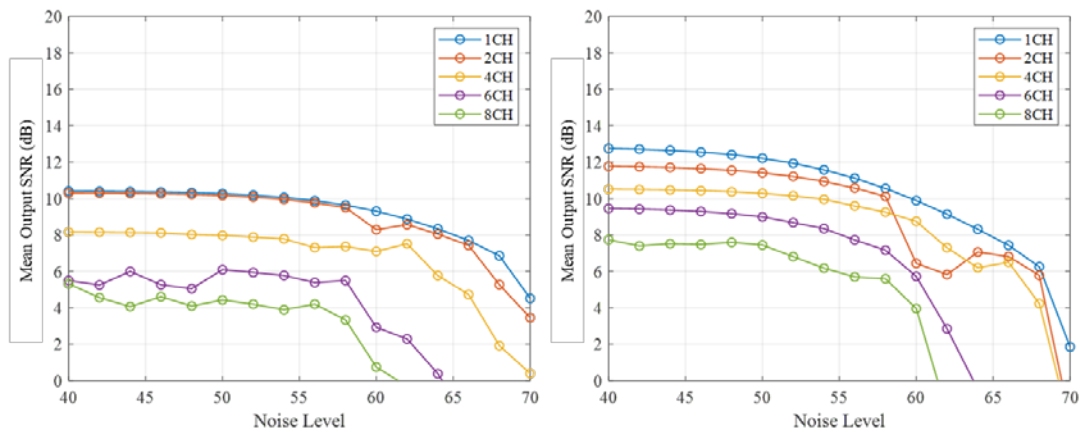


図 3.32 4kHz 帯 (左図) および 6kHz 帯 (右図) MIMO 通信シミュレーション結果：ノイズスペクトル密度レベルと平均 **Output SNR** の関係

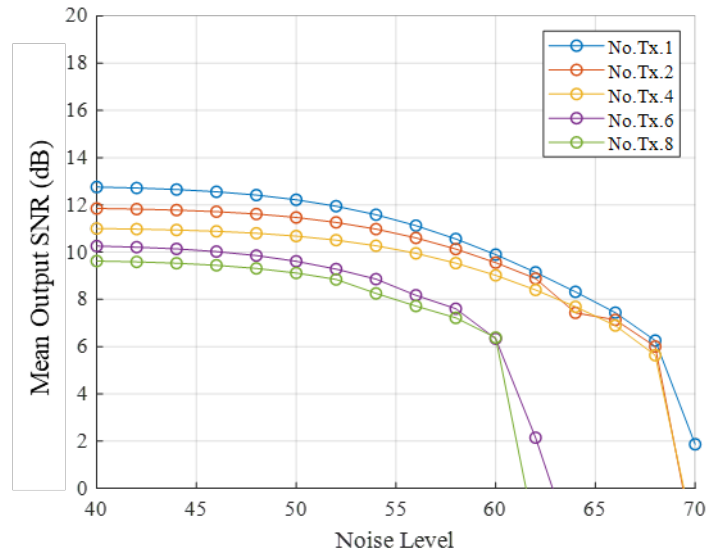


図 3.33 6kHz 帯 MIMO 通信処理結果のノイズスペクトル密度と送波チャンネル番号 1 の Output SNR の関係

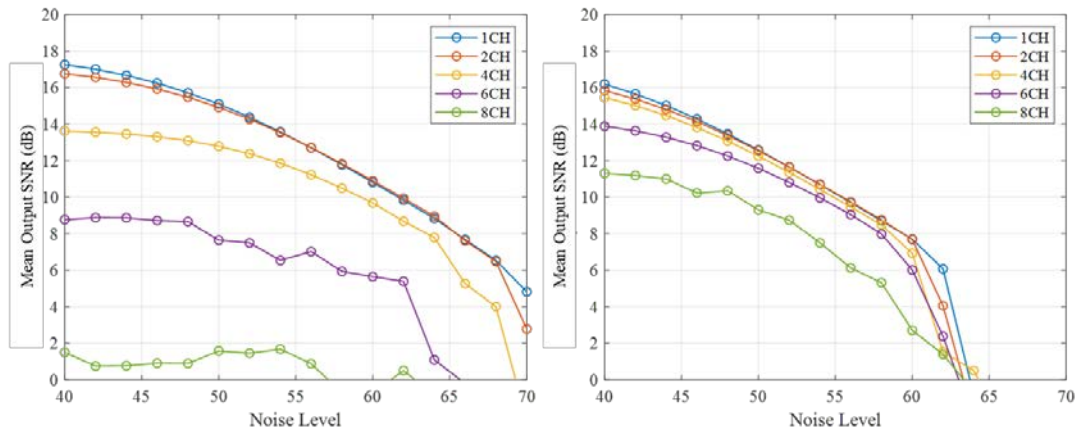


図 3.34 伝搬応答計算を $\pm 10^\circ$ のガウスビームトレーシングモデルとした場合の、2kHz 帯(左)と 6kHz 帯(右)のノイズスペクトル密度と MIMO 通信処理結果平均 Output SNR の関係

3.3.3. まとめ

福島沖海域の晩夏～中秋における XBT 計測データから計算した音速プロファイル平均値を用いて音響波動伝搬シミュレーションを実施し、伝搬応答と各周波数帯域における伝搬損失量を検討した。また、計算した伝搬応答を利用して、MIMO 通信シミュレーションを実施した。検討結果から、以下の傾向を得た。

一般的な定性的認識の通り、シミュレーションにおいても低周波数帯域の信号は長距離において伝搬損失が小さいことが確認できた。また、周波数帯域に関わらず、用いた音速プロファイルにおいて水平長距離伝搬する音場は、音速勾配のために海底付近へと収束する傾向にある。送波深度を浅くすると、海面-海底反射の影響が強くなり、送波深度を深くすると屈折波の影響が強くなる。受信レベルおよび、海面反射波の不確定性を考慮すると、受波アレイ深度および送波アレイ深度は海底に近い水深に設置すべきである。

2,4,6,10kHz 帯の各周波数帯通信信号について、通信距離・送波チャンネル多重化数の関係と信号処理結果の Output SNR から、一定のノイズスペクトル密度以下であれば目標となる通信速度・距離の指標を達成できるだけの処理利得が得られていることが確認できた。このことから、海域試験で用いる実機の送波レベルが、目標の値に達するかが重要になるといえる。

検討結果は時変動による影響を加えていないため、実海域試験でのデータ取得を行ったうえで、時変動特性の程度と通信処理に及ぼす影響を評価する必要がある。全体として、低周波数帯域のほうが通信処理結果の **Output SNR** が高くなる傾向がある。また、通信処理結果の **Output SNR** の各チャンネル間の差は、受波アレイにおいて低次モード伝搬の収束音場を捉えることができるかに依存している傾向がある。低周波数帯域信号で **Output SNR** が向上することも併せて、受信データにおける高次モードの空間エイリアシングとの関係に留意する必要がある。

本報告書では、平均音速プロファイルを用いた水深 200m のシミュレーション結果についてのみ示したが、水深を変更した場合や音速プロファイルの実測値そのものを使用した場合についても、おおむね同様の傾向が得られていることをここに付しておく。今後の課題として、送・受波アレイの配置の最適化、通信処理結果と波動伝搬モードの関係を明らかにすることで、より良好な通信処理結果を得るための一助となる可能性がある。また、現在のところ現実的ではないが、時変動の影響を導入したシミュレーション実施手法を考案することで、より実際の予測が可能になると考える。

3.4. 吊下計測による事前検討

送波アレイ・受波アレイを吊下しての実海域試験を、伝搬路特性を実測して後の係留による実証試験のための送信信号設計を行うことを目的として実施した。2020年8月の海域Bにおける試験は、2020年度に漁業調整の関係から千葉沖から福島沖へと海域変更し、水深200~400mの側線において計測を実施した。この試験は、海洋研究開発機構の研究船「よこすか」「かいいい」の2隻を用いて、それぞれ送波、受波アレイを吊下して行った。図3.35は福島沖試験海域図であり送受波の吊下地点を図中の円で示している。最初に、北西の約150m水深前後の地点で送受波の動作確認を実施し、水深200, 300, 400mの各側線でそれぞれ試験を実施した。試験実施スケジュールを表3.3に示す。送波アレイは2, 4, 6, 10 kHz帯の送波器を各1式搭載したフレームに取り付けたものを吊下して、各送波器から順次信号を送信して伝搬路特性計測を行った。受波アレイは90cm間隔でハイドロフォンを4ch配列した要素を180cm間隔で鉛直配置した構成で計測を実施した。

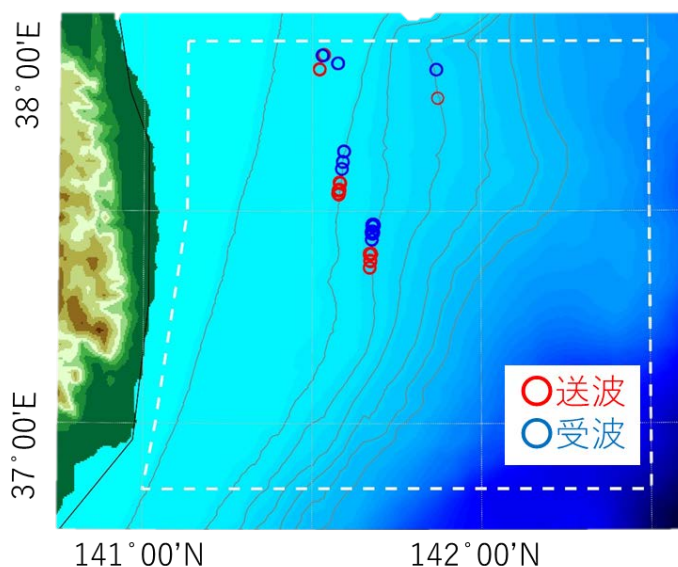


図 3.35 福島沖海域における吊下試験の海域図:等深線は100m毎

表 3.3 吊下試験スケジュール

8月1日	出港／回航
8月2日	動作確認試験
8月3日	水深150m, 距離2マイルで計測
8月4日	水深200m, 距離2マイルで計測
8月5日	水深200m, 距離4マイルで計測
8月6日	水深300m, 距離2マイルで計測
8月7日	水深200m, 距離6マイルで計測
8月8日	水深300m, 距離4マイルで計測
8月9日	水深400m, 距離4マイルで計測
8月10日	水深300m, 距離6マイルで計測
8月11日	回航／帰港

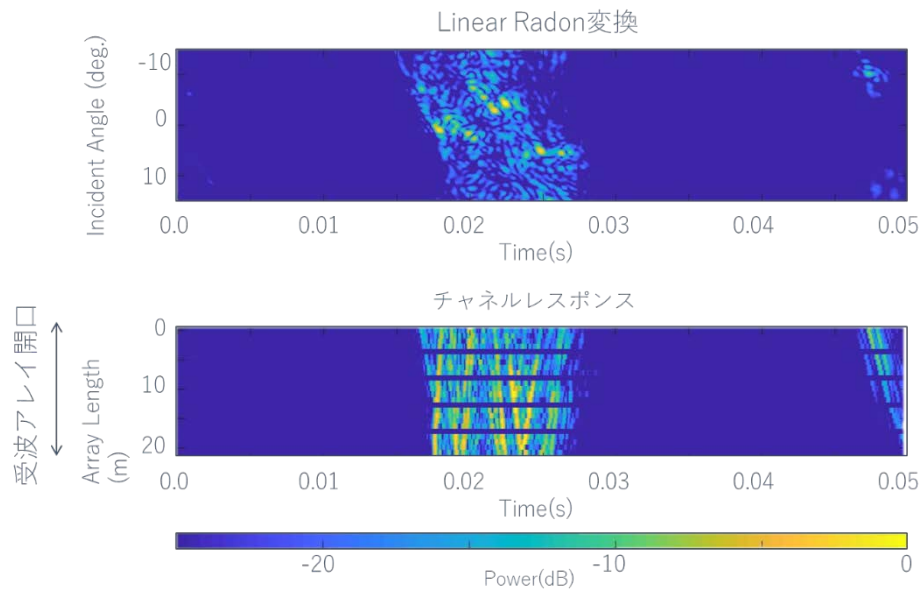


図 3.36 8/5 に実施した水深約 200m 測線, 距離 4nm(約 7.4km)送波深度 180m, 受波深度 165m での受波応答図:上図 伝搬応答を Radon 変換により時間-伝搬角度表示したもの, 下図 伝搬応答を時間-アレイ深度表示したもので 0m をアレイ上端とした

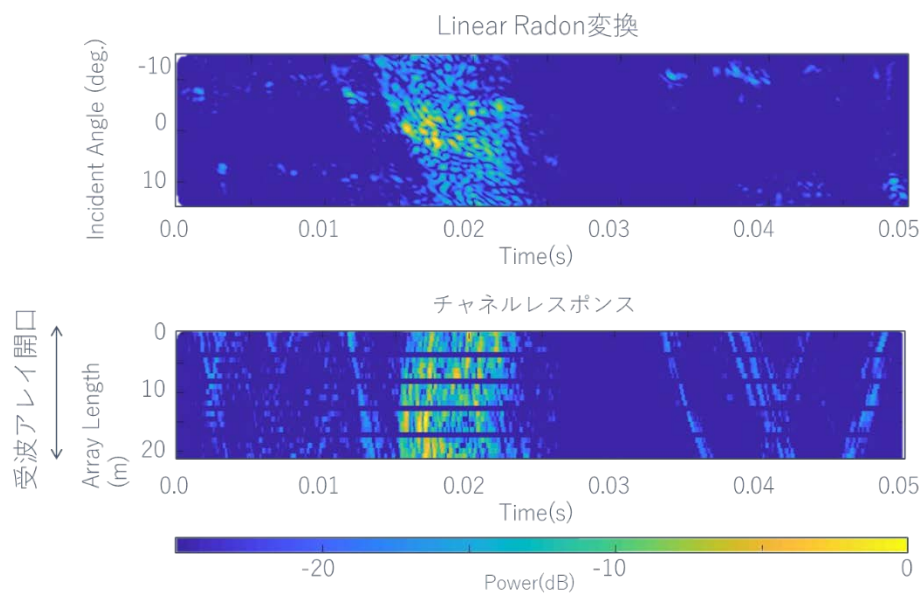


図 3.37 8/7 に実施した水深約 200m 測線, 距離 6nm(約 11.1km)送波深度 185m, 受波深度 160m での受波応答図:上図 伝搬応答を Radon 変換により時間-伝搬角度表示したもの, 下図 伝搬応答を時間-アレイ深度表示したもので 0m をアレイ上端とした

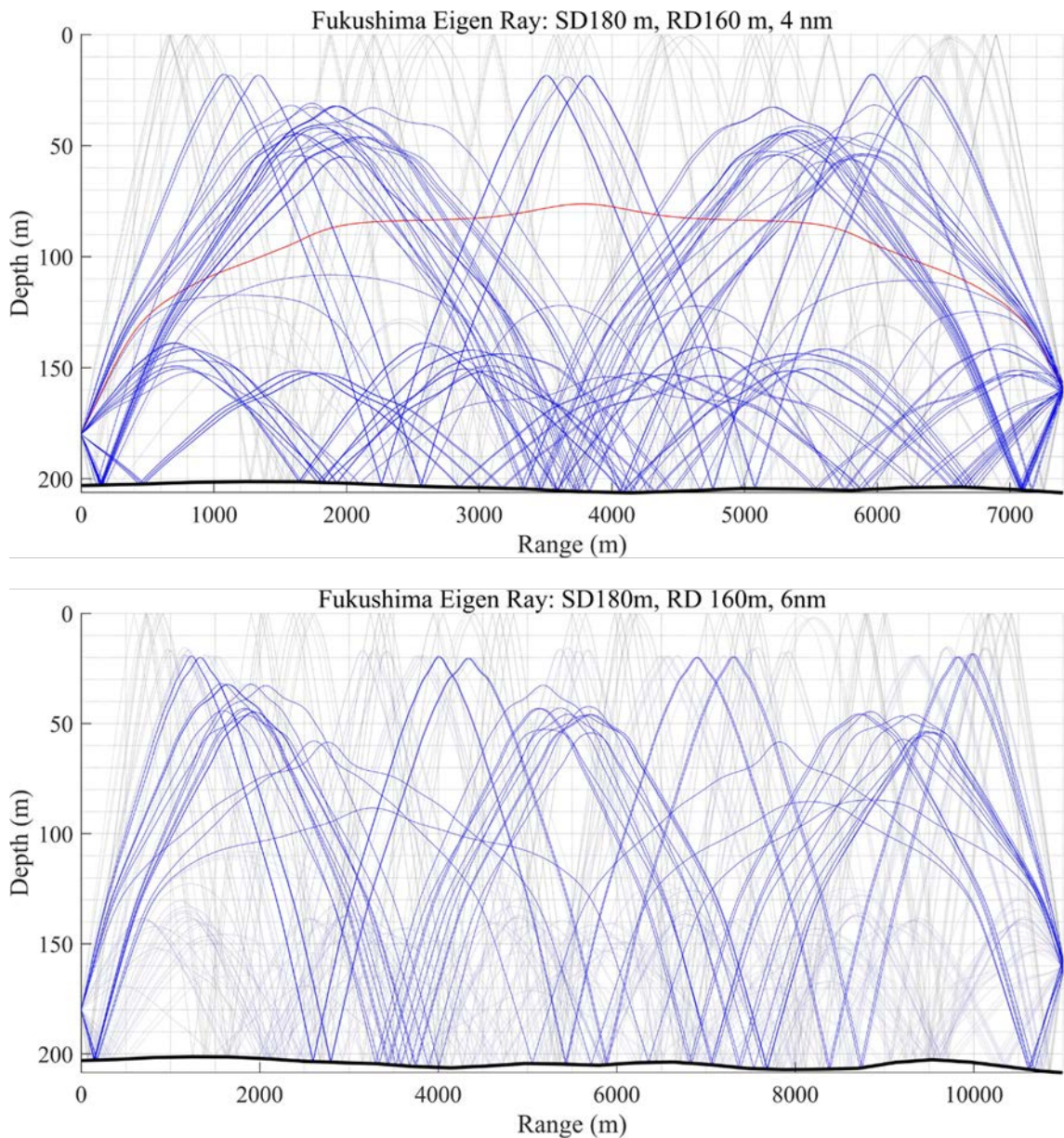


図 3.38 水深 200m 測線における、(上図)距離 4nm および(下図)距離 6nm での固有音線シミュレーションの結果:直接波経路を赤線, 3回までの反射を含む経路を青太線, 4回以上反射する経路を細点線で示している

図 3.36 および図 3.37 は水深約 200m の側線において、それぞれ 4 nm および 6 nm の距離で送受信した際の受波応答を示している。4kHz 帯送波器を用いて、2.5-6.5kHz の周波数掃引信号を送受信し、レプリカ信号との相互相関処理によるパルス圧縮によって受波応答を得たものが下図であり、上図は得られた受波応答を Radon 変換¹¹⁾して受波アレイへの入射角度-受信時刻へと写像したものである。図 3.36 図 3.37 の下図で青く塗りつぶされたアレイ深度は、上述した受波アレイの配置のとおり、90cm 等間隔にデータを並べた際に hidroフォンが配置されていない深度に該当する。図 3.36 の距離 4 nm での計測結果から、受信応答はマルチパス環境による複数の波面が記録されており、伝搬角度が広がるにつれて遅延が大きくなる傾向となっている。受波応答のうち 0.02s~0.03s の 10ms にわたって記録されている範囲については、複雑に大振幅のマルチパス波が受波アレイに入射していることがわかる一方で、後続のマルチパス波は比較的振幅が小さくスパースな応答となっている。距離 6nm 計測結果でも同様の傾向を示しているが、大振幅のマルチパス群がより複雑に記録されているほか、先行して高角度で入射する小振幅のスパースな波面が記録されている。図 3.38 は、これらの観測を模擬して行った音線シミュレーションによる伝搬経路図である。距離進展に伴って、海底面

での反射回数が増加した信号が受信されたことが伺える。海面反射する経路は、海底面での反射を併せて4回以上の反射を行うもののみとなっており、特に海面での多重反射・散乱による損失のために高角度伝搬経路の振幅が比較的小さくなったと考えられる。6nmの距離では、低角度で伝搬し海底面で多重反射する経路が多く生じており、これらのマルチパスの重畳が受波応答の波面を複雑にしているものと考えられる。

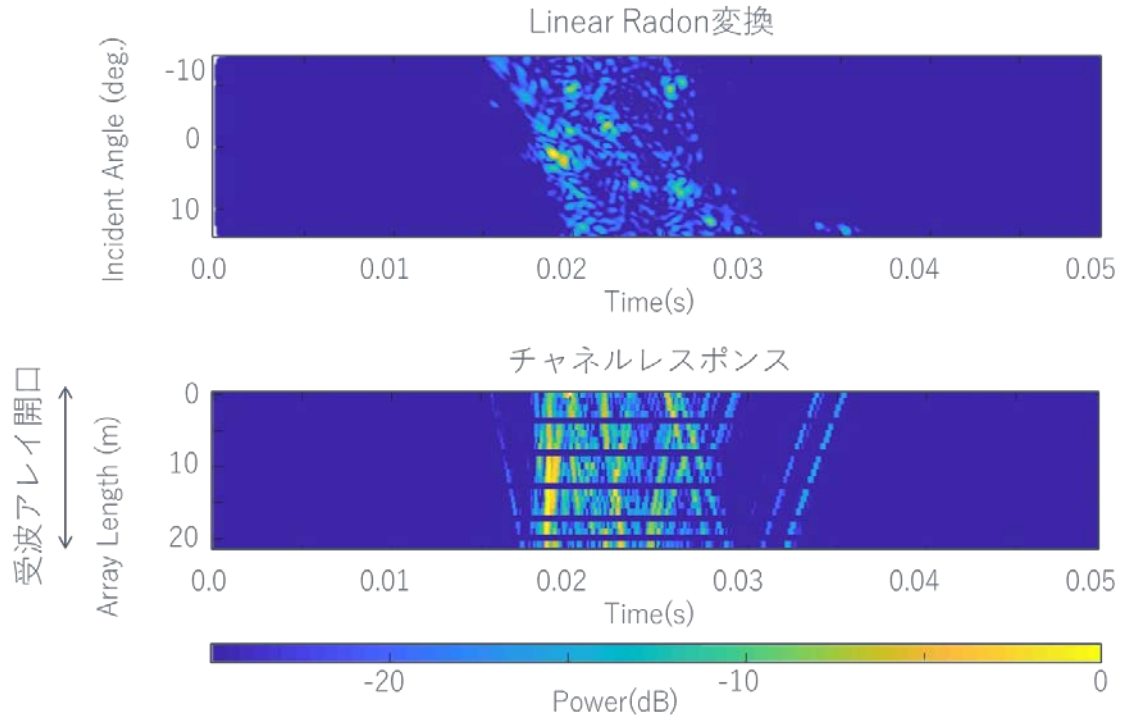


図 3.39 水深 300m 測線の距離 2nm (3.7km), 送波深度約 280m, 受波深度約 260m での伝搬応答

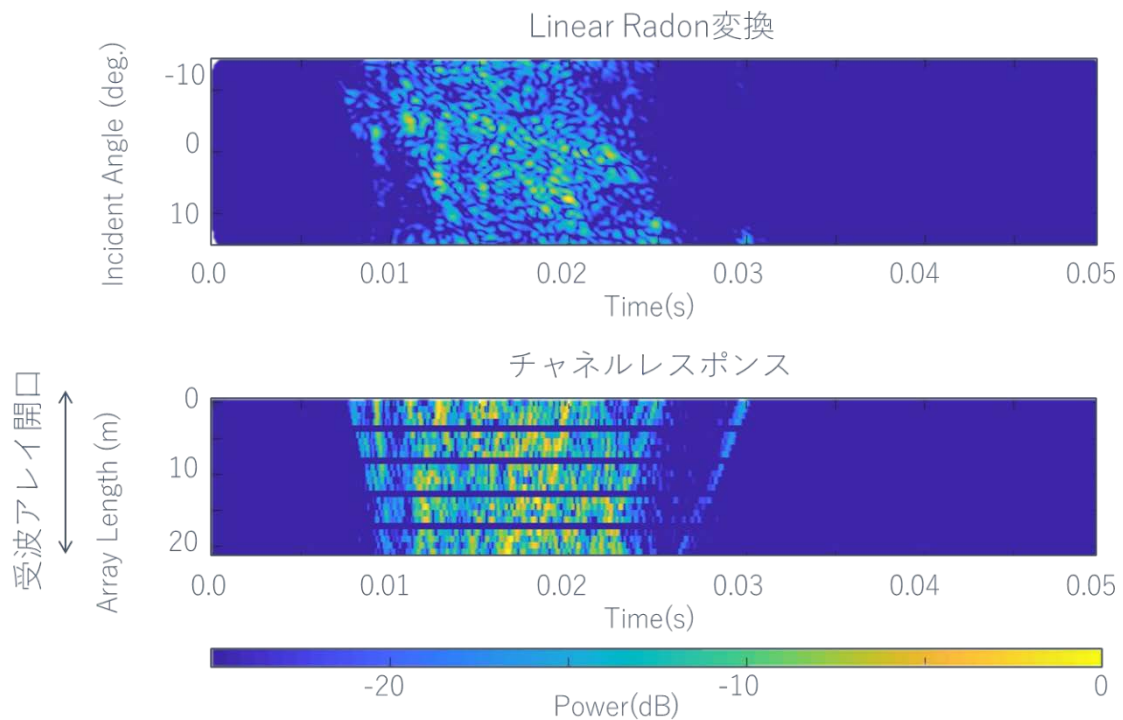


図 3.40 水深 300m 測線の距離 4nm (7.4km), 送波深度約 280m, 受波深度約 260m での伝搬応答

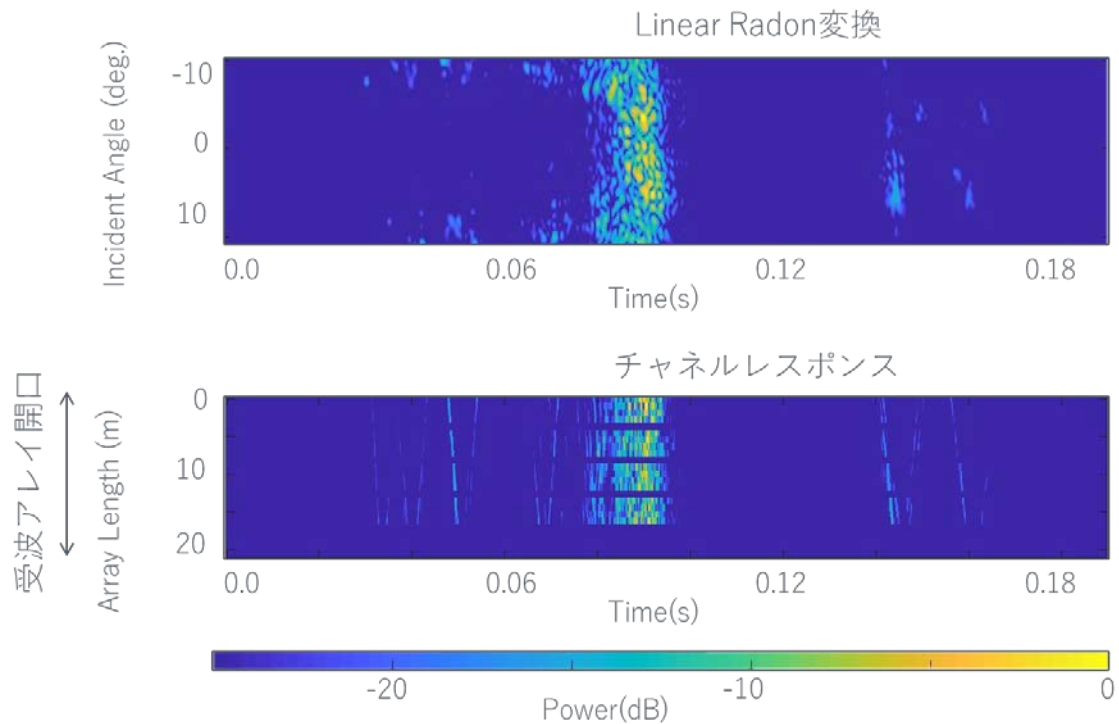


図 3.41 水深 300m 測線の距離 6nm (11.1km), 送波深度約 280m, 受波深度約 260m での伝搬応答

図 3.39~図 3.41 は水深約 300m 測線における伝搬応答をそれぞれ 2, 4, 6 nm の距離で計測した際の伝搬応答を示している。水深約 200m での計測と同様に短距離での計測では複数の波面が明瞭に記録されており、受波応答のうち受信レベルの観点で主要な部分では距離進展に伴って複雑にマルチパス波が重畳して乱雑な受波応答を形成する。また、海面反射を含むと考えられる高角度で伝搬するマルチパス波の寄与が徐々に小さくなる傾向がうかがえる。

海面反射する伝搬路は、海面の動的変動によって伝搬応答が時変動を伴うと考えられ、受波レベルの観点からは信頼性が低く、受信信号処理の観点からは歪みを取り除くのが困難となる。また、高角度の伝搬路は高周波の通信信号を利用した際にはスパースな受波アレイ要素間隔に対して空間エイリアシングを発生させる要因となるため、安定した通信を実現するためにはできるだけ海面反射波の影響を抑えた送受信系の設定を行うことが好ましい。一方で、低角度で受波アレイに入射する伝搬路は直接波・屈折波・海底面での反射波などが主要な成分であり比較的静的な伝搬路となる。よって、低角度で伝搬する伝搬路が集中して記録される長距離での送受波環境は、Time Reversal による MIMO 通信が適した環境であると言える。

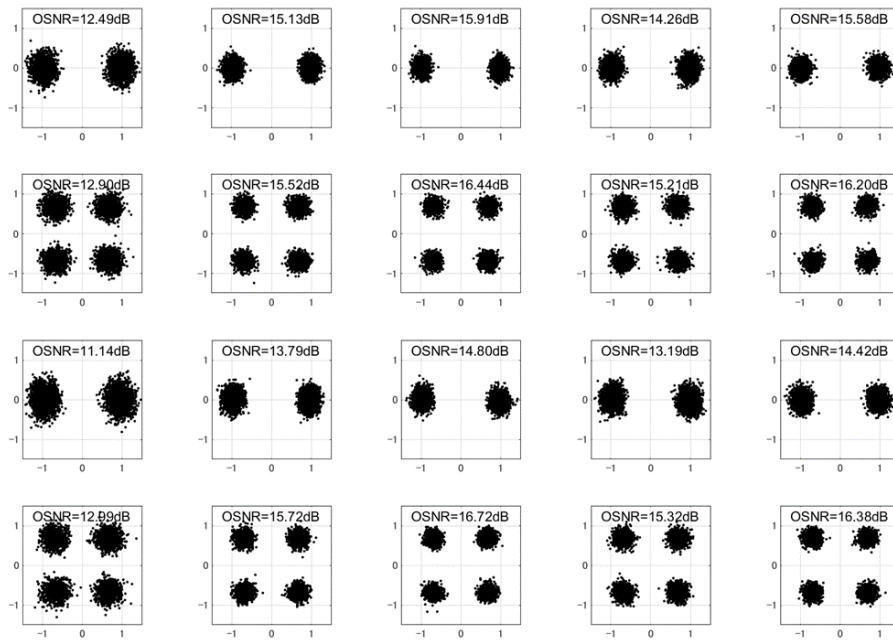


図 3.42 吊下計測した信号から仮想的に MIMO 通信信号処理を行った際の通信シンボルプロット図:左列から送信チャンネル 1, 2, ..., 5 と最大 5 channel の送波器からの信号を同時に復調した. 行方向は変調方式を変えて送信した通信信号の各パケットを示しており, BPSK-QPSK-BPSK-QPSK と 4 パケットを送信したものの復調結果である.

Cross-Q Functionによる分離性能検討

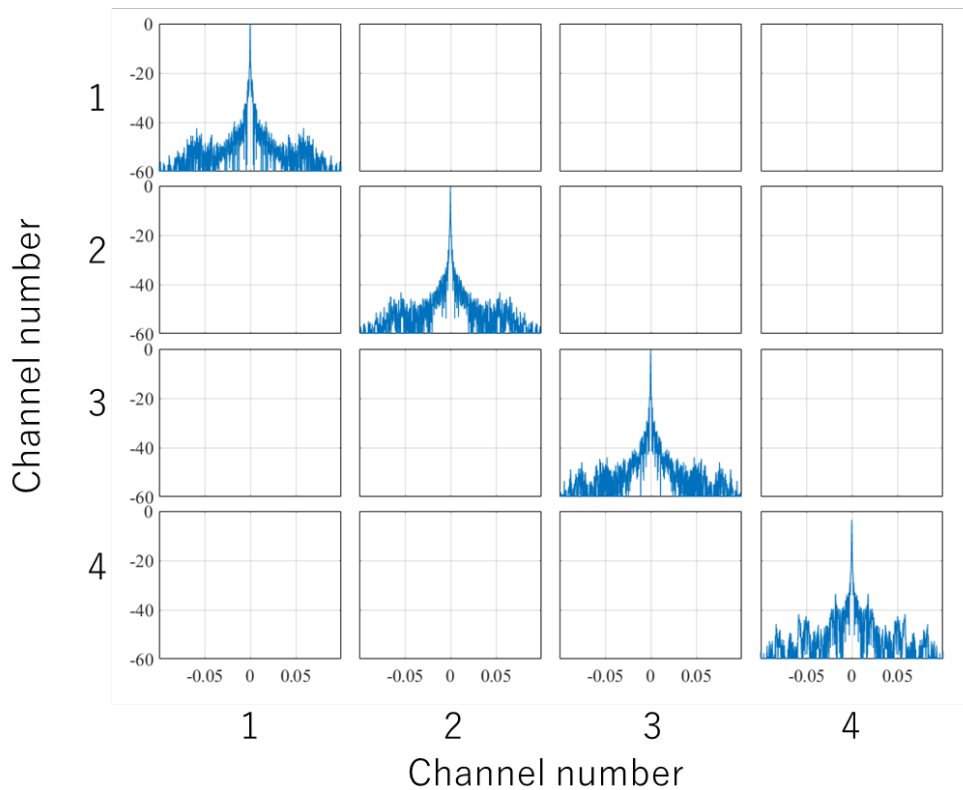


図 3.43 Cross-Q Function によるチャンネル分離性能の検討結果:4 チャンネル分の多重化を行った際の Adaptive Time-Reversal 処理結果の応答, 各パネルの横軸は時間軸(-100ms~100ms)および正規化振幅値(-60dB ~ 0dB)

図 3.42 は、水深 300m 距離 11 nm の吊下受信データについて、送信深度を変更して記録されたデータを仮想的に加算し、MIMO 通信処理を実施した際の通信信号処理結果および単パルス送信時のチャネル分離結果を示している。6kHz 帯送波器からの信号を利用し、帯域は 4.5kHz~8.5kHz を用いている。図 3.42 の通信信号処理結果は、送波器間隔を 175m から 25m 刻みで 275m まで計測した受信記録を重合し、Adaptive Time Reversal + DFE 処理を施して等化を行った。通信信号処理結果の通信シンボル分散が示している通り、QPSK 変調信号に対しても BER<10⁻³ を十分に達成する程度（実際にはエラーフリー）に判定が可能な結果が得られており、最大 5 チャネルの MIMO 通信を達成しうる伝搬応答であったことがわかる。また、図 3.43 の Cross-Q Function 応答計算は伝搬応答計測のためのプローブ信号を加算し、仮想的に空間多重信号として Adaptive Time Reversal 処理したものである。なお、Cross-Q Function $q(t)$ は以下で定義される通り、異なる送信チャネルからの受波応答相互相関関数を各受波要素について和をとったものである。

$$q_{i,j}(t) = \sum_{r=1}^R w_{i,r}(t) \otimes h_{j,r}(t) \quad (3-20)$$

ここで、 $h_{i,r}$ は i 番目の送波器と r 番目の受波器の間の伝搬応答、 \otimes は相互相関を示す。Adaptive Time Reversal 処理時には、一方の伝搬応答を Adaptive Time Reversal 処理した伝搬応答信号と置き換えることとなる。結果から、各送信チャネル間の相互干渉はほとんど抑制されており、自己応答の振幅は保存されていることが確認できる。

以上より、吊下計測による予備試験計測において伝搬特性の計測と MIMO 通信の成立可能性について検討を実施した。結果からは、伝搬距離の進展に伴ってより安定した伝搬応答が得られることが示唆されたうえ、通信処理の検討結果からは確かに多チャネルの空間分離が可能であることが分かった。計測結果から水深 200m, 300m 測線共に同様の傾向を示しており、ともに実証試験での高速通信達成を見込むことができる。

3.5. 係留計測による実証試験

本研究では、異なる海域条件において送・受波アレイ係留系を用いた空間多重 MIMO 通信試験を行った。航海ごとに実施時期、海域と係留計測位置における地形的特徴を表 3.4 にまとめて示す。令和3年度までは深度を変えた条件でのデータ取得を中心に行い、深度による基本的な傾向の比較を行った。令和4年度は浅海域を中心に試験環境を変えた計測を行った。漁業や輻輳の影響を受けて海域を調整した結果、福島沖、駿河湾、高知沖、三重沖、九州西方の5つの異なる海域において、水深 200 m 以下の浅海域から水深 2000 m 以上の大深度まで条件を変えた計測を行うことができた。次項以降では、福島沖中深度、駿河湾大深度、福島沖浅海域、高知沖浅海域、三重沖浅海域、および、九州西方浅海域における試験の概要およびその結果を報告する。

表 3.4 係留計測実施海域の一覧と当初計画海域特徴との対応

	福島沖	駿河湾	高知沖	三重沖	九州西方
海域A：深海域，非成層		○			
海域B：浅海域，成層	○		○		
海域C：浅海・深海域，非成層			○	○	○
海域D：深海域，成層		△			
海域E：中深度域	○				
実施年度（令和）	2, 3	2	4	4	4

3.5.1. 福島沖中深度域における実証試験

(1) 実験概要

海洋研究開発機構が保有する研究船「よこすか」により、2020年9月に福島県沖の水深約750mの中深度海域において送受波アレイ係留系による通信の実証試験を行った。試験実施海域図および係留系の設置個所を図3.44に示す。送波アレイは測線北側の $37^{\circ} 53' 28.7''\text{N}$ $142^{\circ} 11' 10.7''$ の座標に係留し、受波アレイは測線南側の $37^{\circ} 46' 57.4''\text{N}$ $142^{\circ} 13' 24.6''$ の座標に係留した。係留座標点において計測したXBTデータから算出した鉛直方向音速深度プロファイル、設置した送受波器の深度および送受波間の海底地形図、および受波アレイの詳細な深度配置図を図3.45に示す。試験実施海域においては、水深約200mまで表層海水混合の影響が見られ、水温分布の変化に伴う音速の変化がみられる。水深約300m程度まで音速プロファイルに水平位置による差異が見られるが、以降の深度においては座標の違いによる音速の大きな違いは見られず、安定した音速構造となることが予想される。送波アレイは、6kHz帯の送波器を素子間隔約6mで4式鉛直に水深約402-420mの範囲で設置した。受波アレイは、90cm間隔で4チャンネル構成される鉛直サブアレイを6式鉛直に接続し各サブアレイの受波素子間は180cmの間隔になるように構成したものを、水深約408.5mから433.7mの範囲に設置した。このようにして計24点の深度にハイドロフォンを設置したが、海面側から5, 23, 24番目の受波点については機材の不調によりデータを収録することができなかった。各アレイは、海底にアンカリングされ、係留系上部に配されたブイとアンカーの間の張力によって鉛直方向に緊張係留した。

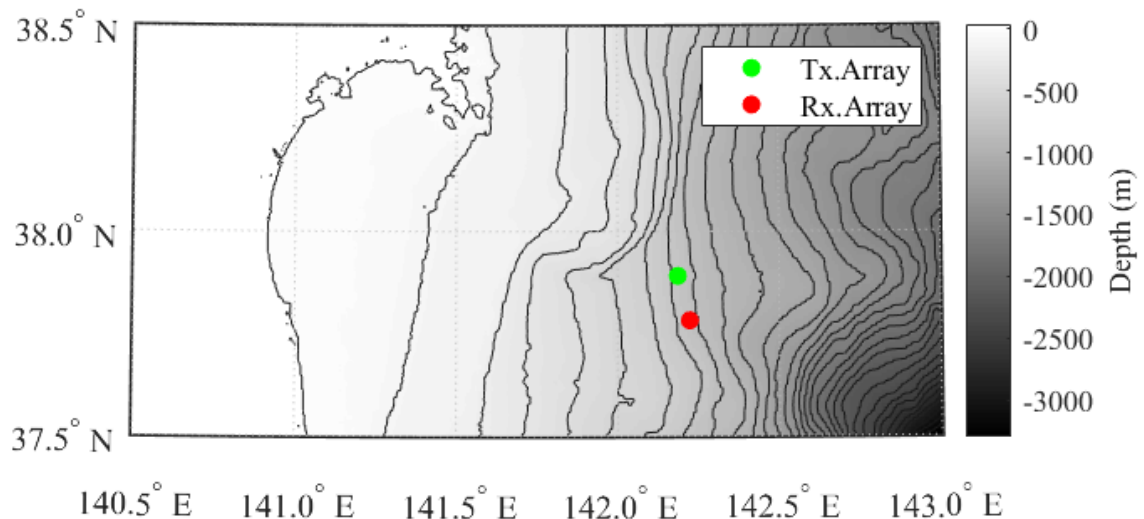


図 3.44 福島沖中深度試験海域図および係留系の設置水平位置

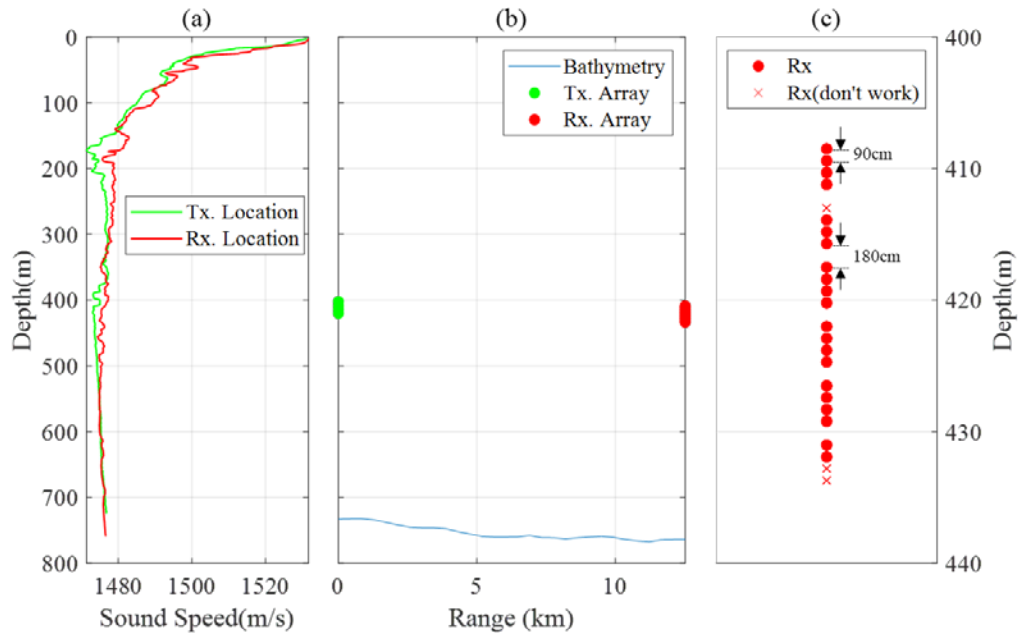


図 3.45 (a)係留地点における音速プロファイル, (b)送受波器深度と係留点間の海底地形プロファイル, (c)受波素子の詳細な深度配置

通信信号は日本時間の 18 時から 8 時 (9:00~22:00 UTC) の間, 夜間を通して断続的に送信した. 本試験における送信信号パラメータを表 3.5 にまとめる. シンボルレート 4kS/s で生成した PSK ベースバンド信号をキャリア周波数 6.5 kHz でシングルキャリア変調した信号を用いた. 波形成型フィルタのロールオフ率は 0.15 としたため, 占有帯域幅は 4.2 - 8.8 kHz であった. 推定約 182 dB の送波音圧レベルで, 各送波器から音響信号を送出した.

また, 図 3.46 に具体的な通信信号フレーム構成を示す. 通信信号フレームはプローブ信号計測と通信信号パケットを 3 回繰り返し送信する構成とした. 最初に送信するプローブ信号長は 2 秒とし, ガードタイムを 0.5 秒とした. 通信信号パケットは同期シンボル, トレーニングシンボル, ペイロードシンボルそれぞれ 63, 160, 3840 シンボルを連ねたサブフレームを構成し, これを 4 フレーム連ねて通信信号パケットを構成した. 通信パケット内のサブフレームは, BPSK-QPSK-8PSK-BPSK の順で変調した信号で構成した. 時間変動による復調性能変化を確認するため, APTR 処理には最初に発信したプローブ信号によって推定した伝搬応答を用いて, 後続のプローブ信号は使用しなかった.

表 3.5 福島沖中深度海域試験における送信信号パラメータ

パラメータ	値	単位
キャリア周波数	6.5	kHz
シンボルレート	4	kS/s
ロールオフ率	0.15	-
変調方式	Single Carrier	-
多値化	1, 2, 3 (PSK)	Bit/symbol
同時送信チャンネル数	1 ~ 4	Channels
同期シンボル	63	Symbols
トレーニングシンボル	160	Symbols
ペイロードシンボル	3840	Symbols
プローブ信号長	2	seconds
ガードタイム	0.5	seconds
送波音圧レベル (推定)	182	dB

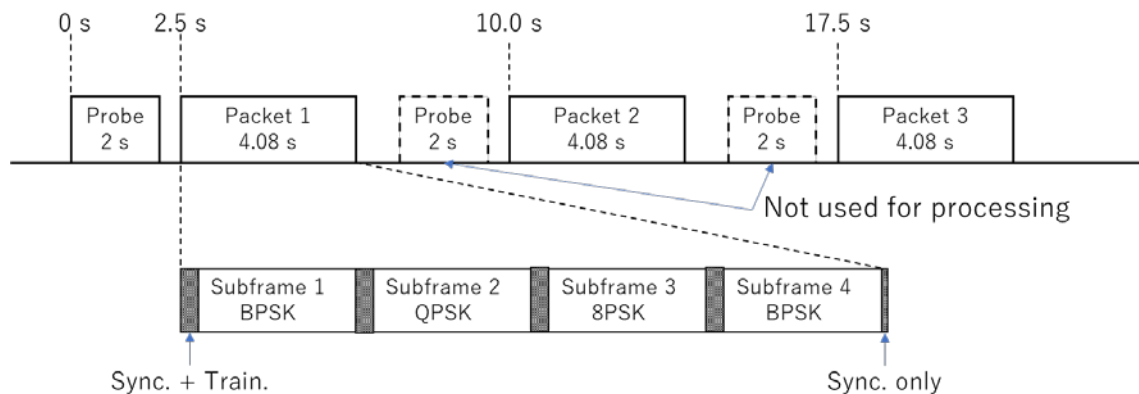


図 3.46 試験に用いた信号フレーム構成

(2) 伝搬応答解析結果

試験データの解析結果について述べる。まず、最も水深の浅い送受波器ペアについて、プローブ信号から推定した伝搬応答の遅延パワープロファイルの時間変化の様子を図 3.47 に示す。縦軸に伝搬応答の最大振幅値から -10 dB となる最初の到達波を検出した遅延位置を 0 秒とし、信号の送信時刻を Geotime として、得られた振幅値は最初の受信信号の最大振幅値で正規化してデシベル表示でカラーマップ表示している。到達波は 2 つのマルチパス群に大別され、遅延が数十ミリ秒程度となる範囲までに記録されるマルチパス群は主として海底反射と音速プロファイルの勾配による屈折を繰り返す経路を伝搬していると考えられ、初動到達波付近に複雑に重なり合っ信号が到達しており、短時間における伝搬応答の変化が比較的小さい傾向にあった。一方で、後段のマルチパス群は時間的にスパースに到達する海底-海面間の多重反射経路によるものと考えられ、短時間の変動が大きい傾向にあった。これは、海面の変動の影響を受けて散乱・回折効果によって振幅・位相が大きく変動するためと考えられ、結果として遅延が大きい到達波ほど時間変動が大きくなる傾向にあった。全体として、有意な振幅強度で受信される遅延波は約 200 ms 程度の大遅延を伴って受信される、非常にマルチパスリッチな環境であるといえる。

各送波器からの伝搬応答推定結果を用いて、静止状態を仮定した場合の APTR 法による空間多重信号の分離性能を評価するために、4 チャンネル同時送信した場合について、式(3-20)で

示した Q-function によるチャンネル間干渉分析を行った。図 3.48 は計算した Q-function の目的チャンネルにおける信号収束結果の最大振幅値と目的外チャンネルとのチャンネル間干渉成分の最大振幅値について、振幅値分布のヒストグラム計算結果を示している。振幅値は、目的チャンネルの信号収束結果の平均値で正規化している。実線で示した目的チャンネルの振幅値は±3 dB 程度の範囲で安定して分布している。これに対して、チャンネル間干渉項の振幅値は-50 から-35dB の範囲に分布しており、計測タイミングによって干渉抑制の機能に幅があるものの、最頻値では-40dB を下回っており、試験で用いた送受波アレイの配置や音響信号の伝搬構造に対して、静的な条件であれば送信チャンネル間干渉を十分に抑制できることが確認できた。

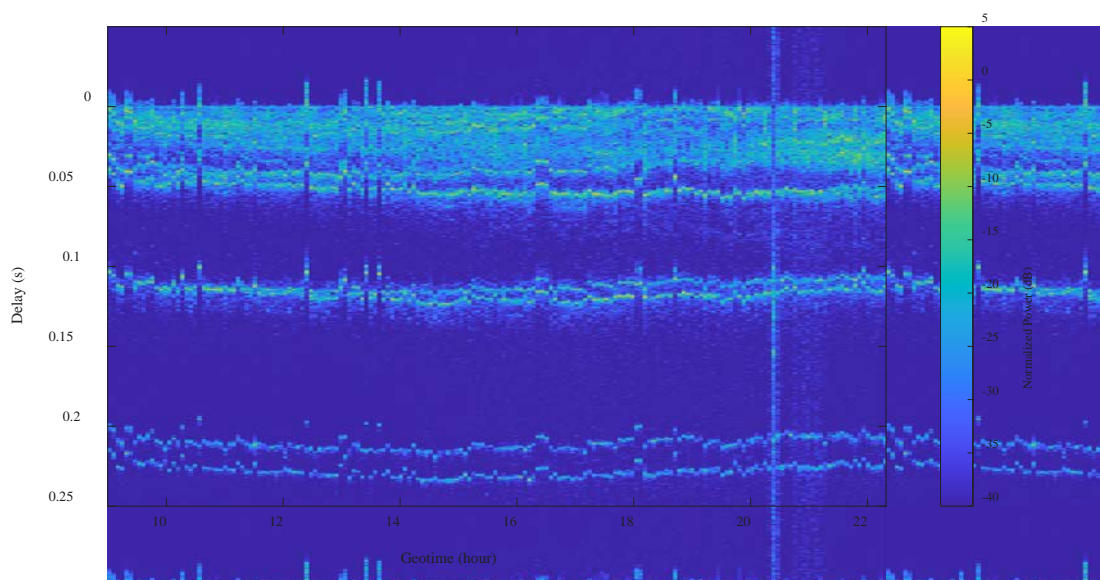


図 3.47 実験中の伝搬遅延-パワープロファイルの時間変化

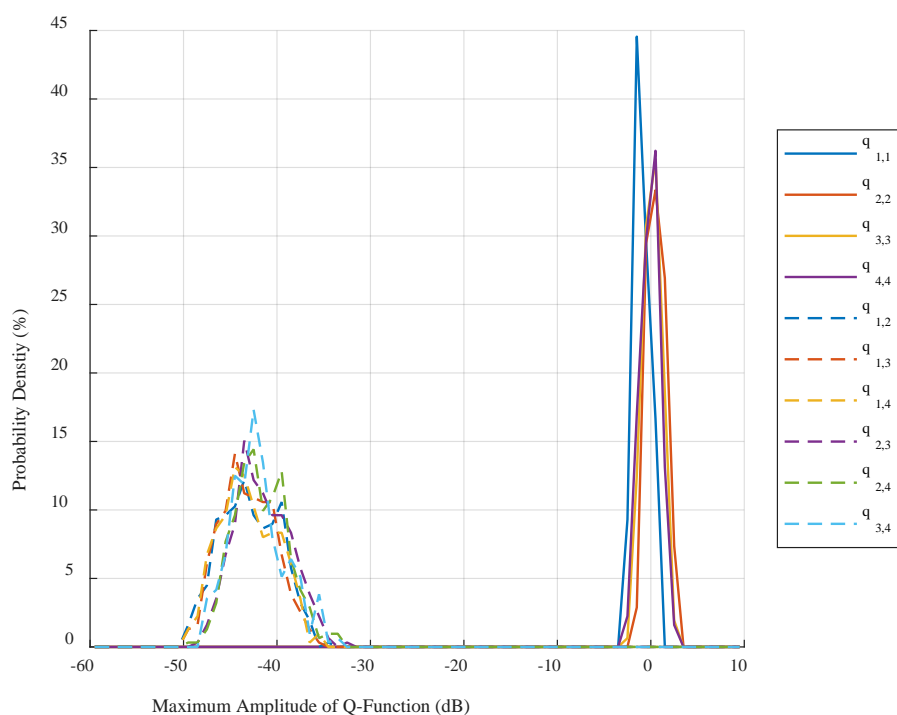


図 3.48 静的過程における APTR 法による MIMO チャンネルの空間分離性能を Q-function 分析した結果：実線が目的チャンネルの信号強度，破線が残留するチャンネル間干渉成分の信号強度を表している。

続いて、実験データの受信 SNR を確認した。図 3.49 は受信信号の SNR をチャンネル平均した結果、および研究船「よこすか」に搭載されている船舶風速計の移動平均値を、試験中の時刻 (UTC) に対して示している。ここで、凡例の SIMO, 2IMO, …は、単一チャンネル送信 (Single Input/Multiple Output) の場合を SIMO, N チャンネル送信の場合を " N "IMO と表示している。ここで計算した平均 SNR は次のように算出している。

$$\begin{aligned}
 SL(i) &= rms[r_i(t_s)] \\
 NL(i) &= rms[r_i(t_n)] \\
 SNR(N) &= 20\log_{10} \left(\frac{\sum_{i=1}^M (SL(i) - NL(i)) / NL(i)}{M} \right) - 10\log_{10}(N)
 \end{aligned}
 \tag{3-21}$$

ここで、 $SL(i)$ および $NL(i)$ は i 番目の受波器における受信信号レベルおよび背景雑音レベル、 t_s および t_n は受信信号中の通信信号受信区間およびガードタイムのうち通信信号が受信される直前の区間であり、 $rms[\]$ は Root Mean Square 振幅値を算出する演算を意味する。第 2 項は多チャンネル送信時に各送信チャンネルの寄与を個別に評価することは困難であることから、送波チャンネル平均値となるように補正している。試験開始直後で比較的高い受信 SNR を示している一方で、時間経過とともに SNR が悪化する傾向が見られる。これは、試験海域において 18-19 時ごろをピークに、台風の接近に伴う天候の悪化があったため、右図が示すように風速が上昇し背景雑音レベルが上昇したことが主たる要因であると考えられる。また、送波チャンネル数が増えるにつれて受信 SNR 値が劣化する傾向が見られる。受信信号強度 SL の受波アレイ平均値とノイズ強度 NL の受波アレイ平均値を受信時刻における風速に対してプロットした結果を図 3.50 に示す。受信信号強度は風速によらずおおよそ 90 dB 前後に分布しており送波チャンネル数に依存していない。一方で、雑音レベルが多チャンネル送信時には大きくなる傾向で、風速が大きくなると送信チャンネル数による差が小さくなる傾向が見られる。これは、風浪による雑音小さい場合には背景雑音の主要ファクタが送信チャンネル数に依存した成分となることを意味する。

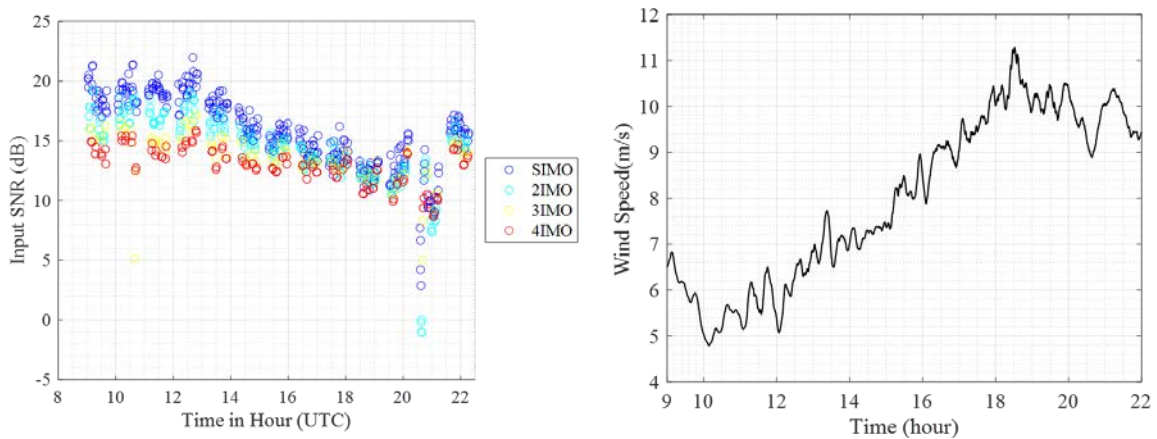


図 3.49 試験中における受信信号のチャンネル平均 SNR および試験海域における船上風速計の風速時間変化。

図 3.51 は、SIMO および 4IMO とした場合の受信信号スペクトル密度とノイズのスペクトル密度を試験データ全体にわたって解析し、重ね書きしたものである。図 3.50 と同様に受信信号スペクトル密度についても全体を通して安定した傾向が見られる。信号帯域中の低周波成分は比較的信受強度が大きく、高周波成分については反射損や吸収による伝搬損失の影響が見られる。ノイズについても同様に高周波側で比較的小さい値をとる傾向である。SIMO 通信時のノイズのスペクトル密度は風浪変化に伴って全帯域にわたってレベルが変動しており、背景雑音の上昇に伴う受信 SNR の変動として図 3.49 の傾向に反映されていると考えられる。一方で、

4IMO の場合には、風浪の小さい時間帯のノイズレベルが SIMO と比較して高くなっている傾向にある。特に、6 kHz を境に低周波側では風速変化に寄らずにノイズレベルが一定となっている。低周波側のスペクトル形状をみると、受信信号とノイズのスペクトルの形状が似ていることがわかる。伝搬応答推定では、図 3.47 で示した通り 200 ms 程度までの遅延波を検出したが、信号の低周波成分はより長い時間残響することが考えられる。図 3.46 で示した信号フレーム構成を考慮すると、プローブ信号の残響が通信信号フレーム受信時まで続いたと考えられ、多チャンネル送信時には残響が重畳することで結果的に受信信号にかかるノイズレベルが増大したと考えられる。以上のとおり、SIMO 通信時のように残響レベルが比較的小さく背景雑音が支配的な場合には風浪などの影響を受けて SNR が変動する。一方で 4IMO 通信時には特に低周波成分において、複数送信チャンネルからの残響が重畳することによって影響が増大し、受信 SNR へ大きく寄与することが分かった。

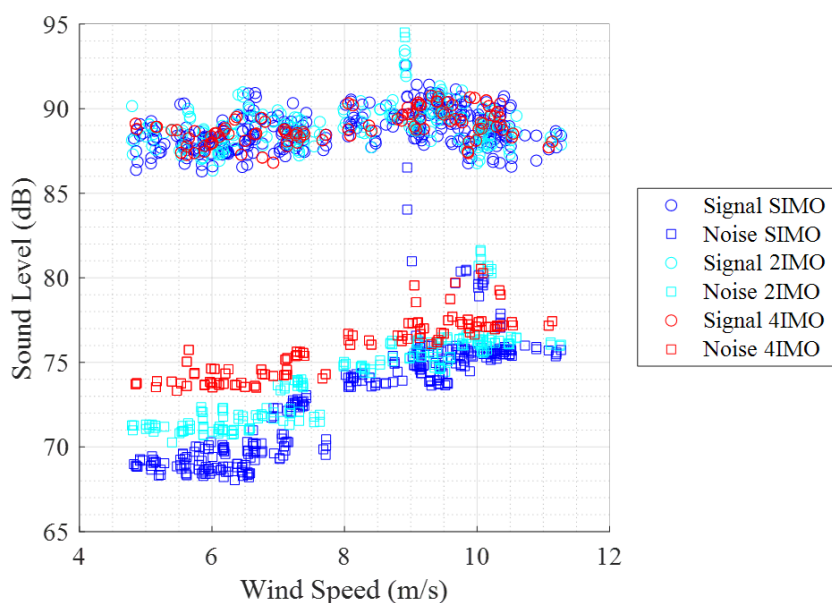


図 3.50 風速に対する受信信号強度と背景雑音強度の変化

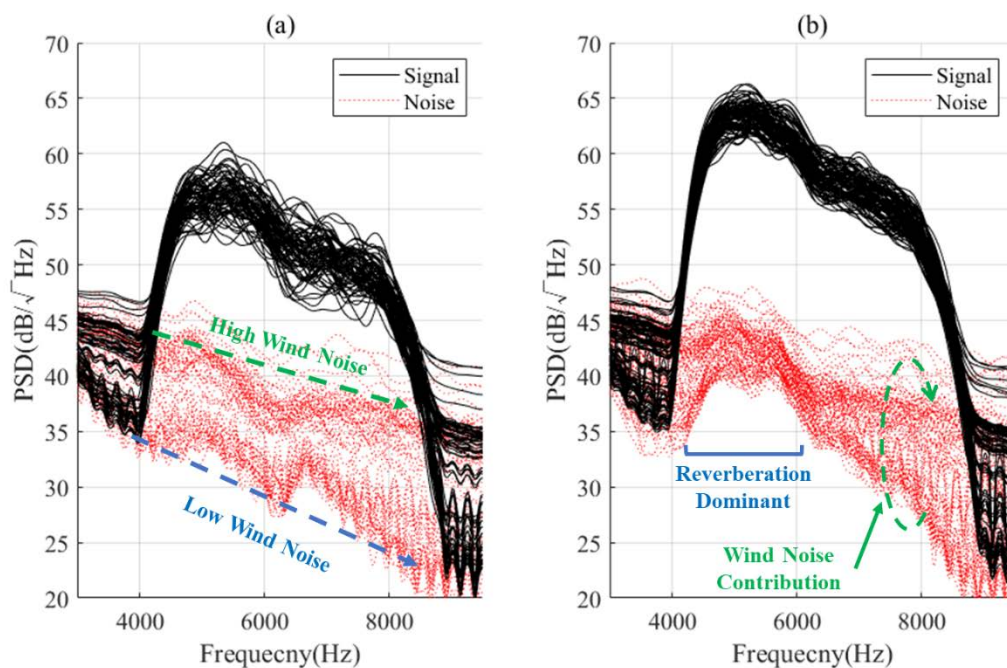


図 3.51 受信信号（黒実線）および背景雑音（赤点線）のスペクトル密度：SIMO 送信時（左）および 4IMO 送信時（右）について、全受信パケットに対して重ね書きした。

(3) BER 評価

まず、通信信号処理結果の BER 分布の外観について述べる。図 3.52 は変調方式の異なる各通信信号スロット別に、スロットが含まれるパケットでグループ分けして送信チャンネル数毎に凡で示した BER 範囲に含まれる結果の割合を棒グラフで表示したものである。図 3.52(b)の QPSK 変調データについての Packet2 の結果（中央の 4 本の棒グラフ）を例にみると、送信チャンネル数の増加とともに BER の大きい処理結果の割合が増加していることが理解できる。4IMO の結果となる送信チャンネル数 $N = 4$ の場合でおよそ 80%程度が $BER < 10^{-3}$ 以下、90%を超えるデータで 10^{-2} 以下を達成していると読み取れる。また 8PSK を用いた図 3.52(c)の Packet3 の結果を除いて、ほとんどのデータで通信信号の復調に破綻は見られないこともわかる。

さて、これらの結果から全体を通して実海域の水中音響伝搬路の時変動性に関わる、以下の 2 点の傾向が観察できる。まず、送信チャンネル数に寄らず、プローブ信号計測から時間経過の大きい後段のパケットにおいて誤り率が増大する。これは、伝搬応答の時間変動によって、事前推定した伝搬応答の誤差が時間発展的に増大する傾向があったためと推察される。これは、同じ BPSK 変調方式を用いた図 3.52(a),(d)の結果を比較することによっても確認できる傾向である（スロット 1 よりもスロット 4 の受信タイミングは約 3 秒程度遅延する）。続いて、送信チャンネル数の増大に伴って BER 特性が劣化する傾向が見られている。図 3.48 で示した通り、静的過程においては送信チャンネル間干渉を抑制できていた。一方で、時変動性環境では (3-11)式の方法で得られた重み関数の最適性は必ずしも保証されなくなり、送信チャンネル数増大に伴ってチャンネル間干渉が増大してしまった、と考えられる。

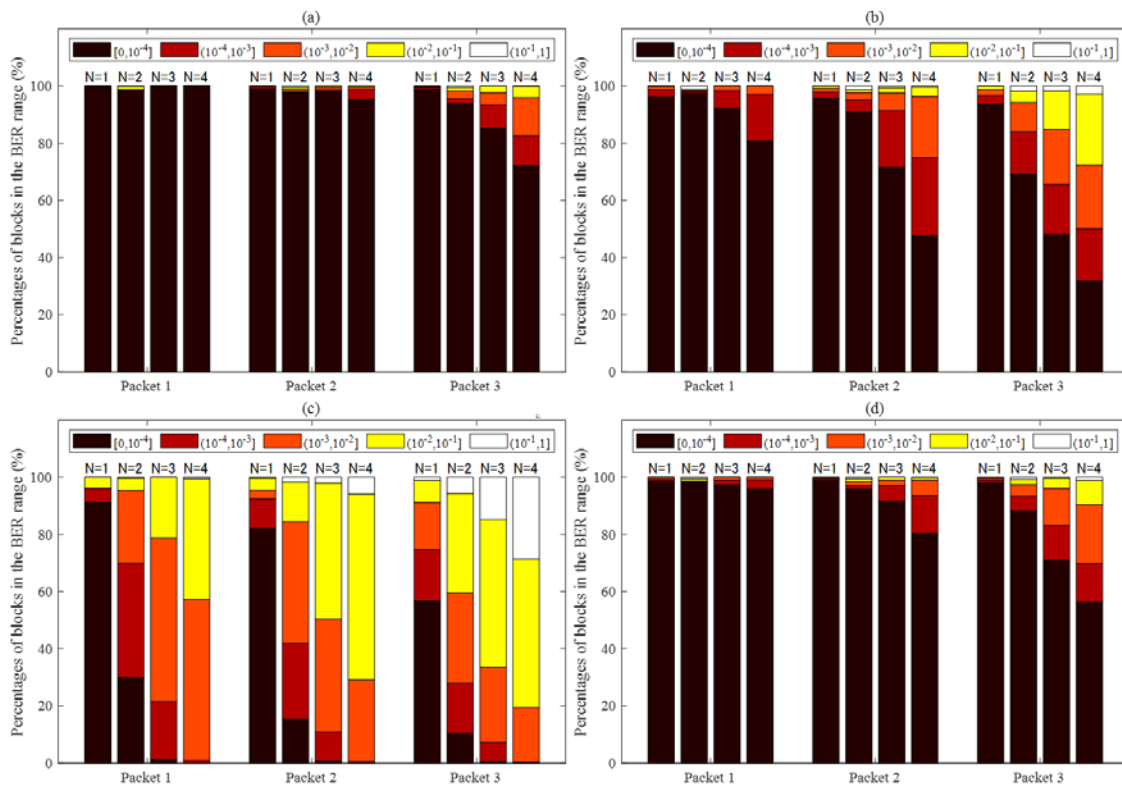


図 3.52 MIMO 信号処理結果 BER の分布：変調方式の異なる通信信号スロットについて (a)Slot1(BPSK), (b)Slot2(QPSK), (c)Slot3(8PSK), (d)Slot4(BPSK)と個別に表示した。横軸の凡例はパケット番号を示し、図中の注記 N=1, 2, 3, 4 は送信チャンネル数を表す。全データ中の図上部に示した凡例の通りに、BER 範囲割合に含まれるサンプル数をカウントして色を分けてその割合を棒グラフ中のブロック長で表示した。

最後に、本試験における MIMO 通信信号処理結果の実効通信速度と $BER < 0.001$ となるデータの割合を評価した。本試験では通信信号 Packet が時間的に分散して送信されているため、実効通信速度は推定値となる。実効通信速度の推定値は、伝搬応答の時間変動性によって後段の受信信号において信号処理性能が劣化すると仮定し、Packet 1 の信号送信開始から着目する Packet の信号スロットまで連続的に同一構成の信号が連続的に送信されたと仮定した場合の実効通信速度を評価している。例えば Packet 2 のスロット 2 の QPSK 変調信号を 4 チャンネル同時送信した場合に着目すると、図 3.46 の信号構成と表 3.3 のパラメータを用いて 3.1.2 節の方法を用いて、

$$\alpha = 3 \times \frac{12}{14.5} \times \frac{3840}{4063} \times 1 \times 2 = 4.7 [\text{bps / symbol}]$$

$$D_{\text{eff}} = 4 \times \alpha = 18.8 [\text{kbps}]$$

となる。こうして計算した実効通信速度の推定値と $BER < 0.001$ となるデータ割合（合格率）の関係を評価した結果を図 3.53 に示す。凡例の $N=1, 2, 3, 4$ は SIMO, 2IMO, 3IMO, 4IMO の結果である。送信チャンネル数毎に BPSK, QPSK, 8PSK の異なる変調方式や、異なるパケットを評価した場合の結果から、実効通信速度と合格率関係の上界をとって示している。同程度の合格率範囲で比較すると、ほとんどの範囲において送信チャンネル数の増加に伴って実効通信速度を改善する傾向が見られる。

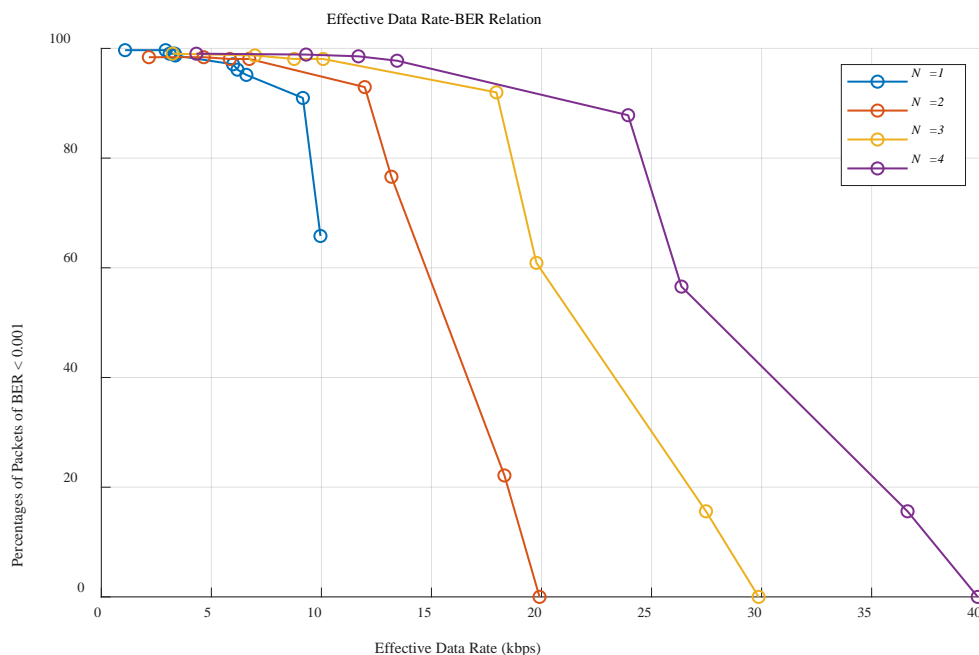


図 3.53 実効通信速度と $BER < 0.001$ となるデータの割合：送信チャンネル数毎に通信速度-データ割合を算出し、異なる通信信号構成間のなかでパフォーマンスの上界を示している。

(4) Output SNR と時間変動性の関係

ここでは、通信信号処理結果の Output SNR を評価し、伝搬応答の時間変動との関係を確認する。図 3.54 は、SIMO および 4IMO 試験信号の受信時刻と通信信号処理結果 Output SNR の関係を示している。伝搬応答推定から時間差の小さい Packet 1 の結果と図 3.49 の SNR あるいは風速の変動の間に良い一致が見られる。これは推定伝搬応答の誤差が小さい範囲においては、ノイズによる干渉の寄与が大きくなるためと考えられる。一方で、後段の Packet 2, 3 の受信時刻 16:00 ごろまでのデータに着目すると、受信 SNR や Packet 1 の Output SNR が時間経過とともに横ばいから下降傾向にあるのに対して、Packet 2, 3 の Output SNR は上昇傾向を示している。特に、送信チャンネル数によらずこの傾向はみられるが、最大送信チャンネル数とした 4IMO の結果においてより顕著である。このような傾向は固定環境シミュレーションでは確認

されておらず，伝搬応答の時間変動に起因した APTR 処理後の残留干渉成分の影響が考えられ，特にチャンネル間干渉の増大が見られたためと推察される。

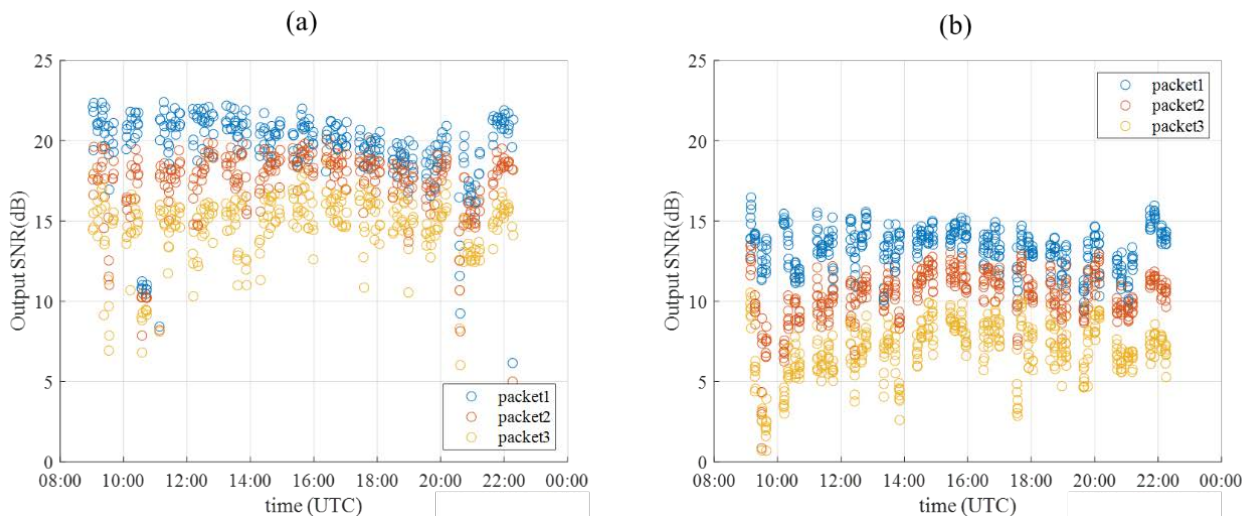


図 3.54 信号受信時刻と Output SNR の関係：(a)SIMO 通信処理結果，(b)4IMO 通信処理結果。パケット毎に色を変えて値を示している。

実海域データを用いた Time Reversal を用いた MIMO 通信において，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伝搬においては，伝搬応答に海洋変動に起因する時変動が生じるときに Time Reversal による逆伝搬音場の収束特性が周波数と海況に依存することが知られている¹²⁾．ここでは，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¹³⁾．

$$\rho(t, \tau) = \left\langle \frac{[h(t) \otimes h(t + \tau)]_{\max}}{\sqrt{[h(t) \otimes h(t)]_{\max} [h(t + \tau) \otimes h(t + \tau)]_{\max}}} \right\rangle \quad (3-22)$$

ここで， τ は基準時刻からの遅延時間， $\langle \rangle$ はアンサンブル平均， $[\]_{\max}$ は最大値の算出である．本研究では，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算出した．

図 3.55 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．時間コヒーレンス推定に用いた伝搬応答の推定値は，単一送信チャンネルから周波数掃引信号を繰り返し送信した結果を用いている．図 3.49 と比較すると，遅延時間が比較的小さい範囲では，ノイズの影響を受けて時間コヒーレンス値が変動していることがわかる．全体として，遅延時間が大きくなると時間コヒーレンスが低下する傾向であるが，14 時-20 時の範囲においては遅延時間約 8-10 秒の周期で時間コヒーレンス値が再度ピークを迎える傾向がみられ，この時間帯では，長遅延に対してもおおむね高い時間コヒーレンス値を示している．太平洋における波浪の卓越周期とおおむね一致することから，海面変動の周期性が音響伝搬路の時間コヒーレンスに反映されていると考えられる．

図 3.54 と時間コヒーレンス値の時間変動を比較すると，4IMO 時の後段 Packet における Output SNR の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 3.56 に時間コヒーレンス推定値と Output SNR の関係を示す．MIMO 受信信号から時間コヒーレンス値を推定することは困難であることから，ここで用いた時間コヒーレンス値は通信信号を受信した時刻から図 3.55 に示した時間コヒーレンス値のうち時間的な最近傍の値を参照値として用いている．結果より，SIMO, 4IMO とともに伝搬応答の時間コヒーレンスと Output SNR が良く相関していることがわかる．SIMO と 4IMO の Output SNR の差分はおよそ 6 dB 程度であり，伝搬応答推定誤差が MIMO 通信において送信チャンネル数分重畳することでパフォー

マンス低下していると推察される。

以上の通り，伝搬応答の時間コヒーレンスと信号処理結果の相関性が認められ，本研究の手法において，通信伝搬環境を評価するために重要な指標であるといえる．また，Adaptive Passive Time Reversal を用いた MIMO 通信信号処理手法においては伝搬応答の時間変動性を考慮したシステム設計の重要性が定量的に確認できた，と結論付ける．

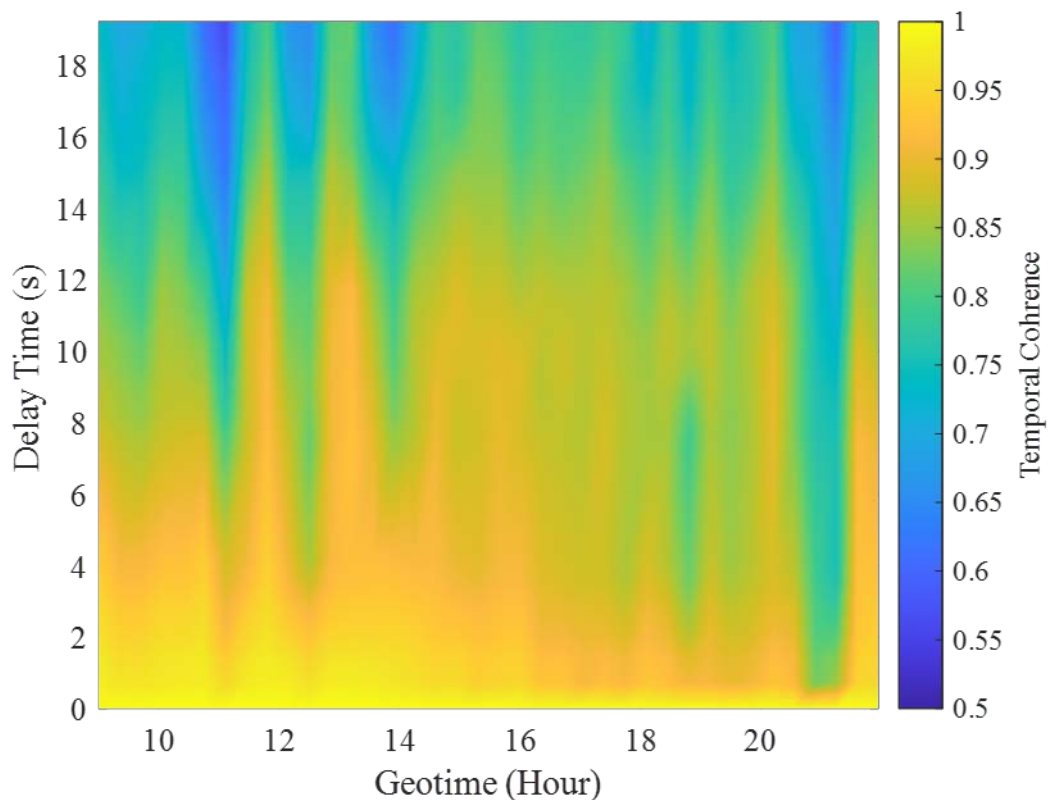


図 3.55 伝搬応答の時間コヒーレンス推定値の時刻-遅延分布

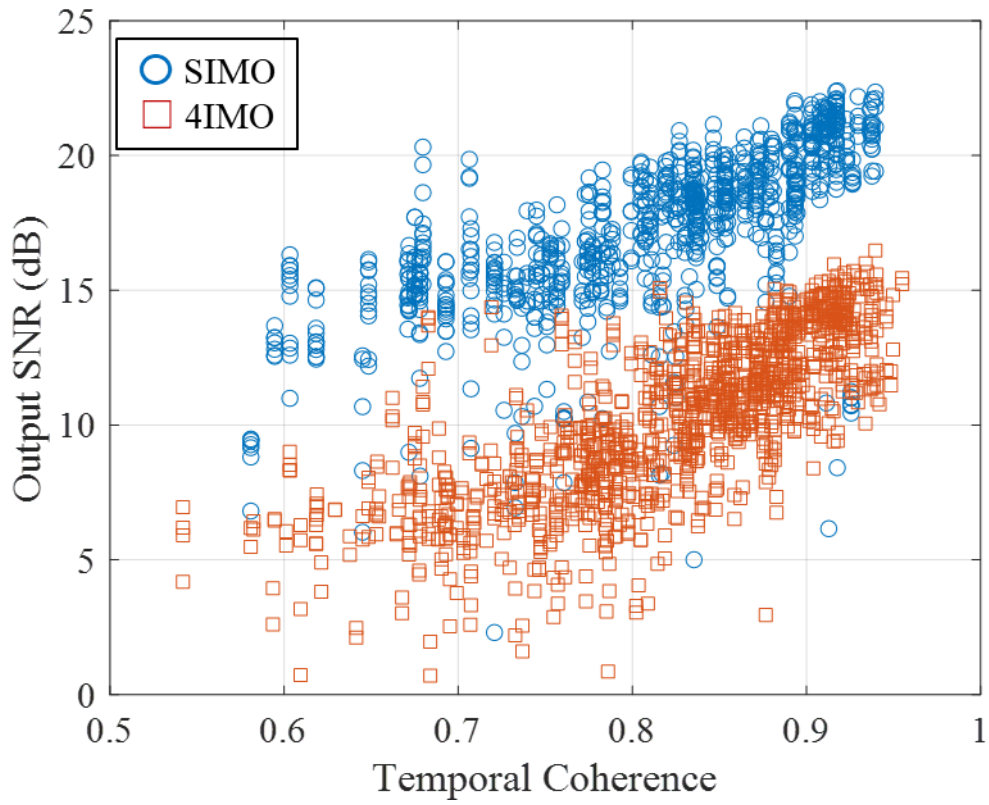


図 3.56 伝搬応答の時間コヒーレンス推定値と Output SNR の関係

3.5.2. 駿河湾内深海域における実証試験

(1) 実験概要

海洋研究開発機構が保有する研究船「かいいい」により、2021年3月に駿河湾内の水深1000mを超える深海域において送受波アレイ係留系による通信の実証試験を行った。試験実施海域図および係留系の設置位置を図3.57に、係留系の座標リストを表3.6に示す。本試験では、3月20日に4kHz帯、6kHz帯の送波器を同時に、3月24日に2kHz帯、3月26日に10kHz帯の送波器を配した送波アレイと24チャンネルのハイドロフォンからなる受波アレイをそれぞれの座標に係留した。受波アレイの構成は、3.5.1節と同様である。

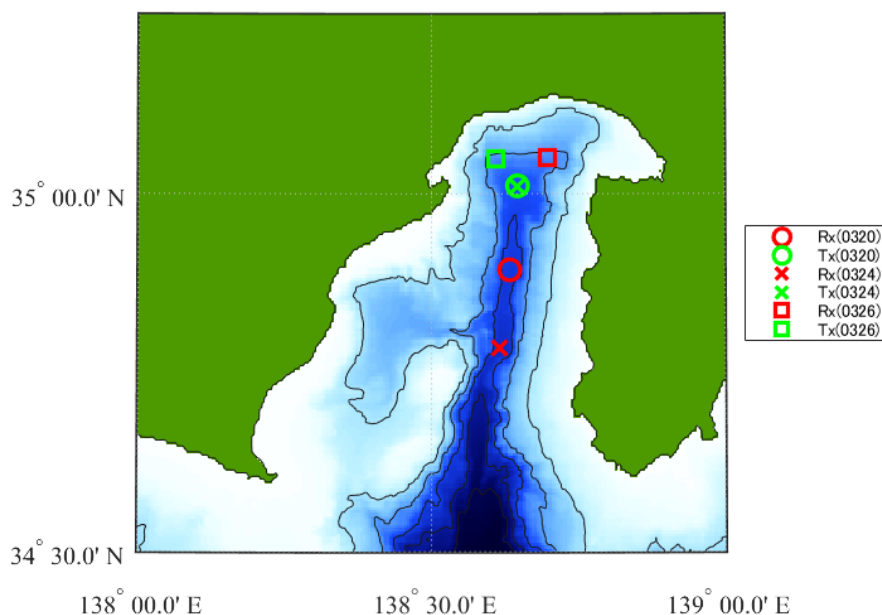


図 3.57 駿河湾内深海域試験における海域図と係留系設置位置

表 3.6 送受波アレイの設置座標

	Transmitter		Receiver Array	
2021/03/20	35°00.67'N	138°38.81'E	34°53.63'N	138°38.00'E
2021/03/24	35°00.65'N	138°38.80'E	34°47.08'N	138°36.95'E
2021/03/26	35°02.92'N	138°36.57'E	35°03.04'N	138°41.84'E

(2) 2 kHz 帯送波器による係留計測

① 試験概要

図 3.58 駿河湾 2 kHz 帯試験における鉛直音速プロファイルおよび、送受波器間の海底地形プロファイルは 2 kHz 帯送波器を用いた係留計測における、送波アレイ・受波アレイ係留点における鉛直音速プロファイルおよび、送受波係留点間の海底地形プロファイルである。音速プロファイルは水深 700-900 m にかけて音速が極小となる、Sound Fixing And Ranging(SOFAR)チャンネル構造であったことから、送受波アレイともに水深約 800 m の位置に機材に係留した。送受波アレイともに駿河トラフ軸上に設置し、送波アレイ係留位置から受波アレイ係留位置に向かって傾斜するような海底地形となっている。送受波器間距離は約 25.3 km とした。

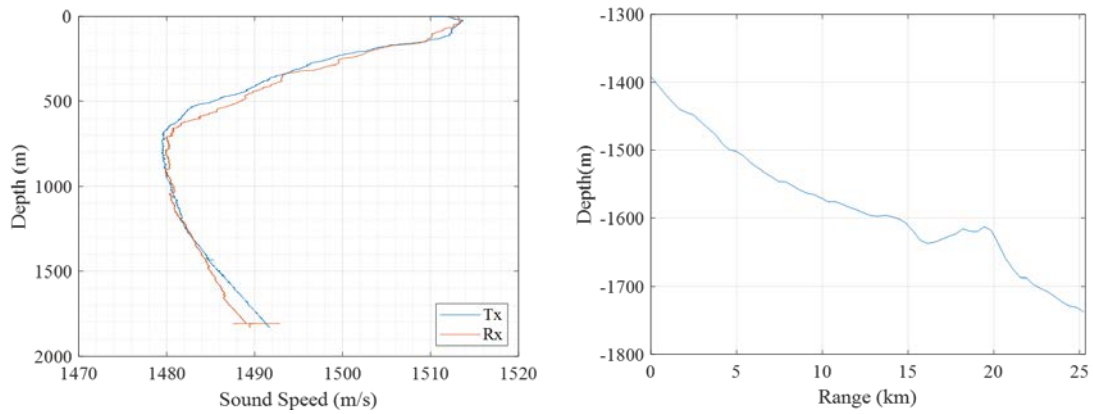


図 3.58 駿河湾 2 kHz 帯試験における鉛直音速プロファイルおよび、送受波器間の海底地形プロフィール

試験に用いた通信信号フレームの概略図を図 3.59 に示す。先頭に伝搬応答事前推定のためのプローブ信号を配し、情報信号との間にガードタイムを設けた構成となっている。情報信号は、12 スロットのサブフレームからなり、同期信号とトレーニングシンボルをペイロードシンボルの直前に配した構成となっている。本試験においては 3.5.1 節で認められた時間変動性に対する性能の変化の影響を確認するため、多数の信号スロットを連続して配置した通信信号構成とした。図 3.60 に示す、シミュレーションによる事前の遅延スプレッドの見込みから 700~800 ms 以上遅延したマルチパス波が記録されることが予測されたため 50% のマージンをとって 1.2 秒までの遅延を許容できるようにプローブ信号とガードタイムを設計した。その他の主要な通信信号パラメータを表 3.7 にまとめた。キャリア周波数を 2.5 kHz、信号帯域幅を 2 kHz とし、QPSK 変調した信号を用いた。最大 4 チャンネルの送波器から同時に信号送信し、送波レベルは各送波器について約 183 dB 程度となるように設定した。

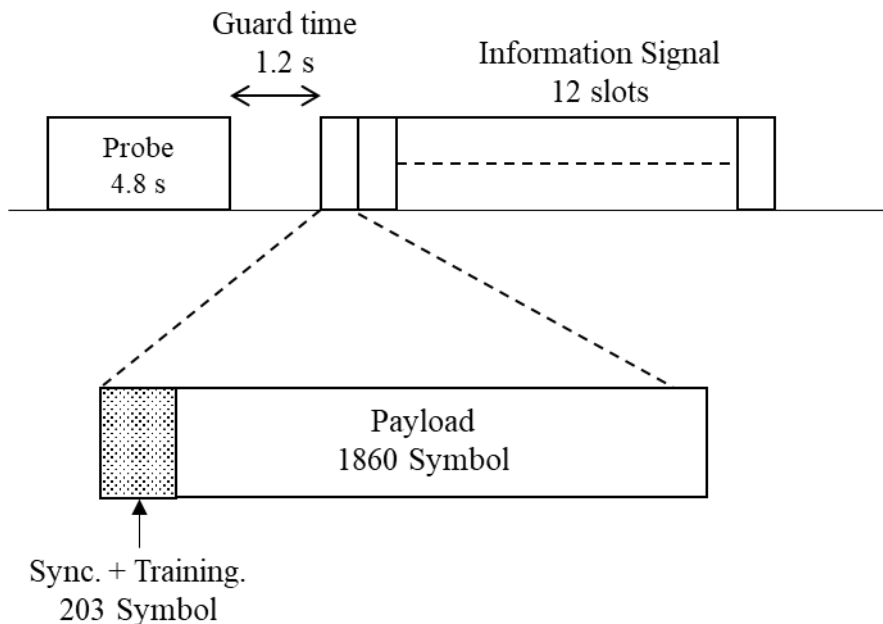


図 3.59 駿河湾 2 kHz 帯試験における通信信号フレーム構成

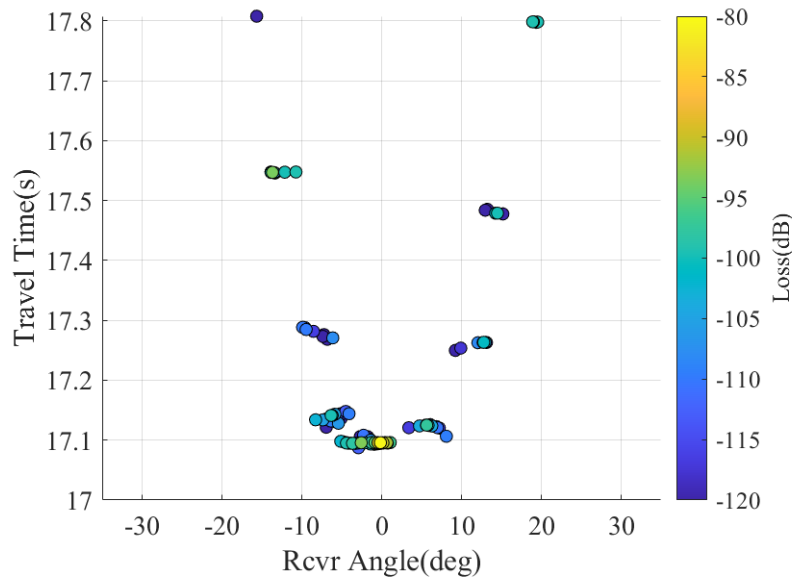


図 3.60 シミュレーションによる伝搬応答の入射角-到達時間

表 3.7 駿河湾 2 kHz 帯試験における信号パラメータ

パラメータ	値	単位
キャリア周波数	2.5	kHz
シンボルレート	2	kS/s
ロールオフ率	0.15	-
変調方式	Single Carrier	-
多値化	2 (QPSK)	Bit/symbol
同時送信チャンネル数	1 ~ 4	Channels
同期シンボル	63	Symbols
トレーニングシンボル	140	Symbols
ペイロードシンボル	1860	Symbols

② 解析結果

まず、プローブ信号から推定した伝搬応答から算出した遅延-パワープロファイルの受信時刻による変動の様子を図 3.61 に示す。最大 1 s 程度にわたって遅延波が観測されているが、相対的な振幅は小さく、ほとんどのパワーが初動から 50 ms 程度の範囲に集中している。また、受信時刻によらず、マルチパス波の構造は安定している傾向であった。後続のマルチパス波の振幅が小さく初動波付近にパワーが集中している傾向は、図 3.60 においても認められるが、試験データにおいてより顕著な傾向であった。これは、海面反射波が海面形状により散乱するなどして減衰したと考えられるほか、送波器の指向特性が影響していると考えられる。特に、散乱の影響があったことは海面反射を含むと考えられる約 150 ms 以上の遅延波群における振幅の分散から見て取れる。

駿河湾沖 2 kHz 帯試験の通信信号処理結果の BER 階層分布を図 3.62 に示す。SIMO の結果については、一部のデータで信号検出の誤りに関係した復調成績の劣化が生じたが、ほとんどのデータにおいてビット誤りが発生せずに通信信号の復調が可能であった。送信チャンネル数を増加、あるいは後段の信号スロットに移るにつれて BER 特性が劣化する傾向ではあったものの、全体としてその変化は緩やかな傾向であった。送信チャンネル数を 3 チャンネルとした場合には、伝搬応答推定契機から信号終端まで 18 秒以上が経過しているにもかかわらず、

65%以上のデータで 0.001 以下の BER を達成した。また，送信チャンネル数を 4 チャンネルとした場合にも 40 % のデータで 0.001 以下の BER を達成した。

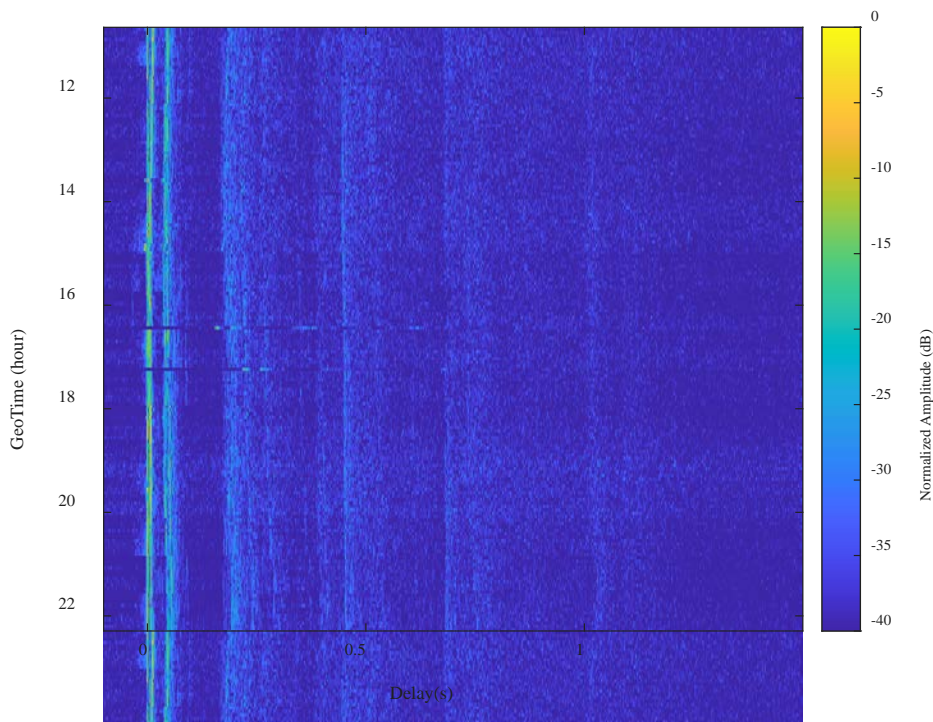


図 3.61 駿河湾 2 kHz 試験における伝搬応答の遅延-パワープロファイルの受信時刻変動

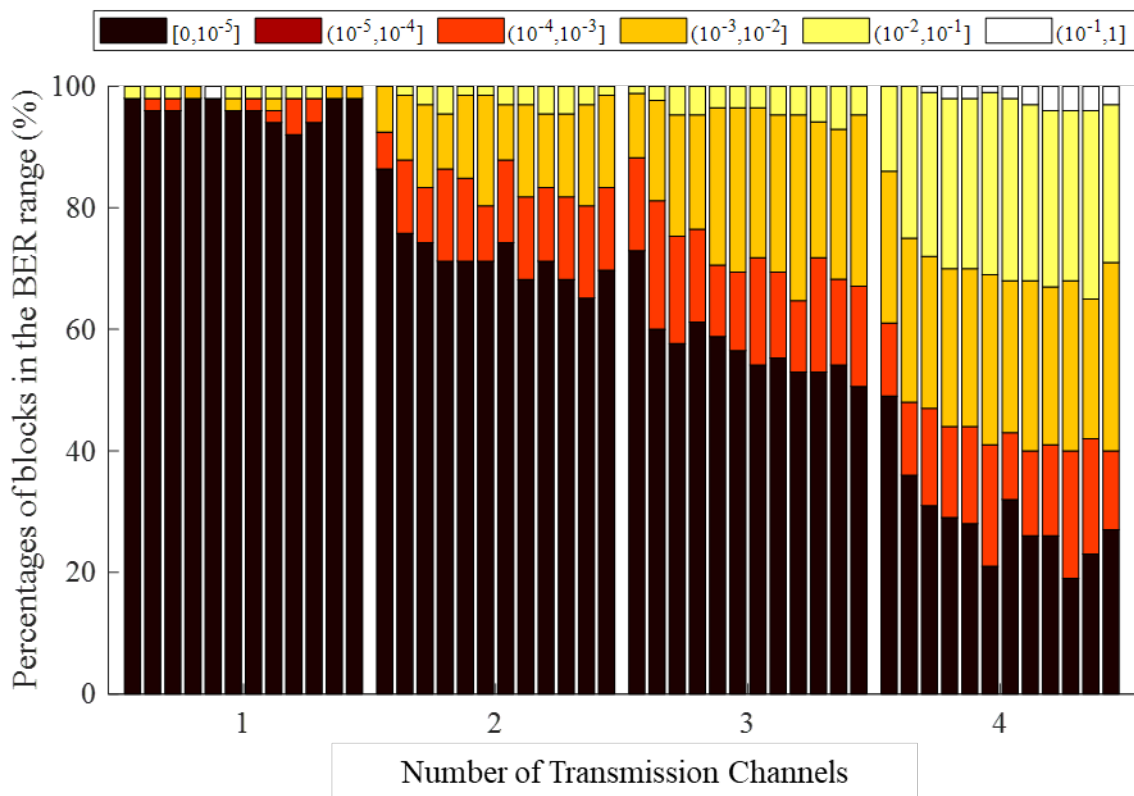


図 3.62 駿河湾 2kHz 試験の送信チャンネル数毎の BER 階層分布の通信信号スロット間変化：同一送信チャンネル数のデータを 12 スロットまとめて表示し，左から順に 1, 2,...,12 番目のスロット

トの結果となるように棒グラフを並べた。

図 3.63 に駿河湾深海域 2kHz 帯試験における Input SNR と Output SNR の関係を示す。Input SNR は約 0-12.5 dB の間で変化しており、多チャンネル送信時において低い Input SNR となる傾向である。Input SNR が低くなった理由としては、比較的低周波の帯域を利用したことによって駿河湾内の船舶航行や風浪などの雑音による影響を大きく受けたことによると考えられる。多チャンネル送信時の Input SNR が比較的低くなった理由としては、福島沖中深度海域試験においてもみられた残響の影響が考えられる。全体として Input SNR に対して Output SNR が高い値を示す傾向にあり、SIMO・2IMO の場合には最大で 13dB 以上のアレイ利得が得られていることがわかる。受波チャンネル数を考慮するとほとんど理想的なアレイ利得 ($10\log_{10}(24) \approx 13.8$ dB) である。比較的時変動の小さい深海域においては、波長の長い低周波信号を用いることで、APTR 処理によるアレイ利得を得やすいことが分かった。

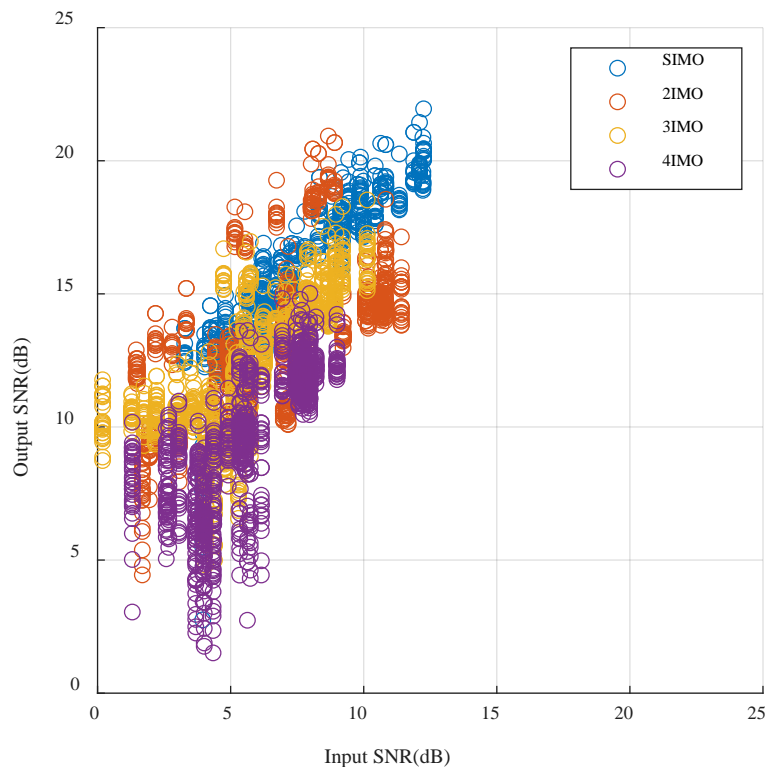


図 3.63 Input SNR と Output SNR の関係

(3) 4, 6 kHz 帯送波器による係留計測

① 試験概要

図 3.65 は 4,6 kHz 帯送波器を用いた係留計測における、送波アレイ・受波アレイ係留点における鉛直音速プロファイルおよび、送受波係留点間の海底地形プロファイルである。2 kHz 帯送波器を用いた試験と同様に音速プロファイルは水深 700-900 m にかけて音速が極小となる、SOFAR チャンネル構造であったことから、送受波アレイともに水深約 800 m の位置に機材を係留した。送受波アレイともに駿河トラフ軸上に設置し、送波アレイ係留位置から受波アレイ係留位置に向かって傾斜するような海底地形となっている。送受波器間距離は約 13 km とした。

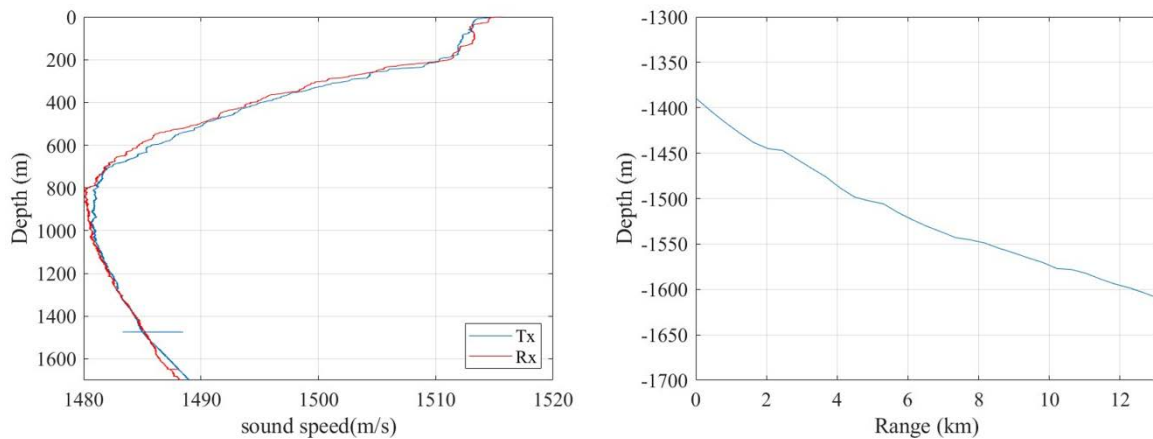


図 3.64 駿河湾 4,6 kHz 帯試験における鉛直音速プロファイルおよび、送受波器間の海底地形プロフィール

試験に用いた通信信号フレーム構成図を図 3.65 に示す。2 kHz 帯試験の信号と同様に、先頭に伝搬応答事前推定のためのプローブ信号を配し、情報信号との間にガードタイムを設けた構成となっている。情報信号は、12 スロットのサブフレームからなり、同期信号とトレーニングシンボルをペイロードシンボルの直前に配した構成となっている。2 kHz 帯試験と同様に多数のマルチパス波が記録されることが予想されたため、十分なガードタイムを設けた信号設計とした。その他の主要な通信信号パラメータを表 3.8 に示す。キャリア周波数を 4, 6 kHz 帯送波器でそれぞれ 4.5, 6.5 kHz として、帯域幅などその他のパラメータについては同様の構成とした。それぞれの送波器を 4 式ずつ、計 8 式の送波器を入れ子にして鉛直送波アレイ係留系を構成し計測を行った。係留期間中に天候悪化の影響を受けて、通信信号の計測は 3 日間にわたって行われた。4, 6 kHz 帯試験では同じ帯域幅で異なるキャリア周波数の信号を発信することとなり、同時に係留することによって、ほとんど同じ環境条件での比較ができた。

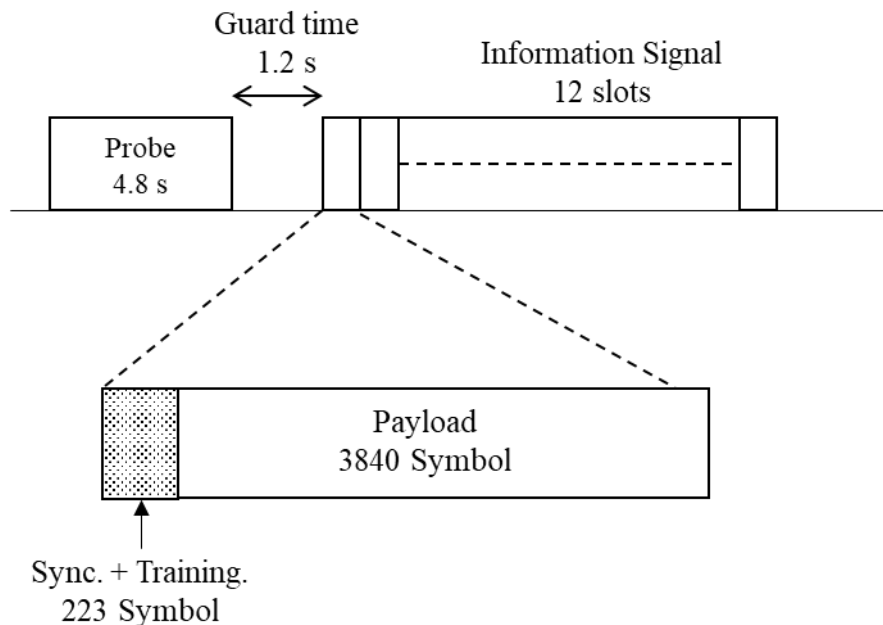


図 3.65 駿河湾 4, 6 kHz 帯試験における信号フレーム構成

表 3.8 駿河湾 4, 6 kHz 帯試験における信号パラメータ

パラメータ	値	単位
キャリア周波数	4.5/6.5	kHz
シンボルレート	4	kS/s
ロールオフ率	0.15	-
変調方式	Single Carrier	-
多値化	2 (QPSK)	Bit/symbol
同時送信チャンネル数	1 ~ 4	Channels
同期シンボル	63	Symbols
トレーニングシンボル	160	Symbols
ペイロードシンボル	3840	Symbols

② 解析結果

まず、4 kHz 帯送波器からのプローブ信号により推定した伝搬応答から算出した遅延-パワープロファイルの受信時刻による変動の様子を図 3.66 に示す。振幅は小さいものの最大 900 ms 程度までの遅延波がスパースに記録されていることがわかる。200 ms 程度までの遅延波の振幅が大きく、初動波付近の応答が最も大きい傾向であった。初動波付近の到来波の時刻変動の様子を図 3.67 に示す。初動波・後続波ともに振幅が受信時刻によって変化していることがわかるほか、第 2 波以降の遅延量が周期的に変改している様子が見られる。変動周期は 24 時間程度であり、内部波による伝搬構造の変化が捉えられているものと考えられる。遅延時間 150 ms 以降の後続波では遅延波の振幅が大きく分散しており、海底-海面等による散乱・回折の影響を受けているものと考えられる。その時間幅は最大で 40 ms 程度となっており経路差にして 60 m 程度に相当し、伝搬経路が 3 次元的な広がりを持っていたことが推察される。

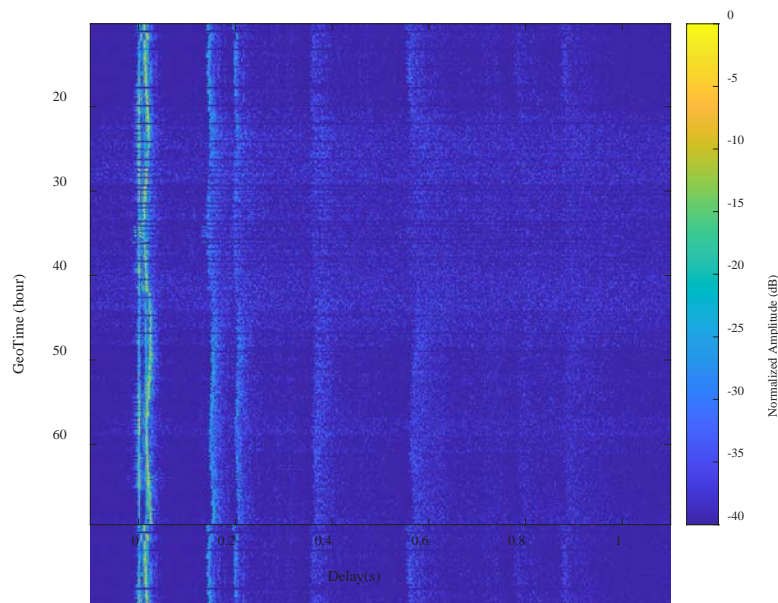


図 3.66 駿河湾 4 kHz 帯試験における遅延-パワープロファイルの時刻変動の様子

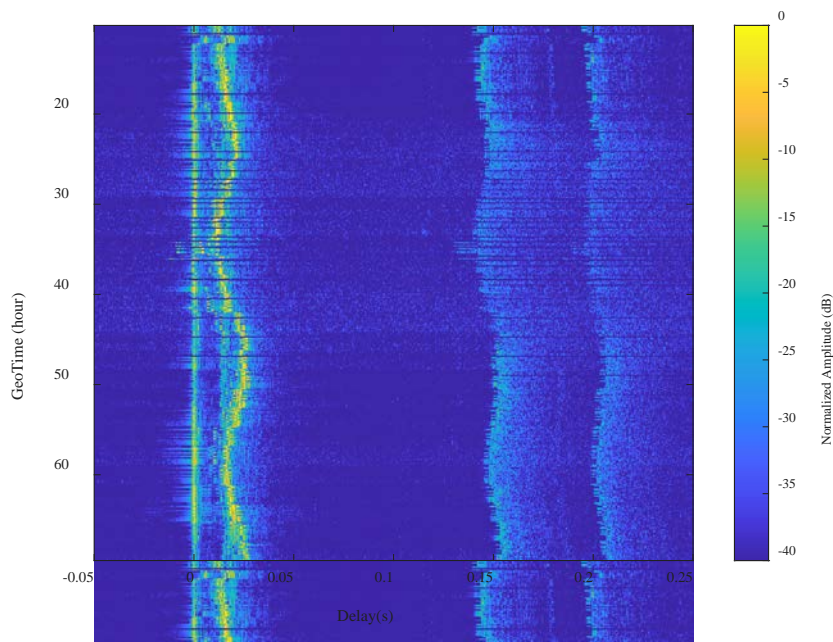


図 3.67 駿河湾 4 kHz 帯試験信号における初動波付近の遅延-パワープロファイルの受信時刻変動の様子

続いて、6 kHz 帯送波器からのプローブ信号により推定した伝搬応答から算出した遅延-パワープロファイルの受信時刻による変動の様子を図 3.68 に示す。4 kHz 帯信号と同様に、最大で 900 ms 程度の遅延波が観測されているが、後続波の振幅は比較的小さい傾向であった。その他の傾向について 4 kHz 帯の伝搬応答と非常に近い傾向を示しているが、非常に振幅は小さいものの約 300 ms に記録されている到来波など一部のパスが 4 kHz 帯の信号よりも比較的視認しやすい振幅で記録されており、わずかながらではあるが帯域に依存した伝搬応答の違いがあることが読み取れる。

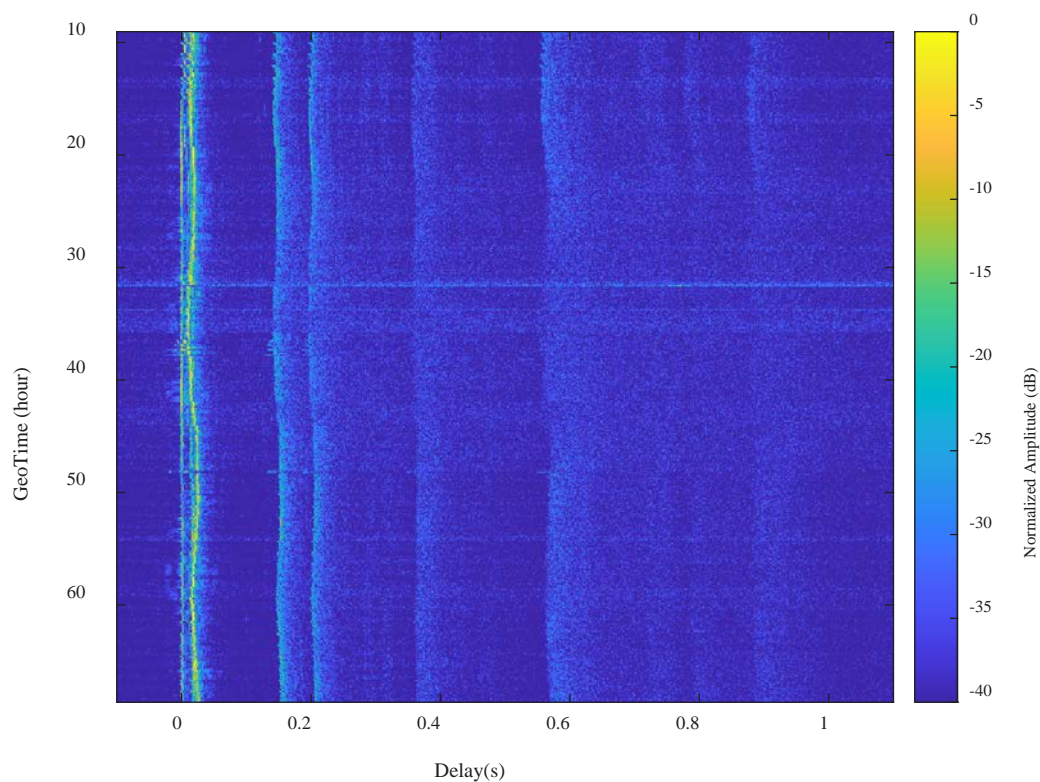


図 3.68 駿河湾 6 kHz 帯試験信号における初動波付近の遅延-パワープロファイルの受信時刻変動の様子

駿河湾沖 4 kHz 帯試験の QPSK 変調信号処理結果の BER 階層分布を図 3.69 に示す。SIMO の結果については、一部のデータで背景雑音レベルの上昇による成績の劣化が生じたが、ほとんどのデータにおいてビット誤りが発生せずに通信信号の復調が可能であった。送信チャンネル数を増加、あるいは後段の信号スロットに移るにつれて BER 特性が劣化する傾向ではあったものの、全体としてその変化は緩やかな傾向であった。送信チャンネル数を 3 チャンネルとした場合には、伝搬応答推定契機から信号終端まで 18 秒以上が経過しているにもかかわらず、80%以上のデータで 0.001 以下の BER を達成した。また、送信チャンネル数を 4 チャンネルとした場合にも 60 %以上のデータで 0.001 以下の BER を達成した。なお、12 スロット連続して情報信号フレームを構成した場合の実行通信速度は約 20.2 kbps である。

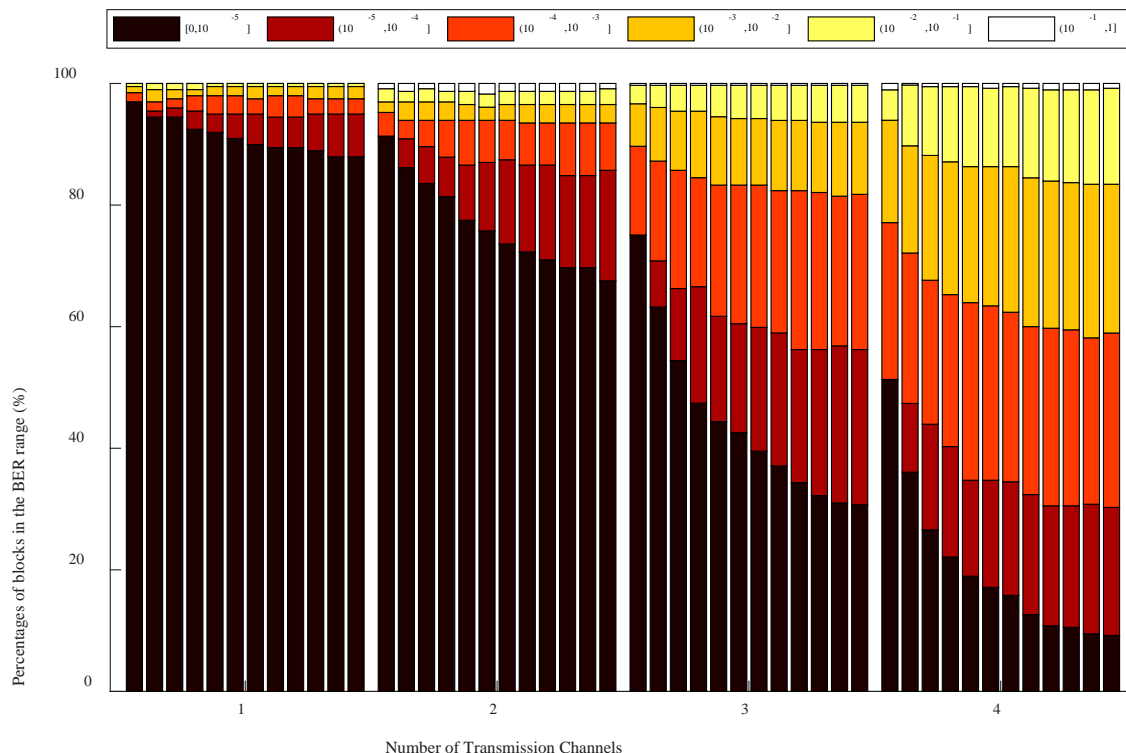


図 3.69 駿河湾 4 kHz 試験における BER の階層分布

駿河湾沖 6 kHz 帯試験の 8PSK 変調信号処理結果の BER 階層分布を図 3.70 に示す。図 3.69 と比較すると、BER 階層分布は良くなる傾向であった。SIMO の結果については、一部のデータで背景雑音レベルの上昇による成績の劣化が生じたが、ほとんどのデータにおいてビット誤りが発生せずに通信信号の復調が可能であった。送信チャンネル数を増加、あるいは後段の信号スロットに移るにつれて BER 特性が劣化する傾向ではあったものの、全体としてその変化は緩やかな傾向であった。送信チャンネル数を 3 チャンネルとした場合には、伝搬応答推定契機から信号終端まで 18 秒以上が経過しているにもかかわらず、約 90%のデータで 0.001 以下の BER を達成した。また、送信チャンネル数を 4 チャンネルとした場合にも 60 %以上のデータで 0.001 以下の BER を達成した。なお、12 スロット連続して情報信号フレームを構成した場合の 4IMO の実行通信速度は約 20.2 kbps であり、通信距離の 13km を考慮すると、262 kbps × km と目標値に肉薄した結果となっている。

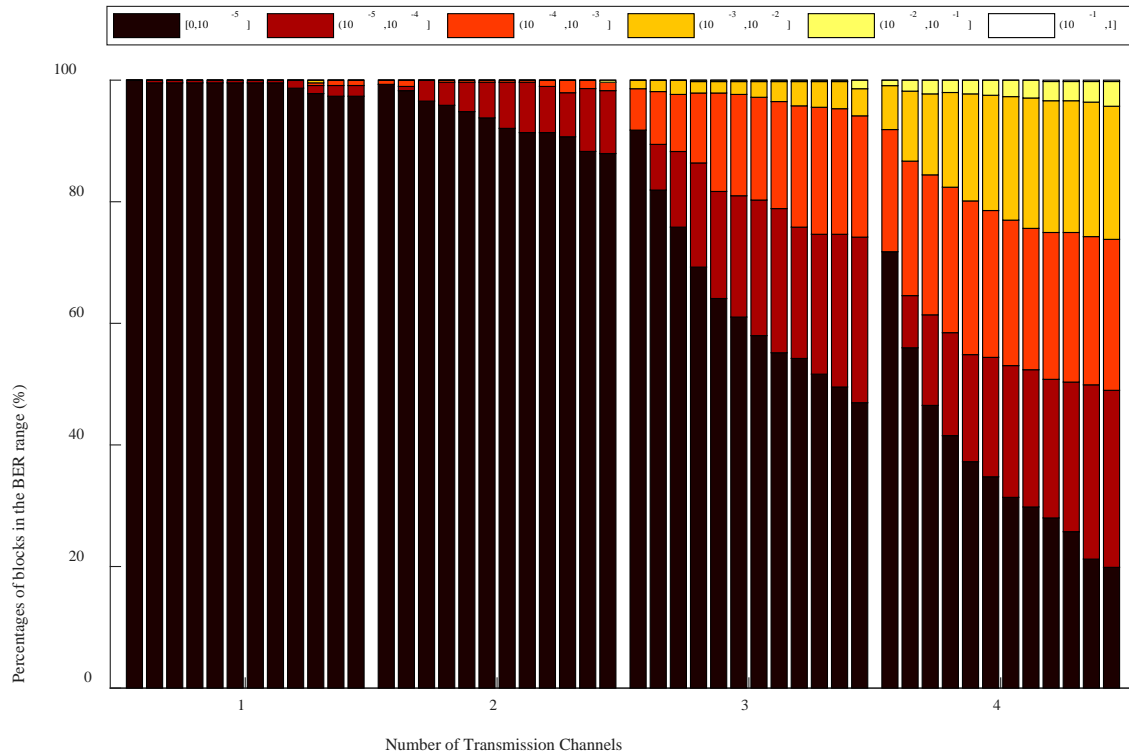


図 3.70 駿河湾 6 kHz 帯試験における BER 階層分布

図 3.71 に駿河湾深海域 4kHz 帯試験における Input SNR と Output SNR の関係を示す。Input SNR は約 0-20 dB の間で変化しており、多チャンネル送信時において低い Input SNR となる傾向である。Input SNR の振れ幅が大きくなったのは、駿河湾内の船舶航行や風浪などの雑音による影響があったと考えられる。特に悪天候時には最大で 30 m/s 以上の風速を観測するなどした。多チャンネル送信時の Input SNR が比較的低くなった理由としては、福島沖中深度海域試験においてもみられた残響の影響が考えられる。10 dB 以下の Input SNR のデータに対しては最大で 10 dB 程度のアレイ利得が得られ、Input SNR を Output SNR が上回るデータが多くあったことがわかる。Input SNR 10dB – 15 dB の範囲にかけて、Output SNR が飽和しはじめるような傾向がみられる。

図 3.72 に 6 kHz 帯試験における Input SNR と Output SNR の関係を示す。Input SNR は数 dB ~ 25 dB の間で分布しており、ほとんどが 5-20 dB の範囲であった。データサンプル数が少ないものの、低 SNR 時にアレイ利得による Output SNR 向上がみられる傾向は 4 kHz 帯の結果と同様である。一方、4 kHz 帯と比較すると、6 kHz 帯の Input SNR のほうが良い傾向で、各送信チャンネル数の結果において、Output SNR が飽和する挙動が明に観察できる。SIMO では 20-23 dB 程度の Output SNR まで到達するのに対して、2IMO では 17-20 dB 程度、4IMO では 14-16 dB 程度の値で Output SNR が飽和している。Input SNR が 15-25 dB と良好な場合には Output SNR が飽和してしまう一方で、全体として Output SNR 値のばらつきが小さい傾向がみられる。これは、Input SNR は通信信号の復調処理だけではなく、伝搬応答にも寄与するためと考えられる。

6 kHz 帯の信号を用いた場合の Input SNR 特性が優れており、送信信号レベルはおおよそ同程度であることから、海洋のノイズ周波数特性の影響が大きく寄与したと考えられる。結果として、良好な Output SNR となるデータを多く含み、BER 階層分布は 6 kHz 帯を用いたほうが良好であることがわかった。以上より、背景雑音の寄与も考慮すると、6 kHz 帯の信号を用いたほうが有利な傾向であると結論付けられる。

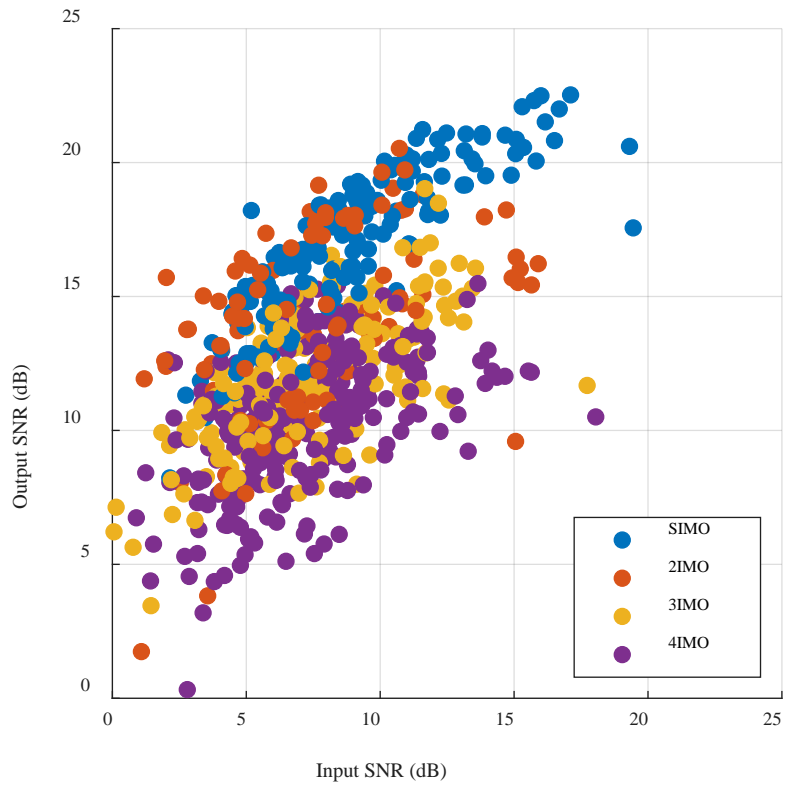


図 3.71 4kHz 帯でスロット数を 12 とした場合の Input SNR と Output SNR の関係

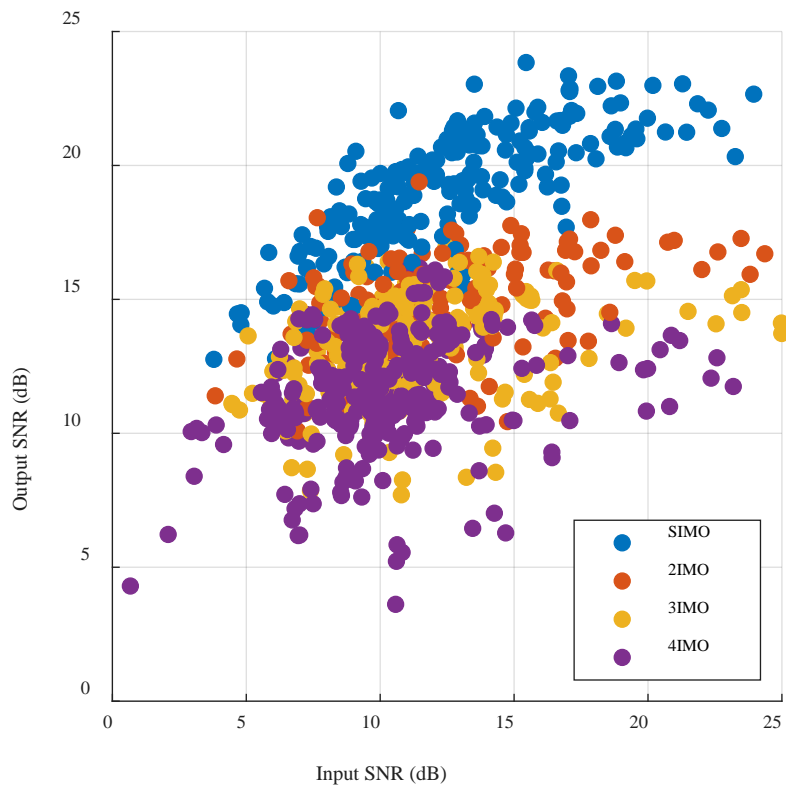


図 3.72 6kHz 帯でスロット数を 12 とした場合の Input SNR と Output SNR の関係

(4) 10 kHz 帯送波器による係留計測

① 試験概要

図 3.73 は 10 kHz 帯送波器を用いた係留計測における、送波アレイ・受波アレイ係留点における鉛直音速プロファイルおよび、送受波係留点間の海底地形プロファイルである。音速プロファイルは水深 700-900 m にかけて音速が極小となるチャンネル構造であったことから、送受波アレイともに水深約 800 m の位置に機材を係留した。駿河湾北部の推進約 1100 m 平坦部の東西方向に設置し、送波アレイ係留位置から受波アレイ係留位置に向かってはほとんど平坦な海底地形となっている。送受波器間距離は約 8 km とした。

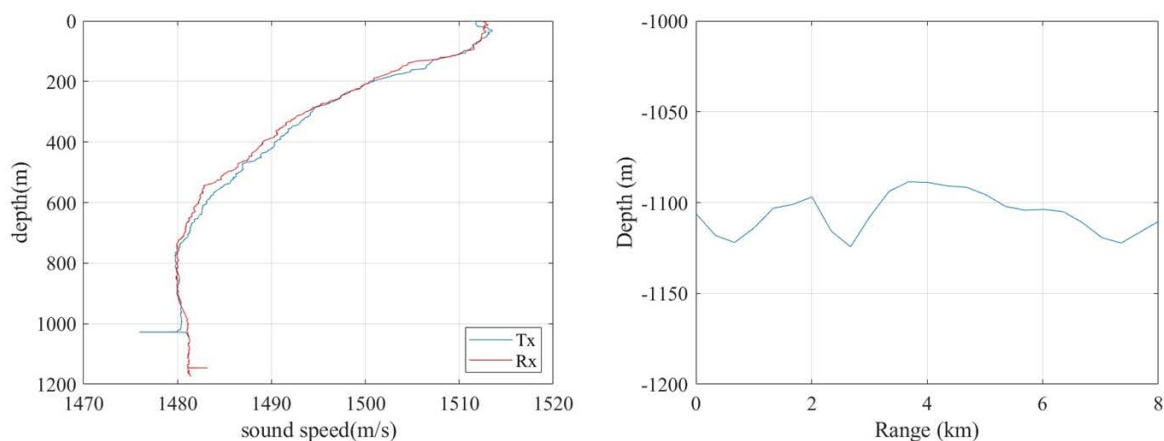


図 3.73 駿河湾 10 kHz 帯試験における鉛直音速プロファイルおよび、送受波器間の海底地形プロファイル

試験に用いた通信信号フレーム構成図を図 3.74 に示す。2,4,6 kHz 帯試験の信号と同様に、先頭に伝搬応答事前推定のためのプローブ信号を配し、情報信号との間にガードタイムを設けた構成となっている。情報信号は、12 スロットのサブフレームからなり、同期信号とトレーニングシンボルをペイロードシンボルの直前に配した構成となっている。2,4,6 kHz 帯試験と同様に多数のマルチパス波が記録されることが予想されたため、十分なガードタイムを設けた信号設計とした。その他の主要な通信信号パラメータを表 3.9 に示す。計 4 式の送波器を鉛直送波アレイ係留し計測を行った。午後 1 時から翌朝 7 時までの 18 時間を通して断続的に信号の送受信を行った。

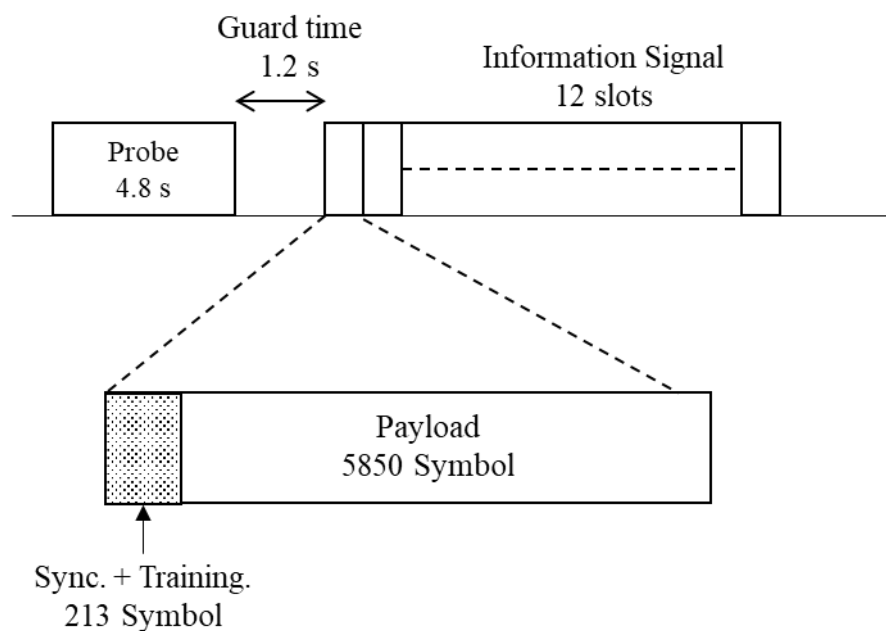


図 3.74 駿河湾 10kHz 試験で用いた通信信号フレーム構成図

表 3.9 駿河湾 10 kHz 試験で用いた通信信号パラメータ

パラメータ	値	単位
キャリア周波数	13	kHz
シンボルレート	6	kS/s
ロールオフ率	0.15	-
変調方式	Single Carrier	-
多値化	2 (QPSK)	Bit/symbol
同時送信チャンネル数	1 ~ 4	Channels
同期シンボル	63	Symbols
トレーニングシンボル	160	Symbols
ペイロードシンボル	3840	Symbols

② 解析結果

まず、10 kHz 帯送波器からのプローブ信号により推定した伝搬応答から算出した遅延-パワープロファイルの受信時刻による変動の様子を図 3.75 に示す。最大で 1 秒前後の大遅延を伴ったマルチパス波が記録された。初動波・後続波ともに振幅が受信時刻によって変化していることがわかるほか、遅延量 200ms 付近以降の後続波においては時間的に大きく振幅が分散していることがわかる。図 3.76 に試験中に記録した周波数掃引信号のスペクトログラムを示す。最大で 1.5 秒前後の遅延波が記録されているほか、約 0.4 秒付近に強い狭帯域信号が混入していることがわかる。通信信号の設計値より、ガードタイムを超える遅延波が記録されたことになる。狭帯域信号は、トランスポンダ測位用の短パルスであると考えられる。

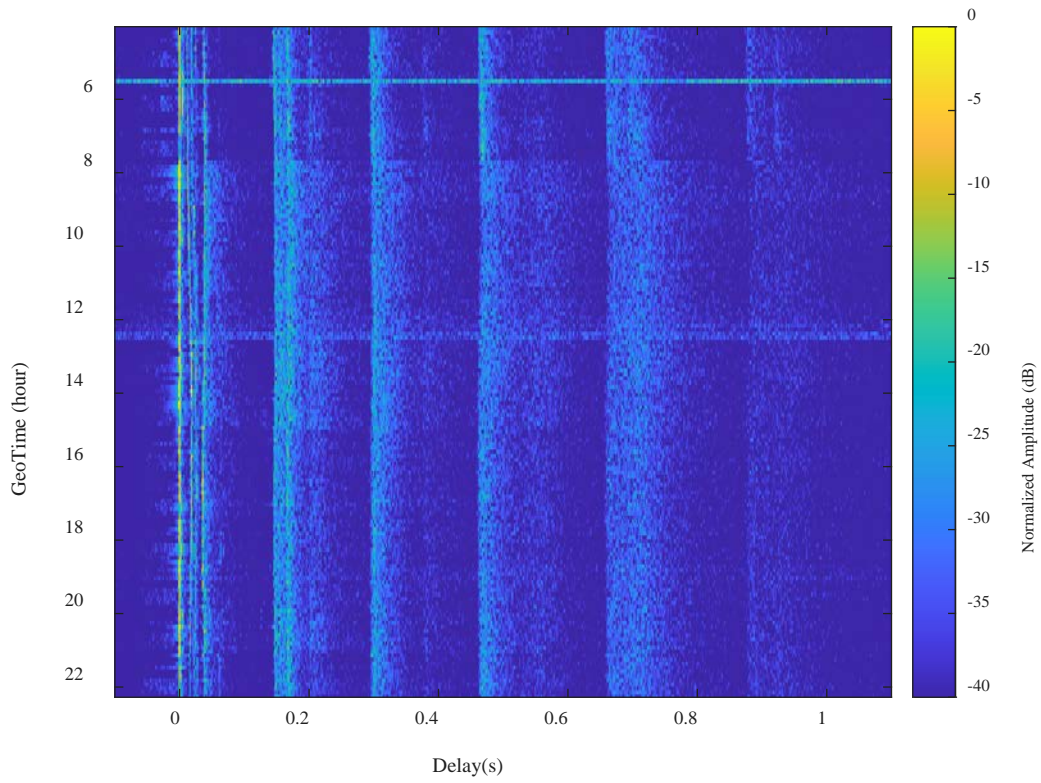


図 3.75 10 kHz 帯試験における伝搬応答の遅延パワープロファイルの時刻分布

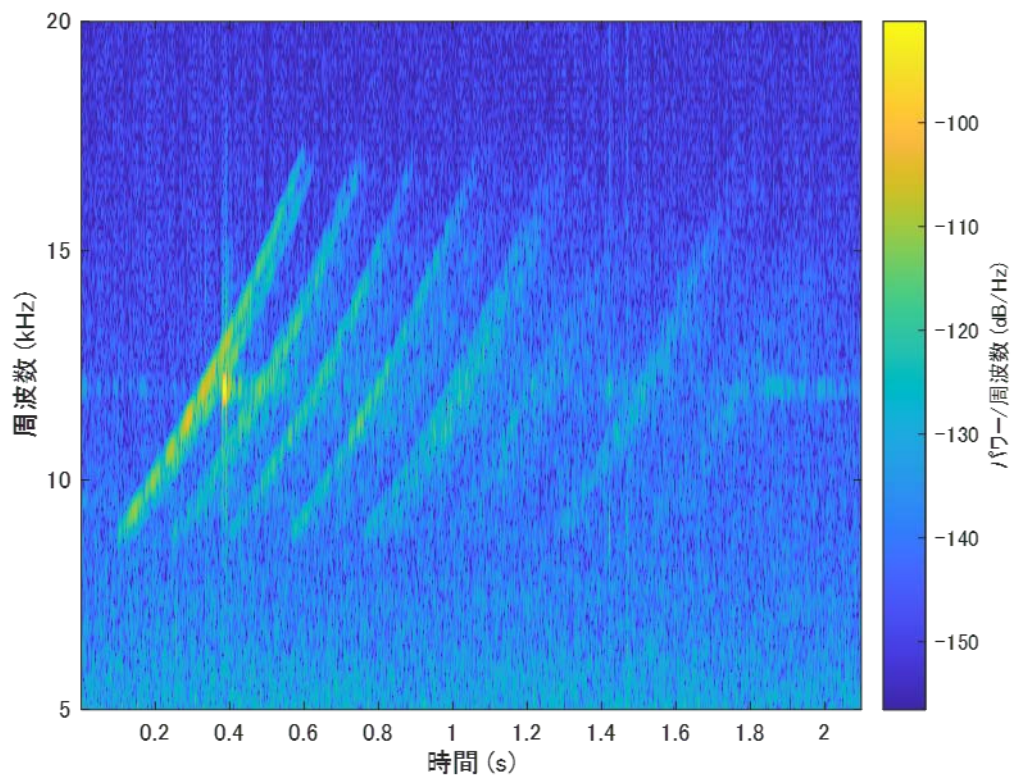


図 3.76 試験中に記録した周波数掃引信号のスペクトログラム

駿河湾沖 10 kHz 帯試験の QPSK 変調信号処理結果の BER 階層分布を図 3.77 に示す。これまでの結果と比較すると、高い BER 値を取る結果が支配的となっており、中央値で $BER < 0.001$ を達成しているのは SIMO の結果のみである。多チャンネル化に伴う成績の劣化も大きく、4 チャンネル送信の場合には、BER 値が 0.001 を下回るデータはほとんどなかった。

図 3.78 に Input SNR と Output SNR の関係を示す。ここでは、12 スロット連続して信号を送信した場合の値を評価している。おおよそ、Input SNR と Output SNR が釣り合う値を境界にして、Output SNR が下回って分布している傾向がみられる。2, 4, 6 kHz 帯の結果では、Output SNR が Input SNR を超えるデータが多く、Time Reversal によるアレイ利得が得られていたが 10 kHz 帯のデータからはそのような傾向は見られなかった。

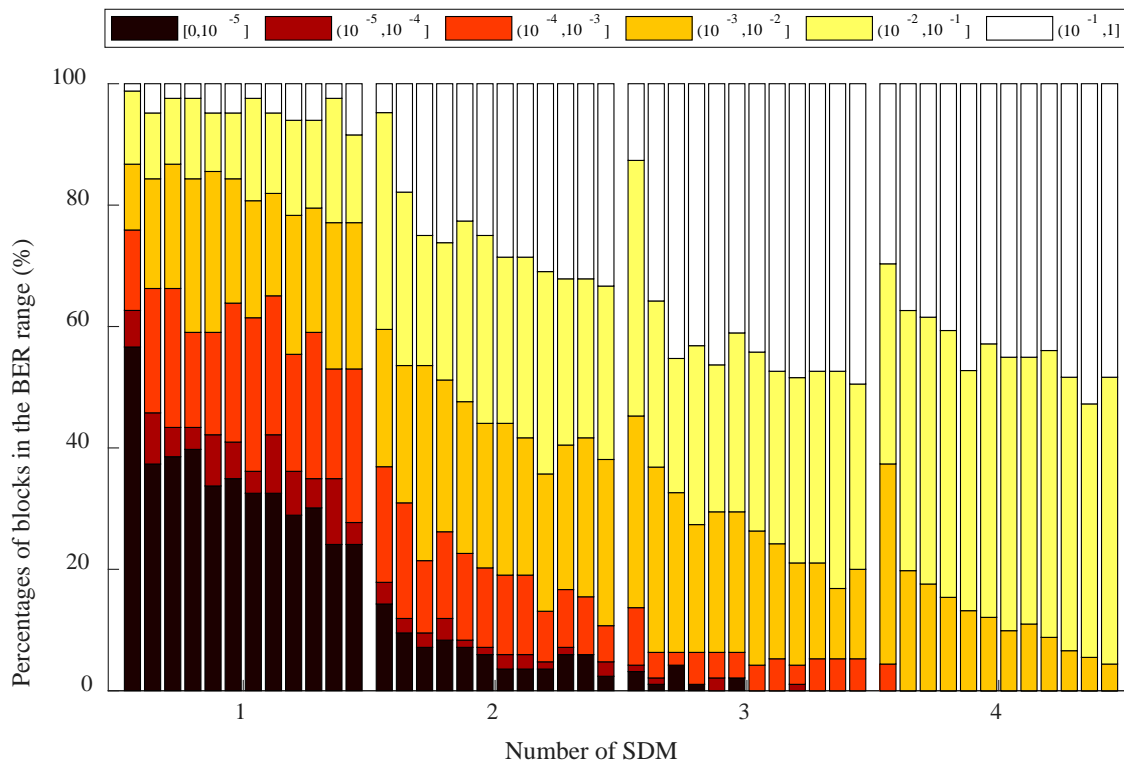


図 3.77 駿河湾 10kHz 帯試験における BER の階層分布図

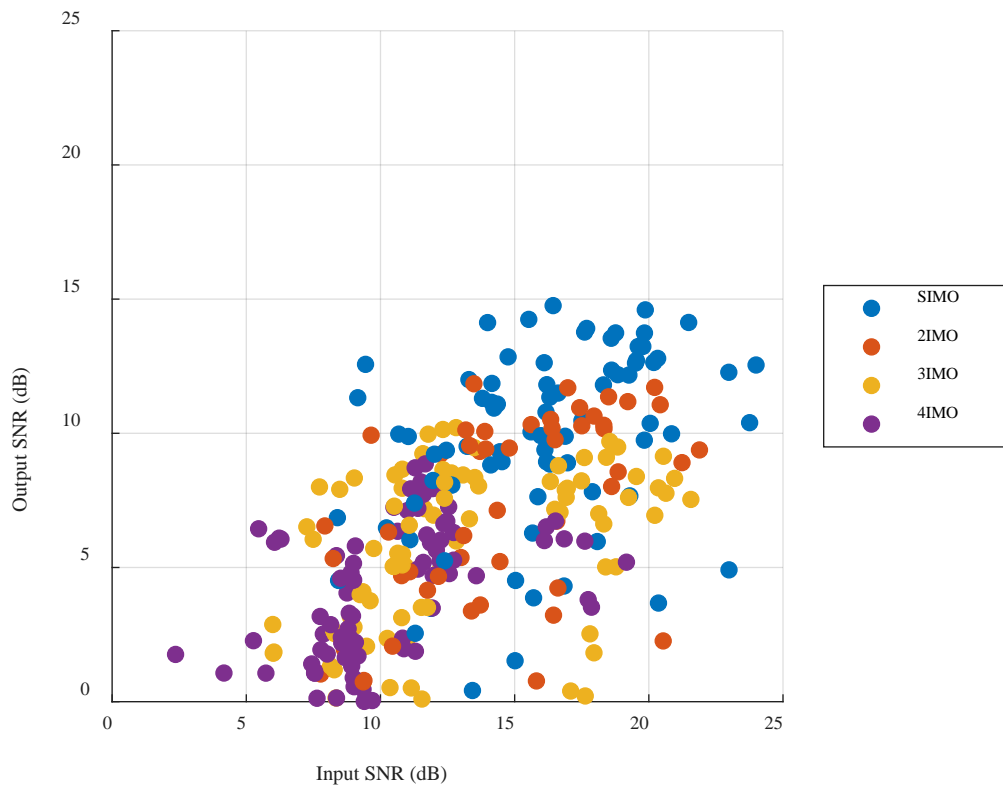


図 3.78 駿河湾 10kHz 帯試験における Input SNR と Output SNR の関係

3.5.3. 福島沖浅海域における実証試験

① 実験概要

海洋研究開発機構が保有する研究船「よこすか」により、2021年7月に福島沖の水深200 mまでの浅海域において送受波アレイ係留系による通信の実証試験を行った。試験実施海域図及び係留系の設置位置を図3.79に示す。送波アレイは緑円で示した測線北側の $37^{\circ}49.82'N141^{\circ}39.2'E$ の位置に係留し、受波アレイは赤円で示した測線南側の $37^{\circ}42.73'N141^{\circ}36.8'E$ の位置に係留した。送受波器間距離は約13.5 kmである。図3.80(左)に送・受波アレイ設置位置にて取得したXBTデータから算出した音速深度プロファイルを示す。表層において高温水による高音速層、水深約60 m程度まで温度躍層による急激な音速変化構造を形成する、夏季浅海域の典型的な音速深度プロファイルとなっている。表層数十 m程度の海流による混合が多く生じる深度を除けば送受波アレイ位置において音速の差異は小さい。また、図3.80(右)に送受波アレイの設置深度および、送受波アレイ間の海底地形プロファイルを示す。等深線に沿って測線を取ったことから、海底地形は水深200 mの平坦な地形となっている。送波アレイは5チャンネルの6 kHz帯送波器からなり、水深約146-170 mの範囲に係留した。受波アレイは、これまでの試験と同様の構成で、水深約147-172 mに係留した。

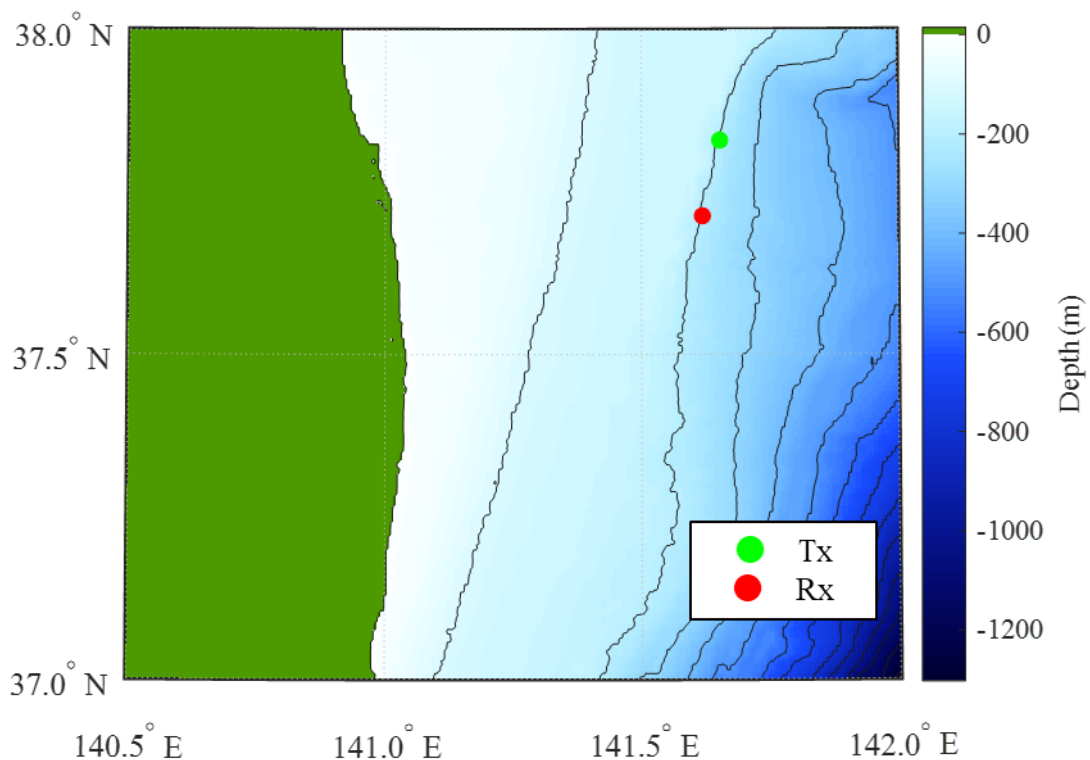


図 3.79 福島沖浅海域試験における海域図と係留系設置箇所

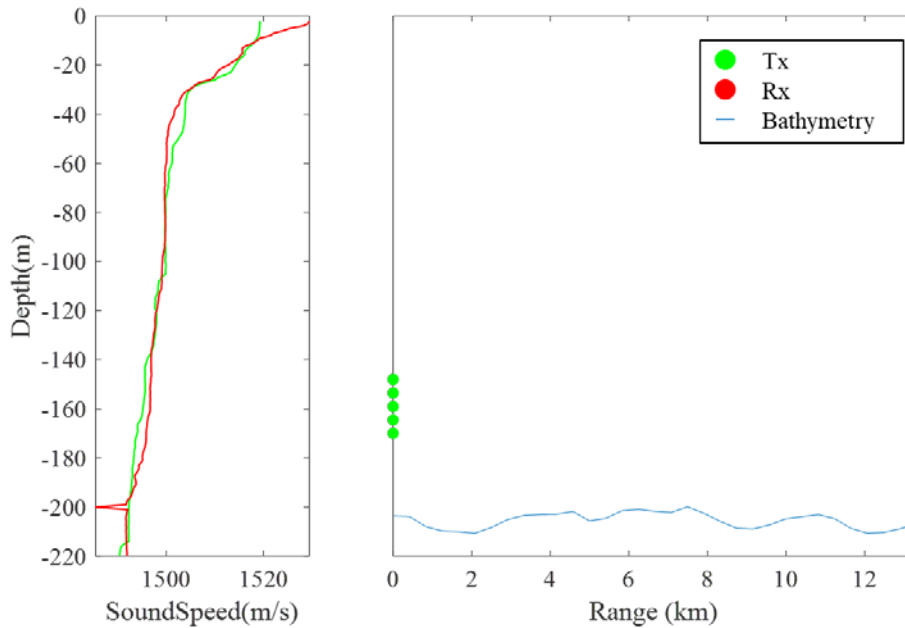


図 3.80 係留位置における音速深度プロフィールおよび送受波アレイの設置深度と送受波間海底地形プロフィール

通信信号は日本時間の 18 時から 7 時半 (9:00~21:30 UTC) の間、夜間を通して断続的に送受信した。本試験における送信信号パラメータを表 3.10 にまとめた。これまでの試験の結果から、多チャンネル送信時の復調成績が受信 SNR よりも伝搬応答の時間変動性に依存して推移している傾向であったことから、信号帯域幅を拡張して通信速度の向上を図るためにシンボルレートを 4.5 kS/s としてキャリア周波数を 6.25 kHz へ変更した。通信信号フレーム構成図を図 3.81 に示す。最大 1 秒のプローブ信号を用いて、情報信号との間に 0.2 秒のガードタイムを設けた。情報信号は最大 16 の連続した信号スロットからなり、各スロットは同期信号とトレーニングシンボルをフレーム先頭に付加して、ペイロード用の通信シンボルが続く構成としている。スロットあたりの総シンボル数は 4563 シンボルで時間長にして約 1.014 秒である。スロット当たりのペイロードシンボルが占める割合は約 96 % である。なお、ペイロードシンボルは符号化率 5/6 のパンクチャド畳み込み符号による符号化を行っており、軟判定ビタビアルゴリズムによる誤り訂正の検討も行うこととした。

表 3.10 福島沖浅海域試験における送信パラメータ

パラメータ	値	単位
キャリア周波数	6.25	kHz
シンボルレート	4.5	kS/s
ロールオフ率	0.15	-
変調方式	Single Carrier	-
多値化	2 (PSK)	Bit/symbol
同時送信チャンネル数	1 ~ 5	Channels
同期シンボル	63	Symbols
トレーニングシンボル	132	Symbols
ペイロードシンボル	4368	Symbols

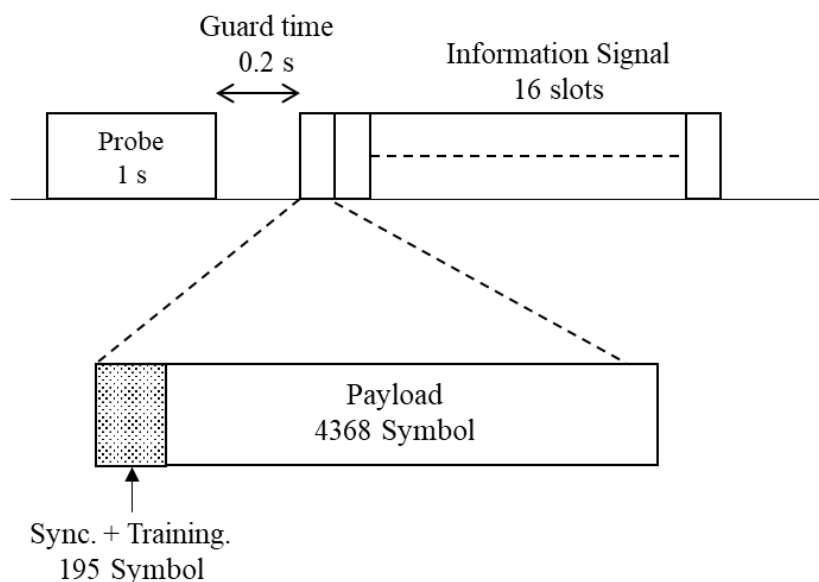


図 3.81 福島沖浅海域試験における通信信号フレーム構成図

② 解析結果

プローブ信号から推定した伝搬応答の遅延-パワースプレッドの受信時刻変動の様子を図 3.82 に示す。振幅値は最初に受信した信号から推定した伝搬応答における最大振幅値で正規化している。全時刻にわたって 150 ms 以上の遅延をもって、マルチパス波が伝搬していることがわかるが、到来波の主要パワーは初動波付近から 50 ms 程度の範囲に集中している。12-14 時にかけて伝搬構造の大きな変化が見られ、初動波まわりの遅延スプレッドが 20-30 ms 程度から 40-50 ms 程度まで増加している。これは潮汐あるいは水塊の混入などによる影響と推察されるが、直接的に分析できるような環境データを取得することはできなかった。

福島沖浅海域試験における伝搬応答時間コヒーレンス値の時刻分布を図 3.83 に示す。ほとんどの時間帯において、高い時間コヒーレンス値を 10 秒以上にわたって維持していることがわかる。一部の時間帯、特に伝搬応答の急激な変化が見られた 12-14 時の時間帯では一時的に時間コヒーレンス値が低下しており、伝搬応答の時間変動性が大きくなっている傾向であることがわかる。

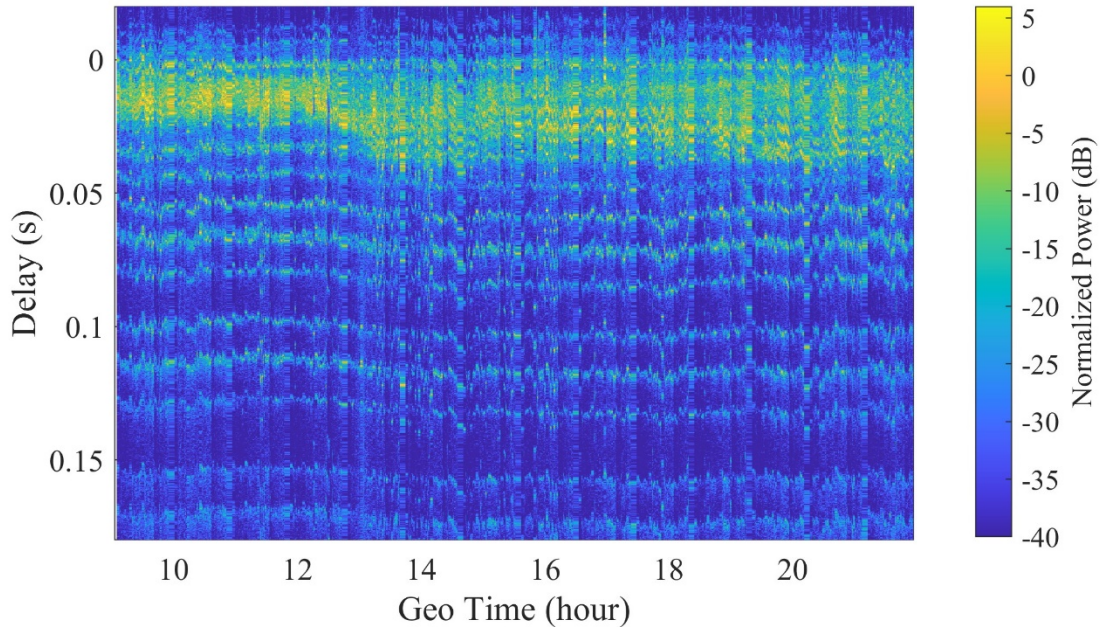


図 3.82 福島沖浅海域試験における伝搬応答の遅延-パワースプレッドの時刻変動：送受波アレイにおける最深部の要素間での結果を用いている。

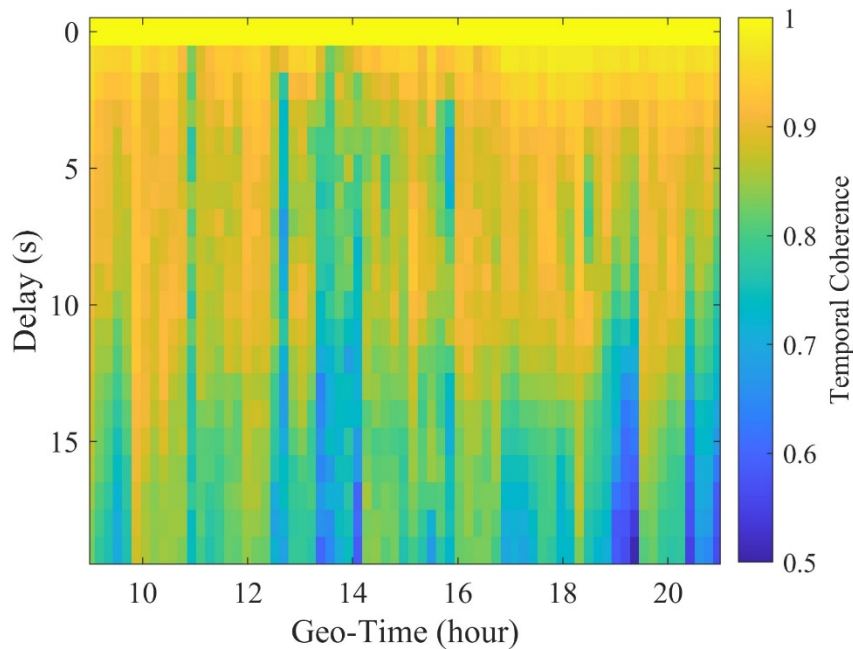


図 3.83 福島沖浅海域試験における伝搬応答の時間コヒーレンス推定値の時刻分布

通信信号処理結果の BER 階層分布を図 3.84 に示す。ここでは誤り訂正を行っていない場合の BER を評価している。送信チャンネル数が増加するにつれて誤り率の高い BER 階層の割合が増加する傾向であるものの、誤り訂正技術と組み合わせることを前提とすればほとんどのデータにおいて実用的な BER 範囲で復調処理できている。これまでと同様に信号のスロット数が大きくなると BER 特性は劣化する傾向である。ある BER 階層の上界に着目するとスロット数に対する特性の変化が異なっていることがわかる。例えば、4 チャンネル送信時の $BER < 0.01$ の上界はスロット数に対して上に凸で推移しているのに対して、 $BER < 0.0001$ の上界は下に凸となっている。

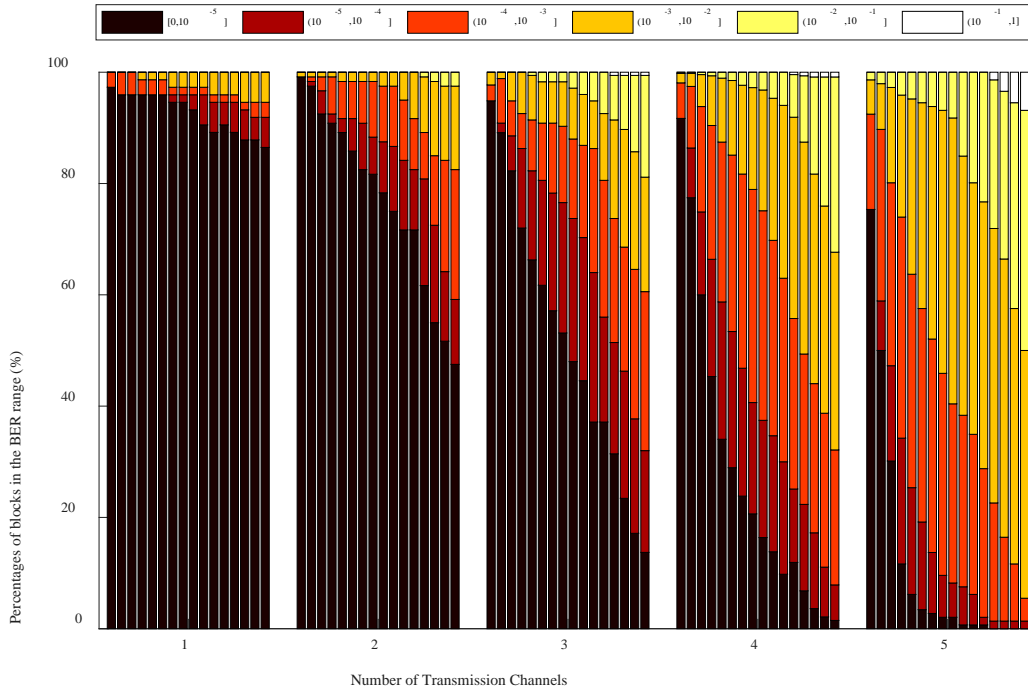


図 3.84 福島沖浅海域試験の送信チャンネル数毎の BER 階層分布の通信信号スロット間変化：同一送信チャンネル数のデータを 16 スロット並べて表示し、左から 1,2,...,16 番目のスロットの結果となるように棒グラフで BER 階層割合を示した。

情報信号フレームを構成する信号スロット数と BER 特性の関係をより明確にするために、スロット数と平均 BER 値の関係を計算した結果を図 3.85 に示す。ここでは最も深い送信チャンネルのデータに着目して、異なる送信チャンネル数における BER のスロット平均値を算出している。信号スロット数を増やすにつれて MIMO 時には BER が増大する傾向である。加えて、送信チャンネル数が多いほど BER が高くなる傾向である。本研究においては、BER の基準値を 0.001 以下としているため、送信フレーム数と送信チャンネル数の調整による通信速度-BER 関係の最適化が非常に重要であるとわかる。一方で、検討した送信チャンネル数範囲においては、送信フレーム数が多くなるにつれて平均 BER の差は小さくなっている。0.01 以下など、より高い BER 設計値を許容するのであれば送信フレーム数を多くとって多チャンネル化することによる実効通信速度向上のメリットを活かしやすい傾向であると理解できる。以上の通り、求める BER 閾値と照らして用いる信号長を適切に設計することが重要であり、誤り訂正を含めた通信評価を行う際には本研究の BER 閾値に寄らずに信号処理設計するメリットがあるとわかった。

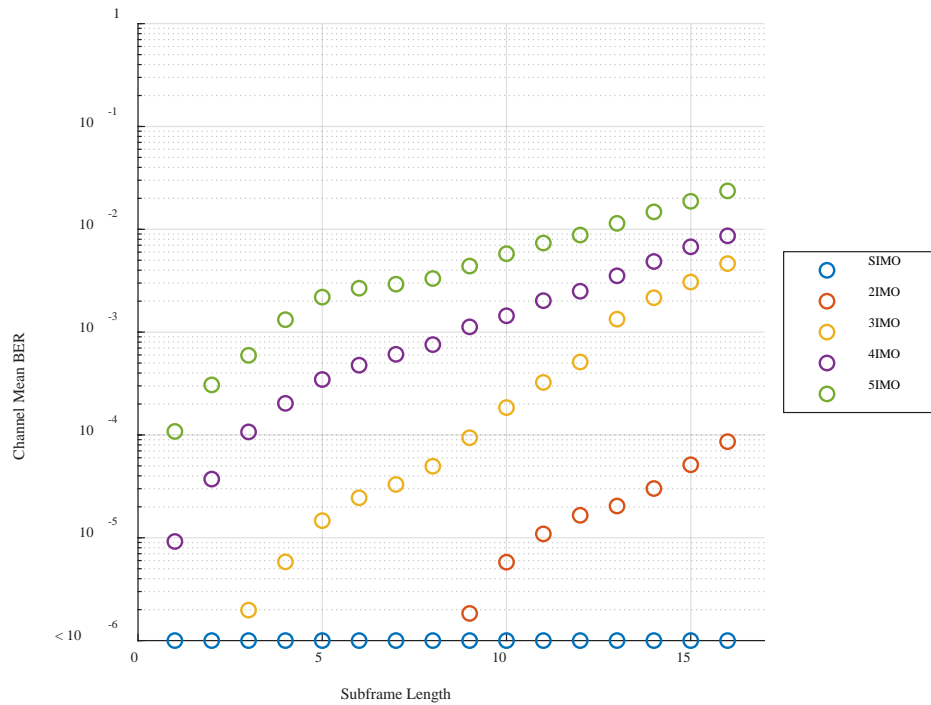


図 3.85 情報信号フレームに用いる信号スロット数に対する平均 BER の関係

図 3.86 に信号受信時刻に対する Output SNR 値を示す。ここで示す Output SNR 値は信号スロットを 8 スロット連ねた場合についての結果である。送信チャンネル数が多くなるにつれて Output SNR 値が低くなる傾向である。試験全体を通して、Output SNR および Input SNR 値は比較的安定で受信時刻による変化は小さいが、伝搬応答の時間変動が大きい 13 時ごろと 20 時を過ぎたあたりの時間帯においては多チャンネル送信時の Output SNR がやや下落している。SIMO, 2IMO のデータでは多くの処理結果で Input SNR よりも高い Output SNR 値を記録しており、送信チャンネル数が少ない場合にはアレイゲインによる利得増が見込めることも分かった。省電力系での通信を行う場合には重要なオプションとなると考えられる。

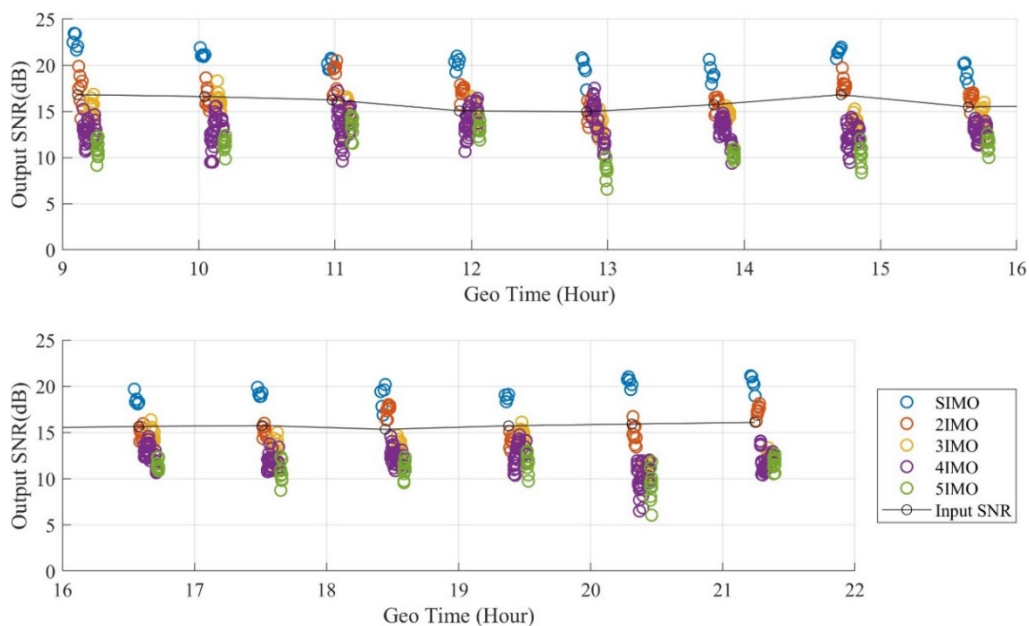


図 3.86 信号受信時刻に対する Output SNR の関係:Input SNR 値は各受信時間帯における SIMO 送信データの平均 SNR 値を用いている

図 3.87 に本試験における実効通信速度と誤り訂正前 BER 閾値を 0.001, 0.01 とした場合のデータ割合の関係を示す。同じ送信チャンネル数を示すデータにおいて実効通信速度が異なっているのは、情報信号フレームを構成する通信信号スロット数に依存した信号オーバーヘッド率の変化に伴う実効通信速度の変化によるものである。BER 閾値を 0.001 とした場合には、4IMO において 30.2 kbps を 90% 以上のデータで達成し、5IMO において 38.1 kbps を 50% 以上のデータで達成している。速度×距離指標に改めるとそれぞれ 407, 514 kbps×km となり研究目標である 400 kbps×km の値を超えた性能の通信が達成できていることになる。また、BER 閾値を 0.01 とした場合には、送信スロット数の増加が可能になることからより高い実効通信速度の構成が可能であり、5IMO において約 36 kbps の構成をとった場合においても 95 % 以上のデータが閾値内に収まっている。

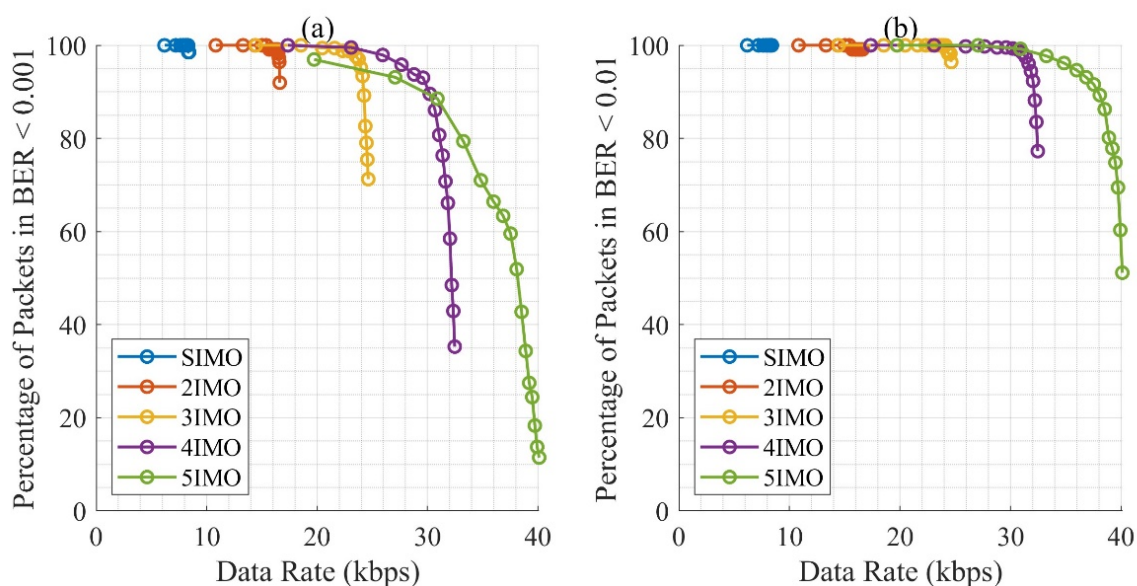


図 3.87 福島沖浅海域試験における実効通信速度と(a)BER0.001 以下, (b)BER0.01 以下となるデータの割合の関係

最後に、パンクチャド畳み込み符号による通信路符号化の効果を図 3.88 に示す実効通信速度とエラーフリーデータ割合の関係で確認しておく。符号化率 5/6 としたため、実効通信速度は低下しているが、図 3.87(b)の BER 閾値 0.01 の特性に近いグラフ形状が得られている。結果より 5IMO の約 30 kbps となる通信信号構成において、約 93 % のエラーフリー率を達成している。図 3.87 の結果と比較すると、実用的な通信路符号化手法を用いて実効通信速度を大きく犠牲することなく、より安定した通信システムが構築可能であることが示された。

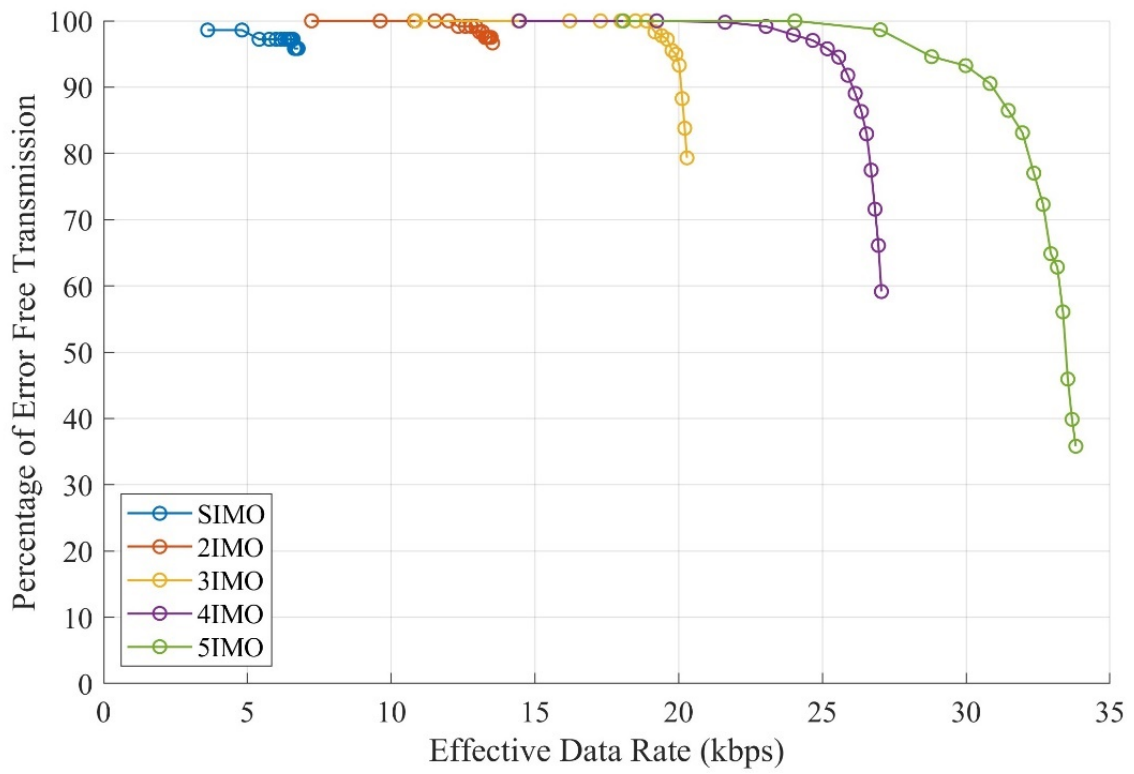


図 3.88 軟判定ビタビ復号後の実効通信速度とエラーフリーデータの割合の関係

3.5.4. 高知沖浅海域における実証試験

海洋研究開発機構が保有する研究船「よこすか」により、2022年7月に高知沖の水深200m前後の浅海域において送受波アレイ係留系による通信の実証試験を行った。本試験では、送受波間距離を14, 16 kmとした平坦地系での計測と、距離14 kmで勾配地形を登り/下りで送受波位置を入れ替えて計測し、計4回の係留計測試験を行った。表3.11に係留系を設置した日程、座標、および距離をまとめておく。

表 3.11 高知沖浅海域試験における日程、係留系設置座標および係留系間距離

Date	Transmitter		Receiver		Distance
	N	E	N	E	
2022/7/9	33°08.77'	133°29.46'	33°02.88'	133°23.83'	14 km
2022/7/12	33°08.77'	133°29.46'	33°01.93'	133°23.20'	16 km
2022/7/15	33°02.18'	133°25.88'	33°54.64'	133°25.80'	14 km
2022/7/17	32°54.63'	133°25.79'	33°02.18'	133°25.40'	14 km

(1) 平坦地形における14 km係留計測

① 試験概要

図3.89は高知沖浅海域14 km平坦地形係留計測における海域図と送波アレイ・受波アレイ係留点を示している。水深約200 mとなる等深線沿いに送・受波係留系を設置して通信試験を行った。図3.90に送受波係留系設置位置における音速深度プロファイルおよび、送波アレイ・受波アレイ設置深度を示す。送波アレイは6 kHz帯送波器を最大5チャンネル鉛直方向に連ねて構成した。なお、図中の赤点で示した箇所には2 kHz帯送波器を配しており、空間多重MIMOには利用していない。受波アレイには、これまでの実験と同様の24チャンネルハイドロフォンアレイを用いている。送受波間での音速プロファイルの差異は表層部を除いてほとんどなく、水平成層構造に近い環境であったと考えられる。

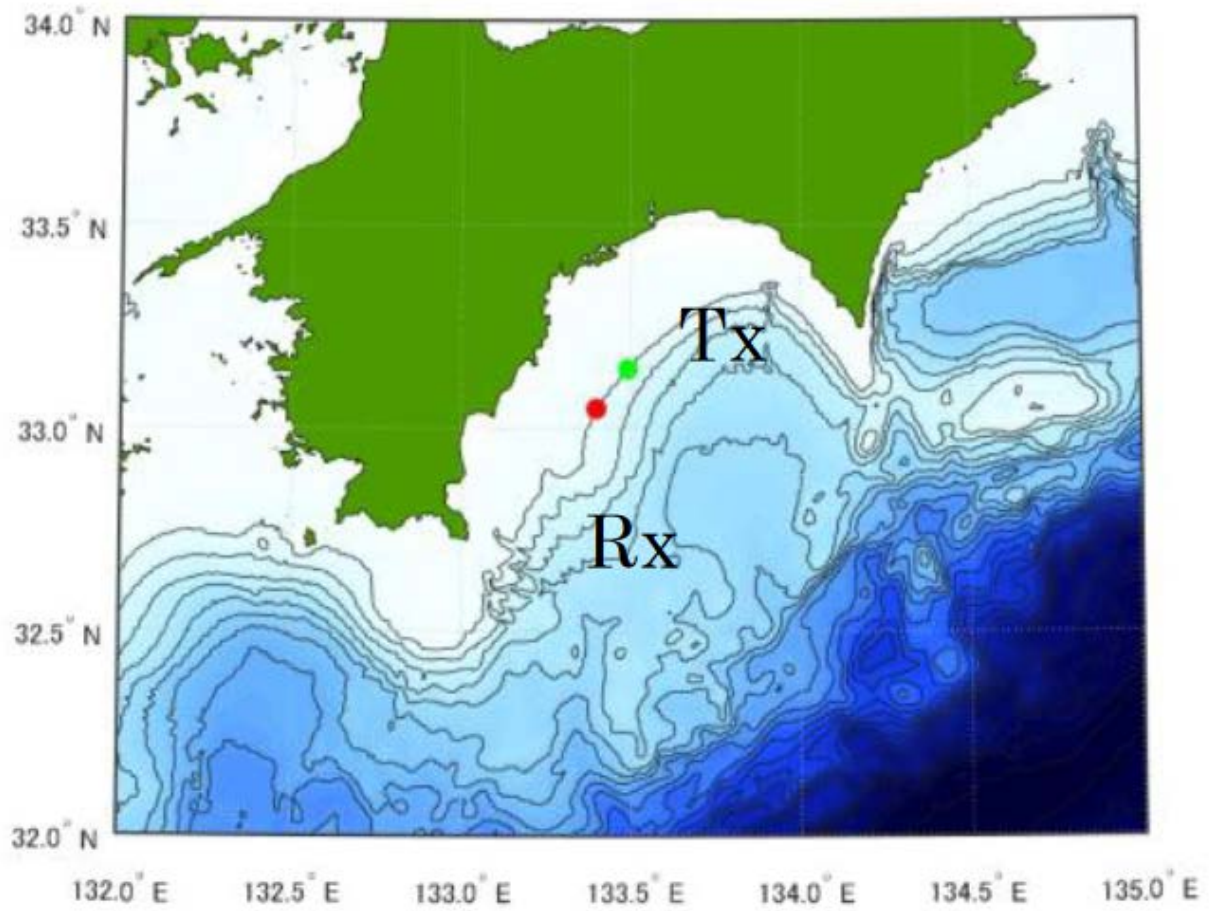


図 3.89 高知沖浅海域試験の 14 km 測線海域図：図中緑点が送波，赤点が受波係留系の係留位置を表す。

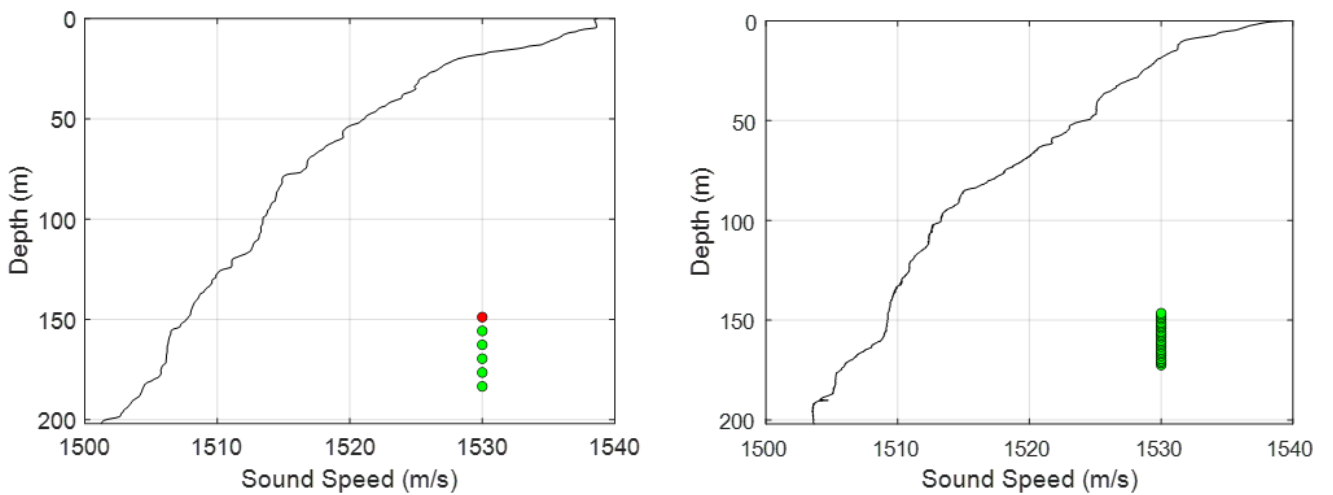


図 3.90 送波器（左）および受波器（右）アレイの設置深度と係留設置個所付近の音速深度プロフィール

通信信号は日本時間の 18 時から翌々日 7 時半 (9:00~21:30 +1day UTC) の間断続的に送受信した。本試験における送信信号パラメータを表 3.12 にまとめた。前年度の福島沖浅海域試験と同様にシンボルレートを 4.5 kS/s としてキャリア周波数を 6.25 kHz とした。信号構成上の重要な変更点として、チャンネル符号化に Quasi Cyclic Low Density Parity Check (QC-LDPC) 符号による通信路符号化を行った。現実的なシステム構成検討へと繋げることを見据えて、これまでのデータにおける誤り率の分布 (多くのデータで BER<0.01) を考慮して、実用的かつ高い誤り訂正性能を発揮すると考えられる LDPC 符号を採用した。なお、パリティ検査列生成行列は、IEEE802.11n の Short Codeword Length (648 ビット) を用いている。

通信信号フレーム構成図を図 3.91 に示す。最大 1 秒のプローブ信号を用いて、情報信号との間に 0.2 秒のガードタイムを設けた。情報信号は最大 16 の連続した信号スロットからなり、各スロットは同期信号とトレーニングシンボルをフレーム先頭に付加して、ペイロード用の通信シンボルが続く構成としている。スロットあたりの総シンボル数は 4063 シンボルで時間長にして約 0.903 秒である。スロット当たりのペイロードシンボルが占める割合は約 96 %である。

表 3.12 高知沖浅海域試験における送信パラメータ

パラメータ	値	単位
キャリア周波数	6.25	kHz
シンボルレート	4.5	kS/s
ロールオフ率	0.15	-
変調方式	Single Carrier	-
多値化	2, 3 (PSK)	Bit/symbol
チャンネル符号化	5/6 QC-LDPC	-
同時送信チャンネル数	1 ~ 5	Channels
同期シンボル	63	Symbols
トレーニングシンボル	112	Symbols
ペイロードシンボル	3888	Symbols

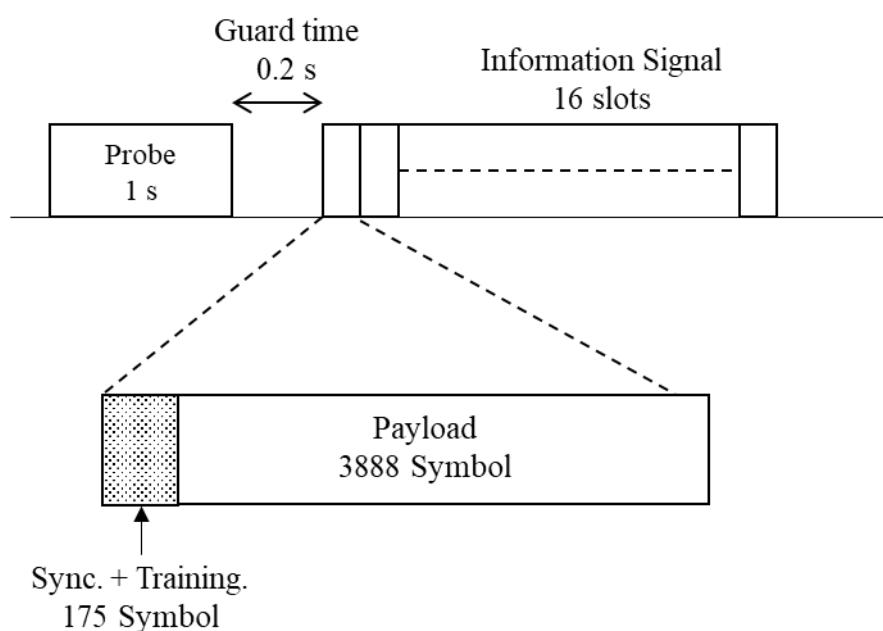


図 3.91 高知沖浅海域試験における通信信号フレーム構成

② 解析結果

プローブ信号から推定した伝搬応答の遅延-パワースプレッドの受信時刻変動の様子を図 3.92 に示す。振幅値は最初に受信した信号から推定した伝搬応答における最大振幅値で正規化している。全時刻にわたって 200 ms 近い遅延をもって、マルチパス波が伝搬していることがわかるが、到来波の主要パワーは初動波付近から 50 ms 程度の範囲に集中している。初動波以降の到来波における遅延時間はおおよそ 12 時間の周期で変動しており、潮汐による影響が見られていると考えられる。

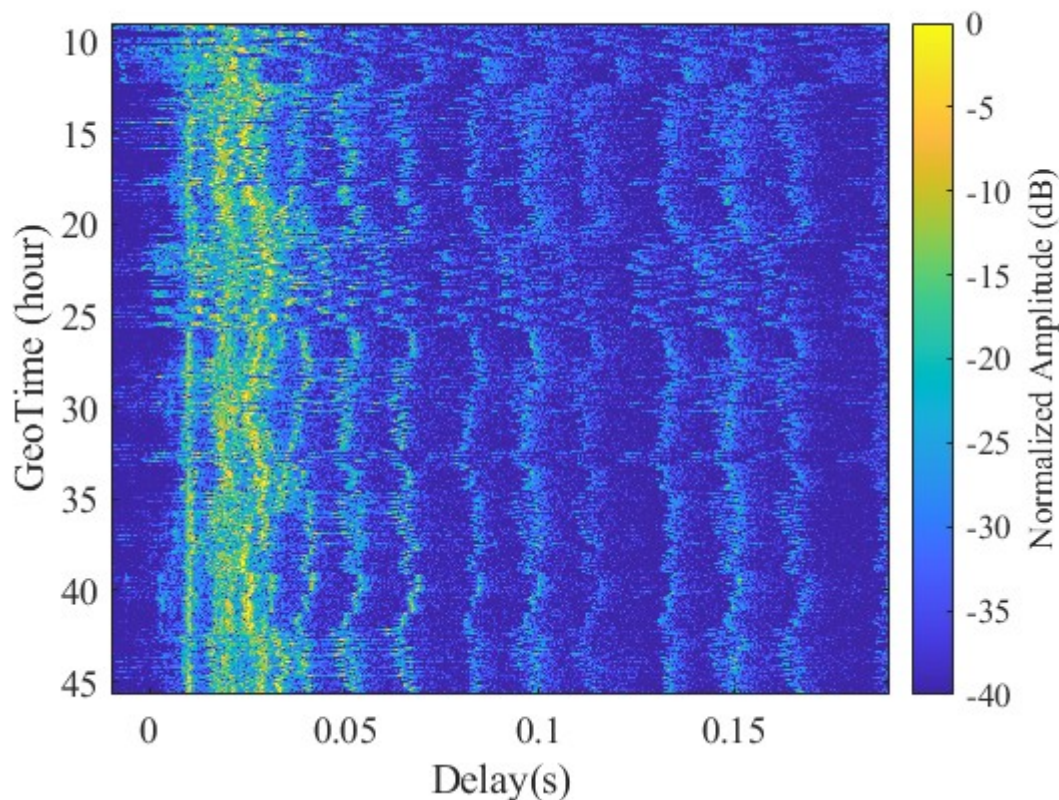


図 3.92 高知沖浅海域試験における伝搬応答の遅延-パワースプレッドの受信時刻変化の様子

QPSK 変調信号処理結果の BER 階層分布を図 3.93 に示す。ここでは誤り訂正を行っていない場合の BER を評価している。送信チャンネル数が増加するにつれて誤り率の高い BER 階層の割合が増加する傾向であるものの、大多数のデータにおいて $BER < 0.001$ の範囲で復調処理できている。これまでと同様に信号のスロット数が大きくなると BER 特性は劣化する傾向である。4,5 チャンネル送信時の $BER < 0.001$ の割合は 16 スロット連ねたデータにおいてそれぞれ 98%, 90% を超えており非常に良好な復調結果が得られた。このときの実効通信速度はそれぞれ、31.6, 39.5 kbps である。速度×距離指標では 442, 553 kbps×km となって、ほとんどのデータにおいて本研究における目標値を達成できたことになる。

続いて、QPSK 変調信号処理結果に対して、QC-LDPC で符号化した通信路の復号を階層的確率伝播 (Layered Brief Propagation) 法により行った結果の BER 階層分布図を図 3.94 に示す。複合器への入力、等化器の軟出力結果から算出した対数尤度比を用いた。すべての送信チャンネル数、データにおいて 10^{-5} 以下の BER 値を達成していることがわかる。各送信チャンネルからの最大データビット数が約 10 万ビットであるので、すべてのデータに対して 1 ビット以下の誤りとなったことになる。符号化率 5/6 を考慮すると 5 チャンネル送信時の実効通信速度 32.9 kbps であり、誤り訂正後においても 460 kbps×km の速度×距離指標を達成し、実用的な誤り訂正処理を用いて、高信頼性かつ長距離高速通信システムを実現できることが示された。

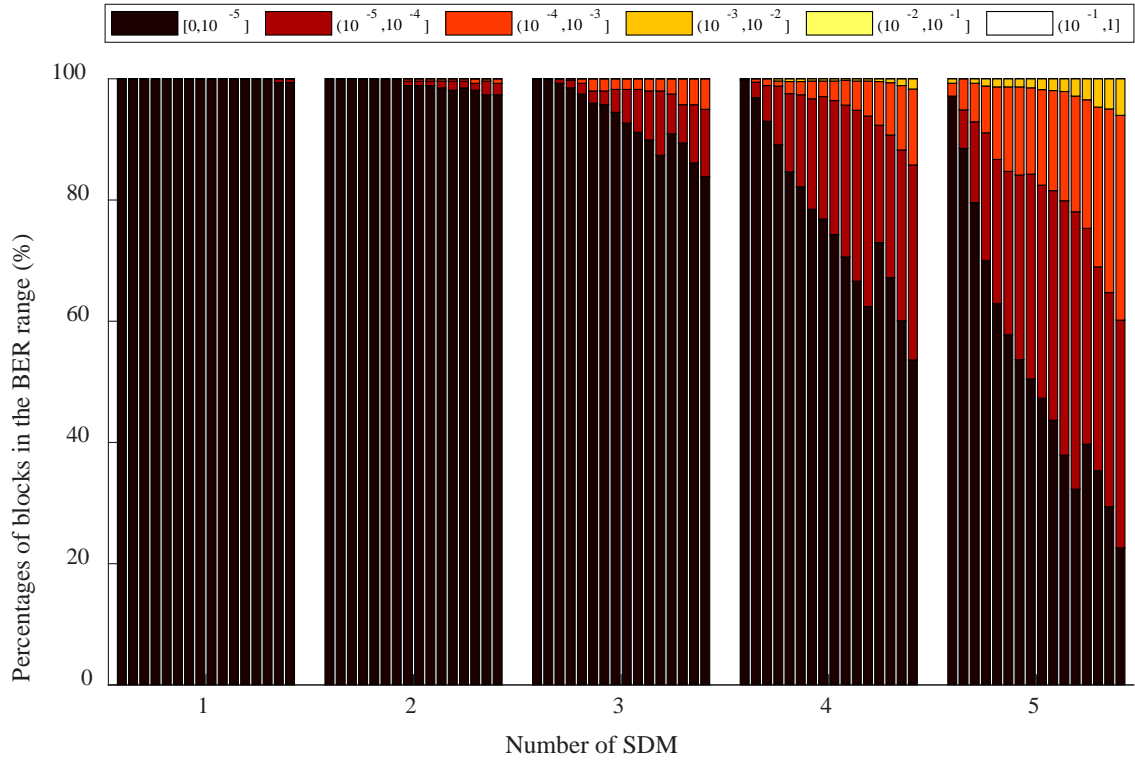


図 3.93 高知沖浅海域試験における QPSK 信号処理結果の BER 階層分布

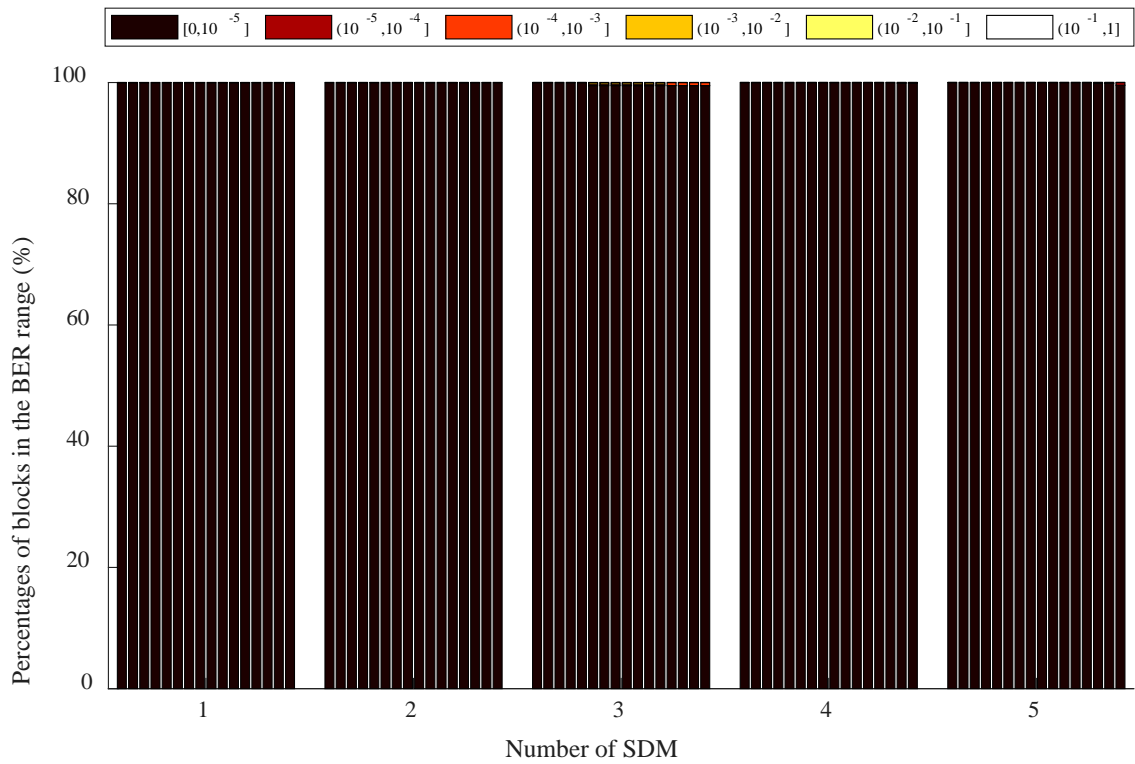


図 3.94 高知沖浅海域試験における QPSK 信号処理結果の誤り訂正後 BER 階層分布

8PSK 変調信号処理結果の BER 階層分布を図 3.95 に示す. ここでは誤り訂正を行っていない場合の BER を評価している. 送信チャンネル数が増加するにつれて誤り率の高い BER 階層の割合が増加する傾向であるものの, 大多数のデータにおいて復調処理が破綻することは無かった. これまでと同様に信号のスロット数が大きくなると BER 特性は劣化する傾向である. 4,5 チャンネル送信時の BER < 0.001 の割合は限られるものの, いくつかのチャンピオンデータ群を得ることができた. 送信 4 チャンネルを用いて 10 スロットで情報通信信号を構成した場合, 実効通信速度は 44.1 kbps で BER<0.001 となるデータ割合は 15 %であった. 速度×距離指標では 617 kbps×km となって, 限られた条件下においては本研究における目標値を大きく上回る可能性が示された.

続いて, 8PSK 変調信号処理結果に対して, QC-LDPC で符号化した通信路の復号を階層的確率伝播法により行った結果の BER 階層分布図を図 3.96 に示す. 誤り訂正処理により大幅な BER の改善が見られ, 上記の送信 4 チャンネル, 10 スロット信号構成においては約 75 %のデータで誤りが発生しなかった. この構成における実効通信速度, 速度×距離指標はそれぞれ 36.8 kbps, 515 kbps×km である.

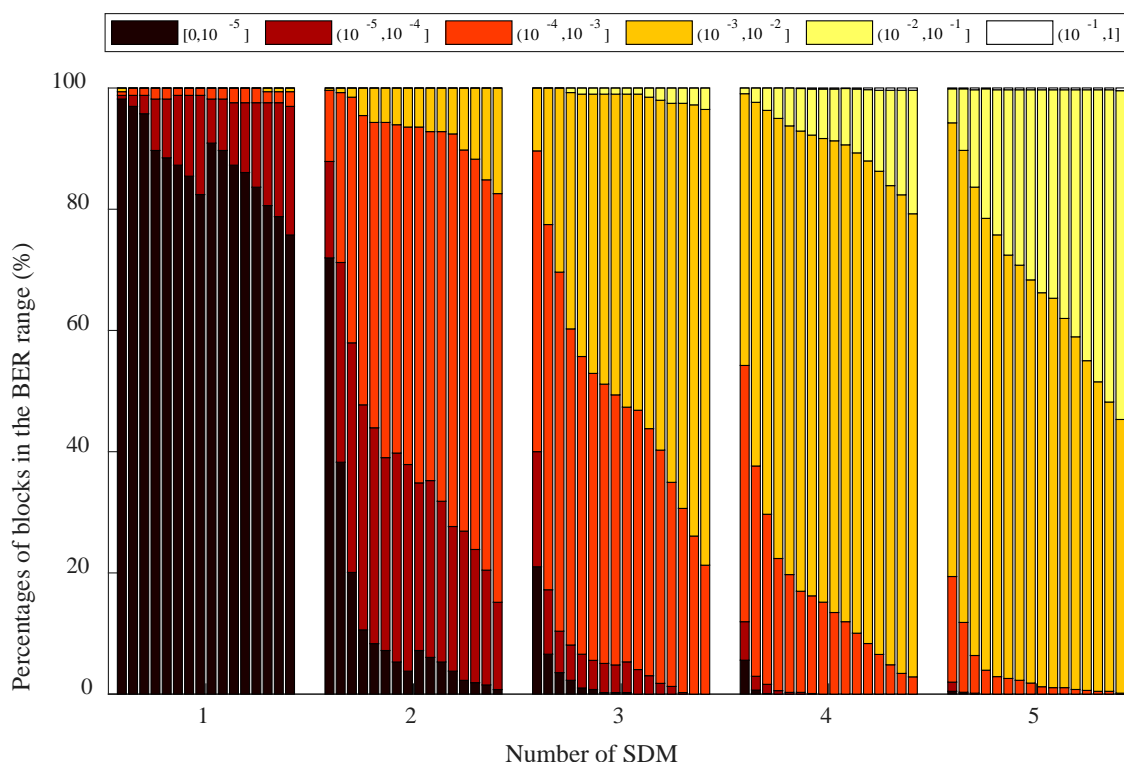


図 3.95 高知沖浅海域試験における 8PSK 信号処理結果の BER 階層分布

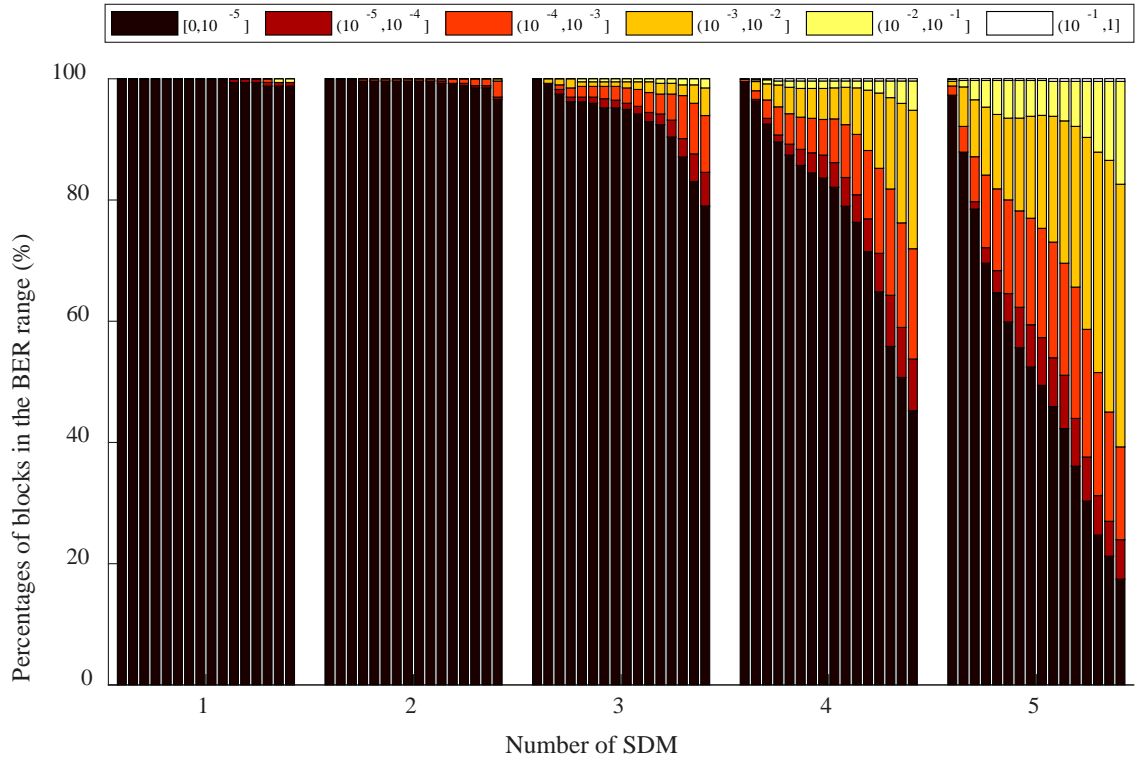


図 3.96 高知沖浅海域試験における 8PSK 信号処理結果の誤り訂正後 BER 階層分布

図 3.97 に情報通信信号フレームを 16 スロットで構成した場合の Input SNR と Output SNR の関係を示す。送信チャンネル数、おおむね Input SNR と Output SNR のつり合いが取れた信号処理結果となっており、一部の低い Input SNR 記録においても、アレイ利得によって他と遜色ない Output SNR 値を示している。SIMO 送信時にはほとんどのデータにおいて、20 dB 前後の Input SNR を記録しており、さらに距離を伸ばした場合にも SNR 上の余裕が見込まれる。送信チャンネル数が増加するにつれて、Input SNR は低下している。これは図 3.92 で示したように非常に長遅延のマルチパス波が記録されていることから、ガードタイムの 200 ms 程度を超えるような遅延波により、プローブ信号や通信信号の残響の影響が見られているものと考えられる。

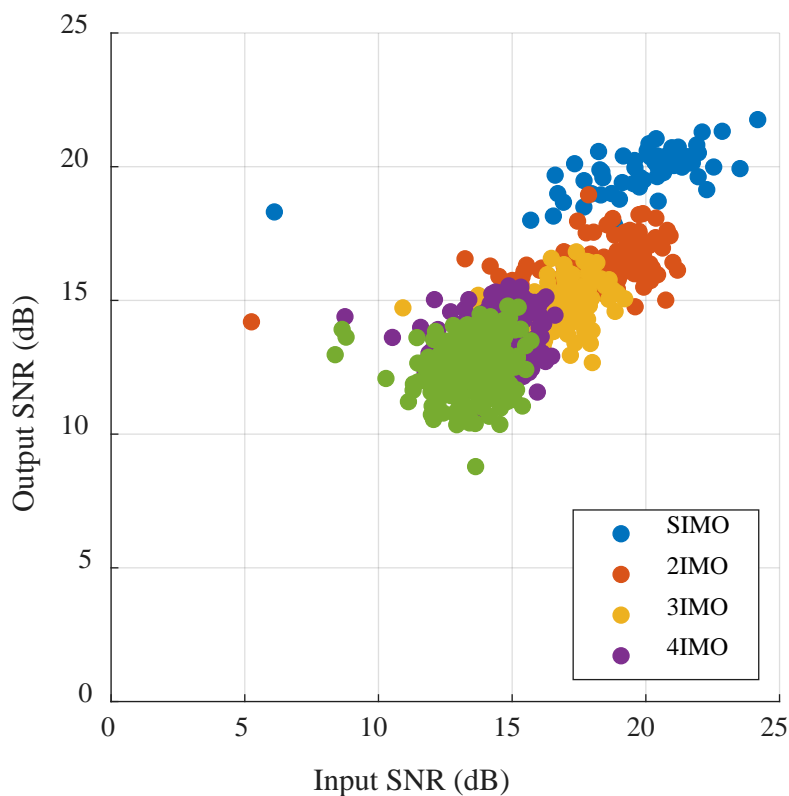


図 3.97 高知沖浅海域試験における Input SNR と Output SNR の関係

③ Iterative レシーバの導入と評価

未発表の内容を含むため、別冊とする。

(2) 水深 200 m 平坦地形における 16km 係留計測

① 試験概要

図 3.98 は高知沖浅海域 16 km 平坦地形係留計測における海域図と送波アレイ・受波アレイ係留点を示している。水深約 200 m となる等深線沿いに送・受波係留系を設置して通信試験を行った。図 3.99 に送受波係留系設置位置における音速深度プロファイルおよび、送波アレイ・受波アレイ設置深度を示す。送波アレイは 6 kHz 帯送波器を最大 5 チャンネル鉛直方向に連ねて構成した。なお、図中の赤点で示した箇所には 2 kHz 帯送波器を配しており、空間多重 MIMO には利用していない。受波アレイには、これまでの実験と同様の 24 チャンネルハイドロフォンアレイを用いている。送受波間での音速プロファイルの差異は表層部を除いてほとんどなく、水平成層構造に近い環境であったと考えられる。

通信信号は日本時間の 18 時から翌日 8 時 (9:00~22:00 UTC) の間断続的に送受信した。通信信号は、3.5.4 節(1)の距離 14 km 試験で用いたものと同一構成である。

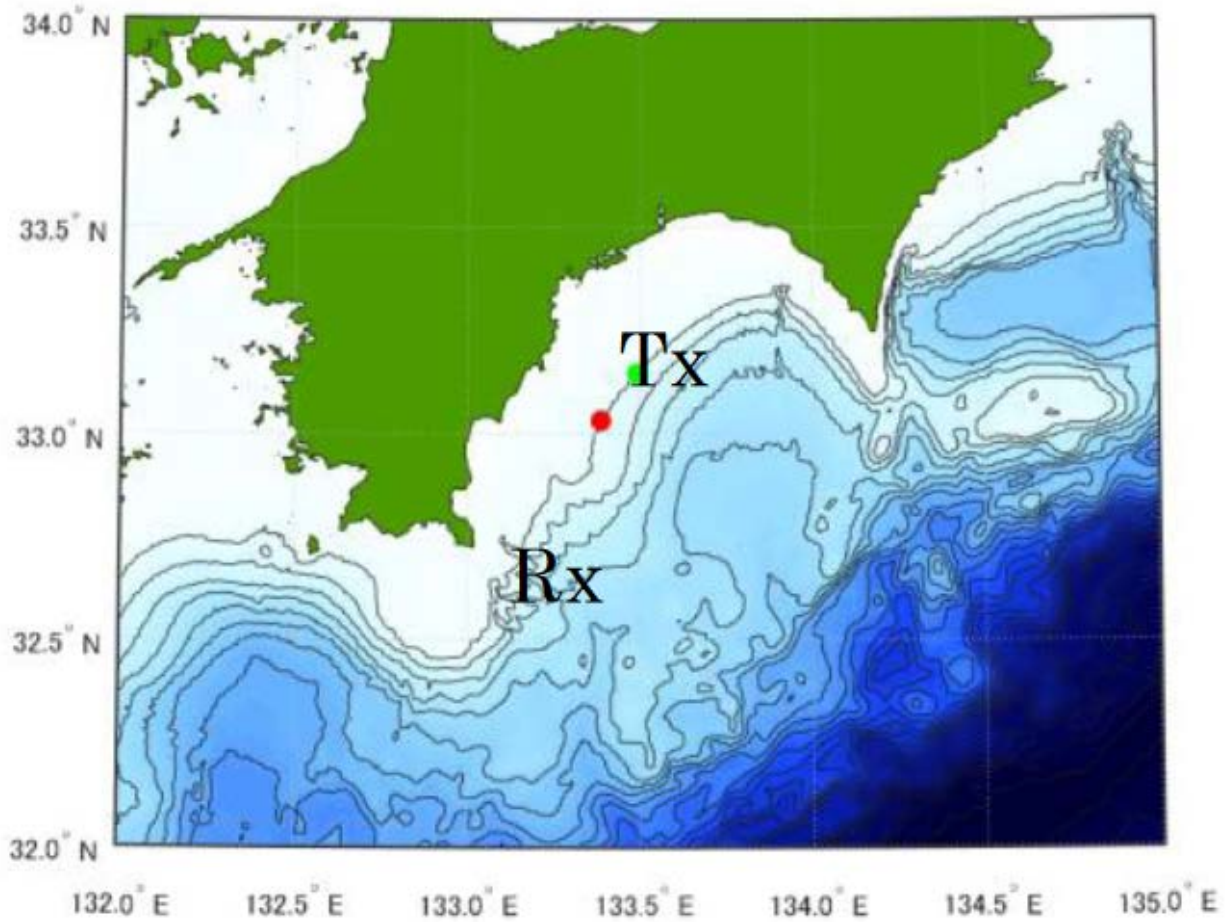


図 3.98 高知沖浅海域試験の 16 km 測線海域図：図中緑点が送波，赤点が受波係留系の係留位置を表す。

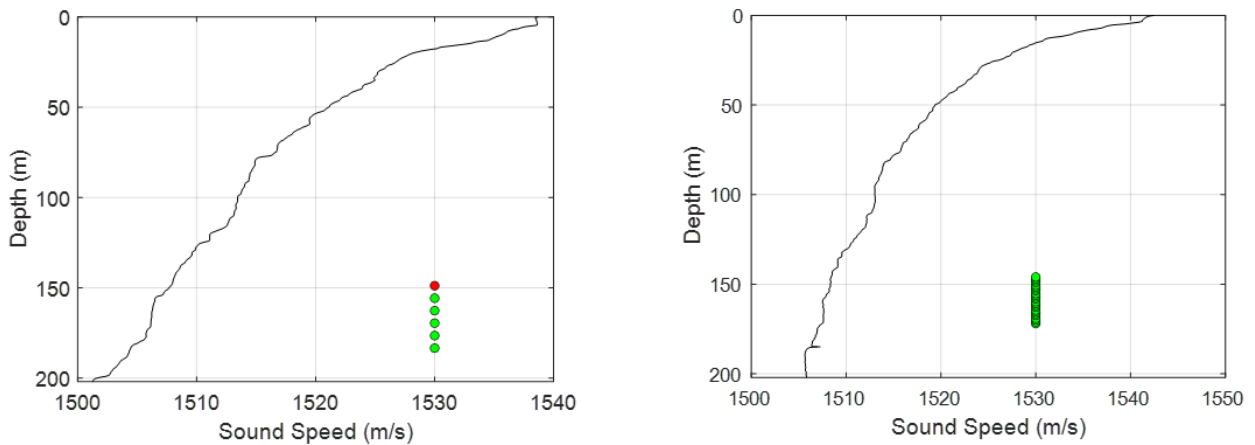


図 3.99 高知沖浅海域試験 16 km 測線送受波アレイ深度配置及び周辺音速プロファイル

② 解析結果

未発表の内容を含むため，詳細は別冊とする。

(3) スロープ地形（下り）14 km 係留計測

① 試験概要

図 3.100 は高知沖浅海域 14 km スロープ地形係留計測における海域図と送波アレイ・受波アレイ係留点を示している。水深約 250 m から 350 m へと，送信側から受信側にかけて徐々に水

深が深くなるような測線に送・受波係留系を設置して通信試験を行った。図 3.101 に送受波係留系設置位置における音速深度プロファイルおよび、送波アレイ・受波アレイ設置深度を示す。送波アレイは 6 kHz 帯送波器を最大 5 チャンネル鉛直方向に連ねて構成した。なお、図中の赤点で示した箇所には 2 kHz 帯送波器を配しており、空間多重 MIMO には利用していない。受波アレイには、これまでの実験と同様の 24 チャンネルハイドロフォンアレイを用いている。送受波間での音速プロファイルの差異は深度数十 m までの表層部、そして若干の音速プロファイルの曲率で生じているが、常に海底方向に音波が屈折するような音速プロファイルであり、伝搬を考慮するうえでは同質の構造が水平方向にも続いていたと考えられる。

通信信号は日本時間の 18 時から翌日 8 時 (9:00~22:00 UTC) の間断続的に送受信した。通信信号は、3.5.4 節(1)の距離 14 km 試験で用いたもの同一構成である。

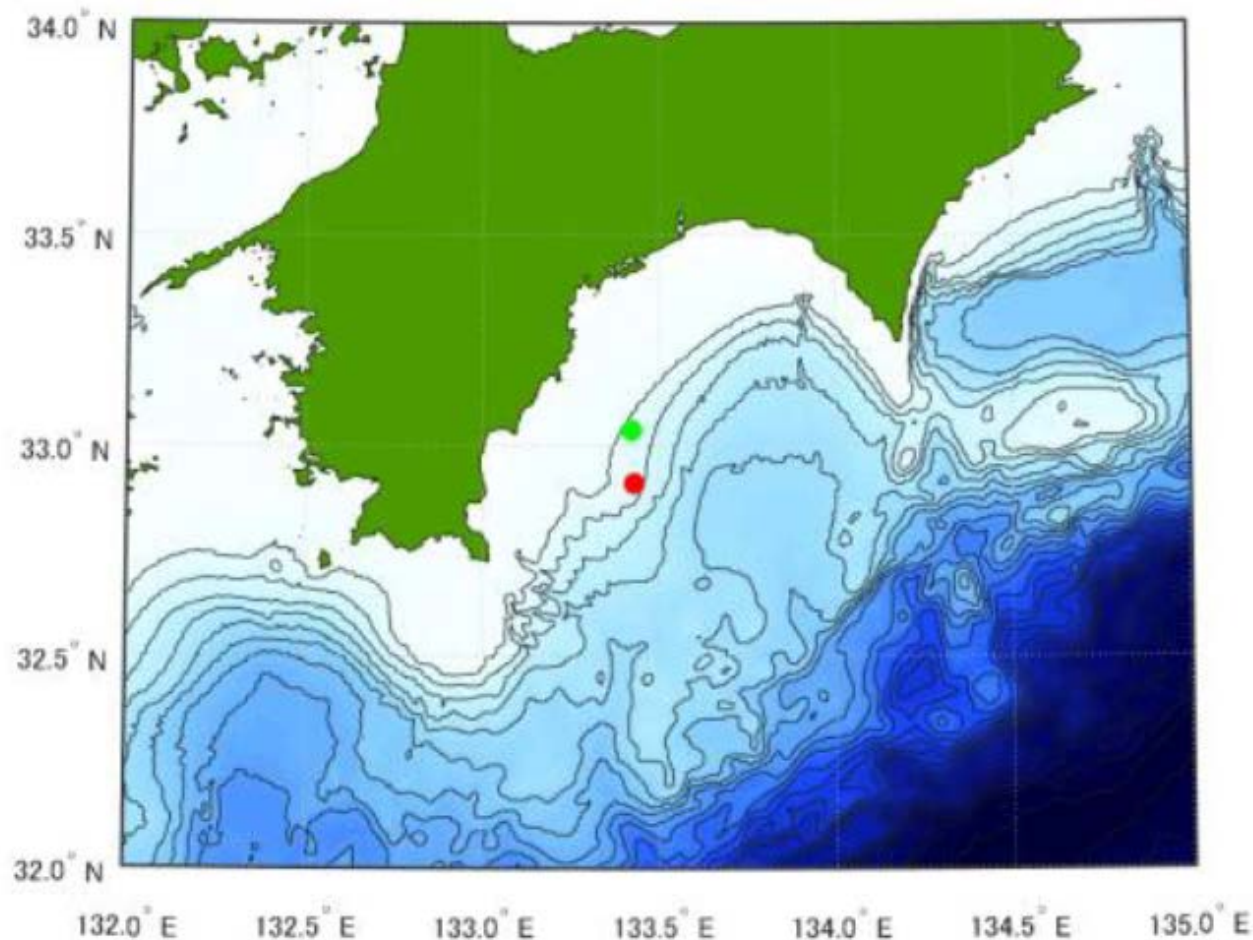


図 3.100 高知沖スロープ地形 14 km 測線の海域図：図中緑点が送波，赤点が受波係留系の係留位置を表す。

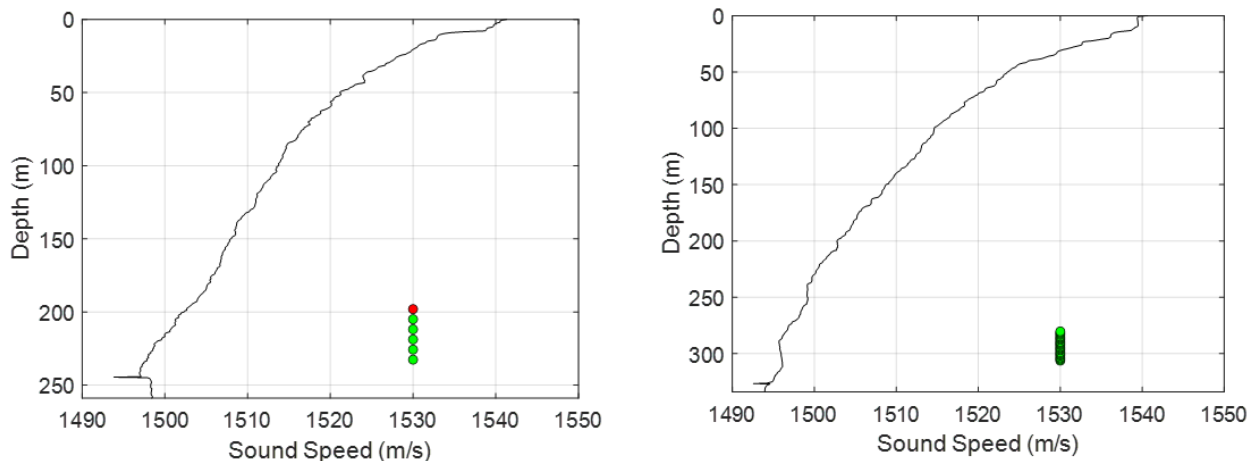


図 3.101 高知沖スロープ地形（下り）14 km 測線における送受波アレイ深度配置および音速プロファイル

② 解析結果

未発表の内容を含むため、詳細は別冊とする。

(4) スロープ地形（上り）14 km 係留計測

① 試験概要

本試験では、図 3.102 に示す通り、図 3.100 の送受波器を入れ替えた場所に送波アレイ・受波アレイを係留した。水深約 350 m から 250 m へと、送信側から受信側にかけて徐々に水深が浅くなるような測線に送・受波係留系を設置して通信試験を行った。図 3.103 に送受波係留系設置位置における音速深度プロファイルおよび、送波アレイ・受波アレイ設置深度を示す。送波アレイは 6 kHz 帯送波器を最大 5 チャンネル鉛直方向に連ねて構成した。なお、図中の赤点で示した箇所には 2 kHz 帯送波器を配しており、空間多重 MIMO には利用していない。受波アレイには、これまでの実験と同様の 24 チャンネルハイドロフォンアレイを用いている。送受波間での音速プロファイルの差異は深度数十 m までの表層部、そして若干の音速プロファイルの曲率で生じているが、常に海底方向に音波が屈折するような音速プロファイルであり、伝搬を考慮するうえでは同質の構造が水平方向にも続いていたと考えられる。

通信信号は日本時間の 18 時から翌日 8 時 (9:00~22:00 UTC) の間断続的に送受信した。通信信号は、3.5.4 節(1)の距離 14 km 試験で用いたものと同一構成である。

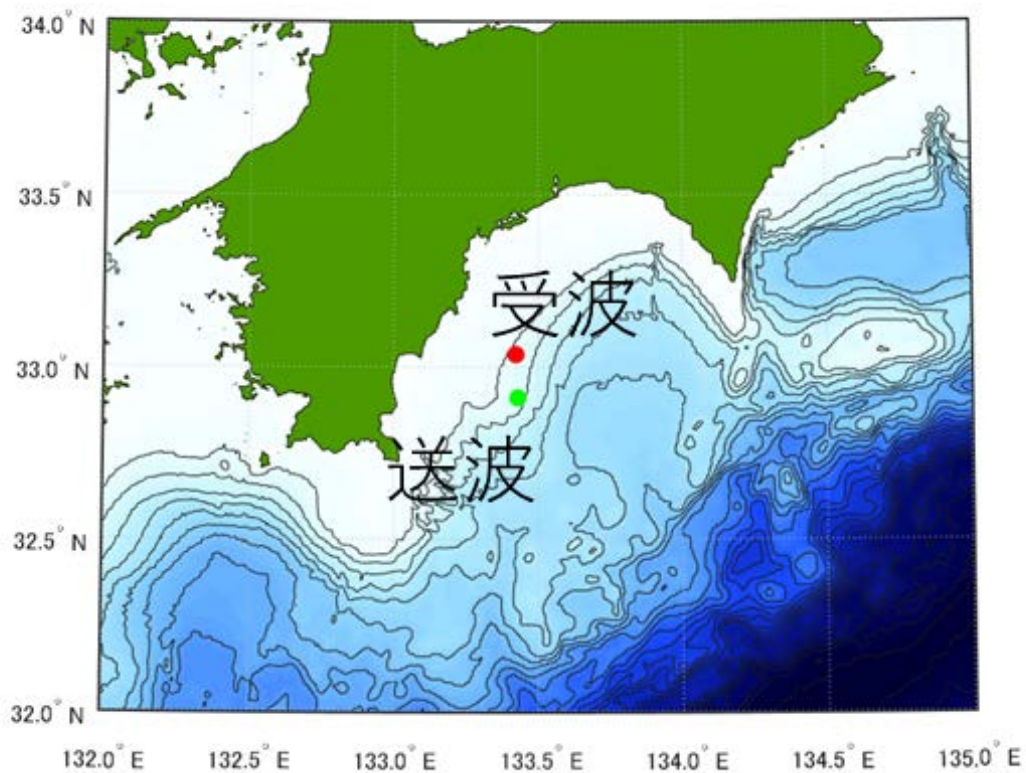


図 3.102 高知沖スロープ地形 14km 計測における海域図

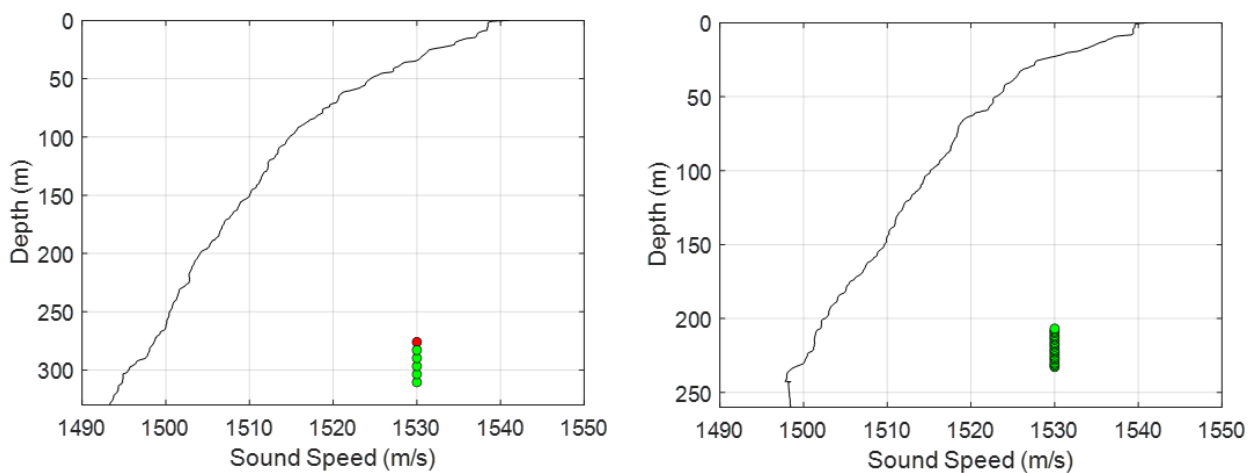


図 3.103 高知沖スロープ地形（上り）における，送受波アレイ設置深度および音速プロファイル

② 解析結果

未発表の内容を含むため，詳細は別冊とする。

3.5.5. 三重沖浅海域における実証試験

① 実験概要

海洋研究開発機構が保有する研究船「よこすか」により、2022年11月に三重沖の水深200m前後の浅海域において送受波アレイ係留系による通信の実証試験を行った。図3.104に実験海域図を示す。本試験では、送受波間距離を14kmとした。送受波間の海底地形プロファイルを図3.105に示す。送波アレイ係留位置から8km地点まで徐々に水深が増し、以降は受波アレイ係留位置に向かって水深が浅くなるような凹地型の海底地形である。図3.106に送受波アレイの設置深度および、送受波アレイの設置位置・中間地点における音速深度プロファイルを示す。送波アレイは約120から148m、受波アレイは約154から180mの深度に設置した。送波アレイは6kHz帯送波器を最大5チャンネル鉛直方向に連ねて構成し、受波アレイにはハイドロフォンを24チャンネル鉛直に連ねて構成した。音速プロファイルは時間的・空間的に大きく変化する傾向で、表層の水温一定層が50-80m程度に分布し表層ダクトを形成している。以降は海底付近まで水温の低下とともに音速が低下する傾向であるが、海流・潮汐などの影響を大きく受けて海流が混合することにより音速が時間変化していたと考えられる。試験に用いた信号の構成は3.5.4節のものと同様である。

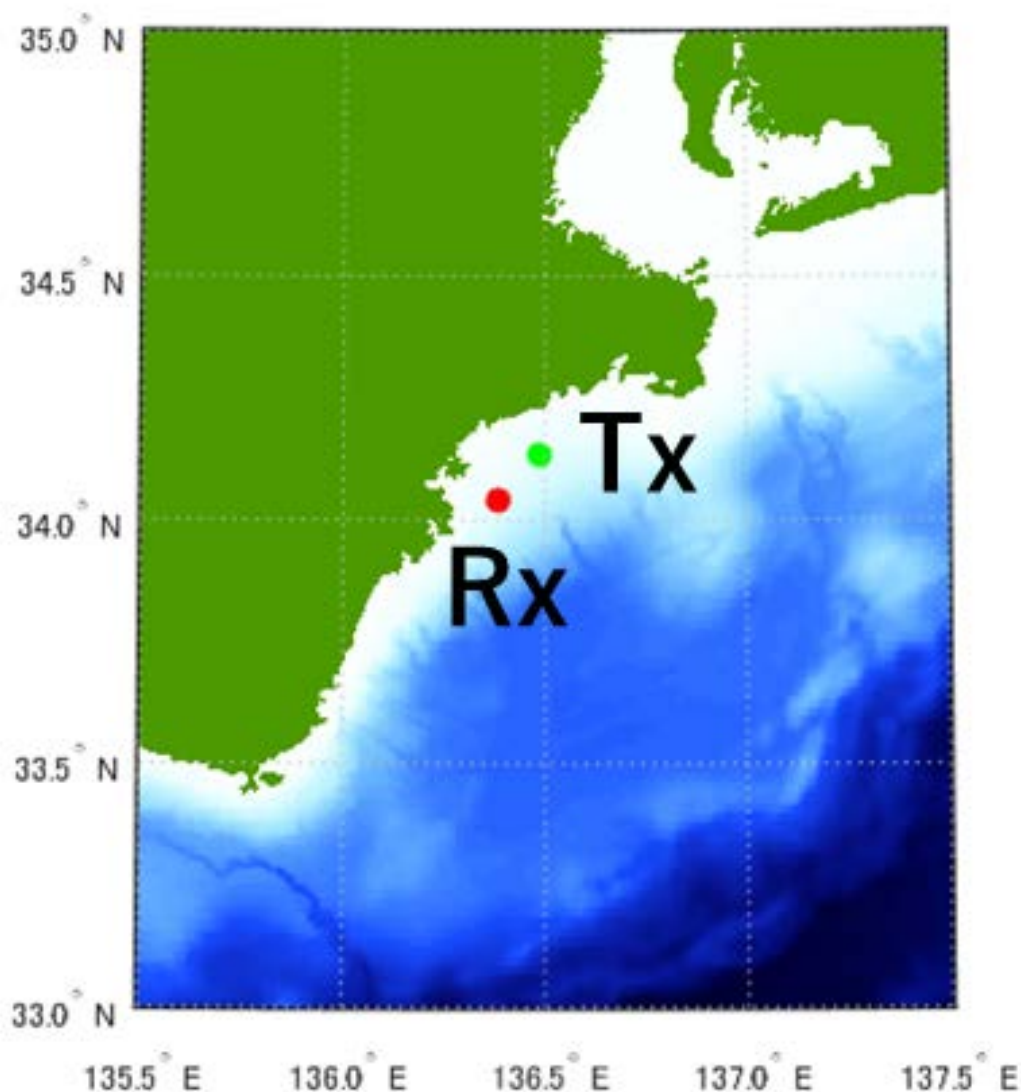


図 3.104 三重沖浅海域試験における海域図

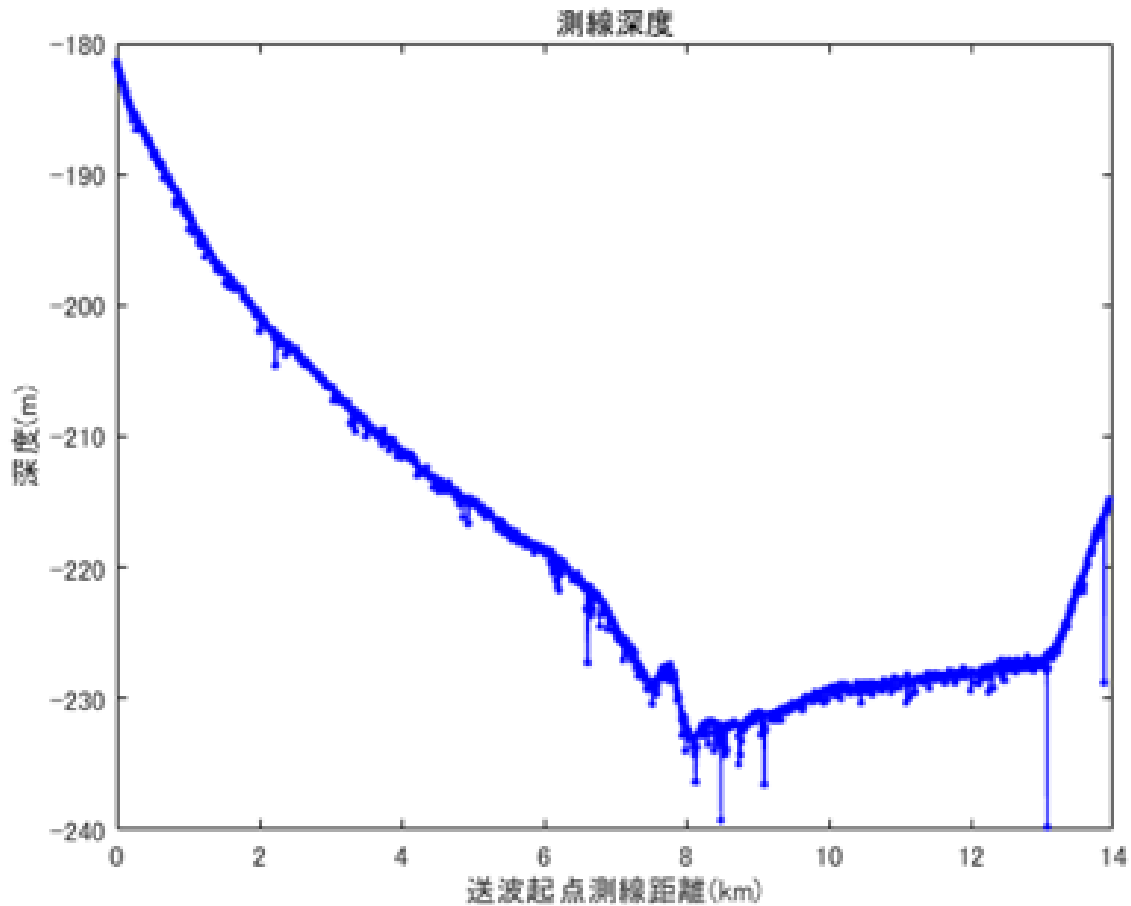


図 3.105 三重沖浅海域試験の送受波アレイ間海底地形プロフィール：船舶MBES計測で取得したデータを示しており、外れ値を含む

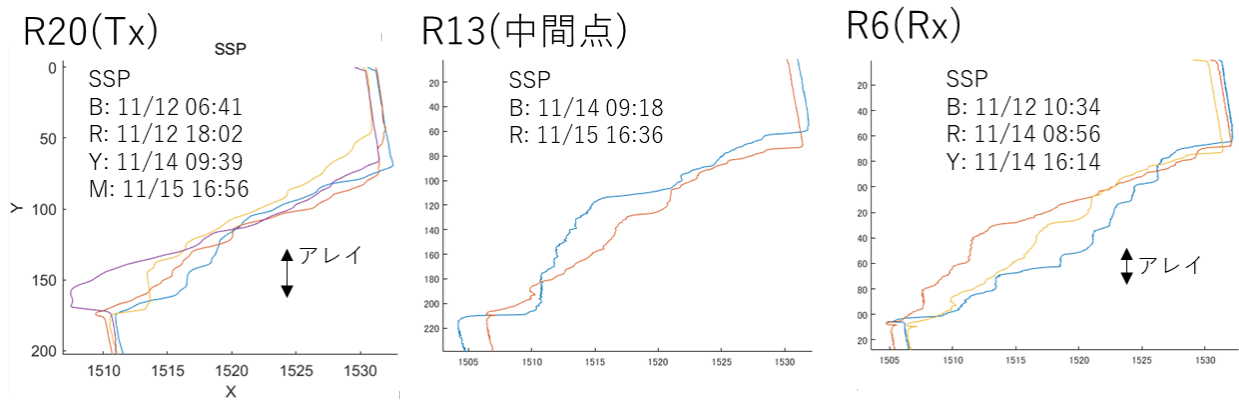


図 3.106 三重沖浅海域試験における送受波アレイ設置深度，設置位置および中間地点における音速プロフィール

② 解析結果

未発表の内容を多く含むため，詳細は別冊とする。

3.5.6. 九州西方沖浅海域における実証試験

①実験概要

海洋研究開発機構が保有する研究船「みらい」により、2023年3月に九州西方沖の水深280 m前後の海域において送受波アレイ係留系による通信の実証試験を行った。図3.107に試験海域図を示す。本試験では、送受波間距離を10 kmとした。送受波間の海底地形プロファイルは送波器側で水深290 m、受波器側で270 mと緩やかに傾斜した地形であった。実験中は、大型の低気圧の接近に伴い、8 m以上の波浪や30 m/s以上の強風が吹き荒れるなど荒天が続いたことや、当該海域の地政学的特徴を踏まえて、貴重な実験機会を活かすためにこれまでとは異なるアレイ構成で実験を行った。図3.108に送受波アレイの設置深度および、送受波アレイの設置位置・中間地点における音速深度プロファイルを示す。送波アレイは約237から278 m、受波アレイは約250から224 mの深度に設置した。送波アレイは2, 6, 10 kHz帯送波器をそれぞれ2, 2, 3チャンネル配し、10-2-6-…-10 kHz帯送波器の順序で入れ子に配置した鉛直アレイ構成した。受波アレイにはハイドロフォンを24チャンネル鉛直に連ねて構成した。音速プロファイルは時間的・空間的に大きく変化する傾向で、混合層が中層付近まで到達し、海底付近においても異なる水温の層が流動していた形跡が見られる。結果として、すべての深度で音速が時間的にも空間的にも大きく変化する傾向であった。これは、大陸側で冷却された海水と黒潮の温かい海水が潮汐によって大陸棚上を行き来し、かつ、風浪などによって大きく混合されているためと考えられる。

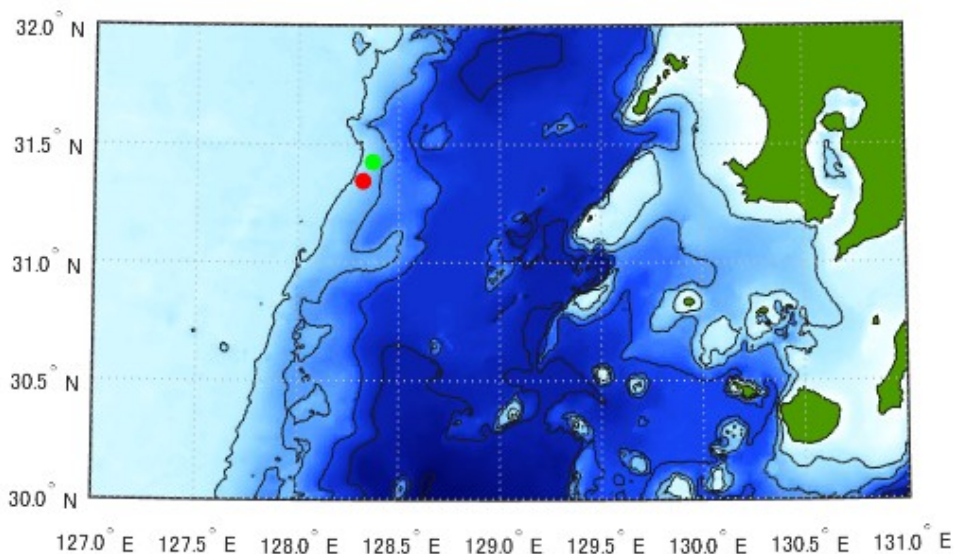


図 3.107 九州西方沖浅海域試験における試験海域図

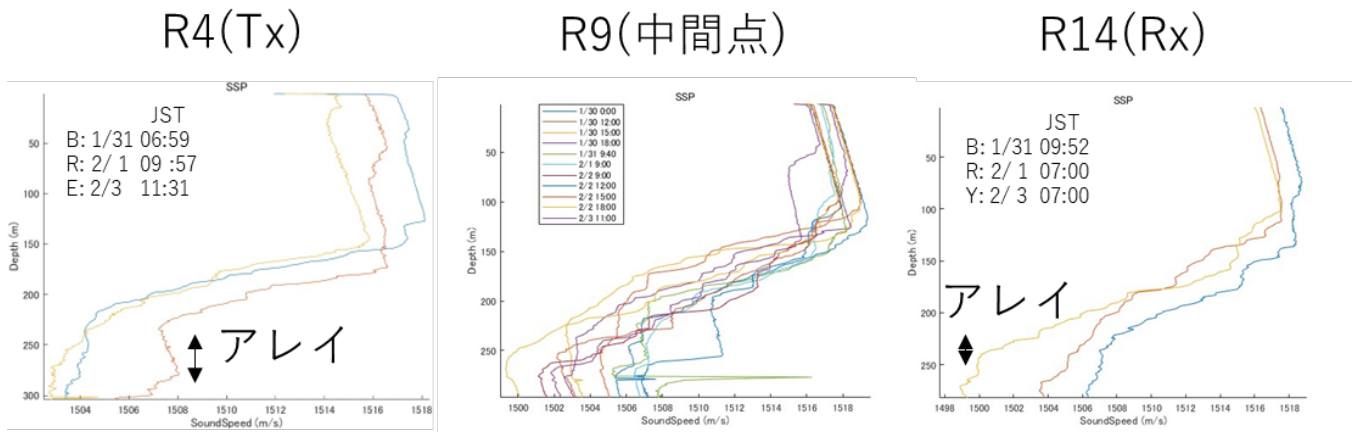


図 3.108 九州西方沖浅海域試験における送受波アレイ設置深度および、送受波点ならびに中間地点における音速プロファイル

ここでは空間多重 MIMO 通信試験の観点から、最も送信チャンネル数の多い 10 kHz 帯の試験結果について報告する。信号の構成を図 3.109 に示す。これまでと同様に 0.2 秒のガード区間を設けて、伝搬応答推定のための 1 秒間のプローブ信号に続いて通信信号を送信した。通信信号は、200 シンボル分の同期・トレーニング部と 5184 シンボルのペイロードシンボルからなり、これを 16 スロット分連ねて構成した。搬送波周波数は 12 kHz、信号帯域幅は 6 kHz とし、送信レベル約 179 dB/Ch で各送波器から音響信号を送出した。

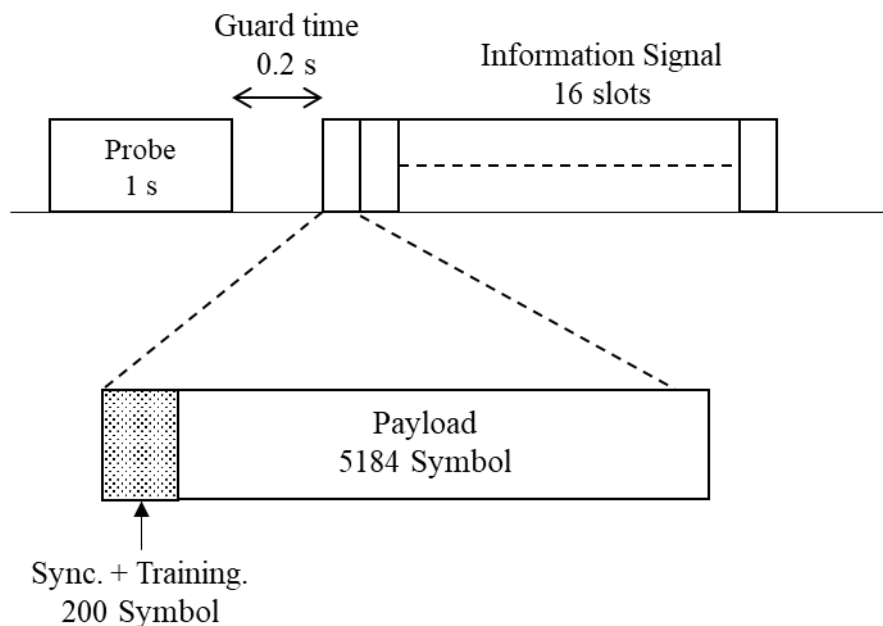


図 3.109 通信信号フレーム構成

② 解析結果
未発表の内容を多く含むため、詳細は別冊とする。

参考文献

- 1) D. C. Chu, "Polyphase Codes With Good Periodic Correlation Properties," IEEE Trans. Information Theory, **18**, pp.531-532, 1972.
- 2) P. Z. Fan, M. Darnell, "Sequence Design for Communications Applications Sequence Design for

Communications Applications,” London, Research Studies Press, 1996.

- 3) J. S. Kim, H. C. Song, W. A. Kuperman, “Adaptive time-reversal mirror,” *J. Acoust. Soc. Am.*, **109**, pp. 1817-1825, 2001.
- 4) H. C. Song, “An overview of underwater time-reversal communication,” *IEEE. J. Ocean. Eng.*, **41**(3), pp.1-12, 2015.
- 5) Y. Kida, M. Deguchi, T. Shimura, “Evaluation of effects of multipath and co-channel interference on time reversal multiple-input/multiple-output in underwater acoustic channel,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **57**(7S1), 07LG01, 2018.
- 6) J. G. Proakis, “Digital Communications,” McGraw-Hill, Newyork, 2008.
- 7) M. Deguchi, Y. Kida, Y. Watanabe, T. Shimura, “Analysis of effects of multipath signal with nonuniform Doppler shift on vertical underwater acoustic communication,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **57**(7S1), 07LG03, 2018.
- 8) S. O. Haykin, “Adaptive Filter Theory,” 5th ed., Pearson, Upper Saddle River, 2014.
- 9) M. Porter, “The KRAKEN normal mode program,” SACLANT Undersea Research Center, 2001.
- 10) M. Porter, “The Bellhop manual and user’s guide [online], <http://oalib.hlsresearch.com>.
- 11) J. Dunne, G. Beresford, “A Review of the τ -p transform, its implementation and its applications in seismic processing,” *Exploration Geophysics*, **26**(1), pp.19-36, 1995.
- 12) 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.*, **112**, pp. 2362-2363, 2002.
- 13) T. C. Yang, “Temporal coherence of sound transmissions in deep water revisited,” *J. Acoust. Soc. Am.*, **124**, pp.113-127, 2008.

4. 委託業務全体の成果

4.1. 計画時に想定していなかった成果（副次的成果）や、目標を超える成果

計画当初、「400 kbps×km の通信速度×距離指標をいずれかの海域・周波数帯で突破すること」を目標として研究を開始した。結果として、複数の海域条件で目標値を達成することができた。また、高知沖浅海域試験においては、90 %以上のデータにおいて 553 kbps×km の指標を達成する結果が得られるなど、当初の目標値を大きく超えた結果を得ることができた。

また、より現実的なシステム検討のための誤り訂正符号検討から派生して、新たな等化手法を考案し、実海域環境においてもその有効性を示すことができた。

加えて、米国 North Eastern 大学の Stojanovic 教授ならびに Zhengnan Li 氏、Diego Cuji 氏らと研究交流を行い、OFDM 方式を用いた MIMO 通信信号処理手法の検討を行って海域試験データを評価し、2編の国際学会発表を行うことができた。

4.2. 研究課題の発展性（間接的成果を含む）

4.2.1. 直接的成果からの発展の可能性

① システム開発

本研究は、実海域における長距離 MIMO 通信手法の基礎研究として、オフライン信号処理による通信性能評価を実施した。提案手法は、実用的な信号処理手法の組み合わせによって構成されており、実機開発を検討するための障壁が比較的小さいものとする。

② 信号処理技術の追求による高性能化

また、本研究の実施期間中は、主として提案手法の有効性についての実証を中心に進めてきた。今後の課題として、時間変動性に対応する通信信号処理手法の研究が挙げられる。すでに、時変動した伝搬応答を再推定するための工夫を加えた送信信号を用いた試験データの取得や、部分アレイ化と時空間等化器を接続した手法の設計などを進めており、これらの手法の実現性の評価が望まれる。また、本研究内で繰り返し等化器を考案し評価したが、事前情報のフィードバックを空間多重化処理に行うことも可能であることから、信号処理手法の拡張による性能向上を検討する余地がある。

③ 周波数多重との併用や分散 MIMO への応用

本研究では、空間多重化による MIMO 通信のみを取り扱ってきたが、周波数多重化を組み合わせることでより高速な通信システムを構成することが可能であると考えられる。また、鉛直アレイ間の通信を評価してきたが、送信側が空間的に分散した分散型の MIMO 通信に対しても、手法を直接的に応用することが可能であり、今後の実証評価が望まれる。

4.2.2. 間接的成果発展の可能性

本研究で取得した実験データは、直接的成果で用いた通信信号だけでなく、伝搬応答計測信号、周波数応答特性計測信号、OFDM 方式通信信号など多岐にわたる。これらのデータについて、今後データ解析を進めることによって新たな知見を得ることができると期待する。なお、本研究の中で交流した Stojanovic 教授のグループとは引き続き研究交流を進めていく予定である。

4.3. 研究成果の発表・発信に関する活動

研究成果の普及を図るために、本委託研究の成果については積極的に対外発表を行った。その内訳については、第7章・別紙3に示す通りである。これらに関連して、以下のような発表の場を得ることができたことを報告する。

4.3.1. 雑誌論文

(1) Y. Kida, M. Deguchi and T. Shimura, “Experimental demonstration of spatial division

multiplexing multiple-input/multiple-output underwater acoustic communication using time-reversal method at the depth of continental shelf: a consideration of optimization of signal length and number of transmission channels,” Jpn. J. Appl. Phys. **62**, SJ1049, 2023.

- (2) 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,” Jpn. J. Appl. Phys. **61**, SG1057, 2022.

4.3.2. 学術会議論文（査読・審査あり）

- (1) T. Shimura, Y. Kida, K. Okadome, M. Deguchi, “High-Rate Underwater Acoustic MIMO Communication Using Adaptive Passive Time Reversal: Demonstrations in Shallow Water Channel,” Proc. Forum Acousticum 2023, 2023.
- (2) Y. Kida, M. Deguchi, K. Okadome, Y. Watanabe and T. Shimura, “Experimental demonstration of high spectral efficiency MIMO underwater acoustic communication using adaptive passive time reversal on the continental shelf in mid latitude,” Proc. OCEANS Limerick 2023, 2023.
- (3) Y. Kida, M. Deguchi, Y. Watanabe, T. Shimura, “Experiments for long-range high-rate underwater acoustic MIMO communication using adaptive passive time reversal,” Proc. 2023 IEEE Underwater Technology, 2023.
- (4) Z. Li, A. B. Ventosa, D. A. Cuji, Y. Kida, M. Deguchi, T. Shimura, M. Stojanovic, “MIMO-OFDM Over a 10km Acoustic Link: An Experimental Study at the Suruga Bay, Japan,” Proc. OCEANS 2022 Hampton Roads, 2022. (間接的成果)
- (5) Z. Li, A. B. Ventosa, D. A. Cuji, Y. Kida, M. Deguchi, T. Shimura, M. Stojanovic, “Frequency offset estimation for high data rate acoustic MIMO-OFDM Systems,” Proc. OCEANS 2023 Limerick, 2023. (間接的成果)

4.3.3. 学術会議論文（査読なし）

- (1) 樹田行弘, 出口充康, 渡邊佳孝, 志村拓也, ”Time Reversal による水平方向長距離水中音響 MIMO 通信,” 2023 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 2023.
- (2) 樹田行弘, 出口充康, 志村拓也, 渡邊佳孝, 岡留健二郎, ”浅海域における Adaptive Passive Time Reversal による長距離水中音響 MIMO 通信の実証実験,” 2023 年度海洋音響学会 研究発表会, 23-25, 2023.
- (3) Y. Kida, M. Deguchi, T. Shimura, “An experiment of 400 kbps · km class underwater acoustic MIMO communication in shallow sea,” Proc. Ultrasonic Electronics 2022, 2E3-4, 2022.
- (4) 樹田行弘, 出口充康, 志村拓也, 渡邊佳孝, ”中深度海域におけるタイムリバーサル MIMO 通信試験,” 2022 年度海洋音響学会 研究発表会, 22-20, 2022.
- (5) Y. Kida, M. Deguchi, T. Shimura, “An at-sea experiment of Time-Reversal MIMO communication off the coast of Fukushima,” Proc. Ultrasonic Electronics 2021, 3J5-3, 2021.

4.3.4. 解説記事

- (1) 樹田行弘, 出口充康, 志村拓也, ”水中音響技術の紹介,” 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン B-Plus, **15**(4), p. 271-283, 2022.

4.3.5. 招待講演

- (1) Y. Kida, M. Deguchi, Y. Watanabe, T. Shimura, “The experiment of the long-range MIMO underwater acoustic communication using adaptive passive time reversal in a continental shelf of Japan,” Underwater Acoustics Conference & Exhibition 2023, 2023.
- (2) 樹田行弘, ”水中音響通信高速化の研究,” 令和 4 年海洋理工学会シンポジウム「音を使って海を知る」-水中音響技術開発の最前線-, 2023.
- (3) 樹田行弘, ”水平方向水中音響通信における受波アレイ信号処理と MIMO 通信への応用,” 九州工業大学合同セミナー「水中 IoT 無線通信技術」, 2022.

5. プロジェクトの総合的推進

5.1. 究実施体制とマネジメント

COVID-19の蔓延に伴う研究航海の日程アレンジに伴う海域の調整や、各試験の実施候補海域における漁業調整などを、研究計画全体を通して実施した。これらの過程において海域調整が不調となった場合には、当初計画していた試験海域と類似する傾向を示すと考えられる海域の再選定や、試験機材の改良による試験実施のための交渉など、計画実行のために尽力した。

2021年度には、研究計画遂行のための人的充足のため、新規公募や協力企業への依頼によって海域試験や実験機材整備のための作業人員を確保した。また、国内外の有識者と意見交換等を行った。特に、水中音響通信研究の第1人者である Milica Stojanovic 氏（米国 Northeastern 大学教授。ウッズホール海洋研究所永年客員研究員。Massachusetts Institute of Technology 客員研究員。昨年度より研究協力者として参画。）に、比較対象である OFDM による MIMO 通信の実験データについて解析を進めてもらい、国際会議で研究成果を発表するなどした。

5.2. 経費の効率的な執行

本委託研究においては、大規模な実験装置の製作と、これを用いた複数の海域試験を実施した。実験装置の製作においては、開発環境整備・人的リソース確保のためにも費用がかさむため、適宜外注によって対応した。また、海域試験においては海洋研究開発機構が所有する船舶を利用することで、民間の船舶運航会社への外注と比べて経費を圧縮することができた。また、担当事務局による発注プロセス管理により、適切な予算執行を推進できたと考える。

6. まとめ、今後の予定

6.1. 要素課題についてのまとめと今後の予定

① マルチパス波干渉・チャンネル間干渉の抑制

結果として、本研究において適用した Adaptive Passive Time Reversal を用いれば、そのマルチパス波干渉・チャンネル間干渉の抑制効果により実海域においても目標を達成するために十分な性能を発揮できることが実証された。

一方で、すべての海域・周波数において常に目標を達成できたわけではなかったことから、用いた信号処理手法と伝搬環境に関するパラメトリックな解析を実施した。結果として、伝搬応答の時間変動性パラメータである時間コヒーレンスと通信信号処理性能が相関して変動することが明らかとなった。次項の時間変動の影響に対する補償と接続した干渉抑制手法を検討予定である。

② 時間変動の影響に対する補償

実海域における時間変動環境においても本研究の手法により最終目標を達成することができた。一方で前述の通り、時間変動性と信号処理結果の相関性から、時間変動の影響に対する補償によりさらなる性能の向上が期待できることを確認した。

時間変動による信号処理結果の劣化を補償する方策として、LDPC 符号を用いた、誤り訂正結果をフィードバックして用いる繰り返し等化手法を考案し、通信のロバスト性向上に寄与することを確認した。さらに、①の要素課題と合わせて、時間変動環境下における干渉抑制の方策を検討するためのデータ取得も実施している。具体的には、部分アレイ化と時空間等化器を接続した空間多重信号処理の検討、および、繰り返し等化器の空間多重処理への拡張などを今後の課題として取り組む予定である。

③ プローブ信号の改善

効率的なプローブ信号計測のための手法を考案し、海域試験に適用してその有効性を実証し

た．また，関連する特許を取得した．今後は，環境の時間変動スケールに応じたプローブ信号のパラメトリックスタディを実施し，時間コヒーレンスとマルチパス波の最大遅延時間に応じた最適なプローブ信号を検討する予定である．

6.2. 研究全体のまとめ

異なる5つの海域において，計7回の実海域における実証試験を行った．本研究において実証した通信距離と実効通信速度の関係を図6.1にまとめる．ここでは， $BER < 0.001$ をデータ全体の中央値にて達成した際の実効通信速度を用いた．ただし，三重沖・九州西方沖試験結果ではベストエフォート値を用いている．また，市販の水中音響通信モデムの仕様値および過去の研究例における通信距離と通信速度の関係も併せて示している（下記，参考文献参照）．福島沖，高知沖の試験において $400\text{kbps} \times \text{km}$ を上回る指標を達成した．また，目標値に及ばなかった試験においても従来の研究例と比較して，長距離あるいは高速な通信を実証できていることがわかる．

今後は，6.1節に記した要素研究課題へ継続的に取り組んでいくほか，未発表の試験データ解析結果，および，考案した手法について学術論文・学会発表等での報告を続ける予定である．

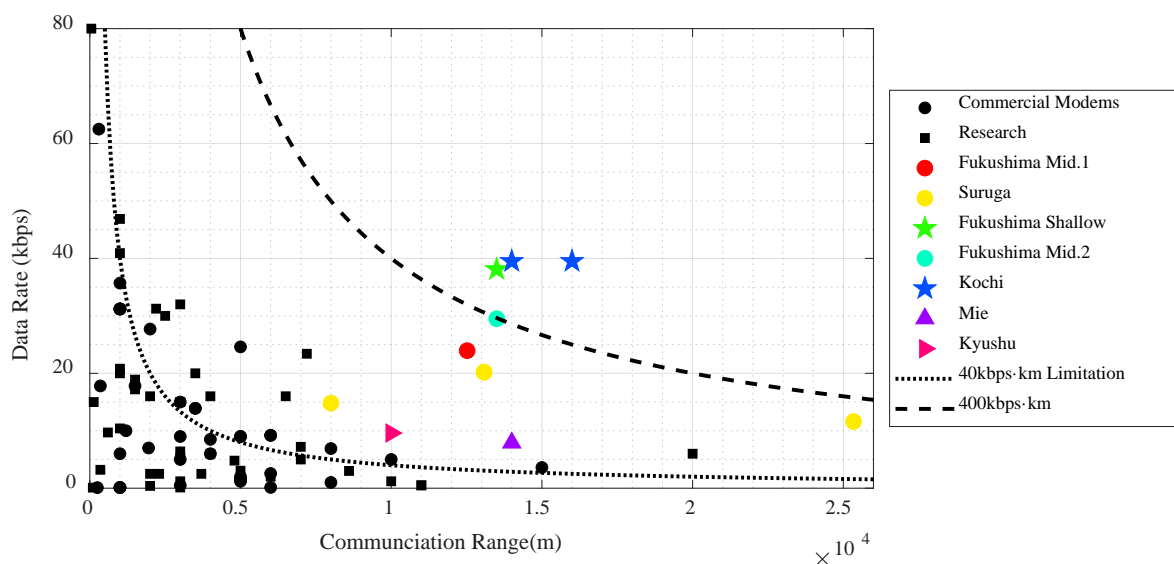


図 6.1 本研究で実証した通信距離と通信速度の関係

参考文献

- (1) G. Cario et al., “SeaModem: A low-cost underwater acoustic modem for shallow water communication,” Proc. IEEE/MTS Oceans 2015 Genova, 2015.
- (2) M. Y. I. Zia, J. Poncela, P. Otero, “State-of-the art underwater acoustic communication modems: Classifications, Analysis and Design Challenges,” Wireless Personal Communications, **116**, pp.1325-1360, 2021.
- (3) AQUATEC, <https://www.aquatecgroup.com/19-solutions/179-acoustic-communication>.
- (4) Blueprint subsea, <https://www.blueprintsubsea.com/seatrac/>.
- (5) Develogic, <http://www.develogic.de/wp-content/uploads/2011/04/HAM-NODE-klein.pdf>.
- (6) DSPComm, <https://www.dspcommgen2.com/>.
- (7) Evologics, <https://evologics.de/acoustic-modems>.
- (8) Kongsberg, <https://www.kongsberg.com/maritime/products/Acoustics-Positioning-and-Communication/acoustic-control-system/ACS500/>.
- (9) LinkQuest, <https://www.link-quest.com/html/uwm1000.htm>.

- (10) L3HARRIS, <https://www.l3harris.com/sites/default/files/2020-09/ims-maritime-datasheet-GPM%20300.pdf>.
- (11) Sercel, <https://www.sercel.com/products/Pages/mats3g.aspx>.
- (12) Sonardyne, <https://www.sonardyne.com/products/underwater-acoustic-modems/>.
- (13) Subnero, <https://subnero.com/products/>.
- (14) Teledyne Marine, <https://www.teledynemarine.com/en-us/products/product-line/Pages/acoustic-modems.aspx>.
- (15) S. J. Mackelburg et al., "Benthic 4800 bps acoustic telemetry," Proc. IEEE/MTS Oceans Boston, 1981.
- (16) J. Catipovic et al., "Design and performance analysis of a Digital Acoustic Telemetry System for the short range underwater channel," IEEE J. Ocean. Eng., **9**(4), 1984.
- (17) L. Olson et al., "Communication, control, and data acquisition systems on the ISHTE lander," IEEE J. Ocean. Eng., **10**(1), 1985.
- (18) M. Suzuki et al., "Digital Acoustic Telemetry of Color Video Information," Proc. IEEE/MTS Oceans, 1989.
- (19) A. Kaya and S. Yauchi, "An Acoustic Communication System for Subsea Robot," Proc. IEEE/MTS Oceans, 1989.
- (20) L. Freitag and J. S. Merriam, "Robust 5000 bit per second underwater communication system for remote applications," Proc. MTS Marine Instrumentation'90 San Diego, 1990.
- (21) M. Suzuki et al., "Robust 5000 bit per second underwater communication system for remote applications," Proc. IEEE/MTS Oceans Newport, 1992.
- (22) M. Stojanovic et al., "Adaptive multichannel combining and equalization for underwater acoustic communications," J. Acoust. Soc. Am., **94**(3), 1993.
- (23) A. Goalic et al., "Toward a digital acoustic underwater phone," Proc. IEEE/MTS Oceans, 1994.
- (24) J. C. Jones et al., "The design and testing of a DSP, half-duplex, vertical DPSK communication link," Proc. IEEE/MTS Oceans Halifax, 1997.
- (25) L. Freitag et al., "High-rate acoustic communications for ocean observatories-performance testing over a 3000 m vertical path," Proc. IEEE/MTS Oceans Providence, 2000.
- (26) L. Freitag et al., "Acoustic communication in very shallow water: results from the 1999 AUV Fest," IEEE/MTS Oceans Providence, 2000.
- (27) G. F. Edelmann et al., "An initial demonstration of underwater acoustic communication using time reversal," IEEE J. Ocean. Eng., **27**(3), 2002.
- (28) J. Kojima et al., "High-speed acoustic data link transmitting moving pictures for autonomous underwater vehicles," Proc. the 2002 International symposium on underwater technology, 2002.
- (29) C. Pelekanakis et al., "High rate acoustic link for underwater video transmission," Proc. IEEE/MTS Oceans San Diego, 2003.
- (30) D. Frye et al., "An Acoustically-Linked Deep-Ocean Observatory," Proc. IEEE Europe Oceans 2005 Brest, 2005.
- (31) G. F. Edelmann et al., "Underwater Acoustic Communications Using Time Reversal," IEEE J. Ocean. Eng., **30**(4), pp.852-864, 2005.
- (32) M. Stojanovic, "Low Complexity OFDM Detector for Underwater Acoustic Channels," Proc. IEEE/MTS Oceans Boston, 2006.
- (33) H. C. Song et al., "Improvement of Time-Reversal Communications Using Adaptive Channel Equalizers," IEEE J. Ocean. Eng., **31**(2), 2006.
- (34) H. C. Song et al., "Multiple-Input-Multiple-Output Coherent Time Reversal Communications in a Shallow-Water Acoustic Channel," IEEE J. Ocean. Eng., **31**(1), 2006.
- (35) M. Stojanovic and L. Freitag, "Multichannel Detection for Wideband Underwater Acoustic CDMA Communications," IEEE J. Ocean. Eng., **31**(3), 2006.
- (36) S. Roy et al., "High-Rate Communication for Underwater Acoustic Channels Using Multiple Transmitters and Space-Time Coding: Receiver Structures and Experimental Results," IEEE J.

- Ocean. Eng., **32**(3), 2007.
- (37) B. Li et al., "Multicarrier Communication Over Underwater Acoustic Channels With Nonuniform Doppler Shifts," *IEEE J. Ocean. Eng.*, **33**(2), 2008.
- (38) J. Gomes et al., "Adaptive spatial combining for passive time-reversed communications," *J. Acoust. Soc. Am.*, **124**, pp.1038-1053, 2008.
- (39) B. Li et al., "MIMO-OFDM for High-Rate Underwater Acoustic Communications," *IEEE J. Ocean. Eng.*, **34**(4), 2009.
- (40) H. C. Song, "High-frequency acoustic communications achieving high bandwidth efficiency," *J. Acoust. Soc. Am.*, **126**(2), pp.561-563, 2009.
- (41) H. Ochi et al., "The acoustic communication experiment at 1,600 m depth using QPSK and 8PSK," *Proc. IEEE/MTS Oceans Seattle*, 2010.
- (42) J. Huang et al., "Iterative Sparse Channel Estimation and Decoding for Underwater MIMO-OFDM," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 460379, 2010.
- (43) P. Carrascosa and M. Stojanovic, "Adaptive Channel Estimation and Data Detection for Underwater Acoustic MIMO-OFDM Systems," *IEEE J. Ocean. Eng.*, **35**(3), 2010.
- (44) H. C. Song et al., "Crosstalk mitigation using adaptive time reversal," **127**(2), EL19-22, 2010.
- (45) C. He et al., M-ary CDMA multiuser underwater acoustic communication and its experimental results, *Science China Information Sciences*, **54**, pp.1747-1755, 2011.
- (46) A. Sanchez et al., "A low cost and high efficient acoustic modem for underwater sensor networks," *Proc. IEEE/MTS Oceans Santander*, 2011.
- (47) H. Yan et al., "DSP based receiver implementation for OFDM acoustic modems," *Physical Communication*, **5**(1), 2012.
- (48) T. Shimura et al., "Long-range time reversal communication in deep water: Experimental results," *J. Acoust. Soc. Am.*, **132**, EL49-53, 2012.
- (49) A. Song and M. Badiy, "Time reversal multiple-input/multiple-output acoustic communication enhanced by parallel interference cancellation," *J. Acoust. Soc. Am.*, **131**(1), 2012.
- (50) A. Sanchez et al., "An Ultra-Low Power and Flexible Acoustic Modem Design to Develop Energy-Efficient Underwater Sensor Networks," *Sensors*, **12**(6), pp.6837-6856, 2012.
- (51) W. Zhu et al., "Signal processing in underwater acoustic communication system for manned deep submersible "JIAOLOMNG"," *Chinese Journal of Acoustics*, **32**(1), 2013.
- (52) H. C. Song and W. S. Hodgkiss, "Efficient use of bandwidth for underwater acoustic communication," *J. Acoust. Soc. Am.*, **134**(2), 2013.
- (53) S. E. Cho et al., "Multiuser acoustic communications with mobile users," *J. Acoust. Soc. Am.*, **133**(2), 2013.
- (54) T. Riedl and A. Singer, "MUST-READ: Multichannel sample-by-sample turbo resampling equalization and decoding," *Proc. IEEE/MTS Oceans Bergen*, 2013.
- (55) E. V. Zorita and M. Stojanovic, "Space-Frequency Block Coding for Underwater Acoustic Communications," *IEEE J. Ocean. Eng.*, **40**(2), 2015.
- (56) M. S. Martins et al., "Underwater acoustic modem with streaming video capabilities," *Proc. IEEE/MTS Genova*, 2015.
- (57) J. Younce et al., "Experimental results with HF underwater acoustic modem for high bandwidth applications," *IEEE 49th Asilomar conference on Signals, Systems and Computers Pacific Grove*, 2015.
- (58) Z. Chen et al., "Frequency-domain turbo equalization with iterative channel estimation for MIMO underwater acoustic communications," *IEEE J. Ocean. Eng.*, **42**(3), 2017.
- (59) T. Shimura et al., "Experimental study on multiple-input/multiple-output communication with time-reversal in deep ocean," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **56**(SG), 2017.
- (60) E. Demirors et al., "A high-rate software-defined underwater acoustic modem with real-time adaptation capabilities," *IEEE Access*, **6**, pp. 18602-18615, 2018.
- (61) T. Ebihara et al., "Underwater acoustic communication using multiple-input-multiple-output

- Doppler resilient orthogonal signal division multiplexing,” IEEE J. Ocean. Eng., **45**(4), 2020.
 (62) X. Qin et al., “Bayesian iterative channel estimation and turbo equalization for multiple-input-multiple-output underwater acoustic communication,” IEEE J. Ocean. Eng., **46**(1), 2021.

7. 研究発表，知的財産権等の状況

(1) 研究発表等の状況

種別	件数
学術論文	2件
学会発表	11件
展示・講演	2件
雑誌・図書	1件
プレス	該当なし
その他	1件

(2) 知的財産権等の状況

発明の名称	発明者	出願登録区分	出願番号（出願日）	出願区分	出願国	登録番号（登録日）
送信装置，受信装置，信号送信方法，CIR計測方法，信号送信プログラム及びCIR計測プログラム	出口 充康 樹田 行弘 志村 拓也	出願	特願 2021-189861 (2021/11/24)	国内	日本	

(3) その他特記事項

該当なし.