

博士論文

拡張アレーに基づく通信システムの実現と 加算・差分複合アレーの導入による DOF 拡張効果の検証

Realization of Communication System based on
Extended Array and Verification of DOF Expansion
by introducing Sum and Difference Composite Co-array

指導教員 市毛 弘一 教授

令和 2年 9月 25日提出

横浜国立大学 工学府 物理情報工学専攻
電気電子ネットワークコース

15SD107 岩崎 翔

要約

近年、通信、信号処理、エレクトロニクス、情報、機械学習をはじめとする、広範囲の分野における著しい技術発展に伴い、一般的となりつつある IoT(Internet of Things) 社会のさらなる活性化に向けて無線通信技術の普及や情報量の加速度的増加に加え今後のリアルタイム通信の大幅な普及見込みに伴うデータトラフィックの爆発的增加によって、無線通信においては周波数の効率的な利用や通信品質の向上などを目的としたアレーアンテナの技術に多くの期待が寄せられている。このため、本格的に導入されつつある 5G(5th Generation) 技術（超高速，超低遅延，多数同時接続），あるいはその先を見据えた周辺技術が各種分野の観点から新旧手法問わず研究，実装の議論が盛んに進められている状況である。

一方、デジタル信号処理についても現在発展の著しい分野であり、信号やデータ、情報などに対するコンピュータや高速プロセッサなどによる変換、分析、合成技術に基づく応用分野は極めて広く、アダプティブアレー技術を含む通信、情報分野をはじめ、画像、映像、音響、計測、制御、経済、統計、脳波、医療、気象など、あらゆる科学分野において必須の基礎技術となっている。また、離散データや離散信号を対象に扱うという共通点持つ多種多様な技術分野に対し、幅広い境界領域を持ち互いに非常に密接な関係性を持つため、もちろん回路やデバイスなどのアナログ技術も含めた各分野における技術の発展がその他それぞれの分野に対し相乗効果を生み出すことに加え、これらを利用するには幅広い知識や最先端の技術動向を踏まえたうえでの検討が必要となる。

加えて近年では、スパース性を対象とした議論が各分野で盛り上がりを見せ、その応用範囲は広くセンシング、計測、天文学、気象学、物理学、経済学、制御、データ解析をはじめとした各種信号、画像処理の分野で大きな成果を残しており、スパース性、圧縮センシング領域の議論はアレーアンテナ信号処理分野との密接な関連性も示唆されるとともに著しい発展を見せている。

特に、アレーアンテナ信号処理において、アダプティブビームフォーミングは移動体通信、レーダー、ソナーなど幅広い分野で歴史的にも重要な役割を果たしており、到来方向(DOA: Direction Of Arrival) 推定技術についても超分解能とも称されるように精度の良いアレー入力信号の検出に対して非常に効果的でありこれまでに様々なアルゴリズム

が提案されてきた。従来提案されてきて古典的とも呼ばれることがある手法は、アレー入力に対する最適ウェイトの最適設計問題やアレー入力のサンプル共分散行列の固有値分解に基づく手法などがその原理の代表例として挙げられ現在でも多くの用途で利用されている重要な技術であるが、その信号処理観点の自由度 (DOF: Degree Of Freedom) はアンテナ素子数が N であるとする $O(N)$ で表現されることが知られている。そのため自然な発展の流れと捉えられるが、この DOF を拡張するためにこれまで拡張アレー信号処理の原型ともいえる MRAs (Minimum Redundancy Arrays) や高次統計処理である 4 次キュムラントを利用した手法が提案されてきた。

その後、前述のようなスパース表現を利用した技術の一つである圧縮センシングがスパース性を持つ高次元の信号を少ない観測データから復元するしくみとして提案され、その応用範囲の広さから様々な分野の研究に応用される流れを受けて、アレーアンテナにおける時空間信号処理に対しても KR (Khatori-Rao) 積を用いた DOA 推定手法が提案された。さらに 2010 年代に入るとともにネストアレー (Nested Array) やコプライム (Co-prime Array) アレーが拡張アレーの一種である差分アレーの代表的な配置構成として紹介され、その特長である定式化可能でスパース (不等間隔) なアレー配置や DOF 拡張効果あるいは必要な入力データ数の削減、応用範囲の広さなどが機械化、ハードウェア、ソフトウェア実装の観点からも非常に強力な手法として注目が集まり数々の手法が提案されている状況である。他にも、広帯域の電力スペクトル推定や 2 次サンプリングなどにも圧縮センシングは応用されており、スパースアレー構成を用いた DOA、エネルギー (電力)、振幅、偏波、速度の推定問題はスパースサンプリングと等価であると見做すことが可能である。

ネストアレーはアレー入力の共分散行列をベクトル化し拡張アレー入力と見立てることで巧みに DOF を拡張し、例えば 2-レベルのネストアレーにおいても N 素子の実アレーを用いて $O(N^2)$ の DOF を持つ差分アレーを実現可能である。また素子間相互結合の抑圧を低減させる目的もあり提案されたコプライムアレーについても $M + N$ 素子を用いて $O(MN)$ の DOF を実現可能であり、レガシーの一般的なアレーにおける $\text{DOF} = O(N)$ と比較し大幅な DOF の増加が実現されていることがわかるが、差分アレーの DOF の理論最大値は $N(N - 1) + 1$ であることが知られている。

本論文では議論の熱が高まる拡張アレーにおけるさらなる発展を目的として、スパースアレーを用いた拡張アレーにおける”DOF のさらなる拡張”, ”連続的な仮想アレーの実現”, ”変調から復調までを扱う送受信システムの実現”の 3 点を掲げ、その実現に向けて議論を進める。特に, ”DOF のさらなる拡張”, については, 従来の差分アレーより大幅な DOF の拡張を図るため新たに”加算・差分複合アレー”という独自のアレー構成と信号処理について提案し検討を進める。具体的には各種差分アレーと比較しよりス

パスに実アレーを配置し新たに加算アレーの考え方を融合させることで、差分のみの概念では表現できないような仮想アレーの実現を行いより大きな DOF を実現していく。また、理論検討時の扱い易さや従来手法の応用範囲の広さがそのメリットとして挙げられる”連続的な仮想アレーの実現”については、提案手法における配置構成の”定式化”による表現を示すことでその確実な実現方法について紹介する。

加えて、従来の文献においては DOA 推定のためのスペクトラムの生成、あるいはビームパターンの形成とそれら特性の評価に留まっていた背景があるため、拡張アレーにおける”変調から復調までを扱う送受信システムの実現”方法について紹介するとともに、上述の提案手法となる加算・差分複合アレーについても通信システムにおける拡張信号処理部に導入することで、その大幅な DOF 拡張効果に起因する従来手法となる差分アレーに対する優位性についてシミュレーションに基づき評価検証を進める。さらに拡張ビームフォーマとしての拡張信号処理においては2つの手法を提案することで従来手法の弱点であった低スナップショット数や高 SNR(Signal to Noise Ratio) 環境におけるロバスト性の劣化について改善を図ることで、今後のさらなる発展に繋げる。

変数表

本論文で用いる演算子，記号，変数を以下に示す．

$[\cdot]^*$	複素共役
$[\cdot]^T$	転置
$[\cdot]^H$	複素共役転置
$[\cdot]^{-1}$	逆行列
$ \cdot $	絶対値
$\ \cdot\ $	ノルム
\odot	KR(Khatri-Rao) 積
\otimes	クロネッカー積
$\text{vec}[\cdot]$	ベクトル化演算子
$\text{span}\{\cdot\}$	ベクトルの張る空間
$E[\cdot]$	期待値
$O(\cdot)$	ランダウの記号，オーダー
$\tilde{[\cdot]}$	加算アレーにおいて生成，利用される成分（正の方向）
$\check{[\cdot]}$	加算アレーにおいて生成，利用される成分（負の方向）
$\bar{[\cdot]}, \bar{\bar{[\cdot]}}$	加算・差分複合アレーにおいて生成，利用される成分
\mathbb{C}	複素空間
\mathbb{N}	雑音部分空間
\mathbb{R}	実空間
\mathbb{S}	信号部分空間
\mathcal{C}	加算・差分複合アレー素子位置の集合
\mathcal{D}	差分アレー素子位置の集合
\mathcal{R}	実アレー素子位置の集合
\mathcal{S}	加算アレー素子位置の集合

A	重み係数 (実数)
\mathbf{A}	アレー多様体, アレー方向行列
C	評価関数, 目的関数
D	到来波数
D_a	アレー開口長, サイズ
DOF	自由度
$D(\theta, f_c)$	アレー応答関数
E	電圧
\mathbf{E}	雑音固有空間に対応する固有ベクトルにより構成される多様体
$H(\cdot), H(z)$	周波数応答, 伝達関数 (z 変換)
\mathbf{I}	単位行列
J	評価関数, 目的関数
M	アンテナ, センサ, アレーの素子数
N	アンテナ, センサ, アレーの素子数, FIR フィルタの次数
P	電力, エネルギー, スペクトル
R	波源から対象までの距離
\mathbf{R}	自己相関行列, 共分散行列
$U(z)$	入力 (z 変換)
$Y(z)$	出力 (z 変換)
$a(\theta)$	アレーステアリングベクトルの要素
$\mathbf{a}(\theta)$	アレーステアリングベクトル
c_c	搬送波の伝搬速度
d	(単位) アレー素子間隔
$d_{\{ \cdot \}}$	基準点からの位置
e	ネイピア数
\mathbf{e}	単位ベクトル
f_c	搬送波周波数
h	インパルス応答, フィルタ係数
i	インデックス
j	虚数単位
k	離散時間インデックス
l	インデックス
m	インデックス
n	加法性白色ガウス雑音 (AWGN), 素子インデックス
\mathbf{n}	ノイズベクトル

p	素子インデックス
\mathbf{p}	ノイズエネルギー, 電力ベクトル
q	素子インデックス
s	素波
\mathbf{s}	素波ベクトル
t	連続時間インデックス
u	入力信号
v	ウェイト
w	複素ウェイト
\mathbf{w}	複素ウェイトベクトル
\mathbf{x}	入力信号ベクトル
y	出力信号
z	(時間, 空間) 遅延量
\mathbf{z}	拡張入力信号ベクトル
Γ	ターゲット角の集合
Δf	周波数帯域幅
Ω	(空間) 角周波数の集合
α	素子インデックス
α_c	減衰量, 倍率
β	シフト量
γ	ターゲット角
δ	調整係数
δ_p	位相量
$\boldsymbol{\eta}$	固有ベクトル
θ	到来角, 方位角
$\boldsymbol{\theta}$	DOA 情報の集合
λ	ラグランジュの未定乗数
λ_c	搬送波の波長
μ	固有値
ν	固有値
σ^2	ノイズのエネルギー, 電力
τ	遅延量
ω	(空間) 角周波数
$\mathbf{1}$	単位ベクトルにより構成されるベクトル

目次

第1章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.2	各種拡張アレーの紹介	6
1.3	本研究の目的	8
1.4	本論文の構成	10
第2章	アレーアンテナにおける信号処理とさまざまな要素技術	12
2.1	アダプティブアレーの原理	13
2.1.1	アレーアンテナの基本特性 [13]	13
2.1.2	本稿における前提条件	15
2.1.3	各種アダプティブアレーの概要と種別区分 [13]	17
2.2	空間領域アダプティブアレーモデルにおけるフィルタ理論	21
2.2.1	空間領域観点の信号モデル	21
2.2.2	FIR フィルタ	22
2.2.3	空間領域アダプティブアレーモデルと時間領域 FIR フィルタ構造	24
2.3	ビームフォーマ	25
2.3.1	MVDR/DCMP ビームフォーマ	25
2.3.2	DL によるランク回復	27
2.4	到来方向推定手法	28
2.4.1	MUSIC 法	29
2.4.2	空間平均処理によるランク回復	33
2.5	拡張アレー	34
2.5.1	KR 積拡張差分アレー	35
2.5.2	2-レベルネストアレー	37
第3章	加算・差分複合アレーの実現	39
3.1	拡張アレーの生成原理に基づく加算アレーの実現	40
3.2	加算・差分複合アレーの配置構成と定式化	46

3.3	6素子における実例	50
3.4	DOF 拡張効果の比較	52
3.5	まとめと今後の課題	54
第4章	拡張アレーに基づく通信システムの実現	56
4.1	ビームフォーマに対する拡張アレーモデルの応用	57
4.1.1	MVDR ビームフォーマに対する応用	57
4.1.2	DL に対する応用	59
4.2	拡張アレーシステムの実現	60
4.2.1	送信システムの実現	60
4.2.2	受信システムの実現	62
4.2.3	送受信システムの改善	64
4.3	シミュレーション	66
4.3.1	拡張アレーに対する DL 導入における性能評価	66
4.3.2	提案アレーシステムにおける性能評価	71
4.4	まとめと今後の課題	80
第5章	拡張アレーシステムにおける近接波抑圧性能の改善	81
5.1	DOA 推定手法に対する応用	82
5.1.1	SS-MUSIC 法に対する応用	82
5.2	シミュレーション	84
5.2.1	$D \geq N$ 波入力に対する DOA 性能評価	85
5.2.2	近接波入力に対する DOA 性能評価	92
5.3	ビームフォーマに対する応用	99
5.3.1	重みづけ最適フィルタ (WSF) 設計に対する応用	99
5.4	拡張アレーシステムの改善	102
5.5	シミュレーション2	104
5.5.1	提案アレーシステムにおける性能評価	104
5.6	まとめと今後の課題	117
第6章	結論	118
	謝辞	120
	参考文献	121

第 1 章

序論

本論文におけるタイトルとして挙げた”拡張アレーに基づく通信システムの実現と加算・差分複合アレーの導入による DOF(Degree Of Freedom) 拡張効果の検証”について議論を進めるための導入の位置づけである。

本章の構成としては、まず 1.1 節において研究背景の紹介を行う。続いて 1.2 節において従来手法について確認を進めるとともに、1.3 節ではそれら手法における問題点に関して言及する。次に 1.4 節において上記内容に基づく形で設定される本研究の目的について紹介し、最後に 1.5 節では本論文の構成に関して各章における記載内容についてその概要を紹介する。

1.1 研究背景

近年、通信、信号処理、エレクトロニクス、情報、機械学習をはじめとする、広範囲の分野における著しい技術発展に伴い、一般的となりつつある IoT(Internet of Things) 社会のさらなる活性化に向けて移動通信用途の各種デバイスやアプリケーション（携帯電話、ウェアラブル機器、無線 LAN(Local Area Network)、車載用センサなど）の普及や通信衛星の打ち上げなどにより、多くの情報が電磁波（電波や赤外線）を介して飛び交っている状況にある。既に現状においても情報量の加速度的増加が見られるが、加えてクラウドコンピューティングやストリーミング、サブスクリプションサービス、高精細ブロードバンドサービス、オンラインゲーム、AR(Augmented Reality)、VR(Virtual Reality)、データマイニング、自動車の自動操縦、医療用、工業用各種ロボットや 3 次元データの転送等を始めとしたリアルタイム通信の普及が見込まれており、また奇しくも昨今の COVID-19 の流行に伴う形で爆発的に浸透しつつあるテレワークやオンラインコミュニケーションなどによる労働環境や生活環境の変化により、有線、無線問わずさらなるデータトラフィックの爆発的増加が懸念される。その中で無線通信技術の媒介

としての役割を担う電波の飽和現象が1つの問題として挙げられ、周波数の効率的な利用法や有限な資源である電波情報の送受を直接担うアンテナシステムにおいて、速度や容量、通信範囲、電力効率、ロバスト性、多数同時接続の向上をはじめとする通信品質の改善に寄与する各種技術に期待が寄せられている状況であり、本格的に導入されつつある5G(5th Generation)技術(超高速(max 10[Gbps]), 超低遅延(約1[ms]), 多数同時接続(100[万台 km²])),あるいはその先を見据えた周辺技術について各種分野の観点から研究が進められ発展し続けている[1]-[3]。5Gにおいてアンテナ、信号処理領域で主として期待されている技術としては、Massive MIMO(Multiple Input Multiple Output), MU-MIMO(Multi User-MIMO), ミリ波, NOMA(Non-Orthogonal Multiple Access)の他、ビームフォーミング, ヌルステアリング, 変調, 符号化, 伝送方式, 周波数管理法などの既存技術の高度実用化, 拡張化も含み, 新規技術はもちろん, それぞれの既存技術のさらなる発展に貢献する研究も大変重要で意義があり盛んであることが伺える内容である[4]。

特に重要な装置であるアンテナとは、電磁波と電気回路などとのエネルギー変換を行う装置として定義され、送信システム、受信システムにおいては、その変換効率を上げるためアンテナに指向性を持たせ、そのビームパターン(指向特性)が最大となるような方向を電波の到来方向に向けるなどの工夫が必要である。その対応方法としては大きく分けて2種類あり、物理的、機械的にアンテナ素子自体の指向特性を設計したり向きを変えたりする方法と、後述のように複数の(無指向性の)アンテナを用いるアレーアンテナシステムを利用し信号処理にてビームパターンを操作する方法であり、本稿では後者のアレーアンテナについて議論の対象として扱う。特に信号処理を伴う送受信システムには多くの電気、電子、情報分野の技術が複合的に使用されており、アナログ、デジタルの両領域にまたがり高度な設計が必要となる各種アンテナ、フィルタ、アンプ、A/D(Analog/Digital), D/A変換器、PLL(Phase Locked Loop)などを初めとした高周波回路、部品、半導体、基板、パターンなどの高度な設計が必要となる[5]-[7]。また、上述のように多くの各種特徴を持った電磁波が混在する環境下においていかにして所望の情報を取り出すかという課題があり、干渉波の到来方向や雑音にヌルパターンを向けたりゲインが小さくなるよう調整するしくみはこれらの問題に対する解決策の1つであり、要求される技術である。所望波のエネルギーに端を発するマルチパスフェージングの原因となる遅延波についてはうまく取り込むあるいは干渉波のように抑圧するなどその扱いは分かれ、手法や用途、識者各人によって見解も異なるため現在でもその議論は続けられている[8],[9]。

上述の議論における周波数帯の有効利用や通信品質の向上に対する技術的要求の解決手段の1つがアダプティブアレーアンテナと呼ばれるシステムを利用した、空間領域に

おけるアダプティブなフィルタ形成である [10]-[12]. アダプティブアレーに見られるウェイトの位相制御に対する考えは、従来、機械的なアンテナの向きの変更による指向性の制御がアンテナ利得を上げるために用いられていたところに、各アンテナ素子に対し静特性の移相器を付けるようなフェーズドアレーアンテナが提案されたことにはじまる。その後、位相の電氣的な操作によるビームパターンの制御が提案され、さらに移相器のみでなくその他素子もアクティブ素子を用いて構成されるアクティブフェーズドアレーがアンテナの制御方法に対する新たな実現手段となった。加えて、受信システムにおいてマイクロ波信号に A/D 変換器を利用した後、デジタル信号処理を施すようなデジタルビームフォーマ (Digital Beam Former) に発展し、現在広く研究が進められている [10].

また、理論的な発展に関してアダプティブアレーの起源は古く、Howell によって考案されたサイドローブキャンセラにはじまり当時はコンピュータやマイクロ波回路の技術が追いつかない状況であるため机上で展開された理論であるが、1960 年代より数多くの報告がなされてきた。サイドローブキャンセラの原理については、すべての信号を受信する主アンテナと妨害信号のみを受信する補助アンテナにより構成され、メインアンテナで得られる信号から妨害波との相関があるものを除去するような、アナログ回路で実現されたものが多い状況であった [10],[13]. これを Applebaum が発展させ、メインとサブのアンテナの区別を無くした構成が MSN(Maximizing Signal to Noise ratio) アダプティブアレーである [14]. この動作原理はレーダシステムへの適用が前提であるため所望信号の到来方向は既知であるとし、出力 SINR(Signal to Interference and Noise Ratio) を最大にするようなウェイトを求めるものである。ウェイトの導出時において一般的には干渉波の相関行列が必要であるため、不要波が非常に大きいとの仮定を用い受信信号で代用することが多い。また、現在の技術のベースともいえる MMSE(Minimum Mean Square Error) 規範のアダプティブアレーは、1967 年に Widrow によって提案された LMS(Least Mean Square) に基づくものが起源であるとされる。MMSE 規範とは、参照すべき信号(参照信号、所望波のレプリカ) が予め既知であり、実際の受信器における処理後の出力信号と参照信号との 2 乗誤差を最小化するように、動作させる原理に基づくものである [15]. この種のアダプティブアレーは参照信号において、例えば通信で用いられるトレーニング信号や拡散符号などを利用したり信号のフォーマットを定義しておくなどの対策が可能であるため、通信システムにおいて空間フィルタを実現する際に有効な手段であり移動体通信用途との親和性が高くその適用が検討されている。2.1 節で詳しく紹介するが、代表的な手法として、SMI(Sample Matrix Inversion) による逆行列演算の直接解法、LMS や RLS(Recursive Least-Squares) に基づく逐次最適化などが挙げられ、それぞれ収束特性と演算量はトレードオフの関係にあり、誤差特性などについても違いが見られる

[16]. さらに, Frost は MMSE 規範のアダプティブアレーに拘束条件を加え, 出力電力を最小化するような, CMP(Constrained Minimization of Power) アダプティブアレーを提案し, この手法は所望波の到来方向を拘束条件に加えた DCMP(Directionally CMP) アダプティブアレーや同原理として知られる MVDR(Minimum Variance Distortionless Response) へと発展させられた [17]-[20]. これにより, アダプティブアレーはより柔軟性を持つシステムとなり, さらにソフトウェアにおける改良が容易であるため, 広帯域信号や角度広がりを持つ信号などもその処理対象とすることが可能となった. 他には, 予備知識が不要であるアレー処理として, MMSE 規範において定包絡線信号の特徴を利用した CMA(Constant Modulus Algorithm) アダプティブアレーや, 所望波と妨害波の電力条件に加え, 妨害波の数に制限のある PIAA(Power Inversion Adaptive Array) などが提案されている [13].

アダプティブアレーはその後も発展を続け, 同時に等価器などに代表される時間領域での信号処理に関する研究も進んだことで空間, 時間領域それぞれ単独の処理に比べた際の通信容量の増大や帯域の拡大を目的とするような, 時空間信号処理を扱う時空間処理形アダプティブアレーアンテナに関して非常に多くの研究がなされている. その一例として, 広帯域信号に対して TDL(Tapped Delay Line) をもつアダプティブアレーが挙げられる. この構造は, 時間領域の処理を空間領域の信号処理に導入することで, 遅延波のエネルギーや情報の有効利用を図るものであるが, TDL のようなフィードフォワード構造では, 帯域幅が大きくなるにつれて SINR 特性を保つために多くのタップ数が必要となり, 収束速度の低下や計算複雑性の増加が問題となることが知られている [21]. これらの問題を解決するため, ビームスペース形構成のアダプティブアレー [22] や, サブバンド選択性 GSC(Generalized Sidelobe Canceller)[23] など, さまざまな手法が編み出された. さらにウェイトの数を減らすことを目的とした研究は進み, 信号処理分野におけるフィルタ理論を応用した考えにより TDL に関して FIR(Finite Impulse Response) フィルタに相当するフィードフォワード構造の代わりに IIR(Infinite Impulse Response) フィルタのようなフィードバック構造を利用する手法が有効であるとの報告があり, その安定性の考慮にも及んでいる [24],[25]. また, DCMP に基づいた拘束付最適化問題より得られる複合 LMS アルゴリズム [26], 複合 RGN アルゴリズム [27] を用いたものなどが提案されている. 加えて, 信号処理論の発想による議論として TDL アダプティブアレーを表現する DBF 回路の構成要素を 2 次元 FIR デジタルフィルタとみなすことでその時空間領域におけるフィルタ設計問題に帰着させることが可能であり, さまざまな応用研究が行われている [28]-[30].

一方, 既に簡単に話題に挙げたデジタル信号処理も現在発展の著しい分野であり, 対象である信号やデータ, 情報などに対するコンピュータや高速プロセッサ, 専用デバイ

スなどによる変換, 分析, 合成技術に基づく応用分野は極めて広く, アダプティブアレー技術を含む通信, 情報分野をはじめ, 画像, 映像, 音響, 計測, 制御, 経済, 統計, 脳波, 医療, 気象など, あらゆる科学分野において必須の基礎技術となっている [31]-[33]. 特にデジタル処理の魅力としては, 従来のアナログ処理では実現が困難である非線形, 時変, 適応的, 学習的な高精度かつ柔軟な処理を対象とし扱うことが可能である点である [15]. また, 離散データや離散信号を対象に扱うという共通点より, 通信, システム, 制御, 回路, 線形代数, 時変, 適応システム, 最適化, 線形, 非線形問題, 確率, 統計, ニューラルネットワーク, 機械学習, 認識などとの幅広い境界領域を持ち, 互いに非常に密接な関係性を持つ [34]-[40]. このため, もちろん回路やデバイスなどのアナログ技術も含めた各分野における技術の発展がその他それぞれの分野に対し相乗効果を生み出すことに加え, これらを利用するには幅広い知識や最先端の技術動向を備えたうえでの検討が必要となる. 一例として, 近年では最急降下法と射影法を組み合わせた非常に強力な最適化手法である HSDM (Hybrid Steepest Descent Method) が提案されたことにより, その信号処理分野への応用に関する検討が数多くなされアダプティブアレーに関しても TDL アダプティブアレー [41], 空間領域アダプティブアレー [42] へと適用させたものが提案され期待を集めている.

さらに, 前述のアレーアンテナにおける時空間領域が IIR で構成可能となれば著者らが通信や画像など幅広い分野で利用されることを想定し [43],[44] の手法を発展させた所望の帯域を強調するような 2次元 IIR フィルタの設計法 [45] や安定性の保証された IIR フィルタの設計法 [46] などを DBF システムの構成手法に採用することも可能となる. 従って, アダプティブアレーの空間信号処理において未だ実現されていない IIR 構造, フィードバック構造を利用することによるアレーシステムにおけるさらなる特性の向上が期待されるため, システムの記述に汎用性があり代表的なモデルである状態空間表現を用い, 行列の無限等比級数展開を通じて遅延素子を含まず IIR システム構成を疑似的に実現するような手法 [47]-[49] に加え, フィードフォワード処理後の信号は信号処理が施されておりほぼ所望信号であるという性質を利用し, 並列処理で所望波に対する空間遅延を検出しこれをフィードバック部を構成するための遅延素子として利用することで所望波に対して厳密な IIR 構造を実現する手法 [50]-[53] という, いままでにない独自の 2つのアプローチを提案しそれぞれの手法に関して特性の改善効果を議論, 検証してきた.

加えて近年, 離散信号の中でも特にスパース (疎) 性に着目し対象とした議論が各分野で進められており, その応用範囲は広くセンシング, 計測, 天文学, 気象学, 物理学, 経済学, 制御, データ解析をはじめとした各種信号, 画像処理, 機械学習の分野で大きな成果を残し始めている. スパースモデリングの起源は諸説あり, 1996年に Robert Tibshirani が提唱した LASSO (Least Absolute Shrinkage and Selection Operators) など

が発端となり、データサイエンスなどの分野でその有用性が広く認知されるようになったとも言われており、LASSOはその後さまざまな発展形や改良手法が提案され続けている [54]-[56]. LASSOはある劣決定系の問題に対してその解のスパース性に着目し、正しくはその解に対する拘束条件を $l-0$ ノルムで与えることでスパースの表現を記述できるところを代わりに演算の軽量化を目的とし $l-1$ ノルムを用いたラグランジュの未定乗数法による拘束条件付き最小化問題に帰着させた手法であり汎用性が高い手法として知られている [57]. 特に圧縮センシング領域において、MMV(Multiple Measurement Vector) 問題と呼ばれる共通の台を持つ複数のスパースベクトルに対してそれぞれ同一のセンシング行列を用いて線形観測を行った際に得られる複数の観測ベクトルから元のスパースベクトルを推定する問題については、観測ベクトルに雑音が含まれない場合の到来方向推定問題と等価な問題であり、圧縮センシングで一般的に使用されるアルゴリズムと比較し MUSIC(MUltiple SIgnal Classification) 法を応用した手法は精度の向上が実現されることが知られており、圧縮 (Compressive)MUSIC として提案されている [58],[59]. 本稿において議論を扱う拡張アレー信号処理についても実アンテナ素子をスパースに間隔を空けて配置し、スパースな入力信号に対して拡張信号処理を用いてより高次元の DOF を実現しうまく所望の出力を得る問題という観点からは LASSO とは異なる内容であるが、スパース信号処理、圧縮センシング問題のうちの一つとして位置付けることが可能である [3],[59].

以上のように、以降議論を進める拡張アレー、拡張信号処理に至るまでの技術発展の様子に関してアレーアンテナにおける信号処理、特にアダプティブアレーを切り口として通信、信号処理分野とその周辺技術の発展の様子について紹介した。特に本稿で主題として扱うスパースアレー、拡張アレーにフォーカスした紹介については 1.2 節において引き続きその背景と概要を解説する。

1.2 各種拡張アレーの紹介

アレーアンテナによるアダプティブビームフォーミングは移動体通信、レーダー、ソナーなど幅広い分野で重要な役割を果たしていることは前節でも紹介した [11],[12],[60]. また、到来方向 (DOA : Direction of Arrival) 推定技術についても超分解能とも称されるように精度の良いアレー入力信号の検出に対して効果的であり、これまでに様々なアルゴリズムが提案されてきた [61]-[64]. 各種手法における概要については 2 章において改めて紹介する。これらレガシーのビームフォーマや DOA 推定手法はアレー入力に対する最適ウェイトの最適設計問題であったり、アレー入力のサンプル共分散行列の固有値分解に基づく手法であったりするが、そのアレー信号処理における自由度 (DOF)、即ち

ビームパターンの設計自由度や推定可能な波数はアンテナやセンサの素子数が N であるとする $O(N)$ で表現される。

自然な流れと捉えられるが、DOF を拡張するためにこれまで拡張アレー信号処理の原型ともいえる MRAs (Minimum Redundancy Arrays) や高次統計処理である 4 次キュムラントを利用した手法が提案されてきた [65]。しかしながら MRAs はアレー配置を最適にするために複雑な計算が必要となることが多いというデメリットが存在し、4 次キュムラントを利用したアプローチについても非ガウシアン分布の信号にのみ適用可能であるという制限がある。

その後、スパース表現を利用した技術の一つである圧縮センシング (Compressed Sensing)、圧縮サンプリング (Compressive Sampling) がスパース性を持つ高次元の信号を少ない観測データから復元するしくみとして提案されその応用範囲の広さから様々な分野の研究に応用されている [66]-[68]。その原理は Nyquist-Shannon の標本化定理の一般化とみなすことも可能であるとされ、圧縮センシングでのサンプリングは原信号がスパースであるという仮定のもと、等間隔で標本化はせず線形変換された値をいくつか観測することとして一般化して扱うことで、そのスパース性を利用し標本化定理で示されるサンプル数よりも少ないサンプル数で完全再構成が可能であることを示すような内容である。

この流れを受けアレーアンテナにおける時空間信号処理に対しても KR (Khatori-Rao) 積を用いた DOA 推定手法が提案された後 [69]、2010 年代に入るとともに、ネストアレー (Nested Array) [20],[70]-[72] やコプライム (Co-prime Array) アレー [73],[74] が差分アレーの代表的な配置構成として紹介され、その特長である定式化可能でスパース (敢えて間隔を空けるため不等間隔) なアレー配置や DOF 拡張効果あるいは必要な入力データ数の削減、応用範囲の広さなどが機械化、ハードウェア、ソフトウェア実装の観点からも非常に強力な手法として注目が集まり数々の手法が提案されるようになる。これらスパース性を利用した手法は”拡張”の接頭辞を用いて拡張アレー、拡張信号処理、拡張ビームフォーマなどと呼ばれている。また、KR 積を用いたコンセプトは他にも提案されており [75]-[77]、準定常状態を仮定することで $(2N - 1)$ の自由度を持つ差分アレーを扱うことが可能である (拡張アレーの開口長の一部を仮想アレーで構成する) が、定常状態では使用不可能であるという問題が存在する。また、圧縮センシング領域において MMV (Multiple Measurement Vector) 問題と DOA 推定問題とがノイズの有無の違いはあるが本質的に等価である関係性から MUSIC をその解法として利用することでその精度改善を達成した圧縮 MUSIC が提案されたことでこれら技術間の繋がりが明らかになっている [58],[59]。他にも、広帯域の電力スペクトル推定 [78] や 2 次サンプリング (quadratic sampling) [79] などにも圧縮センシングは応用されており、スパースアレー構

成を用いた DOA, エネルギー (電力), 振幅, 偏波, 速度の推定問題はスパースサンプリングと等価であることが知られている [80].

特にネストアレーの原理についてその原理について数理モデルを通じた解説については 2.5 節で紹介するが, アレー入力の自己相関行列, あるいは共分散行列をベクトル化し拡張アレー入力と見立てることで巧みに DOF を拡張し, 例えば 2-レベルのネストアレーにおいても $O(N^2)$ の DOF を持つ差分アレーを実現可能である [20]. ただし, 近接に並べる素子が必要であるため素子間相互結合を引き起こすという問題が挙げられるため, その対策としてコプライムアレーが提案されたという背景がある. コプライムアレーは M 素子, N 素子 (M と N は互いに素数) の 2 組サブアレー即ちトータルで $M + N$ 素子 ($O(M + N)$) を用いて $O(MN)$ の DOF を実現可能である [73],[74]. ただし, ネストアレーと比較するとその DOF 拡張能力は低いことが知られている. また, ネストアレーについてもさらなる理論展開が進められており, 2次元に拡張されたネストアレーの配置法に関して拡張されたり [70],[71], 円形アレー [81], $2q$ 次のオーダーのキュムラントに基づく信号処理が適用可能な複数レベルのネストアレー構成などが提案されている [72]. スパースアレーの配置法として, 他にも素子間相互結合を考慮し削減するような配置を行うことでより精度を高めた手法がスーパーネストアレー [82],[83] やオーギュメントドネストアレー [84] として紹介されており, さらに 2次元アレーにおいては同観点から Hourglass Array [86] と呼ばれる配置法や最適化手法による配置検討により生成される配置法なども提案されている. その他, 拡張アレーにおける DOA 推定手法としてテンソルモデリングを使用した手法の提案や [87]-[89], CS (Correlation Subspace) や GCS (Generalized CS) といったアレー配置, 即ちアレーモードベクトルに依存する空間をうまく利用して自己相関行列, 共分散行列をより理想状態に近づけることで精度やロバスト性を向上させるような手法が提案されている [90],[91]. しかしながら, 差分アレーの DOF の最大値は理論的に $N(N - 1) + 1$ に限定されることが知られている.

このようにして近年スパース表現に基づく各種”拡張”手法に関する理論のベースが提案されてきたが, これからまだまだ研究が発展していく技術である. これら背景を踏まえ次章では本稿における研究の目的について紹介する.

1.3 本研究の目的

前節までにスパース表現に基づく拡張アレー信号処理における発展の様子を紹介した. 本研究の目的について, 拡張アレーにおける自然で正統な発展の流れと考えられる以下 3 点を定めて議論を進める.

スパースアレーを用いた拡張アレーにおける

1. DOF のさらなる拡張
2. 連続的な仮想アレーの実現
3. 変調から復調までを扱う送受信システムの実現

それぞれ目的1, 2については3章でその実現方法について紹介し, 目的3については4章で提案するとともに, 5章でさらなる特性の改善を狙う. 各目的を掲げた理由に関して以下で紹介する.

1. DOF のさらなる拡張

目的1を定める理由について次に紹介する. ネストアレー, コプライムアレーに代表される差分アレー構成, またそれらから発展した手法群はそれぞれ弱点も存在するが大きなメリットが存在することがわかる. 一方, DOF のさらなる拡張は一つの議論のポイントであり, 定式化は不能であるがネストアレー以上の自由度を実現するアレー配置は以前より提案されている [92]. 他にもネストアレーにヒントを得て改良したアレー構成 [93] や, 敢えて拡張アレー処理後の仮想アレーの配置についても間隔が空くように大きな間隔で実アレーを配置をした後に何らかの補間処理, 例えば核ノルムを使用することで補間を行う手法なども検討が進んでおり, 我々も2次元アレーにおける検討内容を提案している [94]-[97]. 本稿では上述の手法とは異なる観点から加算・差分複合アレーを提案し DOF の大幅な拡張を目標とし検討する. 具体的には各種差分アレーと比較しよりスパースに実アレーを配置し加算アレーの考え方を融合させることで, 差分で表現できない仮想アレーの実現を行いより大きなDOFを実現することが可能となる [98]-[103]. 特に提案手法である加算・差分複合アレーに関してはMIMOシステムに代表されるようなアクティブセンシングのように送信アンテナ素子数は複数とせず, 差分アレーと同様にあくまで受信システム側の素子の配置とその後の信号処理アルゴリズムの変更のみ, 即ちパッシブセンシングの範囲での実現方法について検討を行うこととすることで送信システムについては従来のシステムがそのまま利用可能となるような状態を目指す.

2. 連続的な仮想アレーの実現

目的2は連続的なアレーの実現という, クラシカルで一般的な物理的なアレー (実アレー) において1次元では (ULA: Uniform Linear Array) として議論されてきた内容にあたる [10],[13]. これまでにULAを前提する研究が多い背景としては, 等間隔であるという規則性が前提としてあることにより信号処理時に非常に扱いやすい点, 即ちモデル

化が容易かつ式展開も容易であり演算コストも抑えられる方向にはたらく点などが考えられる。仮想アレーにおいても同様にスパースに配置された実アレーから仮想アレーを生成した際にホールと呼ばれる非連続箇所が存在してしまう場合、仮想アレーが非ULAになり信号処理の難易度が上がることになってしまう。また、仮想アレーにおいては連続とすることにより、非ULAでは限定されてしまうが従来のULAで長年培われてきた非常に多岐にわたる有益な手法、理論、テクニックなどをそのまま応用しやすいという大きなメリットも存在する。差分アレーとして代表的であるネストアレーやコプライムアレーとその発展形による定式化も基本的にはホールフリーな仮想アレーが構成されることを狙いとしているとの認識である [20],[70]-[74]。従って提案手法である加算・差分複合アレーにおいてアレー配置の定式化を進める中で、拡張信号処理の結果として生成される仮想アレーが連続的であることを目的の一つとして掲げる [100],[101]。

3. 変調から復調までを扱う送受信システムの実現

目的3について、従来の文献は受信システムにおける拡張信号処理方法やアレー配置検討にはじまり、DOA推定のためのスペクトラムの生成と検出性能の評価、あるいは少数の一部論文においてビームパターンの形成とその形状特性の評価に留まっていたという背景がある [20]。そのため本論文では新たに拡張アレーを用いたデジタル変調/復調を含めた送信器 (Tx: Transmitter)/受信器 (Rx: Receiver) のシステム全体を構成し扱うことが可能であることを示し、通信システムの評価指標として最も基本的で重要な送信データと受信データを比較した際のビットエラーレート (BER: Bit Error Ratio) による評価へと繋げる。なお、実現する拡張アレーシステムにおいて、スパースアレー構成と拡張信号処理パートには我々が目的1,2の達成のため紹介する新たな提案構成である加算・差分複合アレーについても導入し、その効果を検証する [100],[102],[103]。

1.4 本論文の構成

本論文の構成について紹介する。1章では序論としてスパースアレーにおける拡張信号処理とその周辺の技術についてその発展の歴史的背景と先行研究、従来手法の紹介に始まり、本研究における目的を紹介した。続く2章ではアレーアンテナにおける信号処理とさまざまな要素技術と題し、本稿を読み進めるに当たり必要な各種要素技術の原理に関してその数理モデルを交え紹介をする。そして、3~5章において本題である提案手法の議論について進める。まず、3章ではこれまでにない独自構成であり差分アレーに対しDOFの拡張効果のある加算・差分複合アレーの実現方法について、その構成の定式化を含め検討、検証を行う。次に4章では拡張アレー信号処理を用いた変調から復調

までを含めた送受信システム全体について，その実現方法について紹介をしシミュレーションを交えて検証を行う．さらに5章において4章で紹介した拡張アレーシステムに対し DOA 推定手法と最適空間フィルタ設計を応用することでさらなる通信システムにおける近接波抑圧性能の改善を図るとともに，シミュレーションにてその効果について評価，考察を進める．最後に6章では本稿の総括として，本研究を通じて得られた結論を記載するとともに今後の展望について述べる．

第 2 章

アレーアンテナにおける信号処理とさまざまな要素技術

本章では、3章以降で紹介する拡張アレーに基づく通信システムの実現と新規提案手法に関する議論を進めるための基礎理論として必要な信号処理、拡張信号処理における要素技術についてその概要や原理を紹介する。

本章の構成はまず、2.1節において本稿の信号処理における議論のベースとなるアレーアンテナの原理について紹介し、特にその基本特性と概要について確認を行うとともに各種アダプティブアレーに関して代表的な手法を取り上げることでその概要を紹介をする。次に、2.2節ではアダプティブアレーの原理において重要な議論の一つである空間領域の信号処理観点から紹介を行うとともに、そのフィルタ理論との関連性について信号モデルを交えて解説する。その後、本稿で扱う主要なアレー信号処理技術について特に3章以降で扱う手法の紹介を行う。2.3節において通信システム中で重要な役割を担うビームフォーミングの原理に関して MVDR ビームフォーミング、DCMP ビームフォーミングと対角ローディング (DL: Diagonal Loading) 法について紹介をし、続けて2.4節ではもう一つの重要な役割である到来方向推定手法に関して MUSIC 法と空間平均処理を取り上げ解説を進める。最後に2.5節では将来の通信における信号処理技術のうちの一つとして大変期待され近年議論が非常に活発であり本稿で主題として取り扱う拡張アレー信号処理に関して、その要素技術の概要と原理についての紹介を KR 積拡張差分アレーとその代表的なモデルである 2-レベルネストアレーを題材としそのレビューを進めることで、3章以降の議論が円滑に進むような準備に繋げる。

2.1 アダプティブアレーの原理

2.1.1 アレーアンテナの基本特性 [13]

アレーアンテナを構成するためのアンテナ，センサ素子の配列に関して線形，矩形，円形，ランダム等さまざまな配置が考えられるが，本章ではその基本原理を理解するために，図 2.1 のような N 素子よりなる 1 次元配置のリニアアレーについて議論を進める。

まず，電波（平面波）がブロードサイドを基準として角度 θ の方向から到来した場合について考える．アレーアンテナのライン上のある基準点での受信信号を $E_0(t)$ と定義し，各アンテナ素子の受信特性は理想的に等しいと仮定すると， p 番目の素子に誘起する電圧は次式で表現される。

$$E_p(t) = E_0(t - \tau_p) \quad (p = 1, 2, \dots, N) \quad (2.1)$$

$$\tau_p = \frac{d_p \sin \theta}{c_c} \quad (2.2)$$

ただし， τ_p は p 素子目における入力基準位置に対する遅延量， c_c は搬送波（キャリア）の伝搬速度， d_p は基準点に対する p 番目の素子の位置即ち距離を示す．また，受信信号がアレー開口長 $|d_N - d_1|$ に対して十分に狭帯域かつ平面波であるような条件つまり

$$2\pi\Delta f_c \frac{|d_N - d_1|}{c_c} \ll 1 \quad (2.3)$$

を満たす場合，搬送波周波数 f_c を用いて以下のように表すことが可能である．本稿で議論の前提としている狭帯域近似と平面波近似に関する詳細に関しては続く 2.1.2 にて改めて紹介する。

$$E_0(t - \tau_p) \cong E_0(t) e^{-j2\pi f_c \tau_p} \quad (2.4)$$

このとき，式 (2.1) における第 p 素子の受信電圧は以下のように表現可能である．

$$\begin{aligned} E_p(t) &= E_0(t) e^{-j2\pi f_c \tau_p} \\ &= E_0(t) e^{-j2\pi f_c \frac{d_p}{c_c} \sin \theta} \\ &= E_0(t) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_c} d_p \sin \theta} \end{aligned} \quad (2.5)$$

ただし $\lambda_c = c_c / f_c$ は搬送波における波長を示す。

ここで，図 2.1 のように各素子における出力についてそれぞれ振幅調整器と可変位相

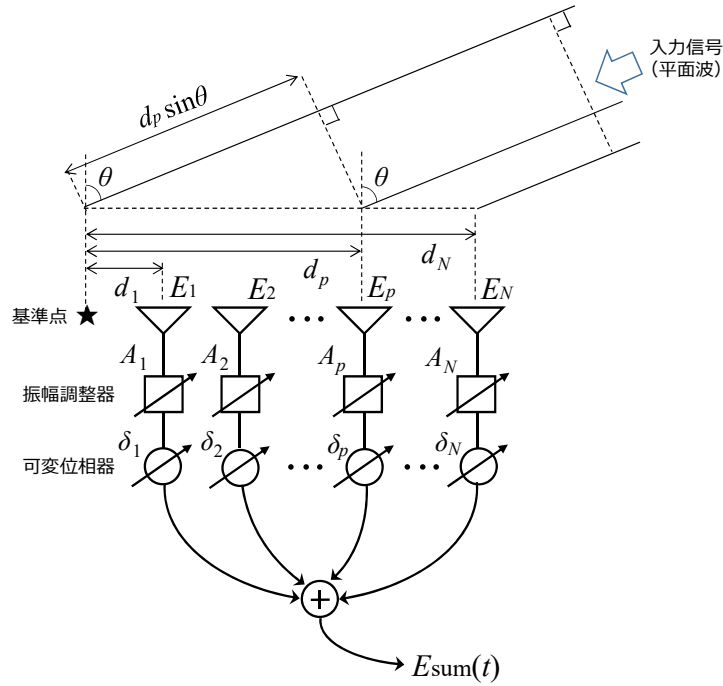


図 2.1: N 素子リニアアレーアンテナ

器を適用させた後に加算し合成された出力 $E_{sum}(t)$ は以下ようになる。

$$\begin{aligned}
 E_{sum}(t) &= E_0(t) \sum_{p=1}^N A_p \exp \left(-j2\pi f_c \frac{d_p}{c_c} \sin \theta + j\delta_p \right) \\
 &= E_0(t) D(\theta, f_c)
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

$$D(\theta, f_c) \triangleq \sum_{p=1}^N A_p \exp \left\{ -j \left(2\pi f_c \frac{d_p}{c_c} \sin \theta - \delta_p \right) \right\} \tag{2.7}$$

A_p, δ_p はそれぞれ p 番目の素子に対して演算される重み（ここでは実数）と移相量を表す。また、 $D(\theta, f_c)$ はアレーアンテナにおける伝達関数に相当しアレー応答関数とも呼ばれることが知られている。 δ_p は所望の受信信号の DOA と素子位置に対応して決定される。例えばある θ_α の角度方向からの到来波の受信を考える場合においては、移相量 δ_p を以下のように選択可能である。

$$\delta_p = 2\pi f_c \frac{d_p}{c_c} \sin \theta_\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_c} d_p \sin \theta_\alpha \tag{2.8}$$

つまり、所望信号に対して移相器を通過後の位相が各出力において揃うように与えられる。このように選択した場合、上記以外の方向からの到来波（干渉波など）に対しては各出力の位相が一致しないため相互にある程度の相殺が施される。従ってアレーアンテナをうまく利用すると所望波に対するゲインを上げることが可能となる。ただし、 d_p が

大きい値をとるようなケースについては、

$$2\pi f_c \frac{d_p}{c_c} \sin \theta_{gm} - \delta_p = 2m\pi \quad (m = \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (2.9)$$

を満たす角度 $\theta_{gm} (\neq \theta_\alpha)$ においても同相で加算されてしまうために高いゲインのアレー出力が得られてしまうようなグレーティングローブと呼ばれる現象が発生してしまうため、設計の段階で回避しておくのが一般的である。

式(2.7)の絶対値 $|D(\theta, f_c)|$ について角度 θ の関数として表したものについて指向性パターンと呼び、最大値周辺はメインローブ、メインビームと呼ばれるとともに、その他の局所的な極大値が複数存在しこれらはサイドローブとして知られる。加えて、ローブとローブの間の凹んだ点をヌル（ビーム）や零点などと呼ぶ。サイドローブの存在する方向に対し干渉波や不要波が入力される場合にはメインローブほどではないがそれ相当の受信電圧が誘起されてしまうため、これらに対してはヌルを向ける（ヌルステアリング）ように設計できるのが理想である。また、式(2.7)の $D(\theta, f_c)$ は、周波数 f_c によっても変化すると捉えられる。例えば、ある特定の θ 方向のアレー応答値の周波数特性（振幅特性）は、 $|D(\theta, f_c)|$ を周波数 f_c の関数としてプロットすれば得られる。この周波数特性を利用して、周波数変動に伴うメインローブやヌル点の変化を見ることができるので、指向性パターンと共にアレーアンテナの特性評価に用いられる。

図2.4のアレーアンテナは到来方向によって素子間の位相回転量が異なるので、到来方向による信号の弁別ができる。いかにして振幅と位相をうまく調整することで設計対象の指向性パターンや周波数特性を得るかという点が問題であり、特に各素子が等間隔配置となるような場合については式(2.6)は整次多項式の形式として表現されるため数学的な手段をうまく利用することで A_p, δ_p を選択することによって指向性パターンにおけるサイドローブを全体的に低くする、あるいは各不要波に対してヌルを向けたりレベルの低いサイドローブを向けることでその到来方向における出力を零や抑圧したりすることも可能となる。ただし、到来波の DOA 情報が不明あるいは移動環境下などで変化するような場合も想定され、このような場合には何らかの学習や到来方向、到来波数などの推定手法などの別手法を併用することで入手可能な情報を有効利用したりすることで狙いとする特性、設計値を実現することが必要となる。これら思想から提案されたシステムがアダプティブアレーであり 2.1.3 で紹介する。

2.1.2 本稿における前提条件

ここで、本稿において議論を進めるうえで前提条件としている基本的な仮定である狭帯域近似と平面波近似について紹介する。まず狭帯域近似に関して、2.1.1 で紹介したように、通信等において実使用時の信号は周波数帯域幅 Δf を持つように与えられること

が知られており，干渉波や妨害波についてはこの限りではないが同様の条件を持つものも多く存在すると考えられる．式(2.3)の導出過程について考察を進めると周波数帯域幅 Δf を持つということは，式(2.4),(2.5)などにおいて f_c が $f_c - \Delta f/2$ から $f_c + \Delta f/2$ の広がりを持つという意味であり，影響を与える箇所は位相項であることがわかる．つまり， Δf が位相の変化に有意な影響を与えない程度であるための条件が狭帯域近似が成り立つような条件である．

いま，任意の p, q 番目の素子における位相の差分について記述すると，差分が最も大きくなるであろう条件はそれぞれの周波数成分が $f_c - \Delta f/2$ と $f_c + \Delta f/2$ を持つ場合であると考えられるため，式(2.5)の2行目の表現より，

$$\begin{aligned} & \left\{ -2\pi \left(f_c - \frac{\Delta f}{2} \right) \frac{d_q}{c_c} \sin \theta \right\} - \left\{ -2\pi \left(f_c + \frac{\Delta f}{2} \right) \frac{d_p}{c_c} \sin \theta \right\} \\ &= -2\pi f_c \frac{d_q - d_p}{c_c} \sin \theta + \pi \Delta f \frac{d_q - d_p}{c_c} \sin \theta \\ &= -2\pi \frac{d_q - d_p}{\lambda_c} \sin \theta + \pi \frac{\Delta f}{f_c} \frac{d_q - d_p}{\lambda_c} \sin \theta. \end{aligned} \quad (2.10)$$

上式の2,3列目において，第1項目は中心周波数成分の位相差，即ち帯域幅の広がりの影響がない理想状態を表現しており，第2項目が Δf 成分により生じる位相誤差項を表現していることがわかる．つまり，この第2項目の成分が十分に小さい場合， Δf の影響がほぼない理想状態として近似が可能となる．2列目の第2項において最も影響が大きくなる場合を考えると $d_q - d_p$ と $\sin \theta$ が大きな値となる場合，つまり素子配置と DOA の各方向を考慮した以下条件が式(2.3)の導出へと繋がる．

$$\left| \pi \Delta f \frac{d_q - d_p}{c_c} \sin \theta \right| \leq \pi \Delta f \frac{|d_N - d_1|}{c_c} \sin \theta \ll 1 \quad (2.11)$$

ただし， d_1 と d_N は最外殻どうしの素子を表現しており，この変形では式(2.3)とは2の係数があるかどうかという差は存在する．続けて3列目の第2項に着目すると，同様に以下の形式となる．

$$\left| \pi \frac{\Delta f}{f_c} \frac{d_q - d_p}{\lambda_c} \sin \theta \right| \leq \pi \frac{\Delta f}{f_c} \frac{|d_N - d_1|}{\lambda_c} \sin \theta \ll 1 \quad (2.12)$$

従って，狭帯域近似が可能な条件はこれらの式を満足する場合であるといえる．特に式(2.12)からは比帯域 $\Delta f/f_c$ とアレー開口長 $|d_N - d_1|$ に依存することがわかる [63],[104]．また，第1項と第2項の比で表現すると以下の形式に帰着する．

$$\frac{\pi \frac{\Delta f}{f_c} \frac{d_q - d_p}{\lambda_c} \sin \theta}{-2\pi \frac{d_q - d_p}{\lambda_c} \sin \theta} = \frac{1}{2} \frac{\Delta f}{f_c} \ll 1 \quad (2.13)$$

このことから，狭帯域近似による位相誤差の観点からは比帯域 $\Delta f/f_c$ の影響が現れるといえる．

一方、平面波近似に関しては、電波伝搬の観点からアレーアンテナの開口長、あるいはサイズ D_a と波長 λ_c 、波源から対象（アレーアンテナ）までの距離 R が以下の条件を満たす場合に放射性遠方界、即ち平面波として近似可能であると知られている [105].

$$\frac{2D_a^2}{\lambda_c} < R \quad (2.14)$$

ここで、リニアアレーにおいてアレー開口長 $D_a = |d_N - d_1| = (N - 1)d$ 、単位アレー素子間隔を一般的な $d = \lambda_c/2$ で与えるとすると以下となる.

$$\frac{2|d_N - d_1|^2}{\lambda_c} = \frac{(N - 1)^2}{2} \lambda_c < R \quad (2.15)$$

平面波近似の条件としてより汎用的かつ簡易的に表現される $\lambda_c \ll R$ とも整合性がとれていることがわかる [7]. 他にはよりアンテナに近い領域でリアクティブ近傍界、放射性近傍界と呼ばれる領域が存在するが平面波近似は適用できない.

結論として、狭帯域近似と平面波近似が適用可能な条件は式 (2.12), あるいは式 (2.13), (2.14) を満足するような条件であるといえる. 即ち, 上述の条件を満足するようなアプリケーションは本論文における提案手法や各種拡張アレーがそのまま採用可能となる. また, 各前提条件が成り立たず位相変位の影響が無視できないような条件においても, 例えば広帯域信号に対しては TDL のような時間領域信号処理を組み合わせるなどのように追加でさらなる工夫は必要となるが各種対策で十分に採用可能性があるため本稿における各種検討は基礎的な理論検討として大変有用であると考えている.

2.1.3 各種アダプティブアレーの概要と種別区分 [13]

アダプティブアレーにおける機能としてはその目的によってアダプティブビームフォーミングとマルチステアリングに分類される. アダプティブビームフォーミングを実装した場合, 到来波の DOA 情報が未知, あるいは時間変化を伴うケースにおいてもアレーアンテナにおけるビームパターン, 特にメインビームを所望波の方向に自動的に追従させるような役割が可能である.

逆に, 強力な干渉波が到来するような環境下において微弱な所望波を受信したい場合, 前述のような一般的である指向性合成法を適用するとすればサイドローブレベルを非常に低く実現する必要性が生じる. このためメインビームと同様, アダプティブマルチステアリングとして自動的にマルチパターンを干渉波の到来方向に合わせたいという要求が発生する. ここでアダプティブマルチステアリングの起源を辿ると最初のシステムはサイドローブキャンセラであり, 高利得をもつ主アンテナといくつかの補助アンテナから構成されるようなものであった. 補助アンテナは通常, 主アンテナのサイドローブレベルと同じ程度の利得をもつように設計されるため, 補助アンテナによって受信される所

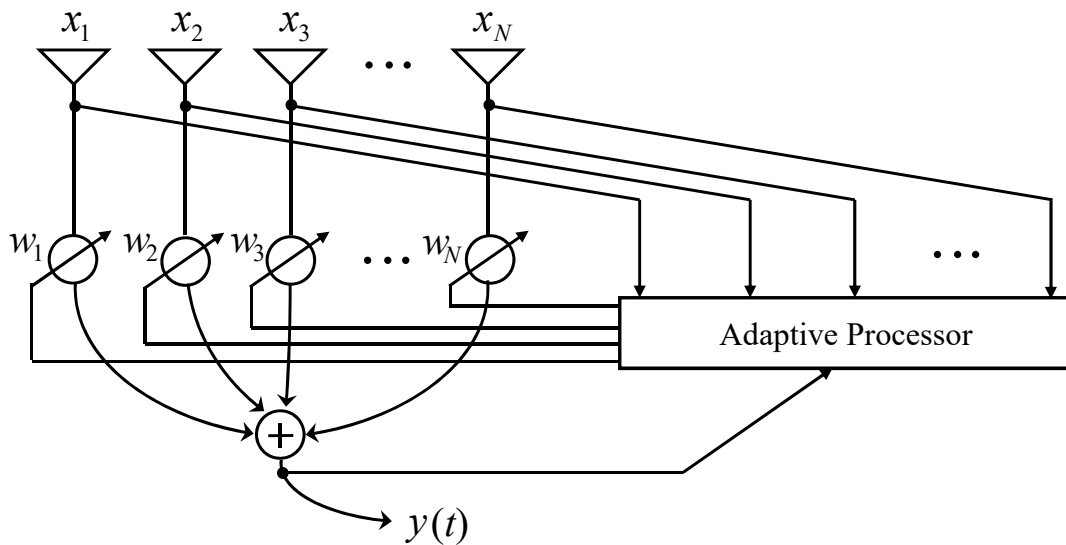


図 2.2: N 素子アダプティブアレー構成

望信号は主アンテナによるそれと比べて無視できるくらい小さいと考えられ、この補助アンテナを使って主アンテナのサイドローブで受信した妨害波を相殺するのである。結果的に、このシステムは、合成指向性パターンにおいて妨害波方向にヌルを作ることができる。このようなサイドローブキャンセラの動作から分かるように、アダプティブヌルステアリングの最も重要な機能は、各々のアンテナ素子（チャンネル）における妨害波の振幅と位相を制御し、アレー出力で妨害波が相殺されるようにそれらのチャンネル出力を合成することである。サイドローブキャンセラの主アンテナ、補助アンテナの区別をなくしたアレーアンテナ構成のキャンセラがアダプティブアレーの一般形と考えられる。図 2.2 に N 素子アダプティブアレーの一般形を示す。ここで p 素子目のアンテナに対して重み付けを行うウェイト w_i は複素形式で表現され信号の振幅と位相を調整するものである。

アダプティブアレーは電波環境に対する情報について学習しつつビームパターンや周波数特性を適応的に環境に従い変化させるため、干渉波に対する予備知識や事前情報は基本的に必要にならないが、干渉波やノイズを含んだ周囲環境から所望信号の情報をうまく取り出すためには所望波、所望信号における事前情報や予備知識を必要することが多く、詳細については以下で紹介するが到来方向や搬送波周波数、ビットパターン、変調方式、偏波などをうまく利用するような様々な手法が提案されている。従って各アダプティブアレーにおける動作原理に関して、これらの予備知識や用いる評価関数、原理によって大きく次のように分類可能である [10],[13].

1. 最小 2 乗誤差法 (MMSE : Minimum Mean Square Error)

MMSE 方式として代表的な手法は最急降下法に基づく LMS アダプティブアレーであり、直接解法である SMI や再帰的最小 2 乗法 (RLS) などが提案されこの種類に分類される。特に LMS アルゴリズムは確実に評価関数の (局所) 最小点に辿り着く点 (厳密には H^∞ (min-max) 規範においてロバストである)、計算負荷が小さい点などが特徴であり汎用性の高い手法であるが、近接波が存在したり各波の電力比が大きい場合に収束が極端に遅くなるという欠点が知られている。SMI 方式は演算量が多いという問題があるが固有値広がりの問題を克服することが可能であり、近年コンピュータにおける演算能力が発展しているためその価値は高まっている。カルマンフィルタの一種としても考えられる RLS アルゴリズムについても固有値分散問題が改善されているうえ、特に SNR が良好な際に LMS アルゴリズムに比べ速い収束特性を誇る点、相関行列 \mathbf{R}_{xx} の固有値広がりによる影響が少ない点、ミスアジャストメントが理論的には 0 である点などが特長として挙げられる手法であり様々な分野で強力な手法として応用されている [15],[16].

2. 最大 SNR 法 (MSN : Maximum Signal-to-Noise ratio)

MSN はサイドローブキャンセラを起源とし、出力の SNR を評価基準としてその最大化を行うフィードバックループに基づき、所望波の到来方向 (DOA) が既知であるという前提のもとで動作するようなアナログ、デジタルの両者で実現可能な手法である。その原理は所望波の DOA 情報における前提が異なるだけで MMSE アダプティブアレーと本質的に一致し、MVDR/DCMP アダプティブアレーともある条件において一致したりと関連する手法である。特に所望波の DOA 情報は非常に重要であり、DCMP アダプティブアレーとともに、その実信号入力 DOA との誤差が指向誤差 (Pointing/Steering error) と呼ばれ、特性に大きな影響を与えることに注意したい [14].

3. 拘束付出力電力最小化法 (CMP : Constrained Minimization of Power)

CMP については、その拘束条件により本稿でも使用し後ほど詳しく紹介する方向拘束付き出力最小化法 (DCMP) や同原理である MVDR とパワーインバージョン (PI) 方式などに分類される [17]-[20]. 特に、PI アダプティブアレーに関しては前提条件が他手法と大きく異なる点の特徴であり、アレー自由度が妨害波数と等しくかつ所望波電力が妨害電力よりも小さい場合のように利用環境の前提条件が既知の場合に限られるが所望波の波形や到来方向の情報は必要ないといった特徴ある手法である。ヌルステアリングに対し電力反転効果を積極的に利用しており、MSN アダプティブアレーや DCMP アダプティブアレーとその原理を関連付けることも可能である [13].

表 2.1: 各アダプティブアレーの特徴比較

動作原理	beamforming	null steering	事前情報	その他制約
MMSE	○	○	所望波のレプリカ (相関性)	-
MSN	×	○	所望波の DOA	-
MVDR/DCMP	×	○	所望波の DOA	-
PI	△	○	不要波数 = DOF ($=N - 1$)	不要波電力 > 所望波電力
CMA	○	○	不要	定包絡線変調波 (振幅変調×)

4. 定包絡線信号用アルゴリズム (CMA : Constant Modulus Algorithm)

CMA は最小 2 乗誤差法的一种として解釈されるが、特に移動通信など到来波に関する予備知識を得ることが難しい場合を前提とし、このような状況でも多重波や干渉波の抑圧の実現を目的としたアダプティブアレーである。特に、変調方式が周波数変調や位相変調の場合、信号の包絡線が一定であるという性質に着目し、各到来波の合成波となるアレー入力において発生する包絡線の変動成分に対し、アレー出力の包絡線の歪成分が最小となるようにウェイトを制御し多重波、干渉波を抑圧するという動作原理である [106],[107]。CMA はその評価関数の形状が凸でないため一意に定まらず SMI による閉形式の解は存在しないため、逐次アルゴリズムである LMS や RLS が代表的な最適化手法として利用される。その他、差動型 CMA (Differential CMA) と呼ばれるタイムスロットの概念を導入し前タイムスロットと現タイムスロットとの振幅値の差分を最小化させるような手法も提案されている。

上述のように各手法の原理は完全に独立しているわけではなく関連していたりある条件下においては共通となる関係性である。移動通信用途に適するようなアダプティブアレーの動作原理については、所望信号の DOA 情報を必要とせず、かつ所望波に対して相関のある遅延波や多重波の抑圧処理が可能な原理が実装の親和性が高く、上述の分類において該当するアルゴリズムは MMSE, CMA になる。一方、MSN や MVDR, DCMP は DOA 情報が必要であるが本稿でも紹介する MUSIC 法などに代表されるような各種到来方向推定アルゴリズムを併用することにより移動体通信においても十分に利用可能であると考えられる。表 2.1 に各アダプティブアレーの概要に関して、その特徴を比較表としてまとめる。

2.2 空間領域アダプティブアレーモデルにおけるフィルタ理論

2.2.1 空間領域観点の信号モデル

N 素子等間隔リニアアレー (ULA) の各アンテナ素子に対し、アダプティブなウェイトをそれぞれ対応させた図 2.3 のようなモデルを仮定する。ここで、それぞれ方位角 $\theta_1, \dots, \theta_D$ を有する D 波の入射波が、加法性白色ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) 環境下において各アンテナで観測されるとする。加えて各入射波は狭帯域かつ平面波であるとし、各入射信号と雑音はそれぞれ無相関であるとする。

このとき、入力信号ベクトルは離散時間 k を用いることで

$$\mathbf{x}(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k)]^T \quad (2.16)$$

で示される。また、ULA における基準素子を第 1 素子とした際に第 p 素子において観測される信号 $x_p(k)$ は、以下の式で表現される。

$$x_p(k) = \sum_{i=1}^D s_i(k) z_{s_i}^{-(p-1)} + n_p(k) \quad (2.17)$$

ただし、 $s_i(k)$ は複素表現による i 番目の入力素波を表現し、

$$z_{s_i} = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_c} d \sin \theta_i} \quad (2.18)$$

は第 i 素波における各アンテナ素子への入力どうしの一定間隔の到来角のずれを空間的な遅延量として捉えたものである。また、 $n_p(k)$ は第 p 素子における受信信号に対する AWGN、 λ_c は搬送波 (キャリア) の波長、 d は単位アレー素子間隔 (ULA であるため各素子間で同一)、 θ_i は各素波ごとの到来方向 (DOA) を表す。

またここで、図 2.3 の空間信号処理部における複素数の形式で表現される適応的なウェイトベクトル $\mathbf{w}(k)$ について次式のように与えると、

$$\mathbf{w}(k) = [w_1(k), w_2(k), \dots, w_N(k)]^T \quad (2.19)$$

すると、この空間領域アダプティブアレーにおけるアレー出力 $y(k)$ はウェイトベクトル $\mathbf{w}(k)$ とアレー入力ベクトル $\mathbf{x}(k)$ の内積の形で表現可能である。

$$y(k) = \mathbf{w}^H(k) \mathbf{x}(k) \quad (2.20)$$

各ウェイト素子 w_p は複素形式のため、前述の振幅 A_p と位相 δ_p 各調整量の役割を持つことがわかり、この値をうまく調整、即ち最適化することで理想的には干渉波や雑音を抑えて所望波のみを出力するように調整された出力 $y(k)$ を得ることが可能となる。

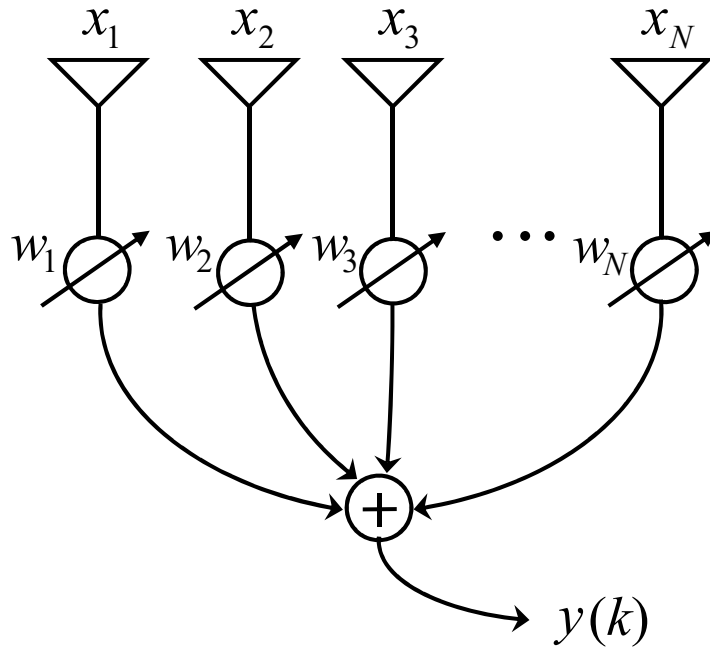


図 2.3: 一般的な N 素子等間隔アダプティブアレー

2.2.2 FIR フィルタ

フィルタとは、信号の中から特定の成分を抽出、除去することを目的とした回路や機能である。線形適応フィルタの動作は2つの基本的なプロセスから成立している。1つはフィルタ処理プロセスであり、入力データ系列に応答して出力を生成する。もう1つは適応プロセスであり、これはフィルタプロセスで用いられるパラメータのうち調整可能なものを適応制御する。これら2つのプロセスは相互作用しながら動作しており、フィルタ処理プロセスで選択されているフィルタ構成によりアルゴリズム全体における大部分の動作が決まる。

デジタルフィルタは、線形フィルタと非線形フィルタに分類され、線形時不変フィルタにおいては、FIR フィルタとIIR フィルタに大別される [15]。今回は提案手法において空間フィルタとして利用する FIR について紹介する。FIR フィルタの構成を図 2.4 に示す。 N 次 FIR フィルタとは、

$$y_k = h_0 u_k + h_1 u_{k-1} + \dots + h_N u_{k-N} = \sum_{k=0}^N h_k u_{k-N} \quad (2.21)$$

と表されるように、現在および過去における入力 u_{k-N} のみを用いて現在の出力 y_k が決定するような因果性を保ったシステムとして知られている。遅延量 z を利用すれば、

$$u_{k-1} = z^{-1} u_k \quad (2.22)$$

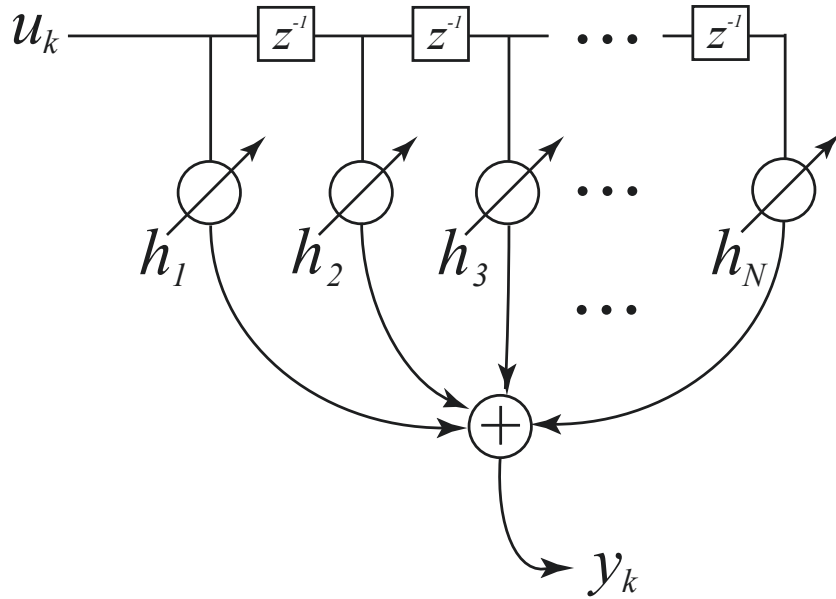


図 2.4: N 次 FIR フィルタ

であるため，式 (2.21) は z 変換を利用して，

$$\begin{aligned} Y(z) &= h_0U(z) + h_1z^{-1}U(z) + h_2z^{-2}U(z) + \dots + h_Nz^{-N}U(z) \\ &= (h_0 + h_1z^{-1} + h_2z^{-2} + \dots + h_Nz^{-N})U(z) \end{aligned} \quad (2.23)$$

と書き直すことができる．伝達関数を $H(z)$ とすると，一般に，

$$Y(z) = H(z)U(z) \quad (2.24)$$

と表現可能であるため，FIR フィルタの伝達関数は以下のように表すことができる．

$$H(z) = h_0 + h_1z^{-1} + \dots + h_Nz^{-N} = \sum_{k=0}^N h_kz^{-k} \quad (2.25)$$

$H(z)$ のインパルス応答 h_k は，係数 h_k と等しく，

$$h_k = \begin{cases} h_k & (0 \leq k \leq N) \\ 0 & (k > N) \end{cases} \quad (2.26)$$

となり，その長さは有限である．

また，フィルタはそのインパルス応答が収束するとき安定であるといい，フィルタが安定であるための必要十分条件は以下で表現される．

$$\sum_{k=0}^{\infty} |h_k| < \infty \quad (2.27)$$

特に FIR フィルタは、式 (2.27) の条件を常に満たすので、係数の値にかかわらず本質的に安定である。安定性が保証されていることにより、設計の段階で乗算係数を設定する際、フィルタの安定について特別に考慮する必要がなく扱いやすい。また、直線位相特性を実現できるため、位相の歪みが生じないという特徴もある。

2.2.3 空間領域アダプティブアレーモデルと時間領域 FIR フィルタ構造

2.2.1 で紹介したように、等間隔リニアアレーへの到来波が平面波であると仮定した場合、各アンテナ素子における受信信号は各素波ごとに一定の到来角のずれが生じるため、これらを空間的な遅延量として考えることが可能である。また、同一のタイミングにおいて各アレー素子への入力を空間軸（アンテナ素子）方向に対して、空間的にサンプリングされたものと捉えることもできる。このとき、空間領域（アンテナ素子方向、空間周波数方向）に関してフーリエ変換や z 変換を考えることが可能であり、これらを周波数領域における信号処理と対応付けることが可能である。これらの発想を用いて空間領域ベースのアダプティブアレーと時間領域における FIR フィルタ、FIR システムとの対応付けを図る。

2.2.1 項で示した図 2.3 のような一般的な（簡易的な）アダプティブアレーの出力 $y(k)$ は、アレー入力 $\mathbf{x}(k)$ に対し空間信号処理部における適応ウェイトベクトル $\mathbf{w}(k)$ を複素共役を考慮し掛けることで実現することが可能であった。

$$y(k) = \mathbf{w}^H(k) \mathbf{x}(k) \quad (2.28)$$

いま、式 (2.28) で表現されるアレー出力 $y(k)$ をベクトルの各要素ごとの積に分解して表現し直すと、次式のようにも記述可能である。

$$y(k) = \sum_{p=1}^N w_p^*(k) x_p(k) \quad (2.29)$$

さらに、式 (2.29) のアレー入力 $x_p(k)$ を詳細に記述し、各素波 $s_i(k)$ ごとの空間遅延量 z_{s_i} を適用すると、

$$y(k) = \sum_{p=1}^N w_p^*(k) \sum_{i=1}^D s_i(k) z_{s_i}^{-(p-1)} + \sum_{p=1}^N w_p^*(k) n_p(k). \quad (2.30)$$

ここで、式 (2.30) 右辺第 1 項における各アレーウェイト $w_p^*(k)$ とそれぞれの素波ごとに表現される空間遅延量 z_{s_i} を関係付けることにより、第 i 波目の到来素波に対する空間的な FIR フィルタとして、その伝達関数を

$$H_i(z_{s_i}) = \sum_{p=1}^N w_p^*(k) z_{s_i}^{-(p-1)}, \quad (2.31)$$

で表現することが可能である。特に、各ウェイト $w_p^*(k)$ は図 2.4 で示すような、広く知られる時間領域ベースの FIR フィルタ（システム）におけるインパルス応答 $h(k)$ と対応付けられ、このとき、空間的な遅延量 z_{s_i} は入力信号 s_i に対する z 領域における時間遅延（1 時刻のずれ）の表現に対応すると捉えることが可能である。また、式 (2.30) の右辺第 2 項も記述に関する簡単化のため、

$$\hat{n}(k) = \sum_{p=1}^N w_p^*(k) n_p(k). \quad (2.32)$$

で与えることとすると、これらの式 (2.31), (2.32) を用いて、式 (2.30) は以下のように表現することができる。

$$y(k) = \sum_{i=1}^D H_i(z_{s_i}) s_i(k) + \hat{n}(k) \quad (2.33)$$

従って、各素波ごとに分解された詳細な検討を経て、式 (2.33) より空間領域におけるアダプティブアレー信号処理部の構造は、各入力素波とそれぞれの素波に対する FIR フィルタの伝達関数の積をそれぞれ足し合わせたものと捉えることができる。加えて、式 (2.30), (2.33) よりわかるように、各適応ウェイト $w_p^*(k)$ はアレー信号処理部における空間的な適応フィルタとして所望波、干渉波、観測雑音のすべてに影響を及ぼし、その自由度が許す限り所望波のみを通過させ、干渉波や雑音を抑圧するような組み合わせが最適化や調整によって選択されることが望まれることが理解できるであろう。

2.3 ビームフォーマ

アダプティブアレーにおけるビームフォーミング技術に関してその歴史的背景と原理について 2.1.1, 2.1.3 節で紹介し、アレーアンテナ上における信号処理として非常に重要な技術である点について理解を深めた。本節では拡張アレー上におけるビームパターン形成の応用例として紹介されたこともある MVDR/DCMP ビームフォーマについて紹介するとともに、自己相関行列のロバスト性改善に対してその効果が知られ実装が容易な点も特長である DL 法について言及することで提案手法の議論を扱うための準備を進める。

2.3.1 MVDR/DCMP ビームフォーマ

ここでは MVDR ビームフォーマに関して紹介する [18]。前述のように DCMP ビームフォーマと [13], [17] と紹介される手法も原理は同じであることが知られており、その起源は Frost が LMS アルゴリズムに基づく MMSE アダプティブアレーに対し "fidelity

constraint”と呼ばれるウェイトに対する拘束条件を課したアルゴリズムについて提案し、さらに線形拘束条件に基づく出力電力最小化法 (CMP) へと理論的に発展させたことに端を発する [19]. その後, Frost の手法においてアンテナ素子とウェイトとの間に配置したプレフィルタである方向補正フィルタの冗長性に着目した鷹尾, 藤田らにより, 拘束条件に方向性を含ませた DCMP アダプティブアレーが提案された. システムにおける特性はソフトウェア制御が可能なウェイトによってすべて決定可能となるため, アダプティブアレーはより一層柔軟性に溢れるシステムとなるとともに, ソフトにおいてはハードと比較し改善検討や実装も容易なため広帯域信号や角度広がりを持つ信号など従来は適用対象から外れてきた入力信号に対する適用の可能性が増すこととなった. 最適化手法に関しては, 直接解法によるものに加え, 最急降下法に代表されるようなイタレーションを伴う最適化アルゴリズムにより求めることも可能であるが, ここでは特に直接解法に関して紹介する.

初期に発展した所望波の整相処理に特化したビームフォーマについては所望波方向以外の到来波を比較的大きくなる可能性のあるサイドローブで受信してしまう可能性があるため, 干渉波の影響が顕著になることが問題として存在した. また, ビームパターンにおける分解能はアレー開口長に依存するため, アレー素子数が限定された場合に所望の分解能が得られず 2 波以上の近接波を分離受信するための十分な性能が得られない場合があることも問題点の一つとして挙げられた. これらの問題を解決するための手法として様々な適応整相処理手法が提案され, MVDR ビームフォーマも手法のうちの一つとして提案されている. この方法は適応整相処理にて整相方向, 即ち所望波方向の出力は拘束して, 出力パワーを最小にするように動作するため, 所望波の方向の感度はキープしたまま不要波の到来方向に対する利得が理想的には 0 になるようにビームパターンを制御することが可能である.

ここまでで紹介してきた一般的なアレー信号処理モデルと同様, アレー素子数 N , アレー入力ベクトル $\mathbf{x}(k)$, MVDR におけるウェイトベクトルが \mathbf{w} で与えられた際, アレー出力 $y(k)$ は以下で表現される.

$$y(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) \quad (2.34)$$

ただし, $\{\cdot\}^H$ はエルミート転置を表す. ここで式 (2.34) より出力電力 (エネルギー) は下記のようになる.

$$\begin{aligned} P_{\text{Out}} &= \frac{1}{2} E[y(k)y^*(k)] \\ &= \frac{1}{2} \mathbf{w}^H E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)]\mathbf{w} \\ &= \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (2.35)$$

ここで \mathbf{R}_{xx} は以下のように生成される受信信号ベクトル $\mathbf{x}(k)$ における自己相関行列や共分散行列である.

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)] \quad (2.36)$$

MVDR におけるウェイトベクトルは所望波方向の感度は保持しつつ、式 (2.35) の出力パワーを最小とするような目的に適した係数をとる. この拘束条件を式で表現するためには所望波方向に対するアレーステアリングベクトル $\mathbf{a}(\theta_1)$ を利用する.

$$\mathbf{a}(\theta_1) = [e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_c}d_1 \sin \theta_1}, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_c}d_2 \sin \theta_1}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_c}d_N \sin \theta_1}]^T \quad (2.37)$$

所望波方向の感度を保つためのステアリングベクトル $\mathbf{a}(\theta_1)$ を用いた拘束条件は,

$$\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_1) = 1 \quad (2.38)$$

であり, これを用いて式 (2.35) を最小とするような拘束条件付きの最小化問題における目的関数 J は Lagrange の未定乗数法を用いて以下のように表現可能である.

$$J = \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} + \lambda \{ \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_1) - 1 \} \quad (2.39)$$

ただし, λ は Lagrange の未定乗数を示す. 式 (2.39) における \mathbf{w} , λ に対する微分が 0 となるような \mathbf{w} , λ を求めることで, 最適な \mathbf{w}_{MVDR} は以下のように導出される.

$$\mathbf{w}_{\text{MVDR}} = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta_1)}{\mathbf{a}^H(\theta_1) \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta_1)} \quad (2.40)$$

よって, 導出された MVDR ビームフォーマにおける最適ウェイト \mathbf{w}_{MVDR} を用いて得られる出力パワーは以下となる.

$$P_{\text{MVDR_Out}} = \frac{1}{2 \mathbf{a}^H(\theta_1) \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta_1)} \quad (2.41)$$

このようにして, 所望波方向の感度は保持しつつ出力パワーを最小とする, 即ち干渉波抑圧性能を実現するような適応ウェイト \mathbf{w}_{MVDR} を用いた信号処理が可能となる.

2.3.2 DL によるランク回復

アレー信号処理における共分散行列あるいは自己相関行列の重要性は非常に大きい, スナップショット数が充分でない場合や SNR が高くノイズが少ない場合に非正則になりランク欠損が生じることがあり得る. それぞれ, 共分散行列の実観測値は定常状態においてスナップショット数を増し無限時間の観測を行うことで真値へ漸近することが知られている点, SNR の環境を行列の正則性の観点から適切な状態に維持する点は, 特に長時間の定常状態となりづらいう移動体通信やレーダー, ソナーなどの実ユースケースへの

応用を想定した場合には満足することが難しい条件であり、共分散行列の数値安定性や精度が著しく低下することに繋がる。

また、前節で紹介した MVDR に代表されるような適応整相処理において、信号の実際の到来方向は連続、即ち無限の分解能を有することと等価であるのに対し、実際は機械演算を用いた離散的な到来方向における処理になるため真の到来角と演算処理時の到来角の間のずれが少なからず生じ所望波キャンセルと呼ばれるパフォーマンス低下を伴う現象に繋がることが知られている [108].

そこでこれらの対策となるロバスト化の手法として、ある定数を対象である行列 \mathbf{R}_{xx} の対角成分に加えることで正則化を図る手法が提案されており、この手法のことを対角ローディングと呼びランク回復効果も見込むことができる [18]. DL 法は以下の式で表現可能である。

$$\mathbf{R}_{DL} = \mathbf{R}_{xx} + \delta \mathbf{I}_N, \quad (2.42)$$

ただし、 δ は任意の調整係数であり、 \mathbf{I}_N はサイズ N の単位行列を示す。DL 法は空間平均のような操作が必要ないため適用が容易であり演算量も少なくその応用範囲は広いと考えられる。また、空間平均法のような DOF の減少が発生しない点に大きなアドバンテージがあると考えられる。一方、調整量 δ の選択に関しては、その値を大きくするとランク回復能力は上がるがノイズを付加しているという側面もあるため精度は落ちることに繋がる点は注意が必要である。ただし、前述の理想の所望波方向と離散的な処理上の所望波方向の差から影響が出る所望波キャンセルの影響は改善可能であり、出力パワーの劣化を防ぐ効果が期待できる。

2.4 到来方向推定手法

アレーアンテナ上で機能する到来方向 (DOA) 推定手法はこれまでに様々な手法が提案されてきた。最も基本的でフーリエ変換と同じ原理であるビームフォーマ法 [109] にはじまり、Capon 法 [110]、線形予測法 (LP: Linear Prediction) などが提案されている。その後、アレー入力における相関行列の固有値に基づく最小ノルム (Min-Norm) 法、MUSIC 法 [61]-[64] や、ESPRIT (Estimation Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 法 [111] などが提案されるとともに、超分解能とも呼ばれるような優れたパフォーマンスを実現可能でありその拡張アレーへの応用も含め現在においても盛んに研究や開発、実装検討が進められている。これらの基本原理はアダプティブアレーにおけるビームフォーマと同様ビームサーチとヌルサーチに大別され、メインローブを利用するかヌル点を利用するかで区分される。

表 2.2: 各到来方向推定アルゴリズムの特徴比較

推定手法	基本原理	アレー形状	主な計算	その他
Beamformer	beam search	制約なし	角度サーチ	-
Capon	beam search	制約なし	角度サーチ	-
LP	null search	制約なし	角度サーチ	-
Min-Norm	null search	制約なし	固有展開 角度サーチ	-
MUSIC	null search	制約なし	固有展開 角度サーチ	-
ESPRIT	null search	2つの同形任意アレー (ULAなどを分割利用も可)	固有展開	アレー多様体が不要
SAGE	beam search	制約なし	最尤推定 角度サーチ	モードベクトル既知
MODE	null search	等間隔アレー	最尤推定 固有展開	-

DOA 推定手法における発展の背景はアダプティブアレーとは別であるが、原理としてはアダプティブアレーと大きな関連性があるためアダプティブアレーと同様の特性をうまく利用したアプローチであるとも捉えることが可能である。例えば Capon 法では MVDR アダプティブアレーと同様の原理であると思ふことができ、LP 法についてはサイドローブキャンセラや PIAA と等価である。加えて最小ノルム法もノルム拘束条件付き電力最小化問題と考えられる。

また、SAGE(Space-Alternating Generalized Expectation maximization) アルゴリズム [112] や MODE(Method Of Direction Estimation) 法 [113] などの最尤推定法は、計算負荷が大きくなったり適用できるアレー形状が限定されるなどの制約はあるものの相関波（コヒーレント波）においても到来方向推定が可能であるという特徴がある。

本節では拡張アレーにおいてもその応用が提案され十分に実績のある MUSIC 法について紹介するとともに、ランク回復法の一つとしてよく知られる有用な手法である空間平均法について説明を行う。表 2.2 に各到来方向アルゴリズムの概要とそれぞれの特徴を比較したまとめを示す。

2.4.1 MUSIC 法

MUSIC 法は相関行列の固有値、固有ベクトルを用いた手法であり DOA 推定手法の中でも最も有名な手法の一つである。

N 素子 ULA の信号モデルについて、 $N \times 1$ サイズのアレーステアリングベクトル $\mathbf{a}(\theta_i)$ の各要素は p 番目の素子への入力として θ_i の角度から到来する基準位置に対する各到来波の位相遅れを用いて $a_p(\theta_i) = e^{j(2\pi/\lambda_c)d_p \sin \theta_i}$ のように表現される。ここで、パラメータ

λ_c は搬送波の波長, $d_p = pd$ は基準位置と p 番目の素子位置の間隔を示し, 基準の距離単位となる単位アレー素子間隔は一般的な $d = \lambda_c/2$ で定義する.

いま, D 波の狭帯域入力波が到来角 $\{\theta_i, i = 1, 2, \dots, D\}$ でそれぞれアレーに入力すると仮定すると, 受信信号ベクトル

$$\mathbf{x}(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k)]^T \quad (2.43)$$

は以下によって表現される.

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (2.44)$$

ただし,

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_D)], \quad (2.45)$$

$$\mathbf{s}(k) = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_D(k)]^T \quad (2.46)$$

はそれぞれはアレー多様体, 各入力素波によって表現される $s_i(k)$ 入力素波ベクトルであり, これらの要素は一般的に複素数を示す.

$$\mathbf{n}(k) = [n_1(k), n_2(k), \dots, n_N(k)]^T \quad (2.47)$$

はノイズベクトルであり, 空間的にも時間的にも白色ガウシアン分布に従う信号である. すると, アレー入力ベクトルの $\mathbf{x}(k)$ における自己相関行列は以下のように表現される.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} &= E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)] \\ &= \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I}_N \end{aligned} \quad (2.48)$$

σ^2 は熱雑音などに代表されるノイズのエネルギー (電力), \mathbf{I}_N は $N \times N$ の単位行列を表現するとともに, 信号相関行列あるいは共分散行列とも呼ばれる \mathbf{R}_{ss} は以下のように与えられる.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{ss} &= E[\mathbf{s}(k)\mathbf{s}^H(k)] \\ &= \begin{bmatrix} E[|s_1(k)|^2] & E[s_1(k)s_2^*(k)] & \cdots & E[s_1(k)s_D^*(k)] \\ E[s_2(k)s_1^*(k)] & E[|s_2(k)|^2] & \cdots & E[s_2(k)s_D^*(k)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[s_D(k)s_1^*(k)] & E[s_D(k)s_2^*(k)] & \cdots & E[|s_D(k)|^2] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.49)$$

ここで $s_i(k)$ は互いに無相関かつ時間方向も無相関な信号であると仮定すると \mathbf{R}_{ss} は対角行列となり D フルランクであり, 方向行列とも呼ばれるアレー多様体 \mathbf{A} についても各到来波における DOA が異なるような状況下ではその列ベクトルがそれぞれ独立とな

るため、その行列 \mathbf{A} はフルランクでありランク D になる。よって、入力相関行列 \mathbf{R}_{xx} も D ランクを持つ非負定値エルミート行列となることが示される。

\mathbf{R}_{xx} において信号に関わる右辺第1項 $\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H$ の固有値を $\mu_i (i = 1, 2, \dots, N)$, \mathbf{R}_{xx} 全体に対する固有値を $\nu_i (i = 1, 2, \dots, N)$, 固有ベクトル $\boldsymbol{\eta}_i (i = 1, 2, \dots, N)$ を用いて表現すると,

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{xx}\boldsymbol{\eta}_i &= (\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I})\boldsymbol{\eta}_i \\ &= \mu_i\boldsymbol{\eta}_i + \sigma^2\boldsymbol{\eta}_i \\ &= (\mu_i + \sigma^2)\boldsymbol{\eta}_i \\ &= \nu_i\boldsymbol{\eta}_i \quad (i = 1, 2, \dots, N)\end{aligned}\tag{2.50}$$

とできる。

$$\nu_i = \mu_i + \sigma^2 \quad (i = 1, 2, \dots, N)\tag{2.51}$$

のように、 \mathbf{R}_{xx} の固有値はノイズなしである理想状態の入力相関行列に相当する $\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H$ の固有値に対しノイズエネルギー成分が重畳された（加算された）のみの状態であることがわかる。ここで、 \mathbf{R}_{xx} の固有値について調べると以下のような関係性が確認される。

$$\nu_1 \geq \nu_2 \geq \dots \geq \nu_D \gg \nu_{D+1} = \dots = \nu_N = \sigma^2\tag{2.52}$$

従って相関行列を生成した後にその固有値分解を行い、十分に小さいであろうと想定されるノイズエネルギー σ^2 と比較し大きい固有値を数えることで到来波数 D について推定することも可能である。当然、その他波数推定手法を用いることでよりそのロバスト性を高めることは可能となる。

次に式 (2.50) とにおいて熱雑音電力に代表される AWGN に相当する固有値に関連する固有ベクトルについて、

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{xx}\boldsymbol{\eta}_i &= (\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I})\boldsymbol{\eta}_i \\ &= \sigma^2\boldsymbol{\eta}_i \quad (i = D + 1, D + 2, \dots, N)\end{aligned}\tag{2.53}$$

よって以下が導出される。

$$\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H\boldsymbol{\eta}_i = 0\tag{2.54}$$

$$\mathbf{A}^H\boldsymbol{\eta}_i = 0 \quad (i = D + 1, D + 2, \dots, N)\tag{2.55}$$

$$\boldsymbol{\alpha}^H(\theta_\ell)\boldsymbol{\eta}_i = 0 \quad (\ell = 1, 2, \dots, D; i = D + 1, D + 2, \dots, N)\tag{2.56}$$

ただし、行列 \mathbf{A} と \mathbf{R}_{ss} はフルランクであることに基づいている。式 (2.56) は σ^2 で表現される固有値に対する固有ベクトルが理想的にはすべての到来波における方向ベクトル

ルに対し直交するような関係であることを示す。指向性パターンとしては固有ベクトル $\boldsymbol{\eta}_i (i = D + 1, D + 2, \dots, N)$ をアレーアンテナにおけるウェイトベクトルとして捉えらると、ヌルビームが各到来波の DOA に対し形成されているような状態であると考えられる。 $(N - D)$ 個の固有ベクトル $\boldsymbol{\eta}_i (i = D + 1, D + 2, \dots, N)$ をアレーアンテナにおけるウェイトとして用いたとき、すべての到来方向に対してヌルを形成可能である。ここで、固有ベクトル $\boldsymbol{\eta}_i (i = 1, 2, \dots, N)$ は互いに直交するため N 次元のエルミート空間における正規直交基底ベクトルとして扱うことが可能であり、この N 次元空間については以下の部分空間に区分することが可能である。

$$\mathbb{S} = \text{span}\{\boldsymbol{\eta}_1, \boldsymbol{\eta}_2, \dots, \boldsymbol{\eta}_D\} \quad (2.57)$$

$$\mathbb{N} = \text{span}\{\boldsymbol{\eta}_{D+1}, \boldsymbol{\eta}_{D+2}, \dots, \boldsymbol{\eta}_N\} \quad (2.58)$$

ただし、 \mathbb{S} と \mathbb{N} は互いに直交補空間としての関係であり、 \mathbb{S} 、 \mathbb{N} はそれぞれ信号部分空間 (signal subspace)、雑音部分空間 (noise subspace) として知られる空間である。一方、式 (2.57) に基づき以下で表現される \mathbb{S}' についても \mathbb{N} と直交するような D 次元空間を張ることがわかる。

$$\mathbb{S}' = \text{span}\{\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)\} \quad (2.59)$$

従って上述の部分空間 \mathbb{S} と \mathbb{S}' はそれぞれ N の D 次元の直交補空間を示すため、空間としては同様の信号部分空間を構成していると考えられる。即ち、

$$\mathbb{S} = \mathbb{S}'. \quad (2.60)$$

いま、到来方向推定における議論を進めると、 $(N - D)$ 個の固有ベクトルをウェイトベクトルのように使用することで以下の $(N - D)$ 個の式によって角度スペクトルの生成が可能である。

$$P_{\text{MN}_i}(\theta) = \frac{1}{|\boldsymbol{\eta}_{D+i}^H \mathbf{a}(\theta)|^2} \quad (i = 1, 2, \dots, N - D) \quad (2.61)$$

MUSIC 法においては角度スペクトルにおけるスプリアスをできるだけ排除し、各スペクトルにおける共通、即ち真である可能性の高い DOA に対応するようなスペクトルのみをうまく抽出するために、以下のような合成をしある 1 つの固有ベクトルに対するスペクトルが偶然大きくなってた場合にもその影響を軽減するような対策を考える。

$$P_M(\theta) := \frac{1}{\sum_{i=1}^{N-D} \frac{1}{P_{\text{MN}_i}(\theta)}} \quad (2.62)$$

ここで、式 (2.62) について $\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)$ を用いて正規化を適用すると以下のような表現となる。

$$\begin{aligned} P_M(\theta) &:= \frac{1}{\sum_{i=D+1}^N |\boldsymbol{\eta}_i^H \mathbf{a}(\theta)|^2} \times \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta) \\ &= \frac{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^H\mathbf{a}(\theta)} \end{aligned} \quad (2.63)$$

$$\mathbf{E}_N := [\boldsymbol{\eta}_{D+1}, \boldsymbol{\eta}_{D+2}, \dots, \boldsymbol{\eta}_N] \quad (2.64)$$

上記は MUSIC スペクトルとされ θ おけるスペクトルサーチによって D 個のピークスペクトルを探索することで各入力波の DOA を示す $\{\theta_1, \dots, \theta_D\}$ を推定することが可能となる。

ただし、入力信号における SNR が低い場合やスナップショット数が不十分なケースにおいて相関行列 \mathbf{R}_{xx} の精度が低くなるため到来方向推定精度の劣化に繋がるような弱点も存在する。その改善法として Root-MUSIC アルゴリズムを始めとした様々な手法が提案されている。

2.4.2 空間平均処理によるランク回復

仮想アレーにおける問題点の一つとして観測信号ベクトル $\mathbf{x}(k)$ から生成した相関行列 \mathbf{R}_{xx} のランク欠落が挙げられる。相関行列は DOA やビームフォーミングをはじめとした数多くのアレー信号処理技術において利用される重要な行列であり、ランク欠落による特性劣化は従来より問題視されその様々な回復方法が提案されている [20],[114]。ここではその一例として拡張アレーにおいても同様に応用の実績のある空間平均処理を紹介する。いま、直線状に等間隔に並んだ ULA におけるアンテナ素子数を N とすれば、 N は奇数または偶数の値となり得る。 i 番目から $i + (N/2 + \ell - 1)$ 番目までの要素を抜き出したサブアレーの観測ベクトルを \mathbf{x}_i とするとその相関行列は、以下のように表現される。

$$\mathbf{R}_{ii} = \mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^H \quad (2.65)$$

ただし、 $\ell = 1/2$ (N は奇数), $\ell = 0$ (N は偶数) である。これらに対して以下のように空間領域、即ちアンテナ素子数方向に対して移動平均処理を行うことを考えると、

$$\mathbf{R}_{SS} = \frac{1}{N/2 + \ell} \sum_{i=1}^{N/2+\ell} \mathbf{R}_{ii}. \quad (2.66)$$

このようにして得られる \mathbf{R}_{SS} を空間平均処理された相関行列と呼び、その性質上半正定値行列となる。自由度は $1/2$ に減少させてしまうことになるが、上述のランク欠落の間

題に対する改善手法として、また入力信号どうしの相関性を緩和する手段として非常に有効である。上記はあくまで一例であり、Forward-Backward 空間平均処理をはじめとした別の手法を用いることでDOFの減少量を抑えることも可能である [114]。

2.5 拡張アレー

移動体通信において、アダプティブアレーアンテナによる適応ビーム形成技術は、干渉波を除去し所望波を抽出するという重要な役割を担うことを本章を通じて紹介してきた [11],[12],[60]。また、到来方向 (DOA) 推定手法もアレーアンテナにおいて入力波の到来方向を推定する手法として非常に有用な技術であり、これまでにさまざまな種類の手法が提案されている [61]-[64]。これら手法は一般的にアンテナ素子数 N に対し、 $O(N)$ の自由度を持つ信号処理と捉えられてきたが、その後現在までに、自由度 $O(N)$ の拡張に対して様々な検討が行われており、MRAs や 4 次キュムラントを利用した手法が提案されている [65]。ただし、前者は複雑な演算処理やアレー配置が必要であることが多いというデメリットがあり、後者は非ガウシアン分布を持つ信号のみに限定されるといった制限がその主な弱点として知られている。また、KR 積を用いたコンセプトが提案されており [75]-[77]、準定常状態を仮定することで $(2N - 1)$ の自由度を持つ差分アレーを扱うことが可能である（拡張アレーの開口長の一部を仮想アレーで構成する）が、定常状態では使用不可能であるという問題が存在する。

1.2 節で紹介したように、スパースセンシングの一つであるスパースアレー構成として分類されるネストアレー [20],[70]-[72] やコプライムアレー [73],[74] は差分アレーの代表的なアレー構成であるとともに非常に協力的な手法でありその理論体系の発展は著しい。空間領域の 1 次元アレーのみに対してではなく 2 次元アレー [70],[71] や円形アレー [81]、時間方向の処理に対してもその理論が拡張されており、現在話題を集める 5G のさらに先の技術として現在も数々の論文が発表されている研究が盛んな技術領域である。後ほどその詳細を紹介するように、ネストアレー、コプライムアレーといった定式化して表現が可能な手法は機械化、実装の観点をはじめとして非常に有用であるうえ、例えば 2 レベルネストアレーは $O(N^2)$ の自由度を、 $2K$ レベルネストアレーとなるとその自由度は $O(N^{2K})$ のオーダーで拡張可能である。そして、差分アレーの DOF の最大値は理論的に $N(N - 1) + 1$ に限定されることが知られている。

その他、 $2q$ 次のオーダーのキュムラントに基づく複数レベルのネストアレー構成 [72]、素子間相互結合を考慮した配置により精度を高めたスーパーネストアレー [82],[83] やオーギュメントドネストアレー [84]、さらに 2 次元アレーにおいて Hourglass array [86] と呼ばれる配置法やこれらに対しさらに最適化手法により配置された例も種々提案され

ている。加えて、拡張アレーにおける DOA 推定手法としてテンソルモデリングを使用した手法 [87]-[89]、CS や GCS といったアレーモードベクトルに依存する空間をうまく利用して共分散行列をより理想状態に近づけることで精度やロバスト性を向上させるような手法が提案されている [90],[91]。

本節では特に体系的に理論化されてきた KR 積拡張差分アレーについてその数理モデルを紹介するとともに、その代表的な構成の一例として知られるネストアレーのうち最も基本的で理解しやすく応用範囲も広い 2-レベルネストアレーについて紹介する。

2.5.1 KR 積拡張差分アレー

N 素子 Non-ULA の信号モデルについて、 $N \times 1$ サイズのアレーステアリングベクトル $\mathbf{a}(\theta_i)$ の各要素は p 番目の素子への入力として θ_i の角度から到来する基準位置に対する各到来波の位相遅れ $a_p(\theta_i) = e^{j(2\pi/\lambda_c)d_p \sin \theta_i}$ を用いて表現される。ここで、パラメータ λ_c は搬送波の波長、 d_p は基準位置と p 番目の素子位置との間隔を示し、単位距離を $d = \lambda_c/2$ で定義する。

いま、 D 波のシンボル $\{s_i(k), i = 1, 2, \dots, D\}$ 、エネルギー（電力） $\{\sigma_i^2, i = 1, 2, \dots, D\}$ を持つ狭帯域入力波が到来角 $\{\theta_i, i = 1, 2, \dots, D\}$ でそれぞれアレーに入力したと仮定した場合、受信信号ベクトル

$$\mathbf{x}(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k)]^T \quad (2.67)$$

は以下によって表現される。

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k), \quad (2.68)$$

ただし、

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_D)], \quad (2.69)$$

$$\mathbf{s}(k) = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_D(k)]^T \quad (2.70)$$

はそれぞれはアレー多様体、各入力素波によって表現される $s_i(k)$ 入力素波ベクトルであり、ここでは $s_i(k)$ は互いに無相関かつ時間方向も無相関な信号であると仮定する。これらの要素は一般的に複素数を示すが、1次元で与えることも可能である。

$$\mathbf{n}(k) = [n_1(k), n_2(k), \dots, n_N(k)]^T \quad (2.71)$$

はノイズベクトルであり、空間的にも時間的にも無相関の白色ガウシアン分布に従う信号である。いま、アレー入力ベクトル $\mathbf{x}(k)$ における自己相関行列は以下のように表現

される.

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_{xx} &= E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)] \in \mathbb{C}^{N \times N} \\
&= \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I}_N \\
&\simeq \mathbf{A} \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & & & O \\ & \sigma_2^2 & & \\ & & \ddots & \\ O & & & \sigma_D^2 \end{bmatrix} \mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I}_N
\end{aligned} \tag{2.72}$$

ここで,

$$\mathbf{R}_{ss} = E[\mathbf{s}(k)\mathbf{s}^H(k)] \in \mathbb{R}^{D \times D}, \tag{2.73}$$

$\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N \times D}$ であり, σ^2 はノイズのエネルギー (電力) を示し, $\mathbf{I}_N \in \mathbb{R}^{N \times N}$ は単位行列を表現する. 拡張アレーにおいて重要なポイントとなる処理として \mathbf{R}_{xx} をベクトル化することを考えると

$$\begin{aligned}
\mathbf{z} &= \text{vec}(\mathbf{R}_{xx}) \in \mathbb{C}^{N^2 \times 1} \\
&= (\mathbf{A}^* \odot \mathbf{A})\mathbf{p} + \sigma^2\mathbf{1}_N \\
&= \text{vec} \left\{ \sum_{i=1}^D \sigma_i^2 (\mathbf{a}(\theta_i)\mathbf{a}^H(\theta_i)) \right\} + \sigma^2\mathbf{1}_N,
\end{aligned} \tag{2.74}$$

ただし,

$$\mathbf{1}_N = [\mathbf{e}_1^T, \mathbf{e}_2^T, \dots, \mathbf{e}_N^T]^T \in \mathbb{R}^{N^2 \times 1} \tag{2.75}$$

$$\mathbf{p} = [\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_D^2]^T \in \mathbb{R}^{D \times 1} \tag{2.76}$$

であり, \odot は KR 積の演算子を表現している. 単位ベクトル $\mathbf{e}_i \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ は i 番目の行が 1 であり, それ以外の要素は 0 であるベクトルとなる. $\mathbf{A}^* \odot \mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N^2 \times D}$ の行成分は拡張アレーステアリングベクトルとして見做され, $\{d_p - d_q \mid 1 \leq p \leq N, 1 \leq q \leq N\}$ のような仮想アレー位置を表現するような成分を含む. この形式は差分アレーと呼ばれ, DOA 推定や適応ビームフォーミングなどへの応用が検討されている. また, 差分アレーは入力ベクトルの 2 次統計量として振る舞うことが知られており, σ_i^2, σ_j^2 ($i \neq j$) は互いにコヒーレント (相関性を持つ) 信号となる. 文献 [20] によって, 差分アレーにおける理論的な最大 DOF は

$$\text{DOF}_{\text{Diff_Max}} = N(N - 1) + 1 \tag{2.77}$$

で与えられることが示されている.



図 2.5: 6 素子 2-レベルネスタアレー構成

さらに、アレー多様体 $\mathbf{A}^* \odot \mathbf{A}$ における冗長な列を取り除き仮想アレーの位置として昇順に対応するよう並べ替え、その行列を $\mathbf{A}_m \in \mathbb{C}^{N_m \times D}$ で表現する。ただし、 N_m は冗長性を除去した際の拡張アレー素子数に対応する。観測ベクトルも同様にその要素において冗長な列を取り除き仮想アレー位置を昇順に対応するよう並べ替えたものを新たに $\mathbf{z}_m \in \mathbb{C}^{N_m \times 1}$ で表すと以下となる。

$$\mathbf{z}_m = \mathbf{A}_m \mathbf{p} + \sigma^2 \hat{\mathbf{e}} \quad (2.78)$$

ただし、 $\hat{\mathbf{e}} \in \mathbb{R}^{N_m \times 1}$ は $(N_m/2 - 1/2)$ 列目の要素は 1、それ以外は 0 となるようなベクトルを表現する。差分アレーのうちの代表的の一つであり次節でも紹介するネスタアレー [20] の配置、ここでは特に 6 素子 2-レベルの一例を図 2.5 に示す。

2.5.2 2-レベルネスタアレー

不等間隔アレーによる KR 積拡張アレー処理における具体例の一例として 2-レベルネスタアレーを紹介する。2-レベルネスタアレーとは図 2.5 のように、異なる 2 つの実 ULA のセットから構成されるアレーアンテナであり、各 ULA の階層（レベル、グループ）はそれぞれレベル 1 とされる基準点の近くに配置される内側のアレー（拡張アレー実現後に内側に配置される）、レベル 2 と呼ぶ基準点から遠くに配置される外側のアレーで構成することが一般的である。レベル 1 の ULA は素子数 N_1 、素子間隔 d_{L1} で表現し、レベル 2 の ULA についても同様に N_2 、 d_{L2} で表現されるとする。ここで、レベル 2 のアレーアンテナにおける素子間隔 d_{L2} は $d_{L2} = (N_1 + 1)d_{L1}$ を満たすように配置すると、レベル 1 におけるアレー位置 d_{inner} とレベル 2 におけるアレー位置 d_{outer} は以下で与えられる。

$$d_{\text{inner}} = n_1 d_{L1}, \quad (n_1 = 1, 2, \dots, N_1), \quad (\text{1st-level}), \quad (2.79)$$

$$d_{\text{outer}} = n_2 d_{L2} = n_2 (N_1 + 1) d_{L1}, \quad (n_2 = 1, 2, \dots, N_2), \quad (\text{2nd-level}) \quad (2.80)$$

2-レベルネスタアレーに拡張アレー処理を適用することで

$$d_{N_{2L}} = n d_1, \quad (n = -\{N_2(N_1 + 1) - 1\}, \dots, N_2(N_1 + 1) - 1), \quad (2.81)$$

表 2.3: N_1, N_2 の最適値

N	最適 N_1, N_2	DOF
even	$N_1 = N_2 = \frac{1}{2}N$	$\frac{N^2-2}{2} + N$
odd	$N_1 = \frac{N-1}{2}, N_2 = \frac{N+1}{2}$	$\frac{N^2-1}{2} + N$

の位置に実アレーを含んだ連続的な仮想素子から成る $N_{\text{Nested,2L}} = 2N_2(N_1 + 1) - 1$ の ULA が実現される。これは実素子数が同じ $N_1 + N_2$ とした場合の MIMO レーダーと比較し 2 倍の DOF を実現可能であることが知られている。また、受信側のみで実現されている点、配置に関して MRAs のようなコンピュータによる探索が必要なく定式化がなされている点も特筆すべき優位点である。

素子数を一定 $N_1 + N_2 = N$ とした条件下において DOF を最大化させるような最適な N_1, N_2 の与え方と最大アレー自由度は相加相乗平均 (AM-GM : Arithmetic Mean and Geometric Mean) より表 2.3 のように導出される。

ただし、2 レベルのネスト化では差分アレーにおける DOF の最大理論値 DOF_{max} の半分程度に制限されている点に注意が必要である。よって差分アレーにおけるさらなる DOF の向上については 2 レベルより多くのネスト構成に拡張した K -レベルネストアレーやネストアレーの発展、派生形、その他構成にて検討がなされている。

第 3 章

加算・差分複合アレーの実現

本章では提案手法である加算・差分複合アレーに関して紹介する。加算・差分複合アレーは、従来のネストアレーやコプライムアレーに代表される各種差分アレーに対し、1.3 節で目的 1 として紹介した”DOF のさらなる拡張”を主目的とするとともに、目的 2 とした”連続的な仮想アレーの実現”を達成することによってホールがなく連続で扱いやすい仮想素子の拡張を図る。具体的には各種差分アレーと比較しよりスパースに実アレーを配置するとともに加算アレーの考え方を融合させることで、差分で表現できない仮想アレーを加算表現による実現を行い差分アレーのみで可能な実現量の限界を超えた大幅な DOF の拡張を実現させていく [98]-[103]。

これまでに MIMO のような送信システム (Tx), 受信システム (Rx) とともに複数のアンテナ、センサを用いたアクティブセンシング手法については、拡張アレーにおける加算アレーと同様の役割として捉えることも可能であったが [76],[115], Rx システム側のみで加算アレーが構成された例は著者らの検討と同時期に提案された時間方向の相関をうまく扱うことで加算アレーの実現を狙った手法 [116],[117] 程度であった。我々は別の切り口から仮想アレーの生成原理と扱う対象となる信号の特徴に着目することで加算アレーの考え方を Rx 側のみで導入するとともに、その準最適なアレー配置に関して定式化の検討を進める。その結果として、文献 [116] の手法と比較した場合にも演算量は少なく加算アレーを生成できることがそれぞれの原理からも明らかであるとともに、前述の文献は対象が既存の一般的なコプライムアレーであるのに対し、我々は独自の新しい配置法を提案することでその DOF 拡張効果においても大きなアドバンテージが得られることを本章で紹介する。

本章は以下の構成である。3.1 節では、仮想アレーの生成原理に着目し自己相関行列と受信信号について検討を行うことで Rx システムにおける加算アレーの実現方法について議論を進める。続いて 3.2 節では、加算・差分複合アレーにおいて 2 つの目的として定めたより多くの DOF 拡張効果と連続的なアレーを実現するための実アレー構成に

関して、その準最適と考えられる配置方法の定式化について議論を進める。次に 3.3 節では素子数を明確にした際の一例を示し、提案手法における加算アレー、差分アレーそれぞれの役割や DOF 拡張の様子、構成原理について理解を深める。また、3.4 節では他の代表的な手法との DOF 拡張効果の比較を行うことで提案手法における有用性を確認する。最後に 3.5 節でまとめと今後の課題について紹介する。

3.1 拡張アレーの生成原理に基づく加算アレーの実現

1.2 節, 2.5 節でその発展の様子と概要について紹介してきた差分アレーに関して、さらに DOF の拡張を図ることはできるのだろうかという問い、DOF を拡張したいという要求は自然に発生するであろう。よって、本節では目的 1 として紹介した差分アレーに対する”DOF のさらなる拡張”を目的として、加算アレーのコンセプトを導入し差分によって生成される成分と加算によって生成される成分の両者を用いることでその目的の達成に向けて議論を行う。

いま、2.5 節で紹介した KR 積に基づく差分アレーにおいて最も重要なポイントである差分アレーの生成プロセスに立ち返り、仮想アレーの生成原理に関して議論を進める。差分アレーにおいて重要で核となる拡張信号処理箇所とは、通常のアレー入力ベクトル \mathbf{x} によって導かれる式 (2.72) の共分散行列とも呼ばれる自己相関行列 \mathbf{R}_{xx} に着目すると、その行列成分に各実アレー素子位置から 2 素子を選択した次のような組み合わせ $\{d_p - d_q \mid 1 \leq p \leq N, 1 \leq q \leq N\}$ 、即ち差分で表現されるすべての組み合わせについて仮想アレーモードベクトル成分が生成される点である。

そして式 (2.74) のように、この自己相関行列 \mathbf{R}_{xx} を $\text{vec}(\mathbf{R}_{xx})$ のようにベクトル化することで $\text{vec}(\mathbf{R}_{xx})$ は $\{d_p - d_q \mid 1 \leq p \leq N, 1 \leq q \leq N\}$ で表現可能な各位置に対応する仮想モードベクトル要素を持つ拡張アレー入力を実現することが可能である。このとき、アレー多様体 \mathbf{A} どうしを KR 積を用いて $\mathbf{A}^* \odot \mathbf{A}$ のように表現可能なことから KR 積差分拡張アレーとも呼ばれることが知られている。ただし、後段の拡張信号処理にて扱い易くかつ演算量削減効果の観点から、拡張モードベクトルの要素をそのポジションに対して降順、昇順に並べ替えたり、重複要素を除去あるいは平均化して冗長性をなくした式 (2.78) で表現されるような拡張入力ベクトル \mathbf{z}_m のように扱うことが一般的である。このような原理に従って $O(N^2)$ の DOF、すなわち拡張アレー素子の生成を可能としていることがわかる。

ここで議論を進めるにあたり、式 (2.72), (2.74) に基づき以下のような解釈しやすい形

式に拡張入力ベクトル \mathbf{z} を変形させる.

$$\begin{aligned}
\mathbf{z} &= \text{vec}(\mathbf{R}_{xx}) \\
&= \text{vec} \left\{ \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_N \right\} \\
&= \text{vec} \left\{ \mathbf{A} \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & & & O \\ & \sigma_2^2 & & \\ & & \ddots & \\ O & & & \sigma_D^2 \end{bmatrix} \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_N \right\} \\
&= \text{vec} \left\{ \sum_{i=1}^D \sigma_i^2 (\mathbf{a}(\theta_i) \mathbf{a}^H(\theta_i)) \right\} + \sigma^2 \mathbf{1}_n \\
&= \left\{ \sum_{i=1}^D \sigma_i^2 (\mathbf{a}^*(\theta_i) \otimes \mathbf{a}(\theta_i)) \right\} + \sigma^2 \mathbf{1}_n \tag{3.1}
\end{aligned}$$

ただし,

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_{xx} &= E[\mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k)] \\
&= \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H + \tilde{\sigma}^2 \mathbf{I}_N \tag{3.2}
\end{aligned}$$

であり, \otimes はクロネッカー積を示す.

ここで重要な事実は $(\mathbf{a}^*(\theta_i) \otimes \mathbf{a}(\theta_i))$ も拡張アレーの一種である差分アレーを構成するための仮想アレーのステアリングベクトルを表現するという点である. 例えば, 代表的な差分アレーの一種である 6 素子ネストアレーのアレー配置

$$\{d_p, d_q\} = \{0, 1, 2, 3, 7, 11\} \tag{3.3}$$

について実例を交えて実アレーと拡張アレーのモードベクトル成分を表す $\mathbf{a}(\theta_i)$ に着目して考える.

$$\mathbf{a}(\theta_i) = [a_{d_1}(\theta_i), a_{d_2}(\theta_i), \dots, a_{d_N}(\theta_i)]^T \tag{3.4}$$

ここでアレーモードベクトルにおける構成要素は以下のように表現可能である.

$$a_{d_p}^*(\theta_i) a_{d_q}(\theta_i) = a_{d_q - d_p}(\theta_i) \tag{3.5}$$

ただし

$$1 \leq p \leq N, 1 \leq q \leq N. \tag{3.6}$$

上記配置における素子の組み合わせの一例として $d_p = 2, d_q = 7$ の場合について議論すると, 複素形式の仮想アレー成分は以下のような演算によって得られる仕組みであることがわかる.

$$a_2^*(\theta_i) a_7(\theta_i) = a_5(\theta_i) \tag{3.7}$$

元々、実アレーは $\{0, 1, 2, 3, 7, 11\}$ の位置に配置され $d_p = 5$ の位置には存在していないため、物理的にアレーが存在する $d_p = 2, d_p = 7$ に対応するモードベクトル成分から式 (3.7) のオペレーションによって、 $a_5(\theta_i)$ という $d_p = 5$ の位置において i 波目の到来方向の情報を持つ仮想素子成分が生成されたということがわかる。

いま、前述のように DOF の拡張、即ち拡張アレーにおける仮想素子の増加を目的とし、加算アレーのコンセプトを拡張アレーの受信側における拡張信号処理に適用させ受信側のみで実現することを考える。加算の概念を導入することによって、 $\{d_p + d_q \mid 1 \leq p \leq N, 1 \leq q \leq N\}$ で表現される位置に仮想素子を生成することで、差分表現である $\{d_p - d_q \mid 1 \leq p \leq N, 1 \leq q \leq N\}$ の表現のみでは表現できない位置を $\{d_p, d_q\}$ の組み合わせから実現し、差分のみで達成できる以上の大幅な DOF の増加を実現させようというアイデアに基づくものである。前述のとおり加算アレーに関しては、MIMO のような送受信ともに複数素子を持つアレーシステムにおいては既に実現されていたと解釈することも可能であるが [76],[115]、受信システム側のみでの実現は本研究と同時期に文献 [116],[117] で提案されている程度であり新しいコンセプトの手法である。我々の手法は前述の仮想アレーモードベクトルの生成プロセスに着目し、送信側の物理的システムそのものは変更せず、検討の簡易化のためまずはシンボルの変調方法を実数（振幅）に限定することにより前述の文献の手法と比較し容易に実装が可能であり演算量が格段に少ない点が優位性のうちのひとつとして挙げられる。また、文献 [116],[117] は対象が既存の一般的なコプライムアレー構成であるのに対し、我々は独自の新しい配置法を提案するため DOF 拡張効果において大きなアドバンテージが得られることを 3.4 節でその検証結果を交えて紹介する。

まず、単純に加算アレーのモードベクトルを表現しようと考えた場合、

$$a_{d_q+d_p}(\theta_i) = a_{d_p}(\theta_i)a_{d_q}(\theta_i) \quad (3.8)$$

となると仮定される。よってこの表現を起点として拡張アレーの導出過程に立ち戻る形

で検討を進める．即ち，以下のような変形を考える．

$$\begin{aligned}
& \left\{ \sum_{i=1}^D \tilde{\sigma}_i^2 (\mathbf{a}(\theta_i) \otimes \mathbf{a}(\theta_i)) \right\} + \tilde{\sigma}^2 \mathbf{1}_n \\
&= \text{vec} \left\{ \sum_{i=1}^D \tilde{\sigma}_i^2 (\mathbf{a}(\theta_i) \mathbf{a}^T(\theta_i)) \right\} + \tilde{\sigma}^2 \mathbf{1}_n \\
&= \text{vec} \left\{ \mathbf{A} \begin{bmatrix} \tilde{\sigma}_1^2 & & & O \\ & \tilde{\sigma}_2^2 & & \\ & & \ddots & \\ O & & & \tilde{\sigma}_D^2 \end{bmatrix} \mathbf{A}^T + \tilde{\sigma}^2 \mathbf{I}_N \right\} \\
&= \text{vec} \left\{ \mathbf{A} \tilde{\mathbf{R}}_{ss} \mathbf{A}^T + \tilde{\sigma}^2 \mathbf{I}_N \right\} \\
&= \text{vec}(\tilde{\mathbf{R}}_{xx}) \\
&= \tilde{\mathbf{z}} \in \mathbb{C}^{N^2 \times 1}
\end{aligned} \tag{3.9}$$

$\tilde{[\cdot]}$ のアクセント記号は，これら拡張加算アレー中に利用，生成される成分が拡張差分アレーと同一であることが自明ではなく異なる可能性があることを明示している．上式はそれぞれ式 (3.5), (3.1) と比較しアレー多様体，モードベクトルにおいて従来複素共役を用いた乗算で差分（減算）を表現していた項が複素共役を用いない乗算（加算）による表現に変化していることがわかる．例えば，式 (3.5) における $[\cdot]^*$ が式 (3.8) では $[\cdot]$ に，その影響で式 (3.1) における複素共役転置や複素共役を表現する $[\cdot]^H$ ， $[\cdot]^*$ が式 (3.9) においては通常の転置，複素共役演算のない $[\cdot]^T$ ， $[\cdot]$ に置き換えられている．これらが自然に実現可能である場合は， $[\cdot]^* = [\cdot]$ が成立するとき，つまり所望波の信号については実数であると仮定する必要がある．すると，

$$s_1(k) = s_1^*(k) \tag{3.10}$$

が成立する．このとき時間信号における自己相関演算によって生成される所望波信号のエネルギーについても

$$\tilde{\sigma}_1^2 = \sigma_1^2 \tag{3.11}$$

が成り立ち，所望波に対する加算アレーが信号成分に対して厳密に実現可能であるといえる．4章における拡張アレーシステムにおける変調から復調までの通信システム全体の実現に関する議論でも紹介するように，このような送信素波，シンボルは実数という制約は現時点では拡張アレーシステムにおいては不自然ではないと考えられる．もちろんより詳細な議論によるこの制約の緩和や除去は今後の検討課題として挙げられる．ただし，ノイズについては厳密には $\tilde{\sigma}^2 \neq \sigma^2$ であり差分アレーと等価とはならないが，こ

こでの最大の目的は仮想の加算アレーにおける拡張入力信号成分（エネルギー、モードベクトル）を実現することであるうえ、アダプティブアレーにおいてフロアノイズは除去される方向に働くことが知られているため大きな影響はないと想定される。また、複素形式のような2次元ではなく1次元に落とし込んだ議論においては $\tilde{\sigma}^2 = \sigma^2$ は成立する。よってここではノイズに関する議論についても今後の課題とする。このとき、 $\tilde{\mathbf{R}}_{xx}$ はアレー入力ベクトル $\mathbf{x}(k)$ を用いて以下の形式で表現可能である。

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{R}}_{xx} &= E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)] \\ &= \mathbf{A}\tilde{\mathbf{R}}_{ss}\mathbf{A}^T + \tilde{\sigma}^2\mathbf{I}_N \in \mathbb{C}^{N \times N}\end{aligned}\quad (3.12)$$

ただし、 $\tilde{\mathbf{R}}_{ss}$ は実信号 $\tilde{\mathbf{s}}$ に対応する（自己）相関行列あるいは共分散行列を示す。上述の議論によって $\tilde{\mathbf{R}}_{xx}$ に基づく拡張観測ベクトル $\tilde{\mathbf{z}}$ は加算アレーにおける拡張入力ベクトルであるとみなすことができることがわかる。 $a_{d_q+d_p}(\theta_i) = a_{d_p}(\theta_i)a_{d_q}(\theta_i)$ を前提としているため、仮想素子における加算表現による拡張ステアリングベクトルについても $\tilde{\mathbf{z}}$ で実現されることは自明である。

逆に、式 (3.10) が実現された場合、式 (3.5),(3.1) は式 (3.8),(3.9) と形式が等価になる（ただし上述のようにノイズは $\tilde{\sigma}^2 \neq \sigma^2$ である）。即ち式 (3.10) は加算アレーを上述の議論で実現するための十分条件であるといえる。

最後に加算アレーの生成処理として新しく与えた $\tilde{\mathbf{R}}_{xx}$ における加算拡張アレー入力信号の生成の過程について、各入力波におけるモードベクトル $\mathbf{a}(\theta_i)$ とその要素 $a_{d_p}(\theta_i)$ 、素波 $s_i(k)$ 、素波のエネルギー $\sigma_i(k)$ 、各素子入力におけるガウシアンノイズ成分 $n_{d_p}(k)$ とその加算アレー上での差分アレーにおけるエネルギーに相当する成分 $\sigma_n d_p$ を用いた数式に分解してその詳細を解説する。まず、 $\mathbf{x}(k)$ は式 (2.67)-(2.70) から、より詳細について以下のようにも記述可能である。

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(k) &= [x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k)]^T \\ &= \mathbf{A}\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \\ &= [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_D)][s_1(k), s_2(k), \dots, s_D(k)]^T + \mathbf{n}(k) \\ &= \begin{bmatrix} a_{d_1}(\theta_1)s_1(k) + a_{d_1}(\theta_2)s_2(k) + \dots + a_{d_1}(\theta_D)s_D(k) + n_{d_1}(k) \\ a_{d_2}(\theta_1)s_1(k) + a_{d_2}(\theta_2)s_2(k) + \dots + a_{d_2}(\theta_D)s_D(k) + n_{d_2}(k) \\ \vdots \\ a_{d_N}(\theta_1)s_1(k) + a_{d_N}(\theta_2)s_2(k) + \dots + a_{d_N}(\theta_D)s_D(k) + n_{d_N}(k) \end{bmatrix} \\ &= \left[\sum_{i=1}^D a_{d_1}(\theta_i)s_i(k) + n_{d_1}(k), \sum_{i=1}^D a_{d_2}(\theta_i)s_i(k) + n_{d_2}(k) \dots, \sum_{i=1}^D a_{d_N}(\theta_i)s_i(k) + n_{d_N}(k) \right]^T\end{aligned}\quad (3.13)$$

ここで、 $\mathbf{a}(\theta_i), \mathbf{n}(k)$ はそれぞれ式 (3.4), (2.71) より以下である。ただし、 $\mathbf{n}(k)$ は他の要素と同様、素子位置に対応することの明確化のため下付き文字にあたるインデックスを $d_{\{i\}}$ の形式で表現し直している。

$$\mathbf{a}(\theta_i) = [a_{d_1}(\theta_i), a_{d_2}(\theta_i), \dots, a_{d_N}(\theta_i)]^T \quad (3.14)$$

$$\mathbf{n}(k) = [n_{d_1}(k), n_{d_2}(k), \dots, n_{d_N}(k)]^T \quad (3.15)$$

同様に、式 (3.12) に対し前述の式 (3.13) を適応させると、

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_{xx} &= E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)] \\ &= \mathbf{A}\tilde{\mathbf{R}}_{ss}\mathbf{A}^T + \tilde{\sigma}^2\mathbf{I}_N \\ &= E \left[\begin{array}{c} \left[\sum_{i=1}^D a_{d_1}(\theta_i)s_i(k) + n_{d_1}(k), \sum_{i=1}^D a_{d_2}(\theta_i)s_i(k) + n_{d_2}(k) \cdots, \sum_{i=1}^D a_{d_N}(\theta_i)s_i(k) + n_{d_N}(k) \right]^T \\ \left[\sum_{i=1}^D a_{d_1}(\theta_i)s_i(k) + n_{d_1}(k), \sum_{i=1}^D a_{d_2}(\theta_i)s_i(k) + n_{d_2}(k) \cdots, \sum_{i=1}^D a_{d_N}(\theta_i)s_i(k) + n_{d_N}(k) \right] \end{array} \right] \\ &= \begin{bmatrix} E \left[\sum_{i=1}^D a_{d_1}(\theta_i)a_{d_1}(\theta_i)s_i(k)s_i(k) \right] + E[n_{d_1}(k)n_{d_1}(k)] & \cdots \\ E \left[\sum_{i=1}^D a_{d_2}(\theta_i)a_{d_1}(\theta_i)s_i(k)s_i(k) \right] & \ddots \\ \vdots & \\ E \left[\sum_{i=1}^D a_{d_N}(\theta_i)a_{d_1}(\theta_i)s_i(k)s_i(k) \right] & \cdots \\ \cdots & E \left[\sum_{i=1}^D a_{d_1}(\theta_i)a_{d_N}(\theta_i)s_i(k)s_i(k) \right] \\ & E \left[\sum_{i=1}^D a_{d_2}(\theta_i)a_{d_N}(\theta_i)s_i(k)s_i(k) \right] \\ \ddots & \vdots \\ \cdots & E \left[\sum_{i=1}^D a_{d_N}(\theta_i)a_{d_N}(\theta_i)s_i(k)s_i(k) \right] + E[n_{d_N}(k)n_{d_N}(k)] \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^D \tilde{\sigma}_i a_{d_1+d_1}(\theta_i) + \tilde{\sigma}_{nd_1} & \cdots & \sum_{i=1}^D \tilde{\sigma}_i a_{d_1+d_N}(\theta_i) \\ \sum_{i=1}^D \tilde{\sigma}_i a_{d_2+d_1}(\theta_i) & \ddots & \sum_{i=1}^D \tilde{\sigma}_i a_{d_2+d_N}(\theta_i) \\ \vdots & & \vdots \\ \sum_{i=1}^D \tilde{\sigma}_i a_{d_N+d_1}(\theta_i) & \cdots & \sum_{i=1}^D \tilde{\sigma}_i a_{d_N+d_N}(\theta_i) + \tilde{\sigma}_{nd_N} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.16)$$

よって、各成分において、各第 i 素波のエネルギー $\tilde{\sigma}_i$ と加算演算によって拡張された位置 $d_q + d_p$ における仮想モードベクトル $a_{d_q+d_p}(\theta_i)$ の積の総和が出現していることがわかる。即ち、 $\tilde{\sigma}_i = \sigma_i$ が成立する場合、上記演算によってきちんと実素子位置による加算で表現される位置に対して仮想アレー入力信号におけるエネルギー（振幅に相当）と位相ずれが表現できていることが理解できる。

本手法の特徴としては、加算表現を追加することによって従来の差分表現のみでは表現できない仮想位置の組み合わせを補足可能であることであるが、現段階では加算の表

現にはマイナス方向の表現が含まれていないことに気づく．このままでは負の位置においてホールが存在してしまうこととなるため，何らかの対策が必要となる．そこで以下のように負の位置に対する仮想アレーの実現を図る．いま，アレーステアリングベクトルの持つ基本的な性質によりその複素共役が $a_{d_p}^*(\theta_i) = a_{-d_p}(\theta_i)$ を表すことについて思い出すと，このオペレーションは元の位置 d_p におけるアレー成分に対して原点対象の位置 $-d_p$ における仮想アレー成分の生成に対応していることがわかる．そこで，式 (3.8) で記される加算アレーの拡張ステアリングベクトル成分の生成原理と同様の議論によって，その負の方向は

$$\begin{aligned} a_{-(d_q+d_p)}(\theta_i) &= a_{-d_q-d_p}(\theta_i) \\ &= a_{-d_q}(\theta_i)a_{-d_p}(\theta_i) \\ &= a_{d_q}^*(\theta_i)a_{d_p}^*(\theta_i) \end{aligned} \quad (3.17)$$

で表現可能であるといえる．従って 3.1 節の議論と同様にこの原理を式 (3.2), (3.12) の形式で表現すると，

$$\check{\mathbf{R}}_{xx} = E[\mathbf{x}^*(k)\mathbf{x}^H(k)] \in \mathbb{C}^{N \times N} \quad (3.18)$$

$$\check{\mathbf{z}} = \text{vec}(\check{\mathbf{R}}_{xx}) \in \mathbb{C}^{N^2 \times 1} \quad (3.19)$$

ただし，ここでも加算アレーの原理の前提を利用しているため，素信号 $s_s(k)$ が実数であるという前提条件が存在する．

これらを踏まえて 4 章以降では実際に提案手法である加算・減算複合アレーにおける加算アレーパートを実現し，シミュレーションにてその議論の妥当性と DOF 拡張効果について検証する．

3.2 加算・差分複合アレーの配置構成と定式化

本節では，前節で紹介した受信システムにおける加算アレーモデルを従来の差分アレーモデルに導入することによって加算・差分複合アレーの実現を考えるとともに，その準最適なアレー配置に関して定式化について検討する．最も主眼に置く目的は目的 1 である従来手法に対する”DOF のさらなる拡張”が実現されることであるが，加えて目的 2 で定めた”連続的な仮想アレーの実現”に基づくホールがなく連続で扱いやすい仮想素子を実現するような拡張方法についても達成することを目指し議論を進める．生成された仮想アレーが連続的であることのメリットとしては，信号処理の扱いやすさに加え，数多くのこれまでに提案されてきたアレー信号処理の手法が連続的なアレーを対象にしたものが基本となるので応用範囲が広いためである．ここで，実アレーとは物理的なア

ンテナ、センサを並べたセットのことを、仮想アレーは実アレーから拡張信号処理によって実現された仮想素子と実素子を並べたセットのことを指すとともに、仮想アレー（あるいは実アレー）の存在しない位置をホールと呼ぶことを再掲しておく。特に、等間隔やその他あるルールに基づいて素子を並べていく場合に素子が欠落する箇所をホールとして扱うことが多い。

前節における議論の通り $s_1(k)$ が実数を持つことを前提とした場合、式 (3.2),(3.12) で示したように、拡張加算アレー入力ベクトル \tilde{z} は従来の差分アレーにおける拡張入力ベクトル z において通常のアレー入力 x から自己相関行列 R_{xx} を生成過程で、複素共役 $x(k)x^H(k)$ に代えて共役を取らない転置 $x(k)x^T(k)$ の表現を使用することで実現することが可能であることを示した。また、文献 [116],[117] のような手法に対しても差分と加算を混合した場合に特化した新たな配置方法に対する検討についてはなされていないため、その効果を最適に近づけるための配置法として当然適用可能であり非常に価値のある議論であると考えられる。

ここで早速実アレーセンサー配置 $\{d_p\}$ の定式化について検討を進める。定式化されることによる利点としては、準最適なアレー配置がアレー素子数などの条件が変更される毎に都度改めて配置検討を行う必要がなく得られる点や、ハードウェア、ソフトウェアによる実装が式の表現に従えば良いため容易となる点、他手法との比較検討（例えば DOF や演算量）が可能となる点などが挙げられ、非常に意味のある議論である。ただし、準最適と表現したように定式化可能な表現が真に最適なアレー配置とは限らないという点には注意したい。即ち各種制限下において最適化アルゴリズム、全探索をした場合によりよい配置が存在する可能性は残る。

本検討におけるポイントは減算成分に加えて加算成分を有効利用し、ホールが生成されないよう連続的な仮想アレーが多く並ぶような構成を考えることである。まず、ネストアレーとコプライムアレーにおける配置法が差分アレーの代表的な配置であり、両者とも実アレーの配置を2グループ以上の組（レベル）にして配置を行うという特徴が見られることがわかる。ここでは、コプライムアレーは原理的に冗長な仮想素子が多く発生しうするため、特にネストアレーの配置からヒントを得る形でアレー配置を階層（レベル）に分けることを考える。議論の簡単化のため、2レベルのアレー構成の場合かつ素子数 N が偶数の場合について考えると、 $N/2$ 素子ずつの2つのアレー群に分けることができる。直感的に想像しやすい加算・減算処理の演算後における仮想アレー配列の連続性に着目し、1層目はネストアレーと同様、基準位置 d_0 から $d_{N/2-1}$ まで d の間隔ずつを空けて並べることにする。即ち、以下で表現される位置に並べる場合、1レベル目の $N/2$ 素子分のみによって生成される仮想素子は加算成分を含めて d_{N-2} 成分まで連続的

に生成されることは自明である.

$$d_p = pd \quad (0 \leq p \leq N/2 - 1) \quad (3.20)$$

続いて, 2層目の配置 $\{d_{\alpha_p} \mid 1 \leq p \leq N/2\}$ についても1層目の配置との演算により各 d_{α_p} 成分に対して減算成分が $d_{\alpha_{p-(N/2-1)}}$, 加算成分が $d_{\alpha_{p+(N/2-1)}}$ まで連続的に生成されることを考慮すれば, 仮想素子が必ず連続することが約束される最大区間は下記のように表現される.

$$\{(N/2 - 1) + (N/2 - 1)\}d = (N - 2)d \quad (3.21)$$

即ち, $(N - 1)d$ 以上の間隔で実素子を配置した場合にそれぞれ間隔を空けて隣り合う $d_{\alpha_p}, d_{\alpha_{p+1}}$ 箇所の実素子から生成された仮想素子どうしは重ならず, かつ連続となりホールも生成しないことがわかる. ただし, d_{α_p} は2レベル目のグループ内における p 番目の素子位置を示し各 d_{α_p} 箇所には実アレーが配置される. つまり, 以下の条件が d_{α_p} と $d_{\alpha_{p+1}}$ からそれぞれ1レベルのアレーとの加減算の演算によって生成される仮想アレーどうしが冗長性を持たない(重ならない)ための2層目の配置に対する要求事項であり十分条件として挙げられる.

$$d_{\alpha_{p+1}} - d_{\alpha_p} \geq (N - 1)d, \quad (d_{\alpha_{p+1}} > d_{\alpha_p}, 1 \leq p \leq N/2 - 1) \quad (3.22)$$

また上記を満たしかつ確実に仮想素子が連続になるよう(ホールが存在しないよう)並べるためには,

$$d_{\alpha_{p+1}} - d_{\alpha_p} = (N - 1)d \quad (3.23)$$

とすれば良いことがわかる. このようなケースについて確認すると1層目の配列から生成される加算による連続仮想素子成分 d_0, \dots, d_{N-2} に対し, $d_{\alpha_{p+1}} - d_{\alpha_p} = d_{N-1}$ によって生成される仮想素子がうまく1素子分連結させることができる. よって2層目の最も小さい位置を取るため基準としやすい d_{α_1} については, その減算成分 $d_{\alpha_1-(N/2-1)}$ が d_N の位置にくるような位置, つまり

$$d_{\alpha_1-(N/2-1)} = d_N = Nd \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} d_{\alpha_1} &= Nd + (N/2 - 1)d \\ &= (N + N/2 - 1)d \\ &= (3N/2 - 1)d \end{aligned} \quad (3.25)$$

を選択することで上述で議論された1レベルと2レベルから生成される仮想アレーが連続配置されることとなる. 同時に各 d_{α_p} の位置は d_{α_1} を基準に $(N - 1)d$ 間隔で与えて配

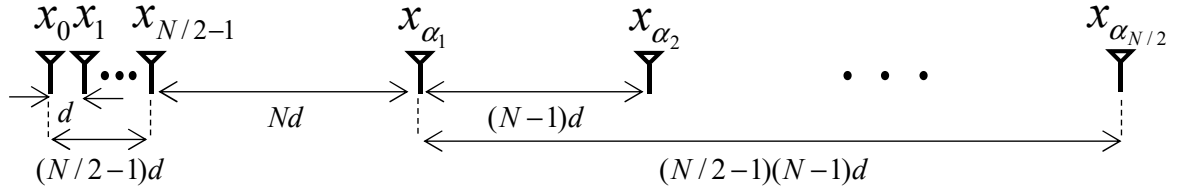


図 3.1: N 素子加算・差分複合アレー構成

置することで決定する．従って実素子の素子数 N が偶数である場合の加算・差分拡張アレーに対応する 2 レベルアレー構成の配置は以下のように規則性を持った定式化が可能であり，図式化すると図 3.1 のように描かれる．

$$d_p = pd, \quad (0 \leq p \leq N/2 - 1), \quad (\text{1st-level}), \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} d_{\alpha_p} &= \{(N - 1) + N/2 + (p - 1)(N - 1)\} d \\ &= \{N/2 + p(N - 1)\} d \\ &\triangleq \alpha_p d, \quad (1 \leq p \leq N/2), \quad (\text{2nd-level}). \end{aligned} \quad (3.27)$$

このとき，連続する拡張アレー素子数は正の方向に限れば

$$N_{\text{P_Cont_Sum_Diff}} = \alpha_{N/2} + (N/2 - 1) + 1 = (N + 1)N/2 \quad (3.28)$$

以上となる．嬉しいことに， $d_{\alpha_1} + d_{\alpha_{N/2-1}}$ の位置に生成される 1 素子分も最外仮想素子として連続的に配置されることも考慮に入れている．つまり上式は，それぞれ右辺第 1 項，2 項，3 項の順に，最外殻の実素子位置（連続で生成してきた前提に基づいている），最外殻の素子と 1 レベルアレーとの加算で実現される仮想アレー分，上述の追加 1 素子分の和によって導出される．加えて，0 素子目と負の方向についても後述の 3.3 節で議論されるように加算・差分アレーの演算によって生成可能であるため，

$$\begin{aligned} N_{\text{Cont_Sum_Diff}} &= N_{\text{P_Cont_Sum_Diff}} + N_{\text{N_Cont_Sum_Diff}} + 1 \\ &= 2 \{(N + 1)N/2\} + 1 = (N + 1)N + 1 \end{aligned} \quad (3.29)$$

以上の仮想素子が正負併せた全体の連続した素子数として生成されることとなる．ただし，

$$N_{\text{P_Cont_Sum_Diff}} = N_{\text{N_Cont_Sum_Diff}} \quad (3.30)$$

であり， $N_{\text{N_Cont_Sum_Diff}}$ は負の方向に生成される仮想アレーを示すとともに $+1$ 分は位置 d_0 に生成される分をカウントしている．また拡張アレーにおける DOF についても実素子の場合と同様，(拡張) アレー素子数 $N_{\text{Ext.}}$ を用いた以下の法則に従い換算すればよい．

$$\text{DOF} = N_{\text{Ext.}} - 1 \quad (3.31)$$

即ち, 式 (3.29),(3.31) より

$$\text{DOF}_{\text{Cont_Sum_Diff}} = (N + 1)N. \quad (3.32)$$

加えて, 加算の演算によるメリットのうちのひとつとして, 各実素子どうし (今回は2レベルの実素子どうし) の成分の加算演算結果の位置が $N_{\text{P_Cont_Sum_Diff}} = (N + 1)N/2$ より大きくなるものについては, 連続的にはならないがさらに上記 $N_{\text{Cont_Sum_Diff}}$ の外側に仮想アレーが配置される点は様々な検討が進んでいる各種拡張アレーの補完手法 [94]-[97] や高次元のアレー処理 [72], あるいは不等間隔仮想アレーを検討する際に有効利用できれば, さらなる DOF 拡張のために貢献できる可能性が残っていることを示している点について共有しておく.

このようにして, 目的1,2として定めた”DOFのさらなる拡張”と”連続的な仮想アレーの実現”を達成するような提案アレー構成における定式化が可能であることを議論してきた. 代表的な従来手法との比較による DOF の拡張効果の検証に関しては3.4節で議論を進めていく. 配置方法に関する今後の課題としては, 奇数の場合の検証, 2次元への拡張, 真に最適な配置の検討, 素子間相互結合や補間や高次元処理への対応など別要素を考慮した最適配置の検討などが自然かつ意味のある発展内容として挙げられる.

3.3 6素子における実例

本節ではここまで議論を進めてきた提案手法である加算・差分複合アレーについてその DOF 拡張効果を含めた各種ふるまいについて理解を深めるため, 6素子における実例をベースに紹介を行う. まず, 実アレー素子の配置 \mathcal{R} を $N = 6$ 素子の一例として以下で与える.

$$\mathcal{R} = \{d_p, d_q\} = \{0, 1, 2, 8, 13, 18\} \quad (1 \leq p \leq N, 1 \leq q \leq N) \quad (3.33)$$

このとき d_p と d_q の差分で表現される仮想位置の組み合わせは27通りであり, 以下のように表現される,

$$\begin{aligned} \mathcal{D} = \{d_q - d_p\} = \{-18, -17, -16, -13, -12, -11, -10, -8, -7, -6, \\ -5, -2, -1, 0, 1, 2, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 13, 16, 17, 18\} \end{aligned} \quad (3.34)$$

一方, d_p と d_q の加算で表現される仮想位置の組み合わせは以下の18通りである.

$$\mathcal{S}_{\text{P}} = \{d_q + d_p\} = \{0, 1, 2, 3, 4, 8, 9, 10, 13, 14, 15, 18, 19, 20, 21, 26, 31, 36\}. \quad (3.35)$$

同様に d_p と d_q の負の加算で表現される仮想位置の組み合わせは以下となり, \mathcal{S}_{P} 同様18通りである.

$$\mathcal{S}_{\text{N}} = \{-d_q - d_p\} = \{-(d_q + d_p)\} \quad (3.36)$$

従って式 (3.35),(3.36) より加算アレーは正負の方向を含む以下 35 通りの仮想位置の組み合わせを表現可能となる.

$$\begin{aligned}
\mathcal{S} &= \mathcal{S}_P \cup \mathcal{S}_N \\
&= \{d_q + d_p\} \cup \{-(d_q + d_p)\} \\
&= \{-36, -31, -26, -21, -20, -19, -18, -15, -14, -13, -10, -9, -8, \\
&\quad -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 8, 9, 10, 13, 14, 15, 18, 19, 20, 21, 26, 31, 36\} \quad (3.37)
\end{aligned}$$

上記より, 加算表現のアドバンテージの一つである基準点から見た l_1 ノルムに基づく位置として差分では確実に表現することが出来ない最外実素子よりも外側の成分 (今回は -18 未満, 18 より大きい位置の成分) も加算表現では実現することが可能であることが確認できる.

ここで, 加算集合 \mathcal{S} (3.37) と差分集合 \mathcal{D} (3.34) の両者で実現される拡張アレーにおける仮想素子位置を以下に示す.

$$\begin{aligned}
\mathcal{C} &= \mathcal{D} \cup \mathcal{S} \\
&= \{d_q - d_p\} \cup \{d_q + d_p\} \cup \{-(d_q + d_p)\} \\
&= \{-36, -31, -26, -21, -20, \dots, 20, 21, 26, 31, 36\} \\
&= \{-36, -31, -26, \mathcal{C}_{\text{Cont}}, 26, 31, 36\} \quad (3.38)
\end{aligned}$$

従って, 提案手法である加算・差分複合アレーはトータルで 49 個の仮想アレーを生成可能であり, $\mathcal{C}_{\text{Cont}}$ に表現されるように -21 から 21 までの 43 個の連続素子成分が含まれる.

結論として, 加算・差分複合アレーの連続仮想素子は -21 から 21 までであり, その自由度は

$$\text{DOF}_{\text{Cont_Sum_Diff}} = 42 \quad (3.39)$$

にまで上がることがわかる. 6 素子の場合, $\text{DOF}_{\text{Cont_Sum_Diff}} = 42$ は差分アレーにおける DOF の理論限界値 $\text{DOF}_{\text{Diff_Max}} = N(N-1) + 1 = 31$ に比べておよそ $4/3$ 倍大きい値である. ただし, 連続でない仮想素子を含む純粋な DOF については $\text{DOF}_{\text{Sum_Diff}} = 48$ であり, 最外素子は $-36, 36$ に及ぶ. このため前述のように補間法やより高次の処理を利用した手法, 不等間隔アレーに関する検討などが大きく発展した場合, 提案手法における DOF 拡張効果はよりその有用性を増すことになるであろう. 図 3.2 に 6 素子加算・差分複合アレーの構成例を紹介する, ただし, 正の方向における連続箇所のみを範囲を示しており, 赤の素子は加算成分でのみ表現される成分を表す. 提案手法のコンセプトは差分アレーのみで発生してしまうホールを差分アレーで補間することでより開口長の大



図 3.2: 6 素子加算・差分複合アレー構成

きく連続的な仮想アレーを実現することである。本節はその一例について具体例を例示することでその実現の過程についての理解を促進させることを目的とした。

3.4 DOF 拡張効果の比較

本節では前節までに紹介してきた加算・差分複合アレーに関して、その大幅な DOF 拡張効果がどの程度であるか他の代表的な手法と比較を行うことで定量的に示す。まず、差分アレーの自由度の理論最大値 $\text{DOF}_{\text{Diff_Max}} = N(N - 1) + 1$ との比較を行う。提案手法は式 (3.32) より $\text{DOF}_{\text{Cont_Sum_Diff}} = (N + 1)N$ であるため

$$\text{DOF}_{\text{Cont_Sum_Diff}} - \text{DOF}_{\text{Diff_Max}} = 2N + 1 \quad (3.40)$$

素子分の拡張効果が見込まれる。言い換えると、

$$\frac{\text{DOF}_{\text{Cont_Sum_Diff}}}{\text{DOF}_{\text{Diff_Max}}} = 1 + \frac{2N - 1}{N^2 - N + 1} \quad (3.41)$$

倍の拡張効果であると捉えられる。例えば実素子数 $N = 4$ のとき 1.54 倍、 $N = 6$ のとき 1.35 倍であり、 N が増加するごとに等倍に漸近して行くことが式 (3.43) から理解できるが、モバイル製品などの実ユースケースで想定される実素子が貴重で少ない場合に大きな優位性が得られる点は利点であると考えられる。

続けて、差分アレーにおいて代表的な手法でありコプライムアレーよりも DOF 拡張効果の高いネストアレーとの比較を同様に議論する。ネストアレーの自由度は $\text{DOF}_{\text{Nested}} = N^2/2 + N - 1$ であった。従って

$$\text{DOF}_{\text{Cont_Sum_Diff}} - \text{DOF}_{\text{Nested}} = \frac{N^2}{2} + 1 \quad (3.42)$$

素子分の DOF 拡張効果があり、

$$\frac{\text{DOF}_{\text{Cont_Sum_Diff}}}{\text{DOF}_{\text{Nested}}} = 2 - \frac{N - 2}{\frac{N^2}{2} + N - 1} \quad (3.43)$$

倍分の拡張効果に相当する。同様に例えば実素子数 $N = 4$ のとき 1.82 倍、 $N = 6$ のとき 1.87 倍であり、 N が増加するごとに 2 倍に漸近して行くような値を取るため十分な優位性と捉えても良いだろう。上記はあくまで (準) 最適な定式化の一例であり、各実

アレー素子数に対するさらなる最適配置，即ち仮想素子数の拡張例も存在し得るうえ，前述のように効果の期待される仮想アレー補間手法や高次処理を利用した手法，不等間隔アレーにおける手法などが出てきた場合にはこの DOF 拡張効果はより大きな影響を与えるということを注記しておく．特に最適配置に関する検討は今後の課題のひとつである．

図 3.3 において，各代表的な配置法における実素子数 N に対する実現可能な仮想アレー素子数について比較を行う．上述の数値例による比較を一般化，視覚化した内容となり定式化したからこそ可能な議論である．比較対象は，差分アレーの代表例としてネストアレー [20] と改良版のオーギュメンテッドネストアレー [84]，加算・差分アレーとしてコプライムアレーに適用させた手法 [117] が各種手法を代表する内容であるため妥当であるとし選択した．図 3.3 から我々の提案構成は最も強力なアレー拡張能力を達成可能なことがわかる．つまり，提案手法はそれぞれの従来手法と比べ，同一の実素子数に対する DOF 拡張効果の観点から最も効率的であるといえる．次いでオーギュメンテッドネストアレー > コプライムアレーベースの加算・差分アレー > ネストアレーの順に DOF 拡張効果が確認される．前述のように，コプライムアレーを用いた加算・差分アレー [117] と比較しても，約 2 倍程度の DOF 拡張効果が確認される点が非常に大きなアドバンテージである．

また，図 3.4 において，上述の代表的な各配置法における実アレーサイズ（実アレー配置に必要な開口長に相当）に対する実現可能な仮想アレー素子数について比較検討を行う．ここでは文献 [117] の手法が最も実アレーサイズ当たりの仮想素子の拡張効果が高いことがわかる．提案手法は次点であり各差分アレーは上回るような結果である．ただし，前述の図 3.3 で議論したように，提案配置は実素子当たりの仮想アレー拡張効果の観点では最も効果的であり他手法と比較しても大きな効果が確認されている（図 3.4 におけるマーカーどうしの間隔も同様の拡張効果，ここでは実素子を 2 素子を追加するごとの仮想素子数と実アレーサイズを表現している）．

本節では，提案手法において目的 1 として掲げた DOF のさらなる拡張に基づき，代表的な手法と比較してもその DOF 拡張効果が非常に大きいことが確認された．よって，提案手法と加算・差分コプライムアレー [117] によるアプローチの選択については，各優位性と使用時の用途や状況，そしてその目的によって様々な条件を考慮して選べば良いだろう．例えば，素子数に依存するコストや発熱，電力効率，周囲へのノイズ影響などの観点から実素子数が制約となる場合や必要な拡張アレー素子数が大きい，即ち要求される精度や分解能が高い場合については，より少ない素子数で効率的に拡張可能な提案手法を，基板面積や半導体面積，土地面積などによるコストや制約が最重要視されるあるいはマンダトリの場合は実アレーのサイズを制約としコプライムアレー配置を選択

するというような具合である。

3.5 まとめと今後の課題

本章では 1.3 節で掲げた本稿における目的 1”DOF のさらなる拡張”，目的 2”連続的な仮想アレーの実現”に対応するため，従来数々の手法や構成が提案されている差分アレーとは異なる全く新規のアレー構成である加算・差分複合アレーの導入について，拡張アレーの生成原理に基づきその実現方法と配置構成の定式化について紹介した．その結果，送信信号に拡張アレーシステムにおいては不自然ではないと考えられる送信シンボルは実数という制限を用い，各種差分アレーと比較しよりスパースに実アレーを配置し加算アレーの考え方とその実現方法を提案することで，差分アレーのみでは実現が難しい大幅な DOF の拡張を実現した．また，その結果構成される拡張アレーにおいて連続性も保持することができるような構成であることや DOF 拡張効果についても実例を交えるとともに従来手法として代表的な差分アレーやコプライムアレーベースの加算・差分アレーと比較することで提案手法において大きな効果が確認されることを検証し，その優位性を示した．

今後の課題として，加算アレー生成のためのアルゴリズムに関しては，入力信号に対する制限除去，緩和の検討，加算アレーにおけるノイズ成分の理論検証，最適な実装方法の検討などが挙げられる．また，配置検討に関しては，奇数の場合の検証，2次元への拡張，真に最適な配置の検討，素子間相互結合や補間や高次元処理への対応など別要素を考慮した最適配置の検討などが考えられる．

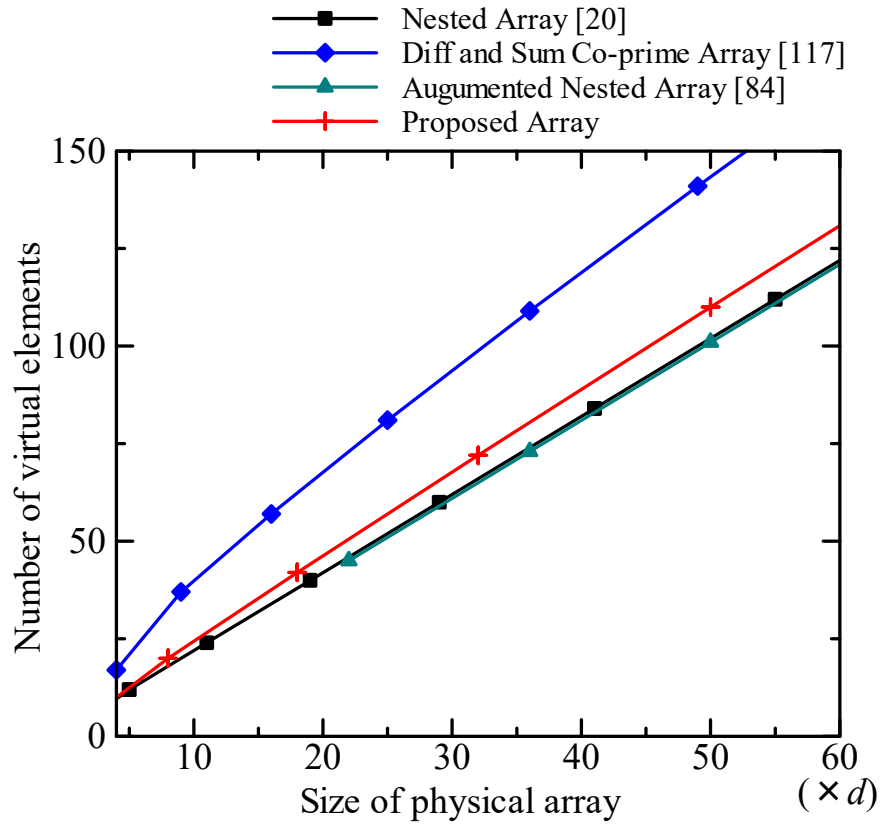
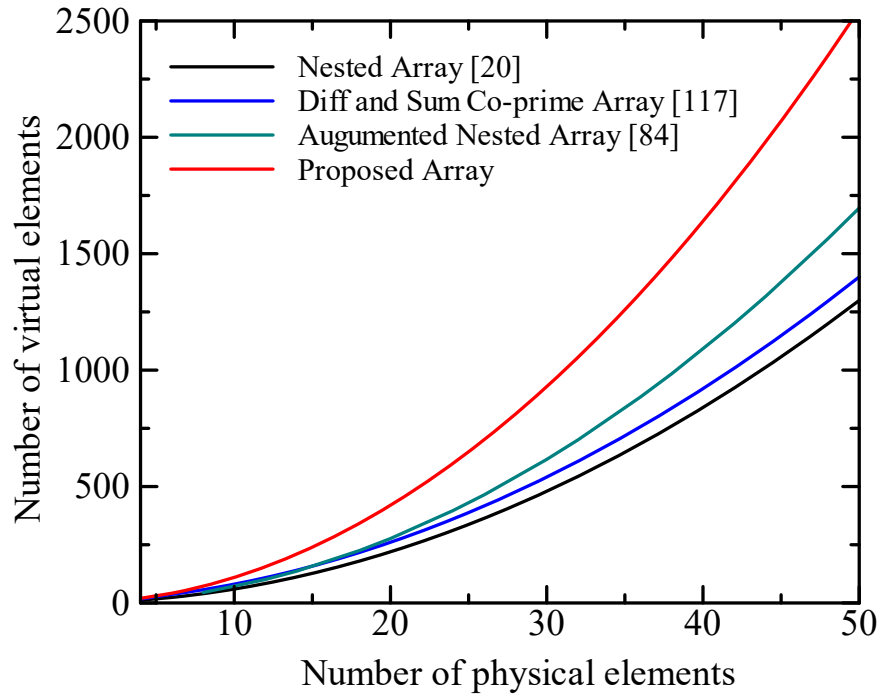


図 3.4: 実アレーサイズに対し生成される仮想素子数の比較

第 4 章

拡張アレーに基づく通信システムの実現

拡張アレーシステムに関してこれまでに発表された差分アレーに代表される様々な論文においては、DOA 推定手法におけるスペクトラムの生成がその大部分を占め、他にはビームフォーマにおけるビーム形成を行いその特性を評価するまでの研究であり、その送信システム (Tx)、受信システム (Rx) 全体の構成に対する提案や通信システムにおける最も基本的な評価であるビットパターンの変調から復調までをビットエラーレート (BER) 特性としての評価は行われていない状況であった。そこで、本章では目的 3 として挙げた”スパースアレーを用いた拡張アレーにおける変調から復調までを扱う送受信システムの実現”を進めるための方法に関して具体的な検討を行うとともにそのシステム案について提案を行う。これによって 3 章で紹介した拡張アレーの一種である加算・差分複合アレーも導入した通信システム全体を BER 特性によって評価検証することを狙いとし議論を進める。

本章の構成はまず、4.1 においてビームフォーマの一例として差分アレーで紹介された前例のある MVDR ビームフォーマを例に加算・差分複合アレーへの導入方法について紹介をする。また、本手法はある条件にて拡張アレー入力における相関行列が不安定となってしまうような事例も確認されるため、ロバスト性向上の改善案の一つとして DOF を落とさない点が大きな特徴である DL 法を初めて拡張アレーに導入する。次に 4.2 節において加算・差分複合アレーを含む拡張アレーを用いた際の通信システムの実現方法に関して議論を進め、最終的には Tx には手を加えず、Rx システムのみの信号処理における工夫で対応可能な手法を提案する。続く 4.3 節ではシミュレーションによって DL 法の有用性を示すとともに、メインである提案するアレーシステムの評価をビームパターンと前述の BER 特性を指標とし評価検証を進めていく。もちろん、本稿のタイトルにもある加算・差分複合アレーの有効性についても同時に紹介する。最後に 4.4 節でまとめと今後の課題について簡単ではあるが記す流れとなる。

4.1 ビームフォーマに対する拡張アレーモデルの応用

4.1.1 MVDR ビームフォーマに対する応用

拡張アレーシステムにおけるビームフォーマへの応用の一例として、2.3節で紹介したMVDRビームフォーミングへの応用を検討し評価を行う。現状、拡張アレーにおけるビームフォーマについてはビームパターンの形成に留まるため評価がしづらくDOA推定と比較しその議論が非常に少ない状況であるが、ネストアレーに対するビームパターンの形成の一例は文献[20]などで紹介されている。ここでは3章で紹介した提案手法である加算・差分複合アレーへの応用を主として議論を進める。

いま、エネルギーや電力の単位に属する拡張アレー入力ベクトルは式(3.1),(3.9),(3.19)によって与えられることを紹介してきた。従ってこれら要素をそのまま並べて繋げると、以下のような加算・差分複合アレーにおける拡張入力ベクトル $\bar{\mathbf{z}}$ が得られる。

$$\bar{\mathbf{z}} = [\mathbf{z}^T, \tilde{\mathbf{z}}^T, \check{\mathbf{z}}^T]^T \in \mathbb{C}^{3N^2 \times 1} \quad (4.1)$$

ここで、上記に対応するウェイトベクトルは以下のように与えることが可能である。

$$\bar{\mathbf{w}} = [\mathbf{w}_{\text{Diff}}^T, \mathbf{w}_{\text{P_Sum}}^T, \mathbf{w}_{\text{N_Sum}}^T]^T \in \mathbb{C}^{3N^2 \times 1} \quad (4.2)$$

ここで、 $\mathbf{w}_{\text{Diff}} \in \mathbb{C}^{N^2 \times 1}$, $\mathbf{w}_{\text{P_Sum}} \in \mathbb{C}^{N^2 \times 1}$, $\mathbf{w}_{\text{N_Sum}} \in \mathbb{C}^{N^2 \times 1}$ はそれぞれ差分アレーに対するウェイトベクトル、加算アレーにおける正の方向、負の方向に対するウェイトベクトルを示す。対象となる信号がエネルギーに相当するような次元である点を除けば従来のアレーシステムと基本的な原理は同一である。このとき拡張アレー入力とウェイトによる信号モデルは、以下のように表現される。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{y}} &= \bar{\mathbf{w}}^H \bar{\mathbf{z}} \\ &= \mathbf{w}_{\text{Diff}}^H \mathbf{z} + \mathbf{w}_{\text{P_Sum}}^H \tilde{\mathbf{z}} + \mathbf{w}_{\text{N_Sum}}^H \check{\mathbf{z}} \\ &= \left\{ \sum_{i=1}^D \mathbf{w}_{\text{Diff}}^H (\mathbf{a}^*(\theta_i) \otimes \mathbf{a}(\theta_i)) \sigma_i^2 \right\} + \sigma^2 \mathbf{w}_{\text{Diff}}^H \mathbf{1}_N \\ &\quad + \left\{ \sum_{i=1}^D \mathbf{w}_{\text{P_Sum}}^H (\mathbf{a}(\theta_i) \otimes \mathbf{a}(\theta_i)) \tilde{\sigma}_i^2 \right\} + \tilde{\sigma}^2 \mathbf{w}_{\text{Sum-Pos}}^H \mathbf{1}_N \\ &\quad + \left\{ \sum_{i=1}^D \mathbf{w}_{\text{N_Sum}}^H (\mathbf{a}^*(\theta_i) \otimes \mathbf{a}^*(\theta_i)) \check{\sigma}_i^2 \right\} + \check{\sigma}^2 \mathbf{w}_{\text{Sum-Neg}}^H \mathbf{1}_N \end{aligned} \quad (4.3)$$

ただし、変数 $\sigma_i^2, \tilde{\sigma}_i^2, \check{\sigma}_i^2$ は i 番目のDOAからそれぞれ差分アレー、加算アレー（正の方向、負の方向）に入射される拡張信号におけるエネルギーを表現する。 $\sigma^2, \tilde{\sigma}^2, \check{\sigma}^2$ についても同様に、それぞれノイズに対応する成分である。また、 $\mathbf{1}_N$ は式(2.75)で紹介したベクトルである。従って、上式は差分アレー入力、加算アレー入力のそれぞれに対して

フィルタリングした結果の合成の形式であるとも捉えられる。これらそれぞれを別々に演算することによるオペレーションの効率化，最適化の見込みについても可能性を感じており，今後の検討内容として挙げられる。ここまでは原理や記載の明確化，明瞭化のため，各ベクトルにおける冗長性は含んだままの形式で紹介を進めてきたが，ここからは演算量の削減目的を含めて各ベクトルの冗長性を削減するとともに拡張アレー素子の昇順に対応させたような要素を並べた拡張入力ベクトル $\bar{\mathbf{z}}_m \in \mathbb{C}^{N_m \times 1}$ を用いて考えることとする。すると，

$$\bar{\mathbf{y}}_m = \bar{\mathbf{w}}_m^H \bar{\mathbf{z}}_m. \quad (4.4)$$

$\bar{\mathbf{z}}_m$ の与え方については何通りか考えられるが，ここでは式 (2.78) で紹介されたような差分アレーによって生成される \mathbf{z} の要素を優先的に採用し，加算アレーから生成された $\bar{\mathbf{z}}$ の要素は補完的に採用することとした。理由としては加算アレーはアレー入力信号の表現は可能であるが，3.1節で紹介したように現段階ではノイズ $\sigma^2, \bar{\sigma}^2$ における厳密性までは保証できていないためである。ただし，あくまでノイズに対する話であるため加算アレー成分を主として，あるいは例えば平均化などの操作を用いることで差分アレー成分と混合して使用しても十分にビームフォーマとしては機能するであろうと想定される。あるいはより複雑であるが [116],[117] のような手法を用いてもよい。

拡張の領域であるものの，前述のとおりアレー出力は入力に対して複素ウェイトで処理をしたレガシーともいえる一般的なアダプティブアレーと同様の形式で表現されるため，ビームフォーミングや空間フィルタ設計の多くの技術が適用可能な状態であることが改めて理解可能である。今回は初期の段階として MVDR ビームフォーマと続く 5.3 節では空間フィルタ設計をその一例として選択し評価を進めたが，より移動環境における追従性を追求したい場合などには LMS や RLS に代表されるような逐次更新型のアダプティブアレーを，またより広帯域に適用させるためには TDL をはじめとした時間領域も含めた処理を選択するなど多くの手法の適用による性能や機能の拡張が可能であると想定している。

いま，式 (4.4) におけるウェイトベクトルに対し，MVDR ビームフォーマの適用を考えると，2.3.1 で紹介したような以下の所望波の DOA に対する拘束条件付き最適化問題の解として導出される。

$$\bar{\mathbf{w}}_{\text{MVDR}_m} = \frac{\bar{\mathbf{R}}_{z_m z_m}^{-1} \bar{\mathbf{a}}_m(\theta_1)}{\bar{\mathbf{a}}_m(\theta_1)^H \bar{\mathbf{R}}_{z_m z_m}^{-1} \bar{\mathbf{a}}_m(\theta_1)} \in \mathbb{C}^{N_m \times 1} \quad (4.5)$$

ただし，

$$\bar{\mathbf{R}}_{z_m z_m} = \bar{\mathbf{z}}_m \bar{\mathbf{z}}_m^H \in \mathbb{C}^{N_m \times N_m} \quad (4.6)$$

は冗長性を除去した拡張入力ベクトル \bar{z}_m における自己相関行列を示し、ベクトル $\bar{\mathbf{a}}_m(\theta_1) \in \mathbb{C}^{N_m \times 1}$ は所望波の DOA である θ_1 に対応したサイズや構成要素が \bar{z}_m と同様の順である理想ステアリングベクトルである。MVDR 使用時の前提条件として θ_1 は既知としているため、 $\bar{\mathbf{a}}_m(\theta_1)$ もアレー構成を利用者が設定することから既知となる内容である。つまり、 θ_1 の情報については、事前情報として与えられていない場合は DOA 推定手法を用いるなど別の方法によって得る必要がある点を記しておく。式 (4.3) の形式で表現されるウェイトベクトル $\bar{\mathbf{w}}$ 、あるいは差分アレー、加算アレーのみに対応するウェイトベクトルである \mathbf{w}_{Diff} や $\mathbf{w}_{\text{P_Sum}}$, $\mathbf{w}_{\text{N_Sum}}$ に対してそれぞれ MVDR フィルタを採用するようなケースにおいても同様の考え方、形式で \mathbf{w}_{MVDR} , $\mathbf{w}_{\text{MVDR_Diff}}$, $\mathbf{w}_{\text{MVDR_P_Sum}}$, $\mathbf{w}_{\text{MVDR_N_Sum}}$ のように与えることができる。このようなウェイトを用いることにより、提案手法における拡張アレーに対するビームフォーミングが可能となる。

4.1.2 DL に対する応用

前節における MVDR フィルタの設計について、拡張アレー入力信号における相関行列の精度に依存することは式 (4.5) を見ても明らかである。例えば、スナップショット数が少ない場合や SNR が高くノイズが少ない場合に行列が安定でなくなりランク欠損が生じることがあることは 2.3 節でも紹介した通り一般的な従来のアレー構成でも知られており、また後ほどシミュレーションにおいてその実動作による検証を紹介するように拡張アレーにおけるトレース検証においてもメインビームを所望の方向から失ってしまうような事例が多々確認されロバスト性に課題がある条件が存在することを著者らは確認している。この課題に対する対策となるランク回復の手法としてよく知られる空間平均法については MUSIC 法との組み合わせなどで各論文で採用されその効果も証明されているが、扱う対象の次元、即ち DOF を減少させなければならない点が分解能や精度、フィルタ設計の柔軟性の観点からは大きなデメリットとなる手法といえる。そこで今回、まずは信号復元のためメインビームにおけるロバスト性の向上を主な目的としつつ拡張アレーにおける優位性である DOF の拡張効果を保持するために、新たに空間平均法ではなく 2.3.2 で紹介した DL 法を用いたランク回復を初めて拡張アレーに実装し検証を進める。具体的には DL 法は以下の式によって実現される。

$$\bar{\mathbf{R}}_{\text{DL-}z_m z_m} = \bar{\mathbf{R}}_{z_m z_m} + \delta \mathbf{I}_{N_m} \in \mathbb{C}^{N_m \times N_m}, \quad (4.7)$$

ただし、 δ は調整係数であり、大きくするとランク回復能力は上がるがノイズを付加しているという側面もあるためその精度は落ちることになるような、トレードオフの関係であることに注意したい。加えて式 (4.7) からわかる通り、DL 法のメリットは実装の容易性と演算量の少なさを兼ね備えている点も挙げられる。すると、この $\bar{\mathbf{R}}_{\text{DL-}z_m z_m}$ と

式(4.5)より, 自己相関行列 $\bar{\mathbf{R}}_{z_m z_m}$ を以下のように DL 対応したもので置き換えることにより MVDR ビームフォーマに導入することが可能となる.

$$\bar{\mathbf{w}}_{\text{MVDR}_m} = \frac{\bar{\mathbf{R}}_{\text{DL}_m z_m z_m}^{-1} \bar{\mathbf{a}}_m(\theta_1)}{\bar{\mathbf{a}}_m(\theta_1)^H \bar{\mathbf{R}}_{\text{DL}_m z_m z_m}^{-1} \bar{\mathbf{a}}_m(\theta_1)} \in \mathbb{C}^{N_m \times 1} \quad (4.8)$$

DL 法を拡張 MVDR ビームフォーマに適用させることで, 空間平均ベースのランク回復手法とは異なり大きなアドバンテージである DOF を減らすことなくメインビームのステアリング性能においてよりロバストなビームフォーミングの実現が可能であることをシミュレーションによる評価において確認する.

4.2 拡張アレーシステムの実現

本節では, 拡張アレーを用いた通信システムの構成を提案し, その評価を送信/受信ビットの比較であるビットエラーレート (BER) の指標で評価することを狙いとする。ここで目的 3 の実現を図る。既存の拡張アレーに関する論文については, DOA 推定におけるスペクトラムの生成やビームフォーミングにおけるビーム形成とその性能の評価に留まる提案のみであったため, 信号の送受信全体を実装し評価する点は新規性に該当する。よってまずはとにかく Tx にもアイデアを加えて実現可能なシステムを提案した後, 既存のシステムが流用しやすいよう Tx には手を加えず従来のみとし, Rx のみの処理変更によって実現可能なシステムについて検討を進める。

4.2.1 送信システムの実現

早速であるが, 図 4.1 に提案する Tx システムのモデルを示す [100]。まず, 送受信の対象であるベースバンド信号のビット (シンボル) シーケンス $\hat{s}_s(k)$ を疑似ランダム信号 (PRBS: Pseudo Random Binary Sequence) として生成するとともに, 後述するような狙いを持って 2 値位相シフト変調 (BPSK: Binary Phase Shift Keying) あるいは振幅変調 (ASK: Amplitude Shift Keying) によって変調する。そして帯域制限を行いシンボル間干渉 (ISI) による影響を低減させるために $\hat{s}_s(k)$ をオーバーサンプリングした後にルートコサインロールオフフィルタによるフィルタリングを施した信号を $s_s(k)$ として表現する。その後, 搬送波 (キャリア) $e^{-j(2\pi f_c k)}$ を $s_s(k)$ に乗算することで変調し, 搬送波に乗せた信号を送信アンテナから送信することを考える。ここまでは一般的な Tx システムに準拠した処理であり, 通常では $s_s(k)e^{-j(2\pi f_c k)}$ のように与えるところであるが, このとき受信側での拡張アレー処理において避けられないエネルギーの次元への遷移, 即ち相関処理による拡張アレー入力の生成処理における 2 乗のオペレーションによ

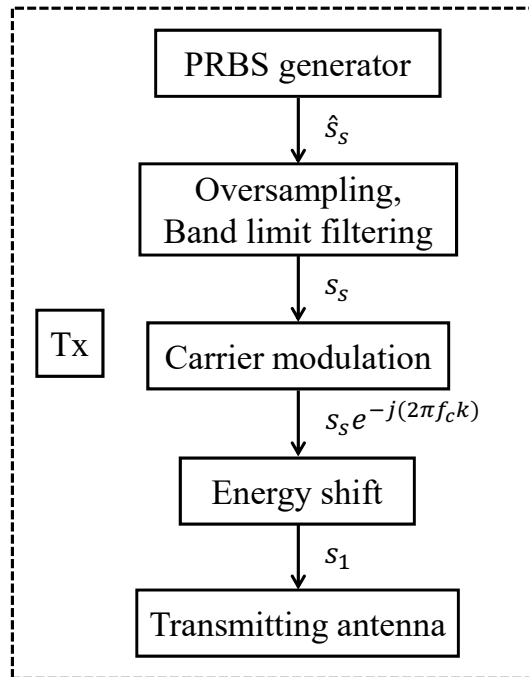


図 4.1: Tx システムモデル

りシンボルの正負の区別がわからなくなる問題の容易に考えられる対策案の一つとして、振幅の中央値を正の方向に十分な量 β だけシフトさせるような処理を考える。即ち、送信信号は以下ようになる。

$$s_1(k) = s_s(k)e^{-j(2\pi f_c k)} + \beta \quad (4.9)$$

特に送信シンボルが”-1”, ”1”かつ搬送波が上記で与えられるような場合については、例えば $\beta = 1$, 即ち $s_1(k) = s_s(k)e^{-j(2\pi f_c k)} + 1$ としても対応可能である。ただし、ノイズの影響は当然受けるため $\beta = 1$ の妥当性については議論が必要である。ここでの狙いは、IQ 平面とされる複素数平面上の第一象限に収まるような振幅で送信信号（受信信号）を与えることで、復調時に 2 乗の影響を復元する際に正負が不明になるという問題が明示的に解消されるためである。あるいはエネルギーの効率化の観点からは第一象限に拘らずとも $\beta = 0.2$ のように与えると、BPSK に対しては”-1”, ”1”で表現されるビットパターンが”-0.8”, ”1.2”に変化し、エネルギーの領域に遷移しても理想的には判別可能となるだろう。上述の問題は、提案手法における固有の問題というわけではなく、従来のネストアレーなどに代表される差分アレーでも同様に起こる問題である。その他符号化の効率は落ちるがデータ長を増やすことを許容可能であれば正負の判定用のシンボルを挿入するという手段なども一つの対策として考えられるが、位相情報を含む各種変調への応用については何らかの対策方法が必要となるため今後の検討課題のうちの一つである。

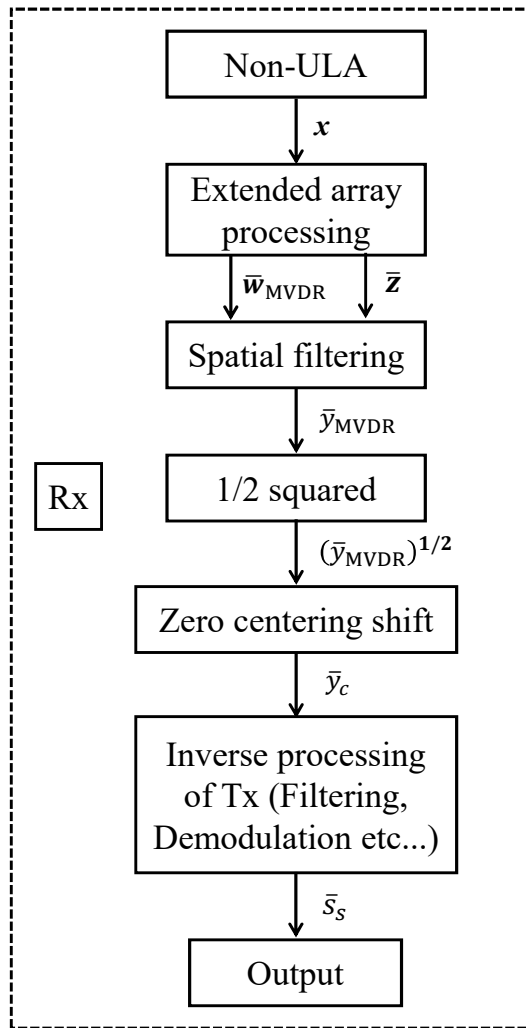


図 4.2: Rx システムモデル

4.2.2 受信システムの実現

はじめに、提案する Rx システムについて加算・減算複合アレーを適用させた際の記号を例に挙げつつ図 4.2 に示す。こちらも拡張アレーの一種である従来の差分アレー，例えばネストアレーやコプライムアレーを含む手法に対して，同様のシステム構成が適用可能である。[100] においても紹介している構成となり，復元されるべき対象の受信信号列 $\bar{\mathbf{s}}_s \neq \hat{\mathbf{s}}_s$ は通常のアダプティブアレー同様，空間領域に対する信号処理用のウェイトとアレー入力によって復元されるべきであり，ここでの表現としてはウェイトベクトル $\bar{\mathbf{w}}_{\text{MVDR}}$ と拡張アレー入力ベクトル $\bar{\mathbf{z}}$ を用いることとする。実際は $\bar{\mathbf{w}}_{\text{MVDR}_m}, \bar{\mathbf{z}}_m$ に置き換えて対応することが多いと考えられる。

まず，一般的なモデルと同様に，4.2.1 で生成した信号を所望波信号入力 $s_1(k)$ ，所望波と同条件にそろえるために同様のプロセスでエネルギーシフトを採用し生成した信号を干渉波信号入力 $s_2(k) \sim s_D(k)$ ，さらに PRBS 信号として生成した AWGN をそれぞれの

エネルギー，振幅を考慮し加えることで以下のように Non-ULA 配置のアレー入力 $\mathbf{x}(k)$ を与える．

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} a_{d_1}(\theta_1)s_1(k) + 10^{-\text{SIR}/20} \sum_{i=2}^D a_{d_1}(\theta_i)s_i(k) + 10^{-\text{SNR}/20}n_{d_1}(k) \\ a_{d_2}(\theta_1)s_1(k) + 10^{-\text{SIR}/20} \sum_{i=2}^D a_{d_2}(\theta_i)s_i(k) + 10^{-\text{SNR}/20}n_{d_2}(k) \\ \vdots \\ a_{d_N}(\theta_1)s_1(k) + 10^{-\text{SIR}/20} \sum_{i=2}^D a_{d_N}(\theta_i)s_i(k) + 10^{-\text{SNR}/20}n_{d_N}(k) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

ただし，(所望波) 信号対干渉波信号比 (SIR : Signal to Interference Ratio)，(所望波) 信号対雑音比 (SNR) は振幅の領域において dB の単位で表現している．ここでは一旦 Tx 側と Rx 側のエネルギーの関連性は切り離している．全エネルギーや各要素のエネルギーが 1 となるように正規化して扱うこともあるが相対的な関係性は上記と等価であるためそれぞれ同等の検討であるとみなすことができる．続けて，このアレー入力をもとに 2.5～4.1 節までに紹介してきたメインの議論である拡張アレー信号処理を施すことを考える．拡張アレー入力を生成することから始めることになるが， $\mathbf{R}_{xx}, \tilde{\mathbf{R}}_{xx}, \check{\mathbf{R}}_{xx}$ を生成するための自己相関処理におけるスナップショット数は，拡張入力信号 \mathbf{z} を式 (4.3) のような信号復元用の対象とする場合と，式 (4.5),(4.6) のようなウェイト $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{MVDR}}$ の生成等のための信号処理用で区別せず敢えて並列処理等で扱わない場合には，シンボル期間内に収める必要性が生じる．これらのスナップショット数は明示のない場合は一般的に同じであることも想定されるが，演算量やリアルタイム性，符号効率化の観点から別々に与えることも可能である．よって今回はそれぞれ別々の値で与えることとし，拡張信号処理用のスナップショット数はシミュレーション諸元に記載した値で，所望信号の復元用はオーバーサンプリング後のサンプルに対して時間平均処理をせず 1 サンプルで与えることとする．従来手法である各種拡張アレーに対しても同様で与えるため純粋な比較であることに違いはない．

上述のように実現された拡張アレー入力をもとに，拡張アレー信号処理，例えば 4.1 節で議論したようなウェイトやビームパターンを生成した後，空間フィルタ処理を施す．すると，自己相関の演算によりエネルギーやパワーの単位に属して振る舞う空間フィルタ出力 y_{MVDR} が得られる．続けてここでは元の送信信号同様である振幅の単位に戻すため，ルートの演算処理を導入する．まず，4.2.1 で扱った事前のシフト処理の効果により第一象限内に留まるように，あるいは区別可能なように実現されたフィルタ出力 y_{MVDR} に対し $(y_{\text{MVDR}})^{1/2}$ の演算を行う．ここで $(y_{\text{MVDR}})^{1/2}$ は単射であり写像による演算であるとみなせるような工夫をしているため，一意に解が定まることとなる．その後，事前に操作したシフト分である $+\beta$ を元に戻すような操作を実行することをゼロセンタリングシフトと呼ぶこととし，この操作を実施するための手段の一例として今回は $(y_{\text{MVDR}})^{1/2}$

に対しその時間平均値をシフトオペレータ β_{Ave} として使用する。つまり、

$$\bar{y}_c(k) = (y_{\text{MVDR}})^{1/2} - \beta_{\text{Ave}} \quad (4.11)$$

$$\beta_{\text{Ave}} = E[(y_{\text{MVDR}})^{1/2}] \quad (4.12)$$

簡易的に取り入れたこの手法が有効なケースは、送信ビットパターンにおける”0”と”1”の出現頻度がほぼ同一であることが前提となることに注意したい。他には事前のシフト量の情報を与えておき、同様の量だけシフトするなどの手法も考えられるが、ノイズや各種演算を含むためシステムにおける処理全体でエネルギーが一定に保持されていないと有効でなく扱いつらいのではないかと考える。このゼロセンタリングシフト後の出力 $\bar{y}_c(k)$ は第一象限に留まらないような情報として復元される。最後に Tx システムの逆処理、即ち $e^{j(2\pi f_c k)}$ を掛けることで搬送波からの復調を $\bar{s}(k) = \bar{y}_c(k)e^{j(2\pi f_c k)}$ のように行い、ルートコサインロールオフフィルタ処理を実行する、その後オーバーサンプリング分を相殺するようなレートでデシメーションをすることで復調処理を進める。結果として、Tx-Rx 両システム通過後の出力シンボル $\bar{s}_s(k)$ が得られることとなる。このように実現されたシステムのアレー出力列 $\bar{s}_s(k)$ と理想入力シンボル列 $\hat{s}_s(k)$ を比較することで通信システムの BER による評価が可能となる。次節以降で性能の評価検証を進めていく。

4.2.3 送受信システムの改善

ここまで紹介してきた図 4.1, 図 4.2 で紹介した送受信 (Tx/Rx) システムモデルの改良について考える。4.2.1, 4.2.2 に記載したモデルについて見直すと、Rx 側において送信シンボルの判別を行えるように Tx 側にて β だけエネルギーのシフト操作をしていた。一方、Tx 側については追加のオペレーションがない方が、別手法とのシステムの互換性などを考えた際に採用しやすいと考えられる。よって、ここでは図 4.1 中のエネルギーのシフト演算を省略しつつ、エネルギーの領域に変化してしまうシンボルの復元時に正負の判別が可能となるようなしくみについて特に復号の対象である所望波の振る舞いに着目して簡単に紹介する。

結論としては、図 4.3, 図 4.4 に示すようなシステムモデルに修正、Rx 側に $+\beta$ シフトの処理を移動することで対応可能となると考えられる。即ちアレー入力信号 $\mathbf{x}(k)$ に対し、以下の演算を施すこととする。

$$\mathbf{x}_\beta(k) = \mathbf{x}(k) + \beta_{\text{Rx}} \quad (4.13)$$

このとき、式 (4.10) によって表現されるような干渉波成分や雑音を含んだ入力信号全体

に対し上記の演算が適用されることになる.

$$\mathbf{x}_\beta(k) = \begin{bmatrix} a_{d_1}(\theta_1)s_1(k) + \beta_{\text{Rx}} + 10^{-\text{SIR}/20} \sum_{i=2}^D a_{d_1}(\theta_i)s_i(k) + 10^{-\text{SNR}/20}n_{d_1}(k) \\ a_{d_2}(\theta_1)s_1(k) + \beta_{\text{Rx}} + 10^{-\text{SIR}/20} \sum_{i=2}^D a_{d_2}(\theta_i)s_i(k) + 10^{-\text{SNR}/20}n_{d_2}(k) \\ \vdots \\ a_{d_N}(\theta_1)s_1(k) + \beta_{\text{Rx}} + 10^{-\text{SIR}/20} \sum_{i=2}^D a_{d_N}(\theta_i)s_i(k) + 10^{-\text{SNR}/20}n_{d_N}(k) \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

通信路における所望波の減衰量を考慮した場合や4.2.2でもコメントを記載したようなRx側におけるエネルギーの正規化を実施するなど所望波に影響を与えるようなパラメータが $\alpha_c(0 < \alpha_c < 1)$ 倍であるとした場合, $\beta_{\text{Rx}} = \alpha_c\beta$ で与えたとすると以下のような変形が可能となる.

$$\mathbf{x}_{\alpha_c}(k) = \begin{bmatrix} a_{d_1}(\theta_1)\alpha_c s_1(k) + 10^{-\text{SIR}/20} \sum_{i=2}^D a_{d_1}(\theta_i)s_i(k) + 10^{-\text{SNR}/20}n_{d_1}(k) \\ a_{d_2}(\theta_1)\alpha_c s_1(k) + 10^{-\text{SIR}/20} \sum_{i=2}^D a_{d_2}(\theta_i)s_i(k) + 10^{-\text{SNR}/20}n_{d_2}(k) \\ \vdots \\ a_{d_N}(\theta_1)\alpha_c s_1(k) + 10^{-\text{SIR}/20} \sum_{i=2}^D a_{d_N}(\theta_i)s_i(k) + 10^{-\text{SNR}/20}n_{d_N}(k) \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\beta\alpha}(k) &= \mathbf{x}_{\alpha_c}(k) + \beta_{\text{Rx}} \\ &= \alpha_c(\mathbf{a}(\theta_1)s_1(k) + \beta) + 10^{-\text{SIR}/20} \sum_{i=2}^D \mathbf{a}(\theta_i)s_i(k) + 10^{-\text{SNR}/20}\mathbf{n}(k) \end{aligned} \quad (4.16)$$

ここで4.2.1,4.2.2で紹介したモデルとの違いについて確認すると, 所望波成分に着目した場合に $s_1(k) + \beta$ の演算後にアレーモードベクトル $\mathbf{a}(\theta_1)$ によって受信時に回転する $(s_1(k) + \beta)\mathbf{a}(\theta_1)$ か, あるいは $+\beta$ の演算前に既に回転したものに対してシフトさせる $\mathbf{a}(\theta_1)s_1(k) + \beta$ かの違いが存在する. つまり, IQ平面上の原点を中心として回転するか, $+\beta$ を中心として回転するかの違いが存在することとなる. 前者については通常のモードベクトルによる表現に相当するため特に工夫も必要なく後段の信号処理が進められるので, 続くシミュレーションで採用している. また, 後者についてもアレー配置に依存するモードベクトルの性質を上手く扱うことで, 例えばDOA推定手法などによって得た所望波の位相情報を考慮する(MVDR等既知の前提に基づいている手法も多い)ことにより, 少なくとも所望波に対してビームフォーミングをはじめとするアレー処理における対応は可能であると考え. より具体的な対応方法に関しては今後の検討課題として紹介する.

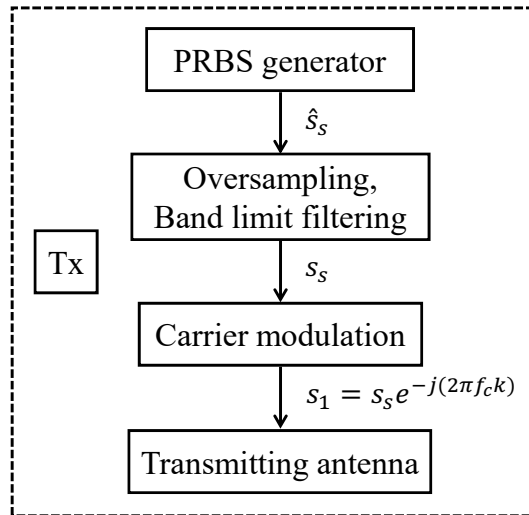


図 4.3: Tx システムモデル (一般的)

4.3 シミュレーション

本節では 4.1,4.2 節で紹介した MVDR+DL 手法を利用したビームフォーマを導入した送受信モデルについて、3 章でその理論構成を紹介した提案手法である加算・差分複合アレーと差分アレーの代表例であるネストアレーとの特性比較についてシミュレーションを行うことで評価検証を行う。まず、DL 法の拡張アレーへの応用による効果や振る舞いの変化を差分アレーの代表的手法として実績のあるネストアレーを題材に確認した後、既存の文献では紹介がなされていない送信信号の変調から復調までを扱う通信システム全体の評価としてその評価の原点ともいえる BER 特性に基づき検証を進める。そして従来手法と今回提案の加算・差分複合アレーの両者が応用可能であることを示すとともに、特性の評価により提案手法の優位性である DOF 拡張効果について確認していく。

4.3.1 拡張アレーに対する DL 導入における性能評価

本パートではシミュレーションを通じて 4.1.2 で紹介した DL 法の効果について検証を行う。拡張アレーへの DL 法の導入は [98] 発表時において未検証であった内容である。前述の説明の通りであるが、空間平均法は (共分散) 行列のランク回復手法として非常に有名な手法あり DOF が手法によって $1/2 \sim 1/3$ 程度減少してしまうというデメリットは存在するが、拡張アレーにおいて拡張入力信号が無相関の場合にも互いに相関性を持つようになるという性質からその相関性の抑圧効果を見込み、MUSIC 法への応用を筆頭に様々な手法で用いられその有用性が確認されている。しかしながら、SNR が高い環境即ち雑音が少ない環境やスナップショット数が少ない環境においてはランク欠けや不安定性の問題が改善しきれないことがあり、我々の検証段階でビームフォーマの例にお

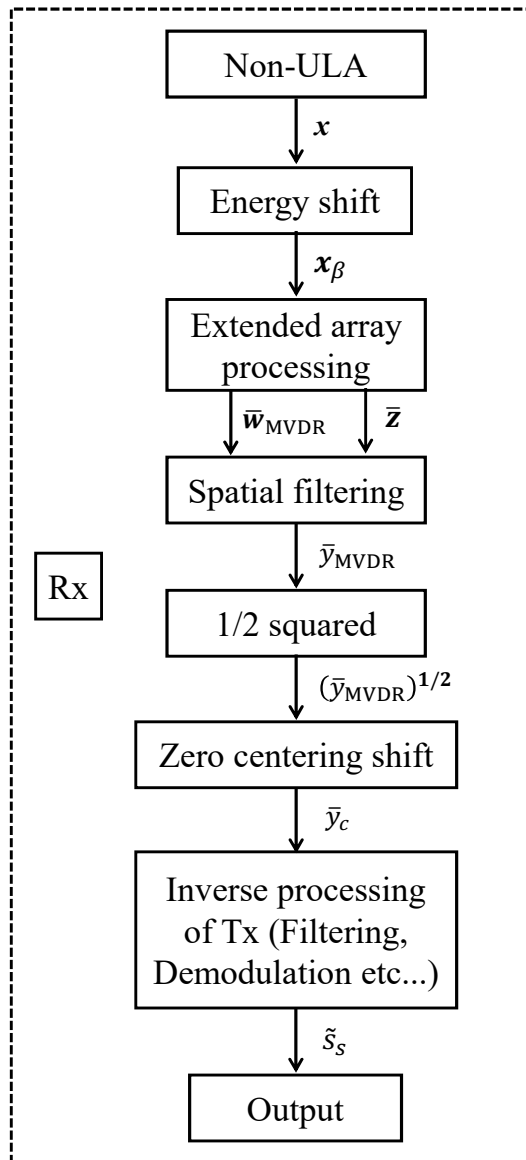


図 4.4: Rx システムモデル (改善版)

いてはこれら条件によって所望信号の復調に対し最も重要であるメインローブがうまく構成されずに所望波とは別の方向を向いてしまう、あるいはサイドローブが所望波同等レベルに大きくなるような例もシミュレーションにて後述するが観測されている。

従って、上記環境における問題の解決法として DL 法を用いることで拡張アレーにおいて大幅に増加された DOF を減らすことなくロバスト性を向上させることをここでの狙いとする。まず、シミュレーション諸元は表 4.1 に記載の条件で設定する。特筆すべき点としては、配置方法はネストアレーに属する Non-ULA の配置を使用し、ビームフォーミング手法は 2.3.1 や 4.1.1 で議論した拡張アレーにおいてもビーム形成例について提案実績のある MVDR ビームフォーマを採用するとともに、拡張アレーを利用する意義を与えるために干渉波数 $D - 1 = 13$ は通常の古典的とも呼ばれるアレー信号処理ではヌ

表 4.1: シミュレーション 4-1 諸元

Array configuration	Nested array
Beamforming	MVDR+DL
No. of array elements N	6
Sensor allocations $\{d_p, d_q\}$	$\{0, 1, 2, 3, 7, 11\}$
No. of input signals D	14
Unit array interval d	$\lambda/2$
Modulation	BPSK
DOA of desired wave	-20°
DOAs of interference waves	$-80^\circ, -60^\circ, -45^\circ, -25^\circ, -22^\circ, -18^\circ,$ $5^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 70^\circ,$
SNR	10 dB
SIR	-3 dB
No. of snapshots	500

ルビーム形成が不可能な $N \leq D$ の条件を満たすように与えることとする。変調方式は 4.2 節で議論したようにこの後の提案手法におけるシミュレーションとの一貫性を保つため BPSK を採用したが、あくまで DL 法の応用といった観点からは QPSK (Quadrature Phase shift Keying) や QAM (Quadrature Amplitude Modulation) などのように変調に位相成分を含む方式（一般的には複素表現で記述される）も利用可能であることは同様の差分アレー上においても検証済みである。また、所望波の到来方向 -20° については左右対象でない場合にも極性含めきちんとビーム形成が可能なることを確認するため 0° 以外の適当な位置を選択した。もちろん、 0° においても動作することは検証済みである。上述のように DL による改善効果を確認する目的のため、自己相関行列が不安定になる可能性がある高めの SNR = 10dB に加えて、スナップショット数も控えめの 500 で与えることとする。

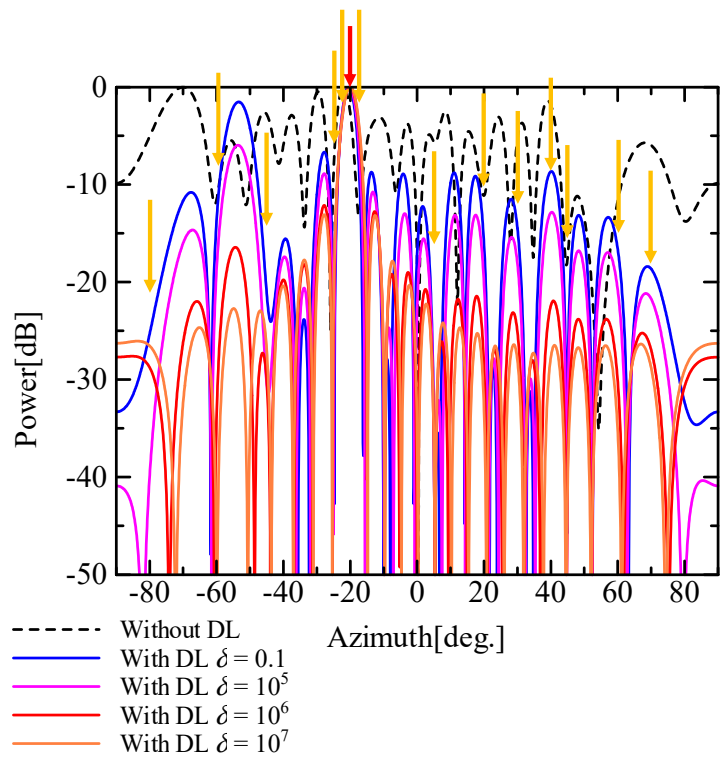
図 4.5(a),(b) において、DL 法を用いない場合と DL 法における δ の値をそれぞれ $\delta = 0.1, 10^5, 10^6, 10^7$ と変化させた際のビームパターンの変化の様子を確認する。所望波、干渉波は表 4.1 に記載の到来方向を持ち、図中において赤の矢印は所望波の到来方向を、黄色の矢印は干渉波の到来方向を表現している。(a) と (b) の違いに関しては、それぞれの条件は雑音 (PRBS (疑似ランダム列)) であるため、レベルは同様) 以外は表 4.1 に記載の通り同様であり、別の独立試行であることを示している。

まず、黒点線の DL 法を用いない場合について図 4.5(a), (b) の比較を進めると、 -20° の所望波方向に着目した場合に理想的には 0dB となることが期待される方向であること

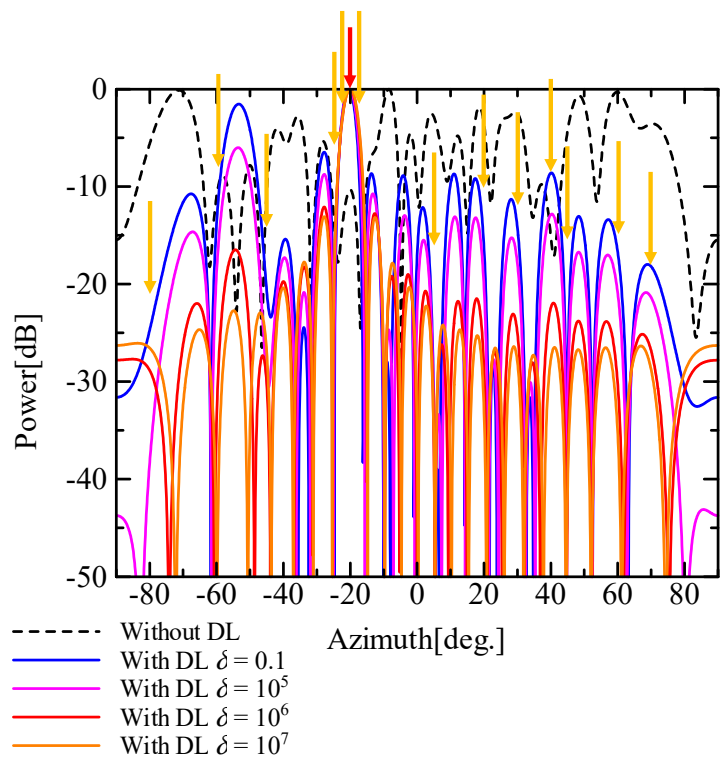
を前提に、(a)についてはビームが向けられている様子が確認されるが(b)は所望波方向に必要なメインビームが観測されないことがわかる。そして、各試行において生成されるビームパターンが異なるため、ロバスト性は低く何らかの改善が必要であることがわかる。これはそもそもメインビームが所望波方向に向かないことがあるという大きな問題であるといえる。ここでは2回分の例を掲載したが、別試行を行うとまた所望波にビームが向くとは限らないような図4.5(a),(b)とは別のビームパターンが形成されることが確認されている。

次にDLを利用した際の改善の様子を確認すると、今回設定したどの δ の値においても自己相関行列の安定化による効果により確実にメインビームが向けられていることがわかる。また、図4.5(a)と(b)を比較してもほぼ同様の形状のビームパターンが得られており、重要な指標の一つでもある再現性が高くロバスト性が向上したと捉えることができる。続けて δ の変化にフォーカスを当てて検討を進めると、 δ の増加に伴いサイドローブの低減が観測されている。2.3.2でも紹介したようにDL法の原理的には δ の値に正の相関を持ち雑音が増加している状態と捉えることが可能であるため、所望波のDOA以外の角度全体のノイズを抑えるようなビームパターン形成、即ちサイドローブの低減に繋がることは原理的にも一致する振る舞いであると考えられる。ただし、 δ の値は適当に増やせばよいというわけではなく、所望波方向にメインビームを向けるような拘束条件に基づきある一定のパターンに徐々に収束していくような振る舞いとなる。雑音を印加していることに相当するため、干渉波抑圧性能に寄与するヌルパターンの精度や深さは上述の性能とトレードオフであると考えられ、 δ を 10^6 や 10^7 のような大きな値で与えることはサイドローブの低減を特化させるようなパターン形成をしていると捉えられる。

加えて補足としては、所望波が実数であるという制約をうまく利用した提案手法に対して干渉波、不要波の抑圧性能観点では、これらが位相変調を含む形式である場合についても、上述のような δ を強調させたDL法を用いた際のビームパターンの性質を考えると、所望波以外を抑圧する、即ちサイドローブを全体的に低くするような原理によって、干渉波や不要波の抑圧が狙い撃ちとはならないが全体的に可能であるため一定の効果を発揮するといえるだろう。ここまで性能検証、動作理解を行ったMVDR+DL法を加算・差分複合アレーに対しても導入することで、同様にビーム形成のロバスト性を増加させることが可能となる。結果として通信システムとしてのロバスト性向上が実現され性能評価が可能な状態となるため、続く4.3.2ではシステム全体のシミュレーション評価検証の内容を紹介する。



(a) 試行例 1



(b) 試行例 2

図 4.5: 6 素子ネストアレーによるビームフォーミングにおける DL の適用効果の比較

表 4.2: シミュレーション 4-2 諸元

No. of array elements N	6
Beamforming	MVDR + DL
Sensor allocations $\{d_p, d_q\}$	
Nested array	$\{0, 1, 2, 3, 7, 11\}$
Sum&Diff array (Proposed)	$\{0, 1, 2, 8, 13, 18\}$
No. of input signals D	14
Unit array interval d	$\lambda/2$
Modulation	BPSK
DOA of desired wave	-20°
DOAs of interference waves	$-80^\circ, -60^\circ, -45^\circ, -25^\circ, -22^\circ, -18^\circ, 5^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 70^\circ$
SNR	-20 to 20 dB
SIR	20 dB (ex. 1), 10 dB (ex. 2)
No. of snapshots	500

4.3.2 提案アレーシステムにおける性能評価

ここでは、4.2節で紹介し4.3.1でその原理に基づく振る舞いとそのロバスト性の向上効果について検証を実施したMVDR+DL法によるビームフォーミングをRxシステムにおける拡張信号処理に対して導入した際の通信システムの評価を行う。シミュレーションにおける諸元は4.2に記載する通りである。基本的な内容は4.3.1との整合性をとるため同様に与えているためその詳細については割愛するが、周囲ノイズに対するBER特性の変化に対する評価を実施するためにSNRを -20 dBから 20 dBにスイープしている点と、BERによる検討が可能となる程度のSIRとして(ex.1)ではSIR= 20 dBを、(ex.2)ではSIR= 10 dBを与えて評価を進める。また、ここから本稿における主題であり提案手法である加算・減算複合アレーの評価を従来手法において最も有名かつ実績のある代表例として挙げたネストアレーとの特性の比較を正確に行うため、実アレー素子数 N はネストアレーとともに同様の $N=6$ で定義し、差はその配置方法、即ち3.2節で実施した定式化の議論に従った配置とする。よって、本シミュレーションにおける提案手法と従来手法の差は純粋にそのアレー配置構成と拡張信号処理方法の特に加算アレーの生成箇所のみであり、その他諸元や使用するアルゴリズムは同様であるため、妥当な比較検証が実施されていると捉えて差し支えないと考える。

図4.6(a), (b)において、従来手法と提案手法におけるビームパターンの違いを比較

を行う。前提として、DL法は前述のとおり両者に適用しており、当然、環境（SNR や干渉波、遅延波のSIR）や素子数、所望波のエネルギーやその他要素に依存して最適なパラメータ δ の値は変化すると想定されるが、 δ の値は4.3.1で確認した議論や次に示すBERの評価を考慮しある程度良好なパフォーマンスが実現できているかつビームパターンにおいて変化が確認されると判断した $\delta = 10^6$ を選択している。加えて、従来手法と比較し提案手法はDOFの大幅な拡張が実現可能な点とその大きなアドバンテージとして挙げられることを思い出すと、提案手法は42本のヌルビームを形成可能であるのに対しネストアレーは22であり約2倍の差が存在することがわかる。DOFとヌルビームの数が一致するという内容についてはフィルタ理論の観点からその多項式の極とゼロ点に対する考察によって導かれることが知られており、DOFが大きいことは即ちフィルタ設計の自由度や精度を上げられることを意味する。2.2においてその原理を紹介したように、ビームパターンを空間領域のフィルタとして捉えることも可能であるため、ここではフィルタをビームパターンと置き換えて捉えることも可能である。

まず、SIR= 20dBの条件におけるシミュレーション結果を示す図4.6(a)について議論を進める。前述のDOF拡張効果により、提案手法はより細いメインビームが実現できているとともに、より多くのヌルビームが形成されていることは図4.6(a)からも観測可能である。特に、各干渉波に対する抑圧効果を具体的に確認すると、ヌルビームの効果は提案手法において -80° 、 -40° 、 -22° 、 -18° 、 30° 、 70° の方位角に対して明らかな優位性が確認され、従来手法の方が優れていたのは 60° のみである。その中でも所望波のDOA -20° に対し、近接干渉波 -22° 、 -18° が入力される状況であるため、近接干渉波の抑圧性能はメインビームの分解能の向上から波及する利点と理解でき、次にシミュレーションを進めるBER特性にも大きな影響を与えられられる。また、サイドローブのエネルギーも全体的に提案手法の方が低く雑音耐性が向上されていることがわかり、総じて提案手法の方が良好な特性であると判断可能である。

次に、図4.6(b)の確認においてSIR= 10dB条件下でのビームパターンを示す。その概要は図4.6(a)と同様である。ヌルビームの効果は提案手法において図4.6(a)と比較し1波分多い -80° 、 -40° 、 -22° 、 -18° 、 70° の方位角に対して明らかな優位性が確認され、従来手法の方が優れていたのは 60° のみである。所望波と近接波の関係に関しても同様であるためここでは割愛するが、こちらも総じて提案手法の方が良好な特性を実現していると判断できる。サイドローブのエネルギーレベルについては、図4.6(a)同様提案手法の方が全体的に低めであるが、提案手法、従来手法ともに図4.6(a)と比較すると干渉波の影響を抑えようとすることでビームパターンに変化が起こり所々で大きくなっていることがわかる。

次に、図4.1、4.2で提案したTxからRxまでを包括する通信システムにおける特性

の評価の一例として、BER 特性について検証を進める。BER とは Bit Error Ratio で表現されるように Tx システム中の送信信号におけるビットパターンと通信都を經由した後の Rx システムにおいてその受信信号に対し信号処理を施した後の復元信号におけるビットパターンについて両者を比較し、各ビットが一致しているかどうかを判定しそのエラー確率を示すような指標であり有線、無線、光などをはじめとする各種通信路、変調、復調、各種信号処理などの影響による信号の変化、劣化が最も重要な情報であるビット自体を変化させてしまうような影響を与えるかどうかを評価するために一般的に利用される。当然エラー率は低い方良いと判断される指標であり、シンボルやパケットなどの単位でも同様の議論は存在し、今回はシンボル=ビットとして与えている。各シミュレーションの諸元、環境についてはビームパターンと同様 4.2 に基づき、SNR についてはスイープさせることで BER 特性を描くこととなる。

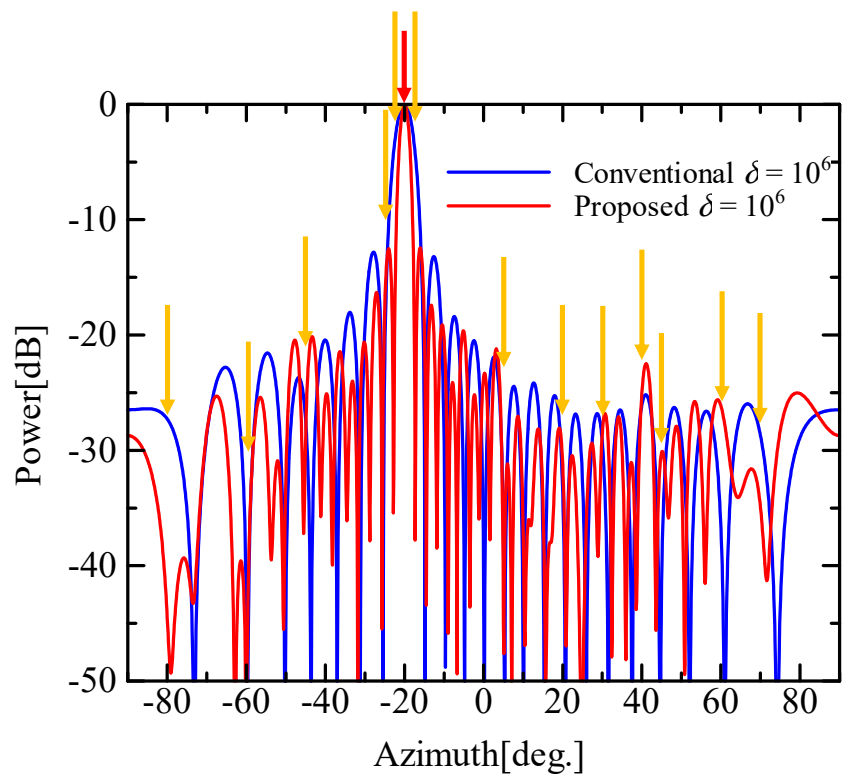
ただし、DL 法における δ については前述のとおり最適な値は諸元によって変化すると想定されるが、 δ の値は図 4.7 それぞれの結果の変化とグラフの見易さを考慮し、基準としてメインビームに対するロバスト性は確保可能である $\delta = 0.1$ に加え、 $\delta = 10^5, 10^6, 10^7$ をここでは選択した。 δ を増やすと 4.7(b) における $\delta = 10^5$ から $\delta = 10^6, 10^7$ と変化させた場合と同様な傾向を持ち高 SNR 領域での特性改善に繋がるが、本諸元における $-20\text{dB} \sim 20\text{dB}$ の範囲の確認では $\delta = 10^{10}$ 程度の δ で特性変化の飽和が確認されることは検証済みである。

まず初めに概要かつ最も重要なポイントとして、図 4.7(a),(b) において通常の通信システムにおいて正しい通信状態を示すような BER 特性の概形が観測されていることがわかる。即ち 1.3 節で目的 3 として挙げた”スパースアレーを用いた拡張アレーにおける変調から復調までを扱う送受信システムの実現”が達成できていると考えられる。

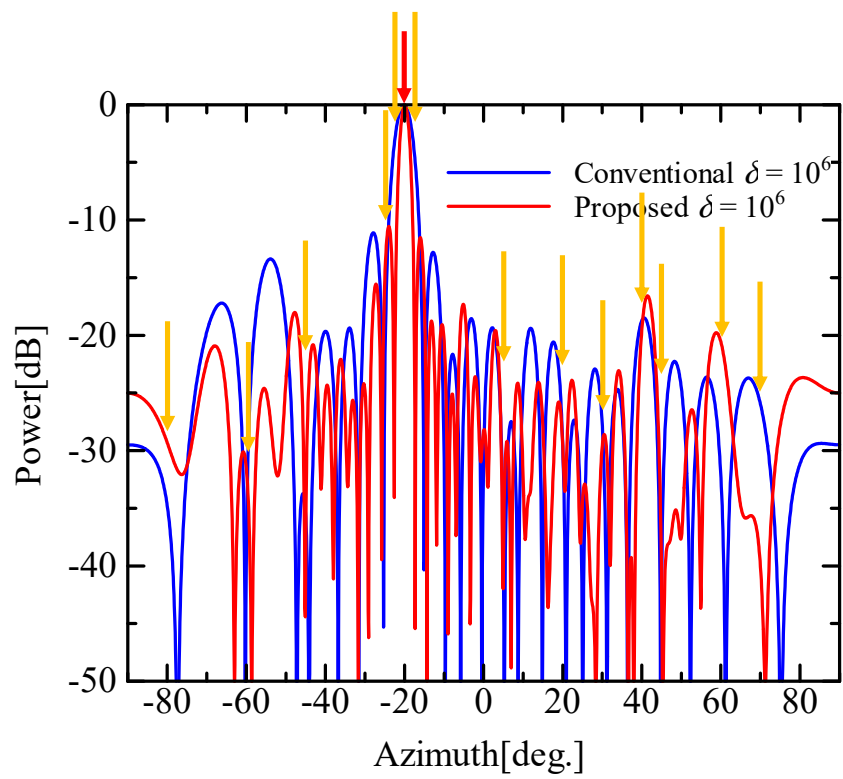
ここより詳細の確認に移り、図 4.7(a) によって干渉波が 13 波到来している状態における SIR = 20dB の条件に関して確認を進める。図 4.7(a) において、提案手法の加算・差分複合アレーは従来手法であるネストアレーと比較し大幅な特性改善が観測される。特性改善の要因としては、前述のビームパターンの例からもわかるように、その DOF 拡張効果によって分解能が上がることで狭いメインビーム幅が実現でき、所望波直近の $-22^\circ, -18^\circ$ の方位角から入射する近接波の影響を正しく除去できている点が最も影響していると考えられる。従来手法であるネストアレーに関して確認を進めると、 $\delta = 10^5, 10^6$ において $\text{SNR} \geq 2\text{dB}$ 程度から $\text{BER} < 10^{-1}$ を実現するような特性の改善が確認される。また、提案手法に関して δ ごとに確認を進めると、 $\delta = 0.1$ では $\text{SNR} \geq 6\text{dB}$ の領域でネストアレーの $\delta = 10^5, 10^6$ よりは多少劣るものの $\text{BER} \leq 10^{-1}$ に辿り着いていることがわかる。さらに、 $\delta = 10^5$ の例に関しては $\text{SNR} \leq 6\text{dB}$ の領域は図からはわかりづらいがほぼ $\delta = 10^6$ と重なっており、 $\text{SNR} \geq 18\text{dB}$ の領域において BER 特性の劣化が現れるよう

な特性である。この現象は SNR が高い状況であるため、ノイズ抑圧の必要性が SNR が低い場合と比較し相対的に下がることによりサイドローブが上がってしまうことで干渉波の影響が高まるような現象に起因していると考えられる。定量的には $\text{SNR} \geq 1\text{dB}$ の領域においては $\text{BER} < 10^{-2}$ を実現しており、 $\text{SNR} \geq 4\text{dB}$ の領域においては $\text{BER} < 10^{-3}$ 、 $5 \leq \text{SNR} < 18\text{dB}$ の領域においては $\text{BER} < 10^{-4}$ のパフォーマンスが実現できていることがわかる。 $\delta = 10^6$ の場合は上記と同様であるが、 $\text{SNR} \geq 18\text{dB}$ のエリアにおいてもサイドローブの低減効果により BER 特性における劣化は観測されず、ロバスト性が上がることで良好な特性が維持できていることがわかる。また、前述のようにグラフ上には記載していないが、 δ の値を $\delta = 10^{10}, 10^{20}$ と変化させたところ同範囲においては $\delta = 10^6$ と同様の特性が得られることが確認できている。よってここでは十分に大きな δ の値を与えることがこの手法の延長線上におけるサイドローブを下げるようなビームの変化においては行列の安定性と高 SNR 領域での特性の維持に対して重要であることがわかる。

次に、図 4.7(b) では (a) と同様のシミュレーション諸元において $\text{SIR} = 10\text{dB}$ とした際の結果を示す。全体の傾向は図 4.7(a) と同様であり、提案手法が従来手法に比べて良い特性を示している点もその DOF 拡張効果を活かして所望波に近い到来方向 $-22^\circ, -18^\circ$ を持つ近接干渉波の抑圧性能が改善されたお陰であると考えられる。ただし、 SIR を下げたため想定通り縦軸方向の BER 特性においては劣化が確認される。さらに、提案手法においては DL による効果が図 4.7(a) と比較し干渉波を増強した分だけ相対的に SNR がより低い側で確認されるようになり、よりロバスト性を高めるようなパラメータである $\delta = 10^7$ を準備し追加した。その際、 $\text{SNR} \geq 0\text{dB}$ の領域においては $\text{BER} \leq 10^{-1}$ を達成しており高 SNR 領域でもその特性がほぼ維持できていることがわかる。ただし、 $\delta \leq 10^7$ の与え方においても少なからず高 SNR 領域における特性劣化現象は確認されているため、この問題を回避するためには十分に大きな δ の値を利用する必要があるといえる。

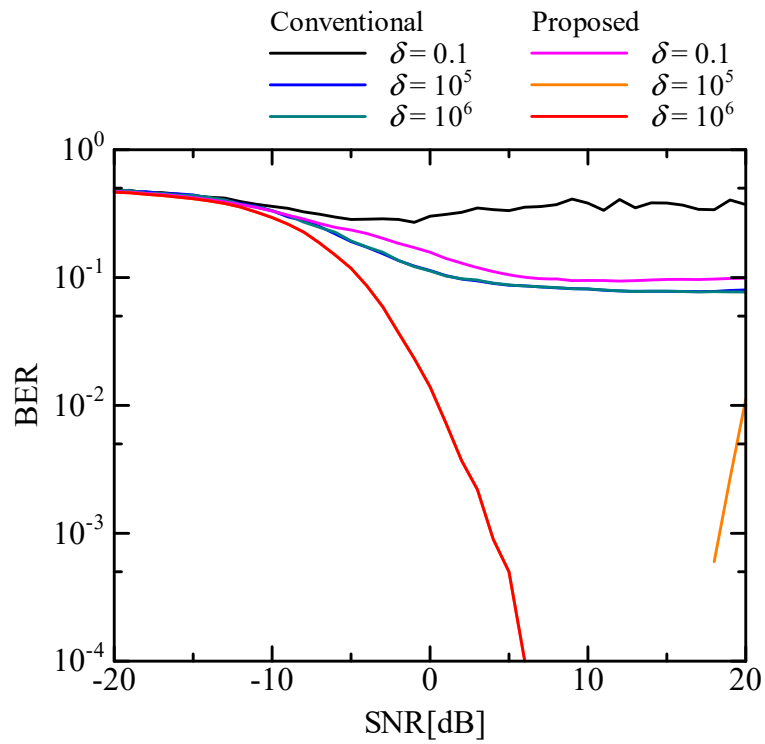


(a) SIR = 20 dB 条件

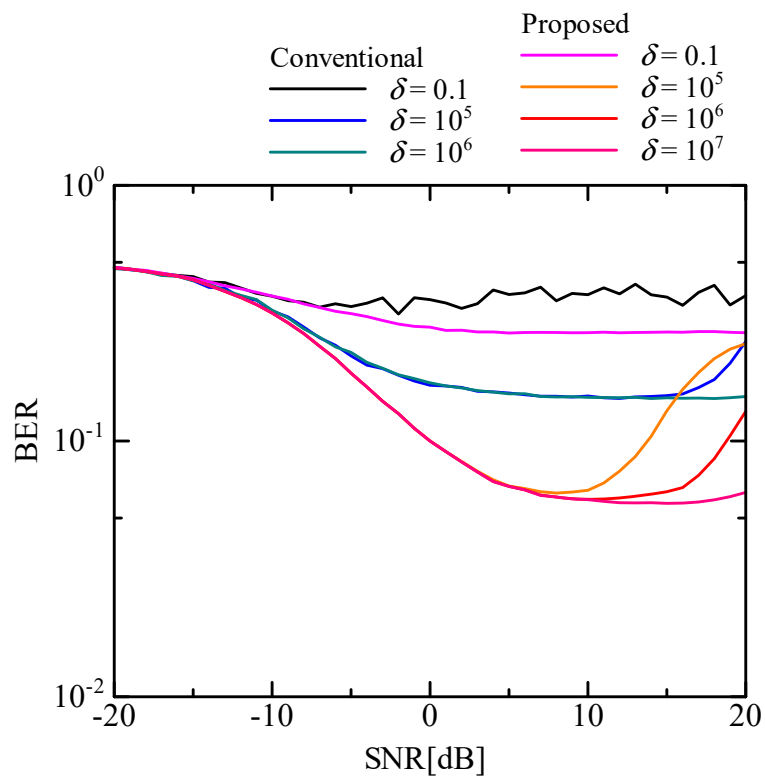


(b) SIR = 10 dB 条件

図 4.6: SNR = 20 dB 環境におけるビームパターンの比較



(a) SIR = 20 dB



(b) SIR = 10 dB

図 4.7: 干渉波 13 波環境における BER 特性の比較

表 4.3: シミュレーション 4-3 諸元

No. of array elements N	6
Beamforming	MVDR + DL
Sensor allocations $\{d_p, d_q\}$	
Nested array	$\{0, 1, 2, 3, 7, 11\}$
Sum&Diff array (Proposed)	$\{0, 1, 2, 8, 13, 18\}$
No. of input signals D	14
Unit array interval d	$\lambda/2$
Modulation	BPSK
DOA of desired wave	-20°
DOAs of interference waves	$-60^\circ, -45^\circ, -22^\circ, -18^\circ, 20^\circ, 30^\circ$ (ex. 1) $-80^\circ, -60^\circ, -45^\circ, -40^\circ, -35^\circ, -30^\circ, -27^\circ, -25^\circ, -23^\circ,$ $-22^\circ, -18^\circ, -15^\circ, -12^\circ, -10^\circ, -5^\circ, 0^\circ, 5^\circ, 10^\circ, 15^\circ, 20^\circ,$ $30^\circ, 40^\circ, 45^\circ, 55^\circ, 60^\circ, 70^\circ, 80^\circ, 85^\circ$ (ex. 2)
SNR	-20 to 20 dB
SIR	20 dB
No. of snapshots	500

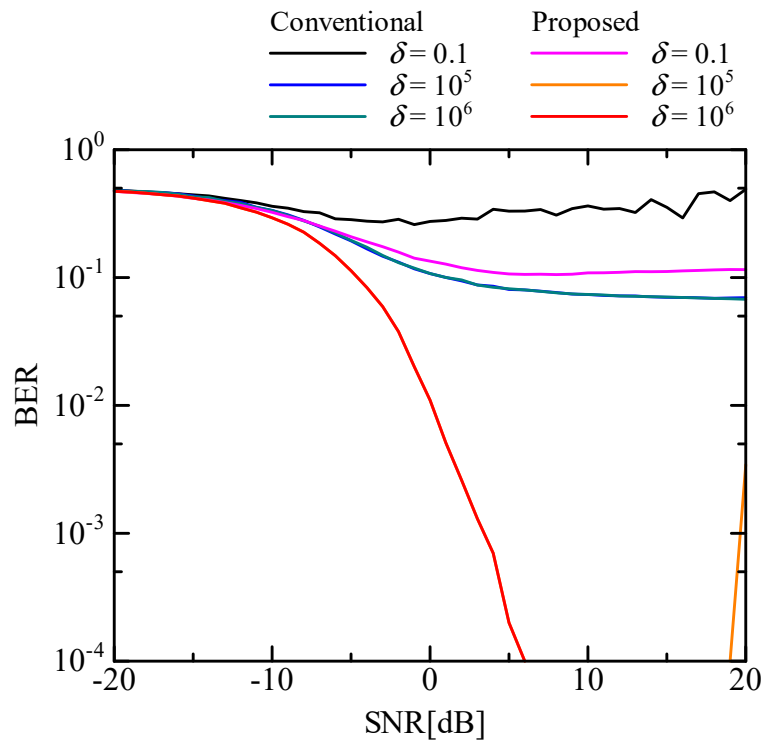
加えて、各シミュレーションの諸元、環境について表 4.2 の (ex. 1) を基にし全到来波数 $D = 7, 30$ 即ち干渉波の到来波数をそれぞれ 6 波、29 波に変更した表 4.3 の諸元に従ったシミュレーションについて紹介する。特に、干渉波に関しては所望波方向 -20° に対する近接波となる $-22^\circ, -18^\circ$ についてはその影響を確認するため意図的に残している。

まず、7 波の条件についての結果を示す図 4.8(a) に関して評価を進める。概形や傾向については図 4.7(a) と比較するとほぼ同様であると捉えられる。従来手法と提案手法における $\delta = 0.1$ の場合に関しては図 4.7(a) と同様のため割愛する。提案手法における DL 法の $\delta = 10^5, 10^6$ の条件についても図 4.7(a) と同様であるが確認を進めると、 $\text{SNR} \leq 6\text{dB}$ の領域はほぼ $\delta = 10^5, 10^6$ が重なっており、 $\delta = 10^5$ については $\text{SNR} \geq 19\text{dB}$ の領域において BER 特性の劣化が現れるような特性を示す。その原因もサイドローブの上昇と干渉波の関係性から来る前述の理由であると考えられる。定量的には $\text{SNR} \geq 0\text{dB}$ の領域においては $\text{BER} \leq 10^{-2}$ を実現しており、 $\text{SNR} \geq 3\text{dB}$ の領域においては $\text{BER} \leq 10^{-3}$ 、 $6 \leq \text{SNR} (< 19)\text{dB}$ の領域においては $\text{BER} \leq 10^{-4}$ のパフォーマンスが実現できていることがわかる。

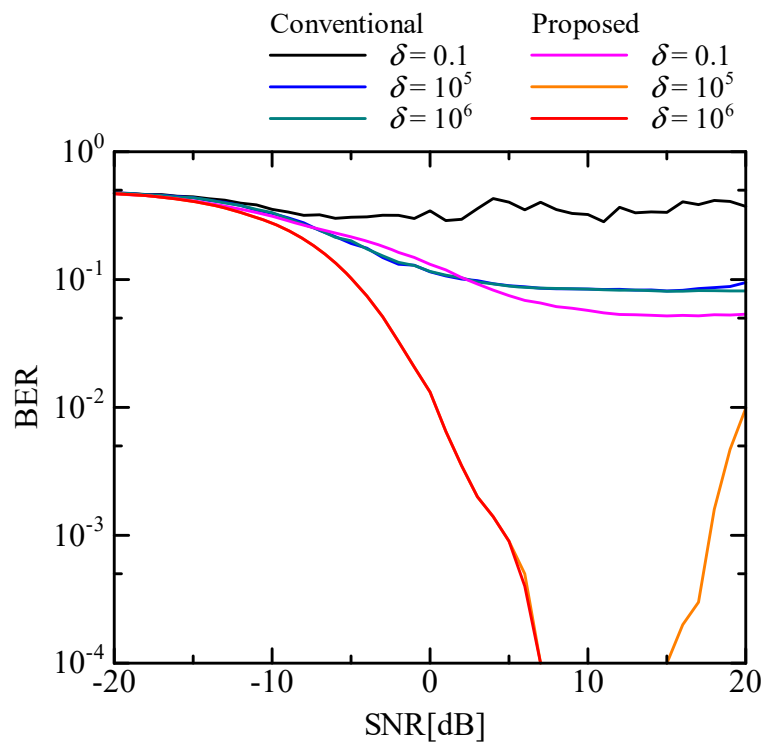
最後に、30 波の条件についての結果を示す図 4.8(b) についても同様に確認を進める。概要はやはり図 4.7(a), 図 4.8(a) と同様であることがわかるが、全体的には想定通り波

数が増加した故の特性の劣化が確認される。詳しく確認を進めると、従来手法における $\delta = 10^5, 10^6$ の曲線に対し、提案手法に $\delta = 0.1$ を適用した場合は SNR= 2dB 付近を境にその特性の逆転現象が観測されている。この現象は干渉波数が増えたことにより、特に提案手法において行列がよりロバストになったことに加え、やはりこれまで同様図 4.6 でも検証したようにサイドローブレベルの低減による干渉波抑圧性能が従来手法よりも高いことに起因していると考えられる。値としては、SNR \geq 2dB において BER $\leq 10^{-1}$ となり、SNR \geq 12dB において BER $\leq 5 \times 10^{-2}$ に達することがわかる。さらに、提案手法における $\delta = 10^5, 10^6$ のケースにおいては、SNR= 0dB を超えた以降は BER $\leq 10^{-2}$ を実現しており、SNR \geq 5dB の領域においては BER $\leq 10^{-3}$ 、 $7 < \text{SNR} (< 15)\text{dB}$ の領域では BER $\leq 10^{-4}$ の特性が観測される。 $\delta = 10^5$ の例については SNR \geq 15dB の領域において BER 特性の劣化が確認できる点は先述のグラフと同様の傾向であり、その原因についてもサイドローブレベルの上昇に拠るものであると考えられ、他の干渉波数におけるグラフと比較しても干渉波数が多い本諸元においてより低い SNR から同現象が発生していることからその想定要因としての妥当性が確認される。

以上のように、4.3.2 節ではシミュレーションを通じ、本論文における目的 3 として掲げた”スパースアレーを用いた拡張アレーにおける変調から復調までを扱う送受信システムの実現”について、拡張アレーの代表例である従来手法であるネストアレーに加え提案手法として 3 章で紹介した加算・差分複合アレーにおいてそれぞれの拡張アレー信号処理箇所にも MVDR+DL 法を適用し無線通信システムの受信側に導入することで、目的 3 の実現と動作の評価検証を実施した。そして、提案手法における代表的な優位性として挙げられる DOF の拡張効果について、ビームパターンと BER 特性においてシミュレーションを通じて定量的な確認を進めた。結果として、ビームパターンにおいては DOF の増加による分解能と形成自由度の向上によってメインビーム幅がより狭く形成可能となることによる近接波除去性能の向上と全体的なサイドローブの低減によるノイズ耐性と干渉波抑圧性能の向上が観測された。また、形成可能なヌルビーム数の向上によるより多くの干渉波の抑圧可能性を残す結果となった。さらに BER 特性のデータからは、まず通信システムに対する拡張アレーの導入が目的通り実現できていることを確認するとともに、提案手法における上述のビームパターンの改善に起因する通信システムとしての性能の大幅な向上が得られることを証明するとともに、DL 法の導入によるロバスト性の向上と高 SNR 領域における δ の値によるサイドローブレベルの変化の様子についても検証した。今後の課題としては、最適な δ の提案やシステムのロバスト性のさらなる改善、ヌルパターンを上手く扱うことによる干渉波抑圧性能のさらなる向上などが考えられる。



(a) 干渉波 6 波



(b) 干渉波 29 波

図 4.8: SIR = 20 dB 環境における BER 特性の比較

4.4 まとめと今後の課題

本章では 1.3 節で掲げた目的 3 となるこれまで各種文献にて検証されていなかった”スパスアレーを用いた拡張アレーにおける変調から復調までを扱う送受信システムの実現”に対し、従来、提案両者の各拡張アレーに対し MVDR+DL 法を適用し送受信システムにおける信号の扱いを工夫することで、その拡張アレーにおける大きな特徴である DOF の拡張効果を維持したまま目的 3 が達成可能となるような手法を提案するとともに、シミュレーションを通じてその無線通信システムが正しく動作していることを確認しその性能の検証を進めた。その中で従来手法として提案されてきた各種拡張アレー構成についても実践的に使用を考えた場合に MVDR 法のみでは低スナップショット数となる条件あるいは高 SNR 条件のような共分散行列が不安定になりやすい条件においてメインビームが誤った方向に向いてしまうような問題が存在しロバスト性に欠ける点を示すとともに、DL 法を導入することでそのロバスト性の改善効果により通信システムへの導入が可能な状態へと改良可能なことを示した。加えて、特に拡張信号処理パートにおいて、3 章で紹介した提案手法である加算・差分複合アレーを MVDR+DL 法を含む通信システムに応用することでその DOF 拡張効果についてシミュレーションによる検証を行い、従来手法に対してビーム形成の自由度の増加による分解能や設計柔軟性の向上からなるメインビーム幅の改善による近接波抑圧性能の向上に加え、全体的なサイドローブの低減によるノイズ耐性と干渉波抑圧効果の向上が示されるとともに、DL 法による高 SNR 領域におけるロバスト性の改善効果と δ の値によるビームパターンの変化と BER 特性の変化の関連性について検証を進めた。その際、拡張アレー入力における課題の一つである送信シンボルがエネルギーの領域に移り復調時に位相や正負の情報が判別できなくなるような問題に対してエネルギーのシフトに着目した解決策の一例を示すことで復調までを実現した。また、理論通り形成可能なヌルビーム数の向上が観測されたため、別手法などで上手くヌルパターンを扱うことによって従来手法と比較しより多数の干渉波が抑圧できれば通信性能がより向上されるような可能性を示すことができた。

今後の課題としては、最適な δ についての検討とシステムのロバスト性のさらなる改善、干渉波抑圧性能のさらなる向上、より移動環境に適した逐次更新アルゴリズムなどをはじめとする別のビーム形成手法に対する検討、複素変調への対応の検討、空間や時空間などに代表される 2 次元アレーや別の形状のアレーへの拡張などが考えられる。

第 5 章

拡張アレーシステムにおける近接波抑圧性能の改善

前章までに本論文における目的 1~3 を達成するため、加算・差分複合アレーを構成するためのアルゴリズムや実アレーの配置法、および拡張アレーにおける通信システムの実現方法について提案し検証を進めてきた。そして前章では目的 3 に挙げた”変調から復調までを扱う送受信システムの実現”の達成を必達目標とし、単純に MVDR 法を適用させただけの拡張ビームフォーマにおける弱点であった低スナップショット数の場合や高 SNR 環境下において自己相関行列 \mathbf{R}_{xx} が安定しないあるいは酷い場合にはメインビームが所望波以外の方向に向いてしまうような誤検出の問題があることを著者らはシミュレーションによる検証で指摘するとともに、MVDR に DL 法を適用させた手法について演算量が少なくビームフォーミングにおけるロバスト性が高まる手法として提案し検証を進めることで、その対策の一つとして一定の効果があることを確認した。ただし、高 SNR 環境下においてはノイズの影響が小さいため δ の値によってそのビームパターンがノイズ抑制方向に働かずサイドローブが大きくなってしまいう問題が垣間見え、本章における検証でも述べるように SIR が低くなるにつれて、即ち干渉波が強くなるにつれてその影響が徐々に高まるという問題が存在する。また、DL 法がメインビームのロバスト性を上げることを重視した対策であるためヌルビームの適応形成能力（ヌルの深さと精度）が低い状態となってしまうというトレードオフが起こることが前章では大きく顕在化はしていないが SNR が高い領域において一部確認されるとともに理論的にも想定され、さらなる特性の改善の余地があると考えられる。

本章では上記 2 つの課題の解決の両立、即ちメインビーム、ヌルビームそれぞれのロバスト性の維持、向上と形成能力の改善を行うため、新たに別の手法による通信システムの実現について検討する。具体的には通信システムにおける拡張ビームフォーマにおいて MVDR+DL の代わりに、SS(Spatially-Smoothing)-MUSIC+WSF（重みづけ空間

フィルタ) 設計の適用について検討を進めていく。拡張アレーにおける DOA 推定手法として実績のある SS-MUSIC 法を用いることにより到来角を検出し、その得られた到来角の情報に対し最適重みづけ空間フィルタ設計を行うことで、高 SNR 領域における所望波のトラッキング性能におけるロバスト性は維持しつつ干渉波抑圧性能の向上を SIR が高い環境下においても実現することでシステムとしての BER 特性の改善を図ることを目的とする。

本章は以下のような構成となる。5.1 節では、DOA 推定手法の一例として、差分アレーにおいて実績のある SS-MUSIC 法の加算・差分複合アレーへの導入方法について紹介するとともに、5.2 節では到来波が差分アレーでは検出できないような多くの入力波がある条件においても提案手法が機能することに加え、その空間分解能の向上に伴う近接波検出性能の向上効果についてシミュレーションによる検証を行う。次に 5.3 節においてビームフォーミングに対する応用として、最適重みづけフィルタ設計を導入するための手法とアルゴリズムについて紹介する。そして 5.4 節では SS-MUSIC 法と最適 WSF 設計を取り入れた拡張アレーシステムについて議論を進め、続けて 5.5 節ではシミュレーションを通じて本章における提案手法の性能検証を実施する。最後に 5.6 節でまとめと今後の課題について述べる。

5.1 DOA 推定手法に対する応用

5.1.1 SS-MUSIC 法に対する応用

3 章で紹介した提案手法である加算・差分複合アレーにおいて DOA 推定を実現し評価を進めるため、その応用方法について議論を進める。提案手法である加算・差分複合アレーは、その利点として従来のアレー構成と比較してその DOF 拡張効果によるアドバンテージが確認されることが 3.4 節において検証されたため、DOA 推定に対する応用について考えた場合にはその検出可能素子数=DOF の増加による空間解像度の増加に伴う近接波検出性能の向上が期待される。特に、拡張アレーにおいては従来のアレー処理では基本的に不可能とされていたアレー素子数 N 以上の到来波数 D 、即ち $D \geq N$ の条件においても検出可能である点が大きな特徴であることは差分アレーにおいても言及されよく知られている。

ところで、4.1 節において紹介した加算・差分複合アレーにおける拡張入力ベクトル $\bar{z} \in \mathbb{C}^{N^2 \times 1}$, $\bar{z}_m \in \mathbb{C}^{N_m \times 1}$ は差分アレーのようにエネルギーや電力の次元として振る舞うことを紹介した。同様に、本節で扱う拡張入力ベクトル $\bar{z} \in \mathbb{C}^{N^2 \times 1}$, $\bar{z}_m \in \mathbb{C}^{N_m \times 1}$ について、本質的には \bar{z} と同じ対象を扱っているが、当然 \bar{z} とは異なるベクトルサイズやスナップショット数で与えることも可能であるため、ここでは敢えて区別の明確化のため

異なる記号を用いて表現することとする．特にスナップショット数に関しては，演算量やリアルタイム応答性，精度，バッファサイズ等を考慮し用いる手法ごとにも調整が可能である．信号復元用の対象となる \bar{z} についても，別で扱うことが可能であることも前章で紹介した通りである．従って今後紹介される $\bar{[\cdot]}$ で表現されるアクセントを持つ記号は全て $\bar{[\cdot]}$ の表現とは異なるサイズやスナップショット数で与えることができる点に注意したい．ただし $[\cdot]$ は任意の記号を表す．

2.4.2 で紹介した空間平均処理は拡張アレーにおいても数多くの論文で紹介し利用されているように，その性質上 DOF が減少してしまうというデメリットは存在するが自己相関行列の安定化，ランク回復手法の一つとして非常に有名で MUSIC との組み合わせをはじめとして数多くの実績が積まれた手法である．超分解能とも呼ばれる DOA 推定手法においてはそもそもの分解能が高いため DOF が減少しても十分な精度が実現可能な点と，DL を選択した場合には例えば到来波数が不明な際は固有値を用いて閾値判別が必要であるような手法であるため雑音と区別可能な範囲で加える δ の値について調整や検討が別途必要となる点，そして何より前述の拡張アレーにおける DOA 推定手法と併せた数多くの検証における実績を鑑みた点と，その相関性の抑圧性能を見込み，拡張アレー入力エネルギーの領域において相関性を持つことになる点への対策を兼ねてここでは DL ではなく空間平均処理を選択した．もちろん，DL 法との組み合わせによる DOF の維持（低減なし）による推定分解能の改善については今後の検討余地がある内容である．

4.1.1 で紹介した MVDR ビームフォーマにおいて， \bar{z}_m （あるいは \bar{z} ）は処理対象の所望波，不要波をはじめとする各信号成分を含み $\bar{\mathbf{R}}_{z_m z_m}$ や $\bar{\mathbf{R}}_{DL, z_m z_m}$ の導出に用いられることを紹介した．いま，提案手法においても空間平均処理が施された自己相関行列，共分散行列である $\bar{\mathbf{R}}_{SS, z_m z_m}$ を各種拡張アレーと同様に \bar{z}, \bar{z}_m から生成することが可能である．

ここでは， $\bar{\mathbf{R}}_{SS, z_m z_m}$ を部分空間に基づく DOA 推定手法のうち一種である SS-MUSIC 法に基づく処理で用いることを考える．具体的な応用方法について紹介すると，まず SS に対応する処理として 2.4.2 で紹介した空間平均処理を施す．仮想アレーにおいて実現される連続的な仮想アレー素子数は N_m （提案手法においては $N_m = N_{\text{Cont_Sum_Diff}}$ ）であり，実素子数 N を偶数で与えた場合はその性質上奇数になるといえる．拡張入力ベクトル \bar{z}_m において i 番目から $i + (N_m/2 + \ell - 1)$ 番目までの要素を抜き出した各サブアレーにおける拡張入力ベクトルを $\bar{z}_{m,i} \in \mathbb{C}^{(N_m/2+\ell) \times 1}$ とすると，その相関行列は以下のように表現される．ただし $\ell = 1/2(N_m \text{ が奇数})$ ($\ell = 0(N_m \text{ が偶数})$) である．

$$\bar{\mathbf{R}}_{z_m z_m, ii} = \bar{z}_{m,i} \bar{z}_{m,i}^H \in \mathbb{C}^{(N_m/2+\ell) \times (N_m/2+\ell)} \quad (5.1)$$

これら拡張アレーのサブアレーにおける自己相関行列を用いて以下のように空間方向に

において移動平均処理をすると空間平均処理された相関行列 $\bar{\bar{\mathbf{R}}}_{\text{SS-}z_m z_m}$ が導出され、その性質上半正定値行列となる。

$$\bar{\bar{\mathbf{R}}}_{\text{SS-}z_m z_m} = \frac{1}{N_m/2 + \ell} \sum_{i=1}^{N_m/2 + \ell} \bar{\bar{\mathbf{R}}}_{z_m z_m, ii} \in \mathbb{C}^{(N_m/2 + \ell) \times (N_m/2 + \ell)} \quad (5.2)$$

自由度を約 1/2 に低減させてしまう点は大きなデメリットとして存在するため、Forward-Backward 空間平均処理をはじめとする別の手法による DOF 減少量の改善については今後の検討課題である。

続けて、2.4.1 節で MUSIC 法において紹介した以下 (2.50) の固有値分解を上記演算によって得られた加算・減算拡張アレーにおける $\bar{\bar{\mathbf{R}}}_{\text{SS-}z_m z_m}$ に対して適用する。即ち、

$$\bar{\bar{\mathbf{R}}}_{\text{SS-}z_m z_m} \bar{\bar{\boldsymbol{\eta}}}_i = \bar{\bar{\nu}}_i \bar{\bar{\boldsymbol{\eta}}}_i. \quad (i = 1, 2, \dots, N_m/2 + \ell) \quad (5.3)$$

上記形式における雑音部分空間に対応する固有ベクトル $\bar{\bar{\boldsymbol{\eta}}}_i \in \mathbb{C}^{(N_m/2 + \ell) \times 1}$ ($i = D+1, D+2, \dots, N_m/2 + \ell$) を用いることで $\bar{\bar{\mathbf{E}}}_{\text{SS-}N_m} \in \mathbb{C}^{(N_m/2 + \ell) \times (N_m/2 + \ell - D)}$ を構成し、式 (2.63) で紹介した MUSIC スペクトルの導出にあたる式 (5.5) に基づき拡張アレーモードベクトル $\bar{\bar{\mathbf{a}}}_{\text{SS-}m}(\theta) \in \mathbb{C}^{(N_m/2 + \ell) \times 1}$ における θ をスイープさせることで各到来波の DOA に対応するピークサーチを行う。

$$\bar{\bar{\mathbf{E}}}_{\text{SS-}N_m} := [\bar{\bar{\boldsymbol{\eta}}}_{D+1}, \bar{\bar{\boldsymbol{\eta}}}_{D+2}, \dots, \bar{\bar{\boldsymbol{\eta}}}_{N_m/2 + \ell}] \quad (5.4)$$

$$\bar{\bar{P}}_{\text{SS-M}}(\theta) = \frac{\bar{\bar{\mathbf{a}}}_{\text{SS-}m}^H(\theta) \bar{\bar{\mathbf{a}}}_{\text{SS-}m}(\theta)}{\bar{\bar{\mathbf{a}}}_{\text{SS-}m}^H(\theta) \bar{\bar{\mathbf{E}}}_{\text{SS-}N_m} \bar{\bar{\mathbf{E}}}_{\text{SS-}N_m}^H \bar{\bar{\mathbf{a}}}_{\text{SS-}m}(\theta)} \quad (5.5)$$

その結果として、推定された各入力信号に対する DOA 情報 $\bar{\bar{\boldsymbol{\theta}}} : \{\bar{\bar{\theta}}_i, i = 1, 2, \dots, D\} \in \mathbb{R}^{D \times 1}$ を得ることが可能である。 $\bar{\bar{\boldsymbol{\theta}}}$ は 5.3 節以降で紹介し扱うように非常に有用な情報であるため、そのスペクトルの検出精度は重要な性能評価指標の一つである。

5.2 シミュレーション

本節では本稿にて提案する加算・差分アレーにおいて、5.1 節で紹介した DOA 推定における代表的手法である SS-MUSIC を応用した際の性能評価を実施する。

拡張アレーにおける一つの重要な利点として、通常の拡張処理を行わない信号処理では対応できないとされる入力信号数 D と物理素子数 N が $N \leq D$ となる条件下においても推定が可能である点については、ここまでに紹介してきたとおりである。そこで、本章ではその一例として $N = 10, D = 10$ の条件、即ち $D \geq N$ を満たす通常のアレーの動作が破綻するような条件に加え、ネストアレーを空間平均操作してしまうと仮想素子数が不足し推定がうまく動作しなくなるような条件 $N = 10, D = 30$ (ただしネストア

表 5.1: シミュレーション 5-1 諸元

No. of array elements N	10
Sensor allocations $\{d_p, d_q\}$	
Nested Array	$\{0, 1, 2, 3, 4, 5, 11, 17, 23, 29\}$
Sum&Diff array (Proposed)	$\{0, 1, 2, 3, 4, 14, 23, 32, 41, 50\}$
No. of input signals D	10
DOAs	$-60^\circ, -45^\circ, -25^\circ, -22^\circ, -20^\circ,$ $-18^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$
Unit array interval d	$\lambda_c/2$
Modulation	BPSK
SNR	$-20 \sim 15$ dB
SIR	0 dB
No. of snapshots	4,500
No. of trial	100

レーの空間平均後の実効素子数が 30 の条件) についても, 提案手法である加算・差分複合アレーはその DOF 拡張効果により問題なく推定可能であるという優位性について本シミュレーションを通じて改めて検証することで示す.

一方, 上述の議論とは視点を変えた際に気づく拡張アレーのもう一つの代表的なアドバンテージとしては, 空間分解能の向上, 即ち近接波に対する検出性能の向上が挙げられる. こちらに対しても従来, 提案手法に対し同一条件下における性能検証を行い比較することで, 提案手法による性能の改善について評価を実施する.

5.2.1 $D \geq N$ 波入力に対する DOA 性能評価

まず, 従来手法として拡張アレーの代表的な手法であるネストアレーと提案手法において, 表 5.1 に記載の諸元を用いた条件下における DOA 推定精度の比較を行う. 入力信号 10 波における DOA はそれぞれ $\{-60^\circ, -45^\circ, -25^\circ, -22^\circ, -20^\circ, -18^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ\}$ で与えられ, 4 波 $\{-25^\circ, -22^\circ, -20^\circ, -18^\circ\}$ の近接波を含むような入力とする. 図 5.1, 5.2 は表 5.1 の条件においてネストアレーと提案手法に対し SS-MUSIC を用いた際の検出結果のスペクトルとその精度の確認のための指標として一般的に用いられる RMSE (Root Mean Square Error) 特性を表す. RMSE はその名の通り理想特性と対象とする特性を比較した誤差を表現しており, その値は小さい方が良いと判断できる. 図 5.1(b) に着目す

表 5.2: シミュレーション 5-2 諸元

No. of array elements N	10
Sensor allocations $\{d_p, d_q\}$	$\{0, 1, 2, 3, 4, 14, 23, 32, 41, 50\}$
No. of input signals D	30
DOAs	$-80^\circ, -70^\circ, -60^\circ, -50^\circ, -45^\circ, -40^\circ, -35^\circ, -30^\circ, -27^\circ, -25^\circ, -22^\circ, -20^\circ, -18^\circ, -15^\circ, -12^\circ, -10^\circ, -5^\circ, -2^\circ, 0^\circ, 5^\circ, 10^\circ, 15^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 45^\circ, 55^\circ, 60^\circ, 70^\circ, 80^\circ$
Unit array interval d	$\lambda_c/2$
Modulation	BPSK
SNR	$-20 \sim 15$ dB
SIR	0 dB
No. of snapshots	4,500
No. of trials	100

ると、特にネストアレーは近接角をもつ各信号が到来する $-25^\circ, -22^\circ, -20^\circ, -18^\circ$ の角度周辺において DOA の検出ミスが発生していることが観測されるが、その一方で提案手法は問題なく正確に検出ができていることがわかる。ここで、図中の黄色の矢印は各到来波の DOA を示す。この優位性は仮想アレー素子の拡張量の差からくるものであると考えられ、提案手法においては仮想アレー素子数は 111 であるのに対しネストアレーでは 60 である。ただし空間平均操作を施しているため、実効的な素子数はそれぞれ提案手法が 56、従来手法が 30 に減少している点に注意が必要である。

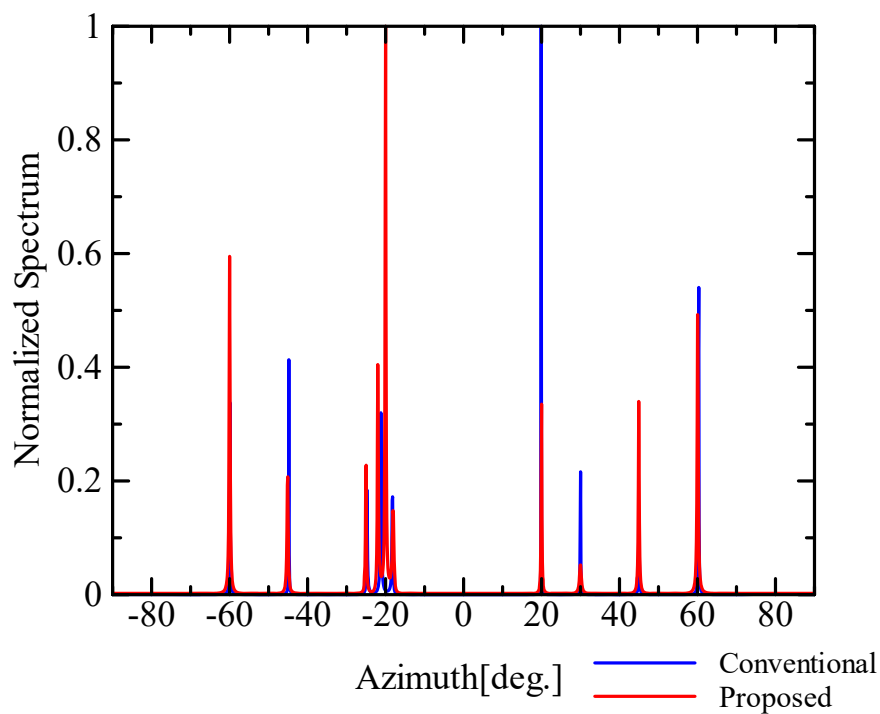
加えて、図 5.2 において、提案手法における構成はネストアレーと比較しスイープさせた SNR 全体において大幅な RMSE の改善を実現していることがわかる。例えば、 -5 dB 環境下では従来手法は RMSE = 0.48 であるのに対し提案手法が RMSE = 0.07、即ち 85.4 % の改善効果が確認される。また、7 dB 条件においても従来手法は RMSE = 0.48 であるのに対し提案手法が RMSE = 0.06、即ち 87.5 % の改善効果が観測されるため提案手法における DOF 拡張効果による角度分解能の向上効果は非常に大きいと考えられる。

また、表 5.2 のような 30 波の入力波条件に関する検証を進める。ネストアレーによる拡張後の DOF、即ち仮想素子数が入力波に対し不足し正常に動作しないような条件における検証のため、提案手法のみの結果を紹介することとする。前節と同様、提案手法における仮想アレー素子数は 111 であるのに対しネストアレーでは 60 であり、空間平均操作によって実効的な素子数はそれぞれ提案手法が 56、従来手法が 30 に減少している点に注意が必

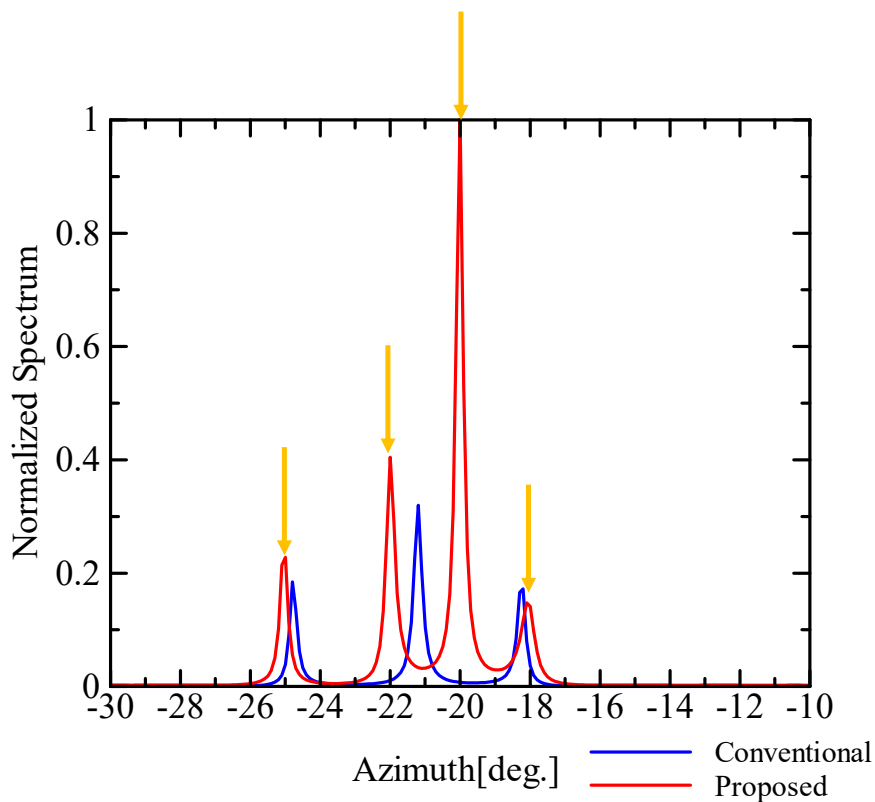
要である。MUSIC法ベースの到来方向検出手法は雑音固有空間を利用する関係上、(アレー素子数-1)が原理的な検出波数の限界であるため、従来手法は29波までしか検出不可能な条件である。図5.3,図5.4は同様に、SS-MUSICのスペクトルとRMSEの振る舞いを表現する。ただし、ここでも $\{-30^\circ, -27^\circ, -25^\circ, -22^\circ, -20^\circ, -18^\circ, -15^\circ, -12^\circ, -10^\circ, -5^\circ, -2^\circ, 0^\circ\}$ のような近接波群がアレーに対し到来することとし、空間分解能が維持されていることも確認する。

到来波数 D が物理素子数 N がの3倍であるような非常に多い条件下においても図5.3(a),(b)より各到来波に対し到来波検出のためのスペクトルが正しく向けられていることがわかる。

また、図5.4を確認することで提案手法はDOA推定が十分な推定精度、具体的には-16dB以上の環境下においてはRMSE= 0.23以下を保持しており前述のスペクトラムの結果を鑑みれば推定が機能しているといえる結果である。



(a) $[-90^\circ, 90^\circ]$ におけるスペクトル比較



(b) 近接波方向 $[-30^\circ, -10^\circ]$ を拡大したスペクトル比較

図 5.1: SNR = 15 dB における SS-MUSIC スペクトルの比較

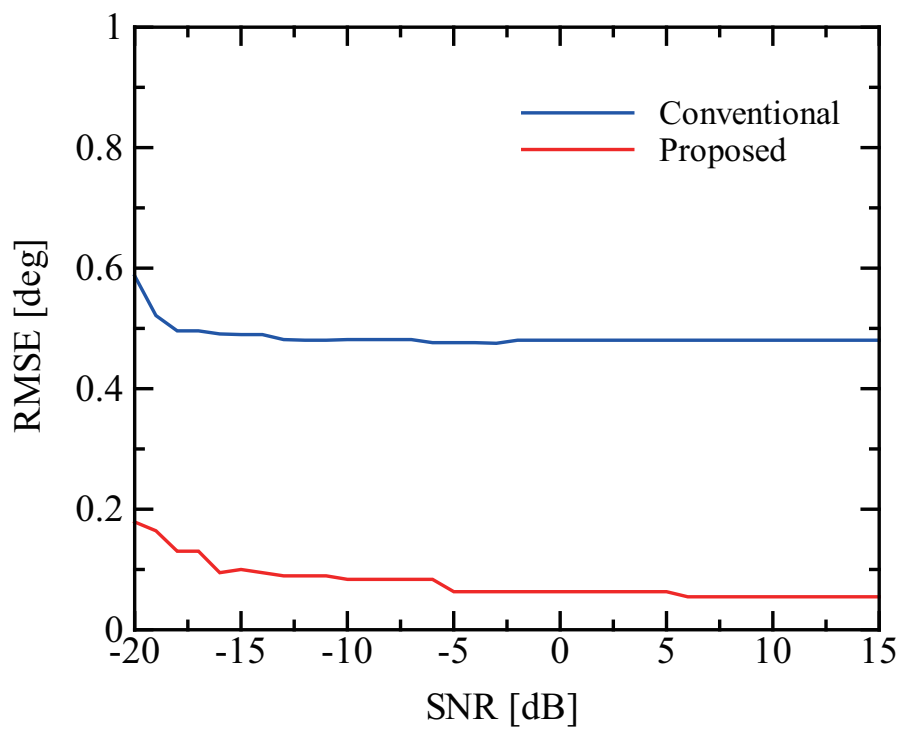
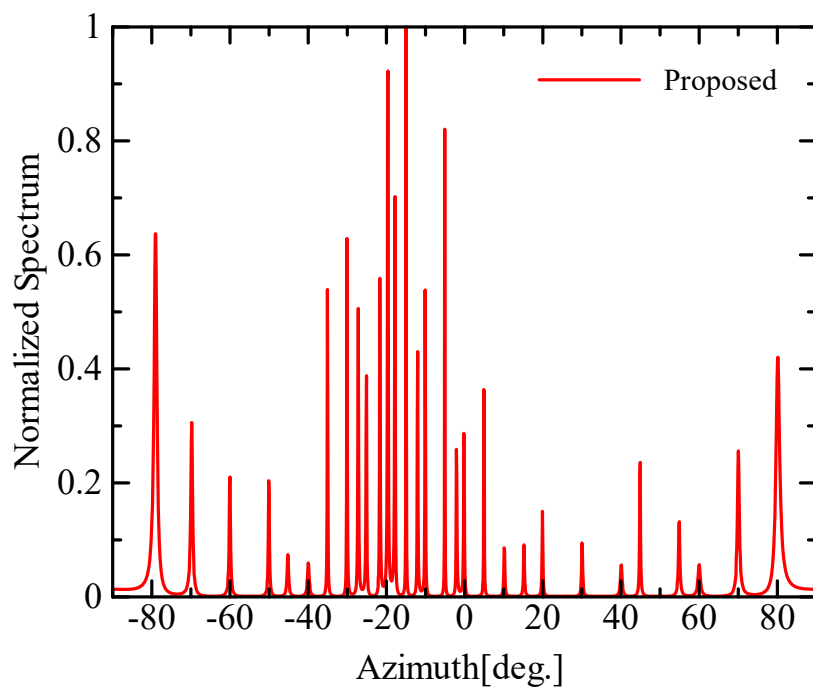
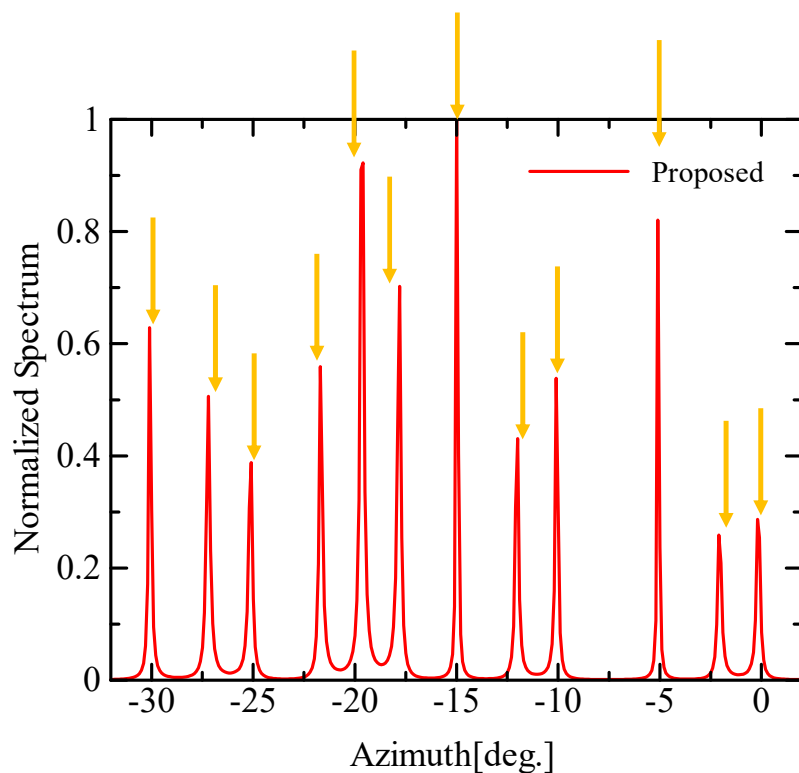


図 5.2: RMSE 特性の比較



(a) $[-90^\circ, 90^\circ]$ におけるスペクトル



(b) 近接波方向 $[-30^\circ, -10^\circ]$ を拡大したスペクトル

図 5.3: SNR = 20 dB における SS-MUSIC スペクトル

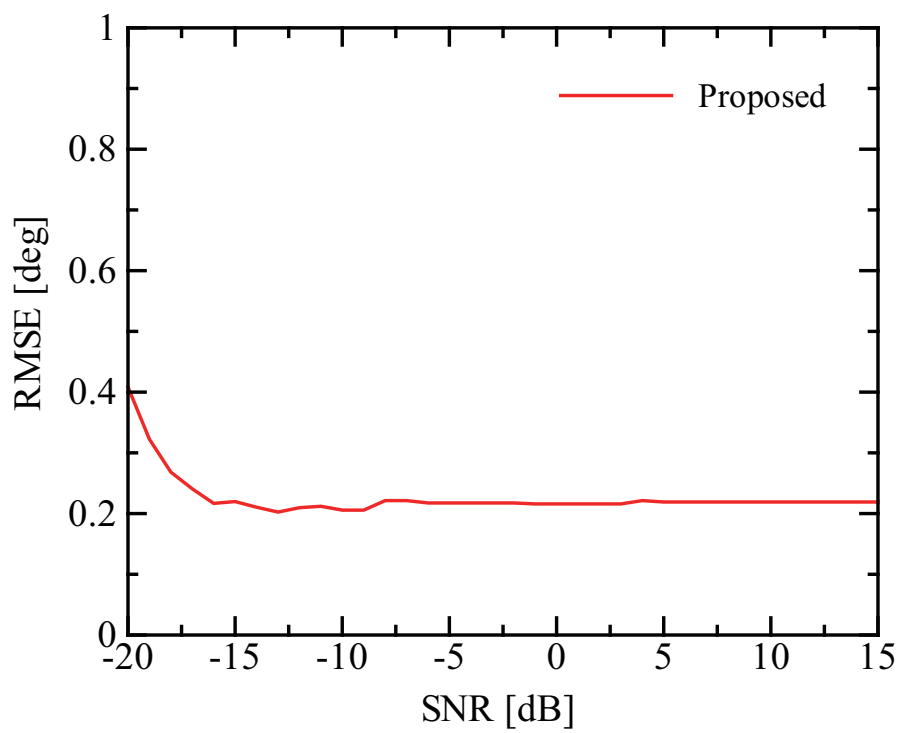


图 5.4: RMSE 特性

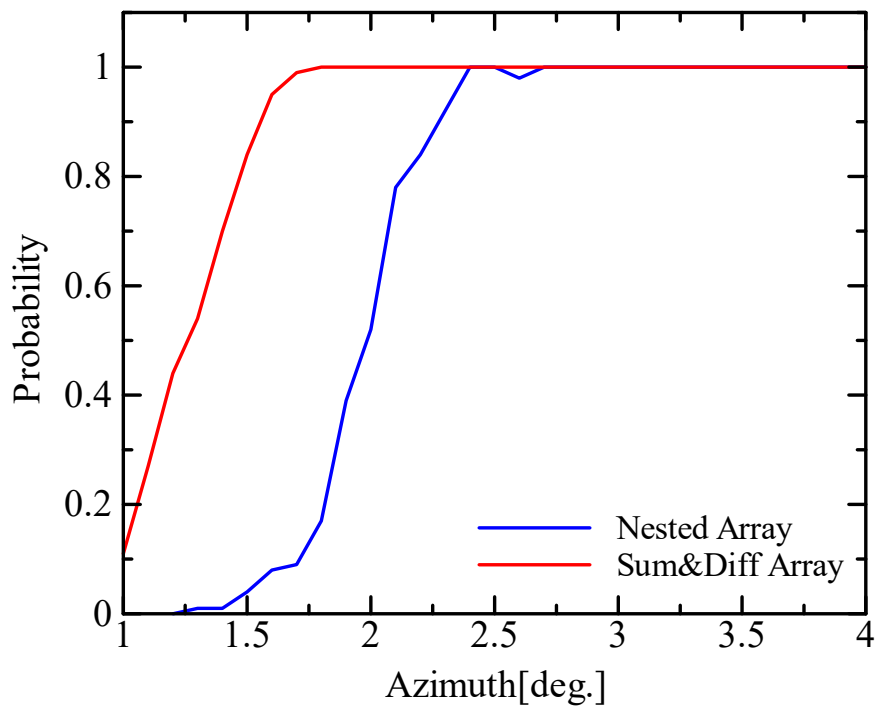
表 5.3: シミュレーション 5-3 諸元

Scenario	#1	#2	#3	#4
No. of array elements N	10		22	
Sensor allocations $\{d_p, d_q\}$				
Nested array	{0, 1, 2, 3, 4, 5, 11, 17, 23, 29}		{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 24, 36, 48, 60, 72, 84, 108, 120, 132}	
Sum&Diff array (Proposed)	{0, 1, 2, 3, 4, 14, 23, 32, 41, 50}		{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 32, 53, 74, 95, 116, 137, 158, 179, 200, 221, 242}	
No. of input signals D	3			
Unit array interval d	$\lambda_c/2$			
Modulation	BPSK			
DOA of desired wave	0°			
DOA of interference wave #1	-5° (fixed)			
DOA of interference wave #2	1° to 4° (swept)	2° (fixed)	0.1° to 2° (swept)	2° (fixed)
SNR	0 dB	-20 to 20 dB	0 dB	-20 to 20 dB
SIR	0 dB			
No. of snapshots (for SS-MUSIC)	100		3000	
No. of trials (for RMSE)	20			

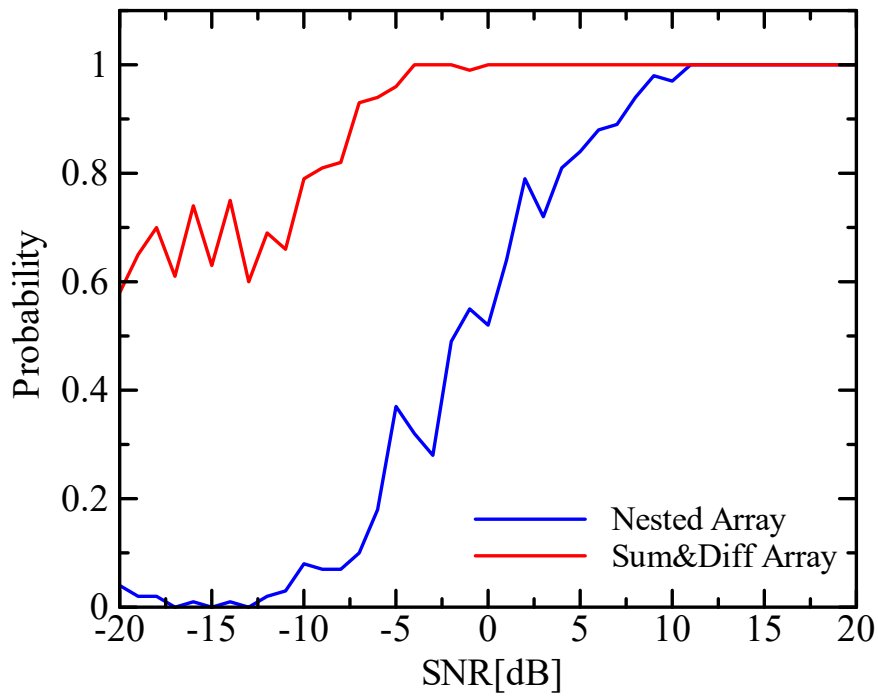
5.2.2 近接波入力に対する DOA 性能評価

DOA 推定における応用に関して、近接波検出性能の観点から提案構成における従来手法であるネストアレーに対する優位性の検証を行い、ロバスト性と精度の向上に繋がることを確認する。

まず、表 5.3 に本シミュレーションにおける諸元を記載する。シナリオ #1 と #2 では $N = 10$ の場合について、空間分解能に値する特性、即ち近接波検出性能の確認を進める。図 5.5(a), 図 5.6(a) について、ここでは $D = 3$ のうちの一つの DOA を $1^\circ \sim 4^\circ$ に 0.1° 刻みでスイープさせる（残りの 2 波は固定、各試行は独立で試行間での従属性、関連性はない）ことで、従来手法と提案手法における近接波検出性能の差を評価した。ここで、成功率 (Probability) はその成否の判断の閾値として、DOA 推定結果における各波の理想の DOA に対して最小二乗誤差の平方根である RMSE を各波それぞれ評価し、すべての波に対してそれぞれの $\text{RMSE} \leq 1$ となる場合を成功 ($D = 3$ の場合は 3 波それぞれが $\text{RMSE} \leq 1$ を満たす場合)、それ以外 (1 波でも $\text{RMSE} > 1$ となる場合) を失敗と定義した。図 5.6(a) については、成功率が 1 の場合のみの試行回数分の平均値をプロットする。失敗時の RMSE は非常に大きくなる可能性があり試行回数分の平均値の演算に大

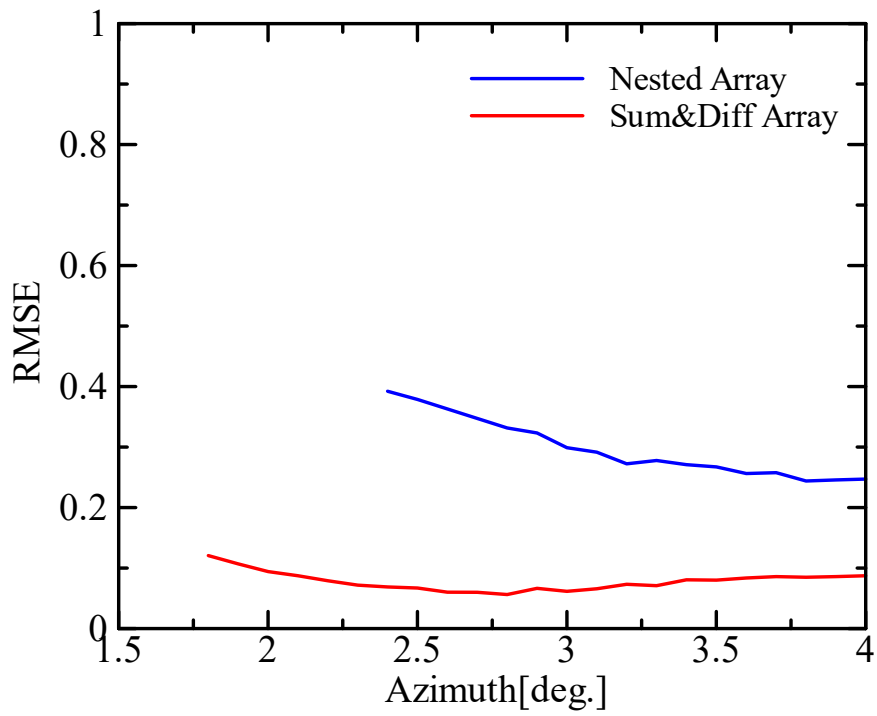


(a) 条件 #1

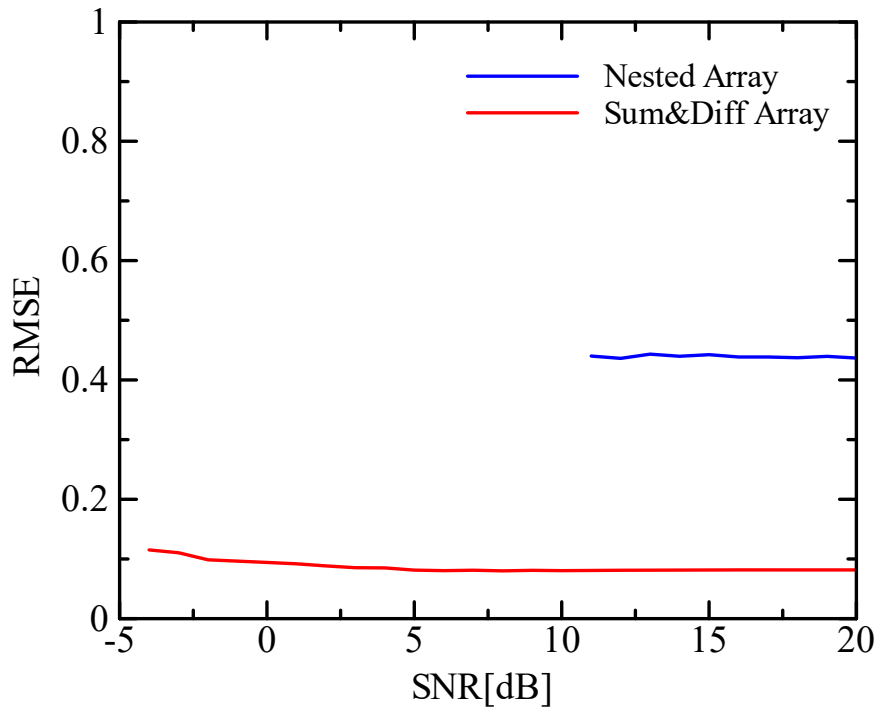


(b) 条件 #2

図 5.5: SS-MUSIC おける DOA 推定成功率の比較



(a) 条件 #1



(b) 条件 #2

図 5.6: SS-MUSIC における RMSE 特性の比較

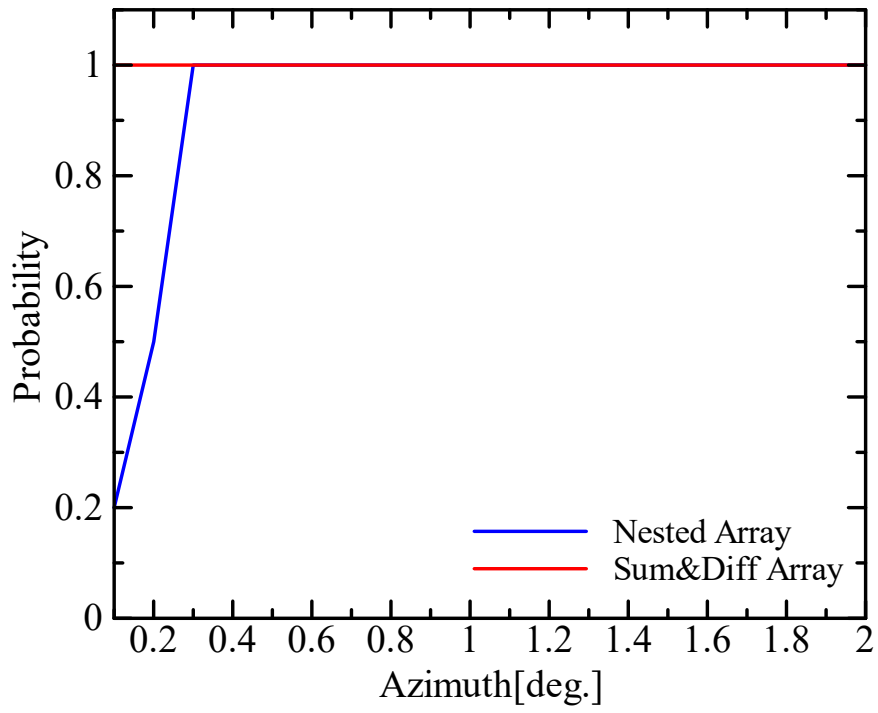
きな影響を与えてしまう可能性があるため、またロバスト性を重視し成功した際は精度が良いとしても失敗があった場合に使えないレベルの精度であればそのアプリケーションとしては使用しづらいためである。

図 5.5(a), 図 5.6(a)において、提案する加算減算複合アレーが従来のネストアレーと比較し全領域において特性の向上が確認される。いま、図 5.5(a)における検出率に着目すると提案手法は干渉波#2の到来角が 1.8° のときに1に到達するが、従来手法では 2.4° であり、検出におけるロバスト性は空間分解能としては 0.6° の25.0%の改善が確認される。また図 5.6(a)からは提案手法においてRMSE、即ち精度の向上が確認される。例えば 2.4° の条件では5.70倍の向上、 4° においては2.82倍のRMSE特性の向上が確認される。

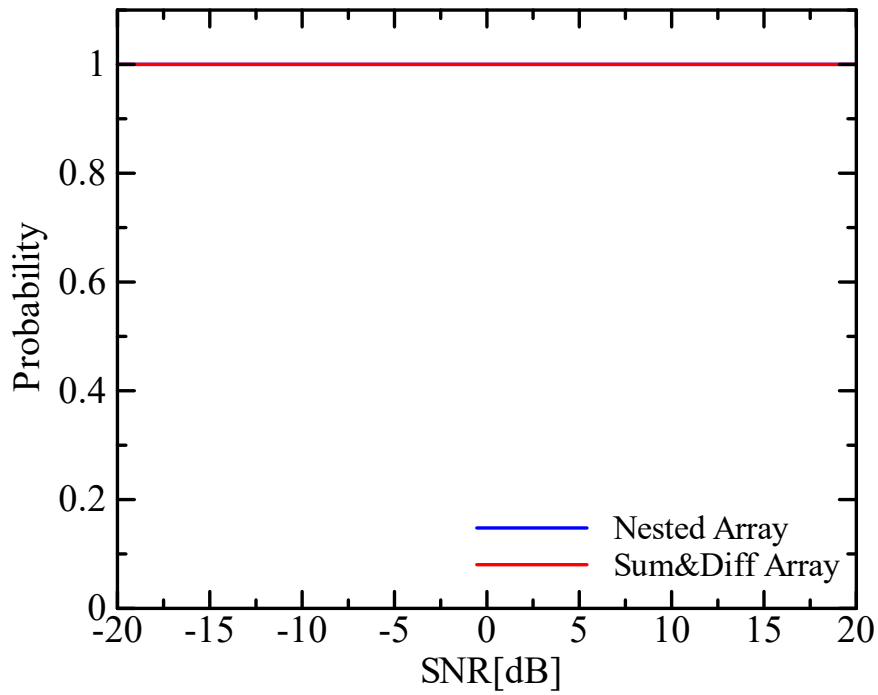
加えて図 5.5(b), 図 5.6(b)では干渉波#2の到来角を 2° に固定とした場合の対SNR特性の評価を行う。検出率を示す図 5.5(b)において、提案手法は -3dB で検出率が1に到達する一方、従来手法は 11dB であることが確認される。よって提案手法は従来手法と比較し 14dB 程度の検出率の改善が確認され、SNRが低い環境下におけるロバスト性が得られることがわかる。さらに、図 5.6(a)に示されるRMSE特性においてもSNR= 11dB の条件下において、5.46倍の性能改善が観測されるという結果である。

加えて同様に、 $N = 22$ の条件においてシナリオ#3, #4の検証を行う。この条件はここまでの $N = 10$ 検証に対して N 数を増加させた検証であり、後に5.5.1節で紹介する表 5.5に基づくシステムの検証においてSS-MUSICを使用する際の条件が妥当であること検証する目的を含む内容である。図 5.7, 図 5.8について、シナリオ#1, #2同様、全体的に提案手法の方が従来手法と比べて良い特性を示していることが確認される。図 5.7(a)における検出率に着目すると提案手法は干渉波#2の到来角が 0.1° の状態に1に到達するが、従来手法では 0.3° であるため、検出におけるロバスト性に関して空間分解能としては 0.2° 以上、即ち66.6%以上の改善が確認される。ただし、図 5.8(a)においては干渉波#2の到来角が 0.3° から 0.5° の区間のみ従来手法と提案手法の関係性が逆転しているが、RMSE値は0.07未満であるため充分小さい、つまり充分な推定精度が得られた状態における比較であることが図 5.6(a)を参考にしてもわかる。提案手法、従来手法それぞれ $0.5^\circ, 0.4^\circ$ 以上の区間に関してはRMSE=0を示す。加えて干渉波#2における到来角 $< 0.3^\circ$ の区間に関しては提案手法は悪い値を取っているように見えるかもしれないが、従来手法はRMSE > 1 の結果を示すため先に定義した失敗のケースに分類されグラフに表現されていないためであり、提案手法の方が良い値、即ち良い検出性能を実現しているような状況である。さらに、RMSE=0.4は図 5.6(a)における従来手法の検出成功の開始点相当であり悪い値でないことに注意したい。図 5.8(b)は $-20\sim -14\text{dB}$ の範囲を拡大したグラフであり、 -14dB より上に関しては両手法ともにRMSE=0の区

間である。また，図 5.8(b) からは対 SNR の観点から提案手法において RMSE，即ち精度の向上が同様に確認される。例えば SNR = -20 dB の条件下において，4.00 倍の性能改善が観測されることがわかる。上述の図 5.7(b)，図 5.8(b) 結果から，次節 5.5.1 の条件下における DOA 推定値は十分な性能であるといえる。

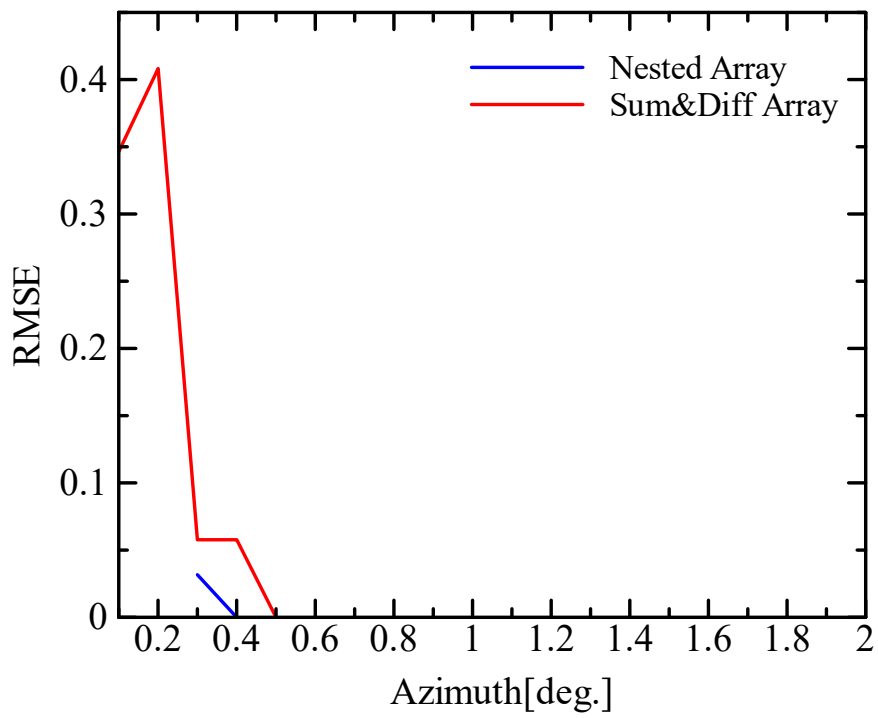


(a) 条件 #3

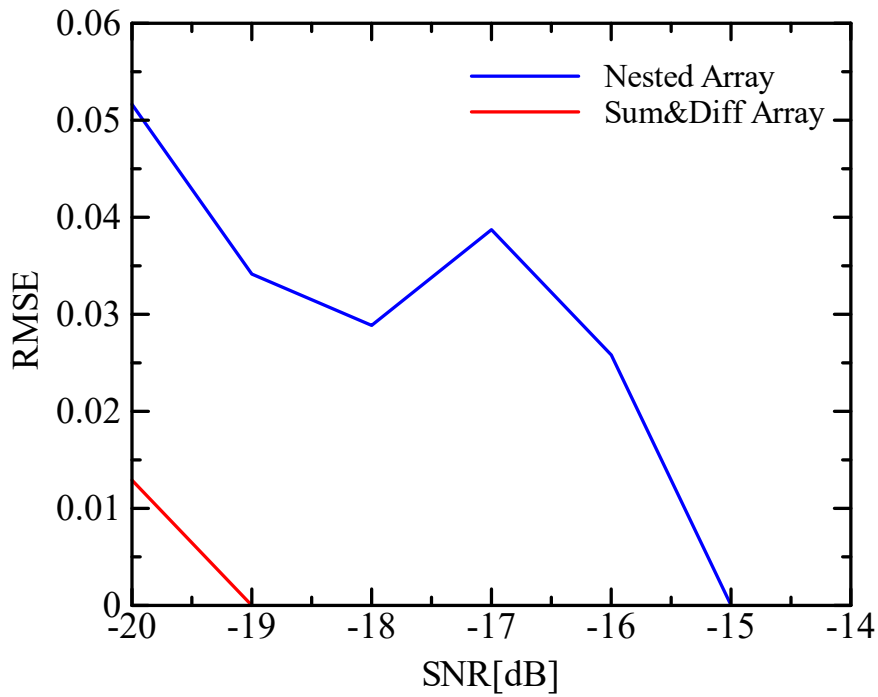


(b) 条件 #4

図 5.7: SS-MUSIC おける DOA 推定成功率の比較



(a) 条件 #3



(b) 条件 #4

図 5.8: SS-MUSIC における RMSE 特性の比較

5.3 ビームフォーマに対する応用

5.3.1 重みづけ最適フィルタ (WSF) 設計に対する応用

4章ではまず拡張アレーにおける通信システム全体のBERによる評価の実現のための一例として、DL+MVDR空間フィルタの構成による検証を実施したが、本節では有用な情報である拡張入力信号に対するDOA推定値 $\bar{\theta} : \{\bar{\theta}_i, i = 1, 2, \dots, D\}$ (所望波, 干渉波を含む) を利用した最適重みづけ空間フィルタ (WSF) 設計 (=最適ビームパターン設計) について議論を行う。ここではDOA推定手法の一例として、拡張アレーの各論文において実績があり5.1,5.2節で提案構成である加算・差分複合アレーを用いた際のDOF拡張効果によってその十分な近接波検出性能とロバスト性に関して検証したSS-MUSIC法を選択し、前節で検証に用いた条件と同様の諸元を用いることでフィルタ設計において扱うDOA情報に関して疑義をなくすことを狙いとする。

ここでの目的は所望波情報のみを正確に取り出すこと、即ち送信パターンと受信パターンにおけるBERの向上である。最適WSF設計問題の解としての定性的な目標としては、所望波のDOAに対して精度の高い狭い通過域を設定し、各干渉波それぞれのDOAに対しては精度の高い強いヌルを設定することとなる。空間フィルタをビームパターンで捉えると、所望波のDOAに対して精度の高い狭いメインビームを向け、各干渉波それぞれのDOAに対しては精度の高い強いヌルビームを向けることに対応する。

最適WSF設計を進めるにあたり、評価関数は最小二乗法に基づく重みづけの形式を取り入れた以下のように与える。

$$\begin{aligned}
 C &= C_1 + C_2 \\
 &= \sum_{\omega=-\omega_s}^{\omega_s} \left\| H_{\text{Ideal}}(\omega) - \sum_{n=-N_V}^{N_V} h_w(n) e^{-j\omega n} \right\|^2 + \sum_{\omega \in \Omega} v_i \left\| H_{\text{Ideal}}(\omega) - \sum_{n=-N_V}^{N_V} h_w(n) e^{-j\omega n} \right\|^2
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

C_1 項は最小二乗規範に基づく一般的な重みづけなしの評価関数であり、 $H_{\text{ideal}}(\omega)$ は理想フィルタにおける振幅、 $\omega_s = 2\pi d \sin \theta / \lambda_c = \pi \sin \theta$, $\theta \in [-\pi/2, \pi/2]$ は空間角周波数を表現する。ただしこれまで同様、 $d = \lambda_c/2$ で与えるという前提を用いた。 N_V は拡張された仮想素子における連続となる正負片側のアレー素子数であり加算・差分複合アレーにおいては $N_{P_Cont_Sum_Diff}$ や $N_{N_Cont_Sum_Diff}$ に対応する。 $h_w(n)$ は設計対象となる一般的なフィルタやシステムにおけるインパルス応答を示し、設計対象である拡張アレーにおける適応ウェイトベクトル \bar{w}_{WSF} や要素 $\bar{w}_{\text{WSF},n+N_V}$ に対応する。加えて、通過域や阻止域にあたるメインビームやヌルビームのように重要なポイントを全体に対して局所的に強調することを目的とした評価関数項を C_2 として追加する。 v_i は各項の重要度を決

定するウェイト，即ち所望波，干渉波それぞれの DOA $\bar{\theta}_i$ に対しその振幅やエネルギーを他の到来角に対しどれだけ重要視するかを定めるパラメータであり，式中では角周波数領域において $\Omega \in \{\omega_{s,i}, i = 1, 2, \dots, D\}$ で与えた周波数帯の振幅，エネルギーが他の角周波数帯に対してどれだけ重みづけされ最適化されるかを定めることとなる．

様々なノルムが選択可能な中で最小二乗ノルムを選択した理由は，所望のビームパターンにおける C_1 項におけるフィルタ概形と C_2 項が効果をなす急峻な特性に対する学習効果である．もちろんそのミニマックス規範における設計手法としてよく利用される l_∞ -ノルムに代表されるような他のノルムも選択可能ではあるが，今回のフィルタ設計の目的として通常のフィルタ設計における重要な評価指標の一つである重要帯域（例えば通過域や阻止域）におけるリップルの平坦度やなめらかさではなく，全体最適により概形を保つとともに所望波を効率よく通過し干渉波を強く低減するような設計の柔軟性に起因する細かく鋭いフィルタ設計が必要となるためである．また，これらを提案の加算・差分拡張アレー構成を用いることで DOF は著しく拡張したとはいえその中で低い次数でフィルタ設計を実現するための用途に適したノルム選択の例であると考えられる．特に C_2 に関しては他のノルムの方がよりふさわしい可能性もあるため，今後の検討課題の一つとして挙げられる．

ここからビームパターン観点で議論を進めると，フィルタ係数 $h_w(n)$ の最適設計問題は最適ビーム設計問題と等価であるが，ビームフォーマにおいては離散フーリエ変換 (DFT) ように $e^{-j\omega n}$ で表現される一様な周波数間隔を持つわけではなく，方位角 θ に関する到来波の位相ずれを表現する $e^{-j(2\pi/\lambda_c)d_p \sin \theta}$ の積和で定義されることに注意が必要である．つまり，周波数領域における理想フィルタ $H_{\text{Ideal}}(\omega)$ の設計は空間周波数 $d \sin \theta / \lambda_c = \sin \theta / 2$ に基づく変換の後に所望のビームパターンが実現されるように設計しなければならない．

ここでは実際に，具体的な空間フィルタの設計手法に関して以下 (i) - (iii) で紹介する． $\bar{\mathbf{w}}_{\text{WSF}}$ を実現するための最適フィルタ設計手法の一例として，扱いやすい周波数シフト法を採用するため，重みづけコスト関数 (5.6) は実際にはプロトタイプローパスフィルタ (LPF) $h_{w,\text{LPF}}(n)$ を設計するために利用することとなる．

- (i) 周波数シフト法におけるプロトタイプ LPF の設計において，周波数シフト前のターゲット角を以下 γ_i のように定義する．

$$\gamma_i = \left| \bar{\theta}_i - \bar{\theta}_1 \right| \quad (5.7)$$

ただし $\bar{\theta}_1$ は所望波の方向情報を示す． γ_i はこの方向を基にフィルタにおける通過域，即ちメインビームに対応する DOA 推定角を 0° に置き換えるようなターゲット角であり， γ_i を前提としプロトタイプ LPF の設計を進める．

(ii) 実際の設計対象となるプロトタイプ LPF $h_{w_LPF}(n)$ の最適設計を行う。

フィルタ設計における正規化周波数は通常的时间や空間を扱う場合には一般的にリニアであると想定されるが、アレーアンテナにおける空間周波数は前述のような $\sin\{\cdot\}$ の関数で定義される。つまり、ここで設計を行う所望波、各干渉波における DOA に対する通過域や阻止域に関して、(i) で紹介した周波数シフトを前提とした入射方位角や空間周波数に対応した理想フィルタにおける正規化ターゲット周波数を用いて $\sin\gamma$ の関数で与えなければならない。よって、最適設計問題におけるコスト関数は式 (5.6) に則り改めて以下のように表現される。

$$\begin{aligned} C_\gamma &= C_{\gamma,1} + C_{\gamma,2} \\ &= \sum_{\gamma=0}^{\pi/2} \left\| H_{\text{Ideal}}(\sin\gamma) - \sum_{n=-N_V}^{N_V} h_{w_LPF}(n) e^{-jn\sin\gamma} \right\|^2 \\ &\quad + \sum_{\gamma \in \Gamma} v_i \left\| H_{\text{Ideal}}(\sin\gamma) - \sum_{n=-N_V}^{N_V} h_{w_LPF}(n) e^{-jn\sin\gamma} \right\|^2 \end{aligned} \quad (5.8)$$

ただし、 $\Gamma \in \{\gamma_i, i = 1, 2, \dots, D\}$ であり、 C_γ の一部である $C_{\gamma,1}$ 、 $C_{\gamma,2}$ は式 (5.6) の C における C_1 と C_2 の役割に相当する項である。

(iii) 完成した $h_{w_LPF}(n)$ を所望の方向に調整しアレーにおけるウェイトに対応付ける
(ii) によってプロトタイプ LPF が形成された後、 0° 方向に設計された通過域は所望波の DOA である $\bar{\theta}_1$ に対応させるようなシフト操作が必要である。阻止域に関しても同様に通過域用のシフト量を考慮しプロトタイプ LPF を設計済みであるため、全体を一様にシフトさせることで、即ち各角度領域におけるポイント p に対して $e^{j(2\pi/\lambda_c)d_p \sin\bar{\theta}_1}$ を乗算することで目的は達成可能である。ただし、 e の乗数における符号はアレーアウトプットが $y_{\text{WSF}} = \bar{\mathbf{w}}_{\text{WSF}}^H \mathbf{z}$ のように表現され、ウェイトベクトル $\bar{\mathbf{w}}_{\text{WSF}}$ はフィルタリング時に共役をとるオペレーションが行われることを踏まえて決定した。つまり、ここで行う位相シフトはフィルタリング時の狙いとは、逆方向にかつ一様に所望波のシフト量分の操作をすればよいことがわかる。従って、以下のような処理を通じてアレーにおけるウェイトとの紐づけを行う。

$$\bar{\mathbf{w}}_{\text{WSF},n+N_V} = h_{w_LPF}(n) e^{j(2\pi/\lambda_c)d_p \sin\bar{\theta}_1} \quad (-N_V \leq p = n \leq N_V) \quad (5.9)$$

結果として、ロバストビームフォーミングの実現のために設計した、所望波、干渉波の各 DOA に対するビーム形成精度が高く、かつ干渉波に対しては大きなヌルを保持した所望の空間フィルタ $\bar{\mathbf{w}}_{\text{WSF}}$ を形成することが可能となる。

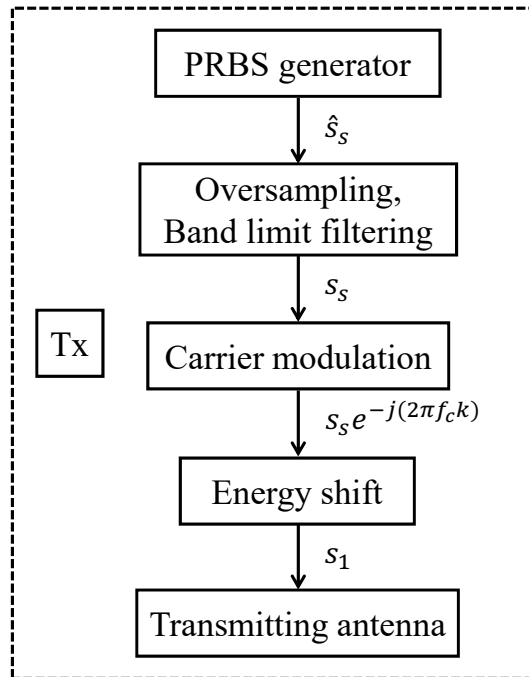


図 5.9: Tx システムモデル

5.4 拡張アレーシステムの改善

本節では、拡張アレーにおけるシステム全体としての構成を提案し、その評価を送信/受信ビットの比較であるビットエラーレート (BER) の指標で評価することを目的とする。既存の拡張アレーに関する論文に関して、DOA 推定におけるスペクトラムの生成やビームフォーミングにおけるビーム形成までとその性能の評価で留まるもののみであったため、信号の送受信までを実装し評価する点は新規性に当たることは4.2でも紹介した通りである。

図 5.9 は送信システムのモデルを示す。4.2.1 と同様であるためその詳細については割愛するが、ここでは前述の復号時におけるシンボル判別の目的のためエネルギーシフトを加えたものを対象とする。

比較対象として再掲した受信システム図 5.10 は [100] や 4.2.2 で MVDR+DL の処理を導入したモデルとして紹介済みの構成となる。復元されるべき対象の受信信号列 $\tilde{s} \approx \hat{s}_s$ は通常のアダプティブアレー同様ウェイトとアレー入力によって復元されるべきであり、ここではウェイトベクトル $\bar{\mathbf{w}}_{\text{MVDR}}$ と拡張アレー入力ベクトル $\bar{\mathbf{x}}$ を用いている。

一方、図 5.11 は 5 章で議論してきた SS-MUSIC と WSF 設計を基とする手法であり、ウェイトベクトル $\bar{\mathbf{w}}_{\text{WSF}}$ を前述の $\bar{\mathbf{w}}_{\text{MVDR}}$ の代わりに用いることとなる。ブロック図からも確認できるように、両者の差分は空間フィルタ処理に至るまでの拡張信号処理箇所のみであり、4 章では MVDR+DL で構成していた処理ブロックを SS-MUSIC+WSF 設計

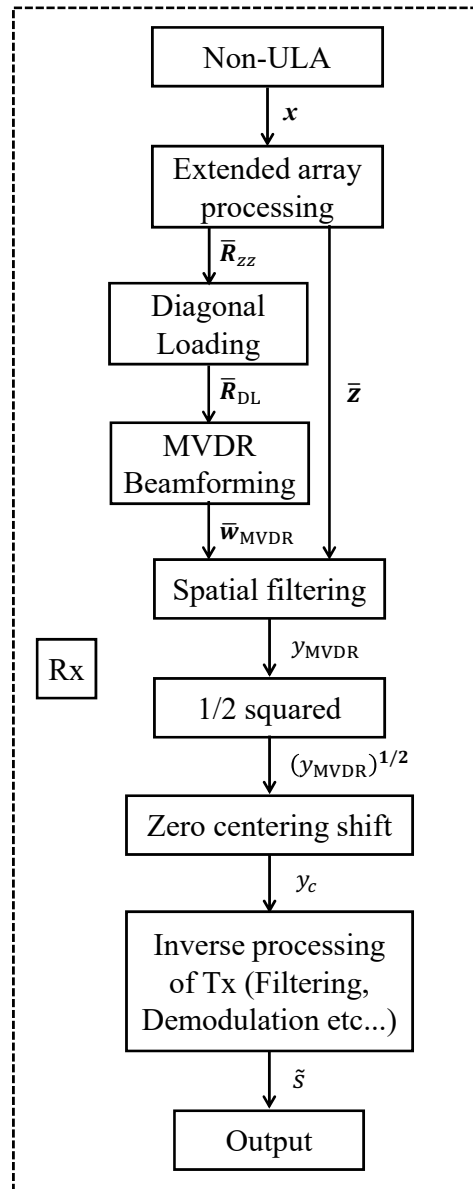


図 5.10: DL+MVDR Rx システムモデル

に変更している。扱う復元対象の信号やウェイト導出のための処理の過程に必要な各自
 己相関処理におけるスナップショット数に関する議論についても前述の通りであり、諸
 条件を鑑みて別々に設定可能であることも同様である。図中では上記差分の違いの明確
 化のため、 $\bar{\mathbf{R}}_{zz}$, $\bar{\boldsymbol{\theta}}$, $\bar{\mathbf{w}}_{\text{WSF}}$ の記号を用いて示している。拡張信号処理における空間フ
 イルタリング後の処理についても同様の信号復元処理を施すことで結果として、Tx-Rx シ
 ステム通過後の処理出力シンボル $\tilde{s}(k)$ が得られることとなる。

このアレー出力列 $\tilde{s}(k)$ と理想入力シンボル列 $\hat{s}_s(k)$ を比較することで通信システムの
 BER による評価が可能となる。次節以降で 4 章で紹介した MVDR+DL 構成と 5 章で紹介
 した SS-MUSIC+WSF 構成との性能比較による評価検証を進めていく。

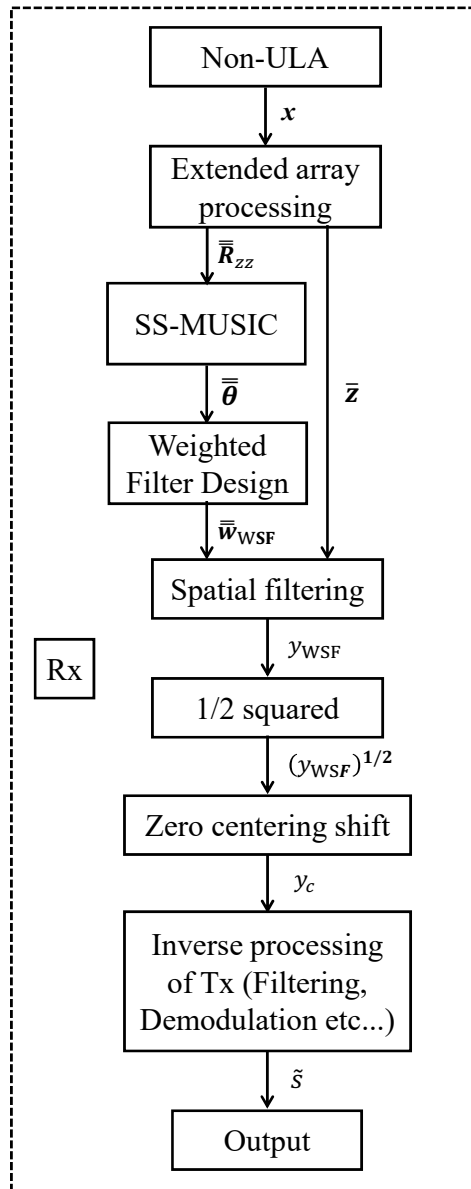


図 5.11: SS-MUSIC+WSF Rx システムモデル

5.5 シミュレーション2

5.5.1 提案アレーシステムにおける性能評価

本節では、4章で紹介した手法と本章での提案手法における性能評価の比較を行う。まず、シミュレーションの諸元は表 5.3 に準ずるものとし、表 5.4 で与える。ここでは、両手法ともに実素子数 $N = 12$ を用い、両者の違いはその実アレー配置とそれぞれに対しこれまでに紹介した異なるアレー信号処理を適用している点である。

$N = 12$ とした経緯としては、提案手法である加算・差分複合アレーにおけるビームフォーミングのための最適 WSF 設計に要する DOF が表 5.4 の条件と今回用いた最適設

表 5.4: シミュレーション 5-4 諸元

Scenario	#1	#2	#3
No. of array elements N	12		
Sensor allocations $\{d_p, d_q\}$			
Nested array	{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 14, 21, 28, 35, 42}		
Sum&Diff array (Proposed)	{0, 1, 2, 3, 4, 5, 17, 28, 39, 50, 61, 72}		
No. of input signals D	3		
Unit array interval d	$\lambda_c/2$		
Modulation	BPSK		
DOA of desired wave	2°		
DOAs of interference waves	$-5^\circ, 0^\circ$ (fixed)		
SNR	-20 to 20 dB (Figs. 5.11, 5.12) 0 dB (Figs. 5.13, 5.14)		
SIR	3 dB	0 dB	-3 dB
No. of snapshots (for Beamformer)	500		
No. of snapshots (for SS-MUSIC)	3000		

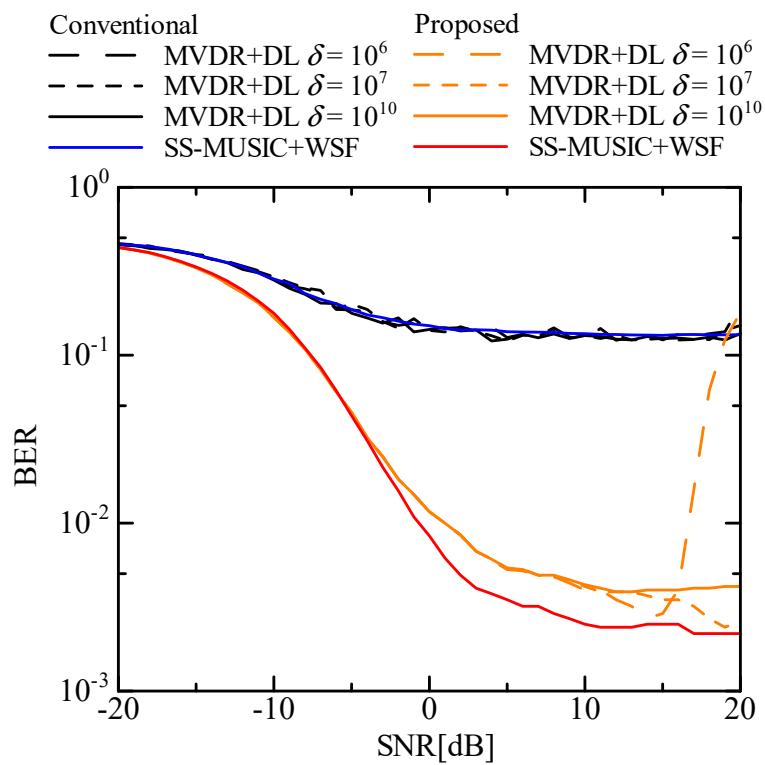
計アルゴリズムを適用した場合において、メインローブ幅を維持したまま後に示すような干渉波方向に対するヌルの形成を実現するために要した N 数である。当然、 N 数を変化させても同様の傾向、特に SS-MUSIC+WSF 手法におけるロバスト性は維持されることは検証済みであり、MVDR+DL との相対的な関係性が変化することが確認されている。入射波は非対称なビームパターンの対応が可能であることを示すため正負の到来角で非対称な値を選択するとともに、 2° 方向からの所望波に対して 2° 離れた 0° から到来する 1 波の近接干渉波を含む 3 波とした。なお、ビームフォーマにおけるスナップショット数については両提案手法ともにロバスト性が向上していることを確認するため、比較的少ない 500 で与えることとした。到来方向推定におけるスナップショット数は充分かつ大きすぎない値を選択している。

図 5.12(a),(b), 図 5.13(c) はシナリオ #1, #2, #3 の条件下における BER 特性のシミュレーション結果を示す。まず、4 章でも確認したように従来の差分アレー構成と比較し、加算アレーを導入した提案手法は全体的に大幅な BER 特性の改善が観測される。例えば図 5.12(a) の SIR=3dB の条件において、SNR=0dB 付近において一桁以上の BER 特性の向上があり、全体の傾向性が同様である (b),(c) と比較するとわかるように SIR が劣悪になるにつれてその絶対値は悪化、相対値は縮まる傾向ではあるが、提案手法の優位性はキープされていることがわかる。

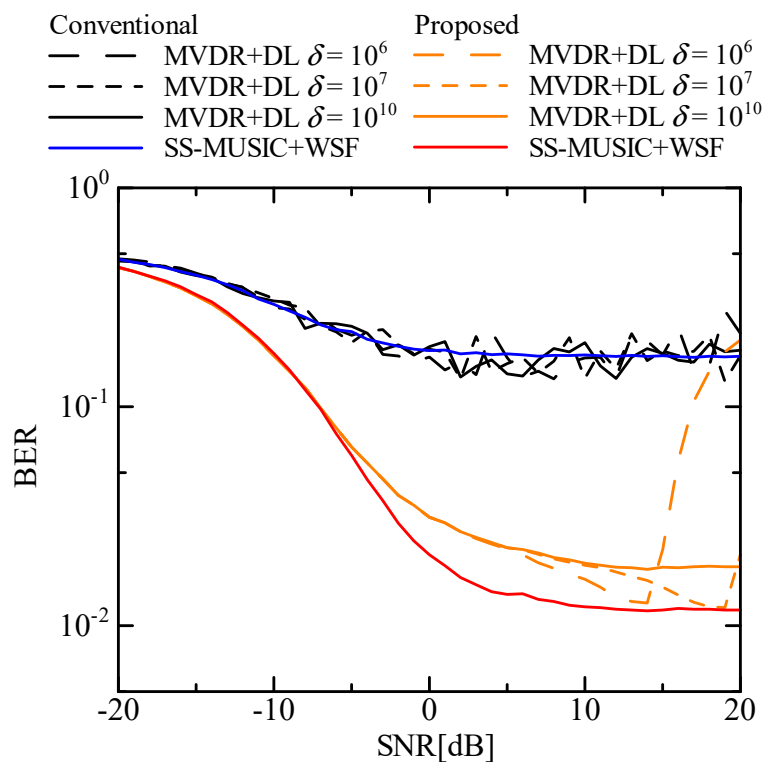
さらに加算アレー構成を取り入れた手法どうしを比較すると、提案手法である SSMUSIC+WSF が最も良好な特性を示していることが理解できる。特に図 5.12(a) に着目すると、前章における MVDR+DL 構成による手法における $\delta = 10^6$ 条件での BER 特性において $\text{SNR} > 15\text{dB}$ の範囲で特性の大きな劣化が確認される。これは MVDR+DL を用いた場合、高 SNR 環境下においてはノイズの影響が小さいためサイドローブが抑制方向に働かず大きくなってしまいうためであり、また DL 法がメインビームを向けることを重視した対策であるためヌルビームの形成能力が非常に低い状態となっている点が影響していると考えられる。上述の議論は図 5.12(b), 図 5.13(c) と SIR 条件が悪化するにつれて、あるいは δ の値が小さいほど BER の著しい劣化の観測されるポイントが SNR が低い側 (図の左側), 即ちサイドローブが小さい側にシフトしていることから推察可能である。

一方、本章における提案手法である SS-MUSIC+WSF システムは、MVDR+DL で δ の選択によって劣化の見られた高 SNR 環境下においても狙い通り干渉波抑圧を目的とした正確なヌルステアリングが達成可能なため良好な BER 特性の実現が可能である。加えてその他 SNR 環境においても前述の通り全体的な特性の改善が実現されている。

また、従来手法と提案手法におけるビームパターンの比較を図 5.14, 図 5.15 に示す。ただし、赤線は所望波、黄線は干渉波の DOA を示していることに注意したい。図 5.14, 5.15 において、これまでの議論同様、差分のみのネストアレー構成に対し提案手法である加算アレーを混成させた構成はその非常に高い DOF 拡張効果によりビームパターンの形成自由度、即ち空間分解能が高くなっており、サイドローブも低減される傾向があることがわかる。MVDR+DL 法についてはメインビームのステアリング性能のロバスト性を強調したトレードオフによりは干渉波方向に対してヌルパターンが形成されていないことが確認される。対して SS-MUSIC+WSF 法は、各入力波に関する DOA 推定結果 $\hat{\theta}$ を用いた WSF 設計を行うことで所望波方向のメインローブを失うことなく、各干渉波の DOA に対し直接的かつ正確にヌルパターンを生成することができている。このように本章での提案手法は前章の手法における代表的な弱点を克服することができる。加えて本諸元において、メインローブの幅は維持したまま上述のヌル設計が実現できている点は大きなポイントである。

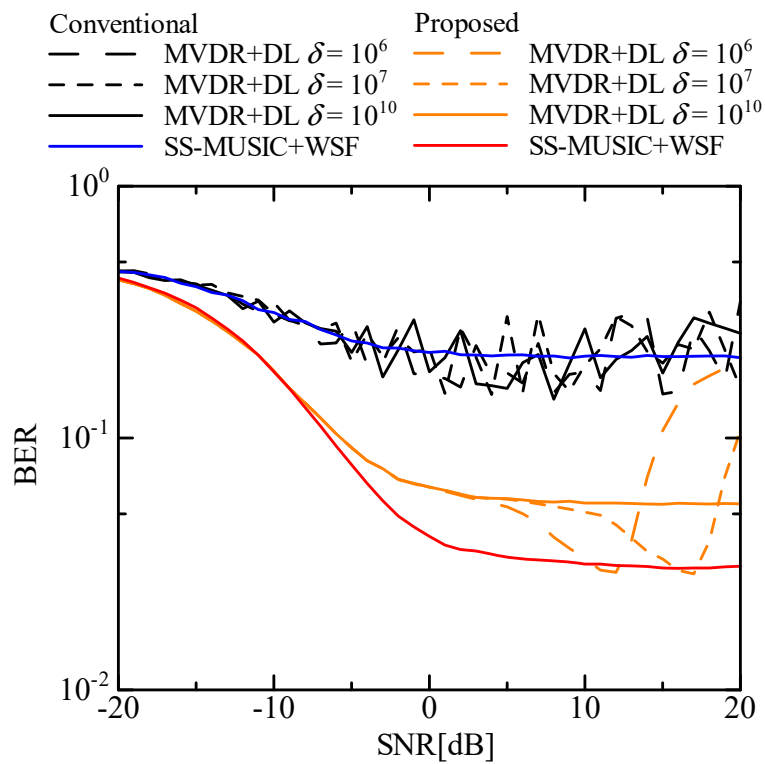


(a) 条件 #1



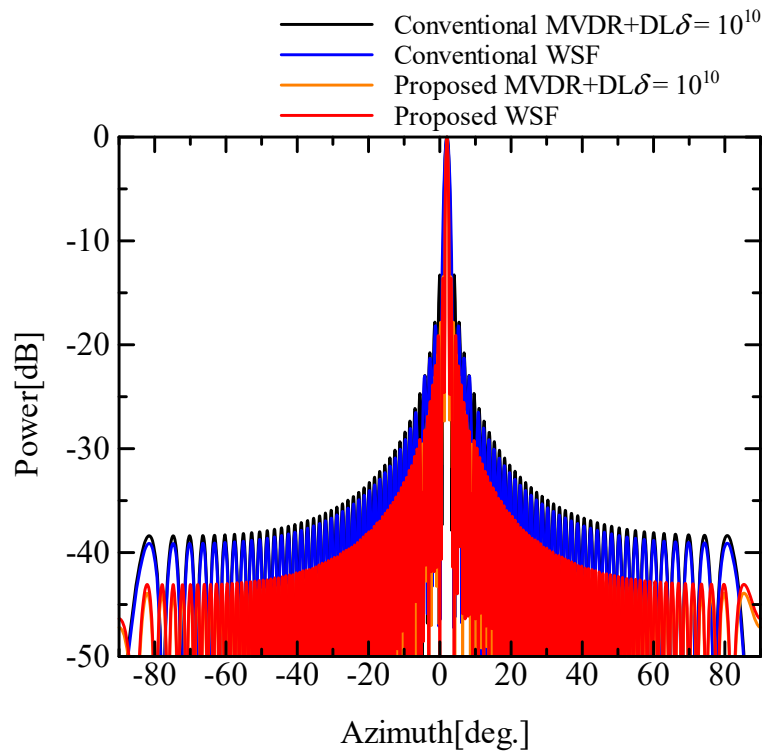
(b) 条件 #2

図 5.12: 干渉波 3 波環境における BER 特性の比較

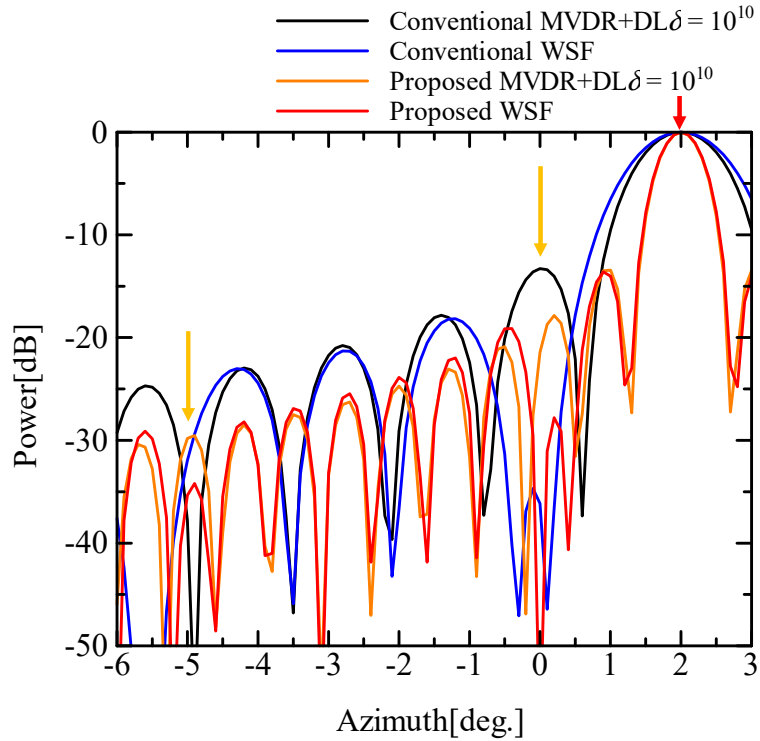


(c) 条件 #3

図 5.13: 干渉波 3 波環境における BER 特性の比較 (Cont'd)

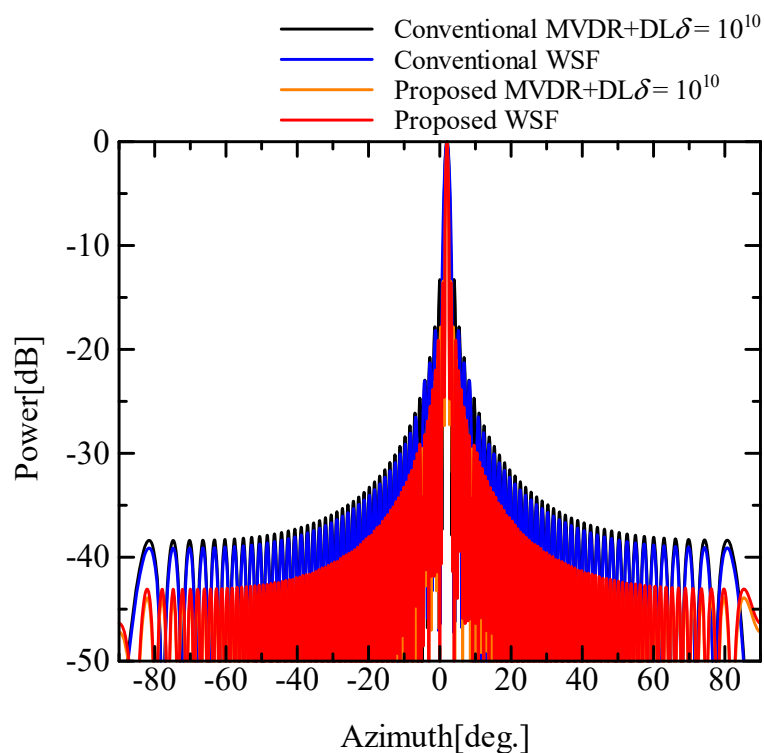


(a) $[-90^\circ, 90^\circ]$ におけるビームパターンの比較

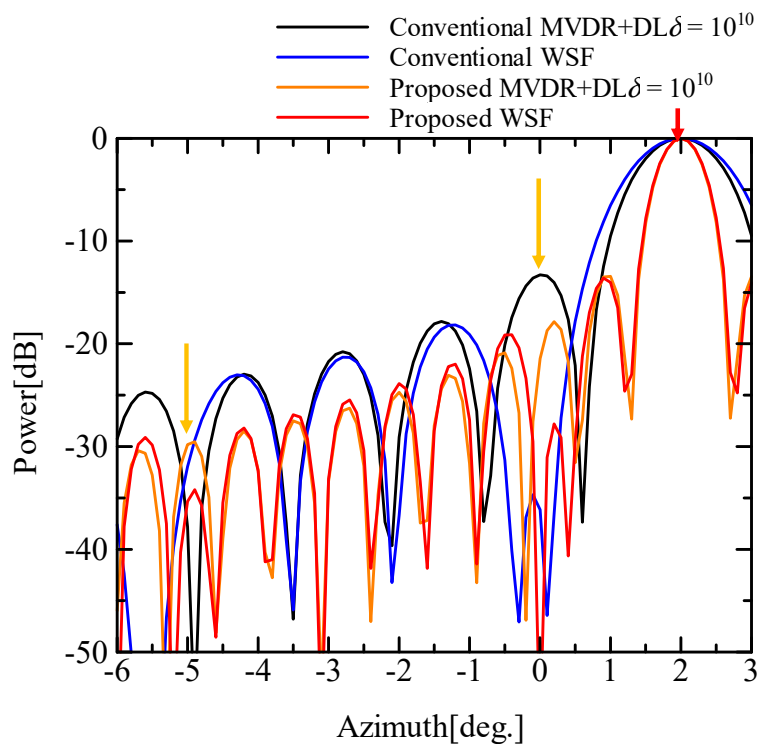


(b) 近接波方向 $[-6^\circ, 3^\circ]$ を拡大したビームパターンの比較

図 5.14: SNR = 0 dB, SIR = 3 dB におけるビームパターンの比較



(a) $[-90^\circ, 90^\circ]$ におけるビームパターンの比較



(b) 近接波方向 $[-6^\circ, 3^\circ]$ を拡大したビームパターンの比較

図 5.15: SNR = 0 dB, SIR = 0 dB におけるビームパターンの比較

次に、理論検討としてよりヌルをさらに強調した設計の可能性について検証を行うために、シミュレーションの諸元を表 5.5 のように設定する。表 5.4 との差分は実素子数であり、こちらはより設計の自由度を増すため $N = 22$ で与えることとする。 $N = 22$ とした経緯としては、従来手法であるネストアレーにおけるビームフォーミングのための最適 WSF 設計に要する DOF が表 5.5 の条件と今回用いた最適設計手法とした場合において、 -100dB 以下を実現するような大きなヌルの形成とある程度狭めのメインローブ幅を実現しようとした場合、最低限 $N = 20$ 程度を与えないと狙いとするフィルタ設計が難しいことが見えてきたためである。よって強力なヌル形成に必要な最低レベルの N 数で評価を進めていく。この非常に強めのヌルはあくまで空間フィルタの設計能力について数値例を紹介するための極端な一例であり、実際のアプリケーションにおいては前述の $N = 12$ におけるシミュレーションのようにアプリケーションのダイナミックレンジや想定環境に合わせて適切なレベルのヌル形成を実施することでシステム全体のパフォーマンスの向上が観測される点については再度留意するようにしたい。

図 5.16(a),(b), 図 5.17(c) はシナリオ #4, #5, #6 の条件下における BER 特性のシミュレーション結果を示す。まず、4 章やシナリオ #1, #2, #3 でも確認したように従来の差分アレー構成と比較し、加算アレーを導入した提案手法は全体的に大幅な BER 特性の改善が観測されるとともに、(a),(b),(c) の全体の傾向性は同一である。また、図 5.16(a) と図 5.12(a) について比較をすると、 $N = 12$ と比較し当然 $N = 22$ の方が良好な BER 特性を示しているが全体の傾向性は一致しているためポイントを絞って考察を進める。ビームパターンの比較として図 5.18, 図 5.19 を観察するとわかるように、メインビームの幅が加算・差分複合アレー構成において約 1.5° から、MVDR+DL は約 0.5° 、SS-MUSIC+WSF は約 1° と狭く空間分解能が高くなっている点が特に効果があると考えられ、加えてサイドローブも -10dB 程度改善されている点が良い影響を与えていると考えられる。

図 5.16(a) に着目すると、MVDR+DL 構成による手法における BER 特性においては全シナリオと同様ヌルビームの形成能力の低さにより、 $\text{SNR} \geq 5\text{dB}$ の範囲で特性の大きな劣化が確認される。一方、SS-MUSIC+WSF システムは MVDR+DL で劣化の見られた高 SNR 環境下においても狙い通り干渉波抑圧を目的とした正確なヌルステアリングが達成可能なため良好な BER 特性の実現がロバストに可能であるといえる。

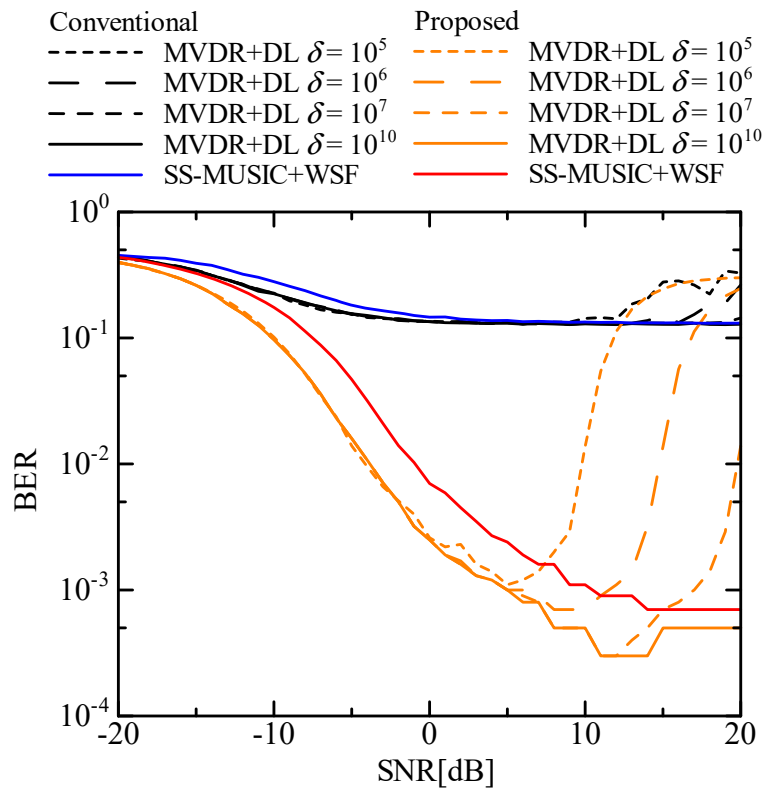
改めて各手法により生成されるビームパターンの違いを図 5.18, 図 5.19 によって確認を進める。ただし、ここでも赤線は所望波、黄線は干渉波の DOA を示していることに注意したい。前章で紹介した手法は DL 法によりメインビームのステアリング性能のロバスト性を強調したトレードオフにより、干渉波方向に対してヌルパターンが形成されていないことがわかる。一方、 $N = 12$ の際と同様に SS-MUSIC+WSF は所望波方向

表 5.5: シミュレーション 5-5 諸元

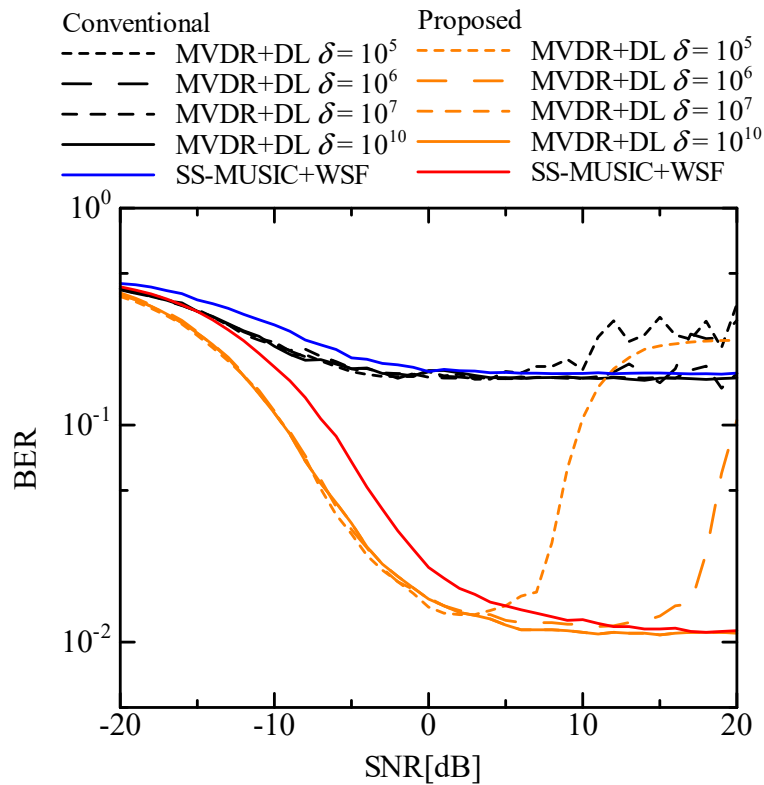
Scenario	#4	#5	#6
No. of array elements N	22		
Sensor allocations $\{d_p, d_q\}$	Nested array $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 24, 36, 48, 60, 72, 84, 96, 108, 120, 132\}$ Sum&Diff array (Proposed) $\{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 32, 53, 74, 95, 116, 137, 158, 179, 200, 221, 242\}$		
No. of input signals D	3		
Unit array interval d	$\lambda_c/2$		
Modulation	BPSK		
DOA of desired wave	2°		
DOAs of interference waves	$-5^\circ, 0^\circ$ (fixed)		
SNR	-20 to 20 dB (Figs. 5.15, 5.16) 0 dB (Figs. 5.17, 5.18)		
SIR	3 dB	0 dB	-3 dB
No. of snapshots (for Beamformer)	500		
No. of snapshots (for SS-MUSIC)	3000		

のメインローブを失うことなく、干渉波の DOA に対し直接的かつ正確にヌルパターンを生成することができており、MVDR+DL における代表的な弱点を狙い通り克服することができていることがわかる。ただし、前述のように DL+MVDR 構成に対してメインローブの幅が 0.5° 程度広くなってしまう影響から、SNR 全体、特に中程度から低い SNR 領域においてわずかなノイズ耐性の劣化が確認される。このメインローブ幅の劣化はヌルビーム深度を極端に強調したことによるトレードオフに依るものと考えられる。上述の問題は例えば空間フィルタの次数を増加（仮想素子数、DOF の増加、演算量の増加などに繋がる）させることにより影響を低減させるあるいは無くすることも可能であるが、両者のパフォーマンスを理論上でフェアに評価するため、提案構成においてより厳しい条件かつ実使用時には回避可能な条件での理論検証として敢えて実施し紹介した。

以上のシミュレーションによる評価検証の結果より、5 章で拡張信号処理ブロックにおける別手法として提案した SS-MUSIC+WSF 構成は、目標として定めた MVDR+DL における 2 つの課題の解決策の実現、即ちメインビーム、ヌルビームそれぞれのロバスト性の維持、向上と形成能力の改善に対して十分に機能していると考えられる。

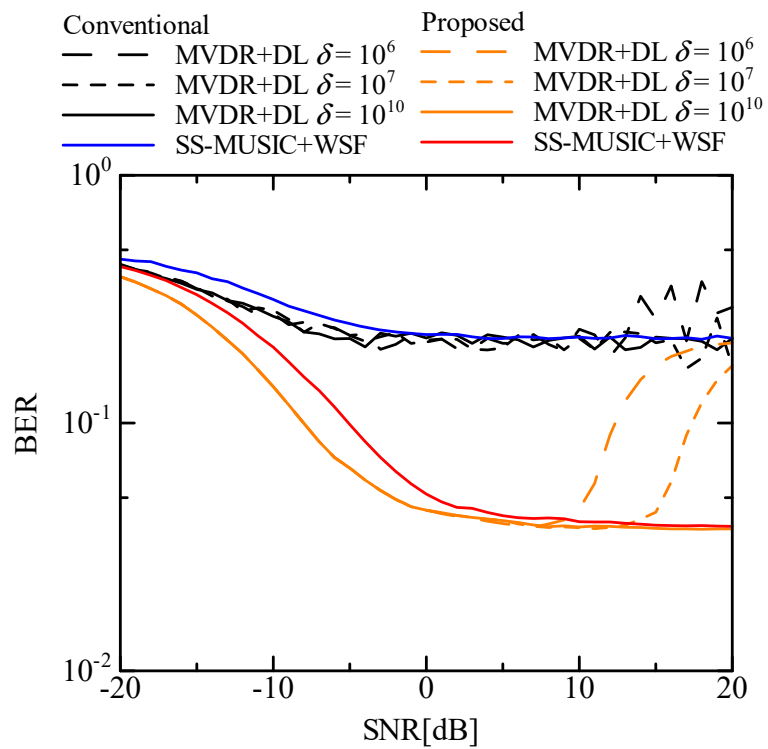


(a) 条件 #4



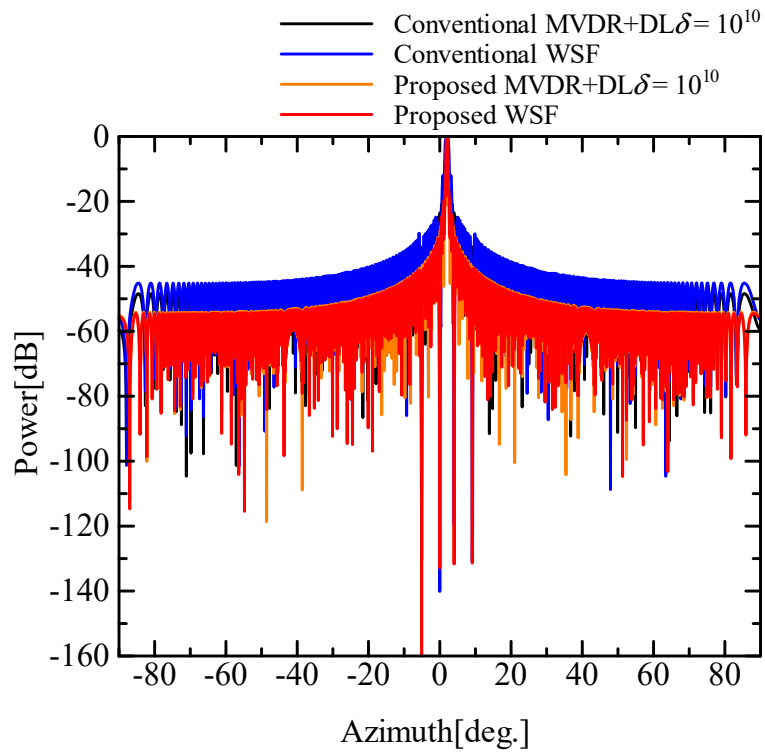
(b) 条件 #5

図 5.16: 干渉波 3 波環境における BER 特性の比較

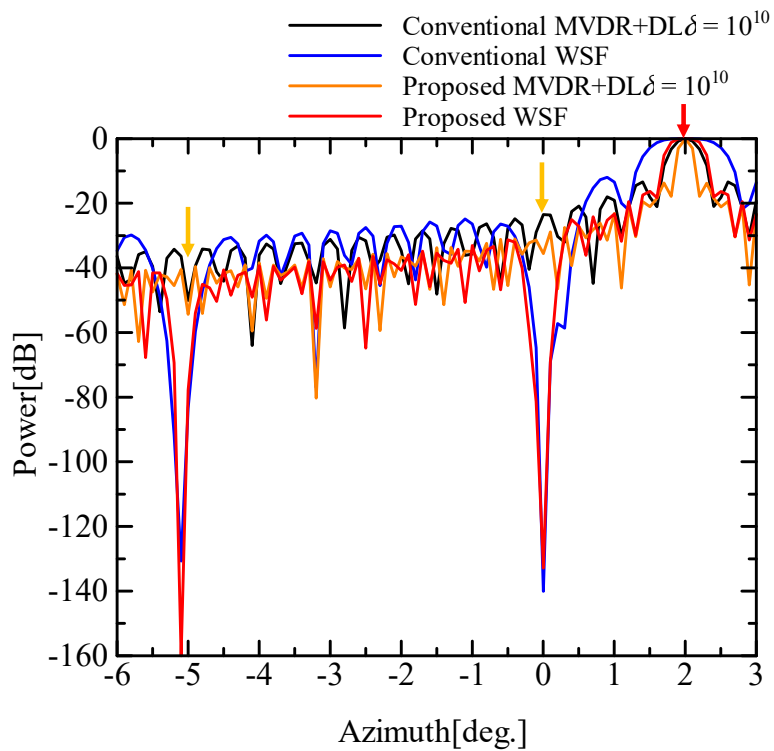


(c) 条件 #6

図 5.17: 干渉波 3 波環境における BER 特性の比較 (Cont'd)

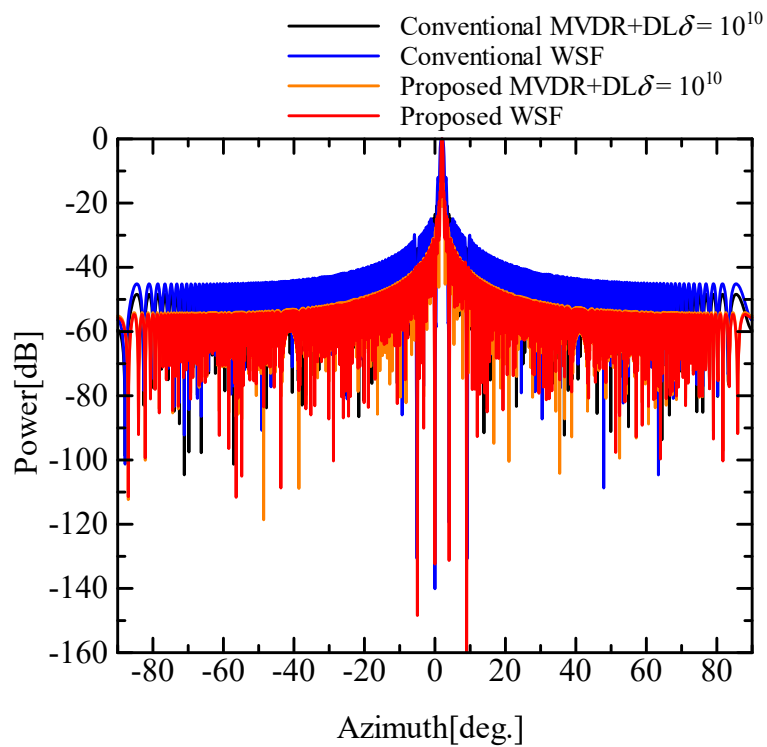


(a) $[-90^\circ, 90^\circ]$ におけるビームパターンの比較

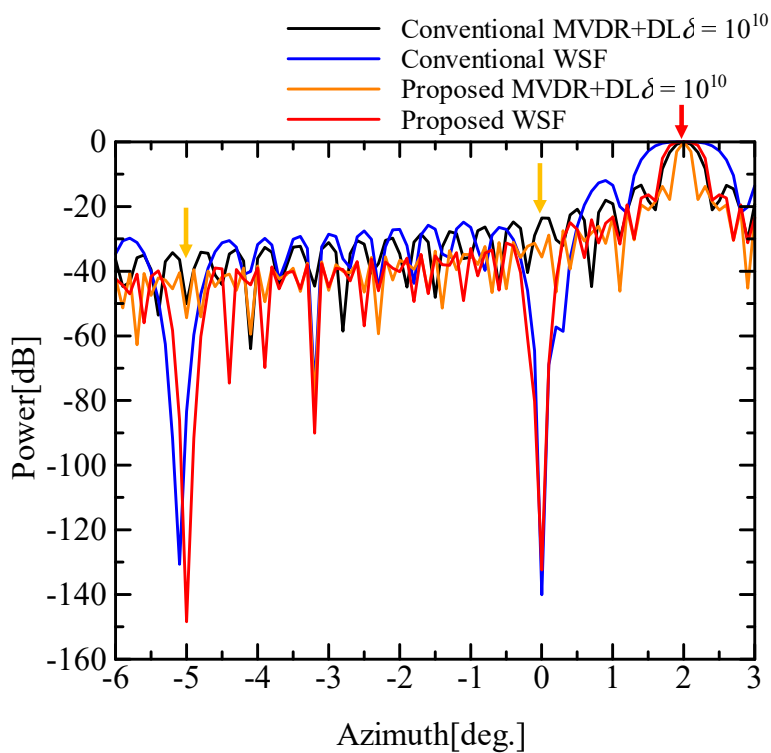


(b) 近接波方向 $[-6^\circ, 3^\circ]$ を拡大したビームパターンの比較

図 5.18: SNR = 0 dB, SIR = 3 dB におけるビームパターンの比較



(a) $[-90^\circ, 90^\circ]$ におけるビームパターンの比較



(b) 近接波方向 $[-6^\circ, 3^\circ]$ を拡大したビームパターンの比較

図 5.19: SNR = 0 dB, SIR = 0 dB におけるビームパターンの比較

5.6 まとめと今後の課題

本章では目的3に挙げた”変調から復調までを扱う送受信システムの実現”を図るため4章で紹介したMVDR+DL法の評価を進める中で見えてきた課題の解決，即ちメインビーム，ヌルビームそれぞれのロバスト性の維持，向上と形成能力の改善を実現するため，新たにDOA推定手法にて推定された情報を基に直接最適な空間フィルタ設計を実施するような手法としてSS-MUSIC+WSF法を紹介するとともにシミュレーションによる効果検証を進めた．まず，SS-MUSIC法においては加算・差分複合アレーの導入とその差分アレーを上回る大幅なDOF拡張効果による検出波数の大幅な拡大と空間分解能の改善についてシミュレーションを通じて検証を進めた．次に，最適空間フィルタ設計手法についても加算・差分複合アレー上で応用することにより，その通信システム上でのビームパターンの改善，特にDOF拡張効果を利用しメインビームのロバスト性と幅を考慮しつつ正確かつ鋭いヌルパターンを実現することで，課題であった干渉波抑圧性能を向上させBER特性の改善へと繋げるとともに理論的には -100dB を超えるようなヌルも設計可能性があることを紹介した．

今後の課題としては，別のフィルタ設計手法をはじめとし，異なる評価関数の導入の検討，環境や設計制約に依存する最適な各パラメータの選択手法についての検討や演算量の削減検討，リアルタイム性の改善，別諸元に対する網羅的な検証，時間，空間における2次元アレーへの拡張などが考えられる．

第 6 章

結論

本論文では 1 章, 2 章で紹介した通信, 信号処理やその周辺技術技術の基礎理論的發展と近年における拡張アレー信号処理技術, スパース信号処理技術の發展という技術的歴史背景に基づくモチベーションから定めた 3 つの目的, 1”DOF のさらなる拡張”, 2”連続的な仮想アレーの実現”, 3”スパースアレーを用いた拡張アレーにおける変調から復調までを扱う送受信システムの実現”の達成を目指し, その実現のために 3~5 章にて提案手法について紹介するとともに理論検討やシミュレーションによる性能検証を行うことで, 各目的の達成がなされていることを実証した.

まず, 3 章ではこれまでにない独自構成であり本稿における提案手法である加算・差分複合アレーの実現方法について, その構成の定式化を含め議論を進めるとともに, 他の代表的な拡張アレーと比較した際の DOF 拡張効果について定量的な理論検証を行いその優位性を提示した. 次に 4 章では拡張アレー信号処理を導入した送受信システムについてその実現方法について紹介をし, シミュレーションを交えて検証を行うことで従来の差分アレーの代表例として扱ったネストアレーに対する大幅な DOF 拡張効果から生ずる優位性, 特に空間分解能とビーム形成能力の向上によりメインローブ幅を狭くすることに成功しその近接波抑圧性能, 雑音耐性の向上が実現された. さらに 5 章において 4 章で紹介した拡張アレーシステムにおける課題の改善案として, DOA 推定手法と最適空間フィルタ設計を応用することでさらなる通信システムにおける近接波抑圧性能の改善を図るとともに, シミュレーションにてその効果について評価検証, 考察を進めることで狙いとしたその干渉波抑圧性能の観点におけるさらなる有用性を示した.

今後の課題については, 新規の原理的検討の段階であるり多々挙げられるため, 各章の最後に, あるいはさらに細かい内容については文中においてその紹介をしているため参照したい. つまり裏を返せばさらに多くの発展の余地が見込まれるといえる. 例えば, 加算アレー生成のためのアルゴリズムに関して, 入力信号に対する制限の除去, 緩和に対する検討, 加算アレーにおけるノイズ成分の理論検証, 最適な HW, SW による実装方

法や演算量の検討などが挙げられる。また、配置検討に関しては、奇数の場合の検証、2次元への拡張、真に最適な配置の検討、素子間相互結合や補間や高次元処理への対応など別要素を考慮した最適配置の検討などが考えられる。また、今回とは別の諸元、別角度の切り口からのシミュレーションによる評価検証による提案手法における優位性の検証に加え、その他アレー問題、拡張アレー関連の手法の応用などが大きな検討項目として挙がるだろう。例えば新たな議論として[118]のようにKR積に代えてクロネッカー積を用いることで自己相関と相互相関を考慮可能とすることにより、従来のように空間平均処理を行うことなく $N-1$ 波のコヒーレント波の検出を可能とした手法なども提案されており、この論文での処理が本手法における改善に繋がる可能性も感じられる。あるいは、CSやGCSを用いた手法はアレー多様体で与えられる理想の空間を巧みに扱うことで理想的にはノイズの除去が可能とされる手法であるため、本提案手法との親和性が高いと見込んでおり検討を進めている。従って、加算・差分複合アレーという新たな基礎理論が提案されたことで、今後さらなる技術的な発展が期待されるものであることを最後に付け加えておきたい。

謝辞

本研究を進めるにあたり、熱心にご指導くださった市毛弘一教授に心より感謝いたします。また、数々の有益なご指摘をくださった新井宏之教授に厚く御礼申し上げます。そして、非常にお忙しい中、お時間を割いて査読をしていただいた馬場俊彦教授、落合秀樹教授、久我宣裕准教授に厚謝いたします。

加えて、互いに研究に関する議論を行い、研究生活を支えてくださった市毛研究室の皆様、特にOBの飯塚裕貴氏、中村彰吾氏、現役のSteven Wandale氏に感謝いたします。

最後に学生生活を支えてくださった家族、友人、そして本活動について理解を示し快くサポートしてくれた妻に重ねて感謝いたします。

参考文献

- [1] 荻原直彦, ”第5世代移動通信システム(5G)の今と将来展望”, 総務省, 2019年.
- [2] NTTドコモ, ”ホワイトペーパー 5Gの高度化と6G”, NTTドコモ, 2020年.
- [3] 市毛弘一, ”スパースアレーによる拡張アレー信号処理”, トリケップスセミナー, 2020年.
- [4] 5GMF, ”5GMF White Paper 5G Mobile Communications Systems for 2020 and beyond version 1.1”, 5GMF, Sep. 2017.
- [5] 石井六哉, 竹村泰司, 濱上知樹, 市毛弘一, ”理工系のための解く! 電気回路1 - 交流・基礎編-”, 講談社, 2010年.
- [6] 竹村泰司, 濱上知樹, 市毛弘一, ”理工系のための解く! 電気回路2 - 過渡応答・解析編-”, 講談社, 2011年.
- [7] 後藤尚久, 新井宏之, ”電波工学”, 昭晃堂, 1992年.
- [8] 唐沢好男, ”相関行列の固有値から見るマルチパス伝搬の本質 -目から鱗が落ちる電波伝搬理解-”, IEEE AP-S, Kansai Chapter, 次世代の超高速ワイヤレス通信システムを支える アンテナ・伝搬技術ワークショップ, 2010年.
- [9] A. Goldsmith, ”ワイヤレス通信工学”, 丸善株式会社, 2007年.
- [10] 唐沢好男 他, ”広帯域ワイヤレス通信のソフトウェアアンテナ技術”, トリケップス, 1999年.
- [11] C. A. Balanis and P. I. Ioannides, ”Introduction to Smart Antennas”, Morgan & Claypool, 2007.
- [12] B. Allen, and M. Ghavami, ”Adaptive Array Systems: Fundamentals and Applications”, Wiley, 2005.

- [13] 菊間信良, "アレーアンテナによる適応信号処理", 科学技術出版, 1998 年.
- [14] 大宮学, 小川恭孝, 伊藤精彦, "ハウエルズ・アップルbaumアダプティブアレーの定常特性に対する所望信号到来方向誤差の影響", 信学論 B, Vol. J66-B, no. 4, pp. 477-484, 1983 年 4 月.
- [15] S. Haykin, "適応フィルタ理論", 科学技術出版, 2001 年.
- [16] E. Eweda, N. J. Bershad and J. C. M. Bermudez, "Stochastic Analysis of the Recursive Least Squares Algorithm for Cyclostationary Colored Inputs", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 68, pp. 676-686, Jan. 2020.
- [17] K. Takao, M. Fujita, and T. Nishi, "An adaptive antenna array under directional constraint", IEEE Trans. Antennas and Propag., vol. 24, no. 5, pp. 662-669, Sep. 1976.
- [18] 川崎良道, "パッシブソーナーの整相処理", OKI テクニカルレビュー, 第 224 号, vol.81, no.2, 2014 年 10 月.
- [19] O. L. Frost, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing", Proc. IEEE Trans. Antennas and Propag., vol. 60, 8, pp. 926-935, Aug. 1972.
- [20] P. Pal and P. P. Vaidyanathan, "Nested Arrays: A Novel Approach to Array Processing With Enhanced Degrees of Freedom", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 58, no. 8, pp. 4167-4181, Aug. 2010.
- [21] F. W. Vook, and R. T. Compton, Jr., "Bandwidth Performance of Linear Adaptive Arrays with Tapped Delay Line Processing", IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 28, no. 3, pp. 901-908, July 1992.
- [22] T. Sekiguchi, and Y. Karasawa, "Wideband Beamspace Adaptive Array Utilizing FIR Fan Filters for Multibeam Forming", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 48, no. 1, pp. 277-284, Jan. 2000.
- [23] W. Liu, S. Weiss, and L. Hanzo, "A Subband-Selective Broadband GSC with Cosine-Modulated Blocking Matrix", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 52, no. 3, pp. 813-820, Mar. 2004.
- [24] R. P. Gooch, and J. J. Shynk, "Wide-Band Adaptive Array Processing Using Pole-Zero Digital Filters", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 34, no. 3, pp. 355-367, Mar. 1986.

- [25] M. Joho, and G. S. Moschytz, "On the design of the target-signal filter in adaptive beamforming," IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 46, no. 7, pp. 963-966, July 1999.
- [26] H. Duan, B. P. Ng, and C. M. See, "A New Broadband Beamformer Using IIR Filters", IEEE Signal Processing Letters, vol. 12, no. 11, Nov. 2005.
- [27] H. Duan, B. P. Ng, C. M. See, and J. Fang, "Broadband Beamforming Using TDL-Form IIR Filters", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 55, no. 3, pp. 990-1002, Mar. 2007.
- [28] Y. Naya, K. Ichige, and H. Arai, "Design of 2-D FIR Fan Filters for Wideband Beamforming and Interference Suppression", Proc. 2009 European Radar Conference, no. 425, Oct. 2009.
- [29] T. K. Gunaratne, and L. T. Bruton, "Beamforming of Broad-Band Bandpass Plane Waves Using Polyphase 2-D FIR Trapezoidal Filters", IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 55, no. 3, pp. 838-850, Apr. 2008.
- [30] 棟安実治, 雛元孝夫, "LMS法を用いた2次元適応状態空間フィルタ", 信学論A, Vol. J76-A, no. 4, pp.598-604, Apr. 1993.
- [31] 雛元孝夫, 浜田望, 川又政征, 田口亮, 村岡輝雄, "2次元信号と画像処理", 計測自動制御学会, 1996年.
- [32] 川又政征, 樋口龍雄, "多次元デジタル信号処理", 朝倉書店, 1995年.
- [33] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, "Discrete-Time Signal Processing (3rd Ed.)", Prentice-Hall, 2009.
- [34] A. Hyvarinen, J. Karhunen, and E. Oja, "独立成分分析", 東京電機大学出版局, 2005年.
- [35] 張賢達, 和田清, "信号処理のための線形代数", 森北出版, 2008年.
- [36] G. C. Goodwin, S. F. Graebe, and M. E. Salgado, "Control System Design", Prentice Hall, 2001.
- [37] 萩原朋道, "デジタル制御入門", コロナ社, 1999年.
- [38] C. M. ビショップ, "パターン認識と機械学習 上 ベイズ理論による統計的予測", 丸善出版, 2012年.

- [39] C. M. ビショップ, "パターン認識と機械学習 下 ベイズ理論による統計的予測", 丸善出版, 2012年.
- [40] 麻生英樹, 安田宗樹, 前田新一, 岡野原大輔, 岡谷貴之, 久保陽太郎, ボレガラ・ダヌシカ, "深層学習 - Deep Learning", 近代科学社, 2015年.
- [41] K. Slavakis, and I. Yamada, "Robust Wideband Beamforming by the Hybrid Steepest Descent Method", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 55, no. 9, pp. 4511-4522, Sep. 2007.
- [42] K. Slavakis, S. Theodoridis, and I. Yamada, "Adaptive Constrained Learning in Reproducing Kernel Hilbert Spaces: The Robust Beamforming Case", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 57, no. 12, pp. 4744-4764, Dec. 2009.
- [43] 土井章光, 藤原弘達, 雛元孝夫, "直交射影を用いた分母分離形2次元状態空間デジタルフィルタの設計", 信学論 A, Vol. J85-A, no. 6, pp. 625-633, 2002年6月.
- [44] F. Wang, and H. K. Kwan, "IIR Digital Filter Design via Orthogonal Projection of Singular Perturbational Model Reduction", IEEE International Symposium on Circuits and Systems 2008, pp. 1132-1135, May 2008.
- [45] 岩崎翔, 市毛弘一, "重み付き最小2乗近似に基づいた2次元分母分離形IIRフィルタの設計", 信学技報, no. SIP-2009-20, 2009年7月.
- [46] B. Dumitrescu, "Optimization of Two-Dimensional IIR Filters With Nonseparable and Separable Denominator", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 53, no. 5, pp. 1768-1777, May 2005.
- [47] 岩崎翔, 市毛弘一, 新井宏之, "空間領域での状態空間フィルタ処理に基づいた疑似IIR型アダプティブアレー", 信学総大, no. B-1-232, 2010年3月.
- [48] 岩崎翔, 市毛弘一, 新井宏之, "Pseudo-IIR Adaptive Array Based on Spatial State-Space Filtering", 信学技報, no. SIP-2010-51, 2010年6月.
- [49] S. Iwazaki, K. Ichige, and H. Arai, "Pseudo-IIR Adaptive Array Based on Spatial State-Space Filtering", Proc. Asia-Pacific Signal and Information Processing Association 2010, pp. 129-132, Biopolis, Singapore, Dec. 2010.
- [50] 岩崎翔, 市毛弘一, 新井宏之, "所望波方向における空間遅延を考慮したIIR型アダプティブアレー", 信学ソ大, no. B-1-223, 2010年9月.

- [51] 岩崎翔, 市毛弘一, 新井宏之, "IIR Adaptive Array via Estimating Spatial Delay of Desired Wave Direction", 第 25 回信号処理シンポジウム, no. B4-2, 2010 年 11 月.
- [52] K. Ichige, S. Iwazaki, H. Arai, "IIR Adaptive Array: Spatial IIR Filtering with DOA Estimator", IEEE Statistical Signal Processing Workshop (SSP), no. S4.5, June 2011.
- [53] 岩崎翔, 市毛弘一, "所望信号の位相遅延検出とフィードバック構造を利用したアダプティブアレーによる適応ビーム形成", 信学論 A, vol. J-100A, no. 1, pp. 70-78, 2017 年 1 月.
- [54] R. Tibshirani, "Regression Shrinkage and Selection via the Lasso", J. R. Statist. Soc. B, vol. 58, no. 1, pp. 267-268, 1996.
- [55] 富岡亮太, "スパース性に基づく機械学習", 講談社, 2015 年.
- [56] 大関真之, "今日から分かる スパースモデリングと深層学習", d.a.t.(株) 主催セミナー, 2016 年.
- [57] Y. Kim, J. Hao, T. Mallavarapu, J. Park and M. Kang, "Hi-LASSO: High-Dimensional LASSO", IEEE Access, vol. 7, pp. 44562-44573, Apr. 2019.
- [58] J. M. Kim, O. K. Lee, and J. C. Ye, "Compressive MUSIC: revisiting the link between compressive sensing and array signal processing", IEEE Trans. Inf. Theory, vol.58, no.1, pp.278-301, Jan. 2012.
- [59] 林和則, "狭帯域信号の到来方向推定", IEICE Fundamentals Review, vol. 8, no. 3, pp. 143-150, 2015 年 1 月.
- [60] S. Chandran Ed., Adaptive Antenna Arrays: Trends and Applications, Springer, 2004.
- [61] R. O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 34, pp. 276-280, Mar. 1986.
- [62] R. T. Hoxor and S. A. Kassam, "The unifying role of the coarray in aperture synthesis for coherent and incoherent imaging", Proc. IEEE, vol. 78, pp. 735-752, Apr. 1990.
- [63] 山田寛喜, "高分解能到来波推定法の基礎と実際", 第 33 回アンテナ・伝搬における設計・解析手法ワークショップ, 2006 年.

- [64] M. M. Hyder and K. Mahata, "Direction-of-Arrival Estimation Using a Mixed $\ell_{2,0}$ Norm Approximation", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 58, no. 9, pp. 4646-4655, Sep. 2010.
- [65] M. C. Dogan and J. M. Mendel, "Applications of cumulants to array processing Part I: Aperture extension and array calibration", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 43, no. 5, pp. 1200-1216, May 1995.
- [66] D. L. Donoho, "Compressed sensing," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 4, pp. 1289-1306, Apr. 2006.
- [67] E. J. Candes and M. B. Wakin, "An Introduction To Compressive Sampling", *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 25, no. 2, pp. 21-30, Mar. 2008.
- [68] 三村和史, "圧縮センシング -疎情報の再構成とそのアルゴリズム-", *数理解析研究所講究録*, vol. 1803, pp. 26-56, 2012.
- [69] W.-K. Ma, T.-H. Hsieh, and C.-Y. Chi, "DOA estimation of quasistationary signals via Khatri-Rao subspace," *Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing (ICASSP)*, pp. 2165-2168, Apr. 2009.
- [70] P. Pal and P. P. Vaidyanathan, "Nested Arrays in Two Dimensions, Part I: Geometrical Considerations", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 60, no. 9, pp. 4694-4705, Sep. 2012.
- [71] P. Pal and P. P. Vaidyanathan, "Nested arrays in two dimensions, Part II: Application in two dimensional array processing," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 60, no. 9, pp. 4706-4718, Sep. 2012.
- [72] P. Pal and P. P. Vaidyanathan, "Multiple level nested array: An efficient geometry for 2qth order cumulant based array processing," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 60, no. 3, pp. 1253-1269, Mar. 2012.
- [73] P. P. Vaidyanathan and P. Pal, "Sparse Sensing With Co-Prime Samplers and Arrays", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 59, no. 2, pp. 573-586, Feb. 2011.
- [74] Z. Tan, Y. C. Eldar, and A. Nehorai, "Direction of Arrival Estimation Using Co-Prime Arrays: A Super Resolution Viewpoint", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 62, no. 21, pp. 5565-5576, Nov. 2014.

- [75] T. Terada, T. Nishimura, Y. Ogawa, T. Ohganea and H. Yamada, "DOA Estimation for Multi-Band Signal Sources Using Compressed Sensing Techniques with Khatri-Rao Processing," *IEICE Trans. Communications*, vol. E97-B, no. 10, pp.2110-2117, Oct. 2014.
- [76] J. Konishi, H. Yamada and Y. Yamaguchi, "Optimum element arrangements in MIMO radar using Khatri-Rao product virtual array processing," *IEICE Communications Express*, vol. 7, no. 11, pp. 407-414, Nov. 2018.
- [77] K. Hayashi, M. Nagahara and T. Tanaka, "A User's Guide to Compressed Sensing for Communications Systems," *IEICE Trans. Communications*, vol. E96-B, no. 3, pp.685-712, March 2013.
- [78] D. D. Ariananda and G. Leus, "Compressive wideband power spectrum estimation", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 60, no. 9, pp. 4775-4789, Sep. 2012.
- [79] Y. Chen, Y. Chi, and A. J. Goldsmith, "Exact and stable covariance estimation from quadratic sampling via convex programming" *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 61, no. 7, pp. 4034-4059, Jul. 2015.
- [80] C. L. Liu, "Sparse Array Signal Processing: New Array Geometries, Parameter Estimation, and Theoretical Analysis" Caltech, May. 2018.
- [81] Thomas Basikolo, Koichi Ichige, and Hiroyuki Arai, "A Novel Mutual Coupling Compensation Method for Underdetermined Direction of Arrival Estimation in Nested Sparse Circular Arrays," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, Vol. 66, no. 2, pp. 909-917, Feb. 2018.
- [82] C. L. Liu and P. P. Vaidyanathan, "Super nested arrays: Linear sparse arrays with reduced mutual coupling-Part I: Fundamentals", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 64, no. 15, pp. 3997-4012, Aug. 2016.
- [83] C. L. Liu and P. P. Vaidyanathan, "Super nested arrays: Linear sparse arrays with reduced mutual coupling-Part II: High-order extensions", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 64, no. 16, pp. 4203-4217, Aug. 2016.
- [84] J. Liu, Y. Zhang, Y. Lu, S. Ren and S. Cao, "Augmented Nested Arrays With Enhanced DOF and Reduced Mutual Coupling", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 65, no. 21, pp. 5549-5563, Nov. 2017.

- [85] C. L. Liu and P. P. Vaidyanathan, "Hourglass arrays and other novel 2-D sparse arrays with reduced mutual coupling", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 65, no. 13, pp. 3369-3383, Jul. 2017.
- [86] S. Nakamura, S. Iwazaki and K. Ichige, "An Optimum 2D Sparse Array Configuration with Reduced Mutual Coupling", *Proc. International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, pp. 617-618, Oct. 2018.
- [87] K. Han and A. Nehorai, "Nested vector-sensor array processing via tensor modeling", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 62, no. 10, pp. 2542-2553, May 2014.
- [88] C. L. Liu and P. P. Vaidyanathan, "Tensor MUSIC in multidimensional sparse arrays," *Proc. IEEE Asil. Conf. on Sig., Sys., and Comp.*, pp. 1783-1787, Nov. 2015.
- [89] W. Rao, D. Li and J. Q. Zhang, "A Tensor-Based Approach to L-Shaped Arrays Processing With Enhanced Degrees of Freedom", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 25, no. 2, pp. 234-238, Feb. 2018.
- [90] M. Rahmani and G. K. Atia, "A subspace method for array covariance matrix estimation," *Proc. IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, pp. 1-5, Jul. 2016.
- [91] C.-L. Liu and P. P. Vaidyanathan, "Correlation subspaces: Generalizations and connection to difference coarrays," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 65, no. 19, pp. 5006-5020, Oct. 2017.
- [92] S. Pillai, Y. Bar-Ness and F. Haber, "A new approach to array geometry for improved spatial spectrum estimation", *Proc. IEEE*, vol. 73, no. 10, pp. 1522-1524, Oct 1985.
- [93] Y. Iizuka and K. Ichige, "Extension of two-level nested array with larger aperture and more degrees of freedom," *Proc. International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, pp. 617-618, Oct. 2016.
- [94] C. Liu, P. P. Vaidyanathan and P. Pal, "Coprime coarray interpolation for DOA estimation via nuclear norm minimization," *Proc. IEEE Int. Sympo. Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 1-5, May 2016.

- [95] S. Nakamura, S. Iwazaki and K. Ichige, "Optimum 2D Sparse Array and its Interpolation via Nuclear Norm Minimization", Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pp. 1-5, May 2019.
- [96] S. Nakamura, S. Iwazaki and K. Ichige, "Optimum 2D Sparse Array and Hole Interpolation for Accurate Direction of Arrival Estimation", submitted to IEICE Trans. Communications.
- [97] S. Nakamura, S. Iwazaki and K. Ichige, "Extended Beamforming by Optimum 2-D Sparse Arrays", IEICE Communication Express, vol. X9-B, no. 6, pp. 200-206, June 2020.
- [98] S. Iwazaki and K. Ichige, "Sum and Difference Composite Co-Array: An Extended Array Configuration toward Higher Degree of Freedom", Proc. International Conference on Advances in Electrical, Electronic and Systems Engineering (ICAEESE), pp. 351-356, Nov. 2016.
- [99] S. Iwazaki and K. Ichige, "Extended Beamforming by Sum and Difference Composite Co-Array for Radio Surveillance", Proc. IEEE International Workshop on Information Forensics and Security (WIFS), no. 61, Dec. 2017.
- [100] S. Iwazaki and K. Ichige, "Extended Beamforming by Sum and Difference Composite Co-Array for Real-Valued Signals", IEICE Trans. Fundamentals, vol. E-102A, no. 7, pp. 918-925, July 2019.
- [101] S. Iwazaki and K. Ichige, "Underdetermined Direction of Arrival Estimation by Sum and Difference Composite Co-Array", Proc. 25th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), pp. 669-672, Dec. 2018.
- [102] S. Iwazaki and K. Ichige, "DOA-based Weighted Spatial Filter Design for Sum and Difference Composite Co-Array", Proc. 26th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), Nov. 2019.
- [103] S. Iwazaki, S. Nakamura and K. Ichige, "DOA-based Weighted Spatial Filter Design for Sum and Difference Composite Co-Array", IEICE Trans. Communications, vol. E103-B, no. 10, Oct. 2020. (掲載決定)
- [104] M. Zatman, "How narrow is narrowband?", IEE Proc. Radar, Sonar and Navig., vol. 145, no. 2, pp. 85-91, Apr. 1998.

- [105] 河村尚志, 山本綾, "5G Massive MIMO 基地局用近傍界測定システム", アンリツテクニカル, no. 92, pp. 28-34, 2017年3月.
- [106] J. Treichler and B. Agee. "A new approach to multipath correction of constant modulus signals", IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol. 31, no. 2, pp. 459-472, Apr. 1993.
- [107] B. Agee, "The least-squares CMA: A new technique for rapid correction of constant modulus signals", Proc, IEEE ICASSP, pp. 953-956, Apr. 1986.
- [108] M. Wax and Y. Anu, "Performance analysis of the minimum variance beamformer in the presence of steering vector errors", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 44, no. 4, pp. 938-947, Apr. 1996.
- [109] B. D. Van Veen and K. M. Buckley, "Beamforming: A versatile approach to spatial filtering", IEEE ASSP Magazine, vol. 5, no. 2, pp. 4-24, 1988.
- [110] J. Capon, "High Resolution Frequency-wavenumber spectrum analysis", Proc. IEEE, vol. 57, pp. 1408-1418, 1969.
- [111] R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT -Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques", IEEE Trans., vol. ASSP-37, pp. 984-995, Jul. 1989.
- [112] J. A. Fessler and A. O. Hero, "Space-alternating generalized expectationmaximization algorithm", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 42, no. 10, pp. 2664-2677, 1994.
- [113] P. Stoica and K. C. Sharman, "Novel eigenanalysis method for direction estimation", IEEE Proc., vol.137, Pt.F, no.1, pp.19-26, 1990.
- [114] S. U. Pillai and B. H. Kwon, "Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification", IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol. 37, no. 1, pp. 8-15, Jan. 1989.
- [115] Y. Huang, G. Liao, J. Li, J. Li and H. Wang, "Sum and difference coarray based MIMO radar array optimization with its application for DOA estimation", Multidimensional Systems and Signal Processing, vol. 28, no. 4, pp. 1183-1202, Oct. 2017.

- [116] X. Wang, X. Wang and X. Lin, "Co-prime array processing with sum and difference co-array", Proc. 49th Asilomar Conf. Signals, Systems and Computers, pp. 380-384, Nov. 2015.
- [117] X. Wang, Z. Chen, S. Ren and S. Cao, "DOA estimation based on the difference and sum coarray for coprime arrays", Digital Signal Processing, Elsevier, vol. 69, pp. 22-31, Oct. 2017.
- [118] M. Inoue, K. Hayashi, H. Mori, and T. Nabetani, "A DOA Estimation Method With Kronecker Subspace for Coherent Signals", IEEE Communications Letters, Vol. 22, no. 11, pp. 2306-2309, Nov. 2018.

研究業績

学術雑誌

- [1] 岩崎翔, 市毛弘一, ”所望信号の位相遅延検出とフィードバック構造を利用したアダプティブアレーによる適応ビーム形成”, 信学論 A, vol. J-100A, no. 1, pp. 70-78, 2017年1月.
- [2] S. Iwazaki, K. Ichige, ”Extended Beamforming by Sum and Difference Composite Co-Array for Real-Valued Signals”, IEICE Trans. Fundamentals, vol. E102-A, no. 7, pp. 918-925, July 2019.
- [3] S. Nakamura, S. Iwazaki, K. Ichige, ”Extended Beamforming by Optimum 2-D Sparse Arrays”, IEICE Communication Express, vol. X9-B, no. 6, pp. 200-206, June 2020.
- [4] S. Iwazaki, S. Nakamura, K. Ichige, ”DOA-based Weighted Spatial Filter Design for Sum and Difference Composite Co-Array”, IEICE Trans. Communications, vol. E103-B, no. 10, Oct. 2020. (掲載決定)
- [5] S. Nakamura, S. Iwazaki, K. Ichige, ” Optimization and Hole Interpolation of 2-D Sparse Arrays for Accurate Direction-of-Arrival Estimation”, IEICE Trans. Communications. (投稿中)

国際会議発表論文

- [1] S. Iwazaki, K. Ichige, H. Arai, ”Pseudo-IIR Adaptive Array Based on Spatial State-Space Filtering”, Proc. APSIPA Annual summit and Conference, no. P01, Dec. 2010.

- [2] K. Ichige, S. Iwazaki, H. Arai, "IIR Adaptive Array: Spatial IIR Filtering with DOA Estimator", IEEE Statistical Signal Processing Workshop (SSP), no. S4.5, June 2011.
- [3] S. Iwazaki, K. Ichige, "Sum and Difference Composite Co-Array: An Extended Array Configuration toward Higher Degree of Freedom", Proc. International Conference on Advances in Electrical, Electronic and Systems Engineering (ICAEESE), pp. 351-356, Nov. 2016.
- [4] S. Iwazaki, K. Ichige, "Extended Beamforming by Sum and Difference Composite Co-Array for Radio Surveillance", Proc. IEEE International Workshop on Information Forensics and Security (WIFS), no. 61, Dec. 2017.
- [5] S. Nakamura, S. Iwazaki, K. Ichige, "An Optimum 2D Sparse Array Configuration with Reduced Mutual Coupling", Proc. International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), pp. 617-618, Oct. 2018.
- [6] S. Iwazaki, K. Ichige, "Underdetermined Direction of Arrival Estimation by Sum and Difference Composite Co-Array", Proc. IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), pp. 669-672, Dec. 2018.
- [7] S. Nakamura, S. Iwazaki, K. Ichige, "Optimum 2D Sparse Array and its Interpolation via Nuclear Norm Minimization", Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pp. 1-5, May 2019.
- [8] S. Iwazaki, K. Ichige, "DOA-Based Weighted Spatial Filter Design for Sum and Difference Composite Co-Array", Proc. IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), Nov. 2019.

国内発表

- [1] 岩崎翔, 市毛弘一, "重み付き最小2乗近似に基づいた2次元分母分離形IIRフィルタの設計", 電子情報通信学会技術報告, no. SIP2009-20, 2009年7月.
- [2] 岩崎翔, 市毛弘一, 新井宏之, "空間領域での状態空間フィルタ処理に基づいた疑似IIR型アダプティブアレー", 電子情報通信学会総合大会, no. B-1-233, 2010年3月.

- [3] 岩崎翔, 市毛弘一, 新井宏之, "Pseudo-IIR Adaptive Array Based on Spatial State-Space Filtering", 電子情報通信学会信号処理研究会, no. SIP2010-51, 2010年6月.
- [4] 岩崎翔, 市毛弘一, 新井宏之, "所望波方向における空間遅延を考慮したIIR型アダプティブアレー", 電子情報通信学会ソサイエティ大会, no. B-1-223, 2010年9月.
- [5] 岩崎翔, 市毛弘一, 新井宏之, "IIR Adaptive Array via Estimating Spatial Delay of Desired Wave Direction", 電子情報通信学会デジタル信号処理シンポジウム, no. B4-2, 2010年11月.
- [6] 中村彰吾, 岩崎翔, 市毛弘一, "2次元スパースアレーの素子位置最適化手法の検討", 電子情報通信学会総合大会, no. B-1-128, 2018年3月.
- [7] 中村彰吾, 岩崎翔, 市毛弘一, "核ノルム最小化による2次元スパースアレーの補間とDOA推定", 電子情報通信学会ソサイエティ大会, no. B-1-132, 2018年9月.
- [8] 中村彰吾, 岩崎翔, 市毛弘一, "Optimum 2D Sparse Array and Its Interpolation via Nuclear Norm Minimization", 電子情報通信学会信号処理シンポジウム, pp. 324-329, 2018年11月.
- [9] 中村彰吾, 岩崎翔, 市毛弘一, "Optimum 2-D Sparse Array with Extended Aperture for Accurate DOA Estimation", 電子情報通信学会技術報告, no. SIP2019-1, 2019年5月.
- [10] 中村彰吾, 岩崎翔, 市毛弘一, "2次元スパースアレーによるビームフォーミング手法の一検討", 電子情報通信学会ソサイエティ大会, no. B-1-141, 2019年9月.
- [11] 中村彰吾, 岩崎翔, 市毛弘一, "2次元スパースアレーによるビームフォーミングとそのBER特性による評価", 電子情報通信学会信号処理シンポジウム, 2019年11月.

表彰

- [1] International Conference on Advances in Electrical, Electronic and Systems Engineering (ICAESE 2016), Best Student Paper Award, Nov. 2016.