

博士論文

車載無線システムに対するアダプティブ
アンテナ技術の適用に関する研究

2013年

古賀 健一

目次

第1章	序論	1
1.1	本研究の背景	1
1.2	本研究の目的	2
1.3	本論文の構成	3
第2章	車載無線システム	9
2.1	まえがき	9
2.2	車載電子キーシステムの仕組み	10
2.3	車載電子キーシステムへのアダプティブアンテナ適用における課題と対策	12
2.4	まとめ	13
第3章	アダプティブアンテナの原理	17
3.1	まえがき	17
3.2	アダプティブアンテナの概要	17
3.3	解析モデル	19
3.3.1	等間隔リニアアレーの方向ベクトル成分	22
3.3.2	長方形平面アレーの方向ベクトル成分	25
3.4	干渉除去アルゴリズム	25
3.4.1	MMSE アダプティブアンテナ	26
3.4.2	PI アダプティブアンテナ	28
3.5	到来方向推定アルゴリズム	30
3.5.1	到来方向推定における受信信号モデル	31
3.5.2	線形予測法	33
3.5.3	Pisarenko 法	35
3.5.4	MUSIC アルゴリズム	36
3.5.5	ESPRIT アルゴリズム	39
3.6	完全相関波の到来方向推定	43
3.6.1	完全相関波が正しく推定できない理由	43
3.6.2	空間平均法	45
3.6.3	CSS 法	49
3.7	まとめ	53

第 4 章	時分割多重を用いた単一受信器によるアダプティブアンテナ	57
4.1	まえがき	57
4.2	時分割多重を用いた単一受信器によるアダプティブアンテナの受信信号 についての定式化	58
4.3	時分割多重を用いた単一受信機における各アンテナの受信信号の混合	69
4.4	スイッチ ON 時間延長の効果と受信信号の混合への対策	70
4.4.1	計算機シミュレーションによる確認	71
4.5	スイッチ切換順序の最適化による受信電力の向上	72
4.5.1	信号の到来方向による受信電力の変化	75
4.5.2	スイッチ切換順序を考慮した受信信号 $x(l)$ の数式表現	76
4.5.3	スイッチ切換順序の最適化方法	78
4.5.4	計算機シミュレーションによる評価	79
4.6	時分割多重を用いる単一受信機の実出力 SNR に関する考察	90
4.7	時分割多重を用いる単一受信機によるアダプティブアレーアンテナの受 信信号における雑音の無相関性についての考察	92
4.8	むすび	92
第 5 章	近傍波源の位置推定法	97
5.1	まえがき	97
5.2	近傍波源 ESPRIT 法の原理とその特性	98
5.2.1	解析モデル	99
5.2.2	近傍波源 ESPRIT 法の原理	101
5.2.3	初期推定誤差と窓関数	102
5.2.4	近傍波源 ESPRIT 法の基本特性	106
5.2.5	シミュレーション結果	106
5.3	球面波モードベクトル MUSIC 法に対する MCSS 法の適用	110
5.3.1	解析モデル	110
5.3.2	CSS 法の課題	114
5.3.3	MCSS 法の原理	115
5.3.4	初期推定誤差	118
5.3.5	繰返し推定	119
5.3.6	シミュレーション結果と検討	120
5.4	まとめ	129
第 6 章	結論	133
	謝辞	137

第1章 序論

1.1 本研究の背景

旧来、自動車は原動機を中心とするメカニカルシステムとして徐々に発展してきた。しかし近年、車両への電子機器の搭載は増大し、車両のシステム自体の電子化も急激な勢いで進展しており、一般の乗用車においても、車両原価に占める電子部品の割合が5割を超えるものも市販されるに至った。その中で、車載無線システムも目覚ましい発展を遂げている。ラジオから始まった車両への無線システムの搭載は、テレビ、自動車電話を経て、GPS (Global Positioning System)、ミリ波レーダ、ETC (Electronic Toll Collection)、車載電子キーシステム等、さまざまなアプリケーションへと広がっており、車両の安全、安心、快適性能を支える基盤技術へと進展してきている [1]-[3]。

しかし、車両の電子化の進展に伴い、新たな課題も発生している。そのひとつとして、車載電子機器やモーター等の発する電磁ノイズ、あるいは車載無線システム同士の干渉による通信障害が挙げられる [4]-[6]。車両という限られたスペースの中に増え続ける電子機器や無線システムを詰め込むために、耐干渉性への要求も増大し続けており、新たな通信品質改善技術が求められている。

車載無線システムの中には、電波の発信源、あるいは反射物の位置の把握を必要とするものが存在する。車載電子キーシステム [1][2] は、自動的に無線通信による認証を行うことで、電子キーを操作することなくドアの施開錠、エンジンの始動、停止が可能なシステムである [2]。その際、電子キーの位置を特定し、キー位置に応じて車両の動作を適切に制御する必要がある。例えば、電子キーが車室内に存在するにもかかわらずドアロックの施錠を許可してしまうと、運転者が電子キーを車室内に放置したまま車両を後にする可能性がある。これでは電子キーシステムが車両盗難を助長することになるため、電子キー位置を把握し適切に警告を発する必要がある。

TPMS (Tire Pressure Monitoring System)[1][2] は、タイヤ内の空気圧をセンシングし、無線通信により空気圧を車両に通知することで、空気圧の低下による事故を防止するためのシステムである。車両側は、空気圧の低下を検出した場合、どのタイヤから送

信されたデータであるかを判別し，空気圧が低下したタイヤを特定して運転者へ提示することが求められる．タイヤの特定方法として，発信機の ID とタイヤ位置を対応させておくことが考えられる．しかし，タイヤは前後左右の各装着位置により摩耗する部位が異なるため，定期的に装着位置を入れ替えることも多く，より直接的にタイヤ位置を特定可能であることが望ましい．

以上のように，車載無線システムに新たな干渉除去技術や電波源の位置推定技術を導入することは，車載無線システムのより一層の普及による自動車の安全，安心，快適性の向上，ひいては社会全体の豊かさの向上のために求められている．

1.2 本研究の目的

車載無線システムにおける干渉除去，波源位置推定という 2 つの要求を同時に満たす技術として，アダプティブアンテナ技術 [7] が挙げられる．

アダプティブアンテナによる干渉除去は，複数のアンテナ（アレーアンテナ）で受信した信号に対し，個別に重み付けを行った後，加算することで実現される．重み付けを決定するアルゴリズムについては種々の提案が成されており，利用可能な事前情報や伝搬環境により適切なアルゴリズムを選択する必要がある．アダプティブアンテナを車載無線システムへ導入するための課題としては，各アンテナの信号を個別に受信する必要があるため，そのための受信回路がアンテナ数分必要となり，回路規模が増大することが挙げられる．これまで 1 系統の受信回路のみで成立していたシステムに対し，干渉対策のために複数の受信系統を搭載し回路規模を増大させるということは，解決策として優れているとはいいがたい．

そこで，本論文ではまず，回路規模を削減する方法の 1 つとして，時分割多重を用いる単一受信器によるアダプティブアンテナを取り上げる [8]-[13]．時分割多重を用いる単一受信器は，スイッチを用いて時分割でアンテナを切換えることで複数のアンテナ信号を多重化し，単一受信回路を用いて受信する方法である．なかでも文献 [8] では，サンプリング定理を満たすよう，受信信号の帯域幅よりも高速にスイッチを切換えることで，単一受信回路でありながら，各アンテナの受信信号を完全に再生可能であることが示されている．しかし，スイッチの ON 時間が非常に短い場合に限定して検討がなされており，スイッチでの受信電力の損失が非常に大きいという課題がある．そこで，本論文ではスイッチの ON 時間を任意とした場合について定式化するとともに，スイッチの ON 時間を最大化することで，受信電力の損失を大幅に低減可能であることを示す．その上

で、スイッチの切換順序を最適化することで、更に受信電力の向上が可能であることを示す。これらの性能向上により、時分割多重を用いる単一受信器によるアダプティブアンテナの実用化を図ることを第1の目的とした。

車載無線システムには、電波源の位置推定が必要とされるシステムが存在する。プリクラッシュセーフティシステム用のミリ波レーダは、電波を車両前方へ放射し、他車からの反射波を受信して信号処理し、他車との距離、相対速度を検出する。この検出のための信号処理技術のひとつとして、アダプティブアンテナ技術が採用されている。しかし、例えば車載電子キーシステム等、車室内での位置推定に対してアダプティブアンテナ技術を適用する場合には、2つの課題が存在する。一つは、波源がアレーアンテナ近傍に存在するため、受信波を平面波とみなすことができず、球面波として取り扱う必要があるという課題である。従来の多くのアダプティブアンテナによる位置推定手法は、受信波が平面波であることを前提としていた。このため、従来の位置推定手法をそのまま車載電子キーシステムへ適用することはできない。

二つめの課題は、車両が金属体であるため、車室内がマルチパス環境であるということである。マルチパス環境では、最尤推定法ならば位置を推定することが可能であるが、計算負荷が高く車載無線システムには不向きである。一方、計算負荷が比較的低い固有値展開に基づく手法等はそのままでは適用することができない。これは、到来波同士の相関が高いために相関波が一つの波に縮退してしまい、各到来波を分離することができなくなることが原因である。

そこで本論文では、車室内や車両周辺における位置推定を取り上げ、狭帯域な近傍波源に対する相関抑圧や効率的な位置推定を実現することを第2の目的とした。

1.3 本論文の構成

本論文は6章から構成されている。この構成の流れを図1.1に示す。

第1章、すなわち本章では、本研究の背景、目的および本論文の概要を述べている。

第2章では、車載電子キーシステムの概要について説明を行い、アダプティブアンテナ技術を車載電子キーシステムへ適用する必要性について述べる。

第3章では、アダプティブアンテナの原理について説明する。

第4章では、まず従来のアダプティブアンテナの回路規模削減手法について検討を行い、スイッチ切換による時分割多重を用いたアダプティブアンテナの特徴と問題点について明らかにする。次に、問題点を解決するために、スイッチのON時間を長く取る手

法について検討し、スイッチの ON 時間を長くとる場合に信号の混合が生じることを示す。そして、信号の混合を除去する方法を提案し、提案法では信号の混合が完全に除去されることを明らかにする。更に、スイッチの切換順序を最適化する手法を提案し、従来法と比較し受信信号の SNR (Signal-to-Noise Ratio) が改善することを示す。

第 5 章では、近傍波源の位置推定手法について検討を行う。まず、CSS (Coherent Signal-Subspace) 法を前処理とした球面波モードベクトル MUSIC (Multiple Signal Classification) 法の特徴とその課題について明らかにし、波源が狭帯域かつコヒーレントである場合には、相関抑圧効果が低く、十分な推定精度が得られないことを示す。その上で、MCSS (Modified CSS) 法を提案し、波源が狭帯域な場合においても相関抑圧効果が高く、十分な推定精度を得られることを明らかにする。更に、計算負荷の低減のため、平面波に対する推定手法である ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 法を近傍波源に対して適用する方法について提案し、十分な推定精度が得られることを明らかにする。

第 6 章では、本論文で得られた結果をまとめて、本アダプティブアンテナの構成技術の有効性を結論づけ、今後の課題と展望について整理する。

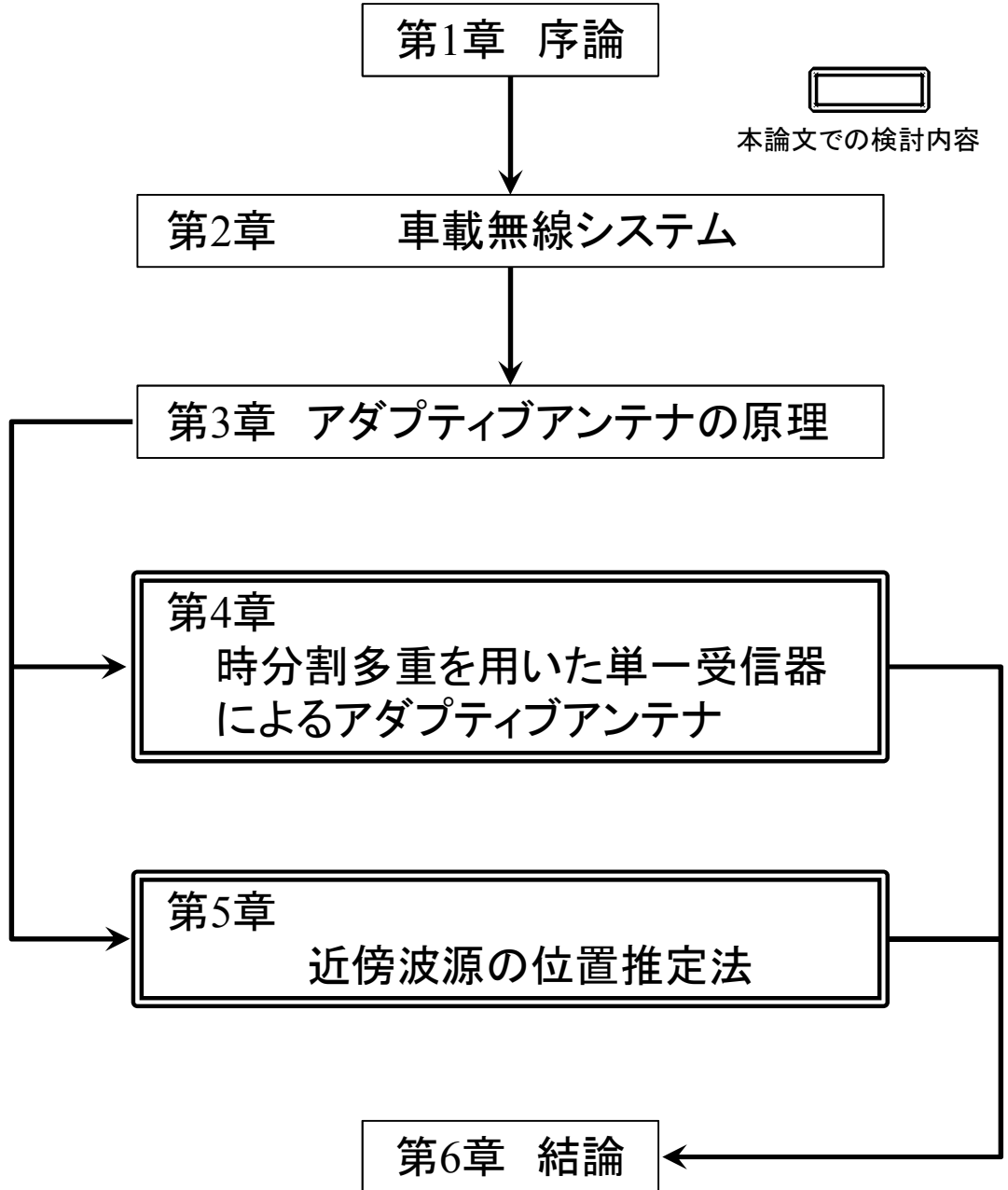


図 1.1: 本論文の構成

参考文献

- [1] 大江準三, 西川訓利, “自動車におけるアンテナ技術,” 信学論 (B), Vol.J89-B, No.9, pp.1569-1579, Sep. 2006.
- [2] 加藤光治, 図解カーエレクトロニクス [上] システム編, 日経 BP 社, 2010.
- [3] 加藤光治, 図解カーエレクトロニクス [下] 要素技術編, 日経 BP 社, 2010.
- [4] 茂戸藤寛, “カーエレクトロニクスにおける EMC 試験の重要性と技術,” 環境電磁工学情報 EMC, Vol.19, No.1, pp.32-42, May 2006.
- [5] 馬淵雄一, 鵜生高德, 市川浩司, 中村篤, 和田修己, “車載電子機器の EMI シミュレーション技術の開発,” 信学論 (B), Vol.J93-B, No.2, pp.341-350, Feb. 2010.
- [6] 白木康博, 菅原賢悟, 田邊信二, 渡辺哲司, 中本勝也, “FM ラジオ帯における連携解析を用いた自動車車室内の電磁界分布の検討及び EMI 設計への応用,” 信学論 (B), Vol.J88-B, No.7, pp.1319-1328, Jul. 2005.
- [7] 菊間信良, アダプティブアンテナ技術, オーム社, 東京, 2003.
- [8] E. Moriyama, Y. Kamio, K. Hamaguchi, H. Furukawa, “A CMA Adaptive Array Antenna System with a Single Receiver Using Time-Division Multiplexing,” IEICE Trans., Vol.E84-B, No.6, pp.1637-1646, Jun. 2001.
- [9] 市川佳弘, 富塚浩志, 尾保手茂樹, 鹿子嶋憲一, “時間差サンプリング MMSE アダプティブアレーアンテナ,” 信学論 (B), Vol.J85-B, No.12, pp.2257-2264, Dec. 2002.
- [10] P. Y. Zhao, J. Litva, “Considerations for the hardware implementation of a four element digital beam former,” 1994 IEEE AP-S Int. Symp., pp.116-119, Seattle, 1994.

- [11] 古賀健一, 菊間信良, 平山裕, 榊原久二男, 古池竜也, 岩下明暁, 水野善之, “時間差多重を用いる単一受信機によるアダプティブアレーのアナログ回路削減に関する検討,” 信学技報, Vol.111, No.200, AP2011-65, pp.7-12, Sep. 2011.
- [12] 古賀健一, 菊間信良, 平山裕, 榊原久二男, 古池竜也, 岩下明暁, 水野善之, “時間差多重を用いる単一受信機によるアダプティブアレーのスイッチ切換方法に関する検討,” 信学技報, Vol.111, No.429, AP2011-188, pp.31-36, Feb. 2012.
- [13] K. Koga, N. Kikuma, H. Hirayama, K. Sakakibara, T. Koike, H. Iwashita, Y. Mizuno, “A Study of Switching Methods for an Adaptive Array with a Single Receiver Using Time-Division Multiplexing,” Proc. ISAP, Oct. 2012.

第2章 車載無線システム

2.1 まえがき

車両への無線システム搭載の歴史は古く [1]，1955年に発売されたトヨペットクラウンには真空管式 AM ラジオと伸縮式モノポールアンテナが搭載されていた [2]。以降，放送受信システムとしては AM/FM 放送やテレビ放送，衛星放送の受信システムや，道路渋滞などの交通情報を受信する VICS (Vehicle Information and Communication System) [3] 等が導入されている。

また，交通支援用の無線システムとしては，カーナビゲーションに欠かせない GPS (Global Positioning System) や，携帯電話網を利用した通信システム，5.8GHz 利用の ETC (Electronic Toll Collection system) [3]，DSRC (Dedicated Short Range Communication system) などがある。特に，携帯電話網を用いた各種サービス技術は，Telecommunication (通信) と Informatics (情報科学) とを組み合わせた造語であるテレマティクス技術と呼ばれ，ナビゲーションや緊急通報，エンターテイメント等，様々なサービスが提供されている [5]。

車両制御系では，UHF 帯の電波を用いたタイヤ空気圧情報を伝送するシステムや，ドア鍵の遠隔開閉操作を行うリモートドアロックシステム，LF 帯，UHF 帯の 2 種類の電波を用いキー操作なしでエンジン始動可能な電子キーシステムなどがある [6]。また，24GHz を用いた盗難防止用の侵入者検知センサ，76GHz のミリ波レーダによる追従走行や衝突回避を行うシステム [7] が搭載されてきており，利便性向上に加えて安全・安心機能の高性能化が図られている。

以上のように，今日の車両には非常に数多くの無線システムが搭載されている。また，車両機能の全域にわたり重要な役割を担っており，車載無線システムなしで車は成立しないといっても過言ではない。

本章では，まず車載無線システムの中で特に干渉除去や電波源の位置推定に対する要求の強い電子キーシステムについて，その詳細とアダプティブアンテナ技術の必要性について説明する。次に，アダプティブアンテナの適用における課題とその対策につい

て述べる。

2.2 車載電子キーシステムの仕組み

車載電子キーシステム [6] は、遠隔操作によりドアの施開錠を制御するリモートドアロックシステムを発展させたもので、運転者が携帯した電子キーと車両間の無線通信により、運転者がキーに一切触れることなく、ドアの施錠や開錠、エンジンの始動や停止を実現するものである。リモートドアロックシステムが送信機や受信機で構成されるのに対し、車載電子キーシステムは、電子キーやチューナ、電子キーの ID コードを照合する照合 ECU (Electronic Control Unit)、車室内アンテナ、タッチセンサと車室外アンテナを備えたドアハンドル、プッシュ式のエンジン始動スイッチ（以下、プッシュ SW）など多くの部品により構成される。なお、車載電子キーシステムの名称やシステム構成、操作や作動などは自動車メーカーによって異なっており、本章では代表的なシステムを例に紹介する。

車載電子キーシステムの機能は、スマートエントリーとプッシュ式エンジンスタートの 2 つに大きく分けることができる。しかし、両機能とも無線通信の部分ではほぼ共通している。車載電子キーシステムでは、車両に搭載したコイルアンテナを間欠的に 134kHz で励振し、誘導電磁界による電子キーの検知エリア形成する。検知エリアは図 2.1 のように車室内、車室外、荷室内、荷室外が判別可能なように、お互いが重ならないように形成する必要があり、車両状態に応じて必要な場合のみエリアが形成される。キー所持者がそれぞれの検知エリアへ侵入し、電子キーが 134kHz の電波を受信すると、300MHz から 400MHz 帯の電波で車両側へ ID コードを返信する。車両側で ID コードが正しいと判断した場合、電子キーとの間で双方向の暗号通信を行い、電子キーが正規のものであることを認証する。認証が完了すると、車両側は電子キーを検知したエリアに応じ適切な動作を行い、スマートエントリー機能やプッシュエンジンスタート機能を提供する。

スマートエントリーは、電子キーを取り出さずにドアの施錠・開錠ができる機能である。電子キーを携帯した人が車両に近づいた際に、車室外検知エリアに侵入すると上記無線通信が行われる。暗号通信により車両側が電子キーが正規のものだと判断した場合、ドアハンドル裏側にある開錠用タッチセンサに触れただけでドアを開錠する。ドア施錠は、ドアを閉めた状態でドアハンドルの表面にある施錠用タッチセンサに触れると、全検知エリアにおいて誘導電磁界を形成し通信を試みる。その結果、車外エリアでの照合が成立し、車内エリアで照合が成立しない場合、電子キーを持って運転者が外へ出たと

判断し施錠する。一方、車室内照合が成立した場合は、車室内に電子キーを忘れたと判断し、キー閉じ込めを防止するため施錠を行わず、ブザー等で警告する。荷室ドア（トランクやバックドア）についても上記と同様の動作を行う。

プッシュ式エンジンスタートは、電子キーを車室内に携帯した状態であれば、シフト位置とブレーキ操作、プッシュSW操作の組み合わせにより、エンジンの始動や車両の電源状態の切換を行うことができる機能である。エンジンを始動させる場合には、シフトをP（パーキング）またはN（ニュートラル）の位置とし、ブレーキを踏みながらプッシュSWを押す。すると、車室内発信機と電子キーの間で双方向の暗号通信を行い、車室内エリアにおいて照合が成立した場合にはステアリングロックの解除とエンジンの始動が実施される。エンジンを停止させる場合は、車を停車させシフトをP位置とした状態でプッシュSWを押す。車室内に電子キーが存在する場合のみエンジン始動が可能な理由であるが、キー所持者が車室外に存在するときに他者が素早く運転席に乗り込み、エンジンを始動させそのまま走り去るといった盗難を防止するためである。

上述したように、車載電子キーシステムでは、電子キーの位置を特定することはシステムを成立させる上で非常に重要である。そのために、車両によっては8本もの検知エリア形成用アンテナを車両各所に搭載する必要がある。また、検知エリアを正確に形成するには距離減衰の大きなLF帯などの比較的低い周波数が望ましいが、リモートドアロック機能では10m程度の距離から通信を行う必要があり、LF帯の電波では減衰が大きく通信が成立しない。このため、車載電子キーシステムは車両から電子キーへのダウンリンク通信には134kHzのLF帯の電波を使用し、電子キーから車両へのアップリンク通信には300MHzから400MHzのUHF帯の電波を使用している。このため、1つの機器内で周波数帯が異なる送信機と受信器を備えるという複雑な構成となり、システム価格を押し上げ、これが普及の妨げとなっている。アダプティブアンテナによる位置推定技術を用いれば、車両各所に配置する検知エリア形成用アンテナやそのための配線が不要となる。また、単一周波数でシステムを構成することも可能となり、システム構成が大幅に簡素化されるため、その実現がおおいに期待される場所である。

車載電子キーシステムはその機能上、動作しないということが許されないシステムである。例えば、寒冷地において通信不良によりドアが開錠できない、あるいはエンジンが始動しないという状況は、人命に関わる事態を招く。車両には、システムの不具合が生じて大丈夫なよう、代替システムが準備されているが、通常とは操作方法が異なるため、使用者が必ずしも代替システムを利用可能とは限らない。よって、車載電子キーシステムには通常の無線システムと比較し非常に高い信頼性が要求される。その意味で

も、アダプティブアンテナによる干渉除去技術を車載電子キーシステムへの適用し、通信の信頼性をより一層高めることが望まれている。

2.3 車載電子キーシステムへのアダプティブアンテナ適用における課題と対策

アダプティブアンテナ技術を車載電子キーシステムへ適用するための課題としては、第1にコストが挙げられる。アダプティブアンテナでは、通常アレーアンテナの本数分の受信回路を備える必要があるため、1アンテナシステムと比較すると回路規模が増大し高コストとなる。例えアダプティブアンテナ技術により電子キーシステムが簡素化されたとしても、回路規模の増大により総コストが従来システムを上回ってしまえば意味がない。そこで、本研究ではアレーアンテナの各アンテナ素子をスイッチにより時分割で切り換えることで、単一の受信器でありながらアレー信号処理が可能なシステムについて検討を行った。その詳細については第4章で述べる。

第2の課題としては、送受信機間の距離が比較的近いことが挙げられる。従来のアダプティブアンテナ技術は、送受信機間の距離が遠く、受信波は平面波とみなせることを前提としているものが多い。送受信機間の距離が近い場合には、受信波は球面波として取り扱う必要があり、従来の位置推定（到来方向推定）技術をそのまま車載電子キーシステムに適用することはできない。この対策としては、例えば MUSIC 法 [16] を球面波に対して適用可能とした球面波モードベクトル MUSIC 法 [8][9] や、DOA (Direction Of Arrival)-Matrix 法を用いた方法 [10]~[12] 等が提案されている。しかし、球面波モードベクトル MUSIC 法ではピークサーチ計算の負荷が高く、車載無線システムには適さないという問題がある。DOA-Matrix 法を用いた方法はピークサーチが不要であるが、アレーアンテナの素子間隔が $1/4$ 波長以下という制約があり、素子間相互結合によるアンテナの放射効率低下なども問題となる。そこで、本研究ではピークサーチ不要な ESPRIT 法を近傍波源に対して適用可能とする方法について検討を行った。詳細については第5.2節で述べる。

第3の課題としては、車両という電波の反射体の直近において推定を行う、すなわちマルチパス環境で推定する必要があるということである。マルチパス環境では、最尤推定に基づく EM (Expectation-Maximization) 法 [13][14] や SAGE (Space-Alternating Generalized EM) 法 [13][15] はそのまま適用可能であるが、計算負荷が高いという問題がある。一方、固有値展開に基づく MUSIC 法や ESPRIT 法 [17] 等は最尤推定法と比較

し計算負荷が低く、車載電子キーシステムのように高い計算能力を持たないシステムには望ましいが、マルチパス環境ではそのまま適用することができない。これは、到来波同士の相関が高いために相関波が一つの波に縮退してしまい、各到来波を分離することができなくなることが原因である。各到来波の相関を低減する方法としては、空間平均法 [18]~[20] や CSS (Coherent Signal-Subspace) 法 [21][22] 等が提案されている。しかし、空間平均法は受信アレーアンテナから複数のサブアレーを抽出し、これを平均化する手法であるため、実質的なアレー開口面積が減少するという問題がある。また、空間平均法は平面波を前提とした手法であるため、近傍波源に対して適用した場合、推定精度の劣化が生じてしまう。CSS 法は、異なる周波数の受信信号をそれぞれサブアレーの受信信号として取り扱うため、アレー開口面積の減少は生じない。また、平面波を前提とした手法ではないため、近傍波源の推定にも適用することが可能である。ところが、車載電子キーシステムは信号の周波数帯域幅が狭いため、各サブアレーの相関が高く、平均化効果が得られないという問題がある。この対策として、本研究では CSS 法を改良した方法について検討を行い、近傍に位置する狭帯域波源の相関を低減する方法について検討を行った。その詳細については第 5.3 節で述べる。

2.4 まとめ

本章では、まず、車両には数多くの無線システムが搭載されていることを示し、それぞれが重要な役割を果たしていることを述べた。次に、車載無線システムのひとつである車載電子キーシステムを取り上げ、その動作の詳細を説明した。その上で、干渉波除去と位置推定の必要性について説明し、これらをアダプティブアンテナ技術で実現するためには以下の 3 つの課題を解決する必要があることを述べた。

- 1) アダプティブアンテナの回路規模の削減
- 2) 適切な演算量での近傍波源推定の実現
- 3) 近傍波源の相互相関の低減

以下、第 3 章から第 5 章において、上記課題を解決するための提案・検討を進める。

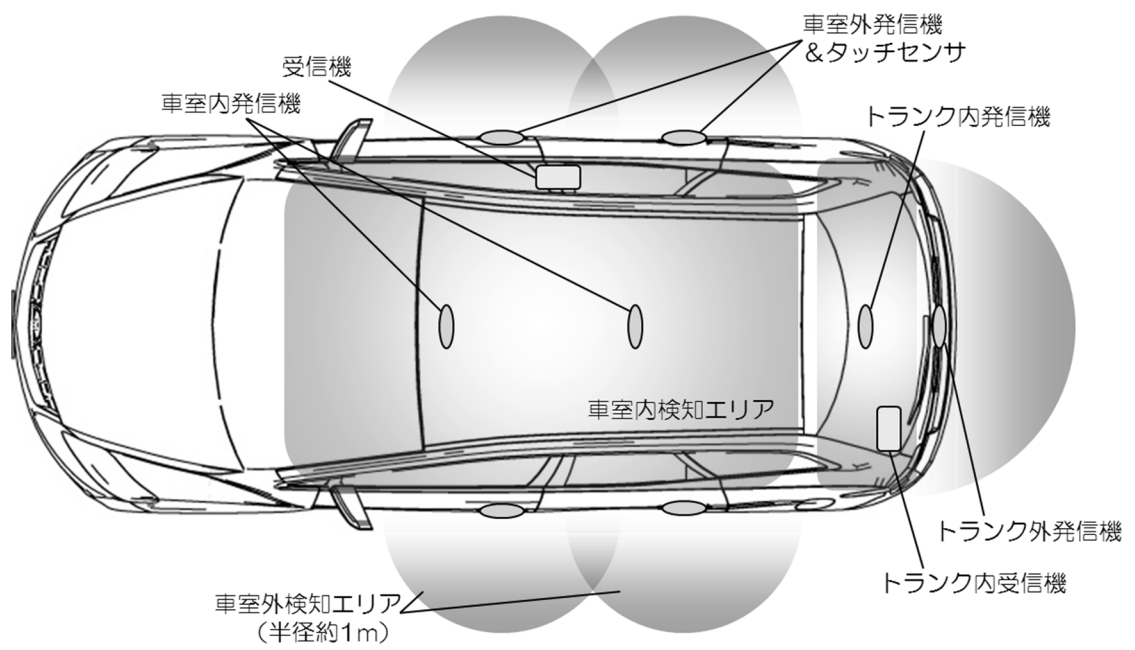


図 2.1: スマートシステム概要図

参考文献

- [1] 大江準三, 西川訓利, “自動車におけるアンテナ技術,” 信学論 (B), Vol.J89-B, No.9, pp.1569-1579, Sep. 2006.
- [2] “オートテクノロジー 2006,” (社)自動車技術会, Jan. 2006.
- [3] <http://www.vics.or.jp>
- [4] 電波産業会規格 ARIB STD-T75.
- [5] 大江準三, “自動車における情報通信技術の流れ(後編),” 情報処理, Vol.45, No.10, pp.1050-1055, Oct. 2005.
- [6] 加藤光治, 図解カーエレクトロニクス [上] システム編, 日経 BP 社, 2010 .
- [7] 堀松哲夫, 一津屋正樹, “次世代の ITS を目指して ミリ波の応用 3. 実用化を迎えたミリ波レーダーシステム,” 信学誌, Vol.87, No.9, pp.756-759, Sep. 2004.
- [8] 秋元広幸, 高橋応明, 宇野亨, 有馬卓司, “MUSIC 法による近傍波源推定の基本的検討と PCB への応用,” 信学論 (B), vol.J87-B, No.9, pp.1434-1441, Nov. 2004.
- [9] 大前彩, 高橋応明, 宇野亨, “球面波モードベクトル MUSIC 法を用いた有限距離波源位置推定,” 信学技報, AP2003-64, Jul. 2003.
- [10] K. Deng, Q. Yin, H. Wang, “Closed Form Parameters Estimation For Near Field Sources,” Proceedings of the IEEE Int'l Symposium on Circuits and Systems, pp.3251-3254, 2007.
- [11] 坂口聡彦, 内田貴之, 市毛弘一, 新井宏之, “アレー受信信号の位相差補正および ESPRIT 法に基づいた近傍界波源位置推定法” 信学技報, AP2008-13, May. 2008.

- [12] 菊間信良, 山下祐希, 平山裕, 榊原久二男, “DOA-Matrix 法と SAGE アルゴリズムを併用した複数の近傍波源の位置推定” 信学論 (B), vol.J94-B, No.9, pp.1046-1055, Sep. 2011.
- [13] 山田寛喜, “高分解到来波推定法の基礎と実際, アンテナ, 伝搬における設計” 解析手法ワークショップ (第 33 回), pp.77-84, 2006.
- [14] M. Feder, E. Weinstein, “Parameter estimation of superimposed signals using the EM algorithm,” IEEE Trans., Acoust., Speech and Signal Proc., vol.36, no.4, pp.477-480, Apr. 1988
- [15] J. A. Fessler, A. O. Hero, “Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm,” IEEE Trans., Signal Proc., vol.42, no.10, pp.2664-2677, Oct. 1994.
- [16] R. O. Schmidt, “Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation,” IEEE Trans., vol.AP-34, no.3, pp.276-280, Mar. 1986.
- [17] R. Roy, T. Kailath, “ESPRIT - Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Techniques,” IEEE Trans., vol.ASSP-37, pp.984-995, July 1989.
- [18] T. J. Shan, M. Wax, T. Kailath, “On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals” IEEE Trans., ASSP-33, no.4, pp.806-811, Aug. 1985.
- [19] 菊間信良, アダプティブアンテナ技術, オーム社, 東京, 2003.
- [20] S. U. Pillai, *Array Signal Processing*, Springer-Verlag New York Inc, 1989.
- [21] H. Wang, M. Kaveh, “Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wide-band sources,” IEEE Trans., ASSP-33, no.4, pp.823-831, Aug. 1985.
- [22] H. Hang, M. Kaveh, “Focussing matrices for coherent signal-subspace processing,” IEEE Trans., ASSP-36, no.8, pp.1272-1281, Aug. 1988.

第3章 アダプティブアンテナの原理

3.1 まえがき

近年，車両に搭載される無線システムは増加の一途を辿っている．同時に，車両自体の電子化も急激な勢いで進展しており，無線システム間の干渉や，他の電子システムが発するノイズによる干渉は大きな問題となってきている．また，車載無線システムには位置の推定を必要とするものも存在し，位置推定の精度向上や効率化が課題となっている．このような状況において，電磁環境によらず干渉を排除し，安定した通信品質を確保する技術として，また位置推定精度を向上，効率化する技術として期待されているのがアダプティブアンテナ技術 [1][2] である．

本章では，このアダプティブアンテナ技術の基本原理について説明する．まず，アダプティブアンテナの解析モデルについて示す．次に，アダプティブアンテナによる干渉除去の原理と，その最適化アルゴリズムについて述べる．そして，アダプティブアンテナ技術を用いた到来方向推定と位置推定の原理について説明する．

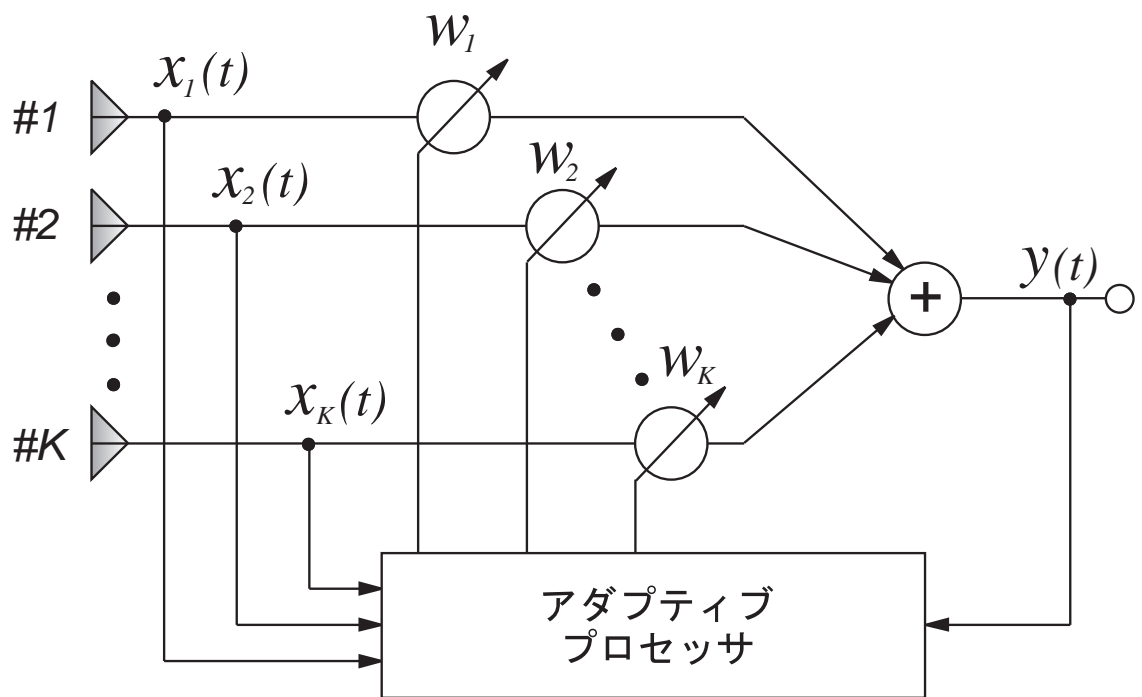
3.2 アダプティブアンテナの概要

図 3.1 に K 素子アダプティブアンテナの構成を示す．時刻 t に複数のアンテナ素子で受信された信号 $x_1(t), x_2(t), \dots, x_K(t)$ は，それぞれウエイト（重みづけ） w_1, w_2, \dots, w_K を乗算された後に合成され出力信号 $y(t)$ となる．入力信号とウエイトをベクトル表記しそれぞれ $\mathbf{x}(t)$ ， \mathbf{w} とすると，出力信号 $y(t)$ は次式のように表される．

$$y(t) = \mathbf{x}^T(t)\mathbf{w}^* = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (3.1)$$

$$\mathbf{x}(t) \triangleq [x_1(t), x_2(t), \dots, x_K(t)]^T \quad (3.2)$$

$$\mathbf{w} \triangleq [w_1, w_2, \dots, w_K]^T \quad (3.3)$$



$x(t)$: 入力 w : ウェイト $y(t)$: 出力

図 3.1: K 素子アダプティブアンテナの構成

ただし、 T は転置、 $*$ は複素共役、 H は複素共役転置を表す。ここで、相関行列を次式のように定義する。

$$\mathbf{R}_{xx} \triangleq E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] \quad (3.4)$$

ここに、 $E[\cdot]$ は期待値を表す。相関行列 \mathbf{R}_{xx} を用いると、出力電力は次式で与えられる。

$$P_{out} = \frac{1}{2}E[|y(t)|^2] = \frac{1}{2}\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \quad (3.5)$$

アダプティブアンテナは、電波環境に関する情報を学習しながら、指向特性および周波数特性を環境に合わせて変えていくので、不要波についての知識は前もって必要とはしない。しかし、不要波および雑音を含んだ電波環境から所望信号を抽出するために所望信号に関する予備知識を必要とし、通常、信号の中心周波数（搬送波周波数）、到来方向、変調方式、偏波などが利用される。アダプティブアンテナはこれらの情報を利用し、アダプティブプロセッサがウエイトを制御することで不要波を除去し、所望信号を抽出するような指向性を実現する。

また、アダプティブアンテナを用いた到来方向推定では、アダプティブアンテナが所望信号方向にビームを向け、不要波方向に指向性ヌルを向けることを利用して到来方向推定を実現する。したがって、干渉波除去と到来方向推定のアルゴリズムには共通する部分も多い。

3.3 解析モデル

ウエイトベクトル \mathbf{w} のアダプティブアンテナに所望波のみが入射する場合を考える。各アンテナ素子で受信された所望波信号を $\acute{s}_1(t), \acute{s}_2(t), \dots, \acute{s}_K(t)$ と表すと、入力ベクトルの所望波成分は次式のようにベクトル表記できる。

$$\acute{\mathbf{s}}(t) \triangleq [\acute{s}_1(t), \acute{s}_2(t), \dots, \acute{s}_K(t)]^T \quad (3.6)$$

$$= s(t)\mathbf{a} \quad (3.7)$$

$$\mathbf{a} \triangleq [a_1, a_2, \dots, a_K]^T \quad (3.8)$$

ここに、 $s(t)$ は基準点における所望波、 $a_k (k = 1, 2, \dots, K)$ は第 k 素子の所望波に対する応答値を表している。それゆえ、ベクトル表記した \mathbf{a} は所望波のアレー応答ベクトル、アレー伝搬ベクトル、または到来方向情報を含むことから方向ベクトル、あるいはモー

ドベクトルとも呼ばれる．このとき，アレー出力は次式のように表される．

$$y(t) = \mathbf{w}^H \dot{\mathbf{s}}(t) \quad (3.9)$$

$$= s(t) \mathbf{w}^H \mathbf{a} = s(t) \mathbf{a}^T \mathbf{w}^* \quad (3.10)$$

$$= s(t) D \quad (3.11)$$

$$D \triangleq \mathbf{w}^H \mathbf{a} = \mathbf{a}^T \mathbf{w}^* \quad (3.12)$$

式 (3.12) の D はアダプティブアンテナの所望波に対するアレー応答値を表しており，所望波の波源位置（基準点からの距離 r ，天頂角 θ ，方位角 ϕ ）と周波数 f によって変化する．

一般に，図 3.2 に示すように波源の位置ベクトルが $\boldsymbol{\rho} = (x, y, z)$ ($x = r \sin \theta \cos \phi$; $y = r \sin \theta \sin \phi$; $z = r \cos \theta$) で与えられ，素子の位置ベクトルが $\boldsymbol{\rho}_k = (x_k, y_k, z_k)$ ($k = 1, \dots, K$) で与えられるとき，座標原点を振幅，位相の基準点として方向ベクトル成分 $a_k(r, \theta, \phi, f)$ ($k = 1, \dots, K$) は次式で表される．

$$a_k(r, \theta, \phi, f) = \frac{|\boldsymbol{\rho}|}{|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_k|} \exp \left\{ -j 2\pi \frac{f}{c} (|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_k| - |\boldsymbol{\rho}|) \right\} \quad (3.13)$$

$$= \frac{r}{|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_k|} \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} (|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_k| - r) \right\} \quad (3.14)$$

ここに， $|\cdot|$ はベクトルの長さ， c は光速， λ は波長を表す．波源が無限遠方 ($|\boldsymbol{\rho}| = \infty$) に存在する場合には，式 (3.14) を次式のように変形することで，方向ベクトル成分 $a_k(\theta, \phi, f)$ ($k = 1, \dots, K$) は与えられる．

$$a_k(\theta, \phi, f) = \lim_{r \rightarrow \infty} a_k(r, \theta, \phi, f) \quad (3.15)$$

$$= \lim_{r \rightarrow \infty} \frac{r}{|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_k|} \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} (|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_k| - r) \right\} \quad (3.16)$$

$$= \exp \left\{ j \frac{2\pi}{\lambda} \boldsymbol{\rho}_k^T \mathbf{l}(\theta, \phi) \right\} \quad (3.17)$$

ただし，

$$\mathbf{l}(\theta, \phi) \triangleq \frac{\boldsymbol{\rho}}{|\boldsymbol{\rho}|} \quad (3.18)$$

$$= \left[\frac{x}{r}, \frac{y}{r}, \frac{z}{r} \right]^T \quad (3.19)$$

$$= [\sin \theta \cos \phi, \sin \theta \sin \phi, \cos \theta]^T \quad (3.20)$$

$$\lim_{r \rightarrow \infty} \frac{r}{|\boldsymbol{\rho}_k - \boldsymbol{\rho}|} = 1 \quad (3.21)$$

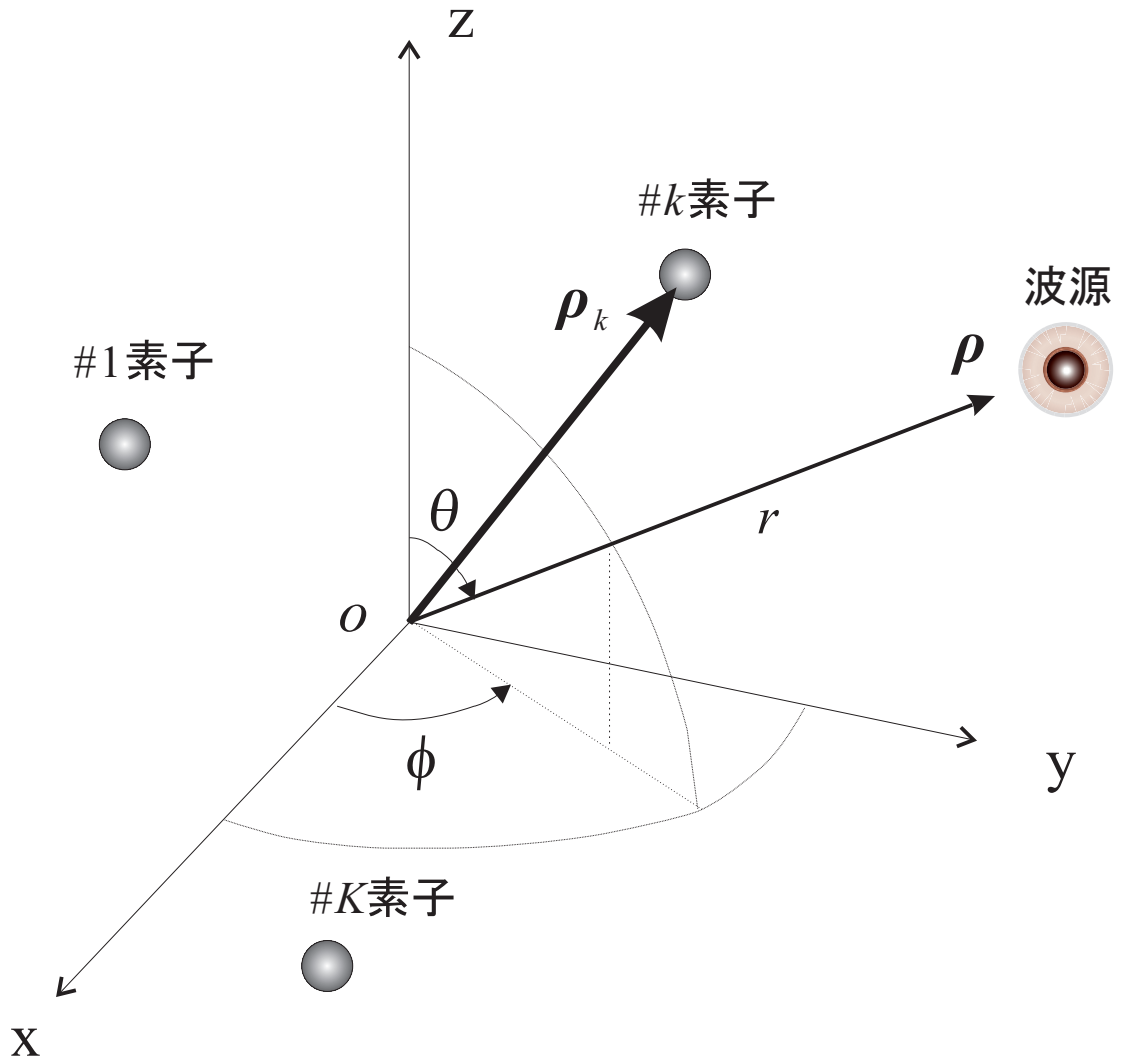


図 3.2: K 素子アレーの素子配置 (任意配列)

$$\begin{aligned} & \lim_{r \rightarrow \infty} |\boldsymbol{\rho}_k - \boldsymbol{\rho}| - r \\ &= \lim_{r \rightarrow \infty} \sqrt{(x_k - x)^2 + (y_k - y)^2 + (z_k - z)^2} - r \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$= \lim_{r \rightarrow \infty} r \left(\sqrt{1 + \frac{x_k^2}{r^2} - 2\frac{x_k x}{r^2} + \frac{y_k^2}{r^2} - 2\frac{y_k y}{r^2} + \frac{z_k^2}{r^2} - 2\frac{z_k z}{r^2} - 1} \right) \quad (3.23)$$

$$= \lim_{r \rightarrow \infty} r \left(\frac{x_k^2}{2r^2} - \frac{x_k x}{r^2} + \frac{y_k^2}{2r^2} - \frac{y_k y}{r^2} + \frac{z_k^2}{2r^2} - \frac{z_k z}{r^2} \right) \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} & (\because \text{if } |h| \ll 1 \text{ then } (1+h)^n \doteq 1+nh) \\ &= -x_k \frac{x}{r} - y_k \frac{y}{r} - z_k \frac{z}{r} \quad \left(\because \lim_{r \rightarrow \infty} \frac{x_k^2}{2r} = 0, \lim_{r \rightarrow \infty} \frac{y_k^2}{2r} = 0, \lim_{r \rightarrow \infty} \frac{z_k^2}{2r} = 0 \right) \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$= -\boldsymbol{\rho}_k^T \mathbf{l}(\theta, \phi) \quad (3.26)$$

ここに， $\mathbf{l}(\theta, \phi)$ は視方向 (look direction) 単位ベクトルである．例として，波源が有限距離，無限距離それぞれの場合の等間隔リニアアレー，長方形平面アレーの方向ベクトルの成分 $a_k (k = 1, \dots, K)$ を以下に示す．

3.3.1 等間隔リニアアレーの方向ベクトル成分

図 3.3 のように波源が有限距離に存在し，素子間隔が等間隔 d である場合に，アレー中心を位相，振幅の基準点とすると， $\boldsymbol{\rho}_k = \left(\left(k - \frac{K+1}{2} \right) d, 0, 0 \right)$ と表されるため，方向ベクトル成分は次式のように表される．

$$a_k(r, \theta, f) = \frac{r}{|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_k|} \exp \left\{ j \frac{2\pi}{\lambda} (|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_k| - r) \right\} \quad (3.27)$$

$$|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_k| = r \sqrt{1 + \left\{ \left(k - \frac{K+1}{2} \right) \frac{d}{r} \right\}^2 - 2 \left(k - \frac{K+1}{2} \right) \frac{d}{r} \sin \theta} \quad (3.28)$$

$$= r \sqrt{1 + \left\{ \frac{(2k - K - 1)d}{2r} \right\}^2 - \frac{(2k - K - 1)d \sin \theta}{r}} \quad (3.29)$$

また，図 3.4 のように波源が無限遠方に存在する場合には，方向ベクトル成分は次式のように表される．

$$a_k(\theta, f) = \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} d \left\{ k - \frac{(K+1)}{2} \right\} \sin \theta \right] \quad (3.30)$$

$$= \exp \left\{ j \frac{\pi}{\lambda} d (2k - K - 1) \sin \theta \right\} \quad (3.31)$$

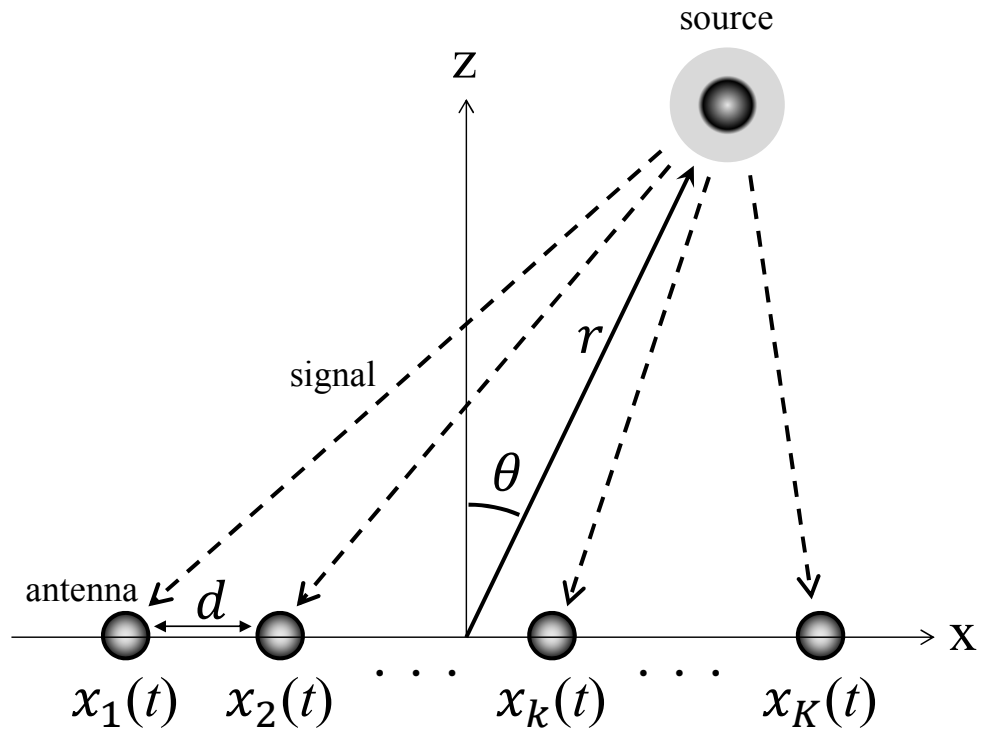


図 3.3: K 素子等間隔リニアアレーと近傍波源の位置関係

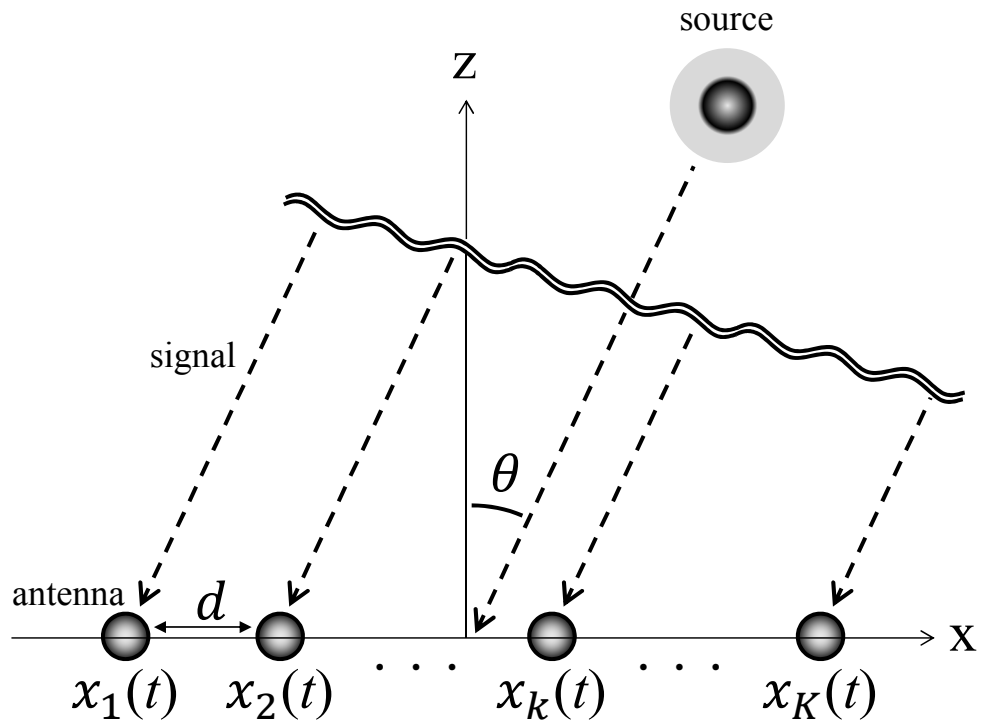


図 3.4: K 素子等間隔リニアアレーと遠方波源の位置関係

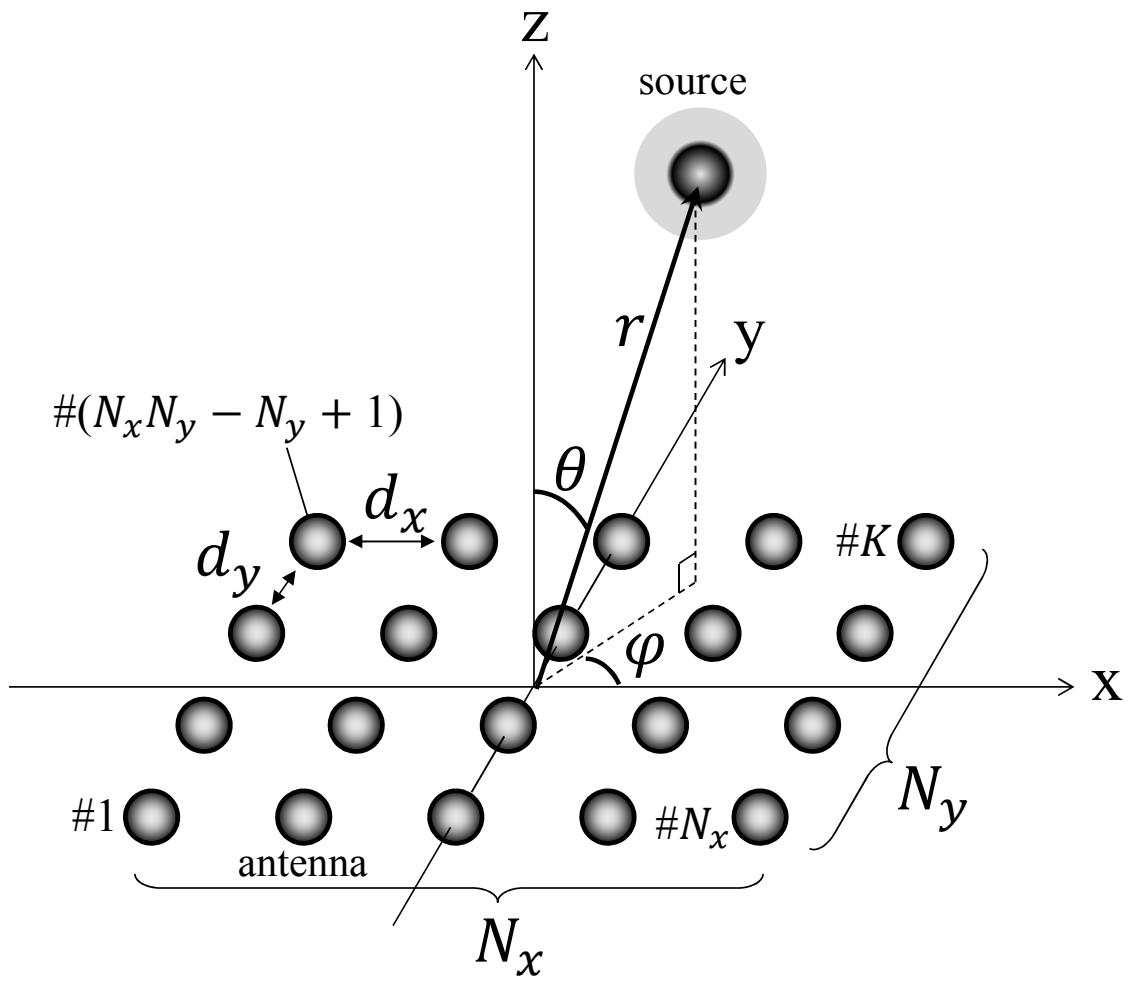


図 3.5: $K(= N_x \times N_y)$ 素子長方形平面アレーの素子配置

3.3.2 長方形平面アレーの方向ベクトル成分

図 3.5 に示す $K(= N_x \times N_y)$ 素子長方形平面アレーの場合の方向ベクトル成分を考える．波源が有限距離に存在し， x 方向の素子間隔が d_x ， y 方向の素子間隔が d_y である場合に，素子の番号を $k = n_x + N_x(n_y - 1)$ ($n_x = 1, \dots, N_x; n_y = 1, \dots, N_y; k = 1, \dots, K$) とすると，アレー中心を位相，振幅の基準点として，アレー素子位置は

$$\boldsymbol{\rho}_k = \left(\left(n_x - \frac{N_x + 1}{2} \right) d_x, \left(n_y - \frac{N_y + 1}{2} \right) d_y, 0 \right) \quad (3.32)$$

と表されるため，方向ベクトル成分は次式で表される．

$$a_k(r, \theta, \phi, f) = \frac{r}{|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_k|} \exp \left\{ j \frac{2\pi}{\lambda} (|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_k| - r) \right\} \quad (3.33)$$

$$|\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}_k| = \sqrt{r^2 + r_k^2 - 2rr_k \sin \kappa} \quad (3.34)$$

$$r_k = \sqrt{\left\{ \left(n_x - \frac{N_x + 1}{2} \right) d_x \right\}^2 + \left\{ \left(n_y - \frac{N_y + 1}{2} \right) d_y \right\}^2} \quad (3.35)$$

$$\kappa = \cos^{-1} \left\{ \frac{\boldsymbol{\rho} \cdot \boldsymbol{\rho}_k}{|\boldsymbol{\rho}| |\boldsymbol{\rho}_k|} \right\} \quad (3.36)$$

$$= \cos^{-1} \left\{ \frac{r \sin \theta \cos \phi \left(n_x - \frac{N_x + 1}{2} \right) d_x + r \sin \theta \sin \phi \left(n_y - \frac{N_y + 1}{2} \right) d_y}{r + r_k} \right\} \quad (3.37)$$

また，波源が無限遠方に存在する場合には，方向ベクトル成分は次式のように表される．

$$a_k(\theta, \phi, f) = \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ \left(n_x - \frac{N_x + 1}{2} \right) d_x \sin \theta \cos \phi + \left(n_y - \frac{N_y + 1}{2} \right) d_y \sin \theta \sin \phi \right\} \right] \quad (3.38)$$

3.4 干渉除去アルゴリズム

アダプティブアンテナは電波環境に関する情報を学習しながらアレーアンテナの指向性を電波環境に合わせて変化させるものであり，不要な雑音に関する情報は必要としない．しかし，複数の波が到来する電波環境において所望波のみを抽出するための予備知識を必要とする．予備知識とは，通常，信号の通信周波数，到来方向，変調方式，偏波，同期確立信号などが利用される．

アダプティブアンテナの制御アルゴリズムは，上記の予備知識の設定により分類できる．大別すると，

- 1) 最小 2 乗誤差法 [3][4]
- 2) 最大 SNR 法 [5][6]
- 3) 拘束付出力電力最小化法 [7][8]

の 3 つに分類できる．車載無線システムは，基地局と端末の位置関係が常に変化する移動通信環境とみなすことができ，所望波の到来方向情報を必要とする 2) の方法を適用するためには，事前に到来方向推定を行う必要がある．しかし，多くの車載無線システムは，携帯電話や無線 LAN 等と比較すると圧倒的に伝送情報量は小さく，簡素で安価なシステム構成となっている．このため，事前推定が必要な 2) は車載無線システムに適さないと考えられる．本節では，最小 2 乗誤差法として分類される MMSE (Minimum Mean Square Error)[3][4] と，拘束付出力電力最小化法に分類される PI (Power Inversion)[12] を取り上げ，その原理について説明する．

3.4.1 MMSE アダプティブアンテナ

最小 2 乗誤差法 (MMSE) に基づくアダプティブアンテナは，1960 年代に Widrow により報告されたアダプティブフィルタ [3] から発展したもので，Widrow らはこの概念をアダプティブアンテナに応用した．

MMSE アダプティブアンテナは，参照信号 $r(t)$ とアレー出力信号 $y(t)$ の誤差を最小化するように動作するアダプティブアンテナである．つまり，誤差を最小化するウエイト \mathbf{w} が MMSE アダプティブアンテナの最適ウエイトである．参照信号 $r(t)$ と出力信号 $y(t)$ の誤差を $e(t)$ とすると，2 乗誤差の期待値（平均 2 乗誤差）は以下の式で与えられる．

$$\begin{aligned} E[|e(t)|^2] &= E[|r(t) - y(t)|^2] = E[|r(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)|^2] \\ &= E[|r(t)|^2] - \mathbf{w}^T \mathbf{r}_{xr}^* - \mathbf{w}^H \mathbf{r}_{xr} - \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (3.39)$$

ここに， \mathbf{r}_{xr} は参照信号と入力ベクトルの相関ベクトルであり，次式で定義される．

$$\mathbf{r}_{xr} \triangleq E[\mathbf{x}(t)r^*(t)] \quad (3.40)$$

式 (3.39) を見ると，平均 2 乗誤差 $E[|e(t)|^2]$ はウエイトベクトルの 2 次関数となっている．このため，平均 2 乗誤差を最小とするウエイトベクトル \mathbf{w} の値は，ウエイトベクトルに関する勾配を零とおくこと，すなわち

$$\nabla_{\mathbf{w}} E[|e(t)|^2] = -2\mathbf{r}_{xr} + 2\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w} = \mathbf{0} \quad (3.41)$$

により求められる．したがって，MMSE アダプティブアンテナにおける最適ウエイト \mathbf{w}_{opt} は次式で与えられる．

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xr} \quad (3.42)$$

上式はウィーナ解と呼ばれる．

実際に最適ウエイトを求めるアルゴリズムには，最急降下法に基づく LMS (Least Mean Square) アルゴリズム [9]，サンプル値を用いた直接解法 (SMI : Sample Matrix Inversion) [10]，再帰的最小 2 乗法 (RLS : Recursive Least-Square)[4] などがある [1]．LMS はもっとも一般的であり，計算負荷も小さく，簡素なシステムである車載無線システムに適していると考えられる．LMS の最適化アルゴリズムは次のように表される [1][9]．

$$\mathbf{w}(m+1) = \mathbf{w}(m) + \mu \mathbf{x}(m) e^*(m) \quad (3.43)$$

ここに， m は繰返し回数 (イタレーション) を表す． μ はステップサイズで，ウエイト更新の割合を調整する．

LMS には，各波の到来方向が接近していたり，各波の電力比が大きい場合，収束が極端に遅くなるという問題がある．これは，相関行列の固有値分散の問題と呼ばれている [11]．この問題を解決する方法のひとつが SMI である．SMI はその名の通り，サンプルされた入力データから相関行列，相関ベクトルを推定し，式 (3.42) で与えられている最適ウエイトの理論式に代入することで直接，ウエイトの最適値を求める方法である．すなわち， m 個の入力ベクトルのサンプル値 $\mathbf{x}(1), \dots, \mathbf{x}(m)$ ，および同数の参照信号のサンプル値 $r(1), \dots, r(m)$ が得られたとすると，以下のように直接ウエイトを計算する．

$$\mathbf{R}_{xx}(m) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mathbf{x}(i) \mathbf{x}^H(i) \quad (3.44)$$

$$\mathbf{r}_{xr}(m) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mathbf{x}(i) r^*(i) \quad (3.45)$$

$$\mathbf{w}_{opt}(m) = \mathbf{R}_{xx}^{-1}(m) \mathbf{r}_{xr}(m) \quad (3.46)$$

したがって，相関行列の逆行列を計算する必要があり，計算負荷が高い．しかし，逆行列を次のように漸化式で求めることもできる [1][9]．

$$\mathbf{R}_{xx}^{-1}(m) = \frac{1}{\beta} \mathbf{R}_{xx}^{-1}(m-1) - \frac{(1-\beta) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(m-1) \mathbf{x}(m) \mathbf{x}^H(m) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(m-1)}{\beta^2 + \beta(1-\beta) \mathbf{x}^H(m) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(m-1) \mathbf{x}(m)} \quad (3.47)$$

ただし， β は忘却係数と呼ばれ， $0 < \beta < 1$ を満たす実数パラメータであり，古いサンプル値をどのくらい計算結果に反映させるかを決定するパラメータである．式 (3.42) の代

わりに上式を用いれば， R_{xx}^{-1} を直接的な逆行列演算をすることなく求めることができ，最適ウエイトの算出に必要な計算の負荷が低減される．

3.4.2 PIアダプティブアンテナ

パワーインバージョン (PI : Power Inversion) アダプティブアンテナは，ひとつの素子ウエイトを一定値に固定した状態で，出力電力を最小化するように動作するアダプティブアンテナであり，一般には以下の条件のもとで適用可能である [4][12] ．

- 1) アレー自由度（独立なヌルの数）が干渉波の数と等しい
- 2) 所望波電力が干渉波電力よりも小さい

すなわち，所望波と干渉波は入力電力の違いのみで識別されるため，MMSE のように参照信号を必要としないが，上記条件は車載無線システムに適用するには非常に厳しい条件である．条件を満たさない場合には，所望波は干渉波と共に抑圧されることとなる．しかし，例えば受信機が送出するリクエスト信号に応じて所望波が送出されるようなシステムでは，所望波の受信タイミングを受信機に備えられたアダプティブアンテナが知ることができる．所望波を受信していないタイミングでPI アルゴリズムを動作させれば，条件を満たさなくても所望波は抑圧されず，干渉波の方向には指向性ヌルが形成される．したがって，干渉波の時間変化がないと見なせる場合には，所望波の受信タイミングのみを予備知識として動作することが可能であり，車載無線システムに適するアルゴリズムといえる．

PI アダプティブアンテナは拘束出力電力最小化法 (CMP : Constraint Minimization of Power)[8] の一種と考えられる．そこでまず，CMP の最適ウエイトを求める．

CMP におけるウエイトに関する線形拘束は，拘束条件が一つである場合には次式で与えられる．

$$\mathbf{c}^T \mathbf{w}^* = h \quad (3.48)$$

ここに， \mathbf{c} は拘束ベクトルと呼ばれ， h は \mathbf{c} に対する拘束応答値と呼ばれる．CMP は，この拘束条件の基で出力電力を最小化する．したがって，基本原理を定式化すると次のように表される．

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} \left(P_{out} = \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \right) \\ \text{subject to } \mathbf{c}^T \mathbf{w}^* = h \end{aligned} \quad (3.49)$$

上記のような条件付最小化問題は Lagrange の未定係数法を用いて解くことができる．そこで，この方法に基づいて最小化すべき評価関数を次のように定義する．

$$\begin{aligned} Q(\mathbf{w}) &= \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} + \text{Re} [\mu (\mathbf{c}^T \mathbf{w}^* - h)] \\ &= \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} + \frac{1}{2} \mu (\mathbf{c}^T \mathbf{w}^* - h) + \frac{1}{2} \mu^* (\mathbf{c}^H \mathbf{w} - h^*) \end{aligned} \quad (3.50)$$

ここに， μ は未定係数である．式 (3.50) はウエイトに関して 2 次式となっており，MMSE アダプティブアンテナと同様に最小値が存在する．ウエイト \mathbf{w} に関する $Q(\mathbf{w})$ の勾配をとり，これを零と等しいとおくことによって最適ウエイトを得る．すなわち

$$\nabla_{\mathbf{w}} Q(\mathbf{w}) = \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} + \mathbf{c} \mu = \mathbf{0} \quad (3.51)$$

を満たすものが最適ウエイト \mathbf{w}_{opt} であり，次のように書ける．

$$\mathbf{w}_{opt} = -\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{c} \mu \quad (3.52)$$

μ を決定するために式 (3.52) を条件式 (3.48) の複素共役式に代入すると

$$\mathbf{c}^H \mathbf{w}_{opt} = -\mathbf{c}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{c} \mu = h^* \quad (3.53)$$

を得，これを μ に関して解くと次式を得る．

$$\mu = -\frac{h^*}{\mathbf{c}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{c}} \quad (3.54)$$

結局，式 (3.54) を式 (3.52) へ代入することによって，CMP における最適ウエイトが次のような形式で得られる．

$$\mathbf{w}_{opt} = \gamma \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{c} \quad (3.55)$$

$$\gamma = \frac{h^*}{\mathbf{c}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{c}} \quad (3.56)$$

PI アダプティブアンテナは，ひとつの素子のウエイトを固定することを拘束条件とした，CMP アダプティブアンテナと考えられる．よって，例えば第 1 素子のウエイトを固定する場合，PI アダプティブアンテナの拘束条件は次の形で表される．

$$\mathbf{c} = \bar{\mathbf{s}} = [1, 0, \dots, 0]^T \quad (3.57)$$

ここに， $\bar{\mathbf{s}}$ は PI アダプティブアンテナにおける拘束ベクトルである．以上より，PI アダプティブアンテナの最適ウエイトは次のように与えられる．

$$\mathbf{w}_{opt} = \gamma \mathbf{R}_{xx}^{-1} \bar{\mathbf{s}} \quad (3.58)$$

$$\gamma = \frac{h^*}{\bar{\mathbf{s}}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \bar{\mathbf{s}}} \quad (3.59)$$

実際に最適ウエイトを求めるアルゴリズムは、MMSE アダプティブアンテナと同様に LMS, SMI, RLS などが使用できる。ここでは、SMI アルゴリズムを採用した場合について説明する。

m 個の入力ベクトルのサンプル値 $\mathbf{x}(1), \dots, \mathbf{x}(m)$ が得られたとすると、以下のように直接ウエイトを計算する。

$$\mathbf{R}_{xx}(m) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mathbf{x}(i)\mathbf{x}^H(i) \quad (3.60)$$

$$\gamma(m) = \frac{h^*}{\bar{\mathbf{s}}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1}(m) \bar{\mathbf{s}}} \quad (3.61)$$

$$\mathbf{w}_{opt}(m) = \gamma(m) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(m) \bar{\mathbf{s}} \quad (3.62)$$

ここで、式 (3.61) に着目すると、 $\gamma(m)$ は h^* を $\mathbf{R}_{xx}^{-1}(m)$ の第 (1,1) 成分で割ったものであることがわかる。また、式 (3.62) の $\mathbf{R}_{xx}^{-1}(m) \bar{\mathbf{s}}$ 部分は $\mathbf{R}_{xx}^{-1}(m)$ の第 1 列を表すベクトルであることがわかる。したがって、ウエイト $\mathbf{w}_{opt}(m)$ の第 1 素子成分は常に h^* に保たれることがわかる。PI アダプティブアンテナでは、以上のようなメカニズムによりある素子のウエイト成分を固定しつつ出力電力を最小化するように動作する。

3.5 到来方向推定アルゴリズム

アダプティブアンテナは劣悪な電波環境の中での信号のリカバリが目的であった。しかし、移動通信や室内無線通信（無線 LAN）などでは基地局の設置を効率良く行ったり多重波伝搬を適切にモデル化する必要がある。そのためには、状況や環境に応じて電波伝搬構造を詳細に把握することが大切である。そこで、到来波（多重波、干渉波）の分離推定が重要な技術となり、アレーアンテナを用いた到来方向推定法が注目を浴びている。

アレーアンテナを用いた到来方向推定の基本原理としては、アレー指向性のビーム部分を利用するビーム走査方式と、指向性のヌル点を利用するヌル走査方式の 2 つに大別される。ビーム走査方式としては、もっとも基本的な到来方向推定法であるフーリエ変換に基づくビームフォーマ法が挙げられる。また、同じビーム走査方式として、ビームフォーマ法のサイドローブによる推定精度の劣化問題を改善した Capon 法 [13] も報告されている。一方、ヌル走査方式としては、出力電力の最小化を行う際に発生するヌル点を利用し推定を行う線形予測法 (LP : Linear Prediction)[14] が挙げられ、ビーム走査方式と比較し高い分解能特性が報告されている。さらに、アレー入力の相関行

列の固有値展開に基づく Pisarenko 法 [15] , MUSIC(MUltiple Signal Classification)[16] , ESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques)[17] などが提案されている . これらの推定法の特徴を表 3.1 に示す .

これら到来方向推定法の発展はアダプティブアンテナと別に進められてきたが , その原理はアダプティブアンテナと密接に関係しており , アダプティブアンテナの特性を利用したものと解釈できる [1][2] . 以下では , 最初に到来方向推定における受信信号モデルを示した後 , アダプティブアンテナとの関連性にも触れつつ , ヌル走査法に限定して到来方向推定の各アルゴリズムについて説明する .

3.5.1 到来方向推定における受信信号モデル

アレー構成は図 3.6 に示す K 素子リニアアレーとする . アレーの入力 $x_1(t)$, $x_2(t)$, \dots , $x_K(t)$ と各素子のウエイト w_1 , w_2 , \dots , w_K をそれぞれ

$$\mathbf{x}(t) \triangleq [x_1(t), \dots, x_k(t), \dots, x_K(t)]^T \quad (3.63)$$

$$\mathbf{w} \triangleq [w_1, \dots, w_k, \dots, w_K]^T \quad (3.64)$$

のようにベクトル表記する . ここに , $\mathbf{x}(t)$ を入力ベクトル , \mathbf{w} をウエイトベクトルと呼ぶ . すると , アレー出力 $y(t)$ は

$$y(t) \triangleq \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (3.65)$$

と表される . このとき , 出力電力は

$$P_{out} = \frac{1}{2} E [|y(t)|^2] \quad (3.66)$$

$$= \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \quad (3.67)$$

$$\mathbf{R}_{xx} \triangleq E [\mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t)] \quad (3.68)$$

$$= \begin{bmatrix} E[x_1(t)x_1^*(t)] & E[x_1(t)x_2^*(t)] & \cdots & E[x_1(t)x_K^*(t)] \\ E[x_2(t)x_1^*(t)] & E[x_2(t)x_2^*(t)] & \cdots & E[x_2(t)x_K^*(t)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[x_K(t)x_1^*(t)] & E[x_K(t)x_2^*(t)] & \cdots & E[x_K(t)x_K^*(t)] \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

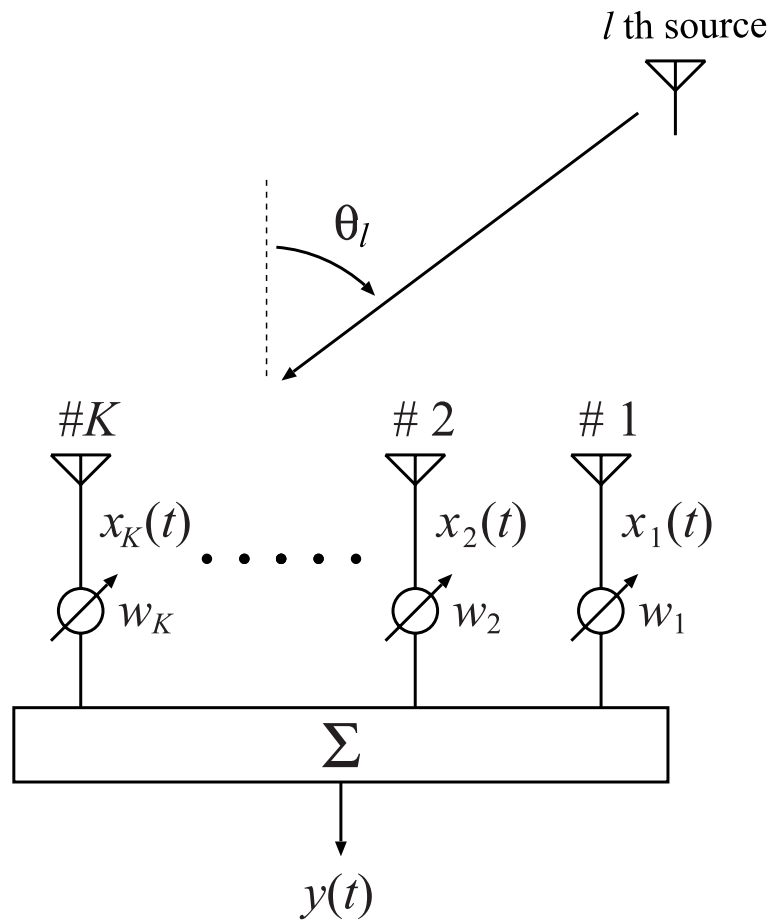
で与えられる . ここに , \mathbf{R}_{xx} は相関行列であり , $E[\cdot]$ は期待値を表す .

アレーアンテナからの入力信号ベクトル $\mathbf{x}(t)$ は , 素子数が K で L 波の到来波が到来する場合 , 次式のように表される .

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3.70)$$

表 3.1: 到来方向推定アルゴリズムの比較

推定法	基本原理	アレー形状	アレーの方向ベクトル (array manifold) の必要性	主な計算
beamformer	ビーム走査	任意	必要	方向サーチ
Capon	ビーム走査	任意	必要	方向サーチ
LP	ヌル走査	任意	必要	方向サーチ
Pisarenko	ヌル走査	任意	必要	固有値展開 方向サーチ
MUSIC	ヌル走査	任意	必要	固有値展開 方向サーチ
ESPRIT	ヌル走査 (多次元 干渉計)	等間隔アレー 又は 2 つの 同型任意アレー	不要	固有値展開

図 3.6: K 素子リニアアレー

ただし, $\mathbf{A}, \mathbf{s}(t), \mathbf{n}(t)$ はそれぞれ以下で定義される.

$$\mathbf{A} \triangleq [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_l), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)] = [\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_l, \dots, \mathbf{a}_L] \quad (3.71)$$

$$\mathbf{s}(t) \triangleq [s_1(t), \dots, s_l(t), \dots, s_L(t)]^T \quad (3.72)$$

$$\mathbf{n}(t) \triangleq [n_1(t), \dots, n_k(t), \dots, n_K(t)]^T \quad (3.73)$$

ここに, θ_l は第 l 到来波の到来方向を表し, $\mathbf{a}(\theta_l)$ は第 l 波のモードベクトル, $s_l(t)$ は第 l 波の基準位置での複素振幅, $n_k(t)$ は第 k 素子の受信信号に含まれる熱雑音を表す. また, \mathbf{A} はモード行列と呼ばれる. このとき, 相関行列は次式のように表すことができる.

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] = \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (3.74)$$

$$\mathbf{S} \triangleq E[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)] \quad (3.75)$$

$$= \begin{bmatrix} E[s_1(t)s_1^*(t)] & E[s_1(t)s_2^*(t)] & \cdots & E[s_1(t)s_L^*(t)] \\ E[s_2(t)s_1^*(t)] & E[s_2(t)s_2^*(t)] & \cdots & E[s_2(t)s_L^*(t)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[s_L(t)s_1^*(t)] & E[s_L(t)s_2^*(t)] & \cdots & E[s_L(t)s_L^*(t)] \end{bmatrix} \quad (3.76)$$

ただし, σ^2 は熱雑音電力, \mathbf{I} は単位行列を表す. 到来波間の相関を表す式 (3.75) の行列 \mathbf{S} は信号 (波源) 相関行列と呼ばれ, 到来波はすべて互いに無相関であるとする,

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} P_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & P_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & P_L \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

$$P_l \triangleq E[s_l(t)s_l^*(t)] \quad (l = 1, 2, \dots, L) \quad (3.78)$$

と表される. ここに, P_l は各到来波の入力電力を表す. 以後, 簡単のため, 到来波はすべて互いに無相関であるとする.

3.5.2 線形予測法

ビームフォーマ法や Capon 法等のビーム走査方式の推定法は, アレーのメインローブを到来波の方向に向けて受信し, その受信電力の大きさから到来方向を推定する方法であるため, メインローブの太さ, すなわちビーム幅が角度分解能を決める. したがって, 分解能を増大させるためにはアレーの素子数を増やし, アレーの開口長を広げなければならない. 一方, ヌル点を到来波に向けて推定する方法もあり, ビームと比較しヌ

ルの幅は狭いため，ビーム走査方式と比較し高い分解能を示す．線形予測法 [1][14] は，ヌル点合成を適応的に行うことで到来方向の推定を行う方法である．

以下では，動作原理について説明する．図 3.6 に K 素子リニアアレーの構成を示す．線形予測法では，第 2 素子から第 K 素子の信号を使って次のように第 1 素子の信号を予測する [1][14] ．

$$\hat{x}_1(t) = - \sum_{k=2}^K w_k^* x_k(t) \quad (3.79)$$

上式では，第 2 素子から第 K 素子の信号の線形結合によって予測値 $\hat{x}_1(t)$ が作られている．これが線形予測法と呼ばれるゆえんである．このときの予測誤差 $\epsilon(t)$ は次式で表される．

$$\epsilon(t) \triangleq x_1(t) - \hat{x}_1(t) = \sum_{k=1}^K w_k^* x_k(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (\because w_1 = 1) \quad (3.80)$$

ここで，この予測誤差を最小化するウエイトベクトル \mathbf{w} を求める．この予測誤差の 2 乗期待値は次式のように表される．

$$E [|\epsilon(t)|^2] = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} = 2P_{out} \quad (3.81)$$

これはまさに， $w_1 = 1$ という拘束条件の下で，出力電力を最小化することになり，PI アダプティブアンテナと同じ原理である．したがって，予測誤差を最小にするウエイトベクトル \mathbf{w}_{LP} は，PI アダプティブアンテナと同様に以下の式で表される．

$$\mathbf{w}_{LP} \triangleq \frac{\gamma \mathbf{R}_{xx}^{-1} \bar{\mathbf{s}}}{h^*} \quad (3.82)$$

$$\gamma = \frac{h^*}{\bar{\mathbf{s}}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \bar{\mathbf{s}}} \quad (3.83)$$

$$\bar{\mathbf{s}} = [1, 0, \dots, 0]^T \quad (3.84)$$

$$h = 1 \quad (3.85)$$

このウエイトベクトル \mathbf{w}_{LP} をアレーアンテナのウエイトとして用いると，PI アダプティブアンテナと同じで，アレーの自由度に余裕があるとき ($K - 1 \geq$ 波源数 L のとき) はすべての到来波を抑圧する．すなわち，すべての到来方向にヌル点を向ける．これにより，ビーム走査方式と比較し高い分解能で到来方向が推定できる．実際の到来方向の角度分布 (角度スペクトル) を与える関数は，このウエイトによる電力指向性パターンの逆数の形をとり，次式で定義される．

$$P_{LP}(\theta) \triangleq \frac{1}{|\mathbf{w}_{LP}^H \mathbf{a}(\theta)|^2} \quad (3.86)$$

角度スペクトルは，入力の相関行列 \mathbf{R}_{xx} とモードベクトル $\mathbf{a}(\theta)$ のみを用いて計算でき，そのピーク位置から到来方向を推定する．

3.5.3 Pisarenko 法

線形予測法は，PI アダプティブアンテナと原理は同じで，特定素子のウエイト成分を固定するという拘束条件のもと，出力電力を最小化することによって角度スペクトルが得られた．この拘束条件は， $\mathbf{w} = \mathbf{0}$ という自明な解を取り除くためのものである．自明な解を取り除く拘束条件はこれ以外にも存在する．Pisarenko 法は，ウエイトのノルムを一定値とする拘束条件のもと，出力電力を最小化し角度スペクトルを得る．この場合の解くべき問題は次のように表される．

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} \left(P_{out} = \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \right) \\ \text{subject to } \mathbf{w}^H \mathbf{w} = 1 \end{aligned} \quad (3.87)$$

これは，Lagrange の未定係数法により次の評価関数を最小化することに置き換えられる．

$$Q(\mathbf{w}) = \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} + \frac{\mu}{2} (1 - \mathbf{w}^H \mathbf{w}) \quad (3.88)$$

ここに， μ は未定係数である．ウエイト \mathbf{w} に関する $Q(\mathbf{w})$ の勾配をとり，これを零に等しいとおくことによって次式を得る．

$$\nabla_{\mathbf{w}} Q(\mathbf{w}) = \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} - \mu \mathbf{w} = \mathbf{0} \quad (3.89)$$

$$\mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} = \mu \mathbf{w} \quad (3.90)$$

式 (3.90) は固有値問題で，未定係数 μ は \mathbf{R}_{xx} の固有値で K 個存在することがわかる．式 (3.90) の両辺に左から \mathbf{w}^H を掛けると

$$\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} = \mu \mathbf{w}^H \mathbf{w} = \mu \quad (\because \mathbf{w}^H \mathbf{w} = 1) \quad (3.91)$$

となるので， μ は出力電力の 2 倍に相当する．今，出力電力の最小化を行っているので， K 個の固有値のうち最小のものが最小出力電力値に該当し，その最小固有値に対応する固有ベクトルが求める解である．これを用いた角度スペクトルは LP 法と同様に構成でき，次式で表される．

$$P_{PS}(\theta) \triangleq \frac{1}{|\mathbf{w}_{PS}^H \mathbf{a}(\theta)|^2} \quad (\mathbf{w}_{PS} : \mathbf{R}_{xx} \text{の最小固有値の固有ベクトル}) \quad (3.92)$$

LP法と異なる点は、単にウエイトに関する拘束条件であるが、この拘束条件によってLP法より角度分解能が向上する。しかし、LP法と同様に、アレー自由度に余裕があると、実際に到来しない方向に指向性のヌルが作られることもあり、ヌルの方向に真の到来波が存在するか否かは電力推定など他の方法によらなければならない。この点を改善したのが次に述べるMUSICである。

3.5.4 MUSIC アルゴリズム

MUSIC (MUltiple Signal Classification) 法 [1][16] も Pisarenko 法と同じ相関行列の固有値・固有ベクトルを用いる。よって、まず相関行列の固有値と固有ベクトルについて述べる。

アレーアンテナからの入力信号ベクトル $\mathbf{x}(t)$ 、相関行列 \mathbf{R}_{xx} は、素子数が K で L 波の到来波が到来する場合、式 (3.70)、式 (3.74) に示した通り、次式のように表される。

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3.93)$$

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] = \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (3.94)$$

はじめに熱雑音が存在しない場合を考えてみる。到来波が互いに無相関であれば信号相関行列 \mathbf{S} は対角行列となり、そのランクは明らかに L でフルランクとなる。方向行列 \mathbf{A} も到来波の到来方向が異なればその列ベクトルは独立となりランクは L のフルランクとなる（列正則であるともいう）。したがって、この場合の入力相関行列 $\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H$ はランク L の非負定値エルミート行列であることが導かれる。この行列の固有値を μ_i ($i = 1, 2, \dots, K$)、対応する固有ベクトルを \mathbf{e}_i ($i = 1, 2, \dots, K$) で表すと

$$\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H\mathbf{e}_i = \mu_i\mathbf{e}_i \quad (i = 1, 2, \dots, K) \quad (3.95)$$

と表せ、その固有値は実数で

$$\mu_1 \geq \mu_2 \geq \dots \geq \mu_L > \mu_{L+1} = \dots = \mu_K = 0 \quad (3.96)$$

という関係をもつ。また対応する固有ベクトルは

$$\mathbf{e}_i^H\mathbf{e}_k = \delta_{ik} \quad (i, k = 1, 2, \dots, N) \quad (3.97)$$

の関係をもつ。ただし、 δ_{ik} はクロネッカーのデルタである。

熱雑音が存在する場合は，

$$\mathbf{R}_{xx}\mathbf{e}_i = (\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I})\mathbf{e}_i \quad (3.98)$$

$$= \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H\mathbf{e}_i + \sigma^2\mathbf{e}_i \quad (3.99)$$

$$= \mu_i\mathbf{e}_i + \sigma^2\mathbf{e}_i \quad (3.100)$$

$$= (\mu_i + \sigma^2)\mathbf{e}_i \quad (i = 1, 2, \dots, K) \quad (3.101)$$

と表され，熱雑音がないときの相関行列の固有値に熱雑音電力が上乗せされただけで固有ベクトルは熱雑音の有無には無関係であることがわかる．そこで

$$\hat{\mu}_i \triangleq \mu_i + \sigma^2 \quad (i = 1, 2, \dots, K) \quad (3.102)$$

とにおいて相関行列 \mathbf{R}_{xx} の固有値を表すと

$$\lambda_1 \geq \hat{\mu}_2 \geq \dots \geq \hat{\mu}_L > \hat{\mu}_{L+1} = \dots = \hat{\mu}_K = \sigma^2 \quad (3.103)$$

という関係式を得る．したがって相関行列の固有値を求め，熱雑音電力 σ^2 より大きい固有値の数から到来波数 L を推定することができる．到来波数推定の手法としては最尤法に基づく AIC (Akaike Information Criteria) や MDL (Minimum Description Length)[18] などがあるが，ここでは到来波数は正確に推定できたとして以後の説明を行う．

次に熱雑音電力に等しい固有値に対応する固有ベクトルに着目する．

$$\mathbf{R}_{xx}\mathbf{e}_i = (\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I})\mathbf{e}_i \quad (3.104)$$

$$= \hat{\mu}_i\mathbf{e}_i \quad (3.105)$$

$$= \sigma^2\mathbf{e}_i \quad (i = L + 1, \dots, K) \quad (3.106)$$

と表されるので

$$\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H\mathbf{e}_i = \mathbf{0} \quad (i = L + 1, \dots, K) \quad (3.107)$$

が導かれる．さらに行列 \mathbf{A} と \mathbf{S} がフルランクであることから

$$\mathbf{A}^H\mathbf{e}_i = \mathbf{0} \quad (i = L + 1, \dots, K) \quad (3.108)$$

すなわち，

$$\mathbf{a}^H(\theta_l)\mathbf{e}_i = 0 \quad (l = 1, 2, \dots, L; i = L + 1, \dots, K) \quad (3.109)$$

となる．これは熱雑音電力に等しい固有値に対応する固有ベクトルはすべて到来波のアレー応答ベクトルと直交することを意味している．アレーアンテナの指向性パターンで

考えると，固有ベクトル e_{L+1}, \dots, e_K をアレーアンテナのウエイトベクトルとして用いた場合，到来波の方向に指向性のヌル（零点）が向けられることになる．

固有ベクトルとアレー応答ベクトルの関係を線形空間で考えてみる．固有ベクトル $\{e_1, e_2, \dots, e_K\}$ は互いに直交するので K 次元のエルミート空間の正規直交基底ベクトルとして扱われる．この K 次元空間は性質上

$$S = \text{span}\{e_1, e_2, \dots, e_L\} \quad (3.110)$$

$$\mathcal{N} = \text{span}\{e_{L+1}, e_{L+2}, \dots, e_K\} \quad (3.111)$$

のふたつの部分空間に分けることができ， S と \mathcal{N} は互いに直交補空間の関係にある．ここで $\text{span}\{\cdot\}$ は列ベクトルの張る空間を表している．一方，式 (3.109) より

$$S' = \text{span}\{a_1, a_2, \dots, a_L\} \quad (3.112)$$

も部分空間 \mathcal{N} と直交する L 次元空間を張る．よって部分空間 S と S' は共に L 次元で \mathcal{N} と直交する補空間を作るので

$$S = S' \quad (3.113)$$

であると言える．すなわち， L 個の固有ベクトル $\{e_1, \dots, e_L\}$ と L 個のアレー応答ベクトル $\{a_1, \dots, a_L\}$ は同じ空間にあり互いに他方のベクトルの線形結合で表現できる．なお，部分空間 S と \mathcal{N} はそれぞれ信号部分空間 (signal subspace)，雑音部分空間 (noise subspace) と呼ばれている．

さて，式 (3.109) に基づいて， $(K - L)$ 個の固有ベクトルを使い，以下のように指向性のヌル点が到来方向を指し示す $(K - L)$ 個の角度スペクトルを構成できる．

$$P_{PS_1}(\theta) = \frac{1}{|e_{L+1}^H \mathbf{a}(\theta)|^2} \quad (3.114)$$

$$P_{PS_2}(\theta) = \frac{1}{|e_{L+2}^H \mathbf{a}(\theta)|^2} \quad (3.115)$$

⋮

$$P_{PS_{K-L}}(\theta) = \frac{1}{|e_K^H \mathbf{a}(\theta)|^2} \quad (3.116)$$

これらは Pisarenko 法による角度スペクトルである．MUSIC アルゴリズムではそれぞれの角度スペクトルの偽像（スプリアス）をできるだけ排除し，共通の真の到来方向を

のみ指し示すスペクトルを導き出すために，これらをそのまま平均（算術平均）するのではなく

$$\frac{1}{\frac{1}{P_{PS_1}} + \frac{1}{P_{PS_2}} + \cdots + \frac{1}{P_{PS_{K-L}}}} \quad (3.117)$$

と調和平均をとり，あたかも抵抗素子の並列接続のように合成する．抵抗の並列接続と考えれば，ある一つの抵抗が偶然大きくなっても全体の合成抵抗はあまり影響せず，すべての抵抗が同時に大きくなったときに合成抵抗が大きくなるので，式 (3.117) が有効であることが理解できるであろう．

式 (3.117) を整理し， $\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)$ を掛けて正規化すると

$$P_{MU}(\theta) \triangleq \frac{1}{\sum_{i=L+1}^N |e_i^H \mathbf{a}(\theta)|^2} \times \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta) \quad (3.118)$$

$$= \frac{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^H\mathbf{a}(\theta)} \quad (3.119)$$

$$\mathbf{E}_N \triangleq [e_{L+1}, \dots, e_K] \quad (3.120)$$

と表される．これは通常，MUSIC スペクトルと呼ばれ， θ に対するスペクトルの L 個のピークを探すことにより $\theta_1, \dots, \theta_L$ を求めることができる．こうして到来方向が求めれば，式 (3.94) に対する逆行列演算から導かれる行列：

$$\mathbf{S} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H (\mathbf{R}_{xx} - \sigma^2 \mathbf{I}) \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \quad (3.121)$$

を計算し，この行列 \mathbf{S} の第 i 対角行列から第 i 到来波の受信電力（強度）が得られる．なお，式 (3.103) から分かるように，内部雑音に等しい最小固有値を少なくとも一つ確保するため，アレーの素子数については $K \geq L + 1$ が必要条件となる．

3.5.5 ESPRIT アルゴリズム

MUSIC 法では MUSIC スペクトルを計算し，そのピークを探索することで信号の到来方向を推定する．よって，到来方向ごとに MUSIC スペクトルを計算する必要があり，またピークサーチに要する計算負荷も高い．以下で述べる ESPRIT 法では到来方向が代数的に算出されるため，スペクトルの計算やピークサーチが不要である [1][17]．

K 個の同一素子による素子間隔 d の等間隔リニアアレーの場合, ESPRIT アルゴリズムによる到来方向推定は次のように行うことができる. まず, アレーの入力信号ベクトルは, 式 (3.70) と同様に

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3.122)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)] \quad (3.123)$$

で表される. ただし, アレー応答ベクトル $\mathbf{a}(\theta_l)$ は λ を波長とし, 位相基準を第 1 素子におくと, 次式のように表される.

$$\mathbf{a}(\theta_l) = \left[1, \exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_l\right\}, \dots, \exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}d(K-1)\sin\theta_l\right\} \right]^T \quad (3.124)$$

ESPRIT は次の関係式 (rotational invariance: 回転不変式) をもとに推定を行う.

$$\mathbf{J}_1\mathbf{A}\Phi = \mathbf{J}_2\mathbf{A} \quad (3.125)$$

$$\mathbf{J}_1 \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.126)$$

$$\mathbf{J}_2 \triangleq \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (3.127)$$

$$\Phi \triangleq \text{diag}[\exp(j\phi_1), \exp(j\phi_2), \dots, \exp(j\phi_L)] \quad (3.128)$$

$$\phi_l \triangleq -\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_l \quad (l = 1, 2, \dots, L) \quad (3.129)$$

ここに Φ は L 次の対角行列を表す, また行列 \mathbf{J}_1 と \mathbf{J}_2 は $(K-1) \times K$ の行列で, 式 (3.125) においてそれぞれ行列 \mathbf{A} の 1 行目から $K-1$ 行目までを抽出する操作, 行列 \mathbf{A} の 2 行目から K 行目までを抽出する操作を意味している. したがって, 図 3.7 に示すように $\mathbf{J}_1\mathbf{A}$ はサブアレー 1 の方向行列を表し, $\mathbf{J}_2\mathbf{A}$ はサブアレー 2 の方向行列を表している. 前述のように, MUSIC は行列 \mathbf{A} を推定する方法であるが, ESPRIT は行列 \mathbf{A} ではなくアレー全体の平行移動によって生じる各波の位相回転 Φ を推定するのである.

前述の MUSIC と同様, 到来波数 L は正確に推定できたとして以後の説明を行う. MUSIC アルゴリズムの説明の際に述べたように, 行列 \mathbf{A} を構成する L 個の列ベクトルの張

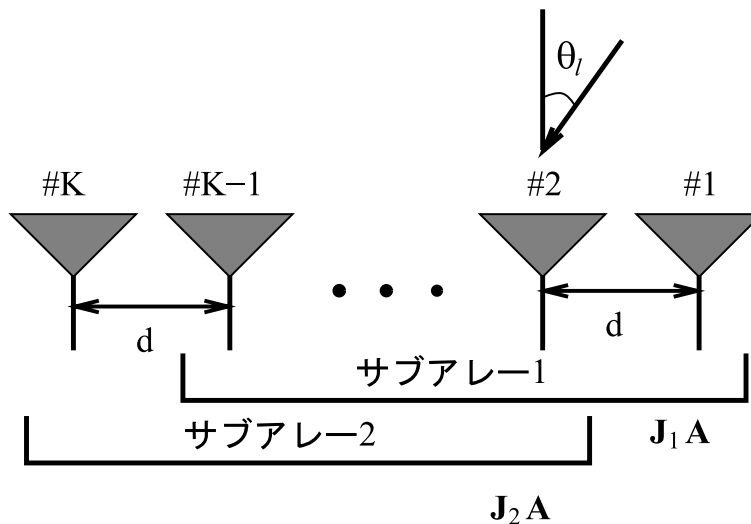


図 3.7: K 素子リニアアレーと二つのサブアレー

る L 次元部分空間は信号部分空間と呼ばれ, L 個の固有ベクトル $\{e_1, e_2, \dots, e_L\}$ の張る部分空間と一致する. すなわち,

$$\mathbf{E}_s = \mathbf{A}\mathbf{T} \quad (3.130)$$

$$\mathbf{E}_s \triangleq [e_1, e_2, \dots, e_L] \quad (3.131)$$

を満たす L 次の正則な行列 \mathbf{T} が唯一存在する.

ここで, 行列 \mathbf{E}_s の 1 行目から $(K-1)$ 行目までと 2 行目から最後の K 行目までから成る 2 つの $(K-1) \times L$ 次の部分行列 $\mathbf{E}_x \triangleq \mathbf{J}_1 \mathbf{E}_s$, $\mathbf{E}_y \triangleq \mathbf{J}_2 \mathbf{E}_s$ を取り出すと次式のように表される.

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_x &= \mathbf{J}_1 \mathbf{E}_s \\ &= \mathbf{J}_1 \mathbf{A}\mathbf{T} \end{aligned} \quad (3.132)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_y &= \mathbf{J}_2 \mathbf{E}_s \\ &= \mathbf{J}_2 \mathbf{A}\mathbf{T} \\ &= \mathbf{J}_1 \mathbf{A}\Phi\mathbf{T} \end{aligned} \quad (3.133)$$

行列 \mathbf{A} が未知であるために式 (3.125) から直接 Φ を求めることはできないので, 行列 \mathbf{A} を \mathbf{R}_{xx} から求められる固有ベクトル行列 \mathbf{E}_s で置き換えてみる. すなわち,

$$\mathbf{A} = \mathbf{E}_s \mathbf{T}^{-1} \quad (3.134)$$

を式 (3.125) に代入する．そうすると，

$$\mathbf{J}_1 \mathbf{E}_s \mathbf{T}^{-1} \Phi = \mathbf{J}_2 \mathbf{E}_s \mathbf{T}^{-1} \quad (3.135)$$

が得られ，さらに $\mathbf{E}_x = \mathbf{J}_1 \mathbf{E}_s$ ， $\mathbf{E}_y = \mathbf{J}_2 \mathbf{E}_s$ より，

$$\mathbf{E}_y \mathbf{T}^{-1} = \mathbf{E}_x \mathbf{T}^{-1} \Phi \quad (3.136)$$

となる．したがって

$$\mathbf{E}_y = \mathbf{E}_x \Psi \quad (3.137)$$

$$\Psi \triangleq \mathbf{T}^{-1} \Phi \mathbf{T} \quad (3.138)$$

という関係式が得られる．

この Φ を求めるためには式 (3.137) を Ψ について解かねばならない．その解き方として最小 2 乗問題の解法である LS (Least Squares)，TLS (Total Least Squares)，SLS (Structured Least Squares)[19] などがある．ここでは，最も簡単な LS を用いて Ψ を求める．

式 (3.137) の $\mathbf{E}_y = \mathbf{E}_x \Psi$ を L 次の正方行列 Ψ について解くのであるが，係数行列 \mathbf{E}_x ，定数行列 \mathbf{E}_y の次数は $(K-1) \times L$ (ただし， $K-1 \geq L$) で，未知数よりも方程式の数の方が多い線形問題である．通常このような問題は最小 2 乗法を用いて解く．この場合の最小とすべき評価関数は

$$Q_{LS}(\Psi) = \|\mathbf{E}_y - \mathbf{E}_x \Psi\|^2 \quad (3.139)$$

で与えられる．ただし， $\|\cdot\|^2$ はフロベニウス (Frobenius) ノルムである．式 (3.139) は次のように展開される．

$$Q_{LS}(\Psi) = \text{trace}[(\mathbf{E}_y - \mathbf{E}_x \Psi)^H (\mathbf{E}_y - \mathbf{E}_x \Psi)] \quad (3.140)$$

$$\begin{aligned} &= \text{trace} \mathbf{E}_y^H \mathbf{E}_y - \text{trace} \mathbf{E}_y^H \mathbf{E}_x \Psi \\ &\quad - \text{trace} \Psi^H \mathbf{E}_x^H \mathbf{E}_y + \text{trace} \Psi^H \mathbf{E}_x^H \mathbf{E}_x \Psi \end{aligned} \quad (3.141)$$

上式を Ψ^* で微分して零とおくと次式を得る．

$$-\mathbf{E}_x^H \mathbf{E}_y + \mathbf{E}_x^H \mathbf{E}_x \Psi = \mathbf{0} \quad (3.142)$$

したがって，

$$\Psi = (\mathbf{E}_x^H \mathbf{E}_x)^{-1} \mathbf{E}_x^H \mathbf{E}_y \quad (3.143)$$

として解が得られる. このときの評価関数 Q_{LS} は

$$Q_{LS} = \|\mathbf{E}_y - \mathbf{E}_x(\mathbf{E}_x^H \mathbf{E}_x)^{-1} \mathbf{E}_x^H \mathbf{E}_y\|^2 \quad (3.144)$$

となり, 必ずしもゼロではない.

式 (3.138) で得られた行列 Ψ を固有値展開し, その固有値を $\varphi_l (l = 1, 2, \dots, L)$ と表すと, 各到来波の到来方向 θ_l は式 (3.129) より,

$$\theta_l = -\sin^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \arg(\varphi_l) \right\} \quad (3.145)$$

の計算結果として得られる. 以上が, ESPRIT による到来方向推定法である.

3.6 完全相関波の到来方向推定

これまで述べてきた到来方向推定法は, 到来波が無相関である場合には適切に動作する. しかし, 到来波が完全相関である場合には, 正しく到来方向を推定することができない. 本節では, まず完全相関波を正しく推定できない理由 [14] について述べる. そして, 完全相関波を正しく推定するための手法について説明する.

3.6.1 完全相関波が正しく推定できない理由

アレーアンテナからの入力信号ベクトル $\mathbf{x}(t)$ は, 素子数が K で L 波の到来波が到来する場合, 式 (3.70) で示したように, 次式で表される.

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3.146)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)] \quad (3.147)$$

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_L(t)]^T \quad (3.148)$$

L 波の到来波が完全相関である場合, 第 1 到来波 $s_1(t)$ と第 l 到来波 $s_l(t)$ との振幅, 位相の差異を表す複素係数 α_l を用いて, 第 l 到来波 ($l = 1, 2, \dots, L$) は次のように表される.

$$s_l(t) = \alpha_l s_1(t) \quad (3.149)$$

よって, 式 (3.148) は

$$\mathbf{s}(t) = \boldsymbol{\alpha} s_1(t) \quad (3.150)$$

$$\boldsymbol{\alpha} \triangleq [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L]^T \quad (3.151)$$

と表すことができる．このとき，式 (3.146) は次式のように表現できる．

$$\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{b}s_1(t) + \boldsymbol{n}(t) \quad (3.152)$$

$$\boldsymbol{b} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{\alpha} \quad (3.153)$$

ここに， \boldsymbol{b} は要素数 K の列ベクトルであり，各到来方向に対するモードベクトル $\boldsymbol{a}(\theta_l)$ の線形結合となっている．したがって，式 (3.152) の入力ベクトルに対する相関行列を固有値展開した場合，雑音部分空間に属する固有ベクトルは $K - 1$ 個であり，これらはすべて \boldsymbol{b} に直交し， $\boldsymbol{a}(\theta_l)$ には直交しない．すなわち，本章で説明した到来方向推定法は正しく動作しないことになる．

別の見方をしてみよう．相関行列 \boldsymbol{R}_{xx} は，次式のように表される．

$$\boldsymbol{R}_{xx} = E[\boldsymbol{x}(t)\boldsymbol{x}^H(t)] = \boldsymbol{A}\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}^H + \sigma^2\boldsymbol{I} \quad (3.154)$$

$$\boldsymbol{S} = E[\boldsymbol{s}(t)\boldsymbol{s}^H(t)] \quad (3.155)$$

3.5.4 で議論したように， \boldsymbol{R}_{xx} の固有ベクトルは式 (3.110) で定義される信号部分空間 \mathcal{S} に属するものと，式 (3.111) で定義される雑音部分空間 \mathcal{N} に属するものに分類できる．本章で述べた到来方向推定法は，これら信号部分空間 \mathcal{S} と雑音部分空間 \mathcal{N} の直交性を利用している．到来波が完全相関である場合に正しく推定できないのは，式 (3.112) で定義される到来波のモードベクトル $\boldsymbol{a}(\theta_l)$ ($l = 1, 2, \dots, L$) が張る空間 \mathcal{S}' と信号部分空間 \mathcal{S} が一致しないことが原因である．この場合， \mathcal{S}' と \mathcal{N} が直交せず，正しく推定を行うことができない．

信号部分空間 \mathcal{S} に属する固有ベクトルとは，行列 $\boldsymbol{A}\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}^H$ の 0 でない固有値に対応する固有ベクトルのことである． L 波の到来波が完全相関である場合，式 (3.150) を用いると，信号相関行列 \boldsymbol{S} は

$$\boldsymbol{S} = E[s_1(t)s_1^*(t)]\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}^H = P_s\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}^H \quad (3.156)$$

と表され，明らかにランクは 1 となる．ただし， $E[s_1(t)s_1^*(t)] = P_s$ とする．このため，行列 $\boldsymbol{A}\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}^H$ のランクも 1 となり， \mathcal{S} と \mathcal{S}' は一致しなくなる．もし，なんらかの前処理を行い信号相関行列 \boldsymbol{S} をエルミート行列のままフルランクとすることができれば， \mathcal{S} と \mathcal{S}' は一致し，正しい推定が可能となる．

以降，3.6.2，3.6.3 において，この前処理の方法である空間平均法 [20][21]，CSS (Coherent Signal-Subspace) 法 [22][23] について説明を行う．

3.6.2 空間平均法

図 3.8 のように，素子数 K_0 ，素子間隔 d の等間隔リニアアレーに対し， L 波の完全相関である到来波が入射しているとする．アレーアンテナを Q 個のサブアレーに分割したとき，サブアレーの素子数が K であるとする．第 q サブアレーの入力ベクトルは次式のように表される．

$$\mathbf{x}_q^f(t) \triangleq E[x_q(t), x_{q+1}(t), \dots, x_{q+K-1}(t)]^T ; \quad (q = 1, 2, \dots, Q) \quad (3.157)$$

等間隔リニアアレーのモードベクトルは式 (3.124) で表されるので，式 (3.157) は次のように表現できる．

$$\mathbf{x}_q^f(t) = \mathbf{A}\mathbf{B}^{q-1}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}_q(t) \quad (3.158)$$

ここに， $\mathbf{n}_q(t)$ は熱雑音を表す列ベクトルであり， \mathbf{B}^{q-1} は次式で表される L 次対角行列 \mathbf{B} の $q-1$ 乗を表す．

$$\mathbf{B} \triangleq \begin{bmatrix} v_1 & & & \mathbf{0} \\ & v_2 & & \\ & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & v_L \end{bmatrix} \quad (3.159)$$

$$v_l \triangleq \exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_l\right\} ; \quad (l = 1, 2, \dots, L) \quad (3.160)$$

よって，第 q サブアレーの相関行列は次式で与えられる．

$$\mathbf{R}_{xxq}^f \triangleq E[\mathbf{x}_q^f(t)\{\mathbf{x}_q^f(t)\}^H] \quad (3.161)$$

$$= \mathbf{A}\mathbf{B}^{q-1}\mathbf{S}(\mathbf{B}^{q-1})^H\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (3.162)$$

ここで， Q 個のサブアレーの相関行列の平均をとる．平均化された相関行列は，次式で表される．

$$\bar{\mathbf{R}}_{xx}^f \triangleq \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \mathbf{R}_{xxq}^f \quad (3.163)$$

$$= \mathbf{A}\bar{\mathbf{S}}^f\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (3.164)$$

$$\bar{\mathbf{S}}^f \triangleq \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \mathbf{B}^{q-1}\mathbf{S}(\mathbf{B}^{q-1})^H \quad (3.165)$$

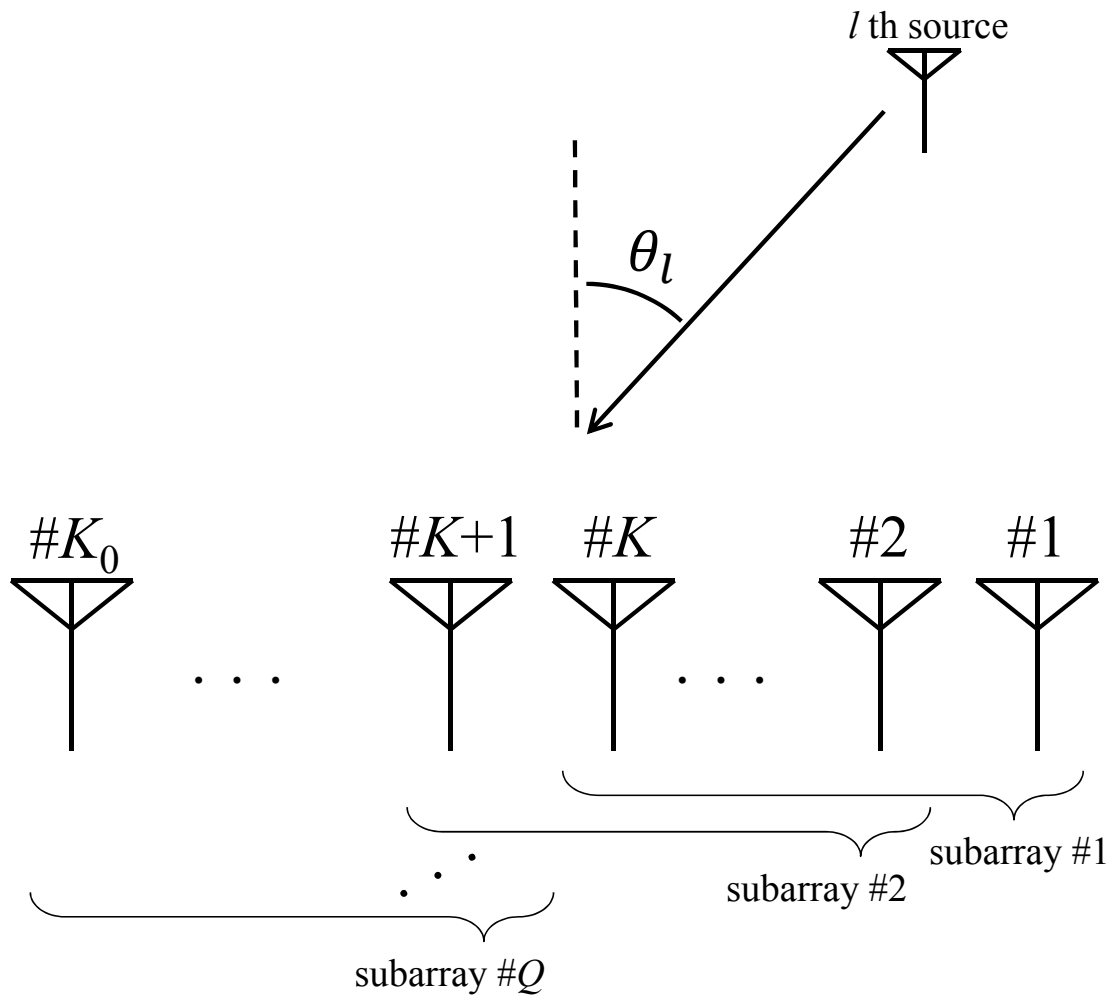


図 3.8: K_0 素子リニアアレーと K 素子サブアレー

ここで，今度は Q 個の後方サブアレーに対する相関行列の平均をとる．平均化された相関行列は，次式で表される．

$$\bar{\mathbf{R}}_{xx}^b \triangleq \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \mathbf{R}_{xxq}^b \quad (3.176)$$

$$= \mathbf{A} \bar{\mathbf{S}}^b \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (3.177)$$

$$\bar{\mathbf{S}}^b \triangleq \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \mathbf{B}^{q-1} \mathbf{S}^b (\mathbf{B}^{q-1})^H \quad (3.178)$$

各到来波が完全相関である場合には，式 (3.156) と同様に， \mathbf{S}^b は次式のように表すことができる．

$$\mathbf{S}^b = E [s_1(t) s_1^*(t)] \boldsymbol{\alpha}^b (\boldsymbol{\alpha}^b)^H \quad (3.179)$$

$$\boldsymbol{\alpha}^b \triangleq [\alpha_1^b, \alpha_2^b, \dots, \alpha_L^b]^T \quad (3.180)$$

$$\alpha_l^b \triangleq (\alpha_l)^* v_l^{-(K_0-1)}; (l = 1, 2, \dots, L) \quad (3.181)$$

ここに， v_l は式 (3.160) で定義されたものである．式 (3.179) を用いると， $E [s_1(t) s_1^*(t)] = P_s$ とおけば，式 (3.178) は次式のように表される．

$$\bar{\mathbf{S}}^b = \frac{P_s}{Q} \mathbf{C}^b (\mathbf{C}^b)^H \quad (3.182)$$

$$\mathbf{C}^b \triangleq [\boldsymbol{\alpha}^b, \mathbf{B} \boldsymbol{\alpha}^b, \mathbf{B}^2 \boldsymbol{\alpha}^b, \dots, \mathbf{B}^{Q-1} \boldsymbol{\alpha}^b] \quad (3.183)$$

$$= \begin{bmatrix} \alpha_1^b & & & & 0 \\ & \alpha_2^b & & & \\ & & \ddots & & \\ 0 & & & & \alpha_L^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & v_1 & v_1^2 & \cdots & v_1^{Q-1} \\ 1 & v_2 & v_2^2 & \cdots & v_2^{Q-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & v_L & v_L^2 & \cdots & v_L^{Q-1} \end{bmatrix} \triangleq \mathbf{D}^b \mathbf{V} \quad (3.184)$$

式 (3.182) より，後方相関行列を用いた場合でも，空間平均により相関行列はフルランクとなることがわかる．

最後に，前方 (forward) 相関行列 \mathbf{R}_{xx}^f と後方相関行列 \mathbf{R}_{xx}^b を併用する方法について述べる．これは修正空間平均法，改良空間平均法，または Forward-Backward 空間平均法などと呼ばれている [21]．この方法では，平均化された相関行列を次式のように定義する．

$$\bar{\mathbf{R}}_{xx}^{fb} \triangleq \frac{\bar{\mathbf{R}}_{xx}^f + \bar{\mathbf{R}}_{xx}^b}{2} \quad (3.185)$$

式 (3.164) , 式 (3.166) , 式 (3.177) , 式 (3.182) を用いると , 上式は次のように表現できる .

$$\bar{\mathbf{R}}_{xx}^{fb} = \mathbf{A}\bar{\mathbf{S}}^{fb}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (3.186)$$

$$\bar{\mathbf{S}}^{fb} \triangleq \frac{P_s}{2Q} (\mathbf{C}\mathbf{C}^H + \mathbf{C}^b(\mathbf{C}^b)^H) \quad (3.187)$$

$$= \frac{P_s}{2Q} \mathbf{G}\mathbf{G}^H \quad (3.188)$$

ここに , \mathbf{G} は次式で定義される $L \times 2Q$ 行列である .

$$\mathbf{G} \triangleq [\boldsymbol{\alpha}, \mathbf{B}\boldsymbol{\alpha}, \mathbf{B}^2\boldsymbol{\alpha}, \dots, \mathbf{B}^{Q-1}\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\alpha}^b, \mathbf{B}\boldsymbol{\alpha}^b, \mathbf{B}^2\boldsymbol{\alpha}^b, \dots, \mathbf{B}^{Q-1}\boldsymbol{\alpha}^b,] \quad (3.189)$$

$$= [\mathbf{D}\mathbf{V} \ \mathbf{D}^b\mathbf{V}] = \mathbf{D} [\mathbf{V} \ \mathbf{D}^{fb}\mathbf{V}] \triangleq \mathbf{D}\mathbf{G}_0 \quad (3.190)$$

$$\mathbf{D}^{fb} \triangleq \begin{bmatrix} \alpha_1^{fb} & & & 0 \\ & \alpha_2^{fb} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \alpha_L^{fb} \end{bmatrix} \quad (3.191)$$

$$\alpha_l^{fb} \triangleq \frac{\alpha_l^b}{\alpha_l}; \quad (l = 1, 2, \dots, L) \quad (3.192)$$

式 (3.187) より , $\bar{\mathbf{S}}^{fb}$ がフルランクであるためには \mathbf{G} のランクが L 以上であればよい . そのためにはまず , $L \times 2Q$ 行列である \mathbf{G} の列数 ($= 2Q$) は , L 以上である必要がある . そこで , 式 (3.190) を見ると , 式 (3.168) より \mathbf{D} はランク L のフルランクであるので , \mathbf{G}_0 のランクが L 以上であればよいことがわかる . もし , $2Q = L$ の場合には , \mathbf{G}_0 は $L \times L$ 行列となるので , ランク L のフルランクとなる .

3.6.3 CSS 法

空間平均法では , 位置の異なるサブアレーの相関行列を平均化することで , 信号相関行列のランクをフルランクとした . CSS (Coherent Signal Subspace) 法 [22][23] では同一アレーが受信した相異なる周波数の受信信号を , 別々のサブアレーの受信信号として扱い , その相関行列を平均化することで信号相関行列のランク回復を目指す .

図 3.9 のように , 素子数 K , 素子間隔 d の等間隔リニアアレーに対し , Q 個の周波数を含む L 波の完全相関である到来波が入射しているとする . 周波数間隔は Δf で等間隔とすると , q 番目の周波数 f_q は次式で表される .

$$f_q \triangleq f_1 + (q - 1)\Delta f \quad (3.193)$$

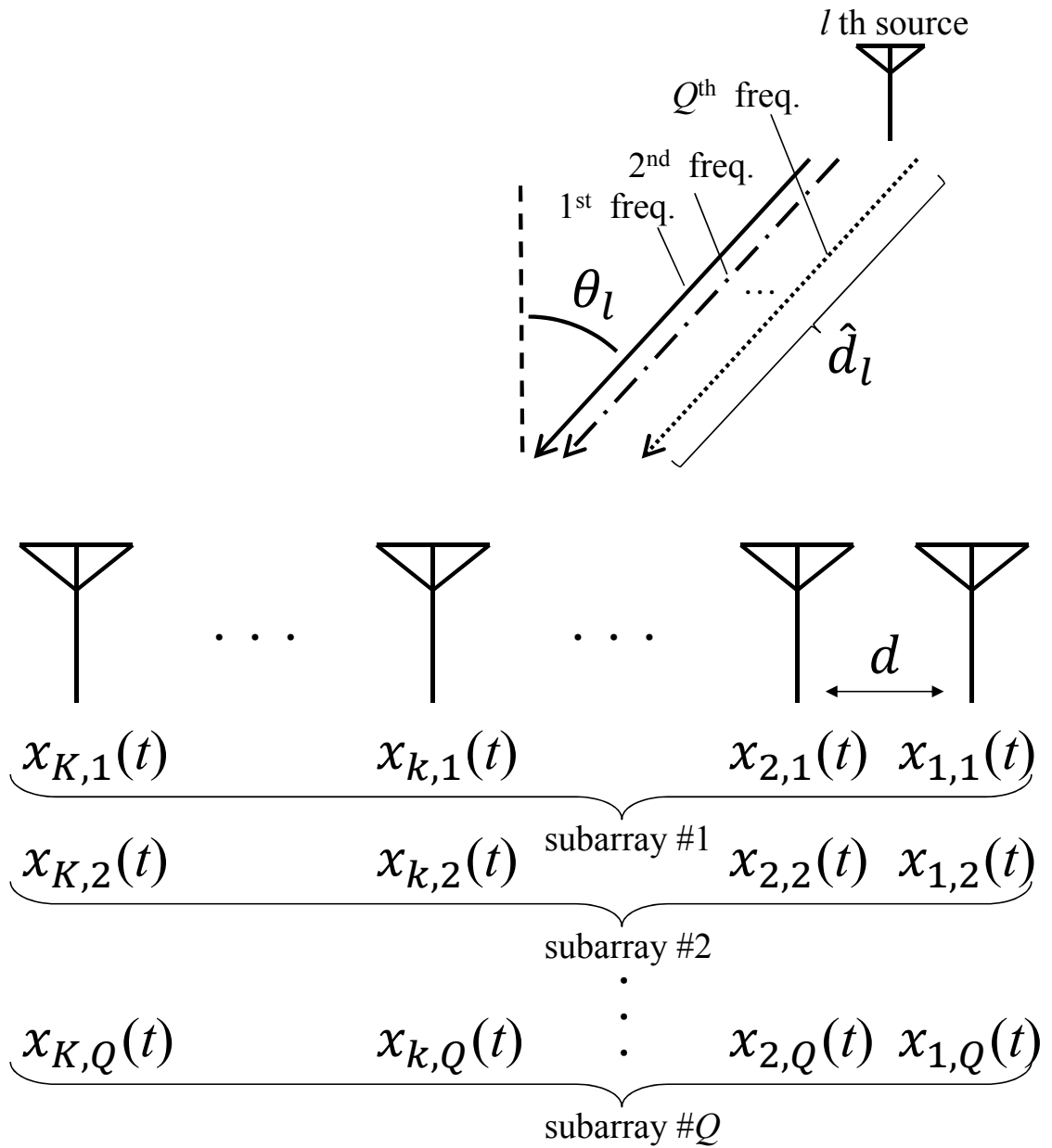


図 3.9: K 素子アレーアンテナとサブアレー

ここで、 Q 個の周波数における受信信号を別々のサブアレーとみなすと、第 q サブアレーの入力ベクトルは次式のように表される。

$$\mathbf{x}_q(t) = \mathbf{A}_q \mathbf{s}_q(t) + \mathbf{n}_q(t) \quad (3.194)$$

$$\mathbf{s}_q(t) \triangleq [s_{1,q}(t), s_{2,q}(t), \dots, s_{L,q}(t)]^T \quad (3.195)$$

ただし、 \mathbf{A}_q は第 q サブアレーのモード行列を表し、第 3.3 節で述べたようにアレー形状により決定される。また、 $\mathbf{n}_q(t)$ は各サブアレーの熱雑音を表す列ベクトルであり、 $s_{l,q}(t)$ は第 q サブアレーにおける第 l 波の基準位置での複素振幅を表す。周波数 f_q における第 l 波の位相は次式で表される。

$$s_{l,q}^{\text{agl}}(t) \triangleq \frac{s_{l,q}(t)}{|s_{l,q}(t)|} \quad (3.196)$$

また、各到来波は完全相関であるため、周波数 f_q における第 l 波の振幅は、周波数 f_1 の第 1 波の振幅を基準として次のように表される。

$$|s_{l,q}(t)| = g_q g'_l |s_{1,1}(t)| \quad (3.197)$$

0 ここに、 g_q は周波数 f_1 を基準とした周波数 f_q における振幅スペクトルの比を表す実係数であり、 g'_l は第 1 波を基準とした第 l 波の振幅比を表す実係数である。よって、 $s_{l,q}(t)$ は次式のように表すことができる。

$$s_{l,q}(t) = s_{l,q}^{\text{agl}}(t) |s_{l,q}(t)| \quad (3.198)$$

$$= \frac{s_{l,q}^{\text{agl}}(t)}{s_{1,q}^{\text{agl}}(t)} s_{1,q}^{\text{agl}}(t) g_q g'_l |s_{1,1}(t)| \quad (3.199)$$

$\frac{s_{l,q}^{\text{agl}}(t)}{s_{1,q}^{\text{agl}}(t)}$ は基準位置における第 1 到来波と第 l 到来波の位相差であるため、各到来波の基準位置から波源位置までの伝搬距離 \hat{d}_l を用いて次式のように表すことができる。

$$\frac{s_{l,q}^{\text{agl}}(t)}{s_{1,q}^{\text{agl}}(t)} = \exp \left\{ -j \frac{2\pi f_q}{c} (\hat{d}_l - \hat{d}_1) \right\} \quad (3.200)$$

$$= \exp \left[-j \frac{2\pi \{f_1 + (q-1)\Delta f\}}{c} (\hat{d}_l - \hat{d}_1) \right] \quad (3.201)$$

$$= \exp \left\{ -j \frac{2\pi f_1}{c} (\hat{d}_l - \hat{d}_1) \right\} \exp \left\{ -j \frac{2\pi (q-1)\Delta f}{c} (\hat{d}_l - \hat{d}_1) \right\} \quad (3.202)$$

$$= \exp \left\{ -j \frac{2\pi f_1}{c} (\hat{d}_l - \hat{d}_1) \right\} \hat{v}_l^{q-1} \quad (3.203)$$

$$\hat{v}_l \triangleq \exp \left\{ -j \frac{2\pi \Delta f}{c} (\hat{d}_l - \hat{d}_1) \right\} \quad (3.204)$$

したがって，式 (3.199) は次式のように表すことができる．

$$s_{l,q}(t) = \hat{v}_l^{q-1} g_q \alpha_l^c |s_{1,1}(t)| s_{1,q}^{\text{agl}}(t) \quad (3.205)$$

$$\alpha_l^c \triangleq \exp \left\{ -j \frac{2\pi f_1}{c} (\hat{d}_l - \hat{d}_1) \right\} g_l' \quad (3.206)$$

よって，式 (3.195) は次の形式で表される．

$$\mathbf{s}_q(t) = s_{1,q}^{\text{agl}}(t) g_q \hat{\mathbf{B}}^{q-1} \hat{\mathbf{s}}(t) \quad (3.207)$$

$$\hat{\mathbf{B}} \triangleq \begin{bmatrix} \hat{v}_1 & & & 0 \\ & \hat{v}_2 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \hat{v}_L \end{bmatrix} \quad (3.208)$$

$$\hat{\mathbf{s}}(t) \triangleq \boldsymbol{\alpha}^c |s_{1,1}(t)| \quad (3.209)$$

$$\boldsymbol{\alpha}^c \triangleq [\alpha_1^c, \alpha_2^c, \dots, \alpha_L^c]^T \quad (3.210)$$

以上より，第 q サブアレーの受信信号 $\mathbf{x}_q(t)$ は次式のように表すことができる．

$$\mathbf{x}_q(t) = s_{1,q}^{\text{agl}}(t) g_q \mathbf{A}_q \hat{\mathbf{B}}^{q-1} \hat{\mathbf{s}}(t) + \mathbf{n}_q(t) \quad (3.211)$$

よって，第 q サブアレーの相関行列は次式で与えられる．

$$\mathbf{R}_{xxq} \triangleq E [\mathbf{x}_q(t) \mathbf{x}_q^H(t)] \quad (3.212)$$

$$= g_q^2 \mathbf{A}_q \hat{\mathbf{B}}^{q-1} \hat{\mathbf{S}} (\hat{\mathbf{B}}^{q-1})^H \mathbf{A}_q^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (\because s_{1,q}^{\text{agl}}(t) s_{1,q}^{\text{agl}}(t)^* = 1) \quad (3.213)$$

$$\hat{\mathbf{S}} \triangleq E [\hat{\mathbf{s}}(t) \hat{\mathbf{s}}^H(t)] = P_s \boldsymbol{\alpha}^c (\boldsymbol{\alpha}^c)^H \quad (3.214)$$

ここに，* は複素共役を表す．空間平均法では，このまま \mathbf{R}_{xxq} の平均をとることで，相関行列のランク回復を図った．しかし，CSS 法では各サブアレーのモードベクトルが異なるため，このまま平均化するとモードベクトルの差異による推定誤差が生じてしまう．そこで，CSS 法では焦点行列と呼ばれる行列を用い，各サブアレーのモードベクトルの差異を補正する．焦点行列 \mathbf{T}_q は $K \times K$ の変換行列であり，次式を満たすよう選ばれる．

$$\mathbf{A}_c = \mathbf{T}_q \mathbf{A}_q \quad (3.215)$$

$$\mathbf{T}_q^H \mathbf{T}_q = \mathbf{I} \quad (3.216)$$

ただし， \mathbf{A}_c は中心周波数におけるモード行列を表す．このような行列 \mathbf{T}_q は次式により求められる [23]．

$$\mathbf{T}_q = \mathbf{R}_q \mathbf{L}_q^H \quad (3.217)$$

ここに, L_q, R_q は, その列が $A_q A_c^H$ のそれぞれ左特異ベクトル, 右特異ベクトルである $N \times N$ 行列である. L_q, R_q はそれぞれユニタリ行列なので, T_q もユニタリ行列となる. ただし, 中心周波数では変換を行う必要がないため, $T_c = I$ でよい. よって A_q, A_c を得るために, まず初期推定を行いおおよその波源位置を知る必要がある. 初期推定の方法としては, ビームフォーマ法等 [1] が挙げられる.

CSS 法では, 第 q サブアレーの相関行列 R_{xxq} に対し, 焦点行列 T_q を両側からかけた上で平均化を行う. 平均化された相関行列は, T_q がユニタリ行列であるため, 次式で表される.

$$\bar{R}_{xx} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q T_q R_{xxq} T_q^H \quad (3.218)$$

$$= A_c \bar{S} A_c^H + \sigma^2 I \quad (3.219)$$

$$\bar{S} \triangleq \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q g_q^2 \hat{B}^{q-1} \hat{S} (\hat{B}^{q-1})^H \quad (3.220)$$

よって, \bar{S} がフルランクであれば正しく推定を行うことが可能である. 式 (3.156) と同様に, \hat{S} は次のように表現できる.

$$\bar{S} = \frac{P_s}{Q} \hat{C} \hat{C}^H \quad (3.221)$$

$$\hat{C} \triangleq [g_1 \alpha^c, g_2 \hat{B} \alpha^c, g_3 \hat{B}^2 \alpha^c, \dots, g_Q \hat{B}^{Q-1} \alpha^c] \quad (3.222)$$

$$= \begin{bmatrix} \alpha_1^c & & & & \mathbf{0} \\ & \alpha_2^c & & & \\ & & \ddots & & \\ \mathbf{0} & & & \alpha_L^c & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \hat{v}_1 & \hat{v}_1^2 & \dots & \hat{v}_1^{Q-1} \\ 1 & \hat{v}_2 & \hat{v}_2^2 & \dots & \hat{v}_2^{Q-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \hat{v}_L & \hat{v}_L^2 & \dots & \hat{v}_L^{Q-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 & & & \mathbf{0} \\ & g_2 & & \\ & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & g_Q \end{bmatrix} \quad (3.223)$$

$$\triangleq D \hat{V} G \quad (3.224)$$

空間平均法と同様に, $Q \geq L$ のとき \hat{V} はランク L のフルランクとなり, $L \times L$ 行列である \bar{S} もフルランクとなる.

3.7 まとめ

本章では, 車載無線システムで必要とされるアダプティブアンテナ技術の基本原則について述べた. まず, アダプティブアンテナの解析モデルについて示した. 次に, アダプティブアンテナによる干渉除去の原理と, その最適化アルゴリズムについて述べた.

そして、アダプティブアンテナ技術を用いた到来方向推定の原理について説明した。また、波源が完全相関である場合の前処理の方法についても示した。

以下、4章、5章でアダプティブアンテナ技術を応用した研究内容について述べる。

参考文献

- [1] 菊間信良, アダプティブアンテナ技術, オーム社, 東京, 2003.
- [2] 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, 東京, 1998.
- [3] B. Widrow, et al., "Adaptive Antenna Systems," Proc. IEEE, vol.55, No.12, pp.2143-2159, Dec. 1967.
- [4] R. T. Compton, Jr. *Adaptive Antennas - Concepts and Performance*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1988.
- [5] P. W. Howells, "Intermediate Frequency Sidelobe Canceller," U.S.Patent, no.3202990, Aug. 1965.
- [6] S. P. Applebaum, "Adaptive Arrays," IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-24, no.5, pp.585-598, Sep. 1976.
- [7] O. L. Frost, III. "An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing," Proc. IEEE, 60, 8, pp.926-935, Aug. 1972.
- [8] K. Takao, M. Fujita, T. Nishi, "An Adaptive Antenna Array under Directional Constraint," IEEE Trans., Antennas & Propag. Vol.AP-24, No.5, pp.662-669, Sep. 1976.
- [9] B. D. Van Veen, K. M. Buckley, "Beamforming: A versatile approach to spatial filtering," IEEE ASSP Magazine, vol.5, pp.4-24, Apr. 1988.
- [10] I. S. Reed, J. D. Mallett, L. E. Brennan, "Rapid convergence rate in adaptive arrays," IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst., vol.AES-10, pp.853-863, Nov. 1974.
- [11] N. Kikuma, T. Takao "Effect of Initial Values of Adaptive Arrays," IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst., vol.AES-22, No.6, pp.688-694, Nov. 1986.

- [12] R. T. Compton, Jr. "The Power Inversion Adaptive Array : Concept and Performance," IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst., vol.AES-15, No.6, pp.803-814, Nov. 1979.
- [13] J. Capon, "High Resolution Frequency-Wavenumber Spectrum Analysis," Proc. IEEE, vol.57, pp.1408-1418, 1969.
- [14] S. U. Pillai, *Array Signal Processing*, Springer-Verlag New York Inc, 1989.
- [15] V. F. Pisarenko, "The Retrieval of Harmonics from Covariance Functions," Geophys., J. Roy. Astron. Soc., vol.33, pp.347-366, 1973.
- [16] R. O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation," IEEE Trans., vol.AP-34, No.3, pp.276-280, Mar. 1986.
- [17] R. Roy, T. Kailath, "ESPRIT - Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques," IEEE Trans., vol.ASSP-37, pp.984-995, July 1989.
- [18] M. Wax, T. Kailath, "Detection of Signal by Information Theoretic Criteria," IEEE Trans., vol.ASSP-33, No.2, pp.387-392, Apr. 1985.
- [19] M. Haardt, "Structured Least Squares to Improve the Performance of ESPRIT-Type Algorithms," IEEE Trans., vol.SP-45, No.3, pp.792-799, Mar. 1997.
- [20] T. J. Shan, M. Wax, T. Kailath, "On Spatial Smoothing for Estimation of Coherent Signals," IEEE Trans., vol.ASSP-33, No.4, pp.806-811, Aug. 1985.
- [21] R. T. Williams, et al., "An Improved Spatial Smoothing Technique for Bearing Estimation in Multipath Environment," IEEE Trans., vol.ASSP-36, pp.425-432, Apr. 1988.
- [22] H. Wang , M. Kaveh, " Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wide-band sources , "IEEE Trans. , ASSP-33 , no.4 , pp.823-831 , Aug. 1985.
- [23] H. Hang , M. Kaveh , " Focussing matrices for coherent signal-subspace processing, " IEEE Trans. , ASSP-36 , no.8 , pp.1272-1281 , Aug. 1988.

第4章 時分割多重を用いた単一受信器によるアダプティブアンテナ

4.1 まえがき

近年の車載電子機器，車載無線機器の増加に伴い，そのノイズ対策が問題となってきた．ノイズ対策としてアダプティブアンテナの適用を考える場合には，フィルタ，アンプ，ダウンコンバータ，ADコンバータ等がアンテナ数分必要となり，単一アンテナの無線システムと比較すると回路規模が増大し，またコストが増大するという課題が存在する．

これを解決する方法として，スイッチによる時分割多重を用いたアナログ回路を削減する方法 (TDM-AAA : Time-Division Multiplexing Adaptive Array Antenna) が過去に提案されている [1]~[4]．文献 [1] では，各アンテナシステムをスイッチで切り換え，時分割多重を行うことでアナログ回路を共用し，回路規模を削減した CMA(Constant Modulus Algorithm) アダプティブアンテナ [9] の構成方法が示されている．文献 [2] では，スイッチによる時分割多重を用いた MMSE(Minimum Mean Square Error) アダプティブアンテナ [9] において，タップ付き遅延線を付加することで SINR(Signal to Interference and Noise Ratio) が改善することが示されている．しかし，文献 [1][2] では，各アンテナシステムをスイッチで切り換える際に高調波が発生することについては言及されていない．文献 [3][4] では，各アンテナシステムをスイッチで切り換える際に発生する高調波の影響について検討されている．さらに，無線通信システムの使用する帯域幅とスイッチ切換速度，サンプリング速度が満たすべき条件に関して詳細に検討がなされており，適切なタイミングでスイッチ切換，サンプリングを行った場合，各アンテナの受信信号が完全に再生可能であることが示されている．しかし，文献 [3] では，受信回路に備えられたフィルタにより，スイッチ切換により発生した高調波が帯域制限された場合の影響については検討されていない．

文献 [4] では，各アンテナシステムと共用化されたアナログ回路を接続するスイッチの ON 時間が非常に短い場合に限定して検討がなされており，スイッチでの損失が非常に大き

いという課題がある．このため，アンプにより高い性能が要求されることになる．加えて，文献 [4] では各アンテナ系統に設けられていたアンプを，さらなるアナログ回路削減を目的に共用化する場合，再生された受信信号の SNR(Signal-to-Noise Ratio) に著しい劣化が生じてしまう．スイッチの ON 時間が短い理由は，発生した高調波がフィルタにより帯域制限された状態でスイッチの ON 時間を長くすると，各アンテナの受信信号が混合されるためである．

そこで本章では，まず TDM-AAA の受信信号について，スイッチの ON 時間をパラメータとして定式化を行う．そして，スイッチ ON 時間の延長により受信電力が向上することを示すとともに，後処理を工夫することで各アンテナの受信信号の混合を除去する方法を提案する [5]．これにより，従来であれば混合によって受信信号の強度が低下してしまうような状況が改善されることを示す．

次に，今度は受信信号の混合を除去するのではなく，混合を積極的に利用することで SNR を更に改善する方法 [6]~[8] を提案する．提案法では，これまでアンテナ番号順であったスイッチの切換順序を，受信信号に応じて適切に変更する．具体的には，現在スイッチで接続されているアンテナの受信信号と，スイッチ切換により次に接続されるアンテナの受信信号の位相差がなるべく小さくなるようスイッチ切換順序を決定する．これにより，混合量が最も大きいスイッチ切換前後の信号がほぼ同位相で混合されるため，受信信号の強度がさらに向上する．

提案法の有効性については，計算機シミュレーションを用いた評価により明らかにする．

4.2 時分割多重を用いた単一受信器によるアダプティブアンテナの受信信号についての定式化

本検討における時分割多重を用いる単一受信機の構成は図 4.1 の通りである．各アンテナに必要とされるのは通過帯域幅 W の RFBPF1(Radio Frequency Band Pass Filter 1)のみであり，その他の回路ブロックはすべて共用される．本節では，図 4.1 の構成の時分割多重を用いる単一受信機における信号処理の過程を説明し，受信信号を定式化する．

アンテナの個数を K (K は任意の奇数) とする． k 番目のアンテナ ($k = -\mu, -\mu+1, -\mu+2, \dots, \mu; \mu \triangleq \frac{K-1}{2}$) の受信信号は次式のように表される．

$$f_k(t) \cos(\omega_c t) \quad (4.1)$$

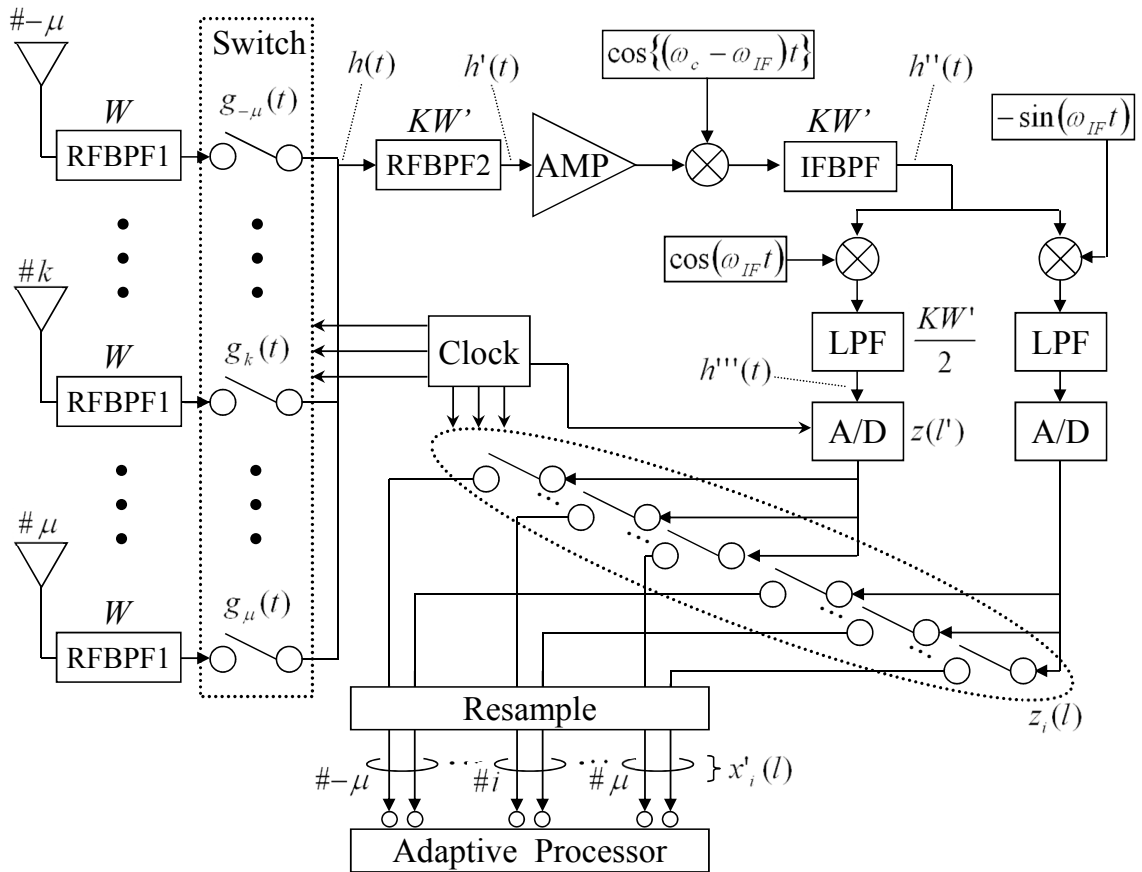


図 4.1: 時分割多重を用いる単一受信機の構成

ここに, $f_k(t)$ は k 番目のアンテナにおける受信ベースバンド信号である. また, $\cos(\omega_c t)$ は搬送波を表し, ω_c は搬送波の角周波数を表す. $f_k(t)$ の周波数帯域幅 W'' は W より小さいため, 受信信号は帯域幅 W の RFBPF1 をそのまま通過し, スイッチへと向かう. k 番目のスイッチを図 4.2, 図 4.3 のように矩形波状に ON 時間 τ , 周期 T_s で切換を行うとすると, このスイッチ制御信号 $g_k(t)$ は次式により表される.

$$g_k(t) \triangleq \begin{cases} 1, & \text{if } (r + \frac{k}{K}) T_s - \frac{\tau}{2} < t < (r + \frac{k}{K}) T_s + \frac{\tau}{2} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.2)$$

ここに r は任意の整数である. スイッチ切換周波数を W' ($W' = \frac{1}{T_s}$) と定義すると, スイッチ切換周期 T_s は $W' > W$ を満たすよう適切に設定する必要がある. 式 (4.2) はフーリエ級数展開の形式で次式のように表すことが可能である.

$$g_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{k,n} \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} n t\right) \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} C_{k,n} &\triangleq \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{1}{T_s}}^{\frac{1}{T_s}} g_k(t) \exp\left(-j \frac{2\pi}{T_s} n t\right) dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_{\frac{kT_s}{K} - \frac{\tau}{2}}^{\frac{kT_s}{K} + \frac{\tau}{2}} \exp\left(-j \frac{2\pi}{T_s} n t\right) dt \\ &= \Psi \text{sinc}(\pi n \Psi) \exp\left(-j \frac{2\pi}{K} k n\right) \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\Psi \triangleq \frac{\tau}{T_s} \quad (4.5)$$

ここに, n はスイッチ切換周波数 W' の n 倍高調波成分を表す整数である. n の範囲は $-\infty$ から ∞ となっており, $g_k(t)$ は無限の帯域幅を有する信号であることがわかる. 各アンテナの受信信号 $f_k(t) \cos(\omega_c t)$ はスイッチ通過時に $g_k(t)$ を乗算された後, K 個のアンテナからの信号が合成される. 合成された信号を $h(t)$ とすると, 次式で表される.

$$h(t) \triangleq \sum_{k=-\mu}^{\mu} f_k(t) g_k(t) \cos(\omega_c t) \quad (4.6)$$

そして, 周波数帯域幅 KW' の RFBPF2 を通過すると $h'(t)$ となり, 次式のように表される.

$$h'(t) \triangleq \sum_{k=-\mu}^{\mu} f_k(t) g'_k(t) \cos(\omega_c t) \quad (4.7)$$

$$g'_k(t) \triangleq \sum_{n=-\mu}^{\mu} C_{k,n} \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} n t\right) \quad (4.8)$$

ここに，RFBPF2は図4.7のように理想的な周波数特性 $B(\omega)$ を有するフィルタとする．よって， $h'(t)$ の周波数帯域幅は KW' となる． $g'_k(t)$ は，スイッチ制御信号 $g_k(t)$ が周波数帯域幅 $KW'/2$ のLPFで帯域制限された場合に生じる信号である．

ここで，RFBPF2の出力 $h'(t)$ が式(4.7)で表される理由について，各信号の周波数スペクトルを確認しながら考察する．まず，RFBPF1の出力 $f_k(t) \cos(\omega_c t)$ の振幅スペクトル $|F_k(\omega - \omega_c)|$ は図4.4のように表される．また，スイッチ制御信号 $g_k(t)$ の振幅スペクトル $|G_k(\omega)|$ は図4.5のように sinc 関数を包絡線とする線スペクトルである．受信信号がスイッチを通過後，合成された信号 $h(t)$ は $f_k(t) \cos(\omega_c t)$ と $g_k(t)$ の積からなるので， $h(t)$ の振幅スペクトル $|H(\omega)|$ は $F_k(\omega - \omega_c)$ ， $G_k(\omega)$ の畳み込みとして図4.6のように表される．そして， $h(t)$ が $B(\omega)$ で表される特性のRFBPF2を通過すると $h'(t)$ となり，その振幅スペクトル $|H'(\omega)|$ は図4.7で表される． $|H'(\omega)|$ は，図4.5の $G'_k(\omega)$ ($G_k(\omega)$ のうち，中央の K 本のみを有するスペクトル) と，図4.4の $F_k(\omega - \omega_c)$ が畳み込まれた形となっている．したがって， $H'(\omega)$ の時間領域信号 $h'(t)$ は， $G'_k(\omega)$ の時間領域信号 $g'_k(t)$ と $F_k(\omega - \omega_c)$ の時間領域信号 $f_k(t) \cos(\omega_c t)$ の積で表されることがわかり， $h'(t)$ が式(4.7)で表されることが確認できる．

RFBPF2を通過した信号 $h'(t)$ は，アンプで増幅され，IF(Intermediate Frequency) 周波数にダウンコンバートされ，IFBPFを通過しIF信号となる．いま，アンプの増幅やフィルタの損失を無視し，アンプでは雑音の付加のみ行われるとすると，IF信号 $h''(t)$ は次式のように表される．

$$h''(t) \triangleq \sum_{k=-\mu}^{\mu} f_k(t) g'_k(t) \cos(\omega_{IF} t) + \sum_{u=-\mu}^{\mu} n_u(t) \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} ut\right) \cos(\omega_{IF} t) \quad (4.9)$$

ここに， $n_u(t) \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} ut\right) \cos(\omega_{IF} t)$ は中心周波数がIF周波数に対し $W'u$ 異なり，帯域幅が W' であるホワイトガウシアンノイズを表す．すなわち $n_u(t) \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} ut\right) \cos(\omega_{IF} t)$ は，IFBPFの通過帯域幅 KW' を K 個の帯域に分割した場合の，それぞれの帯域における雑音を表す．したがって，各 $n_u(t)$ はそれぞれ無相関である．

IF信号は，ベースバンドへ直交ダウンコンバートされる．このベースバンド信号を $h'''(t)$ とおくと，ミキサやフィルタの損失を無視すれば次式のように表される．

$$h'''(t) \triangleq \sum_{k=-\mu}^{\mu} f_k(t) g'_k(t) + \sum_{u=-\mu}^{\mu} n_u(t) \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} ut\right) \quad (4.10)$$

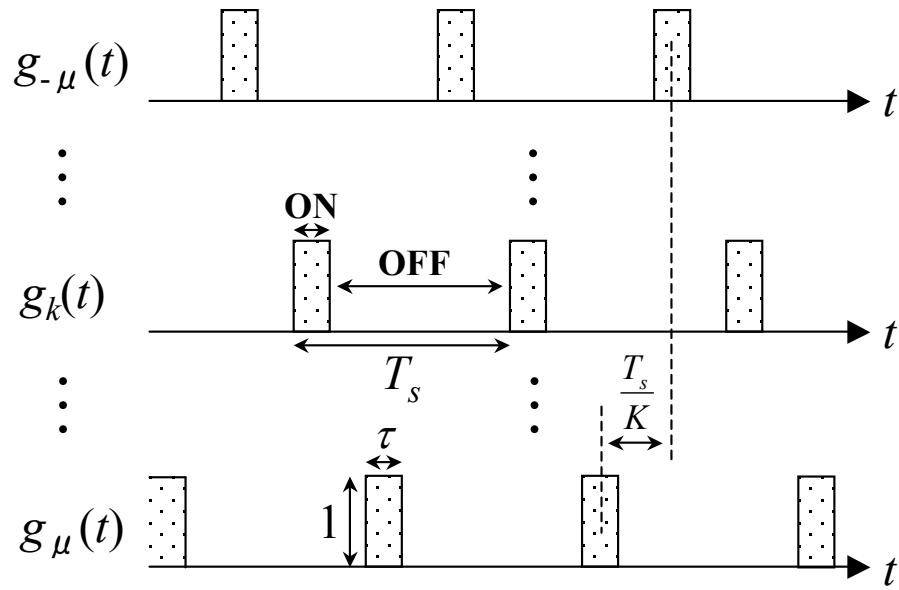


図 4.2: スイッチ制御信号 $g_k(t)$ の時間波形

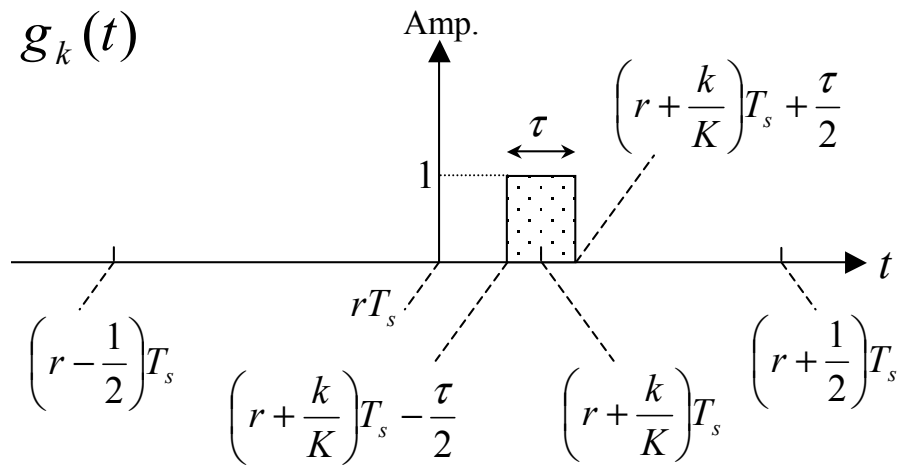


図 4.3: スイッチ制御信号 $g_k(t)$ の r 番目の時間波形

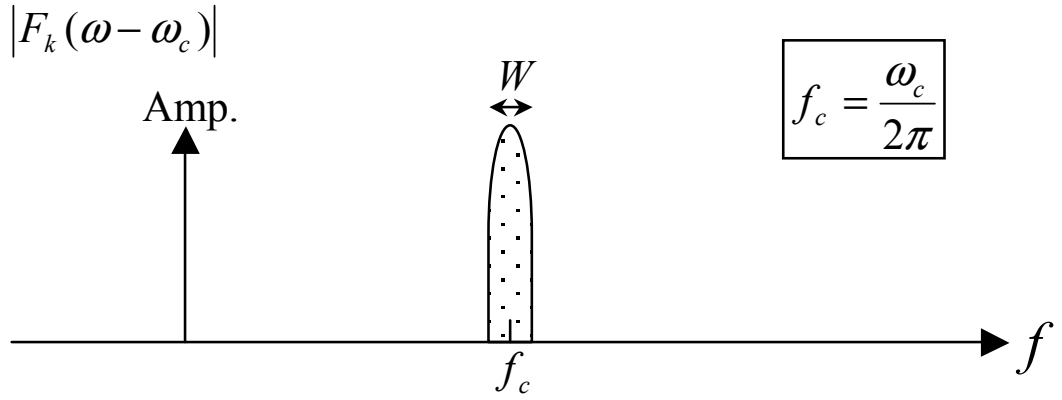


図 4.4: 各アンテナの受信信号 $f_k(t) \cos(\omega_c t)$ の振幅スペクトル

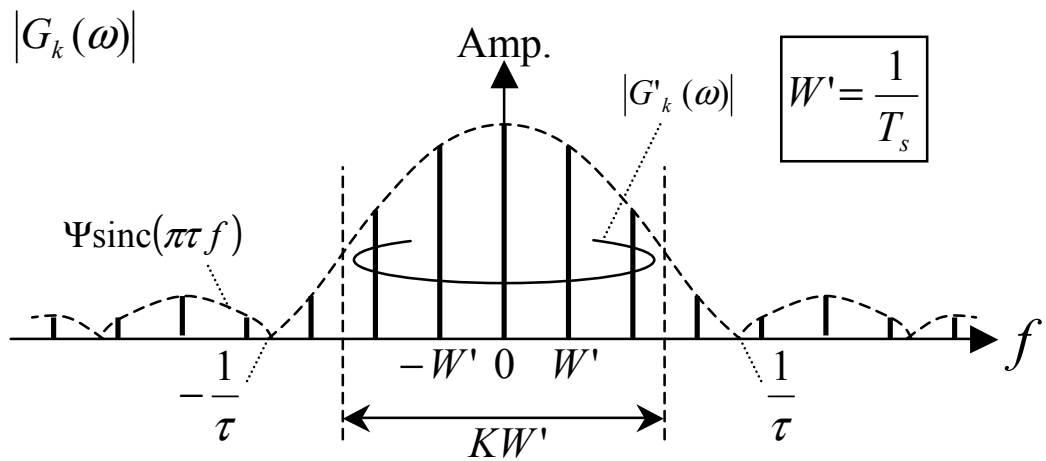


図 4.5: スイッチ制御信号 $g_k(t)$ の振幅スペクトル

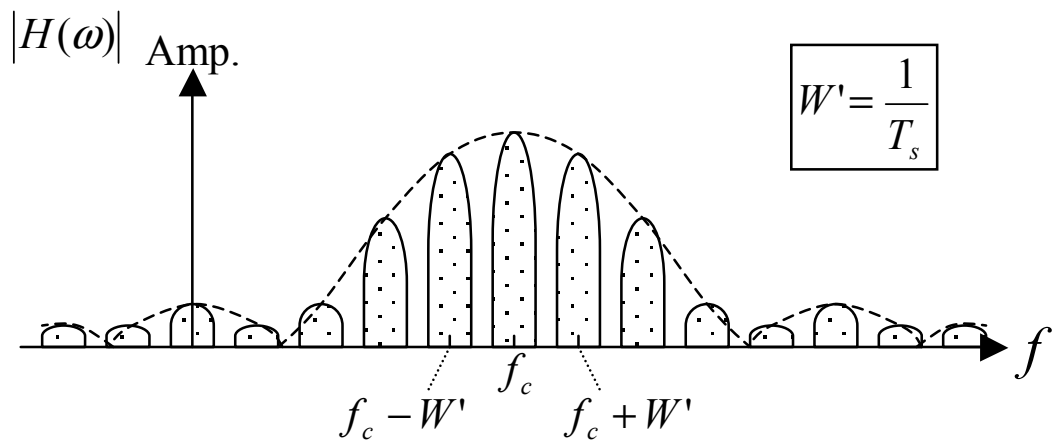


図 4.6: スイッチ通過後の信号 $h(t)$ の振幅スペクトル

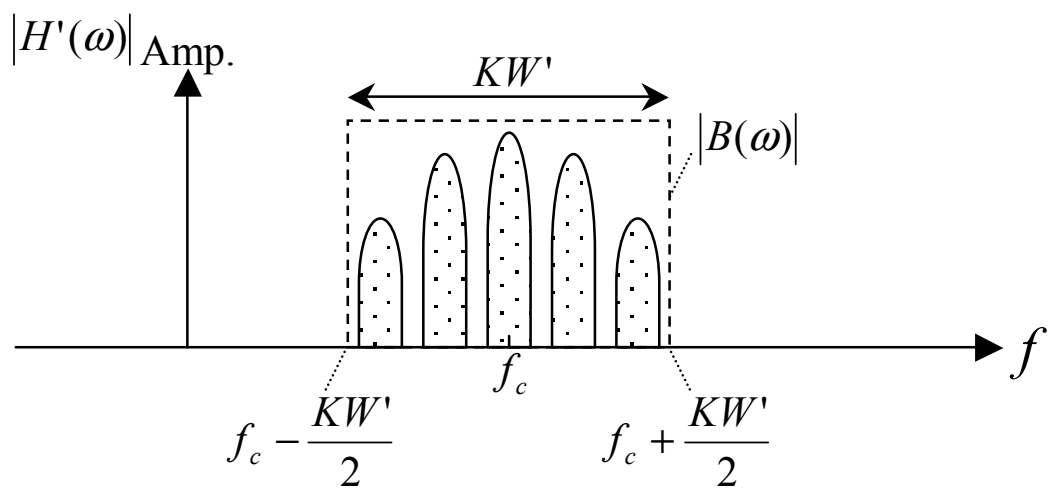


図 4.7: RFBPF2 通過後の信号 $h'(t)$ の振幅スペクトル

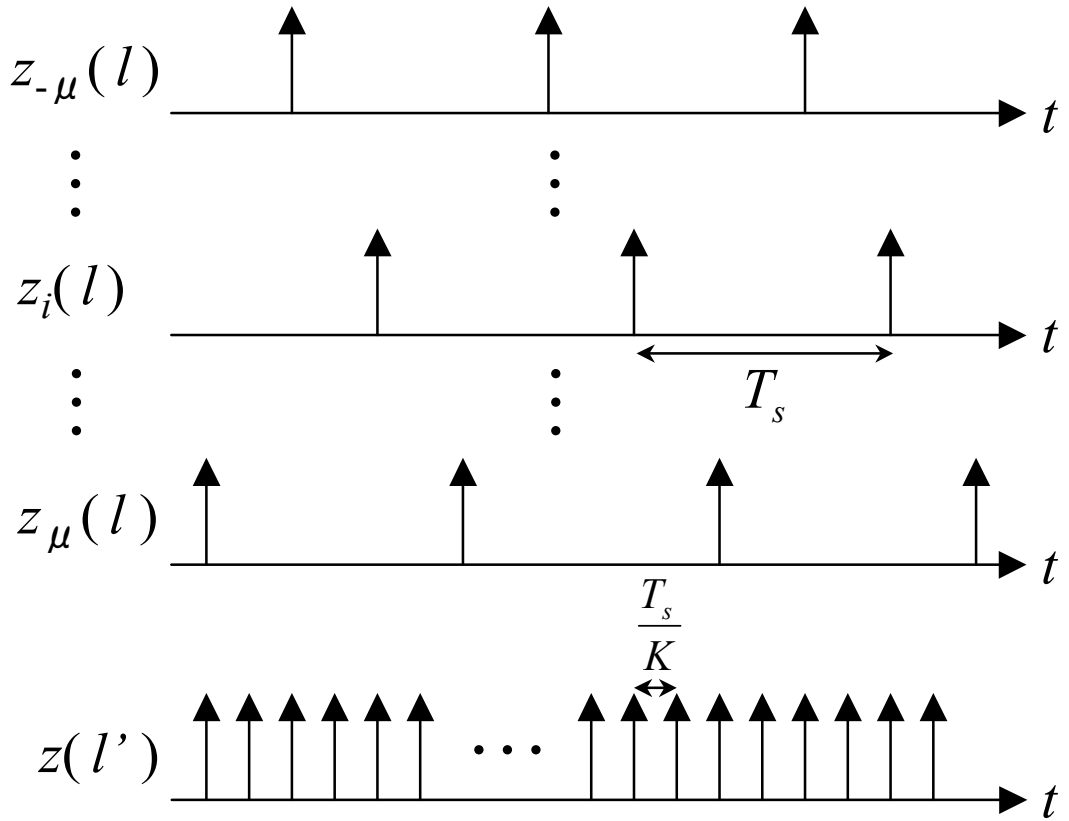


図 4.8: サンプリング信号 $z_i(l)$ の時間波形

信号 $h'''(t)$ は AD コンバータにおいて周期 T_s でサンプリングされる．このサンプリング信号 $z_i(l)$ は次式で表される．

$$z_i(l) \triangleq \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta \left\{ t - T_s \left(l + \frac{i}{K} \right) \right\} \quad (4.11)$$

$(i = -\mu, -\mu + 1, -\mu + 2, \dots, \mu)$

$z_i(l)$ は図 4.8 のように，それぞれ T_s/K ずつタイミングのずれた信号であり，図 4.2 に示したスイッチ制御信号 $g_k(t)$ の ON 時間のちょうど中心でサンプリングを行う信号である．実際には，AD コンバータは次式で表される $z(l')$ でサンプリングを行う．

$$\begin{aligned} z(l') &\triangleq \sum_{i=-\mu}^{\mu} z_i(l) \\ &= \sum_{l'=-\infty}^{\infty} \delta \left(t - \frac{T_s}{K} l' \right) \end{aligned} \quad (4.12)$$

さて， $h'''(t)$ を $z_i(l)$ でサンプルした信号を $x_i(l)$ とすると，次式のように表される．

$$x_i(l) \triangleq z_i(l) h'''(t) \quad (4.13)$$

$$= z_i(l) \left\{ \sum_{k=-\mu}^{\mu} f_k(t) g'_k(t) + \sum_{u=-\mu}^{\mu} n_u(t) \exp \left(j \frac{2\pi}{T_s} ut \right) \right\} \quad (4.14)$$

この $x_i(l)$ が，TDM-AAA で得られる受信信号である．ただし， $h'''(t)$ の周波数帯域幅 KW' に対し，サンプリング信号 $z_i(l)$ の周波数は $W' = \frac{1}{T_s}$ なのでエイリアシングが生じる．このため，式 (4.14) は展開し整理することが可能である．

まず，式 (4.14) で表される $x_i(l)$ をフーリエ級数展開された形で表す． $g'_k(t)$ は既に式 (4.8) のようにフーリエ級数展開されているので， $h'''(t)$ をフーリエ級数展開すると次式のように表される．

$$h'''(t) = \sum_{k=-\mu}^{\mu} \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp \left(j \frac{2\pi}{T_s} nt \right) C_{k,n} f_k(t) + \sum_{u=-\mu}^{\mu} \exp \left(j \frac{2\pi}{T_s} ut \right) n_u(t) \quad (4.15)$$

また， $z_i(l)$ のフーリエ級数展開は次式で表される．

$$z_i(l) = \frac{1}{T_s} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \exp \left(-j \frac{2\pi}{K} ip \right) \exp \left(j \frac{2\pi}{T_s} pt \right) \quad (4.16)$$

したがって， $x_i(l)$ のフーリエ級数展開は，式 (4.13)，式 (4.15)，式 (4.16) より次式のように表される．

$$x_i(l) = z_i(l) h'''(t)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{T_s} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \exp\left(-j\frac{2\pi}{K}ip\right) \exp\left(j\frac{2\pi}{T_s}pt\right) \\
&\quad \left\{ \sum_{k=-\mu}^{\mu} \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(j\frac{2\pi}{T_s}nt\right) C_{k,n} f_k(t) + \sum_{u=-\mu}^{\mu} \exp\left(j\frac{2\pi}{T_s}ut\right) n_u(t) \right\} \\
&= \frac{1}{T_s} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\mu}^{\mu} \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(-j\frac{2\pi}{K}i(p+n)\right) \exp\left(j\frac{2\pi}{K}in\right) \exp\left(j\frac{2\pi}{T_s}(p+n)t\right) C_{k,n} f_k(t) \\
&\quad + \frac{1}{T_s} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{u=-\mu}^{\mu} \exp\left(-j\frac{2\pi}{K}i(p+u)\right) \exp\left(j\frac{2\pi}{K}iu\right) \exp\left(j\frac{2\pi}{T_s}(p+u)t\right) n_u(t) \quad (4.17)
\end{aligned}$$

ここで，あらたに $p' = p + n$, $p'' = p + u$, とおくと，式 (4.17) は次の形式で表される．

$$\begin{aligned}
x_i(l) &= \frac{1}{T_s} \sum_{p'=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\mu}^{\mu} \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(-j\frac{2\pi}{K}ip'\right) \exp\left(j\frac{2\pi}{K}in\right) \exp\left(j\frac{2\pi}{T_s}p't\right) C_{k,n} f_k(t) \\
&\quad + \frac{1}{T_s} \sum_{p''=-\infty}^{\infty} \sum_{u=-\mu}^{\mu} \exp\left(-j\frac{2\pi}{K}ip''\right) \exp\left(j\frac{2\pi}{K}iu\right) \exp\left(j\frac{2\pi}{T_s}p''t\right) n_u(t) \quad (4.18)
\end{aligned}$$

$$= z_i(l) \left\{ \sum_{k=-\mu}^{\mu} \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(j\frac{2\pi}{K}in\right) C_{k,n} f_k(t) + \sum_{u=-\mu}^{\mu} \exp\left(j\frac{2\pi}{K}iu\right) n_u(t) \right\} \quad (4.19)$$

以上のように，式 (4.14) を展開し整理することで，式 (4.19) が得られる．

サンプリング信号 $z_i(l)$ は，図 4.8 に示すように，サンプルタイミングが $\frac{T_s}{K}$ ずつ異なる．一方，アダプティブアンテナ理論は同時にサンプルした信号を対象としているため，このままでは $x_i(l)$ に通常のアダプティブ処理を行えない．よって，リサンプル部 (= アップコンバート部 + ナイキストフィルタ部 + デシメーション部) で再標本化を行うことで $z_i(l)$ は $z_0(t)$ となり，各信号のサンプルタイミングは同時となる． $x_i(l)$ が再標本化された信号 $x'_i(l)$ は次のように表される．

$$x'_i(l) \triangleq z_0(l) \left\{ \sum_{k=-\mu}^{\mu} \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(j\frac{2\pi}{K}in\right) C_{k,n} f_k(t) + \sum_{u=-\mu}^{\mu} \exp\left(j\frac{2\pi}{K}iu\right) n_u(t) \right\} \quad (4.20)$$

$$= \sum_{k=-\mu}^{\mu} \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(j\frac{2\pi}{K}in\right) C_{k,n} f_k(l) + \sum_{u=-\mu}^{\mu} \exp\left(j\frac{2\pi}{K}iu\right) n_u(l) \quad (4.21)$$

$$f_k(l) \triangleq f_k(t) z_0(l) = f_k(t) \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta(t - T_s l) \quad (4.22)$$

$$n_u(l) \triangleq n_u(t) z_0(l) = n_u(t) \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta(t - T_s l) \quad (4.23)$$

ここからは，式 (4.21) を行列形式で表すことを試みる．式 (4.21) を行列形式で表現すると，次式のように表される．

$$x'_i(l) = \Psi \gamma_i \Xi \Gamma_- \mathbf{f}(l) + \gamma_i \mathbf{n}(l) \quad (4.24)$$

$$\gamma_i \triangleq \left[e^{j\frac{2\pi}{K}\{i(-\mu)\}}, e^{j\frac{2\pi}{K}\{i(-\mu+1)\}}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{K}\{in\}}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{K}\{i\mu\}} \right] \quad (4.25)$$

$$= \left[e^{j\frac{2\pi}{K}\{i(-\mu)\}}, e^{j\frac{2\pi}{K}\{i(-\mu+1)\}}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{K}\{iu\}}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{K}\{i\mu\}} \right] \quad (4.26)$$

$$\Xi \triangleq \begin{bmatrix} \text{sinc}(-\mu\pi\Psi) & & & & O \\ & \ddots & & & \\ & & \text{sinc}(n\pi\Psi) & & \\ & & & \ddots & \\ O & & & & \text{sinc}(\mu\pi\Psi) \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$\Gamma_- \triangleq \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi}{K}\{(-\mu)^2\}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi}{K}\{(-\mu)k\}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi}{K}\{(-\mu)\mu\}} \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ e^{-j\frac{2\pi}{K}\{n(-\mu)\}} & & e^{-j\frac{2\pi}{K}\{nk\}} & & e^{-j\frac{2\pi}{K}\{n\mu\}} \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ e^{-j\frac{2\pi}{K}\{\mu(-\mu)\}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi}{K}\{\mu k\}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi}{K}\{\mu^2\}} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

$$\mathbf{f}(l) \triangleq \left[f_{-\mu}(l), f_{-\mu+1}(l), \dots, f_k(l), \dots, f_\mu(l) \right]^T \quad (4.29)$$

$$\mathbf{n}(l) \triangleq \left[n_{-\mu}(l), n_{-\mu+1}(l), \dots, n_u(l), \dots, n_\mu(l) \right]^T \quad (4.30)$$

よって， $x'_i(l)$ を要素とするベクトルを $\mathbf{x}(l)$ と定義すると，次の形式で表される．

$$\mathbf{x}(l) = \Lambda \mathbf{f}(l) + \Gamma_+ \mathbf{n}(l) \quad (4.31)$$

$$\mathbf{x}(l) \triangleq \left[x'_{-\mu}(l), x'_{-\mu+1}(l), \dots, x'_i(l), \dots, x'_\mu(l) \right]^T \quad (4.32)$$

$$\Gamma_+ \triangleq \left[\gamma_{-\mu}^T, \gamma_{-\mu+1}^T, \dots, \gamma_\mu^T \right]^T \quad (4.33)$$

$$= \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{K}\{(-\mu)^2\}} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{K}\{(-\mu)n\}} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{K}\{(-\mu)\mu\}} \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ e^{j\frac{2\pi}{K}\{i(-\mu)\}} & & e^{j\frac{2\pi}{K}\{in\}} & & e^{j\frac{2\pi}{K}\{i\mu\}} \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ e^{j\frac{2\pi}{K}\{\mu(-\mu)\}} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{K}\{\mu n\}} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{K}\{\mu^2\}} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$\Lambda \triangleq \Psi \Gamma_+ \Xi \Gamma_- \quad (4.35)$$

ここに， $\mathbf{x}(l)$ は TDM-AAA の受信信号を表す K 次列ベクトルである．また， Ξ は K 次対角行列， Γ_- は K 次正方行列であり， $\Psi \Xi \Gamma_-$ は式 (4.21) の $C_{k,n}$ ，すなわちスイッチ

切換で発生する高調波成分を表す行列である． K 次正方行列である Γ_+ は式 (4.21) の $\exp(j\frac{2\pi}{K}in)$ と $\exp(j\frac{2\pi}{K}iu)$, すなわち AD コンバータで発生するエイリアシングによる位相変化を表す．なお, アンテナの個数 K は任意の奇数としたが, 偶数であってもよい．ただし, K を偶数とする場合には, $-\mu$ から μ の整数としていたアンテナ番号 k を修正する必要がある．例えば, $K = 4$ の場合には, $k = -1.5, -0.5, 0.5, 1.5$ とすれば式 (4.31) は成立する．

4.3 時分割多重を用いた単一受信機における各アンテナの受信信号の混合

式 (4.31) を見ると, 雑音を無視すれば TDM-AAA の受信信号ベクトル $x(l)$ は, 各アンテナの受信ベースバンド信号ベクトル $f(l)$ に K 次正方行列 Λ を乗算した形となっている．よって, Λ が対角行列, すなわち非対角要素が 0 である場合には, 各アンテナの受信信号ベクトル $f(l)$ の各要素がそれぞれ定数倍されたものが TDM-AAA の受信信号ベクトル $x(l)$ となるので, 各アンテナの受信信号は混合されないことがわかる．実際には, 式 (4.35) のように Λ の非対角要素は 0 ではないため, $x(l)$ の要素は $f(l)$ の各要素の線形結合となり, 各アンテナの受信信号は混合された状態となっている．したがって, Λ は各アンテナの受信信号の混合状態を表す行列といえる．

受信信号の混合は, RFBPF2 での帯域制限により発生する．式 (4.6), 式 (4.7) のように, スイッチ切換後の信号 $h(t)$ は RFBPF2 で帯域制限され $h'(t)$ となる．この際, スイッチ制御信号 $g_k(t)$ は $g'_k(t)$ へと変化する． $g'_k(t)$ の時間波形は, 図 4.9 のようにリップルが発生し, 他のアンテナが接続されている時間にも応答が生じている．このため, 各アンテナの受信信号は混合されてしまうのである．

しかし, スイッチ制御信号 $g_k(t)$ の ON 時間 τ が非常に短い場合には, 受信信号の混合は生じない．今, スイッチ ON 時間が非常に短い, $\tau \doteq 0$ の場合を考える．このとき, $\Psi = \frac{\tau}{T_s} \doteq 0$ となるので, $\text{sinc}(n\pi\Psi) \doteq 1$ より $S \doteq I$ (I は単位行列) が導かれる．よって, 雑音を無視すると式 (4.31) は次式のように表される．

$$\begin{aligned} x(l) &= \Lambda f(l) \doteq \Psi \Gamma_+ \Gamma_- f(l) \\ &\doteq \frac{\tau}{T_s} K F(l) \quad (\because \text{式 (4.5)}, KI = \Gamma_+ \Gamma_-) \end{aligned} \quad (4.36)$$

このように, スイッチの ON 時間が非常に短い場合には Λ は対角行列となり, TDM-AAA の受信信号ベクトル $x(l)$ は各アンテナの受信ベースバンド信号ベクトル $f(l)$ のスカラー

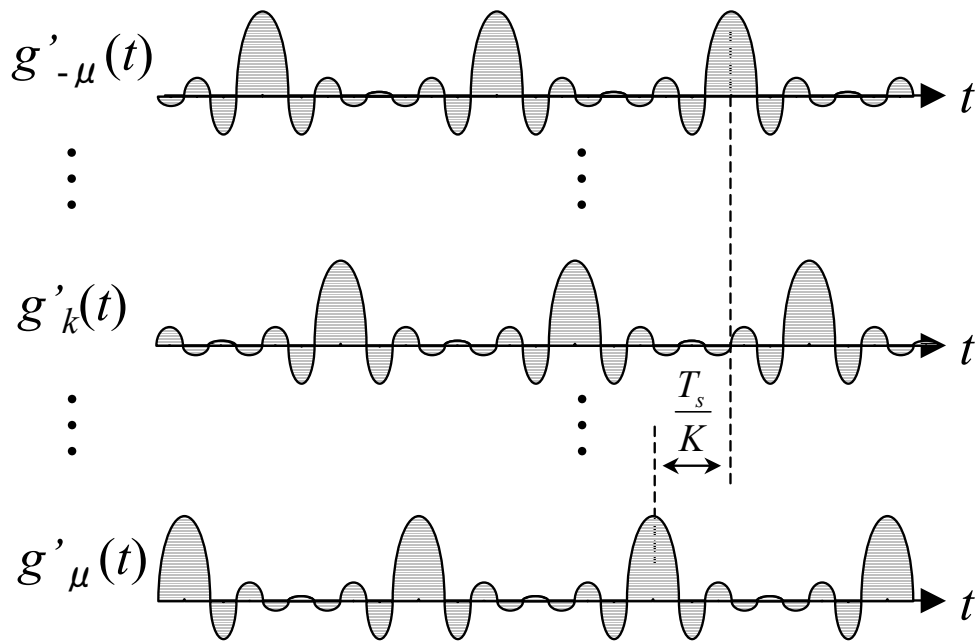


図 4.9: 帯域制限されたスイッチ制御信号 $g'_k(t)$ の時間波形

倍となるので、各アンテナの受信信号は混合されない。したがって、スイッチ ON 時間 τ を長くとることにより受信信号の混合が生じていることがわかる。

一見、この考察結果は図 4.9 に関する説明と矛盾するように思える。しかし、 $\tau \doteq 0$ 、すなわち $g_k(t)$ がデルタ関数とみなせる場合には $g'_k(t)$ は sinc 関数となるため、 $z_i(l)$ のサンプルタイミングにおいて $k \neq i$ である $g'_k(t)$ はちょうどゼロクロスすることになり、受信信号の混合は生じないのである [4]。一方、式 (4.36) を見ると、 $x(l)$ に含まれる $f(l)$ の大きさは τ に比例することがわかる。このことから、スイッチにおける電力損失を抑制するには τ をなるべく大きくすること、つまりスイッチが常にいずれかのアンテナに接続されていることが望ましいと予想される。

4.4 スイッチ ON 時間延長の効果と受信信号の混合への対策

式 (4.31) のように、TDM-AAA の受信信号 $x(l)$ は各アンテナの受信信号 $f(l)$ が混合された状態となっている。これは、到来方向推定や、到来方向情報を使用するアダプティブアンテナの処理精度を劣化させる。したがって、 $x(l)$ から $f(l)$ を抽出する必要があるが、式 (4.31) を見ればその方法は明らかである。式 (4.31) の両辺に左から Λ^{-1} を乗算す

ると、雑音を無視すれば次式のように各アンテナの受信信号 $f(l)$ が抽出される。

$$\Lambda^{-1}\mathbf{x}(l) = \mathbf{f}(l) \quad (4.37)$$

本節では式 (4.37) により各アンテナの受信信号を抽出する方法を M-TDM-AAA (Modified-TDM-AAA)[5] と呼ぶ。また、従来のように式 (4.37) による抽出を行わない方法を C-TDM-AAA (Conventional TDM-AAA) 呼ぶこととする。ただし、文献 [4] では非常に短い時間としていたスイッチ ON 時間については任意とする。

4.4.1 計算機シミュレーションによる確認

シミュレーション条件

本章では、計算機シミュレーションにより提案法の評価を行う。シミュレーション条件を表 4.1 に示す。文献 [4] の方法である C-TDM-AAA と、提案法である M-TDM-AAA のシミュレーションにおける回路構成は図 4.1 の通りである。また、従来のアダプティブアンテナである C-AAA の回路構成は図 4.1 においてスイッチをなくし、代わりに RFBPF2 以降のブロックをアンテナ数分追加した構成となっている。このとき、C-AAA の回路ブロックにおけるフィルタの通過帯域幅は必要最小限に制限した状態でシミュレーションを行うこととし、RFBPF2, IFBPF, LPF の帯域幅はそれぞれ W' , W' , $W'/2$ とする。

アダプティブ制御アルゴリズムとしては PI(Power Inversion) アルゴリズム [9] を用い、最適ウェイトの決定法としては SMI(Sample Matrix Inversion) アルゴリズムを採用する。本評価では、まず C-AAA と M-TDM-AAA とで指向性ヌルの形成精度を比較する。次に、スイッチの ON 時間 Ψ による特性の変化について、C-TDM-AAA と M-TDM-AAA とを比較する。

表 4.1: シミュレーション条件

アダプティブ制御アルゴリズム	PI アルゴリズム
アンテナ素子数 K	7 素子
アレー形状	等間隔リニアアレー
アレー素子間隔 d	0.5 波長
妨害波到来角度	-60 ° (ボアサイト方向 = 0 °)
妨害波の種類	sin 波
INR	40dB or 60dB or 80dB
ON 時間比率 Ψ	$\frac{1}{210} \sim \frac{1}{7}$

シミュレーション結果

まず具体的にシミュレーション結果を確認する．図 4.10 に，PI アルゴリズムにより形成された $\Psi = 1/7$ (スイッチが常にいずれかのアンテナに接続されている状態) における M-TDM-AAA の指向性を示し，図 4.11 には C-AAA における指向性を示す．図より，PI アルゴリズムにより妨害波の到来方向に正しく指向性ヌルが形成されていることが確認できる．また，C-AAA に対し $\Psi = 1/7$ の M-TDM-AAA は指向性ヌルの深さが約 17dB 浅い．この原因は，M-TDM-AAA では I. スwitch 切換により各アンテナの受信電力が $1/7$ (-8.5dB) になること II. フィルタの帯域幅が 7 倍となるためノイズ電力も 7 倍となり INR (Interference-to-Noise Ratio) が劣化 (-8.5dB) すること の両者と考えられる．PI アルゴリズムの指向性ヌルの深さは INR によりほぼ規定されるので，図 4.10，図 4.11 の特性差がスイッチにおける電力損失とほぼ同等であることは，サンプル信号 $x(l)$ から $f(l)$ を独立して抽出できていることを意味する．したがって，この結果から提案法の有効性が確認できる．

次に，TDM-AAA の特性が Ψ の値によりどのように変化するか確認する．図 4.12 は INR=80dB における両 TDM-AAA の妨害波減衰量 (妨害波到来方向に対する指向性ヌルの深さ) を表す．図より， Ψ の値が大きくなるほど妨害波減衰量が大きくなっていることが確認できる．これは， Ψ が大きくなるほどスイッチ切換における電力損失が小さくなり，アダプティブプロセッサが受け取る信号の INR が大きくなるためである．

図 4.13 は図 4.12 における C-TDM-AAA に対する M-TDM-AAA の差異を表すグラフである． Ψ が小さい場合には両者に違いは見られないが， Ψ が大きくなるにつれて M-TDM-AAA の妨害波減衰量が大きくなっており，提案法の優位性が確認できる．

4.5 スイッチ切換順序の最適化による受信電力の向上

第 4.4 節では，スイッチ ON 時間を延長することで，受信電力が増大することを示した．また，これに伴い各アンテナの受信信号が混合されてしまうことを示した．本節では，混合を積極的に利用することで SNR を更に改善する方法 [6][7] を提案する．前節では，これまでアンテナ番号順であったスイッチの切換順序を，受信信号に応じて適切に変更する．具体的には，現在スイッチで接続されているアンテナの受信信号と，スイッチ切換により次に接続されるアンテナの受信信号の位相差がなるべく小さくなるようスイッチ切換順序を決定する．これにより，混合量が最も大きいスイッチ切換前後の信号

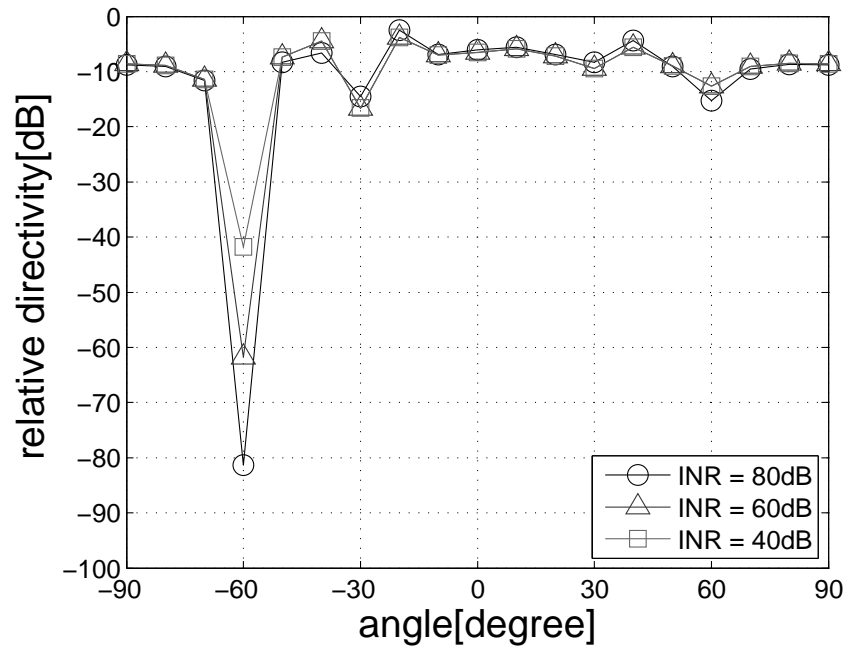


図 4.10: M-TDM-AAA の指向性

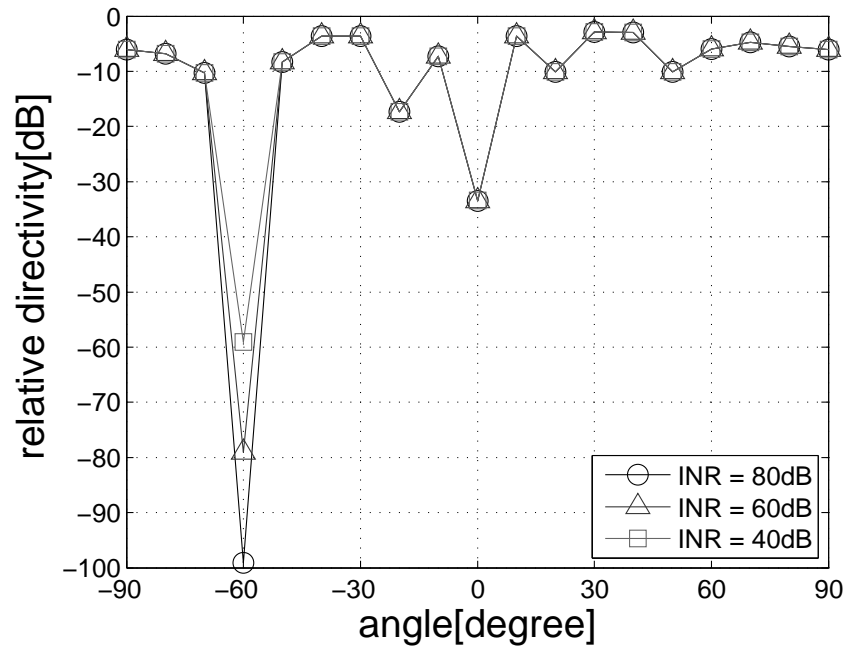


図 4.11: C-AAA の指向性

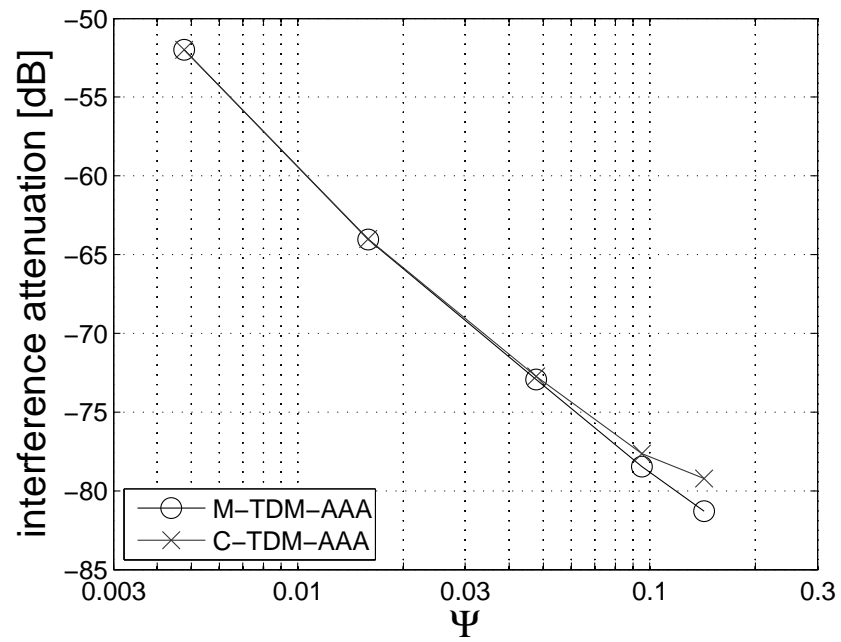


図 4.12: Ψ による妨害波減衰量の変化

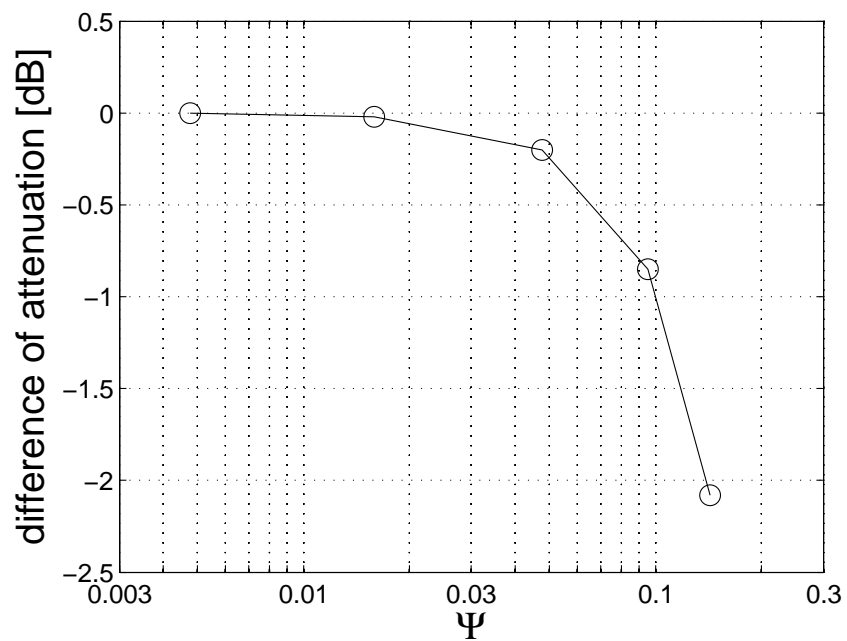


図 4.13: Ψ の変化に対する TDM-AAA の妨害波減衰量の差異

がほぼ同位相で混合されるため，受信信号の強度が向上し，SNR が更に改善される．提案法の有効性については，計算機シミュレーションを用いた評価により明らかにする．

4.5.1 信号の到来方向による受信電力の変化

アレー形状が半波長等間隔リニアアレーであり，1つの到来波がボアサイト方向となす角 θ で到来する場合，各アンテナの受信ベースバンド信号を表すベクトル $f(l)$ はモードベクトル $\mathbf{a}(\theta)$ を用いて次式のように表される．

$$\mathbf{f}(l) = \mathbf{a}(\theta)f(l) \quad (4.38)$$

$$\mathbf{a}(\theta) = [e^{-j\pi(-\mu)\sin(\theta)}, e^{-j\pi(-\mu+1)\sin(\theta)}, \dots, e^{-j\pi(\mu)\sin(\theta)}]^T \quad (4.39)$$

$$f(l) = f(t) \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta(t - T_s l) \quad (4.40)$$

ただし， $f(t)$ は基準位置における到来波のベースバンド信号を表し， $f(l)$ は $f(t)$ を周期 T_s でサンプリングした信号を表す．ここで，受信機の受信電力 P を次式のように定義する．

$$P = E[\mathbf{x}^H(l)\mathbf{x}(l)] \quad (4.41)$$

ここに， $E[\cdot]$ は期待値を表し， H は複素共役転置を表す．雑音が存在しないとすると，アンテナ数 $K = 13$ の場合，受信電力 P は到来波の到来方向 θ により図 4.14 のように変化する．なお，図は 0° 方向の受信電力により規格化されている．図 4.14 より，到来方向が 0° に近い場合には受信電力が大きく，到来方向が 0° から離れるにつれて受信電力が小さくなることが確認できる．これは，到来方向が 0° の場合には各アンテナの受信信号が全て同位相のため，信号が混合された場合に強めあうことが原因と考えられる．一方，到来方向が 0° から離れてゆき，例えば $\pm 90^\circ$ の場合には隣り合うアンテナ (= スイッチ切換の直前と直後のアンテナ) の受信信号が全て逆位相となる．信号の混合量は，スイッチ切換の直前と直後のアンテナからのものが最も多くなるため，到来方向が $\pm 90^\circ$ に近づくと受信電力が小さくなると考えられる．本考察より，信号の混合が生じる場合には，スイッチ切換の直前と直後の信号の位相差が最小となるようスイッチ切換順序を変更することで，受信機の受信電力を増大させることが可能と予想される．

次に，アンテナ素子数 $K = 13$ の場合の行列 Λ の各要素の値を図 4.15 に示す． Λ は巡回行列であるためその一部のみを示し，値は有効数字 1 桁で表示している． Λ は式 (4.31)

からわかる通り，各アンテナの受信ベースバンド信号 $f(l)$ がどのように混合されるかを表す．非対角要素が0である場合には受信信号の混合は生じないが，実際には少しずつ混合されることがわかる．特徴としては， Λ の非対角要素のうち対角要素と隣接する要素の絶対値が，その他の非対角要素と比較しかなり大きいことが挙げられる．これは，スイッチ切換順序が直前及び直後のアンテナの受信信号からの混合が大きな割合を占めることを意味する．このことから，スイッチ切換前後のアンテナの受信信号がなるべく同位相となるようスイッチ切換順序を変更することは，受信電力向上に有効と考えられる．

なお，ここでは半波長等間隔リニアアレーを例として挙げたが，行列 Λ はアレー形状によらないため，スイッチ切換順序の変更は他のアレー形状においても有効と予想される．

4.5.2 スイッチ切換順序を考慮した受信信号 $x(l)$ の数式表現

スイッチ切換順序の変更は，数式的には式 (4.31) においてベクトル $f(l)$ の要素を置換することと等価である．今， p, \tilde{u}_p を $-\mu$ から μ の範囲の整数とし，ベクトル $\mathbf{u} \triangleq [-\mu, \dots, p, \dots, \mu]^T$ と，これを並べ替えたベクトル $\tilde{\mathbf{u}} \triangleq [\tilde{u}_{-\mu}, \dots, \tilde{u}_p, \dots, \tilde{u}_\mu]^T$ を考える．このとき， \mathbf{u} から $\tilde{\mathbf{u}}$ への置換を表す K 次正方行列を \mathbf{V} ， \mathbf{V} の第 m_1 行，第 m_2 列の要素を v_{m_1, m_2} とすると，次式のように表される．

$$v_{m_1, m_2} \equiv \begin{cases} 1, & \text{if } m_1 = \tilde{u}_p \text{ and } m_2 = p \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.42)$$

$$\tilde{\mathbf{u}} = \mathbf{V}\mathbf{u} \quad (4.43)$$

置換行列 \mathbf{V} を用いると，スイッチ切換順序を入れ換えた場合の受信信号は次式で表される．

$$\mathbf{x}(l) = \Lambda\mathbf{V}\mathbf{f}(l) + \Gamma_+\mathbf{n}(l) \quad (4.44)$$

上式のように，雑音はスイッチの後段にあるアンプで付加されるため，スイッチ切換順序の影響を受けない．なお，スイッチ切換順序が従来通りアンテナ番号順である場合には， $\mathbf{V} = \mathbf{I}$ (\mathbf{I} は単位行列) となる．

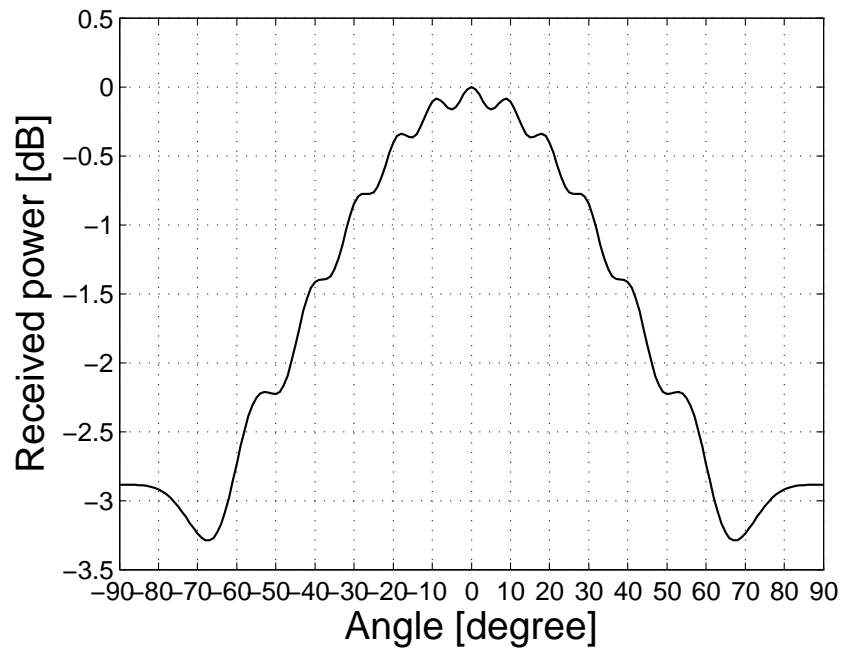


図 4.14: 受信電力 P の到来方向による変化 (スイッチ切換順序 = アンテナ番号順)

$$\Lambda = \begin{pmatrix} 0.9 & 0.07 & -0.02 & 0.007 & -0.004 & 0.002 & -0.005 & \dots \\ 0.07 & 0.9 & 0.07 & -0.02 & 0.007 & -0.004 & 0.002 & \dots \\ -0.02 & 0.07 & 0.9 & 0.07 & -0.02 & 0.007 & -0.004 & \dots \\ 0.007 & -0.02 & 0.07 & 0.9 & 0.07 & -0.02 & 0.007 & \dots \\ -0.004 & 0.007 & -0.02 & 0.07 & 0.9 & 0.07 & -0.02 & \dots \\ 0.002 & -0.004 & 0.007 & -0.02 & 0.07 & 0.9 & 0.07 & \dots \\ -0.005 & 0.002 & -0.004 & 0.007 & -0.02 & 0.07 & 0.9 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix}$$

図 4.15: Λ の値 (アンテナ数 $K=13$ の場合)

4.5.3 スイッチ切換順序の最適化方法

4.5.1 で示したように，位相変化がなるべく小さくなるようスイッチ切換順序を最適化することで，受信電力の向上が可能と考えられる．そこで，本章では最適なスイッチ切換順序の決定方法を示す．

MMSE アダプティブアンテナにおける相関ベクトル [9] は，スイッチ切換順序がアンテナ番号順である ($V = I$ である) とすると，次式により表される．

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{xr} &= E[\mathbf{f}(l)r^*(l)] \\ &= E[\Lambda^{-1}\mathbf{x}(l)r^*(l)] \end{aligned} \quad (4.45)$$

ここに $r(l)$ は参照信号， $*$ は複素共役を表す．雑音と参照信号は無相関であるため，式 (4.45) では雑音は無視している．相関ベクトルは，到来する希望波が 1 波の場合，モードベクトルを用いて次式のように表される．

$$\mathbf{r}_{xr} = \xi \mathbf{a}(\theta) \quad (4.46)$$

ここに ξ は複素定数を表す．モードベクトルは到来方向 θ に対する各アンテナの応答を表すため，相関ベクトルを求めることで各アンテナ間の希望波の位相差が算出可能であることが確認できる．スイッチ切換順序の決定は，相関ベクトルを用いて以下の手順で行う．

[Step1] スイッチ切換順序はアンテナ番号順として信号を受信し，相関ベクトルを算出する．

[Step2] 切換順序 1 番のアンテナ素子を任意に選択する．

[Step3] 選択されたアンテナ素子に対する未選択のアンテナ素子の位相遅れ (または位相進み) を算出する．

[Step4] 位相遅れ (または位相進み) が最小であるアンテナ素子を次に切換えるアンテナ素子として選択する．

[Step5] 全アンテナ素子の切換順序が決まるまで Step3, Step4 を繰り返す．

スイッチ切換順序が決定されれば，その順序で再度信号を受信し，アダプティブ処理を行う．なお，上記手順を用いれば，文献 [6] で示した手順よりも少ない計算量で，同等の受信電力向上を実現可能である．

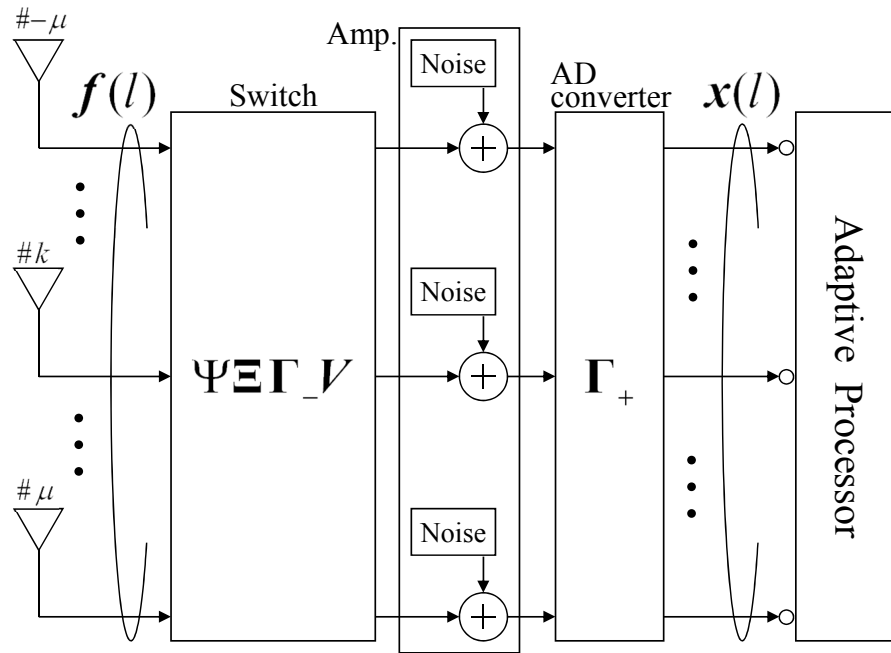


図 4.16: 時分割多重を用いる単一受信機のシミュレーションモデル

4.5.4 計算機シミュレーションによる評価

シミュレーション条件

本項では、計算機シミュレーションにより提案法の評価を行う。シミュレーション条件を表 4.2 に示す。アレーアンテナは 13 素子等間隔リニアアレーとし、アンテナ間隔は 0.5 波長とする。また、スイッチ切換周期は $1\mu\text{sec}$ とし、スイッチの ON 時間比率 Ψ は $1/13$ (= 常にいずれかのアンテナが接続された状態) とする。到来波は 2 波で、FSK 変調された希望波と、広帯域ノイズである妨害波が到来する。妨害波の電力は希望波に対して +30dB とする。SNR については、各アンテナにおける受信信号の電力と、帯域幅 W' あたりの雑音電力との比で規定し、-24dB ~ 0dB の範囲で解析を行う。アダプティブ制御アルゴリズムとしては MMSE (Minimum Mean Square Error) [9] を用い、最適ウェイトの決定法としては SMI (Sample Matrix Inversion) アルゴリズム [9] を採用する。SMI アルゴリズムで必要とされる相関行列、相関ベクトルの推定には 5×10^5 サンプルを使用する。参照信号としては、アダプティブプロセッサへ入力される希望波そのものを使用した。これは、MMSE アルゴリズムを理想的な状態で動作させることで、MMSE アルゴリズムに起因する通信品質劣化の可能性を排除するためである。

なお、希望波は FSK 変調された信号、妨害波はホワイトガウシアンとしたが、提案法

表 4.2: シミュレーション条件

アンテナ素子数 K	13 素子
アレー形状	等間隔リニアアレー
アレー素子間隔 d	0.5 波長
ON 時間比率 Ψ	$\frac{1}{13}$
スイッチ切換周期 T_s	1 μ sec
到来波数	2 波 (希望波と妨害波)
希望波到来角度	-70 ° or -50 ° (ボアサイト方向 = 0 °)
希望波変調方式	FSK
変調度	20
伝送速度	2Kbps
1つのアンテナの受信信号 に対するサンプリング速度	50 サンプル / シンボル
BER 算出用のシンボル数	10^5 シンボル
各アンテナでの SNR	-24dB ~ 0dB
妨害波到来角度	-30 °
妨害波の特性	ホワイトガウシアン
妨害波の受信電力	希望波に対し +30dB
アダプティブ制御	MMSE
最適ウエイト決定法	SMI アルゴリズム
SMI 用サンプル数	5×10^5 サンプル

は帯域幅が W' 未満である任意の希望波，妨害波に対して適用可能であり，マルチパス環境においても有効である．すなわち，式 (4.44) は帯域幅が W' 未満である任意の $f(l)$ について成立するため，希望波，妨害波は使用するアダプティブアルゴリズムが対応可能な特性であればよい．本論文では MMSE アルゴリズムを採用したため，希望波と妨害波が無相関であればよく，遅延時間の異なる多重波を抑圧することも可能である．

シミュレーションモデル

本論文では計算負荷低減のため，回路構成を図 4.1 から図 4.16 のように変更しシミュレーションを実施する．

まず，ダウンコンバータを削除する．したがって，各アンテナにおける受信信号は，到来角度による所定の位相差を有するベースバンド信号とする．スイッチでの波形変化とフィルタでの帯域制限は行列 $\Psi \Xi \Gamma_- V$ の乗算に置き換える．また，AD コンバータでのサンプリング時に発生するエイリアシングによる波形変化は Γ_+ の乗算に置き換えることとする．更に，時分割処理で発生する各アンテナの受信信号のサンプルタイミングの差異はないとし，サンプルタイミング補正部（サンプル信号並び替え部 + アップコンバート部 + ナイキストフィルタ部 + デシメーション部）も削除する．雑音については，アンプ部でそれぞれ互いに無相関のホワイトガウシアンノイズが付加されることとする．

なお，受信信号ベクトル $x(l)$ に含まれる雑音ベクトル $\Gamma_+ n(t)$ の各要素が有相関の場合，MMSE アルゴリズムの動作に影響を与えるが， $\Gamma_+ n(t)$ の各要素は互いに無相関であることは 4.7 に示す．

スイッチ切換順序の最適化アルゴリズムの評価

まず，希望波が -70° から到来している場合のシミュレーション結果について確認する．表 4.3 に，SNR=0dB のときの，ある試行における相関ベクトルの位相と，決定されたスイッチ切換順序を示す．理想値は妨害波，雑音ともに存在しない状態での値を表す．表より，相関ベクトルの位相の理想値との差異は最大でも 1° であり，切換順序も正しく決定されていることがわかる．また，切換順序がアンテナ番号順の場合には 170° 程度ある切換前後の信号の位相差は，切換順序を最適化した場合には 20° 程度まで減少することがわかる．

図 4.17 には，この切換順序での受信機の受信電力 P の到来方向依存性を示す．図 4.14 と同様，図 4.17 も 0° 方向の受信電力により規格化されており， 0° 方向の受信電力は

切換順序によらず一定であるため、図 4.14 と図 4.17 は直接比較することが可能である。図 4.14 と比較すると、図 4.17 では希望波が到来する -70° 方向の受信電力が向上していることが確認される。なお、図 4.17 では妨害波方向である -30° の受信電力が低下しているが、これは偶然である。切換順序の決定は希望波の相関ベクトルを使用して実施しており、妨害波の情報は考慮されていない。

図 4.18 に、MMSE アルゴリズムにより形成された指向性を示す。図より、希望波方向である -70° にビームが形成され、妨害波方向である -30° に指向性ヌルが形成されており、MMSE アルゴリズムが良好に動作していることが確認できる。

図 4.19 には、TDM-AAA におけるスイッチ切換順序の最適化の有無による BER(Bit Error Rate) 特性の違いを示す。図より、スイッチ切換順序がアンテナ番号順である場合(+印)と比較し、スイッチ切換順序を最適化した場合(印)には約 3dB 特性が改善しており、提案法の有効性が確認できる。この 3dB という値は図 4.14、図 4.17 における -70° 方向の受信電力の差異とほぼ等しく、特性の改善は希望波の受信電力の増加によるものと考えられる。また、図 4.19 の×印はスイッチ切換順序を理想的な順序に固定した場合の特性である。切換順序を理想状態に固定した場合と、アルゴリズムにより最適化した場合の特性の差異はみられず、スイッチ切換順序の最適化アルゴリズムが正しく動作していることが確認できる。

次に、希望波が -50° から到来している場合のシミュレーション結果について確認する。表 4.4 に、SNR=0dB のときの、ある試行における相関ベクトルの位相と決定されたスイッチ切換順序を示す。切換順序がアンテナ番号順の場合には 140° 程度ある切換前後の信号の位相差は、切換順序を最適化した場合には $20^\circ \sim 30^\circ$ 程度まで減少することがわかる。

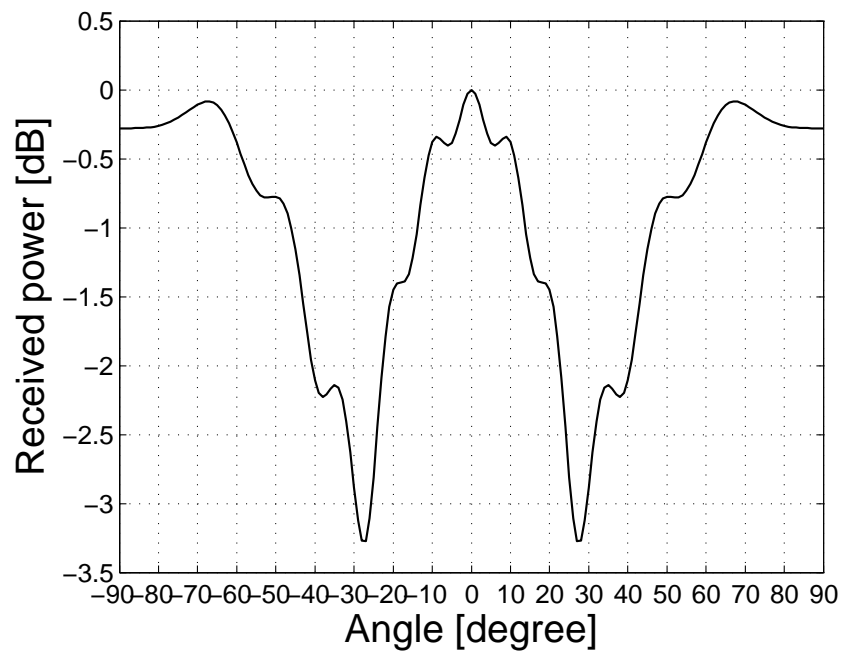
図 4.20 には、この切換順序での受信電力 P の到来方向依存性を示す。図 4.17 と同様に、図 4.20 では希望波方向である -50° の受信電力が向上していることが確認される。なお、図 4.17 と異なり、図 4.20 では妨害波方向である -30° の受信電力は低下していない。この場合でも TDM-AAA が正しく動作することは、後述の図 4.21、図 4.22 より確認できる。

図 4.21 には、MMSE アルゴリズムにより形成された指向性を示す。やはり、希望波方向である -50° にビームが、妨害波方向である -30° に指向性ヌルが形成されており、MMSE アルゴリズムが良好に動作していることが確認できる。

図 4.22 には、TDM-AAA におけるスイッチ切換順序の最適化の有無による BER(Bit Error Rate) 特性の違いを示す。図より、スイッチ切換順序がアンテナ番号順である場合

表 4.3: 相関ベクトルの位相と切換順序の選択結果 (希望波方向 = -70°)

アンテナ 番号	相関ベクトルの位相		スイッチ切換順序	
	理想値 [$^\circ$]	シミュレー ション [$^\circ$]	理想値	シミュレー ション
# -6	0	0	1	1
# -5	169	169	8	8
# -4	-22	-21	2	2
# -3	147	148	9	9
# -2	-43	-43	3	3
# -1	126	125	10	10
# 0	-65	-65	4	4
# 1	104	104	11	11
# 2	-87	-87	5	5
# 3	82	82	12	12
# 4	-109	-109	6	6
# 5	61	60	13	13
# 6	-130	-131	7	7

図 4.17: 受信電力 P の到来方向による変化 (希望波方向 = -70° , スイッチ切換順序 = 最適順序)

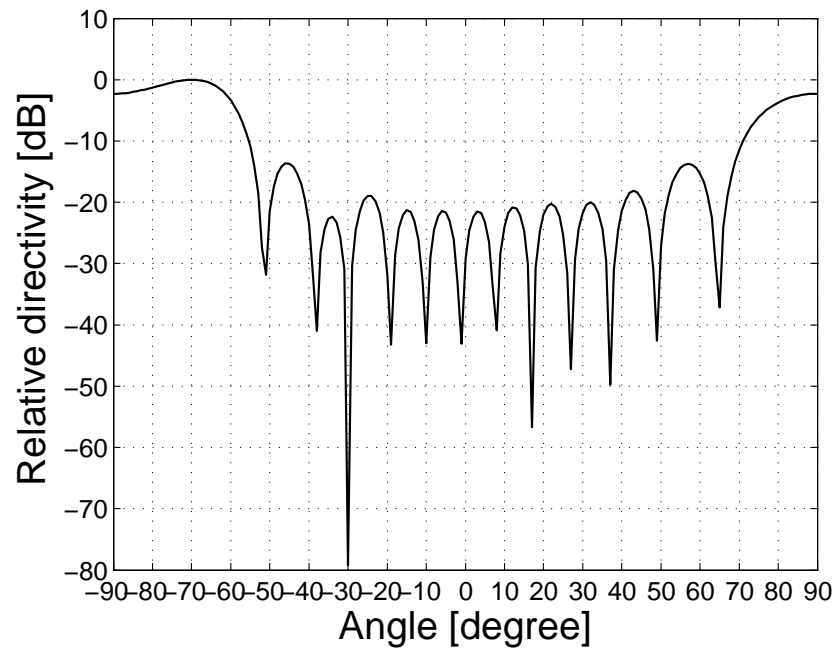


図 4.18: MMSE アルゴリズムで形成された指向性 (希望波方向 = -70°)

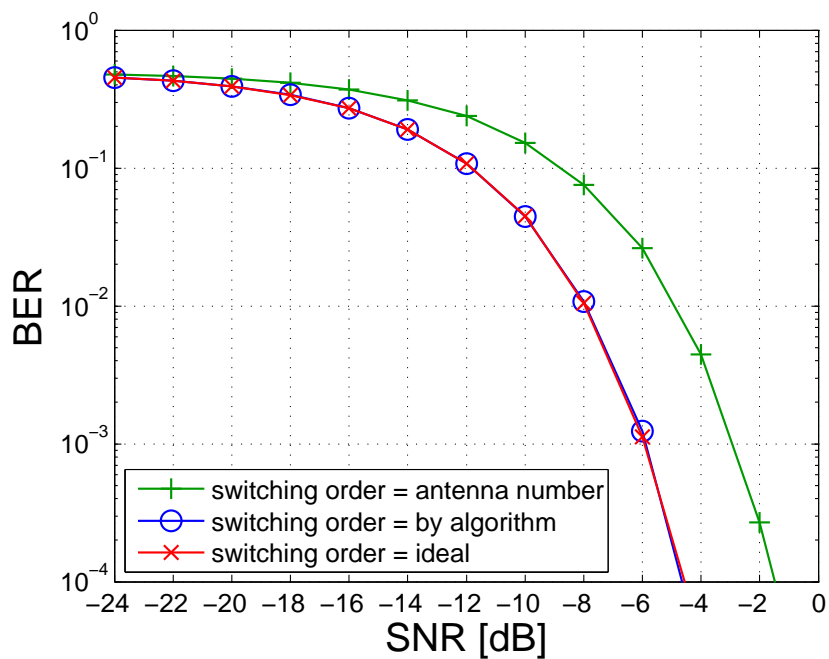
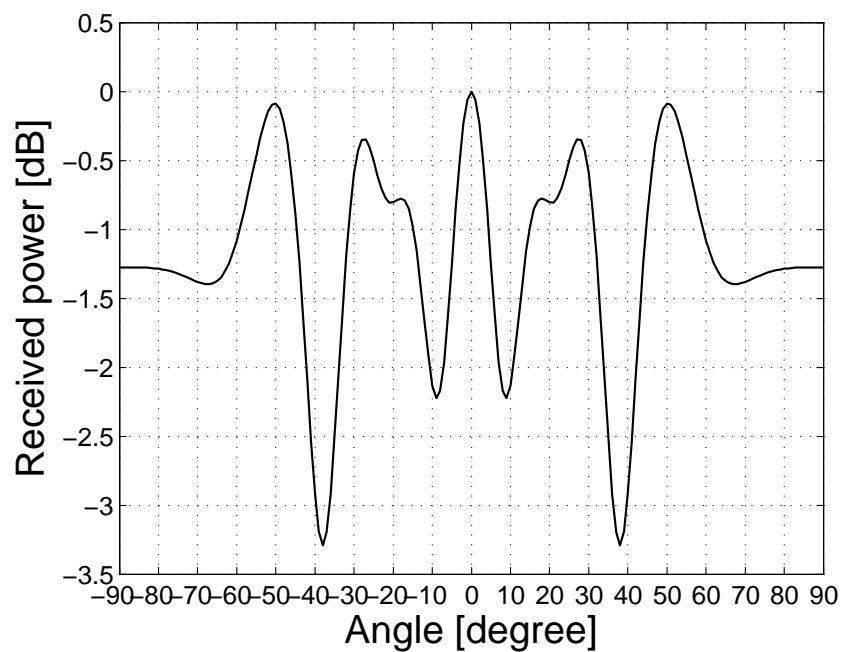


図 4.19: スイッチ切換順序による SNR-BER 特性の差異 (希望波方向 = -70°)

表 4.4: 相関ベクトルの位相と切換順序の選択結果 (希望波方向 = -50°)

アンテナ 番号	相関ベクトルの位相		スイッチ切換順序	
	理想値 [$^\circ$]	シミュレー ション [$^\circ$]	理想値	シミュレー ション
# -6	0	0	1	1
# -5	138	139	6	6
# -4	-84	-83	11	11
# -3	54	54	3	3
# -2	-168	-168	8	8
# -1	-31	-30	13	13
# 0	107	106	5	5
# 1	-115	-115	10	10
# 2	23	24	2	2
# 3	161	161	7	7
# 4	-61	-60	12	12
# 5	77	77	4	4
# 6	-145	-145	9	9

図 4.20: 受信電力 P の到来方向による変化 (希望波方向 = -50° , スイッチ切換順序 = 最適順序)

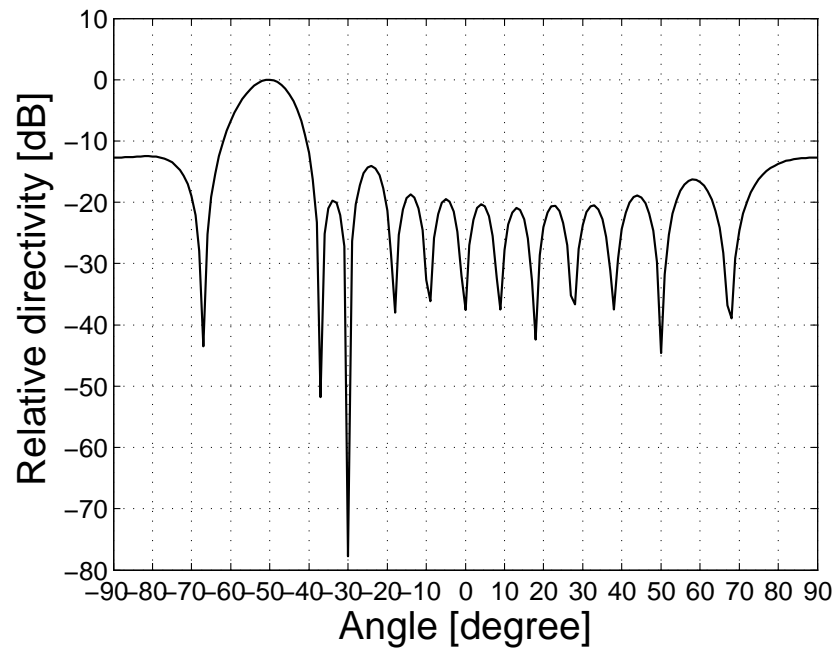


図 4.21: MMSE アルゴリズムで形成された指向性 (希望波方向 = -50°)

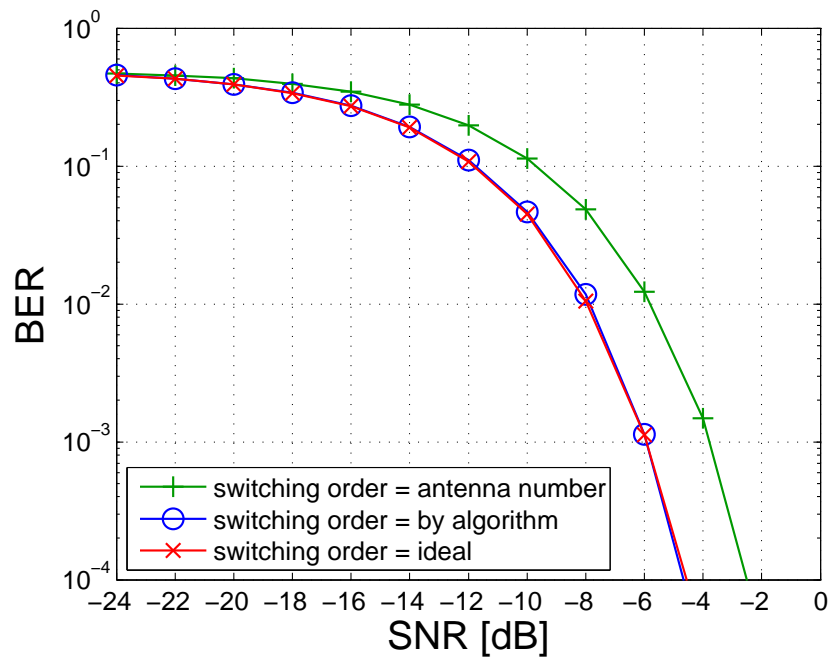


図 4.22: スイッチ切換順序による SNR-BER 特性の差異 (希望波方向 = -50°)

(+印)と比較し、スイッチ切換順序を最適化した場合(印)には約2dB特性が改善することが確認でき、提案法の有効性が確認できる。この2dBという値も、図4.14、図4.20から確認できる受信電力の改善量と等しく、受信電力の改善がそのままBER特性の改善につながっていることがわかる。また、切換順序を理想状態に固定した場合(×印)と、アルゴリズムにより最適化した場合の特性差はみられず、スイッチ切換順序の最適化アルゴリズムが正しく動作していることもわかる。

図4.17と図4.20を比較すると、希望波の到来方向はそれぞれ異なるが、スイッチ切換順序を最適化した場合の希望波到来方向の受信電力の差は0.1dB以下とほぼ等しい。また、図4.19と図4.22を比較しても、スイッチ切換順序を最適化した場合(印)のBER特性の差は0.1dB以下でほぼ等しい。以上の結果から、BER特性は希望波の到来角度によらず、受信電力 P に応じた特性になると考えられる。

ここまでは、 -70° 、 -50° という固定した到来方向から希望波が到来する環境で評価を行い、受信電力の向上幅に差があることが確認された。よって以下では、到来方向によるスイッチ切換順序の最適化効果の違いについて確認する。シミュレーション条件は表4.2の通りとするが、スイッチ切換順序の最適化が常に正しく機能するよう、妨害波、雑音は存在しないとして評価を行う。

表4.5に、希望波の到来角度を 0° から 90° まで 1° 間隔で変化させたときの、最適化されたスイッチ切換順序を示す。受信電力パターンは到来方向に対して対称であるため、負の到来角度については示していない。「受信電力ピーク角度」は、最適化された各切換順序において受信電力が最大となる角度を表す。ただし、 0° 方向はどのような切換順序であったとしても常に最大値をとるため、「受信電力最大角度」は 0° を除くピークのうち最大となる角度としている。結果として、24通りの最適化された切換順序が得られた。

図4.23は、表4.5で求めた24通りの最適切換順序での受信電力を示す。図より、すべての到来方向に対して受信電力のピークが形成されており、切換順序の最適化が良好に動作していることが確認できる。図4.24には、各到来方向に対し切換順序が理想的に決定された場合の受信電力を示す。これは、図4.23における受信電力の最大値をプロットしたものである。図より、受信電力は全ての到来角度で最大値に対し0.3dB以内であることがわかる。また、切換順序がアンテナ番号順である場合の受信電力と比較すると、平均で1.6dB、最大3.2dB向上しており、どのような到来方向に対してもスイッチ切換順序の最適化は有効であることが確認できる。

本論文ではアレー形状は等間隔リニアアレーとしたが、提案法は「スイッチ切換前後

表 4.5: 各到来方向に対して最適化されたスイッチ切換順序

order no.	希望波の到来方向	最適化後の切換順序	受信電力ピーク角度
#1	0°	-6, -5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6	-
#2	1° ~ 9°	-6, 6, 5, 4, 3, 2, 1, 0, -1, -2, -3, -4, -5	9°
#3	10°	-6, 5, 4, 3, 2, 1, 0, -1, -2, -3, -4, -5, 6	10°
#4	11°	-6, 4, 3, 2, 1, 0, -1, -2, -3, -4, 6, -5, 5	11°
#5	12°	-6, 3, 2, 1, 0, -1, -2, -3, 6, -4, 5, -5, 4	12°
#6	13° , 14°	-6, 2, 1, 0, -1, -2, 6, -3, 5, -4, 4, -5, 3	14°
#7	15° , 16°	-6, 1, 0, -1, 6, -2, 5, -3, 4, -4, 3, -5, 2	15°
#8	17° ~ 19°	-6, 0, 6, -1, 5, -2, 4, -3, 3, -4, 2, -5, 1	18°
#9	20° , 21°	-6, 5, -1, 4, -2, 3, -3, 2, -4, 1, -5, 6, 0	21°
#10	22° , 23°	-6, -1, 4, -2, 3, -3, 2, -4, 1, 6, -5, 0, 5	22°
#11	24° ~ 26°	-6, 3, -2, 2, -3, 6, 1, -4, 5, 0, -5, 4, -1	25°
#12	27° ~ 30°	-6, -2, 2, 6, -3, 1, 5, -4, 0, 4, -5, -1, 3	27°
#13	31° ~ 33°	-6, 5, 1, -3, 4, 0, -4, 3, -1, -5, 6, 2, -2	32°
#14	34°	-6, 1, -3, 4, 0, -4, 3, -1, 6, -5, 2, -2, 5	33°
#15	35° , 36°	-6, 4, -3, 0, 3, -4, 6, -1, 2, -5, 5, -2, 1	36°
#16	37° ~ 41°	-6, -3, 0, 3, 6, -4, -1, 2, 5, -5, -2, 1, 4	38°
#17	42° ~ 46°	-6, 5, 2, -1, -4, 4, 1, -2, -5, 6, 3, 0, -3	46°
#18	47° , 48°	-6, 2, -1, -4, 4, 1, -2, 6, -5, 3, 0, -3, 5	47°
#19	49° ~ 53°	-6, -1, 4, -4, 1, 6, -2, 3, -5, 0, 5, -3, 2	50°
#20	54° ~ 56°	-6, 6, 1, -4, 3, -2, 5, 0, -5, 2, -3, 4, -1	56°
#21	57° , 58°	-6, 1, -4, 3, -2, 5, 0, -5, 2, -3, 4, -1, 6	57°
#22	59° ~ 62°	-6, 3, -4, 5, -2, 0, 2, -5, 4, -3, 6, -1, 1	61°
#23	63° ~ 65°	-6, 5, -4, -2, 0, 2, 4, -5, 6, -3, -1, 1, 3	64°
#24	66° ~ 90°	-6, -4, -2, 0, 2, 4, 6, -5, -3, -1, 1, 3, 5	67°

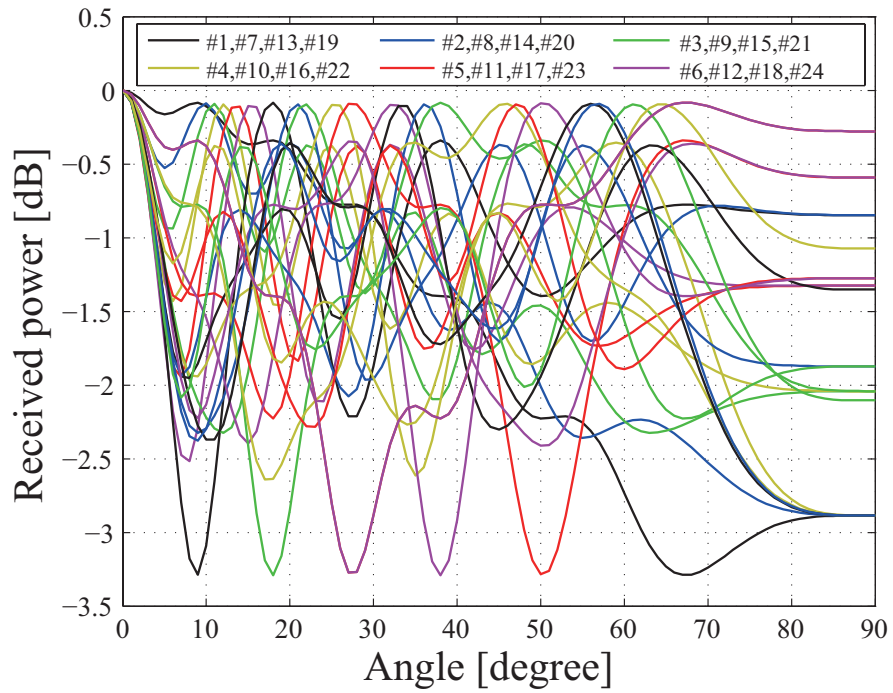


図 4.23: すべての到来方向に対する最適切換順序での受信電力

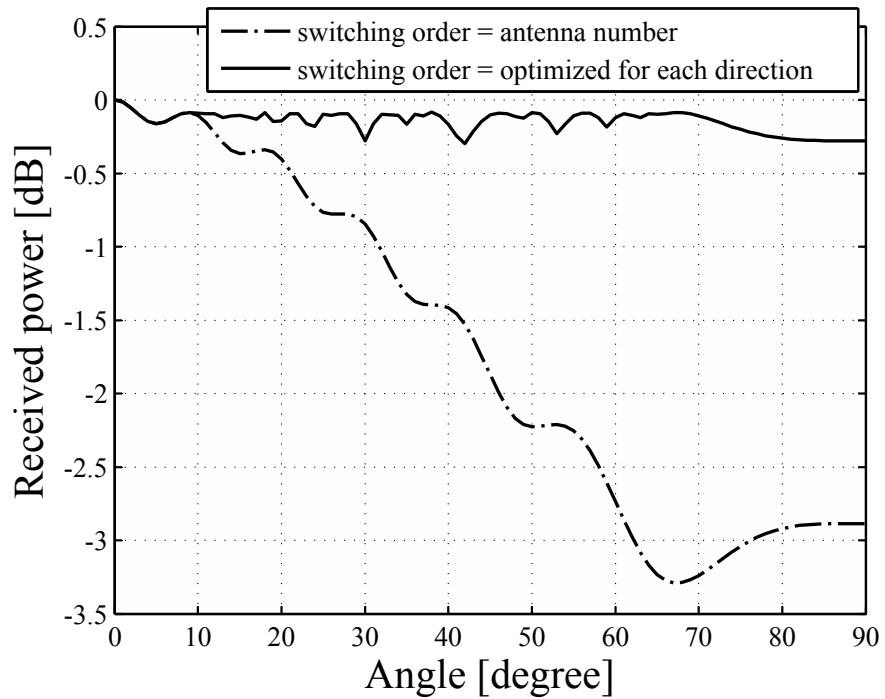


図 4.24: スイッチ切換順序最適化の有無による受信電力の差異

の信号の位相をなるべく同相に近づけることで、受信電力を向上させる方法」であるため、任意形状のアレーに対して適用可能と考えられる。

4.6 時分割多重を用いる単一受信機の出力 SNR に関する考察

TDM-AAA では受信回路が単一であるため、受信回路を複数備える従来のアダプティブアンテナ (C-AAA : Conventional Adaptive Array Antenna) とは出力 SNR が異なると考えられる。そこで本章では、TDM-AAA と C-AAA の出力 SNR の差異について定量的な考察を行う。

第 k アンテナ素子での受信電力 P を次式により定義する。

$$P^{\#k} \triangleq E[(\mathbf{i}^{\#k} \mathbf{x}(l))^H (\mathbf{i}^{\#k} \mathbf{x}(l))] \quad (4.47)$$

$$\mathbf{i}^{\#k} \triangleq [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0] \quad (4.48)$$

ここに、 $\mathbf{i}^{\#k}$ は k 番目の要素のみ 1 で、その他の要素は 0 の行ベクトルである。今、等間隔リニアアレーにおいてボアサイト方向から信号が到来しており、雑音は存在しない場合を考える。このとき、各アンテナ素子では振幅、位相がすべて同一の信号が受信されるため、 $\mathbf{i} \triangleq [1, 1, \dots, 1]^T$ とおくと $f(l) = \mathbf{i} f_0(l)$ となる。また、雑音は存在しないため、 $\mathbf{n}(l) = 0$ となる。更に、スイッチは常にいずれかのアンテナに接続されているとすると、スイッチの ON 時間比率 $\Psi = 1/K$ となる。よって、この場合の TDM-AAA における第 k アンテナ素子での受信電力を $P_{s\text{TDM}}^{\#k}$ とすると、式 (4.47) より次式のように表される。

$$\begin{aligned} P_{s\text{TDM}}^{\#k} &= E[f_0^*(l) f_0(l)] \{(\mathbf{i}^{\#k} \mathbf{\Lambda} \mathbf{i})^H \mathbf{i}^{\#k} \mathbf{\Lambda} \mathbf{i}\} \\ &= p_s \{1\} = p_s \end{aligned} \quad (4.49)$$

ここに、 p_s は各アンテナにおける信号の受信電力を表す。

今度は、信号が受信されておらず、雑音のみ存在する場合の受信電力を考える。このとき、 $f(l) = 0$ となるため、TDM-AAA における第 k アンテナ素子での雑音のみの受信電力を $P_{n\text{TDM}}^{\#k}$ と定義すると、次式のように表される。

$$\begin{aligned} P_{n\text{TDM}}^{\#k} &= E[(\mathbf{i}^{\#k} \mathbf{\Gamma}_+ \mathbf{n}(l))^H (\mathbf{i}^{\#k} \mathbf{\Gamma}_+ \mathbf{n}(l))] \\ &= K \sigma^2 \end{aligned} \quad (4.50)$$

ここに、 σ^2 は帯域幅 W' あたりの雑音電力である．ゆえに、TDM-AAA における第 k アンテナ素子での SNR は次式のように表される．

$$\text{SNR}_{\text{TDM}} = \frac{p_s}{K\sigma^2} \quad (4.51)$$

一方、C-AAA において、等間隔リニアアレーでボアサイト方向から信号が到来しており、雑音は存在しない場合を考える．このとき、TDM-AAA と同様に $f(l) = if_0(l)$ 、 $n(l) = 0$ が成立する．よって、C-AAA における第 k アンテナ素子での受信電力を $P_{sC}^{\#k}$ とすると、式 (4.47) より次式のように表される．

$$\begin{aligned} P_{sC}^{\#k} &= E [(i^{\#k}if_0(l))^H(i^{\#k}if_0(l))] \\ &= p_s \end{aligned} \quad (4.52)$$

また、TDM-AAA におけるアナログ回路のフィルタ帯域幅は KW' 必要であったが、C-AAA では W' でよい．帯域幅 W' あたりの雑音電力は σ^2 であるため、C-AAA における第 k アンテナ素子での雑音のみの受信電力を $P_{nC}^{\#k}$ と定義すると、次式のように表される．

$$P_{nC}^{\#k} = \sigma^2 \quad (4.53)$$

ゆえに、C-AAA における第 k アンテナ素子での SNR は次式のように表される．

$$\text{SNR}_C = \frac{p_s}{\sigma^2} \quad (4.54)$$

以上の検討から、C-AAA と比較し、本論文における TDM-AAA では各アンテナ素子における SNR が $1/K$ となることが確認できる．これは、式 (4.50)、式 (4.53) からわかるように、TDM-AAA ではアナログ回路におけるフィルタの帯域幅が、C-AAA と比較し K 倍必要となるため、雑音電力も K 倍となることが原因である．ゆえに、TDM-AAA では受信信号を最大比合成し SNR を K 倍に改善することで、初めて単一アンテナと同等の出力 SNR が得られることになる．よって、本論文における TDM-AAA は、単一アンテナでは実施できない空間的な妨害波抑圧やダイバーシティ受信に適した構成といえる．

しかし、回路規模は若干増大するが、各アンテナごとにアンプを配置した場合には、C-AAA とほぼ同等の SNR を得ることが可能である．これは、スイッチ切替前に増幅を行うことで、増幅直後の帯域制限を C-AAA と同様に帯域幅 W' のフィルタで実施可能なためである．この構成の場合には、アレー化による指向性利得が得られ、単一アンテナと比較し高い出力 SNR を得ることができる．したがって、TDM-AAA では必要な性能に応じて適切な回路構成を採用する必要がある．

4.7 時分割多重を用いる単一受信機によるアダプティブアレーアンテナの受信信号における雑音の無相関性についての考察

時分割多重を用いる単一受信機によるアダプティブアンテナ (TDM-AAA) では各アンテナでアナログ回路を共用している。また、各アンテナの受信信号はサンプルタイミングが T_s/K 異なるだけである。よって、TDM-AAA の受信信号 $x(l)$ に含まれる雑音は相関を有するように思える。そこで、受信信号 $x(l)$ に含まれる雑音の相関について確認する。

相関行列 R_{xx} を次式のように定義する。

$$R_{xx} \triangleq E[x(l)x^H(l)] \quad (4.55)$$

今、アレーアンテナに電波が到来していないとすると、 $(f(l) = 0)$ となるため、相関行列 R_{xx} は式 (4.31) より次式のように表される。

$$R_{xx} = \Gamma_+ E[n(l)n^H(l)] \Gamma_+^H \quad (4.56)$$

$n(l)$ の各要素は、それぞれ異なる帯域における雑音を表すため、互いに無相関である。したがって、各帯域における雑音電力を σ^2 とすると、式 (4.56) は次式のように表される。

$$\begin{aligned} R_{xx} &= \sigma^2 \Gamma_+ \Gamma_+^H \quad (\because E[n(l)n^H(l)] = \sigma^2 I) \\ R_{xx} &= K \sigma^2 I \quad (\because \Gamma_+ \Gamma_+^H = KI) \end{aligned} \quad (4.57)$$

ここに I は単位行列を表す。式 (4.57) より、従来のアダプティブアンテナ (C-AAA) と同様に、TDM-AAA においても雑音に関する相関行列は対角行列となる。すなわち、受信信号 $x(l)$ に含まれる雑音は互いに無相関であることが確認できる。

4.8 むすび

本章では、まず時分割多重を用いた単一受信器によるアダプティブアンテナの受信信号について定式化を行った。次に、スイッチ ON 時間を延長することにより受信信号の強度が向上することと、これに伴い各アンテナの受信信号に混合が生じることを示した。そして、混合された信号から、各アンテナの受信信号を独立して抽出する方法を提案した。シミュレーションでは、7 素子等間隔リニアアレーに対して提案法を適用し、提案

法の電力損失が小さいこと、従来の時分割多重を用いるアダプティブアンテナと比較し良好な特性を示すことを明らかにした。

本章では更に、時分割多重を用いる単一受信機によるアダプティブアンテナにおいて、スイッチの切換順序を最適化することで、希望波の受信電力を向上させ、受信信号の SNR を高める方法について提案した。まず、スイッチ切換順序がアンテナ番号順である場合に、到来波の方向により受信電力が変化することを示した。次に、スイッチ切換順序をどのように決定すべきかについて考察を行った。その結果、スイッチ切換前後の信号の位相差が最小となる順序が、受信電力を最大化する最適な切換順序であると予想した。そして、相関ベクトルを利用した具体的な切換順序の決定方法を提案した。シミュレーションでは、13 素子等間隔リニアアレーに対して提案法を適用し、スイッチ切換順序の最適化により受信電力が最大約 3dB 向上することを確認した。更に、BER-SNR 特性について評価を行い、従来法と比較し特性が最大約 3dB 改善することを明らかにした。また、時分割多重を用いる単一受信機の実出力 SNR について考察を行い、本論文の回路構成を用いた場合には単一アンテナ構成の受信機と同等の実出力 SNR が得られること、アンテナごとにアンプを備える回路構成の場合には通常のアダプティブアンテナと同等の実出力 SNR が得られることを確認した。

今後の課題としては、本論文では無視したスイッチやフィルタにおける損失を含めた SNR の算出や、これらを踏まえた回路構成の検討が挙げられる。本論文の回路構成では、スイッチやフィルタにおける損失がそのまま SNR の劣化に繋がるため、なんらかの対策が必要と考えられる。また、本論文ではアレー応答は理想的なものとして検討を実施したが、実際には素子ごとに異なる振幅位相誤差を有する。したがって、提案したスイッチ切換順序の最適化方法が、このような環境で適切に動作するか確認する必要がある。MMSE アルゴリズムで使用する参照信号についても理想的なものとしてシミュレーションを行ったが、参照信号が誤差を含む場合についても検討が必要である。

受信信号の混合は、モードベクトルが変化することと等価と考えられる。モードベクトルが変化してしまった場合、到来方向情報を使用するようなアダプティブアンテナや、モードベクトルを使用する到来方向推定法は正しく動作しなくなる。また、ESPRIT 法により到来方向推定を行う場合においても、等間隔リニアアレーから取り出すふたつのサブアレーのモードベクトルが一致しなくなり、正しく推定が行えなくなる。したがって、時分割多重を用いた単一受信器によるアダプティブアンテナにおいてこれらの方法を動作させる場合には、受信信号の混合を除去することがより重要になると考えられる。

参考文献

- [1] P. Y. Zhao, J. Litva, "Considerations for the hardware implementation of a four element digital beam former," 1994 IEEE AP-S Int. Symp., pp.116-119, Seattle, 1994.
- [2] 市川佳弘, 富塚浩志, 尾保手茂樹, 鹿子嶋憲一, "時間差サンプリング MMSE アダプティブアレーアンテナ," 信学論 (B), Vol.J85-B, No.12, pp.2257-2264, Dec. 2002.
- [3] M. Taromaru, H. Aino, "Fast Periodic Antenna Switching for Diversity and Smart Antenna: On SNR Property and Spurious Response," 2006 IEEE AP-S Int. Symp., pp.4553-4556, July 2006.
- [4] E. Moriyama, Y. Kamio, K. Hamaguchi, H. Furukawa, "A CMA Adaptive Array Antenna System with a Single Receiver Using Time-Division Multiplexing," IEICE Trans., Vol.E84-B, No.6, pp.1637-1646, Jun. 2001.
- [5] 古賀健一, 菊間信良, 平山裕, 榊原久二男, 古池竜也, 岩下明暁, 水野善之, "時間差多重を用いる単一受信機によるアダプティブアレーのアナログ回路削減に関する検討," 信学技報, Vol.111, No.200, AP2011-65, pp.7-12, Sep. 2011.
- [6] 古賀健一, 菊間信良, 平山裕, 榊原久二男, 古池竜也, 岩下明暁, 水野善之, "時間差多重を用いる単一受信機によるアダプティブアレーのスイッチ切換方法に関する検討," 信学技報, Vol.111, No.429, AP2011-188, pp.31-36, Feb. 2012.
- [7] K. Koga, N. Kikuma, H. Hirayama, K. Sakakibara, T. Koike, H. Iwashita, Y. Mizuno, "A Study of Switching Methods for an Adaptive Array with a Single Receiver Using Time-Division Multiplexing," Proc. ISAP2012, Oct. 2012.

- [8] 古賀健一, 菊間信良, 平山裕, 榊原久二男, 古池竜也, 岩下明暁, 水野善之, “時間差多重を用いる単一受信機によるアダプティブアレーのスイッチ切換方法に関する検討,” 信学論 (B), Vol.J96-B, No.2, Feb. 2013.
- [9] 菊間信良, アダプティブアンテナ技術, オーム社, 東京, 2003.

第5章 近傍波源の位置推定法

5.1 まえがき

近年，車室内においても地上デジタル放送，携帯電話，電子キーなどさまざまな無線機器の使用が日常化してきており，伝搬特性測定の必要性が高まってきている．測定技術としては，アレーアンテナを用いた測定や推定が注目を集めている．しかし，車室内はマルチパスによりコヒーレントな複数波が同時に受信点に入射する環境であり，また波源と受信アレーアンテナの距離が短く近傍波源として取り扱う必要がある．

代表的な到来方向推定法としては MUSIC(MUltiple Signal Classification) 法 [1][2] や ESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 法 [1][3] などが挙げられるが，これらは通常，波源が十分遠方であり到来波が平面波として近似できることを前提としている．そこで，モードベクトルを近傍波源に対応したものに変更することで近傍波源位置推定を可能とした，球面波モードベクトル MUSIC 法 [4][5] が提案されている．ただし MUSIC 法を近傍波源に対して適用する場合，2次元のピークサーチが必要となるため，その計算負荷が懸念される．計算負荷の小さい近傍波源の位置推定法としては，DOA-Matrix 法 [8][9] を近傍波源に対して適用可能とした方法 [6] があり，代数的に位置を算出することができる．したがって，ピークサーチが不要であり，球面波モードベクトル MUSIC 法で懸念される計算負荷の低減に有効である．しかし，受信信号の位相項を2次の級数近似として扱うため，アレー素子間隔が $1/4$ 波長以下であることが要求される．また，アレー開口の増大に伴い近似誤差も増大するという課題がある．文献 [7] では，この近似誤差を低減する方法について提案されているが，アレー素子間隔の制約については解決されていない．

また，これらの推定法はもともと完全相関である波源の推定には対応していないため，空間平均法 [10] などを用いて事前に相関を低減する必要がある．ところが，球面波を受信した場合には等間隔アレーであるにも関わらず，隣接素子間の受信信号の位相差が一定ではない仮想的な不等間隔アレーとして処理することになるため，等間隔アレーを前提としている空間平均法をそのまま適用することはできない．そこで，文献 [4][5] では

更に補間 MUSIC 法 [11] の導入が提案されている。

一方、波源相関を低減する方法として、周波数平均法 [12][13] を用いることも考えられる。これは、周波数の違いによる位相変動が、波源の相関を低下させることを狙ったものである。しかしながら周波数平均法には、周波数範囲が広い場合に周波数ごとのモードベクトルの差異が大きくなるため、推定精度が劣化するという問題点がある。この広帯域問題を解決する方法として、コヒーレント信号部分空間法 (CSS : Coherent Signal-Subspace) 法 [14][15] が提案されている。CSS 法はアレー形状によらないため、近傍波源に対しても適用可能である [12][13]。また、空間平均法のように平均化処理のためにアレー全体のアンテナ素子数を増やす必要がない。したがって、CSS 法は空間平均法と比べ、アンテナ素子数が削減できることとなり、特に平面アレーにおいては素子数削減効果大きい。しかし、波源の帯域幅が狭い場合には相関が十分に低減されず、推定精度が劣化することが確認されている [13]。

そこで本章ではまず、ピークサーチ不要な近傍波源の位置推定法として、ESPRIT 法を近傍波源に対して適用する方法 [16] を提案する。ESPRIT 法を適用するためには、回転不変式 (rotational invariance) が成立するような同形のサブアレーのペアを取り出す必要がある。しかし、波源が近傍である場合には、等間隔アレーであるにも関わらず、隣接素子間の受信信号の位相差が一定ではない不等間隔アレーで受信したような状態となる。したがって、回転不変式が成立するサブアレーのペアを取り出すことができず、ESPRIT 法を適用することができない。提案法は、この問題を解決することで、ESPRIT 法の適用を可能としたものである。計算機シミュレーションにより、近傍波源の位置推定に対し有効であることを示す。また、文献 [6] の方法で課題であった素子間隔の制約についても解決されることを明らかにする。

次に、完全相関である近傍波源の相関を低減する方法について提案する。これは、CSS 法における受信信号の変換の際に、基準点における波源の位相回転が生じ、波源の帯域幅が狭い場合でも波源相関が低減される方法である。CSS 法を修正したものなので、やはり平均化処理のためのアンテナ素子の追加は不要である。これを MCSS (Modified CSS) 法 [17][18] と呼び、球面波モードベクトル MUSIC 法の前処理として適用し、シミュレーションを通して有効性を示す。

5.2 近傍波源 ESPRIT 法の原理とその特性

3.5.5 では、波源が遠方である場合には ESPRIT 法の適用が可能であることを確認し

た．しかし，波源が近傍である場合には，等間隔アレーであるにも関わらず，隣接素子間の受信信号の位相差が一定ではない不等間隔アレーで受信したような状態となる．したがって，ESPRIT法の原理式である回転不変式(3.125)を満たすような，同形のサブアレーのペアを取り出すことができない．近傍波源 ESPRIT法では，変換行列を用いることで疑似的に回転不変式が成立する状況をつくりだし，ESPRIT法の適用を可能とする．

5.2.1 解析モデル

波源の個数を L とする．図1は $(x,y) = (x_l, y_l) = \boldsymbol{\rho}_l$ に位置する第 l 波 ($l = 1, 2, \dots, L$) の狭帯域波源と， x 軸上に配置された素子間隔 d の K 素子等間隔リニアアレーとの位置関係を示した図である． L 波の到来波がアレーアンテナに入射した場合， k 番目 ($k = 1, 2, \dots, K$) のアンテナ素子の受信信号 x_k は次式のように表すことができる．

$$x_k(t) = \sum_{l=1}^L s_l(t) \frac{d_0(\boldsymbol{\rho}_l)}{d_k(\boldsymbol{\rho}_l)} \exp(j\tau_k(\boldsymbol{\rho}_l)) + n_k(t) \quad (5.1)$$

$$d_k(\boldsymbol{\rho}_l) = \sqrt{\left\{ x_l - d \left(k - \frac{K+1}{2} \right) \right\}^2 + y_l^2} \quad (5.2)$$

$$d_0(\boldsymbol{\rho}_l) = \sqrt{x_l^2 + y_l^2} \quad (5.3)$$

$$\tau_k(\boldsymbol{\rho}_l) = \frac{2\pi}{\lambda} (d_k(\boldsymbol{\rho}_l) - d_0(\boldsymbol{\rho}_l)) \quad (5.4)$$

ここに， $s_l(t)$ は l 番目の波源の複素振幅であり， $d_k(\boldsymbol{\rho}_l)$ は l 番目の波源と k 番目のアレー素子との距離， $d_0(\boldsymbol{\rho}_l)$ は基準位置から l 番目の波源までの距離， $\tau_k(\boldsymbol{\rho}_l)$ は第 k 素子における第 l 波の基準位置との位相差である．また， n_k は第 k 素子における熱雑音， λ は波源の波長を表す．式(5.1)を用い，入力ベクトル $\boldsymbol{x}(t)$ を次のように定義する．

$$\boldsymbol{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_K(t)]^T \quad (5.5)$$

また，振幅ベクトル $\boldsymbol{s}(t)$ ，アレーのモード行列 \boldsymbol{A} ，熱雑音ベクトル $\boldsymbol{n}(t)$ をそれぞれ

$$\boldsymbol{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_L(t)]^T \quad (5.6)$$

$$\boldsymbol{A} = [\boldsymbol{a}(\boldsymbol{\rho}_1), \boldsymbol{a}(\boldsymbol{\rho}_2), \dots, \boldsymbol{a}(\boldsymbol{\rho}_L)] \quad (5.7)$$

$$\boldsymbol{a}(\boldsymbol{\rho}_l) = [a_1(\boldsymbol{\rho}_l), a_2(\boldsymbol{\rho}_l), \dots, a_K(\boldsymbol{\rho}_l)]^T \quad (5.8)$$

$$a_k(\boldsymbol{\rho}_l) = \frac{d_0(\boldsymbol{\rho}_l)}{d_k(\boldsymbol{\rho}_l)} \exp(j\tau_k(\boldsymbol{\rho}_l)) \quad (5.9)$$

$$\boldsymbol{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_K(t)]^T \quad (5.10)$$

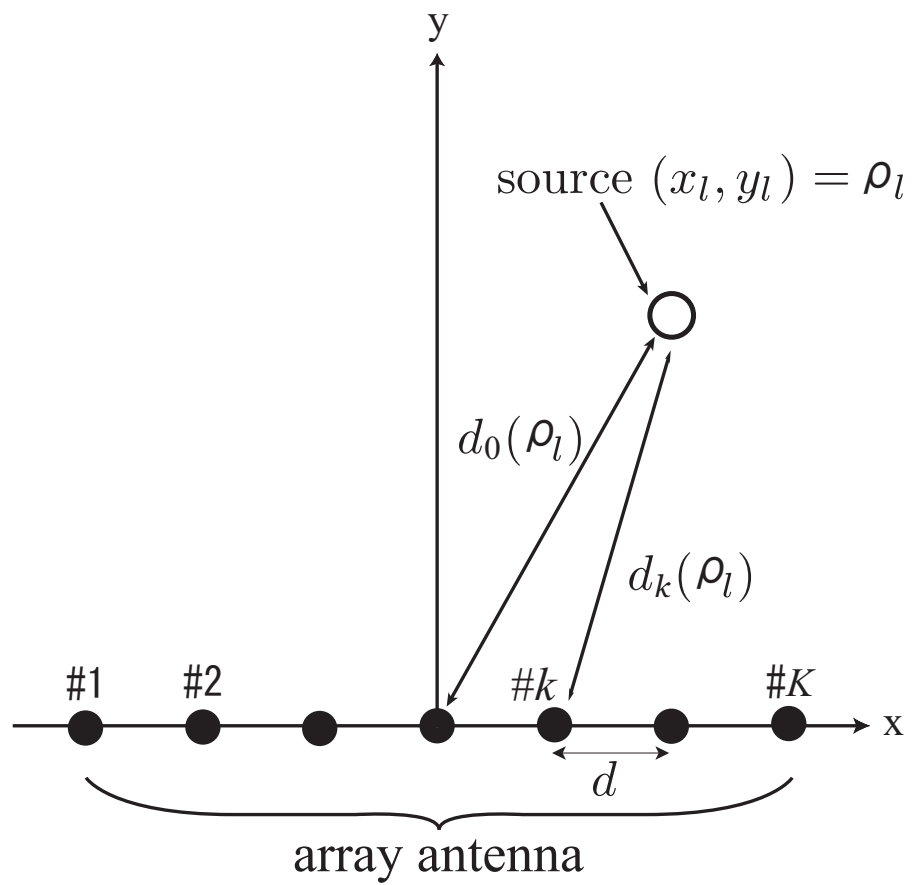


図 5.1: アレーアンテナと波源の位置関係

と定義する．なお， T は転置を表す．このとき，アレーアンテナへの入力ベクトルは次のように表すことができる．

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (5.11)$$

このようにして定義された入力ベクトル $\mathbf{x}(t)$ の相関行列 \mathbf{R}_{xx} は，次式のように表すことができる．

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} &= E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] \\ &= \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (5.12)$$

$$\mathbf{S} = E[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)] \quad (5.13)$$

$$\mathbf{N} = \mathbf{A}E[\mathbf{s}(t)\mathbf{n}^H(t)] + E[\mathbf{n}(t)\mathbf{s}^H(t)]\mathbf{A}^H + E[\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)] \quad (5.14)$$

ここに H は複素共役転置を， $E[\cdot]$ は期待値を表す．各アンテナの熱雑音は互いに無相関であり，入射波とも無相関であるので，スナップショット数が無限である場合，熱雑音電力を σ^2 とすると， $\mathbf{N} = \sigma^2\mathbf{I}$ (\mathbf{I} : 単位行列) となる．

5.2.2 近傍波源 ESPRIT 法の原理

近傍波源 ESPRIT 法 [16] では，次式を満たす変換行列 \mathbf{G} を定義する．

$$\mathbf{G}\mathbf{a}(\boldsymbol{\rho}_l) = (x_l + jy_l)\mathbf{a}(\boldsymbol{\rho}_l) \quad (l = 1, 2, \dots, L) \quad (5.15)$$

式 (5.15) は，“位置 $\boldsymbol{\rho}_l = (x_l, y_l)$ を表すモードベクトル $\mathbf{a}(\boldsymbol{\rho}_l)$ を，変換行列 \mathbf{G} により変換すると， $\mathbf{a}(\boldsymbol{\rho}_l)$ の $(x_l + jy_l)$ 倍となる”ことを意味する．もし，このような変換行列 \mathbf{G} が得られれば，以下の方法により波源位置を推定することが可能である．

まず，モード行列 \mathbf{A} を用いて式 (5.15) を次のように表す．

$$\mathbf{G}\mathbf{A} = \mathbf{A}\boldsymbol{\Omega} \quad (5.16)$$

$$\boldsymbol{\Omega} = \text{diag}[\omega(\boldsymbol{\rho}_1), \dots, \omega(\boldsymbol{\rho}_l), \dots, \omega(\boldsymbol{\rho}_L)] \quad (5.17)$$

$$\omega(\boldsymbol{\rho}_l) = x_l + jy_l \quad (5.18)$$

ここに， $\text{diag}[\cdot]$ は対角行列を表す．式 (5.16) より，変換行列 \mathbf{G} はモード行列 \mathbf{A} を $\mathbf{A}\boldsymbol{\Omega}$ という行列に変換することがわかる．次に，式 (3.130) を $\mathbf{A} = \mathbf{E}_S\mathbf{T}^{-1}$ と変形し式 (5.16)

へ代入すると，次式が導かれる．

$$\begin{aligned} GE_S T^{-1} &= E_S T^{-1} \Omega \\ GE_S &= E_S T^{-1} \Omega T \\ E_Y &= E_X \Psi \end{aligned} \quad (5.19)$$

ここに， E_X ， E_Y ， Ψ は 3.5.5 と異なり，それぞれ

$$E_X = E_S \quad (5.20)$$

$$E_Y = GE_S \quad (5.21)$$

$$\Psi = T^{-1} \Omega T \quad (5.22)$$

としている．以上より，式 (5.19) は式 (3.137) と等しく，ESPRIT 法が適用可能であることがわかる．また，式 (5.19) より得られる Ψ は， Ω が対角行列であることから，式 (5.22) のように Ω の対角成分を固有値， T^{-1} の列ベクトルを固有ベクトルとする行列である．したがって， Ψ を固有値展開することにより Ω が得られ，更に式 (5.17)，(5.18) を用いることで波源位置 ρ_l を求めることができる．すなわち，式 (5.16) を満たす変換行列 G を得ることができれば，近傍波源に対して ESPRIT 法を適用することができ，波源位置が推定可能となる．よって，変換行列 G をどのようにして求めるかということが問題となる．

本方法では次式を用いて変換行列 G を算出する．

$$G = A \Omega A^{\text{left}} \quad (5.23)$$

ここに， $^{\text{left}}$ は左逆行列を表す．すなわち， $A^{\text{left}} A = I$ である．モード行列 A は $K \times L$ 行列であり，素子数 $K >$ 波源数 L より縦長の行列である．また， A の列ベクトル，すなわち各波源の位置 ρ_l に対するモードベクトル $a(\rho_l)$ はそれぞれ一次独立であるため，左逆行列 A^{left} が存在する．ゆえに，式 (5.23) により変換行列 G を算出することが可能である．問題は，モード行列 A は波源位置 ρ_l より算出されるものであり，推定前の段階では未知の行列だということである．そこで，まず初期推定を行い，おおよその波源位置からモード行列を算出し，これを用いて変換行列の計算を行うこととなる．初期推定の方法としては，ビームフォーマ法等が挙げられる．

5.2.3 初期推定誤差と窓関数

5.2.2 で近傍波源に対する ESPRIT 法を適用する方法について説明を行ったが，変換

行列 G を求めるために行う初期推定については詳細な説明を行っていない．また，初期推定結果には一般に誤差が含まれるが，この誤差の影響について議論されていない．よって本項では，この初期推定に含まれる誤差の影響と，その対策について検討を行う．

初期推定により得られた誤差を含む推定位置を，図 5.2 のように $\rho'_i = (x'_i, y'_i)$ とする．この ρ'_i から式 (5.7) を用いて算出されるモード行列を A' とし， A' から式 (5.23) を用いて算出される変換行列を G' とする．変換行列 G' は，理想的な変換行列 G に対して誤差を有する．この誤差を P とおくと誤差を含む変換行列 G' は次式のように表される．

$$G' = G + P \quad (5.24)$$

そして， G' により真の位置を表すモード行列 A を変換すると，

$$\begin{aligned} G'A &= (G + P)A \\ &= (A\Omega A^{\text{left}} + P)A \\ &= A\Omega + PA \end{aligned} \quad (5.25)$$

のように変換誤差 PA が発生し，モード行列を正しく変換することができない．変換誤差が存在する場合には式 (5.16) が成立しないため，窓関数 [11] を用いてこれを対策する．この窓関数は，推定を行う全領域から，位置 $\rho'_i = (x'_i, y'_i)$ を中心とする周囲の位置の集合を取り出す関数である．

まず，窓関数 $\Gamma(\rho'_i)$ を次のように定義する．

$$\Gamma(\rho'_i) = \left\{ \gamma_i^{-\frac{N-1}{2}, -\frac{N-1}{2}}(\rho'_i), \gamma_i^{-\frac{N-1}{2}, -\frac{N-1}{2}+1}(\rho'_i), \dots, \gamma_i^{p,q}(\rho'_i), \dots, \gamma_i^{\frac{N-1}{2}, \frac{N-1}{2}-1}(\rho'_i), \gamma_i^{\frac{N-1}{2}, \frac{N-1}{2}}(\rho'_i) \right\} \quad (5.26)$$

$$\begin{aligned} \gamma_i^{p,q}(\rho'_i) &= \left(x'_i + p \frac{\mu}{N-1}, y'_i + q \frac{\mu}{N-1} \right) \\ &\left(p, q = -\frac{N-1}{2}, -\frac{N-1}{2} + 1, \dots, \frac{N-1}{2} \right) \end{aligned} \quad (5.27)$$

ここに， μ を窓関数幅， N を窓関数幅分割数， $\gamma_i^{p,q}(\rho'_i)$ を格子点と呼ぶこととする．格子点 $\gamma_i^{p,q}(\rho'_i)$ は，位置 ρ'_i に対して x 方向， y 方向にそれぞれ距離 $p \frac{\mu}{N-1}$ ， $q \frac{\mu}{N-1}$ 離れた位置を表す．例えば，格子点 $\gamma_i^{-\frac{N-1}{2}, \frac{N-1}{2}}(\rho'_i)$ は，位置 ρ'_i に対して $-x$ 方向に $\frac{\mu}{2}$ ， $+y$ 方向に $\frac{\mu}{2}$ 離れた位置を表し，格子点 $\gamma_i^{0,0}(\rho'_i)$ は位置 ρ'_i を表すことになる．つまり，窓関数 $\Gamma(\rho'_i)$ は，図 5.2 のように位置 ρ'_i を中心とした幅 μ の正方形格子状の点の集合となる．このよ

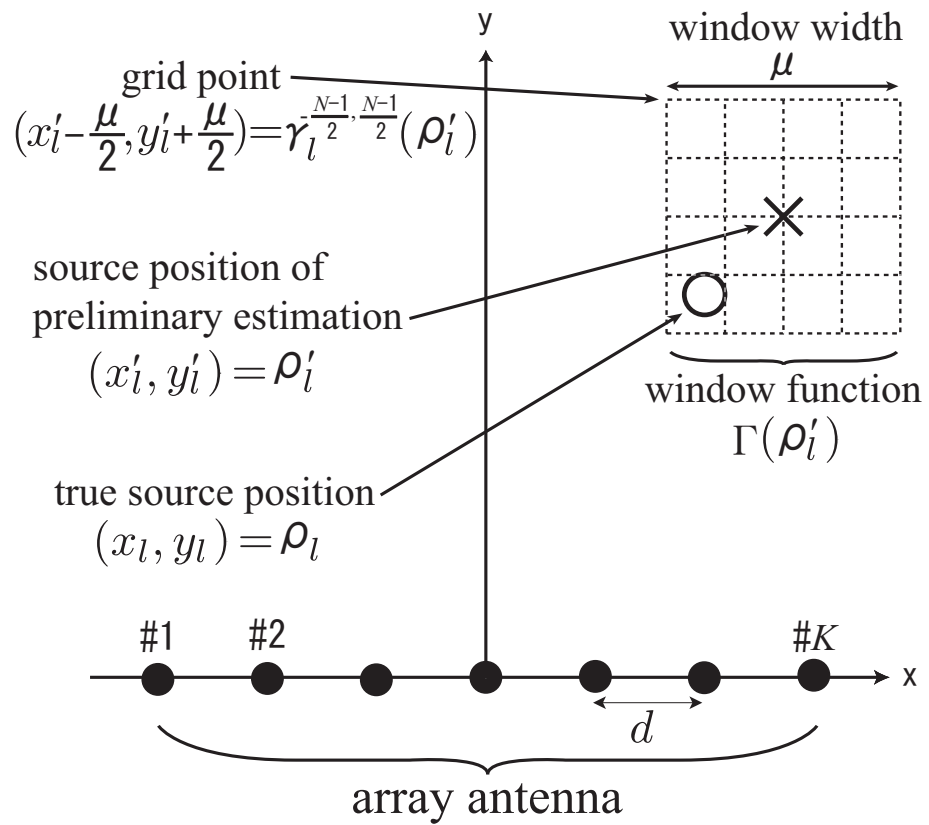


図 5.2: 初期推定位置と窓関数の位置関係

うな窓関数 $\Gamma(\rho'_l)$ を用いて，モード行列 \dot{A} を次式のように定義する．

$$\dot{A} = \left[\ddot{A}(\Gamma(\rho'_1)), \ddot{A}(\Gamma(\rho'_2)), \dots, \ddot{A}(\Gamma(\rho'_L)) \right] \quad (5.28)$$

$$\begin{aligned} \ddot{A}(\Gamma(\rho'_l)) = & \left[\mathbf{a}(\gamma_l^{-\frac{N-1}{2}, -\frac{N-1}{2}}(\rho'_l)), \mathbf{a}(\gamma_l^{-\frac{N-1}{2}, -\frac{N-1}{2}+1}(\rho'_l)), \right. \\ & \left. \dots, \mathbf{a}(\gamma_l^{\frac{N-1}{2}, \frac{N-1}{2}-1}(\rho'_l)), \mathbf{a}(\gamma_l^{\frac{N-1}{2}, \frac{N-1}{2}}(\rho'_l)) \right] \end{aligned} \quad (5.29)$$

そして，モード行列 \dot{A} を用いて変換行列 \dot{G} を求める．ただし，モード行列 \dot{A} は $K \times NL$ 行列であるため， $K < NL$ の場合には左逆行列 \dot{A}^{left} が存在せず，式 (5.23) により変換行列 \dot{G} を計算することはできない．この場合には，次式を最小化する \dot{G} を変換行列とする．

$$\min_{\dot{G}} \left\| \dot{G}\dot{A} - \dot{A}\dot{\Omega} \right\|_F^2 \quad (5.30)$$

ここに $\|\cdot\|_F$ は Frobenius norm を表し， $\dot{\Omega}$ は式 (5.17) において ρ_l の代わりに $\Gamma(\rho'_l)$ を代入し算出される $NL \times NL$ の対角行列である．このようにして求められた変換行列 \dot{G} は，モード行列 \dot{A} を行列 $\dot{A}\dot{\Omega}$ に変換する際に誤差が生じてしまう．しかし，窓関数幅 μ が十分小さく，また窓関数幅分割数 N が十分大きければ，窓関数内では誤差は小さく，誤差は発生しないとみなすことができる．したがって，窓関数 $\Gamma(\rho'_l)$ の内部に真の波源位置 ρ_l が存在すれば，次式が成立する．

$$\dot{G}A = A\Omega \quad (5.31)$$

すなわち，初期推定位置 ρ'_l に誤差が含まれていても，窓関数 $\Gamma(\rho'_l)$ を用いて求めた変換行列 \dot{G} により，モード行列 A を $A\Omega$ に誤差なく変換することができる．よって，5.2.2 で説明したように，ESPRIT 法により波源位置を推定することが可能となる．

実際には，真の波源位置 ρ_l が窓関数内に含まれるように，窓関数幅 μ は初期推定誤差よりも大きくとる必要がある．この場合，式 (5.25) のように，窓関数幅 μ の大きさに応じて変換誤差 PA が発生する．しかし，変換誤差 PA が十分小さい場合には，変換誤差 PA に起因する推定誤差も小さく，ESPRIT 法による推定位置 ρ''_l は，初期推定位置 ρ'_l よりも真の波源位置 ρ_l に近づくことが期待される．また，変換誤差 PA は窓関数幅 μ の縮小に応じて小さくなる．このため，推定位置 ρ''_l を初期推定位置とし，窓関数幅 μ を縮小して繰り返し ESPRIT 法を適用することにより，さらに推定精度を改善することも可能である．

5.2.4 近傍波源 ESPRIT 法の基本特性

本項では，計算機シミュレーションにより近傍波源 ESPRIT 法の評価を行う．本評価では波源数は既知とし，真の波源位置から最も近い推定位置までの距離を推定誤差として，RMSE による定量評価を実施する．ここでは，それぞれの真の波源位置から最も近い推定位置が重複する場合を推定失敗として定義し，位置推定に失敗した事象は RMSE の計算に含めないこととする．また，SNR を計算する際の信号強度については，アレー中心 (= 原点) における第 1 波源の信号強度を用いている．

シミュレーション条件を表 5.1 に示す．ここでは ESPRIT 法による推定位置を初期推定位置とし，窓関数幅 μ を縮小して再び ESPRIT 法を適用する“繰返し推定”を行うこととし，窓関数幅 μ の初期値として 2λ を与える．波源数は 2 個とし，初期推定誤差としては各波源に対して $+x$ 方向， $+y$ 方向にそれぞれ $\frac{1}{\sqrt{2}}\lambda$ の誤差を与える．つまり，ビームフォーマ法等を用いた初期推定は行わないこととする．距離にすると 1λ の誤差を各波源に与えることになるが，このとき真の波源位置 ρ_l は窓関数 $\Gamma(\rho_l')$ の内部に含まれることとなる．

5.2.5 シミュレーション結果

それでは具体的にシミュレーション結果を確認する．図 5.3 は，SNR と推定誤差の関係をプロットしたものである．繰返し推定の回数はパラメータとし，4 回 ~ 32 回まで変化させた．参考のため球面波モードベクトル MUSIC 法による推定結果も併せて示す．図 5.3 より，MUSIC 法よりは若干劣るが，十分な繰返しを行えば提案法は高い推定精度が得られることがわかる．また，本シミュレーション条件では，繰返し回数は 12 回程度で十分であることもわかる．しかし図 5.3 は，シミュレーション前に初期窓関数幅，窓関数縮小率の最適化を行った上で得られた結果である．波源位置，アレー形状，初期推定誤差等が変化すれば，最適な初期窓関数幅，窓関数縮小率も変化することが予想される．

そこで，初期窓関数幅により推定結果がどのように変化するかを確認する．図 5.4 は初期窓関数幅を 2λ から徐々に小さくした場合の，ある一回の独立試行における繰返し回数と推定誤差の関係をプロットしたものである．なお，熱雑音による推定誤差が発生しないよう，熱雑音はないものとしてシミュレーションを行った．図 5.4 より，初期窓関数幅 $\mu = 2\lambda, 1.6\lambda$ の場合には，繰返し回数に応じて推定誤差が減少しており，波源位置を正しく推定できることがわかる．しかし，初期窓関数幅 $\mu = 1.2\lambda, 0.8\lambda$ の場合に

表 5.1: シミュレーション条件

アレー形状	7 素子等間隔リニアアレー
アレー素子間隔 d	0.5λ
第 1 波源位置 ρ_1	$(x,y) = (-\sqrt{2}\lambda, \sqrt{2}\lambda)$
第 2 波源位置 ρ_2	$(x,y) = (1\lambda, \sqrt{3}\lambda)$
波源振幅 $ s_i $	両波源とも原点で 振幅 1 となるよう設定
波源相互相関	無相関
初期窓関数幅 μ	2λ
窓関数幅分割数 N	3
窓関数縮小率	50% / 回
繰返し回数	4 ~ 32 回
初期推定誤差	両波源とも +x 方向, +y 方向に それぞれ $\frac{1}{\sqrt{2}}\lambda$ の誤差を与える
SNR	0 ~ 100dB
スナップショット数	100
波源数の推定	既知
独立試行回数	100 回

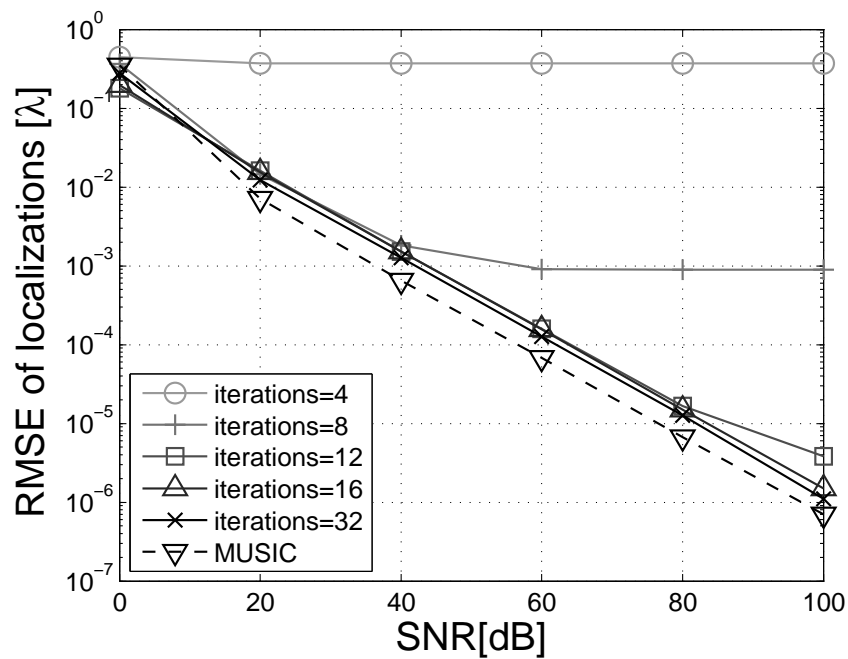


図 5.3: SNR に対する推定位置の RMSE

は、繰返しの途中で推定誤差が急激に増大しており、波源位置を推定できていないことが確認される。これは、初期窓関数幅 $\mu = 1.2\lambda, 0.8\lambda$ の場合には、初期推定誤差に対して初期窓関数幅が小さく、初期窓関数内に真の波源位置が含まれない状態となっているためと考えられる。このような状態では、変換行列 \hat{G} によるモード行列 A の変換が正しく行われず、すなわち式 (5.31) が成立しなくなるため、正しく推定することができない。したがって初期窓関数幅は、初期推定誤差の大きさに応じてある程度広くとる必要がある。

図 5.5 は、図 5.4 とは逆に、初期窓関数幅を 1λ から徐々に大きくした場合の、ある一回の独立試行における繰返し回数と推定誤差の関係をプロットしたものである。ここでも、先程と同様に熱雑音はないものとした。また、初期推定誤差についても存在しない状態、つまり初期推定位置として真の波源位置を与えた状態でシミュレーションを行った。これは、変換行列 \hat{G} によりモード行列 A を変換する際に発生する誤差だけが、推定誤差の要因となる状態でシミュレーションを行うためである。したがって、繰返し回数が 1 回目のときには推定誤差が 0 であるため、グラフ上に値がプロットされていない。繰返し回数が 2 回目のときには推定誤差が発生しているが、これは変換誤差に起因するものである。図 5.5 より、初期窓関数幅 $\mu = 1\lambda, 2\lambda$ の場合には、波源位置を正しく推定できることがわかる。しかし、初期窓関数幅 $\mu = 3\lambda, 4\lambda$ の場合には、推定誤差が発散し、正しく位置を推定できていないことがわかる。初期窓関数幅が大きくなり過ぎると変換誤差が増大し、これによる推定誤差も増大すると考えられる。もし、ある繰返しにおいて窓関数幅よりも大きな推定誤差が発生した場合、次の繰返しにおいて真の波源位置が窓関数内に含まれないこととなる。この場合、図 5.4 におけるシミュレーションと同様に式 (5.31) が成立しなくなるため、正しい推定が行えない。初期窓関数幅 $\mu = 3\lambda, 4\lambda$ の場合には、このような状態が発生したために推定誤差が発散したと考えられる。

この結果は、初期窓関数幅 μ の大きさに上限があることを意味している。先程も述べたとおり、真の波源位置が窓関数内に含まれるためには、初期推定に含まれる誤差は、初期窓関数幅の上限より小さくしなければならない。したがって、初期窓関数幅 μ に上限があることは、初期推定に一定の精度が求められることを意味する。このことは、安定的な推定を行う上で大きな制約になると考えられる。

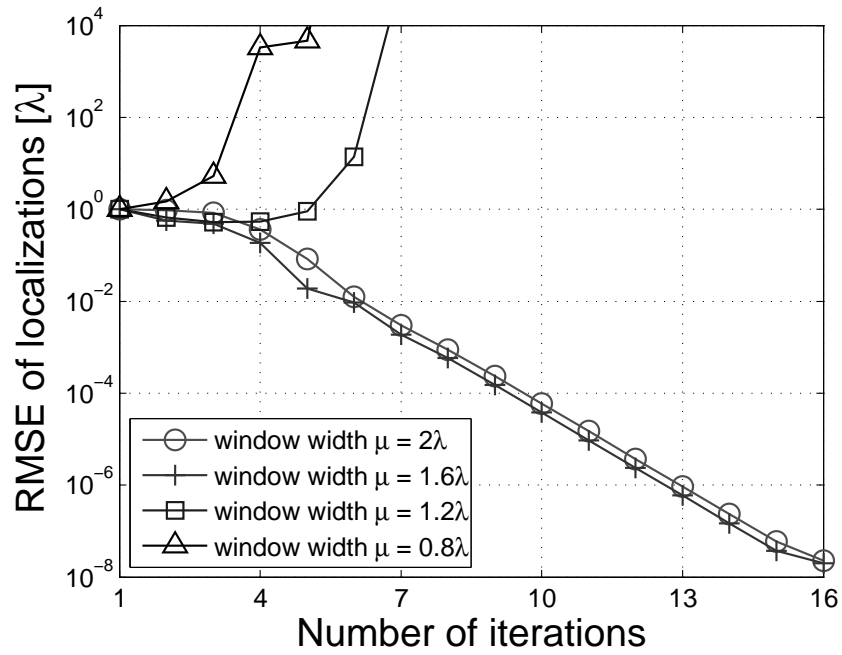


図 5.4: 初期窓関数幅を縮小した場合の繰返し回数に対する推定位置の RMSE

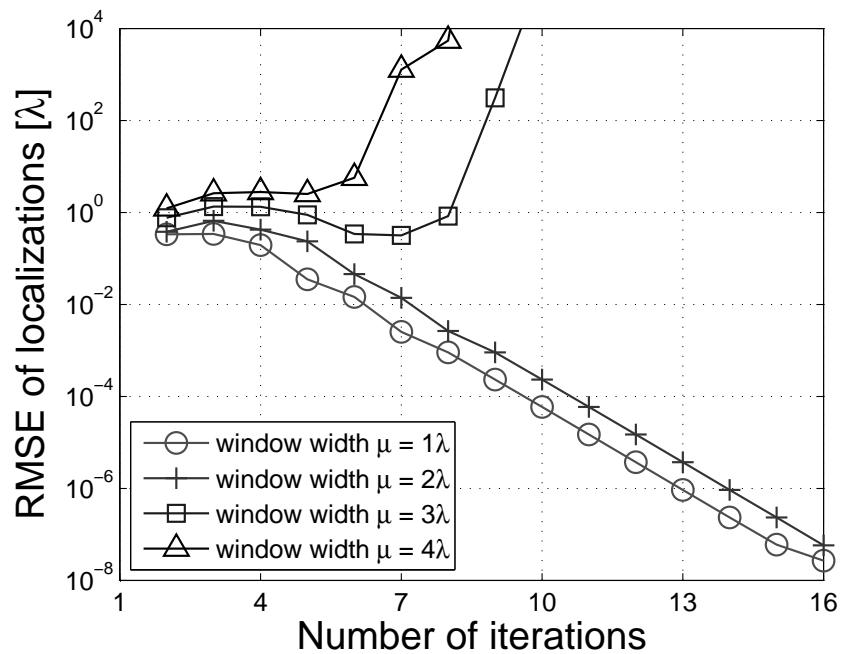


図 5.5: 初期窓関数幅を拡大した場合の繰返し回数に対する推定位置の RMSE

5.3 球面波モードベクトル MUSIC 法に対する MCSS 法の適用

3.5.4 では遠方波源に対し MUSIC 法が適用可能であることを確認した．球面波モードベクトル MUSIC 法 [4][5] とは，通常の MUSIC 法における遠方波源用のモードベクトルを近傍波源用のモードベクトル，すなわち球面波モードベクトルに変更したものである．CSS 法 [14][15] は球面波モードベクトル MUSIC 法に対してもそのまま適用可能であり，完全相関波が到来するような環境においても CSS 法を前処理として適用することで，MUSIC 法による推定が可能となる．しかし，波源の周波数帯域が狭い場合には，各波源の相関が十分に低下せず，MUSIC 法による推定の精度が低下するという問題がある [13]．MCSS 法 [17][18] は，このような状態においても各波源を無相関とすることが可能な手法である．

5.3.1 解析モデル

波源の個数を L とする．図 1 は $(x,y,z) = (x_l, y_l, z_l) = \rho_l$ に位置する第 l 波 ($l = 1, 2, \dots, L$) の波源と， $z = 0$ の xy 平面上に配置された $N_x \times N_y$ 素子長方形アレーアンテナとの位置関係を示した図である． L 波の到来波が各波源位置 ρ_l より球面状に広がりながらアレーアンテナに入射した場合， Q 個の周波数 f_q における各アンテナの受信信号 $x_{n_x, n_y, q}(t)$ ($n_x = 1, 2, \dots, N_x$; $n_y = 1, 2, \dots, N_y$; $q = 1, 2, \dots, Q$) は距離減衰をうけて次式のように表すことができる．

$$x_{n_x, n_y, q}(t) = \sum_{l=1}^L s_{l,q}(t) \frac{|\rho_l|}{|\rho_l - \hat{\rho}_{n_x, n_y}|} e^{-j\tau_{n_x, n_y, q, l}} + n_{n_x, n_y, q}(t) \quad (5.32)$$

$$|\rho_l| = \sqrt{x_l^2 + y_l^2 + z_l^2} \quad (5.33)$$

$$|\rho_l - \hat{\rho}_{n_x, n_y}| = \sqrt{(x_l - dx_{n_x})^2 + (y_l - dy_{n_y})^2 + z_l^2} \quad (5.34)$$

$$\tau_{n_x, n_y, q, l} = \frac{2\pi f_q}{c} (|\rho_l - \hat{\rho}_{n_x, n_y}| - |\rho_l|) \quad (5.35)$$

ここに， $s_{l,q}(t)$ は l 番目の波源の周波数 f_q における基準位置での複素振幅であり， $|\rho_l|$ は l 番目の波源と基準位置との距離， $\hat{\rho}_{n_x, n_y}$ は (n_x, n_y) 番のアレー素子の位置を表すベクトル， $|\rho_l - \hat{\rho}_{n_x, n_y}|$ は l 番目の波源と (n_x, n_y) 番のアレー素子との距離を表す．また， $\tau_{n_x, n_y, q, l}$ は l 番目の波源の周波数 f_q における波源位置 ρ_l から基準位置までの伝搬による位相回転と，波源位置 ρ_l からアレー素子位置 $\hat{\rho}_{n_x, n_y}$ までの伝搬による位相回転との差

異を表す．そして， $n_{n_x, n_y, q}(t)$ は (n_x, n_y) 番のアレー素子の周波数 f_q における内部雑音であり， c は光速を表す．式 (5.32) を用い，入力ベクトル $\mathbf{x}_q(t)$ を次のように定義する．

$$\mathbf{x}_q(t) = [\mathbf{x}_{1,q}^T(t), \dots, \mathbf{x}_{n_y,q}^T(t), \dots, \mathbf{x}_{N_y,q}^T(t)]^T \quad (5.36)$$

$$\mathbf{x}_{n_y,q}(t) = [x_{1,n_y,q}(t), \dots, x_{N_x,n_y,q}(t)]^T \quad (5.37)$$

ただし， T は転置を表す．また， q 番目の周波数における振幅ベクトル $\mathbf{s}_q(t)$ ，平面アレーのモード行列 \mathbf{A}_q をそれぞれ

$$\mathbf{s}_q(t) \triangleq [s_{1,q}(t), s_{2,q}(t), \dots, s_{L,q}(t)]^T \quad (5.38)$$

$$\mathbf{A}_q \triangleq [\mathbf{a}_q(\boldsymbol{\rho}_1), \mathbf{a}_q(\boldsymbol{\rho}_2), \dots, \mathbf{a}_q(\boldsymbol{\rho}_L)] \quad (5.39)$$

$$\mathbf{a}_q(\boldsymbol{\rho}_l) = [\mathbf{a}_{1,q}^T(\boldsymbol{\rho}_l), \mathbf{a}_{2,q}^T(\boldsymbol{\rho}_l), \dots, \mathbf{a}_{N_y,q}^T(\boldsymbol{\rho}_l)]^T \quad (5.40)$$

$$\mathbf{a}_{n_y,q}(\boldsymbol{\rho}_l) = [a_{1,n_y,q}(\boldsymbol{\rho}_l), \dots, a_{N_x,n_y,q}(\boldsymbol{\rho}_l)]^T \quad (5.41)$$

$$a_{n_x,n_y,q}(\boldsymbol{\rho}_l) = \frac{|\boldsymbol{\rho}_l|}{|\boldsymbol{\rho}_l - \hat{\boldsymbol{\rho}}_{n_x,n_y}|} e^{-j\tau_{n_x,n_y,q,l}} \quad (5.42)$$

と定義する．ここで， $N = N_x \times N_y$ と定義すると， \mathbf{A}_q は $N \times L$ 次元の行列， $\mathbf{a}_q(\boldsymbol{\rho}_l)$ は N 次元の列ベクトル， $\mathbf{a}_{n_y,q}(\boldsymbol{\rho}_l)$ は N_x 次元の列ベクトルである．

周波数間隔は Δf で等間隔とすると， q 番目の周波数 f_q は次式で表される．

$$f_q \triangleq f_1 + (q-1)\Delta f \quad (5.43)$$

今，各到来波は完全相関とすると，3.6.3 項と同様に，周波数 f_q における第 l 波の位相は次のように定義できる．

$$s_{l,q}^{\text{agl}}(t) \triangleq \frac{s_{l,q}(t)}{|s_{l,q}(t)|} \quad (5.44)$$

また，各到来波は完全相関であるため，周波数 f_q における第 l 波の振幅は，周波数 f_1 の第 1 波の振幅を基準として次のように表される．

$$|s_{l,q}(t)| = g_q g'_l |s_{1,1}(t)| \quad (5.45)$$

ここに， g_q は周波数 f_1 を基準とした周波数 f_q における振幅スペクトルの比を表す実係数であり， g'_l は第 1 波を基準とした第 l 波の振幅比を表す実係数である．よって， $s_{l,q}(t)$ は次式のように表すことができる．

$$s_{l,q}(t) = s_{l,q}^{\text{agl}}(t) |s_{l,q}(t)| \quad (5.46)$$

$$= \frac{s_{l,q}^{\text{agl}}(t)}{s_{1,q}^{\text{agl}}(t)} s_{1,q}^{\text{agl}}(t) g_q g'_l |s_{1,1}(t)| \quad (5.47)$$

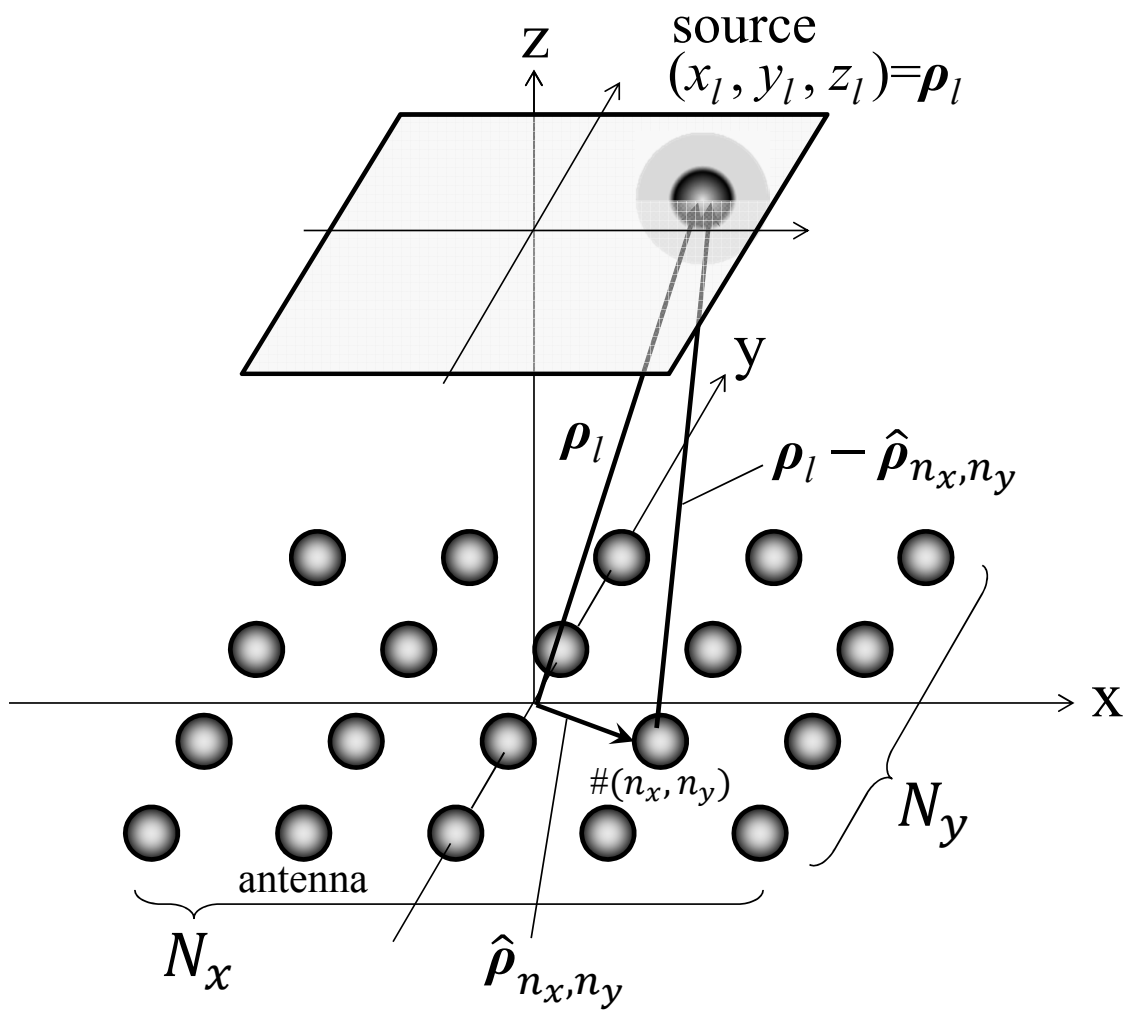


図 5.6: アレーアンテナと波源の位置関係

$\frac{s_{l,q}^{\text{agl}}(t)}{s_{1,q}^{\text{agl}}(t)}$ は基準位置における第 1 到来波と第 l 到来波の位相差であるため，各到来波の基準位置から波源位置までの伝搬距離 $|\rho_l|$ を用いて次式のように表すことができる．

$$\hat{v}_{l,q} = \exp \left\{ -j \frac{2\pi f_q}{c} (|\rho_l| - |\rho_1|) \right\} \quad (5.48)$$

$$= \exp \left[-j \frac{2\pi \{f_1 + (q-1)\Delta f\}}{c} (|\rho_l| - |\rho_1|) \right] \quad (5.49)$$

$$= \exp \left\{ -j \frac{2\pi f_1}{c} (|\rho_l| - |\rho_1|) \right\} \exp \left\{ -j \frac{2\pi (q-1)\Delta f}{c} (|\rho_l| - |\rho_1|) \right\} \quad (5.50)$$

$$= \exp \left\{ -j \frac{2\pi f_1}{c} (|\rho_l| - |\rho_1|) \right\} \hat{v}_l^{q-1} \quad (5.51)$$

$$\hat{v}_l \triangleq \exp \left\{ -j \frac{2\pi \Delta f}{c} (|\rho_l| - |\rho_1|) \right\} \quad (5.52)$$

したがって，式 (5.47) は次式のように表すことができる．

$$s_{l,q}(t) = \hat{v}_l^{q-1} g_q \alpha_l^c |s_{1,1}(t)| s_{1,q}^{\text{agl}}(t) \quad (5.53)$$

$$\alpha_l^c \triangleq \exp \left\{ -j \frac{2\pi f_1}{c} (|\rho_l| - |\rho_1|) \right\} g_l \quad (5.54)$$

よって，式 (5.38) は次の形式で表される．

$$\mathbf{s}_q(t) = s_{1,q}^{\text{agl}}(t) g_q \mathbf{B}^{q-1} \hat{\mathbf{s}}(t) \quad (5.55)$$

$$\mathbf{B} \triangleq \begin{bmatrix} \hat{v}_1 & & & \mathbf{0} \\ & \hat{v}_2 & & \\ & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & \hat{v}_L \end{bmatrix} \quad (5.56)$$

$$\hat{\mathbf{s}}(t) \triangleq \boldsymbol{\alpha}^c |s_{1,1}(t)| \quad (5.57)$$

$$\boldsymbol{\alpha}^c \triangleq [\alpha_1^c, \alpha_2^c, \dots, \alpha_L^c]^T \quad (5.58)$$

以上より，周波数 f_q における受信信号 $\mathbf{x}_q(t)$ は次式のように表すことができる．

$$\mathbf{x}_q(t) = s_{1,q}^{\text{agl}}(t) g_q \mathbf{A}_q \mathbf{B}^{q-1} \hat{\mathbf{s}}(t) + \mathbf{n}_q(t) \quad (5.59)$$

ここに $\mathbf{n}_q(t)$ は N 次元の内部雑音ベクトルである．よって，周波数 f_q における相関行列は次式で与えられる．

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}_q \mathbf{x}_q} \triangleq E [\mathbf{x}_q(t) \mathbf{x}_q^H(t)] \quad (5.60)$$

$$= g_q^2 \mathbf{A}_q \dot{\mathbf{S}}_q \mathbf{A}_q^H + \mathbf{N}_q \quad (\because s_{1,q}^{\text{agl}}(t) s_{1,q}^{\text{agl}}(t)^* = 1) \quad (5.61)$$

$$\dot{\hat{S}}_q \triangleq \mathbf{B}^{q-1} \hat{\mathbf{S}} (\mathbf{B}^{q-1})^H \quad (5.62)$$

$$\hat{\mathbf{S}} \triangleq E [\hat{\mathbf{s}}(t) \hat{\mathbf{s}}^H(t)] \quad (5.63)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{N}_q \triangleq & s_{1,q}^{\text{agl}}(t) g_q \mathbf{A}_q \mathbf{B}^{q-1} E [\mathbf{s}_q(t) \mathbf{n}^H(t)_q] + \{s_{1,q}^{\text{agl}}(t)\}^* g_q E [\mathbf{n}_q(t) \mathbf{s}_q^H(t)] (\mathbf{B}^{q-1})_q^H \mathbf{A}_q^H \\ & + E [\mathbf{n}_q(t) \mathbf{n}_q^H(t)] \end{aligned} \quad (5.64)$$

ただし, * は複素共役, H は複素共役転置, $E[\cdot]$ はスナップショット (時間サンプル) における平均 (時間平均) を表す. 各アンテナの内部雑音 (熱雑音) は互いに無相関なので, スナップショット数が無限である場合, 各アンテナの内部雑音電力を σ^2 とすると $E[\mathbf{n}_q \mathbf{n}_q^H] = \sigma^2 \mathbf{I}$ (\mathbf{I} : 単位行列) となる. また, 各アンテナの内部雑音は入射波とも無相関であるため $E[\mathbf{s}_q(t) \mathbf{n}_q^H(t)] = 0$, $E[\mathbf{n}_q(t) \mathbf{s}_q^H(t)] = 0$ となる. したがって, $\mathbf{N}_q = \sigma^2 \mathbf{I}$ となり, MUSIC 法による推定結果に影響を与えない. 実際にはスナップショット数は有限であり, \mathbf{N}_q は単位行列の実数倍とはならず, 推定結果に誤差が生じる. ここで簡単のため, 帯域内の波源振幅は等しい, つまり波源の振幅スペクトルは矩形であると仮定すると $g_q = 1$ であるので, 相関行列は次式のように表される.

$$\mathbf{R}_{xxq} = \mathbf{A}_q \dot{\hat{\mathbf{S}}} \mathbf{A}_q^H + \mathbf{N}_q \quad (5.65)$$

5.3.2 CSS 法の課題

CSS 法では, 3.6.3 で述べたように変換行列 \mathbf{T}_q を用いる. \mathbf{T}_q は $N \times N$ の変換行列であり, 次式を満たすよう選ばれる [8].

$$\mathbf{A}_c = \mathbf{T}_q \mathbf{A}_q \quad (5.66)$$

$$\mathbf{T}_q^H \mathbf{T}_q = \mathbf{I} \quad (5.67)$$

このような行列 \mathbf{T}_q は次式により求められる [15].

$$\mathbf{T}_q = \mathbf{R}_q \mathbf{L}_q^H \quad (5.68)$$

ここに $\mathbf{L}_q, \mathbf{R}_q$ は, その列が $\mathbf{A}_q \mathbf{A}_c^H$ のそれぞれ左特異ベクトル, 右特異ベクトルである $N \times N$ 行列である. ただし, 中心周波数 c では変換を行う必要がないため, $\mathbf{T}_c = \mathbf{I}$ でよい. よって $\mathbf{A}_q, \mathbf{A}_c$ を得るために, まず初期推定を行いおおよその波源位置を知る必要がある. 初期推定の方法としては, ビームフォーマ法, 周波数平均法 [13] を前処理とした MUSIC 法などが挙げられる.

次に，次式のように T_q により R_{xxq} を変換し， R_{yyq} を求める．

$$\begin{aligned}
 R_{yyq} &= T_q R_{xxq} T_q^H \\
 &= T_q A_q \dot{S}_q A_q^H T_q^H + T_q N_q T_q^H \\
 &= A_c \dot{S}_q A_c + T_q N_q T_q^H
 \end{aligned} \tag{5.69}$$

そして， R_{yyq} について平均化処理を行い，次式で与えられる相関行列 $\overline{R_{yy}}$ を得る．

$$\begin{aligned}
 \overline{R_{yy}} &= \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q R_{yyq} \\
 &= A_c \overline{S} A_c + \overline{N}
 \end{aligned} \tag{5.70}$$

$$\begin{aligned}
 \overline{S} &= \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \dot{S}_q \\
 &= \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q B^{q-1} \hat{S} (B^{q-1})^H
 \end{aligned} \tag{5.71}$$

$$\overline{N} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q T_q N_q T_q^H \tag{5.72}$$

よって， $Q \geq L$ とすると位相回転行列 B の対角成分の独立性が高い場合には $\text{rank}(\overline{S}) = L$ となり，MUSIC法が適用可能となる．しかし，周波数帯域幅が十分でない場合， $B = I$ となり，各波源の相互相関値が十分に低下しない．この場合，式 (5.72) で表される雑音行列 \overline{N} (5.3.1 で述べた雑音行列 N_q が，変換および平均処理されたもの) による推定誤差が大きくなる [13]．

5.3.3 MCSS法の原理

MCSS(Modified CSS)法 [17][18] では，CSS法における変換行列 T_q が満たすべき式 (5.66) を次のように変更する．

$$A_c \Omega_q = T_q A_q \tag{5.73}$$

ここで， Ω_q はモード行列 A_c の各列の位相回転を表す対角行列である．このとき， R_{yyq} ， $\overline{R_{yy}}$ は次のように表される．

$$R_{yyq} = T_q R_{xxq} T_q^H$$

$$\begin{aligned}
&= \mathbf{T}_q \mathbf{A}_q \dot{\mathbf{S}}_q \mathbf{A}_q^H \mathbf{T}_q^H + \mathbf{T}_q \mathbf{N}_q \mathbf{T}_q^H \\
&= \mathbf{A}_c \ddot{\mathbf{S}}_q \mathbf{A}_c + \mathbf{T}_q \mathbf{N}_q \mathbf{T}_q^H
\end{aligned} \tag{5.74}$$

$$\begin{aligned}
\ddot{\mathbf{S}}_q &= \boldsymbol{\Omega}_q \dot{\mathbf{S}}_q \boldsymbol{\Omega}_q^H \\
&= \boldsymbol{\Omega}_q \mathbf{B}^{q-1} \hat{\mathbf{S}} (\mathbf{B}^{q-1})^H \boldsymbol{\Omega}_q^H
\end{aligned} \tag{5.75}$$

$$\begin{aligned}
\overline{\mathbf{R}}_{yy} &= \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \mathbf{R}_{yyq} \\
&= \mathbf{A}_c \overline{\mathbf{S}} \mathbf{A}_c + \overline{\mathbf{N}}
\end{aligned} \tag{5.76}$$

$$\begin{aligned}
\overline{\mathbf{S}} &= \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \ddot{\mathbf{S}}_q \\
&= \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \boldsymbol{\Omega}_q \mathbf{B}^{q-1} \hat{\mathbf{S}} (\mathbf{B}^{q-1})^H \boldsymbol{\Omega}_q^H
\end{aligned} \tag{5.77}$$

以上より，CSS法はMCSS法において $\boldsymbol{\Omega}_q = \mathbf{I}$ の場合と等しくなり，MCSS法はCSS法を拡張したのと考えられる．周波数帯域幅が狭い場合には $\mathbf{B} = \mathbf{I}$ となるが， $\boldsymbol{\Omega}_q$ を適切に選ぶことで，各周波数における波源間の位相関係は異なるものとなり，相互相関値が低下する．もし $\mathbf{B} = \mathbf{I}$ であると仮定すると，例えば $\boldsymbol{\Omega}_q$ を次式のように選べば各波源の相互相関値はすべて0となる．

$$\boldsymbol{\Omega}_q = \boldsymbol{\Gamma}_q \tag{5.78}$$

$$\boldsymbol{\Gamma}_q = \text{diag} [e^{j\gamma_{1,q}}, \dots, e^{j\gamma_{l,q}}, \dots, e^{j\gamma_{L,q}}] \tag{5.79}$$

$$\gamma_{l,q} = \frac{2\pi(l-1)}{Q} \left(q - \frac{Q+1}{2} \right) \tag{5.80}$$

ただし，上式では $\mathbf{B} \neq \mathbf{I}$ の場合には無相関化されない．周波数帯域幅が広い場合には， $\mathbf{B}^{q-1} = \boldsymbol{\Omega}_q^{-1}$ ($q = 1, 2, \dots, Q$) となり，MCSS法では全く波源相関が低下しないという状況も考えられる．このような可能性を排除するには，式(5.78)を次のように変更すると良い．

$$\boldsymbol{\Omega}_q = \boldsymbol{\Gamma}_q (\mathbf{B}^{q-1})^{-1} \tag{5.81}$$

式(5.81)では，式(5.78)を用いる場合と比較し，演算量が若干増加する．しかし， \mathbf{B}^{q-1} による位相回転を考慮し必要十分な位相回転を与えるため，帯域幅によらず無相関化することが可能となる．式(5.56)による \mathbf{B} の値の算出には波源位置 ρ_l が必要であるが，これはCSS法における焦点行列 \mathbf{T}_q の計算と同様に，初期推定を行うことで得られる．式(5.78)，(5.81)により $\boldsymbol{\Omega}_q$ を決定することで波源が無相関化される理由については，以下に示す．

位相回転行列 Ω_q による無相関化

式 (5.78), または式 (5.81) により Ω_q を決定することで無相関化が可能と述べたが, ここではこの理由について説明する.

式 (5.78) により Ω_q を決定する場合には, $B = I$ と仮定しているので

$$\begin{aligned}\dot{\hat{S}}_q &= B^{q-1} \hat{S} (B^{q-1})^H \\ &= \hat{S}\end{aligned}\quad (5.82)$$

このとき, 式 (5.62) に式 (5.78), 式 (5.82) を代入すると

$$\ddot{\hat{S}}_q = \Gamma_q \hat{S} \Gamma_q^H \quad (5.83)$$

よって, $\ddot{\hat{S}}_q$ の第 (u, v) 成分 $\ddot{s}_{q\{u,v\}}$ ($u, v = 1, 2, \dots, L$) は, \hat{S} の第 (u, v) 成分を $\hat{s}_{u,v}$ とおくと, 次のように表される.

$$\begin{aligned}\ddot{s}_{q\{u,v\}} &= e^{j\gamma_{u,q}} \hat{s}_{u,v} e^{-j\gamma_{v,q}} \\ &= e^{j\frac{2\pi(u-1)}{Q}(q-\frac{Q+1}{2})} \hat{s}_{u,v} e^{-j\frac{2\pi(v-1)}{Q}(q-\frac{Q+1}{2})} \\ &= \hat{s}_{u,v} e^{j\frac{2\pi(u-v)}{Q}(q-\frac{Q+1}{2})}\end{aligned}\quad (5.84)$$

ここで, $u = v$ の場合には, $\ddot{s}_{q\{u,v\}} = \hat{s}_{u,v}$ となる. つまり $\ddot{\hat{S}}_q$ の対角成分は Ω_q によって変化しないことがわかる. また, $u \neq v$ の場合には, 式 (5.77), (5.84) より, 平均処理後の信号相関行列 \bar{S} の第 (u, v) 成分 $\bar{s}_{u,v}$ は

$$\begin{aligned}\bar{s}_{u,v} &= \frac{1}{Q} \sum_{g=1}^Q \ddot{s}_{q\{u,v\}} \\ &= \frac{1}{Q} \sum_{g=1}^Q \hat{s}_{u,v} e^{j\frac{2\pi(u-v)}{Q}(g-\frac{Q+1}{2})} \\ &= \hat{s}_{u,v} e^{j\frac{2\pi(u-v)}{Q}(-\frac{Q+1}{2})} \frac{1}{Q} \sum_{g=1}^Q e^{j\frac{2\pi(u-v)}{Q}g} \\ &= \hat{s}_{u,v} e^{j\frac{2\pi(v-u)(Q+1)}{2Q}} \frac{1}{Q} \left\{ \left(\sum_{g=0}^Q e^{j\frac{2\pi(u-v)}{Q}g} \right) - 1 \right\} \\ &= \hat{s}_{u,v} e^{j\frac{2\pi(v-u)(Q+1)}{2Q}} \frac{1}{Q} \left\{ \frac{e^{j\frac{2\pi(u-v)}{Q}(Q+1)} - 1}{e^{j\frac{2\pi(u-v)}{Q}} - 1} - 1 \right\} \\ &\quad \left(\because \sum_{n=0}^N x^n = \frac{x^{N+1} - 1}{x - 1} \right)\end{aligned}$$

$$= \hat{s}_{u,v} e^{j \frac{2\pi(v-u)(Q+1)}{2Q}} \frac{1}{Q} \left\{ \frac{e^{j2\pi(u-v)(1+\frac{1}{Q})} - 1}{e^{j2\pi(u-v)(\frac{1}{Q})} - 1} - 1 \right\} \quad (5.85)$$

ここに u, v は正の整数であるため、次式が成り立つ。

$$e^{j2\pi(u-v)(1+\frac{1}{Q})} = e^{j2\pi(u-v)(\frac{1}{Q})} \quad (5.86)$$

よって、 $u \neq v$ である場合の $\bar{s}_{u,v}$ 、すなわち \bar{S} の非対角成分は、式 (5.85)、(5.86) より

$$\begin{aligned} \bar{s}_{u,v} &= \hat{s}_{u,v} e^{j \frac{2\pi(v-u)(Q+1)}{2Q}} \frac{1}{Q} \left\{ \frac{e^{j2\pi(u-v)(\frac{1}{Q})} - 1}{e^{j2\pi(u-v)(\frac{1}{Q})} - 1} - 1 \right\} \\ &= \hat{s}_{u,v} e^{j \frac{2\pi(v-u)(Q+1)}{2Q}} \frac{1}{Q} \{1 - 1\} = 0 \end{aligned} \quad (5.87)$$

となる。したがって、式 (5.78) により Ω_q を決定することで波源の無相関化が可能であることがわかる。

今度は、式 (5.81) により Ω_q を決定する場合について考える。まず、式 (5.62) に式 (5.81) を代入すると次式を得る。

$$\begin{aligned} \ddot{S}_q &= \Omega_q \dot{S}_q \Omega_q^H \\ &= \Gamma_q (B^{q-1})^{-1} \dot{S}_q \{(B^{q-1})^H\}^{-1} \Gamma_q^H \\ &= \Gamma_q \hat{S} \Gamma_q^H \end{aligned} \quad (5.88)$$

ここに、式 (5.88) と式 (5.83) は等しい。よって、以降は式 (5.78) により Ω_q を決定する場合と同様に議論を進めることができ、波源が無相関となることがわかる。

5.3.4 初期推定誤差

通常、初期推定値には誤差が含まれる。この誤差を含む初期推定位置 ρ'_l より得られるモード行列を A'_q, A'_c とし、これらを用いて算出される MCSS 法における変換行列を T'_q とする。ここで、式 (5.73) を満たす理想的な変換行列 T_q と、 T'_q の差分を P_q とおく。

$$T'_q = T_q + P_q \quad (5.89)$$

このとき、 T'_q を用い真の波源位置を表すモード行列 A_q を変換すると

$$\begin{aligned} T'_q A_q &= \{T_q + P_q\} A_q \\ &= A_c \Omega_q + P_q A_q \end{aligned} \quad (5.90)$$

のように，変換誤差項 $P_q A_q$ が発生する．CSS 法においては $\Omega_q = I$ となるが，やはり同様に変換誤差が発生する．よって， T'_q により MCSS 処理された相関行列 $\overline{R_{yy}'}$ は，熱雑音がないと仮定すると

$$\begin{aligned}\overline{R_{yy}'} &= \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q T'_q R_{xxq} T'_q \\ &= \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \{T_q + P_q\} A_q \dot{S}_q A_q^H \{T_q + P_q\}^H \\ &= A_c \overline{S} A_c + \overline{P}\end{aligned}\quad (5.91)$$

$$\begin{aligned}\overline{P} &= \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \left\{ A_c \Omega_q \dot{S}_q A_q^H P_q^H + P_q A_q \dot{S}_q \Omega_q^H A_c \right. \\ &\quad \left. + P_q A_q \dot{S}_q A_q^H P_q^H \right\}\end{aligned}\quad (5.92)$$

のように，変換誤差行列 \overline{P} を含む形で表される．これら P_q ， \overline{P} は初期推定誤差により発生し，初期推定誤差に比例して増大する． \overline{P} は熱雑音と同様に推定誤差の原因となるため，MCSS 処理後の推定誤差は，初期推定誤差に依存することとなる．また，各波源の相互相関値が高い場合には，やはり熱雑音と同様に変換誤差行列 \overline{P} による推定誤差が大きくなる．条件によっては， $\overline{R_{yy}'}$ に対して MUSIC を適用し得られる位置 ρ'_l は，初期推定位置 ρ_l よりも真の波源位置 ρ_l から遠くなることも考えられる．CSS 法では各波源の相互相関値が十分に低減できない可能性があるが，MCSS 法では波源の無相関化が可能であるため， ρ'_l が ρ_l より真の波源位置から遠くなる可能性を低減できる．

なお本検討では簡単のため，熱雑音がないと仮定して議論を進めたが，熱雑音に対して変換誤差が十分大きい場合には，上記議論は成立すると考えられる．

5.3.5 繰返し推定

これまでの議論より，MCSS 法を前処理として用いた MUSIC による波源位置推定の手順をまとめると，以下ようになる．なお下記手順は，式 (5.81) を用いて位相回転行列 Ω_q を決定する場合の手順となる．

- [Step1] 受信信号 $x_q(t)$ より，相関行列 R_{xxq} を求める．
- [Step2] R_{xxq} に対し初期推定を実施し，初期推定位置 ρ'_l を求める．
- [Step3] ρ'_l より得られる位相回転行列 B' と Γ_q を用い，位相回転行列 Ω'_q を求める．

[Step4] ρ'_i より得られるモード行列 A'_q, A'_c と, Ω'_q を用いて, 焦点行列 T'_q を求める.

[Step5] T'_q を用いて R_{xxq} を変換し, 平均化処理を行い $\overline{R_{yy}'}^i$ を得る.

[Step6] $\overline{R_{yy}'}^i$ に対し MUSIC を適用し, 推定位置 ρ''_i を得る.

ここで, $\overline{R_{yy}'}^i$ に含まれる変換誤差行列を \overline{P}^i とする. また, ρ''_i を初期推定位置として再び Step3~Step6 を実行した場合に得られる, 焦点行列を T''_q , 平均化処理後の相関行列を $\overline{R_{yy}''}^i$, これに含まれる変換誤差行列を \overline{P}''^i , 推定位置を ρ'''_i とする. 推定位置 ρ'''_i が初期推定位置 ρ'_i よりも真の波源位置に近いと仮定すると, T'_q により発生する変換誤差 \overline{P}^i よりも T''_q により発生する変換誤差 \overline{P}''^i の方が小さくなると考えられる. したがって, 推定位置 ρ'''_i は, 含まれる誤差が ρ'_i より小さくなり, 更に真の波源位置に近づくと考えられる. つまり, Step6 で得られた推定位置を初期推定位置とし, Step3~Step6 を繰り返すことで, 変換誤差行列により生じる推定誤差を低減させることが可能となる. ただし, 推定位置は必ず熱雑音による誤差を含んでいるため, 変換誤差はゼロになるまで低減可能なわけではなく, 熱雑音の大きさにより制限されることになる.

5.3.6 シミュレーション結果と検討

シミュレーション条件

シミュレーション条件を表 1 に示す. 表中の λ は中心周波数 c におけるものである. 本検討では波源数は既知とし, 真の波源位置から最も近い推定位置までの距離を推定誤差として, RMSE, 推定成功確率による定量評価を実施する. ここでは, 位置推定に失敗した事象は RMSE の計算に含めないこととし, 推定の失敗については, 1) スペクトルサーチ時にピーク数 < 波源数となった場合, 2) それぞれの真の波源位置から最も近い推定位置が重複する場合, として定義する. また, 推定成功確率は (推定成功回数) = $\frac{(\text{独立試行回数}) - (\text{推定失敗回数})}{(\text{独立試行回数})}$ として定義する. 更に, 文献 [6] と同様, z 方向の位置は既知とし, xy 平面上での推定精度について検討を行う. よって, 算出される位置誤差の RMSE 値には, z 方向に関する推定誤差は含まれないとする. また, SNR を計算する際の信号強度については, 基準位置における第 1 波源の信号強度を用いることとする. スペクトルサーチの半径については, 中心周波数が 2.45GHz の場合に約 1.2m に相当する 10λ とする.

表 5.2: シミュレーション条件

推定アルゴリズム	MUSIC 法
Ω_q の決定	式 (5.81) により決定
アレー形状	3 × 3 素子, 矩形
アレー素子間隔	0.4 λ
第 1 波源位置	(x,y,z) = (0 λ , 5 λ , 3 λ)
第 2 波源位置	(x,y,z) = (2 λ , 0 λ , 3 λ)
波源振幅	両波源とも原点で 振幅 1 となるよう設定
波源相互相関	完全相関
比帯域幅	0.03 ~ 30%
使用周波数の数	3
周波数間隔	等間隔
SNR	0 ~ 100dB
スナップショット数	100
波源数の推定	既知
独立試行回数	100
スペクトルサーチ 範囲	$z = 3\lambda$, かつ z 軸を中心 とした半径 10λ の円内
スペクトルサーチ グリッド間隔	径方向: $9.5 \times 10^{-7}(2^{-20})\lambda$ 角方向: $3.8 \times 10^{-6}(2^{-18})^\circ$

初期推定誤差がない場合の推定特性比較

本節では，CSS 法，MCSS 法の性能限界を評価するため，焦点行列 T_q 作成のためのモード行列 A_q ， A_c の位置は真の波源位置と一致させ，初期推定誤差はないものとした．

まず，1 回の独立試行により得られた波源位置推定結果である MUSIC スペクトルを示す．図 5.7，5.8 はそれぞれ，CSS 法，MCSS 法を前処理として適用した場合の MUSIC スペクトルである．図中の「○」は真の波源位置を表し，「+」は推定された波源位置を表す．図より，CSS 法においては熱雑音の影響によりスペクトルが鈍り，推定位置が真の波源位置から離れていることが確認できる．しかし，MCSS 法においてはスペクトルが鋭く，推定位置と真の波源位置はほぼ一致しており，熱雑音の影響が低減されていることがわかる．

次に，SNR，比帯域幅 (FBW : Fractional BandWidth) をパラメータとして特性評価を実施した．図 5.9 は CSS 法を適用した場合の SNR-位置推定誤差特性を表したグラフである．文献 [13] における検討と同様，比帯域幅が狭い場合には推定誤差が大きいことがわかる．なお，低 SNR 領域において推定誤差がほぼ一定となっているのは，スペクトルサーチ範囲を半径 10λ の円内としていることが原因である．図 5.10 は，CSS 法を適用した場合の SNR-推定成功確率特性を表したグラフである．比帯域幅が狭いほど，高い SNR においても推定成功確率が低下していることが確認できる．図 5.11 は，MCSS 法を適用し SNR-位置推定誤差特性を評価した結果である．比較のため，CSS 法適用時の比帯域幅 30% の特性も併せて示す．図より，比帯域幅が狭い場合でも推定誤差の増加が無く，MCSS 適用時には 0.03% の比帯域幅で，CSS 法適用時の比帯域幅 30% の場合と同等の特性が得られることがわかる．また，図 5.12 より推定成功確率についても，MCSS 適用時には 0.03% の比帯域幅で，CSS 法適用時の比帯域幅 30% の場合と同等の特性が得られることがわかる．

初期推定誤差がある場合の推定特性比較

5.3.4 において，初期推定誤差のために変換誤差が生じ，これが推定誤差の原因となることを示した．また，各波源の相互相関値により推定誤差が変化することを示した．よって本節では，初期推定誤差を与えた場合の推定特性について検討を行う．なお本検討では，初期推定誤差は第 1 波源には $-y$ 方向，第 2 波源には $-x$ 方向に与える．ここでは，初期推定誤差が推定精度に与える影響を把握することが目的なので，熱雑音に起因する推定誤差を低減するために，SNR は 80dB としてシミュレーションを行う．また，比帯

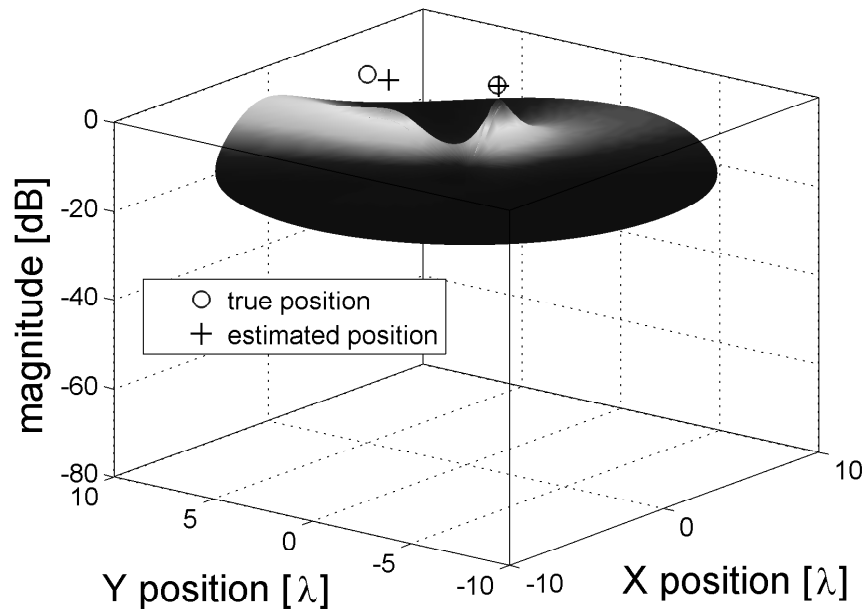


図 5.7: CSS 法適用時の MUSIC スペクトル (SNR=60dB , FBW=0.03%)

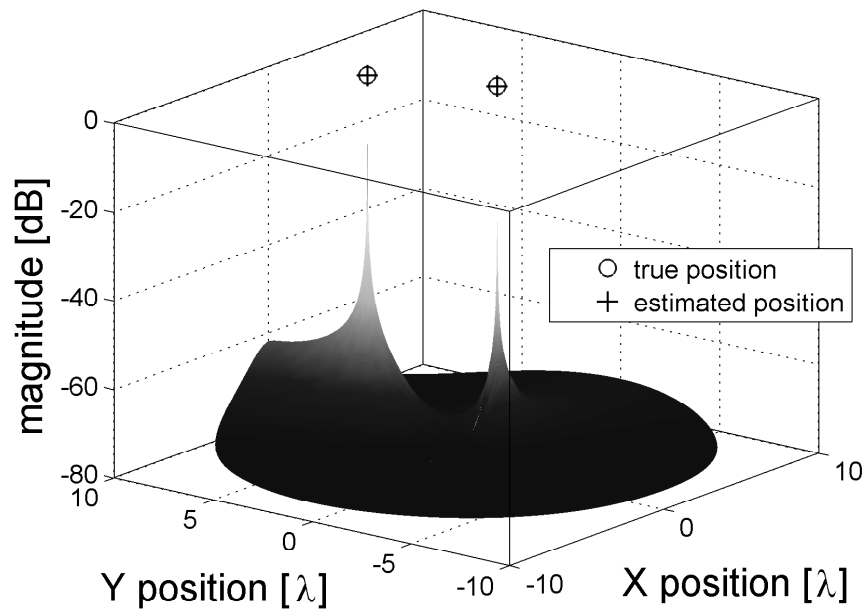


図 5.8: MCSS 法適用時の MUSIC スペクトル (SNR=60dB , FBW=0.03%)

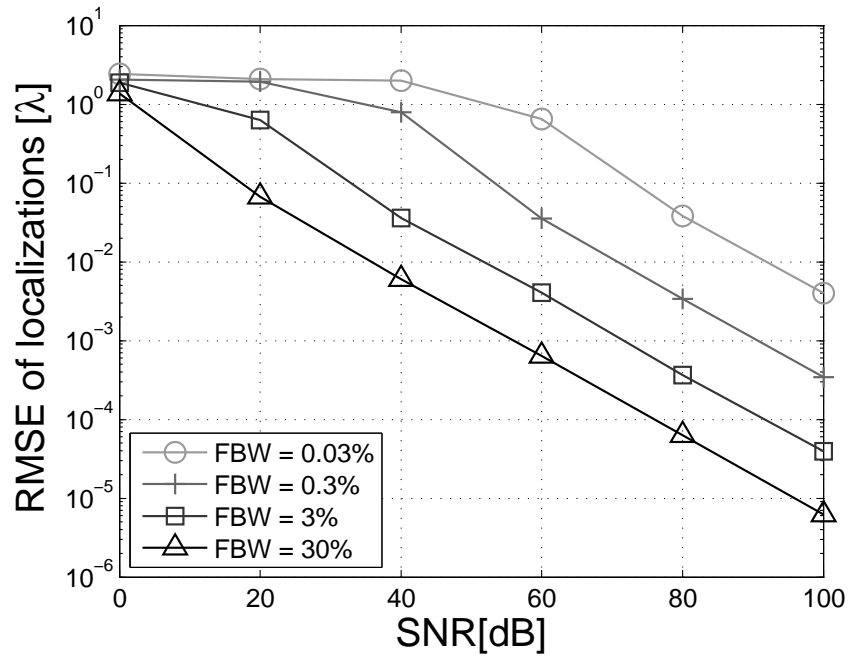


図 5.9: SNR に対する推定位置の RMSE (CSS 法適用時)

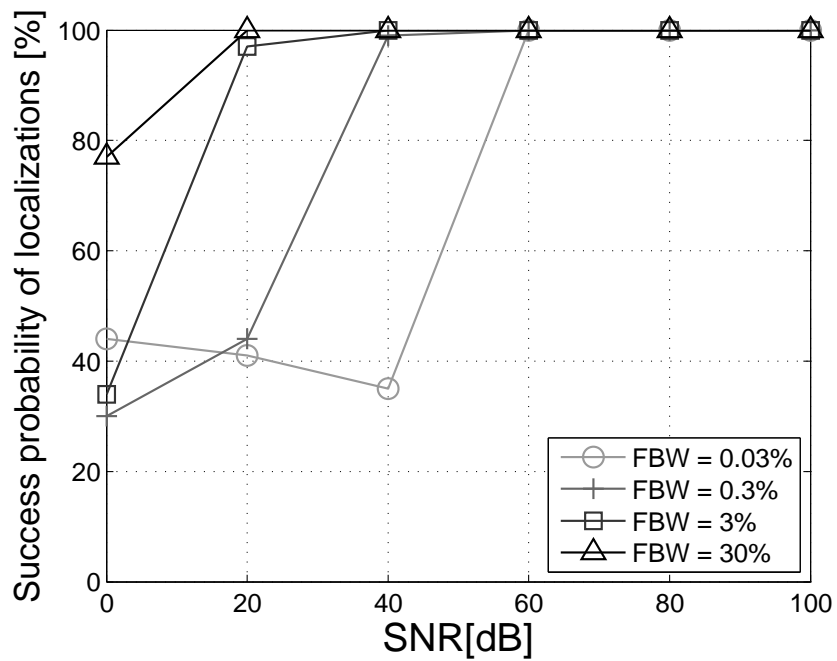


図 5.10: SNR に対する位置推定の成功確率 (CSS 法適用時)

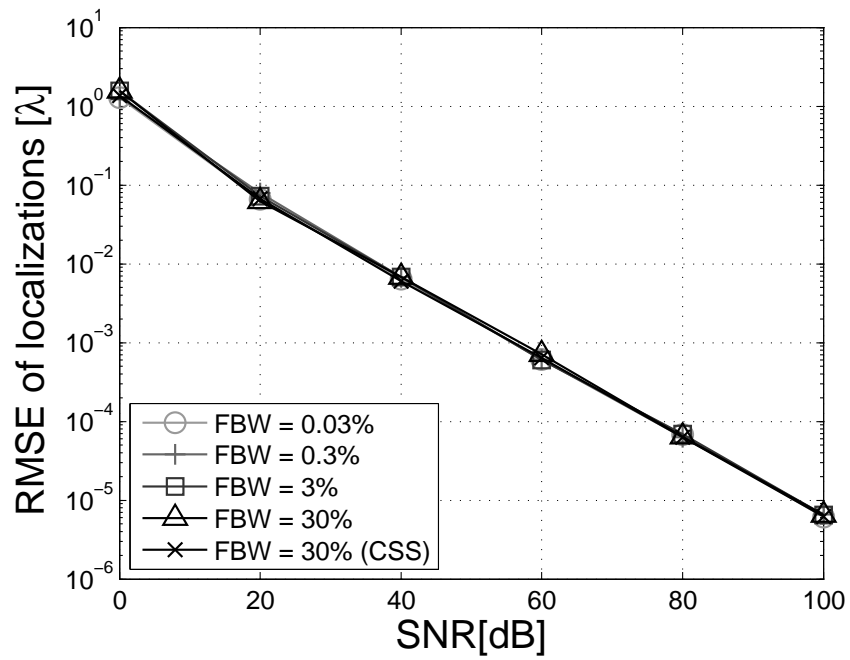


図 5.11: SNR に対する推定位置の RMSE (MCSS 法適用時)

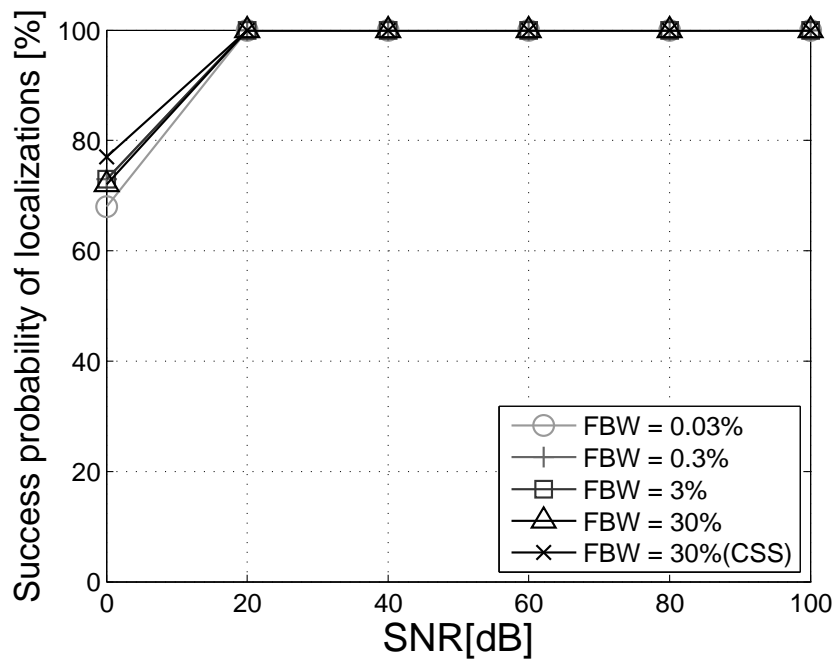


図 5.12: SNR に対する位置推定の成功確率 (MCSS 法適用時)

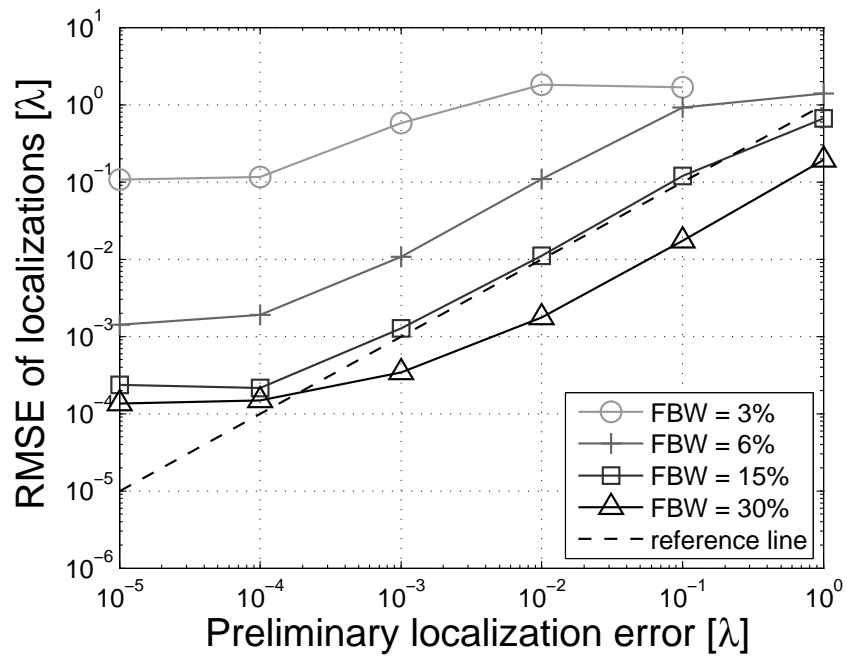


図 5.13: 初期推定誤差に対する推定位置の RMSE (CSS 法適用時)

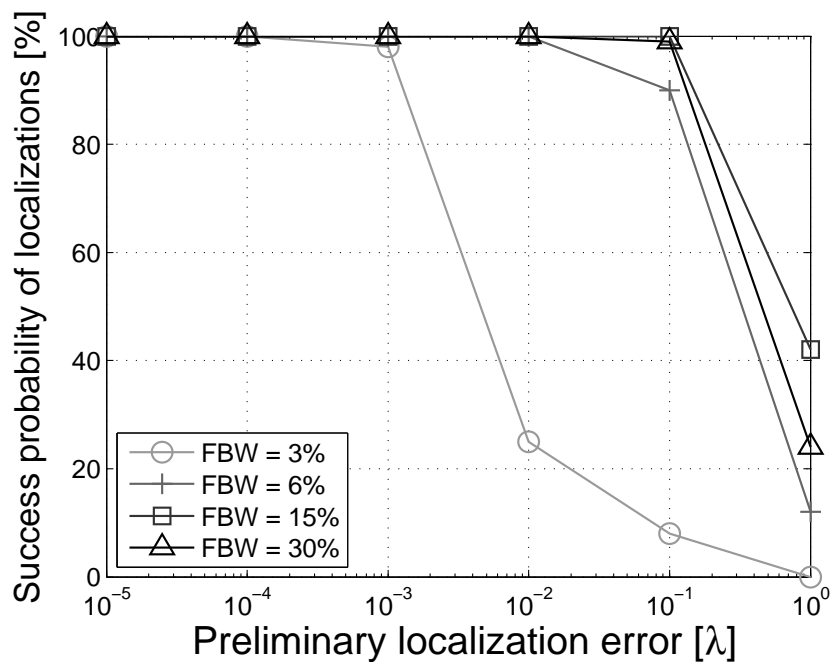


図 5.14: 初期推定誤差に対する位置推定の成功確率 (CSS 法適用時)

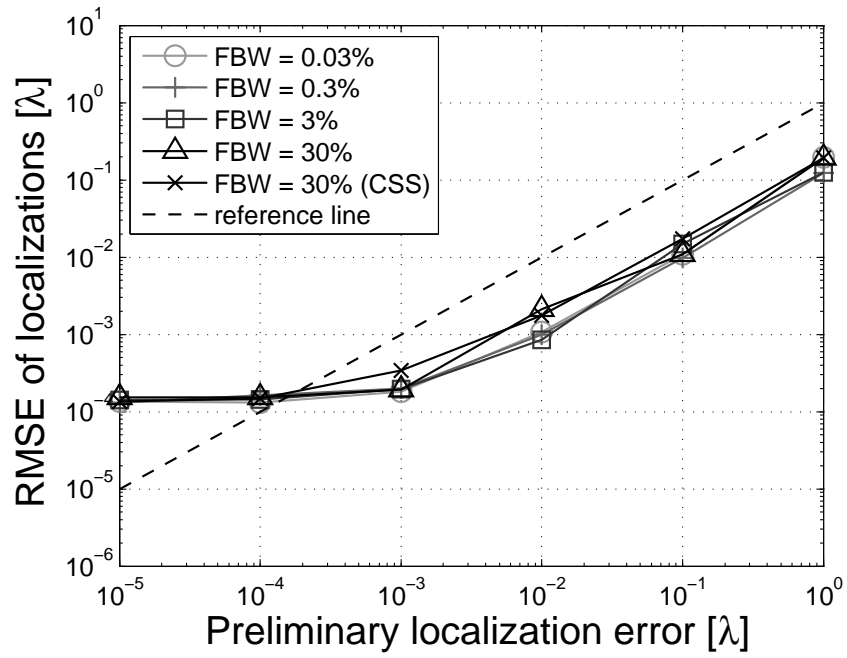


図 5.15: 初期推定誤差に対する推定位置の RMSE (MCSS 法適用時)

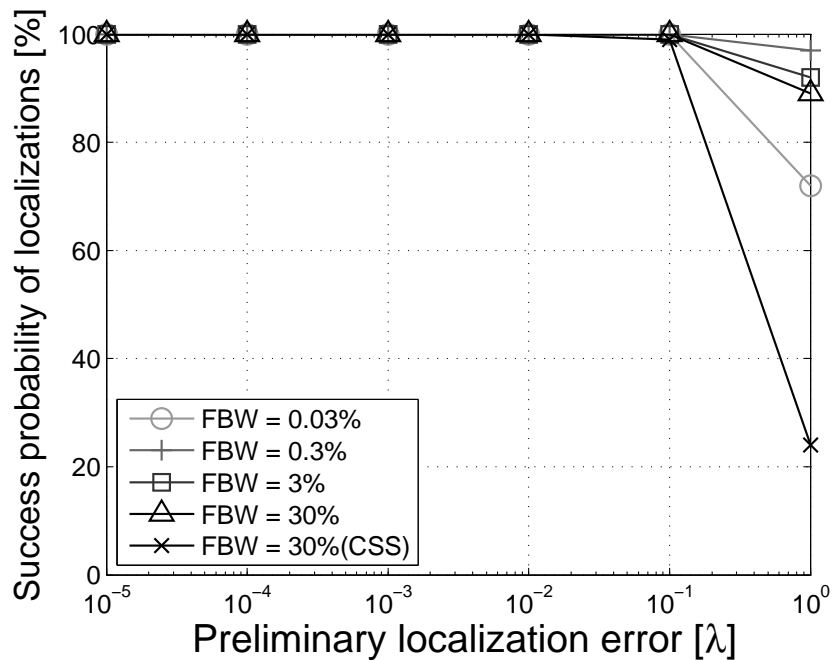


図 5.16: 初期推定誤差に対する位置推定の成功確率 (MCSS 法適用時)

域幅による特性差が明確となるように，10回の繰返し推定を行った結果について比較を行う．

図 5.13 に CSS 法適用時の初期推定誤差と推定誤差の関係を示す．図中，点線は横軸と縦軸の値が等しくなる基準線を表している．基準線より右下の領域は，CSS 法により推定精度が向上した領域であり，基準線より左上の領域は，CSS 法により初期推定値より誤差が増大した，つまり CSS 法を適用しない方が推定精度が高い領域である．ここで，比帯域幅が 3% かつ初期推定誤差が 1λ の場合に結果が示されていないのは，独立試行 100 回のすべてが推定失敗となったためである．図 5.13 より，本条件において CSS 法により推定精度が改善するには，比帯域幅は少なくとも 15% 程度必要なことがわかる．また，図 5.14 は CSS 法適用時の初期推定誤差と推定成功確率の関係を示している．比帯域幅が狭いほど，初期推定誤差が小さい領域においても推定成功確率が低下していることが確認できる．

これに対し，MCSS 法適用時の初期推定誤差と推定誤差の関係を図 5.15 に示す．比較のため，CSS 法適用時の比帯域幅 30% の特性も併せて示してある．図より，MCSS 法では比帯域幅によらず比帯域幅 30% の CSS 法とほぼ同等の推定精度が得られることがわかる．MCSS 法と CSS 法で若干特性が異なるのは，MCSS 法では式 (5.92) に示す変換誤差行列 \bar{P} に $\Omega(f_g)$ の項が含まれるために，両者で変換誤差行列 \bar{P} が異なることが原因と考えられる．また，図 5.16 には MCSS 法適用時の初期推定誤差と推定成功確率の関係を示す．初期推定誤差が $10^{-5}\lambda \sim 10^{-1}\lambda$ の範囲では，MCSS 法は比帯域幅によらず比帯域幅 30% の CSS 法と同等の推定成功確率が得られることがわかる．初期推定誤差が 1λ の場合には，CSS 法と比較し MCSS 法の推定成功確率が高いが，これも両者で変換誤差行列 \bar{P} が異なることが原因と考えられる．

なお，図 5.13，5.15 とともに，初期推定誤差が小さい領域では推定誤差が一定となっているが，これは初期推定誤差に起因する推定誤差が小さく，熱雑音による推定誤差が支配的であるためと考えられる．また，FBW=15%，30% の CSS 法と，すべての FBW における MCSS 法では，初期推定誤差が $10^{-3}\lambda \sim 1\lambda$ の範囲では初期推定誤差と推定誤差がほぼ比例関係にあることが確認できる．このことから，CSS 法，MCSS 法の適用による推定精度の改善度は，初期推定の精度に依存しないと予想される．

繰返し推定

前節において、10回の繰返し後の推定結果を用いて特性比較を行ったが、本節ではこの妥当性について確認する。図5.17は繰返しによる推定結果の収束過程を示したものであり、初期推定誤差は $10^{-3}\lambda$ 、SNRは80dBとしている。図より、繰返しによる推定精度の変化が収束するまでの回数は各条件により異なるが、MCSSの収束が最速で10回程度であること、各条件における推定精度の優劣は繰返し回数が増加しても逆転しないことがわかる。したがって、前節において繰返し回数を10回としたのは妥当といえる。

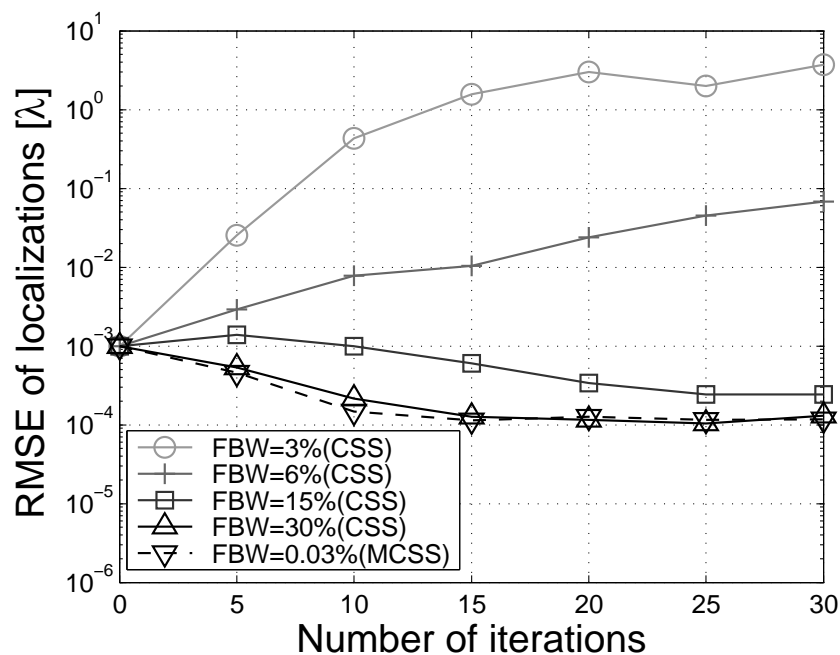


図 5.17: 繰返し回数に対する推定位置の RMSE

5.4 まとめ

本章ではまず、近傍波源に対する新たな位置推定方法として、回転不変式の成立する仮想的アレーへの変換を行う変換行列を用いて、ESPRIT法を適用可能とする方法を提案した。シミュレーションでは7素子等間隔リニアアレーを用い、近傍に位置する2つの波源に対して提案法を適用し、MUSIC法より若干劣る程度の高い推定精度が得られることを明らかにした。また、初期窓関数幅をパラメータとした検討を行い、初期窓関

数幅は大き過ぎても小さ過ぎても正しく推定できないことを確認した。特に，初期窓関数幅が大き過ぎた場合に推定できないということは，初期推定に一定の精度が求められることとなり，安定的な推定を行う上で大きな制約になると考えられる。しかし，近傍波源をサーチを行うことなく推定でき，しかもアレー形状に対する制約が無いということは，非常に有用な特徴と思われる。

次に，狭帯域かつコヒーレントな近傍波源を，平面アレーにより球面波 MUSIC 法で位置推定する場合に有効な前処理の手法として，CSS 法を改良した MCSS 法を提案した。シミュレーションによる検討では，CSS 法と MCSS 法の実験比較を行った。初期推定誤差がないと仮定した場合の位置推定精度について比較を行い，比帯域幅が狭い場合において，MCSS 法は CSS 法と比較し良好な推定精度が得られることを示した。そして，初期推定誤差が存在する場合についても比較を行い，比帯域幅が狭く CSS 法では初期推定位置よりも推定精度が劣化する条件においても，MCSS 法は初期推定位置に対し推定精度が改善することを明らかにした。

5.3 で提案した MCSS 法は，原理的には単一周波数の波源に対しても適用可能な方法であり，アレー形状に対する制約もない。また，5.2 で提案した近傍波源に対する ESPRIT 法の適用方法も，アレー形状に対する制約がない。さらに，両方法とも繰返し推定を行うことで推定精度が改善するという特徴を有する。したがって，両手法を併用しつつ繰返し推定を行うことで，最尤推定法を用いることなく，高速に完全相関である近傍波源の位置推定が可能と考えられる。

参考文献

- [1] 菊間信良, “アダプティブアンテナ技術” オーム社, 東京, 2003.
- [2] R. O. Schmidt, “Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation,” IEEE Trans., vol.AP-34, No.3, pp.276-280, Mar. 1986.
- [3] R. Roy, T. Kailath, “ESPRIT - Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques,” IEEE Trans., vol.ASSP-37, pp.984-995, July 1989.
- [4] 秋元広幸, 高橋応明, 宇野亨, 有馬卓司, “MUSIC法による近傍波源推定の基本的検討とPCBへの応用,” 信学論(B), vol.J87-B, No.9, pp.1434-1441, Nov. 2004.
- [5] 大前彩, 高橋応明, 宇野亨, “球面波モードベクトルMUSIC法を用いた有限距離波源位置推定,” 信学技報, AP2003-64, Jul. 2003.
- [6] K. Deng, Q. Yin, H. Wang, “Closed Form Parameters Estimation For Near Field Sources,” Proceedings of the IEEE Int’l Symposium on Circuits and Systems, pp.3251-3254, 2007.
- [7] 坂口聡彦, 内田貴之, 市毛弘一, 新井宏之, “アレー受信信号の位相差補正およびESPRIT法に基づいた近傍界波源位置推定法” 信学技報, AP2008-13, May. 2008.
- [8] Q. Yin, R. Newcomb, L. Zou, “Estimating 2-D angle of arrival via two parallel linear array,” IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing, pp.2803-2806, 1989.
- [9] Q. Yin, R. Newcomb, S. Munjal, L. Zou, “Relation Between the DOA Matrix Method and the ESPRIT Method” Proceedings of the IEEE Int’l Symposium on Circuits and Systems, vol.4, pp.1561-1564, 1990.

- [10] T. J. Shan , M. Wax , T. Kailath , “ On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals ”IEEE Trans. , ASSP-33 , no.4 , pp.806-811 , Aug. 1985.
- [11] 岡村 敦, 米澤 ルミ子, 桐本 哲郎, “ アレー補間処理に窓関数を導入した 空間スムージング型超解像測角法 , ”信学論 (B) , vol.J82-B , no.6 , pp.1185-1192 , June 1999.
- [12] H. Ohara , N. Kikuma , N. Inagaki , “ 3-dimentional localization of near-field multiple sources using MUSIC with circular array , ”Proc.ISAP , 4 , pp.1085-1088 , Sep. 1992.
- [13] 古賀健一, 菊間信良, 平山裕, 榊原久二男, 河村大輔, 岩下明暁, 水野善之, “ コヒーレント信号部分空間法を用いた近傍波源位置推定に関する検討 , ”信学技報 , AP2008-134 , Nov. 2008.
- [14] H. Wang , M. Kaveh , “ Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wide-band sources , ”IEEE Trans. , ASSP-33 , no.4 , pp.823-831 , Aug. 1985.
- [15] H. Hang , M. Kaveh , “ Focussing matrices for coherent signal-subspace processing, ” IEEE Trans. , ASSP-36 , no.8 , pp.1272-1281 , Aug. 1988.
- [16] 古賀健一, 菊間信良, 平山裕, 榊原久二男, 河村大輔, 岩下明暁, 花木秀信, 水野善之, “ 近傍波源推定に対する ESPRIT 法適用に関する基礎検討 , ”信学技報 , AP2009-118 , Oct. 2009.
- [17] 古賀健一, 菊間信良, 平山裕, 榊原久二男, 河村大輔, 岩下明暁, 水野善之, “ 狭帯域近傍波源に対する CSS 法適用時の位置推定特性改善に関する検討 , ”信学技報 , AP2009-109 , May 2009.
- [18] 古賀健一, 菊間信良, 平山裕, 榊原久二男, 河村大輔, 岩下明暁, 水野善之, “ 狭帯域近傍波源に対するコヒーレント信号部分空間法適用時の位置推定特性改善に関する検討 , ”信学論 (B) , vol.J93-B , no.10 , pp.1445-1455 , Oct. 2010.

第6章 結論

近年、車載無線システムは急速な普及、発展を遂げているが、通信品質を確保しシステムの安定性を担保するためには、これらシステム間の干渉や、車載電子システムの発する電磁波からの干渉を排除するための技術が必須となる。また、車載無線システムのさらなる発展のためには、電波源の位置を特定するための技術が強く求められている。本論文では、これら機能を達成するための技術として注目されているアダプティブアンテナを取りあげ、車載環境においてアダプティブアンテナを構成するための新規技術の提案を行った。また、車載無線システムへのアダプティブアンテナ導入の障害となっている「既存システムに対する回路規模増大」という課題に対し、その解決策について提案した。さらに、これら提案手法について計算機シミュレーションを用いて検討を行い、有効性を明らかにした。

まず、第2章では車両への無線システムの導入状況や各システムの概要について述べた。特に、車載電子キーシステムについては、提供される機能やハードウェア構成について説明した上で、アダプティブアンテナによる干渉除去や位置推定の必要性について述べた。その上で、車載電子キーシステムに対してアダプティブアンテナを適用する際に生じる課題について示した。

第3章では、アダプティブアンテナの原理と、干渉除去のアルゴリズム、到来方向推定（位置推定）のアルゴリズムについて述べた。また、マルチパス環境ではアダプティブアルゴリズムが適切に動作しないことを示すとともに、適切に動作するために必要な前処理の方法について説明した。

第4章では、各アンテナシステムをスイッチにより切り換えることで、各アンテナシステムでアナログ回路を共用し回路規模を削減したアダプティブアンテナ「時分割多重を用いた単一受信器によるアダプティブアンテナ」(TDM-AAA: Time-Division Multiplexing Adaptive Array Antenna) について提案した。

まず、TDM-AAAの受信信号について定式化を行った。TDM-AAAの受信信号の定式化は過去にも行われていたが、これまでは各アンテナの受信信号が混合されない条件でのみ定式化が行われていた。すなわち、受信回路の帯域幅が無限大であったり、ス

スイッチの ON 時間が非常に短くデルタ関数とみなされていたりと、実現不可能な仮定がなされていた。そこで本研究では、スイッチの ON 時間は任意で、受信回路の帯域幅も有限な状態の TDM-AAA の受信信号について、初めて定式化を行った。この成果により、TDM-AAA と通常のアダプティブアレーアンテナ (C-AAA : Conventional Adaptive Array Antenna) とを現実的な状態で数式ベースで比較、評価することが可能となり、今後の更なる TDM-AAA に関する研究の発展が期待できる。

次に、TDM-AAA の受信信号の混合を分離する方法について提案した。これは、定式化された TDM-AAA の受信信号は、各アンテナの受信信号ベクトルに対し正方行列が乗算される形で表されることを利用したもので、TDM-AAA の受信信号に対し混合を表す正方行列の逆行列を乗算するという方法である。計算機シミュレーションでは TDM-AAA において PI (Power Inversion) アルゴリズムを動作させ、提案法は高い妨害波抑圧特性を示すことを確認した。定式化された TDM-AAA の受信信号の式からは、通常のアダプティブアンテナにおけるモードベクトルが、TDM-AAA では変化してしまうことが導かれる。これは、等間隔リニアアレーであったとしても、モードベクトルが同形状である複数のサブアレーを取り出せないことを意味し、これを利用する ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 法や Root-MUSIC (Multiple Signal Classification) 法、空間平均法が適用できないことになる。しかし、提案した受信信号の分離法を用いれば、上記問題は解決される。すなわち、提案法は TDM-AAA の適用範囲の拡大に多大なる貢献を成したといえる。

TDM-AAA では、スイッチ切換により発生する高調波成分により信号の帯域幅が拡大するため、受信回路の帯域幅も広げる必要がある。よって、フィルタを通過する雑音の電力も増大し、受信信号の SNR が低下してしまう。これを改善する方法として、TDM-AAA のスイッチ切換順序を最適化する方法を提案した。TDM-AAA では各アンテナの受信信号が混合されるので、スイッチ切換前後のアンテナの信号がなるべく同位相となるような切換順序とすれば、受信信号が同位相で混合されることとなり、受信電力が向上する。計算機シミュレーションの結果、切換順序を最適化した場合には、13 素子等間隔リニアアレーで最大 3.2dB 受信電力が改善することを示した。また、切換順序を最適化した信号に対し MMSE アルゴリズムを動作させ、問題なく動作することを確認した。この結果は、スイッチ切換に自由度があることを意味し、TDM-AAA の更なる拡張性を示すものである。例えば、マルチパス環境等で特定の素子の受信電力が大きな場合には、その素子のスイッチ接続時間を長くすることで受信電力の向上が期待できる。また、複数のスイッチを同時接続すれば、回路規模を増大させることなく、アナログ領域にお

る簡易なビームスペースアダプティブアンテナを実現することが可能となる。

第5章では、マルチパス環境において近傍波源を効率よく推定する方法について提案した。まず、電波の到来方向を代数的に算出する手法である ESPRIT 法を近傍波源に適用する方法を提案した。近傍波源からの電波は伝搬距離による減衰が生じるため、受信信号の振幅が素子ごとに異なることとなり、ESPRIT 法の原理式である回転不変式が成立しない。このため、提案法では近傍波源の受信信号に対し変換を施し、仮想的に回転不変式が成立する状況を作り出すことで、ESPRIT 法の適用を可能としている。検証の結果、7 素子等間隔リニアアレーの近傍に位置する 2 つの波源を推定可能であることを確認した。また、繰返し推定を行うことで、初期推定誤差に起因する推定誤差を低減可能であることを示した。

次に、狭帯域かつコヒーレントな近傍波源の相関を低下させる手法として MCSS (Modified Coherent Signal-Subspace) 法を提案した。上記のように、近傍波源からの電波を受信した場合、信号の振幅が素子ごとに異なる。このため、有力な相関低減手段である空間平均法を使用することができない。そこで、近傍波源にも適用可能な CSS 法の使用を検討したが、波源の周波数帯域幅が狭い場合には十分に相関が低下しないことが確認された。この対策として、CSS 法で用いられる焦点行列の計算方法を修正した MCSS 法を提案し、波源の比帯域幅が 0.03% の場合でも、比帯域幅が 30% の場合と同等の推定精度が得られることを計算機シミュレーションにより示した。また、繰返し推定を行うことで、初期推定誤差に起因する推定誤差を低減可能であることを確認した。

MCSS 法を用いれば、これまでは計算負荷の高い最尤推定法でしか推定できなかった狭帯域かつコヒーレントな近傍波源を、MUSIC 法等の固有値展開に基づく推定方法により少ない計算量で推定することが可能となる。また、MCSS 法は、近傍 ESPRIT 法と組み合わせることで、さらに効率的な推定が可能と考えられる。近傍 ESPRIT 法、MCSS 法ともに変換行列を用いて受信信号を変換するが、この変換行列を共通化することで計算負荷の低減が見込める。また、両方法とも繰返し推定を必要とするため、この点においても効果的である。狭帯域かつコヒーレントな近傍波源の推定方法としては、EM (Expectation Maximization) 法や SAGE (Space-Alternating Generalized EM) 法等の最尤推定法が挙げられる。これらの方法では、受信信号を 1 波ずつの信号に分離した後に、1 波ずつの信号に対してそれぞれ推定を行う必要があるため、計算負荷が高くなる。しかし、近傍波源 ESPRIT と MCSS 法を組み合わせれば、信号を 1 波ずつに分離することなく、複数の波源を同時に推定可能であるため、EM 法や SAGE 法に対し少ない計算量で推定することが可能と考えられる。

以上の結果より、4章、5章で提案した技術が、車載無線システムに対するアダプティブアンテナ技術の適用において非常に有効であることが明らかとなった。車載無線システムは、車という消費者が直接購入する商品に搭載されるシステムであるので、できるだけ簡素で容易に生産可能であることが望ましい。4章で提案した「時分割多重を用いる単一受信器によるアダプティブアンテナ」を用いれば、従来は全ての機能ブロックがアンテナ数分必要であったところを、初段のフィルタとスイッチ以外は1系統のみ備えればよくなり、アダプティブアンテナシステムの受信回路の規模を大幅に削減することが可能となる。5章で提案した「近傍 ESPRIT 法」は、ピークサーチ演算を行うことなく、全ての近傍波源の位置を同時に、しかも代数的に算出することが可能であり、従来の推定法と比較し演算量を削減することが可能である。同じく、5章で提案した「MCSS 法」は、狭帯域かつコヒーレントな近傍波源の相互相関を、アンテナ数を増加させることなく低減可能である。「MCSS 法」では波源数の 0.5 倍素子数が少なくても、従来法と同等の開口面積で波源の位置推定（到来方向推定）が可能であるため、システムを簡素化することが可能である。また、「近傍 ESPRIT 法」の前処理として「MCSS 法」を適用することで、狭帯域かつコヒーレントな近傍波源の位置推定を、全波源同時かつ代数的に算出することが可能となるため、さらなる演算量削減が期待できる。

今後の課題としては、第1に「近傍 ESPRIT 法」「MCSS 法」の組み合わせ推定の演算量削減効果を定量的に明らかにすることが挙げられる。第2には、「近傍 ESPRIT 法」の推定位置の発散防止法の検討が挙げられる。「近傍 ESPRIT 法」では、初期位置を与え反復推定を行うことで、徐々に推定位置が真の位置に近づくのであるが、初期位置の誤差が大きい場合に推定位置が発散するという問題がある。よって、安定的に推定を行える方法を確認する必要がある。第3の課題としては、これらの方法を実装した試作機を用い、実環境において評価することが挙げられる。これにより、提案法の有効性を実証されるとともに、新たな問題点を発見し解決方法を検討することで、提案法の有効性を一層高めることができる。

アダプティブアンテナシステムの簡素化は、車載無線システムだけでなく、一般の無線システムへのアダプティブアンテナ技術の普及をも加速させると考えられる。そのためにも、これまで提案してきた技術をさらに高度化することが求められている。最後に、本研究で提案・検討した新規技術が、将来のアダプティブアンテナ技術の更なる発展に大きく貢献できることを期待する。

謝辞

本論文は、著者が株式会社東海理化ならびに名古屋工業大学博士後期課程において行った研究をまとめたものである。

名古屋工業大学教授 菊間信良博士には、アダプティブアンテナに関する基礎と理論をご教授頂くとともに、本論文をまとめるにあたり懇切丁寧なるご指導、ご鞭撻を賜りました。ここに、深甚なる謝意を表します。

本論文をまとめるにあたり、様々にご配慮ならびにご指導頂きました名古屋工業大学教授 王建青博士に深く感謝致します。

本研究へ取り組むにあたり、多岐にわたり懇切丁寧なるご指導、ご助言を頂きました名古屋工業大学教授 榊原久二男博士に深く感謝致します。

本研究へ取り組むにあたり、終始適切なるご指導、ご助言を頂きました名古屋工業大学助教 平山裕博士に深く感謝致します。

本研究は、株式会社東海理化の支援のもとに行われたものであり、本研究の遂行にご協力頂きました株式会社東海理化の関係各位に篤く御礼申し上げます。

また、著者にこのような研究の機会を与えて下さり、強力にサポートして頂きました同 技術開発センター開発部 梅田文雄部長に深く感謝致します。

さらに、本研究の方向性を含め多大なるご指導を頂きました同 技術開発センター開発部 水野善之室長、本研究の遂行に尽力頂くとともに常に有益なるご助言を頂きました同 岩下明暁グループマネージャ、本研究の途上、熱心なご討論やご助言を頂きました同 花木秀信グループマネージャ、河村大輔主任、古池竜也氏に深く感謝致します。

最後に、貴重な時間を割きながらも論文執筆に協力してくれた妻 夕貴子、長男 丈晴、長女 みのりに深く感謝致します。

論文目録

印刷公表の方法および時期

公表(予定)年月日	公表内容	出版物の種類および名称
	全文・要約	
4章を以下2編の論文, 国際会議に分割して全文掲載		
2012年10月		“A Study of Switching Methods for an Adaptive Array with a Single Receiver Using Time-Division Multiplexing,” Proc. ISAP2012, pp. - , Oct. 2012.に掲載
2013年2月		“時分割多重を用いる単一受信機によるアダプティブアレーのスイッチ切替方法に関する検討” 電子情報通信学会 和文論文誌, Vol.J96-B, No.2, Feb. 2013. に掲載予定
2010年10月	第5章 全文掲載	“狭帯域近傍波源に対するコヒーレント信号部分空間法適用時の位置推定特性改善に関する検討” 電子情報通信学会 和文論文誌, Vol.J93-B, No.10, pp.1445-1455, Oct. 2010. に掲載