レーダ信号処理における移動目標の高精度測角に関する研究

平成16年度

福江 敏彦

目次

図 目 次

表 目 次

第1章　序論

本章では，まず本研究の背景について説明し，引き続いて本研究の位置づけと本論文の構成を明らかにする．

1.1　本研究の背景

レーダが登場した当初は，単に遠隔からの目標の存在認識をする機能しか有していなかった．その後，レーダを構成する基礎デバイスの発展にともなってレーダは多目標の捜索と追尾を同時に行う多機能性を持ち，目標に関する多様な情報 (位置，速度，大きさ，広がり分布，形状，目標の種別など) を収集しうる高度なセンサーシステムへと発展している [1],[2].

レーダ技術の発展において注目すべきものの一つに，レーダビームを電子的に走査できるアレーアンテナを用いた多機能レーダの登場がある．多機能レーダは目標の捜索と追随を時分割で実施可能なレーダであり，空港監視レーダ等に使用されるようになっている [3],[4].

こうした多機能レーダが対象とする目標としては，遠方に存在する高速移動目標やレーダ反射断面積の小さい目標，すなわち，信号対雑音比 (SNR:Signal-to-Noise Ratio) の低い目標が挙げられる．また，編隊飛行する航空機など，密集した多数の目標も追随しなくてはならない．更に，クラッタと呼ばれる不要反射波が存在する環境下の目標も対象としなくてはならない．更に，多機能レーダにおいて多目標の同時追随を実現するためには，高精度にそれぞれの目標の位置を知ることが不可欠である．また，多機能レーダでは時分割で目標の捜索と追随を行っていることから，レーダビームマネージメントを効率化する必要がある．

目標の方位を得る方法としては，モノパルス測角方式が古くから利用されている．しかし，この方式では複数の目標が同一のレーダビーム，すなわち角度範囲内で，なおかつ，同一のレンジビン，すなわち距離範囲内に存在する場合，それぞれの目標の方位を正確に測角することは不可能になる．また，モノパルス測角用の受信信

号を用いて，同一レーダビーム内に存在する目標数が単数か複数かの判定を行う技術もあるが，この方式でも，同一レーダビーム内に複数の目標が存在する場合，それぞれの目標に対して測角することは不可能である [93].

近年では，高い角度分解能でアレーアンテナに入射する到来波の方向推定が可能な MUSIC(MUltiple SIgnal Classification) 法のような固有空間解析をアレーレーダに適用する研究が行われている．この例を以下に示す.

MUSIC 法を利用した妨害波の方位推定 [5]-[8]

メインビーム方向から入射される妨害波の抑圧を目的として，妨害波の到来方向推定に MUSIC 法を用いている．特に文献 [8],[7] では，MUSIC 法による到来方向推定の精度改善を目的として，ウェーブレット変換に基づいたビームスペース MUSIC が提案されている．これは MUSIC 法の前処理としてウェーブレット変換に基づいた空間的なフィルタリング処理を行い到来方向推定精度を改善する手法である.

MUSIC 法を利用した目標の位置推定 [9],[10]

目標の距離及び方位を高精度に推定することを目的として，チャープパルス方式やステップド FM 方式のアレーレーダにおいて目標の距離と方位を推定 MUSIC 法を用いている.

通常，レーダに対する妨害波は大電力であるため，上記の文献 [5]-[8] では到来波の SNR が低い場合の MUSIC 法を用いた到来方向推定精度については検討されていない．また，目標の位置推定に関する上記の文献についても，受信信号の SNR が低い場合や，クラッタ環境下に目標が存在する場合の推定精度については検討がなされていない.

一般に，MUSIC 法を用いた方位推定では以下の二つの問題点が指摘されている [11],[12].

- 到来波の SNR が低下するにつれて，MUSIC 法による到来方向推定精度が低下する
- アレーアンテナに入射する到来波数が増加するにつれて，MUSIC 法による到来方向推定精度が低下する

このことから，SNR が低い複数の目標に対して MUSIC 法を用いて高精度に測角

を行うためには何らかの対策が必要となる．同様に，クラッタ環境下に存在する目標では受信信号に目標の信号成分のほかに不要なクラッタ成分も含まれるために，MUSIC 法を適用した場合に推定精度が低下する恐れがあり，これに対しても対策が必要である．

複数目標の分離やクラッタ環境下に存在する目標の検出について，本研究に関連するものを以下に示す．

パルス繰り返し周期を処理単位とした手法 [14]

パルスドップラーレーダで古くから用いられている手法であり，目標に対して複数のパルスを送信し，パルス繰り返し周期 (PRI:Pulse Repetition Interval) を単位としたデータを使用して，離散フーリエ変換 (DFT:Descrete Fourier Transform) を行いドップラー周波数の違いから目標の分離を行っている．

レンジサンプリング周期を処理単位とした手法 [46]-[51]

レンジサンプリング周期を単位としたデータを使用して，ウェーブレット変換を行い，目標の検出や雑音の抑圧を行っている．特に文献 [48] では高速移動目標検出と，処理に必要とされるパルス数の低減を目的として，ドップラーフィルタバンクとしてオクターブバンドフィルタバンクを用いる方式が提案されている．これはオクターブバンドフィルタバンクの出力は入力信号の時間情報を保持しており，対数周波数軸上で等間隔なフィルタバンクを形成する特徴を利用したものである．

前述の DFT フィルタバンクには，コヒーレント積分によって受信信号の SNR が改善する利点がある．更に，Wiener-Khintchine の関係から，MUSIC スペクトルを計算する際に必要となる入力信号の相関行列と，入力信号をフーリエ変換して得られる相関行列，すなわち，クロススペクトルは同様の情報量を保持していることが知られている [15]．以上のことから，MUSIC 法の前処理として PRI を処理単位とした DFT フィルタバンクを用いることによって，目標の測角に MUSIC 法を用いた場合の課題が解決できる．

一方，PRI を処理単位とした DFT フィルタバンクでは目標に対して複数のレーダパルスを送信して処理を行うことから，レーダビームマネージメントの効率化の点では問題がある．これに対して後述のオクターブバンドフィルタバンクを使用すれば，1 レーダパルス分のデータで処理が行えることから，レーダビームマネー

ジメントの効率化の点では問題が解決できる．更に，文献 [7],[8] を根拠とすれば，MUSIC 法の前処理としてオクターブバンドフィルタバンクを使用することによって，MUSIC 法の推定精度が改善できる．更に，対数周波数軸上で等間隔なフィルタバンクを形成する特徴を利用すれば，短時間フーリエ変換 (STFT:Short Time Fourier Transform) を用いるよりも少ない演算量でフィルタバンク処理を行うことができる．

1.2　本研究の位置付けと本論文の構成

本研究では，前節で示した PRI を処理単位とした DFT フィルタバンクやレンジサンプリング周期を処理単位としたオクターブバンドフィルタバンクを利用することによる効果に着目し，次の二つの課題について考察している．

- 複数移動目標の高精度測角
- クラッタ環境下に存在する移動目標の高精度測角

特に，MUSIC 法の前処理としてドップラーフィルタバンク処理を導入した新しい測角方式を提案し，そのことによる測角精度の向上について数値的評価を行っている．すなわち，計算機シミュレーションによって SNR に対する推定誤差の特性をはじめ，種々の状況下での評価を行って提案方式の有効性を明らかにしている．

本論文の概要を図 1.1 に示す．また，論文の構成は以下のとおりである．

第 1 章は序論であり，本研究の背景と研究の位置づけを明らかにしている．

第 2 章では，レーダ信号処理，レーダでのアレー信号処理及び信号の時間周波数解析について，それぞれ本研究に関連する基礎事項を説明する．はじめに，レーダ研究の歴史について簡単に述べ，本研究に関連のある，目標検出とドップラーフィルタバンク，モノパルス測角及び多機能レーダ等について示している．次に，アレー信号処理について概説し，MUSIC 法を用いた到来方向推定を説明している．その後，到来波が完全相関である場合の課題と，空間移動平均法を用いた相関抑圧法によって，到来方向推定が可能となることを述べている．最後に，時間周波数解析の基礎事項として，STFT とウェーブレット変換並びにオクターブバンドフィルタバンクについて簡潔にまとめている．

第 3 章では，同一レーダビーム内で，なおかつ，同一レンジビン内に存在する複数の移動目標の分離・測角を目的とし，MUSIC 法の前処理に DFT を用いたドッ

プラーフィルタバンクを適用した新しい測角方式を提案している．ここで使用するDFTフィルタバンクはPRIを処理単位としている．すなわち，目標に対して複数のパルスを送信し，目標が存在するレンジのデータを送信パルス分使用してDFTを行うシステムであり，次章で述べるシステムの処理方式とは処理単位が異なっている．次に，計算機シミュレーションによって提案方式の有効性を明らかにしている．まず，無相関目標についてMUSICスペクトルの例を示し，提案方式を用いることによって，選択したDFTフィルタバンクのチャンネ内にドップラー周波数が存在する目標に対して到来方向推定が可能であることを示している．次に，到来波のSNRに対する到来方向推定精度をモンテカルロシミュレーションを用いて評価している．この結果，到来波のSNRが低い場合でもドップラーフィルタバンクを用いる提案方式では，MUSIC法による目標の分離・測角性能が向上することを明らかにしている．また，ドップラー周波数が等しい完全相関目標についても同様の計算機シミュレーションを行い，提案方式の性能を評価している．この結果，SNRが低い完全相関目標の場合でも空間移動平均を併用した提案方式を用いることによって，従来方式と比較してMUSIC法による目標の分離・測角性能が向上することを明らかにしている．

第4章では，クラッタ環境下に存在する移動目標の高精度測角と，処理に必要なパルス数の低減を目的として，MUSIC法の前処理としてオクターブバンドフィルタバンクとレンジ選択器による信号区間選択処理を適用した新しい測角方式を提案している．特に第3章での方式とは異なり，本方式はレンジサンプリング周期を処理単位としたものであり，1レーダパルス分のデータで処理が可能なシステムとなっている．また，提案法のようにMUSIC法の前処理としてオクターブバンドフィルタバンクを用いた場合と，STFTフィルタバンクを利用した場合の比較を行っている．まず，目標のレーダエコーとクラッタのレーダエコーの両者の存在区間が時間軸上で重ならない場合について，提案方式の信号波形とMUSICスペクトルの計算例を示し，オクターブバンドフィルタバンクとレンジ選択器を用いることによって，目標の信号成分とクラッタ成分が分離され，目標の到来方向推定が可能であることを示している．次に，目標のドップラー周波数に対する到来方向推定精度をモンテカルロシミュレーションを用いて評価している．この結果，目標のレーダエコーとクラッタのレーダエコーの存在区間が時間軸上で重ならない場合には，オクターブバンドフィルタバンクを用いる提案法と，STFTを用いる手法はほぼ同程度の推定精度を有することを明らかにしている．目標のレーダエコーとクラッタからのレー

ダエコーの両者の存在区間が時間軸上で重なる場合についても同様の性能評価を行い，オクターブバンドフィルタバンクを用いる提案法と，STFT を用いる手法はほぼ同様の特性を示すことを明らかにしている．更に，目標の SNR とドップラー周波数をパラメータとしてクラッタの電力に対する到来方向推定精度を評価している．この結果，クラッタの電力が大きい場合，提案法は STFT を用いる手法と比較して到来方向推定精度がわずかに低下する場合がある．しかし，オクターブバンドフィルタバンクを用いる提案法は，STFT を用いる手法に比べ演算量の点で優れていることを明らかにしている．例えば，ラティス構造を用いた Daubechies の 4 次のウェーブレットを使用したオクターブバンドフィルタバンクと，FFT アルゴリズムに基づく STFT フィルタバンクを比較すると，オクターブバンドフィルタバンク処理に必要な実数乗算回数は，STFT フィルタバンクに必要な実数乗算回数の約 80%であり，実数加算回数は約 25%となっている．これらの考察をとおして，提案法はクラッタ環境下にある目標の測角を効果的に行うことができる手法であることを実証している．

第 5 章は結論であり，本研究を総括している．

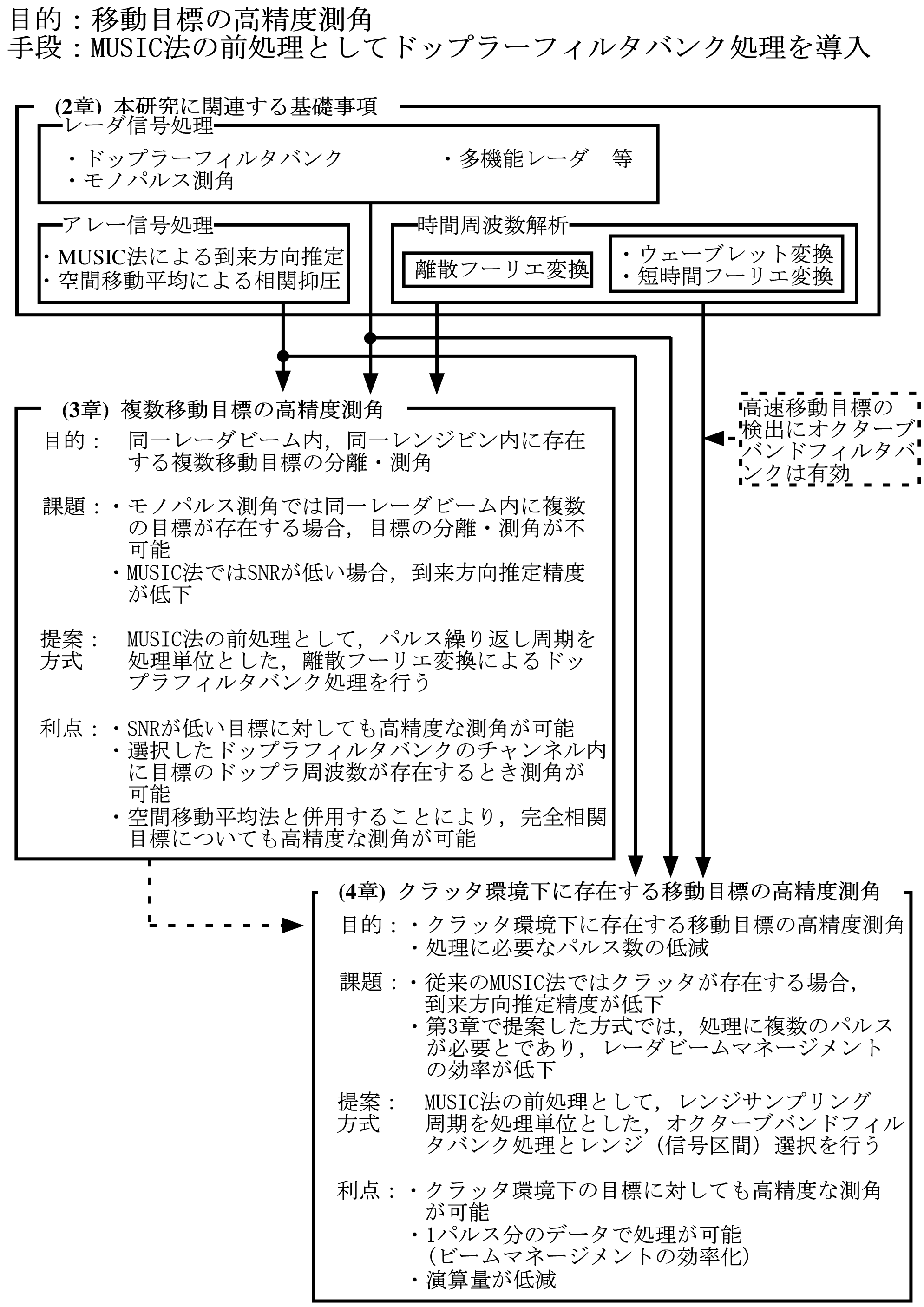

目的：移動目標の高精度測角
手段：MUSIC法の前処理としてドップラーフィルタバンク処理を導入
(2章) 本研究に関連する基礎事項
レーダ信号処理
・ドップラーフィルタバンク
・モノパルス測角
・多機能レーダ　等
アレー信号処理
・MUSIC法による到来方向推定
・空間移動平均による相関抑圧
時間周波数解析
離散フーリエ変換
・ウェーブレット変換
・短時間フーリエ変換
高速移動目標の検出にオクターブバンドフィルタバンクは有効
(3章) 複数移動目標の高精度測角
目的：　同一レーダビーム内，同一レンジビン内に存在する複数移動目標の分離・測角
課題：・モノパルス測角では同一レーダビーム内に複数の目標が存在する場合，目標の分離・測角が不可能
・MUSIC法ではSNRが低い場合，到来方向推定精度が低下
提案方式：　MUSIC法の前処理として，パルス繰り返し周期を処理単位とした，離散フーリエ変換によるドップラフィルタバンク処理を行う
利点：・SNRが低い目標に対しても高精度な測角が可能
・選択したドップラフィルタバンクのチャンネル内に目標のドップラ周波数が存在するとき測角が可能
・空間移動平均法と併用することにより，完全相関目標についても高精度な測角が可能
(4章) クラッタ環境下に存在する移動目標の高精度測角
目的：・クラッタ環境下に存在する移動目標の高精度測角
・処理に必要なパルス数の低減
課題：・従来のMUSIC法ではクラッタが存在する場合，到来方向推定精度が低下
・第3章で提案した方式では，処理に複数のパルスが必要とであり，レーダビームマネージメントの効率が低下
提案方式：　MUSIC法の前処理として，レンジサンプリング周期を処理単位とした，オクターブバンドフィルタバンク処理とレンジ（信号区間）選択を行う
利点：・クラッタ環境下の目標に対しても高精度な測角が可能
・1パルス分のデータで処理が可能（ビームマネージメントの効率化）
・演算量が低減

図 1.1: 本論文の概要

第2章　本研究に関連する基礎事項

本章では，レーダ信号処理，アレー信号処理及び時間周波数解析について，それぞれ本研究に関連する基礎事項を説明する．はじめに，レーダ研究の歴史について簡単に述べ，本研究に関連のある，目標検出とドップラーフィルタバンク，モノパルス測角及び多機能レーダ等について示している [1],[2]．次に，アレー信号処理について概説し，MUSIC 法を用いた到来方向推定を説明する [16]-[19]．その後，到来波が完全相関である場合の課題と，空間移動平均法を用いた相関抑圧法によって，到来方向推定が可能であることを説明している．最後に，時間周波数解析の基礎事項として，フーリエ変換，STFT，ウェーブレット変換について説明し，ウェーブレット変換を利用したフィルタバンクについて説明する [20]-[22].

2.1　レーダ信号処理

レーダ (Radar) とは Radio detection and ranging の略語であり，自らの送信機から電波を発射し，反射されて戻ってくる電波を受信機で受信することによって，目標の検出及びその距離，方位，移動速度などを決定する無線装置である．法規上では，レーダは「決定しようとする位置から反射され，又は再発射される無線信号と基準信号との比較を基礎とする無線測位の設備」と定義されており，無線測位とは「電波の伝搬特性を用いてする位置の決定又は位置に関する情報の取得」と定義されている [23].

2.1.1　レーダ研究の歴史

レーダの起源は 1864 年に J.C. Maxwell が電磁波の存在を理論的に予言したことに由来している．レーダの原理的可能性は，1903 年にドイツの Hulsmeyer が行った物体による反射電波の検出実験によって実証された．しかし，当時の技術水準は低く，探知距離はせいぜい 1 マイル程度しかなく目視よりも劣っていた．その後，1922 年に米国の海軍研究所 (NRL:Naval Research Laboratory) では，送信アンテナと受信

表 2.1: レーダの周波数帯

周波数帯名	周波数範囲		
HF	3	～	30 MHz
VHF	30	～	300 MHz
UHF	300	～	1000 MHz
L	1	～	2 GHz
S	2	～	4 GHz
C	4	～	8 GHz
X	8	～	12 GHz
Ku	12	～	18 GHz
K	18	～	27 GHz
Ka	27	～	40 GHz
V	40	～	75 GHz
W	75	～	110 GHz
mm	110	～	300 GHz

アンテナを離れた場所に設置するバイスタティック方式の60MHzのCW(Continous Wave)干渉式実験レーダで木造船の探知に成功した．当時のCWレーダは，目標の有無のみがわかるだけで，目標の距離情報は得られなかった．1936年には送受信のアンテナを共用するモノスタティック方式で，200MHzの周波数で動作するパルスレーダがNRLで開発された．1939年には英国でマグネトロンが開発され，1940年代以降レーダで使用される電波の周波数も，高周波数化が進み，L帯，S帯さらにはX帯のレーダが実用化された．ここで，レーダに用いる周波数帯の名称を表2.1に示す．また，1940年代には現在用いられている主要なレーダ技術であるモノパルス測角方式や，移動目標表示装置(MTI:Moving Target Indicator)などが開発された．なお，モノパルス測角方式とMTIについては，後ほど詳細な説明を行う．

第2次世界大戦後，レーダを構成する基本デバイスは，電子管からトランジスタへ，1970年代からLSIへ，1980年代からULSIへ移行した．こうした基本デバイスの発展を背景として，レーダはハード面，ソフト面それぞれに大きな発展を遂げていった．

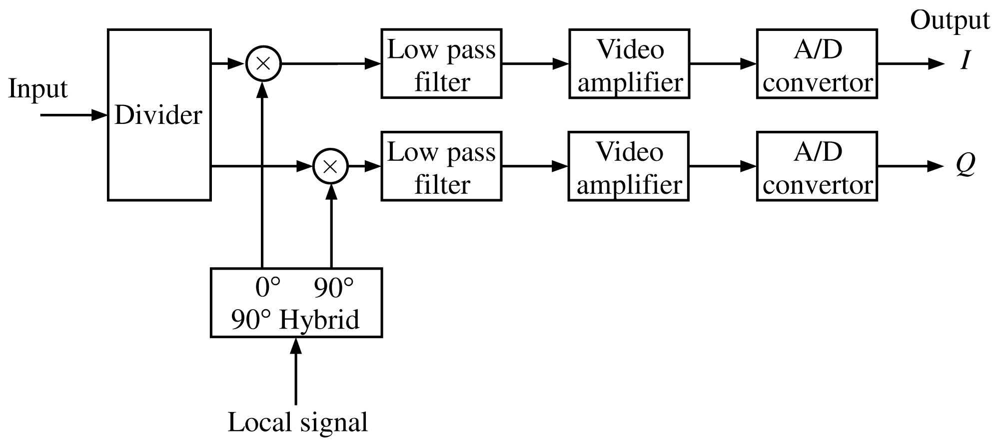
1950年代には，レーダ用の送信管として高出力の増幅器であるクライストロン

や，進行波管が利用されるようになった．一方，レーダ信号処理の分野では，高い尖頭電力と短いパルス幅を得る手法として，パルス圧縮が開発された．パルス圧縮とは，送信波形として変調を施した長パルスを用い，受信時に相関処理をおこなうことにより鋭いパルスを得る技術である．パルス圧縮は，送信波に直線状の周波数変調を加えるチャープパルス方式と，離散値をとる符号系列により離散的に位相変調を行う符号方式に大別されている．受信信号に対して受信機出力の SNR を最大にするマッチドフィルタの理論や，検出確率や誤警報確率といった統計的検出理論が示された．また，最適な MTI フィルタの概念や，スタガ方式についても示された．更に，航空機等の移動するプラットフォームにレーダを搭載し，地上の固定目標からの受信信号のドップラー周波数を利用することで信号処理によりアンテナ開口を拡張する合成開口レーダ (SAR:Synthetic Aperture Radar) が開発され，高分解能な画像レーダが登場した [24],[25].

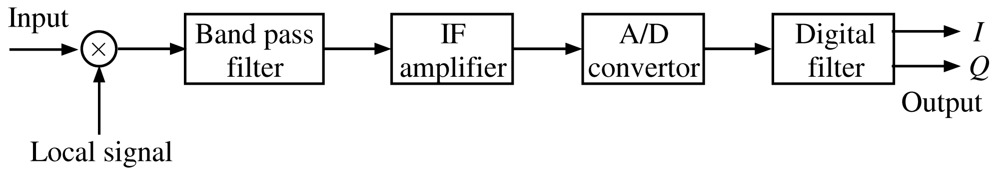
1960 年代に入ると，アレーアンテナの各素子に位相器を接続し，位相量を制御することによりビームを走査したり，あるいは，導波管によるスロットアンテナの場合には，周波数を変化させることにより各アンテナ素子の位相を変化させてビームを走査する，フェーズドアレーレーダが実用化された．また，水平線のむこうまで見ることのできる，OTH (Over The Horizon) レーダが米国の海軍研究所で研究された．信号処理技術では，デジタル回路を用いて MTI 処理が行われるようになった．電子妨害対処の研究も急速な発展を遂げ，サイドローブから入った妨害波を除去するサイドローブキャンセラ等のアダプティブアレーシステムの研究が盛んに行われるようになった [26]-[28]．また，レーダ信号処理に重要な役割を果たす，高速フーリエ変換アルゴリズムが Cooley らによって開発されたのもこの時代である [29],[30].

1970 年代には，高速フーリエ変換を利用して，目標の信号成分とクラッタ等の不要波成分を周波数軸上で分離する研究が行われた．また，クラッタ等の不要信号は周囲の電波環境によって変化するため，適応的に所望信号の SNR を向上させる，適応信号処理技術が進歩した．その一例が，一定誤警報確率 (CFAR:Constant False Alarm Rate) 処理である [31]．一方，ハード面では，フェーズドアレーレーダの進んだ形態として，個々の素子に低雑音増幅器や高出力増幅器等の能動素子を配置した，アクティブフェーズドアレーレーダが実用化された [32].

1980 年代に入ると，送信用増幅器，受信用低雑音増幅器，位相器，信号経路切り替えスイッチ及びこれらの制御回路などを 1 チップ化した MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit) が開発され，アレーアンテナ用の送受信モジュールの，小型化,



(a) アナログ I/Q 検波方式



(b) デジタル I/Q 検波方式

図 2.1: I/Q 検波方式の構成図

高効率化，高機能化が図られた [33]．そして，このような MMIC で構成された送受信モジュールを利用することによって，任意曲面にアレーアンテナ素子を配置した，コンフォーマルアレーアンテナが開発された [34]．レーダ信号処理の分野では，フェーズドアレーの各アンテナ素子の受信信号をそれぞれ A/D 変換し，デジタル信号処理することによってビームを形成するデジタルビームフォーミング (DBF:Digital Beamforming) の研究が盛んに行われ，レーダシステムに応用されていった [35],[36]．DBF を用いることによって，同時に複数の異なるアンテナパターンを形成したり，妨害波やクラッタなどの環境に適応するアンテナパターンの形成が可能となった [37]-[40]．DBF の特徴を生かすためには，各アンテナ素子からの信号の振幅と位相が，正確にデジタル信号に変換されることが前提になっている．受信信号の振幅及び位相情報を抽出することを，位相検波あるいは，In-phase/Quadrature-phase(I/Q) 検波といい，図 2.1(a) に示すような，位相検波方式であるアナログ直交検波方式が一般には用いられている．しかし，最近では，図 2.1(b) に示すように，中間周波数の信号を直接 A/D 変換して，デジタルフィルタにより I/Q 信号に分離する，IF ダ

イレクトサンプリング，若しくは，デジタル I/Q 検波と呼ばれる検波方式も用いられるようになっている．デジタル I/Q 検波は精度が格段に優れており，オフセット調整などが不要という利点を持っている．このような DBF 技術の発展を背景として，従来のレーダ信号処理では，大きく分けて空間領域，周波数 (時間) 領域，及び検波後のデータ領域の 3 領域で行っていた，不要波を抑圧するための適応信号処理を，統合して行う，時空間適応信号処理 (STAP:Space Time Adaptive Processing) の研究も行われるようになった [40][41]．また，航空機や艦船等の目標自身の回転運動等により生ずるドップラー周波数を利用することで，目標を画像化する逆合成開口レーダ (ISAR：Inverse Synthetic Aperture Radar) も実用化された [42]．

1990 年代以降，SAR や ISAR によるレーダ画像を取得する際に，複数の偏波の組み合わせで電波の送受信を行う，ポーラリメトリックレーダの研究が行われるようになった [43]-[45]．ポーラリメトリックレーダは，対象物体の形状や電気的特性の違いによって，電波の散乱特性が変化することを利用したものであり，レーダ画像を利用した対象物体の分類・識別に大きな役割を果たした．また，新しい信号解析手法である，Wavelet 変換や Hough 変換をレーダ信号処理に応用して，雑音の除去や目標の検出を行う研究や，独立成分分析やサポートベクタマシンといった，他の分野で研究されていた信号処理を，レーダ画像の解析に利用する方式が提案されている [46]-[59]．

更に，近年では MMIC に加えて MEMS(Micro Electro Mechanical Systems) 技術を高周波デバイスに応用する研究も行われており，レーダで使用するデバイスの小型，高機能化がさらに進むものと考えられる [60]．また，レーダのネットワーク化や，送信パルス幅が 1ns のオーダである極めて短い送信パルスを使用するウルトラワイドバンドレーダの研究も注目を集めている [61]-[65]．

このようなレーダ技術の発展にともなって，単に遠隔からの目標の存在認識をする機能から始まったレーダは，多目標の捜索と追尾を同時に行う多機能性を持ち，目標に関する多様な情報 (位置，速度，大きさ，広がり分布，形状，目標の種別など) を収集しうる，高度なセンサーシステムへと発展している．

2.1.2　レーダ概説

図 2.2 にパルスレーダの系統図を示す．パルスレーダによる距離測定 (以降，単に測距とも呼ぶ) は，レーダから送信されたパルスが目標物体で反射し，再びレーダ

に帰ってくるまでの経過時間を測ればわかる．すなわち，送信パルスが出てから反射波が受信されるまでの時間を τ とすると，目標までの距離 r は次式で示される．

$$r = \frac{c\tau}{2} \tag{2.1}$$

ここで，c は光速を表す．パルスレーダでは，送信パルスは PRI ごとに発射される．PRI が短いと遠くにある目標からの反射パルスは次の送信パルスが出てから戻ってくるので，見かけ上レーダの近くに目標があるように判断される．この現象を 2 次エコーと呼ぶ．PRI を T_p，2 次エコーが発生しない目標の最大距離を $r_{unamb.}$ とすると，r_{unamb} とパルス繰り返し周波数 (PRF:Pulse Repetition Frequeqncy) $f_p = 1/T_p$ の関係は次式となる．

$$r_{unamb.} = \frac{cT_p}{2} = \frac{c}{2f_p} \tag{2.2}$$

目標がレーダに対して相対運動をしているときは，目標からの反射波はドップラー効果の影響を受ける．このときの反射波の周波数は送信周波数から次式で示される量 f_d だけずれる．

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} = \frac{2vf}{c} \tag{2.3}$$

ここで，v はレーダに対する目標の半径方向相対速度，λ はレーダの送信波長，f はレーダの送信周波数をそれぞれ示している．

2.1.3　レーダ方程式

　レーダの送信電力を P_t とするとき，無指向性アンテナを用いて，これを放射した場合，アンテナからの距離 r における放射電磁波の電力密度は次式となる．

$$\frac{P_t}{4\pi r^2} \tag{2.4}$$

アンテナとして利得 G_t の指向性アンテナを用いた場合，その点における電磁波の電力密度は次式で与えられる．

$$\frac{P_tG_t}{4\pi r^2} \tag{2.5}$$

ここに，有効電波反射断面積 σ_r の物体があり電波を反射したとすると，レーダ方向に再放射 (反射) される電力は次式となる．

$$\frac{P_tG_t}{4\pi r^2}\sigma_r \tag{2.6}$$

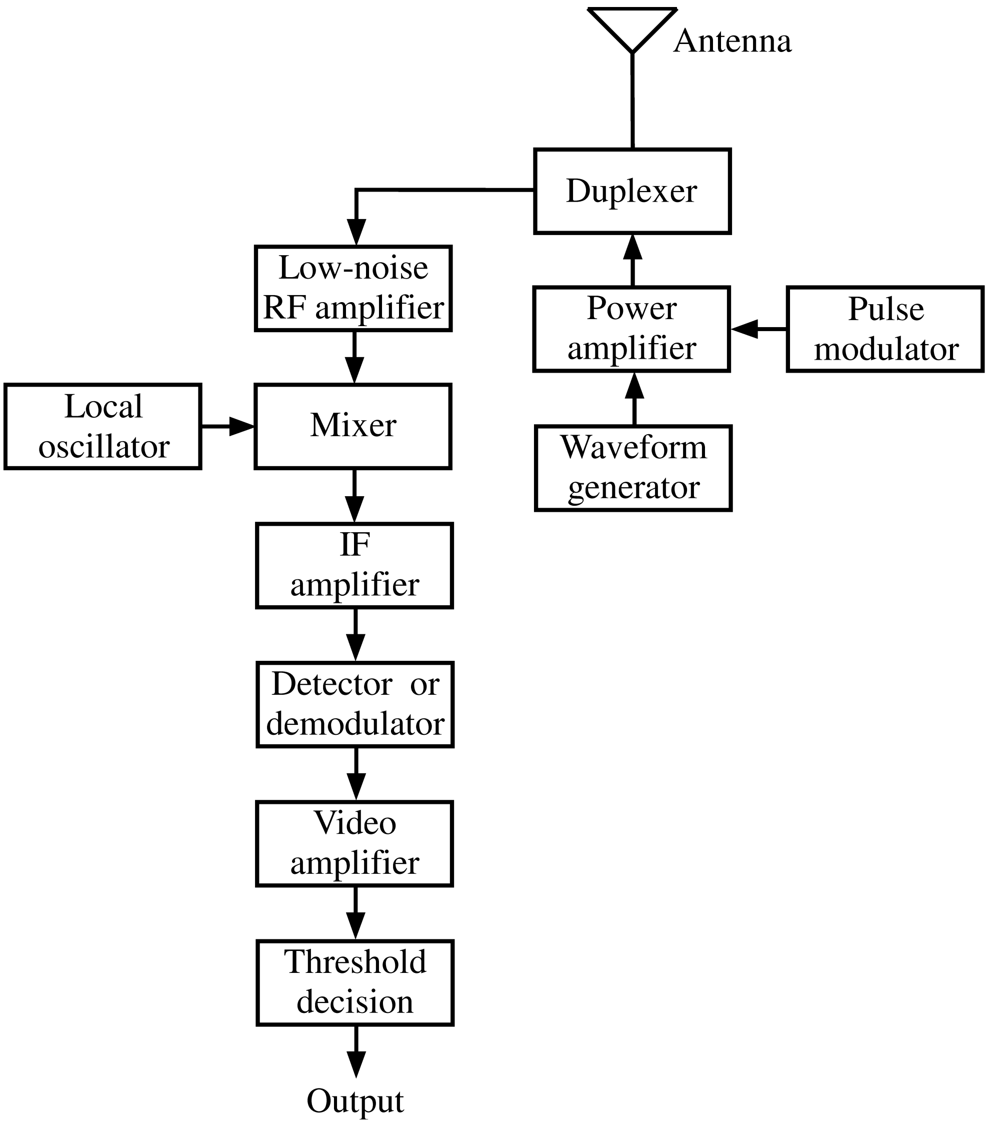


図 2.2: パルスレーダの系統図

式 (2.4) と同様に考えると，レーダの受信アンテナにおける目標からの反射波の電力密度は次式となる．

$$\frac{P_t G_t \sigma_r}{4\pi r^2}\frac{1}{4\pi r^2} \tag{2.7}$$

したがって，レーダの受信アンテナで受信される反射波の電力 P_r は次式となる．

$$P_r = \frac{P_t G_t \sigma_r}{(4\pi r^2)^2} A_r \tag{2.8}$$

ここで，A_r は受信アンテナの有効断面積を示し，受信アンテナ利得 G_r 及び波長 λ とは次の関係がある．

$$G_r = \frac{4\pi A_r}{\lambda^2} \tag{2.9}$$

多くの場合，レーダではアンテナは送受信共用であるので，$G_t = G_r = G, A_t = A_r$ となり，式 (2.8) は次のとおり書き直せる．

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma_r}{(4\pi)^3 r^4} \tag{2.10}$$

レーダからの距離が遠い目標ほど，反射電力 P_r が小さくなり，レーダの受信機の最小探知電力 S_{min} より P_r が小さくなるとレーダで目標が見えなくなる．この最大探知距離を r_{max} とすると，r_{max} は次式で表される．

$$r_{max} = \left(\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma_r}{(4\pi)^3 S_{min}}\right)^{\frac{1}{4}} \tag{2.11}$$

式 (2.11) は，レーダ方程式と呼ばれ，レーダの基本動作を求めるのに用いられる．

2.1.4　誤警報確率と探知確率

レーダにおける目標の探知とは，受信信号を検波したビデオ信号の振幅値をしきい値と比較して，信号の有無を判定することである．ビデオ振幅がしきい値を越えたときに探知を実行した，すなわち目標が存在すると判定するものである．しきい値判定によると，雑音の影響によって次に 4 つの事態があり得る．

(a) 信号があるときに，“信号あり” と判定する．

(b) 信号があるときに，“信号なし” と誤判定する．

(c) 信号がなく雑音のみのときに，“信号あり” と誤判定する．

(d) 信号がなく雑音のみのときに，“信号なし” と判定する．

(a) と (d) は正しい判定である．このような判定による探知性能は探知確率 P_d と誤警報確率 P_{fa} で規定される．P_d は (a) の判定確率であり，P_{fa} は (c) の誤り判定の確率である．しきい値を下げれば P_{fa} は大きくなるが P_d も大きくなり，また，しきい値を上げると P_d, P_{fa} ともに小さくなる．

一般に，レーダの探知性能を規定するときは P_{fa} を指定した上で，すなわち，雑音レベルに対してしきい値を定めた上で，P_d が所定の値以上になることを要求するものである．

次に，目標の SNR と P_d, P_{fa} の関係について示す．中間周波数 (IF:Intermidiate Frequency) 増幅器に入る雑音を，平均 0，分散 σ^2 のガウス雑音であると仮定すると，雑音の確率密度関数 P_N は次式で示される．

$$P_N(V)dV = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{V^2}{2\sigma^2}\right) dV \tag{2.12}$$

ここで $P_N(V)dV$ は V と $V + dV$ の微少区間の雑音電圧値を与える確率である．そして，直線検波によって取り出された雑音電圧出力の包絡線の振幅 V_e の確率密度関数 P_{NE} は，Rayleigh 分布の確率密度関数に従うことが報告されており，次式で示される [31]．

$$P_{NE}(V_e)dV_e = \frac{V_e}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{V_e^2}{2\sigma^2}\right) dV_e \tag{2.13}$$

しきい値を V_T とすると，雑音電圧の包洛線がしきい値を超える確率，すなわち誤警報確率 P_{fa} は，式 (2.13) を $V_T < V_e < \infty$ の範囲で積分することによって，次式で求まる．

$$\begin{aligned} P_{fa} &= \int_{V_T}^{\infty} \frac{V_e}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{V_e^2}{2\sigma^2}\right) dV_e \\ &= \exp\left(-\frac{V_T^2}{2\sigma^2}\right) \end{aligned} \tag{2.14}$$

式 (2.14) を変形すると，V_T は P_{fa} を用いて次式で表すことができる．

$$V_T = \sqrt{-2\sigma^2 \ln P_{fa}} \tag{2.15}$$

次に，IF 増幅器の入力において，雑音に振幅 A_s の正弦波が重畳した場合を考える．このときの電圧出力の包絡線の確率密度関数 P_{SE} は次式で示されることが報告されている．

$$P_{SE}(V_e)dV_e = \frac{V_e}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{V_e^2+A_s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{V_e A_s}{\sigma^2}\right) dV_e \tag{2.16}$$

ここで，$I_0(Z)$ は0次の変形ベッセル関数である．探知確率 P_d は，式 (2.16) を $V_T < V_e < \infty$ の範囲で積分することによって，次式で求めることができる．

$$\begin{aligned} P_d &= \int_{V_T}^{\infty} \frac{V_e}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{V_e^2+A_s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{V_e A_s}{\sigma^2}\right) dV_e \\ &= f\left(\frac{V_T}{\sqrt{2}\sigma}, \frac{A_s}{\sqrt{2}\sigma}\right) \\ &= f\left(\sqrt{-\ln P_{fa}}, \frac{A_s}{\sqrt{2}\sigma}\right) \end{aligned} \tag{2.17}$$

ここで，SNR は

$$SNR = \frac{A_s^2}{2\sigma^2} \tag{2.18}$$

で定義されるので，式 (2.17) は次式で示される．

$$P_d = f\left(\sqrt{-\ln P_{fa}}, \sqrt{SNR}\right) \tag{2.19}$$

2.1.5　パルス積分

式 (2.19) に示すように，ある誤警報確率 P_{fa} に対して，探知確率 P_d を向上させるためには受信信号の SNR を高くする必要がある．通常のレーダでは受信信号の SNR を向上させる手法の一つとして，目標に対して複数のパルスを送信し，このとき得られる受信パルスを利用して探知能力を向上させる処理が行われる．これが，レーダパルスの積分である．この積分にはいろいろな方式があるが，大別すると検波前に受信パルスをコヒーレント (すなわち位相を合わせて) 加算する検波前積分 (あるいはコヒーレント積分) と，検波後のビデオ信号を加算する検波後積分 (あるいはビデオ積分) とがある．

2.1.6　定誤警報確率 (CFAR) 処理

2.1.4 節で述べたように，レーダ信号処理において正しく目標を検出できるかどうかは確率の問題となる．レーダ信号処理における目標検出では誤警報確率 P_{fa} をあ

る指定値になるようにしきい値を定めて，そこで，最大の検出確率 P_d を得るようにする処理がしばしば行われる．この処理を，定誤警報確率 (CFAR:Constant False Alarm Rate) 処理と呼ぶ．一般的に CFAR は外乱信号振幅の統計的性質を仮定してしきい値を決定するパラメトリック CFAR と，外乱信号振幅の統計的性質に依存させないノンパラメトリック CFAR に大別される．

CFAR 処理の代表的手法に log CFAR がある．log CFAR はパラメトリック CFAR に分類され，クラッタ等の外乱信号振幅の統計的性質がレイリー分布に従うことを仮定している．レイリー分布に従うクラッタ信号を対数変換すると，クラッタ信号の強弱は平均値の大小に変換され，その平均値からの振幅の分散値はクラッタ信号の強弱にかかわらず一定に保たれる．すなわち，入力信号を対数増幅してその平均値を推定して減算すると，レイリー分布に従うクラッタの分散は一定となり CFAR 処理が達成できる．以上の原理を利用したものが Cell-Average log CFAR であり，図 2.3 にその系統図を示す．この log CFAR は入力信号の振幅がレイリー分布から外れると極端に CFAR 特性が悪化する問題点が指摘されている．近年では，クラッタの振幅はワイブル分布に従うとの報告もなされており，多くのワイブル CFAR が提案されている [31].

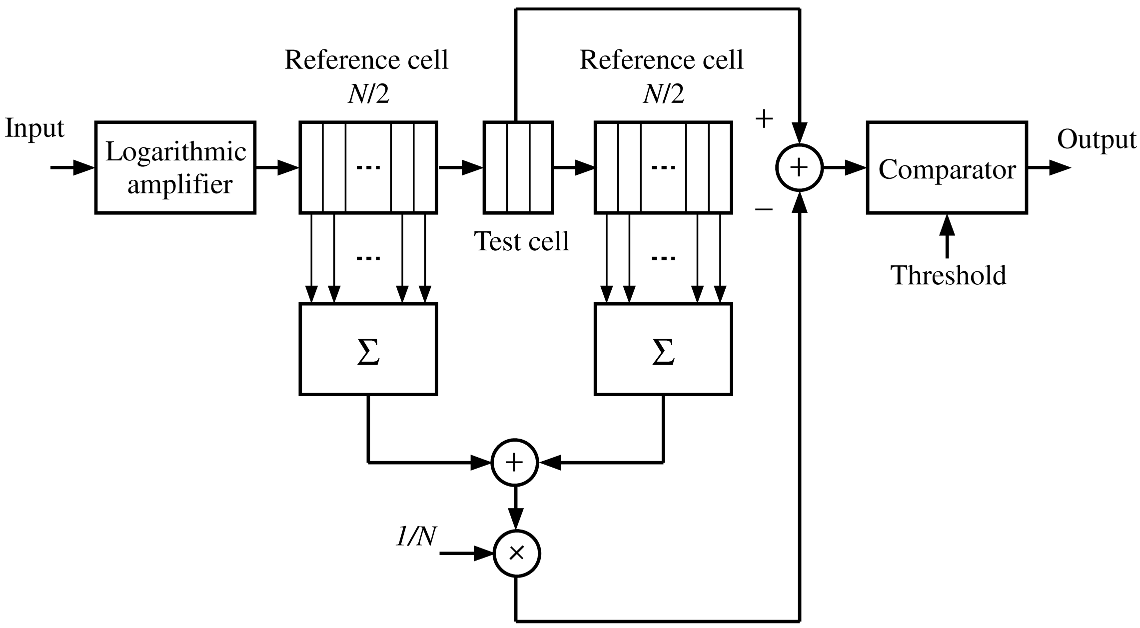


図 2.3: Cell-Average log CFAR の系統図

2.1.7　移動目標表示装置とドップラーフィルタバンク

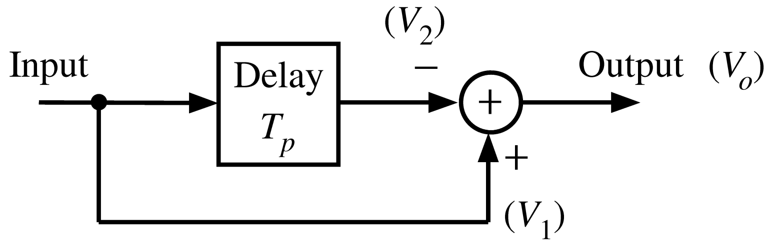


図 2.4: 2 パルス MTI の構成図

レーダで移動目標を見ようとする場合，アンテナビームの形状や目標の位置によっては同一レーダビームの中で同一距離のところにクラッタと呼ばれる不要反射波が含まれることが多い．グランドクラッタなど固定物体からの反射波は移動目標からの反射波と比較して信号強度が大きい場合が多く，反射波の強度だけから移動目標をクラッタと区別することは困難である．一方，固定物体のからの反射波はドップラー周波数がほとんど 0 と考えることができるので，移動目標の反射波のみをドップラー周波数の大きさにもとづいて抽出することが考えられる．これが MTI である．

図 2.4 に 2 パルス MTI の構成を示す．2 パルス MTI では位相検波した信号をパルス繰り返し周期 T_p だけ遅延させ，次の周期の位相検波後の信号との差をとって出力する構成になっている．距離が r_0，ドップラー周波数が f_d である移動目標による反射信号の検波後のビデオ信号 V_1 は次式で示される．

$$V_1 = \sin(2\pi f_d t - \phi_0) \tag{2.20}$$

$$\phi_0 = \frac{4\pi r_0}{\lambda} \tag{2.21}$$

ただし，受信ビデオ信号の振幅は 1 としている．1 周期前のビデオ信号 V_2 は次式となる．

$$V_2 = \sin(2\pi f_d(t - T_p) - \phi_0) \tag{2.22}$$

よって，MTI の出力 V_o は次式で示される．

$$V_o = V_1 - V_2 = 2\sin(\pi f_d T_p)\cos\left(2\pi f_d\left(t - \frac{T_p}{2}\right) - \phi_0\right) \tag{2.23}$$

式 (2.23) から明らかなように，MTI の出力は信号の振幅が $\sin(\pi f_d T_p)$ で与えられる $f_d T_p$ の関数となっている．なお，f_d は目標の速度で決まるので，$\sin(\pi f_d T_p)$ で表さ

れる特性を速度レスポンスと呼ぶ．式 (2.23) から明らかなように，MTI の出力においては 0 ドップラーの固定目標は消去されることがわかる．しかし，2 パルス MTI では $\pi f_d T_p$ が π の整数倍になるとき，すなわち，ドップラー周波数 f_d が次式を満たす場合であっても MTI の出力が 0 となる．

$$f_d = \frac{n}{T_p} = n f_p \tag{2.24}$$

これは，MTI が固定目標だけでなく，式 (2.24) をドップラー周波数として持つ移動目標も消去してしまうことを意味する．これを回避する手法として，パルスごとに T_p を変えるスタガ処理が提案されている．

MTI では移動する雨雲や海面のようなクラッタはドップラー周波数が必ずしも 0 でないため消去できない．一方，目標がレーダを中心に円周運動した場合，レーダ方向の速度成分が 0 となるため，こうしたゼロドップラー周波数目標 (以下，ゼロドップラー目標と呼ぶ) の信号は MTI で消去されてしまう．そこで，DFT によるドップラーフィルタバンクを備えた，移動目標検出器 (MTD:Moving Target Detector) が開発されている [14].

MTD の構成例を図 2.5 に示す．MTD は大きく分けてドップラー目標検出とゼロドップラー目標 (正接目標) 検出に関する処理に分けられる．まず，ドップラー目標検出については，通常の MTI 処理を行った後，8 パルス分の受信エコーに対して DFT によるフィルタバンク処理を行い，クラッタと目標信号を周波数軸上で分離してクラッタに隠された目標の検出能力を向上させている．更に，フィルタバンク処理後に重み付けを行い，DFT ドップラーフィルタバンクのサイドローブから混入するクラッタを抑えた後，しきい値処理により目標検出を行う．また，ドップラー周波数の異なる目標が複数存在する場合でも，目標のドップラー周波数がそれぞれ異なるフィルタバンクに存在する場合には，ドップラーフィルタバンク処理によって目標を分離することが可能となる．一方，ゼロドップラー目標の検出については，まず，ドップラー周波数のゼロを中心とするフィルタ (これをゼロドップラーフィルタと呼ぶ) で固定クラッタ成分を抽出し，同一距離，同一方位のクラッタ強度をクラッタマップとしてメモリに記憶する．クラッタマップは順次自動的に更新される．ここで，もしドップラー周波数が 0 付近である目標信号が入ると，ゼロドップラーフィルタの出力信号とクラッタマップに記憶されている内容に差が生ずることから，しきい値処理を行うことによってゼロドップラー目標が検出できる．

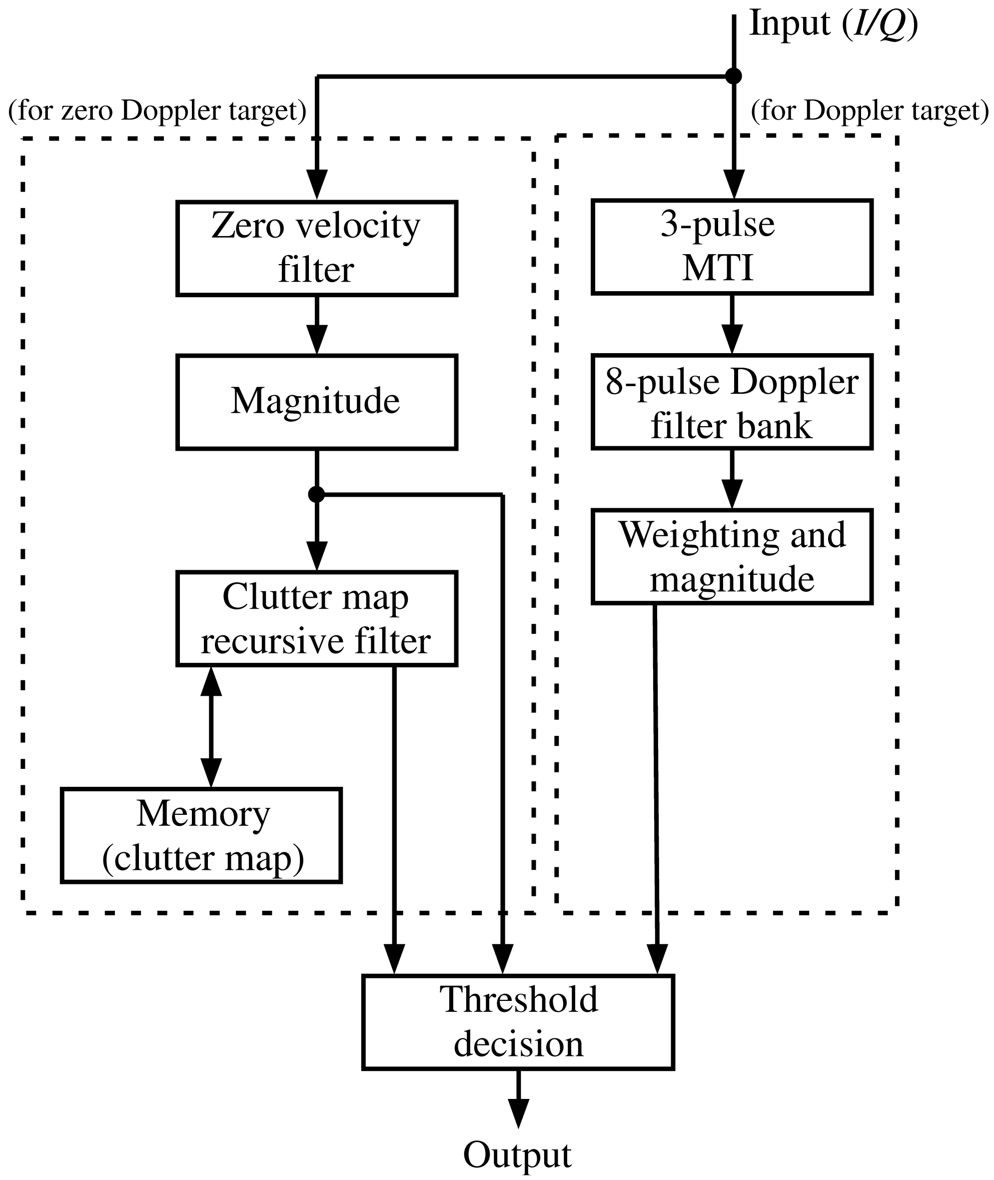


図 2.5: 移動目標検出器の構成図例

2.1.8　モノパルス測角

モノパルス測角方式は，一つのビーム位置で一つのパルスを処理することによって目標の方位を得ることができる．したがって，受信信号の時間的な変動の影響を受けないため，高い測角精度を得ることができる．

振幅比較モノパルス測角方式の概要を図 2.6 に示す．振幅比較モノパルス測角では，一部が重なり合った 2 個のアンテナビームを一組として用い，角度誤差 (アンテナ正面方向からのズレ) を検出する．方位方向，高低方向の両方について角度誤差を検出するときは図 2.6(a) に示すように，4 個のホーンアンテナを配列し，方位方向，高低方向それぞれに重なり合った 2 個のアンテナビームを形成する．次に，重なり合った 2 個のアンテナビームの出力を加算，減算することによって，図 2.6(b) に示すような，Σ ビームと Δ ビームを形成し，それぞれのビームの出力を得る．それぞれの出力を和信号 (Σ)，差信号 (Δ) と呼ぶ．誤差電圧 ε は差信号 Δ を和信号 Σ で正規化し $\varepsilon = \Delta/\Sigma$ の形で演算される．角度誤差電圧 ε は図 2.6(c) に示すように，おおむね S 字の形状となり，アンテナ正面方向からのズレ ε_θ が検出できる．よって，アンテナ正面方向を θ_a とすると，目標の観測値 θ_o は次式で表される．

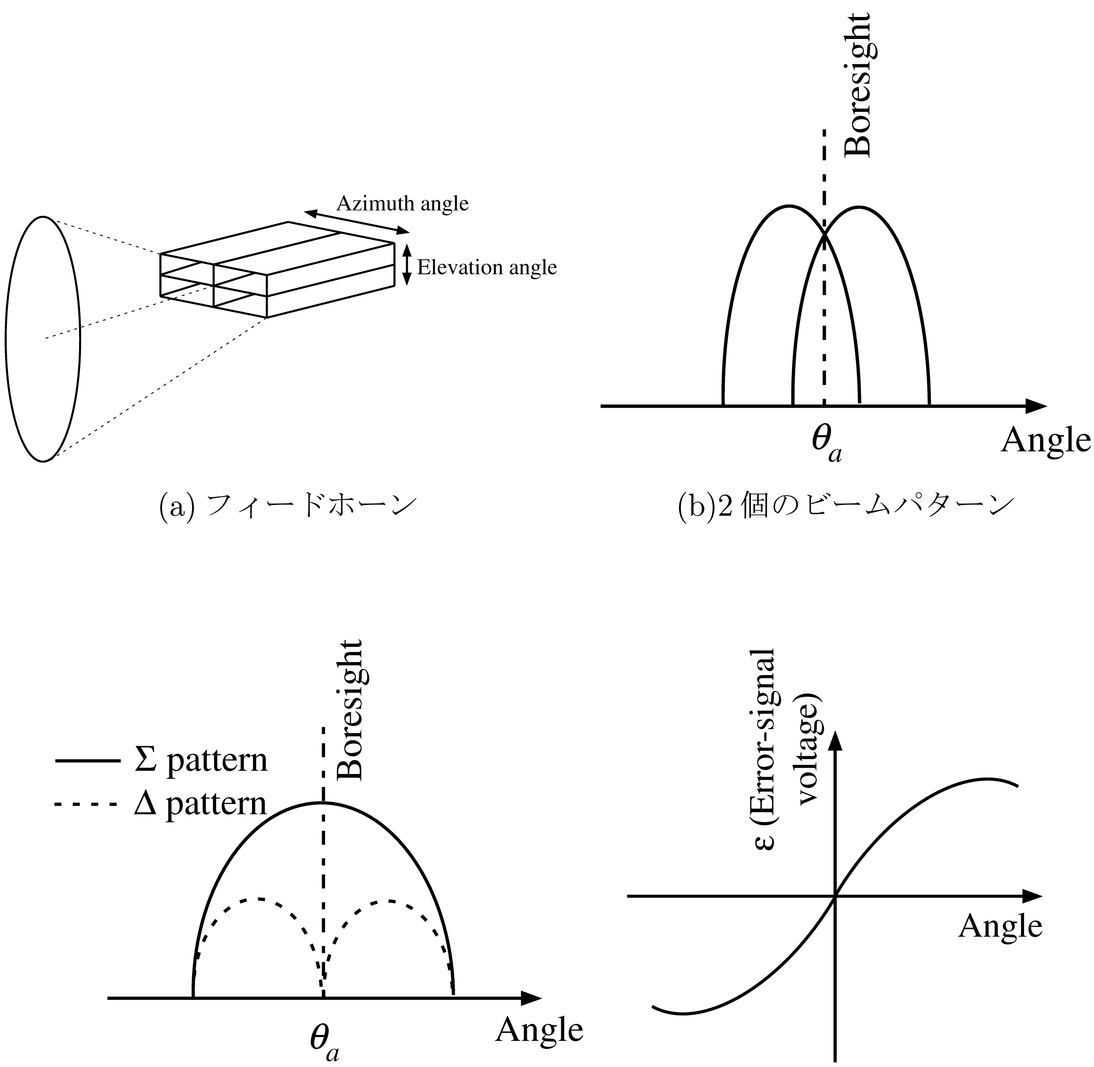
$$\theta_o = \theta_a + \varepsilon_\theta \tag{2.25}$$

2.1.9　多機能レーダ

電子走査型のフェーズアレーアンテナを用いた多機能レーダは，フレキシビリティーが高く，多目標性，追尾精度，不要波抑圧性能に優れているものの，コスト面の制約があった．しかし，近年では空港の監視用レーダ等の民生用として一般に用いられるようになっている [4].

多機能レーダの機能は，目標の捜索機能，追随機能及びその他の補助機能に大別できる [3].

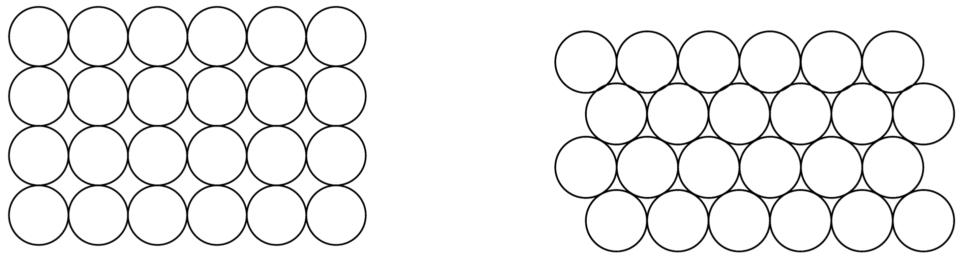
目標の捜索では，あらかじめ定められた一定のパターンでアンテナビームを繰り返し所定の範囲を走査することにより，捜索レーダとして機能させることができる．捜索ビームの代表的配列方法としては，図 2.7(a),(b) に示すように，スタック配列とスタガー配列がある．いずれの配列においても，ビームの隙間の部分で SNR が



(a) フィードホーン　(b)2 個のビームパターン

(c) 和及び差ビームのパターン　(d) 誤差電圧特性

図 2.6: 振幅比較モノパルス測角方式



(a) スタック配列　　(b) スタガー配列

図 2.7: ビーム配列方法

急激に低下し目標検出率が低くなるため，目標検出の際のしきい値の設定に注意する必要がある [66].

目標を追随する場合には，電子走査型のフェーズドアレーアンテナを用いたレーダにより，アンテナビームを任意の方向に，瞬時に向けることができる．このため，高いデータレートで目標の位置情報が更新できる．また，複数の目標に対して，時分割によりアンテナビームを指向させることにより，擬似的に，同時多目標追尾が可能となる．図 2.8 に目標追随の基本系統図を示す．レーダセンサ部で得られた観測値は，相関処理部に送られる．相関処理部は，ゲーティング処理と連結処理に分けられる．ゲーティング処理はフィルタリング処理によって得られる予測値を中心にある大きさのゲートを開き，その中にレーダセンサ部からの観測値があるかないかの判定をする処理である．また連結処理はレーダセンサ部からの観測値とゲートを一対一に対応させるための処理である．こうした相関処理部のアルゴリズムとしては，ゲート内の全プロットを選択してそれぞれ追随を行った場合の確率的な平均位置を観測位置とする JPDA(Joint Probabilistic Data Association) 方式や，相関に関する複数の可能性を仮説として保持したまま追随処理を継続し，次のサンプル以降に信頼度の低い仮説を棄却していく MHT(Multiple Hypothesis Tracking) 方式などがある [67]．トラックファイルとは追随している目標に関する情報が入ったファイルであり，目標の位置や速度のほか，追随の品質に関する情報やフィルタリングに関する情報など必要に応じて種々の情報を含ませることができる．トラックファイルメンテナンスはこのファイルを新規に作ったり更新したり，あるいは削除したりする一連の処理のことである．また，フィルタリング処理では連続的に観測された観測値に対して平滑化を行い，また，目標の未来位置を予測するという一連の処理を意味する．追随フィルタの代表的なアルゴリズムとしては，定常解フィルタか

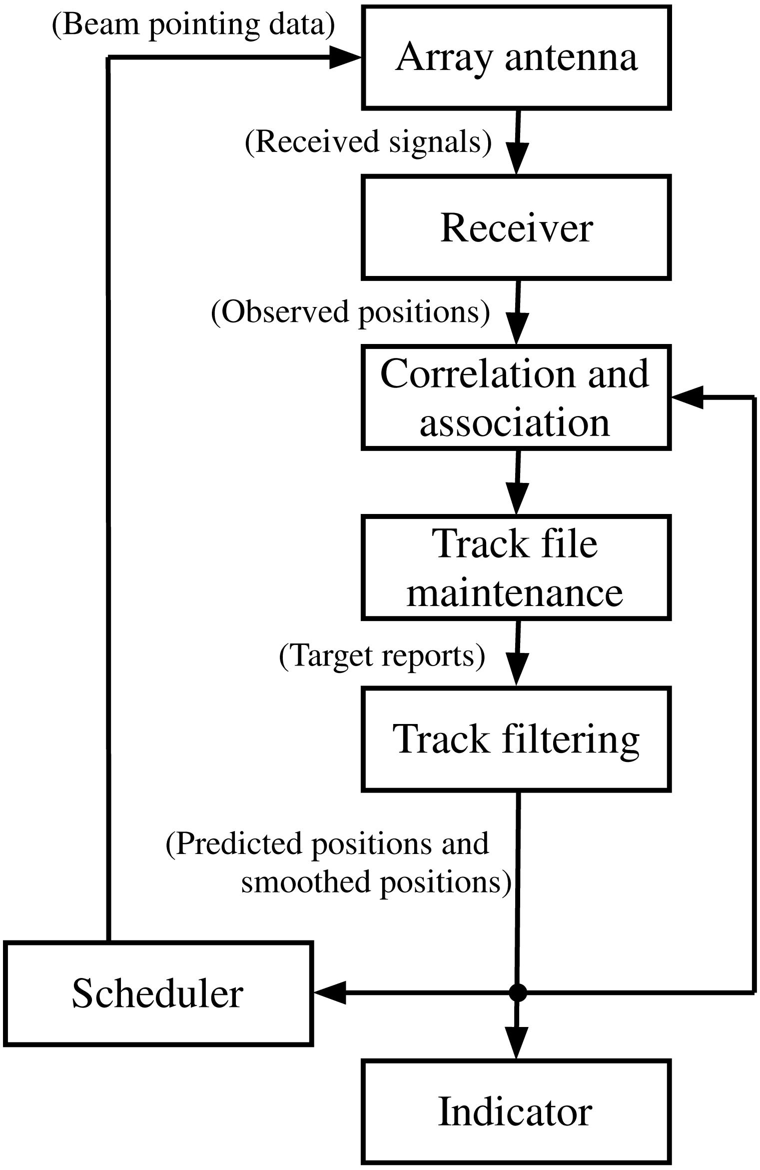


図 2.8: 目標追随の基本系統図

らゲインを算出して使用する $\alpha\beta$ フィルタや $\alpha\beta\gamma$ フィルタ等，また運動モデル，観測モデルのもとで平滑値の誤差の分散が最小になるようにゲイン行列を算出するカルマンフィルタがある．こうして，多機能レーダでは複数の目標を追随することが可能となる．当然のことながら，同時に複数の目標を追随し，それぞれの目標の航跡を正確に生成するためには，個々の目標の位置 (距離や方位) を正確に計測することが重要である．

その他の補助機能としては，妨害波情報の取得や妨害波抑圧処理，あるいは空港監視レーダにおける，空港周辺の気象状況の監視機能等がある．

通常の多機能レーダでは，捜索機能，追随機能，その他の補助機能を時分割処理している．したがって，捜索範囲にいくつのビーム走査位置を割り当てるか，1 つのビーム走査位置に何パルス送信するか，捜索，追随及び補助機能にそれぞれどれだけの時間を割り当てるかといった，ビームスケジュールが課題になってくる [68].

2.2　レーダでのアレー信号処理

アレー信号処理では，空間上に配置した複数のセンサで音波や電波を受信し，得られた信号を処理することによって所望信号を強調し，不要信号を抑圧したり，あるいは，センサに入射した波の到来方向や周波数，遅延時間等のパラメータの推定を行う．レーダの場合，センサとしてアンテナを使用し電波を受信するアレーアンテナが使用される．アレーアンテナを構成するためのアンテナ素子の配列法は，直線状，平面状，曲面状など種々考えられ，それぞれにおいて規則的に素子を配列する方法と不規則に配列する方法がある．図 2.9 に M 素子アレーアンテナの基本構成を示す．各アンテナ素子の出力を振幅調整器と可変移相器を経て加算し出力する構成となっている．ここで，α_m,δ_m はそれぞれ m 番目のアンテナ素子出力に掛けられる重み (実数) と移相量である．

図 2.10 にアダプティブアレーアンテナの構成を示す．アダプティブアレーの機能は，目的によりアダプティブビームフォーミングとアダプティブヌルステアリングに大きく分類できる．アダプティブビームフォーミングは，所望波の到来方向が未知あるいは時間的に変化する場合にも，アレーのビームを自動的に追従させる機能である．一方，強い妨害波の存在下で微弱な所望波を受信する場合に，指向性パターンのヌル点を自動的に妨害波方向に向ける必要が生じてくる．これがアダプティブ

ヌルステアリングである．

アレーアンテナによる到来方向推定法としては，古くはアレーアンテナのメインビームを走査させて到来方向を推定する方法 (beamformer 法) がある．これはフーリエ変換と等価な方法で，分解能がアレーの開口長によって制限される．それゆえ，より高い分解能を持つ手法が望まれた．その後，Capon 法，最大エントロピー法，最ゆう推定法あるいは，ニューラルネットワークを用いた到来方向推定法などが登場し，その高い分解能特性が報告されている [69]-[73]．更に，アレー入力の相関行列の固有空間解析に基づく MUSIC 法や ESPRIT 法が提案され，超分解能とも呼ばれる優れた特性を示している [74]-[76].

後述するように，MUSIC 法を用いた到来方向推定では互いに相関のある波が入射した場合，それぞれの波の到来方向を推定することは不可能になる．しかし，MUSIC 法の前処理として空間移動平均法を適用して相関抑圧を行うことによって，互いに相関のある波が入射した場合でも到来方向推定が可能となる．空間移動平均法では全体のアレーから同じ配列をもつ部分アレーを複数個取り出し，それらの相関行列を平均する方法をとる．このため円形配列アレーや不規則配列アレーでは空間移動平均法は直接には適用できなかった．そこで，こうした円形配列アレーや不規則配列アレーに対して補間を行い空間移動平均を適用する方式が提案されている [77]-[81]. また，MUSIC 法による到来方向推定では正確なアレー応答ベクトルが必要になってくる．アレー応答ベクトルは各アンテナ素子の配置によって決定できるが，実際のアレーアンテナでは各アンテナ素子の個体差やアンテナ相互の電気的な結合の影響によって，アンテナ素子の配列によって決まるアレー応答ベクトルと，実際のアレー応答ベクトルに差が生じてしまい到来方向推定に誤差が生じる場合がある．これを解決するため，アンテナ素子の個体差やアンテナ相互の電気的な結合の影響を補正する方法が提案されている [82],[83].

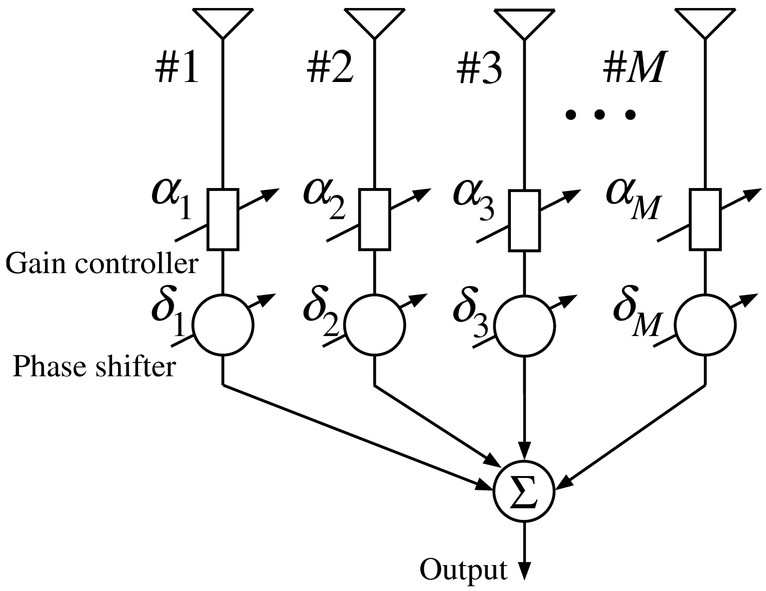


図 2.9: M 素子アレーアンテナ

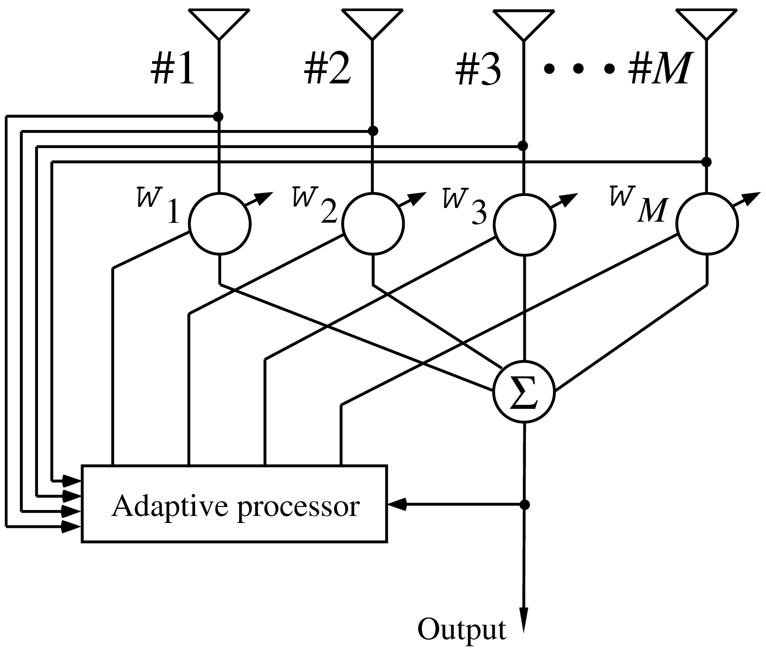


図 2.10: アダプティブアレーアンテナの構成

2.2.1　MUSIC 法を用いた無相関波の到来方向推定

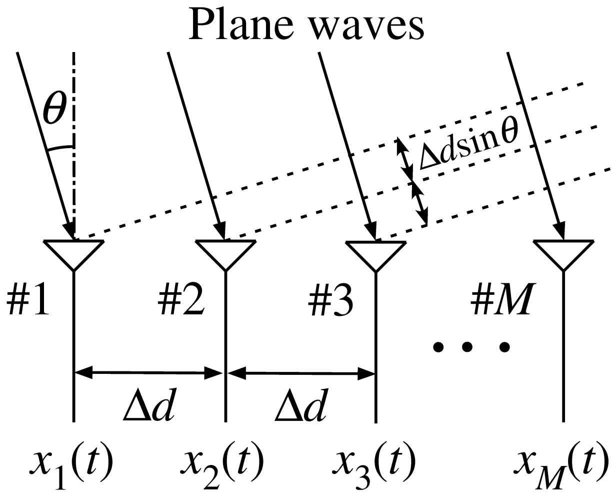


図 2.11: 一次元等間隔リニアアレー

本論文で対象とする等間隔リニアアレーを図 2.11 に示す．アレーアンテナを構成するアンテナ素子数を M 個，アンテナ素子間隔を Δd とし，各アンテナ素子は無指向性で，受信特性はすべて等しいと仮定する．到来波はブロードサイドから測って角度 θ の方向から平面波として到来したとする．このとき m 番目のアンテナ素子の受信信号 $x_m(t)$ は，1 番目のアンテナ素子の受信信号 $x_1(t)$ と比べて τ_m だけ遅れて受信される．つまり，$x_m(t)$ は $x_1(t)$ を用いて次式で表すことができる．

$$x_m(t) = x_1(t-\tau_m) \tag{2.26}$$

$$\tau_m = (m-1)\frac{\Delta d \sin\theta}{c} \tag{2.27}$$

更に，受信信号が周波数 f の複素正弦波であるとき，M 素子等間隔リニアアレーに L 個の到来波があったとする．このとき，時刻 t におけるアレーアンテナの受信信号ベクトル $\boldsymbol{x}(t)$ は次式で表現できる．

$$\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t) \tag{2.28}$$

ここに，

$$\boldsymbol{x}(t) \triangleq [x_1(t), \cdots, x_M(t)]^T \tag{2.29}$$

$$\boldsymbol{A} \triangleq [\boldsymbol{a}(\theta_1), \cdots, \boldsymbol{a}(\theta_L)] \tag{2.30}$$

$$\boldsymbol{a}(\theta_l) = \Big[1, \exp\{-j2\pi\frac{f}{c}\Delta d\sin(\theta_l)\}, \cdots , \exp\{-j2\pi\frac{f}{c}(M-1)\Delta d\sin(\theta_l)\}\Big]^T \tag{2.31}$$

$$\boldsymbol{s}(t) \triangleq [s_1(t), \cdots, s_L(t)]^T \tag{2.32}$$

$$\boldsymbol{n}(t) \triangleq [n_1(t), \cdots, n_M(t)]^T \tag{2.33}$$

ここで，$\boldsymbol{A}$ は等間隔リニアアレーアンテナの方向行列，$\boldsymbol{s}(t)$ は到来波の複素振幅である．$\boldsymbol{n}(t)$ は雑音ベクトルであり，そのすべての要素は平均 0, 分散 σ^2 の白色ガウス雑音と仮定する．T は転置行列を示す．このとき，受信信号 $\boldsymbol{x}(t)$ の相関行列 $\boldsymbol{R}_{xx}$ は次式で表される．

$$\boldsymbol{R}_{xx} = E[\boldsymbol{x}(t)\boldsymbol{x}^H(t)] \tag{2.34}$$

$$= \boldsymbol{A}\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}^H + \sigma^2\boldsymbol{I} \tag{2.35}$$

ここで，H は複素共役転置を，$E[\bullet]$ は期待値をそれぞれ示している．また，式 (2.35) 右辺の $\boldsymbol{S}$ は到来波の相関行列を表し，次式で与えられる．

$$\boldsymbol{S} = \begin{pmatrix} E[|s_1(t)|^2] & E[s_1(t)s_2^*(t)] & \cdots & E[s_1(t)s_L^*(t)] \\ E[s_2(t)s_1^*(t)] & E[|s_2(t)|^2] & \cdots & E[s_2(t)s_L^*(t)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[s_L(t)s_1^*(t)] & E[s_L(t)s_2^*(t)] & \cdots & E[|s_L(t)|^2] \end{pmatrix} \tag{2.36}$$

到来波が互いに無相関であれば $\boldsymbol{S}$ 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．一方，方向行列 $\boldsymbol{A}$ に関して，到来波の到来方向が異なれば，列ベクトルのランクは L となり，$\boldsymbol{A}\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}^H$ はランク L の非負定値エルミート行列となる．この行列の固有値を $\mu_i(i=1,2,\cdots,M)$，対応する固有ベクトルを $\boldsymbol{e}_i(i=1,2,\cdots,M)$ で表すと，

$$\boldsymbol{A}\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}^H\boldsymbol{e}_i = \mu_i\boldsymbol{e}_i \qquad (i=1,2,\cdots,M) \tag{2.37}$$

であり，その固有値はすべて実数で次式の関係をもつ．

$$\mu_1 \geq \mu_2 \geq \cdots \mu_L > \mu_{L+1} = \cdots \mu_M = 0 \tag{2.38}$$

また対応する固有ベクトルは次式の関係を満たす.

$$\boldsymbol{e}_i^H \boldsymbol{e}_k = \delta_{ik} \qquad (i, k = 1, 2, \cdots, M) \tag{2.39}$$

ここで，δ_{ik} はクロネッカーのデルタである.

雑音が存在する場合は，$\boldsymbol{R}_{xx}$ について

$$\begin{aligned} \boldsymbol{R}_{xx}\boldsymbol{e}_i &= (\boldsymbol{ASA}^H + \sigma^2 \boldsymbol{I})\boldsymbol{e}_i \\ &= \boldsymbol{ASA}^H \boldsymbol{e}_i + \sigma^2 \boldsymbol{I}\boldsymbol{e}_i \\ &= \mu_i \boldsymbol{e}_i + \sigma^2 \boldsymbol{e}_i \\ &= (\mu_i + \sigma^2)\boldsymbol{e}_i \qquad (i = 1, 2, \cdots, M) \end{aligned} \tag{2.40}$$

となる．したがって，相関行列 $\boldsymbol{R}_{xx}$ の固有値を $\lambda_i (i = 1, 2, \cdots, M)$ とすると，$\lambda_i = \mu_i + \sigma^2$ より次の関係が成立する.

$$\lambda_1 \geq \cdots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \cdots = \lambda_M = \sigma^2 \tag{2.41}$$

したがって，相関行列の固有値を求め，雑音電力 σ^2 より大きい固有値の個数から到来波数 L を推定することができる．到来波数の推定法としてはいくつか提案されているが，代表的な手法に最ゆう法に基づく AIC(Akaike Information Criteria) や MDL(Minimum Description Length) があり，それぞれ以下の式に示す評価関数を最小とする k が推定された波数となる [84]-[87].

$$AIC(k) = -2 \ln \left(\frac{\prod_{i=k+1}^{M} \lambda_i^{1/(M-k)}}{\frac{1}{M-k} \sum_{i=k+1}^{M} \lambda_i} \right)^{I_n(M-k)} + 2k(2M-k) \tag{2.42}$$

$$MDL(k) = -2 \ln \left(\frac{\prod_{i=k+1}^{M} \lambda_i^{1/(M-k)}}{\frac{1}{M-k} \sum_{i=k+1}^{M} \lambda_i} \right)^{I_n(M-k)} + k(2M-k) \ln I_n \tag{2.43}$$

ここで I_n は相関行列を計算する際に使用したデータのサンプル数である.

一方，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と，

$$\boldsymbol{R}_{xx}\boldsymbol{e}_i = (\boldsymbol{ASA}^H + \sigma^2\boldsymbol{I})\boldsymbol{e}_i = \lambda_i\boldsymbol{e}_i = \sigma^2\boldsymbol{e}_i \qquad (i = L+1, \cdots, M) \tag{2.44}$$

が成立することから，次式が導出される．

$$\boldsymbol{ASA}^H\boldsymbol{e}_i = \boldsymbol{0} \qquad (i = L+1, \cdots, M) \tag{2.45}$$

更に，行列 $\boldsymbol{A}$ と $\boldsymbol{S}$ はフルランクであることから，

$$\boldsymbol{A}^H\boldsymbol{e}_i = \boldsymbol{0} \qquad (i = L+1, \cdots, M) \tag{2.46}$$

すなわち，

$$\boldsymbol{a}^H(\theta_l)\boldsymbol{e}_i = 0 \qquad (l = 1, 2, \cdots, L; i = L+1, \cdots, M) \tag{2.47}$$

となる．式 (2.47) は，雑音電力に等しい固有値に対応する固有ベクトルがすべて到来波の方向ベクトルと直交することを意味している．

式 (2.47) の関係を幾何学的に解釈すると次のようになる．固有ベクトル $\{\boldsymbol{e}_1, \cdots, \boldsymbol{e}_M\}$ は互いに直交するので，M 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 M 次元空間を

$$\mathcal{S} = span\{\boldsymbol{e}_1, \boldsymbol{e}_2, \cdots, \boldsymbol{e}_L\} \tag{2.48}$$

$$\mathcal{N} = span\{\boldsymbol{e}_{L+1}, \boldsymbol{e}_{L+2}, \cdots, \boldsymbol{e}_M\} \tag{2.49}$$

の二つの部分空間に分けることができる．部分空間 $\mathcal{S}$ と $\mathcal{N}$ はそれぞれ，信号部分空間，雑音部分空間と呼ばれている．このとき，部分空間 $\mathcal{S}$ と $\mathcal{N}$ は互いに直交補空間の関係にある．一方，部分空間 $\mathcal{S}'$ を次式によって定義する．

$$\mathcal{S}' = span\{\boldsymbol{a}(\theta_1), \boldsymbol{a}(\theta_2), \cdots, \boldsymbol{a}(\theta_L)\} \tag{2.50}$$

このとき，式 (2.47) の関係から，部分空間 $\mathcal{S}'$ は部分空間 $\mathcal{N}$ と直交する L 次元空間を張る．よって部分空間 $\mathcal{S}$ と $\mathcal{S}'$ はともに L 次元で $\mathcal{N}$ と直交する補空間を作るので，

$$\mathcal{S} = \mathcal{S}' \tag{2.51}$$

となる．すなわち，L 個の固有ベクトル $\{\boldsymbol{e}_1, \boldsymbol{e}_2, \cdots, \boldsymbol{e}_L\}$ と L 個の方向ベクトル $\{\boldsymbol{a}(\theta_1), \boldsymbol{a}(\theta_2), \cdots, \boldsymbol{a}(\theta_L)\}$ は同じ空間 $\mathcal{S}$ にあり，互いに他方のベクトルの線形結合で表現できる．

MUSIC スペクトル $P_{mu}(\theta)$ を次式で定義する．

$$P_{mu}(\theta) = \frac{\boldsymbol{a}^H(\theta)\boldsymbol{a}(\theta)}{\boldsymbol{a}^H(\theta)\boldsymbol{E}_N\boldsymbol{E}_N^H\boldsymbol{a}(\theta)} \tag{2.52}$$

$$\boldsymbol{E}_N = [\boldsymbol{e}_{L+1}, \cdots, \boldsymbol{e}_M] \tag{2.53}$$

式 (2.47) が近似的に成立することから，MUSIC スペクトル $P_{mu}(\theta)$ のピークを探すことにより到来方向が推定できる．

2.2.2　コヒーレント波の到来方向推定

互いに相関のある複数の到来波が入射した場合，到来波の信号相関行列 $\boldsymbol{S}$ のランクが L 未満となり，信号部分空間の次元が下がる．このため，MUSIC 法では到来波の到来方向推定を行うことは不可能となる [17]．以下にこのことを説明する．

L 個の到来波がすべて互いに完全相関 (コヒーレント波) であるとすると，第 l 到来波の複素振幅 $s_l(t)$ は，次式で示される．

$$s_l(t) = \alpha_l s_1(t)(l = 1, 2, \cdots, L; \alpha_1 = 1) \tag{2.54}$$

ここで，α_l は第 l 波の第 1 波に対する減衰，位相遅れを表す複素定数である．このとき，到来波の複素振幅ベクトル $\boldsymbol{s}(t)$ は次式で表される．

$$\begin{aligned} \boldsymbol{s}(t) &= [s_1(t), s_2(t), \cdots, s_L(t)]^T && (2.55) \\ &= [\alpha_1 s_1(t), \alpha_2 s_1(t), \cdots, \alpha_L s_1(t)]^T \\ &= s_1(t)[\alpha_1, \alpha_2, \cdots, \alpha_L]^T \\ &= s_1(t)\boldsymbol{\alpha} \\ \boldsymbol{\alpha} &\triangleq [\alpha_1, \alpha_2, \cdots, \alpha_L]^T && (2.56) \end{aligned}$$

アレーアンテナの受信信号 $\boldsymbol{x}(t)$ は次式となる．

$$\begin{aligned} \boldsymbol{x}(t) &= \boldsymbol{A}\boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t) && (2.57) \\ &= s_1(t)\sum_{l=1}^{L}\alpha_l\boldsymbol{a}(\theta_l) + \boldsymbol{n}(t) \\ &= s_1(t)\boldsymbol{a}_c + \boldsymbol{n}(t) \\ \boldsymbol{a}_c &\triangleq \sum_{l=1}^{L}\alpha_l\boldsymbol{a}(\theta_l) && (2.58) \end{aligned}$$

式 (2.57) 右辺は第 1 波のみが，方向ベクトル $\boldsymbol{a}_c$ から到来する場合の受信信号と等しくなる．このとき，受信信号 $\boldsymbol{x}(t)$ の相関行列 $\boldsymbol{R}_{xx}$ は次式で与えられる．

$$\begin{aligned}\boldsymbol{R}_{xx} &= E[\boldsymbol{x}(t)\boldsymbol{x}^H(t)] \\ &= \boldsymbol{ASA}^H + \sigma^2\boldsymbol{I} \\ &= P_1\boldsymbol{A}\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}^H\boldsymbol{A}^H + \sigma^2\boldsymbol{I} \\ &= P_1\boldsymbol{a}_c\boldsymbol{a}_c^H + \sigma^2\boldsymbol{I}\end{aligned} \tag{2.59}$$

ここで，

$$\sigma^2 = E[\boldsymbol{n}(t)\boldsymbol{n}^H(t)] \tag{2.60}$$

$$P_1 = E[|s_1(t)|^2] \tag{2.61}$$

$$\boldsymbol{S} = E[\boldsymbol{s}(t)\boldsymbol{s}^H(t)] = P_1\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}^H \tag{2.62}$$

相関行列 $\boldsymbol{R}_{xx}$ の第 1 項，すなわち，到来波の信号成分に関する行列 $P_1\boldsymbol{a}_c\boldsymbol{a}_c^H \equiv \boldsymbol{R}_{ss}$ の固有値，固有ベクトルをそれぞれ $\mu_i, \boldsymbol{e}_i$ とすると，

$$\boldsymbol{R}_{ss}\boldsymbol{e}_i = P_1\boldsymbol{a}_c\boldsymbol{a}_c^H\boldsymbol{e}_i = \mu_i\boldsymbol{e}_i \qquad (i = 1, 2, \cdots, M) \tag{2.63}$$

と表される．行列 $\boldsymbol{R}_{ss}$ は非負定値エルミート行列で，そのランクは 1 であるから，固有ベクトル，固有値はそれぞれ次式の関係を満たす．

$$\boldsymbol{e}_i^H\boldsymbol{e}_k = \delta_{ik} \qquad (i, k = 1, 2, \cdots, M) \tag{2.64}$$

$$\mu_1 > \mu_2 = \cdots = \mu_M = 0 \tag{2.65}$$

更に，

$$\boldsymbol{R}_{ss}\boldsymbol{a}_c = (P_1\boldsymbol{a}_c\boldsymbol{a}_c^H)\boldsymbol{a}_c = P_1||\boldsymbol{a}_c||^2\boldsymbol{a}_c \tag{2.66}$$

$$\boldsymbol{R}_{ss}\frac{\boldsymbol{a}_c}{||\boldsymbol{a}_c||} = P_1||\boldsymbol{a}_c||^2\frac{\boldsymbol{a}_c}{||\boldsymbol{a}_c||} \tag{2.67}$$

が成立することから，$\boldsymbol{e}_1, \mu_1$ は次式となる．

$$\boldsymbol{e}_1 = \frac{\boldsymbol{a}_1}{||\boldsymbol{a}_c||} \tag{2.68}$$

$$\mu_1 = P_1||\boldsymbol{a}_c||^2 \tag{2.69}$$

相関行列 $\boldsymbol{R}_{xx}$ の固有ベクトルは $\boldsymbol{R}_{ss}$ の固有ベクトルと同じで，固有値 λ_i は次式の関係を満たす．

$$\lambda_1 = \mu_1 + \sigma^2 > \lambda_2 = \cdots = \lambda_M = \sigma^2 \tag{2.70}$$

また，式 (2.64) と式 (2.68) の関係から，次式が成立する．

$$\boldsymbol{a}_c^H \boldsymbol{e}_i = 0 \qquad (i = 2, 3, \cdots, M) \tag{2.71}$$

実際の到来波数は L 個であるにもかかわらず，固有値の大きさのみから判断すると，式 (2.70) より，到来波数は 1 と推定されることになる．更に，雑音部分空間に属すると判断された固有ベクトル $\{\boldsymbol{e}_2, \boldsymbol{e}_3, \cdots, \boldsymbol{e}_M\}$ と直交するベクトルは，式 (2.71) より L 個の方向ベクトルの線形結合であるので，MUSIC によって真の到来方向を推定することは不可能となる．

2.2.3　空間移動平均法

前節では，コヒーレント波が入射した場合，通常の MUSIC 法では，到来方向推定が不可能となることを示した．この問題を解決する方法として，MUSIC 法の前処理として空間移動平均法を適用することが提案されている [88]．空間移動平均法とは，相関のある波の位相関係は受信位置で異なることを利用して，受信点を平行移動させて相関行列を求めることによって，その平均効果により相互相関を低下させる手法である．通常は，アレーを動かさず全体のアレーから同じ配列をもつサブアレーを複数個取り出し，それらからの相関行列を平均化する方法をとる．

図 2.12 に等間隔リニアアレーにおけるサブアレーを示す．M 素子リニアアレーから M_s 素子リニアアレーを 1 個ずつ素子をずらしながら $N_s(= M - M_s + 1)$ 個取り出す．このとき，1 番目のサブアレーの受信ベクトル $\boldsymbol{x}_1(t)$ は次式となる．

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{x}_1(t) &= [x_1(t), x_2(t), \cdots, x_{M_s}(t)]^T \qquad (2.72)\\
&= \boldsymbol{A}_s \boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}_1(t)\\
\boldsymbol{n}_1(t) &= [n_1(t), n_2(t), \cdots, n_{M_s}(t)]^T \qquad (2.73)\\
\boldsymbol{A}_s &= [\boldsymbol{a}(\theta_1), \cdots, \boldsymbol{a}(\theta_L)] \qquad (2.74)\\
\boldsymbol{a}(\theta_l) &= \Bigg[1, \exp\{-j2\pi\frac{f}{c}\Delta d \sin(\theta_l)\}, \cdots\\
&\qquad , \exp\{-j2\pi\frac{f}{c}(M_s - 1)\Delta d \sin(\theta_l)\}\Bigg]^T \qquad (2.75)
\end{aligned}$$

更に，n_s 番目のサブアレーの受信ベクトル $\boldsymbol{x}_{n_s}(t)$ は行列 $\boldsymbol{B}$ を用いて，次式で表さ

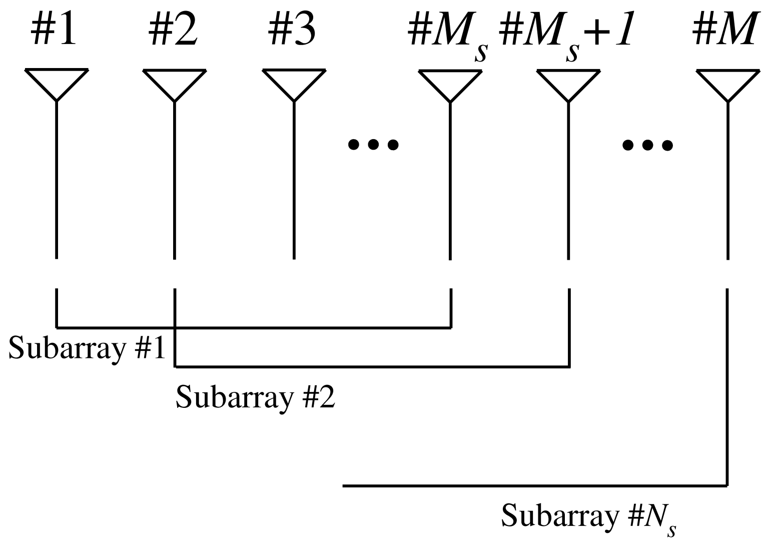


図 2.12: サブアレーの構成

れる．

$$\begin{aligned} \boldsymbol{x}_{n_s}(t) &= [x_{n_s}(t), x_{n_s+1}(t), \cdots, x_{n_s+M_s-1}(t)]^T \quad (2.76) \\ &= \boldsymbol{A}_s \boldsymbol{B}^{n_s-1} \boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}_{n_s}(t) \qquad (n_s = 1, 2, \cdots, N_s) \\ \boldsymbol{B} &= diag[\nu_1, \nu_2, \cdots, \nu_L] \quad (2.77) \\ &= \begin{pmatrix} \nu_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \nu_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \nu_L \end{pmatrix} \\ \nu_l &= \exp\left\{-j2\pi\frac{f}{c}\Delta d \sin(\theta_l)\right\} \quad (2.78) \end{aligned}$$

したがって，n_s 番目のサブアレーの相関行列 $\boldsymbol{R}_{xxn_s}$ は次式で与えられる．

$$\begin{aligned} \boldsymbol{R}_{xxn_s} &= E[\boldsymbol{x}_{n_s}(t)\boldsymbol{x}_{n_s}(t)^H] \quad (2.79) \\ &= \boldsymbol{A}_s \boldsymbol{B}^{n_s-1} E[\boldsymbol{s}(t)\boldsymbol{s}^H(t)](\boldsymbol{B}^{n_s-1})^H \boldsymbol{A}_s^H + E[\boldsymbol{n}_{n_s}(t)\boldsymbol{n}_{n_s}^H(t)] \\ &= \boldsymbol{A}_s \boldsymbol{B}^{n_s-1} \boldsymbol{S} (\boldsymbol{B}^{n_s-1})^H \boldsymbol{A}_s^H + \sigma^2 \boldsymbol{I} \end{aligned}$$

各部分相関行列の加算によって平均化することにより，空間移動平均後の相関行列

$\overline{\boldsymbol{R}}_{xx}$ は次式で求められる．

$$\begin{aligned}\overline{\boldsymbol{R}}_{xx} &= \frac{1}{N_s}\sum_{n_s=1}^{N_s}\boldsymbol{R}_{xxn_s} \quad (2.80)\\ &= \boldsymbol{A}_s\left[\frac{1}{N_s}\sum_{n_s=1}^{N_s}\boldsymbol{B}^{n_s-1}\boldsymbol{S}(\boldsymbol{B}^{n_s-1})^H\right]\boldsymbol{A}_s^H+\sigma^2\boldsymbol{I}\\ &= \boldsymbol{A}_s\overline{\boldsymbol{S}}\boldsymbol{A}_s^H+\sigma^2\boldsymbol{I}\\ \overline{\boldsymbol{S}} &\triangleq \frac{1}{N_s}\sum_{n_s=1}^{N_s}\boldsymbol{B}^{n_s-1}\boldsymbol{S}(\boldsymbol{B}^{n_s-1})^H \quad (2.81)\end{aligned}$$

空間移動平均法を用いない場合，信号相関行列 $\boldsymbol{S}$ は式 (2.62) で表され，rank($\boldsymbol{S}$)=1 である．これに対して，空間移動平均法を用いたときに得られる信号相関行列 $\overline{\boldsymbol{S}}$ は，式 (2.81) に式 (2.62) を代入することにより，次式で与えられる．

$$\begin{aligned}\overline{\boldsymbol{S}} &= \frac{1}{N_s}\sum_{n_s=1}^{N_s}\boldsymbol{B}^{n_s-1}P_1\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}^H(\boldsymbol{B}^{n_s-1})^H \quad (2.82)\\ &= \frac{P_1}{N_s}\sum_{n_s=1}^{N_s}(\boldsymbol{B}^{n_s-1}\boldsymbol{\alpha})(\boldsymbol{B}^{n_s-1}\boldsymbol{\alpha})^H\\ &= \frac{P_1}{N_s}[\boldsymbol{\alpha},\boldsymbol{B}\boldsymbol{\alpha},\boldsymbol{B}^2\boldsymbol{\alpha},\cdots,\boldsymbol{B}^{N_s-1}\boldsymbol{\alpha}]\begin{bmatrix}\boldsymbol{\alpha}^H\\ (\boldsymbol{B}\boldsymbol{\alpha})^H\\ (\boldsymbol{B}^2\boldsymbol{\alpha})^H\\ \vdots\\ (\boldsymbol{B}^{N_s-1}\boldsymbol{\alpha})^H\end{bmatrix}\\ &= \frac{P_1}{N_s}\mathcal{C}\mathcal{C}^H\end{aligned}$$

ここで，$\mathcal{C}$ は次式となる．

$$\begin{aligned}\mathcal{C} &\triangleq \left[\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{B}\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{B}^2\boldsymbol{\alpha}, \cdots, \boldsymbol{B}^{N_s-1}\boldsymbol{\alpha}\right] \\ &= \begin{pmatrix} \alpha_1 & \nu_1\alpha_1 & \nu_1^2\alpha_1 & \cdots & \nu_1^{N_s-1}\alpha_1 \\ \alpha_2 & \nu_2\alpha_2 & \nu_2^2\alpha_2 & \cdots & \nu_2^{N_s-1}\alpha_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_L & \nu_L\alpha_L & \nu_L^2\alpha_L & \cdots & \nu_L^{N_s-1}\alpha_L \end{pmatrix} \\ &= \mathcal{D}\mathcal{V}\end{aligned} \tag{2.83}$$

$$\mathcal{D} \triangleq \begin{pmatrix} \alpha_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \alpha_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \alpha_L \end{pmatrix} \tag{2.84}$$

$$\mathcal{V} \triangleq \begin{pmatrix} 1 & \nu_1 & \nu_1^2 & \cdots & \nu_1^{N_s-1} \\ 1 & \nu_2 & \nu_2^2 & \cdots & \nu_2^{N_s-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \nu_L & \nu_L^2 & \cdots & \nu_L^{N_s-1} \end{pmatrix} \tag{2.85}$$

式 (2.82) より，行列 $\overline{\boldsymbol{S}}$ と行列 $\mathcal{C}$ のランクは等しくなり

$$\mathrm{rank}(\overline{\boldsymbol{S}}) = \mathrm{rank}(\mathcal{C}) \tag{2.86}$$

また，式 (2.83) より $\mathcal{C} = \mathcal{D}\mathcal{V}$ で，行列 $\mathcal{D}$ は $L \times L$ の正則行列であるので，

$$\mathrm{rank}(\mathcal{C}) = \mathrm{rank}(\mathcal{V}) \tag{2.87}$$

更に，行列 $\mathcal{V}$ は $L \times N_s$ の Vandermonde 行列であるので，$N_s \geq L$ のとき，次式が成立する．

$$\mathrm{rank}(\mathcal{V}) = L \tag{2.88}$$

よって，式 (2.86)∼(2.88) より次式の関係が得られる．

$$\mathrm{rank}(\overline{\boldsymbol{S}}) = \mathrm{rank}(\mathcal{C}) = \mathrm{rank}(\mathcal{V}) = L \tag{2.89}$$

このように，空間移動平均後の信号相関行列 $\overline{\boldsymbol{S}}$ のランクは L となり，フルランクまで回復する．この状態で $\overline{\boldsymbol{R}}_{xx}$ の固有値・固有ベクトルを求めれば，到来波が無相関のときと同様に，MUSIC 法によって到来方向推定が可能となる．

　また，ランク回復条件は次式となる．

$$N_s = M - M_s + 1 \geq L \tag{2.90}$$

更に，MUSIC 法の適用条件として，

$$M_s \geq L + 1 \tag{2.91}$$

である．式 (2.90)，(2.91) の関係から次式の関係を導くことができる．

$$M = N_s + M_s - 1 \geq L + M_s - 1 \geq 2L \tag{2.92}$$

すなわち，空間移動平均法では予想される到来波数の 2 倍以上の素子が必要となる．言い換えれば，アンテナ素子数が決まれば，方向推定が可能な到来波数の上限が決まる．

　ここで，受信ベクトルの複素共役を取り，成分を逆順に並べた次のベクトル $\boldsymbol{x}_b(t)$ を定義する．

$$\boldsymbol{x}_b(t) \triangleq [x_M^*(t), x_{M-1}^*(t), \cdots, x_1(t)^*]^T \tag{2.93}$$

$\boldsymbol{x}_b(t)$ は各到来信号の位相関係が異なる点を除けば，受信ベクトル $\boldsymbol{x}(t)$ と同形とみなせる．空間移動平均の位相平均化の観点からはこの位相関係は好都合で，ベクトル $\boldsymbol{x}_b(t)$ の相関行列も空間移動平均の要素として組み込むと一層の相関抑圧効果が期待できる．これが，Forward/Backward 空間移動平均である [89],[90]．この場合のランク回復条件は空間平均の要素数が $2N_s$ となるので，

$$2N_s \geq L \tag{2.94}$$

となる．したがって，$M_s \geq L + 1$ より，次式の関係が成り立つ

$$M = N_s + M_s - 1 \geq \frac{L}{2} + L \geq \frac{3}{2}L \tag{2.95}$$

式 (2.92) と式 (2.95) を比較すると，Forward/Backward 空間移動平均を使用する場合は，通常の空間移動平均と比較して必要な素子数が $2L$ から $1.5L$ へと減少することがわかる．

2.3 時間周波数解析

信号解析の道具として代表的な手法の一つにフーリエ変換がある [15]．フーリエ変換は無限に連続する三角関数を基底として，周波数を変数とした変換である．フーリエ変換は周波数に関しては厳密に解析可能であるが，時間に関する情報は積分処理によって完全に失われてしまう問題があった．そこで，フーリエ変換に窓関数を導入した，STFT が考えられた [91]．しかし，STFT では窓関数が積分核とは独立して決定されるため，あらゆる周波数において，時間分解能が不変となっていた．そこで，解析したい信号の周波数成分に対して，積分核関数が変化するウェーブレット変換が考えられた [20]．ウェーブレット変換は，ウェーブレットと呼ばれるある区間に制限された関数を，伸張及び平行移動して得られた関数を基底とする変換であり，時間の関数である被解析信号を，周波数に相当するスケールと，時間に相当するシフトを変数とする関数に変換する．したがって，ウェーブレット変換は非定常的な信号の時間周波数解析に有効な手法である．

2.3.1 フーリエ変換と短時間フーリエ変換

フーリエ変換は与えられた関数をその周波数成分によって表現する解析手法である．被解析信号を $s(t)$ とする．ここで，t は時間であり，$s(t)$ が自乗可積分な関数であるとすると，

$$\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt < \infty \tag{2.96}$$

信号 $s(t)$ のフーリエ変換を $S(\omega)$ とすると次式が成立する．

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-j\omega t) dt \tag{2.97}$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \tag{2.98}$$

ここで，ω は角周波数，j は虚数単位をそれぞれ表す．式 (2.97) を関数 $s(t)$ のフーリエ変換，式 (2.98) を関数 $S(\omega)$ の逆フーリエ変換と呼ぶ．また，$s(t)$ と $S(\omega)$ はパーセバル (Parseval) の定理によって次式のとおり関係づけられている．

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt \tag{2.99}$$

式 (2.97) から明らかなように，ある一つの周波数 ω の値を得るために，時間に関して $(-\infty, \infty)$ で積分を行う必要がある．このため，フーリエ変換後の信号には被解析信号の時間情報は含まれない．これは，時間周波数解析の観点からは大きな問題となる．

上記のような問題を解決するため，フーリエ変換に窓関数を導入した STFT が考えられた．窓関数を $w(t)$ とすると，信号 $s(t)$ の STFT である $S(t', \omega)$ は次式で与えられる．

$$S(t', \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-j\omega t) w(t - t') dt \tag{2.100}$$

ここで，t' は窓の時間軸上での中心位置を示す．つまり，$S(t', \omega)$ は時間 t' と周波数 ω の 2 つの変数の関数となり，時間周波数解析が可能となる．また，窓関数としては，方形窓，三角窓，ガウス窓等様々な窓関数があり，必要に応じて窓関数を選択しなくてはならない．

被解析信号が離散時間信号の場合，信号 $s(n)$ (n は整数) に，有限な長さ窓関数 $w(n)$ を乗じて信号を切り出し，フーリエ変換することになる．いま，信号 $s(n)$ に対して，窓関数を N_d(N_d は正の整数) ずつシフトして，STFT を行うとすると，k ブロック目の STFT である $S(k, \omega)$ は次式で得られる．

$$S(k, \omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n) w(n - kN_d) \exp(-j\omega n) \tag{2.101}$$

STFT において，窓関数の長さは信号解析の分解能を決定する．長い窓関数の使用は周波数分解能を向上させるが，時間分解能を低下させる．逆に，短い窓関数の使用は時間分解能を向上させるが，周波数分解能を低下させる．式 (2.100)，(2.101) に示すように，STFT では窓関数の長さは周波数 ω に依存せず一定となっており，すべての周波数成分において等しい周波数分解能と時間分解能を持っている．

2.3.2　連続ウェーブレット変換

ウェーブレットとは，時間的にも周波数的にも局在した関数であり，フランス人 J.Morlet によって石油探査における人工地震波の解析のために最初に用いられた．

ウェーブレットを $\psi(t)$ とすると，ウェーブレットは，次に示すような条件を満足

する波形と定義されている．

$$C_\psi = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\Psi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty \tag{2.102}$$

ここで，$\Psi(\omega)$ は $\psi(t)$ のフーリエ変換であり，式 (2.102) に示す条件はアドミッシブル条件と呼ばれている．式 (2.102) の条件は $\psi(t)$ を用いた別の表現として，次式で表すことができる

$$\Psi(0) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0 \tag{2.103}$$

$\psi(t)$ を基本ウェーブレットとすると，基本ウェーブレットを伸縮・移動した関数 $\psi_{a_s,b_s}(t)$ は次式で表され，これもウェーブレットとなる．

$$\psi_{a_s,b_s}(t) = \frac{1}{\sqrt{a_s}} \psi\left(\frac{t - b_s}{a_s}\right) \tag{2.104}$$

式 (2.104) において，a_s はスケールパラメータと呼ばれ，時間のスケール変換を表す非零の実数であり，b_s は時間のシフトを表す実数である．被解析信号 $s(t)$ の連続ウェーブレット変換係数 $W(a_s, b_s)$ は，$\psi_{a_s,b_s}(t)$ を用いて次式で示される．

$$W(a_s, b_s) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \psi^*_{a_s,b_s}(t) dt \tag{2.105}$$

ウェーブレット変換係数の大きさによって，被解析信号の時刻 b_s における周波数 $1/a_s$ の成分が不確定性原理の範囲内で求められる．また，式 (2.105) は $s(t)$ と $\psi_{a_s,b_s}(t)$ の畳み込み積分になっていることから，ウェーブレット変換の結果は，ウェーブレットをインパルス応答とするフィルタに被解析信号を通過させた結果と等しくなる．

$\psi(t)$ は平均値 0 で，ある時間 t_c を中心として，Δt の幅で局在する関数となる．一般に，フーリエ変換は $\omega \to \pm\infty$ において 0 に収束するので，式 (2.103) の条件と合わせて考えると，$\Psi(\omega)$ は $\omega_c = (\omega_L + \omega_H)/2$ を中心に，帯域 $\Delta\omega = \omega_H - \omega_L$ に局在することになる．$\psi_{a_s,b_s}(t)$ は時間軸上で $[b_s + a_s t_c - a_s \Delta\frac{t}{2}, b_s + a_s t_c + a_s \Delta\frac{t}{2}]$ の範囲で局在する．また，$\psi_{a_s,b_s}(t)$ のフーリエ変換である $\Psi_{a_s,b_s}(\omega)$ は $\Psi(\omega)$ と次式の関係にある．

$$\Psi_{a_s,b_s}(\omega) = \sqrt{a_s} \Psi(a_s \omega) \exp(-j\omega b_s) \tag{2.106}$$

そして，$\Psi_{a_s,b_s}(\omega)$ は周波数軸上で $[\frac{\omega_c}{a_s} - \frac{\Delta\omega}{2a_s}, \frac{\omega_c}{a_s} + \frac{\Delta\omega}{2a_s}]$ の範囲に局在する．よって，ウェーブレット変換により，前述の，時間及び周波数の範囲内の被解析信号に関す

る情報を得ることができる．ウェーブレットの周波数軸上における中心周波数と周波数帯域の比 Q は，次式となりスケールパラメータ a_s とは無関係になる．

$$Q = \frac{\dfrac{\omega_c}{a_s}}{\dfrac{\Delta\omega}{a_s}} = \frac{\omega_c}{\Delta\omega} \tag{2.107}$$

よって，ウェーブレット変換は定 Q 解析となる．ウェーブレット変換はフーリエ変換と同様に，次式で示される逆変換が存在する．

$$s(t) = \frac{1}{C_\psi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{a_s^2}W(a_s, b_s)\psi_{a_s,b_s}(t)da_s db_s \tag{2.108}$$

また，フーリエ変換におけるパーセバルの定理と同様に次式が成立する．

$$\int_{-\infty}^{\infty}|s(t)|^2 dt = \frac{1}{C_\psi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{a_s^2}W(a_s, b_s)da_s db_s \tag{2.109}$$

また，ウェーブレット変換は線形的性質も有している．

同一の基本ウェーブレットから作られたスケール及びシフトの異なる 2 つのウェーブレットの内積が 0 すなわち，

$$\int_{-\infty}^{\infty}\psi_{a_s,b_s}(t), \psi^*_{a_s',b_s'}(t)dt = \delta(a_s - a_s^{'})\delta(b_s - b_s^{'}) \tag{2.110}$$

であるとき，このウェーブレットを直交ウェーブレットという．ここで，δ はディラックデルタを表している．直交ウェーブレットの例としては Haar や Daubechies のウェーブレット等がある．

2.3.3　離散ウェーブレット変換

連続ウェーブレット変換では，スケールパラメータ a_s とシフトパラメータ b_s を連続的に変化させたが，それぞれのパラメータを離散的に変化させることによってもウェーブレット変換は可能である．

ウェーブレットのスペクトル $\Psi(\omega)$ が $[\omega_L, \omega_H]$ でのみ有限の値を持ち，その他の領域で 0 であるとする．被解析信号 $s(t)$ が持つ信号成分をウェーブレットによって表現するためには，各スケールパラメータを持ったウェーブレットのスペクトルが，隣り合って全周波数をカバーすればよく，このときのスケールパラメータ a_n は次式のように選べばよい．

$$a_n = \alpha^n = \left(\frac{\omega_H}{\omega_L}\right)^n \tag{2.111}$$

ここで，α はスケーリング係数であり，n は整数である．スケールパラメータ a_n を持つウェーブレットは，信号 $s(t)$ の $[\frac{\omega_L}{a_n}, \frac{\omega_H}{a_n}]$ の周波数成分を取り出す．よって，この周波数領域の成分は標本化定理より時間間隔 $\frac{a_n}{\omega_H}\pi$ でサンプリングすればよい．すなわち，スケールパラメータ a_n を持つウェーブレットに対して，シフトパラメータ $b_{n,i}$ を次式のように選べばよい．

$$b_{n,i} = \frac{a_n}{\omega_H}\pi i = a_n \beta i \tag{2.112}$$

ここで，β はシフト間隔係数であり，i は整数である．よって，基本ウェーブレット $\psi(t)$ を離散的に伸縮移動させたウェーブレット $\psi_{n,i}(t)$ によって，信号 $s(t)$ の離散ウェーブレット変換 $W(a_n, b_{n,i})$ が次式によって定義できる．

$$\psi_{n,i}(t) = \frac{1}{\sqrt{a_n}}\psi\left(\frac{t - b_{n,i}}{a_n}\right) \tag{2.113}$$

$$W(a_n, b_{n,i}) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)\psi^*_{n,i(t)} dt \tag{2.114}$$

離散ウェーブレット変換においても，逆変換が存在し，次式で与えられる．

$$s(t) = \frac{1}{C_\psi}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{i=-\infty}^{\infty} W(a_n, b_{n,i})\psi_{n,i}(t) \tag{2.115}$$

2.3.4　オクターブバンドフィルタバンク

ウェーブレット変換を用いた，多重解像度解析に基づいて構成された分解レベル K のオクターブバンドフィルタバンクの構造を図 2.13 に示す [92]．多重解像度解析とは，標本化された被解析信号を直交ウェーブレットにより解像度を様々に変化させながら近似するアルゴリズムを与える理論である．

図 2.13 に示すように，フィルタバンクに入力された信号はインパルス応答が $h(n)$ と $g(n)$ であるローパスとハイパスの FIR フィルタにそれぞれ入力される．そして，各フィルタの出力はダウンサンプリングされた後，ハイパスフィルタ側の出力はそのまま出力され，ローパス側の出力は次のレベルのフィルタに入力される構造になっている．それぞれのフィルタのインパルス応答としては，Harr や Daubechies といった直交ウェーブレットが用いられる．ウェーブレットを用いる理由は，各フィルタの次数をできるだけ低く抑えることが可能なためである．更に，直交ミラーフィル

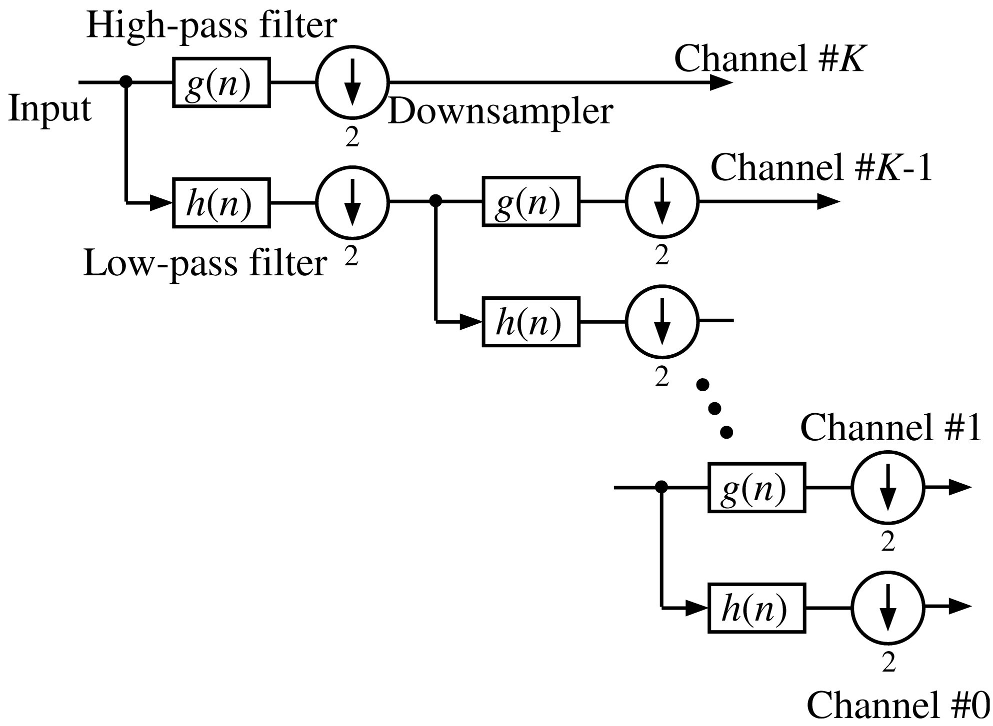


図 2.13: オクターブバンドフィルタバンクの構成

タでは $h(n)$ と $g(n)$ の間に次式の関係が成立する．

$$g(n) = (-1)^{-n} h(N_{tap} - n - 1) \quad n = 0, 1, 2, \cdots, (N_{tap} - 1) \tag{2.116}$$

ここで，N_{tap} は FIR フィルタのタップ数を示している．このとき，オクターブバンドフィルタバンクの出力チャンネル数は $(K + 1)$ であり，最も通過帯域周波数が低いチャンネルをチャンネル #0 と定義している．オクターブバンドフィルタバンクは周波数軸上でバンク処理ができることは当然であるが，各チャンネル出力はもとの信号波形の時間情報を保持している．

2.4　まとめ

本章では，まず，レーダ研究の歴史について簡単に述べ，本研究に関連の深い目標検出とドップラーフィルタバンク，モノパルス測角及び多機能レーダ等について説明した．次にレーダにおけるアレー信号処理の概要，特に MUSIC 法による到来

方向推定について述べた．そして，到来波が完全相関である場合の問題点とその解決策である空間移動平均法について述べた．その後，時間周波数解析の基礎事項として，フーリエ変換，STFT により局所的に変化する信号の時間周波数解析法について述べた．最後に，ウェーブレット変換について説明した．特に本論文の第 4 章に深く関係する離散ウェーブレット変換とオクターブバンドフィルタバンクについて述べた．

第3章　複数移動目標の高精度測角

3.1　本章の概要

一般に，種々のレーダにおいて，目標の方向を特定する方法としてモノパルス測角が広く用いられている [1]．しかし，モノパルス測角では同一レンジビン，同一レーダビーム内に複数の目標が存在するのか，1 個の目標しか存在しないかの判定は可能であるが，複数の目標が存在する場合，個々の目標の位置を測定することは不可能である [93]．そこで，アレーアンテナに対して開発された，高精度・高分解能な到来波方向推定法である，MUSIC(MUltiple SIgnal Classification) 法等のアルゴリズムがレーダ信号処理に適用されている [74]-[76]．これにより，同一レンジビン，同一レーダビーム内に存在する目標の分離・測角を行うことが可能である [9],[10]．MUSIC 法の問題点として，到来波の SNR が低い場合，すなわち，目標の RCS(Radar Cross Section) が小さい場合や目標が遠方にいるような場合，MUSIC 法による到来方向の推定性能は急激に劣化してしまう点が挙げられる [11]．また，到来波の相関が高い場合，すなわち，それぞれの目標のドップラー周波数が近接している場合やマルチパス環境下では，MUSIC 法による到来方向の推定精度が劣化したり，誤った推定値を与える．後者の問題点を解決する手段として，Forward/Backward 空間移動平均 (SSP:Spatial Smoothing Preprocessing) を行うことが有効であるが，この場合でも，SNR の低い目標については到来方向の推定性能の改善には限界がある [12],[69]．

一般にコヒーレント処理レーダの信号処理では，ドップラー周波数の異なる目標を分離検出する場合や，クラッタ環境下に存在する移動目標を検出する場合に，受信信号に対して PRI を処理単位とした DFT によるドップラーフィルタバンク処理が用いられている [14]．ここで，DFT にはコヒーレント積分の効果があり SNR の向上が期待できる．更に，ドップラーフィルタバンクのフィルタを適切に選択することにより，ドップラーフィルタバンクによる目標の分離が可能となる．一方，Wiener-Khintchine の関係から，MUSIC スペクトルを計算する際に必要となる入力

信号の相関行列と，入力信号をフーリエ変換して得られる相関行列，すなわち，クロススペクトルは同様の情報量を保持していることが知られている [15]．このため，DFT によるドップラーフィルタバンク処理の出力であるフーリエ係数を用いて相関行列を計算し，MUSIC 法を適用することにより，到来方向推定が可能と考えられる．また，ドップラーフィルタバンクの特定のチャンネルを選択して，選択したチャンネル出力であるフーリエ係数を用いて相関行列を計算し，MUSIC 法を適用することによって，選択したチャンネル内にドップラー周波数が存在する目標に対してのみ MUSIC 法による到来方向推定が可能になると思われる．更に，本論文で提案する方式を用いることにより，DFT によるコヒーレント積分の効果によってアンテナ入力部での到来波の SNR よりも MUSIC 法を適用するときに使用する相関行列での SNR のほうが高くなり，従来の MUSIC 法よりも目標の分離・測角性能が向上することが期待される．

本章では，レーダ信号処理における同一レーダビーム内で，なおかつ，同一レンジビン内に存在する複数の移動目標の分離・測角を目的として，MUSIC 法の前処理として PRI を処理単位とした DFT を用いたドップラーフィルタバンクを適用した新しい測角方式を提案している．次に，計算機シミュレーションによって提案方式の有効性を明らかにしている．まず，無相関目標について MUSIC スペクトルの例を示し，提案方式を用いることによって，選択した DFT フィルタバンクのチャンネ内にドップラー周波数が存在する目標に対して到来方向推定が可能であることを示している．次に，到来波の SNR に対する到来方向推定精度をモンテカルロシミュレーションを用いて評価している．この結果，到来波の SNR が低い場合でもドップラーフィルタバンクを用いる提案方式では，MUSIC 法による目標の分離・測角性能が向上することを明らかにしている．また，ドップラー周波数が等しい完全相関目標についても同様の計算機シミュレーションを行い，提案方式の性能を評価している．この結果，SNR が低い完全相関目標の場合でも，空間移動平均を併用した提案方式を用いることによって，従来方式と比較して MUSIC 法による目標の分離・測角性能が向上することを明らかにしている [94]-[96].

3.2　複数移動目標の高精度測角方式

DFT フィルタバンクの出力を用いた MUSIC 法の測角系統図を図 3.1 に示す．各アンテナから入力された受信信号は，周波数変換，I/Q 検波された後，各アンテナごとに DFT によるドップラーフィルタバンクで処理される．更に，特定のチャンネルを選択して，選択したフィルタの出力であるフーリエ係数を用いて相関行列を計算し，MUSIC 法を適用することによって目標の分離・測角を行う．以下，フーリエ係数を用いた MUSIC 法について述べ，DFT によるドップラーフィルタバンク出力を用いた MUSIC 法について述べる．

3.2.1　フーリエ係数を用いた MUSIC 法

M 素子等間隔リニアアレーに，L 個の到来波があったとする．このとき，時刻 t におけるアレーアンテナの受信信号 $\boldsymbol{x}(t)$ は次式となる．

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{x}(t) &= \boldsymbol{A}\boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t) && (3.1)\\
\boldsymbol{x}(t) &\triangleq [x_1(t), \cdots, x_M(t)]^T && (3.2)\\
\boldsymbol{A} &\triangleq [\boldsymbol{a}(\theta_1), \cdots, \boldsymbol{a}(\theta_L)] && (3.3)\\
\boldsymbol{a}(\theta_l) &= \Big[1, \exp\{-j2\pi\frac{f}{c}\Delta d \sin(\theta_l)\}, \cdots \\
&\qquad , \exp\{-j2\pi\frac{f}{c}(M-1)\Delta d \sin(\theta_l)\}\Big]^T && (3.4)\\
\boldsymbol{s}(t) &\triangleq [s_1(t), \cdots, s_L(t)]^T && (3.5)\\
\boldsymbol{n}(t) &\triangleq [n_1(t), \cdots, n_M(t)]^T && (3.6)
\end{aligned}$$

ここで，$\boldsymbol{A}$ は等間隔リニアアレーアンテナの方向行列，$\boldsymbol{s}(t)$ は到来波の複素振幅，$\boldsymbol{n}(t)$ は雑音ベクトルである．雑音は平均 0, 分散 σ^2 の白色ガウス雑音とし，雑音ベクトルの各要素は互いに無相関であると仮定する．T は転置行列を示す．

$\boldsymbol{x}(t), \boldsymbol{s}(t), \boldsymbol{n}(t)$ のフーリエ変換をそれぞれ，$\boldsymbol{X}(\omega), \boldsymbol{S}(\omega), \boldsymbol{N}(\omega)$ とする．到来波の方向が時間的に変化しないならば，式 (3.1) はフーリエ変換の線形性から次式のとおり変形できる．

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{X}(\omega) &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \boldsymbol{x}(t) e^{-j\omega t} dt && (3.7)\\
&= \boldsymbol{A}\boldsymbol{S}(\omega) + \boldsymbol{N}(\omega)
\end{aligned}$$

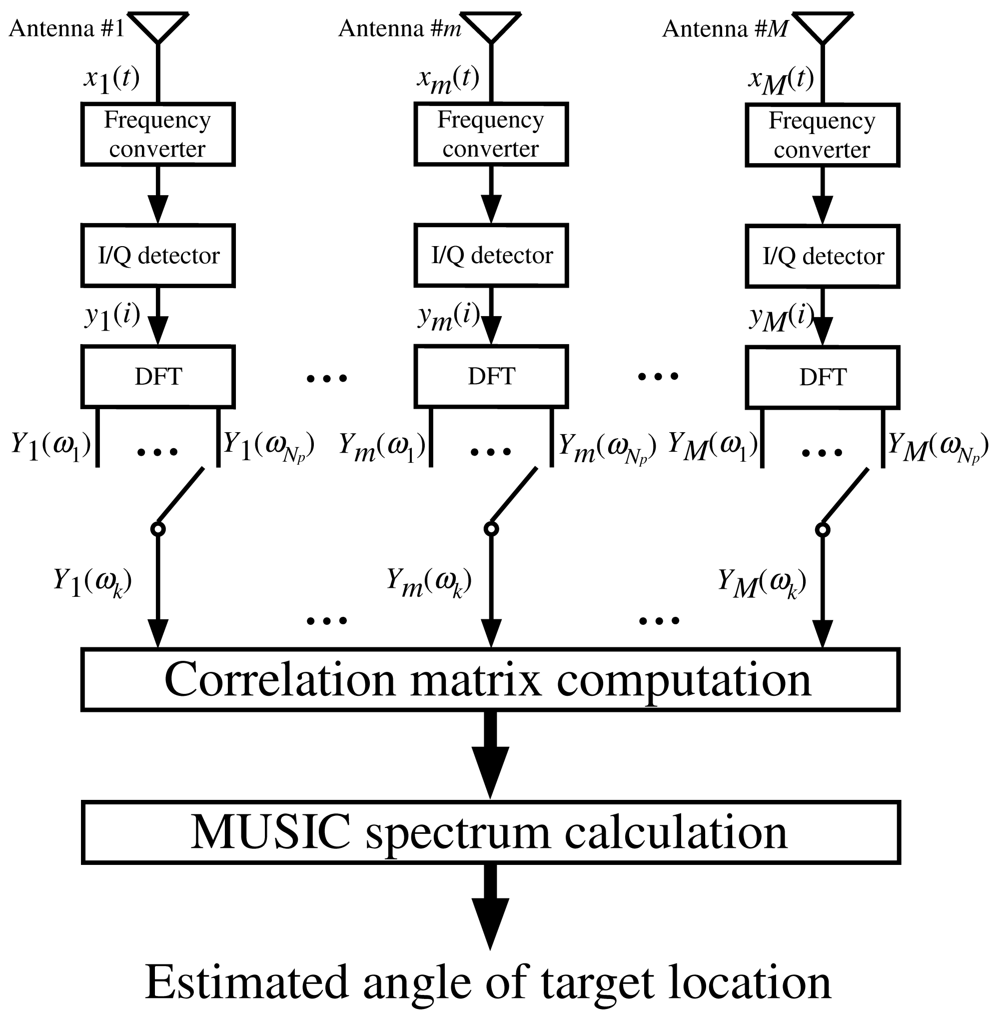


図 3.1: DFT フィルタバンクの出力を用いた MUSIC 法の測角系統図

周波数領域の信号 $\boldsymbol{X}(\omega)$ の相関行列 $\boldsymbol{R}_{XX}$ を次式で定義する．

$$\begin{aligned}\boldsymbol{R}_{XX} &= E[\boldsymbol{X}(\omega)\boldsymbol{X}^H(\omega)] \\ &= \boldsymbol{AFA}^H + \frac{\sigma^2}{2\pi}\boldsymbol{I}\end{aligned} \tag{3.8}$$

ここで，H は複素共役転置，$E[\,\bullet\,]$ はアンサンブル平均，$\boldsymbol{I}$ は単位行列を示す．式(3.8) は受信信号のクロススペクトルであり，$\boldsymbol{F}$ は次式で与えられる到来波自体のクロススペクトルを表す．

$$\boldsymbol{F} = \begin{pmatrix} E[|S_1(\omega)|^2] & E[S_1(\omega)S_2^*(\omega)] & \cdots & E[S_1(\omega)S_L^*(\omega)] \\ E[S_2(\omega)S_1^*(\omega)] & E[|S_2(\omega)|^2] & \cdots & E[S_2(\omega)S_L^*(\omega)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[S_L(\omega)S_1^*(\omega)] & E[S_L(\omega)S_2^*(\omega)] & \cdots & E[|S_L(\omega)|^2] \end{pmatrix} \tag{3.9}$$

ここで，$S_l^*(\omega)$ は $S_l(\omega)$ の複素共役を表す．到来波が互いに無相関であれば $\boldsymbol{F}$ 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．一方，方向行列 $\boldsymbol{A}$ に関して，到来波の到来方向がすべて異なれば，列ベクトルのランクは L となり，$\boldsymbol{AFA}^H$ はランク L の非負定値エルミート行列となる．したがって，相関行列 $\boldsymbol{R}_{XX}$ の固有値を $\lambda_i(i=1,2,\cdots,M)$，固有値に対応した固有ベクトルを $\boldsymbol{e}_i$ とすると，次式の関係が成立する．

$$\lambda_1 \geq \cdots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \cdots = \lambda_M = \frac{\sigma^2}{2\pi} \tag{3.10}$$

このとき，固有ベクトル $\{\boldsymbol{e}_1,\boldsymbol{e}_2,\cdots,\boldsymbol{e}_L\},\{\boldsymbol{e}_{L+1},\cdots,\boldsymbol{e}_M\}$ はそれぞれ信号部分空間及び雑音部分空間を張る．したがって，MUSIC スペクトル $P_{mu}(\theta)$ を次式のとおり定義すると，MUSIC スペクトル $P_{mu}(\theta)$ がピークとなる θ を探すことにより，到来方向が推定できる．

$$P_{mu}(\theta) = \frac{\boldsymbol{a}^H(\theta)\boldsymbol{a}(\theta)}{\boldsymbol{a}^H(\theta)\boldsymbol{E}_N\boldsymbol{E}_N^H\boldsymbol{a}(\theta)} \tag{3.11}$$

$$\boldsymbol{E}_N = [\boldsymbol{e}_{L+1},\cdots,\boldsymbol{e}_M] \tag{3.12}$$

以上をまとめると，入力信号の時系列データをフーリエ変換して得られるフーリエ係数を使用して相関行列を作成したとき，この相関行列を固有値分解して信号部分空間と雑音部分空間を分離して MUSIC スペクトルを計算することにより，到来方向推定が可能になる．

3.2.2　DFTによるドップラーフィルタバンクの出力を用いたMUSIC法

通常のレーダにおけるドップラーフィルタバンク処理では，同一レンジのデータを送信パルス数分使用してDFTによるドップラーフィルタバンク処理がおこなわれる．送信パルス数をN_pとし，受信信号$\boldsymbol{x}(t)$を周波数変換し，I/Q検波して，新たにドップラーフィルタバンクに入力するデータサンプル列$\boldsymbol{y}(i)$を作成したとする．このとき，DFTフィルタバンクのk番目のフィルタの出力ベクトル$\boldsymbol{Y}(\omega_k)$は次式となる．

$$\begin{aligned}\boldsymbol{Y}(\omega_k) &= \sum_{i=1}^{N_p}\boldsymbol{y}(i)\exp\left\{-j2\pi\frac{(k-1)}{N_p}(i-1)\right\} \\ &= [Y_1(\omega_k),\cdots,Y_m(\omega_k),\cdots,Y_M(\omega_k)]^T\end{aligned} \tag{3.13}$$

$Y_m(\omega_1)$はm番目のアンテナの最も低い周波数チャンネルの出力を表すフーリエ係数であり，$Y_m(\omega_{N_p})$はm番目のアンテナの最も高い周波チャンネルの出力を表すフーリエ係数である．このとき，式(3.8)の相関行列は次式のように書き改めることができる．

$$\boldsymbol{R}_{YY} = \frac{1}{N_p}\sum_{k=1}^{N_p}\boldsymbol{Y}(\omega_k)\boldsymbol{Y}^H(\omega_k) \tag{3.14}$$

更に，k番目のフィルタ出力のみを用いたときの相関行列$\boldsymbol{R}_{YYk}$は次式となる．

$$\begin{aligned}\boldsymbol{R}_{YYk} &= \boldsymbol{Y}(\omega_k)\boldsymbol{Y}^H(\omega_k) \\ &= \boldsymbol{A}\boldsymbol{F}_k\boldsymbol{A}^H + \frac{\sigma^2}{2\pi}\boldsymbol{I}\end{aligned} \tag{3.15}$$

ここで，

$$\boldsymbol{F}_k = \begin{pmatrix} |S_1(\omega_k)|^2 & S_1(\omega_k)S_2^*(\omega_k) & \cdots & S_1(\omega_k)S_L^*(\omega_k) \\ S_2(\omega_k)S_1^*(\omega_k) & |S_2(\omega_k)|^2 & \cdots & S_2(\omega_k)S_L^*(\omega_k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_L(\omega_k)S_1^*(\omega_k) & S_L(\omega_k)S_2^*(\omega_k) & \cdots & |S_L(\omega_k)|^2 \end{pmatrix} \tag{3.16}$$

もし，k番目のフィルタ内にL_k個$(L_k \leq L)$の目標のドップラー周波数が存在する場合，相関行列$\boldsymbol{R}_{YYk}$の固有値$(\lambda_{k1},\cdots,\lambda_{km},\cdots,\lambda_{kM})$は次式の不等式を満たす

ことになる．

$$\lambda_{k1} \geq \cdots \geq \lambda_{L_k} > \lambda_{L_k+1} = \cdots = \lambda_{kM} = \frac{\sigma^2}{2\pi} \tag{3.17}$$

式 (3.15) の相関行列を固有値分解して MUSIC スペクトルを計算することにより，原理的には選択したフィルタ内にドップラー周波数の存在する目標に対してのみ到来方向推定が可能になると考えられる．

また，式 (3.14) と式 (3.15) を比較すると，相関行列を計算するときの平均をとる周波数区間は，式 (3.14) よりも式 (3.15) のほうが狭くなる．もし，到来波のドップラー周波数が選択したフィルタ内に入っているならば，式 (3.14) を用いて計算する相関行列よりも，式 (3.15) を用いて計算する相関行列のほうが相関行列に含まれている到来波の平均電力は相対的に大きくなる．一方，雑音については本論文では白色ガウス雑音を想定しているために，式 (3.14) を用いて計算する相関行列も，式 (3.15) による相関行列も相関行列に含まれる雑音の平均電力は同じになる．ここで，相関行列に含まれる到来波の平均電力と雑音の平均電力の比を相関行列の SNR と定義する．もし，到来波のドップラー周波数が，選択したフィルタ内に存在する場合には，式 (3.14) を用いて相関行列を計算する場合よりも，式 (3.15) を用いて相関行列を計算する場合のほうが相関行列の SNR は高くなると言える．更に，式 (3.14) を用いて計算する相関行列の SNR は，アンテナ入力部での到来波の SNR に等しくなる．つまり，本提案方式を用いることによって，DFT によるコヒーレント積分の効果から，アンテナ入力部における到来波の SNR よりも，MUSIC 法を適用するときに使用する相関行列の SNR のほうが高くなり，アンテナ入力部における到来波の SNR が低い場合でも，提案方式を用いることによって，目標の分離・測角性能が向上すると考えられる．

3.3　計算機シミュレーション

本節では計算機シミュレーションにより，提案方式による同一レンジビン，同一レーダビーム内に存在する 2 目標の分離・測角性能の定量的評価を行う．

表 3.1: レーダパラメータ

送信周波数	8.9 GHz
PRI	200 μs
アレーアンテナの配列形式	一次元等間隔リニアアレー
アレー素子数	$M = 10$
アンテナ間隔	0.5 波長
ドップラーフィルタバンク	32 パルス DFT

表 3.2: 目標諸元 (非相関目標)

目標番号	ドップラー周波数 [Hz]	到来方向 [deg]	チャンネル番号
Target 1	f_{d1} =2500	-2	17
Target 2	f_{d2} =2813	2	19

3.3.1　無相関目標の分離・測角特性

ここでは，2 目標の分離・測角性能を比較するため，ドップラー周波数が異なるフィルタ内に存在する無相関目標 (相関値=0) について，MUSIC スペクトルを計算して，従来方式と提案方式の分離・測角性能の比較を行う．シミュレーションで使用するレーダのパラメータを表 3.1 に示す．送信周波数等は文献 [82] で紹介されている精密計測用レーダの値を参考にして設定している．また，アレーアンテナ配列については前記の精密計測用レーダでは大開口等価 8 チャンネル円形配列アレーアンテナが採用されているが，円形配列アレーでは空間移動平均法が直接適用できないため，本シミュレーションでは一次元等間隔リニアアレーを採用し，方位方向について到来方向推定を行うこととした．通常のパルスドップラーレーダではドップラーフィルタバンク処理について 8 ～ 32 パルス程度のパルス数を必要とするが，本シミュレーションでは 32 パルスドップラー処理を行った．この際，バンクのサイドローブを低減することを目的として，一例として，30dB のテイラーウェイトを重み関数として導入した [97]．目標の SNR はすべてのアンテナ入力部で 20dB とした．表 3.1 に示すパラメータを使用した場合のアレーアンテナのビーム幅は約 10.2° となる [32]．そこで，目標の到来方向は Target 1,Target 2 が同一ビーム内に入るようにそれぞれ $-2°$，$2°$ とした．目標のドップラー周波数 f_{d1}，f_{d2} は，ドップラーフィル

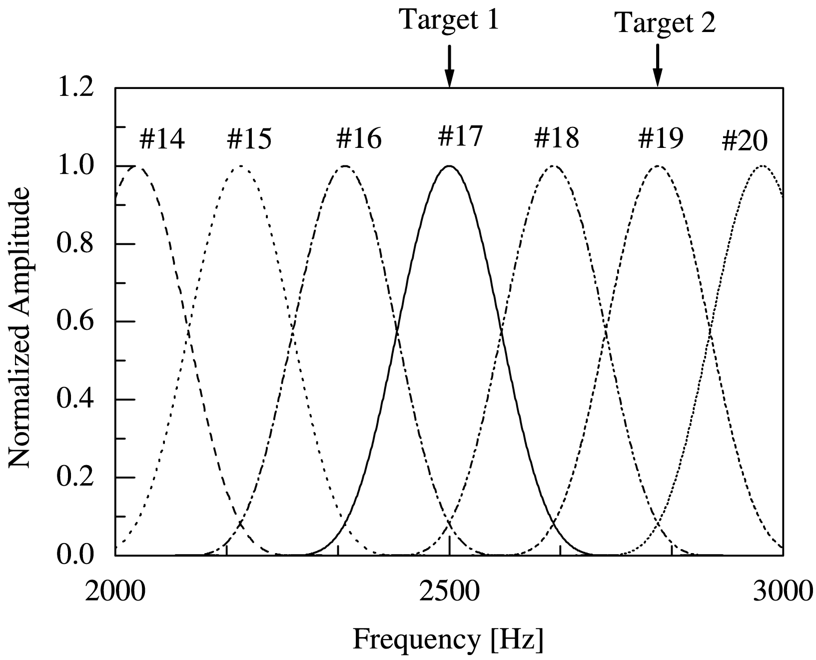


図 3.2: ドップラーフィルタバンクの周波数特性と目標のドップラー周波数の関係

タバンクのチャンネル#17，チャンネル#19 の中央に存在するように $f_{d1} = 2500$Hz, $f_{d2} = 2813$Hz と設定した．

このときの，DFT によるドップラーフィルタバンクの周波数特性と，Target 1,Target 2 のドップラー周波数の関係をチャンネル#14 ～ チャンネル#20 について，周波数 2000～3000Hz の範囲で図 3.2 に示す．

次に，Target 1 のドップラー周波数が存在するチャンネル#17 のフーリエ係数を使用した場合，及び Target 2 のドップラー周波数が存在するチャンネル#19 のフーリエ係数を使用した場合についてそれぞれ MUSIC スペクトル $P_{\mathrm{mu}}(\theta)$ を計算した．目標のドップラー周波数はレーダの送信周波数と比較して十分に小さいものと見なし，レーダエコーは狭帯域信号として扱うこととした．MUSIC スペクトルは -5° ～ 5° の角度範囲で計算した．比較のため，DFT フィルタバンクを用いない時系列データを直接用いた場合についても MUSIC スペクトルを計算した．従来方式におけるスナップショット数については，考慮するコヒーレント処理レーダの一つの CPI(Coherent Processing Interval) 内におけるパルス繰り返し数である 32 とし

た．提案方式，従来方式ともに，MUSIC スペクトルを計算する際に必要となる到来波数については，目標数と等しい値として 2 とした．また，レーダ信号処理の場合，強い相関を持つ目標が到来する場合があると考えられるため，サブアレー素子数を 5 として Forward/Backward 空間移動平均を適用した [89]．更に，空間移動平均を行わない場合とも比較するため MUSIC スペクトルをそれぞれ計算した．

提案方式であるフーリエ係数を使用して相関行列を計算した場合の MUSIC スペクトルの例を図 3.3 に示す．従来方式である DFT フィルタバンクを適用せず，時系列データを直接用いた場合の MUSIC スペクトルの例を図 3.4 に示す．図 3.3 及び図 3.4 より，従来方式では Target 1,Target 2 それぞれの方向で MUSIC のスペクトルが極大となっているのに対して，提案方式では Target 1 のドップラー周波数が存在するチャンネル#17 のフーリエ係数を使用することにより，-2° 付近でのみ MUSIC スペクトルが極大となっている．また，Target 2 のドップラー周波数が存在するチャンネル#19 のフーリエ係数を使用することによって，2° 付近でのみ MUSIC スペクトルが極大となっている．よって，提案方式では，ドップラーフィルタバンクのチャンネルを選択して相関行列を計算し，MUSIC 法を適用することによって，選択したフィルタ内にドップラー周波数が存在する目標の方向にのみ MUSIC スペクトルが極大となり，到来方向推定ができていることがわかる．また，MUSIC スペクトルの強度は，従来方式よりも提案方式のほうが高くなっていることがわかる．これは，提案方式を用いることで，DFT によるコヒーレント積分の効果によって，従来方式と比較して相関行列に含まれる到来波の平均電力が大きくなり，MUSIC 法を適用する際に使用する相関行列の SNR が高くなるためと考えられる．更に，空間移動平均を行わない場合と比較して，空間移動平均を行った場合には MUSIC スペクトルの強度が高くなっていることがわかる．これは，空間移動平均を行う際に，全体のアレーから同じ配列を持つサブアレーを複数個取り出し，サブアレーの相関行列を足し合わせる計算を行っているためと考えられる．つまり，各サブアレーの相関行列を足し合わせる際に，サブアレーの相関行列に含まれている到来波の平均エネルギーは足し合わされるのに対して，雑音については，本論文では互いに独立な平均 0 の白色ガウス雑音を仮定しているために，各サブアレーの相関行列を足し合わせても雑音のエネルギーは増加しないことになる．この結果，空間移動平均を行わない場合と比較して，空間移動平均を行った場合のほうが MUSIC 法を適用する相関行列の SNR は高くなる．

本シミュレーションによって明らかになったことは，空間移動平均によってアレー

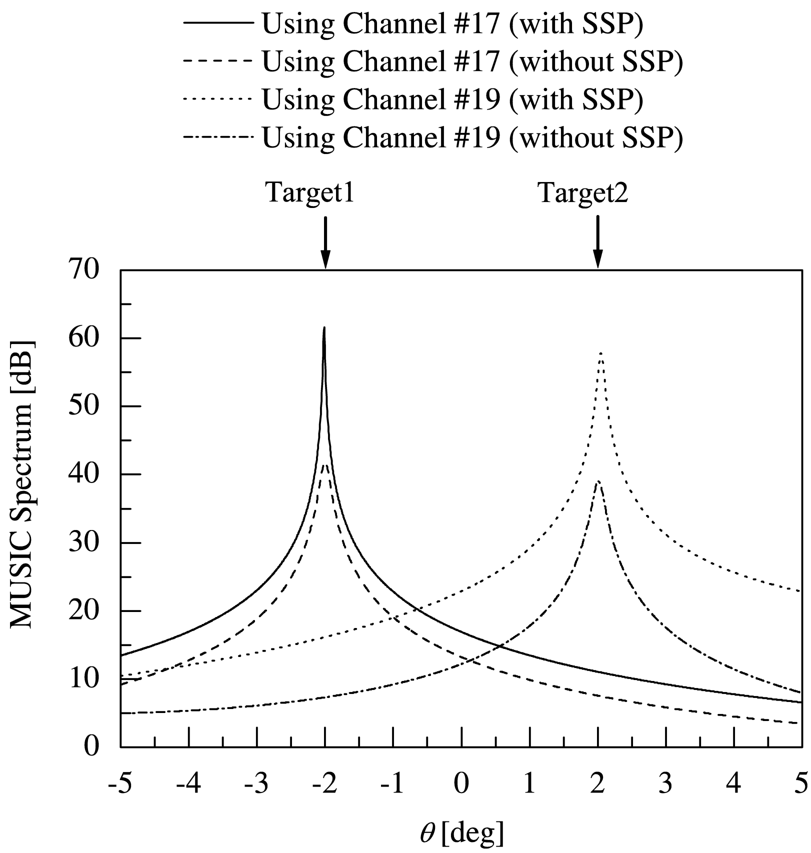


図 3.3: 提案方式による無相関目標の MUSIC スペクトルの例

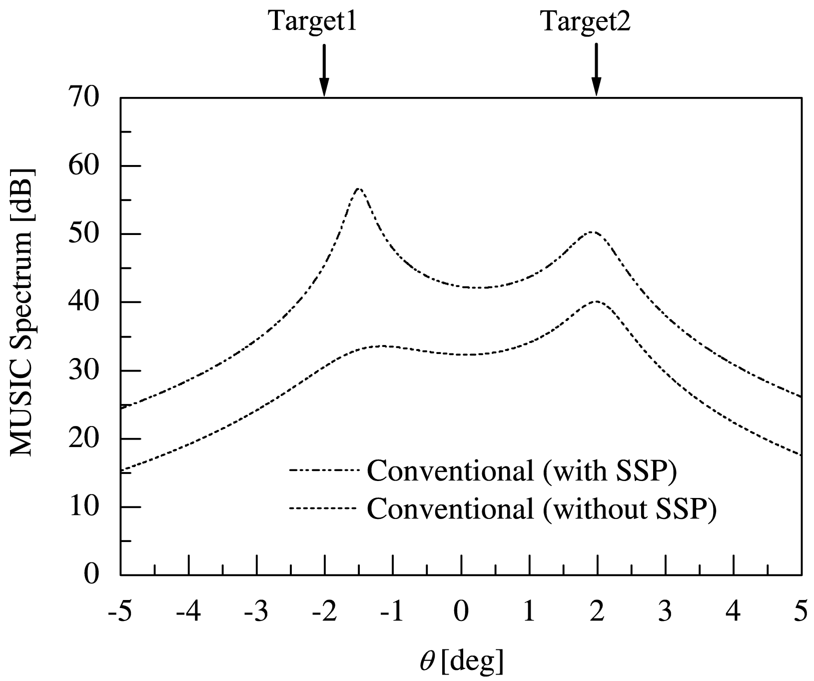


図 3.4: 従来方式による無相関目標の MUSIC スペクトルの例

の実効的な開口長は減少するものの，空間移動平均を行った場合のほうが相関行列の SNR は高くなり，MUSIC スペクトルの集中度が高くなることである．

次に表 3.2 に示す目標諸元について，各目標の SNR を -10 ～ 30dB の間で変化させて，提案方式及び従来方式を用いて MUSIC スペクトルを計算し，モンテカルロシミュレーションを用いて分離成功確率と推定誤差を評価した．MUSIC スペクトルを計算する際には空間移動平均を行い相関抑圧を図った．試行回数は 100 回とした．成功確率としては次のように定義する．従来方式の場合は，$-5°$ ～ $5°$ の角度範囲で MUSIC スペクトルが極大となる角度が 2 個存在する場合を成功とし，提案方式の場合はドップラーフィルタバンクでドップラー周波数が分離されなければならないため，$-5°$ ～ $5°$ の角度範囲で MUSIC スペクトルが極大値をとる角度が 1 個だけ存在する場合を成功とした．このときの分離成功確率を図 3.5 に示す．図 3.5 より，従来方式では，到来波の SNR が 15dB より小さくなると分離成功確率が 0.5 を下まわり，さらに SNR が -2.5dB 以下となると成功確率が 0 となり目標の分離が不可能なことがわかる．一方，提案方式の場合，到来波の SNR を変化させても MUSIC スペクトルが極大となる角度は 1 個しか存在せず，ドップラーフィルタバンクによってドップラー分離が行われていると判断できる．

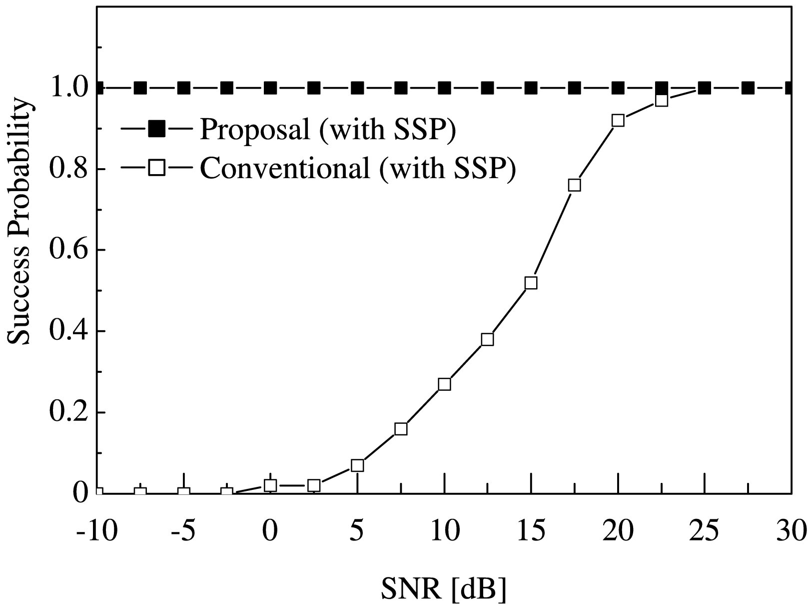
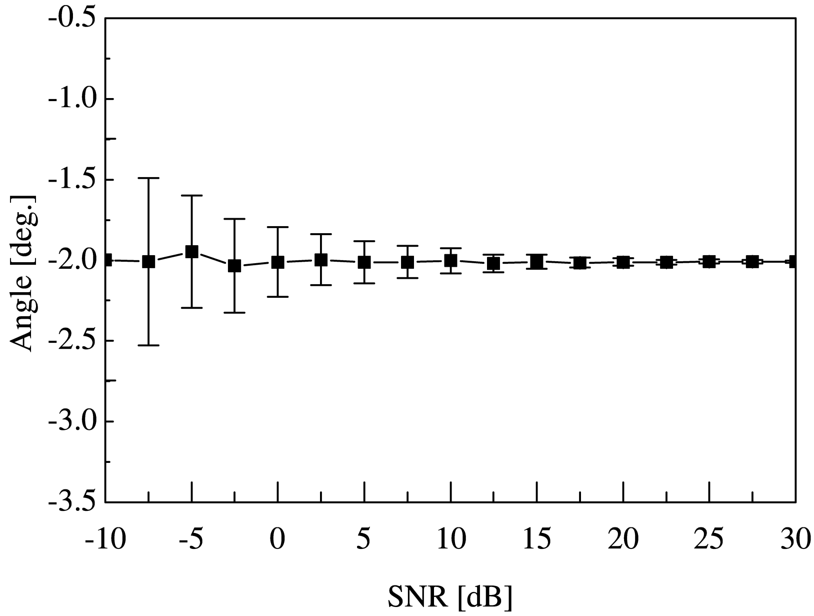
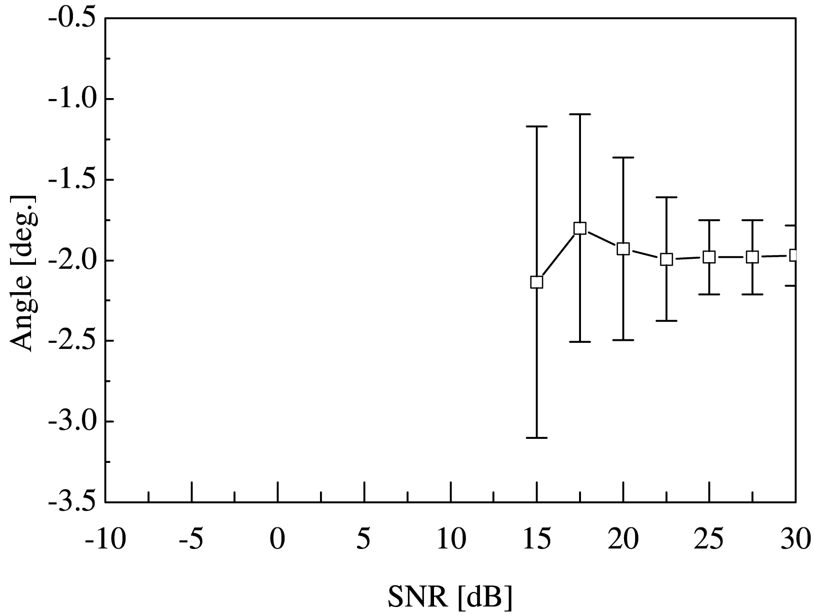


図 3.5: 無相関目標に対する分離成功確率

次に推定誤差を評価する．ここで，提案方式では Target 1 のドップラーが存在するチャンネル#17 を選択しているため，Target 1 に対する到来方向推定結果について誤差を求める．分離成功確率が 0.5 を越える場合について，Target 1 に対する到来方向推定値の平均を図 3.6 に示す．図中のエラーバーの長さは到来方向推定値の標準偏差に対応している．図 3.6 の結果から，提案法，従来法ともに SNR を変化させた場合でも到来方向推定結果の平均値はほぼ Target 1 の真の到来方向である $-2°$ に分布している．一方，標準偏差は SNR が低下するにつれて大きくなっている．以上のことから MUSIC 法による到来方向推定の誤差は，バイアス誤差よりもランダム誤差が支配的であると言える．



(a) 提案法



(b) 従来法

図 3.6: Target 1 の到来方向推定値の平均と標準偏差

以降のシミュレーションでは到来方向推定精度を評価する指標として，次式で示すRMSE(Root Mean Square Error)を用いて評価することとした．

$$\mathrm{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N_s}\sum_{n_s=1}^{N_s}\Delta\theta^2} \tag{3.18}$$

$$\Delta\theta = \left|\hat{\theta}_{1(n_s)} - \theta_1\right| \tag{3.19}$$

ここで，N_s，$\hat{\theta}_{1(n_s)}$，θ_1 はそれぞれ，分離が成功した試行回数，分離が成功した試行のうち n_s 番目のTarget 1の到来方向推定値，Target 1の真の到来方向を示す．比較のため，従来方式についても式(3.18),(3.19)を用いてTarget 1の到来方向の推定誤差を計算した．分離成功確率が0.5を越える場合について，RMSEを計算した結果を図3.7に示す．

図3.7より，推定誤差についてもSNR=30dBのときのRMSEは従来方式が0.19°に対して，提案方式のRMSEは0.01°と小さくなっている．また，SNR=−10dBの場合においても，空間移動平均を併用した提案方式では0.75°となっている．これは，提案方式ではDFTによるコヒーレント積分の効果によって，相関行列に含まれる到来波の平均電力が従来方式と比較して大きくなるため，MUSIC法を適用する際に使用する相関行列のSNRが高くなったためと考えられる．

以上の結果から，ドップラー周波数がドップラーフィルタバンクの異なるチャンネル内に存在する無相関目標の場合，提案方式を用いることによって，選択したチャンネル内にドップラー周波数が存在する目標に対してのみ到来方向推定が可能になることを確認した．更に，到来波のSNRが高い場合はもちろんのこと，到来波のSNRが −10dBと低い場合でも，空間移動平均を併用した本提案方式を用いることによって，従来方式と比較してMUSIC法による目標の分離・測角性能が向上することを確認した．

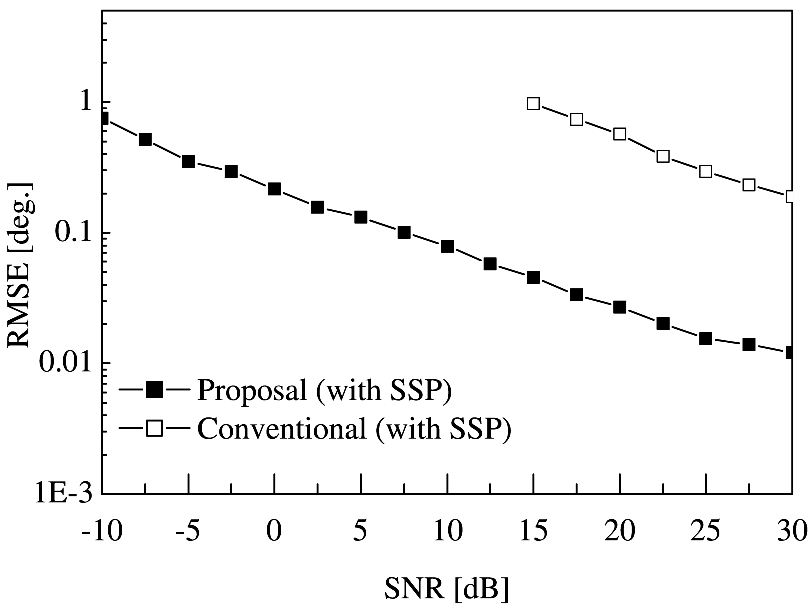


図 3.7: 無相関目標に対する推定誤差

3.3.2　完全相関目標の分離・測角特性

表 3.3: 目標諸元 (完全相関目標)

目標番号	ドップラー周波数 [Hz]	到来方向 [deg]	チャンネル番号
Target 3	f_{d3} =2500	-2	17
Target 4	f_{d4} =2500	2	17

ここでは，2目標の分離・測角性能を比較するため，ドップラー周波数の等しい完全相関目標 (相関値=1) についてMUSICスペクトルを計算し，従来方式と提案方式の分離・測角性能の比較を行う．更に，相関抑圧のための空間移動平均を併用した場合と，空間移動平均を併用しない場合についても分離・測角性能の比較を行う．完全相関目標として表3.3に示す目標諸元に対してMUSICスペクトルを計算した．到来波のSNRはアンテナ入力部で20dBとした．空間移動平均方法ではサブアレイ素子数を5としてForward/Backward空間移動平均を行った．提案方式，従来方式ともにMUSICスペクトルを計算する際に必要となる到来波数については，目標数と等しい値である2とした．このときのMUSICスペクトルの例を図3.8に示す．

図3.8より，提案方式も，従来方式も空間移動平均を併用しない場合はMUSICスペクトルが極大となる角度が1個しかなく，2目標の分離・測角に失敗していることがわかる．また，空間移動平均を併用する場合には，従来方式でも提案方式でもMUSICスペクトルが極大となる角度は2個存在しており，2目標の分離・測角に成功していることがわかる．しかし，MUSICスペクトルのピークの鋭さを比較すると提案方式の方が推定誤差は小さいとともに，MUSICスペクトルの幅が小さくなっている．

次に表3.3に示す目標諸元について，各目標のSNRを $-10 \sim 30$dBまで変化させて分離成功確率と推定誤差をモンテカルロシミュレーションを用いて調べた．Target 3，Target 4は同一のフィルタ内にドップラー周波数が存在するため，成功確率としては従来方式，提案方式ともに $-5^\circ \sim 5^\circ$ の角度範囲でMUSICスペクトルが極大となる角度が2個存在する場合を成功とした．

このときの分離成功確率を図3.9に示す．図3.9より，空間移動平均を併用しない場合には，従来方式，提案方式ともに成功確率は0.08以下であり分離・測角に失敗している．これは，よく知られているように，到来波が完全相関であるために

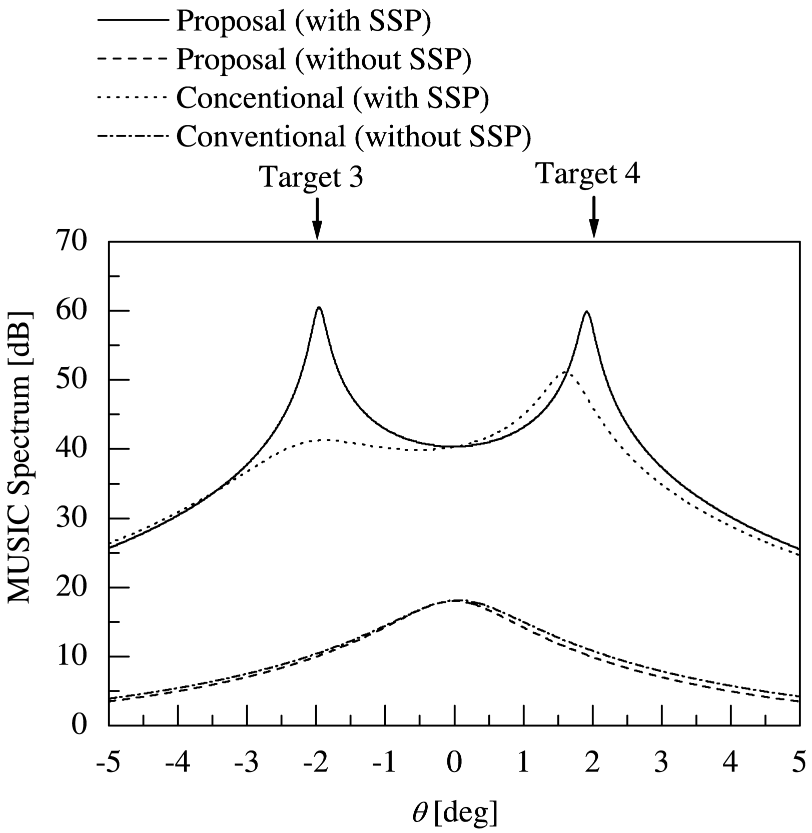


図 3.8: 完全相関目標の MUSIC スペクトル

MUSIC 法を適用する際に使用する相関行列にランク落ちが生じてしまい，固有値分解によって信号部分空間と雑音部分空間が分離できないためである．また，空間移動平均を併用した場合の分離成功確率は，従来方式では SNR=30dB のとき 0.99，提案方式では SNR=15dB 以上で 1.00 となっている．また，空間移動平均を併用した従来法では SNR が 15dB を下まわると分離成功確率が 0.5 を下まわるのに対して，提案法では SNR が 2.5dB を下まわらないと分離成功確率が 0.5 より小さくならない．次に，分離成功確率が 0.5 以上の場合の推定誤差を図 3.10 に示す．ここで Target 3，Target 4 のドップラー周波数及び SNR はそれぞれ等しいため，分離が成功したときの Target 3，Target 4 の到来方向の推定誤差を式 (3.18) における $\Delta\theta$ を次式で定

義して RMSE を求めている．

$$\Delta\theta = \sqrt{\frac{\left(\hat{\theta}_{3(n_s)} - \theta_3\right)^2 + \left(\hat{\theta}_{4(n_s)} - \theta_4\right)^2}{2}} \tag{3.20}$$

図 3.10 より，SNR=30dB のときの RMSE は従来方式が 0.39° に対して，提案方式は 0.06° と極めて小さくなっている．また，SNR=2.5dB のときには従来方式では分離・測角が不可能であるのに対して，提案方式の RMSE は 0.67° となり目標の分離・測角が正確に行われていることが分かる．これは非相関目標の場合と同様に，完全相関目標の場合でも従来方式と比較して提案方式を用いることで DFT によるコヒーレント積分の効果によって相関行列の SNR が高くなったためと考えられる．

以上の結果から，SNR が低い完全相関目標の場合でも，空間移動平均を併用した提案方式を用いることによって，従来方式と比較して MUSIC 法による目標の分離・測角性能が向上することを確認した．本研究ではドップラー周波数がフィルタバンクの中央に存在する場合について測角性能を評価した．ドップラー周波数がフィルタバンクの中央からずれた場合には SNR の改善効果は最大で 2dB 程度低減する恐れがある．しかし，フィルタバンク処理を用いない場合と比較すると SNR の改善効果はあり，到来方向推定精度は向上するものと考える．

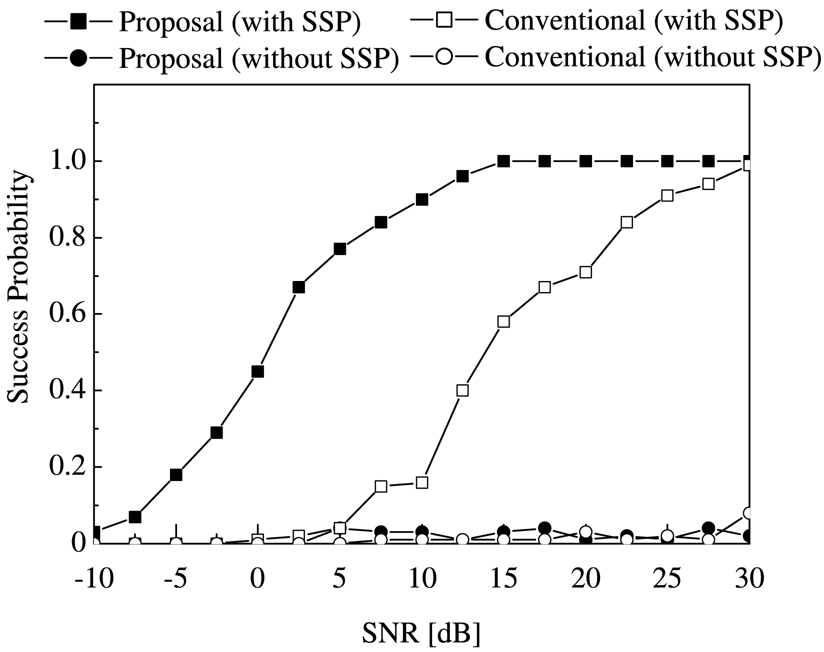


図 3.9: 完全相関目標に対する分離成功確率

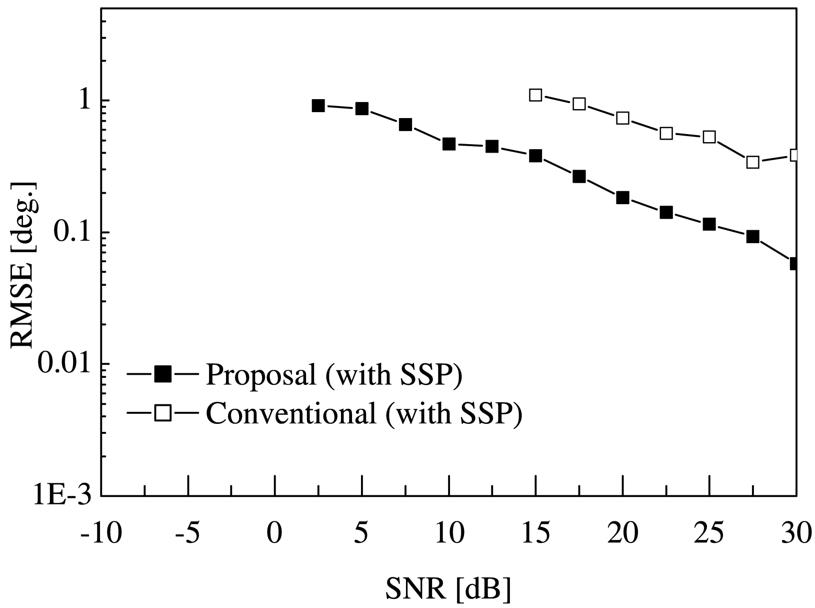


図 3.10: 完全相関目標に対する推定誤差

3.4　まとめ

本章では，同一レーダビーム内で，なおかつ，同一レンジビン内に存在する複数の移動目標の分離・測角を目的とし，MUSIC 法の前処理に DFT を用いたドップラーフィルタバンクを適用した新しい測角方式を提案した．ここで使用した DFT フィルタバンクは PRI を処理単位としている．すなわち，目標に対して複数のパルスを送信し，目標が存在するレンジのデータを送信パルス分使用して DFT を行うシステムである．次に，計算機シミュレーションによって提案方式の有効性を明らかにした．まず，無相関目標について MUSIC スペクトルの例を示し，提案方式を用いることによって，選択した DFT フィルタバンクのチャンネ内にドップラー周波数が存在する目標に対して到来方向推定が可能であることを示した．次に，到来波の SNR に対する到来方向推定精度をモンテカルロシミュレーションを用いて評価した．この結果，到来波の SNR が低い場合でもドップラーフィルタバンクを用いる提案方式では，MUSIC 法による目標の分離・測角性能が向上することを明らかにした．また，ドップラ周波数が等しい完全相関目標についても同様の計算機シミュレーションを行い，提案方式の性能を評価した．この結果，SNR が低い完全相関目標の場合でも空間移動平均を併用した提案方式を用いることによって，従来方式と比較して MUSIC 法による目標の分離・測角性能が向上することを明らかにした．

第4章　クラッタ環境下に存在する移動目標の高精度測角

4.1　本章の概要

フェーズドアレーを用いた多機能レーダが広く利用されるようになっている [4]．これらの多機能レーダでは，1台のレーダで同時に複数の目標を捜索し，追随することが可能になっている．そして，これらの機能を実現するためには，ビームマネージメントの効率化と，高精度な目標の位置推定が課題となっている．更に，通常のレーダでは，受信信号の中からクラッタと呼ばれる不要なレーダエコーを取り除き，所望の移動目標のレーダエコーのみを取り出す必要がある [1]．また，海面や地面等によって生じる不要なレーダエコーは，所望の移動目標のレーダエコーよりも強力な場合が多く，こうしたクラッタをいかにして取り除くかがレーダ信号処理の課題の1つとなっている [98]．

多機能レーダでは，目標の方位を測定する方式としてはモノパルス測角方式がよく用いられている．しかし，複数の目標が同一のレーダビーム，同一のレンジビンに存在する場合，モノパルス測角ではそれぞれの目標の方位を正確に測定することは困難である．近年では，MUSIC 法のような固有空間解析を利用した到来波のパラメータ推定法をレーダの測角に利用する研究が行われている [9],[10]．

レーダ信号処理において，MUSIC 法を利用して目標の到来方向推定を行う場合，以下の問題点が生じる．クラッタが存在する環境では，クラッタのレーダエコーと目標からのレーダエコーの間に高い相関性があるため，MUSIC 法による到来方向推定を行った場合，推定精度が低下する問題がある．また，目標のレーダ反射断面積が小さかったり，目標が遠方にいる場合，目標の SNR が低くなり MUSIC 法による推定性能は低下する．これらの問題を解決するため，第3章で述べたように DFT に基づいたドップラーフィルタバンクの出力に MUSIC 法を適用する方式が提案されている [96]．一般に，レーダ信号処理では受信信号の中からクラッタ成分を取り

除くためにドップラーフィルタバンクが使用されるが，受信信号がドップラーフィルタバンクを通過することによって，ノイズの周波数帯域が狭くなり，その結果，信号の SNR が高くなる効果がある．このため，MUSIC 法の前処理として DFT を適用することによって測角精度は向上する．

前述のように，DFT フィルタバンクと MUSIC 法の組み合わせは測角精度向上の観点からは有効であるが，一方で，レーダビームマネージメントの効率化の観点からは問題を持っている．なぜなら，DFT フィルタバンクは PRI を処理単位としているため，DFT フィルタバンクの処理を行うためには複数のパルスが必要になるためである．通常のパルスドップラーレーダでは 8 ～ 32 パルス程度のパルス数が必要であり，パルス数が増加するにつれてレーダビームマネージメントの効率性は低下し問題となる．更に，目標のドップラー周波数が PRF よりも高い場合には，エリアジングによってクラッタのドップラー周波数と目標のドップラー周波数がドップラーフィルタバンクの同じチャンネル内に入ってしまい，フィルタバンクによってクラッタが除去出来ない問題が生じてしまう場合もある．このようなレーダビームマネージメントの効率化とエリアジング問題は 1 パルス分のデータを利用してレンジサンプリング周期を処理の単位としてフィルタバンク等を適用することによって解決可能である．このような発想に基づく手法の提案が本章の目的である．

通常，MUSIC 法による到来方向推定の精度は，到来波の SNR と相関行列を計算する際のスナップショット数に依存していることが知られている [11]．したがって，MUSIC 法の前処理として用いるフィルタバンクには周波数分解能と時間分解能の両方が必要になる．時間周波数解析の手法としては STFT がよく知られているが，STFT の場合，周波数分解能と時間分解能は解析に使用する窓の幅によってそれぞれ固定の分解能を持つことになる．STFT フィルタバンクに対して，ウェーブレット変換に基づいたフィルタバンクの 1 つであるオクターブバンドフィルタバンクを，レーダ信号処理やアレー信号処理に利用する研究が近年行われている [48],[99]．オクターブバンドフィルタバンクの通過帯域幅は，各フィルタバンクの中心周波数に比例することから，オクターブバンドフィルタバンクは対数周波数軸上で等間隔にバンクが形成される特徴を持っている [92]．また，オクターブバンドフィルタバンクの周波数分解能は低い周波数で高い周波数分解能を持っており，比較的高い周波数で高い時間分解能を持っている．こうした，オクターブバンドフィルタバンクの時間周波数分解能の特長は，周波数の低い領域に存在するクラッタを取り除き，レーダの送信パルス幅よりも短いドップラー周期を持つ移動目標を検出する手段として有

効であり，パルス幅の長いレーダで高速移動目標を検出する手法として有効である．更に，オクターブバンドフィルタバンクを構成する FIR フィルタとして直交ウェーブレットを利用すると，フィルタバンク処理の演算量が低減できる [100],[101].

そこで，本章ではクラッタ環境下に存在する移動目標の高精度測角と，処理に必要なパルス数の低減を目的として，レンジサンプリング周期によってサンプリングされた 1 レーダパルス分のデータを利用して，MUSIC 法の前処理としてオクターブバンドフィルタバンクとレンジ選択器による信号区間選択処理を適用した新しい測角方式を提案している [102],[103]．さらに，MUSIC 法の前処理としてオクターブバンドフィルタバンクを用いる提案法と，STFT フィルタバンクを利用した場合の比較を行っている．そして，計算機シミュレーションによって，目標のレーダエコーとクラッタのレーダエコーが時間軸上で重ならない場合には，オクターブバンドフィルタバンクを用いる提案法と，STFT を用いる手法はほぼ同程度の推定精度を有することを明らかにしている．また，目標のレーダエコーとクラッタからのレーダエコーが時間軸上で重なる場合で，クラッタの電力が大きい場合，提案法は STFT を用いる手法と比較して到来方向推定精度が低下する場合があることを示している．しかし，オクターブバンドフィルタバンクは，STFT フィルタバンクと比較して演算量で点で有利である利点を明らかにする [104].

4.2　クラッタ環境下に存在する移動目標の高精度測角方式

図 4.1 に提案する測角方式の系統図を示す．受信信号は，周波数変換された後，I/Q 検波器で検波される．次に，オクターブバンドフィルタバンクを通過させた後，移動目標のドップラー周波数が存在するフィルタバンクのチャンネルを選択し，レンジ選択器に信号を送る．レンジ選択器では，移動目標が存在する時間区間のみを切り出す．そして，切り出された時間区間のデータを利用して相関行列を計算する．最後に，MUSIC スペクトルを計算し，移動目標の方向を推定する．本提案方式の重要な特長として，レンジサンプリング周期によってサンプリングされた 1 レーダパルス分のデータを利用して，上記の処理を行う点にある．

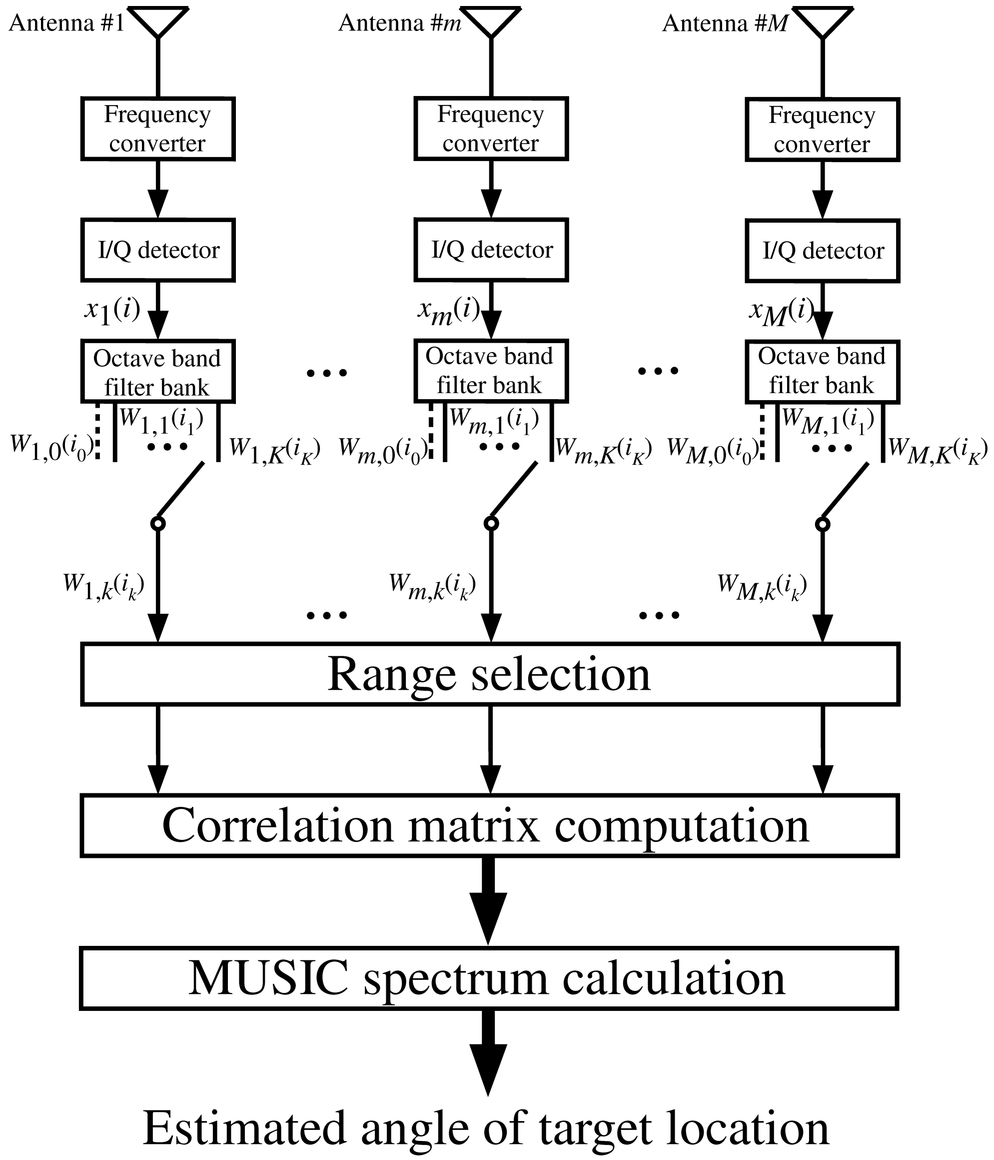


図 4.1: オクターブバンドフィルタバンクの出力を利用した MUSIC 法による測角方式の系統図

4.2.1　信号モデル

クラッタ環境下に存在する L 個の移動目標から反射された信号が，M 素子の等間隔リニアアレーに入射したとする．クラッタ信号を含むサンプリングされた受信信号ベクトル $\boldsymbol{x}(i)$ は次式で示される．

$$\boldsymbol{x}(i) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{s}(i) + \boldsymbol{c}(i) + \boldsymbol{n}(i) \tag{4.1}$$

ここに，

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{x}(i) &\triangleq [x_1(i), \cdots, x_m(i), \cdots, x_M(i)]^T && (4.2)\\
\boldsymbol{A} &\triangleq [\boldsymbol{a}(\theta_1), \cdots, \boldsymbol{a}(\theta_l), \cdots, \boldsymbol{a}(\theta_L)] && (4.3)\\
\boldsymbol{s}(i) &\triangleq [s_1(i), \cdots, s_l(i), \cdots, s_L(i)]^T && (4.4)\\
\boldsymbol{c}(i) &\triangleq [c_1(i), \cdots, c_m(i), \cdots, c_M(i)]^T && (4.5)\\
\boldsymbol{n}(i) &\triangleq [n_1(i), \cdots, n_m(i), \cdots, n_M(i)]^T && (4.6)
\end{aligned}$$

$$i = 0, \cdots, (I_s - 1)$$

ここで，$x_m(i), c_m(i), n_m(i)$ は m 番目の素子における，受信信号，受信されたクラッタ成分及び雑音成分をそれぞれ示している．雑音は平均 0，分散 σ^2 の白色ガウス雑音を仮定する．また，$\boldsymbol{a}(\theta_l)$ と $s_l(i)$ はそれぞれ l 番目の到来波のステアリングベクトルと複素振幅波形を示している．上付き添え字の T は転置を表している．各アレー素子で観測されたデータ数を I_s とする．I_s は各アレー素子におけるレンジデータの数に対応している．なお，本章での受信信号ベクトル $\boldsymbol{x}(i)$ は I/Q 検波後の離散時間信号として与えることとし，第 3 章での記述とは異なっている．

4.2.2　オクターブバンドフィルタバンク

オクターブバンドフィルタバンクは 2.3.4 節で述べたとおり，ローパスフィルタ，ハイパスフィルタ及びダウンサンプラーから構成されている．図 2.13 に示すオクターブバンドフィルタバンクにおいて，直流周波数 (0Hz) 付近にドップラー周波数が存在するクラッタ信号はオクターブバンドフィルタバンクのチャンネル #0 から出力され，移動目標の信号は他のチャンネルから出力されることになる．こうして，クラッタ信号はフィルタバンクのチャンネル $\#k(k \neq 0)$ の出力から除去されること

になる．各アレー素子のチャンネル $\#k$ の出力は次式で表すことができる．

$$
\begin{aligned}
&\boldsymbol{W}_k(i_k)\\
&= \boldsymbol{A}\boldsymbol{W}_{\boldsymbol{s}k}(i_k) + \boldsymbol{W}_{\boldsymbol{c}k}(i_k) + \boldsymbol{W}_{\boldsymbol{n}k}(i_k)\\
&= [W_{1,k}(i_k), \cdots, W_{m,k}(i_k), \cdots, W_{M,k}(i_k)]^T\\
&\qquad\qquad i_k = 0, \cdots, (I_k - 1)
\end{aligned}
\tag{4.7}
$$

ここで，$\boldsymbol{W}_k, \boldsymbol{W}_{\boldsymbol{s}k}, \boldsymbol{W}_{\boldsymbol{c}k}, \boldsymbol{W}_{\boldsymbol{n}k}$ はそれぞれフィルタバンクのチャンネル $\#k$ の受信信号，目標の信号，クラッタ及びノイズの出力を示している．そして，オクターブバンドフィルタバンク内でダウンサンプリングを行うため，フィルタバンクへの入力サンプル数 I_s と，チャンネル $\#k$ の出力サンプル数 I_k の間には次式の関係が成立する．

$$
I_k = \begin{cases} 2^{(K_s - K + k - 1)} & k = 1, \cdots, K \\ 2^{(K_s - K)} & k = 0 \end{cases} \tag{4.8}
$$

$$
K_s = \log_2 I_s \tag{4.9}
$$

実信号をオクターブバンドフィルタバンクに入力した場合の実数乗算回数 μ_r と実数加算回数 α_r は，文献 [100] において導出されている．この結果から，複素信号をオクターブバンドフィルタバンクに入力した場合の μ_r と α_r は次式によって容易に算出される．

$$
\mu_r = 4 I_s N_{tap}(1 - 2^{-K}) \tag{4.10}
$$

$$
\alpha_r = 4 I_s (N_{tap} - 1)(1 - 2^{-K}) \tag{4.11}
$$

また，オクターブバンドフィルタバンクはラティス構造を用いることによって，直接構造を用いた場合と比較して，少ない演算量で実現可能であると言われている [101],[105]．複素信号に対するラティス構造を用いた場合のオクターブバンドフィルタバンクの演算量は次式で与えられる．

$$
\mu_r = 3 I_s N_{tap}(1 - 2^{-K}) \tag{4.12}
$$

$$
\alpha_r = 3 I_s N_{tap}(1 - 2^{-K}) \tag{4.13}
$$

比較のため，表 4.1 に示す 3 つの FFT の手法を用いた場合の，STFT フィルタバンクの演算量 μ_r と α_r をそれぞれ示す [106]．

表 4.1: FFT における複素乗算の実施法

FFT 1	FFT における 1 回の複素乗算を 4 回の実数乗算と 2 回の実数加算によって実施する．
FFT 2	FFT における 1 回の複素乗算を 3 回の実数乗算と 3 回の実数加算によって実施する．
FFT 3	FFT における複素乗算のうち，± 1 及び $\pm j(=\sqrt{-1})$ に関する複素乗算を除外し，1 回の複素乗算を 3 回の実数乗算と 3 回の実数加算によって実施する．

N_w-点 FFT の複素乗算回数 μ_c と複素加算回数 α_c はそれぞれ次式で与えられる．

$$\mu_c = \frac{N_w}{2}\log_2 N_w \tag{4.14}$$

$$\alpha_c = N_w \log_2 N_w \tag{4.15}$$

STFT フィルタバンクへ入力される複素信号のデータ数を I_s，デシメーションファクタを N_d としたとき，FFT 1 の手法を用いた STFT フィルタバンクの実数乗算回数 μ_r と実数加算回数 α_r はそれぞれ次式で与えられる．

$$\mu_r = 2\frac{I_s}{N_d}N_w \log_2 N_w \tag{4.16}$$

$$\alpha_r = 3\frac{I_s}{N_d}N_w \log_2 N_w \tag{4.17}$$

同様に，FFT 2 の手法を用いた場合の μ_r と α_r は次式となる．

$$\mu_r = \frac{3}{2}\frac{I_s}{N_d}N_w \log_2 N_w \tag{4.18}$$

$$\alpha_r = \frac{7}{2}\frac{I_s}{N_d}N_w \log_2 N_w \tag{4.19}$$

FFT 3 の手法では，± 1 及び $\pm j(=\sqrt{-1})$ に関する複素乗算は演算回数から除外されるため，N_w-点 FFT の複素乗算回数は次式で与えられることになる．

$$\mu_c = \frac{N_w}{2}(-3+\log_2 N_w)+2 \tag{4.20}$$

そして，このときの STFT フィルタバンクの演算回数 μ_r 及び α_r はそれぞれ，次式となる．

$$\mu_r = \frac{I_s}{N_d}\left\{\frac{3}{2}N_w(-3+\log_2 N_w)+6\right\} \tag{4.21}$$

$$\alpha_r = \frac{I_s}{N_d}\left\{\frac{1}{2}N_w(-9+7\log_2 N_w)+6\right\} \tag{4.22}$$

4.2.3　レンジ選択器

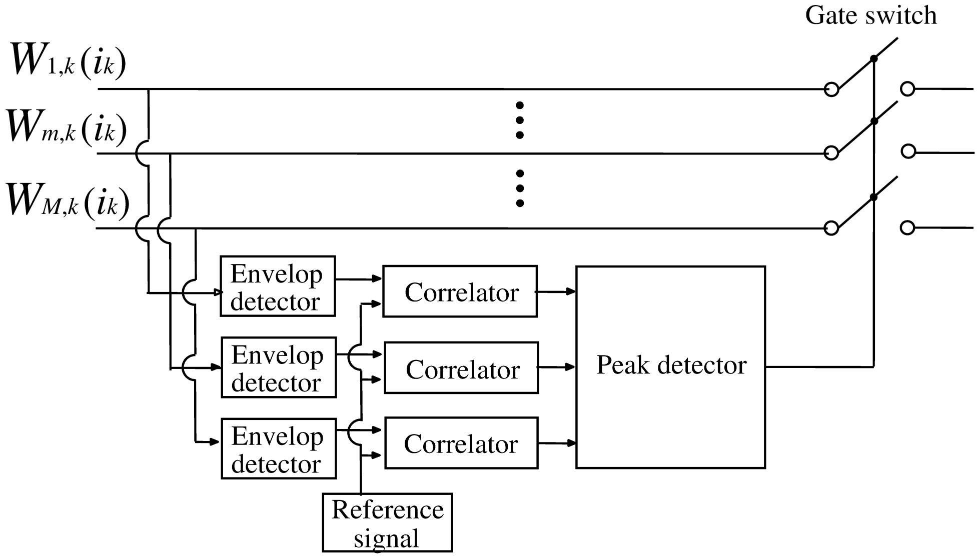


図 4.2: レンジ選択器の構成

レンジ選択器は所望の目標が存在する時間区間を選択するためのものであり，その構成を図 4.2 に示す．フィルタバンクから出力された信号は，まず，振幅検波される．次に，振幅検波した信号と参照信号を相関器に入力する．ここで，参照信号としては送信パルス幅に対応したパルス幅を持つ矩形波を使用する．雑音を考慮しなければ，検波後の受信波形も参照信号の波形も矩形波であるから，相関器の出力波形は三角波となる．更に，相関器の出力が最も大きくなる時間は所望の目標から反射されたレーダエコーの中心と一致することになる．そして，すべてのゲートスイッチは，相関器の出力がピークとなる時間を中心として，送信パルス幅に対応した時間区間だけ連続的に閉じることになる．こうして，各アレー素子において $i_k = i_{k0}$ から $i_k = i_{k0} + (I_{gk} - 1)$ のデータがレンジ選択器から出力されることになる．ここで，I_{gk} はフィルタバンクのチャンネル $\#k$ における，送信パルス幅に対応したサンプル数を示している．また，サンプル $i_k = i_{k0} + (I_{gk} - 1)/2$ は相関器の出力が最大となるサンプルに対応している．

4.2.4　オクターブバンドフィルタバンクの出力を用いた MUSIC 法

レンジ選択器から出力されたデータを利用することによって，相関行列 $\boldsymbol{R}_{WWk}(k \neq 0)$ は次式で計算される．

$$\begin{aligned} \boldsymbol{R}_{WWk} &= E[\boldsymbol{W}_k(i_k)\boldsymbol{W}_k^H(i_k)] & (4.23) \\ &\simeq \frac{1}{I_{gk}} \sum_{i_k=i_{k0}}^{i_{k0}+I_{gk}-1} \left[\boldsymbol{W}_k(i_k)\boldsymbol{W}_k^H(i_k)\right] & (4.24) \\ &\simeq \boldsymbol{A}\boldsymbol{S}_k\boldsymbol{A}^H + \sigma_k^2\boldsymbol{I} & (4.25) \end{aligned}$$

ここで，$E[\cdot]$ は期待値を示し，添え字 H は複素共役転置を示している．また，σ_k^2 は雑音のみがフィルタバンクに入力されたときのチャンネル $\#k$ の出力の分散を示している．式 (4.25) の $\boldsymbol{S}_k$ は波源の相関行列であり，次式によって定義される．

$$\boldsymbol{S}_k \triangleq \frac{1}{I_{gk}} \sum_{i_k=i_{k0}}^{i_{k0}+I_{gk}-1} \left[\boldsymbol{W}_{\boldsymbol{s}k}(i_k)\boldsymbol{W}_{\boldsymbol{s}k}^H(i_k)\right] \quad (4.26)$$

なお，式 (4.25) を導出する際には，クラッタ成分は受信信号から除去されていると仮定している．なぜならば，クラッタ成分はフィルタバンクのチャンネル #0 から出力されるのに対して，移動目標の信号成分はチャンネル #0 以外から出力されることになり，移動目標の信号成分が存在するチャンネルを選択することにより，理論上，クラッタ成分は除去されることになるためである．更に，クラッタ信号と移動目標の信号が時間軸上で重なりが無い場合，フィルタバンクとレンジ選択器を組み合わせることによって，クラッタ成分を完全に除去できることになる．

次に，チャンネル $\#k$ の帯域にそのドップラー周波数が存在している目標数を $L_k(L_k \leq L)$ と仮定すると，相関行列 $\boldsymbol{R}_{WWk}$ の固有値 $(\lambda_{k1}, \cdots, \lambda_{km}, \cdots, \lambda_{kM})$ は次式の不等式を満たす．

$$\lambda_{k1} \geq \cdots \geq \lambda_{L_k} > \lambda_{L_k+1} = \cdots = \lambda_{kM} = \sigma_k^2 \quad (4.27)$$

ここで λ_{km} は $\boldsymbol{R}_{WWk}$ の m 番目の固有値である．m 番目の固有値 λ_{km} に対応した固有ベクトルを $\boldsymbol{e}_{km}$ とすると，雑音部分空間は固有ベクトル $[\boldsymbol{e}_{L_k+1}, \cdots, \boldsymbol{e}_{kM}]$ によって張られることになる．また，ステアリングベクトルによって張られる空間は，雑音部分空間に直交し，信号部分空間と呼ばれている．したがって，式 (4.28) によっ

て示される MUSIC スペクトル $P_{mu}(\theta)$ のピークを見つけることによって，移動目標の方向を推定することができる．

$$P_{mu}(\theta) = \frac{\boldsymbol{a}^H(\theta)\boldsymbol{a}(\theta)}{\boldsymbol{a}^H(\theta)\boldsymbol{E}_{Nk}\boldsymbol{E}_{Nk}^H\boldsymbol{a}(\theta)} \tag{4.28}$$

$$\boldsymbol{E}_{Nk} = [\boldsymbol{e}_{L_k+1}, \cdots, \boldsymbol{e}_{kM}] \tag{4.29}$$

4.3　計算機シミュレーション

表 4.2: レーダパラメータ

送信周波数	8.9 GHz
パルス幅	204.8
アレーアンテナの配列形式	一次元等間隔リニアアレー
アレー素子数	$M = 10$
アンテナ間隔	0.5 波長
観測データ数	$I_s = 2048$
オクターブバンドフィルタバンクの分解レベル	$K = 7$

提案法の到来方向推定性能を調べるため，計算機シミュレーションを行った．特に，MUSIC 法の前処理として STFT フィルタバンクを利用した場合とオクターブバンドフィルタバンクを利用した場合の演算量及び到来方向推定性能の比較を行った．

表 4.2 に本シミュレーションで使用するレーダのパラメータを示す．文献 [48] で報告されているように，レンジサンプリング周期を処理単位としてフィルタバンク処理を行う場合，ドップラーの周期がパルス幅よりも長くなるとドップラー周波数の推定が困難になる．そこで，本シミュレーションではパルス繰り返し周期とパルス幅の比であるデューティ比が 10%のレーダを想定し，移動目標としてパルス幅より短いドップラー周期を持つ目標を想定した．表 4.2 に示すパルス幅はレンジサンプリング間隔で正規化されている．また，表 4.2 に示すパラメータを使用した場合のアレーアンテナのビーム幅は約 10.2° となる [32]．シミュレーションの簡素化のため，レーダエコーの波形はドップラー周波数に対応した周波数の正弦波で変調された方形波になると想定した．また，目標のドップラー周波数はレーダの送信周波数と比較して十分に小さいものと見なし，レーダエコーは狭帯域信号として扱うこ

とした．クラッタ信号については複数の点波源によって生成される固定クラッタを仮定した [107]．このとき，各点波源の電力は等しく，クラッタの合計電力を P_c で表し，クラッタ対雑音比 (CNR : Clutter-to-Noise Ratio) を次式で定義する．

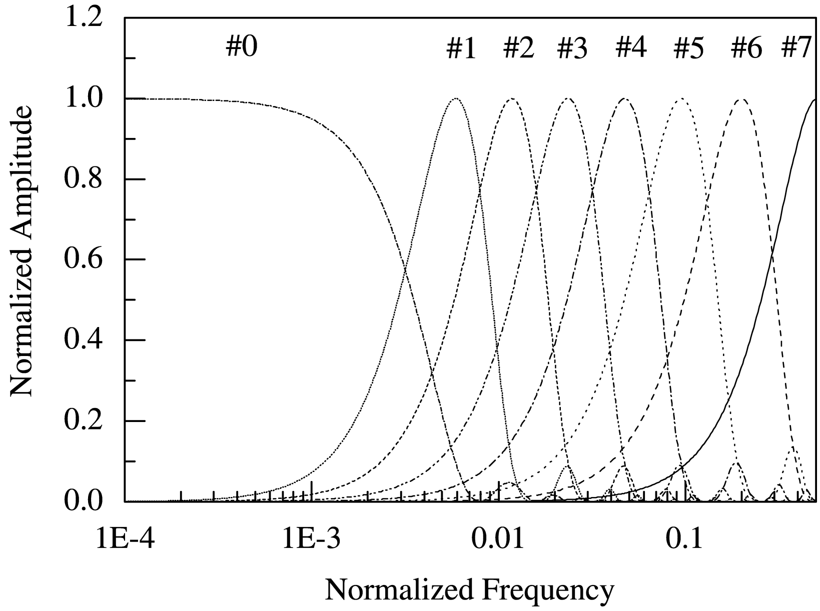
$$CNR = \frac{P_c}{\sigma^2} \tag{4.30}$$

ここで，σ^2 は雑音の分散を示している．各点波源は，アレーアンテナのビーム幅内に一様に分布していると仮定する．更に，クラッタ信号の遅延時間は，τ_c と $\tau_c + T_w/2$ の間に一様に分布していると仮定する．ここで，τ_c と T_w はクラッタの遅延パラメータとレーダの送信パルス幅をそれぞれ示している．オクターブバンドフィルタバンクの分解レベル K は，移動目標のドップラー周波数と固定クラッタの周波数成分がそれぞれ異なるチャンネルに出力されるように設定した．

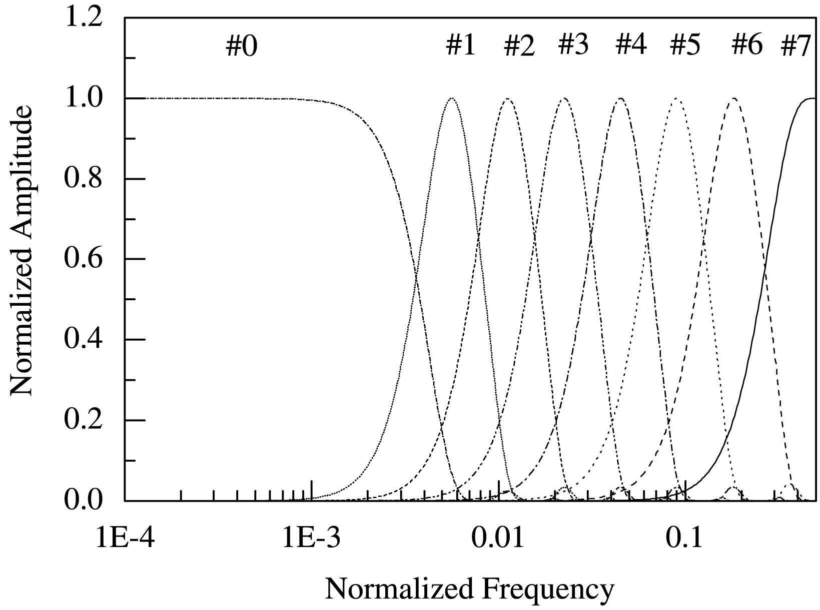
4.3.1　フィルタバンク

図 4.3 (a), (b) に本シミュレーションで使用したオクターブバンドフィルタバンクの周波数特性を対数周波数軸に対して示す．ここで，周波数はレンジサンプリング周波数で正規化している．オクターブバンドフィルタバンクを構成する FIR フィルタとしては，次数の低いウェーブレットとして Haar ウェーブレット ($N_{tap} = 2$) と Daubechies ウェーブレット ($N_{tap} = 4$) をそれぞれ使用することにする．また，図 4.4 に STFT フィルタバンクの周波数特性を線形周波数軸で 0 から 0.05 の範囲で示す．STFT フィルタバンクにおいても，移動目標のドップラー周波数と固定クラッタの周波数成分がそれぞれ異なるチャンネルに出力されるように STFT の窓幅 N_w は 256 とした．図 4.3 に示すように，オクターブバンドフィルタバンクの通過帯域幅はバンクの中心周波数に比例しており，対数周波数軸上で等間隔にバンクが形成されている．また，図 4.4 に示すように，STFT フィルタバンクの周波数分解能はバンクの中心周波数に依存せず一定であることがわかる．

次に，式 (4.10)∼(4.22) を利用して計算したオクターブバンドフィルタバンクと，FFT に基づく STFT フィルタバンクの 1 送信パルス当たりの実数乗算回数 μ_r と実数加算回数 α_r を表 4.3 に示す．ここで，STFT フィルタバンクのデシメーションファクタ N_d は 128 とした．このとき，次数 4 の Daubechies ウェーブレットを用いた直接実現によるオクターブバンドフィルタバンクに必要な実数乗算回数は，FFT 3 の手法を用いた STFT フィルタバンクに必要な実数乗算回数とほぼ等しくなる．一



(a) Haar ($N_{tap} = 2$)



(b) Daubechies ($N_{tap} = 4$)

図 4.3: オクターブバンドフィルタバンクの周波数特性

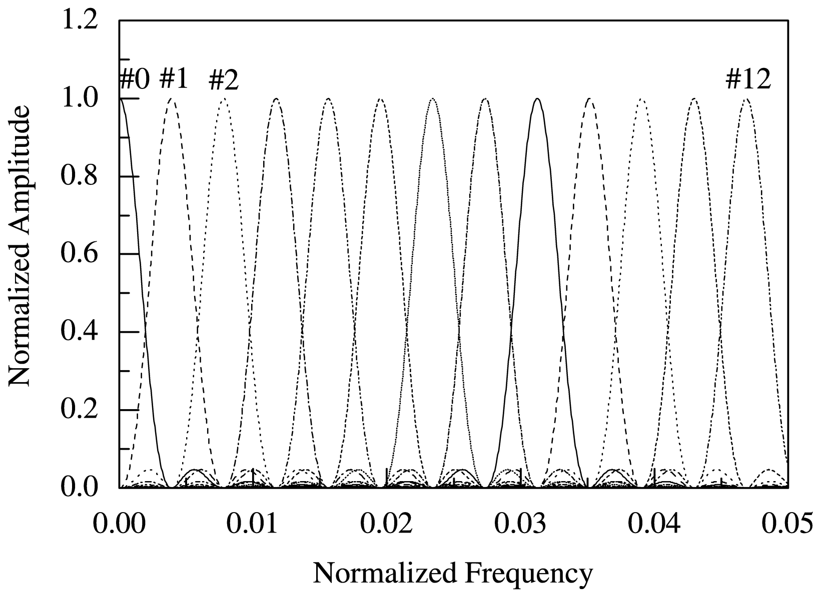


図 4.4: STFT フィルタバンクの周波数特性 ($N_w = 256$)

方，オクターブバンドフィルタバンクの実数加算回数はSTFT フィルタバンクの約25%である．更に，次数4の Daubechies ウェーブレットにおいて，ラティス構造を用いたオクターブバンドフィルタバンクに必要な実数乗算回数は，FFT 3 の手法を用いたSTFT フィルタバンクの実数乗算回数の約80%となっている．また，近年では多くのプロセッサにおいて浮動小数点加算と浮動小数点乗算はほぼ同じ演算時間で実行可能であるとの報告もされている [108]．これらの事実から，オクターブバンドフィルタバンクの演算量はSTFT フィルタバンクの演算量よりも少なくなると結論付けられる．

4.3.2　無相関目標の MUSIC スペクトル

本節では，目標の信号とクラッタ信号が時間軸上で重ならない，すなわち時間的に無相関な場合についてMUSIC スペクトルを計算した．目標のSNRは各アンテナ素子において10dB とし，遅延時間を500 サンプル，到来方向を $-2°$，規格化ドップラー周波数を0.010 とした．クラッタのCNR は20dB，遅延時間 τ_c は1000 サンプルとした．本来であれば，クラッタをシミュレートする点波源数はクラッタの特

表 4.3: ドップラーフィルタバンクの演算量

			実数乗算回数	実数加算回数
オクターブバンドフィルタバンク ($K = 7$)	Haar ($N_{tap} = 2$)	直接構造	16256	8128
		ラティス構造	12192	12192
	Daubechies ($N_{tap} = 4$)	直接構造	32512	24384
		ラティス構造	24384	24384
STFT ($N_w = 256$) ($N_d = 128$)	FFT 1		65536	98304
	FFT 2		49152	114688
	FFT 3		30816	96352

性に対応して設定すべきである．しかし，クラッタの点波源数は到来方向推定の精度の評価には本質的な影響を及ぼさないことと，点波源数を増やすことは計算機シミュレーションの実行時間が長くなり効率的ではないことから，本論文ではクラッタの点波源数は一例として 50 に設定した．

提案方式の各部分の波形の例を図 4.5 に示す．ここで，雑音の分散を 1 として，その他の信号の振幅は雑音の分散との相対値で設定している．図 4.5(a) に受信信号の波形を示す．図 4.5(a) において，$i = 500 \sim 700$ の区間で移動目標からのレーダエコーが観測されており，$i = 1000 \sim 1300$ の区間でクラッタからのレーダエコーが観測されている．図 4.5 (b) に移動目標のドップラー周波数が存在するオクターブバンドフィルタバンクのチャンネル #2 の出力波形を示す．図 4.5 (b) では $i_2 = 10$ の周辺に移動目標からの信号が出力されているのに対して，クラッタからの信号は抑圧されていることがわかる．図 4.5 (c) にクラッタ信号が出力されるチャンネル #0 の出力波形を示す．Fig.4.5 (c) では $i_0 = 8$ の周辺にクラッタ信号が出力されていることがわかる．レンジ選択器内の相関器の出力波形を図 4.5 (d) に示す．図に示されたように，オクターブバンドフィルタバンクのチャンネル #2 に対応したレンジ選択器内の相関器には三角形状波が出力されている．更に，この三角波は $i_2 = 10$ 付近に波形の中心が存在しており，これは移動目標からのレーダエコーの中心サンプルに対応している．以上のことから，フィルタバンクとレンジ選択器を組み合わせることによって，移動目標のレーダエコーが存在する区間のデータを抽出することができる．

次に，以下の4つの方式でMUSICスペクトルを計算する．

(a) OBF(haar)-MUSIC

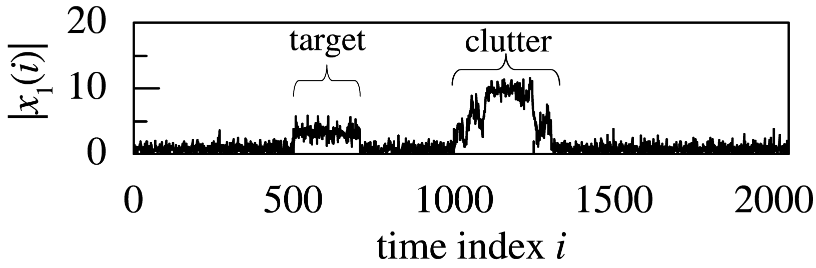
(b) OBF(db4)-MUSIC

(c) STFT-MUSIC

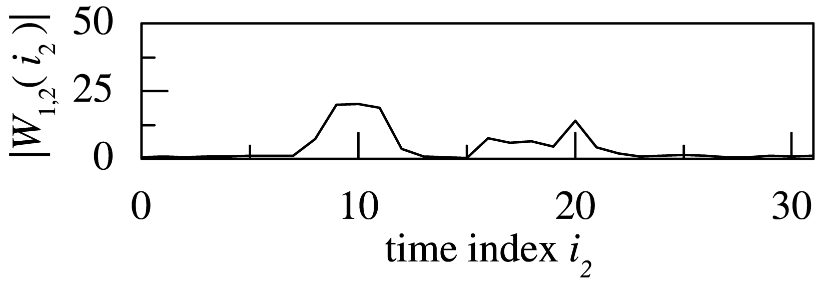
(d) MUSIC-Only

上記の4つの方式のうち(a)と(b)が本研究の提案法で，相関行列の計算を行う前にオクターブバンドフィルタバンクとレンジ選択を適用する方式である．方式(c)はSTFTドップラーフィルタバンクとレンジ選択を利用する測角方式である．OBF-MUSIC及びSTFT-MUSICでは，目標のドップラー周波数が存在するチャンネルの選択は正確に行われると仮定した．STFT-MUSICにおけるデシメーションファクタ N_d は128とした．(d)はドップラーフィルタバンクもレンジ選択も採用しない測角方式を示している．ドップラーフィルタバンクにおいてデシメーションが行われるため，OBF-MUSIC及びSTFT-MUSICのスナップショット数は，それぞれ，3及び2となる．MUSIC-Onlyはデシメーションもレンジ選択も行われないため，スナップショット数は2048となる．相関性のある到来波が入射する場合に備えて，サブアレー素子数を5としてForward/Backward空間移動平均を行う[89]．信号部分空間の次元数の推定については，MDL規範やAIC規範によって推定できる．本シミュレーションでは，それぞれの規範を用いた場合の信号部分空間の次元数の推定結果に明確な相違が見られなかったため，本論文ではAIC規範を用いた場合の結果のみ示す[84]．

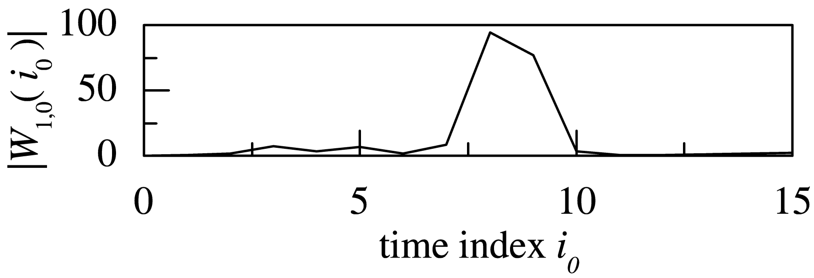
図4.6にそれぞれの方法で計算したMUSICスペクトルの例を示す．図4.6の結果より，OBF-MUSICとSTFT-MUSICのMUSICスペクトルでは，選択したチャンネルにドップラー周波数が存在する目標の方向にMUSICスペクトルのピークが存在している．一方，MUSIC-Onlyでは目標が存在しない方向にもMUSICスペクトルのピークが生成されており，目標に対する到来方向推定精度も低下している．これは，MUSIC-Onlyはクラッタ成分が抑圧されないため，信号部分空間の次元推定に誤りが生じたためと考えられる．また，4.3.1節の結果と合わせて考えると，OBF-MUSICはSTFT-MUSICよりも少ない演算量で移動目標の測角を行うことが可能であると言える．



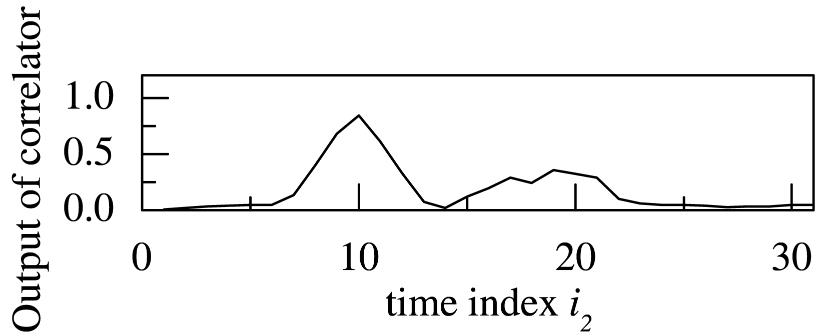
(a) 受信信号



(b) オクターブバンドフィルタバンクのチャンネル #2 の出力



(c) オクターブバンドフィルタバンクのチャンネル #0 の出力



(d) レンジ選択器の相関器の出力

図 4.5: 信号波形の例

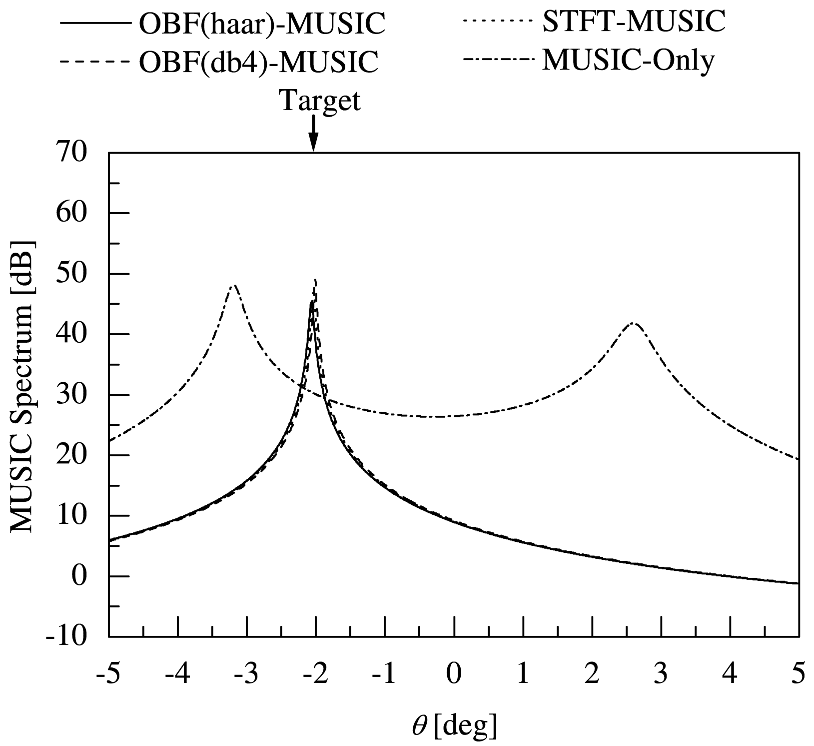


図 4.6: クラッタ環境下に存在する移動目標に対する MUSIC スペクトルの例

4.3.3　無相関目標の測角特性

本節では，目標の信号とクラッタ信号が時間軸上で重ならない，すなわち時間的に無相関な場合について，目標のドップラー周波数に対する到来方向推定精度を，モンテカルロシミュレーションを用いて評価した．目標の規格化ドップラー周波数を 0.005∼0.5 の間で変化させる．各周波数において 100 回の試行を行い目標に対する到来方向推定の RMSE を求める．OBF-MUSIC 及び STFT-MUSIC については，ドップラーフィルタバンク処理において目標のドップラー周波数が存在するチャンネルが正確に選択されたものと仮定する．表 4.4 にドップラー周波数 f_d と選択されるオクターブバンドフィルタバンクのチャンネル k の関係を示す．ここで，オクターブバンドフィルタバンクは理想的なハーフバンドパスフィルタによって構成されているものと仮定した．また，各チャンネルにおける送信パルス幅に対応したサンプル数 I_{gk} すなわち，OBF-MUSIC におけるスナップショット数も同じ表に示している．なお，STFT-MUISC におけるスナップショット数はすべてのチャンネルで 2 であり，MUSIC-Only の場合のスナップショット数は 2048 となる．MUSIC スペクトルのピークが複数ある場合には，目標の到来方向に最も近い MUSIC スペクトルのピークの位置を目標の到来方向推定値として採用し，RMSE を計算した．

図 4.7 に目標の周波数に対する，RMSE のシミュレーション結果を示す．この結果より，OBF-MUSIC と STFT-MUSIC の RMSE はほぼ同程度であり，MUSIC-Only の RMSE より小さくなることがわかる．この理由は，OBF-MUSIC や STFT-MUSIC では相関行列を計算する前に受信信号をフィルタバンクに通過させて，移動目標の信号が存在するチャンネルを選択することによって，雑音の帯域が狭くなり目標の SNR が向上するためである．また，OBF-MUSIC と STFT-MUSIC の到来方向推定精度は似た特性を示している．一般に，MUSIC 法による到来方向推定の精度は信号の SNR とスナップショット数に依存すると言われている．ここで，OBF-MUSIC ではスナップショット数がフィルタバンクの帯域に比例しており，STFT-MUSIC では STFT フィルタバンクの帯域とスナップショット数はそれぞれ一定であるために，OBF-MUSIC と STFT-MUSIC は似たような特性を示していると考えられる．

以上の結果から，移動目標のレーダエコーとクラッタのレーダエコーが時間軸上で重ならない場合には，提案した OBF-MUSIC は，STFT-MUSIC よりも少ない演算量で STFT-MUSIC と同程度の到来方向推定精度を有している．

表 4.4: ドップラー周波数とオクターブバンドフィルタバンクのチャンネル番号の関係

ドップラー周波数 f_d	チャンネル $\#k$	スナップショット数 I_{gk}
$0.004 \le f_d \le 0.008$	1	2
$0.008 < f_d \le 0.016$	2	3
$0.016 < f_d \le 0.031$	3	6
$0.031 < f_d \le 0.063$	4	13
$0.063 < f_d \le 0.125$	5	26
$0.125 < f_d \le 0.250$	6	51
$0.250 < f_d \le 0.500$	7	102

4.3.4　相関目標の測角特性

本節では，移動目標の信号とクラッタの信号に相関がある場合，すなわち，目標からのレーダエコーとクラッタからのレーダエコーが時間軸上で重なる場合について，到来方向推定精度をモンテカルロシミュレーションを用いて評価した．

はじめに，目標の規格化ドップラー周波数 f_d を 0.005~0.5 の間で変化させて，各周波数において 100 回の試行を行い目標に対する到来方向推定の RMSE を求める．目標の SNR は各アンテナ素子において 10dB とし，遅延時間を 500 サンプル，到来方向を $-2°$ とした．クラッタの CNR は 20dB，遅延時間 τ_c は 500 サンプルとした．4.3.3 節で示した RMSE の計算と同様に，MUSIC スペクトルに複数のピークが存在する場合には，目標の到来方向に最も近い MUSIC スペクトルのピークの位置を目標の到来方向推定値として採用し RMSE を計算した．このときのシミュレーション結果を図 4.8 に示す．この結果から，OBF-MUSIC と STFT-MUSIC はよく似た特性を示していることがわかる．

次に，CNR を 0~40dB の間で変化させた場合の到来方向推定の RMSE を求める．ここで，目標の周波数 f_d は 0.005, 0.010, 0.100, 0.500 とし，SNR は 5dB 及び 10dB とした．このときのシミュレーション結果を図 4.9~ 図 4.16 に示す．図 4.9，図 4.10 に示すように，$f_d = 0.005$ のときの各方式の到来方向推定特性はほぼ等しくなっている．また，図 4.15，図 4.16 に示すように，CNR が約 20dB より大きくなると OBF-MUSIC の RMSE は STFT-MUSIC の RMSE よりも大きくなっている．これ

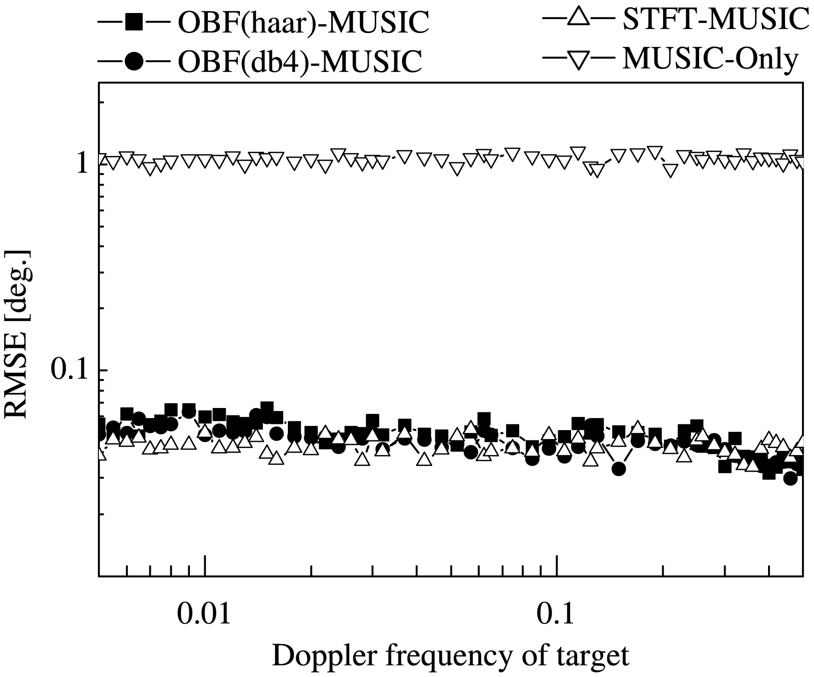


図 4.7: 目標のドップラー周波数に対する RMSE ($\tau_c = 1000$)

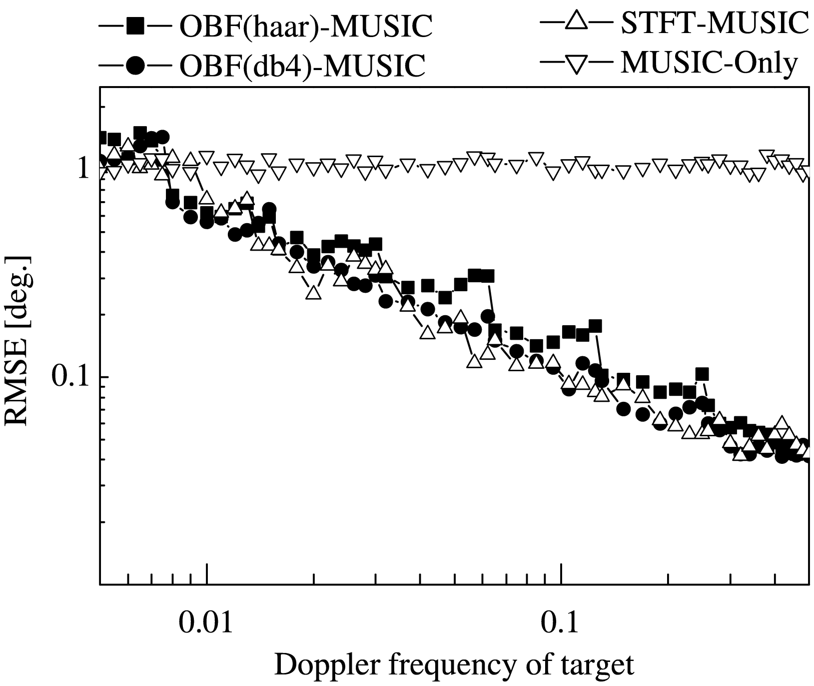


図 4.8: 目標のドップラー周波数に対する RMSE ($\tau_c = 500$)

は，クラッタの電力が大きいため，オクターブバンドフィルタバンクではクラッタを完全には抑圧できなかったためと考えられる．しかしながら，OBF-MUSIC と STFT-MUSIC の RMSE を比較すると，多くの場合で両者は似た特性を示している．そして，両者の RMSE は MUSIC-Only の RMSE と比較して目標のドップラー周波数が増加するにつれて，減少していくことがわかる．この理由は，目標のドップラー周波数が増加するにつれて，目標信号とクラッタ信号の間の相関が小さくなったためと考えられる．

　これらのシミュレーション結果から，目標のレーダエコーとクラッタからのレーダエコーが時間軸上で重なり，クラッタの電力が大きい場合には，提案した OBF-MUSIC は STFT-MUSIC よりも到来方向推定精度が低下する場合がある．しかし，4.3.1 節で示したとおり，OBF-MUSIC は STFT-MUSIC と比較してフィルタバンクの演算量が少ない利点がある．

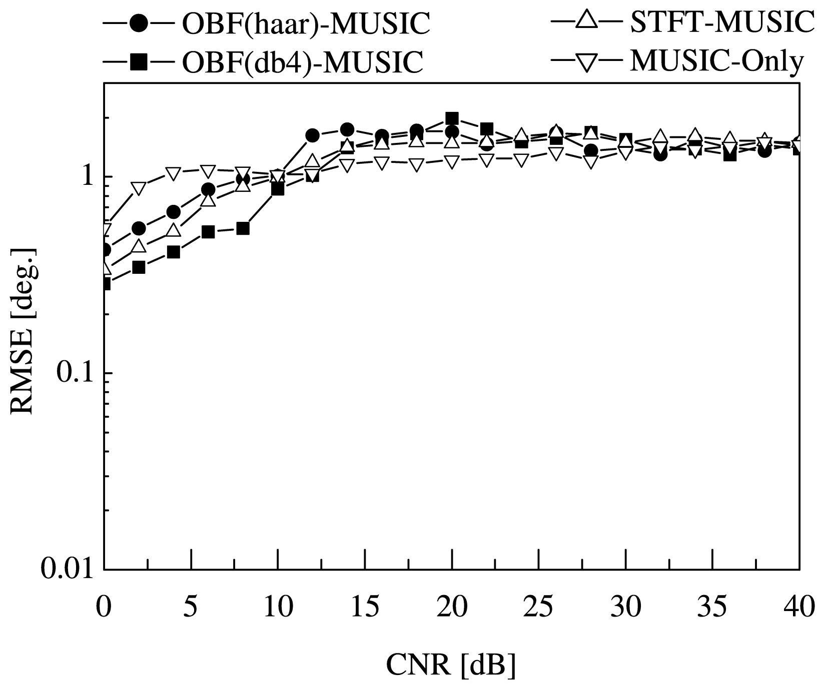


図 4.9: CNR に対する RMSE ($f_d = 0.0050$, SNR=5dB)

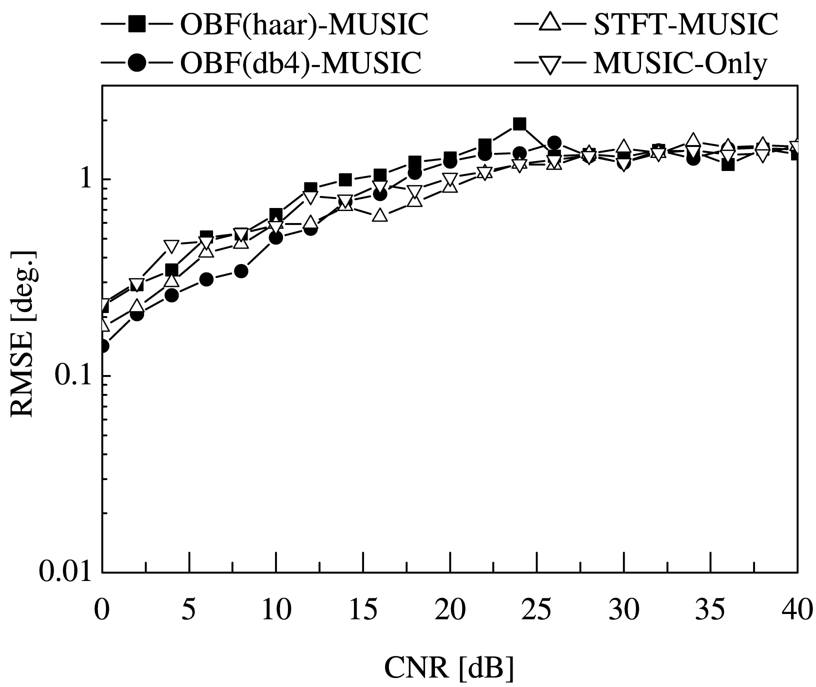


図 4.10: CNR に対する RMSE ($f_d = 0.0050$, SNR=10dB)

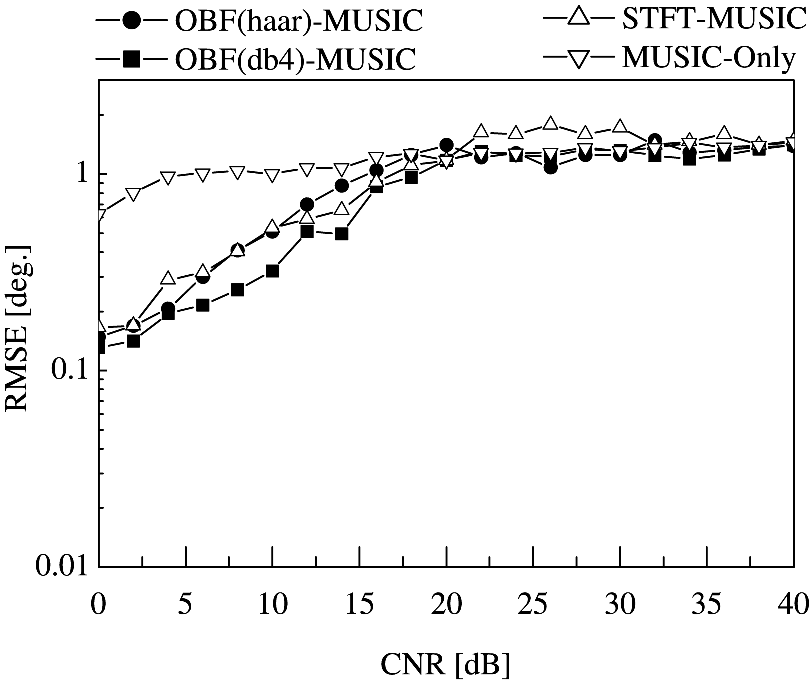


図 4.11: CNR に対する RMSE ($f_d = 0.0100$, SNR=5dB)

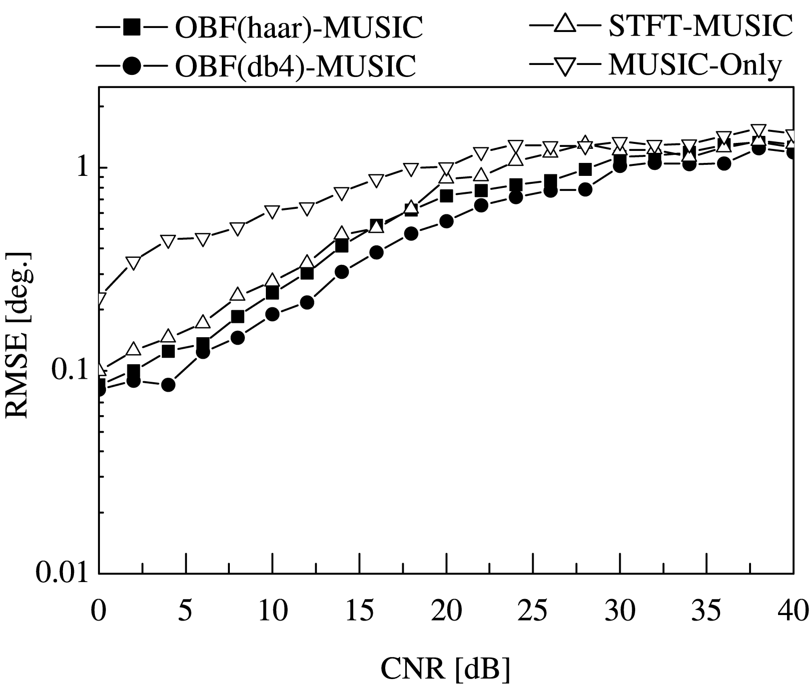


図 4.12: CNR に対する RMSE ($f_d = 0.0100$, SNR=10dB)

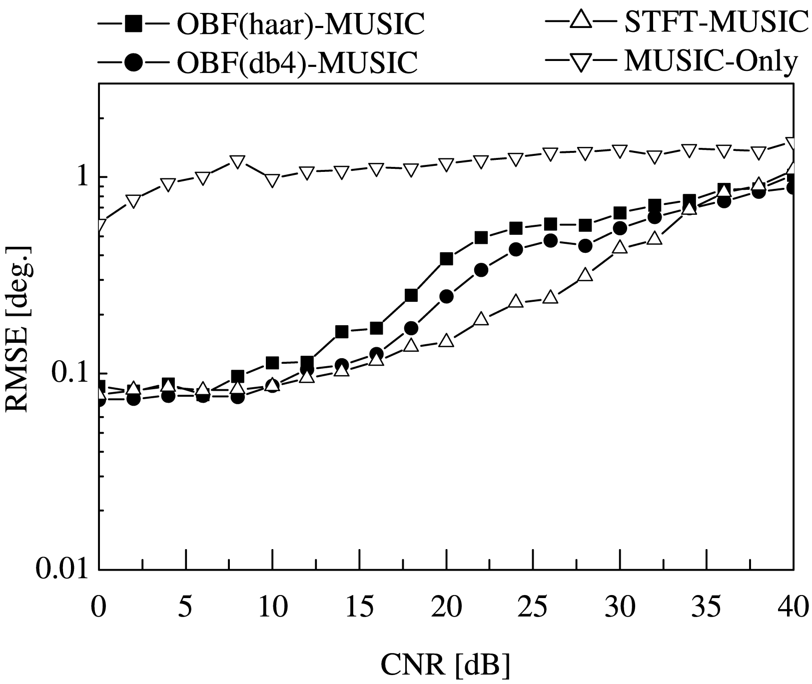


図 4.13: CNR に対する RMSE ($f_d = 0.1000$, SNR=5dB)

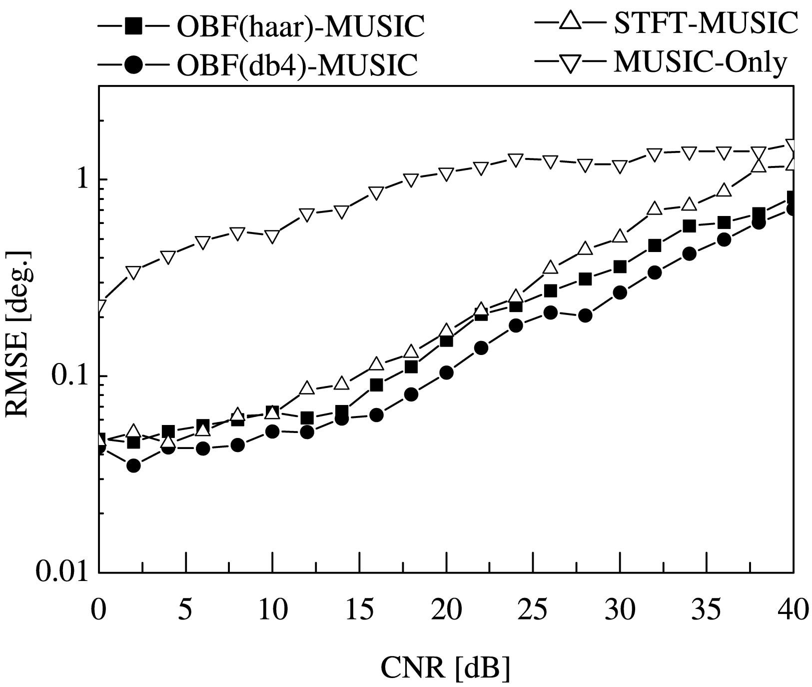


図 4.14: CNR に対する RMSE ($f_d = 0.1000$, SNR=10dB)

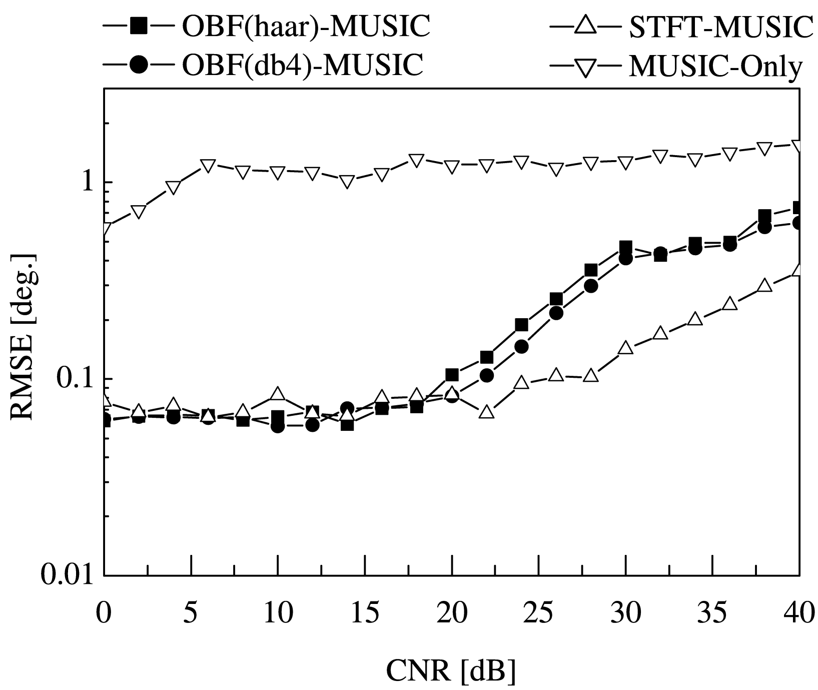


図 4.15: CNR に対する RMSE ($f_d = 0.5000$, SNR=5dB)

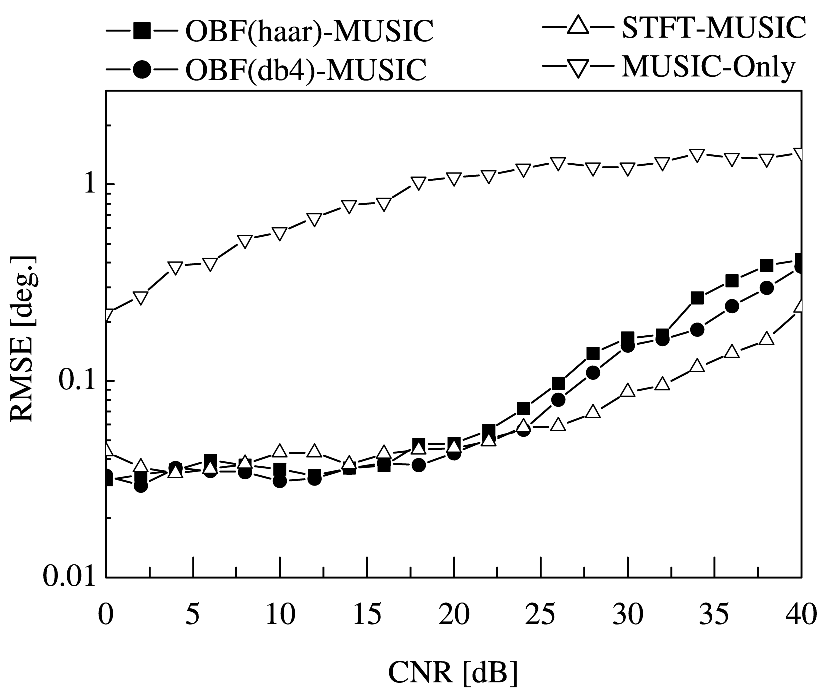


図 4.16: CNR に対する RMSE ($f_d = 0.5000$, SNR=10dB)

4.4　まとめ

本章では，クラッタ環境下に存在する移動目標の高精度測角と，処理に必要なパルス数の低減を目的として，レンジサンプリング周期によってサンプリングされた 1 レーダパルス分のデータを利用して，MUSIC 法の前処理としてオクターブバンドフィルタバンクを適用した新しい測角方式を提案した．更に，MUSIC 法の前処理としてオクターブバンドフィルタバンクと STFT フィルタバンクを利用した場合の比較をおこなった．計算機シミュレーションの結果，目標のレーダエコーとクラッタのレーダエコーが時間軸上で重ならない場合には，提案する OBF-MUSIC は STFT-MUSIC とほぼ同程度の推定精度を有することを明らかにした．また，目標のレーダエコーとクラッタからのレーダエコーが時間軸上で重なる場合で，クラッタの電力が大きい場合，提案した OBF-MUSIC は STFT-MUSIC よりも到来方向推定精度が低下する場合があることを示した．しかし，演算量の観点では OBF-MUSIC は STFT-MUSIC よりも優れていることを示した．一例としては，ラティス構造を用いた Daubechies の 4 次のウェーブレットを使用したオクターブバンドフィルタバンクと FFT アルゴリズムに基づく STFT フィルタバンクを比較すると，オクターブバンドフィルタバンクに必要な実数乗算回数は，STFT フィルタバンクに必要な実数乗算回数の約 80%であり，実数加算回数は約 25%となることを示した．

第5章　結論

本研究では，フェーズドアレーアンテナを用いた多機能レーダにおける移動目標の高精度測角を目的として，MUSIC 法の前処理としてドップラーフィルタバンク処理を導入した新しい測角方式を提案している．更に，計算機シミュレーションによって提案した測角方式の特性を明らかにし，その有効性を示した．

第 1 章は序論であり，本研究の背景と研究の位置づけを明らかにしている．

第 2 章では，レーダ信号処理，アレー信号処理及び時間周波数解析について，それぞれ本研究に関連する基礎事項を説明した．はじめに，レーダ研究の歴史について簡単に述べ，本研究に関連のある目標検出とドップラーフィルタバンク，モノパルス測角及び多機能レーダ等について示した．次に，アレー信号処理について概説し，MUSIC 法を用いた到来方向推定を説明した．その後，到来波が完全相関である場合の課題と，空間移動平均法を用いた相関抑圧法によって完全相関な到来波についても到来方向推定が可能であることを説明した．最後に，時間周波数解析の基礎事項としてフーリエ変換，STFT，ウェーブレット変換について説明し，ウェーブレット変換に基づいたオクターブバンドフィルタバンクについて説明した．

第 3 章では，同一レーダビーム内で，なおかつ，同一レンジビン内に存在する複数の移動目標の分離・測角を目的とし，MUSIC 法の前処理に DFT を用いたドップラーフィルタバンクを適用した新しい測角方式を提案した．ここで使用した DFT フィルタバンクは PRI を処理単位としている．すなわち，目標に対して複数のパルスを送信し，目標が存在するレンジのデータを送信パルス分使用して DFT を行うシステムである．次に，計算機シミュレーションによって提案方式の有効性を明らかにした．まず，無相関目標について MUSIC スペクトルの例を示し，提案方式を用いることによって，選択した DFT フィルタバンクのチャンネ内にドップラー周波数が存在する目標に対して到来方向推定が可能であることを示した．次に，到来波の SNR に対する到来方向推定精度をモンテカルロシミュレーションを用いて評価した．この結果，到来波の SNR が低い場合でもドップラーフィルタバンクを用

いる提案方式では，MUSIC 法による目標の分離・測角性能が向上することを明らかにした．また，ドップラ周波数が等しい完全相関目標についても同様の計算機シミュレーションを行い，提案方式の性能を評価した．この結果，SNR が低い完全相関目標の場合でも空間移動平均を併用した提案方式を用いることによって，従来方式と比較して MUSIC 法による目標の分離・測角性能が向上することを明らかにした．特に，本提案法の精度は送信パルス幅に依存しないため，多機能レーダにおける目標追随時の測角に有効であると考えられる．

第 4 章では，クラッタ環境下に存在する移動目標の高精度測角と，処理に必要なパルス数の低減を目的として，レンジサンプリング周期によってサンプリングされた 1 レーダパルス分のデータを利用して，MUSIC 法の前処理としてオクターブバンドフィルタバンクとレンジ選択器による信号区間選択処理を適用した新しい測角方式を提案した．特に第 3 章での方式とは異なり，本方式はレンジサンプリング周期を処理単位としたものであり，1 レーダパルス分のデータで処理が可能なシステムとなっている．また，MUSIC 法の前処理としてオクターブバンドフィルタバンクを用いる提案法と，短時間フーリエ変換フィルタバンクを利用した場合の比較を行った．まず，目標のレーダエコーとクラッタのレーダエコーの両者の存在区間が時間軸上で重ならない場合について，提案方式の信号波形と MUSIC スペクトルの計算例を示し，オクターブバンドフィルタバンクとレンジ選択器を用いることによって，目標の信号成分とクラッタ成分が分離され，目標の到来方向推定が可能であることを示した．次に，目標のドップラ周波数に対する到来方向推定精度をモンテカルロシミュレーションを用いて評価した．この結果，目標のレーダエコーとクラッタのレーダエコーの存在区間が時間軸上で重ならない場合には，オクターブバンドフィルタバンクを用いる提案法と，STFT を用いる手法はほぼ同程度の推定精度を有することを明らかにした．目標のレーダエコーとクラッタからのレーダエコーの両者の存在区間が時間軸上で重なる場合についても同様の性能評価を行い，オクターブバンドフィルタバンクを用いる提案法と，STFT を用いる手法はほぼ同様の特性を示すことを明らかにした．更に，目標の SNR とドップラ周波数をパラメータとしてクラッタの電力に対する到来方向推定精度を評価した．この結果，クラッタの電力が大きい場合，提案法は STFT を用いる手法と比較して到来方向推定精度がわずかに低下する場合がある．しかし，オクターブバンドフィルタバンクを用いる提案法は，STFT を用いる手法に比べ演算量の点で優れていることを明らかにした．例えば，ラティス構造を用いた Daubechies の 4 次のウェーブレットを使用したオクターブバ

ンドフィルタバンクと，FFT アルゴリズムに基づく STFT フィルタバンクを比較すると，オクターブバンドフィルタバンク処理に必要な実数乗算回数は，STFT フィルタバンクに必要な実数乗算回数の約 80%であり，実数加算回数は約 25%となっている．これらの考察をとおして，提案法はクラッタ環境下にある目標の測角を効果的に行うことができる手法であることを実証した．特に，本提案法は送信パルスに長パルスを用いる手法であり，レーダビームマネージメントや演算量の観点で有利な手法であるため，長パルスレーダを用いた遠距離用の高速移動目標捜索レーダの測角に特に有効であると考えられる．

以上のように，本研究では MUSIC 法を用いて移動目標を高精度に測角する場合の課題に対して，これらの課題を解決する新しい方法が提示された．本研究では到来方向推定精度を計算機シミュレーションを用いて評価したが，実用化のためには実システムでの評価を行う必要がある．この際，フィルタバンクのチャンネルの選択方法や，本研究で提案した DFT フィルタバンクやオクターブバンドフィルタバンク以外のフィルタバンク処理，例えばウェーブレットパケットや変調フィルタバンク等を使用したシステムについても検討すべきである．

最後に，本研究が今後のレーダ技術の発展に僅かでも貢献することを願っている．

参考文献

[1] M.I. Skolnik, Introduction to Radar Systems 3rd. ed., McGraw-Hill, 2000.

[2] 西本眞吉, “レーダ技術の歩みと近年の動向,” 信学技報, no.SANE96-15, pp.1-8, May. 1996.

[3] S. Sabatini and M. Tarantino, Multifunction Array Radar, Artech House, 1994.

[4] L.B. Buckler, “The use of phased array radars at civilian airports,” Proceedings of 1996 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, pp.334-339, Boston, USA, Oct. 1996.

[5] U.R.O. Nickel,“Fast subspace methods for radar applications,” Proceedings of SPIE, vol.3162 pp.438-448, San Diego, USA, Jul. 1997.

[6] T.J. Nohara, P. Weber and Al Premji,“Adaptive mainbeam jamming suppression for multifunction radars,” IEEE 1998 National Radar Conference, pp.207-280, May 1998.

[7] W. Buhong, W. Yongliang and C. Hui, “Spatial wavelet transform preprocessing for direction of arrival estimation,” Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2002 , vol.4 pp.672-675, San Antonio, USA, Jun. 2002.

[8] I.I. Jouny and M.G. Amin, “Direction of arrival estimation using wavelet based beam-space MUSIC,” Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997, vol.2 pp.1032-1035, Montreal, Canada, Jul. 1997.

[9] M. Uneda and H. Hokazono,"Direction/Time of arrivals (D/TOA) estimation characteristics of the MUSIC algorithm for the actual extended targets of the chirp pulse tracking radar," Proceedings of 2002 IEEE Radar Conference, pp.135-140, Long Beach, USA, Apr. 2002.

[10] A. Fujita, T. Fukue and N. Hamada, "Both direction and time of arrival estimation by using beamforming and MUSIC algorithm for stepped FM array radar," Proceedings of the 2004 IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, pp.II-85-II-89, Hiroshima, Japan, 2004.

[11] M. Kaveh and A.J. Barabell, "The statistical performance of the MUSIC and the Minimum-Norm algorithms in resolving plane waves in noise," IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, vol.ASSP-34, no2, pp.331-341, Apr. 1986.

[12] S.U. Pillai and B.H. Kwon,"Performance analysis of MUSIC-Type high resolution estimators for direction finding in correlated and coherent scenes," IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, vol.ASSP-37, no8, pp.1176-1189, Aug. 1989.

[13] 吉田孝, 改訂レーダ技術, 電子情報通信学会, 1996.

[14] M.I. Skolnik, Radar Applications, IEEE, 1988.

[15] 日野幹雄, スペクトル解析, 朝倉書店, 1977.

[16] H. Krim and M. Viberg, "Two decades of array signal processing research, ", IEEE Signal Processing Magazine, vol.13, no.4, pp.67-94, July 1996.

[17] 菊間信良, アレーアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版, 1998.

[18] 菊間信良, アダプティブアンテナ技術, オーム社, 2003.

[19] H.L.V. Trees, Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory, Wiley-Interscience, 2002.

[20] C.K. Chui, 桜井明, 新井勉 共訳, 数理科学セミナー ウェーブレット入門, 東京電機大学出版局, 1993.

[21] 貴家仁志, マルチレート信号処理, 昭晃堂, 1995.

[22] G. Strang and T. Nguyen (共著), 高橋進一, 池原雅章 共訳, ウェーブレット解析とフィルタバンク I 入門編, 培風館, 1999.

[23] 電波法, 電波法施行規則, 第 2 条

[24] D.A. Ausherman, "Developments in radar imaging," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.AES-20, no.4, pp.363-398, Jul. 1984.

[25] C. Oliver and S. Quegan, Understanding Synthetic Aperture Radar Images, Artech House, 1998.

[26] L.N. Jing, Z.Y. Ting, "A survey of radar ECM and ECCM," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.AES-31, no.3, pp.1110-1120, Jul. 1995.

[27] W.F. Gabriel, "Adaptive processing array systems," Proceedings of the IEEE, vol.80, no.1, pp.152-162, Jan. 1992.

[28] P.W. Howells, "Intermediate frequency sidelobe canceller," U.S.Patent No.3202990, Aug. 1965.

[29] D. Brandwood, Fourier transforms in radar and signal processing, Artech House, 2003.

[30] V.C. Chen and H. Ling, Time-Frequency transforms for radar imaging and signal analysis, Artech House, 2002.

[31] 関根松夫, レーダ信号処理技術, 電子情報通信学会, 1991.

[32] R.J. Mailloux, Phased array antenna handbook, Artech House, 1993.

[33] 相川正義, 大平孝, 徳満恒雄, 広田哲夫, 村口正弘, モノリシックマイクロ波集積回路 (MMIC), 電子情報通信学会, 1997.

[34] Y. Konishi, "Phased array antennas," IEICE Transactions on Communications, vol.E86-B, no.3, pp.954-967, Mar. 2003.

[35] 竹谷晋一, 篠永充良, 佐々木喜隆, 宮内博, 松村正典, “DBF 技術のレーダシステムへの応用,” 信学技報, no.SANE93-47, pp.29-35, Oct. 1993.

[36] W.D. Wirth, Radar techniques using array antennas, IEE, 2001.

[37] B.D.V. Veen and K.M Buckley, “Beamforming : A versatile approach to spatial filtering,” IEEE ASSP Magazine, vol.2, no.2, pp.4-14, Apr. 1988.

[38] 諸岡翼, 上野元治, 真野清司, 千葉勇, “アダプティブアンテナのレーダへの応用,” 信学論 (B-2), vol.J75-B-2, no.11, pp.749-759, Nov. 1992.

[39] T. Wada, S. Takeya, M. Shinonaga, H. Miyauchi, M. Matsumura, T. Morooka, “Development of I/Q sampling technology,” IEICE Transactions on Communications, vol.E77-B, no.2, pp.270-272, Feb. 1994.

[40] R. Nitzberg, Radar Signal Processing and adaptive systems, Artech House, 1999.

[41] R. Klemm, Space-time adaptive processing principles and applications, IEE, 1998.

[42] C.C. Chen and H.C. Andrews, “Target-motion-induced radar imaging,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.AES-16, no.1, pp.2-14, Jan. 1980.

[43] L.M. Novak and M.C.Burl, “Optimal speckle reduction in polarimetric SAR Imagery,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.AES-26, no.2, pp.293-305, Feb. 1990.

[44] K.T. Kim, S.W. Kim, H.T. Kim, “Two-dimensional ISAR imaging using full polarisation and super-resolution processing techniques,” IEE Proc. Radar, Sonar Navig., vol.145, no.4, Aug. 1998.

[45] 山口芳雄, ポーラリメトリックレーダ入門コース, アンテナ・伝搬における設計解析手法ワークショップ (第 21 回) 資料, 2001.

[46] 江原直樹, 笹瀬巌, 森真作, “ウェーブレット変換を用いたレーダ信号の検出,” 信学論 (B-2), vol.J77-B-2, no.5, pp.259-267, May 1994.

[47] 江原直樹, 笹瀬巌, 森真作, “局所的重み付けによるレンジサイドローブの抑圧,” 信学論 (B-2), vol.J78-B-2, no.1, pp.21-29, Jan. 1995.

[48] 江原直樹, 笹瀬巌, 森真作, “直交ミラーフィルタによる高速移動目標の検出,” 信学論 (B-2), vol.J78-B-2, no.5, pp.401-407, May 1995.

[49] E. Elsehely and M.I. Sobhy,“Detection of radar target pulse in the presence of noise and jamming signal using the multiscale wavelet transform,” Proceedings of IEEE 1999 International Symposium on Circuits and Systems, vol.3, pp.536-539, Orlando, USA, May 1999.

[50] P.C. Ching, H.C. So and S.Q. Wu,“On wavelet denoising and its applications to time delay estimation,” IEEE Trans. Signal Processing, vol.SP-47, no.10, pp.2879-2882, Oct. 1999.

[51] K.G. Oweiss and D.J. Anderson,“A new approach to array denoising,” Proceedings of IEEE 34th Asilomar Conference, vol.2, pp.1403-1407, Asilomar, USA, Oct. 2000.

[52] F. Gini et al.,“Time-averaged subspace methods for radar clutter texture retrieval,” IEEE Trans. Signal Processing, vol.SP-49, no9, pp.1886-1898, Aug. 2001.

[53] 川瀬徹也, 鶴之園秀志, 江原直樹, 笹瀬巌, “一般化 Hough 変換によるだ円予測を併用した $\alpha-\beta$ トラッキングフィルタ,” 信学論 (B-2), vol.J80-B-2, no.10, pp.879-888, Oct. 1997.

[54] 小尾新三, 村田稔, 佐野元昭, 佐山周次, 関根松夫, “合成開口レーダ画像から規格化ハフ変換による船舶航跡の検出,” 信学論 B, vol.J86-B, no.10, pp.2190-2006, Oct. 2003.

[55] 大住智範, 江原直樹, “時空間 Hough 変換を用いた実レーダ環境下の船舶航跡検出,” 2004 信学総大, 通信 1, no.B-2-35, p.319, Mar. 2004.

[56] B. Karlsen, J. Larsen, H.B.D. Sorensen and K.B. Jakobsen, “Comparison of PCA and ICA based clutter reduction in GPR systems for ant-personal

landmine detection," 2001 IEEE Workshop on Statistical Signal Processing Proceedings, pp.146-149, Singapore, Aug. 2001.

[57] M. Bouzaien and A. Mansour, "HOS criteria & ICA algorithms applied to radar detection," Proceedings of 4th International Symposium on Independent Component Analysis and Blind Signal Separation, pp.433-438, Nara, Japan, Apr. 2003.

[58] S. Fukuda and H. Hirosawa, "Polarimetric SAR image classification using support vector machines," IEICE Transactions on Electron, vol.E84-C no.12 pp.1939-1945, Dec. 2001.

[59] 川上かおり, 田中秀俊, 山本和彦, "ISAR 画像における三次元形状類別," 信学技報, no.SANE2003-78, pp.5-10, Nov. 2003.

[60] E. Brookner, "Phased arrays around the world - Progress and future trends," Proceedings of IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology 2003, pp.1-8, Boston, USA, Oct. 2003.

[61] 亀田洋志, 辻道信吾, 小菅義夫, "広域複数レーダによる多目標追尾," 信学論 B, vol.J83-B, no.5, pp.726-738, May. 2000.

[62] D.R. Martinez and M. Gruber, "Next generation technologies to enable sensor networks," Proceedings of IEEE Sensors 2002, vol.2, pp.1468-1472, Orland, USA, Jun. 2002.

[63] 白石將, 原照幸, 関口高志, "2 台のレーダによる捜索データレート最小化," 信学技報, no.SANE2004-12, pp.31-36, May. 2004.

[64] 島田雅史, 山本和彦, 諏訪啓, 岩本雅史, " ネットワークレーダを用いた目標識別アルゴリズム–複数のモノスタティックレーダを用いる場合–," 信学技報, no.SANE2004-14, pp.43-48, May. 2004.

[65] I.J. Immoreev and J.D. Taylor, "Future of radars," Proceedings of 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Wyndham, Baltimore, May 2002.

[66] 松田庄司, 橋口浩之, 深尾昌一郎, “マルチビームレーダにおける目標検出方式とビーム配列方法,” 信学論 B, vol.J87-B, no.8, pp.1094-1105, Aug. 2004.

[67] Y.B. Shalom and W.D. Blair, Multitarget-Multisensor Tracking Applications and Advances vol.3, Artech House, 2000.

[68] A.G. Huizing and A.A.F. Bloemen, “An efficient scheduling algorithm for a multifunction radar,” Proceedings of 1996 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, pp.359-364, Boston, USA, Oct. 1996.

[69] S.U. Pillai, Array signal processing, Springer-Verlag New York Inc., 1989.

[70] S. Jha and T. Durrani, “Direction of arrival estimation using artificial neural networks,” IEEE Trans. Systems on Man and Cybernetics, vol.SMC-21, Sep./Oct. 1991.

[71] 佐藤智, 坂本義和, 山岡建夫, 浜田望, “ホップフィールドネットワークを用いた分散波源の到来方向推定,” 信学論 (A), vol.J83-A, no.12, pp.1441-1444, Dec. 2000.

[72] 山岡建夫, 正田しおり, 佐藤智, 浜田望, “ホップフィールドネットワークを用いたアレーセンサ誤差にロバストな到来方向推定法,” 信学論 (A), vol.J85-A, no.5, pp.528-536, May 2002.

[73] 細川文哉, 桑原義彦, “W-CDMA 上りリンクにおける RBF ニューラルネットワークによる到来方位推定,” 信学論 (A), vol.J86-A, no.9, pp.978-982, Sep. 2003.

[74] R. Kumaresan and D.W. Tufts,“Estimating the angles of arrival of multiple plane waves,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.AES-19, no.1, pp.134-139, Jan. 1983.

[75] R.O. Schmidt,“Multiple emitter location and signal parameter estimation,” IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol.AP-34, no.3, pp.276-280, Mar. 1986.

[76] R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT-Estimation of signal parameters via rotation invariance techniques," IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, vol.ASSP-37, no.7, pp.989-995, Jul. 1989.

[77] B. Friedlander and A.J. Weiss, "Direction finding using spatial smoothing with interpolated arrays," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol.AES-28, no.2, pp.574-587, Apr. 1992.

[78] 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, Jun. 1999.

[79] T. Akiyama, T. Yamaoka and N. Hamada, "2-D Direction-of-Arrival estimation using a linear interpolation technique for circular array," IEICE Transactions on Communications, vol.E84-B, no.9, pp.2688-2696, Sep. 2001.

[80] 畝田道雄, 福江敏彦, 外園博一, "AVW 法と段階的補間 MUSIC 法を組み合わせた不等間隔配列リニアアレーによるコヒーレント波の到来方向推定," 信学論 (B), vol.J84-B, no.12, pp.2342-2350, Dec. 2001.

[81] 大舘紀章, 畝田道雄, 鈴木潤一郎, 庄木裕樹, 渡部勉, 外園博一, "AVW 法と段階的補間 MUSIC 法を組み合わせた精密計測レーダ用大開口等価円形配列アレーアンテナによるコヒーレント波の二次元測角," 信学論 (B), vol.J85-B, no.12, pp.2362-2370, Dec. 2002.

[82] 畝田道雄, 外園博一, "精密計測レーダ用大開口等価円形アレーアンテナによる高分解能測角処理のためのチャネル間の振幅・位相偏差補償," 信学論 (B), vol.J85-B, no.7, pp.1120-1129, Jul. 2002.

[83] 原六蔵, 山田寛喜, 小川恭孝, 山口芳雄, "高分解能到来方向推定のための影像法を用いた反射板付ダイポールアレー校正法," 信学論 (B), vol.J87-B, no.9, pp.1424-1433, Sep. 2004.

[84] M. Wax and T. Kailath,"Detection of signals by information theoretic criteria," IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, vol.ASSP-33, no.2, pp.387-392, Apr. 1985.

[85] 辻宏之, 大森浩充, 佐野昭, “AR スペクトル推定における正弦波信号の個数判定法,” 信学論 (A), vol.J74-A, no.9, pp.1374-1384, Sep. 1991.

[86] 鍵和田元, 青木泰, 辛景民, 佐野昭, “MSE の最小化に基づく信号個数の判定法,” 信学論 (A), vol.J80-A, no.2, pp.317-326, Feb. 1997.

[87] 高橋龍平, 諏訪啓, 稲葉敬之, “ FOV 部分空間を用いたメインビーム内到来波数推定法,” 信学技報, no.AP2004-20, pp.47-52, May. 2004.

[88] T.J. Shan, M. Wax and T. Kailath, “On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals,” IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, vol.ASSP-33, no.4, pp.806-810, Aug. 1985.

[89] S.U. Pillai and B.H. Kwon,“Forward / Backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification,” IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, vol.ASSP-37, no.1, pp.8-14, Jan. 1989.

[90] R.T. Williams, Surendra Prasad, A. K. Mahalanabis and Leon H. Sibul,“An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multi-path environment,” IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, vol.ASSP-36, no4, pp.425-432, Apr. 1988.

[91] J.S.Lim and A.V. Oppenheim ed., 青山友紀 監訳, 現代ディジタル信号処理理論とその応用, 丸善, 1992.

[92] M. Vetterli and C. Herler,“Wavelets and Filter Banks: Theory and Design,” IEEE Trans. Signal Processing, vol.SP-40, no.9, pp.2207-2232, Sep. 1992.

[93] P.L. Bogler,“Detecting the presence of target multiplicity,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.AES-22, no.2, pp.197-203, Mar. 1986.

[94] 福江敏彦, 七星武史, 中里栄孝, 外園博一, “フーリエ変換と MUSIC を組み合わせた到来方向推定,” 2000 信学総大, 通信 1, no.B-1-188, p.188, Mar. 2000.

[95] 福江敏彦, 畝田道雄, 外園博一, “ レーダ信号処理におけるフーリェ係数を用いた MUSIC 法による分離測角性能の改善,” 信学技報, no.SANE2001-138, pp.119-122, Feb. 2002.

[96] 福江敏彦, 畝田道雄, 外園博一, “レーダ信号処理におけるフーリエ係数を用いた MUSIC 法による分離・測角性能の改善,” 信学論 (B), vol.J85-B, no.12, pp.2380-2388, Dec. 2002.

[97] M.T. Taylor,“Design of line source antennas for narrow beamwidth and low sidelobes,” IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol.AP-3, no.1, pp.16-28, Jan. 1955.

[98] M.W. Long, Radar reflectivity of land and sea 3rd. ed., Artech House, 2001.

[99] 七星武史, 江原直樹, 中里栄孝, 福江敏彦, 外園博一, “ウェーブレット実験装置を用いたレーダ信号処理,” 1999 信学総大, 通信 2, no.B-2-46, p.229, Mar. 1999.

[100] O. Rioul and P. Duhamel,“Fast algorithms for discrete and continuous wavelet transforms,” IEEE Trans. Information Theory, vol.IT-38, no.2, pp.569-586, Mar. 1992.

[101] M. Vetterli, J. Kovacevic, Wavelets and subband coding, Prentice Hall, 1995.

[102] 福江敏彦, 浜田望, “ 直交ミラーフィルタバンクの出力を利用した MUSIC 法による高速移動目標の測角方式,” 信学技報, no.AP2002-95, pp.23-28, Oct. 2002.

[103] T. Fukue and N. Hamada, “Direction angle estimation of moving targets by applying MUSIC to the outputs of quadrature mirror doppler filter bank,” Proceedings of the 3rd International Symposium on Signal Processing and Information Technology, TP2-5, Darmstadt, Germany, Dec. 2003.

[104] 福江敏彦，浜田望，“QMF バンクに MUSIC を適用した移動目標の測角,” 第 19 回信号処理シンポジウム講演論文集 CD-R, no.A2-1, Nov. 2004.

[105] P.P. Vaidyanathan and P.Q. Hoang, “Lattice structures for optimal design and robust implementation of two-channel perfect-reconstruction QMF banks,” IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, vol.ASSP-36, no.1, Jan. 1988.

[106] R.E. Blahut, Fast algorithms for digital signal processing, Addison-Wesley Publishing Company Inc., 1985.

[107] R. Bassem and Ph.D. Mahafza, Radar Systems Analysis and Design Using Matlab, CRC Pr I Llc, 2000.

[108] 高橋大介, 金田康正, "積和演算命令に向いた 8 基底 FFT カーネルの提案," 情処学論, vol.41, no.7, pp.2018-2026, Jul. 2000.

謝辞

本研究は，慶應義塾大学理工学研究科博士課程において行われたものであり，終始ご懇切なご指導とご鞭撻を賜りました慶應義塾大学理工学部システムデザイン工学科教授浜田望博士に心から感謝申し上げます.

本論文をまとめるに際して多大のご意見，御討論をいただきました慶應義塾大学理工学部情報工学科教授笹瀬巌博士，同電子工学科教授池原雅章博士，並びに同助教授岡田英史博士に深く感謝申し上げます.

本研究を進めるうえで貴重な御助言と御教示をいただきました金沢工業大学工学部機械工学科講師畝田道雄博士に心より感謝いたします．本研究に関する事項はもとより，大学生活全般にわたり多くの御助言をいただきました浜田研究室学生の日岡裕輔氏に深く感謝いたします．著者と同じく防衛庁からの留学生として浜田研究室に在籍し，諸事にわたりご支援いただだいた防衛庁技術研究本部第3研究所第3部電波誘導研究室の横井邦彦氏に心よりお礼申し上げます．本研究を行うための素晴らしい環境を与えて下さった浜田研究室の皆様に厚くお礼申し上げます.

慶應義塾大学における研修の機会を与えていただいた，防衛庁技術研究本部の青山謹也前本部長，杉山洋吉元第3研究所長，戸梶功前第3研究所第3部長，外園博一元第3研究所第3部射撃管制研究室長に心から感謝いたします．3年間にわたる研修期間中，多大なる御支援と御激励を賜りました第3研究所第3部射撃管制研究室の皆様をはじめ，関係者の皆様に心からお礼申し上げます.

最後に，研究生活を献身的に支えてくれた妻 玲子，研修期間中に生まれ笑顔で著者を和ましてくれた娘 美咲に感謝します.