

多周波ステップレーダにおける
目標検出のための信号処理に関する研究

渡辺 一宏

電気通信大学大学院情報理工学研究科
博士（工学）の学位申請論文

2022年3月

多周波ステップレーダにおける
目標検出のための信号処理に関する研究

博士論文審査委員会

主査 稲葉 敬之 教授

委員 藤井 威生 教授

委員 石橋 功至 教授

委員 澤田 賢治 准教授

委員 秋田 学 准教授

著作権所有者

渡辺 一宏

2022

Studies on Signal Processing for Target Detection in Multi-frequency Step Radar

Kazuhiro Watanabe

Abstract

Millimeter wave radar is used to detect target range and velocity using Doppler frequency shift, and angle detection can be performed by array radar. In addition, synthetic aperture radar (SAR) technology enables multi-dimensional imaging. For these reasons, millimeter wave radar has been applied in various fields such as air traffic control radar, meteorological radar, and remote sensing.

In recent years, millimeter-wave radar has become widespread in our daily life, such as automobile radar and traffic monitoring infrastructure, due to the social demand for safety and security. In Japan, millimeter-wave radar in the 77-81 GHz band is used for high-resolution short-range radar as a specified low-power radio station, and many automakers are installing it in vehicles for automated driving because it can accurately detect the presence and movement of vehicles and people at a distance. As a result, devices are becoming more functional and less expensive, and are being deployed not only in automobiles but also in infrastructure sensors for traffic monitoring and life support systems for human detection. In these applications, target detection is the most basic function, and continuous research is required to improve its accuracy as the applications progress.

The objective of this research is to develop signal processing techniques for target detection based on multi-frequency stepped radar, which will enable highly accurate target detection for a wide range of applications. In order to achieve highly accurate target detection, it is important

to develop signal processing techniques that can suppress unwanted interference and detect targets with high resolution. In applications that require monitoring of the surrounding environment as well as in front of the radar, it is necessary to develop technology that enables highly accurate target detection in two dimensions. For practical use, it is important to consider robustness against errors such as the influence of LPF of the receiver and reduction of the calculation load of signal processing. The specific issues of this research are classified as follows.

- (1) Highly accurate target detection by suppressing unwanted wave interference
- (2) Ultra-wideband radar for improved target resolution and highly accurate automatic target detection
- (3) Highly accurate target detection in two dimensions for monitoring the surrounding environment

This research is based on "multi-frequency stepped radar" which achieves high resolution by multi-frequency transmission and detection range of more than 200m with narrow receiving band, and inherits the advantages of this radar system to solve these above issues.

This thesis summarizes the research of the above three issues, and the research results of each issue are as follows.

For the suppression of unwanted wave interference, ELD-STAP with reduced computational load is applied to the vehicle-mounted radar for forward monitoring, and its effectiveness is verified through field experiment evaluation in many environments where roadside implants and guardrails exist. In addition, this thesis shows the possibility of distinguishing between vehicles and pedestrians detected by clutter suppression.

For the ultra-wideband, two methods are proposed for effectively utilizing the ultra-wideband width (4GHz width) of the 79GHz band that has become available in recent years. The first method is the "coherently combining sparse-multiband processing" method, in which multiple multi-frequency stepped radars are placed in an ultra-wideband and the non-coherent signals of each band are coherently synthesized to achieve ultra-wideband. The second method is to use a

single radar with a frequency step arrangement that covers a ultra-wideband while keeping the number of multi-frequency steps low. In both methods, the "recursive signal subtraction frequency estimation method" is used to achieve high resolution and highly accurate target detection without interference between nearby targets.

For the monitoring of the surrounding environment, SAR technology is applied to in-vehicle radar to achieve target detection in a two-dimensional environment that includes not only the front but also the front side. In this thesis, we propose a focusing method for applying SAR to multi-frequency step radar and a highly accurate focusing method for measurement by moving the radar, and verify its effectiveness through field experiments. We also propose a method to reduce the computational load.

These results are expected to provide highly accurate target detection with less false detections in the real environment. This will contribute to the wide deployment of millimeter-wave radar for various applications.

多周波ステップレーダにおける 目標検出のための信号処理に関する研究

渡辺 一宏

概要

ミリ波レーダは、ドップラー周波数変移の検出が容易であることから目標距離検出に加え速度検出に利用でき、レーダをアレイ化することで波長に反比例した小さなレーダサイズで角度検出を行うことができる。また、合成開口レーダ技術（SAR）により多次元のイメージングが可能になり、航空管制レーダ、気象レーダ、リモートセンシングなど様々な領域で応用されている。

近年、ミリ波レーダは社会的な安全・安心への要求から自動車レーダ（車載レーダ）や交通監視インフラなど身近な生活に浸透してきている。77～81 GHz 帯のミリ波レーダは日本では特定小電力無線局として高分解能な短距離レーダに活用されており、距離の離れた車両や人などの存在や動きを正確に把握できることから多くのメーカーが自動運転に向けて自動車に搭載している。そのため、デバイスの高機能化、低価格化が進み、自動車のみならず交通監視のインフラセンサや人物検出等のライフサポートシステムへの展開が進んでいる。これらの応用において目標検出はもっとも基本となる機能でありその精度向上については応用の進展とともに継続的な研究が求められる。

本研究では、多周波ステップレーダを基盤技術とした目標検出の信号処理技術の開発を目的とし、実環境でも高精度な目標検出を可能とし幅広い応用に対して信頼性の

高いレーダシステム構築が可能な技術開発を目指す。高精度な目標検出の実現においては、検出の妨げとなる不要波干渉を抑圧し、目標を高分解能で検出可能な信号処理技術の開発が重要な課題となる。また、レーダ正面のみならず周囲環境の把握が求められる応用においては、2次元において高精度な目標検出を可能とする技術開発が課題となる。実用に向けては、受信機のLPFの影響などの誤差に対する耐性や信号処理の計算負荷低減の配慮が重要である。本研究の具体的な課題は、以下のように大別される。

- (1) 不要波干渉を抑えた高精度な目標検出
- (2) 目標分解能向上に向けたレーダの超広帯域化と高精度な自動目標検知
- (3) 周囲環境の把握のための2次元による高精度な目標検出

本研究においては、多周波送信による高分解能と、狭い受信機帯域により200m以上の検出距離を低処理負荷で実現する「多周波ステップレーダ」を基盤技術とし、このレーダ方式の利点を継承しこれら課題の解決に取り組む。

本論文は、上記3つの課題の研究をまとめたものであり、各課題の研究成果は以下のとおりである。

不要波干渉抑圧については、静止不要波（クラッタ）の抑圧処理であるSTAPを前方監視に向けに高速処理化したELD-STAPを車載レーダへの適用を試み、路側の植込みやガードレールからの不要反射が存在する多数の環境におけるフィールド実験評価を通じてその有効性を検証する。また、クラッタ抑圧で検出した車両と歩行者の判別法について検討し判別の可能性を示す。

超広帯域化については、近年利用可能となった79GHz帯の超広帯域幅(4GHz幅)の有効活用方式として二つの方式を提案する。第一は、超広帯域内に多周波ステップレーダを複数配置してノンコヒーレントなそれぞれの帯域信号をコヒーレント合成して超広帯域化を図る「離隔周波数コヒーレント合成」方式を提案する。第二は、一つのレーダで多周波ステップ数を押しえつつ超広帯域をカバーした周波数ステップ

配置にする方式を提案する。両方式において、「再帰的信号減算周波数推定法」を組み合わせることで、超広帯域幅に相当する高分解能の実現に加えサイドローブによる近接目標間の干渉を回避した高精度な目標検出を実現する。

周囲環境の把握については、人工衛星や航空機によるリモートセンシングにおいて実用化されている合成開口レーダ（SAR : Synthetic Aperture Radar）技術を、車載レーダに適用し、前方のみならず前側方を含めた2次元環境における目標検出を実現する。多周波ステップレーダの SAR への適用の際の合焦法、およびレーダの移動による長時間計測での高精度で高速処理が可能な合焦法を提案し、フィールド実験を通じてその有効性を検証する。

以上の成果は、多周波ステップ方式の利点を継承し、レーダの運用環境での誤検出を抑えて高精度な目標検出を行うことが期待できる。このことは、レーダの運用可能な環境条件の緩和につながり、様々な用途に向けたミリ波レーダの幅広い展開に資するものである。

目次

第 1 章序論	1
1.1 研究の背景	1
1.2 研究の目的と課題	2
1.3 論文の構成	7
1.4 レーダ技術の目的と課題	10
1.4.1 変調方式	10
1.4.2 クラッタ抑圧技術	17
1.4.3 目標自動検知技術	20
1.4.4 高分解能化技術	21
第 2 章前方監視レーダにおけるクラッタ抑圧法	25
2.1 緒言	25
2.2 ELD-STAP と多周波ステップ CPC 方式	27
2.2.1 前方監視 STAP	27
2.2.2 ELD-STAP	30
2.2.3 RMB rule	34
2.2.4 多周波ステップ CPC レーダによる計測	35
2.2.5 多周波ステップ CPC の出力による ELD-STAP	38
2.3 ELD-STAP のフィールド実験	39
2.3.1 ELD-STAP のパラメータ	39
2.3.2 ELD-STAP のフィールド実験	42
2.4 ELD-STAP による歩行者検出	48
2.4.1 歩行者／車両判別	48
2.4.2 判別のための特徴量	49
2.5 結言	54
第 3 章多周波ステップ信号を用いた離隔周波数コヒーレント合成法	57

3.1 緒言	57
3.2 離隔周波数コヒーレント合成	59
3.2.1 超広帯域多周波ステップ CPC 方式	59
3.2.2 離隔周波数受信信号モデル	61
3.2.3 離隔周波数コヒーレント合成の処理	66
3.3 計算機シミュレーション	71
3.3.1 探知距離と距離分解能	73
3.3.2 振幅差のある多目標の距離推定	74
3.4 提案方式の目標距離精度	77
3.4.1 Cramér-Rao bound の導出	77
3.4.2 計算機シミュレーション	83
3.5 結言	87
第4章多周波ステップレーダの超広帯域化と自動検知法	89
4.1 緒言	89
4.2 多周波ステップレーダにおける速度・距離視野	92
4.2.1 多周波ステップ CPC 方式	92
4.3 超広帯域多周波ステップレーダにおける目標自動検知法	99
4.3.1 提案法の概要	99
4.3.2 受信信号の定式化	101
4.3.3 再帰的信号減算周波数推定法による自動検知	102
4.4 計算機シミュレーション	108
4.4.1 レーダパラメータ	108
4.4.2 評価結果	109
4.5 結言	120
第5章ドップラーイメージングにおける高精度合焦法	121
5.1 緒言	121
5.2 ミリ波レーダのドップラーイメージング	123

5.3 高精度ドップラーイメージング	124
5.3.1 多周波数ステップ CPC 方式の受信信号	124
5.3.2 周波数ステップ間ドップラー補正	126
5.3.3 分解能改善に向けた計測時間の拡大	128
5.3.4 提案法	134
5.3.5 実測データによる検証	135
5.3.6 任意時刻における合焦	137
5.3.7 合焦処理の高速化	138
5.3.8 定式による処理と高速化処理の結果	142
5.3.9 合焦処理速度	144
5.4 結言	145
第 6 章 結論	147
6.1 成果のまとめ	147
6.2 今後の課題と展望	149
謝辞	151
参考文献	153
図表リスト	159
論文目録	165
著者略歴	168

第1章

序論

1.1 研究の背景

レーダ (Radar) は、電波を送信して物体表面で散乱し反射して戻ってくる散乱波のエコーを受信することで目標までの距離、相対速度や角度を測定するアクティブセンサである。ミリ波帯 (30~300 GHz) の電波は直進性が良く小物体でも反射し、光に比べて天候や明暗の変化への耐性に優れるという特徴がある。ミリ波レーダは、マイクロ波帯 (3~30 GHz) のレーダと比較して波長が短くなるため、同一の観測時間で得られるドップラー周波数変移の検出が容易であることから目標距離検出に加え速度検出に利用でき、レーダをアレイ化することで波長に反比例した小さなレーダサイズで角度検出を行うことができる。さらには合成開口レーダ技術 (SAR) [1]により多次元のイメージングが可能になり、航空管制レーダ、気象レーダ、リモートセンシングなど様々な領域で応用されている。

また、ミリ波レーダは社会的な安全・安心への要求から自動車レーダや交通監視インフラなど身近な生活に浸透してきている。77~81 GHz 帯のミリ波レーダは日本では特定小電力無線局として高分解能な短距離レーダに活用されており、数 GHz の広い周波数帯域を使用するレーダは距離分解能が数 cm となるため高い分解能での目標検出が可能になる。近年、自動運転に向けた各種センサ技術の開発が進んでおり、ミリ波レーダはカメラ、LiDAR などの光学センサに比較して、逆光や天候に対する耐性があり、距離の離れた車両や人などの存在や動きを正確に把握できることから多くのメーカーが自動車に搭載している。自動車レーダにおいては、安全に向けた ACC (Adaptive Cruise Control : 車間距離制御) , CMS (Collision Mitigation Brake System : 衝突速度低減システム) 等の ADAS (Advanced Driving Assist System : 先進運転支援システム) が

実用化され普及が急速に進むと同時に、さらに進化した自動運転に向けた研究開発が活発に進んでいる。そのため、デバイスの高機能化、低価格化が進み、自動車のみならず交通監視のインフラセンサや、安心できる高齢化社会に向けた高齢者を見守るライフサポートシステムへの展開も進んでいる。

これらの応用において目標検出はもっとも基本となる機能であり、その精度向上については応用の進展とともに継続的な研究が求められる。

1.2 研究の目的と課題

本研究では、多周波ステップレーダを基盤技術とした目標検出の信号処理技術の開発を目的とし、実環境でも高精度な目標検出を可能とし幅広い応用に対して信頼性の高いレーダシステム構築が可能な技術開発を目指す。

高精度な目標検出の実現においては、検出の妨げとなる不要波干渉を抑圧し、目標を高分解能で検出可能な信号処理技術の開発が重要な課題となる。

高分解能化に関しては、レーダを広帯域化してメインビームの先鋭化する多くの研究開発がされている。単純な広帯域化は、雑音の影響を受けやすくなり目標の検出距離の確保が困難になるが、それを解決して広帯域幅を実現する多周波ステップ方式 [2]-[4] が提案されている。しかし、近接する振幅差が大きい複数目標が存在する環境においては、広帯域化のみならず目標相互の干渉を抑圧した高精度な目標検出が重要な課題となる。

また、レーダ正面のみならず周囲環境の把握が求められる応用においては、2次元において高精度な目標検出を可能とする技術開発が課題となる。実用に向けては、受信機のアナログフィルタの影響などの誤差に対する耐性や信号処理の高速化の配慮が重要である。本研究の具体的な課題は、以下のように大別される。

- (1) 不要波干渉を抑えた高精度な目標検出
- (2) 目標分解能向上に向けたレーダの超広帯域化と高精度な自動目標検知

(3) 周囲環境の把握のための2次元による高精度な目標検出

本研究においては、多周波送信による高分解能と、狭い受信機帯域により 200m 以上の検出距離を低処理負荷で実現する「多周波ステップレーダ」を基盤技術とし、このレーダ方式の利点を継承しこれら課題の解決に取り組む。

- (1) 不要波干渉抑圧については、レーダの運用環境に存在する様々な静止物からの不要反射波（クラッタ）による干渉の抑圧が課題となる。クラッタの影響を低減する従来方法として、PDF（Pulse Doppler Filter）や MTI（Moving Target Indicator）があるが、目標とクラッタの相対速度が小さい時、両者の分離が困難で目標検出に問題がある。例えば、車載レーダで歩行者を検出する時、路側の静止物との相対速度が小さいため路側の不要反射波によって歩行者検出が困難になる。この課題を解決する方法として、移動目標検出のための地面や海面からの静止クラッタを抑圧する時空間適用信号処理である STAP（Space Time Adaptive Processing）[5][6]が、航空機搭載の側方監視レーダにおいて多数報告されている[7]-[11]。STAP は処理するデータ量が多く計算処理負荷の低減が課題であるが、前方監視向けに処理データ量を大幅に削減可能な ELD-STAP[12]が提案されている。本研究では、「多周波ステップレーダ」と ELD-STAP を融合した信号処理方式を開発する。前方監視 STAP は、クラッタ環境が IID（Independent and Identically Distributed）条件が成立しないことにより十分な抑圧性能を得ることが困難とされており[13]、本研究では、前方監視 ELD-STAP を前方が主な監視対象となる車載レーダに応用した時の IID 条件について検討し、多周波ステップレーダと融合した ELD-STAP の車載適用に対する有効性をフィールド実験により検証する。また、この信号処理によるクラッタ抑圧で検出された目標について、歩行者と車両の判別を行う方法について述べる。
- (2) レーダの超広帯域化については、近年、ミリ波レーダにおいて超広帯域幅（79GHz 帯の 4GHz 幅）が活用可能となり、超広帯域を有効活用することにより

高分解能な目標検出を期待できる。単純に現状の受信機の帯域幅を拡大した場合、超高速 A/D 変換器 (8GHz, 16bit) や高速信号処理が必要となり安定性を含め現状では課題が残る。また、瞬時帯域幅が広くなることにより雑音の影響を受けやすくなり目標の検出距離を確保しにくくなるという問題がある。多周波ステップ方式では、広帯域幅 (500MHz~1GHz 幅) において多周波送信による高分解能と、数 10MHz の瞬時帯域幅による 200m 以上の検出距離が実験的に実証されている[3][15]。本研究では、この多周波ステップ方式の利点を継承し、超広帯域幅 (4GHz 幅) への拡張方式として二つの方式を開発する。また、超広帯域化された多周波ステップ方式による目標自動検知法を開発する。目標自動検知の従来技術として CFAR アルゴリズムがある。クラッタエネルギーの変動に応じて検出しきい値を調整する CFAR では、例えば、反射の大きな車両の傍に歩行者が存在する場合、歩行者が車両のサイドローブに埋もれ検出できないという問題が考えられる。超広帯域化においては、帯域幅に相当した高分解能な狭いメインローブの実現だけではなく、サイドローブによる近接目標間干渉に対する対策も重要な課題となる。

第一の超広帯域化方式は、基盤技術である瞬時帯域幅が数 10MHz の多周波ステップレーダを超広帯域内に複数配置してノンコヒーレントなそれぞれの帯域信号をコヒーレント合成して超広帯域化を図る「離隔周波数コヒーレント合成」方式である。離隔した帯域信号を合成する従来方式として、レーダの離隔帯域間の信号を補間して高分解能化する手法が提案されている[31]。しかし、事前の目標距離推定が必要であり、目標間干渉の影響を受けた推定誤差を含み最終的な推定値に対して誤差要因となる可能性がある。本研究では、近接目標間干渉を回避し高精度に位置推定を行う方式として「再帰的信号減算周波数推定法」[16]を利用した離隔帯域信号をコヒーレント合成する方式を開発する。

第二の超広帯域化方式は、一つのレーダで多周波ステップ数を押さえつつ超広帯域をカバーした周波数ステップ配置を実現する方式である。本方式では、ステップ数削減のためのステップ間引きに起因するアンビギュイティによる検知可

能な距離や速度の範囲（距離視野，速度視野）の狭小化への対応が課題となる．本研究では，超広帯域幅を実現しつつ距離・速度視野を拡大する多周波ステップ方式を開発する．また，上記視野拡大に伴うサイドローブ上昇による近接目標間干渉に対して上記「再帰的信号減算周波数推定法」により干渉の影響を回避するとともに，受信機のアナログフィルタの影響などの定式化困難な誤差に対して従来の CFAR では実現困難なロバストな目標自動検知法を開発する．

- (3) 周囲環境の把握については，前方のみならず前側方を含めた 2 次元による目標検出に取り組む．人工衛星や航空機によるリモートセンシングにおいて，合成開口レーダ (SAR) [1]が用いられている．これらは，移動プラットフォームによる受信データの蓄積，合成により結果的に大開口によるアジマス方向の分解能を得ることが可能である．車載レーダの場合，路側の目標や障害物の検出は重要である．SAR は大開口アレイレーダを使うことなく単レーダで目標の高精度な方位検出が可能になることから，自動車を移動プラットフォームとした SAR による前側方監視は大きなメリットがある．本研究では，多周波ステップレーダによる前側方監視 SAR 信号処理方式の構築を行う．多周波ステップ方式による SAR 処理の実現においては，異なる送信周波数によるドップラーシフトの補正と移動に伴う合焦の劣化を補正する方式開発が課題となる．その際，重要な課題の一つである処理の高速化技術を開発する．

表 1.1 に現行技術と本研究の研究課題を示す．次世代レーダ方式として期待できる多周波ステップ方式の利点を継承し以上の課題解決を行うことにより，レーダの運用環境での誤検出を抑えて高精度な目標検出を行うことが期待できる．このことは，様々な用途における運用環境においてミリ波レーダの幅広い展開を可能とするものである．

表1.1 現行技術と本研究の研究課題

	研究分野の背景		基盤技術と未達成の研究課題			本研究に基づく成果	
	現行技術	運用上の課題	基盤技術	基盤による達成レベル	未達成の研究課題	提案法	達成成果
クラッタ抑圧 (2章)	<ul style="list-style-type: none"> PDF MTI 	<ul style="list-style-type: none"> 目標とクラッタの相対速度小のとき、分離が困難 	多周波ステップ(MFS)方式	—	<ul style="list-style-type: none"> 時空間信号処理のMFS方式との融合方式開発 右記の達成 	<ul style="list-style-type: none"> MFS方式によるELD-STAP信号処理法 	<ul style="list-style-type: none"> 実環境での分離性能の実現 高判別率の達成
超広帯域化 (3章)	<ul style="list-style-type: none"> パルスレーダ パルス圧縮レーダ FastFMCW 	<ul style="list-style-type: none"> 超高速A/Dが必要 探知距離が短縮 		<ul style="list-style-type: none"> 広帯域(500MHz)狭帯域幅A/Dで、分解能・探知距離を達成(ただし、超広帯域(4GHz)では未達成) 	<ul style="list-style-type: none"> MFSの超広帯域化 複数MFSレーダの帯域間合成法の構築 右記の達成 	<ul style="list-style-type: none"> MFS方式の離隔帯域コヒーレント合成信号処理法 	<ul style="list-style-type: none"> 超広帯域で高分解能化 近接小目標の高精度検出
		<ul style="list-style-type: none"> 帯域間合成 			<ul style="list-style-type: none"> 近接目標による推定誤差の可能性 		
超広帯域化と自動検知 (4章)	<ul style="list-style-type: none"> CFAR 	<ul style="list-style-type: none"> 近接小目標が検出不可 			<ul style="list-style-type: none"> MFSの超広帯域化 アナログ系誤差耐性 右記の達成 	<ul style="list-style-type: none"> 超広帯域ランダムMFS変復調方式 自動検知信号処理法 	<ul style="list-style-type: none"> 超広帯域で高分解能化 速度・距離視野の拡大 近接小目標の高精度検出 アナログ系誤差対応
2次元目標検出 (5章)	<ul style="list-style-type: none"> 側方監視SAR 	<ul style="list-style-type: none"> 前側方監視の実現 		—	<ul style="list-style-type: none"> MFS方式における前側方監視SARの構築 右記の達成 	<ul style="list-style-type: none"> MFS方式による前側方監視SAR信号処理法 	<ul style="list-style-type: none"> 前側方(2次元)高精度目標検出 高速化

1.3 論文の構成

本論文の構成を以下に述べる. 第 2 章で不要波干渉抑圧による目標検出の高精度化, 第 3~第 4 章でレーダの超広帯域化と高精度な自動目標検知, 第 5 章で二次元目標検出の高精度化について述べ, 第 6 章を全体のまとめとする.

第 2 章では, 多周波ステップ方式と STAP の計算負荷を低減した ELD-STAP[12]を融合した車載レーダの前方監視における不要反射波抑圧手法について述べる. 路側に植込みやガードレールがある一般道路や草地などのクラッタ環境において道路を横断する歩行者の多数のフィールドデータによる抑圧性能の評価結果を示し, ELD-STAP 処理結果の特徴量を使った歩行者と車両の判別法を示し判別性能評価結果を示す.

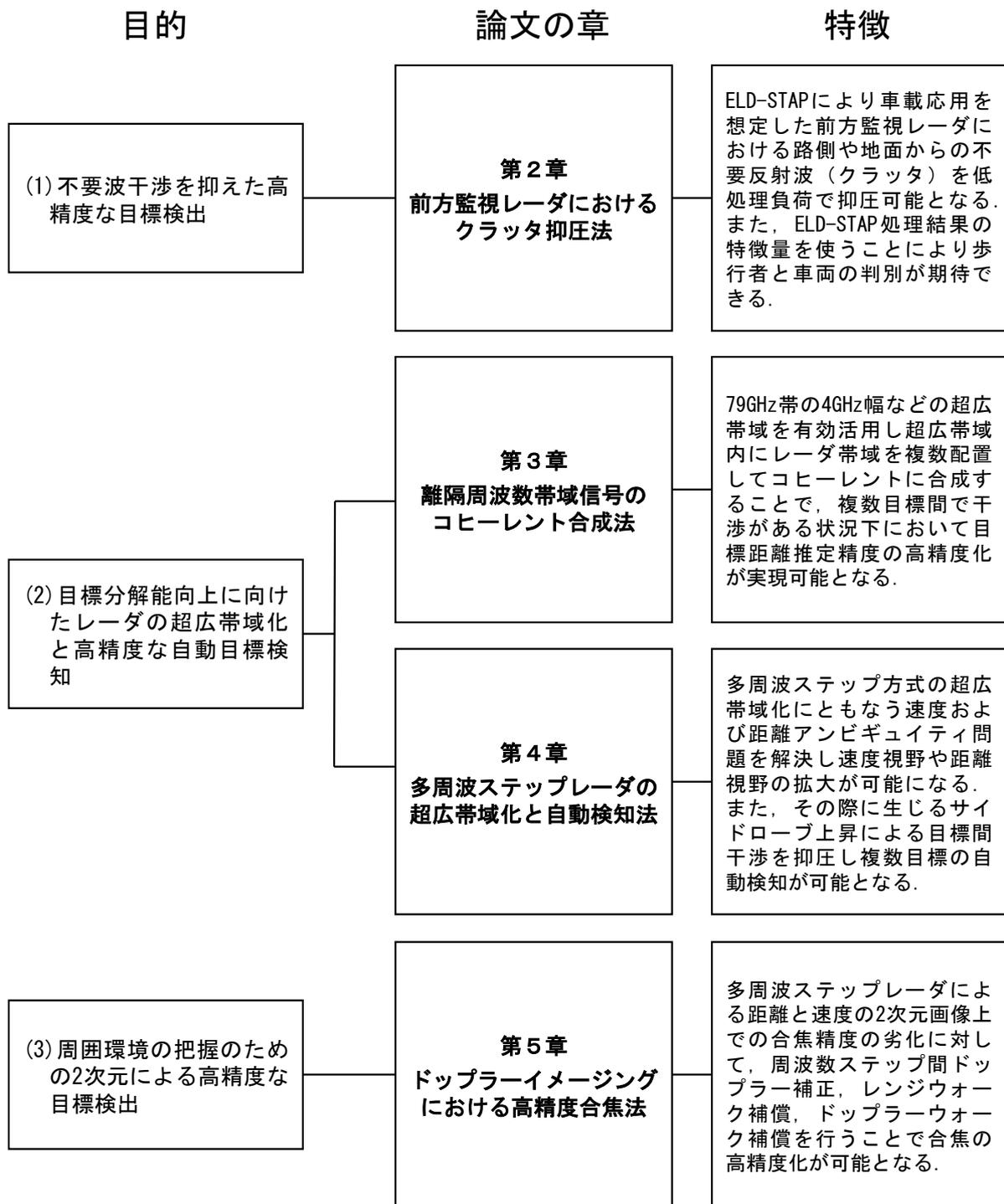
第 3 章では, 79GHz 帯の超広帯域 (4GHz 幅) を有効活用し多周波ステップレーダを超広帯域内に複数配置することによる目標検出の高精度化について述べる. 具体的には, 離隔した複数周波数帯域の観測信号をコヒーレントに合成するとともに, 複数目標間で干渉がある状況下において高い目標距離推定精度を実現する「離隔周波数コヒーレント合成法」を提案する. また, 本合成法の目標距離推定精度に対する Cramer-Rao Lower Bound (CRB)を導出し[17], 推定精度のシミュレーションによる統計評価と CRB の比較考察結果を示す.

第 4 章では, 超高帯域化した多周波ステップ方式による目標自動検知法を提案する. 超広帯域化にともなう速度および距離アンビギュイティ問題を解決した速度視野や距離視野の拡大方法と, その際に生じるサイドローブ上昇による目標間干渉を回避するとともに受信機の LPF の影響などの定式化困難な誤差に対してロバストな自動検知法を開発する. 開発方式に対して推定精度のシミュレーションによる統計評価と CRB の比較考察結果を示す.

第 5 章では, 車載レーダ応用として, 自動車を移動プラットフォームとしたドップライメージングによる二次元目標検出の高精度化について述べる. 多周波ステップ

レーダによる距離と速度の2次元画像(RV マップ)上での合焦精度の劣化に対する、周波数ステップ間ドップラー補正、レンジウォーク補償、ドップラーウォーク補償の方式と、フィールドデータによる合焦性能の結果を示す。また、補償方式の高速化について述べる。

最後に第6章として本研究で得られた成果を総括するとともに、今後の課題と展望について述べる。



1.4 レーダ技術の目的と課題

本節では、本研究の課題である目標検出の信号処理において関連するレーダ技術の目的と課題について述べる。ミリ波レーダにおける各種変調方式について概説し、本研究の目標検出信号処理において基盤技術となる多周波ステップ方式について述べる。また、目標検出において課題となるクラッタ抑圧および高分解能化に関する従来技術について述べる。

1.4.1 変調方式

レーダは、”Radio Detection And Ranging”の略語で、電波を目標に向けて放射し、その反射を捉えて目標の距離、速度、方位を測定するものである。距離・速度検出においては、パルス方式と FMCW(Frequency Modulated Continuous Wave)方式が広く使われている[18][19]。

(1) パルス方式

パルス方式は、パルス変調された短パルス信号を送信し、反射信号が受信されるまでの遅延時間 τ を測定して、 c を光速とすると距離 R は式(1.1)で求められる。

$$R = \frac{c\tau}{2} \quad (1.1)$$

速度 v については、送信パルスを一定の周期で繰り返し送信し、ドップラー効果により反射信号に生じる周波数偏移をフーリエ変換して得られるドップラー周波数 f_d と波長 λ から式(1.2)で求められる。

$$v = \frac{\lambda f_d}{2} \quad (1.2)$$

パルス方式における信号処理では距離ビンと周波数ビンのそれぞれの領域において信号の処理が施されるため、CW (Continuous Wave)方式に比べて干渉に強く、高い信号分離性能が得られる[18]。

(2) FMCW 方式

FMCW 方式は、周波数が線形に変化するように周波数変調した信号を送信し、送信信号と反射波の受信信号を干渉させてビート信号を発生させ、その周波数を検知する方式である。図 1.1 に示すように周波数が線形に増加するように周波数変調した Up-Sweep 信号と周波数が線形に減少するように周波数変調した Down-Sweep 信号を交互に目標に向けて送信する。目標からの反射信号を送信信号の一部とミキシングすることで周波数 f_{up} と f_{dn} のビート信号が得られる。周波数 f_{up} , f_{dn} は式(1.3), (1.4)で示すように、伝搬による遅延時間で生じる周波数 f_r とドップラー周波数シフト f_d の和または差となっている。

$$f_{up} = f_r - f_d \quad (1.3)$$

$$f_{dn} = f_r + f_d \quad (1.4)$$

この時、 f_r と f_d は次の二つの式(1.5), (1.6)から計算することができる。

$$f_r = (f_{dn} + f_{up})/2 \quad (1.5)$$

$$f_d = (f_{dn} - f_{up})/2 \quad (1.6)$$

f_r は目標までの距離に比例し、 f_d は物体との相対速度に比例するために、FMCW 方式では目標が 1 つの場合には一度の測定で距離と相対速度を同時に測定できる[18]。

一般に、同じ距離分解能を得るために必要な FMCW 方式の受信帯域幅はパルス方式に比べて小さくなり、信号処理速度はパルス方式に比べて低速ですむ。しかし、複数の目標からの反射信号を同時に受信した場合、この方式では同時に検出された複数の f_{up} と f_{down} の組み合わせの中から目標に対応する周波数を特定するペアリング処理が必要となり、信号処理が複雑になる。また、この方式では遠方にある小目標の受信信号が近くにある不要物体からの反射信号に埋もれ探知が困難となるいわゆる CW 方式に共通の遠近問題を抱えていることが課題である。

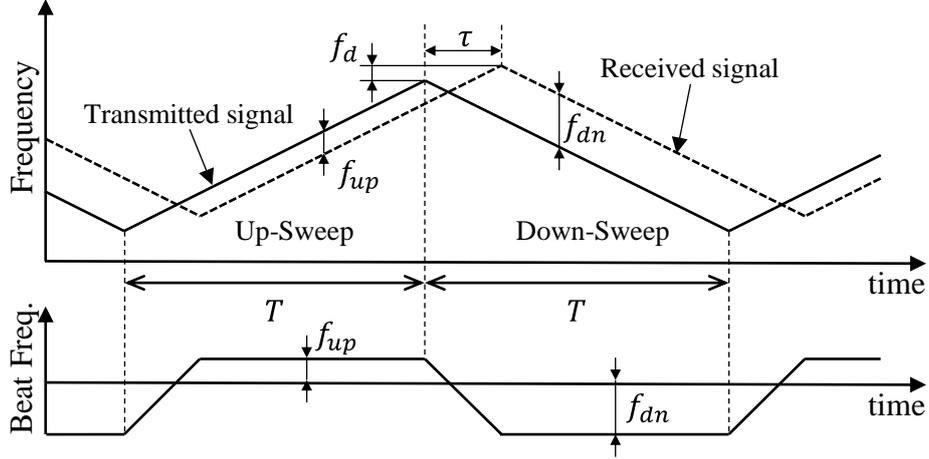


図1.1 FMCW 方式による測距

(3) 2 周波 CW 方式

2 周波 CW 方式は、図 1.2 に示すように、少しだけ周波数の離れた 2 つの周波数 f_1 、 f_2 を時分割送信し送信周波数 f_1 の区間では周波数 f_1 で、送信周波数 f_2 の区間では周波数 f_2 のローカル信号でミキシングする[20]。ミキシング後の出力信号はそれぞれ、

$$Beat_{f_1}(t) = \exp\left(-j2\pi\left(\frac{2}{\lambda}v \cdot t + \frac{2R}{c}f_1\right)\right) \quad (1.7)$$

$$Beat_{f_2}(t) = \exp\left(-j2\pi\left(\frac{2}{\lambda}v \cdot t + \frac{2R}{c}f_2\right)\right) \quad (1.8)$$

と書かれる。 f_1 と f_2 の周波数差は非常に小さいので、同じ目標からの受信信号は同じドップラー周波数 $f_d (= 2v/\lambda)$ として観測される。このとき、目標の相対速度 V は $V \equiv f_d \cdot c/2 \cdot f_1 = f_d \cdot \lambda_1/2 (\cong f_d \cdot \lambda_2/2)$ である。よって、ビート信号をフーリエ変換しフーリエ変換出力の値がピークとなる周波数から前記ドップラー周波数が、また目標距離はその周波数成分の位相差 $\Delta\varphi$ を用いて、

$$R = \frac{c \cdot \Delta\varphi}{4\pi(f_2 - f_1)} \quad (1.9)$$

から求められる。このとき、位相差より距離を推定する原理に基づくため、位相の折り返し、すなわち距離にアンビギュイティが発生しないためには、要求する最大距離視野と送信周波数差が以下の式(1.10)を満たす必要がある。

$$R_{max} < \frac{c}{2(f_2 - f_1)} \quad (1.10)$$

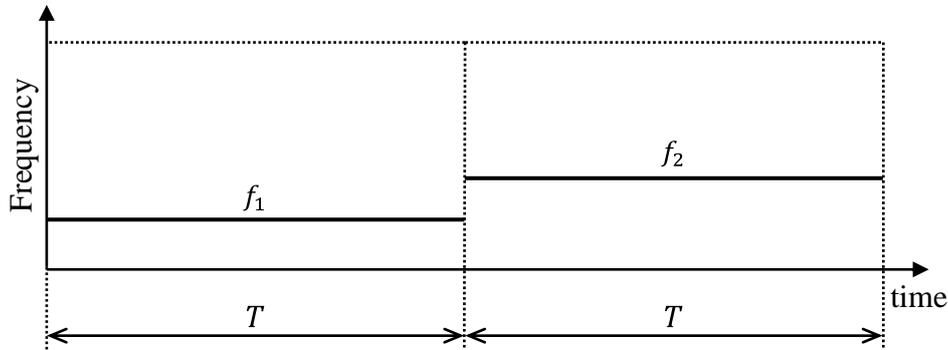


図1.2 2周波 CW 方式

2周波 CW 方式は、狭い占有周波数帯域幅および比較的低速の信号処理にて、相対速度および距離が計測できる方式である[20]。しかし、等速の複数目標が存在する場合、多重環境となりピーク周波数成分の位相差による測距法では誤作動が生じるといふ原理的な課題がある。

(4) 多周波ステップ方式

本論文は、レーダ変調方式として処理負荷、近距離クラッタ影響、ペアリング問題、距離アンビギュイティ問題を解決可能な「多周波ステップ方式」を基盤技術としている。他の変調方式を概説しながら多周波ステップ方式の特徴について述べる。

CW レーダ方式として、低速の受信機で距離と速度が計測できる図 1.3 に示す FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) 方式が車載レーダにおいて広く採用されている。「FMCW 方式」は、低速の信号処理で探知距離が長いものの、Up-Sweep と Down-Sweep のペアリングの問題、および送信波の受信系への干渉や近距離のクラッタの影響を受けやすいという問題がある。後者の問題に対して、図 1.3 に示す FMCW 方式をパルス化し送信と受信のアイソレーションを図った図 1.4 に示す Interrupted FMCW 方式 (ここでは「FMICW 方式」と呼ぶ) がある[20]。「FMICW 方式」は上記

機能に加え，送受アンテナの共用が可能で軽重量化，低コスト化が可能であることから宇宙搭載 SAR への利用が提案されている[21][22].

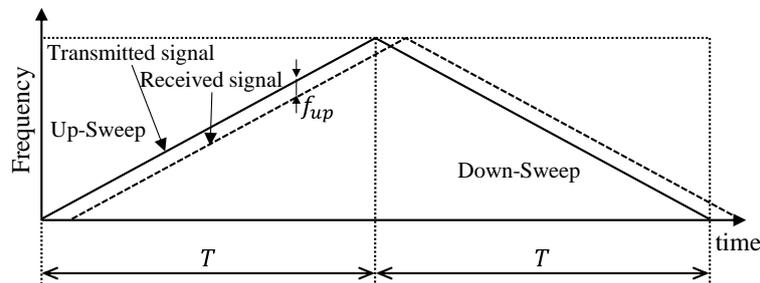


図1.3 FMCW 方式

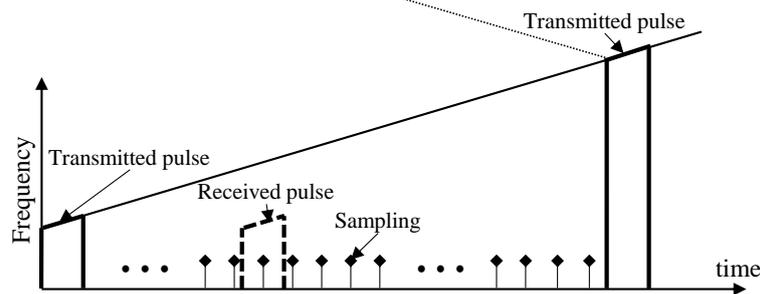
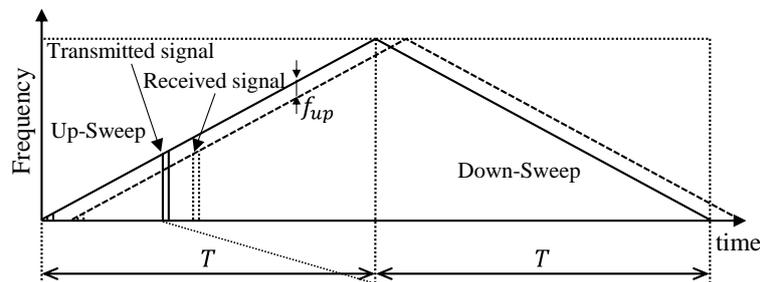


図1.4 FMICW 方式

「FMCW 方式」を周波数ステップ化した方式が図 1.5 に示す「Step-Chirp 方式」であり[20]，その周波数ステップを 1CPI (Coherent Processing Interval) 内で高速に切り替え繰り返すことで，速度計測と距離計測を分離しペアリングが不要な紐付けされた距離，速度を計測可能な方式が「多周波ステップ CW 方式」[23]である．しかし，距離計測が位相差であるため， 2π の折返しによる距離のエリアシング (アンビギュイティと呼ぶ) が避けられない．一方，ペアリング問題や近距離クラッタに対応可能な方式としてパルス方式があるが，パルスレーダ方式は送信デューティが小さく探知距離が短いという欠点があり，またパルス圧縮レーダでは高速の信号処理が必要であり処理負荷が大きいという課題がある．

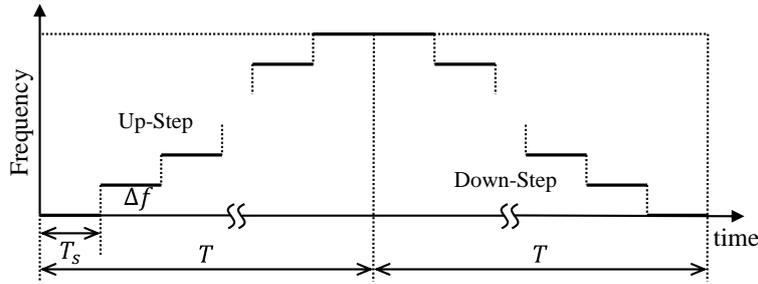


図1.5 Step-Chirp 方式

このことから、処理負荷、近距離クラッタの影響、ペアリングまたは距離アンビグエィティの問題を解決する方式として前記「多周波ステップ CW 方式」をパルス化した図 1.6 に示す「多周波ステップ ICW (Interrupted CW) 方式」が提案されている[24].

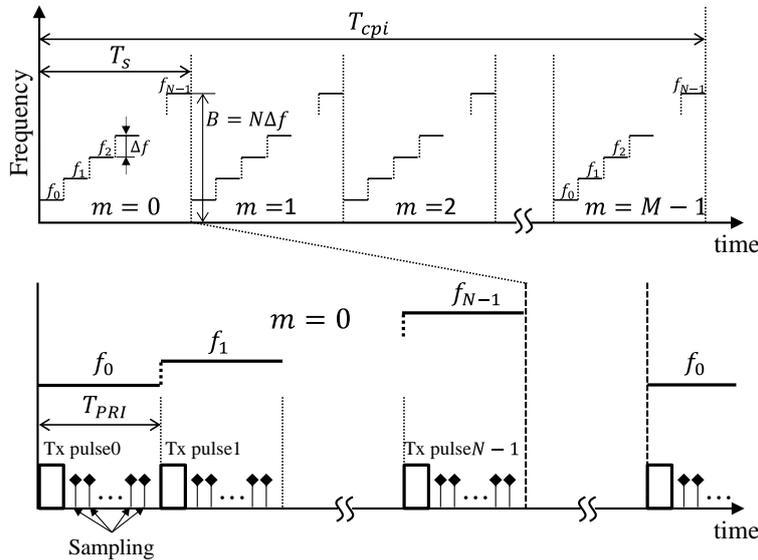


図1.6 多周波ステップ ICW 方式

この方式では、相対速度の大きい目標に対する速度視野確保のため一つの観測時間内に比較的少ない周波数のステップを繰り返し、その周波数ステップが時分割であることによる各種位相補償（スタート時間差やドップラー周波数等による位相差）を施すことで、目標速度・距離推定が簡易な FFT の組み合わせにより可能である。また、目標との相対速度がより大きく、送信周波数によるドップラー周波数の差が問題となる場合も、パルスドップラー処理を FFT から DFT に置き換えることで対処可能である[25]. この方式をもとに、送信波を LFM パルス圧縮波とし送信デューティを向上させて探知距離を延伸する方式が、多周波ステップ LFM 方式である[26].

さらに、この方式に対し送信デューティを向上させて検知距離を延伸し短符号長で優れた距離サイドローブ特性を得る CPC (Complementary Phase Code) 符号パルス圧縮を用い、位相差を用いた距離推定 (合成帯域法) と融合させた図 1.7 に示す「多周波ステップ CPC 方式」が提案されている[3][4]。時分割で 2 つの相補となる CPC 符号の送信と複数個の送信周波数切り替えを行い、受信時に送信周波数毎に復調する。距離サイドローブのない完全自己相関が得られる 2 つの CPC 符号を使ったパルス圧縮信号を距離ゲートとすることで、位相を用いた合成帯域法による距離アンビギュイティを抑えることができる。受信信号をパルス圧縮処理した後ドップラー周波数推定を行う。時分割送信によるドップラーシフトに対する位相補正処理を行い、相補の CPC 受信信号の加算により距離サイドローブを抑圧する。距離ゲートにより距離アンビギュイティが抑えられた複数ステップの受信信号を周波数方向の位相差を用いた合成帯域処理をする。これら一連の処理により、送信帯域幅と比較して狭受信機帯域幅で探知距離を確保しつつ高距離分解能の実現が可能である。また、これらの性能は実験的にも実証されている[3][15]。

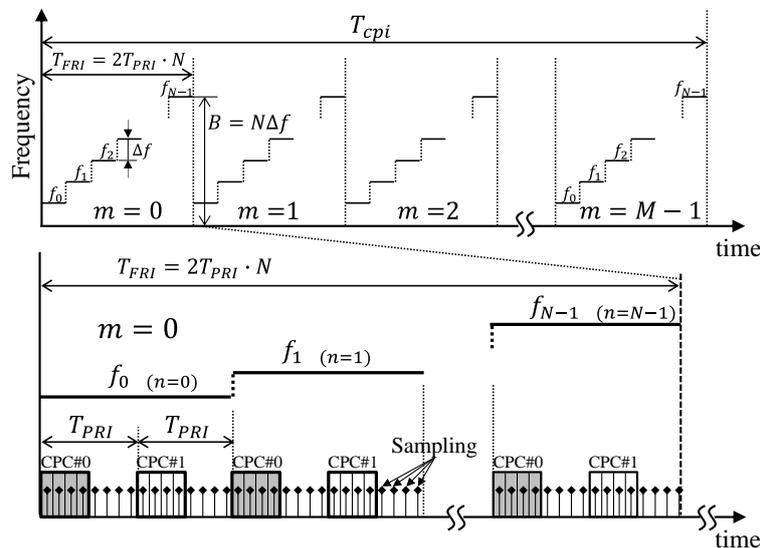


図1.7 多周波ステップ CPC 方式

この多周波ステップ方式をより広帯域化 (たとえば 79GHz 帯の 4GHz 幅等) を図ることで、超高帯域幅による距離分解能の向上が期待できる。この場合、受信機帯域幅が狭いことによる低処理負荷や探知距離確保などの利点がより生かされる一方で、速

度アンビギュイティや距離アンビギュイティによる速度・距離視野低下への対応が課題となる。

本論文では，図 1.6，図 1.7 に示すように N 個の送信周波数を時分割で切換え，各周波数ステップにおいてパルス波による送受信を行い，この N 周波数の切換えシーケンスを 1CPI において M 回繰り返すレーダ方式を「多周波ステップ方式」としこの方式を用いたレーダを「多周波ステップレーダ」と定義する。

1.4.2 クラッタ抑圧技術

レーダの受信波には，目標からの反射波（所望波）だけでなく，海面，地面，雨雪等からの反射波（クラッタ）や他レーダからの送信波（干渉波）等の不要波が混在し，その不要波の影響を受けて，目標検出性能が劣化する．クラッタ抑圧法としては，MTI（Moving Target Indicators）[18][19]や STAP（Space-Time Adaptive Processing）[5][6]などのように目標とクラッタのドップラー周波数の違いを利用したデジタルフィルタを使う方法がある。

(1) MTI（Moving Target Indicator）

MTI は，クラッタと移動目標信号のドップラー周波数差が大きく異なることを利用して，ドップラー周波数 0 付近に深い阻止域（ヌル）を形成するフィルタによりクラッタを抑圧し，目標信号を抽出することができる[18][19]．クラッタ反射源がほぼ固定している地面や海面などからのクラッタを抑圧するのに用いられている．MTI は，パルスレーダのパルス繰り返し周期 PRI（Pulse Repetition Interval）だけ受信信号を保持できる遅延素子を z^{-1} と表すとき，クラッタを抑圧する最も簡単なフィルタの伝達伝達 $H_1(z)$ は次式で与えられる。

$$H_1(z) = 1 - z^{-1} \quad (1.11)$$

$H_1(z)$ はヌルを 0 ドップラー周波数に持つハイパスフィルタとして働き，レーダ受信信号に含まれる地面からの反射エコーであるグラウンドクラッタのようにドップラー

周波数が 0 付近の静止クラッタを抑圧することができる。海面を反射源とするクラッタは、海面状態によってスペクトル帯域幅が広がることがある。そのような場合は、 $H_1(z)$ のフィルタを多段縦続接続して多重化することで、クラッタ抑圧性能を高めることができる。M 個の MTI を縦続接続した M 次の MTI の伝達関数 $H_M(z)$ は次式で与えられる。

$$H_M(z) = (1 - z^{-1})^M \quad (1.12)$$

MTI を多段構成にするほど阻止域幅が広くなり、かつ阻止域減衰量が大きくなってクラッタ抑圧性能が高くなる傾向があり、グラウンドクラッタの反射源のゆらぎや移動速度が遅い海面からのシークラッタをある程度抑圧することができる。しかし、フィルタの零点を多重化させることのみで、阻止域減衰量を調整していることになり、次数が高い MTI は、高いクラッタ抑圧性能を示すが、通過帯域幅が狭いという欠点がある。すなわち、MTI によってクラッタが抑圧される一方で、目標信号も MTI 処理によって減衰する可能性が高いという課題がある。

(2) STAP (Space-Time Adaptive Processing)

STAP はアレーアンテナで受信した時間方向（パルス方向）と空間方向（アンテナ方向）の二次元計測データを用いてクラッタや干渉波などの不要波の抑圧を行う時空間適応処理である[5][6]。クラッタ抑圧信号処理として時間方向のドップラーフィルタと角度方向のビームフォーミングを縦続処理する方法があるが、歩行者のように移動速度が非常に遅い目標の場合、地面からの静止クラッタの干渉を受けて検出が困難になる。STAP は時間および空間の適応フィルタリングにより目標とクラッタの相対速度が近接する状況に対しても目標検出を可能にすることができる。

図 1.8 に側方監視レーダのジオメトリを示す。P は目標または地面クラッタの反射点、V はレーダ搭載プラットフォームの移動速度である。側方監視ではアレーアンテナは x 軸と平行に移動する。図 1.9 は側方監視レーダの空間スペクトルで直線状にヌルが形成される。図 1.10 は前方監視レーダのジオメトリで、アレーアンテナが y 軸と平行に移動する点が側方監視と異なる。図 1.11 は前方監視レーダの空間スペクトルで

円弧状にヌルが形成される。

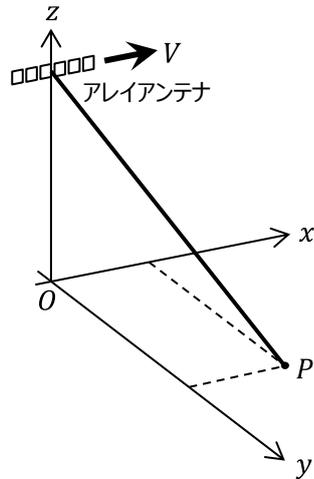


図1.8 側方監視のジオメトリ

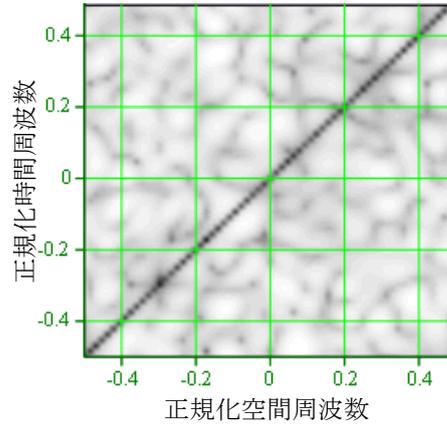


図1.9 側方監視の空間スペクトル

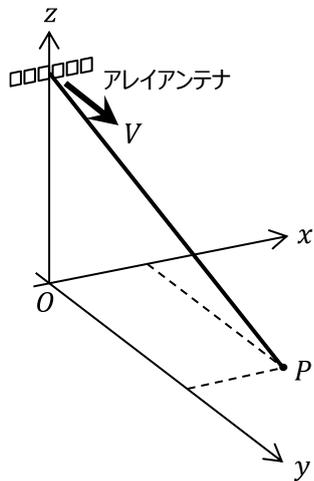


図1.10 前方監視のジオメトリ

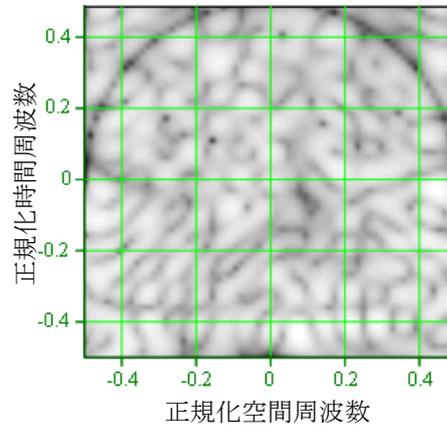


図1.11 前方監視の空間スペクトル

STAPにおける2次元時空間適応フィルタ(図1.12)は、各アレイ素子に時間方向フィルタの遅延素子 z^{-1} が連なる構成である。STAPの入出力の信号対クラッタ電力比(S/C)を最大とするMSN(Maximum Signal to Noise Ratio)アルゴリズムにより、2次元適応フィルタウェイト \mathbf{w} を求める。ウェイトは、クラッタ相関行列 \mathbf{R}_c の逆行列と所望目標の空間ステアリングベクトル \mathbf{s} から式(1.13)で与えられる。

$$\mathbf{w}_{\text{eld}}(\varphi) = \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{s}_{\text{eld}}(\varphi) \quad (1.13)$$

2次元適応フィルタであるSTAPは、データベクトルの次元数が大きいと計算処理負荷が大きいためベクトル次元数の低減が課題となる。

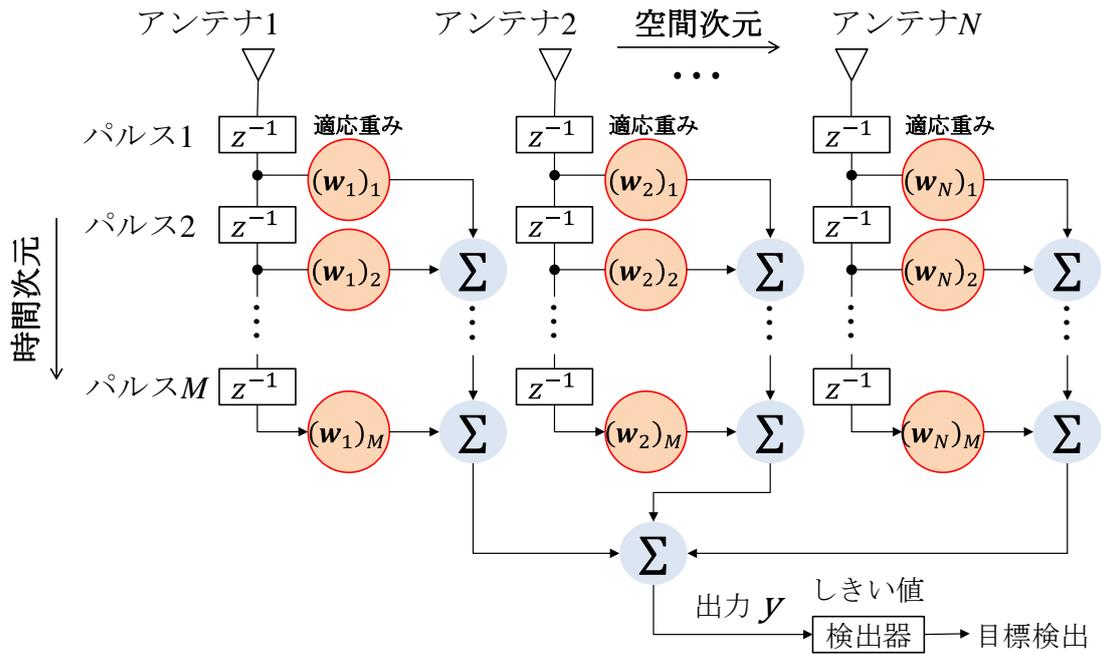


図1.12 時空間適応フィルタ

1.4.3 目標自動検知技術

(1) CFAR アルゴリズム

目標検出において、レーダの受信信号が目標であるかクラッタであるか検出器の出力で判定する必要がある。CFAR (Constant False Alarm Rate) アルゴリズムは、ターゲットテストセルのクラッタエネルギーを推定し、テストセルのさまざまな位置でのクラッタエネルギーの変動に応じて検出しきい値を調整する[18]。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。前者の代表例として、クラッタ振幅がレイリー分布に従うことを仮定する log CFAR や、クラッタ振幅がワイブル分布に従うことを仮定するワイブル CFAR などがある。また、適応性能を高めた CFAR として、統計量の急激な局所的変化に対応した GO-CFAR や間隔の狭い目標の抑制を防止した SO-CFAR が提案されている。さらに、値を順序付けて選択することにより複数の目的の存在に対してより良い応答を実現する OS (Order Statistic) CFAR 提案されている[27][28][29]。

OS-CFAR アルゴリズムを図 1.13 に示す。OS-CFAR は、テストセルの前後にガードセルとその外側にリファレンスセルを設け、リファレンスセル内の振幅値を式(1.14)のように小さい順に並べ替えたときの所定の K 番目のセル値を取り出し、式(1.15)に従いそのセル値にしきい値係数 α を乗じることによってしきい値 T_{OS} を設定する。テストセルの振幅値と比較してしきい値を越えた場合のみこの振幅値を目標として出力する。

$$x_1 \leq \dots x_K \leq \dots x_M \quad (1.14)$$

$$T_{OS} = \alpha \cdot x_K \quad (1.15)$$

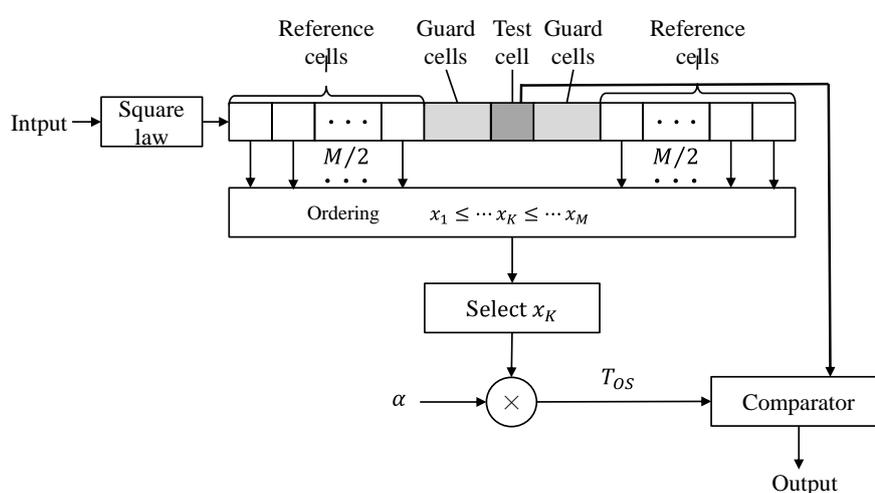


図1.13 OS-CFAR アルゴリズム

ただし、CFAR は目標からの受信信号がピーク状になっていることを前提として目標検出を行っているため、複数目標が近接するような場合は振幅の大きな目標のサイドローブを誤検知してしまうという課題がある。

1.4.4 高分解能化技術

(1) マルチバンド合成

目標の距離分解能改善に向けて、複数のサブバンドを合成する超広帯域 (UWB) 化について多くの提案がされている。単一のレーダシステムを非常に広い帯域幅で動作させることは困難であるが、互いにインコヒーレントな複数帯域を合成することで超広帯域幅を実現することができる。複数帯域の合成における主な課題は、すべてのイ

ンコヒーレントな帯域間で正確なコヒーレント処理を実現することと帯域間のギャップを埋めることである。帯域信号が、異なるレーダシステムで受信される場合、時間遅延、振幅などが異なるため帯域合成の前に各帯域間のコヒーレント補償が不可欠である。これらの解決法として次のような方法が提案されている。1) Burg 法による自己回帰 (AR) モデルを使用してギャップを補間する方法, 2) CLEAN 法を用いて信号に対して正弦波のフィッティングと減算を繰り返してコヒーレント処理をする方法, 3) APES 法と CAPON 法を組合わせて帯域信号の振幅・位相の推定とギャップの補間をする方法などが提案されている[30]。また, MIT リンカーン研究所では, 離隔したインコヒーレントな複数帯域からのコヒーレント処理として, 全極モデルとルート MUSIC で推定した AR モデルをベースとした帯域間の補間, 外挿方法を提案している (図 1.14, 図 1.15) [31]。

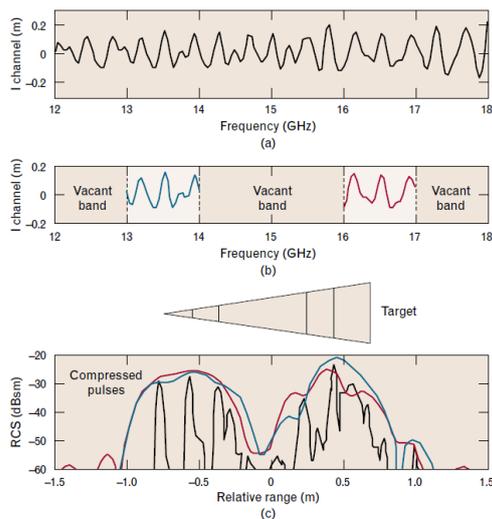


図1.14 UWB レーダ測定値

(a)フルバンドによる目標応答の非圧縮パルス。
 (b)サブバンドによる目標応答。(c)スパースサブバンド (青, 茶) およびフルバンドデータセットによる圧縮パルス (黒)

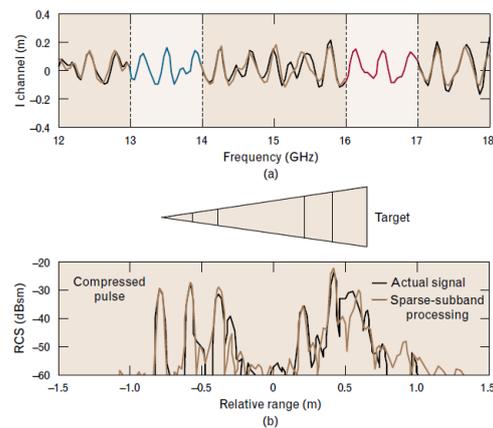


図1.15 推定 UWB ターゲット応答と真の UWB レーダ測定値との比較

(a)予測モデルの非圧縮パルス (茶) と実際の測定値 (黒)。(b)ターゲット上の散乱中心に対応する圧縮パルス

[31]K. M. Cuomo, J. E. Pion and J. T. Mayhan, "Ultrawide-band coherent processing," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 47, no. 6, pp. 1094-1107, June 1999.より引用

この手法では, 離隔した各帯域において複数目標距離を Root-MUSIC により求め, 推定した各目標距離を既知条件として帯域間の信号を補間する複素振幅を推定する。

しかし、複数目標間で干渉がある状況下では、前段の処理で推定された目標距離は目標間の干渉を受けたものであり、この誤差が帯域間補間に用いる距離や複素振幅の推定値に影響を与え最終推定値の誤差要因になる可能性があることが課題である。

(2) 合成開口レーダ

合成開口レーダ (SAR : Synthetic Aperture Radar) [1]は、航空機や衛星などの移動プラットフォームに搭載して観測を行い、合成開口技術とパルス圧縮技術を使って対象の二次元の高分解能画像を得る画像レーダである。SAR は人工衛星や航空機搭載レーダによる地球環境計測等に用いられている。

SAR 信号処理では、距離はパルス圧縮によって、角度は合成開口処理によって高分解能化する。パルス圧縮は一般的に FM チャープ圧縮が利用される。FM チャープ圧縮は、長いパルスを FM 変調して送出し、受信機側ではそれと反対の周波数遅延特性を持ったマッチドフィルタを通すことによって、等価的に幅が狭く、かつ振幅が大きいパルスに圧縮することができる。角度分解能については、一般のレーダでは送受信アンテナのビーム幅によって定まる。ビーム幅はアンテナ開口径に反比例するため、角度分解能を高分解能化するにはアンテナ開口を大きくする必要があるが。しかし、航空機や衛星などに搭載するレーダでは、アンテナ開口径が制約される。SAR では、移動しながら蓄積した受信信号を合成開口処理することによって、大開口の受信アンテナを用いた場合と等価のアジマス分解能を得る。合成開口処理は、プラットフォームが移動することによって地上との相対速度によって生じるドップラー効果による位相の変化が FM 変調と同じ形となることを利用し、これに対してマッチドフィルタ処理することにより高分解能化することができる。この意味で合成開口処理はアジマス圧縮と呼ばれる。高精度の SAR 画像を生成するために多くのアルゴリズムが提案されており、主要なものとしてレンジドップラーアルゴリズム、レンジマイグレーションアルゴリズムやチャープスケーリングアルゴリズムが確立されている[32]。

SAR は、自動車を移動プラットフォームとすることで車載レーダに対して応用することができる。航空機搭載の SAR ではプラットフォームの移動方向の垂直方向（側

方)が監視対象となるが、車載レーダに応用する場合は進行方向(前方)が主な監視対象となる。SARは移動方向正面の監視においてはアジマス分解能が得られず適用できないが、自動車の前側方であればアジマス方向の高分解能化が期待できる。特に車載レーダの場合、路側の目標や障害物の検出が重要であり、目標の高精度な方位検出が開口の大きなアレイレーダを使うことなく単レーダで可能になることからSARによる前側方監視は大きなメリットがある。

距離方向(レンジ方向)の高分解能化については、変調方式として多周波ステップ方式やそれを超広帯域化した方式を適用が考えられる。しかし、帯域幅の広帯域化にともなうドップラー周波数の変化に起因する合成精度の劣化に対処する必要がある。また、SARを車載レーダに応用する場合においては処理速度の向上も課題となる。

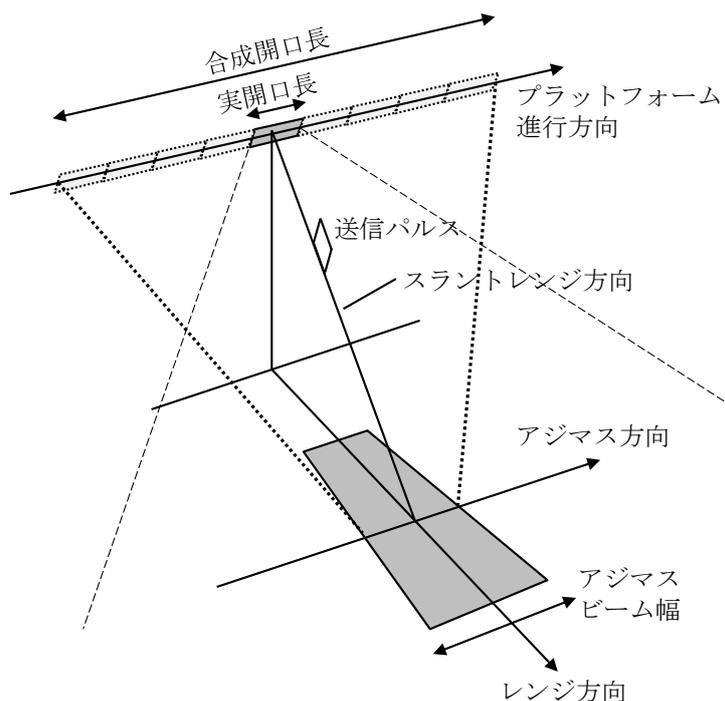


図1.16 合成開口技術による分解能の向上

第2章

前方監視レーダにおけるクラッタ抑圧法

2.1 緒言

本章では、多周波ステップ方式と STAP の計算負荷を低減した ELD-STAP[12]を融合した車載レーダの前方監視における不要反射波（クラッタ）抑圧手法について述べる。目標反射波以外の不要波の抑圧は、実環境における目標検出において重要な課題である。まず、移動目標検出において静止クラッタを抑圧する STAP（Space Time Adaptive Processing：時空間適用信号処理）[5][6]を前方監視向けに発展させた処理データ量を大幅に削減可能な ELD-STAP（Element-Localized Doppler STAP）[12]について述べる。次に、車載応用を想定して路側に植込みやガードレールがある一般道路や草地などのクラッタ環境において道路を横断する歩行者の多数のフィールドデータによる抑圧性能の評価結果を示す。さらに、ELD-STAP 処理結果の特徴量を使った歩行者と車両の判別法を示し判別性能評価結果を示す。

STAP は、航空機搭載の側方監視レーダにおいて地面や海面からのクラッタを抑圧し低速移動目標を検出する手段として多くのフィールドデータを使った解析が報告されている[7]-[11]。一般に、アレイアンテナを用いて時間だけではなく空間の次元も使ってクラッタを抑圧する STAP は、目標検出性能向上のために多くのデータベクトル次元数（＝アレイ素子数×パルス数）を必要とする。STAP ウェイトの計算においてはデータベクトルの逆行列を演算するために膨大な計算量が必要となる。特に、実時間処理が求められる車載を想定した近距離レーダにおいては大きな課題となる。これを解決する前方監視レーダのクラッタ抑圧法として ELD-STAP が提案されている[12]。前方監視においては、クラッタのドップラー周波数はレーダ搭載プラットフォームの速度付近に局在する。ELD-STAP は、Element-Doppler 空間で局在するドップラー周波

数のみを利用することで STAP に比べ大幅にデータベクトルの次元数を削減するとともに計算負荷を小さくすることを可能にする。また、アレイアンテナ素子間に振幅・位相誤差がある場合においても、Element 空間を用いる ELD-STAP はその影響を受けずにクラッタ抑圧を可能とする。

近年、障害物や人間を検知して衝突を回避する衝突予防システムの搭載が進んでいる。車載レーダ技術としてミリ波帯の近距離レーダが活用されているが、路上の人物の検出が求められる応用では路側や地面からのクラッタの抑圧が大きな課題となる。本章では、以下の3点を課題としてとして取り上げる。まず、(1)STAP の前方監視車載レーダへの適用について述べる。航空機搭載の側方監視レーダにおいては、クラッタの時空間スペクトルは目標までの距離に依存しないため STAP により理論的には完全なクラッタ抑圧が可能である。しかし、前方監視レーダではクラッタスペクトルは距離に依存し IID (Independent and Identically Distributed) 条件を満足しないものとなり、この場合の STAP は PDF (Pulse Doppler Filter) と MBF (Multi Beam Forming) のカスケード処理よりも性能上の大きな利点を提供できないと一般に言われている[13]。ここでは、前方監視 STAP の車載レーダへの適用について検討を行う。次に、(2)前方監視車載レーダにおける ELD-STAP によるクラッタ抑圧のフィールドデータ解析について述べる。これまで、航空機レーダに対する STAP の適用については多くの検討がなされフィールドデータを用いた性能評価が報告されているが、車載レーダについてはほとんど報告されていない。そこで、道路上の歩行者を検出することを目的とし、路側に植込みやガードレールがある一般道路や地面クラッタの大きな草地において前方監視のフィールドデータを多数取得した。ここでは、これらのデータを使い ELD-STAP によるクラッタ抑圧性能を評価する。さらに、(3)検出目標である歩行者近傍に車両が存在する場合の歩行者検出法について検討を行う。STAP では、クラッタ環境が IID 条件を満足することが前提となっており[6][14]、IID 条件下ではクラッタをノイズレベルまで抑圧することが可能である。しかし、歩行者近傍に反射電力の大きな車両があった場合には IID 条件が崩れ車両に対して十分な抑圧ができず歩行者との判別

が難しくなる．このような状況における歩行者／車両判別法を考察する．

一方で，ELD-STAP のクラッタ抑圧性能は入力する受信信号に影響し，分解能が高く距離サイドローブが低い信号が求められる．合成帯域法と CPC パルス圧縮を複合した多周波ステップレーダ方式である多周波ステップ CPC 方式が提案されている[3][4]．本方式は，時分割で送信周波数を切り替えて送信し，受信時に送信周波数毎に復調して周波数方向に受信信号を合成すること（合成帯域法）により高距離分解能を実現する．また，2つの相補となる CPC（Complimentary Phase Code）符号の加算により距離のサイドローブを抑圧する．したがって，ELD-STAP の入力として多周波ステップ CPC 方式は好適な手段となる．本章では，道路上の歩行者を検出することを目的とし，多周波ステップ CPC ミリ波レーダの出力を ELD-STAP に入力することによる車載前方監視レーダにおけるクラッタ抑圧の有効性をフィールドデータ解析により示す．2.2 節で ELD-STAP と多周波ステップ CPC 方式を説明する．2.3 節では ELD-STAP のフィールドデータ解析と，PDF（Pulse Doppler Filter）と MBF（Multi Beam Forming）による従来法とのクラッタ抑圧性能の比較評価を行う．2.4 節では，歩行者近傍に反射電力の大きな車両が存在した場合の識別法について考察する．2.5 節で本章における結論を述べる．

2.2 ELD-STAP と多周波ステップ CPC 方式

2.2.1 前方監視 STAP

STAP は，2次元適応フィルタによりクラッタの時空間周波数スペクトルにおいてヌルを形成してクラッタ抑圧を行う．クラッタの時空間周波数はレーダとクラッタのジオメトリによって以下のようなになる．図2.1に側方監視レーダのジオメトリを示す． P は目標または地面クラッタの反射点， V_0 はレーダ搭載プラットフォームの移動速度（自速）， φ はアレイアンテナの正面方向（ y 軸）に対する方位角， H は地面（ xy 面）に対するアンテナの高さ， θ はアンテナから P を見込む角度である．側方監視ではアレ

イアンテナはx軸と平行に移動する．図 2.2 は前方監視レーダのジオメトリで，アレイアンテナがy軸と平行に移動する点が側方監視と異なる．

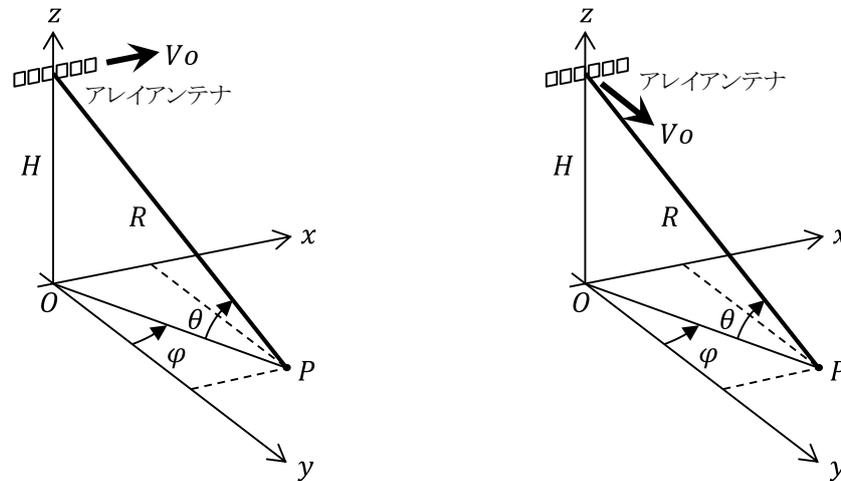


図2.1 側方監視レーダのジオメトリ 図2.2 前方監視レーダのジオメトリ

側方監視レーダにおける点Pからの反射の正規化ドップラー周波数 f_d は波長を λ ，パルス繰り返し周期を T_{fri} とすると式(2.1)のようになる．

$$f_d = \frac{2V_o \cdot T_{fri}}{\lambda} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\varphi) \quad (2.1)$$

また，正規化空間周波数 f_s は，アレイアンテナの配置間隔を d とすると式(2.2)のようになる．

$$f_s = \frac{d}{\lambda} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\varphi) \quad (2.2)$$

式(2.1)，(2.2)から，正規化空間周波数に対する正規化ドップラー周波数の2次元特性は図 2.3 のような原点を通る直線となり，点Pを見込む角度 θ の大きさに関わらず同じ直線となる．

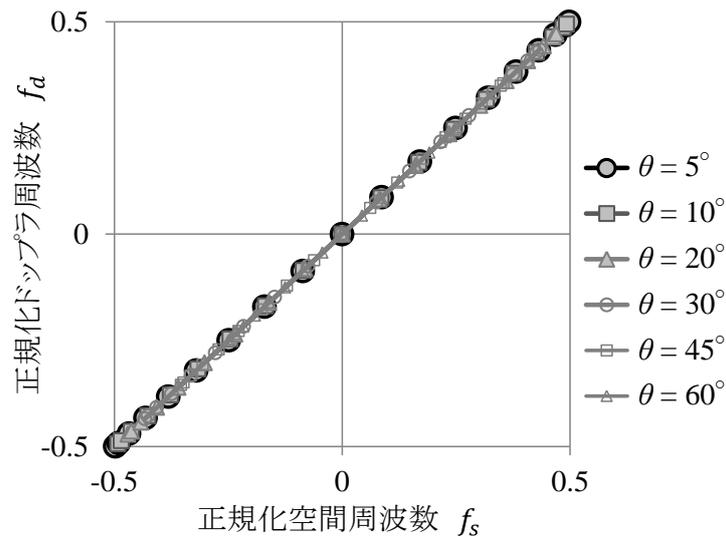


図2.3 側方監視における正規化空間-ドップラー周波数 2次元特性

一方，前方監視レーダにおける点 P からの反射の正規化ドップラー周波数 f_d は式(2.3)のようになる．

$$f_d = \frac{2V_o \cdot T_{fri}}{\lambda} \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(\varphi) \quad (2.3)$$

正規化空間周波数 f_s は，側方監視と同じく式(2.2)で与えられる．式(2.2)，(2.3)から，前方監視の場合の正規化空間周波数—正規化ドップラー周波数 2次元特性は図 2.4 のような原点を中心とした円弧となり，その半径は点 P を見込む角度 θ の大きさに応じて変化する．すなわち，円弧の半径はアンテナの高さ H を固定とした場合アンテナと点 P の距離 R に依存するものとなる．

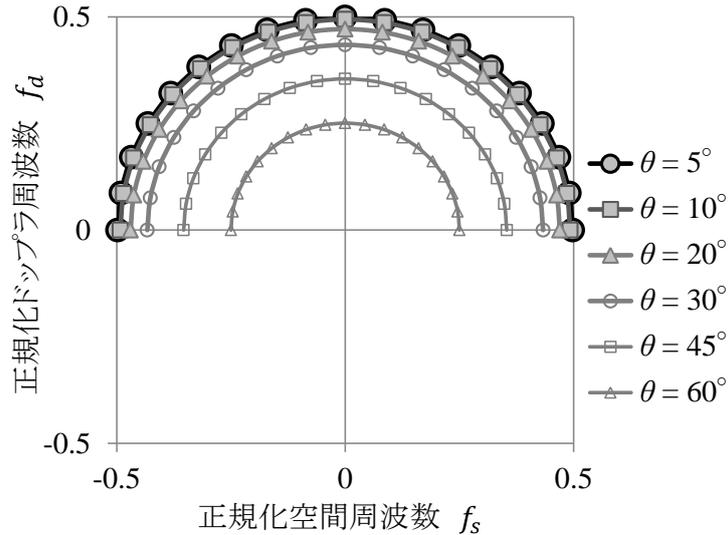


図2.4 前方監視における正規化空間-ドップラー周波数 2次元特性

STAP では、クラッタの相関行列を推定する際に、STAP を適用するテストセルの前後の参照セル（目標が含まれずクラッタのみ含まれる区間）のクラッタが IID（Independent and Identically Distributed）条件を満足することが前提となっている [6][14]. クラッタ相関行列に距離依存性があった場合、目標検出を行うテストセルと異なる位置にある参照セルとの間の IID 条件が崩れるため本来の性能が期待できないと言われている [13]. ここで、前方監視レーダを車載レーダに適用することを考える. 車載レーダの設置高さ H を約 0.5m とした場合、点 P がレーダより約 3m 以遠であれば θ は 10° 以下となる. この場合、図 2.4 に示す通り θ が 10° 以下であれば円弧の半径はほぼ 0.5 一定となり距離依存性がほとんど無くなり IID 条件が成立し、前方監視車載レーダにおいては STAP によるクラッタ抑圧性能が期待できるようになる.

2.2.2 ELD-STAP

前方監視レーダにおいてクラッタが局在する自速付近のドップラー周波数情報に着目し STAP に比べ大幅に計算負荷を小さくした ELD-STAP（Element-Localized Doppler STAP）が提案されている [12]. 図 2.5 は、車載レーダの覆域を前方 $\pm\varphi_0 = 30^\circ$ とした場合の正規化空間周波数—ドップラー周波数 2次元特性であり、クラッタ信号は、正規化ドップラー周波数において $0.42 \sim 0.5$ の幅 Δfd の間に局在する. 自速情報か

クラッタのドップラー周波数拡がりに対応する周波数範囲の選択により計算負荷の削減が可能となる。

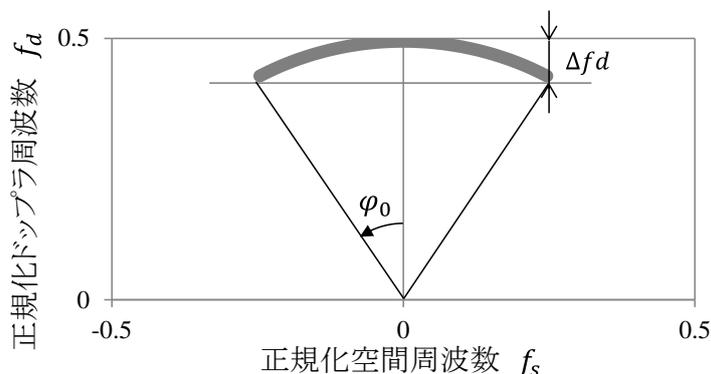


図2.5 前方監視における正規化空間-ドップラー周波数 2次元特性

ELD-STAP に入力されるデータ構造を図 2.6 に示す。アンテナ素子数 L のアレイアンテナを用いて、各距離(k)においてパルス数 M の計測データ $\mathbf{X}_k \in \mathbb{C}^{L \times M}$ を取得し、パルスドップラー処理によるドップラーデータ $\mathbf{Y}_k \in \mathbb{C}^{L \times M}$ を ELD-STAP の入力データとする。 M ビンのドップラーデータのうち、クラッタの局在する M' ビンのドップラービンを選択することで ELD-STAP 処理のデータベクトル数の次元数を削減している。クラッタ抑圧処理を行う距離をテストセルとし、その前後にクラッタのみが含まれるとした参照セルを設ける。参照セルとテストセルの間では IID 条件が成立するという前提で参照セルのクラッタ特性から求めた ELD-STAP ウェイトを使ってテストセルの信号に対して時空間の二次元フィルタリングを行うことでクラッタを抑圧する。テストセルの目標の距離サイドローブが参照セルに混入しクラッタ抑圧性能に悪影響を与えないようにテストセルと参照セルの間にはガードセルを設ける。

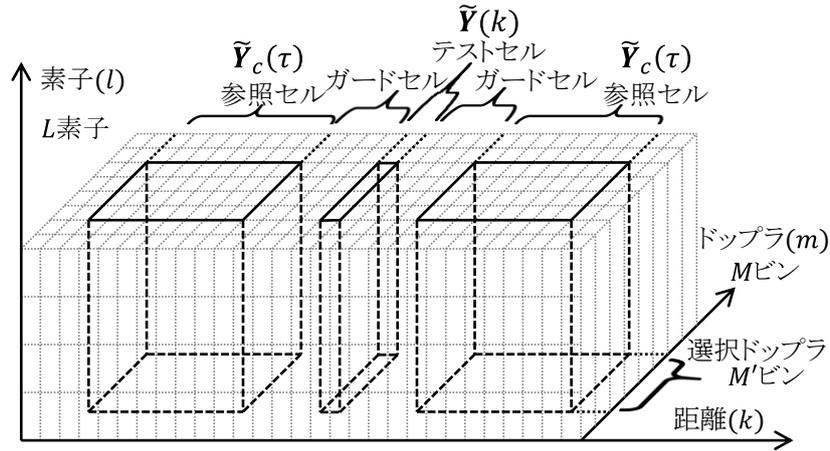


図2.6 ELD-STAP に入力されるデータ構造

具体的な ELD-STAP 処理概要について以下 (1) ~ (5) に従って説明する.

(1) パルスドップラーフィルタ(PDF)

パルス圧縮処理の出力に対して PDF 処理を行う. PDF のためのステアリングベクトル $\mathbf{s}_t \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ は式(2.4)で与えられる.

$$\mathbf{s}_t(f_d) = [1 \quad \exp(j2\pi f_d) \quad \cdots \quad \exp(j2\pi(M-1)f_d)]^T \quad (2.4)$$

テストセル (距離ビン k) の計測データ行列 $\mathbf{X}_k \in \mathbb{C}^{L \times M}$ に対して, ステアリングベクトル $\mathbf{s}_t(f_d)$ を掛けることで PDF 出力 $\mathbf{Y}_k \in \mathbb{C}^{L \times M}$ を得る.

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{X}_k \cdot \mathbf{s}_t(f_d) \quad (2.5)$$

式(2.4)のステアリングベクトルが等間隔であった場合 FFT でフィルタバンクを作ることができ, PDF 後のフィルタバンク出力 $\mathbf{Y}_k(m) \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ はパルス数 M , ドップラー周波数ビン m の変数より式(2.6)と表される. *は複素共役を表す.

$$\mathbf{Y}_k(m) = \mathbf{X}_k \cdot \mathbf{s}_t(f_d(m))^* \quad (2.6)$$

$$f_d(m) = \frac{m}{M} \quad (m = 0, 1, \dots, M-1) \quad (2.7)$$

(2) クラッタの局在するドップラービンの選択

ELD-STAP の適用にあたり $\mathbf{Y}_k(m)$ からクラッタが局在するドップラービンの選択を行う. クラッタのドップラー周波数ビンは自速のドップラー周波数 f_{d0} と最大覆域角 φ_0

の関係から以下の条件式を満たす M' 個のドップラービン m を選択する.

$$f_{d0} \cos(\varphi_0) \leq \frac{f_d(m)}{T_{fri}} \leq f_{d0} \quad (2.8)$$

自速相当のドップラービンを m_0 とすると, 選択ドップラービン m は, $m = m_0 - M' + 1, m_0 - M' + 2, \dots, m_0 - 1, m_0$ となる.

(3) クラッタ相関行列推定

これらの選択されたドップラービンのフィルタ出力をあらたな一次元データベクトル $\tilde{\mathbf{Y}}(k) \in \mathcal{C}^{LM' \times 1}$ で定義する.

$$\tilde{\mathbf{Y}}(k) \equiv [\mathbf{Y}_k(m_0 - M' + 1) \ \cdots \ \mathbf{Y}_k(m_0 - 1) \ \mathbf{Y}_k(m_0)]^T \quad (2.9)$$

テストセルを中心に目標信号の混入を避けるガードセルを挟み, その前後のクラッタ信号のみを含む参照セルでのデータベクトルを $\tilde{\mathbf{Y}}_c(\tau)$ とする. 式(2.10)の平均操作によりクラッタ相関行列 $\mathbf{R}_c \in \mathcal{C}^{LM' \times LM'}$ を推定する. H は行列の複素共役転置であり, $\langle \rangle$ は平均操作を表す.

$$\mathbf{R}_c = \langle \tilde{\mathbf{Y}}_c(\tau) \tilde{\mathbf{Y}}_c(\tau)^H \rangle \quad (2.10)$$

(4) ELD-STAP のウェイト

ELD-STAP の入出力の信号対クラッタ電力比 (S/C) を最大とする MSN(Maximum Signal to Noise Ratio)アルゴリズムにより, 2次元適応フィルタウェイト $\mathbf{w}_{eld}(\varphi) \in \mathcal{C}^{LM' \times 1}$ を求める. ウェイトは, クラッタ相関行列 \mathbf{R}_c の逆行列と空間ステアリングベクトル $\mathbf{s}_{eld}(\varphi) \in \mathcal{C}^{LM' \times M'}$ から式(2.11)で与えられる.

$$\mathbf{w}_{eld}(\varphi) = \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{s}_{eld}(\varphi) \quad (2.11)$$

ここで, $\mathbf{s}_{eld}(\varphi)$ は $M' \times M'$ の単位行列 $\mathbf{I}_{M'}$ と式(2.12)の空間ステアリングベクトル $\mathbf{s}_s(\varphi)$ とのクロネッカー積により式(2.14)で与えられる.

$$\mathbf{s}_s(\alpha) = [1 \ \exp(j2\pi\alpha) \ \cdots \ \exp(j2\pi(L-1)\alpha)]^T \quad (2.12)$$

$$\alpha = \frac{d}{\lambda} \sin(\varphi) \quad (2.13)$$

$$\mathbf{s}_{eld}(\varphi) = \mathbf{I}_{M'} \otimes \mathbf{s}_s(\varphi) \quad (2.14)$$

ここで、 \mathbf{R}_c^{-1} の計算は \mathbf{R}_c を固有値展開して、その主要固有値 λ_j と固有ベクトル \mathbf{e}_j および雑音の固有値 σ^2 を用いて式(2.15)で求められる。

$$\mathbf{R}_c^{-1} \cong \frac{1}{\sigma^2} \left(\mathbf{I} - \sum_{j=0}^{J-1} \frac{\lambda_j - \sigma^2}{\lambda_j} \mathbf{e}_j \mathbf{e}_j^H \right) \cong \frac{1}{\sigma^2} \left(\mathbf{I} - \sum_{j=0}^{J-1} \mathbf{e}_j \mathbf{e}_j^H \right) \quad (2.15)$$

(5) ELD-STAP フィルタ出力

テストセルのデータベクトル $\tilde{\mathbf{Y}}(k)$ と ELD-STAP ウェイトベクトル $\mathbf{w}_{eld}(\varphi)$ の内積をとることにより、ELD-STAP 出力 $\mathbf{y}(k) \in \mathcal{C}^{M' \times 1}$ を得る。

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{w}_{eld}(\varphi)^H \tilde{\mathbf{Y}}(k) \quad (2.16)$$

以上の (1) ~ (5) の処理を全距離ビン (k) に対して行う。

2.2.3 RMB rule

Reed, Mallett, Brennan らにより、参照セル数を上記データベクトルの次元数の2倍とすることで STAP フィルタの損失が -3dB 以内になることが示されている (RMB rule) [33]. レーダの距離ビン間隔が粗い場合、上記条件を満たす参照セル数を確保するために参照セルの距離幅が大きくなり、それにともない参照セル内でクラッタの IID 条件の成立が難しくなることが考えられる。さらにはレーダに近い距離においては参照セルを設けられず STAP が適用できなくなることも考えられる。したがって、単位距離あたりの距離ビン数を多くするためにレーダの距離分解能を向上させる必要があり、高距離分解能は、STAP によるクラッタ抑圧の実現においても重要な課題となる。

2.2.4 多周波ステップ CPC レーダによる計測

高距離分解能と遠距離性を兼ね備えた多周波ステップ CPC 方式が提案されている [3][4]. 多周波数ステップ CPC 方式は, CPC パルス圧縮と位相差を用いた距離推定 (合成帯域法) を複合したレーダ変調方式である. 時分割で 2 つの相補となる CPC(Complimentary phase code)符号の送信と複数個の送信周波数切り替えを行い, 受信時に送信周波数毎に復調する. 受信信号をパルス圧縮処理した後ドップラー周波数推定を行う. 時分割送信によるドップラーシフトに対する位相補正処理を行い, 相補の CPC 受信信号の加算により距離サイドローブを抑圧する. さらに, 複数ステップの周波数方向に受信信号を合成する合成帯域法により, 送信帯域幅と比較して狭受信機帯域幅で高距離分解能を得るとともに遠距離性も両立している. 図 2.7 に送信シーケンス, 図 2.8 に多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図, 表 2.1 にレーダパラメータを示す.

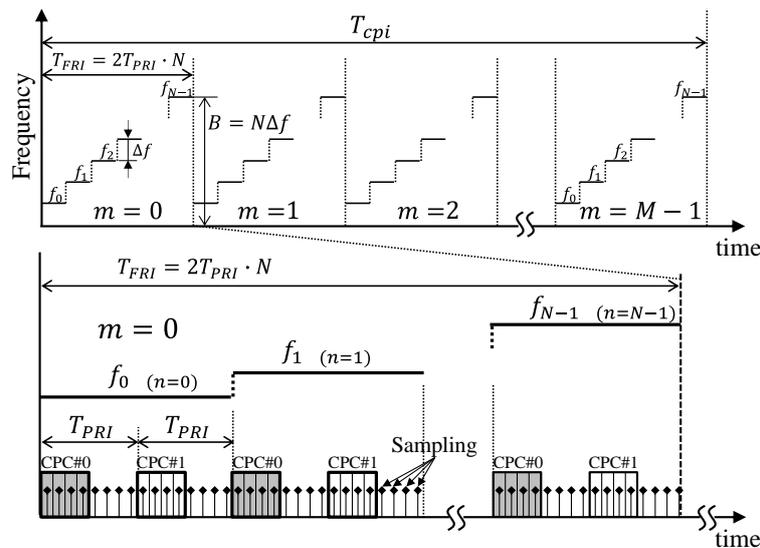


図2.7 多周波ステップ CPC 方式送信シーケンス図

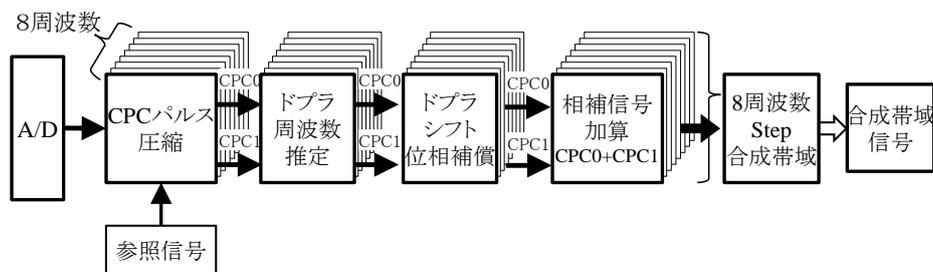


図2.8 多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図

表2.1 多周波ステップ CPC ミリ波レーダ装置仕様

送信周波数	60.5GHz
送信帯域幅	430MHz
周波数ステップ幅 Δf	50MHz
周波数ステップ数 N	8
パルス数 M	512
計測時間 T_{CPI}	28.6msec
距離分解能	0.35m
速度分解能	0.311km/h
最大速度視野	$\pm 79.64\text{km/h}$
アンテナ素子数 L	4

図 2.9～図 2.11 に本方式による静止車両，歩行者，ガードレールの多周波ステップ CPC 方式による計測例を示す。

(1) 静止車両

図 2.9 に，右後方から 46.5km/h で接近する多周波ステップ CPC レーダによって，車幅 1.7m，車長 4m の静止車両を捉えた様子を示す．図 2.9 右は，計測された車両の速度と距離を 2 次元マップ（以降，RV マップ）で示したものである．本ミリ波レーダの高距離分解能によって，レーダ波が当たる車両リア左端，リア右端，フロント右端が分離して観測され RV マップ上で車両の外形を確認することができる。

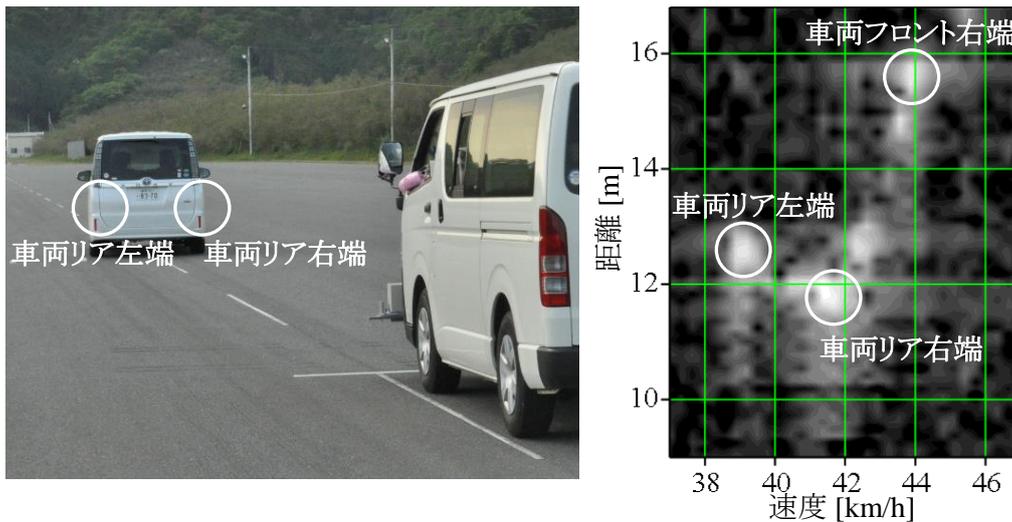


図2.9 静止車両の計測と RV マップ

(2) 歩行者

図 2.10 は、右後方から 19km/h で接近するレーダによって、砂利が多く含まれる場所で静止車両と歩行者を同時に捉えたものである。歩行者は、約 3km/h で右から左へ車両先頭の約 1m のところを横切っている。速度は手足の振りにより 18~19km/h の間で広がっている。また、RV マップの特に距離 20m 以遠、速度 19km/h 以下の範囲では、砂利や草からの反射によるクラッタが確認できる。

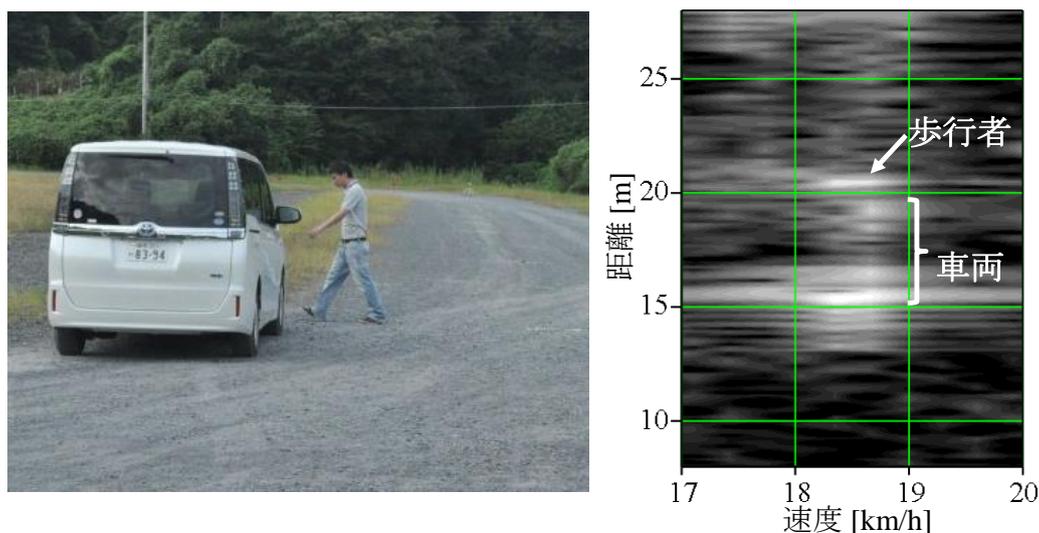


図2.10 歩行者と静止車両の計測と RV マップ

(3) ガードレール

図 2.11 は、直線道路の左車線を 25.8km/h で走行して道路脇のガードレールを捉えたものである。RV マップにおいて、1.85m 間隔のガードレールの支柱が分離して観測されていることが確認できる。また、図 2.11 下の距離-電力特性に示すように、距離 100m に渡って数十本の支柱がそれぞれ分離して観測されており、本方式が高距離分解能に加え遠距離性も両立していることが確認できる。

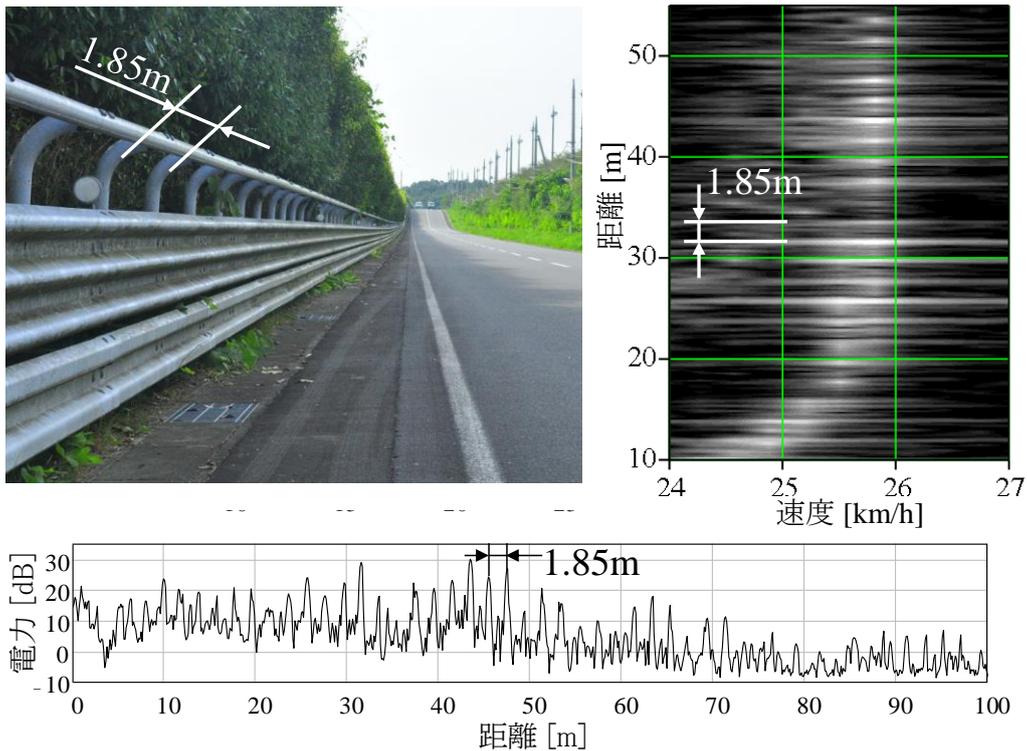


図2.11 ガードレールの計測と RV マップ

2.2.5 多周波ステップ CPC の出力による ELD-STAP

多周波ステップ CPC 方式による高距離分解能の出力信号を ELD-STAP の入力とすることにより，上記 RMB rule を満たす参照セル数を確保した STAP を実施することが可能となる．図 2.12 に多周波ステップ CPC 出力を用いた ELD-STAP の処理ブロック図を示す． L 個のアンテナによる受信信号を多周波ステップ CPC 方式で復調処理を行い距離方向に高分解能化されたドップラー信号を ELD-STAP 処理に inputs する．計算負荷を小さくするため，多周波ステップ CPC 内で PDF 処理された M ビンのドップラー信号のうち自速付近のドップラー信号のみを選択する (M' ビン)．クラッタのみが含まれる参照セル信号の相関行列の逆行列から STAP ウェイトを算出することでアンテナ方向と選択ドップラー方向の 2 次元適応フィルタを形成しクラッタを抑圧する．アンテナ素子数 $L = 4$ ，選択ドップラービン数 $M' = 8$ とした場合，ベクトル次元数は 32 となり RMB rule により参照セル数はその 2 倍の 64 ビンが必要となる．通常，テストセルの前後に参照セルを配置するため片側 32 ビン必要となる．多周波ステップ CPC

で合成帯域処理を行う前の受信信号の距離ビンは、約 0.94m/ビンであるためテストセルの前後にそれぞれ約 30m の参照セルを設ける必要がある。30m の距離幅ではクラッタ条件が変化し IID 条件を満たすことが難しくなる。また、レーダから 30m 以内の近距離では参照セルが十分に設けられずクラッタ抑圧性能が劣化することが考えられる。一方、多周波ステップ CPC で合成帯域処理により高分解能化することで、周波数ステップ数 $N = 8$ とした場合、高分解能化に応じた距離ビンは約 0.117m/ビンとなり参照セルの距離幅は約 3.7m に短縮され IID 条件の成立が期待できる。

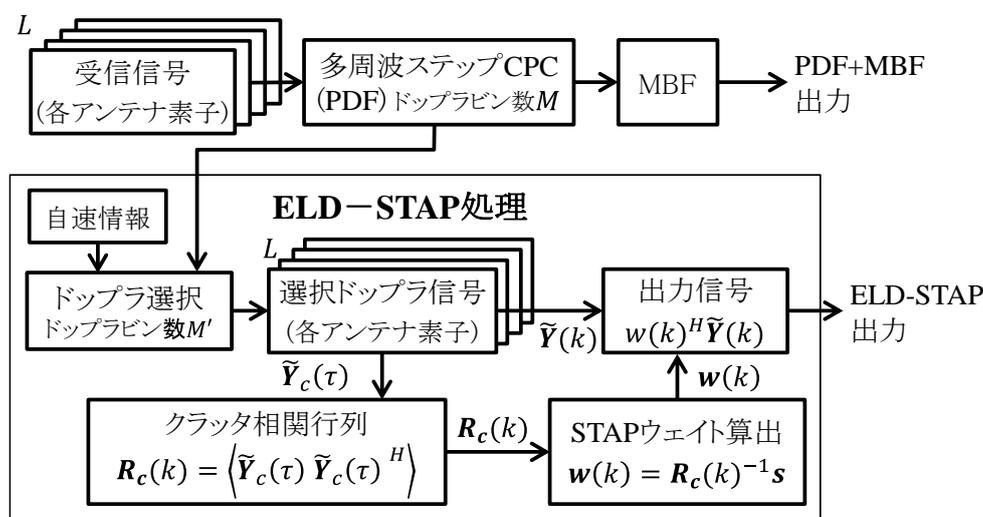


図2.12 ELD-STAP法の処理ブロック図

2.3 ELD-STAP のフィールド実験

2.3.1 ELD-STAP のパラメータ

ELD-STAP のクラッタ抑圧性能は、ガードセル数、参照セル数、選択ドップラビン数等の ELD-STAP パラメータ（図 2.13）で変わる。ELD-STAP のフィルタウェイトの推定に使うクラッタとして、注目するテスト距離ビンの前後の参照セル区間内の計測データを使う。一般に目標からの反射は拡がりを持ち、参照セル区間に目標拡がり混入すると、クラッタのみならず目標電力も抑圧する。そのため、テストビン前後にガードセルを設け参照セルを目標拡がりから離れた位置に設定する（図 2.13-a）。また、ドップラ周波数方向では、前方監視レーダにおいてクラッタが局在する自速付近の数～十数ビンの信号を選択して使う（図 2.13-b）。この時、クラッタおよび目

標が選択した幅に入るように設定する.

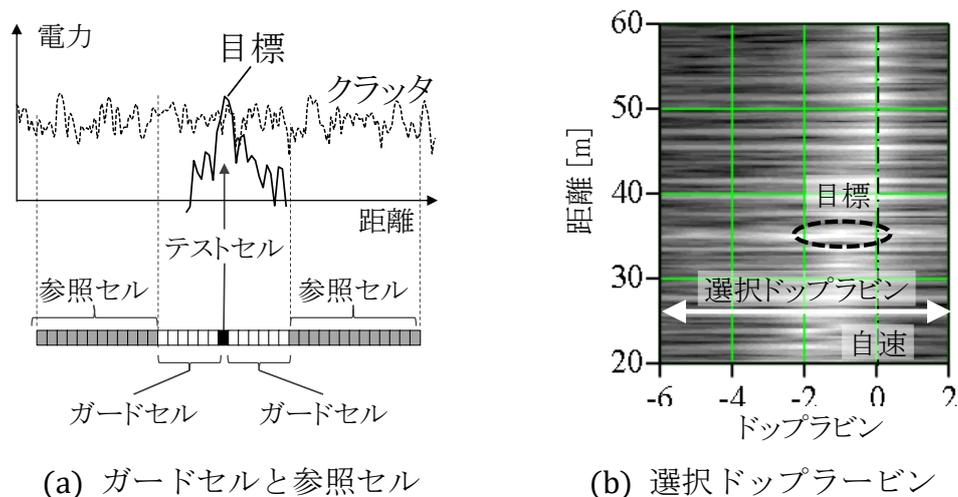


図2.13 ELD-STAP パラメータ

多周波ステップ CPC 方式ではパルス圧縮に CPC (Complementary Phase Code) 符号を使用し, 2 種類の相補符号による受信信号を加算することで距離サイドローブを抑圧している (図 2.14). 相補加算をした場合の点目標の拡がりは 10~15 ビン程度であるためガードセル数は 15 程度に設定すれば ELD-STAP による目標電力の抑圧は避けられる.

図 2.15, 図 2.16 にガードセル数に対する ELD-STAP 後の目標ピーク電力のシミュレーション結果を示す. SN を 20~60dB で変化させた点目標にランダムな IID クラッタを重畳したシミュレーションデータを 100 種生成し, 目標ピーク電力の平均値を示した. エラーバーは標準偏差である.

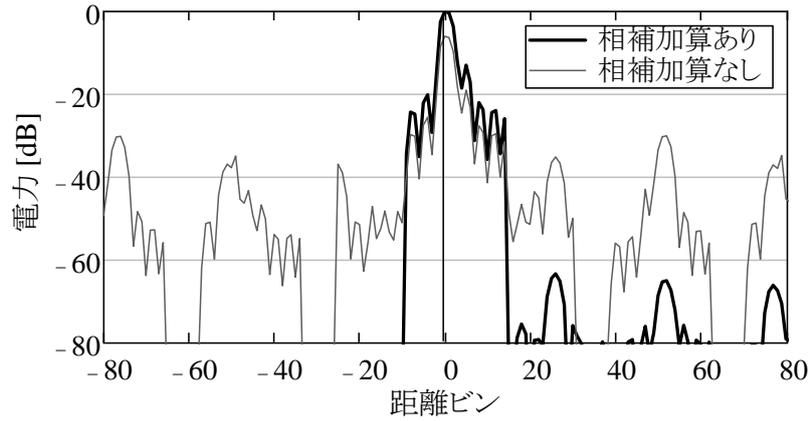


図2.14 CPC 符号相補加算による距離サイドローブの抑圧

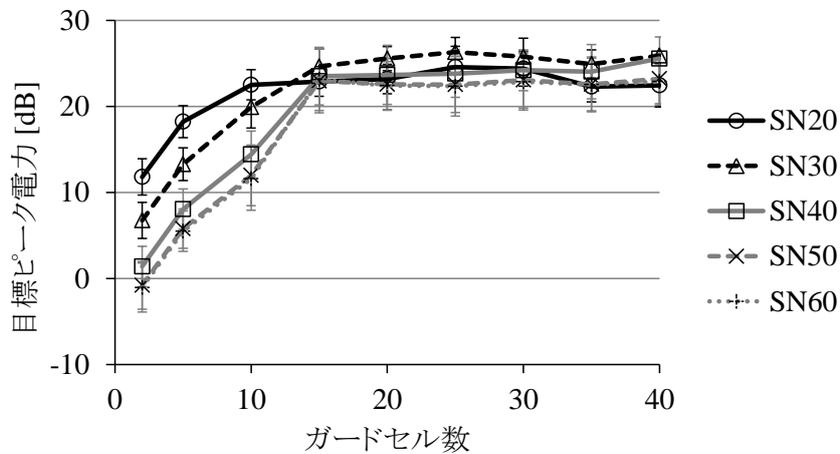


図2.15 ガードセル数に対する目標電力 (相補加算あり)

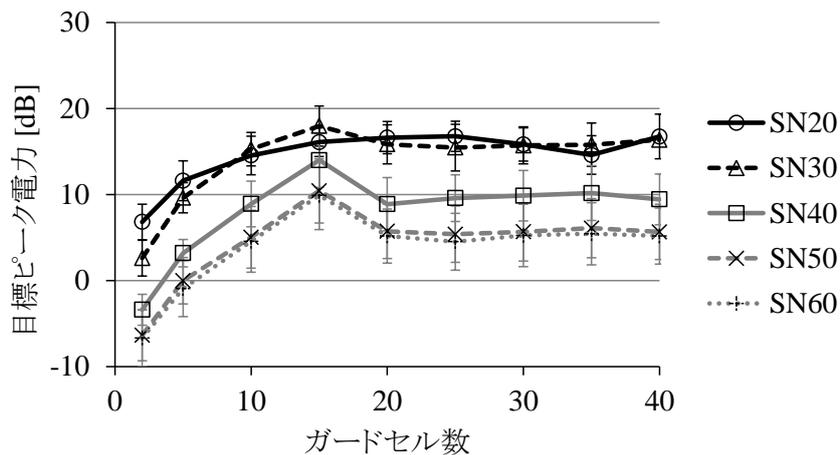


図2.16 ガードセル数に対する目標電力 (相補加算なし)

CPC 符号相補加算を行って距離サイドローブを抑圧した場合は、CPC ガードセル数が 15 を越えると SN の値に関わらず目標ピーク電力は抑圧されない(図 2.15)。一方、CPC 相補加算を行わない場合は-30dB 程度の距離サイドローブのため、SN40 以上に

おいてはガードセルを 15 以上に設定しても目標ピーク電力は 5~15dB 程度低下する (図 2.16) .

参照セル数については, 選択ドップラービン数を 8 ビンとして RMB rule に従い計測データベクトル次元数 (4 素子×8 ビン) の 2 倍である 64 (片側 32) とした. 表 2.2 に, フィールド実験に用いた ELD-STAP のパラメータを示す.

表2.2 ELD-STAP パラメータ

ガードセル数	参照セル数 (片側)	選択ドップラービン数
15	32	8

2.3.2 ELD-STAP のフィールド実験

(1) 計測条件

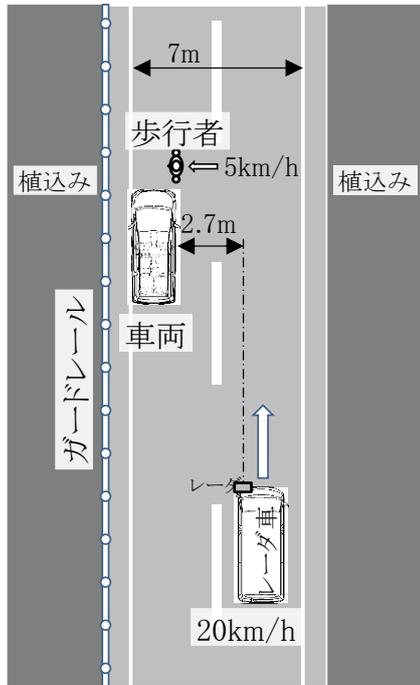
今回, クラッタ環境下における歩行者検出を目的として, 道路脇の植込みから比較的大きなクラッタが入る環境でフィールド実験を行った. 計測環境として, 植込みの他にガードレールが存在する環境や地面クラッタの大きな草地でも計測を行った. また, 歩行者の近傍に反射強度の大きい車両が存在する環境についても行った. 歩行者については, 視線速度が植込みや車両からのクラッタ速度に近くドップラー周波数では検出が困難となる道路を横断する人物を計測した. 計測環境と計測数を表 2.3 に示す. 計測は, 多周波ステップ CPC レーダを車載して約 20km/h で走行しながら反対車線を 5km/h で道路を横切る歩行者を捉えて行った.

表2.3 ELD-STAP のフィールド実験の計測環境と計測数

歩行者近傍	周囲環境	路面	計測数
なし	植込み	アスファルト	32
なし	植込み+ガードレール	アスファルト	80
車両	植込み	アスファルト	48
車両	植込み+ガードレール	アスファルト	64
なし	植込み	草地	32
車両	植込み	草地	48
総計測データ数			304

(2) ELD-STAP によるクラッタ抑圧の例

道路の両側に植込みが存在し、左側にガードレールがある環境 (図 2.17) での ELD-STAP によるクラッタ抑圧の代表例を示す (図 2.18~図 2.21) .



(a) 計測環境



(b) 歩行者のみ



(c) 車両と歩行者

図2.17 路側に植込みとガードレールが存在する計測環境

図 2.18 に、車両が歩行者近傍にない計測データに対して ELD-STAP によるクラッタ抑圧を行った結果を示す. 図 2.18 左 は、PDF (Pulse Doppler Filter) と MBF (Multi Beam Forming) のカスケード処理 (以降、PDF+MBF) によるクラッタ抑圧を行わない処理により、速度と距離を RV マップで表示したものがある. 植込みからの反射とガードレール支柱からの等間隔の強い反射が重なったクラッタにより、歩行者は完全にクラッタに埋もれて判別しにくい状況となっている. 一方、図 2.18 右 に示す ELD-STAP によるクラッタ抑圧を行った結果では、これらクラッタが抑圧され歩行者のみが残り検出しやすくなっている. 距離-電力特性 (図 2.19) に示すとおり、歩行者を残しつつ植込みとガードレールからのクラッタが約 20~30dB 抑圧されていることが確認で

きる。

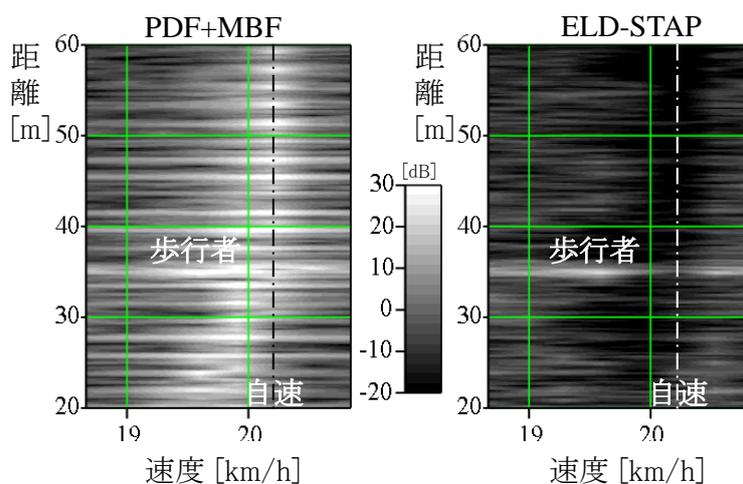


図2.18 歩行者のRVマップ (PDF+MBF と ELD-STAP の比較)
(左 : PDF+MBF, 右 : ELD-STAP)

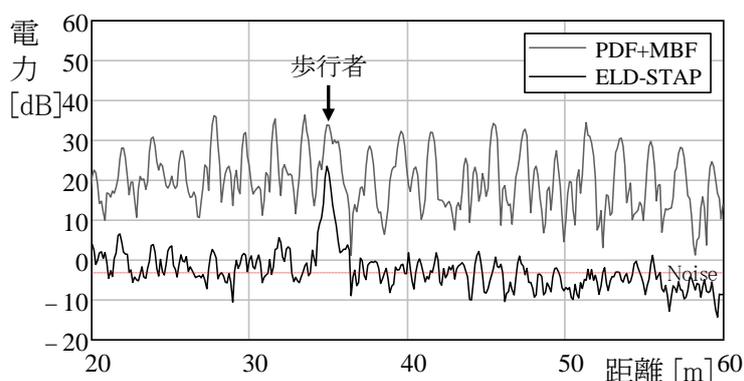


図2.19 歩行者の距離-電力特性 (PDF+MBF と ELD-STAP の比較)

図 2.20 に、静止車両が歩行者近傍にある計測データに対して ELD-STAP によるクラッタ抑圧を行った結果を示す。図 2.20 左に示す通り、ガードレールの反射は車両の陰となり、植込みと車両からの反射が主なクラッタとなっている。PDF+MBF では、特に車両からの反射が強く歩行者を判別しにくい状況となっている。一方、図 2.20 右に示す ELD-STAP によるクラッタ抑圧を行った結果では、車両からの反射が残るものの車両電力は約 30dB 下がり (図 2.21) , 歩行者近傍に車両からの強い反射がある場合においても影響をあまり受けず歩行者を残しつつクラッタが抑圧できることが確認できる。

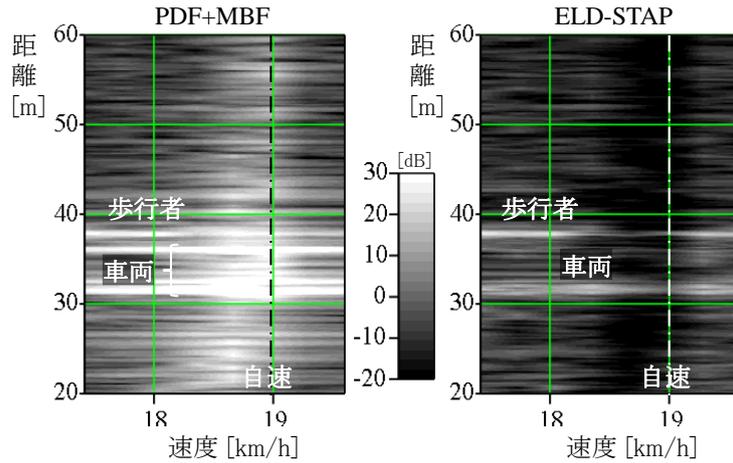


図2.20 車両と歩行者の RV マップ (PDF+MBF と ELD-STAP の比較)
(左 : PDF+MBF, 右 : ELD-STAP)

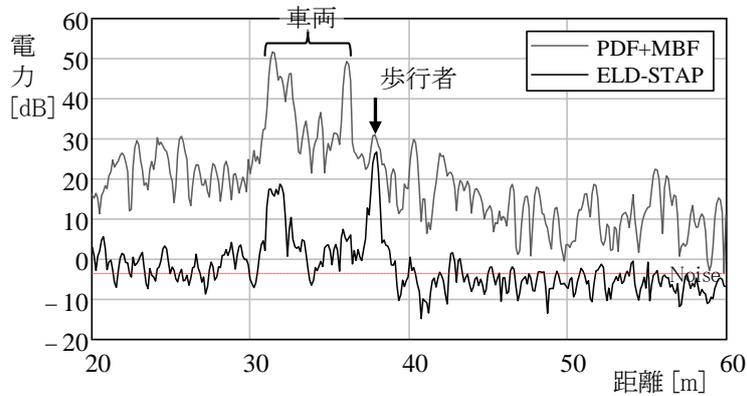


図2.21 車両と歩行者の距離-電力特性 (PDF+MBF と ELD-STAP の比較)

(3) ELD-STAP の特性評価

クラッタ抑圧性能の評価指標には IF(Improvement Factor)を用いる. IF とはクラッタ抑圧処理によって S/C(Signal to Clutter ratio)がどの程度改善するかを入力 S/C と出力 S/C の比を用いて表す指標である. 信号のデータベクトルとクラッタの相関行列および ELD-STAP ウェイトを用いて式(2.17), 式(2.18)のように IF を算出する. ここで, S/Cは Signal to Clutter 比, \mathbf{s} は信号データベクトル, \mathbf{R}_c はクラッタの相関行列, \mathbf{w}_{eld} は ELD-STAP ウェイトベクトルである.

$$IF_{PDF+MBF} = \frac{S/C_{PDF+MBF}}{S/C_{input}} = \frac{\frac{\mathbf{s}^H \mathbf{s}}{\mathbf{s}^H \mathbf{R}_c \mathbf{s}}}{\frac{\mathbf{s}^H \mathbf{s}}{\text{trace}(\mathbf{R}_c)}} \quad (2.17)$$

$$IF_{\text{ELD-STAP}} = \frac{S/C_{\text{ELD-STAP}}}{S/C_{\text{input}}} = \frac{\mathbf{w}_{\text{eld}}^H \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{w}_{\text{eld}}}{\mathbf{w}_{\text{eld}}^H \mathbf{R}_c \mathbf{w}_{\text{eld}}} \frac{\mathbf{s}^H \mathbf{s}}{\text{trace}(\mathbf{R}_c)} \quad (2.18)$$

計測環境による PDF+MBF と ELD-STAP による計測データの IF 平均値の比較を図 2.22 に示す。それぞれの計測データ数は表 2.3 の通りである。エラーバーは標準偏差値を示す。ELD-STAP により、PDF+MBF に比べ IF 値が 15~23dB 改善されている。歩行者近傍に反射の大きな車両やガードレールが有る場合についてもそれらの影響を受けて抑圧性能が下がることなく、それらが無い場合と同等以上の IF 値となっている。車両やガードレールによるクラッタの上昇で S/C_{input} が低下しても ELD-STAP のクラッタ抑圧による $S/C_{\text{ELD-STAP}}$ が大きく低下しないため、この場合の IF 値は上昇している。

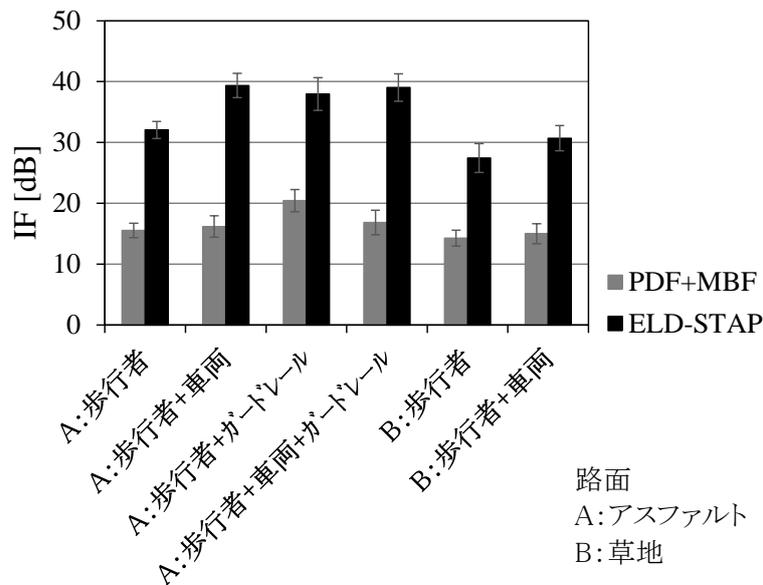


図2.22 計測環境に対する IF 値 (PDF+MBF と ELD-STAP の比較)

選択ドップラービン数を変えた場合の PDF+MBF と ELD-STAP による全 304 計測データの IF 平均値の比較を図 2.23 に示す。ビン数が増えるにしたがって両方の IF 値はゆるやかに上昇する。ELD-STAP と PDF+MBF の IF 値の差は約 19dB である。一方、選択ドップラーの幅が広がるにつれ、クラッタの相関行列の次元数がこの幅の 2 乗に比例して大きくなるため計算処理負荷が大きくなる。処理時間を計測した結果、選択

ビン数が 8 ビンの場合, 20 ビンの場合に比べ約 1/5 倍となった.

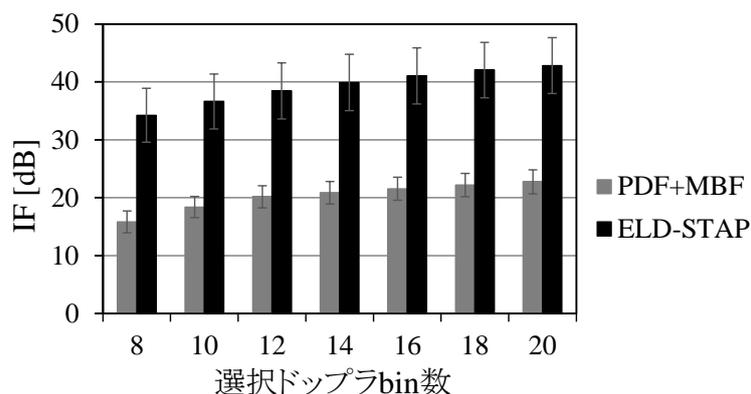


図2.23 選択ドップラビン数に対する IF 値 (PDF+MBF と ELD-STAP の比較)

ELD-STAP パラメータを表 2.2 に示す値として, C/N(Clutter to noise ratio)を変えた場合の PDF+MBF と ELD-STAP による全 304 計測データの IF 平均値の比較を図 2.24 に示す. PDF+MBF では, C/N にかかわらずほぼ一定となるが, ELD-STAP では C/N に比例して IF 値は大きくなる. これは, クラッタ電力が大きくなっても ELD-STAP により目標ピーク電力を保持しつつクラッタをノイズレベルまで抑圧できていることによるものである.

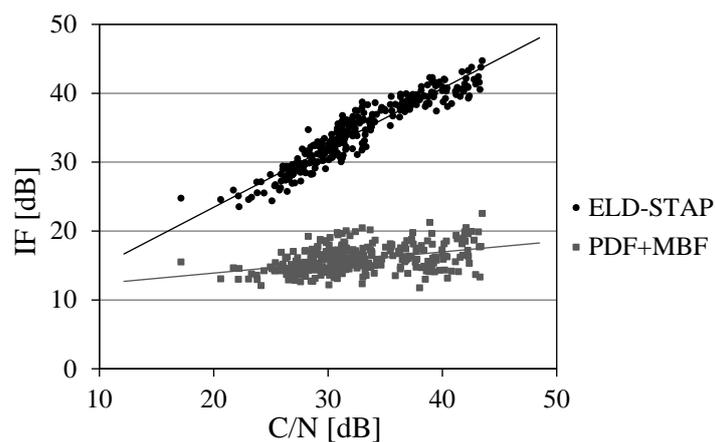


図2.24 C/N に対する IF 値 (PDF+MBF と ELD-STAP の比較)

2.4 ELD-STAP による歩行者検出

道路上の歩行者を検出することを想定し図 2.20, 図 2.21 で車両が歩行者近傍にある計測データに対して ELD-STAP によるクラッタ抑圧を行った結果を示した. 道路脇のクラッタはノイズレベルまで抑圧され, 歩行者の抑圧を数 dB に抑えつつ車両の強反射を約 30dB 抑圧し, 歩行者を検出しやすくなった. しかし, 車両電力はノイズレベルまでは抑制できず, 車両と歩行者の電力差を用いた単純な閾値処理での両者の判別は困難な場合もあり得る. そのため, 歩行者検出においては歩行者/車両判別が必要となる.

2.4.1 歩行者/車両判別

表 2.3 に示した計測データのうち歩行者の近傍に反射強度の大きな車両が存在する環境のものを選び表 2.4 に示す. これらのデータを用い歩行者/車両判別の検討を行った.

表2.4 歩行者/車両判別の計測環境と計測数

周囲環境	路面	計測数
植込み+車両	アスファルト	48
植込み+ガードレール+車両	アスファルト	57
植込み+車両	草地	20
総計測データ数		125

図 2.25 左に各計測データの ELD-STAP によるクラッタ抑圧後の歩行者と車両のピーク電力を示し, 図 2.25 右にそれらの平均電力と標準偏差(エラーバー)を示す. ELD-STAP 後の両者の平均電力はほぼ同レベルであり, 両者の判別が困難であることが分かる.

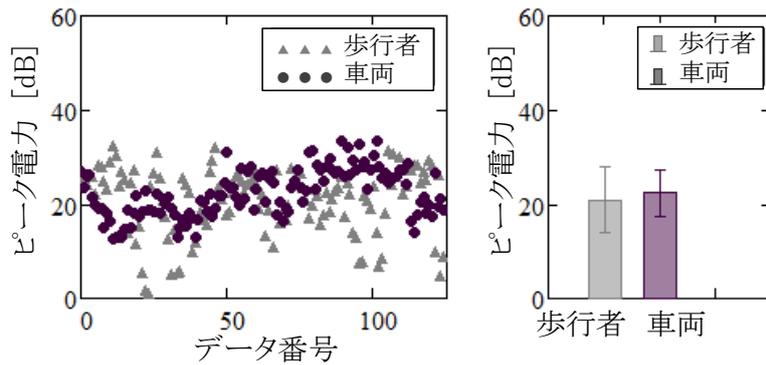


図2.25 ELD-STAP 後の歩行者と車両のピーク電力 (実計測データ)

2.4.2 判別のための特徴量

(1) シミュレーション

計測データから得られる歩行者と車両を判別できる有効な特徴量を検討するにあたり、歩行者、車両、クラッタを複数の移動点列でモデル化し、多周波ステップ CPC 方式に基づく疑似反射信号を生成した。図 2.26 に生成した疑似信号の RV マップを示す。

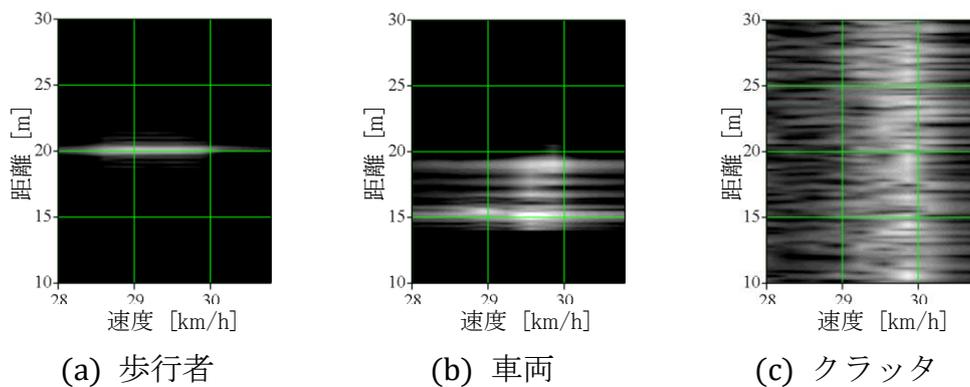


図2.26 歩行者、車両、クラッタの疑似反射信号 RV マップ

フィールド実験とほぼ同条件で生成した疑似信号に対して ELD-STAP 処理を行うことで判別に有効な特徴量を検討する。今回、歩行者と車両を判別可能な特徴量の検討にあたり、それらの位置における速度-電力特性に着目した。図 2.27 左に、PDF+MBF による RV マップを示し、図 2.27 右に ELD-STAP 処理後の RV マップを示す。図 2.28 にそれぞれの RV マップの歩行者と車両の位置における速度-電力特性を示す。

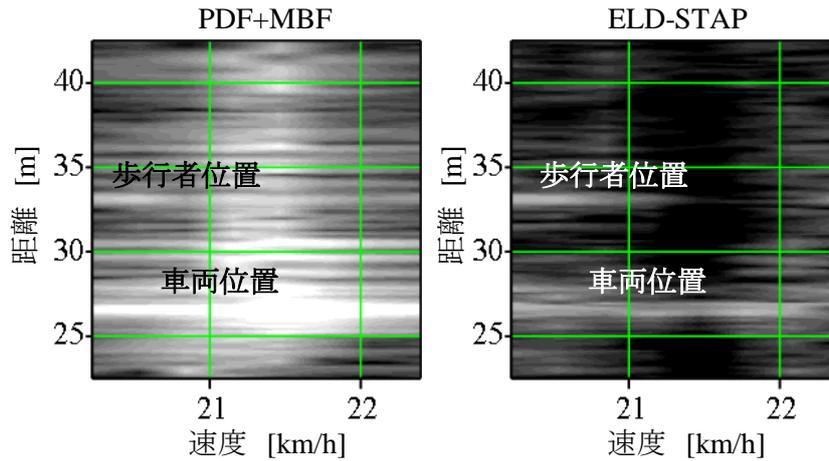


図2.27 ELD-STAP 後の RV マップ (PDF+MBF と ELD-STAP の比較)
(左 : PDF+MBF, 右 : ELD-STAP)

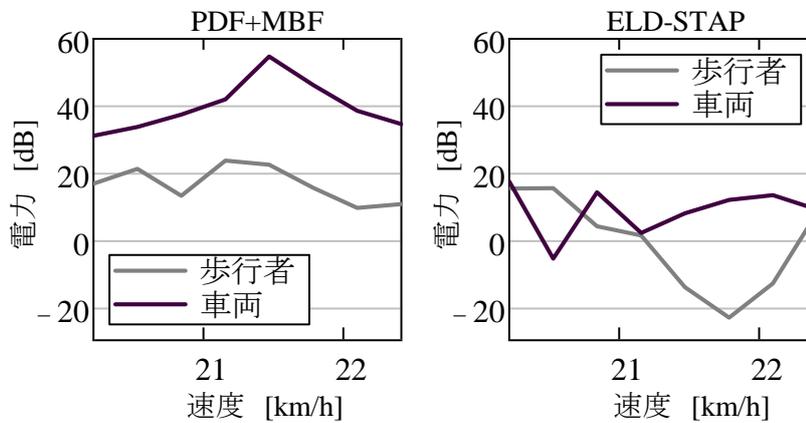


図2.28 ELD-STAP 後の速度-電力特性 (PDF+MBF と ELD-STAP の比較)
(左 : PDF+MBF, 右 : ELD-STAP)

(2) ELD-STAP 処理後の電力の分散 (特徴量 A)

図 2.28 右に示すように、ELD-STAP 処理後の速度-電力特性は、車両については速度方向に分散の小さな電力特性となり、一方、歩行者については MBF においてクラッタ電力が高い所 (速度 21.5km/h 近辺) で大きく低下し電力特性の分散は大きくなる。これは、クラッタ抑圧をする ELD-STAP のフィルタ特性が、その位置でヌルとなることによる。この傾向を利用した特徴量 A を式(2.19)のように定義する

$$\begin{aligned} & Power_{stp} : \text{ELD-STAP 後の電力} \\ & \text{特徴量 A} = Power_{stp} \text{の標準偏差} \end{aligned} \quad (2.19)$$

100 個の疑似信号に対する特徴量 A の値とそれの平均値と標準偏差を図 2.29 に示す。図 2.25 で示した ELD-STAP 処理後のピーク電力のみでは難しかった歩行者と車両の判別がしやすくなっている。

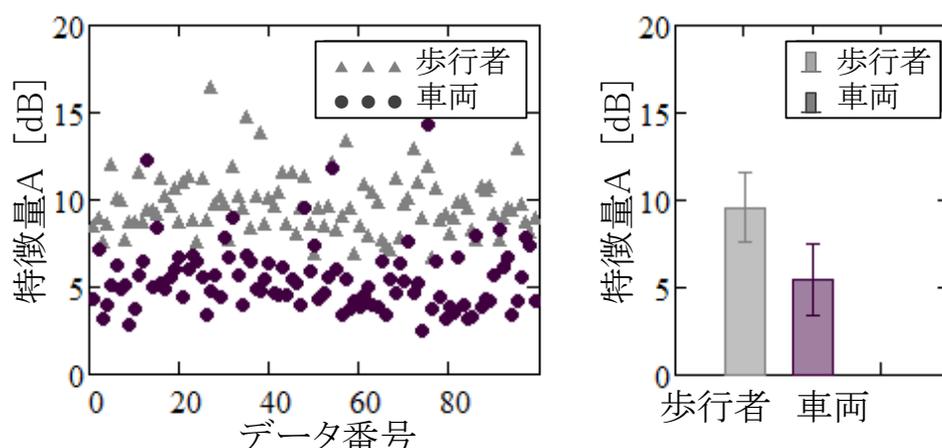


図2.29 疑似信号における特徴量 B の値および平均値と標準偏差

(3) ELD-STAP 処理前後のピーク電力差（特徴量 B）

ELD-STAP 処理前後の速度－電力特性におけるピーク電力に着目すると、図 2.28 に示すように車両については 40dB 近く差があり、一方、歩行者については数 dB の差に留まっている。これは、計測した車両が静止しており、植込み等の静止クラッタと同じ速度にピーク電力が現れ ELD-STAP により大きく抑圧されるが、一方、歩行者の方は移動目標であり ELD-STAP フィルタのヌルから外れたところで抑圧が行われないためである。この傾向を利用した特徴量 B を式(2.20)のように定義する。

$$\begin{aligned}
 &Peak_{mbf} : \text{ELD-STAP 前のピーク電力} \\
 &Peak_{stp} : \text{ELD-STAP 後のピーク電力} \\
 &\text{特徴量 B} = Peak_{mbf} - Peak_{stp}
 \end{aligned}
 \tag{2.20}$$

同じく 100 個の疑似信号に対する特徴量 B の値とそれの平均値と標準偏差を図 2.30 に示す。歩行者と車両の特徴量が大きく分離され極めて有効な特徴量となる可能性がある。

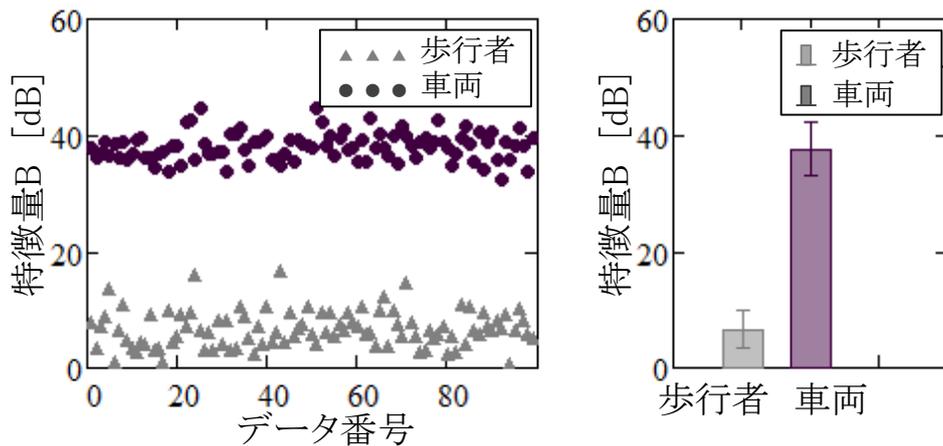


図2.30 疑似信号における特徴量 B の値および平均値と標準偏差

(4) 実計測データによる評価

シミュレーション検討で有効と考えた歩行者と車両の判別のための二つの特徴量について、表 2.3 で示した 125 データの実計測データを用いて評価を行った。図 2.31 に特徴量 A による結果を示す。図 2.29 で示したシミュレーションによる傾向とよく似た結果となり、図 2.25 で示した判別結果より改善したものとなった。

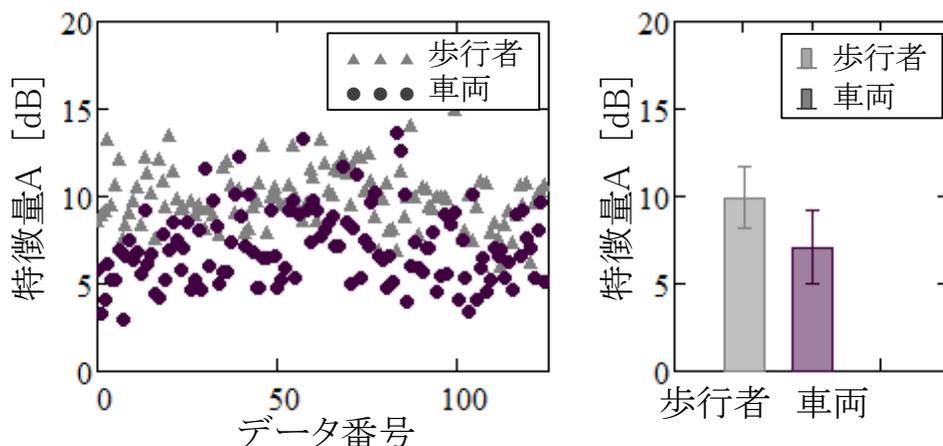


図2.31 実計測データにおける特徴量 B の値および平均値と標準偏差

次に、特徴量 B による実計測データを使った判別結果を図 32 に示す。計測データによっては分離が狭まっているところはあるものの図 2.30 で示したシミュレーション結果と似た傾向で歩行者と車両を効果的に判別できるものとなっている。

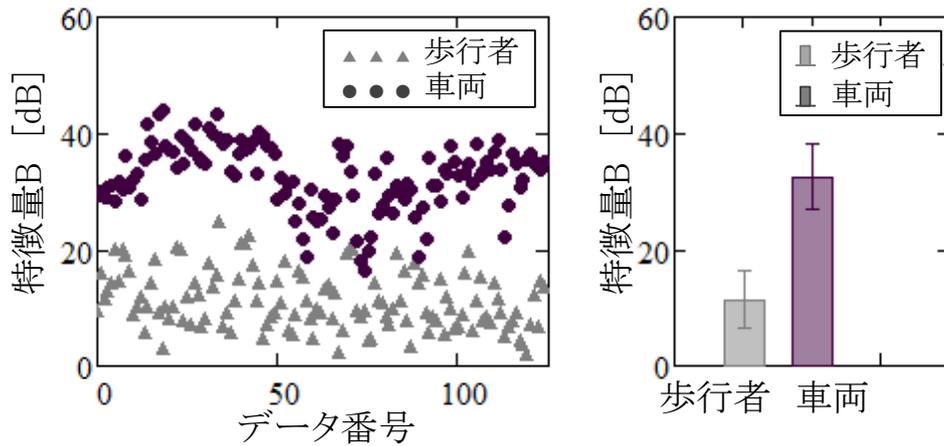


図2.32 実計測データにおける特徴量 B の値および平均値と標準偏差

特徴量 A, B について, 歩行者と車両の分離度を定量的に示す一つの評価尺度として下記に示す σ index を式(2.21)のように定義し, 表 2.5 にその値を示す. また, 両特徴量値の分布が正規分布に従うと仮定した場合の σ index に対応する判別率を合わせて示す. 特に, 特徴量 B は 95.5%と高く有効な特徴量として期待できる.

$$\sigma \text{ index} = \frac{|\text{平均値 (歩行者)} - \text{平均値 (車両)}|}{\text{標準偏差(歩行者)} + \text{標準偏差 (車両)}} \quad (2.21)$$

表2.5 σ index による特徴量 A, B の定量評価

特徴量	ELD-STAP 後 ピーク電力	特徴量 A	特徴量 B
σ index	0.121	0.721	2.006
判別率	9.6%	52.9%	95.5%

(5) 機械学習アルゴリズムによる判別

上述の特徴量を学習して歩行者と車両を分類する SVM (サポートベクターマシン) を用いた判別結果を表 2.6 に示す. 評価は全 125 データを 5 分割してそのうち 4 つを学習に用いる交差検定を 100 回行い, その平均値を示す.

表2.6 歩行者と車両を分類する SVM を用いた判別結果

特徴量	特徴量 A	特徴量 B	特徴量 A, B 合わせ
判別率	75.0%	95.4%	95.6%

組み合わせによる判別率は 95.6%で, 特徴量 B 単体による 95.4%と大きく変わら

ず、特徴量 B の効果が支配的であった。特徴量 A, B を組み合わせた場合の散布図を図 2.33 に示す。二つの特徴量により、歩行者と車両が良く分離できていることが確認できる。ELD-STAP 後ピーク電力では困難であった判別が、特徴量 A, B によって判別可能となり、特に ELD-STAP 処理前後のピーク電力差である特徴量 B による判別率は高く、有効な特徴量であることを確認した。

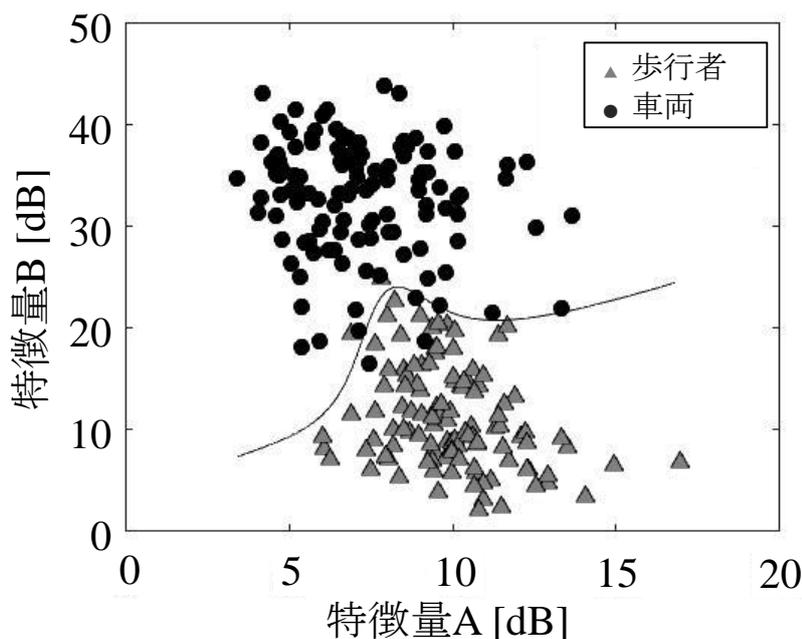


図2.33 特徴量 A, B の組合せによる判別の散布図 (実計測データ)

2.5 結言

本章では、クラッタ環境下の道路上の歩行者を検出することを目的とした、ELD-STAP と多周波ステップ CPC 方式によるクラッタクラッタ抑圧の有効性を多くのフィールドデータ解析により示した。これまで、多くの検討やデータ解析がなされている側方監視航空機レーダ向け STAP に対し、検討があまりされていない前方監視車載レーダについて検討を行った。まず、前方監視で問題となる時空間周波数 2 次元特性の距離依存にともなう IID 条件の不成立については車載レーダでは影響が少ないことを示した。また、ELD-STAP の要件である RMB rule を満たすための高距離分解能の実現

と距離サードローブの抑圧については多周波ステップ CPC の出力信号を利用することで解決できることを示した。

また、多周波ステップ CPC レーダを車両に搭載し、路側に植込みやガードレールがある一般道路や地面クラッタの大きな草地などの環境において道路を横切る歩行者の前方監視のフィールドデータを合計 304 データ取得し、ELD-STAP によるクラッタ抑圧結果を示すとともに抑圧性能の特性評価結果を示した。その結果、歩行者からの信号を残しつつ植込みとガードレールからのクラッタが約 20~30dB 抑圧され、歩行者近傍に強反射体である車両が存在する場合においても、車両電力は約 30dB 下がり、車両反射が残るもののクラッタに完全に埋もれた歩行者を検出しやすくなることを確認した。

さらに、クラッタ抑圧で得られた検出物に対して ELD-STAP 処理結果の特徴量を使った歩行者と車両の判別について検討を行った。その結果、SVM を用いた特徴量学習により約 95% の判別率が得られることを示した。ELD-STAP と多周波ステップ CPC 方式によるクラッタ抑圧処理は短時間計測データ (CPI=28.6ms) で実施可能であり歩行者検出に有効な手段と考える。

しかし、図 2.30 に示すように疑似信号を用いたシミュレーションでは特徴量 B によりほぼ 100% の判別率が期待できるが実計測データでは約 95% と及ばない結果となった。ガードレールと車両が共存する計測データ番号.50~100 あたりで歩行者と車両の判別が狭まっており、これらの相互影響が原因の一つと考えられ今後の分析と検討が課題である。

第3章

多周波ステップ信号を用いた離隔周波数コヒーレント合成法

3.1 緒言

ミリ波レーダにおいて近年 79GHz 帯の 4GHz 幅などの超広帯域幅が活用可能となり、超広帯域を有効活用することによる高分解能な目標検出を期待できる。例えば、車両のような大きな目標ばかりでなく歩行者や子供のような小目標の検出が可能になる。単純に現状の受信機の帯域幅を拡大した場合、超高速の A/D 変換器(8GHz, 16bit)や信号処理が必要となり安定性を含め現状では課題が残る。また、瞬時帯域幅が広がることにより雑音の影響を受けやすくなり目標の探知距離を確保しにくくなるという問題がある。本章では、超広帯域内に瞬時帯域幅が数 10MHz の多周波ステップレーダを複数配置してノンコヒーレントなそれぞれの帯域信号をコヒーレント合成して超広帯域化を図る「離隔周波数コヒーレント合成」について述べる。超広帯域化により超広帯域幅に相当する高分解能を実現する狭いメインローブを得ることができるが、広いサイドローブによる近接目標間の干渉が課題として残る。例えば、反射の大きな車両の傍に歩行者がいる場合、歩行者が車両のサイドローブに埋もれ検出できないという問題が考えられる。車両と歩行者のように振幅差の大きな目標が複数近接して存在する場合、小振幅目標は大振幅目標に埋もれ検出できない、あるいは干渉の影響を受けて推定位置に誤差が生じるあるいは誤検知となる可能性がある。この問題に対して、振幅が異なる近接目標間干渉を回避し高精度に位置推定を行う「再帰的信号減算周波数推定法」[16]を使い離隔周波数コヒーレント合成を行うことで解決する。

離隔した帯域信号を合成する方式として、パルス圧縮レーダの離隔帯域間の信号を補間して高分解能化する手法が提案されている[31]。この手法は、離隔した各帯域に

において Root-MUSIC を用いた周波数推定から複数目標距離を求め、推定した各目標距離を既知条件として帯域間の信号を補間する複素振幅を推定し離隔した周波数を合成する方式である。

一方、注目目標信号以外の不要波信号を減算しながら目標の距離推定（周波数ステップ方向をサンプリングとした周波数推定）や角度推定（アレーアンテナ方向をサンプリングとした周波数推定）を行う手法として、不要波信号の相関行列や射影行列を既知条件とした MSN（Maximum Signal to Noise ratio）、OP（Orthogonal Projection）に基づく減算を前処理とした手法[34]-[37]や、CA（cyclic algorithm）イテレーション[38]を使った手法[39]-[41]が提案されている。また、目標の位置推定法として、高い推定精度と高速処理が期待できる超分解能法である MUSIC 法があるが、低 SNR 環境や目標が近接する環境では、相互の干渉により推定精度が劣化するという問題がある。このような環境でも高い推定精度が期待できる方法として最尤推定法があるが、最適化探索に伴う膨大な計算コストが問題となる。この問題に対して、EM（Expectation Maximization）アルゴリズムや、SAGE（Space Alternating Generalized EM）アルゴリズム[43]が提案されている。しかし、これらアルゴリズムによる大局解への収束は初期値に大きく依存する傾向がある[44]。そのため、推定を行う前に MUSIC で簡易推定を行い、その推定値を初期値として与える必要がある[44][45]。しかし、この初期値は目標間干渉の影響を受けた誤差を含み最終的な推定値に対して誤差要因となる可能性がある。また、推定しようとしている小振幅信号が大振幅信号に埋もれていて始めからその初期値を得ることができないという問題がある。

本研究では、これらを発展させ CA イテレーションを多重化した手法である「再帰的信号減算周波数推定法」を用い上記問題を解決する。初期値が必要な SAGE アルゴリズムと異なり、注目目標の推定に必要な他目標の距離、複素振幅をイテレーションの過程で順次求めていくため、初期値不要にて目標距離推定が可能となる。このため、複数目標間で干渉がある状況下においても他目標振幅の影響を緩和させることができるとともに、収束した推定値の分散が小さく高精度の推定が可能になる。

以下本章では、運用条件として 79GHz 帯の 4GHz の超広帯域を活用したレーダを想定する。3.2 節で、提案する離隔周波数コヒーレント合成法の定式化と処理方式について説明する。3.3 節では、提案法の探知距離、距離分解能および振幅差のある多目標の距離推定における有効性を示す。3.4 節では、離隔周波数コヒーレント合成法の Cramér–Rao bound (CRB) を導出したのち、距離推定精度に関するシミュレーションによる統計評価結果と CRB 値の比較を示し考察する。3.5 節で本章における結論を述べる。

3.2 離隔周波数コヒーレント合成

3.2.1 超広帯域多周波ステップ CPC 方式

多周波ステップ方式の一つである多周波ステップ CPC 方式を例として取り上げ、提案する離隔周波数コヒーレント合成法の定式化と処理方式について説明する。多周波数ステップ CPC 方式は、CPC パルス圧縮と位相差を用いた距離推定（合成帯域法）を複合したレーダ変調方式である。多周波ステップ CPC 方式の送信シーケンスを図 3.1 に示し、信号処理ブロック図を図 3.2 に示す。時分割で 2 つの相補となる CPC (Complimentary phase code) 符号の送信と複数個の送信周波数切り替えを行い、受信時に送信周波数毎に復調する。CPC 符号毎に A/D 変換された受信信号に対し、それぞれパルス圧縮した後、 m 方向のフーリエ変換によるドップラー周波数推定、および図 3.1 に示す時分割送信によるドップラーシフトに対する位相補償を行う。距離サイドローブのない完全自己相関が得られる 2 つの CPC 符号信号の加算信号を距離ゲート（ゲート幅はパルス幅相当）とすることで目標距離推定をサイドローブが抑圧されたゲート幅内に限定することができる。この距離ゲートにより多周波ステップによる距離アンビギュイティを抑えることができる。そのあと、得られた各周波数ステップの加算信号を周波数ステップ方向の位相差を用いた合成帯域処理をする。これら一連の処理により、送信帯域幅と比較して狭受信機帯域幅で探知距離を確保しつつ高距離分解能を実現している。

本章で提案する超広帯域多周波ステップ CPC 方式を図 3.3 に示す. コヒーレンスが確保される比較的狭い帯域幅を, 超広帯域の中で離隔した周波数に複数配置し, 各帯域において図 3.2 の多周波ステップ CPC を複数の帯域について並列動作させる. 各帯域での相補加算後の信号を離隔周波数信号として離隔周波数コヒーレント合成処理を行う. この時, 各離隔帯域の間ではコヒーレンスが確保されている必要はない. 離隔周波数コヒーレント合成処理において, 複数目標の各帯域間の複素振幅を推定しながらコヒーレントに合成していく. なお, このコヒーレント合成は, 図 3.3 においては各帯域での CPC 相補信号の加算後の信号を使った合成となっているが, パルス圧縮処理内において各帯域にわたって合成することもできる.

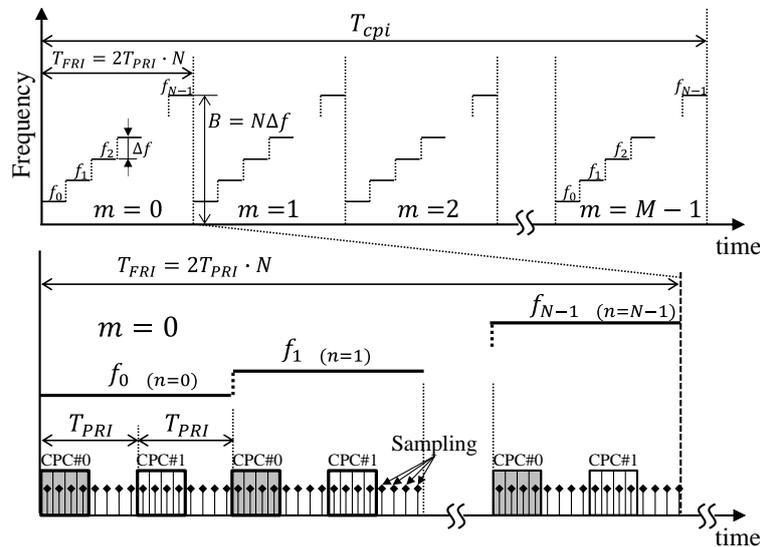


図3.1 多周波ステップ CPC 方式送信シーケンス図

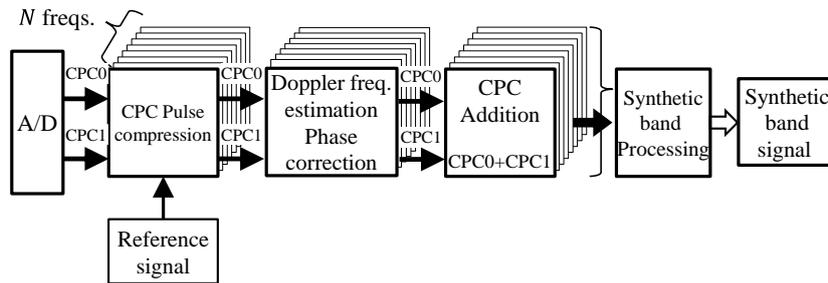


図3.2 多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図

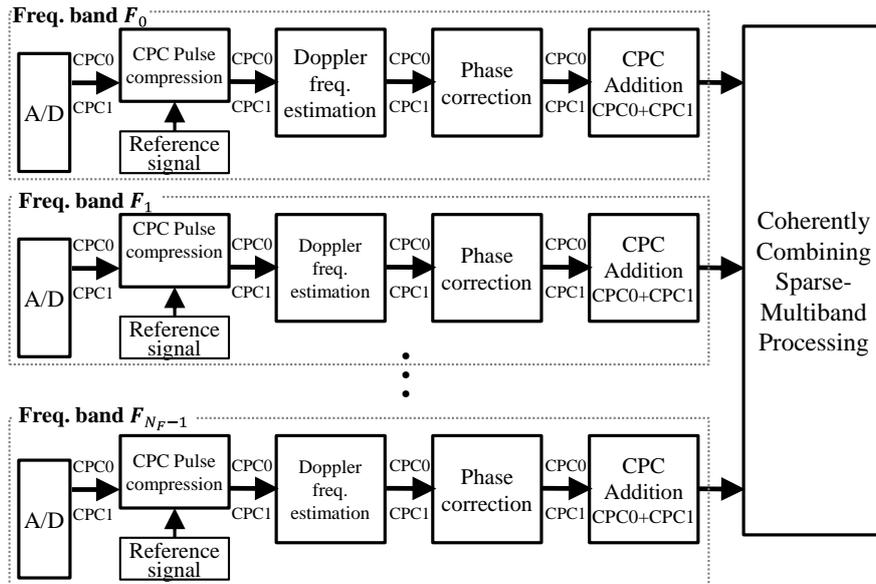


図3.3 超広帯域多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図

3.2.2 離隔周波数受信信号モデル

ここでは、離隔した周波数帯域での受信信号を定式化する。想定する運用条件として 79GHz 帯の 4GHz の超広帯域を活用したレーダとし、離隔した各周波数帯域において多周波ステップ CPC 方式を用いるものとする。ここで、送信周波数で異なるドップラー周波数に対し、文献[25][46]記載の周波数ステップ間ドップラー周波数補正を行うことにより、目標のドップラー周波数を図 3.1 の送信シーケンスの CPI (Coherent Processing Interval, T_{CPI}) では一定として扱えるものとする。また、離隔した各周波数帯域幅の中では、送受信系ハードウェアのコヒーレンスが確保されているものとする。図 3.3 に示す離隔周波数コヒーレント合成処理の入力となる信号は、各離隔周波数帯域での多周波ステップ CPC 方式による CPC 相補信号加算後の信号とする。離隔周波数コヒーレント合成処理の入力となるこの信号は、ドップラー周波数推定で分離された速度チャネルでの周波数ステップ方向信号の位相勾配において反射点距離のみを係数として含むものであり、周波数ステップ方向をサンプリングとした正弦波の線形加算で表される[47]。この仮定はレーダ信号処理開発モデルとして一般的であり、レーダの受信信号はレーダの持つ送信帯域幅から決まる分解能に応じた距離差を持つ反射点

の集合として観測される。分解能内に複数の反射点が存在する場合でも、送信帯域幅に応じた帯域幅をもつ受信系でコヒーレント合成され、その中では1目標として観測される。離隔周波数受信信号モデルを図3.4に示し、各変数の定義を表3.1に示す。

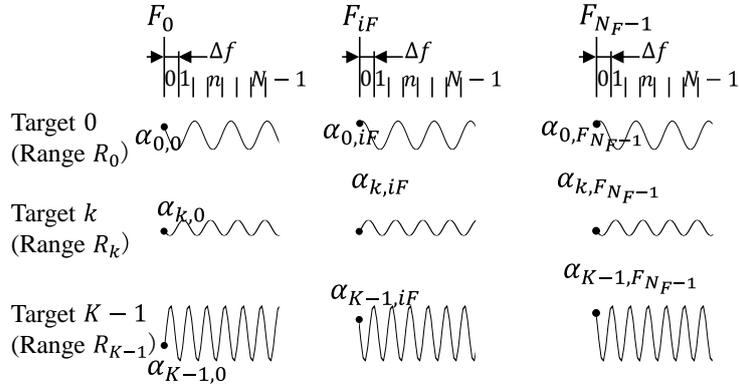


図3.4 離隔周波数受信信号モデル

表3.1 変数定義

c	Speed of light
t_m	Slow time
N_F	Number of bands
iF	Band number ($iF = 0 \cdots N_F - 1$)
F_{iF}	Band carrier frequency
f_{iF}	Sparse-Multiband reference frequency
Δf	Transmission frequency step interval
N	Number of transmission frequency steps
n	Transmission frequency step number ($n = 0 \cdots N - 1$)
K	Number of targets
k	Target number ($k = 0 \cdots K - 1$)
M	Number of pulses
m	Pulse number ($0 \cdots M - 1$)

ic	CPC code number (0,1)
R_k	Target range
$\alpha_{k,iF}$	Complex amplitude of each received signal
ns	Noise amplitude

各送信周波数における任意初期位相を $\phi_{iF,n}$, ドップラー周波数を $f_d(n)$, 目標の各帯域における複素振幅を $s_{k,iF}$ とすると, アンテナで受信された RF 信号 $r_{k,iF}(t_m, n)$ は式(3.1)ようになる. ここで, t_m は slow time であり図 3.1 の送信シーケンスから式(3.2)与えられる.

$$r_{k,iF}(t_m, n) = s_{k,iF} \cdot \exp\left(-j\left(2\pi(F_{iF} + n\Delta f + f_d(n))t_m + \frac{4\pi(F_{iF} + n\Delta f)}{c}R_k + \phi_{iF,n}\right)\right) \quad (3.1)$$

$$t_m = 2T_{pri}(N \cdot m + n) + T_{pri} \cdot ic \quad (3.2)$$

ローカル信号でミキシングされたベースバンド信号に対し周波数ステップ n によるドップラーの差異を周波数ステップ間ドップラー周波数補正[25][46]により $f_d(n) = f_d$ となるように補正した信号 $x_{k,iFn}$ は, 式(3.3)となり, 式(3.2)の t_m を代入することにより式(3.4)となる.

$$x_{k,iF}(t_m, n) = s_{k,iF} \cdot \exp\left\{-j\left(2\pi f_d \cdot t_m + \frac{4\pi(F_{iF} + n \cdot \Delta f)}{c}R_k\right)\right\} \quad (3.3)$$

$$x_{k,iF}(m, n, ic) = s_{k,iF} \cdot \exp\left\{-j\frac{4\pi(F_{iF} + n \cdot \Delta f)}{c}R_k\right\} \cdot \exp\{-j2\pi f_d \cdot T_{pri} \cdot (2(N \cdot m + n) + ic)\} \quad (3.4)$$

$x_{k,iF}(m, n, ic)$ に対して, 図 3.3 におけるドップラー周波数推定, ドップラーシフト位相補償, CPC 相補信号加算を経て得られる信号 $y_{k,iF}(n)$ は式(3.5)で与えられる. 式中の $T_{pri} \cdot (2(N \cdot m + n) + ic)$ で時分割送信にともなうドップラーシフト位相補償をしながらドップラー周波数 f_d を用いて m 方向にフーリエ変換してドップラー周波数推定を行ったのち, ic 方向の CPC 相補信号加算を行う. $y_{k,iF}(n)$ は, 周波数ステップ方向 n の位相勾配において目標距離 R_k のみを係数として含むものとなり, 周波数ステップ方向

における正弦波となる.

図 3.5 に信号 $y_{k,iF}(n)$ の送信周波数に対する位相の関係を示す.

$$y_{k,iF}(n) = \sum_{ic=0}^1 \left[\sum_{m=0}^{M-1} x_{k,iF}(m, n, ic) \cdot \exp\{j2\pi f_d \cdot T_{pri} \cdot (2(N \cdot m + n) + ic)\} \right] \quad (3.5)$$

$$= 2M \cdot s_{k,iF} \cdot \exp\left(-j \frac{4\pi(F_{iF} + n \cdot \Delta f)}{c} R_k\right)$$

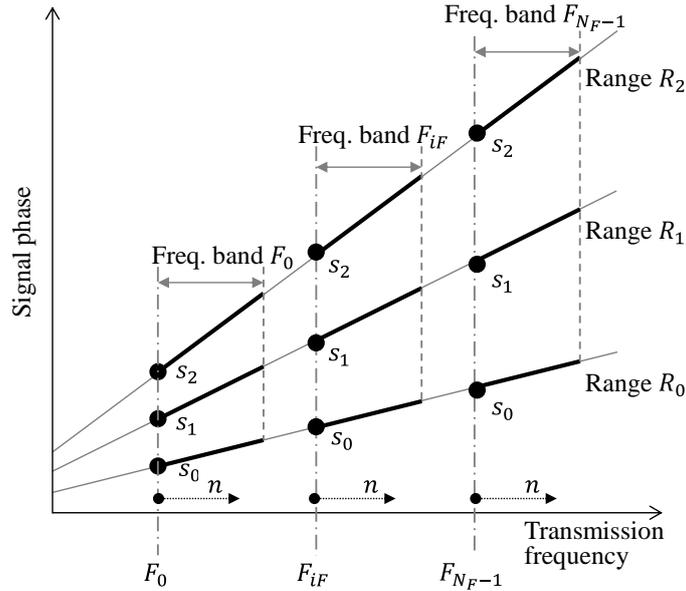


図3.5 離隔周波数合成の送信周波数に対する信号位相

ここで, モードベクトルを定義する離隔周波数合成基準周波数 f_{iF} を式(3.6)で与える.

$$f_{iF} = 0, N\Delta f, \dots, iF \cdot N\Delta f \dots, (N_F - 1) \cdot N\Delta f \quad (3.6)$$

各目標 k の各帯域 iF における複素振幅 $\alpha_{k,iF}$ を(3.7)式で定義すると, 相補加算後の信号 $y_{k,iF}(n)$ は式(3.8)で与えられる.

$$\alpha_{k,iF} = s_{k,iF} \cdot 2M \cdot \exp\left(-j \frac{4\pi(F_{iF} - f_{iF})}{c} R_k\right) \quad (3.7)$$

$$y_{k,iF}(n) = \alpha_{k,iF} \cdot \exp\left(\frac{-j4\pi(f_{iF} + n\Delta f)}{c} R_k\right) \quad (3.8)$$

各帯域の各周波数ステップにおいて, 受信アンテナに入力される観測信号の CPC 相補信号加算後の信号 $z_{iF}(n)$ は, 各目標からの信号 $y_{k,iF}(n)$ の和とガウシアン雑音 $ns(n)$ との和となっているため $z_{iF}(n)$ は式(3.9)のようになる.

$$\mathbf{z}_{iF}(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,iF} \cdot \exp\left(\frac{-j4\pi(f_{iF} + n\Delta f)}{c} R_k\right) + ns(n) \quad (3.9)$$

帯域 iF について，離隔周波数合成に使用する基準周波数 f_{iF} と，以下の式 (3.10)(3.11)(3.12) に示す目標距離 R で定義されるモードベクトル $\mathbf{a}_{iF}(R) \in \mathbf{C}^N$ を全目標数 K 列並べた行列 $\mathbf{A}_{iF} \in \mathbf{C}^{N \times K}$ と，複素振幅ベクトル $\boldsymbol{\alpha}_{iF} \in \mathbf{C}^K$ から，観測信号ベクトル $\mathbf{z}_{iF} \in \mathbf{C}^N$ は式(3.13)のようになる． ns は複素ガウス分布の雑音ベクトルである．

$$\mathbf{a}_{iF}(R) = \begin{bmatrix} \exp(-j4\pi(f_{iF})R/c) \\ \exp(-j4\pi(f_{iF} + \Delta f)R/c) \\ \vdots \\ \exp(-j4\pi(f_{iF} + (N-1)\Delta f)R/c) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\mathbf{A}_{iF} = [\mathbf{a}_{iF}(R_0), \mathbf{a}_{iF}(R_1), \dots, \mathbf{a}_{iF}(R_{K-1})] \quad (3.11)$$

$$\boldsymbol{\alpha}_{iF} = [\alpha_{0,iF}, \alpha_{1,iF}, \dots, \alpha_{K-1,iF}]^T \quad (3.12)$$

$$\mathbf{z}_{iF} = \mathbf{A}_{iF} \boldsymbol{\alpha}_{iF} + ns \quad (3.13)$$

図 3.6 は，モードベクトル周波数に対する信号 $y_{k,iF}(n)$ の位相を示したものであり，位相は目標距離に対応した傾きで変化する．目標距離 R_k を推定するにあたり，各目標に対して各帯域のモードベクトル周波数 $iF \cdot N \cdot \Delta f$ における複素振幅 $\alpha_{k,iF}$ を推定する．

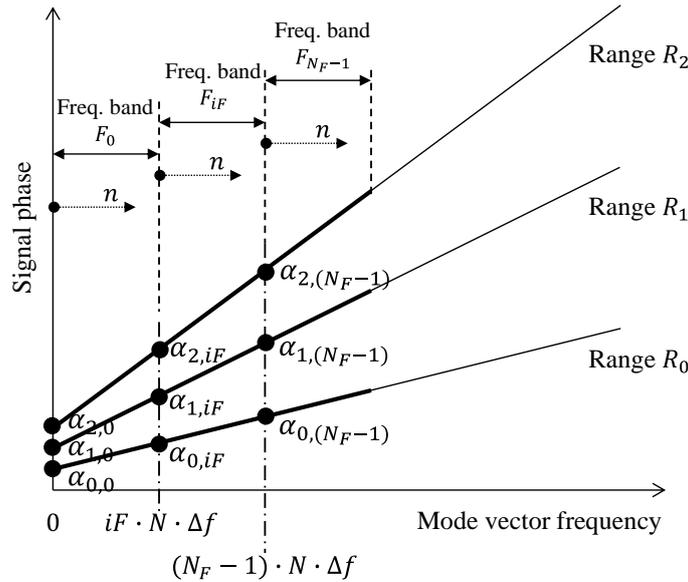


図3.6 離隔周波数合成モードベクトル周波数に対する信号位相

3.2.3 離隔周波数コヒーレント合成の処理

離隔周波数コヒーレント合成は、再帰的信号減算周波数推定法により、複数目標の距離推定を各離隔帯域で得られた観測信号から1目標ずつ信号を分離しながら分離目標の距離と複素振幅をイテレーションにより推定を行う。このイテレーション処理は、一連の「①信号減算」、「②目標距離推定」、「③複素振幅推定」からなる図 3.7 に示す CA イテレーション処理が基本となっている。これは、SAGE アルゴリズム[43]に類似した処理になっているが SAGE アルゴリズムは事前に全目標に対して、目標距離の初期値を必要としており、大局解への収束は初期値に大きく依存する傾向がある[44]。そのため、推定を行う前に MUSIC や Root-MUSIC など簡易推定を行い、その推定値を初期値として与える必要がある[44][45]。しかし、この初期値は目標間干渉の影響を受けた誤差を含み初期値が真値から離れた値であった場合、イテレーションによる推定距離の解が真値から離れた局所解に収束することがある。そこで、本章の提案法ではイテレーションを多重化して「④目標数更新」を行う処理ループの中で CA イテレーションを行う方式とした。本提案法の処理ブロック図を図 3.8 に示す。

提案法では、局所解への収束を回避するために推定する目標数を1からはじめ1つずつ目標数を増加させその目標数の中で CA イテレーションを行う構成とした。「④目標数更新」であらたに追加された推定対象目標の目標距離を推定するにあたり、前回の CA イテレーションで推定精度が改善された目標距離を使って観測信号から既推定目標信号を「①信号減算」で減算することで追加目標信号を精度よく分離することができる。また、再び CA イテレーションを行うことで追加目標および既に推定された全ての目標に対して目標距離の精度を改善することができる。このように、イテレーションを多重化することで、局所解への収束の要因となる各目標の距離や複素振幅の初期値を不要とするとともに各目標信号の分離および距離推定の精度を改善することができる。さらに、「①信号減算」で1目標として分離された信号に対する「②目標距離推定」、「③複素振幅推定」の結果は、その分離信号の中で振幅 $|\alpha_{k,iF}|$ が大きい目標における距離と複素振幅の推定値となる。これにより、「④目標数更新」で推定

する目標数を1つずつ増加させることにより、振幅の大きい順に目標を推定することができる。これにより振幅の小さな目標推定における振幅が大きな目標による干渉を緩和することができ高い距離推定精度を得ることができる。具体的な処理について以下(1)~(5)に従って説明する。

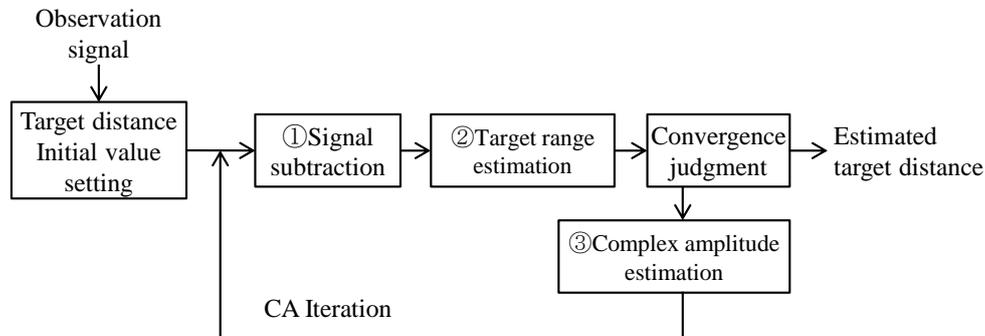


図3.7 CA イテレーション処理ブロック図

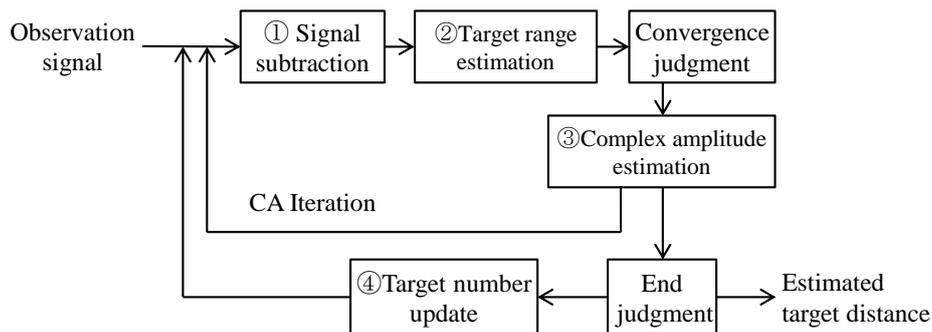


図3.8 離隔周波数合成の多重イテレーション処理ブロック図 (提案法)

(1) 信号減算処理

複数の目標信号の和となっている観測信号からの各目標の距離推定は、1目標ずつ観測信号から目標信号を分離しながら推定する。以降、右肩の添字 (p) は、 p 回目のイテレーションの値とする。分離信号 $\mathbf{x}_{k,iF}^{(p)}$ は、イテレーションの過程で既に $p-1$ 回目のイテレーションで推定されている他目標の距離 $\hat{R}_i^{(p-1)}$ から求められ、モードベクトル $\mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_i^{(p-1)})$ とモードベクトル行列 $\hat{\mathbf{A}}^{(p-1)}$ を使った射影変換行列に観測信号ベクトル \mathbf{z}_{iF} を掛けることによって他目標の信号を式(3.14)にしたがって減算することで求められる。 \mathbf{I} は単位行列である。この式において K は限定目標数で、イテレーション推定の最初の段階では、 $K=1$ なので、分離信号は $\mathbf{x}_{0,iF}^{(p)} = \mathbf{z}_{iF}$ となる。

$$\mathbf{x}_{k,iF}^{(p)} = \left(\mathbf{I} - \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{a}(\hat{R}_i^{(p-1)}) \left[(\hat{\mathbf{A}}^{(p-1)H} \hat{\mathbf{A}}^{(p-1)})^{-1} \hat{\mathbf{A}}^{(p-1)H} \right]_i \right) \cdot \mathbf{z}_{iF} \quad (3.14)$$

ここで, $[\]_i$ は行列の*i*行目を取り出す操作である. また, 式(3.14)は以下の式(3.15)と等価である.

$$\mathbf{x}_{k,iF}^{(p)} = \mathbf{z}_{iF} - \sum_{i=0, i \neq k}^{K-1} \mathbf{a}(\hat{R}_i^{(p-1)}) \cdot \hat{\alpha}_{i,iF}^{(p-1)} \quad (3.15)$$

(2) 目標距離推定処理

ここでは, 目標距離に対応した周波数推定を行う. まず, 目標*k*について, 各帯域の分離信号 $\mathbf{x}_{k,iF}^{(p)}$ を既に推定されている複素振幅 $\hat{\alpha}_{k,iF}^{(p-1)}$ で除算することで, 各帯域のモードベクトル位相と等しくなるように揃える. 除算して得られた信号ベクトルを帯域数 N_F 個連結拡張したベクトル $\mathbf{x}\mathbf{c}_k \in \mathbf{C}^{N_F N}$ を式(3.16)のように用意する.

$$\mathbf{x}\mathbf{c}_k = \left[\frac{\mathbf{x}_{k,0}^{(p)}}{\hat{\alpha}_{k,0}^{(p-1)}}, \frac{\mathbf{x}_{k,1}^{(p)}}{\hat{\alpha}_{k,1}^{(p-1)}}, \dots, \frac{\mathbf{x}_{k,iF}^{(p)}}{\hat{\alpha}_{k,iF}^{(p-1)}}, \dots, \frac{\mathbf{x}_{k,N_F-1}^{(p)}}{\hat{\alpha}_{k,N_F-1}^{(p-1)}} \right]^T \quad (3.16)$$

また, 同じく目標*k*について, 式(3.10)の距離*r*における各帯域のモードベクトル $\mathbf{a}_{iF}(r)$ を帯域数 N_F 個連結拡張したステアリングベクトル $\mathbf{a}\mathbf{c}_k(r) \in \mathbf{C}^{N_F N}$ を用意する.

$$\mathbf{a}\mathbf{c}_k(r) = [\mathbf{a}_0(r), \mathbf{a}_1(r), \dots, \mathbf{a}_{N_F-1}(r)]^T \quad (3.17)$$

上記の離隔した各帯域における位相を揃えた分離信号と対応するステアリングベクトルを連結拡張して, 以下の目標距離推定処理を行うことで離隔した複数帯域のコヒーレント合成が可能となる. 位相を揃えて連結拡張された分離信号 $\mathbf{x}\mathbf{c}_k$ と連結拡張されたモードベクトル $\mathbf{a}\mathbf{c}_k(r)$ を使い, 最尤推定法にもとづいて式(3.18)の尤度評価関数 $P_k(r)$ を用いた探索で目標距離推定を行う. 目標*k*の推定距離 $\hat{R}_k^{(p)}$ は, 式(3.19)を用いて $P_k(r)$ が最大となる距離*r*を探索することで得られる. 距離*r*の探索は, 周波数ステップ幅で決まる距離視野幅 $R_{amb} = c/2\Delta f$ 内で行い, 推定しようとする目標が含まれる $R_s \leq r < R_s + R_{amb}$ の区間で勾配法を用いて行う. R_s は, 観測信号 \mathbf{z}_{iF} のピークがこの

区間に含まれるように設定する.

$$P_k(r) = \frac{\mathbf{a}\mathbf{c}_k(r)^T \cdot \mathbf{x}\mathbf{c}_k \cdot \mathbf{x}\mathbf{c}_k^T \cdot \mathbf{a}\mathbf{c}_k(r)}{\mathbf{a}\mathbf{c}_k(r)^T \cdot \mathbf{a}\mathbf{c}_k(r)} \quad (3.18)$$

$$\hat{R}_k^{(p)} = \operatorname{argmax}_r P_k(r) \quad (3.19)$$

得られた推定距離 $\hat{R}_k^{(p)}$ によってイテレーション処理における推定距離を更新する.

(3) 複素振幅推定処理

図 3.6 に示すように, 各目標に対して各帯域のモードベクトル周波数 $iF \cdot N \cdot \Delta f$ における複素振幅 $\hat{\alpha}_{k,iF}^{(p)}$ を推定する. 帯域 iF において, 推定観測信号ベクトル $\hat{\mathbf{z}}_{iF}$ は, 式(3.19)で更新された目標 k の推定距離 $\hat{R}_k^{(p)}$ で決まるステアリングベクトル $\mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_k^{(p)})$ を全目標数並べた行列 $\hat{\mathbf{A}}_{iF}^{(p)}$ と, 全目標の複素振幅を並べたベクトル $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{iF}$ から下式のように与えられる.

$$\hat{\mathbf{A}}_{iF}^{(p)} = [\mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_0^{(p)}), \mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_1^{(p)}), \dots, \mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_{K-1}^{(p)})] \quad (3.20)$$

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{iF} = [\hat{\alpha}_{0,iF}, \hat{\alpha}_{1,iF}, \dots, \hat{\alpha}_{K-1,iF}]^T \quad (3.21)$$

$$\hat{\mathbf{z}}_{iF} = \hat{\mathbf{A}}_{iF}^{(p)} \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{iF} \quad (3.22)$$

観測信号ベクトル \mathbf{z}_{iF} と推定観測信号ベクトル $\hat{\mathbf{z}}_{iF}$ の残差が最小となる推定複素振幅ベクトル $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{iF}^{(p)} \in \mathbf{C}^K$ は, $\hat{\mathbf{A}}_{iF}^{(p)}$ の一般化逆行列と観測信号ベクトル \mathbf{z}_{iF} より式(3.23)のように求められる.

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{iF}^{(p)} = (\hat{\mathbf{A}}_{iF}^{(p)H} \hat{\mathbf{A}}_{iF}^{(p)})^{-1} \hat{\mathbf{A}}_{iF}^{(p)H} \cdot \mathbf{z}_{iF} \quad (3.23)$$

得られた推定複素振幅ベクトル $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{iF}^{(p)}$ によって帯域 iF における全目標の推定複素振幅が求まる. この式(3.23)による複素振幅推定を全ての帯域に対して行い, イテレーション処理における全推定複素振幅を更新する.

(4) 目標数更新

目標数を更新するループは、推定する目標数を限定しその数を 1 目標、2 目標と順に増加させながら目標のパラメータである距離および複素振幅をイテレーション推定する。これにより他目標振幅の影響を緩和した推定が可能になる。具体的なイテレーションアルゴリズムを図 3.9 に示す。図中の一番外側の for ループ(K)が目標数更新ループでの限定目標数を決定する。 K_{max} は、観測信号 \mathbf{z} に含まれる目標数である。その中の for ループ(k)で限定目標数の中で推定する 1 目標の目標番号 i を決定するようになっている。repeat ループは、for ループ(k)で推定した各目標の距離 \hat{R}_i 、複素振幅 $\hat{\alpha}$ の値が収束するまでイテレーション推定を行う。

```

for  $K=1, 2, \dots, K_{max}$ 
  repeat
    for  $k=1, 2, \dots, K$ 
       $i = K - k$ 
       $\mathbf{x}_{k,iF} = \mathbf{z}_{iF} - \sum_{i=0, i \neq k}^{K-1} \mathbf{a}(\hat{R}_i) \cdot \hat{\alpha}_{i,iF}$ 
       $\hat{R}_i = \underset{r}{\operatorname{argmax}} P_i(r)$ 
       $\hat{\alpha}_{iF} = (\hat{\mathbf{A}}_{iF}^H \cdot \hat{\mathbf{A}}_{iF})^{-1} \cdot \hat{\mathbf{A}}_{iF}^H \cdot \mathbf{z}_{iF}$ 
    end for
  until (convergence)
end for

```

図3.9 離隔周波数合成イテレーションアルゴリズム

表 3.2 にイテレーション推定を行う目標の推移を示す。イテレーションにおいて、推定対象の目標パラメータ推定は既推定のパラメータを用いて行うため、SAGE アルゴリズムと異なり全ての目標に対して事前のパラメータ初期値設定が不要である。また、この方法では目標振幅 $|\alpha_{k,iF}|$ の大きな目標から順に推定され、大振幅目標の推定距離精度がイテレーションによりある程度高くなってから式(3.14)により小振幅の目標が分離される。そのため、小振幅目標の分離精度が良くなり振幅差のある多目標での

推定で有効である。また，大振幅目標のサイドローブが小振幅目標のピークに重畳する状況においても，式(3.14)でサイドローブも同時に減算されるためサイドローブに埋もれた小振幅信号に対して有効である。なお，観測信号に含まれる目標数 K_{max} については，目標振幅順に距離および複素振幅を推定できることから， K_{max} をあらかじめ設定せずに目標数更新をインクリメントし続け，推定複素振幅 $\hat{\alpha}$ が雑音レベル等で設定した一定の閾値以下になったところでループを打ち切り，推定を終了させることができる。

表3.2 離隔周波数合成におけるイテレーション推定を行う目標の推移

Number of targets K	Already estimated targets used for estimation	Estimated targets
1	—	Target 0
2	Target 0	Target 1
	Target 1	Target 0
	...until convergence	...until convergence
3	Target 0, Target 1	Target 2
	Target 2, Target 0	Target 1
	Target 1, Target 2	Target 0
	Target 0, Target 1	Target 2
	...until convergence	...until convergence
...
K_{max}	...until convergence	...until convergence

3.3 計算機シミュレーション

本章では，計算機シミュレーションにより，まず探知距離における多周波ステップCPC信号を用いることの有効性と離隔周波数コヒーレント合成の距離分解能を示す。次に，振幅差のある多目標推定における提案する再帰的信号減算周波数推定法の有効性を示す。そして，提案する離隔周波数コヒーレント合成の距離推定精度の統計評価

結果を示す.

使用するレーダパラメータを表 3.3 に示す. パラメータは, 79GHz 帯のレーダによる目標検知を想定して設定した. 帯域搬送波周波数 F_{iF} は, 1 帯域内のコヒーレンスが確保できる帯域幅約 440MHz の帯域を 4GHz の帯域幅内に最大 8 個離隔配置するように設定した. 周波数ステップ数 N は, 16~64 程度とし本章では 32 ステップとした. 周波数ステップ幅 Δf は, 32 ステップで約 440MHz (1 帯域幅) をカバーできるように 13.4MHz と設定した. サンプル間隔は, Δf で決まる距離アンビギュイティを抑圧する多周波ステップ CPC 方式の距離ゲート幅を得るために 43MHz とし, それによる瞬時受信帯域幅 Bw は 21.5MHz となる. パルス数 M は, 図 3.1 に示す総観測時間 T_{CPI} が 30ms 以内になるように 128 とした.

表3.3 離隔周波数合成シミュレーションにおけるレーダパラメータ

Band carrier frequency F_{iF}	$F_0 = 79GHz$	$F_1 = 79.5GHz$
	$F_2 = 80GHz$	$F_3 = 80.5GHz$
	$F_4 = 81GHz$	$F_5 = 81.5GHz$
	$F_6 = 82GHz$	$F_7 = 82.5GHz$
Number of transmission freq. steps N	32	
Transmission freq. step interval Δf	13.4MHz	
Instant receive bandwidth Bw	21.5MHz	
Number of pulses M	128	
Number of snapshots SS	1	

また, 目標については複数目標信号が互いに干渉することを想定した等速度の 3 目標とした. RMSE (Root Mean Square Error) は, 各目標の目標振幅や目標間隔に依存するが, SNR や合成帯域数に対する RMSE の傾向を把握しやすくするために, 目標振幅は各目標の SNR が等しくなるように各目標およびその目標の各帯域における複素振幅の絶対値は等振幅とした. 目標間隔については等間隔とし歩行者を 0.2m以下の距

距離分解能で検知することを想定して目標間隔 $\Delta R=0.16\text{m}$ とした。また、スナップショット数 $SS=1$ とした。

3.3.1 探知距離と距離分解能

本提案では、離隔配置された複数の狭帯域信号を合成することにより広帯域化を図っている。パルス圧縮や FMCW レーダ（ここでは FMICW, Step-Chirp, FCM 方式を含む）による広帯域化においては、受信帯域幅が広帯域な送信占有帯域幅にほぼ等しくなるため受信機雑音により探知距離が劣化する。一方、本提案では多周波ステップ CPC 方式を採用することで狭帯域の瞬時受信帯域幅により、探知距離の延伸が期待できる。採用した多周波ステップ CPC レーダの探知距離のパルス圧縮、FMCW レーダに対する比較を表 3.4 に示す。比較においては、提案法の瞬時受信帯域幅を表 3.3 と同じく 21.5MHz とし、1 帯域幅 437MHz の帯域を 8 個配置し総帯域幅を 3.5GHz とした。比較する広帯域パルスレーダの瞬時受信帯域幅は、提案法の総帯域幅と等しく 3.5GHz とした。レーダシステムの熱雑音は、 $k \cdot T \cdot Bw$ (k : ボルツマン係数, T : 絶対温度, Bw : 瞬時受信帯域幅) となり探知距離は $(k \cdot T \cdot Bw)^{-1/4}$ に比例する。パルス圧縮や FMCW レーダに比べ、多周波ステップ CPC 方式を用いる提案法は、熱雑音について 23dB 低く抑えられ探知距離を 3.6 倍延伸することができる。

表3.4 広帯域パルスレーダと多周波ステップレーダの探知距離比較

Method	Instant receive bandwidth Bw	Thermal noise $k \cdot T \cdot Bw$	Detection distance ratio
Pulse compression radar FMCW radar	3.5GHz	-78dB	1
Multi-frequency step CPC radar (Adopted in the proposed method)	21.5MHz	-101dB	3.6

距離分解能については、1 目標に分離された信号の sinc 関数の 2 乗に従う距離-電力プロファイルにおいて半値幅 (-3dB 幅) を距離分解能とした。距離分解能は、パルス圧縮や FMCW レーダの場合は占有帯域幅で決定され、提案法では合成帯域幅 B_s で決定される。提案法による距離分解能の結果を表 3.5 に示す。合成帯域数に反比例して

距離分解能は短くなり高分解能化することができる。合成帯域数=8 の場合、占有帯域幅 3.5GHz のパルス圧縮や FMCW レーダと等しい距離分解能が得られる。

表3.5 離隔周波数合成の合成帯域数に対する距離分解能

Number of combined bands	Combined bandwidth B_s	Range resolution
1	437MHz	0.309m
2	874MHz	0.154m
4	1.75GHz	0.077m
8	3.50GHz	0.039m

3.3.2 振幅差のある多目標の距離推定

本項では、車両や歩行者を検出する車載レーダを想定する。車両と歩行者の電力差がおよそ 20dB であることから、目標の最大電力差を 20dB としその中で 10dB ずつ変えた 3 つの異なる目標電力を設定した。目標間隔は歩行者の検出を想定し 0.16m とした。目標パラメータを表 3.6 に示す。

表3.6 振幅差のある多目標距離推定シミュレーションの目標条件

Target	Target range	SNR
Target 1	11.66 m	30
Target 2	11.50m	20
Target 3	11.82m	10

再帰的信号減算周波数推定法による振幅差のある 3 目標の距離推定結果を図 3.10 に示す。図 3.10-(a)は 3 目標が重畳した観測信号で、白丸は設定した目標の距離と電力を示す。図 3.10 左は合成帯域数 $N_F=2$ 、図 3.10 右は $N_F=8$ である。図 3.10-(b-1), (b-2), (b-3)は、それぞれ観測信号から図 3.8 の信号減算処理で各 1 目標を分離した信号（順に目標 1, 2, 3）で、白丸は設定値、黒丸は推定された距離と電力を示す。再帰的信号減算周波数推定法により振幅の大きな目標から順に推定され、それを減算することで大振幅の信号に埋もれた小振幅の信号を検出できる。合成帯域数 $N_F=2$ においては、大

振幅信号のメインローブに埋もれた信号でも検出できている。

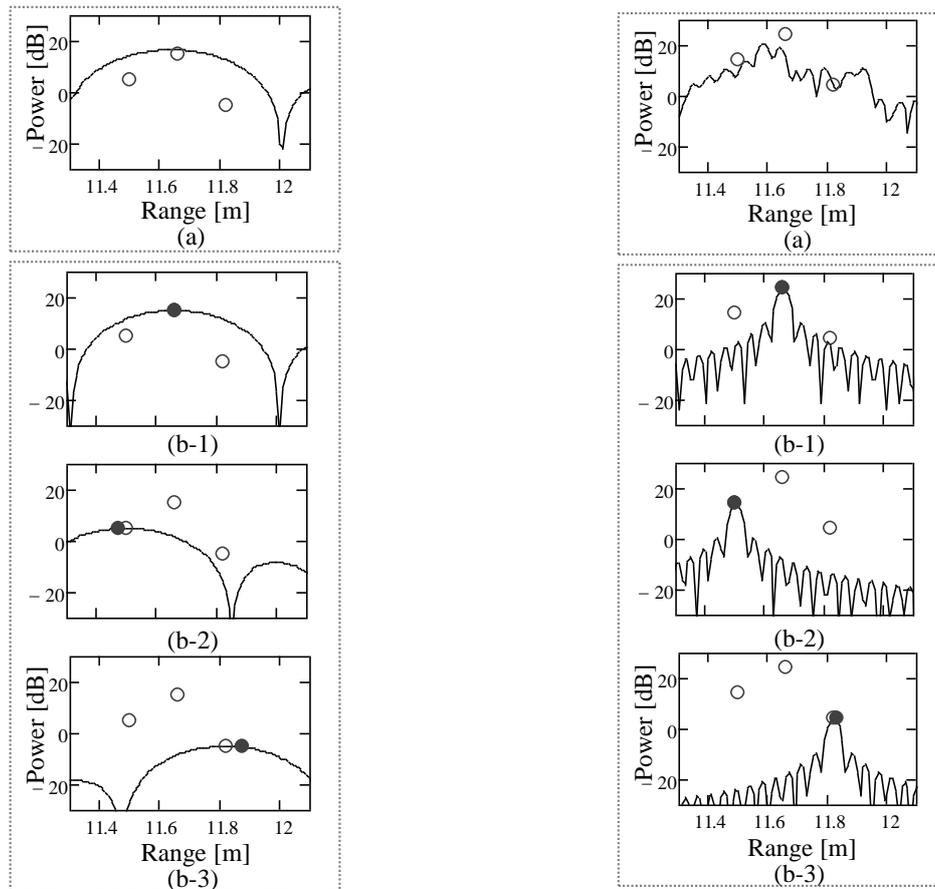


図3.10 離隔周波数合成による振幅差のある多目標の距離推定

((a) : 観測信号, (b) : 1 目標分離信号, 左 : 2 帯域合成, 右 : 8 帯域合成)

再帰的信号減算周波数推定法は、イテレーションループを二重化し、推定する目標数を目標数更新ループで限定しその数を 1 目標、2 目標と順に増加させながら距離推定を行うことで、各目標の距離や複素振幅の推定初期値を不要としている。目標数更新ループの効果を示すために、CA イテレーションループのみの処理 (図 3.7) と、イテレーションを多重化した 目標数更新ループを入れた提案法 (図 3.8) による推定目標距離の比較を行った。CA イテレーションループのみの処理においては目標距離の初期値設定が必要であり、初期値は目標距離推定処理の距離視野幅 R_{amb} 内で各目標複素振幅位相に一様分布のランダム値を与えた。それぞれの処理について、合成帯域数 $N_F=2$ として目標距離推定を試行回数 $N_{try}=1000$ 回による目標距離推定結果のヒストグラムを図 3.11 に示す。図 3.11(a)は CA イテレーションのみの処理であり、図 3.11(b)は

提案法である多重イテレーション処理の結果である。縦軸は推定距離における頻度であり対数で示している。

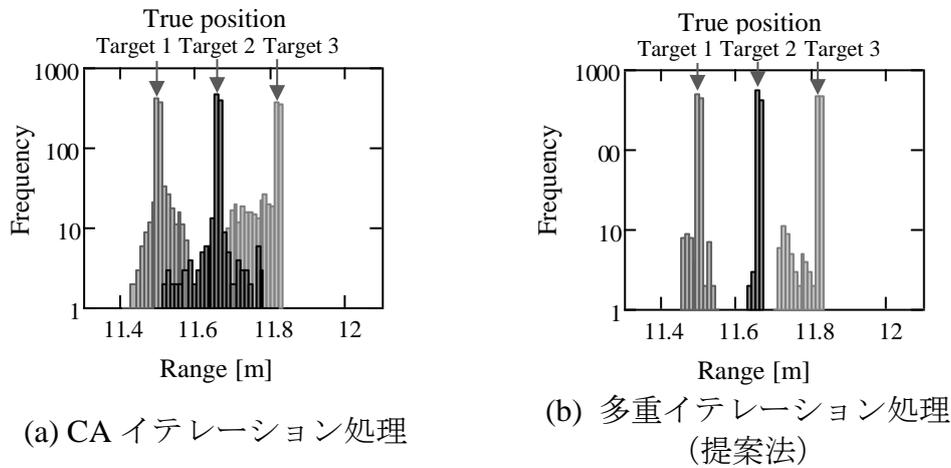


図3.11 離隔周波数合成による目標距離推定結果のヒストグラム

また、各目標における式(3.24)で定義される RMSE を表 3.7 に示す。

$$RMSE_k = \sqrt{\frac{1}{N_{try}} \sum_{try=1}^{N_{try}} (\hat{R}_{k,try} - R_k)^2} \quad (3.24)$$

$\hat{R}_{k,try}$: 試行 try 回目の目標 k の推定距離

$R_{k,try}$: 目標 k の真値 (シミュレーション設定値)

表3.7 離隔周波数合成による各目標における RMSE

Target	RMSE	
	CA iteration processing	Multiple iteration processing (proposal method)
Target 1	0.0166 m	0.0066 m
Target 2	0.0236 m	0.0016 m
Target 3	0.0406 m	0.0174 m

提案法は、目標数更新ループが無い CA イテレーション処理に比べ推定目標距離の RMSE が小さく距離推定誤差が抑えられていることが確認できる。

3.4 提案方式の目標距離精度

本節では、複数帯域を用いた離隔周波数コヒーレント合成の目標距離推定精度に対する Cramér–Rao bound (CRB) を導出する。CRB によりシステム固有の性能限界を正確に分析することが可能であり、到来方向(DOA)測定、到来時間(TOA)測定のためのシステムを対象として多くの報告がされている[48]-[51]。バイアスのない推定量の推定誤差の基本的な下限を提供できるため推定アルゴリズムのパフォーマンスを評価するためのツールとして有用である。CRB の定式の導出については最尤推定量の(漸近)共分散行列から導出する方法が Stoica による文献[17]に詳細に記されている。その後の文献[52]において確率論的 CRB の定式を直接導出する方法が記されている。ここでは、文献[17]の方法に基づいて離隔周波数コヒーレント合成法の CRB を導出する。導出した CRB を用いることで、提案方式の有効性の評価や、さまざまな目標条件における推定精度を検討することができる。近接した複数目標に対する離隔周波数コヒーレント合成の距離推定精度について、シミュレーションによる統計評価と CRB の値の比較を行い考察する。

3.4.1 Cramér–Rao bound の導出

CRB の導出にあたり 3.2 項で示した離隔周波数受信信号モデルを図 3.12 に従ってあらためて以下のように定義する。

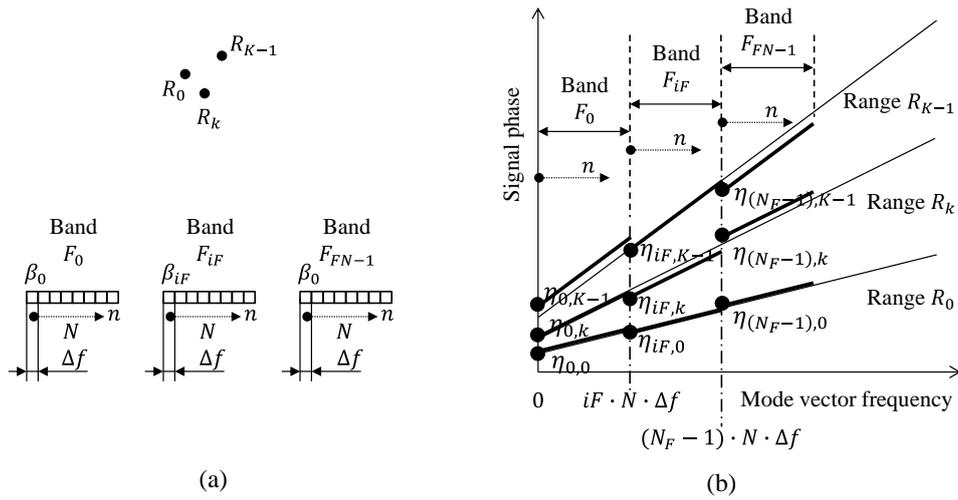


図3.12 離隔周波数受信信号モデル

(a) 離隔周波数帯域による信号受信, (b) 各帯域における受信信号の複素振幅

図 3.12 に示すように, K 個の目標信号が $\mathbf{R} = [R_1, \dots, R_K]^T$ の距離から N 周波数ステップのレーダによって受信され, 同様の受信が FN の異なる受信周波数帯域によって行われると仮定する. $\mathbf{z}_{iF}(t)$ は帯域 iF において時刻 $t = 0, \dots, L-1$ で受信された信号であり, 取得した全ての帯域の $\mathbf{z}_{iF}(t)$ を連結して得られるベクトル長 $M (= FN \cdot N)$ の信号を

$$\mathbf{z}(t) = [\mathbf{z}_0(t), \dots, \mathbf{z}_{FN-1}(t)]^T \quad (3.25)$$

とすると, $\mathbf{z}(t)$ は, 次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(t) &= \mathbf{A}(\mathbf{R})\mathbf{s}(t) + \mathbf{e}(t) \\ &= \begin{pmatrix} \eta_{0,0}\mathbf{a}(R_0) & \cdots & \eta_{0,K-1}\mathbf{a}(R_{K-1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \eta_{FN-1,0}\mathbf{a}(R_0) & \cdots & \eta_{FN-1,K-1}\mathbf{a}(R_{K-1}) \end{pmatrix} \mathbf{s}(t) + \mathbf{e}(t) \end{aligned} \quad (3.26)$$

ここで, $\mathbf{a}(R_k)$ は式(3.27)で与えられるモードベクトルで, $\mathbf{A}(\mathbf{R})$ は図 3.12(b)に示す複素振幅 $\eta_{iF,k}$ を $\mathbf{a}(R_k)$ に乗算したものを行方向に帯域数 FN 個, 列方向に目標数 K 個並べた行列である.

$$\mathbf{a}(R_k) = \exp\left(-j4\pi \frac{n\Delta f}{c} R_k\right) \quad (3.27)$$

図 3.12(a)に示すように帯域 iF のステップ番号 $n = 0$ の周波数を F_{iF} とし, そこでの複素 Gain/Phase を β_{iF} とすると, 複素振幅 $\eta_{iF,k}$ は式(3.28)で与えられる.

$$\eta_{iF,k} = \beta_{iF} \cdot \exp\left(-j4\pi \frac{F_{iF}}{c} R_k\right) \quad (3.28)$$

$s_k(t)$ は時刻 t における目標 k の波形で $\mathbf{s}(t) = [s_0(t), \dots, s_{K-1}(t)]^T$, $e_m(t)$ は時刻 t における取得した全ての帯域での受信信号を連結した信号 $\mathbf{z}(t)$ の各周波数ステップ m における雑音であり平均値ゼロ, 分散 σ^2 の加法性複素白ガウス雑音と仮定し $\mathbf{e}(t) = [e_0(t), \dots, e_{M-1}(t)]^T$ とする. また, 雑音は信号と無相関で独立していると仮定する. 帯域 iF における目標 k からの受信信号は式(3.29)で与えられ,

$$\mathbf{y}_{iF,k} = \eta_{iF,k} \cdot \mathbf{a}(R_k) \mathbf{s}(t) \quad (3.29)$$

信号 $\mathbf{z}(t)$ は, 式(3.30)で与えることが出来る. ここで, \mathbf{I}_{FN} は $FN \times FN$ の単位行列で \otimes はクロネッカー積を示す.

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(t) &= \left[[\mathbf{I}_{FN} \otimes \mathbf{a}(R_0) s_0(t)] \cdots [\mathbf{I}_{FN} \otimes \mathbf{a}(R_{K-1}) s_{K-1}(t)] \right] \begin{bmatrix} \left[\begin{array}{c} \eta_{0,0} \\ \vdots \\ \eta_{FN-1,0} \end{array} \right] \\ \vdots \\ \left[\begin{array}{c} \eta_{0,K-1} \\ \vdots \\ \eta_{FN-1,K-1} \end{array} \right] \end{bmatrix} \\ &+ \mathbf{e}(t) \\ &= \mathbf{H}(\mathbf{R}, t) \boldsymbol{\eta} + \mathbf{e}(t) \end{aligned} \quad (3.30)$$

式(3.26)から導かれる $\mathbf{z}(0), \dots, \mathbf{z}(L-1)$ の確率密度関数は式(3.31)で与えることができる.

$$\begin{aligned} p(\mathbf{z}(0), \dots, \mathbf{z}(L-1) | \mathbf{R}, \boldsymbol{\alpha}, \{\mathbf{s}(t)\}_{t=0}^{L-1}, \sigma^2) \\ = \frac{1}{|\pi\sigma^2 \mathbf{I}_M|^L} \exp\left\{-\frac{1}{\sigma^2} \sum_{t=0}^{L-1} \|\mathbf{z}(t) - \mathbf{A}(\mathbf{R}) \mathbf{s}(t)\|_2^2\right\} \end{aligned} \quad (3.31)$$

未知の変数から独立した項を無視した後, 式(3.30)による対数尤度関数は式(3.32)で与えられる.

$$\begin{aligned}
\mathcal{L}(\mathbf{R}, \boldsymbol{\eta}, \{\mathbf{s}(t)\}_{t=0}^{L-1}, \sigma^2) &= ML \ln \sigma^2 - \frac{1}{\sigma^2} \sum_{t=0}^{L-1} \|\mathbf{z}(t) - \mathbf{A}(\mathbf{R})\mathbf{s}(t)\|_2^2 \\
&= ML \ln \sigma^2 - \frac{1}{\sigma^2} \sum_{t=0}^{L-1} \|\mathbf{z}(t) - \mathbf{H}(\mathbf{R}, t)\boldsymbol{\alpha}\|_2^2
\end{aligned} \tag{3.32}$$

ここで、 \mathbf{R} と σ^2 は実数変数、 $\boldsymbol{\eta}$ と異なる時刻 t の $\mathbf{s}(t)$ は複素変数である。複素変数 $\boldsymbol{\eta}$ と $\mathbf{s}(t)$ を $\boldsymbol{\eta} = \boldsymbol{\eta}_r + j\boldsymbol{\eta}_i$ と $\mathbf{s}(t) = \mathbf{s}_r(t) + j\mathbf{s}_i(t)$ のように分解すると測定値を決定する実変数集合は $\boldsymbol{\Omega} = [\mathbf{R}^T, \boldsymbol{\eta}_r^T, \boldsymbol{\eta}_i^T, \{\mathbf{s}_r^T(t), \mathbf{s}_i^T(t)\}_{t=0}^{L-1}, \sigma^2]^T$ となる。CRBの定式は、 $\boldsymbol{\Omega}$ のすべての未知のパラメータに関する情報を含むフィッシャー情報行列(FIM)の逆行列から得ることができる[17]。上記実変数集合 $\boldsymbol{\Omega}$ に関するフィッシャー情報行列 $\mathbf{FIM}_{\boldsymbol{\Omega}}$ は式(3.33)で与えられる。

$\mathbf{FIM}_{\boldsymbol{\Omega}}$

$$\mathbf{FIM}_{\boldsymbol{\Omega}} = \begin{bmatrix} E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{R}}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{R}}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{R}}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_r}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{R}}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_i}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{R}}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(0)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{R}}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(0)}\right)^T\right\} & \dots & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{R}}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(L-1)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{R}}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(L-1)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{R}}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \sigma^2}\right)^T\right\} \\ E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_r}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_r}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_r}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_i}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_r}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(0)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_r}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(0)}\right)^T\right\} & \dots & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_r}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(L-1)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_r}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(L-1)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_r}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \sigma^2}\right)^T\right\} \\ E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_i}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_i}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_i}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(0)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_i}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(0)}\right)^T\right\} & \dots & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_i}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(L-1)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_i}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(L-1)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\eta}_i}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \sigma^2}\right)^T\right\} \\ E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(0)}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(0)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(0)}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(0)}\right)^T\right\} & \dots & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(0)}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(L-1)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(0)}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(L-1)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(0)}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \sigma^2}\right)^T\right\} \\ E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(0)}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(0)}\right)^T\right\} & \dots & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(0)}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(L-1)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(0)}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(L-1)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(0)}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \sigma^2}\right)^T\right\} \\ \vdots & \vdots \\ E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(L-1)}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(L-1)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(L-1)}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(L-1)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_r(L-1)}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \sigma^2}\right)^T\right\} \\ E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(L-1)}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(L-1)}\right)^T\right\} & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s_i(L-1)}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \sigma^2}\right)^T\right\} \\ E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \sigma^2}\right)\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \sigma^2}\right)^T\right\} & & & & & & E\left\{\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \sigma^2}\right)^2\right\} \end{bmatrix} \tag{3.33}$$

$\mathbf{s}(t)$ の正方対角行列 $\mathbf{X}(t)$ を式(3.34)で与え、モードベクトル $\mathbf{a}(R_k)$ を距離 R_k で偏微分した正方対角行列 $\mathbf{D}_R(\mathbf{R})$ を式(3.35)で与えると、

$$\mathbf{X}(t) = \text{diag}([s_0(t), \dots, s_{K-1}(t)]^T) \tag{3.34}$$

$$\mathbf{D}_R(\mathbf{R}) = \text{diag}\left(\left[\frac{\partial \mathbf{a}(R_0)}{\partial R}, \dots, \frac{\partial \mathbf{a}(R_{K-1})}{\partial R}\right]^T\right) \tag{3.35}$$

$\mathbf{FIM}_{\boldsymbol{\Omega}}$ は具体的に式(3.36)で与えられる。

FIM $_{\Omega}$

$$\begin{aligned}
 & \left[\begin{array}{cccccccc}
 \text{Re} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(t)}) & \text{Re} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_{(t)}) & -\text{Im} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_{(t)}) & \text{Re}(\mathbf{X}_{(0)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{A}) & -\text{Im}(\mathbf{X}_{(0)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{A}) & \cdots & \text{Re}(\mathbf{X}_{(L-1)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{A}) & -\text{Im}(\mathbf{X}_{(L-1)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{A}) & \mathbf{0} \\
 \text{Re} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(t)}) & \text{Re} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{H}_{(t)}) & -\text{Im} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{H}_{(t)}) & \text{Re}(\mathbf{H}_{(0)}^H \mathbf{A}) & -\text{Im}(\mathbf{H}_{(0)}^H \mathbf{A}) & \cdots & \text{Re}(\mathbf{H}_{(L-1)}^H \mathbf{A}) & -\text{Im}(\mathbf{H}_{(L-1)}^H \mathbf{A}) & \mathbf{0} \\
 \text{Im} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(t)}) & \text{Im} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{H}_{(t)}) & \text{Re} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{H}_{(t)}) & \text{Im}(\mathbf{H}_{(0)}^H \mathbf{A}) & \text{Re}(\mathbf{H}_{(0)}^H \mathbf{A}) & \cdots & \text{Im}(\mathbf{H}_{(L-1)}^H \mathbf{A}) & \text{Re}(\mathbf{H}_{(L-1)}^H \mathbf{A}) & \mathbf{0} \\
 \text{Re}(\mathbf{A}^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(0)}) & \text{Re}(\mathbf{A}^H \mathbf{H}_{(0)}) & -\text{Im}(\mathbf{A}^H \mathbf{H}_{(0)}) & \text{Re}(\mathbf{A}^H \mathbf{A}) & -\text{Im}(\mathbf{A}^H \mathbf{A}) & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\
 \text{Im}(\mathbf{A}^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(0)}) & \text{Im}(\mathbf{A}^H \mathbf{H}_{(0)}) & \text{Re}(\mathbf{A}^H \mathbf{H}_{(0)}) & \text{Im}(\mathbf{A}^H \mathbf{A}) & \text{Re}(\mathbf{A}^H \mathbf{A}) & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 \text{Re}(\mathbf{A}^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(L-1)}) & \text{Re}(\mathbf{A}^H \mathbf{H}_{(L-1)}) & -\text{Im}(\mathbf{A}^H \mathbf{H}_{(L-1)}) & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \text{Re}(\mathbf{A}^H \mathbf{A}) & -\text{Im}(\mathbf{A}^H \mathbf{A}) & \mathbf{0} \\
 \text{Im}(\mathbf{A}^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(L-1)}) & \text{Im}(\mathbf{A}^H \mathbf{H}_{(L-1)}) & \text{Re}(\mathbf{A}^H \mathbf{H}_{(L-1)}) & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \text{Im}(\mathbf{A}^H \mathbf{A}) & \text{Re}(\mathbf{A}^H \mathbf{A}) & \mathbf{0} \\
 \mathbf{0} & \frac{ML}{2\sigma^2}
 \end{array} \right] \\
 & = \frac{2}{\sigma^2}
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

FIM $_{\Omega}$ を式(3.37)~(3.40)をブロックとする区分行列で表すと,

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \text{Re} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(t)}) & \text{Re} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_{(t)}) & -\text{Im} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_{(t)}) \\ \text{Re} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(t)}) & \text{Re} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{H}_{(t)}) & -\text{Im} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{H}_{(t)}) \\ \text{Im} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(t)}) & \text{Im} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{H}_{(t)}) & \text{Re} \sum_{t=1}^{SS} (\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{H}_{(t)}) \end{bmatrix} \tag{3.37}$$

$$\mathbf{Er}(t) = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{A}) & -\text{Im}(\mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{A}) \\ \text{Re}(\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{A}) & -\text{Im}(\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{A}) \\ \text{Im}(\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{A}) & \text{Re}(\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{A}) \end{bmatrix} \tag{3.38}$$

$$\mathbf{AEr} \triangleq [\mathbf{Er}(0) \cdots \mathbf{Er}(L-1)] \tag{3.39}$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{A}^H \mathbf{A}) & -\text{Im}(\mathbf{A}^H \mathbf{A}) \\ \text{Im}(\mathbf{A}^H \mathbf{A}) & \text{Re}(\mathbf{A}^H \mathbf{A}) \end{bmatrix} \tag{3.40}$$

実変数集合 $[\mathbf{R}^T, \boldsymbol{\eta}_r^T, \boldsymbol{\eta}_i^T, \{\mathbf{s}_r^T(t), \mathbf{s}_i^T(t)\}_{t=0}^{L-1}]^T$ に関する FIM (CRB の逆行列) は式(3.41)となる。

$$\begin{aligned} \mathbf{CRB}^{-1}(\mathbf{R}^T, \boldsymbol{\eta}_r^T, \boldsymbol{\eta}_i^T, \{\mathbf{s}_r^T(t), \mathbf{s}_i^T(t)\}_{t=0}^{L-1}) &= \mathbf{FIM}(\mathbf{R}^T, \boldsymbol{\eta}_r^T, \boldsymbol{\eta}_i^T, \{\mathbf{s}_r^T(t), \mathbf{s}_i^T(t)\}_{t=0}^{L-1}) \\ &= \frac{2}{\sigma^2} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Gamma} & \mathbf{A}\mathbf{E}\mathbf{r} \\ \mathbf{A}\mathbf{E}\mathbf{r}^T & \mathbf{I}_L \otimes \mathbf{G} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.41)$$

式(3.41)の区分行列の逆行列において、実変数集合 $[\mathbf{R}^T, \boldsymbol{\eta}_r^T, \boldsymbol{\eta}_i^T]^T$ に関する行列の左上ブロックを取り出した **FIM** (**CRB** の逆行列) は式(3.42)となる。

$$\begin{aligned} \mathbf{CRB}^{-1}(\mathbf{R}, \boldsymbol{\eta}_r, \boldsymbol{\eta}_i) &= \mathbf{FIM}(\mathbf{R}, \boldsymbol{\eta}_r, \boldsymbol{\eta}_i) \\ &= \frac{2}{\sigma^2} (\boldsymbol{\Gamma} - \mathbf{A}\mathbf{E}\mathbf{r}(\mathbf{I}_L \otimes \mathbf{G})^{-1}\mathbf{A}\mathbf{E}\mathbf{r}^T) \end{aligned} \quad (3.42)$$

式(3.43)で定義する行列を使用することで、式(3.42)で示した実変数集合 $[\mathbf{R}^T, \boldsymbol{\eta}_r^T, \boldsymbol{\eta}_i^T]^T$ の **FIM** を、複素数 $\boldsymbol{\eta}$ を含む変数集合 $[\mathbf{R}^T, \boldsymbol{\eta}^T]^T$ の **FIM** に変換すると式(3.43)で与えられる。

$$\mathbf{E}\mathbf{c}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{A} \\ \mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{A} \\ \mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{A} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

$$\mathbf{CRB}^{-1}(\mathbf{R}, \boldsymbol{\eta}) = \mathbf{FIM}(\mathbf{R}, \boldsymbol{\eta})$$

$$\begin{aligned} &= \frac{2}{\sigma^2} \left(\boldsymbol{\Gamma} - \sum_{t=0}^{L-1} \text{Re}(\mathbf{E}\mathbf{c}_{(t)}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{E}\mathbf{c}_{(t)}^H) \right) \\ &= \frac{2}{\sigma^2} \begin{bmatrix} \sum_{t=0}^{S-1} \text{Re} \left(\frac{\mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(t)}}{-(\mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{A} \cdot (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(t)})} \right) & \sum_{t=0}^{S-1} \text{Re} \left(\frac{\mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_{(t)}}{-(\mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{A} \cdot (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^H \mathbf{H}_{(t)})} \right) & \sum_{t=0}^{S-1} -\text{Im} \left(\frac{\mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_{(t)}}{-(\mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{A} \cdot (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^H \mathbf{H}_{(t)})} \right) \\ \sum_{t=0}^{S-1} \text{Re} \left(\frac{\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(t)}}{-(\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{A} \cdot (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(t)})} \right) & \sum_{t=0}^{S-1} \text{Re} \left(\frac{\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{H}_{(t)}}{-(\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{A} \cdot (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^H \mathbf{H}_{(t)})} \right) & \sum_{t=0}^{S-1} -\text{Im} \left(\frac{\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{H}_{(t)}}{-(\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{A} \cdot (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^H \mathbf{H}_{(t)})} \right) \\ \sum_{t=0}^{S-1} \text{Im} \left(\frac{\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(t)}}{-(\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{A} \cdot (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^H \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(t)})} \right) & \sum_{t=0}^{S-1} \text{Im} \left(\frac{\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{H}_{(t)}}{-(\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{A} \cdot (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^H \mathbf{D}_\beta \mathbf{X}_{(t)})} \right) & \sum_{t=0}^{S-1} \text{Re} \left(\frac{\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{H}_{(t)}}{-(\mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{A} \cdot (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^H \mathbf{H}_{(t)})} \right) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.44)$$

ここで、直交射影行列 $\boldsymbol{\Pi}_A^\perp$ を式(3.45)で定義し、 \mathbf{F}_{RR} , $\mathbf{F}_{R\boldsymbol{\eta}}$, $\mathbf{F}_{\boldsymbol{\eta}\boldsymbol{\eta}}$ を式(3.46)(3.47)(3.48)で定義する。

$$\mathbf{\Pi}_A^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^H \quad (3.45)$$

$$\mathbf{F}_{RR} = \sum_{t=0}^{L-1} (\mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{\Pi}_A^\perp \mathbf{D}_R \mathbf{X}_{(t)}) \quad (3.46)$$

$$\mathbf{F}_{R\eta} = \sum_{t=0}^{L-1} \mathbf{X}_{(t)}^H \mathbf{D}_R^H \mathbf{\Pi}_A^\perp \mathbf{H}_{(t)} \quad (3.47)$$

$$\mathbf{F}_{\eta\eta} = \sum_{t=0}^{L-1} \mathbf{H}_{(t)}^H \mathbf{\Pi}_A^\perp \mathbf{H}_{(t)} \quad (3.48)$$

最終的に、距離 \mathbf{R} に関する CRB は式(3.44)による FIM の区分行列の逆行列において、距離 \mathbf{R} に関するする行列の左上ブロックを取り出した式(3.49)で与えられる。

$$\mathbf{CRB}(\mathbf{R}) = \frac{\sigma^2}{2} \left(\text{Re}(\mathbf{F}_{RR} - \mathbf{F}_{R\eta} \mathbf{F}_{\eta\eta}^{-1} \mathbf{F}_{R\eta}^H) \right)^{-1} \quad (3.49)$$

3.4.2 計算機シミュレーション

近接した複数目標に対する離隔周波数コヒーレント合成の距離推定精度について、シミュレーションによる統計評価と CRB の値の比較を行い考察する。

シミュレーションは式(3.50)~(3.54)を使って 3.2.3 項と同様の方法で実施した。ここで、「 $\hat{*}$ 」は、変数「 $*$ 」の推定値を示し、右肩の添え字 $\langle p \rangle$ は、 p 回目の反復の値を表す。

$$\hat{\boldsymbol{\eta}}^{\langle p \rangle} = \left(\sum_{t=0}^{L-1} \mathbf{H}^H(\hat{\mathbf{R}}^{\langle p-1 \rangle}, t) \mathbf{H}(\hat{\mathbf{R}}^{\langle p-1 \rangle}, t) \right)^{-1} \sum_{t=0}^{L-1} \mathbf{H}^H(\hat{\mathbf{R}}^{\langle p-1 \rangle}, t) \mathbf{z}(t) \quad (3.50)$$

$$\hat{\mathbf{s}}(t)^{\langle p \rangle} = \left(\mathbf{A}^H(\hat{\boldsymbol{\eta}}^{\langle p \rangle}, \hat{\mathbf{R}}^{\langle p-1 \rangle}) \mathbf{A}(\hat{\boldsymbol{\eta}}^{\langle p \rangle}, \hat{\mathbf{R}}^{\langle p-1 \rangle}) \right)^{-1} \mathbf{A}^H(\hat{\boldsymbol{\eta}}^{\langle p \rangle}, \hat{\mathbf{R}}^{\langle p-1 \rangle}) \mathbf{z}(t) \quad (3.51)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_{iF,k}^{\langle p \rangle}(t) = \mathbf{z}_{iF}(t) - \sum_{i=0, i \neq k}^{K-1} \mathbf{a}(\hat{R}_i^{\langle p-1 \rangle}) \cdot \hat{\eta}_{iF,i}^{\langle p \rangle} \quad (3.52)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{iF,k}^{\langle p \rangle}(t) = \hat{\mathbf{y}}_{iF,k}^{\langle p \rangle}(t) / \hat{\eta}_{iF,i}^{\langle p \rangle} \quad (3.53)$$

$$\hat{R}_k^{(p)} = \underset{r}{\operatorname{argmax}} \sum_{t=0}^{L-1} \frac{\mathbf{a}(r)^H \hat{\mathbf{x}}_k^{(p)}(t) \hat{\mathbf{x}}_k^{(p)H}(t) \mathbf{a}(r)}{\mathbf{a}^H(r) \mathbf{a}(r)} \quad (3.54)$$

シミュレーションは、表 3.3 で示したものと同一レーダパラメータを用いて実施した。目標については、目標間の干渉がある環境を想定した各複素振幅の絶対値が等しい 3 目標とした。目標間隔は 1 つの帯域幅 ($N \cdot \Delta f$) の分解能 (0.349 m) の 1/2 以下の間隔 $\Delta R=0.16\text{m}$ で等間隔に配置した。また、スナップショット数 $L=1$ とした。図 3.12(a) の各帯域の送信周波数 F_{iF} における位相にランダムな値を与えた上で、各帯域の複素 Gain/Phase β_{iF} にランダムな値を与えた試行回数 $N_{\text{try}}=900$ 回による試行を行い、式(3.55)で定義される RMSE を計算した。

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \frac{1}{N_{\text{try}}} \sum_{\text{try}=1}^{N_{\text{try}}} \left(\hat{R}_k^{(\text{try})} - R_k \right)^2 \right\}} \quad (3.55)$$

シミュレーションは、SNR を 20,30,40dB, 合成帯域数 NF を 1,2,3,4,8,16 帯域に変化させて実施した。図 3.13 は SNR と RMSE の関係であり、式(3.55)による RMSE と式(3.49)による CRB 値の比較を示す。シミュレーションによる RMSE は CRB 値と良く一致し、SNR の増加にともない RMSE はおよそ SNR の 1/2 乗に比例して減少する。図 3.14 は、合成帯域数と RMSE の関係であり同じく CRB 値との比較を示す。シミュレーションによる RMSE は CRB 値と良く一致し、合成帯域数を増加させるにつれ RMSE は減少し離隔周波数コヒーレント合成の効果が確認できる。

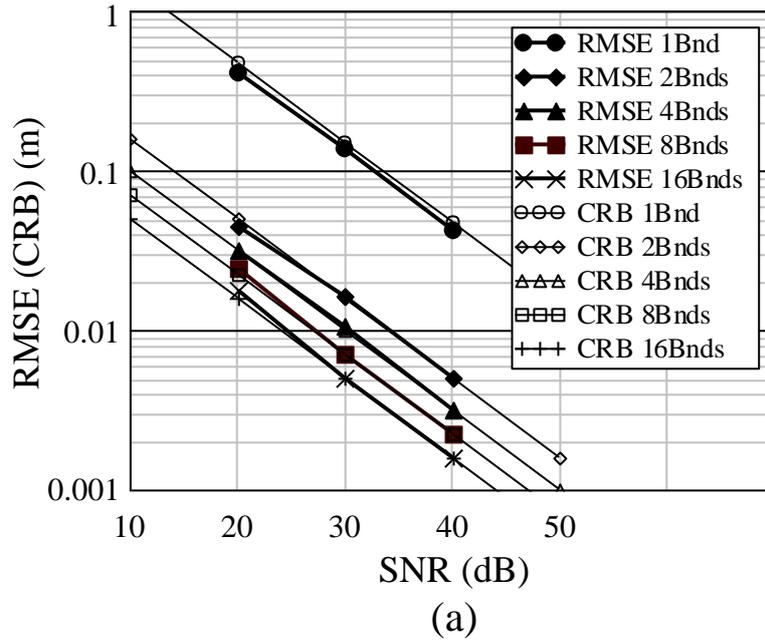


図3.13 離隔周波数合成のSNRに対するRMSEとCRB値
(太線：RMSE，細線：CRB)

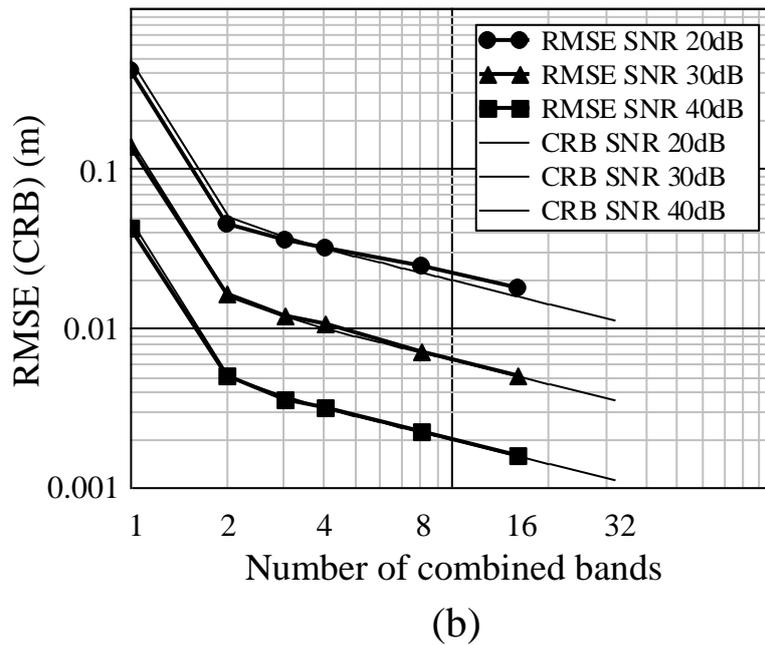


図3.14 離隔周波数合成の合成帯域数に対するRMSEとCRB値
(太線：RMSE，細線：CRB)

別のシミュレーションとして、総受信信号数が TN で、一つの帯域でスナップショット数 $L = TN$ でノンコヒーレント合成を実施した場合と各帯域でスナップショット数 $L = 1$ で TN 個の複数帯域信号を用いて離隔周波数コヒーレント合成を実施した場合の比較を行った。それぞれ、SNRは30dBとした時の結果を図3.15に示す。複数帯域を使って離隔周波数コヒーレント合成を実施することによってRMSEを低減できることが確認できる。離隔周波数コヒーレント合成は、各帯域の受信信号 \mathbf{z}_{iF} がコヒーレントに合成できるように複素振幅 η を推定して合成するためより高い目標距離推定精度を得ることができる。

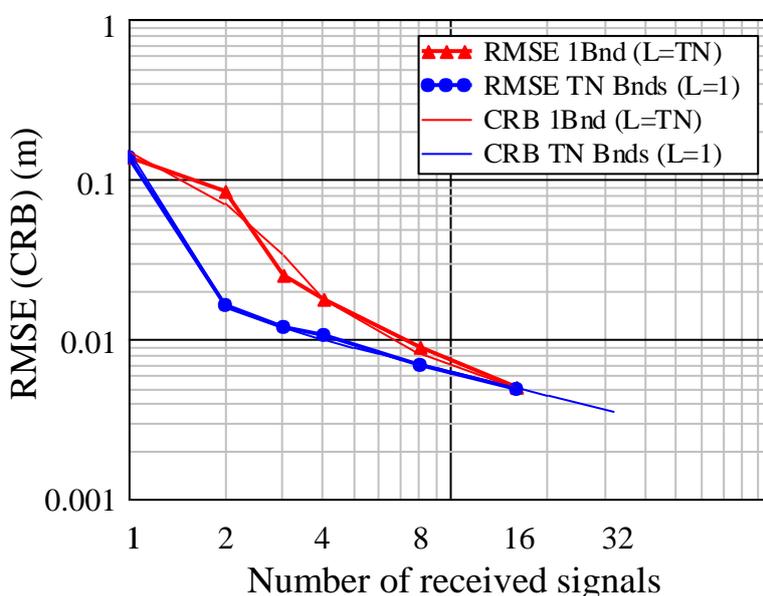


図3.15 離隔周波数合成の合成帯域数に対するノンコヒーレント合成とコヒーレント合成のRMSEとCRB値

(赤線：ノンコヒーレント合成，青線：離隔周波数コヒーレント合成，
太線：RMSE，細線：CRB)

3.5 結言

本章では、多周波ステップレーダ信号を用いた離隔した複数の周波数帯域の観測信号をコヒーレントに合成することで、複数目標間で干渉がある状況下において高い目標距離推定精度を実現する離隔周波数コヒーレント合成法を提案した。本提案法は、多目標の距離推定を各離隔帯域で得られた観測信号から1目標ずつ信号を分離しながら分離目標の距離と複素振幅をイテレーション推定する。この推定法により大振幅の信号に埋もれた小振幅の信号を検出できることをシミュレーションで確認した。また、多重化したイテレーション処理により、各目標の推定初期値設定を不要にすることで目標間干渉誤差の抑圧を可能とし、シミュレーションでその効果を確認した。

さらに、複数帯域を用いた離隔周波数コヒーレント合成の目標距離推定精度に対する Cramer-Rao Lower Bound (CRB)を導出し、近接した複数目標に対する離隔周波数コヒーレント合成の距離推定精度について、シミュレーションによる統計評価と CRB の値の比較を行い考察した。

提案の離隔周波数コヒーレント合成法は、離隔した複数帯域レーダシステムの信号を活用した高い推定距離精度の実現に有効な手段と考える。

第4章

多周波ステップレーダの超広帯域化と自動検知法

4.1 緒言

本章では、超広帯域化した多周波ステップ方式による目標自動検知法を提案する。超広帯域化にともなう速度および距離アンビギュイティ問題を解決した速度視野や距離視野の拡大方法と、その際に生じるサイドローブ上昇による目標間干渉を対策した複数目標の自動検知法について述べる。

近年 79GHz 帯の 4GHz 幅などの超広帯域幅が活用可能となり、超広帯域を有効活用したレーダ変復調方式が求められている。通常のパルス圧縮方式では、広い瞬時帯域幅（一般には帯域幅の 2 倍程度）が必要となるため超高速の A/D 変換器 (8GHz, 16bit) や信号処理が必要となり現状では実用に即した方式であるとは言えない。第 3 章において、超広帯域内に瞬時帯域幅が数 10MHz の多周波ステップレーダを複数配置してノンコヒーレントなそれぞれの帯域信号をコヒーレント合成して超広帯域化を図る「離隔周波数コヒーレント合成」について述べた。本節では、一つのコヒーレントなレーダ帯域内で多周波ステップ数を押さえつつ超広帯域をカバーする周波数ステップ配置によって広帯域化する方式について述べる。まず、多周波ステップレーダを 4GHz 帯域幅等のより広帯域へ拡張するときの課題や対策について述べる。また、それに至る多周波ステップレーダの各種関連研究経緯についても説明する。

多周波ステップ方式での広帯域化における課題は、同方式が周波数を時分割で切り替える方式であることによる速度視野低下（速度アンビギュイティ問題）である。すなわち、送信周波数のステップ間隔を変えずにステップ数を増加させて超広帯域をカバーすると同じ送信周波数での *slow time* のサンプリング間隔が広くなり速度視野低

下が発生する．この速度アンビギュイティの課題に対してこれまで観測時間と占有周波数帯域幅を一定の条件のもと，多周波ステップ CW 方式において速度推定用ステップを組み合わせた送信周波数シーケンスを採用した方法[53]，多周波ステップ CPC 方式において 2 つの CPC 符号間の位相差から速度アンビギュイティを解く方法および圧縮センシングにより速度アンビギュイティに対処する方法[54]などが提案・評価されている．しかし，圧縮センシングを用いた方法は，ある程度の良い入力 S/N である条件下において有効であり，低 S/N 下で有効動作する方式の確立が課題である．このため，低 S/N 条件下においてもロバストな通常の DFT を用い，入力となる周波数ステップをランダムにステップさせることで，速度アンビギュイティを抑圧する方法が考えられる[55]．しかし，入力をランダムサンプリングにした DFT での合成帯域処理において，アンビギュイティを一定レベル抑圧が可能であるものの，アンビギュイティ起因の電力がサイドローブの上昇としてとして現れる．この影響について，計算機シミュレーションを行った結果，電力は目標電力の -35dB 程度に留まることが確認された．一方で，このサイドローブレベルの電力分布は受信機雑音の分布とは異なり，これが誤検知の要因となる可能性は同レベルの受信機雑音に比べると十分に低いと考えられる．

上記で，速度視野の確保に関する研究背景について述べたが，送信周波数帯域が 79GHz 帯の 4GHz 幅に及ぶ超広帯域の全帯域に亘り多周波ステップ方式を適用する場合，距離視野確保（距離アンビギュイティ）も研究課題となる．すなわち，観測時間一定のもと速度視野を確保するため同じ送信周波数での **slow time** のサンプリングを所定数確保すると，送信周波数のステップ数そのものを減少させステップ間隔を広くすることとなり距離視野低下が発生する．距離視野低下の対策として，多周波 CW 方式において初期送信周波数をわずかに変えた線形的に周波数をステップさせる 2 組の送信シーケンスを用いることで距離視野拡張を図る方法[56]，パルスドップラーフィルタ（DFT）での速度アンビギュイティ対策と同様に合成帯域処理を圧縮センシングに置き換えることによる距離アンビギュイティ対策が提案されている[57]．圧縮センシングを用いた方法は，合成帯域処理が信号処理の最後段であることから，比較的高

い入力 S/N となるため、距離アンビギュイティ対策として有効性がシミュレーションにより確認されている。

本章では、低 S/N 条件下を想定し、速度および距離アンビギュイティの双方を解決する手段として、周波数をランダムステップさせる変調方式と再帰的信号減算周波数推定法[16][58]に基づく目標検知を組み合わせた自動検知法を提案する。再帰的信号減算周波数推定法は、信号処理最後段の DFT による合成帯域処理出力の電力の大きい目標から逐次その目標信号を再構成し減算イテレーションする方法である。減算を合成帯域処理の範囲内でクローズさせる方法も一構成法であるが、本章では速度方向の目標間電力アイソレーションを高めるため、ランダムパルスドップラー処理前（パルス圧縮後）の信号を減算する構成を採用する。この再帰的信号減算周波数推定法による提案法では、減算信号作成においてパルスドップラーフィルタと合成帯域の *slow time* 処理にて得られた信号振幅値を用いてパルス内の時間波形 (*fast time*) を生成することで、当該減算手法で課題となる受信機の LPF の影響などの定式化困難な誤差に対してロバストとなるよう配慮したことを特徴とする。

レーダの最終処理として、しきい値処理を行い目標の検知（目標の有無判断とその距離・速度値の出力）が行われる。このとき、提案法である信号減算イテレーションを適用せず、自動検知法として従来の CFAR（テスト距離ビンの前後のレベルと比較したしきい値処理）を合成帯域処理出力に適用した場合、距離アンビギュイティに起因した距離サイドローブの上昇が誤検知につながる。提案法では、この問題に対し再帰的信号減算周波数推定法によりこの誤検知を抑制する。この方法は必要な他目標の距離、複素振幅をイテレーションの過程で順次求めていくため SAGE アルゴリズムとは異なり初期値が不要で、サイドローブを構成する大きい目標の電力を逐次減算しているので、サイドローブに埋もれた小電力の目標の自動検知が可能となる。

本章の 4.2 節で多周波ステップレーダにおける速度・距離視野問題について述べ、4.3 節では多周波ステップ方式の一つである多周波ステップ CPC 方式を例として再帰的信号減算周波数推定法に基づく目標自動検法について説明する。4.4 節では計算

機シミュレーションにより，提案法を 4GHz 帯域幅に適用し，車載レーダに求められる距離・速度視野を確保した上で，帯域幅に相当する高距離分解能（約 3cm）が得られるとともに，多目標環境下において振幅の大きな目標のサイドローブに埋もれた振幅の小さな目標を自動検知できることを示す．4.5 節で本章における結論を述べる．

4.2 多周波ステップレーダにおける速度・距離視野

4.2.1 多周波ステップ CPC 方式

緒言において，多周波ステップ方式等を中心に速度・視野問題について各種対策について述べた．ここでは，多周波ステップ方式の一つである多周波ステップ CPC 方式を例として取り上げ，多周波ステップレーダの送信シーケンスとその結果としての視野期待値について概説する．

(1) 基本送信シーケンス

多周波数ステップ CPC 方式は，CPC パルス圧縮と位相差を用いた距離推定（合成帯域法）を複合したレーダ変調方式である．時分割で 2 つの相補となる CPC(Complimentary phase code)符号の送信と複数個の送信周波数切り替えを行い，受信時に送信周波数毎に復調する（図 4.1）．受信信号をパルス圧縮処理した後ドップラー周波数推定を行う．時分割送信によるドップラーシフトに対する位相補正処理を行い，相補の CPC 受信信号の加算により距離サイドローブを抑圧する．さらに，複数ステップの周波数方向に受信信号を合成する合成帯域法により，送信帯域幅と比較して狭受信機帯域幅で高距離分解能を得るとともに遠距離性も両立している（図 4.2）．

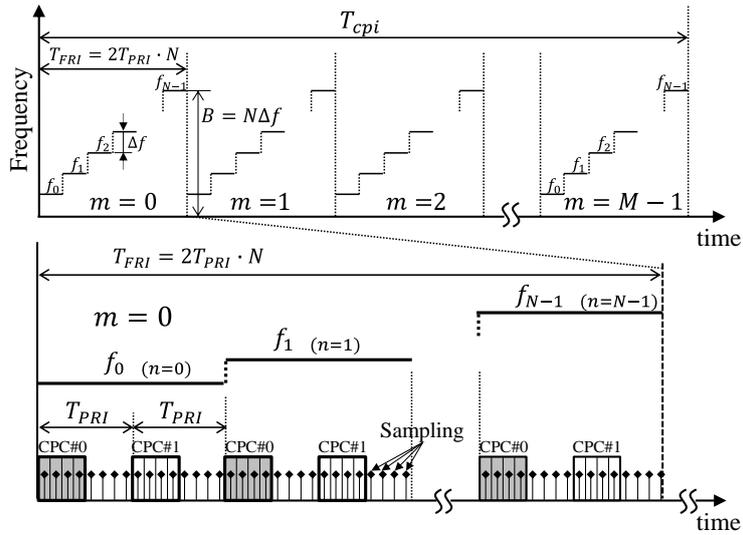


図4.1 多周波ステップ CPC 方式送信シーケンス

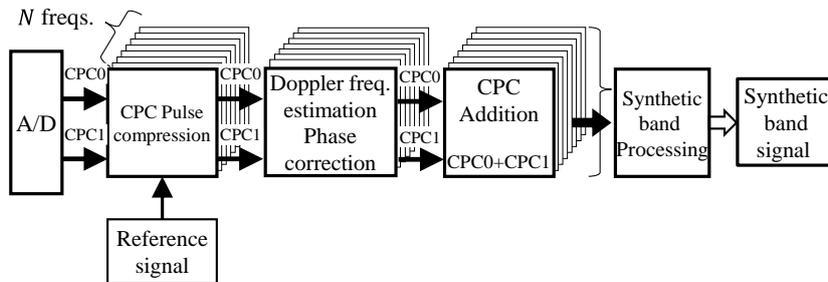


図4.2 多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図

ここで、各変数は表 4.1 のとおりである。

表4.1 変数定義

c	Speed of light
T_{PRI}	Pulse repetition interval
T_{CPI}	Coherent Processing Interval
N	Number of transmission frequency steps
M	Number of Doppler samplings
n	Transmission frequency step number ($0 \cdots N - 1$)
m	Doppler sampling number($0 \cdots M - 1$)
ic	CPC code number (0,1)

f_n	Transmission step frequency
Δf	Transmission frequency step interval

パルス化したレーダにおいてインストルメント距離 R_{ins} は一つの送信パルスから次の送信パルスまで（パルス繰返し時間 T_{PRI} : Pulse Repetition Interval）に電波が往復するという条件から，式(4.1)で表される．

$$R_{ins} = \frac{c \cdot T_{PRI}}{2} \quad (4.1)$$

多周波ステップ方式において，目標距離 R はその周波数成分の位相差 $\Delta\phi = \phi_n - \phi_{n-1}$ を用いて，

$$R = \frac{c \cdot \Delta\phi}{4\pi(f_n - f_{n-1})} \quad (4.2)$$

から求められる．すなわち距離アンビギュイが発生しない距離（距離視野） R_{max} は，式(4.3)で表される．

$$R_{max} = \frac{c}{2\Delta f} \quad (4.3)$$

一方で距離分解能 δR は占有帯域幅 $B_t = (N - 1) \cdot \Delta f + b$ で決まり，式(4.4)で表される．

$$\delta R = \frac{c}{2B_t} = \frac{c}{2((N - 1)\Delta f + b)} \quad (4.4)$$

多周波ステップ CPC 方式は，送信波をパルス圧縮波とし距離ビン毎の処理とし，パルス圧縮後のパルス幅（距離ゲート幅 ΔR ）を $\Delta k < c/2\Delta f$ とすることで距離アンビギュイティを緩和する．

目標速度 V は，周波数 f_0, f_1, \dots, f_{N-1} の距離ビン毎のサンプリングデータをそれぞれフーリエ変換して求められる．速度分解能 δV は，FMCW 方式等と同様に観測時間 T_{CPI} で決まり，式(4.5)で表される．

$$\delta V = \frac{\lambda}{2T_{CPI}} \quad (4.5)$$

速度視野を $\pm V_{max}$ とすると，各ステップ送信周波数におけるサンプリング周期 T_{FRI} を用いて式(4.6)で表される．

$$V_{max} = \frac{\lambda}{4T_{PRI}} \quad (4.6)$$

多周波ステップ CPC (60GHz 帯) において, パルス繰返し周期 $T_{PRI}=3.5\mu s$, パルス帯域幅 $b=80MHz$, $\Delta f=50MHz$, ステップ数 $N=8$ とした場合, 占有帯域幅 B は 430MHz となる. このとき, インストルメント距離 R_{ins} は式(4.1)から 524.6m となり, 距離視野 R_{max} は式(4.3)から 3.0m となる. また, 各送信周波数のパルス圧縮波は 2 つであるため, サンプルング周期 T_{PRI} は $2N \cdot T_{PRI}$ となり, 速度視野 V_{max} は式(4.6)から 79.6km/h となる.

なお, 上記の定式化から, 多周波ステップ方式の多周波 LFM 方式[26], 多周波 ICW 方式[2]では, 各送信周波数のパルス圧縮波は 1 つであるため, サンプルング周期 T_{PRI} は $N \cdot T_{PRI}$ となり, 速度視野 V_{max} は 159.2km/h となる.

(2) 超広帯域多周波ステップでの課題

前項(1)にて概説した多周波数ステップ CPC 方式を 79GHz 帯の 4GHz 帯域幅を 20MHz 程度の受信機帯域幅で実現することを考えた場合, 距離分解能と遠距離性の両立という観点で多周波ステップ方式の有効性がより顕著となるものの, 観測時間を一定にすると周波数時分割切り替えのため距離視野が狭くなる問題が生じる. 周波数ステップ数 N を 256, 周波数ステップ幅 Δf を 13.4MHz とした場合, 約 4GHz の帯域をカバーできるが, 観測時間が長くなる問題があり N を 256 から 32 程度に間引いて選択する必要がある. 図 4.3 に, 距離 19.2m, 速度 60km/h の 1 目標に対する上記線形ステップ送信シーケンスを示し, 図 4.4 に, これによる超広帯域多周波ステップ CPC 方式の合成帯域出力結果例を示す.

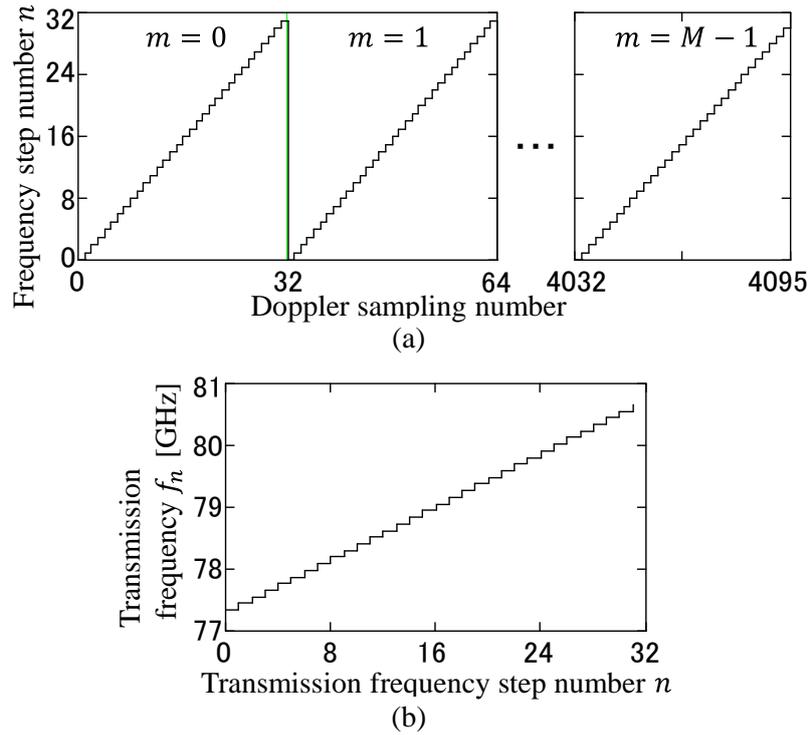


図4.3 多周波ステップ方式における線形ステップ送信シーケンス
 ((a) : 周波数線形切替え, (b) : 等間隔周波数ステップ)

この場合、速度視野だけでなく距離視野の劣化が生じる。 $N=32$ のとき、速度視野（速度アンビギュイティが発生する間隔）が約 30km/h、距離視野（距離アンビギュイティが発生する間隔）が 1.4m となる。 図 4.4 の上記送信シーケンスによる出力結果例を示すように速度および距離方向においてアンビギュイティが発生しており、距離方向については約 7m の距離ゲート幅の中に多数存在している。

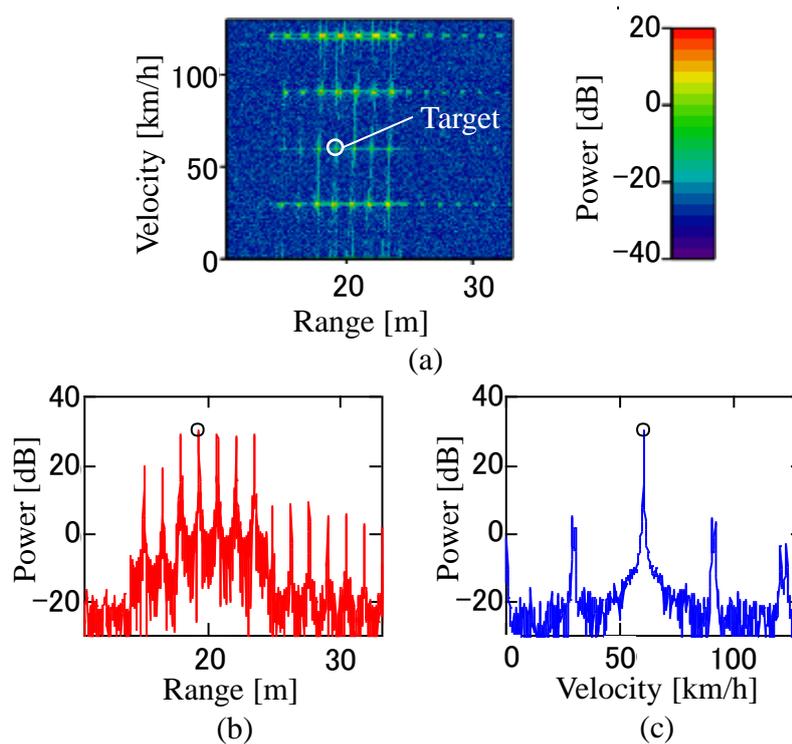


図4.4 多周波線形ステップ送信シーケンスによる合成帯域結果出力
 ((a)距離-ドップラーマップ, (b)距離-電力プロファイル, (c)速度-電力プロファイル)

(c) 周波数ステップのランダム化

速度視野改善対策として、図 4.5 に示すように送信する周波数順序をランダムとし同一送信周波数におけるサンプリング周期を不等間隔とするランダムステップ送信シーケンスにより速度視野を確保する。さらに、距離視野改善対策として、最小周波数ステップ幅 $\Delta f=13.4\text{MHz}$ の間引かれた 32 個の周波数ステップをランダムに選択する。結果的に、周波数ステップは、不等間隔ではあるが、広い距離視野に相当する周波数ステップの最小刻みがシーケンス内に含まれることになる。

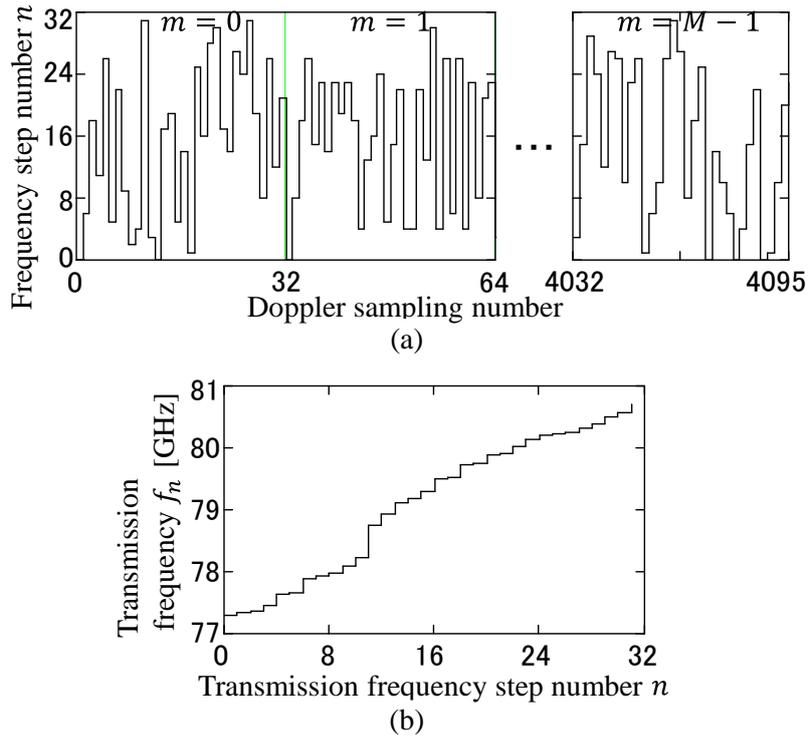


図4.5 多周波ランダムステップ送信シーケンス

(a) : 周波数ランダム切替え, (b) : 不等間隔周波数ステップ)

図 4.6 に, 距離 19.2m, 速度 60km/h の 1 目標に対する上記送信シーケンスによる超広帯域多周波ステップ CPC 方式の合成帯域出力結果例を示す. 同一周波数におけるサンプリング周期および周波数ステップの不等間隔化により, 速度および距離方向のアンビギュイティが緩和され, 速度視野は $\pm 488\text{km/h}$, 距離視野は 11.2m に拡大されている. このときの速度視野 V'_{max} は式(4.7)で与えられる.

$$V'_{max} = \frac{\lambda}{8T_{PRI}} \quad (4.7)$$

また, 約 7m の距離ゲートにより図 4.6(b)の矢印で示す 11.2m 間隔のアンビギュイティについては大きく抑圧される. 一方で, 速度および距離方向にアンビギュイティ起因のサイドローブが一定レベルの値として残存する. このため, 信号電力差のある目標が同一の距離・速度に存在するとき, その検知が課題となり, 新たな目標の自動検知法が必要となる.

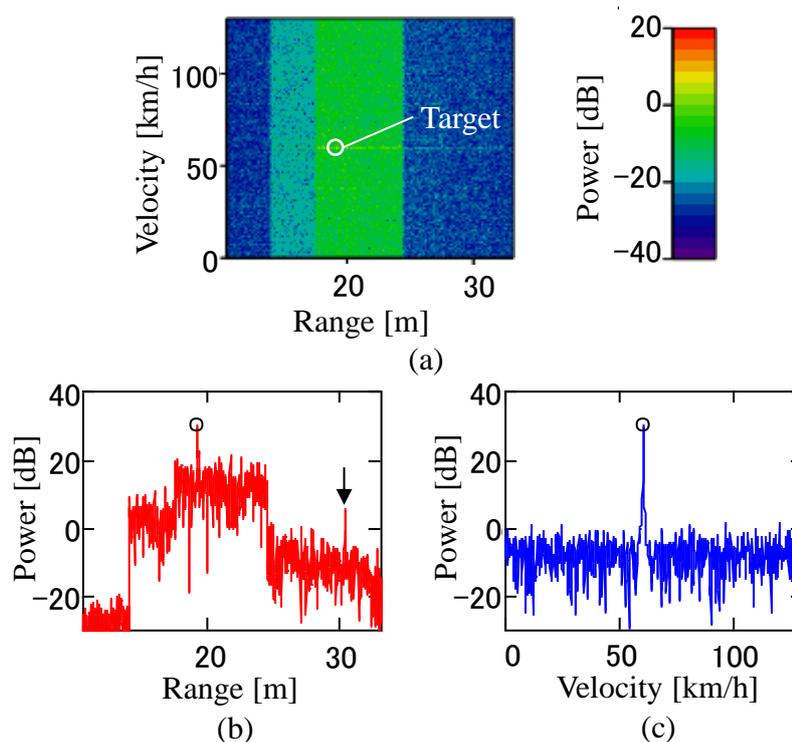


図4.6 多周波ランダムステップ送信シーケンスによる合成帯域結果出力
 ((a)距離-速度マップ, (b)距離-電力プロファイル, (c)速度-電力プロファイル)

4.3 超広帯域多周波ステップレーダにおける目標自動検知法

本節では、再帰的に目標距離を推定し、入力となる時間波形で逐次信号減算することでアンビギュイティ起因のサイドローブの影響を回避し信号電力差のある目標の距離推定ならびに自動検知を可能とする「再帰的信号減算周波数推定法に基づく目標自動検知法」を提案する。

4.3.1 提案法の概要

提案法は、図 4.5 で示した送信シーケンスを用い、再帰的波形減算周波数推定法に基づき、パルス圧縮後の多目標が含まれる観測信号から減算信号を減算することにより 1 目標波形を生成し、目標電力の大きい順に逐次的に検知していくことを特徴としている。また、減算処理をパルス圧縮後とすることで実環境において A/D 変換器前に挿入される LPF の影響により減算波形の波形生成の精度を低下させることなく減算処理が可能となる。

再帰的波形減算周波数推定法[16][58]は、CA の概念[38]に基づくイテレーションを多重化したものであり、処理ブロック図を図 4.7 に示す。この推定法は、CA イテレーション法（以降、CA 法と呼ぶ）が基本となっている。CA 法は事前に検出する全目標に対して、目標距離の初期値を必要とし、目標間の相互の干渉がある状態で目標距離推定を行うために、推定距離から生成する減算信号に誤差が生じ波形減算効果の低下をまねく。そのため、以降のイテレーションによる目標距離推定に誤差が残る可能性がある。そこで、提案法ではイテレーションを多重化して「目標数更新」を行う処理ループ（再帰的信号減算周波数推定ループ(Recursive signal subtraction frequency estimation loop)）の中で CA 法を行う方式とし、推定する目標数を 1 からはじめ 1 つずつ目標数を増加させその目標数の中で CA 法を行う構成とした。図 4.7 の「目標数更新(Target number update)」で設定された目標数において、CA イテレーションにより信号減算で得られる 1 目標信号のピーク検出と目標距離推定を繰り返す。「(d-1)収束判定(Convergence judgment)」により推定目標距離の収束が判定されると CA イテレーションを終了し、「目標数更新」により推定目標数を 1 つ増加させる。「目標数更新」であらたに追加された推定対象目標の目標距離を推定するにあたり、前回の CA 法で推定精度が改善された既推定目標距離を使い「(b)減算信号生成(Subtraction signal)」で生成された信号を観測信号から減算することで追加目標信号を精度よく分離することができる。また、再び CA イテレーションを行うことで追加目標および既に推定された全ての目標に対して目標距離の精度を改善することができる。このように、イテレーションを多重化することで、各目標の初期値を不要とするとともに各目標信号の分離および距離推定の精度を改善することができる。さらに、再帰的信号減算周波数推定ループでは、目標電力の大きい順に逐次的に推定されていくため、既に推定した目標電力の大きい信号を減算することで、電力の大きな目標のサイドローブフロアに埋もれた電力の小さな目標に対する影響を回避し、目標電力差のある多目標すべてを自動検知することができる。

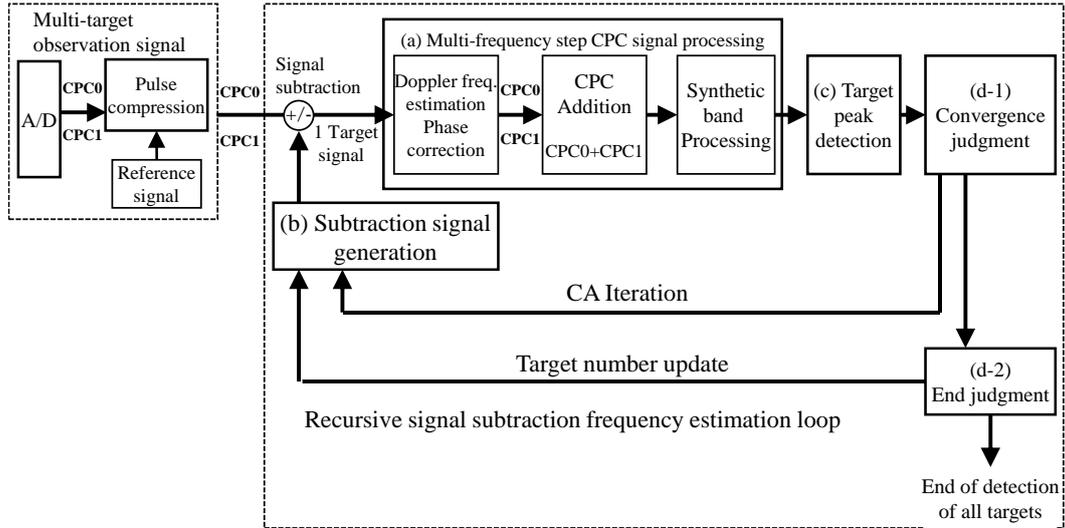


図4.7 提案の超広帯域多周波ステップ方式の信号処理ブロック図

4.3.2 受信信号の定式化

図 4.5 に示す送信シーケンスにより送信され、目標にあたり反射し、目標までの往復時間に相当する時間遅延 τ の後、受信波として受信アンテナに入射し、サーキュレータを經由してミキシングされ、A/D 変換器によりサンプリングされ、その信号 s_{code} は

$$s_{code}(m, n, ic, k_\tau) = CPC \left(k_\tau \cdot \Delta k - \frac{2R(t_{m,n,ic})}{c} \right) \cdot \exp \left(-j2\pi f r_{m,n} \frac{2R(t_{m,n,ic})}{c} \right) \quad (4.8)$$

とあらわされる。ここで、 CPC は CPC 符号による受信信号の複素振幅、 $f r_{m,n}$ はパルス番号 m 、ステップ番号 n における前章 2.1(c)で示したランダムな間隔で間引かれた送信周波数である。 Δk は A/D サンプリング周波数 f_s から式(4.9)で与えられる距離ゲート幅に相当する距離 bin 間隔であり、 k_τ は fast time における距離 bin 番号であり $k_\tau = \text{ceil}(\tau/\Delta k)$ で与えられる。

$$\Delta k = \frac{c}{2f_s} \quad (4.9)$$

$t_{m,n,ic}$ は、slow time であり上記番号 m 、 n 、 CPC 符号番号 ic と送信シーケンスより下式で与えられる。

$$t_{m,n,ic} = 2T_{PRI}(N \cdot m + n) + T_{PRI} \cdot ic \quad (4.10)$$

$R(t_{m,n,ic})$ は slow time $t_{m,n,ic}$ における目標距離である。一例として、速度 V の目標がレーダのほぼ正面にある場合、 $m = n = ic = 0$ の時の目標距離を R_0 とすると、

$$R(t_{m,n,ic}) = R_0 - V \cdot t_{m,n,ic} \quad (4.11)$$

となる。

複数目標が存在する環境下におけるサンプリング信号は式(4.8)の線形和として表される。

4.3.3 再帰的信号減算周波数推定法による自動検知

送信する周波数順序をランダムとし同一周波数におけるサンプリング周期を不等間隔とすることで距離視野が確保されるが、図 4.6(b)に示すように目標のサイドローブフロアが約 15dB となる。近接した距離に振幅差が 15dB 以上の振幅の小さな目標が存在する場合、目標はサイドローブフロアに埋もれ単純な目標ピーク探索による目標自動検では誤検知を引き起こす可能性がある。そこで、多目標が含まれる観測信号から 1 目標ずつ信号を分離しながら分離目標の距離、速度、複素振幅をイテレーション推定する再帰的信号減算周波数推定法を適用する。これにより、振幅の大きな目標をサイドローブも含め減算することにより、サイドローブフロアに埋もれた電力の小さな目標に対する影響を回避し、目標電力差のある多目標すべてを自動検知することができる。

(1) 多周波ステップ CPC 信号処理

図 4.7 のブロック図に示すように A/D 変換器によりサンプリングされた信号 s_{code} は、参照信号を用いて「パルス圧縮」処理され、その出力 PC は

$$PC(m, n, ic, k_\tau) = g \left(k_\tau \cdot \Delta k - \frac{2R(t_{m,n,ic})}{c} \right) \cdot \exp \left(-j2\pi f_n r_{m,n} \frac{2R(t_{m,n,ic})}{c} \right) \quad (4.12)$$

となる。 g はパルス圧縮処理出力信号の複素振幅である。パルス圧縮出力 PC は、「パルルドップラーフィルタ (PDF)」処理により、周波数ステップ n 、CPC 符号 ic ごとに各 k_τ bin に対して m 方向のフーリエ変換が施される。

$$RD_{n,ic}(k_\tau, m_d) = \sum_{m=0}^{M-1} PC(m, n, ic, k_\tau) \cdot \exp \left(-j2\pi f_n \frac{2m_d \cdot \Delta v}{c} t_{S_{m,n,ic}} \right) \quad (4.13)$$

ここで、 m_d はドップラー bin 番号、 Δv は下式で与えられるドップラー bin 間隔であ

る.

$$\Delta v = \frac{c}{f_c} \frac{1}{2T_{CPI}} \quad (4.14)$$

f_n はステップ番号 n におけるステップ周波数であり， $ts_{m,n,ic}$ はステップ周波数 f_n ，CPC符号番号 ic における，パルス番号 m でのランダム化されたサンプリング時刻である．

上記で得られた周波数ステップ n ，CPC符号 ic ごとのドップラー信号 $RD_{n,ic}$ は式(4.15)の「CPC加算(ADD)」処理により，CPC符号 ic による2信号が加算処理される．相補のCPC受信信号の加算により距離サイドローブを抑圧する．

$$ADD_n(k_\tau, m_d) = \sum_{ic=0}^1 RD_{n,ic}(k_\tau, m_d) \quad (4.15)$$

上記で得られた周波数ステップ n ごとの加算信号 ADD_n は式(4.16)の「合成帯域(SWW)」処理により n 方向のフーリエ変換が施される．SWW処理により N 個の間引かれた狭帯域受信信号が広帯域信号に合成帯域され高分解能化される．

$$SWW(ir, m_d) = \sum_{n=0}^{N-1} ADD_n(k_\tau, m_d) \cdot \exp\left(j2\pi f_n \frac{2(k_\tau \cdot XR - ir) \cdot \Delta r}{c}\right) \quad (4.16)$$

ここで， ir は合成帯域処理後の距離 bin 番号， Δr は $\Delta r = \Delta k / XR$ (XR は整数値) で与えられる合成帯域処理で高分解能化された距離 bin 間隔である．

(2) 減算信号生成

ここでは，「パルス圧縮」処理後の信号に対する減算信号の生成について述べる．図4.7のブロックに示すように「(a)多周波ステップCPC信号処理(Multi-frequency step CPC signal processing)」の出力に対して「(c)目標ピーク検知(Target Peak detection)」処理により最大電力となる目標速度と目標距離を推定する．仮定する目標数を K_{tgt} とし，目標番号を $iT (= 0, 1, \dots, K_{tgt} - 1)$ としたときの各目標の推定速度を \hat{V}_{iT} ，推定距離を \hat{R}_{iT} とする．「(c)目標ピーク検知」によって多周波ステップCPC信号出力の最大電力となる速度 bin，距離 bin の信号から \hat{V}_{iT} ， \hat{R}_{iT} を求めると，「パルス圧縮」処理後の信号の推定複素振幅列 $\hat{a}_{iT}(k_\tau)$ は，各距離 bin k_τ についてパルス圧縮減算信号 $PC(m, n, ic, k_\tau)$

に対してパルスドップラーフィルタと合成帯域の slow time 処理を式(4.17)で行うことにより fast time の時間波形を生成することで与えられる.

$$\hat{a}_{iT}(k_\tau) = \frac{1}{2MN} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{ic=0}^1 \sum_{m=0}^{M-1} PC(m, n, ic, k_\tau) \cdot \exp\left(-j2\pi f_n \frac{2\hat{V}_{iT}}{c} t_{S_{m,n,ic}}\right) \cdot \exp\left(j2\pi f_n \frac{2\hat{R}_{iT}}{c}\right) \quad (4.17)$$

なお, ここでは, 図 4.7 のブロック図における信号減算を「パルス圧縮」処理後に行う構成で説明しているが, 提案の方式は線形処理であるため, 原理的には「パルス圧縮」処理の前に減算を行う構成も考えられる. この場合, 使用する CPC 符号は設計された既知のものであるので, 「(c)目標ピーク検知」で検出した各目標の目標ピーク位置における距離, 速度, 複素振幅値を用いて「パルス圧縮」処理の前に対する減算信号をより簡便に生成して信号減算することが可能である. しかし, 実環境における「パルス圧縮」処理の前の信号は A/D 変換器前に挿入される LPF の影響を受けており, 上記で生成した減算信号との間に誤差が生じ波形減算効果の低下をまねく可能性がある. 提案の方式では, 式(4.17)に示すように「パルス圧縮」処理によりパルス化され LPF の影響を受けた距離 bin k_τ 毎の slow time 信号 $PC(m, n, ic, k_\tau)$ をもとに各距離 bin における複素振幅を求めている. これにより, アナログフィルタの影響を考慮した効果的な信号減算が可能となる.

これらの \hat{V}_{iT} , \hat{R}_{iT} , $\hat{a}_{iT}(k_\tau)$ を用いて, 「(c)目標ピーク検知」により検出した目標番号 iT の「パルス圧縮」処理後の信号 $PCsub_{iT}$ は式(4.18)で与えられ, 「減算信号生成」処理の出力となる.

$$PCsub_{iT}(m, n, ic, k_\tau) = \hat{a}_{iT}(k_\tau) \cdot \exp\left(j2\pi f_{m,n} \frac{2\hat{V}_{iT}}{c} t_{m,n,ic}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi f_{m,n} \frac{2\hat{R}_{iT}}{c}\right) \quad (4.18)$$

目標数 K_{tgt} における各目標 iT の「パルス圧縮」処理後の信号 PC_{iT} は, 図 4.7 の「(b)減算信号生成(Subtraction signal generation)」により式(4.19)で示すイテレーションにより求めていく. 右肩の添字 (p) は, p 回目のイテレーションの値であることを示す. $PC_{iT}^{(p)}$ は多目標が含まれる元の観測信号 PC から既に検出した目標 iT 以外の信号 $PCsub_{i \neq iT}^{(p-1)}$ を

逐次減算することで求めることができる。全ての目標($iT = 0, 1, \dots, K_{tgt} - 1$)の $PC_{iT}^{(p)}$ が求まると次のイテレーション $p + 1$ として同じく式(4.19)の処理を行う。

$$PC_{iT}^{(p)}(m, n, ic, k_\tau) = PC(m, n, ic, k_\tau) - \sum_{i=0, i \neq iT}^{K_{tgt}-1} PCsub_i^{(p-1)}(m, n, ic, k_\tau) \quad (4.19)$$

PC_{iT} は1目標ずつ振幅の大きな目標から順に求まり、求まった目標に起因するサイドローブも同時に「(b)減算信号生成」により減算される。これにより、大振幅目標のサイドローブフロアに埋もれた小振幅の目標検知への影響を回避することができ、目標電力差のある多目標すべてを自動検知することができる。

(3) 目標ピーク検知

精度の高い減算信号を得るためには、「目標ピーク検知」処理により目標速度 \hat{V} 、目標距離 \hat{R} を精度よく求める必要がある。多目標対処を目的とする提案法において、目標ピーク検知処理では、1目標毎に信号分離されているため、ピーク検出には計算が簡素であり高性能な1目標対応処理である「モノパルス法」を採用する。モノパルス法にて、合成帯域出力の最大電力となるピーク速度 bin m_{pk} 、ピーク距離 bin ir_{pk} において \hat{V} 、 \hat{R} を高精度に推定する。

一目標に分離された「パルス圧縮」処理後の信号 PC_{iT} の各ステップ番号 n 、CPC符号番号 ic 、ピーク距離 bin $k_{pk}(= \text{ceil}(ir_{pk}/XR))$ における信号値を用いベクトル $XV_{n,ic} \in C^{M \times 1}$ を式(4.20)で与える。

$$XV_{n,ic}(m) = PC_{iT}(m, n, ic, k_{pk}) \quad (4.20)$$

また、速度 bin m_d におけるステアリングベクトル $StrV_{n,ic} \in C^{M \times 1}$ を式(4.21)で与える。

$$StrV_{n,ic}(m_d, m) = \exp\left(j2\pi f_n \frac{2m_d \cdot \Delta v}{c} tS_{m,n,ic}\right) \quad (4.21)$$

ピーク速度 bin m_{pk} における n 、 ic ごとの和信号 ΣV 、差信号 ΔV を式(4.22)で与え、 ΔV を ΣV で正規化した $hV_{n,ic}$ を式(4.23)で得る。ここで、 \circ は Hadamard Product である。

$$\begin{pmatrix} \Sigma V_{n,ic} \\ \Delta V_{n,ic} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \overbrace{[1, \dots, 1, 1, \dots, 1]}^M \circ \mathbf{StrV}_{n,ic}(m_{pk}) \\ \overbrace{[1, \dots, 1, -1, \dots, -1]}^M \circ \mathbf{StrV}_{n,ic}(m_{pk}) \end{bmatrix} \cdot \mathbf{XV}_{n,ic} \quad (4.22)$$

$$hV_{n,ic} = \text{Im} \left(\frac{\Sigma V_{n,ic}}{\Delta V_{n,ic}} \right) \quad (4.23)$$

m_{pk} を中心とし、そこから δm 離れた位置での和信号と差信号を式(4.24)で与え、和信号で正規化されたモノパルス曲線 $RefV_{n,ic}$ を式(4.25)で用意する。

$$\begin{pmatrix} \Sigma V_{n,ic}(\delta m) \\ \Delta V_{n,ic}(\delta m) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \overbrace{[1, \dots, 1, 1, \dots, 1]}^M \\ \overbrace{[1, \dots, 1, -1, \dots, -1]}^M \end{bmatrix} \cdot \mathbf{StrV}_{n,ic}(\delta m) \quad (4.24)$$

$$RefV_{n,ic}(\delta m) = \text{Im} \left(\frac{\Sigma V_{n,ic}(\delta m)}{\Delta V_{n,ic}(\delta m)} \right) \quad (4.25)$$

$RefV_{n,ic}$ の値が $hV_{n,ic}$ となる δm を探索することで、精探索で得られた速度 $Vfine_{n,ic}$ が式(4.26)で得られる。

$$Vfine_{n,ic} = (m_{pk} + RefV^{-1}(hV_{n,ic})) \cdot \Delta v \quad (4.26)$$

全ての n, ic における $Vfine_{n,ic}$ を式(4.27)で平均して高精度に推定された目標速度 \hat{V} を得る。

$$\hat{V} = \overline{Vfine_{n,ic}} \quad (4.27)$$

一方、目標距離については、 PC_{iT} のピーク距離 bin k_{pk} と上記で求めた推定目標速度 \hat{V} を用いベクトル $\mathbf{XR} \in \mathcal{C}^{N \times 1}$ を式(4.28)で与える。また、距離 bin ir におけるステアリングベクトル $\mathbf{StrR} \in \mathcal{C}^{N \times 1}$ を式(4.29)で与える。

$$XR(n) = \sum_{ic=0}^1 \sum_{m=0}^{M-1} PC(m, n, ic, k_{pk}) \cdot \exp\left(-j2\pi f_n \frac{2\hat{V}}{c} tS_{m,n,ic}\right) \quad (4.28)$$

$$StrR(ir, n) = \exp\left(-j2\pi f_n \frac{2ir \cdot \Delta R}{c}\right) \quad (4.29)$$

上記の目標速度推定と同様の方法で、ピーク距離 bin ir_{pk} と式(4.30)～(4.34)を用いて高精度に推定された目標距離 \hat{R} が得られる。

$$\begin{pmatrix} \Sigma R \\ \Delta R \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \overbrace{[1, \dots, 1, 1, \dots, 1]}^N \circ \mathbf{StrR}(ir_{pk}) \\ \overbrace{[1, \dots, 1, -1, \dots, -1]}^N \circ \mathbf{StrR}(ir_{pk}) \end{bmatrix} \cdot \mathbf{XR} \quad (4.30)$$

$$hR = \text{Im} \left(\frac{\Sigma R}{\Delta R} \right) \quad (4.31)$$

$$\begin{pmatrix} \Sigma R(\delta ir) \\ \Delta R(\delta ir) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \overbrace{[1, \dots, 1, 1, \dots, 1]}^N \\ \overbrace{[1, \dots, 1, -1, \dots, -1]}^N \end{bmatrix} \cdot \mathbf{StrR}(\delta ir) \quad (4.32)$$

$$\text{RefR}(\delta ir) \equiv \text{Im} \left(\frac{\Sigma R(\delta ir)}{\Delta R(\delta ir)} \right) \quad (4.33)$$

$$\hat{R} = (ir_{pk} + \text{RefR}^{-1}(hR)) \cdot \Delta r \quad (4.34)$$

(4) 収束判定と終了判定

p 回目のイテレーションで、各目標 iT の式(4.27)で推定された $\hat{V}^{(p)}_{iT}$ および式(4.34)で推定された $\hat{R}^{(p)}_{iT}$ が、図 4.7 に示す「(d-1)収束判定(Convergence judgment)」で $p-1$ 回目のそれぞれの値と比較して収束が判定されるまでイテレーションを繰り返す。

目標数 K_{tgt} について全ての目標速度および距離が P 回のイテレーションで収束した後、検出すべき総目標数 K_{All} が既知である場合は、図 4.7 に示す「(d-2)終了判定(End judgment)」により $K_{tgt} = K_{All}$ 個の目標の収束判定がされた時点で全目標検知を終了する。 $K_{tgt} < K_{All}$ のときは、「目標数更新」により仮定する目標数を $K_{tgt} + 1$ として、上記処理を繰り返す。

K_{All} が既知でない場合は、例えば以下の方法で目標検知を終了することができる。式(4.35)に示す元の観測信号から、推定された K_{tgt} 個の各目標 $PCsub_{iT}^{(P)}$ の総和を差し引いた残差信号を求め、その全ての bin における電力の RMS ε を求める。「(d-2)終了判定」で、 ε が所定の閾値レベルとなったとき全体の処理を終了する。閾値レベルにならないときは、「目標数更新」により仮定する目標数を $K_{tgt} + 1$ として、上記処理を繰り返す。

$$\varepsilon = \text{RMS} \left(PC(m, n, ic, k_\tau) - \sum_{iT=0}^{K_{tgt}-1} PCsub_{iT}^{(P)}(m, n, ic, k_\tau) \right) \quad (4.35)$$

以上により、提案法では、多目標が含まれる観測信号から1目標ずつ信号をアンビグイティ起因のサイドローブとともに減算処理で再帰的に分離することで目標の距

離，速度，複素振幅を高精度に推定することが可能である．また，アナログフィルタの影響とサイドローブの影響を回避し信号電力差のある複数目標の速度，距離推定とそれらの自動検知を可能とする．

4.4 計算機シミュレーション

本章では，前章で提案した再帰的信号減算周波数推定法に基づく目標自動検法について，計算機シミュレーションにより提案法の有効性を確認する．ここでは，79GHz帯の3.4GHz帯域幅を20MHz程度の受信機帯域幅で実現する超広帯域多周波ステップCPC方式による車両や歩行者を検出する車載レーダを想定する．

4.4.1 レーダパラメータ

計算機シミュレーションにおける超広帯域多周波ステップCPC方式のレーダパラメータを表4.2に示す．最小周波数ステップ幅 $\Delta f = 13.4\text{MHz}$ で3.44GHzの帯域幅をカバーする256の周波数ステップから $N=32$ の周波数ステップをランダムに選択した多周波ランダムステップCPCの送信シーケースで変復調を行う．

表4.2 超広帯域多周波ステップ方式のシミュレーションレーダパラメータ

Parameters	Set value Expected performance
Transmission step frequency f_0-f_{N-1}	79GHz band (77-81GHz)
Transmission bandwidth B_t	3.44GHz
Instant receive bandwidth B_r	21.5MHz
Pulse repetition interval T_{PRI}	3.5 μ sec
Number of CPC code chips P	16
Number of transmission freq. steps N	32
Number of Doppler samplings M	128
Coherent Processing Interval T_{cpi}	28.7ms
Minimum freq. step width Δf_{min}	13.4MHz

A/D sampling frequency f_s	43MHz
Analog filter	12 order Butterworth (Bandwidth 95%)
Instrument distance R_{ins}	525m
Range resolution δR (Equivalent to 3.4GHz)	0.039m (-3dB width)
Range resolution δV (Equivalent to 29msec)	0.21km/h
Range field of view R_{max}	11.2m
Velocity field of view V_{max}	± 487.9 km/h

4.4.2 評価結果

本項では、定性評価と統計評価により提案法の有効性を示す。

(1) 基本性能評価

1 目標について S/N が十分に大きな表 4.3 に示す目標条件による目標検出結果を図 4.8 の電力プロファイルに示す。設定した目標の距離、速度において目標検出がなされていることが確認できる。図 4.9 に距離-電力プロファイルの拡大図を示す。図中の矢印で示す-3dB 電力幅について、不等間隔とするランダムステップ送信シーケンスのパターンを 100 通り変化させた結果、平均値が 0.037m となり総送信帯域幅 3.44GHz の距離分解能 (0.039m) に相当する分解能が確認できる。

表4.3 S/N 40dB1 目標によるシミュレーション目標条件

Target	Range (m)	Velocity (km/h)	Target Power (dB) (SWW input S/N)
Target 1	19.20	60.0	40

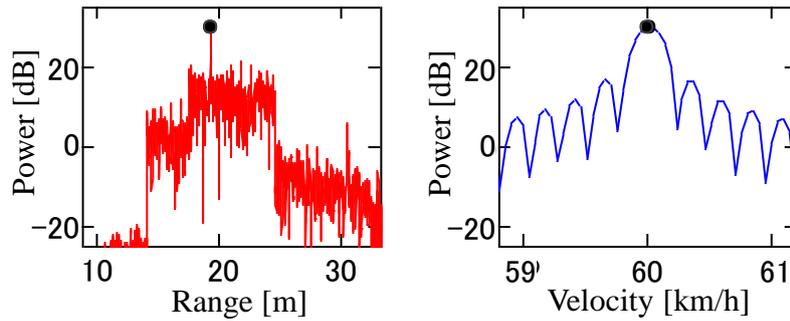


図4.8 提案法の基本性能評価
(左：距離-電力，右：ドップラー電力)

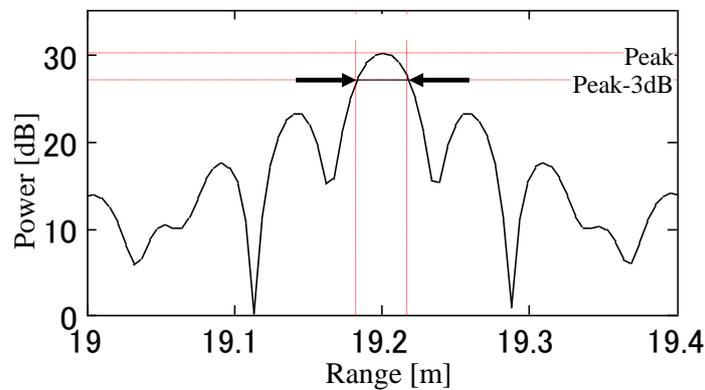


図4.9 提案法の距離-電力プロファイルの拡大図

(2) 低 S/N 環境下における性能評価

表 4.4 に示す目標条件を用いてシミュレーションした低 S/N 環境下における複数目標検出性能（シナリオ 1）を図 4.10 に示し，各目標振幅位相をランダムに変化させた試行回数 100 回の RMSE（Root Mean Square Error）による推定精度評価結果を表 4.5 に示す．ここでは，S/N は 0dB とし，同一速度の目標数を 5 とし，目標間電力差を 0dB とする．なお，目標数 5 の設定根拠については参考文献[57]による．

図 4.10(a)は 5 目標が含まれる観測信号合成帯域出力であり，白丸は各目標の設定距離，速度を示す．図 4.10(b)は，各検出目標の多重化したイテレーションの最終ループの出力結果である．図 4.10(a)の合成帯域出力では，設定された目標距離以外の距離においてもスパイク状のピークが多数確認される．従来のしきい値処理（OS-CFAR[28] など）では，これらのスパイク状のピークを誤検知する可能性があるが，本提案法で

示す目標電力の大きい順に検知・波形生成・減算を繰り返す目標の自動検知では距離方向のサイドローブのスパイク状のピークを誤検知することなく，検出できていることが確認できる（図中の黒丸印）．5 目標の S/N 比が等しいため，表 4.5 に示す推定精度はほぼ等しい値となる．

表4.4 S/N 0dB 等速度 5 目標によるシミュレーション目標条件（シナリオ

1)

Target	Range (m)	Velocity (km/h)	Target Power (dB) (SWW input S/N)
Target 1	17.92	60.0	0
Target 2	18.56	60.0	0
Target 3	19.20	60.0	0
Target 4	19.84	60.0	0
Target 5	20.48	60.0	0

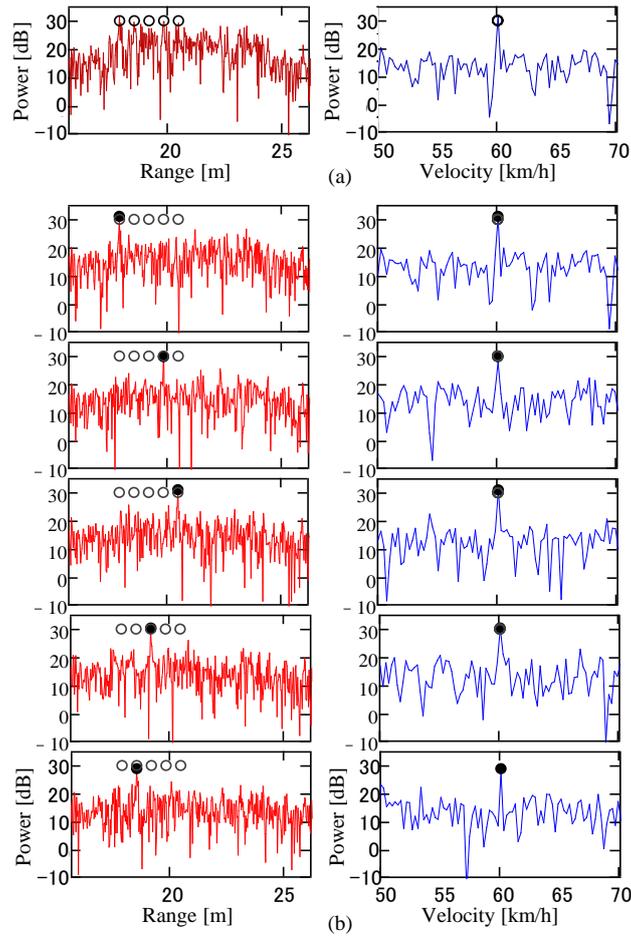


図4.10 S/N 0dB 等速度 5 目標における提案法の出力結果 (シナリオ 1)

表4.5 S/N 0dB 等速度 5 目標における提案法の推定精度 (シナリオ 1)

Target	Estimated range RMSE (m)	Estimated velocity RMSE (km/h)
Target 1	0.00211	0.00174
Target 2	0.00244	0.00180
Target 3	0.00244	0.00189
Target 4	0.00246	0.00173
Target 5	0.00251	0.00164

(3) 電力差のある目標検知性能評価

本項では、表 4.6 に示す目標条件用いてシミュレーションした電力差のある複数目標検出性能 (シナリオ 2, 3) について示す。ここでは、車両や歩行者を検出する車載

レーダを想定する。車両と歩行者の電力差がおよそ 20dB であることから、目標の最大電力差を 20dB としその中で 5dB ずつ変えた 5 つの異なる目標電力を設定する。表 4.6, 図 4.11, 表 4.7 は, 速度を 60km/h 一定とし距離と電力を変えた等速度 5 目標の条件と検知結果 (シナリオ 2) である。

表4.6 電力差のある等速度 5 目標のシミュレーション目標条件 (シナリオ 2)

Target	Range (m)	Velocity (km/h)	Target Power (dB) (SWW input S/N)
Target 1	17.92	60.0	24
Target 2	18.56	60.0	19
Target 3	19.20	60.0	14
Target 4	19.84	60.0	9
Target 5	20.48	60.0	4

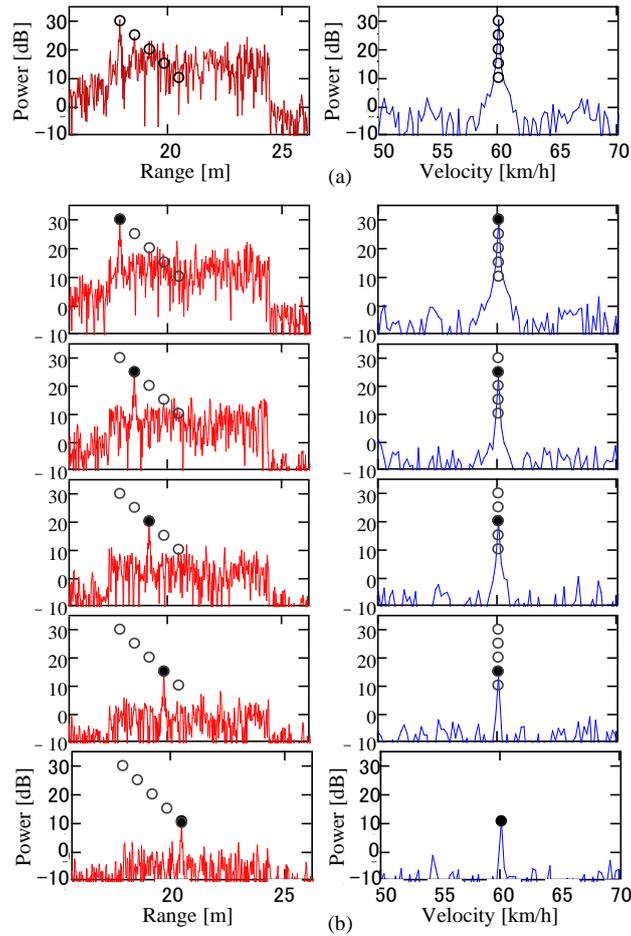


図4.11 電力差のある等速度5目標における提案法の出力結果（シナリオ2）

表4.7 電力差のある等速度5目標における提案法の推定精度（シナリオ2）

Target	Estimated range RMSE (m)	Estimated velocity RMSE (km/h)
Target 1	0.00022	0.00152
Target 2	0.00043	0.00272
Target 3	0.00081	0.00530
Target 4	0.00150	0.00856
Target 5	0.00262	0.01729

表 4.8, 図 4.12, 表 4.9 は, 距離を 19.2m 一定とし速度と電力を変えた等距離 5 目標の条件と検知結果 (シナリオ 3) である.

表4.8 電力差のある等距離 5 目標のシミュレーション目標条件 (シナリオ 3)

Target	Range (m)	Velocity (km/h)	Target Power (dB) (SWW input S/N)
Target 1	19.20	55.0	24
Target 2	19.20	57.5	19
Target 3	19.20	60.0	14
Target 4	19.20	62.5	9
Target 5	19.20	65.0	4

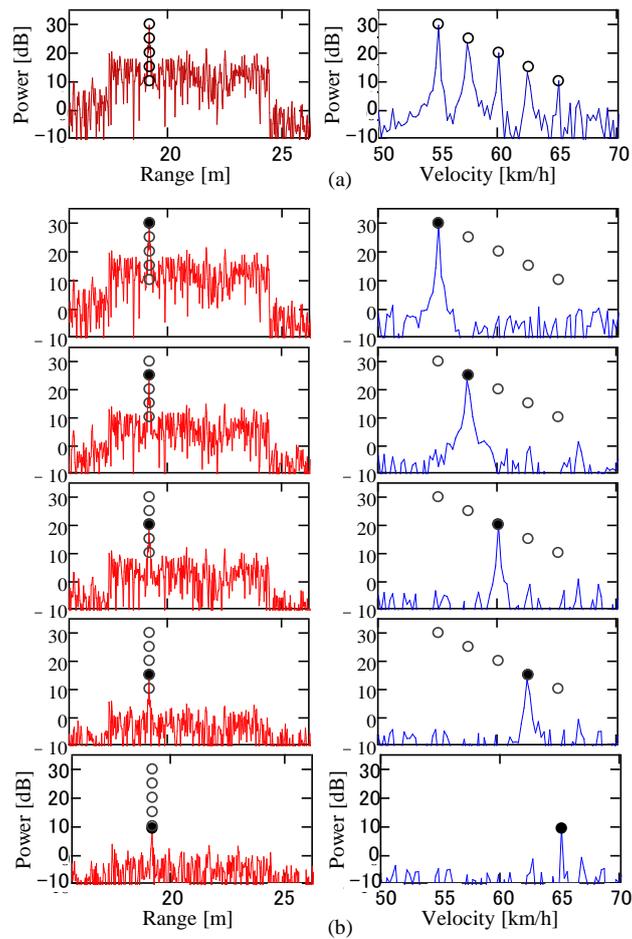


図4.12 電力差のある等距離 5 目標における提案法の実出力結果 (シナリオ 3)

表4.9 電力差のある等距離5目標における提案法の推定精度（シナリオ3）

Target	Estimated range RMSE (m)	Estimated velocity RMSE (km/h)
Target 1	0.00019	0.00131
Target 2	0.00040	0.00263
Target 3	0.00070	0.00503
Target 4	0.00139	0.01599
Target 5	0.00224	0.01919

シナリオ 2, 3 の結果において, 図 4.11(a), 図 4.12(a)の合成帯域出力では, 最大電力を有する目標距離にピークが確認されるが, それ以外の目標電力のピークは, 最大電力を有する目標の距離サイドローブが重畳し確認できず, OS-CFAR などの従来のしきい値処理では, 電力の小さい目標の検知が難しいことがわかる.

図 4.11(b), 図 4.12(b)から, 提案法により, サイドローブに重れた目標も含め全ての目標が検出されていることがわかる (図中の黒丸印). 提案法は, 目標電力の大きい順に減算信号を1つずつ増加させていく構成とすることで, サイドローブを含めた目標間干渉誤差の低減が可能であると考えられる. 表 4.7, 表 4.9 に示す推定精度については, 目標の電力 (S/N 比) が大きいほど距離, 速度の推定精度が良くなることが確認できる.

(4) イテレーション法の評価

本項では, 提案法である再帰的信号減算周波数推定法と CA 法に基づく信号減算周波数推定法について推定精度を比較する (シナリオ 4). 目標条件は, 表 4.5 に示した電力差のある等速度 5 目標 (シナリオ 2) と同条件とした. 各目標振幅位相をランダムに変化させた試行回数 100 回の RMSE による推定精度評価結果を表 4.10 に示す. CA 法では, 試行結果に収束した推定値が局所解になり真値から大きく外れた結果が含まれるため推定精度が悪くなっている. 一方, 提案法では, 目標電力の大きい順に

減算信号を1つずつ増加させていく構成とすることで、サイドローブを含めた目標間干渉誤差の低減により収束した推定値が局所解になりにくいと考えられ、CA法と比較して推定精度が大きく改善されている。

表4.10 イテレーション法による推定精度の比較 (シナリオ4)

Target	Estimated range RMSE (m)	
	Recursive signal subtraction frequency estimation method (proposal method)	Signal subtraction frequency estimation method based on CA method (comparison)
Target 1	0.00022	0.00463
Target 2	0.00043	0.48538
Target 3	0.00081	0.50390
Target 4	0.00150	0.50429
Target 5	0.00262	0.50366

(5) アナログフィルタの検知性能への影響評価

本項では、表 4.11 に示す条件において、減算に対するアナログフィルタの影響について、パルス圧縮後およびパルス圧縮前において減算処理を行う構成での出力結果を比較する (シナリオ 5)。図 4.13 はパルス圧縮後において減算処理を行う構成 (提案法)、図 4.14 はパルス圧縮前において減算処理を行う構成 (比較) である。図 4.13 で示すパルス圧縮後の減算処理 (提案法) では、前項で示した電力差のある目標を設定距離、速度で検出できていることがわかる。一方、比較として図 4.14 で示すパルス圧縮前の減算処理では、3 章(b)で述べたように「パルス圧縮」処理の前の信号は A/D 変換器前の LPF の影響を受けており、それと生成した減算信号との間に誤差が生じる。そのため電力の大きな目標 1 に起因するサイドローブが減算処理で完全に差し引く事ができず、他の電力の小さな目標検出時においても電力の大きな目標のサイドローブが残り続ける。その結果、目標 2、目標 3 の検出においてそのサイドローブをピークとして誤検出する。各目標振幅位相をランダムに変化させた試行回数 100 回の RMSE による推定精度評価結果を表 4.12 に示す。特に電力の小さな目標 3 においてはサイド

ローブの影響を受けやすく **RMSE** が大きくなっている. これにより, 提案法であるパルス圧縮後減算の有効性が確認できる.

表4.11 アナログフィルタの検知性能への影響評価における振幅差 5dB の3目標のシミュレーション目標条件 (シナリオ 5)

Target	Range (m)	Velocity (km/h)	Target Power (dB) (SWW input S/N)
Target 1	17.92	60.0	24
Target 2	18.56	60.0	19
Target 3	19.20	60.0	14

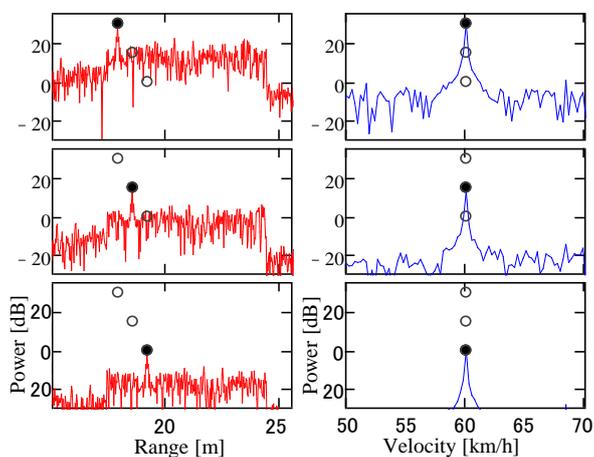


図4.13 パルス圧縮後の減算処理による出力結果 (提案法) (シナリオ 5)

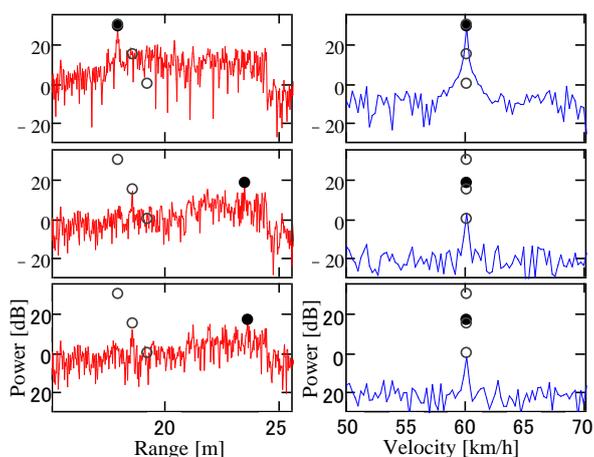


図4.14 パルス圧縮前の減算処理による出力結果 (比較) (シナリオ 5)

表4.12 提案法の減算処理位置による推定精度比較（シナリオ 5）

Target	Estimated range RMSE (m)	
	After pulse compression (proposal method)	Before pulse compression (comparison)
Target 1	0.00063	0.00065
Target 2	0.00131	0.00136
Target 3	0.00227	1.09666

(6) S/N 比に対する目標推定精度

表 4.13 に示す目標条件を用いてシミュレーションした提案法の S/N 比に対する目標推定精度の RMSE と CRLB (Cramer-Rao Lower Bound) の比較 (シナリオ 6) を図 4.15 に示す. 各目標の速度を 60km/h 一定とし電力 (SWW 入力時 S/N) は同電力として S/N 比を -5dB ~ 30dB に変化させた. また, RMSE は, 各目標振幅位相をランダムに変化させて 100 回試行した値である. S/N が 0dB 以上では, 5 目標全てにおいて RMSE が CRLB とほぼ一致していることが確認できる.

表4.13 S/N 比に対する目標推定精度の評価における等距離 5 目標のシミュレーション目標条件 (シナリオ 6)

Target	Range (m)	Velocity (km/h)
Target 1	17.92	60.0
Target 2	18.56	60.0
Target 3	19.20	60.0
Target 4	19.84	60.0
Target 5	20.48	60.0

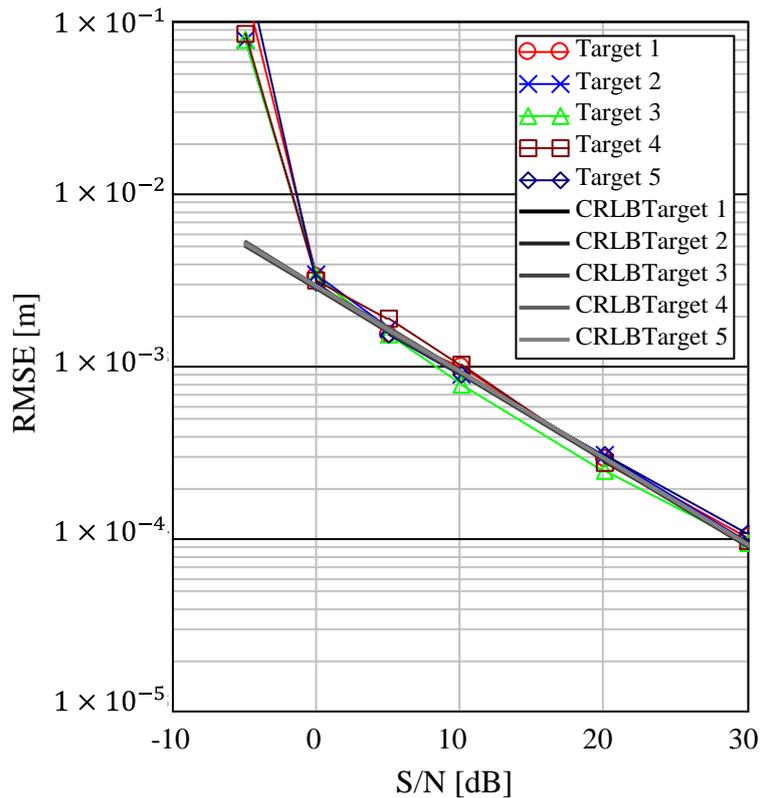


図4.15 提案法の目標距離推定精度 RMSE と CRLB (シナリオ 6)

4.5 結言

本章では、多周波ステップ方式の超広帯域化に伴う速度視野および距離視野の低下の課題に対し、速度視野の低下については同一送信周波数におけるサンプリング周期のランダム化により観測時間を変更することなく改善し、距離視野の低下については不等間隔の周波数ステップ間隔を導入した変調方式によって改善できることを示した。また、電力の大きな目標のサイドローブフロアに埋もれた微弱な電力の目標の検知に対しては、上記変復調方式と再帰的信号減算周波数推定法に基づく目標検知を組み合わせた自動検知法を提案した。計算機シミュレーションにより、速度、距離視野の確保、送信帯域幅に相当する距離分解能、複数目標信号における自動目標検知の有効性を定性的、定量的に示した。以上の結果により、近距離レーダとして要求される速度視野と距離視野の課題に対し双方にアンビギュイティがなく、約 4GHz の超広帯域幅による高距離分解能を遠距離性に優れる数十 MHz の狭受信機帯域受信機で実現できることが示された。

第5章

ドップラーイメージングにおける高精度合焦法

5.1 緒言

本章では、車載レーダ応用として、多周波ステップレーダを用いた自動車を移動プラットフォームとしたドップラーイメージングによる前方のみならず前側方を含めた2次元目標検出の高精度化について述べる。

近年、障害物や人間を検知して衝突を回避する自動ブレーキ機能や、周辺車両の車間距離や速度を計測して自車の速度を制御する衝突予防システムが脚光を浴びている。多周波ステップ方式で得られた距離と速度の2次元画像（RV マップ）を使うことにより路上の歩行者や車両などの空間的な位置を捉えることが可能になり、より安全なレーダシステムの実現が期待できる。本章では、車載レーダを想定した前側方監視のための多周波ステップ方式におけるドップラーイメージングの高精度合焦法について述べる。

人工衛星や航空機によるリモートセンシングにおいて、合成開口レーダ（SAR : Synthetic Aperture Radar）が用いられている。これらは、移動プラットフォームによる受信データの蓄積、合成により結果的に大開口によるアジマス方向の分解能を得るものである。車載レーダの場合、路側の目標や障害物の検出は重要である。SARは大開口アレイレーダを使うことなく単レーダで目標の高精度な方位検出が可能になることから、自動車を移動プラットフォームとしたSARによる前側方監視は大きなメリットがある。本研究では、基盤となる多周波ステップレーダのSARへの適用における課題、およびレーダの移動による長時間計測での合焦精度に対する課題に取り組む。その際、重要な課題の一つである処理の高速化についても取り組む。

航空機レーダにおいて前方監視に向けた実開口レーダを用いたイメージングが報

告されている[59]. 実開口レーダ画像の方位分解能は, アンテナビーム幅によって制約され十分な分解能が得られないためモノパルス法や逆畳み込み法による前方方位精度の改善法が提案されている[60][61]. また, 車載ミリ波レーダにおいて合成開口レーダによる前側方のイメージングの検討がされており, アジマス方向の精度においてレンジ・ドップラー法, Beam Former 法や Back projection 法の比較が報告されている[62][63]. 本章では, 距離方向において高精度な目標検出ができる多周波ステップ CPC 方式を使い, 合成開口レーダ処理により実開口レーダでは実現困難なアジマス方向の高精度化を図る高精度なドップラーイメージングについて述べる.

多周波ステップ方式は, 狭受信機帯域を複数合成して広帯域な合成帯域により高い距離分解能を実現することができる. しかし, 多周波を使った送信周波数の違いによるドップラー周波数の変化により目標速度の精度に影響を与えドップラーイメージングの合焦が劣化する. より広帯域化に向けた合成帯域幅の拡大においてはその影響が大きなものとなる. そこで, ドップラー周波数が送信周波数に依存しないように補正することが課題となる. 各送信周波数によるドップラーに起因した誤差の低減の方法として, 多周波ステップ ICW 方式に対するドップラー補正法が提案されている[25]. ドップラー周波数変化は, 多周波送信周波数のみならず各々の送信周波数におけるパルス帯域幅においても生じておりそれに対する対処も必要である.

また, これまで計測時間 SPI(Signal Processing Interval)をコヒーレント処理が可能な時間である 1CPI としていたが, SPI を 1CPI より長くすることによりドップラー分解能の向上が期待できる. しかし, レーダの移動に伴い SPI の間に目標との距離の変化が大きくなりレンジウォークが無視できなくなる. 同じく, レーダの移動にともなう SPI 内での目標見込み角の変化によるドップラーウォークが生じ RV マップ上で目標の合焦精度の劣化が問題となりこれらの補償処理が課題となる. この問題に対し, 合成開口レーダ処理において各種方式が開発されている. チャープスケーリングアルゴリズム等の合成開口処理では fast time でレンジ圧縮 (パルス圧縮), slow time でアジマス圧縮を行うことによりレンジウォーク補償を行う. チャープスケーリングアルゴ

リズムでは、**slow time** でチャープ信号を変調してレンジウォーク補償のためのスケール変換を行う。しかし、パルス帯域幅内のドップラー周波数の変化については考慮されていない。

本章では、ドップラーイメージングの合焦に向けた多周波ステップレーダを用いた補償方法として **fast time** の周波数領域で多周波送信周波数に対するドップラー補正およびレンジウォーク補償を行う方法を提案する。**fast time** の周波数領域で周波数のスケール変換を行うことで、レンジウォークのみならず多周波ステップレーダの多周波送信周波数に対するドップラー補正、および合成開口処理では考慮されていないパルス帯域幅内のドップラー補正を同時に効率よく行うことが可能となる。5.2 節で、ミリ波レーダのドップラーイメージングについて説明する。5.3 節では、高精度ドップラーイメージングについて説明する。ここでは、RV マップ上での合焦精度の劣化に対する、周波数ステップ間ドップラー補正、レンジウォーク補償、ドップラーウォーク補償の方式について述べる。さらに、合焦時刻を長時間 SPI の任意時刻に指定できる方式を示し、特に処理負荷の大きな補償処理において、FFT が利用できる手法を導入した高速化処理を提案する。5.4 節で本章における結論を述べる。

5.2 ミリ波レーダのドップラーイメージング

図 5.1 に、右後方から 46.5km/h で接近する多周波ステップ CPC レーダによって 1CPI (28.6ms) の計測時間で、車幅 1.7m、車長 4m の静止車両を捉えた様子を示す。図 5.1 右は、計測された車両の速度と距離を RV マップで示したものである。使用したレーダのパラメータを表 5.1 に示す。車両の各部からのドップラー計測値はレーダから見込む角度に応じて変化し、速度に変換すると、車両の左後端は 39km/h、右後端は 42km/h、右先端は 44km/h と計測されている。本ミリ波レーダの高距離分解能によって車両各部が分離して観測され RV マップ上で車両の外形を確認することができる。

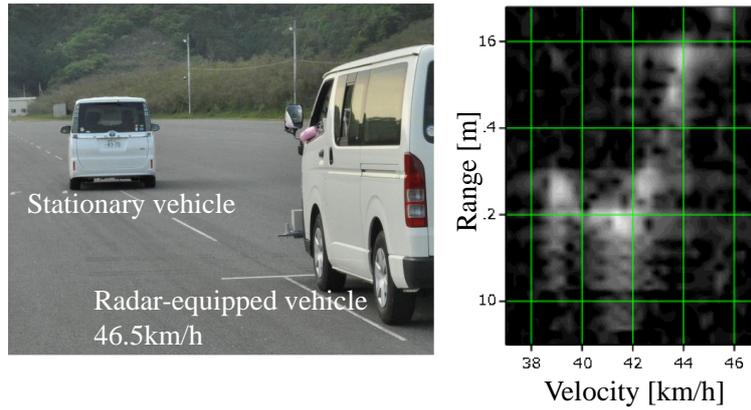


図5.1 静止車両のミリ波レーダによるイメージング

表5.1 多周波ステップ CPC ミリ波レーダパラメータ

送信周波数 f_c	60.5GHz
送信帯域幅 B_w	430MHz
周波数ステップ幅 Δf	50MHz
周波数ステップ数 N	8
パルス数 M	512
Coherent Processing Interval T_{cpi}	28.6ms
距離分解能	0.35m
速度分解能	0.311km/h
最大速度視野	± 79.64 km/h

5.3 高精度ドップラーイメージング

5.3.1 多周波数ステップ CPC 方式の受信信号

多周波数ステップ CPC 方式の各ステップで送信周波数が異なることを考慮した受信信号は、目標までの往復時間に相当する時間遅延を τ とすると式(5.1)のようになる。

$$s_{ic}(n, t_m, \tau) = g\left(\tau - \frac{2R(t_m)}{c}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi(f_0 + n\Delta f)\frac{2R(t_m)}{c}\right) \quad (5.1)$$

また、受信パルス番号 m における slow time t_m は、図 5.2 の送信シーケンスより式(5.2)で与えられる。

$$t_m = 2T_{pri}(N \cdot m + n) + T_{pri} \cdot ic \quad (5.2)$$

ここで、式内の各変数は表 5.2 のとおりである。

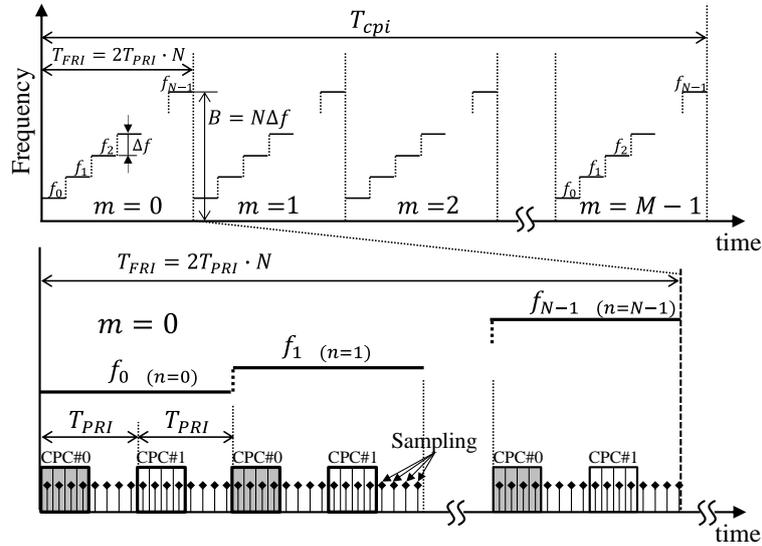


図5.2 多周波ステップ CPC 方式の送信シーケンス

表5.2 変数定義

c	光速
τ	fast time
t_m	slow time
g	信号複素振幅
R	目標距離
f_0	ステップ 0 の送信周波数
Δf	送信周波数ステップ間隔
T_{pri}	パルス繰返し周期
N	送信周波数ステップ数
n	送信周波数ステップ番号(0...N-1)
M	パルス数
m	パルス番号(0...M-1)
ic	CPC 符号番号(0,1)

5.3.2 周波数ステップ間ドップラー補正

多周波ステップ方式は、狭受信機帯域を複数合成して広帯域な合成帯域により高い距離分解能を実現することができる。しかし、多周波を使った送信周波数の違いによるドップラー周波数の変化により目標速度の精度に影響を与えドップラーイメージングの合焦が劣化する。各ステップの送信周波数を考慮した処理によるドップラーに起因した誤差の低減の方法として、多周波ステップ ICW 方式に対するドップラー補正法が提案されている[25]。これは多周波ステップ ICW 方式の送信周波数の違いによるドップラー周波数変化に起因する目標信号の位相回転を補正するドップラー補正法である。多周波ステップ方式の各ステップで送信周波数が異なることを考慮した受信信号は以下のようなになる。

目標がレーダ正面にある場合、 $t_m = 0$ の時の目標距離を R_0 、目標速度を v_0 とすると、 $R(t_m) = R_0 - v_0 t_m$ となり、さらに計測時間が 1CPI 内である場合の受信信号は、式(5.3)のようになる。

$$\begin{aligned} s_{ic}(n, t_m, \tau) &= g\left(\tau - \frac{2R_0}{c}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi(f_0 + n\Delta f) \frac{2(R_0 - v_0 t_m)}{c}\right) \\ &= g\left(\tau - \frac{2R_0}{c}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi(f_0 + n\Delta f) \frac{2R_0}{c}\right) \\ &\quad \cdot \exp\left(j2\pi(f_0 + n\Delta f) \frac{2v_0}{c} t_m\right) \end{aligned} \quad (5.3)$$

ドップラー周波数が送信周波数に依存しないように、中心周波数 f_c での推定ドップラー周波数 $2\tilde{v}f_c/c$ を用いて位相回転の補正を考えると、ドップラー補正因子は、

$$\alpha(n, t_m, \tilde{v}) = \exp\left(-j2\pi(f_0 + n\Delta f) \frac{2\tilde{v}}{c} t_m\right) \quad (5.4)$$

となり、ドップラー周波数推定のためのコヒーレント積分は式(5.5)のようになる。

$$\begin{aligned} dop_{ic}(n, t_m, \tau) &= \sum_{m=0}^{M-1} s_{icpc}(n, t_m, \tau) \cdot \alpha(n, t_m, \tilde{v}) \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} s_{ic}(n, t_m, \tau) \cdot \exp\left(-2\pi(f_0 + n\Delta f) \frac{2\tilde{v}}{c} t_m\right) \end{aligned} \quad (5.5)$$

ドップラービンを $Vbin$ としたとき、推定目標速度は、

$$\tilde{v} = \frac{v_{bin}}{2(2T_{pri}NM)} \frac{c}{f_c} \quad (5.6)$$

で与えられるため、式(5.2), (5.5), (5.6)より、周波数ステップ間のドップラー補正をしたコヒーレント積分は式(5.7)のようになる。

$$\begin{aligned} dop_{ic}(n, m_d, \tau) &= \sum_{m=0}^{M-1} s_{ic}(n, t_m, \tau) \cdot \exp\left(-j2\pi\left(\frac{f_0 + n\Delta f}{f_c}\right)\frac{m}{M}v_{bin}\right) \\ &\cdot \exp\left(-j2\pi\left(\frac{f_0 + n\Delta f}{f_c}\right)\frac{2n + ic}{2NM}v_{bin}\right) \end{aligned} \quad (5.7)$$

式(5.7)で、2番目の \exp の項は時分割送信によるドップラーシフトに対する位相補正となっている。

図 5.3(a)-(d)に、計測時間が 1CPI 内である場合の、点目標に対する式(5.7)に基づく周波数ステップ間ドップラー補正のシミュレーション比較結果を示す。上記補正により各周波数ステップによるドップラー周波数の変化が同じ 1 周波数に集まり、ドップラーイメージングにおいてはドップラー方向の拡がりや抑えられ合焦効果が確認できる (図 5.3 (b),(d))。

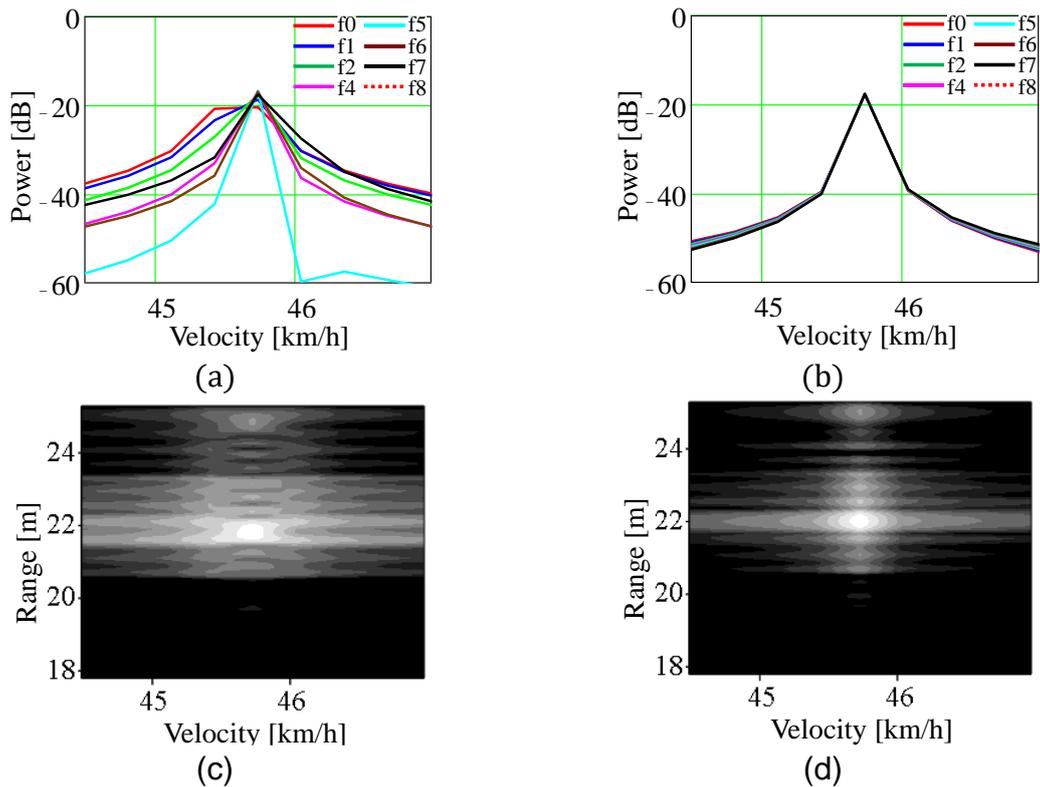


図5.3 周波数ステップ間ドップラー補正による合焦効果

(a)ドップラー補正なしのドップラープロファイル, (b)周波数ステップ間ドップラー補正によるドップラープロファイル, (c)ドップラー補正なしのRVマップ, (d)周波数ステップ間ドップラー補によるRVマップ

5.3.3 分解能改善に向けた計測時間の拡大

計測時間 SPI をコヒーレント処理が可能な時間である 1CPI より長くした場合ドップラー分解能の向上が期待できる. しかし, 一方で計測時間が長くなることによりレーダの移動に伴うレンジウォークやドップラーウォークの影響が大きくなりドップラーイメージングの合焦精度が劣化する. 図 5.4 に示すようにレーダ正面から左に離れた位置に置かれた点目標を, 1CPI (28.6ms) の 8 倍の計測時間 SPI (228.8ms) でとらえた RV マップ (シミュレーション) を図 5.5 に示す. 点目標は, 前項で述べた送信周波数の違いによるドップラー周波数の拡がりに加え, レーダの移動に伴ってレンジ方向に拡がるとともに, 点目標のレーダからの見込角度の変化によりドップラー周波数 (速度) も拡がる.

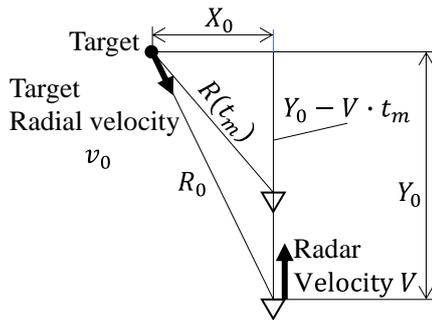


図5.4 移動レーダによる点目標の計測

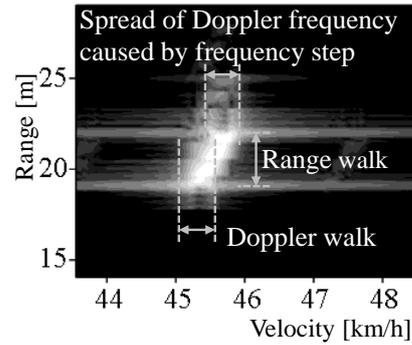


図5.5 長時間計測による点目標のRVマップ

(1) レンジウォーク補償

長時間計測時のレンジウォークに対するドップラー補正を考えるにあたり、ここでは点目標はレーダ正面にあるとし、前項と同じく目標距離を $R(t_m) = R_0 - v_0 t_m$ とする。式(5.1)で与えられる多周波ステップの受信信号 $s_{ic}(n, t_m, \tau)$ の fast time τ でのフーリエ変換 $S_{ic}(n, t_m, f_\tau)$ は式(5.8)のようになる。ここで、 f_τ は各周波数ステップ帯域内の fast time 方向の周波数で、 $G(f_\tau)$ は $g(\tau)$ のフーリエ変換である (図 5.6)。

$$\begin{aligned}
 S_{ic}(n, t_m, f_\tau) &= G(f_\tau) \cdot \exp\left(-j2\pi f_\tau \frac{2R(t_m)}{c}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi(f_0 + n\Delta f) \frac{2R(t_m)}{c}\right) \\
 &= G(f_\tau) \cdot \exp\left(-j2\pi(f_0 + n\Delta f + f_\tau) \frac{2R(t_m)}{c}\right) \\
 &= G(f_\tau) \cdot \exp\left(-j2\pi(f_0 + n\Delta f + f_\tau) \frac{2R_0}{c}\right) \\
 &\quad \cdot \exp\left(j2\pi(f_0 + n\Delta f + f_\tau) \frac{2v_0}{c} t_m\right)
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

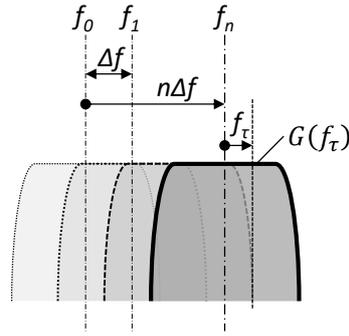


図5.6 fast time 時間領域での受信信号

式(5.7)の周波数ステップ間ドップラー補正と同じ考え方で、周波数ステップ間と各周波数ステップ帯域内のドップラー補正を同時に行うドップラー補正因子は、

$$\alpha(n, t_m, \tilde{v}) = \exp\left(-j2\pi(f_0 + n\Delta f + f_\tau) \frac{2\tilde{v}}{c} t_m\right) \quad (5.9)$$

となり、前項と同じく式(5.6)を使って、周波数ステップ間ドップラー補正とレンジウォークに対するドップラー補正をした fast time 周波数領域におけるコヒーレント積分は式(5.10)のようになる。

$$\begin{aligned} Dop_{ic}(n, vbin, f_\tau) = & \sum_{m=0}^{M-1} S_{ic}(n, t_m, f_\tau) \cdot \exp\left(-j2\pi\left(\frac{f_0 + n\Delta f + f_\tau}{f_c}\right) \frac{m}{M} vbin\right) \\ & \cdot \exp\left(-j2\pi\left(\frac{f_0 + n\Delta f + f_\tau}{f_c}\right) \frac{2n + ic}{2NM} vbin\right) \end{aligned} \quad (5.10)$$

式(5.10)は、パルス帯域幅内におけるドップラー周波数の補正も同時に行われるものである。fast time 周波数領域でレンジウォーク補償を行うことで、レンジウォーク補償、多周波ステップレーダの多周波送信周波数に対するドップラー補正、パルス帯域幅内のドップラー補正を同時に効率よく行うことが可能となる。

図 5.7 (a)-(d)に、式(5.10)に基づいて計測時間 SPI (228.8ms) である場合の点目標に対する周波数ステップ間と各周波数ステップ帯域内のドップラー補正を同時に行ったシミュレーション比較結果を示す。上記補正により各周波数ステップによる異なるドップラー周波数変化形状が 1 つの形状となり、ドップラーイメージングにおいてはレンジ方向の拡がりや抑えられていることが確認できる (図 5.7(b),(d))。ドップラー方向については、周波数ステップ間補正を行っているものの図 5.3 (b),(d)より拡がった

結果になっている。これは、レーダ移動にともなうドップラーウォークによるものである。

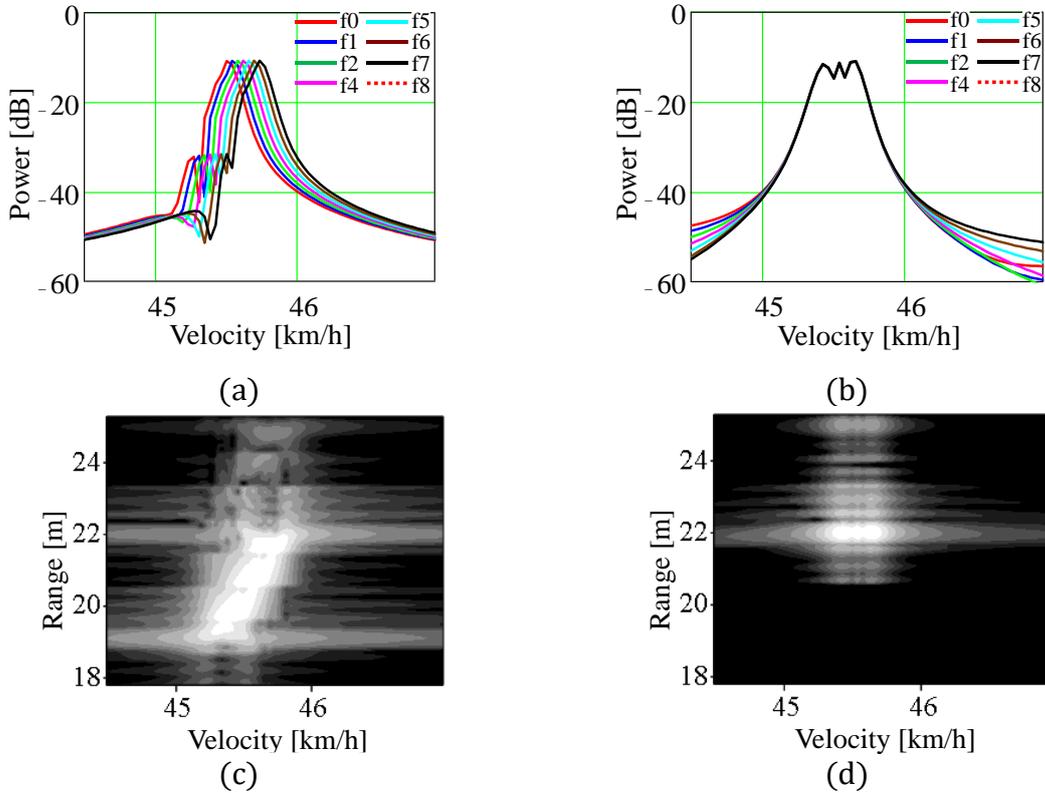


図5.7 周波数ステップ間+帯域内ドップラー補正による合焦効果

(a)ドップラー補正なしのドップラープロファイル, (b) 周波数ステップ間&帯域内ドップラー補正によるドップラープロファイル, (c)ドップラー補正なしの RV マップ, (d) 周波数ステップ間&帯域内ドップラー補正による RV マップ

帯域内ドップラー補正によるレンジウォーク補償として **Keystone** 変換が知られている[64]. 式(5.10)のコヒーレント積分変数 m を含む1番目の **exp** 項に着目すると, 各周波数ステップ $f_0 + n\Delta f$ においてレンジウォークを補償する **Keystone** 変換では式(5.11)の項となる.

$$\exp \left(-j2\pi \left(\frac{(f_0 + n\Delta f) + f_\tau}{(f_0 + n\Delta f)} \right) \frac{m}{M} v_{bin} \right) \quad (5.11)$$

一方, 周波数ステップ間ドップラー補正は式(5.7)より,

$$\exp \left(-j2\pi \left(\frac{(f_0 + n\Delta f)}{f_c} \right) \frac{m}{M} v_{bin} \right) \quad (5.12)$$

であり, 上で示した式(5.10)内の1番目の **exp** 項は, **Keystone** 変換と周波数ステップ間ドップラー補正 (式(5.12)) を乗算した結果と等価になる.

(2) ドップラーウォーク補償

図 5.4 に示すように、静止目標がレーダの正面から離れたところにある場合、レーダの移動にともなう目標見込み角の変化によるドップラーウォークが生じる。

周波数ステップ間と各周波数ステップ帯域内ドップラー補正によりレンジウォークを補償した信号をあらためて $s'_{n,ic}(t_m, \tau)$ とすると式(5.13)のようになる。 R_0 , v_0 は、 $t_m = 0$ の時の静止目標の距離、速度で、 V はレーダの移動速度である。

$$s'_{n,ic}(t_m, \tau) = g\left(\tau - \frac{2R_0}{c}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi f_c \frac{2R(t_m)}{c}\right) \quad (5.13)$$

ここで、新しい slow time 時間変数 t'_m を導入し、

$$R(t_m) = R_0 - v_0 t'_m \quad (5.14)$$

$$t'_m = \frac{R_0 - R(t_m)}{v_0} \quad (5.15)$$

とすれば、式(5.13)の信号は式(5.16)なる。

$$\begin{aligned} s'_{n,ic}(t'_m, \tau) &= g\left(\tau - \frac{2R_0}{c}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi f_c \frac{2(R_0 - v_0 t'_m)}{c}\right) \\ &= g\left(\tau - \frac{2R_0}{c}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi f_c \frac{2R_0}{c}\right) \cdot \exp\left(j2\pi f_c \frac{2v_0}{c} t'_m\right) \end{aligned} \quad (5.16)$$

このとき、式(5.6)を用いてドップラービン v_{bin} で書き直したドップラー補正因子は式(5.17)のようになる。

$$\alpha(t'_m, \tilde{v}) = \exp\left(-j2\pi f_c \frac{2\tilde{v}}{c} t'_m\right) = \exp\left(-j2\pi \frac{v_{bin}}{2T_{pri}NM} t'_m\right) \quad (5.17)$$

そこで、式(5.15)の関係よりよりドップラー補正因子は、

$$\alpha(t_m, v_{bin}) = \exp\left(-j2\pi \frac{R_0 - R(t_m)}{v_0} \frac{v_{bin}}{2T_{pri}NM}\right) \quad (5.18)$$

で与えられ、レンジウォークを補償した信号 $s'_{ic}(t_m, \tau)$ に対してドップラーウォークを補償するコヒーレント積分は、目標距離 R_0 , 速度 v_0 を与えることにより式(5.19)のようになる。

$$\begin{aligned}
dop'_{n,ic}(vbin, \tau) &= \sum_{m=0}^{M-1} s'_{ic}(t_m, \tau) \cdot \alpha(t_m, vbin) \\
&= \sum_{m=0}^{M-1} s'_{ic}(t_m, \tau) \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{R_0 - R(t_m)}{v_0} \frac{vbin}{2T_{pri}NM}\right) \\
&= \sum_{m=0}^{M-1} s'_{ic}(t_m, \tau) \\
&\quad \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{R_0 - \sqrt{R_0^2 - 2R_0v_0t_m + V^2t_m^2}}{v_0} \frac{vbin}{2T_{pri}NM}\right)
\end{aligned} \tag{5.19}$$

図 5.8(a)-(d)に、計測時間 SPI (228.8ms) である場合の、各周波数ステップ間と各ステップ帯域内のドップラー補正でレンジウォーク補償を行った信号に、式(5.19)に基づいてドップラーウォーク補償を行ったシミュレーション結果を示す。(a),(c)は目標距離 R_0 、速度 v_0 を既知として与えた場合である。(b),(d)は R_0 、 v_0 は未知として距離と速度の 2 次元画像である RV マップのピクセル座標を $(Vbin, Rbin)$ とした時、式(5.19)中の t_m を式(5.2)で与え、 v_0 および R_0 を式(5.20)、(5.21)で与えた場合である。 $Rbin$ は τ に対応する距離ビンである。

$$v_0 = Vbin \cdot \Delta v \quad \Delta v : Vbin \text{間隔} \tag{5.20}$$

$$R_0 = Rbin \cdot \Delta R \quad \Delta R : Rbin \text{間隔} \tag{5.21}$$

図 5.7(a),(c)に示したドップラー補正を行わない結果と比較して明らかなように、レンジウォークおよびドップラーウォーク補償により、点目標が 1 点に合焦されていることが確認できる。 R_0 、 v_0 について既知の値を使わずに 2 次元画像である RV マップのピクセル座標から与えた場合、サイドローブの上昇が認められるが約 20dB 以下に抑えられている (図 5.8(b),(d))。また、図 5.3(b),(d)に示した計測時間 1CPI (28.6ms) の結果と比較して、計測時間の拡大 (8 倍) によりドップラー (速度) 分解能が向上している。

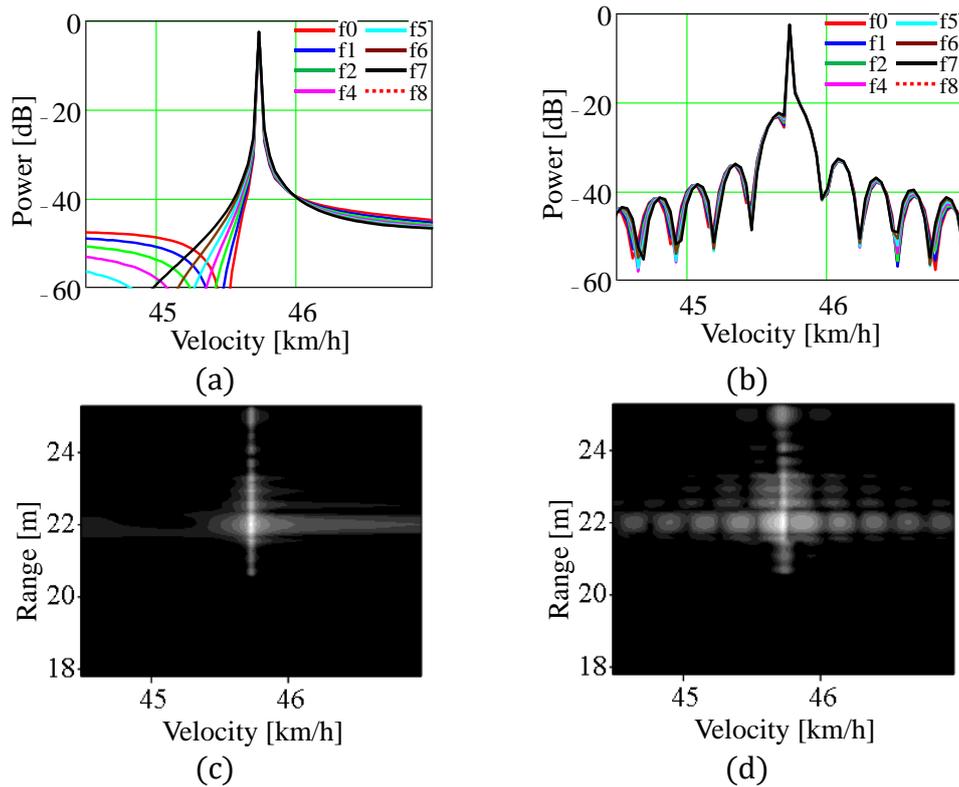


図5.8 レンジウォーク補償+ドップラーウォーク補償による合焦効果

(a) ドップラー補正なしのドップラープロファイル, (b) レンジウォーク補償+ドップラーウォーク補償によるドップラープロファイル, (c) ドップラー補正なしのRVマップ, (d) レンジウォーク補償+ドップラーウォーク補償によるRVマップ

5.3.4 提案法

提案法は、CPC パルス圧縮処理とドップラー周波数推定処理で行う (図 5.9) . 受信信号と参照信号を fast time のレンジ方向で FFT して乗算してパルス圧縮した後、式 (5.10) に従って周波数ステップ間ドップラー補正およびレンジウォーク補償を行い、レンジ方向で逆 FFT を行うことで、ドップラー補正とレンジウォーク補償がされたパルス圧縮信号となる. この信号に対して、式(5.19)に従ってコヒーレント積分を行うことでドップラーウォークが補償されたドップラー信号を得ることができる. その後は、通常の多周波ステップ CPC の CPC 加算以降の信号処理を行い合成帯域信号に変換することでドップラーイメージを生成することができる.

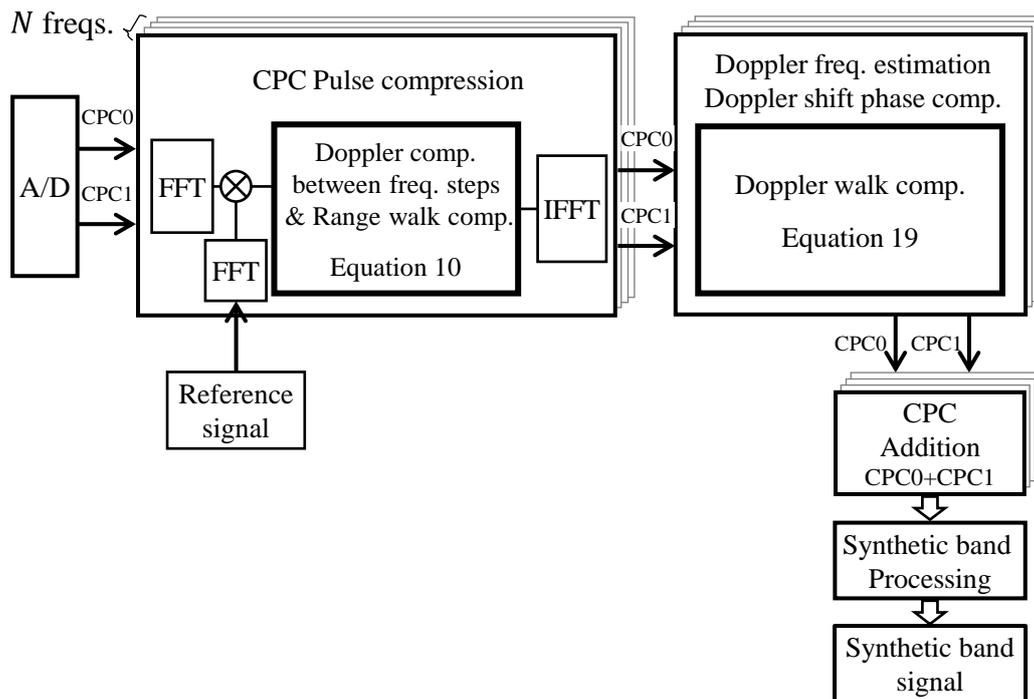


図5.9 提案法のブロック図

5.3.5 実測データによる検証

上述の今回の提案法を検証するために、表 5.1 に示すパラメータの多周波ステップ CPC ミリ波レーダの前側方に CR と静止車両を配置し、46.5km/h でレーダをこれらに接近させて計測を行い（図 5.10）, ドップラーイメージングを行った。

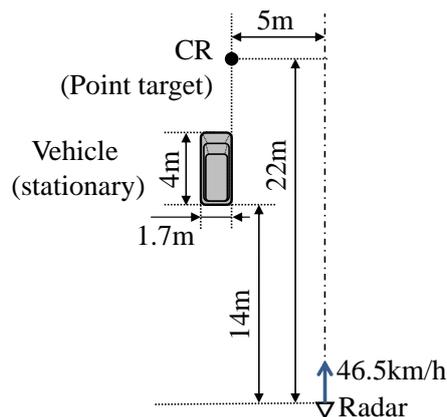


図5.10 CR と静止車両の計測環境

図 5.11 は、1CPI である 28.6ms で計測した RV マップである。図 5.12 は、1CPI の 8

倍の 228.8ms で計測し，ドップラー補正を行っていないもので，計測時間が長くなったことでドップラー分解能は向上するが，レンジウォークおよびドップラーウォークが発生している。

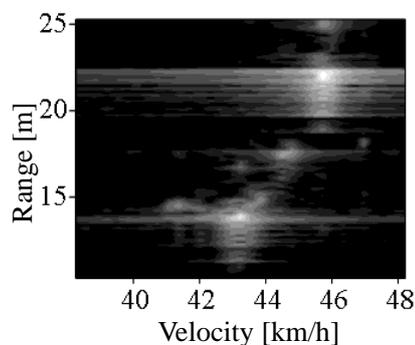


図5.11 計測時間 28.6ms でのドップラーイメージング（ドップラー補正なし）

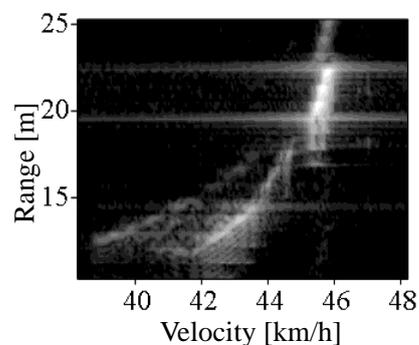


図5.12 計測時間 228.8ms でのドップラーイメージング（ドップラー補正なし）

図 5.13 は，提案法によりレンジおよびドップラーウォークを補償した結果で，既知の CR の距離，速度の値を与えたことで CR については良く合焦している．一方，車両部分については合焦が不十分でドップラー拡がりが生じている．図 5.14 は，提案法を使い 2 次元画像である RV マップのピクセル座標を利用して全体にわたって合焦させた結果である．図 5.13 の CR と比べると若干サイドローブが上昇するが，車両部分についても良く合焦している．これらは，これまでのシミュレーション結果とよく合致し，実測データでも提案法の有効性が確認できた．

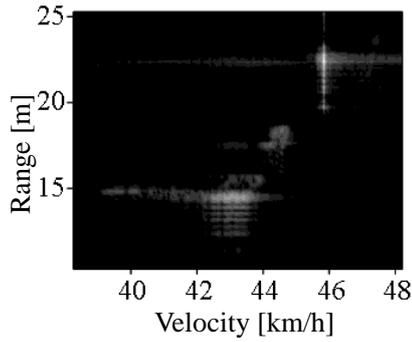


図5.13 計測時間 228.8ms での RV マップ (レンジウォーク+ドップラーウォーク補償, 点目標のみに合焦)

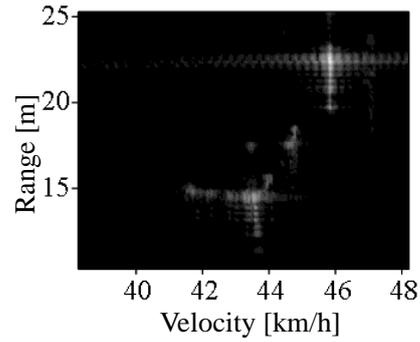


図5.14 計測時間 228.8ms での RV マップ (レンジウォーク+ドップラーウォーク補償, 全体に合焦)

5.3.6 任意時刻における合焦

計測時間 $t_0 \sim t_{M-1}$ 内の任意時刻 t_q すなわちパルス番号 $m = m_q$ における合焦は, 式(5.2)の slow time を式(5.22)で与え, 前述と同じく式(5.10)でコヒーレント積分したのち式(5.19)による時間軸ドップラー信号 $dop'_{n,ic}$ から RV マップを得ることで可能である.

$$t_m = 2T_{pri}(N \cdot (m - m_q) + n) + T_{pri} \cdot ic \quad (5.22)$$

以下に, 本ドップラーイメージングの定式に基づいた RV マップの生成例を示す. 5 点の静止目標をレーダの前側方に配置し (図 5.15), その横を速度 $V = 50km/h$ で接近しながら $M = 4096$ 回の多周波ステップ送受信で得られる受信信号パルス列を使い, 丁度中間のパルス番号 $m = m_q = 2048$ で合焦させた RV マップを生成する (図 5.16). コヒーレント処理が可能な時間 $1CPI(28.6ms)$ 内での計測を想定した通常のドップラー推定による RV マップを図 5.17 に示す. $1CPI$ を越える長時間計測 ($8CPI$ 分, $228.8ms$) のため, 目標像がレンジ・ドップラーウォークにより流れたものになっている. 一方, 図 5.18 に示す本ドップラーイメージングによる合焦処理を行った RV マップでは, 5 目標ともに図 5.16 で予定していた $m = 2048$ の位置に点像として合焦できている.

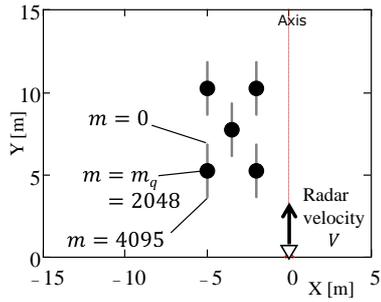


図5.15 静止目標位置

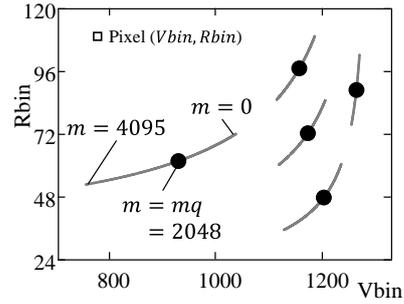


図5.16 合焦位置

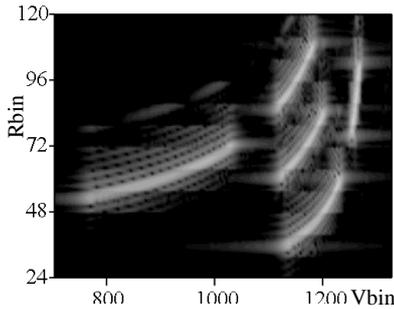


図5.17 合焦処理前のRVマップ

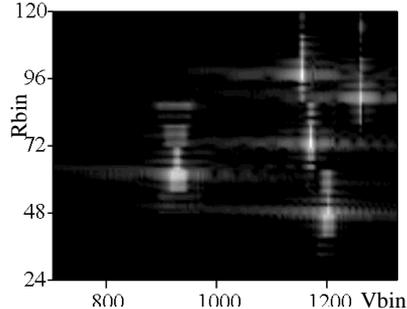


図5.18 合焦処理後のRVマップ

5.3.7 合焦処理の高速化

3.2 項の式(5.10)による多周波ステップによるドップラー拡がり補正，レンジウォーク補償は，FFT 等の高速演算が利用できない形であるため合焦の処理時間が大きいものとなっている．そこで，上記補償処理において部分的に FFT が使える処理に置き換えることによる高速化を図った．具体的には，下記の一連の処理とした．

- (1) 多周波ドップラー補正とレンジウォーク補償
- (2) 合焦位置シフトとドップラー位相補正
- (3) ドップラーウォーク補償

まず，(1) の処理で多周波ステップによるドップラー拡がり補正を行うと同時に合焦時刻を t_0 ($m = 0$) としたときのレンジウォーク補償を行う（距離方向の合焦）．次に，(2) の処理で距離方向の合焦位置を指定時刻 t_{m_q} ($m = m_q$) へシフトする．最後に，(3) の処理でドップラーウォーク補償を行う（速度方向の合焦）．

(1) 多周波ドップラー補正とレンジウォーク補償

多周波ステップによるドップラー拡がり補正とレンジウォーク補償は式(5.23)で同

時に処理可能である。しかし、fast time 周波数領域の各周波数 f_τ に対してコヒーレント積分 (slow time) を行うため処理量は大きくなる。

$$Dop_{ic}(n, Vbin, f_\tau) = \sum_{m=0}^{M-1} S_{ic}(n, m, f_\tau) \cdot \exp\left(-j2\pi \left(\frac{f_0 + n\Delta f + f_\tau}{f_c}\right) \frac{m}{M} Vbin\right) \quad (5.23)$$

そこで、式(5.23)の S_{ic} について slow time の離散時間 m を式(5.24)のようにスケール変換することにより FFT が使える形にすることができる。

$$\begin{aligned} Dop_{ic}(n, Vbin, f_\tau) &= \sum_{m=0}^{M-1} S_{ic}(n, m, f_\tau) \cdot \exp\left(-j2\pi \left(\frac{f_0 + n\Delta f + f_\tau}{f_c}\right) \frac{m}{M} Vbin\right) \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} S_{ic}\left(n, \left(\frac{f_c}{f_0 + n\Delta f + f_\tau}\right) m, f_\tau\right) \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{m}{M} Vbin\right) \\ &= FFT\left(S_{ic}\left(n, \left(\frac{f_c}{f_0 + n\Delta f + f_\tau}\right) m, f_\tau\right)\right) \end{aligned} \quad (5.24)$$

その際、 S_{ic} のスケール変換の処理量が問題になるが、式(5.25)で示す関数を定義することにより、式(5.26)に示すように $S(m)$ から $S(\beta \cdot m)$ へのスケール変換を FFT と IFFT を使って高速処理することができる[65][66]。

$$\begin{cases} \beta = \frac{f_c}{f_0 + n\Delta f + f_\tau} \\ H_1(m) = \exp\left(j2\pi \frac{M-1}{2M} m\right) \\ H_2(m) = \exp\left(-j2\pi \frac{M-1}{2M} \beta m\right) \cdot \exp\left(j\pi \frac{\beta}{M} m^2\right) \\ H_3(m_d) = \exp\left(j\pi \frac{\beta}{M} m_d^2\right) \\ H_4(m_d) = \exp\left(-j\pi \frac{\beta}{M} m_d^2\right) \end{cases} \quad (5.25)$$

$$\begin{aligned} S(\beta \cdot m) &= \frac{1}{M} \cdot H_2(m) \cdot \left[FFT(S(m) \cdot H_1(m)) \cdot H_3(m)\right] \otimes H_4(m) \\ &= \frac{1}{M} \cdot H_2(m) \\ &\quad \cdot IFFT[FFT\{FFT(S(m) \cdot H_1(m)) \cdot H_3(m)\} \cdot FFT\{H_4(m)\}] \end{aligned} \quad (5.26)$$

図 5.19 に、多周波ステップによるドップラー拡がり補正とレンジウォーク補償を行った RV マップを示す。図 5.17 で距離方向に流れている静止目標像が、合焦時刻 t_0 のそれぞれの位置に距離方向で合焦する。

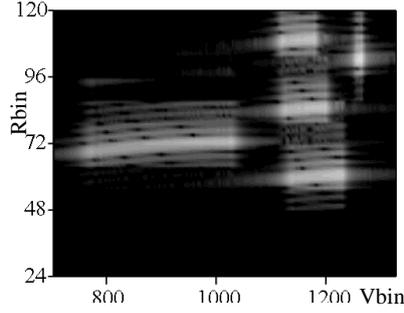


図5.19 多周波ドップラー補正+レンジウォーク補償による RV マップ

(2) 合焦位置シフトとドップラー位相補正

t_0 ($m = 0$) の位置にレンジウォーク補償した結果を、距離方向 (fast time 方向) で合焦位置である t_{m_q} ($m = m_q$) の位置にシフトする. 合焦位置のシフトは, fast time 周波数領域の信号 Dop_{ic} に対して式(5.27)の位相回転を与えることで行う. また, その時同時に図 5.2 の送信シーケンスに示す時分割送信によるドップラーシフトに対する位相補正を式(5.28)の位相回転を与えることで行う.

$$\phi_q = -2\pi \left(\frac{f_0 + n\Delta f + f_\tau}{f_c} \right) \cdot -m_q \cdot \frac{Vbin}{M} \quad (5.27)$$

$$\phi_{cpc} = -2\pi \left(\frac{f_0 + n\Delta f + f_\tau}{f_c} \right) \cdot \frac{2n + ic}{2N} \cdot \frac{Vbin}{M} \quad (5.28)$$

その結果, 上記合焦位置シフトとドップラー位相補正をしたドップラー信号 Dop'_{ic} は式(5.29)となり, 時間軸でのドップラー信号 dop'_{ic} は式(5.30) のようになる.

$$\begin{aligned} Dop'_{ic}(n, Vbin, f_\tau) &= Dop_{ic}(n, Vbin, f_\tau) \cdot \exp(j(\phi_q + \phi_{cpc})) \\ &= Dop'_{ic}(n, Vbin, f_\tau) \end{aligned} \quad (5.29)$$

$$\cdot \exp\left(-j2\pi \left(\frac{f_0 + n\Delta f + f_\tau}{f_c} \right) \cdot \left(-m_q + \frac{2n + ic}{2N} \right) \frac{Vbin}{M} \right)$$

$$dop'_{ic}(n, Vbin, Rbin) = IFFT(Dop'_{ic}(n, Vbin, f_\tau)) \quad (5.30)$$

図 5.20 に, 図 5.19 に示す結果に t_{m_q} ($m_q = 2048$) への合焦位置シフトとドップラー位相補正を行った RV マップを示す. の t_0 での目標像が, 距離方向で指定した指定したそれぞれの位置 (図 5.16) に移動する.

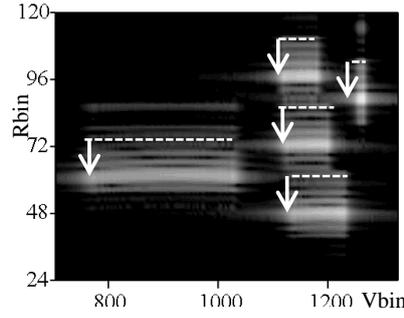


図5.20 合焦位置シフト+ドップラー位相補正による RV マップ

(3) ドップラーウォーク補償

t_{m_q} の位置にレンジウォーク補償した結果の dop'_{ic} に対し、ドップラーウォーク補償を行い速度方向の合焦を行う。これに先立ち、式(5.31)に示すようにレンジウォーク補償したドップラー信号 dop'_{ic} を逆 FFT することで slow time のパルス列信号 s'_{ic} に変換する。

$$s'_{ic}(n, m, Rbin) = IFFT(dop'_{ic}(n, Vbin, Rbin)) \quad (5.31)$$

ここまでの処理で、すでに合焦位置シフトと時分割送信によるドップラーシフトに対する位相補正が完了しているので、以下のドップラーウォーク補償における slow time は式(5.32)で与えられ、ドップラー補正因子を $\alpha'(t_m)$ とするとドップラーウォーク補償のコヒーレント積分は、式(5.33)となる。

$$t_m = 2T_{pri}N \cdot m \quad (5.32)$$

$$Dop''_{ic}(n, Vbin, Rbin) = \sum_{m=0}^{M-1} s'_{ic}(n, m, Rbin) \cdot \alpha'(t_m) \quad (5.33)$$

式(5.27), (5.28)による周期 M のサイクリックな位相回転により $m = M - m_q$ において信号 s'_{ic} の位相曲線が折り返す。 $m < M - m_q$ における $\alpha'(t_m)$ は式(5.34)のようになる。

$$\alpha'(t_m) = \exp\left(-j4\pi f_c \frac{R_0 - R(t_m)}{c}\right) \quad (5.34)$$

一方、 $m \geq M - m_q$ では、信号 s'_{ic} の位相曲線の折り返しを考慮することにより $\alpha'(t_m)$ は式(5.35)のようになる。

$$\alpha'(t_m) = \exp\left(-j4\pi f_c \frac{R_0 - R(t_{m-M}) - \{R(t_{M-m_q}) - R(-t_{m_q})\}}{c}\right) \quad (5.35)$$

最終的に，多周波ステップによるドップラー拡がり補正，レンジ・ドップラーウォーク補償の全てを行った時間軸でのドップラー信号 dop''_{ic} は式(5.36) で与えられる．

$$dop''_{ic}(n, Vbin, Rbin) = IFFT(Dop''_{ic}(n, Vbin, f_r)) \quad (5.36)$$

図 5.21 に，図 5.20 に示す結果にドップラーウォーク補償を行った RV マップを示す．図 5.20 で速度方向に流れていた目標像が，指定したそれぞれの位置（図 5.16）に点画像として合焦する．

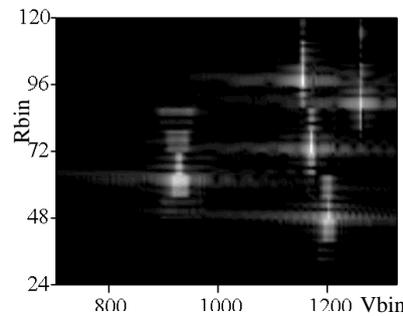


図5.21 ドップラーウォーク補償による RV マップ

図 5.9 の提案法のブロック図において，式(5.10)による多周波ドップラー補正とレンジウォーク補償の代わりに FFT を用いた式(5.24)で行った後，式(5.19)によるドップラーウォーク補償の代わりに合焦位置シフトとドップラー位相補正を式(5.29)で行いドップラーウォーク補償を式(5.33)で行うことで高速化処理が可能となる．

5.3.8 定式による処理と高速化処理の結果

3.2 項の式(5.10)，(5.19)で示した提案法は，パルス圧縮処理において受信信号 s_{ic} を FFT により fast time τ でのフーリエ変換をした周波数領域信号 S_{ic} を使い，式(5.37)の定式により多周波ステップによるドップラー拡がり補正，レンジ・ドップラーウォーク補償の全てを行い，その結果を逆 FFT して fast time 時間領域に変換することと等価である．

$$Dop_{ic}(n, v_0, R_0, f_\tau) = \sum_{m=0}^{M-1} S_{ic}(n, m, f_\tau) \cdot \exp\left(-j2\pi(f_0 + n\Delta f + f_\tau) \cdot \frac{2(R_0 - \sqrt{R_0^2 - 2R_0v_0t_m + V^2t_m^2})}{c}\right) \quad (5.37)$$

式(5.37)の定式による処理と、3.5項で示した高速化処理の合焦結果を図5.22に示す。レーダが5つの静止目標に接近した時のRVマップを、合焦時刻を $m_q=0, 1024, 2048, 2072, 4095$ と変化させてそれぞれの時刻で生成した。各時刻において両処理で同じ結果が得られることが確認できる。また、両結果共に予定した合焦位置に点画像として合焦できていることが確認できる。

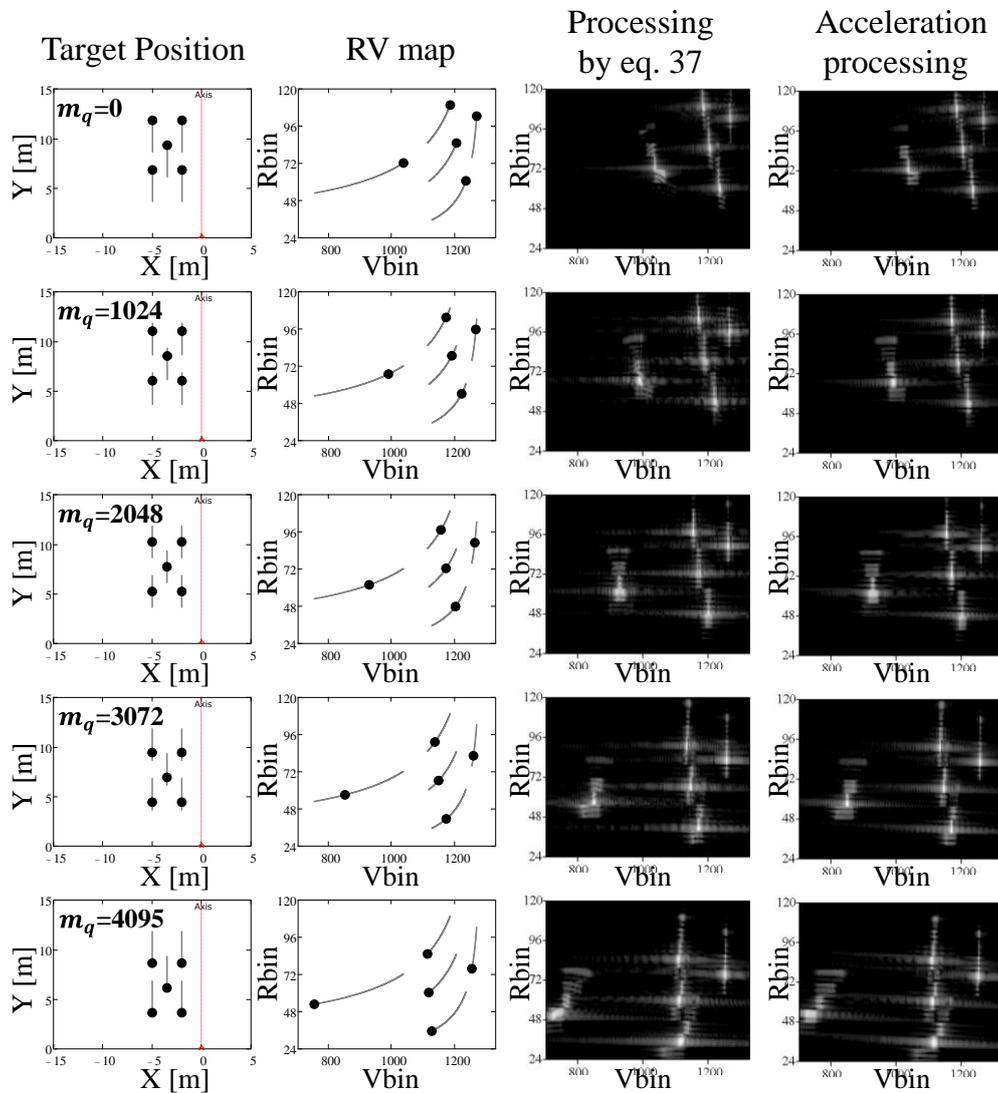


図5.22 合焦処理における定式による処理と高速化処理の結果比較

5.3.9 合焦処理速度

定式(5.37)による処理と、高速化処理の処理量オーダーを表 5.3 に示す。また、同表に数式ソフトウェア Mathcad を使った図 5.18 の RV マップの生成に要した実際の処理時間を示す。ここで、処理オーダーの各変数と図 5.18 の RV マップ生成時の各値は表 5.4 の通りである。

表5.3 定式処理と高速化処理の合焦処理量

処理内容		処理量オーダー	実処理時間 (秒)	
定式(5.29)による処理		$O(N_R \cdot N_V \cdot M \cdot N_{f_t})$	15688	
高速化処理	1) 多周波ドップラー補正&レンジウォーク補償	$O(N_{f_t} \cdot M \log_2 M)$	11	303
	2) 合焦位置シフト&ドップラー位相補正	$O(M \cdot N_{f_t} \log_2 N_{f_t})$	4	
	3) ドップラーウォーク補償	$O(N_R \cdot N_V \cdot M)$	288	

表5.4 合焦処理の処理オーダー変数とその値

距離方向 bin 数	N_R	13
速度方向 bin 数	N_V	625
パルス数	M	4096
fast time 周波数領域 bin 数	N_{f_t}	64

高速化処理により合焦処理速度は定式(5.37)による処理に比べ $O(N_{f_t})$ 倍となり、図 5.18 の RV マップ生成での実計測では約 54 倍となった。特に、多周波ドップラー補正とレンジウォーク補償は、式(5.37)に従った処理では slow time でのコヒーレント積分を fast time 周波数領域の各周波数 f_t に対して行うため $O(N_V \cdot N_{f_t} \cdot M)$ の処理量が必要であるが、3.5 項(b)で示した FFT を導入できる形にすることで $O(N_{f_t} \cdot M \log_2 M)$ となり処理量を大きく削減できている。

5.4 結言

本章では、複数周波数ステップを用い狭受信機帯域幅で高距離分解能と遠距離性を両立する多周波ステップ方式において、前側方の静止物に対する多周波ステップ方式によるドップラーイメージングを高精度に行う方式を提案した。提案方法は、fast timeの周波数領域において送信周波数ステップ間とパルス帯域幅内のドップラー補正およびレンジウォークに対する補償処理を効率よく行うものである。また、送信周波数の違いによるドップラー周波数の拡がり、計測時間内のレーダの移動によって発生するレンジウォーク及びドップラーウォークをパルス列の任意パルス時刻で合焦させる方式を示した。点目標を使ったシミュレーションと、実際に多周波ステップミリ波レーダで計測したデータへの本手法の適用において合焦効果を確認し本提案法の有効性を示した。

また、処理負荷の大きな多周波ドップラー補正とレンジウォーク補償において、FFTが利用できる形式を導入した高速化処理を提案した。両処理の合焦処理速度の考察を行い提案の高速化処理によって処理量が大きく削減できることを示した。本提案方式は、レーダ移動速度 V をレーダと目標の相対速度として扱うことで移動物に対しても適用可能であり、路側に置いた静止レーダや走行する車載レーダを用いた移動車両のドップラーイメージングを行うことができる。

第6章

結論

6.1 成果のまとめ

本論文では、次世代レーダ方式として期待できる多周波ステップ方式の利点を継承し、レーダの運用環境での誤検出を抑えて高精度な目標検出を可能とすることを目的として理論的検討と実験による検証を行った。具体的には、目標検出の妨げとなる不要波干渉の抑圧、近年活用可能となった 79GHz 帯の超高帯域幅を有効活用した多周波ステップレーダの超広帯域化と目標自動検知、および周囲環境の把握のための 2 次元目標検出について本章ではこれらの第 2 章から第 5 章において得られた研究成果について各章ごとにまとめる。

第 2 章では、クラッタ環境下の道路上の歩行者を検出することを目的とした、ELD-STAP と多周波ステップ CPC 方式によるクラッタクラッタ抑圧の有効性を多くのフィールドデータ解析により示した。また、多周波ステップ CPC レーダを車両に搭載し、路側に植込みやガードレールがある一般道路や地面クラッタの大きな草地などの環境において道路を横切る歩行者の前方監視のフィールドデータを合計 304 データ取得し、ELD-STAP によるクラッタ抑圧結果を示すとともに抑圧性能の特性評価結果を示した。その結果、歩行者からの信号を残しつつ植込みとガードレールからのクラッタが約 20 ~ 30dB 抑圧され、歩行者近傍に強反射体である車両が存在する場合においても、車両電力は約 30dB 下がり、車両反射が残るもののクラッタに完全に埋もれた歩行者を検出しやすくなることを確認した。さらに、クラッタ抑圧で得られた検出物に対して ELD-STAP 処理結果の特徴量を使った歩行者と車両の判別について検討を行った。その結果、SVM を用いた特徴量学習により約 95% の判別率が得られることを示した。疑似信号を用いたシミュレーションでは特徴量 B によりほぼ 100% の判別率が期待でき

るが実計測データではそれに及ばない結果であり，ガードレールと車両が共存による相互影響が原因の一つと考えられ今後の分析と検討が課題である．

第3章では，79GHz帯の4GHz幅などの超広帯域を有効活用し多周波ステップレーダを超広帯域内に複数配置してコヒーレントに合成することで，複数目標間で干渉がある状況下において高い目標距離推定精度を実現する離隔周波数コヒーレント合成法を提案した．本提案法により大振幅の信号に埋もれた小振幅の信号を検出できることをシミュレーションで確認した．また，多重化したイテレーション処理により，各目標の推定初期値設定を不要にすることで目標間干渉誤差の抑圧を可能とし，シミュレーションでその効果を確認した．さらに，複数帯域を用いた離隔周波数コヒーレント合成の目標距離推定精度に対する **Cramer-Rao Lower Bound (CRB)** を導出し，近接した複数目標に対する離隔周波数コヒーレント合成の距離推定精度について，シミュレーションによる統計評価と **CRB** の値の比較を行い考察した．

第4章では，多周波ステップ方式の超広帯域化に伴う速度視野および距離視野の低下の課題に対し，速度視野の低下については同一送信周波数におけるサンプリング周期のランダム化により観測時間を変更することなく改善し，距離視野の低下については不等間隔の周波数ステップ間隔を導入した変調方式によって改善できることを示した．また，電力の大きな目標のサイドローブフロアに埋もれた微弱な電力の目標の検知や，速度視野や距離視野拡大の際の速度や距離のアンビギュイティに起因したサイドローブの上昇に対処する自動検知法を提案した．実用に向けては，本検知法を受信機の **LPF** の影響などの定式化困難な誤差に対してロバストな方式とした．計算機シミュレーションにより，速度，距離視野の確保，送信帯域幅に相当する距離分解能，複数目標信号における自動目標検知について提案法の有効性を定性的，定量的に示した．以上の結果により，近距離レーダとして要求される速度視野と距離視野の課題に対し双方にアンビギュイティがなく，約4GHzの超広帯域幅による高距離分解能を遠距離性に優れる数十MHzの狭受信機帯域受信機で実現できることが示された．

第5章では、多周波ステップレーダによるドップラーイメージングにおける二次元目標検出を高精度に行う方式を提案した。提案方法は、fast time の周波数領域において送信周波数ステップ間とパルス帯域幅内のドップラー補正およびレンジウォークに対する補償処理を効率よく行うものであり、送信周波数の違いによるドップラー周波数の拡がり、計測時間内のレーダの移動によって発生するレンジウォーク及びドップラーウォークをパルス列の任意パルス時刻で合焦させる方式を示した。点目標を使ったシミュレーションと、多周波ステップレーダによる実際の計測データ（点目標、車両）に対して本手法を適用することで、大きく改善された合焦効果を確認し本提案法の有効性を示した。また、処理負荷の大きな多周波ドップラー補正とレンジウォーク補償において、FFT が利用できる形式を導入した高速化処理を提案した。両処理の合焦処理速度の考察を行い提案の高速化処理によって処理量が削減できることを示した。

6.2 今後の課題と展望

本論文は、実環境応用に対応可能な目標検出の信号処理技術について車載レーダ応用を中心に述べているが、各研究成果は船舶や室内移動ロボット、空港面監視、人物検出など様々な用途に展開できるものであると考える。本研究成果の課題と展望を表6.1に示す。

室内を除く各応用例においてクラッタの要因は異なるものの2章のクラッタ抑圧法は理論的には適用可能と考える。車載レーダ応用については、目標移動速度が速くリアルタイム処理が要求され、特にイテレーション処理を行う3、4章や5章の成果は処理速度の点で課題が残るが、イテレーション処理の改善および高速デバイスの進展や低価格化で解決が期待できる。車載レーダ応用については、フィールド実験により有効性を検証したが、その他の応用については理論的には本成果の適用が可能なものであるがフィールド実験による検証が今後の課題である。

本論文の成果は、ミリ波レーダの展開を拡大する基礎として貢献できるものであり、

既存手法との組合せた応用により広範囲な用途に発展できるものとする。

表6.1 本研究成果の課題と展望

応用例		車載レーダ	船舶航法レーダ	ロボット用レーダセンサ	空港面監視レーダ（小落下物検知）	人物検出レーダ
運用条件	目標移動速度	高速	低速	低速	静止	低速
	必要処理速度	高速	低速	低速	低速	低速
	目標サイズ	大～中	大	中～小	小	中
	クラッタ	陸上（路側，路面）	海上（海面）	室内	陸上（路面）	室内
クラッタ抑圧（2章）		○（+）	○	－	○	－
超広帯域化（3章）		△	○	○	○	○
超広帯域化自動検知（4章）		△	○	○	○	○
2次元目標検出（5章）		△（+）	○	○	○	○

○：実用レベル到達，△：実用において一部課題を残す，（+）：実証実験済，－：適用外

謝辞

本論文は、電気通信大学大学院情報理工学研究科教授 稲葉敬之博士のご指導のもとにまとめたものであり、長年にわたり懇切なるご指導、ご鞭撻に心からの感謝の意を表します。また、本研究の遂行にあたりご助言・ご討論を頂いた同学科 秋田学准教授に深謝いたします。

また、本論文を御審査いただき、有益な御討論・御助言を賜った電気通信大学 先端ワイヤレス・コミュニケーション研究センター 藤井威生教授、石橋功至教授、及び情報理工学研究科 澤田賢治准教授に深謝いたします。

さらに、本研究に関わる実験や議論をはじめ様々な協力をしていただいた稲葉研究室の皆様感謝いたします。

最後に、長年にわたりいつも支えてきてくれた亡妻 恵に心から感謝いたします。

参考文献

- [1] P. A. Rosen et al., "Synthetic aperture radar interferometry," *Proceedings of the IEEE*, vol.88, no.3, pp.333-382, March 2000. DOI: 10.1109/5.838084.
- [2] 稲葉 敬之, "多周波ステップ ICW レーダによる多目標分離法," *信学論(B)*, vol.J89-B, no.3, pp.373-383, Mar. 2006
- [3] 渡辺優人, 秋田学, 稲葉敬之, "多周波ステップ CPC レーダの提案と原理検証実験," *電気学会論文誌 C*, vol.135, no.3, pp.285-291, 2015
- [4] 渡辺優人, 稲葉敬之, 坪田光, 矢野公広, "Development of Millimeter wave Radar using Stepped Multiple Frequency Complementary Phase Code Modulation," *信学技報*, vol.111, no.239, SANE2011-81, pp.99-104, 2011
- [5] L. E. Brennan and I. S. Reed, "Theory of adaptive radar," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol.AES-9, pp.237-252, Mar. 1973.
- [6] W. L. Melvin, "A STAP overview," in *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol.19, no.1, pp.19-35, Jan. 2004.
- [7] T. K Sarkar, H. Wang, S. Park, R. Adve, J. Koh, K. Kim, Y. Zhang, M.C. Wicks and R.D. Brown, "A deterministic least-squares approach to space-time adaptive processing (STAP)," *IEEE Trans. AP*, vol.49, no.1, pp.91-103, Jan. 2001.
- [8] F. Gini, A. Farina, M. Montanari, "Vector Subspace Detection in Compound-Gaussian Clutter. Part II: Performance analysis," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol.38, no.4, pp.1312-1323, Oct. 2002.
- [9] D. K. Fenner and W. F. Hoover, "Test results of a space-time adaptive processing system for airborne early warning radar," *Proceedings of the 1996 IEEE National Radar Conference*, pp.88-93, 1996. DOI: 10.1109/NRC.1996.510662
- [10] Babu, B. N. S., Torres, J. A., and Melvin, W. L. "Processing and evaluation of multichannel airborne radar measurements (MCARM) measured data," *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pp.395-399, 1996.
- [11] Bergin, J. S., Techau, P. M., Melvin, W. L., and Guerci, J. R., "GMTI STAP in target-rich environments: site-specific analysis," *Proceedings 2002 IEEE Radar Conference*, pp.391-396, Apr. 2002.
- [12] 稲葉敬之, "前方監視レーダのための Element・Localized Doppler STAP 法," *電子情報通信学会論文誌 B*, vol J87-B, no.10, pp.1771-1783, Oct. 2004.
- [13] P. G. Richardson and S. D. Hayward, "Adaptive space time processing for forward looking radar," *Proceedings International Radar Conference*, pp.629-634, 1995. DOI: 10.1109/RADAR.1995.522622.
- [14] W.L. Melvin, "Space-time adaptive radar performance in heterogeneous clutter," *IEEE Trans. AES*, vol.36, no.2, pp.621-633, Apr. 2000.
- [15] 秋田学, 太田裕也, 渡辺優人, 稲葉敬之, "多周波ステップ CPC 方式とパルス圧縮方式の探知距離性能比較実験," *信学技報*, vol.116, no.252, pp.51-56, 2016
- [16] 山口和樹, 渡辺一宏, 秋田学, 稲葉敬之, "再帰的信号減算周波数推定法の基本

- 特性の評価と多周波ステップ CPC 方式への適用の検討, ” 信学技報, vol.118, no.239, SANE2018-48, pp.23-28, 2018
- [17] P. Stoica and A. Nehorai, "MUSIC, maximum likelihood, and Cramér-Rao bound," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol.37, no.5, pp.720-741, May 1989
- [18] M.I. Skolnik, "Introduction to Radar Systems (second edition)", McGraw-Hill, New York, 1980.
- [19] M.I. Skolnik, "Radar Handbook (second edition)", McGraw-Hill, New York, 1990
- [20] 稲葉敏之, 平井俊之, "FMICW レーダにおける移動目標検出法, ” 信学論(B), vol.J88-B, no.4, pp.795-803, Mar.2005.
- [21] N. Li, S. Niu, Z. Guo, L. Wu and Z. Cao, "Processing Spaceborne Interrupted FMCW SAR Data with Modified Aperture Interpolation Technique," *IGARSS 2018 - 2018 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, pp. 6695-6698, 2018. DOI: 10.1109/IGARSS.2018.8518659.
- [22] N. Ahmed, B. Sun and J. Chen, "Enhanced Azimuth Resolution for Spaceborne Interrupted FMCW Sar Through Spectral Analysis," *IGARSS 2018 - 2018 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Valencia*, pp.593-596, 2018.
- [23] 稲葉 敬之, ”目標検知装置, ” 特許第 4665962 号
- [24] 稲葉 敬之, ”多周波ステップ ICW レーダによる多目標分離法, ” 信学論(B), vol.J89-B, no.3, pp.373-383, Mar. 2006
- [25] 福島冬樹, 原沢康弘, 原照幸, 稲葉敬之, ”相対速度による影響が大きい場合の多周波ステップ ICW 方式におけるドップラー補正法の一検討, ” 信学技報, SANE2009-48, pp.7-12, Jul. 2009.
- [26] 渡辺優人, 稲葉敬之, ”多周波ステップ LFM 法における信号処理の比較検討, ” 信学技報 SANE2010-160, Feb. 2011.
- [27] R. Machado-Fernandez, N. Mojena-Hernandez, J. C. Bacallao-Vidal, "Evaluation of CFAR detectors performance", *Iteckne 14*, no.2, pp.170-178, 2017.
- [28] S. Blake, "OS-CFAR theory for multiple targets and nonuniform clutter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol.24, no.6, pp.785-790, nov. 1988.
- [29] B. Magaz, A. Belouchrani, M. Hamadouche, "Automatic Threshold Selection in OS CFAR Radar Detection using information Theoretic Criteria", *Progress in Electromagnetics Research B*, vol.30, pp.157-175, 2011.
- [30] X. Xu and J. Li, "Ultrawide-band radar imagery from multiple incoherent frequency subband measurements," in *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 22, no. 3, pp. 398-404, June 2011, doi: 10.3969/j.issn.1004-4132.2011.03.006.
- [31] K. M. Cuomo, J. E. Pion and J. T. Mayhan, "Ultrawide-band coherent processing," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.47, no.6, pp.1094-1107, June 1999.
- [32] (財)資源・環境観測解析センター, ”ERSDAC PALSAR プロダクツ SAR 処理アルゴリズム解説書”
- [33] I. S. Reed, J. D. Mallett and L. E. Brennan, "Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-10, no. 6, pp. 853-863, Nov. 1974, DOI: 10.1109/TAES.1974.307893.

- [34] 稲葉敬之, 荒木純道, "干渉波環境での車載用レーダ信号処理構成の検討," 信学論 B, vol.J87-B, no.2, pp.199-212, 2004
- [35] 蔵田 真彦, 稲葉 敬之, "マイクロ波による微小変位計測の基礎検討," 信学技報, vol.112, no.391, SANE2012-135, pp.49-54, 2013
- [36] 秋田学, 梅村昇平, 渡辺優人, 稲葉敬之, "超分解能法を用いた多周波ステップ CPC 方式における近接角度分離法," 2015 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-2-25, 2015
- [37] Manabu Akita, Takayuki Inaba, "Angle Estimation using Super Resolution and Blocking Matrix in Stepped Multiple Frequency Complementary Phase Code Radar", 2018 IEEE Radar Conference(RadarConf18), pp.23-27, Apr. 2018.
- [38] J. Ling, P. Stoica, J. Li, Y. Abramovich, "On using cyclic algorithms for sinusoidal parameter estimation", Electron. Lett., vol.44, pp.1160-1161, Sep. 2008.
- [39] 新田大輔, 渡辺優人, 秋田学, 稲葉敬之, "等価時間サンプリング符号変調 CW 方式における目標検出性能改善法," 信学技報, vol.113, no.387, SANE2013-114, pp.7-12, 2014.
- [40] 秋田 学, 新田大輔, 渡邊優人, 稲葉敬之, "等価時間サンプリング符号変調 CW 方式の提案," 信学論(B), vol.J98-B, no.10, 2015.
- [41] 秋田学, 廣瀬太亮, 渡辺優人, 稲葉敬之, "多周波ステップ CPC 方式における目標自動検知法の検討," 信学技報, vol.117, no.107, SANE2017-13, pp.1-6, 2017.
- [42] M. I. Miller and D. R. Fuhrmann, "Maximum-likelihood narrow-band direction finding and the EM algorithm," IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol.38, no.9, pp.1560-1577, Sept. 1990
- [43] J. A. Fessler and A. O. Hero, "Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm," IEEE Transactions on Signal Processing, vol.42, no.10, pp.2664-2677, Oct. 1994, DOI: 10.1109/78.324732.
- [44] 林高弘, 市毛与一, 新井宏之, "EM, SAGE アルゴリズムを用いた DOA 推定に関する一検討," 信学技報, A P2003-10, 2003
- [45] 石黒靖博, 菊間信良, 平山裕, 榑原久二男, "SAGE アルゴリズムを用いた高分解能電波到来方向推定のための方形重み付きアレーアンテナ校正法," 信学論 B, vol.J93-B, no.2, pp.303-311, 2010
- [46] 渡辺一宏, 渡辺優人, 秋田学, 稲葉敬之, "多周波ステップ CPC 方式におけるドップラーイメージングの高精度化の検討," 信学技報 SANE2016-17, vol.116, no.115, pp.37-42, 2016.
- [47] W. Peng, Xue-gang Wang and Jian-hong Zhao, "Methods of eliminating Doppler dispersion in synthetic wideband signal," 2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, Nanjing, pp.1540-1543, 2008.
- [48] D. N. Swingler, "An approximate expression for the Cramer-Rao bound on DOA estimates of closely spaced sources in broadband line-array beamforming," IEEE Transactions on Signal Processing, vol.42, no.6, pp.1540-1543, Jun. 1994. DOI: 10.1109/78.286970.
- [49] H. Lai and K. Bell, "Cramer-Rao Lower Bound for DOA Estimation Using Vector and Higher-Order Sensor Arrays," 2007 Conference Record of the Forty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, pp.1262-1266, 2007. DOI: 10.1109/ACSSC.2007.4487428.

- [50] X. Yang, T. Long and T. K. Sarkar, "Effect of geometry of planar antenna arrays on Cramer-Rao Bounds for DOA estimation," IEEE 10th International Conference on signal processing proceedings, pp.389-392, 2010. DOI: 10.1109/ICOSP.2010.5657183.
- [51] T. Kaiser and B. T. Sieskul, "Cramer-Rao bound for TOA estimations in UWB positioning systems," 2005 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, 2005, pp.408-413. DOI: 10.1109/ICU.2005.1570022.
- [52] P. Stoica, E. G. Larsson and A. B. Gershman, "The stochastic CRB for array processing: a textbook derivation," IEEE Signal Processing Letters, vol.8, no.5, pp.148-150, May 2001. DOI: 10.1109/97.917699.
- [53] 山下遼, 渡邊俊人, 稲葉 敬之, "複合シーケンス多周波 CW による速度視野拡張," 信学技報 SANE2013-42, Jul. 2013.
- [54] 太田裕也, 秋田学, 稲葉敬之, "広帯域多周波ステップ CPC 方式における圧縮センシングを用いた速度視野改善法," 2018年電子情報通信学会総合大会, B-2-38, 2018
- [55] 太田裕也, 秋田学, 渡辺優人, 稲葉敬之, "広帯域多周波ステップ CPC レーダの実験的検証と速度視野改善," 信学技報 SANE2017-14, vol.117, no.107, Jul. 2017
- [56] 渡邊 俊人, 山下 遼, 稲葉 敬之, "2つの初期周波数を用いた多周波 CW 方式の検討," 信学技報 SANE2012-130, Jan. 2013
- [57] 山田亮佑, 秋田学, 稲葉敬之, "圧縮センシングを用いた超広帯域多周波ステップ CPC 方式における距離アンビギュイティ抑圧効果の定性的・定量的評価," 信学技報 SANE2018-50, vol.118, no.239, pp.35-40, Oct. 2018
- [58] 渡辺一宏, 秋田学, 稲葉敬之, "離隔周波数帯受信信号を用いた広帯域コヒーレント合成による目標推定距離精度の評価," 信学技報 SANE2018-49, vol.118, no.239, pp.29-34, Oct. 2018
- [59] Y. Zhang, D. Mao, Q. Zhang, Y. Zhang, Y. Huang and J. Yang, "Airborne Forward-Looking Radar Super-Resolution Imaging Using Iterative Adaptive Approach," IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, vol.12, no.7, pp.2044-2054, July 2019.
- [60] X. Zhang, M. He, Z. He, H. Su and J. Zhang, "Research on mono-pulse forward-looking imaging airborne radar system," IET International Radar Conference 2013, Xi'an, pp.1-3, 2013.
- [61] H. Tan, D. Wu and D. Zhu, "A Novel Airborne Radar Forward-looking Imaging Algorithm Based on Deconvolution," 2019 6th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), Xiamen, China, pp.1-4, 2019
- [62] 小林佑輔, 山田寛喜, 山口芳雄, 美濃谷潤, 杉山裕一, "車載ミリ波レーダによるスクイントモード SAR の遠方・近傍界モードベクトルを用いたターゲットイメージングの比較検討," 信学総大, B-2-39, pp.275, Mar. 2016
- [63] 杉山 裕一, 山田 寛喜, 岸田 正幸, "車載ミリ波レーダによる合成開口イメージングに関する基礎検討," Denso Ten technical review, vol.1, pp31-37, 2017
- [64] R. P. Perry, R. C. DiPietro, and R. Fante, "Coherent Integration with range migration using Keystone formatting", proceedings 2007 IEEE Radar Conference, pp.863-868, 2007
- [65] L. Jing, G. Hong, S. Weimin and Z. Mojun, "A fast range migration compensation method," 2010 2nd International Conference on Signal Processing Systems, 2010, pp.V2-139-V2-143. DOI: 10.1109/ICSPS.2010.5555267.

- [66] D. Zhu, Y. Li and Z. Zhu, "A Keystone Transform Without Interpolation for SAR Ground Moving-Target Imaging," in *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol.4, no.1, pp.18-22, Jan. 2007. DOI: 10.1109/LGRS.2006.882147.

図表リスト

図 1.1	FMCW 方式による測距.....	12
図 1.2	2 周波 CW 方式.....	13
図 1.3	FMCW 方式.....	14
図 1.4	FMICW 方式.....	14
図 1.5	Step-Chirp 方式.....	15
図 1.6	多周波ステップ ICW 方式.....	15
図 1.7	多周波ステップ CPC 方式.....	16
図 1.8	側方監視のジオメトリ.....	19
図 1.9	側方監視の空間スペクトル.....	19
図 1.10	前方監視のジオメトリ.....	19
図 1.11	前方監視の空間スペクトル.....	19
図 1.12	時空間適応フィルタ.....	20
図 1.13	OS-CFAR アルゴリズム.....	21
図 1.14	UWB レーダ測定値.....	22
図 1.15	推定 UWB ターゲット応答と真の UWB レーダ測定値との比較.....	22
図 1.16	合成開口技術による分解能の向上.....	24
図 2.1	側方監視レーダのジオメトリ.....	28
図 2.2	前方監視レーダのジオメトリ.....	28
図 2.3	側方監視における正規化空間-ドップラー周波数 2 次元特性.....	29
図 2.4	前方監視における正規化空間-ドップラー周波数 2 次元特性.....	30
図 2.5	前方監視における正規化空間-ドップラー周波数 2 次元特性.....	31
図 2.6	ELD-STAP に入力されるデータ構造.....	32
図 2.7	多周波ステップ CPC 方式送信シーケンス図.....	35
図 2.8	多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図.....	35

図 2.9	静止車両の計測と RV マップ	36
図 2.10	歩行者と静止車両の計測と RV マップ	37
図 2.11	ガードレールの計測と RV マップ	38
図 2.12	ELD-STAP 法の処理ブロック図	39
図 2.13	ELD-STAP パラメータ	40
図 2.14	CPC 符号相補加算による距離サイドローブの抑圧	41
図 2.15	ガードセル数に対する目標電力（相補加算あり）	41
図 2.16	ガードセル数に対する目標電力（相補加算なし）	41
図 2.17	路側に植込みとガードレールが存在する計測環境	43
図 2.18	歩行者の RV マップ（PDF+MBF と ELD-STAP の比較）	44
図 2.19	歩行者の距離-電力特性（PDF+MBF と ELD-STAP の比較）	44
図 2.20	車両と歩行者の RV マップ（PDF+MBF と ELD-STAP の比較）	45
図 2.21	車両と歩行者の距離-電力特性（PDF+MBF と ELD-STAP の比較）	45
図 2.22	計測環境に対する IF 値（PDF+MBF と ELD-STAP の比較）	46
図 2.23	選択ドップラービン数に対する IF 値（PDF+MBF と ELD-STAP の比較）	47
図 2.24	C/N に対する IF 値（PDF+MBF と ELD-STAP の比較）	47
図 2.25	ELD-STAP 後の歩行者と車両のピーク電力（実計測データ）	49
図 2.26	歩行者, 車両, クラッタの疑似反射信号 RV マップ	49
図 2.27	ELD-STAP 後の RV マップ（PDF+MBF と ELD-STAP の比較）	50
図 2.28	ELD-STAP 後の速度-電力特性（PDF+MBF と ELD-STAP の比較）	50
図 2.29	疑似信号における特徴量 B の値および平均値と標準偏差	51
図 2.30	疑似信号における特徴量 B の値および平均値と標準偏差	52
図 2.31	実計測データにおける特徴量 B の値および平均値と標準偏差	52
図 2.32	実計測データにおける特徴量 B の値および平均値と標準偏差	53
図 2.33	特徴量 A, B の組合せによる判別の散布図（実計測データ）	54
図 3.1	多周波ステップ CPC 方式送信シーケンス図	60
図 3.2	多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図	60

図 3.3	超広帯域多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図	61
図 3.4	離隔周波数受信信号モデル	62
図 3.5	離隔周波数合成の送信周波数に対する信号位相	64
図 3.6	離隔周波数合成モードベクトル周波数に対する信号位相	65
図 3.7	CA イテレーション処理ブロック図.....	67
図 3.8	離隔周波数合成の多重イテレーション処理ブロック図（提案法）	67
図 3.9	離隔周波数合成イテレーションアルゴリズム	70
図 3.10	離隔周波数合成による振幅差のある多目標の距離推定	75
図 3.11	離隔周波数合成による目標距離推定結果のヒストグラム	76
図 3.12	離隔周波数受信信号モデル	78
図 3.13	離隔周波数合成の SNR に対する RMSE と CRB 値	85
図 3.14	離隔周波数合成の合成帯域数に対する RMSE と CRB 値	85
図 3.15	離隔周波数合成の合成帯域数に対するノンコヒーレント合成とコヒーレン ト合成の RMSE と CRB 値	86
図 4.1	多周波ステップ CPC 方式送信シーケンス	93
図 4.2	多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図	93
図 4.3	多周波ステップ方式における線形ステップ送信シーケンス	96
図 4.4	多周波線形ステップ送信シーケンスによる合成帯域結果出力.....	97
図 4.5	多周波ランダムステップ送信シーケンス	98
図 4.6	多周波ランダムステップ送信シーケンスによる合成帯域結果出力.....	99
図 4.7	提案の超広帯域多周波ステップ方式の信号処理ブロック図	101
図 4.8	提案法の基本性能評価	110
図 4.9	提案法の距離-電力プロファイルの拡大図	110
図 4.10	S/N 0dB 等速度 5 目標における提案法の出力結果（シナリオ 1）	112
図 4.11	電力差のある等速度 5 目標における提案法の出力結果（シナリオ 2）	114
図 4.12	電力差のある等距離 5 目標における提案法の出力結果（シナリオ 3）	115
図 4.13	パルス圧縮後の減算処理による出力結果（提案法）（シナリオ 5）	118

図 4.14	パルス圧縮前の減算処理による出力結果（比較）（シナリオ 5）	118
図 4.15	提案法の目標距離推定精度 RMSE と CRLB (シナリオ 6)	120
図 5.1	静止車両のミリ波レーダによるイメージング	124
図 5.2	多周波ステップ CPC 方式の送信シーケンス	125
図 5.3	周波数ステップ間ドップラー補正による合焦効果	128
図 5.4	移動レーダによる点目標の計測	129
図 5.5	長時間計測による点目標の RV マップ	129
図 5.6	fast time 時間領域での受信信号	130
図 5.7	周波数ステップ間+帯域内ドップラー補正による合焦効果	131
図 5.8	レンジウォーク補償+ドップラーウォーク補償による合焦効果	134
図 5.9	提案法のブロック図	135
図 5.10	CR と静止車両の計測環境	135
図 5.11	計測時間 28.6ms でのドップラーイメージング（ドップラー補正なし）	136
図 5.12	計測時間 228.8ms でのドップラーイメージング（ドップラー補正なし）	136
図 5.13	計測時間 228.8ms での RV マップ（レンジウォーク+ドップラーウォーク補償，点目標のみに合焦）	137
図 5.14	計測時間 228.8ms での RV マップ（レンジウォーク+ドップラーウォーク補償，全体に合焦）	137
図 5.15	静止目標位置	138
図 5.16	合焦位置	138
図 5.17	合焦処理前の RV マップ	138
図 5.18	合焦処理後の RV マップ	138
図 5.19	多周波ドップラー補正+レンジウォーク補償による RV マップ	140
図 5.20	合焦位置シフト+ドップラー位相補正による RV マップ	141
図 5.21	ドップラーウォーク補償による RV マップ	142
図 5.22	合焦処理における定式による処理と高速化処理の結果比較	143

表 1.1	現行技術と本研究の課題	6
表 2.1	多周波ステップ CPC ミリ波レーダ装置仕様	36
表 2.2	ELD-STAP パラメータ	42
表 2.3	ELD-STAP のフィールド実験の計測環境と計測数	42
表 2.4	歩行者／車両判別の計測環境と計測数	48
表 2.5	σ index による特徴量 A, B の定量評価	53
表 2.6	歩行者と車両を分類する SVM を用いた判別結果	53
表 3.1	変数定義	62
表 3.2	離隔周波数合成におけるイテレーション推定を行う目標の推移	71
表 3.3	離隔周波数合成シミュレーションにおけるレーダパラメータ	72
表 3.4	広帯域パルスレーダと多周波ステップレーダの探知距離比較	73
表 3.5	離隔周波数合成の合成帯域数に対する距離分解能	74
表 3.6	振幅差のある多目標距離推定シミュレーションの目標条件	74
表 3.7	離隔周波数合成による各目標における RMSE	76
表 4.1	変数定義	93
表 4.2	超広帯域多周波ステップ方式のシミュレーションレーダパラメータ	108
表 4.3	S/N 40dB1 目標によるシミュレーション目標条件	109
表 4.4	S/N 0dB 等速度 5 目標によるシミュレーション目標条件 (シナリオ 1) ...	111
表 4.5	S/N 0dB 等速度 5 目標における提案法の推定精度 (シナリオ 1)	112
表 4.6	電力差のある等速度 5 目標のシミュレーション目標条件 (シナリオ 2) .	113
表 4.7	電力差のある等速度 5 目標における提案法の推定精度 (シナリオ 2)	114
表 4.8	電力差のある等距離 5 目標のシミュレーション目標条件 (シナリオ 3) .	115
表 4.9	電力差のある等距離 5 目標における提案法の推定精度 (シナリオ 3)	116
表 4.10	イテレーション法による推定精度の比較 (シナリオ 4)	117
表 4.11	アナログフィルタの検知性能への影響評価における振幅差 5dB の 3 目標の シミュレーション目標条件 (シナリオ 5)	118
表 4.12	提案法の減算処理位置による推定精度比較 (シナリオ 5)	119

表 4.13	S/N 比に対する目標推定精度の評価における等距離 5 目標のシミュレーション目標条件（シナリオ 6）	119
表 5.1	多周波ステップ CPC ミリ波レーダパラメータ	124
表 5.2	変数定義	125
表 5.3	定式処理と高速化処理の合焦処理量	144
表 5.4	合焦処理の処理オーダー変数とその値	144
表 6.1	本研究成果の応用	150

論文目録

関連論文・参考論文の印刷公表の方法および時期

関連論文

学術雑誌

- (1) 全著者名：渡辺一宏，秋田学，稲葉敬之
論文題名："ELD-STAP と多周波ステップ CPC 方式による車載前方監視レーダにおけるクラッタ抑圧"
電子情報通信学会論文誌 B, vol.J101-B, no.12, pp.1093-1106, Dec. 2018.
(本文の第 2 章の内容と関連)
- (2) 全著者名：渡辺一宏，稲葉敬之，秋田学
論文題名："多周波ステップ信号を用いた離隔周波数コヒーレント合成法"
電子情報通信学会論文誌 B, vol.J104-B, no.6, pp.563-574, Jun. 2021.
(本文の第 3 章の内容と関連)
- (3) 全著者名：K. Watanabe, T. Inaba, M. Akita
論文題名：A study on Coherently Combining Sparse-Multiband Processing
IEICE Communications Express, vol.10, no.11, pp.858–863, Nov. 2021.
(本文の第 3 章の内容と関連)
- (4) 全著者名：渡辺一宏，稲葉敬之，秋田学
論文題名："超広帯域多周波ステップレーダにおける再帰的周波数推定法を用いた自動検知法"
電子情報通信学会論文誌 B, vol.J104-B, no7, pp.687-701, Jul. 2021.
(本文の第 4 章の内容と関連)
- (5) 全著者名：渡辺一宏，稲葉敬之，秋田学
論文題名："多周波ステップ方式における高精度ドップラーイメージング"
電気学会論文誌 C, vol.141, no.3, pp.453-463, Mar. 2021.
(本文の第 5 章の内容と関連)

研究会

- (1) 全著者名：稲葉敬之，渡辺一宏，秋田学
論文題名：超広帯域多周波ステップレーダにおける再帰的信号減算周波数推定法を用いた自動検知法
信学技報 SANE2018-114, vol.118, no.441, pp.25-30, Feb. 2019
(本文の第 5 章の内容と関連)
- (2) 全著者名：渡辺一宏，秋田学，稲葉敬之
論文題名：離隔周波数帯受信信号を用いた広帯域コヒーレント合成による目標推定距離精度の評価
信学技報 SANE2018-49, vol.118, no.239, pp.29-34, Oct. 2018
(本文の第 4 章の内容と関連)
- (3) 全著者名：Kazuhiro Watanabe，Manabu Akita，Takayuki Inaba
論文題名：Coherently Combining Sparse-Multiband Processing for High Range Resolution by Narrow Band Radars
IEICE Technical Report SANE2017-70, vol.117, no.321, pp.39-44, Nov. 2017
(本文の第 4 章の内容と関連)
- (4) 全著者名：渡辺一宏，石崎 健太，秋田 学，稲葉 敬之
論文題名：狭受信機帯域幅での広帯域レーダ (多周波ステップ CPC/ELD-SATP) による歩行者／車両判別技術の検討
信学技報 SANE2017-39, vol.117, no.182, pp.59-64, Aug. 2017
(本文の第 3 章の内容と関連)
- (5) 全著者名：渡辺一宏，秋田学，稲葉敬之
論文題名：離隔周波数帯受信信号を用いた広帯域コヒーレント合成による高分解能測距方式の検討
信学技報 WBS2017-67, vol.117, no.346, 179-184, Jul. 2017
(本文の第 4 章の内容と関連)
- (6) 全著者名：渡辺一宏，渡辺優人，秋田学，稲葉敬之
論文題名：多周波ステップ CPC 方式におけるドップライメージングの任意時刻合焦と高速化の検討

信学技報 SANE2016-118, vol.116, no.469, pp.1-6, Feb. 2017

(本文の第 2 章の内容と関連)

- (7) 全著者名：渡辺一宏，渡辺優人，秋田学，稲葉敬之
論文題名：多周波ステップ CPC レーダによる ELD-STAP のフィールド実験とクラッタ抑圧性能評価
信学技報 SANE2016-97, vol.116, no.427, pp.7-12, Jan. 2017
(本文の第 3 章の内容と関連)
- (8) 全著者名：渡辺一宏，渡辺優人，秋田学，稲葉敬之
論文題名：多周波ステップ CPC 方式におけるドップライメージングの高精度化の検討
信学技報 SANE2016-16, vol.116, no.115, pp.37-42, Jun. 2016
(本文の第 2 章の内容と関連)
- (9) 全著者名：渡辺一宏，横川貴洋，高橋陸，渡辺優人，秋田学，稲葉敬之
論文題名：各種環境での多周波ステップ CPC レーダを用いた計測実験と ELD-STAP の特性評価
信学技報 SANE2015-93, vol.115, no.403, pp.65-70, Jun. 2016
(本文の第 3 章の内容と関連)

著者略歴

渡辺 一宏 (わたなべ かずひろ)

学歴

1977年3月 東京都立西高等学校 卒業
1978年4月 早稲田大学 理工学部 電子通信学科 入学
1982年3月 同上 卒業
1982年4月 早稲田大学大学院 理工学研究科
電子通信専攻 前期博士課程 入学
1984年3月 同上 修了
2019年4月 電気通信大学大学院 情報理工学研究科
機械知能システム学専攻 後期博士課程 入学

職歴

1984年4月 株式会社富士通研究所 入社
2014年10月 同社 退社
2014年12月 電気通信大学 産学官連携研究員
2019年3月 同上 離職

研究歴

1984年4月より2014年10月まで、株式会社富士通研究所にて超音波技術の研究開発、メディア処理技術の研究開発、音声合成技術の研究開発に従事。2014年12月より、電気通信大学大学院にてレーダ信号処理の研究開発に従事。電子情報通信学会、電気学会、情報処理学会、音響学会会員。