

レーダクラッタを抑圧する適応的フィルタの設計

2007年3月

原沢 康弘

目次

略語一覧	iv
第 1 章 序論	1
1.1 研究の背景と目的	1
1.2 従来研究の概要と問題点	5
1.3 本研究の概要	16
第 2 章 係数絶対値拘束型 AMTI とメジアンフィルタ を導入した AMTI	19
2.1 緒言	19
2.2 従来の AMTI の問題点	20
2.3 係数絶対値拘束型 AMTI	23
2.3.1 係数絶対値拘束型 AMTI の構成	23
2.3.2 クラッタ中心周波数の推定	24
2.3.3 性能比較	27
2.4 メジアンフィルタを用いた係数絶対値拘束型 AMTI	31
2.4.1 メジアンフィルタを用いた係数絶対値拘束型 AMTI の構成	31
2.4.2 性能比較	33
2.5 受信機雑音の影響を補正する MCC-AMTI	35
2.5.1 クラッタ中心周波数補正方法	35
2.5.2 性能比較	37
2.6 結言	39

第3章 バースト平均処理を用いた AMTI 40

3.1 緒言.....	40
3.2 バースト平均 AMTI アルゴリズム.....	41
3.2.1 基本構成.....	41
3.2.2 バースト平均処理を用いたクラッタ中心周波数 推定アルゴリズム.....	44
3.3 性能評価.....	49
3.3.1 受信信号モデル.....	49
3.3.2 性能評価パラメータ.....	49
3.3.3 性能評価結果.....	50
3.4 結言.....	56

第4章 零点周波数オフセットを用いたスタガトリガレーダ用 クラッタ抑圧フィルタ 57

4.1 緒言.....	57
4.2 縦続接続方式のクラッタ抑圧フィルタ.....	59
4.2.1 スタガトリガ方式における不等間隔サンプリングと表記法....	59
4.2.2 CCF の概要と問題点.....	60
4.3 ODCCF と零点周波数オフセット.....	66
4.3.1 ODCCF の構成.....	66
4.3.2 零点周波数オフセットの必要性と最適値.....	67
4.3.3 フィルタ係数計算の演算量.....	72
4.4 性能比較.....	73
4.5 結言.....	76
付録 4-A.....	77
付録 4-B.....	80

第5章	スタガトリガ用 AMTI におけるフィルタ次数選定方法	82
5.1	緒言.....	82
5.2	従来のスタガトリガ方式用 AMTI フィルタの課題.....	83
5.3	1次フィルタ縦続接続形スタガトリガ方式用 AMTI での 次数選定方法.....	84
5.3.1	クラッタ抑圧方式基本構成.....	84
5.3.2	時変フィルタ係数計算方法.....	86
5.3.3	単峰性クラッタ抑圧処理アルゴリズム.....	88
5.3.4	複峰性クラッタ抑圧処理アルゴリズム.....	89
5.4	計算機シミュレーションによる機能確認.....	94
5.4.1	単峰性クラッタの抑圧処理結果.....	94
5.4.2	複峰性クラッタの抑圧処理結果.....	100
5.4.3	抑圧処理後の有効ヒット数比較.....	106
5.4	結言.....	108
第6章	結論	109
	参考文献	112
	謝辞	117

略語一覽

A/D	Analogue to Digital
AMTI	Adaptive Moving Target Indicators
AR	AutoRegressive
C/N	Clutter to Noise power ratio
CC-AMTI	Coefficient Constrained AMTI
CCF	Cascade Connection Filter
CFAR	Constant False Alarm Rate
DCCF	Divided Cascade Connection Filter
DSP	Digital Signal Processor
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
L-AMTI	Lattice AMTI
M2CC-AMTI	Median 2stage Coefficient Constrained AMTI
MA	Moving Average
MCC-AMTI	Median Coefficient Constrained AMTI
MTI	Moving Target Indicators
ODCCF	Offset Divided Cascade Connection Filter
PPI	Plan Position Indicator
PRF	Pulse Repetition Frequency
PRI	Pulse Repetition Interval
RADAR	RADio Detection And Ranging
S/C	Signal to Clutter power ratio
S/N	Signal to Noise power ratio

第1章 序論

1. 1 研究の背景と目的

人類は、様々な必要性から肉眼では判別することができない遠距離にある物体を見つけるため、双眼鏡のような光学系の道具を開発した。更に遠く離れた場所の様子や物体を見つけないかと思うことはごく自然なことであり、この願望をかなえるために電波を使ったセンサが開発された。それが、昼夜や天候にかかわらず、ごく小さな目標物まで検出することができるレーダ装置である[1],[2]。レーダ (RADAR) とは、今ではすっかり定着したアクリムの一つであり、**RA**dio **D**etection **A**nd **R**anging の略で、対象物からの電波の反射を測定することによって対象物を探知し、その位置を検知することを指す。レーダは単に人間の眼の機能を増強した機能だけでなく、電波の特質を利用して、眼では見えない、暗闇の中や霧、煙、雲などに遮られた目標を発見することができる。今日では、航空管制[3]、対空警戒や射撃統制[4]、気象観測等のリモートセンシング[5]、地中埋設物の検出[6]、車両等の移動物体の検出[7]、障害物検出[8]など多くの分野で活用され、現代社会に深く浸透している。

電波利用の起源を辿っていくと、電磁波の発見と利用が開始された十九世紀まで遡る。1800年のボルタ電池の発明により、異種金属の接触によって定常電流を得ることができるようになった。これがもとになってエルステッドは1820年に電流が流れるとそれを取り囲むように磁気が発生することを発見した。次いで、1831年にファラデーは磁界が時間的に変化するとき、それを取り囲むように電界が誘起されるという電磁誘導理論を発表した。この影響を受けたマクスウェルは、電界と磁界が対になって波として伝搬する電磁波の存在と、それが光と同じ性質であることを予言した[9]。

また、このような電磁波（以下、電波と記す）が直進し物体に当たると反射する、という物理現象は、1886年にドイツの物理学者ヘルツにより確認された。1903年には、同国のヒュールスメイヤーが電波を用いて船からの反射波の検知を行い、この原理による障害物探知装置などを提案した。その後、1924年に英国のベアードがテレビジョンの実験を開始し、パルス技術が発達し始めた。この技術を利用して、1925年には、パルス電波を用いて電離層の高度を計測する実験が米国のブライトと

チューブらによって行われた[10]. この実験の成功を契機に、電波が航空機にあたって反射されると受信機に反応が現れることに気付いていた欧米諸国は、これを航空機の管制や軍事技術として利用できないものかと研究を始め、一斉にレーダの開発に乗り出した. 1935年、英国のワトソン・ワットらによって最初の実験レーダが開発され、パルス電波を使って初めて飛行機の探知に成功した. 1941年には、米国のラディエーション・ラボラトリーが、英国から供与された空洞共振器付きマグネトロンを利用して、最初のマイクロ波レーダの開発に成功し、これを用いて海上の艦船を有効に探知できることを示した. 更に、このマイクロ波レーダには、表示器として画期的だったPlan Position Indicator (以下、PPIと記す) が装備されており、現代レーダの原形がこのときにほぼ完成された[11]. 日本は、1939年に多重共振回路付きマグネトロンを試作し、1940年には10cm波を用いて世界で初めて反射波の受信に成功するなど、技術的には欧米諸国に引けをとっていなかった. しかし、このPPIの有無がレーダを指揮装置として活用できたか否かの、日米の差であった.

レーダに用いられた電波の周波数は、最初数十MHz程度であった. しかし、次第にレーダの高精度化・高分解能化等の性能アップやアンテナの小型化が要望され、電波の高周波化が進んでいった. わずか5~6年後の1940年頃にはGHz帯の電波が用いられようになり、現在では十数GHz帯のマイクロ波レーダが実用化されている. 第2次世界大戦終結後以降の数年間は、戦後の修復作業と軍事費抑制の時代であったが、1950年に朝鮮戦争が勃発するとレーダの研究開発が再び精力的に行われるようになった. より遠方の目標を早期に発見するために、レーダの探知距離延伸が求められた. 1950年代は、マイクロ波の高出力送信技術や高感度受信技術が未熟であったため、マイクロ波送信機の大出力化、及び受信機の低雑音化に注力することで、レーダの探知性能向上を図ることが主流になった[12]. その成果として、高出力・高安定な送信系であるクライストロンや進行波管が開発された. 1970年代以降には、トランジスタによる増幅器が登場し、送受信系の信頼性・整備性や処理の柔軟性が飛躍的に向上した. 以上のような性能向上は、半導体技術の進歩に後押しされて、現在もなお精力的に続けられている[13].

このようなマイクロ波技術者の努力が実り、レーダの高出力化・高感度化が進むと、表示器の画面上でレーダの目標探知性能を劣化させる要因の一つとしてクローズアップされてきたのは、熱雑音に代わって大地、海、雨や雲などからの不要な反

射エコーであるクラッタであった。レーダ波の送信電力が大きくなればなるほど、クラッタ受信電力も大きくなるので、レーダオペレータ達を度々悩ますようになった。その結果、1960年頃からこれら不要信号であるクラッタを信号処理によって抑圧する技術の研究・開発が活発に進められるようになった[14]。

クラッタはレーダによる観測においては雑音として扱われる一種の不規則信号である。しかしながら、受信機雑音とは異なり、反射物体の状況によってその特徴が変化する。地表面や建築物等からの反射エコーであるグラウンドクラッタは、反射体が静止していることからそのドップラー周波数は0であり、時間的にも変動することはない。一方、雲や雨等からの反射エコーであるウェザクラッタは、時間的にも空間的にも変化する可能性が高く、ドップラー周波数も一般的には未知数となる。

PPI画面上において、グラウンドクラッタや移動速度が遅い物体からの不要反射エコーに埋もれた航空機等の高速移動目標からの反射エコーを検出するには、これらクラッタの移動速度が0、あるいはほとんど0であることを利用した、Moving Target Indicators (以下、MTIと記す) が用いられることが多い[1],[2],[15],[16]。MTIは、クラッタと目標信号のドップラー周波数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。MTIは構成が簡単であり、アナログ処理でも比較的容易に実装できることから、1950年代頃からレーダ信号処理の一つとして組み込まれてきた。1960年代後半以降になると、デジタル技術によるレーダ信号処理の実現が可能になり始め、現在では複雑で多機能なレーダ信号処理を実装したシステムを構築できるようになっている[17]~[19]。一方、レーダモードによっては非常に短時間での処理を要求される場合もあり、デジタル処理の高速化も重要な課題の一つになっている。

さて、MTIはフィルタ係数が不変、すなわち形成するヌルのドップラー周波数が0で固定されているため、ウェザクラッタのようにドップラー周波数が0でなく、かつ時々刻々と変化するような移動クラッタを抑圧することができない。このような移動クラッタに対しては、受信したクラッタに対してフィルタの係数が適応的に決まるAdaptive MTI (以下、AMTIと記す)が開発された。ウェザクラッタ等の移動クラッタは空間的に広がりを持つことが多く、統計的性質もほぼ同様であると考えられる。また、クラッタの電力スペクトルは白色雑音ではなく、ある程度の相関性を有

する．そこで，受信信号中のクラッタを含む時系列データからクラッタに対する線形予測処理を行い，予測誤差が最小になるようにフィルタ係数を定めることによってクラッタを抑圧する AMTI が登場した．理論上は，目標信号のドップラー周波数がクラッタのドップラー周波数と重ならなければ，どのようなクラッタでも抑圧することが可能であるが，実際は適応処理に使用できるデータ数の制約から，十分な抑圧性能が得られないことがある．利用できるデータ数が少なく，設定されるフィルタ係数が最適値から大きく外れてしまうことにより，除去しきれないクラッタ成分が残ったり，目標信号を同時に抑圧したりしてしまうことがあるため，様々な工夫がなされている[20]．

以上述べたように，信号処理によるクラッタ抑圧技術は，レーダを高感度化してより劣悪な電波環境下において，より小さな目標をより遠くで探知するための必須技術として，レーダの開発を進める上で大きな役割を担っている．レーダによる検知を避けるために航空機や船舶等の目標のステルス化が進み，その反射電力は益々小さくなってきているため，クラッタの影響は相対的に更に大きなものとなっている[21],[22]．一方，目標を探知するだけでなく形状，機種など目標属性を認識しようとする研究も進められており，認識性能を確保するための前処理として，クラッタ抑圧技術の高性能化に対する期待は益々高くなりつつある．

本研究は，レーダの高性能化を目的として，今後のデジタル信号処理技術の発展を視野に入れつつ，クラッタ干渉問題に実用的な解決法を提供するために行ったものである．以下，1．2で従来の研究の概要とその問題点を述べて本研究が扱う課題を明確にし，1．3で本研究の概要を示す．

1. 2 従来研究の概要と問題点

本節では、レーダの目標探知性能を制限している主要な不要信号であるクラッタの抑圧技術に関する従来の研究の概要とそれらの問題点について述べる。

[レーダの基本構成]

まず、本論文で想定している搜索系レーダの基本構成と信号処理の流れを簡単に説明する。図 1.1 に搜索系パルスレーダの基本的な構成図を示す。通常、送信用と受信用として同じアンテナが共用される。パルスを放射する時は、送信機がデュプレクサによってアンテナに接続され、パルスを放射して物体からの反射エコーを受信する時、アンテナは受信機側に接続される。アンテナは図 1.1 のようなパラボラ型の他、小さな素子アンテナを複数個並べたアレーアンテナも使用されることが多い。

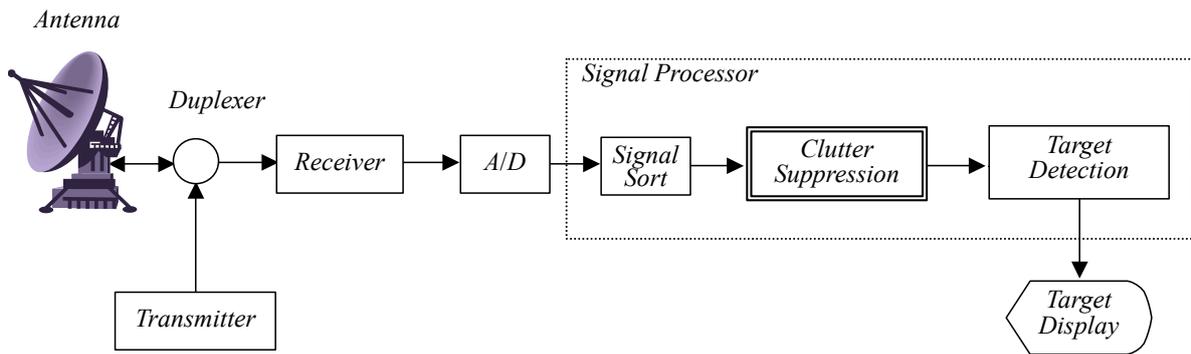


図 1.1 レーダシステムの基本構成

受信機内部で増幅、位相検波された信号は、A/D 変換器で標本化・量子化されてデジタル信号に変換される。パルスレーダではパルスの送信に同期させて受信信号が収集され、反射元までの距離は、 $(\text{電波移動速度} \times \text{電波受信までの時間} \div 2)$ で求めることができる。受信信号を一定の時間間隔で標本化・量子化し、それを順番に並べることでレーダがカバーする全ての距離とそこからの反射信号の対応がつく。このとき、標本化間隔に対応した距離幅をレンジビンと呼び、反射波が検出されるレンジビンの番号を探索することによって目標までの距離が計算できる。更に、複数のパルスからの反射波を保持しておくことによって、時間領域での処理が可能に

なり，フィルタによる不要な信号の除去や目標信号対雑音電力比改善等の処理を実施することができる．

そこで，レーダ信号処理では受信信号の時間を図 1.2 に示すようにレンジとパルスヒット（以下，ヒットと記す）の二つの因子に分けて表現し，見かけ上 2 次元の形態で処理することがしばしば行われる．A/D 変換器でデジタル化された受信信号は，専用の信号処理プロセッサで，まずこの 2 次元化が行われる．時間 t におけるパルスレーダの受信信号を $x(t)$ ，パルス繰り返し周期（Pulse Repetition Interval，以下 PRI と記す）を T ，送信パルス幅を τ ，ヒット数及びレンジビン数をそれぞれ N ， K で表し，2 次元化のための新たな時間因子をヒット番号 n ，レンジビン番号 k と定義すると， $x(t)$ の標本化信号 $x_k(n)$ は，次式で表すことができる．なお，ここでは送信信号を送信した時点より α 時間遅れた後に一定周期 τ_s で標本化が開始されるものとする．

$$x_k(n) = x((k-1)\tau_s + nT + \alpha), \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (1-1)$$

基本的に本論文で述べるクラッタ抑圧方式は，ヒット番号 n を時間変数として扱い，時間領域フィルタリングを行う．この抑圧処理をレンジビン k について繰り返し行うことで受信信号全てに対応する構成になっている．その後目標検出処理が行われ，抽出された信号が PPI 等に表示されるため，クラッタ抑圧処理性能がレーダシステムに与えるインパクトは非常に大きいことがわかる．

また，レーダは探索すべき空間に対して決まったパターンで電波を送受信（ビーム走査）することから，複数回のビーム走査により得られるデータは受信信号を形成する新たな軸であると考えられる．この場合，ビーム走査数を SX とすると，レーダ受信信号は図 1.3 に示すような 3 次元データとして取り扱うことができる．

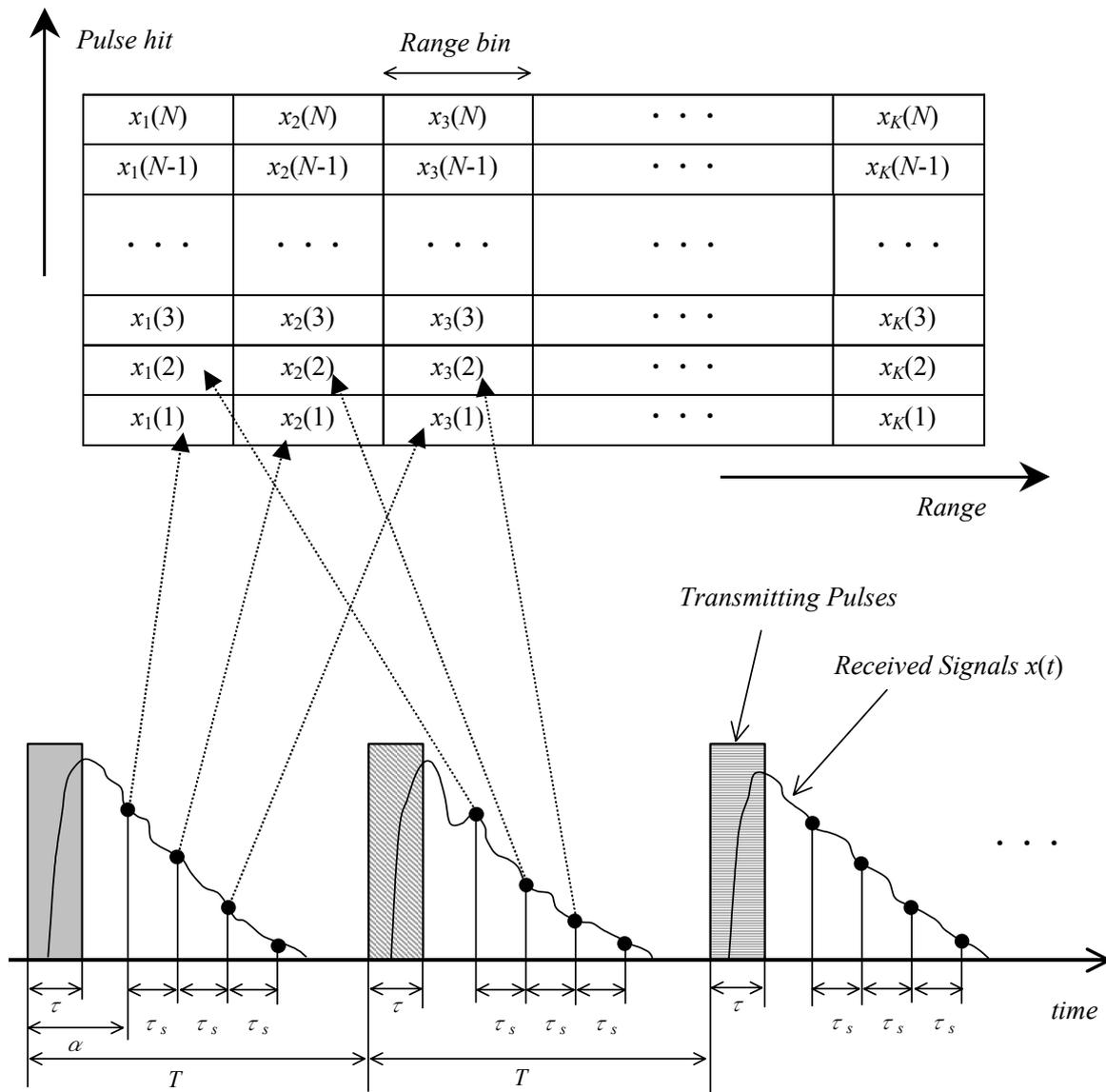


図 1.2 レーダ受信信号の 2 次元化

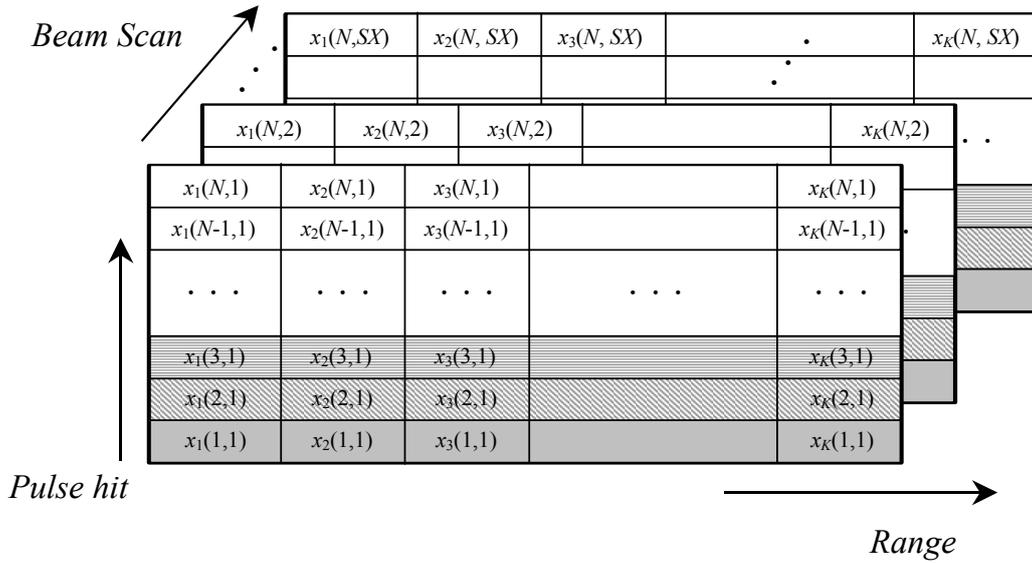


図 1.3 レーダ受信信号の 3 次元化

[クラッタ抑圧方法]

クラッタを抑圧するための方法として、以下の提案がある。

- (a) 地面や海面と移動体である目標（航空機や船舶）との移動速度が異なることに着目し、反射エコーのドップラー周波数の違いをフィルタで分離する方法。
- (b) クラッタを受信する方向のみのアンテナ利得を低下させて、クラッタの受信電力を小さくする方法[23].
- (c) レーダの角度分解能、及び距離分解能を高くして分解能セルの面積を小さくし、クラッタの受信電力を小さくする方法[24].
- (d) クラッタの振幅に関する統計的性質を利用する方法[25],[26].

これらの中で、(a) ドップラー周波数の違いを利用する方法は構成が比較的簡単で、且つ効果が大きいことから現代のパルスレーダでは最もよく用いられており、MTIはその代表的なものである。本研究では、この方法に焦点を置く。

また、ここではレーダ受信信号に含まれるクラッタを、パルス繰り返し周波数 PRF (Pulse Repetition Frequency : PRI の逆数) 内における次の 2 つの特徴から分類して使い分けることにする。まず、クラッタのドップラー中心周波数（以下、クラッタ中心周波数と略す）が 0, 又は 0 に近いものを静止クラッタ、それ以外のクラッタ

中心周波数が 0 でないものを移動クラッタと呼ぶ。地面や建築物からの反射波は静止クラッタ，雨や雲からの反射波は移動クラッタとして分類する。次に，クラッタ中心周波数に関係なく，ドップラー電力スペクトルの山（クラッタ中心周波数付近で示すピーク）が 1 つのものを単峰性クラッタ，2 つのものを複峰性クラッタと呼ぶ。複峰性クラッタとしては，静止クラッタ+移動クラッタ，あるいは移動クラッタ+移動クラッタの組み合わせが考えられる。

[MTI]

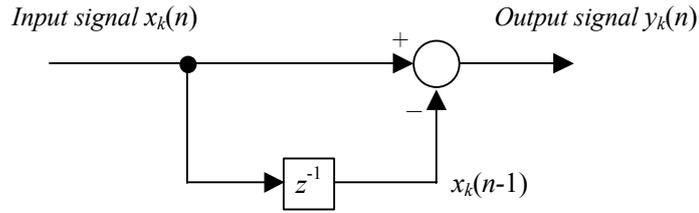
MTI の基本的な考え方は1950年代から知られていたが，当時は受信信号を msec のオーダーで安定的に遅延できるアナログ素子の実現が難しかったために，十分な抑圧性能が得られなかった。しかしながら，電子デバイスの進歩によってビデオ帯域での A/D 変換が可能になり，デジタル技術で MTI が実現できるようになると，飛躍的に抑圧性能が向上した。

図 1.4 に MTI の基本構成を示す。MTI は，パルスレーダのパルス繰り返し周期 PRI に等しい時間 T だけ受信信号を保持できる遅延素子（図中の z^{-1} ）を持った差分フィルタを基本構成として，それらを縦続接続した線形デジタルフィルタである。ドップラー偏移が緩やかな信号を抑圧することができるので，MTI はヌルを 0 ドップラ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。任意のレンジビン k において，図 1.4 の MTI による処理は，次式で表される畳み込み演算となる。

$$y_k(n) = \sum_{m=0}^1 h_m x_k(n-m), \quad h_0 = 1, h_1 = -1 \quad (1-2)$$

MTI の入出力伝達関数 $H_1(z)$ は次式となる。

$$H_1(z) = 1 - z^{-1} \quad (1-3)$$

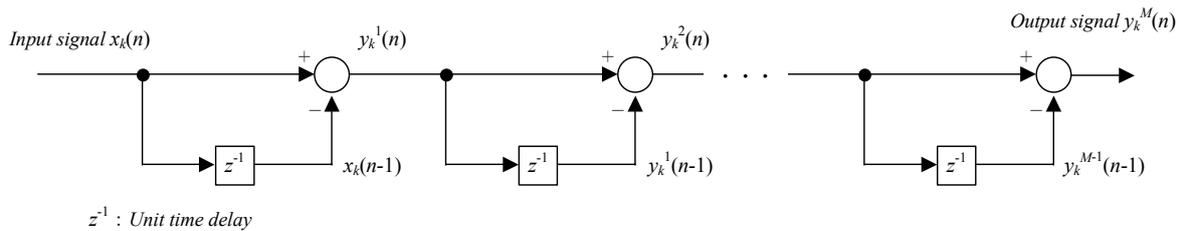


z^{-1} : Unit time delay

図 1.4 MTI の基本構成

MTI では、図 1.4 に示した構成のフィルタを多段縦続接続することで、クラッタ抑圧性能を高めることができる。図 1.5 に M 次の MTI (M 個の MTI を縦続接続) の構成を示す。このとき、MTI の入出力伝達関数 $H_M(z)$ は次式となる。

$$H_M(z) = (1 - z^{-1})^M \quad (1-4)$$



z^{-1} : Unit time delay

図 1.5 M 次の MTI

M 次の MTI の振幅特性 $|H(\omega)|$ は、次式で表される。

$$|H_M(\omega)| = |1 - e^{-j\omega}|^M \quad (1-5)$$

これより、 $M=1,2,3$ のときの MTI 振幅特性を図 1.6 に示す。図 1.6 からわかるように、MTI を多段構成にすることで阻止域を広げて、グラウンドクラッタの反射源のゆらぎ（例えば風による樹木の揺れ等）によって生じる除去しきれないクラッタ成分を低減することができる[27]~[29]。また、シークラッタと呼ばれる海面からの反射のように、比較的移動速度が遅い移動クラッタもある程度 MTI で抑圧することが可能である。

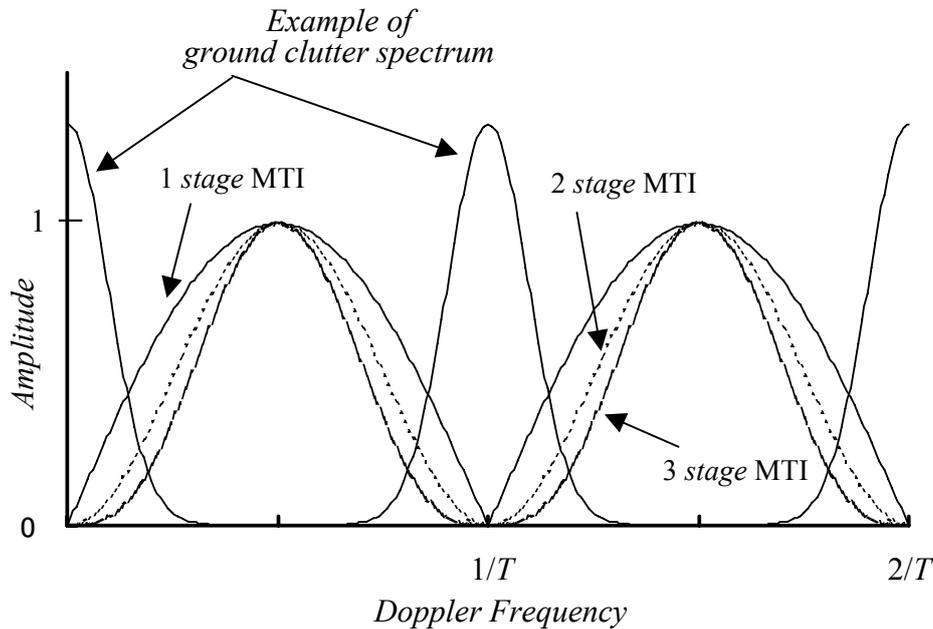


図 1.6 グラウンドクラッタスペクトルと MTI 振幅特性

[適応 MTI]

1960年代後半から、MTI の開発に追随するように、雲や雨からの反射エコーであるウェザクラッタのように高いドップラー周波数成分をもつ移動クラッタに対して有効な抑圧技術の開発が進められた。移動クラッタはドップラー周波数が0でないため、MTI のようにドップラー周波数0近辺のクラッタを抑圧するフィルタでは対処することができない。当初 MTI を簡単に変形した手法等が提案されていたが[12]、適応信号処理技術を応用した適応 MTI (Adaptive MTI, 以下 AMTI と記す) が、移動クラッタを抑圧する実用的な方法として注目された[30],[31],[20]。

図 1.7に AMTI の基本構成を示す。図 1.7は FIR(Finite Impulse Response)形の適応フィルタを用いた構成になっている。まず、 L 個のパルスを送信して得られたレンジビン k の受信信号 $x_k(n-1)$, $x_k(n-2)$, \dots , $x_k(n-L)$ の線形結合により、信号 $y_k(n)$ を生成する。次いで、 $L+1$ 番目のパルスの送信で得られた受信信号 $x_k(n)$ と $y_k(n)$ の差信号 $e_k(n)$ を生成する。このとき、残差信号 $e_k(n)$ の 2 乗平均値が最小になるように適応アルゴリズムを用いてフィルタ係数 $a_l(l=1,2,\dots,L)$ を調整することにより、振幅特性のヌル

の周波数を移動クラッタの中心周波数に自動的に一致させて移動クラッタを抑圧する。

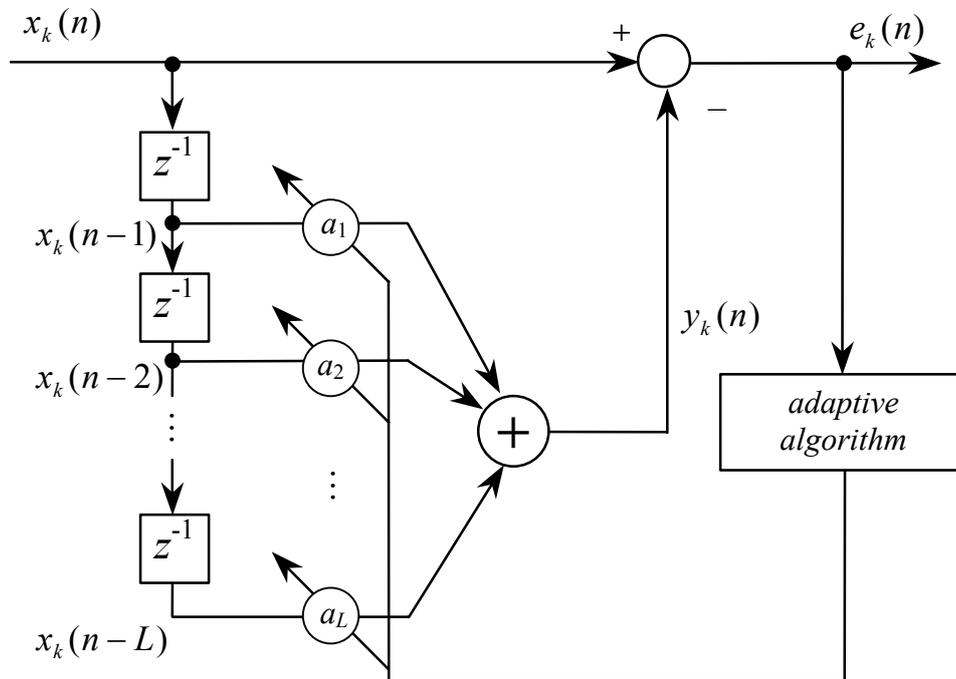


図 1.7 AMTI の基本構成

音響や医療の分野で実績のあるエコーキャンセラ[32]に代表されるように、さほどリアルタイム性が問われないような他分野における適応フィルタの応用では、係数の個数の違いにもよるが、係数調整に利用できるデータ数は数百程度であるのに対して、捜索レーダの場合では多くとも十数個程度である。そのため、適応処理が十分に行われずにフィルタ係数の調整が終わってしまい、期待するほどの抑圧性能が得られなかった。そこで、レーダでは適応処理に使用できるデータ数が著しく少ないという欠点を補うため、クラッタの二次統計量がある程度の距離範囲ではあまり変化しないことを前提にして、係数計算を距離方向に関してブロック処理化した AMTI が提案された。特に、2 章で示す適応ラティスフィルタを用いた AMTI は、少ないデータでも高い推定精度が得られる最大エントロピー法と親和性が高く、トランスバーサル型フィルタの AMTI に比べて高い抑圧性能を示していた[20],[34],[38].

係数計算のブロック処理化や適応アルゴリズムの高速・高精度化によってクラッタ抑圧性能は改善されてきた。しかしながら、適応アルゴリズムによってフィルタ係数を調整するという基本原理に大きな変更はないため、除去しきれなかったクラッタ成分を低減することは困難であった。このようなクラッタ成分は、レンジごとに不規則に発生することから、クラッタ抑圧処理の後段に続く目標検出処理において、目標でないものを目標と誤ってしまう誤警報として検出される可能性がある。従って、AMTIには更なるクラッタ抑圧性能の向上が要求されていた。

また、捜索用のパルスレーダでは、目標の距離をあいまいさなく計測するために低い PRF で運用されることが多い。このとき、図 1.8(a)に示すように等間隔でパルス送信を行う通常の送信方式では、MTI の振幅特性は周波数 0 だけでなく PRF ごとにノッチを形成する。ドップラー周波数が PRF に比べて低い目標は問題ないが、PRF を超えるようなドップラー周波数を生ずる高速移動目標からのエコーを受信した場合、そのドップラー周波数が PRF の間隔で生じる MTI の振幅特性の減衰領域（ブラインド速度領域）に含まれてしまい、目標信号を検出できなくなるというブラインド現象が起こる。

[スタガトリガ方式用 AMTI フィルタ]

このブラインド現象による目標信号の減衰を防ぐため、図 1.8(b)に示すようにパルスの送信間隔を等間隔ではなく複数種類用意しておき、決められた順序に従ってパルス送信間隔を切り替えるスタガトリガ方式が使用される[2]。スタガトリガ方式を用いることにより、ノッチフィルタの特性は見掛け上、数種類の PRF による MTI の出力を加え合わせた形状になる。その結果、ブラインド領域を小さくすることができて、スタガトリガなしの場合と比較してブラインド現象による目標信号未検出の発生を抑えることができる。

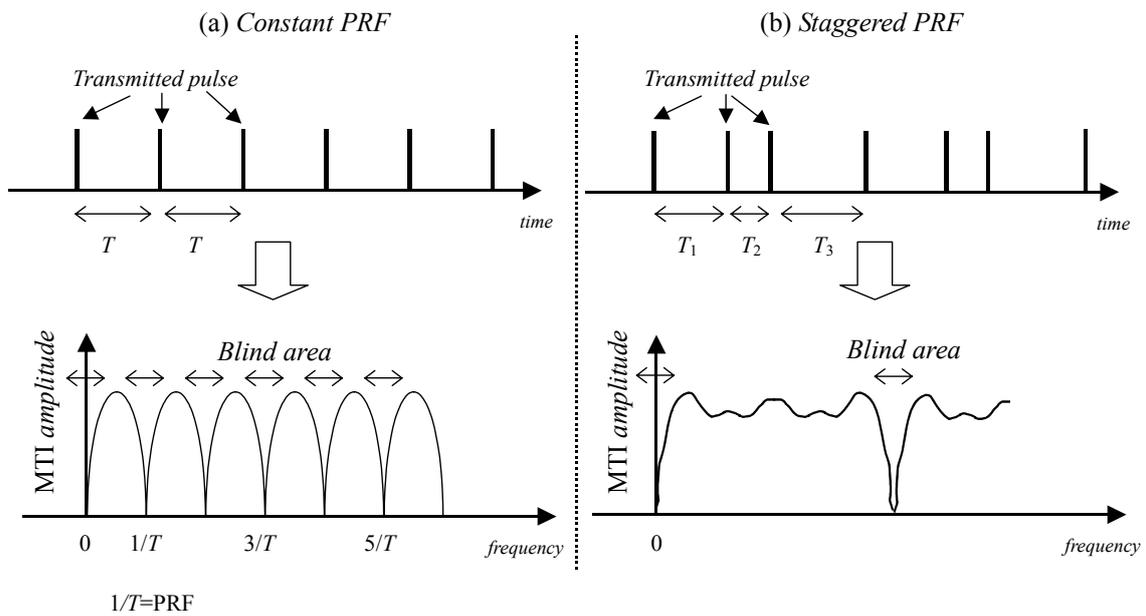


図 1.8 スタガトリガ方式による MTI 振幅特性の変化

このようなスタガトリガ方式を用いたレーダにおいて、FIR 形ノッチフィルタの零点周波数を移動クラッタの中心周波数に一致させて抑圧するクラッタ抑圧フィルタでは、スタガトリガ方式を採用したことによって深いノッチが形成されなくなり、クラッタを十分に抑圧できない場合がある。等間隔パルス送信を前提としたノッチフィルタでは、スタガトリガ方式によって受信信号のサンプル間隔が不等間隔になるので、フィルタ次数を増やしても零点多重度を確保できないためである。

また、静止クラッタと移動クラッタが重なって受信され、スペクトルが複峰性となる場合に対するクラッタ抑圧法の 1 つとして、2 つのノッチフィルタの縦続接続による方法がある[35],[36]。この場合も同様で、零点周波数が 0 に設定される前段のノッチフィルタの処理は問題ないが、後段のノッチフィルタによって残りのクラッタを処理しても十分な抑圧性能が得られない。スタガトリガ方式では、縦続接続したノッチフィルタで阻止域幅が広くて深い振幅特性を実現するためには、フィルタ係数を時変係数にする必要がある[2],[37]。ただし、この場合の時変係数とは、数種類の異なるパルス間隔を周期的に繰り返し送信して得られた受信信号に対して、異なるパルス間隔ごとに用意したフィルタ係数をベースに係数調整を行うことを意味す

る。

このような縦続接続構成の時変係数フィルタによるクラッタ抑圧処理は、そのフィルタ係数を求めるために、受信信号のサンプルごとに 2 段目のフィルタ次数に等しい次元を持つ連立 1 次方程式をスタガトリガ数回解く必要がある。特に、電力スペクトルの帯域が広いクラッタを抑圧するために阻止域幅が広い高次のノッチフィルタが必要な場合、フィルタ係数を求めるための演算負荷は非常に大きなものとなる。従って、レーダへの実装にはクラッタ抑圧性能を保持しながら、時変フィルタ係数計算に係わる演算量を低減したスタガトリガ方式用の AMTI が要求されていた。

更に、上記のようなスタガトリガ方式用の AMTI は、トランスバーサル型の時変係数 FIR フィルタで構成されており、フィルタ係数計算が複雑にならないように、フィルタの振幅特性がクラッタ中心周波数に割り当てる零点の多重度のみ依存するという計算方法になっている。そのため、フィルタのクラッタ抑圧量を制御するには零点多重度、すなわちフィルタ次数を制御するしかない。しかしながら、一般に時変係数 FIR フィルタでは、信号処理実行中にフィルタ次数を自由に変更することが困難であり、フィルタの次数はあらかじめ固定値に決めておかなければならない。したがって、スタガトリガ用の AMTI において、限られたリソースを有効に活用するためには、柔軟にフィルタの次数制御ができる信号処理手法が必要である。

以上の課題をもう一度短くまとめる。

- (1) 搜索レーダにより取得された受信信号中のクラッタを抑圧する従来の AMTI では、フィルタ係数学習用のデータが少なく適応処理が十分に行われないことから、除去しきれないクラッタ成分が発生する。
- (2) 目標のブラインド速度領域を少なくするためのスタガトリガ方式を適用したときに、移動クラッタや複数クラッタに対して高い抑圧性能が得られるように工夫された AMTI では、フィルタ係数計算に関する演算量が著しく増大する。
- (3) 上記のような課題をもつ AMTI では、抑圧フィルタの次数を状況に応じて自由に変わる術がなく、最適なクラッタ抑圧処理を行うことができない。

1. 3 本研究の概要

本研究は、1.2 節で述べた、捜索用のパルスレーダにおける移動クラッタ抑圧処理に関する現状のレーダが抱える課題を解決するための信号処理手法を提案し、それらの有効性を示すものである。本論文は、第 1 章の序論、第 2 章、第 3 章、第 4 章、第 5 章の本論、及び第 6 章の結論から構成されている。これらの課題と第 2 章～第 5 章で述べる対策としての提案手法との関係を図 1.9 に示す。

第 1 章の序論では、電波による目標探知が可能であることが発見されて以来、着実に進歩を続けているレーダ信号処理に関する研究・開発の歴史を簡単にまとめ、特にレーダ信号処理における前段で実行されるクラッタ抑圧処理を中心に技術的課題とその解決策の概要を示す。また、それとともに現代のレーダシステムが直面している課題を明確にして、本研究が行われた背景、及び目的を明らかにしている。

第 2 章では、適応フィルタの適応誤差による除去しきれないクラッタ成分を軽減することを狙った係数絶対値拘束型 AMTI を提案する。フィルタ係数の適応誤差によってフィルタのノッチの深さやノッチのドップラー周波数がレンジビンごとに変化することにより、部分的に除去しきれないクラッタ成分が発生する。この問題を解決するために、係数の絶対値を固定にしてクラッタ中心周波数推定結果に基づいて位相項のみを調節するようにしている。次に、クラッタ中心周波数の推定過程において、近距離の大目標を受信した場合に、それ以外の目標信号が存在するレンジビン近傍で推定精度が著しく劣化するという問題が生じる。この解決策として、クラッタ中心周波数の推定処理にメジアンフィルタを導入し、クラッタ抑圧性能の劣化を軽減する AMTI を提案する。

第 3 章では、2 章で述べたような AMTI について、1 回のビーム走査あたり高々数ヒットしか得られない捜索用レーダにおいて、同一方位に対しビームを複数回指向させて間欠的に得られる受信信号サンプルを活用したバースト平均処理型 AMTI を提案する。天候の状況等により移動クラッタの電力スペクトルがレンジ方向で変化し、クラッタ中心周波数推定に使用するレンジビン数を多く設定できない場合を想定する。複数回分のビーム走査データをクラッタ中心周波数推定処理に使用することにより、推定精度が高まってクラッタ抑圧性能が向上する。

第 4 章では、捜索用のパルスレーダで頻繁に実施される、スタガトリガ方式に対応した AMTI を提案する。スタガトリガ方式では、クラッタ抑圧フィルタによるブ

ラインド速度領域を狭くするためにパルスを不等間隔に送信することから、移動クラッタを効果的に抑圧するには時変係数フィルタを利用する。広い帯域幅を持った移動クラッタや複峰性クラッタを受信した場合、これらクラッタを抑圧するためには高次の時変係数フィルタが必要となり、フィルタ係数計算に多大な演算量を必要とする。短時間に処理結果が求められるレーダ信号処理では、演算量的に大きな負担になる。この解決策として、クラッタ抑圧性能を確保しながら演算量を低減できるスタガトリガ方式に対応した AMTI を提案する。

第 5 章では、4 章で示したようなスタガトリガ方式対応の AMTI をベースにして、限られた受信信号をより有効に活用することができるクラッタ抑圧方式を提案する。4 章の AMTI は、その係数計算方法の制約からクラッタ抑圧フィルタの次数をあらかじめ決めておかなければならない。その場合、想定したクラッタの電力や帯域幅が実際にレーダで受信されたクラッタのそれと大きく異なると、除去しきれないクラッタ成分が発生したり、必要以上にヒット数を消費する無駄が発生したりする。この解決策として、時変係数の 1 次フィルタを複数個縦続接続した構成で、各フィルタの入出力信号電力比の変化を利用して、クラッタ抑圧フィルタ全体の次数を自動的に決定する AMTI を提案する。

第 6 章は結論であり、上記研究全体についての成果をまとめる。

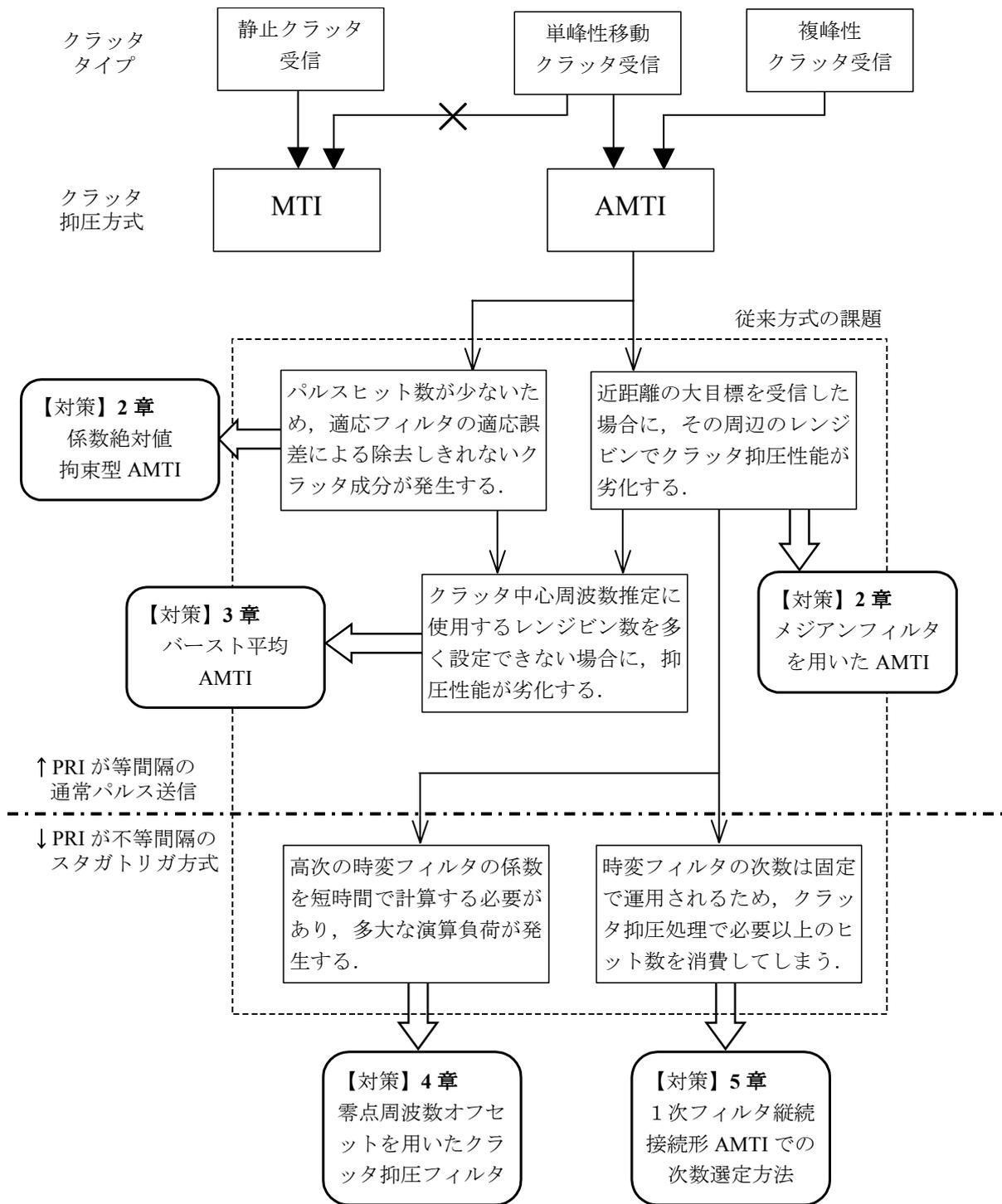


図 1.9 本論文におけるフィルタによるクラッタ抑圧処理の課題と対策との関係

第2章 係数絶対値拘束型 AMTI とメジアンフィルタを導入した AMTI

2.1 緒言

適応 MTI (Adaptive Moving Target Indicators, 以下 AMTI と記す) は, レーダ受信信号に含まれる雨, 雲等からの不要反射エコーである移動クラッタの抑圧に有効な適応フィルタである[30]~[32]. AMTI ではクラッタの電力スペクトルを推定して, これに基づいてクラッタの電力スペクトルが集中する領域に阻止域をもつノッチフィルタを自動的に形成することにより, クラッタを抑圧する. 搜索を目的としたレーダ運用では, クラッタの電力スペクトル推定に必要なパルスヒット数 (同一方位に対して送信できるパルス電波の総数) が十分に得られない. そこで, クラッタが空間的に広がりを持つこと, 及びクラッタの電力スペクトルが隣接するレンジビン (レーダ覆域を距離方向に受信信号のサンプリング周期に相当する間隔で区切ったときの単位セル) では急激に変化しないことを利用して, 複数のレンジビンにおけるクラッタデータを平均化することによってクラッタ電力スペクトル推定精度を確保しようとする AMTI が提案されている[38],[39]. また, クラッタに対して目標信号の電力が無視できない場合には, AMTI によりクラッタだけでなく目標信号までも抑圧するという問題を克服するために, クラッタの電力スペクトルを推定する複数のレンジビンと, 実際にフィルタ処理を行うレンジビンとを分離することにより, 目標信号に対するフィルタ利得を常に確保することができる目標信号保存型 AMTI が提案されている[40].

このような適応フィルタ理論に基づく AMTI では, クラッタ電力スペクトル推定に使用できるデータ数の不足から, フィルタ係数の最適化が十分に行われず, フィルタのノッチの深さやノッチのドップラー周波数に適応誤差を生じてしまい, 部分的に除去しきれないクラッタ成分であるクラッタの消え残りを生じることがある. クラッタの消え残りは, クラッタ抑圧処理後の目標検出, 特に一定誤警報率である CFAR (Constant False Alarm Rate) 処理[50],[61]のような自動検出を行う場合には, 誤警報を誘発する可能性がある.

本章では, まず適応フィルタを用いた従来の AMTI の問題点について述べる. 次に, スペクトルの山が単一である単峰性クラッタに対してこのような部分的な消え残

りを低減することを目的として、フィルタ係数の絶対値を固定し、位相のみを制御する係数絶対値拘束型 AMTI(Coefficient Constrained AMTI, 以下 CC-AMTI)を提案する。CC-AMTI は、従来の AMTI 同様、受信信号中のクラッタと目標信号を事前に区別することができないことから目標信号までも抑圧する可能性があるため、本章では文献[40]の目標信号保存手法を適用した CC-AMTI について取り扱うことにする。

近距離に反射断面積の大きな目標が存在するような状況では、クラッタの電力に比較して目標信号電力が無視できなくなり、目標信号が存在するレンジビン近辺におけるクラッタ中心周波数推定誤差が増大する。その結果クラッタ抑圧性能が劣化してしまい、消え残ったクラッタは後段の目標検出処理の妨げになる可能性がある。そこで最後に、比較的大きなサイズの目標のとき、その影響によって起こるクラッタ抑圧性能の劣化を回避するために、クラッタ中心周波数推定時のデータ平均手段として、メジアンフィルタを用いた係数絶対値拘束型 AMTI(Median CC-AMTI, 以下 MCC-AMTI)を提案する[47]。更に、移動クラッタだけでなく静止クラッタも同時に受信した場合に対処するために、MTI と MCC-AMTI を組合せた方式における問題点について述べ、クラッタ中心周波数推定精度を確保するための一手法を提案する[47]。

2. 2 従来の AMTI の問題点

AMTI は、目標信号とクラッタのドップラー周波数が異なることを前提に、線形予測法[41]を用いてクラッタの電力スペクトルを推定し、クラッタの電力スペクトルが集中するドップラー周波数領域にノッチを形成して、クラッタのみを抑圧することで目標検出を容易にする適応ノッチフィルタである。このような予測誤差フィルタは、一般にトランスバーサル型フィルタにより実現できるが、多段構成が容易で、丸め誤差に対する係数感度も低く、また安定性が常に保証される係数更新アルゴリズムを適用できることから、図 2.1 に示すラティスフィルタを用いたラティス型 AMTI が提案されている[32],[38],[39],[40]。以下、従来の AMTI として代表的なラティス型 AMTI を説明し、提案方式との比較を行う。

ラティスフィルタでは、レンジビン k の n ヒット目の受信信号 $x_k(n)$ を入力信号として、前向き予測誤差 $f_k^m(n)$ と後向き予測誤差 $b_k^m(n)$ が順次、次式に従って計算され、 M 段目の前向き予測誤差 $f_k^M(n)$ が AMTI 出力信号となる。

$$f_k^m(n) = f_k^{m-1}(n) + \rho_k^m b_k^{m-1}(n-1) \quad (2-1)$$

$$b_k^m(n) = b_k^{m-1}(n-1) + \rho_k^{m*} f_k^{m-1}(n) \quad (2-2)$$

$$f_k^0(n) = b_k^0(n) = x_k^m(n) \quad , m=1,2,\dots,M \quad (2-3)$$

ここで、同様に k はレンジビン番号、 n はヒット番号、 $*$ は複素共役を表す。このときラティスフィルタでは、 $m-1$ 段目出力の前向き予測誤差と後向き予測誤差の 2 乗和の平均値が最小になるように、 m 段目のラティス反射係数 ρ_k^m を調整する。

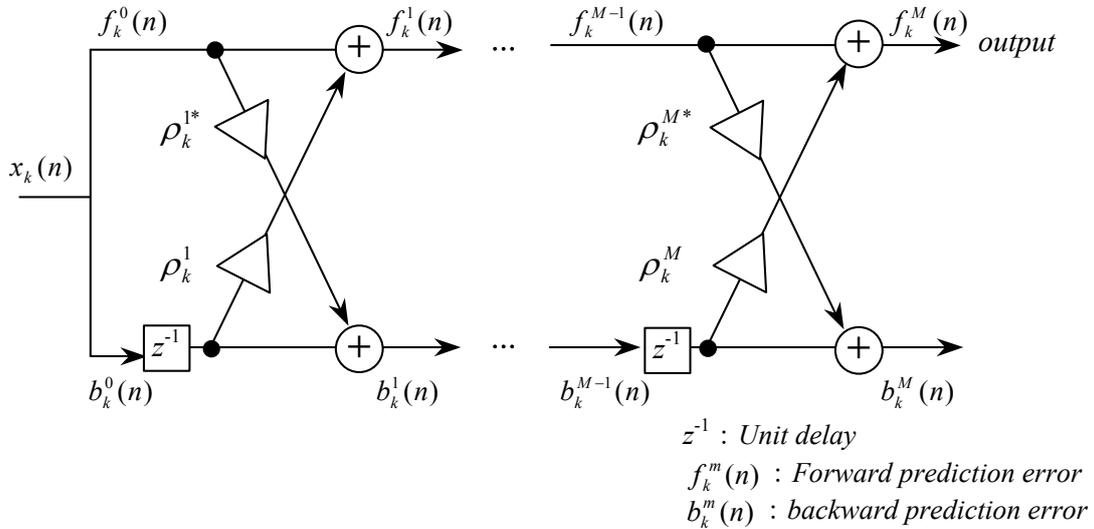


図 2.1 適応ラティスフィルタ

最適なラティス反射係数を得るには、入力信号の 2 次統計量が既知であることが必要であるが、レーダなどのアプリケーションでは入力信号の統計量は一般に未知であるので、ラティス型 AMTI は、受信した有限サンプルの時系列からクラッタの電力スペクトルを実時間で推定しながら動作することになる。適応フィルタの理論から、同一方位のレーダ受信信号におけるパルスヒット数が十分確保できる場合は、各段のラティス反射係数は最適解近傍の値をとると考えられる。しかし、捜索用のレーダではビームを短時間に多方向へ走査する必要があり、十分なパルスヒット数を得ることは期待できない。そこで、通常 AMTI ではデータ不足を補うために、目標信号に比べクラッタは距離方向へも広く分布することを利用して、パルスヒットだけでなく隣接する複数レンジビンのクラッタデータからもクラッタ電力スペクトルの推定を行っている[38].

しかし実際には、ラティス反射係数が最適解に到達せずに、適応誤差を生じることが考えられる。ラティス反射係数は、一般に複素数でフィルタの周波数応答を決定するパラメータであるので、適応誤差により図 2.2 のようなクラッタの消え残りを生じる可能性がある。

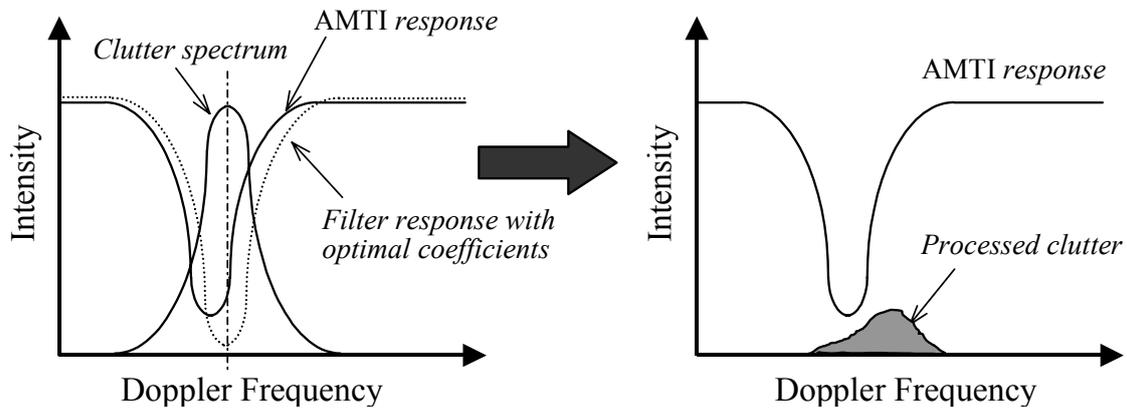


図 2.2 適応誤差によるクラッタの消え残り

また、このような AMTI では、クラッタ抑圧処理を行うレンジビンに目標信号が存在した場合、クラッタ対目標信号電力比によっては目標信号を抑圧してしまうことがある。そこで、目標信号は複数レンジにまたがらないことを前提にして、フィルタ処理を行うレンジビンとクラッタ電力スペクトルを推定するレンジビンを分離している[40]。目標信号の存在するレンジビン进行处理するときには目標信号を含まないクラッタのみのデータを使用するので、常に目標信号に対する AMTI のフィルタゲインを確保できるのである。

しかし、このような目標保存手法を適用した AMTI においては、図 2.3 に示すように、クラッタ推定レンジビンにおいてクラッタに比較して無視できない強度の目標信号が存在する場合、推定するクラッタパラメータが目標信号の影響を受けて誤差を生じ、抑圧性能が劣化する可能性がある。

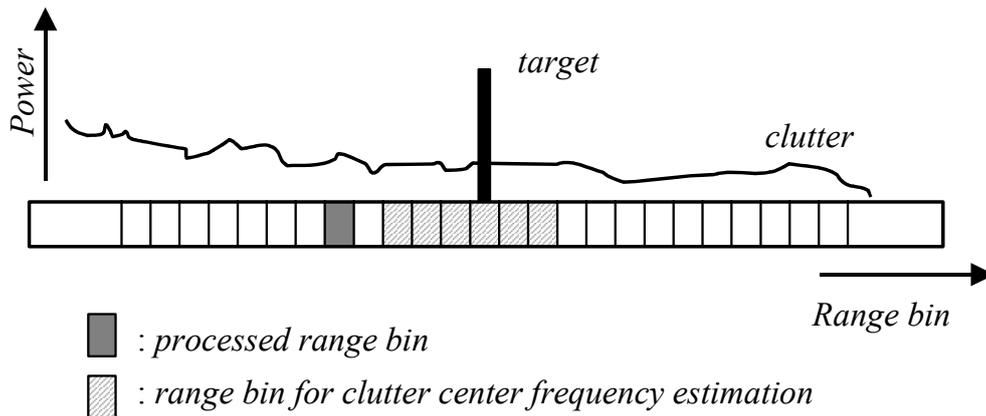


図 2.3 目標信号により推定誤差が生じる状況

2. 3 係数絶対値拘束型 AMTI

2. 3. 1 係数絶対値拘束型 AMTI の構成

前節で述べたクラッタの消え残りを低減する方法の一つとして、フィルタの振幅特性の形状（阻止域幅，阻止域の減衰量）を固定，すなわちフィルタ係数の絶対値を固定した係数絶対値拘束型 AMTI(以下 CC-AMTI)を提案する．フィルタの零点を単位円に沿って移動させることにより，中心周波数が変化するクラッタを除去するものである．図 2.4 に CC-AMTI の基本構成を示す．図 2.4 中のクラッタ抑圧フィルタの構成は，図 2.5 に示す直接型構造の FIR デジタルフィルタである．

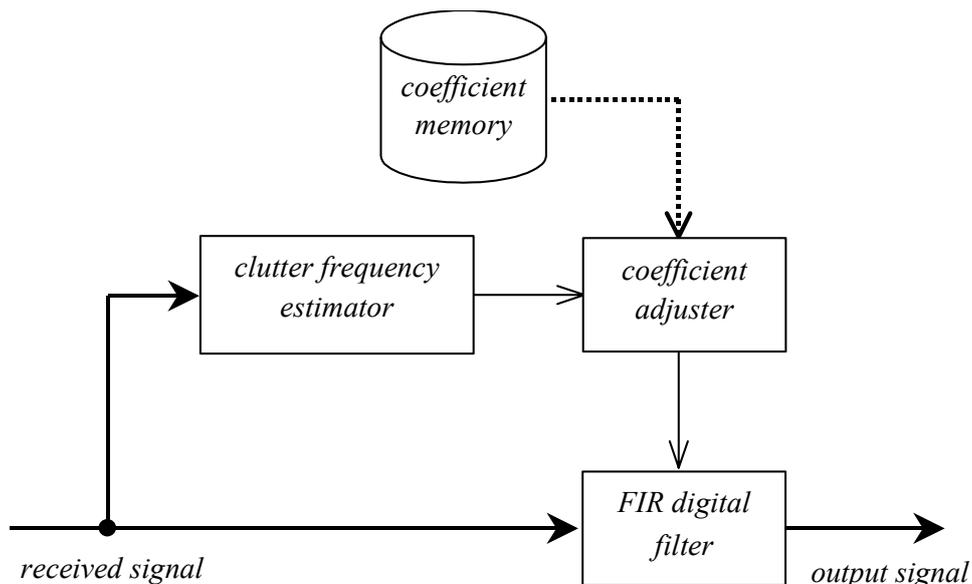


図 2.4 係数絶対値拘束型 AMTI(CC-AMTI)

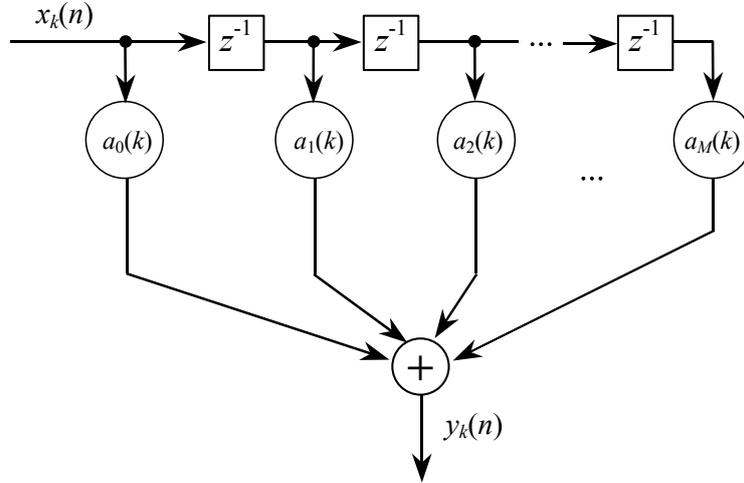


図 2.5 FIR 型デジタルフィルタ

2. 3. 2 クラッタ中心周波数の推定

クラッタ中心周波数の推定には最大エントロピー法[41],[42]を用いる．これは従来のAMTIにも適用されていて，少ないデータサンプルでスペクトル推定を行う際に有効である．ここでは，クラッタはスペクトルの山が単一の単峰性と仮定し，1 次のラティス反射係数を利用してクラッタ中心周波数を推定する．このとき，図 2.6 に示すように，処理するレンジビンとは分離されたレンジビンで反射係数を計算する．レンジビン k の n ヒット目の受信信号を $x_k(n)$ で表現し，レンジビン k における 1 次の反射係数 γ_k は，Burgによる最大エントロピー法[43]を用いて次式より求まる．

$$\gamma_k = -2 \frac{\sum_{j=JLS}^{JLE} \sum_{n=1}^{NH} XI_j(n) + \sum_{j=JRS}^{JRE} \sum_{n=1}^{NH} XI_j(n)}{\sum_{j=JLS}^{JLE} \sum_{n=1}^{NH} XO_j(n) + \sum_{j=JRS}^{JRE} \sum_{n=1}^{NH} XO_j(n)} \quad (2-4)$$

$$XI_j(n) = x_j(n+1)x_j^*(n) \quad (2-5)$$

$$XO_j(n) = |x_j(n+1)|^2 + |x_j(n)|^2 \quad (2-6)$$

ただし， $JLS = k - NR - \Delta k$ ， $JLE = k - \Delta k - 1$ ， $JRS = k + \Delta k + 1$ ， $JRE = k + \Delta k + NR$ であり，

NR , NH , Δk は、それぞれ反射係数を計算するために使用するデータ群のレンジビン数、ヒット数、及び処理レンジビンと係数計算用レンジビン間のガードレンジビン数である。

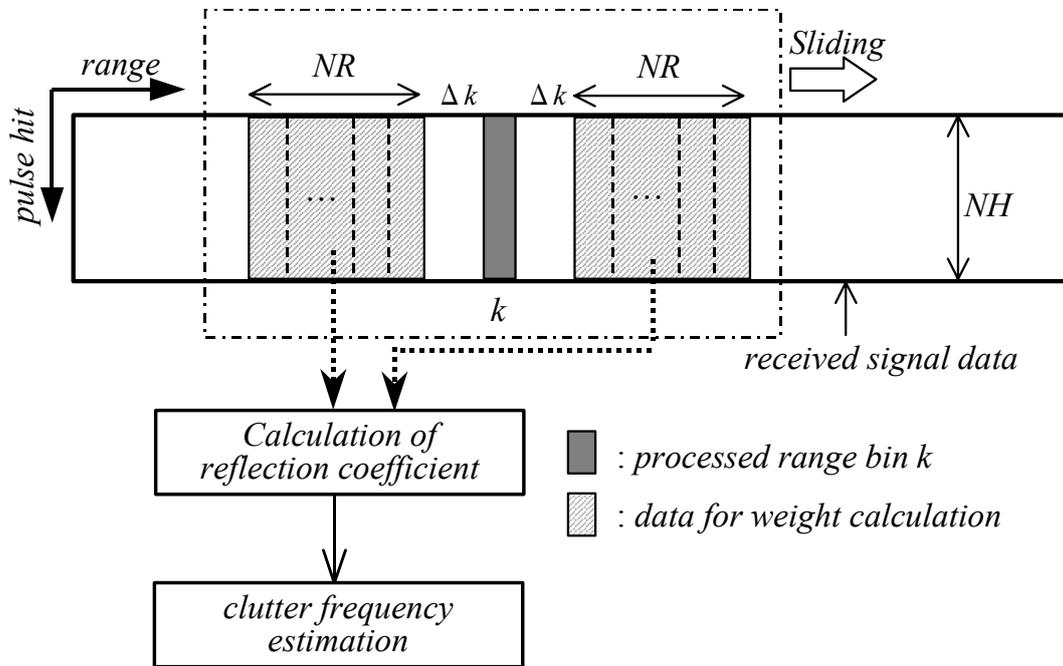


図 2.6 係数絶対値拘束型 AMTI のクラッタ中心周波数推定処理

式(2-4)で求まる反射係数 γ_k から、受信信号中の電力スペクトルの中心周波数を推定できる理由を以下に述べる．ここでは、多次のMA(Moving Average)モデルやAR(AutoRegressive)モデルで近似できるクラッタスペクトル[44]を1次モデルで近似する．クラッタスペクトルの強度や帯域幅の推定は十分ではないが、CC-AMTIでは推定したスペクトルの中心周波数のみを得ることができればよい．今、単峰性クラッタを1次ARモデルでモデリングすることを考える．1次ARモデルの場合、1次のAR係数はBurgで求まる式(2-4)の反射係数に等しいので、レンジビン k における1次ARモデルの伝達関数 $H_{AR}(z)$ は次式で表すことができる．

$$H_{AR}(z) = \frac{C_1}{1 + \gamma_k z^{-1}} \quad (2-7)$$

ここで、 C_1 は定数である．

ARモデルの伝達関数の極に対応する周波数はクラッタスペクトルのピーク周波数

に対応するので、そのピーク周波数をPRF（サンプリング周波数に相当）で正規化されたクラッタ中心周波数の推定値と考えることができる。従って、クラッタ中心周波数の推定値 $f_{NOR}(k)$ は、次式に示すように反射係数 γ_k の位相角から求めることができる。

$$f_{NOR}(k) = \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im}[\gamma_k]}{\text{Re}[\gamma_k]} \right\} / 2\pi \quad (2-8)$$

ここで、 $\text{Im}[\cdot]$ は虚部、 $\text{Re}[\cdot]$ は実部を表す。

図 2.4 に示したように、CC-AMTI では、あらかじめクラッタ抑圧用のノッチフィルタを設計して[45],[46], その係数 $h_m(m=0,1,\dots,M)$ をメモリに格納しておく。ここでは、図 2.5 に示した FIR 型のノッチフィルタを考えており、 $a_m(k)(m=0,\dots,M)$ がフィルタ係数となる。フィルタの阻止域幅は、過去に観測されたデータ等から、受信される典型的なクラッタの最大帯域幅と中心周波数推定誤差を考慮して広めに設計しておく必要がある。今までの実験等の経験から、中心周波数の推定誤差の影響も含めて、フィルタの阻止域幅を想定したクラッタ帯域幅の 130%程度で設計しておけば、CC-AMTI のクラッタ抑圧性能をほぼ確保できる可能性が高い。したがって、以下のアルゴリズムの説明や性能評価では、受信されるクラッタの帯域幅は想定した帯域幅内に収まるものと仮定した。

また、ノッチフィルタとして阻止域幅が異なる複数のフィルタを用意しておき、必要に応じてフィルタを使い分けることも考えられるが、本論文では 1 種類のフィルタのみの場合について取り扱うことにする。係数記憶用のメモリの節約になるので、フィルタ設計時にはフィルタの係数は実数としている。実係数フィルタのノッチは周波数 0 に形成されるので、移動クラッタに対応するためにはノッチ周波数を移動させる必要がある。次式に示すようにフィルタの振幅特性形状を固定したまま推定したクラッタ中心周波数にノッチ周波数を一致させるよう係数調整した後、移動クラッタを抑圧する。

$$y_k(n) = \sum_{m=0}^M a_m(k) x_k(n-m) \quad (2-9)$$

$$a_m(k) = h_m e^{j2\pi f_{NOR}(k)m}, \quad m=0,1,\dots,M \quad (2-10)$$

ここで、 h_m は設計済みのフィルタ係数、 $a_m(k)$ は調整後のフィルタ係数、 k は処理レ

レンジビン番号, M はフィルタ次数を表す.

以上のように, CC-AMTI では, リアルタイムに推定するパラメータをクラッタ中心周波数のみに限定しているため, 適応処理によってフィルタの全てのパラメータを調整する従来の AMTI に比べて, 適応誤差によるクラッタの消え残りが低減されることが期待できる.

2. 3. 3 性能比較

CC-AMTI の基本性能を確認するために, 図 2.1 のラティス型 AMTI とクラッタ抑圧性能, 及び抑圧処理後の出力信号振幅のばらつきを比較した. 計算機シミュレーションを表 2.1 に示した条件で行った. 表中 PRF はパルス繰り返し周波数を示す. 計算機シミュレーションでは, 次式のように, 目標信号を正弦波, クラッタをガウス型の電力スペクトルを持つランダム信号, 受信機雑音を白色ガウス雑音で模擬して, これらの線形和を受信信号 $x_k(n)$ とした.

$$x_k(n) = Ae^{j2\pi f_T n} \delta_{k_0, k} + C_k(n)e^{j2\pi f_C n} + e_k(n) \quad (2-11)$$

ここで, A は目標信号振幅, $C_k(n)$ はクラッタ, f_T は目標信号周波数, f_C はクラッタ中心周波数, k_0 は目標が存在するレンジビン ($k_0=30$), $e_k(n)$ は受信機雑音を表し, $\delta_{k_0, k}$ はクロネッカのデルタ記号である.

$$\delta_{k_0, k} = \begin{cases} 0 & (k_0 \neq k) \\ 1 & (k_0 = k) \end{cases} \quad (2-12)$$

$$C_k(n) = \sum_{i=1}^P b_i C(n-i) + e'_k(n) \quad (2-13)$$

ただし, b_i は AR モデルの係数, P は AR モデルの次数, $e'_k(n)$ は白色系列を表す. クラッタ $C_k(n)$ は, 式(2-13)に示す AR モデルを用いてガウス型電力スペクトルを持つ時系列信号で表した.

ガウス型の電力スペクトルを有する時系列信号は, その自己相関関数もガウス関数で表現できるので, 自己相関関数から Levinson のアルゴリズム, すなわち Yule-Walker の方程式の解としての AR 係数を求め, この AR モデルに白色系列 $e'_k(n)$ を入力してクラッタ時系列を発生させた. 図 2.7 に, 4 次の AR モデルで表したクラッタの電力ス

ペクトルの一例を示す．また，目標は1つのレンジビンのみに存在し，クラッタは全レンジビンに存在するものと仮定した．

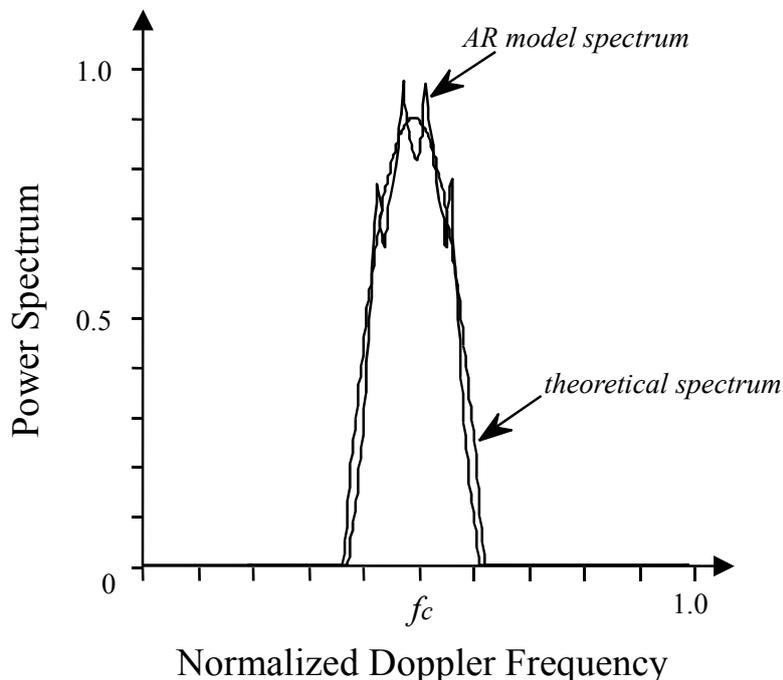


図 2.7 AR モデルを用いたクラッタ電力スペクトル

評価パラメータは，次式で定義した目標信号対（クラッタ＋受信機雑音）電力比の改善度を表す IMF と AMTI 出力信号振幅の平均値からの分散を用いた．IMF はクラッタ抑圧性能が高い程大きな値を示す．

$$IMF = \left\langle \sum_{m=0}^M |a_m(k)|^2 \frac{\sum_{n=1}^N |x_k(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |y_k(n)|^2} \right\rangle_{RNG} \quad (2-14)$$

ここで， $x_k(n)$ はクラッタ抑圧フィルタの入力信号， $y_k(n)$ は出力信号， $a_m(k)$ はフィルタ係数， M はフィルタ次数， N は処理ヒット数， $\langle \rangle_{RNG}$ は目標信号の存在するレンジビンを除いたレンジ方向での平均操作を表す．

表 2.1 シミュレーション諸元

項目	設定値
受信信号サイズ	230 レンジ-5 ヒット
目標信号周波数[×PRF]	0.3
S/N 比[dB]	5.0~40.0
目標信号レンジビン	30
クラッタ AR モデル次数	3
クラッタ中心周波数[×PRF]	-0.2
クラッタ帯域幅[×PRF]	0.047
C/N 比[dB]	5.0~30.0
クラッタ中心周波数推定ブロック	8 レンジ×2-5 ヒット
処理レンジと推定ブロックの間隔	1 レンジビン
ラティス型 AMTI 段数	4
係数絶対値拘束型 AMTI 次数	4
ノッチフィルタ(2-10)実係数	$h_0=h_4=0.11952286$ $h_1=h_3=-0.47809144$ $h_2=0.71713717$
メジアンフィルタサイズ (2.4 節で使用)	8 レンジ×2

図 2.8 に表 2.1 の実係数ノッチフィルタの振幅 2 乗特性を示す。このノッチフィルタのノッチ周波数を推定したクラッタ中心周波数に自動的に一致させて、クラッタ抑圧処理を行った。

性能評価結果を図 2.9 に示す。図中、横軸 C/N はクラッタ対雑音電力比、縦軸は式 (2-14) で計算された IMF、及び出力信号分散値を表す。○、●がそれぞれ CC-AMTI、ラティス型 AMTI の IMF 値を示し、□、■がそれぞれ CC-AMTI、ラティス型 AMTI の出力信号分散値を示す。

図 2.9 では、両者のクラッタ抑圧性能差は 2~3dB 以内であるが、出力信号の分散値を見ると、ラティス型 AMTI は CC-AMTI の 6~20 倍大きな値を示している。これは、ラティス型 AMTI の適応誤差によるものである。出力信号のばらつきは、後処理の目標自動検出処理における誤警報を誘発する可能性があるため、小さい方がよい。

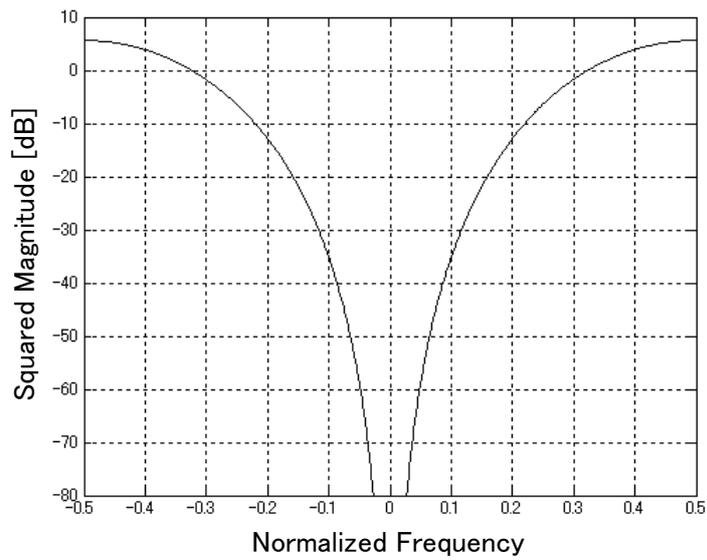


図 2.8 実係数ノッチフィルタの振幅 2 乗特性

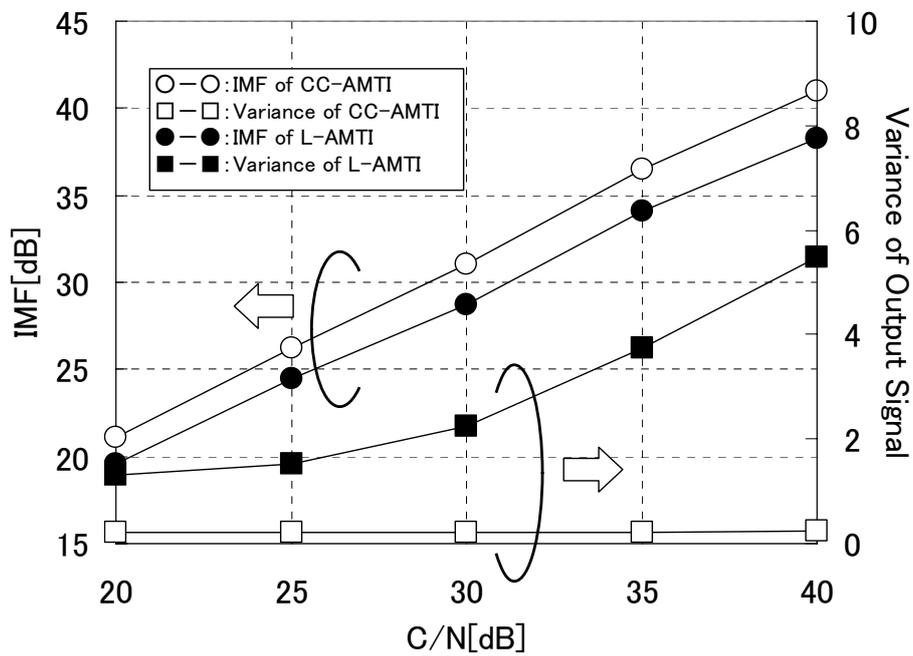


図 2.9 係数絶対値拘束型 AMTI (CC-AMTI) とラティス型 AMTI (L-AMTI) の性能評価

2. 4 メジアンフィルタを用いた係数絶対値拘束型 AMTI

2. 4. 1 メジアンフィルタを用いた係数絶対値拘束型 AMTI の構成

本項では、図 2.3 に示したように、クラッタ推定レンジビンにおいて電力の大きい目標エコーを受信した場合に問題となる、クラッタ中心周波数推定誤差への対策として、クラッタ中心周波数推定処理にメジアンフィルタを適用した係数絶対値拘束型 AMTI (以下, MCC-AMTI) を提案する[47]. 図 2.10 はメジアンフィルタを用いた AMTI におけるクラッタ中心周波数推定処理ブロック図である. レンジビン毎に反射係数を計算し, それらをメジアンフィルタに転送している点が図 2.6 と異なる.

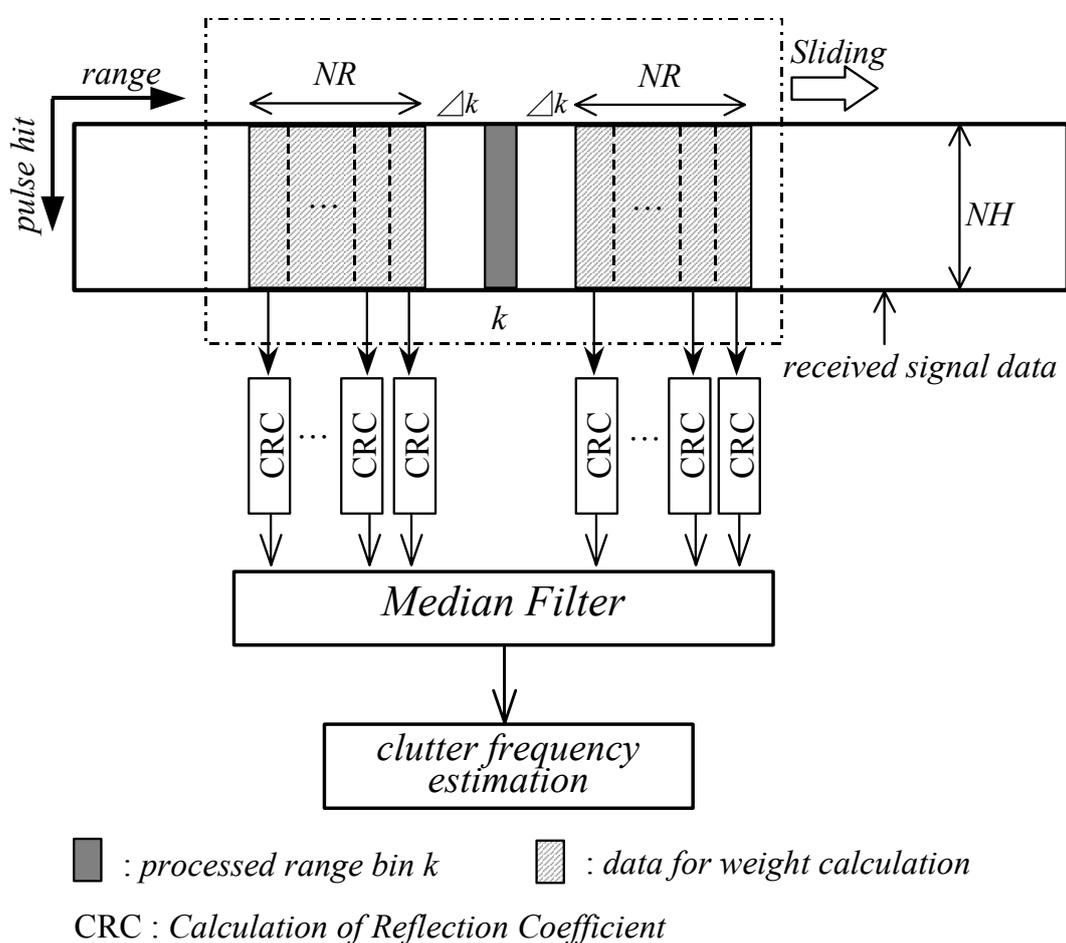


図 2.10 メジアンフィルタを用いたクラッタ中心周波数推定

メジアンフィルタ[62],[63]は, その名のとおり入力の中位値を出力するものである[48],[49]. ここでは, メジアンフィルタの入力はレンジビン毎に計算された反射係数であり, それらの中位値を選択するということは, 計算された反射係数群のうち位相

や振幅が大きく異なる反射係数の影響を排除できるということである。例えば、目標信号が存在するレンジビンで求めた反射係数 γ_T は図 2.11 に示すように、複素平面上では他の目標信号を含まないクラッタのみのレンジビンで求めた反射係数と異なる位置に分布するため、メジアン処理により γ_T が推定処理に影響することはなくなり、目標信号によるクラッタの中心周波数推定誤差を低減できるのである。

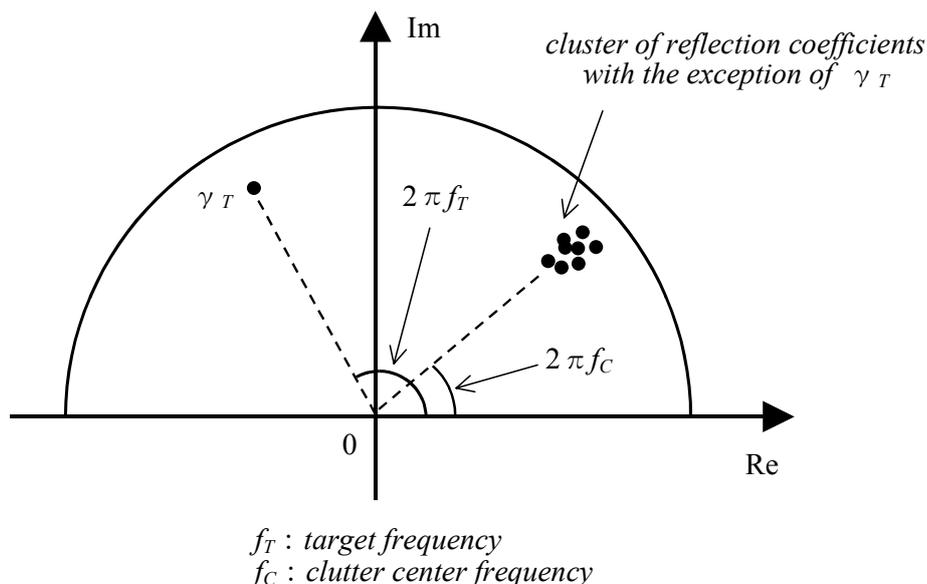


図 2.11 複素平面上での反射係数分布

反射係数は一般に複素量であるので、実際の処理は次式のように、実部と虚部ごとにメジアンフィルタ処理を行う。

$$\theta_{MED}(k) = \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Med} \left[\gamma_{k-NR-\Delta k}^I, \dots, \gamma_{k+NR+\Delta k}^I \right]}{\text{Med} \left[\gamma_{k-NR-\Delta k}^R, \dots, \gamma_{k+NR+\Delta k}^R \right]} \right\} \quad (2-15)$$

ただし、 γ_k^R, γ_k^I は、それぞれ反射係数 γ_k の実部、及び虚部を表し、 $\text{Med}[\cdot]$ はメジアン処理で、レンジビン $k-\Delta k \sim k+\Delta k$ に対応する反射係数は除く。

なお式(2-8)により求まる $f_{NOR}(k)$ の代わりに、次式で求まる $f_{MED}(k)$ を用いてフィルタ係数調整をすれば、後の処理は CC-AMTI と同様である。

$$f_{MED}(k) = \frac{\theta_{MED}(k)}{2\pi} \quad (2-16)$$

2. 4. 2 性能比較

メジアンフィルタの効果を確認するため、計算機シミュレーションにより CC-AMTI と MCC-AMTI の性能比較を行った結果を図 2.12, 図 2.13 に示す。シミュレーション条件は、S/N 比が 40dB 及び 31dB, C/N 比が 15dB である以外は表 2.1 と同じである。

図 2.12 は、CC-AMTI においてレンジビン毎に推定されたクラッタ中心周波数をプロットしたものである。S/C は目標信号対クラッタ電力比を表す。大目標がレンジビン 30 に存在するため、その前後のレンジ範囲で推定した周波数が目標信号周波数に引っ張られていることがわかる。一方、図 2.13 に示すように、MCC-AMTI では、メジアンフィルタの効果により推定周波数が目標信号周波数に影響されことなく、常にクラッタ中心周波数が推定できていることがわかる。

クラッタ中心周波数の精度そのものを比較すると、MCC-AMTI の方がメジアンフィルタの特性により、若干劣化する傾向にあるが、クラッタ帯域幅の数%程度の誤差であることを確認している。通常、クラッタ抑圧用のノッチフィルタの阻止域幅は、想定されるクラッタの帯域幅より広めに設定することから、この程度の推定誤差はノッチフィルタの阻止域幅マージンに吸収されてしまうので、実用上大きな差にはならないと考えられる。

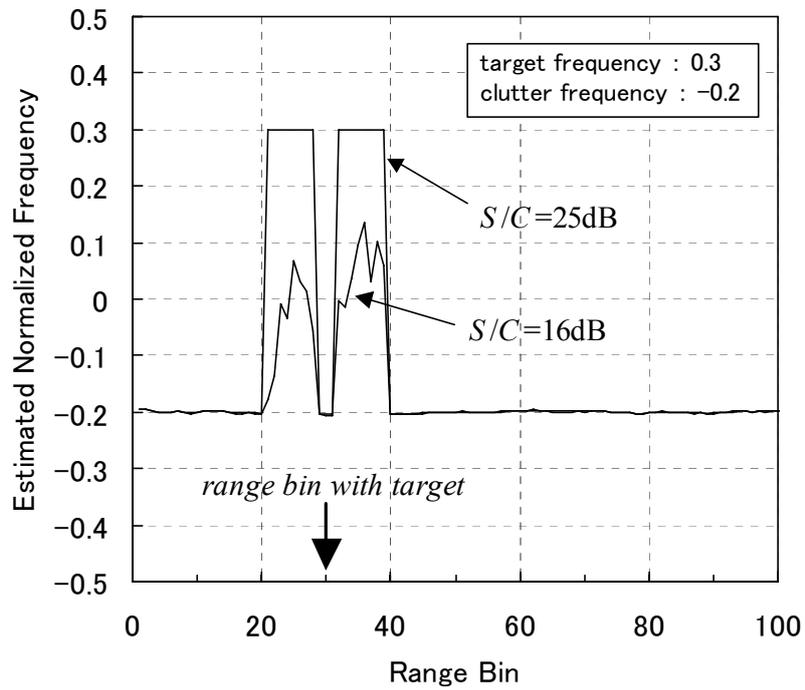


図 2.12 目標信号存在時の CC-AMTI の推定クラッタ周波数

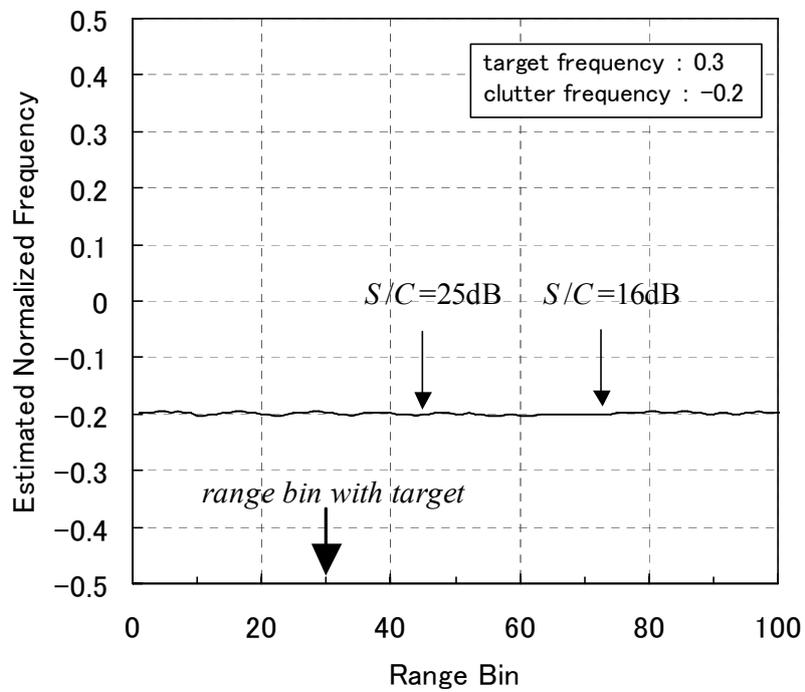


図 2.13 目標信号存在時の MCC-AMTI の推定クラッタ周波数

2. 5 受信機雑音の影響を補正する MCC-AMTI

2. 5. 1 クラッタ中心周波数補正方法

これまでは、クラッタが単峰の場合を想定してきたが、本節では静止クラッタ+移動クラッタのようなスペクトルの山が2つの複峰性クラッタを処理する場合に有効な MCC-AMTI について検討する。このような複峰性クラッタを処理する場合、静止クラッタは MTI フィルタ[50]で除去し、その後 AMTI で移動クラッタを抑圧することが考えられる。ところが、MTI フィルタにより受信機雑音の白色性が失われ、AMTI の入力信号は移動クラッタと有色雑音の2つのスペクトルピークを持つことになる。よって前節で提案した MCC-AMTI では、C/N 比が低い場合には移動クラッタの中心周波数推定精度が劣化する可能性がある。そこで、ここではクラッタ中心周波数推定処理を2次形式に拡張して推定精度を確保する Median 2stage CC-AMTI (以下、M2CC-AMTI と記す) を提案する。図 2.14 にクラッタ中心周波数推定フローチャートを示す。

本アルゴリズムでは、クラッタ等のスペクトルのピークが2つある受信信号に対して、まず次式に示すような伝達関数をもつ予測誤差フィルタの係数 a_1 , a_2 を求める。

$$H_k(z) = 1 - a_1(k)z^{-1} - a_2(k)z^{-2} \quad (2-17)$$

このとき、フィルタの振幅応答 $H_k(z)$ は受信信号スペクトルの逆特性になるので、 $H_k(z)$ の零点、すなわち次式に示す2次方程式の解から受信信号スペクトルのピークを示す周波数を求めることができる。

$$z^2 - a_1(k)z - a_2(k) = 0 \quad (2-18)$$

$a_1(k)$, $a_2(k)$ はそれぞれ次式で表される。

$$a_1(k) = \xi^1(k) + \xi^2(k)\xi^{1*}(k) \quad (2-19)$$

$$a_2(k) = \xi^2(k) \quad (2-20)$$

式(2-19)、式(2-20)中の $\xi^1(k)$, $\xi^2(k)$ は、それぞれ式(2-4)~(2-6)に基づいて計算される1段目のラティス反射係数と1段目のラティスフィルタ出力を式(2-5)、(2-6)の $x_j(n)$ と置き換えて得られる2段目のラティス反射係数である。

式(2-18)の解 z_1 , z_2 は次式で求まる。

$$z_i = \frac{-a_1(k) \pm \sqrt{a_1(k)^2 - 4a_1(k)a_2(k)}}{2}, i=1,2 \quad (2-21)$$

これより、2つのピーク周波数 $f_1(k)$, $f_2(k)$ が次式で求まる。

$$f_i(k) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}(z_i)}{\text{Re}(z_i)} \right) / 2\pi, i=1,2 \quad (2-22)$$

MTI フィルタはドップラー周波数が $\pm 1/2T$ (T : パルス繰り返し周期) で最大ゲインをとることを考慮すると、MTI 処理によって変調された雑音のピークに対応する周波数は、 $\pm 1/2T$ 付近の値を示すはずである。よって $f_1(k)$, $f_2(k)$ のうち、 $\pm 1/2T$ との差が大きい方が移動クラッタの中心周波数推定値になるので、これを用いて図 2.4 と同様の処理を行う。

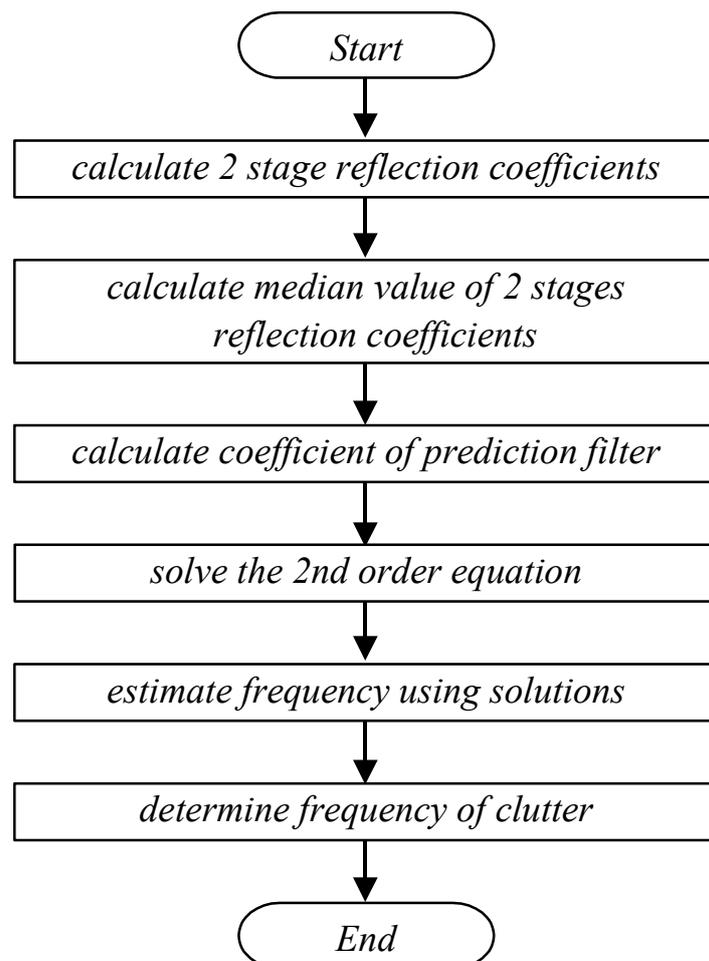


図 2.14 M2CC-AMTI のクラッタ周波数推定フローチャート

2. 5. 2 性能比較

図 2.15, 図 2.16 に, それぞれ MCC-AMTI と M2CC-AMTI におけるクラッタ中心周波数推定精度の評価結果, クラッタ抑圧性能評価結果を示す. 前処理の MTI フィルタの段数を 3 段とし, C/N 比を 5~30dB と変化させて, 推定したクラッタ中心周波数の平均誤差と分散値, 及び式(2-14)で定義される IMF を比較した.

図 2.15 より, C/N 比が 25dB 未満の場合, MCC-AMTI では変調した雑音成分の影響で推定精度が著しく劣化している一方, M2CC-AMTI では C/N 比 10dB 以上でほぼ一定の推定誤差におちついており, 変調雑音の影響を軽減できていることがわかる. C/N 比が 25dB 以上になると両者の差がほとんどなくなるのは, クラッタ電力に比較して雑音電力の影響が無視できるからである.

また, クラッタ抑圧性能は, 図 2.15 のクラッタ中心周波数推定精度がほぼ反映されるため, 図 2.16 に示すように C/N 比が 15dB 以下のクラッタ環境では, M2CC-AMTI の方が優れたクラッタ抑圧性能を示すことがわかる.

なお, 上述した性能評価において, クラッタの帯域幅について 1 ケースのみ取り扱っているのは, 数種類のクラッタ帯域幅でシミュレーションを実施したところ, 評価結果の傾向は変わらなかったためである.

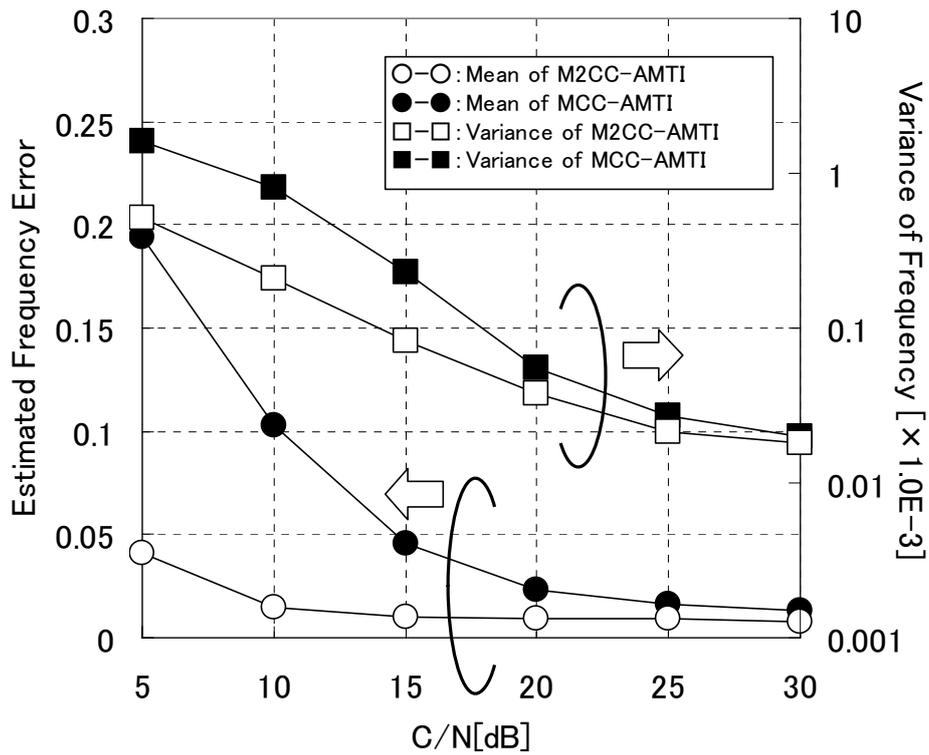


図 2.15 MCC-AMTI と M2CC-AMTI のクラッタ周波数推定精度評価結果

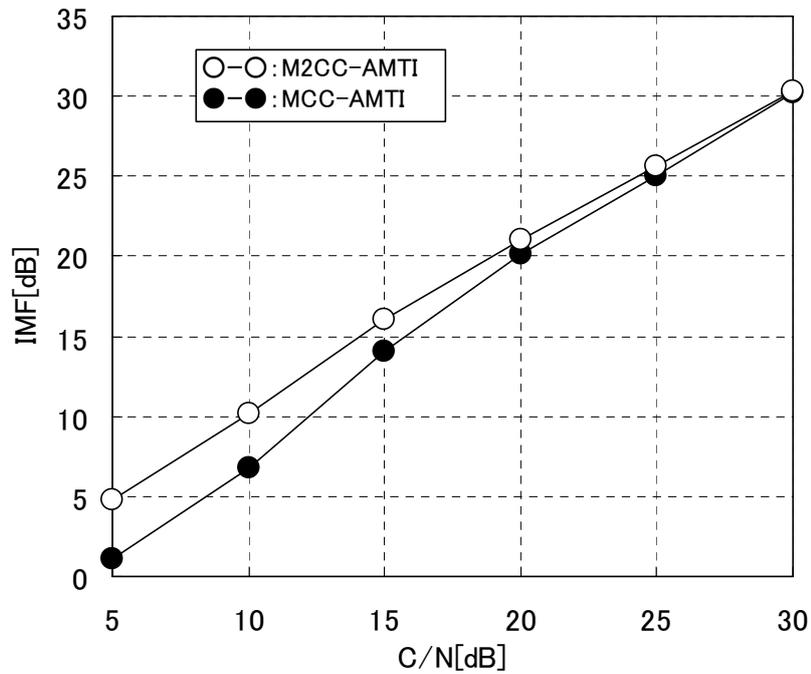


図 2.16 MCC-AMTI と M2CC-AMTI のクラッタ抑圧性能評価結果

2. 6 結言

レーダ受信信号中の単峰性スペクトルである移動クラッタを抑圧する AMTI において、係数の適応誤差によってフィルタのノッチの深さやノッチのドップラー周波数が最適値から外れることにより、部分的にクラッタの消え残りが発生するという問題を解決するために、係数絶対値拘束型 AMTI を提案した。

次に、クラッタ中心周波数の推定処理時のレンジビン平均操作により、近距離の大目標を受信した場合に、目標信号が存在するレンジビン近傍でクラッタ中心周波数推定精度が著しく劣化するという問題に対して、クラッタ中心周波数の推定処理にメジアンフィルタを導入し、クラッタ抑圧性能の劣化を軽減する AMTI を提案した。性能評価シミュレーションを行った結果、S/C 比 25dB 程度の大目標エコーを受信した場合においても、メジアンフィルタを用いた AMTI では常にクラッタ中心周波数推定精度を確保できることを明らかにした。

静止クラッタと移動クラッタが重畳した複峰性クラッタの抑圧を行う場合、前段の MTI で静止クラッタの抑圧、後段の AMTI で移動クラッタの抑圧を行うことが考えられる。この場合、AMTI 前段で MTI 処理が行われると受信機雑音の白色性が崩れ、クラッタ中心周波数推定精度が劣化する問題がある。これに対処するため、クラッタ中心周波数の推定処理を反射係数の2次形式に拡張することで移動クラッタの中心周波数推定精度を改善させるアルゴリズムを提案し、その効果を明らかにした。

第3章 バースト平均処理を用いた AMTI

3.1 緒言

適応 MTI (Adaptive Moving Target Indicators, 以下 AMTI と記す) は, レーダ受信信号の静止クラッタだけでなく, MTI では抑圧することができない移動クラッタの抑圧に有効なフィルタである[32],[38],[39].

前章では, レーダ受信信号中の単峰性の移動クラッタを抑圧する AMTI において, 係数の適応誤差によってフィルタのノッチの深さやノッチのドップラー周波数が最適値から外れることにより, 部分的にクラッタの消え残りが発生するという問題を解決するために, 係数絶対値拘束型 AMTI を提案した. 次に, クラッタ中心周波数の推定処理時のレンジビン平均操作により, 近距離の大目標を受信した場合に目標信号が存在するレンジビン近傍で, クラッタ中心周波数推定精度が著しく劣化するという問題に対して, クラッタ中心周波数の推定処理にメジアンフィルタを導入し, クラッタ抑圧性能の劣化を軽減する AMTI を提案した[47].

ところが, 天候状況によっては, 局所的に海面, 雨および雲等の状態が変化し, 捜索レーダの受信信号に含まれる移動クラッタのドップラー電力スペクトルがレンジ方向で大きく変化するような状況が予想され得る. また, クラッタが捜索覆域内にポイント状に散在するような場合も同様に, クラッタのレンジ方向での特性が変化するものと見なすことができる. このような移動クラッタに対して, 複数のレンジビンデータの平均処理を利用する AMTI を用いる場合, 平均処理に用いるレンジビン数が制約されるため, クラッタのドップラー電力スペクトルの推定誤差が大きくなり, クラッタの消え残りが発生する. このようなクラッタの消え残りは, 一定誤警報率である CFAR (Constant False Alarm Rate) 処理のような目標検出処理において, 誤警報を多発し, レーダの目標検出性能を著しく劣化させる.

本章では, クラッタのドップラー電力スペクトルがレンジ方向で変化する場合にも有効な AMTI として, 同一方位に対しビームを複数回指向させて間欠的に得られる受信信号サンプルを活用したバースト平均処理型 AMTI を提案する[52].

3. 2 バースト平均 AMTI アルゴリズム

3. 2. 1 基本構成

探索レーダでは、ビームを高速で走査（スキャン）させつつ、パルス電波を外部空間に向けて送信し、反射エコーを受信する。通常反射エコーの受信タイミングは、パルス電波の送信に同期しており、受信信号はパルス電波の送信時間を基準にして、図 3.1 に示すように、レンジビン k 、パルスヒット n 及びビーム走査番号 s の時間単位で表現することができる。バースト平均処理を用いた AMTI は、これら三つの時間パラメータで表現される受信信号 $x(s,k,n)$ に含まれるクラッタのドップラー電力スペクトルのピーク周波数を推定し、これの逆特性を持つようなフィルタ処理を施すことによってクラッタを抑圧するものである。以下、本章では特に断らない限り、周波数および電力スペクトルは、それぞれ、ドップラー周波数、ドップラー電力スペクトルを表すものとする。

ビーム走査総数を SX として、図 3.2 にバースト平均処理を用いた AMTI の基本構成を示す。本 AMTI は、第 2 章で示した AMTI と同様に、まず受信信号に含まれるクラッタの中心周波数を推定し、次いで、次式に示すように、周波数 0 にノッチを持つように設計された FIR 型のノッチフィルタ係数の位相を回転させて、ノッチを推定周波数に一致させる。

$$a_m(k) = h_m e^{j2\pi f_{est}(k)m}, m = 0, 1, \dots, M \quad (3-1)$$

ここで、 $f_{est}(k)$ はレンジビン k において推定されたクラッタ中心周波数、 M はフィルタ次数、 h_m は周波数 0 にノッチを持つように設計されたノッチフィルタ係数、 $a_m(k)$ は調整後のノッチフィルタ係数である。ノッチフィルタの阻止域幅については、クラッタの帯域幅がクラッタの種類や天候等によって変化するため、過去に観測されたデータ等を考慮して、観測されたクラッタの最大帯域幅を目安に設計しておく。式(3-1)で調整されたフィルタ係数を図 3.3 に示すような FIR 型デジタルフィルタに適用して受信信号を処理することにより、受信信号中のクラッタを抑圧する。

なお、フィルタ処理を行うレンジビンとクラッタ中心周波数を推定するレンジビンとを分離する手法[40]を本 AMTI に導入することにより、本 AMTI がクラッタと同時に目標信号を抑圧することを回避できる。

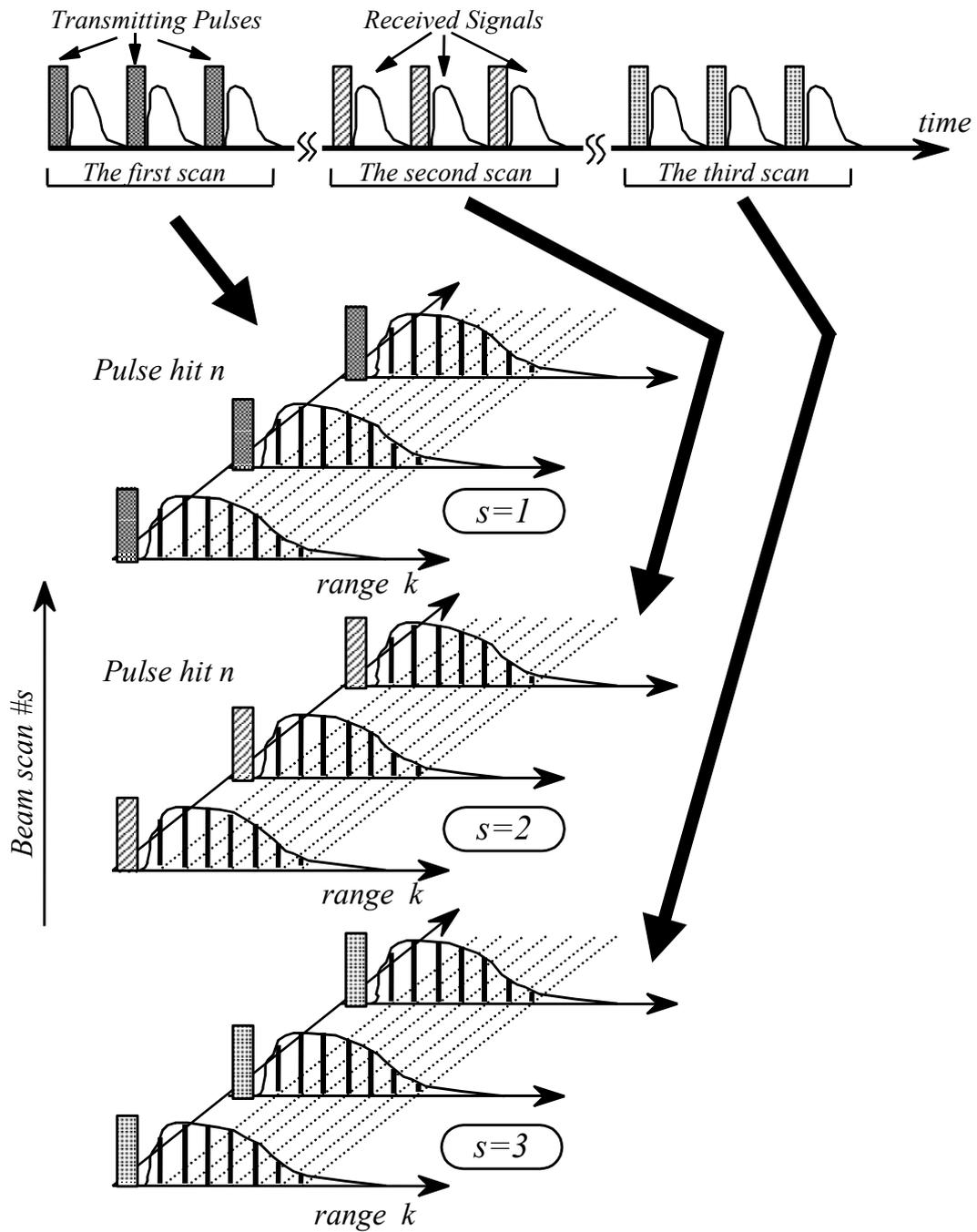


図 3.1 複数回ビーム走査によるパルスレーダの受信信号

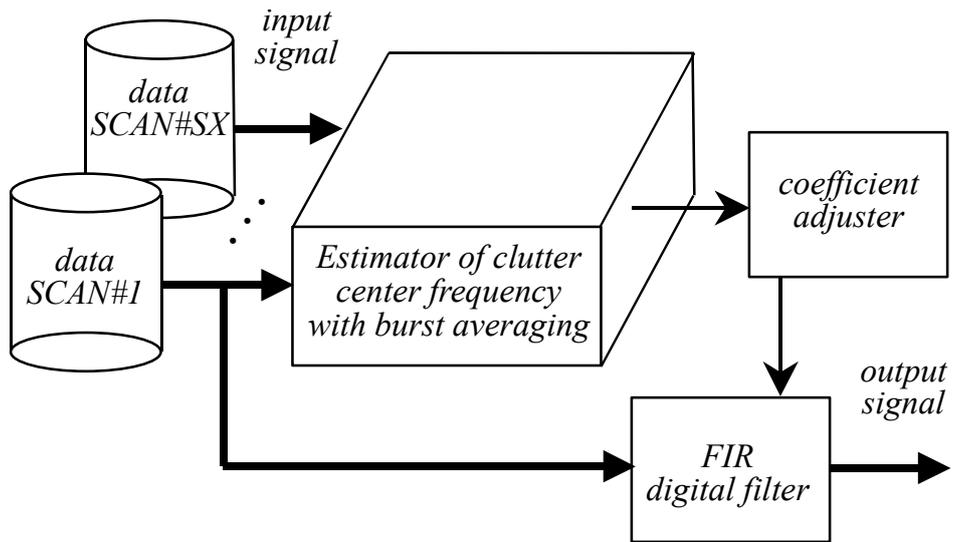


図 3.2 バースト平均処理型 AMTI の基本構成

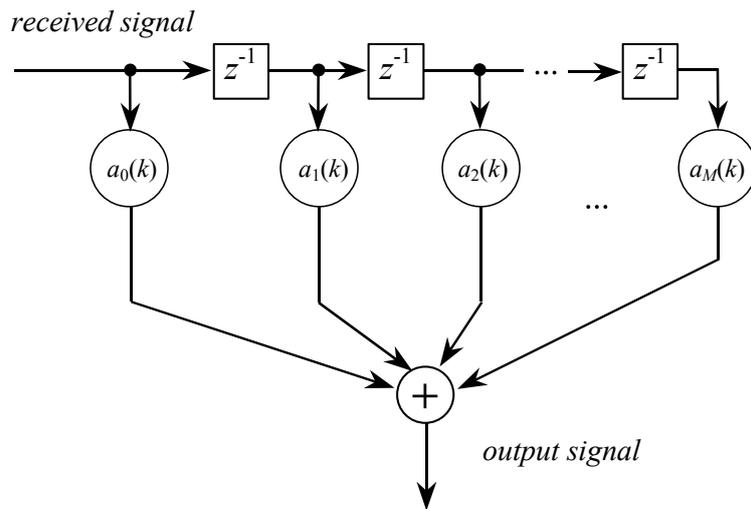


図 3.3 FIR 型デジタルフィルタ

3. 2. 2 バースト平均処理を用いたクラッタ中心周波数推定アルゴリズム

バースト平均処理は、式(3-1)に示すクラッタ中心周波数推定値 $f_{est}(k)$ の推定精度を高めるために導入する処理である。図 3.4 に示すように、バースト平均処理を用いたクラッタ中心周波数推定処理は、反射係数を求めて記録する処理、記録された反射係数をバースト平均する処理、及びバースト平均処理後の反射係数を用いてクラッタ中心周波数を求める処理から構成される。なお、ここでは説明を簡潔にするためレンジ方向の平均操作は省略して記述する。

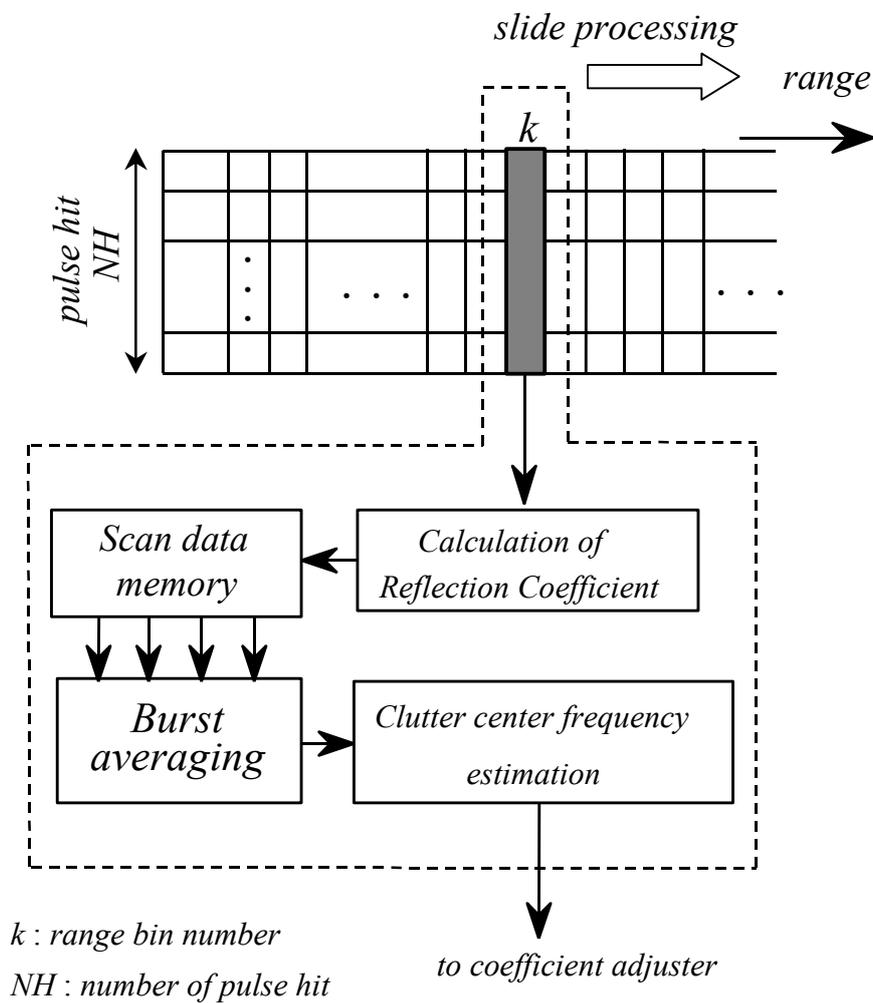


図 3.4 バースト平均処理を用いたクラッタ中心周波数推定処理

反射係数を求める処理では、1回のビーム走査で得られたコヒーレントな受信信号サンプルに、最大エントロピー法に基づいた Burg のアルゴリズム[41]を応用し、次式により反射係数 $\gamma_k(s)$ を求める。

$$\gamma_k(s) = 2 \times \frac{\sum_{n=1}^{NH-1} x(s,k,n+1)x^*(s,k,n)}{\sum_{n=1}^{NH-1} \left\{ |x(s,k,n+1)|^2 + |x(s,k,n)|^2 \right\}}, s = 1, 2, \dots, SX \quad (3-2)$$

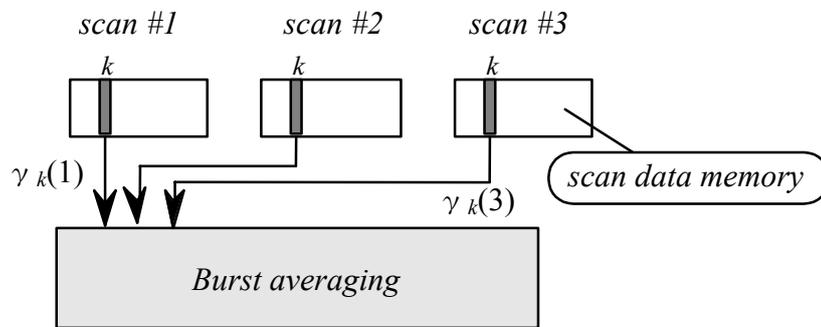
ここで、*は複素共役、 s はビーム走査番号、 SX は使用するビーム走査の総数を表す。この処理はビーム走査毎に繰り返し行われ、その計算結果はメモリに格納される。

バースト平均処理は、ビーム走査時間内でのクラッタ電力スペクトルの変化が小さいことに着目し[51]、クラッタ中心周波数の推定精度を高めることを目的とした処理であり、ビーム走査により間欠的に得られた受信信号サンプルを利用して、等価的に式(3-2)に示す受信信号サンプル数 NH を増加させている[52]。

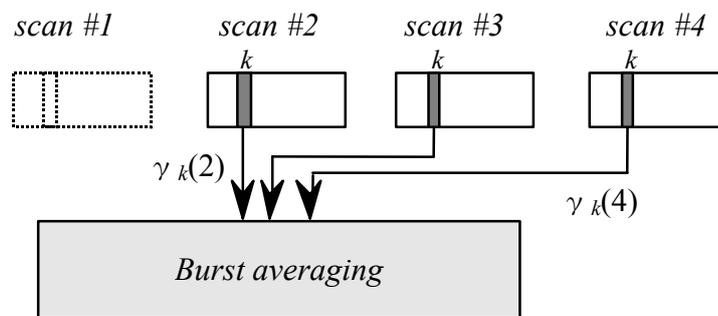
図 3.5 にビーム走査とバースト平均処理の関係を示す。図 3.5 では、平均処理に使用するビーム走査回数が3の場合を示しており、 $\gamma_k(s)$ はビーム走査 # s において、レンジビン k で求めた反射係数を示す。走査 #3 のデータ取得が開始されるまでは、1走査毎にバースト平均処理を行わないクラッタ抑圧処理を実行しておく。走査 #3 のデータ取得が完了したら、走査 #1、走査 #2、走査 #3 の同一距離でそれぞれ求めた推定パラメータを利用してクラッタの中心周波数推定処理、及び推定処理結果に基づいたクラッタ抑圧処理を行う。次いで、走査 #4 のデータ取得が完了したら走査 #2、走査 #3、走査 #4 で求めた推定パラメータに対して同様の処理を行い、更に、走査 #5 のデータが得られたら走査 #3、走査 #4、走査 #5 で求めた反射係数に対して同様の処理を行うというように、順次得られるビーム走査毎の受信信号に対してスライディング処理を行っていく。

搜索レーダの受信信号 $x(s,k,n)$ を一つの時間パラメータで $x(t)$ と表現した場合、本処理は、受信信号 $x(t)$ を断続的に時間平均した処理と等価であると考えられ、「バースト平均処理」の名はこれに依っている。ここでは、バースト平均処理の方法として、以下に示す二つのアルゴリズムを考える。

the case that scan #3 is completed



the case that scan #4 is completed



the case that scan #5 is completed

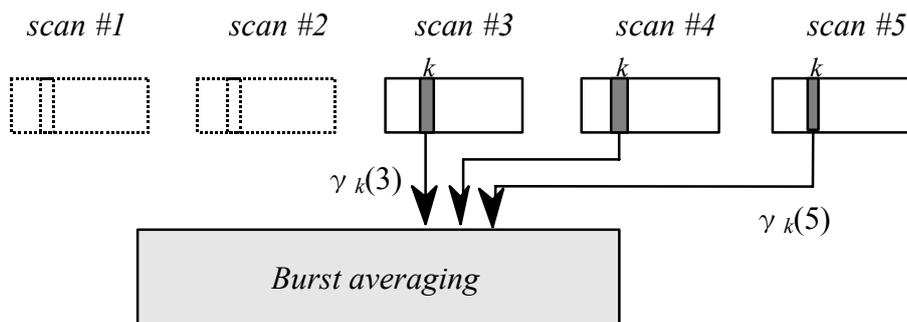


図 3.5 バースト平均処理とビーム走査

(1) 反射係数におけるバースト平均 (method 1)

バースト平均処理を用いたクラッタ中心周波数推定アルゴリズムとして、まず反射係数をそのまま平均操作の対象として用いることが考えられる。走査間でバースト平均処理された反射係数 $\gamma_k^{av1}(s)$ は、次式により算出される。

$$\gamma_k^{av1}(s) = \frac{\sum_{u=1}^{SV} \lambda^{SV-u} \gamma_k(s-u+1)}{\sum_{u=1}^{SV} \lambda^{SV-u}}, s = SV, SV+1, \dots, SX \quad (3-3a)$$

$$0 < \lambda \leq 1 \quad (3-3b)$$

ここで、 SV はバースト平均処理に使用するビーム走査総数である。また、 λ は平均の重みを決める忘却係数である。

クラッタ中心周波数は式(3-3)を用いて次式より推定することができる。

$$f_{est}(k) = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im}[\gamma_k^{av1}(s)]}{\text{Re}[\gamma_k^{av1}(s)]} \right\} \quad (3-4)$$

ただし、 $\text{Re}[\cdot]$ は実部の抽出、 $\text{Im}[\cdot]$ は虚部の抽出を表す。

この方法によれば、式(3-2)で反射係数を計算する専用処理装置がパイプライン構造を持つような従来の AMTI に対して、処理装置の大幅改修を必要としないでバースト平均処理を導入できる。しかしながら、2 つの不規則変数 ξ 、 η に対し、一般に、

$$E \left[\frac{\xi}{\eta} \right] \neq \frac{E[\xi]}{E[\eta]}$$

であるから、式(3-3a)は最大エントロピー法が与える反射係数計算式の近似となっている。その結果、式(3-3a)から計算される移動クラッタ中心周波数の推定値には若干誤差が発生することが予想される。

(2) 2次統計量におけるバースト平均 (method 2)

ここでは、ビーム走査間での平均操作を最大エントロピー法が与える反射係数計算に直接取り入れたアルゴリズムを考える。式(3-2)の反射係数演算において、次式に示すように分子、分母をそれぞれ BI , BB とする。

$$BI(s, k) = \sum_{n=1}^{NH-1} x(s, k, n+1)x^*(s, k, n) \quad , s = 1, 2, \dots, SX \quad (3-5)$$

$$BB(s, k) = \sum_{n=1}^{NH-1} \left\{ |x(s, k, n+1)|^2 + |x(s, k, n)|^2 \right\} \quad , s = 1, 2, \dots, SX \quad (3-6)$$

上式を用いて、次式に示す演算により分子、分母それぞれでバースト平均演算を行い、反射係数 $\gamma_k^{av2}(s)$ を計算する。分子は2次統計量での平均処理になる。

$$\gamma_k^{av2}(s) = 2 \times \frac{\sum_{u=1}^{SV} \lambda^{SV-u} BI(s-u+1, k)}{\sum_{u=1}^{SV} \lambda^{SV-u} BB(s-u+1, k)} \quad , s = SV, SV+1, \dots, SX \quad (3-7)$$

式(3-7)の $\gamma_k^{av2}(s)$ より、式(3-4)と同様に次式に従ってクラッタ中心周波数を推定する。

$$f_{est}(k) = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im}[\gamma_k^{av2}(s)]}{\text{Re}[\gamma_k^{av2}(s)]} \right\} \quad (3-8)$$

本アルゴリズムでは、記憶すべきデータの種類の種類が反射係数の分子と分母になり、反射係数に対しバースト平均処理を行うアルゴリズム (method 1) と比較して、メモリ容量が増大する。

3. 3 性能評価

3. 3. 1 受信信号モデル

ここでは、レーダ受信信号をクラッタと受信機雑音の合成信号により模擬する。受信機雑音は白色雑音で表し、レンジビン k のクラッタ $C_k(n)$ は、次式に示す AR モデルを用いてガウス型電力スペクトルを持つ時系列信号で表す。

$$C_k(n) = \sum_{p=1}^P b_p C_k(n-p) + e_k(n) \quad (3-9)$$

ただし、 b_p は AR モデルの係数、 P は AR モデルの次数、 $e_k(n)$ は白色系列を表す。ビーム走査毎の受信クラッタは互いに相関がないように発生させた。

3. 3. 2 性能評価パラメータ

AMTI の性能評価パラメータとして、次式に示す推定クラッタ中心周波数の平均値 f_{mean} 、及び平均値からの分散 f_{var} とクラッタ抑圧比 IF を用いた。

$$f_{mean} = \frac{\sum_{k=IS}^{IE} f_{est}(k)}{(IE - IS + 1)} \quad (3-10)$$

$$f_{var} = \frac{\sum_{k=IS}^{IE} |f_{est}(k) - f_{mean}|^2}{(IE - IS + 1)} \quad (3-11)$$

$$IF = \sum_{k=IS}^{IE} \sum_{m=0}^M |a_m|^2 \cdot \frac{|P_{in}(k)|^2}{|P_o(k)|^2} / (IE - IS + 1) \quad (3-12)$$

ただし、 IE 、 IS は、それぞれ発生させたクラッタが存在する範囲の最大レンジビン番号、最小レンジビン番号を表し、 $P_{in}(k)$ 、 $P_o(k)$ はそれぞれ、AMTI に入力されるクラッタ平均電力、AMTI から出力されるクラッタ平均電力、 $f_{est}(k)$ は式(3-4)あるいは式(3-8)で求めたクラッタ中心周波数、 $a_m(k)$ はノッチフィルタ係数、 M はフィルタ次数を表す。

3. 3. 3 性能評価結果

性能評価のための計算機シミュレーションは、表 3.1 に示す諸元に従って、汎用計算機上で実行した。

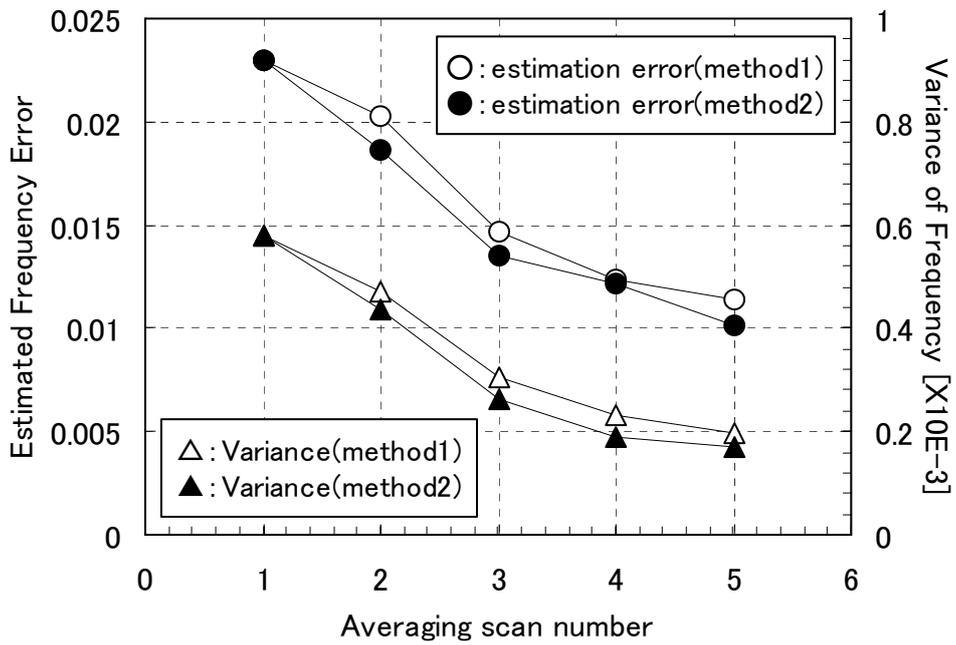
図 3.6, 図 3.7 に、クラッタが定常である場合の計算機シミュレーション結果を示す。図 3.6 はクラッタ中心周波数推定精度の評価結果、図 3.7 はクラッタ抑圧性能の評価結果である。各図中、(a),(b)は、それぞれパルス繰り返し周波数で規格化したクラッタのドップラー帯域幅（半値幅）をそれぞれ 0.047, 0.094 に設定した場合のシミュレーション結果である。図中、横軸はバースト平均に用いたビーム走査数、縦軸は推定したクラッタ中心周波数 f_{mean} と設定したクラッタ中心周波数に対する誤差（シンボル●, ○）及び分散値 f_{var} （シンボル▲, △）、またはクラッタ抑圧比 IF を表す。更に、method1, method2 は、それぞれ 3.2.2 項で述べた反射係数でバースト平均処理を行うアルゴリズムの処理結果（白抜きシンボル）、3.2.3 項で述べた反射係数の要素でバースト平均処理を行うアルゴリズム（黒塗りのシンボル）の処理結果である。図中左端のシンボルが示す平均数が 1 の処理結果は、バースト平均処理を行わない従来の AMTI による処理結果と等価である。

表 3.1 シミュレーション諸元

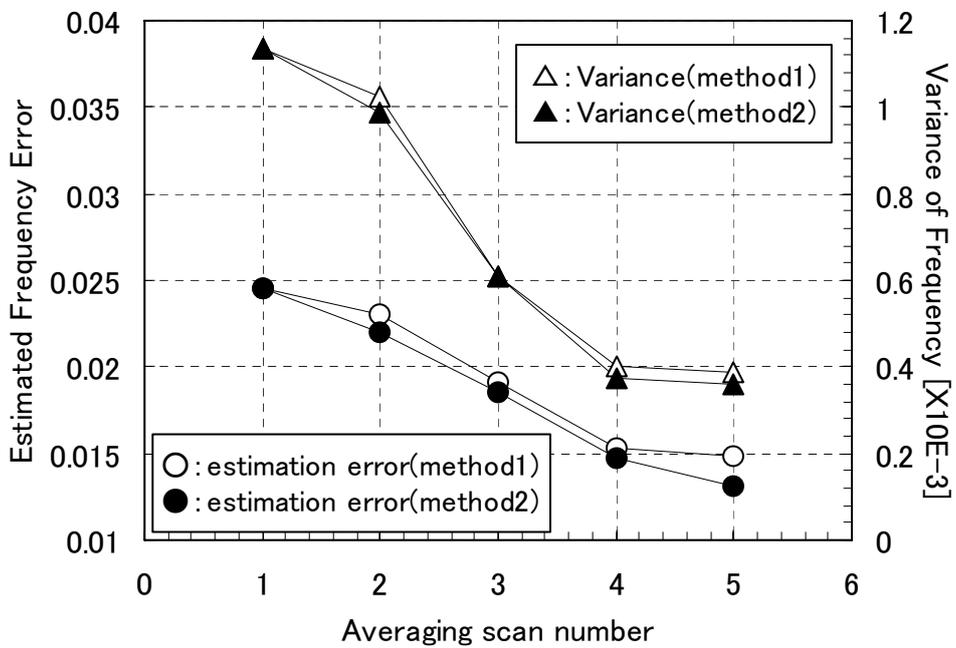
項目	設定値
模擬ビーム走査総数	5
受信信号サイズ	100 レンジ-5 ヒット
クラッタ中心周波数推定ブロック	4 レンジ×2-5 ヒット
C/N比[dB]	10.0
クラッタ AR モデル次数	4
クラッタ帯域幅[×PRF]	0.047, 0.094
クラッタ中心周波数[×PRF]	0.3
AMTI 次数	4
ノッチフィルタ係数設計値	$h_0=h_2=0.39103094,$ $h_1=-0.82116498,$ $h_3=0.11730928,$ $h_4=-0.078206188$
忘却係数 λ	1.0
評価パラメータ計算範囲[IS-IE]	20~40 レンジビン

図 3.6(a), 図 3.6(b)を比較すると, 図 3.6(b)のクラッタの方が倍の帯域幅を有しているため, 推定精度及び抑圧比は図 3.6(a)より悪くなっているが, どちらの結果を見ても, バースト平均数を増すほどクラッタ中心周波数推定精度が向上することがわかる. 設定値からの推定誤差で約 50%, 分散値で約 60%の低減効果である. その結果, クラッタ抑圧比 IF が約 3dB 改善されることがわかる.

また, 本バースト平均 AMTI では, クラッタの中心周波数の推定に最大エントロピー法を採用しているため, 推定精度が入力 C/N 比 (クラッタ対雑音電力比) の影響を受ける. 一般に, 入力 C/N 比が高い程推定精度は良くなり, 逆に C/N 比が低いと推定精度は悪くなるため, 入力 C/N 比が低い程バースト平均処理の効果が顕著になると考えられる. 図 3.8(a), (b)は, クラッタ規格化帯域幅 0.047, 入力 C/N=25dB の場合の評価結果である. 入力 C/N=10dB である図 3.6(a), 図 3.7(a)と比較すると, 入力 C/N 比が低い程バースト平均処理による推定精度の改善度及びクラッタ抑圧性能の改善度が大きくなることが確認できる.

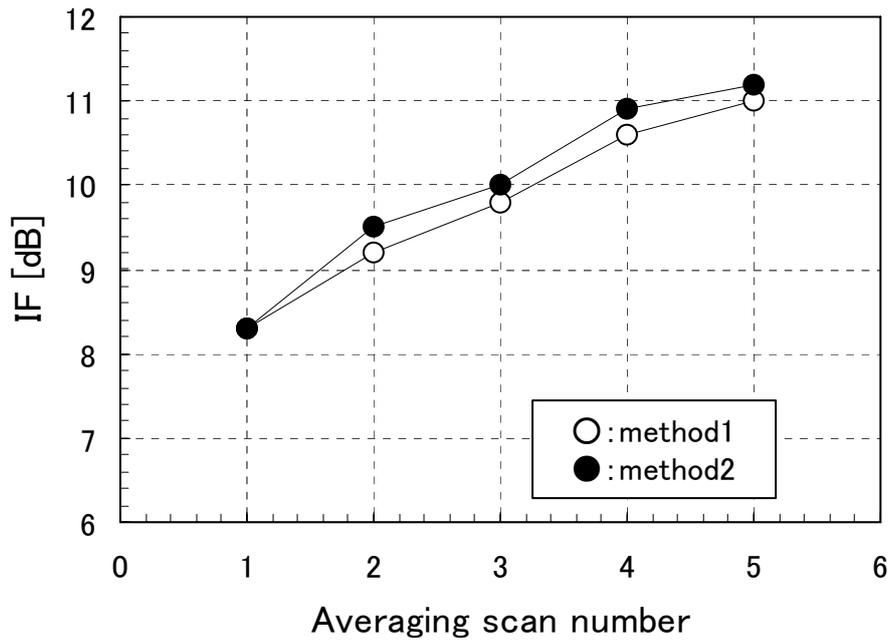


(a)クラッタの帯域幅 : 0.047

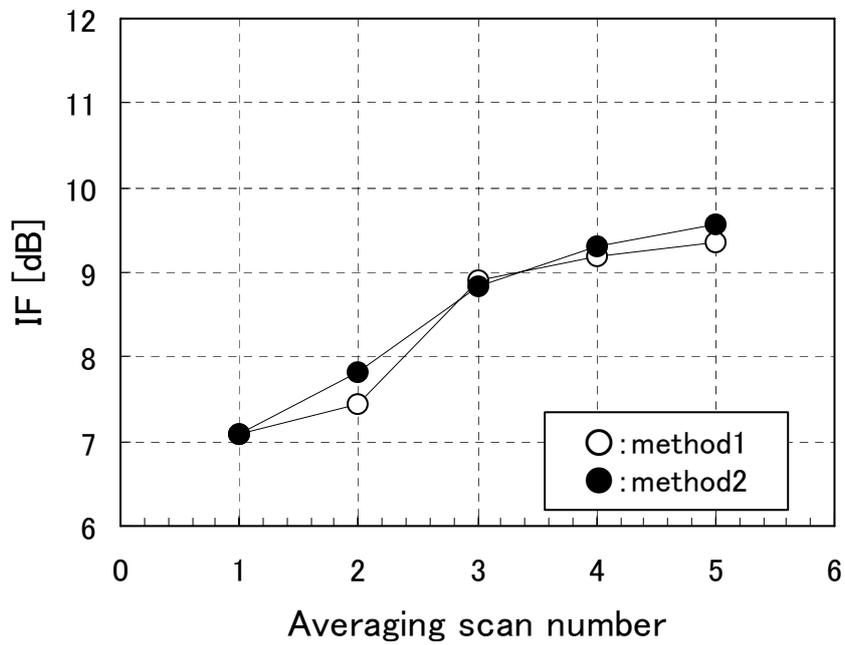


(b)クラッタの帯域幅 : 0.094

図 3.6 クラッタ中心周波数推定精度評価結果

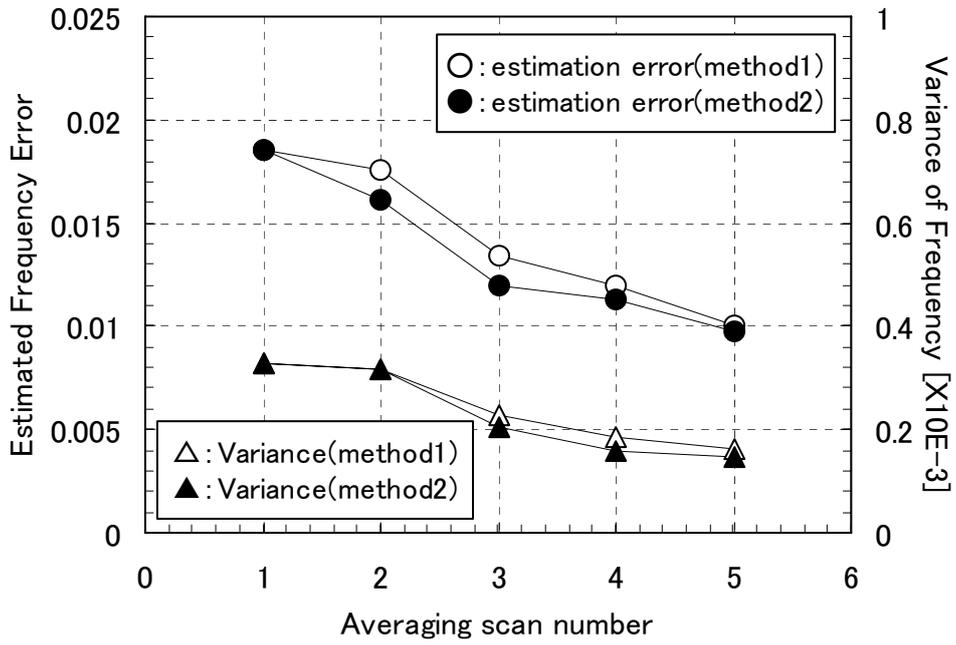


(a)クラッタの帯域幅 : 0.047

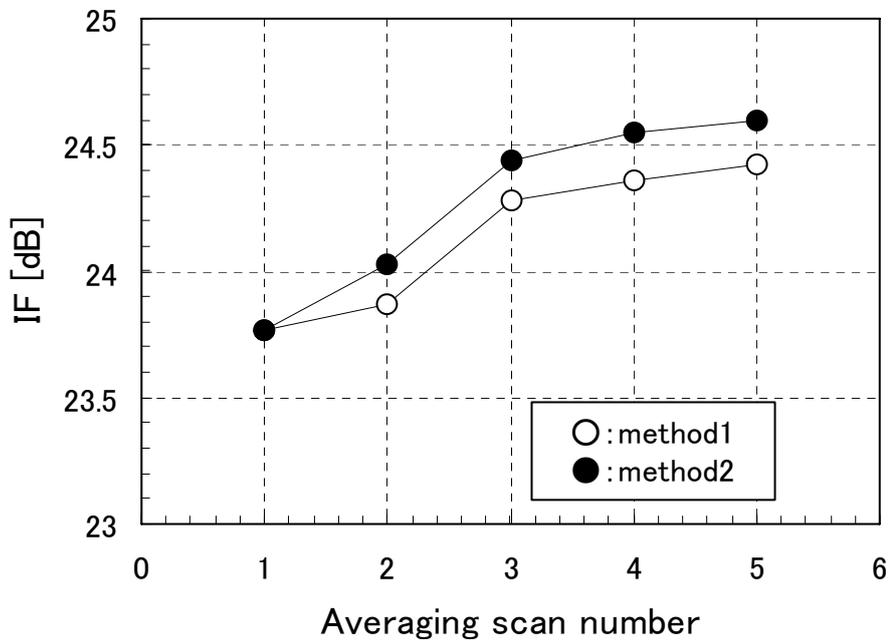


(b)クラッタの帯域幅 : 0.094

図 3.7 クラッタ抑圧性能評価結果



(a)クラッタ中心周波数推定精度



(b)クラッタ抑圧比

図 3.8 C/N=25dB の場合の評価結果

以上は、クラッタが定常である場合の評価結果について述べたが、ビーム走査を複数回繰り返す間にクラッタスペクトルが変化する場合の評価結果について述べる。ここでは、クラッタ中心周波数が、ビーム走査毎に有限の範囲でランダムに変化する場合のクラッタ抑圧性能について調べた。図 3.9 に評価結果を示す。横軸は、パルス繰り返し周波数で規格化した中心周波数の設定値からの変動幅、縦軸はクラッタ抑圧比 IF を表しており、バースト平均処理に用いたビーム走査数が 2~5 の場合 (図中では、 $2scan, \dots, 5scan$ と記した) のクラッタ抑圧性能が示されている。図 3.9 に示す IF は、クラッタ中心周波数を最大変動幅内で一様分布する乱数で与え、シミュレーションにより得られた値を 100 回平均したものである。また、図中の実線は、バースト平均処理を行わない場合のクラッタ抑圧比を示す。クラッタ中心周波数の変動幅が広くなるにつれ、クラッタ抑圧性能は劣化する傾向があるが、クラッタ中心周波数の変動幅がパルス繰り返し周波数の 12% 以下であれば、2~5 走査のバースト平均処理によって、クラッタ抑圧性能を 0.3~1.8dB 改善できることが分かる。

最後に、バースト平均処理に関する 2 種類のアプローチを比較する。図 3.6~図 3.9 において、両者の差は小さいが、特に推定値の分散値において 2 次統計量におけるバースト平均 method 2 の方が優れており、より安定した推定値が得られている。method 2 に比べて method 1 による反射係数の推定誤差が大きくなっているのは、式 (3-3a) が最大エントロピー法から得られる反射係数計算の近似となっているためと考えられる。

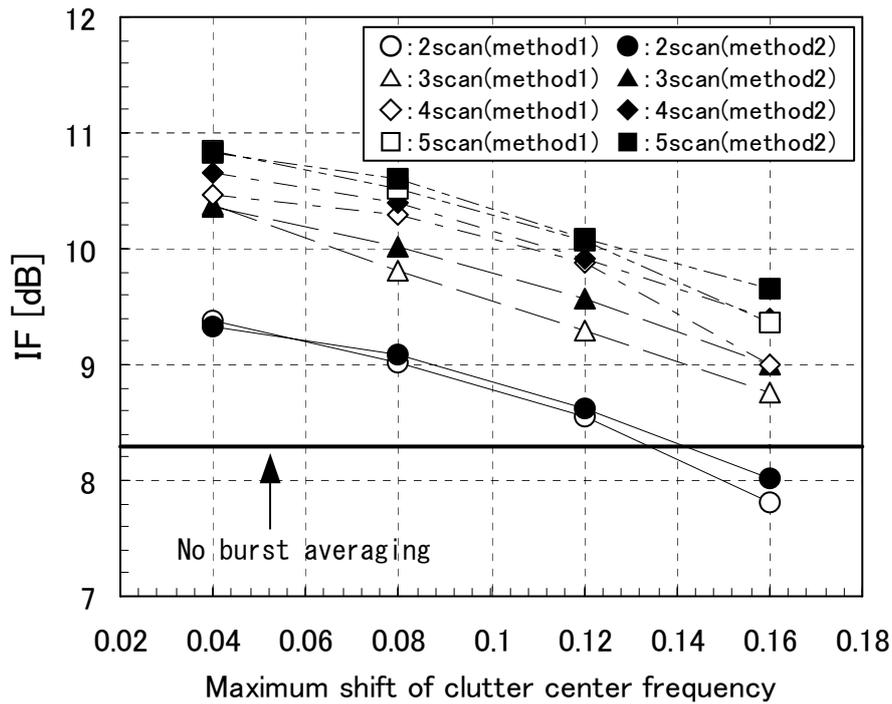


図 3.9 クラッタ中心周波数が変化する場合の中心周波数推定精度評価結果

3. 4 結言

天候の影響により、移動クラッタの電力スペクトルがレンジ方向で大きく変化する
 場合や、クラッタがレンジ方向に点在しているためような場合には、クラッタ中心周
 波数推定処理におけるレンジ方向のブロックを多く設定するとクラッタ中心周波数
 推定精度の劣化が生じる可能性がある。このような移動クラッタに対して、クラッタ
 の中心周波数推定処理に、ビーム走査によって間欠的に取得される受信信号サンプ
 ルの平均処理を導入したバースト平均処理型 AMTI アルゴリズムを提案した。計算機シ
 ミュレーションにより基本性能を評価した結果、5 走査分のバースト平均処理を行う
 ことにより、帯域幅がパルス繰り返し周波数での規格化値で 0.047 及び 0.094 のクラ
 ッタに対して、クラッタ中心周波数推定精度が 50%以上改善されて、クラッタ抑圧性
 能が約 3dB 向上することを確認した。また、上記クラッタの中心周波数がビーム走査
 毎に変動する場合でも、周波数変動幅がパルス繰り返し周波数に対して 12%以下であ
 れば、2~5 走査のバースト平均処理を行うことにより、クラッタ抑圧性能を 0.3~
 1.8dB 改善できることを明らかにした。

第4章 零点周波数オフセットを用いたスタガトリガ レーダ用クラッタ抑圧フィルタ

4. 1 緒言

これまで述べてきたように、適応MTI(以下, AMTI: Adaptive Moving Target Indicators)は、レーダ受信信号に含まれる海面あるいは雨、雲等からの不要反射エコーである移動クラッタの抑圧に有効なフィルタである[31],[20],[40]. AMTI は、クラッタのドップラー電力スペクトルを推定し、これに基づいてクラッタのドップラー電力スペクトルが集中する領域に阻止域をもつノッチフィルタを形成することにより、クラッタを抑圧する. ここでこれまで提案してきた手法についてまとめる.

2章では、係数の適応誤差によって部分的にクラッタの消え残りが発生するという問題を解決するために、係数絶対値拘束型 AMTI を提案した. 次に、クラッタ中心周波数の推定処理にメジアンフィルタを導入し、クラッタ抑圧性能の劣化を軽減する AMTI を提案した. また、クラッタ中心周波数の推定処理を反射係数の2次形式に拡張することで移動クラッタの中心周波数推定精度を改善させるアルゴリズムを提案した[47].

3章では、クラッタの中心周波数推定処理に、ビーム走査によって間欠的に取得される受信信号サンプルでの平均処理を導入したバースト平均処理型 AMTI を提案した[52].

一方、捜索用のパルスレーダでは、低い PRF(Pulse Repetition Frequency)で運用されることが多いため、等時間間隔でパルスを送信すると目標の移動速度によっては、そのドップラー周波数が PRF の間隔で生じるノッチフィルタの振幅特性の減衰領域に含まれてしまい、目標信号を検出できなくなる. これをブラインド現象という. このブラインド現象による目標信号の減衰を防ぐため、パルスの送信間隔を等間隔ではなく複数種類用意しておき、決められた順序に従ってパルス送信間隔を切り替えるスタガトリガ方式が使用される[2]. スタガトリガ方式を用いることにより、ノッチフィルタの特性は見掛け上、数種類の PRF によるノッチフィルタの出力を加え合わせた形状になる. その結果、ブラインド領域を小さくすることができて、スタガなしの場合と比較してブラインド現象による目標信号未検出の発生を抑えることができる. ところ

が、このようなスタガトリガ方式を用いたレーダにおいて今まで述べてきた AMTI をそのまま応用すると、スタガの影響により深いノッチが形成されないため、クラッタを十分に抑圧できない[53].

この問題を解決する一手法として、次のようなクラッタ抑圧フィルタが提案されている。レーダでは、グランドクラッタのような静止クラッタとウェザクラッタのような移動クラッタの2種類を同時に受信する場合がよくあることを踏まえて、2つの時変 FIR (Finite Impulse Response) フィルタを縦続接続した構成のスタガトリガ方式用 AMTI フィルタが提案されている[37]. 1 段目、2 段目の時変フィルタが、それぞれ静止クラッタ、移動クラッタのドップラー電力スペクトルの中心周波数に多重零点を持つように係数を設定する。以下、この方式を Cascade Connection Filter, 略して CCF と呼ぶ。CCF は、1 段目のノッチフィルタ係数に応じて2 段目のフィルタ係数を設定する方法であり、サンプル間隔に応じて1 段目のフィルタ係数、次に2 段目のフィルタ係数が計算される。なお、本章における静止クラッタとは、シークラッタのようにドップラー周波数が低いクラッタも含めて考えており、実際には静止クラッタ用のフィルタの零点を 0 でないドップラー周波数に形成する必要がある場合があるため、静止クラッタに対してもサンプルごとにフィルタ係数を算出する係数計算方法になっている。

その結果、CCF のフィルタでは、そのフィルタ係数を求めるために2 段目のフィルタ次数に等しい次元を持つ連立1 次方程式をスタガ数に対応した回数解く必要がある。特に、クラッタの電力スペクトルの帯域が広いクラッタを抑圧するために阻止域幅が広い高次のノッチフィルタを用いる場合、CCF のフィルタ係数を求めるための演算負荷は非常に大きなものとなる。例えば、CCF の後段の時変フィルタ次数を M とすると、このフィルタ係数を求めるためには、 M 元連立1 次方程式を解く必要がある。多元1 次方程式の解法は様々な方法が提案されているが、例えばガウス消去を用いたときの乗除算に関する演算量は、 $M^3/3+2M$ になる[54]. パルスヒット数を H とすると、1 レンジビン当たりのフィルタ係数計算だけで $(M^3/3+2M) \times (H-M) \times L$ 以上の乗除算回数が必要になる。これから明らかなように、フィルタ係数を求めるための演算量を大幅に低減するためには、フィルタ次数を低減することが効果的である。

本章では、フィルタ係数計算に係わる演算量の低減化を目的として、CCF において2 段目の時変フィルタを2 分割し、2 つの低次時変フィルタを縦続接続したフィルタ

を用いる方法を提案する。まず、この方法の特性を解析して、縦続接続させた2つの低次時変フィルタが同一の周波数に零点を持つように構成すると、縦続接続フィルタの特性が所望の振幅特性にならずクラッタ抑圧性能が劣化することを明らかにし、零点周波数オフセットを設けることでこの問題が解決できることを示す。この性質から提案するフィルタを ODCCF (Offset Divided Cascade Connection Filter) と呼ぶことにする。

次いで、CCF と ODCCF の振幅 2 乗特性の平均二乗誤差を最小化することを規範にして、最適なオフセット量を求める方程式を導出する。最後に、計算機シミュレーションにより、ODCCF を用いたクラッタ抑圧フィルタの有効性を示す。

4. 2 縦続接続方式のクラッタ抑圧フィルタ

4. 2. 1 スタガトリガ方式における不等間隔サンプリングと表記法

1 章で述べたように、スタガトリガ方式では送信パルス電波を等間隔ではなく、図 4.1 のように不等間隔のタイミングを一定周期で繰り返して送信する。異なるパルス間隔の種類数をスタガ数と呼ぶ。図 4.1 は3種類のパルス間隔を使った例であるから、スタガ数は3になる。

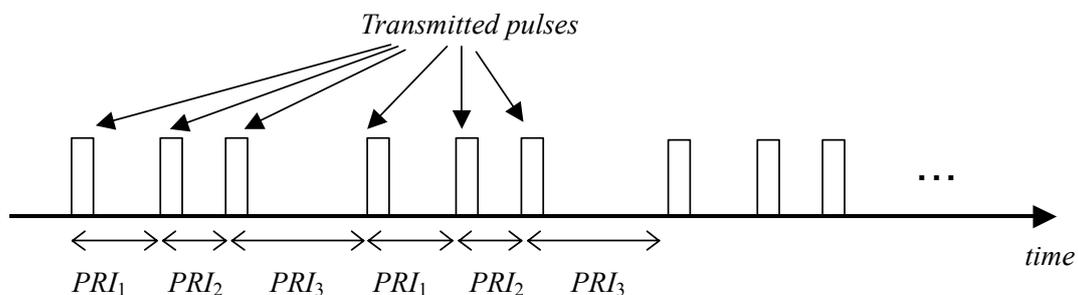


図 4.1 スタガトリガ方式での送信パルス間隔

同じ距離からの反射波は、図 4.1 に示したタイミングで受信されるため、受信信号はパルスヒットに関して不等間隔サンプリングされたデジタル信号になる。以下に、スタガトリガ方式におけるパルス繰り返し間隔とサンプリングに関して、本章における表記法を示す。

- スタガ数 ; L
- パルス間隔 ; $PRI_1, PRI_2, \dots, PRI_L$ ($PRI_1 \sim PRI_L$ は全て異なる)
- サンプリング時刻 ; t_0, t_1, t_2, \dots

$$t_0=0$$

$$t_1=PRI_1$$

$$t_2=PRI_1+PRI_2$$

⋮

$$t_i = PRI_1 + PRI_2 + \dots + PRI_i$$

⋮

$$t_L=PRI_1+PRI_2+\dots+PRI_L$$

$$t_{L+1}=t_L+PRI_1$$

⋮

ここに、 \hat{t} は時間因子である。

- 平均パルス間隔 ; $PRI_{av}=(PRI_1+PRI_2+\dots+PRI_L)/L$
- PRI_i と係数計算における時間間隔 τ_i の関係

$$i \leq L \text{ のとき } \tau_i = PRI_i,$$

$$i > L \text{ のとき } \tau_{L+1}=PRI_1, \tau_{L+2}=PRI_2, \dots, \tau_{2L-1}=PRI_{L-1}, \tau_{2L}=PRI_L, \tau_{2L+1}=PRI_1, \dots$$

- 時変 FIR フィルタにおける遅延時間 ; $\Delta_{lm} = \tau_{NpL-m+l+1}, m=1, 2, \dots, M$

ここに、 M はフィルタ次数、 Np は $NpL-m+l+1 > 0$ を満たす正数) である。

4. 2. 2 CCF の概要と問題点

[縦続接続した 2 つの独立した FIR フィルタ]

まず、スタガトリガ方式を適用したレーダシステムで受信された複峰性クラッタは、等間隔サンプリング (等パルス間隔) を前提とした通常の FIR 型ノッチフィルタを縦続接続した構成の抑圧フィルタでは十分抑圧できないことを示す。

図 4.2 に各フィルタ係数を固定した時不変係数を有する FIR フィルタを 2 つ縦続接続した構成を示す。この FIR フィルタは、フィルタの入力信号が等間隔でサンプリングされている時に所望の周波数に対してヌルを形成するようにフィルタ係数が設定されている。従って、入力信号のサンプリング間隔が変化しても、等間隔サンプリン

グとみなして処理が行われるため、スタガトリガ方式を適用したレーダ受信信号のように不等間隔サンプリングとなる信号に対する処理結果は、等間隔サンプリングの場合と異なるものになる。この違いをフィルタの振幅 2 乗特性を用いて以下に示す。

フィルタ#1, フィルタ#2 は、それぞれ f_{01} , f_{02} にヌルを形成する独立したノッチフィルタであり、それぞれの振幅 2 乗特性を図 4.3(a),(b)に示す。フィルタ#1, フィルタ#2 は時不変係数フィルタであるので、フィルタ#1 とフィルタ#2 を縦続接続した構成を 1 つのフィルタとみなした場合の総合振幅 2 乗特性は、フィルタ#1 とフィルタ#2 の畳み込み演算で求めることができる。ところが、フィルタに入力される信号が不等間隔サンプリング信号である場合、サンプリング間隔が変化することでフィルタの零点周波数が変わるため、係数固定の時不変フィルタはその変化に対応することができない。従って、各サンプリング間隔での振幅 2 乗特性を重ね合わせて表現する総合振幅 2 乗特性は、図 4.3(c)に示すように所望の振幅 2 乗特性にならない。この場合、 f_{02} に深いヌルを形成することができず、中心周波数が f_{02} のクラッタを抑圧することができない。

不等間隔サンプリングされた受信信号において、十分なクラッタ抑圧性能を得るには、時変係数フィルタを使用することが望ましい。ここでいう時変係数とは、スタガトリガ方式による不等間隔サンプリングデータに対応するため、パルス間隔が変わっても所望の周波数にヌルを形成できるように、パルス間隔毎に異なる係数を用いることを意味する。スタガトリガ方式の場合、複数のパルス間隔を切り替えるパターン(スタガ数に相当)を周期的に繰り返すので、ヌルを形成する周波数が変わらなければ、この時変係数フィルタはスタガ数分の異なる係数の組み合わせを保持して、これを切り替えて使用することになる。従って、ここで利用される時変フィルタは、時々刻々と係数が増える任意の時変システムとは異なる。

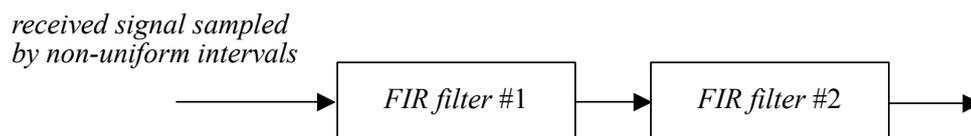
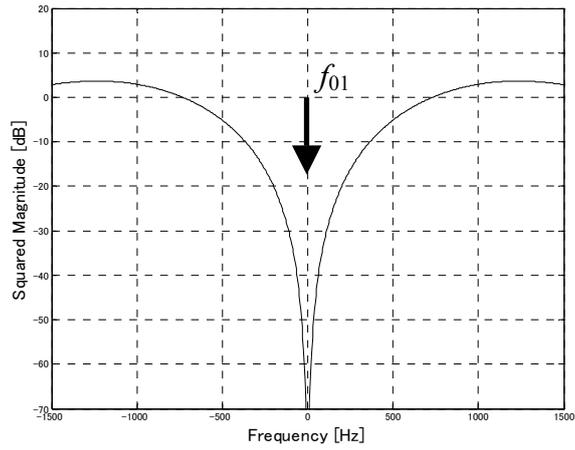
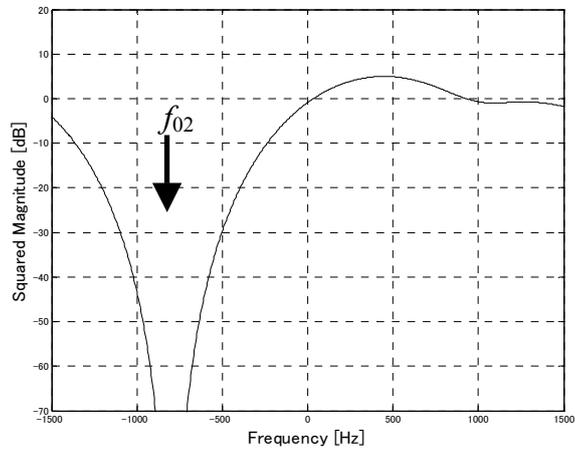


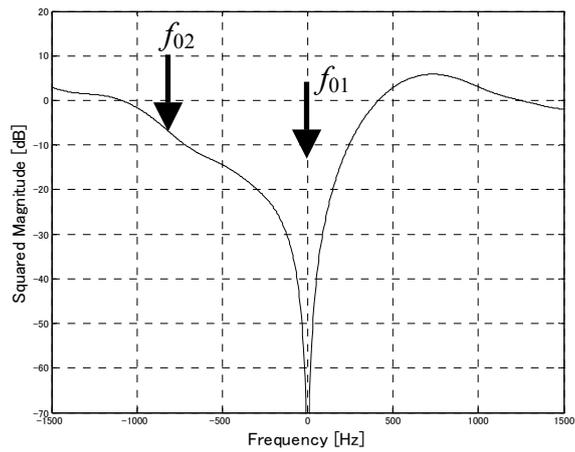
図 4.2 時不変 FIR フィルタの縦続接続構成



(a) フィルタ#1 の振幅 2 乗特性



(b) フィルタ#2 の振幅 2 乗特性



(c) フィルタ#1 とフィルタ#2 の総合振幅 2 乗特性

図 4.3 不等間隔サンプリングされた入力信号に対する
縦続接続 FIR フィルタの総合振幅 2 乗特性

〔縦続接続した2つの時変 FIR フィルタ〕

本項では、2つの時変 FIR フィルタによる CCF のフィルタ係数計算方法について述べる。ドップラー電力スペクトルの中心周波数が異なる2つのクラッタを抑圧することを考える。スタガトリガ方式において、ドップラー電力スペクトルの中心周波数が0ではない移動クラッタを抑圧することを目的として、零点周波数が0以外に設定されたノッチフィルタを実現するためには、フィルタ係数がパルス間隔に応じて変化する時変係数フィルタが必要である。図4.4に、2つの時変 FIR フィルタを縦続接続した CCF を示す。図中、 h_{lm} ($l=0,1,\dots,L-1; m=0,1,\dots,M_1$) は前段のフィルタ係数、 g_{lm} ($l=0,1,\dots,L-1; m=0,1,\dots,M_2$) は後段のフィルタ係数、 L はスタガ数、 M_1, M_2 はそれぞれ前段、後段のフィルタ次数、 Δ_{lm} は l 番目のパルス間隔に相当する遅延を表す。一般に、図4.4のように縦続接続された時変フィルタの係数は、2つの時変フィルタ係数の単純な畳み込み演算では求めることができない。縦続接続された後段のフィルタで処理を行う場合を想定すると、後段フィルタの入力信号における現時点のサンプルとそれ以前のサンプルとは、それらのサンプルを算出するために用いた前段フィルタの係数が異なるからである。この点に注意してインパルス応答計算を行わなければならない。

例えば、図4.4において、時変フィルタ#1 と時変フィルタ#2 の次数を、それぞれ3次と2次、また、フィルタ係数をそれぞれ $\{h_{l0}, h_{l1}, h_{l2}, h_{l3}: l=\text{mod}(\hat{l}, L)\}$, $\{g_{l0}, g_{l1}, g_{l2}: l=\text{mod}(\hat{l}, L)\}$ であるとする、スタガ数 L を3としたときのある時刻 t_n における時変フィルタ#2 の出力信号 $y(t_n)$ は次式で与えられる。

$$y(t_n) = g_{n0}x(t_n) + g_{n1}x(t_{n-1}) + g_{n2}x(t_{n-2}) \quad (4-1)$$

式(4-1)の $x(t_n)$, $x(t_{n-1})$, $x(t_{n-2})$ は時変フィルタ#1 の出力信号である。 $x(t_n)$, $x(t_{n-1})$, $x(t_{n-2})$ は不等間隔にサンプリングされた信号であるため、これらを算出するために用いられる時変フィルタ#1 の係数は、次式に示すように全て異なる値になる。

$$x(t_n) = h_{n0}u(t_n) + h_{n1}u(t_{n-1}) + h_{n2}u(t_{n-2}) + h_{n3}u(t_{n-3}) \quad (4-2)$$

$$x(t_{n-1}) = h_{n-1,0}u(t_{n-1}) + h_{n-1,1}u(t_{n-2}) + h_{n-1,2}u(t_{n-3}) + h_{n-1,3}u(t_{n-4}) \quad (4-3)$$

$$x(t_{n-2}) = h_{n-2,0}u(t_{n-2}) + h_{n-2,1}u(t_{n-3}) + h_{n-2,2}u(t_{n-4}) + h_{n-2,3}u(t_{n-5}) \quad (4-4)$$

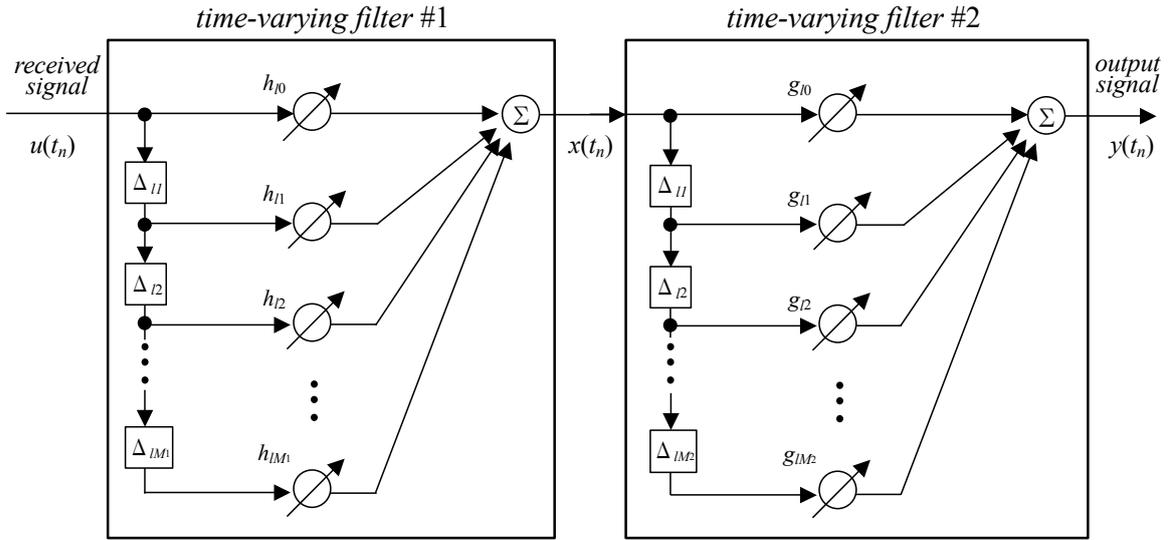


図 4.4 2つの時変 FIR フィルタを用いた CCF の構成

[時変フィルタ#1 と時変フィルタ#2 のフィルタ係数]

$\{h'_{lk}: l=\text{mod}(\hat{l}, L), m=0,1,\dots,M_1\}$ を周波数 0 に M_1 重の零点を有する時変フィルタの係数であるとする。これは、文献[55]の方法等で計算することができる。 l は時間因子であり、サンプリング間隔によって係数が変わることの意味する。 M_1 は時変フィルタ#1 の次数である。時変フィルタ#1 の係数 $\{h_{lm}: l=\text{mod}(\hat{l}, L), m=0,1,\dots,M_1\}$ は、次式により計算することができる。次式中の f_{01} は、2章の方法により推定されたクラッタ#1 の中心周波数である。

$$h_{l0} = h'_{l0}, \quad h_{lm} = h'_{lm} \exp \left[j2\pi f_{01} \sum_{i=1}^m \tau_{L-i+l+1} \right] \quad (4-5)$$

$\{g_{lm}: l=\text{mod}(\hat{l}, L), m=0,1,\dots,M_2\}$ を時変フィルタ#2 の係数とし、これをベクトルで表現した \mathbf{g}_l を次式のように定義する。

$$\mathbf{g}_l = [g_{l1} \quad g_{l2} \quad \dots \quad g_{l,M_2}]^T, \quad l=1,2,\dots,L \quad (4-6)$$

時変フィルタ#2 の係数の自由度を 2 つ目の推定されたクラッタ中心周波数 f_{02} の零点形成に全て割り当てるとすると、次式に示す連立方程式が得られる。式(4-6)に現れない g_{l0} の扱いも含めて、詳細な式の導出は付録 4-A に示す。

$$\mathbf{A}_l \mathbf{g}_l = \mathbf{b}_l \quad (4-7)$$

上式における $M_2 \times M_2$ 行列の \mathbf{A}_l , ベクトル \mathbf{b}_l は次式で表される.

$$\mathbf{A}_l = \sum_{i=0}^{M_1} \begin{bmatrix} h_{l-1,i} z_2^{-m_{l,i+1}} & \cdots & h_{l-M_2,i} z_2^{-m_{l,i+M_2}} \\ m_{l,i+1} h_{l-1,i} z_2^{-(m_{l,i+1}+1)} & \cdots & m_{l,i+M_2} h_{l-M_2,i} z_2^{-(m_{l,i+M_2}+1)} \\ m_{l,i+1} (m_{l,i+1} + 1) h_{l-1,i} z_2^{-(m_{l,i+1}+2)} & \cdots & m_{l,i+M_2} (m_{l,i+M_2} + 1) h_{l-M_2,i} z_2^{-(m_{l,i+M_2}+2)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \prod_{p=0}^{M_2-2} (m_{l,i+1} + p) h_{l-1,i} z_2^{-(m_{l,i+1}+M_2-1)} & \cdots & \prod_{p=0}^{M_2-2} (m_{l,i+M_2} + p) h_{l-M_2,i} z_2^{-(m_{l,i+M_2}+M_2-1)} \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

$$\mathbf{b}_l = \sum_{i=1}^{M_1} \begin{bmatrix} h_{l,i} z_2^{-m_{l,i}} \\ m_{l,i} h_{l,i} z_2^{-(m_{l,i}+1)} \\ m_{l,i} (m_{l,i} + 1) h_{l,i} z_2^{-(m_{l,i}+2)} \\ \vdots \\ \prod_{p=0}^{M_2-2} (m_{l,i} + p) h_{l,i} z_2^{-(m_{l,i}+M_2-1)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_{l0} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

式(4-7)を個々の l に対して解くことで, $f=f_{02}$ に M_2 重零点を持つ 2 段目のフィルタ係数 $\{g_{lm}\}$ を求めることができる.

縦続接続されるフィルタ数が 3 以上になっても, 上記方法を繰り返して適用することにより, 順次後段のフィルタ係数を求めることができる.

[CCF の問題点]

CCF において, 式(4-8)の M_2 元連立 1 次方程式をガウス消去法によって解くときの乗除算に関する演算量は $M_2^3/3+2M_2$ になる[54]. 時変フィルタ#2 の次数 M_2 は, 広い帯域幅を持つクラッタに対処する場合には大きく設定する必要がある. 例えば, 6 次のフィルタが必要である場合を考える. このとき, ある一つのパルス間隔に対応する時変フィルタ#2 の係数計算に要する乗除算回数は 84 回になる. PRI が数百 μ s で, 数百レンジビンのデータを受信する遠距離かつ広範囲を搜索するレーダを想定すると, 数 μ s 以内でクラッタ抑圧処理等の信号処理を実施する必要があり, 1 サイクルが数十 ns 程度の DSP(Digital Signal Processor)では, 実時間処理が困難である. このような場合, 実時間処理を実現するために, クラッタの統計的性質は 1 レンジビンごとに急激に変化するとは考えにくいことから, 1 レンジビンずつフィルタ係数を計算するの

ではなく、数～十数レンジビンを1つのブロックとみなし、若干のクラッタ抑圧性能の劣化を許容して、この範囲では同じフィルタ係数を使用することが考えられる。この時、CCFの演算量を低減することができれば、1ブロックとみなすレンジビン数を少なく設定することができるため、許容すべきクラッタ抑圧性能の劣化量を抑えることが期待できる。DSPの処理速度は今後も高速化が進むと考えられるが、レーダへの実装を考えると処理方式の低演算量化が急務であり、CCFの時変フィルタ#2の係数計算に要する演算量を低減する必要がある。

4. 3 ODCCF と零点周波数オフセット

4. 3. 1 ODCCF の構成

本項では、前節で述べたフィルタ係数の計算に要する演算量を軽減する方法として、図4.6に示すように図4.5の時変フィルタ#2を2分割して縦続接続する構成方法を考える[56]。時変フィルタ#2の係数計算に関わる演算量は、前述したように時変フィルタ#2の次数の3乗で効いてくるので、2分割してフィルタの数が増えてもフィルタ1つあたりの次数を半減させることで総演算量を減らすことができる。図4.6では、時変フィルタ#2を分割前後の次数の関係は、 $M_2=M_{21}+M_{22}$ となる。

M_{21} 次の時変フィルタと M_{22} 次の時変フィルタの縦続接続フィルタでは、後述するように、一般に $(M_{21}+M_{22})$ 次のトランスバーサル型の時変フィルタと同等な振幅2乗特性にはならない。そこで、この方法では、時変フィルタ#2-1と時変フィルタ#2-2で設定する零点周波数を意図的にずらし、これらの総合の周波数特性を時変フィルタ#2の周波数特性と等価にすることを考える。ここでは、時変フィルタ#2-1の零点は、分割前の時変フィルタ#2と同一の周波数($f_{21}=f_{02}$)に設定し、時変フィルタ#2-2の零点は、時変フィルタ#2-1の零点周波数から零点周波数オフセット δf だけずらした周波数 f_{22} に設定することにする。すなわち、 $f_{22}=f_{02}+\delta f=f_{21}+\delta f$ とする。

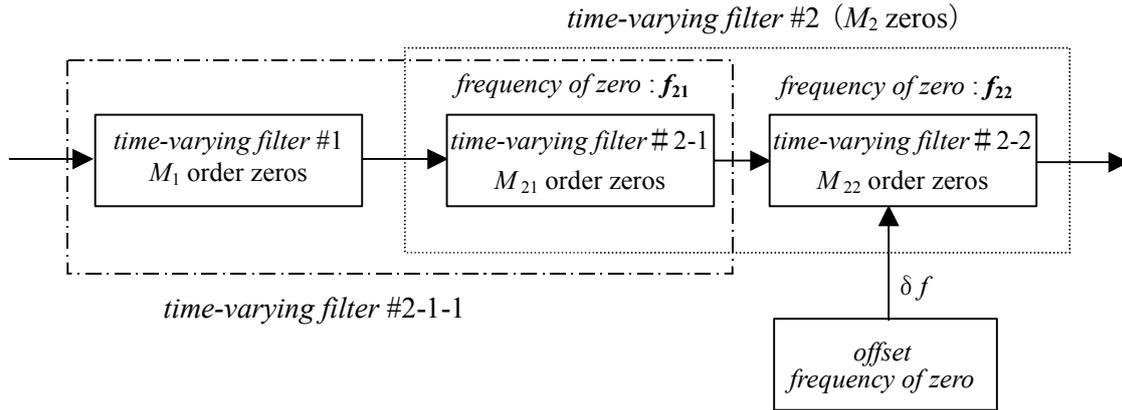


図 4.6 フィルタ#2 を分割した ODCCF の構成

以下に ODCCF のフィルタ係数計算手順を示す。

【STEP1】式(4-5)に示した計算方法により、時変フィルタ#1 のフィルタ係数 h_{im} を求める。

【STEP2】時変フィルタ#1 と時変フィルタ#2-1 で $f=f_{01}$ に M_1 重零点、 $f=f_{21}(=f_{02})$ に M_{21} 重零点が割り当てられるように、式(4-7)～(4-9)により時変フィルタ #2-1 のフィルタ係数を求める。

【STEP3】STEP2 で求めた時変フィルタ#1 と時変フィルタ#2-1 を縦続接続して構成されるフィルタと等価なトランスバーサル型時変フィルタの係数を付録 4-A の式(A-1)により求める（以下これを時変フィルタ#2-1-1 とする）。

【STEP4】時変フィルタ#2-1-1 と時変フィルタ#2-2 の縦続接続フィルタが、 $f=f_{22}(=f_{02} + \delta f)$ に M_{22} 重零点を持つように、式(4-7)～(4-9)により時変フィルタ#2-2 の係数を求める。ただし、零点周波数オフセット δf は 4.3.2 項に示す式(4-10)の評価量になるべく最小になるように求める。

4. 3. 2 零点周波数オフセットの必要性と最適値

本項では、ODCCF において零点周波数オフセットが必要となる理由を示す。ここで、ODCCF において零点周波数オフセット δf を 0 にした方式を DCCF (Divided Cascade Connection Filter) と呼ぶことにする。 $\delta f=0$ とすることは、図 4.5 の CCF の時変フィルタ#2 を単純に分割することに相当する。以下に具体例を用いて説明する。

表 4.1 に示す諸元を用いて、DCCF のフィルタ係数を求める。そのフィルタ係数を

用いて、付録 4-A の式(A-2)より計算した振幅 2 乗特性を図 4.7 に示す。比較のため、CCF によるフィルタ振幅 2 乗特性を図 4.8 に示す。表 4.1 の諸元では、フィルタの振幅 2 乗特性は 10kHz 周期で繰り返すが、図 4.7, 図 4.8 では、フィルタの振幅 2 乗特性は-2kHz~+2kHz の周波数範囲で表示している。図 4.7 の DCCF の振幅 2 乗特性では、○で囲んだように時変フィルタ#2-1 と時変フィルタ#2-2 の零点が多重化されず、図 4.8 の CCF に比べて-600Hz に形成されるノッチの阻止域幅が狭くなっていることがわかる。

表 4.1 フィルタ係数計算諸元

項目	設定値
スタガトリガ数	3
パルス間隔(PRI)	400,300,500 μ s
平均 PRI	400 μ s
単位遅延時間	100 μ s
フィルタ#1 次数	2 (2 重零点)
フィルタ#1 零点周波数	0Hz
フィルタ#2 次数	5 (5 重零点)
フィルタ#2 零点周波数	-600Hz
フィルタ #2-1 次数	3 (3 重零点)
フィルタ #2-1 零点周波数	-600Hz
フィルタ #2-2 次数	2 (2 重零点)
フィルタ #2-2 零点周波数	-600Hz ($\delta f=0$ Hz)

このように、1つの時変フィルタを単純に分割して縦続接続しても、設定した零点周波数の多重度が保存できず、所望の振幅 2 乗特性が得られない。縦続接続した後段の時変フィルタ係数は、付録 4-A の式(A-7), (A-8)に示したように、伝達関数 $E_l(z)$, 及びその導関数である $\{E_l'(z), E_l''(z), \dots\}$ が設定した零点周波数において 0 になるように計算される。例えば M 次 (仮に M は偶数とする) フィルタの場合、伝達関数 $E_l(z)$ と $E_l(z)$ の 1 階導関数から $E_l(z)$ の $(M-1)$ 階導関数までを用いて係数が計算される。一方、このフィルタを 2 つの $(M/2)$ 次フィルタに等分割すると、伝達関数 $E_l(z)$ と $E_l(z)$ の 1 階導関数から $E_l(z)$ の $(M/2-1)$ 階までの導関数を用いて係数が計算される。つまり、設定する零点の数は分割後も M で変わらないが、使用される伝達関数 $E_l(z)$ の導関数の最高微分階数を比較すると、約半分の微分階数になる。一般に多重零点を形成するために

は、所望の周波数に対して伝達関数 $E_f(z)$ の導関数が 0 になるようにフィルタ係数を求めればよく、導関数の微分階数が高いほどノッチの阻止域幅が広がる。従って、DCCF のように単純に時変フィルタを分割しただけでは、ノッチの阻止域幅が狭くなり、所望の振幅 2 乗特性が得られない。この性質を解析した結果を付録 4-B に示す。

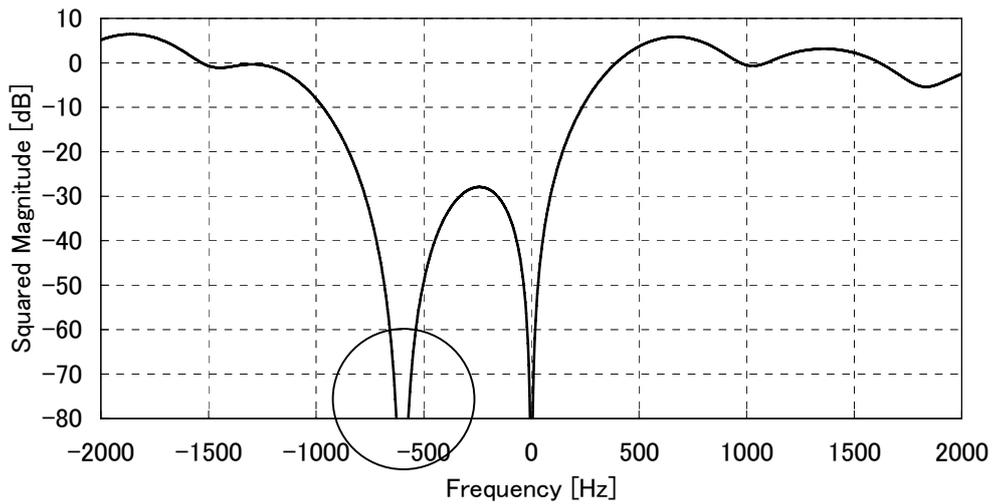


図 4.7 DCCF の振幅 2 乗特性

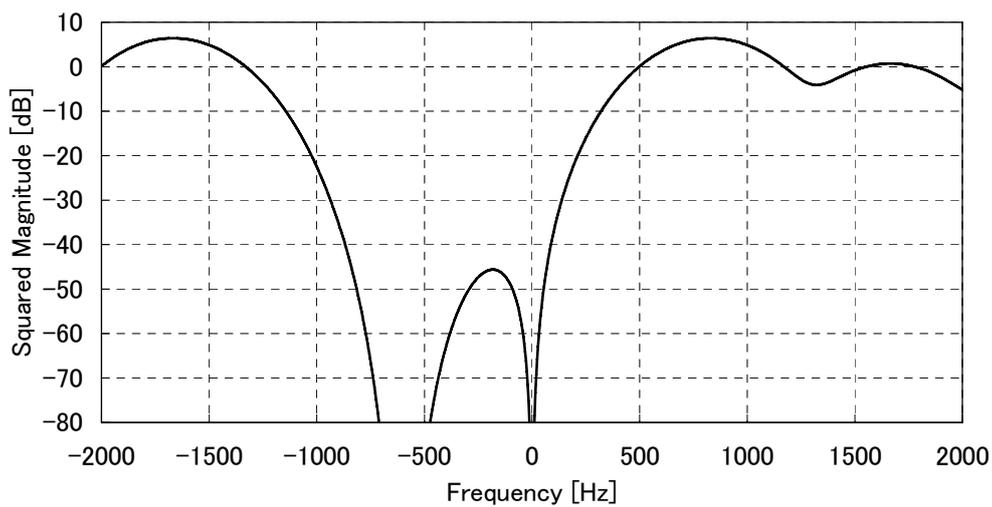


図 4.8 CCF の振幅 2 乗特性

そこで、ODCCF では、時変フィルタ#2-1 と時変フィルタ#2-2 の零点周波数を意図的にずらし、CCF と同等な周波数特性を得ることを考える。すなわち、時変フィルタ#2-2 の零点周波数にオフセット δf を導入し、 δf を調整してフィルタ分割前の CCF の周波数特性に近似させる。クラッタ抑圧性能は、周波数特性の位相特性に依存しないことを踏まえ、ここでは次式に示す最小二乗規範に基づいて、ODCCF 周波数特性の振幅 2 乗特性と CCF のそれとの差が小さくなるように δf を決めることにする。

$$PSERR(\delta f) = \sum_{f=-\frac{1}{2\delta T}}^{\frac{1}{2\delta T}} \{E_{ODCCF}(f, \delta f) - E_{CCF}(f)\}^2 \quad (4-10)$$

ここに、 $E_{ODCCF}(f, \delta f)$ は ODCCF の振幅 2 乗特性であり、 $E_{CCF}(f)$ は CCF の振幅 2 乗特性である。

表 4.1 のフィルタ係数計算諸元を用いて、式(4-10)の $PSERR$ を最小にする零点周波数オフセット δf を計算により求めた結果を表 4.2 に示す。表 4.2 より、使用するフィルタの総次数（縦続接続したフィルタ次数の総和）によって最適値が異なることがわかる。

表 4.2 フィルタ次数と最適な零点周波数オフセット

項目	設定値				
パルス間隔(PRI)	400,300,500 μ s				
フィルタ#1 次数	2 (2重零点)				
フィルタ#1 零点周波数	0Hz				
フィルタ #2-1 零点周波数	-600Hz				
フィルタの総次数	2次	3次	4次	5次	6次
零点周波数オフセット δf の最適値 [Hz]	2	2	5	15	27

厳密には、零点周波数オフセット δf の最適値は式(4-10)に示すように時変フィルタ係数によって変化するため、クラッタドップラー電力スペクトルの中心周波数が変化するたびに計算する必要がある。しかしながら、クラッタドップラー電力スペクトルの中心周波数が想定される範囲において、あらかじめオフラインで最適な零点周波数オフセット δf を求めておき、これをテーブル化することで実時間処理に関する新た

な演算量の増加を防ぐことができる。最適な零点周波数オフセット δf は、2つのクラッタドップラー電力スペクトルの中心周波数間隔によって変化し、その程度はフィルタの次数が高い、すなわちフィルタ振幅 2 乗特性の阻止域幅が広い場合ほど大きいいため、最適な零点周波数オフセット δf のテーブルは、フィルタの次数と 2 つのクラッタの中心周波数間隔をパラメータとして設定する必要がある。

図 4.9 に、表 4.1 に示した諸元を用いて付録 4-A の式(A-2)より計算した ODCCF の振幅 2 乗特性を示す。比較のため、CCF の振幅 2 乗特性も併せて示す。表 4.1 より、フィルタ#2-1 の次数は 3、フィルタ#2-2 の次数は 2 であるので、これらを縦続接続したフィルタの総次数は 5 である。この場合のフィルタ#2-2 における零点周波数オフセット δf の最適値は表 4.2 より 15Hz であることから、ここでは零点周波数オフセット δf を 15Hz とし、フィルタ係数を求めた。図 4.9 より、ODCCF の振幅 2 乗特性は、図 4.7 の DCCF の振幅 2 乗特性に比べて阻止域幅が広がっており、CCF の振幅 2 乗特性とほぼ同等の特性が得られることが分かる。

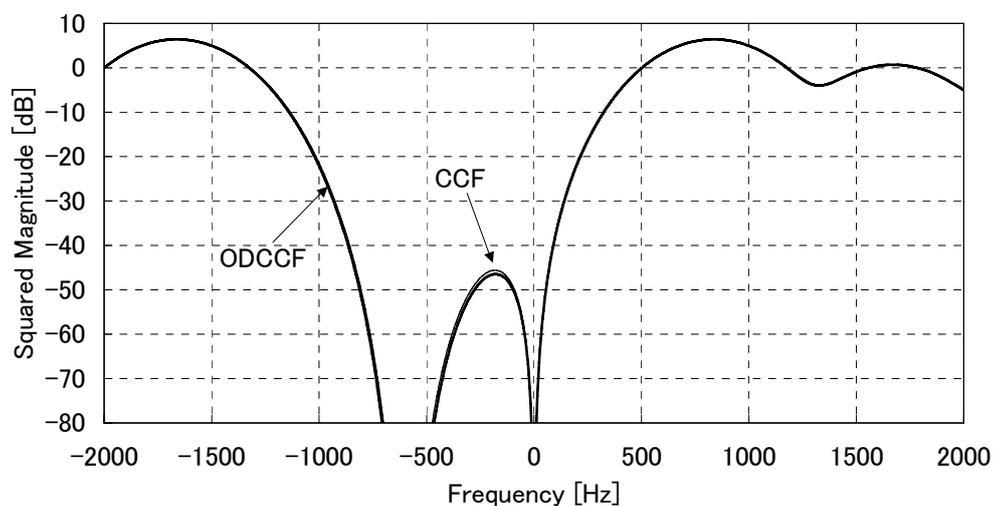


図 4.9 ODCCF の振幅 2 乗特性

4. 3. 3 フィルタ係数計算の演算量

図 4.5 の CCF, 及び図 2 の構造を持つ ODCCF において, 時変フィルタ#1 についてはあらかじめオフラインで基本となるフィルタ係数 $\{h'_{lm}\}$ を計算しておくことができる. そこで, 時変フィルタ#1 を除く後段のフィルタ係数計算で実時間処理が必要な演算量について概算する. 演算負荷は式(4-7)を解くことに集中するため, 式(4-7)の多元 1 次連立方程式に係わる演算量を求める. 4.2.2 項で述べたように, M 次の時変フィルタでは, この連立方程式を解くときの乗除算に関する演算量は, $M^3/3+2M$ になる. これを踏まえ, 時変フィルタ#2 の次数 M_2 , 時変フィルタ#2-1 の次数 M_{21} とフィルタ#2-2 の次数 M_{22} をそれぞれ 6 次, 3 次, 3 次とすると, CCF の演算量 $Q(\text{CCF})$ と ODCCF の演算量 $Q(\text{ODCCF})$ の比は, 次式で与えられる.

$$Q(\text{CCF}):Q(\text{ODCCF})=(M_2^3/3+2M_2):(M_{21}^3/3+2M_{21}+M_{22}^3/3+2M_{22})=100:36 \quad (4-11)$$

上式より, フィルタ#2 を等次数に縦続分割することで演算量を 60%以上削減できることがわかる.

さらに, フィルタ分割数を 3 以上にすることで, フィルタ 1 つあたりの次数を減らして係数計算にかかわる演算量を低減することが可能である. 従って, 1 次のフィルタを分割前のフィルタ次数分だけ縦続接続する構成が可能である. ただし, この場合, 零点周波数オフセット δf の最適値は, 縦続接続するフィルタ毎に異なる値にする必要があるため, フィルタ数が増えることにより, 用意すべき零点周波数オフセット δf の最適値の種類が増加することを考慮しなければならない. また, 分割したフィルタの次数が 2 次以下になれば, ガウス消去法のような解法を用いることなく簡単に式(4-7)を解くことができるので, さらに演算量を低減することが可能である.

4. 4 性能比較

本節では、フィルタ#2 を分割しない CCF と、演算量低減のためフィルタ#2 を分割して零点周波数オフセットを導入した ODCCF、及び零点周波数オフセットを用いない DCCF について、クラッタ抑圧性能を比較する。クラッタは、電力スペクトル P_c が次式に示すガウス関数で表現できるものを用いた。

$$P_c = \frac{0.5}{\sqrt{2\pi}\sigma_{c1}} \exp\left[-\frac{(f-f_{c1})^2}{2\sigma_{c1}^2}\right] + \frac{0.5}{\sqrt{2\pi}\sigma_{c2}} \exp\left[-\frac{(f-f_{c2})^2}{2\sigma_{c2}^2}\right] \quad (4-12)$$

ここに、 f_{c1}, f_{c2} , はそれぞれクラッタ#1, クラッタ#2 の電力スペクトル中心周波数、 σ_{c1}, σ_{c2} , はそれぞれクラッタ#1, クラッタ#2 の電力スペクトルの標準偏差である。次式に、クラッタ抑圧性能の評価指標として用いた目標信号対クラッタ電力比 (S/C 比) の改善度を表す IMF の定義式を示す。

$$IMF = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{e}_l^T \mathbf{e}_l^*}{\sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{e}_l^T \mathbf{R}_{cl} \mathbf{e}_l^*} \quad (4-13)$$

式(4-13)において、 L はスタガ数、 \mathbf{e}_l は縦続接続したフィルタ全体の係数を要素に持つベクトル、 \mathbf{R}_{cl} はクラッタの自己相関行列を示す。定義式の導出においては、目標信号は単一複素正弦波として、そのドップラー周波数は周波数軸上に一様分布すると仮定し、入力クラッタは式(4-12)に示すように電力スペクトルがガウス形で表現できる、統計的に独立な電力が等しい2つのクラッタの和とした。表 4.3 に、クラッタ抑圧性能計算時の諸元を示す。

図 4.10 に、表 4.3 の諸元にて計算したクラッタ抑圧性能 IMF を示す。各図はクラッタ#1 の帯域幅を固定し、クラッタ#2 の帯域幅を変化させたものである。図中、横軸はクラッタ#2 の帯域幅であり、縦軸はインプルーブメントファクタ IMF の dB 値である。図中の「○」は、CCF のクラッタ抑圧性能、「●」は、DCCF のクラッタ抑圧性能、「□」は、ODCCF のクラッタ抑圧性能である。

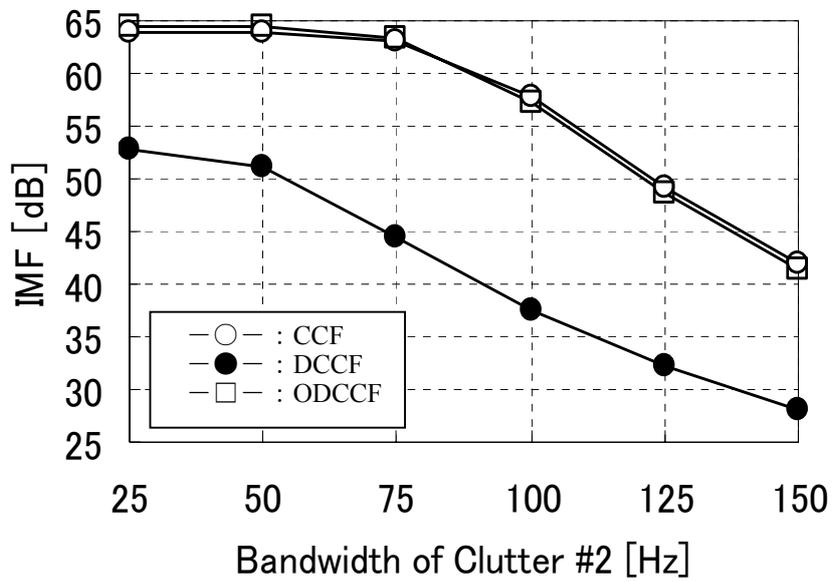
図 4.10 より、DCCF はクラッタ抑圧性能が 8~20dB 程劣化することがわかる。ODCCF は、フィルタ#2 を分割しない CCF と比較して最大でも 0.2dB 程度の差であり、ほぼ同じクラッタ抑圧性能を示している。以上より、演算量を低減するために提案し

た ODCCF において，適切な零点周波数オフセット δf を導入することによりクラッタ抑圧性能を確保できることがわかる．

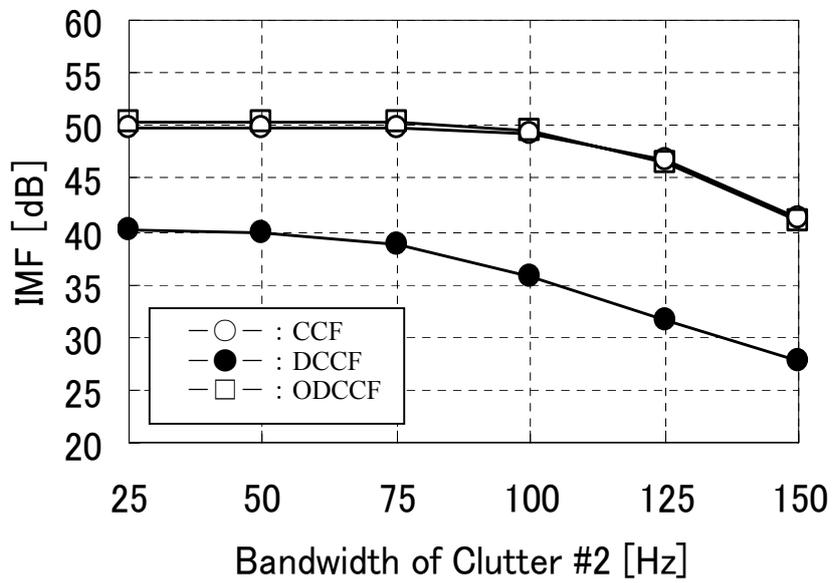
表 4.3 クラッタ抑圧性能計算諸元

項目	設定値
スタガトリガ数	3
パルス間隔(PRI)	400,300,500 μ s
クラッタ#1 帯域幅 ^{*1}	25,50,75 Hz
クラッタ#1 中心周波数	0Hz
クラッタ#2 帯域幅 ^{*1}	25,50,75,100,125,150 Hz
クラッタ#2 中心周波数	-600Hz
フィルタ#1 の次数	2
フィルタ#1 零点周波数	0Hz
フィルタ#2 の次数	5
フィルタ#2 零点周波数	-600Hz
フィルタ#2-1 の次数	3
フィルタ#2-1 零点周波数	-600Hz
フィルタ#2-2 の次数	2
フィルタ#2-2 零点周波数	-585Hz ($\delta f=15$ Hz)

*1：ガウス形状電力スペクトルの σ

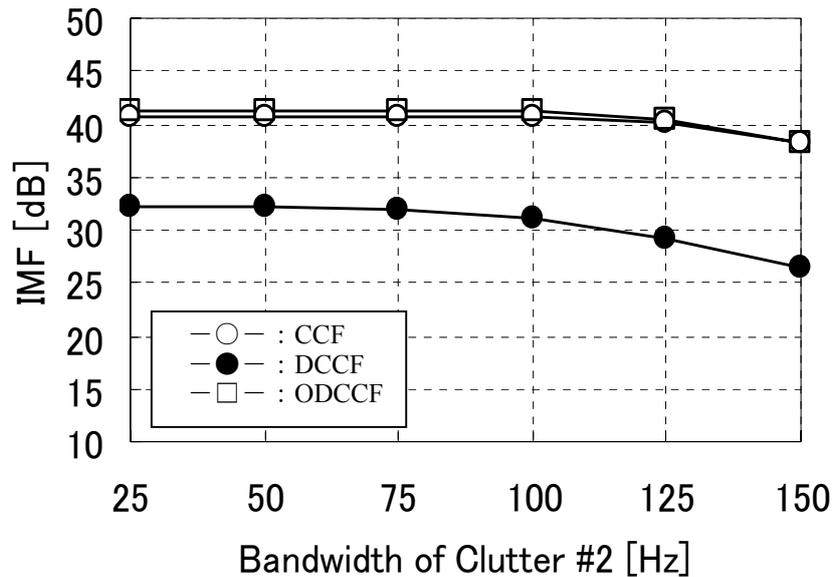


(a)クラッタ#1 の帯域幅=25Hz



(b)クラッタ#1 の帯域幅=50Hz

図 4.10 クラッタ抑圧性能比較結果



(c)クラッタ#1 の帯域幅=75Hz

図 4.10 クラッタ抑圧性能比較結果

4. 5 結言

本章では、スタガトリガ方式を用いたレーダにおいて、同時に受信された静止クラッタと移動クラッタのようなドップラー中心周波数が異なる2つのクラッタを抑圧する AMTI 用のフィルタとして、2つの時変 FIR フィルタを縦続接続した構成のクラッタ抑圧フィルタ係数計算に必要な演算量を低減させるために、高次の時変フィルタを複数の低次時変フィルタの縦続接続構造にする方式について考察した。まず、分割した時変フィルタの零点を同一の周波数に設定するのではなく、一方のフィルタの零点周波数にオフセットを与える手法を提案した。ついで、分割した複数の時変フィルタでは、同一周波数に多重零点を持つことができず、それらの縦続接続フィルタが所望の振幅 2 乗特性とならないことを明らかにし、零点周波数オフセットの有効性を示した。最後に本手法により、フィルタ分割前と同等なクラッタ抑圧性能が得られることを計算機シミュレーションにより確認した。

付録 4-A : 式 (4-7) の導出

2つの時変フィルタを縦続接続した場合で、後段の時変フィルタのフィルタ係数が全て多重零点を形成するように計算されることにする。\$M_2\$ を時変フィルタ#2 の次数とすると、時変フィルタ#1, #2 が縦続接続されたフィルタの係数\$\{e_{lm}\}\$は、時変フィルタ#1 の係数\$\{h_{lm}\}\$, 時変フィルタ#2 の係数\$\{g_{lm}\}\$より以下のように与えられる。

$$\begin{aligned}
 & [e_{l_0} \ e_{l_1} \ \cdots \ e_{l, M_1+M_2}] \\
 & = [g_{l_0} \ 0 \ \cdots \ 0] * [h_{l_0} \ h_{l_1} \ \cdots \ h_{l, M_1}] \\
 & + [0 \ g_{l_1} \ \cdots \ 0] * [h_{l-1,0} \ h_{l-1,1} \ \cdots \ h_{l-1, M_1}] \\
 & + \cdots \\
 & + [0 \ 0 \ \cdots \ g_{l, M_2}] * [h_{l-M_2,0} \ h_{l-M_2,1} \ \cdots \ h_{l-M_2, M_1}]
 \end{aligned} \tag{A-1}$$

式(A-1)において、*は[]で囲まれた2つの数列の畳み込み演算、+は畳み込み演算後の数列をベクトルとみなしたときのベクトル加算を表す。

\$e_{lm}\$ を係数とする時変フィルタの電力スペクトルは次式で計算される。

$$E(f) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |E_l(f)|^2 \tag{A-2}$$

ここに、

$$E_l(f) = e_{l_0} + \sum_{m=1}^{M_1+M_2} e_{lm} \exp \left[-j2\pi f \sum_{i=1}^m \tau_{L-i+l+1} \right] \tag{A-3}$$

である。式(A-3)が \$f=f_{01}\$, \$f=f_{02}\$ (クラッタ#2 の中心周波数) においてそれぞれ 0 になるようにフィルタ#2 の係数 \$g_{lm}\$ を求める。このとき、明らかに \$g_{lm}\$ はフィルタ#1 の係数 \$h_{lm}\$ に依存する。ここで、フィルタ#1 と#2 の係数の自由度を全て零点形成に用いると、縦続接続したフィルタの \$f=f_{01}\$ の零点多重度はフィルタ#1 の次数 \$M_1\$ に等しくなり、\$f=f_{02}\$ の零点多重度はフィルタ#2 の次数 \$M_2\$ に等しくなる。

式(A-4)に示す時間間隔 \$\delta T\$ を定義し、それを遅延量とする遅延演算子を \$z^{-1}\$ とする。このとき、縦続接続された時変フィルタ全体の伝達関数 \$E_l(z)\$, (\$l=1,2,\dots,L\$)は、式(A-5)のように表すことができる[37].

$$\delta T = L \frac{PRI_{av}}{\sum_{l=1}^L R_l} \quad (\text{A-4})$$

$$E_l(z) = g_{l0} \sum_{i=0}^{M_1} h_{li} z^{-m_{li}} + g_{l1} \sum_{i=0}^{M_1} h_{l-1,i} z^{-m_{l,i+1}} + g_{l2} \sum_{i=0}^{M_1} h_{l-2,i} z^{-m_{l,i+2}} \\ + \dots + g_{l,M_2} \sum_{i=0}^{M_1} h_{l-M_2,i} z^{-m_{l,i+M_2}} \quad (\text{A-5})$$

ただし、式(A-5)の導出には、式(A-6)に示す関係を用いた。

$$m_{li} = \sum_{j=0}^{i-1} R_{l-j} \quad (\text{A-6})$$

ここに、 $R_l (l=1,2,\dots,L)$ はスタガ比である。また、 $m_{l0}=0$ である。

式(A-5)に示した伝達関数 $E_l(z)$ と、 z に関する導関数 $\{E_l'(z), E_l''(z), \dots\}$ に対して、 $z_2 = \exp[j2\pi f_0 \delta T]$ として $\{E_l'(z_2) = 0, E_l''(z_2) = 0, \dots, E_l^{(K_2-1)}(z_2) = 0\}$ が成り立つようにすると、 $f=f_0$ に M_2 重零点を持たせることができる。 $E_l(z)$ の導関数は、以下のように与えられる。

$$E_l'(z) = -g_{l0} \sum_{i=1}^{M_1} m_{li} h_{li} z^{-(m_{li}+1)} - g_{l1} \sum_{i=0}^{M_1} m_{l,i+1} h_{l-1,i} z^{-(m_{l,i+1}+1)} \\ - g_{l2} \sum_{i=0}^{M_1} m_{l,i+2} h_{l-2,i} z^{-(m_{l,i+2}+1)} - \dots - g_{l,M_2} \sum_{i=0}^{M_1} m_{l,i+M_2} h_{l-M_2,i} z^{-(m_{l,i+M_2}+1)} \quad (\text{A-7})$$

⋮

$$E_l^{(M_2-1)}(z) = (-1)^{(M_2-1)} g_{l0} \sum_{i=1}^{M_1} \{m_{li} (m_{li} + 1) \dots (m_{li} + M_2 - 2)\} h_{li} z^{-(m_{li} + M_2 - 1)} \\ + (-1)^{(M_2-1)} g_{l1} \sum_{i=0}^{M_1} \{m_{l,i+1} (m_{l,i+1} + 1) \dots (m_{l,i+1} + M_2 - 2)\} h_{l-1,i} z^{-(m_{l,i+1} + M_2 - 1)} \\ + \dots \\ + (-1)^{(M_2-1)} g_{l,M_2} \sum_{i=0}^{M_1} \{m_{l,i+M_2} (m_{l,i+M_2} + 1) \dots (m_{l,i+M_2} + M_2 - 2)\} h_{l-M_2,i} z^{-(m_{l,i+M_2} + M_2 - 1)} \quad (\text{A-8})$$

ここで $g_{l0}=1$ とおくことで、フィルタ係数の自由度と等しい M_2 個の方程式を解く。また、縦続接続フィルタ出力の受信機雑音電力が入力のそれと同じであるようにするために、次の定数 c_l を $\{g_{lm}\}$ に乗じてやればよい。

$$c_l = 1 / \sqrt{\sum_{i=0}^{M_1+M_2} |e_{li}|^2} \quad (\text{A-9})$$

以上より、式(A-7)~(A-8)の右辺=0 とおいて、式(4-6)のようにフィルタ#2 の係数ベクトルを定義すると式(4-7)~(4-9)が得られる。

付録 4-B : 時変フィルタで零点が多重化されない理由

1 次の時変 FIR フィルタを 2 つ縦続接続した場合を考える. 前段を時変フィルタ#1, 後段を時変フィルタ#2 とし, フィルタ係数をそれぞれ $\{h_{lm}:l=0,1, m=0,1\}$, $\{g_{lm}:l=0,1, m=0,1\}$ とする. ここで簡単のため, スタガトリガ数を 2 とする.

全体で合計 2 次のフィルタで 2 スタガであるので, フィルタ全体の伝達関数 $E_l(z)$ は, $E_0(z)$, $E_1(z)$ について考えればよい. 縦続接続した 2 つの時変フィルタと等価なトランスバーサル型の時変フィルタの係数を e_{lm} とすると, 式(A-3)より $E_l(z)$ は以下のようになる.

$$E_l(z) = g_{l0} \sum_{i=0}^1 h_{li} z^{-m_i} + g_{l1} \sum_{i=0}^1 h_{l-1,i} z^{-m_{l,i+1}} \quad l=0,1 \quad (\text{B-1})$$

時変フィルタ#1 と時変フィルタ#2 の縦続接続構造で, 周波数 $f=f_1$ に零点を形成するように各フィルタ係数を求める. まず, 1 段目の時変フィルタ係数 h_{lm} は, 事前に求めた周波数 0 に零点を持つ係数 h'_{lk} を利用して, 周波数 f_1 に零点を形成するため以下の演算を行う.

$$h_{l0} = h'_{l0} \quad (\text{B-2})$$

$$h_{01} = h'_{01} e^{j2\pi f_1 \tau_2} \quad (\text{B-3})$$

$$h_{11} = h'_{11} e^{j2\pi f_1 \tau_1} \quad (\text{B-4})$$

次に, 時変フィルタ#2 の係数は, 時変フィルタ#1 の係数が上記のように与えられるときに, フィルタ総合振幅 2 乗特性が $f=f_1$ に零点を形成するようにして求める. $E_1(z)$ において, $z=z_1=\exp[j2\pi f_1 \delta T]$ の時に零点を持たせるようにする. すなわち, $E_1(z_1)=0$ とすればよい. 式(B-1)に $z=z_1$ を代入して次式を得る.

$$E_1(z_1) = g_{10} (h_{10} z_1^{-m_{10}} + h_{11} z_1^{-m_{11}}) + g_{11} (h_{00} z_1^{-m_{11}} + h_{01} z_1^{-m_{12}}) = 0 \quad (\text{B-5})$$

これより, 時変フィルタ#2 の係数 g_{11} は以下のようなになる. ただし, $g_{l0}=1$ とする.

$$g_{11} = -\frac{h_{10} z_1^{-m_{10}} + h_{11} z_1^{-m_{11}}}{h_{00} z_1^{-m_{11}} + h_{01} z_1^{-m_{12}}} = -\frac{h'_{10} + h'_{11} e^{j2\pi f_1 \tau_1} z_1^{-R_1}}{h'_{00} z_1^{-R_1} + h'_{01} e^{j2\pi f_1 \tau_2} z_1^{-(R_1+R_2)}}$$

$$= -\frac{h'_{10} + h'_{11}e^{j2\pi f_1\tau_1}e^{-j2\pi f_1\tau_1}}{h'_{00}e^{-j2\pi f_1\tau_1} + h'_{01}e^{j2\pi f_1\tau_2}e^{-j2\pi f_1(\tau_1+\tau_2)}} = -\frac{h'_{10} + h'_{11}}{h'_{00} + h'_{01}}e^{j2\pi f_1\tau_1} \quad (\text{B-6})$$

ここに、 R_l ($l=1,2,\dots,L$)はスタガ比である。式(B-6)の g_{11} を用いると $E_1(z)$ は以下のようになる。

$$E_1(z) = h'_{10} + h'_{11}e^{j2\pi f_1\tau_1}z^{-R_1} - \frac{h'_{10} + h'_{11}}{h'_{00} + h'_{01}}e^{j2\pi f_1\tau_1} \left(h'_{00}z^{-R_1} + h'_{01}e^{j2\pi f_1\tau_2}z^{-(R_1+R_2)} \right) \quad (\text{B-7})$$

g_{11} の導出過程より、上記 $E_1(z)$ が $f=f_1$ に零点を持つのは明らかである。さらに、時変フィルタ#1 と時変フィルタ#2 でそれぞれ $f=f_1$ に零点を設定し、これが 2 重零点を形成しているのであれば、 $E_1(z)$ の 1 階導関数 $E'_1(z)$ に対して、 $E'_1(z_1)=0$ が成り立つはずである。

まず、 $E_1(z)$ を z について微分すると以下のようなになる。

$$E'_1(z) = -R_1 h'_{11} e^{j2\pi f_1\tau_1} z^{-(R_1+1)} - \frac{h'_{10} + h'_{11}}{h'_{00} + h'_{01}} e^{j2\pi f_1\tau_1} \left\{ -R_1 h'_{00} z^{-(R_1+1)} - (R_1 + R_2) h'_{01} e^{j2\pi f_1\tau_2} z^{-(R_1+R_2+1)} \right\} \quad (\text{B-8})$$

上式に、 $z=z_1=\exp[j2\pi f_1\delta T]$ を代入して次式を得る。

$$\begin{aligned} E'_1(z_1) &= z_1^{-(R_1+1)} \left[-R_1 h'_{11} e^{j2\pi f_1\tau_1} - \frac{h'_{10} + h'_{11}}{h'_{00} + h'_{01}} e^{j2\pi f_1\tau_1} \left\{ -R_1 h'_{00} - (R_1 + R_2) h'_{01} e^{j2\pi f_1\tau_2} z_1^{-R_2} \right\} \right] \\ &= e^{-j2\pi f_1(\tau_1+\delta T)} \left[-R_1 h'_{11} e^{j2\pi f_1\tau_1} - \frac{h'_{10} + h'_{11}}{h'_{00} + h'_{01}} e^{j2\pi f_1\tau_1} \left\{ -R_1 h'_{00} - (R_1 + R_2) h'_{01} e^{j2\pi f_1\tau_2} e^{-j2\pi f_1\tau_2} \right\} \right] \\ &= e^{-j2\pi f_1\delta T} \left[-R_1 h'_{11} - \frac{h'_{10} + h'_{11}}{h'_{00} + h'_{01}} \left\{ -R_1 h'_{00} - (R_1 + R_2) h'_{01} \right\} \right] \quad (\text{B-9}) \end{aligned}$$

式(B-9)は、 $E'_1(z_1)$ は常に 0 にならないことを示している。例えば、 $R_1=3$ 、 $R_2=5$ 、 $h'_{00}=0.707107$ 、 $h'_{10}=0.707107$ 、 $h'_{01}=-0.707107$ 、 $h'_{11}=-0.707107$ のとき、 $E'_1(z_1)\neq 0$ は明らかである。これより伝達関数 $E_1(z)$ は、 $f=f_1$ には 2 重零点を持たないことがわかる。

第5章 スタガトリガ用 AMTI におけるフィルタ次数 選定方法

5. 1 緒言

低い PRF (Pulse Repetition Frequency) で運用される捜索用のパルスレーダでは、MTI (Moving Target Indicators) ブラインド現象による目標信号の減衰を防ぐため、パルス送信間隔を切り替えるスタガトリガ方式が使用されることが多い[2]. そこで4章では、スタガトリガ方式を用いたレーダにおけるクラッタ抑圧フィルタ[37],[53]として、複数の低次の時変フィルタを縦続接続して演算量を低減させた、スタガトリガ方式用 AMTI (Adaptive MTI) フィルタを提案した[56].

4章で示したスタガトリガ用 AMTI フィルタは、トランスバーサル型の時変係数 FIR フィルタで構成されており、フィルタの零点をクラッタの中心周波数に集中させるように係数計算を行うため、フィルタの阻止域幅はフィルタ次数に応じて変化する. しかしながら、このようなフィルタでは、以下に述べるような課題がある. クラッタ抑圧処理実行中にフィルタ次数を変更することが困難であり、フィルタの次数はあらかじめ固定値に決めておく必要がある. フィルタ次数が固定であることから、受信したクラッタの帯域幅が事前に想定した値よりも大きい場合には、クラッタの消え残りが発生する可能性がある. したがって、一般にはフィルタ次数を大きめに設定することが多いので、フィルタの阻止域幅はクラッタの帯域幅よりも広くなり、クラッタを十分に抑圧することができる. しかし、フィルタ振幅特性の阻止域幅がクラッタ帯域幅に比べて広くなることにより、クラッタと接近したドップラー周波数を有する目標信号をも抑圧してしまう可能性が高くなる. また、必要以上のフィルタ次数で係数計算、及び抑圧処理を実施することが多くなり、余計な処理時間を費やすことになる. 更に捜索系のレーダでは、ビーム走査が高速に行われるため、一般に信号処理に使用することができるパルスヒット数が十分ではない. 各種信号処理の前段で実施されるクラッタ抑圧処理において適切なフィルタ次数で処理が行われるということは、クラッタ抑圧処理において無駄なパルスヒットを消費しないので、後段のその他の信号処理でリソースを最大限に活用できることになる. このような状況から、上記のようなクラッタ抑圧フィルタで実環境に対応するためには、クラッタ受信状況に応じて自動的に

フィルタ次数を選定する機能を持つことが必要である。

ところが、スタガトリガ方式のレーダでクラッタ抑圧フィルタの次数を自動的に変化させながら複峰性クラッタを抑圧する技術に関する発表はほとんど見られない。最近の文献[57]～[59]に記載されている方式も、PRFの調整によるクラッタ抑圧性能の改善が目的であり、フィルタ次数の調整については検討されていない。

本章では、受信クラッタが静止クラッタ+移動クラッタの最大2種であると想定して、4章で提案した構成のクラッタ抑圧フィルタ[56]を拡張する。1次の時変係数フィルタを複数縦続接続した構成にして、各1次フィルタの入出力信号電力比を比較することでAMTIフィルタ全体の次数を決定する方法を提案する[60]。

5. 2 従来のスタガトリガ方式用 AMTI フィルタの課題

スタガトリガ方式を用いたレーダでは、パルス間隔が周期的に変化する。ノッチフィルタをベースにクラッタを抑圧するフィルタで十分なクラッタ抑圧性能を得るためには、サンプル間隔に応じて係数を調整することが望ましい。十分なクラッタ抑圧性能を得るためには時変係数フィルタが必要である[2],[37],[53]。文献[37]では、2つのFIRフィルタを縦続接続して2つのクラッタを抑圧するケースについて記述されているが、ここでは例として、クラッタスペクトルが単峰性である場合について述べる。クラッタ抑圧フィルタは、図5.1に示すようなトランスバーサル型の時変係数FIRフィルタである。

図中、 h_{lm} ($l=0,1,\dots,L-1$; $m=0,1,\dots,M$) はフィルタ係数、 L はスタガ数、 M はフィルタ次数、 Δ_{lm} は l 番目のパルス間隔に相当する遅延を表す。

図5.1において、フィルタ係数 h_{lm} は次式により計算される。次式中の f_0 は、推定されたクラッタの中心周波数である。

$$h_{l0} = h'_{l0}, h_{lm} = h'_{lm} \exp \left[j2\pi f_0 \sum_{i=1}^m \tau_{L-i+l+1} \right], m=1,2,\dots,M \quad (5-1)$$

ここで、 h'_{lm} は周波数0にノッチを有する適当なFIR形時変ノッチフィルタのインパルス応答であり、文献[55]の方法等で設計することができる。

式(5-1)からわかるように、図5.1に示されるクラッタ抑圧フィルタでは、フィルタの次数 M をあらかじめ決めておいて係数 h'_{lk} を事前に計算しておく必要がある。した

がって、クラッタ抑圧処理中にクラッタ抑圧フィルタの阻止域幅を変化させることはできないため、クラッタの帯域幅が変化するような環境においては、クラッタ抑圧性能が劣化することが考えられる。

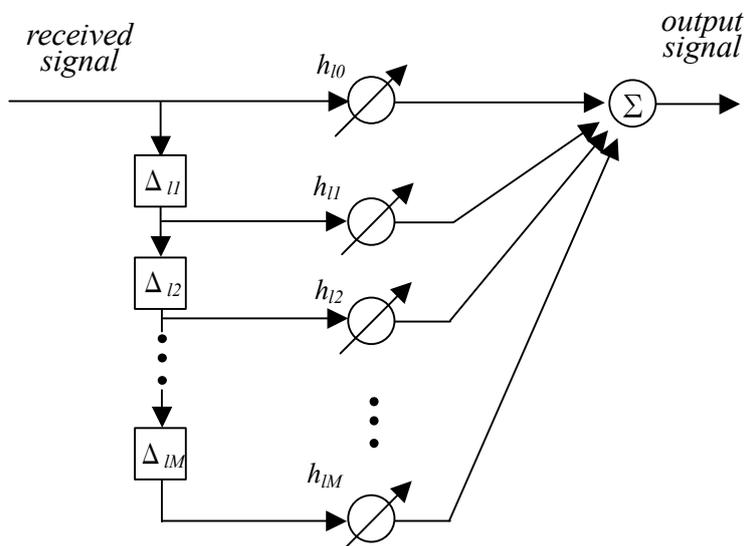


図 5.1 トランスバーサル型時変係数 FIR フィルタ

5. 3 1次フィルタ縦続接続形スタガトリガ方式用 AMTI での次数選定方法

5. 3. 1 クラッタ抑圧方式基本構成

本節では、クラッタ抑圧処理を実行しながらフィルタの次数を適宜変化させることを目的として、1次の時変係数 FIR フィルタを多数縦続接続したクラッタ抑圧フィルタを用いた構成の AMTI を提案する。

図 5.2 に、本章で提案する複数の 1 次フィルタを縦続接続したクラッタ抑圧フィルタを用いたスタガトリガ用 AMTI の全体処理ブロック図を示す。また、図 5.2 中の二重枠線で示したクラッタ抑圧フィルタの内部構成を図 5.3 に示す。クラッタ抑圧フィルタの出力信号として、時変 1 次フィルタの出力信号を状況に応じて選択することでクラッタ抑圧フィルタ全体の次数を変化させることと等価な処理を実施することができる。処理対象のクラッタが単峰性か複峰性かによって、フィルタ零点周波数 $f_1 \sim f_M$ の設定の仕方を変える。その方法については次節以降で記述する。

受信信号中のクラッタ数は、文献[37]に示されているように、出力信号電力を比較

する方法や、クラッタ中心周波数推定処理にて計算された AR モデルの極の絶対値を比較する方法等により推定されるものとする。

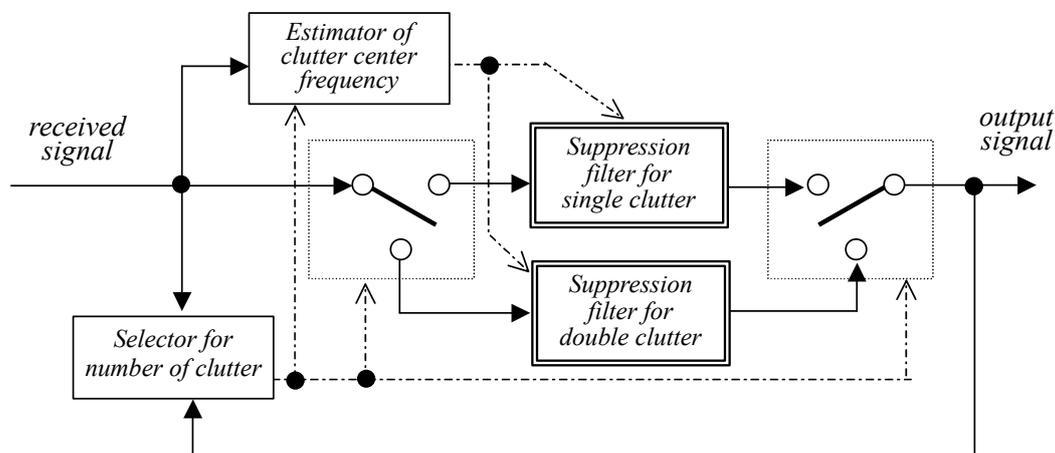


図 5.2 スタガトリガ用 AMTI の基本構成

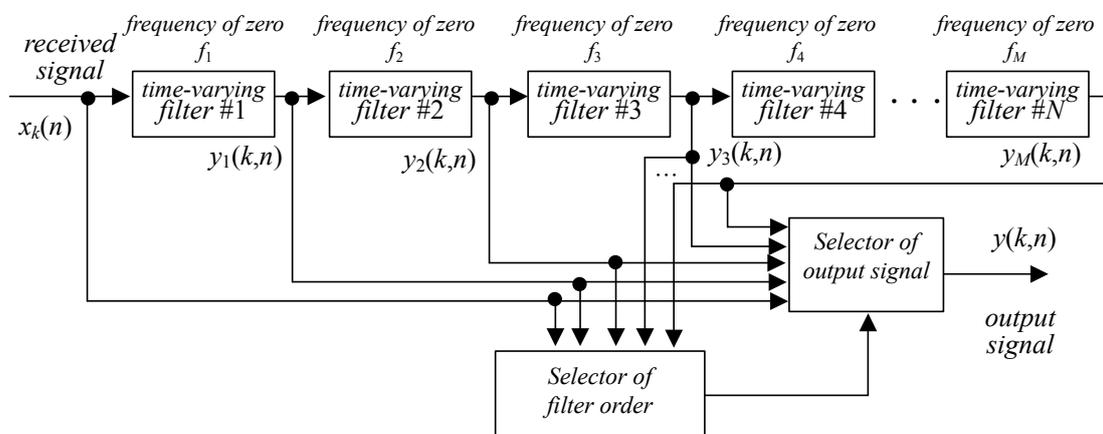


図 5.3 1次フィルタ縦続接続形クラッタ抑圧フィルタの基本構成

クラッタの中心周波数は、文献[37],[47],[53]に示されるように、受信信号から最大エントロピー法に基づいて算出された AR モデルの係数から推定する。このとき、レンジビン番号 k のクラッタ中心周波数の推定値 $f_{0j}(k)$ のばらつきを抑えるため、次式に示すように受信信号を数十レンジビン単位のブロック（平均化処理レンジビン）に分けて、レンジビンごとに算出されたクラッタ中心周波数をレンジビンブロック内で平

均している.

$$f_{c_j}(b) = \frac{1}{2\pi} \arg \left[\frac{1}{B} \sum_{i=1}^B \exp[j2\pi f_{0_j}((b-1)B+i)] \right] \quad (5-2)$$

ただし, j はクラッタ識別番号, B は 1 ブロック内のレンジビン数, b はブロック番号である.

以上の処理によって判定されたクラッタ数に基づいて, 図 5.2 におけるスイッチが適宜切り替わり, 推定されたクラッタ中心周波数 $f_{c_j}(b)$ を用いて単峰性クラッタ抑圧処理, 又は複峰性クラッタ抑圧処理が実施される.

5. 3. 2 時変フィルタ係数計算方法

4 章で述べたように, 時変フィルタを縦続接続した場合, 後段のフィルタ係数は前段のフィルタ係数を考慮して計算する必要がある. 4 章では, 縦続接続するフィルタ次数が M_1 と M_2 の場合について一般的にその係数計算方法を示した. 本章では縦続接続するフィルタ次数はそれぞれ 1 次であるので, 複雑な行列演算は不要となり, 以下のようなスカラー演算で係数を求めることができる.

まず, 図 5.4 に 2 つの時変 1 次 FIR フィルタを縦続接続した構成を示す. 前段のフィルタ係数は次式で与えられる.

$$h_{l_0} = h'_{l_0}, h_{l_1} = h'_{l_1} \exp[j2\pi f_0 \tau_{L+l}] \quad (5-3)$$

後段のフィルタ係数は, 次式から求めることができる[55],[60].

$$g_{l,0} = 1 \quad (5-4)$$

$$g_{l,1} = \frac{h_{l,1} z_0^{-R_l} - h_{l,0}}{h_{l-1,0} z_0^{-R_l} + h_{l-1,1} z_0^{-R_l - R_{l-1}}} \quad (5-5)$$

ここで, $z_0 = \exp[j2\pi f_0 \delta T]$ である. また, 縦続接続フィルタ出力の白色雑音電力が入力と同じであるようにするために, 係数 $g_{l,m}$ を正規化しておくことが望ましい.

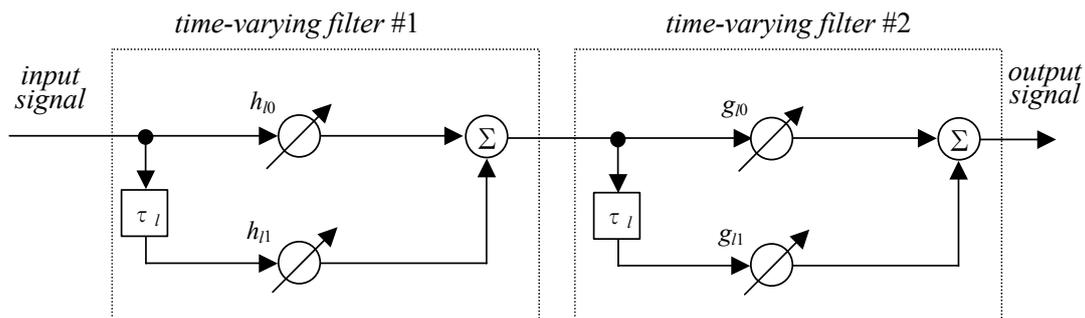


図 5.4 2つの時変1次FIRフィルタを縦続接続した構成

4章で示したように、縦続接続した複数の時変フィルタで任意のクラッタ中心周波数 f_0 に各フィルタの零点を単純に集中させても、所望の深いノッチが形成されない。時変フィルタの場合、 f_0 に設定した零点周波数の多重度が保存できず、所望の振幅特性が得られないのである。そこで、形成されるノッチの所望の阻止域幅、及び深さを確保するため、設定する零点周波数に微小なオフセット周波数 δf_n を設ける。

以下に、1つの単峰性クラッタを抑圧することを目的として、縦続接続する時変1次フィルタが3つ以上の場合のフィルタ係数計算手順を示す。

- 【Step1】 式(5-3)に示した計算方法により、 $f=f_0$ に時変フィルタ#1の零点が形成されるようにフィルタ係数を求める。
- 【Step2】 時変フィルタ#2では $f=f_0+\delta f_1$ に零点が形成されるように、式(5-4),(5-5)により時変フィルタ#2のフィルタ係数を求める。
- 【Step3】 以上で求めた時変フィルタ#1と時変フィルタ#2を縦続接続して構成されるフィルタと等価なトランスバーサル型時変フィルタの係数を求め、新たにこれを時変フィルタ#2-1とする。
- 【Step4】 時変フィルタ#2-1と時変フィルタ#3の縦続接続フィルタが、 $f=f_0+\delta f_2$ に零点を持つように、式(5-4),(5-5)により時変フィルタ#3の係数を求める。
- 【Step5】 以上の(Step1)～(Step4)の処理を全てのフィルタ係数が計算されるまで繰り返す。

5. 3. 3 単峰性クラッタ抑圧処理アルゴリズム

図 5.5 に、本章で提案する複数の 1 次フィルタを縦続接続した単峰性クラッタ抑圧フィルタの基本構成を示す。ここでは一例として、4 つの 1 次フィルタを縦続接続した場合について示している。スタガトリガ方式のレーダでは、各フィルタは時変係数フィルタになるので、前段のフィルタ係数を考慮しながら設計する必要がある。図 5.5 において、フィルタ #1～フィルタ #4 は全て時変 1 次フィルタである。そのため、前述のように単峰性クラッタの中心周波数を表す f_c に対して、フィルタ #2～フィルタ #4 では零点を設定する周波数を f_c ではなく、わずかにオフセットさせる必要がある [60] (図 5.5 では、オフセット周波数をフィルタ #2～フィルタ #4 に対して、それぞれ δf_1 , δf_2 , δf_3 としている)。

ここで、次式に示すように、レンジビンブロック番号 b に対する電力比 $R_j(b)$ を定義する。

$$R_j(b) = \frac{\sum_{i=1}^B \sum_{n=1}^N |y_{j-1}((b-1)B+i, n)|^2}{\sum_{i=1}^B \sum_{n=1}^N |y_j((b-1)B+i, n)|^2} \quad (5-6)$$

$$y_0(k, n) = x_k(n) \quad (5-7)$$

ただし、 k はレンジビン番号、 n はヒット番号、 N はヒット総数、 j はフィルタ番号、 $x_k(n)$ は受信信号、 $y_j(k, n)$ はフィルタ # j の出力信号である。

各フィルタの入力信号中のクラッタ電力が大きく、フィルタのヌルがクラッタの中心周波数近辺に形成されていれば、フィルタ処理後の出力信号電力は入力信号電力よりも小さくなる。クラッタがある程度抑圧されてしまえば、新たにフィルタ処理を実施しても出力信号電力が大きく変化することはないので、式(5-6)に示す $R_j(b)$ を利用してこの電力変化の具合を検出し、レンジビンブロックごとにフィルタの次数を選定する。

フィルタ次数の選定は、図 5.5 でいえば、出力信号選択スイッチにおいてどのフィルタの出力信号をクラッタ抑圧フィルタ全体の出力信号として選択するか、という問題と等価である。例えば、フィルタ #3 の出力信号を選択すれば、クラッタ抑圧フィルタとしては 3 次のフィルタということになる。

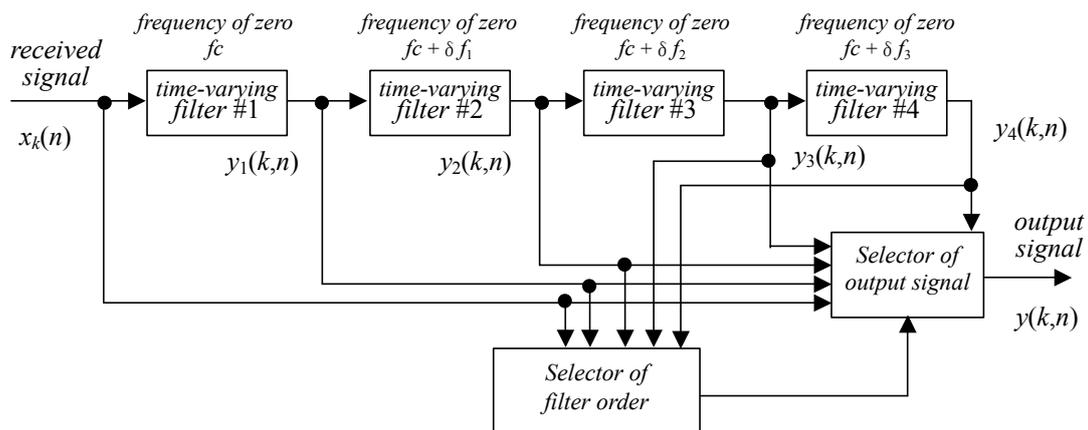


図 5.5 4つの1次フィルタを縦続接続した単峰性クラッタ抑圧フィルタ基本構成

具体的なフィルタの次数選定は、式(5-6)に示す各1次フィルタの入出力信号電力比 $R_j(b)$ を計算して、しきい値 THLD1 と次式のように比較することで実施する。

$$R_j(b) \leq THLD1 \quad \text{のとき} \quad y(k,n) = y_{j-1}(k,n) \quad (k=(b-1)B+1, \dots, bB) \quad (5-8)$$

このしきい値 THLD1 を下回る程度の電力変化しか示さないフィルタの中から、フィルタ番号が一番小さいフィルタへの入力信号をクラッタ抑圧フィルタの出力信号として選択すれば、受信信号中のクラッタを抑圧するために必要最低限の次数を有するフィルタで処理できることになる。

5. 3. 4 複峰性クラッタ抑圧処理アルゴリズム

図 5.6 に、本章で提案する複数の時変1次フィルタを縦続接続した複峰性クラッタ抑圧フィルタの基本構成を示す。ここでは、 M 個の1次フィルタを縦続接続した場合について示している。単峰性の場合と同様、レンジビンブロックごとにフィルタ次数選定を行う。図 5.6 において、フィルタ #1～フィルタ # M は全て1次フィルタである。 M は偶数である。複峰性クラッタの場合、2つのクラッタの一方に対して集中的に抑圧処理を行うと、もう一方のクラッタ電力が変化しないため、抑圧しようとしているクラッタが消え残っても電力変化が小さくなり、抑圧に必要なフィルタ次数より小さな値が選ばれる可能性がある。一例として、図 5.7 にクラッタ #1 がフィルタ #1 とフィルタ #2 で続けて抑圧される状況を示す。図中の太い矢印は、次のフィルタで

抑圧されるクラッタを指している．この場合，フィルタ #1 の入出力電力比 R_1 は大きな値を示すが，フィルタ #2 の出力信号にはクラッタ #2 がほとんど残っているため，フィルタ #2 の入出力電力比 R_2 はしきい値を下回ってしまう．その結果，クラッタ #2 が抑圧されることなく処理が終了してしまう．

そこで，提案法では各フィルタの零点を2つのクラッタに対して交互に割り当てるようにしている．例えば，奇数番号のフィルタ（図 5.6 の単線で囲ったフィルタ）はクラッタ中心周波数 f_{c1} に対して零点を設定し，偶数番号のフィルタ（図 5.6 の二重線で囲ったフィルタ）はクラッタ中心周波数 f_{c2} に対して零点を設定する．このような零点周波数の交互設定により，図 5.8 に示すようにクラッタが全て抑圧されるまで各フィルタの入出力信号電力の変化が大きくなるので，適切な次数選定結果が期待できる．

各フィルタは時変係数フィルタとするため，2つのクラッタの中心周波数 f_{c1} , f_{c2} に対して，フィルタ #3～フィルタ # M では零点を設定する周波数を f_{c1} 又は f_{c2} ではなく，わずかにオフセットさせる必要がある[60]．図 5.6 では，奇数番号のフィルタはクラッタ中心周波数 f_{c1} に対して零点を設定し，偶数番号のフィルタはクラッタ中心周波数 f_{c2} に対して零点を設定することを基本としている．これを考慮しながら，適切なオフセット周波数 δf_1 , δf_2 , \dots , δf_n をフィルタ #3～フィルタ # M に対して設定すれば，十分な抑圧性能を有するクラッタ抑圧フィルタを実現することができる．

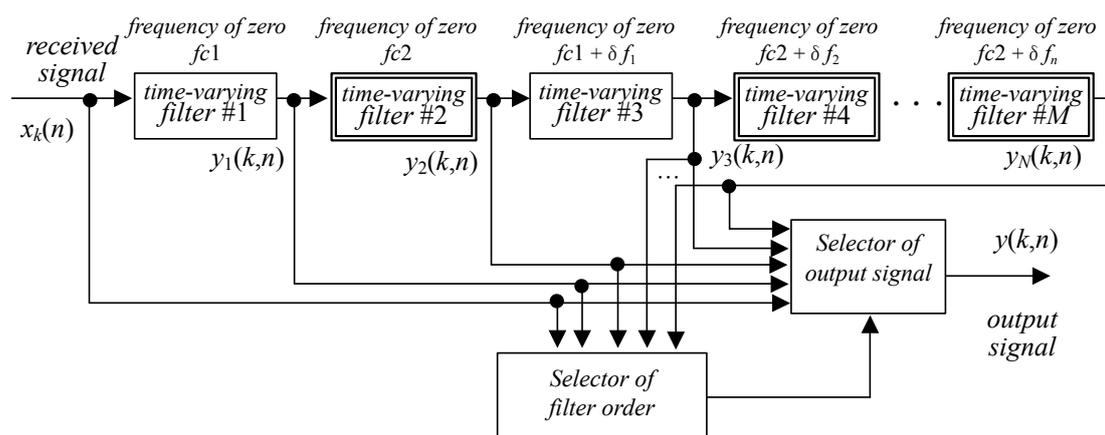


図 5.6 M 個の 1 次フィルタを縦続接続した複峰性クラッタ抑圧フィルタ基本構成

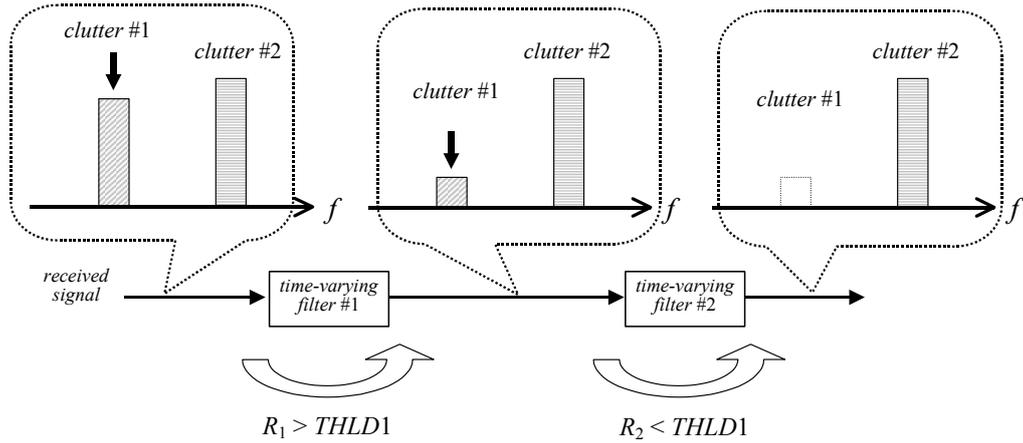


図 5.7 複峰性クラッタに対してフィルタ次数の誤選定が生じる状況

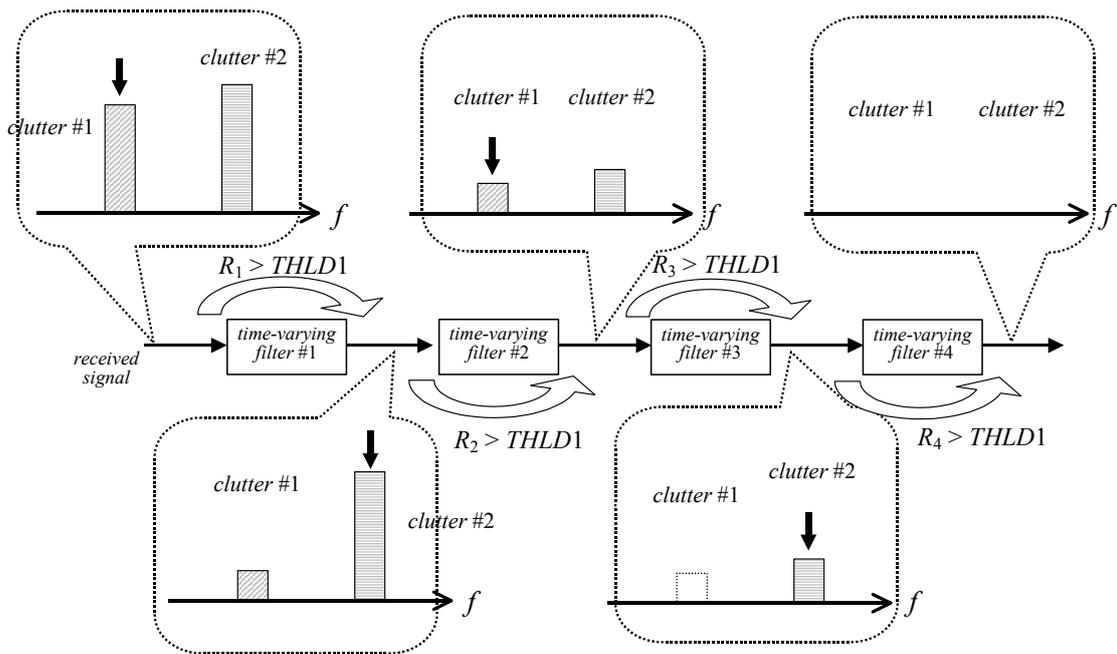


図 5.8 複峰性クラッタに対する零点周波数の交互設定

ただ、式(5-6)に示す電力比 $R_j(b)$ のみによる判定方法であると、2つのクラッタの電力差によるフィルタ次数の誤推定が発生する可能性がある。これを極力回避するため、新たなしきい値 THLD2 を加えて、以下のステップで次数選定を行う。この結果、後で述べるように、図 5.6 のような2つのクラッタ中心周波数を交互に割り当てる構成

が変わることもある。

【Step A】 ($j=1,2$)

2つのクラッタそれぞれに対して少なくとも1度は抑圧処理を行う必要がある
ので、フィルタ #1 とフィルタ #2 による処理を実施する。以下のフィルタ #3
～ #M に関するステップでは、Step D で一時的にフィルタ零点周波数を設定す
るクラッタが変わる場合がある。それ以外は Step A で処理した順番で、2つの
クラッタに対して交互にフィルタの零点周波数を設定して処理を継続する。

【Step B】 ($j=3$ 以降)

フィルタ #($j-1$) の出力信号平均電力 $yp_{j-1}(b)$ を計算する。

$yp_{j-1}(b) > THLD2$ のとき

処理を継続するため Step C へ移行する。

$yp_{j-1}(b) \leq THLD2$ のとき

フィルタ次数判定処理を終了する。出力信号 $y(k,n)$ として、 $y_{j-1}(k,n)$ を選択す
る。

【Step C】

フィルタ # j で抑圧処理後、入出力信号電力比 $R_j(b)$ を計算する。

$R_j(b) > THLD1$ のとき

フィルタ # j による処理は有効と判断して、次のフィルタ処理に移る。フィ
ルタ番号 j を更新 (+1) して Step B へ戻る。

$R_j(b) \leq THLD1$ のとき

フィルタ # j による処理が有効であるかどうかを判定するため、レンジビン
ブロック b に関するフィルタ # j の入力信号をバッファメモリ等に保存して、
Step D へ移行する。

【Step D】

フィルタ # j の出力信号平均電力 $yp_j(b)$ を計算する。

$yp_j(b) > THLD2$ のとき

フィルタ #($j-1$) と同じ零点周波数 (微小オフセットを加えたもの) をフィル
タ # j で再設定する。Step C においてバッファに保存しておいた入力信号を、
零点周波数を再設定したフィルタ # j で処理して、フィルタ # j の出力信号
とする。その後、フィルタ番号 j を更新 (+1) して Step C へ戻る。

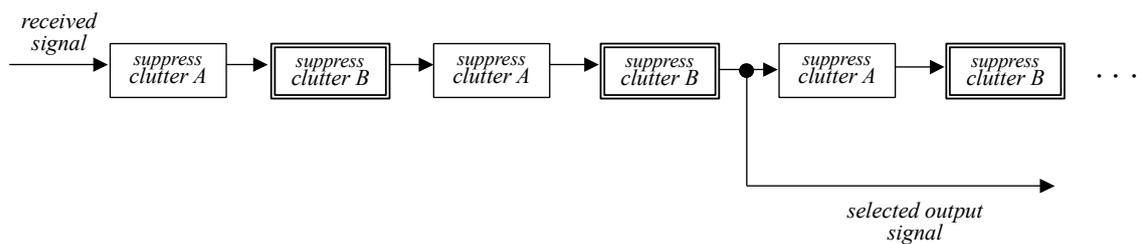
$yp_j(b) \leq THLD2$ のとき

フィルタ次数判定処理を終了する。出力信号 $y(k,n)$ として、 $y_j(k,n)$ を選択す
る。

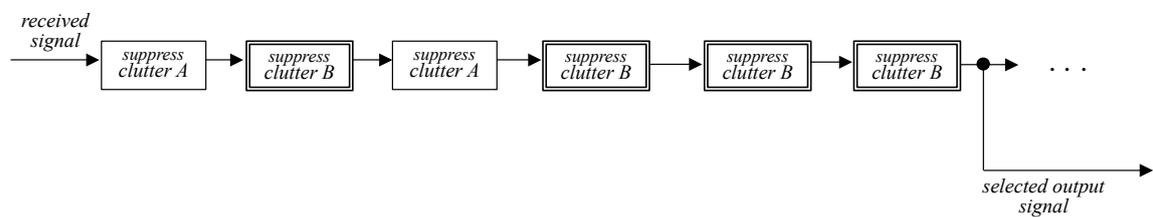
しきい値 THLD2 を導入することで、柔軟にフィルタの零点周波数を各クラッタに
割り振ることが可能になり、複峰性クラッタの一方が十分抑圧されてしまって、もう

一方のクラッタが残っているにもかかわらず次数判定処理が終了してしまう現象を軽減することができる。なおしきい値 THLD2 は、受信機雑音電力+ α 程度に設定することが望ましい。

図 5.9 に複峰性クラッタに対する処理イメージを示す。図 5.9(a)が 2 つのクラッタ A,B の電力がほぼ同程度の場合、図 5.9(b)が 2 つのクラッタ A,B の電力差が大きい場合 (A の電力<B の電力) である。図中のブロックは、時変 1 次フィルタによるクラッタ抑圧処理を表す。2 つのクラッタ電力差が等しい場合は、フィルタ次数がそれぞれのクラッタに対して均等に割り当てられる。2 つのクラッタ電力差が大きい場合は、THLD2 を導入した効果により、受信電力が大きいクラッタ B に設定されるフィルタが後段で集中して増え、トータルでクラッタ B に対するフィルタ次数が多くなる。提案法では、図 5.6 の構成はあくまでも基本であり、2 種のクラッタ電力や帯域幅によって、例えば図 5.9(b)のように構造が柔軟に変わることになる。その結果として、全体のフィルタ次数 M が奇数になることも起こり得る。



(a)Power of clutter A \cong Power of clutter B



(b)Power of clutter A < Power of clutter B

図 5.9 複峰性クラッタ抑圧処理のイメージ

5. 4 計算機シミュレーションによる機能確認

本節では、提案した構成のクラッタ抑圧フィルタの動作を計算機シミュレーションにより確認する。なお、ここではクラッタ数は正しく判定されるものとして、単峰性クラッタ、複峰性クラッタそれぞれのケースについて、対応するアルゴリズムで処理を行う。

5. 4. 1 単峰性クラッタの抑圧処理結果

クラッタ抑圧フィルタへの入力信号（受信信号）は、疑似的に発生させた単峰性クラッタ、目標信号と受信機雑音を加算した複素信号である。表 5.1 にシミュレーション諸元を示す。しきい値は、数ケースのクラッタ状況に関して電力の変化を調査し、誤判定が発生する確率が低い値を用いた。

表 5.1 シミュレーション諸元

項目	設定値
受信信号サイズ	300 レンジ-16 ヒット
スタガトリガ数	3
PRI	3 スタガ 400,300,500 μ s
目標信号周波数	4900Hz
目標信号レンジビン	第 210 レンジビン
目標信号電力	5dB
クラッタ数	1 (単峰性)
クラッタ中心周波数	-600Hz
クラッタ帯域幅 ^{*1}	平均 50Hz, 標準偏差 0.5Hz の正規乱数
クラッタ電力	140-40log ₁₀ (100+k) dB ^{*2}
受信機雑音電力	0dB (平均 0 の正規分布)
クラッタ中心周波数推定値 ^{*3}	$f_0=f_c$
フィルタ総数	4
フィルタ #1~#4 の次数	1
フィルタ #2 のオフセット周波数	2Hz
フィルタ #3 のオフセット周波数	-2Hz
フィルタ #4 のオフセット周波数	5Hz
フィルタ次数選定時平均ヒット数	16
フィルタ次数選定時しきい値	1.0dB

*1：電力スペクトルの標準偏差，*2：kはレンジビン番号

*3：ここでは推定値は固定値とした。

図 5.10～図 5.17 に処理結果を示す. 図 5.10 に受信信号の電力スペクトルとして FFT (Fast Fourier Transform) 振幅 2 乗値を示す. 窓関数として Blackman 窓を使用した. スタガトリガ方式の不等間隔サンプリングされた信号データを FFT したので, 実際のスペクトルとは異なる. なお, スペクトル表示のため 128 ヒットの受信信号を作成したが, 処理は表 5.1 に示すように 16 ヒット単位で実施した. 図 5.11 はヒット間平均電力のレンジビンごとの変化を示す. これらの図からわかるように, どちらのケースもフィルタ #3 の出力電力とフィルタ #4 の出力電力は, 受信機雑音電力程度でありほとんど差がない. すなわち, 3 次フィルタで十分クラッタを抑圧できることを表している.

図 5.12 は各フィルタの入力信号対出力信号平均電力比 (dB 値) を, 25 レンジビンを 1 つのブロックとしてそのブロック内で平均化したものである. 平均化処理により, 電力比のばらつきがある程度抑えられるので, フィルタ次数の判定にはこの平均化した電力比を用いる. フィルタ #3 の出力信号にはほとんどクラッタが含まれていないため, フィルタ #4 の入力信号対出力信号平均電力比は 0dB に漸近している.

図 5.13 は, 図 5.12 の電力比変化としきい値を比較してフィルタの次数を選定した結果である. フィルタ次数が近距離では 3 次, 遠距離では 2 次が選択されていることがわかる.

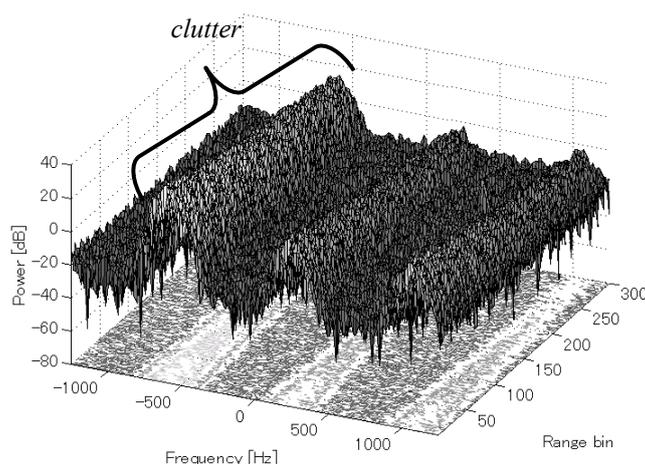


図 5.10 受信信号 FFT 振幅 2 乗値

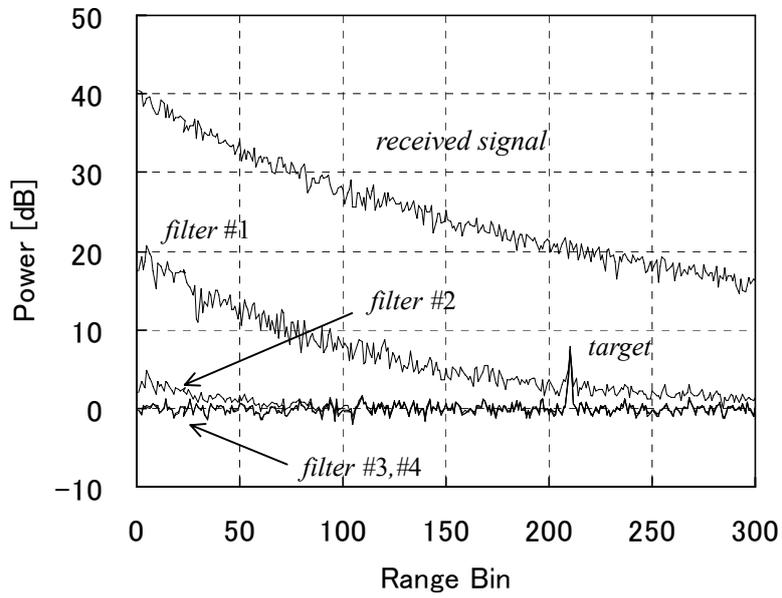


図 5.11 ヒット間平均電力

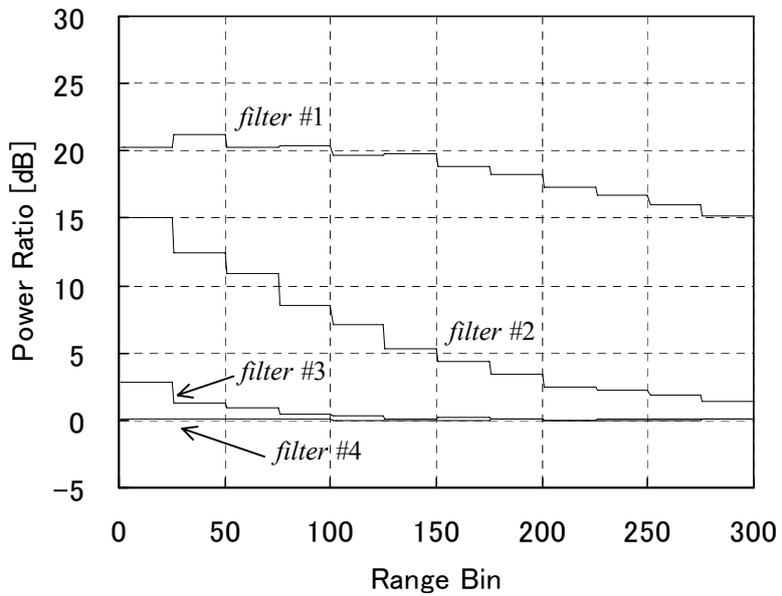


図 5.12 フィルタ入出力電力比 (25 レンジビンで平均化)

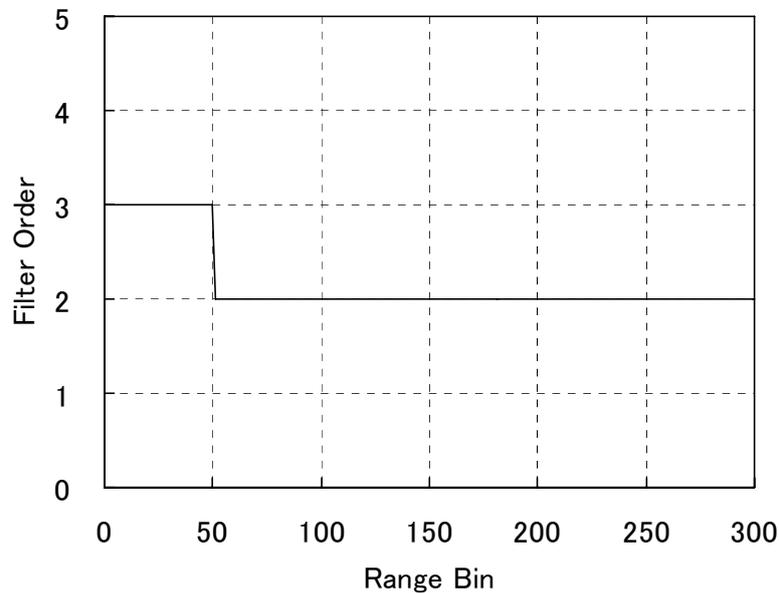


図 5.13 フィルタ入出力電力比から選定したフィルタ次数

図 5.14 は受信信号の FFT 振幅 2 乗値，図 5.15 は図 5.13 のように選定されたフィルタ次数に応じて，クラッタ抑圧フィルタの出力信号を切り替えた場合の FFT 振幅 2 乗値の等高線表示である．横軸がドップラー周波数，縦軸がレンジビン番号を表す．色でスペクトル強度を表現しており，図右側のカラーバーが色と強度の対応関係を示す．図 5.14 の -600Hz にピークを持つクラッタが，図 5.15 では全レンジビンにおいて抑圧されていることがわかる．なお，図 5.15 の白で表示された領域は，-30dB 未満の値であることを表す．

また，図 5.16 は図 5.13 のように選定されたフィルタ次数に応じて，クラッタ抑圧フィルタの出力信号を切り替えた場合の出力信号ヒット間平均電力である．図 5.17 に示した，3 次固定の単一時変フィルタでクラッタ抑圧処理を実施した場合の処理結果とほとんど差がなく，必要最低限のフィルタ次数でクラッタ抑圧処理が実現できていることがわかる．

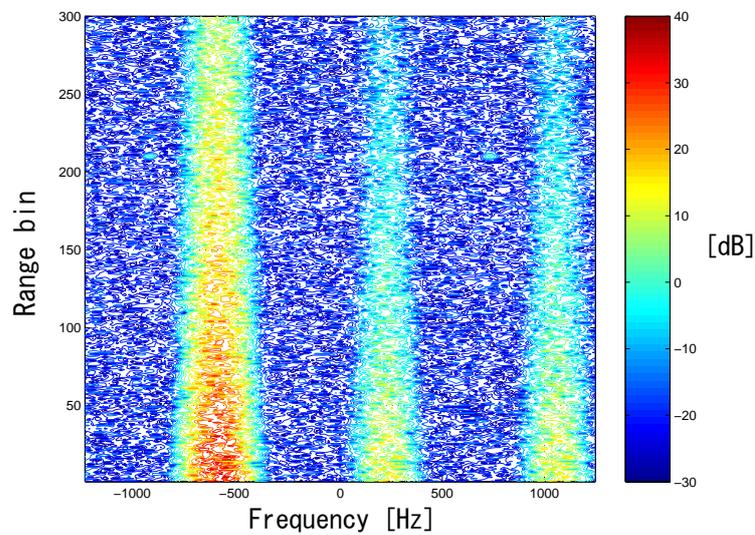


図 5.14 受信信号 FFT 振幅 2 乗値 (等高線表示)

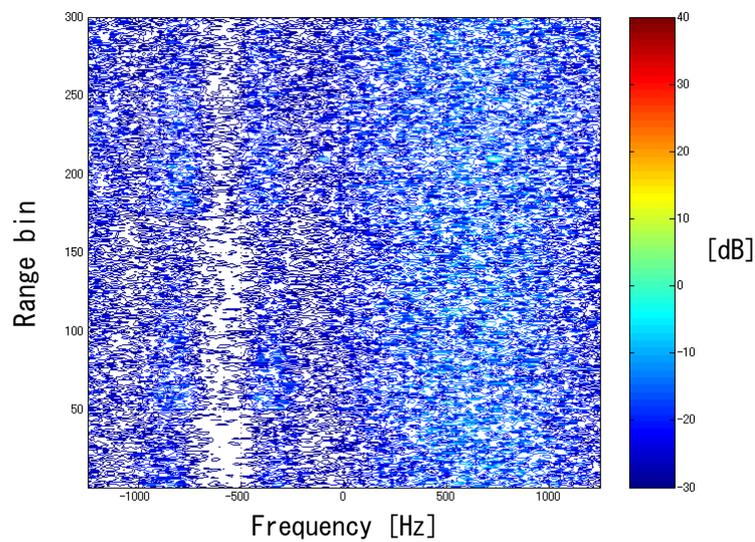


図 5.15 出力信号 FFT 振幅 2 乗値 (等高線表示)

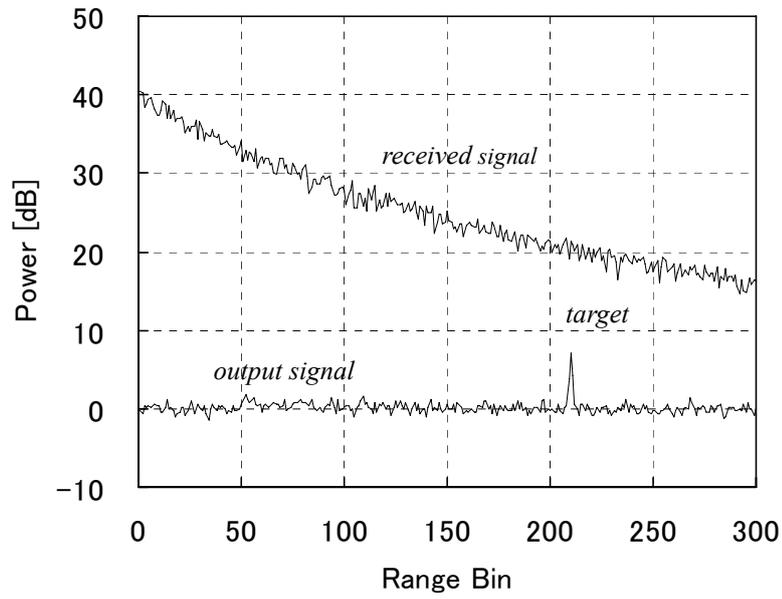


図 5.16 選定された次数のフィルタ出力信号ヒット間平均電力

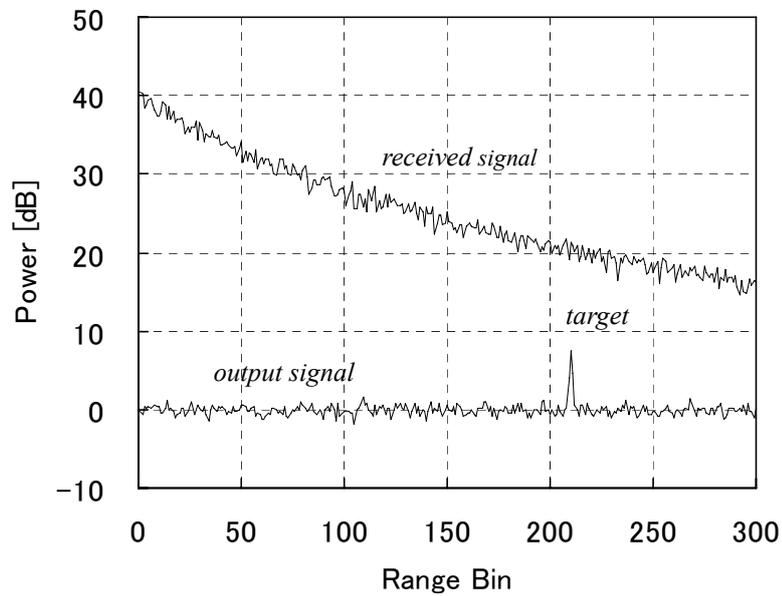


図 5.17 3 次の単一時変フィルタの出力信号ヒット間平均電力

5. 4. 2 複峰性クラッタの抑圧処理結果

クラッタ抑圧フィルタへの入力信号（受信信号）は、疑似的に発生させた複峰性クラッタ、及び目標信号と受信機雑音を加算した複素信号である。表 5.2 にシミュレーション諸元を示す。しきい値 THLD1, THLD2 は、数ケースのクラッタ状況に関して電力の変化を調査し、誤判定が発生する確率が低い値を用いた。

表 5.2 シミュレーション諸元

項目	設定値
受信信号サイズ	300 レンジ-16 ヒット
スタガトリガ数	3
PRI	3 スタガ 400,300,500 μ s
目標信号周波数	500Hz
目標信号レンジビン	第 210 レンジビン
目標信号電力	10dB
クラッタ数	2 (複峰性)
クラッタ中心周波数	#1 : 0Hz, #2 : -600Hz
クラッタ帯域幅 ^{*1}	クラッタ#1 クラッタ#2
	平均 30Hz, 標準偏差 5Hz の正規乱数 平均 50Hz, 標準偏差 5Hz の正規乱数
クラッタ電力	クラッタ#1 クラッタ#2
	160-60log ₁₀ (100+k)dB ^{*2} 140-40log ₁₀ (100+k)dB ^{*2}
受信機雑音電力	0dB (平均 0 の正規分布)
クラッタ中心周波数推定値 ^{*3}	$f_{01}=f_{c1}$, $f_{02}=f_{c2}$
フィルタ総数	8
フィルタ#1~#8 の次数	1
フィルタ#3,#4 のオフセット周波数	2Hz
フィルタ#5,#6 のオフセット周波数	5Hz
フィルタ#7,#8 のオフセット周波数	15Hz
フィルタ次数選定時平均レンジ数	25
フィルタ次数選定時平均ヒット数	16
フィルタ次数選定時しきい値	THLD1: 1.0dB, THLD2: 1.2dB

*1 : 電力スペクトルの標準偏差, *2 : k はレンジビン番号

*3 : ここでは推定値は固定値とした。

図 5.18～図 5.25 に処理結果を示す. 図 5.18 に受信信号の電力スペクトルとして FFT 振幅 2 乗値を示す. なお, スペクトル表示のため 128 ヒットの受信信号を作成したが, 処理は表 2 に示すように 16 ヒット単位で実施した. 図 5.19 はヒット間平均電力のレンジビンごとの変化を示す. これらの図から, 縦続接続されたフィルタ 1 つおきに入出力信号電力比が大きく変化していることがわかる. 例えば, フィルタ#2 とフィルタ#3 の間や, フィルタ#4 とフィルタ#5 の間である. 図 5.19 のヒット間平均電力を見ると, フィルタ次数はレンジビン 1～150 では 5～7 程度, レンジビン 150～300 では 3～5 程度で十分クラッタを抑圧できていることがわかる.

図 5.20 は各フィルタの入力信号対出力信号平均電力比 (dB 値) を 25 レンジビンで 1 つのブロックとしてそのブロック内で平均化したものである.

図 5.21 は図 5.20 の電力変化としきい値を比較してフィルタの次数を選定した結果である. レンジビン 0～150 で 6 次 (2 種のクラッタに対してそれぞれ 3 次ずつ選定), レンジビン 151～300 で 4 次 (2 種のクラッタに対してそれぞれ 2 次ずつ選定) と判定されている.

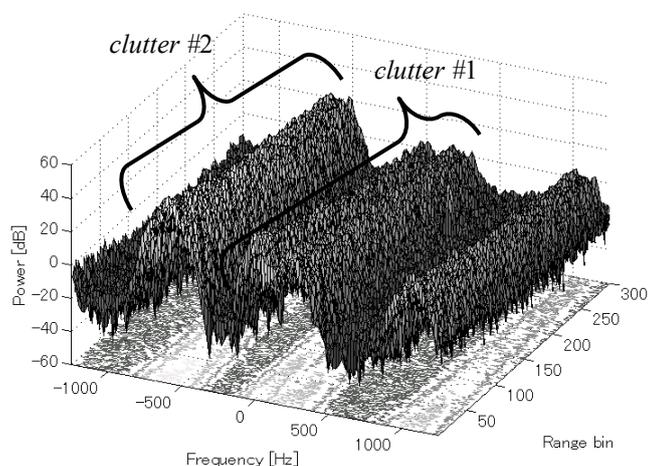


図 5.18 受信信号 FFT 振幅 2 乗値

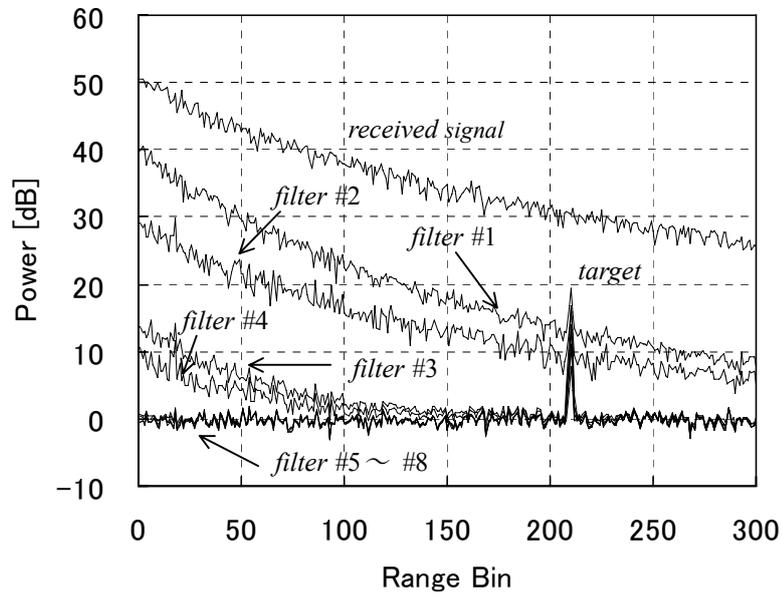


図 5.19 ヒット間平均電力

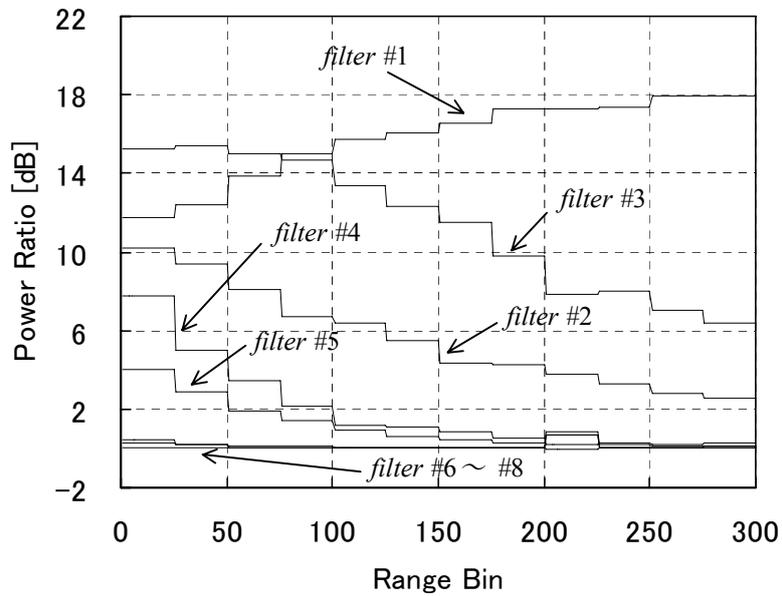


図 5.20 フィルタ入出力電力比 (25 レンジビンで平均化)

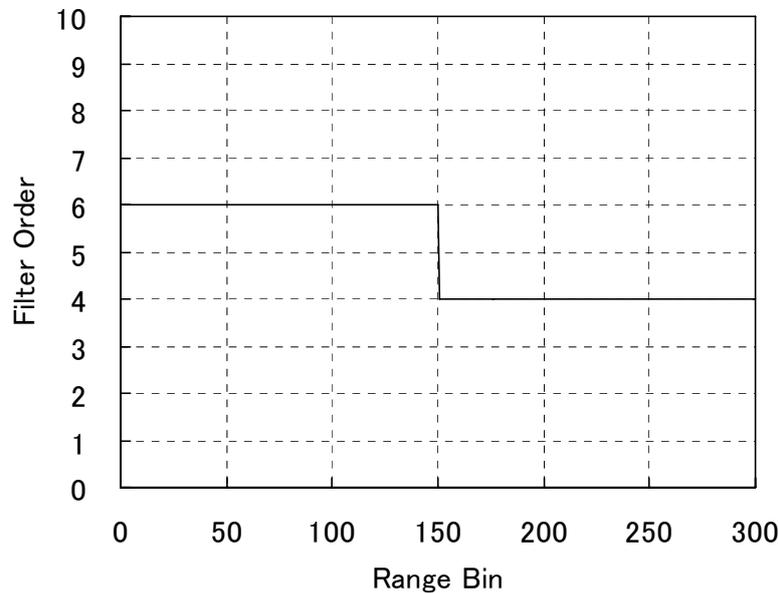


図 5.21 フィルタ入出力電力比から選定したフィルタ次数

図 5.22 は受信信号の FFT 振幅 2 乗値，図 5.23 は図 5.21 のように選定されたフィルタ次数に応じて，クラッタ抑圧フィルタの出力信号を切り替えた場合の FFT 振幅 2 乗値の等高線表示である．横軸がドップラー周波数，縦軸がレンジビン番号を表す．色でスペクトル強度を表現しており，図右側のカラーバーが色と強度の対応関係を示す．図 5.22 の-600Hz と 0Hz にピークを持つ複峰性クラッタが，図 5.23 では全レンジビンにおいて抑圧されていることがわかる．なお，図 5.23 の白で表示された領域は，-30dB 未満の値であることを表す．

また，図 5.24 は図 5.21 のように選定されたフィルタ次数に応じて，クラッタ抑圧フィルタの出力信号を切り替えた場合の出力信号ヒット間平均電力である．図 5.25（文献[37]に基づいたクラッタ抑圧処理結果に相当）に示した，3 次+3 次（合計 6 次で固定）の 2 つの時変フィルタでクラッタ抑圧処理を実施した場合の処理結果とほとんど差がなく，提案するフィルタ次数選定方法により，必要最低限のフィルタ次数でクラッタ抑圧処理が実現できていることがわかる．

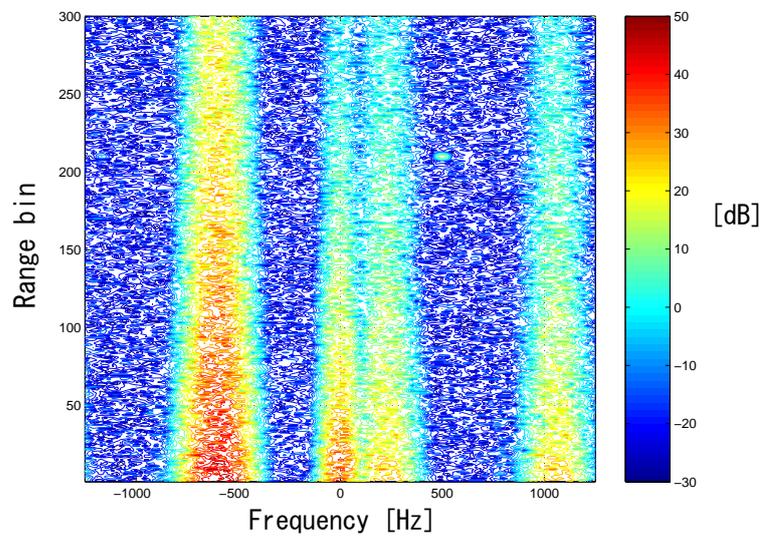


図 5.22 受信信号 FFT 振幅 2 乗値 (等高線表示)

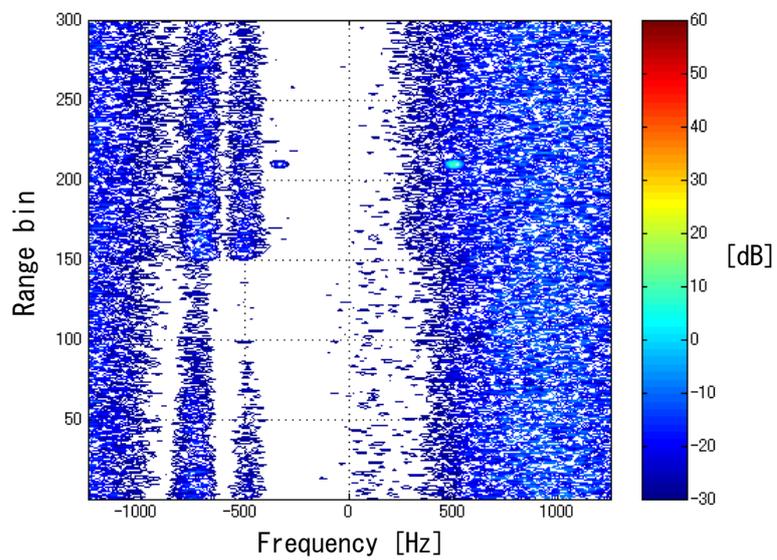


図 5.23 出力信号 FFT 振幅 2 乗値 (等高線表示)

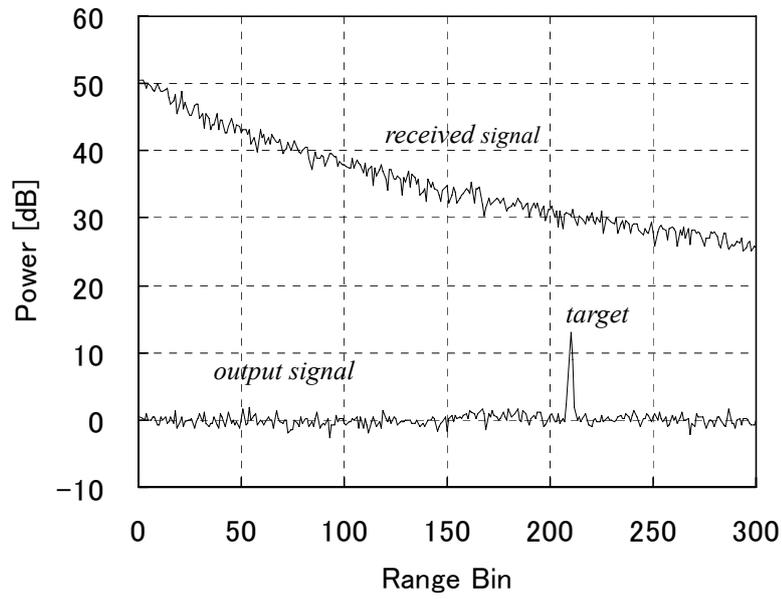


図 5.24 選定された次数のフィルタ出力信号ヒット間平均電力

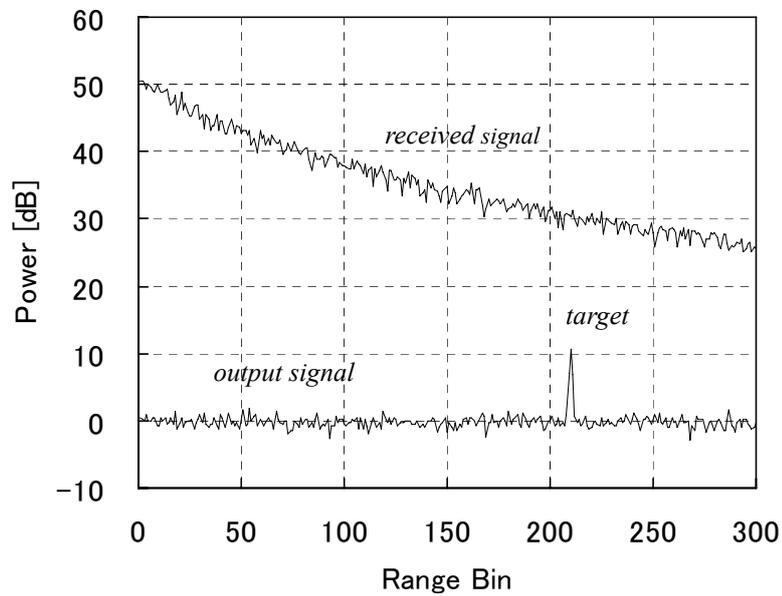


図 5.25 6 次の単一時変フィルタの出力信号ヒット間平均電力

5. 4. 3 抑圧処理後の有効ヒット数比較

フィルタを用いたクラッタ抑圧処理によって、後段の目標検出処理で有効なヒット数は、過渡応答を除いた [受信ヒット数－フィルタ次数] に減少する。搜索を目的とする高速なビーム走査を行うレーダでは、確保できる受信ヒット数が少ないため、後段の処理で活用できるヒット数を少しでも増やせるように、前段のクラッタ抑圧処理ではできる限り少ないフィルタ次数で処理を行うことが望ましい。本論文で提案するクラッタ抑圧方式は、クラッタ抑圧性能が劣化しない程度に少ない次数でクラッタ抑圧処理を実施することが可能であるので、このようなリソース確保の点からも有利である。

1 レンジビンあたりの受信ヒット数に対するクラッタ抑圧処理後の有効な平均ヒット数の割合を表す評価パラメータ N_{ef} を次式のように定義する。この N_{ef} が大きな値であるほど、リソース確保の点で有利であることを示す。

$$N_{ef} = \frac{(N - M_{av})}{N} \times 100 \quad (5-9)$$

ここで、 N は受信時の総ヒット数、 M_{av} は次式で定義したクラッタ抑圧フィルタの1 レンジビンあたりの平均次数である。

$$M_{av} = \frac{\sum_{k=1}^K M(k)}{K} \quad (5-10)$$

$M(k)$ は k 番目のレンジビンにおけるクラッタ抑圧フィルタの次数、 K は最大レンジビン番号である。次数固定の従来方式では、 $M(k)$ はレンジビン番号 k にかかわらず一定値になる。

図 5.18～5.25 に示した複峰性クラッタの処理結果を用いてクラッタ抑圧処理後の有効ヒット率 N_{ef} を比較した例を図 5.26 に示す。横軸は総ヒット数 N 、縦軸は有効ヒット率 N_{ef} である。図中、○はフィルタ次数を制御できる提案方式、▲及び■はフィルタ次数を常時固定した従来方式[37]の N_{ef} である。提案方式の N_{ef} は、150 レンジビンまでのフィルタ次数が 6 次、150 レンジビン以遠のフィルタ次数が 4 次に自動的に変化した結果を用いて計算した。次数固定の従来方式は、抑圧処理を行う前にクラッタ

電力や帯域幅の最大値を大まかに推定してフィルタ次数を設定するので、ここではフィルタ総次数を6次及び8次に設定したケースを示す。図中▲が6次固定フィルタ、■が8次固定フィルタの結果である。

図 5.26 において、6次固定の従来方式（▲）は、150レンジビンまでは提案方式と同等であり、予め設定したフィルタ次数がベストであったケースである。しかしながら、クラッタ電力が小さくなる150レンジビン以遠では、従来方式の次数が過剰になっていることにより、提案方式の方がやや有効ヒット数率 N_{ef} が高くなる。やや次数を大きめに設定した8次固定の従来方式（■）との比較では、提案方式と従来方式の N_{ef} の差は更に大きくなる。

以上より、提案方式では、クラッタ抑圧処理後に有効に活用することができるヒット数が次数固定の従来方式よりも多く確保できることがわかる。提案方式と次数固定の従来方式との差は、受信総ヒット数 N が少ないほど大きくなり、ヒット数を多く取れない搜索系のレーダで特に有効であることがわかる。

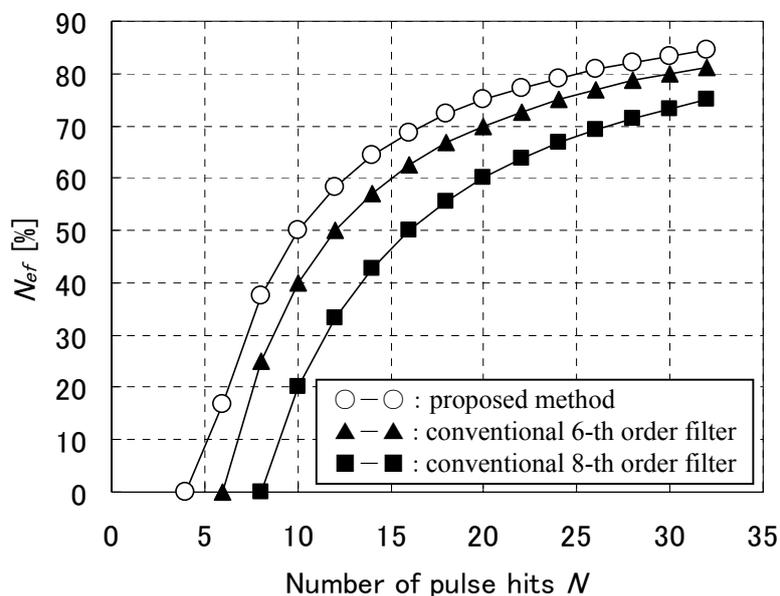


図 5.26 クラッタ抑圧処理後の有効ヒット数

5. 4 結言

本章では，スタガトリガ方式レーダシステムにおいて，1次フィルタを複数縦続接続し，各1次フィルタの入出力信号電力比を比較することで全体のフィルタ次数を選定する方法について提案した．計算機シミュレーションにより，単峰性クラッタ，及び複峰性クラッタに対する動作確認を行った結果，クラッタ抑圧に必要最低限のフィルタ次数でクラッタ抑圧処理が実現できることがわかった．

したがって，クラッタ抑圧フィルタの次数を自動的に調整することで，従来の次数固定の抑圧フィルタと比較して抑圧処理で消費するヒット数を節約することができる．元々総ヒット数が少ない搜索レーダでは，後段の目標検出処理で活用できるヒット数を多く確保できるということは，目標検出性能向上に大きく貢献できる．

第6章 結論

市場のニーズとデジタル信号処理技術の発展により、様々な機器がアナログからデジタル化へと移行してきた。通信装置、計測機器、医療機器だけでなく、我々が普段から接する機会が多い家庭電化製品等にもデジタル技術が積極的に取り込まれており、高機能化・高性能化が進んでいる。レーダにおいてもデジタル信号処理技術を活用して、レーダ受信信号に含まれる不要信号の抑圧技術を高度化し、レーダの目標探知性能の向上や、処理の自動化によるレーダオペレータの負荷軽減、及び省力化・低電力化を図ることがレーダ開発上の重要課題となっている。

本研究では、デジタル信号処理の柔軟性を利用して、従来の捜索用パルスレーダでは抑圧性能を確保することが難しかった、複峰性クラッタを抑圧するための新しいAMTI(Adaptive Moving Target Indicators)を提案した。また、スタガトリガ方式を適用した場合でも、複峰性クラッタに対する抑圧性能を確保できるAMTI用の新しいクラッタ抑圧フィルタ、及びクラッタ抑圧フィルタの次数選定方法を提案した。

以下に、本研究によって得られた主な成果を要約する。

(1) 適応処理によってパルスレーダの移動クラッタを抑圧するAMTIについて論じ、以下の成果を得た。

- ・ 適応誤差によるクラッタの消え残りを軽減することを狙って、フィルタ係数の振幅を固定した係数絶対値拘束型AMTIが有効であることを示した。従来方式に比べて、出力信号の分散値を10分の1程度に抑えることができ、クラッタ抑圧比を約3dB改善することができた。
- ・ クラッタ中心周波数の推定処理において、メジアンフィルタを導入することにより、近距離の大目標を受信した場合でもクラッタ中心周波数推定処理に影響を及ぼさずに、そのレンジビン近傍におけるクラッタ抑圧性能を確保できるAMTIを示した。メジアンフィルタを導入しない方式に比べて、クラッタ中心周波数推定誤差を100分の1以下に抑えることができた。

(2) 受信ビームを複数回走査して得られる信号を利用する AMTI について論じ、以下の成果を得た。

- ・移動クラッタの電力スペクトルがレンジ方向で大きく変化する天候下や、クラッタがレンジ方向に点在している等の理由により、クラッタ中心周波数推定処理におけるレンジ方向のブロックを多く設定できない場合に、複数回分のビーム走査データをクラッタ中心周波数推定処理に使用するバースト平均処理型 AMTI が有効であることを示した。
- ・ビーム走査を行っている間のクラッタ中心周波数の変動幅がパルス繰り返し周波数に対して 12%以下であれば、2~5 走査のバースト平均処理を行うことにより、クラッタ抑圧性能を 2dB 弱改善することができた。

(3) スタガトリガ方式パルスレーダで複峰性クラッタを抑圧する AMTI 用のクラッタ抑圧フィルタについて論じ、以下の成果を得た。

- ・スタガトリガ方式では、縦続接続したクラッタ抑圧フィルタが時変フィルタになるため零点多重化が困難な場合があり、クラッタ抑圧フィルタが所望の振幅特性にならないことで、クラッタ抑圧性能が劣化するという課題があることを明らかにした。
- ・縦続接続したクラッタ抑圧フィルタの零点周波数にオフセットを設定することによって、クラッタ抑圧フィルタの振幅特性を補正し、クラッタ抑圧性能を確保することができる AMTI 用のクラッタ抑圧フィルタを示した。クラッタ抑圧性能を保持しながら、フィルタ係数計算に係る演算量を 60%以上低減することができた。

(4) スタガトリガ方式パルスレーダ用 AMTI のフィルタ次数選定方法について論じ、以下の成果を得た。

- ・時変係数の 1 次フィルタを複数個縦続接続した構成で、各フィルタの入出力信号電力比の変化を利用して、クラッタ抑圧フィルタ全体の次数を自動的に決定する AMTI を示した。

- ・クラッタ抑圧フィルタの次数を自動的に調整する機構を設けたことで、後段の目標検出処理等において限りあるヒット数を有効に活用できることを示した。最大ヒット数が 10 程度の搜索レーダでは、クラッタ抑圧処理された有効なヒット数の割合を 10～30%程度増加させることができた。

以上のように、本研究では、現状のレーダが抱えている、搜索用パルスレーダにおける移動クラッタの抑圧性能向上、及びスタガトリガ方式を適用したパルスレーダにおける複峰性クラッタの抑圧性能向上を実現するために、幾つかの解決方法を提示した。本研究成果の一部は、既に実機でその有効性が確認されている。

最後に、本研究の成果がレーダの性能向上に多少なりとも役立てば幸いと念じつつ、また、レーダ信号処理技術の今後のますますの発展を祈願して、本論文を締めくくることとしたい。

参考文献

- [1] M.I. Skolnik, "Introduction to Radar Systems (second edition)," McGraw Hill, New York, 1980.
- [2] M.I. Skolnik, "Radar Handbook (second edition)," McGraw-Hill, New York, 1990.
- [3] M.C. Stevents, "Secondary Surveillance Radar," Artech House, Norwood MA, 1988.
- [4] M.I. Skolnik, "Radar Applications," IEEE Press, New York, 1988.
- [5] R.J. Dovlak and D.S. Zrnc, "Doppler Radar and Weather Observations," Academic Press, Orlando, 1984.
- [6] J.P. Young and H.K. Kwan, "Development of a UWB GPR system for detecting small objects buried under ground," 2003 IEEE Conference on UWS and Technologies, Vol.16, 19, pp.384 – 388, Nov. 2003.
- [7] 武田政弘, 花田由紀子, 河野隆二, "干渉除去回路を用いたスペクトル拡散路車間通信測距システム," 信学論 A, vol.J81-A, no.4, pp.483-489, Apr. 1998.
- [8] 山本憲夫, 山田公男, 米本成人, "障害物探知用 FM-CW 方式ミリ波レーダ," 第2回電子航法研究所研究発表会, June 2002.
- [9] 内藤喜之, "マイクロ波・ミリ波工学," コロナ社, 東京, 1986.
- [10] M.A. Tuve and G. Breit, "Terrestrial magnetism and atmospheric electricity," Phys. Rev. 28, 544, 1926.
- [11] I.A. Getting, "SCR-584 radar and the Mark 56 naval gun fire control system," IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol.5, 10, pp.3-15, Oct. 1990.
- [12] F.E. Nathanson, "Radar Design Principles (second edition)," McGraw-Hill, New York, 1990.
- [13] E.D. Ostroff, M. Borkowski, H. Thomas and J. Curtis, "Solid-State Radar Transmitters," Artech House, Dedham, MA, 1985.
- [14] J. Ruze, F. Sheftman and D. Cahlander, "Radar ground-clutter shields," IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol.3, pp.294-300, Aug. 1965.
- [15] D.C. Schleher, "MTI Radar," Artech House, Dedham, MA, 1978.
- [16] D.K. Barton, "Modern Radar System Analysis," Artech House, Norwood, MA, 1988.

- [17] W.S. George, "Introduction to Airborne Radar (second edition)," SciTech, Mendham, NJ, 1998.
- [18] W. Shunjun, L. Guisheng and B. Zheng, "Advanced technology on radar signal processing," Proc. 2001 CIE International Radar Conference, pp.16-19, Oct. 2001.
- [19] J. Ruze, F. Sheftman and D. Cahlander, "Cognitive radar" IEEE Signal Processing Magazine, vol.23, 1, pp.30-40, Jan. 2006.
- [20] S. Haykin, "Radar signal processing," IEEE ASSP Magazine, vol.2, 2, pp.2-18, Apr. 1985.
- [21] W.F. Bahret, "The beginnings of stealth technology," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol.29, 4, pp.1377-1385, Oct. 1993.
- [22] R.L.M. Azevedo, "Stealth radar," Proc. 2001 CIE International Radar Conference, pp.129-133, Oct. 2001.
- [23] G.E. Evans and H.E. Schrank, "Low sidelobe radar antennas," Microwave J., pp.109-117, July 1983.
- [24] B.L. Lewis and I.D. Olin, "Experimental study and theoretical model of high-resolution radar backscatter from the sea," Radio Science, 15, 4, pp.815-828, July-Aug. 1980.
- [25] D.C. Schleher, "Radar detection in log-normal clutter," Proc. IEEE 1975 Inter. Radar Conf., Washington, pp.262-267, 1975.
- [26] M. Sekine, T. Musha, Y. Tomita, E. Kiuchi, T. Hagnosisawa and T. Irbabu, "Suppression of weibull-distributed weather clutter," Proc. IEEE 1980 Inter. Radar Confer., Arlington, pp.294-298, Apr. 1980.
- [27] A. Zverev, "Digital MTI radar filters," IEEE Trans. Audio and Elec., vol.16, 3, pp.422-432, Sept. 1968.
- [28] J.K. Hsiao, "On the optimization of MTI clutter rejection," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol.10, 5, pp.622-629, Sept. 1974.
- [29] W.W. Shrader, V.G. Hansen, J.W. Mark and H.A. Woods, "Improvement factor of a recursive MTI radar filter," Proc. IEEE, vol.60, 11, pp.1442-1443, Nov. 1972.
- [30] J.H. Sawyer, "Applying the maximum entropy method to adaptive digital filtering," Confer. Record of 20th Asclomar Confer. on Circuits, System & Computer, pp.198-202, 1978.

- [31] C.J. Gibson, S. Haykin and S.B Kesler, “Maximum entropy adaptive filtering to radar clutter,” Proc. IEEE Inter. Confer. Accoust. Speech & Signal Process., pp.166-169, Apr. 1979.
- [32] B. Widrow, J.R. Glover Jr., J.M. McCool, J. Kaunitz, C.S. Williams, R.H. Hearn, J.R. Zeiler, E. Dong Jr. and R.C. Googlin, “Adaptive noise canceling: principle and applications,” Proc. IEEE, 63, 12, pp.1692-1716, Dec. 1975.
- [33] B. Widrow, “Adaptive signal processing,” Prentice-Hall, Upper Saddle River, 1985.
- [34] S. Hui and Y. Lim, “A block adaptive approach for clutter suppression,” Proc. IEEE Inter. Conf. ICASSP '85, vol.10, 2, pp.1368-1371, Apr. 1985.
- [35] G. Galati, A. Gagliardo, M. Momo, L. Pasquali, and F.A. Studer, “On the cancellation of bimodal clutter in doppler ambiguous radar,” IEEE Internatinal Radar Conference, pp.204-209, 1985.
- [36] A. Wojtkiewicz and M. Tuszynski, “Polish radar technology. Part V. Adaptive MTI filters for uniform and staggered sampling,” IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol.27, No.5, pp.760-767, Sept. 1991.
- [37] 関口高志, 藤坂貴彦, “スタガトリガ方式における複数の時変ノッチフィルタの組合せによる適応的クラッタ抑圧,” 信学技報, SANE2000-149.
- [38] H. Watanabe, T. Kirimoto, and M. Kondo, “Trade-off studies on adaptive filtering algorithms used for adaptive moving target indicators,” Proc. IEEE Inter. Conf. ICASSP '86, vol.11, pp.3015-3018, Apr. 1986.
- [39] C. Gibson and S. Haykin, “Learning characteristics of adaptive lattice filtering algorithms,” IEEE Trans. Acoustics Speech and Signal Processing, vol.ASSP-28, no.6, pp.681-691, Dec. 1980.
- [40] 桐本哲郎, 近藤倫正, “目標信号保存型アダプティブMTI,” 第2回DSPシンポジウム, pp.331-334, 1987.
- [41] S. Haykin, “Nonlinear Methods of Spectral Analysis,” Springer-Verlag, Berlin, 1983.
- [42] 日野幹雄, “スペクトル解析,” 朝倉書店, 東京, 1977.
- [43] 武部幹, “適応フィルタ入門,” 現代工学社, 東京, 1987.
- [44] 電子情報通信学会編, “デジタル信号処理の基礎,” コロナ社, 東京, 1988.

- [45] J. H. McClellan, T.W. Parks and L.R. Rabiner, "A computer program for designing optimum FIR linear phase filters," IEEE Trans. Audio & Electroacoust., vol.AU-21, pp.506-526, May 1973.
- [46] S.C. Pei and S.T. Lu, "Design of minimum-phase FIR digital filters by differential cepstrum," IEEE Trans. Circuits & Syst., vol.CAS-33, no.5, pp.570-576, May 1986.
- [47] 原沢康弘, 真野清司, "メジアンフィルタを用いたアダプティブ MTI," 信学論 B-II, vol.J79-B-II, no.12, pp.1013-1021, Dec. 1996.
- [48] T.S. Huang, "Two-Dimensional Digital Signal Processing II," Springer-Verlag, Berlin, 1981.
- [49] 青山友紀, "現代デジタル信号処理理論とその応用," 丸善, 東京, 1992.
- [50] 電子情報通信学会編, "レーダ技術," コロナ社, 東京, 1984.
- [51] H. Watanabe and S. Nishimoto, "Scan to scan adaptive MTI," Proc. ISNCR84, pp.528-533, 1984.
- [52] 原沢康弘, 桐本哲郎, "バースト平均処理を用いたアダプティブ MTI," 信学論 B-II, vol.J81-B-II, no.10, pp.922-928, Oct. 1998.
- [53] 関口高志, 藤坂貴彦, "スタガトリガ方式において2つの周波数に零点を持つ単一のフィルタによる複峰性クラッタの抑圧," 信学技報, SANE99-115, 2000.
- [54] 森正武, 杉原正顕, 室田一雄, "線形計算: 連立一次方程式の解法 I (消去法)," pp.2-9, 岩波書店, 東京, 1994.
- [55] H.W. Thomas, N.P. Lutte and M.W. Jelffs, "Design of m.t.i. filters with staggered p.r.f: a pole-zero approach," Proc. IEE, vol.121, no.12, pp.1460-1466, 1974.
- [56] 原沢康弘, 関口高志, 桐本哲郎, 浜田望, "零点周波数オフセットを用いたスタガトリガレーダ用縦続接続クラッタ抑圧フィルタ," 信学論 B, vol.J86-B, no.1, pp.93-103, Jan. 2003.
- [57] L.V. Dominguez, "Analysis of the digital MTI filter with random PRI," IEE Proc.-F, vol.140, no.2, pp.129-137, 1993.
- [58] H. Tao, G. Liao and L. Wang, "Integer coded genetic algorithm design of staggered sampling MTI," IEEE Int. Conf. Neural Networks & Signal Processing, pp.558-562, 2003.
- [59] M.A. Arbabian and M.H. Bastani, "Optimization of PRF staggering in MTI radar," IEEE Int. Radar Conf. 2005, pp.602-607, 2005.

- [60] 原沢康弘, 関口高志, 千葉勇, 和高修三, “スタガトリガ方式における縦続接続構成クラッタ抑圧フィルタの電力比を用いた次数選定方法,” 信学論 B, vol.J89-B, no.7, pp.1112-1123, July 2006.
- [61] V.G. Hansen and H.R. Ward, “Detection performance of the cell averaging LOG/CFAR receiver,” IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol.8, 5, pp.648-652, Sept. 1972.
- [62] 画像処理ハンドブック編集委員会編, “画像処理ハンドブック” 昭晃堂, 東京, 1987.
- [63] 電子情報通信学会編, “デジタル信号処理ハンドブック” オーム社, 東京, 1993.

謝 辞

本論文は、慶應義塾大学工学部教授 浜田望博士の御指導のもとにまとめたものであり、同教授の終始懇切なる御指導，御鞭撻に心からの感謝の意を表します。

本論文をまとめるにあたって，有益なる御討論，御教示を賜りました慶應義塾大学工学部教授 池原雅章博士，同教授 岡田英史博士，ならびに同教授 足立修一博士に謹んで感謝の意を表します。

本論文作成の機会を与えていただいた三菱電機株式会社情報技術総合研究所所長 西井龍五氏，同光・電波技術部門統括 和高修三博士，同通信技術部門統括 千葉勇博士に厚く御礼申し上げます。

本研究の遂行にあたって多くの御支援，御指導を賜りました東京電機大学 近藤倫正博士，成蹊大学 真野清司博士，長崎大学工学部教授 小菅義夫博士，ならびに，三菱電機株式会社鎌倉製作所管制システム第二部チームリーダー 村上克彦氏に深く感謝の意を表します。

著者が三菱電機株式会社入社以来，本研究の遂行において懇切な御指導を賜りました北九州市立大学国際環境工学部教授 桐本哲郎博士，ならびに，三菱電機株式会社情報技術総合研究所電子システム技術部チームリーダー 関口高志博士の多大なる御教示，御鞭撻は本論文の完成には欠かせないものでありました。改めて厚く御礼申し上げます。

三菱電機株式会社情報技術総合研究所電子システム技術部部長 宮田裕行博士には，本論文のとりまとめに際して暖かい御理解と御支援を頂きました。改めてここに謝意を表します。

本研究は，以上のほか数多くの方々の御指導，御協力のもとに達成されたものです。ここに謹んで御礼申し上げます。