

超広帯域多周波ステップレーダにおける再帰的周波数推定法を用いた自動検知法

渡辺 一宏^{†a)} 稲葉 敬之[†] 秋田 学[†]

Automatic Detection Method Using Recursive Frequency Estimation Method in Ultra-Wideband Multi-Frequency Step Radar

Kazuhiro WATANABE^{†a)}, Takayuki INABA[†], and Manabu AKITA[†]

あらまし 筆者らは、送信帯域幅と比較して狭受信帯域幅にて送信帯域幅に相当する距離分解能を実現し、遠距離目標の高い検知能力とを両立する独自のレーダ変復調方式（多周波ステップ方式）を提案している。この多周波ステップ方式を、より広帯域化（例えば 79GHz 帯の 4GHz 幅等）を図る場合、受信帯域幅が狭いことによる利点がより生かされる一方で「速度・距離視野低下」への対応が課題となる。本論文では、周波数ステップの不等間隔化により距離と速度視野を確保可能な変調方式と、不等間隔化で生じるアンビギュイティ起因の合成帯域処理出力のサイドロープ上昇に伴う小振幅の目標検知性能劣化に対応可能な再帰的信号減算周波数推定に基づく目標検知を組み合わせた自動検知法を提案する。提案法では、逐次振幅の大きい目標から信号減算を行うため、振幅の大きい目標のサイドロープに埋もれる微弱な目標の検知が期待される。また、減算信号生成においては受信機アナログ LPF での信号歪に伴う減算効果の低下を回避することが可能であり、実用上においてその有効性が期待される。

キーワード レーダ、79GHz 帯、超広帯域、多周波ステップ方式、合成帯域

1. ま え が き

限られた送信帯域幅と送信電力にて分解能と検知能力を両立させることはレーダ技術において恒久的な課題である。そこで筆者らは、周波数を時分割で切り替えて瞬時の受信帯域幅を狭帯域とし、合成帯域処理により送信帯域幅に相当する高分解能を得る多周波ステップ方式を提案してきた [1]。当方式では、相対速度の大きい目標に対する速度視野確保のため一つの観測時間内に比較的少ない周波数のステップを繰り返し、その周波数ステップが時分割であることによる各種位相補償（スタート時間差やドップラー周波数等による位相差）を施すことで、目標速度・距離推定が簡易な FFT の組み合わせにより可能であることを示した。同方式は送信周波数のステップが時分割であるものの、

同方式を 76GHz 帯に適用した場合、車載レーダとして要求される最大インストルメント距離、速度分解能、速度視野全てを満足させることが可能であることを示した。また、目標との相対速度がより大きく、送信周波数によるドップラー周波数の差が問題となる場合も、パルスドップラー処理を FFT から DFT に置き換えることで対処可能である [2]。この方式をもとに、送信波を LFM パルス圧縮波とし送信デューティを向上させて探知距離を延伸する方式が、多周波ステップ LFM 方式である [3], [4]。また、近距離レーダに適応可能である短い符号長にて電力アイソレーションも確保可能とする方式が多周波ステップ CPC (Complimentary phase code) 方式であり、24, 60, 76GHz 帯の各種帯域にて実験的にもその有効性を実証した [5]~[8]。

一方、近年 79GHz 帯の 4GHz 幅などの超広帯域幅が活用可能となり、超広帯域を有効活用したレーダ変復調方式が求められている。通常のパルス圧縮方式では、広い瞬時帯域幅（一般には帯域幅の 2 倍程度）が必要となるため超高速の A/D 変換器 (8GHz, 16bit) や信号処理が必要となり現状では実用に即した方式である

[†]電気通信大学大学院情報理工学研究所, 調布市
Graduate School of Electro-Communications, The University of Electro-Communications, 1-5-1 Choufugaoka, Choufu-shi, 182-8585 Japan
a) E-mail: watanabe.kazuhiro@inabalab.ee.uec.ac.jp
DOI: 10.14923/transcomj.2020JP3060

とは言えない。本論文では、多周波ステップレーダを4GHz帯域幅等のより広帯域へ拡張するときの課題や対策について取り組む。また、それに至る多周波ステップレーダの各種関連研究経緯についても説明する。

多周波ステップ方式での広帯域化における課題は、同方式が周波数を時分割で切り替える方式であることによる速度視野低下（速度アンビギュイティ問題）である。すなわち、送信周波数のステップ間隔を変えずにステップ数を増加させて超広帯域をカバーすると同じ送信周波数での *slow time* のサンプリング間隔が広くなり速度視野低下が発生する。筆者らはこの速度アンビギュイティの課題に対してこれまで観測時間と占有周波数帯域幅を一定の条件のもと、多周波ステップCW方式において速度推定用ステップを組み合わせた送信周波数シーケンスを採用した方法[9]、多周波ステップCPC方式において二つのCPC符号間の位相差から速度アンビギュイティを解く方法及び圧縮センシングにより速度アンビギュイティに対処する方法などを提案し評価した。しかし、圧縮センシングを用いた方法は、ある程度の良い入力S/Nである条件下において有効であり、低S/N下で有効動作する方式の確立が課題である。このため、低S/N条件下においてもロバストな通常のDFTを用い、入力となる周波数ステップをランダムにステップさせることで、速度アンビギュイティを抑圧する方法が考えられる[10]。しかし、入力をランダムサンプリングにしたDFTでの合成帯域処理において、アンビギュイティを一定レベル抑圧が可能であるものの、アンビギュイティ起因の電力がサイドローブの上昇として現れる。この影響について、計算機シミュレーションを行った結果、電力は目標電力の-35dB程度に留まることが確認された[11]。一方で、このサイドローブレベルの電力分布は受信機雑音の分布とは異なり、これが誤検知の要因となる可能性は同レベルの受信機雑音に比べると十分に低いと考えられる。

これまで、速度視野の確保に関する研究背景について述べたが、送信周波数帯域が79GHz帯の4GHz幅にも及ぶ超広帯域の全帯域に亘り多周波ステップ方式を適用する場合、距離視野確保（距離アンビギュイティ）も研究課題となる。すなわち、観測時間一定のもと速度視野を確保するため同じ送信周波数での *slow time* のサンプリングを所定数確保すると、送信周波数のステップ数そのものを減少させステップ間隔を広くすることとなり距離視野低下が発生する。距離視野低

下の対策として、多周波CW方式において初期送信周波数をわずかに変えた線形的に周波数をステップさせる2組の送信シーケンスを用いることで距離視野拡張を図る方法[12]、パルスドップラーフィルタ（DFT）での速度アンビギュイティ対策と同様に合成帯域処理を圧縮センシングに置き換えることによる距離アンビギュイティ対策を提案した[13]。圧縮センシングを用いた方法は、合成帯域処理が信号処理の最後段であることから、比較的高い入力S/Nとなるため、距離アンビギュイティ対策として有効性がシミュレーションにより確認されている。

本論文では、低S/N条件下を想定し、速度及び距離アンビギュイティの双方を解決する手段として、周波数をランダムステップさせる変調方式と再帰的信号減算周波数推定法[14],[15]に基づく目標検知を組み合わせた自動検知法を提案する。再帰的信号減算周波数推定法は、信号処理最後段のDFTによる合成帯域処理出力の電力の大きい目標から逐次その目標信号を再構成し減算イテレーションする方法である。減算を合成帯域処理の範囲内でクローズさせる方法も一構成法であるが、本論文では速度方向の目標間電力アイソレーションを高めるため、ランダムパルスドップラー処理前（パルス圧縮後）の信号を減算する構成を採用する。この再帰的信号減算周波数推定法による提案法では、減算信号作成においてパルスドップラーフィルタと合成帯域の *slow time* 処理にて得られた信号振幅値を用いてパルス内の時間波形（*fast time*）を生成することで、当該減算手法で課題となる受信機のLPFの影響などの定式化困難な誤差に対してロバストとなるよう配慮したことを特徴とする。

レーダの最終処理として、しきい値処理を行い目標の検知（目標の有無判断とその距離・速度値の出力）が行われる。このとき、提案法である信号減算イテレーションを適用せず、自動検知法として従来のCFAR（テスト距離ビンの前後のレベルと比較したしきい値処理）を合成帯域処理出力に適用した場合、距離アンビギュイティに起因した距離サイドローブの上昇が誤検知につながる。提案法では、この問題に対し再帰的信号減算周波数推定法によりこの誤検知を抑制する。この方法はSAGEアルゴリズム[16]と類似のイテレーション処理であるが、SAGEアルゴリズムは推定を行う前にMUSICやRoot-MUSICなどで簡易推定を行い初期値として与える必要がある[17],[18]。しかし、サイドローブに埋もれた小電力目標に対しては推定値を得る

ことができない問題がある。一方、再帰的信号分離周波数推定法は、必要な目標の距離、複素振幅をイテレーションの過程で順次求めていくため初期値が不要で、サイドローブを構成する大きい目標の電力を逐次減算しているため、サイドローブに埋もれた小電力の目標の自動検知が可能となる。

本論文の 2. で多周波ステップレーダにおける速度・距離視野問題について述べ、3. では多周波ステップ方式の一つである多周波ステップ CPC 方式を例として再帰的信号減算周波数推定法に基づく目標自動検法について説明する。4. では計算機シミュレーションにより、提案法を 4GHz 帯域幅に適用し、車載レーダに求められる距離・速度視野を確保した上で、帯域幅に相当する高距離分解能 (約 3cm) が得られるとともに、多目標環境下において振幅の大きな目標のサイドローブに埋もれた振幅の小さな目標を自動検知できることを示す。

2. 多周波ステップレーダにおける速度・距離視野

2.1 多周波ステップ CPC 方式

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

(a) 基本送信シーケンス

多周波数ステップ CPC 方式は、CPC パルス圧縮と位相差を用いた距離推定 (合成帯域法) を複合したレーダ変調方式である [5]。時分割で二つの相補となる CPC (Complimentary phase code) 符号の送信と複数個の送信周波数切り替えを行い、受信時に送信周波数ごとに復調する。受信信号をパルス圧縮処理した後 Doppler 周波数推定を行う。時分割送信による Doppler シフトに対する位相補正処理を行い、相補の CPC 受信信号の加算により距離サイドローブを抑圧する。更に、複数ステップの周波数方向に受信信号を合成する合成帯域法により、送信帯域幅と比較して狭受信機帯域幅で高距離分解能を得るとともに遠距離性も両立している。図 1 に送信シーケンス、図 2 に多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図を示す。

ここで、各変数は表 1 のとおりである。

パルス化したレーダにおいてインストルメント距離 R_{ins} は一つの送信パルスから次の送信パルスまで (パ

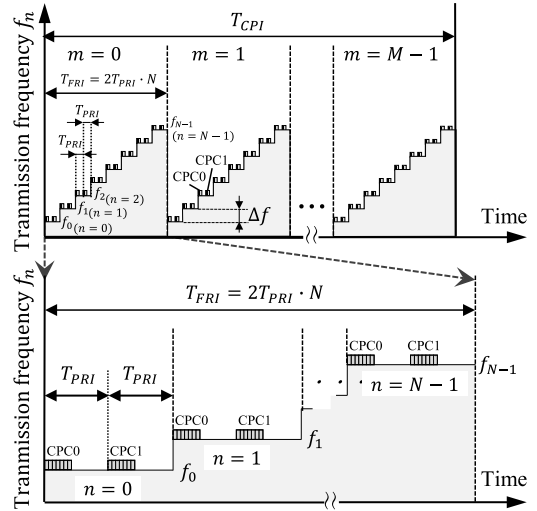


図 1 多周波ステップ CPC 方式送信シーケンス
Fig. 1 Transmission sequence for multi-frequency step CPC method.

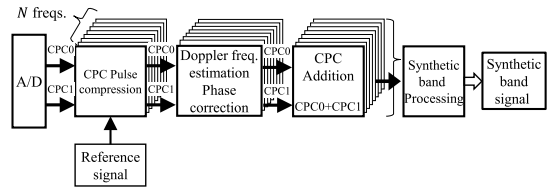


図 2 多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図
Fig. 2 Signal processing block diagram for multi-frequency step CPC.

表 1 変数定義
Table 1 Variable definition.

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

ルス繰返し時間 T_{PRI} : Pulse Repetition Interval) に電波が往復するという条件から、式 (1) で表される。

$$R_{ins} = \frac{c \cdot T_{PRI}}{2} \quad (1)$$

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

$$R = \frac{c \cdot \Delta\phi}{4\pi(f_n - f_{n-1})} \quad (2)$$

から求められる。すなわち距離アンビギュイが発生しない距離（距離視野） R_{max} は、式 (3) で表される。

$$R_{max} = \frac{c}{2\Delta f} \quad (3)$$

一方で距離分解能 δR は占有帯域幅 $B_t = (N-1) \cdot \Delta f + b$ で決まり、式 (4) で表される。

$$\delta R = \frac{c}{2B_t} = \frac{c}{2((N-1)\Delta f + b)} \quad (4)$$

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

目標速度 V は、周波数 f_0, f_1, \dots, f_{N-1} の距離ピンゴとのサンプリングデータをそれぞれフーリエ変換して求められる。速度分解能 δV は、FMCW 方式等と同様に観測時間 T_{CPT} で決まり、式 (5) で表される。

$$\delta V = \frac{\lambda}{2T_{CPT}} \quad (5)$$

速度視野を $\pm V_{max}$ とすると、各ステップ送信周波数におけるサンプリング周期 T_{FRI} を用いて式 (6) で表される。

$$V_{max} = \frac{\lambda}{4T_{FRI}} \quad (6)$$

多周波ステップ CPC (60GHz 帯) において、パルス繰り返し周期 $T_{PRI} = 3.5\mu s$ 、パルス帯域幅 $b = 80\text{MHz}$ 、 $\Delta f = 50\text{MHz}$ 、ステップ数 $N = 8$ とした場合、占有帯域幅 B は 430MHz となる。このとき、インストルメント距離 R_{ins} は式 (1) から 524.6m となり、距離視野 R_{max} は式 (3) から 3.0m となる。また、各送信周波数のパルス圧縮波は二つであるため、サンプリング周期 T_{FRI} は $2N \cdot T_{PRI}$ となり、速度視野 V_{max} は式 (6) から 79.6km/h となる。

なお、上記の定式化から、多周波ステップ方式の多周波 LFM 方式 [3], [4]、多周波 ICW 方式 [1] では、各送信周波数のパルス圧縮波は一つであるため、サンプリング周期 T_{FRI} は $N \cdot T_{PRI}$ となり、速度視野 V_{max} は 159.2km/h となる。

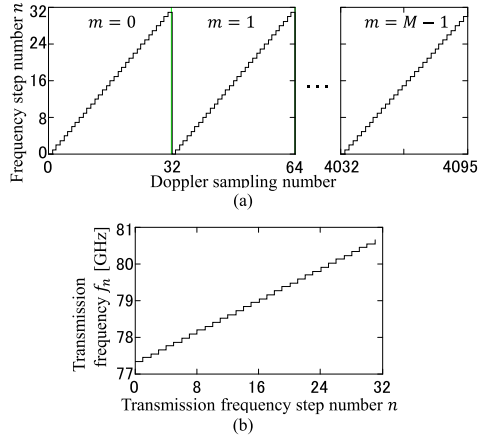


図3 線形ステップ送信シーケンス ((a): 周波数線形切替え, (b): 等間隔周波数ステップ)
 Fig. 3 Linear step transmission sequence. ((a): Frequency linear switching, (b): Equally spaced frequency steps)

(b) 超広帯域多周波ステップでの課題

2.1にて概説した多周波数ステップ CPC 方式を 79GHz 帯の 4GHz 帯域幅を 20MHz 程度の受信機帯域幅で実現することを考えた場合、距離分解能と遠距離性の両立という観点で多周波ステップ方式の有効性がより顕著となるものの、観測時間を一定にすると周波数時分割切り替えのため距離視野が狭くなる問題が生じる。周波数ステップ数 N を 256、周波数ステップ幅 Δf を 13.4MHz とした場合、約 4GHz の帯域をカバーできるが、観測時間が長くなる問題があり N を 256 から 32 程度に間引いて選択する必要がある。図 3 に、距離 19.2m、速度 60km/h の 1 目標に対する上記線形ステップ送信シーケンスを示し、図 4 に、これによる超広帯域多周波ステップ CPC 方式の合成帯域出力結果例を示す。

この場合、速度視野だけでなく距離視野の劣化が生じる。 $N = 32$ のとき、速度視野（速度アンビギュイティが発生する間隔）が約 30km/h、距離視野（距離アンビギュイティが発生する間隔）が 1.4m となる。図 4 の上記送信シーケンスによる出力結果例を示すように速度及び距離方向においてアンビギュイティが発生しており、距離方向については約 7m の距離ゲート幅の中に多数存在している。

(c) 周波数ステップのランダム化

速度視野改善対策として、図 5 に示すように送信する周波数順序をランダムとし同一送信周波数におけるサンプリング周期を不等間隔とするランダムステップ送信

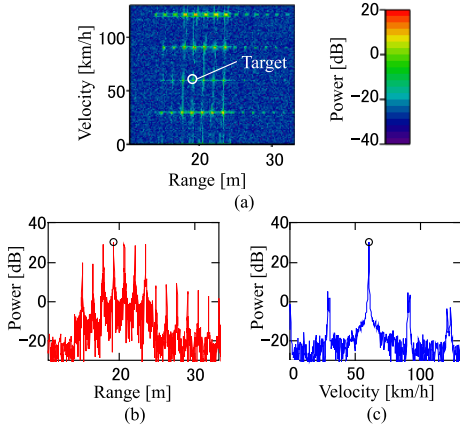


図4 線形ステップ送信シーケンスによる合成帯域結果出力 (a) 距離-ドップラマップ, (b) 距離-電力プロファイル, (c) 速度-電力プロファイル

Fig. 4 Combined bandwidth result output by linear step transmission sequence. ((a) Distance-Doppler map, (b) Distance-Power profile, (c) Velocity-Power profile)

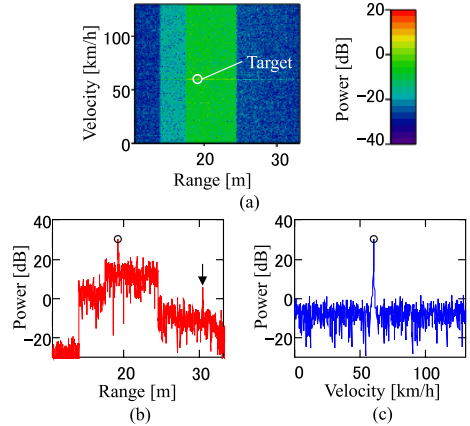


図6 ランダムステップ送信シーケンスによる合成帯域結果出力 (a) 距離-速度マップ, (b) 距離-電力プロファイル, (c) 速度-電力プロファイル

Fig. 6 Combined bandwidth result output by random step transmission sequence. ((A) Distance-Doppler map, (b) Distance-Power profile, (c) Velocity-Power profile)

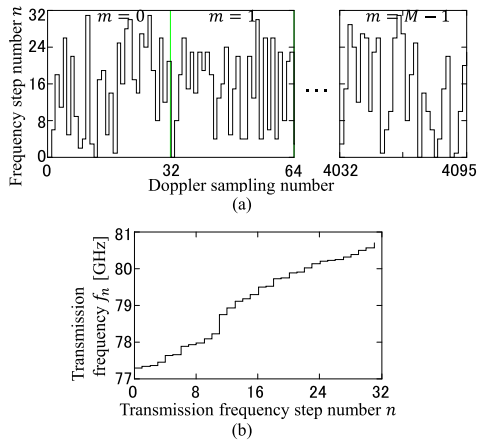


図5 ランダムステップ送信シーケンス ((a): 周波数ランダム切替え, (b): 不等間隔周波数ステップ)

Fig. 5 Random step transmission sequence. ((a): Random frequency switching, (b): Unequally spaced frequency steps)

シーケンスにより速度視野を確保する。更に、距離視野改善対策として、最小周波数ステップ幅 $\Delta f = 13.4\text{MHz}$ の間引かれた 32 個の周波数ステップをランダムに選択する。結果的に、周波数ステップは、不等間隔ではあるが、広い距離視野に相当する周波数ステップの最小刻みがシーケンス内に含まれることになる。

図 6 に、距離 19.2m、速度 60km/h の 1 目標に対する上記送信シーケンスによる超広帯域多周波ステップ CPC 方式の合成帯域出力結果例を示す。同一周波数におけるサンプリング周期及び周波数ステップの不等間

隔化により、速度及び距離方向のアンビギュイティが緩和され、速度視野は $\pm 488\text{km/h}$ 、距離視野は 11.2m に拡大されている。このときの速度視野 V'_{max} は式 (7) で与えられる。

$$V'_{max} = \frac{\lambda}{8T_{PRI}} \quad (7)$$

また、約 7m の距離ゲートにより図 6(b) の矢印で示す 11.2m 間隔のアンビギュイティについては大きく抑圧される。一方で、速度及び距離方向にアンビギュイティ起因のサイドローブが一定レベルの値として残存する。このため、信号電力差のある目標が同一の距離・速度に存在するとき、その検知が課題となり、新たな目標の自動検知法が必要となる。

3. 超広帯域多周波ステップレーダへの再帰的信号減算周波数推定法に基づく目標自動検法の適用

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

3.1 提案法の概要

提案法は、図 5 で示した送信シーケンスを用い、再帰的波形減算周波数推定法に基づき、パルス圧縮後の

多目標が含まれる観測信号から減算信号を減算することにより 1 目標波形を生成し、目標電力の大きい順に逐次的に検知していくことを特徴としている。また、減算処理をパルス圧縮後とすることで実環境において A/D 変換器前に挿入される LPF の影響により減算波形の波形生成の精度を低下させることなく減算処理が可能となる。

再帰的波形減算周波数推定法 [14], [15] は、CA の概念 [19] に基づくイテレーションを多重化したものであり、処理ブロック図を図 7 に示す。この推定法は、CA イテレーション法（以降、CA 法と呼ぶ）が基本となっている。CA 法は事前に検出する全目標に対して、目標距離の初期値を必要とし、目標間の相互の干渉がある状態で目標距離推定を行うために、推定距離から生成する減算信号に誤差が生じ波形減算効果の低下をまねく。そのため、以降のイテレーションによる目標距離推定に誤差が残る可能性がある。そこで、提案法ではイテレーションを多重化して「目標数更新」を行う処理ループ（再帰的信号減算周波数推定ループ (Recursive signal subtraction frequency estimation loop)）の中で CA 法を行う方式とし、推定する目標数を 1 からはじめ一つずつ目標数を増加させその目標数の中で CA 法を行う構成とした。図 7 の「目標数更新 (Target number update)」で設定された目標数において、CA イテレーションにより信号減算で得られる 1 目標信号のピーク検出と目標距離推定を繰り返す。「(d-1) 収束判定 (Convergence judgment)」により推定目標距離の収束が判定されると CA イテレーションを終了し、「目標数更新」により推定目標数を一つ増加させる。「目

標数更新」であらたに追加された推定対象目標の目標距離を推定するにあたり、前回の CA 法で推定精度が改善された既推定目標距離を使い「(b) 減算信号生成 (Subtraction signal)」で生成された信号を観測信号から減算することで追加目標信号を精度よく分離することができる。また、再び CA イテレーションを行うことで追加目標及び既に推定された全ての目標に対して目標距離の精度を改善することができる。このように、イテレーションを多重化することで、各目標の初期値を不要とするとともに各目標信号の分離及び距離推定の精度を改善することができる。更に、再帰的信号減算周波数推定ループでは、目標電力の大きい順に逐次的に推定されていくため、既に推定した目標電力の大きい信号を減算することで、電力の大きな目標のサイドローブフロアに埋もれた電力の小さな目標に対する影響を回避し、目標電力差のある多目標全てを自動検知することができる。

3.2 受信信号の定式化

図 5 に示す送信シーケンスにより送信され、目標にあたり反射し、目標までの往復時間に相当する時間遅延 τ の後、受信波として受信アンテナに入射し、サーキュレータを経由してミキシングされ、A/D 変換器によりサンプリングされ、その信号 s_{code} は

$$s_{code}(m, n, ic, k\tau) = CPC \left(k\tau \cdot \Delta k - \frac{2R(t_{m,n,ic})}{c} \right) \cdot \exp \left(-j2\pi f r_{m,n} \frac{2R(t_{m,n,ic})}{c} \right) \quad (8)$$

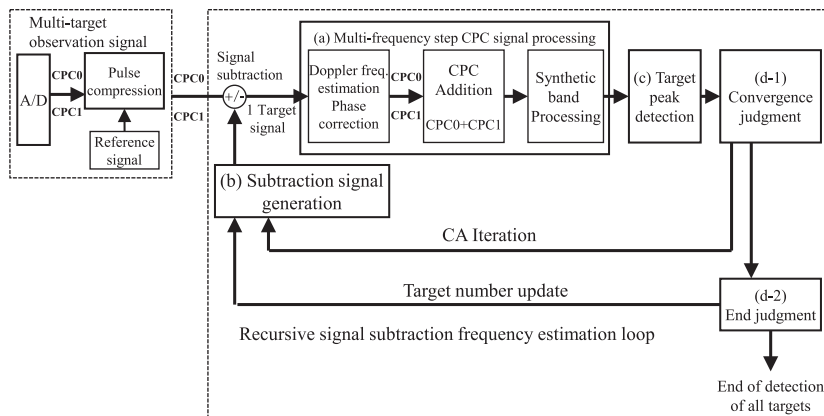


図 7 提案法の信号処理ブロック図
Fig. 7 Signal processing block diagram of the proposed method.

とあらわされる。ここで、 CPC は CPC 符号による受信信号の複素振幅、 $fr_{m,n}$ はパルス番号 m 、ステップ番号 n における前章 2.1(c) で示したランダムな間隔で間引かれた送信周波数である。 Δk は A/D サンプル周波数 f_s から式 (9) で与えられる距離ゲート幅に相当する距離 bin 間隔であり、 k_τ は fast time における距離 bin 番号であり $k_\tau = \text{ceil}(\tau/\Delta k)$ で与えられる。

$$\Delta k = \frac{c}{2f_s} \quad (9)$$

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

$$t_{m,n,ic} = 2TPRI(N \cdot m + n) + TPRI \cdot ic \quad (10)$$

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

$$R(t_{m,n,ic}) = R_0 - V \cdot t_{m,n,ic} \quad (11)$$

となる。

複数目標が存在する環境下におけるサンプリング信号は式 (8) の線形和として表される。

3.3 再帰的信号減算周波数推定法による自動検知

送信する周波数順序をランダムとし同一周波数におけるサンプリング周期を不等間隔とすることで距離視野が確保されるが、図 6(b) に示すように目標のサイドローブフロアが約 15dB となる。近接した距離に振幅差が 15dB 以上の振幅の小さな目標が存在する場合、目標はサイドローブフロアに埋もれ単純な目標ピーク探索による目標自動検では誤検知を引き起こす可能性がある。そこで、多目標が含まれる観測信号から 1 目標ずつ信号を分離しながら分離目標の距離、速度、複素振幅をイテレーション推定する再帰的信号減算周波数推定法を適用する。これにより、振幅の大きな目標をサイドローブも含め減算することにより、サイドローブフロアに埋もれた電力の小さな目標に対する影響を回避し、目標電力差のある多目標全てを自動検知することができる。

(a) 多周波ステップ CPC 信号処理

図 7 のブロック図に示すように A/D 変換器によりサンプリングされた信号 s_{code} は、参照信号を用いて「パルス圧縮」処理され、その出力 PC は

$$\begin{aligned} PC(m,n,ic,k_\tau) &= g \left(k_\tau \cdot \Delta k - \frac{2R(t_{m,n,ic})}{c} \right) \\ &\cdot \exp \left(-j2\pi fr_{m,n} \frac{2R(t_{m,n,ic})}{c} \right) \end{aligned} \quad (12)$$

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

$$\begin{aligned} RD_{n,ic}(k_\tau, m_d) &= \sum_{m=0}^{M-1} PC(m,n,ic,k_\tau) \\ &\cdot \exp \left(-j2\pi f_n \frac{2m_d \cdot \Delta v}{c} t_{sm,n,ic} \right) \end{aligned} \quad (13)$$

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

$$\Delta v = \frac{c}{f_c} \frac{1}{2TCPI} \quad (14)$$

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

上記で得られた周波数ステップ n 、 CPC 符号番号 ic ごとのドップラー信号 $RD_{n,ic}$ は式 (15) の「 CPC 加算 (ADD)」処理により、 CPC 符号番号 ic による 2 信号が加算処理される。相補の CPC 受信信号の加算により距離サイドローブを抑圧する。

$$ADD_n(k_\tau, m_d) = \sum_{ic=0}^1 RD_{n,ic}(k_\tau, m_d) \quad (15)$$

上記で得られた周波数ステップ n ごとの加算信号 ADD_n は式 (16) の「合成帯域 (SWW)」処理により n 方向のフーリエ変換が施される。SWW 処理により N 個の間引かれた狭帯域受信信号が広帯域信号に合成帯域され高分解能化される。

$$\begin{aligned} SWW(ir, m_d) &= \sum_{n=0}^{N-1} ADD_n(k_\tau, m_d) \\ &\cdot \exp \left(j2\pi f_n \frac{2(k_\tau \cdot XR - ir) \cdot \Delta r}{c} \right) \end{aligned} \quad (16)$$

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

(b) 減算信号生成

ここでは、「パルス圧縮」処理後の信号に対する減算信号の生成について述べる。図7のブロックに示すように「(a) 多周波ステップ CPC 信号処理 (Multi-frequency step CPC signal processing)」の出力に対して「(c) 目標ピーク検知 (Target Peak detection)」処理により最大電力となる目標速度と目標距離を推定する。仮定する目標数を K_{igt} とし、目標番号を $iT (= 0, 1, \dots, K_{igt} - 1)$ としたときの各目標の推定速度を \hat{V}_{iT} 、推定距離を \hat{R}_{iT} とする。「(c) 目標ピーク検知」によって多周波ステップ CPC 信号出力の最大電力となる速度 bin、距離 bin の信号から \hat{V}_{iT} 、 \hat{R}_{iT} を求めると、「パルス圧縮」処理後の信号の推定複素振幅 $\hat{a}_{iT}(k_\tau)$ は、各距離 bin k_τ におけるパルス圧縮減算信号 $PC(m, n, ic, k_\tau)$ に対してパルスドップラーフィルタと合成帯域の slow time 処理を式 (17) で行うことにより fast time の時間波形を生成することで与えられる。

$$\begin{aligned} \hat{a}_{iT}(k_\tau) &= \frac{1}{2MN} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{ic=0}^1 \sum_{m=0}^{M-1} PC(m, n, ic, k_\tau) \\ &\cdot \exp\left(-j2\pi f_n \frac{2\hat{V}_{iT}}{c} t_{sm,n,ic}\right) \\ &\cdot \exp\left(j2\pi f_n \frac{2\hat{R}_{iT}}{c}\right) \end{aligned} \quad (17)$$

なお、ここでは、図7のブロック図における信号減算を「パルス圧縮」処理後に行う構成で説明しているが、提案の方式は線形処理であるため、原理的には「パルス圧縮」処理の前に減算を行う構成も考えられる。この場合、使用する CPC 符号は設計された既知のものであるので、「(c) 目標ピーク検知」で検出した各目標の目標ピーク位置における距離、速度、複素振幅値を用いて「パルス圧縮」処理の前に対する減算信号をより簡便に生成して信号減算することが可能である。しかし、実環境における「パルス圧縮」処理の前の信号は A/D 変換器前に挿入される LPF の影響を受けており、上記で生成した減算信号との間に誤差が生じ波形減算効果の低下をまねく可能性がある。提案の方式では、式 (17) に示すように「パルス圧縮」処理によりパルス化され LPF の影響を受けた距離 bin k_τ ごとの slow time 信号 $PC(m, n, ic, k_\tau)$ をもとに各距離 bin における複素振幅を求めている。これにより、アナロ

グフィルタの影響を考慮した効果的な信号減算が可能となる。

これらの \hat{V}_{iT} 、 \hat{R}_{iT} 、 $\hat{a}_{iT}(k_\tau)$ を用いて、「(c) 目標ピーク検知」により検出した目標番号 iT の「パルス圧縮」処理後の信号 PC_{subiT} は (18) で与えられ、「減算信号生成」処理の出力となる。

$$\begin{aligned} PC_{subiT}(m, n, ic, k_\tau) &= \hat{a}_{iT}(k_\tau) \cdot \exp\left(j2\pi f_{r_{m,n}} \frac{2\hat{V}_{iT}}{c} t_{m,n,ic}\right) \\ &\cdot \exp\left(-j2\pi f_{r_{m,n}} \frac{2\hat{R}_{iT}}{c}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

目標数 K_{igt} における各目標 iT の「パルス圧縮」処理後の信号 PC_{iT} は、図7の「(b) 減算信号生成 (Subtraction signal generation)」により式 (19) で示すイテレーションにより求めていく。右肩の添字 $\langle p \rangle$ は、 p 回目のイテレーションの値であることを示す。 $PC_{iT}^{(p)}$ は多目標が含まれる元の観測信号 PC から既に検出した目標 iT 以外の信号 $PC_{sub_{i \neq iT}}^{(p-1)}$ を逐次減算することで求めることができる。全ての目標 ($iT = 0, 1, \dots, K_{igt} - 1$) の $PC_{iT}^{(p)}$ が求まると次のイテレーション $p+1$ として同じく式 (19) の処理を行う。

$$\begin{aligned} PC_{iT}^{(p)}(m, n, ic, k_\tau) &= PC(m, n, ic, k_\tau) - \sum_{i=0, i \neq iT}^{K_{igt}-1} PC_{sub_i}^{(p-1)}(m, n, ic, k_\tau) \end{aligned} \quad (19)$$

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

(c) 目標ピーク検知

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

一目標に分離された「パルス圧縮」処理後の信号 PC_{iT} の各ステップ番号 n 、CPC 符号番号 ic 、ピーク距離 bin k_{pk} ($= \text{ceil}(ir_{pk}/XR)$) における信号値を用いベクトル $XV_{n,ic} \in C^{M \times 1}$ を式 (20) で与える。

$$XV_{n,ic}(m) = PC_{iT}(m, n, ic, k_{pk}) \quad (20)$$

また、速度 bin m_d におけるステアリングベクトル $StrV_{n,ic} \in C^{1 \times M}$ を式 (21) で与える。

$$StrV_{n,ic}(m_d, m) = \exp\left(j2\pi f_n \frac{2m_d \cdot \Delta v}{c} t_{s_{m,n,ic}}\right) \quad (21)$$

ピーク速度 bin m_{pk} における n, ic ごとの和信号 ΣV 、差信号 ΔV を式 (22) で与え、 ΔV を ΣV で正規化した $hV_{n,ic}$ を式 (23) で得る。ここで、 \circ は Hadamard Product である。

$$\begin{pmatrix} \Sigma V_{n,ic} \\ \Delta V_{n,ic} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \overbrace{[1, \dots, 1, 1, \dots, 1]}^M \\ \underbrace{[1, \dots, 1, -1, \dots, -1]}_{M/2} \end{bmatrix} \circ StrV_{n,ic}(m_{pk}) \cdot XV_{n,ic} \quad (22)$$

$$hV_{n,ic} = \text{Im}\left(\frac{\Sigma V_{n,ic}}{\Delta V_{n,ic}}\right) \quad (23)$$

m_{pk} を中心とし、そこから δm 離れた位置での和信号と差信号を式 (24) で与え、和信号で正規化されたモノパルス曲線 $RefV_{n,ic}$ を式 (25) で用意する。

$$\begin{pmatrix} \Sigma V_{n,ic}(\delta m) \\ \Delta V_{n,ic}(\delta m) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \overbrace{[1, \dots, 1, 1, \dots, 1]}^M \\ \underbrace{[1, \dots, 1, -1, \dots, -1]}_{M/2} \end{bmatrix} \cdot StrV_{n,ic}(\delta m) \quad (24)$$

$$RefV_{n,ic}(\delta m) = \text{Im}\left(\frac{\Sigma V_{n,ic}(\delta m)}{\Delta V_{n,ic}(\delta m)}\right) \quad (25)$$

$RefV_{n,ic}$ の値が $hV_{n,ic}$ となる δm を探索することで、精探索で得られた速度 $V_{fine,n,ic}$ が式 (26) で得られる。

$$V_{fine,n,ic} = (m_{pk} + RefV_{n,ic}^{-1}(hV_{n,ic})) \cdot \Delta v \quad (26)$$

全ての n, ic における $V_{fine,n,ic}$ を式 (27) で平均して高精度に推定された目標速度 \hat{V} を得る。

$$\hat{V} = \overline{V_{fine,n,ic}} \quad (27)$$

一方、目標距離については、 PC_{iT} のピーク距離 bin k_{pk} と上記で求めた推定目標速度 \hat{V} 用いベクトル $XR \in C^{N \times 1}$ を式 (28) で与える。また、距離 bin ir におけるステアリングベクトル $StrR \in C^{1 \times N}$ を式 (29) で与える。

$$XR(n) = \sum_{ic=0}^1 \sum_{m=0}^{M-1} PC(m, n, ic, k_{pk}) \cdot \exp\left(-j2\pi f_n \frac{2\hat{V}}{c} t_{s_{m,n,ic}}\right) \quad (28)$$

$$StrR(ir, n) = \exp\left(-j2\pi f_n \frac{2ir \cdot \Delta R}{c}\right) \quad (29)$$

上記の目標速度推定と同様の方法で、ピーク距離 bin ir_{pk} と式 (30)~(35) を用いて高精度に推定された目標距離 \hat{R} が得られる。

$$\begin{pmatrix} \Sigma R \\ \Delta R \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \overbrace{[1, \dots, 1, 1, \dots, 1]}^N \\ \underbrace{[1, \dots, 1, -1, \dots, -1]}_{N/2} \end{bmatrix} \circ StrR(ir_{pk}) \cdot XR \quad (30)$$

$$hR = \text{Im}\left(\frac{\Sigma R}{\Delta R}\right) \quad (31)$$

$$\begin{pmatrix} \Sigma R(\delta ir) \\ \Delta R(\delta ir) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \overbrace{[1, \dots, 1, 1, \dots, 1]}^N \\ \underbrace{[1, \dots, 1, -1, \dots, -1]}_{N/2} \end{bmatrix} \cdot StrR(\delta ir) \quad (32)$$

$$RefR(\delta ir) \equiv \text{Im}\left(\frac{\Sigma R(\delta ir)}{\Delta R(\delta ir)}\right) \quad (33)$$

$$\hat{R} = (ir_{pk} + RefR^{-1}(hR)) \cdot \Delta r \quad (34)$$

(d) 収束判定と終了判定

p 回目のイテレーションで、各目標 iT の式 (27) で推定された $\hat{V}^{(p)}_{iT}$ 及び式 (34) で推定された $\hat{R}^{(p)}_{iT}$ が、図 7 に示す「(d-1) 収束判定 (Convergence judgment)」で $p-1$ 回目のそれぞれの値と比較して収束が判定されるまでイテレーションを繰り返す。

目標数 K_{tgt} について全ての目標速度及び距離が P 回のイテレーションで収束した後、検出すべき総目

標数 K_{All} が既知である場合は、図 7 に示す「(d-2) 終了判定 (End judgment)」により $K_{tgt} = K_{All}$ 個の目標の取束判定がされた時点で全目標検知を終了する。 $K_{tgt} < K_{All}$ のときは、「目標数更新」により仮定する目標数を $K_{tgt} + 1$ として、上記処理を繰り返す。

K_{All} が既知でない場合は、例えば以下の方法で目標検知を終了することができる。(35) に示す元の観測信号から、推定された K_{tgt} 個の各目標 $PCsub_{iT}^{(p)}$ の総和を差し引いた残差信号を求め、その全ての bin における電力の RMS ε を求める。「(d-2) 終了判定」で、 ε が所定のしきい値レベルとなったとき全体の処理を終了する。しきい値レベルにならないときは、「目標数更新」により仮定する目標数を $K_{tgt} + 1$ として、上記処理を繰り返す。

$$\varepsilon = RMS \left(PC(m, n, ic, k_\tau) - \sum_{iT=0}^{K_{tgt}-1} PCsub_{iT}^{(p)}(m, n, ic, k_\tau) \right) \quad (35)$$

以上により、提案法では、多目標が含まれる観測信号から 1 目標ずつ信号をアンビギュイティ起因のサイドローブとともに減算処理で再帰的に分離することで目標の距離、速度、複素振幅を高精度に推定することが可能である。また、アナログフィルタの影響とサイドローブの影響を回避し信号電力差のある複数目標の速度、距離推定とそれらの自動検知を可能とする。

4. 計算機シミュレーション

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

4.1 レーダパラメータ

計算機シミュレーションにおける超広帯域多周波ステップ CPC 方式のレーダパラメータを表 2 に示す。最小周波数ステップ幅 $\Delta f = 13.4\text{MHz}$ で 3.44GHz の帯域幅をカバーする 256 の周波数ステップから $N = 32$ の周波数ステップをランダムに選択した多周波ランダムステップ CPC の送信シーケンスで変復調を行う。

表 2 レーダパラメータ
Table 2 Radar parameters.

Parameters	Set value Expected performance
Transmission step frequency f_0-f_{N-1}	79GHz band (77-81GHz)
Transmission bandwidth B_t	3.44GHz
Instant receive bandwidth B_r	21.5MHz
Pulse repetition interval T_{PRI}	3.5 μ sec
Number of CPC code chips P	16
Number of transmission freq. steps N	32
Number of Doppler sampling M	128
Coherent Processing Interval T_{cpi}	28.7ms
Minimum freq. step width Δf_{min}	13.4MHz
A/D sampling frequency f_s	43MHz
Analog filter	12 order Butterworth (Bandwidth 95%)
Instrument distance R_{ins}	525m
Range resolution (Equivalent to 3.4GHz)	0.039m (-3dB width)
Range resolution δV (Equivalent to 29msec)	0.21km/h
Range field of view R_{max}	11.2m
Velocity field of view V_{max}	$\pm 487.9\text{km/h}$

表 3 1 目標の目標条件
Table 3 1 target parameters.

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

4.2 評価結果

本節では、定性評価と統計評価により提案法の有効性を示す。

(a) 基本性能評価

1 目標について S/N が十分に大きな表 3 に示す目標条件による目標検出結果を図 8 の電力プロファイルに示す。設定した目標の距離、速度において目標検出がなされていることが確認できる。図 9 に距離-電力プロファイルの拡大図を示す。図中の矢印で示す -3dB 電力幅について、不等間隔とするランダムステップ送信シーケンスのパターンを 100 通り変化させた結果、平均値が 0.037m となり総送信帯域幅 3.44GHz の距離分解能 (0.039m) に相当する分解能が確認できる。

(b) 低 S/N 環境下における性能評価

表 4 に示す目標条件を用いてシミュレーションした低 S/N 環境下における複数目標検出性能 (シナリオ 1) を図 10 に示し、各目標振幅位相をランダムに変化させ

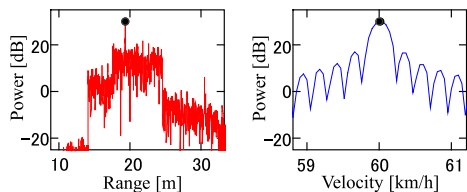


図8 基本性能評価(左:距離-電力, 右:ドップラー-電力)
Fig. 8 Evaluation of fundamental performance. (left: Range-Power, right: Doppler-Power)

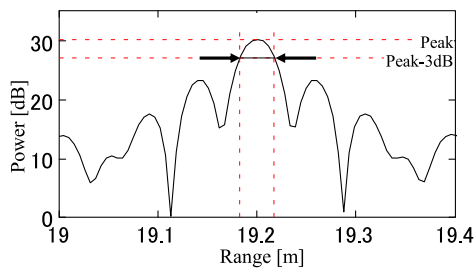


図9 距離-電力プロファイルの拡大図
Fig. 9 Enlarged view of Range-Power profile.

表4 等速度5目標の目標条件(シナリオ1)

Table 4 Parameters for 5 targets of constant velocity (scenario 1).

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

た試行回数 100 回の RMSE (Root Mean Square Error) による推定精度評価結果を表5に示す。ここでは、S/Nは0dBとし、同一速度の目標数を5とし、目標間電力差を0dBとする。なお、目標数5の設定根拠については参考文献[13]による。

図10(a)は5目標が含まれる観測信号合成帯域出力であり、白丸は各目標の設定距離、速度を示す。図10(b)は、各検出目標の多重化したイテレーションの最終ループの出力結果である。図10(a)の合成帯域出力では、設定された目標距離以外の距離においてもスパイク状のピークが多数確認される。従来のしきい値処理(OS-CFAR[20]など)では、これらのスパイク状のピークを誤検知する可能性があるが、本提案法で示す目標電力の大きい順に検知・波形生成・減算を繰り返す目標の自動検知では距離方向のサイドローブのスパイク状のピークを誤検知することなく、検出で

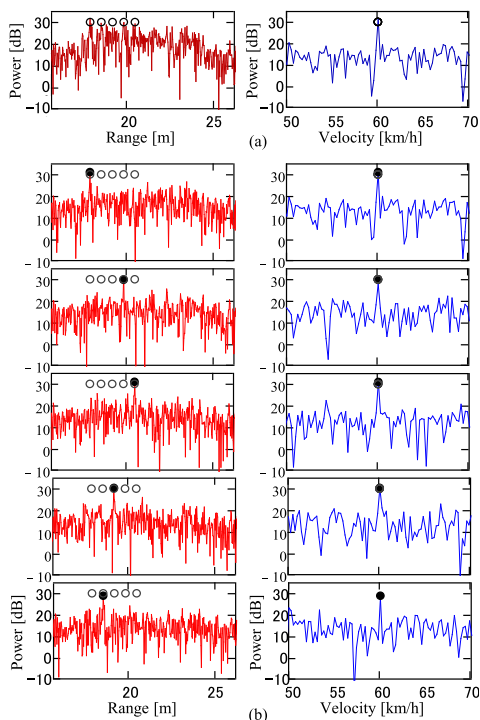


図10 低S/N環境下における提案法の出力結果(シナリオ1)
Fig. 10 Result of the proposed method in a low S/N environment (scenario 1).

表5 低S/N環境下における提案法の推定精度(シナリオ1)
Table 5 RMSE of estimated range in a low S/N environment by the proposed method (scenario 1).

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

きていることが確認できる(図中の黒丸印)。5目標のS/N比が等しいため、表5に示す推定精度はほぼ等しい値となる。

(c) 電力差のある目標検知性能評価

本項では、表6に示す目標条件用いてシミュレーションした電力差のある複数目標検出性能(シナリオ2, 3)について示す。ここでは、車両や歩行者を検出する車載レーダを想定する。車両と歩行者の電力差がおよそ20dBであることから、目標の最大電力差を20dBとしその中で5dBずつ変えた五つの異なる目標電力を

表6 電力差のある等速度5目標の目標条件(シナリオ2)

Table 6 Parameters for constant velocity 5 targets with power difference (scenario 2).

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

表7 電力差のある等速度5目標における提案法の推定精度(シナリオ2)

Table 7 RMSE of the proposed method for constant velocity 5 targets with power difference (scenario 2).

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

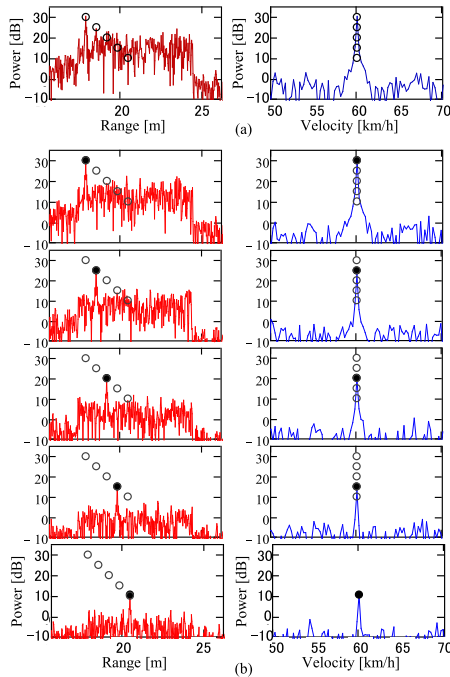


図11 電力差のある等速度5目標における提案法の出力結果(シナリオ2)

Fig. 11 Result of the proposed method for constant velocity 5 targets with power difference (scenario 2).

表8 電力差のある等距離5目標の目標条件(シナリオ3)

Table 8 Parameters for constant range 5 targets with power difference (scenario 3).

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

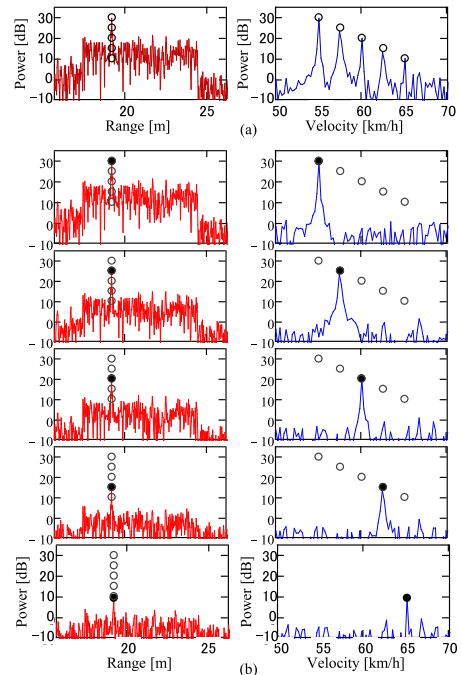


図12 電力差のある等距離5目標における提案法の出力結果(シナリオ3)

Fig. 12 Result of the proposed method for constant range 5 targets with power difference (scenario 3).

設定する。表6, 図11, 表7は, 速度を60km/h一定とし距離と電力を変えた等速度5目標の条件と検知結果(シナリオ2)である。表8, 図12, 表9は, 距離を19.2m一定とし速度と電力を変えた等距離5目標の条件と検知結果(シナリオ3)である。

シナリオ2, 3の結果において, 図11(a), 図12(a)の合成帯域出力では, 最大電力を有する目標距離にピークが確認されるが, それ以外の目標電力のピークは, 最大電力を有する目標の距離サイドローブが重畳し確認できず, OS-CFARなどの従来のしきい値処理では, 電力の小さい目標の検知が難しいことがわかる。

表9 電力差のある等距離5目標における提案法の推定精度 (シナリオ3)

Table 9 RMSE of the proposed method for constant range 5 targets with power difference (scenario 3).

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

図11(b), 図12(b)から, 提案法により, サイドローブに埋もれた目標も含め全ての目標が検出されていることがわかる(図中の黒丸印). 提案法は, 目標電力の大きい順に減算信号を一つずつ増加させていく構成とすることで, サイドローブを含めた目標間干渉誤差の低減が可能であると考えられる. 表7, 表9に示す推定精度については, 目標の電力(S/N比)が大きいほど距離, 速度の推定精度が良くなる事が確認できる.

(d) イテレーション法の評価

本項では, 提案法である再帰的信号減算周波数推定法とCA法に基づく信号減算周波数推定法について推定精度を比較する(シナリオ4). 目標条件は, 表5に示した電力差のある等速度5目標(シナリオ2)と同条件とした. 各目標振幅位相をランダムに変化させた試行回数100回のRMSEによる推定精度評価結果を表10に示す. CA法では, 試行結果に収束した推定値が局所解になり真値から大きく外れた結果が含まれるため推定精度が悪くなっている. 一方, 提案法では, 目標電力の大きい順に減算信号を一つずつ増加させていく構成とすることで, サイドローブを含めた目標間干渉誤差の低減により収束した推定値が局所解になりにくいと考えられ, CA法と比較して推定精度が大きく改善されている.

(e) アナログフィルタの検知性能への影響評価

本項では, 表11に示す条件において, 減算に対するアナログフィルタの影響について, パルス圧縮後及びパルス圧縮前において減算処理を行う構成での出力結果を比較する(シナリオ5). 図13はパルス圧縮後において減算処理を行う構成(提案法), 図14はパルス圧縮前において減算処理を行う構成(比較)である. 図13で示すパルス圧縮後の減算処理(提案法)では, 前項で示した電力差のある目標を設定距離, 速度で検出できていることがわかる. 一方, 比較として図14で

表10 イテレーション法による推定精度 (シナリオ4)
Table 10 RMSE for iteration method (scenario 4).

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

表11 アナログフィルタの検知性能への影響評価における3目標の目標条件 (シナリオ5)

Table 11 Three target parameters for evaluating the effect of analog filters on detection performance (scenario 5).

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

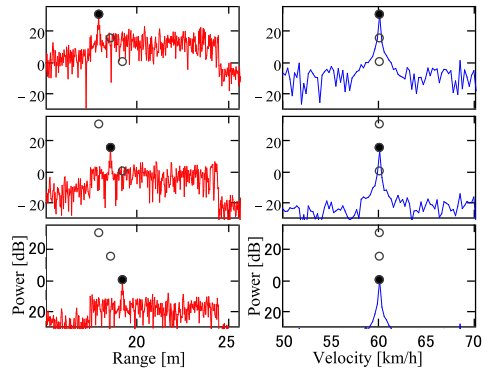


図13 パルス圧縮後の減算処理による出力結果 (提案法) (シナリオ5)

Fig. 13 Result by subtraction processing after pulse compression (proposed method) (scenario 5).

示すパルス圧縮前の減算処理では, 3.(b)で述べたように「パルス圧縮」処理の前の信号はA/D変換器前のLPFの影響を受けており, それと生成した減算信号との間に誤差が生じる. そのため電力の大きな目標1に起因するサイドローブが減算処理で完全に差し引く事ができず, 他の電力の小さな目標検出時においても電力の大きな目標のサイドローブが残り続ける. その結果, 目標2, 目標3の検出においてそのサイドローブをピークとして誤検出する. 各目標振幅位相をランダムに変化させた試行回数100回のRMSEによる推定

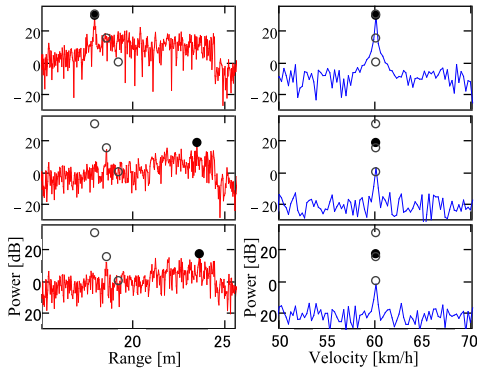


図 14 パルス圧縮前の減算処理による出力結果 (比較) (シナリオ 5)
 Fig. 14 Result by subtraction processing before pulse compression (comparison) (scenario 5).

表 12 減算処理の位置による推定精度 (シナリオ 5)
 Table 12 RMSE for subtraction processing position (scenario 5).

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

表 13 S/N 比に対する目標推定精度の評価における 5 目標の目標条件 (シナリオ 6)

Table 13 Three target parameters in the evaluation of target estimation accuracy for S/N ratio (scenario 6).

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

精度評価結果を表 12 に示す。特に電力の小さな目標 3 においてはサイドロープの影響を受けやすく RMSE が大きくなっている。これにより、提案法であるパルス圧縮後減算の有効性が確認できる。

(f) S/N 比に対する目標推定精度

表 13 に示す目標条件を用いてシミュレーションした提案法の S/N 比に対する目標推定精度の RMSE と CRLB (Cramer-Rao Lower Bound) の比較 (シナリオ 6) を図 15 に示す。各目標の速度を 60km/h 一定とし電力 (SWW 入力時 S/N) は同電力として S/N 比を -5dB ~

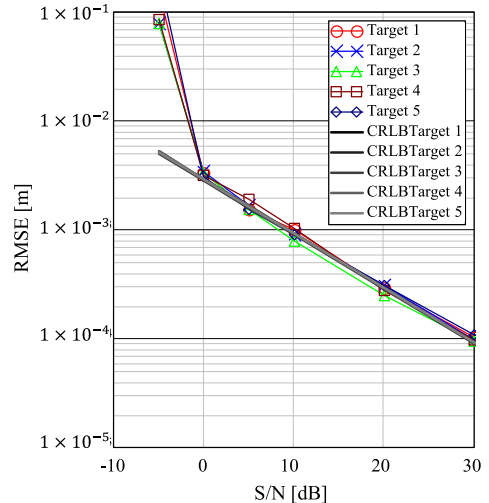


図 15 提案法の目標距離推定精度 RMSE と CRLB (シナリオ 6)
 Fig. 15 Target distance estimation RMSE and CRLB of the proposed method (scenario 6).

30dB に変化させた。また、RMSE は、各目標振幅位相をランダムに変化させて 100 回試行した値である。S/N が 0dB 以上では、5 目標全てにおいて RMSE が CRLB とほぼ一致していることが確認できる。

5. む す び

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

謝辞 本研究開発は、一部総務省 SCOPE (受付番号

195003009)により実施されたものである。

文 献

- [1] 稲葉敬之, “多周波ステップ ICW レーダによる多目標分離法,” 信学論 (B), vol.J89-B, no.3, pp.373-383, March 2006.
- [2] 福島冬樹, 原沢康弘, 原 照幸, 稲葉敬之, “相対速度による影響が大きい場合の多周波ステップ ICW 方式におけるドップラー補正法の一検討,” 信学技報, SANE2009-48, July 2009.
- [3] 渡辺優人, 稲葉敬之, “多周波ステップ LFM 方式における CMSE 周波数ステップ,” 電学論 (C), vol.136-C, no.10, pp.1454-1459, Oct. 2016.
- [4] 渡辺優人, 稲葉敬之, “多周波ステップ LFM 法における信号処理の比較検討,” 信学技報, SANE2010-160, Feb. 2011.
- [5] 渡辺優人, 秋田 学, 稲葉敬之, “多周波ステップ CPC レーダの提案と原理検証実験,” 電学論 (C), vol.135, no.3, pp.285-291, 2015.
- [6] M. Watanabe, T. Inaba, H. Tsubota, and T. Yano, “Development of millimeter wave radar using stepped multiple frequency complementary phase code modulation,” 信学技報, SANE2011-81, Oct. 2011.
- [7] 渡辺優人, 秋田 学, 稲葉敬之, “多周波ステップ CPC レーダの鉄道環境への応用のための基礎実験,” 電学論 (D), vol.135, no.5, pp.513-520, 2015.
- [8] 秋田 学, 太田裕也, 渡辺優人, 稲葉敬之, “多周波ステップ CPC 方式とパルス圧縮方式の探知距離性能比較実験,” 信学技報, SANE2016-49, 2016.
- [9] 山下 遼, 渡邊俊人, 稲葉敬之, “複合シーケンス多周波 CW による速度視野拡張,” 信学技報, SANE2013-42, July 2013.
- [10] 太田裕也, 秋田 学, 稲葉敬之, “広帯域多周波ステップ CPC 方式における圧縮センシングを用いた速度視野改善法,” 2018 信学総大, B-2-38, 2018.
- [11] 太田裕也, 秋田 学, 渡辺優人, 稲葉敬之, “広帯域多周波ステップ CPC レーダの実験的検証と速度視野改善,” 信学技報, SANE2017-14, July 2017.
- [12] 渡邊俊人, 山下 遼, 稲葉敬之, “2 つの初期周波数を用いた多周波 CW 方式の検討,” 信学技報, SANE2012-130, Jan. 2013.
- [13] 山田亮佑, 秋田 学, 稲葉敬之, “圧縮センシングを用いた超広帯域多周波ステップ CPC 方式における距離アンビギュイティ抑圧効果の定性的・定量的評価,” 信学技報, SANE2018-50, Oct. 2018.
- [14] 渡辺一宏, 秋田 学, 稲葉敬之, “離隔周波数帯受信信号を用いた広帯域コヒーレント合成による目標推定距離精度の評価,” 信学技報, SANE2018-49, Oct. 2018.
- [15] 山口和樹, 渡辺一宏, 秋田 学, 稲葉敬之, “再帰的信号減算周波数推定法の基本特性の評価と多周波ステップ CPC への適用の検討,” 信学技報, SANE2018-48, Oct. 2018.
- [16] J. Fessler and A. Hero, “Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm,” IEEE Trans. Signal Process., vol.42, no.10, pp.2664-2677, 1994.
- [17] 林 高弘, 市毛与一, 新井宏之, “EM, SAGE アルゴリズムを用いた DOA 推定に関する一検討,” 信学技報, A P2003-10, 2003.
- [18] 石黒靖博, 菊間信良, 平山 裕, 榑原久二男, “SAGE アル

ゴリズムを用いた高分解能電波到来方向推定のための方形重み付きアレーアンテナ校正法”, 信学論 (B), vol.J93-B, no.2, pp.303-311, Feb. 2010.

- [19] J. Ling, P. Stoica, J. Li, and Y. Abramovich, “On using cyclic algorithms for sinusoidal parameter estimation,” Electron. Lett., vol.44, pp.1160-1161, Sept. 2008.
- [20] S. Blake, “OS-CFAR theory for multiple targets and nonuniform clutter,” IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol.24, no.6, pp.785-790, 1988.

(2020 年 10 月 16 日受付, 2021 年 1 月 19 日再受付,
4 月 5 日早期公開)

渡辺 一宏 (正員)



昭 57 早大・理工・電子通信工学, 昭 59 同大学院理工学研究科電子工学専攻前期博士課程了。同年, (株)富士通研究所入社。同社メディア処理システム研究所主管研究員を経て, 2014 年電通大産学官連携研究員, レーダ信号処理の研究開発に従事。

稲葉 敬之 (正員)



昭 56 東工大・理・物理卒, 昭 58 同大学院理工学研究科物理学専攻修士課程了。同年, 三菱電機 (株) 鎌倉製作所入社。同社情報技術総合研究所主席技師長を経て, 平 20 年 4 月より電通大教授。工博。レーダ信号処理, 超電導磁気センサ信号処理, アダプティブアレー信号処理, 車載レーダの研究開発等に従事。平 18 年度本会通信ソサエティ論文賞, 2006 年 IEEE AES Japan-chapter best paper award 受賞, IEEE シニア会員。

秋田 学 (正員)



平 18 大阪大・工・電子情報工学卒, 平 20 同大学院工学研究科電気電子情報工学専攻博士前期課程了。平 23 同大学院博士後期課程了。平 24 ニューメキシコ工科大学博士研究員を経て, 平 25 電気通信大学大学院情報理工学研究科勤務。現在准教授。工博。レーダ信号処理の研究開発に従事。