

多周波ステップ信号を用いた離隔周波数コヒーレント合成法

渡辺 一宏^{†a)} 稲葉 敬之[†] 秋田 学[†]

Coherently Combining Sparse-Multiband Processing Using Stepped Multiple Frequency Signals

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

あらまし 近距離レーダにおいて 79GHz 帯の 4GHz 幅などの超広帯域幅を有効活用したレーダ変復調方式が求められている。筆者らは、狭受信機帯域幅により探知距離を確保した上で高距離分解能が得られる多周波ステップ方式を提案してきた。本論文では、超広帯域内を複数の離隔した狭帯域に分けて、互いに非コヒーレントな各狭帯域において多周波ステップ方式で得られる信号をコヒーレントに合成する「離隔周波数コヒーレント合成法」を提案する。複数帯域を合成することにより高い距離精度を得るためには、複数目標のメインローブが重なる状況や小電力の目標信号が大電力の目標信号のサイドローブに埋もれるなどの複数目標間の干渉による誤差を回避し、帯域間でコヒーレンスが保証されていない信号をコヒーレント合成することが課題となる。本合成法は、各離隔帯域で得られた複数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各々の目標距離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基本としている。この方式に、複数の離隔帯域信号をコヒーレント合成するための複素振幅推定処理を加え、多重化イテレーションにより目標間干渉誤差を回避することで複数帯域による高い距離推定精度が得られることを示す。

キーワード コヒーレント合成, 離隔周波数帯域, 高距離分解能, 多周波ステップ方式

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重要な課題である。以下、各種レーダ方式について概説し、本論文で取り組む課題と提案について述べる。CW レーダ方式として、低速の受信機で距離と速度が計測できる FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) 方式が車載レーダにおいて広く採用されている。「FMCW 方式」は、低速の信号処理で探知距離が長いものの、Up 掃引と Down 掃引間のペアリングの問題、及び送信波の受信系への干渉や近距離のクラッタの影響を受けやすいという問題がある。後者の問題に対して、FMCW 方式をパルス化し送信と受信のアイソレーションを図った Interrupted FMCW 方式 (ここでは「FMICW 方

式」と呼ぶ)がある [1]。「FMICW 方式」は上記機能に加え、送受アンテナの共用が可能で軽重量化、低コスト化が可能であることから宇宙搭載 SAR への利用が提案されている [2], [3]。また、「FMCW 方式」を周波数ステップ化した方式が「Step-Chirp 方式」[1]であり、その周波数ステップを ICPI (Coherent Processing Interval) 内で高速に切り替え繰り返すことで、速度計測と距離計測を分離しペアリングが不要な紐付けされた距離、速度を計測可能な方式が「多周波ステップ CW 方式」[4]である。しかし、距離計測が位相差であるため、 2π の折返しによる距離のエリアシング (アンビギュイティと呼ぶ) が避けられない。一方、ペアリング問題や近距離クラッタに対応可能な方式としてパルス方式があるが、パルスレーダ方式は送信デュリティが小さく探知距離が短いという欠点があり、またパルス圧縮レーダでは高速の信号処理が必要であり処理負荷が大きいという課題がある。

以上の背景から、筆者らは、処理負荷、近距離クラッタの影響、ペアリングまたは距離アンビギュイティの問題を解決する方式として前記「多周波ステッ

[†]電気通信大学大学院情報理工学系研究科, 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.ucc.ac.jp

DOI:10.14923/transcomj.2020JP3061

「多周波ステップ ICW (Interrupted CW) 方式」をパルス化した「多周波ステップ ICW (Interrupted CW) 方式」を提案した [5]。更に、この方式に対し送信デューティを向上させて検知距離を延伸し短符号長で優れた距離サイドローブ特性を得る CPC (Complementary Phase Code) 符号パルス圧縮を用い、合成帯域法と融合させた「多周波ステップ CPC 方式」を提案している [6]。この方式では、上記各種問題に対処しつつ、狭受信機帯域幅にて探知距離の遠距離性を確保した上で高い分解能も達成可能であることを実験的にも実証してきた [7], [8]。なお、近年車載レーダにおいては、FCM (Fast Chirp Modulation) 方式が採用されつつある [9]。この方式は、従来の FMCW 方式の課題であるペアリング不要を実現するために 1CPI 内で高速に掃引を切り替え繰り返す方式である。当該方式は前記「多周波 CW 方式」と類似しているものの、掃引波の高速繰り返しであるため、高精度の掃引と広帯域のサンプリングが必要となり、処理負荷が増大するとともに他レーダ等からの干渉を受けやすい点があり、「多周波 CW 方式」の発展形である「多周波ステップ CPC 方式」に比べて課題となると思われる。

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、このような超広帯域を有効活用可能なレーダシステムが求められている。以上の背景から、本論文では個別の多周波ステップ CPC 方式を超広帯域内に複数配置して、それら出力である分離した非コヒーレントな周波数ステップ信号を合成することで、狭帯域、低速信号処理を維持した上で上記超広帯域を活用可能とする「多周波ステップ信号を用いた分離周波数コヒーレント合成法」の構築に取り組む [10], [11]。

分離した帯域信号を合成する方式として、パルス圧縮レーダの分離帯域間の信号を補間して高分解能化する手法が提案されている [12]。この手法は、分離した各帯域において Root-MUSIC を用いた周波数推定から複数目標距離を求め、推定した各目標距離を既知条件として帯域間の信号を補間する複素振幅を推定し分離した周波数を合成する方式である。

一方筆者らは、注目目標信号以外の不要波信号を減算しながら目標の距離推定（周波数ステップ方向をサンプリングとした周波数推定）や角度推定（アレーアンテナ方向をサンプリングとした周波数推定）を行う手法について、不要波信号の相関行列や射影行列を既知条件とした MSN (Maximum Signal to Noise ratio), OP (Orthogonal Projection) に基づく減算を前処理とした手法 [13]~[16] や、CA (cyclic algorithm) イテレー

ション [17] を使った手法 [18]~[20] を提案してきた。これらを融合発展させた方式である「再帰的信号減算周波数推定法」[21] は、CA イテレーションを多重化した手法であり、初期値が必要な SAGE アルゴリズム [22] と異なり、注目目標の推定に必要な他目標の距離、複素振幅をイテレーションの過程で順次求めていくため、初期値不要にて目標距離推定が可能という特徴を備えている。このため、複数目標間で干渉がある状況下において他目標振幅の影響を緩和させることができるとともに、収束した推定値の分散が小さく高精度の推定が可能になる [21]。

本論文では上記特徴を備えた「再帰的信号減算周波数推定法」を基盤として、これに多周波ステップレーダの複数の分離帯域信号をコヒーレント合成するための複素振幅推定処理をイテレーション内に取り込む構成とすることにより、目標間干渉誤差を回避しつつ分離周波数の合成による高い距離推定精度を実現する「分離周波数コヒーレント合成法」を提案する。本提案法では、複数の目標のメインローブが重なる状況や小電力の目標信号が大電力の目標信号のサイドローブに埋もれるなどの複数目標間で干渉がある状況下において、上記 Root-MUSIC による個別帯域での距離推定を前処理とした方法で課題になるとと思われる目標間干渉の推定複素振幅への影響を回避することが期待される。

以下本論文では、運用条件として 79GHz 帯の 4GHz の超広帯域を活用した車両や歩行者を検出する車載レーダを想定する。2. で、提案する分離周波数コヒーレント合成法の定式化と処理方式について説明する。3. では、提案法の探知距離、距離分解能及び振幅差のある多目標の距離推定における有効性を示したのち、距離推定精度関する統計評価結果を示す。4. で本論文における結論を述べる。

2. 分離周波数コヒーレント合成

2.1 超広帯域多周波ステップ CPC 方式

多周波ステップ方式の一つである多周波ステップ CPC 方式を例として取り上げ、提案する分離周波数コヒーレント合成法の定式化と処理方式について説明する。筆者らが提案してきた多周波数ステップ CPC 方式 [6], [7] は、CPC パルス圧縮と位相差を用いた距離推定（合成帯域法）を複合したレーダ変調方式である。多周波ステップ CPC 方式の送信シーケンスを図 1 に示し、信号処理ブロック図を図 2 に示す。時分割で二つの相補となる CPC (Complimentary phase code) 符

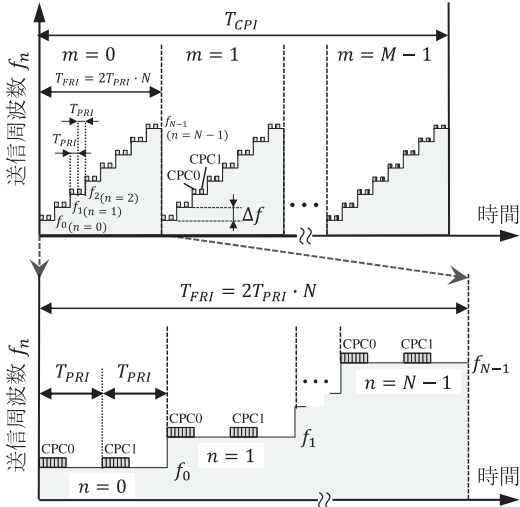


図1 多周波ステップ CPC 方式送信シーケンス図
Fig.1 Transmission sequence diagram of stepped multiple frequency CPC method.

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。CPC 符号ごとに A/D 変換された受信信号に対し、それぞれパルス圧縮した後、 m 方向のフーリエ変換によるドップラー周波数推定、及び図 1 に示す時分割送信によるドップラーシフトに対する位相補償を行う。距離サイドローブのない完全自己相関が得られる二つの CPC 符号信号の加算信号を距離ゲート（ゲート幅はパルス幅相当）とすることで目標距離推定をサイドローブが抑圧されたゲート幅内に限定することができる。この距離ゲートにより多周波ステップによる距離アンビギュエティを抑えることができる。そのあと、得られた各周波数ステップの加算信号を周波数ステップ方向の位相差を用いた合成帯域処理をする [6]。これら一連の処理により、送信帯域幅と比較して狭受信機帯域幅で探知距離を確保しつつ高距離分解能を実現している。

筆者らが提案する超広帯域多周波ステップ CPC 方式を図 3 に示す。コヒーレンスが確保される比較的狭い帯域幅を、超広帯域の中で離隔した周波数に複数配置し、各帯域において図 2 の多周波ステップ CPC を複数の帯域について並列動作させる。各帯域での相補加算後の信号を離隔周波数信号として離隔周波数コヒーレント合成処理を行う。このとき、各離隔帯域の間ではコヒーレンスが確保されている必要はない。離隔周波数コヒーレント合成処理において、複数目標の各帯域間の複素振幅を推定しながらコヒーレントに合成し

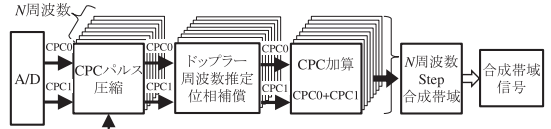


図2 多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図
Fig.2 Signal processing block diagram of stepped multiple frequency CPC method.

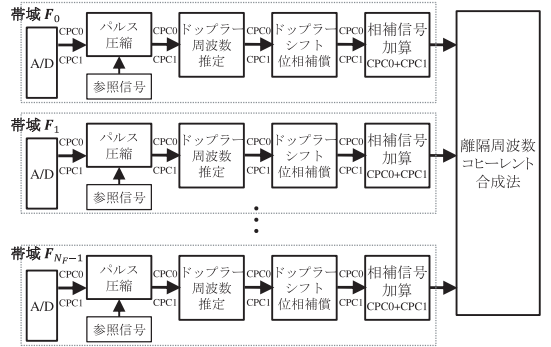


図3 超広帯域多周波ステップ CPC 方式の信号処理
Fig.3 Ultra wideband multi-frequency step CPC signal processing.

ていく。なお、このコヒーレント合成は、図 3 においては各帯域での CPC 相補信号の加算後の信号を使った合成となっているが、パルス圧縮処理内において各帯域にわたって合成することもできる。

2.2 離隔周波数受信信号モデル

ここでは、離隔した周波数帯域での受信信号を定式化する。想定する運用条件として 79GHz 帯の 4GHz の超広帯域を活用した車載レーダとし、離隔した各周波数帯域において多周波ステップ CPC 方式を用いるものとする。ここで、送信周波数で異なるドップラー周波数に対し、文献 [23], [24] 記載の周波数ステップ間ドップラー周波数補正を行うことにより、目標のドップラー周波数を図 1 の送信シーケンスの CPI (Coherent Processing Interval, T_{CPI}) では一定として扱えるものとする。また、離隔した各周波数帯域幅の中では、送受信系ハードウェアのコヒーレンスが確保されているものとする。図 3 に示す離隔周波数コヒーレント合成処理の入力となる信号は、各離隔周波数帯での多周波ステップ CPC 方式による CPC 相補信号加算後の信号とする。離隔周波数コヒーレント合成処理の入力となるこの信号は、ドップラー周波数推定で分離された速度チャンネルでの周波数ステップ方向信号の位相勾配において反射点距離のみを係数として含むものであり、

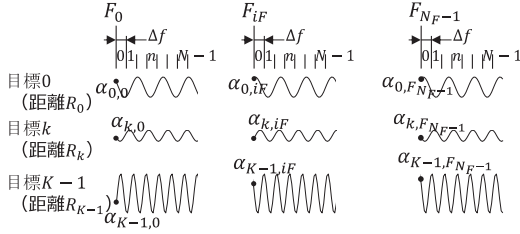


図4 離隔周波数受信信号モデル
Fig. 4 Sparse frequency bands received signal model.

表1 変数定義
Table 1 Variable definition.

c	光速
t_m	slow time
N_F	帯域数
iF	帯域番号 ($iF = 0 \dots N_F - 1$)
F_{iF}	帯域搬送波周波数
f_{iF}	離隔周波数合成基準周波数
Δf	周波数ステップ幅
N	周波数ステップ数
n	周波数ステップ番号 ($n = 0 \dots N - 1$)
K	目標数
k	目標番号 ($k = 0 \dots K - 1$)
M	パルス数
m	パルス番号 ($0 \dots M - 1$)
ic	CPC 符号番号 (0,1)
R_k	目標距離
$\alpha_{k,iF}$	各目標・帯域受信信号の複素振幅
ns	雑音

周波数ステップ方向をサンプリングとした正弦波の線形加算で表される [25]. この仮定はレーダ信号処理開発モデルとして一般的であり、レーダの受信信号はレーダのもつ送信帯域幅から決まる分解能に応じた距離差をもつ反射点の集合として観測される。分解能内に複数の反射点が存在する場合でも、送信帯域幅に応じた帯域幅をもつ受信系でコヒーレント合成され、その中では1目標として観測される。離隔周波数受信信号モデルを図4に示し、各変数の定義を表1に示す。

各送信周波数における任意初期位相を $\phi_{iF,n}$ 、ドップラー周波数を $f_d(n)$ 、目標の各帯域における複素振幅を $s_{k,iF}$ とすると、アンテナで受信された RF 信号 $r_{k,iF}(t_m, n)$ は式(1)のようになる。ここで、 t_m は slow time であり図1の送信シーケンスから式(2)で与えら

れる。

$$r_{k,iF}(t_m, n) = s_{k,iF} \cdot \exp \left(-j \left(2\pi(F_{iF} + n\Delta f + f_d(n))t_m + \frac{4\pi(F_{iF} + n\Delta f)}{c} R_k + \phi_{iF,n} \right) \right) \quad (1)$$

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

ローカル信号でミキシングされたベースバンド信号に対し周波数ステップ n によるドップラーの差異を周波数ステップ間ドップラー周波数補正 [23], [24] により $f_d(n) = f_d$ となるように補正した信号 $x_{k,iF}n$ は、式(3)となり、式(2)の t_m を代入することにより式(4)となる。

$$x_{k,iF}(t_m, n) = s_{k,iF} \cdot \exp \left\{ -j \left(2\pi f_d \cdot t_m + \frac{4\pi(F_{iF} + n \cdot \Delta f)}{c} R_k \right) \right\} \quad (3)$$

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

$x_{k,iF}(m, n, ic)$ に対して、図3におけるドップラー周波数推定、ドップラーシフト位相補償、CPC 相補信号加算を経て得られる信号 $y_{k,iF}(n)$ は式(5)で与えられる。式中の $T_{pri} \cdot (2(N \cdot m + n) + ic)$ で時分割送信にともなうドップラーシフト位相補償をしながらドップラー周波数 f_d を用いて m 方向にフーリエ変換してドップラー周波数推定を行ったのち、 ic 方向の CPC 相補信号加算を行う。 $y_{k,iF}(n)$ は、周波数ステップ方向 n の位相勾配において目標距離 R_k のみを係数として含むものとなり、周波数ステップ方向における正弦波となる。

図5に信号 $y_{k,iF}(n)$ の送信周波数に対する位相の関係を示す。

$$y_{k,iF}(n) = \sum_{ic=0}^1 \left[\sum_{m=0}^{M-1} x_{k,iF}(m, n, ic) \cdot \exp \{ j 2\pi f_d \cdot T_{pri} \cdot (2(N \cdot m + n) + ic) \} \right] = 2M \cdot s_{k,iF} \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi(F_{iF} + n \cdot \Delta f)}{c} R_k \right) \quad (5)$$

ここで、モードベクトルを定義する離隔周波数合成基準周波数 f_{iF} を式(6)で与える。

$$f_{iF} = 0, N\Delta f, \dots, iF \cdot N\Delta f \dots, (N_F - 1) \cdot N\Delta f \quad (6)$$

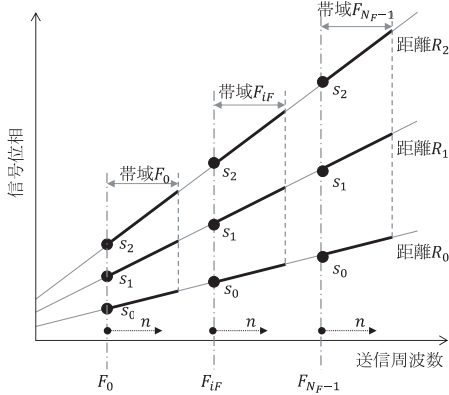


図5 送信周波数に対する信号位相
Fig.5 Signal phase to transmission frequency.

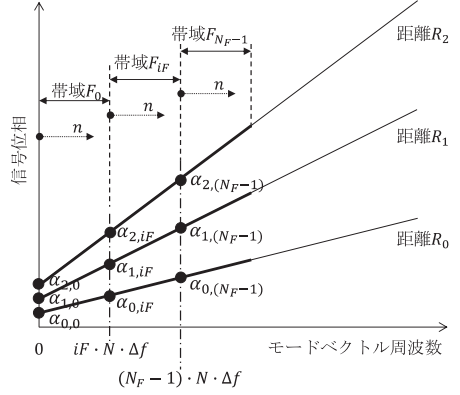


図6 モードベクトル周波数に対する信号位相
Fig.6 Signal phase to mode vector frequency.

各目標 k の各帯域 iF における複素振幅 $\alpha_{k,iF}$ を式 (7) で定義すると、相補加算後の信号 $y_{k,iF}(n)$ は式 (8) で与えられる。

$$\alpha_{k,iF} = s_{k,iF} \cdot 2M \cdot \exp\left(-j \frac{4\pi(F_{iF} - f_{iF})R_k}{c}\right) \quad (7)$$

$$y_{k,iF}(n) = \alpha_{k,iF} \cdot \exp\left(\frac{-j4\pi(f_{iF} + n\Delta f)R_k}{c}\right) \quad (8)$$

各帯域の各周波数ステップにおいて、受信アンテナに入力される観測信号の CPC 相補信号加算後の信号 $z_{iF}(n)$ は、各目標からの信号 $y_{k,iF}(n)$ の和とガウシアン雑音 $ns(n)$ との和となっているため $z_{iF}(n)$ は式 (9) のようになる。

$$z_{iF}(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,iF} \cdot \exp\left(\frac{-j4\pi(f_{iF} + n\Delta f)R_k}{c}\right) + ns(n) \quad (9)$$

帯域 iF について、離隔周波数合成に使用する基準周波数 f_{iF} と、以下の式 (10), (11), (12) に示す目標距離 R で定義されるモードベクトル $\mathbf{a}_{iF}(R) \in \mathbf{C}^N$ を全目標数 K 列並べた行列 $\mathbf{A}_{iF} \in \mathbf{C}^{N \times K}$ と、複素振幅ベクトル $\boldsymbol{\alpha}_{iF} \in \mathbf{C}^K$ から、観測信号ベクトル $\mathbf{z}_{iF} \in \mathbf{C}^N$ は式 (13) のようになる。 ns は複素ガウス分布の雑音ベクトルである。

$$\mathbf{a}_{iF}(R) = \begin{bmatrix} \exp(-j4\pi(f_{iF})R/c) \\ \exp(-j4\pi(f_{iF} + \Delta f)R/c) \\ \vdots \\ \exp(-j4\pi(f_{iF} + (N-1)\Delta f)R/c) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{A}_{iF} = [\mathbf{a}_{iF}(R_0), \mathbf{a}_{iF}(R_1), \dots, \mathbf{a}_{iF}(R_{K-1})] \quad (11)$$

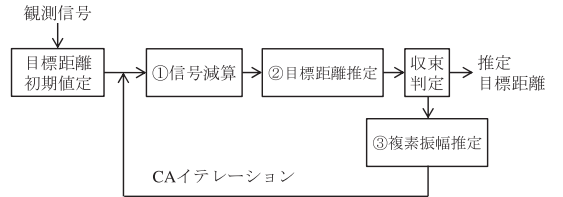


図7 CA イテレーション処理のブロック図
Fig.7 Block diagram of CA iteration processing.

$$\boldsymbol{\alpha}_{iF} = [\alpha_{0,iF}, \alpha_{1,iF}, \dots, \alpha_{K-1,iF}]^T \quad (12)$$

$$\mathbf{z}_{iF} = \mathbf{A}_{iF} \boldsymbol{\alpha}_{iF} + ns \quad (13)$$

図6は、モードベクトル周波数に対する信号 $y_{k,iF}(n)$ の位相を示したものであり、位相は目標距離に対応した傾きで変化する。目標距離 R_k を推定するにあたり、各目標に対して各帯域のモードベクトル周波数 $iF \cdot N \cdot \Delta f$ における複素振幅 $\alpha_{k,iF}$ を推定する。

2.3 離隔周波数コヒーレント合成の処理

離隔周波数コヒーレント合成は、再帰的信号減算周波数推定法により、複数目標の距離推定を各離隔帯域で得られた観測信号から1目標ずつ信号を分離しながら分離目標の距離と複素振幅をイテレーションにより推定を行う。このイテレーション処理は、一連の「①信号減算」、「②目標距離推定」、「③複素振幅推定」からなる図7に示すCAイテレーション処理が基本となっている。これは、SAGEアルゴリズム[22]に類似した処理になっているがSAGEアルゴリズムは事前に全目標に対して、目標距離の初期値を必要としており、大局解への収束は初期値に大きく依存する傾向がある[26]。そのため、推定を行う前にMUSICやRoot-MUSICなどで簡易推定を行い、その推定値を初期値として与え

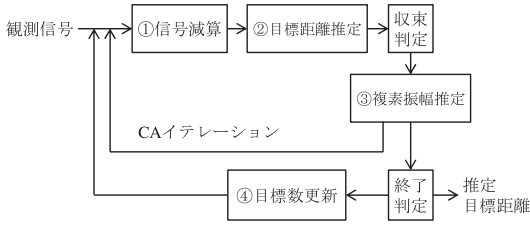


図8 多重イテレーション処理のブロック図 (提案法)
Fig.8 Block diagram of multiple iteration processing (proposal method).

る必要がある [26], [27]. しかし, この初期値は目標間干渉の影響を受けた誤差を含み初期値が真値から離れた値であった場合, イテレーションによる推定距離の解が真値から離れた局所解に収束することがある. そこで, 本論文の提案法ではイテレーションを多重化して「④目標数更新」を行う処理ループの中でCA イテレーションを行う方式とした. 本提案法の処理ブロック図を図8に示す.

提案法では, 局所解への収束を回避するために推定する目標数を1からはじめ一つずつ目標数を増加させその目標数の中でCA イテレーションを行う構成とした. 「④目標数更新」であらたに追加された推定対象目標の目標距離を推定するにあたり, 前回のCA イテレーションで推定精度が改善された目標距離を使って観測信号から既推定目標信号を「①信号減算」で減算することで追加目標信号を精度よく分離することができる. また, 再びCA イテレーションを行うことで追加目標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, 局所解への収束の要因となる各目標の距離や複素振幅の初期値を不要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, 「①信号減算」で1目標として分離された信号に対する「②目標距離推定」, 「③複素振幅推定」の結果は, その分離信号の中で振幅 $|\alpha_{k,iF}|$ が大きい目標における距離と複素振幅の推定値となる. これにより, 「④目標数更新」で推定する目標数を一つずつ増加させることにより, 振幅の大きい順に目標を推定することができる. これにより振幅の小さな目標推定における振幅が大きな目標による干渉を緩和ことができ高い距離推定精度を得ることができる. 具体的な処理について以下 (1)~(5) に従って説明する.

(1) 信号減算処理

複数の目標信号の和となっている観測信号からの各目標の距離推定は, 1目標ずつ観測信号から目標信号を分離しながら推定する. 以降, 右肩の添字 $\langle p \rangle$ は, p 回目のイテレーションの値とする. 分離信号 $\mathbf{x}_{k,iF}^{(p)}$ は, イテレーションの過程で既に $p-1$ 回目のイテレーションで推定されている他目標の距離 $\hat{R}_i^{(p-1)}$ から求められ, モードベクトル $\mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_i^{(p-1)})$ とモードベクトル行列 $\hat{\mathbf{A}}^{(p-1)}$ を使った射影変換行列に観測信号ベクトル \mathbf{z}_{iF} を掛けることによって他目標の信号を式 (14) に従って減算することで求められる. \mathbf{I} は単位行列である. この式において K は限定目標数で, イテレーション推定の最初の段階では, $K = 1$ なので, 分離信号は $\mathbf{x}_{0,iF}^{(p)} = \mathbf{z}_{iF}$ となる.

$$\mathbf{x}_{k,iF}^{(p)} = \left(\mathbf{I} - \sum_{i=0, i \neq k}^{K-1} \mathbf{a}(\hat{R}_i^{(p-1)}) \cdot \left[\hat{\mathbf{A}}^{(p-1)H} \hat{\mathbf{A}}^{(p-1)} \right]^{-1} \hat{\mathbf{A}}^{(p-1)H} \right) \cdot \mathbf{z}_{iF} \quad (14)$$

ここで, $[\]_i$ は行列の i 行目を取り出す操作である. また, 式 (14) は以下の式 (15) と等価である.

$$\mathbf{x}_{k,iF}^{(p)} = \mathbf{z}_{iF} - \sum_{i=0, i \neq k}^{K-1} \mathbf{a}(\hat{R}_i^{(p-1)}) \cdot \hat{\alpha}_{i,iF}^{(p-1)} \quad (15)$$

(2) 目標距離推定処理

ここでは, 目標距離に対応した周波数推定を行う. まず, 目標 k について, 各帯域の分離信号 $\mathbf{x}_{k,iF}^{(p)}$ を既に推定されている複素振幅 $\hat{\alpha}_{k,iF}^{(p-1)}$ で除算することで, 各帯域のモードベクトル位相等しくなるように揃える. 除算して得られた信号ベクトルを帯域数 N_F 個連結拡張したベクトル $\mathbf{x}c_k \in \mathbf{C}^{N_F N}$ を式 (16) のように用意する.

$$\mathbf{x}c_k = \left[\begin{array}{cccc} \mathbf{x}_{k,0}^{(p)} & \mathbf{x}_{k,1}^{(p)} & \mathbf{x}_{k,iF}^{(p)} & \mathbf{x}_{k,N_F-1}^{(p)} \\ \hat{\alpha}_{k,0}^{(p-1)} & \hat{\alpha}_{k,1}^{(p-1)} & \hat{\alpha}_{k,iF}^{(p-1)} & \hat{\alpha}_{k,N_F-1}^{(p-1)} \end{array} \right]^T \quad (16)$$

また, 同じく目標 k について, 式 (10) の距離 r における各帯域のモードベクトル $\mathbf{a}_{iF}(r)$ を帯域数 N_F 個連結拡張したステアリングベクトル $\mathbf{a}c_k(r) \in \mathbf{C}^{N_F N}$ を用意する.

$$\mathbf{a}c_k(r) = [\mathbf{a}_0(r), \mathbf{a}_1(r), \dots, \mathbf{a}_{N_F-1}(r)]^T \quad (17)$$

上記の離隔した各帯域における位相を揃えた分離信号と対応するステアリングベクトルを連結拡張して、以下の目標距離推定処理を行うことで離隔した複数帯域のコヒーレント合成が可能となる。

位相を揃えて連結拡張された分離信号 $\mathbf{x}c_k$ と連結拡張されたモードベクトル $\mathbf{a}c_k(r)$ を使い、最ゆう推定法に基づいて式 (18) のゆう度評価関数 $P_k(r)$ を用いた探索で目標距離推定を行う。

目標 k の推定距離 $\hat{R}_k^{(p)}$ は、式 (19) を用いて $P_k(r)$ が最大となる距離 r を探索することで得られる。距離 r の探索は、周波数ステップ幅で決まる距離視野幅 $R_{amb} = c/2\Delta f$ 内で行い、推定しようとする目標が含まれる $R_s \leq r < R_s + R_{amb}$ の区間で勾配法を用いて行う。 R_s は、観測信号 z_{iF} のピークがこの区間に含まれるように設定する。

$$P_k(r) = \frac{\mathbf{a}c_k(r)^T \cdot \mathbf{x}c_k \cdot \mathbf{x}c_k^T \cdot \mathbf{a}c_k(r)}{\mathbf{a}c_k(r)^T \cdot \mathbf{a}c_k(r)} \quad (18)$$

$$\hat{R}_k^{(p)} = \underset{r}{\operatorname{argmax}} P_k(r) \quad (19)$$

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

(3) 複素振幅推定処理

図 6 に示すように、各目標に対して各帯域のモードベクトル周波数 $iF \cdot N \cdot \Delta f$ における複素振幅 $\hat{\alpha}_{k,iF}^{(p)}$ を推定する。帯域 iF において、推定観測信号ベクトル \hat{z}_{iF} は、式 (19) で更新された目標 k の推定距離 $\hat{R}_k^{(p)}$ で決まるステアリングベクトル $\mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_k^{(p)})$ を全目標数並べた行列 $\hat{A}_{iF}^{(p)}$ と、全目標の複素振幅を並べたベクトル $\hat{\alpha}_{iF}$ から下式のように与えられる。

$$\hat{A}_{iF}^{(p)} = \left[\mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_0^{(p)}), \mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_1^{(p)}), \dots, \mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_{K-1}^{(p)}) \right] \quad (20)$$

$$\hat{\alpha}_{iF} = \left[\hat{\alpha}_{0,iF}, \hat{\alpha}_{1,iF}, \dots, \hat{\alpha}_{K-1,iF} \right]^T \quad (21)$$

$$\hat{z}_{iF} = \hat{A}_{iF}^{(p)} \hat{\alpha}_{iF} \quad (22)$$

観測信号ベクトル \mathbf{z}_{iF} と推定観測信号ベクトル \hat{z}_{iF} の残差が最小となる推定複素振幅ベクトル $\hat{\alpha}_{iF}^{(p)} \in \mathbf{C}^K$ は、 \hat{A}_{iF} の一般化逆行列と観測信号ベクトル \mathbf{z}_{iF} より式 (23) のように求められる。

$$\hat{\alpha}_{iF}^{(p)} = \left(\hat{A}_{iF}^{(p)H} \hat{A}_{iF}^{(p)} \right)^{-1} \hat{A}_{iF}^{(p)H} \cdot \mathbf{z}_{iF} \quad (23)$$

得られた推定複素振幅ベクトル $\hat{\alpha}_{iF}^{(p)}$ によって帯

域 iF における全目標の推定複素振幅が求まる。この式 (23) による複素振幅推定を全ての帯域に対して行い、イテレーション処理における全推定複素振幅を更新する。

(4) 目標数更新

目標数を更新するループは、推定する目標数を限定しその数を 1 目標、2 目標と順に増加させながら目標のパラメータである距離及び複素振幅をイテレーション推定する。これにより他目標振幅の影響を緩和した推定が可能になる。具体的なイテレーションアルゴリズムを図 9 に示す。図中の一番外側の for ループ (K) が目標数更新ループでの限定目標数を決定する。 K_{max} は、観測信号 \mathbf{z} に含まれる目標数である。その中の for ループ (k) で限定目標数の中で推定する 1 目標の目標番号 i を決定するようになっている。repeat ループは、for ループ (k) で推定した各目標の距離 \hat{R} 、複素振幅 $\hat{\alpha}$ の値が収束するまでイテレーション推定を行う。

表 2 にイテレーション推定を行う目標の推移を示す。イテレーションにおいて、推定対象の目標パラメータ推定は既推定のパラメータを用いて行うため、SAGE

```

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

```

図 9 イテレーションアルゴリズム
Fig. 9 Iteration algorithm.

表 2 イテレーション推定を行う目標の推移
Table 2 Transition of targets for iteration estimation.

限定 目標数 K	推定に使用する 既推定の目標	推定する目標
1	—	目標 0
2	目標 0	目標 1
	目標 1	目標 0
3	...until convergence	...until convergence
	目標 0, 目標 1	目標 2
	目標 2, 目標 0	目標 1
	目標 1, 目標 2	目標 0
	目標 0, 目標 1	目標 2
...	...until convergence	...until convergence
...
K_{max}	...until convergence	...until convergence

アルゴリズム [22] と異なり全ての目標に対して事前のパラメータ初期値設定が不要である。また、この方法では目標振幅 $|\alpha_{k,iF}|$ の大きな目標から順に推定され、大振幅目標の推定距離精度がイテレーションによりある程度高くなってから式 (14) により小振幅の目標が分離される。そのため、小振幅目標の分離精度が良くなり振幅差のある多目標での推定で有効である。また、大振幅目標のサイドローブが小振幅目標のピークに重畳する状況においても、式 (14) でサイドローブも同時に減算されるためサイドローブに埋もれた小振幅信号に対して有効である。なお、観測信号に含まれる目標数 K_{max} については、目標振幅順に距離及び複素振幅を推定できることから、 K_{max} をあらかじめ設定せずに目標数更新をインクリメントし続け、推定複素振幅 $\hat{\alpha}$ が雑音レベル等で設定した一定のしきい値以下になったところでループを打ち切り、推定を終了させることができる。

3. 計算機シミュレーション

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

使用するレーダパラメータを表 3 に示す。パラメータは、79GHz 帯の車載レーダによる目標検知を想定して設定した。帯域搬送波周波数 F_{iF} は、1 帯域内のコヒーレンスが確保できる帯域幅約 440MHz の帯域を 4GHz の帯域幅内に最大 8 個離隔配置するように設定

表 3 レーダパラメータ
Table 3 Radar parameters.

帯域搬送波周波数 F_{iF}	$F_0 = 79GHz$	$F_1 = 79.5GHz$
	$F_2 = 80GHz$	$F_3 = 80.5GHz$
	$F_4 = 81GHz$	$F_5 = 81.5GHz$
	$F_6 = 82GHz$	$F_7 = 82.5GHz$
周波数ステップ数 N	32	
周波数ステップ幅 Δf	13.4MHz	
瞬時受信帯域幅 Bw	21.5MHz	
パルス数 M	128	
スナップショット数 SS	1	

した。周波数ステップ数 N は、16~64 程度とし本論文では 32 ステップとした。周波数ステップ幅 Δf は、32 ステップで約 440MHz (1 帯域幅) をカバーできるように 13.4MHz と設定した。サンプリング間隔は、 Δf で決まる距離アンビギュエティを抑圧する多周波ステップ CPC 方式の距離ゲート幅を得るために 43MHz とし、それによる瞬時受信帯域幅 Bw は 21.5MHz となる。パルス数 M は、図 1 に示す総観測時間 T_{CPI} が 30ms 以内になるように 128 とした。また、目標については複数目標信号が互いに干渉することを想定した等速度の 3 目標とした。RMSE (Root Mean Square Error) は、各目標の目標振幅や目標間隔に依存するが、SNR や合成帯域数に対する RMSE の傾向を把握しやすくするために、目標振幅は各目標の SNR が等しくなるように各目標及びその目標の各帯域における複素振幅の絶対値は等振幅とした。目標間隔については等間隔とし歩行者を 0.2m 以下の距離分解能で検知することを想定して目標間隔 $\Delta R = 0.16m$ とした。また、スナップショット数 $SS = 1$ とした。

3.1 探知距離と距離分解能

本提案では、離隔配置された複数の狭帯域信号を合成することにより広帯域化を図っている。パルス圧縮や FMCW レーダ (ここでは FMICW, Step-Chirp, FCM 方式を含む) による広帯域化においては、受信帯域幅が広帯域な送信占有帯域幅にほぼ等しくなるため受信機雑音により探知距離が劣化する。一方、本提案では多周波ステップ CPC 方式を採用することで狭帯域の瞬時受信帯域幅により、探知距離の延伸が期待できる。採用した多周波ステップ CPC レーダの探知距離のパルス圧縮、FMCW レーダに対する比較を表 4 に示す。比較においては、提案法の瞬時受信帯域幅を表 3 と同じく 21.5MHz とし、1 帯域幅 437MHz の帯域を 8 個配置し総帯域幅を 3.5GHz とした。比較する広帯域パルスレーダの瞬時受信帯域幅は、提案法の総帯域

表 4 探知距離の比較
Table 4 Comparison of detection distances.

方式	瞬時受信 帯域幅 Bw	熱雑音 $k \cdot T \cdot Bw$	探知距離比
パルス圧縮レーダ FMCW レーダ	3.5GHz	-78dB	1
多周波ステップ CPC レーダ (提案法で採用)	21.5MHz	-101dB	3.6

表5 距離分解能
Table 5 Range resolution.

合成帯域数	合成帯域幅 B_s	距離分解能
1	437MHz	0.309m
2	874MHz	0.154m
4	1.75GHz	0.077m
8	3.50GHz	0.039m

表6 目標パラメータ
Table 6 Parameters for 3 targets.

目標	目標距離	SNR
目標 1	11.66 m	30
目標 2	11.5m	20
目標 3	11.82m	10

幅と等しく 3.5GHz とした。レーダシステムの熱雑音は、 $k \cdot T \cdot B_w$ (k :ボルツマン係数, T :絶対温度, B_w :瞬時受信帯域幅) となり探知距離は $(k \cdot T \cdot B_w)^{-1/4}$ に比例する。パルス圧縮や FMCW レーダに比べ、多周波ステップ CPC 方式を用いる提案法は、熱雑音について 23dB 低く抑えられ探知距離を 3.6 倍延伸することができる。

距離分解能については、1 目標に分離された信号の sinc 関数の 2 乗に従う距離-電力プロファイルにおいて半値幅 (-3dB 幅) を距離分解能とした。距離分解能は、パルス圧縮や FMCW レーダの場合は占有帯域幅で決定され、提案法では合成帯域幅 B_s で決定される。提案法による距離分解能の結果を表 5 に示す。合成帯域数に反比例して距離分解能は短くなり高分解能化することができる。合成帯域数 = 8 の場合、占有帯域幅 3.5GHz のパルス圧縮や FMCW レーダと等しい距離分解能が得られる。

3.2 振幅差のある多目標の距離推定

本節では、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およそ 20dB であることから、目標の最大電力差を 20dB としその中で 10dB ずつ変えた三つの異なる目標電力を設定した。目標間隔は歩行者の検出を想定し 0.16m とした。目標パラメータを表 6 に示す。

再帰的信号減算周波数推定法による振幅差のある 3 目標の距離推定結果を図 10 に示す。図 10-(a) は 3 目標が重畳した観測信号で、白丸は設定した目標の距離と電力を示す。図 10 左は合成帯域数 $N_F = 2$ 、図 10 右は $N_F = 8$ である。図 10-(b-1), (b-2), (b-3) は、それぞれ観測信号から図 8 の信号減算処理で各 1 目標を分離した信号 (順に目標 1, 2, 3) で、白丸は設定値、

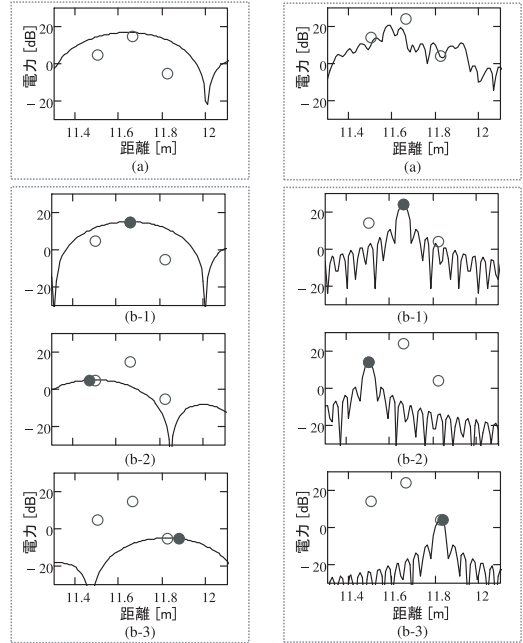


図 10 振幅差のある多目標の距離推定 (a): 観測信号, (b): 1 目標分離信号, 左: 2 帯域合成, 右: 8 帯域合成
Fig. 10 Multi-target range estimation with different amplitude (a): Observation signal, (b): 1 target separation signal, Left: 2-band synthesis, Right: 8-band synthesis.

黒丸は推定された距離と電力を示す。再帰的信号減算周波数推定法により振幅の大きな目標から順に推定され、それを減算することで大振幅の信号に埋もれた小振幅の信号を検出できる。合成帯域数 $N_F = 2$ においては、大振幅信号のメインローブに埋もれた信号でも検出できている。

再帰的信号減算周波数推定法は、イテレーションループを二重化し、推定する目標数を目標数更新ループで限定しその数を 1 目標、2 目標と順に増加させながら距離推定を行うことで、各目標の距離や複素振幅の推定初期値を不要としている。目標数更新ループの効果を示すために、CA イテレーションループのみの処理 (図 7) と、イテレーションを多重化した目標数更新ループを入れた提案法 (図 8) による推定目標距離の比較を行った。CA イテレーションループのみの処理においては目標距離の初期値設定が必要であり、初期値は目標距離推定処理の距離視野幅 R_{amb} 内で各目標複素振幅位相に一様分布のランダム値を与えた。それぞれの処理について、合成帯域数 $N_F = 2$ として目標距離推定を試行回数 $N_{try} = 1000$ 回による目標距離

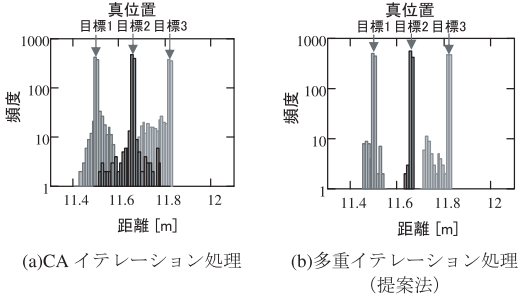


図 11 目標距離推定結果のヒストグラム
Fig. 11 Histogram of target range estimation result.

表 7 各目標における RMSE
Table 7 RMSE at each target.

目標	RMSE	
	CA イテレーション処理	多重イテレーション処理 (提案法)
目標 1	0.0166 m	0.0066 m
目標 2	0.0236 m	0.0016 m
目標 3	0.0406 m	0.0174 m

推定結果のヒストグラムを図 11 に示す。図 11(a) は CA イテレーションのみの処理であり、図 11(b) は提案法である多重イテレーション処理の結果である。縦軸は推定距離における頻度であり対数で示している。

また、各目標における式 (24) で定義される RMSE を表 7 に示す。

$$RMSE_k = \sqrt{\frac{1}{N_{try}} \sum_{try=1}^{N_{try}} (\hat{R}_{k,try} - R_k)^2} \quad (24)$$

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

$R_{k,try}$: 目標 k の真値 (シミュレーション設定値)

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

3.3 提案方式の目標距離推定精度

提案する離隔周波数コヒーレント合成の目標距離推定精度のシミュレーションによる評価を行う。シミュレーションは、表 3 で示したものと同一レーダパラメータを用いて行った。目標については、目標間の干渉がある環境を想定して各複素振幅の絶対値が等しく距離間隔 $\Delta R = 0.16m$ で等間隔に配置した 3 目標とした。また、スナップショット数 $SS = 1$ とした。図 5 の各帯域の送信周波数 F_{iF} における位相にランダムな値を与えた上で、各目標複素振幅位相にランダムな値を与えた試行回数 $N_{try} = 100$ 回による試行を行い、

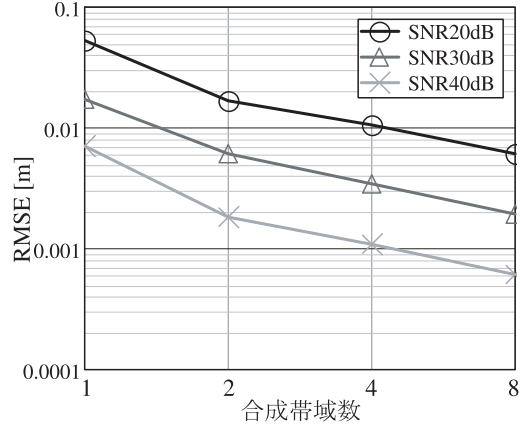


図 12 合成帯域数に対する RMSE
Fig. 12 Number of combined bands versus RMSE.

式 (25) で定義される RMSE を計算した。

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \frac{1}{N_{try}} \sum_{try=1}^{N_{try}} (\hat{R}_{k,try} - R_k)^2 \right\}} \quad (25)$$

SNR を 20, 30, 40dB として、合成帯域数 N_F を 1, 2, 4, 8 帯域に変化させた場合の各 SNR に対する RMSE を図 12 に示す。

合成帯域数を増加させるにつれ RMSE は減少し離隔周波数コヒーレント合成の効果が確認できる。特に合成帯域数 1 から 2 に向けて大きく減少している。また、SNR の増加にともない RMSE はおよそ SNR の 1/2 乗に比例して減少する。

4. む す び

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

る目標距離推定の推定精度に関する統計評価を行い方式の効果を確認した。

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

謝辞 本研究開発は、一部総務省 SCOPE (受付番号 175003009) により実施されたものである。

文 献

- [1] 稲葉敬之, 平井俊之, “FMICW レーダにおける移動目標検出法,” 信学論 (B), vol.J88-B, no.4, pp.795–803, 2006.
- [2] N. Li, S. Niu, Z. Guo, L. Wu, and Z. Cao, “Processing spaceborne interrupted FMCW SAR data with modified aperture interpolation technique,” IGARSS 2018 - 2018 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Valencia, pp.6695–6698, 2018.
- [3] N. Ahmed, B. Sun, and J. Chen, “Enhanced azimuth resolution for spaceborne interrupted FMCW sar through spectral analysis,” IGARSS 2018 - 2018 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Valencia, pp.593–596, 2018.
- [4] 稲葉敬之, “目標検知装置,” 特許第 4665962 号.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 渡辺優人, 稲葉敬之, 坪田 光, 矢野公広, “Development of millimeter wave radar using stepped multiple frequency complementary phase code modulation,” 信学技報, SANE2011-81, 2011.
- [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] Z. Tong, R. Renter, and M. Fujimoto, “Fast chirp FMCW radar in automotive applications,” IET International Radar Conference 2015, Hangzhou, pp.1–4, 2015.
- [10] 稲葉敬之, 秋田 学, 渡辺一宏, “狭受信機帯域による超広帯域コヒーレントレーダ技術,” 2017 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, BI-1-2, 2017.
- [11] 稲葉敬之, 秋田 学, 渡辺優人, “超広帯域 (79GHz 帯域 4GHz 幅等) に向けた狭受信機帯域レーダ方式の提案,” 信学技報, SANE2017-20, 2017.
- [12] K.M. Cuomo, J.E. Piou, and J.T. Mayhan, “Ultrawide-band coherent processing,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.47, no.6, pp.1094–1107, 1999.
- [13] 稲葉敬之, 荒木純道, “干渉波環境での車載用レーダ信号処理構成の検討,” 信学論 (B), vol.J87-B, no.2, pp.199–212, 2004.
- [14] 蔵田真彦, 稲葉敬之, “マイクロ波による微小変位計測の基礎検討,” 信学技報, SANE2012-135, pp.49–54, 2013.
- [15] 秋田 学, 梅村昇平, 渡辺優人, 稲葉敬之, “超分解能法を用いた多周波ステップ CPC 方式における近接角度分離法,” 2015 信学通信ソ大, B-2-25, 2015.
- [16] M. Akita and T. Inaba, “Angle estimation using super resolution and blocking matrix in stepped multiple frequency complementary phase code radar,” 2018 IEEE Radar Conference (RadarConf'18), 23–27 April 2018.
- [17] 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.
- [18] 新田大輔, 渡辺優人, 秋田 学, 稲葉敬之, “等価時間サンプリング符号変調 CW 方式における目標検出性能改善法,” 信学技報, SANE2013-114, 2014.
- [19] 秋田 学, 新田大輔, 渡辺優人, 稲葉敬之, “等価時間サンプリング符号変調 CW 方式の提案,” 信学論 (B), vol.J98-B, no.10, Oct. 2015.
- [20] 秋田 学, 廣瀬太亮, 渡辺優人, 稲葉敬之, “多周波ステップ CPC 方式における目標自動検知法の検討,” 信学技報, SANE2017-13, 2017.
- [21] 山口和樹, 渡辺一宏, 秋田 学, 稲葉敬之, “再帰的信号減算周波数推定法の基本特性の評価と多周波ステップ CPC 方式への適用の検討,” 信学技報, SANE2018-48, 2018.
- [22] J. Fessler and A. Hero, “Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm,” IEEE Trans. Signal Process., vol.42, no.10, pp.2664–2677, 1994.
- [23] 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, 2009.
- [24] 渡辺一宏, 渡辺優人, 秋田 学, 稲葉敬之, “多周波ステップ CPC 方式におけるドップライメージングの高精度化の検討,” 信学技報, SANE2016-17, 2016.
- [25] W. Peng, X.G. Wang, and J.-H. Zhao, “Methods of eliminating Doppler dispersion in synthetic wideband signal,” 2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, Nanjing, pp.1540–1543, 2008.
- [26] 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.
- [27] 石黒靖博, 菊間信良, 平山 裕, 榎原久二男, “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.

(2020 年 10 月 16 日受付, 2021 年 1 月 4 日再受付,
3 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.