

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

山口 和樹[†] 渡辺 一宏[†] 秋田 学[†] 稲葉 敬之[†]

[†]電気通信大学大学院情報理工学研究科 〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1

E-mail: yamaguchi.kazuki@inabalab.ee.uec.ac.jp

あらまし 筆者らは狭受信帯域幅で遠距離性と高距離分解能の両立を実現する独自の変調方式である多周波ステップ CPC (Complementary Phase Code)方式を提案している. 多周波ステップ CPC 方式の内部処理である合成帯域処理, ビームフォーミングにおいては, 少ない入力サンプルに対する高分解能化が求められるため最尤推定法ベースのアルゴリズムの適合性が良いと考えられる. このような背景から本稿では①信号減算処理, ②目標ごとに分離した信号ベクトルから目標距離に対応した周波数推定処理, ③複素振幅推定処理, ④目標数 Count Up ループからなる一連の処理で構成される, 再帰的信号減算周波数推定法の基本特性評価を行い, 多周波ステップ CPC 方式の合成帯域処理部に適用した結果を示す.

キーワード 最尤推定法, 高距離分解能, 多周波ステップ CPC レーダ

Evaluation of Characteristics of Recursive Signal Subtraction Frequency Estimation Method and Consideration of Application to Stepped Multiple Frequency CPC

Kazuki YAMAGUCHI, Kazuhiro WATANABE, Manabu AKITA and Takayuki INABA

Graduate school of Informatics and Engineering, The University of Electro-Communications

1-5-1 Chofugaoka, Chofu-shi, Tokyo, 182-8585 Japan

E-mail:yamaguchi.kazuki@inabalab.ee.uec.ac.jp

Abstract Authors have proposed a multi-frequency step CPC(complementary phase code) method that can obtain high range resolution and the detection distance by narrowband reception. Maximum likelihood estimation algorithm is ideal for use in synthetic bandwidth processing and beam forming processing because these processes requires high resolution for few input samples. In this paper, we evaluated the basic characteristics of the recursive signal subtraction frequency estimation method consisting of signal subtraction processing, frequency estimation processing, complex amplitude estimation processing and target number count up loop, and shoe a result of applying the recursive signal subtraction frequency estimation method to the synthetic bandwidth processing unit of the a multi-frequency step CPC method.

Keywords maximum likelihood estimation, high range resolution ,stepped multiple frequency CPC radar

1. まえがき

レーダの開発において高距離分解能と探知距離の両立は長年の課題である. そこで筆者らは狭受信帯域幅で遠距離性と高分解能の両立を実現する独自の変調方式である多周波ステップ CPC (Complementary Phase Code)方式を提案しており, この方式を用いた多周波ステップ CPC ミリ波レーダを開発している [1].

多周波ステップ CPC 方式の内部処理であるパルスドップラフィルタ(PDF)および合成帯域処理やその後

段で行うビームフォーミング(BF)は, フーリエ変換による速度, 距離, 角度を指定量としたスペクトル推定問題である. 特に, 合成帯域処理, BFにおいては, 少ない入力サンプルに対する高分解能化が求められる. また, スナップショット数を大きくできないという実時間動作が求められるレーダ特有の制約があり, 計算負荷の点を除き最尤推定法ベースのアルゴリズムの適合性が良いと考えられる.

このような背景から, これまで最尤推定ベースの多

目標推定アルゴリズムとして①信号減算処理，②目標ごとに分離した信号ベクトルから目標距離に対応した周波数推定処理，③複素振幅推定処理，④目標数 Count Up ループからなる一連の処理で構成される，再帰的信号減算周波数推定法を検討してきた [2] [3] [4] [5]．再帰的信号減算周波数推定法は多重化したイテレーションを除くと SAGE アルゴリズム [6] に類似した処理になっている．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，大域的最大値への収束は初期値に大きく依存する傾向がある [7]．それに対して，再帰的信号減算周波数推定法は仮定する目標数を 1 目標，2 目標と順次増やす過程で距離推定および複素振幅を推定していくことで，目標距離の初期値を不要としている．

本論文では，再帰的信号減算周波数推定法の基本特性の評価を実施する．評価は理論的推定誤差の下限である Cramer-Rao Lower Bound(CRLB) [8] との比較，および SAGE アルゴリズムの初期値による局所解の発生等を含む推定エラー率の低減を，計算機シミュレーションを用いて確認する．また，多周波ステップ CPC 方式の合成帯域処理部に提案法を適用した結果を示す．

第 2 章で，再帰的信号分離周波数推定法の説明を行う．第 3 章では，本アルゴリズムの計算機シミュレーションによる距離推定精度の統計評価結果，局所解発生率の低減の確認および，多周波ステップ CPC 方式へ適用した場合の結果を示す．第 4 章では，本論文における結論を述べる．

2. 再帰的信号減算周波数推定法

2.1. 多周波ステップ CPC 方式への適用

筆者らがこれまで提案してきた多周波ステップ CPC 方式は，CPC パルス圧縮と合成帯域法を複合したレーダ変調方式である．時分割で 2 つの相補符号(Complimentary phase code : CPC)の送信と複数個の送信周波数切り替えを行う．受信信号をパルス圧縮処理した後ドップラ周波数推定を行う．時分割送信によるドップラシフトに対する位相補正処理を行い，相補の CPC 受信信号の加算により距離サイドローブを抑圧する．

さらに，複数ステップの周波数方向に受信信号を合成する合成帯域法により，送信帯域幅と比較して狭受信機帯域幅で探知距離を確保しつつ高距離分解能を実現している．送信シーケンスを図 1 に，多周波ステップ CPC 方式の信号処理のブロック図を図 2 に示す．

筆者らが提案する再帰的信号減算周波数推定法は，図 3 に示すように多周波ステップ CPC 方式の SWW 処理部で速度に対して精探索を行った後段に適用することで更なる高距離分解能化を実現する．

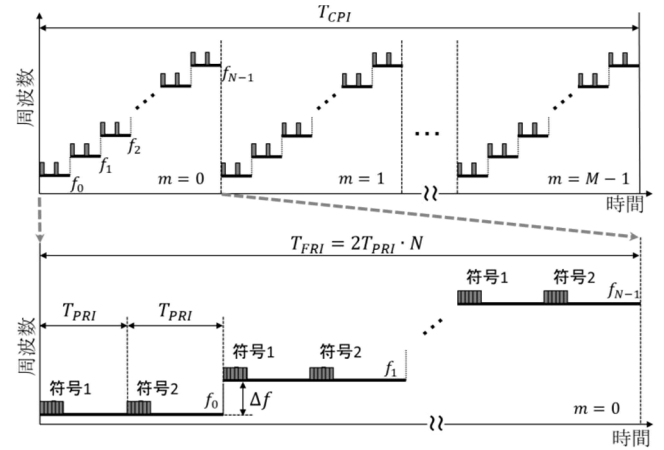


図 1 送信シーケンス

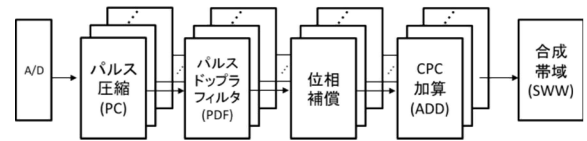


図 2 信号処理のブロック図

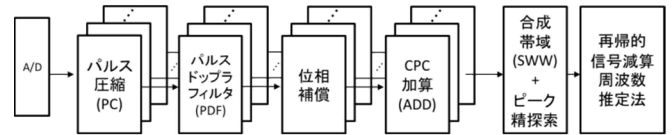


図 3 提案する信号処理のブロック図

2.2. 受信信号モデル

ここでは，再帰的信号減算周波数推定法の入力となる信号を定式化する．表 1 にパラメータの定義を示す．

表 1 パラメータの定義

記号	パラメータ名
c	光速
f	送信周波数
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 ($k = 0 \dots K - 1$)
R_k	目標距離
V_k	目標相対速度

任意初期位相を ϕ_n ，ドップラ周波数を $fd_k(n)$ ，目標の複素振幅を s_k とすると，受信 RF 信号 $r_{k,n}$ は下式のようになる．

$$r_{k,n}(t) = s_k \exp \left(-j \left(2\pi(f + n\Delta f + fd_k(n))t + \frac{4\pi(f + n\Delta f)}{c} R_k + \phi_n \right) \right) \quad (1)$$

このとき $fd_k(n)$ は目標相対速度 V_k を用いて下式で表される．

$$fd(n) = \frac{2(f + n\Delta f)}{c} V_k \quad (2)$$

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 によるドップラの差異を

$fd_k(n) = fd_k$ となるように補正した信号 $x_{k,n}$ は、下式のようになる。

$$x_{k,n}(t) = s_k \exp\left(-j\left(2\pi fd_k t + \frac{4\pi(f + n\Delta f)}{c} R_k\right)\right) \quad (3)$$

$x_{k,IF,n}(t)$ を slow time 方向でコヒーレント積分してドップラ信号を求め、目標振幅 s_k に目標のドップラ位相を含めたあらたな複素振幅 α_k を与えると、目標 bin におけるドップラ信号 $y_k(n)$ は下式のようになる。

$$y_k(n) = \alpha_k \exp\left(\frac{-j4\pi(f + n\Delta f)}{c} R_k\right) \quad (4)$$

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は、各目標からの信号 $y_k(n)$ の和とガウシアン雑音 $ns(n)$ との和となっているため、観測信号 $z(n)$ は下式のようになる。

$$Z(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \alpha_k \exp\left[\frac{-j4\pi(f + n\Delta f)}{c} R_k\right] \right\} + ns(n) \quad (5)$$

送信周波数 f と目標距離 R で定義されるステアリングベクトル $\mathbf{a}(R) \in \mathbf{C}^N$ (式(6))とそれらを全目標数並べた行列 $\mathbf{A} \in \mathbf{C}^{N \times K}$ (式(7))から観測信号ベクトル $\mathbf{z}_{iF} \in \mathbf{C}^N$ は式(8)のようになる。

$$\mathbf{a}(R) = \begin{bmatrix} \exp(-j4\pi(f)R/c) \\ \exp(-j4\pi(f + \Delta f)R/c) \\ \vdots \\ \exp(-j4\pi(f + (n-1)\Delta f)R/c) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(R_0), \mathbf{a}(R_1), \dots, \mathbf{a}(R_{K-1})] \quad (7)$$

$$\mathbf{z} = \mathbf{A}\boldsymbol{\alpha} + ns \quad (8)$$

再帰的信号減算周波数推定法への入力信号は CPC 加算処理後の信号で式(6)に示すような連続波としてモデル化することができる。

2.3. 再帰的信号減算周波数推定法の信号処理

再帰的信号減算周波数推定法は最尤推定ベースの多目標推定アルゴリズムであり、①信号減算処理、②目標ごとに分離した信号ベクトルから目標距離に対応した周波数を推定する処理、③複素振幅推定処理、④目標数 Count Up ループからなる一連の処理で構成される。ブロック図を図 4 に示す。

信号減算処理は、式(6)(8)を用いて式(9)のようにして、入力信号から所望する目標 i 以外の目標からの信号を減算する。

$$\widehat{\mathbf{x}}\mathbf{c} = \mathbf{z} - \sum_{k, k \neq i}^{K-1} \mathbf{a}(\hat{R}_k) \alpha_k \quad (9)$$

周波数推定処理では式(9)で求めた減算後の信号 $\widehat{\mathbf{x}}\mathbf{c} \in \mathbf{C}^N$ と式(6)を用い、式(10)によって与えられる尤度関数 $LH(r)$ を最大にするように距離 r を探索することで、所望する目標 i の距離 R_i を最尤推定する(式(11))。

$$LH(r) = \frac{\mathbf{a}(r)^H \cdot \widehat{\mathbf{x}}\mathbf{c} \cdot \widehat{\mathbf{x}}\mathbf{c}^H \cdot \mathbf{a}(r)}{\mathbf{a}(r)^H \cdot \mathbf{a}(r)} \quad (10)$$

$$\hat{R}_i = \underset{r}{\operatorname{argmax}} LH(r) \quad (11)$$

複素振幅推定処理では、式(11)で求めた \hat{R} を用いて更新した式(7)の \mathbf{A} により、全目標の複素振幅 $\boldsymbol{\alpha} \in \mathbf{C}^K$ を推定する。

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \cdot \mathbf{z} \quad (12)$$

目標数 Count Up ループは、目標数を 1 と限定してからはじめ、その推定距離が収束した後に順次目標数を 1 ずつ増やしながら複数目標の推定を行う。これによって振幅の大きい目標の推定誤差が、振幅の小さい目標に与える影響を回避することが期待できる。具体的な処理フローを図 5 に示す。

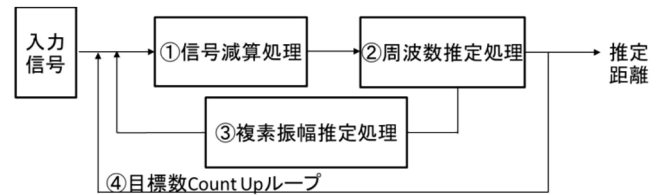


図 4 再帰的信号減算周波数推定のブロック図

for $K = 1, 2, \dots, K_{max}$

repeat

for $k = 0, 1, \dots, K - 1$

$i = K - k$

$$\widehat{\mathbf{x}}\mathbf{c} = \mathbf{z} - \sum_{p, p \neq i}^{K-1} \mathbf{a}(\hat{R}_p) \alpha_p$$

$$\hat{R}_i = \underset{r}{\operatorname{argmax}} LH(r)$$

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

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \cdot \mathbf{z}$$

end for

until (convergence)

end for

図 5 再帰的信号減算周波数推定の処理フロー

3. 計算機シミュレーション

3.1. 基本性能の確認

ここでは、再帰的信号減算周波数推定法の基本性能を確認するため、式(5)を用いた疑似信号を観測信号として提案法を適用し、推定距離の RMSE と CRLB の比較を行う。CRLB は式(5)で表される信号から導出される理論的標準偏差の下限を示している。式(5)は速度項が完全に除去されていると仮定した連続波のモデルであり、提案法の理想的な環境での推定性能を確認できる。

疑似信号は SN=40(dB)~SN=15(dB)まで 5(dB)刻みに

変化させた 6 つの SN 条件で、それぞれ 500 試行ノイズの種を各試行で変えて作成する。疑似信号に使用するレーダパラメータは表 2、目標条件は表 3、表 4 で示した目標条件(i)および目標条件(ii)としている。

シミュレーション結果を図 6 図 7 に示す。図 6 図 7 共に CRLB に非常に近い結果を示している。これにより、提案法の推定精度が十分であることを確認した。

表 2 レーダパラメータ

パラメータ	設定値
搬送周波数 (GHz)	79
送信帯域幅 (MHz)	430
周波数ステップ幅 (MHz)	13.4
周波数ステップ数	32
スナッチショット数	1
距離アンビギュイティ (m)	11.15
DFT 分解能 (m)	0.35

表 3 目標条件(i)

パラメータ	設定値
目標 1 距離 (m)	5
目標 2 距離 (m)	5.175
目標 1 振幅	1
目標 2 振幅	1

表 4 目標条件(ii)

パラメータ	設定値
目標 1 距離 (m)	5
目標 2 距離 (m)	5.35
目標 3 距離 (m)	5.7
目標 1 振幅	1
目標 2 振幅	1
目標 3 振幅	1

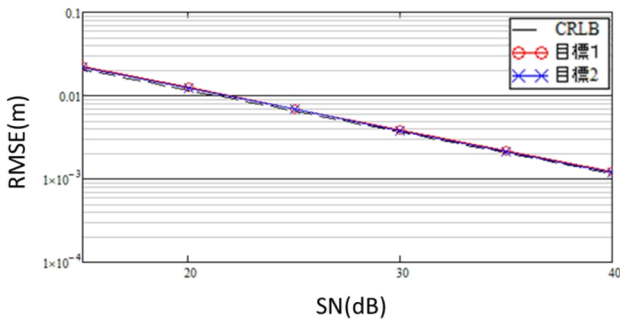


図 6 目標条件(i)での SN 依存性と CRLB の比較

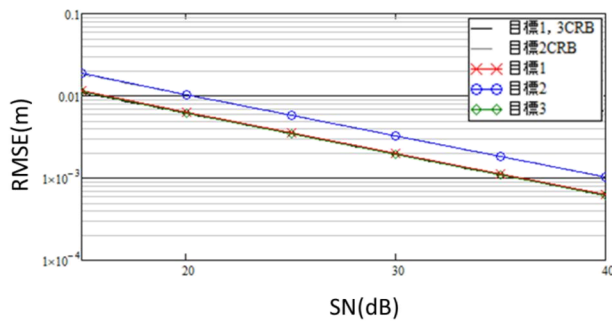


図 7 目標条件(ii)での SN 依存性と CRLB の比較

3.2. エラー発生率の改善

ここでは提案法が目標数 Count Up ループによって振幅の大きい目標の推定誤差が、振幅の小さい目標に与える影響を回避できていることを確認する。疑似信号には節 3.1 と同様に式(5)を用いている。

疑似信号は SN=40(dB)~SN=15(dB)まで 5(dB)刻みに変化させた 6 つの SN 条件で、表 5 の目標条件で 300 試行、表 6 の目標条件で 100 試行ノイズの種を各試行で変えて作成し、提案法と SAGE 法(初期値ランダム)を適用した。疑似信号に使用するレーダパラメータは表 2 を使用している。推定値のエラーを判定する条件を目標条件(iii)で隣り合う目標の推定値の差が約 1.8 cm (1/20 分解能)、真値と推定値の誤差が約 8.8 cm (1/4 分解能)、目標条件(iii)で隣り合う目標の推定値の差が約 1.8 cm (1/20 分解能)、真値と推定値の誤差が約 13 cm (3/8 分解能)、と設定し、各 SN で発生するエラーの発生率を比較する。

目標条件(iii), (iv)のシミュレーション結果を図 8, 図 9, 図 10, 図 11 に示す。図 8, 図 10 は SN=40dB という雑音十分小さい条件での推定値のヒストグラムである。SN が十分であっても SAGE にはエラーが発生していることが確認できる。図 9 図 11 はエラー発生率の SN 依存性を示している。SAGE 法は SN が改善されてもエラーが一定量存在する。一方で提案法は SN が改善するにしたがって、エラー発生率も 0 に近づく。目標条件(iii), (iv)の結果より、提案法はエラー発生率を低減することが確認できた。

表 5 目標条件(iii)

パラメータ	設定値
目標 1 距離 (m)	5
目標 2 距離 (m)	5.175
目標 1 振幅	1
目標 2 振幅	0.25

表 6 目標条件(iv)

パラメータ	設定値
目標 1 距離 (m)	5
目標 2 距離 (m)	5.26
目標 3 距離 (m)	5.52
目標 1 振幅	1
目標 2 振幅	1.2
目標 3 振幅	0.3

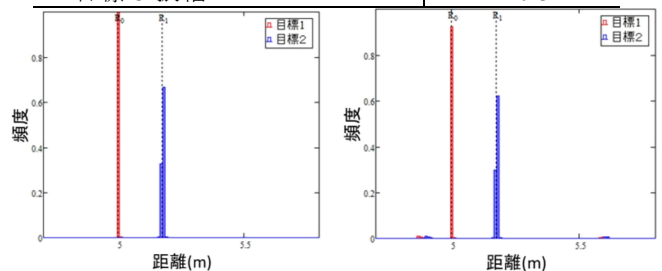


図 8 目標条件(iii)SN40dB の推定値のヒストグラム (左:提案法 右:SAGE)

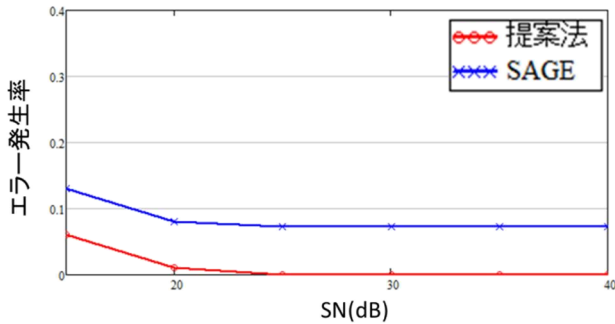


図 9 目標条件(iii)エラー率の SN 依存性

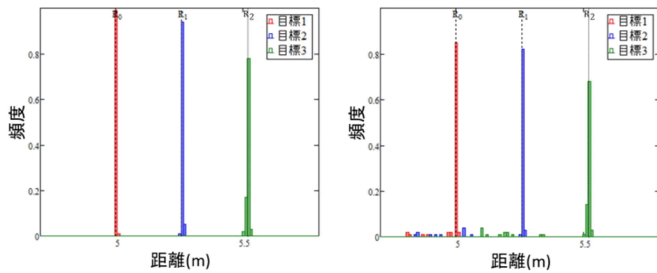


図 10 目標条件(iv) SN40dB の推定値のヒストグラム (左: 提案法 右: SAGE)

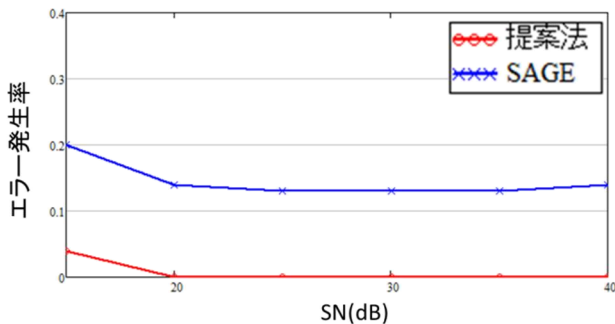


図 11 目標条件(iv)エラー率の SN 依存性

3.3. 多周波ステップ CPC 方式への適用

ここでは図 3 の処理ブロック図に沿った処理を実際に行い、提案法を多周波ステップ CPC 方式へ適用した場合の性能を検討する。

SN=40(dB)~SN=15(dB)まで 5(dB)刻みに変化させた 6 つの SN 条件で、それぞれ目標条件(v)で 1000 試行、目標条件(vi)で 500 試行ノイズの種を各試行で変えた疑似信号を作成し、多周波ステップ CPC 処理を適用する。推定結果から RMSE の SN 依存性のグラフを作成し CRLB と比較を行う。ここでの CRLB は多周波ステップ CPC 処理の ADD 後のデータに対して、速度の項が完全に消えている理想的な状況での推定値の標準偏差の理論的下限を示している。したがって、提案法による距離の推定結果が、多周波ステップ CPC 方式中の速度推定の結果に受ける影響を最小限に抑えるため、SWW 後に精探索したピークの位置の信号を提案法の

処理の入力としている。レーダパラメータは表 7 を使用し、目標条件には表 8 表 9 を用いる。

シミュレーション結果を図 12 図 13 に示す。図 12 図 13 とともに速度を持った目標条件の疑似信号に対して、多周波ステップ CPC と提案法を組み合わせた手法を適用して処理を行った場合、SWW 後に電力ピークの位置を精探索した結果を用いることで、CRLB より求められる理想的な RMSE の SN 依存性とほぼ同等の結果を得られることが確認できた。SWW 後の精探索によって式(4)の速度項が完全に消えた信号を入力信号とすることができるためであると考えられる。

表 7 レーダパラメータ

パラメータ	設定値
搬送周波数 (GHz)	79
サンプリング周波数 (MHz)	43
受信帯域幅 (MHz)	21.5
送信帯域幅 (MHz)	430
パルス繰り返し間隔 (μ s)	3.5
全観測時間 (msec)	28.67
周波数ステップ幅 (MHz)	13.4
シーケンス数	128
周波数ステップ数	32
スナップショット数	1
距離アンビギュイティ (m)	11.15
DFT 分解能 (m)	0.35

表 8 目標条件(v)

パラメータ	設定値
目標 1 距離 (m)	5
目標 1 速度 (km/h)	4
目標 1 振幅	1

表 9 目標条件(vi)

パラメータ	設定値
目標 1 距離 (m)	5
目標 2 距離 (m)	5.175
目標 1 速度 (km/h)	4
目標 2 速度 (km/h)	4
目標 1 振幅	1
目標 2 振幅	1

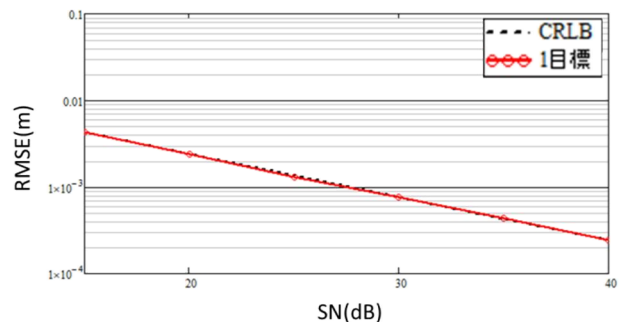


図 12 多周波ステップ CPC 方式と提案法を組み合わせた RMSE と CRLB の比較(1 目標)

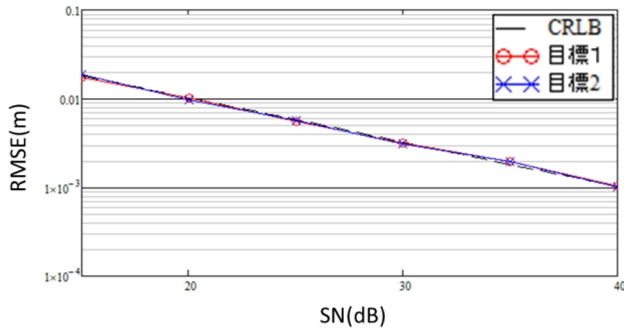


図 13 多周波ステップ CPC 方式と提案法を組み合わせた RMSE と CRLB の比較(2 目標)

4. むすび

本論文では,再帰的信号減算周波数推定法の基本特性の評価を実施し,理想的な ADD 後の入力信号(CW 波)に対して再帰的信号減算周波数推定法を適用した結果,CRLB から求められる理想的な RMSE の SN 依存性に近い値を示し,SAGE アルゴリズムに比べ推定値のエラー発生率が低減していることを計算機シミュレーションにより確認した.また,実際の多周波ステップ CPC 方式の合成帯域処理部に再帰的信号減算周波数推定法を適用した場合,SWW で電力ピークを精探索することにより理論値に近い RMSE の SN 依存性を示すことを確認した.

謝辞

本研究開発は総務省 SCOPE(受付番号 175003002)の委託を受けたものです.

引用文献

- [1] 渡辺優人, 秋田学, 稲葉敬之, “多周波ステップ CPC レーダの提案と原理検証実験,” 電気学会論文誌 C, VOL.135 No. 3, 2015.
- [2] 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,” 電気通信情報学会 ソサイエティ大会, 2017.
- [3] 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高分解能測距方式の検討,” 信学技報, vol.117, no.346, WBS2017-67, pp.179-184., 2017 年.
- [4] 山口達輝, 秋田学, 渡辺優人, 稲葉敬之, “BM 法を用いた離隔周波数帯コヒーレント合成による高距離分解能化,” 電子情報通信学会宇宙・航行エレクトロニクス研究会, 2017.
- [5] 山口和樹, 渡辺一宏, 秋田学, 稲葉敬之, “Relax イテレーションを用いた BMML アルゴリズムの提案と評価,” 東京支部学生会研究発表会第 23 回, 2018.

- [6] J. A. Fessler, A. O. Hero, “Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm,” IEEE Transactions on Signal Processing, VOL. 42, NO.10, 1994.
- [7] 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.
- [8] Petre Stoica, Arye Nehorai, “MUSIC, Maximum Likelihood, and Cramer-Rao Bound,” IEEE TRANSACTIONS ON ACOUSTICS. SPEECH. AND SIGNAL PROCESSING. VOL 17. NO 5, 1989.