

多周波ステップCPC方式における目標自動検知法の検討

秋田 学[†] 廣瀬太亮[†] 渡辺優人[†] 稲葉敬之[†]

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

E-mail: akita.manabu@uec.ac.jp

あらまし

筆者らは、CPCパルス圧縮と合成帯域法を融合させた独自の変復調方式である多周波ステップCPC方式を提案している。多周波ステップCPC方式は、狭受信機帯域幅にて高距離分解能を実現可能であるばかりでなく、静止物と移動物体を高精度に速度により分離可能な方式である。本稿ではこの方式における目標自動検知法について、多周波ステップCPC方式の合成帯域処理後の速度・距離推定結果および合成帯域前の複素振幅値から、目標信号電力の大きい順に減算波形を生成し受信信号から減算と検知を繰り返す目標自動検知法を提案する。電力差の大きな近接の複数目標に対して、上記の目標検知方法と従来のCFARを比較しサイドローブによる誤検知の低減および目標間電力アイソレーションの改善についてシミュレーション結果の一例を示す。

キーワード レーダ, 多周波ステップCPC方式, CFAR, Cyclic Algorithm, RELAX

A Study on Target Detection in Stepped Multiple Frequency CPC

Manabu AKITA[†] Daisuke HIROSE[†] Masato WATANABE[†] and Takayuki INABA[†]

Graduate school of Informatics and Engineering, The University of Electro-Communications 1-5-1 Choufugaoka,
Choufu-shi, Tokyo, 182-8585 Japan

E-mail: akita.manabu@uec.ac.jp

Abstract

Authors have proposed Stepped Multiple Frequency CPC modulation, which is a very unique radar modulation that is the combination of CPC pulse compression and synthetic bandwidth. The modulation can not only achieve a high range resolution with narrow receiver bandwidth but also separate stationary objects and moving objects with a high accuracy. The automatic target detection method in Stepped Multiple Frequency CPC in which target subtractions from the received signal and target detections are repeated is considered in this paper. The simulation result comparing to the conventional OS-CFAR in multiple target situation where the difference of received power between them is comparative is also shown.

Keywords Radar, Stepped Multiple Frequency CPC, CFAR, Cyclic Algorithm, RELAX

1. まえがき

レーダにおいては雑音に埋もれた微弱信号を自動検知（すなわち目標の位置と速度と角度情報を得る）することが必要である。この目的のために旧来よりCFARという距離方向にスライディングしきい値処理を行う手法が用いられてきた。しかし、車載レーダのように多目標環境であり大きな目標があるときは距離と速度のサイドローブを誤検知してしまうという課題がある。とくに角度方向におけるサイドローブの誤検知は未解決問題とされている。

これに対してしきい値をあげるという方策では本来の目標に対する検知性能の劣化につながる。そこで

筆者らは等価時間サンプリング符号変調方式において検出した最大目標振幅値の検出結果から時間波形を生成し減算することでサイドローブも含めて抑圧し誤検知につながらないような手法を提案している[1]。本方式は符号変調方式であり、減算時間波形生成において、検出距離精度は要しないという特徴をもつ。一方筆者らは、CPC(Complementary Phase Code)パルス圧縮と合成帯域法、およびパルスドップラフィルタを融合させた独自の変復調方式である多周波ステップCPC方式を提案している[2]。多周波ステップCPC方式は、狭受信機帯域幅（すなわちS/Nに優れ、高距離推定精度を有する）にて高距離分解能を実現可能であるばか

りではなく、静止物と移動物体を高精度に速度により分離可能（すなわち多数の静止物が存在する環境下における耐環境性と移動物体高精度認識能力）な方式である。本稿ではこの方式における目標自動検知法について従来の CFAR ではなく、多周波ステップ CPC 方式の合成帯域処理後の速度・距離推定結果および合成帯域前の複素振幅値から目標信号電力の大きい順に減算時間波形生成し受信信号から減算と検知を繰り返す目標自動検知法を提案する。本稿では、電力差の大きな複数目標に対して、上記の目標検知方法と従来の CFAR を比較しサイドローブによる誤検知の低減および目標間電力アイソレーションの改善についてシミュレーション結果の一例を示す。

2. 多周波ステップ CPC 方式における目標検知法

2.1 多周波ステップ CPC 方式の送信シーケンス・信号処理

筆者らが提案する多周波数ステップ CPC 方式は、CPC パルス圧縮と合成帯域法を複合した新しいレーダ変調方式である。時分割で2つの相補符号の送信と複数個の送信周波数切り替えを行う。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、さらに、複数ステップの周波数方向に合成帯域することにより、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。図 1(a)に送信シーケンスを示す。

2.2.1 多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図

図 1(b)にパルス圧縮方式の信号処理ブロック図を示す。受信信号は、送信信号とミキシング後 LPF を通過した後、A/D 変換器でサンプリングされる。各 PRI の受信信号に対してパルス圧縮方式と同様、パルス圧縮、同一レンジビンに対してパルスドップラフィルタ処理をした後、CPC の加算処理を行う。最後に合成帯域処理を施すことにより、狭帯域受信機により送信総帯域幅に相当する距離分解能を有する距離・速度マップを得る。

2.2.2 多周波ステップ CPC 方式の信号処理

2.2.2.1 パルス圧縮

A/D 変換後の受信信号を各 CPC 符号系列 ($code=0,1$)、各周波数ステップ ($n=0,1,\dots,N-1$)、各パルス ($m=0,1,\dots,M-1$)、各レンジビン ($s=0,1,\dots,S-1$) に分割された受信信号 $R[code,n,m,s]$ に対して参照信号 $Ref[s]$ (送信パルス波の時間反転複素共役) による畳み込み (パルス圧縮) を行う。

$$PC[code,n,m,s] = \mathfrak{F}^{-1}(\mathfrak{F}(R) \cdot \mathfrak{F}(Ref)) \quad (1)$$

2.2.2.2 パルスドップラフィルタ

式(1)より PRI 毎に得られるパルス圧縮出力に対

して、パルスヒット方向にフーリエ変換を施す。

$$PD[code,n,m,s] = \sum_{m'=0}^{M-1} PC[code,n,m,s] \cdot \exp\left(-4\pi j \cdot \frac{\Delta V \cdot m}{c} (f_0 + n\Delta f) \cdot \left(2 \cdot T_{pri} \cdot n + 2 \cdot T_{pri} \cdot N \cdot m' + T_{pri} \cdot code + \frac{s}{f_s}\right)\right) \quad (2)$$

と表される。ここで、各 $code, n, s$ の m 方向のパルス圧縮後のデータベクトルを $PC[code,n,s]$ と表すと、式(2)は式(3)で表される。

$$PD[code,n,s] = A^H PC[code,n,s] \quad (3)$$

$$A[code,n,s] = [a[code,n,s](0), \dots, a[code,n,s](\Delta V \cdot M - 1)] \quad (4)$$

$a[code,n,s](V)$ ($= a[code,n,s](\Delta V \cdot m)$) は

$\exp\left(4\pi j \cdot \frac{\Delta V \cdot m}{c} (f_0 + n\Delta f) \cdot \left(2 \cdot T_{pri} \cdot n + 2 \cdot T_{pri} \cdot N \cdot m' + T_{pri} \cdot code + \frac{s}{f_s}\right)\right)$ を要素とする ($m'=0,1,\dots,M-1$) ベクトル $\in \mathbb{C}^{M \times 1}$ (ステアリングベクトル) である。

2.2.2.3 CPC 加算処理

周波数ステップ毎に得られる速度・距離マップについて CPC 符号系列の和をとる (CPC 加算処理)。

$$ADD[n,m,s] = \sum_{code=0}^1 PD[code,n,m,s] \quad (5)$$

式(2)および式(5)よりレンジプロファイルが得られる。

2.2.2.4 合成帯域処理

CPC 加算処理後の距離サンプルについて周波数ステップ方向 n に合成帯域処理 (n 方向に IDFT) を行う。

$$SWW[m,s'] = \sum_{n=0}^{N-1} ADD[n,m,s] \exp\left(j \cdot \left(\frac{4\pi \cdot s' \cdot \Delta R}{c} n \cdot \Delta f\right)\right)$$

$$s' = N \cdot s + n \quad (6)$$

ここで、 ΔR は合成帯域後のレンジサンプル幅、 Δf は周波数ステップ幅である。

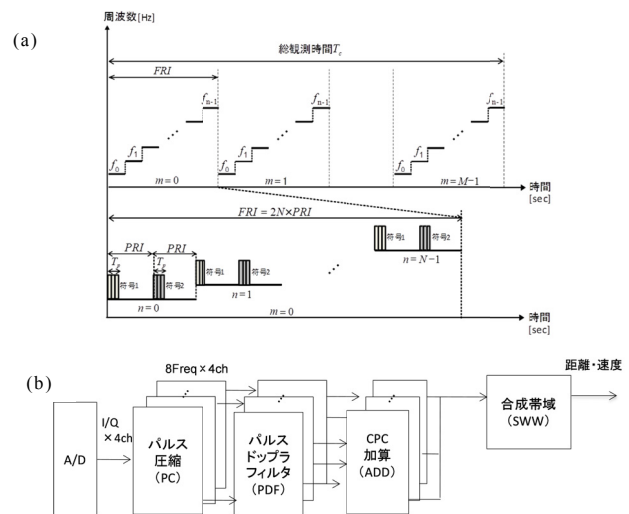


図 1. 多周波ステップ CPC 方式 ((a)送信シーケンスおよび(b)信号処理ブロック図)

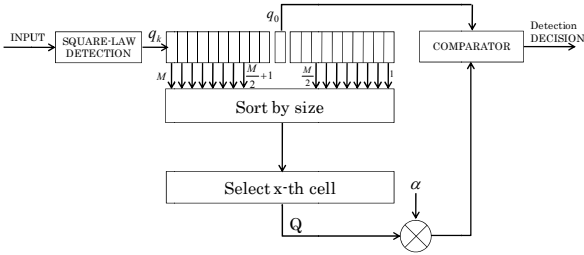


図 2. OS-CFAR の信号処理ブロック図

2.3 CFAR (OS-CFAR) による目標検知法

多周波ステップ CPC 方式における目標の自動検知について、1 次元しきい値処理として図 2 にしめすような OS-CFAR(Order Statistic Constant False Alarm Ratio)[3][4]を採用することが考えられる。ここで多周波ステップ CPC 方式における OS-CFAR は、帯域合成処理により算出した RV マップにおいて、しきい値を設定する距離ビン, PD ビンをテストセルとして距離方向にリファレンスセル, ガードセルをテストセル前後に設け、リファレンスセル内の振幅値を小さい順に並び替えたときの規定番号の値からしきい値を設定するものとする。リファレンスセル内の振幅値は、式(7)のように小さい順に並び替えられ、リファレンスセル数を M としたとき並び替えた値から規定の位置 K 番目の値を取り出して、式(8)に従いその値にしきい値係数 α を乗じることによってしきい値 T_{OS} が得られる。

算出したしきい値とテストセルの振幅値を比較して、しきい値を超えた場合のみテストセルの振幅値を出力する。以上の処理を全距離ビン, PD ビンをテストセルとして同様に行う。

$$x_1 \leq x_2 \leq \dots \leq x_K \leq \dots \leq x_M \quad (7)$$

$$T_{OS} = \alpha \cdot x_K \quad (8)$$

2.4 多周波ステップ CPC 方式における目標の繰り返し減算による目標自動検知法

本節では、筆者らが提案する多周波数ステップ CPC 方式の合成帯域処理後の速度・距離推定結果および合成帯域前の複素振幅値から目標信号電力の大きい順に減算時間波形生成し受信信号から減算と検知を繰り返す目標自動検知法について述べる。

2.4.1 減算処理ブロック図

図 3 に目標自動検知法の信号処理ブロック図を示す。ここでは簡単のため、電力差のある 2 目標 (目標 1 > 目標 2) の検知について述べる。まず①多周波数ステップ CPC 方式の合成帯域処理後の速度・距離推定結果のピークとなる速度ビン, 距離ビンを検出する, ②対応する距離ビンのピークとなる速度ビンの周辺の

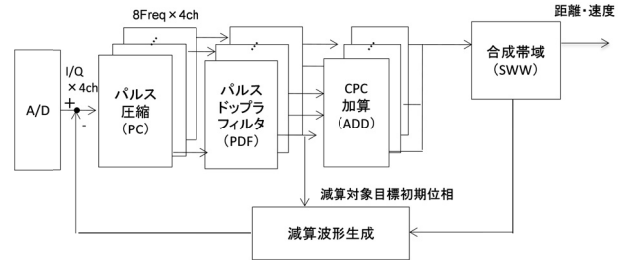


図 3. 多周波ステップ CPC 方式における繰り返し減算による目標検知信号処理ブロック図

精探索を行い、再度ピークとなる速度ビン (PDF 精探索後) を算出する。③PDF 精探索後の位相情報から、目標 1 に相当するパルス圧縮前の A/D 受信信号を作成し、④受信信号から減算する。⑤減算後の波形に対して、再度多周波数ステップ CPC 方式の復調信号処理を施すことで目標 2 が検出される。この目標 2 の情報を用いて①～⑤を再度行うことで目標 1 を更新する。これを繰り返し、速度と距離の収束値を推定値とする。なお、3 目標以上のイテレーション方法については Cyclic Algorithm (CA)/RELAX[5]など、またはそれらを拡張する方法が考えられる。

2.4.2 最大信号電力の目標検出

提案する繰り返し減算による多周波ステップ CPC 方式における目標自動検知法ではまず、合成帯域処理後の RV マップから最大電力を有するレンジビン, ドップラビンを抽出する。

$$(m_1, s'_1) = \arg \max_{m, s'} (SWW [m, s']) \quad (9)$$

$$s_1 = \frac{s'_1 - n}{N} \quad (10)$$

2.4.3 目標速度の再抽出, PDF 後の位相情報の抽出

最大電力を有する距離ビン, 速度ビンを抽出後、速度ビン周辺の精探索 (PDF 精探索) を再度実行し、ピークとなる速度ビンを算出する。各周波数ステップ、各 code において PDF 精探索後の位相情報を抽出する。

$$V_1 = \arg \max_V \left| \sum_{m=0}^{M-1} PC[code, n, m, s_1] \cdot \exp \left(-2\pi j \cdot \left(\frac{2V}{\lambda} m \right) \right) \right| \quad (11)$$

$$PD2[code, n, V_1, s_1] = \sum_{m=0}^{M-1} PC[code, n, m, s_1] \cdot \exp \left(-2\pi j \cdot \left(\frac{2V_1}{\lambda} m \right) \right) \quad (12)$$

2.4.4 目標に対応する信号作成および減算処理

2.4.3 で得られる各周波数ステップ、各 code における PDF 後の位相情報および複素振幅から、最大電力を有する目標に対応する受信信号波形を生成[2]し、受信信号から減算する。この処理は、周波数ステップ n 、目標が存在するレンジビン s におけるパルス圧縮処

理後の m 方向ベクトル $PC[code,n,s]$ に対して、行列 P をかけることと等価である。ここで、 K は目標数であり、1 目標減算時は $K=1$ となる。

$$PC[code,n,s] = \left(I - \sum_{k=0}^{K-1} \frac{\mathbf{a}(V_k)\mathbf{a}(V_k)^H}{\mathbf{a}(V_k)^H \mathbf{a}(V_k)} \right) PC[code,n,s] \quad (13)$$

$$P = I - \sum_{k=0}^{K-1} \frac{\mathbf{a}(V_k)\mathbf{a}(V_k)^H}{\mathbf{a}(V_k)^H \mathbf{a}(V_k)} \quad (14)$$

2.4.5 減算後の波形に対する再推定処理

2.4.4 で得られる減算処理後の波形に対して、2.2.2 で示した多周波ステップ CPC 方式の信号処理を再度行い、ノイズレベルより 13dB 以上かつ最大ピーク点を検出し検知目標とする。ここで、Cyclic Algorithm (CA), RELAX[5]と異なり、再推定処理におけるパルスドップラフィルタのステアリングベクトルは、2.4.4 の減算処理を考慮した新たなステアリングベクトル \mathbf{Pa} とする (CA, RELAX の再推定におけるステアリングベクトルは \mathbf{a}) [7]。

3. シミュレーション結果

3.1 多周波ステップ CPC レーダパラメータ

シミュレーションにおける多周波ステップ CPC 方式のレーダパラメータおよび目標条件を表 1 および 2 に示す。表 1 に示すレーダパラメータは、筆者が開発した多周波ステップ CPC 方式を搭載したミリ波レーダ[6]のレーダパラメータと同等とした。

3.2 シミュレーション条件

本シミュレーションにおける目標条件は表 2 に示すように目標数を 4 とし、それぞれの電力差を 10dB とする。距離と速度は、レーダの分解能と同等またはそれ以下の間隔でランダムに与えている。

表 1. レーダパラメータおよび期待性能

| パラメータ名 | 緒元 |
|------------------------------|-------------|
| 送信周波数 f_0 | 60.5GHz |
| パルス帯域幅 B | 80MHz |
| 位相切り替え間隔 Tchp | 12.5ns |
| 符号チップ数 P | 16 |
| パルス繰返し間隔 (PRI) | 3.5 μ s |
| パルス数 M | 512 |
| 送信帯域幅 B | 430MHz |
| 観測時間 Tcpi | 29ms |
| A/D サンプリング周波数 f_s | 180MHz |
| 距離分解能 (ΔR) | 0.34m |
| 距離ビン幅 (dR) | 0.117m |
| 速度分解能 (速度ビン幅) (ΔV) | 0.31km/h |

表 2. シミュレーションにおける目標条件

| | 距離 | 速度 | 入力 SN |
|------|--------|-----------------|-------|
| 目標 1 | 24dR | 70.2 ΔV | 30 |
| 目標 2 | 28.8dR | 71.8 ΔV | 20 |
| 目標 3 | 32.8dR | 71.1 ΔV | 10 |
| 目標 4 | 30.4dR | 72.6 ΔV | 0 |

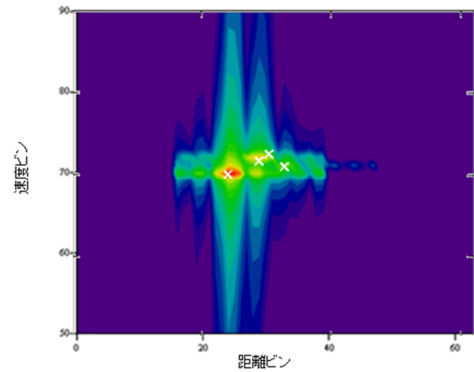


図 4. シミュレーション条件における合成帯域結果 (ここで、 \times 印は目標設定値を示す)

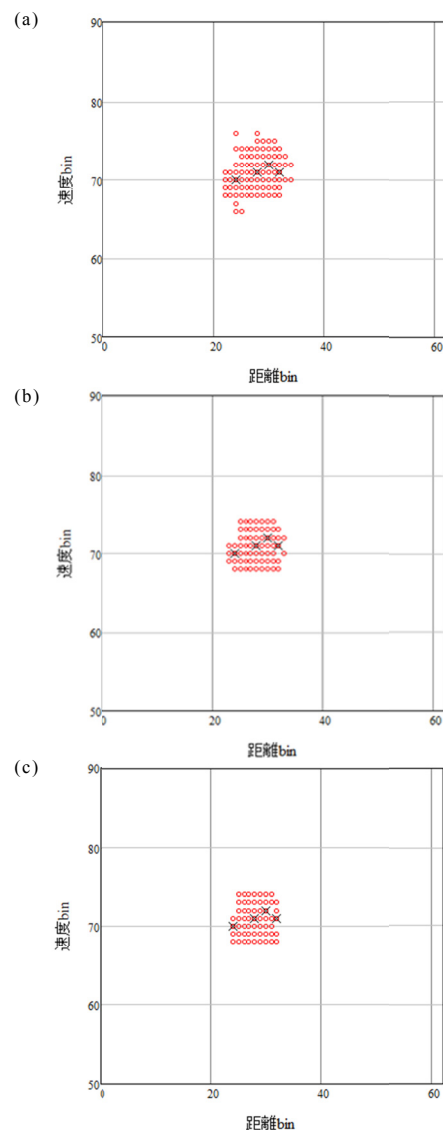


図 5. 合成帯域結果に対する OS-CFAR (1 次元しきい値処理) による目標検知結果 ((a) $\alpha=4$, (b) $\alpha=8$, (c) $\alpha=12$) (黒: 目標設定値, 赤: 目標として検知された距離・速度ビン)

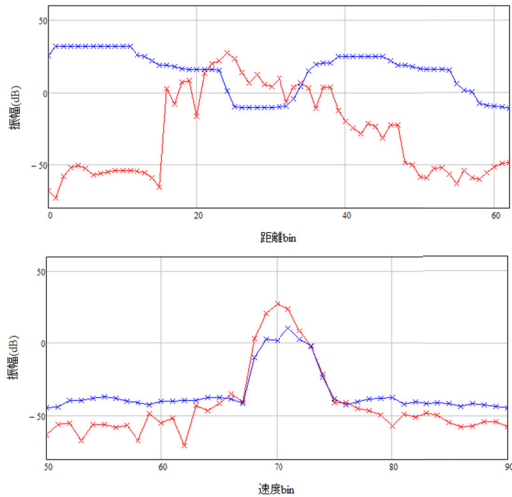


図 6. 目標 1 の速度ビン、距離ビンにおけるドップラおよびレンジプロファイルと CFAR しきい値

3.3 OS-CFAR による目標の自動検知

本シミュレーション条件における合成帯域後の出力結果を図 4 (a) に示す。図 4 中の×印は各目標の距離・速度に対応している。合成帯域後の出力結果においては、目標 1 に伴うピークが確認される。その他の目標の距離・速度ビンに対応する位置にピークは確認されない。合成帯域後の出力に対して 2.3 で述べた OS-CFAR (距離方向 1 次元しきい値処理) による目標の自動検知結果を図 5, 目標 1 の速度ビン、距離ビンにおける CFAR しきい値を図 6 に示す。検知結果から、目標のピークに対応する距離・速度ビンだけでなく距離方向、速度方向のサイドローブを検知していることがわかる。ここで、CFAR のしきい値 α を変えても ((a) ~ (c) で 9dB 程度) サイドローブが検知されることがわかる。

3.4 目標の繰り返し減算による目標自動検知結果

図 7 ((a) ~ (d)) に提案法による目標の自動検知結果を示す。3 目標以上に対する目標の自動検知法は

表 3. 目標信号生成、減算・検知イテレーション

| 処理過程 | 多周波ステップ CPC 信号処理波形 | 検出 |
|------|------------------------------------|-----------|
| ① | 受信信号 | 目標 1 |
| ② | 受信信号-目標 1 | 目標 2 |
| ③ | 受信信号-目標 1-目標 2 | 目標 3 |
| ④ | 受信信号-目標 1-目標 2-目標 3 | 目標 4 |
| ⑤ | 受信信号-目標 2-目標 3-目標 4 | 目標 1 (更新) |
| ⑥ | 受信信号-目標 1 (更新)-目標 3-目標 4 | 目標 2 (更新) |
| ⑦ | 受信信号-目標 1 (更新)-目標 2 (更新)-目標 4 | 目標 3 (更新) |
| ⑧ | 受信信号-目標 1 (更新)-目標 2 (更新)-目標 3 (更新) | 目標 4 (更新) |

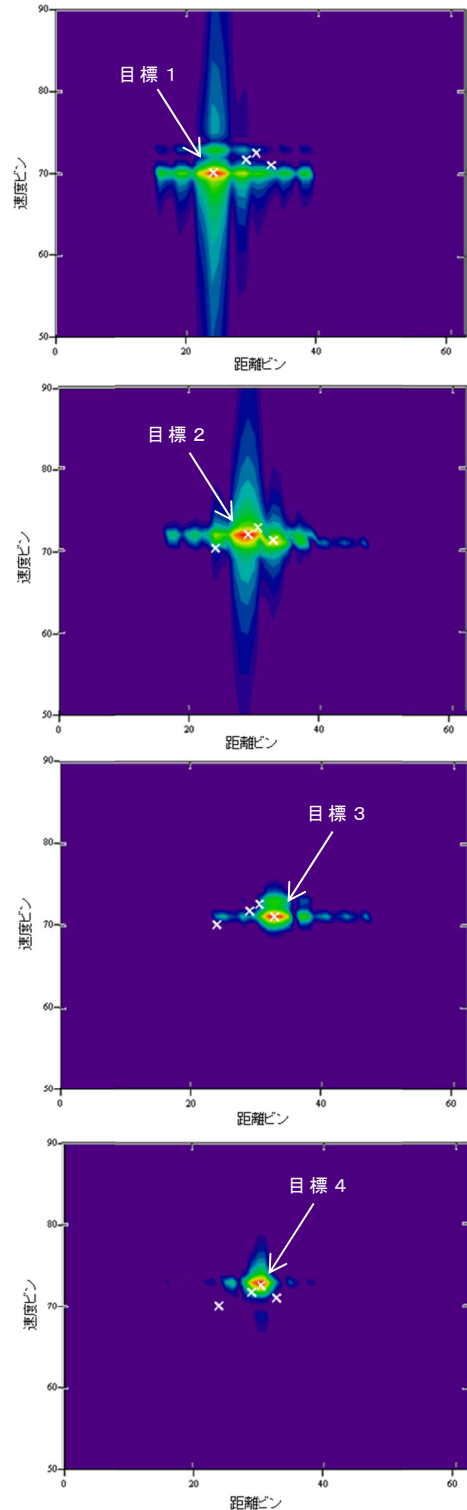


図 7. 目標の繰り返し減算による目標の自動検知結果 ((a) 目標 1, (b) 目標 2, (c) 目標 3, (d) 目標 4)

イテレーション結果(処理過程⑤~⑧の結果)を示す。Cyclic Algorithm (CA), RELAX に基づく方法などが考えられる。ここでは表 3 に示すような CA 法に基づく図 7 (a) におけるピーク (Rbin, Vbin) = (24, 70) は、目標 1 に対応している。同様に、図 7 (b) ~ (d) に

おけるピークは (29,72), (33,71), (30,73) はそれぞれ目標 2～4 の距離ビンおよびドップラビンに対応しており, 2.4.5 で示したように, 最大ピーク点を検出し検知目標とすることで目標 1～4 までの目標の自動検知がなされることがわかる。目標の繰り返し減算による目標自動検知により, サイドローブによる誤検知の低減および目標間電力アイソレーションの改善が示唆される。

4. まとめ

本稿では多周波ステップ CPC 方式における目標自動検知法について従来の CFAR の適用例を示すとともに, 多周波ステップ CPC 方式の合成帯域処理後の速度・距離推定結果および合成帯域前の複素振幅値から目標信号電力の大きい順に減算時間波形生成し受信信号から減算と検知を繰り返す目標自動検知法を提案した。電力差の大きな複数目標に対して, 上記の目標検知方法と従来の CFAR を比較しサイドローブによる誤検知の低減および目標間電力アイソレーションの改善についてシミュレーション結果の一例を示した。その結果, 提案法は近接かつ目標電力差がある目標に対して, 大きな電力を有する目標から順番に検知できることがわかった。また, 合成帯域後の速度・距離推定値・複素振幅値から合成帯域前の信号を生成・減算し, 合成帯域・目標検知を繰り返す目標検知方法についても別途検討中であり, 今後上記の目標検知方法とあわせて比較を実施する予定である。

参考文献

- [1] 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, 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J98-B, No.10, pp.1155-1168, 2015
- [2] 渡辺優人, 秋田学, 稲葉敬之, 多周波ステップ CPC レーダの提案と原理検証実験, 電気学会論文誌 C, Vol.135, No.3, pp.285-291, 2015
- [3] S. BLAKE, OS-CFAR Theory for Multiple Targets and Nonuniform Clutter, IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems Vol.24, No.6, 1988
- [4] B.Magaz, A.Belouchrani, and M.Hamadouche, Automatic Threshold Selection in OS-CFAR Radar Detection using Information Theoretic Criteria, Progress in Electromagnetics Research B, Vol.30, 157-175, 2011
- [5] J. Ling, P. Stoica, J. Li, Y.I. Abramovich “On using cyclic algorithms for sinusoidal parameter estimation” Electronics Letters, Vol.44, No.19, Sep. 2008
- [6] 稲葉敬之, 三浦龍, 大堂雅之, ビーム内干渉波環境での所望波到来角推定実験, 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.87, No.5, pp.749～755, 2004
- [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, 電気学会論文誌 C, Vol.135, No.5, pp.513-520, 2015