

多周波ステップ CPC レーダに対する周波数ステップ対応 ドップラ補正適用による ELD-STAP 性能への影響の評価

横川 貴洋 高橋 陸 渡辺 一宏 渡辺 優人 秋田 学 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: yokokawa.takahiro@inabalab.ee.ucc.ac.jp

あらまし 筆者らは前方監視車載レーダへの適用を想定した不要波抑圧技術である ELD-STAP(Element Localized Doppler STAP)を提案し、また高距離分解能と遠距離性を両立する変復調方式として多周波ステップ CPC 方式を採用したミリ波レーダを開発している。これまで本レーダにおける ELD-STAP のクラッタ抑圧効果の有効性を報告してきたが、周波数ステップに基づくドップラ周波数の差異がクラッタ抑圧性能低下につながる可能性があることを確認した。そこで本稿では、多周波ステップ CPC レーダに対し周波数ステップ対応ドップラ補正を適用することによる ELD-STAP のクラッタ抑圧性能への影響を計算機シミュレーションにて評価する。

キーワード ELD-STAP, クラッタ抑圧, 多周波ステップ CPC ミリ波レーダ

Evaluations of Effect of Doppler Compensation of Stepped Multiple Frequency CPC Radar in Consideration of the Frequency Differences on ELD-STAP Performance

Takahiro YOKOKAWA Riku TAKAHASHI Kazuhiro WATANABE Masato 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: yokokawa.takahiro@inabalab.ee.ucc.ac.jp

Abstract ELD-STAP (Element Localized Doppler STAP) for the application to automotive forward-looking radar has been proposed by authors. ELD-STAP is coming to the phase of applying to the millimeter wave radar using stepped multiple frequency Complementary Phase Code (CPC), which can achieve both a high range resolution and a long range detection performance. The effectiveness of ELD-STAP on the clutter mitigations was reported. Meanwhile the results also indicated that the difference of the Doppler frequency due to the difference of carrier frequency was possible to cause the degradation of the clutter mitigation performance. In this paper, the effect of Doppler compensation in consideration of the frequency differences on the clutter mitigation performance is evaluated by conducting computational simulations.

Keyword ELD-STAP, Clutter suppression, Millimeter wave radar using stepped multiple frequency CPC

1. まえがき

近年、自動車の安全運転支援のためのセンサとして車載ミリ波レーダが注目されている。車載ミリ波レーダが運用される市街地などの運用状況は複雑な電波環境となり、他レーダからの直接波である干渉波(jamming)のみならず建物や路面などの静止物からの反射波であるクラッタ(clutter)などの不要波が受信される。特に横切り運動などレーダ方向への相対速度が小さい目標の場合、その目標信号のドップラ周波数がクラッタのドップラ周波数に埋もれるため、クラッタ

抑圧の従来法であるパルスドップラフィルタ処理(PDF: Pulse Doppler Filter)では目標検出が難しくなる。そのため不要波抑圧性能向上を図る処理法の研究開発は重要なテーマとされている。不要波抑圧法の1つに、航空機から側方監視を目的とした、アンテナ方向とパルス方向の2次元適応フィルタである時空間適応信号処理(STAP: Space Time Adaptive Processing[1])が報告されている。しかし、STAPは計算負荷が大きい点が課題である。そこで筆者らは車載レーダを想定した前方監視 STAP 処理である ELD-STAP(Element Localized

Doppler-STAP[2])を提案している．これは自速情報から抑圧対象であるクラッタのドップラ周波数拡がりに対応する範囲を選択することで計算負荷の削減が可能あり，素子間結合の補償効果を併せ持つ．筆者らは車載レーダとして採用する多周波ステップ CPC 方式[3]に本手法を適用し，電波暗室内での実験にて他レーダからの干渉を有効に抑圧可能であること[4]，レーダを車載し砂利が存在する路面を走行する実験にてグラウンドクラッタを抑圧すること[5][6]を報告している．しかしながら，計算機シミュレーションによるクラッタ抑圧評価において，多周波ステップ CPC 方式の周波数ステップに基づくドップラ周波数の差異がクラッタ抑圧性能低下につながる可能性を確認している[7]．

以上より本稿では，多周波ステップ CPC レーダに対し周波数ステップ対応ドップラ補正を適用することによる ELD-STAP のクラッタ抑圧性能への影響を計算機シミュレーションにて評価する．

2. ELD-STAP

ELD-STAP は車載レーダを想定した前方監視 STAP 処理であり，自速情報からクラッタのドップラ周波数拡がりに対応する範囲の選択により計算負荷の削減が可能である．ELD-STAP に入力されるデータ構造を図 1 に示す．また ELD-STAP 処理概要について以下(i)~(v)処理手順に従って説明する．

(i) パルスドップラフィルタ (PDF)

パルス圧縮処理の出力に対して PDF 処理を行う．このとき，PDF 及び，MBF(Multi Beam Forming)のステアリングベクトルは以下式で与えられる．

$$\mathbf{s}_t(\tilde{f}_d) = [1 \quad \exp(2\pi j \cdot \tilde{f}_d) \quad \cdots \quad \exp(2\pi j \cdot (M-1)\tilde{f}_d)]^T \quad (1)$$

$$\mathbf{s}_s(\theta) = [1 \quad \exp(2\pi j \cdot f_{sp}(\theta)) \quad \cdots \quad \exp(2\pi j \cdot (L-1)f_{sp}(\theta))]^T \quad (2)$$

計測されるデータ行列 \mathbf{X}_k に対して，ステアリングベクトル $\mathbf{S}_t(\tilde{f}_d)$ を掛けることで PDF 出力を得る．

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{X}_k \mathbf{s}_t(\tilde{f}_d)^* \quad (3)$$

*は複素共役を表す．PDF 後のフィルタ出力 $\mathbf{Y}_k(m) \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ はパルス数 M ，周波数番号 m の変数より(4)式と表される．

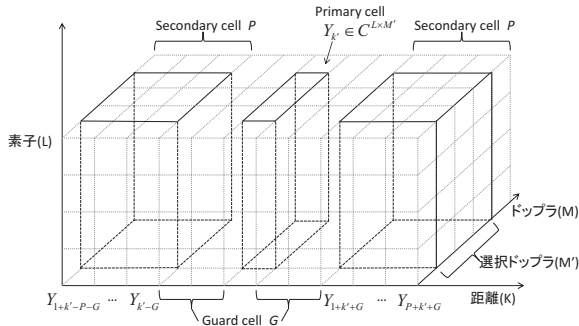


図 1. ELD-STAP に入力されるデータ構造

$$\mathbf{Y}_k(m) = \mathbf{X}_k \mathbf{s}_t(\tilde{f}_d(m))^* \quad (4)$$

$$\tilde{f}_d(m) = \frac{m}{M} \quad (5)$$

(ii) 不要波の局在するドップラビンの選択

$\mathbf{Y}_k(m)$ からクラッタが局在し，STAP を適用するドップラビンの選択を行う．クラッタのドップラビンは自速のドップラ周波数 $f_d(\theta)$ と最大覆域角 θ_o の関係から以下の条件式を満たす周波数番号 m を選択する．

$$f_d \cos(\theta_o) \leq \frac{f_d(m)}{T_{PRI}} \leq f_d \quad (6)$$

選択した自速相当のドップラビン DB から DB-M'+1 までの計 M' の選択ドップラビンを $m' = \text{DB} - M' + 1, \text{DB} - M' + 2, \dots, \text{DB}$ とおく．

(iii) 不要波相関行列推定

これらの選択されたドップラビンのフィルタ出力を STAP 処理におけるデータベクトルと同様に 1 次元データベクトル $\tilde{\mathbf{Y}}_k(m') \in \mathbb{C}^{LM' \times 1}$ に置き換える．

$$\tilde{\mathbf{Y}}_k(m') = [\mathbf{Y}_k(\text{DB} - M' + 1) \mathbf{Y}_k(\text{DB} - M' + 2) \dots \mathbf{Y}_k(\text{DB})]^T \quad (7)$$

Primary cell (以下，STAP 技術の慣例から距離ビンのことを cell と呼ぶことにする) が目標である場合に，Secondary cell に目標成分が含まれることを避けるため Guard cell を設ける．それぞれの cell の関係は図 1 の通りである．この Secondary cell のデータベクトルから SMI(Sample Matrix Inversion)により不要波相関行列 $\mathbf{R}_{k'}$ の推定をする．Secondary cell 数を P，Guard cell 数を G とすると不要波相関行列 $\mathbf{R}_{k'}$ は(8)式となる．

$$\mathbf{R}_{k'} \cong \frac{1}{2P} \begin{bmatrix} \sum_{p=1}^P \tilde{\mathbf{Y}}_{p+k'-P-G}(m') \tilde{\mathbf{Y}}_{p+k'-P-G}(m')^H \\ + \sum_{p=1}^P \tilde{\mathbf{Y}}_{p+k'+G}(m') \tilde{\mathbf{Y}}_{p+k'+G}(m')^H \end{bmatrix} \quad (8)$$

(iv) 不要波相関行列の固有値展開

不要波相関行列の固有値展開を行い主要固有値により Element・Localized Doppler 空間における最適ウェイトベクトルは

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{eld}(f_{sp}(\phi), \tilde{f}_d(m')) &\approx \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{s}_{eld}(f_{sp}(\phi), \tilde{f}_d(m')) \\ &\approx \frac{1}{\sigma^2} \left(\mathbf{I}_{NM'} - \sum_{j=1}^J \mathbf{q}_j \mathbf{q}_j^H \right) \mathbf{s}_{eld}(f_{sp}(\phi), \tilde{f}_d(m')) \end{aligned} \quad (9)$$

と与えられる．ここで，Element・Localized Doppler 空間のステアリングベクトルは

$$\mathbf{s}_{s-d}(f_{sp}(\phi), \tilde{f}_d(m')) \equiv \mathbf{s}_s(f_{sp}(\phi)) \cdot e^{j2lm'\tilde{f}_d} \in \mathbb{C}^{L \times 1} \quad (10)$$

として，(11)式のように与えられる．

$$\mathbf{s}_{eld}(f_{sp}(\phi), \tilde{f}_d(m')) \equiv \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{s-d}(f_{sp}(\theta), \tilde{f}_d(\text{DB} - M' + 1)) \\ \mathbf{s}_{s-d}(f_{sp}(\theta), \tilde{f}_d(\text{DB} - M' + 2)) \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{s-d}(f_{sp}(\theta), \tilde{f}_d(\text{DB})) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{LM' \times 1} \quad (11)$$

(v) ELD-STAP フィルタ出力

Primary cell のデータベクトルと最適ウェイトベクトルの内積をとることにより, ELD-STAP 出力を得る.

$$y_k(m') = \mathbf{W}_{\text{eld}}(f_{sp}(\phi), \tilde{f}_d(m'))^H \tilde{\mathbf{Y}}_k(m') \quad (12)$$

以上の(i)~(v)までの操作を全距離ビンに対して行う.

3. 多周波ステップ CPC レーダ

本レーダはミリ波特定小電力無線機規格(送信周波数 60.0~61.0GHz の 500MHz 以内, 送信電力 10mW, アンテナ利得 40dBi)を満足する仕様である. 多周波ステップ CPC 方式は, 合成帯域法と CPC パルス圧縮を複合したレーダ変調方式である. 2 つの相補となる CPC(Complimentary phase code)符号の加算により距離のサイドローブ抑圧が可能である. さらに, 合成帯域法は時分割で送信周波数切り替え送信し, 受信時に送信周波数毎に復調し, 周波数方向に受信信号を合成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られる. 表 1 にレーダパラメータ, 図 2 に送信シーケンスを示す.

3.1. 計測信号モデル

本稿における多周波ステップ CPC 方式を想定した受信信号は, クラッタ抑圧性能評価のため目標信号 S , クラッタ C , 雑音 N が線形和で取得されることを考慮した $X_{S+C+N} = X_S + X_C + N$ となる. 目標信号 X_S およびクラッタ X_C のモデル式は次式とし, このときドップラ周波数は $f_d(n, \theta_{cl})$, 空間周波数は $f_{sp}(n, \theta_{cl})$ とする. ただし, 自速 V_{own} , 時間遅延 τ , クラッタ数 N_{cl} , クラッタの距離 R , クラッタの角度 θ , アンテナ素子番号 l とする.

$$X_S(m, n, k) = \expj[2\pi \cdot f_d(n, \theta_{cl}) \cdot (PRI \cdot 2n + PRI \cdot 2Nm + \tau_k) - 4\pi \frac{R_k(f_c + f_n)}{c} + \text{code} - 2\pi \cdot f_{sp}(n, \theta_{cl}) \cdot l] \quad (13)$$

$$X_C(m, n, k) = \sum_{cl=0}^{N_{cl}-1} \frac{A_{cl} \expj[2\pi \cdot f_d(n, \theta_{cl}) \cdot (PRI \cdot 2n + PRI \cdot 2Nm + \tau_k) - 4\pi \frac{R_k(f_c + f_n)}{c} + \text{code} - 2\pi \cdot f_{sp}(n, \theta_{cl}) \cdot l]}{\text{距離位相} \quad \text{符号} \quad \text{空間周波数項}} \quad (14)$$

$$f_d(n, \theta_{cl}) = \frac{2V_{own}(f_c + f_n)}{c} \cos \theta_{cl} \quad (15)$$

$$f_{sp}(n, \theta_{cl}) = \frac{d(f_c + f_n)}{c} \sin \theta_{cl} \quad (16)$$

3.2. 多周波ステップ CPC 方式の信号処理

多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図は図 3 に示す. この信号処理において本稿での周波数ステップ対応ドップラ補正のため変更されるパルスドップラおよび位相補償処理は以下の通りである.

まず, パルスドップラフィルタ処理ではサブパルス圧縮処理後の信号 $PC_1(m, n, t)$, $PC_2(m, n, t)$ に対して, 符号毎に各周波数ステップにおいて, パルス方向(m 方向)に離散フーリエ変換(FFT)を行い, ドップラ周波数(目標相対速度)推定を行う. この時, 周波数チャンネ

ル番号を $m'(m'=0, \dots, M-1)$ とすると離散フーリエ変換は次式のように与えられる. この m 方向フーリエ変換の結果より, 目標からのドップラ周波数を検出する.

$$PD_1(m', n, t) = \sum_{m=0}^{M-1} PC_1(m, n, t) \exp\left\{-j2\pi\left(\frac{m}{M} m'\right)\right\} \quad (17)$$

$$PD_2(m', n, t) = \sum_{m=0}^{M-1} PC_2(m, n, t) \exp\left\{-j2\pi\left(\frac{m}{M} m'\right)\right\}$$

次に位相補償(Phase Compensation)は推定した目標の相対速度を用いて, パルス圧縮後の距離サンプル信号に対して行う. 位相補償処理はドップラ周波数による位相のずれをパルスドップラフィルタ処理にて推定した目標の相対速度 V を用いて位相補償を行い, CPC 符号のパルス圧縮結果の加算(ADD)したときの距離サイドローブ特性を改善.

$$PHC_1(m', n, t) = \exp\left\{-j2\pi \cdot \frac{2f_c V}{c} (t + PRI \cdot 2n)\right\} \quad (18)$$

$$PHC_2(m', n, t) = \exp\left\{-j2\pi \cdot \frac{2f_c V}{c} (t + PRI \cdot (2n + 1))\right\}$$

以上より, 両処理は各周波数ステップにおいて各ステップの送信周波数を考慮した処理とはなっていない. ただ, 車載レーダ等を想定したレーダパラメータにおいてドップラの推定やドップラによる距離バイアス誤差はほぼ無視できる. しかしながら, ELD-STAP のクラッタ抑圧性能に対してはドップラに起因したこれらの誤差が影響を与えている可能性を確認している.

表 1 多周波ステップ CPC ミリ波レーダパラメータ

送信周波数	60.5GHz
パルス帯域幅	80MHz
パルス幅	0.2μsec(30m)
符号長	16
パルス繰返し間隔 (PRI)	3.5μsec
パルス数 M	512
周波数ステップ幅	50MHz
周波数ステップ数 N	8
(最大速度視野)	(±79.64km/h)
送信帯域幅	430MHz
(距離分解能)	(0.35m)
観測時間 T_c	28.6msec
(速度分解能)	(0.311km/h)
A/D サンプリグ周波数	160MHz

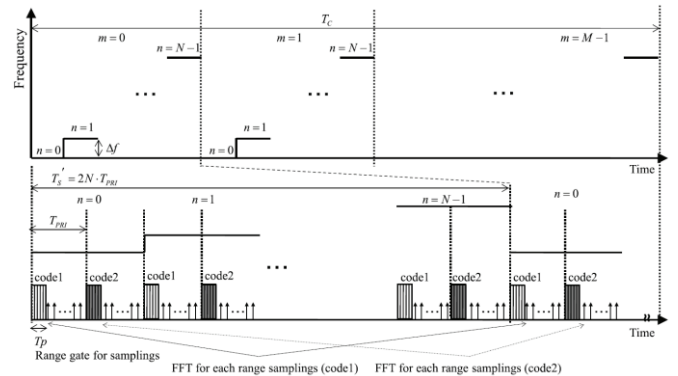


図 2. 多周波ステップ CPC 方式送信シーケンス図

4. 周波数ステップ対応ドップラ補正

多周波ステップ CPC レーダにおいて、各ステップの送信周波数を考慮した処理によるドップラに起因した誤差を低減させ、ELD-STAP のクラッタ抑圧性能を向上させたい。これに対し誤差低減の方法として、多周波ステップ ICW に対するドップラ補正法が提案されている[8]。これは遠距離高速目標の超分解能測距に多周波ステップ ICW 方式の測距誤差低減のため、送信周波数の違いによるドップラ周波数変化の影響を軽減しつつ、ドップラ周波数変調による目標信号の位相回転を補正するドップラ補正法である。本手法を基に多周波ステップ CPC 方式のパルスドップラフィルタおよび位相補償処理を各ステップで送信周波数が異なることを考慮した処理にすると以下ようになる。

まずパルスドップラフィルタ処理は(17)式が周波数ステップに対応することで(19)式のように与えられ、周波数ステップ毎にパルス方向フーリエ変換を行う。この時 ΔV は送信周波数 f_c におけるパルスドップラの速度分解能である。

$$PD_1(m', n, t) = \sum_{m=0}^M PC_1(m, n, t) \exp \left\{ -j2\pi \left(\frac{2m\Delta V(f_c + f_n)}{c} \cdot 2 \cdot PRI \cdot N \cdot m' \right) \right\}$$

$$PD_2(m', n, t) = \sum_{m=0}^M PC_2(m, n, t) \exp \left\{ -j2\pi \left(\frac{2m\Delta V(f_c + f_n)}{c} \cdot 2 \cdot PRI \cdot N \cdot m' \right) \right\}$$
(19)

また位相補償においても、(18)式を周波数ステップに対応させることで(20)式のように与えられる。

$$PHC_1(m', n, t) = \exp \left\{ -j2\pi \cdot \frac{2(f_c + f_n)V}{c} (t + PRI \cdot 2n) \right\}$$

$$PHC_2(m', n, t) = \exp \left\{ -j2\pi \cdot \frac{2(f_c + f_n)V}{c} (t + PRI \cdot (2n+1)) \right\}$$
(20)

以上のように各ステップで送信周波数が異なることを考慮し、周波数ステップに対応した処理に変更することで、ドップラに起因した誤差の低減が可能となる。

5. 計算機シミュレーション

多周波ステップ CPC レーダに対して周波数ステップ対応ドップラ補正を適用することによる ELD-STAP のクラッタ抑圧性能への影響を計算機シミュレーションにより評価する。本評価においては図3に示す通り(A)~(C)の3通りの疑似信号および信号処理の組み合わせ出力を用いる。

まず、(A)は現状の多周波ステップ CPC レーダに対する ELD-STAP の性能を評価するものである。これに対し(B)では各周波数ステップにおけるドップラ周波数の差異のみを仮想的なくした疑似信号に対して、現状の多周波ステップ CPC 信号処理を実施するものである。これにより、本稿での補正対象である各ステップの送信周波数の違いによるドップラに起因した誤差が完全にない状態を表現したものとなり、次に説明する(C)における ELD-STAP のクラッタ抑圧性能の目標値となる。最後に、(C)では現状の多周波ステップ CPC レーダの疑似信号に対して、周波数ステップ対応ドップラ補正処理を含む信号処理を適用し、本処理によるドップラに起因した誤差の低減が ELD-STAP のクラッタ抑圧性能へ与える影響を評価するものである。

本シミュレーションにおけるクラッタ抑圧性能の評価指標には IF(Improvement Factor)を用いる。IFとは信号処理によって S/C(Signal to Clutter ratio)がどの程度改善するかを入出力 S/C を用いて表す指標である。本シミュレーションにおいては、受信信号が X_{S+C+N} と取得されることを考慮し、次式のように IF を算出する。

$$IF = \frac{(S+C+N/C+N)_{out}}{(S+C+N/C+N)_{in}}$$

$$= \frac{w^H X_{S+C+N} X_{S+C+N}^H w}{w^H R_{C+N} w} \times \frac{\text{trace}(R_{C+N})}{X_{S+C+N}^H X_{S+C+N}}$$
(21)

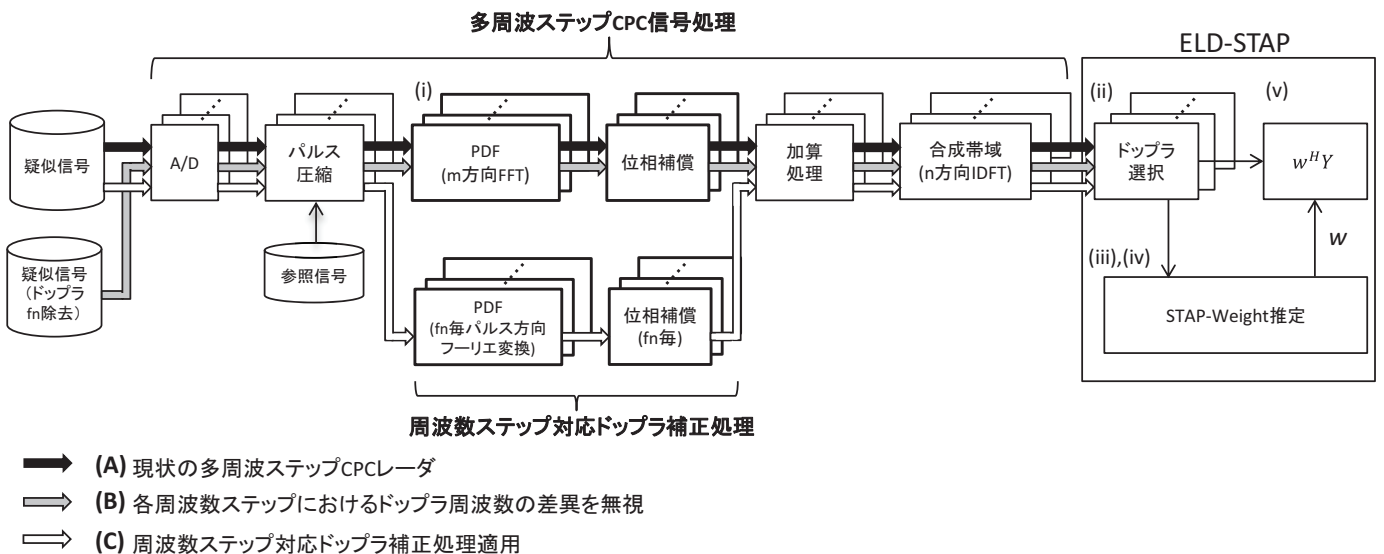


図3. シミュレーションで用いた多周波ステップ CPC を含む各種信号処理ブロック図

シミュレーションの環境条件は表 2 に示す通りであり、前方覆域距離 100m までの均質なグラウンドクラッタ環境下に 1km/h の低速移動目標が存在する条件である。ここでは受信 C/N を固定し、受信 S/C を -10dB~10dB とし評価する。また ELD-STAP パラメータは選択したドップラビン数を 6 とし、Primary cell の両側に Guard cell 20, Secondary cell 20 をそれぞれ設けた。

以上の各種シミュレーション条件において、(A)~(C)に対して ELD-STAP を適用した結果を以下に示す。このとき各条件の IF 結果は図 4, 表 3 の通りである。

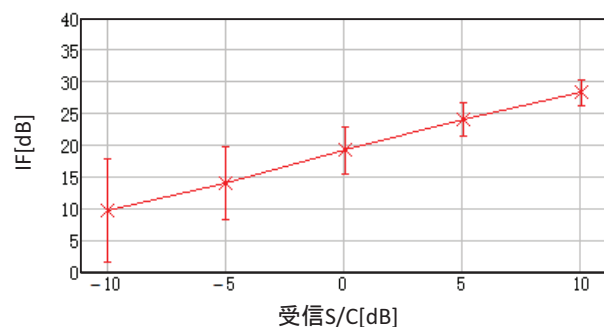
まず(A)における ELD-STAP の IF 結果は受信 S/C に比例して高くなる結果が得られ、すべての受信 S/C において 0dB 以上の IF となり、多周波ステップ CPC レーダに対する ELD-STAP がクラッタ抑圧性能を有することが確認できる。

次に(B)における IF 結果も(A)同様受信 S/C に比例する結果が得られ、またその IF の数値は約 18dB~35dB という結果が得られた。この(A)と(B)の結果を比較すると、(A)に対して(B)の IF がすべての受信 S/C において約 6~8dB の向上を示す結果が得られた。この結果より、実際のレーダ装置では得られない(B)の条件である各周波数ステップにおけるドップラ周波数差異を無視し、各周波数ステップで同一のドップラ周波数とし、現状の多周波ステップ CPC の信号処理において PDF やドップラ位相補償で誤差が生じない状態で IF が向上する。そこで(C)の条件である PDF やドップラ位相補償の誤差が低減される周波数ステップ対応処理に変更することで(B)の結果同様 IF 結果向上が期待される。

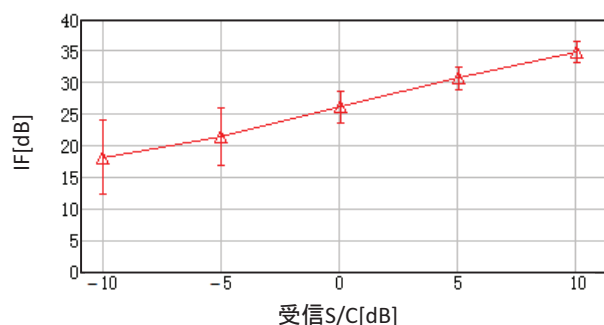
最後に(C)における IF 結果も(A)(B)同様受信 S/C に比例する結果が得られ、またその IF の数値は約 18dB~35dB という結果が得られた。まず(A)と(C)の結果を比較すると、(A)に対して(C)の IF がすべての受信 S/C において約 6~8dB の向上を示す結果が得られた。また(B)と(C)の結果を比較すると IF の差は 0.2~0.3dB であった。この結果から、(C)の周波数ステップ対応処理を含む信号処理を適用することで現状の多周波ステップ CPC レーダに比べ IF が向上することが期待される。また、周波数ステップ対応処理により、PDF やドップラ位相補償の誤差を生じない(B)とほぼ同様の状態が得られる。

表 2 シミュレーション環境条件

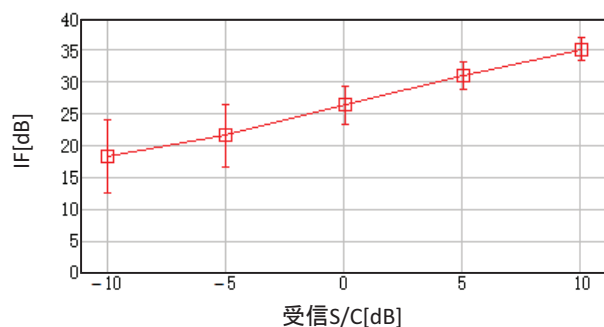
自車速度 V_{own}	30km/h
目標相対速度	29km/h
目標角度	0deg
目標距離	30m
クラッタ前方覆域距離 K	100m
クラッタ前方覆域角度 θ_{cl}	± 20 deg
1 距離セル路面反射点数 N_{cl}	41 個
路面反射点振幅	ガウス分布
受信 C/N	-30dB
受信 S/C	-10dB, -5dB, 0dB, 5dB, 10dB
統計試行回数	100 回



(A) 現状の多周波ステップ CPC レーダ



(B) 各周波数ステップのドップラ周波数の差異を無視



(C) 周波数ステップ対応ドップラ補正処理適用

図 4. 各種条件における IF 結果

表 3. 各種条件における IF の mean(stdev)結果

	受信 S/C				
	-10dB	-5dB	0dB	5dB	10dB
(A)	9.77 (8.03)	14.09 (5.70)	19.24 (3.68)	24.03 (2.60)	28.22 (2.10)
(B)	18.21 (5.75)	21.49 (4.56)	26.12 (2.47)	30.66 (1.83)	34.77 (1.60)
(C)	18.44 (5.71)	21.58 (4.97)	26.34 (2.98)	30.95 (2.17)	35.08 (1.84)

6.むすび

本稿では、多周波ステップ CPC レーダに対し周波数ステップ対応ドップラ補正を適用することによる ELD-STAP のクラッタ抑圧性能への影響を計算機シミュレーションにて評価した。

現状の多周波ステップ CPC レーダに対して ELD-STAP を適用した IF からクラッタ抑圧効果が確認され、また本レーダにおける各ステップの送信周波数を考慮した処理によるドップラに起因した誤差を低減させることで IF の向上が期待されることを確認した。これに対し周波数ステップ対応ドップラ補正を適用することで IF 結果向上を確認し、誤差が生じない状態で得られた IF 結果とほぼ同等の結果となり、多周波ステップ CPC レーダに対する周波数ステップ対応ドップラ補正適用が ELD-STAP の性能向上に効果があることを計算機シミュレーションにより確認した。

謝辞

本稿に示す研究内容は、総務省の委託研究「電波資源拡大のための研究開発（狭帯域・遠近両用高分解能小型レーダー技術の研究開発）」により実施されたものである。

文献

- [1] W.L. Melvin, "A STAP overview", IEEE AES Systems Magazine Special Tutorials Issue.Vol.19, No.1, pp.19-35, January 2004.
- [2] 稲葉敬之, "前方監視レーダのためのElement・Localized Doppler STAP法", 電子情報通信学会論文誌B, Vol J87-B, No.10, pp.1771-1783, 2004-10
- [3] 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
- [4] 新田大輔, 稲葉敬之, 深町弘毅, "多周波ステップCPC ミリ波レーダへのELD-STAPの適用と評価", 信学技報, SANE2012-131, pp. 25-30, 2013-01
- [5] 横川貴洋, 高橋陸, 渡辺優人, 秋田学, 稲葉敬之, "車載ミリ波レーダにおける路面反射クラッタ距離分布特性と ELD-STAP によるその抑圧", 信学技報, SANE2014-111, pp. 35-40, 2015-01
- [6] 高橋陸, 横川貴洋, 渡辺一宏, 渡辺優人, 秋田学, 稲葉敬之, "ELD-STAP による信号対路面反射クラッタ比の改善", 信学技報, SANE2015-23, pp. 1-6, 2015-07
- [7] 横川貴洋, 稲葉敬之, "多周波ステップ CPC レーダにおける ELD-STAP の特性評価", 2014 年電子情報通信学会総合大会, B-2-35, 2014-03
- [8] 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補正法の一検討", 信学技報, SANE2009-48, pp.7-12, 2009-07