

THE IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS (JAPANESE EDITION)

IEICE 電子情報通信学会 **B** 論文誌 通 信

VOL. J101-B NO. 12

DECEMBER 2018

本PDFの扱いは、電子情報通信学会著作権規定に従うこと。

なお、本PDFは研究教育目的（非営利）に限り、著者が第三者に直接配布することができる。著者以外からの配布は禁じられている。

通信ソサイエティ

一般社団法人 **電子情報通信学会**

THE COMMUNICATIONS SOCIETY

THE INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS

ELD-STAP と多周波ステップ CPC 方式による車載前方監視レーダにおけるクラッタ抑圧

渡辺 一宏^{†a)} 秋田 学[†] 稲葉 敬之[†]

Clutter Suppression in Forward Looking Vehicle Radar Using ELD-STAP and Stepped Multiple Frequency Complementary Phase Code Method

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

あらまし 障害物や人間を検知する車載レーダ技術としてミリ波近距離レーダが活用されており、なかでも路上の人物の検出が求められる応用では高い距離分解能が求められるのと同時に路側や地面からの不要反射波（以降、クラッタ）の抑圧が大きな課題となる。航空機搭載の側方監視レーダにおいては、STAP（Space Time Adaptive Processing）によるクラッタ環境下の低速移動目標検出に関する多くのフィールドデータ解析が報告されている。筆者らは、車載応用を想定した前方監視レーダにおけるクラッタ抑圧手法として計算負荷を低減する ELD-STAP を提案している。本論文では、レーダ変復調方式として高距離分解能を実現する多周波ステップ CPC 方式を使い、その出力に対し ELD-STAP を適用するクラッタ抑圧手法の有効性を示す。車両に多周波ステップ CPC レーダを搭載し、路側に植込みやガードレールがある一般道路や草地などのクラッタ環境において道路を横断する歩行者の多数のフィールドデータを取得し、本手法によるクラッタ抑圧結果を示すとともに抑圧性能の特性評価結果を示す。更に、クラッタ抑圧で得られた検出物に対して ELD-STAP 処理結果の特徴量を使った歩行者と車両の判別法を示し判別性能評価結果を示す。

キーワード クラッタ抑圧, ELD-STAP, 多周波ステップ CPC 方式, 歩行者検出

1. ま え が き

STAP (Space Time Adaptive Processing) [1] は、航空機搭載の側方監視レーダにおいて地面や海面からのクラッタを抑圧し低速移動目標を検出する手段として多くのフィールドデータを使った解析が報告されている [2]~[6]。一般に、アレーアンテナを用いて時間だけではなく空間の次元も使ってクラッタを抑圧する STAP は、目標検出性能向上のために多くのデータベクトル次元数 (= アレー素子数 × パルス数) を必要とする。STAP ウェイトの計算においてはデータベクトルの逆行列を演算するために膨大な計算量が必要となる。特に、実時間処理が求められる車載を想定した近距離レーダにおいては大きな課題となる。筆者らは、

これを解決する前方監視レーダのクラッタ抑圧法として ELD-STAP (Element-Localized Doppler STAP) を提案している [7]。前方監視においては、クラッタのドップラ周波数はレーダ搭載プラットフォームの速度付近に局在する。ELD-STAP は、Element-Doppler 空間で局在するドップラ周波数のみを利用することで STAP に比べ大幅にデータベクトルの次元数を削減するとともに計算負荷を小さくすることを可能にする。また、アレーアンテナ素子間に振幅・位相誤差がある場合においても、Element 空間を用いる ELD-STAP はその影響を受けずにクラッタ抑圧を可能とする。

近年、障害物や人間を検知して衝突を回避する衝突予防システムの搭載が進んでいる。車載レーダ技術としてミリ波帯の近距離レーダが活用されているが、路上の人物の検出が求められる応用では路側や地面からのクラッタの抑圧が大きな課題となる。本論文では、以下の 3 点を課題としてとして取り上げる。まず、(1) STAP の前方監視車載レーダへの適用について述べる。航空機搭載の側方監視レーダにおいては、

[†] 電気通信大学大学院情報理工学専攻, 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.2018JBP3018

クラッタの時空間スペクトルは目標までの距離に依存しないため STAP により理論的には完全なクラッタ抑圧が可能である。しかし、前方監視レーダではクラッタスペクトルは距離に依存したものとなり、この場合の STAP は PDF (Pulse Doppler Filter) と MBF (Multi Beam Forming) のカスケード処理よりも性能上の大きな利点を提供できないと一般に言われている [8]。ここでは、前方監視 STAP の車載レーダへの適用について考察する。次に、(2) 前方監視車載レーダにおける ELD-STAP によるクラッタ抑圧のフィールドデータ解析について述べる。これまで、航空機レーダに対する STAP の適用については多くの検討がなされフィールドデータを用いた性能評価が報告されているが [2]~[6]、車載レーダについてはほとんど報告されていない。筆者らは、道路上の歩行者を検出することを目的とし、路側に植込みやガードレールがある一般道路や地面クラッタの大きな草地において前方監視のフィールドデータを多数取得した。ここでは、これらのデータを使い ELD-STAP によるクラッタ抑圧性能を評価する。更に、(3) 検出目標である歩行者近傍に車両が存在する場合の歩行者検出法について考察する。STAP では、クラッタ環境が IID (Independent and Identically Distributed) 条件を満足することが前提となっており [9], [10]、IID 条件下ではクラッタをノイズレベルまで抑圧することが可能である。しかし、歩行者近傍に反射電力の大きな車両があった場合には IID 条件が崩れ車両に対して十分な抑圧ができず歩行者との判別が難しくなる。このような状況における歩行者/車両判別法を考察する。

一方で、ELD-STAP のクラッタ抑圧性能は入力する受信信号に影響し、分解能が高く距離サイドローブが低い信号が求められる。筆者らは、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多周波ステップ CPC 方式を提案している [11], [12]。本方式は、時分割で送信周波数を切り替えて送信し、受信時に送信周波数ごとに復調して周波数方向に受信信号を合成すること (合成帯域法) により高距離分解能を実現する。また、二つの相補となる CPC (Complimentary Phase Code) 符号の加算により距離のサイドローブを抑圧する。したがって、ELD-STAP の入力として多周波ステップ CPC 方式は好適な手段となる。本論文では、道路上の歩行者を検出することを目的とし、多周波ステップ CPC ミリ波レーダの出力を ELD-STAP に入力することによる車載前方監視レーダにおけるク

ラッタ抑圧の有効性をフィールドデータ解析により示す。2. で ELD-STAP と多周波ステップ CPC 方式を説明する。3. では ELD-STAP のフィールドデータ解析と、PDF と MBF による従来法とのクラッタ抑圧性能の比較評価を行う。4. では、歩行者近傍に反射電力の大きな車両が存在した場合の識別法について考察する。5. で本論文における結論を述べる。

2. ELD-STAP と多周波ステップ CPC 方式

2.1 前方監視 STAP

STAP は、2次元適応フィルタによりクラッタの時空間周波数スペクトルにおいてヌルを形成してクラッタ抑圧を行う。クラッタの時空間周波数はレーダとクラッタのジオメトリによって以下ようになる。図 1 に側方監視レーダのジオメトリを示す。 P は目標または地面クラッタの反射点、 V_0 はレーダ搭載プラットフォームの移動速度 (自速)、 φ はアレーアンテナの正面方向 (y 軸) に対する方位角、 H は地面 (xy 面) に対するアンテナの高さ、 θ はアンテナから P を見込む角度である。側方監視ではアレーアンテナは x 軸と平行に移動する。図 2 は前方監視レーダのジオメトリで、アレーアンテナが y 軸と平行に移動する点が側方監視と異なる。

側方監視レーダにおける点 P からの反射の正規化ドップラ周波数 f_d は波長を λ 、パルス繰返し周期を T_{PRI} とすると式 (1) のようになる。

$$f_d = \frac{2V_0 \cdot T_{PRI}}{\lambda} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\varphi) \quad (1)$$

また、正規化空間周波数 f_s は、アレーアンテナの配置間隔を d とすると式 (2) のようになる。

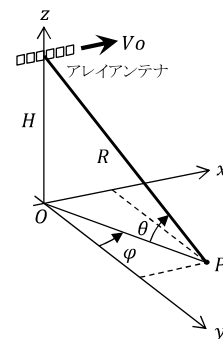


図 1 側方監視レーダ
Fig. 1 Side looking radar.

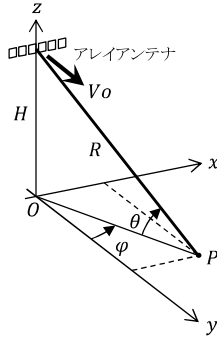


図2 前方監視レーダ
Fig.2 Forward looking radar.

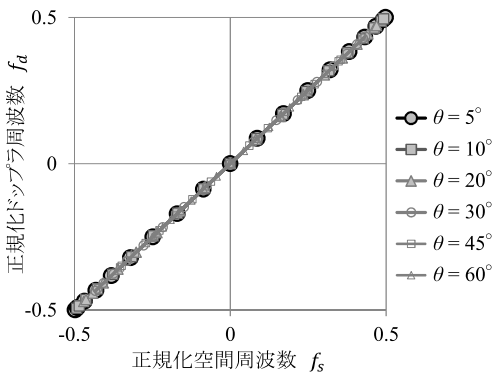


図3 側方監視における正規化空間-ドップラ周波数 2次元特性
Fig.3 Normalized space-Doppler frequency two dimensional characteristics in side looking.

$$f_s = \frac{d}{\lambda} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\varphi) \quad (2)$$

式 (1), (2) から, 正規化空間周波数に対する正規化ドップラ周波数の 2次元特性は図3のような原点を通る直線となり, 点 P を見込む角度 θ の大きさにかかわらず同じ直線となる.

一方, 前方監視レーダにおける点 P からの反射の正規化ドップラ周波数 f_d は式 (3) のようになる.

$$f_d = \frac{2V_o \cdot T_{fri}}{\lambda} \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(\varphi) \quad (3)$$

正規化空間周波数 f_s は, 側方監視と同じく式 (2) で与えられる. 式 (2), (3) から, 前方監視の場合の正規化空間周波数—正規化ドップラ周波数 2次元特性は図4のような原点を中心とした円弧となり, その半径は点 P を見込む角度 θ の大きさに応じて変化する. すなわち, 円弧の半径はアンテナの高さ H を固定とした場合アンテナと点 P の距離 R に依存するものとなる.

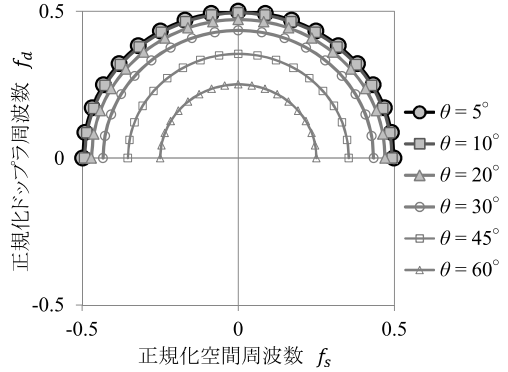


図4 前方監視における正規化空間-ドップラ周波数 2次元特性
Fig.4 Normalized space-Doppler frequency two dimensional characteristics in forward looking.

STAP では, クラッタの相関行列を推定する際に, STAP を適用するテストセルの前後の参照セル (目標が含まれずクラッタのみ含まれる区間) のクラッタが IID (Independent and Identically Distributed) 条件を満足することが前提となっている [9], [10]. クラッタ相関行列に距離依存性があった場合, 目標検出を行うテストセルと異なる位置にある参照セルとの間の IID 条件が崩れるため本来の性能が期待できないとされている [8]. ここで, 前方監視レーダを車載レーダに適用することを考える. 車載レーダの設置高さ H を約 0.5m とした場合, 点 P がレーダより約 3m 以遠であれば θ は 10° 以下となる. この場合, 図4に示すとおり θ が 10° 以下であれば円弧の半径はほぼ 0.5 一定となり距離依存性がほとんどなくなり IID 条件が成立し, 前方監視車載レーダにおいては STAP によるクラッタ抑圧性能が期待できるようになる.

2.2 ELD-STAP

筆者らは, 前方監視レーダにおいてクラッタが局在する自速付近のドップラ周波数情報に着目し STAP に比べ大幅に計算負荷を小さくした ELD-STAP (Element-Localized Doppler STAP) を提案している [7]. 図5は, 車載レーダの覆域を前方 $\pm\varphi_0 = 30^\circ$ とした場合の正規化空間周波数—ドップラ周波数 2次元特性であり, クラッタ信号は, 正規化ドップラ周波数において 0.42~0.5 の幅 Δf_d の間に局在する. 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周波数範囲の選択により計算負荷の削減が可能となる.

ELD-STAP に入力されるデータ構造を図6に示す.

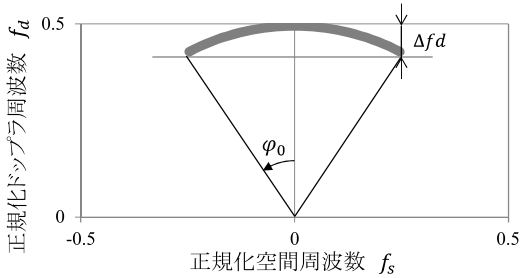


図5 前方監視における正規化空間-ドップラ周波数2次元特性

Fig. 5 Normalized space-Doppler frequency two-dimensional characteristics at covering area $\pm 30^\circ$ in forward looking.

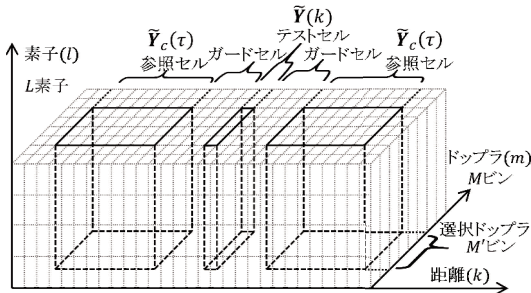


図6 ELD-STAPに入力されるデータ構造

Fig. 6 Data structure input to ELD-STAP.

アンテナ素子数 L のアレーアンテナを用いて、各距離 (k) においてパルス数 M の計測データ $\mathbf{X}_k \in C^{L \times M}$ を取得し、パルスドップラ処理によるドップラデータ $\mathbf{Y}_k \in C^{L \times M}$ を ELD-STAP の入力データとする。 M ビンのドップラデータのうち、クラッタの局在する M' ビンのドップラビンを選択することで ELD-STAP 処理のデータベクトル数の次元数を削減している。クラッタ抑圧処理を行う距離をテストセルとし、その前後にクラッタのみが含まれるとした参照セルを設ける。参照セルとテストセルの間では IID 条件が成立するという前提で参照セルのクラッタ特性から求めた ELD-STAP ウェイトを使ってテストセルの信号に対して時空間の二次元フィルタリングを行うことでクラッタを抑圧する。テストセルの目標の距離サイドローブが参照セルに混入しクラッタ抑圧性能に悪影響を与えないようにテストセルと参照セルの間にはガードセルを設ける。

具体的な ELD-STAP 処理概要について以下 (1) ~ (5) に従って説明する。

(1) 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。PDF のためのステアリングベクトル $\mathbf{s}_t \in C^{M \times 1}$ は式 (4) で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_t(f_d) &= [1 \quad \exp(j2\pi f_d) \quad \cdots \quad \exp(j2\pi(M-1)f_d)]^T \end{aligned} \tag{4}$$

テストセル (距離ビン k) の計測データ行列 $\mathbf{X}_k \in C^{L \times M}$ に対して、ステアリングベクトル $\mathbf{s}_t(f_d)$ を掛けることで PDF 出力 $\mathbf{Y}_k \in C^{L \times M}$ を得る。

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{X}_k \cdot \mathbf{s}_t(f_d)^* \tag{5}$$

* は複素共役を表す。式 (4) のステアリングベクトルが等間隔であった場合 FFT でフィルタバンクを作ることができ、PDF 後のフィルタバンク出力 $\mathbf{Y}_k(m) \in C^{L \times 1}$ はパルス数 M 、ドップラ周波数ビン m の変数より式 (6) と表される。

$$\mathbf{Y}_k(m) = \mathbf{X}_k \cdot \mathbf{s}_t(f_d(m))^* \tag{6}$$

$$f_d(m) = \frac{m}{M} \quad (m = 0, 1, \dots, M-1) \tag{7}$$

(2) クラッタの局在するドップラビンの選択

ELD-STAP の適用にあたり $\mathbf{Y}_k(m)$ からクラッタが局在するドップラビンの選択を行う。クラッタのドップラ周波数ビンは自速のドップラ周波数 f_{d0} と最大覆域角 φ_0 の関係から以下の条件式を満たす M' 個のドップラビン m を選択する。

$$f_{d0} \cos(\varphi_0) \leq \frac{f_d(m)}{T_{fri}} \leq f_{d0} \tag{8}$$

自速相当のドップラビンを m_0 とすると、選択ドップラビン m は、 $m = m_0 - M' + 1, m_0 - M' + 2, \dots, m_0 - 1, m_0$ となる。

(3) クラッタ相関行列推定

これらの選択されたドップラビンのフィルタ出力をあらたな一次元データベクトル $\tilde{\mathbf{Y}}(k) \in C^{LM' \times 1}$ で定義する。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{Y}}(k) &\equiv [\mathbf{Y}_k(m_0 - M' + 1) \quad \cdots \quad \mathbf{Y}_k(m_0 - 1) \quad \mathbf{Y}_k(m_0)]^T \end{aligned} \tag{9}$$

テストセルを中心に目標信号の混入を避けるガードセルを挟み、その前後のクラッタ信号のみを含む参照セルでのデータベクトルを $\tilde{\mathbf{Y}}_c(\tau)$ とする。式 (10) の平均操作によりクラッタ相関行列 $\mathbf{R}_c \in C^{LM' \times LM'}$ を推定する。 H は行列の複素共役転置であり、 $\langle \cdot \rangle$ は平均操作を表す。

$$\mathbf{R}_c = \langle \tilde{\mathbf{Y}}_c(\tau) \tilde{\mathbf{Y}}_c(\tau)^H \rangle \quad (10)$$

(4) ELD-STAP のウェイト

ELD-STAP の入出力の信号対クラッタ電力比 (S/C) を最大とする MSN (Maximum Signal to Noise Ratio) アルゴリズムにより、2次元適応フィルタウェイト $\mathbf{w}_{eld}(\varphi) \in C^{LM' \times M'}$ を求める。ウェイトは、クラッタ相関行列 \mathbf{R}_c の逆行列と空間ステアリングベクトル $\mathbf{s}_{eld}(\varphi) \in C^{LM' \times M'}$ から式 (11) で与えられる。

$$\mathbf{w}_{eld}(\varphi) = \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{s}_{eld}(\varphi) \quad (11)$$

ここで、 $\mathbf{s}_{eld}(\varphi)$ は $M' \times M'$ の単位行列 $\mathbf{I}_{M'}$ と式 (12) の空間ステアリングベクトル $\mathbf{s}_s(\varphi)$ とのクロネッカー積により式 (14) で与えられる。

$$\mathbf{s}_s(\alpha) = [1 \quad \exp(j2\pi\alpha) \quad \cdots \quad \exp(j2\pi(L-1)\alpha)]^T \quad (12)$$

$$\alpha = \frac{d}{\lambda} \sin(\varphi) \quad (13)$$

$$\mathbf{s}_{eld}(\varphi) = \mathbf{I}_{M'} \otimes \mathbf{s}_s(\varphi) \quad (14)$$

ここで、 \mathbf{R}_c^{-1} の計算は \mathbf{R}_c を固有値展開して、その主要固有値 λ_j と固有ベクトル \mathbf{e}_j 及び雑音の固有値 σ^2 を用いて式 (15) で求められる。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_c^{-1} &\cong \frac{1}{\sigma^2} \left(\mathbf{I} - \sum_{j=0}^{J-1} \frac{\lambda_j - \sigma^2}{\lambda_j} \mathbf{e}_j \mathbf{e}_j^H \right) \cong \frac{1}{\sigma^2} \left(\mathbf{I} - \sum_{j=0}^{J-1} \mathbf{e}_j \mathbf{e}_j^H \right) \end{aligned} \quad (15)$$

(5) ELD-STAP フィルタ出力

テストセルのデータベクトル $\tilde{\mathbf{Y}}(k)$ と ELD-STAP ウェイトベクトル $\mathbf{w}_{eld}(\varphi)$ の内積をとることにより、ELD-STAP 出力 $\mathbf{y}(k) \in C^{M' \times 1}$ を得る。

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{w}_{eld}(\varphi)^H \tilde{\mathbf{Y}}(k) \quad (16)$$

以上の (1) ~ (5) の処理を全距離ビン (k) に対して行う。

2.3 RMB rule

Reed, Mallett, Brennan らにより、参照セル数を上記データベクトルの次元数の2倍とすることで STAP フィルタの損失が -3dB 以内になることが示されている (RMB rule) [13]。レーダの距離ビン間隔が粗い場合、上記条件を満たす参照セル数を確保するために参照セルの距離幅が大きくなり、それにともない参照セル内でクラッタの IID 条件の成立が難しくなることが考えられる。更にはレーダに近い距離においては参照セルを設けられず STAP が適用できなくなることも考えられる。したがって、単位距離あたりの距離ビンを多くするためにレーダの距離分解能を向上させる必要があり、高距離分解能は、STAP によるクラッタ抑圧の実現においても重要な課題となる。

2.4 多周波ステップ CPC 方式

筆者らは、高距離分解能と遠距離性を兼ね備えた多周波ステップ CPC 方式を提案している [11], [12]。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。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。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 7 に送信シーケンス、図 8 に多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図、表 1 にレーダパラメータを示す。

図 9~11 に本方式による静止車両、歩行者、ガードレールの多周波ステップ CPC 方式による計測例を示す。

(1) 静止車両

図 9 に、右後方から 46.5km/h で接近する多周波ステップ CPC レーダによって、車幅 1.7m 、車長 4m の静止車両を捉えた様子を示す。図 9 右は、計測された車両の速度と距離を 2次元マップ (以降、RV マップ) で示したものである。本ミリ波レーダの高距離分解能によって、レーダ波が当たる車両リア左端、リア右端、

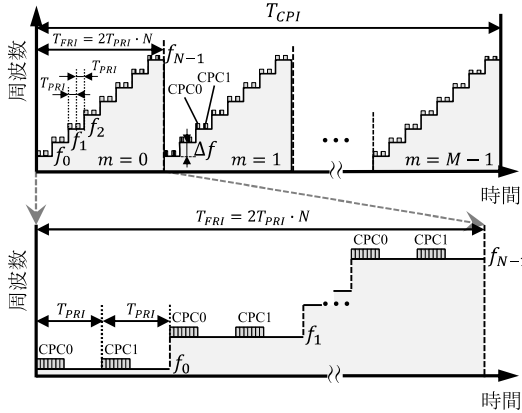


図7 多周波ステップ CPC 方式送信シーケンス図
Fig.7 Transmission sequence diagram of stepped multiple frequency CPC method.

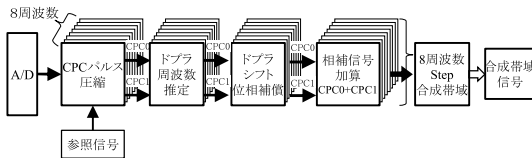


図8 多周波ステップ CPC 方式の信号処理ブロック図
Fig.8 Signal processing block diagram of stepped multiple frequency CPC method.

表1 多周波ステップ CPC ミリ波レーダ装置仕様
Table 1 Stepped multiple frequency CPC millimeter wave radar specification.

送信周波数	60.5GHz
送信帯域幅	430MHz
周波数ステップ幅 Δf	50MHz
周波数ステップ数 N	8
パルス数 M	512
計測時間 T_{CPI}	28.6msec
距離分解能	0.35m
速度分解能	0.311km/h
最大速度視野	$\pm 79.64\text{km/h}$
アンテナ素子数 L	4

フロント右端が分離して観測され RV マップ上で車両の外形を確認することができる。

(2) 歩行者

図10は、右後方から19km/hで接近するレーダによって、砂利が多く含まれる場所で静止車両と歩行者を同時に捉えたものである。歩行者は、約3km/hで右から左へ車両先頭の約1mのところを横切っている。速度は手足の振りにより18~19km/hの間で広がっている。また、RVマップの特に距離20m以遠、速度19km/h以下の範囲では、砂利や草からの反射による

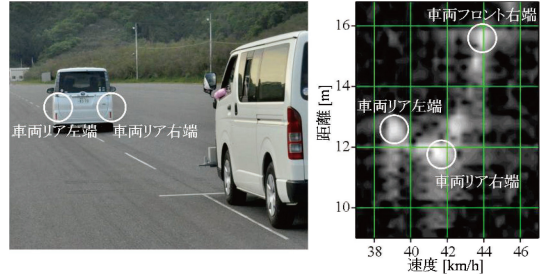


図9 静止車両の計測
Fig.9 Measurement of a vehicle.

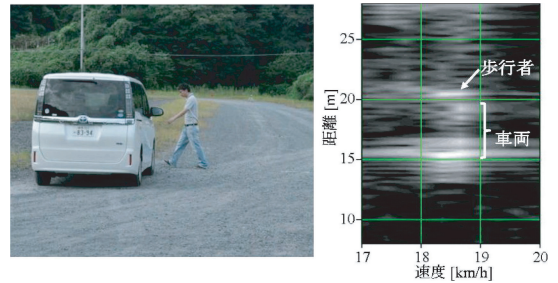


図10 歩行者と静止車両の計測
Fig.10 Measurement of a pedestrian and a vehicle.

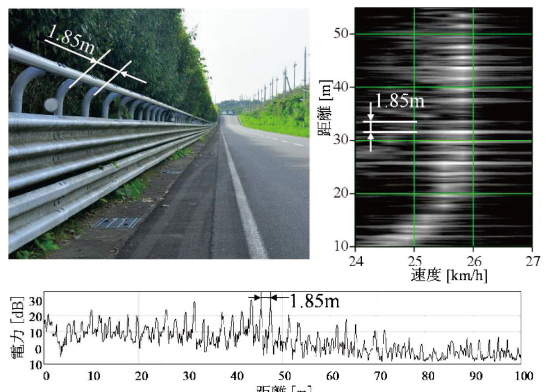


図11 ガードレールの計測
Fig.11 Measurement of a guardrail.

クラッタが確認できる。

(3) ガードレール

図11は、直線道路の左車線を25.8km/hで走行して道路脇のガードレールを捉えたものである。RVマップにおいて、1.85m間隔のガードレールの支柱が分離して観測されていることが確認できる。また、図11下の距離—電力特性に示すように、距離100mに渡って数十本の支柱がそれぞれ分離して観測されており、本方式が高距離分解能に加え遠距離性も両立している

ことが確認できる。

2.5 多周波ステップ CPC の出力による ELD-STAP

多周波ステップ CPC 方式による高距離分解能の出力信号を ELD-STAP の入力とすることにより，上記 RMB rule を満たす参照セル数を確保した STAP を実施することが可能となる．図 12 に多周波ステップ CPC 出力を用いた ELD-STAP の処理ブロック図を示す． L 個のアンテナによる受信信号を多周波ステップ CPC 方式で復調処理を行い距離方向に高分解能化されたドップラ信号を ELD-STAP 処理に入力する．計算負荷を小さくするため，多周波ステップ CPC 内で PDF 処理された M ビンのドップラ信号のうち自速付近のドップラ信号のみを選択する (M' ビン)．クラッタのみが含まれる参照セル信号の相関行列の逆行列から STAP ウェイトを算出することでアンテナ方向と選択ドップラ方向の 2次元適応フィルタを形成しクラッタを抑圧する．アンテナ素子数 $L = 4$ ，選択ドップラビン数 $M' = 8$ とした場合，ベクトル次元数は 32 となり RMB rule により参照セル数はその 2 倍の 64 ビンが必要となる．通常，テストセルの前後に参照セルを配置するため片側 32 ビン必要となる．多周波ステップ CPC で合成帯域処理を行う前の受信信号の距離ビンは，約 0.94m/ビンであるためテストセルの前後にそれぞれ約 30m の参照セルを設ける必要がある．30m の距離幅ではクラッタ条件が変化し IID 条件を満たすことが難しくなる．また，レーダから 30m 以内の近距離では参照セルが十分に設けられずクラッタ抑圧性能が劣化することが考えられる．一方，多周波ステップ CPC で合成帯域処理により高分解能化することで，周波数ステップ数 $N = 8$ とした場合，高分解能化に応じた距離ビンは約 0.117m/ビンとなり参

照セルの距離幅は約 3.7m に短縮され IID 条件の成立が期待できる．

3. ELD-STAP のフィールド実験

3.1 ELD-STAP のパラメータ

ELD-STAP のクラッタ抑圧性能は，ガードセル数，参照セル数，選択ドップラビン数等の ELD-STAP パラメータ (図 13) で変わる．ELD-STAP のフィルタウェイトの推定に使うクラッタとして，注目するテスト距離ビンの前後の参照セル区間の計測データを使う．一般に目標からの反射は拡がりを持ち，参照セル区間に目標拡がりが入ると，クラッタのみならず目標電力も抑圧する．そのため，テストビン前後にガードセルを設け参照セルを目標拡がりから離れた位置に設定する (図 13-a)．また，ドップラ周波数方向では，前方監視レーダにおいてクラッタが局在する自速付近の数～十数ビンの信号を選択して使う (図 13-b)．このとき，クラッタ及び目標が選択した幅に入るように設定する．

多周波ステップ CPC 方式ではパルス圧縮に CPC (Complementary Phase Code) 符号を使用し，2種類の相補符号による受信信号を加算することで距離サイドローブを抑圧している (図 14)．相補加算をした場合の点目標の拡がりは 10～15 ビン程度であるためガードセル数は 15 程度に設定すれば ELD-STAP による目標電力の抑圧は避けられる．

図 15, 16 にガードセル数に対する ELD-STAP 後の目標ピーク電力のシミュレーション結果を示す．SN を 20～60dB で変化させた点目標にランダムな IID クラッタを重畳したシミュレーションデータを 100 種生成し，目標ピーク電力の平均値を示した．エラーバー

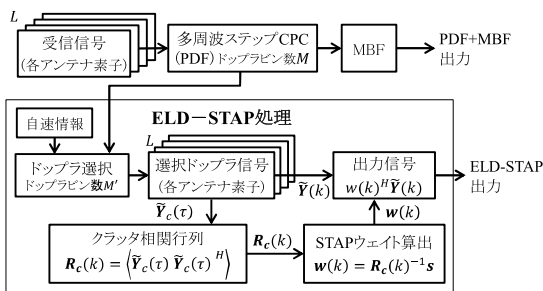


図 12 ELD-STAP 法の処理ブロック図
Fig. 12 Processing block diagram of ELD-STAP method.

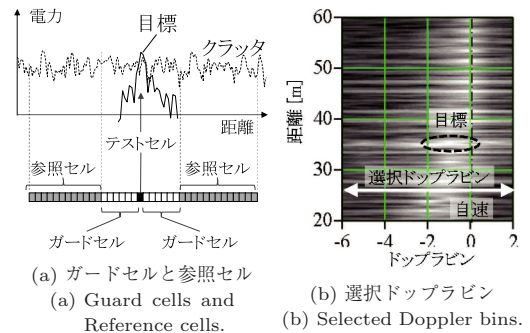


図 13 ELD-STAP パラメータ
Fig. 13 ELD-STAP parameters.

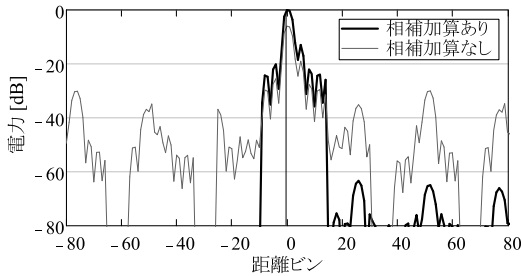


図 14 CPC 符号相補加算による距離サイドローブの抑圧
Fig. 14 Suppression of distance side lobes by CPC code complementary addition.

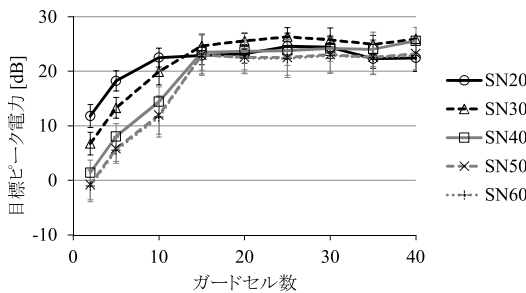


図 15 ガードセル数に対する目標電力 (相補加算あり)
Fig. 15 Target power for the number of guard cells (with complementary addition).

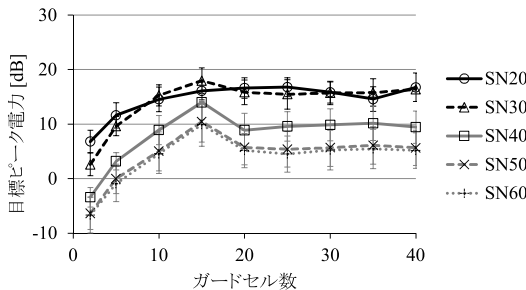


図 16 ガードセル数に対する目標電力 (相補加算なし)
Fig. 16 Target power for the number of guard cells (without complementary addition).

は標準偏差である。CPC 符号相補加算を行って距離サイドローブを抑圧した場合は、CPC ガードセル数が 15 を越えると SN の値にかかわらず目標ピーク電力は抑圧されない (図 15)。一方、CPC 相補加算を行わない場合は -30dB 程度の距離サイドローブのため、SN40 以上においてはガードセルを 15 以上に設定しても目標ピーク電力は $5\sim 15\text{dB}$ 程度低下する (図 16)。

参照セル数については、選択ドップラビン数を 8 ビンとして RMB rule に従い計測データベクトル次元数 (4 素子 \times 8 ビン) の 2 倍である 64 (片側 32) と

表 2 ELD-STAP パラメータ
Table 2 ELD-STAP parameters.

ガードセル数	参照セル数 (片側)	選択ドップラビン数
15	32	8

表 3 計測環境と計測数
Table 3 Measurement environment and number of measurements.

歩行者近傍	周囲環境	路面	計測数
なし	植込み	アスファルト	32
なし	植込み +ガードレール	アスファルト	80
車両	植込み	アスファルト	48
車両	植込み +ガードレール	アスファルト	64
なし	植込み	草地	32
車両	植込み	草地	48
総計測データ数			304

した。表 2 に、フィールド実験に用いた ELD-STAP のパラメータを示す。

3.2 ELD-STAP のフィールド実験

(1) 計測条件

今回、クラッタ環境下における歩行者検出を目的として、道路脇の植込みから比較的大きなクラッタが入る環境でフィールド実験を行った。計測環境として、植込みの他にガードレールが存在する環境や地面クラッタの大きな草地でも計測を行った。また、歩行者の近傍に反射強度の大きい車両が存在する環境についても行った。歩行者については、視線速度が植込みや車両からのクラッタ速度に近くドップラ周波数では検出が困難となる道路を横断する人物を計測した。計測環境と計測数を表 3 に示す。計測は、多周波ステップ CPC レーダを車載して約 20km/h で走行しながら反対車線を 5km/h で道路を横切る歩行者を捉えて行った。

(2) ELD-STAP によるクラッタ抑圧の例

道路の両側に植込みが存在し、左側にガードレールがある環境 (図 17) での ELD-STAP によるクラッタ抑圧の代表例を示す (図 18~21)。

図 18 に、車両が歩行者近傍にない計測データに対して ELD-STAP によるクラッタ抑圧を行った結果を示す。図 18 左は、PDF と MBF のカスケード処理 (以降、PDF+MBF) により、速度と距離を RV マップで

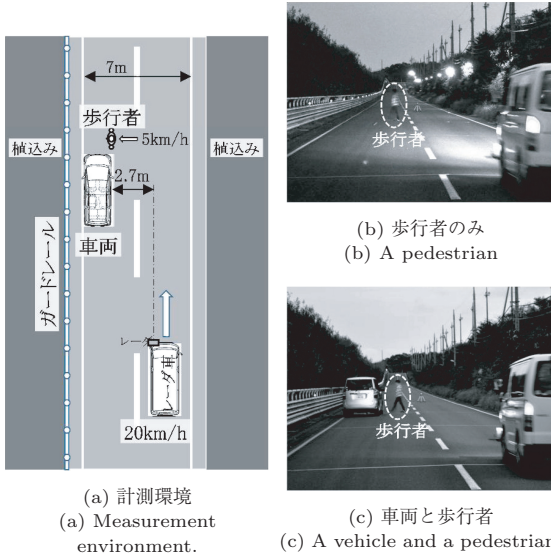


図 17 ELD-STAP のフィールド実験

Fig. 17 Field experiment of ELD-STAP.

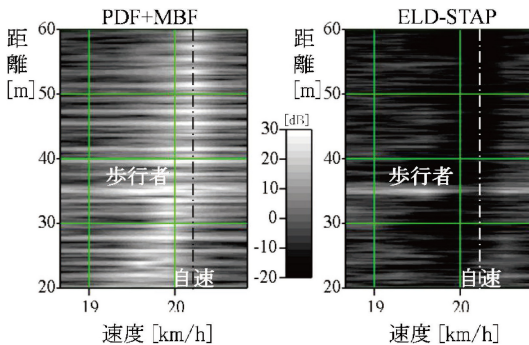


図 18 歩行者の RV マップ (左: PDF+MBF, 右: ELD-STAP)

Fig. 18 RV map of a pedestrian (left: PDF+MBF, right: ELD-STAP).

表示したものである。植込みからの反射とガードレール支柱からの等間隔の強い反射が重なったクラッタにより、歩行者は完全にクラッタに埋もれて判別しにくい状況となっている。一方、図 18 右に示す ELD-STAP によるクラッタ抑圧を行った結果では、これらクラッタが抑圧され歩行者のみが残し検出しやすくなっている。距離-電力特性 (図 19) に示すとおり、歩行者を残しつつ植込みとガードレールからのクラッタが約 20~30dB 抑圧されていることが確認できる。

図 20 に、静止車両が歩行者近傍にある計測データに対して ELD-STAP によるクラッタ抑圧を行った結果を示す。図 20 左に示すとおり、ガードレールの反

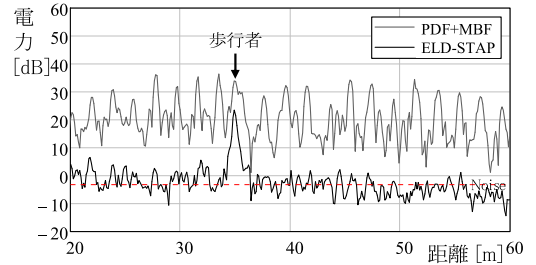


図 19 歩行者の距離-電力特性

Fig. 19 Distance-power characteristics of a pedestrian.

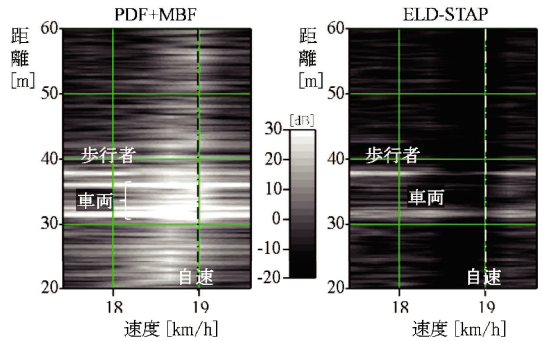


図 20 車両と歩行者の RV マップ (左: PDF+MBF, 右: ELD-STAP)

Fig. 20 RV map of a vehicle and a pedestrian (left: PDF+MBF, right: ELD-STAP).

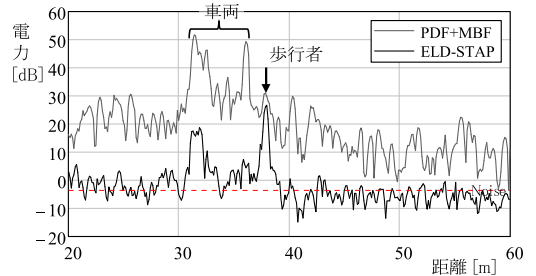


図 21 車両と歩行者の距離-電力特性

Fig. 21 Distance-power characteristics of a vehicle and a pedestrian.

射は車両の陰となり、植込みと車両からの反射が主なクラッタとなっている。PDF+MBF では、特に車両からの反射が強く歩行者を判別しにくい状況となっている。一方、図 20 右に示す ELD-STAP によるクラッタ抑圧を行った結果では、車両からの反射が残るものの車両電力は約 30dB 下がり (図 21)、歩行者近傍に車両からの強い反射がある場合においても影響をあまり受けず歩行者を残しつつクラッタが抑圧できることが確認できる。

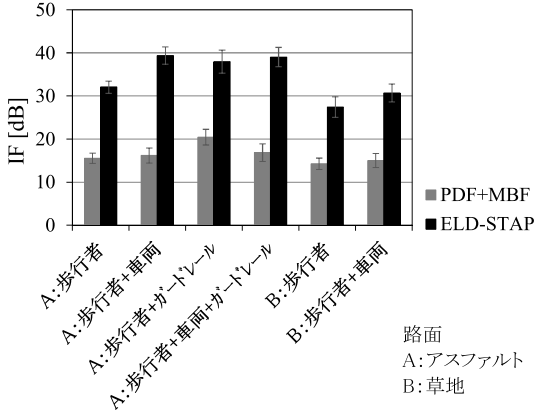


図 22 計測環境に対する IF 値
Fig. 22 IF values for measurement environments.

(3) ELD-STAP の特性評価

クラッタ抑圧性能の評価指標には IF (Improvement Factor) を用いる。IF とはクラッタ抑圧処理によって S/C (Signal to Clutter ratio) がどの程度改善するかを入力 S/C と出力 S/C の比を用いて表す指標である。信号のデータベクトルとクラッタの相関行列及び ELD-STAP ウェイトを用いて式 (17), (18) のように IF を算出する。ここで、S/C は Signal to Clutter 比、s は信号データベクトル、R_c はクラッタの相関行列、w_{eld} は ELD-STAP ウェイトベクトルである。

$$IF_{PDF+MBF} = \frac{S/C_{PDF+MBF}}{S/C_{input}} = \frac{s^H s}{\frac{s^H R_c s}{trace(R_c)}} \quad (17)$$

$$IF_{ELD-STAP} = \frac{S/C_{ELD-STAP}}{S/C_{input}} = \frac{w_{eld}^H s s^H w_{eld}}{\frac{s^H s}{trace(R_c)}} \quad (18)$$

計測環境による PDF+MBF と ELD-STAP による計測データの IF 平均値の比較を図 22 に示す。それぞれの計測データ数は表 3 のとおりである。エラーバーは標準偏差値を示す。ELD-STAP により、PDF+MBF に比べ IF 値が 15~23dB 改善されている。歩行者近傍に反射の大きな車両やガードレールがある場合についてもそれらの影響を受けて抑圧性能が下がることなく、それらがいない場合と同等以上の IF 値となっている。車両やガードレールによるクラッタの上昇で

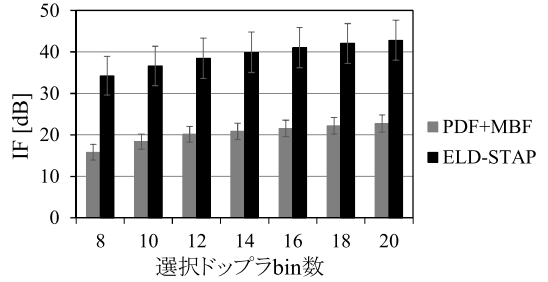


図 23 選択ドップラbin数に対する IF 値
Fig. 23 IF values for selected Doppler number.

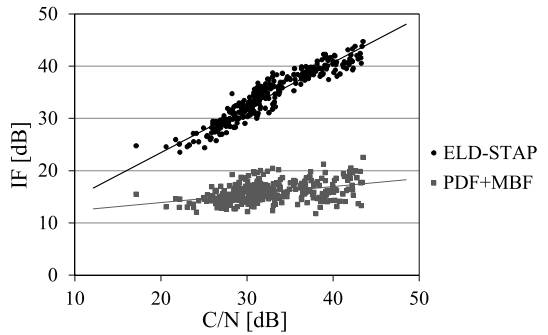


図 24 C/N に対する IF 値
Fig. 24 IF values for C/N.

S/C_{input} が低下しても ELD-STAP のクラッタ抑圧による S/C_{ELD-STAP} が大きく低下しないため、この場合の IF 値は上昇している。

選択ドップラbin数を変えた場合の PDF+MBF と ELD-STAP による全 304 計測データの IF 平均値の比較を図 23 に示す。bin数が増えるに従って両方の IF 値はゆるやかに上昇する。ELD-STAP と PDF+MBF の IF 値の差は約 19dB である。一方、選択ドップラの幅が広がるにつれ、クラッタの相関行列の次元数がこの幅の 2 乗に比例して大きくなるため計算処理負荷が大きくなる。処理時間を計測した結果、選択bin数が 8 bin の場合、20 bin の場合に比べ約 1/5 倍となった。

ELD-STAP パラメータを表 2 に示す値として、C/N (Clutter to noise ratio) を変えた場合の PDF+MBF と ELD-STAP による全 304 計測データの IF 平均値の比較を図 24 に示す。PDF+MBF では、C/N にかかわらずほぼ一定となるが、ELD-STAP では C/N に比例して IF 値は大きくなる。これは、クラッタ電力が大きくなっても ELD-STAP により目標ピーク電力を保持しつつクラッタをノイズレベルまで抑圧できて

いることによるものである。

4. ELD-STAP による歩行者検出

道路上の歩行者を検出することを想定し図 20, 21 で車両が歩行者近傍にある計測データに対して ELD-STAP によるクラッタ抑圧を行った結果を示した。道路脇のクラッタはノイズレベルまで抑圧され、歩行者の抑圧を数 dB に抑えつつ車両の強反射を約 30dB 抑圧し、歩行者を検出しやすくなった。しかし、車両電力はノイズレベルまでは抑制できず、車両と歩行者の電力差を用いた単純なしきい値処理での両者の判別は困難な場合もあり得る。そのため、歩行者検出においては歩行者/車両判別が必要となる。

4.1 歩行者/車両判別

表 3 に示した計測データのうち歩行者の近傍に反射強度の大きな車両が存在する環境のものを選び表 4 に示す。これらのデータを用い歩行者/車両判別の検討を行った。

図 25 左に各計測データの ELD-STAP によるクラッタ抑圧後の歩行者と車両のピーク電力を示し、図 25 右にそれらの平均電力と標準偏差 (エラーバー) を示す。ELD-STAP 後の両者の平均電力はほぼ同レベルであり、両者の判別が困難であることが分かる。

表 4 計測環境と計測数

Table 4 Measurement environment and number of measurements.

周囲環境	路面	計測数
植込み+車両	アスファルト	48
植込み+ガードレール+車両	アスファルト	57
植込み+車両	草地	20
総計測データ数		125

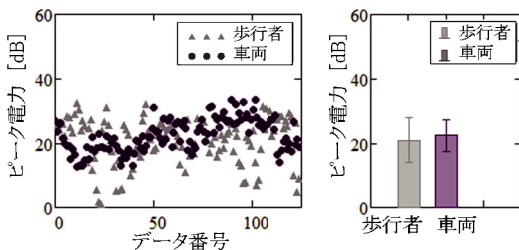


図 25 ELD-STAP ピーク電力 (実計測データ)
Fig. 25 ELD-STAP peak power (measurement data).

4.2 判別のための特徴量

(1) シミュレーション

計測データから得られる歩行者と車両を判別できる有効な特徴量を検討するにあたり、歩行者、車両、クラッタを複数の移動点列でモデル化し、多周波ステップ CPC 方式に基づく疑似反射信号を生成した。図 26 に生成した疑似信号の RV マップを示す。

フィールド実験とほぼ同条件で生成した疑似信号に対して ELD-STAP 処理を行うことで判別に有効な特徴量を検討する。今回、歩行者と車両を判別可能な特徴量の検討にあたり、それらの位置における速度—電力特性に着目した。図 27 左に、PDF+MBF による RV マップを示し、図 27 右に ELD-STAP 処理後の RV マップを示す。図 28 にそれぞれの RV マップの歩行者と車両の位置における速度—電力特性を示す。

(2) ELD-STAP 処理後の電力の分散 (特徴量 A)

図 28 右に示すように、ELD-STAP 処理後の速度—電力特性は、車両については速度方向に分散の小さな電力特性となり、一方、歩行者については MBF においてクラッタ電力が高い所 (速度 21.5km/h 近辺) で大きく低下し電力特性の分散は大きくなる。これは、クラッタ抑圧をする ELD-STAP のフィルタ特性が、

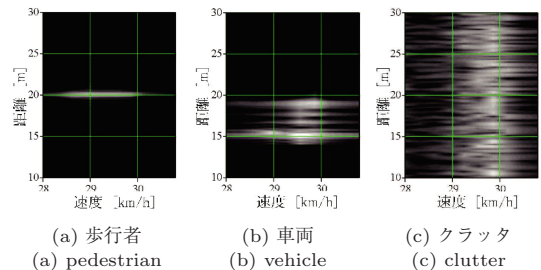


図 26 疑似信号の RV マップ
Fig. 26 RV maps of simulated signals.

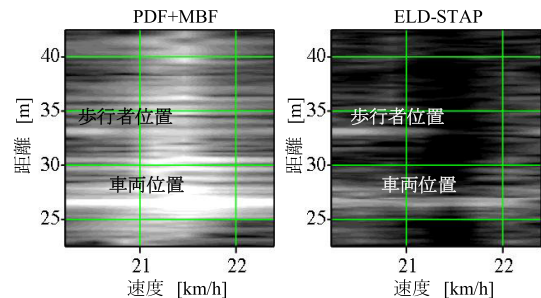


図 27 RV マップ (左: PDF+MBF, 右: ELD-STAP)
Fig. 27 RV map (left: PDF+MBF, right: ELD-STAP).

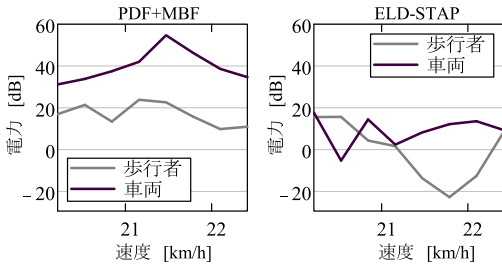


図 28 速度-電力特性 (左: PDF+MBF, 右: ELD-STAP)
Fig. 28 Speed-power characteristics.

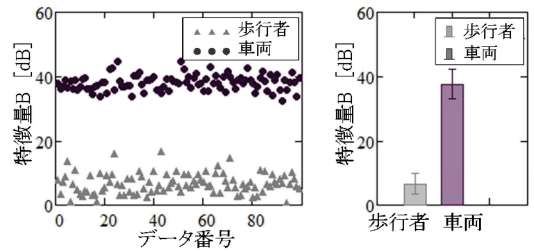


図 30 特徴量 B (シミュレーション疑似信号)
Fig. 30 Feature quantity B (simulation).

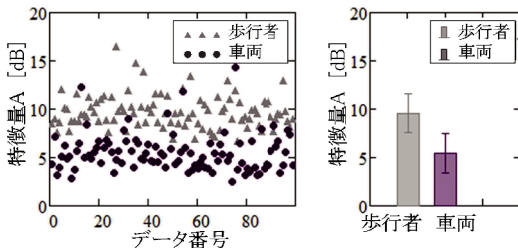


図 29 特徴量 A (シミュレーション疑似信号)
Fig. 29 Feature quantity A (simulation).

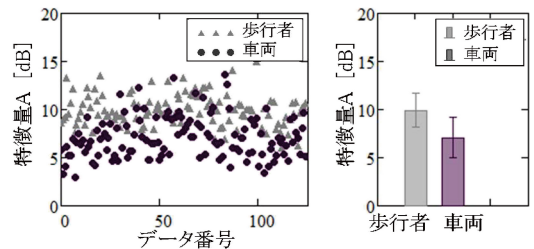


図 31 特徴量 A (実計測データ)
Fig. 31 Feature quantity A (measurement data).

その位置でヌルとなることによる。この傾向を利用した特徴量 A を式 (19) のように定義する

$$\begin{aligned} & Power_{stp} : \text{ELD-STAP 後の電力} \\ \text{特徴量 A} &= Power_{stp} \text{ の標準偏差} \end{aligned} \quad (19)$$

100 個の疑似信号に対する特徴量 A の値とその平均値と標準偏差を図 29 に示す。図 25 で示した ELD-STAP 処理後のピーク電力のみでは難しかった歩行者と車両の判別がしやすくなっている。

(3) ELD-STAP 処理前後のピーク電力差 (特徴量 B)

ELD-STAP 処理前後の速度-電力特性におけるピーク電力に着目すると、図 28 に示すように車両については 40dB 近く差があり、一方、歩行者については数 dB の差に留まっている。これは、計測した車両が静止しており、植込み等の静止クラッタと同じ速度にピーク電力が現れ ELD-STAP により大きく抑圧されるが、一方、歩行者の方は移動目標であり ELD-STAP フィルタのヌルから外れたところで抑圧が行われなためである。この傾向を利用した特徴量 B を (20) のように定義する。

$$\begin{aligned} & Peak_{mbf} : \text{ELD-STAP 前のピーク電力} \\ & Peak_{stp} : \text{ELD-STAP 後のピーク電力} \\ \text{特徴量 B} &= Peak_{mbf} - Peak_{stp} \end{aligned} \quad (20)$$

同じく 100 個の疑似信号に対する特徴量 B の値とそれの平均値と標準偏差を図 30 に示す。歩行者と車両の特徴量が大きく分離され極めて有効な特徴量となる可能性がある。

(4) 実計測データによる評価

シミュレーション検討で有効と考えた歩行者と車両の判別のための二つの特徴量について、表 3 で示した 125 データの実計測データを用いて評価を行った。図 31 に特徴量 A による結果を示す。図 29 で示したシミュレーションによる傾向とよく似た結果となり、図 25 で示した判別結果より改善したものとなった。

次に、特徴量 B による実計測データを使った判別結果を図 32 に示す。計測データによっては分離が狭まっているところはあるものの図 30 で示したシミュレーション結果と似た傾向で歩行者と車両を効果的に判別できるものとなっている。

特徴量 A, B について、歩行者と車両の分離度を定量的に示す一つの評価尺度として下記に示す σ index を式 (21) のように定義し、表 5 にその値を示す。また、両特徴量値の分布が正規分布に従うと仮定した場合の σ index に対応する判別率を合わせて示す。特に、特徴量 B は 95.5% と高く有効な特徴量として期待できる。

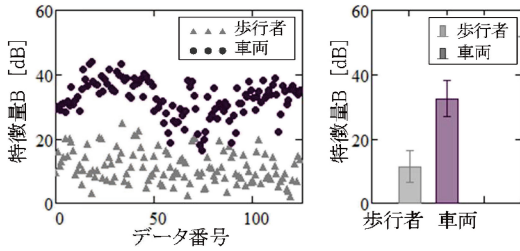


図 32 特徴量 B (実計測データ)
Fig. 32 Feature quantity B (measurement data).

表 5 σ index による定量評価
Table 5 Quantitative evaluation by σ index.

特徴量	ELD-STAP 後 ピーク電力	特徴量 A	特徴量 B
σ index	0.121	0.721	2.006
判別率	9.6%	52.9%	95.5%

表 6 SVM を用いた判別結果
Table 6 Discrimination result using SVM.

特徴量	特徴量 A	特徴量 B	特徴量 A, B 組合せ
判別率	75.0%	95.4%	95.6%

$$\sigma \text{ index} = \frac{|\text{平均値 (歩行者)} - \text{平均値 (車両)}|}{\text{標準偏差 (歩行者)} + \text{標準偏差 (車両)}} \quad (21)$$

(5) 機械学習アルゴリズムによる判別

上述の特徴量を学習して歩行者と車両を分類する SVM (サポートベクターマシン) を用いた判別結果を表 6 に示す。評価は全 125 データを 5 分割してそのうち四つを学習に用いる交差検定を 100 回行い、その平均値を示す。

組み合わせによる判別率は 95.6% で、特徴量 B 単体による 95.4% と大きく変わらず、特徴量 B の効果が支配的であった。特徴量 A, B を組み合わせた場合の散布図を図 33 に示す。二つの特徴量により、歩行者と車両が良く分離できていることが確認できる。ELD-STAP 後ピーク電力では困難であった判別が、特徴量 A, B によって判別可能となり、特に ELD-STAP 処理前後のピーク電力差である特徴量 B による判別率は高く、有効な特徴量であることを確認した。

5. む す び

本論文では、クラッタ環境下の道路上の歩行者を検

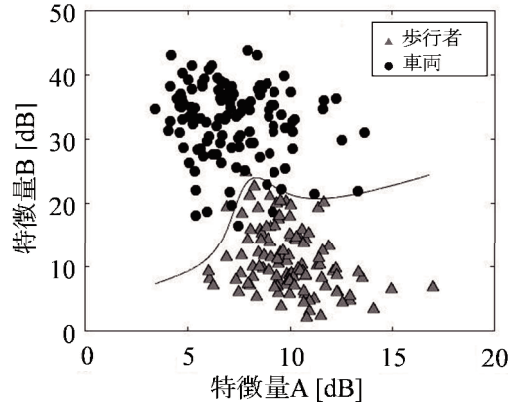


図 33 特徴量 A, B の組合せによる分離 (実計測データ)
Fig. 33 Separation by combination of feature quantities A and B (measurement data).

出することを目的とした、ELD-STAP と多周波ステップ CPC 方式によるクラッタ抑圧の有効性を多くのフィールドデータ解析により示した。これまで、多くの検討やデータ解析がなされている側方監視航空機レーダ向け STAP に対し、検討があまりされていない前方監視車載レーダについて検討を行った。まず、前方監視で問題となる時空間周波数 2 次元特性の距離依存にともなう IID 条件の不成立については車載レーダでは影響が少ないことを示した。また、ELD-STAP の要件である RMB rule を満たすための高距離分解能の実現と距離サイドローブの抑圧については多周波ステップ CPC の出力信号を利用することで解決できることを示した。筆者らは、多周波ステップ CPC レーダを車両に搭載し、路側に植込みやガードレールがある一般道路や地面クラッタの大きな草地などの環境において道路を横切る歩行者の前方監視のフィールドデータを合計 304 データ取得し、ELD-STAP によるクラッタ抑圧結果を示すと同時に抑圧性能の特性評価結果を示した。その結果、歩行者からの信号を残しつつ植込みとガードレールからのクラッタが約 20~30dB 抑圧され、歩行者近傍に強反射体である車両が存在する場合においても、車両電力は約 30dB 下がり、車両反射が残るもののクラッタに完全に埋もれた歩行者を検出やすくなることを確認した。更に、クラッタ抑圧で得られた検出物に対して ELD-STAP 処理結果の特徴量を使った歩行者と車両の判別について検討を行った。その結果、SVM を用いた特徴量学習により約 95% の判別率が得られることを示した。ELD-STAP と多周波ステップ CPC 方式によるクラッタ抑圧処理は短時

間計測データ (CPI = 28.6ms) で実施可能であり歩行者検出に有効な手段と考える。

謝辞 本研究開発の一部は総務省 SCOPE (受付番号 175003002) の委託を受けたものです。

文 献

- [1] L.E. Brennan and I.S. Reed, "Theory of adaptive radar," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.AES-9, pp.237-252, March 1973.
- [2] T.K. Sarkar, H. Wang, S. Park, R. Adve, J. Koh, K. Kim, Y. Zhang, M.C. Wicks, and R.D. Brown, "A deterministic least-squares approach to space-time adaptive processing (STAP)," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.49, no.1, pp.91-103, Jan. 2001.
- [3] F. Gini, A. Farina, and M. Montanari, "Vector subspace detection in compound-Gaussian clutter. Part II: Performance analysis," IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst., vol.38, no.4, pp.1312-1323, Oct. 2002.
- [4] D.K. Fenner and W.F. Hoover, "Test results of a space-time adaptive processing system for airborne early warning radar," The Record of the IEEE 1996 National Radar Conference, Ann Arbor, MI, May 1996.
- [5] B.N.S. Babu, J.A. Torres, and W.L. Melvin, "Processing and evaluation of multichannel airborne radar measurements (MCARM) measured data," IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, pp.395-399, 1996.
- [6] J.S. Bergin, P.M. Techau, W.L. Melvin, and J.R. Guerci, "GMTI STAP in target-rich environments: site-specific analysis," Proc. 2002 IEEE Radar Conference, pp.391-396, April 2002.
- [7] 稲葉敬之, "前方監視レーダのための Element・Localized Doppler STAP 法," 信学論 (B), vol.J87-B, no.10, pp.1771-1783, Oct. 2004.
- [8] P.G. Richardson and S.D. Hayward, "Adaptive space-time processing for forward looking radar," Proc. IEEE International Radar Conference, pp.629-634, Alexandria, VA, USA, 1995.
- [9] W. Melvin, "A STAP overview," IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag., vol.19, no.1, Part 2, pp.19-35, 2004.
- [10] W.L. Melvin, "Space-time adaptive radar performance in heterogeneous clutter," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.36, no.2, pp.621-633, April 2000.
- [11] 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.
- [12] 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, Oct. 2011.
- [13] I.S. Reed, J.D. Mallett, and L.E. Brennan, "Rapid convergence rate in adaptive arrays," IEEE Trans.

Aerosp. Electron. Syst., vol.AES-10, no.6, pp.853-863, 1974.

(平成 30 年 4 月 2 日受付, 8 月 1 日再受付, 9 月 3 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。



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。



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首席技師長を経て, 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, アダプティブアラレー信号処理, 車載レーダの研究開発等に従事。平 18 年度本会通信ソサイエティ論文賞, 2006 年 IEEE AES Japan-chapter best paper award 受賞, IEEE シニア会員。