

## 前方監視レーダのための Element・Localized Doppler STAP 法

稲葉 敬之<sup>†a)</sup>

Element・Localized Doppler STAP (Space Time Adaptive Processing) for Clutter Suppression in Automotive Forward-Looking RADAR

Takayuki INABA<sup>†a)</sup>

あらまし 車載用レーダなどの前方監視レーダにおいて、地面（特に丘など）、ガードレール、建築物などからの反射（クラッタと呼ぶ）電力を抑圧し前方を走行する移動目標を検出することが必要となる。このとき、クラッタ抑圧の従来法であるパルスドップラーフィルタ（PDF: Pulse Doppler Filter）処理では目標とクラッタの相対速度が小さいときには分離が困難となる。本論文では、このような低速目標に対する高性能クラッタ抑圧法として、アレーアンテナを用い、PDF を前処理とした ELD-STAP（Element・Localized Doppler Space Time Adaptive Processing）法を提案する。提案する ELD-STAP は、自速から予想されるクラッタのドップラー周波数広がりに対応する PDF 出力のみを選択し STAP を適用することで、STAP 適用時の最大の課題であるデータベクトルの次元の低減が可能となる。データベクトルの次元を小さくすることで計算負荷低減のみならず、クラッタ相関行列推定のための所要参照セル数（Secondary cell と呼ぶ）を小さくすることができる。計算機シミュレーションにより提案する ELD-STAP は、PDF とマルチビーム形成（MBF: MultiBeam Forming）の組合せに比べ良いインプリューメントファクタ値を実現可能であることを示す。

キーワード 車載用レーダ、STAP、MSN フィルタ

### 1. ま え が き

高度道路情報システム（ITS; Intelligent Transport System）の一環として、ミリ波帯の車載レーダをセンサとした衝突予防技術の研究開発が進められている。車載レーダにて危険を早期に感知し自動車を安全に制御することで、衝突の回避、衝突被害の軽減が期待される。このため、車載レーダでは各車両の距離や角度を計測し、その動きを正しく予測することが必要となる。しかし、誤探知を低く抑え正しく目標検出を行うためには、対向車レーダからの干渉波や、自車レーダの送信波の路面（特に丘）、ガードレール、工事看板、建築物などからの不要反射波（クラッタと呼ぶ）をいかに抑圧するかが課題である。近年、車載レーダは既に市販が開始されているが、これらは高速道路などの良好な条件下での使用を前提としている [1]。一般道で

の利用を可能とするためには干渉波抑圧性能やクラッタ抑圧性能の更なる向上が望まれている。特に、渋滞などで先行車両が停止しようとして低速度となった場合にはクラッタと先行車両反射波のドップラー周波数差が小さくなり、高い分解能を有するクラッタ抑圧処理を備えることによって初めて先行車両を有効に検出可能となる。

筆者らは、車載用レーダとしてアレーアンテナを用いることで、対向車からの干渉波を抑圧する新しい干渉波抑圧信号処理を提案した [2]。この干渉波抑圧法は、メインビーム方向に干渉波と所望波が存在するなかで干渉波を抑圧し、しかも少ないスナップショット数で所望波の測角を可能とするものである。ただし、この方法では自らのレーダ波の送信を止め干渉波だけの受信データの計測を行うことで干渉波の高性能な抑圧を可能としている。本論文で抑圧対象としているクラッタは、レーダ波を送信したときに初めて不要波として受信されるものであり、文献 [2] で提案した方法を適用することができない。また、対向車からの干渉波はその到来角に広がりが無いが、クラッタは多くの

<sup>†</sup> 三菱電機株式会社情報技術総合研究所、鎌倉市  
Information Technology R&D Center, Mitsubishi Electric Corporation, 5-1-1 Ofuna, Kamakura-shi, 247-8501 Japan  
a) E-mail: tinaba@isl.melco.co.jp

反射点をもつためその到来方向に角度広がりをもつなどの物理的特性が異なり別の対策が必要となる。

本論文では低速移動目標の検出性能向上のためのクラッタ抑圧法について検討する。レーダにおけるクラッタ抑圧法としては、時間軸方向の処理であるパルスドップラーフィルタ (PDF: Pulse-Doppler Filter) がよく知られており、航空機搭載レーダなどにおいて広く用いられている [3] ~ [5]。ベースバンドのレーダ受信波は、各反射点との相対速度に依存したドップラー周波数をもつ波の重ね合わせである。PDF は、各時間遅延 (距離) における送信パルス方向のデータサンプルを高速フーリエ変換 (FFT: Fast Fourier Transformation) することで、ドップラーフィルタバンクを形成する方法である。自速から得られるクラッタ反射体との相対速度に対する上記 PDF 出力フィルタを除外することで静止物からの反射波であるクラッタを除去することが可能となる。しかし、周波数分解能を向上させるためには、多くの送信パルスが必要となり目標検出などのレスポンスが低下する。

一方、搜索覆域を広角化し、かつレスポンス向上を図るために車載用レーダにもフェーズドアレイアンテナを採用する動向にある [1]。アレイアンテナを備えるレーダでは、ベースバンドのデジタル処理により同時にマルチビーム形成 (MBF: Multi-Beam Forming) が可能である。ビーム形成はアレイ素子方向のフーリエ変換であり、等間隔のマルチビーム形成は FFT により実現される。しかし、ビーム幅を狭くして角度分解能を向上させるためには大きな開口のアンテナが必要となる。このような課題に対しアレイアンテナを備えるレーダにおいて、ドップラー周波数分解能やビーム幅を超える分解能を実現する二次元クラッタ抑圧フィルタとして STAP (Space Time Adaptive Processing) が提案され [6]、航空機搭載警戒レーダ (Airborne early warning radar) における側方監視 (Side-looking) レーダのための移動目標検出法として盛んに研究されている [7] ~ [15]。

しかし、現在までに車載用レーダに STAP を適用する検討はなされていない。そこで、本論文では車載用前方監視レーダ (Automotive forward-looking radar) への STAP の適用について検討する。STAP を適用するにあたり、データベクトルの次元 (= アレイ素子数 × パルス数) の低減が最大の課題である。データベクトルの次元低減は、計算負荷低減のみならず STAP 本来の性能を低下させないためにも重要課題

である。すなわち、STAP 重みはクラッタの相関行列の逆行列からなるが、この相関行列の推定精度は参照セル (Secondary cell と呼ぶ。この間クラッタは均一 (Homogeneous) であることが必要) 数に依存する。このため、データベクトルの次元が大きくなると所要 Secondary cell 数が大きくなり、その間でのクラッタの非均一性 (Nonhomogeneous) が問題となる。

本論文ではデータベクトルの次元低減を図るために、PDF を前処理として、レーダ搭載プラットフォーム (すなわち車) の速度を既知とし、PDF フィルタバンクのうちクラッタが含まれるフィルタ番号を事前情報として活用する ELD-STAP (Element · Localized Doppler Space Time Adaptive Processing) 法を提案する。提案法による STAP では、クラッタが含まれる PDF のフィルタ数とアレイ素子数の積にまでデータベクトルの次元を低減可能となる。

2. でパルスドップラーレーダと STAP 信号処理を説明する。3. では車載用前方監視レーダにおけるクラッタ特性を説明した後に ELD-STAP 法について提案する。4. では、計算機シミュレーションにより提案する ELD-STAP とその他の従来法との比較評価を行う。5. は本論文における結論を示す。

## 2. パルスドップラーレーダと STAP 信号処理

パルスドップラーレーダとは、一連の連続波をパルス状に送受信を切り換えて送信するレーダであり、送信パルスに対し時間遅延を固定した各パルス方向の受信信号は同じ位相をもつサンプリング信号として表される。

なお一般に各パルスは、パルス内でスペクトル拡散 (SS (Spread Spectrum)) されるが、本論文ではスペクトル逆拡散 (レーダ分野ではパルス圧縮と呼ばれる) については簡単のために省略し、送受信パルスは所要の距離分解能に相当する短パルス (パルス幅  $T_P$ ) であるものとする。

送信パルスの間隔は、パルス繰返し間隔 (PRI: Pulse Repetition Interval,  $T_{PRI}$ ) と呼ばれる。 $M$  回の送信パルス間で対象とする目標がコヒーレントであるとみなせるものとし、その時間間隔はコヒーレント処理時間 (CPI: Coherent Processing Interval,  $T_{CPI}$ ) と呼ばれる。すなわち、

$$T_{CPI} = M \cdot T_{PRI} \quad (1)$$

である．図 1 (a) にパルスレーダのタイミング図を示す．パルスレーダは一般に PRI の長さにより分類され，PRI が長く最大添字  $K$  に相当する距離 ( $= cT_{PRI}/2 = cKT_P/2$ ) が想定する最大探知距離  $R_{max}$  より大きいときに距離に ambiguity がなく Low-PRF (Low-Pulse Repetition Frequency) レーダと呼ばれる．逆に PRI ( $= 1/PRF$ ) が短く，PRF が想定する目標の最大ドップラー周波数  $f_{d,max}$  より大きいときにドップラー周波数 (相対速度) に ambiguity がなく High-PRF (High-Pulse Repetition Frequency) レーダと呼ばれている．しかし，車載レーダにおいては航空機搭載レーダなどに比較して要求最大探知距離が短く，また目標相対速度も比較的小さいため，距離にも速度にも ambiguity が発生しないという特徴がある．詳細な車載用レーダパラメータは 3.，及び 4. にて説明する．

アレーアンテナを備えるパルスレーダにて計測された受信データは図 2 に示すように，Range ( $k$ )，Element ( $n$ )，Pulse ( $m$ ) という 3 変数からなる三次元データである．ここで，アンテナ素子方向をベクトルとした受信データベクトルを

$$x(k, m) \in C^N (k = 1, \dots, K; m = 1, \dots, M) \text{ とする.}$$

$N$  はアレーアンテナの素子数である．

同じ距離セル  $k$  のデータベクトルは，同じ距離の反

射体からの反射波であると考えられる．また，距離セル  $k$  を固定して，パルス方向のデータサンプルに着目すると，その距離に存在する反射体との相対速度に依存したドップラー周波数をもつ正弦波信号となる．更に，一般に入射波は平面波とみなせるので，素子方向のサンプルに着目すると，その到来方向に依存した周波数からなる正弦波信号となる．

以下，図 2 に示す三次元の受信データを用いた STAP 信号処理について説明する．

図 1 (b) に示すようにある距離セル  $k$  のデータベクトルに着目する．この着目したセルは Primary cell (あるいは Test cell) と呼ばれる．

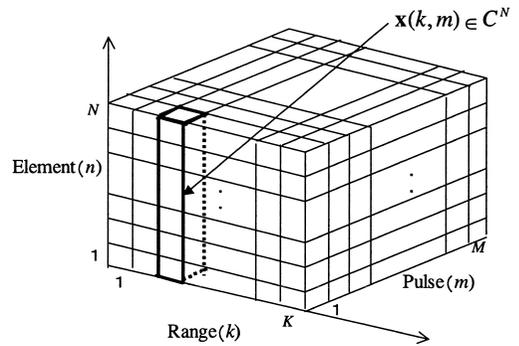


図 2 パルスレーダの受信データ  
Fig. 2 Data cubic of pulse radar receiving signals.

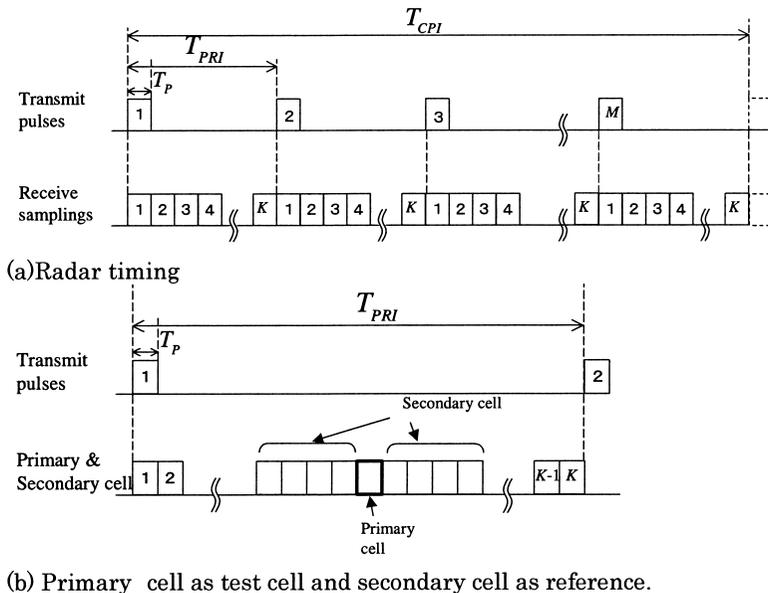


図 1 レーダパルスタイミング  
Fig. 1 Schematic diagram of radar pulse timing.

距離セル  $k$  での受信データ行列  $X(k) \in C^{N \times M}$  は、

$$X(k) = [x(k, 1)x(k, 2) \cdots x(k, M)] \quad (2)$$

と書かれる。ここで、このデータ行列  $X(k)$  を並べ換えて一次元のデータベクトル  $\tilde{X}(k) \in C^{NM \times 1}$  を以下のように定義する。

$$\tilde{X}(k) = [x(k, 1)^T x(k, 2)^T \cdots x(k, M)^T]^T \quad (3)$$

ここで、 $T$  は行列の転置を表す。

この一次元化されたデータベクトルに対する STAP フィルタの重みを得るために、Primary cell の前後のデータベクトル  $\tilde{X}_c(\tau)$  から相関行列  $R_c$  を推定する。

$$R_c = \langle \tilde{X}_c(\tau) \tilde{X}_c(\tau)^H \rangle \quad (4)$$

ここで、 $H$  は行列の複素共役転置を、 $\langle * \rangle$  は Primary cell 前後のいくつかの距離セル ( $k - \Delta k \leq \tau < k$ ,  $k < \tau \leq k + \Delta k$ ) (Secondary cell と呼ぶ) による平均操作を表す (図 1 (b) 参照)。添字  $c$  は、この Secondary cell には、クラッタが含まれており目標は含まれていないことを表す。なお、一般的にはパルス圧縮レーダにおける目標の距離サイドローブの STAP 性能への悪影響を低減するために、Primary cell 前後のいくつかの cell は Guard cell として除外されるが、ここでは簡単のために Guard cell は省略した。

ここで、本論文では Secondary cell のクラッタは Homogeneous であると仮定する。すなわち、この Secondary cell には他の目標が含まれずクラッタと内部雑音のみが存在し、そのクラッタの時間変動は目標のコヒーレント処理時間 ( $T_{CPI}$ ) 内で十分小さいものとし、クラッタ電力は各 Secondary cell で同じ確率密度分布 (Identically distribution) をもち、かつ独立 (Independent) であると仮定する。

こうしてクラッタの相関行列  $R_c$  の逆行列と所望波の時空間ステアリングベクトル  $s$  から、STAP 重みは、

$$w = R_c^{-1} s \quad (5)$$

として得られる [6], [7]。ここで、 $R_c^{-1}$  の計算は  $R_c$  を固有展開して、その主要固有値  $\lambda_j$  と固有ベクトル  $e_j$  及び雑音の固有値  $\sigma$  を用いて、

$$R_c^{-1} \cong \frac{1}{\sigma^2} \left( I - \sum_{j=1}^J \frac{\lambda_j - \sigma^2}{\lambda_j} e_j e_j^H \right)$$

$$\cong \frac{1}{\sigma^2} \left( I - \sum_{j=1}^J e_j e_j^H \right) \quad (6)$$

により求められる [2], [7], [8]。ここで、 $J$  は主要固有値数 (クラッタの固有値数) である。また、右式の近似はクラッタ電力 (主要固有値) が雑音電力 (雑音の固有値) より十分大きいときに成り立つ。

最後に、Primary cell の計測データベクトル (すなわち目標が含まれる可能性がある) と上記重みとの内積をとりフィルタ出力とする。

$$y(k) = w^H \tilde{X}(k) \quad (7)$$

こうして、STAP と呼ばれる二次元 MSN (Maximum Signal to Noise ratio) フィルタが実現される [7]。

レーダでは、目標の存在する距離セルを得ることが目的であるため、すべての距離セル  $k$  を Primary cell と見立てて式 (3) ~ (7) までの処理を行い、その出力である距離セル方向の信号振幅  $|y(k)|$  のしきい値処理により目標検出が行われる。

STAP 適用にあたり Secondary cell 数をいくつとするかは重要な課題である。Reed, Mallett, Brennan により、Secondary cell 数をデータベクトル  $\tilde{X}$  の次元 ( $= NM$ ) の 2 倍とすることで Optimal filter に対し 50% の確率で  $-3$  dB 以内の損失となることが示されている (RMB rule) [9]。なお、クラッタがデータベクトル次元を超える多数の反射点からの反射波の合成である場合においても、クラッタの固有値数  $J$  は side-looking linear array においてアンテナ素子間隔  $d$  が  $d = v \cdot T_{PRI}$  という DPCA (Displaced Phase-Center Antenna) 条件を満足するとき、Brennan により

$$J = N + M - 1 \quad (8)$$

となることが報告されている [10], [11]。ここで、 $v$  はレーダ搭載プラットフォームの速度である。

このように、STAP 適用時の課題は、データベクトルの次元が  $NM$  となり、相関行列の逆行列の計算負荷が大きいことである。例えば、後述するように  $M$  を 64 パルス程度とし、素子数  $N$  を 9 素子とすると、各 Primary cell においてリアルタイムで 576 次元のデータベクトルに対し式 (3) ~ (7) の演算が必要であり大きな計算負荷となる。更に、先に述べたようにデータベクトルの次元が大きいとその相関行列を推定するために必要な Secondary cell の数が大きくなる。例

例えば、所要 Secondary cell 数を前記の  $2NM$  とすると 1152 cell となる。一つの cell 幅（距離分解能）が十分に小さく約 37 cm ( $T_P = 5$  ns) としても Secondary cell の区間が 426 m となり、車載レーダに要求される最大探知距離よりも大きくなり STAP の適用は非現実的なものとなる。また、Secondary cell ではその間で Homogeneous であることが必要であり、その意味でも非現実的なものとなる。

この対策として相関行列の逆行列の漸近式を用いて Non-Homogeneous 性を検出し、その影響を軽減する方法などが提案されている [12]。一方、ある距離セル  $k$  に対し、STAP を適用するデータ空間として、図 3 に示すように計測データである Element・Pulse データをもとに、MBF した Angle・Pulse 空間、または PDF を適用した Element・Doppler 空間、あるいはその両方を適用した Angle・Doppler 空間という選択肢がある。STAP の前処理としてこれら変換を行うことでクラッタが局在するようであれば、その空間での STAP は次元そのものを削減可能となる。

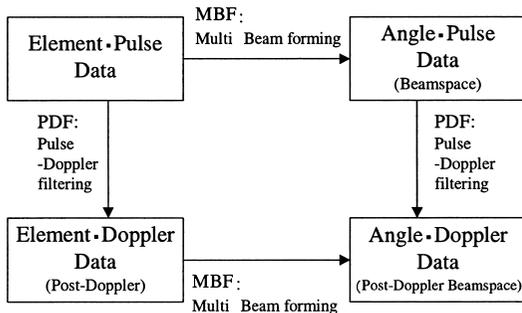


図 3 各データ空間の関係  
Fig. 3 Relationship of each data space.

例えば、文献 [13] では STAP の次元低減のため、前処理としてパルス方向と素子方向にそれぞれ FFT (すなわち PDF+MBF) を施し Angle・Doppler 空間に変換した後、その空間で複数の局所領域に分割した STAP 処理を行う JDL-STAP (Joint Domain Localized STAP) という方法が提案されている。JDL-STAP では、所望の角度・ドップラー周波数に対して、それを取り囲む局所領域をデータベクトルとして別個に相関行列を計算する [13], [14]。ただしこの空間で STAP 性能劣化を回避するためには、アレーの相互干渉や素子間の振幅、位相のばらつきが小さいことが必要である。また、アレーは無指向性のリニアアレーに限定される。しかし、これらの仮定と現実のアレーとの相違から FFT によるマルチビーム間の直交性が維持できず、素子・パルス空間における目標がビーム空間の一点に局在しないという問題が発生する [14], [15]。また、ビームの指向方向が限定されたり、低サイドローブ化を図るためのウィンドウが使用できないという制約もあると指摘されている [15]。

一方で、上記の素子間の振幅・位相に相当するばらつきはパルス方向の FFT である PDF では存在せず、またリニアアレー、すなわち等間隔サンプリングに限定されることが運用上の制約にもならないと思われる。

### 3. 提案する Element・Localized Doppler STAP 法

3.1 車載用前方監視レーダにおけるクラッタ特性  
本論文で想定する車両走行状況を図 4 に示す。前方を走行する車両が目標であり、その反射波が所望波である。対向車もレーダ波を送信しており、干渉波として自車レーダに入射する。一方、自車レーダの送信波

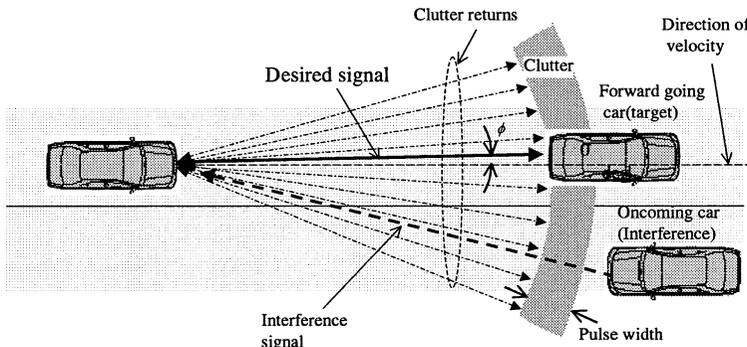


図 4 車両走行状況  
Fig. 4 Schematic diagram of vehicle location.

が、路面や側方のガードレールなどにあたり後方（すなわち自車レーダ方向）に反射する信号がクラッタである。

パルスレーダでは、目標と同じ距離セルにある路面やガードレールが問題となる。距離セルを固定して考えるとクラッタ及び干渉波の Angle・Doppler 分布は図 5 に示す特徴をもつ。干渉波の到来角は狭く周波数は帯域内で広がっている。クラッタは一般にどの角度方向に存在するかは定かではなく、ドップラー周波数は自速に依存した周波数値であり、前方（0deg 方向）で最大、両側で小さくなる。前方でのドップラー周波数は、

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \quad (9)$$

である。アジマス角  $\phi$  方向では、

$$f_d(\phi) = \frac{2v}{\lambda} \cos \phi \quad (10)$$

となる。ここで  $v$ 、 $\lambda$  はそれぞれ自速と波長である。

現在クラッタ抑圧法として広く利用されている PDF と MBF を組合せた処理では、図 5 に示した Angle・Doppler 空間において格子状の利得をもつフィルタバンクを形成する処理である。一方、STAP は式 (3)~(7) に示したように二次元データをもとにした MSN フィルタであり、図 5 に示したようなクラッタスペクトル近傍の目標に対する検出性能向上が期待される。STAP 処理は、図 5 に示したようにクラッタと干渉波が共存する場合にも適用可能であるが、本論文では簡単のため干渉波を省略してクラッタ抑圧法として説明する。

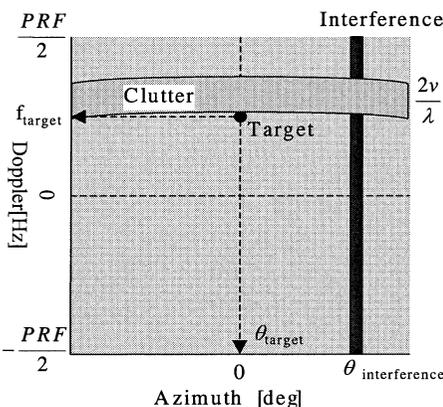


図 5 クラッタ、干渉波のドップラー・アジマス角分布  
Fig. 5 Clutter and interference spectrum in Doppler-Azimuth angle.

まず、車載用ミリ波レーダの送信周波数を  $f = 76.5$  GHz とし自速  $v = 50$  km/h とすると、地面クラッタのドップラー周波数は 7.083 kHz となる。前方覆域を  $\pm 30$  度（現市販レーダは  $\pm 10$  度程度であり広角化が望まれている [1]）とすると、覆域の両端でドップラー周波数は 6.134 kHz となる。前方と両端での差は約 949 Hz である。一方で、最大相対速度を約  $\pm 180$  km/h として送信波の PRF は 50 kHz (PRI = 20  $\mu$ s) とし、速度分解能を約 5 km/h とするとパルス数  $M$  (PDF 数：パルス方向の FFT の点数、と呼ぶ) は 64 となり CPI は 1.280 ms (PDF の各フィルタ帯域幅の逆数) となる。以上から、PDF の各フィルタの帯域幅は 781 Hz であり、上記自速での路面クラッタ（ドップラー周波数広がり 949 Hz）は PDF バンクのうち 2 個のフィルタ、あるいはクラッタと PDF バンクの各フィルタの中心周波数の関係によっては 3 個のフィルタに含まれることになる。このことは PDF バンクの 64 個のフィルタにおいて、上記クラッタが含まれる 2~3 フィルタ以外の残りの 61~62 個のフィルタはクラッタフリーとなる。すなわち、車載用ミリ波レーダパラメータにおいて、クラッタスペクトルは Doppler 空間で局在する。一方で、前記したようにクラッタはどの角度に存在するかは不定であり、Angle 空間において局在するとは限らない。

### 3.2 提案する Element・Localized Doppler STAP 法

前節で説明したように、車載用前方監視ミリ波レーダにおけるクラッタスペクトルは局在している。そこで、PDF 処理を前処理として施し、PDF バンクの中から自速と覆域から想定されるフィルタを選択し、選択したフィルタ出力に対して STAP 処理を行う ELD-STAP (Element・Localized Doppler STAP と呼ぶ) 法を提案する。すなわち、選択したフィルタ出力に対しては STAP 処理を適用し、その他のフィルタ出力には通常マルチビーム形成を行う。このようにクラッタが含まれるフィルタを自速という事前情報により選択することで、STAP 適用の課題であるデータベクトル次元の低減が可能である。

図 6 に提案する ELD-STAP の信号処理系統図を示す。以下その処理について説明する。

#### (1) パルスドップラーフィルタ (PDF)

PDF のためのステアリングベクトル  $s_t(\tilde{f}_d)$ 、MBF のためのステアリングベクトル  $s_s(\phi)$  は、それぞれ

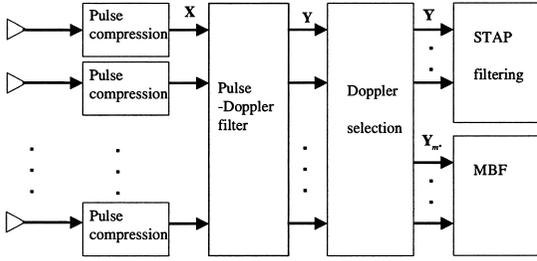


図 6 提案する車載用前方監視レーダ STAP 構成

Fig. 6 Schematic diagram of proposed automotive forward-looking space time adaptive processing.

$$\mathbf{s}_t(\tilde{f}_d) = \left[ 1 e^{j\tilde{f}_d} \dots e^{j(M-1)\tilde{f}_d} \right]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{s}_s(\phi) = \left[ 1 e^{j\alpha} \dots e^{j(N-1)\alpha} \right]^T \quad (12)$$

と書かれる．ここで，アレーアンテナはアンテナ素子間隔が等間隔ニアアレーとした．規格化したドップラー周波数  $\tilde{f}_d$ ，空間周波数  $\alpha$  はそれぞれ，

$$\tilde{f}_d = \frac{2\pi}{PRF} f_d \quad (13)$$

$$\alpha = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\phi) \quad (14)$$

と書かれる．

PDF 処理は，Primary cell (距離セル  $k$ ) の計測データベクトル  $\mathbf{X}(k) \in C^{N \times M}$  に式 (11) のステアリングベクトルを掛けることで実現される．

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{X}(k) \cdot \mathbf{s}_t(\tilde{f}_d)^* \quad (15)$$

ここで，\* は複素共役を表す．PDF のためのステアリング方向を以下のように等間隔とした場合，FFT によりフィルタバンクを作ることができる．

$$\tilde{f}_d(m) = \frac{m}{M} \quad (m = 0, 1, \dots, M-1) \quad (16)$$

PDF バンクのフィルタ番号  $m$  の出力は，

$$\mathbf{Y}_m(k) = \mathbf{X}(k) \cdot \mathbf{s}_t(\tilde{f}_d(m))^* \in C^{N \times 1} \quad (17)$$

と書かれる．

(2) パルスドップラーフィルタ選択 (Doppler selection)

次に，PDF バンクを，STAP 処理を行うフィルタと MBF (Multi-Beam Forming) を行うフィルタに分ける．すなわち式 (9) のドップラー周波数を  $f_{d_0}$ ，要

求覆域最大角を  $\pm\phi_0$  と書き，

$$f_{d_0} \cos(\phi_0) \leq f_d(m) \frac{PRF}{2\pi} \leq f_{d_0} \quad (18)$$

を満足するフィルタ番号  $m$  を STAP を適用するフィルタとして選択する．選択されたフィルタ番号を  $m' = 1, 2, \dots, M'$  ( $m = L, L+1, \dots, L+M'-1$ ) とし STAP 処理の入力とする．ここで， $M'$  は選択されたフィルタ数， $L$  はその最初のフィルタ番号である．選択されたフィルタの出力データベクトルを式 (3) と同様に一次元データベクトルに並べ換える．

$$\tilde{\mathbf{Y}}(k) \equiv \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_L(k) \\ \mathbf{Y}_{L+1}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{L+M'-1}(k) \end{bmatrix} \in C^{NM' \times 1} \quad (19)$$

(3) STAP 処理

Primary cell の前後の Secondary cell でのデータベクトルを  $\tilde{\mathbf{Y}}_c(\tau)$  として，下記平均操作により相関行列を推定する．

$$\mathbf{R}_c = \langle \tilde{\mathbf{Y}}_c(\tau) \tilde{\mathbf{Y}}_c(\tau)^H \rangle \quad (20)$$

次に Element Localized Doppler 空間での STAP 重みは，クラッタの相関行列  $\mathbf{R}_c$  の逆行列と所望波の Element Localized Doppler 空間ステアリングベクトル  $\mathbf{s}_{eld}(\phi)$  から，

$$\mathbf{w}_{eld}(\phi) = \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{s}_{eld}(\phi) \quad (21)$$

にて得られる．ここで，

$$\mathbf{s}_{sd}(\phi, \tilde{f}_d(m')) \equiv \mathbf{s}_s(\phi) e^{j(m'-1)\tilde{f}_d} \in C^{N \times 1} \quad (22)$$

として，

$$\mathbf{s}_{eld}(\phi) \equiv \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{sd}(\phi, \tilde{f}_d(L)) \\ \mathbf{s}_{sd}(\phi, \tilde{f}_d(L+1)) \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{sd}(\phi, \tilde{f}_d(L+M'-1)) \end{bmatrix} \in C^{NM' \times 1} \quad (23)$$

である．

最後に，Primary cell のデータベクトル (すなわち目標が含まれる可能性がある) と上記重みとの内積をとりフィルタ出力とする．

$$y(k) = \mathbf{w}_{eld}(\phi)^H \tilde{\mathbf{Y}}(k) \quad (24)$$

すべての距離セル  $k$  を Primary cell として式 (15) ~ (24) を実施し、距離方向の STAP 出力データサンプルを得る。この  $S/C$  (Signal to Clutter ratio) が改善された距離方向の STAP 出力データサンプルに対ししきい値処理を行うことで目標検出を行う。

(4) マルチビーム形成 (MBF: MultiBeam Forming)

PDF バンクのうち式 (18) を満足するフィルタ以外のフィルタにはクラッタが存在しておらず受信機内部雑音のみが含まれる。このフィルタ出力に対しては通常の MBF を行う。

フィルタ番号を  $m''$  とすると、

$$y_{n,m''}(k) = s_s(\phi(n))^H Y_{m''}(k) \quad (25)$$

にて、フィルタ番号  $m''$  に対し  $\phi(n)$  方向へビーム形成した出力が得られる。式 (25) のビーム形成もすべての距離セル  $k$  のデータサンプルに対し実施し、その出力である距離方向のデータサンプルのしきい値処理を行うことで目標検出を行う。なお、空間ステアリングベクトルとして  $\sin(\phi)$  に関し等間隔である、

$$\phi(n) = \alpha \cdot n \quad (n = 0, 1, \dots, N - 1) \quad (26)$$

を用いた場合、式 (25) は PDF と同様に FFT により演算可能である。

#### 4. 計算機シミュレーション

本章では、車載用レーダパラメータの一例として以下を採用し、計算機シミュレーションにより提案した ELD-STAP の効果について確認・評価する。

- 周波数：76.5 GHz
- PRI：20  $\mu$ s (PRF：50 kHz, ドップラー視野  $\pm 25$  kHz (最大相対速度  $\pm 176$  km/h))
- Pulse Doppler フィルタ点数：64 (CPI：1.28 ms, ドップラー周波数分解能 781 Hz (相対速度分解能約 5 km/h))
- 送信、及び受信アンテナビーム：無指向性
- 送信アンテナ数：1
- 受信アレーアンテナ素子数  $N$ ：9
- 受信アレーアンテナ素子間隔：0.9  $\lambda$  (リニアアレー)
- 受信合成ビーム幅：約 6 度
- 前方覆域： $\pm 30$  度
- $S/N$ ：9 素子合成後で 0, 10, 20, 30 dB の 4 種
- 各距離セルでのクラッタ反射点数： $\pm 30$  deg 間に等間隔で  $N_c$  (= 61 または 5) 個の反射点。

- 上記各反射波の振幅；目標振幅を 1 としたとき標準偏差  $\sigma_c$  のガウス分布、各反射点は独立。
- 上記各反射波の位相： $0 \sim 2\pi$  の一様分布、各反射波は独立。

2. で述べたように各距離セルにおいてクラッタは Homogeneous であるものとし、各反射波の振幅・位相は上記に示す同一分布、かつ独立であるとした。なお、当計算機シミュレーションでは基本特性の確認を目的とするために、クラッタの各反射点のドップラー周波数広がりはないものとした。

#### 4.1 ELD-STAP の定性的効果の確認

渋滞などで前方車両が停止しようとしているとき、前方車両と路面クラッタの相対速度が小さくなり従来の車載レーダでは目標検出が難しく、衝突回避のための課題となっている。例えば、自速が 50 km/h、目標速度は 5 km/h (角度 0 度) の場合を考える。このときの信号+クラッタの Angle · Doppler 分布を図 7 (周波数分解能 250 Hz で作画) に示す。クラッタは上記のように  $\pm 30$  度の間に等間隔で、ガウス分布の振幅、一様分布の位相をもつ  $N_c = 61$  個の反射点からなるとしている。図 7 では、白い部分が電力が強いことを表す。路面クラッタと目標の速度差がわずか 5 km/h (708 Hz) であり、しかも目標 (角度 0 度方向、ドップラー周波数 6.375 kHz) よりクラッタ (角度 0 度方向のドップラー周波数 7.083 kHz) 電力の方が大きく、図 7 から目標検出が難しそうであることが分かる。

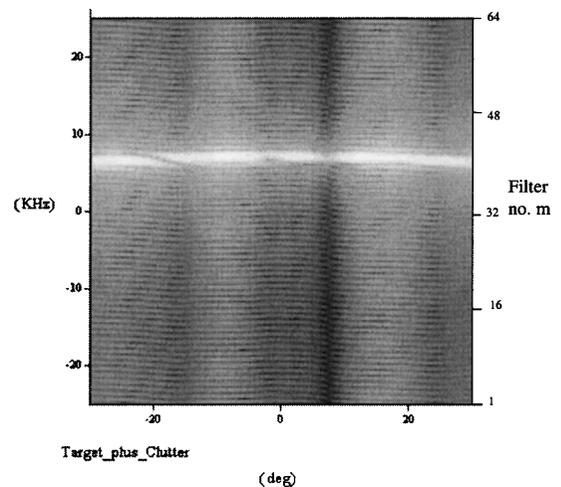


図 7 目標 (5 deg, 10.63 kHz) の Pulse Doppler filter+MBF 応答

Fig.7 Pulse Doppler and multibeam forming response of the target (5 deg, 10.63 kHz).

一方、パルス数 64 (周波数分解能 781 Hz) での PDF は、上記図 7 の縦軸を 64 分割した分解能となり、最大電力が得られる PDF を選択するという手段ではもはや目標検出が困難であることが予想される。パルス数 64 では目標はフィルタ番号  $m = 40$  に存在する。このとき、式 (18) による PDF 出力フィルタ選択の判定により、 $m' = 1, 2, 3$  の 3 フィルタが選ばれ、それぞれ  $m = 39, 40, 41$  に対応する。すなわち目標は  $m' = 2$  に含まれ、クラッタの角度 0 deg 方向は  $m' = 3$ 、角度  $\pm 30$  deg 方向では  $m' = 1$  に分布する。64 個ある PDF バンクのうち 3 フィルタが選択されたことで、STAP を適用する Element・Localized Doppler データの次元は  $27 (= 9 \times 3)$  に低減されることになる。

次に、クラッタの数  $N_c$  と Element・Localized Doppler 空間での固有値数を確認した結果を図 8 に示す。クラッタ反射点数  $N_c$  がアンテナ素子数を超える数 ( $N_c = 61$ ) であっても、Element・Localized Doppler 空間での固有値数は、アレー素子数  $N (= 9)$  と選択した PDF フィルタ数  $L (= 3)$  の和と同程度の約 12~13 個であった [7] (Sec. 3.2) [10] (Sec. 5.3)。

図 9 に、前記三つの PDF フィルタ ( $m' = 1 \sim 3$ ) における、PDF+MBF 処理 (図 9(a)) と STAP 処理 (図 9(b)) 出力を示す。図において横軸は、ステアリングベクトルとして用いた角度である。点線が  $m' = 1$ 、実線が  $m' = 2$  (目標が含まれる PDF フィルタ番号)、破線が  $m' = 3$  の PDF フィルタである。PDF+MBF では、どの PDF のフィルタにおいてもクラッタが角度方向に分布しているため本来のビーム

パターンが得られない。また、目標が含まれる PDF フィルタ (実線  $m' = 2$ ) でも、角度 0 度方向が最大とならず、有効な目標検出が難しいことが分かる。

一方、STAP では、式 (22), (23) において目標が含まれる PDF フィルタ番号  $m' = 2$  方向にステアリングしたとき、角度 0 度にピークが得られ、またきれいなビームパターンが得られている。STAP 処理は、極めて高い目標検出性能を有することをうかがわせるものである。なお、STAP 重み推定のための Secondary cellの間では、クラッタが均一分布であることが必要である。しかし、一般道ではこの区間を 10 m 以上とすることは非現実的と思われる。そこでここでは距離分解能を 37 cm (5 ns) と想定した上で 10 m 以内となるよう Secondary cell 数  $L$  を  $27 (= NM')$  とした。

次に、クラッタや雑音の統計的特性を同じ条件とし、データを変えて 5 回試行した結果を図 10 に示す。

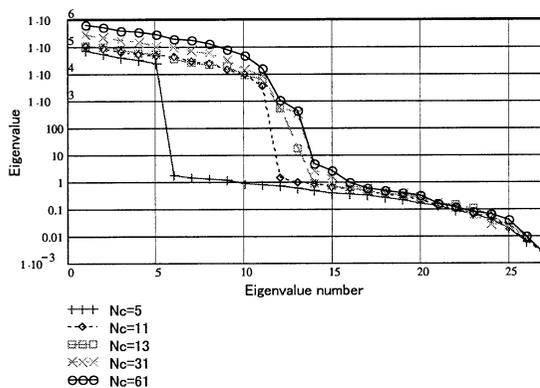
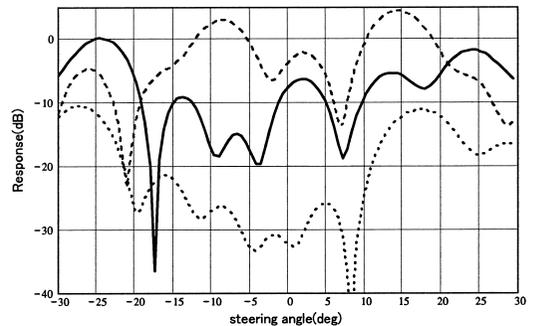
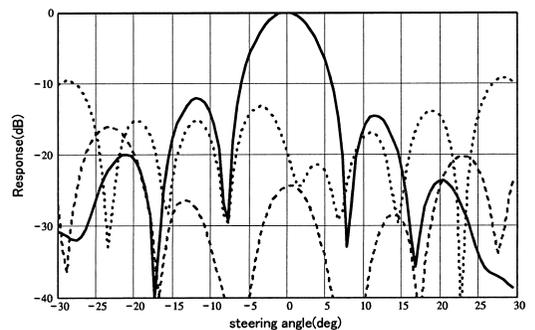


図 8 クラッタ反射点数と Localized Doppler 空間での固有値数

Fig. 8 Relationship between no. of the clutter and the eigenvalue in Localized Doppler data.



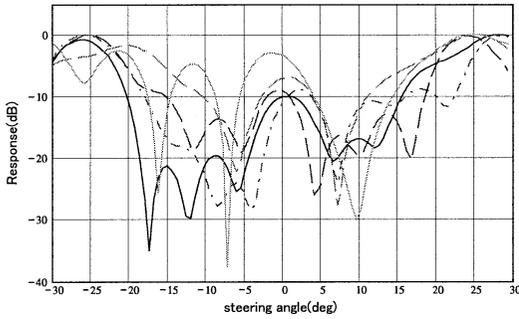
a)PDF+MBF



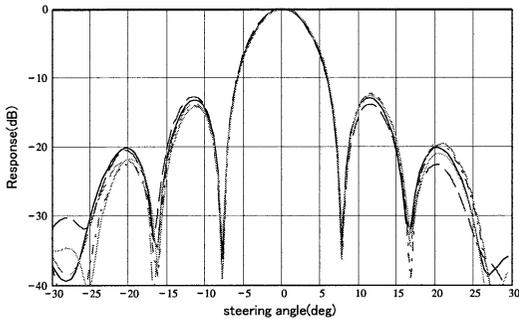
b)STAP

図 9 PDF と STAP 出力の角度応答特性 (目標速度 45 km/h, 角度 0 度)

Fig. 9 An example of angular response for PDF and STAP (target velocity=45 km/h, angle=0 deg.).



a)PDF+MBF



b)STAP

図 10 PDF+MBF と STAP の角度応答特性 (PDF No.=Target cell) 試行数 5 回  
Fig. 10 Results of angular response for PDF and STAP (PDF No.=Target cell). 5 trials.

図 10 では、目標が含まれる  $m' = 2$  のみを示している。5 回の試行結果をみても、STAP では安定して目標方向に最大利得が得られていることが分かる。

ここで、計算量について確認しておく。データベクトル次元数を  $a$ 、secondary cell 数を  $b$  とすると、相関行列の計算での積または和の演算数は  $4a^2b$  であり、逆行列を求めるための固有展開では、 $140a^3 + 110a^2$  となる。素子・パルス空間では  $a = 9 \times 64$  であり  $b = a$  ( $\equiv N \times M$ ) とすると、計算量は  $2.75 \cdot 10^{10}$  にも達する。一方 JDL-STAP では、角度・ドップラー周波数空間での局所領域として  $3 \times 3$  の  $a = 9$ 、 $b = a$  とし、更に提案法と同様に PDF 出力数は 3 に限定したとすると個別の STAP 重みの数は  $27 (= N \times 3)$  であるため計算量は  $2.86 \cdot 10^6$  にまで削減される。最後に提案法では  $a = 27 (= N \times 3)$  であり  $b = a$  とし、計算量は  $2.83 \cdot 10^6$  となり JDL-STAP と同程度である。

#### 4.2 インブルーメントファクタによる評価

ここでは、提案する ELD-STAP と JLD-STAP 及

び PDF+MBF について、インブルーメントファクタ (IF: Improvement factor) による比較を行う。IF とは、出力  $S/C$  と入力  $S/C$  の比であり下式で定義される。IF は、信号利得とクラッタ利得の比でもある。

$$IF = \frac{(S/C)_{out}}{(S/C)_{in}} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{w}}{\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_c \mathbf{w}}{\text{trace}(\mathbf{R}_c)}} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_c \mathbf{w} \cdot \mathbf{S} \mathbf{S}^H} \text{trace}(\mathbf{R}_c) \quad (27)$$

ここで、 $\mathbf{S}$  は信号 (正確には  $\mathbf{S} + \mathbf{C} + \mathbf{N}$ ) のデータベクトル、 $\mathbf{R}_c$  はクラッタ (正確には  $\mathbf{C} + \mathbf{N}$ ) の相関行列である。上記 3 種の方法において入力  $S/C$  は、PDF バンクのうち  $M' = 3$  ( $m' = 1, 2, 3$ ) が選択された後の Element・Localized Doppler 空間での  $S/C$  とした (すなわち入力  $S/C$  は同じ)。出力  $S/C$  は、いずれも目標が含まれる  $m' = 2$ 、及びステアリング角=0 度 (目標方向) のステアリングベクトルを用いたときの出力  $S/C$  である。なお、JLD-STAP におけるビーム指向方向は、 $0, \pm 7.5, \pm 15, \pm 22.5, \pm 30$  度とし、 $0$  と  $\pm 7.5$  度の 3 ビームと上記  $M' = 3$  からなる Angle・Doppler 空間の 9 フィルタをデータベクトルとした。また、ELD-STAP, JDL-STAP とともに Secondary cell 数は同数の 27 とした。以下文献 [16] と同様に、アレーアンテナの相互干渉は無視できるものとするが素子間のばらつきに振幅で  $\pm 10\%$ 、位相は  $\pm 10$  度の誤差がある場合と、それらの誤差がない場合において、クラッタ反射点数と IF の関係、及び入力雑音レベルと IF の関係を評価した。

##### 4.2.1 クラッタ反射点数及び振幅依存性

IF のクラッタ反射点数及び振幅依存性について評価した。まず、クラッタ反射点数  $N_c$  はビーム内に複数の反射点が存在する 61 個 (1 度間隔) とビーム内に 1 個以下の 5 個 (10 度間隔) の 2 通りとした。また、各クラッタ反射点の振幅の標準偏差  $\sigma_c$  はそれぞれ、2, 1, 0.5, 0.25 (61 個の場合) と 20, 10, 5, 2.5 (5 個の場合) の各 4 種とした。また、9 素子合成後の  $S/N$  を 30 dB (1 素子で 20.46 dB) とした。同一条件でそれぞれ各 50 回試行したときの IF の平均値 (標準偏差値) dB の結果を表 1(a) に示す。

表 1(a) から、計算機実験の結果として以下の特徴が観測される。

- (1) 全体的傾向として評価した 3 方法の中では

表 1 インプリーブメントファクタによる評価結果  
Table 1 Results of improvement factor evaluations.

(a) Relationship between input no. of clutters, levels and IF.

Calibration error	No. clutters $N_c$	Amplitude of each clutter $\sigma_c$	IF of ELD-STAP mean(stdev)(dB)	IF of JDL-STAP mean(stdev)(dB)	IF of PDF+MBF mean(stdev)(dB)
nothing	61	2	33.5(2.3)	32.9(5.6)	3.6(7.7)
		1	39.3(1.9)	31.6(5.3)	11.1(4.7)
		0.5	44.3(1.9)	31.6(3.5)	15.6(6.5)
		0.25	47.4(1.8)	28.0(4.6)	21.1(5.4)
	5	20	51.4(3.1)	59.6(5.2)	2.8(7.0)
		10	51.5(2.7)	51.9(8.3)	8.1(8.0)
		5	51.2(3.2)	47.2(6.3)	11.7(7.5)
		2.5	51.6(3.6)	40.7(5.8)	19.8(8.3)
amplitude= $\pm 10\%$ phase= $\pm 10\text{deg}$	61	2	32.9(2.2)	10.2(5.6)	3.6(7.7)
		1	38.7(1.9)	9.8(6.3)	11.1(4.7)
		0.5	43.9(1.8)	9.6(6.2)	15.6(6.6)
		0.25	47.2(1.8)	9.3(6.0)	21.1(5.4)
	5	20	51.4(3.1)	58.0(4.9)	2.8(7.1)
		10	51.4(2.8)	49.9(5.6)	8.0(8.0)
		5	51.1(3.2)	45.3(5.0)	11.7(7.4)
		2.5	51.5(3.6)	39.5(4.3)	19.8(8.3)

(b) Relationship between Input noise levels and IF.

Calibration error	No. clutters $N_c$	S/N (dB) after beamforming	IF of ELD-STAP mean(stdev)(dB)	IF of JDL-STAP mean(stdev)(dB)	IF of PDF+MBF mean(stdev)(dB)
nothing	61	20	36.8(1.7)	31.7(4.2)	11.5(7.3)
		10	29.6(1.7)	23.5(4.8)	11.4(6.8)
		0	20.2(1.8)	13.3(5.1)	10.7(7.3)
amplitude= $\pm 10\%$ phase= $\pm 10\text{deg}$	61	20	36.4(1.7)	11.1(6.3)	11.5(7.3)
		10	29.4(1.6)	8.2(4.4)	11.4(6.8)
		0	20.1(1.8)	6.2(6.9)	10.7(7.4)

ELD-STAP にて最良の IF 値が得られた (固定フィルタの組合せである PDF+MBF に比べ今回設定した条件内では 20~40 dB もの良い値が得られた)

(2)  $N_c = 5$  (ビーム幅内に 1 個のクラッタ反射点) のとき ELD-STAP と JDL-STAP では同程度の IF 値を示すが、前者ではクラッタ振幅  $\sigma_c$  依存性は見られないが、後者ではクラッタ振幅  $\sigma_c$  依存性が見られる ( $\sigma_c$  が増加すると IF も増加する)。

(3)  $N_c = 61$  (各ビーム幅内に複数のクラッタ反射点) のとき ELD-STAP, JDL-STAP とともに,  $N_c = 5$  のときに比べ IF は幾分低下した。

(4) 素子間の振幅・位相誤差がある場合, ELD-STAP は誤差がない場合に比べ性能低下が見られないが, JDL-STAP では,  $N_c = 61$  のときに IF が大きく低下した。

これら IF に関する特性は, 各方法におけるフィルタ利得, 及びクラッタスペクトル広がり依存すると考えられる。

適応的に重みを推定する ELD-STAP や JDL-STAP ではフィルタ利得は, ①重み推定時の  $C/N$  (Clutter to Noise ratio) に関係し, 入力クラッタスペクトルの広がりや目標信号の広がり, ②STAP を適用する

データ空間への変換法, に関係して発生する。

すなわち①の要因では, クラッタ振幅  $\sigma_c$  が小さいと重み推定時の  $C/N$  が小さくなり, 重み推定誤差が発生しやすくなり IF の悪化を招く。

②の要因に関しては, 以下のように考察する。すなわち, ELD-STAP は前処理として, 時間方向にのみ FFT (ユニタリ行列) し出力フィルタを選択している。FFT の直交性より一つのステアリングベクトル (目標速度) は一つの出力フィルタにのみ含まれる。よって, 事前情報から得たクラッタの周波数に対するフィルタのみを選択しても誤差が発生しない。一方, JDL-STAP でも時間方向への FFT は同様であるが, 素子方向には直交しないビーム形成とその選択を行っている。前記計算機実験の結果 (1)-(4) は, これらの要因が複合して発生しているものと思われる。特に, 素子間の振幅・位相誤差がある場合においても, 到来波の角度が違えば Element 空間を用いる ELD-STAP では, 到来波の方向行列の列ベクトルは独立であり, 相関行列はフルランクとなる。すなわち, これら誤差を含めクラッタ固有空間 (すなわち STAP 重み) が求められ, 評価距離セルにおいても同じ振幅・位相誤差の影響を受けて計測されるクラッタは抑圧されるもの

と考えられる．一方，JDL-STAP では，素子間に振幅・位相誤差がある場合に②の要因と複合し，クラッタ空間の推定誤差が大きくなるのが原因と思われる．

#### 4.2.2 入力雑音レベル依存性

$IF$  の入力雑音レベル依存性を評価した．参照セルと評価セルともに同じ雑音レベルとしている．入力雑音レベルとして，評価セルに目標が存在した場合にそのときの  $S/N$  値が 9 素子ビーム合成後 0, 10, 20 dB の 3 種となるレベルとした．ここで  $N_c = 61$ ,  $\sigma_c = 1$  としている．結果を表 1 (b) に示す．表 1 (b) から，計算機実験の結果として以下の特徴が観測される．

(1) ELD-STAP, JDL-STAP とともに，入力雑音レベル依存性が認められ，雑音が増大するとともに  $IF$  が低下する．

(2) ELD-STAP は， $S/N = 0$  という低  $S/N$  時においても PDF+MBF に比べ 10 dB 程度大きい  $IF$  が得られた．

(1) の原因は，重み推定時の  $C/N$  の影響であると思われる．

また，固定フィルタの組合せである PDF+MBF では  $S/C$  (正確には  $(S+C+N)/(C+N)$ ) の入出力比である  $IF$  には，入力雑音レベル依存性は見られない．

## 5. む す び

車載用ミリ波レーダなどにおいて，地面反射などの不要波(クラッタ)を抑圧し，低速移動目標検出性能の向上が望まれている．本論文では，クラッタ抑圧の従来法であるパルスドップラーフィルタ(PDF: Pulse-Doppler Filter)では分離が困難となるような低速目標に対する高性能クラッタ抑圧法として，PDF を前処理としアレーアンテナを用いた ELD-STAP (Element-Localized Doppler Space Time Adaptive Processing) 法を提案した．提案した ELD-STAP 法は，自速から予想されるクラッタのドップラー周波数に応じた PDF 出力フィルタのみを選択した Element-Doppler 空間で STAP を適用することでデータベクトルの次元の低減を図っている．次元の低減により計算負荷低減，及び所要参照セル数 (Secondary cell) が少なくなるためクラッタの距離方向への均一性 (Homogeneous) 要求を小さくすることを可能としている．

計算機シミュレーションにより，防衛用レーダなどで現在広く利用されている PDF と MBF (Multi-Beam Forming) を組み合わせた方法と ELD-STAP 法の定

性的効果を比較確認した．更に， $S/C$  (Signal to Clutter ratio) の入出力比であるインプルーブメントファクタ (IF: Improvement Factor) の統計的評価を行い PDF と MBF の組合せに比べ 20 ~ 40 dB (ビーム合成後  $S/N = 30$  dB のとき) もの向上が期待されることを確認した．また，アレー素子間に振幅・位相誤差がある条件において，同じく次元低減を目的として提案されている JDL-STAP (Joint Domain Localized) 法では，その影響を大きく受け  $IF$  が低下することに対し ELD-STAP 法では性能低下がないことも確認した．

なお，実際の道路環境では電柱，路標などがあり Secondary cell 中のクラッタ分布が均一でないことが予想される．このような Non-Homogeneous な環境では，クラッタ固有空間の推定精度が劣化し  $IF$  の低下，ひいては目標検出性能及び誤検出率性能が低下する [12]．今後 Non-Homogeneous な環境においてロバスト性向上を図るためのアルゴリズム改善や，実フィールドデータによる評価を行う必要がある．

なお，本論文では想定する応用を車載用前方監視レーダとしたが，例えば数 kHz の PRF (最大探知距離 = 数十 km) をもつレーダを搭載する艦船が時速 20 ~ 30 km/h 前後で航行するような状況における側方監視 L-PRF レーダにおいても，海面反射クラッタのドップラー周波数が特定のドップラーフィルタに局在するため ELD-STAP 法が適用可能である．

## 文 献

- [1] 大槻智洋，田野倉保雄，“クルマで瞬き始める電子の「眼」，カメラとミリ波レーダ，目指すは全車標準装備”，Nikkei Electronics, 2003.8.4, pp.57-68, Aug. 2003.
- [2] 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, Feb. 2004.
- [3] M.I. Skolnik, Radar Handbook, McGraw-Hill, New York, 1970.
- [4] D.K. Barton, Modern Radar Systems Analysis, Artech House, Norwood, MA, 1988.
- [5] F.E. Natherson, Radar Design Principle, McGraw-Hill, New York, 1969.
- [6] L.E. Bernnan and I.S. Reed, “Theory of adaptive radar,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.AES-9, no.2, pp.237-252, March 1973.
- [7] R. Klemm, Space-Time Adaptive Processing Principles and Applications, IEE Press, London, 1998.
- [8] W.L. Melvin, “Eigenbased modeling of nonhomogeneous airborne radar environment,” IEEE 1998 National Radar Conference, pp.171-176, Dallas, TX, May 1998.

- [9] I.S. Reed, J.D. Mallett, and L.E. Brennan, "Rapid convergence in adaptive arrays," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.AES-10, no.6, pp.853–863, Nov. 1974.
- [10] L.E. Brennan and F.M. Shudaaher, "Subclutter visibility demonstration," Technical Report, RL-TR-92-21, Adaptive Sensors Incorporated, 1992.
- [11] J. Ward, "Space-time adaptive processing for airborne radar," Technical Report 1015, Lincoln Laboratory, MIT, 1994.
- [12] W.L. Melvin and M.C. Wicks, "Improving practical space-time adaptive radar," IEEE 1997 National Radar Conference, pp.48–53, Syracuse, NY, May 1997.
- [13] H. Wnag and L. Cai, "On adaptive spatial-temporal processing for airborne surveillance radar systems," IEEE Aerosp. Electron. Syst., vol.30, no.3, pp.660–669, July 1994.
- [14] R.S. Adve and M.C. Wicks, "Joint domain localized processing using measured spatial steering vectors," IEEE 1998 National Radar Conference, pp.165–170, Dallas, TX, May 1998.
- [15] R.S. Adve, T.B. Hale, and M.C. Wicks, "Practical joint domain localized adaptive processing in homogeneous and nonhomogeneous environments. Part1: Homogeneous environment," IEE Proc-Radar, Sonar, Navig., vol.147, no.2, pp.57–65, April 2000.
- [16] 稲葉敬之, 柳沢 基, 荒木純道, "車載用レーダのための二段階測角法," 信学論 (B), vol.J86-B, no.8, pp.1652–1658, Aug. 2003.  
(平成 15 年 12 月 4 日受付, 16 年 4 月 30 日再受付)



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。現在,同社情報技術総合研究所に勤務。工博。レーダ信号処理,超伝導磁気センサ信号処理,アダプティブアレー信号処理の研究開発に従事。

発に従事。