

# 多周波ステップ CPC ミリ波レーダへの ELD-STAP の適用と評価

新田 大輔 深町 弘毅 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: [nitta.daisuke@inabalab.ee.uec.ac.jp](mailto:nitta.daisuke@inabalab.ee.uec.ac.jp)

**あらまし** 車載用ミリ波レーダにおいて他レーダからの直接波である干渉波やクラッタ等の不要波が存在し、目標の高精度遠距離探知のためにはこれら不要波の抑圧が必要とされる。不要波抑圧技術として前方監視車載レーダを想定し、現実的な計算負荷にて処理可能な時空間適応信号処理である ELD-STAP を提案している。本稿では、他レーダの直接波が干渉となる条件において、狭受信機帯域にて高距離分解能を得ることの可能な多周波ステップ CPC ミリ波レーダ出力信号へ ELD-STAP を適用し、電波暗室内での干渉波抑圧実験を実施したので報告する。

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

## A study and evaluation on suppression using ELD-STAP for Multiple stepped CPC Radar

Daisuke NITTA Kouki FUKAMACHI and Takayuki INABA

Graduate School of Electro-Communications, The University of Electro-Communications  
1-5-1 Chofugaoka, Chofu-shi, Tokyo, 182-8585 Japan

E-mail: [nitta.daisuke@inabalab.ee.uec.ac.jp](mailto:nitta.daisuke@inabalab.ee.uec.ac.jp)

**Abstract** The problem of background clutter and interference from the radars of opposing traffic remains as challenge to actually long range detect slow moving target in automotive radar system. We proposed ELD-STAP (Element-Localized Doppler Space Time Adaptive Processing) as undesired signal suppression processing which is processable by realistic computation load. This paper describes experiment of interference suppression in anechoic chamber by means of ELD-STAP being applied to this Millimeter wave radar output using stepped multiple frequency CPC Radar which is capable to measure high range resolution with the narrowband receiver.

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

### 1. まえがき

近年、自動車の利便性や安全性の向上を目指した先進運転支援システムにおいて、車載ミリ波レーダが注目されている。車載ミリ波レーダにおいて建物や路面、ガードレールといったクラッタや他レーダの直接波である干渉波などの不要波が存在し、目標の高精度・遠距離探知のためにはこれら不要波の抑圧が必要である。

早期警戒航空監視システムを用途とする、側方向監視下での不要波抑圧技術として、アンテナ方向と時間方向の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 は計算負荷に課題があり、また実験的検証の報告例は少ない。そこで、筆者は前方監視車載レーダを想定し、計算負荷の削減と素子間結合に強い、STAP 処理として ELD-STAP (Element・Localized Doppler-Space Time Adaptive Processing) を提案している [2]。

以上の背景により、本稿では ELD-STAP の不要波抑圧の性能の基礎検証のために、干渉波抑圧に着目し、電波暗室において、他レーダ直接波が干渉となる条件において、狭受信機帯域にて高距離分解能を得ることの可能な多周波ステップ CPC ミリ波レーダ [3] の出力



cell)を用いて SMI(Sample Matrix Inversion)により推定を行う。

$$R_k = E[\tilde{\mathbf{X}}_k \cdot \tilde{\mathbf{X}}_k^H] \cong \frac{1}{P} \sum_{p=1, p \neq k}^P \tilde{\mathbf{X}}_p \tilde{\mathbf{X}}_p^H \quad (8)$$

$E[\cdot]$ はアンサンブル平均,  $^H$ は複素共役転置,  $P$ は Secondary cell の総数である. このとき, Secondary cell には目標からの反射波を含まず, 不要波のみが含まれると仮定する. Secondary cell の決定の際に目標距離直下におけるレンジセルを用いた場合, このレンジセルには目標の距離サイドローブを含む可能性があるため, 目標の信号も抑圧されてしまうことが懸念される. そこで, Primary cell の周辺に Guard cell を設け, Primary cell 付近の距離セルを除外する必要がある.

STAP の抑圧性能の保持のためには Secondary cell における不要波が IID(Independent and Identically Distributed)条件を満たす必要がある. IID 条件とは着目している Secondary cell  $\{\mathbf{x}_p\}_{p=1, p \neq k}^P$  には統計的に互いに独立で同一の確率密度分布に従うという条件である. 更に, Reed, Mallett, Brennan らによって STAP の最適フィルタに対する性能損失に関する議論がなされており, IID 条件を仮定し, 不要波相関行列の推定に用いる Secondary cell の総数をデータベクトルの二倍である  $P=2NM$  とした場合 50% の確率で約 3dB の性能が損失すると報告されている(RMB rule)[4].

(ii)不要波相関行列の固有値展開

$R_k^{-1}$ を不要波相関行列  $R_k$  の固有値展開にて推定を行う.  $R_k$ には, 不要波の主要固有値  $\lambda_j$  のみならず, 雑音の固有値  $\sigma$  が含まれており,  $\sigma$  が  $\lambda_j$  よりも十分小さい場合,  $R_k^{-1}$ は不要波の主要固有値  $\lambda_j$  の固有ベクトル  $\mathbf{q}_j$  が張る固有空間により

$$R_k^{-1} = \frac{1}{\sigma^2} \left( \mathbf{I}_{NM} - \sum_{l=1}^{NM} \frac{\lambda_l - \sigma^2}{\lambda_l} \mathbf{q}_l \mathbf{q}_l^H \right) \approx \frac{1}{\sigma^2} \left( \mathbf{I}_{NM} - \sum_{j=1}^J \mathbf{q}_j \mathbf{q}_j^H \right) \quad (9)$$

と求められる.  $\mathbf{I}_{NM}$ は  $NM$  次の単位行列,  $J$ は主要固有値数である.

(iii)STAP フィルタ出力

STAP フィルタ出力  $y_k$  は目標の含まれる可能性のある Test cell  $\tilde{\mathbf{X}}_k$  と最適ウェイトベクトル  $\mathbf{W}_k$  との内積により(10)式のように求められる.

$$y_k = \mathbf{W}_k^H \tilde{\mathbf{X}}_k \quad (10)$$

以上の(i)~(iii)までの操作を全距離セルに適用し, 距離セル方向における STAP フィルタ出力の信号振幅  $|y_k|$  に対するしきい値処理にて目標検出を行う.

STAP における課題としてデータベクトルの次元が  $NM$  であるために計算負荷大きいことが挙げられる. 更に, データベクトルの次元が大きいと相関行列の推

定に必要な Secondary cell の総数が増加し, その区間での不要波の均一性が保持されないことが懸念される. したがって, STAP 処理において相関行列の推定精度を保持し, 計算負荷を削減するためにはデータベクトルの次元の削減すなわち, パルス数  $M$  やアンテナ素子数  $N$  を物理的に減らす必要がある.

**2.3 STAP 適用の各データ空間**

これらの課題の解決策として, STAP を適用するデータ空間の選択が考えられる. 図3に示すように STAP 適用のデータ空間は計測データである Element・Pulse データに対して MBF を適用した Angle-Pulse Data, PDF を適用した Element-Doppler Data, さらに PDF と MBF の両方を適用した Angle-Doppler Data の4つの空間から構成される. STAP の適用の前処理としてこれらのデータ空間の変換により, 不要波がデータ空間に局在するのであるならば, データベクトルの次元の削減により, 計算負荷の低減が可能となる.

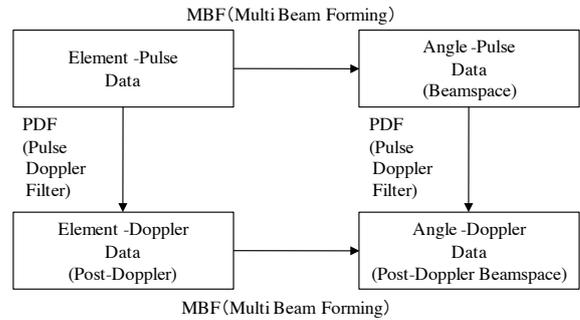


図3. STAP 適用の各データ空間の関係

**3. ELD-STAP**

**3.1 ELD-STAP における STAP 適用のデータ空間の検討**

ここでは, 簡単化のためにクラッタに対する不要波抑圧について議論する. 前章で述べたように前方監視車載レーダにおけるクラッタスペクトルは自速に相当するドップラ周波数拡がりにより局在するため, パルス方向にフーリエ変換(PDF)を行っても, ドップラ周波数は安定性が良く, クラッタと推定されるドップラビンを選択することにより, データベクトルの次元が可能である. 一方, クラッタは局在している角度が不定であるため, Angle 空間において局在しているとは限らない. また, アンテナは相互干渉や素子間の位相や振幅のばらつきにより, フーリエ変換によるマルチビーム間の直交性が維持できない. したがって, Angle Doppler 空間における目標がビーム空間の一点に局在しないと考えられる. そこで, ELD-STAP では PDF を前処理として行い, 自速と覆域から想定されるドップラ周波数に対応する PDF 出力を選択し, STAP 処理を適用する. これにより, STAP 適用時の課題であるデータベクトルの次元の削減が可能である.

### 3.2 ELD-STAP 処理概要

ELD-STAP の信号処理ブロック図 4 に示し、ELD-STAP 処理概要について以下(i)~(vi)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)

ある Secondary cell のデータ行列に対して PDF 処理を行う。このとき、PDF 及び、MBF のステアリングベクトルは以下式で与えられる。

$$\mathbf{s}_t(\tilde{f}_d) = [1 \quad \exp(2\pi j \cdot \tilde{f}_d) \quad \cdots \quad \exp(2\pi j \cdot (M-1)\tilde{f}_d)]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{s}_s(\theta) = [1 \quad \exp(2\pi j \cdot f_{sp}(\theta)) \quad \cdots \quad \exp(2\pi j \cdot (N-1)f_{sp}(\theta))]^T \quad (12)$$

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。

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{X}_k \mathbf{s}_t(\tilde{f}_d)^* \quad (13)$$

\* は複素共役を表す。PDF 後のフィルタ出力  $\mathbf{Y}_k(m) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  はパルス数  $M$ 、周波数番号  $m$  の変数により

$$\mathbf{Y}_k(m) = \mathbf{X}_k \mathbf{s}_t(\tilde{f}_d(m))^* \quad (14)$$

$$\tilde{f}_d(m) = \frac{m}{M} \quad (15)$$

と表される。

#### (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  $\theta_0$  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。

$$f_d \cos(\theta_0) \leq \frac{f_d(m)}{T_{PRI}} \leq f_d \quad (16)$$

選択した自速相当の最大のドップラビン  $DB$  から  $DB-M'+1$  までの計  $M'$  の選択ドップラビンを  $m' = DB - M' + 1, DB - M' + 2, \dots, DB$  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  $\tilde{\mathbf{Y}}_k(m') \in \mathbb{C}^{NM' \times 1}$  に置き換える。

$$\tilde{\mathbf{Y}}_k(m') = [\mathbf{Y}_k(DB-M'+1) \mathbf{Y}_k(DB-M'+2) \dots \mathbf{Y}_k(DB)]^T \quad (17)$$

この Secondary cell のデータベクトルから SMI により不要波相関行列  $R_k$  の推定をする。

$$R_k \cong \frac{1}{P} \sum_{p=1, p \neq k}^P \tilde{\mathbf{Y}}_p(m') \tilde{\mathbf{Y}}_p(m')^H \quad (18)$$

#### (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

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{eld}(f_{sp}(\phi), \tilde{f}_d(m')) &\cong R_k^{-1} \mathbf{s}_{eld}(f_{sp}(\phi), \tilde{f}_d(m')) \\ &\cong \frac{1}{\sigma^2} \left( \mathbf{I}_{NM'} - \sum_{j=1}^J \mathbf{q}_j \mathbf{q}_j^H \right) \mathbf{s}_{eld}(f_{sp}(\phi), \tilde{f}_d(m')) \end{aligned} \quad (19)$$

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

$$\mathbf{s}_{s-d}(f_{sp}(\phi), \tilde{f}_d(m')) \equiv \mathbf{s}_s(f_{sp}(\phi)) \cdot e^{j2\pi m' \tilde{f}_d} \in \mathbb{C}^{N \times 1} \quad (20)$$

として、(21)式のように与えられる。

$$\mathbf{s}_{eld}(f_{sp}(\phi), \tilde{f}_d(m')) \equiv \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{s-d}(f_{sp}(\theta), \tilde{f}_d(DB-M'+1)) \\ \mathbf{s}_{s-d}(f_{sp}(\theta), \tilde{f}_d(DB-M'+2)) \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{s-d}(f_{sp}(\theta), \tilde{f}_d(DB)) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{NM' \times 1} \quad (21)$$

#### (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 のフィルタ出力を得る。

$$y_k(m') = \mathbf{W}_{eld}(f_{sp}(\phi), \tilde{f}_d(m'))^H \tilde{\mathbf{Y}}_k(m') \quad (22)$$

以上の(i)~(v)までの操作を全距離セルに対して処理を行い、距離方向の信号振幅  $|y_k|$  にてしきい値処理にて目標検出を行う。

#### (vi) マルチビーム形成(MBF)出力

(16)式の条件式を満たさない即ち、クラッタが存在しないドップラビンに対しては、通常の MBF を行う。そのときのドップラビンを  $m''$  とすると、計測されるデータ行列に対して、空間周波数のステアリングベクトルを掛けることで MBF 出力を得る。

$$y_k(m'') = \mathbf{s}_s(f_{sp}(\theta))^H \mathbf{Y}_k(m'') \quad (23)$$

同様に、全距離に対して MBF 後の出力に対するしきい値処理により目標検出を行う。

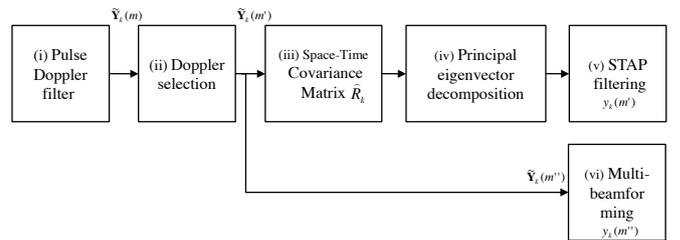


図 4. ELD-STAP 処理ブロック図

## 4. 実験検証

### 4.1 多周波ステップ CPC ミリ波レーダ

本装置は表 1、表 2 に示すように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 40dB)を満足する仕様である。また、図 7 に示すように本装置は非常に短い間隔で送信周波数切替えの可能な送受信装置 RF 部、IF 部、多周波ステップ CPC 方式の信号処理をリアルタイムで処理可能な信号処理装置から構成される。

表 1 多周波ステップ CPC ミリ波レーダ装置構成仕様

送信電力	10mW
切替周波数	8ch
周波数切替時間	100nsec 以下
アンテナ方式	送信：1 素子導波管 スロットアンテナ 受信：4 素子導波管 スロットアレーアンテナ
アンテナ素子間隔	0.8λ(4mm)

表 2 多周波ステップ CPC ミリ波レーダパラメータ

送信周波数	60.25-60.75GHz
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	60MHz
周波数ステップ数 N (最大速度視野)	8 (±79.64km/h)
送信帯域幅 (距離分解能)	500MHz (0.3m)
観測時間 (速度分解能)	28.6msec (0.311km/h)
A/D サンプリング周波数	160MHz

多周波ステップ CPC 方式は車載レーダ等で要求される観測時間および周波数帯域幅の制約の中で探知距離と距離分解能の両立を図り、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低減が可能である。また、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。しかし、ドップラシフトの影響により合成帯域法は距離のバイアス誤差が生じ、CPC パルス圧縮は加算時のサイドローブが悪化する。この問題に対して本方式は図 6 に示すように比較的狭い CPC パルスを周波数ステップさせる送信シーケンスを用いおり、パルスドップラフィルタにより推定されるドップラシフトを補正することにより、距離バイアスのない合成帯域処理を可能とし、CPC パルス圧縮による距離ゲーティングにより距離アンビギュイティなく高い距離分解能が実現可能となる。

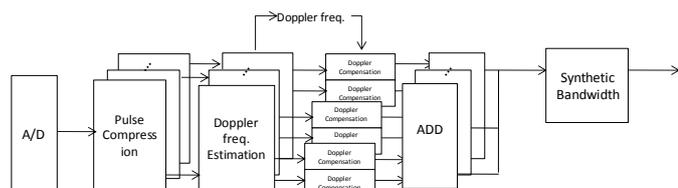


図 5. 多周波ステップ CPC 方式信号処理ブロック図

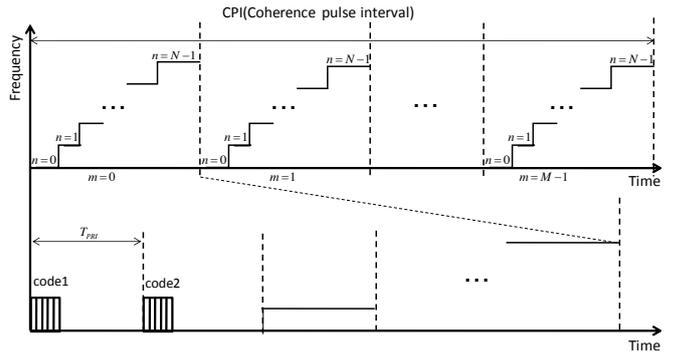


図 6. 多周波ステップ CPC 方式送信シーケンス図

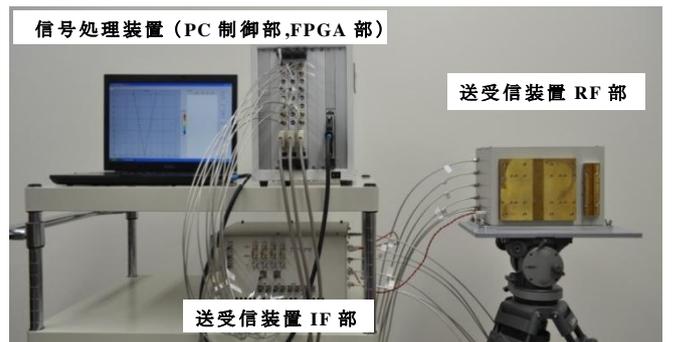


図 7. 多周波ステップ CPC ミリ波レーダ外観図

#### 4.2 干渉波抑圧実験

図 8 に示すように電波暗室にて対向車レーダの直接波が干渉となる条件を模擬した環境において、多周波ステップ CPC ミリ波レーダ出力信号に対して ELD-STAP の適用による干渉波抑圧実験を実施した。なお、本実験では干渉波源として車載レーダで最も一般的に用いられている FMCW とした。FMCW のレーダパラメータを表 3 示す。また、目標と干渉波の設置条件を表 4 に示す。

表 3 FMCW レーダパラメータ

送信電力	
送信周波数	60.08-60.88GHz
送信電力	9.12mW
周波数掃引帯域幅	80MHz
観測時間	7.15ms

表 4 干渉波抑圧実験緒言

目標 (コナリフレクタ)	距離 3.4~5[m] RCS 8[dBsm] 角度 0deg 速度 4km/h
干渉波 (FMCW)	距離 4.5[m] 角度 13deg
信号対干渉雑音比 S/J	-14dB

ELD-STAP 適用時において、選択ドップラビンは目標相対速度(4km/h)における前後 4 ビンの計 8 ビンを選択し、不要波相関行列の算出には目標の距離サイドローブによる STAP 性能の低減を防ぐために、パルス幅 30m のガードセルを除く全距離セルにて算出を行った。



図 8. 実験風景

多周波ステップ CPC ミリ波レーダの合成帯域処理後の Range-Doppler map を図 9 に示す. 干渉波が速度方向と距離方向に一樣に拡散し, 相対速度 4.044km/h, 距離 3.5m に位置する目標の検知が確認される. このとき, アンテナ入力端の信号対干渉雑音比  $S/J=-14\text{dB}$  に対して合成帯域出力後の  $S/J$  比は 44dB であり, 干渉波に対して 58dB の抑圧性能が得られた.

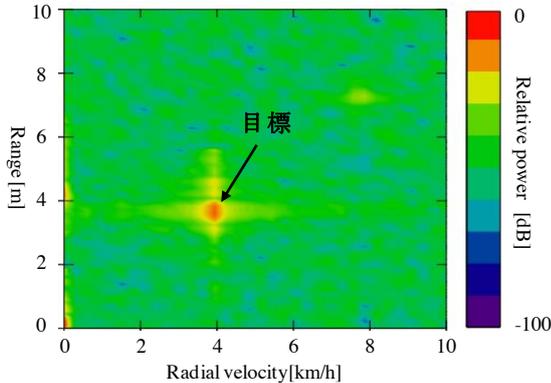


図 9. Range-Doppler map

次に, Element・Localized Doppler 空間における, 不要波相関行列の固有値分布を図 10 に示す. 干渉波における主要固有値数が選択したドップラビン数である 8 となり, 雑音の固有値に対して約 18dB の差があることが確認される. これら固有値を不要波の主要固有値として採用した.

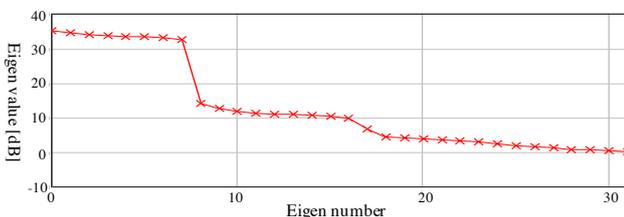


図 10. 不要波相関行列の固有値分布

全距離セルを Primary cell と仮定した際の距離方向に対する ELD-STAP 及び PDF+MBF 適用後のフィルタ出力の最大電力推移結果を図 11 に示す. 合成帯域出力後の  $S/J$  比が 44dB であるため, 両手法ともに目標の距離セルにおいてはほとんど差異がみられない. 一方, 目標の距離サイドローブを含まない, 15m~35m におい

て ELD-STAP は PDF+MBF に対して約 21dB の優れた干渉波抑圧性能が得られた. さらに, ELD-STAP の適用により遠近の目標の分離に必要な距離サイドローブを約 61dB まで低減し, 合計 75dB の干渉波抑圧性能を発揮することを確認した.

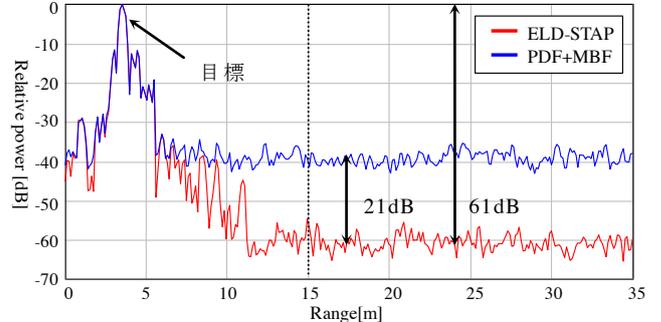


図 11. 全距離セルにおける最大規格化電力

## 5.むすび

本稿では前方監視の車載レーダを想定し, 対向車レーダ(FMCW)の直接波を環境模擬した条件において, 多周波ステップ CPC ミリ波レーダ出力を用いた, ELD-STAP の干渉波抑圧実験を実施した.

ELD-STAP を適用することにより PDF+MBF に対して 21dB 差の干渉波抑圧性能が得られることを確認した. また, アンテナ入力端の  $S/J=-14\text{dB}$  という干渉波環境下において, 距離方向に 61dB の低いサイドローブが得られ, 合計 75dB の抑圧性能を発揮することを確認した.

なお, 今後の実フィールド環境におけるクラッタに対する抑圧性能を評価して行く予定である.

本研究の一部は, 鉄道・運輸機構基礎研究制度 (No.2009.02) により行われた.

## 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, 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, 2011-10
- [4] Brennan LE, Shaudaer FM, "Subclutter visibility demonstration", Tech Rep RL-TR-92-21, Adaptive Sensors Incorporated, 1992.
- [5] Alexander Haimovich, "The Eigencanceler: Adaptive Radar by Eigenanalysis Methods", IEEE transactions on aerospace and electronic systems, Vol.32, No.2, pp.532-534, April 1996
- [6] L.S.REED, J.D.MALLET, L.E.BRENNAN "Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays" IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS VOL. AES-10, NO. 6, pp. 853-863, NOVEMBER 1974