ステップド FM レーダにおける SCR 改善手法

西山 文夫*・村上 秀男**

A Method of Improving SCR for Stepped-FM Radar

Fumio NISHIYAMA* and Hideo MURAKAMI**

This paper proposes a method of designing a matched filter for stepped-FM radars. The proposed method estimates an autocorrelation function of signals reflected from a target and then derives the matched filter by taking discrete-Fourier-transform of the estimated autocorrelation function. Computer simulation results show that the proposed method outperforms the conventional synthetic bandwidth method in terms of signal-to-clutter ratio.

Key Words: automotive radar, stepped-FM radar, ground clutter, signal-to-clutter ratio, matched filter

1. はじめに

Intelligent Transport Systems における自動車のステアリング・アクセル・ブレーキの統合的制御のためのセンサとしてミリ波レーダが期待されており^{1)~3)}、実現に向けた課題の一つとして路面クラッタの抑圧が上げられる。

ステップド FM レーダはパルスを使用することにより複数目標に対処しやすく、広帯域を利用して距離分解能を向上できる⁴⁾⁵⁾。道路の路面は金属ボルトやガードレール破片などの危険落下物の表面に比べて粗いため、ミリ波ステップド FM レーダにおける異なるパルス（異なる搬送波周波数）に対する路面クラッタは危険落下物からの反射信号より弱い相関を示す⁴⁾。この場合、合成帯域法により受信信号を逆離散フーリエ変換 (inverse discrete-Fourier-transform: IDFT) することで距離分解能と信号対クラッタ比 (signal-to-clutter ratio: SCR) が向上する⁵⁾。

本論文ではミリ波ステップド FM レーダにおいて、路面クラッタが危険落下物（以降目標と呼ぶ）からの反射信号より弱い相関を示す場合に、受信信号から目標情報を抽出し、その情報からマッチドフィルタを設計する手法を提案する。また電波暗室内で 60 GHz 帯レーダを使用して路面と同等の表面粗さのコンクリート平板を路面に見立てて反射信号を計測し、その統計的性質を示す。

2. 受信データの統計的性質

ステップド FM レーダは、送受で共通のアンテナを使用

し、搬送波周波数をパルスごとに周波数間隔 Δf で階段状に上昇させて、1 パルスで M 回のパルス送信を行なうレーダである⁵⁾。パルス送信後、送受を切り換え受信した搬送波周波数信号を中間周波数信号に変換し、位相検波した出力⁵⁾を

$$t_l = t_0 + l\Delta t, \quad l=0, 1, \dots, L-1, \quad (1)$$

に示すサンプリング間隔 Δt で時間 t_l ごとにサンプリングを行ない、1 パルスで L 個の受信データを取得する。ここで t_0 はサンプリングを開始する時間であり、時間 t_l に受信したデータは l 番目のレンジビンのデータとなる。パルスの反射波が時間 t_a に受信されたとき、 t_a に相当する a 番目のレンジビンに目標かクラッタが存在する。パルスの反射波が受信されないとき、雑音を受信データとなる。 c を光速、 τ をパルス幅とすると距離分解能は $c\tau/2$ で与えられる。 $2\Delta t \leq \tau$ のとき、目標またはクラッタからの反射データは複数のレンジビンにわたって収録される。1 パルスにおける l 番目のレンジビンの受信データ $\mathbf{x}_l$ を

$$\mathbf{x}_l = [x_l(0)x_l(1)\dots x_l(M-1)] \quad (2)$$

のベクトル形式で取り扱う。ここで $x_l(n)$ はサンプリング時間 t_l 、搬送波周波数 f_n にサンプリングした複素信号であり、 $\mathbf{x}_l$ は l 番目のレンジビンからの反射波データを搬送波周波数に関するベクトルとして示している。

自動車レーダは車体のフロント部分の地面に近い位置に設置して百数十 m 先までの状況を計測する。このためレーダは路面クラッタの影響を受ける環境にあり、受信信号は目標からの反射波かクラッタか雑音のいずれかで、互いに統計的独立である。また雑音に対して目標信号とクラッタは優勢である。1 パルスにおける受信データ $\mathbf{x}_l$ の数値平均 $\mathbf{y}$ を

$$\mathbf{y} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{x}_l = [y(0)y(1)\dots y(M-1)] \quad (3)$$

で定義する。レーダにおける目標信号、クラッタ、雑音は通常、確率的法則に支配されて時間とともに変動し、時間平均と集合平均が一致するエルゴート確率過程であり、1 パルスにおけるレンジビンの数 L が十分に大きい（サンプル数が十分に多い）場合、受信データ $\mathbf{x}_l$ の数値平均 $\mathbf{y}$ は受信データ $\mathbf{x}_l$ の確率過程を表わす^{3),6)}。そして $\mathbf{y}$ の統計的性質は、

* 金沢工業大学大学院情報工学専攻 石川県石川郡野々市町扇が丘 7-1

** 金沢工業大学情報工学科 石川県石川郡野々市町扇が丘 7-1

* Graduate School of Information and Computer Engineering, Kanazawa Institute of Technology, 7-1 Ohgigaoka, Nonoichi, Ishikawa

** Department of Information and Computer Engineering, Kanazawa Institute of Technology, 7-1 Ohgigaoka, Nonoichi, Ishikawa

(Received November 12, 2007)

(Revised January 29, 2008)

$$\mathbf{y} = P_T \mathbf{y}_T + P_C \mathbf{y}_C + P_N \mathbf{y}_N, \quad (4)$$

で表わすことができる^{3),6)}。ここで $\mathbf{y}_T$, $\mathbf{y}_C$, $\mathbf{y}_N$ は目標信号とクラッタと雑音の確率過程であり, P_T , P_C , P_N は受信信号に含まれる目標信号とクラッタと雑音の発生確率である。

パルスごとの搬送波周波数の間隔(ステップ周波数) Δf を十分に大きくした場合, 路面クラッタデータは統計的に白色とみなすことができる⁴⁾。この場合, $\mathbf{y}_C$ の分散を $\sigma_C^2 = E[|y_C(n)|^2]$ で表わす。目標の自己相関関数を $R_T(\tau)$ とおくと, (4)式より, $\mathbf{y}$ の自己相関関数 $R_y(\tau)$ は

$$R_y(\tau) = P_T^2 R_T(\tau) + P_C^2 \sigma_C^2 \delta(\tau) + P_N^2 \sigma_N^2 \delta(\tau), \quad (5)$$

で与えられる。ここで $\sigma_N^2 = E[|y_N(n)|^2]$ は $\mathbf{y}_N$ の分散であり, $\delta(\tau)$ は単位インパルス関数である。(5)式の関係より, $\tau \neq 0$ のときは $R_y(\tau)$ の第二項, 第三項は零で,

$$R_y(\tau) = P_T^2 R_T(\tau), \quad \tau \neq 0, \quad (6)$$

となり, $R_y(\tau)$ は $R_T(\tau)$ に定数 P_T^2 を掛けたものと一致する。ここで P_T^2 の値は未知であるが, 自己相関関数は通常正規化して取り扱うので定数積 P_T^2 は考慮せず, $R_T(\tau)$ の値は $R_y(\tau)$ の値から求まる。 $\tau=0$ のときは $R_y(\tau)$ の第二項, 第三項は零ではないので, $R_y(\tau)$ から $R_T(0)$ を直接求められない。そこで次章の方法で $R_y(\tau)$ の値から $R_T(0)$ の値を補間する。

3. マッチドフィルタの設計手法

ここでは, 受信データ $\mathbf{x}_i$ からマッチドフィルタを設計する方法を説明する。まず(2)式の受信データ $\mathbf{x}_i$ から行列

$$\mathbf{B} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_0 \\ \mathbf{x}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{L-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_0^* \\ \mathbf{x}_1^* \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{L-1}^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

を計算する。この行列 $\mathbf{B}$ は M 行 M 列であり, 行列の (m, n) 番目の要素は

$$b_{m,n} = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} x_i^*(m) x_i(n), \quad 0 \leq m, n \leq M-1, \quad (8)$$

で与えられる。行列 $\mathbf{B}$ の各要素から

$$\mathbf{v} = \frac{2}{M} \sum_{i=0}^{M/2-1} [b_{i+M/4-1, i} b_{i+M/4-1, i+1} \cdots b_{i+M/4-1, i+M/2}] \\ = [v(0) \quad v(1) \quad \cdots \quad v(M/2-1)] \quad (9)$$

により数値平均を取り, ベクトル $\mathbf{v}$ を求め,

$$\hat{R}_y(\tau) = v(M/4 + \tau - 1) \quad (10)$$

の複素数値で受信データの自己相関関数は推定できる。自己相関関数の近似値の算出にはいくつか方法があるが, この方法では受信データにおける L の増減により行列の型が変化せず, 常に $M \times M$ 行列から自己相関関数が推定できる。

つぎに $R_y(\tau)$ から目標の自己相関関数 $R_T(\tau)$ を推定する。(5)式の関係より, $R_T(\tau)$, $\tau \neq 0$, の値は $R_y(\tau)$ から求めることができるが, $\tau=0$ のときは $R_y(\tau)$ の第二項, 第三項は零ではないので, $R_y(\tau)$ から $R_T(0)$ を直接求められない。そこで(6)式の関係を利用して $\tau=0$ に隣接する $R_y(\tau)$ の値から $R_T(0)$ の値を2次のラグランジェ補間多項式を使って推定する⁷⁾。 $R_y(\tau)$ の虚数成分に対する補間は $\tau=0$ において零にな

るので, $R_y(\tau)$ の実数成分に対してのみ補間を行なう。 $R_y(\tau)$ の実数成分 $\text{Re}[R_y(\tau)]$ に対して, ラグランジェ補間多項式を適用すると, $R_T(0)$ は

$$R_T(0) = 3 \cdot \text{Re}[R_y(1)] - 3 \cdot \text{Re}[R_y(2)] + \text{Re}[R_y(3)] \quad (11)$$

で与えられる⁷⁾。(6)式の関係と, 補間多項式により $R_T(\tau)$ の値はすべて求まる。 $R_T(\tau)$ を離散フーリエ変換(discrete Fourier transform: DFT)して, 目標パワースペクトラム $S_T(k)$ を推定する。推定した目標パワースペクトラム $\hat{S}_T(k)$ を使って, マッチドフィルタを

$$G(k) = \sqrt{\frac{M}{\sum_{m=0}^{M-1} |\hat{S}_T(m)|}} \sqrt{\hat{S}_T(k)} \quad (12)$$

と設定する。このマッチドフィルタは $|G(k)|^2$, $0 \leq k \leq M-1$, の和が M になるように正規化されている。マッチドフィルタ出力 $Z_i(k)$ は受信データ $x_i(n)$ のDFT $X_i(k)$ に $G(k)$ を掛けて,

$$Z_i(k) = G(k) X_i(k) \quad (13)$$

で求まる。

4. 目標とクラッタの自己相関係数

60 GHz 帯レーダを使用して, 路面クラッタとして表面にミリメートル単位の凹凸のあるコンクリート平板, 目標である危険落下物として小型のコナリフレクタを用いて反射信号を計測した。Table 1 にレーダの性能諸元を示す。レーダをコントロールして 59.65 GHz からパルスごとにステップ周波数 2 MHz ずつ, 搬送波周波数を階段状に上昇して 351 パルス送信する。電波暗室内で地面から 20 cm の高さにアンテナを水平に向けてレーダを設置し, コンクリート平板をレーダから 3 m 先の地面に並べて, その周りに電波吸収体を敷き詰めて反射信号を計測した。このレーダの距離分解能は 7.5 m であり, 電波暗室内の計測ではレーダとクラッタの間の距離を十分に取れないので送受で別々のアンテナを使用した。コンクリート平板の反射信号の自己相関係数を Fig. 1 に示す。またレーダから 3 m 先の地面にコナリフレクタを設置したときの反射信号の自己相関係数も Fig. 1 に示す。Fig. 1 から路面クラッタは搬送波周波数の間隔が 8 MHz 以上で相関が弱くなり白色とみなせることを確認した。また目標は搬送波周波数の間隔が 32 MHz 以上で白色とみなせる。

5. 従来法との比較

60 GHz 帯レーダではステップ周波数 Δf を 8 MHz 以上に設定すると路面クラッタの相関は弱くなり, 白色とみなすことができる。さらに取得した目標データの数が十分に多いときに, 受信データの自己相関関数は(5)式の関係が成り立ち, 提案手法によってマッチドフィルタを正確に設計することができる。しかし, 自動車レーダで目標である危険落下物の存在は当然未知であるために, 受信データとして潜在的に取得する目標データの数が十分でない場合や目標が存在しない場合も往々に考えられる。そこで1バーストの受信データ

Table 1 Specifications of 60 GHz band radar system

Center frequency	60GHz
Frequency bandwidth	700MHz
Transmitting power	10dBm
Step frequency Δf	2MHz
Pulse width τ	50ns
Sampling interval Δt	10ns

Fig. 1 Autocorrelation coefficients of target and clutter

における目標データベクトル(目標からの反射信号を収録した $\mathbf{x}_i$) の数をパラメータに取り 60 GHz 帯レーダで取得したデータを利用してシミュレーションにより提案手法でマッチドフィルタを設計する。そして SCR の改善比を求める。シミュレーション設定条件を Table 2, 結果を Fig. 2 に示す。Fig. 2 には従来法として合成帯域法による SCR の改善比も示した⁵⁾。合成帯域法ではレンジビンごとの受信データ $\mathbf{x}_i$ を IDFT することで距離分解能と SCR が向上する⁵⁾。また合成帯域法では異なるレンジビンの IDFT 後のデータが時間領域で重複や不足しないように M と Δf を設定するが、ここでは SCR の改善を主眼にしているので、この点は考慮せず $M=64$, $\Delta f=8$ MHz における SCR の改善比を求めた。

Fig. 2 において提案手法は目標データの数が増加するほど、SCR は改善し、その後一定となる。これは確率変数である目標データの増加に伴い、より正確に目標の自己相関関数の推定(学習)が行なえるようになるためである。一方、合成帯域法では学習の必要がないため目標データの数によらず一定の SCR 改善性能を示している。また Fig. 1 から $\Delta f=8$ MHz の場合、クラッタは白色に近い統計的性質を示すため合成帯域法の IDFT により良好に低減されるが、目標の相関係数も 0.35 であるために IDFT により低減する。このため合成帯域法による SCR 改善の理想的な状況⁵⁾である目標データの値は一定でクラッタデータ(クラッタからの反射信号を収録した $\mathbf{x}_i$) は白色の場合と比べて、Fig. 2 の合成帯域法による SCR の改善比はかなり小さい値になった。

目標データベクトルの数が 3 以上では提案手法は合成帯域法以上の性能を示し、目標ベクトルの数が 10 で SCR の改善比はほぼ一定となる。このことからマッチドフィルタを正確に設計するためには、1 バースト内で 10 の目標ベクトルを得るようにパルス幅 τ とサンプリング間隔 Δt の関係を $10 \Delta t \leq \tau$ と設定するか、複数バーストの受信データを使用する必

Table 2 Simulation parameters

Received data in one burst, $L \times M$	512×64
The number of target data vector in received data	0-20
The order of the matched filter	64
Step frequency Δf	8MHz

Fig. 2 Improvement ratio of SCR by the proposed

要がある。複数バーストの受信データを使用する場合は 3 章の手法で各バーストにおける (10) 式の $\hat{R}_y(\tau)$ の値を求め、その平均を取る。そして $\hat{R}_y(\tau)$ の平均値から目標の自己相関関数 $R_T(\tau)$ を推定し、(12) 式でマッチドフィルタを求める。

6. おわりに

本論文ではステップド FM レーダにおいて受信信号のみからマッチドフィルタを設計し、そのフィルタにより SCR を改善する手法を提案した。ミリメートル単位の凹凸のあるコンクリート平板を路面クラッタ、コーナリフレクタを目標に見立ててレーダで反射信号を計測し、60 GHz 帯においてクラッタは目標より弱い相関を示すことを確認した。また今回の計測条件では路面クラッタはステップ周波数 8 MHz 以上ではほぼ無相関となることを確認した。この統計的性質に基づいて行なったシミュレーションでは提案手法によって路面クラッタを抑圧し、SCR を向上した。

参考文献

- 1) 古川 修: ITS に関する自動車の制御技術の現状と今後の課題, 計測と制御, 40-3, 207/213 (2001)
- 2) 堀松, 一津屋: 実用化を迎えたミリ波レーダシステム, 電子情報通信学会誌, 87-9, 756/759 (2004)
- 3) F. Nishiyama and H. Murakami: A method of improving SCR for FM-CW radar, 計測自動制御学会論文集, 43-9, 749/755 (2007)
- 4) 梶原, 山口: ステップド FM レーダによる路面クラッタ抑圧, 電子情報通信学会論文集, J84-B-10, 1848/1856 (2001)
- 5) 福島, 山岡: 合成帯域レーダにおけるレンジプロファイル計測, 電子情報通信学会論文集, J89-B-6, 999/1006 (2006)
- 6) P. Z. Peebles, Jr., 平野訳: 改訂版確率論序説, 109/233, 東京電機大学出版局 (1992)
- 7) K. E. Atkinson: An introduction to numerical analysis, second edition, 131/134, John Wiley & Sons (1989)