

車載マルチスタティックレーダにおける 送信シーケンスおよび信号処理法に関する一検討

山下 遼 秋田 学 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: yamashita.ryo@inabalab.ee.uec.ac.jp

あらまし 筆者らはこれまでに車載レーダの角度分解能を高める一手法として、車幅に複数の送信アンテナを配置し、受信は車両中心にアレーアンテナを配置するような車載マルチスタティックレーダについて検討を行っている。本稿では、79GHz帯での運用を想定した車載マルチスタティックレーダに対し、送信シーケンスとしてUWBインパルスレーダの課題とされる遠距離性の改善が期待されるPC-HPRF (Phase Coded-High Pulse Repetition Frequency)方式の適用を考え、信号処理法の提案および計算機シミュレーションにより提案法の有効性を検証した。

キーワード 車載レーダ, マルチスタティックレーダ

A Study on Transmission and Signal Processing of Multi-static Automotive Radar

Ryo YAMASHITA 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: yamashita.ryo@inabalab.ee.uec.ac.jp

Abstract We have studied on an antenna arrangement of multi-static automotive radar which can provide a high angular resolution. The transmit antennas are arranged on full of width of a car and an array antenna for receiving is equipped on the center of the car. In this paper, we study on applying PC-HPRF (Phase Coded-High Pulse Repetition Frequency mode) which can enhance the long-range detection performance of UWB radar to the multi-static automotive radar that is expected to be used in the 79GHz band. We describe a signal processing for this purpose and verify the effectiveness of our approach by running computer simulations.

Keyword Automotive Radar, Multi-static Radar

1. まえがき

衝突被害軽減ブレーキ用センサとして車載レーダが普及しようとしている。しかし人物のような低速で移動する目標を地面や路側の樹木・電柱と分離して検知するためには、高距離分解能・高角度分解能が要求される。筆者らはこれまでに車載レーダの角度分解能を高める一手法として、車幅に複数の送信アンテナを配置し、受信は車両中心にアレーアンテナを配置するマルチスタティック配置[1]を用いた車載マルチスタティックレーダについて検討を行っている[2]。また高距離分解能が得られるレーダの1つとしてUWBインパルスレーダが挙げられるが、79GHz帯において送信電力は10mWと小さく、目標反射電力が微弱である。さらに3GHzと広帯域であり受信機雑音電力が大きく、遠距離目標の探知が困難であるといわれている[3]。そ

こでPRI (Pulse Repetition Interval = 1/PRF) を短くし、観測時間内の送信エネルギーを増加させ、積分処理によるS/N比(Signal to Noise Ratio)改善を大きくすることにより探知距離が延伸し、また送信パルス列を位相符号変調することにより観測時間の増加なく距離アンビグエティを推定することで遠距離性が改善されるPC-HPRF(Phase coded-High Pulse Repetition Frequency)方式が報告されている[4]。

本稿では、79GHz帯での運用を想定した車載マルチスタティックレーダに対し、送信シーケンスとしてPC-HPRF方式の適用を考え、目標距離・速度・角度を一連の処理にて推定する信号処理法の提案を行う。また計算機シミュレーションにより提案法の有効性を検証する。

2. マルチスタティック配置

本章ではマルチスタティック配置の概要について説明する．車載レーダを想定したマルチスタティック配置とは，図1に示すように，車両中心に M 素子のアレーアンテナを配置し，その左右に送信アンテナを計 N 個配置することで，車載レーダの角度分解能を高めるアンテナ配置である．各送信アンテナの配置間隔を d_0 ，受信アレーの両端とそれに隣接する送信アンテナの間隔を d_1 ，受信アレーの素子間隔を d_2 とし，これらは(1)，(2)式の関係にあるものとする．本稿では，アンテナ配置間隔は $d_1 = d_2 = 0.8\lambda$ (λ は波長) とした．

$$d_0 \gg d_1 \geq d_2 \quad (1)$$

$$d_0 = Md_2 \quad (2)$$

ここでは簡単のため，目標は十分遠方にあるとして目標信号の到来角を θ とし，計測信号モデル \mathbf{X} を(3)式で表す．

$$\mathbf{X}_{m,n} = \exp\left\{\frac{X(m,n)}{c} f \sin(\theta)\right\} \quad (3)$$

ここで， c は光速， f は送信周波数である． $X(m,n)$ ($\{m = 0 \dots M-1, n = 0 \dots N-1\}$) は到来波を平面波としたときの経路長を表し，図1のマルチスタティック配置において(4)式で表される．

$$X(m,n) = \begin{cases} m \cdot d_2 + d_1 + \left(\frac{N}{2} - n - 1\right) d_0 & : \left(n < \frac{N}{2}\right) \\ [m - (M-1)] \cdot d_2 - d_1 + \left(n - \frac{N}{2}\right) d_0 & : \left(\frac{N}{2} \leq n\right) \end{cases} \quad (4)$$

S_n は各送信アンテナの変調波であり，各変調波は直交していると仮定する．このとき受信にて変調波ごとに復調できるとすると， \mathbf{X} は S_n ごとに行方向に並び替えられ，(5)式で示す拡張アレーベクトル \mathbf{Y} が得られる．

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{S}_0 \ \dots \ \mathbf{S}_n]^T \quad (5)$$

ここで \mathbf{S}_n は S_n ごとの信号成分が行方向に格納されたベクトルである．よって \mathbf{Y} に対応するアレー応答行列 $\mathbf{A}(\theta)$ を用いることにより θ が推定される．

$$\mathbf{B}(\theta) = \mathbf{A}(\theta)^H \mathbf{Y} \quad (6)$$

一般にアレーアンテナの角度分解能 $\delta\theta$ は，アンテナ開口長を L として(7)式で与えられる．

$$\delta\theta = \frac{0.886 \cdot \lambda}{L} \quad (7)$$

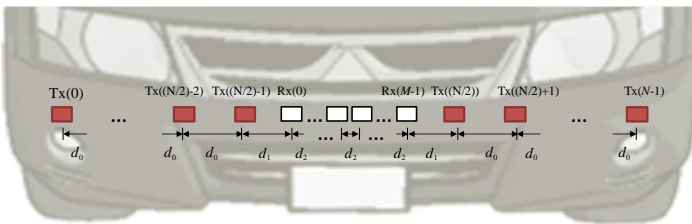


図1 マルチスタティック配置

以下，本稿では，マルチスタティック配置をしたアンテナ郡を MIMO(Multiple-Input and Multiple-Output)，そのうちの受信アレーに隣接する1つの送信アンテナのみの変調波を用いる場合を SIMO(Single-Input and Multiple-Output)と呼称する． $d_1 = d_2$ ， $d_0 = M d_2$ とする場合，MIMO，SIMO の等価開口長はそれぞれ(7)，(8)式で書ける．これより MIMO は SIMO に比べ開口長は N 倍になり，ビーム幅は(6)式より $1/N$ 倍になる．

$$L_{\text{simo}} = d_1 + (M-1)d_2 \quad (8)$$

$$L_{\text{mimo}} = 2\{d_1 + (M-1)d_2\} + (N-2)d_0 \quad (9)$$

3. マルチスタティック PC-HPRF

本章では2章にて説明したマルチスタティック配置に対して PC-HPRF(Phase coded-High Pulse Repetition Frequency)方式の適用を検討する．図2に提案するマルチスタティック PC-HPRF の送受信シーケンスを，図3に信号処理ブロック図を示す．

各送信アンテナ($\text{Tx}(n)$)ごとに異なる符号列を同時に送信し，1CPI(Coherent Pulse Interval)間に符号長 Np の符号で位相変調されたパルス M_s 周期 (1つの Tx から $Np \times M_s$ パルス) 繰り返し送信する．受信系($\text{Rx}(m)$)では選択した距離サンプル (レンジビンと呼ぶ) k に対し，まず各符号の周期方向に FFT を行い，ドップラ周波数推定処理を行う．その出力に対し Code 補正として送信符号列の複素共役を乗算し相関処理を行う．このとき後段の測角処理のために，(4)式で示したように $\text{Tx}(n)$ ごとの位相成分を抽出する必要があるため， $\text{Rx}(m)$ において $\text{Tx}(n)$ ごと，つまり N 回の相関処理を行うことになる．ここで乗算する符号以外の符号列は以外の符号列は干渉源として存在するため，

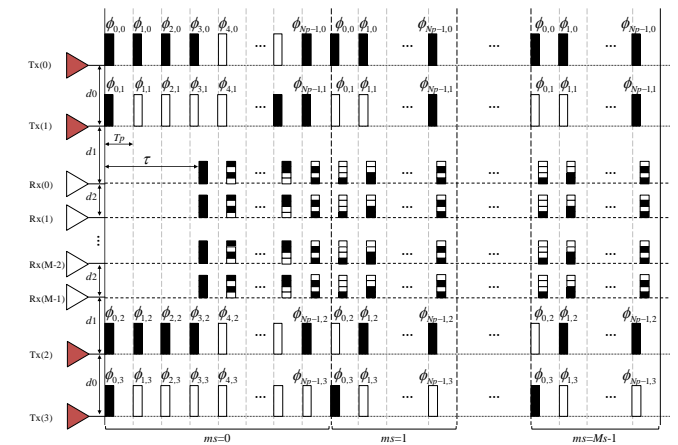


図2 送受信シーケンス(ex:Tx=4)

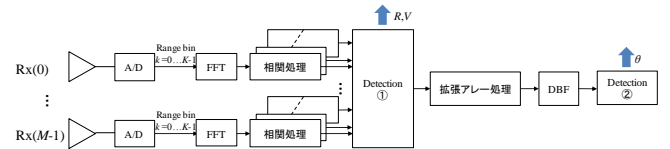


図3 信号処理ブロック図

送信符号列は相互相関特性が良い必要がある．そのような符号として通信分野（CDMA：Code Division Multiple Access, 符号分割多元接続）で主に用いられる PN (Pseudo-Noise) 符号の一種であり M 系列の派生である Gold 符号が報告されている [5]．これより本稿では送信符号列として Gold 符号を採用する．

以下, 点目標 (距離 R , 相対速度 V , 角度 θ) に対するマルチスタティック PC-HPRF の測速・測距・測角処理を示す．

3.1. パルス間周期符号変調

各送信アンテナ ($T_x(n)$) ごとに Gold 符号列を同時に送信することとし, 1CPI 間に符号長 N_p の符号で位相変調されたパルス (1 パルスあたり 1 つの符号を割当てる) を M_s 周期 (1 つの T_x から $N_p \times M_s$ パルス) 繰り返し送信する．

符号変調した送信パルスは送信周波数 f の搬送波とミキシングする．送信パルスの送信開始時刻を $t = 0$ とし, 振幅を 1 とした $T_x(n)$ の送信信号は,

$$S_n(t, np) = \begin{cases} \exp[2\pi j(ft)] \cdot u(np, n) & : Tp \cdot np \leq t \leq Tp \cdot np + Tw \\ 0 & : Tp \cdot np + Tw \leq t \leq Tp \cdot np + Tp \end{cases} \quad (10)$$

と書かれる．ここで Tw は送信パルス幅, Tp は PRI である．このとき位相変調部 $u(np, n)$ は $T_x(n)$ から送信される Gold 符号を表し, Gold 符号生成時に基にしたプリファード M 系列を $M1(np)$, $M2(np)$ として (11), (12) 式で示される．

$$u(np, n) = \exp[j\phi_{np, n}] \quad (11)$$

$$\phi_{np, n} = \text{mod}\{[M1(np)M2(np + l_n)], 2\} \quad (12)$$

ここで l_n はシフトパラメータ ($=0 \dots N_p-1$), $\text{mod}(A, B)$ は A を B で除算した余りを返す関数である．

3.2. 計測信号

$T_x(n)$ から放射された送信信号は目標で反射し, 時間遅延 $\tau(m, n)$ を経て $R_x(m)$ へと入射する．その時間遅延 $\tau(m, n)$ が $Tp < \tau(m, n) < N_p Tp$ を満たすとき,

$$r_{m, n}(t, np) = \exp[2\pi j\{f + fd\}t - f\tau(m, n)] \cdot u(np - Td, n) \quad (13)$$

$$: Tp \cdot np + \tau \leq t \leq Tp \cdot np + \tau + Tw$$

$$= 0 : Tp \cdot np + \tau + Tw < t \leq Tp \cdot np + \tau + Tp$$

と表される． Td は時間遅延 $\tau(m, n)$ に依存した PRI 遅延数を示し, 整数値でありその最大値は N_p-1 である．またドップラ周波数 $fd = 2vf/c$, v は目標相対速度, c は光速をそれぞれ表す．ここで目標は十分遠方に存在しているとし, 各 R_x に入射した信号の fd および Td は同一になるとしている．これらは周波数 f のローカル信号によりミキシングされ, A/D 変換器を経て計測信号が得られる．

送信開始時間 $t = 0$ を基準に図 4 に示すように PRI 内におけるサンプル間隔 ΔT の距離サンプルをレンジ

ビン k ($=0, 1, \dots, K-1$) とする．これより $R_x(m)$ においてレンジビン k ごとに $N_p \cdot M_s$ のサンプルデータが得られる．ここで目標を含むレンジビンを k' ($k' \leq \Delta T \cdot K-1$) とし, これを基準とした時間を

$$t = Tp \cdot np + Tp \cdot N_p \cdot ms + k' + \Delta T \quad (14)$$

とおくと, レンジビン k' における $T_x(n)$ から送信され $R_x(m)$ で受信される計測信号は,

$$r_0(m, n, np, ms) = \exp[2\pi j\{fd(Tp \cdot np + Tp \cdot N_p \cdot ms + k' + \Delta T) - f\tau(m, n)\}] \cdot u(np - Td, n) \quad (15)$$

と表される．各 T_x は送信タイミングが同時であるため (15) 式より $R_x(m)$ の計測信号は

$$r(m, n, np, ms) = \sum_n^{N-1} r_0(m, n, np, ms) \quad (16)$$

で表される．

3.3. PRI 遅延推定法 (測速・測距処理)

まず (16) 式に示したレンジビン毎に得られる計測信号に対し, 図 5 に示すように各 np に対し繰り返し方向 (ms 方向) に FFT を行う．

$$F(m, np, ms') = \sum_{ms}^{M_s-1} [r(m, np, ms) \exp\{-2\pi j(\frac{ms}{M_s} ms')\}] \quad (17)$$

このとき (18) 式に示す観測時間 $T_c (=Tp \cdot N_p \cdot M_s)$ により決定される周波数分解能 δf で分けられた (17) 式に

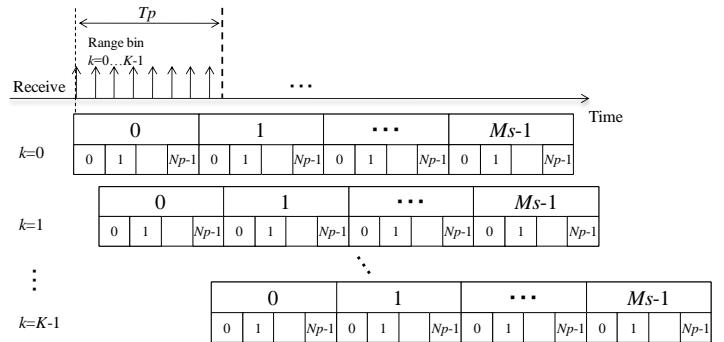


図 4 受信シーケンス

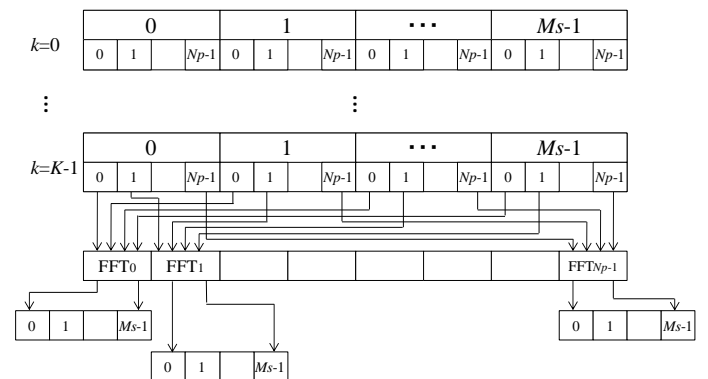


図 5 FFT 処理

示す M_s 個のドップラ周波数ビンを有する出力が符号長に対応する N_p 個得られる。

$$\delta f = \frac{1}{Tc} = \frac{1}{T_p \cdot N_p \cdot M_s} \quad (18)$$

これを各 R_x 毎に行い M 個の出力を得る。ここである np に対する ms 方向のサンプリング信号は、符号による位相変調部

$$U(m, np, ms) = \sum_{n=0}^{N-1} u(np - Td, n) \quad (19)$$

が同位相となることから、目標相対速度に相当するドップラ周波数ビンではコヒーレント積分となりピークとしてドップラ周波数が得られる。

次にドップラ周波数ビン毎の出力(17)式に対して、参照信号 $u(np, n)$ を n 毎に乗算し相関処理(20)式を行う。

$$R_{cc}(m, n, np', ms') = \sum_{np=0}^{N_p-1} [F(m, np, ms') \cdot u(np - np', n)] \quad (20)$$

ここで $np' (=0, 1 \dots N_p-1)$ は参照信号を np 方向にシフトさせるパラメータであり PRI 遅延ビンとなる。 $np' = Td$ となるときコヒーレント積分となり、PRI 遅延数 Td に依存した周波数を有する自己相関のスペクトルが得られる。このとき乗算した参照信号として選択した符号列以外による位相部分は相互相関になり、Gold 符号の相互相関特性により拡散雑音となる。得られたピークのドップラ周波数ビン(= D_s)より(21)式より目標相対速度を、PRI 遅延ビン $np' (=Td)$ より(22)式に示すように距離加算することにより目標相対距離を得る。

$$V = \left(D_s - \frac{M_s}{2} \right) \frac{1}{2T_p \cdot N_p \cdot M_s} \cdot \frac{c}{f} \quad (21)$$

$$R = \frac{c(k' \cdot \Delta T + Td \cdot T_p)}{2} \quad (22)$$

以上の処理を各 R_x で $n=0, 1, \dots, N-1$ まで行い、 $M \cdot N$ 個のドップラ周波数-PRI 遅延の周波数スペクトルが得られる。

3.4. 拡張アレー処理・DBF (測角処理)

相関処理(20)式により得られた $M \cdot N$ 個の周波数スペクトルの目標相対速度・距離に相当する(D_s, Td)を用いて測角の前処理として拡張アレー処理を行う。(5), (20)式より

$$Y = Y_{n, M+m} = R_{cc}(m, n, Td, D_s) = \exp\{-2\pi j f \tau(m, n)\} \quad (23)$$

で表される計測ベクトル Y を得る。ここで測角処理に関係のない fd の項は省略した。目標が十分遠方にある場合、 $\tau(0, \{N/2\}-1)$ を基準とする位相差 $\Delta\tau(m, n)$ を用いて到来角 θ は(24)式に近似される。

$$\frac{X(m, n) \cdot f}{c} \sin(\theta) \approx \Delta\tau(m, n) \quad (24)$$

ここで $X(m, n)$ は(4)式で与えられている。 Y に対応するアレー応答行列 $A(\theta)$ を用いて DBF(Digital beam former, (6)式)処理を行うことにより目標相対角が得られる。

以上より、提案するマルチスタティック PC-HPRF の送信シーケンスおよび信号処理法にて目標相対速度、距離、到来角を一連の処理にて推定されることが期待される。

4. 計算機シミュレーション

本章では、計算機シミュレーションにて提案手法の原理および有効性を検証するために、以下の2つの項目から評価を行った。

4.1. 移動1目標に対する機能確認

4.2. 近接2目標に対する目標分離性能確認

各項目において共通するレーダパラメータを表1に、期待性能を表2に示す。このとき、送信パルス幅 2 nsec に対して PRI は 8 nsec とする。また使用する符号は Gold 符号とし、Gold 符号生成時の制約からその符号長 N_p は 511 とし、繰り返し回数 M_s は 8192 とする。このとき1つの T_x から送信された ICPI における総パルス数 4186112 に対して、推定可能な遅延 PRI 数は 511 であり、表2に示すように最大インストルメント距離は 613.2 m となる。このときサンプリング周波数は、オーバーサンプルを 2(1 GHz)とし、レンジビンの間隔は 1 nsec(0.15 m)間隔、レンジビン数は 8 となる。

アンテナ配置は $M=16$, $N=6$ として図1および(1)(2)式より設定し、このとき等価開口長は 0.29 m となり、

表1 レーダパラメータ

送信周波数	79 GHz
受信アレー数	16
送信アンテナ数	6
PRI	8 nsec
パルス幅	2 nsec
周波数帯域幅	500 MHz
サンプリング周波数	1 GHz
符号長	511
周期数	8192
観測時間	33 msec

表2 期待性能

距離分解能	0.3 m
PRI による最大インストルメント距離	1.2 m
符号長による最大インストルメント距離	613.2 m
速度分解能	0.20 km/h
速度視野	836.0 km/h
角度分解能	0.67 deg

角度分解能は(7)式より 0.67 deg となることが期待される。また各項目において目標は点目標でレーダに近く速度を正とし、雑音はガウス雑音を与えた。

4.1.移動 1 目標に対する機能確認

入力 S/N 比を 0~-50dB と変化させて移動 1 目標に対する機能確認を行った。表 3 に目標条件を示す。

レンジビン $k=0$ に対する(20)式で示した相関処理後に n 毎の相関処理出力をインコヒーレント積分した出力を、 $R_x(0)$ を代表として図 6 に示す。以降本稿では、出力を示す図の縦軸は設定した目標の最大振幅で規格化した相対振幅[dB]を表す。図 6 の目標設定値に相当するピークに対してドップラビン(x)方向に着目したとき、S/N は各条件においてそれぞれ、65dB、55dB、45dB、35dB、25dB、15dB となり、これらは送信パルス数 4186112 より期待される S/N 改善 66dB および FFT 処理時に Hamming 窓を適用したことによる損失 1dB を考慮すれば、各条件において与えた入力 S/N 比から理論値と一致する。

次にピークに対して PRI 遅延ビン(y)方向に着目したとき、入力 S/N 比が 0~-40dB においてサイドローブ

表 3 目標条件

相対速度	50 km/h
距離	60 m
到来角	10 deg
入力 S/N 比	0 ~ -50 dB

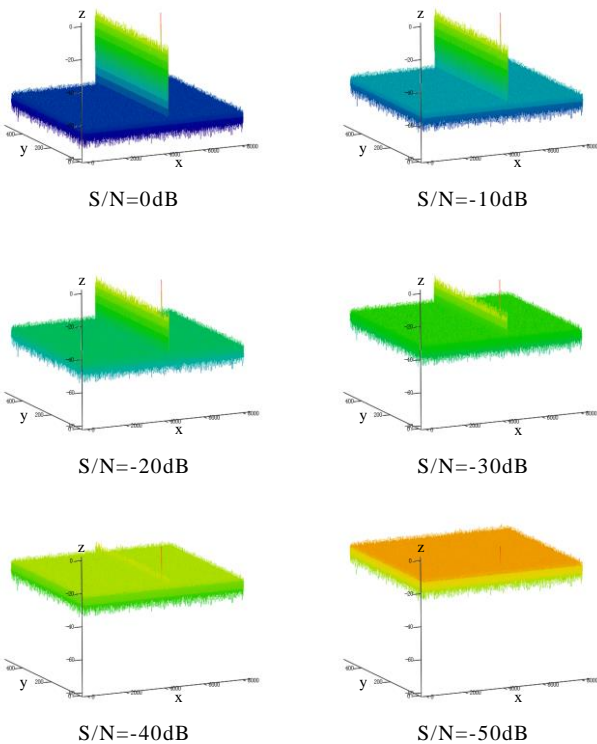


図 6 相関処理結果 (インコヒーレント積分後)
(x 軸:ドップラビン, y 軸:PRI 遅延ビン, z 軸:相対振幅[dB])

が約-20dB 程度となっている。これは Gold 符号の相互相関によるサイドローブの上限値に依存しており、その値は符号長 $N_p=2^p-1$ により決まる[5]。符号長 511 の場合、上限値は理論値では-23dB となるが、受信時において複数の Gold 符号が加算されているために、1つの符号列の振幅値が相対的に小さくなることや、採用する符号列の組み合わせにより特性の劣化が生じている。また入力 S/N 比=-50dB においてはサイドローブがノイズフロアに埋もれている。これより n 毎の相関処理出力をインコヒーレント積分することで、拡散雑音の分散を抑えた出力に対し速度、距離の推定を行う。

以上の相関処理で得られた $M \cdot N$ 個の出力スペクトルの同一ピークに対して(23)式の拡張アレー処理を行い、(6)式で示した DBF 処理後の出力を図 7 に示し、図 6 および図 7 より推定される速度・距離・角度を表 4 に示す。図 7 において雑音の影響が入力 S/N 比が-40、-50dB のときに雑音の影響が出力に顕著に現れている。各条件においてビーム幅 (3dB ダウン) は期待される 0.66deg となり、マルチスタティック配置にすることにより等価開口長の拡張がなされていることが確認され

表 4 推定結果

入力 S/N 比[dB]	0	-10	-20	-30	-40	-50
推定速度[km/h]	50	50	50	50	50	50
推定距離[m]	60	60	60	60	60	60
推定角度[deg]	10	10	10	10	10	9.99

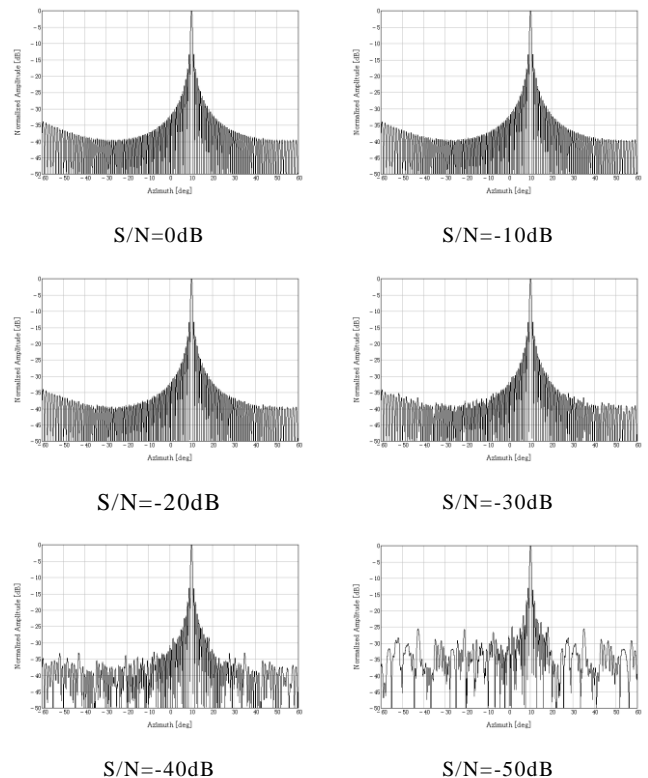


図 7 DBF 結果
(横軸:アジマス角[deg], 縦軸:相対振幅[dB])

る。また表4の推定結果より各条件において設定した目標相対速度・距離・角度が得られており、マルチスタティック配置とPC-HPRFを組み合わせた提案法は一連の処理にて測速、測距、測角が可能であること、また高いS/N改善能力を有することが確認された。

4.2 近接2目標に対する目標分離性能確認

表5に示すように目標条件は、同一レンジビン上かつ同一のドップラビン、PRI遅延ビンに2目標S1, S2が存在するとし、入力S/N比は目標S1, S2共に0dBとして、近接2目標に対する分離性能の確認を行った。目標S1は静止、目標S2は自レーダ前方を横切るような目標を設定している。自レーダは、その位置をxy座標平面上の原点(0,0)とし、また速度ベクトル(Vx,Vy)=(0 km/h, 50 km/h)をもって移動しているとする。

設定した目標の存在するレンジビンk=2に対して処理を行い、拡張アレー処理を適用して得られたDBF処理後の出力をMIMO、適用せずにTx(2)の送信符号列で相関処理を行った出力のみに対してアレーを作成しDBFを処理をした出力をSIMOとして図8に示す。このときの相関処理後の出力結果は省略するが、設定値に応じた1つのピークが得られている。

図8において、MIMOでは信号間のサイドローブの影響により推定値がS1に対して-4.39deg, S2に対して-2.77degと設定値とのずれが生じているが2目標の分離が期待される。一方SIMOでは角度での分離ができ

表5 目標条件

目標	S1	S2
速度ベクトル(Vx[km/h],Vy[km/h])	(0,0)	(4,0.3)
相対速度[km/h]	49.86	49.84
相対座標(x[m],y[m])	(-3,40)	(-2,40)
距離	40.11	40.05
到来角	-4.29	-2.86
入力S/N比	0	0

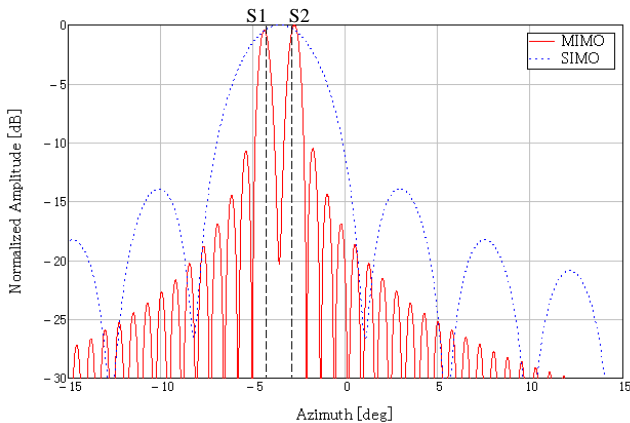


図8 DBF結果

(横軸：アジマス角, 縦軸：相対振幅[dB])

ていない。また推定速度は49.8km/h, 推定距離は40.2mとなる。自レーダが移動しているとき、観測される静止物の相対速度 $V_{stationary}$ は、自レーダの速度ベクトル (V_x, V_y) と到来角 θ を用いて(25)式で与えられる。

$$V_{stationary} = V_x \sin(\theta) + V_y \cos(\theta) \quad (25)$$

実際に推定される目標相対速度 V は、速度分解能 δV に依存しているため、ここで自レーダの速度ベクトルが既知であるとき、角度毎の静止物の相対速度が推定可能ならば、高距離、速度、角度分解能が期待される提案法は(26)式に示す速度分解能をゲートとする静止物判定処理が適用できる。

$$V_{stationary} - \eta \cdot \delta V \leq V \leq V_{stationary} + \eta \cdot \delta V \quad (26)$$

ここで η はゲート幅を決める変数であり $0 < \eta \leq 0.5$ である。推定した目標相対速度に対して(26)式が成立する場合、その目標は静止物と判定する。 $0.25 < \eta \leq 0.5$ のとき、S1を静止物、S2を移動物と判定した。以上のように、検知情報に対し静止物判定処理を適用することで、複数の観測時間を用いて追尾フィルタ等の適用をせずに、静止物と移動物の判定が期待される。

5. むすび

本稿では、79GHz帯での運用を想定した車載マルチスタティックレーダに対し、送信シーケンスとしてPC-HPRF方式の適用を考え、目標距離・速度・角度を一連の処理にて推定する信号処理法の提案を行い、計算機シミュレーションにて提案法の有効性を検証した。

計算機シミュレーションにより提案法はマルチスタティック配置とPC-HPRFを組み合わせることで角度分解能の向上し、高いS/N改善能力を有しながら、一連の処理にて測速、測距、測角が可能であることを確認した。今後、提案法の実験的検証を行うため、要求性能に合わせてハードウェアの構築を検討していく。

文 献

- [1] 稲葉孝之, 荒木純道, “サーキュレータとスイッチを組み合わせた合成開口レーダアンテナ構成法”, 信学論 (B), vol.J86-B, no.11, pp.2423-2427, Nov.2003.
- [2] 山下遼, 新田大輔, 秋田学, 稲葉敬之, “車載レーダを想定したマルチスタティック配置に関する一検討”, 信学ソ大, B-2-30, Sep.2013.
- [3] 高橋慶, 青柳靖, “26 GHz 帯車載 UWB (Ultra Wide-Band) レーダの開発”, 古河電工時報 第125号, fj125_06, Feb.2010.
- [4] Masato Watanabe, Manabu Akita, Takayuki Inaba, "Long Range Detection of UWB Radar using Interpulse Cyclic Phase Code", 2013 Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), Sep.2013
- [5] 横山光雄, “スペクトル拡散通信システム”, 科学技術出版, pp377-453, Apr.1996.