

特集 高分解アルゴリズムを用いた車載ミリ波レーダ*

Automotive Radar with High-resolution Algorithm

三宅康之

Yasuyuki MIYAKE

渡邊 優

Yuu WATANABE

夏目一馬

Kazuma NATSUME

This paper proposes a novel signal processing technique for automotive radar. This new technique is based on a multiple signal classification (MUSIC) algorithm, which is a high-resolution algorithm. Introducing a time averaging and spatial smoothing technique into the MUSIC algorithm was found to improve the azimuth resolution. This is due to the increase in the effective number of snapshots. We applied this in a real-time millimeter-wave radar system for estimating target position. Despite a limited number of snapshots, the target recognition performance was improved. This technique is especially effective when objects in front of the host vehicle are moving side by side.

Key words: MUSIC, Spatial smoothing, Time averaging

1. まえがき

自動車の安全運転を支援する目的で、これまでにレーザーレーダ、ミリ波レーダ、画像センサなど様々なセンサが提案・商品化されてきた。中でもミリ波レーダは雨、霧、雪といった天候によってその性能が劣化しにくく、Fig. 1に示すような衝突緩和システムへの応用が期待されている。衝突緩和システムは車両に搭載したミリ波レーダを用いて前方車両との距離、相対速度を検出し、検出した車両との衝突が回避できないと判断した場合、自動的にシートベルトを巻き上げたり、ブレーキを動作させることによって乗員の怪我を軽減するシステムである。

ところで、現状のミリ波レーダは他のセンサと比較して価格が高く、主に高級車のオプションとして設定されている。つまり、ミリ波レーダを小型車まで普及

させるためには、センサの小型・低コスト化が必須技術となる。我々が開発したレーダは受信アンテナとしてアレーアンテナを採用しており、それぞれのアンテナ素子に入力する信号の位相差を検出することによって物標の方位を推定している¹⁾²⁾。この場合、単純にアレーアンテナのアンテナ素子数を減らせばアンテナ開口面が小さくなり、センサを小型化することができる。また、それにともなってアンテナ素子に入力した信号を受信するミリ波回路の数も低減できるため、低コスト化にもつながる。しかしながら、我々のレーダはアンテナ素子に入力した信号に対してデジタル的なウェイトを掛け合わせ、アレーアンテナからの出力電力が最大となるようにウェイトを調整するBeam Forming (BF)法を用いて方位検出を行なっている。そのため、Fig. 2の上部に示すようにアンテナ素子数を減らすことによって、アンテナ指向性のビーム半値角が広がり、物標の方位分離性能が劣化する。これに対して同図の下部に示すように半値角の狭いアンテナのヌル点を利

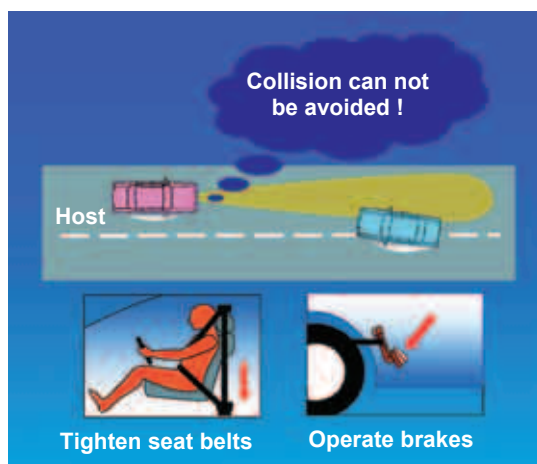


Fig. 1 Collision mitigation system

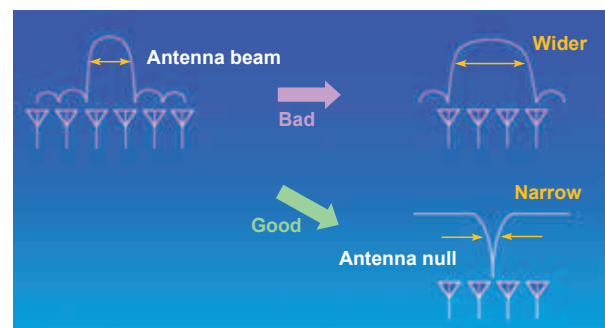


Fig. 2 Decreasing number of antenna elements

*2007年1月11日 原稿受理

用した高分解能アルゴリズムを導入すれば、アンテナ素子数を減らした場合でも、分離能に関してBF法を用いた従来法と比較して優位性を持つ可能性がある。

そこで本稿ではミリ波センサの小型・低コスト化を図るため、高分解能アルゴリズムの一つであるMultiple Signal Classification (MUSIC)アルゴリズム³⁾を用いて物標の方位検出を行なった場合のミリ波レーダの性能について言及する。

2. Multiple Signal Classification アルゴリズム

前章で述べたように我々はミリ波センサの小型・低コスト化をねらい、高分解能アルゴリズムの一つであるMUSICアルゴリズムを物標の方位検出手法として導入することを考えた。この章ではMUSICアルゴリズムによる方位検出原理について簡単に説明する。今、Fig. 3のようにアレーアンテナのアンテナ素子数を K 、それぞれのアンテナ素子に入力するデータベクトル \mathbf{x} 、ウェイトベクトル \mathbf{w} を、

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_K]^H \quad (1)$$

$$\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_K]^H \quad (2)$$

とすれば、アレーアンテナから出力する電力 P_{out} は、

$$P_{out} = \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \quad (3)$$

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^H] \quad (4)$$

と与えられる。ただし、 H は複素共役転置操作、 $E[\cdot]$ は期待値、 \mathbf{R}_{xx} は自己相関行列を示す。今、サンプル数

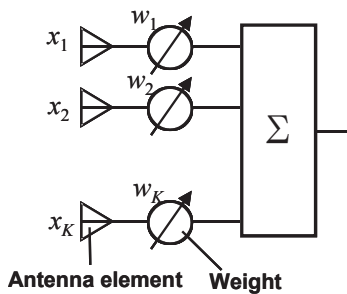


Fig. 3 Configuration of receiving antenna

を N （以下でスナップショット数と呼ぶ）とすれば、自己相関行列 \mathbf{R}_{xx} は、

$$\mathbf{R}_{xx} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^H \quad (5)$$

と表すことができる。MUSICのような高分解能アルゴリズムでは到来波方向にアンテナのヌル点に向けるため、アレーアンテナからの出力電力 P_{out} は最小値を取る。つまり、(3)式が最小となるようにウェイトベクトル \mathbf{w} を決定する。今、ウェイトベクトルのノルムが1、つまり、 $\mathbf{w}^H \mathbf{w} = 1$ という条件を付け加えると、(3)式の最小化はラグランジュの未定係数法によって、

$$\mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_i = \lambda_i \mathbf{w}_i \quad (6)$$

と与えられる固有値問題に帰着できる。ただし、 λ_i は \mathbf{R}_{xx} の固有値、 \mathbf{w}_i は固有ベクトルを表す。 \mathbf{R}_{xx} はエルミート行列であるため、(6)式は K 個の非負の固有値を持つことが証明できるが、今、それら K 個の固有値を $\lambda_i (i=1, 2, \dots, K)$ とすると、それらは、

$$\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \dots = \lambda_K = \sigma^2 \quad (7)$$

という関係を満たす。ただし、 σ^2 は雑音電力密度、 L は到来波数を示す。また、これらの固有値に対応する固有ベクトルは、対応する固有値の値が σ^2 と等しいか、そうでないかによって $\mathbf{w}_i (i=1, 2, \dots, L)$ と $\mathbf{w}_i (i=L+1, L+2, \dots, K)$ に分けられ、前者の固有ベクトルから構成される行列を信号部分空間行列 \mathbf{E}_S 、後者の固有ベクトルから構成される行列を雑音部分空間行列 \mathbf{E}_N として、

$$\mathbf{E}_S = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_L] \quad (8)$$

$$\mathbf{E}_N = [\mathbf{w}_{L+1}, \mathbf{w}_{L+2}, \dots, \mathbf{w}_K] \quad (9)$$

のように定義すると、それらは、互いに直交補空間をなし、

$$\mathbf{E}_S \mathbf{E}_S^H + \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H = \mathbf{I} \quad (10)$$

の関係を満たす。一方、データベクトル \mathbf{x} は、ステアリングベクトル $\mathbf{a}(\mu_i)$ から成る方向行列 \mathbf{A} 、信号ベクトル \mathbf{s} 、雑音ベクトル \mathbf{n} を用いて、

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (11)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\mu_1), \dots, \mathbf{a}(\mu_L)] \quad (12)$$

$$\mathbf{a}(\mu_l) = [1, e^{-j\mu_l}, \dots, e^{-j(K-1)\mu_l}]^T \quad (13)$$

$$\mu_l = \frac{2\pi d \sin \theta_l}{\lambda} \quad (14)$$

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_L]^T \quad (15)$$

と表すことができる。ただし、 λ は搬送波の波長、 d はアンテナ間隔、 s_l は到来波の複素振幅を表す。今、(4)式に(11)式を代入すると、相関行列 \mathbf{R}_{xx} は、

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (16)$$

と表現できる。ただし、 $\mathbf{S} = \mathbf{E}[s_l s_l^H]$ は信号相関行列、 \mathbf{I} は単位行列を表す。さらに(6)式に(16)式を代入することによって、

$$\mathbf{a}^H(\mu_l) \mathbf{w}_i = 0 \quad (l=1, \dots, L; i=L+1, \dots, K) \quad (17)$$

の関係を導くことができる。(17)式はステアリングベクトルが到来波方向を向いた場合に雑音部分空間に属する固有ベクトルと直交することを意味している。(17)式の関係を用いてMUSICスペクトル P_{MUSIC} は、

$$P_{MUSIC}(\mu) = \frac{\mathbf{a}^H(\mu) \mathbf{a}(\mu)}{\mathbf{a}^H(\mu) \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(\mu)} \quad (18)$$

で与えられる。

3. 空間平均法と時間平均法

3.1 スナップショット数

(18)式で示したMUSICスペクトルは優れた方位分解性能を持つものの、その高分解性能を得るためには(5)式中のスナップショット数 N が十分大きい必要がある。Fig. 4にスナップショット数を変化させたときのMUSICスペクトルの変化をシミュレートした結果を示す。ただし、横軸には方位 ($^\circ$)、縦軸にはスペクトル強度 (dB) をプロットした。また、到来波数は二つと仮定し、それぞれの到来方位を 0° と 2° 方向とした。スナップショット数が多くなればなるほど、方位分解能が向上し、スナップショット数が15回以上となるとはじめて、仮定した 0° と 2° 方向の到来波が

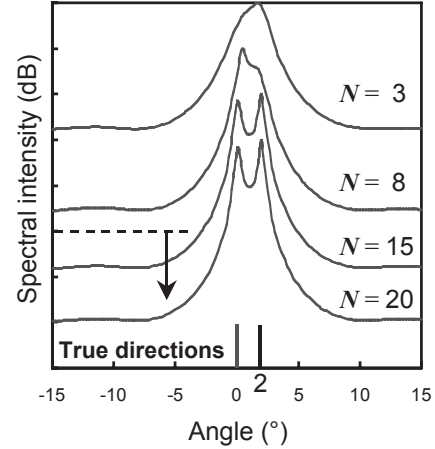


Fig. 4 MUSIC spectra with varying total number of snapshots (N)

分離可能となった。

これに対して、現実的には車載可能なマイコンの演算スピードやメモリ容量には限りがあり、特にレーダのようにリアルタイム動作をさせる必要があるシステムでは15回以上のスナップショット数を確保することができない。そこで我々はMUSICアルゴリズムに空間平均法と時間平均法を導入し、実効的なスナップショット数を増加することによって、同アルゴリズムを実際のレーダシステムに適用することを考えた。

3.2 空間平均法

我々は受信アンテナとしてアレーアンテナを適用しているが、その中でもとくにそれぞれのアンテナ素子の間隔が等しいユニフォーム・リニア・アレー(ULA)を採用している。このULAは中心対称性を持つため、位相の基準を中心の素子にとったステアリングベクトル \mathbf{a} が、アンテナ素子数を $K (=2M+1)$ とすると、

$$\mathbf{a} = [e^{-j\frac{M\mu}{2}}, \dots, 1, \dots, e^{j\frac{M\mu}{2}}] \quad (19)$$

と表現できる。この \mathbf{a} は以下の式で示すユニタリー行列によって、すべての要素が実数であるステアリングベクトル $\mathbf{d} (= \mathbf{Q}^H \mathbf{a})$ に変換できる。

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} I_M & \mathbf{0} & jI_M \\ \mathbf{0}^T & \sqrt{2} & \mathbf{0}^T \\ \Pi_M & \mathbf{0} & -j\Pi_M \end{pmatrix} \quad (20)$$

ただし,

$$\Pi_M = \begin{pmatrix} 0 & 0 \cdots 0 & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & & 0 \\ 1 & 0 \cdots 0 & 0 \end{pmatrix} \in R^{M \times M}. \quad (21)$$

今, 相関行列 R_{xx} の左右からユニタリー行列 Q を乗じた行列を R_{yy} とすると, R_{yy} は(16)式を用いて,

$$\begin{aligned} R_{yy} &= Q^H R_{xx} Q \\ &= Q^H (ASA^H + \sigma^2 I) Q \\ &= DSD^H + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (22)$$

と変形できる. ただし, $D=Q^H A$ で, すべての要素が実数である実数方向行列を示す. 到来波が互いに無相関であることを仮定すれば(22)式の右辺は実数となるため, 左辺の R_{yy} もまた実数となる. 逆に言えば, 到来波が相関性を持つ場合に R_{yy} の実数部を用いることによって, 信号相関行列のランクが回復し, 到来波を分離することができる.⁴⁾ また, ユニタリー変換はULAの対称軸を中心に左右を反転したアンテナから得られる相関行列を平均する効果を持つため, 実効的なスナップショット数が増加し, 方位分離性能が向上する. さらに R_{yy} が実行列となるため, MUSICスペクトルを算出する際の計算時間を大幅に短縮することができる. これはリアルタイム動作が必要なミリ波レーダにとって大きな利点となる.

3.3 時間平均法

次に我々はMUSICスペクトルの方位分解能のさらなる向上をねらい, 検出した物標方位がレーダの更新周期内で大きく変化しないことを仮定し, 次式のように前サイクルの相関行列情報を今サイクルデータに加えることによって実効的なスナップショット数を増加させることを考えた. 今, 前サイクルで算出した相関行列を $R_{yy}(t-1)$ とすれば, 今サイクルの相関行列 $R_{yy}(t)$ を,

$$R_{yy}(t) = \alpha R_{yy}(t-1) + \frac{(1-\alpha)}{N} \text{Re} \left\{ \sum_{i=1}^N Q^H x_i x_i^H Q \right\} \quad (23)$$

で定義する. ただし, α は $0 < \alpha < 1$ の値を取る忘却係数を表し, $\text{Re}\{\}$ は $\{\}$ 内の実数をとる. Fig. 5に $N = 3$

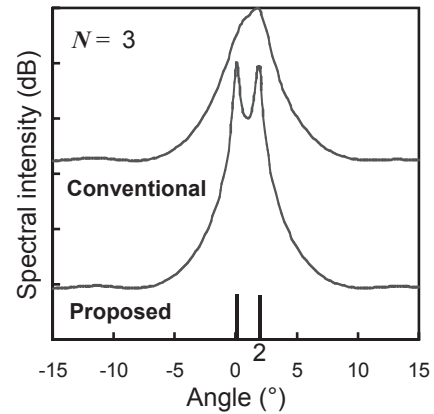


Fig. 5 MUSIC spectra with proposed and conventional method

の場合について空間平均法と時間平均法を導入した(23)式に基づく提案手法と, (5)式に基づく通常手法を用いて相関行列を計算したときのMUSICスペクトルを示す. 通常手法を用いた場合, 0° と 2° 方向に仮定した到来波を分離できていないのに対して, 提案手法を用いた場合, スナップショット数が同じであるにもかかわらず, 到来波を分離できている. この計算結果は提案手法を用いることによって実効的なスナップショット数が増加し, MUSICスペクトルの方位分離能が向上したことを示している.

4. 結果

4.1 レーダイメージ

この章では前章までに説明した空間平均法と時間平均法を用いたMUSICアルゴリズムを実際のミリ波レーダシステムに実装したときの方位検出性能について言及する. Fig. 6にその上部の写真の状況において収集した反射波データからレーダイメージを算出した結果を示す. ここでレーダイメージとはFM-CWシステムの各ビート周波数に対してMUSICスペクトルを算出した強度グラフで, 横軸は反射波の方位, 縦軸はビート周波数を示している. データを収集した瞬間, 前方には2台の車両が見られ, 1台はレーダを搭載しているホスト車両と同一車線上(Vehicle 1), もう1台は隣接車線上(Vehicle 2)を走行している. Vehicle 1, Vehicle 2といった車両からの反射はレーダイメージ中, 丸で囲んだ部分に見られるスペクトルピークとして観測される. 一方, 防音壁やガードレールといった連続した構造物からの反射はレーダイメージ中, 左右に見られるような曲線として現れる. 同図右側に Vehicle 1 が走行している距離に対応したビート周波

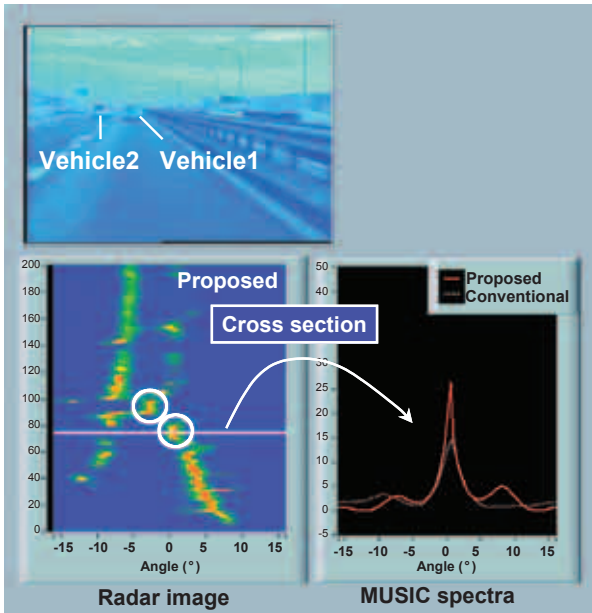


Fig. 6 Radar image at the moment corresponding to the upper photograph

数（レーダイメージ中に引いた直線部）において MUSIC スペクトルを算出した結果を示す。ただし、赤い実線は提案手法、白い破線は通常手法に基づいて計算した MUSIC スペクトルを表している。提案手法、通常手法とも MUSIC スペクトル中の 0° 方向にスペクトルピークが観測された。Vehicle 1 はホスト車両と同一車線上を走行しており、走行中の道路もほぼ直線であるため、反射波の到来方位は 0° 付近と予測できる。つまり、この状況下では両手法とも物標方位を正しく推定できている。

4.2 到来波数が増加したときの方位分離能

次に到来波数が増加した場合の方位検出性能について言及する。Fig. 7 の上部写真は Vehicle 1 と Vehicle 2 が同一距離において並走している瞬間を撮影したもので、下部にその瞬間に算出した MUSIC スペクトルを示した。Vehicle 1 と Vehicle 2 はホスト車両の約 50m 前方を並走しており、この状況下では同一車線上を走行している Vehicle 1 からの反射波到来方向は 0° 付近から、隣接車線上を走行している Vehicle 2 からの反射波到来方向は、車幅を 3.5m とすると、 -4° 付近からと予想される。提案手法を用いて算出した MUSIC スペクトルには二つのスペクトルピークが見られ、それらのピーク方位が 0° と -4° であることから、写真に示した実際の状況と合致していると言える。一方、

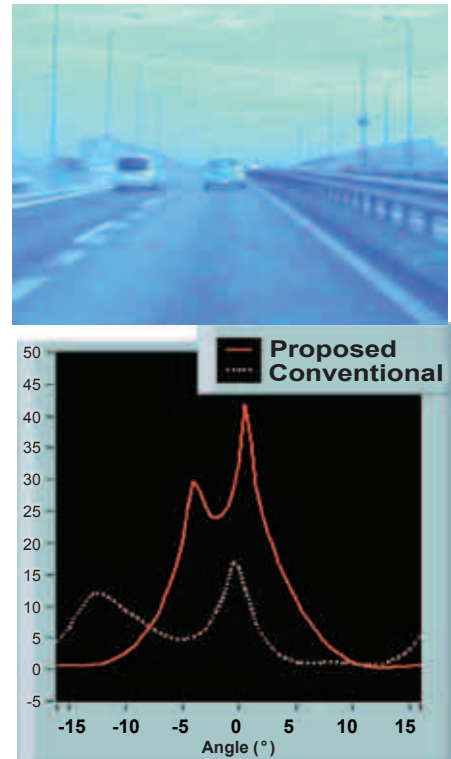


Fig. 7 MUSIC spectra when the Vehicle 1 and Vehicle 2 are moving side by side

通常手法を用いると、MUSIC スペクトル中に二つのピークが見られるものの、それらが示す方位は前方を走行している 2 台の車両方位と合致しない。この結果は実効的なスナップショット数が少ないことが原因と考えられるが、この違いは、Fig. 6 の結果も踏まえて考えると、前方車両が並走しているときなど、特に到来波数が増加した際に顕著に表れる。

最後に、提案手法を導入した MUSIC アルゴリズムを用いて物標認識を行った結果について説明する。Fig. 8 は提案手法と通常手法を用いて、ある時間内に Vehicle 1 と Vehicle 2 の認識を試みた結果を示し、その時間内に認識できたすべての物標位置をプロットした。ただし、縦軸は物標までの距離、横軸は横位置を示す。

提案手法を用いた場合、Vehicle 2 が Vehicle 1 の横を通過する様子がトラッキングできているのに対して、通常手法を用いると同一車線上を走行している Vehicle 1 は常に認識できているものの、Vehicle 2 については Vehicle 1 を通過する手前の地点でロストしている。これは Fig. 7 に示したように Vehicle 1 と Vehicle 2 が並走状態にある場合、その距離における到来波数が増加するために、実効的なスナップショット

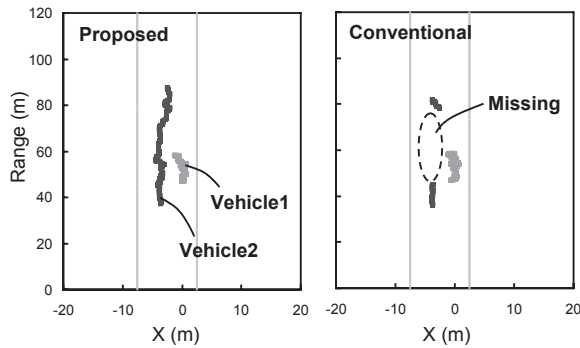


Fig. 8 Target recognition results when the Vehicle 2 is passing the Vehicle 1

ト数が少ない通常手法では隣接車線を走行する Vehicle 2 方向にスペクトルピークを算出することができなかったことに原因があると考えられる。

5. むすび

我々はミリ波レーダの小型・低コスト化を図るため、高分解アルゴリズムの一つであるMUSICアルゴリズムを物標の方位検出手法として導入した。MUSICアルゴリズムを用いて高分解性能を得るには、ある程度のスナップショット数を確保する必要があるため、これまでリアルタイム動作が必要なミリ波レーダへの適用が困難であった。我々は空間平均法と時間平均法を導入した新しい手法を提案することによって、実効的なスナップショット数を増加するとともに計算時間を短縮し、MUSICアルゴリズムのミリ波レ

ーダシステムへの実装を可能とした。

また、提案手法を実際のレーダシステムに導入することによって、特に到来波数が多い状況においてレーダ性能の向上を確認した。最後に本稿による技術が天候・昼夜といった環境によってその性能が左右されないロバストなミリ波センサの高精度化・低コスト化に貢献し、安全運転支援システムの小型車への普及を加速することを期待する。

<参考文献>

- 1) Y. Miyake, Y. Sakuma, K. Natsume, and N. Kikuma, "Radar image using subspace tracking based high-resolution algorithm for road-edge detection", Proceedings of the 12th ITS World Congress (San Francisco), Nov. (2005).
- 2) Y. Miyake, Y. Watanabe, and K. Natsume, "Automotive Radar with High-resolution Algorithm", Proceedings of the 13th ITS World Congress (London), Oct. (2006).
- 3) R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," IEEE Trans. Antennas Propagat., 34 (3), March (1986), pp. 276-280.
- 4) N. Kikuma, "Adaptive Signal Processing with Array Antenna (in Japanese)", Tokyo, Japan: Science and Technology Publishing Company, Nov. (1998).



<著者>



三宅 康之
(みやけ やすゆき)
システム開発部
化合物半導体デバイスの研究、
ミリ波レーダの開発に従事



渡邊 優
(わたなべ ゆう)
システム開発部
ミリ波回路、ミリ波センサの
研究・開発に従事



夏目 一馬
(なつめ かずま)
システム開発部
車載センサ、ミリ波レーダの開発
に従事