

2次元多重MIMO方式を適用した3Dミリ波イメージングレーダ

Three-dimensional Scanning Millimeter-Wave Imaging Radar Applied of Two-dimensional Multiplexing MIMO

四方英邦

Hidekuni Yomo

由比智裕

Tomohiro Yui

岸上高明

Takaaki Kishigami

松岡昭彦

Akihiko Matsuoka

岩佐健太

Kenta Iwasa

佐藤潤二

Junji Sato

要 旨

先進運転支援向けセンサとして、視界不良環境でも性能劣化が少ないミリ波レーダが注目されている。水平および垂直の両方向に対して高い空間分解能を実現するため、複数のアンテナからの送信方法として、高速移動にも耐えうる独自の同時多重方式（符号領域とドップラ領域の2次元多重）を提案し、その有効性を示した。さらに、提案方式を採用した試作装置に、レーダの移動に伴って得られる蓄積情報を統計処理する、占有グリッドマッピング（OGM）技術を適用することで、高精度な3Dイメージングマップの生成が可能となった。

Abstract

Millimeter-wave radars are attracting attention as the sensors for advanced driving supporting systems. This is because they suffer very little deterioration in detection performance even in poor visibility. For realizing millimeter-wave radar with high spatial resolution in both horizontal and vertical directions, we proposed a unique simultaneous multiplex transmission method which has tolerant of high speed movement, as a transmission method from multiple antennas, and demonstrated its effectiveness. Furthermore, by applying the occupied grid mapping (OGM) technology that statistically processes the accumulated information obtained by radar movement to the developed prototype, a highly accurate 3D imaging map was generated successfully.

1. はじめに

近年、ミリ波レーダの先進運転支援システムへの適用が進んでいる。市街地での走行シーンでは、車両の他にも、レーダ信号の反射レベルが比較的小さい歩行者、自転車などの移動物に加え、さまざまな静止物も混在する。このような複雑な条件においても、確実に機能するミリ波レーダが求められている。従来の2Dレーダでは、垂直方向の情報が得られず、道路標識やマンホールなどを障害物として誤認識することが課題であった[1]。複雑な条件でも確実に機能するためには、垂直方向の角度も推定可能な3Dレーダが有利となる。

当社では、少ないアンテナ数でも対象物が位置する水平および垂直方向の角度を高精度に推定できる3Dレーダとして、送信および受信の双方に複数アンテナを配置するMIMO（Multi-Input Multi-Output）方式に、独自の不等間隔アンテナ配置を適応する技術を提案してきた[2]。縁石や子供などを区別するためにも、10 m先の物体の高さの違いを10 cm程度の精度が求められると仮定すると、垂直方向に1°の角度精度が必要となり、従来型の2Dレーダよりも多くのアンテナ数が必要となる。しかし、多数のアンテナを時間的に切り替えて送信する一般的な方法では、相対速度が速い物体の検出が困難であった。

この課題に対し、市街地の走行速度に耐えうる相対速度まで検出可能な同時多重方式を提案し、その有効性を試作装置により検証してきた[3]。提案方式により、多数

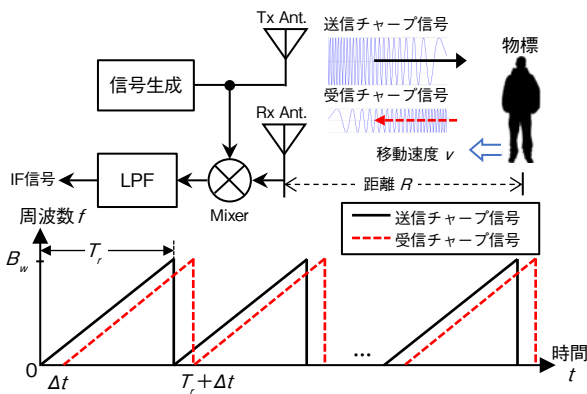
の送信アンテナを用いる構成が可能となり、イメージング性能が向上した。本稿では、提案方式の詳細を述べたうえで、レーダ移動に伴って得られる静止物からの反射信号の蓄積情報を統計処理する、占有グリッドマップ（Occupancy Grid Map：OGM）技術を適用し、高精度な3Dイメージングのマップを生成した検証結果を紹介する。

2. MIMOレーダシステム

2.1 レーダの測位原理

Fast chirp radar[4]の測位原理について第1図を用いて説明する。Fast chirp radarは時間とともに周波数が線形的に変化する周波数変調波（チャープ信号）を送信アンテナから送信周期 T_r で送信し、物標からの反射波を受信アンテナで受信する。受信信号はミキサにより送信信号と混合され、信号間の和と差の周波数成分が出力される。低域通過フィルタ（LPF）により、ミキサ出力から差の周波数成分（ビート信号）を抽出し、IF信号として出力する。ここでレーダから距離 R 離れた物標がレーダ方向に速度 v で移動する場合、時刻 $t = \Delta t (= 2R/c_0)$ で反射波が受信される。IF信号をFFT（Fast Fourier Transform）により周波数解析すると（1）式のビート周波数成分 f_b のビート信号が検出され、物標までの距離 R が求まる（ c_0 ：光速、 B_W ：周波数帯域幅）。

$$f_b = \frac{B_W}{T_r} \Delta t \quad \therefore R = \frac{c_0 T_r}{2 B_W} f_b \quad \dots \dots \dots (1)$$



第1図 Fast chirp radar system
Fig. 1 Fast chirp radar system

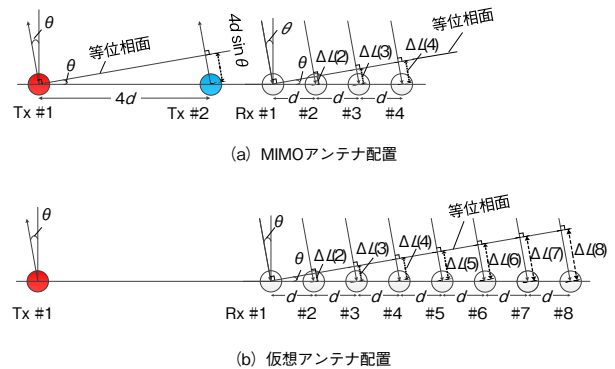
送信周期 T_r 経過後の時刻 $t=T_r+\Delta t$ で、物標は距離 $R-vT_r$ に移動する。Fast chirp radarは送信周期 T_r が100 μs 程度以下と送信時間間隔が短いため、受信反射波のビート信号の周波数の変化は無視できるが、(2)式に示す位相変動 $\Delta\phi(f_b)$ が検出される。ここで、 $\phi(f_b, t)$ は、時刻 t におけるビート周波数成分 f_b のビート信号の位相を表す。このような位相変動からドップラ周波数 $f_d (= \Delta\phi(f_b)/2\pi T_r)$ が検出され、物標の相対速度 $v (= f_d \lambda/2)$ が求まる (λ : 送信周波数の波長)。

$$\begin{aligned} \Delta\phi(f_b) &= \phi(f_b, T_r + \Delta t) - \phi(f_b, \Delta t) \\ &= \frac{4\pi(R - vT_r)}{\lambda} - \frac{4\pi R}{\lambda} \quad \therefore v = \frac{-\lambda \Delta\phi(f_b)}{4\pi T_r} = \frac{-f_d \lambda}{2} \quad (2) \end{aligned}$$

ドップラ周波数の検出は、同一距離に複数の物標がある場合も考慮して、ビート周波数成分ごとにFFTを用いて検出する。送信周期 T_r 間隔で位相変動が $|\Delta\phi(f_b)| > \pi$ となる相対速度の物標が含まれると、ドップラ周波数は一意に決定できず曖昧さが残る。このような曖昧さなく検出可能なドップラ周波数 f_d は、標本化定理より、 $-1/(2T_r) \leq f_d < 1/(2T_r)$ の範囲であり、この範囲での絶対値 $|f_d|$ の最大値(最大ドップラ周波数) f_{max} は $1/(2T_r)$ となる。従って、相対速度 v が速い物標を検出するには f_{max} を高める必要があり、位相変動を観測する時間間隔(例えば送信周期 T_r)を短縮する必要がある。

測角処理は、物標の反射波から検出されたビート周波数成分でのドップラ周波数成分位相がアンテナの位置により異なることを基に反射波の到来角を推定する。例えば第2図(a)のように間隔 d で並ぶ受信アンテナRx#1~#4に平面波となる反射波の到来角が θ 方向の場合、受信アンテナ間位相差 $\Delta\psi(s) = 2\pi\Delta L(s)/\lambda$ が生じる。ここで $\Delta L(s)$ はRx#1を基準としたRx# s の行路差であり、 $\Delta L(s) = (s-1)d\sin\theta$ である ($s=1, \dots, 4$)。受信アンテナ間位相差 $\Delta\psi(s)$ は到来角 θ に依存するため位相差を基に到来角 θ が求まる。

MIMOレーダは、送信アンテナTx#1に加え送信アンテナTx#2からも多重送信する。この場合、Tx#1を基準とするTx#2による行路差 $4d\sin\theta$ が加わるため、Tx#2分離受信時のRx# s の受信アンテナ間位相差は $\Delta\psi(s+4)$ となる。このような行路差の関係は、第2図(b)のように間隔 d で並ぶ受信アンテナRx#1~#8の配置と等価となるため、第2図(b)の配置は、第2図(a)のMIMOアンテナ配置に対する仮想アンテナ配置と呼ばれる。MIMOレーダは、複数の送信アンテナから多重送信信号を送信し、おのおのを分離受信することで、受信アンテナ数を多重送信数倍した仮想アンテナの受信位相をおのおの検出し、測角処理を行う。例えば、第2図(b)の仮想アンテナは、等間隔 d で $7d$ の範囲に配置されており、第2図(a)の受信アンテナの配置範囲 $3d$ に比べ、約2.3 ($=7/3$)倍の範囲で受信位相差が検出できる。このようにMIMOレーダは、受信アンテナの配置範囲(開口長)を拡大した仮想アンテナを用いた測角処理ができ、各アンテナの受信信号を合成して形成する指向性は開口長に比例して鋭くなるため、測角精度の向上を図ることができる[5]。



第2図 MIMOレーダの測角原理
Fig. 2 Principle of MIMO radar

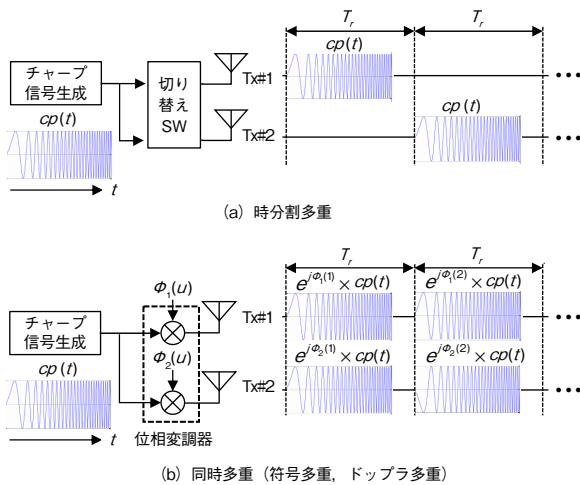
2.2 従来のMIMOレーダ多重送信方法

複数の送信アンテナを用いた送信方法である時分割多重および同時送信を用いた多重(符号またはドップラ多重)について、Fast chirp radarを用いた場合の送信例を第3図に示す。第3図(a)に示す時分割多重は送信アンテナを所定時間 T_r ごとに切り替えて送信する。そのため、同一の送信アンテナが送信する時間間隔は $T_r N_t$ となり、 f_{max} は送信アンテナ数 N_t に反比例して低減する($f_{max} = 1/(2T_r N_t)$)。

第3図(b)に示す符号多重は、送信アンテナごとに異なる直交符号を、位相変調器を用いてチャープ信号に付与して、複数の送信アンテナから同時多重送信する。対象とする直交符号以外の成分が、干渉成分として残存すること(符号間干渉)を防ぐため、それぞれを区別する

多重分離処理（符号要素ごとに、周期 $L_{oc}T_r$ でドップラ周波数検出し、送信符号を乗算して分離）を行うと、 f_{max} は符号長 L_{oc} に反比例して低減する（ $f_{max}=1/(2T_rL_{oc})$ ）（ L_{oc} ：直交符号の符号長）。

また、同様に、第3図 (b) に示すドップラ多重は、送信アンテナごとに異なるドップラシフト量となる位相回転を、位相変調器を用いてチャープ信号に付与することで、ドップラ周波数範囲 $-1/(2T_r) \leq f_d < 1/(2T_r)$ を N 個に分割して送信する。従って、ドップラ多重により、 f_{max} は送信アンテナ数 N_t に反比例して低減する（ $f_{max}=1/(2T_rN_t)$ ）。



第3図 MIMOレーダ多重送信方法
Fig. 3 Multiplex transmission method for MIMO radar

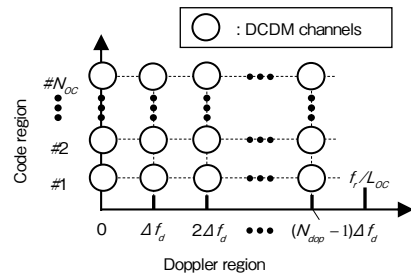
2.3 提案したMIMOレーダ多重送信方法

提案手法[3]は、第4図に示すようにドップラ領域および符号領域からなる2次元多重領域を用いた多重（DCDM: Doppler and Code Division Multiplexing）であり、チャープ信号に対し、位相変調器を用いて以下のような位相回転を付与する。まず、送信周期 T_r ごとのチャープ信号に対し、 N_{oc} 個の異なる直交符号を付与し、符号化チャープ信号（OC信号）を生成する。次に、OC信号のおののに対して、最大 N_{dop} 個のドップラ領域にドップラ周波数をオフセットする位相回転を $L_{oc}T_r$ 送信周期で付与させた信号（DO-OC: Doppler offset Orthogonal Codes）を送信信号とする。ここで、 $f_r=1/T_r$ である。

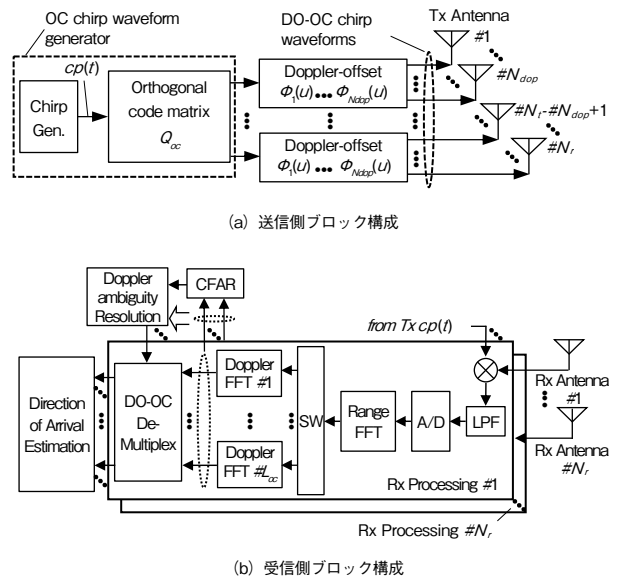
提案方式は、1) ドップラ多重数を削減でき、位相変調器の簡易化（位相変調多値数を削減）が可能となり、2) 符号多重数の削減により、符号長 L_{oc} を短縮でき、多重信号の分離特性向上に加え、符号分離処理も簡易化できる。また、提案方式は、最大ドップラ周波数 $f_{max}=1/(2N_{dop}L_{oc}T_r)$ となるが、DCDM領域で未使用チャンネルのDO-OCを用いて、ドップラ周波数の曖昧さを解決する手法DAR

（Doppler Ambiguity Resolution）を適用することで、曖昧さなく検出可能なドップラ周波数範囲を単一アンテナ送信時 $f_{max}=1/(2T_r)$ と同等にすることも可能となる。DAR処理のコンセプトは、符号間の直交性を維持したまま受信処理を行い、DCDM領域で未使用チャンネルのDO-OCを用いて分離処理した受信電力がノイズレベル程度に低いことを利用する（詳細は後述する）。

第5図に提案したMIMOレーダ構成を示す。 N_t 個の送信アンテナと N_r 個の受信アンテナを備え、各送信アンテナに対し、互いに異なるDCDMチャンネルを割り当てる。ここで、 k 番目の送信アンテナに対し、 m 番目のドップラ領域、 n 番目の符号からなるDCDMチャンネルを割り当てる場合、 $DCI(m,n)=k$ と表す。 $n \in \{1, \dots, N_{oc}\}$, $m \in \{1, \dots, N_{dop}\}$ である。 N_{dop} はドップラ多重数であり、 N_{oc} は符号多重数である。最大 $N_{dop} \times N_{oc}$ のDCDMチャンネルを用いた多重が可能であるが、DAR処理を適用する場合、 $N_{dop} \times N_{oc} > N_t$ とする。以下、提案構成の詳細説明を行う。



第4図 2次元多重（DCDM）領域
Fig. 4 Proposed DCDM region



第5図 提案MIMOレーダ構成
Fig. 5 Proposed MIMO radar system

〔1〕レーダ送信波生成

チャープ信号 $cp(t)$ に対し、送信周期 T_r ごとに N_{oc} 個の異なる直交符号を重畳した符号化チャープ信号（OC信号）を出力する。 n 番目の符号を重畳した u 番目の送信周期におけるOC信号 $s_n^{oc}(t,u)$ は(3)式および(4)式で示される。ここで、 \mathbf{Q}_{oc} は、 $\mathbf{Q}_{oc}\mathbf{Q}_{oc}^H=\mathbf{I}_{oc}$ を満たす N_{oc} 行 L_{oc} 列の直交符号行列であり、上付き添え字のHは複素共役転置、 \otimes はクロネッカ積を表す（ f_c : キャリア周波数、 B_w : 周波数帯域幅、 T_s : 周波数掃引時間、 ψ_{c0} : 初期位相、 t : チャープ内の時間変数、 \mathbf{I}_{oc} : N_{oc} 次の単位行列）。なお、送信回数 U は符号間の直交性を維持するため、 L_{oc} の整数倍 N_d とする（ $U=L_{oc}\times N_d$ ）。

$$s_n^{oc}(t,u) = p_{n,u}cp(t) = p_{n,u} \cos\left(2\pi f_c t - \pi \frac{B_w}{T_s} t^2 + \psi_{c0}\right) \quad (3)$$

$$\mathbf{P}_{oc} = \begin{bmatrix} p_{1,1} & p_{1,2} & \dots & p_{1,U} \\ p_{2,1} & p_{2,2} & \dots & p_{2,U} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ p_{N_{oc},1} & p_{N_{oc},2} & \dots & p_{N_{oc},U} \end{bmatrix} = \mathbf{Q}_{oc} \otimes \underbrace{[\mathbf{1} \dots \mathbf{1}]}_{N_d} \quad (4)$$

次に、ドップラ多重間隔 $\Delta f_d = f_r / (N_{dop} L_{oc})$ のドップラ多重信号（DO-OC信号）を生成するため、(3)式に示したOC信号を m 番目のドップラ多重領域にオフセットする位相回転 $\phi_m(u)$ を付与することで、(5)式および(6)式に示すDO-OC信号 $s_{m,n}^{DO-OC}(t,u)$ を生成し、DCI(m,n)を割り当てた k 番目の送信アンテナから出力する。

$$s_{m,n}^{DO-OC}(t,u) = \exp[j\phi_m(u)]s_n^{oc}(t,u) \dots \dots \dots (5)$$

$$\phi_m(u) = \Delta\phi_m \left[\frac{u-1}{L_{oc}} \right] = \frac{2\pi \left(m - \left\lfloor \frac{N_{dop}}{2} \right\rfloor - 1 \right)}{N_{dop}} \left[\frac{u-1}{L_{oc}} \right] \quad (6)$$

〔2〕レーダ受信処理

各受信アンテナでの受信信号は、ミキサで送信チャープ信号 $cp(t)$ と混合し、LPF通過後に得られたビート信号をアナログデジタル（A/D）変換し、ビート周波数解析（Range FFT）する。第 u 番目の送信周期に得られたRange FFT出力 $r_z(i_b,u)$ に対し、(7)式のように L_{oc} 個の直交符号要素ごとにドップラ周波数解析（Doppler FFT）を行う。ここで、 i_b および i_d はビート周波数、ドップラ周波数のインデックスを示す。ここで、 $l=1,\dots,L_{oc}$ 、 $z=1,\dots,N_r$ である。 $w(s)$ はFFT窓関数を表す。

$$v_z^l(i_b,i_d) = \sum_{s=0}^{N_d-1} w(s)r_z(i_b,L_{oc}s+l) \exp\left(-\frac{j2\pi s i_d}{N_d}\right) \quad (7)$$

物標のドップラ周波数 f_{target} がドップラ周波数範囲 $[-\Delta f_d/2 \leq f_d < \Delta f_d/2]$ 内であれば、CFAR（Constant False Alarm Rate）処理によってピーク検出されたインデックス(i_{bpk} , i_{dpk})に対し、(8)式のようにDCI(m,n)を用いたDO-OC信号の分離処理が可能である（ $q_{oc}^*(n,l)$: \mathbf{Q}_{oc} の(n,l)番目の要素

の複素共役値）。

$$y_z^{m,n}(i_{bpk},i_{dpk}) = \sum_{l=1}^{L_{oc}} q_{oc}^*(n,l) \times v_z^l \left(i_{bpk}, i_{dpk} + \left(m - \left\lfloor \frac{N_{dop}}{2} \right\rfloor - 1 \right) \frac{N_d}{N_{dop}} \exp\left(-j2\pi \frac{i_{dpk}}{N_d} \cdot \frac{l-1}{L_{oc}}\right) \right) \quad (8)$$

受信アンテナRx#1~Rx# N_r で同様なDO-OC信号の分離処理を行うことで、 $N_r \times N_r$ 個の仮想アンテナによる受信成分が得られ、これらを用いて測角（DOA）処理を行う。

一方、物標のドップラ周波数 f_{target} を1アンテナ送信時と同等な範囲 $[-f_r/2 \leq f_d < f_r/2]$ で検出するためには、DAR処理が必要となる。DAR処理はDCDM領域で多重送信に用いていないDCI(m_e,n_e)を用いてドップラの曖昧性を解決する。提案した受信構成は、物標のドップラ周波数偏移に起因する受信位相変化を補正後にDO-OC信号の分離処理を行うため、多重信号間の直交性を維持した分離受信ができ、多重信号間の相互干渉を低く抑えられる。そのため、 f_{target} が含まれるドップラ領域で、多重送信に未使用のDCI(m_e,n_e)で分離した受信電力は、ノイズレベル程度に低い受信レベルとなることを基に、 $[-f_r/2 \leq f_d < f_r/2]$ の範囲を $N_{dop} L_{oc}$ 分割したドップラ領域から真のドップラ領域を検出する。このようなDAR処理により、ドップラ検出範囲は1アンテナ送信時と同等な範囲となる[3]。

3. 提案MIMOレーダ多重方式の性能評価

3.1 試作装置の概要

試作装置は、ミリ波アンテナを含む高周波部と、デジタル信号処理を実施するDSP（Digital Signal Processing）とを分離する構成を採用し、設置容易性を高めた。第1表に試作した3Dミリ波イメージングレーダの概要仕様を示す。6本の送信アンテナから提案した多重方式を用いて送信する。 N_{dop} は4、 N_{oc} は2とし、8個のDCDMチャネルを構成し、6個を多重送信に、未使用の2個をDAR処理に用いた。なお、速度範囲は単一アンテナ送信時と同等の速度範囲（ $\pm \lambda / (4T_r)$ ）を示しており、送信周期 T_r を短縮することで、より高速な検出も可能である。

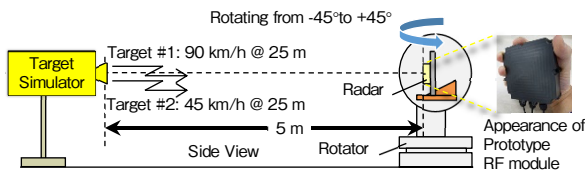
第1表 試作装置の概要仕様

Table 1 Specification of the prototype

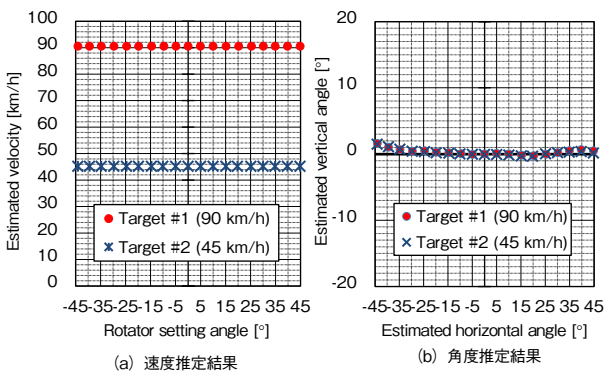
レーダ信号	変調方式	Fast Chirp Modulation
アンテナ	本数	6 / 8 [Tx / Rx]
	多重方式	DCDM（ドップラ&符号）
角度 [deg]	水平視野角	90
	垂直視野角	40
	精度	1
速度 [km/h]	Min/Max	± 96
	精度	0.19

3.2 電波暗室内評価

提案方法の有効性を確認するため、レーダから送信された信号に対して、移動物体を模擬したドップラシフトを与えることのできる計測器(ターゲットシミュレータ)を用いて性能評価を実施した。第6図に測定系を示す。試作したレーダ装置を回転台にのせ、水平視野角の仕様である $\pm 45^\circ$ 範囲で 5° 刻みで回転させ、ドップラ周波数検出による推定速度と、水平方向および垂直方向の推定角度を評価した。ターゲットシミュレータは2つのターゲットの反射波を模擬でき、速度45 km/hと90 km/h、それぞれ距離25 mの設定とした。第7図 (a) の測定結果より、速度推定の2乗誤差Root Mean square Error (RMSE) は0.45 km/hであり、第7図 (b) の測定結果より、水平方向および垂直方向の角度推定のRMSEは 0.33° および 0.54° であることが確認でき、提案多重方式による高速移動ターゲット検出の有効性が確認できた。



第6図 性能確認用の測定系
Fig. 6 Measurement system for validation test

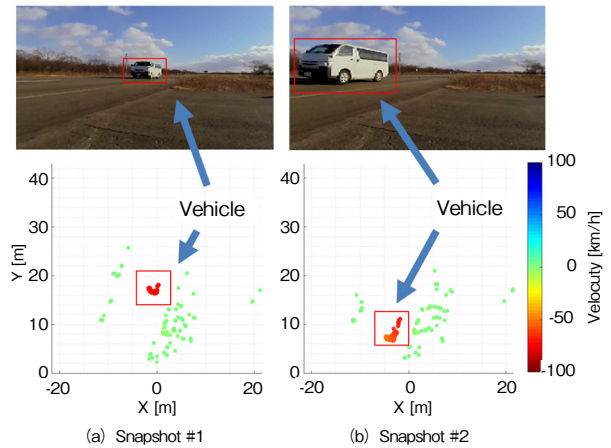


第7図 基本性能検証結果
Fig. 7 Validation test results

3.3 走行実験評価 (高速走行時の評価結果)

屋外環境における試作装置の性能評価結果を示す。第8図は道路上に固定設置したレーダの前方から、約80 km/hの速度でミニバンが接近するシーンの測定結果である。レーダで検出された点群をトップビューで示しており、写真は測定時のスナップショットを示す。また、各点群の色はドップラ周波数検出による推定速度をヒートマップで表している。赤色の点群は、 -80 km/h程度の速度を表し、第8図 (a) では18 m、第8図 (b) では6 m

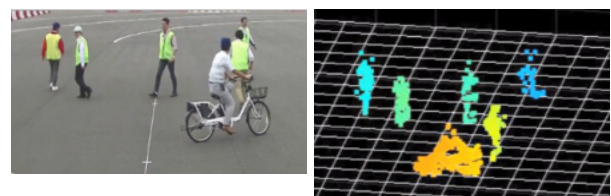
付近に密集する赤色の点群が検出されており、接近するミニバンを想定する速度で検出できることを確認した。



第8図 屋外走行実験結果
Fig. 8 Field test results

3.4 3Dイメージング結果

レーダからの距離が6 m~15 m程度の領域に分散して人や自転車が動き回る状況にて、本試作装置によるイメージング性能を確認した。結果を第9図に示す。第9図 (b) において、色は距離を表し、近傍ほど赤く、遠方ほど青くなるような色づけとした。第9図 (a) のスナップショットと第9図 (b) を比較すると、自転車と人との区別が容易にできる程度のイメージング性能を有することがわかる。なお、カメラの撮影方向と、レーダ点群出力を3次元描画する際の視点方向とが完全には一致しておらず、若干配置がずれたように表示されている。



(a) スナップショット (b) 試作装置の点群出力結果

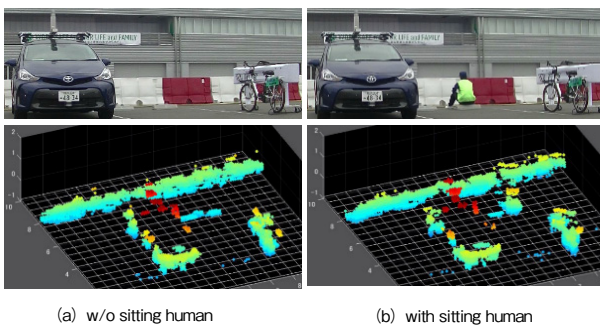
第9図 イメージング性能確認結果
Fig. 9 Imaging performance result

3.5 応用例

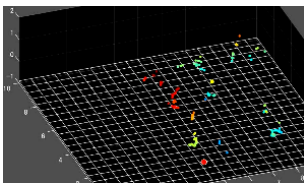
レーダを搭載した車両が移動する場合、経時的に異なる位置で観測したデータを蓄積してマップを生成するOGM技術の適用も可能である。3Dミリ波レーダとOGMとを組み合わせた提案[6]では、分解能が粗く、クラッタ成分が多数残存し、改善の余地が残る。

そこで、距離精度を高めるために、CFAR処理により

ピーク検出された信号と、その前後の信号とから、補間処理を行った後に、極座標系から直交座標系のグリッドに変換する方式を採用した。第10図に生成した高精度3Dイメージングマップと、測定時のスナップショット写真を示す。第10図において、車両のボンネットや窓のエリアについては、凹凸の少ない鏡面的な形状であるため、反射信号が検出されない。しかし、突起の形状を有するボディ部などからの反射により、車両のシルエットを適切に観測でき、走行制御に必要なレベルのイメージング性能を有することが確認できた。さらに、第10図 (b) に示すように車止めに腰かけている人を詳細にイメージングできており、第10図 (a) の車止めのみの場合と明確に区別できた。また、第11図に示すOGMを適用しない3Dマップと比較して、より明瞭なイメージング性能となることが確認できた。



第10図 試作装置にOGM適用し作成された3Dマップ
Fig. 10 3D map generated by prototype applying OGM



第11図 OGMを適用しない3Dマップのスナップショット
Fig. 11 3D map generated by snapshot w/o OGM

4. まとめ

複数の送信アンテナを時間的に切り替えることなく、連続的に送信できる独自の多重送信方式の詳細とその実証結果を示したうえで、本技術をOGMに適用することで、人や自転車、車両のシルエットを適切に検出できることを述べた。3Dミリ波レーダを用いたイメージング応用に向けた潜在的な可能性が示されたものと考えられる。

本技術をさらに発展させ、機械学習技術などと組み合わせることなどによって、物体識別を行うことや、高分解能性能を犠牲にせず、より長距離まで検出する技術の

確立を目指す。

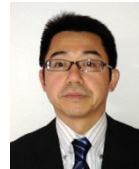
参考文献

- [1] 小嶋浩一 他, “マツダの先進安全技術,” Motor Ring, no.36, 自動車技術会, pp. 1-6, March 2013.
- [2] K. Iwasa et al., “Millimeter-wave MIMO radar with unequally spaced L/T-shaped arrays,” 2016 APMC, pp.1-4, Dec. 2016.
- [3] T. Kishigami et al., “Fast Chirp MIMO Radar System using Doppler Offset Orthogonal Codes,” 2020 EuRAD, Jan. 2021.
- [4] A. G. Stove, “Linear FMCW radar techniques,” IEEE Proc., F-Radar and and Sig. Proc., vol. 139, no. 5, pp. 343-350, 1992.
- [5] J. Li et al, “MIMO Radar with Colocated Antennas,” IEEE Signal Processing Magazine, vol. 24, issue 5, pp. 106-114, 2007.
- [6] F. J. Degerman et al., “3D occupancy grid mapping using statistical radar models,” 2016 IEEE Intelligent Vehicles Symp., June 2016.

執筆者紹介



四方 英邦 Hidekuni Yomo
オートモーティブ社 開発本部
R&D Div., Automotive Company



岸上 高明 Takaaki Kishigami
オートモーティブ社 開発本部
R&D Div., Automotive Company



岩佐 健太 Kenta Iwasa
オートモーティブ社 開発本部
R&D Div., Automotive Company



由比 智裕 Tomohiro Yui
オートモーティブ社 開発本部
R&D Div., Automotive Company



松岡 昭彦 Akihiko Matsuoka
オートモーティブ社 開発本部
R&D Div., Automotive Company
工学博士



佐藤 潤二 Junji Sato
オートモーティブ社 開発本部
R&D Div., Automotive Company