

スパースアレイレーダによる近傍界3Dイメージング

新事業創生・研究開発部門

Fujikura Technology Europe Switzerland

川口 拓也¹

Christian Höller², Gabriel Schnoering²

Direct 3D Imaging of Sparse Array Radar in the Near-Field

T. Kawaguchi, C. Höller, and G. Schnoering

ミリ波レーダによる高分解能3Dイメージングの需要が高まっている。高分解能イメージングを実現するためには大開口アレイを用いる必要があり、近傍界におけるイメージングを伴うため遠方界近似を前提としたイメージング処理を利用できない。そのため、高分解能3Dイメージングを実現するためには、近傍界を考慮した信号モデルに基づいたイメージング処理が必要となる。そこで当社は、FMCWミリ波レーダの近傍界における信号モデルに基づいたイメージング処理を定式化し、2Dスパースアレイミリ波レーダハードウェアに実装することでミリ波レーダ3Dイメージングシステムを構築し、システムの近傍界に存在する人間の姿勢推定を実施した。

In recent years, the demand for high-resolution 3D imaging using millimeter-wave radar has been increasing. To achieve high-resolution imaging, a large-aperture array is required; however, such a large aperture involves imaging in the near-field. In the near-field region, the wavefront of the reflected signal cannot be approximated as planar, making it impossible to apply imaging methods based on far-field approximation. Therefore, realizing high-resolution 3D imaging necessitates an imaging algorithm derived from a signal model that explicitly accounts for near-field propagation. In this work, we formulate an imaging method based on the near-field signal model of an FMCW millimeter-wave radar and implement it on a 2D sparse-array millimeter-wave radar platform to demonstrate pose estimation of human model located in the near-field of the system.

1. ま え が き

ミリ波レーダ3Dイメージングは、様々な分野に利用可能な技術である。例えば、自動運転向けに周囲環境の情報を取得するためのシステム、空港などでボディチェックを実施するためのシステム、高齢者が危険な状態にないかを見守るためのシステムなどがあげられる。これらのシステムは、安全の確保に関わっている。例えば、交差点での歩行者との衝突を避けるための使用が検討されたり^{1), 2)}、高齢者が転んだり倒れたりした場合に姿勢やバイタルサインなどからすぐに異常を検知するための使用が検討されている^{3), 4)}。ここで、前述したシステムが安全性を確保するためには、高分解能イメージングが重要となる。ミリ波レーダの角度分解能は、式1のように定義される⁵⁾。

$$\Delta\theta \approx \frac{\lambda}{D \cos \theta} \quad (1)$$

ここで、 λ は波長、 D はアレイ開口、 θ はレーダボアサイトからの角度を示す。式1より、ミリ波レーダ高分解能イメージングを実現するためには、アレイ開口を大きくする必要があることがわかる。アレイ開口を拡大した場合、近傍界領域と遠方界領域の境界は式2に従ってアレイから遠ざかっていくため(図1)、高分解能イメージングは従来使用されてきた遠方界近似を用いた信号モデルベースのイメージング処理では正確なイメージングが困難となる^{6), 7)}。すなわち、高分解能イメージングを実現するためには、近傍界領域における信号モデルに基づいたイメージング処理が必要となる。

$$R^{(\text{FF})} = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2)$$

本報告では、FMCWミリ波レーダの近傍界における信号モデルについて説明し、信号モデルに基づいてイメージング処理方法を定式化し、これを従来一般的なミリ波レーダよりも大きな開口を有する2DスパースアレイFMCWミリ波レーダハードウェアに実装することでミリ波レーダ

1 戦略センター 情報処理応用技術グループ

2 R&D Department

略語・専門用語リスト

略語・専門用語	正式表記	説 明
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave	ある周波数の連続波を一定期間にわたって周波数変調しながら送信する方式
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	複数の送信アンテナと複数の受信アンテナを用いて電波の送受信を行う技術
FOV	Field of View	視野
CFAR	Constant False Alarm Rate	レーダが受信した信号のしきい値を、周囲の雑音レベルに応じて自動調整しながらターゲットを検出する手法
IQ信号	—	任意のRF信号を、互いに90°位相がずれた直交基底 (I: 同相成分、Q: 直交成分) の2成分として表現した信号
fast-time方向	—	FMCWレーダにおいてADCがサンプリングする時間軸で、Range FFTを行うための方向
slow-time方向	—	複数チャープにわたって取得した距離FFT後のデータ列を時間軸として扱い、ターゲットの速度成分を求めるためにDoppler FFTを行う方向
スパースアレイ	—	アンテナ素子を間引いて最適配置することで、少ない素子数で高い指向性と性能を実現するアンテナアレイ方式
レーダボアサイト	—	2Dアンテナアレイが形成する面に対して垂直な方向
サイドローブレベル	—	アンテナの主ビーム以外の方向に放射される副次的なビームの強さを示す指標で、主ビームに対する相対的な大きさを表すもの
遠方界近似	—	観測点がアンテナから十分遠いと仮定して、電磁界を平面波として扱い解析を簡略化する手法

3Dイメージングシステムを構築し、システムの近傍界に存在する人間の姿勢推定を実施した結果について報告する。

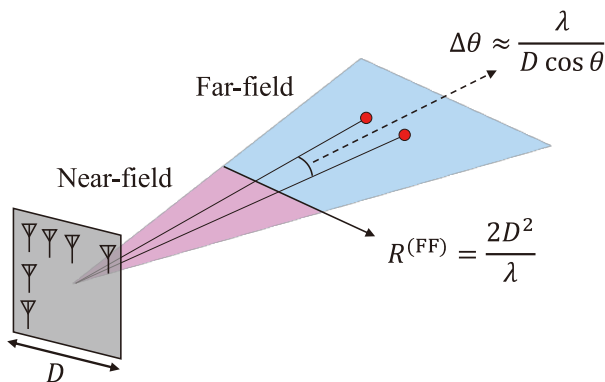


図1 アレイ開口と角度分解能および近傍界/遠方界境界の関係

Fig. 1. Illustration of the relationship among array aperture, angular resolution, and the near-field/far-field boundary.

2. 信号モデルとイメージング処理方法

まず、時刻 t にアンテナ n から送信された信号を考える。速度成分を含まない準静的のシーンを前提とした場合、信号は式3のように表される。

$$s_n^e(t) = \cos(2\pi f_0 t + \pi S t^2) \quad \text{式(3)}$$

信号波形には時間に対する線形周波数変調が施されており、周波数は初期値 f_0 から始まり、 f_0+B まで線形に増加する。ここで、 B は信号帯域幅である。この周波数変調により、傾き $S=B/T_c$ のチャープ信号が生成される。ここで、 T_c はチャープ信号の持続時間である。

レーダシステム前方に存在する物体は、送信された電波の一部を反射し、その戻り信号がレーダシステムによって受信される。ターゲット k からの反射波をアンテナ m で受

信した信号は、式4のように表される。

$$s_{mkn}^r(t) = \gamma_{mkn} s_n^e(t - \tau_{mkn}) \quad \text{式(4)}$$

受信信号は、送信アンテナからターゲットで反射し受信アンテナに到達するまでの時間 τ_{mkn} だけ遅延した送信信号である。受信信号は、電波伝搬や反射等の影響により減衰や位相変化が起こる可能性がある。 γ_{mkn} は、これらの寄与を考慮するための複素係数である。次に、送信信号 $s_n^e(t)$ とターゲット k からの受信信号 $s_{mkn}^r(t)$ を直接乗算することで、混合信号を得る (式5)。

$$x_{mkn}(t) = s_{mkn}^r(t) s_n^e(t) \quad \text{式(5)}$$

ここで、実際のレーダシステムにおいては、フィルタリングによって高周波成分が取り除かれるため信号の低周波成分のみが保持される。この周波数成分を中間周波数 (IF) と呼ぶ。また、本報告で扱うごく短い時間スケールにおいては位相項に対する主要な寄与のみを考えればよく、IFの位相への寄与は $\phi_{IF} = 2\pi f_0 \tau_{mkn} - \pi S \tau_{mkn}^2 \simeq 2\pi f_0 \tau_{mkn}$ と近似することができる。以上を踏まえ、混合信号を解析的表現で記述すると、式6のように表すことができる。

$$x_{mkn}(t) = \gamma_{mkn} \exp(j2\pi f_0 \tau_{mkn}) \exp(j2\pi S \tau_{mkn} t) \quad \text{式(6)}$$

遅延時間 τ_{mkn} は、送信アンテナ n とターゲット k の距離 R_{kn} およびターゲット k と受信アンテナ m の距離 R_{km} と空気中における伝搬速度 c から、 $\tau_{mkn} = \frac{R_{mkn}}{c} = \frac{R_{mk} + R_{kn}}{c}$ のように求めることができる。送信アンテナ n とターゲット k の距離は、 $R_{kn} = \sqrt{R_k^2 + dx_{Tn}^2 + dz_{Tn}^2 - 2R_k dx_{Tn} \sin \theta_k \cos \phi_k - 2R_k dz_{Tn} \sin \phi_k}$ と与えられる。ここで、 R_k は座標原点からターゲット k までの距離を表し、 dx_{Tn} と dz_{Tn} はそれぞれ送信アンテナ n の x 座標と z 座標を表す。ターゲットがアレイの遠方界に存在する場合には、 $R_{kn} \simeq R_k - dx_{Tn} \sin \theta_k \cos \phi_k - dz_{Tn} \sin \phi_k$ の近似式が成立する⁸⁾。ターゲット k と受信アンテナ m の距離 R_{mk} についても、同様にして考えることができる。

アレイ構成を模式的に図2に示す。アンテナは xz 平面上に配置されており ($dy_{Tn} = dy_{Rm} = 0$)、送信アンテナ n と受信アンテナ m の位置はそれぞれ (dx_{Tn}, dz_{Tn}) 、 (dx_{Rm}, dz_{Rm}) と与えられる。ターゲット k の位置は距離 R_k 、方位角 θ_k 、仰角 ϕ_k によって与えられる。面を持った物体をターゲットとする場合は、ターゲットは多数の散乱点の集合体として扱うことができる。本報告では2次元平面アレイを用い

るため、3Dイメージングが可能となる。また、 $R < R^{(FF)}$ となる領域、つまり近傍界に焦点を当て、近傍界における3Dイメージング処理方法について述べる。

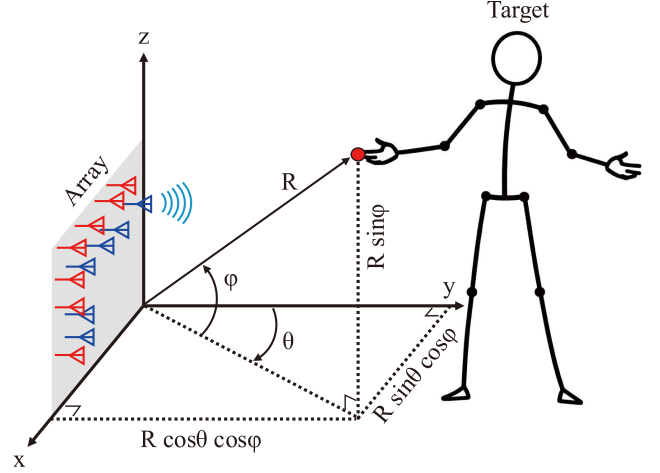


図2 アレイ構成と座標系の模式図

Fig. 2. Schematic diagram of the array configuration and coordinate system.

次に、MIMOレーダの信号について考える。MIMOレーダでは、アンテナ n から送信され、アンテナ m で受信されるすべての信号を収集し、ベクトル $\mathbf{x}(t)$ とする⁹⁾。受信アンテナ m が受信する信号は、アンテナ前方に存在する K 個すべてのターゲット由来の信号のコヒーレント和であり、式7のように表すことができる。

$$x_{mn}(t) = \sum_{k=1}^K x_{mkn}(t) \quad \text{式(7)}$$

つまり、時刻 t におけるMIMOレーダの受信信号は、 $\mathbf{x}(t) = [x_{11}(t), x_{21}(t), \dots, x_{(M-1)N}(t), x_{MN}(t)]^T \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ と表すことができる。ここで、 T は転置を表す。この信号は、すべての送信および受信アンテナの組み合わせとすべてのターゲット間の寄与を含んでおり、この信号から K 個すべてのターゲットの座標 (R_k, θ_k, ϕ_k) を推定することで3Dイメージングが可能となる。

MIMOレーダの受信信号について、時間変数に対してフーリエ変換を実施すると周波数ドメインで式8が得られる。

$$\hat{\mathbf{x}}[f_R] = \sum_{k=1}^K \mathbf{Y}_k \odot \mathbf{A}(R_k, \theta_k, \phi_k) \odot \hat{\mathbf{s}}(R_k, \theta_k, \phi_k, f_R) + \hat{\mathbf{w}}(f_R) \quad \text{式(8)}$$

$\odot$ は要素ごとのアダマール積を示し、 $\hat{\mathbf{s}}(R_k, \theta_k, \phi_k, f_R) \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ は周波数依存の混合信号の寄与である。 $\mathbf{A}(R_k, \theta_k, \phi_k)$

は観測ベクトルであり, $\mathbf{A}(R_k, \theta_k, \varphi_k) = \text{vec}(\mathbf{a}_{\text{Rx}} \mathbf{a}_{\text{Tx}}^T)$ と表される. 観測ベクトルは, 送信サブアレイ寄与 $\mathbf{a}_{\text{Tx}}$ と受信サブアレイ寄与 $\mathbf{a}_{\text{Rx}}$ から成り, ターゲット位置に対応したアレイの静的位相応答を表す. ベクトル化された複素係数 $\mathbf{y}_k \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ は, 各MIMOチャンネルにおけるターゲットの振幅および位相寄与を表す. $\hat{\mathbf{w}}(f_R) \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ は白色ノイズを表す.

$\hat{\mathbf{X}}[f_R]$ には, 周波数 $f_R = S\tau$ に位置するターゲットに関する情報が含まれている. あるチャンネル (m, n) に対してターゲット k が反射を返す時, $f_R = f_{R_{mkn}} = \frac{SR_{mkn}}{c}$ となるとときに, 距離周波数成分の信号への寄与が最大となる. 実際のレーダシステムでは, 有限個の時間依存のサンプルがそれぞれのMIMOチャンネルで受信される. 受信した信号に離散フーリエ変換を実施することで, 信号は等間隔に並ぶ L 個の周波数依存サンプル $\hat{\mathbf{X}}[f_R] \in \mathbb{C}^{MN \times L}$ となる.

イメージングを実施するためには, MIMOレーダの受信信号からターゲットの座標を推定する必要がある. ここでは, $\hat{\mathbf{X}}[f_R]$ からターゲットの座標を推定することを考える. ここで, ターゲットの座標推定に使用するイメージング推定器を式9のように定義する.

$$P(R, \theta, \varphi) = \|\bar{\mathbf{V}}(R, \theta, \varphi)^H \cdot \hat{\mathbf{X}}[\tilde{f}_R(R, \theta, \varphi)]\|^2 \quad \text{式(9)}$$

$\bar{\mathbf{V}}(R, \theta, \varphi)$ は正規化ステアリングマトリクスであり, $\bar{\mathbf{V}}(R, \theta, \varphi) = \frac{\mathbf{V}(R, \theta, \varphi)}{\|\mathbf{V}(R, \theta, \varphi)\|_F} \in \mathbb{C}^{MN \times L}$ と表される. ステアリングマトリクスは, $\mathbf{V}(R, \theta, \varphi) = \mathbf{A}(R, \theta, \varphi) \odot \hat{\mathbf{s}}(R, \theta, \varphi, \tilde{f}_R(R, \theta, \varphi))$ と表され, $\tilde{f}_R$ はMIMOチャンネルごとの距離周波数を表す. $P(R, \theta, \varphi)$ は, 周波数依存の測定結果 $\hat{\mathbf{X}}$ とステアリングマトリクス $\bar{\mathbf{V}}$ のテンソル内積のノルムから求めることができ, 式9の計算をFOV全域で実施することで取得される疑似スペクトルにより3Dイメージングが可能となる.

3. スパースアレイミリ波レーダシステムによる3Dイメージング

3. 1 3Dイメージングシステム構成

2Dスパースアレイミリ波レーダハードウェアの外観を図3aに示す. RFフロントエンドは, 12個の送信アンテナと16個の受信アンテナからなるFMCW-MIMOレーダフロントエンドであり, 192個のMIMOチャンネルを備えている. 中心周波数は78.7 GHz, 帯域幅は2.2 GHz である. アンテナアレイ (図3b) は, 水平17 cm/垂直14 cm程の開口長をもつ2Dアレイであり, これに対応する遠方界/近傍界の境界 $R^{(\text{FF})}$ は, それぞれ14 mと10 mである. アンテナ素

子には, 3パッドのパッチアンテナを採用し, 水平および垂直アレイのそれぞれを6個の送信アンテナと8個の受信アンテナで構成した. 2Dアレイは水平および仰角の両方について20°の範囲内で低サイドローブレベルとなるようにアンテナ配置が決定されており, 特性評価の結果, 点反射がアレイのボアサイトにある場合のサイドローブレベルが水平9.3 dB, 仰角10.4 dBであることが確認されている.

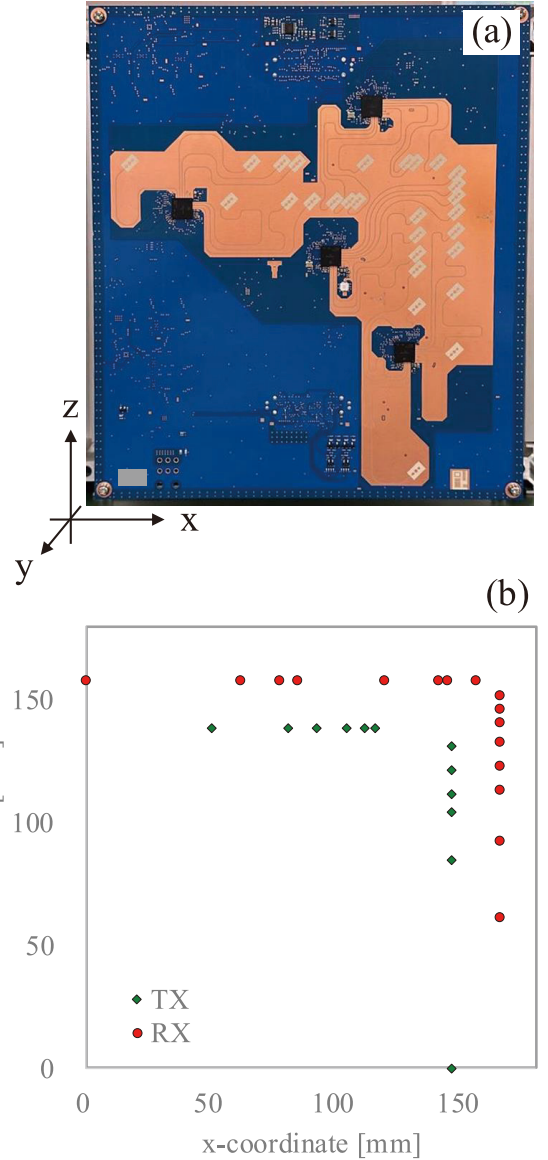


図3 (a) 2Dスパースアレイミリ波レーダハードウェア外観と (b) アンテナ位置座標

Fig. 3. (a) Appearance of the sparse millimeter-wave radar hardware and (b) the coordinates of the antennas.

次に, 受信した信号から3Dイメージを出力するまでの処理について説明する. 本システムは, 測定結果をMIMOチャンネルごとのIQ信号の形式で保存する. 初めに, 保存された信号に対して, fast-time方向にRange FFTを実施することで各MIMOチャンネルのRangeプロファイルを

得る．続いて，Range FFT後のデータに対して，slow-time方向にDoppler FFTを実施することでRange-Dopplerマップを取得する．本報告ではターゲットの移動がないシーンを対象としているが，直立した人間であっても微小な揺れによって完全な静止状態とはならないため，Doppler処理がイメージング性能を改善することが確認されている．次に，Range-Dopplerマップに対して2D-CFAR処理を実施し，しきい値を超える強度を有するRange-Dopplerビンを抽出する．抽出されたDopplerビンに対して，式9から $P(R, \theta, \phi)$ を算出し，FOV全域の疑似スペクトルを取得する．この操作を2D-CFAR処理によって抽出されたすべてのDopplerビンに対して実施し，各Dopplerビンで取得された疑似スペクトルを蓄積する．最後に，Radius-based outlier filterによるノイズ除去¹⁰⁾を実施することで，3Dイメージングが可能なデータを得ることができる．

3. 2 測定条件

測定は奥行き7 m，幅3 mおよび高さ2.5 mの電波暗室内で実施した．身長約180 cmの人間がレーダ正面約5.5 mの位置に立った状態で測定を実施した．使用したミリ波レーダシステムの遠方界/近傍界の境界 $R^{(FP)}$ を考慮すると，ターゲットはレーダシステムの近傍界に位置していたと言える．測定は2種類の姿勢で静止した状態で測定を実施した．本システムは，各送信アンテナから順に電波を送信する操作を128回繰り返すことで1フレーム分の測定データを取得する．3Dイメージングの点群密度を向上させるためには，複数フレームの測定データが必要となるため，本報告では6フレーム分の測定を実施し，それらの測定結果を用いて3Dイメージングを実施した．

3. 3 結果

初めに，人間が腕と脚を広げた姿勢をとった状態（図4a₁）で測定し，出力された3Dイメージを図4a₂に示す．測定時の写真と3Dイメージを比較すると，実際の姿勢とレーダシステムによって得られた3Dイメージの形状の間に良い一致が確認された．次に，人間が体を横に伸ばしている姿勢をとった状態（図4b₁）で測定し，出力されたイメージを図4b₂に示す．測定時の写真と3Dイメージを比較すると，図4a₁/a₂の場合と同様に，実際の姿勢とレーダシステムによって得られた3Dイメージの形状の間に良い一致が確認された．これらの結果は，構築したシステムにより近傍界に存在しているターゲットの3Dイメージが可能であることを示している．特に，図4a₂では腕や脚について明確なイメージを取得することができており，図4b₂では胴

体が斜めに傾いていることを捉えることができています．図4b₂では前腕部分や膝周辺などの体の一部が十分にイメージングされていないものの，これらの結果は，取得された3Dイメージから人間の姿勢を推定することが可能であることを示唆している．以上の結果から，定式化したイメージング処理方法を用いた2Dスパースアレイミリ波レーダイメージングシステムによって，システムの近傍界に存在する人間の姿勢推定が可能であることが示唆された．

4. むすび

本報告では，2Dスパースアレイミリ波レーダを用いてシステムの近傍界における3Dイメージングとターゲットの姿勢推定の可能性について示した．FMCWミリ波レーダの近傍界における信号モデルに基づいたイメージング推定器を定式化し，2Dスパースアレイミリ波レーダハードウェアに実装することで，ミリ波レーダ3Dイメージングシステムを構築した．構築したシステムによって，システムの近傍界に存在する人間の3Dイメージを取得し，取得した3Dイメージは実際のターゲットの姿勢とよく一致する結果が得られた．本報告で示した手法による3Dイメージは，自動運転向けのシステムや，機械学習や分類手法¹¹⁾を用いた自動姿勢推定，さらには骨格フィッティング¹²⁾による直接的な位置推定への応用が期待される．

参考文献

- 1) X. Fang, J. Li, Z. Zhang, and G. Xiao, "Fmcw-mimo radar-based pedestrian trajectory tracking under low-observable environments," IEEE Sensors Journal, vol. 22, no. 20, pp. 19 675–19 687, 2022.
- 2) D. Phippen, L. Daniel, E. Hoare, M. Gashinova and M. Cherniakov, "3D Images of Pedestrians at 300GHz," 2019 20th International Radar Symposium (IRS), Ulm, Germany, 2019, pp. 1-10.
- 3) Y. Li, S. Dong, and C. Gu, "Feel your heartbeat across space: Radar-based cardiac activity monitoring for healthcare applications," IEEE Microwave Magazine, vol. 25, no. 12, pp. 91–111, 2024.
- 4) Y. Eder and Y. C. Eldar, "Sparsity-based multi-person non-contact vital signs monitoring via fmcw radar," IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics, vol. 27, no. 6, pp. 2806–2817, 2023.
- 5) X. Li, X. Wang, Q. Yang, and S. Fu, "Signal processing for TDM MIMO FMCW millimeter-wave radar

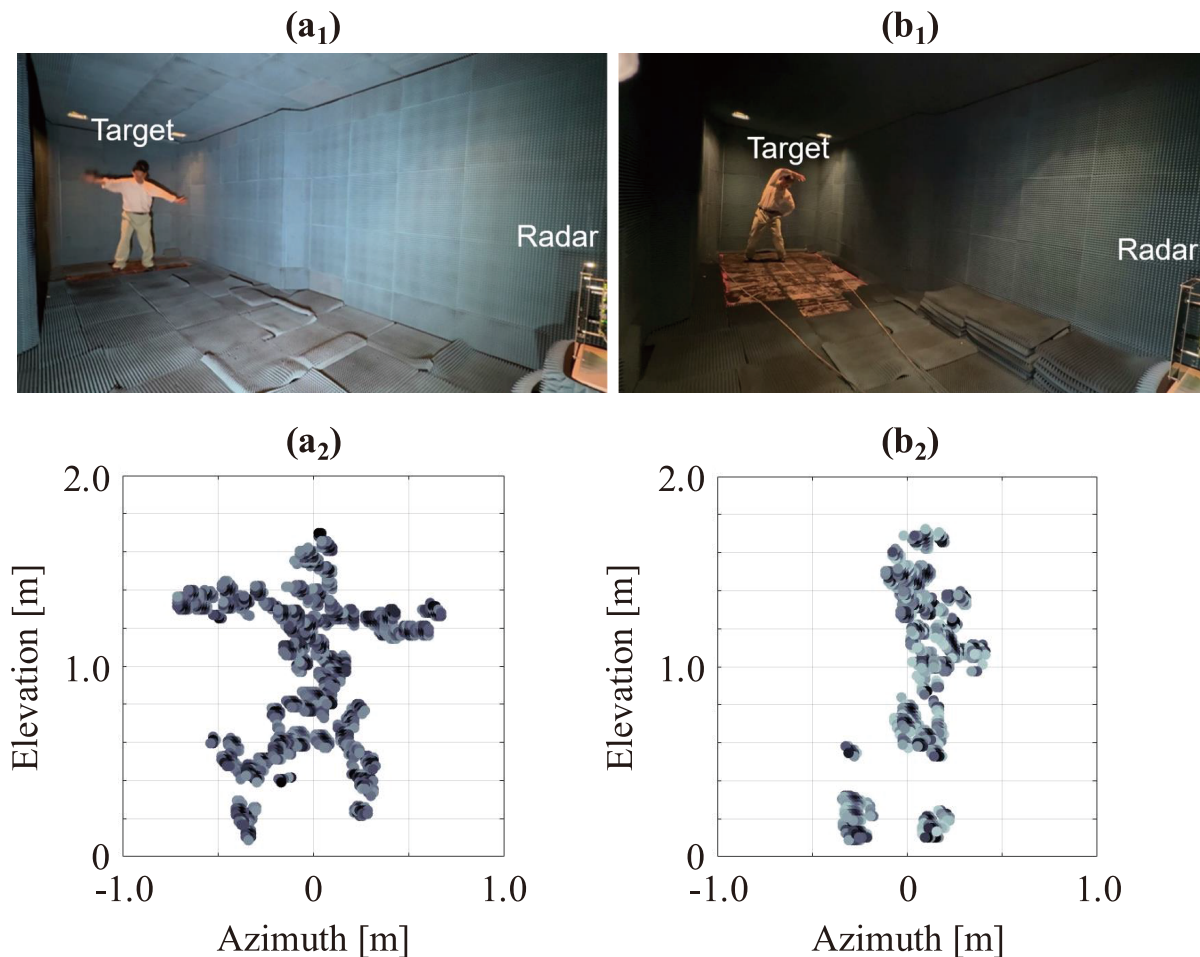


図4 (a₁) 測定1を実施中の写真 (a₂) 測定1の3Dイメージング結果 (b₁) 測定2を実施中の写真 (b₂) 測定2の3Dイメージング結果. 点群の色の濃さは信号強度を表しており、強度は各Dopplerビンにおける最大値で正規化されている.

Fig. 4. (a₁) Measurement scene 1, (a₂) 3D imaging result of measurement 1, (b₁) Measurement scene 2 and (b₂) 3D imaging result of measurement 2.

sensors," IEEE Access, vol. 9, pp. 167 959–167 971, 2021.

- 6) L. Piotrowsky and N. Pohl, "Considerations on Near-Field Correction: μ m Accuracy with mmWave Radar," 2024 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2024, Washington, DC, USA, 2024, pp. 382-385.
- 7) E. Paez B., C. Tremola, M. Azpurua, R. D., and P. Del Pino, "Theoretical and practical validation tests for a near-field to far-field transformation algorithm using spherical wave expansion," Revista Técnica de Ingeniería de la Universidad del Zulia, vol. 35, pp. 109–118, Jan. 2012.
- 8) A. Swindlehurst and T. Kailath, "Passive direction-of-arrival and range estimation for near-field sources," in IEEE Spec. Est. and Mod. Workshop, vol. 123, 1988.
- 9) D. Bliss and K. Forsythe, "Multiple-input multiple-

output (mimo) radar and imaging: Degrees of freedom and resolution," in The Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, 2003, vol. 1, 2003, 54–59 Vol.1.

- 10) D. Li et al., "An Overlapping-Free Leaf Segmentation Method for Plant Point Clouds," in IEEE Access, vol. 7, pp. 129054-129070, 2019.
- 11) M. Zhao et al., "Through-wall human pose estimation using radio signals," in 2018 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 2018, pp. 7356–7365.
- 12) M. Li, T. Yang, R. Xi, and Z. Lin, "Silhouette-based 2d human pose estimation," in 2009 Fifth International Conference on Image and Graphics, 2009, pp. 143–148.