

文章编号: 2095-4980(2025)03-0202-12

基于不同回波信号模型的太赫兹三维人体成像

韩嘉越^{1a,1b}, 何丹萍^{1b}, 朵灏^{*2}, 陈奔^{1b}, 官科^{1a,1b}, 窦建武³

(1.北京交通大学 a.先进轨道交通自主运行全国重点实验室; b.电子信息工程学院, 北京 100044; 2.中国信通院 泰尔终端实验室, 北京 100191; 3.中兴通讯股份有限公司 移动网络和移动多媒体技术国家重点实验室, 广东 深圳 518055)

摘要: 多输入多输出合成孔径雷达(MIMO SAR)成像系统利用多通道获得人体多方位信息, 适用于人体安检场景。但在太赫兹 MIMO SAR 成像系统中, 由于天线元素数量众多, 如何平衡回波信号模型的准确度与计算效率成为关键挑战。采用圆柱形合成孔径照射人体获得回波信号, 并使用极坐标格式算法(PFA)处理这些回波信号, 实现太赫兹三维人体成像。通过仿真比较 2 种不同回波信号模型: 物理光学(PO)算法和射线追踪(RT)方法在计算完美电导体材料人体时的计算效率和成像效果。结果表明, 使用图形处理器(GPU)加速的 PO 算法在计算效率和成像质量方面均表现出色, 整个圆柱形合成孔径回波信号的计算时间小于 1 h, 同时成像结果能清晰重现危险物体的形状。此外 PO 算法在计算符合实际材料人体的回波信号时, 同样展现出优异的性能。本文还探索了不同波瓣宽度的定向天线对成像效果的影响。该研究为未来成像算法的验证及优化提供了更准确且高效的回波信号模型。

关键词: 太赫兹成像; 回波信号模型; 物理光学(PO)算法; 射线追踪; 多输入多输出合成孔径雷达(MIMO SAR); 极坐标格式算法

中图分类号: TN92

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2024406

Terahertz 3D human imaging based on different echo signal models

HAN Jiayue^{1a,1b}, HE Danping^{1b}, DUO Hao^{*2}, CHEN Ben^{1b}, GUAN Ke^{1a,1b}, DOU Jianwu³

(1a.State Key Laboratory of Advanced Rail Autonomous Operation; 1b.School of Electronic Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China; 2.CTTL-Terminals, China Academy of Information and Communications Technology, Beijing 100191, China; 3.State Key Laboratory of Mobile Network and Mobile Multimedia Technology, ZTE Corporation, Shenzhen Guangdong 518055, China)

Abstract: Multiple Input Multiple Output Synthetic Aperture Radar(MIMO SAR) imaging systems use multiple channels to obtain multi-directional information about humans, which is suitable for human security scenarios. However, in THz MIMO SAR imaging systems, due to the large number of antenna elements, how to balance the accuracy and computational efficiency of the echo signal model becomes a key challenge. A cylindrical synthetic aperture is employed to irradiate the human to obtain the echo signals, and these echo signals are processed by using the Polar Format Algorithm(PFA) to achieve THz 3D human imaging. The computational efficiency and imaging results of two different echo signal models, the Physical Optics(PO) algorithm and the Ray Tracing(RT) method, are compared by simulation for computing a Perfect Electric Conductor(PEC) material-human body. The results show that the PO algorithm using Graphics Processing Unit(GPU) acceleration performs well in terms of computational efficiency and imaging quality, with less than one hour of computation time to compute the entire cylindrical synthetic aperture echo signal, and the imaging results clearly reproduce the shape of the hazardous object. In addition, the PO algorithm also performs well in calculating echo signals that match the actual material of the human body. The effect of directional antennas with different lobe widths on the imaging results is also explored. This provides a more accurate and efficient echo signal model for future

收稿日期: 2024-08-27; 修回日期: 2024-12-12

基金项目: 重点研发计划基金资助项目(2023YFB2904801); 教育部基金资助项目(8091B032123); 北京市自然科学基金资助项目(L221009); 航空科学基金资助项目(2022Z0660M5001)

*通信作者: 朵灏 email:duohao@caict.ac.cn

validation and optimization of imaging algorithms.

Keywords: terahertz imaging; echo signal model; Physical Optics(PO) algorithm; Ray Tracing; Multiple Input Multiple Output Synthetic Aperture Radar(MIMO SAR); polar format algorithm

太赫兹^[1]成像技术在人体安检领域备受关注,具备显著优势:首先,太赫兹波兼具衣物穿透能力和高分辨成像的双重特性。与光波^[2]相比,太赫兹波能穿透衣物、纸张等非金属材料,实现对人体隐匿危险物体的成像检测^[3]。相较于毫米波,太赫兹波的带宽更大^[4],波长更短^[5],从而能够提供毫米甚至亚毫米级别的高分辨力成像^[6];其次,太赫兹波在生物安全性方面也具备明显优势。由于太赫兹波的光子能量仅在1 meV量级,远低于人体皮肤的电离能,因此不会对人体造成电离损伤,生物安全性较高。但现有的太赫兹成像系统面临硬件设备复杂且昂贵的挑战^[7],且太赫兹时域光谱成像系统、连续波扫描成像系统和雷达成像系统普遍存在扫描成像时间过长的问题。这些挑战限制了太赫兹成像技术的广泛应用。因此通过仿真研究太赫兹成像技术,为太赫兹成像仪的设计和提供理论基础和技术支持。

在成像技术中,干涉合成孔径雷达成像^[8]通过测量图像间的相位差实现成像,主要用于测绘和遥感领域提供目标的整体高度信息;层析合成孔径雷达成像^[9]适用于获取目标内部结构或多层次信息的场景,如环境监测和地质勘探;多输入多输出合成孔径雷达(MIMO SAR)成像^[10]通过多通道配置可以更准确地捕捉人体细节,并增强对复杂结构的成像效果,实现高分辨力成像。然而由于太赫兹波的波长较短,MIMO SAR成像系统需要的天线元素数量较多,因此人体回波信号模型在计算准确度和效率上面临挑战。德克萨斯大学达拉斯分校WISLAB实验室提出了一个基于传播路径距离推导回波信号的模型^[11],该模型计算过程简单且速度快,适用于需要构建图像数据集的应用场景。但此模型未考虑电磁波入射角度以及成像目标的材料特性对反射率的影响,也忽略了几何因素对回波信号的影响。特别是该方法假设发射机能够覆盖成像目标的所有目标点,但实际上发射机无法照射到目标的背向部位。为克服这些限制,本文介绍了基于物理光学(PO)算法和射线追踪(RT)方法的回波信号模型,这两种方法考虑了入射角度和几何因素对回波信号的影响,能够模拟电磁波与目标交互的复杂性。通过仿真比较了PO算法和RT方法在计算效率和成像效果的表现,探索了针对不同材料物体以及不同天线波瓣宽度对成像结果的影响,旨在为成像算法的验证提供更准确高效的回波信号模型。

1 基于物理光学(PO)算法的回波信号模型

1.1 针对完美电导体目标的PO算法

PO算法是求解高频电磁散射问题的有效方法,尤其适用于电大尺寸物体的雷达散射截面(Radar Cross Section, RCS)的计算。当电磁波照射到完美电导体(PEC)表面时,会在表面激励出感应电流,这些电流进一步向空间中辐射电场。PO算法将目标物体的电磁散射视为感应电流产生的次波叠加效应,有效地将散射问题转换为感应电流再辐射问题^[12]。

在安检场景中,圆柱形合成孔径的收发机位于人体同一侧,并且与人体的距离相对较近。在这种配置下,人体回波信号的主要贡献来源于电磁波的一阶反射或散射,而高阶反射或散射的影响相对较小。此外由于该环境下衍射效应对回波信号的影响可忽略不计,因此PO算法因电流不连续性导致的边缘衍射无法表征问题对回波信号不会产生影响。考虑到太赫兹波的波长相对于人体尺寸较小,人体可视作一个电大尺寸目标。因此,PO算法在计算回波信号方面具有显著优势。

为降低算法的整体复杂度,PO算法忽略了物体表面各面元之间感应电流的相互作用。此算法基于以下3个核心假设简化问题:a)假设物体表面的曲率半径远大于电磁波的波长;b)只有直接被电磁波照射的区域才会产生感应电流;c)假设物体受照射表面上的感应电流的特性与在入射点与表面相切的无限大平面上的电流特性相同。基于这些假设,可推导出PEC散射体表面的感应电流密度 $J_{PO}(r')$ 为^[13]:

$$J_{PO}(r') = \begin{cases} 2\mathbf{n}(r') \times \mathbf{H}(r'), & \theta_i < \theta_{\text{threshold}} \text{ 亮区} \\ 0, & \theta_i \geq \theta_{\text{threshold}} \text{ 暗区} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{H}(r')$ 为散射体表面 r' 处的入射磁场; $\mathbf{n}(r')$ 为 r' 所在面元的法向量; θ_i 为入射角度; $\theta_{\text{threshold}}$ 为阈值角度,一般取值为 90° 。

在三维人体成像中,由于接收机通常位于人体的近场区域,因此在分析感应电流产生的辐射场时,需考虑近场特性。并矢格林函数准确描述了物体表面电流与辐射电场之间的数值关系,广泛用于近场区域散射电场的计算^[14]。本文应用并矢格林函数计算PEC物体的回波信号,表达式如下:

$$\mathbf{E}(r) = -j2\pi f\mu \sum_{n=1}^N \mathbf{G}(r, r') \cdot \mathbf{J}_{\text{PO},n}(r') \cdot S_n \quad (2)$$

式中: f 为频率; μ 为磁导率; $\mathbf{J}_{\text{PO},n}$ 为第 n 个面元的感应电流密度; S_n 为第 n 个面元的面积; N 为总面元数量; r' 为电流源点所在的空间位置, r 为散射电场所在的空间位置, $\mathbf{G}(r, r')$ 为矢量格林函数, 其表达式如下:

$$\mathbf{G}(r, r') \triangleq \left[\mathbf{I} + \frac{\nabla\nabla}{k_0} \right] G(r, r') = \left(1 + \frac{j}{k_0 R} - \frac{1}{k_0^2 R^2} \right) \mathbf{I} G(r, r') + \left(-1 - \frac{3j}{k_0 R} + \frac{3}{k_0^2 R^2} \right) \mathbf{r}\mathbf{r} G(r, r') \quad (3)$$

式中: $k_0 = 2\pi/\lambda$; $R = |r - r'|$; \mathbf{I} 为单位并矢; \mathbf{r} 为源点指向场点的单位向量。 $G(r, r')$ 为标量格林函数:

$$G(r, r') = \frac{e^{-jk_0|r-r'|}}{4\pi|r-r'|} \quad (4)$$

1.2 针对电介质目标的 PO 算法

在安检场景中, 不同目标物体材料种类繁多, PO 算法同样适用于电介质目标的回波计算。相比于 PEC 材料, 电磁波与电介质相互作用时, 会在其表面激励出感应电流和磁流, 二者共同作为辐射源对散射电场产生贡献。利用并矢格林函数计算电介质的回波信号, 表达式如下:

$$\mathbf{E}(r) = -j2\pi f\mu \sum_{n=1}^N \mathbf{G}(r, r') \cdot \mathbf{J}_{\text{PO},n}(r') \cdot S_n + \sum_{n=1}^N \mathbf{M}_{\text{PO},n}(r') \times \nabla G(r, r') \cdot S_n \quad (5)$$

式中 $\mathbf{M}_{\text{PO},n}$ 为第 n 个面元的感应磁流密度。

电介质感应电流密度 $\mathbf{J}_{\text{PO}}(r')$ 与磁流密度 $\mathbf{M}_{\text{PO}}(r')$ 的表达式如下^[15]:

$$\mathbf{J}_{\text{PO}}(r') = \begin{cases} \mathbf{n}(r') \times \begin{bmatrix} 1 + \tau_{\text{TM}} & 0 \\ 0 & 1 - \tau_{\text{TE}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{TM}}(r') \\ \mathbf{H}_{\text{TE}}(r') \end{bmatrix}, & \theta_i < \theta_{\text{threshold}} \text{ 亮区} \\ 0, & \theta_i \geq \theta_{\text{threshold}} \text{ 暗区} \end{cases} \quad (6)$$

$$\mathbf{M}_{\text{PO}}(r') = \begin{cases} -\mathbf{n}(r') \times \begin{bmatrix} 1 - \tau_{\text{TM}} & 0 \\ 0 & 1 + \tau_{\text{TE}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{\text{TM}}(r') \\ \mathbf{E}_{\text{TE}}(r') \end{bmatrix}, & \theta_i < \theta_{\text{threshold}} \text{ 亮区} \\ 0, & \theta_i \geq \theta_{\text{threshold}} \text{ 暗区} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{H}_{\text{TM}}(r')$ 和 $\mathbf{H}_{\text{TE}}(r')$ 分别为散射体表面 r' 处的横磁(Transversal Magnetic, TM)极化和横电(Transversal Electric, TE)极化的入射磁场分量; $\mathbf{E}_{\text{TM}}(r')$ 和 $\mathbf{E}_{\text{TE}}(r')$ 分别为散射体表面 r' 处的 TM 极化和 TE 极化的入射电场分量; τ_{TM} 和 τ_{TE} 为由菲涅尔反射定理计算的 TM 极化和 TE 极化的反射系数, 表达式如下^[16]:

$$\tau_{\text{TM}} = \frac{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} \cos \theta_i - \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} - \sin^2 \theta_i}}{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} \cos \theta_i + \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} - \sin^2 \theta_i}} \quad (8)$$

$$\tau_{\text{TE}} = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} - \sin^2 \theta_i}} \quad (9)$$

式中: θ_i 为入射角度; 假设介质是各向同性的, 相对磁导率 μ_r 为 1, 则 ε_1 和 ε_2 分别为第 1 种介质和第 2 种介质的复介电常数, 定义为:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot (\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'') \quad (10)$$

式中: ε_0 为真空的介电常数; ε_r' 和 ε_r'' 分别为相对复介电常数的实部和虚部。

通常情况下, PEC 材料的 $|\tau_{\text{TM}}|$ 和 $|\tau_{\text{TE}}|$ 均假设为 1, 此时感应电流密度的计算公式(6)退化为公式(1), 磁流密度不再存在。

2 基于射线追踪的回波信号模型

RT技术基于电磁理论、几何光学理论和几何绕射理论。假设电波以平面波传播，用射线描述从发射机到接收机的所有传播路径，从而确定传播信道中发射机和接收机之间的多径分量，可以提供从发射机到接收机所有可能多径的到达角、离开角、时延和复数形式的电场强度等信道参数^[17]。

在计算人体回波信号时，RT方法可精确地捕捉到由于人体的不同几何形态和组织特性引起的传播路径变化。RT还具备考虑材料特性和几何因素对回波信号影响的能力，从而提高了仿真的精确度和实用性。此外RT方法能够提供关键的电场强度和多频点数据，这些信息对于人体成像至关重要。因此，使用北京交通大学团队自主研发的RT平台计算人体的回波信号。

2.1 多径几何追踪

作为RT仿真的重要组成部分，多径几何追踪根据其工作方式分为发射射线法和镜像法，本文采用镜像法，见图1。镜像法基于光线的镜像原理，当源点S发射的射线经过镜面反射后到达接收点R时，该射线轨迹相当于从源点的镜像点IS发射而来，因此IS可视为一个虚拟的发射源。为确定由真实源点S发出的射线是否会影响到R处的电场强度，只需将源点S和接收点R通过镜面进行连接。如果连线和镜面的交点I在镜面AB上，则表明从源点S发出的射线经过镜面反射后确实会经过R处。对于高阶多重反射的追踪，只需对上述过程进行递归操作。

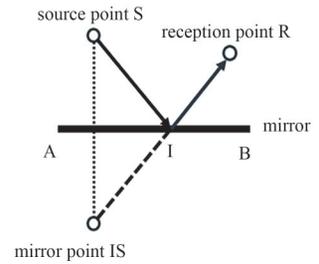


Fig.1 Schematic diagram of the mirror method
图1 镜像法示意图

2.2 多径几何计算

RT技术的电磁计算是保证结果准确性的核心技术。电磁计算依靠不同的传播机理模型，在计算回波信号时涉及的传播机理包括反射和散射，以下对这些传播机理进行详细介绍。

2.2.1 反射

当电磁波传播路径上存在一个体积远大于波长的物体时，电磁波会受到阻挡而无法绕过该物体，此时在不同介质的交界处会发生反射。这种情况下，无线信号会通过地面或其他障碍物的反射径到达接收点，这种反射信号称为反射波。通过菲涅尔方程(Fresnel Equation)进行反射径的计算，以确定反射径的特性，反射系数由式(8)和式(9)计算。

2.2.2 散射

RT的散射机制和传播特性可通过兰伯特散射(Lambertian Scattering, LS)模型和方向性散射(Directive Scattering, DS)模型表征。LS模型假设散射电场的最大值始终垂直于反射面，且其散射波束形状并不随入射角的变化而变化，该模型适用于表面非常粗糙的材料。DS模型假设散射电场的最大值与入射角有关，散射波束形状会随入射角的变化而变化，该模型适用于大多数材料。本文采用DS模型，下面对此模型进行详细介绍。

有效粗糙度(Effective Roughness, ER)^[18-19]方法用于衡量散射对电磁波传播的影响。每种介质表面都具有一个特定的有效粗糙度，该参数不仅考虑了介质表面的实际粗糙度，且通过一种统计平均的方法综合了表面不规则性对散射的影响。有效粗糙度旨在提供一个综合的度量，反映表面粗糙度对电磁波散射行为的总体影响。

DS模型基于“散射波瓣朝着镜面反射方向”的假设，为和假设保持一致，考虑以下表达式^[20]：

$$|\mathbf{E}_s|^2 = \mathbf{E}_{s_0}^2 \left(\frac{1 + \cos \psi_R}{2} \right)^{\alpha_R}, \alpha_R = 1, 2, \dots, N \quad (11)$$

式中： ψ_R 为反射方向和散射方向的夹角； α_R 为有效粗糙度，与散射波瓣宽度相关； \mathbf{E}_s 为与镜面反射方向夹角为 ψ 的散射电场，当 $\psi_R = 0$ 时， \mathbf{E}_s 取得最大值 \mathbf{E}_{s_0} 。当电磁波以入射角 θ_i 入射介质表面，DS模型可计算任何特定散射角 θ_s 的散射电场 \mathbf{E}_s 。

该模型中，最大散射电场 \mathbf{E}_{s_0} 可表示为：

$$\mathbf{E}_{s_0} = \left(\frac{SK}{d_i d_s} \right)^2 U^2 \frac{dS \cos \theta_i}{F_{\alpha_R}} \quad (12)$$

式中：散射系数 $S = \frac{|\mathbf{E}_s|}{|\mathbf{E}_R|}$ ， $|\mathbf{E}_s|$ 为散射电场， $|\mathbf{E}_R|$ 为反射电场； $K = \sqrt{60G_t P_t}$ 为系统增益， G_t 为发射天线增益， P_t

为发射功率； d_i 和 d_s 分别为发射天线和接收天线到(反)散射点的距离； $U = \frac{|\mathbf{E}_R|}{|\mathbf{E}_i|}$ ， $|\mathbf{E}_i|$ 为入射电场； dS 为单位面积； θ_i 为入射角； F_{α_R} 可表示为：

$$F_{\alpha_R} = \frac{1}{2^{\alpha_R}} \times \sum_{j=0}^{\alpha_R} \binom{\alpha_R}{j} \cdot I_j \quad (13)$$

$$I_j = \frac{2\pi}{j+1} \left[\cos \theta_i \sum_{w=0}^{j-1} \binom{2w}{w} \frac{\sin^{2w} \theta_i}{2^{2w}} \right]^{\binom{1-(j-1)}{2}} \quad (14)$$

式中： $\binom{\alpha_R}{j}$ 为数学组合 $C_{\alpha_R}^j$ ，表示从 α_R 个不同元素中，任取 j 个元素组成一组，计算公式为：

$$\binom{\alpha_R}{j} = C_{\alpha_R}^j = \frac{\alpha_R!}{j!(\alpha_R-j)!} \quad (15)$$

同理

$$\binom{2w}{w} = C_{2w}^w = \frac{2w!}{w!(2w-w)!} \quad (16)$$

3 太赫兹三维人体成像

3.1 理论基础

3.1.1 圆柱形合成孔径

MIMO SAR 成像系统中采用圆柱形合成孔径照射人体获得回波信号。假设成像场景见图 2，MIMO 阵列沿着 z 方向排列，在 z 方向和 φ 方向进行采样，形成圆柱形合成孔径。为确保成像系统的有效性和准确性，圆柱形合成孔径的波数间隔、MIMO 阵列等效相位中心间隔以及 MIMO 阵列沿 φ 方向采样间隔均需满足特定的条件^[10]。

1) 波数间隔：

$$\Delta k < \frac{\pi}{2R_t} \quad (17)$$

式中 R_t 为目标径向的最大距离。

2) MIMO 阵列等效相位中心间隔：

$$\Delta z < \frac{\lambda_c \sqrt{\frac{(L_z + D_z)^2}{4} + R_0^2}}{2(L_z + D_z)} \quad (18)$$

式中： L_z 为天线阵列 z 方向上等效相位中心的总长度； D_z 为目标 z 方向上的最大尺寸； R_0 为圆柱形合成孔径的半径； λ_c 为中心频点的波长。

3) MIMO 阵列沿着 φ 方向采样间隔：

$$\Delta \varphi < \frac{\pi \sqrt{R_0^2 + R_t^2}}{2k_{\max} R_0 R_t} \quad (19)$$

式中 k_{\max} 为最大频点对应的波数。

3.1.2 回波信号预处理

为减少天线阵列元素的数量，采用 MIMO 形式的收发天线阵列获得回波信号。因极坐标格式算法处理的是单输入单输出(Single Input Single Output, SISO)形式的回波信号，因此，需将 MIMO 形式的回波信号 S_{MIMO} 转换为 SISO 形式的回波信号 S_{SISO} 。图 3 中 MIMO 回波信号是发射信号从发射机经过 L_{Tx} 和 L_{Rx} 传播路径到达接收机，SISO

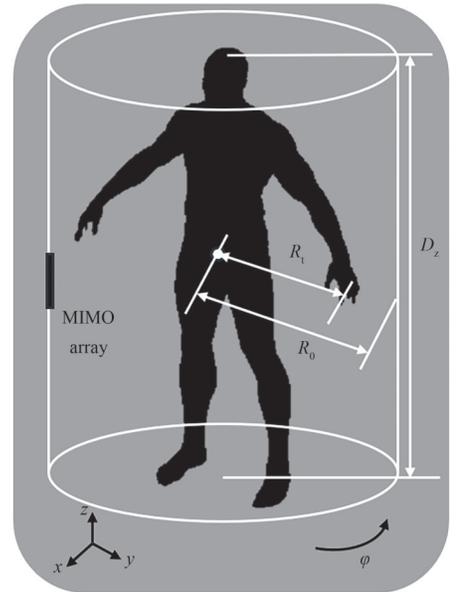


Fig.2 Schematic of the sampling interval imaging scenario
图2 采样间隔成像场景示意图

形式的回波信号是发射信号从等效相位中心出发经过 2 倍 l_{EPC} 传播路径回到等效相位中心。因此，使用类似相位补偿的方法进行预处理^[21]：

$$S_{SISO} = S_{MIMO} \cdot e^{jkL_{diff}} \quad (20)$$

$$L_{diff} = l_{Tx} + l_{Rx} - 2 \times l_{EPC} = \frac{l^2}{4 \times l_0} \quad (21)$$

式中： k 为电磁波的波数； l 为发射机与接收机之间的距离； l_0 为等效相位中心到目标中心的垂直距离。

3.1.3 极坐标格式算法

假设散射过程满足一阶 Born 近似，则回波信号 $S_{SISO}(z', \varphi, k)$ 可由目标函数 $p(x, y, z)$ 表示：

$$S_{SISO}(z', \varphi, k) = \iiint p(x, y, z) e^{-j2kR} dx dy dz \quad (22)$$

式中： k 为发射信号的波数； R 为收发天线与目标的距离，表示为：

$$R = \sqrt{(x - R_0 \cos \varphi)^2 + (y - R_0 \sin \varphi)^2 + (z - z')^2} \quad (23)$$

式中： (x, y, z) 为目标的坐标； (z', φ) 为圆柱形合成孔径的坐标； R_0 为圆柱形合成孔径的半径。

式(22)经过推导后可表示为回波信号 $S_{SISO}(z', \varphi, k)$ 经过傅里叶变换、滤波和插值等处理获得目标函数 $p(x, y, z)$ ，具体表示为^[22]：

$$p(x, y, z) = \text{IFT}_{3D}^{(k_x, k_y, k_z)} \left\{ P \left[\text{IFT}_{1D}^{k_z} \left[S_{SISO}(k_z, k_\varphi, k) \left[\text{FT}_{1D}^\varphi \left(e^{j\sqrt{4k^2 - k_z^2} R_0 \cos \theta} \right) \right]^* \right] \right] \right\} \quad (24)$$

式中： $\text{FT}[\cdot]$ 表示傅里叶变换； $\text{IFT}[\cdot]$ 表示傅里叶逆变换； $P[\cdot]$ 表示斯托克斯插值。

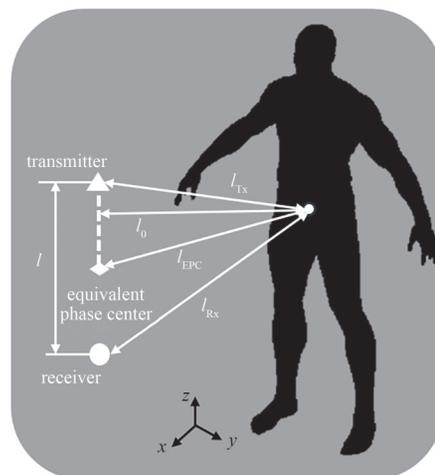


Fig.3 Schematic diagram of echo signal pre-processing
图3 回波信号预处理示意图

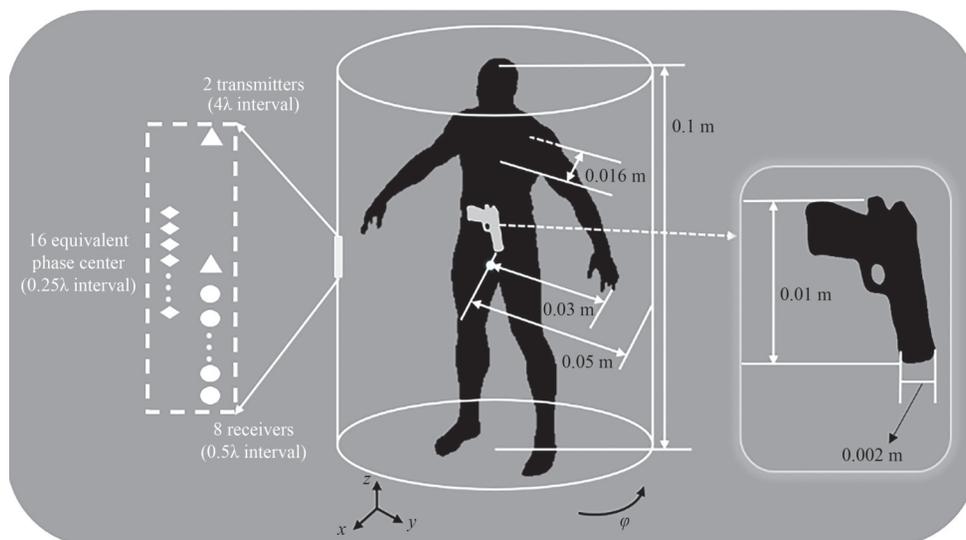


Fig.4 Imaging simulation scenario
图4 成像仿真场景

3.2 仿真实现

3.2.1 仿真配置

太赫兹波能够轻易穿透棉衣等材料^[23]，且损耗极低(仅为几分贝，甚至为零)，因此在仿真中省略外衣层，直接使用裸露的人体模型以简化仿真过程，仿真场景见图4。为了提高仿真效率，将人体高度设置为 0.1 m，并在人体正前方 0.002 m 处放置一个危险物体，如枪支。圆柱形合成孔径半径增大意味着 φ 方向采样点数增加，仿真时间延长。人体径向最大长度为 0.03 m，考虑仿真效率^[24]和实际情况，圆柱形合成孔径半径设置为 0.05 m，

MIMO阵列 z 方向上等相位中心的总长度与人体高度保持一致, 设置为0.1 m。仿真频率为290~310 GHz, 带宽为20 GHz。根据预设的仿真参数, 依据式(17)~(19)的约束条件, 设置频点数为41, 等相位中心间隔为 0.25λ (λ 为中心频点对应的波长), 沿着 φ 方向采样点数为800。此外, 3种受约束的采样间隔应在小于最大值的基础上留有适当的冗余值, 以确保仿真结果的准确性和可靠性。MIMO阵列为2个发射机和8个接收机, 发射机间隔为 4λ , 接收机间隔为 0.5λ , 形成16个等 0.25λ 间隔排列的等相位中心, 排列方式见图4。MIMO阵列在 z 方向采样26个点, 在 φ 方向采样800个点, 形成圆柱形合成孔径, 详细的仿真参数见表1。另外, 仿真的人体模型高度为0.1 m, 与真实人体有较大的差距。根据式(17)~(19), 在相同的太赫兹频段下, 若采用较小的模型, 采样间隔将相应减少, 导致回波信号数据量增大, 影响仿真配置和计算效率。但参考文献[10]指出, 在成像分辨力的计算中, 目标尺寸的等比缩放效应会相互抵消。因此, 缩小仿真模型会提升计算效率, 但对最终成像分辨力并不产生显著影响。

表1 成像场景仿真配置
Table1 Simulation configuration of imaging scenario

f/GHz	number of frequency points	human body size	gun location	gun height/m	width of gun shank/m	MIMO arrays	MIMO arrays z -direction sampling interval	MIMO arrays number of z direction samples	MIMO arrays number of φ direction samples	MIMO arrays φ direction sampling range
290~310	41	0.1 m in the z direction, 0.06 m in the y direction, 0.016 m in x direction	0.002 m directly in front of the body	0.01	0.002	2 transmitters spaced 4λ apart, 8 transmitters spaced 0.5λ apart	4λ	26	800	$0\sim 2\pi$

3.2.2 仿真方式

选择3种不同的仿真方式: a) 使用全波电磁仿真软件FEKO进行高精度仿真; b) 应用PO算法直接计算; c) 利用RT方法进行仿真。3种仿真方式的异同点总结在表2中。

表2 3种不同的仿真方式
Table2 Three different simulation methods

simulation method	material	transmitting antenna	receiving antenna	simultaneous calculation
FEKO software	PEC	electric dipole	near-field solving	1 transmitter, 8 receivers and 41 frequency points
PO algorithm	PEC	point-source antenna	point-source antenna	1 transmitter, 8 receivers and 41 frequency points
RT method	metal in the material library	omni-directional vertically polarized antenna	omni-directional vertically polarized antenna	1 transmitter, 8 receivers and 41 frequency points

1) FEKO 软件仿真

在FEKO中采用线性间隔离散点的方式配置多个频点, 并选择电偶极子作为激励源, 同时近场求解作为接收机。由于人和枪支具有较强的导电性, 因此在仿真中将它们的材料设置为PEC。在太赫兹频段下, 人体被视为电大尺寸目标, 因此在FEKO中选择PO算法进行求解。每个仿真文件中配置1个激励源和8个接收机, 通过FEKO中.lua脚本实现循环仿真, 共进行了41 600次仿真, 整个仿真过程耗时约8天。

2) PO 算法仿真

直接使用PO算法计算人体回波信号。首先将人体进行三角面元剖分, 定义阈值角度为 90° , 当发射机到三角面元的入射角小于该阈值时, 该面元被视为位于亮区。值得注意的是, 这种定义方法可以快速搜索亮暗区, 但也有可能导致部分受到遮挡的面元被错误视为亮区。对于位于亮区的每个面元, 采用式(1)计算其表面电流。该方法可同时计算1个发射机、8个接收机和41个频点的接收电场, 计算循环41 600次。发射和接收天线均使用点源天线。由于计算过程复杂度低, 且借助图形处理器(GPU)加速, 整体计算时间约为40 min。

3) RT 方法仿真

在RT仿真中, 选择一阶反射和散射模拟传播过程。发射和接收天线均使用全向垂直极化天线; 人体和枪支的材料使用材料库中的metal, 其相对介电常数实部为1, 损耗角正切为 10^{-7} , 散射系数为0.140 9; 有效粗糙度为7。每条链路配置1个发射机和8个接收机, 共进行41 600条链路的仿真, 整个仿真过程耗时约6天。

3.2.3 仿真结果

当发射机位于人体左前方时，使用 PO 算法遍历人体所有有效面元，得到人体表面的电流分布，见图 5(a)。位于人体左前方的部位由于靠近发射机，因此产生的表面电流密度较大；相反，其背向部位的表面电流密度较小。RT 方法的多径仿真结果见图 5(b)，图中显示了位于人体背向位置 1 个发射机和 1 个接收机之间的多径传播情况，传播路径包括多条散射径。

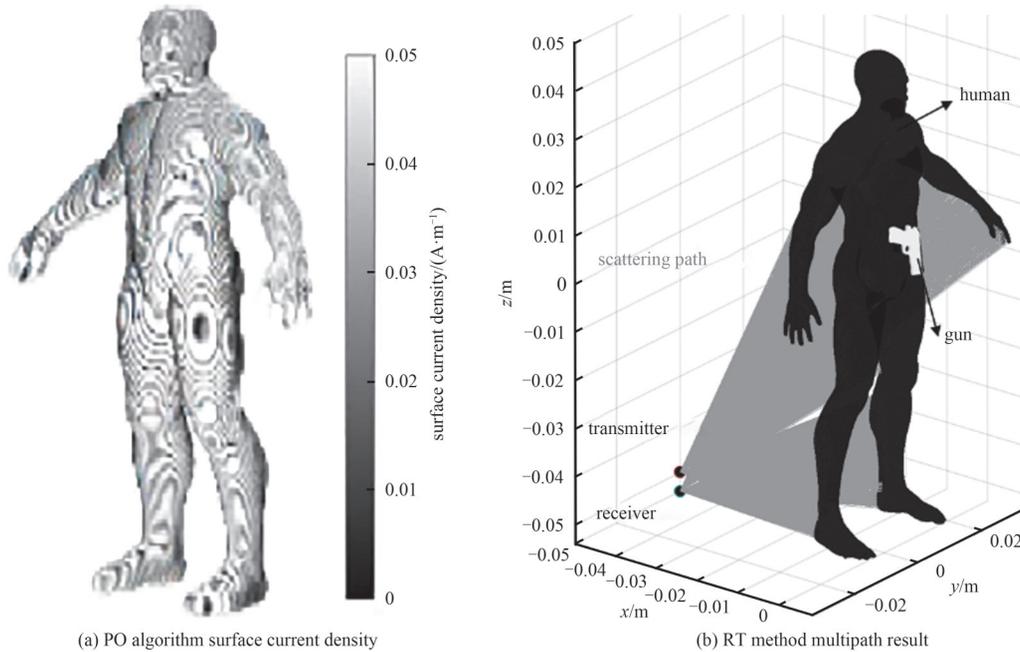


Fig.5 Simulation results
图 5 仿真结果

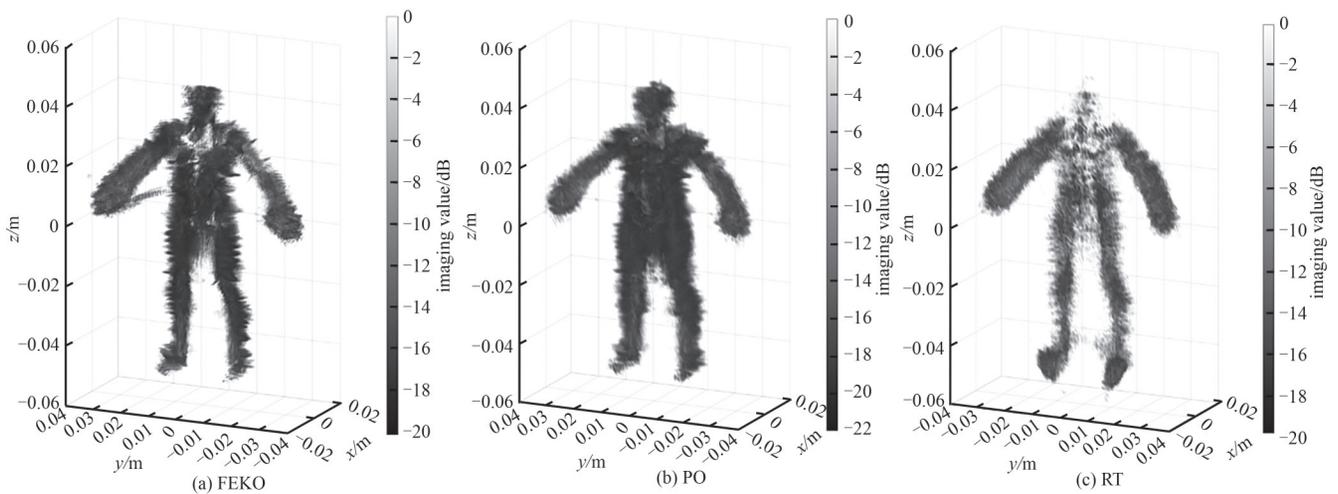


Fig.6 Imaging results
图 6 成像结果

从仿真结果中提取不同接收机、发射机、z 方向采样位置、φ 方向采样位置和频点的回波信号。首先，对回波信号进行预处理，获得 SISO 形式的回波信号；随后，使用极坐标格式算法(PFA)对回波信号进行傅里叶变换、滤波和插值等处理，获得人体的目标函数，人体目标函数的可视化结果见图 6。FEKO、PO 算法和 RT 方法的成像结果均能显示出人体的轮廓，但枪支轮廓不明显。对成像结果进行中值滤波，得到图 7 的成像效果。FEKO 成像结果能显示出人体和枪支轮廓，但由于枪支与人体背景相似，识别难度较大。PO 算法的成像结果能清晰显示出人体和枪支轮廓，且枪支轮廓较为清晰，成功识别出宽度为 2 mm 的枪柄。RT 方法的成像结果能显示出人体

轮廓,但由于RT平台获取的回波信号能量主要基于方向性散射模型进行计算,该模型在人体近场区域的回波计算准确度较低,因此未能显示出枪支轮廓。此外,通过分析3种方式的成像结果,可观察到人体手部成像值较高且较为臃肿,这是由于人体手部回波信号的传播路径较短,路径损耗较小。同时,由于面元的阻挡效应,某些部位(如脖子、背部)的成像效果较差。表3为FEKO、PO算法和RT方法计算回波信号的成像结果和计算效率,相比之下,PO算法在成像精确度和计算效率方面均表现优异。

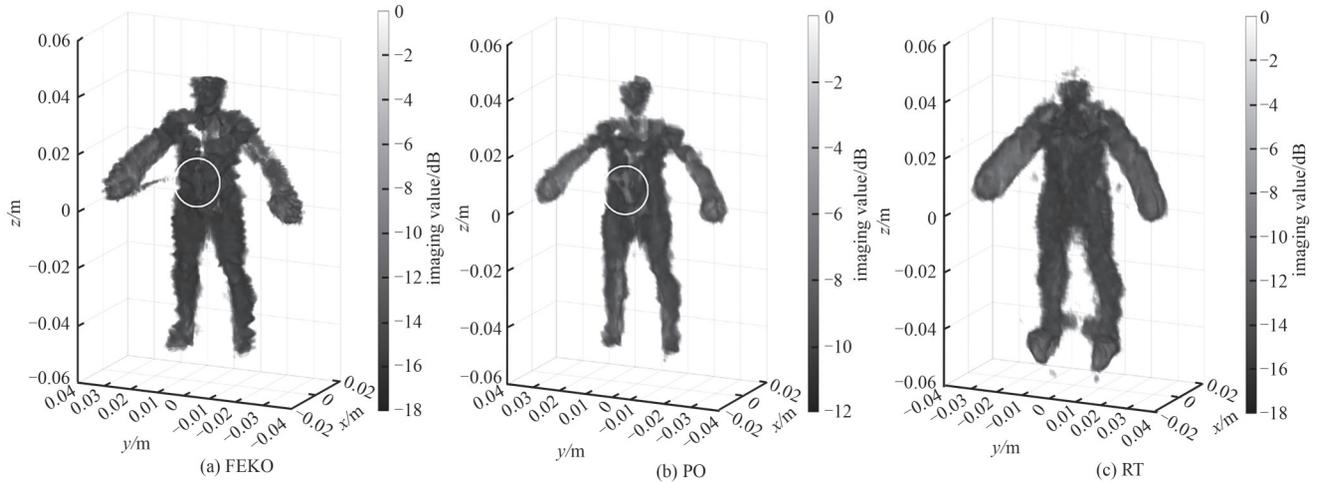


Fig.7 Imaging results after median filtering

图7 中值滤波后的成像结果

表3 3种仿真方式的性能

Table3 Performance of the three simulation methods

simulation methods	whether the imaging result shows the human shape	whether the imaging result shows the gun shape	whether or not to use GPU acceleration	time of calculating the echo signal
FEKO software	Yes	Yes	No	8 d
PO algorithm	Yes	Yes	Yes	40 min
RT method	Yes	No	No	6 d

4 太赫兹三维人体成像的拓展研究

4.1 电介质人体的三维成像结果

前文中,人体和枪支均设置为PEC材料,但真实安检场景中,成像目标的材料往往是电介质,这可能导致与PEC目标完全不同的回波信号特性以及成像结果。本章中,设置人体和枪支为不同的材料电磁参数,基于PO算法计算回波信号,并利用PFA算法对目标进行成像。

人体皮肤的电磁参数相对难以萃取,研究人员通常采用与人体皮肤较为相似的猪皮肤的电磁参数替代^[25]。在图4仿真场景中,设置人体电磁参数^[26]:相对介电常数实部 ϵ_r' 为4.5,虚部 ϵ_r'' 为3.4;枪支的电磁参数: ϵ_r' 为1, ϵ_r'' 为 10^7 ,其反散射特性接近于PEC;天线类型为点源天线,在入射角小于 90° 的三角面元上产生电流和磁流。利用针对电介质人体目标的PO算法完成圆柱形合成孔径回波信号的计算,耗时60 min。随后,基于PFA算法处理回波信号,得到的人体成像结果见图8。

与图7(b)相比,成像目标的轮廓依然清晰可见,且人体和枪支的成像结果轮廓未发生太大变化。但由于人体的材料设置为电介质,来自人体的回波信号幅值减弱,成像结果的像素值相应降低。枪支材料的电磁特性与PEC更接近,反射系数更大,回波信号更强,因此成像结果的亮度显著大于人体。

4.2 定向天线照射下的三维成像结果

在成像场景中,全向天线或点源天线能够在更广的角度接收回波信号,而定向天线能够聚焦于部分重要的

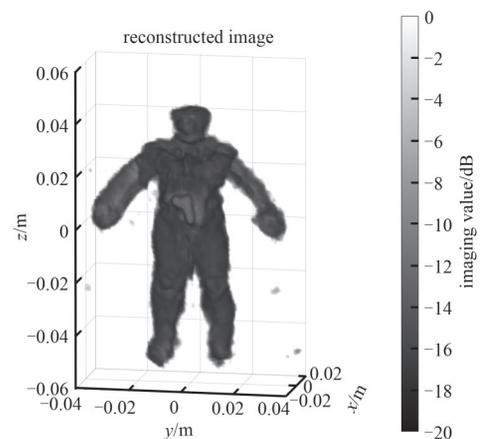


Fig.8 Imaging result of the dielectric human target

图8 电介质人体目标的成像结果

面元,且获得更大的天线增益。为探索不同波瓣宽度定向天线取得的成像效果,采用一种简易的圆锥状天线波瓣模拟定向天线辐射波瓣,半波瓣宽度由角度 α 定义,辐射区域内的天线增益相同,见图9(a)。当天线源点位于(0.05, 0, 0) m, α 为 30° 和 15° 时,圆锥状波瓣照射到的区域见图9(b)。

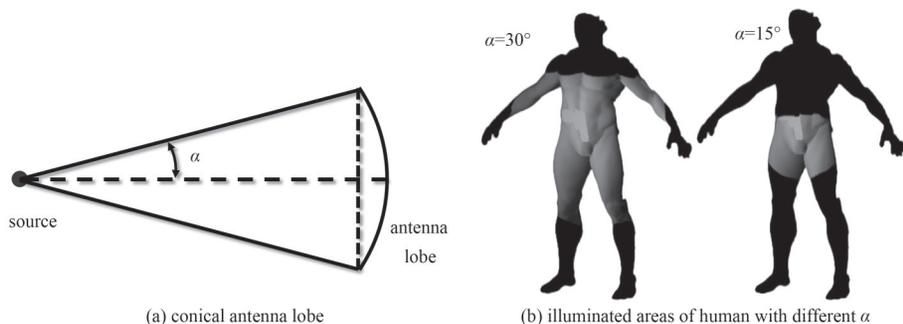


Fig.9 Simulation configuration
图9 仿真配置

在仿真时,圆锥形波瓣的轴线始终指向并垂直于 z 轴,以尽可能聚焦与辐射源距离最近的面元区域的回波信号。本文分别在 α 为 30° 、 15° 、 5° 时设置天线波瓣,模拟定向天线获取目标物体的回波信号,并用PFA算法进行成像,结果见图10。当 α 为 30° 时,除手臂区域略有缺失外,成像结果与使用点源天线时的结果几乎一致,这是因为靠近天线的面元所产生的回波信号远强于距离更远的面元,因此即使定向天线完全忽略远处位置面元的回波,对最终成像结果的影响非常有限。随着波瓣的减小,单个天线照射的人体面元数量减少,成像结果开始变得缺失和破碎,当 α 为 5° 时,难以呈现人体主要部位的轮廓,值得注意的是,降低成像热图的下限阈值并不能改善成像结果的完整性,反而会引入更多的噪声。因此,在太赫兹成像中,定向天线的波瓣宽度会对成像效果有显著影响,波瓣过窄可能导致成像效果严重劣化,难以获得清晰的图像。

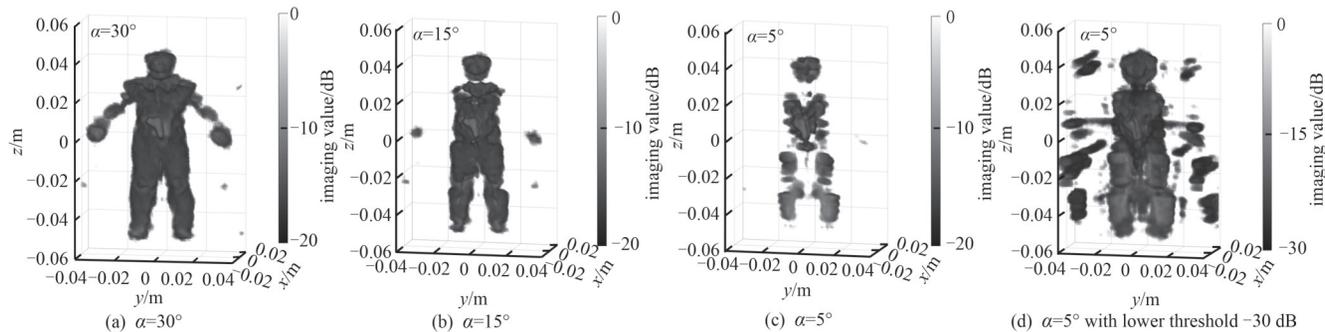


Fig.10 Imaging results for different α
图10 不同 α 值的成像结果

5 结论

本文介绍了基于PO算法和RT方法的回波信号模型,并针对特定的成像场景设计了MIMO SAR成像系统。采用圆柱形合成孔径,应用这2种模型计算了PEC材料人体的回波信号。首先,对回波信号进行预处理,获得SISO形式的回波信号;随后,对SISO回波信号进行傅里叶变换、滤波和插值等处理,从而获得人体的目标函数。成像结果显示,相比于使用FEKO软件和RT方法的回波信号模型,基于PO算法的模型在成像人体和枪支等目标方面展示了更优的性能,能够分辨出宽度为2 mm的枪柄,实现高分辨力成像。此外,借助GPU加速的PO算法在计算效率上显著优于FEKO和RT方法,效率约为这两者的300倍。因此,PO算法不仅在成像精确度上表现出色,而且在效率上具有明显优势。针对太赫兹三维人体成像的拓展研究表明,基于PO算法的回波信号模型在计算符合实际材料人体的回波信号时,成像结果能更清晰地显示出危险物体的形状,并保持较高的计算效率。同时,定向天线的波瓣宽度会对成像效果有显著影响:波瓣过窄可能导致成像效果严重劣化,难以获得清晰的图像。因此,在进行太赫兹成像时,天线波瓣宽度不宜设置过窄。基于PO算法的回波信号模型适合大规模天线元素的MIMO SAR成像系统,在需要快速响应的安检场景能够实现实时成像,为成像算法的验证提供准确且高效的回波信号生成模型。

参考文献:

- [1] LIU Mengyu,ZHANG Yang,JIN Yasheng,et al. Towards near-field communications for 6G:challenges and opportunities[J]. ZTE Communications, 2024,22(1):3-15. doi:10.12142/ZTECOM.202401002.
- [2] 孙运达,孙嘉龙. X光安检图像目标识别特性分析[J]. 北京交通大学学报, 2024,48(2):47-56. (SUN Yunda,SUN Jialong. Analysis of object recognition characteristics in X-ray security imaging[J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2024,48(2): 47-56.) doi:10.11860/j.issn.1673-0291.20230121.
- [3] 安俊峰,刘吉强,卢萌萌,等. 基于改进YOLOv8的地铁站内乘客异常行为感知[J]. 北京交通大学学报, 2024,48(2):76-89. (AN Junfeng,LIU Jiqiang,LU Mengmeng,et al. Algorithm for railway foreign object intrusion detection by improved YOLOv8 model[J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2024,48(2):76-89.) doi:10.11860/j.issn.1673-0291.
- [4] 田鹏,韩扬,王明旭,等. 全电子的300 GHz太赫兹无线通信[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2024,22(6):665-670. (TIAN Peng,HAN Yang,WANG Mingxu,et al. Demonstration of 300 GHz all-electronic terahertz wireless communications[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2024,22(6):665-670.) doi:10.11805/TKYDA2023387.
- [5] THOMAS K,GUAN K,MOLISCH A,et al. Millimeter wave and THz propagation channel modeling for high-data rate railway connectivity—status and open challenges[J]. ZTE Communications, 2016,14(S1):7-13. doi:10.3969/j.issn.1673-5188.2016.S1.002.
- [6] 石涵琛,杨闯,彭木根. 6G太赫兹通信:架构、技术与挑战[J]. 电波科学学报, 2024,39(3):395-412. (SHI Hanchen,YANG Chuang,PENG Mugen. Terahertz communication for 6G:architectures,technologies and challenges[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2024,39(3):395-412.) doi:10.12265/j.cjors.2023130.
- [7] 王欢,郎利影,庞亚军,等. 连续波太赫兹成像系统的单幅图像超分辨重建[J]. 红外与激光工程, 2023,52(1):263-270. (WANG Huan,LANG Liying,PANG Yajun,et al. Super-resolution reconstruction of single images for continuous-wave terahertz imaging systems[J]. Infrared and Laser Engineering, 2023,52(1):263-270.) doi:10.3788/IRLA20220292.
- [8] GRAY D,YANG R,YARDLEY H,et al. PLIS:an airborne polarimetric L-band interferometric synthetic aperture radar[C]// 2011 the 3rd International Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar(APSAR). Seoul,Korea(South):IEEE, 2011:1-4.
- [9] ZHU X,BAMLER R. Tomographic SAR inversion by l1-norm regularization—the compressive sensing approach[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2010,48(10):3839-3846. doi:10.1109/TGRS.2010.2048117.
- [10] GAO Jinkun,DENG Bin,QIN Yuliang,et al. An efficient algorithm for MIMO cylindrical millimeter-wave holographic 3-D imaging[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(11): 5065-5074. doi: 10.1109/tmtt. 2018. 2859269.
- [11] SMITH J W,YANIK M E,TORLAK M. Near-field MIMO-ISAR millimeter-wave imaging[C]// 2020 IEEE Radar Conference (RadarConf20). Florence,Italy:IEEE, 2020:1-6. doi:10.1109/RadarConf2043947.2020.9266412.
- [12] LI Xiangping,LI Rui,CHEN Jialin,et al. Analysis of the composite electromagnetic scattering problem based on MOM-POJOURNAL method[J]. Journal of Naval Aviation University, 2013,28(4):346-350.
- [13] 刘松华. 并行PO分析电大尺寸复杂军事目标的电磁散射[J]. 航空兵器, 2010(5):33-38. (LIU Songhua. Parallel PO analysis of electromagnetic scattering from electric large-size complex military targets[J]. Aerospace Weapons, 2010(5):33-38.) doi:10.3969/j.issn.1673-5048.2010.05.009.
- [14] LI W,HUANG C W,ALEXANDROPOULOS G C,et al. Tri-polarized holographic MIMO surfaces for near-field communications: channel modeling and precoding design[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(12): 8828-8842. doi: 10.1109/twc.2023.3266298.
- [15] ADANA F S,DIEGO I G,BLANCO O G,et al. Method based on physical optics for the computation of the radar cross section including diffraction and double effects of metallic and absorbing bodies modeled with parametric surfaces[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2004,52(12):3295-3303. doi:10.1109/TAP.2004.836444.
- [16] HE Danping,GUAN Ke,YAN Dong,et al. Physics and AI-based digital twin of multi-spectrum propagation characteristics for communication and sensing in 6G and beyond[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2023,41(11):3461-3473. doi:10.1109/JSAC.2023.3310108.
- [17] HE Danping,AI Bo,GUAN Ke,et al. The design and applications of high-performance ray-tracing simulation platform for 5G and beyond wireless communications:a tutorial[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2019,21(1):10-27. doi:10.1109/COMST.2018.2865724.
- [18] DEGLI-ESPOSTI V,BERTONI H L. Evaluation of the role of diffuse scattering in urban microcellular propagation[C]// Gateway to 21st Century Communications Village. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference(Cat. No. 99CH36324). Amsterdam,Netherlands:IEEE, 1999:1392-1396. doi:10.1109/vetecf.1999.801491.

- [19] DEGLI-ESPOSTI V. A diffuse scattering model for urban propagation prediction[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2001,49(7):1111–1113. doi:10.1109/8.933491.
- [20] DEGLI-ESPOSTI V, FUSCHINI F, VITUCCI E M, et al. Measurement and modelling of scattering from buildings[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007,55(1):143–153. doi:10.1109/TAP.2006.888422.
- [21] SMITH J W, TORLAK M. Efficient 3-D near-field MIMO-SAR imaging for irregular scanning geometries[J]. IEEE Access, 2022 (10):10283–10294. doi:10.1109/ACCESS.2022.3145370.
- [22] SMITH J W, YANIK M E, TORLAK M. Near-field MIMO-ISAR millimeter-wave imaging[C]// 2020 IEEE Radar Conference (RadarConf20). Florence, Italy: IEEE, 2020:1–6. doi:10.1109/RadarConf2043947.2020.9266412.
- [23] 王光键, 顾欢欢, 李先进, 等. 面向未来智能互联网络的太赫兹感知与通信[J]. 华为研究, 2022(2):46–67. (WANG Guangjian, GU Huanhuan, LI Xianjin, et al. Terahertz sensing and communication for future smart interconnected networks[J]. Huawei Research, 2022(2):46–67.)
- [24] 黄琼, 屈乐乐, 吴秉横, 等. 压缩感知在超宽带雷达成像中的应用[J]. 电波科学学报, 2010,25(1):77–82,202. (HUANG Qiong, QU Lele, WU Bingheng, et al. Compressive sensing for ultra-wideband radar imaging[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2010, 25(1):77–82,202.)
- [25] BENNETT D B, LI W, TAYLOR Z D, et al. Stratified media model for terahertz reflectometry of the skin[J]. IEEE Sensors Journal, 2011,11(5):1253–1262. doi:10.1109/JSEN.2010.2088387.
- [26] WANG J, LINDLEY-HATCHER H, CHEN X Q. THz sensing of human skin: a review of skin modeling approaches[J]. Sensors, 2021,21(11):3624. doi:10.3390/s21113624.

作者简介：

韩嘉越(1999–), 女, 在读硕士研究生, 主要研究方向为太赫兹无线信道建模与成像检测。email:hanjiayue@bjtu.edu.cn.

何丹萍(1985–), 女, 博士, 副教授, 主要研究方向为无线信道仿真与建模。

朵灏(1982–), 男, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为移动通信技术。

陈奔(2000–), 男, 在读博士研究生, 主要研究方向为太赫兹无线信道测量和建模。

官科(1983–), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为电波传播与无线信道测量、仿真与建模, 毫米波与太赫兹通信技术、智慧轨道交通移动通信系统等。

窦建武(1973–), 男, 博士, 正高级工程师, 主要研究方向为太赫兹通信与无线信道建模。