arXiv:2305.02064v1 [eess.SP] 3 May 2023

适用于不规则扫描几何结构的高效三维近场 MIMO-SAR 成像

IEEEAccess（已接收）

乔赛亚·W·史密斯
电气与计算机工程系达拉斯德克萨斯大学德克萨斯州理查森市
75080josiah.smith@utdallas.edu

穆拉特·托尔拉克
电气与计算机工程系达拉斯德克萨斯大学美国德克萨斯州理查森市，邮编
75080torlak@utdallas.edu

摘要

本文介绍了一种用于不规则扫描几何下高效近场合成孔径雷达（SAR）成像的新算法。随着第五代（5G）毫米波（mmWave）设备的兴起，近场 SAR 成像已不再局限于实验室环境。定位技术的最新进展使毫米波成像领域一系列新应用受到广泛关注。然而，许多应用场景（如车载 SAR 成像、无人机（UAV）成像，以及使用智能手机进行手持成像）都受限于不规则扫描几何。传统近场 SAR 成像系统和快速人员安检（QPS）扫描仪采用高精度运动控制器来创建理想的合成阵列，而前述新兴应用在本质上无法实现这种理想定位。此外，许多物联网（IoT）和 5G 应用对尺寸和计算复杂度有严格限制，这些限制必须纳入边缘毫米波成像技术的考量。本研究提出一种新算法，以利用非合作式 SAR 扫描模式、小型多输入多输出（MIMO）雷达以及高效单基地平面图像重建算法的优势。我们提出一种框架，用于对任意且不规则的采样几何进行数学分解，并提出一种联合解决方案，以减轻多基地阵列成像伪影。通过仿真和任意扫描场景的实证研究验证了所提算法。该算法实现了高分辨率、高效率的近场 MIMO-SAR 成像，为计算资源受限情况下的不规则采样成像问题提供了一种简洁有效的解决方案。

关键词 5G · 汽车 SAR · 无人机毫米波成像 · 手持成像 · 手持扫描仪 · 不规则采样 ·毫米波成像 · 多基地成像 · 实时成像 · 合成孔径雷达（SAR）

1 引言

过去十年来，随着商用雷达平台日益平价，低成本电磁成像系统受到了广泛关注。毫米波（mmWave）雷达因其半穿透性、非电离特性和低功耗，在手势识别 [1], 、隐蔽威胁检测 [2], [3], 和医学成像 [4], [5]等应用领域备受瞩目。此外，随着第五代（5G）和第六代（6G）技术的兴起，超宽带（UWB）毫米波收发器正实现前所未有的感知与通信能力 [6]–[8]。小型多输入多输出（MIMO）雷达因其成本低、功耗低而日益普及 [3], [9]。除了新兴的5G

本研究得到了半导体研究公司（SRC）通过达拉斯德克萨斯大学德克萨斯模拟卓越中心（TxACE）提供的任务2712.029资助。

©2022 IEEE。允许个人使用本材料。对于任何其他用途，无论是在当前还是未来的媒体中，包括为广告或促销目的重印/再版本材料、创作新的合集作品、转售或再分发至服务器或列表，或在其他作品中重复使用本作品的任何受版权保护部分，均须获得 IEEE 的许可。doi:10.1109/ACCESS.2022.3145370

在通信领域，毫米波雷达已应用于 Google Pixel 4 [8]，实现了高分辨率感知。尤其值得关注的是，近期的研究通过采用智能手机和虚拟现实（VR）传感器套件中常用的定位传感器，实现了徒手毫米波成像 [7], [10]–[13]。传统技术（如 5G 毫米波 [14] 或低功耗蓝牙（BLE）测距 [15]）此前无法实现亚波长定位精度。徒手毫米波成像是一种高分辨率成像技术，它依赖于传统合成孔径雷达（SAR）原理 [16]–[20]，并通过精确跟踪手持式雷达设备在空间中的移动轨迹来实现成像，该设备由人类用户手持移动 [7], [21]–[23]。传统毫米波 SAR 成像需要精密运动系统才能实现近乎理想的合成阵列 [20], ，而徒手成像系统所采用的扫描几何通常是不规则的，且不符合高效图像重建算法所要求的典型阵列几何 [24]。

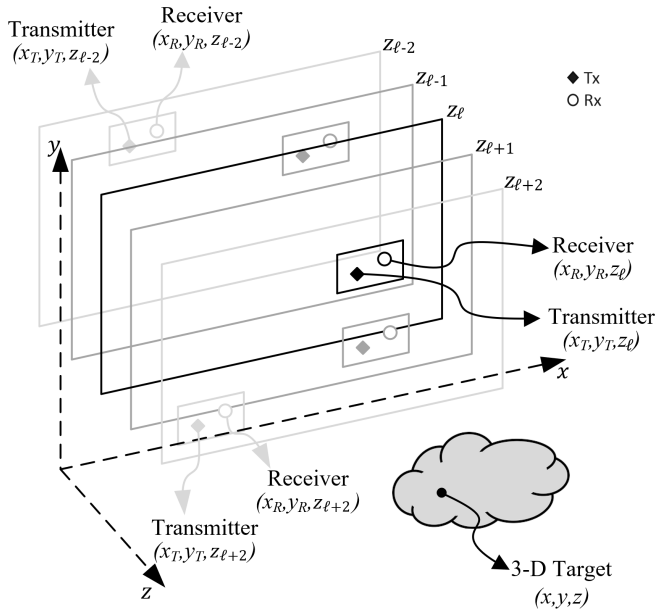
虽然近期研究提出了一种利用阵列线性化处理不规则 SAR 几何的快速成像算法 [25]„ 但该技术采用了简化的阵列位移模型，且未探讨近场多基地效应；本研究则针对这两点进行了研究。然而，文献中尚未探讨适用于不规则扫描几何下近场 MIMO-SAR 运作的高效算法。

奥维耶多大学的 Laviada等人已对徒手毫米波成像开展了广泛研究 [7]‚[10]–[13], [26], [27]。研究人员利用红外摄像机网络准确跟踪设备随时间变化的位置，并恢复电磁（EM）图像，从而研究了能够实现徒手 SAR 成像的高精度定位系统 [10]。他们进一步采用惯性测量单元（IMU）和深度摄像头传感器，实现了独立式徒手成像，并取得了令人鼓舞的结果 [7], [13]。在这些研究中，受试者都尝试以光栅扫描模式移动手部，从而利用线性调频（LFM）手持雷达合成近似矩形平面孔径 [7], [10], [11]。由于受试者无法使手部沿理想的平面轨迹移动，以及毫米波信号对亚毫米级扰动的敏感性，研究人员采用广义反投影算法（BPA）重建图像。

在无人机（UAV）SAR 成像 [26], 非均匀无损检测 [27], 以及汽车 SAR 成像 [28]中，也观察到了类似的不规则非协作式扫描几何。然而，对于许多边缘和移动应用，现有的不规则采样 SAR 方法无法克服功耗和计算复杂度方面的限制。尽管文献中已针对协作式合成阵列几何 [1], [3], [9], [16]–[20], [24], [29]–[33], 对图像重建算法进行了深入研究，但对于徒手智能手机成像、无人机成像和汽车 SAR 成像等应用，尚缺乏具有广泛适用性的高效近场成像算法研究。此外，虽然市售雷达设备中普遍采用的 MIMO 阵列具有空间效率高、阵列尺寸小等优势，但 MIMO-SAR 工作模式给图像重建过程带来了一些复杂问题，因此必须对多基地阵列进行适当处理，以避免成像伪影 [17]。尽管目前已取得了一些进展，能够将 MIMO-SAR 雷达数据转换为虚拟单输入单输出（SISO）单基地数据 [17], [24], ，但相关分析是在共面假设下进行的，而这一假设通常并不适用于不规则扫描几何。

本文提出了一种新型图像重建技术，用于在不规则扫描几何下实现高效近场成像，例如手持成像、无人机 SAR 或汽车应用场景中存在的扫描几何。我们研究了超宽带多输入多输出合成孔径雷达的系统与信号模型，并提出一种多平面多基地方法，对不规则采样的合成阵列进行数学分解，从而构建等效的虚拟平面单基地阵列。该技术首次扩展了距离徙动算法，使非合作式合成孔径雷达扫描与多基地效应得到同步抑制。后续章节中的分析为不规则合成孔径雷达场景的分解，以及将不规则多输入多输出合成孔径雷达采样高效投影到虚拟平面单基地等效阵列，提供了一个新型框架。所提算法通过仿真与实验得到验证，展现出对任意扫描模式的鲁棒性以及较低的计算复杂度。我们还对所提算法中阵列不规则性与图像分辨率之间的关系进行了深入研究。即使阵列扰动达到数十个波长的量级，所提技术仍能实现与传统平面距离徙动算法相当的高保真聚焦效果。该方案支持开发需要非理想合成孔径雷达扫描几何、多输入多输出多基地雷达以及高效图像重建的新兴技术。

本文其余部分安排如下。第2节介绍系统模型，包括多平面多基地合成孔径雷达概念、信号模型，以及一种针对平面单基地合成孔径雷达的新型补偿技术。第3节讨论高效成像方法和实现细节，并提出一种增强算法。第4节详细介绍采集多平面多基地合成孔径雷达数据的软硬件实现。第5节展示并讨论仿真和实证研究的结果，最后给出结论。



Fig图 1：使用多基地阵列的多平面 SAR 不规则扫描几何结构示意图 .

2 系统模型

本文提出利用图1所示的多平面多基地场景，对不规则或任意三维 MIMO-SAR 采样几何进行表征。在该场景中，多输入多输出多基地雷达针对静止的三维目标，在不同的 z 平面上采集数据。

2.1 多平面 MIMO-SAR 配置

对于第 1 节中提到的许多合成孔径雷达应用，雷达在三维空间中移动时，通常朝向同一方向，指向某个目标；然而，采样点分布在多个 z平面上。由于数据是在任意合成孔径雷达扫描路径上采集的，因此形成的合成孔径不符合标准扫描模式，例如直线/平面 [2], [20], 圆形 [27], [31], 或圆柱形 [16], [24], [32]。因此，图像重建过程必须考虑空间采样的不规则性，其几何形态详见图 1。

与平面 MIMO-SAR 相比，后者要求多基地 MIMO 阵列沿平面轨迹扫描， [17],[20], [30], 多平面 MIMO-SAR 则允许多基地阵列在三维空间中扫描。在手持成像或汽车 SAR 中，多输入多输出阵列分别固定在智能手机或车辆上，并在空间中移动，从而形成多平面 MIMO-SAR 不规则孔径。如图 1 所示，由于多基地阵列以不规则模式跨越多个 z平面进行扫描，发射（Tx）和接收（Rx）单元的位置会随着多输入多输出阵列的移动而发生空间位移。后续章节的分析提出了一种高效的不规则 MIMO-SAR 成像方案，该方案适用于扫描过程中雷达位置已知、且平面阵列假设不成立的情况。上述多种应用中常见这种场景，因此既需要不规则扫描几何，也需要高效的图像恢复。

2.2 近场成像中的三维多平面虚拟阵列响应

通过对 [17的分析], [24], [34]对于二维情况，多基地 MIMO 阵列可以近似为一个单基地 c
虚拟阵元，位于 在远场假设下，位于发射和接收阵元的中点，适用于较小比例的 ϵ a s

$$\sqrt{(d_\ell^x)^2+(d_\ell^y)^2} \le \sqrt{4\epsilon\lambda R}, \tag{1}$$

其中， d_ℓ^x和 d_ℓ^y 分别表示发射和接收阵元沿 x和 y方向的距离，如图2所示； λ 表示载波频率的波长， R 表示天线阵元中点到场景中某一参考点的距离。

然而，在多平面多基地框架下，理想情况下应使用位于近场 Z_0 平面上的虚拟阵元来近似每个发射/接收对。因此，多平面数据可以投影到虚拟平面阵列上，以简化后续的图像重建过程。如图2所示，位于 z_ℓ 平面上的第 ℓ 个发射/接收对，可以由迁移到 Z_0 平面的发射阵元和接收阵元之间的中点处的阵元来近似。

对于近场合成孔径雷达，式（1）中的假设并不成立，因此必须更加谨慎地处理近似。为此，我们推导出一种高效补偿算法，将多基地多平面阵列近似为单基地平面阵列，以用于近场成像场景。

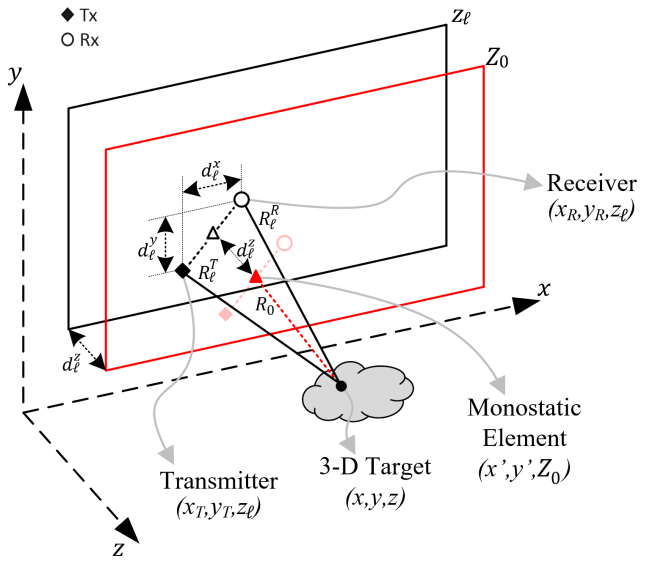


图2：相对的 图 2：多平面多基地阵元与虚拟平面单基地阵元之间的关系。

第 ℓ 个多基地 MIMO 阵列的发射器（Tx）和接收器（Rx）分别位于 $(x_T,\ y_T,\ z_\ell)$ 和 $(x_R,\ y_R,\ z_\ell)$，并假设目标场景为分布式目标，其坐标为 $(x,\ y,\ z)$。本研究采用时分复用（TDM）MIMO 技术运行 MIMO 雷达，利用时间维度上的正交性，使每个发射/接收对依次激活。第 ℓ 个发射/接收对与位于 $(x,\ y,\ z)$ 的点散射体之间的往返距离可表示为

$$\begin{aligned} R_\ell^{RT} &= R_\ell^T + R_\ell^R, \\ R_\ell^T &= \left[(x_T-x)^2+(y_T-y)^2+(z_\ell-z)^2\right]^{\frac{1}{2}}, \\ R_\ell^R &= \left[(x_R-x)^2+(y_R-y)^2+(z_\ell-z)^2\right]^{\frac{1}{2}}. \end{aligned} \tag{2}$$

将虚拟天线阵元的位置记为（x'，y'，Z_0），则发射/接收对的 x和 y坐标可表示为

$$\begin{aligned} x_T &= x' - d_\ell^x/2, \quad y_T = y' - d_\ell^y/2, \\ x_R &= x' + d_\ell^x/2, \quad y_R = y' + d_\ell^y/2. \end{aligned} \tag{3}$$

类似地，如图2所示，将 d_ℓ^z 记为 Z_0 平面与 z_ℓ 平面之间的距离，则发射和接收阵元的 z坐标相对于 Z_0 可表示为

$$z_\ell = Z_0 + d_\ell^z. \tag{4}$$

如附录 A 所述，将 (3) 和 (4) 代入 (2)，并对较小的 d_ℓ^x、d_ℓ^y 和 d_ℓ^z 的值应用 R_ℓ 的三阶泰勒级数展开，可得

$$R_\ell^{RT} \approx 2R_0 + \frac{2(Z_0-z)d_\ell^z}{R_0} + \frac{(d_\ell^x)^2+(d_\ell^y)^2+4(d_\ell^z)^2}{4R_0} - \frac{\left[(x'-x)d_\ell^x+(y'-y)d_\ell^y\right]^2+4(Z_0-z)^2(d_\ell^z)^2}{4R_0^3}, \tag{5}$$

其中， R_0 表示位于 (x', y', Z_0) 处的虚拟单基地阵元与位于 (x, y, z) 处的点散射体之间的距离，表示为

$$R_0 = \left[(x'-x)^2 + (y'-y)^2 + (Z_0-z)^2\right]^{\frac{1}{2}}. \tag{6}$$

将目标中心置于 $(x,\ y,\ z)$ 坐标系的原点，并考虑 $(x'-x)$，$(y'-y) \ll Z_0$，可以获得第 ℓ 个发射/接收对与点散射体之间往返距离的改进近似式：

$$R_\ell^{RT} = R_\ell^T + R_\ell^R \approx 2R_0 + 2d_\ell^z + \frac{(d_\ell^x)^2 + (d_\ell^y)^2}{4Z_0}. \tag{7}$$

2.3 信号模型

考虑一个多平面多基地阵列，其发射和接收阵元分别位于 $(x_T,\ y_T,\ z_\ell)$ 和 $(x_R,\ y_R,\ z_\ell)$，以及一个占据体积 V、位于三维空间中 $(x,\ y,\ z)$ 处的分布式目标，其连续反射率函数表示为 $o(x,\ y,\ z)$。在不失一般性的情况下，根据散射过程的玻恩近似和各向同性天线假设，接收信号可写为

$$s(x_T, x_R, y_T, y_R, z_\ell, t) = \iiint_V \frac{o(x,y,z)}{R_\ell^T R_\ell^R} p\left(t - \frac{R_\ell^T}{c} - \frac{R_\ell^R}{c}\right) dxdydz, \tag{8}$$

其中， $p(t)$ 是发射信号， t 是快时间变量， c 是电磁波的传播速度， R_ℓ^T 和 R_ℓ^R 如式（2）所示。

对式（8）关于 t 进行傅里叶变换，得到频谱如下：

$$s(x_T, x_R, y_T, y_R, z_\ell, f) = P(f) \iiint_V \frac{o(x,y,z)}{R_\ell^T R_\ell^R} e^{-jk(R_\ell^T + R_\ell^R)} dxdydz, \tag{9}$$

其中， $k = 2\pi f/c$为瞬时波数， $P(f)$为 $p(t)$的傅里叶变换。图像恢复需要对（9）进行求逆，以生成 $o(x,\ y,\ z)$；然而，对于任意采样位置，现有技术无法高效地计算图像 [7], [10]–[13], [26], [27]。接收信号（9）的频域模型适用于任何超宽带雷达信号方案，包括调频连续波（FMCW）、相位调制连续波（PMCW）和正交频分复用（OFDM）；后者常用于 5G 和物联网应用 [35]。此外，先前关于手持成像及类似物联网应用的研究采用了纯步进频率调频连续波信号模型 [10]–[13]。同样，Google Pixel 4 使用 Google Soli 60 GHz 毫米波调频连续波雷达进行感测 [8]。

然而，通过对相位进行细致处理，公式 (7) 的推导能够实现对多基地多平面数据的高效补偿。为了实现所提出的补偿方法，我们将阵元位于 $(x',\ y',\ Z_0)$ 处的虚拟平面单基地阵列的频率响应表示为

$$\hat{s}(x', y', f) = P(f) \iiint_V \frac{o(x,y,z)}{R_0^2} e^{-j2kR_0} dxdydz, \tag{10}$$

其中， R_0 由(6)给出， x' 和 y' 是每个发射/接收对之间的中点， Z_0 是采样点投影所在的平面。根据第2.2节中的分析，多平面多基地响应与虚拟单基地阵列响应之间的关系为

$$\hat{s}(x', y', f) \approx s(x_T, x_R, y_T, y_R, z_\ell, f) e^{jk\beta_\ell}, \tag{11}$$

其中

$$\beta_\ell = 2d_\ell^z + \frac{(d_\ell^x)^2 + (d_\ell^y)^2}{4Z_0}, \tag{12}$$

是根据公式 (7) 推导出的、由近场中的任意扫描和 MIMO 效应引起的近场残余相位项。因此，通过去除残余相位，可以从不规则采样点中高效获取虚拟平面单基地响应，同时兼顾多平面扫描几何和近场多基地效应。本节推导的新型相位补偿技术有效降低了 MIMO-SAR 成像问题的维度，并将多平面采样点投影到单一平面上，从而实现计算上可行的图像重建算法。

3 近场合成孔径雷达的高效图像重建算法

本节回顾采用高效基于傅里叶变换的解法恢复电磁图像 [24]的传统平面 SAR 图像重建方法，并提出一种用于多平面多基地合成孔径雷达的新技术。现有针对不规则采样合成孔径雷达成像问题的研究采用了黄金标准后向投影算法（BPA） [7], [10]–[13],[26], [27]。然而，对于大多数边缘和移动应用而言，这种方法在计算上并不可行。为克服这一挑战，我们采用式（11）中的近似，将多平面数据投影到平面采样情形，以满足高效图像重建的要求。后续分析中详细介绍的基于傅里叶变换的算法称为距离徙动算法（RMA）或 f-k 算法，其他研究对此已有更详尽的探讨[18], [24], [29], [30], [33]。

高效求解式 (10) 中积分的关键步骤，是使用驻相法（MSP）将球面波项表示为平面波的叠加 [17], [24]，使得

$$\frac{e^{-j2kR_0}}{R_0} \approx \iint_A \frac{e^{-j(k_x'(x-x')+k_y'(y-y')+k_z(z-Z_0))}}{k_z} dk_x' dk_y', \tag{13}$$

其中

$$k_z^2 = 4k^2 - (k_x')^2 - (k_y')^2, \tag{14}$$

A 是球面波前在 k_x'-k_y' 空间中所占据的区域。

按照 [20], [24], 中的分析，将 (13) 代入 (10)，并重新整理相位项以利用傅里叶关系，可得

$$O(k_x, k_y, k_z) = \hat{S}(k_x', k_y', f)\frac{k_z}{P(f)} e^{-jk_z Z_0}, \tag{15}$$

其中， $O(k_x, k_y, k_z)$ 和 $\hat{S}(k_x', k_y', k)$ 分别是反射率函数 $o(\cdot)$ 和阵列响应 $\hat{s}(\cdot)$ 的空间频谱表示。由于带撇号和不带撇号的坐标系重合，因此在后续分析中可以省略这一标区别。因此，距离徙动算法图像恢复过程可概括为

$$o(x, y, z) = \mathrm{IFT}_{\mathrm{3D}}^{(k_x,k_y,k_z)} \left[\mathcal{S} \left[\mathrm{FT}_{\mathrm{2D}}^{(x',y')} \left[\hat{s}(x', y', f) \right] \frac{k_z}{P(f)} e^{-jk_z Z_0} \right] \right], \tag{16}$$

其中，FT[·] 和IFT[·] 分别为正向和逆向傅里叶变换算子； $\mathcal{S}$ 为补偿球面波前 [24]所需的Stolt插值算子；$\hat{s}(\cdot)$ 由式（11）得到。重建图像各维度上的空间分辨率为

$$\begin{aligned} \delta_x &= \frac{\lambda_c Z_0}{2D_x}, \\ \delta_y &= \frac{\lambda_c Z_0}{2D_y}, \\ \delta_z &= \frac{c}{2B}, \end{aligned} \tag{17}$$

其中， D_x 和 D_y 分别为孔径沿 x 和 y 方向的尺寸； B 为系统带宽； λ_c 为中心频率 [17], [24], [33] 的波长。

尽管 (16) 为平面阵列成像问题提供了一种高效的解决方案，但将其应用于不规则扫描几何时，仍需讨论若干关键问题。对不规则采样数据应用 (11) 中的补偿技术后，多平面数据可以近似投影到平面采样上；然而，沿 x 和 y 方向的位置 (x'， y'， Z_0) 可能是非均匀的。传统的高效实现依赖于通用的快速傅里叶变换（FFT）算法，但近期关于非均匀平面多输入多输出合成孔径雷达 [30], [33]和不规则多输入多输出真实孔径雷达（MIMO-RAR） [36] 成像的研究，已提出采用非均匀快速傅里叶变换（NUFFT）方法并结合快速高斯网格化（FGG）的解决方案，正如 [37], 针对傅里叶变换和 (16) 中的 Stolt 插值步骤所讨论的那样。 [30], [33], [36]详细讨论了非均匀平面情形的采样准则；在经过多平面补偿后，这些准则同样适用于不规则扫描情形。类似地，本研究采用快速高斯网格化非均匀快速傅里叶变换技术，在不规则采样的平面数据上高效执行所提出的距离徙动算法。

对于第2.1节讨论的多平面采样情形，由于数据是在不同的 z平面上采样的，因此如第5节所述，若不进行多平面补偿，就无法直接应用距离徙动算法（RMA）。如果将距离徙动算法应用于原始多平面数据，则式（16）中的正向傅里叶变换无效，因为沿 x' 和y'方向的数据不共面，导致重建图像出现严重失真，在大多数情况下无法使用。

经过多平面补偿算法后，图像重建的采样要求与其他分析中的要求相同 [17], [29], 。基带频率采样准则可根据具体应用的最大距离确定。如 [38], 所示，最大频率采样间隔为 $\Delta_f < c/(2R_{\max})$，其中$R_{\max}$ 为目标的最大距离。尽管不规则合成孔径雷达扫描无法保证满足空间采样准则，但如果在系统设计期间适当调整雷达采集速率与雷达平台速度之间的关系，欠采样伪影通常很小 [10]–[13]。为避免空间欠采样，可通过 PRF $> 4v_{\max}/\lambda_c$计算脉冲重复频率（PRF）的下限，其中 $v_{\max}$ 为特定应用中的最大速度。例如，假设手持式 SAR 扫描中人手的最大速度为 1 m/s，中心频率为 79 GHz，则 PRF 下限约为 1.06 kHz。需要注意的是，采集次数随 PRF 成比例增加；因此，在高速运动下会采集大量采样点。采用 BPA 的传统技术在采集大量采样点时，计算性能会大幅下降。另一方面，增加采样点数量可以提高信噪比，但代价是计算负担加重。因此，需要一种高效的多平面 MIMO-SAR 成像算法，以支持众多此类技术。

就计算复杂度而言，与文献中采用 BPA 的现有技术相比，我们所提算法具有显著优势 [7], [10]–[13], [26], [27], ，这些技术的计算复杂度为$O(N^6)$ [20], [30]。文献[30], [36] 研究了 RMA 及其 FGG-NUFFT 变体的时间复杂度，而本文提出的多平面补偿步骤对 RMA 的计算开销可以忽略不计，其复杂度为 $O(N^3 \log\ N)$ [19], [29]。因此，如第5节所述，本文提出的算法在成像性能上可与 BPA 相媲美，同时具有适用于移动平台的可行执行时间，与 RMA 类似。

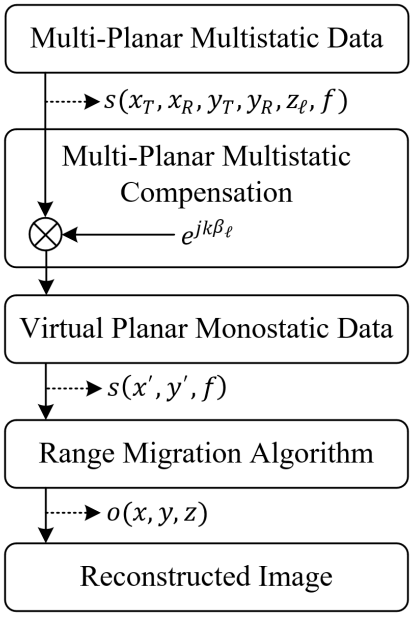


图3：从不规则采样补偿到 RMA 图像恢复的完整图像重建过程。

用于不规则扫描几何高效近场 SAR 成像的新型增强重建流程如图 3 所示。根据第2节的分析，不规则扫描几何可建模为多平面采样场景，如图 1 所示，并通过消除多平面多基地条件导致的残余相位进行补偿。传统距离徙动算法与所提算法的关键区别在于，将多平面多基地（MIMO-SAR）数据对齐到虚拟平面单基地数据。这一关键步骤同时补偿采样不规则性和多基地 MIMO 效应，并显著降低维度，从 6-D (x_T， x_R， y_T， y_R， z_ℓ， f) 降至 3-D (x'， y'， f)，进而降低计算复杂度。最后，利用虚拟平面单基地数据，通过距离徙动算法高效恢复图像。在针对不规则合成孔径雷达扫描几何的仿真和实证研究中，所提算法被用于高效生成高分辨率三维图像，而此前受算法缺陷所限，这类图像无法实现。

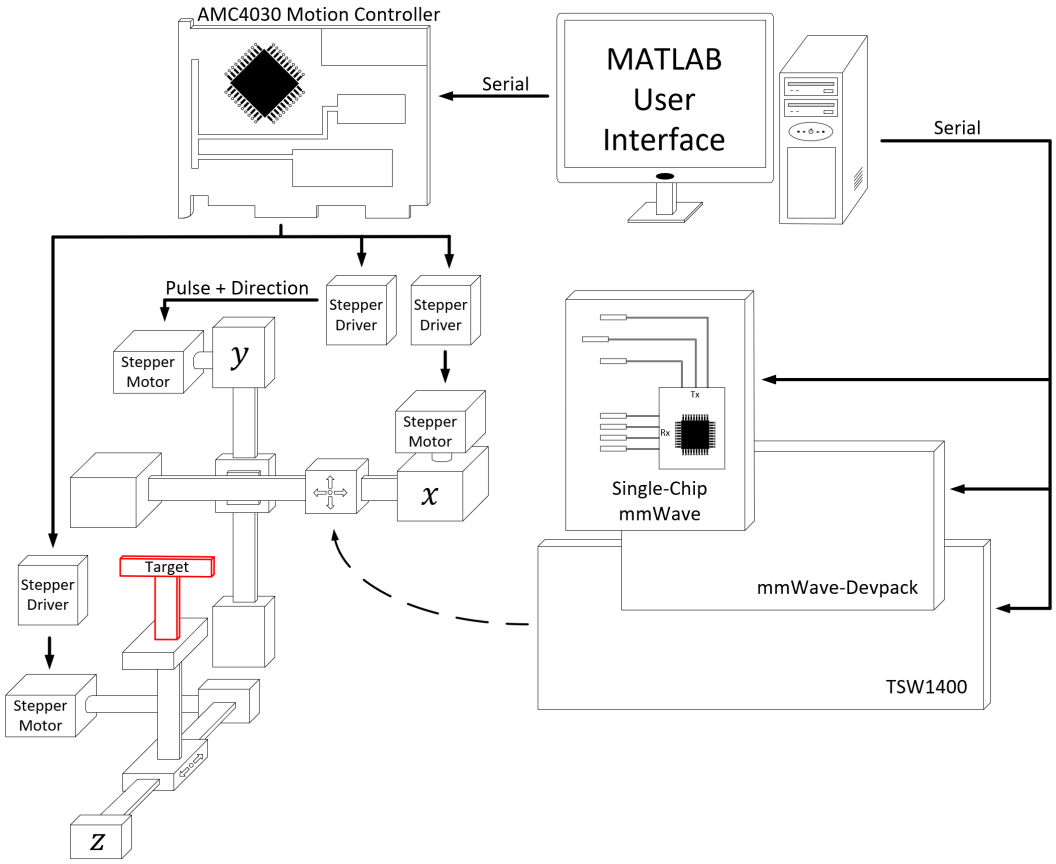


图4：三维扫描仪系统设计，雷达安装在平面 x-y 导轨上，目标安装在线性 z 导轨上。TI 雷达、数据采集卡和机械扫描仪通过 USB 串行接口由 MATLAB 控制。

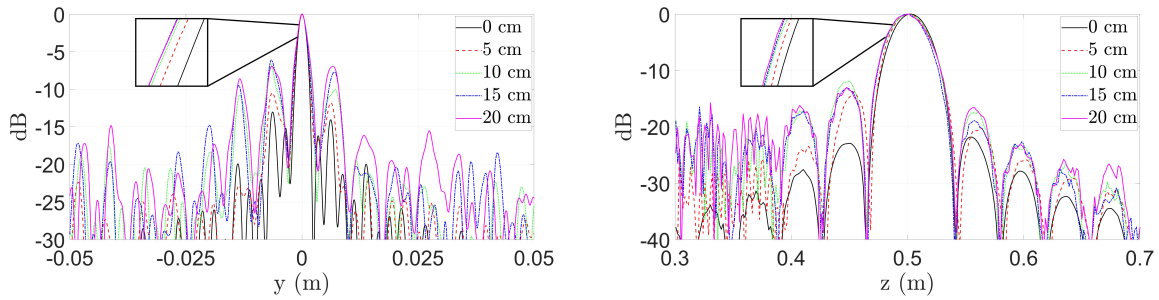
4 多平面多基地成像硬件原型

本节将讨论硬件原型的实现，通过采集多平面多基地合成孔径雷达数据，对所提出的成像算法进行实证验证。毫米波成像系统的硬件架构如图 4 所示。一台德州仪器 (TI) 毫米波多输入多输出雷达安装在 x-y 平面扫描仪上。带宽为 4 GHz、工作频段为 77 GHz 至 81 GHz 的 TI AWR1443BOOST 雷达安装在 TI mmWave-Devpack 和 TSW1400数据采集卡上，用于存储合成孔径雷达扫描数据并将其传输至 PC；图像恢复算法则在 MATLAB 中实现。TI AWR1443BOOST 配备了一个多输入多输出阵列，其中包含两个间距为 $2\lambda_c$ 的发射单元和四个间距为 $\lambda_c/2$ [17]的接收单元。尽管 5G 和物联网应用通常采用正交频分复用调制方案，但以下实验所用的 TI 雷达采用调频连续波信号。不过，调频连续波雷达已应用于智能手机，例如配备 Google Soli 调频连续波雷达的 Google Pixel 4 [8]。所提出的基于距离徙动的算法适用于正交频分复用雷达和调频连续波雷达；因此，下一节讨论的结果与广泛的 5G、物联网、智能手机和汽车应用相关 [39]。此外，还使用一条直线导轨沿 z 方向移动目标，以采集符合第2节.1所述几何条件的多平面多基地数据。所有三条 x-y-z 导轨均由步进电机驱动，步进电机由 AMC4030运动控制器控制；扫描过程和雷达设置则通过 MATLAB 完成。有关系统开发和设备校准的更多详情，请参阅 [20]。图像通过 MATLAB 实现进行重建，这些程序运行在一台台式电脑上，该电脑配备 12 核 AMD Ryzen 9 3900X 处理器，运行频率为 4.6 GHz，内存为 64 GB。借助这一硬件原型，在多平面多基地场景下，通过让目标处于不同的 z 位置并执行多次平面合成孔径雷达扫描，可以采集多个目标场景的数据。为模拟不规则扫描几何，如第5节所述，对在整个 x-y-z 空间中采集的数据进行下采样。文献中的实现采用多摄像头红外摄像系统，在用户于空间中移动雷达时对其进行跟踪 [10], [11]。其他关于不规则扫描几何的研究探索了使用一台设备进行手持成像。

用于定位估计的立体相机与惯性测量单元 [7]，以及采用激光测距仪和实时动态定位（RTK）系统进行定位的无人机近场成像 [26]。这些实现以及其他方法 [12], [13], [27], [28], 展示了高分辨率传感器在精确定位方面的可行性，从而能够利用 UWB毫米波雷达实现新颖的成像技术。因此，本研究着重提升该成像技术的计算效率，并假设雷达在不规则采样几何中的位置已知。

5 测量与成像结果

本节通过比较增强方法与未采用多平面多基地补偿的金标准 BPA 和 RMA，验证第 2 节和第 3 节推导的所提算法，如图 3 所示。我们使用在 [24], 中开发的仿真平台对不规则扫描几何进行仿真，并展示图像重建结果。同样，使用图 4 所示的三维机械系统，通过在目标处于不同 z-位置时采集平面扫描并对所采集的数据进行降采样，模拟不规则扫描几何。将所提算法与 BPA 和 RMA 进行比较的成像结果表明，该技术在实现几乎相同空间分辨率的同时具有计算优势。所提多平面多基地补偿算法的图像质量可与 BPA 相媲美，同时其时间和空间复杂度与 RMA 相当。



(a) (b)

图 5：比较点扩散函数（PSF）在 (a) y-方向和 (b) z-方向上的分辨率，其中参考平面到位于 z_ℓ的采样点之间的最大距离 Z_0 不同。采样点与参考平面之间的距离 $\Delta_z^{\max}$ 从 0 cm（线性）变化到 20 cm，步长为 5 cm。线性情形（0 cm）采用传统 RMA 计算。其余各 PSF 均采用所提算法计算。

5.1 仿真SAR成像结果

为在仿真中验证所提算法，我们考虑三种不同的场景。首先，我们研究阵列不规则性对图像分辨率的影响。我们考虑若干多平面MIMO-SAR场景的点扩散函数（PSF），并将其与理想平面扫描场景进行比较，以分析所提算法的距离分辨率和方位向分辨率。对于PSF仿真，我们假设三维空间中的一个位于 (0,0,0.5 m) 处的理想单点目标。为进行比较，我们生成理想线性MIMO-SAR模式，同时生成若干不规则性逐渐增加的合成孔径雷达扫描模式。每条非合作运动轨迹均由一条跨越 $y' \in [-12.5, 12.5]$ cm、以 $Z_0 = 0$ m 为中心且具有不同 z_ℓ 的半平滑随机曲线生成，并包含256个采样位置，如图6a所示。为分析 $d_\ell^z = z_\ell - Z_0$ 的影响，我们仿真了若干多平面多基地场景，其中参考平面位于 Z_0，采样点位于 z_ℓ，且 d_ℓ^z 的方差逐渐增加，如图5所示。绝对最大距离 $\Delta_z^{\max} \triangleq \max |d_\ell^z|$ 从0 cm（即线性情况）变化到20 cm，步长为5 cm。在79 GHz的中心频率下，$\Delta_z^{\max} = 20$ cm 超过波长 $\lambda_c = 3.79$ mm 的50倍。先前关于徒手智能手机成像系统设计的研究假设偏差约为数厘米 [7]。沿方位向维度，由于其关于 x 方向和 y方向均对称，当应用该算法时，不规则扫描几何对分辨率的影响很小，如图5a所示。然而，沿该方向观察到 $\Delta_z^{\max}$ 与主瓣宽度之间存在直接关系，并且与理想线性情况相比，旁瓣抑制有所降低；在理想线性情况下，可以直接采用传统距离徙动算法。沿 z方向，随着 $\Delta_z^{\max}$增加，所提算法的分辨率会下降，但仍与线性情况下的分辨率非常相近，如图5b所示。因此，我们的高效算法在允许扫描几何沿 z方向偏离参考平面较大的同时，实现了与理想线性或平面距离徙动算法情况相当的聚焦性能。

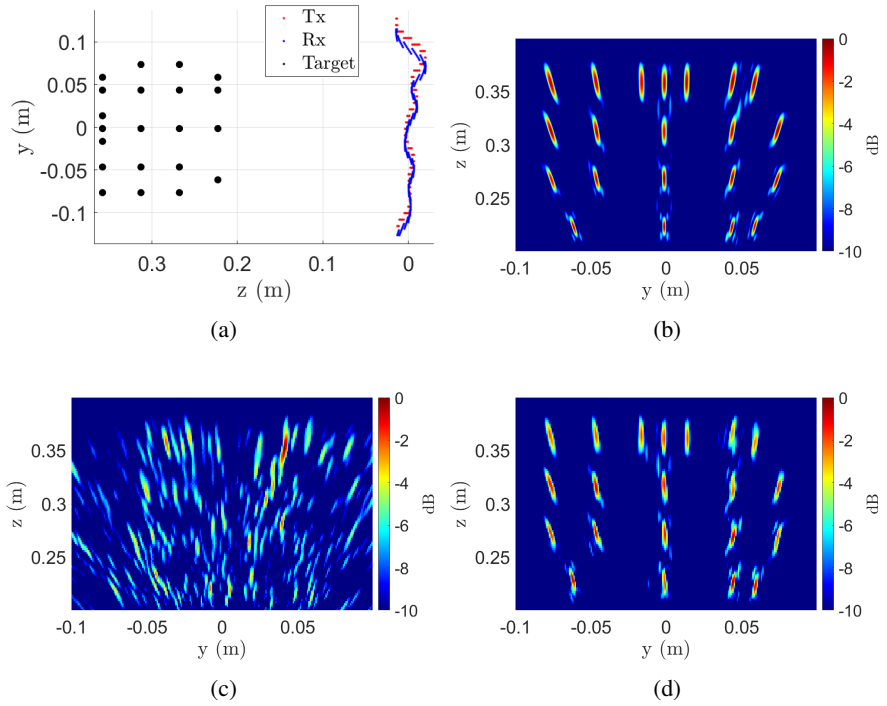


图 6：（a）“UTD”场景的不规则扫描几何：在 $x = 0$ m 处沿 y 方向布置的多线性阵列，以及分别使用（b）BPA（296.3 s）、（c）未进行多平面多基地补偿的距离徙动算法（29 ms）和（d）所提算法（30 ms）得到的相应成像结果。

为了评估该算法在更复杂目标上的性能，我们模拟了一个沿 y轴的线性阵列，如图 6a 所示，其中 21 个点散射体排列成字母“UTD”。同样，通过一条跨越 $y' \in [-12.5, 12.5]$ cm和 $z_\ell \in [-2.5, 2.5]$ cm、具有 256 个采样位置的半平滑随机曲线生成不规则阵列位置。如图 6b 所示，金标准BPA能够无伪影地恢复每个点散射体；然而，在我们的机器上计算BPA图像需要 296.3 s。未进行多平面多基地补偿的RMA和所提算法效率高得多，计算时间仅需 30 ms。不过，图 6c 中的RMA图像严重失真，图像信息丢失；相比之下，我们的方法能够以与BPA相当的效果分辨点目标，且所需计算时间仅为其一小部分。

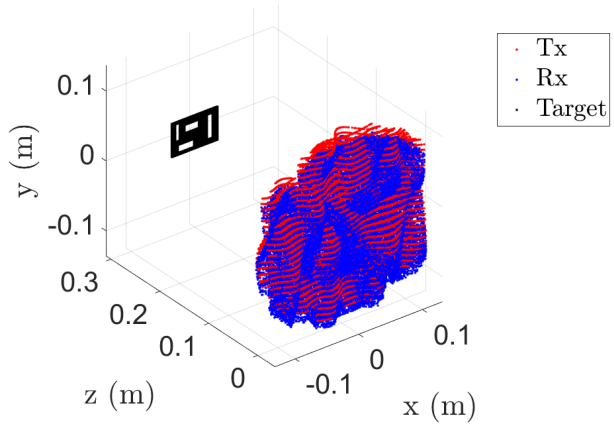


图 7：用于切除部分的不规则扫描几何，由沿 x 方向和 y 方向布置的多平面阵列组成。

考虑适用范围更广的二维扫描情况，对一个二维多平面多基地场景进行了仿真，其中实体目标位于 $z = 300$ mm 处，如图 7 所示。该目标是一个带有不同尺寸切口的矩形条带，且

不规则采样几何形状由一条二维半光滑随机曲线生成，占据 $x' \in [-12.5, 12.5]$ cm、$y' \in [-12.5, 12.5]$ cm 和 $z_\ell \in [-2.5, 2.5]$ cm，包含 102956 个采样位置。采样位置的数量经过选择，可近似形成一个沿 x 和 y 方向跨度为 $[-12.5, 12.5]$ cm 的虚拟阵列，这对于许多应用而言是实际可行的孔径尺寸，同时满足采样条件，使得相邻采样点之间的距离始终小于 $\lambda_c/4$。由于经过我们的补偿技术后，目标位于与平面投影平行的单个 z 平面上，因此可在 $z = 300$ mm 处恢复二维 x-y 图像。同样，尽管 BPA 能够稳健地重建图像，但其计算时间对于大多数应用而言过长，在台式机上需要 1324.8 s。另一方面，所提算法在图像质量方面显著优于 RMA，图像质量几乎与 BPA 相当，仅有轻微伪影，同时效率也远高于 BPA，仅需 1.1 s 即可计算出高分辨率二维图像。同样，也可以使用这些方法重建三维图像。图 8d 显示了使用所提算法重建的三维图像，计算耗时 4.8 s；而 RMA 和 BPA 的计算时间分别为 4.8 s 和 339159.2 s。

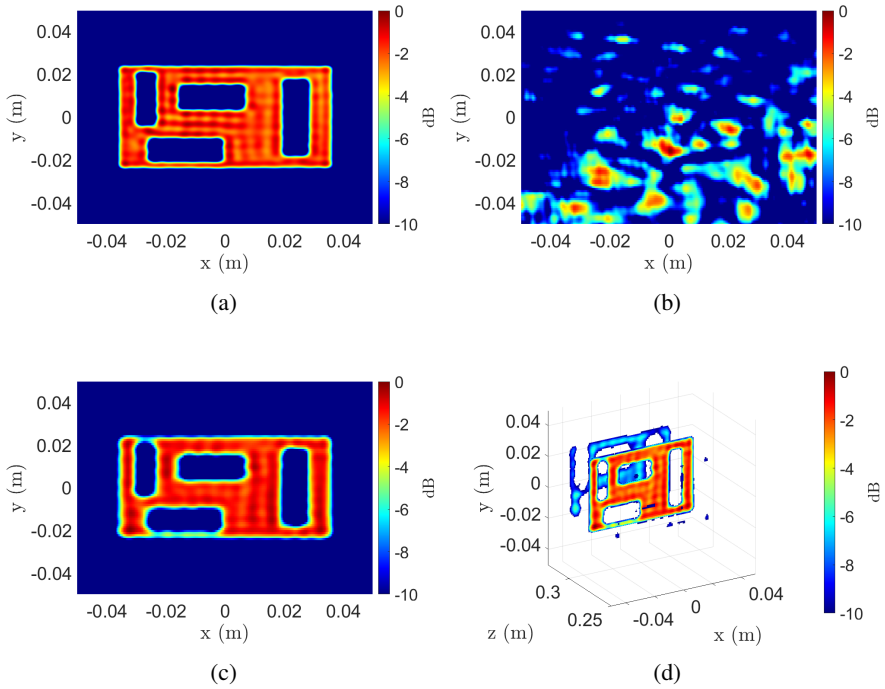


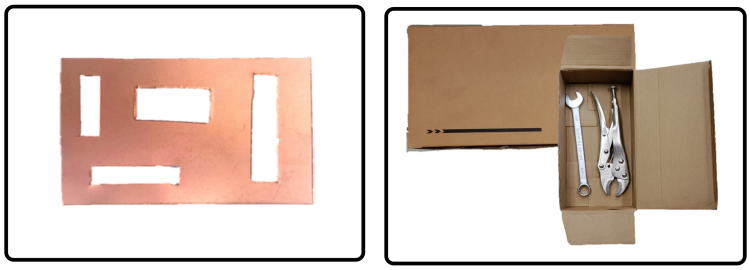
图 8：使用以下方法对图 7 场景进行成像得到的成像结果：(a) BPA（1324.8 s）、(b) 未进行多平面多基地补偿的距离徙动算法（1.1 s）、(c) 所提算法在 $z = 300$ mm 平面上的结果（1.1 s），以及 (d) 使用所提技术重建的三维图像（4.8 s）。

比较图 6 和图 8 中的结果可以发现，像差在 z 维度（即深度方向）上似乎更加明显。鉴于第 2.2 节中的分析，这一现象是可以预期的，因为该分析假设 d_ℓ^z 和目标在 z 方向上的尺寸较小。因此，对于在 z 方向上尺寸较大的目标，例如图 6c 中的目标，与 BPA 相比，所提出的补偿方法会产生轻微的伪影。然而，对于许多应用而言，与速度极其缓慢的 BPA 相比，采用我们的方法所节省的大量时间是值得付出的必要代价。

5.2 不规则几何 SAR 成像结果的实验验证

通过采集多个目标场景的 SAR 数据，对多平面多基地成像技术及系统原型系统进行了实验验证，如图 9 所示。对采用各方法获得的重建图像进行了比较和讨论。

由覆铜层压板制成、带有多个水平和垂直矩形切口的测试目标（图 9a）由 x-y 扫描仪在间距为 1 mm 的 $z \in [275, 324]$ mm 平面上进行照射。因此，数据是在前文讨论的同一区域内采集的，其中 $x' \in [-12.5, 12.5]$ cm、$y' \in [-12.5, 12.5]$ cm 和 $z_\ell \in [-2.5, 2.5]$ cm，共有 102762 个采样位置。数据采集完成后，对 50 次平面扫描进行下采样，采用与图 7 所示类似的随机二维曲线，以模拟多平面非规则采样场景。各重建算法的成像结果及相应计算时间如图所示



(a) (b)



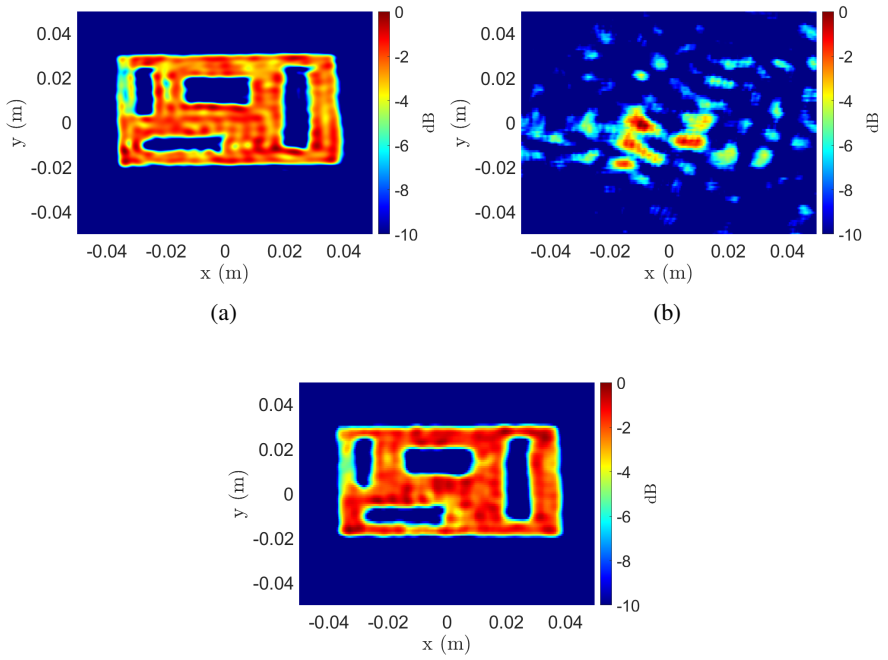
(c)

图 9：各种实验目标：(a) 覆铜板测试目标，(b) 隐藏在箱子内的工具，以及 (c) 含有金属镂空片的钱包。

图 10。我们提出的多平面多基地成像技术能够稳健地将不规则扫描几何投影到平面场景中，从而更高效地恢复图像；如图 10c 所示，切口得以清晰恢复，且未出现明显伪影。相比之下，使用 BPA 恢复图像需要近 30 分钟，而 RMA 虽然计算效率高，但未进行多平面补偿的 RMA 无法分辨目标场景，如图 10b 所示。此外，当目标位置在 z 方向上未知时，使用所提算法进行三维成像可提供更优的解决方案，但计算成本略高。

原型系统筛查的第二个目标用于演示隐藏目标场景，由隐藏在纸板箱内的两把扳手（一把两用扳手和一把锁紧钳）组成，如图 9b 所示。对该目标进行合成孔径雷达扫描，目标位于 z-平面，平面间距为 $z \in [275, 324]$ mm，间隔为 1 mm。为适应更大的目标尺寸，孔径增大至 $x' \in [-25, 25]$ cm、 $y' \in [-25, 25]$ cm 和 $z_\ell \in [-2.5, 2.5]$ cm，共设置 102545 个采样位置。类似地，使用如图 7 所示的半光滑随机曲线对 x-y-z 数据进行采样，以模拟多平面多基地场景。在不规则扫描几何下，将 BPA 和所提算法的二维与三维实现应用于非均匀数据，所得重建图像如图 11a–11d 所示。两把扳手在重建图像中均清晰可见；然而，尽管 BPA 和所提算法得到的二维图像能够对隐藏工具进行高保真重建，但必须仔细选择二维 z-平面才能获得此类图像。对于隐蔽物体检测问题，目标的存在及其位置通常是未知的。因此，三维成像更适用于此类场景，但其主要受计算开销的限制。所提算法在距离徙动算法的效率与 BPA 的图像质量之间实现了优雅的折中。在图 11d 中，使用所提算法计算得到的三维图像，其图像质量与 BPA 相当，同时显著降低了计算成本。

第三项实验是在钱包中藏入若干金属镂空片，以模拟利用不规则扫描几何快速筛查可疑个人物品的场景，例如手持 SAR 或无人机成像。图 9c 展示了钱包和两件藏匿物品：一块带有不同形状切口的三角形金属板，以及一块带有圆孔的矩形金属板。使用第4节中讨论的多平面多基地原型系统对目标进行扫描，并利用所得数据模拟不规则采样场景。扫描时，目标位于 z-平面 $z \in [275, 324]$ mm 处，平面间隔为 1 mm；在 $x' \in [-25, 25]$ cm、 $y' \in [-25, 25]$ cm 和 $z_\ell \in [-2.5, 2.5]$ cm 范围内合成孔径，共有 102821 个采样位置。图 11e–11h 展示了重建图像及相应的计算时间。使用我们的算法可以分辨出两块金属镂空片，图像质量与 BPA 相当。同样，考虑到钱包内的物品通常未知，计算三维图像更有利于隐蔽物品检测。对于不规则采样数据，要高效地恢复三维图像，现有反演技术需要耗费过多的计算时间和内存



(a) (b)

(c)

图 10：使用（a）BPA（1324.8 s）、（b）未采用多平面多基地补偿的 RMA（1.1 s）和（c）所提算法（1.1 s）对铜质测试目标进行成像的结果。

容量，如图 11e 和 11f 所示。然而，我们所提算法（图 11g 和 11h）能够提供高效的解决方案，同时不影响图像质量。

这些实验展示了所提算法的优势以及距离徙动算法和 BPA 的局限性。表 1 对比了各算法所需的计算时间。将距离徙动算法直接应用于多平面数据（如图 6c、8b 和 10b 所示），会产生严重像差，甚至导致重建失败。因此，其他示例中不再展示距离徙动算法的图像。当已知目标为二维且位于单个已知的 z 平面时，在某些情况下，可借助图形处理单元（GPU）并通过并行化计算，以较高效率实现二维 BPA [7], [10]–[13]。然而，尤其是在移动应用中，高性能 GPU 难以获取，或因尺寸原因而不适用，因此无法采用这种加速方式。此外，随着 BPA 扩展至三维，其时间和空间复杂度会呈指数级增长，需要耗费过多的计算能力和内存。在许多新兴应用中，低功耗设备上的高效三维图像计算更为理想，甚至是必不可少的，因为目标的精确位置通常未知。然而，距离徙动算法等高效算法要求满足单基地、平面假设，而这些应用无法满足该条件。为实现此类技术，我们所提的多平面多基地成像算法通过谨慎处理每个采样点的相位，高效补偿不规则扫描几何。这使得系统能够在动态条件下进行图像重建，同时计算复杂度与距离徙动算法相同，图像质量则可与 BPA 相媲美。

	金属剪影	隐藏的工具	钱包
二维 BPA	1324.8	5299.4	5299.4
三维 BPA	339159.2	1356636.9	1356636.9
二维 RMA	1.1	4.3	4.3
三维 RMA	4.8	10.7	10.7
二维所提方法	1.1	4.3	4.3
三维所提方法	4.8	10.7	10.7

表 1：各算法在每次实验中所需的计算时间（以秒计）

nt.

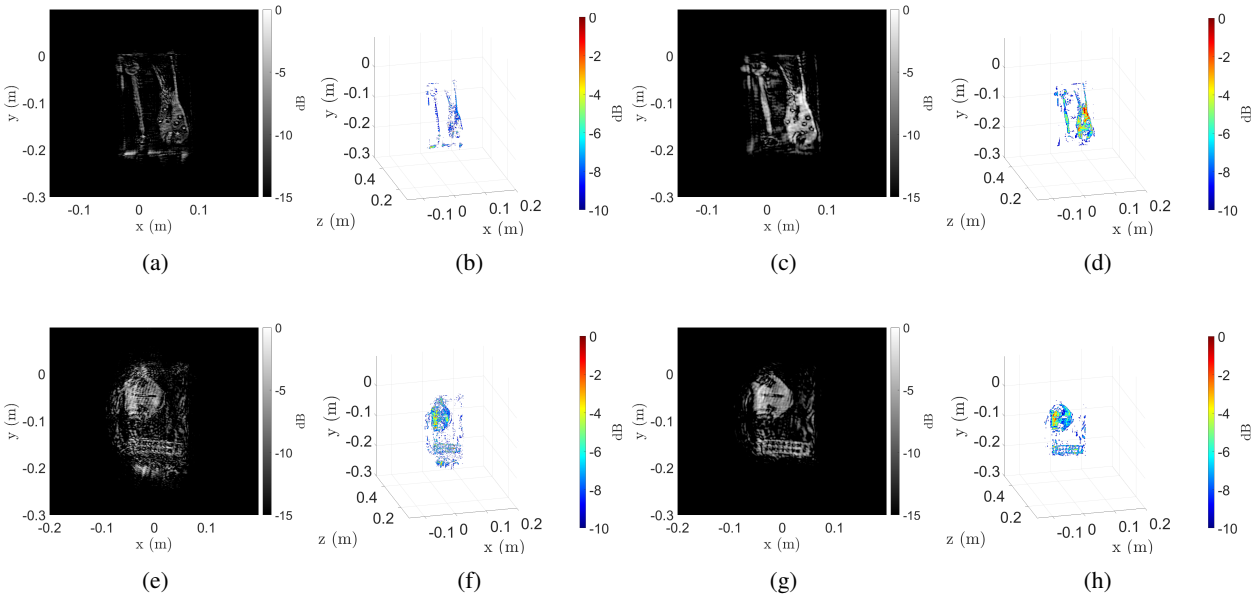


图 11：如图 9b 所示，使用 (a) 二维 BPA（5299.4 s）、(b) 三维 BPA（1356636.9 s）、(c) 二维所提算法（4.3 s）和 (d) 三维所提算法（10.7 s）对隐藏工具目标进行成像的结果。如图 9c 所示，使用 (e) 二维 BPA（5299.4 s）、(f) 三维 BPA（1356636.9 s）、(g) 二维所提算法（4.3 s）和 (h) 三维所提算法（10.7 s）对钱包中的隐藏物品进行成像的结果。

6 结论

本文提出了一种新颖的方法，用于实现不规则扫描几何下高分辨率、高效率的三维近场 SAR 成像。我们提出了一个适用于多种应用的多平面多基地框架，包括手持成像、无人机 SAR 和汽车成像。我们提出了一种新颖算法，可将不规则采样的多平面多基地数据高效补偿为等效的平面单基地毫米波雷达数据。我们的方法扩展了传统距离徙动算法，提出了一种高效算法，可将多平面多基地数据对齐至虚拟平面单基地场景。通过将数据投影至虚拟平面单基地等效阵列，该方法扩展了距离徙动算法，使其能够兼顾不规则扫描和 MIMO-SAR 效应，从而实现高保真聚焦。所提算法适用于 5G、物联网、智能手机和汽车应用中的常见雷达信号技术。仿真结果表明，即使采样点沿 z 方向存在显著空间偏差，我们的方法仍具有稳健性。此外，我们还使用定制原型采集了若干隐蔽及遮挡场景下的多平面多基地数据，对所提算法进行了实证验证。在仿真和实验研究中，与现有技术的聚焦质量相当的同时，我们的算法实现了高效图像重建，并大幅降低了计算复杂度。

多元泰勒级数展开

考虑一个无限可微的实值函数，以及围绕 $(u,\ v,\ w) = (u_0,\ v_0,\ w_0)$ 的一个开邻域。令 $\mathbf{x} = [u\ v\ w]^T$ 和 $\mathbf{x}_0 = [u_0\ v_0\ w_0]^T$。因此，$f(\mathbf{x})$ 在 $\mathbf{x}_0$ 邻域内的多元泰勒级数展开可写为

$$f(\mathbf{x}) = f(\mathbf{x}_0) + (\mathbf{x}-\mathbf{x}_0)^T\nabla\mathbf{f}(\mathbf{x}_0) + \frac{1}{2!}(\mathbf{x}-\mathbf{x}_0)^T\mathbf{H}(\mathbf{x}_0)(\mathbf{x}-\mathbf{x}_0) + \ldots, \tag{18}$$

其中 $\nabla\mathbf{f}$ 是一阶导数向量。

$$\nabla\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} f_u(\mathbf{x}) \\ f_v(\mathbf{x}) \\ f_w(\mathbf{x}) \end{bmatrix}, \tag{19}$$

且**H(x)**为二阶导数构成的海森矩阵。

$$\mathbf{H}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} f_{uu}(\mathbf{x}) & f_{uv}(\mathbf{x}) & f_{uw}(\mathbf{x}) \\ f_{vu}(\mathbf{x}) & f_{vv}(\mathbf{x}) & f_{vw}(\mathbf{x}) \\ f_{wu}(\mathbf{x}) & f_{wv}(\mathbf{x}) & f_{vv}(\mathbf{x}) \end{bmatrix}. \tag{20}$$

A.1 不规则扫描几何下往返距离的泰勒级数展开

第 ℓ 个发射/接收对的往返距离，其中发射器和接收器阵元分别位于 $(x_T,\ y_T,\ z_\ell)$ 和 $(x_R,\ y_R,\ z_\ell)$，而散射体位于 $(x,\ y,\ z)$，如式 (2) 所示。将式 (3) 和 (4) 代入式 (2)，R_ℓ^{RT}可表示为沿 x 方向和 y 方向的发射和接收阵元间距离 d_ℓ^x 和 d_ℓ^y，以及沿 z 方向的位移 d_ℓ^z 的函数:

$$\begin{aligned} R_\ell^{RT}(d_\ell^x, d_\ell^y, d_\ell^z) = &\left[(x' - \frac{d_\ell^x}{2} - x)^2 + (y' - \frac{d_\ell^y}{2} - y)^2 + (Z_0 + d_\ell^z - z)^2\right]^{\frac{1}{2}} \\ &+ \left[(x' + \frac{d_\ell^x}{2} - x)^2 + (y' + \frac{d_\ell^y}{2} - y)^2 + (Z_0 + d_\ell^z - z)^2\right]^{\frac{1}{2}}. \end{aligned} \tag{21}$$

式 (21) 在 $d_\ell^x = d_\ell^y = d_\ell^z = 0$ 处的一阶导数为

$$\begin{aligned} \left.\frac{\partial R_\ell^{RT}}{\partial d_\ell^x}\right|_{(d_\ell^x = d_\ell^y = d_\ell^z = 0)} &= \left.\frac{\partial R_\ell^{RT}}{\partial d_\ell^y}\right|_{(d_\ell^x = d_\ell^y = d_\ell^z = 0)} = 0, \\ \left.\frac{\partial R_\ell^{RT}}{\partial d_\ell^y}\right|_{(d_\ell^x = d_\ell^y = d_\ell^z = 0)} &= \frac{2(Z_0 - z)}{R_0}, \end{aligned} \tag{22}$$

其中，R_0 是位于（x'，y'，Z_0）的虚拟单基地阵元与位于（x，y，z）的点散射体之间的距离，如式（6）所示。

在关注点处对式（21）求二阶导数，可得:

$$\begin{aligned} \left.\frac{\partial^2 R_\ell^{RT}}{\partial (d_\ell^x)^2}\right|_{(d_\ell^x = d_\ell^y = d_\ell^z = 0)} &= \frac{1}{2R_0}\left[1 - \frac{(x' - x)^2}{R_0^2}\right], \\ \left.\frac{\partial^2 R_\ell^{RT}}{\partial (d_\ell^y)^2}\right|_{(d_\ell^x = d_\ell^y = d_\ell^z = 0)} &= \frac{1}{2R_0}\left[1 - \frac{(y' - y)^2}{R_0^2}\right], \\ \left.\frac{\partial^2 R_\ell^{RT}}{\partial (d_\ell^z)^2}\right|_{(d_\ell^x = d_\ell^y = d_\ell^z = 0)} &= \frac{2}{R_0}\left[1 - \frac{(Z_0 - z)^2}{R_0^2}\right], \\ \left.\frac{\partial^2 R_\ell^{RT}}{\partial d_\ell^x d_\ell^y}\right|_{(d_\ell^x = d_\ell^y = d_\ell^z = 0)} &= -\frac{(x' - x)(y' - y)}{2R_0^3}, \\ \left.\frac{\partial^2 R_\ell^{RT}}{\partial d_\ell^x d_\ell^z}\right|_{(d_\ell^x = d_\ell^y = d_\ell^z = 0)} &= \left.\frac{\partial^2 R_\ell^{RT}}{\partial d_\ell^y d_\ell^z}\right|_{(d_\ell^x = d_\ell^y = d_\ell^z = 0)} = 0. \end{aligned} \tag{23}$$

将（22）和（23）代入（18），R_ℓ 的二次近似可表示为

$$R_\ell^{RT} \approx 2R_0 + \frac{2(Z_0 - z)d_\ell^z}{R_0} + \frac{(d_\ell^x)^2 + (d_\ell^y)^2 + 4(d_\ell^z)^2}{4R_0} - \frac{[(x' - x)d_\ell^x + (y' - y)d_\ell^y]^2 + 4(Z_0 - z)^2(d_\ell^z)^2}{4R_0^3}. \tag{24}$$

参考文献

[1] J. W. Smith、S. Thiagarajan、R. Willis、Y. Makris 和 M. Torlak，“利用新型无菌训练技术改进基于深度卷积神经网络的静态手势分类”，*IEEE Access*，第 9 卷，第 10893–10 902 页，2021 年 1 月。[2] D. M. Sheen、T. E. Hall、D. L. McMakin、A. M. Jones 和 J. R. Tedeschi，“面向近场应用的三维雷达成像技术与系统”，载于*SPIE* 会议录，第 9829 卷，美国马里兰州巴尔的摩，2016 年 5 月，第 98290V 页。

[3] M. E. Yanik 和 M. Torlak，“用于隐蔽物品检测的毫米波雷达近场二维 SAR 成像”，载于 IEEE 无线与射频研讨会（RWS）会议录，美国佛罗里达州奥兰多，2019 年 1 月，第 1–4 页。[4] L. Chao、M. N. Afsar 和 K. A. Korolev，“毫米波介电光谱与乳腺癌成像”，载于第 7 届欧洲微波集成电路会议（EuMIC）会议录，荷兰阿姆斯特丹，2012 年 10 月，第 572–575 页。[5] Y. Gao 和 R. Zoughi，“用于无创诊断皮肤烧伤的毫米波反射测量与成像”，IEEE 仪器与测量汇刊，第 66 卷，第 1 期，第 77–84 页，2016 年 11 月。[6] O. Li、J. He、K. Zeng、Z. Yu、X. Du、Y. Liang、G. Wang、Y. Chen、P. Zhu、W. Tong、D. Lister 和 L. Ibbotson，“6G 中的集成感知与通信：便携式设备上的高分辨率太赫兹感知原型系统”，载于欧洲网络与通信会议暨 6G 峰会（EuCNC/6G）会议录，葡萄牙波尔图，2021 年 6 月，第 544–549 页。[7] G. Álvarez-Narciandi、J. Laviada 和 F. Las-Heras，“让智能手机变身毫米波扫描仪”，IEEE Access，第 9 卷，第 45 147–45154 页，2021 年 3 月。[8] K. Basrawi 和 R. Dill，“面向军事应用的 Soli 雷达 API 逆向工程”，载于 IEEE 雷达会议（RadarConf）会议录，2021 年 6 月，第 1–8 页。[9] J. W. Smith、O. Furxhi 和 M. Torlak，“面向非接触式乐器接口的基于 FCNN 的毫米波雷达超分辨率框架”，IEEE 多媒体汇刊，第 1–1 页，2021 年 5 月。[10] G. Álvarez-Narciandi、M. López-Portugués、F. Las-Heras 和 J. Laviada，“利用紧凑型毫米波雷达实现手持式、灵活且高分辨率的成像”，IEEE Access，第 7 卷，第 95 516–95 526 页，2019 年 7 月。[11] G. Álvarez-Narciandi、J. Laviada 和 F. Las-Heras，“利用紧凑型 MIMO 雷达进行手持毫米波成像”，IEEE 天线与传播汇刊，第 69 卷，第 2 期，第 1224–1229 页，2021 年 2 月。[12] G. Álvarez-Narciandi 、 J. Laviada 、 Y. Álvarez-López 、 G. Ducournau 、 C. Luxey 、 C. Belem-Goncalves、F. Gianesello、N. Nachabe、C. D. Rio 和 F. Las-Heras，“基于仅幅度数据的天线诊断手持系统”，IEEE 天线与传播汇刊，第 69 卷，第 8 期，第 4988–4998 页，2021 年 2 月。[13] H. F. Álvarez、G. ÁLvarez-Narciandi、F. Las-Heras 和 J. Laviada，“基于紧凑型毫米波雷达和自然身体运动、用于辅助视障人士的系统”，IEEE Access，第 9 卷，第 125 042–125 051 页，2021 年 9 月。[14] H. Wymeersch、G. Seco-Granados、G. Destino、D. Dardari 和 F. Tufvesson，“面向车联网的 5G 毫米波定位”，IEEE 无线通信，第 24 卷，第 6 期，第 80–86 页，2017 年 12 月。[15] Z. Hajiakhondi-Meybodi、M. Salimibeni、K. N. Plataniotis 和 A. Mohammadi，“基于蓝牙低功耗和开关天线阵列的室内定位到达角估计”，载于第 23 届国际信息融合会议（FUSION）会议录，南非勒斯滕堡，2020 年 7 月，第 1–6 页。[16] J. W. Smith、M. E. Yanik 和 M. Torlak，“近场 MIMO-ISAR 毫米波成像”，载于 IEEE 雷达会议（RadarConf）会议录，意大利佛罗伦萨，2020 年 9 月，第 1–6 页。[17] M. E. Yanik 和 M. Torlak，“利用稀疏采样孔径数据进行近场 MIMO-SAR 毫米波成像”，IEEE Access，第 7 卷，第 31 801–31 819 页，2019 年 3 月。[18] M. E. Yanik、D. Wang 和 M. Torlak，“利用多芯片级联毫米波传感器进行三维 MIMO-SAR 成像”，载于 IEEE 全球信号与信息处理会议（GlobalSIP）会议录，加拿大安大略省渥太华，2019 年 11 月，第 1–5 页。[19] J. M. Lopez-Sanchez 和 J. Fortuny-Guasch，“利用距离迁移技术进行三维雷达成像”，IEEE 天线与传播汇刊，第 48 卷，第 5 期，第 728–737 页，2000 年 5 月。[20] M. E. Yanik、D. Wang 和 M. Torlak，“MIMO-SAR 毫米波成像测试平台的开发与演示”，IEEE Access，第 8 卷，第 126 019–126 038 页，2020 年 7 月。[21] C. F. Baumgartner、K. Kamnitsas、J. Matthew、T. P. Fletcher、S. Smith、L. M. Koch、B. Kainz 和 D. Rueckert，“SonoNet：实时检测和定位手持超声中的胎儿标准扫描切面”，IEEE 医学影像汇刊，第 36 卷，第 11 期，第 2204–2215 页，2017 年 7 月。[22] J. Blackall、G. Penney、A. King 和 D. Hawkes，“利用呼吸运动与形变模型，将稀疏手持三维超声与肝脏术前影像对齐”，IEEE 医学影像汇刊，第 24 卷，第 11 期，第 1405–1416 页，2005 年 10 月。[23] M. W. Gilbertson 和 B. W. Anthony，“手持超声的力与位置控制系统”，IEEE 机器人学汇刊，第 31 卷，第 4 期，第 835–849 页，2015 年 6 月。[24] J. W. Smith 和 M. Torlak，“近场太赫兹 SAR 成像新兴系统与算法综述”，载于 IEEE 太赫兹科学与技术汇刊，拟提交。

[25] X. Zeng、Y. Ma、Z. Li、J. Wu 和 J. Yang，“基于孔径线性化的近场快速时频联合三维成像算法”，载于国际地球科学与遥感研讨会论文集（*IGARSS*），比利时布鲁塞尔，2021年10月，第5163–5166页。[26] M. Garcia-Fernandez、Y. Alvarez-Lopez 和 F. L. Heras，“无人机搭载GPR测量的三维SAR处理：应对非均匀采样”，载于第*14*届欧洲天线与传播会议论文集（*EuCAP*），丹麦哥本哈根，2020年8月，第1–5页。[27] B. Wu、G. Álvarez-Narciandi 和 J. Laviada，“基于非均匀测量、采用时间反演压缩感知算法的多层圆形介电结构SAR成像”，*IEEE*天线与无线传播快报，第19卷，第9期，第1491–1495页，2020年7月。[28] T. Kan、G. Xin、L. Xiaowei 和 L. Zhongshan，“实时汽车SAR成像的实现”，载于*IEEE*第*11*届传感器阵列与多通道信号处理研讨会论文集（*SAM*），中国杭州，2020年6月，第1–4页。[29] D. M. Sheen、D. L. McMakin 和 T. E. Hall，“用于隐藏武器检测的三维毫米波成像”，*IEEE*微波理论与技术汇刊，第49卷，第9期，第1581–1592页，2001年9月。[30] B. Fan、J. Gao、H. Li、Z. Jiang 和 Y. He，“采用任意拓扑结构扫描线性MIMO阵列的近场三维SAR成像”，*IEEE Access*，第8卷，第6782–6791页，2019年12月。[31] J. Gao、B. Deng、Y. Qin、H. Wang 和 X. Li，“考虑球面波前的高效太赫兹宽角NUFFT逆合成孔径成像”，传感器，第16卷，第12期，第2120页，2016年12月。[32] R. K. Amineh、N. K. Nikolova 和 M. Ravan，利用微波/毫米波全息技术对介电体进行实时三维成像。John Wiley & Sons，2019年。[33] J. Gao、Y. Qin、B. Deng、H. Wang 和 X. Li，“面向扫描一维MIMO阵列的新型高效三维短距离成像算法”，*IEEE*图像处理汇刊，第27卷，第7期，第3631–3643页，2018年4月。[34] J. H. G. Ender 和 J. Klare，“基于MIMO-SAR的雷达成像系统架构与算法”，载于*IEEE*雷达会议论文集（*RadarConf*），美国加利福尼亚州帕萨迪纳，2009年5月，第1–6页。[35] F. Roos、J. Bechter、C. Knill、B. Schweizer 和 C. Waldschmidt，“自动驾驶雷达传感器：调制方案与干扰抑制”，*IEEE*微波杂志，第20卷，第9期，第58–72页，2019年8月。[36] J. Wang、P. Aubry 和 A. Yarovoy，“采用基于NUFFT距离徙动算法的不规则MIMO阵列三维短距离成像”，*IEEE*地球科学与遥感汇刊，第58卷，第7期，第4730–4742页，2020年1月。[37] L. Greengard 和 J.-Y. Lee，“加速非均匀快速傅里叶变换”，*SIAM*评论，第46卷，第3期，第443–454页，2006年8月。[38] D. Sheen、D. McMakin 和 T. Hall，“近场三维雷达成像技术及其应用”，应用光学，第49卷，第19期，E83–E93页，2010年6月。[39] T. Zhang 和 X.-G. Xia，“具有足够循环前缀的正交频分复用合成孔径雷达成像”，*IEEE*地球科学与遥感汇刊，第53卷，第1期，第394–404页，2015年1月。