多输入多输出前向散射雷达

Abdollah Ajorloo、Stefano Amato Ciciretti 和 Fabiola Colone*DIET*系，
罗马智慧大学，意大利罗马{
abdollah.ajorloo,stefanoamato.ciciretti,fabiola.colone}@uniroma1.it

arXiv:2611.32546v1 [eess.SP] 24 Nov 2026

摘要——**前向散射雷达（FSR）利用目标穿越发射机—接收机基线时产生的增强雷达散射截面，为探测低可观测目标提供了颇具吸引力的能力。传统 FSR 系统一般采用单输入单输出（SISO）架构，定位能力有限；而近年来，基于阵列的处理技术发展使得通过单输入多输出（SIMO）配置实现非相干角度估计成为可能。本文提出一种全面的多输入多输出前向散射雷达（MIMO-FSR）框架，利用非相干的仅幅度测量，实现对目标出发方向（DoD）和到达方向（DoA）的联合估计。所提出的方法通过在发射端（TX）和接收端（RX）同时使用天线阵列，扩展了 FSR 的空间域处理范式，从而无需 TX/RX 阵列单元之间的相位同步即可实现二维角度定位。我们首先在理想信号可分离条件下建立基本工作原理，随后基于频分复用（FDM）和时分复用（TDM）开发实际实现方案。针对每种策略，分别推导专用信号模型和处理方案，以补偿频率偏移和目标运动所引入的失真。同时给出了描述角分辨率、模糊条件和输出图失真的解析表达式。针对短基线和长基线场景开展了大量数值仿真，揭示了两种复用方案的运行极限及其权衡。最后，利用软件定义无线电平台开展的概念验证实验活动，在真实室外环境中验证了所提出的框架。结果表明，该方法能够成功实现 DoD–DoA 联合估计，并证实 MIMO-FSR 可作为面向未来主动、被动以及一体化感知与通信应用的灵活且可扩展架构。**

索引词—**前向散射雷达、MIMO、到达方向（DoA）、出发方向（DoD）、频分复用（FDM）、时分复用（TDM）。**

I. 引言

前向散射雷达（FSR）是一类特殊的双基地雷达，其双基地角接近 180°。FSR 的目标检测依赖于前向散射效应，该效应发生在目标移动并穿越发射机（TX）与接收机（RX）之间的基线或视线时。这会形成一道阴影轮廓，阻断直达路径信号，并在接收信号幅度中产生清晰且可检测的调制。尽管按照经典雷达的定义，它不具备距离和速度分辨率，FSR 仍具有显著的运行优势，包括前向散射雷达散射截面（RCS）显著且稳定的增强，以及极其简单的硬件和信号处理架构，从而能够检测隐身目标或低雷达散射截面目标 [1]–[7]。此外，FSR 非常适合融入无源雷达（ PR ）网络和一体化感知与通信（ISAC）框架，以机会式或协作式利用现有的商业传输信号——例如 GSM、DVB-T 或 GNSS——在极小频谱占用的情况下扩大监视覆盖范围 [6], [8]–[10]。

传统上，前向散射雷达系统采用单输入单输出（SISO）配置。这些架构依赖时域处理，以捕获目标穿越基线 [1], [6]–[8] 时目标所引起的随时间变化的幅度波动。尽管已有研究探索了多基地前向散射雷达配置，以重建目标轨迹并估计运动学参数 [11], [12], ，但这些系统中的检测仍通常通过以下方式执行：先在各个接收节点独立进行时域处理，再融合所提取的目标多普勒特征。

作为替代方案，一些研究引入了利用空间域阵列处理的单输入多输出（SIMO）前向散射雷达系统 [13]–[17]。通过分析天线阵列上接收幅度的空间变化，这种非相干、仅基于幅度的范式能够对观测目标进行到达方向（DoA）估计。至关重要的是，
由于该方法无需各阵元之间实现绝对相位同步，因此具有抵御相位噪声的鲁棒性；此外，它对底层发射波形 [13], [15], [18] 也具有灵活性。

基于这些空间域洞见，并扩展我们此前的初步会议研究 [19], ，本文提出了一个关于多输入多输出（MIMO）前向散射雷达的全面框架。具体而言，我们证明，与SIMO配置相对应，接收信号会随发射天线索引呈现空间幅度调制。特别是，对于固定的接收天线，不同发射阵列单元对应的幅度会形成一种空间模式，类似于SIMO FSR中接收阵列上观察到的模式。通过在基线两端均利用多根天线，所提出的MIMO-FSR框架实现了一项强大的新功能：仅凭接收信号的瞬时幅度，即可联合估计目标的离开方向（DoD）和到达方向。这种二维角度定位实现了

相较于SIMO配置所限的一维到达方向估计，这是向前迈出的重要一步。此外，该架构还支持多输入单输出（MISO）子配置，使部署在任意位置的低成本单天线接收机能够进行发射端角度估计。该架构还可支持分布式MISO配置，通过在不同位置部署多个单天线接收机，进一步提升态势感知能力，并结合传统的时域处理。

在仅幅度FSR系统中实现发射分集的关键挑战，在于分离不同发射机的贡献，同时保留目标引起的幅度调制轮廓。在传统MIMO雷达中，这通常通过正交波形复用实现。然而，该方法并不适用于MIMO-FSR，因为它通常依赖相干、对相位敏感的处理，从而增加接收机复杂度，并对硬件提出更严格的要求。这将削弱仅幅度FSR架构的主要优势之一：较低的硬件复杂度。为介绍所提出的二维处理方案的工作原理，我们首先考虑一种理想化情形：尽管发射信号占用相同的时频资源，仍能够实现完美分离。随后，我们通过两种实用的信号分离策略——频分复用（FDM）和时分复用（TDM）——解决信号可分离性问题，并分别针对每种策略设计专用的处理方案。

在频分复用（FDM）方案中，为各个发射通道分配离散的载波频率偏移，使每个接收机都能进行带通预滤波，在幅度提取之前分离信号。然而，这种频率偏移会导致跨发射天线索引的幅度调制发生不必要的失真，进而造成角度定位偏差。具体而言，该失真取决于未知的双基地距离，因此引入了不利的距离-角度耦合。为补偿这一效应并恢复正确的目标位置，我们以根据基线几何推导出的闭式表达式替代双基地距离，该表达式将双基地距离表示为目标角度的函数。由此，出发方向（DoD）和到达方向（DoA）参数被映射到一个扭曲坐标网格上，进而使到达方向-发射方向图产生固有的非均匀和非对称变化。

相反，在时分复用（TDM）策略中，发射机在不同的时隙内依次工作，以确保任一时刻只有一个信号源被接收。虽然TDM避免了依赖频率的距离耦合，但目标在连续时隙之间的物理位移会导致接收信号幅度产生运动引起的失真，其大小与双基地距离变化率（速度）成正比。这会沿发射方向（DoD）产生特定的偏移。我们通过实现并行的SISO多普勒估计路径，或完整集成的三维处理链（发射方向-到达方向-多普勒），来补偿这种失真；该处理链可同时求解空间频率并消除目标速度符号模糊。

为评估所提出的MIMO-FSR架构的运行边界和鲁棒性，我们针对短基线场景开展了高保真数值仿真（例如，用于人员和地面车辆监视）以及长基线配置（例如，用于无人机或航空器监视）。这些仿真量化了未校正的角度偏差、跟踪更新率，以及由频分复用和时分复用校正引起的不对称分辨率变化的影响。

更重要的是，这些理论框架通过利用软件定义无线电（SDR）平台开展的真实户外实验活动得到了验证。我们的会议论文 [20]报告了一些初步实验结果。在频分复用实验中，采用由$M = 4$ 个发射阵元和 $N = 8$ 个接收阵元组成的阵列配置，在37米基线上部署，用于使用16-QAM OFDM信号跟踪行走的人体目标，并成功实现了二维角度定位。在时分复用实验中，通过模拟静止目标场景对处理链进行了验证，其中一个单独的发射天线通过机械位移来合成天线阵列。验证同时采用了正弦波和OFDM波形。

本文的主要贡献总结如下：

- **仅幅度测量的MIMO-FSR框架：** 提出了一种全面的非相干MIMO-FSR框架，用于根据瞬时仅幅度测量结果联合估计目标的出发方向和到达方向。该框架将空间域单输入多输出FSR处理扩展至基线两端部署的阵列，同时也支持多输入单输出配置。

- **实用复用与失真补偿：** 本文提出了基于频分复用和时分复用的实现方案，无需相干相位敏感处理即可分离发射通道分量。针对频分复用和时分复用方案，我们研究了信号分离机制对可实现结果的影响，并介绍了采用校正的专用处理方案。

- **理论与数值性能评估：** 本文分析了两种复用策略对应的角分辨率、模糊条件和残余失真。随后，通过涵盖短基线和长基线场景的大量数值仿真，评估所提出的频分复用和时分复用架构的运行极限、鲁棒性及权衡。此外，还讨论了多输入单输出的可扩展性及其实际优势。

- **实验验证：** 利用软件定义无线电平台开展的户外概念验证实验，采用正弦波和 OFDM 波形验证了所提出的处理框架，证明了在现实运行条件下联合估计出发方向和到达方向的可行性。。

本文其余部分的组织如下：第二节确立系统几何结构。第三节介绍理想信号可分离性条件下多输入多输出-FSR的基本工作原理。第四节和第五节分别利用频分复用和时分复用制定实际的分离策略。第六节给出了针对短基线和长基线场景的全面数值仿真结果。第七节详细介绍了通过户外实验

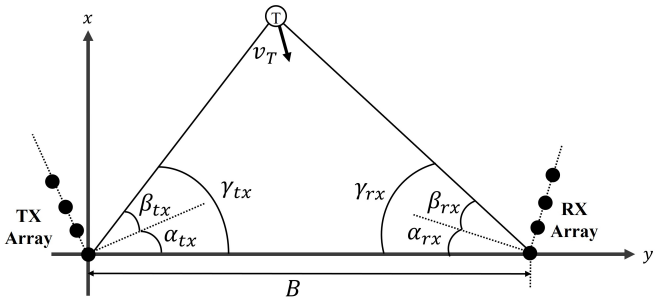


图 1：MIMO FSR几何结构

采集的数据对两种架构进行的现实环境验证。最后，第VIII节总结全文。

II. 系统几何结构与信号模型

系统几何结构如图 1 所示。我们考虑一种多输入多输出配置，其中发射（TX）阵列包含 M根天线，接收（RX）阵列包含 N 根天线。假设 TX 阵列和 RX 阵列彼此处于远场，两者之间由基线 B分隔。第一根 TX 天线位于笛卡尔坐标系原点 (0，0)。其余 TX 阵元相对于第一根 TX 阵元分别位于距离$d_{tx,\,m}$处，其中 $m=0,\,\ldots\ldots,\,M-1$，且 $d_{tx,\,0}=0$。类似地，RX 阵列固定于 (B，0) 处，第 n 个 RX 阵元相对于第一根 RX 阵元 ($d_{rx,\,0}=0$) 的距离为$d_{rx,\,n}$。如图所示，TX 阵列和 RX 阵列分别相对于基线偏转角度 α_{tx} 和 α_{rx}。我们将B_{mn} 定义为第 m个 TX 天线与第 n个 RX 天线之间的基线距离。由此可得

$$B_{mn}=B+d_{tx,m}\sin\alpha_{tx}+d_{rx,n}\sin\alpha_{rx}\quad\substack{m=0,\ldots,M-1\\ n=0,\ldots,N-1}. \tag{1}$$

假设一个潜在目标穿过 TX 阵列与 RX 阵列之间的基线。目标沿路径移动时，连接第一个 TX 天线与目标的直线和基线之间的夹角为 $\gamma_{tx}(t)$，而连接第一个 RX 天线与目标的直线和基线之间的夹角为$\gamma_{rx}(t)$，如图 1 所示。目标与第 m 个 TX 天线及第 n 个 RX天线之间的距离分别记为 $R_{tx,\,m}(t)$ 和 $R_{rx,\,n}(t)$。假设目标始终处于 TX 阵列和 RX 阵列的远场区域，则有以下方程：

$$\begin{aligned}R_{tx,m}(t)&=R_{tx,0}(t)-d_{tx,m}\sin\beta_{tx}(t),\quad m=0,\ldots,M-1,\\ R_{rx,n}(t)&=R_{rx,0}(t)-d_{rx,n}\sin\beta_{rx}(t),\quad n=0,\ldots,N-1,\end{aligned} \tag{2}$$

其中，$\beta_{tx}(t)=\gamma_{tx}(t)-\alpha_{tx}$ 和 $\beta_{rx}(t)=\gamma_{rx}(t)-\alpha_{rx}$分别表示目标的出发方向和到达方向。

第 m个发射端天线在基带发射一个窄带单位功率信号，记为 $s_m(t)$。因此，由第 m个发射端单元照射时，第 n 个接收单元接收到的基带信号可表示为 [7]–[8], [13]:

$$\begin{aligned}x_{mn}(t)=&A_D s_m(t)e^{j\phi_{D,mn}}\quad\substack{m=0,\ldots,M-1\\ n=0,\ldots,N-1}\\ &+A_T(t)s_m(t-\tau_{\mathrm{bi}}(t))e^{j\phi_{T,mn}(t)}+\zeta_{mn}(t),\end{aligned} \tag{3}$$

其中，A_D 是直达路径振幅，用于表示发射端阵列与接收阵列之间的路径损耗；我们假设 M个发射机的功率相同，$\phi_{D,\,mn}$ 是从发射端天线 m 到接收端天线n 的直达路径相位差（$\phi_{D,\,00}=0$）。此外，$A_T(t)$表示间接路径的振幅，其中包含发射端—目标—接收端路径损耗以及目标的前向散射特性，如 [7]所示；$\tau_{\mathrm{bi}}(t)$是双基地时延；$\phi_{T,\,mn}(t)$是从发射端天线 m 经目标到接收端天线 n的间接路径相位差。此外，$\zeta_{mn}(t)$表示加性高斯白噪声，并假设不同索引对 (m, n) 对应的噪声在统计上相互独立。以下等式成立：

$$\begin{aligned}\phi_{D,mn}&=-\frac{2\pi}{\lambda}[B_{mn}-B]\\ &=-\frac{2\pi}{\lambda}\left[d_{tx,m}\sin\alpha_{tx}+d_{rx,n}\sin\alpha_{rx}\right],\end{aligned} \tag{4}$$

$$\begin{aligned}\phi_{T,mn}(t)&=-\frac{2\pi}{\lambda}\left[R_{tx,m}(t)+R_{rx,n}(t)-B\right]\\ &=\phi_{T,00}(t)+\frac{2\pi}{\lambda}\left[d_{tx,m}\sin\beta_{tx}+d_{rx,n}\sin\beta_{rx}\right],\end{aligned} \tag{5}$$

$$\tau_{\mathrm{bi}}(t)=\frac{1}{c}R_{\mathrm{bi}}(t)=\frac{1}{c}[R_{tx,0}(t)+R_{rx,0}(t)-B]. \tag{6}$$

因此，第 n 个接收单元接收到的复合信号可表示为 M 个发射机所产生信号的贡献之和：

$$x_n(t)=\sum_{m=0}^{M-1}x_{mn}(t). \tag{7}$$

单发射机情况：

当只有一个 TX（即 $M=1$）时，如单输入单输出和单输入多输出配置，提取每个 RX 接收到的信号幅度即可轻松利用 FSR 原理：

$$y_{0n}(t)=|x_{0n}(t)|^2,\quad n=0,..,N-1 \tag{8}$$

基于此输入，传统单输入单输出FSR处理利用目标穿越基线时在单个接收端通道产生的时间幅度调制，从而在多普勒域检测目标，并提供有关其双基地速度的信息 [1], [6]–[8]。在单输入多输出配置中，目标还会在接收阵列上产生幅度调制，其空间频率取决于目标的到达方向。因此，对天线索引 n 上的 $y_{0n}(t)$进行空间域处理，可实现目标检测和角度定位 [13]–[15]。

为阐明其内在原理，我们忽略噪声，并假设典型条件 $A_T(t)\ll A_D$，因此式（8）可近似为

$$\begin{aligned}y_{0n}(t)\simeq&|A_D s_0(t)|^2\\ &+2\Re\left\{A_D s_0(t)A_T^*(t)s_0^*(t-\tau_{\mathrm{bi}}(t))e^{j[\phi_{D,0n}-\phi_{T,0n}(t)]}\right\}.\end{aligned} \tag{9}$$

第一项表示直达路径贡献，通常通过直流分量去除阶段将其去除。该过程可以在时间域中进行；当采用恒幅波形时，这种方法很有效 [8], ，也可以在空间域中进行，

后者能够保留静止目标 [13]。利用式（4）和式（5），残余目标相关分量可重写为

$$w_{0n}(t) = |A_0(t)| \cos(\phi_{T,00}(t) + \tilde{\phi}_n(t) + \angle A_0(t)) \quad (10)$$

$$\phi_{T,00}(t) = -\frac{2\pi}{\lambda}\left[R_{\mathrm{tx},0}(t) + R_{\mathrm{rx},0}(t) - B\right] \quad (10a)$$

$$\tilde{\phi}_n(t) = \frac{2\pi}{\lambda} d_{rx,n}\left[\sin\beta_{\mathrm{rx}}(t) + \sin\alpha_{\mathrm{rx}}\right] \quad (10b)$$

其中 $A_0(t) = 2A_D^* A_T(t) s_0^*(t) s_0(t - \tau_{\mathrm{bi}}(t))$。公式 (10) 明确区分了单输入单输出和单输入多输出配置分别利用的幅度调制机制。公共相位项 $\phi_{T,\ 00}(t)$ 随双基地距离变化，决定了传统单输入单输出处理中利用的时间幅度调制。在这种情况下，对时间采样进行快速傅里叶变换，即可检测运动目标并估计其双基地多普勒。相比之下， $\phi_n(t)$ 会在接收阵列索引上产生相位递进，因此决定了单输入多输出频移测距中用于到达方向估计的空间幅度调制。对各个快拍中的空间采样进行快速傅里叶变换，即可检测目标并确定其到达方向位置。

接下来，我们将说明，目标引起的类似幅度调制也会出现在发射阵列索引上 m。这一观察为将仅幅度频移测距处理框架扩展至多输入单输出和多输入多输出配置奠定了基础。然而，在多输入多输出配置中，如果所有发射机都在相同的时频资源上同时发射，则无法直接从公式 (7) 中的复合接收信号提取与各个发射机分别关联的幅度调制。在传统多输入多输出雷达中，通常采用正交波形并结合相干相位敏感处理来解决这一问题。然而，这种处理必须在幅度提取之前进行，从而增加接收机复杂度，并损害仅幅度频移测距固有的简洁性。因此，我们首先在理想假设下引入所提出的多输入多输出频移测距框架，即假设公式 (7) 中每个发射机的贡献都可单独获取，而不受发射波形的影响。随后，在第四节和第五节中，我们将分别基于频分复用（FDM）和时分复用（TDM）提出两种实现方案，以解决实际的信号分离问题。

III. 理想可分离条件下的多输入多输出工作原理

为了介绍多输入多输出前向散射雷达（MIMO-FSR）的工作原理，我们首先考虑一种理想情况：即使所有信号同时发射并共享同一频带，也假设在接收端能够分离由不同发射阵列单元产生的贡献。换言之，我们假设接收机可以获得式（7）中每个独立信号的幅度：

$$y_{mn}(t) = |x_{mn}(t)|^2,\ n = 0, .., N-1 \quad (11)$$

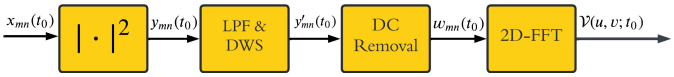


图2：多输入多输出应用中单个发射-接收通道的处理链

随后，每个信号分量都会经过一个简单的处理链，如图2所示，该处理链与传统频移测距系统中使用的处理链类似。每个幅度信号都会进行低通滤波，以限制由发射信号（s_m（t））引起的幅度波动，并保留对应于感兴趣目标的预期最大双基地多普勒频移的一小部分频带。由于该处理链通常在数字域中实现，这也为显著降低采样率创造了条件。具体而言，我们有

$$\tilde{y}_{mn}(t) = \mathrm{LPF}\{y_{mn}(t)\}, \quad (12a)$$

$$y_{mn}(t) \simeq |A_D s_m(t)|^2 + |A_T(t) s_m(t - \tau_{\mathrm{bi}}(t))|^2 \quad (12b)$$
$$+2\Re\left\{A_D A_T^*(t) s_m(t) s_m^*(t - \tau_{\mathrm{bi}}(t)) \mathrm{e}^{j\left[\phi_{D,mn} - \phi_{T,mn}(t)\right]}\right\}.$$

其中，LPF{⋆} 表示低通滤波；与上一节一样，为了说明其工作原理，我们忽略了噪声贡献。式 (12b) 右侧的前两项与接收端索引 n 无关，因此可以通过空间直流分量去除模块有效地去除。该模块对单个快拍沿 n 索引运行（针对不同的 m 值分别处理）。将式 (4) 和式 (5) 代入式 (12)，可以证明，在直流分量去除阶段的输出处，

$$w_{mn}(t) = \mathrm{LPF}\{|A_m(t)| \cos\left(\psi_{mn}(t) + \angle A_m(t)\right)\}, \quad (13a)$$

$$A_m(t) = 2A_D^* A_T(t) s_m^*(t) s_m(t - \tau_{\mathrm{bi}}(t)), \quad (13b)$$

$$\psi_{mn}(t) = \frac{2\pi}{\lambda}\left[d_{tx,m} u(t) + d_{rx,n} v(t)\right] + \phi_{T,00}(t), \quad (13c)$$

其中

$$\begin{aligned} u(t) &\triangleq \sin\beta_{tx}(t) + \sin\alpha_{tx}, \\ v(t) &\triangleq \sin\beta_{rx}(t) + \sin\alpha_{rx} \end{aligned} \quad (14)$$

分别表示与DoD和DoA相关的空间频率。假设 $s_m(t)$ $m = 0, \ldots\ldots, M-1$是宽义平稳随机过程的样本函数，则有 $\mathbb{E}\{s_m(t) s_m^*(t - \tau)\} = R_s(\tau)$。在前向散射区域内，双基地时延 τ_{bi} 被限制在一个很窄的范围内，因此 $R_s(\tau_{\mathrm{bi}}(t))$始终接近信号功率 $P_s = \mathbb{E}\{|s_m(t)|^2\}$。因此，乘积$s_m(t) s_m^*(t - \tau_{\mathrm{bi}}(t))$由一个接近 P_s的主导直流分量和零均值波动组成；相对于所关注的多普勒频带，这些波动的频谱内容是宽带的（对于OFDM信号等类随机信号，此类波动的频谱近似为白频谱）。随后进行低通滤波，其带宽根据预期最大双基地多普勒频移选取，从而强烈衰减这些波动，同时保留直流分量。因此，所得过程表现为对 $R_s(\tau_{\mathrm{bi}})$的近似确定性估计，并且与发射索引 m无关。

相应地，对TX和RX阵列采用ULA布局，并取$d_{\mathrm{tx},\ m} = md_{\mathrm{tx}}$ 和$d_{\mathrm{rx},\ n} = nd_{\mathrm{rx}}$ ，同时在快拍 $t = t_0$处计算该表达式，可得

$$w_{mn}(t_0) \simeq \left|\tilde{R}_s(t_0)\right| \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}\left(md_{\mathrm{tx}}u(t_0) + nd_{\mathrm{rx}}v(t_0)\right) + \phi_0\right), \tag{15}$$

其中

$$\tilde{R}_s(t_0) = 2A_D^* A_T(t) R_s(\tau_{\mathrm{bi}}(t_0)), \tag{16}$$

˜和 $\phi_0 = \phi_{T,\ 00}(t_0) + \angle R_s(t_0)$。正如式（15）所示，提取的实值输出对发射端和接收端阵元索引具有相似的依赖关系。这进一步表明，目标会根据其瞬时出发方向和到达方向，在 TX 阵列和 RX 阵列上引起类似的幅度调制机制；这两个方向分别由空间频率 u 和 v 表示。通过二维快速傅里叶变换处理这一二维实值信号 $w_{mn}(t)$，我们能够在出发方向–到达角域中检测潜在目标并估计其位置。对连续快拍执行此类处理后，我们可以根据出发方向–到达方向–时间生成场景的三维表示。具体而言，可得到如下表示

$$\mathcal{V}(u, v; t) = \left|\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1} w_{mn}(t) e^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}(md_{\mathrm{tx}}u + nd_{\mathrm{rx}}v)}\right|^2. \tag{17}$$

在已知 FSR几何结构的情况下，瞬时出发方向–到达方向信息随后可以映射到二维笛卡尔坐标中。与 SISO 和 SIMO FSR 架构一样，使用实值输入信号会在可观测量中引入固有的符号模糊，从而在基线两侧产生两个对称的目标位置解。

上述数学推导同样适用于通过设置 $N = 1$和 $M > 1$得到的MISO配置，这表明文献[19] 中提出的SIMO-FSR原理具有一种对偶表述：利用多个发射端（TX）单元生成多个基线。原则上，这种表述使我们能够使用配备天线阵列的发射机和单通道接收机来获取目标的出发方向信息。这种架构可能是适用于广泛应用的一种更实用且更具成本效益的解决方案。

不过，值得重申的是，本节所述分析假设TX信号可理想分离。这一理想化情形有助于阐明MIMO-FSR的工作原理，并提供一个参考基准，以评估实际实现方案。

在接下来的两节中，我们将介绍两种实用的分离策略，分别基于频分和时分方案。尽管为发射信号分配不同的载波频率或时隙是一种直接的分离方法，但我们将说明，这些设计选择会显著影响底层的 MIMO-FSR 机制。因此，在信号处理框架中必须仔细考虑这些因素，以确保基于幅度的信息得到正确保留和提取。

IV. 通过频分复用实现分离

A. FDM架构

为了在接收端实现发射波形的可分离性，我们首先采用频分方法。这样，每个接收机都可以利用带选预滤波轻松隔离信号，然后再提取幅度。在这种方法中，第 m 个发射端天线发射的信号可写为

$$s_m(t) = \tilde{s}_m(t) e^{\mathrm{j}2\pi m\Delta f t}, \quad {}_{m=0,\ldots,M-1} \tag{18}$$

其中， $\tilde{s}_m(t)$是带宽为BW $< \Delta f$的基带波形。我们假设窄带工作区同样适用于复合发射信号，即 $M\Delta f / f_c \ll 1$。

因此，在进行带通选择性预滤波和幅度提取后，(12b) 修改为

$$\begin{aligned} y_{mn}(t) = {} & |A_D\tilde{s}_m(t)|^2 + |A_T(t)\tilde{s}_m(t - \tau_{\mathrm{bi}}(t))|^2 \\ & + 2\Re\Big\{A_D A_T^*(t)\tilde{s}_m(t)\tilde{s}_m^*(t - \tau_{\mathrm{bi}}(t)) \\ & \cdot e^{\mathrm{j}\left[\phi_{D,mn} - \phi_{T,mn}(t) + 2\pi m\Delta f\tau_{\mathrm{bi}}(t)\right]}\Big\}. \end{aligned} \tag{19}$$

同样，在时间快照 $t = t_0$处，直流分量去除阶段能够消除前两项。由于这些项通常会随发射索引 m 变化，因此可以针对每个发射机，分别在各接收天线之间执行直流分量去除操作。因此，考虑到低通滤波的影响——如上一节所述——我们在直流分量去除阶段的输出处得到

$$w_{mn}(t_0) \approx \left|\tilde{R}_{\tilde{s}}(t_0)\right| \cos(\tilde{\psi}_{mn}(t_0) + \angle\tilde{R}_{\tilde{s}}(t_0)), \tag{20}$$

with

$$\tilde{R}_{\tilde{s}}(t) = 2A_D^* A_T(t) \overbrace{\mathbb{E}\{\tilde{s}_m^*(t)\tilde{s}_m(t - \tau_{\mathrm{bi}}(t))\}}^{R_{\tilde{s}}(\tau_{\mathrm{bi}}(t))} \tag{21}$$

and

$$\begin{aligned} \tilde{\psi}_{mn}(t) = {} & \frac{2\pi}{\lambda}\left(md_{\mathrm{tx}}u(t) + nd_{\mathrm{rx}}v(t)\right) + \phi_{T,00}(t) \\ & - \frac{2\pi m\Delta f}{c} R_{\mathrm{bi}}(t). \end{aligned} \tag{22}$$

（22）中的前两个分量与（13c）中的分量相同。然而，第三项引入了对发射机索引的额外依赖，该依赖与未知的双基地距离 $R_{\mathrm{bi}}(t_0) = R_{tx,\ 0}(t_0) + R_{rx,\ 0}(t_0) - B$， 相关，因此不能忽略。这一现象在某种程度上类似于传统单基地MIMO雷达 [21] 中遇到的距离-角度耦合；在 MIMO-FSR 中，当利用 TX阵元之间的幅度调制（如（17）所示）来估计 DoD 时，它会导致目标角度误差。然而，双基地配置的一个关键优势在于，TX 和接收阵列能够提供两次独立角度测量，从而可以通过将其改写为 DoA 和 DoD 角度的形式，将 R_{bi} 从表达式中消除。为此，我们求解以下方程组：

$$\begin{cases} R_{tx,0}\sin\gamma_{tx} = R_{rx,0}\sin\gamma_{rx} \\ R_{tx,0}\cos\gamma_{tx} + R_{rx,0}\cos\gamma_{rx} = B. \end{cases} \tag{23}$$

随后，可以证明

$$R_{\mathrm{bi}} = B \underbrace{\left[\frac{\sin\gamma_{tx}+\sin\gamma_{rx}-\sin(\gamma_{tx}+\gamma_{rx})}{\sin(\gamma_{tx}+\gamma_{rx})}\right]}_{\triangleq g(\gamma_{tx},\gamma_{rx})}, \tag{24}$$

我们可以将（20）重写为

$$w_{mn}(t_0) = \left|\tilde{R}_{\tilde{s}}(t_0)\right| \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}\left(md_{\mathrm{tx}}\tilde{u}(t_0)+nd_{\mathrm{rx}}\tilde{v}(t_0)\right)+\tilde{\phi}_0\right), \tag{25}$$

其中

$$\begin{cases}\tilde{u}(\beta_{tx},\beta_{rx}) &= \sin\beta_{tx}+\sin\alpha_{tx}-\frac{g(\beta_{tx}+\alpha_{tx},\beta_{rx}+\alpha_{rx})B\Delta f}{f_c d_{\mathrm{tx}}}\\ \tilde{v}(\beta_{tx},\beta_{rx}) &= \sin\beta_{rx}+\sin\alpha_{rx},\end{cases} \tag{26}$$

˜和 ϕ_0 在不同的TX和RX天线之间保持不变。通过（26），每一对DoD-DoA参数，即（β_{tx}，β_{rx}），都可以映射为一对（$\tilde{u}$，$\tilde{v}$），反之亦然。对于这种情况，类似于（17），我们可以根据 $\tilde{u}$ 和 $\tilde{v}$ 得到三维表示 $\mathcal{V}$（$\tilde{u}$，$\tilde{v}$；t），从而得到关于DoD和DoA参数的表示。

B. 分辨率与模糊性

系统的角分辨率通常定义为二维快速傅里叶变换输出中主瓣的−3 dB宽度。用 $\tilde{u}$ 和 $\tilde{v}$表示时，分辨率在其整个定义域内是均匀的，表示为:

$$\Delta\tilde{u}_{3dB} \simeq \frac{0.891\lambda}{Md_{\mathrm{tx}}}, \quad \Delta\tilde{v}_{3dB} \simeq \frac{0.891\lambda}{Nd_{\mathrm{rx}}}. \tag{27}$$

然而，用 β_{tx} 和 β_{rx} 表示的分辨率与位置有关。为了获得用 β_{tx} 和 β_{rx}表示的分辨率，我们将尝试在某个特定点附近对（26）进行线性化。在不影响推导的情况下，令 $\alpha_{\mathrm{tx}}=\alpha_{\mathrm{rx}}=0$。于是有

$$\begin{aligned}\tilde{u}(\beta_{\mathrm{tx}},\beta_{\mathrm{rx}}) &= \sin\beta_{\mathrm{tx}} - K\,g(\beta_{\mathrm{tx}},\beta_{\mathrm{rx}}),\\ \tilde{v}(\beta_{\mathrm{tx}},\beta_{\mathrm{rx}}) &= \sin\beta_{\mathrm{rx}},\end{aligned}$$

其中，我们定义了 $K \triangleq \frac{B\Delta f}{f_c d_{\mathrm{tx}}}$。我们在点 $\tilde{u}_0(\beta_{\mathrm{tx},0},\beta_{\mathrm{rx},0})$ 和 $\tilde{v}_0(\beta_{\mathrm{tx},0},\beta_{\mathrm{rx},0})$ 附近对映射进行线性化，得到

$$\Delta\tilde{u} = \left.\frac{\partial\tilde{u}}{\partial\beta_{\mathrm{tx}}}\right|_0 \Delta\beta_{\mathrm{tx}} + \left.\frac{\partial\tilde{u}}{\partial\beta_{\mathrm{rx}}}\right|_0 \Delta\beta_{\mathrm{rx}}, \tag{28}$$

$$\Delta\tilde{v} = \left.\frac{\partial\tilde{v}}{\partial\beta_{\mathrm{rx}}}\right|_0 \Delta\beta_{\mathrm{rx}}. \tag{29}$$

其中，“$|_0$”表示在 $(\beta_{\mathrm{tx},0},\beta_{\mathrm{rx},0})$ 处对导数求值。计算导数可得

$$\Delta\tilde{u} = \left(\cos\beta_{\mathrm{tx},0} - K\left.\frac{\partial g}{\partial\beta_{\mathrm{tx}}}\right|_0\right)\Delta\beta_{\mathrm{tx}} - K\left.\frac{\partial g}{\partial\beta_{\mathrm{rx}}}\right|_0\Delta\beta_{\mathrm{rx}}, \tag{30}$$

$$\Delta\tilde{v} = \cos\beta_{\mathrm{rx},0}\,\Delta\beta_{\mathrm{rx}}. \tag{31}$$

对于出发方向分辨率（沿 β_{tx}），固定 β_{rx}（$\Delta\beta_{\mathrm{rx}}=0$），得到

$$\Delta\tilde{u} = \left(\cos\beta_{\mathrm{tx},0} - K\left.\frac{\partial g}{\partial\beta_{\mathrm{tx}}}\right|_0\right)\Delta\beta_{\mathrm{tx}}. \tag{32}$$

对于接收角分辨率，设置 $\Delta\beta_{\mathrm{tx}}=0$，得到

$$\Delta\tilde{u} = -K\left.\frac{\partial g}{\partial\beta_{\mathrm{rx}}}\right|_0\Delta\beta_{\mathrm{rx}}, \tag{33}$$

$$\Delta\tilde{v} = \cos\beta_{\mathrm{rx},0}\,\Delta\beta_{\mathrm{rx}}. \tag{34}$$

事实上，β_{rx} 的变化会影响两个快速傅里叶变换坐标。我们可以用一个椭圆近似 $(\tilde{u},\tilde{v})$ 域中的 -3 dB 等值线

$$\frac{\tilde{u}^2}{\Delta\tilde{u}^2} + \frac{\tilde{v}^2}{\Delta\tilde{v}^2} = 1. \tag{35}$$

代入线性化关系可得

$$\left[\left(\frac{K\frac{\partial g}{\partial\beta_{\mathrm{rx}}}\big|_0}{\Delta\tilde{u}}\right)^2 + \left(\frac{\cos\beta_{\mathrm{rx},0}}{\Delta\tilde{v}}\right)^2\right]\Delta\beta_{\mathrm{rx}}^2 = 1. \tag{36}$$

最后，整理式 (32) 和 (36)，可得到达方向和出发方向分辨率为

$$\Delta\beta_{\mathrm{tx},3dB} = \frac{\Delta\tilde{u}_{3dB}}{\left|\cos\beta_{\mathrm{tx},0} - K\left.\frac{\partial g}{\partial\beta_{\mathrm{tx}}}\right|_0\right|}, \tag{37}$$

$$\Delta\beta_{\mathrm{rx},3dB} = \left[\left(\frac{K\frac{\partial g}{\partial\beta_{\mathrm{rx}}}\big|_0}{\Delta\tilde{u}_{3dB}}\right)^2 + \left(\frac{\cos\beta_{\mathrm{rx},0}}{\Delta\tilde{v}_{3dB}}\right)^2\right]^{-1/2}. \tag{38}$$

其中，$\Delta\tilde{u}_{3dB}$ 和 $\Delta\tilde{v}_{3dB}$ 由式 (27) 给出。

令上述方程中的 $K=0$（即不对距离-角度耦合进行校正），我们得到理想情况下的分辨率。应用校正后，输出的 -3 dB 等高线发生了变形，因为重映射在两个观测量之间引入了内在依赖关系。因此，无论偏导数的符号如何，到达角分辨率相较于理想情况都有所提高。然而，基线两侧的出发方向分辨率并不对称。为说明这一点，我们考虑不倾斜的典型情况（$\alpha_{\mathrm{tx}}=\alpha_{\mathrm{rx}}=0$）。当目标位于基线之上，即 β_{tx}，$\beta_{\mathrm{rx}}>0$（对应于出射方向–到达方向图的第一象限）时，$\frac{\partial g}{\partial\beta_{\mathrm{rx}}}$ 为正，这会导致出发方向分辨率相较于理想情况降低。相反，当目标位于基线之下，即 β_{tx}，$\overline{\beta_{\mathrm{rx}}}<0$（对应于出射方向–到达方向图的第三象限）时，偏导数为负，这会导致出发方向分辨率相较于理想情况提高。

校正也会影响模糊结构。对于位于（$\beta_{\mathrm{tx},\,0}$，$\beta_{\mathrm{rx},\,0}$）的目标，其对应位置为（$\tilde{u}_0$，$\tilde{v}_0$）=（$\tilde{u}$（$\beta_{\mathrm{tx},\,0}$，$\beta_{\mathrm{rx},\,0}$）$\tilde{v}$（$\beta_{\mathrm{tx},\,0}$，$\beta_{\mathrm{rx},\,0}$））。由于输入信号为实值信号，在（$-\tilde{u}_0$，$-\tilde{v}_0$）处会出现一个内在的模糊峰。考虑典型的无倾斜情况（$\alpha_{\mathrm{tx}}=\alpha_{\mathrm{rx}}=0$），$\tilde{u}-\tilde{v}$ 平面中的这种对称性——不同于理想情况——不会在（$-\beta_{\mathrm{tx},\,0}$，$-\beta_{\mathrm{rx},\,0}$）处形成对称峰。

一般而言，$\tilde{u}-\tilde{v}$ 平面内所有可能峰值的集合（不考虑视场（FOV））为

$$\left\{\pm(\tilde{u}_0,\tilde{v}_0) + \left(k\frac{\lambda}{d_{\mathrm{rx}}}, k'\frac{\lambda}{d_{\mathrm{rx}}}\right)\middle| k,k'\in\mathbb{Z}\right\} \tag{39}$$

在这些峰值中，理想情况下，只有 $\pm(\tilde{u}_0,\ \tilde{v}_0)$ 会在视场内产生有效的 $(\beta_{\mathrm{tx}},\ \beta_{\mathrm{rx}})$ 对，其余峰值应位于视场之外。设视场在出发方向和到达方向定义域内分别定义为 $[-\beta_{\mathrm{tx,max}},\beta_{\mathrm{tx,max}}]$ 和 $[-\beta_{\mathrm{rx,max}},\beta_{\mathrm{rx,max}}]$，并假设 $\alpha_{\mathrm{tx}}=\alpha_{\mathrm{rx}}=0$。避免因阵元间距不足而产生模糊的条件为

$$\begin{aligned}&-\sin\beta_{\mathrm{tx,max}}-\frac{\alpha_{\mathrm{FDM}}B}{d_{\mathrm{tx}}}g(-\beta_{\mathrm{tx,max}},-\beta_{\mathrm{rx,max}})+\frac{\lambda}{d_{\mathrm{tx}}}>1\\&-\sin\beta_{\mathrm{rx,max}}+\frac{\lambda}{d_{\mathrm{rx}}}>1\end{aligned}\tag{40}$$

其中 $\alpha_{\mathrm{FDM}}\triangleq\frac{\Delta f}{f_c}$是相对频分复用间隔。由于 $g(-\beta_{\mathrm{tx}},-\beta_{\mathrm{rx}})=g(\beta_{\mathrm{tx}},\ \beta_{\mathrm{rx}})$，因此得到

$$\begin{aligned}d_{\mathrm{tx}}&<\frac{\lambda-\alpha_{\mathrm{FDM}}R_{\mathrm{bi,max}}}{1+\sin\beta_{\mathrm{tx,max}}}\\d_{\mathrm{rx}}&<\frac{\lambda}{1+\sin\beta_{\mathrm{rx,max}}}.\end{aligned}\tag{41}$$

其中 $R_{\mathrm{bi,\ max}}=Bg(\beta_{\mathrm{tx,\ max}},\ \beta_{\mathrm{rx,\ max}})$ 是视场内的最大双基地距离。关于 d_{rx} 的条件与理想情况相同，且不受校正影响（视场完整时为 $d_{\mathrm{rx}}<\lambda/2$）。相反，对 d_{tx}的约束高度依赖于 α_{FDM}的数值。随着 α_{FDM} 增大，该约束会逐渐变得更加严格；特别是当 $\alpha_{\mathrm{FDM}}>\lambda/R_{\mathrm{bi,\ max}}$时，无论如何选择 d_{tx}，都无法完全消除规定视场内的空间模糊。

(41) 中的条件保证，由可见区域内任何目标产生的栅瓣都不会落入规定的视场。然而，如果先验已知目标只可能存在于规定的角扇区内，则可以采用限制较少的设计准则。在这种情况下，只需确保与视场相关联的空间频率区间不与其相邻的周期性副本重叠，即可得到扇区限制条件

$$\begin{aligned}d_{\mathrm{tx}}&<\frac{\lambda-\alpha_{\mathrm{FDM}}R_{\mathrm{bi,max}}}{2\sin\beta_{\mathrm{tx,max}}}\\d_{\mathrm{rx}}&<\frac{\lambda}{2\sin\beta_{\mathrm{rx,max}}}.\end{aligned}\tag{42}$$

C. 权衡与局限

在本小节中，我们讨论频分复用方法的实际影响。事实上，频分复用的实际实施会引入若干关键权衡，尤其涉及空间失真和硬件配置。其中包括：

- **校正项的实现：**在频分复用方法中，同时具备发射端和接收端阵列使得校正项能够顺利纳入MIMO处理框架，而无需引入额外的未知参数，因为该校正项由系统的相同未知量——即到达方向和出发方向——以及已知的系统参数（基线 B 和频率间隔 Δf）确定。相比之下，正如下一节所述，时分复用方法需要引入一个额外的未知参数，以实现相应的校正。

- **MISO局限：**频分复用的一大缺点是其与纯MISO配置不兼容。如果接收机没有天线阵列来提供空间分集，校正项就无法表示为到达方向的函数。因此，频分复用无法支持面向经济型单天线接收机的精确出发方向-时间处理。

- **输出图失真和误差缩放：**必要的频分复用校正项随乘积$B\Delta f$缩放。对于中等至大型基线或较大的频率间隔，如果不应用此校正，将导致显著的出发方向误差。然而，应用校正会引入非线性图像失真，包括与方向相关的分辨率变化、目标峰变形，以及视场内的歧义，这些问题会明显降低检测与估计性能。

- **适用距离范围：**由于这些失真会随着$B\Delta f$ 的增加而加剧，而大幅降低 Δf 往往受到技术限制，因此，频分复用在中远距离应用中尤其具有挑战性。

- **跟踪更新率：**相较之下，频分复用在目标跟踪更新率方面具有优势，并且对多普勒迁移具有较强的鲁棒性；由于所有发射机同时照射场景，因此几乎可以在瞬时快照层面更新角度图。

V. 通过时分复用进行分离

A. 时分复用架构

作为解决可分离性问题的第二种方法，我们选择采用时分策略。具体而言，我们考虑不同发射机在不同时间间隔内工作的情形，以确保接收端在任意时刻接收到的信号都仅来自一个发射机。令 ΔT 表示连续发射之间的时间间隔，则发射波形可表示为

$$s_m(t)=\tilde{s}_m(t-m\Delta T)\cdot\mathrm{rect}_{\Delta T}\left(t-m\Delta T\right),\ _{m=0,\ldots,M-1}.\tag{43}$$

其中，$\mathrm{rect}_T(t)\triangleq u(t)-u(t-T)$是持续时间为 T的脉冲函数。将式（7）中的 $x_n(t)$代入

$$t_m=t_0+m\Delta T,\quad 0<t_0<\Delta T,\tag{44}$$

给出：

$$\begin{aligned}x_n(t_m)=&A_D s_m(t_m)e^{j\phi_{D,mn}}\\&+A_T(t_m)s_m(t_m-\tau_{\mathrm{bi}}(t_m))e^{j\phi_{T,mn}(t_m)}+\zeta_n(t_m).\end{aligned}\tag{45}$$

接下来，将(43)代入(45)，并将接收信号表示为由 m和 n共同索引的形式。由此可得

$$\begin{aligned}x_n(t_m)=&x_{mn}(t_0)=A_D\tilde{s}_m(t_0)e^{j\phi_{D,mn}}\\&+A_T(t_0)\tilde{s}_m(t_0-\tau_{\mathrm{bi}}(t_0))e^{j\phi_{T,mn}(t_m)}+\zeta_n(t_m),\end{aligned}\tag{46}$$

其中我们采用了近似式 $A_T(t_m)\approx A_T(t_0)$ 以及$\tilde{s}_m(t_0-\tau_{\mathrm{bi}}(t_m))\approx\tilde{s}_m(t_0-\tau_{\mathrm{bi}}(t_0))$。对于每个 $x_{mn}(t)$ $m=0$、.....、$M-1$、$n=0$、.....、$N-1$，均采用相同的处理链

如图2所示，该处理链首先对信号进行平方运算。平方幅度表达式为

$$\begin{aligned} y_{mn}(t_0) &= |x_{mn}(t_0)|^2 \\ &= |A_D \tilde{s}_m(t_0)|^2 + |A_T(t_0)\tilde{s}_m(t_0 - \tau_{\mathrm{bi}}(t_0))|^2 \\ &\quad + 2\Re\Big\{ A_D A_T^*(t_0)\, \tilde{s}_m(t_0)\tilde{s}_m^*(t_0 - \tau_{\mathrm{bi}}(t_0)) \\ &\qquad \times \mathrm{e}^{j[\phi_{D,mn} - \phi_{T,mn}(t_m)]} \Big\}. \end{aligned} \tag{47, 48}$$

对于足够多的接收天线 N，针对每个发射端分别对接收端进行直流分量去除，可有效去除式 (47) 中的前两项。再考虑低通滤波的影响，我们得到

$$w_{mn}(t_0) = |\tilde{R}_{\tilde{s}}(t_0)| \cos(\tilde{\psi}_{mn}(t_0) + \angle \tilde{R}_{\tilde{s}}(t_0)), \tag{49}$$

with

$$\tilde{R}_{\tilde{s}}(t) = 2A_D^* A_T(t) R_{\tilde{s}}(\tau_{\mathrm{bi}}(t)) \tag{50}$$

and

$$\tilde{\psi}_{mn}(t_0) = -\frac{2\pi}{\lambda}(R_{\mathrm{tx},m}(t_m) + R_{\mathrm{rx},n}(t_m) - B) - \phi_{D,mn}. \tag{51}$$

假设目标的速度、到达方向和出发方向在持续时间为 $M\Delta T$ 的完整传输周期内近似保持不变，则有

$$\begin{aligned} R_{\mathrm{tx},m}(t_m) &\simeq R_{\mathrm{tx},0}(t_m) - m d_{\mathrm{tx}} \sin(\beta_{\mathrm{tx}}) \\ &= R_{\mathrm{tx},0}(t_0) + m\Delta T\, \dot{R}_{\mathrm{tx}} - m d_{\mathrm{tx}} \sin(\beta_{\mathrm{tx}}) \end{aligned} \tag{52}$$

$$\begin{aligned} R_{\mathrm{rx},n}(t_m) &\simeq R_{\mathrm{rx},0}(t_m) - n d_{\mathrm{rx}} \sin(\beta_{\mathrm{rx}}) \\ &= R_{\mathrm{rx},0}(t_0) + m\Delta T\, \dot{R}_{\mathrm{rx}} - n d_{\mathrm{rx}} \sin(\beta_{\mathrm{rx}}), \end{aligned} \tag{53}$$

将这些方程代入式 (51)，可得

$$\tilde{\psi}_{mn}(t_0) = \phi_{T,00}(t_0) + \frac{2\pi}{\lambda}(m d_{\mathrm{tx}} \tilde{u} + n d_{\mathrm{tx}} \tilde{v})\,. \tag{54}$$

其中

$$\begin{aligned} \tilde{u} &= \sin\alpha_{tx} + \sin\beta_{tx} - \frac{\Delta T \dot{R}_{\mathrm{bi}}}{d_{\mathrm{tx}}} \\ \tilde{v} &= \sin\alpha_{rx} + \sin\beta_{rx} \end{aligned} \tag{55}$$

，而 $R_{\mathrm{bi}} = R_{\mathrm{tx}} + R_{\mathrm{tx}}$ 是双基地距离变化率，即双基地速度。与 FDM 情况一样，采用 TDM 会不可避免地改变信号幅度调制对目标运动学参数的依赖关系，使其偏离式 (14) 中的理想情况。具体而言，TDM 方案引入的失真取决于目标的双基地速度、连续传输之间的时间间隔以及发射阵列单元之间的间距。

如果已知 R_{bi}，则可直接应用式（55）中的空间频率校正，并通过标准二维快速傅里叶变换获得校正后的离开方向–到达方向表示。然而在实际应用中，接收机并不知道该参数。不过，与 FDM情况不同，影响各发射端阵元间信号幅度调制的未知量，可以通过单个接收机接收到的数据直接测量。事实上，由于双基地距离变化率与双基地多普勒频移成正比，因此可以利用传统的应用于单个发射端–接收端对所采集时间采样的单输入单输出时域处理。

或者，我们可以将所有时间间隔采集的时间采样纳入空间处理，从而将多普勒处理整合到空间处理中。为此，令采样频率满足 $\Delta T = LT_s$。也就是说，我们在每个传输间隔采集 L 个时间采样。我们将 mth 个间隔中的第 l 个采样时刻定义为 $t_{ml} = m\Delta T + lT_s$。这样，式 (51) 中的 ψ 将带有三个索引 m、n 和 l:

$$\tilde{\psi}_{mnl}(t_0) = -\frac{2\pi}{\lambda}(R_{\mathrm{tx},m}(t_{ml}) + R_{\mathrm{rx},n}(t_{ml}) - B) - \phi_{D,mn}. \tag{56}$$

其中

$$R_{\mathrm{tx},m}(t_{ml}) \simeq R_{\mathrm{tx},0}(t_0) + (m\Delta T + lT_s)\dot{R}_{\mathrm{tx}} - m d_{\mathrm{tx}} \sin(\beta_{\mathrm{tx}}) \tag{57}$$

$$R_{\mathrm{rx},m}(t_{ml}) \simeq R_{\mathrm{rx},0}(t_0) + (m\Delta T + lT_s)\dot{R}_{\mathrm{tx}} - n d_{\mathrm{rx}} \sin(\beta_{\mathrm{tx}})$$

代入（56）可得:

$$\tilde{\psi}_{mnl}(t_0) = \phi_{T,00}(t_0) + \frac{2\pi}{\lambda}(m d_{\mathrm{tx}} \tilde{u} + n d_{\mathrm{tx}} \tilde{v} + l\tilde{w})\,. \tag{58}$$

其中

$$\begin{cases} \tilde{u}(\beta_{tx}, \beta_{rx}, \dot{R}_{\mathrm{bi}}) &= \sin\beta_{tx} + \sin\alpha_{tx} - \frac{\Delta T \dot{R}_{\mathrm{bi}}}{d_{\mathrm{tx}}} \\ \tilde{v}(\beta_{tx}, \beta_{rx}, \dot{R}_{\mathrm{bi}}) &= \sin\beta_{rx} + \sin\alpha_{rx} \\ \tilde{w}(\beta_{tx}, \beta_{rx}, \dot{R}_{\mathrm{bi}}) &= T_s \dot{R}_{\mathrm{bi}} \end{cases} \tag{59}$$

通过（59），所需参数的每组三元组，即$(\beta_{\mathrm{tx}},\ \beta_{\mathrm{rx}},\ R_{\mathrm{bi}})$，都可以映射为一组三元组（$\tilde{u},\ \tilde{v},\ \tilde{w}$），反之亦然。因此，通过对三维实值数据样本（发射端、接收端、时间）进行三维快速傅里叶变换，可以生成场景和潜在目标在 $\tilde{u}$、$\tilde{v}$ 和 $\tilde{w}$方面的表示，进而得到其在 β_{tx}、β_{rx}和 R_{bi}方面的表示。对长度为 $M\Delta T$的连续批次接收信号重复相同的处理，我们将能够随时间获得相同的三维表示，从而跟踪目标场景的演变。

B. 分辨率与模糊性

为获得角分辨率的表达式，我们将采用与 FDM情况 类似的方法，并在 $(\beta_{\mathrm{tx},\ 0},\ \beta_{\mathrm{rx},\ 0})$ 附近对 (55) 进行线性化。考虑无倾斜情况 ($\alpha_{\mathrm{tx}} = \alpha_{\mathrm{rx}} = 0$)，我们将 $R_{\mathrm{bi}} = \mathbf{v} \cdot (\hat{\mathbf{s}}_{\mathrm{tx}} + \hat{\mathbf{s}}_{\mathrm{rx}})$ 表示为，其中 $\mathbf{v}$ 为速度向量，且

$$\hat{\mathbf{s}}_{\mathrm{tx}} = \begin{bmatrix} \cos\beta_{\mathrm{tx}} \\ \sin\beta_{\mathrm{tx}} \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{s}}_{\mathrm{rx}} = \begin{bmatrix} -\cos\beta_{\mathrm{rx}} \\ \sin\beta_{\mathrm{rx}} \end{bmatrix} \tag{60}$$

分别表示从发射端指向目标以及从接收端指向目标的单位向量。线性化可得

$$\begin{aligned} \Delta\tilde{u} &= \Delta\beta_{\mathrm{tx}} \cos\beta_{\mathrm{tx},0} \\ &\quad - \frac{\Delta T}{d_{\mathrm{tx}}} \left(\mathbf{v} \cdot \left.\frac{\partial \hat{\mathbf{s}}_{\mathrm{tx}}}{\partial \beta_{\mathrm{tx}}}\right|_0 \Delta\beta_{\mathrm{tx}} + \mathbf{v} \cdot \left.\frac{\partial \hat{\mathbf{s}}_{\mathrm{rx}}}{\partial \beta_{\mathrm{rx}}}\right|_0 \Delta\beta_{\mathrm{rx}} \right) \\ \Delta\tilde{v} &= \Delta\beta_{\mathrm{rx}} \cos\beta_{\mathrm{rx},0} \end{aligned} \tag{61}$$

采用与 FDM情况相同的方法，可得

$$\Delta\beta_{\mathrm{tx}} = \frac{\Delta\tilde{u}}{\cos\beta_{\mathrm{tx},0} - \frac{\Delta T}{d_{\mathrm{tx}}}\mathbf{v}\cdot\left.\frac{\partial\hat{\mathbf{s}}_{\mathrm{tx}}}{\partial\beta_{\mathrm{tx}}}\right|_0}, \tag{62}$$

$$\Delta\beta_{\mathrm{rx}} = \left[\left(\frac{\cos\beta_{\mathrm{rx},0}}{\Delta\tilde{v}}\right)^2 + \left(\frac{\frac{\Delta T}{d_{\mathrm{tx}}}\left.\frac{\partial\hat{\mathbf{s}}_{\mathrm{tx}}}{\partial\beta_{\mathrm{tx}}}\right|_0}{\Delta\tilde{u}}\right)^2\right]^{-1/2} \tag{63}$$

其中， $\Delta\tilde{u}$ 和 $\Delta\tilde{v}$ 由（27）给出，且

$$\frac{\partial\hat{\mathbf{s}}_{\mathrm{tx}}}{\partial\beta_{\mathrm{tx}}} = \begin{bmatrix}-\sin\beta_{\mathrm{tx}}\\ \cos\beta_{\mathrm{tx}}\end{bmatrix}, \quad \frac{\partial\hat{\mathbf{s}}_{\mathrm{rx}}}{\partial\beta_{\mathrm{rx}}} = \begin{bmatrix}\sin\beta_{\mathrm{rx}}\\ \cos\beta_{\mathrm{rx}}\end{bmatrix}. \tag{64}$$

对于目标垂直穿过基线的特殊情况，即$\mathbf{v} = [0, V]^T$ 其中 V表示目标速度，公式（62）可简化为

$$\Delta\beta_{\mathrm{tx}} = \frac{\Delta\tilde{u}}{\cos\beta_{\mathrm{tx},0}\left(1 - \frac{\Delta TV}{d_{\mathrm{tx}}}\right)}, \tag{65}$$

$$\Delta\beta_{\mathrm{rx}} = \left[\left(\frac{\cos\beta_{\mathrm{rx},0}}{\Delta\tilde{v}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta TV\cos\beta_{\mathrm{tx},0}}{d_{\mathrm{tx}}\Delta\tilde{u}}\right)^2\right]^{-1/2} \tag{66}$$

在此情形下，无论速度符号如何，到达方向分辨率相对于理想情况（对应于 $\Delta T = 0$）都有所提高。然而，对于出发方向分辨率，当目标沿负 y轴运动时（$V < 0$），角分辨率相对于理想情况有所提高。相反，如果目标沿正 y 轴运动（$V > 0$），分辨率则会降低。决定这种变化的参数为$\alpha_{\mathrm{TDM}} \triangleq \frac{\Delta TV}{d_{\mathrm{tx}}}$，它表示目标在 ΔT 期间移动的距离与发射阵元间距之比。当 α_{TDM}取较小值时，与理想分辨率的偏差仍可忽略不计。

给定出发方向和到达方向定义域中的视场分别为 $[-\beta_{\mathrm{tx,max}}, \beta_{\mathrm{tx,max}}]$ 和$[-\beta_{\mathrm{rx,max}}, \beta_{\mathrm{rx,max}}]$ ，为避免模糊，应满足

$$\begin{aligned}-\sin\beta_{\mathrm{tx,max}} - \frac{\Delta T\dot{R}_{\mathrm{bi,max}}}{d_{\mathrm{tx}}} + \frac{\lambda}{d_{\mathrm{tx}}} > 1\\ -\sin\beta_{\mathrm{rx,max}} + \frac{\lambda}{d_{\mathrm{rx}}} > 1\end{aligned} \tag{67}$$

由此可得

$$\begin{aligned}d_{\mathrm{tx}} < \frac{\lambda - \Delta T\dot{R}_{\mathrm{bi,max}}}{1 + \sin\beta_{\mathrm{tx,max}}}\\ d_{\mathrm{rx}} < \frac{\lambda}{1 + \sin\beta_{\mathrm{rx,max}}},\end{aligned} \tag{68}$$

而较不保守的扇区限制条件（针对物理限制视场）为

$$\begin{aligned}d_{\mathrm{tx}} < \frac{\lambda - \Delta T\dot{R}_{\mathrm{bi,max}}}{2\sin\beta_{\mathrm{tx,max}}}\\ d_{\mathrm{rx}} < \frac{\lambda}{2\sin\beta_{\mathrm{rx,max}}}.\end{aligned} \tag{69}$$

同样，到达方向中的模糊与理想情况相同，在最坏情况下令 $d_{\mathrm{rx}} < \lambda/2$ 即可避免。然而，在出发角域中，模糊由. $\Delta TR_{\mathrm{bi,\ max}}$决定；该数值越大，模糊就越多。

三维处理带来的一项有趣特性，是能够利用响应的时间演变来消除符号模糊。考虑三元组 $(\beta_{\mathrm{tx}},0,\beta_{\mathrm{rx}},0,R_0)$ 为真实目标参数。相应的模糊响应出现在 $(-\beta_{\mathrm{tx}},0,-\beta_{\mathrm{rx}},0,-R_0)$。如果 $R_0 > 0$，这意味着目标正在远离基线，绝对值 $|\beta_{\mathrm{tx}}|$ 和$|\beta_{\mathrm{rx}}|$ 会随时间增大。然而，这种行为与对称响应 $(-\beta_{\mathrm{tx}},0,-\beta_{\mathrm{rx}},0,-R_0)$ 不一致；对于该响应，$R < 0$，这意味着目标将朝基线移动，因此 $|\beta_{\mathrm{tx}}|$ 和 $|\beta_{\mathrm{rx}}|$ 应随时间减小。反之，如果 $R_0 < 0$ ， $|\beta_{\mathrm{tx}}|$ 和 $|\beta_{\mathrm{rx}}|$ 应随时间减小，这与对称解所暗示的行为相矛盾。

C. 权衡与局限

由于 TDM 中的失真由目标速度驱动，而非由 FDM 所采用的空间基线驱动，因此，与频域分离相比，其工作原理展现出一些独特的实际优势与折衷：

- **校正项的实现：** 与 FDM 不同，TDM 校正项依赖于目标的双基地速度，度， R_b。要采用该校正项，需要独立的双基地多普勒估计（例如通过 SISO 时域处理获得），或针对 DoD、到达方向和多普勒进行联合三维处理，这会不可避免地增加计算负担。

- **多输入单输出的适用性：** TDM 非常适合多输入单输出处理，因为其与速度相关的校正不需要接收阵列。单天线接收机可以在各个发射时隙期间成功采集时间采样，从而针对 DoD 和双基地多普勒执行二维处理。当配备多天线发射机时，这使得能够机会性地利用单天线接收机，以低成本实现角度处理。

- **误差缩放与图谱完整性：** TDM 中的角度误差由乘积 $R_b\Delta T$ 决定。对于速度不过快的目标，只要时隙时长足够短（ΔT），即使不进行显式校正，出发方向误差也可以保持在可忽略的水平。此外，应用校正后，并不会对图谱造成显著扭曲，因此与 FDM 中出现的结构性失真相比，具有很大优势。

- **时隙时长（ΔT）的作用：** TDM 系统的性能在很大程度上取决于是否选择了合适的时隙时长。较短的时隙更为有利，因为它们能够减少未校正的出发方向误差和非线性图谱失真，同时还可以增强系统对目标迁移效应的鲁棒性；当目标在传输帧期间发生移动时，就会产生这种效应。

- **跟踪更新率：** 更短的 ΔT 对于跟踪应用也至关重要。由于时分复用必须先采集完整的传输帧（来自所有发射机的全部时隙），才能获得完整的多输入多输出信息，因此跟踪更新率与总帧时长直接相关。

- **系统设计折衷：**尽管短时隙有诸多优点，实际的时分复用设计仍须兼顾技术处理方面的限制，以及在缺少先验速度信息时，为确保足够的多普勒分辨率而可能需要更长 ΔT 这一需求。尽管如此，对于典型的中远程场景，时分复用通常仍是更稳健的解决方案。

VI. 数值仿真

本节在两个具有代表性的仿真场景中评估所提出的 MIMO 前向散射处理方法。两种情况共有的参数列于表I。具体而言，我们考虑一个工作频率为 2.4 GHz 的系统，其发射阵列和接收阵列各由 10 个阵元组成，阵元间距均为半波长。采用两种复用策略：频分复用（FDM），相邻发射机之间相隔 $\Delta f = 1$ MHz；以及时分复用（TDM），传输间隔为 $\Delta T = 2$ms。在所有仿真中，发射波形均为单色正弦波。我们考虑两种不同的目标与几何配置。第一种是短距离场景，基线为40米，目标为类人目标（详见表 II ）。第二种是远程场景，基线为 2000 米，目标类似小型无人机（见表III）。在这两种情况下，目标均垂直于基线运动，并在参考时刻 t=0 s 穿过基线中点，因此在整个目标路径上，真实的出发方向和到达方向始终相等；也就是说，预计目标峰会随时间沿第一和第三象限的角平分线移动。

表I：两个仿真场景通用的一般设置

设置	数值
载波频率	$f_c = 2.4$ GHz
发射天线数量	$N_t = 10$
接收天线数量	$N_r = 10$
天线间距	$d_{\mathrm{tx}} = d_{\mathrm{rx}} = \lambda/2$
频分复用频率间隔	$\Delta f = 1$ MHz
时分复用时间偏移	$\Delta T = 2$ ms
发射阵列倾斜角	$\alpha_{tx} = 0$
接收阵列倾斜角	$\alpha_{rx} = 0$
波形	正弦波
直达信号功率噪声比	直达信号噪声比 $= 35$dB
初始采样率	$f_s = 10$ MHz

表 II：场景 1：短基线人体目标

设置	数值
基线长度	$B = 40$ 米
发射机位置	$(0, 0)$
接收机位置	$(40,\ 0)$
目标	人
目标尺寸	$L_h = 0.2$ 米，$L_v = 1.7$ 米
目标速度向量	$\mathbf{v}^{\text{target}} = (0, -8\text{km/h})$
交叉点	$(20,\ 0)$

A. 频分复用

图3展示了在应用第四节所述校正后，采用FDM方法在短基线场景下四个快拍中获得的四幅具有代表性的出射方向–到达方向图

表III：场景2：小型无人机与长基线

设置	数值
基线长度	$B = 2000$ 米
发射机位置	$(0,\ 0)$
接收机位置	$(2000,\ 0)$
目标	小型无人机
目标尺寸	$L_h = 0.3$ 米，$L_v = 0.4$ 米
目标速度向量	速度$^{\text{target}} = (0,\ -40$千米/小时$)$
交叉点	$(1000,\ 0)$

在每个选定帧中，DoD–DoA平面上的真实目标位置以红圈标出。如图所示，多输入多输出方法能够在整个时间段内稳定地定位目标，形成聚焦峰，且两个角度维度之间没有明显的扩散或异常耦合。正如预期，真实峰值会伴随一个符号模糊副本，这是基于幅度的FSR原理所导致的。尽管存在这一众所周知的影响，在这种短距离配置下，FDM方案仍能提供准确且表现良好的角度图。

FDM校正的影响如图4所示。该图比较了短基线和长基线场景下校正与未校正时的出发方向–到达方向图。不同场景所报告的帧经过选择，使目标大致位于相同的角坐标处，从而可以直接比较基线长度和校正过程所引起的不同影响。在远距离场景中，与近距离情况相比，目标尺寸更小且传播距离更长，因此目标特征较弱，输出呈现出更低的动态范围。因此，为了便于观察，长距离地图的颜色刻度上限有所降低。

在短基线情况下，如图4(a)–(b)所示，忽略校正只会产生可忽略的出发方向误差，目标仍能得到较好的定位，同时还应考虑所采用小型阵列提供的有限角分辨率。应用校正后，虽然补偿了这一极小误差，但最终地图仅发生轻微变化。由于FDM引入的不匹配与载频间隔和基线长度的乘积成正比，因此这种表现是预期之中的 $B\Delta f$。所以，对于短基线（和/或较小的 Δf），公式(26)中的校正项仍然有限，不会显著影响角度重建。

相反，在图 4(c)–(d)所示的长基线场景中，未经补偿的相位失配变得十分显著。如果不进行校正，目标会发生严重的 DoD错位，在所考虑的示例中约达到 $35°$。这证实了，对于较大的$B\Delta f$数值，误差校正是必要的。采用所提出的校正方法后，目标峰出现在预期位置。然而，输出图显示出校正本身引入的重要畸变效应。具体而言，目标响应的主瓣沿倾斜方向延伸，表明两个角坐标之间存在耦合。此外，校正后的图中还显示出视场内的其他模糊，这些模糊在理想情况下不会出现，因为两个阵列的阵元间距被设置为

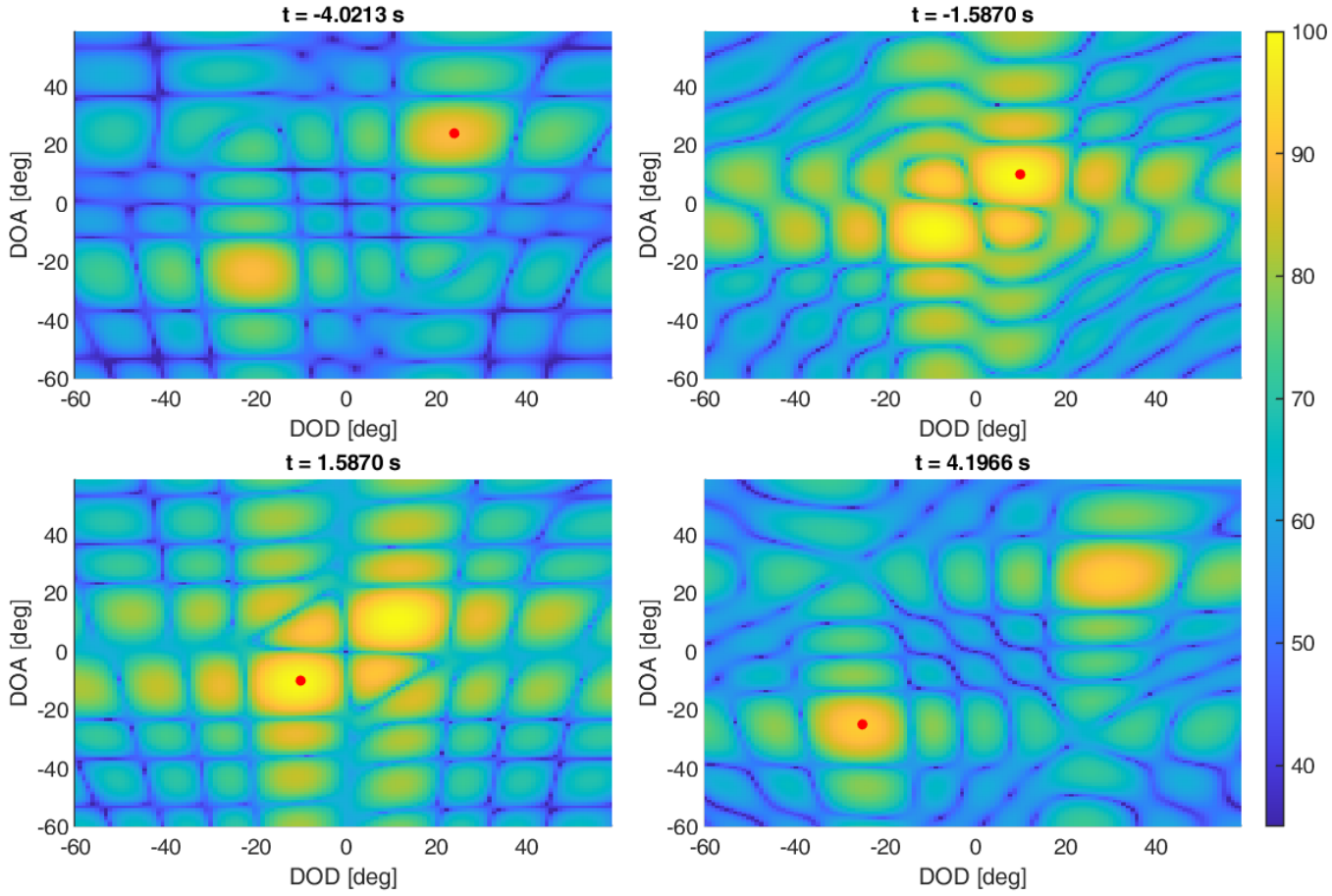


图3：采用频分复用的短基线场景中，使用多输入多输出方法获得的四个时刻的出发方向-到达方向图。红点表示真实目标位置

波长的一半。这些畸变在短基线情况下可以忽略不计，但随着乘积 $B\Delta f$ 的增大而变得清晰可见。

为完成分析，我们在表 IV 中报告了图 4d 所示场景下获得的出发方向和到达方向分辨率，其中目标大约位于 $\beta_{tx} = \beta_{rx} = -15°$。具体而言，我们比较了根据式 (37) 和 (38) 的理论表达式得到的数值，以及从仿真输出中测得的数值。表格第一行对应 FDM 情况，显示理论预测与测得的分辨率高度一致。还可以直接验证，即使发射和接收阵列完全相同，由于翘曲效应，出发方向分辨率仍会相对于到达方向分辨率受到压缩。

B. 时分复用

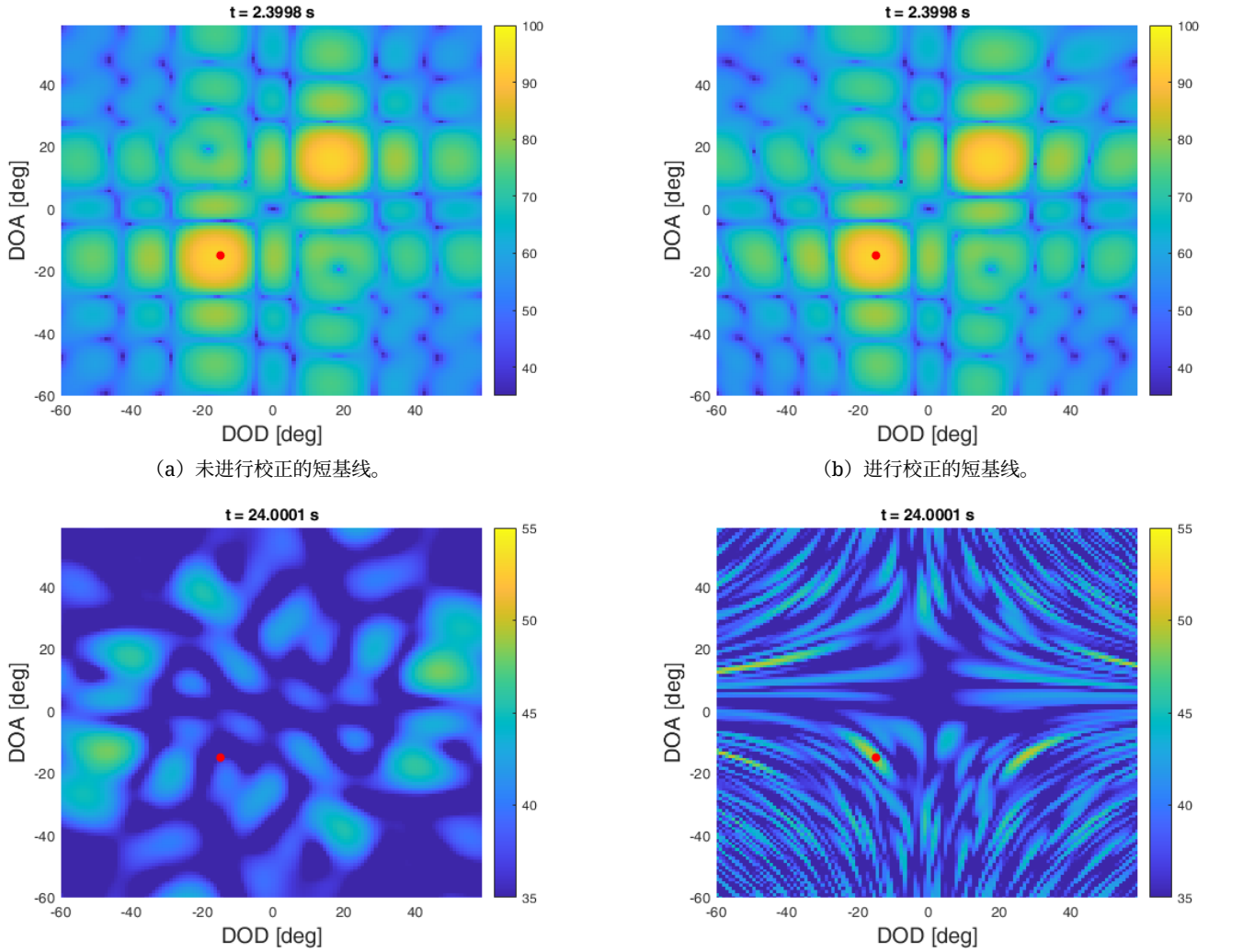
图5展示了在短距离场景中使用时分复用并校正运动引起的误差后，在目标路径上的不同时间点获得的四幅代表性出发方向–到达方向图。这里假设已知双基地距离变化率，因此可以直接应用校正。与FDM情况类似，目标能够在整个时间范围内被正确定位和跟踪。

表 IV：长基线无人机场景在 $t = 24$ s 时的理论和实测出发方向与到达方向分辨率，目标位置约为 $\beta_{tx} = \beta_{rx} = -15°$。

方案	出发方向理论值	出发方向测量值	到达方向理论值	到达方向测量值
FDM	3.63°	3.28°	4.89°	4.69°
TDM	7.80°	7.50°	9.93°	10.31°

为更好地评估运动引起的失真项的影响，图6给出了图4中相同情况下的到达角/离开角图。

在短距离场景（图6(a)–(b)）中，校正后的地图与未校正地图之间的差异几乎可以忽略。与FDM情况不同，这并非源于短基线，而是由于类人目标的速度有限。事实上，鉴于乘积是TDM中的相关参数，这一结果表明，在中等速度和较短时隙间隔时长条件下，目标运动在连续传输时隙期间引起的失真仍然有限。在长距离情况下（图6(c)–(d)），不进行校正会产生更明显的出发方向估计误差，因为对于仿真的无人机而言，量 $R_{\mathrm{bi}}\Delta T$与连续照射之间的目标位移成正比，已不再可以忽略。然而，在所考虑的参数下，产生的角度偏移仍然



（a）未进行校正的短基线。

（b）进行校正的短基线。

（c）未进行校正的长基线。

（d）进行校正的长基线。

图4：使用基于FDM的MIMO方法获得的短基线和长基线场景下、进行校正与未进行校正时的出射方向–到达方向图对比。红点表示真实目标位置。结果突出了未补偿的出发方向偏差，以及当 $B\Delta f$取较大数值时校正项引入的失真。

显著小于相应FDM配置中的偏移，约为 10°。基于相同原因，校正后目标被正确重新定位，产生的形变也比FDM长基线场景中观察到的情况大幅减轻。

图6(d)中的另一个观察结果与第V节给出的数学推导一致，即校正改善了出发方向分辨率。图6d对应的表 IV中所报告的数值也清楚地表明了这一点。作为相反的情况，图7展示了同一远程场景下的另一项结果，此时目标沿相反方向运动，同时采用相同的TDM校正。在这种情况下，反转目标速度符号会产生更加失真且展宽的出发方向响应。这一行为证实，在TDM中，校正所引起的地图失真不仅受速度向量大小的影响，也受其方向的影响。

总体而言，仿真结果表明，选择FDM与TDM之间的选择应由预期应用和运行场景决定。对于短距离配置，FDM校正引入的失真仍可忽略不计，因此FDM颇具吸引力，尤其适用于高动态目标。由于所有发射机同时照射场景，FDM不会使发射端变得复杂，例如不会对传输帧时长施加限制。在短距离场景中，FDM可为每台发射机分配更大的波形带宽，这有利于面向通感一体化的实现。然而，随着基线增大，FDM校正的影响会逐渐显著，导致出发方向–到达方向映射发生非线性扭曲，并使阵列设计约束日益严格。相比之下，TDM的性能主要由乘积 $\dot{R}_{\mathrm{bi}}\Delta T$决定。对于相当广泛范围内的目标速度（包括典型地面目标和无人机对应的速度），该乘积仍足够小，能够限制未补偿的角度误差以及校正引入的失真

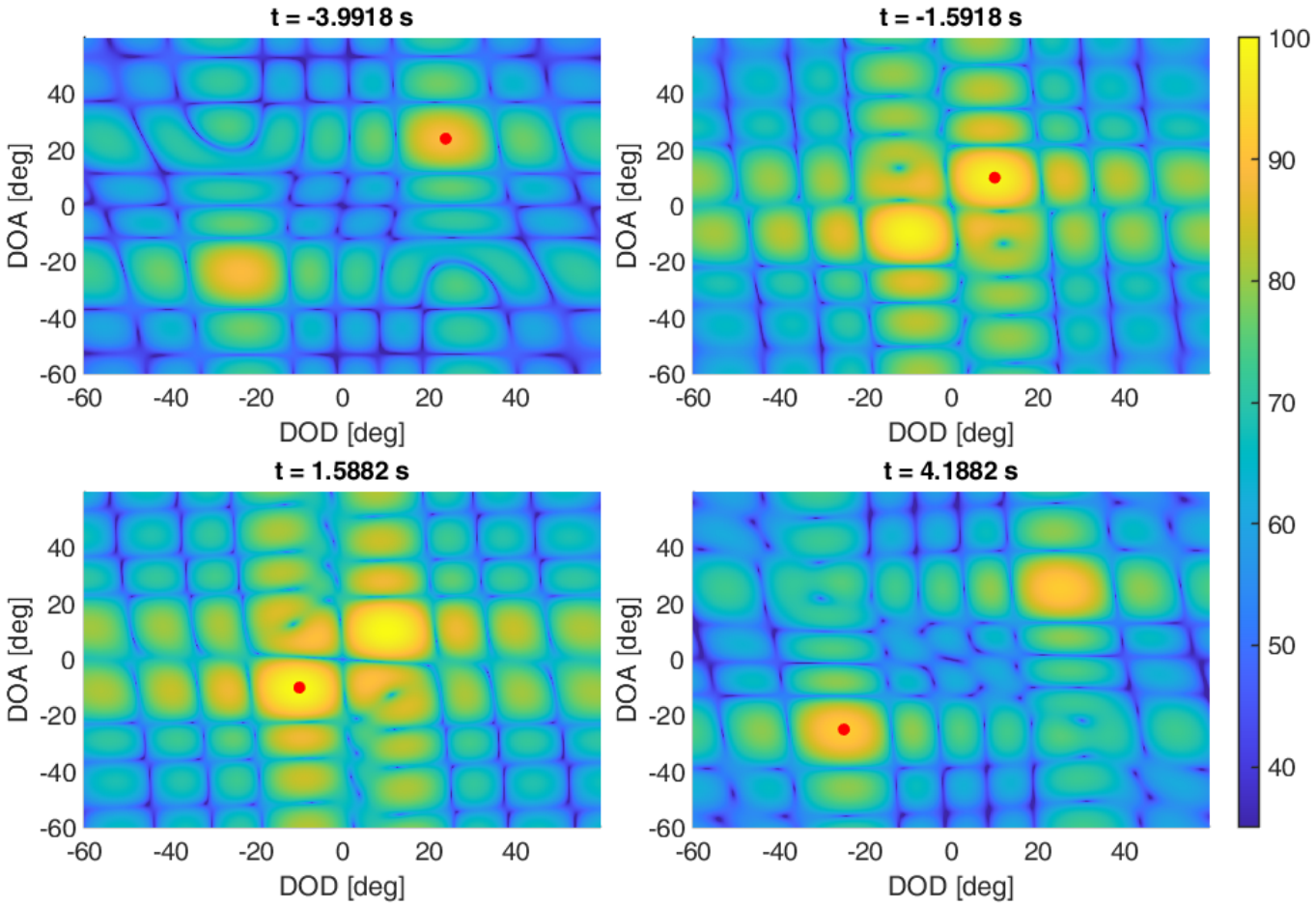


图5：使用时分复用的短基线场景中，采用MIMO方法获得的四帧出发方向-到达方向图随时间变化的结果。红点表示真实目标位置

。因此，对于此类目标的中远程监视，TDM是一种颇具吸引力的方案。然而，对于通过长基线观测的超高速空中目标，选择更合适的复用策略需要进行更全面的系统级权衡，综合考虑多普勒分辨率、更新速率、波形带宽和硬件复杂度。在此背景下，本文推导的解析分辨率和模糊度公式可为选择最合适的架构提供有用的设计准则。

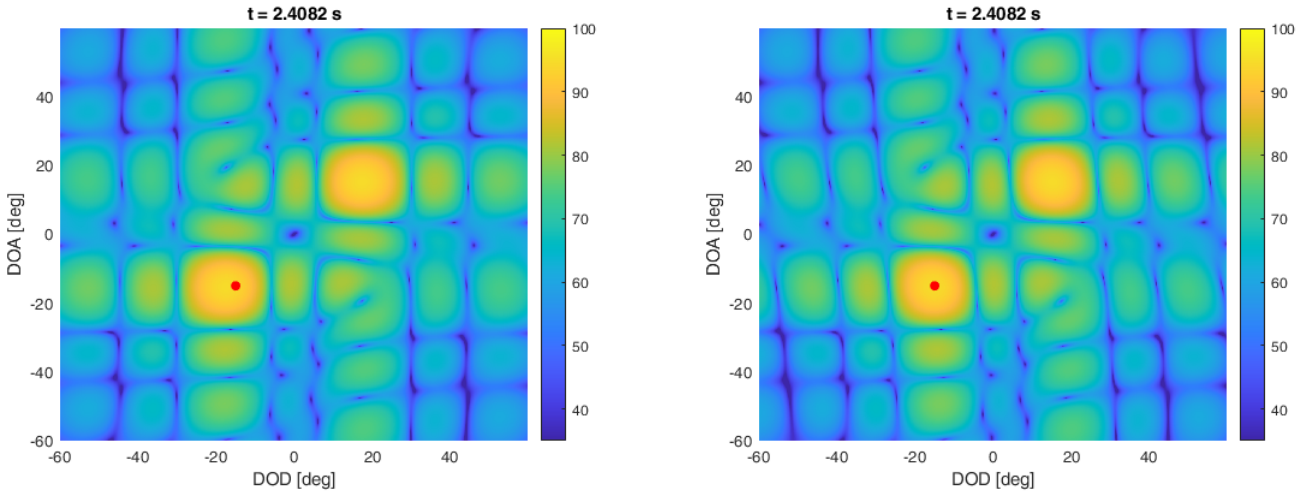
VII. 实验结果

本节报告了一系列实验的结果，旨在展示所提出的多输入多输出频移雷达概念在真实场景中的可行性。后续小节将展示并讨论使用频分复用和时分复用策略进行的测试。为此，还使用OFDM信号代替正弦音调，以验证该概念在一体化感知与通信应用中的适用性。

A. 采用频分复用的实验结果

用于测试基于频分复用的多输入多输出 FSR 方法的采集设置如图8所示。所执行的测试如图9所示，主要采用的参数总结于表V中。发射阵列包括 $M = 4$ 个 TP-LINK TL-ANT2409 天线，接收阵列由 $N = 8$ 个 Ubiquiti UMA-D 天线组成。发射信号使用两台双通道 Ettus USRP-B210 设备生成；这些信号为16阶正交幅度调制 OFDM波形，以2.45 GHz为参考载波频率，在其周围以 $\Delta f = 1.5$ MHz 的载波频率间隔发射。四个发射波形占用相邻且不重叠的频带，因此可以在接收机侧通过带通滤波分离不同的发射贡献。接收信号使用两台四通道 NI USRP-2955 设备进行采集和数字化。需要注意的是，发射端和接收端使用的多通道设备并未进行相位/频率同步，因为 FSR 处理方案的非相干特性消除了精确同步的需求。不过，通过利用来自发射端的直达信号，实现了粗略时间同步和幅度校准。最后，使用 MATLAB 进行离线处理。

需要注意的是，除了空间直流分量去除阶段外，还会在其之前立即进行时间直流分量去除。这有助于减轻不需要的



(a) 未进行校正的短基线

(b) 进行校正的短基线

(c) 未进行校正的长基线

(d) 进行校正的长基线

图6：使用基于时分复用的MIMO方法获得的短基线和长基线场景下、进行和未进行校正时的出发方向–到达方向图对比。红点表示真实目标位置

表V：频分复用实验测试的主要参数。

参数	数值
载波频率	2.45 GHz
波形	16-QAM OFDM
频分复用频率间隔	$\Delta f = 1.5$ MHz
发射阵元数量	$M = 4$
发射天线	TP-LINK TL-ANT2409
发射天线增益	9 dBi
接收阵元数量	$N = 8$
接收天线	Ubiquiti UMA-D
基线长度	$B = 37$ 米
发射阵元间距	$d_{\mathrm{TX}} = 0.98\lambda$
接收阵元间距	$d_{\mathrm{RX}} = 1.14\lambda$
目标类型	人体目标
目标速度	缓慢行走目标

静止障碍物的影响并缓解多径效应，从而提升重建地图的质量。

结果如图 10 所示。该图展示了目标路径上不同时间点对应的六幅出发方向-到达方向地图；红圈表示真实值。这些快拍表明，在目标接近、穿过基线并随后远离基线的过程中，可以清晰地检测到目标瞬时位置。

此外，每幅地图都呈现出若干模糊峰。这些伪影主要源于发射和接收阵列，其阵元间距超过 $\lambda/2$，这是由于天线阵元的物理尺寸所致，因而无法采用更密集的阵列配置。因此，在DoD和到达方向维度上都观察到了空间模糊。在所有地图中，红色虚线框表示由相同条件（42）确定的无模糊角度区域。请注意，在所考虑的短距离场景中，乘积 $\alpha_{\mathrm{FDM}} R_{\mathrm{bi}}$ 相对于 λ 非常小，不会影响无模糊区域边界。在该区域内，正如预期，仅观察到两个主瓣，它们对称地位于第一和第三象限。这一现象源于所采用的非相干、基于幅度的FSR方法固有的符号模糊，即位于角位置（β_{TX}，β_{RX}）的目标还会产生

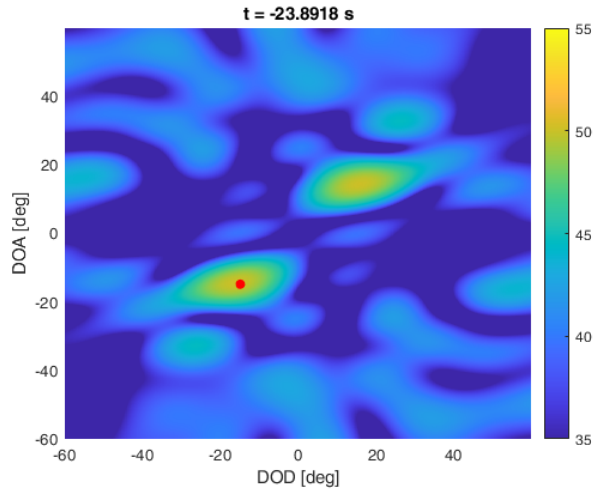


图7：使用带有短距离场景修正的时分技术，通过MIMO方法获得的一帧出发方向-到达方向图，其中目标向正 y 轴移动。



图8：频分复用采集设置示意图。



图9：频分复用采集场景。

在（$-\beta_{\mathrm{TX}}$，$-\beta_{\mathrm{RX}}$）处无法区分的响应。值得一提的是，尽管频分复用策略所需的校正项已应用于处理链中，但由于本次实验中基线相对较短且发射波形之间的频率间隔有限，地图失真仍可忽略不计。这些结果证实了频分复用策略对短距离场景的适用性，并进一步展示了利用OFDM波形在ISAC框架内实现MIMO-FSR概念的可行性。

*B. TDM*实验结果

本节所报告的实验测试旨在验证所提出的 MIMO-FSR概念，其中发射信号通过时分复用进行分离。采用了相同的载波频率和第 VII.A 节采用的基线长度，同时将接收阵列中的阵元数量减少至 $N = 6$。不过，通过合成一个长发射阵列，对实验装置进行了修改，以模拟 TDM-MIMO配置。

表VI：TDM实验测试的主要参数。

参数	数值
载波频率	2.45 GHz
波形	正弦波 / 16-QAM OFDM
信号分离策略	TDM
虚拟发射阵元数量	$M = 14$
发射阵元间距	$d_{\mathrm{TX}} = \lambda/2$
接收阵元数量	$N = 6$
接收阵元间距	$d_{\mathrm{RX}} = 1.14\lambda$
基线长度	$B = 36.5$ 米
目标类型	静止目标
目标水平尺寸	0.5 米
目标垂直尺寸	0.7 米
目标位置	$x = 5$ 米，$y = B/2$
真实出射方向	15.3215°
真实到达方向	15.3215°

具体而言，由于硬件限制，现有设备无法实时生成在不同时隙传输的多个信号。为克服这一限制，我们将单个发射天线依次移动到一组间距相等的位置，并在每个位置重复发送信号。通过这种方法，我们模拟出一个由 $M = 14$个阵元组成、阵元间距为半波长的合成发射阵列。因此，出射方向维度预计不会出现模糊。另一方面，由于该合成阵列是通过连续发射生成的，相邻测量之间的间隔 ΔT 与实际TDM-MIMO系统相比变得极长。因此，为确保基本原理有效，这项概念验证实验必须在静止条件下进行。

具体而言，测试场景如图11所示，图12给出了俯视图，而TDM实验测试的主要参数汇总于表VI。感兴趣的目标是一个静止物体，位于基线中心轴上，距基线5米。对应的真实出射方向和到达方向坐标均为 15.32°。场景中还包括其他静止障碍物，主要是基线两侧、到达方向/出射方向值较大的树木。图12标出了最大的几棵树，它们相对于基线近似对称分布。其位置大致对应角度对（β_{TX}，β_{RX}）$=$（22.5°，35.6°），以及相对于基线对称的对应位置。根据基于幅度的FSR处理，预计这些回波会在出射方向-到达方向图中产生重叠贡献。

不同于 FDM 情况，在本次 TDM 实验中无需校正项。事实上，与 TDM 相关的校正项取决于目标的双基地速度，而在此处考虑的静止情况下，该项为零。然而，场景的静止特性也会影响直流分量去除阶段。具体而言，时间域直流分量去除（我们在 FDM 情况下应用该方法以减弱静态杂波）会抑制目标贡献，因为

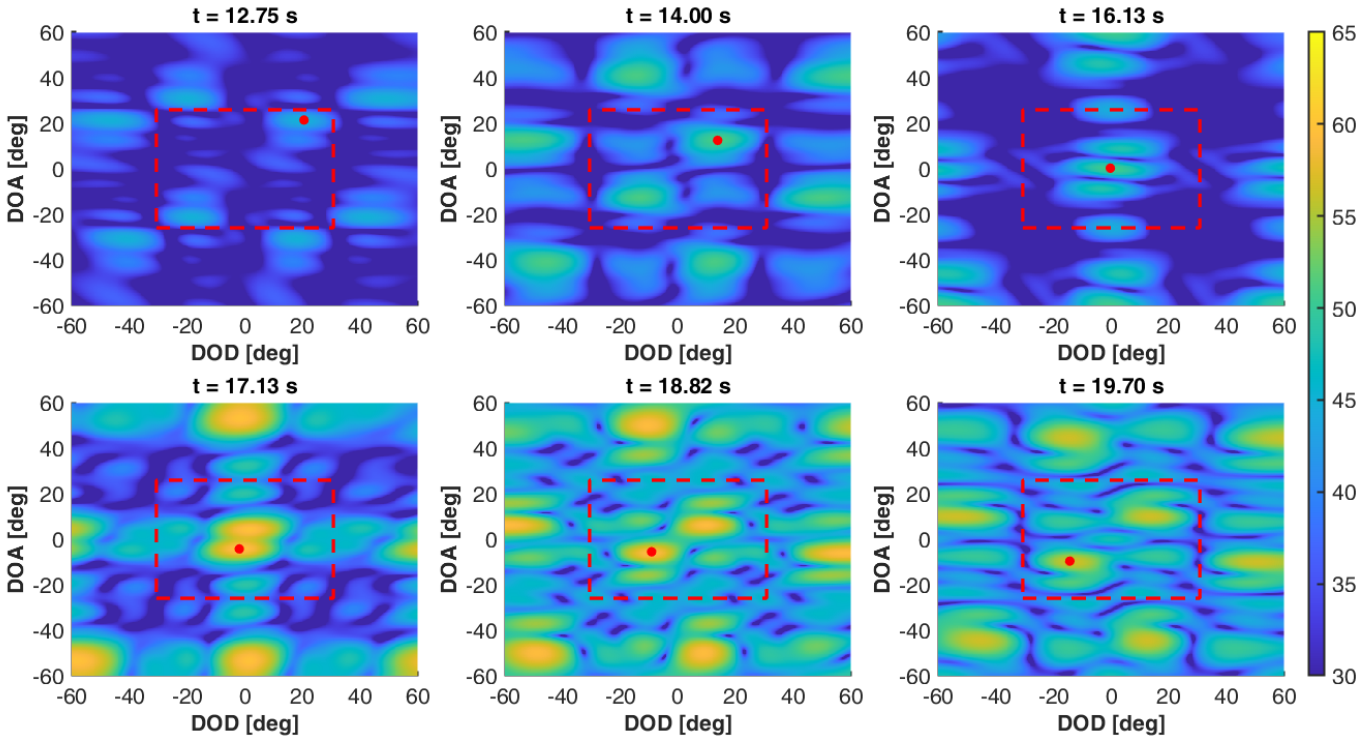


图 10：采用带有 FDM 的 MIMO方法，在该实验场景中获得的随时间变化的六帧出发方向-到达方向图。虚线框表示无模糊区域，红点表示真实目标位置。



图11：TDM采集场景。



图 12：采集场景的俯视图。发射-接收基线、静止目标位置以及对应于该区域内树木的两个可能障碍物均已标出。

目标响应随时间保持不变。因此，直流分量去除仅沿空间维度进行，即沿发射与接收阵列进行。在所实现的处理链中，空间直流分量去除分别沿 TX 和 RX 维度连续执行。结果是，抵消陷波同时出现在到达方向 $= 0°$和出发方向 $= 0°$ 线上，并且可以保留所关注的静止目标以及场景中的其他静止障碍物。此外，与 FDM 情况相比，我们还能够在 MISO 配置下运行，并根据出发方向执行一维角度处理。

首先给出了正弦波波形情况下的 TDM 结果。图 13 展示了通过利用类MISO配置下的合成发射阵列所获得的出发方向-时间图，具体而言，是联合处理单个接收阵元从所有发射阵元位置接收到的信号。由于目标处于静止状态，其响应表现为一条持续垂直特征，位于正确的出发方向角处，其真实值由红线标示。A

在预期的DoD附近还可以观察到较弱的贡献，其幅度约比主要目标响应低10 dB，对应于图12中识别出的可能障碍物，紫线对此进行了大致标示。类似地，图14给出了通过SIMO处理在

接收阵列上获得的DoA-时间图。在此情况下，目标同样会在预期的DoA角度处随时间产生稳定的特征，其对应的真实值由红线标示，而红色虚线界定了无歧义角度扇区。在多输入单输出和单输入多输出两种情况下，所得角分辨率相当，因为后者使用的阵元数量较少，但阵元间距大于 $\lambda/2$。出于同样的原因，DoA-时间表示还会呈现目标回波的一个额外歧义副本，从而似乎掩盖了其他静止障碍物的贡献。

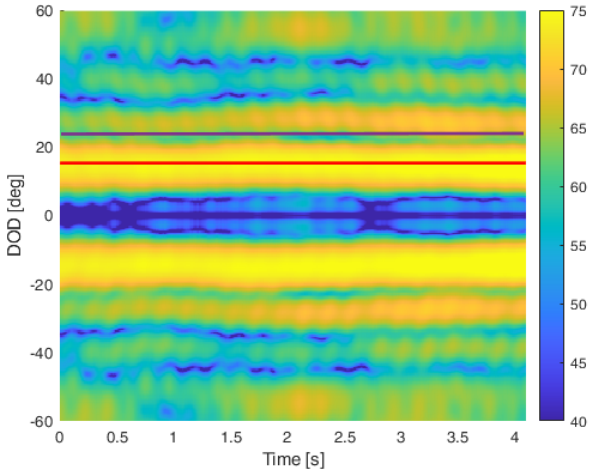


图13：通过MISO处理获得的DoD-时间图。实线红线表示真实目标离开方向，紫线表示静止障碍物的近似位置。

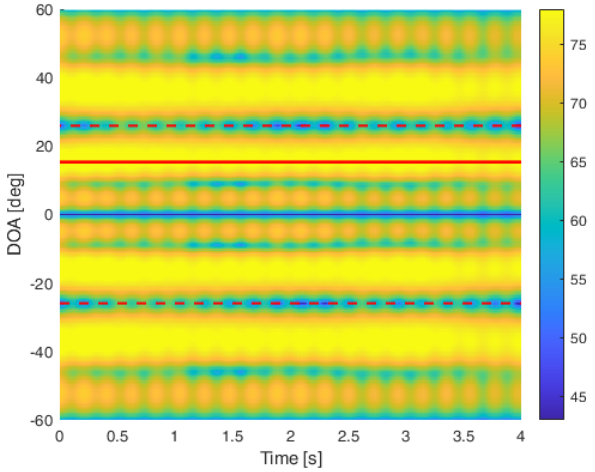


图14：通过SIMO处理获得的DoA-时间图。红色虚线表示无歧义角度区域，红色实线表示真实目标到达方向。

完整MIMO结果如图15所示。由于场景是静止的，因此仅展示一帧具有代表性的结果，因为除噪声和残余波动外，各个地图几乎完全相同。

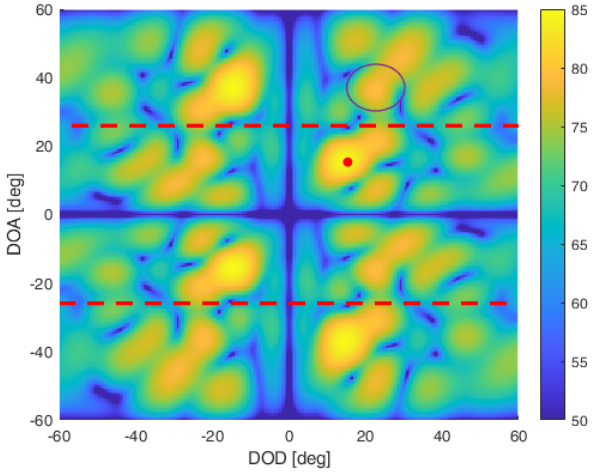


图15：在静止目标场景下使用TDM获得的出射方向–到达方向图。虚线表示无模糊区域，红点表示真实目标位置。紫色圆圈表示静止障碍物的近似位置。

所得的出发方向-到达方向图显示出一个清晰定义且明显区别于背景的峰值。正如表示真实值角坐标的红色标记所证实的，该峰值位于预期目标位置附近。该结果表明，所提出的基于时分复用的MIMO方法具有实际可行性。此外，与用于合成发射阵列的策略一致，该实验确认，即使在观测静止场景时所对应的时间点相距较远，所利用的效应仍然有效。

除与目标相关的主峰外，出射方向–到达方向图还在对应于图12中突出显示的潜在障碍物的角度区域内显示出较弱响应。该响应比目标峰低约6–7 dB。尽管无法明确将这一响应归因于场景中的树木，但其角位置与根据估计得到的树木DoD-DoA坐标一致。这表明，与典型的FSR配置相比，所提出的处理方法还能够检测照射区域内以较小双基地角存在的较弱静止散射体。顺带一提，我们观察到，由于时间直流分量去除仅允许检测运动目标，这些贡献在基于FDM的MIMO-FSR输出中并不可见。

此外，与 FDM 情况一样，时分复用的出发方向-到达方向图中也存在模糊峰。第三象限的峰是由处理过程的非相干特性导致的，这使得 $(\beta_{\mathrm{TX}},\ \beta_{\mathrm{RX}})$ 处的响应与 $(-\beta_{\mathrm{TX}},\ -\beta_{\mathrm{RX}})$ 处的响应无法区分。另外两个副本则与接收阵列间距大于 $\lambda/2$ 所引入的到达方向模糊有关。

还使用16-QAM正交频分复用波形评估了相同的时分复用方法。这项实验的一个尤为重要的特点是，每个虚拟发射位置发射的 OFDM 信号实现都不同；因此，各次采集中使用的 OFDM 符号并不相同。尽管

存在这种额外的波形变化，图16所示的出射方向–到达方向图仍在预期目标位置呈现出清晰且定位准确的峰值，同时也显示了其他静止障碍物的回波。这一结果证实，所提出的非相干、基于幅度的多输入多输出方法，其作用原理取决于平均发射功率，而非每根天线发射的特定波形。这一特性也体现在理论模型中，其中为 $\tilde{s}_m(t)$ 指定了不同的索引。尽管各次采集中的瞬时 OFDM 符号有所变化，经过幅度提取、低通滤波和空间直流分量去除后，目标响应仍保持空间相干。这一发现增强了所提方法的灵活性，也提升了其在通感一体化场景中支持更高系统容量的潜力。

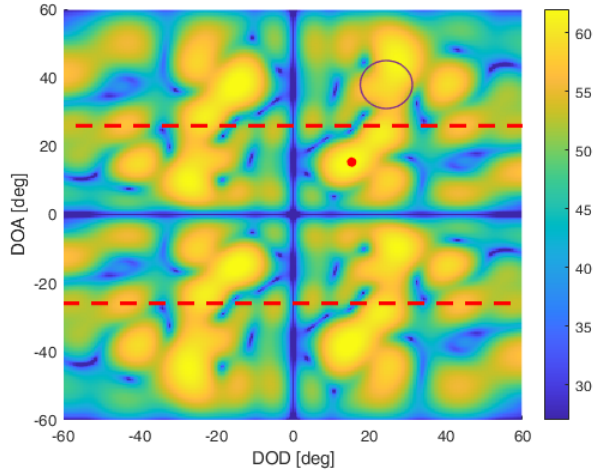


图16：在采用 OFDM 信号的静止目标场景中，使用时分复用获得的出发方向-到达方向图。虚线表示无模糊区域，红点表示真实目标位置。紫色圆圈表示静止障碍物的大致位置。

八、结论

本文提出了一种通用的 MIMO前向散射雷达框架，可通过非相干纯幅度处理实现联合二维角度定位。该方法利用发射端和接收端的天线阵列，扩展了传统单输入单输出和单输入多输出频移测距系统的能力，无需在阵列单元之间进行相位同步，即可同时估计目标的出发方向和到达方向。

从理想的信号分离假设出发，推导出统一的空间处理公式，随后将其具体应用于两种实际的复用策略，即频分复用和时分复用。对于这两种方案，均对导致角度失真的机制进行了分析表征，并制定了专门的校正程序。在 FDM 情况下，研究表明校正取决于双基地几何结构，并且随着基线长度与频率间隔乘积的增大而变得越来越重要。在 TDM 情况下，研究表明失真通过双基地距离变化率取决于目标运动，因此可利用多普勒辅助信息或集成式三维处理进行校正。还推导了角分辨率和模糊条件的解析表达式，揭示了校正程序所引入的非均匀影响。

数值仿真验证了所提出处理方案在短距离和长距离场景中的有效性。结果表明，在基线较大时，未经补偿的频分复用会导致严重的出射方向估计偏差，而相应的校正可能引入明显的图像失真和分辨率不对称。相比之下，在所考虑的场景中，时分复用表现出更强的鲁棒性，产生的角度误差更小，失真也不那么明显。此外，通过仿真进一步验证了理论分辨率预测，结果与测得的响应吻合良好。

最终，通过使用软件定义无线电平台开展真实世界实验，对所提出的框架进行了验证。频分复用实验在室外前向散射配置下成功实现了运动的人体目标的出发方向–到达方向联合定位，而时分复用实验则通过合成阵列测量和静止目标定位验证了所提出处理链的有效性。这些实验结果为 MIMO-FSR 的可行性提供了实践证据，并证实了其在前向散射环境中提升目标定位性能的潜力。

参考文献

[1] M. Cherniakov，“前向散射雷达的基本原理”，载于双基地雷达：原理与实践：第三部分。Wiley，纽约，2007年。[2] M. Gashinova、L. Daniel、V. Sizov、E. Hoare和M. Cherniakov，“用于地面目标观测的多普勒前向散射雷达现象学”，*IET*雷达、声呐与导航，第7卷，第4期，第422–432页，2013年。[3] M. Gashinova、L. Daniel、A. Myakinkov和C. M.，前向散射雷达。英国工程技术学会，2017年。[4] J. I. Glaser，“前向散射附近复杂目标的双基地雷达散射截面”，*IEEE*《航空航天与电子系统汇刊》，第78卷，第1期，70页，1985年。[5] N. J. Willis，双基地雷达。SciTech Publishing，2005年，第2卷。[6] M. Contu 等，“利用广播信号对空中目标进行无源多频前向散射雷达测量”，*IEEE*《航空航天与电子系统汇刊》，第53卷，第3期，第1067–1087页，2017年。[7] N. Ustalli、P. Lombardo和D. Pastina，“使用晶体视频检波器的前向散射雷达检测性能”，*IEEE*《航空航天与电子系统汇刊》，第54卷，第3期，第1093–1114页，2017年。[8] F. Colone，“基于DVB-T的无源前向散射雷达：固有限制与可行解决方案”，*IEEE*《航空航天与电子系统汇刊》，第57卷，第2期，第1084–1104页，2020年。[9] P. Krysik、K. Kulpa和P. Samczy´nski，“基于GSM、采用前向散射雷达几何构型的无源接收机”，载于*2013*年第*14*届国际雷达研讨会（*IRS*），第2卷。IEEE，2013年，第637–642页。[10] C. V. Ilioudis、J. Cao、I. Theodorou、P. Striano、W. Coventry、C. Clemente和J. Soraghan，“用于无人机监测的GNSS无源雷达”，载于*2019*年*IEEE*雷达会议（*RadarConf*）。IEEE，2019年，第1–6页。[11] D. Pastina、M. Contu、P. Lombardo、M. Gashinova、A. De Luca、L. Daniel和M. Cherniakov，“基于多节点前向散射雷达系统的目标运动估计”，*IET*雷达、声呐与导航，第10卷，第1期，第3–14页，2016年。[12] N. Ustalli、D. Pastina和P. Lombardo，“单输入多输出前向散射雷达配置中的目标运动学参数估计”，载于*2019*年*IEEE*雷达会议（*RadarConf*）。IEEE，2019年，第1–6页。

[13] A. Ajorloo、Y. Qin和F. Colone，“采用任意波形的多通道前向散射雷达”，*IEEE*《航空航天与电子系统汇刊》，第61卷，第6期，第17 858–17 878页，2025年。[14] A. Myakinkov和A. Ryndyk，“三维前向散射雷达中的空时处理”，载于第*4*届国际天线理论与技术会议（目录号*03EX699*），第1卷。IEEE，2003年，第355–358页。[15] Y. Qin、A. Ajorloo和F. Colone，“利用基于幅度的阵列处理实现多通道前向散射雷达的可行性研究”，载于*2024*年国际雷达会议（即将召开）。IEEE，2024年。[16] ——，“基于OFDM信号的MUSIC多通道前向散射雷达”，《传感器》，第25卷，第24期，第7621页，2025年。[17] ——，“多通道前向散射雷达中用于基于幅度的阵列处理的MUSIC算法”，载于*2025*年第*26*届国际雷达研讨会（*IRS*），2025年，第1–8页。[18] A. Ajorloo、Y. Qin、C. Bongioanni和F. Colone，“多通道前向散射雷达的初步实验结果”，载于*2024*年*IEEE*国防与安全技术国际研讨会（*TechDefense*）。IEEE，2024年，第496–501页。[19] A. Ajorloo和F. Colone，“采用多输入多输出配置的前向散射雷达”，载于*2025*年*IEEE*雷达会议（*RadarConf25*）。IEEE，2025年，第757–762页。[20] A. Ajorloo、S. A. Ciciretti、M. Zorzi、C. Bongioanni和F. Colone，“采用频分复用的多输入多输出前向散射雷达初步实验结果”，载于*2026*年第*23*届欧洲雷达会议（即将召开）。IEEE，2026年。[21] O. Rabaste、L. Savy、M. Cattenoz和J.-P. Guyvarch，“相干共址多输入多输出雷达中的信号波形与距离/角度耦合”，载于*2013*年国际雷达会议。IEEE，2013年，第157–162页。