

分类号 _____

编号 _____

U D C _____

密级 _____



南方科技大学
SOUTHERN UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY

本科生毕业设计（论文）

题 目： _____ 基于 Wi-Fi 的室内近场成像 _____

姓 名： _____ 任振裕 _____

学 号： _____ 11812214 _____

系 别： _____ 电子与电气工程系 _____

专 业： _____ 通信工程 _____

指导教师： _____ 王 锐 副教授 _____

2022 年 5 月 28 日

诚信承诺书

1. 本人郑重承诺所呈交的毕业设计（论文），是在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果，所有数据、图片资料均真实可靠。

2. 除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他人或集体已经发表或撰写过的作品或成果。对本论文的研究作出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确的方式标明。

3. 本人承诺在毕业论文（设计）选题和研究内容过程中没有抄袭他人研究成果和伪造相关数据等行为。

4. 在毕业论文（设计）中对侵犯任何方面知识产权的行为，由本人承担相应的法律责任。

作者签名:

_____年____月____日

基于 Wi-Fi 的室内近场成像

任振裕

(电子与电气工程系 指导教师: 王 锐)

[摘要]: 作为 6G 的一项新的核心功能,通信感知一体化 (ISAC: Integrated Sensing And Communication) 越发引起人们的关注,利用现有通信手段对空间环境进行感知、重构是其中一个重要的议题。本文提出了一种基于 Wi-Fi 被动感知的室内近场成像技术,通过阵列信号的相干、近场匹配滤波来实现室内对信源和反射物的探测、定位与成像。为了解决实际通信系统中频偏带来的影响,本文还提出了基于信道状态信息 (CSI: Channel State Information) 共轭相乘以消除频偏,以及结合平行因子 (PARAFAC: PARAllel FACtor) 分析技术以消除频偏的成像方案。另外,对于本技术的潜在应用场景,本文提出了一种室内搭载多个分布式阵列联合成像的场景,并对其进行了仿真。为了验证成像的可行性,本文还对单阵列室内成像进行了简单实测。

[关键词]: 通信感知一体化, Wi-Fi 被动感知, 近场匹配滤波, 信道状态信息, 平行因子

[ABSTRACT]: As one of main new features of 6G, Integrated Sensing And Communication (ISAC) increasingly draws people's attentions, in which sensing and reconstructing surrounding environments making use of existing communication techniques is one of the most important topic. This article proposes an indoor near field imaging method, which implements the detection, localization, and imaging of indoor sources and reflection objects, based on Wi-Fi Passive Sensing and processing array signals via coherent superposition and Near-Field Matched Filtering. In order to combat with the impacts brought by frequency offset, this article also presents imaging schemes that correcting frequency offset via Channel State Information (CSI) conjugate multiplication or combining CSI conjugate multiplication with Parallel Factor (PARAFAC) analysis. In addition, for the potential application scenarios, an indoor scheme using multiple distributed received sub-arrays to process imaging is discussed and simulated. To verify the feasibility of imaging, a simple indoor imaging experiment using one received array is also given.

[Key words]: ISAC, Wi-Fi Passive Sensing, Near-Field Matched Filtering, CSI, PARAFAC

目录

1. 引言	1
1.1 研究工作的背景及意义	1
1.2 国内外研究现状	1
1.3 主要研究内容	2
1.4 论文结构组织	2
2. 系统模型及理想成像仿真	3
2.1 成像系统模型和匹配滤波原理	3
2.2 理想仿真成像	4
2.3 理想成像仿真结果	5
3. 考虑频偏消除的成像仿真	7
3.1 CSI 频偏模型	7
3.2 CSI 频偏消除的方法	8
3.3 结合 CSI 共轭相乘和 PARAFAC 算法的频偏消除成像	9
3.4 考虑频偏消除的成像仿真结果对比	10
4. 应用前景：分布式成像	14
4.1 分布式成像仿真结果对比	14
4.2 结合 PARAFAC 算法的分布式成像仿真结果	17
5. 基于数控导轨的简单实测成像	17
5.1 实验设置	17
5.2 部分实测场景及实测结果	17
5.2.1 实验场景一： $N = 32$ 对目标/信源成像	17
5.2.2 实验场景二： $N = 64$ 对目标成像	18
6. 总结	20

参考文献	21
致谢	23

1. 引言

1.1 研究工作的背景及意义

随着科技与信息技术的发展，感知不再是雷达的专属功能，通信信号与雷达信号之间的界限也逐渐变得模糊。从蜂窝通信的角度看，通信感知一体化被认为是下一代移动通信（6G）中的核心功能，要求通信设备兼具通信与感知的能力^[1]。从室内无线局域网（Wi-Fi）通信的角度看，电子与电气工程师协会（IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers）于2020年9月成立了专门针对Wi-Fi感知的工作小组 IEEE 802.11bf (Task Group bf)^[2]。IEEE 802.11bf 的一项提案“WiFi Sensing Uses Cases”^[3]指出：基于Wi-Fi信号对周围环境进行重构是Wi-Fi感知的一个重要应用方向，通过成像的方式则是环境重构的一种途径。

目前，传统的成像方案主要借助于雷达信号，或在现有通信信号中引入雷达波形，这极大地加大了设计与实现的复杂度，而基于原本的Wi-Fi波形（不借助任何的雷达信号）通过Wi-Fi感知的方式进行成像，则为我们提高了一种全新的、低复杂度的新思路。这也是本文研究最大的动机：通过Wi-Fi近场成像的方式对室内环境进行重构。

1.2 国内外研究现状

目前，国内外对于成像的研究主要集中于室外的远场成像，并已经有了许多成熟的方案，如基于合成孔径雷达 (SAR: Synthetic Aperture Radar) 的远场成像^[4]，以及基于全球卫星导航系统 (GNSS: Global Navigation Satellite System, GNSS) 以及激光雷达或计算机视觉的 SLAM (Simultaneous Localization And Mapping) 等^[5]。但是，这些室外成像的解决方案并不可以直接地套用到室内近场成像中，例如 SAR 成像往往需要引入线性调频信号 (FMCW: Frequency Modulated Continuous Wave) 等雷达信号波形而增大设计地复杂度。而基于 GNSS 的 SLAM 则因卫星无法在室内覆盖以及激光雷达、计算机视觉等带来的其他问题更加地无法在室内适用。

另一个方面，基于Wi-Fi的感知技术，目前的绝大多数工作主要集中在基于Wi-Fi信号的接收信号强度 (RSSI: Received Signal Strength Indicator) 或信道状态信息 (CSI) 做环境或人体的检测，识别，和估计等^[6]，但是对于空间感知方面还没有太多的深入研究。因此，通过Wi-Fi感知的方式进行成像具有巨大的研究潜力。

此外，一些基于毫米波的成像工作也值得探索。例如，一些研究基于60GHz毫米波通信的接收多径具有稀疏性的性质，利用 l_1 正则化最小二乘法估计接收机每一条多径的传输距离（主要体现为多径中的参数 TOF: Time of Flight）与入射角度（主

要体现为多径中的参数 AOA: Angle of Arrival) 并构建所谓的“距离·角度图”。另外, 同样基于毫米波的稀疏性, 文章^[7]提出了一种基于因子图上的信息传输 (message passing) 算法进行贝叶斯估计的 radio-SLAM 方法。这些工作都为毫米波成像提供了可能途径^[8]。

1.3 主要研究内容

本文提出了一种基于 Wi-Fi 被动感知的室内近场匹配滤波成像的方法, 可以有效地对信源, 反射物, 散射点等进行检测, 定位, 和成像。另外, 为了应对实际通信系统中频偏带来的影响, 本文还设计了基于 CSI 共轭相乘消除频偏以及结合平行因子 (PARAFAC) 分析消除频偏的成像方案。对于本技术的潜在应用场景, 本文也设计了一个简单的分布式联合成像方案予以验证。对于以上方案, 本文均做出了相应的仿真以验证。为了验证方案的可行性, 本文还通过数控轨道搭载接收天线移动模拟大规模线性接收阵列做出简单的实测成像验证。

1.4 论文结构组织

论文的主要结构如下:

- 第一章是论文的引言部分, 主要介绍了论文的研究背景、工作意义、国内外研究现状、主要研究内容, 以及文章的结构组织。
- 第二章介绍了基于 Wi-Fi 的近场成像技术的系统模型以及对理想无频偏影响系统的仿真。
- 第三章介绍了 CSI 频偏模型, 以及基于 CSI 共轭相乘的频偏消除成像和结合共轭相乘和 PARAFAC 算法的频偏消除成像。
- 第四章介绍了该技术的潜在应用场景: 分布式成像, 并给出了一个简单的范例和仿真。
- 第五章给出了一个简单的实测, 通过数控轨道搭载接收天线移动模拟大规模线性接收阵列进行室内成像验证。
- 第六章是本文的总结部分。
- 剩下的章节是本文的参考文献, 附录, 以及致谢部分。

2. 系统模型及理想成像仿真

2.1 成像系统模型和匹配滤波原理

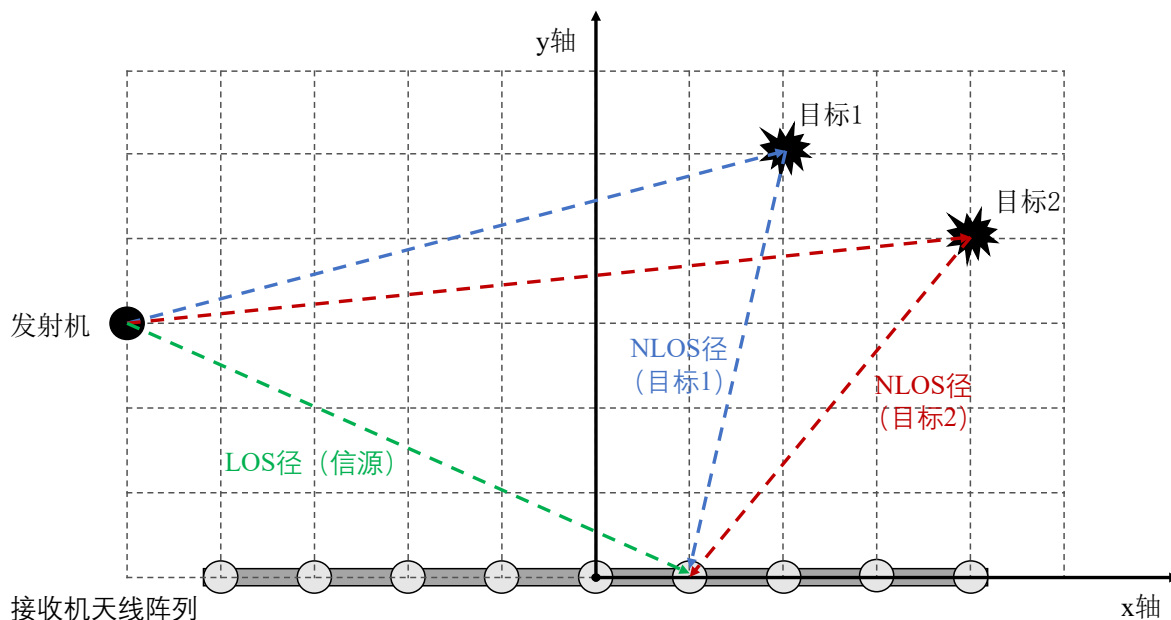


图 1 系统模型

(**系统模型**) 图 1展示了本文所考虑的系统模型。为了方便叙述，这里先讨论的是单个发射机，单个接收机阵列，两个目标的情形。我们将环境中的两个目标分别表示为： target_1 和 target_2 ，设接收机阵列共有 N 个阵元，并放置于如图的 x 轴之上。对于整个接收机天线阵列，对接收信号处理所得的 CSI 为 $\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_N]^T$ ，其中第 n 个阵元所接收的 CSI 可以表示为发射机对应的一条直射径 (LOS: Line Of Sight) 与目标对应的两条非直射径 (NLOS: Non Line Of Sight) 的叠加^[6]:

$$y_n = \underbrace{\alpha_0(n)e^{-j2\pi\frac{d_0(n)}{\lambda}}}_{\text{LOS 径}} + \underbrace{\alpha_1(n)e^{-j2\pi\frac{D_1+d_1(n)}{\lambda}} + \alpha_2(n)e^{-j2\pi\frac{D_2+d_2(n)}{\lambda}}}_{\text{NLOS 径}}, \quad (1)$$

其中， α_0 ， α_1 与 α_2 为幅度衰减因子。 D_1 和 D_2 分别为发射机到 target_1 和 target_2 的距离。 $d_0(n)$ ， $d_1(n)$ 和 $d_2(n)$ 分别为发射机， target_1 和 target_2 到接收机第 n 个阵元的距离。 $\lambda = c/f_c$ 为 Wi-Fi 信号的工作波长 (在本文后续的仿真与实测中 Wi-Fi 信号的工作频率 f_c 取 4.2GHz)。

(**匹配矩阵构造**) 将整个感知的平面网格化，针对每一个网格点，根据网格点 (x, y) 到第 n 个接收阵元的距离 $(z_n, 0)$ 的距离 $\hat{d}(n) = \sqrt{(x - z_n)^2 + y^2}$ ，可得该网格点与第 n 个接收阵元的相位差为 $2\pi\hat{d}(n)/\lambda$ ，将此设为网格点 (x, y) 的相位纠正 (需要注意的是，我们还可以根据信道衰落与距离的关系，做出相应的幅度补偿，为了便于分析，

这里不再讨论)。因此，对于每一个网格点 (x, y) ，我们都有一个匹配向量：

$$\hat{\mathbf{y}} = [e^{j2\pi\hat{d}(1)/\lambda}, \dots, e^{j2\pi\hat{d}(N)/\lambda}]^T, \quad \hat{d}(n) = \sqrt{(x - z_n)^2 + y^2}. \quad (2)$$

(**匹配滤波**) 对所有的网格点，将接收的阵列信号 \mathbf{y} 与其对应的 $\hat{\mathbf{y}}$ 进行匹配，我们可以得到匹配结果：

$$\begin{aligned} y_{\text{match}} &= \mathbf{y}^T \hat{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \alpha_0(1)e^{-j2\pi\frac{d_0(1)}{\lambda}} + \alpha_1(1)e^{-j2\pi\frac{D_1+d_1(1)}{\lambda}} + \alpha_2(1)e^{-j2\pi\frac{D_2+d_2(1)}{\lambda}} \\ \vdots \\ \alpha_0(n)e^{-j2\pi\frac{d_0(n)}{\lambda}} + \alpha_1(n)e^{-j2\pi\frac{D_1+d_1(n)}{\lambda}} + \alpha_2(n)e^{-j2\pi\frac{D_2+d_2(n)}{\lambda}} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} e^{j2\pi\hat{d}(1)/\lambda} \\ \vdots \\ e^{j2\pi\hat{d}(N)/\lambda} \end{bmatrix} \\ &= \sum_{n=1}^N \left(\alpha_0(n)e^{-j2\pi\frac{d_0(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} + \alpha_1(n)e^{-j2\pi\frac{D_1+d_1(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} + \alpha_2(n)e^{-j2\pi\frac{D_2+d_2(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} \right), \quad (3) \end{aligned}$$

为了便于分析，我们忽略幅度的影响（假设幅度补偿完美）。在此遍历过程中，有关系式：

$$\begin{aligned} |y_{\text{match}}| &= \left| \sum_{n=1}^N \left(e^{-j2\pi\frac{d_0(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} + e^{-j2\pi\frac{D_1+d_1(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} + e^{-j2\pi\frac{D_2+d_2(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} \right) \right| \\ &= \left| N + \sum_{n=1}^N \left(e^{-j2\pi\frac{D_1+d_1(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} + e^{-j2\pi\frac{D_2+d_2(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} \right) \right| \quad \text{如果 } \hat{d}(n) = d_0(n), \text{ 信源出现峰值} \\ &= \left| Ne^{-j2\pi\frac{D_1}{\lambda}} + \sum_{n=1}^N \left(e^{-j2\pi\frac{d_0(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} + e^{-j2\pi\frac{D_2+d_2(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} \right) \right| \quad \text{如果 } \hat{d}(n) = d_1(n), \text{ 目标 1 出现峰值} \\ &= \left| Ne^{-j2\pi\frac{D_2}{\lambda}} + \sum_{n=1}^N \left(e^{-j2\pi\frac{d_0(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} + e^{-j2\pi\frac{D_1+d_1(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} \right) \right| \quad \text{如果 } \hat{d}(n) = d_2(n), \text{ 目标 2 出现峰值} \\ &\approx N, \quad (4) \end{aligned}$$

从上述公式可以看出，在网格点遍历的过程中，对应信源，目标的网格点会出现峰值，关于这一现象，我们会在小节 2.3 给出详细的仿真。

2.2 理想仿真成像

本小节，我们给出更加详细的理想仿真成像模型，将上一小节的情形扩展到了环境之中存在 1 个发射机和 L 个目标 ($\text{target}_1, \dots, \text{target}_L$) 的情况，我们有：

- 天线信号的接收信号 $\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_n]^T$ 可以表示为发射机对应的一条直射径和

L 条目标对应的非直射径的叠加:

$$\begin{aligned}
 y_n &= \underbrace{\alpha_0(n)e^{-j2\pi\frac{d_0(n)}{\lambda}}}_{\text{LOS 径}} + \underbrace{\alpha_1(n)e^{-j2\pi\frac{D_1+d_1(n)}{\lambda}} + \dots + \alpha_L(n)e^{-j2\pi\frac{D_L+d_L(n)}{\lambda}}}_{L \text{ 条 NLOS 径}} \\
 &= \sum_{l=0}^L \alpha_l e^{-j2\pi\frac{D_l+d_l(n)}{\lambda}}, \tag{5}
 \end{aligned}$$

这里 $\{\alpha_l\}_{l \in \mathcal{L}}$, $\{D_l\}_{l \in \mathcal{L}}$, $\{d_l\}_{l \in \mathcal{L}}$ 分别指第 l 条多径的幅度衰减因子的集合, 发射机到 target_l 的距离的集合 ($D_0 = 0$), target_l 到接收机的距离的集合。 $\mathcal{L} = \{0, 1, \dots, L\}$ 为多径的下标集合 ($l = 0$ 指 LOS 径, 对应信源)。

- 匹配矩阵 $\hat{\mathbf{y}}$ 仍然保持公式 (2) 的形式。
 - 需要注意的是, 这里的匹配矩阵只需要计算一次。
- 同样忽略幅度影响, 可得匹配的结果:

$$\begin{aligned}
 |y_{\text{match}}| &= |\mathbf{y}^T \hat{\mathbf{y}}| = \left| \sum_{n=1}^N \sum_{l=0}^L e^{-j2\pi\frac{D_l+d_l(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} \right| \\
 &= \left| N + \sum_{n=1}^N \sum_{l \in \mathcal{L}/\{0\}} e^{-j2\pi\frac{D_l+d_l(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} \right| \text{ 如果 } \hat{d}(n) = d_0(n), \text{ 信源出现峰值} \\
 &= \dots \\
 &= \left| N e^{-j2\pi D_i \lambda} + \sum_{n=1}^N \sum_{l \in \mathcal{L}/\{i\}} e^{-j2\pi\frac{D_l+d_l(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} \right| \text{ 如果 } \hat{d}(n) = d_i(n), \text{ 目标 } i \text{ 出现峰值} \\
 &= \dots \\
 &= \left| N e^{-j2\pi D_L \lambda} + \sum_{n=1}^N \sum_{l \in \mathcal{L}/\{L\}} e^{-j2\pi\frac{D_l+d_l(n)-\hat{d}(n)}{\lambda}} \right| \text{ 如果 } \hat{d}(n) = d_L(n), \text{ 目标 } L \text{ 出现峰值} \\
 &\approx N. \tag{6}
 \end{aligned}$$

- 为了使成像峰值更加明显, 我们后续还对成像结果进行了归一化以及加窗 (汉明窗) 处理。

2.3 理想成像仿真结果

本小节展示了理想状态下的成像仿真, 仿真设置见表 1:

需要注意的是:

表 1 理想成像仿真设置

参数	值
是否考虑对信源（发射机）成像	否，仿真多径没有设置 LOS 径
是否考虑 CSI 频偏的影响	否，该小节测试理想成像的结果
成像目标数量	3
成像目标的位置	(1米, 1米), (2米, 1.5米), (3米, 2米)
工作频点	4.2GHz
工作带宽	20MHz
子载波数目	256
发射机位置	(2米, 0米)
接收机天线阵元数 N	32, 64, 128
接收机天线阵元间隔	半波长（约 3.57 厘米）
接收机位置	类似图 1, 阵列中心位于原点

- 仿真考虑类似图 1 中的单接收机阵列对三个目标进行成像（最初没有考虑对信源成像，但其实信源的成像与目标的成像是等效的）；
- 仿真其实只利用了一个子载波上的信号进行成像，如何利用多载波上的 CSI 联合成像以提升成像性能是一个可能的拓展方向。
- 本小节的仿真并没有考虑 CSI 频偏的影响，旨在得到一个“完美的”理想成像结果，作为后续考虑频偏成像的上界作为对比。

理想成像仿真结果如图 2 所示：

仿真结果表明，理想的仿真成像可以良好的对目标进行检测，定位，和成像。

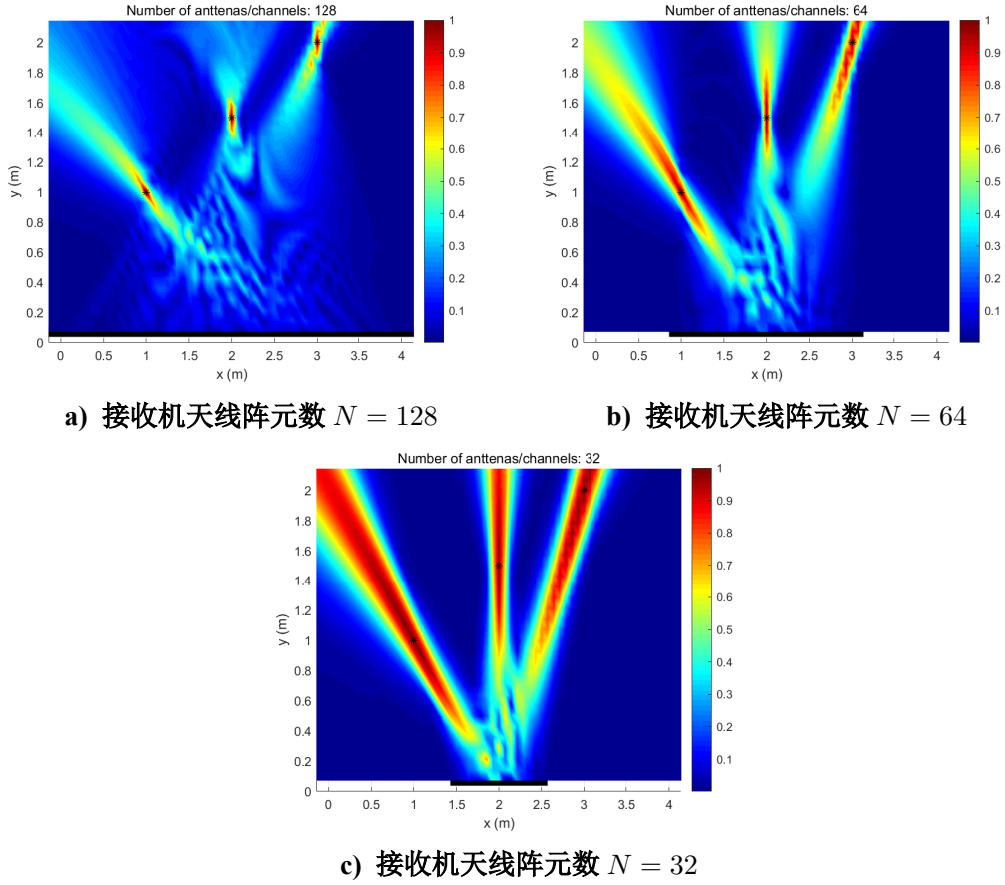


图 2 理想成像仿真结果

3. 考虑频偏消除的成像仿真

3.1 CSI 频偏模型

在实际的通信系统中，测量得到的 CSI 会受到多径效应，收发机的不同步处理，以及软/硬件上存在的客观误差等因素的影响，导致受到频偏的影响。最主要的频偏影响因素有：采样频率偏移（SFO: Sampling Frequency Offset），以及包检测误差（PDD: Packet Detection Delay）以及载波频率偏移（CFO: Carrier Frequency Offset）等^{[6][9]}。受以上因素影响的接收信号（CSI） $\tilde{\mathbf{y}}$ 将满足如下表达式^[10]：

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{y}e^{-j\theta_{\text{offset}}(t)} \\ &= \mathbf{y}e^{-j\{2\pi f[\theta_{\text{SFO}}(t)+\theta_{\text{PDD}}(t)]+2\pi\theta_{\text{CFO}}(t)\}}.\end{aligned}\quad (7)$$

本文考虑的两种频偏情形：

- 1.（类似 SAR 的情形）这种频偏的情形与我们后续实测时利用轨道移动模拟天线

阵列一致，信号到达阵列上每一个点的频偏不一致。

$$\begin{aligned}
 & \text{(情形一)} \quad \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{y} e^{-j\theta_{\text{offset}}} \\
 & = \mathbf{y} \odot \left[e^{-j\{-j2\pi f[\theta_{\text{SFO},1} + \theta_{\text{PDD},1}] + 2\pi\theta_{\text{CFO},1}\}}, \dots, e^{-j\{-j2\pi f[\theta_{\text{SFO},N} + \theta_{\text{PDD},N}] + 2\pi\theta_{\text{CFO},N}\}} \right]^T.
 \end{aligned} \tag{8}$$

这里 \odot 指的是矩阵的点乘。

2. (类似图 1 一个巨大的接收阵列的情形) 当然，我们考虑信号同时到达我们的天线阵列 (考虑某一时刻的 CSI)，则有：

$$\text{(情形二)} \quad \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{y} e^{-j\{2\pi f[\theta_{\text{SFO}} + \theta_{\text{PDD}}] + 2\pi\theta_{\text{CFO}}\}}. \tag{9}$$

如果不消除频偏，由于我们主要根据相位匹配滤波，会导致成像的某些径的峰值不够明显，各个目标成像峰值差距过大，成像模糊以及成像模糊等问题 (具体的仿真结果将与本文频偏消除后的结果，共同于小节 3.4 介绍)。

3.2 CSI 频偏消除的方法

目前主流的 CSI 频偏消除的方式主要有两种类型^[6]：

1. 基于相位相位“相减”的方式^[11]。

- 两路 CSI 信号共轭相乘。

$$\tilde{\mathbf{y}}_1 \times \tilde{\mathbf{y}}_2^H = (\mathbf{y}_1 e^{-j\theta_{\text{offset}}}) \times (\mathbf{y}_2 e^{-j\theta_{\text{offset}}})^H, \tag{10}$$

- 两路 CSI 信号相除。

$$\tilde{\mathbf{y}}_1 / \tilde{\mathbf{y}}_2 = (\mathbf{y}_1 e^{-j\theta_{\text{offset}}}) / (\mathbf{y}_2 e^{-j\theta_{\text{offset}}}). \tag{11}$$

2. 基于线性拟合的方法。

- 文章 SignFi^[12] 提出了一种沿着 CSI 子载波与天线维度最小化拟合误差的方法：

$$\rho^*, \beta^* = \arg_{\rho, \beta} \min \sum_{r, f} (\Theta_{r, f} + 2\pi f \rho + \beta)^2, \tag{12}$$

这里， $\Theta_{r,f}$ 是测量得到的 CSI 相位， ρ 与 β 是拟合的参数。如果拟合完美，我们可以近似的得到： $\rho^* = \theta_{\text{SFO}} + \theta_{\text{PDD}}$ 以及 $\beta^*/(2\pi) = \theta_{\text{CFO}}$ 。

为了简单考虑，本文后续主要考虑了基于两路 CSI 信号共轭相乘的方式消除频偏。仿真结果在小节 3.4 介绍。

3.3 结合 CSI 共轭相乘和 PARAFAC 算法的频偏消除成像

直接利用两路 CSI 信号共轭相乘，然后对多径信号直接成像的操作并不完美，主要体现在：

1. 对于接收两路 CSI 的天线，要求一个较大的天线间距。
2. 对于某些目标，峰值不够明显，甚至无法被检测到。

为了克服以上问题，将多径信号分离出来，再对每一条多径分别消除频偏并成像是一个可行的方案。本小节基于平行因子分析（PARAFAC, Parallel Factor）中的 TPF (Trilinear Parallel Factor) 技术中的复平行因子分析算法（COMFAC, Complex parallel Factor Analysis）^[13]，估计接收信号的每一条径的 CSI^[14]。之后对每一条径的 CSI 分别做共轭相乘操作以消除频偏，并分别成像。

目前所采用的 TPF 估计原理如下：

- 假设在某一时刻，有两路（带有频偏的）接收信号 $\widetilde{\mathbf{y}}_1, \widetilde{\mathbf{y}}_2 \in \mathbb{C}^{F \times N}$ ，这里 F 为子载波数目， N 为接收天线的数目。
- 将以二维的 CSI 转化为三维矩阵的形式 $\widetilde{\mathbf{Y}}_1, \widetilde{\mathbf{Y}}_2$ 。转化为三维矩阵的方式很多，这里选择使用切片滑窗的方式。
 - 设定一个切片间隔 P ，通过不断截取源 CSI 的 P 子载波间隔，将其存为 CSI 的一个新维度，可以得到重构的三维的 CSI 满足： $\widetilde{\mathbf{Y}}_1, \widetilde{\mathbf{Y}}_2 \in \mathbb{C}^{P \times N \times (F-P+1)}$
- 对这两个三维的 CSI 分别运行 COMFAC 算法（需要指定目标数量 L ）得到其对应的平行因子 $\{\mathbf{A}_1, \mathbf{B}_1, \mathbf{C}_1\}$ 和 $\{\mathbf{A}_2, \mathbf{B}_2, \mathbf{C}_2\}$ 。其中， $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2 \in \mathbb{C}^{P \times L}, \mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2 \in \mathbb{C}^{N \times L}, \mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2 \in \mathbb{C}^{(F-P+1) \times L}$ 。

- 我们有：

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{Y}}_1(i, j, k) &= \sum_{l=1}^L \tilde{\mathbf{Y}}_1^l(i, j, k) = \sum_{l=1}^L \mathbf{A}_1(i, l) \mathbf{B}_1(j, l) \mathbf{C}_1(k, l) + \mathbf{E}_1(i, j, k) \\ \tilde{\mathbf{Y}}_2(i, j, k) &= \sum_{l=1}^L \tilde{\mathbf{Y}}_2^l(i, j, k) = \sum_{l=1}^L \mathbf{A}_2(i, l) \mathbf{B}_2(j, l) \mathbf{C}_2(k, l) + \mathbf{E}_2(i, j, k) \\ l &= 1, \dots, L; \quad i = 1, \dots, P; \quad j = 1, \dots, N; \quad k = 1, \dots, F - P + 1\end{aligned}\quad (13)$$

其中， $\mathbf{E}_1(i, j, k)$ 和 $\mathbf{E}_2(i, j, k)$ 为三线性模型的误差。 $\tilde{\mathbf{Y}}_1^l(i, j, k)$ 和 $\tilde{\mathbf{Y}}_2^l(i, j, k)$ 为 COMFAC 算法估计得到的两路 CSI 第 l 条径的三维形式。

- 将三维形式的多径 CSI $\{\tilde{\mathbf{Y}}_1^l\}_{l \in \mathcal{L}}$ 和 $\{\tilde{\mathbf{Y}}_2^l\}_{l \in \mathcal{L}}$ 转化为二维形式的多径 CSI: $\{\tilde{\mathbf{y}}_1^l\}_{l \in \mathcal{L}}$ 和 $\{\tilde{\mathbf{y}}_2^l\}_{l \in \mathcal{L}}$ 。对两路 CSI 分别共轭相乘消除频偏，并匹配成像即可。

需要注意的是：

1. 公式 (13) 所表示的三线性因子分解具有唯一性，这一点由 Kruskal, Joseph B 于 1989 年最先证明^[15]。
2. COMFAC 算法是求解平行因子分解的其中一种快速算法，典型的方法还有三线性交替最小二乘回归（TALS: Trilinear Alternating Least Square Regression）算法等^[14]。
3. 本文不详细介绍 COMFAC 算法的具体实现过程，后续仿真中直接使用了明尼苏达大学 Nikos D. Sidiropoulos 团队关于 COMFAC 算法的开源代码^[16]。

3.4 考虑频偏消除的成像仿真结果对比

本小节给出考虑频偏影响下，共轭相乘消除频偏，结合 PARFAC 算法与共轭相乘消除频偏的成像仿真及对比，仿真参数如表 2 所示（需要注意的是这里添加了一个新的参数 Δ_d 代表两路接收天线的位置差）。

表 2 共轭相乘成像和结合 PARAFAC 与共轭相乘成像仿真设置

参数	值
是否考虑对信源（发射机）成像	否，仿真多径没有设置 LOS 径
是否考虑 CSI 频偏的影响	是
考虑频偏的情形	服从公式 (9)
采样频率偏移（SFO）	$\theta_{\text{sfo}} \sim N(0, 100)$ Hz
包检测误差（PDP）	$\theta_{\text{pdd}} \sim N(0, 100)$ Hz
载波频率偏移（CFO）	$\theta_{\text{cfo}} \sim N(0, 1000)$ Hz
成像目标数量	3
成像目标的位置	(1米, 1米), (2米, 1.5米), (3米, 2米)
工作频点	4.2GHz
工作带宽	20MHz
子载波数目	256
发射机位置	(0米, 0米)
接收机天线阵元数 N	32, 64, 128
接收机天线阵元间隔	半波长（约 3.57 厘米）
接收机位置	类似图 1, 阵列中心位于原点
两路接收天线的位置差 Δ_d	10 米, 3 米, 0.5 米

表 3 不消除频偏、共轭相乘成像、结合 PARAFAC 与共轭相乘成像对比仿真设置

参数	值
是否考虑对信源（发射机）成像	否，仿真多径没有设置 LOS 径
是否考虑 CSI 频偏的影响	是，既考虑添加频偏又考虑不添加频偏的成像
考虑频偏的情形	考虑公式 (8)(9)两种情形
采样频率偏移（SFO）	$\theta_{\text{sfo}} \sim N(0, 100)$ Hz
包检测误差（PDP）	$\theta_{\text{pdd}} \sim N(0, 100)$ Hz
载波频率偏移（CFO）	$\theta_{\text{cfo}} \sim N(0, 1000)$ Hz
成像目标数量	3
成像目标的位置	(1米, 1米), (2米, 1.5米), (3米, 2米)
工作频点	4.2GHz
工作带宽	20MHz
子载波数目	256
发射机位置	(0米, 0米)
接收机天线阵元数 N	32
接收机天线阵元间隔	半波长（约 3.57 厘米）
接收机位置	类似图 1, 阵列中心位于原点
两路接收天线的位置差 Δ_d	3 米

图 3展示了共轭相乘消除频偏成像仿真结果：

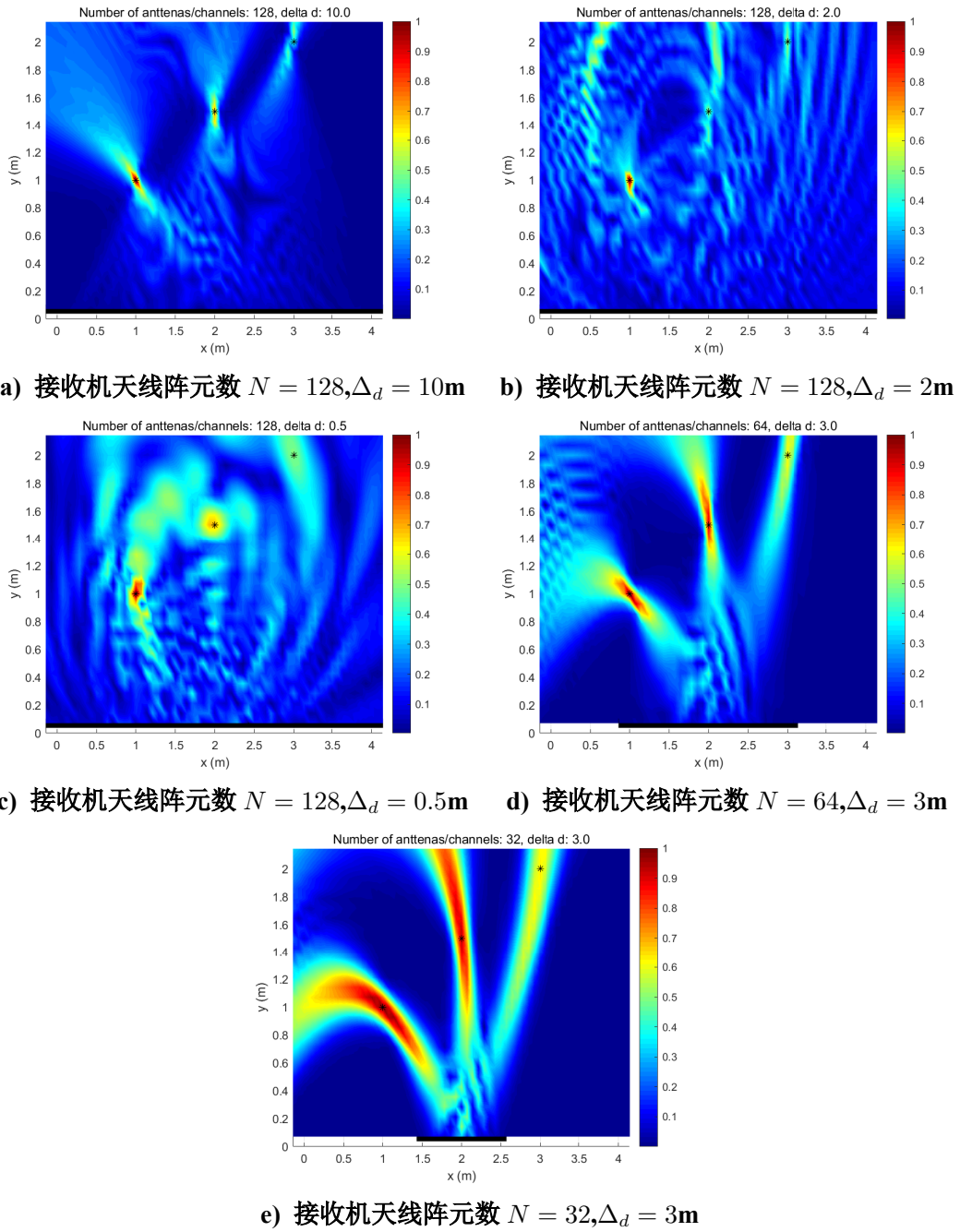


图 3 共轭相乘消除频偏成像结果

图 4展示了结合 PARAFAC 算法与共轭相乘消除频偏成像仿真结果：

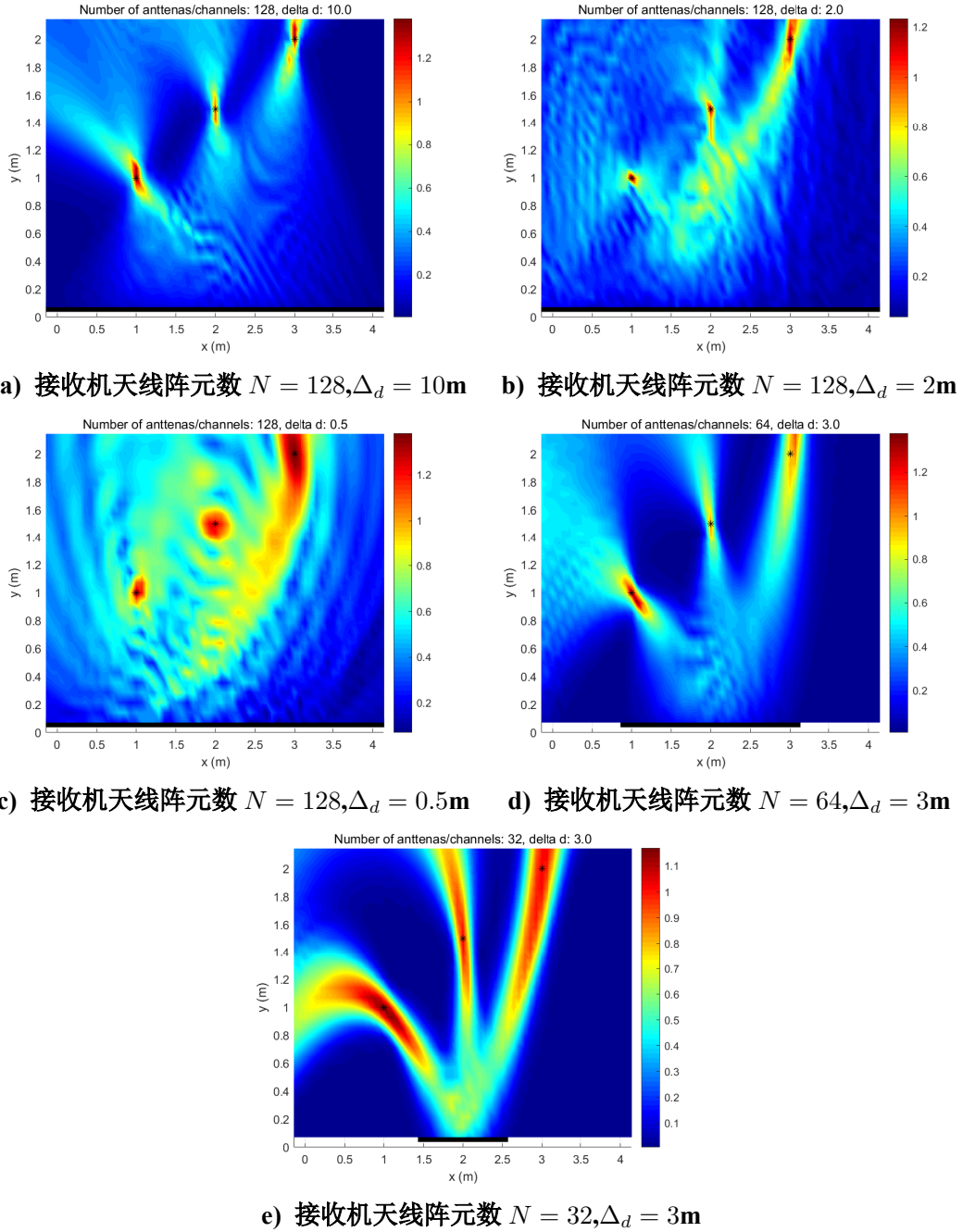


图 4 结合 PARAFAC 算法与共轭相乘消除频偏成像仿真结果

将图 3 与图 4 对比，可以看出结合 PARAFAC 的共轭相乘消除频偏的成像具有更加明显的峰值，但是都需要一个大的天线阵列，以及一个较大的两路天线阵列的间隔。

为了更好的展示成像的差别，根据表 3，我们在接收天线数量 $N = 32$ 的情形下，考虑公式(8), (9)两种频偏模型，对不消除频偏直接成像，不消除频偏并利用 PARAFAC 算法增强峰值直接成像，共轭相乘消除频偏成像，结合 CSI 共轭相乘和 PARAFAC 算法消除频偏等四种成像进行了对比，见图 5。可以看出，自发自收与情形二的仿真结果一致，说明如果我们有一个足够长的天线阵列，则不需要频偏消除。PARAFAC 算

法可以有效增强峰值，但目前情形一仍然不能太好的处理频偏。

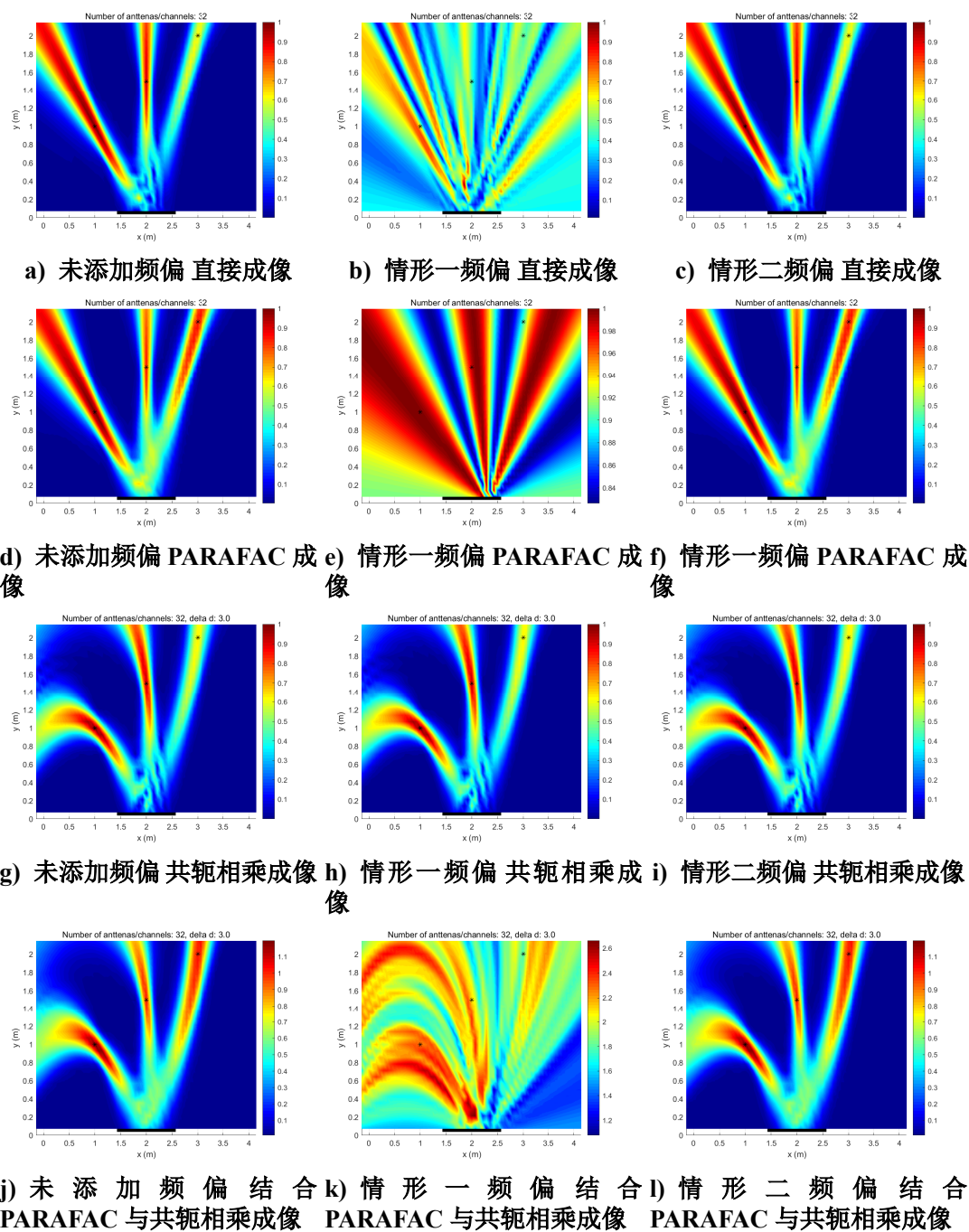


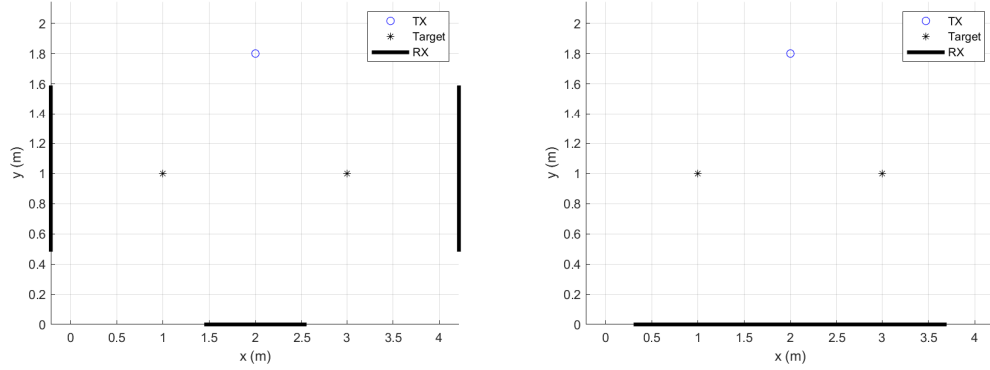
图 5 成像各种情况对比

4. 应用前景：分布式成像

4.1 分布式成像仿真结果对比

针对于前文的成像需要一个大的接收机阵列以及较大的两路接收机间距以消除频偏等问题，利用分布式成像的方式是一个可能的潜在应用场景。这里给出了一个分

布式成像的例子，如图 6所示。需要注意的是，这里对 $N = 96$ 的接收阵列成像情形以及三个 $N = 32$ 的接收阵列分布式成像的结果进行了对比，并且这里的成像结果考虑了对信源（发射机）的成像。



a) 3 个 $N = 32$ 接收机阵列分布式成像 b) 对比：单个 $N = 96$ 接收机阵列成像

图 6 分布式成像仿真场景

分布式成像添加的频偏与单阵列成像添加的频偏一致 (服从公式 (9))，具体的仿真参数见表 4，仿真结果如图 7所示，可以看出，在理想成像或频偏影响较小的情况下，分布式成像具有和单阵列成像相近或更好的效果。

表 4 分布式成像仿真设置

参数	值
是否考虑对信源（发射机）成像	是（仿真多径设置了 LOS 径）
是否考虑 CSI 频偏的影响	是
考虑频偏的情形	服从公式 (9)
采样频率偏移（SFO）	$\theta_{\text{sfo}} \sim N(0, 100)$ Hz
包检测误差（PDP）	$\theta_{\text{pdd}} \sim N(0, 100)$ Hz
载波频率偏移（CFO）	$\theta_{\text{cfo}} \sim N(0, 1000)$ Hz
成像目标数量（含信源）	3
信源位置	(2米, 1.8米)
成像目标的位置	(1米, 1米), (3米, 1米)
工作频点	4.2GHz
工作带宽	20MHz
子载波数目	256
接收机天线阵元数 N	$3 * 32$
接收机天线阵元间隔	半波长（约 3.57 厘米）
接收机位置	如图 6
两路接收天线的位置差 Δ_d	1 米

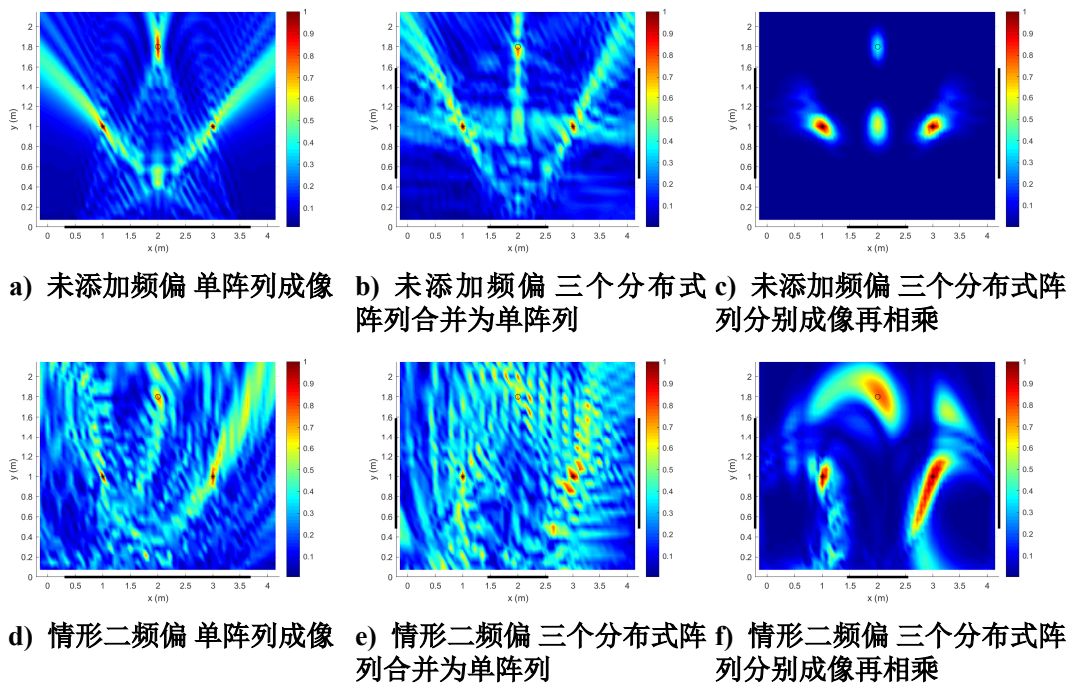


图 7 分布式成像仿真结果

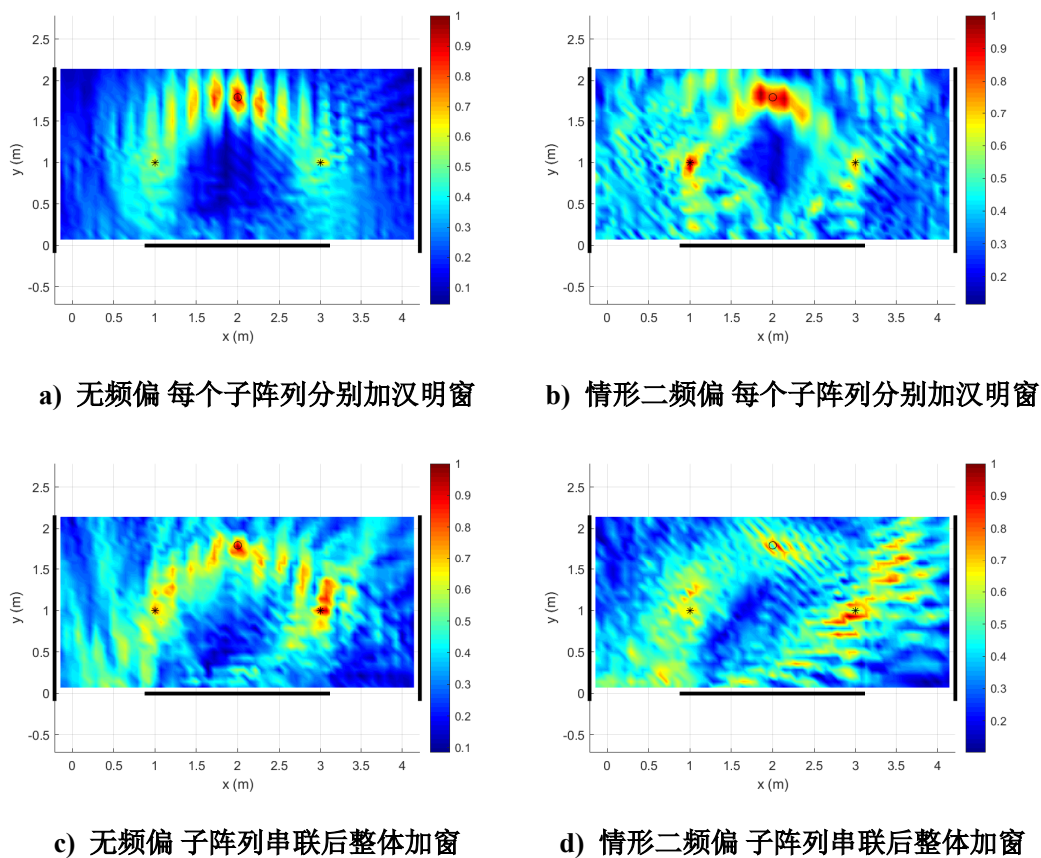


图 8 结合 PARAFAC 算法的分布式成像仿真结果

4.2 结合 PARAFAC 算法的分布式成像仿真结果

结合 PARAFAC 算法与共轭相乘消除频偏的仿真采取 $N = 3 * 64, \delta_d = 0.8$ 米的接收天线阵列，其余参数与表 4 一致。仿真结果如图 8 所示，需要注意的是，这里我们还尝试了子阵列成像结果分别汉明窗以及子阵列联合成像结果加统一的汉明窗对结果的影响，可以看出，子阵列分别加汉明窗具有更好的成像效果。

5. 基于数控导轨的简单实测成像

5.1 实验设置

本文基于 AD9361 软件无线电开发板，以及数控滑轨实现了一个简单的基于 CSI 的成像系统。

- 利用 MATLAB 中的 WLAN toolbox^[17] 产生一段 IEEE 802.11ac^[18] 中的”空数据包”（NDP: Null Data Packet）波形^[19]，再经过 AD9361 平台发送和接收信号。
- 通过数控滑轨搭载接收天线移动，模拟一个巨大的接收天线阵列。（需要注意的是，为了便于自动化的测试，本实验实现了对福誉科技数控轨道^[20] 的简单 MATLAB 驱动。）
- （Channel Sounding）通过 WLAN toolbox 对接收基带信号处理（移除循环前缀、粗/细频偏估计等），再通过发射机发送的 NDP 信号中的长训练序列（L-LTF: Legacy-Long Training Field）信号做信道估计，进而得到 CSI^{[6][19]}。

后续实验设置与仿真设置类似，Wi-Fi 信号工作中心频点为 4.2GHz，带宽为 20MHz，并考虑了是/否对 LOS 径（信源）的成像。

5.2 部分实测场景及实测结果

5.2.1 实验场景一： $N = 32$ 对目标/信源成像

图 9，图 10 分别展示了利用数控轨道模拟的含 32 个阵元的接收机阵列对单个目标，单个信源的成像场景及结果。可以看出，本成像方案可以有效的对目标和信源成像。

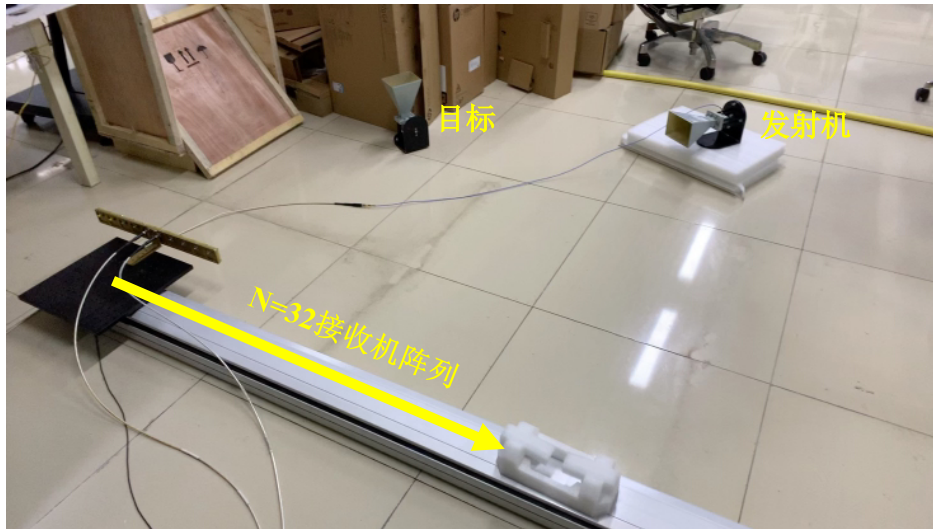


图9 $N = 32$ 实验场景

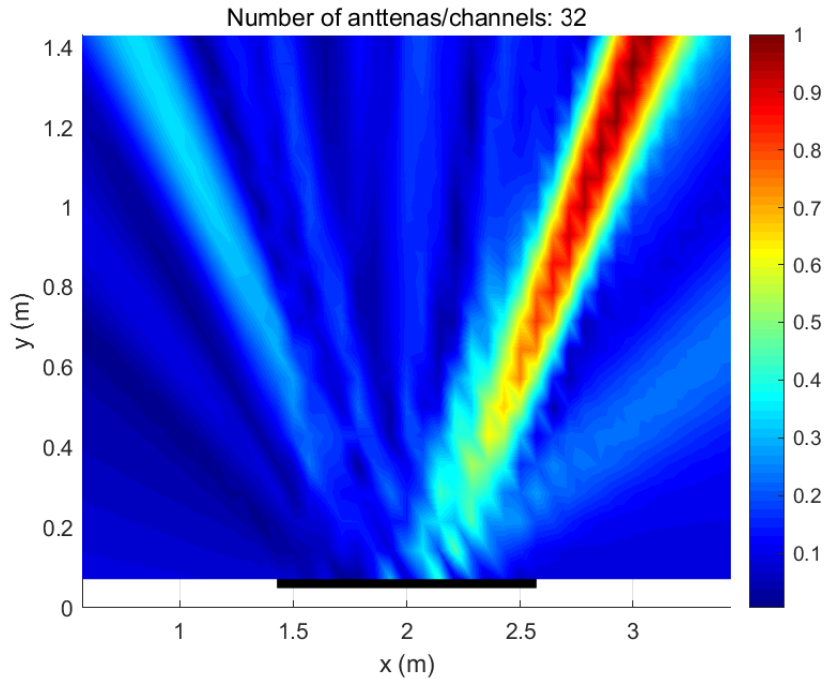


图10 $N = 32$ 对目标/信源成像结果

5.2.2 实验场景二： $N = 64$ 对目标成像

本小节对另一种成像场景进行了实测：不考虑对 LOS 径（信源）成像，而仅仅对目标成像。图 11，图 12 分别展示了利用数控轨道模拟的含 64 个阵元的接收机阵列对单个位于阵列左侧目标的成像场景及结果。而图 13，图 14 分别展示了利用数控轨道模拟的含 64 个阵元的接收机阵列对单个位于阵列右侧目标的成像场景及结果。可以看出，在该场景下，本成像方案同样具有不错的效果。

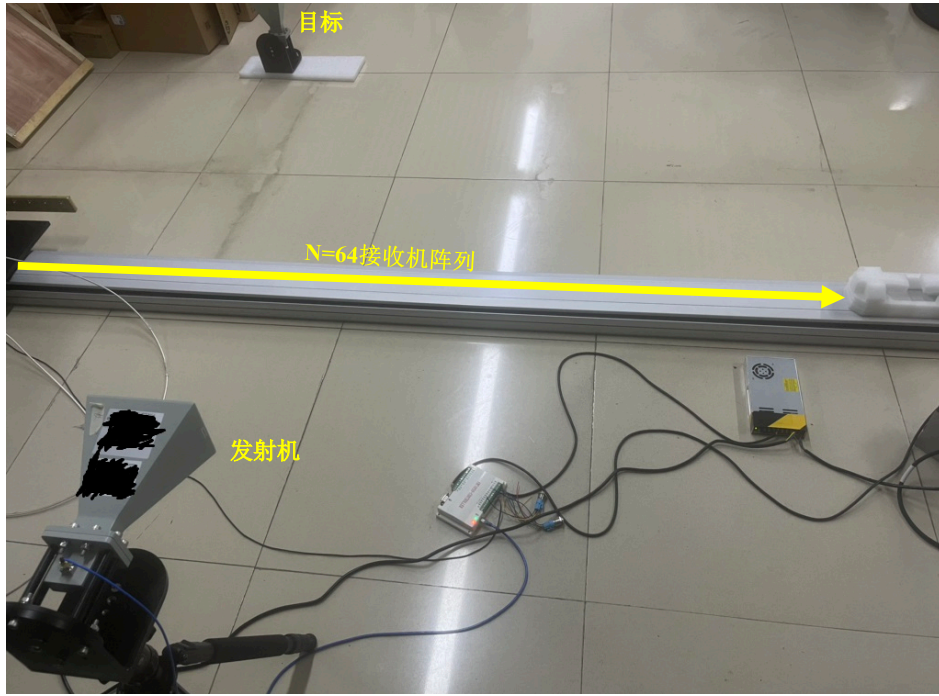


图 11 $N = 64$ 对单目标成像场景（目标位于阵列左侧）

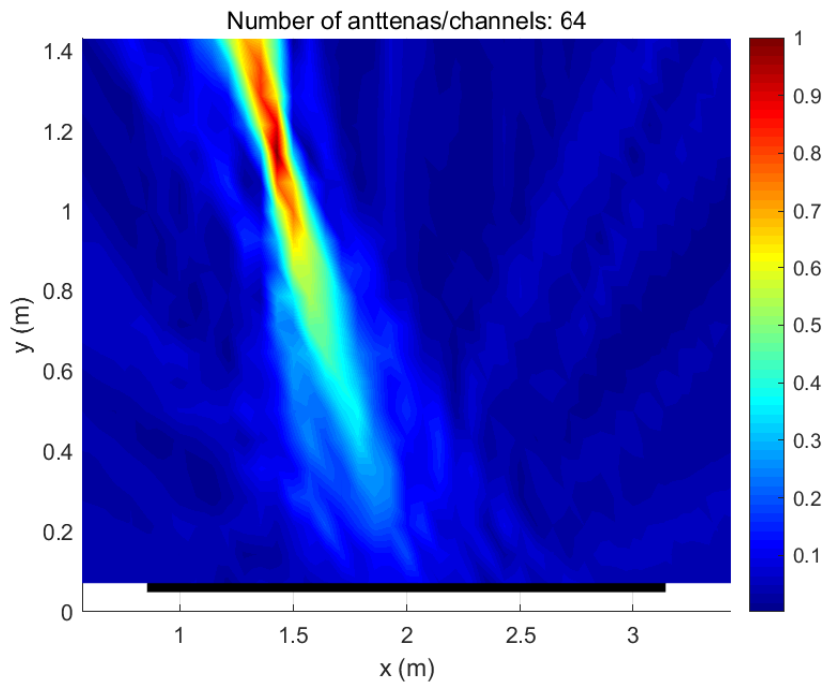


图 12 $N = 64$ 对单目标成像结果（目标位于阵列左侧）

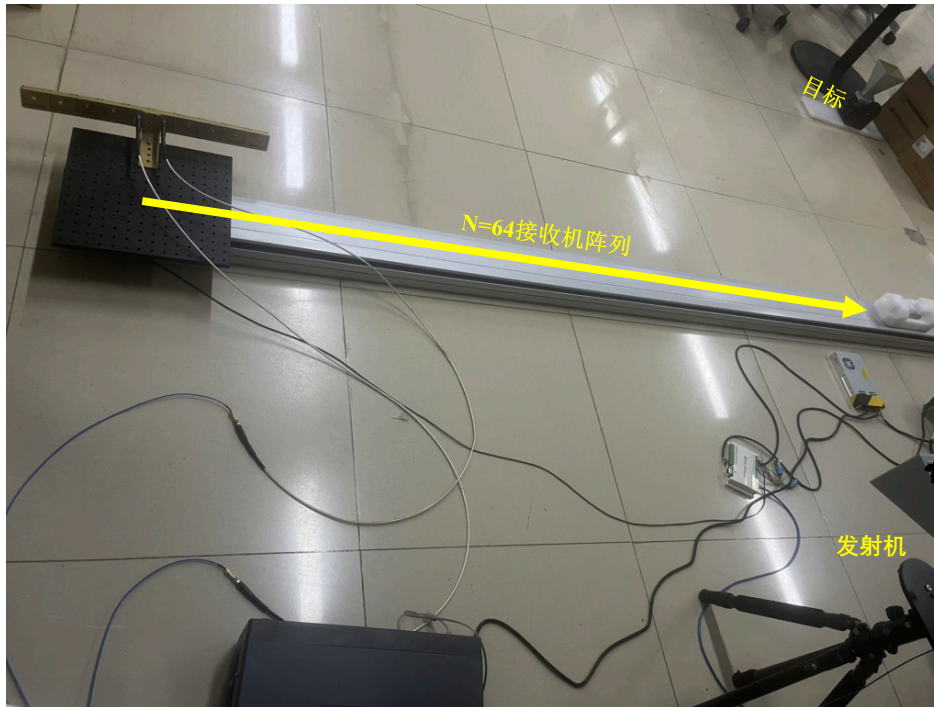


图 13 $N = 64$ 对单目标成像场景（目标位于阵列右侧）

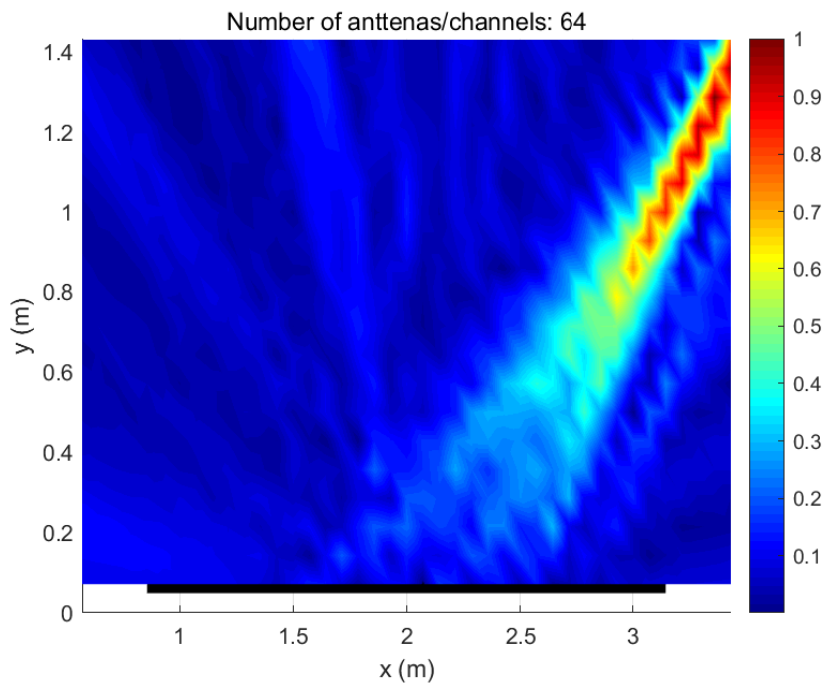


图 14 $N = 64$ 对单目标成像场景（目标位于阵列右侧）

6. 总结

仿真与实测表明，基于 Wi-Fi 的室内近场成像可以有效地实现对室内信源，反射物的探测、定位与成像。

参考文献

- [1] LIU F, CUI Y, MASOUIROS C, et al. Integrated Sensing and Communications: Towards Dual-functional Wireless Networks for 6G and Beyond[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022: 1-1. DOI: 10.1109/JSAC.2022.3156632.
- [2] CLAUDIO D S. 802.11 SENS SG Proposed PAR[EB/OL]. 2020. <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/19/11-19-2103-12-SENS-802-11-sens-sg-proposed-par.docx>.
- [3] ASSAF K. WiFi Sensing Uses Cases[EB/OL]. 2020. <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/20/11-20-1712-02-00bf-wifi-sensing-use-cases.xlsx>.
- [4] YAN J, HU J, SUN L, et al. Full-Coverage Indoor SAR Imaging with a Vehicle-based FMCW Radar System[J]., 2018: 135-137. DOI: 10.1109/MWSYM.2018.8439145.
- [5] TAGLIAFERRI D, RIZZI M, NICOLI M, et al. Navigation-Aided Automotive SAR for High-Resolution Imaging of Driving Environments[J]. IEEE Access, 2021, 9: 35599-35615. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3062084.
- [6] MA Y, ZHOU G, WANG S. WiFi sensing with channel state information: A survey[J]. ACM Computing Surveys (CSUR), 2019, 52(3): 1-36.
- [7] YANG J, WEN C K, JIN S. Hybrid Active and Passive Sensing for SLAM in Wireless Communication Systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022.
- [8] BARNETO C B, RASTORGUEVA-FOI E, KESKIN M F, et al. Millimeter-wave Mobile Sensing and Environment Mapping: Models, Algorithms and Validation[J]. ArXiv preprint arXiv:2102.11593, 2021.
- [9] XIE Y, LI Z, LI M. Precise Power Delay Profiling with Commodity Wi-Fi[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2019, 18(6): 1342-1355. DOI: 10.1109/TMC.2018.2860991.
- [10] ZHANG D, WU D, NIU K, et al. Practical Issues and Challenges in CSI-based Integrated Sensing and Communication[J]. ArXiv preprint arXiv:2204.03535, 2022.
- [11] WU D, ZENG Y, ZHANG F, et al. WiFi CSI-based device-free sensing: from Fresnel zone model to CSI-ratio model[J]. CCF Transactions on Pervasive Computing and Interaction, 2021: 1-15.
- [12] MA Y, ZHOU G, WANG S, et al. SignFi: Sign Language Recognition Using WiFi[J/OL]. Proc. ACM Interact. Mob. Wearable Ubiquitous Technol., 2018, 2(1). <https://doi.org/10.1145/3191755>. DOI: 10.1145/3191755.
- [13] BRO R, SIDIROPOULOS N, GIANNAKIS G. A fast least squares algorithm for separating trilinear mixtures[C]//Int. Workshop Independent Component and Blind Signal Separation Anal. [S.l. : s.n.], 1999: 11-15.

- [14] 张胜男. 基于平行因子分析的阵列参数估计 (硕士学位论文, 南京航空航天大学) [J/OL]., 2008. <https://kns.cnki.net/KCMS/detail/detail.aspx?dbname=CMFD2009&filename=2009054201.nh>.
- [15] KRUSKAL J B. Rank, decomposition, and uniqueness for 3-way and N-way arrays[G] //Multiway data analysis. [S.l. : s.n.], 1989: 7-18.
- [16] SIDIROPOULOS N D. COMFAC: Matlab code for LS fitting of the complex PARAFAC model in 3-D[EB/OL]. <http://www.ece.umn.edu/~nikos/comfac.m>.
- [17] MathWorks. WLAN Toolbox[EB/OL]. <https://www.mathworks.com/help/wlan>.
- [18] ONG E H, KNECKT J, ALANEN O, et al. IEEE 802.11 ac: Enhancements for very high throughput WLANs[C]//2011 IEEE 22nd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. [S.l. : s.n.], 2011: 849-853.
- [19] PERAHIA E, STACEY R. Next generation wireless LANs: 802.11 n and 802.11 ac[M]. [S.l.]: Cambridge university press, 2013.
- [20] <https://www.fuyuautomation.com>.

致谢

本项工作是我在华为技术有限公司无线技术实验室实习时完成，感谢我的学术导师王锐以及公司的同事韩霄、杜瑞对我的指导。当然，也要感谢我的实习生学长谢海亮对我仿真，实验工作无微不至的指引和帮助。