

毫米波多天线的 OTA 测试与波束成形损耗抑制方法

谢 军¹
XIE Jun

摘 要

毫米波多天线系统中,存在通道误差、天线互耦、校准偏差等因素导致传统波束成形方法难以实现高精度波束指向与稳定的成形增益,进而导致系统吞吐量下降和链路可靠性降低。为此,文章提出一种基于多探头天线阵列的 OTA 测试平台与综合波束成形优化方法。针对通道误差与互耦效应,构建了以多探头天线阵列为核心,结合高屏蔽效能电磁环境、同步功率检测模块及专用分析软件的 OTA 测试系统,可模拟真实信道并支持多维波束扫描,实现对波束性能的准确量化。为克服传统方法在复杂场景下波束失准的缺陷,提出基于码本分解的逐对波束搜索算法,通过动态调整码本索引显著提升波束对准精度与成形增益。引入自适应波束训练与空间滤波理论,推导出最优波束配置与干扰抑制参数,结合误差补偿与干扰分离机制有效校正信道响应、抑制互耦影响并分离共道干扰,最终实现高精度波束指向与稳定成形增益,提升系统吞吐量与链路可靠性。实例应用证明,所提方法在高干扰(INR=20 dB)工况下,平均波束成形增益提升至 18.6 dB,波束指向误差降低至 0.3° 以下,验证了该方法在解决毫米波多天线系统核心难点方面的有效性与鲁棒性。

关键词

毫米波多天线;测试;损耗;波束;OTA

doi: 10.3969/j.issn.1672-9528.2026.05.017

0 引言

毫米波凭借其独特优势已成为 5G 及未来移动通信系统的核心技术。其高频段特性可提供丰富的频谱资源,结合空分复用与正交极化技术,能够显著提升系统容量,满足高速宽带流媒体业务的传输需求^[1-7]。然而,毫米波多天线系统的性能在很大程度上依赖于波束成形的精度。实际系统中,波束成形过程易受信道幅相误差、天线互耦效应与定标偏差等因素影响,导致波束指向偏移、副瓣电平上升、成形增益下降,从而制约系统整体性能^[8-10]。因此,研究有效的波束成形损耗抑制方法对发挥毫米波多天线技术潜力具有重要意义。

在性能评估方面,毫米波多天线设备主要依赖空中下载测试手段。由于毫米波频段多采用一体化天线阵列设计,缺乏射频电缆接口,传统传导测试方法已无法满足需求。为此,需建立基于无线信道的室内仿真测试环境,以实现对抗线、射频链路等系统整体性能的综合评估。然而,多天线波束成形的特性也为 OTA 测试带来新的技术挑战。针对上述问题,本文围绕毫米波多天线系统的 OTA 测试方法与波束成形损耗抑制技术展开深入研究。

1 毫米波多天线 OTA 测试系统构成与原理

针对毫米波多天线系统测试需求,构建了以多探头天线阵列为核心的 OTA 测试平台,该平台包含高屏蔽效能电磁环境、同步功率检测模块及专用分析软件,可模拟真实信道并支持多维波束扫描,实现对波束性能的精确量化。

由于毫米波多天线的高频特点和集成化的天线设计,传统的导电检测手段已无法满足要求,因此需要对毫米波多天线进行空端(OTA)测试^[3]。该方法通过模拟电磁屏蔽环境下的实际信道状况,对天线阵列及射频链路综合性能进行综合评价,图 1 为毫米波多天线的 OTA 测试组成。

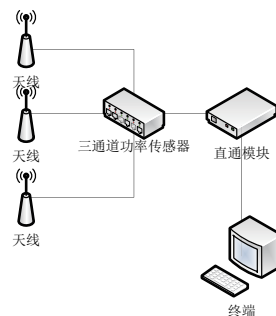


图 1 毫米波多天线的 OTA 测试组成

R & SNRPM-A81 是目前使用最多的一种功率检测方法,它的核心部件有: 1/2/3 的功率检测模块 R & SNRPM3, 电源

1. 联想移动通信进出口(武汉)有限公司 湖北武汉 430000

监测软件 R&S 电源查看器 Plus, 带有滤波器的直通模块 R & SNRPM-ZD3^[4]。NRPM-A81 天线工作于 22~81 GHz 频段, 采用二极管探测器, 在不增加射频线路的情况下, 直接测量天线的辐射性能, 并且在工厂中就已经进行了增益补偿标定, 大大减少了试验的不确定度。

NRPM3 传感模块可以对三个方向的天线信号进行同步处理, 并与 PC 机的 USB 接口相连。Power Viewer Plus 可以实现对 12 个天线模组的功率实时显示和记录, 可以满足多个天线平行测试的需要^[5]。ZD3 穿通组件主要是对多路天线进行合成, 并从屏蔽盒中引出, 降低了外界的干扰。以 R & STS7124 为例, 对 6 GHz 以内的屏蔽能力达到 80 dB 以上, 67 GHz 以内达到 65 dB 以上, 并具有可调节性, 可以实现 6 个 NRPM-A81 组件的灵活配置, 满足二维、三维波束赋形功能测试需求。

在机载测试中, 对于波束形成效果的评价, 在二维波束成形测试中, 将若干根 NRPM-A81 天线按照一定的间距水平排列, 并对其进行测量。波束主瓣指向某一探测器时, 其接收功率显著高于其他方向, 这就证明了光束的指向精度。三维测试需要在纵向上增设探头阵列, 利用软件监测各探针的能量分布, 并与束流控制命令相结合, 完成对空间束扫描特性的全面表征^[6]。为了保证测试的可靠性, OTA 的检测除了要注意功率的绝对准确度外, 还要考虑多路径效应、偏振匹配和探针标定。

2 基于码本分解的逐对波束搜索与复杂度抑制

在毫米波多天线系统中, 高效的波束搜索是保障链路性能的关键。传统全局搜索方法虽能寻得全局最优波束, 但其计算复杂度随阵列规模呈指数级增长, 难以满足实时通信需求^[7]。本文采用的基于码本分解的逐对波束搜索算法, 将复杂的全局最优问题分解为多个顺序执行的子问题, 通过逐对完成天线阵间的波束匹配来逼近全局最优解, 从而实现高效的波束对准。该方法在构建的测试平台上通过分步实现对多个天线阵的波束匹配^[8]。

第一步是对发射与接收天线阵的最佳波束方向进行搜索, 其选取标准可以表达为:

$$\{(c', d')\} = \arg \max_{\substack{i \in I \\ j \in J}} \eta(\mathbf{H}(i, j)) \quad (1)$$

式中: c' 和 d' 分别为发送和接收阵列的最优码字索引; I 和 J 为码本索引集合; $\mathbf{H}(i, j)$ 为信道响应矩阵; $\eta(\mathbf{H}(i, j))$ 为性能度量函数, 如接收信噪比或信道容量。

第二步在固定的已经匹配的波束基础上, 搜索下一对天线阵列的最优波束, 其表达式为:

$$\{(m', n')\} = \arg \max_{\substack{p \in P \\ q \in Q}} \mu(\mathbf{G}(p, q)) \quad (2)$$

式中: $\mathbf{G}(p, q)$ 为 2×2 信道子矩阵; $\mu(\mathbf{G}(p, q))$ 为度量函数。以此类推, 直至所有天线对匹配完成。

上述操作的总计算次数为:

$$T = \sum_{n=0}^{N-1} (N_{tx} - n)(N_{rx} - n) \quad (3)$$

式中: T 为总计算次数; N 为天线对数; N_{tx} 为发送码本大小; N_{rx} 为接收码本大小。

通过与全局搜索的对比可见, 此算法能显著降低计算复杂度, 其根本优势在于以可承受的代价快速收敛到理论上的高性能波束。同时, 为应对实际信道中的时变与用户运动特性, 该算法可根据用户位置及信道变化, 对码本索引进行动态调整, 进一步维持快速搜索能力并降低查询代价^[9]。

3 基于码本量化与分级扫描的波束训练方法

毫米波多天线系统的性能在很大程度上受限于波束成形的精度与效率。为克服传统波束成形方法在复杂信道环境下存在的实现复杂度高、对准精度不足等问题, 采用基于码本量化与分级扫描的波束训练方法, 通过结构化的搜索流程, 引导系统快速锁定并收敛至理论上的最优波束配置。

在波束成形的初始链路建立阶段, 通过波束训练可有效抑制波束成形损耗。通过发送和接收端交互训练帧, 确定最优的波束配置。IEEE 802.11ad 和 802.15.3c 均定义了详细的波束训练机制, 其中, IEEE 802.15.3c 的码本设计针对半波长间距的相位可控阵列^[10]。假设码本的矩阵为 $\mathbf{W}$, 其维度可表示为 $M \times K$, 其中, M 表示阵元数, K 表示波束模式数。对于码本中元素的定义为:

$$W(m, k) = \exp \left(j \cdot \frac{2\pi}{P} \cdot \text{fix} \left(\frac{m \cdot k}{M} \right) \right) \quad (4)$$

式中: P 表示相位量化级数 (通常为 4); $\text{fix} \left(\frac{m \cdot k}{M} \right)$ 表示向下取整函数。该码本定义限制了移相器仅需实现 0° 、 90° 、 180° 和 270° 四种相位。通过这一设计简化硬件。

802.11 ad 的波束训练主要分为扇区域扫描 (SLS) 和波束优化 (BRP) 两个部分。在 SLS 中, 采用扇区扫描和信标两种方式来实现对目标的粗搜索, 在发送端遍历所有预先定义的波束图案, 而接收方则通过对各个模态的信号强度进行检测, 得到最佳的性能指标^[11]。在此基础上, 采用基于波束优化的框架, 对光束的定向进行微调, 提高对齐的准确性。整个训练过程包含大量的帧间切换, 确保了系统能够在不进行穷举搜索的前提下, 高效地完成对理论最优波束的查找, 实现了训练开销与系统性能之间的良好权衡。

4 基于误差补偿与干扰分离的波束成形损耗抑制

在大规模阵列中, 高效的波束搜索与训练方法旨在克服高复杂度问题, 以确定理论最优波束。但其实用性面临一个

主要挑战：硬件误差、天线互耦合信道干扰等现实因素会引发“波束成形损耗”^[12]，导致实际形成的波束性能显著下降。为抑制上述损耗，需通过周期性在线标定获取误差矢量，并采用数字预失真技术实现通道补偿。该方法基于误差补偿与干扰分离协同作用，旨在校正系统非理想特性，抑制干扰，使得实际形成的波束无限逼近理论算法计算出的最优波束，从而提升系统吞吐量和链路可靠性。

天线互耦效应会扭曲波束形状，增加旁瓣电平。在存在共道干扰的多用户场景中，波束成形需兼顾目标信号增强与干扰抑制。结合自适应阵列的基本理论，接收信号可建立下述模型：

$$x(t) = As(t) + v(t)$$
 (5)

式中： A 为方向矩阵； $s(t)$ 为信号矢量； $v(t)$ 包含噪声和干扰。空间滤波器组的设计应满足 $W^H A = I$ ，这一公式表明完全分离用户信号。其可表示为：

$$W = ((A^H A)^{-1} A^H)^H$$
 (6)

通过上述滤波器的设计，有效抑制共道干扰，达到提升信干噪比的效果。

5 实例应用分析

5.1 应用环境

为验证本文提出的波束成形损耗抑制方法的有效性，选取典型的毫米波通信系统运行环境作为测试环境。该环境工作频段为 28 GHz，采用 16 阵元的均匀平面阵列（UPA），阵元间距为半波长，其长度约为 5.34 mm。选择在 R&S TS7124 电磁屏蔽箱内进行测试，箱内的屏蔽效能可达到 68 dB 及以上。被测设备（DUT）选择支持 5G NR 毫米波的终端，其发射功率为 23 dBm，可支持基于码本的波束成形功能。图 2 为应用环境示意图。

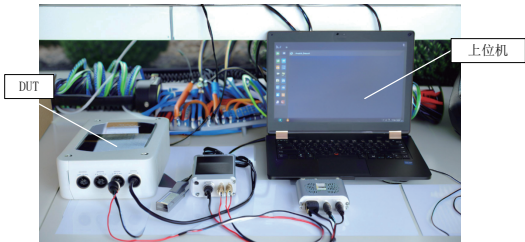


图 2 应用环境示意图

测试环境中共设置 6 根 R & SNRPM-A81 探针天线，4 根等距排列（0°~360°），2 根竖直排列（-30°~30°），构建简易三维实验场景。通过 R & SNRPM-ZD3 贯穿模组与 R & SNRPM3 型电源传感器相连，采用 R&S 电源查看器 Plus 软件对其进行实时监测。该通道模拟的是一种具有多用途传输特性的室内办公环境，其时延最大可达 120 ns，多普勒频移可达 5 Hz，可用于模拟低速率运动环境。表 1 给出了该应用

环境的主要参数配置。

表 1 应用环境主要参数配置

参数类别	参数名称	参数值
系统参数	工作频率	28 GHz
	阵列类型	16 阵元 UPA
	阵元间距	$\lambda/2$
	发射功率	23 dBm
测试环境	屏蔽效能	>68 dB
	多径时延扩展	120 ns
	多普勒频移	5 Hz

在测试过程中，信号调制方式采用 256-QAM，能够满足 5G eMBB 业务要求。在该环境中能够有效检验波束成型在存在同频干扰和多径效应下的性能表现。

5.2 参数配置

在测试过程中，设定三种不同的信噪比和干扰场景，分别为：场景 A：低信噪比（SNR = 10 dB）、低干扰（INR = 10 dB）；场景 B：中信噪比（SNR = 15 dB）、中干扰（INR = 15 dB）；场景 C：高信噪比（SNR = 20 dB）、高干扰（INR = 20 dB）。表 2 为详细参数配置表。

表 2 详细参数配置表

参数类型	参数项	参数值
波形参数	子载波间隔	120 kHz
	时隙结构	14 符号 / 时隙 (2BRS+12 数据)
	调制方式	256-QAM
	编码速率	3/4 LDPC
	码本大小	64 模式
波束成形参数	波束覆盖范围	方位 0°~360° 俯仰 -30°~+30°
	搜索精度	1°

在完成对参数的详细配置后，在上述每种场景中分别进行 100 次独立测试，统计波束成形系统的性能指标。

5.3 抑制效果分析

为验证本文方法的抑制效果，对比上述三种场景下，抑制方法应用前后波达方向，将得到的测试结果绘制成如图 3~5 所示。

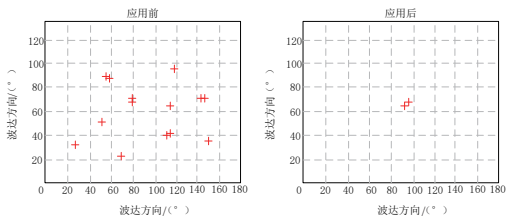


图 3 场景 A 抑制前后波达方向对比

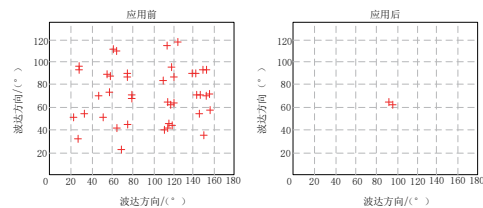


图4 场景B抑制前后波达方向对比

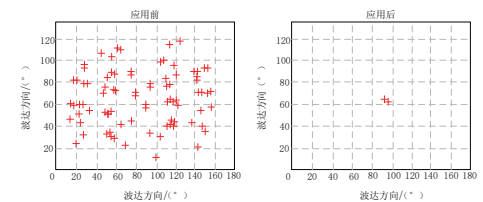


图5 场景C抑制前后波达方向对比

综合图3~5可知，在三种不同信噪比与干扰强度场景下，应用本文方法后，波达方向分布均明显收敛，波束主瓣更加尖锐，能量集中度显著提升，表明所提方法在不同信道条件下均能有效改善波束成形性能，提升系统指向精度与抗干扰能力。

在此基础上，将平均波束成形增益、波束指向误差作为指标，分析波束成形损耗抑制效果，如表3所示。

表3 损耗抑制效果对比表

场景	性能指标	应用前	应用后
场景A	平均波束成形增益（dB）	14.2	18.5
	波束指向误差（°）	3.6	0.3
场景B	平均波束成形增益（dB）	12.5	18.6
	波束指向误差（°）	4.5	0.2
场景C	平均波束成形增益（dB）	10.6	18.4
	波束指向误差（°）	5.9	0.3

根据表3数据，在场景A条件下，应用本文方法后，平均波束成形增益由14.2 dB提升至18.5 dB，波束指向误差由3.6°降低至0.3°。在场景B中，平均波束成形增益从12.5 dB提升至18.6 dB，波束指向误差由4.5°减小至0.2°。在场景C条件下，平均波束成形增益由10.6 dB提升至18.4 dB，波束指向误差由5.9°降低至0.3°。上述结果验证了所提方法在提升波束成形增益与改善波束指向精度方面的有效性，表明该方法在不同信道条件下均能实现稳定可靠的性能提升。

6 结语

本文针对毫米波多天线系统中由通道误差、天线互耦、校准偏差及信道估计误差等因素引起的波束成形损耗问题，开展了系统的OTA测试与波束成形优化方法研究，实验结果表明，在多种信噪比与干扰强度场景下，所提方法可使平均波束成形增益提升至18.4~18.6 dB，波束指向误差控制在0.3°以内，验证了该方法在不同信道条件下均具有良好的鲁棒性

与工程适用性。本研究为解决毫米波多天线系统中波束成形损耗与测试精度不足的问题提供了完整的技术路径与理论支撑，对推动5G-Advanced及未来6G系统中高频段通信技术的实际部署具有参考价值。后续工作将聚焦于更复杂移动场景下的实时波束跟踪与动态优化机制，进一步提升系统在高速移动环境中的性能极限。

参考文献：

[1] 肖利强, 刘一凡. 基于压缩感知的波束选择算法研究 [J]. 河南科技大学学报 (自然科学版), 2023, 44(1):54-59.

[2] 严军荣, 江沛莲, 李沛. 一种基于有限内存拟牛顿法的混合波束成形算法 [J]. 电子与信息学报, 2024, 46(6):2542-2548.

[3] 周围, 廖先平, 黎婧怡, 等. 智能反射面辅助的毫米波系统混合波束赋形设计 [J]. 小型微型计算机系统, 2024, 45(8): 1987-1992.

[4] 任红, 张若愚, 陈光毅, 等. 毫米波 MIMO 通信感知一体化联合波束成形设计 [J]. 微波学报, 2023, 39(S1):1-4.

[5] 李辉, 邬婷婷. 混合 IRS 辅助大规模 MISO 中基于显性信道估计的联合波束成形设计 [J]. 计算机应用研究, 2023, 40(11): 3388-3393.

[6] 洪伟, 徐俊, 陈继新, 等. 面向 6G 的最优和次优毫米波大规模波束成形阵列架构 [J]. 电子与信息学报, 2025, 47(8): 2405-2415.

[7] 李晓辉, 李欢洋, 吕思婷, 等. 毫米波通感一体化中的混合波束赋形算法 [J]. 系统工程与电子技术, 2023, 45(5):1512-1517.

[8] 马露洁, 梁彦, 李飞. 基于级联角度的 AIRS 辅助大规模 MIMO 系统波束跟踪方案 [J]. 系统工程与电子技术, 2024, 46(7):2515-2524.

[9] 何艺, 仲伟志, 万诗晴, 等. 智能反射面辅助的 MU-MISO 车联网毫米波通信联合波束赋形 [J]. 信号处理, 2024, 40(2): 336-344.

[10] 戈忠义, 岳殿武, 李光辉, 等. 智能反射面辅助的毫米波 MIMO 系统波束成形设计 [J]. 电讯技术, 2023, 63(1):7-13.

【作者简介】

谢军（1982—），男，湖北武汉人，本科，研究方向：通信测试开发。

（收稿日期：2025-09-29 修回日期：2026-05-08）