

doi:10.13682/j.issn.2095-6533.2025.06.005

# 一种基于 5G NR DMRS 的圆极化天线方向图的测试方法

赵路, 曹进, 谭宗英, 李永国

(中兴通讯股份有限公司, 陕西 西安 710000)

**摘要:** 针对天线方向图测试中单音激励源难以准确评估非地面网络 (Non-Terrestrial Network, NTN) 圆极化天线的宽带性能以及测试效率低的问题, 提出一种基于 5G 新空口 (New Radio, NR) 解调参考信号 (Demodulation Reference Signal, DMRS) 的宽带激励源方向图测试方法。利用 5G NR 业务信道中不同端口间 DMRS 信号的正交性, 设计了最优正交性 DMRS 的参考信号和激励信号, 实现对圆极化天线在不同指向下幅度和相位的高精度测量, 并利用正交线极化转换合成天线方向图。试验结果表明, 该方法适用于 NTN 系统圆极化天线的宽带性能评估, 并显著提升测试效率。

**关键词:** 5G 新空口; 非地面网络; 圆极化天线; 解调参考信号; 方向图测试

**中图分类号:** TN915.65; TN98

**文献标志码:** A

**文章编号:** 2095-6533(2025)06-0040-09

## A measurement method for circularly polarized antenna patterns based on 5G NR DMRS

ZHAO Lu, CAO Jin, TAN Zongying, LI Yongguo

(ZTE Corporation, Xi'an 710000, China)

**Abstract:** Aiming at the problems that single-tone excitation sources in antenna pattern testing have difficulty in accurately evaluating the broadband performance of circularly polarized antennas in non-terrestrial networks (NTN), as well as its low efficiency, a broadband excitation source pattern measurement method based on the 5G new radio (NR) demodulation reference signals (demodulation reference signal, DMRS) is proposed. By leveraging the orthogonality of DMRS signals across different ports in the 5G NR service channel, optimal orthogonal DMRS reference signals and excitation signals are designed, enabling high-precision measurement of amplitude and phase across various antenna pointing angles. The antenna radiation pattern is then synthesized with the orthogonal linearly polarized components. Experimental results demonstrate that the proposed method is well-suited for evaluating the broadband performance of circularly polarized antennas in NTN systems, while significantly improves the testing efficiency.

**Keywords:** 5G new radio; non-terrestrial networks; circularly polarized antennas; demodulation reference signal; pattern measurement

收稿日期: 2025-07-09

基金项目: 科学技术部国家重点研发计划课题(2022YFB3404600)

通信作者: 曹进, cao.jin@zte.com.cn

引文格式: 赵路, 曹进, 谭宗英, 等. 一种基于 5G NR DMRS 的圆极化天线方向图的测试方法[J]. 西安邮电大学学报, 2025, 30(6): 40-48.

ZHAO L, CAO J, TAN Z Y, et al. A measurement method for circularly polarized antenna patterns based on 5G NR DMRS[J]. Journal of Xi'an University of Posts and Telecommunications, 2025, 30(6): 40-48.

随着 3GPP 协议正式发布针对非地面网络 (Non-Terrestrial Network, NTN) 的卫星通信系统标准规范,5G 新空口 (New Radio, NR) 技术已逐步应用于卫星通信系统中<sup>[1-3]</sup>,标志着地面与空间通信网络融合进入实质性发展阶段。该技术突破了传统地面网络的覆盖限制,为偏远地区、海上及空中等复杂场景提供了连续、可靠的宽带连接能力。与地面移动通信网络不同,NTN 卫星通信网络面临传播距离远、信道时变性强及环境干扰复杂等挑战。为提升通信链路稳定性,NTN 卫星通信系统普遍采用圆极化天线<sup>[4-7]</sup>,其在传播过程中可有效抑制雨雪衰减与电离层扰动引起的极化失真,从而保障复杂环境下的通信质量。

在卫星通信系统中,天线方向图是评估其辐射性能的关键参数。已有研究表明,圆极化波等效为两个同频正交线极化波的合成结果<sup>[8-11]</sup>。文献 [12-14] 对基于正交线极化幅度与相位合成进行了深入研究,验证了该方法在圆极化天线方向图测试上的有效性。圆极化天线方向图的测试关键在于两个正交线极化分量的幅度与相位信息的精确获取。在这种圆极化天线方向图中激励源是单音信号,通常采用矢量网络分析仪采集不同频点的幅度与相位信息<sup>[15-17]</sup>。然而,随着 NTN 卫星通信系统的信号带宽显著提升 (3GPP R17 定义为 5 MHz 至 50 MHz),通信质量对天线的幅度一致性、频率响应平坦度等指标有更高的要求。当前的单音信号激励方法,一方面难以全面反映宽带信号环境下天线的实际性能,测试结果的代表性和准确性受限,另一方面测试过程需要测试大量的频点,方向图测试效率较低。因此在圆极化天线测试中,设计 5G NR 宽带信号作为激励源,有望成为解决该问题的重要研究方向,采用宽带信号可一次性激励设备的整个工作频段,大幅减少测试时间,提高测试效率。

以 5G NR 宽带信号作为激励源时,幅度信息可通过功率检测直接获取,而相位信息的测量通常依赖于将待测信号与同频参考信号进行比对。为确保相位测量的准确性与稳定性,参考信号与激励信号需具备相同的时钟源。然而,在 NTN 卫星通信天线测试场景中,5G NR 宽带信号由卫星通信设备发射,接收端则需依赖测试仪表进行信号解调,二者之间难以实现严格的时钟同步。即使采用常规的外部时钟同步方法,参考信号与接收信号之间由于使用不同时钟源仍存在不可忽略的相位偏差,导致相位信息难以准确提取。文献 [18-20] 指出,5G NR 中的解调参考信号 (Demodulation Reference

Signal, DMRS) 主要用于信道估计与相干解调,以确保接收端能够准确恢复用户数据。DMRS 支持多端口配置,各端口在时域上占据相同的位置<sup>[21-22]</sup>,并在频域上通过正交序列实现复用,从而保证彼此之间的低相关性与良好的信道独立性。由于这些 DMRS 端口共享相同的时频资源,并由同一发射端生成,它们在时间对齐和相位关系上具有高度一致性。这为深入研究各端口之间的时间差与相位关联性提供了理论基础。

基于上述 DMRS 端口间固有的时相一致性技术,首次尝试将其引入圆极化天线方向图测试中,旨在解决传统方法在相位测量精度方面的局限性。提出一种基于 5G NR DMRS 的 NTN 圆极化天线方向图测试方法,利用 DMRS 的正交性,将一个 DMRS 端口作为参考信号,通过频谱仪准确提取含另一 DMRS 端口的激励信号的相位信息。进一步通过两个正交线极化分量的幅度与相位合成,最终实现圆极化的方向图测量。经实验验证,该方法具备较高的准确性和实用性,为 NTN 卫星通信系统中圆极化天线测试提供了一种新的技术路径。

## 1 卫星通信系统天线测试

随着 5G NR 技术在卫星通信基站中的应用,为提高测试结果的准确性,NTN 圆极化天线的方向图测试需在宽带信号条件下进行。圆极化天线的幅度信息可通过功率测量得到,但相位信息的测试在现有 5G NR 地面通信基站中尚无成熟的解决方案。因此,NTN 圆极化天线方向图测试亟需一种在宽带信号条件下具备高精度与高可靠性的相位信息测试方法,以支撑其在 5G NR 卫星通信系统中的高效部署与性能评估。

为应对上述挑战,可利用系统中已有的高精度参考信号资源,实现对宽带信号条件下相位信息的可靠提取与校准。在 5G NR 系统中,DMRS 具有与业务信道共时频、低时延、高相关性的特点,能够有效反映信道相位特性。因此,基于 DMRS 的相位估计与校正机制,有望为 NTN 圆极化天线方向图测试中相位信息的精确获取提供一种可行且高效的解决方案。

### 1.1 正交线极化合成圆极化基本原理

两个不同方向的线极化波可以合成圆极化波,文献 [23-25] 做了详细的介绍。假设有沿正  $z$  方向传播的两个线极化波, $E_x$  极化方向为正  $x$  方向, $E_y$  极化方向为正  $y$  方向,那么

$$\mathbf{E}_x = E_{x,m} \cos(\omega t - \beta z + \varphi_1) \mathbf{x} \quad (1)$$

$$\mathbf{E}_y = E_{y,m} \cos(\omega t - \beta z + \varphi_2) \mathbf{y} \quad (2)$$

式中： $E_{x,m}, E_{y,m}$  为常数，是极化波  $\mathbf{E}_x$  和  $\mathbf{E}_y$  的振幅值； $\varphi_1, \varphi_2$  是极化波  $\mathbf{E}_x$  和  $\mathbf{E}_y$  的初始相位； $\beta$  是波数。

在  $z=0$  时刻，当幅度不相等且相位差为任意值时，极化波  $\mathbf{E}_x$  和  $\mathbf{E}_y$  的矢量电场为

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_x + \mathbf{E}_y \quad (3)$$

振幅和端点轨迹与  $x$  轴夹角分别为

$$E_m = \sqrt{E_{x,m}^2 \cos^2(\omega t + \varphi_1) + E_{y,m}^2 \cos^2(\omega t + \varphi_2)} \quad (4)$$

$$\alpha = \arctan\left(\frac{E_{y,m} \cos(\omega t + \varphi_2)}{E_{x,m} \cos(\omega t + \varphi_1)}\right) \quad (5)$$

式中： $E_m$  是  $\mathbf{E}$  的振幅； $\alpha$  是  $\mathbf{E}$  的端点轨迹与  $x$  轴夹角。从式(4)和式(5)可以看出，合成矢量电场  $\mathbf{E}$  的幅度与夹角都是随时间变化的，且合成矢量电场末端的轨迹是一个倾斜的椭圆，因此称为椭圆极化波。简单证明一下，假设  $\varphi_1 - \varphi_2 = 90^\circ, E_{x,m} \neq E_{y,m}$ ，则有

$$\mathbf{E}_x = E_{x,m} \cos(\omega t + \varphi_1) \quad (6)$$

$$\mathbf{E}_y = -E_{y,m} \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (7)$$

那么

$$\left(\frac{\mathbf{E}_x}{E_{x,m}}\right)^2 + \left(\frac{\mathbf{E}_y}{E_{y,m}}\right)^2 = 1 \quad (8)$$

这是一个长轴短轴分别为  $E_{x,m}$  和  $E_{y,m}$  的椭圆方程，图1表示任意两个线极化波均可合成倾斜的椭圆极化波。

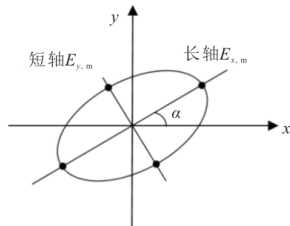


图1 线极化波合成椭圆极化波

椭圆极化波存在两种特殊情况，当  $\varphi_1 = \varphi_2$  时，合成的电场振幅和夹角分别为

$$E_m = \sqrt{E_{x,m}^2 + E_{y,m}^2} \cos(\omega t + \varphi) \quad (9)$$

$$\alpha = \arctan\left(\frac{E_{y,m}}{E_{x,m}}\right) \quad (10)$$

式中： $\alpha$  是  $\mathbf{E}$  的端点轨迹与  $x$  轴夹角，是一个常数，说明合成矢量电场  $\mathbf{E}$  仍为线极化波。同理， $\varphi_1 - \varphi_2 = \pm \pi$  时，仍为线极化波。而当  $E_{x,m} = E_{y,m}$ ，且  $\varphi_1 - \varphi_2 = \pm \frac{\pi}{2}$  时，合成矢量电场的振幅和夹角分别为

$$E_m = \sqrt{E_{x,m}^2 + E_{y,m}^2} = \sqrt{2} E_{x,m} \quad (11)$$

$$\alpha = \tan(\omega t + \varphi_1) \quad (12)$$

式中： $E_m$  表示  $\mathbf{E}$  的大小不随时间变化， $\mathbf{E}$  的端点在一圆周上以角速度  $\omega$  随时间变化，因此称为圆极化波。那么圆极化天线方向图就可以看成两个振幅相同、频率相同的正交线极化波的合成结果。

左右旋圆极化理论计算公式<sup>[26]</sup>分别为

$$\mathbf{E}_{\text{LHCP}} = \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{x}E_x e^{-jkz} - \mathbf{j}yE_y e^{jkz}) \quad (13)$$

$$\mathbf{E}_{\text{RHCP}} = \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{x}E_x e^{-jkz} + \mathbf{j}yE_y e^{jkz}) \quad (14)$$

实际工程中，用水平极化探头获得水平场的功率  $E_h$  和相位  $p_h$ ，设  $E_H = \sqrt{E_h} \cdot e^{-jp_h}$ ；垂直极化探头获得垂直场的功率  $E_v$  和相位  $p_v$ ，设  $E_V = \sqrt{E_v} \cdot e^{-jp_v}$  则有

$$\mathbf{E}_{\text{LHCP}} = \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{x}E_H - \mathbf{j}yE_V) \quad (15)$$

$$\mathbf{E}_{\text{RHCP}} = \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{x}E_H + \mathbf{j}yE_V) \quad (16)$$

通常理想的线极化天线可以做到，但是标准的圆极化天线是非常难做到的，一般的圆极化天线都是椭圆极化天线，工程上判定一个天线是否是圆极化天线，一般用轴比  $L_{ar}$  表示<sup>[27]</sup>，可以由左右旋圆极化方向图计算得到

$$L_{ar} = 20 \lg \left| \frac{|\mathbf{E}_{\text{LHCP}}| + |\mathbf{E}_{\text{RHCP}}|}{|\mathbf{E}_{\text{LHCP}}| - |\mathbf{E}_{\text{RHCP}}|} \right| \quad (17)$$

一般工程上，轴比  $L_{ar} \leq 3$  dB 就认为该天线是圆极化天线。

### 1.2 5G NR DMRS 理论基础

文献[28-30]详细介绍了5G NR DMRS的生成以及资源映射，5G NR业务信道仅支持空分复用的闭环DMRS，又分为配置类型1和2。另外，5G NR的天线端口是逻辑概念，配置类型1和2的DMRS又被分为多个码分复用(Code Division Multiplexing, CDM)组，即将多个DMRS天线端口通过时频域码分复用的方式复用在一组物理资源中。对于配置类型1，最多支持8个DMRS，所对应的端口号为1000~1007。对于配置类型2，最多支持12个DMRS，所对应的端口号为1000~1011。

DMRS用于协助控制信道及业务信道的解码过程，并在通道估计环节充当指导信息。在NR体系下，DMRS是由伪随机序列生成，从而有效减少了频域上的能量波动。

DMRS可以从一个由以下公式<sup>[31]</sup>定义的黄金序列中得到伪随机数  $r(n)$ 。

$$r(n) =$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}}(1-2c(2n)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1-2c(2n+1)) \quad (18)$$

对于  $c(n)$  有以下定义

$$c(n) = (x_1(n+N_c) + x_2(n+N_c)) \pmod{2} \quad (19)$$

$$x_1(n+31) = (x_1(n+3) + x_1(n)) \pmod{2} \quad (20)$$

$$x_2(n+31) = (x_2(n+3) + x_2(n+2) + x_2(n+1) + x_2(n)) \pmod{2} \quad (21)$$

序列  $x_1(n)$  通过  $x_1(0)=1, x_1(n)=0, n=1, 2, \dots, 30$  进行初始化, 序列  $x_2(n)$  通过  $C_{\text{init}}$  初始化,  $C_{\text{init}}$  可以由下式得到

$$C_{\text{init}} = (2^{17}(N_{\text{slot}}^{\text{slot}} n_{s,f}^u + l + 1)(2N_{\text{ID}}^{\bar{n}_{\text{scid}}} + 1) + 2^{17} \left\lfloor \frac{\bar{\lambda}}{2} \right\rfloor + 2N_{\text{ID}}^{\bar{n}_{\text{scid}}} + \bar{n}_{\text{SCID}}^{\bar{\lambda}}) \pmod{2^{31}} \quad (22)$$

式中:  $l$  是一个时隙内正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 符号的索引值, 即 DMRS 在时域上的位置;  $N_{\text{slot}}^{\text{slot}}$  是一个时隙内的 OFDM 符号数;  $n_{s,f}^u$  是一个帧的时隙号。  $N_{\text{ID}}^{\bar{n}_{\text{scid}}}$  的取值情况如下。

1) 当控制信道通过下行控制信息 (Downlink Control Information, DCI) 1\_1 或者 DCI 1\_2 调度业务信道, 并且 DMRS 下行配置信息元表示提取了标识符 (Identifier, ID) 0 和 ID1,  $N_{\text{ID}}^0, N_{\text{ID}}^1$  取值范围为  $\{0, 1, \dots, 65535\}$ 。

2) 如果成功通过 DCI 1\_0 调度业务信道, 且由 DMRS 下行配置信息元表示出 ID0,  $N_{\text{ID}}^0$  取值范围为  $\{0, 1, \dots, 65535\}$ 。

3)  $N_{\text{ID}}^{\bar{n}_{\text{scid}}} = N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 。式中  $\bar{n}_{\text{SCID}}^{\bar{\lambda}}$  和  $\bar{\lambda}$  的取值情况如下, 其中  $\lambda$  是 CDM 组。

$$\bar{n}_{\text{SCID}}^{\bar{\lambda}} = \begin{cases} n_{\text{SCID}}, & \lambda=0 \text{ or } \lambda=2 \\ 1-n_{\text{SCID}}, & \lambda=1 \end{cases} \quad (23)$$

$$\bar{\lambda} = \lambda \quad (24)$$

否则

$$\bar{n}_{\text{SCID}}^{\bar{\lambda}} = n_{\text{SCID}} \quad (25)$$

$$\bar{\lambda} = 0 \quad (26)$$

如果控制信道通过 DCI 1 调度业务信道, 那么  $n_{\text{SCID}} \in \{0, 1\}$  将会由 DCI 1\_1 上的 DMRS 序列初始化字段来指示其他情况。

式(18)中生成的序列  $r(n)$ , 可以将其映射到不同的资源单元 (Resource Element, RE) 上, 映射公式为<sup>[31]</sup>

$$a_{k,i}^{(p,u)} = \beta_{\text{PDSCH}}^{\text{DMRS}} \omega_f(k') \omega_f(l') r(2n+k') \quad (27)$$

$$k = \begin{cases} 4n+2k'+\Delta, & \text{配置类型 1} \\ 6n+k'+\Delta, & \text{配置类型 2} \end{cases} \quad (28)$$

式中:  $\beta_{\text{PDSCH}}^{\text{DMRS}}$  为 PDSCH 的 DMRS 功率控制因子;  $k$  为 DMRS 在频域上的位置;  $p$  为 DMRS 的天线端口号;  $k'$  为 0 或 1;  $l = \bar{l} + l', n=0, 1, \dots$ ; 另外  $\omega_f(k')$ ,  $\omega_f(l')$  的数值是由天线端口值决定的。业务信道的 DMRS 在频域上的带宽与分配给业务信道的带宽相同。但是 DMRS 在时域上的位置与业务信道的映射类型、持续时间、DMRS 符号数等参数有关。

业务信道的映射模式包含了 DMRS 的相对初始位置  $l$  和首个 DMRS 所在的位置  $l_0$  的数据。通过比较 DMRS 下行配置信息元中的最大长度与 DCI 所指向的天线端口信息, 可以得出前置 DMRS 在一个时隙内的符号数量。若最大长度值为 1, 那么前置 DMRS 会占据一个符号; 而当其等于 2 时, 前置 DMRS 的值取决于 DCI 的天线端口部分。此外, DMRS 配置在下行数据信道的初始入口也采用了附加 DMRS 位置这一变量来指示额外的 DMRS 位置。

业务信道 DMRS 提供了两种配置选择: 配置类型 1 和配置类型 2。配置类型 1 是预设的 DMRS 设置方式。无论哪种配置, DMRS 都会划分为若干信道分割复用 CDM 小组, 也就是若干天线端口, 这些端口会合并到一组物理资源上。在配置类型 1 中, 单符号 DMRS 可容纳最大两个 CDM 小组, 共计 4 条天线端口; 而在双符号 DMRS 中, 可达到 3 个 CDM 小组, 共 6 条天线端口。而配置类型 2 的表现则更为出色, 单符号 DMRS 最大能容纳 3 个 CDM 小组, 总计 6 条天线端口; 双符号 DMRS 可以承载最大的 6 个 CDM 小组, 共有 12 条天线端口。两种配置类型在映射公式(27)中的参数取值不同, 表 1 和表 2 分别给出了两种配置类型 DMRS 参数的取值以及与天线端口的对应关系, 在计算 DMRS 映射位置时查询表格获取对应参数即可。

表 1 配置类型 1 的 DMRS 参数

端口号	$\lambda$	$\Delta$	$\omega_f(k')$		$\omega_f(l')$	
			$k'=0$	$k'=1$	$l'=0$	$l'=1$
1000	0	0	+1	+1	+1	+1
1001	0	0	+1	-1	+1	+1
1002	1	1	+1	+1	+1	+1
1003	1	1	+1	-1	+1	+1
1004	0	0	+1	+1	+1	-1
1005	0	0	+1	-1	+1	-1
1006	1	1	+1	+1	+1	-1
1007	1	1	+1	-1	+1	-1

表 2 配置类型 2 的 DMRS 参数

端口号	$\lambda$	$\Delta$	$\omega_f(k')$		$\omega_f(l')$	
			$k'=0$	$k'=1$	$l'=0$	$l'=1$
1000	0	0	+1	+1	+1	+1
1001	0	0	+1	-1	+1	+1
1002	1	2	+1	+1	+1	+1
1003	1	2	+1	-1	+1	+1
1004	2	4	+1	+1	+1	+1
1005	2	4	+1	-1	+1	+1
1006	0	0	+1	+1	+1	-1
1007	0	0	+1	-1	+1	-1
1008	1	2	+1	+1	+1	-1
1009	1	2	+1	-1	+1	-1
1010	2	4	+1	+1	+1	-1
1011	2	4	+1	-1	+1	-1

## 2 基于 5G NR DMRS 的测试方法

提出的基于 5G NR DMRS 的 NTN 圆极化天线方向图测试方法,如图 2 所示。利用 5G NR DMRS 的正交性以及时频域分布特性,设计了一组包含不同 DMRS 端口的参考信号和激励信号,并由卫星通信系统统一发射。其中,参考信号通过传导方式合路进入频谱仪,在相位测量过程中用作相位基准;激励信号则经卫星天线辐射发射,携带天线方向图特性,分别被正交的垂直和水平线极化探头接收。分时与参考信号合路后进入频谱仪,进而解调出对应的幅度和相位信息。最终通过合成两个正交线极化分量的幅度与相位信息,实现圆极化天线方向图的测试。

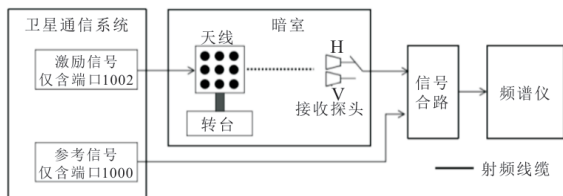


图 2 NTN 圆极化天线方向图测试方法

### 2.1 激励信号构建

利用 1.2 节介绍的 DMRS 生成理论,以及时频域分布特征,设计一组正交性最优的参考信号与激励信号,参考信号仅包含 DMRS 端口 1000,而激励信号则仅包含 DMRS 端口 1002。端口 1000 和端口 1002 的 DMRS 在频域上分别映射于不同的 RE,频域上具有很好的正交性,两路信号合路进入频谱仪后,在解调过程中彼此互不干扰,为后续的相位和

幅度测量提供了可靠保障。

下面以 4 端口 DMRS 信号为例,基于式(27)给出不同端口 DMRS 信号的频域分布位置为

端口 1000 频域位置为 0,2,4,6...

端口 1001 频域位置为 0,2,4,6...

端口 1002 频域位置为 1,3,5,7...

端口 1003 频域位置为 1,3,5,7...

基于上述不同端口 DMRS 信号的频域分布特性,图 3 设计了包含 5G NR DMRS 的参考信号和激励信号。其中端口 1000 和端口 1002 的 DMRS 信号在相同时域位置,分别分布在不同的频域资源块上,实现了频域正交。

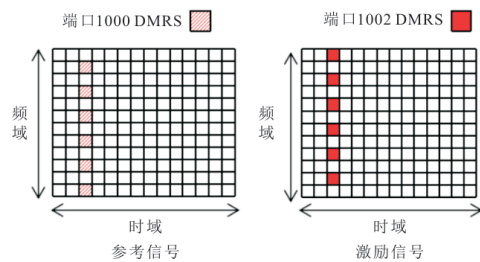


图 3 5G NR DMRS 激励信号频域分布图

由于 DMRS 端口 1000 和端口 1002 在频域上具有良好的正交性,即使在圆极化天线方向图测量过程中,波峰与波谷之间的接收信号功率差异超过 50 dB,仍能有效抑制端口间干扰,保障相位测量结果的准确性与稳定性。该特性为宽带信号环境高动态范围接收条件下的圆极化天线方向图测试提供了可靠的技术支撑。

### 2.2 激励信号相位测量

本节主要实现了 5G NR DMRS 激励信号相位信息的测量,首先利用 DMRS 信号由伪随机序列生成的特点,实现时间和频率同步,再结合帧结构信息,得到 DMRS 信号在时频资源的位置分布。

最后根据不同端口的 DMRS 呈正交分布特性,如频域位置 0,2,4,6...上包含的端口 1000 和端口 1001 是两个具有相同调制方式的信号,这两个数据存在如下规则:4n 子载波上的端口 1000/1001 数据同相;4n+2 子载波上的端口 1000/1001 数据正交。

通过上述规则得出待测端口 1000/1001 DMRS 的相位,同理亦可得出端口 1002/1003 DMRS 的相位,最终各端口间的相位信息都能准确获取,此外在测量过程中各端口间的幅度信息也可以同时获取到。

### 2.3 圆极化天线方向图合成

可以利用圆极化波等效为两个同频正交线极化波的合成结果,如图 4 所示。

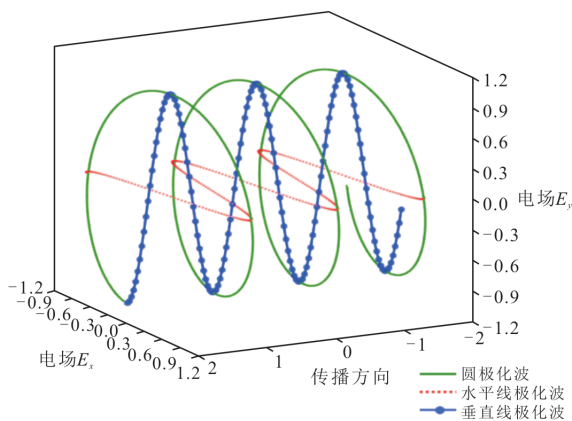


图 4 圆极化波等效为两个同频正交线极化波合成

在暗室进行方向图测试时,使用 2.1 和 2.2 节的相位测试方法,首先用水平极化探头获得水平场的功率  $E_h$  和相位  $p_h$ ,设  $E_H = \sqrt{E_h} \cdot e^{-jp_h}$ ;再用垂直极化探头获得垂直场的功率  $E_v$  和相位  $p_v$ ,设  $E_V = \sqrt{E_v} \cdot e^{-jp_v}$ 。最后,使用左右旋圆极化计算公式(15)和式(16)合成出 NTN 圆极化天线方向图。

### 3 试验结果与分析

#### 3.1 试验环境及步骤

依据以上分析,设计出实现 NTN 圆极化天线方向图测试的硬件环境连接框图,如图 5 所示。

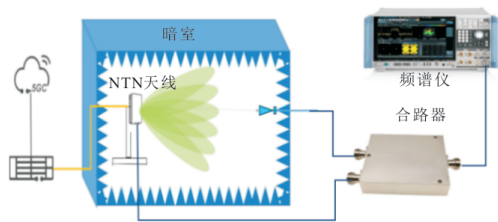


图 5 NTN 圆极化天线方向图测试硬件环境连接框图

测试环境包括暗室、待测 NTN 天线、频谱仪、合路器等关键设备。测试过程中,NTN 卫星通信设备通过传导口发送含端口 1000 DMRS 的参考信号,该信号经合路器输入至频谱仪,在整个方向图测试过程中保持不变;同时,NTN 卫星通信设备通过 NTN 天线的空口辐射发送包含端口 1002 DMRS 的激励信号,该信号经接收探头捕获后,同样通过合路器送入频谱仪。频谱仪对来自两个端口的信号进行同步解调,提取其幅度与相位信息,从而实现方向图的高精度测量。具体的测试步骤如下。

**步骤 1** 搭建测试环境。按图 5 所示硬件环境连接框图搭建测试环境,包括待测 NTN 天线、频谱仪、合路器等。

**步骤 2** 损耗校准。在暗室内完成空间路径损耗校准,并测量参考信号一路的线路损耗。

**步骤 3** 控制信号发射。控制 NTN 卫星通信设备发射包含端口 1000 和端口 1002 的参考信号和激励信号。

**步骤 4** 设定水平线极化探头方向。将线极化接收探头设置为水平极化方向,准备进行方向图测量。

**步骤 5** 采集各角度幅度和相位数据。控制转台沿水平/垂直平面从  $-180^\circ$  连续旋转至  $+180^\circ$ ,实时记录转台角度,并同步采集频谱仪输出的幅度与相位信息。

**步骤 6** 设定垂直线极化探头方向。将线极化接收探头设置为垂直极化方向,准备进行方向图测量。

**步骤 7** 采集各角度幅度和相位数据。重复步骤 5,采集垂直极化下的幅度与相位信息。

**步骤 8** 合成圆极化天线方向图。基于 1.1 节中的式(15)和式(16),使用采集到的两个正交线极化分量的幅度与相位信息,计算得到 NTN 圆极化天线的左旋与右旋方向图。

同时给出使用 5G NR DMRS 宽带信号的 NTN 圆极化天线方向图测试流程,如图 6 所示。

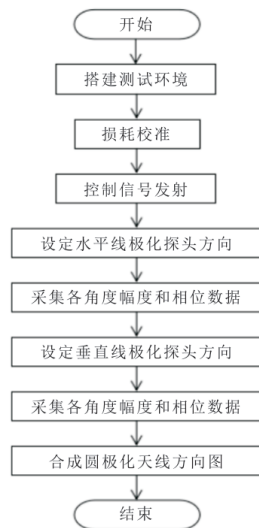


图 6 NTN 圆极化天线方向图测试流程

#### 3.2 测试结果分析

选取市场上常用的某圆极化天线,该天线的理论增益为 22 dBi,轴向交极比理论值为 24 dB,轴比为 1.1 dB。

使用 5G NR DMRS 宽带信号激励的测试方法,完成左右旋圆极化方向图测试。汇总实测和理论方向图对比如图 7 所示,方向图实测和理论图形

基本一致。汇总实测和理论轴比对比如图 8 所示，轴比实测和理论图形基本一致。

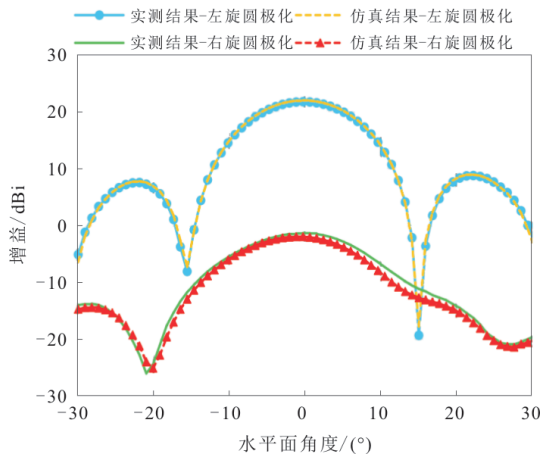


图 7 圆极化天线方向图测试对比

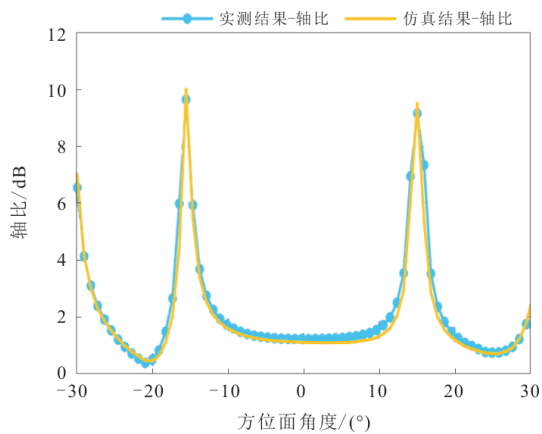


图 8 圆极化天线轴比测试对比

根据方向图实测结果汇总关键指标偏差对比如表 3 所示。

表 3 方向图关键指标对比/dB

指标项	实测值	理论值	偏差
增益	21.77	22	-0.23
轴向交极比	23.15	24	-0.85
轴比	1.21	1.1	0.11

由表 3 可知,采用基于 5G NR DMRS 宽带信号激励的测试方法所测得的方向图增益较理论值偏差为 0.23 dB,交叉极化比偏差为 0.85 dB,轴比偏差 0.11 dB。传统单音测试方法下,增益测试误差一般为±0.5 dB,交叉极化比偏差一般为±1.5 dB,轴比测试偏差一般为±0.5 dB。所提方法各项偏差均小于传统单音测试方法,证明基于 5G NR DMRS 宽带信号激励的测试方法测试结果更准确可靠。

基于 5G NR DMRS 信号的测试方法在测量过程中包含了基站射频前端的幅度一致性与频率响应平坦度等实际系统特性,其测试结果更贴近 NTN 卫星通信系统在真实工作条件下的方向图性能。

同时由于使用宽带信号测试,一次测试可包含整个工作频段,不需要像传统单音信号激励时那样逐个频点遍历测试,测试效率显著提升。可见相比传统单音信号测试方法,该方法能够更全面、真实地反映系统在宽带信号激励下的天线辐射特性,且测试效率高,具有更高的工程应用价值。

### 4 结语

针对 NTN 卫星通信系统中圆极化天线在宽带信号条件下的方向图测试难题,提出了一种基于 5G NR DMRS 的新型测试方法。该方法利用 DMRS 信号在不同端口间的正交特性,设计了具有最优正交性的参考信号和激励信号,有效解决了宽带信号环境下两个正交线极化分量相位信息难以同步获取的问题。通过构建稳定的参考信号(端口 1000 DMRS)与激励信号(端口 1002 DMRS)进行比对,利用频谱仪测量其幅度和相位,实现了对 NTN 圆极化天线在不同指向下的高精度相位测量,并结合幅度信息,依据正交线极化合成公式完成方向图测试。实验结果表明,该方法在大动态范围接收信号条件下仍具有良好的稳定性与准确性,显著提升了 NTN 圆极化天线方向图测试的精度与效率。该方法首次将 5G NR DMRS 信号应用于圆极化天线方向图测试中,突破了传统基于单音信号激励难以准确评估 NTN 圆极化天线宽带性能的限制,为 5G NR 技术在卫星通信系统中的融合应用提供了新方法与技术支撑。在未来的研究工作中,需进一步综合考虑实际卫星通信系统中存在的多径衰落、电磁干扰等复杂信道因素所带来的影响。为更真实地评估系统在非理想条件下的稳健性与可靠性,可通过在实验环境中主动引入各类噪声及干扰模拟现实场景,从而进行更为全面的验证。为其在实际工程中的应用提供更为扎实的理论与实践依据。

### 参 考 文 献

[1] 周述淇, 陈发堂. 5G 非地面网络技术进展研究[J]. 电子技术应用, 2025, 51(3): 6-11.  
 ZHOU S Q, CHEN F T. Research on the process of non-terrestrial networks for 5G[J]. Application of Electronic Technique, 2025, 51(3): 6-11. (in Chinese)

[2] ZAMACOLA S M, RODRÍGUEZ-OSORIO R M, SALAS-NATERA M A. Joint satellite platform and constellation sizing for instantaneous beam-hopping in 5G/6G Non-Terrestrial Networks[J]. Computer Networks, 2025, 257: 110942.

- [3] WEI W, ZHENG Z X, WANG Y, et al. Random access control and beam management scheme for the 5G NR based beam hopping LEO satellite communication systems [J]. *Mobile Networks and Applications*, 2023, 28(4): 1531-1542.
- [4] XIAO Y M, HE L X, WEI X L. Dual-band dual-circularly polarized shared-aperture phased array for S-/C-band satellite communications [J]. *Electronics*, 2025, 14(2): 387.
- [5] 胡祥. 圆极化天线与线性极化天线调频发射的研究对比报告[J]. *东南传播*, 2024(7): 148-152.  
HU X. Comparative report on FM transmission between circularly polarized antenna and linearly polarized antenna[J]. *Southeast Communication*, 2024(7): 148-152. (in Chinese)
- [6] 申巍, 王森, 张利剑, 等. 测位用共形四臂圆锥螺旋天线设计与验证[J]. *西安工程大学学报*, 2021, 35(3): 54-59.  
SHEN W, WANG S, ZHANG L J, et al. The design and manufacture of a conformal conical spiral antenna with four-arm for position measurement[J]. *Journal of Xi'an Polytechnic University*, 2021, 35(3): 54-59. (in Chinese)
- [7] 吕文俊, 顾珊珊, 殷弋帆, 等. 平面端射圆极化天线进展综述[J]. *南京邮电大学学报(自然科学版)*, 2024, 44(1): 1-12.  
LYU W J, GU S S, YIN Y F, et al. Review on the planar endfire circularly polarized antennas[J]. *Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition)*, 2024, 44(1): 1-12. (in Chinese)
- [8] 蒋浩原. 宽波束圆极化天线及其大角度扫描阵列研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2024:15-17.  
JIANG H Y. Research on wide-beam circularly polarized antennas and wide-angle scanning arrays [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2024:15-17. (in Chinese)
- [9] 袁立, 蒋林, 刘徐, 等. 一种圆极化天线测试的新方法[C]//2019年全国天线年会论文集(中册). 昆明: 中国电子学会, 2019:757-761.  
YUAN L, JIANG L, LIU X, et al. A New Measuring Method for Circular Polarization Antenna[C]//Proceedings of the National Antenna Annual Meeting 2019 (Volume). Kunming: China Electronics Association, 2019: 757-761. (in Chinese)
- [10] 王瑞涛, 赵宇宁, 丁君, 等. 一种新型宽带圆极化天线的分析与设计[J]. *电子设计工程*, 2014, 22(19): 47-50.  
WANG R T, ZHAO Y N, DING J, et al. Analysis and design of a new kind of broadband circularly polarized antenna[J]. *Electronic Design Engineering*, 2014, 22(19): 47-50. (in Chinese)
- [11] 王东阳, 王洪斌. 面向卫星通信的K波段低剖面可重构线圆极化变换表面[J]. *无线电工程*, 2024, 54(9): 2101-2108.  
WANG D Y, WANG H B. K-band low profile reconfigurable linear-to-circular polarization converter for satellite communication[J]. *Radio Engineering*, 2024, 54(9): 2101-2108. (in Chinese)
- [12] 王道雨, 汪敏, 徐诺, 等. 基于线分量幅度的圆极化天线测试方法的修正[J]. *测试技术学报*, 2017, 31(3): 266-270.  
WANG D Y, WANG M, XU N, et al. Corrections of the test approach for circular polarization antenna based on linear component amplitudes[J]. *Journal of Test and Measurement Technology*, 2017, 31(3): 266-270. (in Chinese)
- [13] 俞建, 赵杰. 远场暗室条件下圆极化天线增益不同测试方法分析研究[J]. *国外电子测量技术*, 2014, 33(9): 34-36, 41.  
YU J, ZHAO J. Analyze the gain results of polarized antenna with different method in anechoic chamber[J]. *Foreign Electronic Measurement Technology*, 2014, 33(9): 34-36, 41. (in Chinese)
- [14] AUMANN H M, TUTTLE K A. A rotating source polarization measurement technique using two circularly polarized antennas[C]//AMTA 2016 Proceedings. Austin: IEEE, 2016: 1-4.
- [15] 裴书柯, 姜峰, 王文哲, 等. 卫星天线极化性能测试方法[J]. *通讯世界*, 2024, 31(4): 1-3.  
PEI S K, JIANG F, WANG W Z, et al. Test method for polarization performance of satellite antenna [J]. *Telecom World*, 2024, 31(4): 1-3. (in Chinese)
- [16] 刘津辰. 高可靠宽波束卫星通信天线技术研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2024: 13-18.  
LIU J C. Research on high reliability wide beam satellite communication antenna technology [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2024: 13-18. (in Chinese)
- [17] 石兵华, 谢修进, 邱薇, 等. K波段圆极化天线暗室测试方法研究[C]//2015年全国天线年会论文集(下册). 南昌: 中国电子学会, 2015:211-214.  
SHI B H, XIE X J, QIU W, et al. Research on the Darkroom Testing Method of K-band Circularly-polarized Antenna[C]//Proceedings of the National Antenna Annual Meeting 2015 (Volume 2). Nanchang: China Electronics Association, 2015:211-214. (in Chinese)
- [18] PAWASE C J, CHANG K. . Demodulation Reference Signal (DM-RS) based channel estimation for non-terrestrial networks to support high mobility[J]. *ICT Ex-*

- press, 2024, 10(1): 46-52.
- [19] 柳建勇, 周钦山, 韩翔. 5G下行信号解调算法研究[J]. 电声技术, 2023, 47(1): 145-148.  
LIU J Y, ZHOU Q S, HAN X. Research on demodulation algorithms for 5G downlink signals[J]. Audio Engineering, 2023, 47(1): 145-148. (in Chinese)
- [20] KONG D J, XIA X G, LIU P, et al. MMSE channel estimation for two-port demodulation reference signals in new radio[J]. Science China Information Sciences, 2021, 64(6): 169303.
- [21] 王昊宇. 5G-NR物理下行共享信道技术研究与DSP高效实现[D]. 南京: 东南大学, 2023: 14-17.  
WANG H Y. Research on 5G-NR physical downlink shared channel technology and DSP efficient implementation[D]. Nanjing: Southeast University, 2023: 14-17. (in Chinese)
- [22] KHAN M S A, RAO K, AMURU S, et al. Low PAPR reference signal transceiver design for 3GPP 5G NR uplink[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2020, 2020: 182.
- [23] 李博, 葛玉辉, 李璠, 等. 一种圆极化通信天线交叉极化高精度测试方法[C]//2023年全国天线年会论文集(下). 哈尔滨: 中国电子学会, 2023: 247-250.  
LI B, GE Y H, LI F, et al. Method for Angle Correction of Dual Polarization Illumination Antenna Test System [C]// National Antenna Annual Meeting 2023 (Volume 2). Harbin: China Electronics Association, 2023: 247-250. (in Chinese)
- [24] 李文廷, 韦高, 仲兆宇, 等. 圆极化天线轴比的测量方法[J]. 电子设计工程, 2014, 22(7): 77-78.  
LI W T, WEI G, ZHONG Z Y, et al. Method for measuring the axial ratio of circular polarization antennas[J]. Electronic Design Engineering, 2014, 22(7): 77-78. (in Chinese)
- [25] 王祺轩. 一种便携式卫星通讯圆极化天线研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2012: 5-10.  
WANG Q X. Research on 5G-NR physical downlink shared channel technology and DSP efficient implementation[D]. Xi'an: Xidian University, 2012: 5-10. (in Chinese)
- [26] 尚飞飞, 胡稷鑫. 圆极化天线特性参数及相位中心的测量方法[J]. 中国无线电, 2021(6): 72-74.  
SHANG F F, HU J X. Method for measuring the characteristic parameters and the phase center of the circularly polarized antenna[J]. China Radio, 2021(6): 72-74. (in Chinese)
- [27] SHANG J P, FAN C Y. Accurate method for measuring the characteristic parameters and the phase center of the circularly polarized antennas[C]//2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. Boston: IEEE, 2018: 1403-1404.
- [28] 李备. 5G NR下行物理层检测技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2024: 45-47.  
LI B. Research on downlink physical layer detection technology of 5G NR[D]. Xi'an: Xidian University, 2024: 45-47. (in Chinese)
- [29] XIE X, CHEN W, XU Z G. A physical-layer watermarking scheme based on 5G NR[J]. Electronics, 2022, 11(19): 3184.
- [30] TOMIĆ I, DRAJIĆ D, IVANIŠ P, et al. Optimized DM-RS configuration for improved 5G new radio network capacity and performance[J]. Electronics, 2024, 13(11): 2028.
- [31] ETSI. 5G; NR; Physical channels and modulation (3GPP TS 38.211 version 16.10.0 Release 16)[EB/OL]. [2025-08-10]. [https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_ts/138200\\_138299/138211](https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138200_138299/138211).

## [作者简介]



赵路(1976—),男,陕西西安人,硕士,中兴通讯高级工程师,主要研究方向为无线通信、智算等。E-mail: zhao.lu@zte.com.cn



曹进(1982—),男,山东泰安人,硕士,中兴通讯工程师,主要研究方向为5G-A、NTN和6G等关键技术。E-mail: cao.jin@zte.com.cn



谭宗英(1982—),男,吉林榆树人,硕士,中兴通讯工程师,主要研究方向为4G、5G移动通信、卫星通信技术等。E-mail: tan.zongying@zte.com



李永国(1985—),男,山西运城人,硕士,中兴通讯工程师,主要研究方向为4G、5G移动通信、卫星通信技术等。E-mail: li.yongguo@zte.com.cn

[责任编辑:蔡秀梅]