

线极化激励的双圆极化宽角度双波束扫描透射阵天线*

张弛¹⁾ 吕云鹏^{2)†}

1) (南京邮电大学波特兰学院, 南京 210023)

2) (南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210003)

(2026 年 2 月 21 日收到; 2026 年 3 月 23 日收到修改稿)

针对现有波束扫描天线扫描角度窄和受限于线极化模式的问题, 本文提出一种线极化馈源激励的双圆极化宽角度双波束扫描透射阵天线. 该天线采用蜂巢结构排布的正六边形旋向解耦单元, 在线极化波激励下可独立调控左旋圆极化 (LCP)、右旋圆极化波 (RCP) 的相位, 在单一口径内独立实现正交圆极化波束偏折, 并通过改变馈源位置实现双波束扫描. 为满足不同位置馈源激发下的波束偏折需求, 本文提出基于坐标上升法的相位补偿策略, 构建了完整的透射阵天线设计流程. 实测结果表明所提出的天线在 20 GHz 附近实现了 $-55^\circ-0^\circ$ 范围内的 LCP 波束扫描, 而在 $0^\circ-55^\circ$ 范围内完成 RCP 波束扫描, 整体波束扫描范围达到了 $-55^\circ-55^\circ$, 扫描损耗不超过 3.2 dB, 最大增益为 20.3 dBic, 旁瓣电平低于 -11.5 dB, 峰值口径效率为 37%. 该设计在单线极化馈电条件下实现了双圆极化波束的解耦与宽角度扫描, 可为卫星通信、目标跟踪以及对极化鲁棒性要求较高的无线链路提供一种低剖面、低复杂度的宽角度波束扫描方案.

关键词: 超表面, 宽角度, 旋向解耦, 透射阵**DOI:** 10.7498/aps.75.20260267**CSTR:** 32037.14.aps.75.20260267

1 引言

天线作为无线信号的发射与接收器件, 已广泛应用于各类无线通信系统中^[1,2]. 其中, 波束扫描天线因可实现波束指向可控, 在通信、雷达探测与目标跟踪等应用中得到广泛关注. 传统波束扫描多依赖相控阵, 通过调控阵元幅度与相位实现波束快速指向^[3-5]. 然而, 传统的相控阵天线需要大量昂贵的移相器和复杂的馈电网络, 增加了设计成本、复杂度以及能量损耗^[6]. 因此, 有必要探索低成本、低复杂度的波束扫描方案.

近年来, 电磁超表面的出现为实现波束扫描天线提供了新的技术途径. 电磁超表面由亚波长结构

单元周期/非周期排布构成, 具备常规材料难以获得的电磁调控特性^[7-9]. 自从广义斯涅耳定律被提出和验证以后^[10], 电磁超表面被广泛应用于隐身斗篷^[11]、超透镜^[12,13]、极化操纵^[14-17]和超表面天线设计中^[18-23]. 目前, 通过电磁超表面实现波束扫描透射阵天线主要有两种技术途径. 第 1 种技术途径主要是通过可重构超表面实现透射相位的动态调控, 进而实现透射天线的波束扫描^[24,25]. 该方案实现透射相位动态可调的方法主要依赖于超表面中加载的可调元件 (比如 PIN 二极管或变容二极管), 这将带来成本高、功耗大和高复杂度等问题, 不利于波束扫描天线阵的部署^[26-30]. 另一种技术途径是改变馈源位置, 通过馈源的位移引入附加相位梯度, 使主波束发生偏折, 从而实现不同角度的波束

* 国家自然科学基金 (批准号: 62371247) 和江苏省青年科技人才托举工程 (批准号: JSTJ-2025-596) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: yunpenglyu@njupt.edu.cn

扫描. 相比有源可重构方案, 无源方案在结构复杂度与系统功耗方面更具优势, 但其扫描范围、扫描损耗与口径效率之间往往存在显著权衡, 所能实现的波束扫描范围通常不超过 70° (-35° — 35°), 实现宽角度扫描仍面临挑战^[31–33]. 此外, 在卫星通信与复杂电波传播环境中, 圆极化波凭借对极化失配和多径效应的更强鲁棒性而备受关注. 然而, 当前已有的圆极化透射阵天线扫描方案均采用圆极化天线作为馈源且工作于单圆极化模式^[32,34,35], 以线极化馈源实现双圆极化波束扫描仍存在技术空白.

针对上述需求, 本文提出一种线极化激励的双圆极化宽角度双波束扫描透射阵天线, 其整体结构如图 1 所示. 透射阵面采用蜂巢结构排布的正六边形旋向解耦单元, 实现了左旋圆极化波 (left-handed circularly polarized waves, LCP) 和右旋圆极化波 (right-handed circularly polarized waves, RCP) 的独立调控, 在单一口径上实现两路圆极化波束的偏折, 并通过改变馈源位置实现双波束扫描. 最终在不同位置馈源激励下, LCP 波束可在 $\theta < 0^\circ$ 区域 (-55° — 0°) 扫描, RCP 波束可在 $\theta > 0^\circ$ 区域 (0° — 55°) 扫描. 该方案不仅实现了双圆极化波的独立调控, 还完成了宽角度的波束扫描, 在通信领域具有重要的应用前景.

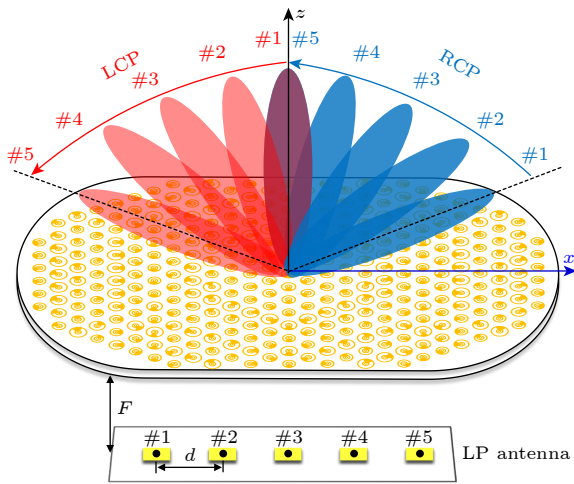


图 1 双圆极化双波束透射阵天线示意图

Fig. 1. Schematic of the proposed dual-CP dual-beam scanning transmitarray antenna.

本文结构安排如下: 第 2 节阐述所提出双圆极化透射阵天线的工作原理及完整设计流程; 第 3 节详细介绍超表面单元的设计与验证; 第 4 节给出天线性能仿真结果; 第 5 节介绍样机制备与实验验证.

2 工作原理与相位设计

如图 1 所示, 本文提出的透射阵天线由线极化微带贴片阵列与透射超表面构成. 线极化入射波经阵面调制后, LCP 与 RCP 分量的相位可独立调控. 通过依次激励不同馈源端口, 实现馈源在横向的等效位移. 馈源位移使两分量获得不同的相位梯度, 且相位梯度随位移量变化, 从而在同一口径形成两路正交圆极化波束并实现宽角度扫描.

2.1 双圆极化旋向解耦原理

为使入射线极化波的 LCP 与 RCP 分量获得独立相位调控, 设计的超表面单元如图 2 所示, 单元结构与参数见第 3 节. 为指导单元设计, 首先对其理论模型进行推导.

考虑 y -极化平面波沿 $+z$ 方向入射的情形, 入射电场可表示为

$$\mathbf{E}_m(z) = \hat{y} E_0 e^{-jkz}. \quad (1)$$

当入射波通过所设计的超表面单元后, 其透射电场可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_t(z) &= \hat{y} E_0 e^{-jkz} \cdot |T| e^{j\varphi_i} \\ &= |T| e^{j\varphi_i} \left[\frac{E_0}{\sqrt{2}} \frac{\hat{y} + j\hat{x}}{\sqrt{2}} + \frac{E_0}{\sqrt{2}} \frac{\hat{y} - j\hat{x}}{\sqrt{2}} \right] e^{-jkz}, \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $|T|$ 表示该单元的透射幅度, φ_i 为初始相位. 由 (2) 式可知, y -极化波可分解为等幅、正交的 LCP 与 RCP 两个分量.

如图 2(b) 所示, 当发射层的贴片顺时针旋转角度 φ_r 时, 坐标系由 (x, y) 转换为 (x', y') . 相应地, (2) 式中的透射场表达式转换为

$$\mathbf{E}_t(z) = \hat{y}' E_0 e^{-jkz} \cdot |T| e^{j\varphi_i}. \quad (3)$$

坐标系变换矩阵如下:

$$\begin{bmatrix} \hat{x}' \\ \hat{y}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi_r & -\sin \varphi_r \\ \sin \varphi_r & \cos \varphi_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{y} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

根据 (4) 式, (3) 式可进一步写为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_t(z) &= (\sin \varphi_r \hat{x} + \cos \varphi_r \hat{y}) E_0 e^{-jkz} \cdot |T| e^{j\varphi_i} \\ &= \left[\frac{E_0}{2} e^{j(\varphi_i + \varphi_r)} (\hat{y} - j\hat{x}) + \frac{E_0}{2} e^{j(\varphi_i - \varphi_r)} (\hat{y} + j\hat{x}) \right] \\ &\quad \times |T| e^{-jkz}. \end{aligned} \quad (5)$$

单元旋转后的透射电磁场中仍包含 RCP 与 LCP 分量, 且二者的相位分别为

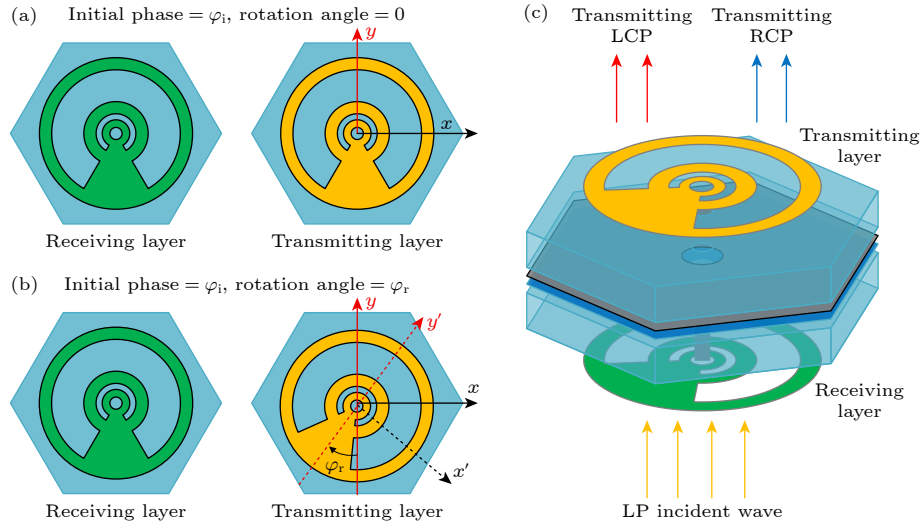


图 2 透射单元的调控原理 (a) 未旋转状态; (b) 已旋转状态; (c) 单元功能示意图

Fig. 2. Phase-control mechanism of the transmissive unit cell: (a) The unrotated configuration; (b) the rotated configuration; (c) functional schematic.

$$\varphi_{\text{LCP}} = \varphi_i + \varphi_r, \quad \varphi_{\text{RCP}} = \varphi_i - \varphi_r. \quad (6)$$

从 (6) 式可知, LCP 波与 RCP 波分量的相位均由初始相位 φ_i 和旋转角度 φ_r 组成. 对于所需的 LCP 波与 RCP 波相位, 可通过设计满足 (6) 式的初始相位 φ_i 与旋转角度 φ_r 来实现.

在待补偿的 LCP 与 RCP 相位已知的情况下, (6) 式构成一个二元一次方程组, 由此可计算出单元所需的初始相位及发射层贴片所需的旋转角度:

$$\begin{cases} \varphi_i = (\varphi_{\text{LCP}} + \varphi_{\text{RCP}})/2, \\ \varphi_r = (\varphi_{\text{LCP}} - \varphi_{\text{RCP}})/2. \end{cases} \quad (7)$$

2.2 基于坐标上升法的透射阵面相位补偿策略

已有多种方法进行透射阵波束扫描的相位设计, 但由于未引入旋转角度 φ_r , 这类方法仅能实现单个波束扫描 [34,35]. 基于坐标上升法的思想, 本文提出一种简单但有效的算法, 分别求解 LCP, RCP 波对应的相位.

设透射阵面含 N 个单元, 第 i 个单元中心坐标为 (x_i, y_i) ($i = 1, 2, \dots, N$); 当第 s 个馈源单独激励时, 透射阵辐射方向图可由阵列因子计算 [35]:

$$F_s(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N A_{s,i} \exp\{j[\phi_{\text{in},s,i} + \phi_i - k_0(x_i \sin \theta \cos \varphi + y_i \sin \theta \sin \varphi)]\}, \quad (8)$$

其中 $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ 为自由空间波数, ϕ_i 为待优化相

位, 初始值为 0; $A_{s,i}$ 和 $\phi_{\text{in},s,i}$ 分别为第 i 个单元的激励系数与入射相位, 其值可在 CST 商业仿真软件中对馈源进行全波仿真获得.

馈源 s 激励时, 预设目标主瓣方向 $\Omega_s = (\theta_s, \varphi_s)$, 优化目标为: 参与优化的馈源在对应目标方向上, 远场幅值的平方和最大. 其本质在于, 不同馈源激励下阵面接收到的电场强度分布并不相同, 单元对远场辐射的贡献又与其所接收的电场强度呈正相关. 因此, 在不同馈源激励条件下, 通过弱电场区域较大的相位偏差换取强电场区域较小的相位偏差, 能够有效提升阵列整体的波束扫描性能.

$$\max J(\phi_i) = \sum_{s \in S} |F_s(\Omega_s)|^2. \quad (9)$$

每次迭代仅将第 i 个单元相位 ϕ_i 作为未知量, 经解析推导, 可得到该相位的更新公式, 具体推导如下. 将 (8) 式和 (9) 式联立并整理可得

$$J(\phi_i) = \sum_{s \in S} (|B_{s,i}|^2 + |c_{s,i}|^2) + 2\Re \left\{ e^{j\phi_i} \sum_{s \in S} c_{s,i} B_{s,i}^* \right\}, \quad (10)$$

其中

$$c_{s,i} = A_{s,i} \exp\{j[\phi_{\text{in},s,i} - k_0(x_i \sin \theta_s \cos \varphi_s + y_i \sin \theta_s \sin \varphi_s)]\},$$

$$B_{s,i} = \sum_{j \neq i}^N c_{s,j} e^{j\phi_j}$$

为便于说明, 令 $\sum_{s \in S} c_{s,i} B_{s,i}^* = |D_i| e^{j\psi_i}$.

$\sum_{s \in S} (|B_{s,i}|^2 + |c_{s,i}|^2)$ 为常数, 则最大化 (10) 式等价于最大化 $\Re \{ e^{j\phi_i} \sum_{s \in S} c_{s,i} B_{s,i}^* \}$, 此时 $\Re \{ e^{j\phi_i} \sum_{s \in S} c_{s,i} B_{s,i}^* \} = |D_i| \cos(\phi_i + \psi_i)$, 在 $\phi_i = -\psi_i$ 时得到最大值, 即

$$\phi_i = -\arg \left(\sum_{s \in S} c_{s,i} B_{s,i}^* \right). \quad (11)$$

图 3 为算法流程: 所有单元完成一次相位更新即构成一轮全局迭代, 迭代次数增加使目标函数提升并收敛, 其中收敛条件为: $|J^{(t)} - J^{(t-1)}|/J^{(t-1)} < \varepsilon_J$, 本文取 $\varepsilon_J = 10^{-12}$. 对 LCP 与 RCP 通道分别执行该相位综合, 可得两通道目标透射相位, 再通过 (7) 式映射为 φ_i 与 φ_r , 实现双圆极化双波束宽角度扫描的相位设计.

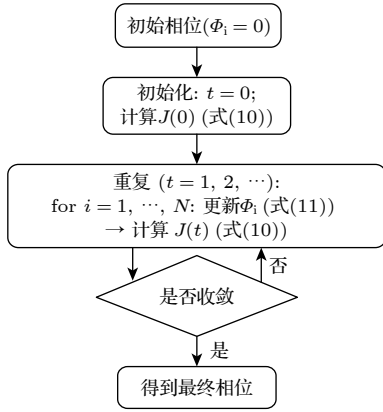


图 3 多馈源联合相位综合流程

Fig. 3. Flowchart of the proposed multi-feed joint phase synthesis.

3 单元设计与性能验证

3.1 单元设计

为实现 LCP 与 RCP 波两通道的独立相位调控, 所设计的单元如图 4(a), (b) 所示. 该单元由两层 F4BM 介质基板与三层金属层级联, F4BM 基板厚度 $H = 1.5$ mm, 相对介电常数 $\varepsilon_r = 2.2$, 损耗角正切 $\tan\delta = 0.001$; 层间采用 PP300 半固化片压合粘接, 厚度 $h = 0.1$ mm, $\varepsilon_r = 3.0$. 接收层与发射层均为双 C 形圆形贴片结构 [15], 中间金属层为开圆孔的接地板. 接收贴片与发射贴片通过贯穿接地板圆孔的金属化通孔实现连接. 入射线极化波首先在接收贴片上激励产生感应电流, 能量经通孔耦合传输至发射层, 并由发射贴片二次辐射形成透射场. 此外, 本设计采用正六边形单元及蜂巢结构排布. 如图 4(c) 所示, 在单元周期均为 p 的条件下, 蜂巢晶格的横向单元间距为 $p \cdot \sin 60^\circ$, 小于正方形晶格的横向单元间距 p , 能够实现更密集的阵元排布, 从而有助于提高角度稳定性和天线口径效率 [36,37]. 该单元的几何参数定义见表 1.

表 1 单元结构参数值

Table 1. The Geometrical parameter values of the unit cell.

参数	数值	参数	数值
P/mm	3	R	可变
H/mm	1.5	γ	可变
d/mm	0.4	h/mm	0.1
$\alpha/(\circ)$	0或180	$\varphi_r/(\circ)$	0—360

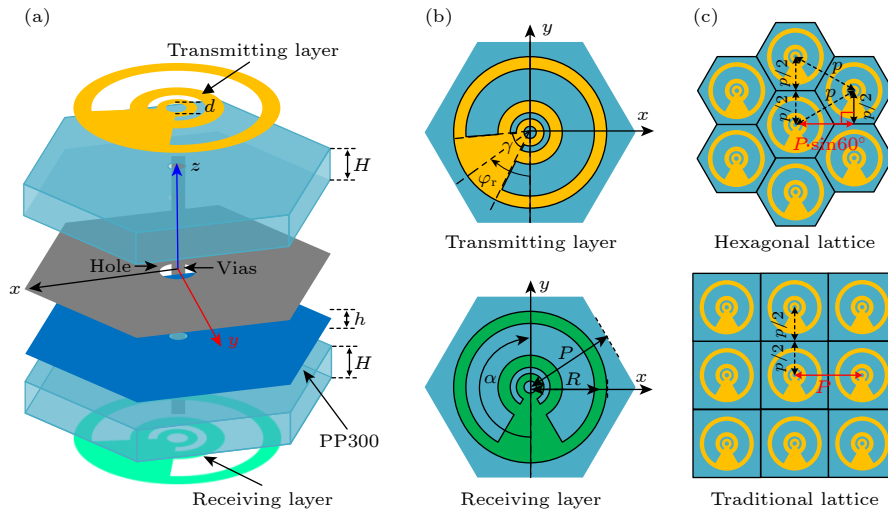


图 4 (a) 单元结构透视图; (b) 发射层和接收层; (c) 蜂巢排布与传统正方形排布

Fig. 4. (a) Perspective view of the unit cell; (b) transmitting and receiving patches; (c) honeycomb lattice and conventional square lattice.

3.2 单元性能仿真验证

采用 CST 电磁仿真软件对所提单元在线极化波入射下的双圆极化解耦透射特性进行分析. 在固定单元几何尺寸的条件下, 仅改变发射层贴片的旋转角 φ_r , 并以 60° 为步长从 0° 顺时针旋转至 300° . 此时, 入射线极化波被分解为等幅的 LCP 与 RCP 分量, 单通道幅度上限为 -3 dB. 如图 5(a), (b) 所示, LCP 波相位以 60° 步长递增, RCP 波相位以 60° 步长递减, 与 φ_r 变化步长一致, 验证了 (6) 式的正确性.

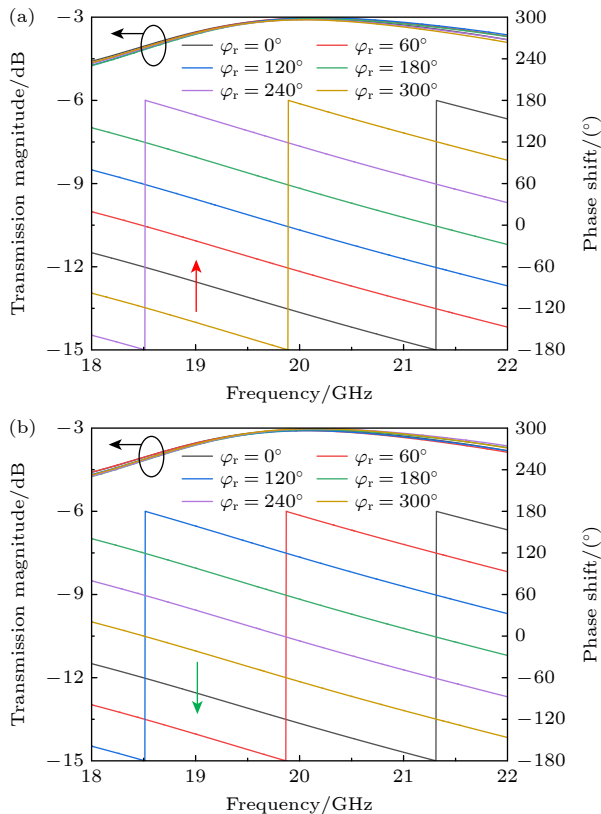


图 5 (a) LCP 与 (b) RCP 波透射幅度与相位随旋转角度的变化

Fig. 5. Transmission magnitude and phase of (a) LCP and (b) RCP components as functions of the rotation angle.

在透射阵面实现过程中, 由于需对 0° — 360° 范围内的 RCP 波与 LCP 波相位进行补偿, 初始相位 φ_i 与旋转角度 φ_r 的取值范围均需能够覆盖 360° . 其中 φ_r 通过直接顺时针旋转发射层贴片实现, 而初始相位 φ_i 则需在固定 $\varphi_r = 0^\circ$ 的条件下, 通过调节单元结构尺寸实现. 如图 6(a) 所示, 对 12 种不同几何尺寸单元仿真, 通过改变单元尺寸, 实现了初始相位的 -180° — 180° 覆盖, 且透射损耗均小于 0.7 dB, 12 种离散相位对应的单元结构参数列于表 2.

由于最终设计的透射阵天线需要外部馈源的激励, 入射波往往无法保证垂直入射至超表面, 所设计的超表面单元须具备一定的角度稳定性. 固定旋转角度 $\varphi_r = 0$, 图 6(b) 给出了 5 号单元在 $\varphi = 0^\circ$ 条件下, $\theta = 0^\circ$ — 60° 斜入射范围内的透射幅度与相位响应. 当斜入射角增至 40° 时, 透射幅度下降 0.67 dB, 相位变化 13.0° . 图 6(c), (d) 以 5 号和 6 号单元为例, 对比了 20 GHz 下蜂巢晶格与正方形晶格的幅相特性随入射角度的变化. 以 6 号单元为例, 当斜入射角增至 40° 时, 相较于正入射, 蜂巢晶格的透射幅度仅衰减 0.80 dB、相位偏差仅为 6.2° , 而正方形晶格的透射幅度衰减达 1.18 dB、相位偏差达 9.2° , 表明前者具有更强的角度稳定性. 固定旋转角度 $\varphi_r = 60^\circ$, 图 7 给出了 12 种单元在 0° — 60° 斜入射范围内 LCP/RCP 分量相对于正入射时的幅相偏差. 当斜入射角增至 40° 时, LCP 通道中仅 2 号单元最大相位偏差为 31.66° , 6 号单元最大透射幅度偏差为 1.35 dB; RCP 通道仅 12 号单元最大相位偏差为 24.13° , 4 号单元最大透射幅度偏差为 1.06 dB, 其余单元幅度和相位偏差几乎可以忽略不计. 结果表明, 当电磁波入射角度改变时, 20 GHz 处的 LCP 和 RCP 通道中仅少数单元在 40° 斜入射下透射幅度和相位产生了微小的波动, 单元整体在 40° 斜入射范围内能保持良好的角度稳定性.

表 2 12 种单元结构参数和 20 GHz 处初始相位与透射幅度

Table 2. Structural parameters of the 12 unit cells with their initial phase and transmission amplitude at 20 GHz.

Element	$\alpha/(^\circ)$	$\gamma/(^\circ)$	R/mm	Initial phase $\varphi_i/(^\circ)$	Transmission magnitude $ T /\text{dB}$
1	180	80	2.0	-162.49	-0.577
2	180	80	1.9	-137.15	-0.291
3	180	100	1.9	-105.60	-0.279
4	0	80	2.5	-67.26	-0.165
5	0	80	2.3	-37.66	-0.168
6	0	80	2.1	-3.60	-0.520
7	0	80	2.0	16.46	-0.523
8	0	80	1.9	41.81	-0.266
9	0	100	1.9	73.66	-0.258
10	0	110	1.9	90.52	-0.406
11	180	80	2.4	127.70	-0.103
12	180	80	2.3	143.45	-0.201

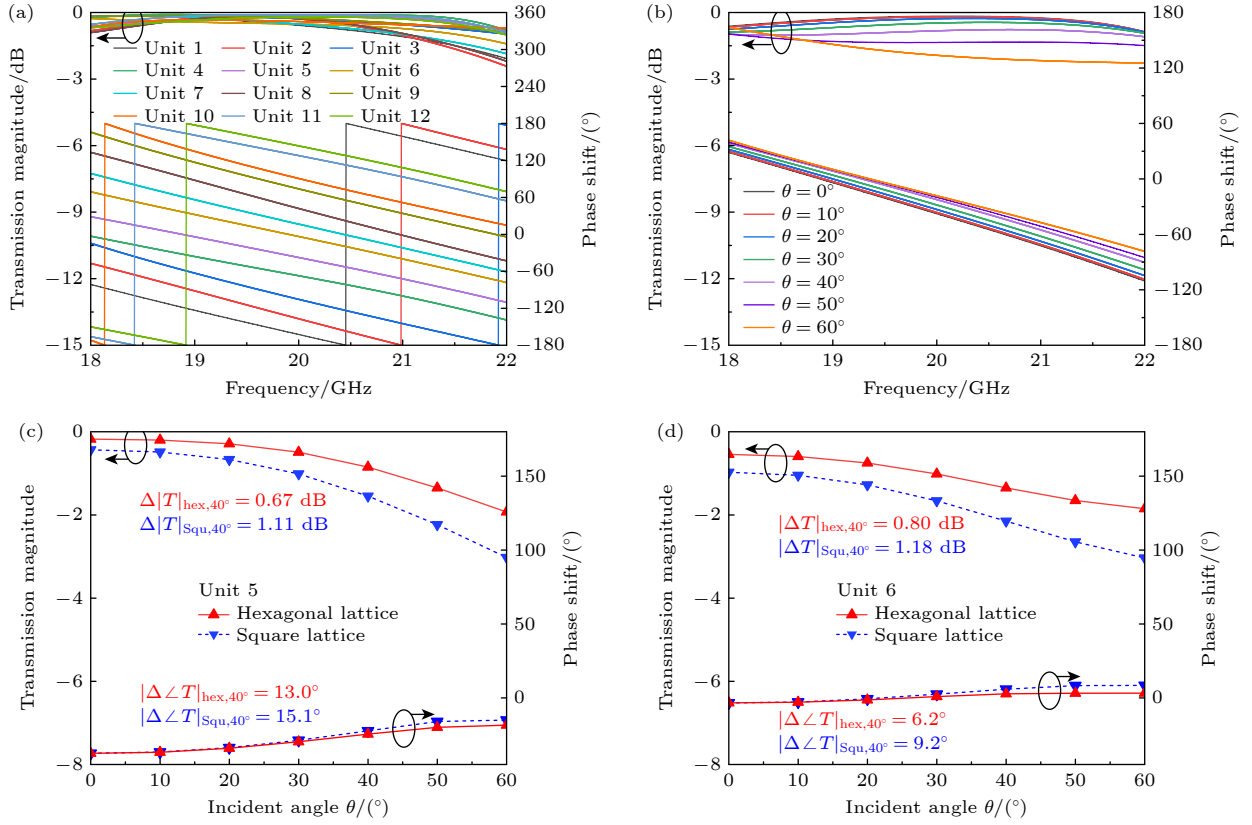


图 6 (a) 单元库的幅相特性 (正入射); (b) 斜入射下的幅相响应; (c), (d) 蜂巢晶格与正方形晶格的斜入射稳定性对比
 Fig. 6. (a) Amplitude and phase characteristics of the unit-cell library under normal incidence; (b) amplitude and phase responses under oblique incidence; (c), (d) comparison of the stability of honeycomb and square lattices under oblique incidence.

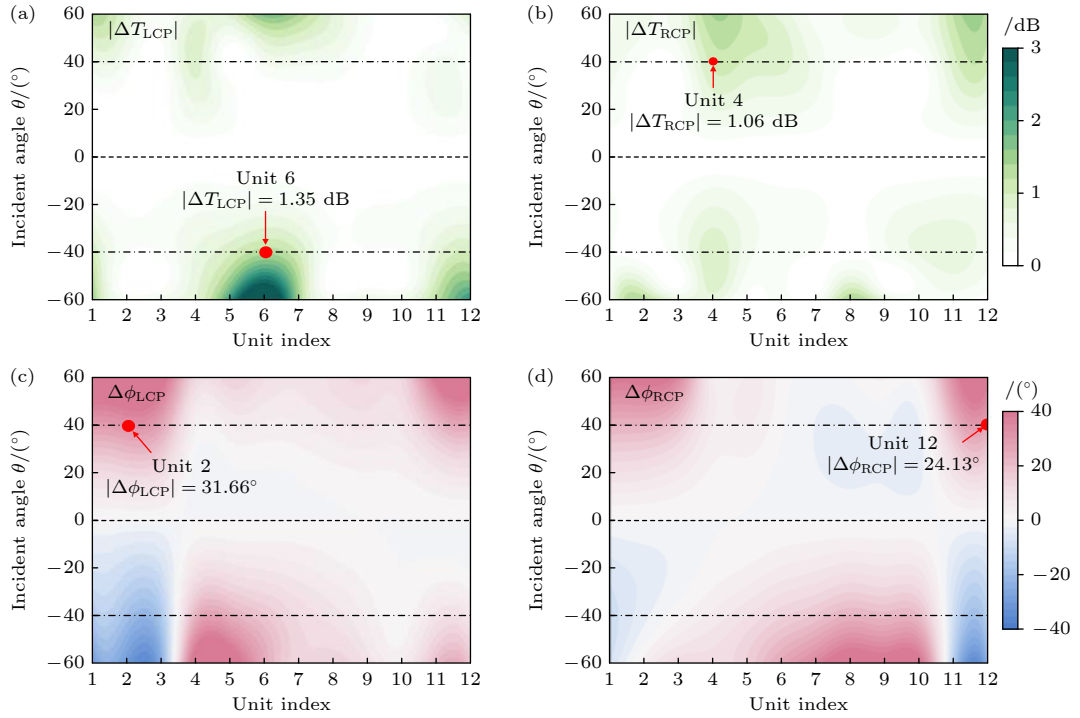


图 7 斜入射条件下 LCP/RCP 分量相对垂直入射时的幅相偏差 (a) LCP 和 (b) RCP 分量透射幅度偏差; (c) LCP 和 (d) RCP 分量相位偏差
 Fig. 7. Amplitude and phase deviations of LCP/RCP components under oblique incidence relative to those under normal incidence: (a), (b) Transmission amplitude deviations of LCP and RCP components; (c), (d) phase deviations of LCP and RCP components.

4 透射阵天线设计

本研究采用的馈源由 5 个 y -极化贴片天线组成, 各天线沿水平方向按等间距方式排布 (间距 $d = 12.5$ mm). 仿真和实测得到馈源贴片天线的反射系数如图 8 所示, 该天线单元的实际工作带宽 $T_{-10\text{ dB}} = 1300$ MHz.

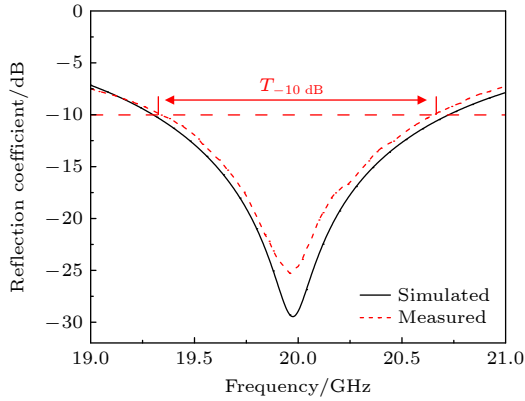


图 8 馈源贴片天线的反射系数

Fig. 8. Simulated and measured reflection coefficient of the feed patch antennas.

馈源距透射阵面 38 mm, 透射阵面物理口径

选取 $142\text{ mm} \times 92\text{ mm}$, 其中阵面四角预留空白区域, 便于通过尼龙柱固定馈源阵列与阵面. 为实现 $\theta < 0^\circ$ 区域 LCP 波束 -55° — 0° 范围的扫描, $\theta > 0^\circ$ 区域 RCP 波束 0° — 55° 扫描, 选取 3 个对称馈源状态参与相位优化, 目标波束方向设为 $(\theta_{\text{LCP}}, \theta_{\text{RCP}}) = (-1^\circ, 55^\circ), (-25^\circ, 25^\circ), (-55^\circ, 1^\circ)$, 对应自左至右的馈源编号为 1, 3, 5, 括号内前一项为 LCP 主波束目标方向, 后一项为 RCP 主波束目标方向. 为避免 LCP/RCP 波束跨越 $\theta = 0^\circ$ 边界, 在目标角度中引入 $\pm 1^\circ$ 的偏置.

随后采用本文提出的多馈源联合相位综合方法, 分别得到 LCP 与 RCP 两通道的相位分布, 见图 9, 该相位优化过程经 10 轮迭代后收敛. 随后将两通道目标相位代入 (7) 式中, 求解得到阵面各单元所需的初始相位 φ_i 与旋转角度 φ_r 的空间分布, 见图 10. 最后将初始相位 φ_i 通过第 3 节建立的离散相位单元库进行量化, 完成透射阵天线的设计, 如图 11 所示.

为验证所提出透射阵天线的双圆极化宽角度扫描特性, 采用 CST 对天线整机进行了全波仿真. 图 12 和图 13 给出了不同馈源激励条件下的远场仿真结果. 可以看到, 入射 y -极化波经透射阵面调

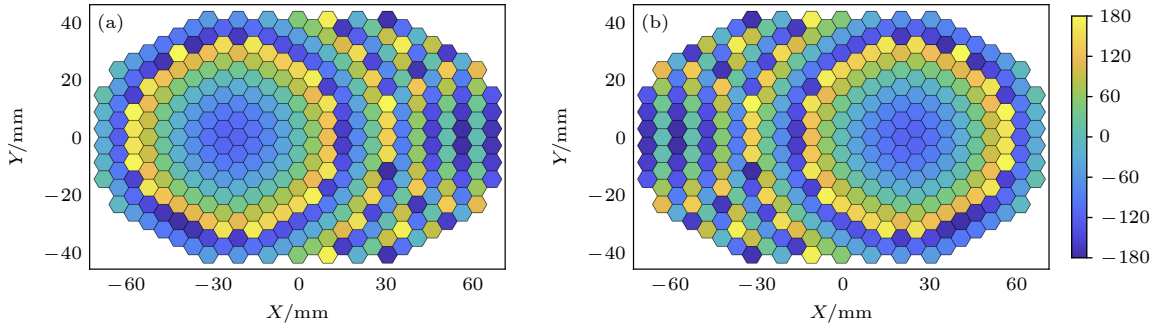


图 9 联合优化得到的 (a) LCP 和 (b) RCP 通道的相位分布

Fig. 9. (a) Phase distributions of the LCP and (b) RCP channels obtained through joint optimization.

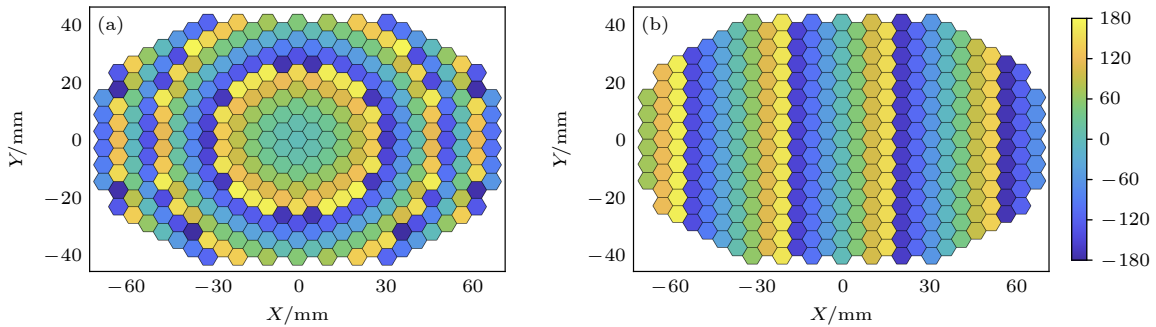


图 10 (a) 初始相位分布; (b) 旋转角度分布

Fig. 10. (a) Initial phase distribution; (b) rotation angle distribution.

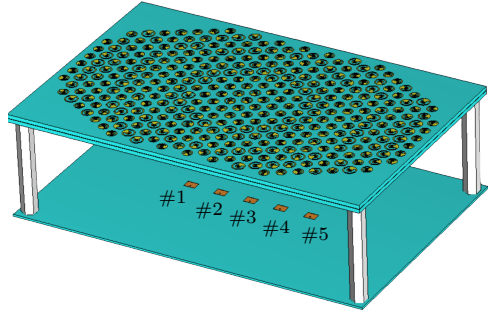


图 11 所提出透射阵天线的全波电磁仿真模型

Fig. 11. Full-wave EM-simulation model of the proposed transmitarray antenna.

制后可在空间中同时形成两束圆极化主波束: LCP 主波束实现约 -55° — 0° 的角度扫描; RCP 主波束实现约 0° — 55° 的角度扫描.

5 天线加工与实验验证

为进行实验验证, 采用标准印刷电路板技术对所设计的透射阵天线进行样机的实物加工与制备. 如图 14 所示, 样机由透射阵面与馈源阵列组成. 其中, 线极化馈源阵列通过尼龙柱固定在距离超表面平面 $F = 38$ mm 位置处.

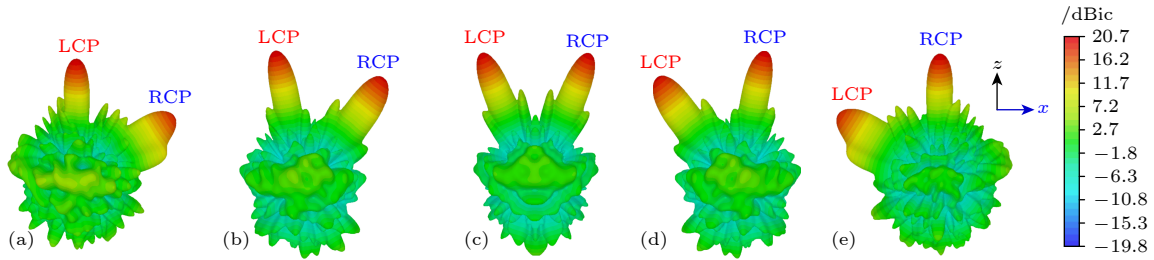


图 12 (a) 1 号馈源, (b) 2 号馈源, (c) 3 号馈源, (d) 4 号馈源, (e) 5 号馈源在 20 GHz 处单独激励时的 3D 远场

Fig. 12. Simulated 3D far-field patterns at 20 GHz under individual excitation of (a) feed 1, (b) feed 2, (c) feed 3, (d) feed 4, and (e) feed 5.

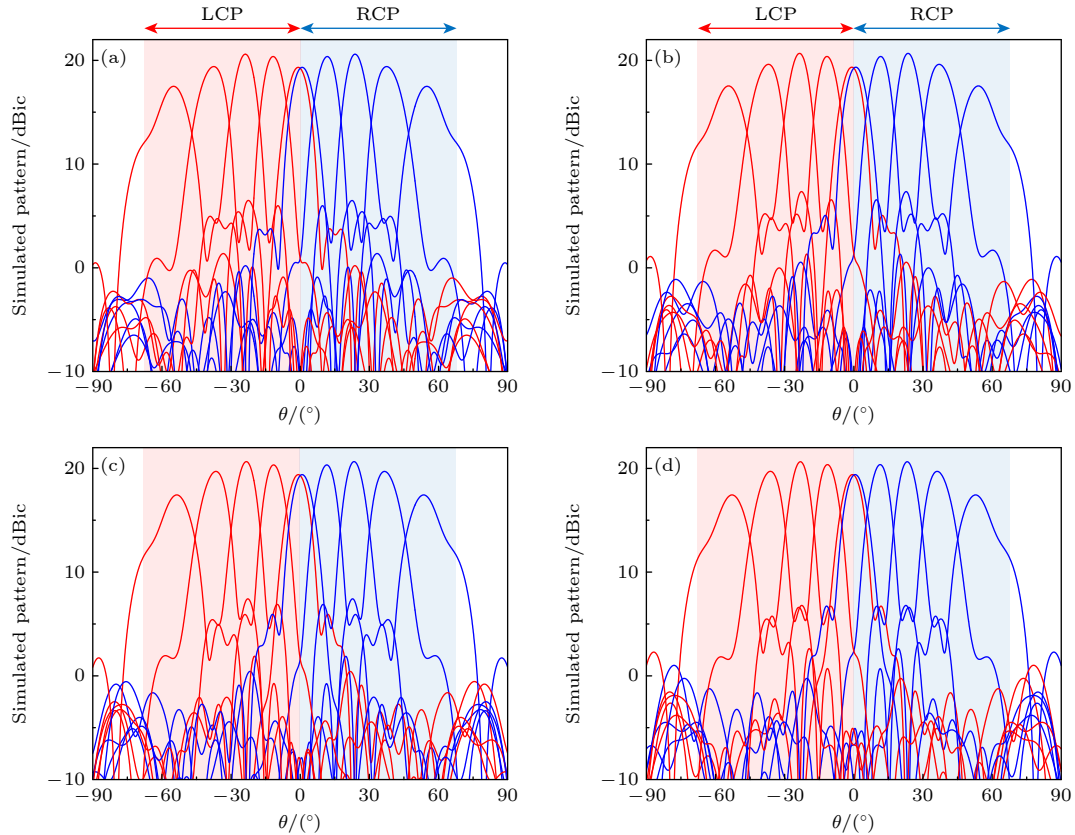


图 13 不同频率处的波束扫描方向图 (a) 19.6 GHz; (b) 19.8 GHz; (c) 20.0 GHz; (d) 20.2 GHz

Fig. 13. Simulated beam-scanning radiation patterns at different frequencies: (a) 19.6 GHz; (b) 19.8 GHz; (c) 20.0 GHz; (d) 20.2 GHz.

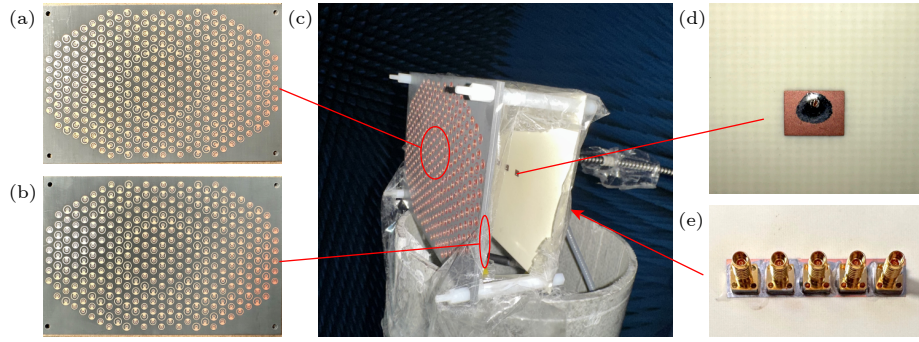


图 14 样机实物照片 (a) 发射层; (b) 接收层; (c) 透射阵天线整体; (d) 贴片馈源阵列; (e) SMA 接头

Fig. 14. Prototype photographs of: (a) Transmitting layer; (b) receiving layer; (c) complete transmitarray antenna; (d) patch feed array; (e) SMA connectors.

将所设计的样机置于微波暗室中进行测试验证。测试环境如图 15 所示, 所设计的透射阵天线放置于转台中心, 线极化馈源通过微波电缆连接至罗德与施瓦茨 (Rohde & Schwarz) ZVA67 矢量网络分析仪的发射端口, 并通过依次切换馈源阵列的不同端口实现不同馈源位置的激励。接收端采用喇叭天线接收辐射信号, 收发天线测试距离为 5 m, 完成方向图测试。

为验证波束扫描性能, 图 16 给出 19.6, 19.8, 20 和 20.2 GHz 四个频率点的辐射方向图。单个馈源被激励时, RCP 与 LCP 波束在预期方向同步出

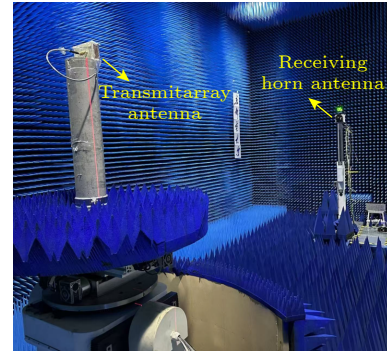


图 15 暗室测试布置与测量系统

Fig. 15. Anechoic-chamber measurement setup and configuration.

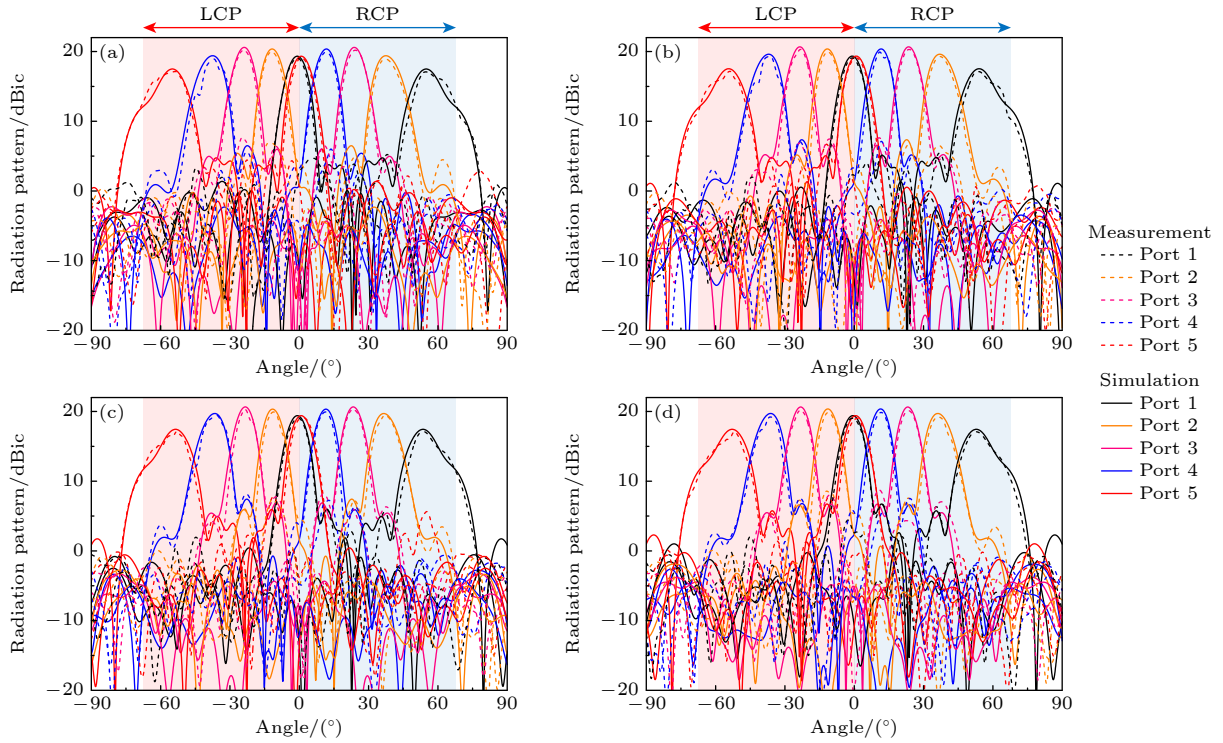


图 16 不同频率处远场方向图的仿真与测试结果对比 (a) 19.6 GHz; (b) 19.8 GHz; (c) 20.0 GHz; (d) 20.2 GHz

Fig. 16. Comparison of simulated and measured far-field radiation patterns at different frequencies: (a) 19.6 GHz; (b) 19.8 GHz; (c) 20.0 GHz; (d) 20.2 GHz.

现, 仿真与实测结果吻合良好. 由图 16(a) 可知, 在 19.6 GHz 处, 各圆极化波束的实测旁瓣电平 (SLL) 均低于 -11.5 dB, 且 $\pm 55^\circ$ 扫描范围内的扫描损耗小于 3.2 dB. 在 19.8, 20 和 20.2 GHz 也获得相近的旁瓣电平和扫描损耗, 分别如图 16(b)–(d) 所示. 但扫描范围随频率升高略有缩减, 这主要是因为阵面补偿相位是在中心频点处完成设计的. 离开中心频点后, 口径相位分布与目标扫描方向的匹配程度有所下降, 从而使主瓣实际指向偏离预期扫描方向 [38,39], 4 个频率对应的覆盖范围依次为 $\pm 55^\circ$, $\pm 54.5^\circ$, $\pm 54^\circ$, $\pm 53.6^\circ$. 多波束阵列的口径效率通过公式 $\eta_{\text{aperture}} = \lambda^2 (G_{\text{RCP}} + G_{\text{LCP}}) / (4\pi A_p)$ 计算得

到 [40], A_p 为透射阵面的物理口径面积, 此超表面共 339 个正六边形单元, $A_p = 10568 \text{ mm}^2$. G_{RCP} , G_{LCP} 分别为 RCP, LCP 波的主瓣增益. 图 17 给出了该频段扫描过程中波束最大增益、扫描损耗、口径效率及扫描范围的仿真与实测对比结果, 二者吻合良好. 实测峰值口径效率在 19.8 GHz 处 3 号馈源激励时达到最大值 37%, 此时 LCP 与 RCP 的主瓣方向增益均为 20.3 dBic. 图 18 给出了 19–21 GHz 频段内, 不同馈源激励下 LCP/RCP 波束主瓣方向的轴比变化曲线, 所有轴比均低于 3 dB, 表明天线具有良好的圆极化性能.

最后, 我们对比了近年公开报道的相关工作,

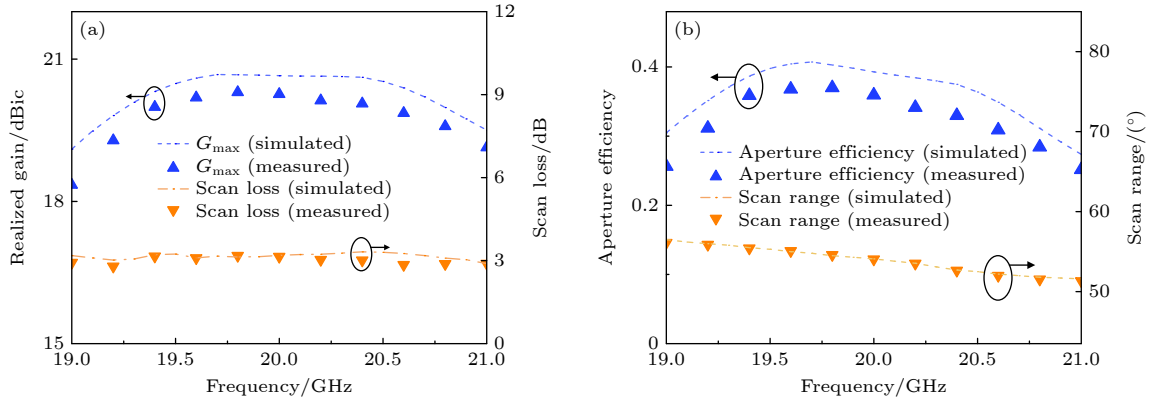


图 17 (a) 增益与扫描损耗随频率变化的曲线; (b) 口径效率与扫描范围随频率变化的曲线

Fig. 17. (a) Gain and scan loss versus frequency; (b) aperture efficiency and scan range versus frequency.

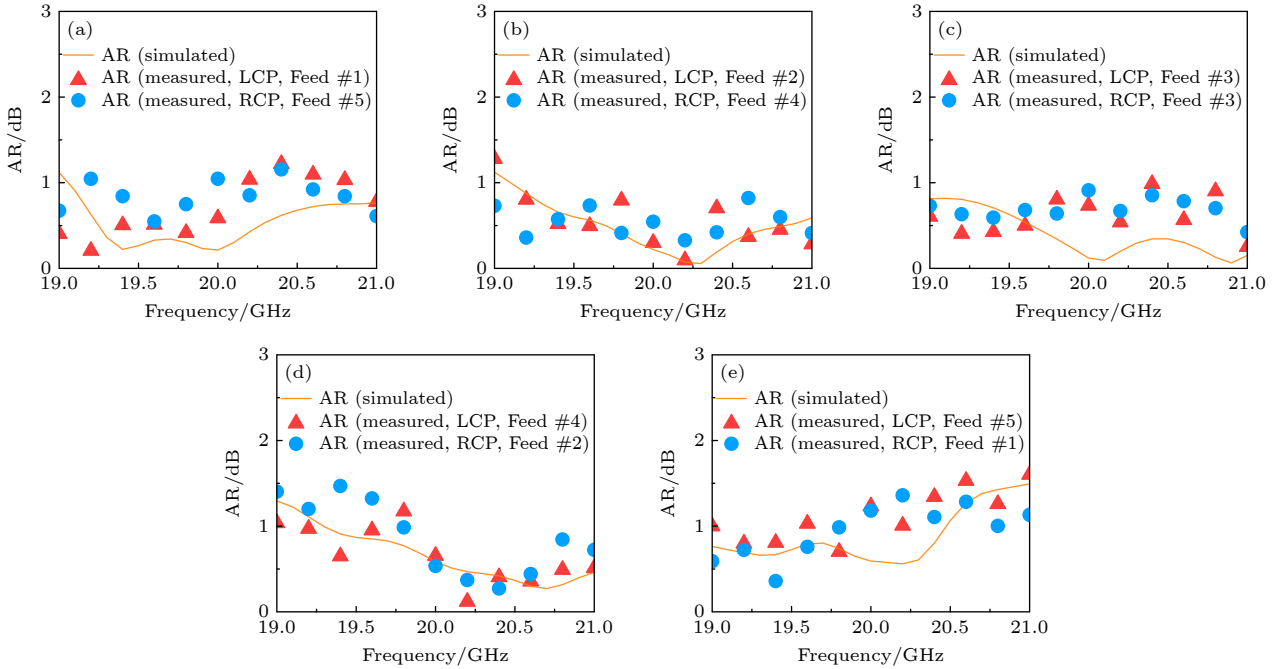


图 18 不同馈源激励下 LCP/RCP 波束主瓣方向轴比随频率变化的曲线

Fig. 18. Axial ratio of the LCP/RCP beams in the main-lobe direction versus frequency.

表 3 与相关工作的性能对比
Table 3. Performance comparison with related works.

参考文献	频率/GHz	扫描范围 (工作方式)	扫描损耗/dB	最大增益/ dBi(dBic)	口径效率/%	极化方式
[18]	28	固定四波束	—	19.03	26.99	双圆极化+双线极化
[19]	14.5	固定双波束	—	22.7	26.9	双圆极化
[20]	16	$\pm 52^\circ$	3.4	22.9	30.1	单圆极化
[31]	14.5 22.7	$\pm 45^\circ$	—	17.32	—	线极化
[32]	28	$\pm 30^\circ$	2.9	21.1	22.4	单圆极化
[33]	28.5	$\pm 30^\circ$	2.9	25	32.3	线极化
[41]	10/13 14.25	$\pm 60^\circ$ $\pm 50^\circ$	4.9 4.74	21.15 19.49	10 19.8	线极化 线极化
本工作	20	$\pm 55^\circ$	3.2	20.3	37	双圆极化

其中口径效率均取自各文献在最大增益条件下对应的数值. 从表 3 的对比结果可知, 本文所提出的透射阵天线表现出明显的宽角度扫描特性, 并实现了双圆极化波束的独立调控.

6 结 论

本文提出了一种双圆极化宽角度双波束扫描透射阵天线. 该天线在线极化馈源激励下可实现 LCP 波与 RCP 波相位的独立调控. 通过所提出的坐标上升法的透射阵面相位补偿策略, 结合远场阵列理论, 通过算法快速优化迭代得到不同位置处馈源激励产生不同波束指向的双圆极化波束所需的整体相位分布. 同时, 透射阵面在实现中采用蜂巢结构排布的正六边形单元以提升斜入射的稳定性. 最终, 所提出的透射阵天线在约 20 GHz 实现了 -55° — 55° 的宽角度双波束扫描, 且 LCP 波与 RCP 波可被独立调控. 所提出的双波束双圆极化宽角度扫描透射阵天线在卫星通信、目标跟踪和预警探测等领域具有巨大应用潜力. 需要指出的是, 本文聚焦于双圆极化宽角度双波束扫描特性的实现, 未针对天线带宽开展专门优化设计, 带宽优化将作为后续研究的重点.

参考文献

- [1] Hong Y P, Kim J M, Jeong S C, Kim D H, Yook J G 2005 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **4** 475
- [2] Wu T H, Yang H H, Li T, Ji K F, Zhang Z Y, Liao J W, Zou J 2025 *Acta Phys. Sin.* **74** 204101 (in Chinese) [吴天昊, 杨欢欢, 李桐, 季轲峰, 张芷昀, 廖嘉伟, 邹靖 2025 物理学报 **74** 204101]
- [3] Mailloux R J 1982 *Proc. IEEE* **70** 246
- [4] Wang S Y, Zhang K X, Wang F, Wen G Y 2022 *Acta Phys.*

- Sin.* **71** 248402 (in Chinese) [王身云, 张康旭, 王峰, 文舸—2022 物理学报 **71** 248402]
- [5] Jiang J H, Yu S X, Kou N, Ding Z, Zhang Z P 2021 *Acta Phys. Sin.* **70** 238401 (in Chinese) [蒋基恒, 余世星, 寇娜, 丁召, 张正平 2021 物理学报 **70** 238401]
- [6] Cheng Y F, Ding X, Shao W, Wang B Z 2017 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **65** 932
- [7] Jiang M Y, Li J S 2025 *Acta Phys. Sin.* **74** 028701 (in Chinese) [蒋铭阳, 李九生 2025 物理学报 **74** 028701]
- [8] Sun Y Y, Han L, Shi X Y, Wang Z N, Liu D H 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 104201 (in Chinese) [孙彦彦, 韩璐, 史晓玉, 王兆娜, 刘大禾 2013 物理学报 **62** 104201]
- [9] Luo X G 2015 *Sci. China Phys. Mech. Astron.* **58** 594201
- [10] Yu N, Genevet P, Kats M A, Aieta F, Tettienne J P, Capasso F, Gaburro Z 2011 *Science* **334** 333
- [11] Xu H X, Hu G, Wang Y, Wang C, Wang M, Wang S, Huang Y, Genevet P, Huang W, Qiu C W 2021 *Light: Sci. Appl.* **10** 75
- [12] Guo W L, Wang G M, Li H P, Hou H S 2016 *Acta Phys. Sin.* **65** 074101 (in Chinese) [郭文龙, 王光明, 李海鹏, 侯海生 2016 物理学报 **65** 074101]
- [13] Guo Y H, Ma X L, Pu M B, Li X, Zhao Z Y, Luo X G 2018 *Adv. Opt. Mater.* **6** 1800592
- [14] Phillion R H, Okoniewski M 2011 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **59** 1217
- [15] Yang S Y, Yan Z H, Liu P, Li X 2022 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **21** 1497
- [16] Zhuang Y Q, Wang G M, Zhang C X, Zhang X K, Zong B F, Ma W D, Wang Y W 2016 *Acta Phys. Sin.* **65** 154101 (in Chinese) [庄亚强, 王光明, 张晨新, 张小宽, 宗彬锋, 马卫东, 王亚伟 2016 物理学报 **65** 154101]
- [17] Guo Y H, Wang Y Q, Pu M B, Zhao Z Y, Wu X Y, Ma X L, Wang C T, Yan L S, Luo X G 2015 *Sci. Rep.* **5** 8434
- [18] Zhang C, Luo Y, He Y R, Yan N N, Ma K X 2025 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **73** 1414
- [19] Gao S, Wong H 2025 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **73** 3537
- [20] Lei H Y, Zhong Y C, Jia Y T, Zhu J Q, Liu Z X, Chen Y N, Liu Y 2023 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **71** 6173
- [21] Feng K S, Li N, Yang H H 2021 *Acta Phys. Sin.* **70** 194101 (in Chinese) [冯奎胜, 李娜, 杨欢欢 2021 物理学报 **70** 194101]
- [22] Li T, Yang H H, Li Q, Liao J W, Gao K, Ji K F, Cao X Y 2024 *Acta Phys. Sin.* **73** 124101 (in Chinese) [李桐, 杨欢欢, 李奇, 廖嘉伟, 高坤, 季轲峰, 曹祥玉 2024 物理学报 **73** 124101]
- [23] Wang C H, Xu H X, Zhu R Q, Ding H Y, Li B, Wang X F, Yang C H, Lu Y 2026 *IEEE Trans. Antennas Propag.* doi: 10.1109/TAP.2026.3661559

- [24] Huang X J, Gao H H, He J H, Luan S Z, Yang H L 2022 *Acta Phys. Sin.* **71** 224102 (in Chinese) [黄晓俊, 高焕焕, 何嘉豪, 栾苏珍, 杨河林 2022 *物理学报* **71** 224102]
- [25] Xu Y F, Deng Y, Tong W T, Wang H F, Wang X Y, Zhao J M, Jiang T, Zhang S K, Chen K, Feng Y J 2025 *Acta Phys. Sin.* **74** 108101 (in Chinese) [许一帆, 邓烨, 佟琬婷, 王海峰, 王学运, 赵俊明, 姜田, 张升康, 陈克, 冯一军 2025 *物理学报* **74** 108101]
- [26] Wang C H, Zhang F, Xu H X, Liu T, Wang Z J 2024 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **23** 2036
- [27] Yu H, Zhang Z Y, Su J X, Qu M J, Li Z R, Xu S H, Yang F 2023 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **71** 7285
- [28] Du Y J, Huang J M, Zhang N B, Cui Y S, Ren W Z 2025 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **24** 602
- [29] Li J X, Yao H M, Li B, Taishi B Y, Hao Y Y, Xu J C, Bi K 2025 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **24** 4960
- [30] Yang N, Zhong Y C, Wang H, Yan J Y, Jia Y T, Liu Z X, Liu Y, Gong S X 2025 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **73** 7850
- [31] Xu J, Yang K, Tian S, Zhao J P 2024 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **23** 4658
- [32] Zhang M J, Qin W, Li Y Z, Ding X H, Cao Y 2025 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **24** 2697
- [33] Liu G, Kodnoeih M R D, Pham K T, Cruz E M, Gonzalez-Ovejero D, Sauleau R 2019 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **18** 631
- [34] Lima E B, Matos S A, Costa J R, Fernandes C A, Fonseca N J G 2015 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **63** 5443
- [35] Yang X J, Wang C L, Ji Y, Hu J, Wong H 2025 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **73** 5408
- [36] Feng P Y, Qu S W, Yang S W, Shen L, Zhao J P 2018 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **66** 2883
- [37] Feng P Y, Qu S W, Yang S 2019 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **18** 358
- [38] Almajali E, McNamara D A, Shaker J, Chaharmir M R 2012 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **11** 937
- [39] Almajali E, McNamara D A, Shaker J, Chaharmir M R 2013 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **12** 587
- [40] Nayeri P, Yang F, Elsherbeni A Z 2012 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **60** 1166
- [41] Zhu L T, Guo X, Sun S, Wu W 2024 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **23** 3033

Dual-circularly polarized wide-angle dual-beam scanning transmitarray antenna excited by linear polarization^{*}

ZHANG Chi¹⁾ LYU Yunpeng^{2)†}

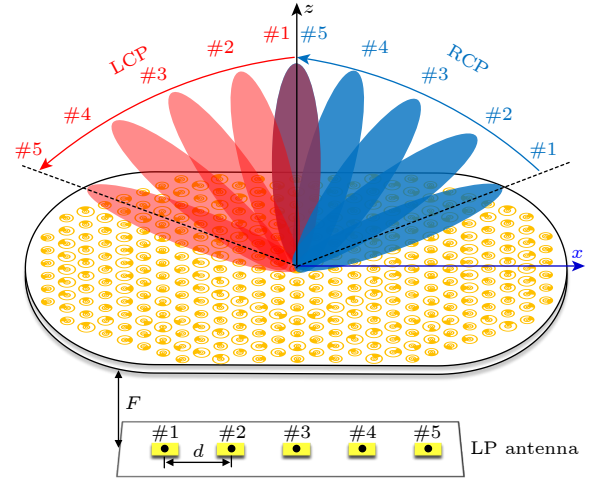
1) (Portland Institute, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China)

2) (School of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

(Received 21 February 2026; revised manuscript received 23 March 2026)

Abstract

To overcome the limited scan range of existing beam-scanning antennas and the dependence of circularly polarized scanning schemes on circularly polarized feeds, a dual-circularly polarized wide-angle dual-beam scanning transmitarray antenna excited by linear polarization is proposed. The transmitarray is constructed from spin-decoupled regular-hexagonal receiver-transmitter unit cells arranged in a honeycomb lattice. This lattice supports denser element packing than a conventional square lattice and helps maintain good angular stability under oblique incidence. Under linearly polarized excitation, the unit cells independently tailor the phases of the left- and right-handed circularly polarized (LCP and RCP) transmitted waves, allowing two orthogonal circularly polarized beams to be generated and steered independently within a single aperture. Beam scanning is realized by changing the feed position, and a coordinate-ascent-based phase compensation strategy is further developed to jointly synthesize the phase distributions required for different feed positions, yielding a complete transmitarray design procedure. The LCP and RCP target phases are then mapped to the initial phase and the rotation angle of each unit cell, enabling decoupled control of the two circularly polarized beams. Simulated and measured results show that, around 20 GHz, the proposed antenna achieves LCP beam scanning from -55° to 0° and RCP beam scanning from 0° to 55° , corresponding to an overall scanning range of 110° . Within this range, the measured scan loss is below 3.2 dB, the maximum realized gain reaches 20.3 dBic, the sidelobe levels remain below -11.5 dB, and the peak aperture efficiency is 37%. In addition, for all feed excitations, the axial ratios of both beams in their main-beam directions remain below 3 dB from 19 to 21 GHz, confirming good circular-polarization purity throughout the scanning process. The proposed design provides a low-profile and low-complexity solution for wide-angle dual-circularly polarized beam scanning and is promising for satellite communications, target tracking, and polarization-robust wireless links.



Keywords: metasurface, wide-angle, spin-decoupling, transmitarray

DOI: [10.7498/aps.75.20260267](https://doi.org/10.7498/aps.75.20260267)

CSTR: [32037.14.aps.75.20260267](https://cstr.net.cn/32037.14.aps.75.20260267)

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 62371247) and the Young Science and Technology Talent Lifting Program of Jiangsu Province, China (Grant No. JSTJ-2025-596).

[†] Corresponding author. E-mail: yunpenglyu@njupt.edu.cn



线极化激励的双圆极化宽角度双波束扫描透射阵天线

张弛 吕云鹏

Dual-circularly polarized wide-angle dual-beam scanning transmitarray antenna excited by linear polarization

ZHANG Chi LYU Yunpeng

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 75, 140802 (2026) DOI: 10.7498/aps.75.20260267

CSTR: 32037.14.aps.75.20260267

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.75.20260267>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

透反双模态极化转换与超宽带吸收功能可调控太赫兹超表面理论设计

Theoretical design of tunable terahertz metasurfaces with dual-mode polarization conversion and ultra-broadband absorption functionality

物理学报. 2025, 74(13): 138701 <https://doi.org/10.7498/aps.74.20241762>

动态可调谐的频域多功能可重构极化转换超表面

Dynamically tunable frequency-domain multifunctional reconfigurable polarization conversion metasurface

物理学报. 2022, 71(22): 224102 <https://doi.org/10.7498/aps.71.20221256>

基于双开缝环结构的半反射和半透射超宽带超薄双偏振太赫兹超表面

Double-split-ring structure based ultra-broadband and ultra-thin dual-polarization terahertz metasurface with half-reflection and half-transmission

物理学报. 2023, 72(15): 158701 <https://doi.org/10.7498/aps.72.20230471>

基于超表面的太赫兹与中长波红外高效分光器件

Metasurfaces based terahertz and mid- and long-wave infrared high-efficiency beam splitting devices

物理学报. 2024, 73(19): 197801 <https://doi.org/10.7498/aps.73.20241066>

幅值可控的逆反射和镜像反射双通道超表面结构拓扑优化设计

Topology optimization design of dual-channel metasurface structure with controllable amplitude of retroreflection and mirror reflection

物理学报. 2023, 72(24): 247801 <https://doi.org/10.7498/aps.72.20230775>

宽带吸收与极化转换可切换的太赫兹超表面

Switchable ultra-broadband absorption and polarization conversion terahertz metasurface

物理学报. 2024, 73(14): 148701 <https://doi.org/10.7498/aps.73.20240525>