

基于超表面的低副瓣高口径效率反射阵列天线

陆纪曦^{1,2}, 赵晓雯^{1,2*}, 张云华^{1,2}

(1. 中国科学院国家空间科学中心微波遥感技术重点实验室, 北京 100190; 2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 反射阵列天线凭借其高增益、低成本及波束灵活调控等优势, 在卫星通信、微波遥感与雷达系统中得到了广泛的应用。然而, 随着现代无线系统对抗干扰能力、信号质量、系统可靠性与安全性等要求的不断提升, 实现低副瓣电平(Side-Lobe Level, SLL)与高口径效率成为反射阵列天线领域的研究热点。传统的纯相位调控方法在抑制副瓣方面能力相对有限, 而现有的幅相联合调控技术虽能降低副瓣, 但往往因单元的反射幅度一致性差等原因, 导致天线口径效率显著降低, 限制了其在高性能系统中的进一步应用。针对上述问题, 本文提出了一种基于超表面的低副瓣、高口径效率反射阵列天线, 设计了具有非均匀线宽的I形超表面反射单元, 通过非均匀设计对称分裂环和切割导线的线宽, 调控不同谐振模式下的表面电流分布, 有效抑制了调相过程中反射幅度的波动。仿真结果表明, 该单元不仅可实现 $0^\circ\sim 360^\circ$ 的连续相位调控和 $0\sim 1$ 的幅度调控, 且在相位调控过程中, 反射幅度波动小于 0.03 , 具有良好的幅度一致性, 有利于组阵后实现高口径效率的反射阵列天线。基于该单元, 结合Taylor加权进行幅相联合调控, 设计并研制了一款中心频率为 15 GHz , 圆口径直径为 193.3 mm ($9.6\lambda_0$, λ_0 为中心频率对应的波长)的线极化反射阵列天线。实测结果表明: 在 15 GHz 工作频率下, 天线增益可达 26 dBi , 对应的口径效率为 43.17% , 副瓣电平低于 -24.8 dB , 交叉极化电平(Cross-Polarization Level, XPL)低于 -17.6 dB ; 1-dB 增益带宽为 18% ($15\sim 18\text{ GHz}$), 口径效率大于 38% ; 在H面和E面两个主平面内, 2-dB 副瓣电平带宽分别约为 17.0% ($15\sim 17.8\text{ GHz}$)和 16.9% ($15.2\sim 18\text{ GHz}$)。所有实测结果均与仿真结果吻合程度较好, 验证了所提设计方法的有效性。此外, 与公开文献的设计结果对比表明, 本文设计的反射阵列天线具有低副瓣、高口径效率以及低交叉极化的典型优势, 为高性能反射阵列天线提供了一种可行方案。

关键词: 反射阵列天线; 超表面; 低副瓣; 高口径效率; 幅度一致性; Taylor加权

基金项目: 中国科学院青年创新促进会(No.2022148)

中图分类号: TN82 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2026)02-0661-12

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.12263/DZXB.20251128

Low Sidelobe and High Aperture Efficiency Reflectarray Based on Metasurface

LU Jixi^{1,2}, ZHAO Xiaowen^{1,2*}, ZHANG Yunhua^{1,2}

(1. Key Laboratory of Microwave Remote Sensing, National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Reflectarray antennas have been widely used in satellite communication, microwave remote sensing, and radar systems due to their advantages of high gain, low cost, and flexible beam control. However, with the ever-increasing demands for anti-interference capability, signal quality, system reliability, and operational safety in modern wireless communication and sensing systems, achieving low sidelobe level (SLL) with high aperture efficiency has become a critical research focus in reflectarray antenna design. While conventional phase-only synthesis methods are limited in their ability to suppress sidelobes, existing amplitude-phase joint control techniques often suffer from significant efficiency losses due to the poor consistency of element reflection amplitude. To address the above problems, this paper proposes a metasurface-based reflectarray antenna design with low SLL and high aperture efficiency. A novel non-uniform line-width I-shaped metasurface reflection element has been developed. By non-uniformly designing the line widths of the symmetric split ring and cut wire to control the surface current distribution under different resonant modes, the fluctuation of reflection amplitude during the phase tuning process is effectively suppressed. Full-wave simulation results demonstrate that the proposed element not only achieves continuous phase tuning of $0^\circ\sim 360^\circ$ and amplitude control of $0\sim 1$, but also restricts the reflection amplitude fluctuation to less than 0.03 during phase tuning. This superior amplitude consistency is beneficial for achieving high aperture efficiency in reflectarray antennas. Based on the proposed element and Taylor weighting technique, a linearly polarized reflectarray antenna with circular aperture of 193.3 mm in diameter ($9.6\lambda_0$ at 15 GHz) is designed and fabricated.

Measured results indicate that a peak gain of 26 dBi along with a circular aperture efficiency of 43.17% and SLL below -24.8 dB have been achieved as well as a cross-polarization level (XPL) under -17.6 dB at 15 GHz. The 1-dB gain bandwidth reaches 18% (15~18 GHz), within which the aperture efficiency remains above 38%. The 2-dB SLL bandwidths are approximately 17.0% (15~17.8 GHz) in the H-plane and 16.9% (15.2~18.0 GHz) in the E-plane. All measured results are in favorable agreement with the corresponding simulations, verifying the effectiveness of the proposed design method. Furthermore, compared with state-of-the-art designs reported in the open literature, the proposed reflectarray antenna has the advantages of low SLL, high aperture efficiency, and low XPL. This work provides a feasible and effective technical solution for high-performance reflectarray antennas.

Keywords: reflectarray antenna; metasurface; low sidelobe level; high aperture efficiency; amplitude consistency; Taylor weighting

Foundation Item(s): Youth Innovation Promotion Association of the Chinese Academy of Sciences under Grant (No.2022148)

0 引言

反射阵列天线因其高增益、低成本以及灵活的波束调控能力,在卫星通信、微波遥感和雷达系统等领域发挥着重要的作用^[1-3]。近年来,随着卫星通信、微波遥感、雷达等系统对天线性能要求的不断提升,为了有效抑制干扰,提升信号质量,增强系统可靠性与安全性^[4-5],降低副瓣电平与交叉极化电平、拓展工作带宽以及提高口径效率逐渐成为反射阵列天线的研究热点。

时至今日,降低反射阵列天线副瓣电平的方法主要有两类,一是通过相位调控来实现低副瓣^[6-9],二是通过幅相联合调控来实现低副瓣^[10-12]。其中,针对前者,文献[6]采用旋转微带环形单元调控相位,实现了 -17.3 dB的副瓣电平;文献[7]采用同心分环结构单元设计单层双频反射阵,分别在19~21.5 GHz和29~31.5 GHz两个频率范围内实现了 -19 dB和 -18 dB的副瓣电平;文献[8]采用对数螺旋晶格结构,实现平滑的相位-频率响应特性,在6.25%的相对带宽内实现 -20 dB的副瓣电平;文献[9]提出一种风车型液态金属单元,结合快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)算法优化相位分布,使副瓣电平改善超3 dB。然而,根据阵列综合理论,与幅相联合调控相比,仅相位调控在实现低副瓣方面的能力有限。近年来,随着超表面技术的发展^[10-16],幅度和相位联合调控成为低副瓣天线设计的共性技术路径,为低副瓣的反射阵列天线的设计提供了可能,文献[10]首次提出了一种I形超表面单元,具有独立控制反射波相位和幅度的显著优势,虽然其将线极化反射阵列天线副瓣电平降低到了 -25 dB,但是由于所提单元在相位调控时的幅度一致性较差,致使在引入幅度加权后,反射阵的口径效率仅有25%,同时,交叉极化电平恶化至 -12.2 dB。文献[11]基于I形单元设计了双圆极化反射阵列天线,但由于该单元仅有相位调控能力,因此反射阵副

瓣电平高达 -17 dB。文献[12]针对圆极化反射阵列天线进行了低副瓣设计,采用双相混合超表面实现了 -25 dB的副瓣电平和 -14 dB的交叉极化电平,但口径效率也仅为26%,而且,其幅度与相位的调控相互耦合,导致在进行阵列综合时,无法对二者进行独立精确的优化。值得注意的是,在其他超表面天线通过幅相联合调控实现低副瓣的研究中,同样面临口径效率偏低的问题^[13-15]。文献[13]提出一种基于幅相可控超表面的超透镜天线,通过将幅度调控层与相位调控层分离堆叠,在28 GHz实现了 -25 dB以下的副瓣,但其口径效率仅为18.6%。文献[14]系统研究了多种窗函数在透射阵幅相调控中的应用,采用Gaussian分布优化后在10 GHz实现了 -26.3 dB的副瓣,而口径效率也仅为11.18%。文献[15]将Fabry-Perot腔和金属双分裂环极化器结合,设计了低副瓣低交叉极化的反射透射阵,其反射部分在30 GHz实现了 -23.1 dB的副瓣和 -30 dB的低交叉极化电平,但口径效率依然较低,仅为22.1%。

综上所述,无论是反射阵列天线,还是超透镜和透射阵等其他超表面天线,在实现低副瓣设计时,普遍存在口径效率低的问题。为了获得低副瓣、高口径效率的反射阵列天线,本文采用非均匀线宽来设计I形反射单元,显著提升了相位调控过程中的幅度一致性,反射幅度波动 <0.03 ,这样高的幅度一致性保障了反射阵的高口径效率。基于该单元设计的反射阵列天线在15 GHz处实现的副瓣低于 -24.8 dB,而口径效率高达43.17%,显著优于已有的研究结果,验证了所提单元的有效性。

1 单元设计及分析

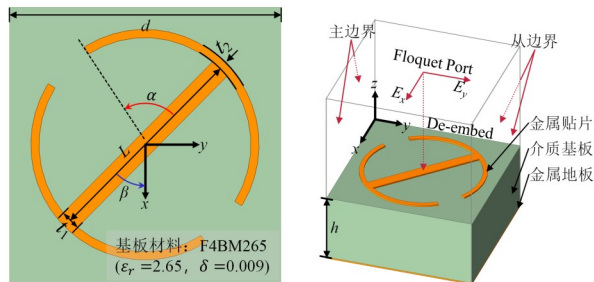
1.1 单元结构

本文所提的非均匀线宽I形线极化超表面反射单元如图1所示,具有三层结构,其中底层为金属地板,中间层为介质基板F4BM265,厚度 $h=3$ mm,相对介

电常数 $\epsilon_r = 2.65$, 损耗角正切 $\delta = 0.009$, 顶层为 I 形金属贴片, 由一个切割导线和一个对称分裂环构成, 切割导线的长度为 L , 切割导线的线宽为 t_1 , 对称分裂环的线宽为 t_2 , 二者采用非均匀线宽设计即 $t_1 \neq t_2$, 单元边长为 d , 上下金属层均采用厚度为 0.035 mm 的铜箔。该超表面反射单元具有极化转换功能, 若以 x 极化波入射, 其反射波则为 y 极化波。单元的反特性可采用 Jones 矩阵描述^[10-12]:

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} R_{xx} & R_{yx} \\ R_{xy} & R_{yy} \end{pmatrix} \quad (1)$$

其中, R_{ij} 表示入射波为极 j 化反射波为 i 极化时的反射系数。该 I 形单元具有独立调控交叉极化反射系数 R_{yx} 的相位 $\angle R_{yx}$ 和幅度 $|R_{yx}|$ 的显著优势, 改变对称分裂环弧长即改变圆心角 α , 可实现对 $\angle R_{yx}$ 的控制; 整体旋转单元即改变旋转角 β 则可调控 $|R_{yx}|$, 因此, 圆心角 α 称为调相角, 旋转角 β 称为调幅角。采用非均匀线宽设计, 通过优化线宽 t_1 与 t_2 , 在保证调幅调相的同时, 提升单元在相位调控范围内的幅度一致性, 有利于组阵后反射阵列天线实现高口径效率^[17]。在 HFSS 软件中设置周期边界条件以及 Floquet 端口, 反射单元的仿真建模如图 1(b) 所示, 经优化后, 工作于 Ku 频段, 中心频率为 15 GHz 的反射单元具体的设计参数见表 1。



(a) 单元结构 (b) 仿真设置
(a) Element structure (b) Simulation setup

图 1 反射单元

Figure 1 Proposed reflectarray element

表 1 反射单元的结构参数

Table 1 Structural parameters of the proposed reflectarray element

参数	数值/mm
L	5.2
t_1	0.5
t_2	0.2
d	6.67
h	3

1.2 单元工作原理

传统的均匀线宽 I 形单元在调相时, 反射幅度会

产生较大波动^[10], 从而影响天线的口径效率, 为有效解决该问题, 本文采用非均匀线宽设计。由所提反射单元的辐射结构可知, 假设电磁波沿 x 极化方向垂直入射, 则电场矢量可以分解为平行于切割导线 (u 方向) 的分量 E_{iu} 和垂直于切割导线 (v 方向) 的分量 E_{iv} 如图 2 所示, 它们分别激发单元的不同谐振模式^[18-19]。采用 HFSS 软件对单元进行全波电磁仿真, 在分别施加电场分量 E_{iu} 和 E_{iv} 时, 单元主极化反射系数随调相角 α 的变化曲线如图 3 所示, 当调相角 $18^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$, 单元以 E_{iv} 分量激发的模式为主, 当 $60^\circ \leq \alpha \leq 77^\circ$, 则以 E_{iu} 分量激发的模式为主。为了清楚起见, 图 4 给出了不同调相角 α 对应的单元表面电流分布情况, 其中, 图 4(a) 对应的调相角 $\alpha = 35^\circ$, 此时单元上的电流主要沿对称分裂环分布, 以 E_{iv} 分量为主; 当 $\alpha = 60^\circ$ 时, 如图 4(b) 所示, 电流在对称分裂环和切割导线上均有分布; 而当 $\alpha = 77^\circ$ 时, 如图 4(c) 所示, 电流则主要沿切割导线分布, 以 E_{iu} 分量为主。由此可知, 在相位调控时, 采用非均匀线宽设计可以分别调节对称分裂环和切割导线上的电流分布, 从而对 E_{iu} 和 E_{iv} 两种分量所对应的谐振模式进行独立优化, 这样单元在随调相角变化时, 两种谐振模式能够平滑过渡, 有效抑制调相过程中反射幅度的波动。

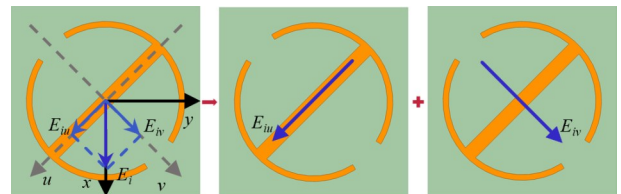


图 2 I 形反射单元激发模式示意图

Figure 2 Schematic diagram of the excitation modes for the I-shaped element

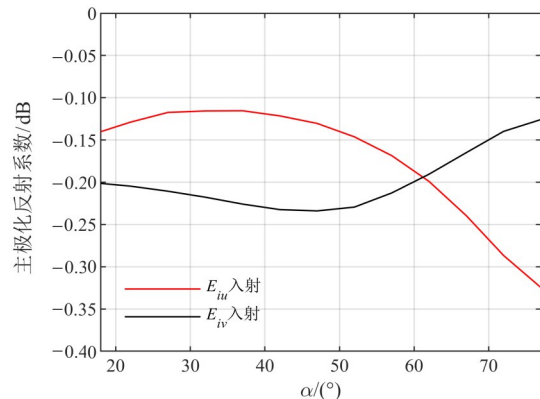


图 3 15 GHz 处不同调相角 α 下 E_{iu} 和 E_{iv} 分别入射时单元主极化反射系数

Figure 3 Co-polarization reflection of the element when E_{iu} and E_{iv} are incident under different α at 15 GHz

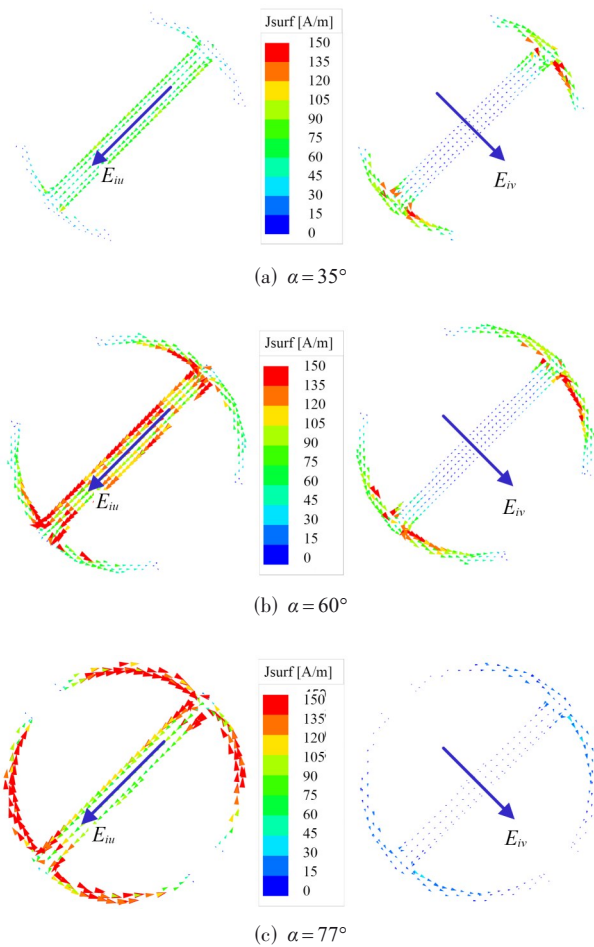


图4 15 GHz处不同调相角 α 下 E_{iu} 和 E_{iv} 分别入射时单元表面电流分布

Figure 4 Surface current distribution of the element when E_{iu} and E_{iv} are incident under different α at 15 GHz

为验证非均匀线宽设计的有效性,图5对比了均匀线宽($t_1=t_2=1\text{ mm}$)和非均匀线宽($t_1=0.5\text{ mm}, t_2=0.2\text{ mm}$)两种结构设计下,单元取不同调幅角 β 时,反射幅度随调相角 α 的变化特性。对比结果表明,对于不同的反射幅度,非均匀线宽(蓝色曲线)的设计使反射幅度在 $18^\circ\sim 77^\circ$ 的整个调相角 α 范围内更为平坦,单元在调相过程中具有更好的幅度一致性,这有利于提升反射阵的口径效率。同时,对于调幅调相的反射单元,良好的幅度一致性确保了幅度调控的精确性,能避免因幅度波动产生过高的额外主极化分量,从而有效抑制反射阵交叉极化电平的恶化。

图6对比了均匀($t_1=t_2=1\text{ mm}$)和非均匀($t_1=0.5\text{ mm}, t_2=0.2\text{ mm}$)线宽两种情况下,单元的反射相位曲线,由此可知,实现 $0\sim 180^\circ$ 连续相位覆盖,均匀线宽单元的调相角 α 的变化范围为 $8^\circ\sim 80^\circ$,跨度为 72° ,

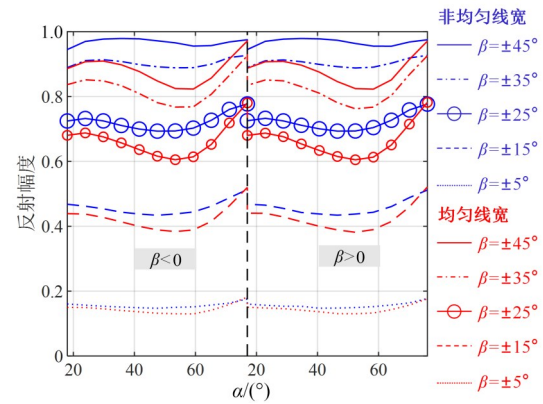


图5 15 GHz处均匀和非均匀线宽单元反射幅度一致性对比
Figure 5 Comparison of reflection amplitude consistency between uniform and non-uniform line-width elements at 15 GHz

而非均匀线宽单元的 α 变化范围为 $18^\circ\sim 77^\circ$,跨度仅为 59° ,这表明非均匀线宽单元的相位曲线斜率更大,相位随调相角 α 的变化更敏感,调控灵敏度 $d\varphi/d\alpha$ 更高,而调相角 α 的改变意味着单元上分裂环弧长尺寸的改变,也就是说相比于均匀线宽,非均匀线宽下微小的尺寸变化引起的相位变化更大,可见,非均匀线宽设计对加工精度要求更高,需要更小的加工公差,尽管如此,该设计仍符合当前的PCB加工工艺要求。

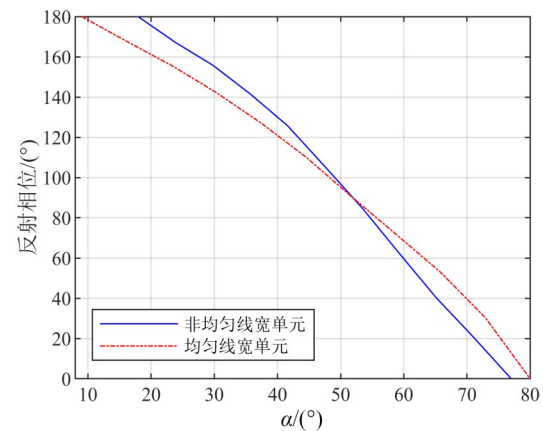


图6 15 GHz处 $\beta=45^\circ$ 时均匀和非均匀线宽单元反射相位调控对比
Figure 6 Comparison of reflection phase tuning range between uniform and non-uniform line-width elements when $\beta=45^\circ$ at 15 GHz

基于上述设计,通过全波仿真获得了离散参数空间下(β 取值范围为 $-45^\circ\sim 45^\circ$,间隔 10° ; α 取值范围为 $18^\circ\sim 77^\circ$,间隔 5.9°)单元在15 GHz处的幅相响应, $\alpha=77^\circ$ 和 $\beta=\pm 45^\circ$ 两组关键切面的幅相调控特性仿真结果如图7所示。当 $\alpha=77^\circ$ 时,随着 β 从 -45° 变化至 45° , $|R_{yx}|$ 在 $0\sim 1$ 之间变化,同时 $\angle R_{yx}$ 除了在 $\beta=0^\circ$ 具有固

有的 180° 相位跳变外,其余部分基本保持不变且波动 $< 2.5^\circ$,如图 7(a)所示;当 $\beta = 45^\circ$ 时, α 在 $18^\circ \sim 77^\circ$ 范围内可实现 $0^\circ \sim 180^\circ$ 相位覆盖,而 $\beta = -45^\circ$ 时则对应于 $180^\circ \sim 360^\circ$ 的相位调控,因此,通过结合 $\beta = \pm 45^\circ$ 两个部分,即可在 $\alpha = 18^\circ \sim 77^\circ$ 的区间内实现完整的 $0^\circ \sim 360^\circ$ 相位调控,同时,该参数范围内的反射幅度 $|R_{yx}| > 0.95$ 且波动 < 0.03 ,如图 7(b)所示。

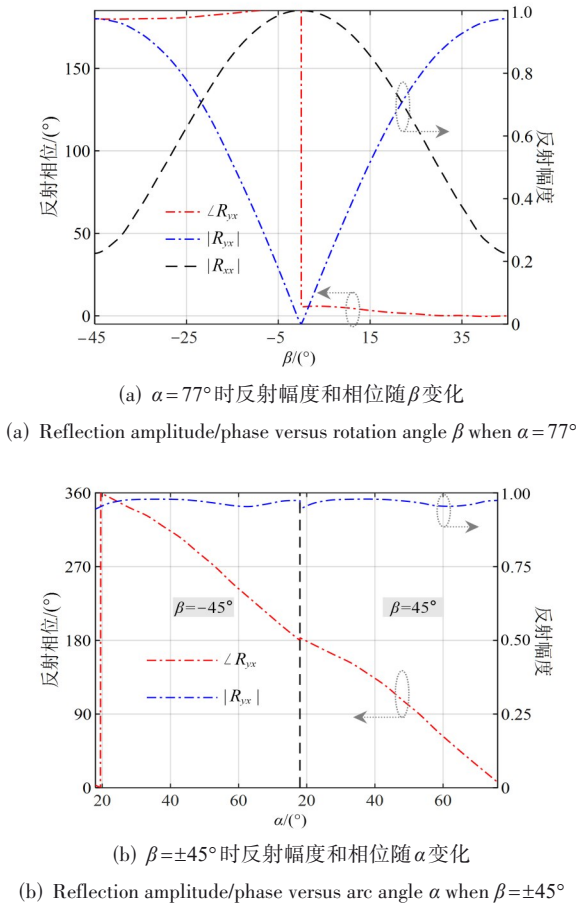
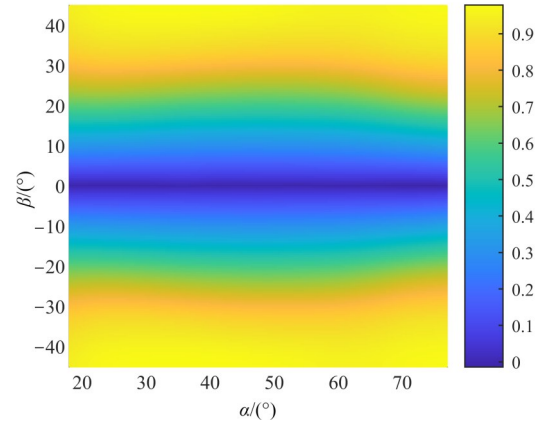


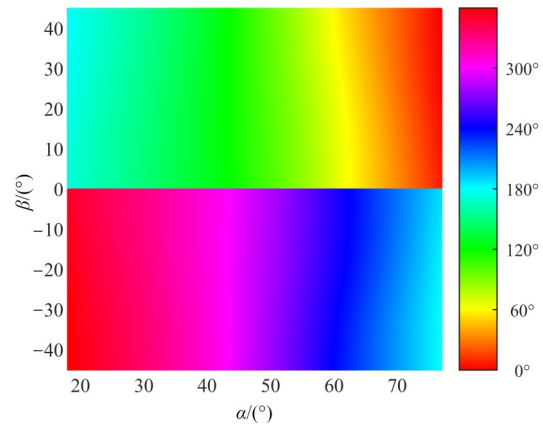
图 7 15 GHz 处所提反射单元调幅调相仿真结果
Figure 7 Simulated amplitude and phase responses of the proposed reflectarray element at 15 GHz

为获得连续响应曲面以便于阵列综合,对仿真数据进行了二维线性插值,得到的全参数空间的幅相调控特性图如图 8 所示。图 8(a)的幅度分布表明,对于任意固定的 β 值,幅度随 α 的变化平缓,整体波动小;而对于任意固定的 α 值,通过调节 β 均可实现从 0~1 的连续幅度调控。图 8(b)的相位分布表明,在 $\beta = -45^\circ \sim 0^\circ$ 和 $0^\circ \sim 45^\circ$ 两个子区间内,相位随 β 的变化极小,波动 $< 2.5^\circ$,且两区间之间存在 180° 相位差;对于任意固定的 $|\beta|$ 值,调节 α 均可实现 $0^\circ \sim 360^\circ$ 的连续相位覆盖。



(a) 反射幅度 $|R_{yx}|$ 在 (α, β) 平面上的分布

(a) Distribution of reflection amplitude $|R_{yx}|$ on the (α, β) plane



(b) 反射相位 $\angle R_{yx}$ 在 (α, β) 平面上的分布

(b) Distribution of reflection phase $\angle R_{yx}$ on the (α, β) plane

图 8 所提反射单元在 15 GHz 处的全参数空间幅相调控特性
Figure 8 Full-parameter-space amplitude and phase control characteristics of the proposed element at 15 GHz

所提反射单元带宽性能的仿真结果如图 9 所示,当 $\beta = 45^\circ$ 时,对于不同的 α 即图 9(a),反射相位随频率呈近似线性变化,反射幅度在 12~18 GHz 内都大于 0.86;当 $\alpha = 77^\circ$ 时即图 9(b),对于不同的 β ,反射相位随频率依然呈近似线性变化,反射幅度在 12~18 GHz 内一致性良好,波动 < 0.05 。所提反射单元在不同入射角下的幅相仿真结果如图 10 所示,当入射角小于 40° 时,对于不同的 α 即图 10(a),单元的反射幅度均大于 0.9,反射相位间基本保持平行,可见,在设计反射阵时馈源入射角在 40° 内可等效为平面波入射;同时,对于不同的 β 即图 10(b),当入射角小于 40° 时单元的反射幅度波动小于 0.05,且反射相位基本保持不变。

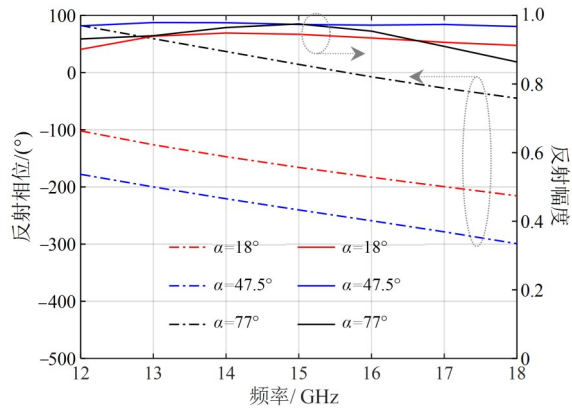
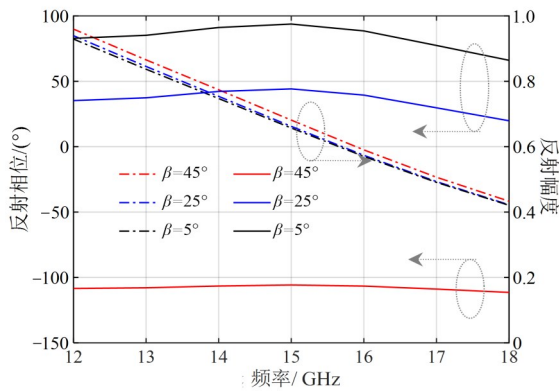
(a) 对于不同 α 反射幅度和相位随频率变化($\beta=45^\circ$)(a) Reflection amplitude/phase versus frequency for different α ($\beta=45^\circ$)(b) 对于不同 β 反射幅度和相位随频率变化($\alpha=77^\circ$)(b) Reflection amplitude/phase versus frequency for different β ($\alpha=77^\circ$)

图9 所提反射单元带宽仿真结果

Figure 9 Simulated bandwidth of proposed reflectarray element

2 低副瓣反射阵列天线设计

利用上述所提的反射单元,结合 Taylor 幅度加权算法,设计了 Ku 频段的线极化圆口径低副瓣反射阵列天线。天线结构如图 11 所示,圆口径阵列直径 $D=193.3\text{ mm}$,反射单元分布在矩形栅格上,单元间距(即单元边长)为 $d=6.67\text{ mm}$,天线阵面共有 616 个单元,采用角锥喇叭作为馈源,馈源的相位中心距离阵面的垂直距离为 $H_f=134.4\text{ mm}$,偏馈角 $\theta_f=15^\circ$,主波束指向 $(\theta_0, \varphi_0) = (15^\circ, 90^\circ)$ 。从馈源喇叭发射的 x 极化入射波,经反射阵反射,最终转换为 y 极化波辐射。

在上述结构尺寸确定的前提下,通过计算补偿相位和补偿幅度,确定各个单元的调相角 α 和调幅角 β ,即可完成低副瓣反射阵列天线设计,具体分为两个部分:首先计算补偿相位,然后采用 Taylor 加权进行幅度加权。

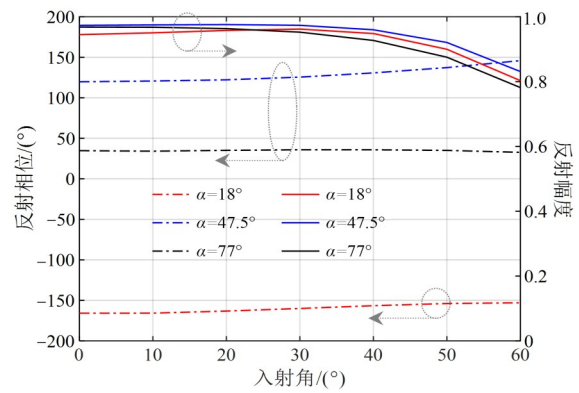
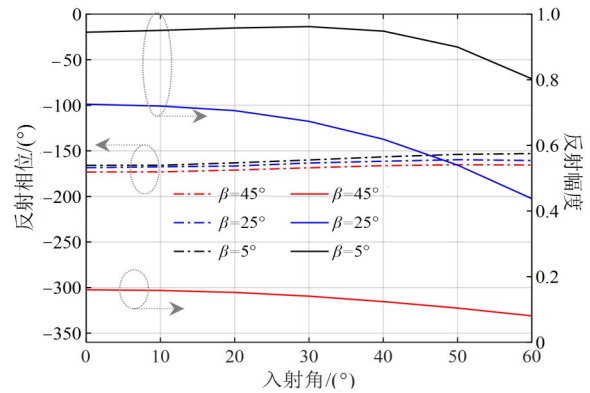
(a) 对于不同 α 反射幅度和相位随入射角变化($\beta=45^\circ$)(a) Reflection amplitude/phase versus incident angle for different α ($\beta=45^\circ$)(b) 对于不同 β 反射幅度和相位随入射角变化($\alpha=77^\circ$)(b) Reflection amplitude/phase versus incident angle for different β ($\alpha=77^\circ$)

图10 15 GHz处所提反射单元反射幅度和相位随入射角变化仿真结果

Figure 10 Simulated amplitude and phase response of the proposed element versus incident angle at 15 GHz

2.1 相位补偿

由反射阵基本原理可知,若反射阵波束指向 $(\theta_0, \varphi_0) = (15^\circ, 90^\circ)$,中心工作频率 $f=15\text{ GHz}$,那么第 i 个反射单元的补偿相位则为

$$\varphi_c(x_i, y_i) = k_0 [d_f - (x_i \cos \varphi_0 + y_i \sin \varphi_0) \sin \theta_0] \quad (2)$$

其中: (x_i, y_i) 为第 i 个反射单元的位置坐标; k_0 为真空中的传播常数; d_f 为馈源相位中心到第 i 个反射单元中心的距离,据此可计算出反射阵列天线上单元的补偿相位分布,如图 12 所示,反射阵位于 xoy 平面上,阵列中心位于坐标原点,阵元按矩形栅格排列,相邻元间距 $d = \lambda_0/3$ (λ_0 为中心频率对应的波长),横坐标表示反射阵单元在 y 方向的位置分量,纵坐标则对应为反射阵单元在 x 方向的位置分量,并且均以单元间距 d 进行归一化。

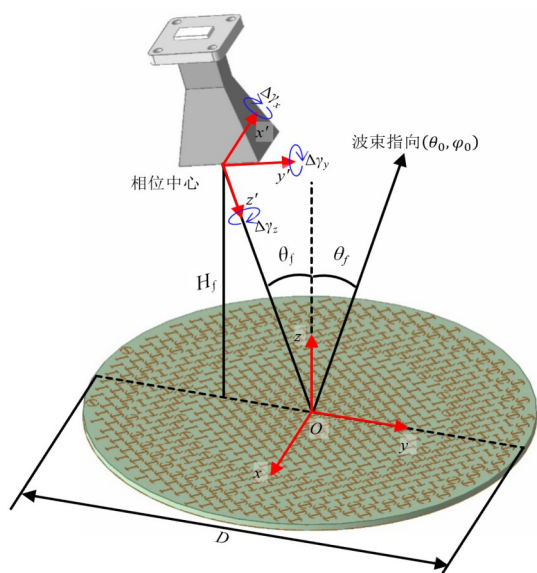


图 11 反射阵列天线整体结构示意图

Figure 11 Schematic configuration of the reflectarray antenna

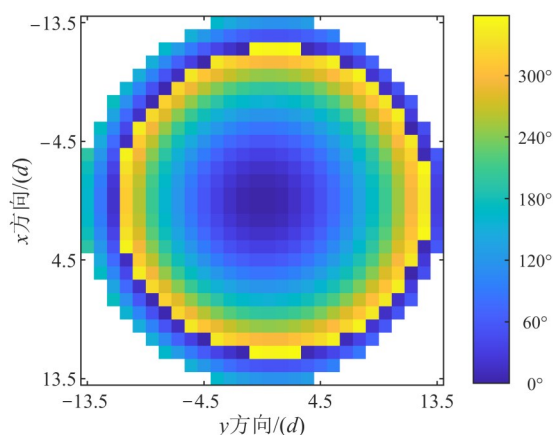


图 12 补偿相位分布

Figure 12 Distribution of compensated phase

2.2 幅度加权

为进一步降低副瓣电平,在相位补偿的基础上,对反射阵列天线在H面和E面两个主平面上采用-30 dB Taylor加权,Taylor分布函数一维形式如式(3)所示:

$$I_T(n) = 1 + 2 \sum_{m=1}^{n-1} s(m, \text{SLL}, \bar{n}) \cos(mp), n = 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

其中, $N=28$ 为阵元个数; $\bar{n}=7$ 表示等副瓣数。将由上式得到的两个正交方向的一维分布 I_{Tx} 和 I_{Ty} 相乘,并截断至圆形口径,可得到归一化的二维Taylor加权分布 $I_T(x_i, y_i)$,即

$$I_T(x_i, y_i) = I_{Tx} \cdot I_{Ty}, x_i^2 + y_i^2 \leq D^2/4 \quad (4)$$

而阵列的实际激励幅度由馈源照射决定,馈源在阵面上产生的激励分布 $I_f(x_i, y_i)$ 可表示为

$$I_f(x_i, y_i) = \frac{\text{Gain}_f(\theta_{f_i}, \varphi_{f_i})}{d_{f_i}} \quad (5)$$

其中: Gain_f 为馈源方向图; $(\theta_{f_i}, \varphi_{f_i})$ 为馈源的相对球坐标系下,反射阵列上第*i*个反射单元对应的角度坐标。将 $I_f(x_i, y_i)$ 进行归一化,归一化的原始激励分布 $I_A(x_i, y_i) = I_f(x_i, y_i) / \max(I_f(x_i, y_i))$ 。为了合成期望的Taylor分布,对馈源照射幅度进行补偿,每个单元所需的补偿幅度 $I_C(x_i, y_i)$ 则为

$$I_C(x_i, y_i) = I_T(x_i, y_i) / I_A(x_i, y_i) \quad (6)$$

计算结果如图13(a)所示。基于图8所构建的插值数据库,通过以下步骤为每个单元确定最优的 (α_i, β_i) 参数组合:首先,将插值后的幅度 $|R_{yx}(\alpha, \beta)|$ 与相位 $\angle R_{yx}(\alpha, \beta)$ 数据视为定义在离散化 (α, β) 网格上的二维矩阵。对于阵面上位置为 (x_i, y_i) 的第*i*个单元,其目标补偿幅度为 $I_C(x_i, y_i)$,目标补偿相位为 $\varphi_C(x_i, y_i)$ 。随后,在参数网格寻找使幅度与相位联合误差最小的点,即

$$(\alpha_i, \beta_i) = \arg \min_{\alpha, \beta} \left\{ \left| |R_{yx}(\alpha, \beta)| - I_C(x_i, y_i) \right| + \left| \angle R_{yx}(\alpha, \beta) - \varphi_C(x_i, y_i) \right| \right\} \quad (7)$$

其中, $|R_{yx}(\alpha, \beta)|$ 和 $\angle R_{yx}(\alpha, \beta)$ 分别为从插值数据库中读取的、对应于当前遍历网格点 (α, β) 的幅度值与相位值,最终确定的阵面所有单元的 α 与 β 参数分布分别如图13(b)和图13(c)所示。

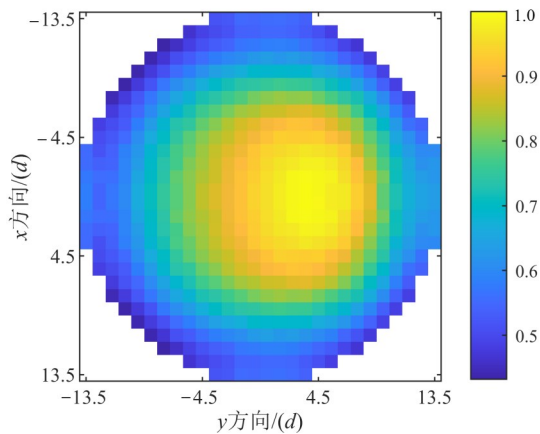
2.3 低副瓣反射阵列天线仿真

根据阵面各单元结构参数 α 和 β ,即可唯一确定阵面上的单元分布,从而完成反射阵面的设计。对所设计的反射阵列天线在HFSS中进行全波电磁仿真,其中心频率15 GHz处的主极化和交叉极化的仿真方向图如图14所示,主波束指向为 $(15^\circ, 90^\circ)$,增益为25.5 dBi,对应的口径效率为38.5%,副瓣电平低于-27.4 dB,交叉极化电平低于-21.81 dB。

3 反射阵列天线的实测结果

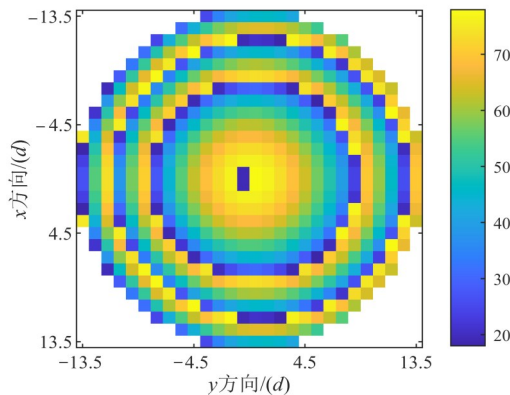
为了验证上述低副瓣设计的有效性,对该反射阵列天线进行了加工,并在微波暗室中利用NSI2000平面近场测试系统对反射阵列天线辐射性能进行测试,反射阵列天线实物及测试场景如图15所示。

图16对比了天线在15 GHz频率下的仿真与实测归一化方向图。在H面和E面内,3-dB波束宽度的实测值为 7.4° 和 8.6° ,仿真值为 7.3° 和 8.5° ,可以看出二者具有良好的一致性。副瓣电平的实测结果在H面和E面分别为-24.8 dB和-25.8 dB,较仿真值的-27.4 dB



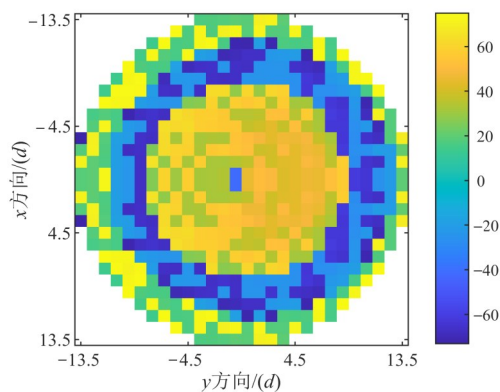
(a) 补偿幅度分布

(a) Distribution of compensated amplitude



(b) 反射阵面上的 α 分布

(b) Distribution of α



(c) 反射阵面上的 β 分布

(c) Distribution of β

图 13 调幅调相反射阵的补偿幅度、 α 与 β 分布

Figure 13 Compensation amplitude, α and β distribution of the amplitude-phase weighted reflectarray

和-27.6 dB 略有升高。交叉极化电平方面, H面实测值为-19.8 dB, 与仿真值-21.6 dB 较为接近; 而 E面实测值为-17.6 dB, 较仿真值恶化了约 4.3 dB。

天线增益和口径效率的仿真与实测结果如图 17 所示。在 15 GHz 处, 增益和口径效率的实测值为

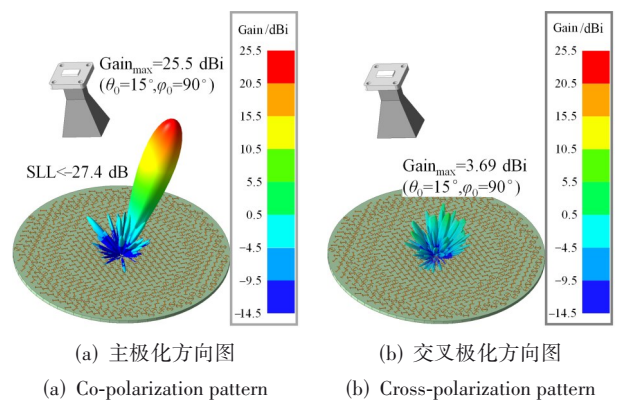
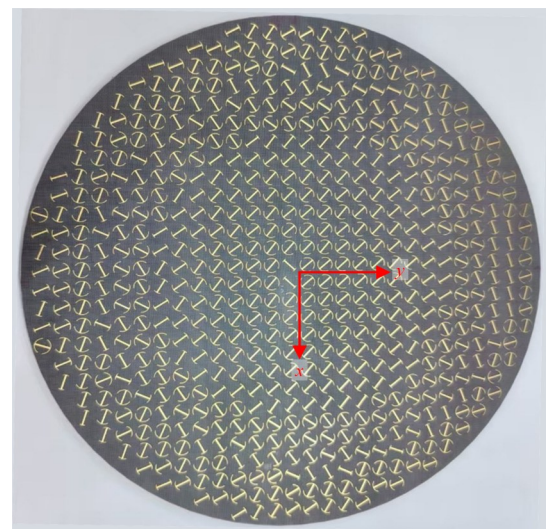


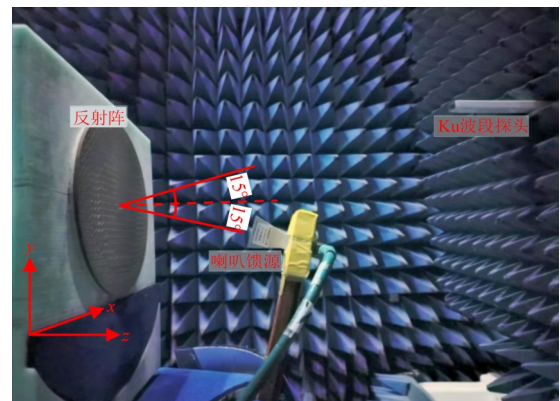
图 14 15 GHz 反射阵仿真方向图

Figure 14 Simulated radiation pattern of the proposed reflectarray at 15 GHz



(a) 反射阵实物

(a) Photograph of the proposed reflectarray

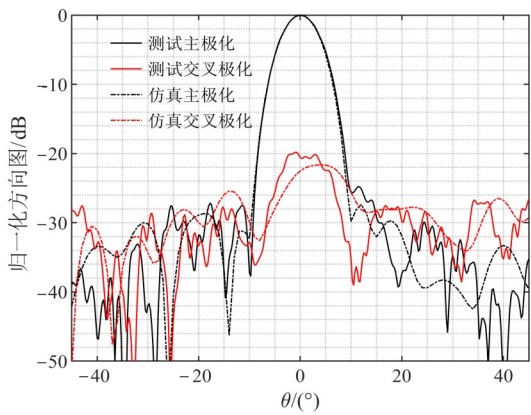


(b) 暗室测试场景图

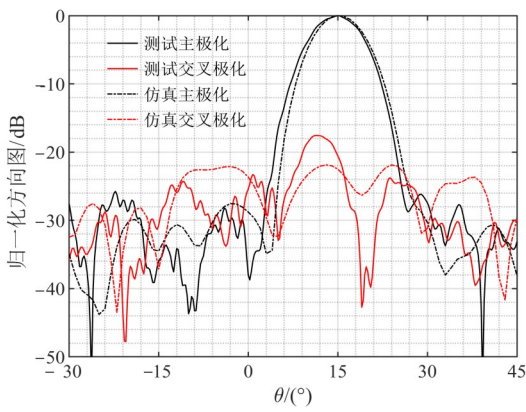
(b) Measurement surroundings in the anechoic chamber

图 15 实物和测试场景图

Figure 15 Photographs of the proposed reflectarray and measurement surroundings



(a) H 面
(a) H plane



(b) E 面
(b) E plane

图 16 15 GHz 处反射阵在两个主平面的仿真与测试归一化方向图
Figure 16 Simulated and measured radiation patterns of the proposed reflectarray at 15 GHz

26 dBi 和 43.17%, 仿真值为 25.5 dBi 和 38.5%, 二者较为一致; 在 1 dB 增益带宽方面, 实测和仿真结果分别为 18% (15.0~18.0 GHz) 和 17.26% (15.14~18.0 GHz), 其带宽内口径效率实测和仿真值分别高于 38% 和 34.15%, 实测与仿真吻合较好。副瓣电平的仿真与实测结果如图 18 所示, 在 H 面和 E 面两个主平面内, 天线副瓣电平的实测值分别低于 -23.8 dB 和 -23.1 dB, 实测结果基本略高于仿真结果, 其 2 dB 副瓣电平的实测带宽分别约为 17.0% (15.0~17.8 GHz) 和 16.9% (15.2~18.0 GHz), 而仿真带宽则分别为 9.9% (16.3~18.0 GHz) 和 13% (15.8~18.0 GHz)。

针对实测中观察到的 E 面交叉极化电平显著恶化现象, 同时为全面评估馈源安装误差对反射阵天线的影 响, 这里对馈源位置误差 (沿反射阵直角坐标系 x, y, z 轴平移 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$) 和角度误差 (绕馈源相对坐标系的 x', y', z' 轴旋转 $\Delta \gamma_x, \Delta \gamma_y, \Delta \gamma_z$) 进行参数分析, 其

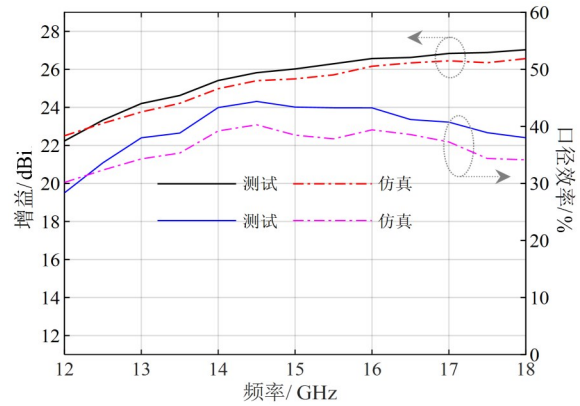
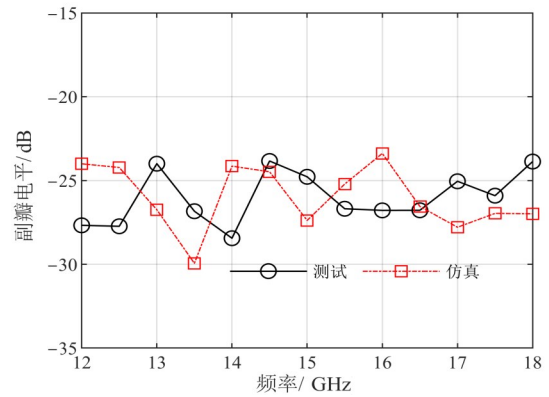
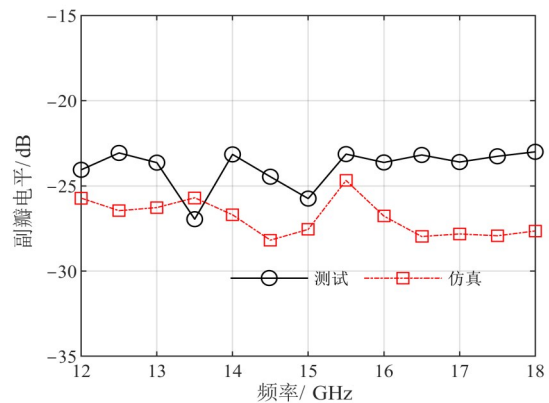


图 17 反射阵增益与口径效率的仿真与测试结果
Figure 17 Simulated and measured results of gain and aperture efficiency versus frequency



(a) H 面
(a) H plane



(b) E 面
(b) E plane

图 18 反射阵副瓣电平的仿真与测试结果
Figure 18 Simulated and measured results of side-lobe level versus frequency

中反射阵面直角坐标系和馈源相对坐标系如图 11 所示。在仿真中, 设置三维位置偏移范围均为 -5~+5 mm

(步长 1 mm), 旋转角度偏差范围为 $-5^{\circ}\sim+5^{\circ}$ (步长 1°), 15 GHz 处的仿真结果如表 2 所示。由表可见, 馈源安装误差对天线增益影响较小, 恶化不超过 0.4 dB, 但会引起副瓣电平升高, 其中, 位置误差对 H 面副瓣的影响大于 E 面, 角度误差对两者影响相当, 且沿 x 和 y 向的位置偏移对副瓣的影响大于 z 向, 且 y 向偏移在最坏情况下可导致副瓣电平抬高 4.793 dB。交叉极化方面, 位置与角度误差对 E 面的恶化均高于 H 面, 且沿 y 方向的位置偏移对 E 面交叉极化影响最大。图 19 给出了 15 GHz 处交叉极化电平随 y 向偏移的变化曲线, 由图可见, 当馈源沿 y 向偏移 +4 mm 时, E 面交叉极化电平恶化约 4.4 dB, H 面恶化约 2.3 dB, 这与实测中 E 面交叉极化电平恶化程度大于 H 面的情况非常吻合, E 面交叉极化恶化的主要原因是馈源安装时可能存在 y 向 +4 mm 的位移误差, 在实际中可以通过提高馈源的安装精度或者采用馈源与反射阵面一体化结构设计及加工, 从而有效降低或避免安装误差对反射阵电性能的影响。

表 3 对比了所提反射阵列天线与相关文献的性

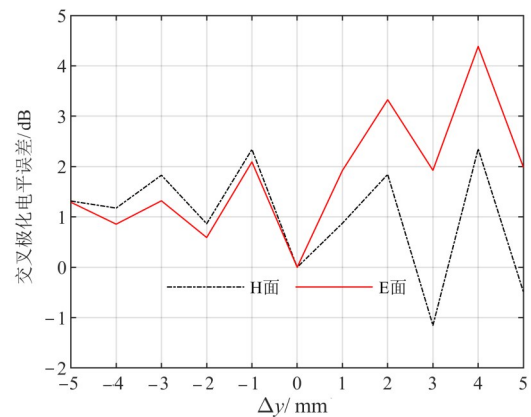


图 19 15 GHz 处 y 方向偏移对天线交叉极化电平的影响

Figure 19 The impact of y -direction offset on antenna cross-polarization level at 15 GHz

能。结果表明, 所提反射阵列天线在实现低副瓣的同时, 口径效率高达 43.17%, 明显优于现有反射阵的 22.1%~26%、透射阵的 11.18%~18.6% 及反射透射阵的 22.1%。在交叉极化方面, 所提天线优于现有反射阵设计, 虽不及透射阵, 但综合性能更为均衡。

表 2 15 GHz 处馈源安装误差对反射阵天线电性能的影响仿真结果

单位: dB

Table 2 Simulation results of the impact of feeder installation errors on the electrical performance of reflector antennas at 15 GHz unit: dB

误差类型	增益变化	H 面副瓣电平变化	E 面副瓣电平变化	H 面交叉极化电平变化	E 面交叉极化电平变化
Δx	≤ 0.36	≤ 4.123	≤ 2.844	≤ 2.503	≤ 3.052
Δy	≤ 0.34	≤ 4.793	≤ 2.469	≤ 2.351	≤ 4.386
Δz	≤ 0.21	≤ 2.744	≤ 2.516	≤ 2.711	≤ 4.029
$\Delta \gamma_x$	≤ 0.38	≤ 2.619	≤ 2.855	≤ 1.651	≤ 2.368
$\Delta \gamma_y$	≤ 0.36	≤ 3.479	≤ 3.102	≤ 2.578	≤ 3.477
$\Delta \gamma_z$	≤ 0.33	≤ 3.882	≤ 3.150	≤ 2.599	≤ 3.242

表 3 设计的反射阵与其他相关文献的性能比较

Table 3 Performance comparison of the designed reflectarray with state-of-the-art works

文献	频率/ GHz	类型	焦距比	极化	增益/ dBi	口径效率/ %	副瓣电平/ dB	交叉极化电平/ dB	1 dB 增益带宽/ %	2 dB 副瓣电平带宽/ %	加权方法
文献[10]	10	反射阵	0.64	线极化	17.6	25	$xoz: -22.6$ $yozi: -25.3$	$xoz: -12.2$ $yozi: -12.2$	24	$xoz: 26$ $yozi: 23$	调幅调相
文献[12]	14	反射阵	0.53	圆极化	21.8	26	$xoz: \sim -25$ $yozi: \sim -25$	$xoz: \sim -14.4$ $yozi: \sim -14.4$	8.7	$xoz: 5.6$ $yozi: 5.6(3 \text{ dB})$	调幅调相
文献[13]	28	超透镜天线	0.5	线极化	23.4	18.6	H 面: -23.4 E 面: -22.1	H 面: ~ -28 E 面: ~ -26	10.9 (3 dB)	—	调幅调相
文献[14]	10	透射阵	0.59	线极化	15.1	11.18	H 面: -26.3 E 面: -26.3	-16.7	—	—	调幅调相
文献[15]	30	反射透射阵	0.83	线极化	26.2	22.1	$xoz: -23.1$ $yozi: -23.8$	-30.4	14.4 (3 dB)	15.8 (3 dB)	调幅调相
本文	15	反射阵	0.70	线极化	26	43.17	H 面: -24.8 E 面: -25.8	H 面: -19.8 E 面: -17.6	18	H 面: 17.0 E 面: 16.9	调幅调相

4 结束语

本文设计并验证了一种非均匀线宽的 I 形超表面反射单元,该单元具有独立的幅相调控能力且具有良好的幅度一致性。基于该单元,结合 Taylor 加权进行幅相联合调控,设计了中心频率为 15 GHz,口径直径为 193.3 mm ($9.6\lambda_0$) 的圆形低副瓣反射阵列天线。实测结果表明:在 15 GHz 工作频率下,天线增益可达 26 dBi,对应口径效率约为 43.17%,副瓣电平低于 -24.8 dB,交叉极化维持在 -17.6 dB 以下;1 dB 增益带宽约为 18% (15~18 GHz) 且口径效率大于 38%,在 H 面和 E 面两个主平面内 2 dB 副瓣电平带宽分别约为 17.0% (15~17.8 GHz) 和 16.9% (15.2~18 GHz)。本文设计的反射阵列天线具有低副瓣、高口径效率以及低交叉极化的典型优势,在卫星通信、微波遥感和雷达系统等领域具有潜在的应用价值,天线的低副瓣特性有利于抑制杂波干扰、提升系统抗干扰能力,而高口径效率则有助于降低系统功耗和实现小型化集成。此外,本文所提单元为单层结构且具有扩展空间,便于通过叠加多层或嵌套多谐振结构扩展至双频/多频应用;同时,其极化转换特性和几何对称性为正交双极化设计提供了可能。

最后需要指出的是,本文在反射单元设计的基础上,采用分布拟合策略,即先计算理想的补偿相位,再根据馈源照射和 Taylor 加权计算所需的补偿幅度,最后通过查单元数据表映射出几何参数 α 和 β ,来实现低副瓣反射阵列天线,未来我们将结合所提单元的幅相特性,构建精准的优化模型,采用凸优化,智能优化等先进优化算法来联合确定单元的几何参数,有望进一步提升反射阵的性能。

参考文献

- [1] Nabeel M I, Singh K, Afzal M U, et al. Dual-band passive beam steering antenna technologies for satellite communication and modern wireless systems: A review[J]. *Sensors*, 2024, 24(18): 6144.
- [2] Li Cuiran, Lu Yongjie, Xie Jianli, et al. An energy-efficient optimization method for high-speed rail communication systems assisted by intelligent reflecting surfaces (IRS) [J]. *Applied Sciences*, 2023, 13(16): 9401.
- [3] Xi Yanping, Liu Jian, Zhao Wenhao. SATCOM earth station arrays anti-jamming based on MVDR algorithm[J]. *Applied Sciences*, 2023, 13(14): 8337.
- [4] 李国焜, 方同城. 低副瓣机载偏馈抛物面天线[J]. *现代雷达*, 1995(5): 50-60.
Li Guochi, Fang Tongcheng. An airborne off-set parabolic reflector antenna with low sidelobes[J]. *Modern Radar*, 1995(5): 50-60. (in Chinese)
- [5] 薛飞, 王宏建, 易敏, 等. 新型微带反射阵单元的设计及其应用[J]. *电波科学学报*, 2015, 30(3): 571-575.
Xue Fei, Wang Hongjian, Yi Min, et al. Design of a novel multi-resonance microstrip reflectarray element and its application[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2015, 30(3): 571-575. (in Chinese)
- [6] Strassner B, Han C, Chang K. Circularly polarized reflectarray with microstrip ring elements having variable rotation angles[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2004, 52(4): 1122-1125.
- [7] Deng Ruyuan, Mao Yilin, Xu Shenheng, et al. A single-layer dual-band circularly polarized reflectarray with high aperture efficiency[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2015, 63(7): 3317-3320.
- [8] Niaz M W, Yin Yingzeng, Zheng Shufeng, et al. On the design of low sidelobe reflectarray with enhanced bandwidth at ku-band[C/OL]. *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE, 2019: 1-4. <https://ieeexplore.ieee.org/document/8740147>.
- [9] Hong Xiaoyue, Ji Luyang, Liu Qinyue, et al. A low sidelobe liquid metal reflectarray antenna using a FFT-based algorithm[C]//2023 IEEE 11th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation. Piscataway: IEEE, 2023: 1-2.
- [10] Li Haipeng, Wang Guangming, Cai Tong, et al. Phase and amplitude-control metasurfaces for antenna main-lobe and sidelobe manipulations[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(10): 5121-5129.
- [11] Guo Wenlong, Wang Guangming, Ji Wenye, et al. Broadband spin-decoupled metasurface for dual-circularly polarized reflector antenna design[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, 68(5): 3534-3543.
- [12] Guo Wenlong, Wang Guangming, Luo Xinyao, et al. Dual-phase hybrid metasurface for independent amplitude and phase control of circularly polarized wave[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, 68(11): 7705-7710.
- [13] Lou Qun, Chen Zhining. Sidelobe suppression of metasurface antenna by amplitude and phase controllable metasurfaces[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2021, 69(10): 6977-6981.
- [14] Kumar P V, Ghosh B. Side lobe level reduction of metasurface transmit array[J]. *Engineering Research Express*, 2022, 4(3): 035060.
- [15] Wang Yufang, Ge Yuehe, Chen Zhizhang, et al. Design of wideband reflectarray and transmitarray antennas with

- low sidelobe and cross-polarization levels using a multi-functional ultrathin metasurface[J]. IEEE Open Journal of Antennas and Propagation, 2024, 5(3): 601-611.
- [16] 李佩弦, 顾鹏飞, 包华广, 等. 基于特征模的宽带高增益超表面天线设计[J]. 电子学报, 2024, 52(12): 3931-3940. Li Peixian, Gu Pengfei, Bao Huaguang, et al. Design of broadband and high gain metasurface antenna based on characteristic mode analysis[J]. Acta Electronica Sinica, 2024, 52(12): 3931-3940. (in Chinese)
- [17] Ethier J, Chaharmir M R, Shaker J. Loss reduction in reflectarray designs using sub-wavelength coupled-resonant elements[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60(11): 5456-5459.
- [18] Yu Nanfang, Aieta F, Genevet P, et al. A broadband, background-free quarter-wave plate based on plasmonic metasurfaces[J]. Nano Letters, 2012, 12(12): 6328-6333.
- [19] Chen Hongya, Wang Jiafu, Ma Hua, et al. Ultra-wide-band polarization conversion metasurfaces based on multiple plasmon resonances[J]. Journal of Applied Physics, 2014, 115(15): 154504.

作者简介



陆纪曦 男, 2001年1月出生于江苏省南通市。现为中国科学院国家空间科学中心硕士研究生。主要研究方向为反射阵列天线。
E-mail: lujixi23@mailsucas.ac.cn



赵晓雯 女, 1987年8月出生于陕西省。现为中国科学院国家空间科学中心副研究员。主要研究方向为大型阵列天线综合技术、电磁超表面与智能超表面技术、相控阵天线等。中国电子学会会员编号: E190198943M。
E-mail: zhaoxiaowen@mirslab.cn



张云华 男, 1967年5月出生于云南省。现为中国科学院国家空间科学中心研究员。主要研究方向为微波遥感理论、遥感器系统技术、雷达信号处理、计算电磁场与天线等。
E-mail: zhangyunhua@mirslab.cn