

基于特征模分析的小型双圆极化超表面天线

吴熙茹¹ 何涛¹ 宋美蓉¹
WU Xiru HE Tao SONG Meirong

摘要

表面天线虽具备高增益优势,但多金属贴片结构导致其尺寸偏大,在不影响天线性能的前提下实现小型化已成为重要设计需求。针对双圆极化天线在频谱资源匮乏场景下的应用需求,文章设计了一款基于等效电容性枝节加载的双圆极化超表面天线。该天线两个馈电端口位于同一层,通过分别馈电实现双圆极化,相较传统切角超表面天线具备更小尺寸。测试结果表明,该天线左旋圆极化工作频段为 4.77~6.3 GHz,右旋圆极化工作频段为 4.87~6.29 GHz;经枝节加载后,天线尺寸缩小至 $0.619\lambda_0\times0.619\lambda_0\times0.077\lambda_0$,有效实现了小型化目标。所提出的特征模分析方法,可深入洞察天线内在本质,有效弥补传统腔膜理论在含谐振环、金属通孔结构的超表面天线设计中的局限性。

关键词

双圆极化; 缝隙耦合馈电; 超表面天线

doi: 10.3969/j.issn.1672-9528.2026.02.024

0 引言

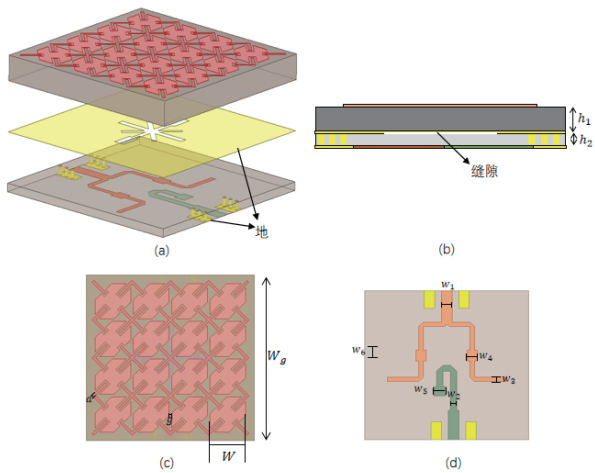
超表面天线凭借多金属贴片结构,相比传统天线具备更高增益,但该结构也导致天线尺寸偏大。因此,在不影响天线性能的前提下实现小型化,已成为超表面天线设计中的关键需求。目前,超表面天线的分析与设计已形成多种成熟方法,包括等效电路分析方法、色散曲线法、反射/透射相位研究法以及特征模分析法等。相较于前三种方法,特征模分析法能够更深入地揭示天线的内在工作机制,精准阐释其物理本质。尤其在超表面天线引入谐振环、金属通孔等非规则结构后,原有规则辐射结构被打破,传统腔膜理论已无法对其作出合理解释,也难以指导此类天线的设计,而特征模分析法恰好可以弥补这一缺陷,展现出独特的应用价值。

如今,无线数据传输量持续攀升,单一极化形式的天线已难以满足多场景应用需求,双极化天线的相关研究随之兴起。在频谱资源日益匮乏的背景下,双圆极化天线的研究更具现实意义,其不仅能有效降低硬件成本,还可大幅节省安装空间。随着设备一体化进程的推进与实际应用需求的增长,双极化技术在通信系统前端天线领域的应用愈发广泛,能够充分适配卫星通信等场景的多样化使用需求^[1-4]。在超表面圆极化天线的设计中,实现圆极化的方式主要分为两类:一类是通过设计表面金属结构以产生圆极化波,如在方形贴片对角线上开槽^[5]、对金属贴片进行切角处理等^[6];另一类是通过设计馈电结构以生成圆极化波,例如文献^[7]中采用缝隙

耦合馈电方式,在上层介质基板下表面开设 Z 字形槽,同时在下层介质基板下表面设计环形馈电结构,以此实现圆极化。但该设计的馈电结构较为复杂,且天线整体尺寸偏大。基于此,本文设计了一款小型化的双圆极化超表面天线。

1 天线单元结构设计

如图 1 所示,天线存在两层介质基板,上层介质板的上表面由 4×4 个单元的辐射贴片组成,单元由切角的方形贴片在其对角线上加载 4 条金属枝节组成。



(a) 分层结构 (b) 侧视图 (c) 俯视图 (d) 馈电结构

图 1 小型化超表面天线结构图

如图 1(c) 所示,下层介质板的上表面为开缝的接地板,下表面为微带馈电结构,两个馈电结构分别为一条多节阶梯式微带线和一个叉形微带线。如图 1(d) 所示,从两个端口

分别进行馈电，实现了左右旋圆极化两种极化方式的变换。上层介质板使用的是FR-4板材，下层介质板使用的是F4B板材。天线的馈电形式采用微带与缝隙相耦合的馈电形式，缝隙等效为电流源和磁流源为辐射贴片进行馈电。天线的具体尺寸如表1所示。图1中的最下层介质板中的金属柱以及两个馈电端口两边的方形金属贴片的作用是使SMA焊接时，外导体进行接地处理。

表1 天线单元的详细尺寸参数(单位: mm)

h_1	h_2	a	W	g	W_1
3	1	0.4	6.8	0.5	2.1
W_2	W_3	W_4	W_5	W_g	W_6
1.3	0.9	2	2.6	32	2.3

2 天线尺寸减小设计

在天线设计过程中，常用减小天线的电尺寸方法有两种：

- (1) 使天线的等效电长度增加；
- (2) 使用加载结构，使天线的谐振频率改变。

在相同的尺寸下，当天线的谐振频率得到减小即可实现电尺寸减小^[8]。首先使用对角处进行切角处理的方形金属片，同时这里将阐述产生圆极化波的原理，如图2所示，将切角形式的贴片单元之间的相邻处进行放大。

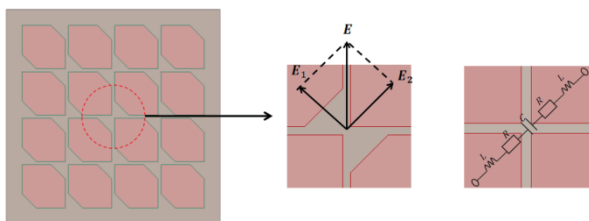


图2 结构部分放大图

天线通过微带线进行馈电后，电磁波在缝隙形成线极化波的形式，将线极化波的电场沿着两个相互正交的方向展开，可以表示为：

$$E = |E_1 + E_2| \quad (1)$$

如是未切角的单元，可以看作是两边相同的RLC电路，阻抗表示为：

$$Z = 2R + j\omega(2L) + \frac{1}{j\omega C} = R' + jX' \quad (2)$$

式中： R 表示单元的电阻； L 表示单元的电感； C 表示相邻单元之间的等效电容。

如是切角单元，两个正交方向的电场所对应的电阻可以表示为：

$$Z_1 = R_1' + jX_1' \quad (3)$$

$$Z_2 = R_2' + jX_2' \quad (4)$$

切角的单元在切角处增加了与相邻单元之间的间隙，因此使电容减小，从而使式(3)中的电抗值 X 增加，因此，可以通过调节贴片的切角尺寸，从而调节 Z_1 和 Z_2 ，使其在两个方向上所形成的电场的相位差为 90° ， c 可以产生圆极化性能。

在上述切角单元的基础上通过在切角处理的贴片的两条对角线上加载两对金属枝节，得到最终结构如图3所示。

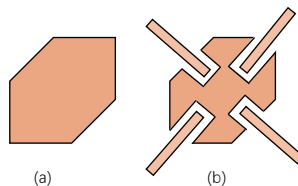


图3 小型化超表面天线辐射单元设计过程

根据等效电路理论，超表面单元的相邻单元之间的等效电容表示为：

$$C = \frac{w\epsilon_0(1+\epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2w+g}{g}\right) \quad (5)$$

式中： w 表示超表面单元边长； g 表示超表面结构相邻单元之间的间隙。

谐振频率表示为：

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6)$$

在进行枝节引入时，枝节并未接触单元结构，而是与单元结构有一个间隙，这样的设计使得枝节引入时给单元结构带来等效电容，而等效电容的大小可以通过枝节的插入深度进行调节，等效电容的引入使得天线的谐振频率降低，从而实现了天线的尺寸缩小。

3 小型双圆极化超表面天线的特征模分析

在特征模理论中，一般由广义特征值方程进行描述，表示为：

$$|XJ_n = \lambda_n R J_n| \quad (7)$$

式中： J_n 表示特征向量或表示某种模式的模式电流； λ_n 表示特征值。

对于完美导体来说，电流可以表示为：

$$J_n = \sum C_n J_n \quad (8)$$

式中： C_n 表示加权系数，从 C_n 值的大小可以看出在所设计天线的工作频率范围内每个模式的权重。而对于模式显著性参数MS，是一个分析设计的结构固有属性的一个极其重要的值^[9]。其表达式为：

$$MS = \left| \frac{1}{1+j\lambda_n} \right| \quad (9)$$

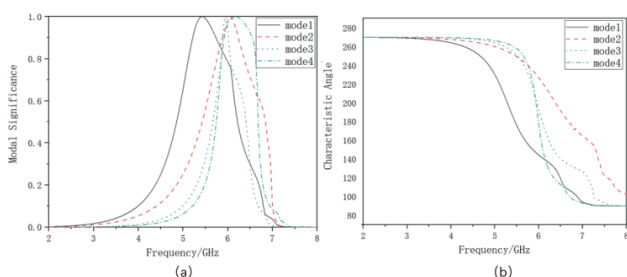
MS的值在0~1之间，其中当MS=1时，说明该模式处

于谐振状态,这时该频率下这种模式的辐射效率最高,而相反当 $MS=0$ 时,该模式几乎不参与辐射。一般情况下,认为当模式的 $MS > 0.707$ 时,该模式即为有效辐射模式。

模式特征角定义为:

$$\alpha_n = 180^\circ - \tan^{-1} \lambda_n \quad (10)$$

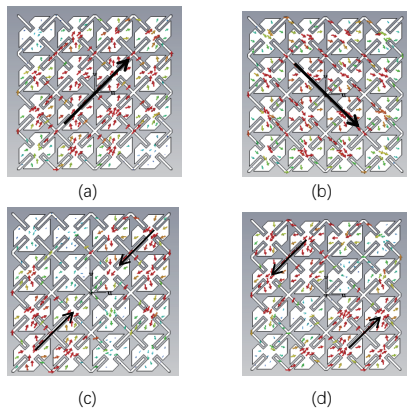
以图 3 (b) 所示的单元结构为基础,设计了一个包含 4×4 个单元结构的超表面天线。在圆极化天线的设计过程中,可以使用两个幅度相同而相位正交的线极化模式相互叠加产生圆极化波,因此为了更好地对设计过程进行理解,在仿真软件中,对所设计的结构进行了特征模式分析,图 3 所示为所设计结构的前 4 种模式的模式显著性曲线和模式相位分布曲线。



(a) 模式强度 (b) 相位角

图 4 天线结构特征模式分析

从图 4 中可以看出前 4 种模式在不同的点发生谐振,但是整体随频率的变化趋势是一致的,4 种模式的金属表面的特征电流在频率为 5.8 GHz 时的分布情况如图 5 所示。

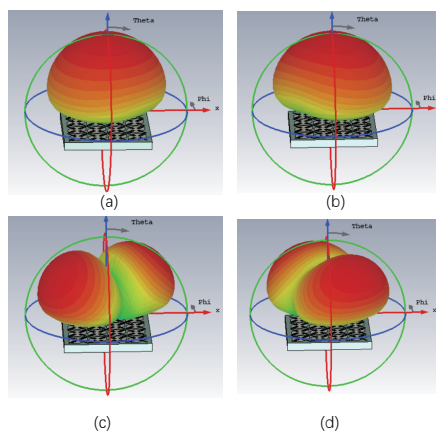


(a) 模式 1 (b) 模式 2 (c) 模式 3 (d) 模式 4

图 5 模式电流分布图

从图 5 中可以看出,模式 1 与模式 2 具有相反方向的模式电流,在每个单元上的电流方向也基本一致,而模式 3 和模式 4 在不同单元上的电流方向并不是基本一致的,存在相反方向的电流并且呈现出中心对称情况,因此,模式 1 与模式 2 所对应的远场方向图没有存在中间凹陷的情况,但是模式 3 与模式 4 的远场方向图都存在中间凹陷的情况。

对应的远场方向图如图 6 所示。同时模式 1 与模式 2 的相位角在较宽的频带内都实现了 90° 左右的相位差。因此对于设计来说,模式 1 与模式 2 是我们期望的模式,而模式 3 和模式 4 则是不需要的高阶模式,模式 1 与模式 2 的电流 J_1 和 J_2 如果能在工作频率下被同幅度激励,由于其具有正交特性,能产生圆极化波。

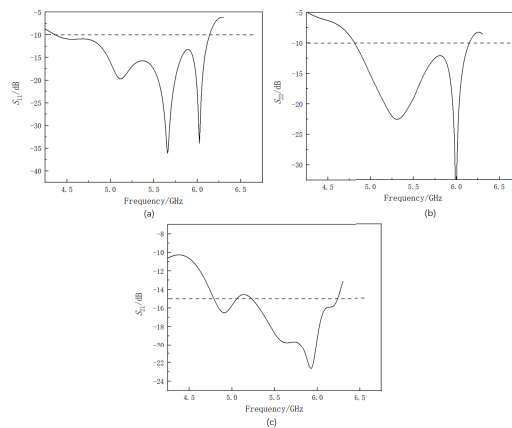


(a) 模式 1 (b) 模式 2 (c) 模式 3 (d) 模式 4

图 6 模式远场方向图

4 天线的仿真与实测结果

使用表 1 中的参数对天线进行建模仿真,得到天线的仿真结果,天线的 S 参数如图 7 所示,可看出由于左右旋馈电端口的馈电并不是完全对称相同的,因此,左右旋工作频带有略微不同。左旋圆极化工作带宽为 4.36~6.15 GHz,右旋圆极化工作带宽为 4.81~6.15 GHz,天线的两个端口之间的隔离度在 5.23~6.23 GHz 内的隔离度大于 15 dB。



(a) S_{11} (b) S_{22} (c) S_{21}

图 7 天线的 S 参数图

给右旋端口馈电,左旋端口接匹配负载时,得到天线的右旋圆极化远场性能结果,结果如图 8 (a) 所示,天线在 5.8 GHz 时,最大辐射方向上的可实现增益达到最大,为 5.99 dBi,轴比在 5.15~5.95 GHz 内均小于 3 dB。给左旋端口

进行馈电时,右旋端口接匹配负载,得到天线左旋圆极化远场性能结果,如图8(b)所示,天线的可实现增益在5.8 GHz时达到最大,为6.5 dBi。轴比在5.47~6.06 GHz内均小于3 dB。

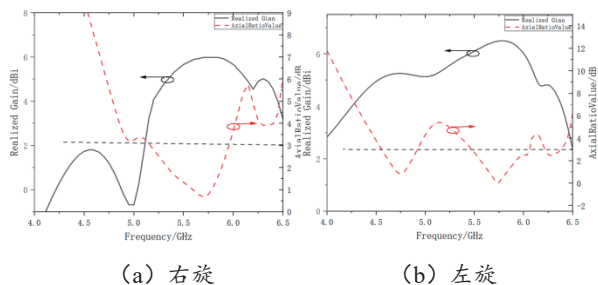


图8 天线增益与轴比图

天线工作在5.8 GHz时,在 $\Phi=90^\circ$ 面与 $\Phi=0^\circ$ 面上天线的主极化及其交叉极化的方向图如图9所示,其中,图9(a)为右旋圆极化,图9(b)为左旋圆极化。

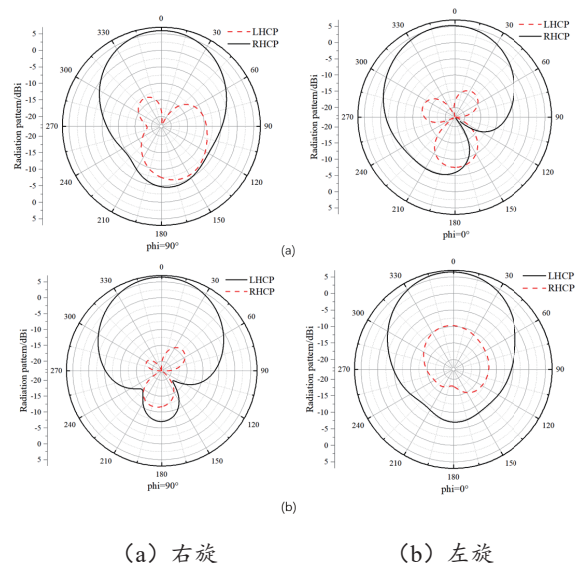


图9 天线在5.8 GHz的方向图

为了验证所设计天线的可行性,使用表1中的天线结构参数进行加工,但是在加工过程中,两层介质板之间使用了复合材料进行层与层之间的压合,同时使用SMA进行同轴馈电,在加工时使用金属柱和馈电结构两边的金属片将两层介质板中间的开缝接地板与SMA外导体相连。实物图如图10所示。

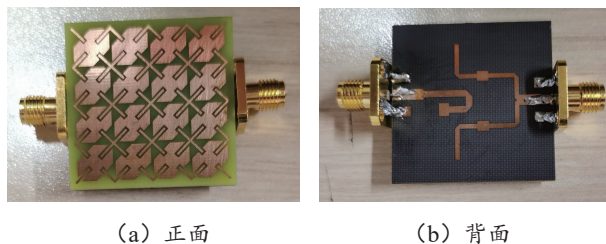


图10 天线实物图

使用矢量网络分析仪的双端口通道对天线的 S 参数进行测量。得到的 S 参数的实测结果与仿真结果对比图如图11所示,可以看到与仿真结果相比,存在一定的差异, S_{11} 与 S_{22} 的实测值小于-10 dB的频带与仿真相比向高频偏移, S_{11} 的实测小于-10 dB的频段为:4.77~6.3 GHz, S_{22} 的实测小于-10 dB的频段为:4.87~6.29 GHz。 S_{21} 的实测值小于-15 dB的频段与仿真就相比向高频偏移。但是整体的变化趋势是一致的,与仿真结果较为吻合。

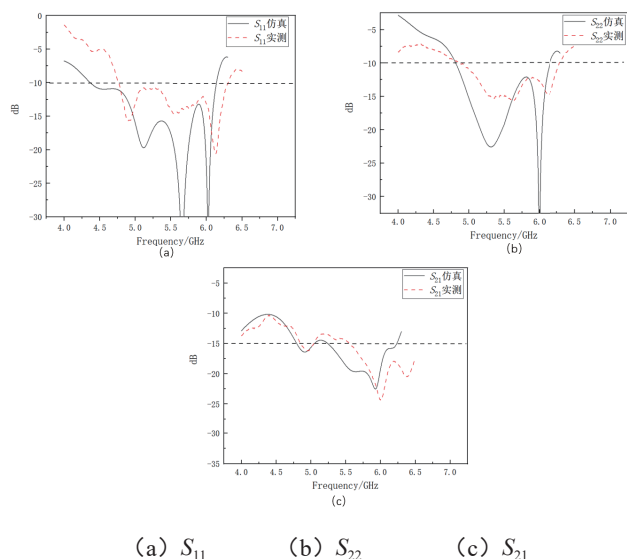


图11 天线实测 S 参数

在微波暗室中,进行了天线的远场辐射性能的测试,首先对天线在5.8 GHz时的归一化方向图进行了测量,得到的归一化方向图与仿真所得的归一化方向图的对比如图12所示。

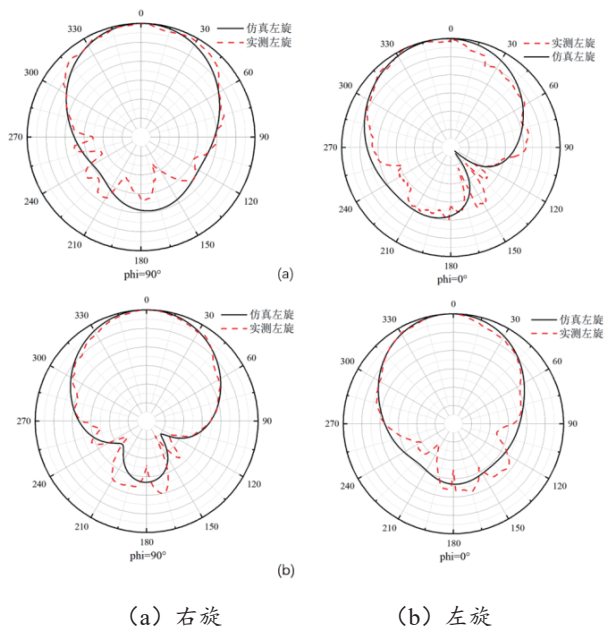


图12 天线实测5.8 GHz归一化方向图

同样,根据 S 参数测试结果,选取工作频率中的点进行分析测试,基于四线法对天线的轴比性能进行了测试,利用标准喇叭进行增益测试,与标准喇叭参考增益值进行对比得到天线的增益值。得到的结果如图13所示。其中,图13(a)为右旋端口馈电,左旋端口接 $50\ \Omega$ 匹配负载的结果,图13(b)为左旋端口馈电,右旋端口接 $50\ \Omega$ 匹配负载的结果。

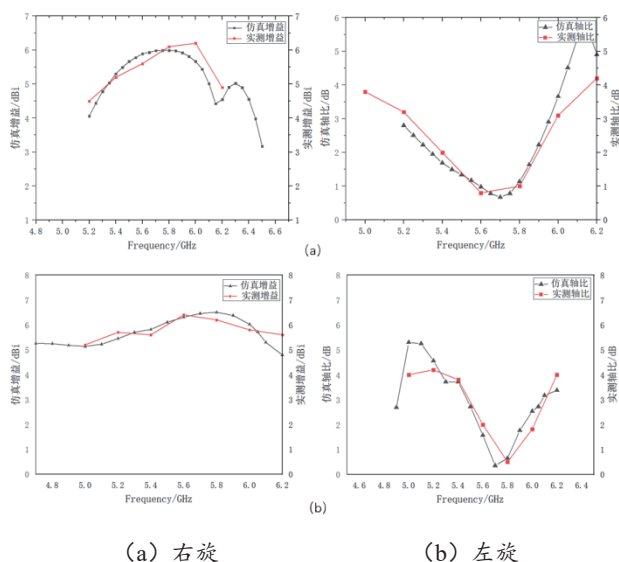


图13 天线实测轴比增益图

从结果图中看出,实际测试中的归一化方向图与仿真归一化方向图能够较好地吻合,右旋圆极化的轴比小于3 dB的频段为:5.22~5.98 GHz,增益的实测值在测试频段5~6.2 GHz范围内为4.5~5.9 dBi,在6 GHz时达到最大值为5.9 dBi。左旋圆极化的轴比小于3 dB的频段为:5.5~6.12 GHz,增益的实测值在测试频段5~6.2 GHz范围内为5.2~6.4 dBi,在5.6 GHz达到最大值为6.4 dBi。轴比与增益的实测结果与仿真结果略有差异,分析其原因可能是天线采用的是侧馈形式,由于焊接时焊锡连接处不够牢固,以及加工中的误差所导致。

5 总结

本文设计了一款小型的超表面结构的双圆极化天线,天线的两个馈电端口位于介质板的同一层,因此具有更小的剖面。同时,由于在设计中,使用了金属条带的加载,使得天线的尺寸能够缩小。最后对所设计的天线进行了加工与测试,天线的 S_{11} 小于-10 dB的频段为4.77~6.3 GHz,天线的 S_{22} 小于-10 dB的频段为4.87~6.29 GHz。 S_{21} 的实测结果相对于仿真结果来说小于-15 dB的频段向高频段偏移。远场辐射性能的测试中,右旋圆极化最大辐射方向上增益在6 GHz时达到最大,为5.9 dBi,轴比在5.22~5.98 GHz内均小于3 dB。给左旋端口进行馈电时,天线增益在5.6 GHz时达到最大,为6.4 dBi,轴比在5.5~6.12 GHz内均小于3 dB。

参考文献:

- [1] 朱邦瑞. 基于特征模分析的超表面天线设计[D]. 成都:电子科技大学,2024.
- [2] 尹建勇,汪云超,杨鹏. 一种双圆极化宽带天线及其阵列应用[J]. 电子科技大学学报,2020,49(5):695-699.
- [3] 刘凡,赵晓燕,赵宏志,等. 一种新型双圆极化平面微带缝隙天线[J]. 西安电子科技大学,2020,47(3):86-91.
- [4] 刘双兵,余建立,崔颖. 基于超表面的双频双圆极化贴片天线设计[J]. 电子元件与材料,2020,39(8):64-69.
- [5] TA S X, PARK I. Compact wideband circularly polarized patch antenna array using metasurface[J]. IEEE antennas and wireless propagation letters,2017,16:1932-1936.
- [6] TAO Z, ZHANG H, XU H Y, et al. Novel polarization conversion metasurface based circular polarized slot antenna with low profile[C]//2019 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC). Piscataway:IEEE,2019[2025-12-30].<https://ieeexplore.ieee.org/document/8799106>. DOI: 10.1109/CSQRWC.2019.8799106.
- [7] WU J Y, YANG W C, GU L Z, et al. Low-profile wideband dual-circularly polarized metasurface antenna based on traveling-wave sequential feeding mechanism[J]. IEEE antennas and wireless propagation letters, 2022, 21(6): 1085-1089.
- [8] 徐永佳,杨存顺,孙雨婷,等. C波段小型化宽带双圆极化微带阵列天线设计[J]. 四川大学学报(自然科学版),2020,57(4):719-724.
- [9] 逢慧. 融合特征模理论的圆极化超表面天线设计[D]. 曲阜:曲阜师范大学,2024.

【作者简介】

吴熙茹(1998—),女,四川广元人,硕士,助教,研究方向:电子器件。

何涛(1997—),男,四川巴中人,硕士,助教,研究方向:微波加热。

宋美蓉(1987—),女,四川广元人,硕士,讲师,研究方向:物联网应用技术。

(收稿日期:2025-07-27 修回日期:2026-02-02)