

# 加载超表面的宽带低剖面双极化交叉偶极子天线

黄文, 王冲, 周贤超, 宋赞, 郭占坤, 任仪

(重庆邮电大学光电工程学院, 重庆 400065)

**摘要:** 该文提出了一种加载超表面(MetaSurface, MS)的宽带低剖面双极化交叉偶极子天线. 天线由三部分结构组成: 1对交叉偶极子、4个寄生贴片和超表面结构. 交叉偶极子用于实现天线的双极化特性. 通过在交叉偶极子上方加载寄生贴片和在偶极子臂处开槽, 扩展了天线的阻抗带宽. 同时将交叉偶极子下方的金属反射板替换为超表面, 实现了天线的低剖面. 为了提高馈电端口间的隔离度, 引入了4个金属短路柱. 仿真和测试结果表明, 天线 $|S_{11}| < -10$  dB的阻抗带宽为42.5% (2.26~3.48 GHz), 在带宽范围内端口隔离度和交叉极化分别大于21 dB和小于-31 dB, 天线的整体尺寸只有 $0.5\lambda_0 \times 0.5\lambda_0 \times 0.074\lambda_0$  ( $\lambda_0$ 为工作频率2.9 GHz时对应的自由空间的波长).

**关键词:** 双极化; 超表面; 寄生贴片; 低剖面; 宽带

**基金项目:** 国家自然科学基金(No.61871063)

**中图分类号:** TN821+.1

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112(2024)02-0477-09

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20220840

## Broadband Low-Profile Dual-Polarized Crossed-Dipole Antenna Loaded with Metasurface

HUANG Wen, WANG Chong, ZHOU Xian-chao, SONG Yun, GUO Zhan-kun, REN Yi

(School of Optoelectronic Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** In this paper, a broadband low-profile dual-polarized cross-dipole antenna loaded with a metasurface (MS) is proposed. The antenna is consisted of three parts: a pair of crossed dipoles, four parasitic patches, and a metasurface structure. The crossed dipoles are used to achieve dual-polarization characteristics of the antenna. By loading parasitic patches above the dipoles and slotting the dipole arms, the impedance bandwidth of the antenna is extended, and the low profile of the antenna is achieved by replacing the metal reflector below the dipole with a metasurface. In order to improve the isolation between the input ports, four metal shorting columns are introduced. The simulation and measured results show that the impedance bandwidth of  $|S_{11}| < -10$  dB is 42.5% (2.26~3.48 GHz), and the port isolation and cross-polarization within the bandwidth range are greater than 21 dB and below -31 dB, respectively. The size is only  $0.5\lambda_0 \times 0.5\lambda_0 \times 0.074\lambda_0$  ( $\lambda_0$  is the wavelength of free space corresponding to the operating frequency of 2.9 GHz).

**Key words:** dual-polarization; metasurface; parasitic patches; low-profile; broadband

**Foundation Item(s):** National Natural Science Foundation of China (No.61871063)

### 1 引言

近些年,为了更好地满足5G通信系统的要求,传统的双极化天线向着宽带化、低剖面方向发展<sup>[1-4]</sup>. 在宽带化方面,通常由带有反射板的平面交叉偶极子实现,其具有频带宽、易加工、成本低等优点. 增加带宽主要的方法有改变偶极子的形状和采用多层结构等. 如文献[5]提出了一种加载寄生贴片的双极化天线,天线由两个正交的蝶形偶极子组成,使用8个寄生条、馈电位置周围的

2个U形槽以及介质腔来增强带宽,天线的阻抗带宽为19.7%. 文献[6]提出了一种用于宽带基站系统的双极化天线,天线的辐射结构由4个三角形偶极子组成,实现了36.7%的阻抗带宽. 文献[7]中将矩形偶极子变为梯形环结构和矩形环结构分别印刷在同一层介质板的两侧,天线的阻抗带宽为45.5%. 为了进一步提高带宽,文献[8]中的天线采用多层结构,天线将最上层的一对正交变形的扇形偶极子作为主要辐射结构,在中间层引入4个扇形寄生贴片增加阻抗带宽,在寄生贴片下

方加载侧壁开槽的金属腔体进一步提高阻抗带宽. 最终天线的工作带宽为 61.8%. 但由于天线反射板具有反射相位  $180^\circ$  的固有限制, 要实现辐射效率的提高, 必须使反射波与辐射波同相叠加. 因此, 这些方法固有的缺点是: 偶极子与金属板的距离至少为 0.25 个波长, 导致天线的剖面较高, 而利用多层结构扩展带宽的同时也增大了天线的体积.

为了实现低剖面, 可以加载人工磁导体、高阻抗表面等超表面结构来降低天线的剖面<sup>[9,10]</sup>. 主要实现方式是将天线的金属反射板替换为超表面. 利用超表面可以使反射波与入射波在一定的频带内同相的特点, 有效地减小天线与金属反射板的距离, 从而降低天线的剖面. 如文献[11]提出了一种加载非均匀超表面的宽带双极化天线, 在天线的上方加载非均匀超表面, 天线和超表面的总高度仅有 0.1 个波长. 文献[12]提出了一种双线性极化低剖面宽带超表面天线, 将超表面放置在偶极子上方, 利用  $\Gamma$  形微带线馈电激励出 3 种工作模式, 在降低剖面的同时提高了工作带宽. 天线剖面仅有 0.07 个波长. 但天线的馈电结构设计复杂, 工作带宽仅有 36%. 文献[13]提出了一种低剖面双频双极化天线, 引入人工磁导体实现低剖面, 2 个蝶形偶极子通过  $\Gamma$  形结构馈电结构实现双频双极化, 天线的整体剖面仅有 0.088 个波长. 但天线馈电部分设计复杂, 且阻抗匹配往往需要利用设计复杂的巴伦才能实现.

本文提出了一种加载超表面的交叉偶极子天线, 采用超表面代替传统金属反射板以降低天线剖面. 为提升天线在高频段的阻抗匹配性能, 在天线上方引入寄生贴片. 为了改善馈电端口的隔离度, 在寄生贴片上引入了金属短路柱. 偶极子臂上圆形槽与寄生贴片上金属短路柱的加载也引入了一个新的谐振点, 进一步提高了天线的阻抗带宽. 所设计的交叉偶极子天线同时具有双极化、宽带化与低剖面的特点, 且通过同轴线进行馈电, 无复杂的巴伦结构, 使得结构简单便于集成, 易于搭载平台进行一体化设计. 本文所提天线工作频段包含了 5G 频段 2.525~2.675 GHz 和 3.3~3.6 GHz, 有利于在 5G 移动通信系统中应用.

## 2 天线设计

### 2.1 天线结构

由三层结构构成的双极化交叉偶极子天线结构如图 1(a) 所示, 其中三层介质基板均为 FR4, 其厚度分别为  $h_a, h_b, h_c$ , 相对介电常数均为 4.4, 损耗角正切均为 0.02. 在中间介质基板的上表面, 印刷有 2 个长度、宽度分别为  $l_a$  和  $w_a$  的相同偶极子, 其位置关系为正交. 位于最上层介质基板上表面的微带桥用于连接偶极子的两个臂. 在最上层介质基板的上表面, 4 个相同的矩形寄

生贴片沿着介质基板中心对称, 其寄生贴片的长和宽分别为  $l_b$  和  $w_b$ . 超表面位于最下层介质基板上. 天线的侧视图如图 1(b) 所示. 当对端口 1 馈电时, 天线的极化方向为  $\varphi=0^\circ$ . 而当对端口 2 馈电时, 天线的极化方向与之正交, 为  $\varphi=90^\circ$ . 四个金属短路柱穿过三层介质基板, 连接最上层介质基板上表面的 4 个寄生贴片与最下层介质基板下表面的金属地板, 其半径为  $r_d$ , 与偶极子臂外侧的距离为  $l_s$ , 如图 1(c) 所示. 图 1(c) 为交叉偶极子天线的馈电细节图. 在端口 1 中, 同轴线的外导体穿过最下层和中间层介质基板并与偶极子 1 其中一个臂连接, 内导体延伸至最上层基板上表面, 通过微带桥与偶极子的另一个臂连接, 微带桥的作用是避免两个偶极子短路. 每个偶极子两个臂之间的距离为  $s$ , 其中一个臂上设有圆形槽, 圆形槽的位置与同轴线外导体关于介质基板中心对称, 槽半径为  $r_c$ . 端口 1 与端口 2 馈电连接方式相同. 超表面由  $3 \times 3$  的方形金属贴片沿着  $x$  和  $y$  轴周期排列且印刷在最下层介质基板的上表面.

### 2.2 超表面单元分析

由经典方形超表面单元构成的超表面结构如图 2 所示, 下层介质基板上表面为方形贴片, 下表面为金属地板. 其中方形贴片之间的距离为  $g$ , 单元周期长度为  $p$ . 当超表面结构反射相位为  $0^\circ$  时发生谐振, 此时频率为谐振频率. 当反射相位在  $[90^\circ, -90^\circ]$  之间时, 此时对应的频率范围为同相反射带宽, 即工作带宽. 如图 3 所示, 在超表面单元等效电路模型中,  $Z_g$  和  $Z_b$  分别为介质基板和方形贴片的等效阻抗.  $Z_b$  由方形贴片的等效电感  $L_b$  和相邻方形贴片间耦合电容  $C_b$  构成.  $Z_g$  包括介质基板中的等效电感  $L_g$ .  $Z_g$  和  $Z_b$  并联起来, 构成总的表面阻抗  $Z$ , 为

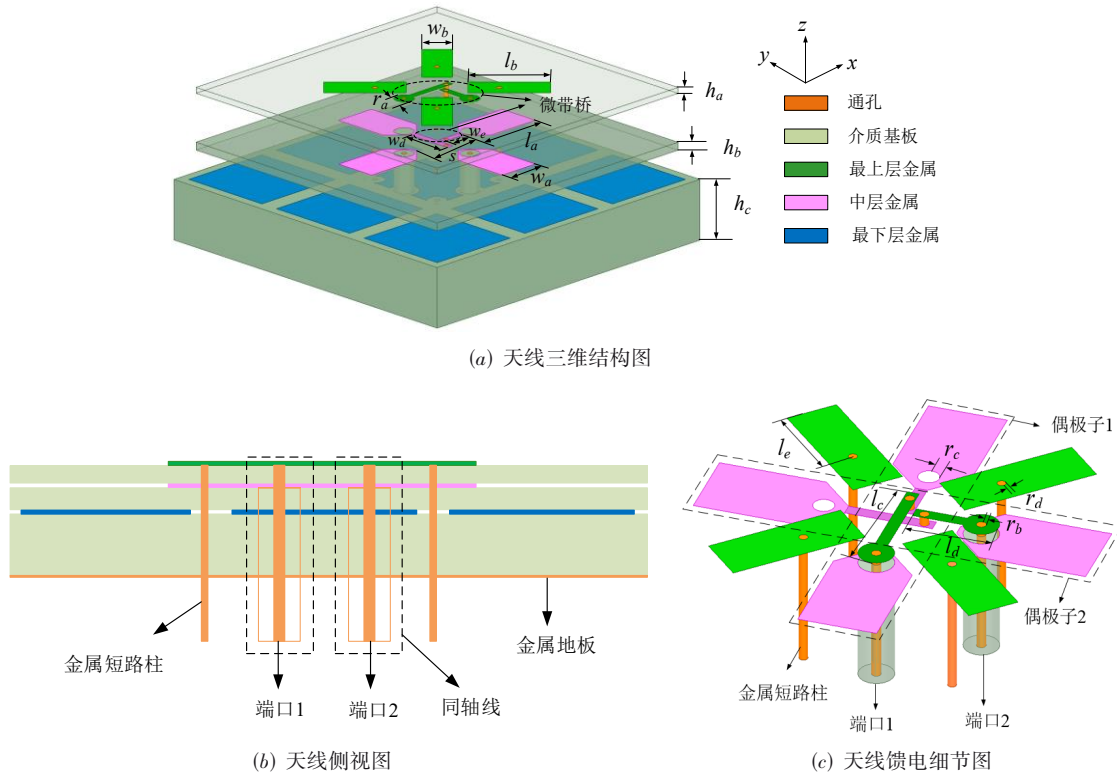
$$Z = Z_g // Z_b = j\omega L_g \frac{1 - \omega^2 L_b C_b}{1 - \omega^2 (L_b + L_g) C_b} \quad (1)$$

其中,  $\omega$  为工作角频率. 根据式(1), 可以计算出超表面结构的谐振频率  $f_a$  为

$$f_a = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_b + L_g) C_b}} \quad (2)$$

由式(2)可以看出, 通过调节方形贴片的大小、方形贴片的间距以及所在介质基板的厚度, 可以调节超表面结构的谐振频率.

超表面单元的反射相位如图 4 所示. 可见, 在 2.47 GHz 时对应相位为 0, 因此为超表面的谐振频率. 反射相位在  $[90^\circ, -90^\circ]$  之间的工作带宽为 2.08~2.87 GHz. 在天线的下方加载超表面结构取代金属反射板时, 天线的谐振发生在超表面结构的反射相位为 0 时. 从图 5 加载超表面后天线的输入阻抗图可知, 天线在 2.46 GHz 发生谐振. 天线在 2.46 GHz 时的辐射方向图如图 6 所示, 可见



(a) 天线三维结构图

(b) 天线侧视图

(c) 天线馈电细节图

图1 天线结构

TE 表面波的传播常数满足

$$np\beta_{TE} \cdot (180/\pi) = 360^\circ \quad (3)$$

其中,  $\beta_{TE}$  是 TE 模的传播常数,  $n$  为在 TE 模式传播方向上的超表面单元个数,  $p$  为超表面单元长度.

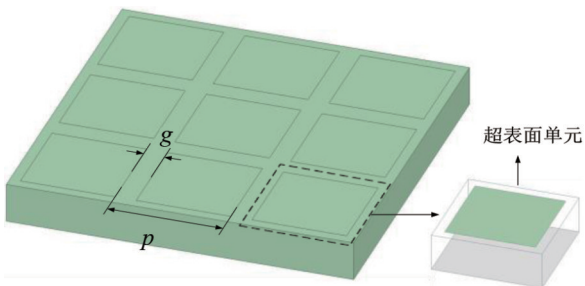


图2 超表面结构图

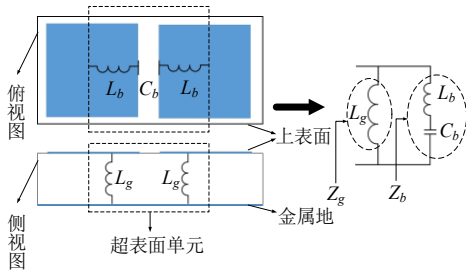


图3 超表面单元等效电路图

天线辐射方向图与加载普通金属地板的偶极子相似. 由于偶极子距离所加载超表面的金属地板较近, 而超表面的金属地表面无法传播平行电场, 因此显示出与加载普通金属地的水平偶极子相似的辐射性能. 另外, 可采用超表面产生 TE 模式的表面波, 使天线在高频处增加新的谐振频点以增加天线带宽<sup>[14]</sup>. 在谐振频率时

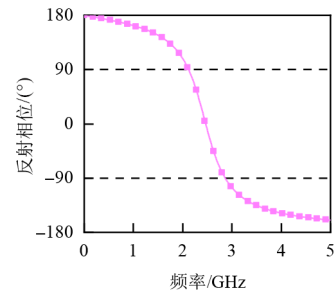


图4 超表面单元反射相位图

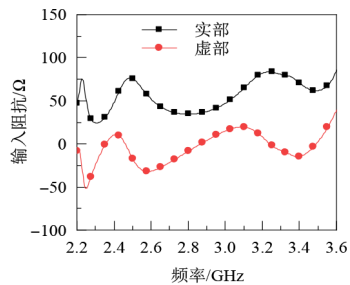


图5 加载超表面的双极化交叉偶极子天线输入阻抗图

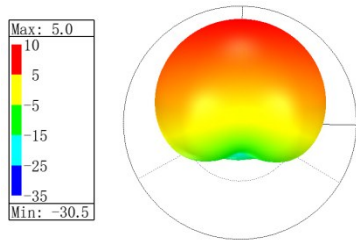


图6 天线在2.46 GHz处辐射方向图

图7为使用本征模方法求解出的超表面单元的色散曲线图. 模式1是TE主模, 而模式2~模式5为高次模, 其中模式3和模式4曲线基本重合, 为一对简并模. 当超表面单元  $n=3$  时, 模式1可以产生良好的辐射特性, 而其他高次模对天线的辐射没有产生影响. 天线加载如图2中所示超表面结构, 由  $n=3$  从式(3)可得  $\beta_{TE} p \cdot (180/\pi) = 120^\circ$ , 根据图7中模式1对应的曲线得到其对应的谐振频率为3.85 GHz. 超表面单元数量  $n$  也影响着天线的  $|S_{21}|$ 、半功率波束宽度和交叉极化. 图8展示了超表面单元数量  $n$  对天线辐射方向图的影响. 由图可知, 在2.9 GHz处, 当超表面单元数量  $n=3$  时, 天线的半功率波束宽度和交叉极化水平分别为  $85^\circ$  和  $-31$  dB, 当超表面单元数量  $n=4$  时, 半功率波束宽度和交叉极化水平恶化比较明显. 图9展示了超表面单元数量  $n$  对天线隔离度的影响. 由图可知, 当  $n=3$  时, 天线的隔离度大于 21 dB, 当  $n=2, n=4$  时, 天线的隔离度在低频处较差. 综上所述, 将超表面单元数  $n$  选择为3.

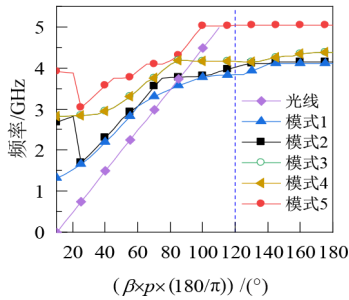
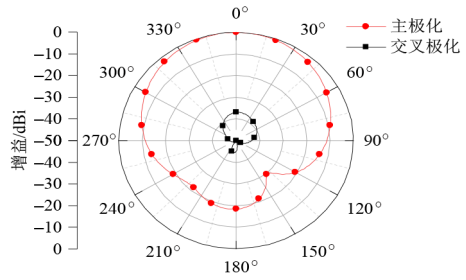
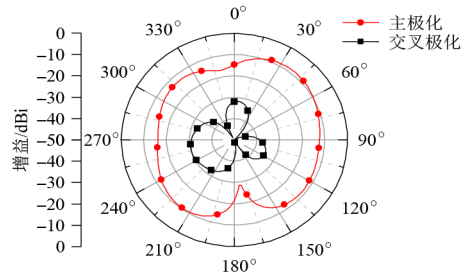


图7 超表面单元色散图

当天线加载超表面后, 天线的实际谐振频率出现在3.45 GHz, 如图10所示, 谐振频率的偏差是由于有限长度的超表面结构的边缘场导致谐振频率向低频点移动. 图10中出现了3个谐振点, 其中2个谐振点是由超表面引起的, 而另一个谐振点是由加载金属短路柱和圆形槽引起的. 超表面主要影响天线在2.37 GHz和3.45 GHz处的工作模式. 图11显示了2种不同工作模式下天线在  $xoz$  平面上的电场幅度分布图. 由图11(a)可知, 当天线工作在2.37 GHz时, 由于来自超表面结构的同相反射波, 电场主要集中在偶极子附近, 电磁波主



(a) 超表面单元数量  $n=3$



(b) 超表面单元数量  $n=4$

图8 天线在2.9 GHz处的辐射方向图

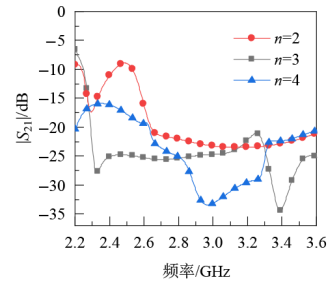


图9 天线的  $|S_{21}|$  随超表面单元数量  $n$  的变化曲线图

要从偶极子中心区域向外辐射, 该模式为偶极子模式. 由图11(b)可知, 当天线工作在3.45 GHz时, 除了偶极子附近的场之外, 部分场分布在超表面结构的两端, 电磁波沿  $x$  轴方向从超表面的两个边缘辐射, 该模式为表面波模式.

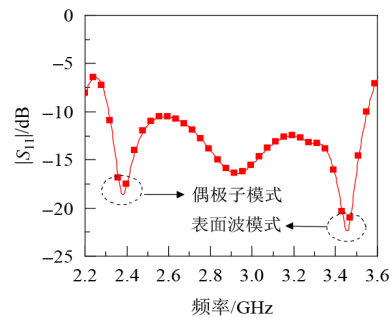


图10 加载超表面的双极化交叉偶极子天线S参数图

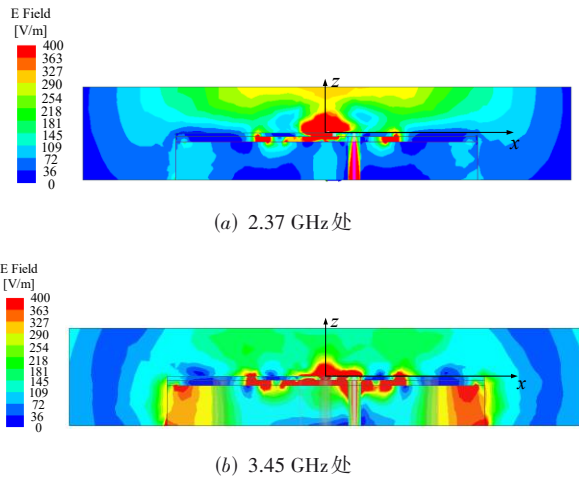


图 11 天线在  $xoz$  平面上的电场幅度分布图

### 2.3 天线整体结构分析

本文提出的天线可以由天线 1 增加寄生贴片变化成天线 2, 再在天线 2 基础上增加金属短路柱得到, 其演变过程如图 12 所示. 为了更好地说明本文提出的天线在阻抗匹配程度和工作带宽上性能的提升, 图 13 和图 14 分别展示了天线 1、天线 2 与本文提出天线的输入阻抗和  $S$  参数.

天线 1 包含 2 层, 下层包括超表面, 上层包括一对正交偶极子、介质基板, 偶极子由同轴线馈电. 从图 13 可见, 天线 1 虽然有多多个谐振频点, 但只有 2.5 GHz 和 3.58 GHz 处, 天线的输入阻抗为  $50 \Omega$ , 且与输入端口阻抗匹配较好. 而在较高频段阻抗匹配较差, 很难与输入端口阻抗  $50 \Omega$  匹配, 且在 3.1~3.5 GHz 阻抗不稳定, 其实部和虚部变化均较大. 因此, 天线 1 的阻抗匹配需要进一步改善.

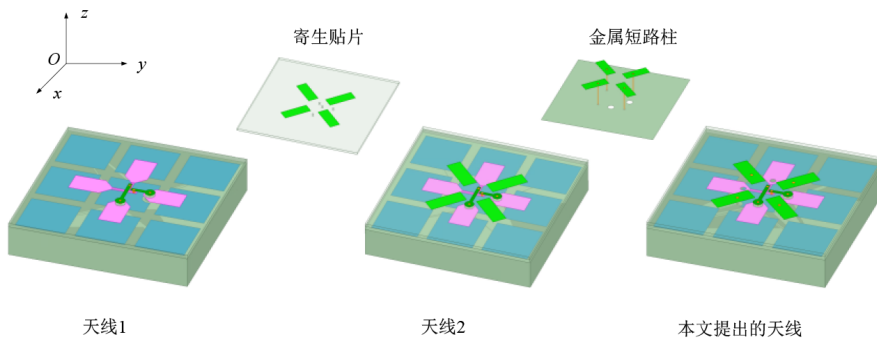


图 12 天线结构演变图

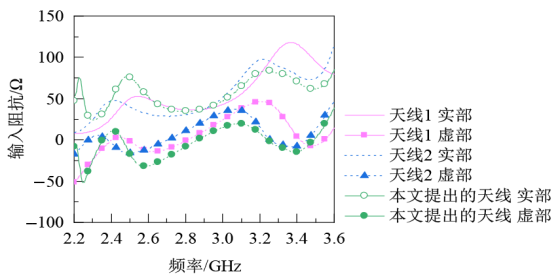


图 13 天线输入阻抗比较图

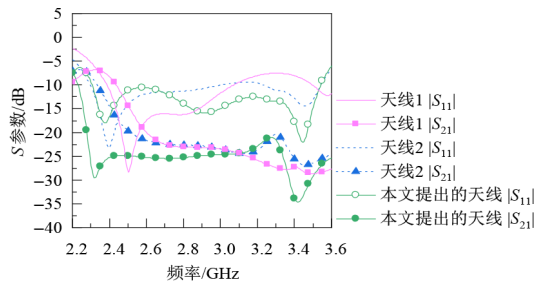


图 14 天线  $S$  参数比较图

为了改善天线 1 的阻抗匹配, 天线 2 在天线 1 的基础上在正交偶极子上面加载了一层介层基板及其上表面的 4 个相同寄生贴片. 一般情况下, 当在单个偶极子周围引入寄生贴片时, 偶极子的谐振长度会增加<sup>[15]</sup>, 这就表明寄生贴片会减小偶极子的等效电长度, 使偶极子的输入阻抗的容抗部分增加或感抗部分减小. 但在天线 1 中引入寄生贴片, 会导致天线的输入电抗在容抗与感抗之间波动. 从图 13 中可以看出, 由于寄生贴片的引入, 天线 2 在较高频段的输入阻抗的感抗部分减小到零附近, 且在较高频段内, 感抗变化变得相对平缓. 寄生贴片也使较高频段的输入阻抗的电阻部分减小到  $50 \Omega$  附近, 使天线 2 在较高频段具有更好的阻抗匹配. 但是, 如图 14 所示, 在 2.99~3.23 GHz 范围内, 天线 2 反射系数较大, 表明天线 2 的阻抗匹配还需要得到改善以得较宽带宽. 同时, 在 2.25~2.5 GHz 范围内, 天线 2 的 2 个输入端口间的隔离度也较差, 小于 20 dB. 因此, 天线 2 端口间隔离度还有待提升.

为了提高天线输入端口间的隔离度, 同时增加阻抗带宽, 本文最终提出的天线是在天线 2 的基础上演

变而来的. 首先, 增加4个金属短路柱, 加载于寄生贴片处, 连接最上层介质基板上表面的4个寄生贴片和最下层介质基板下表面的金属地板, 且沿着介质基板中心对称. 金属短路柱在增加天线阻抗带宽的同时, 也改善了天线端口间的隔离度. 其次, 增加2个圆形槽, 分别刻蚀在每个偶极子的其中一臂上, 圆形槽也增加了天线的阻抗带宽. 图15展示了天线2与本文提出的天线的电流矢量分布图. 由图可知, 未加金属短路柱时, 当通过端口1对偶极子1进行馈电时, 偶极子1被激励进行辐射, 但两个臂之间在低频段的电流幅值不相等, 且偶极子一部分能量耦合在偶极子2上, 导致端口间隔高度变差. 加载金属短路柱后, 当通过端口1对偶极子1进行馈电时, 本文提出天线的偶极子1被激励进行辐射, 在频率较低时如2.4 GHz, 偶极子1两个臂上的电流幅值更为接近, 使天线的线极化增强, 降低了偶极子1与偶极子2之间的耦合, 提高了两输入端口间隔高度. 从图13和图14可以看出, 4个金属短路柱与两个圆形槽的加载, 使天线在2.9 GHz产生了第3个谐振频点, 此时天线的输入阻抗为 $50\ \Omega$ , 和输入端口阻抗匹配良好, 增加了天线的工作带宽. 最终优化得到的天线的参数如表1所示.

表1 加载超表面的交叉偶极子天线最终优化后的尺寸

单位: mm

参数	尺寸	参数	尺寸	参数	尺寸	参数	尺寸
$l_a$	8.0	$w_d$	5.0	$r_d$	0.3	$h_c$	6.0
$w_a$	4.5	$l_d$	4.8	$l_e$	5.5	$s$	6.4
$l_b$	8.0	$r_a$	2.0	$w_e$	2.5	$g$	3.0
$w_b$	3.0	$r_b$	0.3	$h_a$	0.6	$p$	16.5
$l_c$	5.0	$r_c$	0.6	$h_b$	0.8		

### 3 结果分析

为了验证上述加载超表面的交叉偶极子天线的可行性, 对天线进行加工, 实物图如图16(a)所示, 并利用矢量网络分析仪对天线S参数进行测试, 并在微波暗室中对天线辐射性能进行测试. 测试环境如图16(b)所示.

图17展示了天线仿真与测试的S参数, 仿真结果采用电磁仿真软件HFSS得到. 由测试结果可以看出, 端口1的工作带宽为2.26~3.48 GHz(42.5%), 端口2的工作带宽为2.35~3.54 GHz(40%). 仿真与测试结果吻合较好, 证实了天线具有宽带特性. 仿真结果和测试结果相比, 谐振点存在细微的偏移, 主要是由于加工误差与测试环境以及焊接时介质基板之间产生的缝隙. 天线的 $|S_{21}|$ 小于-21 dB, 证实2个输入端口间隔高度较

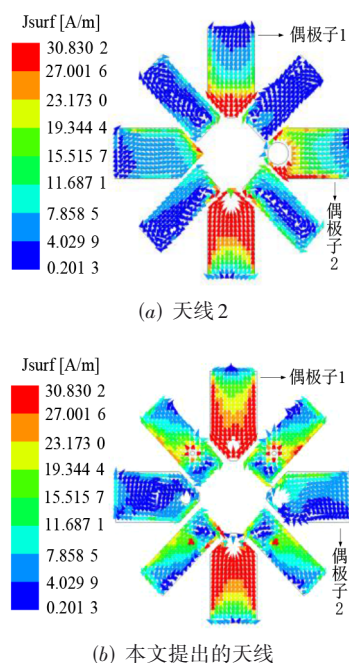
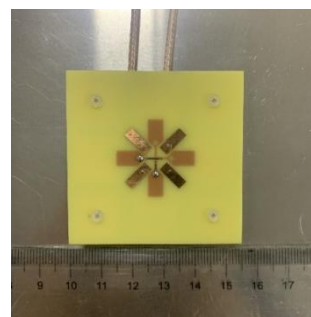
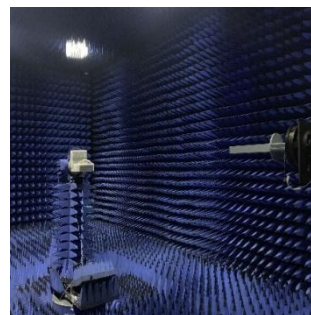


图15 天线2与本文提出的天线在2.4 GHz时的电流矢量分布图



(a) 天线实物图



(b) 天线测试环境图

图16 天线实物图和测试环境图

高. 由于2个端口的连接方式相同, 因此仅展示端口1的仿真与测试的辐射方向图. 天线的E面和H面仿真与测试方向图如图18所示, 在2.37 GHz, 2.9 GHz, 3.45 GHz处测试(仿真)的E面半功率波束宽度分别为 $86^\circ(86^\circ)$ ,  $85^\circ(85^\circ)$ ,  $82^\circ(81^\circ)$ ; H面测试(仿真)的半功

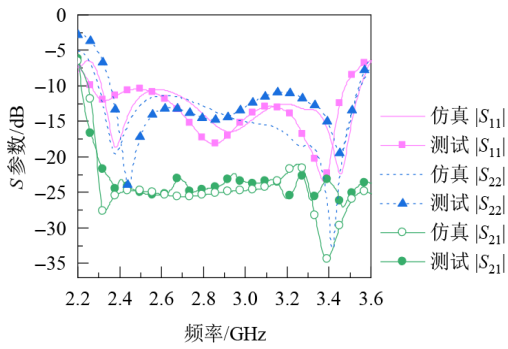


图 17 宽带低剖面双极化交叉偶极子天线仿真与测试 S 参数

率波束宽度分别为  $95^\circ$  ( $95^\circ$ ),  $91^\circ$  ( $91^\circ$ ),  $82^\circ$  ( $82^\circ$ ). 仿真与测试结果基本保持一致, 在 3.45 GHz 处天线方向图的后瓣略大, 导致半功率波束宽度减小. 此外, 由图可见, 该天线交叉极化性能良好, 在工作频段内交叉极化均低于  $-31$  dB. 在 2.37 GHz 和 2.9 GHz 频率处, 天线前后比均大于 18.5 dB, 而在 3.45 GHz 时前后比降低到 9.8 dB, 是由于天线为表面波工作模式使后向辐射较大. 从图 19 测试结果可见, 最大增益是 4.9 dBi, 对应于 2.7 GHz. 在整个工作频段内平均增益是 4.5 dBi, 带内波动 0.7 dBi, 效率均超过 70%. 仿真与测试结果之间的误差主要来自同轴线的损耗、加工和焊接精度.

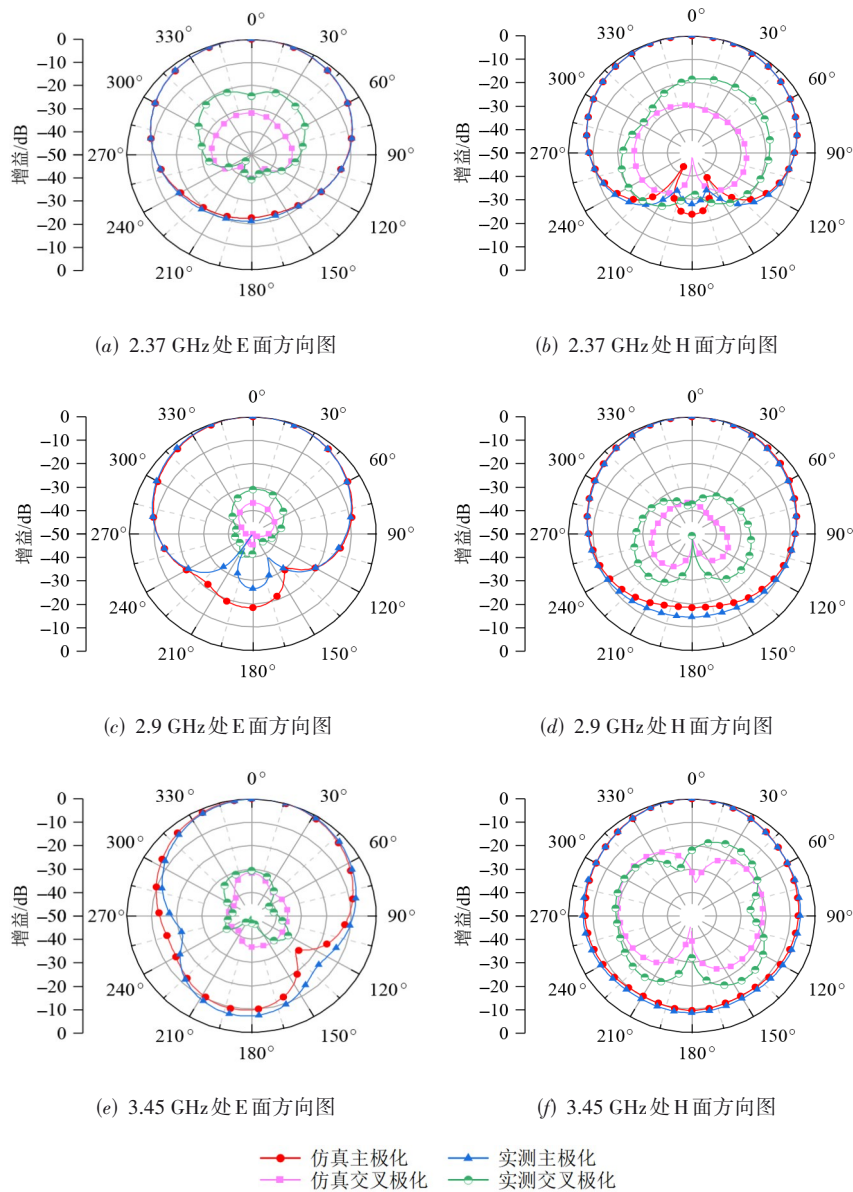


图 18 不同频率下的交叉极化方向图的仿真与测试图

表2给出该天线与近几年所提出的一些天线的性能对比. 本文提出的天线工作带宽为42.5%, 与表2中已报道天线相比, 具有更宽的带宽. 同时, 天线的剖面

仅有 $0.074\lambda_0$ . 与文献[3]、文献[10]、文献[12]提出的天线相比, 本文提出的天线具有更低的剖面, 且具有良好的交叉极化、端口隔离度和宽波束特性.

表2 本文提出的天线与已报道天线的性能比较

对比文献	工作带宽/GHz	天线尺寸( $\lambda_0^3$ )	交叉极化/dB	隔离度/dB	半功率波束宽度/(°)(E/H)
文献[2]	2.1~2.32 (9.9%)	$0.48 \times 0.48 \times 0.07$	<-26.2	>25.4	116/115
文献[3]	23~29 (23.1%)	$0.41 \times 0.41 \times 0.1$	<-15.0	>24.0	116/115
文献[10]	0.69~0.96 (32.9%)	$0.88 \times 0.88 \times 0.1$	<-25.0	>25.0	64.5/64.5
文献[11]	(0.8~1.19) 36%	$0.65 \times 0.65 \times 0.07$	<-25.0	>26.0	—
文献[12]	2.36~2.76 (15.6%) 5.12~5.62 (9.6%)	$0.83 \times 0.83 \times 0.088$	<-20.0	>22.0	—
本文	2.26~3.48 (42.5%)	$0.5 \times 0.5 \times 0.074$	<-31.0	>21.0	85/91

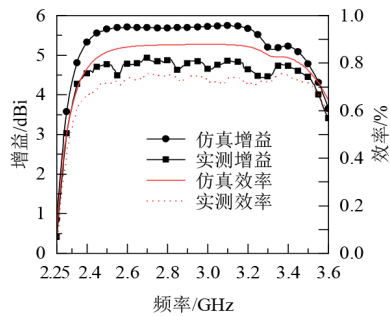


图19 天线增益和效率仿真与测试结果图

## 4 结论

本文提出了一种加载超表面的宽带低剖面双极化交叉偶极子天线, 通过在天线下方加载超表面结构实现天线的低剖面, 天线的剖面仅有 $0.074\lambda_0$ . 利用加载寄生贴片技术和开槽技术扩展天线阻抗带宽. 通过加载金属短路柱, 提高天线端口间隔离度. 最终, 天线的工作带宽为42.5% (2.26~3.48 GHz). 该天线具有良好的交叉极化与端口隔离度, 满足当前5G移动通信系统的基本要求.

## 参考文献

[1] DING C F, ZHANG X Y, YU M. Simple dual-polarized filtering antenna with enhanced bandwidth for base station applications[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68(6): 4354-4361.

[2] CHEN X, QIN P Y, GUO Y J, et al. Low-profile and wide-beamwidth dual-polarized distributed microstrip antenna [J]. IEEE Access, 2017, 5: 2272-2280.

[3] KIM G, KIM S. Design and analysis of dual polarized broadband microstrip patch antenna for 5G mmWave antenna module on FR4 substrate[J]. IEEE Access, 2021, 9: 64306-64316.

[4] WANG B, LIAO C Y, DU C H. A low-profile broadband dual-polarized base station antenna array with well-suppressed cross-polarization[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(12): 8354-8365.

[5] LI M T, CHEN X M, ZHANG A X, et al. Dual-polarized broadband base station antenna backed with dielectric cavity for 5G communications[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019, 18(10): 2051-2055.

[6] ZANG Z R, SU M, ZHANG H G, et al. A dual-polarized printed dipole antenna with low-profile for wideband base station applications[C]//2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). Piscataway: IEEE, 2019: 1-5.

[7] DING C, SUN H H, ZIOLKOWSKI R W, et al. A dual layered loop array antenna for base stations with enhanced cross-polarization discrimination[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(12): 6975-6985.

[8] FENG Y X, ZHANG F S, XIE G J, et al. A broadband and wide-beamwidth dual-polarized orthogonal dipole antenna for 4G/5G communication[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2021, 20(7): 1165-1169.

[9] 任宇辉, 丁君, 郭陈江. 一种基于开口谐振环的高增益宽带双极化天线设计[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(11): 2790-2794.

REN Y H, DING J, GUO C J. Design of a high-gain wide-band dual-polarized antenna based on split ring resonators [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2017, 39(11): 2790-2794. (in Chinese)

[10] LI M, LI Q L, WANG B, et al. A low-profile dual-polarized dipole antenna using wideband AMC reflector[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(5): 2610-2615.

[11] ZHU H L, QIU Y W, WEI G. A broadband dual-polar-

- ized antenna with low profile using nonuniform metasurface[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019, 18(6): 1134-1138.
- [12] LIU G, SUN X S, CHEN X M, et al. A broadband low-profile dual-linearly polarized dipole-driven metasurface antenna[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2020, 19(10): 1759-1763.
- [13] ZHAI H Q, ZHANG K D, YANG S, et al. A low-profile dual-band dual-polarized antenna with an AMC surface for WLAN applications[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 2692-2695.
- [14] COSTA F, LUUKKONEN O, SIMOVSKI C R, et al. TE surface wave resonances on high-impedance surface based antennas: Analysis and modeling[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, 59(10): 3588-3596.
- [15] ADAMS A, WARREN D. Dipole plus parasitic element [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1971, 19(4): 536-537.

#### 作者简介



黄 文 女,1984年出生,重庆市万州区人.重庆邮电大学光电工程学院副教授、硕士生导师.主要研究方向为射频微波电路和天线.  
E-mail: huangwen@cqupt.edu.cn



王 冲 男,1996年出生,陕西省咸阳市人.现为重庆邮电大学硕士研究生.主要研究方向为电磁理论与射频技术.  
E-mail: 19823725213@163.com