

文章编号: 1671-7449(2024)02-0129-10

# 一种宽带圆极化缝隙天线的研究与设计

韩国瑞, 张倩, 陈新伟, 袁浩

(山西大学 物理工程学院, 山西 太原 030006)

**摘要:** 设计了一种结构简单的宽带圆极化缝隙天线, 由单层介质基板和两层金属构成, 覆盖WiMAX、WLAN和5G通信的sub6 GHz频段。通过在方形缝隙拐角处分别添加两个矩形贴片和一个倒L枝节, 实现宽带圆极化辐射。天线采用微带耦合馈电的方式, 通过调整T形微带馈线的长度和矩形贴片的宽度, 进一步拓宽了天线的带宽。测试结果表明, 天线的-10 dB阻抗带宽为1.91~7.14 GHz, 轴比带宽为2.5~6.3 GHz, 相对轴比带宽为86.4%, 峰值增益在5.5 GHz处达到5.5 dBic。

**关键词:** 圆极化天线; 轴比带宽; 阻抗带宽

**中图分类号:** TN822+.8 **文献标识码:** A **doi:** 10.3969/j.issn.1671-7449.2024.02.005

**引用格式:** 韩国瑞, 张倩, 陈新伟, 等. 一种宽带圆极化缝隙天线的研究与设计[J]. 测试技术学报, 2024, 38(2):129-138.

HAN Guorui, ZHANG Qian, CHEN Xinwei, et al. Research and design of broadband circularly polarized slot antenna[J]. Journal of Test and Measurement Technology, 2024, 38(2):129-138.

## Research and Design of Broadband Circularly Polarized Slot Antenna

HAN Guorui, ZHANG Qian, CHEN Xinwei, YUAN Hao

(School of Physics and Electronic Engineering, Shanxi University, Taiyuan 030006, China)

**Abstract:** A simple structure broadband circular polarization slot antenna is presented in this paper. It is composed of monolayer dielectric substrate and two metal layers and covering WiMAX, WLAN and the 5G-sub6 GHz. Two rectangle patches and an inverted L strip are embedded at the corner of the square slot, then circularly polarized radiation is realized. The proposed antenna fed by the coupling microstrip. The bandwidth of the proposed antenna is extended by adjusting the length of the T-shaped microstrip and the width of the rectangular patch. The measured results show that the -10 dB impedance bandwidth is 1.91~7.14 GHz, the axial ratio bandwidth is 2.5~6.3 GHz, the relative ratio bandwidth is 86.4%, and the peak gain is 5.5 dBic at 5.5 GHz.

**Key words:** circular polarization antenna; axial ratio bandwidth; impedance broadband

## 0 引言

随着无线技术的发展, 宽带圆极化天线引起学者的广泛关注。一方面, 圆极化天线因其能够

抵抗多径干扰、降低极化损失等优点, 在无线通信系统中得到了广泛的应用; 另一方面, 宽带天线在通信系统中能够大幅度提高通信系统的数据传输速率和信道容量<sup>[1]</sup>。因此, 设计宽带圆极化

收稿日期: 2023-05-23

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(62071282, 61771295); 山西省自然科学基金资助项目(201901D111027, 202203021211295); 山西省回国留学人员科研资助项目(2021-006)

作者简介: 韩国瑞(1977-), 男, 副教授, 博士, 主要从事微带天线以及射频通信的研究。E-mail: han\_gr@sxu.edu.cn。

天线在通信系统中具有一定的应用价值。

目前,宽带圆极化天线有多种设计方法:一种是采用相位相差 $90^\circ$ 的馈电网络实现圆极化辐射。Wong等<sup>[2]</sup>采用具有 $90^\circ$ 相移的威尔金森功率分配器实现左旋圆极化辐射,通过两个T形探针激励圆形贴片上的一对正交模,最终实现了具有35%的3 dB轴比带宽;Bfian等<sup>[3]</sup>采用 $90^\circ$ 顺序相位馈电的四端口馈电网络,实现了63.8%的3 dB轴比带宽。Cheng等<sup>[4]</sup>采用孔径耦合馈电,在圆形贴片 $45^\circ$ 方向开矩形缝隙并保证阵列中相邻的两个单元均有 $90^\circ$ 相位差,实现圆极化特性,然而这种方法需要设计额外的馈电网络,增加了天线设计和制造的复杂性。另一种是采用具有宽带特性的交叉偶极子实现宽带圆极化设计。He等<sup>[5]</sup>采用一种宽开口状的宽带偶极子臂,通过一个相位延迟环连接两个偶极子臂,实现了右旋圆极化辐射,该天线在 $0.45\lambda_0 \times 0.45\lambda_0 \times 0.24\lambda_0$ 的尺寸下,实现了27%的轴比带宽;Yao等<sup>[6]</sup>采用带有窄缝的宽开口扇形作为交叉偶极子的臂和阶梯结构的相位延迟环,在 $0.60\lambda_0 \times 0.60\lambda_0 \times 0.21\lambda_0$ 的尺寸下实现了85.5%的轴比带宽。交叉偶极子虽然能够实现较宽的轴比带宽,但天线的尺寸较大,不利于通信设备的小型化。还有一种被广泛认可的技术是使用宽缝隙结构实现宽带圆极化的设计。Ellis等<sup>[7]</sup>采用偏置的微带馈线激励带有水平短截线的矩形缝隙,实现左旋圆极化辐射,最终在 $0.23\lambda_0 \times 0.23\lambda_0 \times 0.018\lambda_0$ 的尺寸下产生了40%的轴比带宽,实现了宽带圆极化天线的小型化;Tuan等<sup>[8]</sup>采用钩形的偏置微带馈线激励圆形缝隙,以获得宽带圆极化特性,实现了58.7%的轴比带宽;Elliss等<sup>[9]</sup>采用倒L的偏置微带馈线激励宽开口的圆形缝隙,该天线用较小的尺寸和非常简单的结构实现了61%的轴比带宽;柴琨等<sup>[10]</sup>采用被切角的L形枝节激励接地板上的倒叉形缝隙结构,产生圆极化辐射,最终实现了72.2%的轴比带宽;Gyasi<sup>[11]</sup>采用倒F的微带馈线,激励两个相连的矩形缝隙,实现右旋圆极化辐射,接地板上的L形槽,进一步改善了天线的轴比带宽,最终实现了83.5%的轴比带宽。尽管有许多结构简单的圆极化缝隙天线,但实现小型化、高增益的宽带圆极化缝隙天线需要进一步研究。

本文设计了一种结构简单的宽带圆极化缝隙天线,由单层介质基板和两层金属构成,覆盖WiMAX, WLAN和5G通信的sub6 GHz频段。两个矩形贴片和倒L枝节分别添加在方形缝隙拐角处,实现宽带圆极化辐射。适当调整T形微带

馈线的长度和矩形贴片的宽度,进一步展宽天线的带宽。该天线结构简单、不需要复杂的馈电结构和过孔连接,天线总体尺寸为 $0.38\lambda_0 \times 0.38\lambda_0 \times 0.006\lambda_0$ ,实现了86.4%的轴比带宽。

## 1 天线的设计

本文设计的宽带圆极化的结构如图1所示。

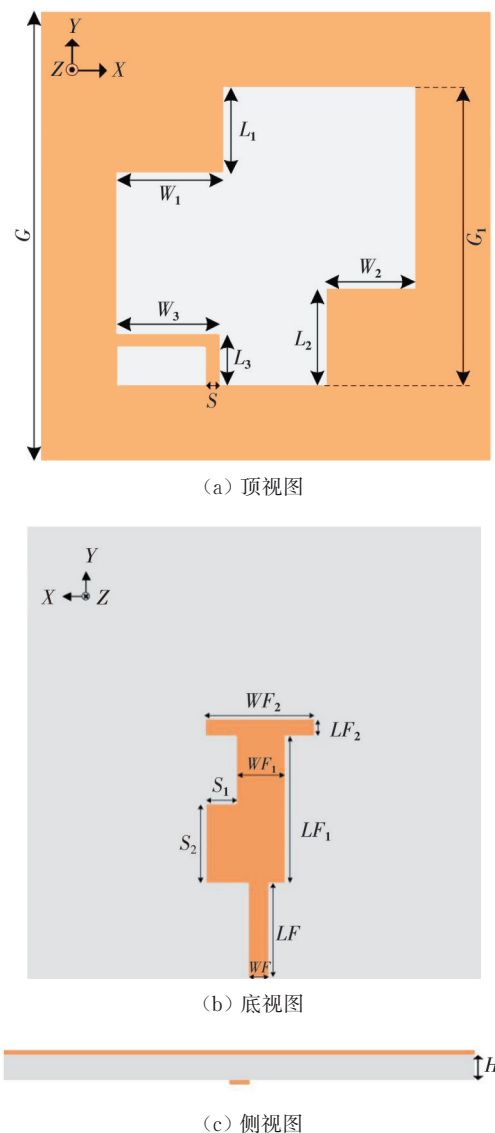


图1 设计天线的结构

Fig. 1 Structure of the proposed antenna

天线印制在厚度为1 mm的FR4介质板上,介电常数为4.4,损耗角正切为0.02。在介质基板的上表面金属层刻蚀了一个尺寸为 $G_1$ 的方形缝隙,两个矩形贴片在方形缝隙的 $-45^\circ$ 对角线处加载构成阶梯形缝隙,此外,在方形缝隙的左下角加载了宽度为 $S$ 的倒L枝节;在介质基板的下表面印刷了带有宽为 $S_1$ 、长为 $S_2$ 的矩形贴片的T形

馈线和一段宽为  $WF$ 、长为  $LF$  的  $50 \Omega$  微带传输线。该天线的具体尺寸如表 1 所示。

表 1 天线各部分的尺寸  
Tab. 1 Dimensions of the proposed antenna

参数	数值/mm	参数	数值/mm	参数	数值/mm
$G$	60	$W_2$	13	$LF$	10.3
$G_1$	40	$W_3$	14	$LF_1$	21
$L_1$	14	$S$	2	$LF_2$	2
$L_2$	14	$WF$	1.85	$S_1$	4
$L_3$	7.5	$WF_1$	5	$S_2$	11
$W_1$	13	$WF_2$	12	$H$	1

该天线的设计过程如图 2 所示, 天线 1 采用阶梯形缝隙和矩形微带馈线。天线 2 仍采用阶梯形缝隙结构和加载矩形贴片的 T 形馈线。天线 3 在天线 2 的基础上在阶梯形缝隙左下角加载倒 L 枝节。

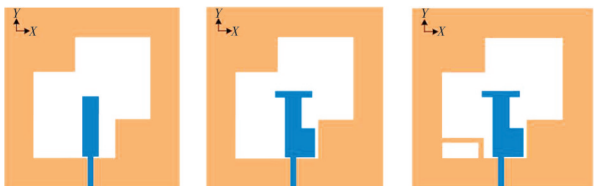


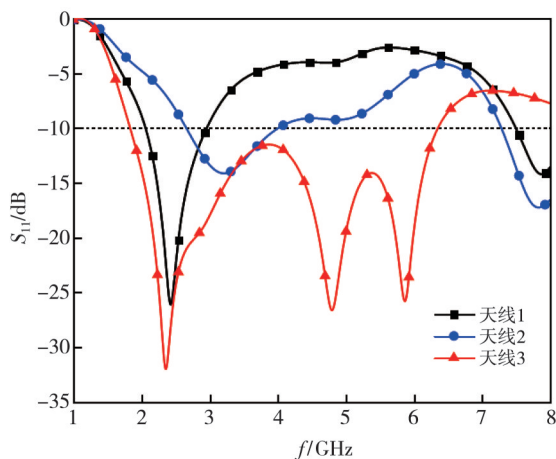
图 2 天线的演变过程

Fig. 2 Evolution of the proposed antenna

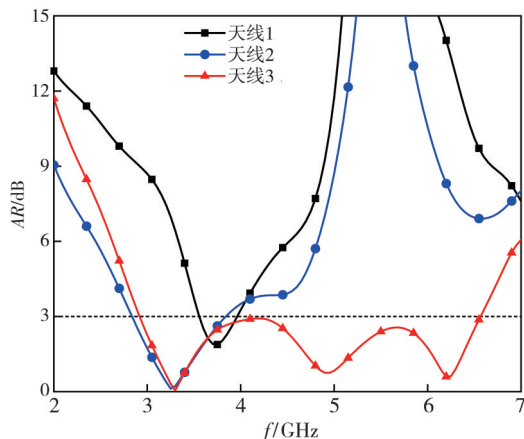
图 3 为上述 3 种天线结构对应的反射系数和轴比曲线。由图可见, 天线 1 在 2.56 GHz 处产生了一个谐振点,  $-10$  dB 阻抗带宽为 2.14~3.13 GHz, 在 3.55~3.93 GHz 频段内的轴比小于 3 dB; 天线 2 分别在 2.97 GHz 和 7.28 GHz 产生了两个谐振点, 轴比带宽变成了 2.81~3.84 GHz。这是因为 T 形微带线的水平枝节增加了电流路径, 添加的矩形贴片与阶梯形缝隙右下角的矩形贴片之间产生了耦合, 阻抗匹配和圆极化性能得到改善; 天线 3 分别在 2.32 GHz, 4.77 GHz 和 5.87 GHz 产生 3 个谐振点,  $-10$  dB 工作带宽为 1.91~6.34 GHz, 3 dB 轴比带宽为 2.9~6.6 GHz, 这是因为加载的倒 L 形枝节产生了新的正交电流, 改善了天线高频处的圆极化特性。

为了进一步说明该天线实现右旋圆极化辐射的原理, 图 4 显示了该天线在 3.3 GHz ( $\omega_i=0^\circ$ ,  $\omega_i=90^\circ$ ,  $\omega_i=180^\circ$ ,  $\omega_i=270^\circ$ ) 时的表面电流分布图。如图可知, 表面电流分布主要由  $J_1 \sim J_7$  产生, 由于存在两两相反方向的表面电流, 从而激发的远场电场相互抵消。故在  $\omega_i=0^\circ$  时的表面电流 ( $J_0^\circ$ ) 主要是由倒 L 枝节表面电流、T 形枝节表面电流以及阶梯形缝隙表面电流 ( $J_2, J_3$  沿  $+y$  方

向、 $J_6$  沿  $-x$  方向) 组成; 在  $\omega_i=90^\circ$  时的表面电流 ( $J_90^\circ$ ) 主要是由阶梯形缝隙表面电流 ( $J_1, J_5$  沿  $-x$  方向、 $J_4$  沿  $-y$  方向) 组成; 在  $\omega_i=180^\circ$  时的表面电流 ( $J_180^\circ$ ) 主要是由倒 L 枝节表面电流、T 形枝节表面电流以及阶梯形缝隙表面电流 ( $J_2, J_3$  沿  $-y$  方向、 $J_6$  沿  $+x$  方向) 组成; 在  $\omega_i=270^\circ$  时的表面电流 ( $J_270^\circ$ ) 主要是由阶梯形缝隙表面电流 ( $J_1, J_5$  沿  $+x$  方向、 $J_4$  沿  $+y$  方向) 组成。 $J_0^\circ, J_90^\circ, J_180^\circ, J_270^\circ$  沿顺时针方向旋转并且它们之间的夹角约为  $90^\circ$ , 实现右旋圆极化波辐射。



(a) 反射系数



(b) 轴比

图 3 天线的反射系数和轴比

Fig. 3  $S_{11}$  and AR of antenna

图 5~图 7 分别给出 T 形馈线上方的水平短截线长度  $WF_2$ , T 形馈线一侧加载的矩形贴片宽度  $S_1$  以及倒 L 枝节长度  $L_3$  对天线阻抗和轴比的影响。在分析一个参数对性能的影响时, 保持其他参数不变。

T 形枝节上方水平短截线的长度  $WF_2$  对天线反射系数和轴比的影响如图 5 所示。

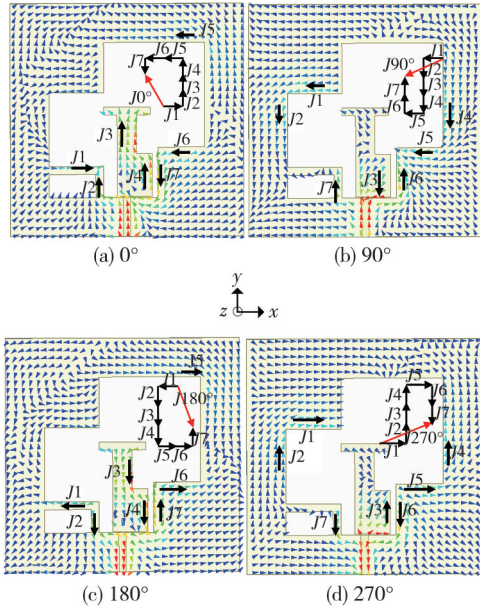


图4 圆极化天线在3.3 GHz的表面电流分布  
Fig. 4 Surface current distribution of CP antenna at 3.3 GHz

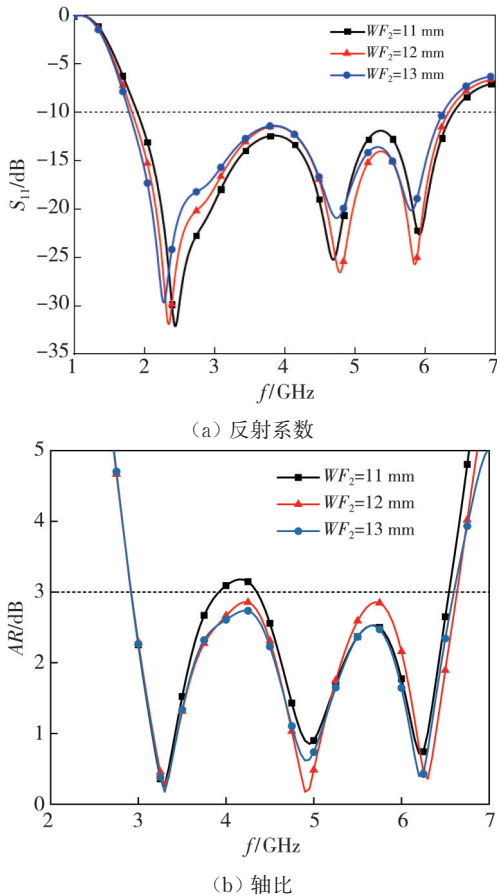


图5  $WF_2$ 对 $S_{11}$ 和AR的影响  
Fig. 5 The  $S_{11}$  and AR for different  $WF_2$

随着  $WF_2$  的减小, 天线的  $-10$  dB 阻抗带宽向高频移动。但当  $WF_2$  进一步减小到 11 mm 时, 4 GHz 处的轴比大于 3 dB, 不满足圆极化要求。在  $WF_2$  等于 12 mm 时, 天线的轴比在 2.9~6.6 GHz 频段都在 3 dB 以下, 天线可以获得一个较宽的工作带宽。

T 形枝节一侧加载的矩形贴片宽度  $S_1$  对天线的阻抗和轴比带宽影响如图 6 所示。随着  $S_1$  的减小, 天线阻抗带宽逐渐展宽。但当  $S_1$  进一步减小到 3.8 mm 时, 天线轴比带宽变窄。在矩形贴片宽度  $S_1=4$  mm 时, 天线的轴比在 2.9~6.6 GHz 频段都在 3 dB 以下, 可以获得一个较宽的工作带宽。

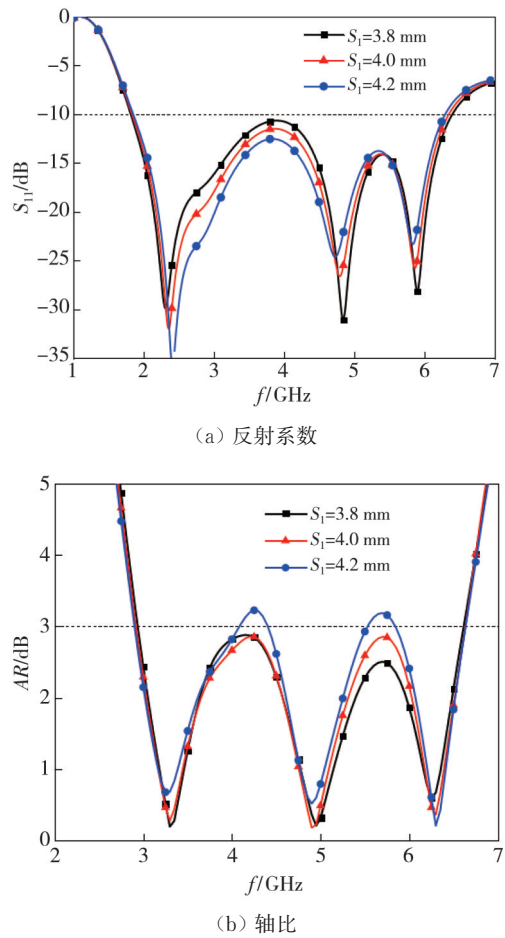
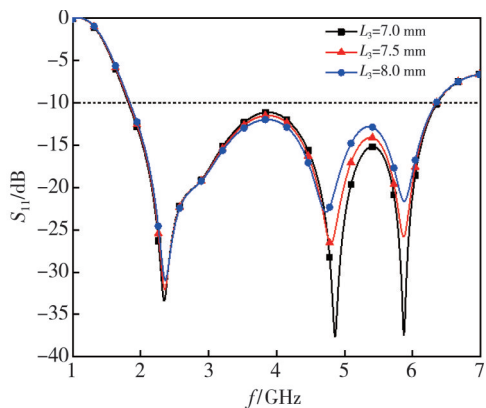


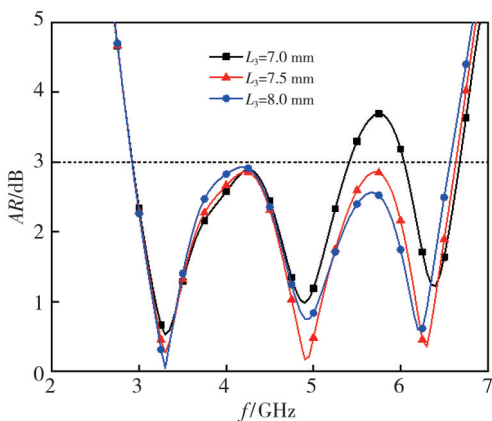
图6  $S_1$ 对 $S_{11}$ 和AR的影响

Fig. 6 The  $S_{11}$  and AR for different  $S_1$

倒 L 枝节的长度  $L_3$  对天线反射系数和轴比的影响如图 7 所示。随着  $L_3$  的减小, 高频处的阻抗匹配得到改善, 但天线的阻抗带宽几乎不受影响。但当  $L_3$  进一步减小到 7 mm 时, 5.8 GHz 处轴比大于 3 dB, 不满足圆极化要求。在  $L_3$  等于 7.5 mm 时, 天线的轴比在 2.9~6.6 GHz 频段都在 3 dB 以下, 天线可以获得一个较宽的工作带宽。



(a) 反射系数



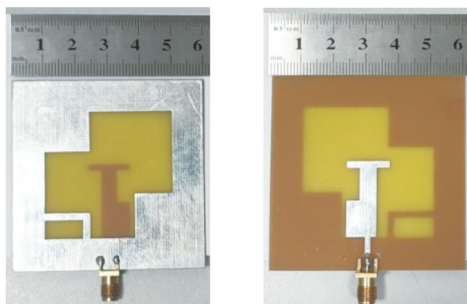
(b) 轴比

图 7  $L_3$ 对 $S_{11}$ 和AR的影响

Fig. 7 The  $S_{11}$  and AR for different  $L_3$

## 2 结果与讨论

为了验证天线设计的正确性,实际加工并测试了天线。图 8 为天线的实物图,天线整体尺寸为  $60\text{ mm} \times 60\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ 。天线正面印刷着阶梯形缝隙以及倒 L 枝节,背面印刷着加载矩形贴片的 T 形馈线和  $50\ \Omega$  微带传输线,微带传输线下端与 SMA 接头相连。



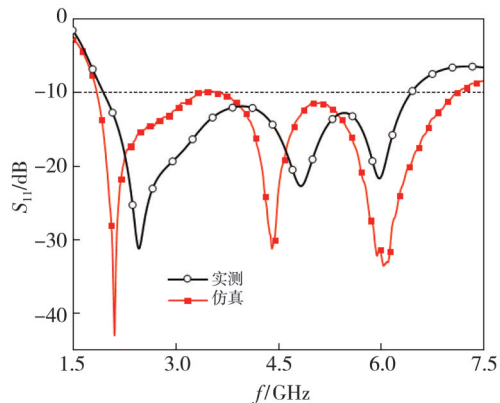
(a) 天线顶视图

(b) 天线底视图

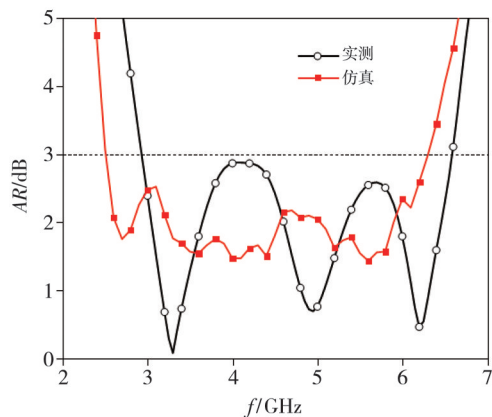
图 8 天线的加工实物图

Fig. 8 The physical picture of proposed antenna

天线的反射系数通过 Agilent N5235A 矢量网络分析仪测量得出。图 9 中为实测与仿真的反射系数和轴比曲线。仿真的阻抗带宽为  $1.91\sim 6.13\text{ GHz}$ ,轴比带宽为  $2.9\sim 6.6\text{ GHz}$ ;测量得到的阻抗带宽为  $1.91\sim 7.14\text{ GHz}$ ,其相对带宽为  $116.2\%$ ,轴比带宽为  $2.5\sim 6.3\text{ GHz}$ ,其相对带宽为  $86.4\%$ 。天线的工作频率向低频偏移,可能是由 SMA 接头和介质板介电常数的不均匀引起的。



(a) 反射系数



(b) 轴比

图 9 天线的反射系数和轴比

Fig. 9  $S_{11}$  and AR of antenna

图 10 给出了天线在  $3.3, 4.9$  和  $6.2\text{ GHz}$  时  $xoz$  平面和  $yo z$  平面的仿真与测试的归一化方向图。可以看到仿真与测试结果基本一致,但天线在  $4.9\text{ GHz}$  和  $6.2\text{ GHz}$  处的交叉极化较大,这是由于天线结构不对称导致的。天线沿  $+z$  方向辐射右旋圆极化波,沿  $-z$  方向辐射左旋圆极化波。

图 11 给出了天线实测和仿真的辐射增益图,可以看到,在整个频段内具有较高的增益,测量的峰值增益在  $5.5\text{ GHz}$  处达到  $5.5\text{ dBic}$ 。

表 2 对比了本文天线和缝隙天线的参考文献

中所设计天线的尺寸、带宽以及增益。从对比结果可以看出,本文天线的轴比带宽最大,高达86.4%,阻抗带宽仅小于文献[9,10]中的阻抗带

宽,峰值增益仅小于文献[8]的峰值增益,但是文献[8]具有最大的尺寸。本文所提出的天线在较小的尺寸下具有较宽的带宽和较高的增益。

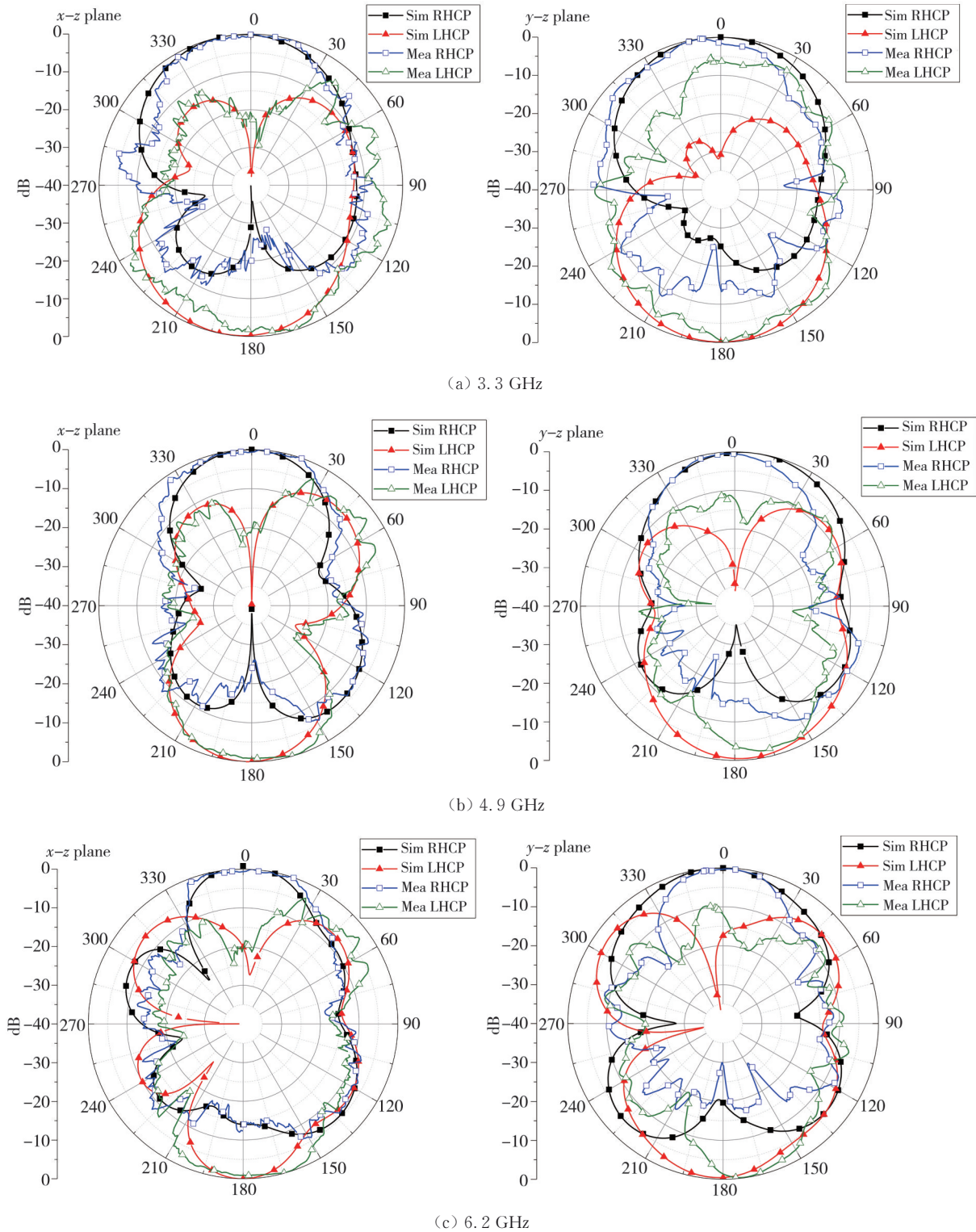


图10 天线在3.3, 4.9, 6.2 GHz的辐射方向图

Fig. 10 Radiation pattern of the antenna at 3.3, 4.9, 6.2 GHz

表 2 天线性能的比较

Tab. 2 Antenna performance comparison

文献	尺寸	阻抗带宽/%	轴比带宽/%	峰值增益/dBic
[7]	$0.23\lambda_0 \times 0.23\lambda_0 \times 0.018\lambda_0$	90.2	40	4.5
[8]	$0.71\lambda_0 \times 0.71\lambda_0 \times 0.02\lambda_0$	111.6	58.4	6.18
[9]	$0.15\lambda_0 \times 0.15\lambda_0 \times 0.017\lambda_0$	125	61	4.3
[10]	$0.28\lambda_0 \times 0.28\lambda_0 \times 0.005\lambda_0$	121.45	72.2	—
[11]	$0.27\lambda_0 \times 0.27\lambda_0 \times 0.008\lambda_0$	92.6	83.5	5.3
本文	$0.38\lambda_0 \times 0.38\lambda_0 \times 0.006\lambda_0$	116.2	86.4	5.5

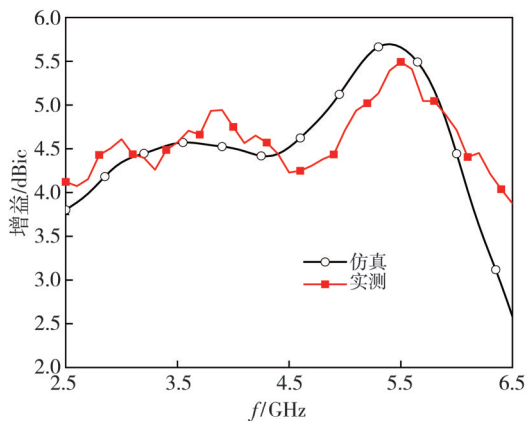


图 11 天线辐射增益图

Fig. 11 The realized gain of the antenna

### 3 2×2 宽带圆极化天线阵列的设计

顺序旋转馈电的2×2天线阵列结构如图 12 所示. 电流从端口 1 馈入, 分别流向 2, 3, 4, 5 端口, 每个端口分别经过不同的移相器, 使其相位差分别为 0°, 90°, 180°, 270°. 其中 T1 枝节输出的两个路径具有 180° 相位差, T2, T3 枝节输出路径具有 90° 相位差. 2×2 阵列的每一个天线单元是由前一个天线单元绕中心逆时针旋转 90° 而来, 由于天线单元太近会引起阵元之间的耦合, 从而恶化天线的性能, 天线单元太远会引起旁瓣增益过大, 本节将天线单

表 3 单个天线与 2×2 天线阵列交叉极化的比较

Tab. 3 Comparison of cross polarization between single antenna and 2×2 antenna array

	4.9 GHz 时交叉极化/dB		6.2 GHz 时交叉极化/dB	
	xoz 平面	yozi 平面	xoz 平面	yozi 平面
单个天线	-7	-9	-6	-3
2×2 天线阵列	-12	-15	-13	-10

表 4 单个天线与 2×2 天线阵列波束宽度的比较

Tab. 4 Comparison of beamwidth between single antenna and 2×2 antenna array

	4.9 GHz 时波束宽度/(°)		6.2 GHz 时波束宽度/(°)	
	xoz 平面	yozi 平面	xoz 平面	yozi 平面
单个天线	44	36	36	42
2×2 天线阵列	36	26	28	36

元间距  $d$  选择在 95 mm, 经过 2×2 阵列排布后, 介质基板边长  $D=175$  mm。

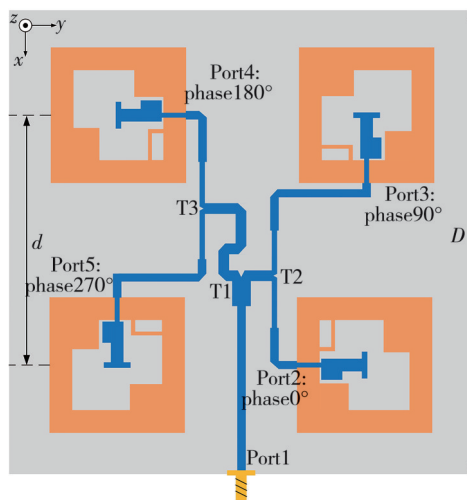
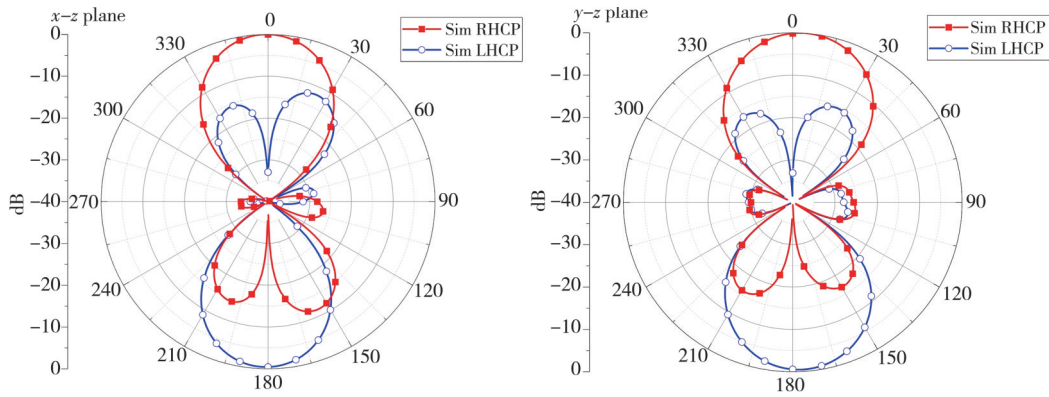


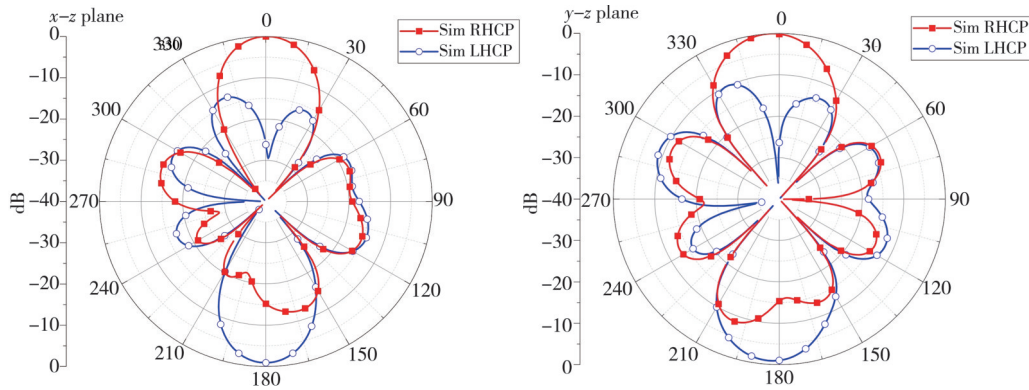
图 12 顺序旋转馈电的 2×2 天线阵列结构

Fig. 12 Structure of the 2×2 antenna array with sequential rotation feed

图 13 给出了顺序旋转馈电的 2×2 天线阵列在 4.9 GHz 和 6.2 GHz 时仿真的归一化辐射方向图. 表 3、表 4 分别给出了单个天线与 2×2 天线阵列交叉极化和波束宽度的比较, 从表中可以看出, 相比于单个天线, 2×2 天线阵列的交叉极化更小, 但波束宽度同时变窄。



(a) 4.9 GHz



(b) 6.2 GHz

图13 顺序旋转馈电的 $2 \times 2$ 天线阵列在4.9 GHz和6.2 GHz的辐射方向图

Fig. 13 Radiation pattern of  $2 \times 2$  antenna array with sequential rotation feed at 4.9 GHz and 6.2 GHz

图14是带金属反射板的 $2 \times 2$ 天线阵列侧视图。

的中心频率的 $1/4$ 空气波长。)

由于阵列的辐射是一个缝隙，具有双向辐射特性，因此可以使用金属反射板实现单向辐射。天线反射板面积越大，背向辐射越小，前后比就越高，然而较大的反射板会使得天线的整体体积增大，在实际工程中的实用性也相对越低。(图中天线阵列的尺寸参数是：方形反射板边长 $P=200$  mm，天线阵列与金属反射板之间的高度为 $H_2=18$  mm，其长度为对应

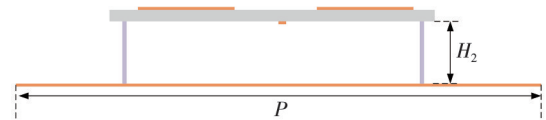
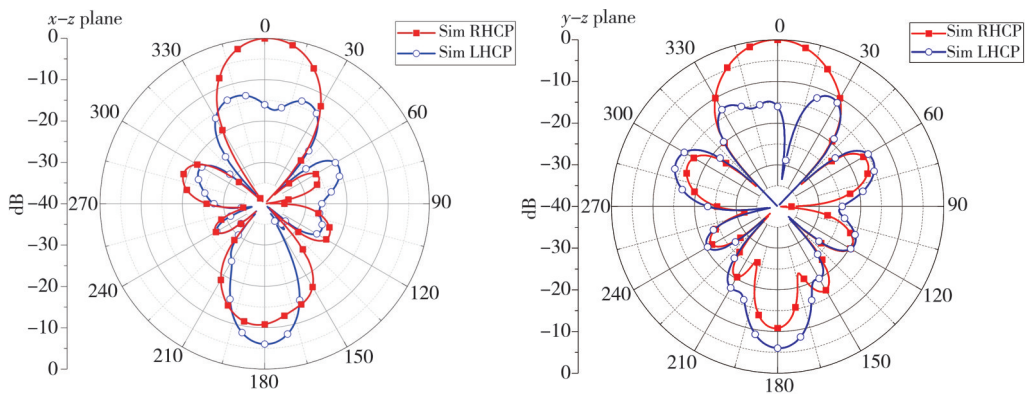


图14 带金属反射板的 $2 \times 2$ 天线阵列侧视图

Fig. 14 Side view of the  $2 \times 2$  antenna array with metallic reflected plate

图15给出了不同反射板边长 $P$ 在6.2 GHz时对天线辐射方向图的影响。



(a)  $P=175$  mm

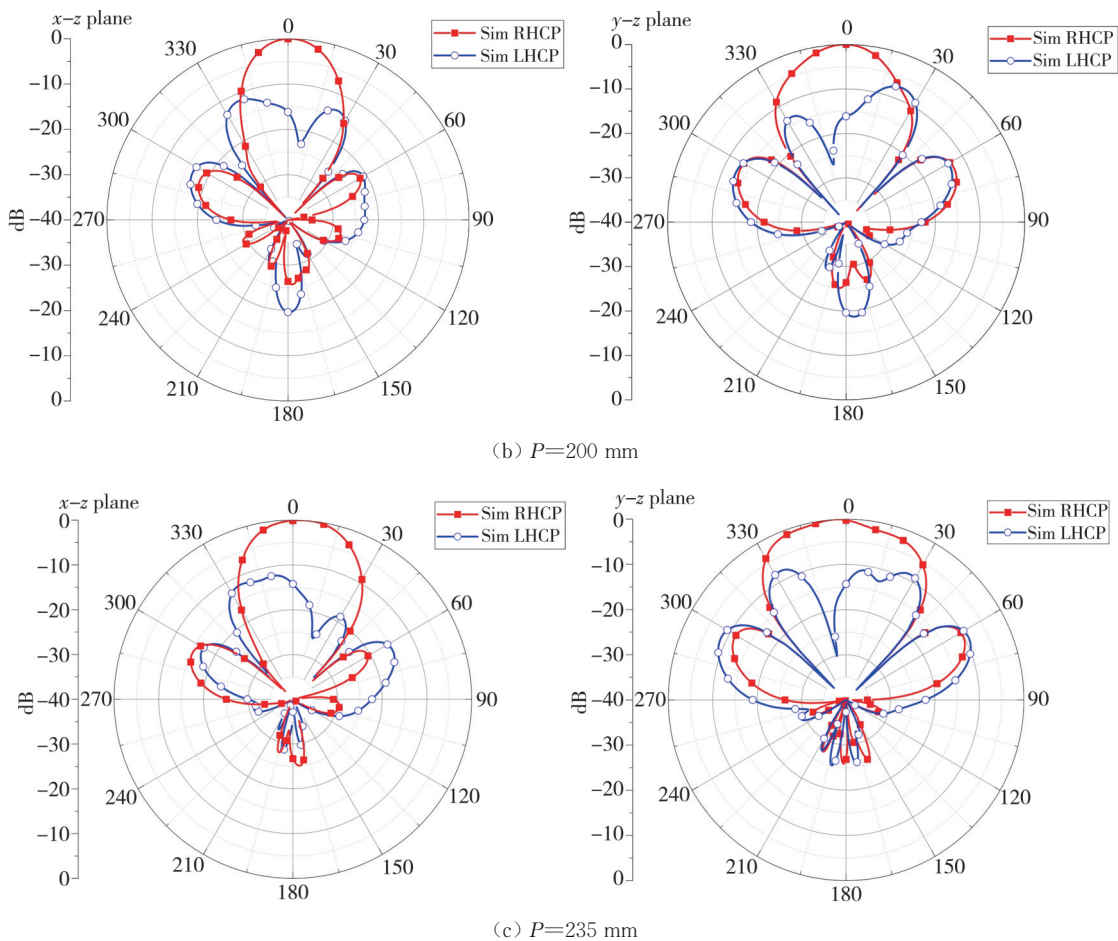


图 15 不同反射板大小  $P$  在 6.2 GHz 对天线辐射方向图的影响

Fig. 15 Radiation pattern of the different metallic reflected plate  $P$  at 6.2 GHz

当  $P=175$  mm, 即与  $2 \times 2$  天线阵列的介质基板边长等大时, 天线的交叉极化为  $-11$  dB, 前后比为  $-10$  dB, 这时的天线交叉极化和前后比较大; 当  $P=200$  mm 时, 天线的交叉极化为  $-7$  dB, 前后比为  $-25$  dB; 但随着反射板的继续增加, 当  $P=235$  mm 时, 天线性能改善不明显, 天线的交叉极化为  $-8$  dB, 前后比为  $-27$  dB, 考虑到天线小型化, 本文选取  $P=200$  mm, 此时天线具有良好的右旋圆极化性能。

### 4 结论

本文设计了一种结构简单的宽带圆极化缝隙天线, 由单层介质基板和两层金属构成, 覆盖 WiMAX, WLAN 和 5G 通信的 sub6 GHz 频段。两个矩形贴片和倒 L 枝节分别添加在方形缝隙拐角处, 实现宽带圆极化辐射。适当调整 T 形微带馈线的长度和矩形贴片的宽度, 进一步展宽天线的带宽。该天线结构简单、不需要复杂的馈电结构和过孔连接。测试结果表明, 所设计的天线总体尺寸为  $0.38\lambda_0 \times 0.38\lambda_0 \times 0.006\lambda_0$ , 天线阻抗带宽为  $1.91 \sim 7.14$  GHz, 轴比带

宽为  $2.5 \sim 6.3$  GHz, 相对轴比带宽为  $86.4\%$ , 峰值增益在  $5.5$  GHz 处达到了  $5.5$  dBic。

### 参考文献:

[ 1 ] 王宁. 双频与宽带圆极化天线研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2014.

[ 2 ] WONG K L, CHIOU T W. Broad-band single-patch circularly polarized microstrip antenna with dual capacitively coupled feeds[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2001, 49(1): 41-44.

[ 3 ] BIAN L, GUO Y X, ONG L C, et al. Wideband circularly-polarized patch antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2006, 54(9): 2682-2686.

[ 4 ] CHENG X Y, TENG F. Mutual coupling suppression of aperture coupled microstrip antenna array[J]. Journal of Measurement Science and Instrumentation, 2014, 5(2): 44-47.

[ 5 ] HE Y, HE W, WONG H. A wideband circularly polarized cross-dipole antenna[J]. IEEE Antennas and

- Wireless Propagation Letters, 2014, 13: 67-70.
- [ 6 ] YAO F, LI J Y, CAO B, et al. Cavity-backed broadband circularly polarized cross-dipole antenna [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019, 18(12): 2681-2685.
- [ 7 ] ELLIS M S, ZHAO Z, WU J, et al. A novel simple and compact microstrip-fed circularly polarized wide slot antenna with wide axial ratio bandwidth for C-band applications [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, 64(4): 1552-1555.
- [ 8 ] TUAN LE T, HOANG THE V, CHANG PARK H. Simple and compact slot-patch antenna with broadband circularly polarized radiation [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2016, 58 (7) : 1634-1641.
- [ 9 ] ELLIS S M, KPONYO J J, AHMED A R. A compact wideband circularly polarized L-slot antenna edge-fed by a microstrip feedline for C-band applications[J]. Progress in Electromagnetics Research Letters, 2017, 65: 95-102.
- [10] 柴琨, 韩国瑞, 韩丽萍. 适用于5G通信系统的宽带圆极化缝隙天线[J]. 测试技术学报, 2022, 36(1): 11-16.
- CHAI Kun, HAN Guorui, HAN Liping. Wideband circular polarized slot antenna for 5G communication system[J]. Journal of Test and Measurement Technology, 2022, 36(1): 11-16. (in Chinese)
- [11] GYASI K O, WEN G, INSERRA D, et al. A compact broadband circularly polarized slot antenna with two linked rectangular slots and an inverted-F feed line [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(12): 7374-7377.