

DOI: 10.13382/j.jemi.B2306613

加载极化扭转人工磁导体的双频圆极化天线*

王丽黎^{1,2} 王新庄¹ 张 衡¹ 李君君¹

(1. 西安理工大学自动化与信息工程学院 西安 710048; 2. 西安市无线光通信与网络研究重点实验室 西安 710048)

摘 要:为减少多径损耗、抗极化失配,同时满足无线设备对多频段的需求,设计了一款加载极化扭转人工磁导体的双频圆极化天线。极化扭转人工磁导体采用双层结构增加了相位响应,使用矩形环延长电流路径,矩形环中加入圆角和截断的矩形贴片结构引起表面阻抗不平衡性,实现了在 2.45 GHz 和 5.8 GHz 频段内高效的极化转换。在双频单极子天线下方加载极化扭转人工磁导体,利用 90°极化旋转效应实现了在低频段左旋圆极化和高频段右旋圆极化。仿真和实验结果表明:设计天线的工作带宽分别为 2.2~2.58 GHz 和 3.5~6 GHz,3dB 轴比带宽分别为 2.3~2.56 GHz 和 5.6~6.2 GHz,峰值增益分别为 16.8 和 7.5 dBic。实验结果证实了采用极化扭转人工磁导体可以降低双频圆极化天线的复杂度。

关键词:极化扭转人工磁导体;圆极化;双频

中图分类号: TN821^{+.1} **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1015

Dual-frequency circularly polarized antenna loaded with polarized torsion artificial magnetic conductor

Wang Lili^{1,2} Wang Xinzhuang¹ Zhang Heng¹ Li Junjun¹

(1. School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;

2. Xi'an Key Laboratory of Wireless Optical Communication and Network Research, Xi'an 710048, China)

Abstract: In order to reduce multipath loss and anti-polarization mismatch, and meet the multi-band needs of wireless devices, a dual-band circularly polarized antenna loaded with polarization torsional artificial magnetic conductors is designed. The polarization torsion artificial magnetic conductor adopts a double-layer structure to increase the phase response, uses a rectangular ring to extend the current path, and adds rounded corners and truncated rectangular patches to the rectangular ring which can cause surface impedance imbalance, and achieve efficient polarization conversion in the 2.45 GHz and 5.8 GHz bands. A polarization torsion artificial magnetic conductor is applied under the dual-band monopole antenna. By using the 90° polarization rotation effect achieve left-handed circular polarization in low-frequency bands and right-handed circular polarization in high-frequency frequencies. The simulation and experimental results show that the working bandwidth of the designed antenna is 2.2~2.58 GHz and 3.5~6 GHz, the 3 dB axial ratio bandwidth is 2.3~2.56 GHz and 5.6~6.2 GHz, respectively, and the peak gain is 16.8 and 7.5 dBic, respectively. Experimental results confirm that the use of polarization torsion artificial magnetic conductors can reduce the complexity of dual-frequency circularly polarized antenna.

Keywords: polarization rotation artificial magnetic conductor; circular polarization antenna; dual-frequency

0 引 言

随着现代无线通信技术和系统的快速发展,圆极化^[1-2]天线可以接收任意极化电磁波且具有良好的抗干

扰性,在现代无线通信系统中被广泛应用。现代通信系统需要天线具有小型化并且可以工作在两个甚至多个频段的特点^[3-4],因此小型化^[5-7]、双频段圆极化天线的设计很有必要。目前微带天线实现圆极化的传统方式主要有利用馈电网络^[8-9]、非中心馈电^[10]、自相移互补结构^[11]、

刻蚀缝隙和加载微扰枝节^[12-14]等,但传统的圆极化天线存在结构复杂、性能不稳定和设计方法没有普遍性等问题。

由于电磁超表面具有改变透射或者反射电磁波的极化方向^[15]和传播模式等特点,不同类型的超表面对电磁波有着不同的调制效果^[16-18]。相对传统的圆极化设计,采用超表面实现圆极化可以降低天线设计的复杂度。目前,利用超表面设计圆极化天线主要采用两类方法:一种是透射型超表面作为天线

线的覆层实现将线极化转化为圆极化的设计^[19];另一种是设计反射型线极化到交叉极化的极化转换超表面,将其作为天线的反射板从而实现天线的圆极化辐射^[20-21]。Chen 等^[22]提出了一种超表面实现线极化波到圆极化波的转换。Chen 等^[23]提出基于人工磁导体结构的极化可重构调频机制,可以实现极化可重构和频率可调的反射特性。Yang 等^[24]使用双频单极子天线加载极化扭转人工磁导体(polarization rotation artificial magnetic conductor, PRAMC)实现在 3.5 和 5.8 GHz 的双频圆极化天线。Yang 等^[25]提出了一种极化扭转超表面实现线极化波到圆极化波的转换。该极化扭转超表面能实现 5.5% 和 3.9% 的 3 dB 轴比带宽的同时提高天线的增益。

根据目前人工电磁超表面的研究和发展现状可知,低频段的反射型极化扭转超表面由于材料损耗和尺寸限制等因素影响,以往关于极化扭转超表面的研究要集中在较高的频段范围,无法实现低频段范围的应用。本文提出了一种双层结构的 PRAMC 实现天线在无线局域网(WLAN)的双频圆极化辐射,PRAMC 在 2.45 与 5.8 GHz 频段内实现了高效的极化旋转,并且能够同时实现左旋圆极化和右旋圆极化,适用于多种无线通信的应用场景。将双频单极子天线置于 PRAMC 结构上方,利用 PRAMC 的 90°极化扭转效应和相位差,成功实现了天线的双频圆极化辐射调制。该天线在 2.45 与 5.8 GHz 具有良好的阻抗带宽和 3 dB 轴比带宽。

1 PRAMC 结构设计与分析

1.1 PRAMC 结构反射特性

PRAMC 的结构如图 1(a)所示,它由 2 层介质基板构成,介质基板采用 FR4,介电常数和损耗正切角分别为 $\varepsilon_r = 4.4$, $\tan \delta = 0.02$ 。PRAMC 金属贴片蚀刻在上层介质板,贴片由圆角矩形环和截断贴片构成,下层为反射板,上层与下层之间为空气层,用来增加相位响应和扩展带宽。单元采用周期边界条件仿真,如图 1(b)所示,以 Floquet 端口馈电,端口入射到 PRAMC 表面的距离 hd 对反射相位影响比较大。

利用 Floquet-port 模型分析了 PRAMC 单元的反射特

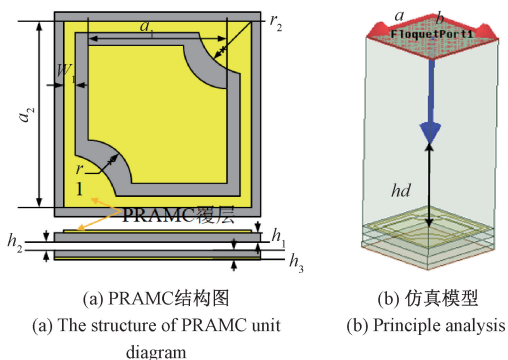


图 1 PRAMC 单元结构和原理分析

Fig. 1 The structure and analysis of PRAMC unit

性,单元尺寸如下: $a_1 = 11.2$ mm, $a_2 = 15.2$ mm, $r_1 = 4.2$ mm, $r_2 = 5$ mm, $w_1 = 0.8$ mm, $h_1 = 1.6$ mm, $h_2 = 1.5$ mm, $h_3 = 1$ mm, $hd = 11$ mm。两个反射系数的幅值和相位如图 2 所示。从图 2(a)可以看出在 2.25 ~ 2.58 GHz 和 5.5 ~ 7 GHz 范围内,主要抑制了 x 极化反射波,而 y 极化分量明显被激发。因此 x 极化入射波在该频带范围内转换为正交极化反射波。通过调节端口与表面的距离 hd 可以控制反射相位,从图 2(b)可以观察到 hd 为 11 mm 时,在 2.45 GHz 处, y 极化反射波的相位随频率连续变化并接近于 -90° ,类似于传统的 AMC 单元,意味着入射波超前于 y 极化反射波 90° 。由于 90° 极化旋转和 90° 相位差的存在,入射波和反射波的结合可以实现左旋圆极化。同理,在 5.8 GHz 处, y 极化反射波的相位几乎等于 90° ,入射波超前于 y 极化反射波 90° 可以实现右旋圆极化。图 3 为在不同谐振频点处的表面电流分布,可以看出在 2.45 GHz 时的极化扭转主要由外层加圆角矩形环激发,而 5.8 GHz 时的极化扭转主要由截断的矩形贴片激发。

1.2 PRAMC 结构圆极化机理的理论分析

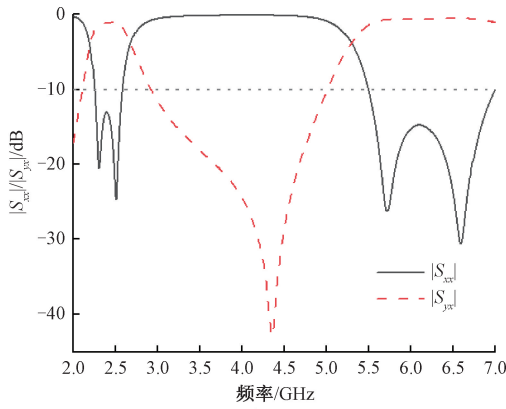
为了阐明 PRAMC 的极化扭转原理,如图 4 所示,假设二维周期结构位于 xoy 平面,入射波沿 y 轴方向。该平面波可以分解为 E_x 和 E_y 两个极化分量,其中 E_x 平行于 xoz 面, E_y 垂直于 xoz 平面。当 PRAMC 受到入射波 $\vec{E}^i$ 作用时,PRAMC 表面则会被反射为电场 $\vec{E}^r$,则总电场 $\vec{E}_{total}$ 可以表示为:

$$\vec{E}_{total} = \vec{E}^i + \vec{E}^r \quad (1)$$

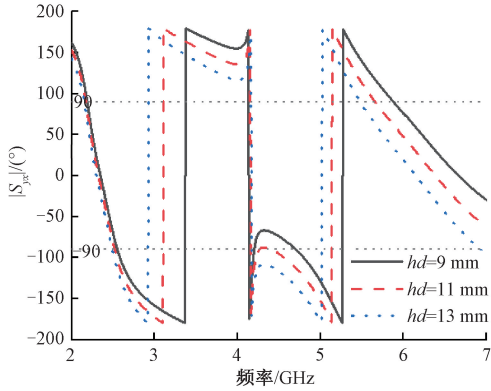
假设入射到 PRAMC 单元表面为 x 极化波,则 $\vec{E}^i$ 的方程可以写成:

$$\vec{E}_i = E_0 \cdot \hat{x} \cdot e^{-jkz} \quad (2)$$

其中, E_0 是电场的大小, k 是自由空间波数。



(a) 反射系数幅值
(a) Amplitude of reflection coefficient



(b) hd 对反射系数相位的影响
(b) Effect of hd on reflection phase

图2 PRAMC 单元的反射系数

Fig. 2 Reflection coefficient of PRAMC unit

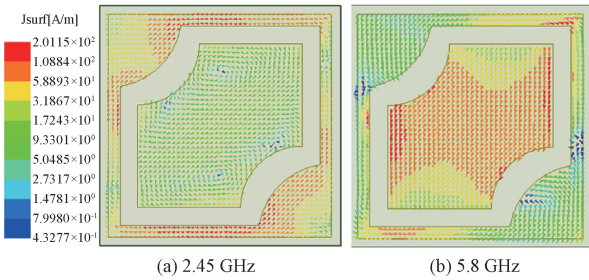


图3 PRAMC 表面电流分布图

Fig. 3 Surface current distribution of PRAMC unit

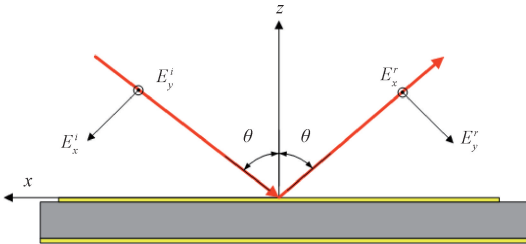


图4 PRAMC 原理分析

Fig. 4 Principle analysis diagram of PRAMC unit

入射场 $\vec{E}^i$ 和反射场 $\vec{E}^r$ 的关系为:

$$\vec{E}^r = \bar{\bar{S}} \times \vec{E}^i \quad (3)$$

其中, $\bar{\bar{S}}$ 为二维反射系数, 其中 $\bar{\bar{S}}$ 可以写为:

$$\bar{\bar{S}} = \begin{bmatrix} S_{x/x} & S_{x/y} \\ S_{y/x} & S_{y/y} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: x/y 表示反射电场的 x 分量与 y 分量之比。

$$\begin{aligned} \vec{E}_{\text{total}} &= \vec{E}^r + \vec{E}^i = (1 + \bar{\bar{S}}) \vec{E}^i = \\ \vec{E}_0 e^{-jkz} \vec{e}_x + |S_{yx}| e^{-jkz + j\varphi_r + 2jkhd} \vec{e}_y \end{aligned} \quad (5)$$

反射场可以用两个反射系数 S_{xx} 和 S_{yx} 表示。其中 $\vec{E}_{\text{total}}$ 为总辐射场, $\vec{E}^i$ 为全向天线的辐射场, $\vec{E}^r$ 为经过 PRAMC 后的反射场。由于电场可以用右旋和左旋两个圆极化分量来表示, 即:

$$\begin{cases} \vec{E} = E_R \cdot \hat{R} + E_L \cdot \hat{L} \\ \hat{R} = (\hat{x} - j\hat{y}) / \sqrt{2} \\ \hat{L} = (\hat{x} + j\hat{y}) / \sqrt{2} \end{cases} \quad (6)$$

因此, 两个圆极化分量和轴对比 (AR) 可分别由式 (7) 和 (8) 计算。

$$\begin{cases} E_R = \hat{R}^* \cdot \vec{E} = E_0 e^{-jkz} / \sqrt{2} (1 + |S_{xx}| e^{-j\theta_{xx}} + j |S_{yx}| e^{-j\theta_{yx}}) \\ E_L = \hat{L}^* \cdot \vec{E} = E_0 e^{-jkz} / \sqrt{2} (1 + |S_{xx}| e^{-j\theta_{xx}} - j |S_{yx}| e^{-j\theta_{yx}}) \end{cases} \quad (7)$$

$$AR(\text{dB}) = 20 \log \left(\frac{|E_R| + |E_L|}{||E_R| - |E_L||} \right) \quad (8)$$

将图 2 的二维反射系数的仿真结果代入式 (7) 和 (8), 借助数值计算工具 MATLAB, 计算得到理论轴比随频率的变化如图 5 所示。可以看到, 在 2.45 和 5.8 GHz 附近, AR 值小于 3 dB, 验证了 PRAMC 结构的圆极化机制。

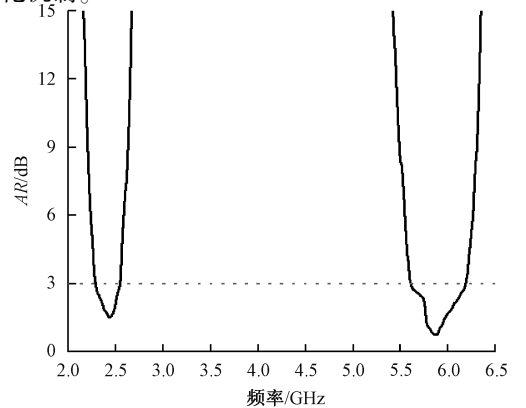


图5 PRAMC 单元的理论计算轴比分布

Fig. 5 Theoretical calculation of axial ratio distribution of PRAMC unit

2 基于 PRAMC 双频天线设计与结果讨论

2.1 基于 PRAMC 的双频天线设计

双频单极子天线结构如图 6 所示。天线采用 L 型和 C 型的双枝节结构组成,枝节长度的不同可以实现多个谐振点,枝节底部采用渐变结构,使得天线两个谐振频率之间能够更好的过渡,从而能够在较宽的频带实现阻抗匹配。

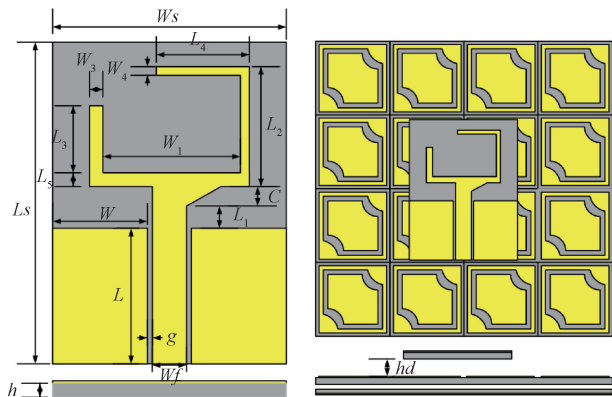


图 6 双频单极子及加载 PRAMC 天线结构示意图

Fig. 6 Dual-frequency monopole and structure diagram of loaded PRAMC antenna

双频单极子天线采用共面波导馈电,设计在厚度 $h=1.6\text{ mm}$ 的 FR4 介质基板上。双频单极子天线置于 PRAMC 结构的正上方,加载 PRAMC 天线大小为 $74\text{ mm}\times 74\text{ mm}\times 16.2\text{ mm}$,优化后天线的具体参数如下: $L_s=36\text{ mm}$, $W_s=28.6\text{ mm}$, $L=17\text{ mm}$, $W=12.3\text{ mm}$, $L_1=15\text{ mm}$, $W_1=14.5\text{ mm}$, $L_2=12\text{ mm}$, $W_2=0.5\text{ mm}$, $L_3=6.5\text{ mm}$, $W_3=1\text{ mm}$, $L_4=9\text{ mm}$, $W_4=0.5\text{ mm}$, $L_5=2\text{ mm}$, $W_f=3\text{ mm}$, $C=1.6\text{ mm}$, $h=1.6\text{ mm}$, $g=1.2\text{ mm}$, $a_1=11.5\text{ mm}$, $a_2=17.3\text{ mm}$, $r_1=5.2\text{ mm}$, $W_1=0.8\text{ mm}$, $hd=11\text{ mm}$ 。

2.2 加载 PRAMC 双频天线的设计与性能分析

在优化 PRAMC 尺寸之前,从 S_{11} 和轴比两方面研究了 PRAMC 单元的数量。本文研究了加载 3×3 , 4×4 , 5×5 不同 PRAMC 组合的双频单极子天线,结果如图 7 所示。加载不同数量的 PRAMC 单元结构产生的阻抗和 AR 带宽不同,当单元结构为 3×3 时,轴比带宽相对较小。单元结构为 4×4 和 5×5 时,仿真的阻抗带宽和轴比带宽相接近。通过折中考虑天线的性能与面积,最终选择结构为 4×4 的 PRAMC 单元。

为了在上述设计中获得最佳的天线性能,对影响极化扭转频段的关键因素 a_1 , a_2 , r_1 和 r_2 进行研究,如图 8 所示。由图 8(a) 和 (b) 可以看出,随着 a_1 的减小,高频

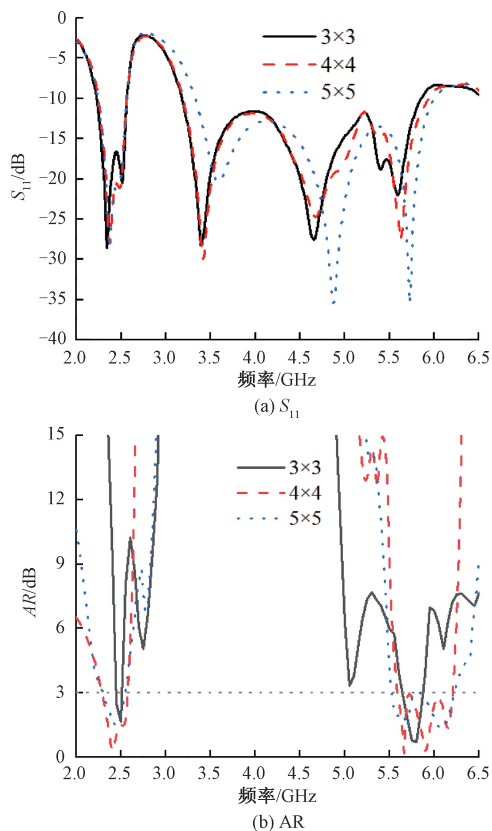


图 7 不同 PRAMC 单元数量的天线仿真结果

Fig. 7 Simulation results of antenna with different number of PRAMC units

带的工作频率上升,而低频带的性能基本保持不变。相似的, a_2 对低频带也有同样的作用,如图 8(c) 和 (d) 所示。这是由于双频带扭转分别是由 PRAMC 的矩形环和截断矩形块产生,图 3 电流分布图也验证了这点,低频段和高频段可以由 a_1 和 a_2 独立调节。

此外,研究了圆角 r_1 和 r_2 对天线轴比的影响,如图 8(e) 和 (f) 所示,可以观察到 r_1 和 r_2 可以分别影响高频段和低频段的轴比带宽,从而说明整体圆极化性能的调整主要是通过 r_1 和 r_2 来实现的,优化后得到 $r_1=4.8\text{ mm}$, $r_2=5.2\text{ mm}$ 。

图 9 展示了加载 PRAMC 天线与原始天线轴比的对比。加载 PRAMC 后,天线在 2.45 和 5.8 GHz 频段范围内轴比明显降低到 3 dB 以下,充分说明了 PRAMC 结构对天线圆极化辐射的作用。

3 基于 PRAMC 双频天线的实验验证

为了验证设计模型仿真结果的准确性,对所设计的模型进行了加工测试,如图 10 所示。反射系数通过 Agilent E8361C 矢量网络分析仪进行测量,辐射方向图使用两天线法通过频谱仪 N9030A 在自由空间进行远场测试。

3.1 S_{11} 参数

天线的 S_{11} 与频率关系图如图 11 所示,测量的 -10 dB 阻抗带宽频段范围为 $2.2 \sim 2.58$ GHz 和 $3.5 \sim 6.0$ GHz,实验结果与仿真结果吻合较好。考虑到加工误差,所以实测值与仿真结果略有出入。

3.2 远场特性测量

图 12 为加载 PRAMC 天线的轴比与频率关系图,可以从图中看出,实测的 3dB 轴比带宽在低频为 $2.3 \sim 2.56$ GHz(相对带宽 10.7%),高频为 $5.6 \sim 6.2$ GHz(相对带宽 10.2%),相对于仿真结果带宽稍小。考虑误差

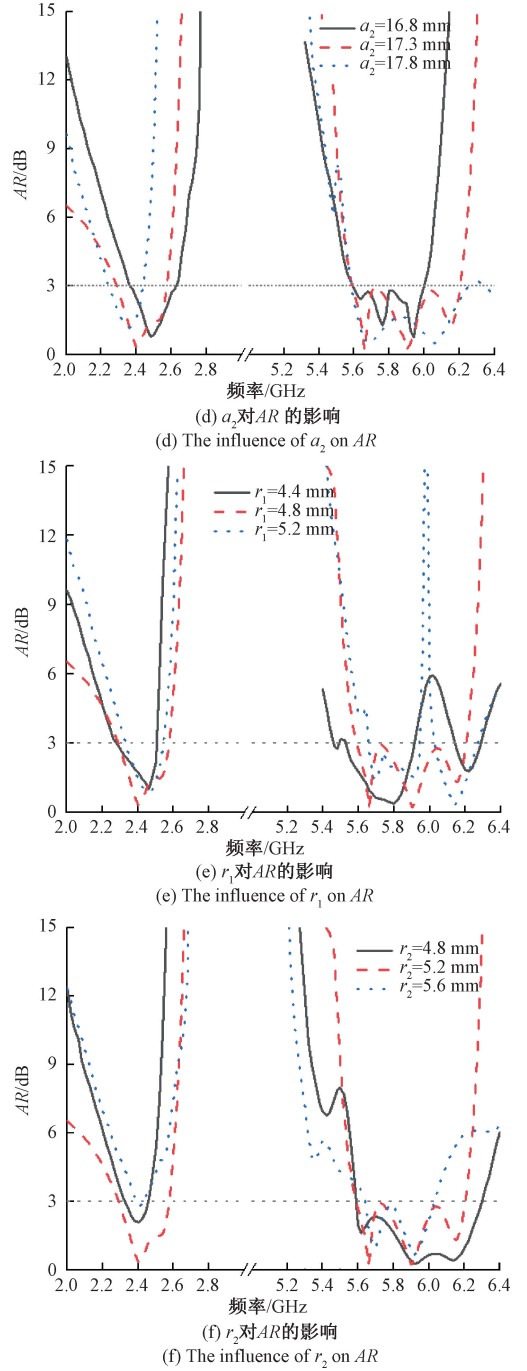


图 8 关键参数优化的 S_{11} 和 AR 对比

Fig. 8 Key parameters are optimized for the S_{11} and AR chart

因素为加工误差与实测时外界自由空间环境影响。

加载 PRAMC 天线在两个工作频段 $f_1 = 2.45$ GHz 和 $f_2 = 5.8$ GHz 处辐射方向图的测试与仿真结果在图 13 中给出,测试结果与仿真结果大体一致。从图 13(a)可以看出,2.45 GHz 频段天线在主波束法线方向上的左旋圆极化增益为 16.8 dBic,而右旋圆极化增益为 -21.6 dBic,结果表明天线在 2.45 GHz 表现出良好的左旋圆极化辐

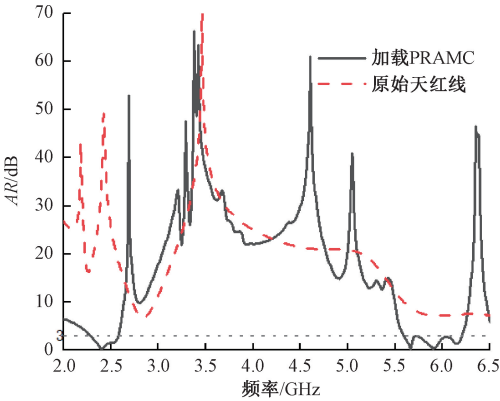


图 9 加载 PRAMC 与原始天线的轴比对比
Fig. 9 Comparison of axial ratio between loading PRAMC and original antenna

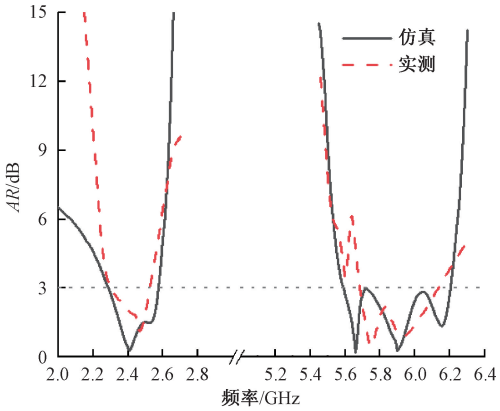


图 12 PRAMC 天线模拟与测试的轴比
Fig. 12 Simulated and measurement axial ration characteristics of PRAMC antenna

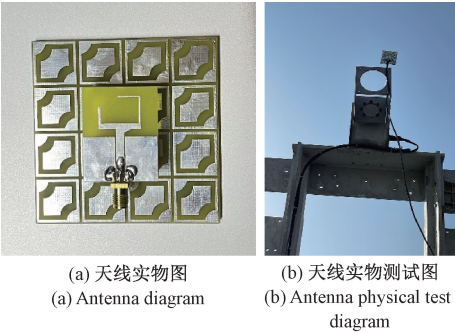


图 10 天线的实物测试图
Fig. 10 Antenna physical test diagram

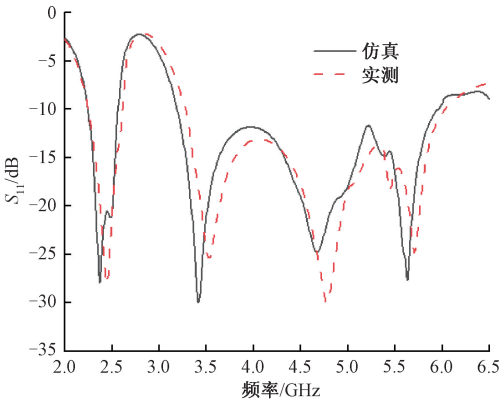


图 11 PRAMC 天线模拟与测试的 S_{11}
Fig. 11 Simulated and measurement result of PRAMC antenna's S_{11}

结果与 PRAMC 实现圆极化的理论一致,说明通过加载极化扭转人工磁导体的圆极化天线设计的有效性。

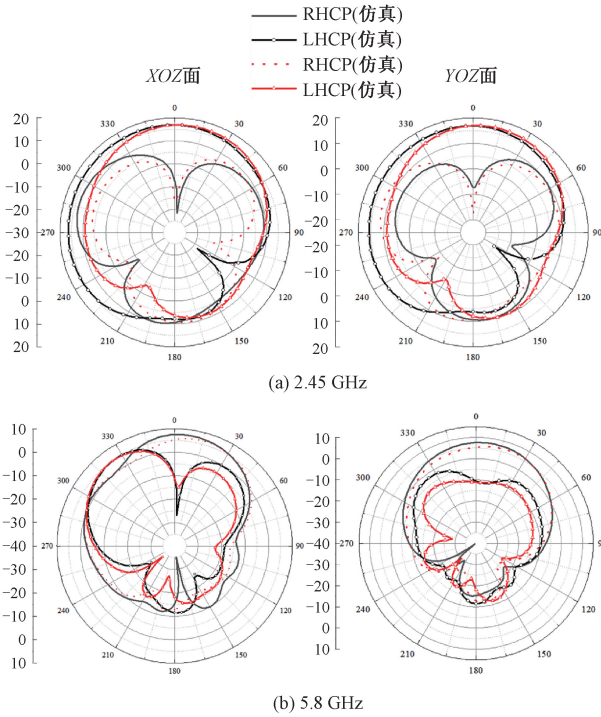


图 13 PRAMC 天线仿真与实测辐射方向图
Fig. 13 Simulation and measured radiation direction of PRAMC antenna

射特性。同理,图 13(b)可以看出,在 5.8 GHz 处天线的左旋圆极化增益和右旋圆极化增益分别为 7.5 和 -18.3 dBic,表现出良好的右旋圆极化辐射特性。实测

本文提出的天线与上文中部分参考文献中天线性能比较如表 1 所示。通过对比可以得出,本文设计的天线在较低的频段具有更宽的 3 dB 轴比带宽和良好的增益。

表 1 本文所提天线与其他天线的参数比较
Table 1 Comparison of parameters between the proposed antenna and other antennas

文献	频率/GHz	带宽/%	3 dB 轴比带宽/%	增益/dBic
[22]	7.3/8.05	N/A	1.1/2.5	12.98/13.25
[24]	3.5/5.8	11.7/9.1	2.0/8.2	6.6/7.2
[25]	12.5/14.2	5.6/3.2	5.5/3.9	23.1/24.4
本文	2.45/5.8	15.9/52.6	10.7/10.2	16.8/7.5

4 结 论

本文提出了一种极化扭转人工磁导体,在低频段实现了良好的极化扭转效应。将极化扭转人工磁导体作为天线的反射板,利用入射波与反射波的极化扭转和90°的相位差,在低频段成功实现了双频单极子天线的圆极化设计,并详细说明了其工作机理。仿真和实验结果表明:PRAMC 双频天线的阻抗带宽为2.2~2.58 GHz 和3.5~6.0 GHz,并且在2.3~2.56 GHz 和5.6~6.2 GHz 两个频带内实现了圆极化辐射特性。实验结果与仿真结果相符,证实了极化扭转人工磁导体实现双频圆极化的有效性,也为低频极化扭转的实现和双频圆极化天线的设计提供了新途径,大大降低了多频圆极化天线的设计难度。

参考文献

[1] TANG H, WANG K, WU R, et al. A novel broadband circularly polarized monopole antenna based on C-shaped radiator[J]. Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 964-967.

[2] ULLAH U, KOZIEL S. A novel coplanar-strip-based excitation technique for design of broadband circularly polarization antennas with wide 3 dB axial ratio beamwidth [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation,2019,67(6):964-967.

[3] SARKAR S, GUPTA B. A dual-band circularly polarized antenna with a dual-band AMC reflector for RFID readers[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters,2020, 19(5): 796-800.

[4] 胡广,李仲茂,邱昕. 小型化双频印刷缝隙天线[J]. 电子测量技术,2022,45(15):178-184.

HU G, LI ZH M, QIU X. Miniaturized dual band printed slot antenna [J]. Electronic Measurement Technology, 2022,45(15):178-184.

[5] 陈鸿海,孙学良,赵鹤鸣,等. 高增益蓝牙天线的设计与应用[J]. 仪器仪表学报,2021,40(2):197-206.

CHEN H H, SUN X L, ZHAO H M, et al. Design and application of high gain Bluetooth antenna[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021,40(2):197-206.

[6] 刘超德,张爱军. 基于 FM17550 的智能酒店门锁控制器设计 [J]. 国外电子测量技术, 2021, 40 (3): 142-146.

LIU CH D, ZHANG AI J. Design of intelligent hotel door lock controller based on FM17550 [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2021, 40 (3): 142-146.

[7] 南敬昌,韩欣欣,高明明,等. 基于 DGS 的小型化 UWB-MIMO 天线的设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2022,36(5):89-95.

NAN J CH, HAN X X, GAO M M, et al. Design of miniaturized UWB-MIMO antenna based on DGS [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022,36(5):89-95.

[8] LIU Q, SHEN J, YIN J, et al. Compact 0.92/2.45 GHz dual-band directional circularly polarized microstrip antenna for handheld RFID reader applications [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63(9):3849-3856.

[9] ZHANG Y, HONG W. Mitra R. 45 GHz wide band circularly polarized planar antenna array using inclined slots in modified short-circuited SIW [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 67 (3):1669-1680.

[10] ALTAF A, SEO M. A titled-D-shaped monopole antenna with wide dual-band dual-sense circular polarization[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters,2018, 17(12):2464-2468.

[11] LAI F P, YANG J F, CHEN Y S. Compact dual-band circularly polarized antenna using double cross dipoles for RFID handheld readers [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2020,19(8):1429-1433.

[12] GE L, SU H L, LU J Y, et al. Single-layer dual-broadband circularly polarised annular-slot antenna for WLAN application [J]. IET Microwaves Antennas & Propagation,2017,12(1):99-107.

[13] TRAN H H, LE T T, NGUYEN T K. Dual-band dual-sense circularly polarized antenna for S-and C-band applications [J]. Microwave and Optical Technology Letters,2019,61(1):141-146.

[14] CHEN T T, ZHANG J J, HUA L. Microstrip open-slot antenna with wideband dual-frequency and dual-sense circular polarization [J]. Progress in Electromagnetics Research, 2019,83:131-140.

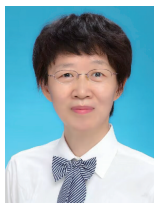
[15] GRADY N K, HEYES J E, CHOWDHURY D R, et al. Terahertz metamaterials for linear polarization conversion and anomalous refraction [J]. Science, 2013, 340(6138):1304-1307.

- [16] ZHOU Y, CAO X, GAO J, et al. In-band RCS reduction and gain enhancement of a dual-band PRMS-antenna[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16:2716-2720.
- [17] MOGHADAM M J, AKBARI M, SAMADI F, et al. Wideband cross polarization rotation based on reflective anisotropic surfaces [J]. IEEE Access, 2018, 6: 15919-15925.
- [18] ZAKER R, SADEGHZADEH A. A low-profile design of polarization rotation reflective surface for wideband RCS reduction[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019, 18(9):1794-1798.
- [19] 郭泽旭, 曹祥玉, 高军, 等. 一种复合型极化转换表面及其在天线辐射散射调控中的应用[J]. 物理学报, 2020, 69(23):102-112.
- GUO Z X, CAO X Y, GAO J, et al. A composite polarimetric conversion surface and its application in antenna radiation scattering regulation[J]. Acta Physica Sinica, 2020, 69 (23):102-112.
- [20] 李文惠, 张介秋, 屈绍波, 等. 基于极化旋转超表面的圆极化天线设计[J]. 物理学报, 2016, 65(2):80-87.
- LI W H, ZHANG J Q, QU SH B, et al. Design of circularly polarized antenna based on polarimetric rotating metasurface[J]. Acta Physica Sinica, 2016, 65 (2): 80-87.
- [21] WU T, CHEN J, WANG M J. Multi-state circularly polarized antenna based on the polarization conversion metasurface with gain enhancement [J]. IEEE Access, 2020, 8:84660-84666.
- [22] CHEN C L, LIU Z G, WANG H, et al. Metamaterial-inspired self-polarizing dual-band dual-orthogonal circularly polarized Fabry - Pérot resonator antennas [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 67(2):1329-1334.
- [23] CHEN D, YANG W, CHE W, et al. Polarization-

reconfigurable and frequency-tunable dipole antenna using active AMC structures[J]. IEEE Access, 2019, 7: 77792-77803.

- [24] YANG H C, LIU X Y, FAN Y, et al. Dual-band textile antenna with dual circular polarizations using polarization rotation AMC for Off-Body communications [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, 70(6):4189-4199.
- [25] YANG P, DANG R R, LI L P. Dual-linear-to-circular polarization converter based polarization-twisting meta surface antenna for generating dual band dual circularly polarized radiation in Ku-Band [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, 70 (10): 9877-9881.

作者简介



王丽黎, 1990 年于北京邮电大学获得学士学位, 2006 年于西安理工大学获得硕士学位, 现为西安理工大学副教授, 主要研究方向为微波与天线系统、先进导航技术。

E-mail: wanglili@xaut.edu.cn

Wang Lili received her B. Sc. degree from Beijing University of Posts and Telecommunications in 1990, M. Sc. degree from Xi'an University of Technology in 2006. Now she is now an associate professor at Xi'an University of Technology. Her main research interests include microwave and antenna system, advanced navigation technology.



王新庄(通信作者), 2016 年于西安工业大学获得学士学位, 现为西安理工大学硕士研究生, 主要研究方向为圆极化天线。

E-mail: wang2012xz@163.com

Wang Xinzhuang received his B. Sc. degree from Xi'an Technological University in 2016. Now he is a M. Sc. candidate at Xi'an University of Technology. His main research interest includes circularly polarized antenna.