

基于极化旋转超表面的圆极化天线设计

李文惠 张介秋 屈绍波 沈杨 余积宝 范亚 张安学

A circular polarization antenna designed based on the polarization conversion metasurface

Li Wen-Hui Zhang Jie-Qiu Qu Shao-Bo Shen Yang Yu Ji-Bao Fan Ya Zhang An-Xue

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 65, 024101 (2016) DOI: 10.7498/aps.65.024101

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.024101>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2016/V65/I2>

---

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

一种基于开口谐振环的高增益端射天线设计

[A design of high-gain end-fire antenna based on split-ring resonator structures](#)

物理学报.2015, 64(23): 234101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.234101>

基于时间反演电磁波的稀疏阵列单频信号空间功率合成

[Single frequency spatial power combining using sparse array based on time reversal of electromagnetic wave](#)

物理学报.2015, 64(20): 204101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.204101>

电力线谐波辐射在分层各向异性电离层中的传播特点

[Propagation characteristics of power line harmonic radiation into the stratified anisotropic ionosphere](#)

物理学报.2015, 64(19): 194101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.194101>

基于交叉极化旋转相位梯度超表面的宽带异常反射

[Broadband anomalous reflector based on cross-polarized version phase gradient metasurface](#)

物理学报.2015, 64(18): 184101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.184101>

基于类表面等离子体激元的矩形金属光栅色散特性的研究

[Analysis on dispersion characteristics of rectangular metal grating based on spoof surface plasmons](#)

物理学报.2015, 64(17): 174102 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.174102>

# 基于极化旋转超表面的圆极化天线设计\*

李文惠<sup>1)</sup> 张介秋<sup>1)†</sup> 屈绍波<sup>1)</sup> 沈杨<sup>1)</sup> 余积宝<sup>1)</sup> 范亚<sup>1)</sup> 张安学<sup>2)</sup>

1)(空军工程大学理学院, 西安 710051)

2)(西安交通大学信息与通信工程系, 西安 710049)

(2015年8月17日收到; 2015年9月23日收到修改稿)

本文通过设计出一种反射型极化旋转超表面, 在8—12 GHz频域内实现高效的极化旋转, 并将其加载于微带缝隙天线下方构成新型的极化旋转超表面天线, 利用超表面的90°极化旋转效应, 成功实现了天线的圆极化辐射调制. 仿真与实验结果表明: 圆极化天线的中心工作频率为 $f = 9.1$  GHz, 阻抗带宽为8.3—10 GHz. 当微带缝隙天线与极化旋转超表面的间距 $H = 4.5$  mm时, 天线在8.3—8.8 GHz频带内实现了圆极化辐射; 当 $H = 20$  mm时, 天线在8.8—9.3 GHz频带内实现了圆极化辐射; 当 $H = 8$  mm时, 天线在9.3—10 GHz频带内实现了圆极化辐射. 实验结果与仿真结果相符, 证明了此种设计方法的有效性, 也为微带缝隙天线的圆极化设计提供了一种新的途径.

**关键词:** 极化旋转超表面, 圆极化天线, 极化调控

**PACS:** 41.20.Jb, 73.20.Mf

**DOI:** 10.7498/aps.65.024101

## 1 引言

自从2011年美国《科学》杂志上刊登了一篇关于使用超材料表面<sup>[1]</sup>(简称超表面, Metasurface)来实现电磁波的异常反射和异常透射的新奇现象起, 超表面就引起了广大学者的普遍关注. 超表面<sup>[2,3]</sup>是一种人工设计的亚波长厚度的金属结构阵列, 它能够灵活地操控电磁波, 实现对反射波或透射波的幅度、相位及极化特性进行人工调制, 使其在目标隐身技术<sup>[4,5]</sup>、微波与光电子器件<sup>[6–9]</sup>及天线技术等<sup>[10,11]</sup>诸多领域具有重要的应用前景. 超表面技术也成为了当前超材料研究领域的热点.

而极化旋转超表面(polarization conversion metasurface, PCM)是一种通过人为精心排布不同相移单元的各向异性超表面, 通过其在面内两个

正交方向上产生不同的相移来实现对反射波或透射波极化方式的调制. Hao等<sup>[12]</sup>采用了H形结构的极化旋转超表面在6.85和12.7 GHz等两个频点处实现了反射波极化旋转调制; Shi等<sup>[13]</sup>则在介质基板两侧通过加载四个对称旋转开口圆环实现了在9.82, 11.39和13.37 GHz等三个频段内的透射波的极化旋转调制; Chen等<sup>[14]</sup>则采用了非对称双开口谐振环结构在9.1—12.9 GHz等频带范围内实现了99%的反射波极化旋转调制; 随后该团队又<sup>[15]</sup>采用了双箭头结构在6.2—24.3 GHz等宽频带范围内实现了高效的反射波极化旋转调制; Li等<sup>[16]</sup>采用了J形结构在8—20 GHz等宽频域范围内成功实现透射波的极化旋转调制; 随后, 该团队又通过加载N形结构在9.2—17.7 GHz范围内实现了大角度的圆反射波圆极化保持效应<sup>[17]</sup>. 然而, 在目前的研究中, 极化旋转超表面主要还是停留在理论研

\* 国家自然科学基金(批准号: 61471388, 61331005, 11204378, 11274389)、中国博士后科学基金(批准号: 2013M532131, 2013M532221)、航空科学基金(批准号: 20123196015, 20132796018)和陕西省基础研究计划(批准号: 2013JM6005)资助的课题.

† 通信作者. E-mail: zhangjieq0@163.com

研究和实验验证阶段, 而其与天线领域的结合则相对较少.

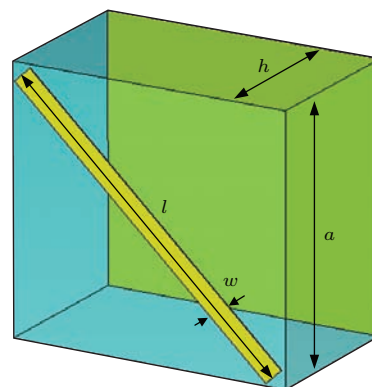
天线的极化方式分为线极化、圆极化和椭圆极化. 而圆极化天线是指天线辐射电场矢量  $\mathbf{E}$  的端点在垂直于传播方向的截面上所描绘出轨迹形状是一个圆. 圆极化天线的设计原则主要是: 通过产生两个空间正交的线极化电场分量, 并使二者幅度相等, 相位差  $90^\circ$ . 其传统的设计方法主要有: 单点对角线馈电微扰法、多点正交馈电法、多元法、切角法和表面开槽技术等<sup>[18]</sup>. 由于圆极化天线具有: 1) 可接收任意极化的来波, 且其辐射波也可由任意极化天线接收; 2) 圆极化天线具有旋向正交性; 3) 圆极化波入射到对称目标时旋向反转, 能抑制雨雾干扰和抗多径反射等优点<sup>[19]</sup>. 所以, 在现代无线通信系统, 卫星导航、军事侦察与干扰等众多领域中越来越广泛地采用圆极化天线.

基于以上背景, 本文采用金属斜线结构, 设计出一种反射型极化旋转超表面, 在 8—12 GHz 频域内实现高效的极化旋转, 并将其加载于微带缝隙天线下方构成新型的极化旋转超表面天线, 利用超表面的  $90^\circ$  极化旋转效应, 成功实现了天线的圆极化辐射调制. 同时, 可通过调节微带缝隙天线与极化旋转超表面的间距  $H$  来调控天线圆极化的不同工作频段. 仿真与实验结果表明, 通过加载极化旋转超表面的方式, 可精准地实现人为调控天线的圆极化辐射和圆极化工作频段, 为实现微带缝隙天线的圆极化技术提供了一种崭新的途径.

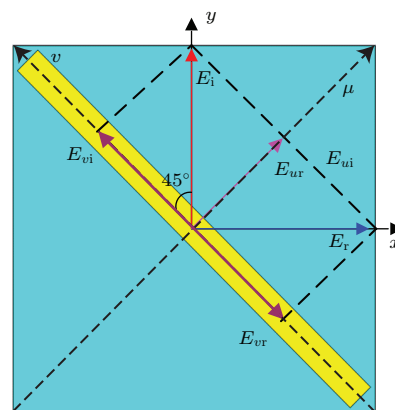
## 2 极化旋转超表面的设计与分析

本文所设计的极化旋转超表面单元结构如图 1(a) 所示, 由上层金属斜线、中间介质基板和底层金属背板组成. 其中金属部分为铜, 电导率  $\sigma = 5.8 \times 10^7$  S/m, 介质基板采用 FR4, 介电常数为 4.3, 损耗角正切为 0.02, 厚度为 3 mm. 单元结构周期  $a = 5$  mm, 金属斜线长度  $e = 6.5$  mm, 线宽  $w = 0.4$  mm. 假定沿金属斜线为  $v$  轴, 垂直于金属斜线为  $u$  轴, 而  $z$  轴则垂直整个平面, 且  $v$  轴与  $y$  轴夹角成  $45^\circ$ . 如图 1(b) 所示, 当自由空间中的电磁波 (电场沿  $y$  方向) 垂直入射到整个结构表面时, 入射电场  $E_i$  可以分解为沿  $v$  轴和  $u$  轴的两个分量  $E_{vi}$ ,  $E_{ui}$ , 且  $E_{vi} = E_{ui}$ . 在两个分量的激励下, 金属斜

线分别与底面金属层发生谐振响应, 使得各自的反射相位发生了变化, 最终使得反射波  $E_r$  发生了  $90^\circ$  的极化旋转效应.



(a) PCM结构图



(b)原理分析图

图1 PCM单元结构与原理分析图

Fig. 1. The structure and analysis diagram of PCM unit.

利用 CST 微波工作室的频域求解器对 PCM 的单元结构进行优化仿真, 边界条件设为 unit cell, 端口由  $+Z$  到  $-Z$  方向, 电场沿  $y$  方向. 定义同极化反射系数  $r_{yy} = |E_{yr}/E_{yi}|$ , 交叉极化反射系数  $r_{xy} = |E_{xr}/E_{yi}|$ , 极化转化率  $\text{PCR} = r_{xy}^2 / (r_{yy}^2 + r_{xy}^2)$ . 经过仿真可得到 PCM 的反射系数和转化率如图 2 所示. 由图 2(a) 可知: 在 8.64 GHz 和 10.72 GHz 处, PCM 的同极化反射  $r_{yy} \approx 0$ , 而图 2(b) 也可看出在两个频点处的极化转化率接近 100%, 即  $y$  极化入射波完全转化为  $x$  极化反射波. 同时, 在 7.6—12.3 GHz 的频域范围内, 极化转化率均达到 90% 以上. 由此可见, 该 PCM 结构可实现高效宽带的极化旋转效果.

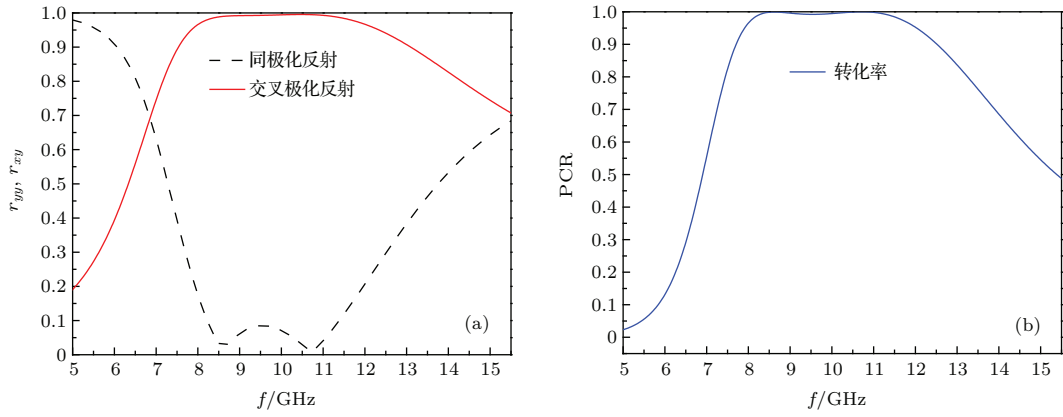


图2 PCM的反射系数和转化率 (a) 同极化反射与交叉极化反射系数; (b) 极化转化率

Fig. 2. The reflection and conversion rate of PCM: (a) The co-polarization reflection and cross-polarization reflection coefficient; (b) the polarization conversion rate.

为了更好地理解极化旋转超表面的工作原理, 我们分别仿真了  $u$  极化和  $v$  极化垂直入射波的谐振情况. 由图 3(a) 可知: 当  $u$  极化波和  $v$  极化波垂直入射时, PCM 分别在 8.64 GHz 和 10.72 GHz 处产生了谐振响应. 此时两谐振频点处的表面电流分布如图 4 所示: 在两频点处, 金属斜线所激励的表面电流与金属背板的表面电流呈反向分布, 则 PCM 可等效为一个磁谐振器<sup>[20]</sup>. 假设垂直入射电场为  $E_i = (E_{ui}\hat{u} + E_{vi}\hat{v})e^{-jkz}$ , 反射电场为  $E_r = (r_u E_{ui}\hat{u} + r_v E_{vi}\hat{v})e^{-jkz}$  (其中  $r_u, r_v$  分别为沿  $u$  轴和  $v$  轴的反射率). 同时令  $r_{u(v)} = e^{i\varphi_{u(v)}}$ , 在不考虑吸收和损耗的情况下, 由于存在全金属背板, 可近似认为  $|r_u| = |r_v| = 1$ . 对于各向异性超材料而言, 当发生磁谐振时, 材料的磁导率  $\mu$  趋于无穷大, 而介电常数  $\epsilon$  却变化不大, 根据  $Z = \sqrt{\mu/\epsilon}$  可知, 材料的表面阻抗也趋于无穷大<sup>[21,22]</sup>. 因此, PCM 结构呈现出高阻抗表面特性, 其反射相位  $\varphi_{u(v)} = 0^\circ$ ; 而在一般情况下, 材料的磁导率  $\mu$

变化不大, 且存在全金属背板, 使得其反射相位  $\varphi_{u(v)} = 180^\circ$ . 因此, 在两个谐振频点附近, 始终存在  $\Delta\varphi = \varphi_u - \varphi_v = \pm 180^\circ$  (如图 3(b) 所示), 此时可得  $r_u/r_v = -1$ . 由于  $u$  轴、 $v$  轴与  $y$  轴夹角都是  $45^\circ$ , 则有  $E_{vi} = E_{ui}$ . 因此, 反射波的极化方式可表示为  $-\hat{u} + \hat{v}$ , 而入射波的极化方式为  $\hat{u} + \hat{v}$ , 二者相互垂直, 即反射波相对于入射波实现了  $90^\circ$  的极化旋转. 当电磁波沿  $y$  极化垂直入射时, 可同时激励起  $u$  极化和  $v$  极化的谐振响应, 由于两个谐振频点相对靠得较近, 使得整个谐振频带被大幅拓宽至 7.6—12.3 GHz. 由图 3(b) 可知, 在这个频域范围内,  $u$  极化和  $v$  极化的反射相位差  $\Delta\varphi$  均在  $\pm 180^\circ$  附近波动, 使得 PCM 的极化转化率均在 90% 以上. 同时, 我们也监视了在不同入射角下, PCM 极化转化率的变化情况. 如图 5 所示, 在  $0^\circ$ — $\pm 40^\circ$  内, PCM 的极化转化率均能达到 90% 以上, 保证了与缝隙天线结合时辐射波大角度入射时的极化转化率.

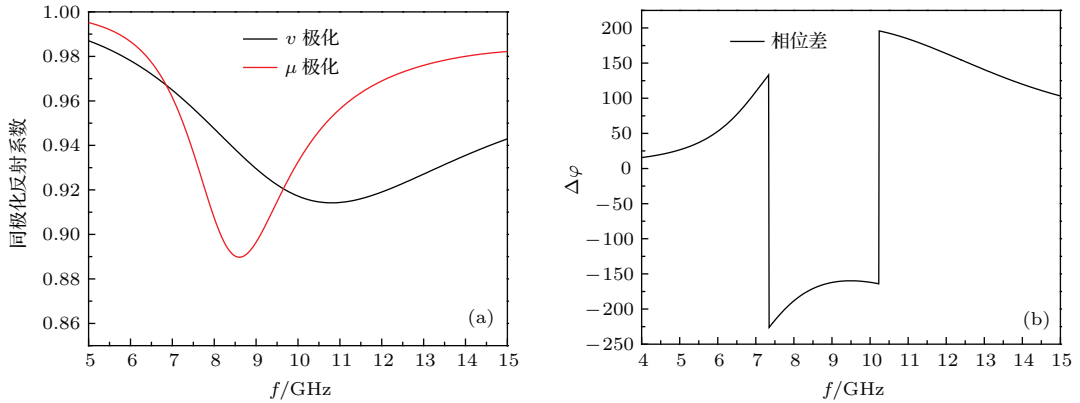


图3 (网刊彩色) 不同极化波入射时 PCM 的谐振响应 (a) 同极化反射系数; (b) 相位差

Fig. 3. (color online) The resonant response of PCM with different polarized wave: (a) The co-polarization reflection coefficient; (b) the phase difference.

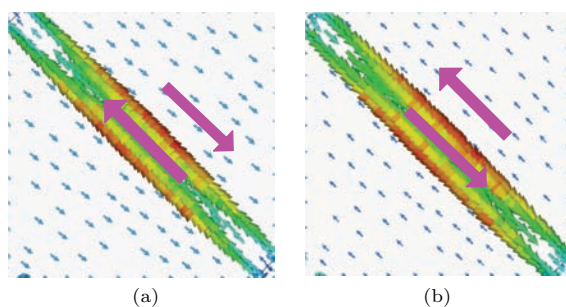


图4 (网刊彩色) 不同极化响应时的表面电流分布图 (a)  $f = 8.64$  GHz; (b)  $f = 10.72$  GHz

Fig. 4. (color online) The surface current distribution of PCM with different polarization response: (a)  $f = 8.64$  GHz; (b)  $f = 10.72$  GHz.

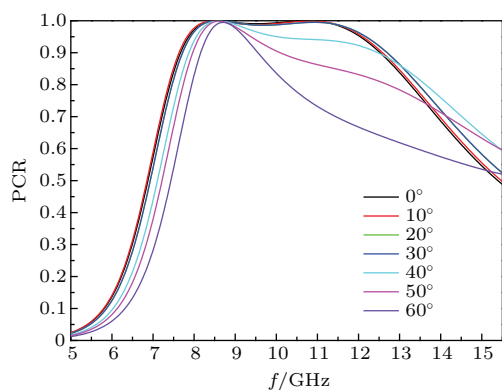


图5 (网刊彩色) 不同入射角下的PCM极化转化率情况

Fig. 5. (color online) The polarization conversion rate of PCM under different incident angle.

### 3 PCM圆极化天线设计与分析

为方便构建两个线极化分量, 本文采用微带缝隙天线作为原始天线, 利用其上下空间辐射且辐射振幅近似相等的特性, 将其下半部分的辐射波进行了 $90^\circ$ 极化旋转后与上半部分的辐射波进行合成, 通过调控缝隙天线与极化旋转超表面之间的距离 $H$ , 使两个线极化分量的相位差为 $90^\circ$ , 从而实现天线的圆极化设计.

#### 3.1 PCM圆极化天线结构设计

本文采用印制电路板技术分别加工出微带缝隙天线和极化旋转超表面, 并将二者通过尼龙螺丝组合形成PCM圆极化天线, 如图6所示. 利用CST微波工作室的时域求解器对组合结构进行优化仿真, 并确定出最佳尺寸(如图6). 微带缝隙天线基板采用FR4, 介电常数为4.4, 损耗角正切为0.02, 基板厚度为1 mm. 微带缝隙天线与极化旋转超表面之间的距离 $H$ 可通过尼龙螺丝调控.

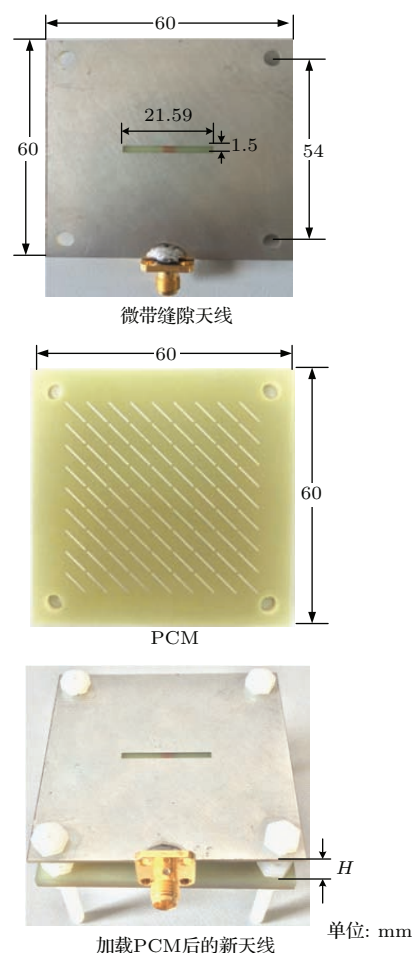


图6 (网刊彩色) PCM圆极化天线的实物图

Fig. 6. (color online) The fabricated sample of PCM circular polarized antenna.

#### 3.2 PCM天线的性能分析

采用CST微波工作室时域求解器分别仿真了加载PCM前后天线的回波损耗 $S_{11}$ 、辐射方向图和天线的轴比情况. 由图7可知: 加载PCM后, PCM天线的谐振频率略小于原始天线, 主要是因为相互之间存在一定的寄生耦合所引起的. 而调节不同的高度 $H$ 时, 新天线的工作频率基本一致, 中心谐振频点约为9.1 GHz,  $-10$  dB阻抗带宽约为8.3—10 GHz.

图8给出了加载PCM前后, 天线在中心频点 $f = 9.1$  GHz的二维辐射方向图的对比情况. 从图中我们可明显地看出加载PCM后, 天线由原来的双向辐射变为单向辐射, 前向辐射增益由原来的2.2 dB提高到8.6 dB, 提高了6.4 dB. 分析其原因主要是因为PCM的底板是全金属背板, 微带缝隙天线下半部分的辐射波经过PCM反射后, 不仅其极化方式发生了 $90^\circ$ 旋转, 而且其下半部分的辐射

波也被PCM的全金属背板原路反射回去,与上半部分的辐射波进行叠加,最终使得天线由原来的双向辐射变为单向辐射,且上下两部分的辐射能量叠加,使得天线的增益大幅提高.

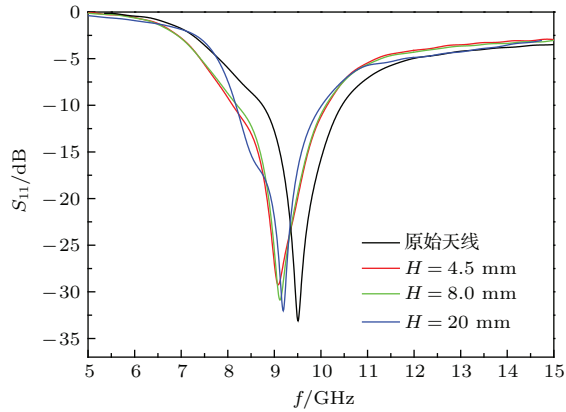


图7 (网刊彩色) 加载PCM前后及不同高度 $H$ 的天线 $S_{11}$ 曲线对比

Fig. 7. (color online) The comparison of  $S_{11}$  between unloading and loading the PGM and different  $H$ .

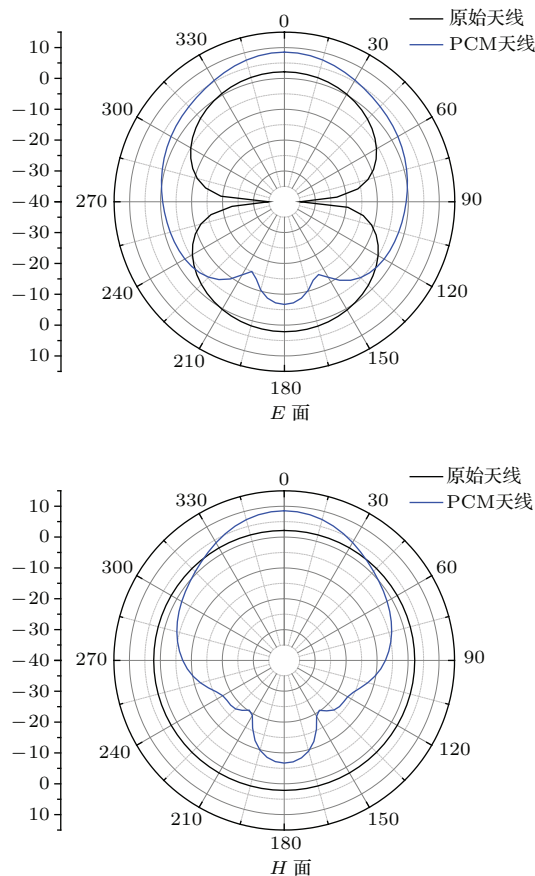


图8 (网刊彩色) 加载PCM前后天线的方向图对比 ( $f = 9.1$  GHz)

Fig. 8. (color online) The comparison of radiation pattern by loading PCM ( $f = 9.1$  GHz).

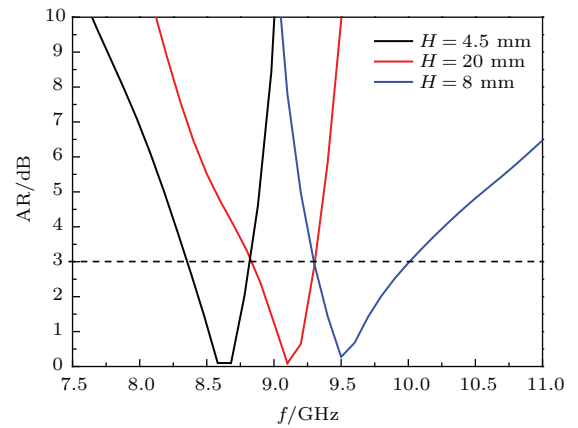


图9 (网刊彩色) 不同间距 $H$ 时PCM天线的轴比特性  
Fig. 9. (color online) The axial ratio characteristics of PCM antenna with different  $H$ .

为实现天线的圆极化辐射,需要调节微带缝隙天线与极化旋转超表面(PCM)之间的间距 $H$ ,使得二者之间的间距 $H$ 满足如下要求,即:微带缝隙天线下半部分的辐射波经过PCM反射后的极化分量要与上半部分的辐射波的极化分量相位相差 $90^\circ$ ,而 $90^\circ$ 的相位差大致等效为辐射波在自由空间中行进了 $1/4$ 个波长的距离,由于辐射波经过PCM的一次反射,故可得 $H \approx 1/8\lambda$  ( $\lambda$ 为自由空间中圆极化天线辐射中心频率所对应的波长).图9给出了不同间距 $H$ 时天线的轴比特性.由图中可知:当 $H = 4.5$  mm时,天线在8.3—8.8 GHz频带内轴比AR小于3 dB,天线实现了圆极化辐射.此时 $H$ 约等于 $1/8\lambda$ ;当 $H = 20$  mm时,在8.8—9.3 GHz频带内轴比AR小于3 dB,天线实现了圆极化辐射;当 $H = 8.0$  mm时,天线在9.3—10 GHz频带内轴比AR小于3 dB,也实现了圆极化辐射.但后两者的间距 $H$ 并不满足 $H = 1/8\lambda$ 的推理,并且在第二种情况时,间距 $H$ 出现了跳变.针对这种情况,我们专门提取了极化旋转超表面的反射相位,如图10所示.由图可知:在8.3—8.8 GHz频带内,PCM的反射相位在 $0^\circ$ 附近,微带缝隙天线的下半部分辐射波经过两倍的间距后( $2 \times H = 9$  mm对应约 $1/4\lambda$  ( $f=8.6$  GHz),即 $90^\circ$ 的相位),叠加上PCM的反射相位 $0^\circ$ ,刚好实现两极化波 $90^\circ$ 的相位差,即可合成为圆极化波;而在8.8—9.3 GHz频带内,PCM的反射相位从 $+10^\circ$ 跃变到 $-100^\circ$ ,使得间距 $H$ 也出现了大幅跃变;在9.3—10 GHz频带内,PCM的反射相位在 $-90^\circ$ 附近,微带缝隙天线的下半部分辐射波经过两倍的间距后( $2 \times H = 16$  mm对应约 $1/2\lambda$  ( $f=9.6$  GHz),即 $180^\circ$ 的相位),叠加上

PCM的反射相位 $-90^\circ$ ，正好实现两极化波 $90^\circ$ 的相位差，也满足合成圆极化波的条件。综上可知，通过加载极化旋转超表面可使得微带缝隙天线实现圆极化辐射。同时，通过调节二者之间的间距 $H$ ，可调控天线圆极化的工作频带，且调控的范围可覆盖整个天线的谐振频带(8.3—10 GHz)。

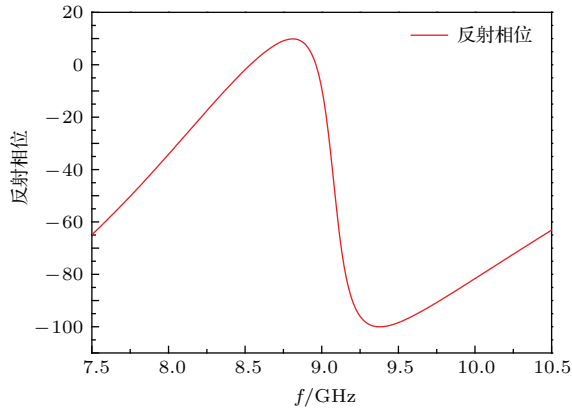


图10 PCM的反射相位分布情况

Fig. 10. The reflection phase distribution of PCM.

### 3.3 PCM天线的实验验证

在微波暗室环境下(如图11)，利用天线测试系统及矢网仪(Agilent E8363B)测试出PCM天线的回波损耗 $S_{11}$ 特性，并用标准喇叭天线采用自由空间法测量出天线的辐射方向图和轴比特性。

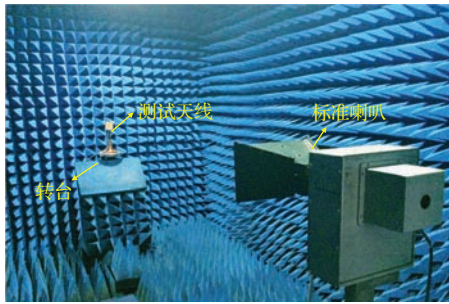


图11 (网刊彩色) 微波暗室测试现场

Fig. 11. (color online) The test environment of microwave anechoic chamber.

由图12可以看出，加载PCM后，不同间距 $H$ 的PCM天线的中心频率和仿真基本一致。而阻抗带宽略小于仿真的结果，分析其原因可能是由于基板介电常数偏差及测试误差所造成。图13为实测了天线的中心频点处( $f = 9.1$  GHz)的辐射方向图。由图中可知，天线的实测方向图与仿真结果基本一致，说明加载PCM后，天线由原来的双向辐射变为单向辐射，且增益大幅提高，从而验证了仿真的准

确性。图中测试曲线的抖动主要是因为测量环境及误差所造成的。

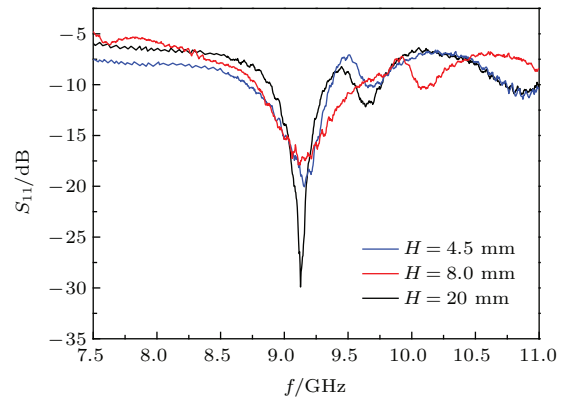


图12 (网刊彩色) 不同间距 $H$ 的PCM天线 $S_{11}$ 实测结果  
Fig. 12. (color online) The measurement result of PCM antenna's  $S_{11}$  with different  $H$ .

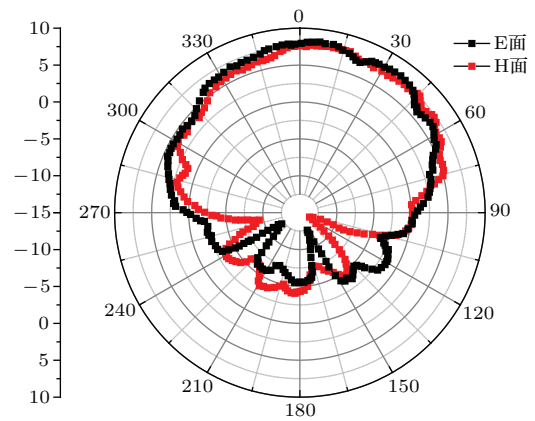


图13 (网刊彩色) PCM天线实测方向图

Fig. 13. (color online) The measurement of PCM antenna's radiation pattern.

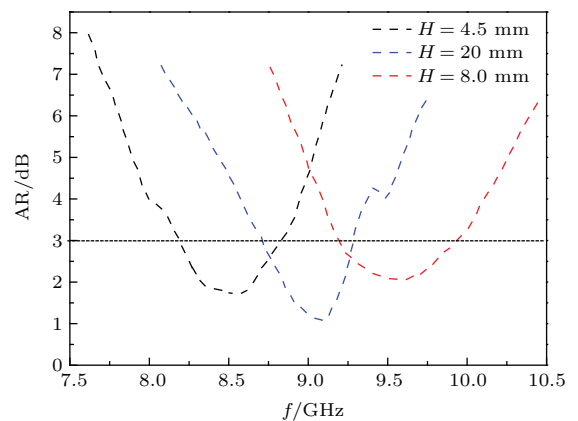


图14 (网刊彩色) 实测了不同间距 $H$ 时PCM天线的轴比特性

Fig. 14. (color online) The measurement axial ratio characteristics of PCM antenna with different  $H$ .

图14实测了不同间距 $H$ 时天线的轴比情况。由图中可知：在各个圆极化频段内，实测的轴比值

虽比仿真的大, 但 3 dB 轴比带宽均覆盖了仿真分析时的圆极化频段, 整个实测结果与仿真结果基本相仿, 说明了圆极化天线设计过程的有效性. 综上所述可知, 通过加载极化旋转超表面可使得微带缝隙天线实现圆极化辐射. 同时, 通过调节二者之间的间距  $H$ , 可自由调控天线圆极化的工作频带, 为微带缝隙天线的圆极化设计提供了一种崭新的方法.

## 4 结 论

本文通过设计出一种反射型极化旋转超表面, 并将其作为微带缝隙天线的反射板, 加载于微带缝隙天线下方构成新型 PCM 天线, 利用极化旋转超表面的  $90^\circ$  极化旋转效应, 成功实现了微带缝隙天线的圆极化设计. 仿真与实验结果表明: PCM 天线的中心工作频率为  $f = 9.1$  GHz, 阻抗带宽为 8.3—10 GHz. 当  $H = 4.5$  mm 时, 天线在 8.3—8.8 GHz 频带内实现了圆极化辐射; 当  $H = 20$  mm 时, 天线在 8.8—9.3 GHz 频带内实现了圆极化辐射; 当  $H = 8$  mm 时, 天线在 9.3—10 GHz 频带内实现了圆极化辐射. 实验结果与仿真结果相符, 证明了此种设计方法的有效性, 也为微带缝隙天线的圆极化设计提供了一种崭新的途径. 同时, 通过调节二者之间的间距  $H$ , 可自由调控圆极化的工作频带, 使得其在军事情报收集、电子对抗与干扰领域等都具有重要的应用价值.

## 参考文献

- [1] Yu N F, Genevet P, Kats A M, Aieta F, Tetienne J P, Capasso F, Gaburro Z 2011 *Science* **334** 333
- [2] Aieta F, Genevet P, Yu N F, Kats A M, Gaburro Z, Capasso F 2012 *Nano Lett.* **12** 1702
- [3] Yu N F, Capasso F 2014 *Nature Mater.* **13** 139
- [4] Li Y F, Zhang J Q, Qu Sh B, Wang J F, Chen H Y, Xu Z, Zhang A X 2014 *Appl. Phys. Lett.* **104** 221110
- [5] Yan X, Liang L J, Zhang Y T, Ding X, Yao J Q 2015 *Acta Phys. Sin.* **64** 158101 (in Chinese) [闫昕, 梁兰菊, 张雅婷, 丁欣, 姚建铨 2015 物理学报 **64** 158101]
- [6] Manjappa M K, Chiam Sh Y, Cong L Q, Bettiol A, Zhang W L, Singh R J 2015 *Appl. Phys. Lett.* **106** 181101
- [7] Forouzmmand A, Yakovlev A B 2015 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **64** 2191
- [8] Wan X, Jiang W X, Ma H F, Cui T J 2014 *Appl. Phys. Lett.* **104** 151601
- [9] John S H, Brynan Q, Tanabe Y J, Alexander J Y, Fan S H, Ada S Y 2015 *Phys. Rev. B* **91** 125145
- [10] Zhu H L, Liu X H, Cheung S W, Yuk T I 2014 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **62** 80
- [11] Chamok N, Anthony T K, Weiss S J, Ali M 2015 *IEEE Antennas Propag. Mag.* **57** 167
- [12] Hao J M, Yuan Y, Ran L X, Jiang T, Kong J A, Chan C T, Zhou L 2007 *Phys. Rev. Lett.* **99** 063908
- [13] Shi H Y, Li J X, Zhang A X, Wang J F, Xu Z 2014 *Chin. Phys. B* **23** 118101
- [14] Chen H Y, Wang J F, Ma H, Qu S B, Zhang J Q, Xu Z, Zhang A X 2015 *Chin. Phys. B* **24** 014201
- [15] Chen H Y, Wang J F, Ma H, Qu S B, Xu Z, Zhang A X, Yan M B, Li Y F 2014 *J. Appl. Phys.* **115** 154540
- [16] Li Y F, Zhang J Q, Qu S B, Wang J F, Chen H Y, Xu Z, Zhang A X 2014 *J. Appl. Phys.* **115** 234506
- [17] Li Y F, Zhang J Q, Qu Sh B, Wang J F, Zheng L, Zhou H, Xu Z, Zhang A X 2015 *Chin. Phys. B* **24** 014202
- [18] Xue R F, Zhong S S 2002 *Chin. J. Radio* **17** 331 (in Chinese) [薛睿峰, 钟顺时 2002 电波科学学报 **17** 331]
- [19] Zhang J, Liu K C, Zhang X F 1988 *The Theory and Engineering of Microstrip Antenna* (Beijing: National Defence Industry Press) p215 (in Chinese) [张钧, 刘克诚, 张贤峰 1988 微带天线理论与工程 (北京: 国防工业出版社) 第 215 页]
- [20] Chen C, Wu S, Yen T 2008 *Appl. Phys. Lett.* **93** 034110
- [21] Mosallaei H, Sarabandi K 2004 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **52** 2403
- [22] Yang F, Rahmat S Y 2003 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **51** 2691

# A circular polarization antenna designed based on the polarization conversion metasurface\*

Li Wen-Hui<sup>1)</sup> Zhang Jie-Qiu<sup>1)†</sup> Qu Shao-Bo<sup>1)</sup> Shen Yang<sup>1)</sup> Yu Ji-Bao<sup>1)</sup>  
Fan Ya<sup>1)</sup> Zhang An-Xue<sup>2)</sup>

1) (College of Science, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

2) (School of Information and Communication Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

( Received 17 August 2015; revised manuscript received 23 September 2015 )

## Abstract

A novel circular polarization (CP) antenna is designed and fabricated by loading a kind of polarization conversion metasurface. The structure of polarization conversion metasurface is composed of metal slash and copper ground sheet, which is separated by an FR4 dielectric substrates with a thickness  $h = 3$  mm. When a normal electromagnetic wave incident on the whole surface vertically, the electric field of the wave can be decomposed into two components  $E_{vi}$  and  $E_{ui}$ . Under the excitation of the two components, resonance is induced between the metal slash and the copper ground sheet respectively, making their own reflection phase changed to  $\Delta\varphi = \varphi_u - \varphi_v = \pm 180^\circ$ , eventually making the reflection wave appear with  $90^\circ$  polarization rotation. By taking the peculiarity of  $90^\circ$  polarization rotation of the polarization conversion metasurface, we can modulate the linear polarization of microstrip slot antenna into the circular polarization radiation. Through adjusting the distance between the slot antenna and the polarization rotation metasurface, we can regulate the working frequency of the circular polarization. Simulated and experimental results show that the polarization conversion metasurface makes a high-efficiency polarization rotation at 8–12 GHz. And the center working frequency of the CP antenna is 9.1 GHz, the impedance bandwidth is 8.3–10 GHz. When the distance  $H = 4.5$  mm between the microstrip slot antenna and the polarization conversion metasurface, the 3 dB axial ratio bandwidth is 8.3–8.8 GHz, the microstrip slot antenna may realize circular polarized radiation. When  $H = 20$  mm, the 3 dB axial ratio bandwidth is 8.8–9.3 GHz, and the slot antenna can realize circular polarized radiation. When  $H = 8$  mm, the 3 dB axial ratio bandwidth is 9.3–10 GHz, the slot antenna can realize circular polarized radiation. Experimental results are in agreement with the simulation results, showing the validity of this design method which may become a new approach for the CP antennain designing

**Keywords:** polarization conversion metasurface, circular porlarization antenna, axial ratio

**PACS:** 41.20.Jb, 73.20.Mf

**DOI:** 10.7498/aps.65.024101

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61471388, 61331005, 11204378, 11274389), the China Postdoctoral Science Foundation (Grant Nos. 2013M532131, 2013M532221), the Aviation Science Foundation of China (Grant Nos. 20132796018, 20123196015), and the Fundamental Research Project of Shaanxi Province, China (Grant No. 2013JM6005).

† Corresponding author. E-mail: [zhangjieq0@163.com](mailto:zhangjieq0@163.com)