

动态可调谐的频域多功能可重构极化转换超表面*

黄晓俊^{1)†} 高焕焕¹⁾ 何嘉豪¹⁾ 栾苏珍¹⁾ 杨河林^{2)‡}

1) (西安科技大学通信与信息工程学院, 西安 710051)

2) (华中师范大学物理科学与技术学院, 武汉 430079)

(2022年6月27日收到; 2022年7月27日收到修改稿)

设计任意调控极化的电磁器件是一个研究热点, 其中多功能可重构电磁器件在雷达、卫星通信等领域有着广泛的应用. 本文设计了一种基于正本征负极 (PIN) 二极管可调谐的多功能可重构极化转换超表面, 可以实现不同频段内的线极化波转换、线极化波-圆极化波转换和全反射功能的切换, 在斜入射角小于 30° 时, 多功能转换器能保持高效的宽带极化转换特性. 这种转换和重构特性主要是由于结构本身的各向异性 and PIN 管不同状态时耦合模式的改变. 此外, 利用表面电流解释了偏振转换的物理机理, 电谐振和磁谐振的共同作用导致了偏振转换. 最后, 对该结构样品进行实验验证, 其结果与仿真吻合较好. 该器件在极化调控、频率控制、智能反射面设计和天线设计等方面具有潜在的应用价值.

关键词: 超表面, 可重构, 极化转换, PIN 二极管**PACS:** 41.20.Jb, 78.67.Pt, 42.25.Ja**DOI:** 10.7498/aps.71.20221256

1 引言

极化是雷达通信、雷达目标识别、光通信和卫星通信系统中一个重要的物理属性. 目前, 设计任意调控极化功能的电磁器件成为电磁领域的一个热点课题, 传统方法是利用自然材料的双折射效应, 通过增大厚度来实现相位的累积, 但会导致器件的体积过大, 难以小型化; 另外, 自然材料的损耗较大, 会导致极化调控的效率较低. 电磁超表面作为超材料的二维平面结构, 利用金属结构单元的电磁谐振实现对电磁波的振幅、相位、频率和极化的调控, 为灵活高效地操纵电磁波提供了一种有效的途径, 并在诸多领域得到了广泛的应用. 目前, 在极化转换^[1-7]、电磁吸收^[8-10]、波束调控^[11-16]、天线设计^[17,18]和传感器^[19]等领域已经取得了相当多的成

果. Wang 等^[20]设计了一种可拆卸的编码超表面, 通过手动重新配置编码元件的阵列布局, 实现了对振幅、相位和偏振状态的独立控制, 但存在重构速度慢, 集成度差的问题. Tian 等^[21]提出了一种可重构的超宽带反射型极化转换超表面, 实现了线极化转换和线-圆极化转换功能. He 等^[22]设计了一种基于 PIN 二极管的线极化可重构超表面, 实现了线极化全反射与线-圆极化转换的双功能. 此外, 更高集成度的多功能电磁器件也相继被设计与验证, 如 Li 等^[3]提出了一种宽带多功能可切换极化转换超表面, 实现了包括极化分离与极化转换在内的多种极化功能的可重构功能. Liu 等^[23]提出了一种在频域可操纵电磁波的可重构超表面, 实现了不同频率下的线-圆极化转换功能. Wang 等^[24]提出了一种电磁波全空间控制的超表面, 实现了电磁波的反射、透射和吸收功能, 特别是在全反射

* 国家自然科学基金 (批准号: 61974119) 和陕西省自然科学基金 (批准号: 2021JM-395) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: hxj@xust.edu.cn

‡ 通信作者. E-mail: emyang@mail.cnu.edu.cn

状态下验证了可重构多功能超表面在隐身天线罩中的潜在应用. 上述成果都是利用 PIN 二极管的通断实现了多种电磁波极化可重构这一功能. 随着大规模通信设备的发展和部署, 电子通信设备之间的交互变得越来越复杂, 这就要求电子设备系统中必须集成多种电磁调控器件, 然而集成多种功能的器件必然会出现设备难以小型化这一问题. 因此, 设计具有多功能集成于一体的电磁调控器件对于实现未来通信设备小型化具有重要意义. 另外, 同时实现极化和频率重构的多功能电磁器件的研究仍然很少, 在这方面还存在诸多挑战.

本文设计了一种基于 PIN 二极管的可调谐多功能可重构极化转换超表面, 实现了不同频带内的极化可重构. 在 3.70—4.16 GHz 内实现了相对带宽为 12.1%、转换率大于 0.9 的线极化转换; 在 4.25—4.95 GHz 实现了线极化波到圆极化波的转换, 轴比小于 3 dB 的相对带宽达到 15.1%; 在 6.02—7.16 GHz 内实现了全反射功能, 相对带宽达到 17.5%, 极化转换率和吸收率均小于 0.1; 在 7.30—8.15 GHz 实现了相对带宽为 11.0%、转换率大于 0.9 的线极化转换. 这种具有频域极化选择的超表面不仅具有频率可重构特性, 还实现了不同极化波的转换. 该器件在极化调控、频率控制、智能反射面设计和天线设计等方面具有一定的应用价值.

2 理论分析

在频域中, 电磁波可以调制为不同频率分量的散射波. 根据频域调控电磁波的相关理论, 超表面的反射电场和入射电场之间可用散射参数 \mathbf{S} 来表征, 散射参数 \mathbf{S} 主要与频率相关. 具体的表达式如下:

$$\begin{bmatrix} E_x^r \\ E_y^r \end{bmatrix} = \mathbf{S} \begin{bmatrix} E_x^i \\ E_y^i \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中, i 和 r 分别表示电磁场的入射与反射, x 和 y 分别表示电磁波的极化状态. 对于第 n 个结构单元的散射矩阵可表示为

$$\mathbf{S}_n = \begin{bmatrix} S_{fn}(f) & 0 \\ 0 & S_{fn}(f) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

其中, $S_{fn}(f)$ 表示第 n 个单元的散射参数. 由于散射矩阵 \mathbf{S} 满足 Jordan 矩阵, 所以在各个频率范围内的电磁响应将互不干扰. 因此反射波的总电场可表示为

$$E = \sum_{n=1} E_n^r = \left(\sum_{n=1} S_n \right) E_n^i. \quad (3)$$

$S_{fn}(f)$ 可根据泰勒级数进行展开, 其定义如下:

$$S_{fn}(f) = \sum_{P=0} \left(\frac{a_{mp}^1}{P!} (f - f_1)^P + \frac{a_{mp}^2}{P!} (f - f_2)^P + \frac{a_{mp}^3}{P!} (f - f_3)^P + \frac{a_{mp}^4}{P!} (f - f_4)^P + L \right), \quad (4)$$

式中, f_1, f_2, f_3, f_4 为 $S_{fn}(f)$ 不同的谐振频率, $a_{mp}^1, a_{mp}^2, a_{mp}^3, a_{mp}^4$ 是不同谐振频率下的谐振系数. 经以上分析, 固定的超表面结构很难实现不同频带内极化功能的切换, 因此, 本文通过在无源超表面结构中嵌入 PIN 二极管来实现极化和频率同时可重构.

3 结构设计、仿真与实验测试

3.1 结构设计

本文设计了一种多缝隙的超表面结构, 图 1(a) 是该结构的立体图, 图 1(b) 为主视图, 图 1(c) 是

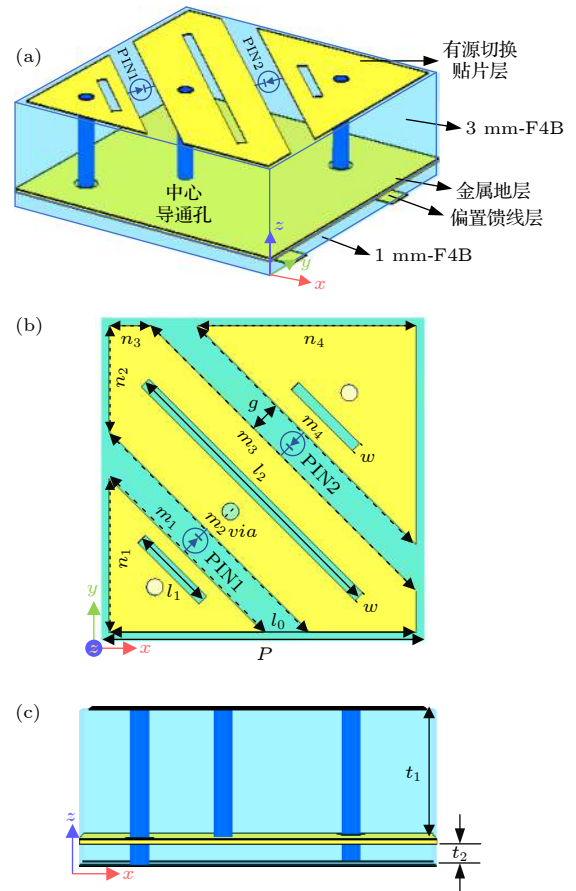


图 1 单元结构示意图 (a) 立体图; (b) 主视图; (c) 侧视图
Fig. 1. Schematics of unit cell: (a) Solid Shape; (b) main view; (c) side view.

x - z 平面的侧视图. 基本单元由两层介质和三层金属层组成, 其中金属层包括有源切换贴片层、金属地层和偏置馈线层. 金属层的材料均为铜, 厚度为 0.035 mm, 电导率为 5.8×10^7 S/m, 介质基板为 F4B 材料, 介电常数为 2.65, 损耗正切值为 0.001. 具体几何参数如下: $P = 15.0$ mm, $l_0 = 14.2$ mm, $l_1 = 4$ mm, $l_2 = 14$ mm, $w = 0.5$ mm, $t_1 = 3.0$ mm, $t_2 = 0.5$ mm, $g = 1.5$ mm, $via = 0.8$ mm, $n_1 = 7.2$ mm, $n_2 = 4.9$ mm, $n_3 = 1.9$ mm, $n_4 = 10.2$ mm, $m_1 = 10.1$ mm, $m_2 = 13.1$ mm, $m_3 = 17.3$ mm, $m_4 = 14.3$ mm. 有源切换层是由正方形贴片开槽构成的, 其通过中间的导通孔与金属地层相连接, 两个提供偏置电压的导通孔距离中心导通孔的距离为 5:4, 两个二极管位于两个开槽的中心位置. 值得注意的是, 有源切换层上的 3 个贴片的大小保证了超表面实现频域可重构的功能, 且不同频段的谐振频率为 f_1, f_2, f_3, f_4 ; 多条缝隙型结构会导致更多的谐振点的产生, 而这些谐振点的叠加有效拓宽了不同极化功能下的频带带宽. 此外, 合理设计偏置馈线有利于降低整个结构的剖面, 也降低了更大的损耗.

3.2 仿真结果

使用 CST Microwave studio 对单元结构进行全波仿真计算, x, y 方向分别设置为 unit cell, $-z$ 方向设置为电边界, $+z$ 方向设置为 open and space 边界. 结构中加载的二极管型号为 SMP2019-079 LF, 在仿真中, 二极管导通时, 定义为“1”状态, 将其等效为电感 $L_p = 0.7$ nH 与电阻 $R_s = 0.5 \Omega$ 的串联电路; 二极管断开时, 定义为“0”状态, 可等效为电感 $L_p = 0.5$ nH 与电阻 $C_t = 0.24$ pF 的串联电路^[25]. 基本单元结构上两个二极管的状态可用 2 bit 编码来表示 (“10”, “01”, “00”, “11”), 例如 “10” 表示 PIN1 导通 PIN2 断开. 图 2 所示为二极管位于不同状态下单元结构的等效电路, 以 TE 波入射为例, 3 个缝隙贴片等效为电阻-电感-电容 (RLC) 串联电路, 图 2(a) 可得, 周期多缝隙型结构平行于电场方向表现为电感, 分别等效为 L_1, L_2, L_3 ; C_1, C_2, C_3 分别为周期多缝隙贴片之间的等效电容; 两个相邻缝隙型金属贴片之间的耦合呈现为电容特性, 则可等效为 C_{g1}, C_{g2} ; 长度为 h 的传输线表示介质基板; Z_0 和 Z_1 分别表示自由空间和介质基板的等效阻抗; 图 2(b) 蓝色区域展示了

二极管处于导通与截止状态下的等效电路, 当二极管导通时, 可等效为电感 L_p 与电阻 R_s 的串联; 二极管截止时, 等效为电感 L_p 与电阻 C_t 的串联.

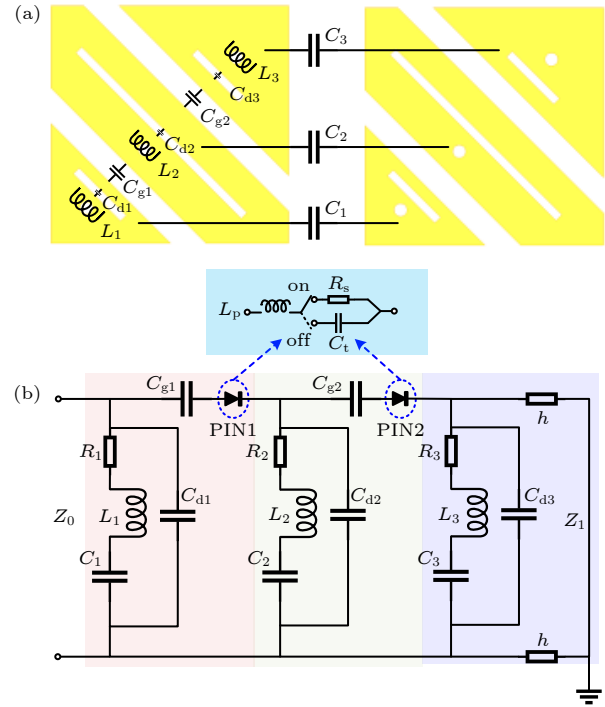


图 2 等效电路 (a) 等效电路分析; (b) 等效电路模型
Fig. 2. Equivalent circuit: (a) Equivalent circuit analysis; (b) equivalent circuit model.

在频域中, 可重构超表面可等效为一个多功能极化转换器, 通过计算轴比 (AR)、极化转换率 (PCR) 和吸收率 (A) 来描述超表面在不同频率范围内的极化转换能力, 具体定义如下:

$$AR = \sqrt{\frac{|r_{yx}|^2 + |r_{xx}|^2 + \sqrt{a}}{|r_{yx}|^2 + |r_{xx}|^2 - \sqrt{a}}}, \quad (5)$$

其中:

$$a = |r_{yx}|^4 + |r_{xx}|^4 + 2|r_{yx}|^2|r_{xx}|^2 \cos(2\Delta\varphi_{yx}), \quad (6)$$

$$\Delta\varphi_{yx} = \varphi_{yx} - \varphi_{xx}, \quad (7)$$

$$PCR_x = \frac{|r_{yx}|^2}{|r_{yx}|^2 + |r_{xx}|^2}, \quad (8)$$

$$A = 1 - |r_{yx}|^2 - |r_{xx}|^2, \quad (9)$$

$$A = 1 - |r_{yx}|^2 - |r_{xx}|^2. \quad (10)$$

图 3 为 x 极化波和 y 极化波入射时, 两个二极管处于不同状态时反射系数的仿真结果. 当 PIN1 导通 PIN2 断开时, 仿真结果如图 3(a) 所示, 从仿真结果可以清晰地看出, 交叉极化的反射系

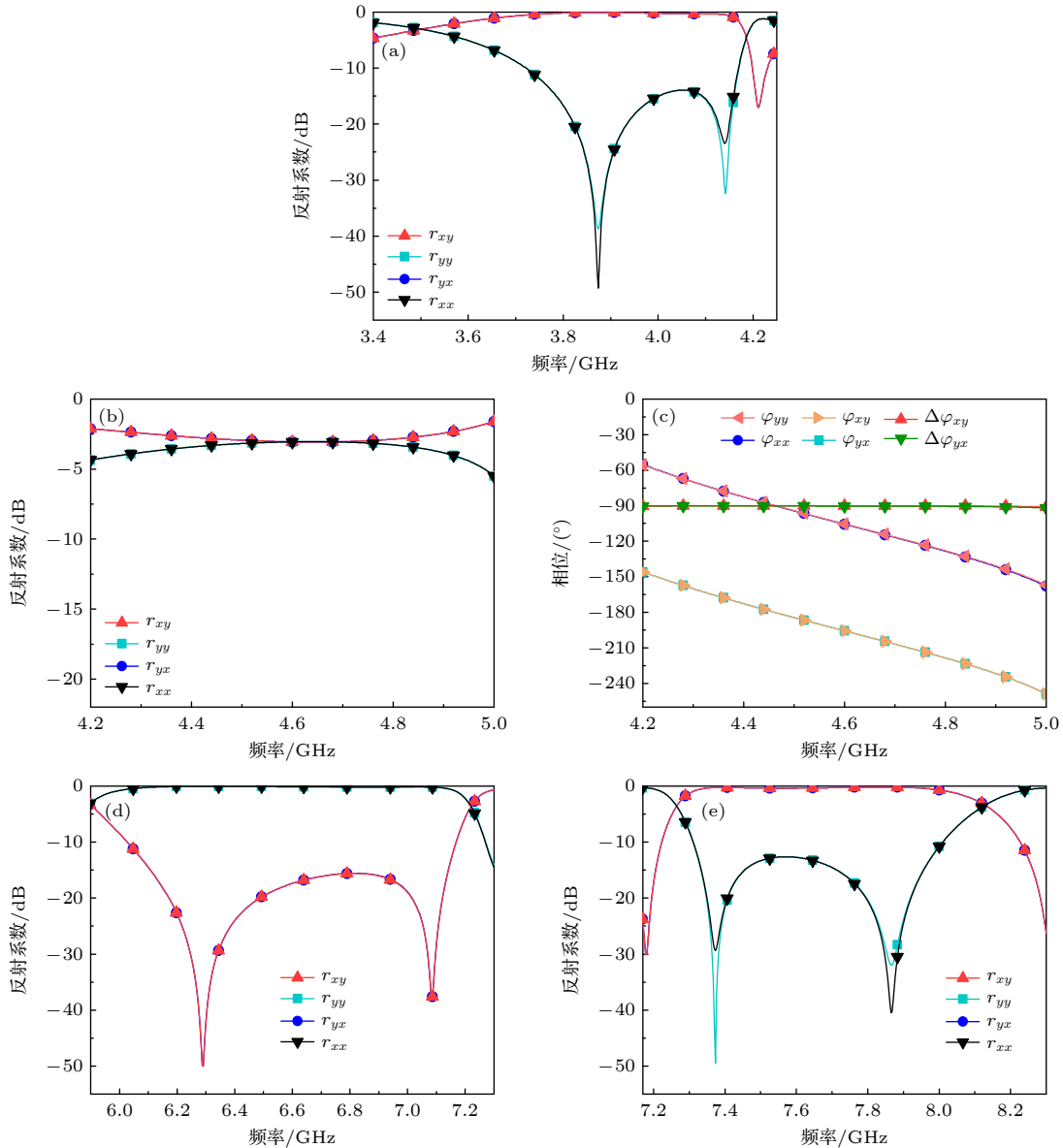


图 3 二极管不同状态下的仿真曲线 (a) “10”-反射系数; (b) “01”-反射系数; (c) “01”-反射相位; (d) “10”-反射系数; (e) “11”-反射系数

Fig. 3. Simulation curve of diodes in different states: (a) “10”-reflectance; (b) “01”-reflectance; (c) “01”-reflection phase; (d) “10”-reflectance; (e) “11”-reflectance.

数 r_{yx} 与 r_{xy} 在 3.70—4.16 GHz 接近 0 dB, 而共极化反射系数 r_{xx} 与 r_{yy} 小于 -10 dB. 由此说明, 在二极管状态为“10”时, 入射的线极化波转化成为交叉极化波, 超表面作为线极化转换器. 当 PIN1 断开 PIN2 导通时, 仿真结果如图 3(b) 所示, 在 4.35—4.90 GHz 时, 交叉极化 r_{yx} 与 r_{xy} 和共极化 r_{xx} 与 r_{yy} 的反射系数接近 -3 dB, 图 3(c) 中可以看出相应的相位差保持在 $-\pi/2$. 由此说明, 在二极管状态为“01”时, 入射的线极化波转换为左旋圆极化波, 超表面是一个线-圆极化转换器. 当 PIN1 和 PIN2 同时断开时, 仿真结果如图 3(d) 所示, 交叉极化的

反射系数 r_{yx} 与 r_{xy} 在 6.02—7.16 GHz 小于 -10 dB, 而共极化反射系数 r_{xx} 与 r_{yy} 接近 0 dB. 由此表明, 在二极管状态为“00”时, 入射的线极化波以共极化的形式全反射, 超表面等效为一个完美电导体. 当 PIN1 和 PIN2 同时导通时, 仿真结果如图 3(e) 所示, 共极化反射系数 r_{xx} 与 r_{yy} 在 7.30—8.05 GHz 小于 -10 dB, 而交叉极化反射系数 r_{yx} 与 r_{xy} 接近 0 dB. 由此说明, 在二极管状态为“11”时, 入射的线极化波转换为交叉极化波, 超表面等效为一个线极化转换器. 因此, 可以看出极化转换器的这种多功能性在频域上表现出可重构特性.

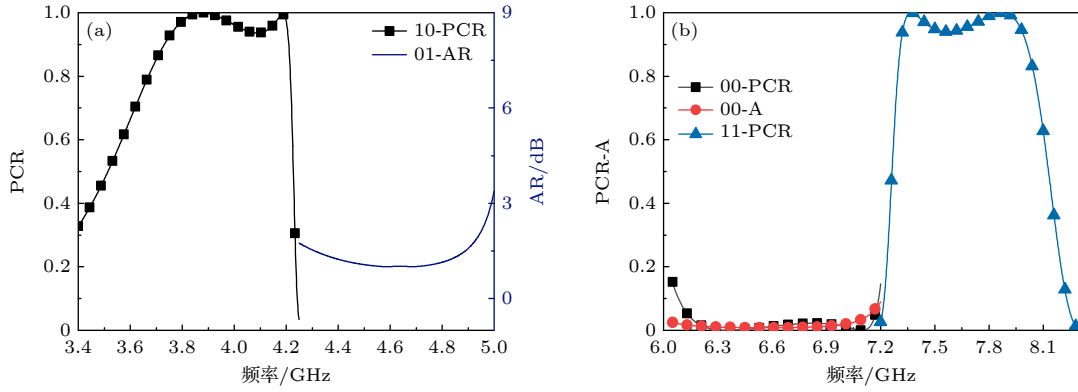


图 4 二极管不同状态下的极化转换率、吸收率和轴比 (a) “10”与“01”; (b) “00”与“11”

Fig. 4. Polarization conversion rate, absorptance and axial ratio of diodes in different states: (a) “10” and “01”, (b) “00” and “11”.

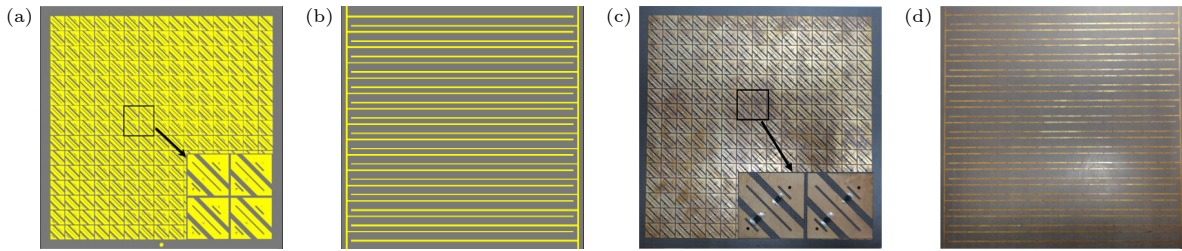


图 5 可重构超表面样品结构与实际测试样品 (a) 顶层结构; (b) 底部馈线; (c) 实验样品顶层; (d) 实验样品底部馈线

Fig. 5. Reconfigurable metasurface sample structure with actual test sample: (a) Top structure; (b) bottom feeder; (c) top layer of experimental sample; (d) bottom feeder of experimental sample.

为了更好地描述多功能频域可重构超表面的性能, 根据反射系数计算了相应的极化转换率、吸收率和轴比, 如图 4 所示. 图 4(a) 显示了 PIN 二极管在“10”和“01”两种状态下的转换率和轴比, 可以看出当二极管处于“10”状态时, PCR 在 3.70—4.16 GHz 大于 0.9, 这意味着将入射的 x 线极化波调控为与其垂直的 y 极化波, 且相对带宽达到 12.1%. 当二极管处于“01”状态时, AR 在 4.25—4.95 GHz 小于 3 dB, 相对带宽达到了 15.1%, 这意味着入射的 x 线极化波调控为左旋圆极化波. 同样, 图 4(b) 计算了 PIN 二极管在“00”和“11”两种状态下的转换率和吸收率, 当二极管处于“00”状态时, PCR 和 A 在 6.02—7.16 GHz 小于 0.1, 相对带宽达到了 17.5%, 这表明入射的线极化波在当前二极管状态下可以实现完美的全反射; 当二极管处于“11”状态时, PCR 在 7.30—8.15 GHz 大于 0.9, 这意味着将入射的 x 线极化波调控为 y 极化波, 实现了线极化转换.

3.3 实验测试

为了验证本设计的合理性和正确性, 图 5(a)

为一个 15×15 结构单元的样品模型, 图 5(b) 为该模型的馈线. 采用 PCB 工艺对样品进行加工, 同样包含了 15×15 个基本单元以及底部馈电层, 如图 5(c) 和 (d) 所示, 每个单元结构中嵌入两个相同的 PIN 二极管, 导通孔与馈电层相连接, 从而便于为样品模型上的二极管提供偏置电压, 两个二极管的负极采用共地的方式连接到金属地层. 在实际测试中, 将样品固定于暗室的吸波材料上, 测试环境如图 6 所示, 将一组工作在 2—18 GHz 频段内的喇叭天线固定在三角支架上, 通过同轴馈线连接到罗德施瓦茨矢量网络分析仪上, 天线距离可重构

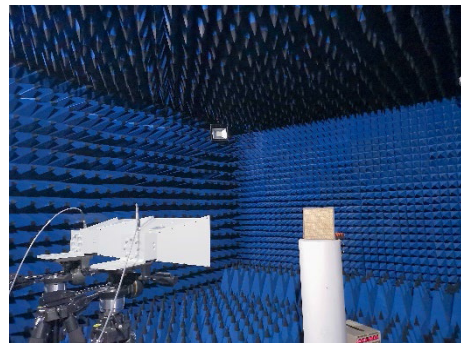


图 6 实验测试环境

Fig. 6. Experimental test environment.

超表面样品为 450 mm, 喇叭天线与样品应处于同一水平位置上, 天线之间的夹角为 5° 左右, 为了保证二极管的导通状态, 标准直流电源箱为 PIN 二极管提供 +3 V 的偏置电压, 从而实现可重构极化功能的切换.

入射为 x 极化波的实验测试结果如图 7 所示. 二极管状态为“10”时, 在频段 3.80—4.22 GHz 内极化转换率超过 0.9, 且相对带宽为 10.9%, 如图 7(a) 所示; 二极管状态为“01”时, 在 4.25—5.0 GHz 范围内实现线-圆极化转换, 且轴比小于 3 dB 的相对带宽为 16.2%, 如图 7(b) 所示; 二极管状态为“00”时, 在 5.8—7.3 GHz 实现全反射功能, 且相对带宽为 22.9%, 极化转换率小于 0.1, 如图 7(c) 所示; 二极管状态为“11”时, 在 7.35—8.10 GHz 范围内的极化转换率超过 0.9, 且相对带宽为 9.1%, 如图 7(d) 所示. 相比 4 个功能的仿真结果, 可以清楚地看出实验测试的频谱发生蓝移, 幅值略有偏差, 但二者结果总体上吻合较好. 可认为造成二者误差的主要原因是加工误差, 一方面来自于介质基板的介电常数与正切损耗的误差; 另一方面来自于焊接二极管时引入的寄生电容与电感效应.

4 分析与讨论

一般情况下, 电磁波的极化转换特性采用本征模进行分析. 假设将 x 极化波入射到超表面, 此时, 入射电场 \mathbf{E}^i 可以分解为 u, v 方向上相互正交的电场分量 E_u^i, E_v^i ; 同样, 反射电场 \mathbf{E}^r 分别在 u, v 方向上存在两个相互正交的电场分量 E_u^r 和 E_v^r , 仿真结果如图 8 所示. 从图 8(a) 可以看出, 共极化反射系数 r_{uu} 和 r_{vv} 在 3.7—4.1 GHz 内几乎相等且接近于 1, 相应的反射相位差近似于 π . 图 8(d) 中也显示了共极化反射系数 r_{uu} 和 r_{vv} 在 7.3—8.0 GHz 几乎相等且为 1, 相应的相位差也近似为 π . 因此, 这两个频段下将入射的 x 极化波转化为与其垂直的 y 极化波. 于是反射波的电场可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^r &= \mathbf{e}_u r_{uu} E_u^i e^{-j(\varphi + \varphi_{uu})} + \mathbf{e}_v r_{vv} E_v^i e^{-j(\varphi + \varphi_{uu} - \pi)} \\ &= (\mathbf{e}_u - \mathbf{e}_v) E_0 e^{-j(\varphi + \varphi_{uu})} \\ &= \mathbf{y} E_0 e^{-j(\varphi + \varphi_{uu})}. \end{aligned} \quad (11)$$

从图 8(b) 可以看出, 共极化 r_{uu} 和 r_{vv} 的反射系数在 4.25—5.0 GHz 内保持相等且为 1, 相位差

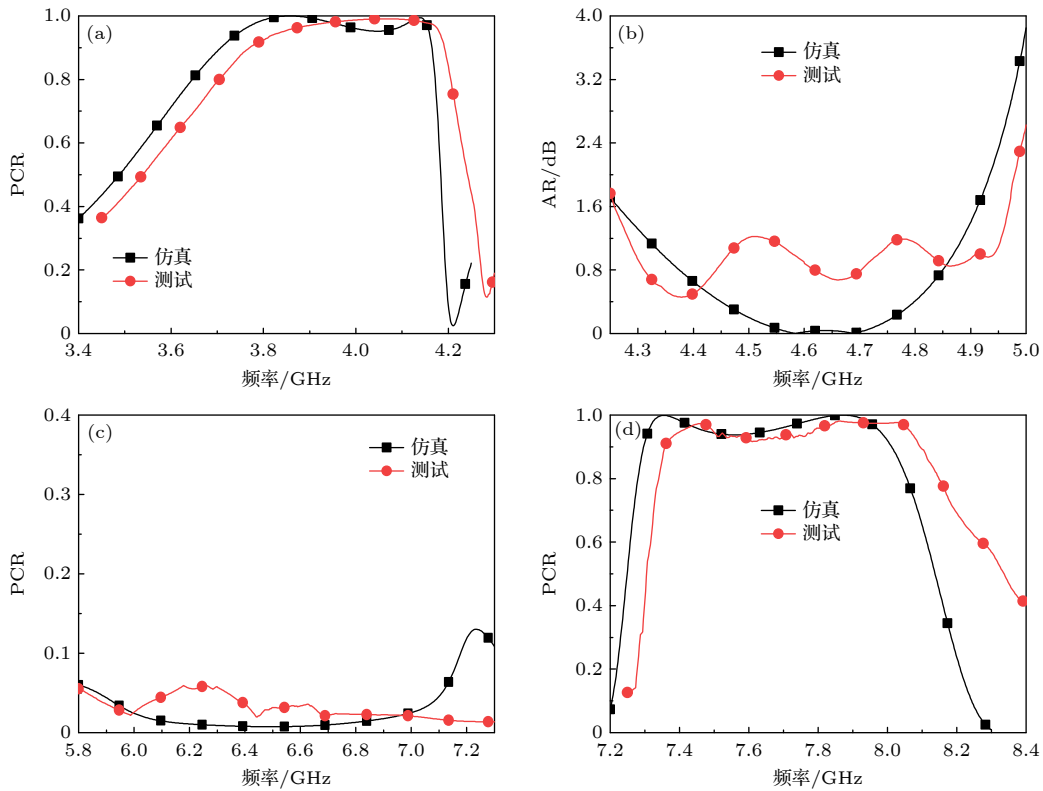


图 7 二极管不同状态下实验与仿真的性能对比 (a) “10”; (b) “01”; (c) “00”; (d) “11”

Fig. 7. Comparison of experimental and simulated performance of diodes in different states: (a) “10”; (b) “01”; (c) “00”; (d) “11”.

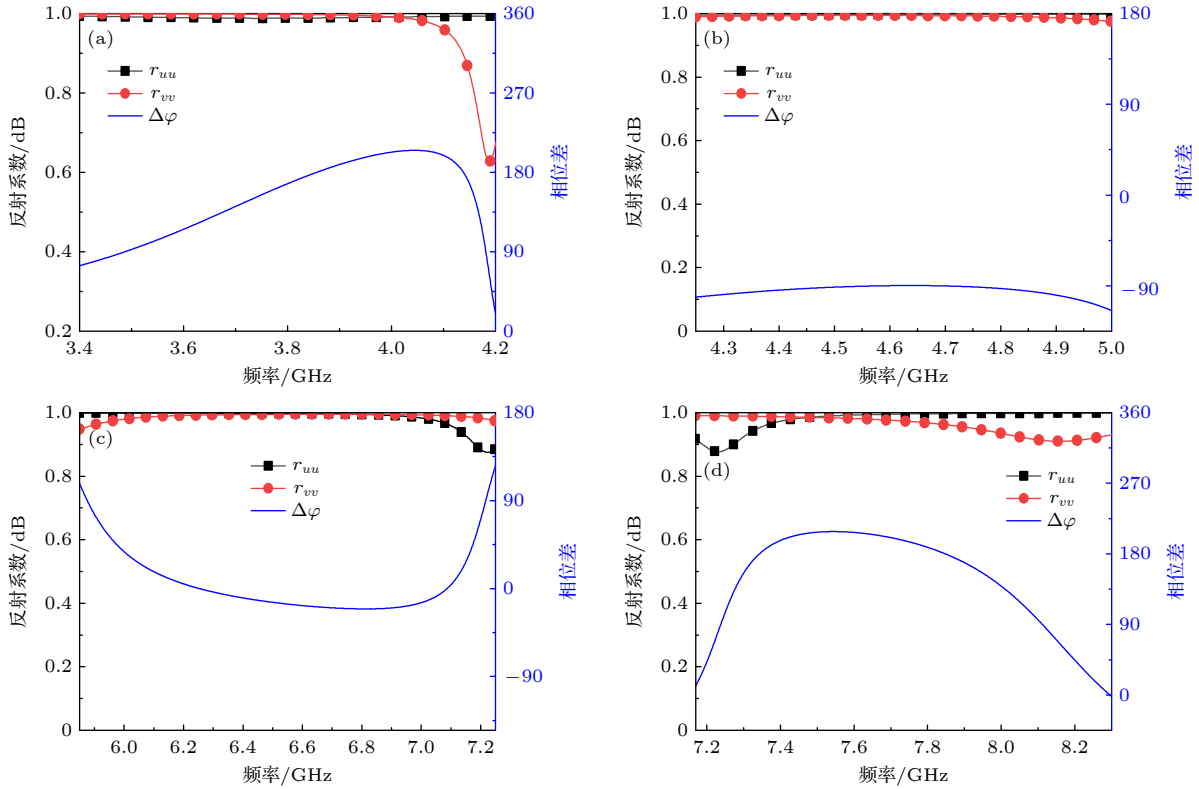

 图 8 不同二极管状态下在 u 、 v 方向上的反射系数和相位差 (a) “10”; (b) “01”; (c) “00”; (d) “11”

 Fig. 8. Reflectances and phase differences in u and v directions for different diode states: (a) “10”; (b) “01”; (c) “00”; (d) “11”.

大约为 $-\pi/2$, 这意味着入射的线极化波转换成左旋圆极化波, 于是反射电场可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^r &= \mathbf{e}_u r_{uu} E_u^i e^{-j(\varphi + \varphi_{uu})} + \mathbf{e}_v r_{vv} E_v^i e^{-j(\varphi + \varphi_{uu} - \pi/2)} \\ &= (\mathbf{e}_u E_u^i + \mathbf{e}_v j E_v^i) e^{-j(\varphi + \varphi_{uu})}. \end{aligned} \quad (12)$$

图 8(c) 可以看出, 共极化的反射系数在 6.0—7.1 GHz 几乎相等且接近 1, 相应的相位差近似为 0, 这意味着该频段下的超表面结构可以等效为完美电导体, 将入射的 x 极化波以相同的极化方式全反射. 于是反射波的电场可表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^r &= \mathbf{e}_u r_{uu} E_u^i e^{-j(\varphi + \varphi_{uu})} + \mathbf{e}_v r_{vv} E_v^i e^{-j(\varphi + \varphi_{vv})} \\ &= (\mathbf{e}_u + \mathbf{e}_v) E_0 e^{-j(\varphi + \varphi_{uu})} \\ &= \mathbf{x} E_0 e^{-j(\varphi + \varphi_{uu})}. \end{aligned} \quad (13)$$

在实际的电磁环境中, 电磁波除了垂直入射到物体的表面, 还会存在任意角度入射的情况. 因此, 研究电磁波的斜入射特性对于超表面具有重要意义. 以 TE 波为例, 不同入射角对不同二极管状态下的极化特性影响结果如图 9 所示, 从图 9(a) 可以看出, 二极管处于“10”状态, 在 3.7—4.16 GHz 内斜入射角小于 30° 时, 极化转换效率仍能保持在 0.83 以上, 随着斜入射角的增大, 转换效率也逐渐

降低, 但带宽略有增大. 图 9(b) 可以看出, 二极管处于“01”状态, 斜入射角小于 45° 且频率在 4.25—4.95 GHz 范围内, 轴比均小于 3 dB, 这表明线-圆极化转换具有良好的广角特性, 这可归因于斜入射电场在水平和垂直方向上基本一致的分量和几乎没有变化的相位差. 图 9(c) 可以看出, 在 6.02—7.16 GHz 频带下二极管处于“00”状态, 斜入射角小于 30° 时转换率和吸收率均小于 0.1, 这表明入射的线极化波也具有较好的广角特性, 随着角度的增大, 极化转换率和吸收率也在逐渐增大. 从图 9(d) 可以看出, 二极管处于“11”状态且斜入射角小于 30° , 在 7.30—8.15 GHz 频带范围时极化转换率保持在 0.83 以上, 随着斜入射角的增大, 转换率急剧下降且带宽逐渐变窄, 这主要是因为有源切换层与金属地层之间磁耦合效应的减弱, 使得金属层之间的谐振逐渐降低.

考虑到实际中电磁波入射时的方位角可能沿任意方向, 因此, 图 10 展示了不同二极管状态下时在其他方位角下的斜入射特性. 图 10(a), (b) 和 (d) 可以看出, 二极管处于“10”, “01”与“11”状态, 方位角 ϕ 为 15° 时, 该结构的斜入射响应较为良好; 图 10(c) 展示了二极管处于“00”状态, 方位角 ϕ 为

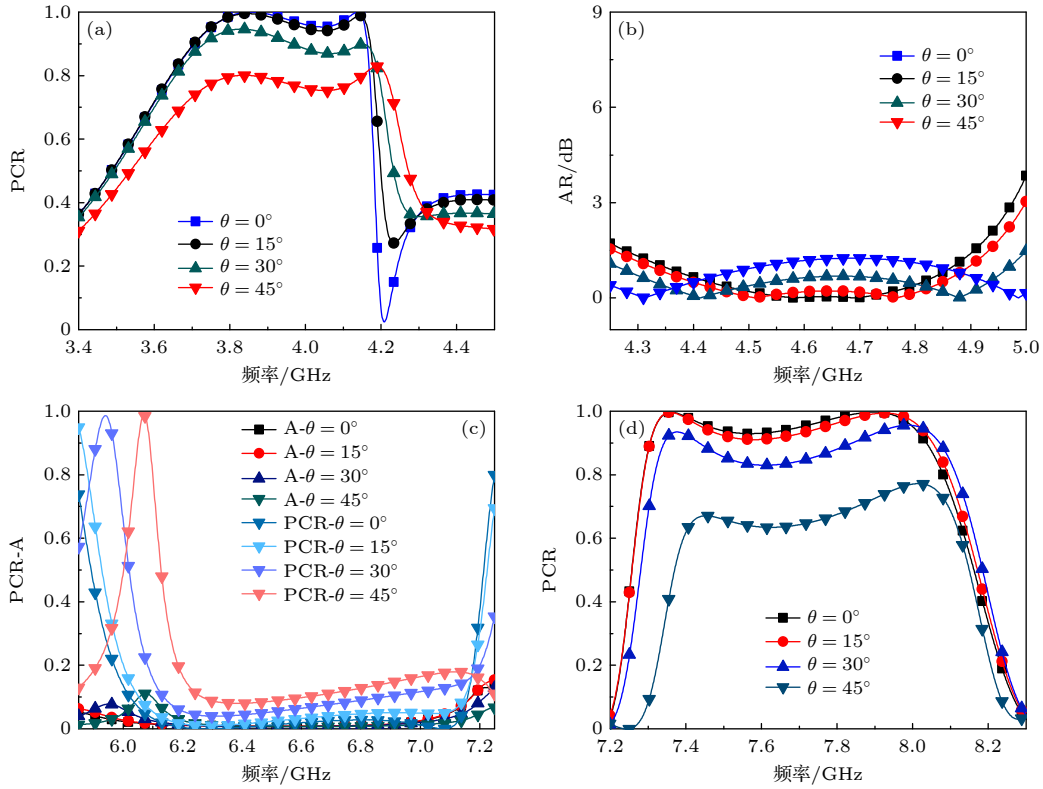


图 9 不同入射角对不同二极管状态下可重构极化调控性能的影响 (a) “10”; (b) “01”; (c) “00”; (d) “11”
 Fig. 9. Effect of different incidence angles on the reconfigurable polarization modulation performance in different diode states: (a) “10”; (b) “01”; (c) “00”; (d) “11”.

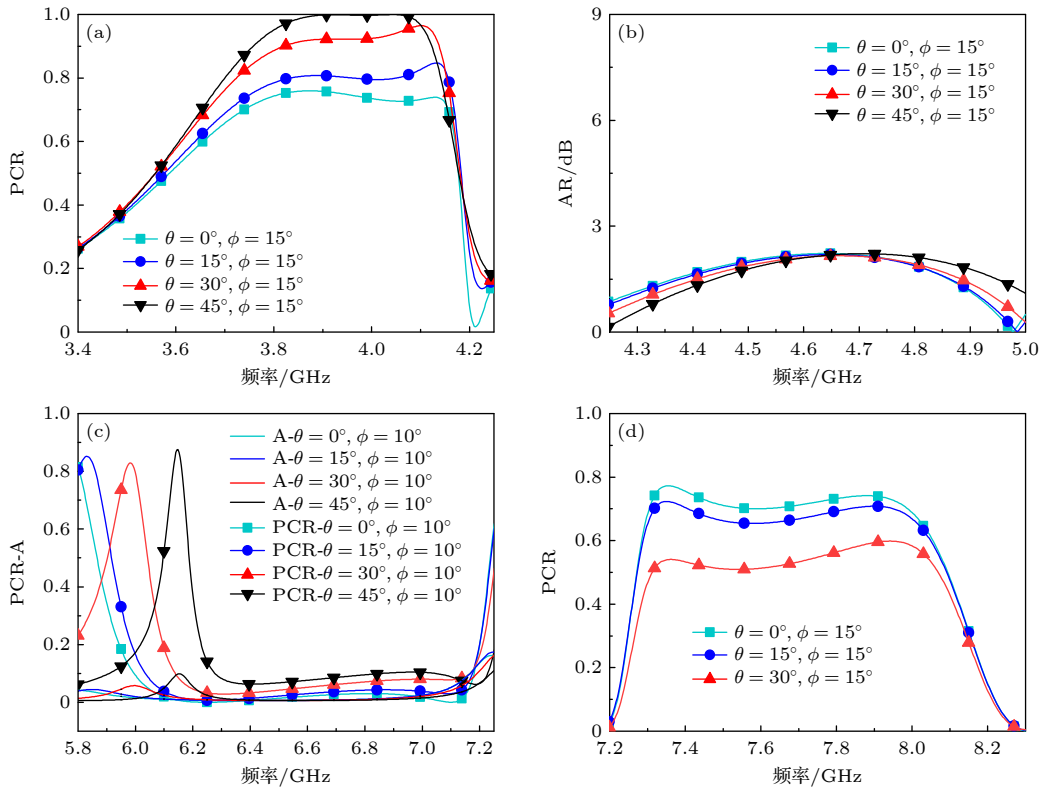


图 10 其他方位角的斜入射响应 (a) “10”状态; (b) “01”状态; (c) “00”状态; (d) “11”状态
 Fig. 10. Oblique incident response at other azimuths: (a) “10”; (b) “01”; (c) “00”; (d) “11”.

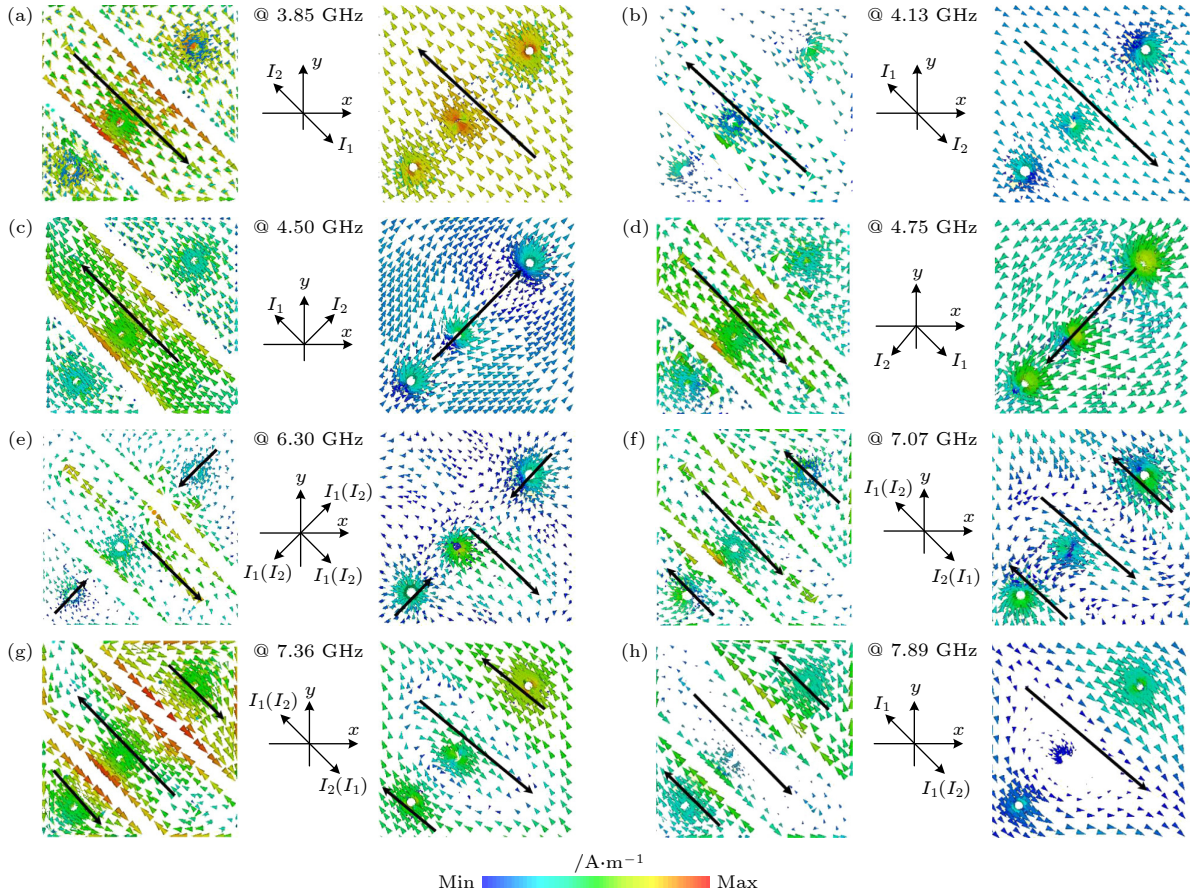


图 11 不同二极管状态下各极化转换功能在谐振点处的表面电流分布 (a) (b) “10”; (c) (d) “01”; (e) (f) “00”; (g) (h) “11”

Fig. 11. Surface current distribution of each polarization conversion function at the resonance point under different diode states: (a) (b) “10”; (c) (d) “01”; (e) (f) “00”; (g) (h) “11”.

10°时, 该结构的斜入射响应较为良好. 由此也可知, 对于电磁波偏振沿其他方向入射时, 对该器件的性能有一定的影响.

为了解释极化转换的物理机理, 仿真了不同二极管状态下各功能谐振点处的表面电流分布. 当二极管处于“10”状态时, 监测两个谐振点 $f_1 = 3.85$ GHz, $f_2 = 4.13$ GHz 的表面电流分布, 如图 11(a) 和 (b) 所示. 当入射的电磁波为 x 极化时, 有源切换层的表面电流与金属地层表面电流方向相反, 使得感生磁场分量方向与原生磁场方向产生 90° 的偏转, 这也是入射的 x 极化波调控为 y 极化波的原因. 当二极管处于“01”状态时, 两个谐振点 $f_1 = 4.50$ GHz 和 $f_2 = 4.75$ GHz 的表面电流分布如图 11(c) 和 (d) 所示. 有源切换层的表面电流和金属地层的表面电流分别等效为 I_1 和 I_2 , 由图可知, 表面电流 I_1 和 I_2 相互垂直, 此时输入阻抗呈高电感特性, 有源切换层与金属地层之间谐振引入了 90° 的相位差, 导致入射的线极化波转换为圆极化波, 同时, 多个谐振点的叠加拓宽了该功能的有效带宽. 当二

极管处于“00”状态时, 图 11(e) 和 (f) 显示了 $f_1 = 6.30$ GHz, $f_2 = 7.07$ GHz 时的表面电流分布, 有源切换层上的表面电流与金属地层的表面电流方向一致, 构成了电偶极子, 感生电场的方向与原生电场的方向保持一致, 这表明入射电场被反射后并没有发生变化, 可重构超表面则表现为全反射功能. 当二极管处于“11”状态时, 图 11(g) 和 (h) 展示了 $f_1 = 7.36$ GHz, $f_2 = 7.89$ GHz 的表面电流分布, 这与二极管处于“10”状态时的物理机理一致, 也就是将入射的电场调控到与其相互垂直的方向上, 此时入射波的极化状态发生了变化. 综上所述, 不同二极管状态下有源切换层与金属地层表面电流分布的不同会导致各谐振点处耦合响应的不同, 主要是将入射波的电场调控到不同方向上, 从而表现为电磁波极化状态的转换.

5 结 论

本文基于频域调控理论设计了一种极化与频

率同时重构的多缝隙型超表面, 通过加载 PIN 二极管实现了不同频段内的不同极化转换功能, 3.80—4.22 GHz 和 7.35—8.10 GHz 实现了极化转换, 极化转换效率均大于 0.9; 4.25—5.0 GHz 频带内实现了线-圆极化转换; 5.8—7.3 GHz 实现了全反射功能. 对加工后的样品进行测试, 其结果与仿真结果吻合较好. 本文所提出的结构可进一步应用于空间波的极化调控和实现波束的控制, 同时, 可应用于新型数字通信系统.

参考文献

- [1] Gao X, Han X, Cao W P, Li H O, Ma H F, Cui T J 2015 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **63** 3522
- [2] Huang X J, Yang H L, Zhang D H, Luo Y 2019 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **67** 4636
- [3] Li Y, Cao Q, Wang Y 2018 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **17** 1314
- [4] Nama L, Nilotpai, Bhattacharyya S, Jain P K 2021 *IEEE Antennas Propag. Mag.* **63** 100
- [5] Zheng Q, Guo C, Ding J 2018 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **17** 1459
- [6] Li H P, Wu X, Ding H Y, Xin K W, Wang G M, Xu J, Li R Q, Jiang X P, Wang S Y, Han T C 2021 *Acta Phys. Sin.* **70** 027803 (in Chinese) [李海鹏, 吴潇, 丁海洋, 辛可为, 王光明, 徐进, 李荣强, 蒋小平, 王身云, 韩天成 2021 物理学报 **70** 027803]
- [7] Xu J, Li R Q, Jiang X P, Wang S Y, Han T C 2019 *Acta Phys. Sin.* **68** 117081 (in Chinese) [徐进, 李荣强, 蒋小平, 王身云, 韩天成 2019 物理学报 **68** 117081]
- [8] Li Y, Lin J, Guo H, Sun W, Xiao S, Zhou L 2020 *Adv. Opt. Mater.* **8** 1901548
- [9] Shen Z Y, Huang X J, Yang H L, Xiang T Y, Wang C W, Yu Z T, Wu J 2018 *J. Appl. Phys.* **123** 225106
- [10] Negm A, Bakr M, Howlader M, Ali S 2021 *Smart Mater. Struct.* **30** 075011
- [11] Gao X, Tang L G 2021 *Acta Phys. Sin.* **70** 038101 (in Chinese) [高喜, 唐李光 2021 物理学报 **70** 038101]
- [12] Li G Q, Shi H N, Liu K, Li B L, Yi J J, Zhang A X, Xu Z 2021 *Acta Phys. Sin.* **70** 188701 (in Chinese) [李国强, 施宏宇, 刘康, 李博林, 衣建甲, 张安学, 徐卓 2021 物理学报 **70** 188701]
- [13] Li X B, Lu W B, Liu Z G, Chen H 2018 *Acta Phys. Sin.* **67** 184101 (in Chinese) [李小兵, 陆卫兵, 刘震国, 陈昊 2018 物理学报 **67** 184101]
- [14] Zhang N, Zhao J M, Chen K, Zhao J M, Jiang T, Feng Y J 2021 *Acta Phys. Sin.* **70** 178101 (in Chinese) [张娜, 赵健民, 陈克, 赵俊明, 姜田, 冯一军 2021 物理学报 **70** 178101]
- [15] Castaldi G, Zhang L, Moccia M, Hathaway A Y, Tang W X, Cui T J, Galdi V 2021 *Adv. Funct. Mater.* **31** 2007620
- [16] Ma J, Liu D D, Wang J C, Feng Y 2018 *Acta Phys. Sin.* **67** 094102 (in Chinese) [马婧, 刘冬冬, 王继成, 冯延 2018 物理学报 **67** 094102]
- [17] Sun W J, Yang W W, Guo L, Qin W, Chen J X 2020 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **19** 1088
- [18] Xia Z X, Leung K W, Yang N, Lu K 2021 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **69** 2031
- [19] Pang H Z, Wang X, Wang J L, Wang Z L, Liu S Y L T, Tian H Q 2021 *Acta Phys. Sin.* **70** 168101 (in Chinese) [庞慧中, 王鑫, 王俊林, 王宗利, 刘苏雅拉图, 田虎强 2021 物理学报 **70** 168101]
- [20] Wang H, Sui S, Li Y, Chen H, Wang J, Zhang J, Qu S 2020 *Smart Mater. Struct.* **29** 015029
- [21] Tian J, Cao X, Gao J, Yang H, Han J, Yu H, Wang S, Jin R, Li T 2019 *J. Appl. Phys.* **125** 135105
- [22] He J H, Wang S Q, Li X W, Fan J D, Guo L Y, Guo L, Huang X J 2021 *Phys. Scr.* **96** 125846
- [23] Liu G Y, Li L, Han J Q, Liu H X, Gao X H, Shi Y, Cui T J 2020 *ACS Appl. Mater. Interfaces* **12** 23554
- [24] Wang H L, Ma H F, Chen M, Sun S, Cui T J 2021 *Adv. Funct. Mater.* **31** 2100275
- [25] Zhang N, Chen K, Zheng Y, Hu Q, Qu K, Zhao J, Wang J, Feng Y 2020 *IEEE J. Em. Sel. Top. C* **10** 20

Dynamically tunable frequency-domain multifunctional reconfigurable polarization conversion metasurface^{*}

Huang Xiao-Jun^{1)†} Gao Huan-Huan¹⁾ He Jia-Hao¹⁾

Luan Su-Zhen¹⁾ Yang He-Lin^{2)‡}

1) (*College of Communication and Information Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710051, China*)

2) (*College of Physical Science and Technology, Huazhong Normal University, Wuhan 430079, China*)

(Received 27 June 2022; revised manuscript received 27 July 2022)

Abstract

The design of electromagnetic device with arbitrary polarization manipulation is the hot spot of the current research. Multifunctional reconfigurable electromagnetic devices have been put into wide applications in radar, satellite communication and other fields. In this work designed is a multifunctional reconfigurable polarization conversion metasurface based on two PIN diodes, which can realize linear polarization conversion, linear-circular polarization conversion and total reflection switching in the different frequency bands, and the multi-function converter can still maintain the high-efficient broadband conversion characteristics when the oblique incidence angle is less than 30 degrees. The polarization conversion and reconfigurability are mainly due to the anisotropy of the structure and the changes of coupling mode in different states of PIN diodes. In addition, the physical mechanism of polarization conversion is explained by surface current. The combined action of electric resonance and magnetic resonance results in polarization conversion. Finally, the experimental results of the sample are in good agreement with the simulation results. The device has the potential application values in polarization manipulation, frequency control, intelligent reflecting surface design, and antenna design and so on.

Keywords: metasurface, reconfigurability, polarization conversion, PIN diodes

PACS: 41.20.Jb, 78.67.Pt, 42.25.Ja

DOI: 10.7498/aps.71.20221256

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61974119), Natural Science Foundation of Shaanxi Province (Grant No. 2021JM-395).

† Corresponding author. E-mail: hxj@xust.edu.cn

‡ Corresponding author. E-mail: emyang@mail.cnu.edu.cn



动态可调谐的频域多功能可重构极化转换超表面

黄晓俊 高焕焕 何嘉豪 栾苏珍 杨河林

Dynamically tunable frequency-domain multifunctional reconfigurable polarization conversion metasurface

Huang Xiao-Jun Gao Huan-Huan He Jia-Hao Luan Su-Zhen Yang He-Lin

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 71, 224102 (2022) DOI: 10.7498/aps.71.20221256

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.71.20221256>

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

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于剪纸方法的一种可重构线极化转换空间序构超表面

Reconfigurable linear polarization conversion based on spatial-order kirigami metasurfaces

物理学报. 2021, 70(15): 154101 <https://doi.org/10.7498/aps.70.20210188>

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

Composite polarization conversion metasurface and its application in integrated regulation radiation and scattering of antenna

物理学报. 2020, 69(23): 234102 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20200797>

一种宽带可重构反射型极化旋转表面

Broadband reconfigurable reflective polarization convertor

物理学报. 2018, 67(22): 224101 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20181041>

基于可调石墨烯超表面的宽角度动态波束控制

Dynamic beam-steering in wide angle range based on tunable graphene metasurface

物理学报. 2018, 67(18): 184101 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20180592>

基于方形开口环的超宽带线性极化转换器

Ultra-wideband linear polarization converter based on square split ring

物理学报. 2019, 68(11): 117801 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190267>

简单结构超表面实现波长和偏振态同时复用全息显示新方法

A new method of implementing simultaneous multiplexing holographic display of wavelength and polarization state with simple structure metasurface

物理学报. 2021, 70(8): 084201 <https://doi.org/10.7498/aps.70.20201047>