

宽带多功能可重构极化转换超表面*

皮涛涛^{1) 2) #} 袁方^{2) 3) 4) # †} 郭文龙²⁾ 和云龙⁵⁾ 朱顺凯^{1) 2)} 李欣²⁾

李勇^{2) 3)} 涂刚毅¹⁾ 李程^{2) 3) ††}

1) (南京信息工程大学电子与信息工程学院, 南京 210044)

2) (国防科技大学第六十三研究所, 南京 210007)

3) (电磁空间安全试验评估全国重点实验室, 南京 210007)

4) (国防科技大学电子科学学院, 长沙 410073)

5) (中国人民解放军 78156 部队, 重庆 400050)

摘要: 电磁波的极化调控在雷达探测、卫星通信等领域具有重要应用价值, 转换效率高、工作频带宽、功能灵活可调的极化转换器件是当前的迫切需求与研究热点。本文提出了一种基于开关二极管的宽带多功能可重构极化转换超表面, 通过独立调控所加载的两个二极管工作状态, 可在不同频段实现线-圆极化 (9.2-12.1 GHz)、圆-线极化 (9.2-12.1 GHz)、线/圆-交叉极化 (7.8-10.6 GHz / 7.9-9.6 GHz) 及线/圆极化保持 (8.4-11.3 GHz) 等多种极化特征的实时动态切换, 突破了传统极化器件功能单一的局限。理论分析、仿真计算及实物测试结果表明, 该超表面在所有模式下的工作效率均大于0.9, 且在反射系数、轴比、极化转换效率等关键指标上一致性良好, 充分验证了该设计的有效性与多功能集成特性。这种多模式、宽频带可重构的超表面设计方法有望在极化成像、抗干扰通信及雷达隐身等领域发挥潜在应用价值。

关键词: 超表面, 可重构, 极化转换

1 引言

极化是电磁波的一个重要特征, 其高效灵活调控在无线通信、雷达探测、电

* 国家资助博士后研究人员计划 (批准号: GZB20240991)、国家自然科学基金 (批准号: 62401596, 62501619) 和国防科技大学自主科研基金项目 (批准号: ZK25-102)

同等贡献作者.

† 通信作者. E-mail: 13379260913@163.com

†† 通信作者. E-mail: licheng@nudt.edu.cn

子对抗等领域都具有不可替代的作用^[1-4]。随着电磁环境日趋复杂、应用场景不断拓展,传统极化调控器件已难以满足现代系统对宽带、高效、多模式可重构的核心需求。一方面,宽带化趋势要求器件在更宽的频段内保持稳定的调控性能;另一方面,动态场景下需要器件能够实时切换极化转换模式,以适应多变的任务需求^[5-8]。超表面作为一种由亚波长人工单元周期排布构成的二维超材料,凭借其低剖面、低损耗、易集成以及对电磁波幅度、相位、极化等特性的灵活调控能力^[9-11],成为突破传统器件瓶颈的理想方案,为高性能极化调控器件的设计提供了全新的技术路径^[12-15]。

目前,无源极化转换超表面得到了广泛研究,国内外学者先后提出了基于双开口环^[16]、H形金属结构^[17]、双V形^[18]以及同心矩形^[19]等多种形式的极化转换超表面,实现了高效的线-交叉极化或线-圆极化转换功能。但上述无源超表面的电磁响应在加工完成后即固定,无法动态切换工作模式,难以适应复杂多变的实际应用场景。为解决无源超表面功能固定的问题,有源可重构极化转换超表面成为当前研究热点。科研人员通过在超表面单元中集成开关二极管^[20]、变容二极管^[21]等可调元件,通过电控方式改变单元电磁响应,实现了不同极化特征之间的动态转换。Fu等^[22]提出了一种可重构超表面,通过控制金属环上的开关二极管,该超表面可以在 5.8-6.2 GHz之间实现线极化保持及线转交叉极化的两种可重构工作模式,但是在圆极化入射下无法实现极化调控功能。Xu等^[23]构建了一种可重构极化转换超表面,通过控制加载在圆环上的开关二极管,可以在 4.3-6.7 GHz内实现圆极化之间的相互转换,但仅局限于圆极化的调控,无法支持线极化相关的转换功能。Xin等^[24]提出了一种极化可重构超表面,通过控制加载在谐振环上的开关二极管,可以在 6.82-9.96 GHz频段内实现了线-圆极化转换,但是调控灵活性与功能集成度不足。Shi^[25]等提出了一种电控可重构超表面,通过控制十字形金属贴片 $\pm 45^\circ$ 方向对称斜向枝节上的开关二极管,可以在 8.88-9.17 GHz频段内实现线极化保持及线转交叉极化转换,还可以在 8.5-9.5 GHz频段内实现右旋-左旋极化转换,但是无法完成线-圆、圆-线极化的全维度调控,功能集成度与极化调控维度存在一定的局限。Liu^[26]等提出了一种可重构极化转换超表面,通过控制加载在单元结构上的开关二极管,可分别在 4.9-6.2 GHz、7.3-8.5 GHz两个频段内实现线到左旋、右旋圆极化的转换,但无法覆盖线-交叉、圆-线等其他极化转换场景,功能集成度存在不足。上述相关研究虽实现了极化动态调控功能,但是仅局限于单一极化特性的调控,距离实现多极化动态重构仍存在较大差距。现有

可重构极化转换超表面大多难以兼顾工作带宽、高效转换与多模式集成的核心需求，单一结构无法实现线极化与圆极化的全维度调控。

针对上述问题，本文提出了一种基于开关二极管的宽带多功能可重构极化转换超表面。该超表面单元加载两个开关二极管，采用2-bit编码调控其通断状态，在单一结构中实现了线-交叉极化、线-圆极化、圆-线极化、圆-交叉极化以及极化保持五种极化转换功能的实时动态切换。本文通过理论推导明确极化转换的核心条件，结合本征模分析与表面电流分布揭示宽带高效调控与功能可重构的物理机制，最终微波暗室实测验证了设计的有效性。该设计突破了传统可重构极化转换超表面功能单一、宽带较窄的局限，在单一结构中实现了线极化与圆极化全维度的宽带可重构调控，兼具调控方式简单、功能集成度高、工作频带宽、转换效率大等优势，在电磁波极化调控维度展现出动态灵活的操纵能力，有望在极化成像、抗干扰通信及雷达隐身等领域发挥潜在应用价值。

2 结构设计与仿真

本文通过集成开关二极管（PIN二极管）构建可重构单元来实现超表面的极化实时调控，单元结构及参数如图 1（a）（b）所示。该单元由两层介质与三层金属结构组成，其中金属层包括有源切换贴片层、反射层以及底层偏置馈线层。金属层的材料为铜，厚度为 0.036mm，介质基板均采用F4BM25 材料，介电常数为 2.65，损耗正切值为 0.0017。有源切换层中的长方形结构通过中间的导通孔与反射层相连，该层的“T”字图案则通过另外两个金属过孔与底层偏置线相连，且两过孔均与中间反射层保持直流隔离。阵列采用行统一偏置方式，同一行相邻 4 个单元的PIN1 共用一路偏置电压，同一行相邻 4 个单元的PIN2 共用一路偏置电压，可实现全阵列开关二极管状态的同步控制，偏置电路如图 1（c）所示。其他结构参数为： $p=15\text{mm}$ ， $a=5\text{mm}$ ， $b=3\text{mm}$ ， $l_1=2\text{mm}$ ， $l_2=2\text{mm}$ ， $l_3=6.3\text{mm}$ ， $l_4=2.5\text{mm}$ ， $h_1=5\text{mm}$ ， $h_2=1\text{mm}$ 。

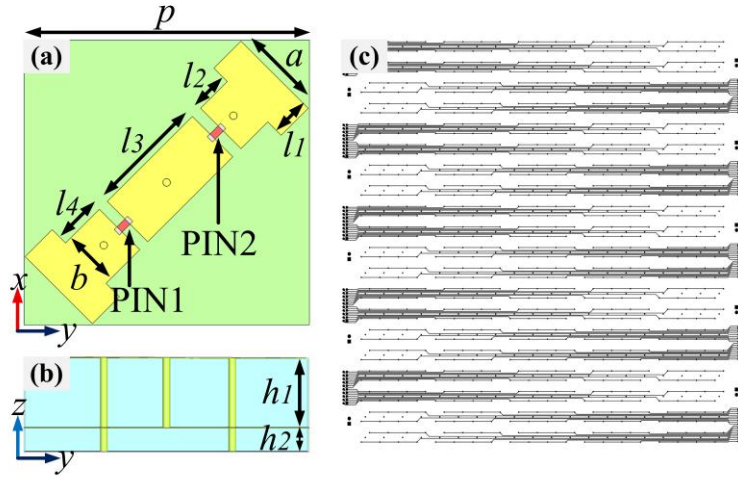


图 1 (a) 单元顶层结构 (b) 单元结构示意图; (c) 偏置电路图

Fig 1 (a)Main view of the unit cell;(b)side view of the unit cell; (c) bias circuit diagram

利用电磁仿真软件CST MICROWAVE STUDIO (MWS) 2024对该单元进行全波电磁仿真分析,单元的 x 、 y 方向均设置为周期边界条件,而 z 方向设置为open边界条件。结构中加载的二极管型号为SMP1345-079LF,该二极管导通时定义为“1”状态,可等效为 $1.5\ \Omega$ 电阻与 0.7nH 电感串联;二极管断开时则定义为“0”状态,可等效为 0.13pF 电容与 $50\ \Omega$ 电阻串联,如图2所示。单元结构上两个二极管的状态可用2-bit编码来表示,即“00”,“01”,“10”,“11”,前一位数字表示PIN1的开关状态,后一位数字表示PIN2的开关状态,例如“10”表示PIN1导通、PIN2断开。

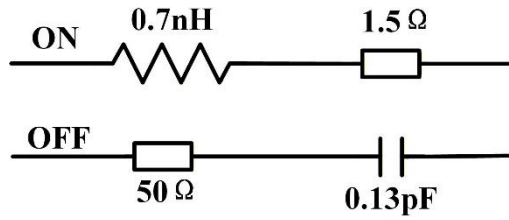


图 2 二极管的等效电路

Fig 2 Equivalent circuit of diode

x 极化和 y 极化入射波的极化转换效率 (PCR) 可定义如下:

$$\begin{aligned} PCR_x &= |r_{yx}|^2 / (|r_{yx}|^2 + |r_{xx}|^2) \\ PCR_y &= |r_{xy}|^2 / (|r_{xy}|^2 + |r_{yy}|^2) \end{aligned} \quad (1)$$

轴比 (AR) 是评估电磁波圆极化的一个重要参数,当入射波为 y 极化波时,反射波的轴比可以通过它两个正交极化分量的反射系数来计算:

$$AR = \frac{\sqrt{\left[r_{xy}^2 + r_{yy}^2 + \sqrt{r_{xy}^4 + r_{yy}^4 + 2(r_{xy}r_{yy})^2 \cos(2\Delta\varphi)} \right]}}{\sqrt{\left[r_{xy}^2 + r_{yy}^2 - \sqrt{r_{xy}^4 + r_{yy}^4 + 2(r_{xy}r_{yy})^2 \cos(2\Delta\varphi)} \right]}} \quad (2)$$

图3展示了在y线极化波入射激励下，两个二极管处于不同状态下的单元反射系数仿真结果。当PIN1、PIN2状态为“11”时，仿真结果如图3（a）所示，在7.8-10.6 GHz频段内，交叉极化的反射系数 r_{xy} 接近0 dB，而共极化反射系数 r_{yy} 小于-10 dB。结果表明，超表面在该状态下具有高效线转交叉极化的功能。当PIN1、PIN2状态为“10”时，如图3（b）所示，在7.9-9.6 GHz频段内，交叉极化的反射系数 r_{xy} 接近0 dB，而共极化反射系数 r_{yy} 小于-10 dB，入射的线极化波同样能够有效转换为交叉极化波。当PIN1、PIN2状态为“01”时，如图3（c）所示，在8.4-11.3 GHz频段内，共极化反射系数 r_{yy} 接近0 dB，交叉极化的反射系数 r_{xy} 小于-10 dB，入射的线极化波以共极化的形式全反射，实现了极化保持。当PIN1、PIN2状态为“00”时，仿真结果如图4（a）所示，在9.2-12.1 GHz之间，交叉极化 r_{xy} 和共极化 r_{yy} 的反射幅度相等，从图4（b）的相位仿真结果中可看出，二者的相位差保持在 90° ，表明超表面在该状态下具有高效线转圆极化的功能。

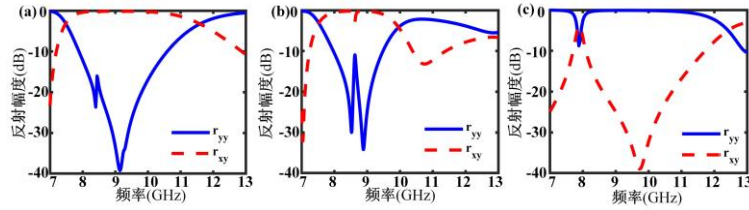


图 3 y 极化入射时基本单元不同状态下的反射系数仿真曲线 (a) “11” 状态反射幅度；
(b) “10” 状态反射幅度；(c) “01” 状态反射幅度

Fig 3 Simulation results of reflection coefficients for the unit cell in different states under y-polarized incidence: (a) simulated reflection amplitude at “11” state ; (b) simulated reflection amplitude at “10” state; (c) simulated reflection amplitude at “01” state.

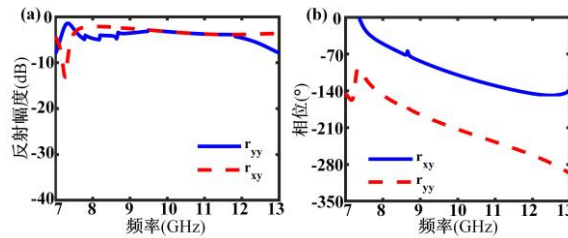


图 4 y 极化入射时基本单元 “00” 状态下的反射系数仿真曲线 (a) “00” 状态反射幅度；
(b) “00” 状态反射相位

Fig 4 Simulation results of reflection coefficients for the unit cell in “00” state under y-polarized incidence: (a) simulated reflection amplitude at “00” state; (b) simulated reflection phase at “00” state.

图5与图6呈现的是右旋圆极化波入射激励下，二极管不同工作状态时对应的单元反射系数仿真特性。当PIN1、PIN2状态为“00”时，如图5（a）所示，在9.2-12.1 GHz之间，交叉极化 r_{xy} 和共极化 r_{yy} 的反射系数幅值相等，结合图5（b）的相位特性可知，二者相位差保持在 180° 。结果表明，超表面在该状态下具有高效圆转线极化的功能。当PIN1与PIN2状态为“11”时，如图6（a）所示，7.8-10.6 GHz之间，交叉极化的反射系数 r_{xy} 趋于0 dB，而共极化反射系数 r_{yy} 小于-10 dB。由此说明，入射的圆极化波会被转换为交叉极化波，此时超表面的功能定为圆极化-交叉极化转换器。当PIN1、PIN2状态为“10”时，仿真结果如图6（b）所示，7.9-9.6 GHz频段下，交叉线极化的反射系数 r_{xy} 接近0 dB，而共极化反射系数 r_{yy} 在-10 dB以下。结果表明，超表面在该状态下与“11”状态一致，具有高效圆转交叉极化的功能。当PIN1、PIN2状态为“01”时，如图6（c）所示，在8.4-11.3 GHz频段内，共极化反射系数 r_{yy} 接近0 dB，交叉极化的反射系数 r_{xy} 小于-10 dB，入射的线极化波以共极化的形式全反射，实现了极化保持。因此，综合上述结果可以看出通过调控两个PIN二极管的开关状态，该超表面可以实现多种极化转换功能，展现出优异的可重构特性。

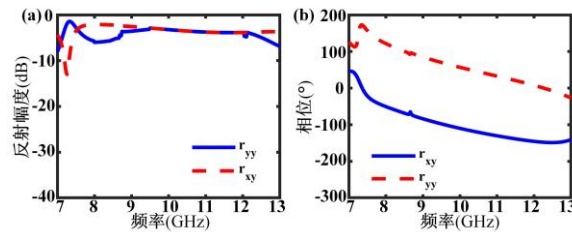


图 5 右旋圆极化入射时基本单元“00”状态下的反射系数仿真曲线 (a) “00”状态反射幅度；(b) “00”状态反射相位

Fig 5 Simulation results of reflection coefficients for the unit cell in “00” state under RCP-polarized incidence: (a) simulated reflection amplitude at “00” state ;(b) simulated reflection phase at “00” state .

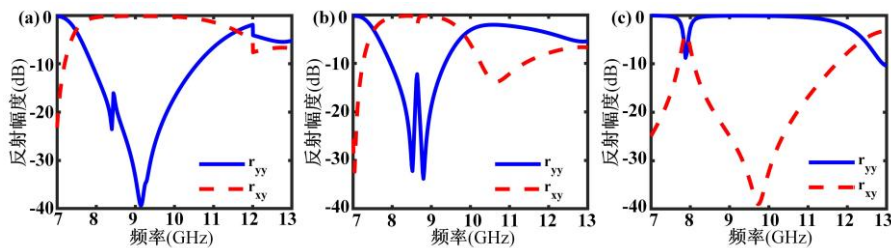


图 6 右旋圆极化入射时基本单元不同状态下的反射系数仿真曲线 (a) “11”状态反射幅度；(b) “10”状态反射幅度；(c) “01”状态反射幅度

Fig 6 Simulation results of reflection coefficients for the unit cell in different states under RCP-polarized incidence: (a) simulated reflection amplitude at “11” state ;(b) simulated reflection

amplitude at “10” state ; (c) simulated reflection amplitude at “01” state.

为了更好地评估所提出的多功能可重构极化转换超表面的性能，根据反射系数的仿真结果进一步计算了极化转换效率和轴比，结果如图7所示。图7(a)-(d)展示了线极化波入射情形下的性能指标。二极管处于“11”“10”状态时，在7.8-10.6 GHz、7.9-9.6 GHz频段内的PCR均大于0.9，这表明入射的线极化波可被高效地调控为与其正交的交叉极化波，对应的相对带宽达到30.4%、19.4%。而二极管处于“00”状态时，9.2-12.1 GHz频段内的AR小于等于3 dB、PCR大于0.9，相对带宽达到了27.2%，说明入射的线极化波被调控为圆极化波。二极管处于“01”状态时，8.4-11.3 GHz频段内的PCR小于0.1，说明入射的线极化波保持原极化。同样，图7(e)-(h)对应圆极化波入射的情形。当二极管在“00”状态时，在9.2-12.1 GHz之间PCR大于0.9且AR大于15 dB，相对带宽达到了27.2%，表明入射的圆极化波被有效转换为线极化波。当二极管处于“11”“10”时，分别在7.8-10.6 GHz和7.9-9.6 GHz频段内，单元的PCR大于0.9且AR小于3 dB，这说明入射的圆极化波被有效调控为交叉极化波。当二极管在“01”状态时，在8.4-11.3 GHz之间AR小于3 dB，相对带宽达到了29.44%，表明入射的圆极化波被保持为原极化波。

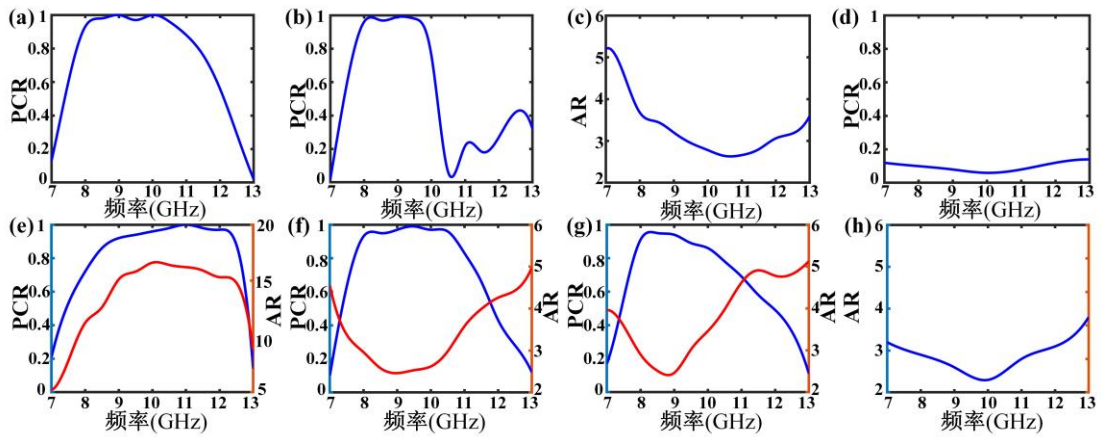


图 7 y 极化入射，单元不同状态下的极化转换效率、轴比仿真结果 (a) “11”；(b) “10”；(c) “00”；(d) “01”；右旋圆极化入射，单元不同状态下的极化转换效率、轴比仿真结果 (e) “00”；(f) “11”；(g) “10”；(h) “01”

Fig 7 y-polarized incidence, simulation results of polarization conversion efficiency and axial ratio under different unit states: (a)“11”, (b)“10”, (c)“00”;(d)“01”; RCP-polarized incidence, simulation results of polarization conversion efficiency and axial ratio under different states of the unit (e)“00”, (f)“11”, (g)“10”(h)“01”.

此外仿真结果表明，随着入射角度的增大，超表面在该频段内仍能保持良好的线-圆极化转换功能；但满足轴比小于3 dB的有效工作带宽会随着入射角度的增大而略有减小，如图 8所示。

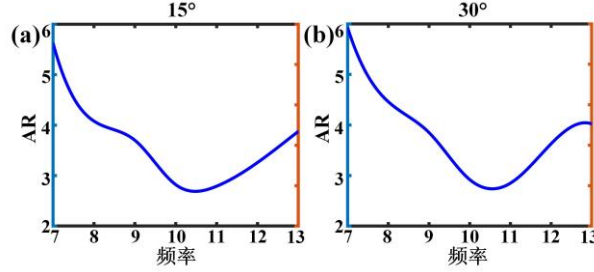


图 8 y 极化入射，线-圆极化状态不同入射角度下的轴比仿真结果 (a) 15° ; (b) 30°
Fig 8 y-polarized incidence, simulation results of axial ratio for linear-circular polarization states at different incident angles:(a)15° ;(b)30° .

综上所述，所提出的宽带多功能可重构极化转换超表面的极化转换特性如表 1所示：

表 1 极化转换情况
Tabel 1 Polarization conversion situation

状态 入射波	00	10	11	01
线极化	线→圆 (9.2-12.1 GHz)	线→交叉 (7.9-9.6 GHz)	线→交叉 (7.8-10.6 GHz)	极化保持 (8.4-11.3 GHz)
圆极化	圆→线 (9.2-12.1 GHz)	圆→交叉 (7.9-9.6 GHz)	圆→交叉 (7.8-10.6 GHz)	极化保持 (8.4-11.3 GHz)

3 原理分析

当y极化波入射到超表面时，入射电场 \vec{E}_i 可以分解为u、v方向互相正交的电场分量 E_{iu} 和 E_{iv} ，其表达式如下：

$$\vec{E}_i = \hat{u}E_{iu}e^{j\phi} + \hat{v}E_{iv}e^{j\phi} \quad (3)$$

同样反射电场 \vec{E}_r 分别在u、v方向上存在两个互相正交的电场分量 E_{ru} 和 E_{rv} ，表达式如下：

$$\vec{E}_r = \hat{u}E_{ru} + \hat{v}E_{rv} = \hat{u}r_{uu}E_{iu}e^{j\phi}e^{j\phi_{ru}} + \hat{v}r_{vv}E_{iv}e^{j\phi}e^{j\phi_{rv}} \quad (4)$$

当共极化反射系数 r_{uu} 和 r_{vv} 相等且相应的相位差近似为180° 时，从而实现交

叉极化转换。当共极化反射系数 r_{uu} 和 r_{vv} 相等且相应的相位差近似为 90° 时，可获得良好的圆极化反射波。当共极化反射系数 r_{uu} 和 r_{vv} 相等且相应的相位相同时，可获得良好的极化保持反射波。

同样，将圆极化波入射到超表面时，以右旋圆极化波为例，入射电场的表达式为：

$$\vec{E}_i = \hat{u}E_o e^{j\phi} + \hat{v}E_o e^{j(\phi-90^\circ)} \quad (5)$$

反射电场则为：

$$\vec{E}_r = \hat{u}E_o + \hat{v}E_o = \hat{u}r_{uu}E_o e^{j\phi} e^{j\phi_u} + \hat{v}r_{vv}E_o e^{j(\phi-90^\circ)} e^{j\phi_v} \quad (6)$$

当共极化反射系数的相位差为 $\pm 90^\circ$ 时，可以得到线极化反射波。当共极化反射系数 r_{uu} 和 r_{vv} 相等且相应的相位差近似为 180° 时，从而获得交叉极化反射波。当共极化反射系数 r_{uu} 和 r_{vv} 相等且相应的相位相同时，可获得良好的极化保持反射波。

上述分析从理论层面阐述了极化转换的机理，为了更直观地展示超表面单元极化转化的结果，我们还分析了超表面单元的感应电流分布情况。图9展示了 y 线极化波入射下二极管在“11”“10”状态时的电流密度分布。如图9（a）（d）所示，在9.1 GHz时，两个二极管均导通的情况下，感应电流会集中于二极管连接区域，图中黑色箭头表示表面电流流向。此时顶层的有源切换层和底层反射地板的电流在中心区域同向平行，形成电偶极子，激发电谐振；而在外围区域，顶层和底层的电流反向平行，进而形成磁偶极子，激发磁谐振，电谐振与磁谐振的协同作用，使得 u 、 v 方向的反射系数幅值相等、相位差接近 180° ，最终实现入射线极化波向其正交的交叉极化波转换，并拓展了其转换的工作带宽。如图9（b）

（e）所示，在9.2 GHz时，PIN1导通、PIN2断开时，低阻抗路径的电流流通更好，电流密集度更高；电流分布与“11”状态具有相似的谐振特性，因此同样可实现高效的线-交叉极化转换。如图9（c）（f）所示，在9.8 GHz时，PIN1断开、PIN2导通时，顶层和底层电流同向平行，进而形成电偶极子，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，最终实现线极化波到共极化波的高效调控。如图10所示， y 极化入射下二极管在“00”状态时，顶层结构在不同激励相位下的电流分布。当入射电场的相位从 0° 变化到 270° 时，顶层贴片的表面电流沿逆时针方向旋转，表明反射波具有右旋圆极化特性。该状态下，单元结构的各向异性使得 u 、 v 方向的反射系数幅值相等、相位差稳定在 90° ，满足线-圆极化转换的条件。类似地，对于 x 极化入射波，可以观察到表面电流沿

顺时针方向旋转，从而产生左旋圆极化波。这一现象直接验证了超表面在此状态下实现了线-圆极化转换功能。

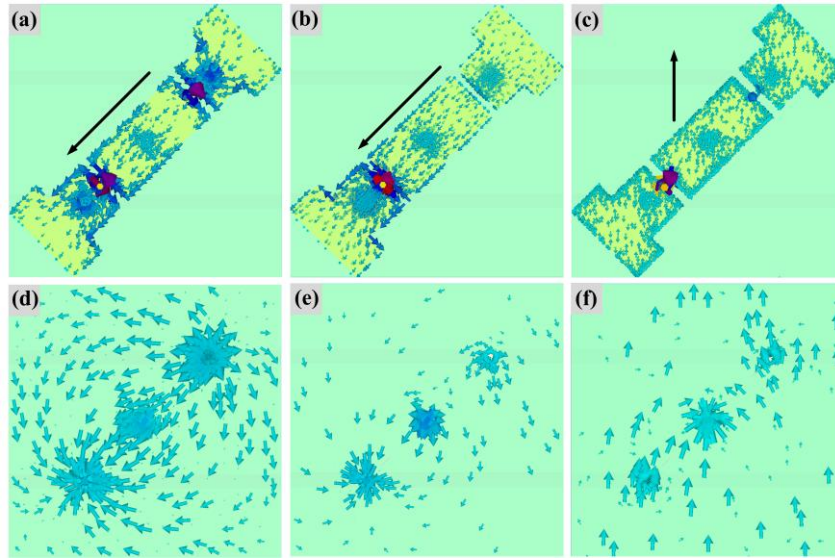


图 9 y 极化入射时基本单元不同状态下的表面电流分布 (a) “11” 顶层结构; (d) “11” 底层结构; (b) “10” 顶层结构; (e) “10” 底层结构; (c) “01” 顶层结构; (f) “01” 底层结构

Fig 9 Surface current distributions of unit cell in different states under y -polarized incidence: (a) “11” top-layer structure;(d) “11” bottom-layer structure; (b) “10” top-layer structure;(e) “10” bottom-layer structure; (c) “01” top-layer structure;(f) “01” bottom-layer structure.

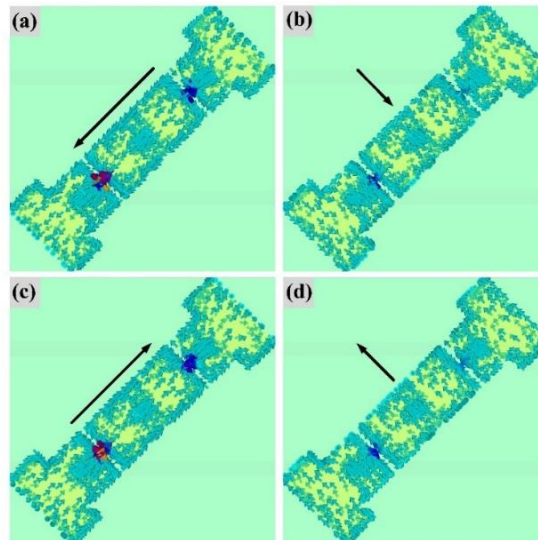


图 10 y 极化入射时基本单元在 “00” 状态下对应不同相位的表面电流分布 (a) 0° ; (b) 90° ; (c) 180° ; (d) 270°

Fig 10 Surface current distributions corresponding to different phases for the unit cell in the “00” state under y -polarized incidence: (a) 0° ;(b) 90° ;(c) 180° ;(d) 270° .

图11则进一步展示了右旋圆极化波入射下单元在“00” “10” “11” “01” 状态时的电流密度分布特征。如图11 (a) (e) 所示，在11 GHz下，两个二极管都断开时，顶层和底层电流呈反向平行分布，由此激发磁偶极子，使得 u 、 v 方向

反射系数相位差为 90° ，促使入射的圆极化波向线极化波转换。图11 (b) (c) (f) (g) 呈现的是二极管处于“11”、“10”两种工作状态时的电流分布，顶层和底层电流平行但二者相位差并非圆极化入射波所需的 $\pm 90^\circ$ ，而是偏离为非正交相位，导致电场正交分量的幅值和相位失衡，形成磁偶极子，致使入射的圆极化波转为交叉极化波。图11 (d) (h) 所示，在9.8 GHz下，两个二极管处于“01”状态时，顶层和底层电流呈同向平行分布，由此激发电偶极子，促使入射的圆极化波实现了极化保持。综上所述，通过调控PIN二极管的开关状态，可动态改变有源切换层与金属地层之间的电流路径与谐振特性，进而调控 u 、 v 方向反射系数的幅值与相位关系，最终实现不同极化转换功能的动态切换；而工作频段内电谐振与磁谐振模式的耦合，有效拓展了极化转换的工作带宽，实现了宽带高效的极化调控。

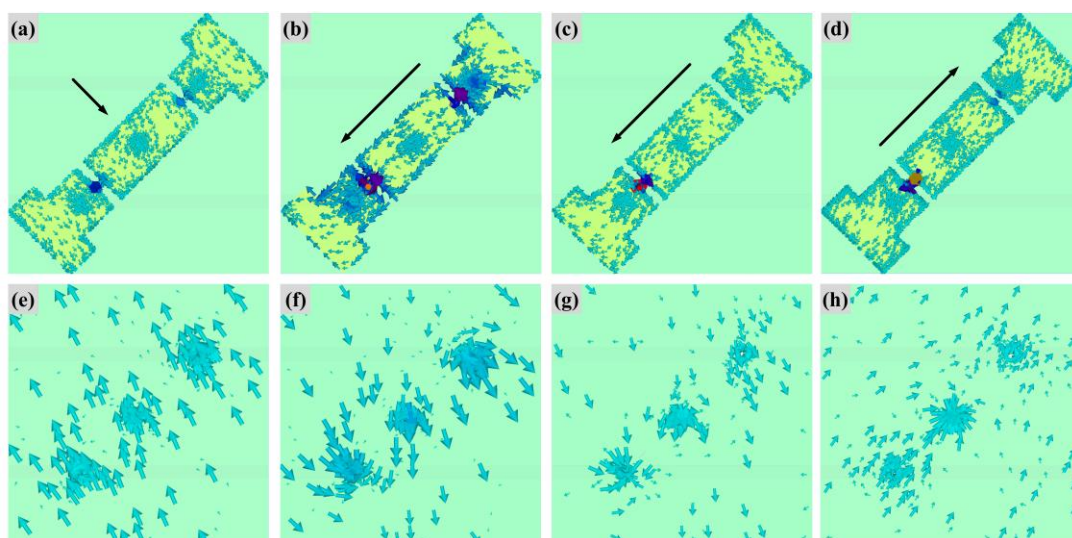


图 11 右旋圆极化入射时基本单元不同状态下的表面电流分布 (a) “00” 顶层结构；(b) “11” 顶层结构；(c) “10” 顶层结构；(d) “01” 顶层结构；(e) “00” 底层结构；(f) “11” 底层结构；(g) “10” 顶层结构；(h) “01” 底层结构

Fig 11 Surface current distributions of unit cell in different states under RCP- polarized incidence: (a) “00” top-layer structure; (b) “11” top-layer structure; (c) “10” top-layer structure; (d) “01” top-layer structure; (e) “00” bottom-layer structure; (f) “11” bottom-layer structure; (g) “10” bottom-layer structure;(h) “01” bottom-layer structure.

因超表面未引入相位梯度设计，当入射角度不变时，不同极化转换状态的超表面方向图特性基本一致。以线-交叉极化转换模式为例，在 0° 、 15° 、 30° 入射下，超表面的方向图如图 12(a)-(c)所示。同时为进一步佐证入射角度不变时其方向图特性基本一致，选取圆-线极化转换模式进行验证，如图 12(d)-(f)所示。所以，该超表面在相同入射角度的不同极化转换状态下，方向图特性基本一致。

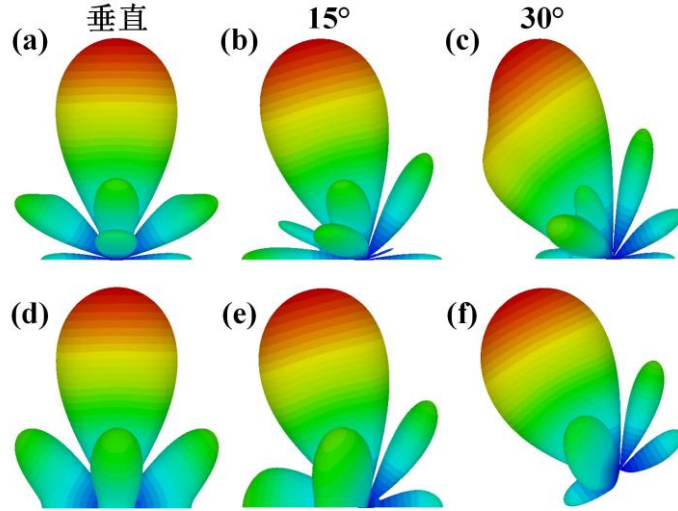


图 12 不同角度下方向图 (a) - (c) 线-交叉极化模式; (d) - (f) 圆-线极化模式
 Fig 12 Directional diagrams from different angles (a)-(c) Line-Cross Polarization Mode; (d)-(f) Circular-linear polarization mode

4 实物测试

为了验证该超表面的性能, 我们采用 PCB 工艺加工了样品, 样品包含 20×20 个周期单元, 超表面阵列尺寸为 $300\text{mm} \times 300\text{mm}$, 图 13 (a) 和图 13 (b) 展示了加工后的样品及其测试环境。发射、接收天线距离超表面实物 2.5m , 收发天线的喇叭口面中心与超表面中心保持高度对齐, 以保证测试波束的准直性与入射角精度。加工后的样品委托西安恒达微波技术开发有限公司进行测试, 测试采用自由空间法, 在 $6\text{m} \times 4\text{m} \times 4\text{m}$ 的微波暗室中进行, 测试前通过 TRL 校准对矢量网络分析仪与天线进行校准, 消除线缆与接头损耗。测试主要使用 E8364B 矢量网络分析仪、HD-20180DRHA10S 迷你型双脊喇叭天线以及 HD-20180DCPHA10S+ZJT1 超宽带双圆极化喇叭天线。本文采用微波工程领域通用的弗劳恩霍夫远场判据, 该判据可确保待测样品区域内的电磁波波前相位差小于 $\pi/8$, 完全满足平面波近似条件, 与仿真模型中的平面波激励设置完全匹配, 保障仿真与实测结果的可比性。

待测超表面样品为 20×20 单元阵列, 最大物理口径为 0.3m , 本文最低工作频段对应的自由空间波长约为 0.043m 。发射天线远场临界距离计算公式为:

$$R \geq 2D^2 / \lambda_{\min} \quad (7)$$

平面波静区覆盖验证公式为:

$$D_{\text{zone}} \approx R\lambda_{\min} / D_{\text{ant}} \geq D_{\text{sample}} \quad (8)$$

可以计算得到发射天线的远场临界距离约为 0.57m , 保证样品全口径平面波覆盖

的最小距离约为 0.77m。

实际测试中，我们通过激光准直仪对收发天线与样品进行同轴对正，将天线到样品的垂直距离设置为2.5m，该距离显著大于全频段最大临界距离0.77m；同时该距离下平面波静区直径约为0.78m，远大于样品0.3m的口径，因此在7-13 GHz全工作频段内，均完全满足平面波入射的远场测试要求。

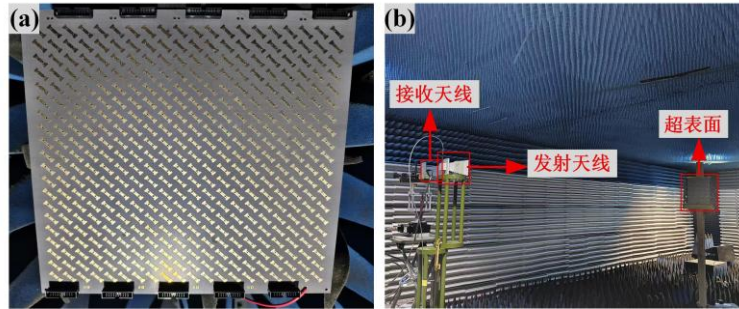


图 13 (a) 超表面实物；(b) 暗室测试环境

Fig 13 (a) Fabricated Metasurface sample; (b) Anechoic chamber testing environment.

y极化波入射时的实验测试结果如图14 (a) - (d) 所示。二极管处于“11”状态时，在7.8-10.6 GHz之间极化转换效率超过0.9，相对带宽为30.4%；当二极管工作于“10”状态时，8.4-10.1 GHz频段内极化转换效率同样大于0.9。二极管处于“00”工作状态下，9.7 GHz至12.6 GHz范围内轴比小于3 dB且相对带宽为27.2%。当二极管工作于“01”状态时，8.9-11.8 GHz频段内极化转换效率小于0.1。图14 (e) - (h) 展示了右旋圆极化入射波下的实验测试结果。当二极管处于“00”状态时，9.7 GHz与12.6 GHz之间，极化转换效率大于0.9且轴比大于15 dB。在二极管“11”开关状态组合下，处于8.3-11.1 GHz的频率区间内，极化转换效率大于0.9，且轴比小于3 dB。当二极管的控制状态为“10”时，对应8.4 GHz到10.1 GHz的频率范围，极化转换效率大于0.9且轴比小于3 dB。当二极管工作于“01”状态时，8.9-11.8 GHz频段内轴比小于3 dB。实测结果与全波仿真结果总体吻合，而部分频偏和幅值差异，可归结为两方面因素：一是样品制备过程中的加工误差，二是二极管焊接时引入的寄生电容与电感效应的影响。

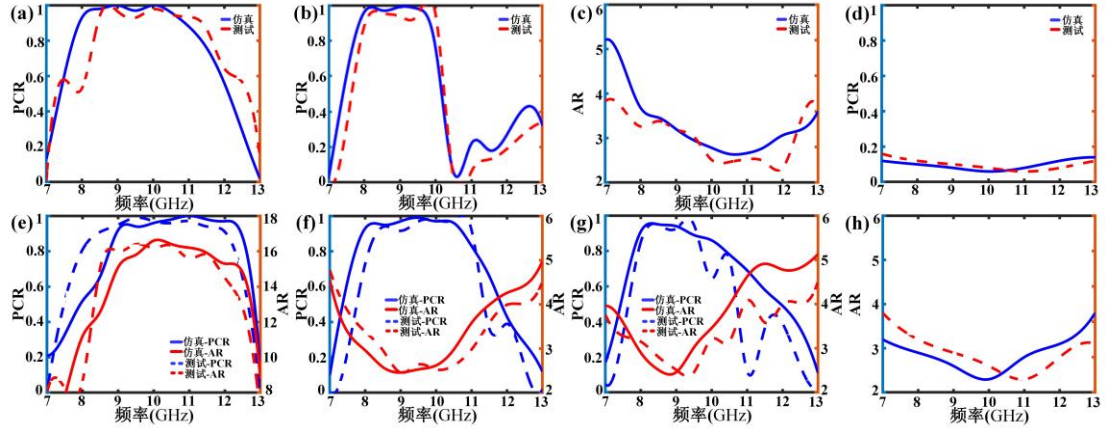


图 14 y 线极化入射，单元不同状态下的测试与仿真结果对比 (a) “11”; (b) “10”; (c) “00”; (d) “01”; 右旋圆极化入射，单元不同状态下的测试与仿真结果对比 (e) “00”; (f) “11”; (g) “10”; (h) “01” .

Fig 14 Comparison of test and simulation results under different unit states for y -polarized incidence: (a) “11”; (b) “10”; (c) “00”; (d) “01”; Comparison of test and simulation results under different unit states for RCP-polarized incidence: (e) “00”; (f) “11”; (g) “10”; (h) “01”.

表 2 本文工作与同类型可重构极化转换超表面性能对比

Tabel 2 Comparison of the performance of this work with similar reconfigurable polarization conversion metasurfaces

参考文献	调控单元个数	工作频段 GHz	相对带宽	转换模式个数	可重构功能	极化转换效率	单元电尺寸
文献 [22]	1	5.8-6.2	6.67%	2	线-交叉、极化保持	>0.9	0.08
文献 [27]	2	4.93-5.1	3.4%	1	线-圆	>0.9	0.25
文献 [28]	2	9.19-12 9.4-10	26.5% 6.19%	2	线-交叉、线-圆	>0.9	0.4
文献 [29]	4	3.6-4.3	17.7%	2	线-圆、圆-线	>0.78	0.27
文献 [30]	1	4.9-7	35.3%	2	线-交叉、极化保持	>0.75	0.35

本文工作	2	7.8-10.6	30.4%	5	线-交叉、线-	>0.9	0.47
		9.2-12.1	27.2%		圆、圆-线、圆-		
		8.4-11.3	29.44%		交叉、极化保持		

该超表面所有阵元采用完全一致的拓扑结构与相同的二极管调控方式，阵列整体未引入相位梯度设计，也无独立的单元相位调控能力，该超表面的核心功能为线-圆全维度极化转换，本身不具备波束扫描的功能。此外根据表 2，本设计的超表面单元电尺寸大，会导致副瓣较大，但在极化转换应用场景中并非关键性能指标。同时，对于同一口径的极化转换，单元尺寸大意味着单元数量少，从而需要的可调元器件数量少，具备低成本优势。

5 结论

本文提出了一种基于PIN二极管的宽带多功能可重构极化转换超表面，通过 2-bit 编码调控单元中两个二极管的通断状态，在单一结构中实现了线-交叉、线-圆、圆-线、圆-交叉以及极化保持五大类极化转换功能的实时动态切换。该超表面在 7.8-10.6 GHz 频段可实现线/圆-交叉极化转换，在 9.2-12.1 GHz 频段可实现线-圆/圆-线极化转换，在 8.4-11.3 GHz 频段内可实现极化保持，工作模式下极化转换效率均大于 0.9，相对带宽最高可达 30.4%。本文通过理论推导阐明了极化转换的核心条件，结合表面电流分布与本征模分析，揭示了宽带极化转换与功能可重构的物理机制；加工了超表面实物并完成了微波暗室测试，实测结果与仿真结果吻合良好。与现有可重构极化超表面相比，该设计在单一结构中实现了线极化与圆极化全维度的宽带可重构调控，功能集成度高、转换效率高，有效解决了传统极化器件功能单一、带宽窄的瓶颈问题。所提设计方法可为多功能可重构电磁超表面的设计提供参考，在极化成像、抗干扰通信、雷达隐身等领域具有广阔的应用前景。

参考文献

- [1] Smith D R, Pendry J B, Wiltshire M C 2004 *Sci* **305** 788
- [2] Zhang X, Wei Z Y, Fan Y C, Qi L M 2017 *Current Appl. Phys.***17** 829
- [3] Lu T M, Wu J, Shen Z Y, Wang Y C, Cheng H Y, Li Y J, Yang Y J, Yang H L 2022 *IEEE Trans. Antennas Propag.***70** 6850
- [4] Gao X, Yang W L, Ma H F, Cheng Q, Yu X H, Cui T J 2018 *IEEE Trans. Antennas Propag.***66** 6086
- [5] Li W, Xia S, He B, Chen J Z, Shi H Y, Zhang A X, Li Z R, Xu Z 2016 *IEEE Trans. Antennas Propag.***64** 5281
- [6] Yang H H, Cao X Y, Yang F, Gao J, Xu S H, Li M K, Chen X B, Zhao Y, Zheng Y J 2016 *Sci. Rep.***6** 1
- [7] Wang C H, Xu H X, Zhu R Q, Ding H Y, Li B, Wang X F, Yang C H, Lu Y 2026 *IEEE Trans. Antennas Propag.***36** 1559
- [8] Yang D S, Yuan Y Y, Wu Q, Zhang K 2024 *IEEE Antennas Wirel Propag. Lett.***23** 294
- [9] Yuan F, Wang G M, Xu H X, Cai T, Zou X J, Pang Z H·2017·*IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.***16**·3188
- [10] Yuan F, Xu H X, Jia X Q, Wang G M, Fu Y Q·2020·*IEEE Trans. Antennas Propag.***68**·2463
- [11] Zhu S K, Yuan F, Hu K, Pi T T, Zhu X C, Li C·2025·*Acta Phys. Sin.***74**·107802 [朱顺凯, 袁方, 胡凯, 皮涛涛, 朱熙铖, 李程 2025 物理学报 **74** 107802]
- [12] Cai T, Zhong Y H, Liu D, Huang H L, Wang D P, Yang Y, Chen H S, Lin X 2024 *Prog Electromagn Res* **181** 35
- [13] Yang B, Zheng W H, Liu A J 2025 *Prog Electromagn Res* **184** 32
- [14] Deriy I, Lezhennikova K, Glybovski S B, Iorsh I, Yermakov O Y, Song M, Abdeddaim R, Enoch S, Belov P A, Bogdanov A 2025 *Prog. Electromagn. Res* **182** 85
- [15] Zhang J, Li W C, Kang Y, Zou T, Han X, Ying Y, Yu J, Zheng J W, Qiao L, Li J, Qin F X, Che S L 2025 *Prog. Electromagn. Res.***183** 21
- [16] 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

- [17] Hao J M, Yuan Y, Ran L X, Jiang T, Kong J A, Chan C T, Zhou L 2007 *Phys. Rev. Lett.***99** 063908
- [18] Gao X, Han X, Cao W P, Li H O, Ma H F, Cui T J 2015 *IEEE Trans. Antennas Propag.***63** 3522
- [19] Huang X J, Yang H L, Zhang D H, Luo Y 2019 *IEEE Trans. Antennas Propag.***67** 4636
- [20] Sun S Y, Jiang W, Gong S X, Hong T 2018 *IEEE Antennas Wirel Propag. Lett.***17** 1722
- [21] Ratni B, De Lustrac A, Piau G P, Burokur S N 2017 *Appl. Phys. Lett.***111** 214101
- [22] Fu W, Cai Y, Mei P, Pedersen G F, Zhang S 2024 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **72** 7359
- [23] Xu H X, Sun S L, Tang S W, Ma S J, He Q, Wang G M, Cai T, Li H P, Zhou L 2016 *Sci Rep* 627503
- [24] Xin H, Yang J N, Tang M C, Zhang H C, Zhang Z J, Qu M J 2023 *Opt. Express* **31** 13518
- [25] Shi Y, Xu X Y, Wang S Z, Wei W Y, Wu Q W 2024 *Chin Phys B* **33** 014201
- [26] 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
- [27] Gong K L, Wang X Y, Chen J Z, Lu X J, Yang G M, Tong M 2025 *Opt. Express* **33** 5670
- [28] Sui R, Wang J J, Xu Y, Feng D J 2022 *Electronics* **11** 2847
- [29] Lin J Y, Li D Y, Yu W X 2024 *Aces Journal* **39** 222
- [30] Yang J N, Zhang Y T, Tang M C, Huang Y J, Xie X 2023 *J. Appl. Phys.* **133** 083101

Broadband Multifunctional Reconfigurable Polarization Conversion Metasurface*

PI Taotao^{1) 2) #} YUAN Fang^{2) 3) 4) #†} GUO Wenlong²⁾ He Yunlong⁵⁾ ZHU Shunkai^{1) 2)}
LI Xin²⁾ LI Yong^{2) 3)} TU Gangyi¹⁾ LI Cheng^{2) 3) ††}

1) (School of Electronics and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China)

2) (The Sixty-third Research Institute, National University of Defense Technology, Nanjing 210007, China)

3) (National Key Laboratory of Test & Evaluation for Electro Magnetic Space Security, Nanjing 210007, China)

4) (College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

5) (Unit 78156 of Chinese People's Liberation Army, Chongqing 400050, China)

Abstract

Polarization manipulation of electromagnetic waves is of paramount importance in a wide spectrum of applications, including but not limited to radar detection, satellite communications, and advanced wireless systems. To date, the development of reconfigurable polarization conversion devices that simultaneously achieve high conversion efficiency, broad operating bandwidth, and high-level functional integration has become a critical unmet demand in this field. In this work, we design and experimentally demonstrate a broadband, multifunctional, reconfigurable polarization conversion metasurface integrated with PIN diodes. By independently tuning the ON/OFF states of the two loaded PIN diodes, we enable the proposed metasurface to achieve fully dynamic switching between multiple polarization manipulation functionalities, specifically linear-to-circular (LTC) polarization conversion, circular-to-linear (CTL) polarization conversion, linear/circular-to-cross (LC/CC) polarization conversion, and stable polarization retention. In detail, LTC and CTL polarization conversion are realized across the 9.2-12.1 GHz frequency band, while LC and CC polarization conversion are achieved within 7.8-10.6 GHz and 7.9-9.6 GHz, respectively. Meanwhile, stable polarization retention is obtained over the 8.4-11.3 GHz

band. Notably, a polarization conversion ratio (PCR) higher than 0.9 is achieved for all the aforementioned operating modes. The underlying physical mechanism of the proposed polarization manipulation is further elucidated through eigenmode analysis and surface current distribution characterization. The results confirm that the multimode coupling between electric and magnetic resonances is the core contributor to the broadband and high-efficiency polarization conversion performance. Full-wave electromagnetic simulations show excellent consistency with the experimental measurements of the fabricated prototype, and this agreement rigorously verifies the feasibility and effectiveness of the proposed metasurface design. With its broad bandwidth and versatile reconfigurable capabilities, this design holds great application prospects in emerging fields such as polarization imaging, anti-jamming wireless communications, and radar stealth technology.

Keywords: Metasurface, reconfigurable, polarization conversion

* Project supported by the Postdoctoral Fellowship Program of CPSF (Grant No. GZB20240991) , the Young Scientists Fund of the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 62401596、62501619) and National University of Defense Technology Independent Research Fund Project(Grant No. ZK25-102).

These authors contributed equally.

† Corresponding author. E-mail: 13379260913@163.com

‡ Corresponding author. E-mail: licheng@nudt.edu.cn

