

基于横向耦合拓扑的频率选择极化扭转 反射表面设计

朱熙铖¹, 岳世长^{1*}, 张盼盼², 张新运¹

(1. 南京信息工程大学电子与信息工程学院雷达技术研究所, 江苏南京 210044;

2. 南京邮电大学电子与光学工程学院, 江苏南京 210023)

摘要: 本文提出了一种基于横向耦合拓扑结构的极化扭转反射表面(Polarization Rotation Reflective Surface, PRRS)设计方法. 该拓扑结构通过在单层金属平面内引入多路径谐振耦合网络, 使多阶谐振模在紧凑的单元尺寸中得以充分激发, 从而实现高阶带通响应与显著增强的频率选择特性. 相比传统的基于梯形拓扑或多层结构的PRRS方案, 该方法无需通孔或多层叠层, 结构更为简化, 同时保持了较强的谐振耦合能力, 使得多个反射零点与陡峭的阻带滚降特性能够在单层结构中实现. 本文设计的六阶PRRS单元由2个三模矩形谐振环组成, 通过分别施加45°与135°旋转, 使其在A-A'对称面上同时激发偶模与奇模谐振, 从而构成6个可控谐振模式并在上下阻带引入5个交叉极化反射零点. 横向耦合网络使各谐振单元能够与自由空间形成强耦合通道, 实现高效的线极化到交叉极化反射转换. 本文对基于该拓扑结构的PRRS进行了全波仿真、样品加工和实验测试, 测量结果和仿真结果具有良好的一致性, 所提出的六阶频率选择PRRS中心频率为10 GHz. 在9.75~10.55 GHz工作频率范围内, 交叉极化反射系数 R_{yx} 均低于-0.3 dB; 在9.65~10.3 GHz工作频率范围内, 共极化反射系数 R_{xx} 低于-10 dB, 中心频率处的插入损耗约为0.24 dB, 极化转换率(Polarization Conversion Ratio, PCR)在整个通带内均保持在85%以上, 最高可达93%. 当入射角增大至20°时, 此时插入损耗约为0.35 dB, PCR在9.75~10.55 GHz工作频率范围内仍保持在85%以上, 所提出的PRRS在斜入射下仍能保持优异的频率选择特性, 上述结果验证了基于横向耦合拓扑结构的频率选择PRRS设计方法的可行性. 本文所提出的基于横向耦合拓扑结构的PRRS在单层结构下实现了高阶带通频率响应、强带外抑制作用、低插入损耗和高极化转换效率, 兼具结构简单和加工易实现等优势. 该方法为未来高性能极化调控超表面、频率选择结构以及反射阵天线的设计提供了一种可扩展、具有工程实用价值的技术途径.

关键词: 极化扭转表面; 横向耦合拓扑; 频率选择特性; 交叉极化反射零点; 六阶准椭圆带通响应; 三模矩形谐振环

基金项目: 国家自然科学基金(No. 61701249, No. 62071238); 江苏省自然科学基金(No. BK20160959, No. BK20191011, No. BK20191399)

中图分类号: TN754; TN82

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(XXXX)XX-0001-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20250324

Frequency-Selective Polarization-Rotation Reflective Surface Based on Transversal Coupling Topology

ZHU Xi-cheng¹, YUE Shi-chang^{1*}, ZHANG Pan-pan², ZHANG Xin-yun¹

(1. Institute of Radar Technology, College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing, Jiangsu 210044, China;

2. School of Electronics and Engineering Optics, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210023, China)

Abstract: This paper proposes a design method for a polarization-rotation reflective surface (PRRS) based on a transversal coupling topology. By introducing a multi-path resonant coupling network within a single-layer metallic plane, the topology enables multiple resonance modes to be fully excited within a compact unit size, thereby achieving a high-order bandpass response and significantly enhancing frequency selectivity as well as out-of-band suppression. Compared with tra-

ditional PRRS schemes based on ladder-type topologies or multilayer structures, the proposed method eliminates the need for vias or multilayer laminations while maintaining strong resonant coupling. As a result, multiple reflection zeros and steep stopband roll-off characteristics can be realized within a simplified single-layer configuration. The sixth-order PRRS unit designed in this work consists of two tri-mode rectangular resonant rings. By applying rotations of 45° and 135° to the two rings, respectively, even- and odd-mode resonances are simultaneously excited along the $A-A'$ symmetry plane, forming six controllable resonant modes and introducing five cross-polarization reflection nulls in the upper and lower stopbands. With the aid of the transversal coupling network, each resonant element establishes strong coupling with free space, enabling highly efficient conversion from linearly polarized incident waves to cross-polarized reflected waves within the target frequency band. Full-wave simulations, prototype fabrication, and experimental measurements were conducted to validate the proposed design, and excellent consistency between simulated and measured results was achieved. The sixth-order frequency-selective PRRS exhibits a center frequency of 10 GHz. Within the frequency range of 9.75~10.55 GHz, the cross-polarized reflection coefficient R_{yx} remains below -0.3 dB, while within 9.65~10.3 GHz, the co-polarized reflection coefficient R_{xx} is below -10 dB. The measured insertion loss at the center frequency is approximately 0.24 dB, and the polarization conversion ratio polarization conversion ratio(PCR) exceeds 85% across the passband, reaching up to 93%. When the incident angle increases to 20° , the measured insertion loss remains approximately 0.35 dB, and the PCR stays above 85% within 9.75~10.55 GHz, demonstrating that the proposed PRRS maintains excellent frequency-selective performance under oblique incidence. In summary, the PRRS based on the transversal coupling topology achieves high-order bandpass response, strong out-of-band suppression, low insertion loss, and high polarization conversion efficiency using a single-layer structure. With its structural simplicity and ease of fabrication, the proposed method provides an expandable and practically valuable approach for the development of high-performance polarization-manipulating metasurfaces, frequency-selective structures, and reflective array antennas.

Key words: polarization rotation reflective surface; transversal coupling topology; high frequency-selectivity; cross-polarization reflection null; sixth-order quasi-elliptic bandpass response; tri-mode rectangular resonant ring

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.61701249, No.62071238); Natural Science Foundation of Jiangsu Province (No.BK20160959, No.BK20191011, No.BK20191399)

1 引言

极化是电磁波最重要的特性之一,在雷达遥感、电磁隐身等系统中有着关键作用^[1-5].极化扭转表面(Polarization Ration Surface, PRS)作为一种能够调控线极化入射电磁波极化方向的器件,通常可将入射波的极化方向扭转 90° .与此同时,通过与其他电磁波调控功能相结合,PRS可具有波束成形^[6-8]以及频率选择特性^[9-26]等功能.其中,频率选择PRS可同时作为“空间滤波器”和“极化扭转器”,从而显著改善系统的抗干扰能力与电磁兼容性能.

根据电磁波的传播方向,PRS主要可分为透射型^[9-16]和反射型^[17-23].其中极化扭转反射表面(Polarization Ration Reflective Surface, PRRS)单元结构形式主要有分裂环(split ring)^[17]、矩形贴片(rectangular patch)^[18]、交叉偶极子(crossed dipole)^[19]以及“蘑菇”型谐振器(mushroom resonator)^[20,21]等,上述PRRS设计通常可实现二阶/三阶的频率响应特性.为了提高PRRS的频率

选择特性,可在其阻带引入交叉极化反射零点.文献[22]提出了一种基于双模基片集成波导(Substrate Integrated Waveguide, SIW)谐振腔结构的二阶PRRS,在其下阻带或上阻带可引入1个交叉极化反射零点,从而改善其频率选择特性.最近,文献[23]报道了一种基于双模耦合环谐振器的二阶PRRS,在其上阻带处存在1个交叉极化反射零点.此外,通过采用双模/三模矩形环谐振器,PRRS可实现准椭圆带通频率响应特性^[24,25].

上述PRRS设计的频率响应特性主要由单个谐振器结构决定,其结构一般为单模谐振器、双模谐振器或三模谐振器.然而,仅靠单个谐振器结构来提升PRRS的频率选择特性往往存在局限,如表1所示.单个谐振器结构在频率响应上通常只能实现较低阶的响应,同时难以实现多个交叉极化反射零点,从而限制了其在提升频率选择特性的能力.

与滤波器设计类似,通过多个谐振器的组合设计可进一步提升PRRS的频率选择特性.文献[26]提出

表1 单谐振器与多谐振器结构对比

特性	单谐振器结构	多谐振器结构
频率响应	通常只能实现低阶响应	可实现高阶响应
交叉极化反射零点	通常仅能实现1个交叉极化反射零点	可实现多个交叉极化反射零点

了基于梯形拓扑结构的二阶/三阶 PRRS 形式,主要通过天线-滤波器-天线技术(Antenna-Filter-Antenna Technique, AFA)来实现,通常在 PRRS 的上下阻带可观察到 1 个交叉极化反射零点. 与基于梯形拓扑结构的带通滤波器类似,基于梯形拓扑结构的 PRRS 也需连接多个谐振器以提高其频率选择特性且往往需采用多层结构来实现. 然而,多层结构会不可避免地增加 PRRS 的插入损耗和加工工艺的复杂度.

近年来,横向耦合拓扑结构已广泛应用于横向带通滤波器(Transversal Bandpass Filter, TBPF)和横向滤波天线(Transversal Filtering Antenna, TFA)等设计中. 与梯形拓扑结构不同的是:在横向耦合拓扑结构中,所有谐振器同时与源和负载有着电磁耦合作用^[27-35]. 受 TBPF 和 TFA 设计的启发,本文提出了基于横向耦合拓扑结构的频率选择 PRRS 设计方法,并实现了一个具有六阶准椭圆滤波特性的 PRRS,该设计无需交叉耦合以及耦合矩阵变换等即可实现多达 5 个交叉极化反射零点.

2 基于横向耦合拓扑的频率选择极化扭转反射表面工作原理

图 1 给出了基于横向耦合拓扑的 N 阶频率选择极化扭转反射表面的工作原理. 在 N 阶横向极化扭转反射表面结构中,所有谐振器均由线极化入射波所激励、并以交叉极化波的形式反射,即可将 x 极化入射波转换为 y 极化反射波. 从图 1 可看出: N 阶横向 PRRS 的源与负载之间存在多条耦合路径,且所有谐振器均以并联方式与入射波和反射波直接产生电磁耦合作用. 因此,在 N 阶横向 PRRS 的设计中,每个谐振器之间是相互独立的,从而将显著简化整个设计过程. 其中,谐振器结构可采用单模谐振器以及多模谐振器来实现. 由于每个谐振器都对横向 PRRS 的整体频率响应作出独立贡献,因此横向 PRRS 的整体频率响应是所有谐振器对应频率响应的叠加.

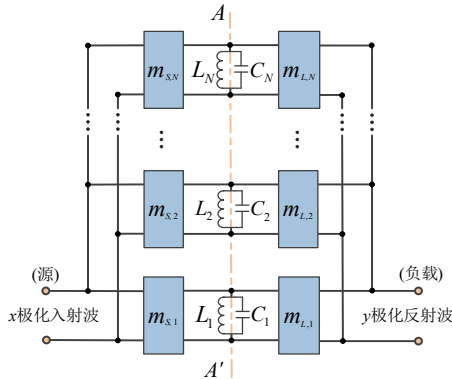


图 1 基于横向耦合拓扑的 N 阶频率选择极化扭转反射表面的工作原理

根据“最小路径”准则, N 阶横向 PRRS 能够实现多达 $N-1$ 个交叉极化反射零点,且无需依赖交叉耦合或耦合矩阵变换^[29]. 因此,相比于梯形拓扑结构,横向耦合拓扑结构无需额外的耦合电路. 由于 $N-1$ 个交叉极化反射零点的存在, N 阶横向 PRRS 通常具有优秀的频率选择特性.

如图 1 所示, N 阶横向 PRRS 的每个谐振器 R_i 由 1 个无损耗并联谐振电路组成,其中,电路参数为电感 L_i 和电容 C_i ($i=1,2,\dots,N$,其中 N 表示谐振器的总数),谐振器 R_i 的谐振频率为 $f_{0,i}$. 谐振器 R_i 的耦合系数 $m_{s,i}$ 和 $m_{L,i}$ 的关系可通过式(1)和式(2)描述:

谐振器为偶模谐振情况:

$$m_{s,i} = m_{L,i} \quad (i = 1, 2, \dots, N_e) \quad (1)$$

谐振器为奇模谐振情况:

$$m_{s,i} = -m_{L,i} \quad (i = N_e + 1, N_e + 2, \dots, N) \quad (2)$$

图 2 给出了 PRRS 单元中 x' 轴和 y' 轴的定义. 一般情况下,横向 PRRS 谐振器结构为沿斜对角线 $A-A'$ 呈现一定的对称性. 通过在斜对角线 $A-A'$ 上可分别施加磁壁(M. W.)和电壁(E. W.)的边界条件,可观察到偶模谐振和奇模谐振,即分别为沿 x' 轴谐振和 y' 轴谐振. 其中 x' 极化谐振的个数由 N_e 表示,而 y' 极化谐振的个数为 N_o ($N_o = N - N_e$).

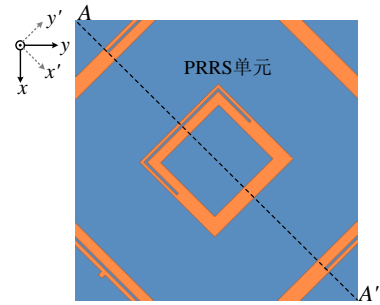
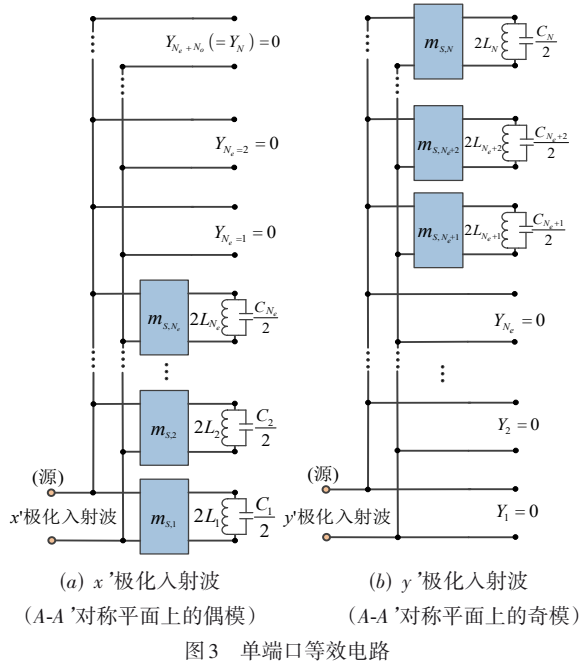


图 2 PRRS 单元以及 x' 轴和 y' 轴定义

图 3(a)和(b)给出了在斜对角线 $A-A'$ 分别施加磁壁和电壁条件下 PRRS 的单端口等效电路模型. 在 x' 极化和 y' 极化入射波激励下,PRRS 的频率响应 S 参数可通过式(3)描述:

$$\begin{aligned} S_{x',x'} &= \frac{1}{2} (S_{xx} + S_{yx} + S_{xy} + S_{yy}) \\ S_{y',x'} &= \frac{1}{2} (-S_{xx} + S_{yx} - S_{xy} + S_{yy}) \\ S_{x',y'} &= \frac{1}{2} (-S_{xx} - S_{yx} + S_{xy} + S_{yy}) \\ S_{y',y'} &= \frac{1}{2} (S_{xx} - S_{yx} - S_{xy} + S_{yy}) \end{aligned} \quad (3)$$

根据电磁互易原理以及 PRRS 单元谐振模式的对称性,通过合理地选择低损耗基板材料以及高导电率



金属层等实现形式,反射波幅度 $|S_{x',x'}|$ 和 $|S_{y',y'}|$ 通常接近为1.同时,在横向PRRS设计中, x' 极化谐振与 y' 极化谐振将会引入相位旋转效应.谐振器 R_i 的谐振频率 $f_{0,i}$ 可由旋转相位 φ 所决定,具体关系如下:

$$\varphi(f_{0,i}) = 180n \text{ deg} \quad (n = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm N) \quad (4)$$

为了确保谐振频率 $f_{0,i}$ 的准确提取,在提取过程中须采用相位去嵌方法以消除自由空间传输效应的影响^[33].

同时,谐振频率 $f_{0,i}$ 与PRRS的归一化耦合矩阵 \mathbf{M} 中对应元素 m_{ii} 的关系如下^[34]:

$$f_{0,i} = f_0 \cdot \left[\sqrt{1 + \left(\frac{m_{ii} \cdot \text{FBW}}{2} \right)^2} - \frac{m_{ii} \cdot \text{FBW}}{2} \right] \quad (5)$$

其中, f_0 和FBW(Fractional Bandwidth)分别表示PRRS的中心工作频率和相对工作带宽.谐振器 R_i 在 x' 极化和 y' 极化激励下的外部品质因数 $Q'_{e,i}$ 可通过反射波的群延迟 $\tau_{S_{x',x'}}(\omega_{0,i})$ 和 $\tau_{S_{y',y'}}(\omega_{0,i})$ 计算,其中, $\omega_{0,i}$ 表示第 i 个谐振器的谐振角频率,群延迟则可根据反射波的相位 $\varphi_{x',x'}$ 和 $\varphi_{y',y'}$ 计算得到^[34]:

$$Q'_{e,i} = \frac{\omega_{0,i} \cdot \tau_{S_{x',x'}}(\omega_{0,i})}{4} = \frac{\omega_{0,i}}{4} \cdot \frac{\partial \varphi_{x',x'}}{\partial \omega}, \quad i=1, 2, \dots, N_e$$

$$Q'_{e,i} = \frac{\omega_{0,i} \cdot \tau_{S_{y',y'}}(\omega_{0,i})}{4} = \frac{\omega_{0,i}}{4} \cdot \frac{\partial \varphi_{y',y'}}{\partial \omega}, \quad i=N_e+1, N_e+2, \dots, N$$

(6)

此外,在横向PRRS设计中,仅有一半的 x 极化入射波电磁能量可耦合至 x' 极化谐振器或 y' 极化谐振器,因此谐振器 R_i 在 x 极化入射情况下的外部品质因数 $Q_{e,i}$ 是 x' 极化或 y' 极化入射波情况下 $Q'_{e,i}$ 的2倍^[35],即

$$Q_{e,i} = 2Q'_{e,i}, \quad i=1, 2, \dots, N \quad (7)$$

同时,外部品质因数 $Q_{e,i}$ 与PRRS归一化耦合矩阵 \mathbf{M} 中的耦合系数 $m_{s,i}/m_{L,i}$ 之间的关系如下^[35]:

$$Q_{e,i} = \frac{1}{\text{FBW} \cdot |m_{s,i}|^2} = \frac{1}{\text{FBW} \cdot |m_{L,i}|^2} \quad (8)$$

通过上述分析,可得出基于横向耦合拓扑的频率选择PRRS的设计准则如下:

(1) 对于给定的指标要求(主要包括:PRRS阶数 N 、相对带宽FBW、中心频率 f_0 等),根据耦合矩阵理论计算得到一个 $(N+2) \times (N+2)$ 的归一化耦合矩阵 \mathbf{M} .

(2) 根据耦合矩阵 \mathbf{M} 以及式(5)和式(8),确定得出第 i 个谐振器的谐振频率 $f_{0,i}$ 、外部品质因数 $Q_{e,i}$ 和归一化耦合系数 $m_{s,i}/m_{L,i}$.

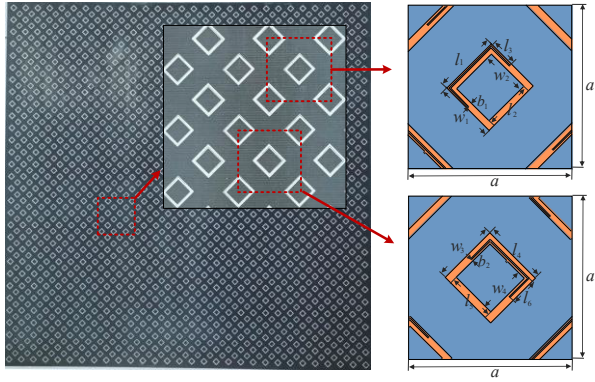
(3) 通过式(4)、式(6)和式(7)获取初始PRRS设计的 $f_{0,i}$ 和 $Q_{e,i}$.与滤波器设计类似,多模谐振器也可应用于PRRS设计以减小其单元尺寸.PRRS单元设计的关键在于谐振器结构选择,可通过改变基板厚度或谐振器条带宽度等参数有效调节谐振器 R_i 的外部品质因数 $Q_{e,i}$.此外,通过合理地选择谐振器之间的距离可忽略其电磁耦合的影响.

(4) 最后,利用全波电磁仿真软件对初始设计的PRRS性能进行优化,以完全满足设计指标要求.

3 基于横向耦合拓扑的六阶频率选择极化扭转反射表面设计和性能仿真

根据上述PRRS的设计准则,本文设计并实现了1个基于横向耦合拓扑的六阶频率选择PRRS.该PRRS具有准椭圆带通频率响应特性,其交叉极化反射零点分别位于其下阻带和上阻带.图4给出了基于横向耦合拓扑的六阶频率选择PRRS样本及其单元结构示意图.该PRRS设计通过采用印刷电路板(Printed Circuit Board, PCB)工艺实现,介质基板采用厚度为1.50 mm的Taconic TLY-5 ($\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.001$),PRRS样本整体尺寸约为530 mm \times 530 mm.PRRS单元主要由2个三模矩形环谐振器以及金属地组成,分别沿介质基板的对角线,即沿 x' 轴和 y' 轴放置.三模矩形环谐振器是通过在双模矩形环上蚀刻“U”形槽来实现的,通过调整“U”形槽的位置和尺寸大小可有效调节三模矩形环谐振器的谐振频率.2个三模矩形环谐振器分别沿 z 轴旋转 45° 和 135° ,使其在PRRS单元的A-A'对称面上展现出偶模和奇模谐振模式.

如图5所示,所提出的横向PRRS结构包含2个三模矩形环谐振器.三模矩形环谐振器I产生3个谐振模式分别为 R_1 、 R_2 和 R_3 ,三模矩形环谐振器II产生3个谐振模式为 R_4 、 R_5 和 R_6 ,因此,该横向PRRS设计共包含6种谐振模式.其中, R_2 、 R_4 和 R_6 在对称面上呈对称分布,



($l_1=6.7$ mm, $w_1=6.35$ mm, $l_2=5.3$ mm, $w_2=4.95$ mm, $l_3=2.9$ mm, $w_3=6.8$ mm, $l_4=6.95$ mm, $w_4=5.2$ mm, $a=17.9$ mm, $l_5=5.35$ mm, $l_6=2.9$ mm, $b_1=0.1$ mm, $b_2=0.1$ mm, $h=1.5$ mm.)

图4 基于横向耦合拓扑的六阶频率选择PRRS样本及其单元

对应偶模谐振模式;而 R_1 、 R_3 和 R_5 为奇模谐振模式.不同的奇偶模谐振模式在归一化耦合矩阵 M 中体现为不同的耦合效应:偶模产生正耦合效应,奇模则产生负耦合效应.这些耦合特性共同决定了PRRS整体的频率响应特性和交叉极化反射零点的位置.

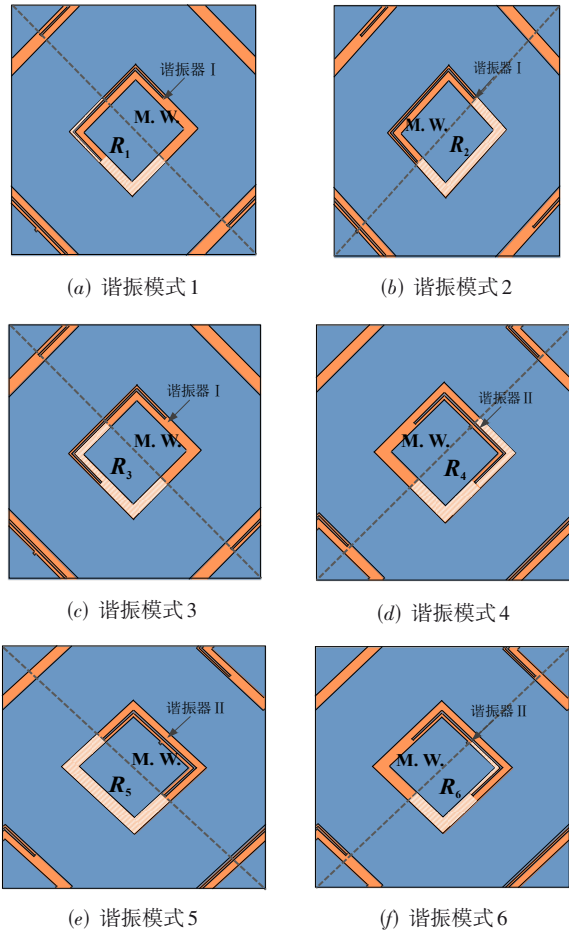


图5 六阶频率选择PRRS单元的谐振模式

该横向PRRS对应的 $(N+2) \times (N+2)$ 归一化耦合矩阵 M 表示如下:

$$M = \begin{matrix} \vec{I}_x & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & \vec{R}_y \\ \vec{I}_x & \begin{bmatrix} 0 & 0.56 & 0.48 & 0.37 & 0.31 & 0.20 & 0 & 0 \\ 0.56 & -0.26 & 0.52 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.48 & 0.52 & 0.13 & 0.54 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.37 & 0 & 0.54 & 0.26 & 0.31 & 0 & 0 & 0 \\ 0.31 & 0 & 0 & 0.31 & -0.24 & 0.37 & 0 & 0.20 \\ 0.20 & 0 & 0 & 0 & 0.37 & -0.08 & 0.48 & 0.48 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.48 & 0.31 & 0.56 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.20 & 0.48 & 0.56 & 0 \end{bmatrix} & \vec{R}_y \end{matrix} \quad (9)$$

图6给出了所提出的六阶频率选择PRRS在 x' 极化和 y' 极化入射波情况下的反射波相位特性.可观察到3个 x' 极化谐振和3个 y' 极化谐振,其中: $f_{0.1}$ 、 $f_{0.3}$ 、 $f_{0.5}$ 为 x' 极化谐振, $f_{0.2}$ 、 $f_{0.4}$ 、 $f_{0.6}$ 则为 y' 极化谐振.同时,由图6可知:6个谐振频率从低到高依次顺序为: $f_{0.1}$ 、 $f_{0.4}$ 、 $f_{0.5}$ 、 $f_{0.2}$ 、 $f_{0.3}$ 、 $f_{0.6}$.此外,2个谐振器的外部品质因数 $Q_{e,i}$ 以及相应的耦合系数 $m_{s,i}/m_{L,i}$ 可通过式(6)、式(7)和(8)计算得到.

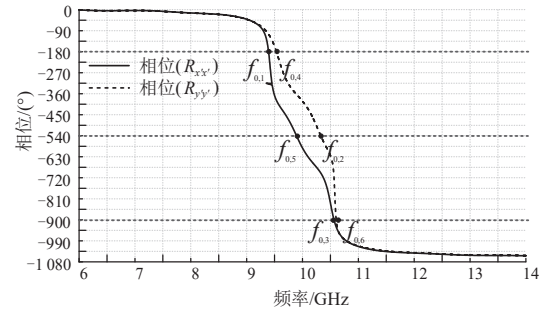


图6 六阶频率选择PRRS在 x' 极化和 y' 极化入射下的反射相位

六阶频率选择PRRS的频率响应可视作为2个三阶子PRRS频率响应的叠加.这意味着六阶频率选择PRRS设计可通过将其分解为2个三阶子PRRS设计来完成.尽管2个子PRRS之间不可避免存在一定的耦合效应,但在子PRRS间距适当的情况下耦合效应基本可忽略不计.在PRRS设计中,通过引入多模谐振器可有效减小PRRS单元的尺寸,从而提升其在斜入射情况下的性能稳定性.最终,六阶频率选择PRRS单元的尺寸约为 $0.6\lambda_0$,其中, λ_0 是在中心工作频率 f_0 对应的自由空间波长.所提出的PRRS设计不需要通孔加工且仅需单层基板,因而具有易加工、低成本等优点.

图7(a)和(b)给出了 x 极化波正入射条件下各三阶子PRRS的反射系数(R_{yx} 、 R_{xx})仿真结果,图7(c)给出了六阶频率选择PRRS的频率响应特性.六阶频率选择PRRS呈现准椭圆带通频率响应,在其下阻带具有3个交叉极化反射零点,在其上阻带具有2个交叉极化反射零点.因而,该PRRS的通带边缘具有陡峭的滚降特性,显著提升了其频率选择特性.

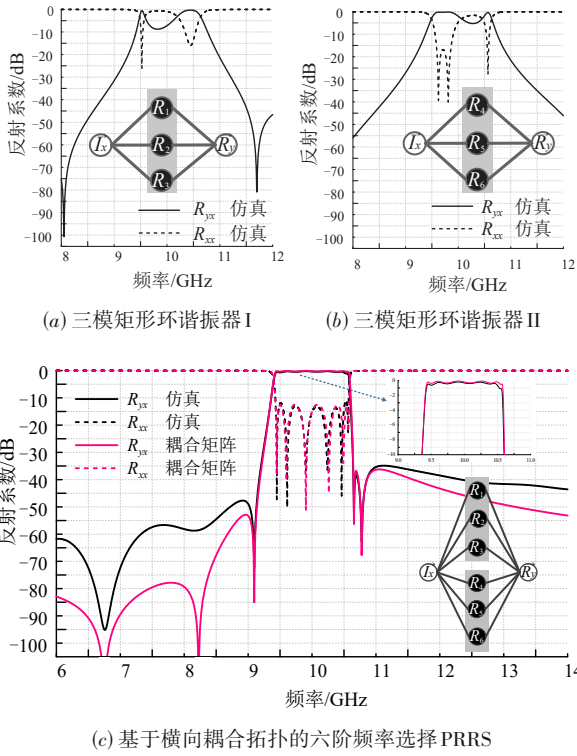


图7 x 极化波正入射下频率选择PRRS的仿真结果及耦合矩阵频率响应

对于所提出的六阶频率选择PRRS,其插入损耗可通过式(10)计算:

$$\Delta L = 10 \log_{10} \frac{\left\{ (\alpha_e + 1)^2 + \beta_e^2 \right\} \left\{ (\alpha_o + 1)^2 + \beta_o^2 \right\}}{(\alpha_e - \alpha_o)^2 + (\beta_e - \beta_o)^2} \quad (10)$$

其中,参数 α_e 、 β_e 、 α_o 、 β_o 与2个三模矩形环谐振器的无载品质因数 Q_u 密切相关^[35].三模矩形环谐振器的 Q_u 可通过式(11)计算^[36]:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \approx \frac{\lambda R_s}{\pi h \eta} + \tan \delta \quad (11)$$

其中, h 表示基板厚度, λ 和 η ($\approx 377 \Omega$)分别为自由空间中的波长和波阻抗, R_s 是铜膜的表面电阻.对于2个三阶矩形环谐振器,其 Q_u 约为700.当中心频率 f_0 为10 GHz时,PRRS的理论插入损耗 ΔL 约为0.22 dB,这与图7(c)的仿真结果相一致.

如图8所示,六阶频率选择PRRS在斜入射情况下具有相对稳定的频率响应特性.在 x 极化正入射情况下,该六阶频率选择PRRS的极化转换效率(Polarization Conversion Ratio, PCR)高于96%.当斜入射角增加至 20° 时,在9.65~10.55 GHz工作频率范围内其PCR均高于85%.此外,在 y 极化入射波情况下,PRRS也有着类似的性能特性.

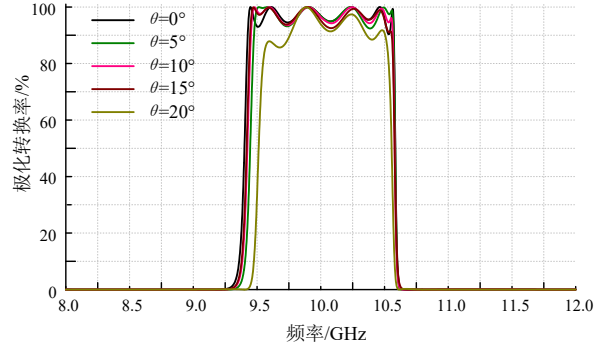


图8 不同入射角 x 极化入射波情况下六阶频率选择PRRS的PCR仿真结果

4 六阶频率选择极化扭转反射表面测试验证

图9为PRRS的测量环境及其实验设备.实验设备主要包括2个X波段标准喇叭天线以及矢量网络分析仪Keysight PNA E8363C.2个喇叭天线在10 GHz频率处的增益约为20 dB,喇叭天线与PRRS样本距离设置为1.35 m.同时,在PRRS样本的周边放置微波吸收材料,以降低测量实验的多径传播效应等对测量结果的影响.

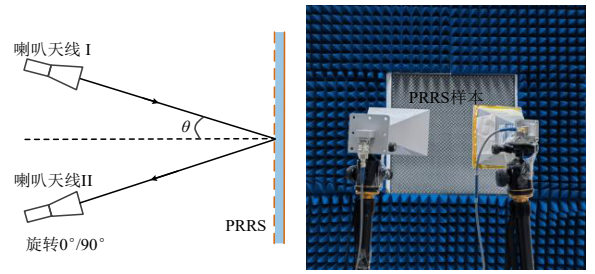


图9 PRRS实验测量环境

图10为所提出的六阶频率选择PRRS在 $0^\circ \sim 15^\circ$ 不同入射角情况下交叉极化反射系数和共极化反射系数(R_{yx} 、 R_{xx})的测量结果与仿真结果.从测量结果可以看出,在9.75~10.55 GHz工作频率范围内,交叉极化反射系数 R_{yx} 均低于 -0.3 dB;在9.65~10.3 GHz工作频率范围内,共极化反射系数 R_{xx} 低于 -10 dB,表明该结构具有良好的极化转换性能.其在中心频率处的插入损耗约为0.24 dB,极化转换率(PCR)在整个通带内均保持在85%以上,最高可达93%.该频率选择PRRS的仿真结果与测量结果具有良好的一致性,且在斜入射情况下仍能保持相对稳定的频率响应.需要注意的是:在PRRS工作低频段处,测量结果的插入损耗要略高于仿真结果.造成这一现象主要源于三模矩形环谐振器“U”型槽的加工误差以及实验的测量误差.

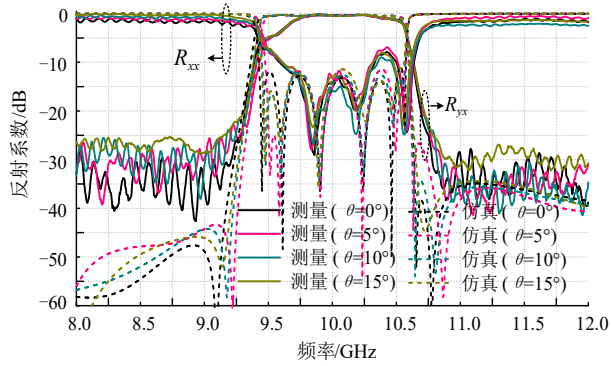


图10 在 x 极化波不同入射角情况下六阶频率选择PRRS的反射系数(R_{yx} , R_{xx})的测量结果与仿真结果

此外,表2对比了文中提出的PRRS与其他频率选

择PRRS设计.相比于基于单谐振器结构的PRRS设计,本文提出的PRRS由于采用了谐振器组合形式,更易实现高阶频率响应以及交叉反射零点,因而具有更优秀的归一化频率选择特性.与此同时,与基于梯形拓扑结构的PRRS设计相比,本文提出的PRRS通常可实现更低的插入损耗和更高的极化转换效率.这一优点主要得益于本文PRRS是基于横向耦合拓扑结构的,所有谐振器均与入射波和反射波直接产生电磁耦合作用.此外,与基于单谐振器结构或梯形拓扑结构的PRRS相比,本文提出的PRRS可实现最高6阶带通滤波特性,并在上下阻带内引入多达5个交叉极化反射零点,从而表现出更优的归一化频率选择特性.最后,本文提出的PRRS仅需单层基板且无需通孔等结构,通常还具有易加工、低成本等优点.

表2 频率选择极化扭转反射表面的性能比较

文献	谐振阶数	中心频率 [GHz]	3 dB 带宽	插入损耗 [dB]	单元尺寸	PCR	最大入射角	零点位置	零点数量	归一化频率选择特性*	基板层数	通孔加工
[24]	2	30	14%	0.40	$0.40\lambda_0$	$\geq 77\%$	45°	下/上边带	1	464/ N. A.	1	否
[25]	3	15	11.7%	0.40	$0.40\lambda_0$	$\geq 70\%$	45°	下/上边带	2	510/225	1	否
[26]	3	5	8.0%	1.5	0.28λ	$\geq 83\%$	30°	上边带	1	470/960	2	是
[27]	3	5	9.2%	1	$0.3\lambda_0$	N. A.	45°	下/上边带	2	N. A.	2	否
[28]	3	2.83	28%	1	$0.16\lambda_0$	N. A.	30°	下/上边带	2	206/167	4	是
本文	6	10	11.4%	0.24	$0.60\lambda_0$	$\geq 85\%$	15°	下/上边带	5	1 163/4 170	1	否

*归一化频率选择特性: $|R_{\max} - R_{\min}| / (f_{\max} - f_{\min}) / f_0$. 其中, R_{\max} 和 R_{\min} 分别为 20 dB/3 dB 衰减系数, f_{\max} 和 f_{\min} 为所对应的工作频率, f_0 为 PRRS 的中心工作频率.

5 结论

本文基于横向耦合拓扑结构开展了 N 阶频率选择极化扭转反射表面的工作原理、设计方法及实现形式等研究.以此为基础,设计并实现一个具有椭圆滤波特性的六阶频率选择 PRRS,在上下阻带共实现了 5 个交叉极化反射零点,不仅显著提升了频率选择性,使通带边缘具备更陡峭的滚降特性,而且相比已有低阶响应设计能更有效抑制带外干扰.在其工作频率范围内,交叉极化反射系数 R_{yx} 均低于 -0.3 dB,在 $9.65 \sim 10.3$ GHz 工作频率范围内,共极化反射系数 R_{xx} 低于 -10 dB,中心频率处的插入损耗约为 0.24 dB,极化转换率(PCR)在整个通带内均保持在 85% 以上,最高可达 93% .当入射角增大至 20° 时,此时插入损耗约为 0.35 dB,PCR 在 $9.75 \sim 10.55$ GHz 工作频率范围内仍保持在 85% 以上.仿真结果与测量结果吻合良好,验证了该频率选择 PRRS 设计方法的可行性.基于横向耦合拓扑结构的 PRRS 设计方法通常具有易实现高阶频率响应、优秀的频率选择特性、高极化转换效率以及易加工、低成本等优点,同时也不可避免地带来了 PRRS 单元尺寸的增加,造成 PRRS 性能对斜入射情况较为敏感.在后续研究中通过

更小尺寸 PRRS 单元等的实现方式,以改善在大角度入射下的频率响应特性.本文提出的设计方法亦可进一步推广应用于透射型结构的设计中.

参考文献

- [1] 黄文,王冲,周贤超,等.加载超表面的宽带低剖面双极化交叉偶极子天线[J].电子学报,2024,52(2):477-485.
HUANG W, WANG C, ZHOU X C, et al. Broadband low-profile dual-polarized crossed-dipole antenna loaded with metasurface[J]. Acta Electronica Sinica, 2024, 52(2): 477-485. (in Chinese)
- [2] 张航,董琳,汤鹏程,等.双频太赫兹圆极化吸波与异常反射手性超表面[J].电子学报,2023,51(10):2690-2699.
ZHANG H, DONG L, TANG P C, et al. Dual-band terahertz chiral metasurface with circularly polarized absorbing and anomalous reflecting[J]. Acta Electronica Sinica, 2023, 51(10): 2690-2699. (in Chinese)
- [3] POZAR D M. Microwave Engineering[M]. New Jersey: Wiley, 2012.
- [4] GIULI D. Polarization diversity in radars[J]. Proceedings

- of the IEEE, 1986, 74(2): 245-269.
- [5] 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.
- [6] CHEN X L, GAO Z D, YAN C M, et al. Broadband dual-polarized and circularly polarized reflectarrays using planar magnetoelectric resonator[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2024, 72(1): 580-590.
- [7] WEN L H, GAO S, LUO Q, et al. Wideband circularly polarized reflectarray antenna using rotational symmetrical crossed dipoles[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2023, 71(5): 4576-4581.
- [8] SHI S Y, LU Q, FENG W J, et al. Wideband polarization rotation transmitarray using arrow-shaped FSS at W-band[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2022, 70(7): 6001-6005.
- [9] LEE Y J, TARNG J H, CHUNG S J. A filtering diplexing antenna for dual-band operation with similar radiation patterns and low cross-polarization levels[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2017, 16: 58-61.
- [10] YIN L Y, XUE Z H, REN W, et al. High-roll-off-rate ultrathin polarization-rotating frequency selective surface[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2023, 22(7): 1592-1596.
- [11] WEI T, LI B, LI H X, et al. Synthesis of 3-D polarization-rotating surface based on orthogonally inserted parallel-coupled slotlines[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2022, 70(12): 11957-11967.
- [12] XIE J M, LI B, ZHU L, et al. High-order bandpass polarization rotator based on aperture-coupled patch resonators[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2021, 20(9): 1809-1813.
- [13] WANG S Y, BI J D, LIU W, et al. Polarization-insensitive cross-polarization converter[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2021, 69(8): 4670-4680.
- [14] OMAR A A, SHEN Z X, HO S Y. Multiband and wideband 90° polarization rotators[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2018, 17(10): 1822-1826.
- [15] ZHU X C, HONG W, WU K, et al. Design of a bandwidth-enhanced polarization rotating frequency selective surface[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014, 62(2): 940-944.
- [16] WINKLER S A, HONG W, BOZZI M, et al. Polarization rotating frequency selective surface based on substrate integrated waveguide technology[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2010, 58(4): 1202-1213.
- [17] SMITH T, GOTHELF U, KIM O S, et al. An FSS-backed 20/30 GHz circularly polarized reflectarray for a shared aperture L- and ka-band satellite communication antenna[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014, 62(2): 661-668.
- [18] HUANG J, ENCINAR J A. *Reflectarray Antennas*[M]. New Jersey: Wiley, 2007.
- [19] GE Y H, LIN C X, LIU Y J. Broadband folded transmitarray antenna based on an ultrathin transmission polarizer[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(11): 5974-5981.
- [20] WANG Z L, GE Y H, PU J X, et al. 1 bit electronically reconfigurable folded reflectarray antenna based on p-i-n diodes for wide-angle beam-scanning applications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, 68(9): 6806-6810.
- [21] CERVENY M, FORD K L, TENNANT A. Reflective switchable polarization rotator based on metasurface with PIN diodes[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2021, 69(3): 1483-1492.
- [22] ZHU X C, HONG W, WU K, et al. A novel reflective surface with polarization rotation characteristic[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2013, 12: 968-971.
- [23] VELJOVIC M, SKRIVERVIK A K. Ultralow-profile circularly polarized reflectarray antenna for CubeSat intersatellite links in K-band[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2021, 69(8): 4588-4597.
- [24] ZHANG P P, ZHAO Y, ZHU X C, et al. A single-layer vialess polarization rotation reflective surface with high-frequency selectivity[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2023, 22(5): 1089-1093.
- [25] ZHANG P P, ZHU X C, QIAN S Y, et al. A bandwidth-enhanced circularly polarized reflectarray antenna with ultralow-profile pancharatnam-berry metasurface[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2024, 23(12): 4129-4133.
- [26] ZHAO Y T, ZHANG J J, WU B. Low profile reflective polarization conversion metasurface with high frequency selectivity[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2022, 70(11): 10614-10622.
- [27] CHEN F C, YUAN H, LIANG G Z, et al. Frequency-selective polarization conversion metasurface design method based on parasitic patch loading[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2025, 73(9):

- 6632-6642.
- [28] WANG J Y, SHI H Y, CHEN X M, et al. A cross-polarization converter using guided wave inspired metasurface with an in-band Notch and high frequency selectivity[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2024, 42(8): 2823-2830.
- [29] CAMERON R J. Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2003, 51(1): 1-10.
- [30] GUO Z C, ZHU L, WONG S W. A quantitative approach for direct synthesis of bandpass filters composed of transversal resonators[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2019, 66(4): 577-581.
- [31] GUO Z C, ZHU L, WONG S W. Modular synthesis of waveguide bandpass filters using dual-mode resonators[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2020, 68(5): 1660-1667.
- [32] OHIRA M, KATO T, MA Z W. A novel microstrip filter structure consisting of transversal resonator array and its fully canonical bandpass filter design[C]//2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Piscataway: IEEE, 2015: 1-3.
- [33] OHIRA M, MA Z W. A parameter-extraction method for microwave transversal resonator array bandpass filters with direct source/load coupling[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, 61(5): 1801-1811.
- [34] QIAN J F, GAO S, WANG H Y, et al. A filtering antenna using transversal coupling topology[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2022, 21(12): 2342-2346.
- [35] FELIZIANI M, MARADEI F. FEM solution of time-harmonic electromagnetic fields by an equivalent electrical network[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2000, 36(4): 938-941.
- [36] BELOHOUBEK E, DENLINGER E. Loss considerations for microstrip resonators (short papers)[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1975, 23(6): 522-526.

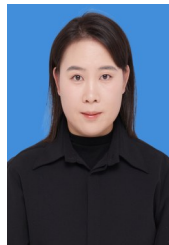
作者简介



朱熙铖 男, 1987年1月出生于浙江省台州市。现为南京信息工程大学电子与信息工程学院副教授、研究生导师。主要研究方向为雷达系统、阵列天线及频率选择表面。
E-mail: xczhu@nuist.edu.cn



岳世长 男, 2000年11月出生于河南省周口市。现为南京信息工程大学电子与信息工程学院硕士研究生。主要研究方向为微波技术与天线。
E-mail: ysz001112@163.com



张盼盼 女, 1985年6月出生于江苏省徐州市。现为南京邮电大学电子与光学工程学院讲师。主要研究方向为天线技术、射频前端和雷达系统。
E-mail: zhangpp@njupt.edu.cn



张新运 男, 2002年1月出生于河南省信阳市。现为南京信息工程大学电子与信息工程学院硕士研究生。主要研究方向为微波技术与天线。
E-mail: 202312490254@nuist.edu.cn