

全相位梯度覆盖能量选择防护结构设计

盖龙杰,徐延林*,周 涛,毋召锋,刘培国

(国防科技大学电子科学学院,湖南长沙 410073)

摘要: 透射阵天线是一种将透镜阵列和天线相结合的天线,远场透镜结构多由离散排布的相位调控单元构成。透射阵天线具备高增益特性,因此有必要对透射阵天线电子信息系统进行电磁防护加固。为有效应对高功率微波及强电磁脉冲对电子信息系统的威胁,设计了一种全相位梯度覆盖的能量选择结构,为相位调控单元提供电磁防护能力。基于解耦设计思想,将能量选择层和相位调控层进行级联,并开展一体化优化设计,同步具备能量选择和梯度相位调控功能。仿真结果表明,该能量选择相位调控结构在不同调控相位下插入损耗整体小于2 dB,防护效能最高可达35 dB。金属贴边边长从2.0 mm增加至8.2 mm时,仿真透波相位覆盖范围可达 -63° 至 -486° ,超过 360° 。在波导中对该结构测试件进行了性能验证,实测结果表明,平均插入损耗为2.07 dB,防护效能最高可达15 dB,相位覆盖范围达 -76° 至 -317° 。仿真和实测结果验证该设计方法初步实现能量选择和相位调控的功能,可应用于防护型透射阵天线及具备梯度相位变换要求的能量选择表面设计,能有效指导其他频段能量选择相位调控结构的设计。

关键词: 能量选择表面;相位调控;全相位覆盖;二极管;防护效能;级联法

基金项目: 国家自然科学基金(No.62293491, No.62293494)

中图分类号: TN97 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2025)05-1405-11

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.12263/DZXB.20240607

Design of Full Phase Gradient Coverage Energy Selective Electromagnetic Protection Structure

GAI Long-jie, XU Yan-lin*, ZHOU Tao, WU Zhao-feng, LIU Pei-guo

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

Abstract: The transmitarray antenna is a kind of antenna combining lens array and antenna, and the far-field lens structure is mostly composed of discrete rows of phase modulation units. The transmitarray antenna has high gain characteristics, so it is necessary to reinforce the electromagnetic protection for the electronic information system of the transmitarray antenna. To effectively deal with the threat of high power microwave and strong electromagnetic pulse to the electronic information system, a full-phase gradient coverage energy selective structure is designed to provide electromagnetic protection for the phase modulation unit. Based on the decoupling design idea, the paper cascades the energy selective layer and the phase modulation layer, and carries out the integrated optimization design, with simultaneous energy selection and gradient phase modulation functions. Simulation results show that the insertion loss of the energy selective phase modulation structure is less than 2 dB at different phase modulation levels, and the shielding effectiveness is up to 35 dB. The simulated transmissive phase coverage ranges from -63° to -486° , and is more than 360° when the length of the metal edge is increased from 2.0 mm to 8.2 mm. The performance of the structural test piece is verified in a waveguide, and the measured results show an average insertion loss of 2.07 dB, a shielding effectiveness of up to 15 dB, and a phase coverage of -76° to -317° . Simulation and measurement results verify that the design method initially realizes the functions of energy selective and phase modulation, which can be applied to the design of electromagnetic protective transmitarray antenna and energy selective surface with gradient phase conversion requirements, and effectively guide the design of energy selective phase modulation structures in other frequency bands.

Key words: energy selective surface; phase modulation; full phase coverage; diode; shielding effectiveness; cascade method

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62293491, No.62293494)

1 引言

近年来,随着电子信息技术的快速发展,电磁安全逐渐成为国家战略安全要素,发展电磁防护技术,提升电子信息系统的电磁防护能力是提升装备电磁安全能力的重要一环,对于国家战略安全具有重要意义. 能量选择防护结构的概念和定义由国防科技大学首次提出^[1],其具备在不同能量电磁场下的空间非线性传输特性,在电磁兼容与防护领域有广泛应用. 能量选择表面包含非线性器件,多为二极管,其能够自适应感知外部空间电磁场强度并控制二极管的通断,从而改变能量选择表面的阻抗大小. 通过表面阻抗的变换,能量选择表面可实现高能屏蔽、低能透波功能,分别用防护效能(Shielding Effectiveness, SE)和插入损耗(Insertion Loss, IL)两个参量来评估能量选择防护结构性能^[2-6].

能量选择表面早期结构较为简单,多为条形金属结构加载 PIN 二极管^[7],电磁场强度可控制二极管的通断实现阻抗变换,应用于线极化天线电磁防护领域. 经过系统研究、持续探索,三维能量选择防护结构^[8]、双层能量选择防护结构^[9]、波导能量选择防护模块^[10]、能量选择防护天线^[11]等新型防护技术接续出现,能量选择防护技术逐渐发展成熟.

近些年,关于透射阵天线的研究逐年增多,透射阵天线是一种将透镜阵列和天线相结合的天线,具有高增益、高效率、低损耗、质量轻等诸多优点^[12-18]. 相较于普通天线,透射阵天线具备较高的天线增益和口径效率,若强电磁波入射加之较高的天线增益,进入系统内部的高能量电磁信号易损毁电子系统. 因此,有必要对透射阵天线电子系统进行电磁加固,提高系统的防护能力. 对透射阵天线进行深入的文献调研后,发现已有透射阵天线的研究并无电磁防护能力,这促使本文开展能量选择透射阵(Energy Selective Transmitarray Antenna, ESTA)阵列单元的设计,单元同步实现全相位梯度调控和电磁防护功能,以应用于防护型透射阵天线.

本文在相位调控单元的基础上,引入能量选择防护结构的设计思想,创新提出了一种 ESTA 单元设计方法,设计了一款工作在 X 波段的能量选择型相位调控单元,通过级联能量选择层和相位调控层,实现了能量选择相位梯度变换功能,可应用于防护型透射阵天线和特定相位梯度排布的能量选择表面领域,为基于梯度相位调控超表面的电子信息系统提供电磁加固. 本文的设计难点在于能量选择相位调控单元的设计优化,单元需同步实现能量选择和梯度相位调控功能,且透波状态下插入损耗需尽可能小,不同功能指标之间相互制约,多个结构参数的同步优化难以均衡. 单元仿真优化完成之后,本文将 ESTA 单元结构在波导内进行

仿真,并制作波导测试件进行实测. 实测结果表明,在 10 GHz 设计工作频点处,ESTA 防护效能最高可达 15 dB,平均插入损耗为 2.07 dB,具备全相位梯度变换特性,在单元透波相位梯度调控的前提下具备电磁防护功能,可应用于防护型透射阵天线离散相位调控超表面的设计,初步验证了 ESTA 单元设计方法的可行性.

2 结构设计

2.1 相位调控单元设计

相位调控单元一般分为两种,透射阵相位调控单元和反射阵相位调控单元^[19,20]. 对于反射阵单元而言,由于底层是全金属,入射电磁波可实现全反射,回波损耗很小,故在设计过程中几乎不需要考虑反射系数的变化,重点关注反射相位. 对于透射阵而言,在单元透波相位可梯度变换的前提下,插入损耗要求尽量小. 但在设计过程中,单元结构尺寸参数的改变会影响场结构的谐振频点,从而导致设计工作频点处的插入损耗产生一定变化,所以在设计过程中要同步考虑透波相位和插入损耗两个参量,存在设计难点.

透射阵天线阵列单元相位调控的方法包含多种,传统设计方法有旋转型、尺寸变化型及延长线型^[21-23]. 对于透射阵天线相位调控单元的设计,其要求不同单元同步具备低插入损耗,透波相位呈梯度变化的特性.

透镜结构置于天线远场辐射位置处,其多为超表面阵列结构,一般由相位调控单元规律排布构成阵列,通过在单元结构上施加特定的相位,形成相位梯度超表面. 从天线端往辐射端看可视作聚焦的逆过程,通过相位梯度补偿将天线辐射的准球面波转化为准平面波,从而在远场产生定向辐射使得天线波束中心增益得到增强. 在相位调控单元设计过程中,单层结构很难实现 360° 全相位梯度的覆盖,往往需要多层金属贴片和介质结构级联^[24],以实现优异的相位调控和透波特性.

按照透射阵天线的设计要求,单元的透波相位调控覆盖范围应超过 360°. 单层介质结构可调控相位范围有限,一般不会超过 180°. 为了实现上述相位覆盖特性且简化设计,本文采用尺寸变化型相位调控单元,通过多层结构级联的方法,完成单元设计. 单元结构设计如图 1(a)所示,由多层相同金属贴片和介质基板紧密堆叠形成,金属贴片由外围金属方环和中心方形贴片构成. 每层介质基板的厚度相同,其上下方都敷设有金属贴片. 通过研究相位调控单元的关键尺寸参数变化,以实现相位调控单元透波相位的梯度变换特性.

仿真结果表明,通过改变中心方形贴片的边长,可实现单元透波相位的梯度变换. 图 1(b)分别展示了单元含 1 层、2 层、3 层介质结构时不同方形金属贴片边长在 10 GHz 频点处对应的透波相位和插入损耗. 当介质结构层数为 1 时,通过调整贴片边长,最大插入损耗小于 1.3 dB,可实现有效传输,透波相位呈线性变化,但相位变化范围仅为 178°,没有实现 360°的全相位覆盖,无法达到设计要求. 本文考虑通过多层介质结构和金属贴片级联的方法,使多层结构的透波相位叠加,从而实现 360°的全相位变化范围覆盖. 为了简化设计,每层介质基板结构上敷设的金属贴片结构完全相同,尺寸参数同步改变. 当介质结构层数为 2 时,最大插入损耗小于 2 dB,但相位变化范围为 282°,仍不满足设计要求. 当介质结构层数为 3 时,最大插入损耗小于 1.8 dB,且相位变化范围大于 360°,满足设计要求. 最终,选取的相位调控单元包括 3 层介质基板和 4 层金属贴片,金属贴片边长变化范围为 2.0~8.2 mm. 介质基板具有相同的介电常数 ϵ_r 和厚度 h . 具体来说,介质基板采用了 F4B 介质材料,介电常数为 2.2,厚度为 1.8 mm.

图 2 展示了不同贴片尺寸单元对应插入损耗和透波相位随频率的变化. 可以看到,相位调控单元插入损

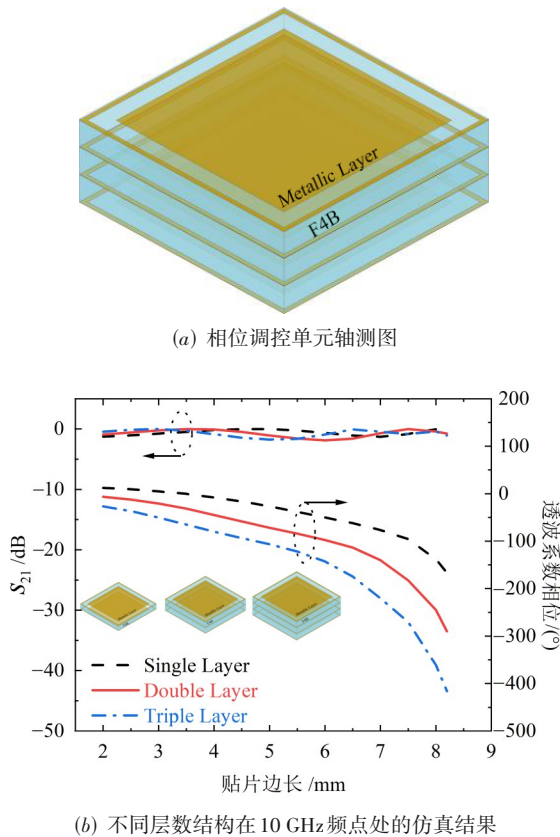


图 1 相位调控单元结构及仿真结果

耗曲线随频率变化整体较为稳定,且设计工作频点 10 GHz 附近处插入损耗小于 2 dB,满足设计工作频点的透波要求. 此外,所设计的单元透波相位曲线随频率呈线性变化,且不同贴片尺寸单元透波相位-频率变化曲线整体相互平行,说明单元的透波相位线性变化性能良好.

此外,由图 2 插入损耗曲线分析可知,贴片边长 (Patch Side Length, PSL) 为 7 mm 时已产生工作频段下移,到 PSL=8 mm 时工作频段明显下移. 总结原因,随着 PSL 的增大,等效电容增大,谐振频率点下移,故 PSL 越大,工作频段下移越多. PSL=8 mm 时工作频段下移较多,导致此时 8~12 GHz 频段内产生插入损耗变化剧烈的现象. 而透波相位在插入损耗较小的频段能够保持线性变化规律,如果因工作频段下移导致插入损耗变得足够大,此时已经产生非线性效应,透波相位变化趋势也会有所改变.

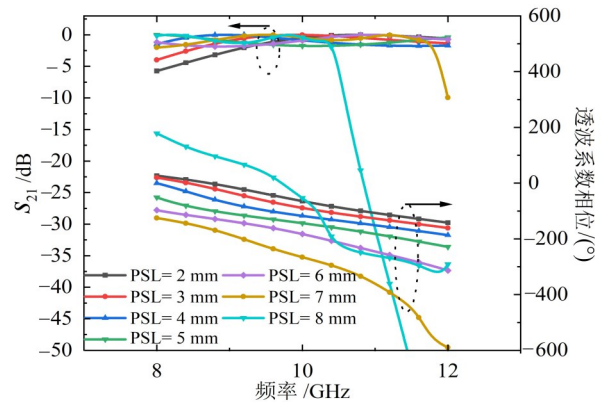


图 2 不同贴片尺寸单元的插入损耗和透波相位

为了说明单元结构相位梯度变换的工作原理,从等效电路的角度对结构进行还原. 通常,超表面场结构可通过传输线理论进行解释,其结构层数一般对应等效电路的阶数,由等效电感和电容等集总元件构建成单元等效电路. 由于相位调控单元为 4 层贴片结构,因此其映射到等效电路中是 4 阶等效电路,由 4 个电感,4 个串联谐振,以及 3 条传输线组成. 单元不同结构对应的集总元件如图 3(a) 所示,方形金属贴片等效为电容和电感,电感较小,可忽略不计,构成串联谐振. 方环金属结构等效为电感,与方形金属贴片结构并联,最终形成并联谐振. 单层结构的等效电路如图 3(b) 所示. 一些学者利用简化版本的电容电感等效公式^[25,26],本文使用的曲线拟合等效公式如下^[27]:

$$a = \omega L_1 = \cos \theta F(p, w, \lambda, \theta) \quad (1)$$

$$b = \frac{p-2s}{p} \cos \theta F(p, d-2s, \lambda, \theta) \quad (2)$$

$$\omega L_2 = b + \frac{s}{d-2s+w} a \quad (3)$$

$$m = 4 \sec \theta F(p, d, \lambda, \theta) \quad (4)$$

$$n = 4 \sec \theta F(d - s, s, \lambda, \theta) \quad (5)$$

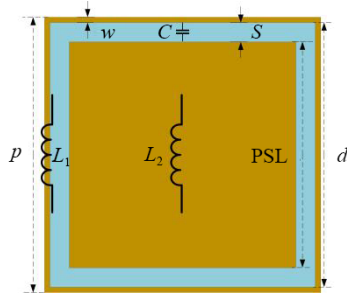
$$\omega C = (1.75m + 0.6n) \varepsilon_{\text{eff}} \quad (6)$$

其中, p, w, d 和 s 是相位调控单元的尺寸参数, 如图 3(a) 所示, a, b, m, n 为中间计算变量, 其中:

$$F(p, \omega, \lambda, \theta) = \frac{p}{\lambda} \left[\ln \left(\csc \frac{\pi \omega}{2p} \right) + G(p, \omega, \lambda, \theta) \right] \quad (7)$$

$G(p, \omega, \lambda, \theta)$

$$= \frac{1}{2} \times \frac{(1 - \beta^2) \left[(1 - \frac{\beta^2}{4})(A_+ + A_-) + 4\beta^2 A_+ A_- \right]}{(1 - \frac{\beta^2}{4}) + \beta^2 (1 + \frac{\beta^2}{2} - \frac{\beta^4}{8})(A_+ + A_-) + 2\beta^6 A_+ A_-} \quad (8)$$



(a) 相位调控单元俯视图

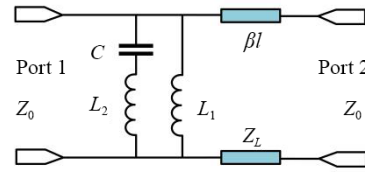
$$A_{\pm} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 \pm \frac{2p \sin \theta}{\lambda} - \left(\frac{p \cos \theta}{\lambda} \right)^2 \right]}} - 1 \quad (9)$$

$$\beta = \sin \left(\frac{\pi \omega}{2p} \right) \quad (10)$$

其中, θ 为相对于法向入射的入射角; λ 为设计工作频率对应波长; ε_{eff} 由 Munk^[28] 提出, 其值为 $\varepsilon_{\text{eff}} = 0.5(\varepsilon_r + 1)$. 之后, 其他学者通过电磁仿真软件进行广泛的参数仿真, 提出修正^[27], 其值为

$$\varepsilon_{\text{Corr}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} - \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \times \exp \left(\frac{-13h}{p} \right) - \left(\frac{100s^2}{d} - 2g + 10h \right) m^{-1} \quad (11)$$

与经典 ε_{eff} 方程组相比, 其误差更低.



(b) 单元等效电路

图 3 相位调控单元结构及对应等效电路

单元的等效电路结构如图 4 所示, L_1 代表宽度为 w 的金属方环结构等效电感, L_2 代表边长为 PSL 的方形金属贴片结构等效电感, C 代表方环结构与方形贴片结构之间的等效电容. Z_0 设置为真空波阻抗, 大小是 377Ω . 中间的传输线结构代表介质基板部分, 介质基板相移在工作频率为 10 GHz 时设置为 βl , 介质基板波阻抗近似为 $Z_L =$

$Z_0 \div \sqrt{\varepsilon_r} = 254.2 \Omega$, 厚度为 1.8 mm , 等效在自由空间中的厚度为 $\sqrt{\varepsilon_r} \times 1.8 \text{ mm} = 2.67 \text{ mm}$, 相移 βl 为 32.04° . 等效电路集总元件参数大小如表 1 所示. 由图 5 可知, 在全波仿真软件 CST Studio Suite 2022 中构建的模型与在 Advanced Design System 2020 中构建的等效电路模型仿真结果趋于一致, 说明由场结构还原的等效电路模型准确.

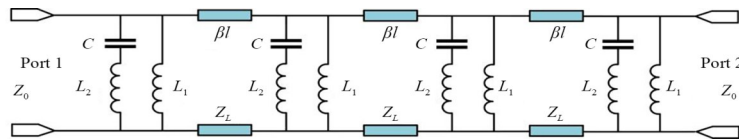


图 4 相位调控单元等效电路

表 1 相位调控单元等效电路参数

参数	大小	参数	大小	参数	大小
Z_0	377Ω	L_1	8.49 nH	L_2	4.11 nH
C	0.02 pF	βl	32.04°	Z_L	254.2Ω

由等效电路结构得知, 改变方形金属贴片尺寸大小时, 会同步改变电感 L_2 和电容 C 的大小, 从而造成结构谐振频点的偏移, 导致设计工作频点处插入损耗和透波相位会同步改变. 因此, 本文利用等效电路结构合理解释了相位调控单元透波相位改变的原理, 可指导

后续 ESTA 单元的结构设计.

2.2 ESTA 单元的设计

为了使透射阵天线具备电磁防护能力, 加固电子信息信息系统, 须在相位调控单元的基础上进行能量选择防护结构的设计, 实现电磁防护能力. 本文使用级联方法, 将相位调控单元和能量选择单元两个电磁结构进行级联耦合, 同步实现相位梯度变换和电磁防护功能, 完成 ESTA 单元的设计. 采用 X 波段能量选择单元^[29], 其结构示意图如图 6 所示, 尺寸参数如表 2 所示, 介

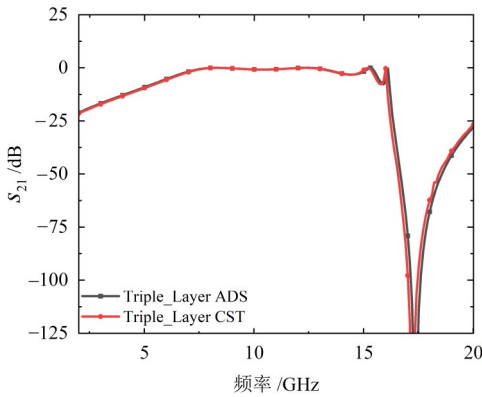
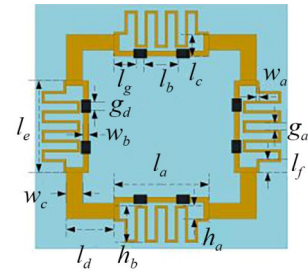


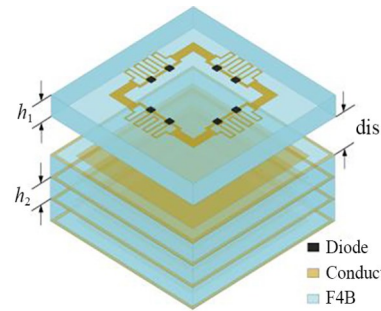
图5 全波仿真和等效电路仿真结果对比

基板材料为 F4B,介电常数为 2.2,厚度为 0.4 mm. 该能量选择结构为对称结构,包含多个直角微带和环状微带,环状微带结构沿环形等间隔布置,直角微带结构用于连接相邻的环状微带结构,确保环状微带结构相互导通. 环状结构包括电感微带和并联微带,并联微带上焊有二极管. 目前国内的 PCB 加工精度在 0.01~0.02 mm 范围内. 本文仿真工作中针对某些参数的调谐优化,步进设置为 0.005 mm,相对较小,但实际上 0.02~0.05 mm 的尺寸变化对结构的性能影响不大,故目前的 PCB 加工水平能够满足工程应用条件,本文的参数精确度不会对实际工程应用产生影响. 对该能量选择防护结构进行仿真,仿真结果如图 7 所示,在透波状态下,以插入损耗 2.0 dB 为临界,单层能量选择表面工作带宽为 8.0~14.0 GHz,防护状态下,以防护效能 15.0 dB 为临界,防护工作带宽为 9.2~10.9 GHz.

对能量选择结构仿真优化完成之后,将能量选择层与相位调控层进行级联. ESTA 单元的设计目标包括减少 ESTA 的剖面并提升电磁防护能力. 基于以上设计目标,首先改变能量选择层与相位调控层之间的距离,分析级联空气层距离 DIS 对防护效能及透波效果的影响. 为了便于分析,此时将相位调控单元的金属方形贴片边长固定为 5.8 mm. 首先设置能量选择层与相位调控层之间的距离为 0 mm,此时为紧耦合状态. 当二极管导通时,图 8 仿真结果表明,此时设计频段无防护效果,仍为透波状态. 观察 2.0~20.0 GHz 频段仿真结果,其防护频带下移至 7.0~7.7 GHz,且防护效能较低. 频段下移的原因是,能量选择层与相位调控层之间存在空气层,结构之间存在耦合电容,且空气层厚度越小,电容越大. 因此,当 DIS 为 0 mm 时,耦合电容大,导致谐振频率降低,通带和防护频带都呈下移趋势. 防护效能降低的原因是,相位调控层等效电路结构为并联谐振,当能量选择单元与相位调控单元距离足够近时,多层相位调控单元通过紧耦合级联使得 ESTA 单元防护状态下并联谐振效果突出,减弱能量选择结构防护状态下串联谐振的防护效果.



(a) ESTA 单元俯视图



(b) ESTA 单元轴测图

图6 ESTA 单元结构图

表 2 ESTA 单元尺寸参数 单位:mm

参数	大小	参数	大小	参数	大小
l_a	3.5	l_b	1.25	l_c	0.825
l_d	1.750	l_e	3.5	l_f	0.5
l_g	0.825	h_a	0.5	h_b	1.4
w_a	0.1	w_b	0.2	w_c	0.8
g_a	0.27	g_d	0.3	h_1	0.4
h_2	1.8	dis	3.0	p	10.0
d	9.6	PSL	2.0~8.2	w	0.2

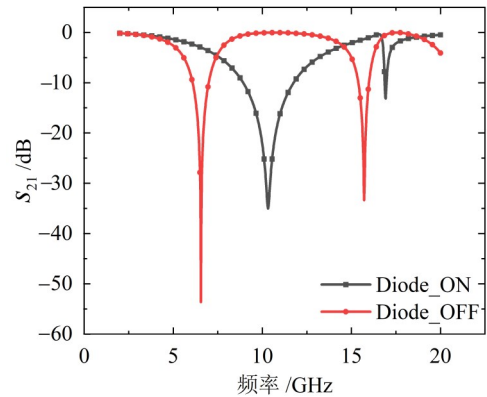


图7 单层能量选择结构插入损耗和防护效能仿真结果

当距离逐渐增大时,ESTA 单元对应防护工作频段往频率高端偏移,且防护效果逐渐增强. 为兼顾透射阵剖面足够小且设计频段防护效果好的设计目标,空气层厚度 DIS 最终确定为 3 mm.

确定能量选择层与相位调控层之间的空气层厚度

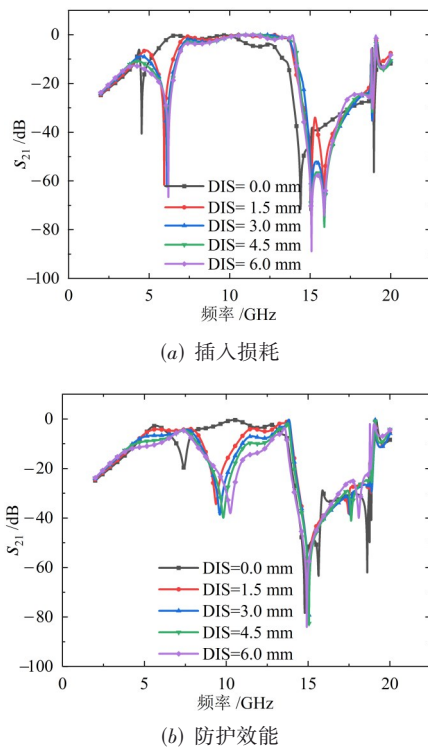


图8 空气层厚度对透波性能和防护效能的影响结果

后,改变相位调控层金属贴片边长,边长变化范围为2.0~8.2 mm,得到10 GHz频点处透波相位、插入损耗及防护效能曲线,如图9所示.透波相位随方形金属贴片边长改变呈梯度变化趋势,且相位覆盖范围超过 360° ,可实现任意透波相位变换,插入损耗始终小于2 dB,最小插入损耗趋近于0 dB,满足透波性能设计要求.结构如在10 GHz频点处产生谐振,插入损耗则趋近于0 dB,而此时相位调控层金属贴片边长改变时,此时结构的谐振频点相对10 GHz频点会有所偏移,从而带来一定的插入损耗,故图9的插入损耗变化曲线并非完全趋近于0 dB.防护效能整体大于15 dB,最大防护效能可达35 dB,满足电磁防护功能的设计要求.

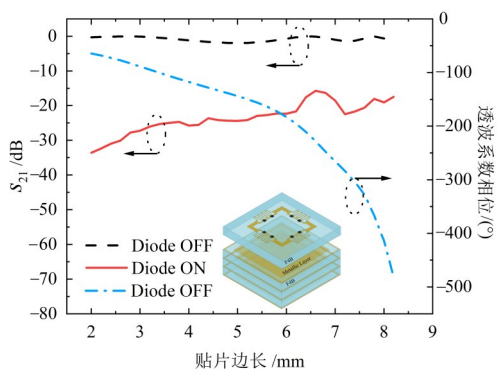


图9 不同贴片边长ESTA单元的性能

ESTA单元设计包含能量选择和相位梯度变换两个指标需求.本文基于解耦设计的思想,通过级联相应工作频段的能量选择单元和相位调控单元,完成能量选择相位调控单元的设计,大幅降低了设计的复杂性.该能量选择相位调控单元设计方法可应用于能量选择透射阵天线及基于特定相位排布的低散射能量选择表面中.

3 测试和分析

相位调控单元及ESTA单元的仿真在全波仿真软件CST中进行,为模拟计算无限大阵列结构的散射参数,边界条件设置为周期边界.辐照法实验测试过程中,ESTA单元结构呈阵列周期排布,尺寸实际为有限大,但由于ESTA阵列结构的尺寸大小已超过10倍设计工作频率对应的波长,所以边缘效应在实际辐照测试过程中可忽略.本文为降低测试难度,且有效实现高强度入射辐照电场,选择在矩形波导中对ESTA单元进行测试,得到其插入损耗IL和防护效能SE^[30].

3.1 波导测试件仿真

本文设计的ESTA单元中心工作频率为10 GHz,故选用WR-90波导进行实验测试,波导TE₁₀主模覆盖频段为8.2~12.5 GHz,内壁空腔尺寸为22.86 mm × 10.16 mm,空腔尺寸可容纳两个ESTA单元.波导中测试边界条件实际为理想电导体(Perfect Electric Conductor, PEC)边界,与全波仿真的周期边界条件不同.在测试之前,需要在全波仿真软件中构建波导模型,并在波导空腔中构建ESTA结构进行全波仿真,以验证ESTA单元在波导中的实际工作性能.

首先完成在波导中ESTA单元的建模,波导空腔可容纳 2×1 个单元,冗余尺寸部分用介质填充.在2.1节,已证明相位调控单元金属贴片尺寸的改变主要影响透波相位的大小,所以将金属贴片边长固定为3.0 mm,减少冗余工作量并可说明整体问题.在波导理想电导体边界与周期边界条件下分别仿真二极管导通和关闭状态下的散射参数,图10为两种边界条件下仿真结果对比,结果总体变化趋势具备一致性.波导仿真中9.0~9.5 GHz, 11.0~11.5 GHz两个频段出现振荡,但在设计工作频点10 GHz附近一致性较好.

此外,本文还仿真了在波导中二极管导通和关闭状态下,10 GHz频点处波导中的能流分布情况.如图11所示,当二极管关闭状态时,波导中电磁波为行波,可从端口1传输到端口2,插入损耗较小.二极管导通状态时,在端口1到ESTA单元区间处,电磁波形成驻波,无法从端口1传输到端口2.前后电磁波传输情况的转变表明本文设计的ESTA单元可基于入射电场强度实现自适应能量选择功能,具备电磁防护能力.

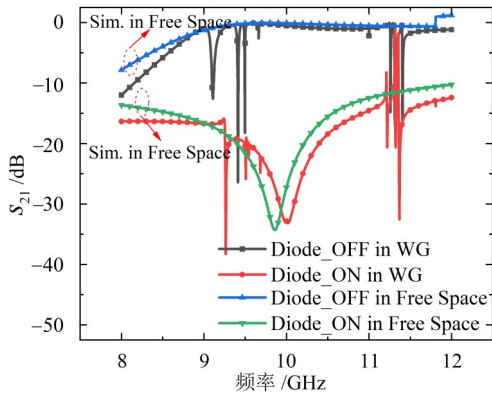


图 10 ESTA 单元在自由空间和波导中的透波系数仿真结果

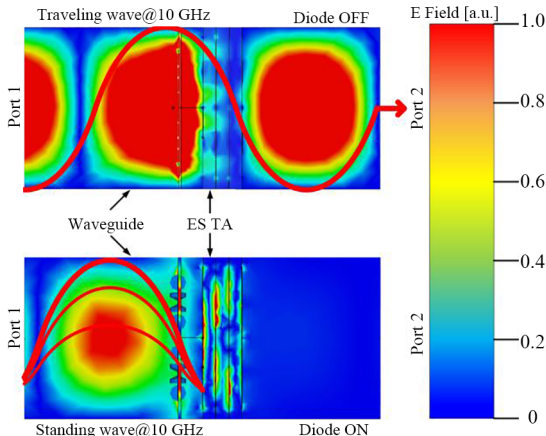


图 11 波导能流分布仿真

3.2 波导测试件实测

为了验证所设计的 ESTA 单元在透波状态下的插入损耗、透波相位及高能辐照下的防护效能,本文采用 PCB 技术对 ESTA 的波导测试件样品进行制作,如图 12 所示,设计的波导测试件样品尺寸基于 WR-90 波导。

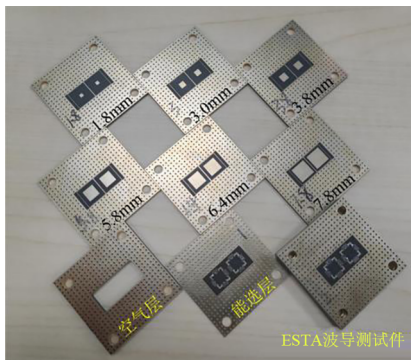


图 12 波导测试件实物

为了实现与对应工作频段波导良好的机械连接,设计的波导测试件样品尺寸与法兰尺寸保持一致,如图 13 所示,左右排布的两个 ESTA 单元尺寸与波导内部空腔尺寸相同。波导测试件上开有金属过孔和螺丝定

位孔,确保与波导之间良好的电连接以及机械固定。

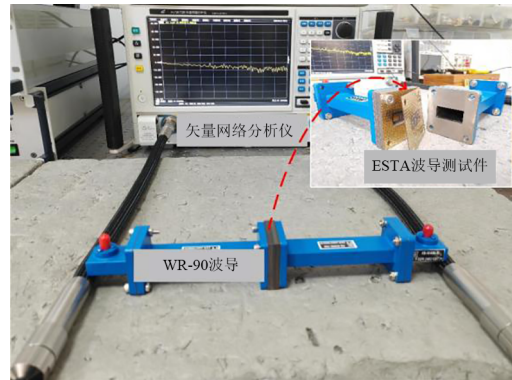


图 13 ESTA 波导测试件与波导法兰连接图

3.2.1 低能辐照下插入损耗

首先使用矢量网络分析仪和 WR-90 波导对低能辐照下 ESTA 波导测试件的插入损耗进行测试,矢量网络分析仪的两个端口分别与 WR-90 波导的两个同轴转换器端口进行连接。测试之前应将测试系统中本身存在的损耗进行标校,以测得准确的 S 参数。将矢量网络分析仪的输出功率设置小于 -25 dBm,根据 TE₁₀ 模的电场分布公式,如式(12)所示:

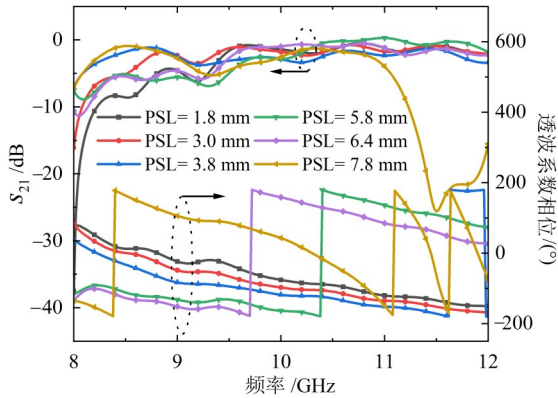
$$E_{TE10} = \sqrt{\frac{4\eta P_{TE10}}{ab\sqrt{1-(\lambda/2a)^2}}} \quad (12)$$

其中, η 为波阻抗, a 为波导长边, b 为波导短边, P_{TE10} 为 TE₁₀ 模的输入功率, λ 为入射波的波长,计算得到中心电场强度为 5.9 V/m,该感应场强不足以导通二极管,故此时 ESTA 波导测试件工作在透波状态。

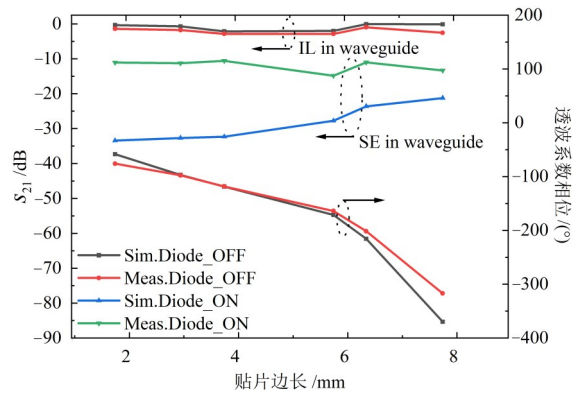
设置矢量网络分析仪测试频段为 8.0~12.0 GHz,插入损耗实验测试结果如图 14(a)所示,整体来看,仿真与实测结果变化趋势一致,插入损耗在设计工作频段处变化较为稳定。如图 14(b),在 10.0 GHz 设计工作频点处,相位调控单元不同贴片尺寸对应的插入损耗整体小于 3.0 dB。由图 14(a)可知,当贴片尺寸为 6.4 mm 时,在 9.8~11.0 GHz 处插入损耗小于 1.0 dB。由于不同相位调控单元对应的等效电路参数不同,并且与能量选择层产生的电磁耦合效果不同,因此导致不同贴片尺寸单元波导测试件的插入损耗有所差异。实测插入损耗的来源还包括波导测试件加工误差、二极管焊接误差、空间损耗等。整体来看,实测与仿真结果吻合良好。

3.2.2 低能辐照下透波相位

测量低能辐照下 ESTA 波导测试件的透波相位时,实验设备的设置步骤同观察低能辐照下插入损耗一致,通过矢量网络分析仪得到 8.0~12.0 GHz 频段的相位变化曲线和 10.0 GHz 设计工作频点处不同尺寸单元对



(a) ESTA单元插入损耗和透波相位实测结果



(b) 不同贴片尺寸 ESTA 单元在 10 GHz 频点处的测试结果

图 14 ESTA 波导测试件实测结果

应的透波相位。

由图 14(a) 相位-频率变化曲线可知, ESTA 单元波导测试件透波相位线性变化特性良好, 不同尺寸对应的透波相位随频率整体呈线性变化趋势。此外, 本文实验采取了离散尺寸点样品测试方法, 抽取贴片边长尺寸为 2.0、3.0、3.8、5.8、6.4 和 7.8 mm 的 ESTA 波导测试件进行测试。实测结果表明, 从 1.8~7.8 mm, 实测相位覆盖范围可达 -76° 至 -317° 。从 2.0 mm 至 8.2 mm, 仿真相位覆盖范围可达 -63° 至 -486° 。可见, 增加单元尺寸的变换范围, 实测相位梯度变化范围可覆盖 360° 全相位。

3.2.3 高功率照射下防护效能

为了验证 ESTA 单元的防护性能, 对 ESTA 波导测试件进行防护效能的测试。测试场景如图 15 所示。测试之前, 需将测试系统连接好并完成标校工作, 以去除系统本身损耗带来的测量误差。信号首先由矢量信号发生器产生, 通过功率放大器进行放大。功率放大器功率增益基本一致, 因此需通过改变矢量信号发生器的输出信号功率来调整波导内信号功率大小。在功率放大器和波导输入端口之间, 串联一个环形器, 保护功率放大器免受大功率信号反射损坏, 环形器的第三端口连接匹配负载, 避免产生反射。之后, 高功率信号通过同轴-波导转换接头进入波导内, 高功率信号通过 ESTA 波导测试件, 在波导输出端口输出, 输出信号经过衰减器之后进入频谱仪, 频谱仪对输出信号的功率大小进行实时监测。

通过调整矢量信号发生器的输出信号功率大小, 来改变波导入射功率的大小。定义波导输入功率为 P_{in} , 输出功率为 P_{out} , ESTA 波导测试件的防护效能由如下公式^[31]算出:

$$SE(\text{dB}) = P_{in}(\text{dBm}) - P_{out}(\text{dBm}) \quad (13)$$

选定测试频点为 10.0 GHz, 输入信号频率设为

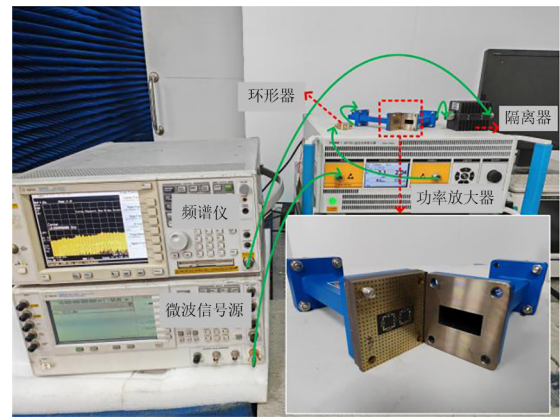


图 15 防护效能测试场景

10.0 GHz, 频谱仪监测频点设为 10.0 GHz。WR-90 波导入射功率从 -10 dBm 开始, 起初二极管的感应电压不足以使二极管导通, ESTA 波导测试件处于透波状态, 插入损耗较小。如图 16 所示, 随着输入功率的提高, 二极管开始导通, ESTA 波导测试件从透波状态转为防护状态, 防护效能骤变提升。对于贴片边长为 3.8 mm 的 ESTA 波导测试件, 二极管导通阈值输入功率为 30 dBm, 电场大小为 3.3 kV/m。贴片边长为 3.0 mm 时, 二极管导通阈值为 25 dBm, 电场大小为 1.9 kV/m。而贴片边长为 1.8、5.8、6.4 和 7.8 mm 的 ESTA 波导测试件导通阈值输入功率为 20 dBm, 电场大小为 1.1 kV/m。二极管的导通程度随输入功率变化, 输入功率越大, 导通效果越明显, 防护效能越大。不同尺寸 ESTA 单元波导测试件整体防护效能为 10 dB 左右, 当 ESTA 波导测试件贴片尺寸为 5.8 mm 时, 防护效能最高可达 15 dB, 此时输入功率为 40 dBm 以上, 表明波导入射电场大小要大于 10.5 kV/m。

以上实验测试结果表明, ESTA 单元级联设计的方法有效, 可同步实现电磁防护和相位梯度变换功能, 弥补传统透射阵天线电磁防护功能的不足, 有效应用于能量选择透射阵天线领域。此外, 还可应用于具备梯度

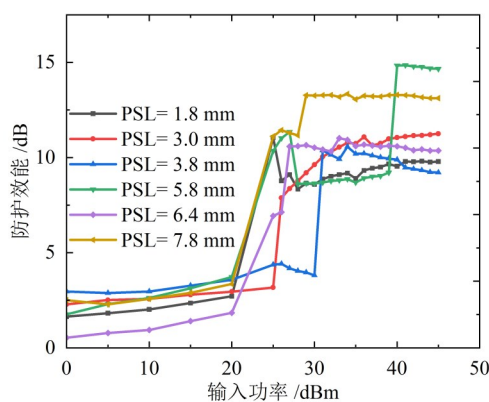


图 16 ESTA 波导测试件防护效能

相位变换要求的能量选择表面领域,例如漫散射能量选择表面、定向反射能量选择表面等。

4 结论

本文提出了一种能量选择相位调控结构的设计方法,主要创新点在于基于解耦设计的思想,通过能量选择层和相位调控层级联的方法完成对能量选择相位调控结构的设计,在具备电磁防护功能的前提下,实现其透波相位梯度变换的功能,可应用于防护型透射阵天线设计及具备相位梯度变换要求的能量选择表面设计。利用 WR-90 波导对 ESTA 波导测试件的插入损耗、透波相位和防护效能进行测试,验证了单元的相位梯度变换和能量选择功能。结果表明,该结构的相位梯度变换覆盖范围可达 -76° 至 -317° ,在 10.0 GHz 设计工作频点处,相位调控单元不同贴片尺寸对应的平均插入损耗为 2.07 dB,插入损耗整体小于 3.0 dB,插入损耗略高于其他能量选择防护结构。但由于透射阵天线增益本身较高,故对天线增益影响可忽略不计。反观,ESTA 结构在不影响相位调控功能的前提下新增了电磁防护功能,且最大防护效能可达 15.0 dB,有效提升电子信息系统的电磁防护能力。此外,本文通过等效电路法对 ESTA 单元透波相位梯度变换的机理进行解释,等效电路模型与全波仿真软件求解结果一致性良好。

后续本论文的研究工作值得深入开展,可加入有源器件实现可重构相位梯度变换的能量选择表面,以实现任意方向散射,或全空间漫散射并实现隐身功能。此外,亦可加入人工智能技术实现能量选择表面阵列单元自适应相位排布,以实现特定的散射特性。本文的设计方法可指导应用于其他频段能量选择相位调控结构的设计。

参考文献

- [1] 刘培国, 万双林, 李高升, 等. 一种电磁能量选择表面: CN201766807U[P]. 2011-03-16.
- [2] 杨成. 能量选择表面防护机理与分析[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2011.
YANG C. Mechanism and Analysis of Energy Selective Surface Protection[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2011. (in Chinese)
- [3] 毋召锋, 徐延林, 刘培国, 等. 电磁防护技术发展综述与展望[J]. 强激光与粒子束, 2024, 36(4): 5-17.
WU Z F, XU Y L, LIU P G, et al. Review and prospect of electromagnetic protection technology development[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2024, 36(4): 5-17. (in Chinese)
- [4] 程开, 黄贤俊, 梁圆龙, 等. 基于增材工艺的柔性带通频率选择表面[J]. 电子学报, 2021, 49(6): 1204-1209.
CHENG K, HUANG X J, LIANG Y L, et al. Flexible band-pass frequency selective surface based on additive patterning and electroplating[J]. Acta Electronica Sinica, 2021, 49(6): 1204-1209. (in Chinese)
- [5] 周涛, 虎宁, 盖龙杰, 等. 一种 S 波段超宽带能量选择表面设计[J]. 强激光与粒子束, 2024, 36(3): 17-22.
ZHOU T, HU N, GAI L J, et al. Design of an S-band ultra-wideband energy selective surface[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2024, 36(3): 17-22. (in Chinese)
- [6] 毋召锋, 徐延林, 刘培国. 超宽带强电磁防护能量选择表面设计[J]. 国防科技大学学报, 2023, 45(3): 179-185.
WU Z F, XU Y L, LIU P G. Design of ultra-wideband energy selective surface for protection of high intensity EM fields[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2023, 45(3): 179-185. (in Chinese)
- [7] 刘培国, 刘晨曦, 谭剑锋, 等. 强电磁防护技术研究进展[J]. 中国舰船研究, 2015, 10(2): 2-6.
LIU P G, LIU C X, TAN J F, et al. Analysis of the research development on HPM/EMP protection[J]. Chinese Journal of Ship Research, 2015, 10(2): 2-6. (in Chinese)
- [8] 易波. 新型电磁结构在隐身和电磁防护中的应用研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2017.
YI B. Research on the Application of New Electromagnetic Structure in Stealth and Electromagnetic Protection[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2017. (in Chinese)
- [9] 刘晨曦. 能量选择表面设计与仿真[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2015.

- LIU C X. Design and Simulation of Energy Selective Surface[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2015. (in Chinese)
- [10] 张继宏, 徐延林, 毋召锋, 等. 波导型能量选择电磁防护器件设计与实现[J]. 微波学报, 2022, 38(1): 36-40.
ZHANG J H, XU Y L, WU Z F, et al. Design and prototyping of energy selective waveguide component for high power microwave protection[J]. Journal of Microwaves, 2022, 38(1): 36-40. (in Chinese)
- [11] DENG B W, LIN M T, ZHANG J H, et al. PIN-diode-based high-intensity radiation fields (HIRF) protection of a printed dipole antenna[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2021, 63(1): 198-205.
- [12] CAI Y, MEI P, LIN X Q, et al. A Generalized method for gain bandwidth enhancement of transmitarray antennas considering oblique incidences[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2024, 71(1): 121-125.
- [13] GAO X J, ZHU L, GUO W L. Design and application of high polarized purity metasurface lens[J]. Acta Physica Sinica, 2017, 66(20): 204102.
- [14] HONARI M M, MAVRAKAKIS K, LUYEN H, et al. A dual-band transmitarray antenna employing ultra-thin, polarization-rotating spatial phase shifters[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, 70(11): 11132-11137.
- [15] XUE C H, SUN J W, GAO X, et al. An ultrathin, low-profile and high-efficiency metalens antenna based on chain Huygens' metasurface[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, 70(12): 11442-11453.
- [16] YIN L Y, JIN C, LV Q H, et al. Amplitude and phase independently adjustable transmitarray aperture and its applications to high gain and low sidelobe antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, 70(6): 4498-4506.
- [17] LIAO D S, REN X, JING L Q, et al. Chiral metasurface enabled circularly polarized OAM-generating folded transmitarray antenna with high-gain low-profile and broadband characteristics[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2023, 71(6): 4737-4746.
- [18] TANG J Z, CHEN X M, MENG X S, et al. Compact antenna test range using very small F/D transmitarray based on amplitude modification and phase modulation[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2022, 71: 8001614.
- [19] TIWARI S, SINGH A K, DUBEY A. Additively manufactured dielectric reflectarray antenna for millimeter-wave satellite communication[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2024, 23(4): 1276-1280.
- [20] YANG C F, WU G B, ZHENG D Z, et al. An ultralow-profile folded transmitarray antenna based on a multifunctional metasurface with both-sided wavefront control[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2023, 71(10): 7804-7812.
- [21] YANG W X, CHEN K, ZHAO J M, et al. A wideband high-efficiency transmit-reflect-array antenna for bidirectional radiations with distinct circular polarizations based on a metasurface[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2023, 71(4): 3695-3700.
- [22] 汪竹, 王德成, 冉雪红, 等. Ku波段电磁聚焦相位梯度超表面设计[J]. 电子器件, 2021, 44(2): 502-506.
WANG Z, WANG D X, RAN X H, et al. Design of ku-band electromagnetic focusing phase gradient metasurface[J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2021, 44(2): 502-506. (in Chinese)
- [23] 张继宏. 射频前端能量选择电磁防护结构与器件设计研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2022.
ZHANG J H. Research on Electromagnetic Protection Structure and Device Design of RF Front-End Energy Selection[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2022. (in Chinese)
- [24] SONG L L, WANG Y Q, GUO L. A low-cost ultrathin metal-only transmitarray antenna at X-band[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2024, 23(5): 1443-1447.
- [25] SUNG G H, SOWERBY K W, NEVE M J, et al. A frequency-selective wall for interference reduction in wireless indoor environments[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2006, 48(5): 29-37.
- [26] YAO Z X, XIAO S Q, WANG B Z. Study on an accurate and efficient design method of resonant FSSs based on the macro-model of units in the basic strip-gap FSS[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(5): 2741-2750.
- [27] FERREIRA D, CALDEIRINHA R F S, CUIÑAS I, et al. Square loop and slot frequency selective surfaces study for equivalent circuit model optimization[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63(9): 3947-3955.
- [28] MUNK B A. Frequency Selective Surfaces[M]. New York : Wiley, 2000.
- [29] 毋召锋, 刘培国, 田涛, 等. 一种 X波段宽带能量选择表

面: CN115566437A[P]. 2023-01-03.

WU Z F, LIU P G, TIAN T, et al. A wideband X-band energy selective surface: Chinese invention patent, CN115566437A[P]. 2023-01-03. (in Chinese)

- [30] ZHOU L, LIU L L, SHEN Z X. High-performance energy selective surface based on the double-resonance con-

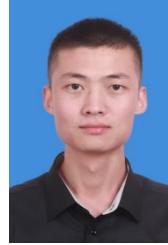
cept[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(11): 7658-7666.

- [31] WU Z F, XU Y L, LIU P G, et al. An ultra-broadband energy selective surface design method: From filter circuits to metamaterials[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2023, 71(7): 5865-5873.

作者简介



盖龙杰 男, 2000年4月出生于山东省莱阳市. 现为国防科技大学电子科学学院博士研究生. 主要研究方向为强电磁防护.
E-mail: glj_gfkd@163.com



毋召锋 男, 1995年出生于陕西省宝鸡市. 现为国防科技大学电子科学学院讲师. 主要研究方向为强电磁防护、微波器件以及电磁材料.
E-mail: wuzhaofeng13@nudt.edu.cn



徐延林 男, 1990年7月出生于安徽省天长市. 现为国防科技大学电子科学学院副教授. 主要研究方向为电磁兼容与防护、计算电磁学.
E-mail: 13298656824@163.com



刘培国 男, 1969年出生于山东省济南市. 现为国防科技大学电子科学学院教授. 主要研究方向为电磁兼容与防护.
E-mail: pg731@126.com



周涛 男, 1999年9月出生于贵州省遵义市. 现为国防科技大学电子科学学院博士研究生. 主要研究方向为强电磁防护.
E-mail: 2645288679@qq.com