

基于双几何相位超表面的三频全空间波前调控

徐健, 王彦朝, 罗慧玲, 史浩洋, 许河秀*

(空军工程大学, 陕西西安 710051)

摘要: 为解决全空间超表面的多通道串扰问题, 提出了一种基于双几何相位超表面的三频段透射-反射-透射全空间波前调控方法. 采用频率选择表面与多层超表面子结构级联来获得三个频段的独立调控, 并基于双几何相位原理实现了透、反射全空间幅相同调. 为验证该方法的有效性, 设计、加工并测试了一款工作于C, X, Ku三频段的圆极化全空间多功能超表面器件. 仿真和实验结果均显示左旋圆极化波激励下该器件在7 GHz和10.2 GHz分别产生了沿y轴和x轴的透、反射双涡旋波束, 而在15.7 GHz实现了双焦点透镜功能. 该全空间多频段幅相同调方法为新型多功能器件和集成电磁波调控提供了新思路, 在大容量通信领域有广阔的应用前景.

关键词: 双几何相位; 幅相同调; 超表面; 全空间; 多频

基金项目: 国家自然科学基金(No.62171459); 国防科技卓越青年科学基金(No.2022-JCJQ-ZQ-006)

中图分类号: TN82

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2024)02-0396-11

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

DOI: 10.12263/DZXB.20230534

Tri-band Full-Space Wavefront Control Using Dual-Geometric-Phase Metasurface

XU Jian, WANG Yan-zhao, LUO Hui-ling, SHI Hao-yang, XU He-xiu*

(Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710051, China)

Abstract: To solve the problem of multi-channel cross-talk in full-space metasurface, a strategy of tri-band transmission-reflection-transmission full-space wavefront control based on dual-geometric-phase metasurface is proposed. A frequency selective surface was cascaded with multilayer metasurface to obtain independent modulation of three frequency bands. The full-space independent amplitude and phase control combining transmission and reflection was realized based on dual geometric phase theory. For verification, a full-space multifunctional metadvice working at C, X and Ku bands was designed, fabricated and measured. Both numerical and experimental results show that transmissive and reflective dual-vortex beams along y-axis and x-axis are generated at 7 GHz and 10.2 GHz, respectively, meanwhile dual foci along x-axis is generated at 15.7 GHz under left-handed circularly-polarized wave excitation. The proposed strategy of tri-band transmission-reflection-transmission full-space wavefront control provides new approaches for new multifunctional devices and integrated electromagnetic wave control, and expands the application prospect of metasurface in large-capacity communication.

Key words: dual geometric phase; amplitude and phase control; metasurface; full space; multiband

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62171459); National Defense Foundation for Distinguished Young Scholars (No.2022-JCJQ-ZQ-006)

1 引言

随着通信技术迅速发展, 电磁波波前调控和多功能集成技术成为未来电磁器件智能化、集成化的重要趋势. Capasso课题组于2011年提出了超表面概念并发现了广义Snell定律^[1], 为电磁波调控开辟了全新途径. 通过设计人工电磁结构单元并按特定方式排列就可实

现对电磁波幅度、相位和极化等基本信息的灵活调控. 随着研究不断深入, 基于超表面对电磁波单一信息进行调控的功能器件已有大量报道^[2-5], 而对两个或两个以上信息进行组合编码调控的多功能调控器件仍具有一定挑战性^[6-12]. 其中, 透反射超表面作为方向元集成多功能超表面的代表, 受到国内外研究人员的广泛关

注,例如,基于不同极化复用的透射-反射偏折器以及奇异反射偏折和透射聚焦的双功能集成器^[8],基于极化和方向二元编码实现的波束偏转、漫散射和涡旋波束产生三功能透反射集成器^[9]和基于极化复用的透反射一体化宽带消色差超表面^[10].同时,频率也可作为编码多功能信息的载体,而将频率元和方向元组合可进一步拓展通道容量,如基于双频实现的波束反射偏折器、高增益反射天线和透射涡旋波束产生三功能集成器^[11],基于三频调控的六通道透反射多元双面像多功能超器件^[12].

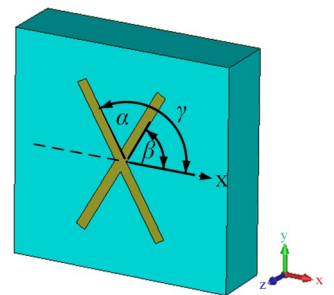
虽然上述工作能拓展功能通道容量,但目前多频工作大多局限于用纯相位调控来实现不同功能,缺乏从幅度维度调控来进一步实现唯相位调控不能实现的功能.通过电磁波幅度和相位同时调控(幅相同调)可实现如多波束生成器、低副瓣天线、高质量全息图生成等诸多功能^[13-19],理想的幅相同调应满足幅度和相位均连续可调且二者调制相互独立.早期主要针对线极化波幅相同调进行研究,如基于环I形结构臂长和旋转角度分别实现的相位和幅度独立自由调控,并可应用在线极化低副瓣反射阵列天线^[15].文献^[16]报道了一种基于三层C型单元结构的双频段全空间超表面,可调控两个半空间内线极化波的幅度和相位.而圆极化波幅相同调主要采用双几何相位^[17]、传输与几何相位混合调制^[18]和加载阻抗单元^[19]三种方式,且通常都是对单一频点处半空间(即反射或透射体系)进行研究.Ding等人^[17]采用双几何相位实现了反射体系的幅相同调,进一步对多波束反射波前的空间功率强度进行调控.由于透射体系中单层超表面效率极低,严重阻碍了实际应用.Li等人^[20]采用双层金属层构建透射型双几何相位超表面,通过旋转角差对圆极化波的幅度和相位进行同时调控,实现了扇形波束.

尽管如此,目前仍鲜有全空间圆极化波幅相同调的相关报道研究,且关于多频全空间超表面电磁波幅相同调的研究尚处于初步阶段.虽然通过频率、角度、极化、轨道角动量、方向或空间复用以及可调/可重构^[21-27]等方法能够在有限空间范围内极大扩展功能通道容量,多功能集成器件将不可避免地面临多通道串扰问题和多参数调控相互影响问题,如基于极化通道调控的极化串扰问题、频率多通道相位调控遇到的相位色散问题等,将会导致器件功能效率降低甚至功能失真.为实现高性能多功能器件,可通过设计具有隔离度好的多通道高效多功能单元,或采用多通道解耦方法(如旋向解耦理论)从根本上解决不同通道和参数间的串扰问题.迄今为止,实现多频、全空间、高效率的多功能集成器件仍然极具挑战性.为解决上述问题,本文提出了一种基于双几何相位原理的多频全空间圆极化

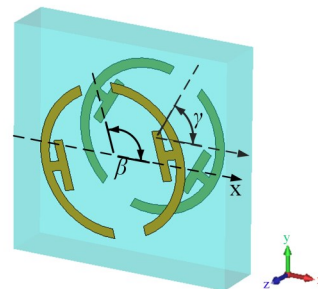
波幅相同调方法,利用频率选择表面实现了三频全空间独立调控,基于透、反射体系双几何相位原理实现了透、反射幅度和相位独立调控,在此基础上设计了一款三频全空间多功能超表面器件,采用复振幅叠加法在频率 f_1 、 f_2 和 f_3 分别实现了透、反射双涡旋波束生成和透射双聚焦等不同功能的集成和复杂波前调控,仿真和实验结果吻合,验证了该方法的可行性.

2 双几何相位原理

超表面相位调控主要包括传输相位和几何相位调控两大类,其中传输相位调控是通过超表面单元结构变化来改变电流响应,进而产生相位突变;几何相位调控是通过改变单元旋转角度来实现相位变化.根据几何相位原理,圆极化波入射时,通过将各向异性单元沿 z 轴旋转 θ 角就可在交叉极化分量引入 $2\sigma\theta$ 的相位($\sigma=\pm 1$,代表左右旋向).当进行唯相位设计时,只需改变旋转角 θ 进行相位调控,几何相位单元其余结构参数保持不变,故单元的反射(透射)振幅也不会发生变化.为了进一步实现幅相同调,则需要基于双几何相位理论对两个几何相位子单元进行控制,令两个子单元旋转不同角度构成旋转角差,反射和透射体系下双几何相位单元结构如图1所示.



(a) 反射双几何相位单元



(b) 透射双几何相位单元

图1 双几何相位单元示意图

反射双几何相位单元以图1(a)所示结构为例,该单元由顶层X形金属结构、中层介质板和金属地板组成.这里组成X形金属结构的每个金属条均可看作是

一个独立电偶极子, 可以作为几何相位子单元. 假设每个金属条以 x 轴为基准的旋转角分别为 β 和 γ , 则旋转角之差为 $\alpha = \gamma - \beta$, 定义圆极化入射波 $\begin{pmatrix} E_{i1} \\ E_{i2} \end{pmatrix} = 1/\sqrt{2} \begin{pmatrix} 1 \\ -j\sigma \end{pmatrix}$, 则沿 z 轴旋转 β 角后子单元产生反射波为 $\begin{pmatrix} E_{o1} \\ E_{o2} \end{pmatrix} = 1/\sqrt{2} e^{j2\sigma\beta} \begin{pmatrix} 1 \\ -j\sigma \end{pmatrix}$, 其中, E_{i1} 、 E_{i2} 、 E_{o1} 、 E_{o2} 为入射和反射圆极化波的两个正交线极化分量. 通过这两个几何相位子单元的反射场叠加就可以得到该双几何相位单元总反射场, 具体表示为

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} E_{o1} \\ E_{o2} \end{pmatrix} &= (e^{j2\sigma\gamma} + e^{j2\sigma\beta}) \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ -j\sigma \end{pmatrix} \\ &= 2\cos(\gamma - \beta) e^{j\sigma(\gamma + \beta)} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ -j\sigma \end{pmatrix} \\ &= 2\cos(\alpha) e^{j\sigma(2\beta + \alpha)} \begin{pmatrix} E_{i1} \\ E_{i2} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (1)$$

从式(1)可以看出, 该双几何相位单元的反射振幅由 α 决定, 反射相位由 α 和 β 共同决定, 当 α 从 60° 变化到 90° 时, 反射幅度从 1 减小到 0, 反射相位为 $\sigma(2\beta + \alpha)$. 透射型双几何相位单元示意图如图 1(b) 所示, 该单元由上、下两层金属结构子单元和中间层介质板组成. 其中上、下两层子单元相对于 x 轴的旋转角分别为 β 和 γ , 则旋转角之差为 $\alpha = \gamma - \beta$, 其余结构

$$\mathbf{T}_c^{\text{total}} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} (\mathbf{t}_{xx}^{\text{MS}} + \mathbf{t}_{yy}^{\text{MS}}) \mathbf{t}_D - (\mathbf{t}_{xx}^{\text{MS}} - \mathbf{t}_{yy}^{\text{MS}})^2 \mathbf{t}_D e^{j2\sigma(\gamma - \beta)} & \left[(\mathbf{t}_{xx}^{\text{MS}})^2 - (\mathbf{t}_{yy}^{\text{MS}})^2 \right] \mathbf{t}_D (e^{-j2\sigma\beta} + e^{-j2\sigma\gamma}) \\ \left[(\mathbf{t}_{yy}^{\text{MS}})^2 - (\mathbf{t}_{xx}^{\text{MS}})^2 \right] \mathbf{t}_D (e^{j2\sigma\beta} + e^{j2\sigma\gamma}) & (\mathbf{t}_{xx}^{\text{MS}} + \mathbf{t}_{yy}^{\text{MS}})^2 \mathbf{t}_D - (\mathbf{t}_{xx}^{\text{MS}} - \mathbf{t}_{yy}^{\text{MS}})^2 \mathbf{t}_D e^{j2\sigma(\beta - \gamma)} \end{pmatrix} \quad (4)$$

其中, $\mathbf{t}_{xx}^{\text{total}} = (\mathbf{t}_{xx}^{\text{MS}})^2 \mathbf{t}_D$, $\mathbf{t}_{yy}^{\text{total}} = (\mathbf{t}_{yy}^{\text{MS}})^2 \mathbf{t}_D$, 整体单元交叉极化转换分量可表示为

$$\mathbf{T}_{\text{RL}}^{\text{total}} = \frac{1}{4} (\mathbf{t}_{yy}^{\text{total}} - \mathbf{t}_{xx}^{\text{total}}) (e^{j2\sigma\beta} + e^{j2\sigma\gamma}) \quad (5)$$

故实现交叉极化的高效传输需满足 $|\mathbf{t}_{xx}^{\text{total}}| = |\mathbf{t}_{yy}^{\text{total}}| = 1$ 且 $\varphi_{xx} = \varphi_{yy} \pm \pi$, 此时交叉极化分量为

$$\mathbf{T}_{\text{RL}}^{\text{total}} = \frac{1}{2} (e^{j2\sigma\beta} + e^{j2\sigma\gamma}) = \cos(\alpha) e^{j\sigma(\beta + \gamma)} = \cos(\alpha) e^{j\sigma(2\beta + \alpha)} \quad (6)$$

由式(6)可知, 透射型双几何相位单元的透射幅度由 α 决定, 透射相位由 γ 和 β 共同决定.

综上所述, 通过优化设计反射和透射超表面两个子单元的旋转角差 α , 结合双几何相位原理可以实现连续且独立的幅相同调.

3 超表面单元设计

基于以上理论, 图 2 给出了所设计的全空间幅相同调超表面单元结构及其参数. 如图 2(a) 所示, 单元由两

参数完全相同. 任意级联结构的传输都可以用级联矩阵来表示, 故该透射型双几何单元琼斯矩阵可表示为

$$\mathbf{T}_c^{\text{total}} = \begin{pmatrix} \mathbf{t}_{\text{LL}}^{\text{total}} & \mathbf{t}_{\text{LR}}^{\text{total}} \\ \mathbf{t}_{\text{RL}}^{\text{total}} & \mathbf{t}_{\text{RR}}^{\text{total}} \end{pmatrix} = \mathbf{T}_{\text{MS1}} \cdot \mathbf{T}_D \cdot \mathbf{T}_{\text{MS2}} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{T}_c^{\text{total}}$ 为圆极化体系下整体单元的透射琼斯矩阵; $\mathbf{t}_{ij}^{\text{total}}$ ($i, j = \text{LL}, \text{LR}, \text{RL}, \text{RR}$) 代表透射系数的各个分量, L 和 R 分别代表左、右旋圆极化; \mathbf{T}_{MS1} 和 \mathbf{T}_{MS2} 分别代表上、下层子单元的透射琼斯矩阵; \mathbf{T}_D 代表介质板的透射琼斯矩阵, 则有

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{\text{MS1}} &= \begin{pmatrix} \mathbf{t}_{\text{LL}}^{\text{MS}} & \mathbf{t}_{\text{LR}}^{\text{MS}} e^{-j2\sigma\beta} \\ \mathbf{t}_{\text{RL}}^{\text{MS}} e^{j2\sigma\beta} & \mathbf{t}_{\text{RR}}^{\text{MS}} \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{2} \begin{pmatrix} (\mathbf{t}_{xx}^{\text{MS}} + \mathbf{t}_{yy}^{\text{MS}}) & (\mathbf{t}_{xx}^{\text{MS}} - \mathbf{t}_{yy}^{\text{MS}}) e^{-j2\sigma\beta} \\ (\mathbf{t}_{yy}^{\text{MS}} - \mathbf{t}_{xx}^{\text{MS}}) e^{j2\sigma\beta} & (\mathbf{t}_{xx}^{\text{MS}} + \mathbf{t}_{yy}^{\text{MS}}) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{\text{MS2}} &= \begin{pmatrix} \mathbf{t}_{\text{LL}}^{\text{MS}} & \mathbf{t}_{\text{LR}}^{\text{MS}} e^{-j2\sigma\gamma} \\ \mathbf{t}_{\text{RL}}^{\text{MS}} e^{j2\sigma\gamma} & \mathbf{t}_{\text{RR}}^{\text{MS}} \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{2} \begin{pmatrix} (\mathbf{t}_{xx}^{\text{MS}} + \mathbf{t}_{yy}^{\text{MS}}) & (\mathbf{t}_{xx}^{\text{MS}} - \mathbf{t}_{yy}^{\text{MS}}) e^{-j2\sigma\gamma} \\ (\mathbf{t}_{yy}^{\text{MS}} - \mathbf{t}_{xx}^{\text{MS}}) e^{j2\sigma\gamma} & (\mathbf{t}_{xx}^{\text{MS}} + \mathbf{t}_{yy}^{\text{MS}}) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3b)$$

$$\mathbf{T}_D = \begin{pmatrix} \mathbf{t}_D & 0 \\ 0 & \mathbf{t}_D \end{pmatrix} \quad (3c)$$

其中, \mathbf{t}_{xx} (\mathbf{t}_{yy}) 代表从 x (y) 轴入射时的透射复振幅, 上标 MS 代表超表面. 将式(3)代入式(2), 并进一步简化可得:

层介质板和四层金属结构组成. 为提升透射体系下工作效率, 中间用厚度为 h_2 的空气层隔开, 故将单元整体分为上下两大部分, 其中顶部介质板两侧分别为 X 形金属贴片结构和两个同心圆金属缝隙结构, 其具体结构参数见图 2(b) 和 (c). 为了实现全空间透射-反射-透射三频段幅相同调, 采用金属缝隙结构作为频率选择表面 (Frequency Selective Surface, FSS) 为单元提供两个透射频段 f_1 和 f_3 , 如图 2(c) 所示. 而当工作频率处于 f_2 时, FSS 相当于金属地板, 此时由顶层 X 形金属贴片提供反射双几何相位和幅度调控.

图 2(d)~(f) 为单元下部分结构示意图, 底部介质板两侧均由具有相同结构参数的双层互补开口环谐振器 (Complementary Split Ring Resonator, CSRR) 与双层改进型开口环谐振器 (Modified Split Ring Resonator, MSRR) 构成, 分别工作在 f_1 和 f_3 透射频段, CSRR 和 MSRR 的具体结构参数分别如图 2(d) 和 (f) 所示. 进一步说明该单元结构间旋转角关系, 由图 2 可知, 双层

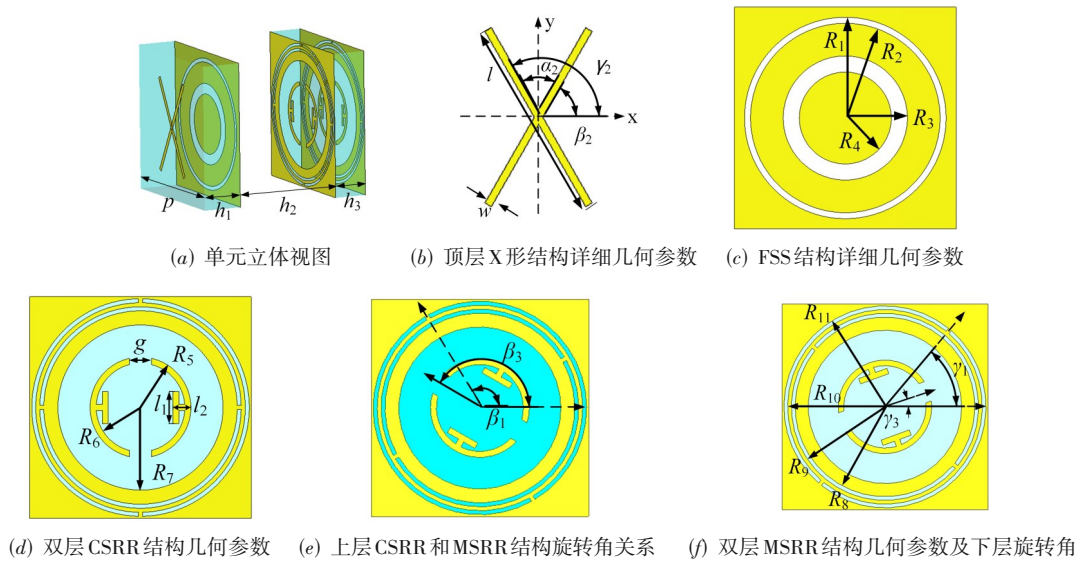


图2 三频段幅相同调全空间超表面单元结构

CSRR 的旋转角分别为 β_1 和 γ_1 , 则旋转角之差 $\alpha_1 = \gamma_1 - \beta_1$, 提供低频透射幅相同调; X 形两个金属贴片结构旋转角之差 $\alpha_2 = \gamma_2 - \beta_2$, 提供反射幅相同调; 双层 MSRR 的旋转角分别为 β_3 和 γ_3 , $\alpha_3 = \gamma_3 - \beta_3$, 提供高频 f_3 的幅相同调; 介质板均采用介电常数为 2.65 的 F4B 聚四氟乙烯板, 通过全波仿真软件 CST 进行仿真优化, 最终可得单元详细结构参数 (见表 1)。

表 1 单元结构参数 单位: mm

参数	数值	参数	数值
p	11	R_2	4.7
h_1	3	R_3	3.08
h_2	8	R_4	2.28
h_3	2.5	R_5	2.5
l	8.2	R_6	2.2
w	0.3	R_7	4.1
l_1	1.6	R_8	4.8
l_2	1	R_9	5
g	1.1	R_{10}	5.2
R_1	5	R_{11}	5.4

为深入探究该单元的透射和反射特性, 采用 CST 频域求解器对左旋圆极化 (Left-handed Circularly Polarized, LCP) 平面波入射时单元幅度进行仿真分析, 顶部单元、底部单元与组装后整体单元的电磁频谱响应分别在图 3 中给出, 仿真过程中, 沿 x 轴和 y 轴方向均设置为周期边界条件. 如图 3(a) 所示, 由顶层介质板以及 X 形贴片和 FSS 组合而成的顶部单元提供了两个透射频段, 透射频率分别为 $f_1 = 7$ GHz 和 $f_3 = 15.7$ GHz, 且透射率均在 0.95 以上. $f_2 = 10.2$ GHz 处反射率超过 0.95. 从图 3(b) 可以看出, 底部单元包括底部介质板以及两侧

的 CSRR 和 MSRR, 其在 7 GHz 和 15.7 GHz 处交叉极化透射率分别在 0.9 和 0.85 以上. 现将两部分单元级联组合, 如图 3(c) 所示, 左旋圆极化波激励下, 整体单元在 10.2 GHz 附近发生高效反射, 7 GHz 和 15.7 GHz 分别有两个透射带, 且最大透射率分别高于 0.85 和 0.8, 验证了三频段透射-反射-透射全空间超表面单元设计满足预期基本性能. 同时, 单元组合后的反射/透射率与未组合前非常接近, 表明各频段间串扰可忽略不计.

为进一步验证各部分单元工作机制, 图 4(a)~(c) 给出了 CSRR 结构、X 形结构和 MSRR 结构上的表面电流分布. 可以看出, 低频 7 GHz 处外部 CSRR 附近金属产生了较强局域化电流, 而内部 MSRR 上电流强度几乎为零. 同理, 高频段 15.7 GHz 处内部 MSRR 附近表面局域化电流很强, 但外部 CSRR 附近几乎没有电流. 类似地, $f_2 = 10.2$ GHz 处局域化电流主要集中在 X 形结构上. 所有情形下, 由于外部 CSRR, X 形结构与内部 MSRR 上电流高度局域化, 不同结构间串扰显著降低, 说明该单元结构在不同工作频率下具有良好隔离度, 因此可以实现三频段独立调控, 低、中、高频段的幅相同调可通过分别调控外部 CSRR, X 形结构与内部 MSRR 结构参数和旋转角来实现.

为验证该单元的独立幅相同调特性, 对三个频段处单元的反射 (r_{RL}) 和透射 (t_{RL}) 幅度、相位进行仿真分析, 如图 5 所示. 当 $\beta_i = 0^\circ$ 时, 单元反射幅度和相位随 α_i 的变化曲线在图 5(a)、(c) 和 (e) 中给出, 其中蓝色虚线 (实线) 五角星表示理论计算 (FDTD 仿真) 的幅度归一化曲线, 红色代表单元相位变化曲线. 总体来看, 理论计算与仿真幅度曲线存在一定偏差, 这是由于理想状态下进行理论计算时忽略了耦合效应, 而仿真过程中金属结构间不

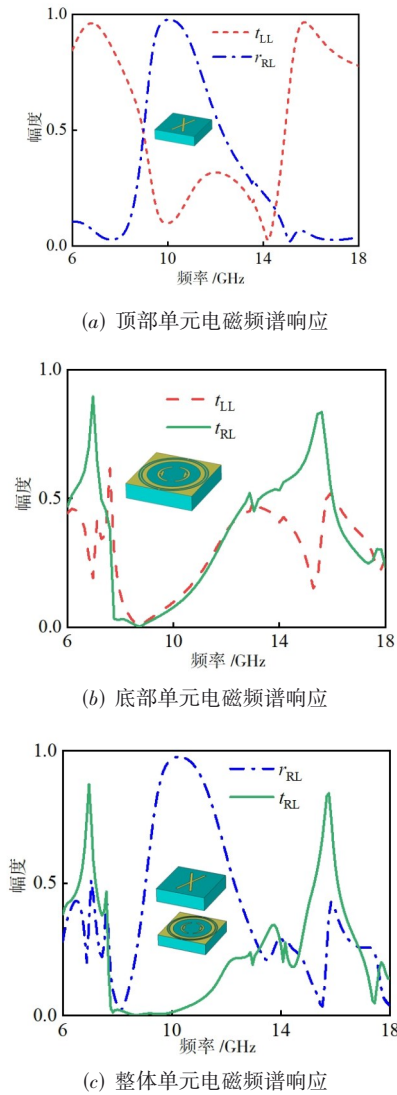


图3 三频段幅相同调全空间超表面单元电磁频谱响应

可避免产生了电磁耦合,导致与理论值不符,但整体趋势相同,反射幅度的偏差要小于透射,主要原因在于反射单元结构简单,而多层透射单元结构复杂,故金属结构间产生的耦合影响更大.且反射幅度随 α_i 增大从1逐渐减小到0,相位基本不变,最大相位波动不超过 20° ,满足理论预期,故仍可通过改变 α_i 实现幅度连续调控从而实现能量分配.图5(b)、(d)和(f)给出了 β_i 变化时透射和反射幅度和相位变化曲线,可以看出当 α_i 不变时通过改变 β_i 可以实现 $2\beta_i$ 的透射或反射相位变化.由于单元本身具有旋转对称性,故只需考虑 α_i 对三频段幅度、相

$$E_{\text{OAM}}(x, y, f, A_n, l_n, \theta_n, \varphi_n) = \sum_{n=1}^N A_n \times \exp\left(j \times \left(l_n \times \arctan\left(\frac{y}{x} - \frac{2\pi f}{c} x \sin \theta_n \cos \varphi_n - \frac{2\pi f}{c} y \sin \theta_n \sin \varphi_n \right) \right) \right) \quad (7)$$

其中, N 为产生涡旋波束的总数量; θ_n 和 φ_n 分别为第 n 个波束指向的俯仰角和方位角; f 为工作频率; c 为光速; A_n 和 l_n 分别代表第 n 个涡旋波束的功率系数和拓扑

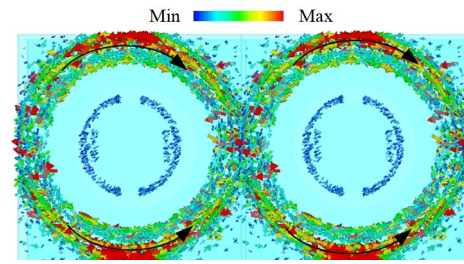
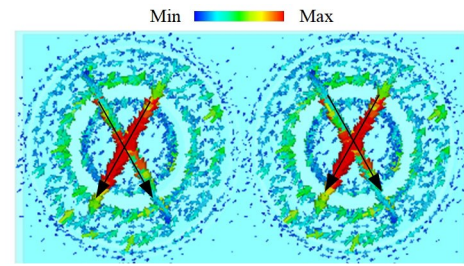
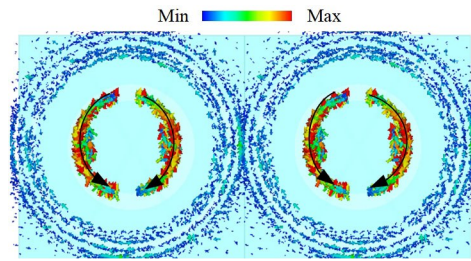
(a) $f_1=7$ GHz处CSRR结构表面电流分布(b) $f_2=10.2$ GHz处X形结构表面电流分布(c) $f_3=15.7$ GHz处MSRR结构表面电流分布

图4 超表面单元在左旋圆极化波激发下的电流分布

位变化特性的影响,即可实现三频段全空间幅相同调.

4 三频多功能超表面器件设计

4.1 双涡旋波束生成器

随着频谱资源日益紧张,涡旋波束因其具有相互正交的模式数从而携带更多信息受到广泛关注.通过结合频率元精心设计,全空间幅相调控超表面可在任意方向产生多个任意模态的涡旋波束,进一步拓展无线通信系统信道容量.以往多功能相位调制超表面通常需要通过算法来优化相位分布,且不一定有最优解,同时产生涡旋波束数量通常十分有限,当产生两个及以上涡旋波束时会导致副瓣偏大,性能变差.而基于幅相同调方法的超表面利用复振幅叠加就可以实现多个功能,如需生成多个涡旋波束,则对应位置 (x, y) 处电场复振幅叠加可表示为

荷数,可用于调节每个涡旋波束的强度和模式.

首先在低频段 $f_1=7$ GHz处设计了沿 y 轴方向产生透射偏折双涡旋波束功能.为简化设计,采用圆极化

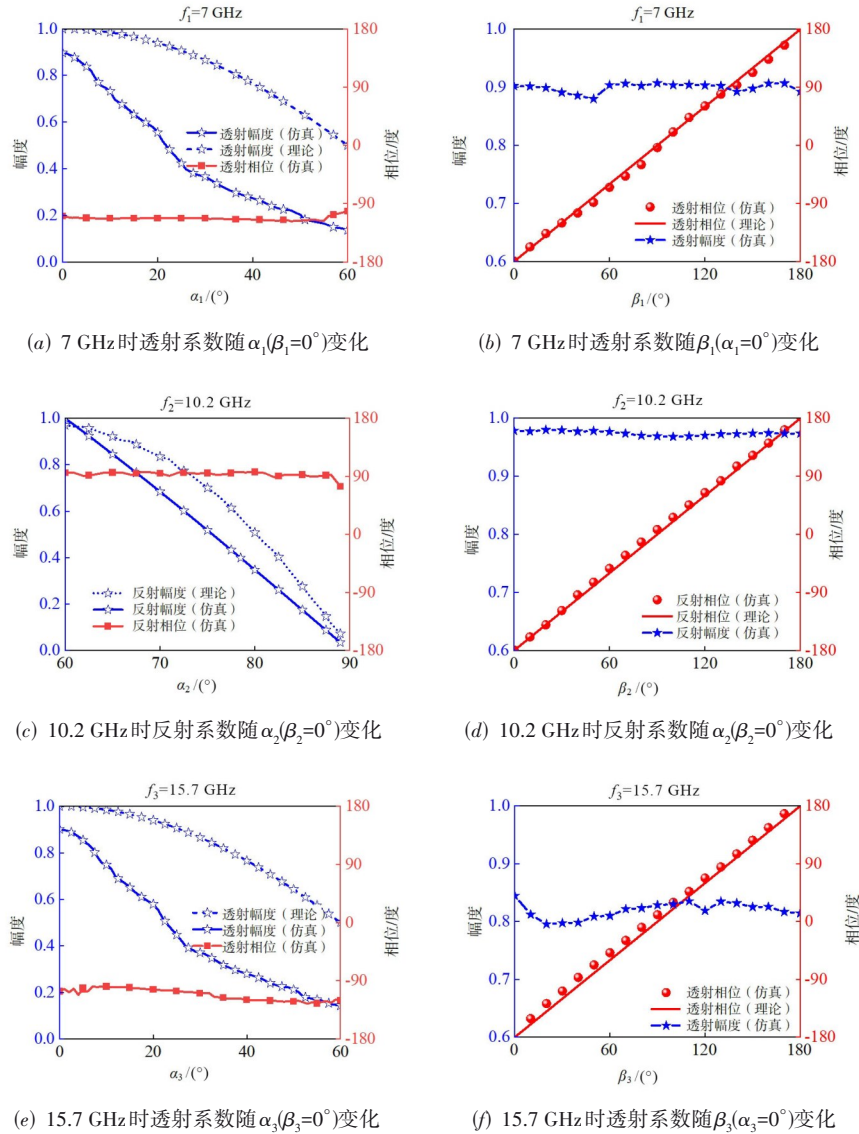


图5 左旋圆极化波激励下超表面单元电磁响应仿真和理论值

平面波对超表面激励进行激励,并使电磁波前到达超表面处幅度与相位分布均匀,产生两个涡旋波束俯仰角分别为 $\theta_1=-30^\circ$ 和 $\theta_2=45^\circ$,对应拓扑荷分别为+1阶和-1阶.采用唯相位调控方法设计时,两个波束所需相位分布 ψ_1 和 ψ_2 分别如图6(a)所示.若采用幅相同调方法实现,基于式(7)进行电场复振幅叠加,则最终可得图6(b)中的综合幅度与相位分布.其次在中频段 $f_2=10.2$ GHz处设计功能为沿 x 轴方向产生反射双涡旋波束.

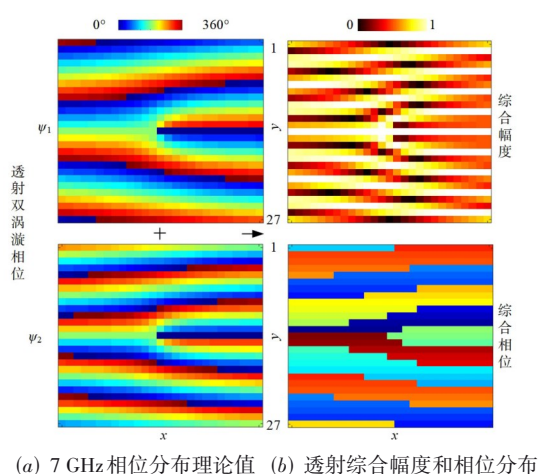
同样,电磁波前到达超表面处幅度与相位分布均匀,令涡旋波束一俯仰角为 $\theta_1=-45^\circ$,拓扑荷为+1阶,波束二俯仰角 $\theta_2=30^\circ$,拓扑荷为-1阶,唯相位设计两个涡旋波束分别需要的相位分布如图6(c)所示,根据幅相同调法可得图6(d)的幅度与相位分布.

4.2 双聚焦透镜

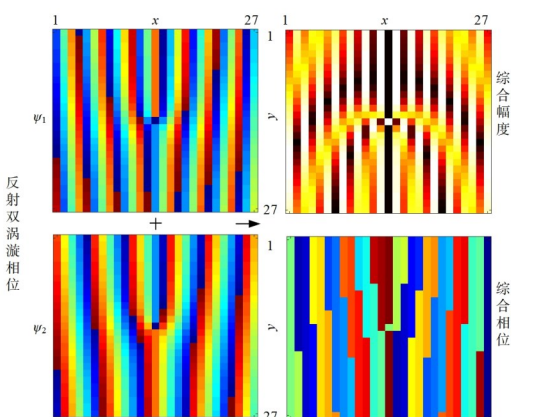
作为超表面经典应用之一,超表面透镜弥补了以往透镜体积大、加工难度大等缺点.相位调控通常只能实现单焦点聚焦,为实现更复杂的任意位置多焦点聚焦则需引入幅度调控,式(8)给出了实现任意位置双聚焦所需复振幅分布.

$$T(x, y) = A_1 e^{jk \left(\sqrt{(x-d_{1x})^2 + (y-d_{1y})^2 + F_1^2} - F_1 \right)} + A_2 e^{jk \left(\sqrt{(x-d_{2x})^2 + (y-d_{2y})^2 + F_2^2} - F_2 \right)} \quad (8)$$

其中, A_1 和 A_2 分别代表在 (d_{1x}, d_{1y}, F_1) 和 (d_{2x}, d_{2y}, F_2) 位置处两个焦点的聚焦强度(幅度).多焦点透镜与多涡旋波束实现原理基本相同,首先计算单个功能相位分布产生的电场,再对多个功能场进行叠加.最终电场复振



(a) 7 GHz 相位分布理论值 (b) 透射综合幅度和相位分布



(c) 10.2 GHz 相位分布理论值 (d) 反射综合幅度和相位分布

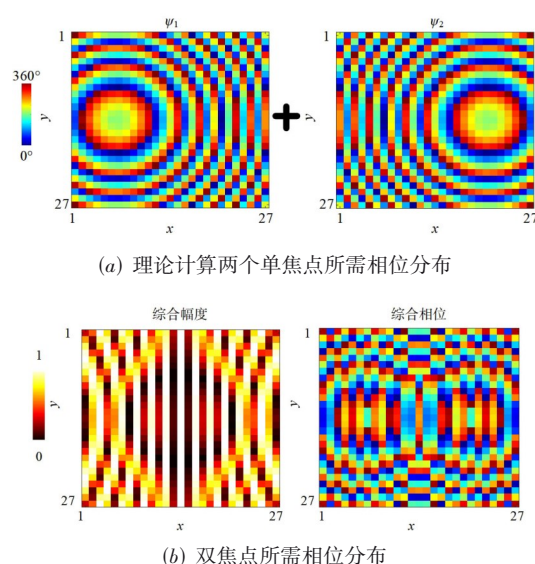
图6 偏折双涡旋波束所需要的理想幅度和相位分布

幅绝对值代表超表面所需幅度分布,幅角代表所需相位分布.这里所设计双焦透镜工作频率为 15.7 GHz,两个焦点沿 x 轴横向分布, $d_{1x} = -80$ mm, $d_{2x} = 80$ mm, $d_{1y} = d_{2y} = 0$ mm, $F_1 = F_2 = 150$ mm. 图 7 给出了基于式(8)计算的沿 x 轴产生双聚焦透镜幅度和相位分布.首先分别计算出两个单焦点透镜所需相位分布,如图 7(a)所示,再通过复振幅叠加得到图 7(b)所示的幅度与相位分布.

5 多功能超表面器件仿真和实验

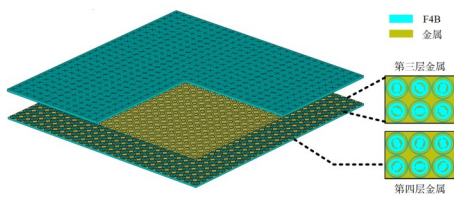
由于三个频段的幅度和相位调控具有良好独立性,现将上述三个功能进行集成,基于图 6 和图 7 所示的幅度和相位分布,利用 CST 软件计算机辅助自动化设计,就可以建立最终的集成多功能器件模型,如图 8(a)所示,超表面阵列由 27×27 个单元组成,每个单元的金属结构尺寸参数均相同,区别在于各部分旋转角度不同,详见第三、四层金属图案的局部放大图.

当左旋圆极化平面波入射时,超表面器件不同功能的仿真结果如图 8(b)~(d)所示.图 8(b)和(c)分别展

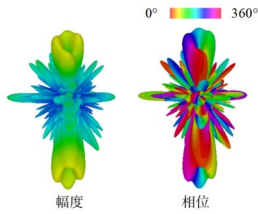
图7 15.7 GHz处沿 x 轴产生双聚焦透镜功能幅度和相位分布

示了 7 GHz 和 10.2 GHz 处三维散射方向图,可以明显看出其沿 y 轴和 x 轴方向分布的四个预设偏折涡旋波束,且波束中心存在明显的零陷幅度.从相位图可以看出,相位围绕中心呈明显的螺旋分布且一周变化 360° ,两个波束相位变化方向相反,满足预定两个拓扑荷 $l = -1$ 和 $l = 1$.图 8(d)给出了 15.7 GHz 处的近场电场分布图,可以明显看出距离超表面 150 mm 位置处存在两个左右对称分布的能量局域化亮斑,两个亮斑间相距 160 mm,即满足所设计的双焦点聚焦效果.同时,除亮斑外空间能量分布极少,说明聚焦效果很好.

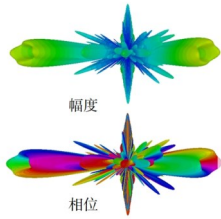
为说明幅相同调的优越性,以反射双涡旋波束产生功能为例,将纯相位调控方法与幅相同调设计方法进行对比.图 9(a)上排给出了 10.2 GHz 处仅采用纯相位(幅度恒定且为均值)超表面仿真结果.可以看出,忽略幅度设计后双涡旋波束虽然能偏折到预定方向,但波束能量明显低于图 9(b)中基于幅相同调方法设计的双涡旋波束,主要原因在于没有幅度调控时全空间超表面产生了很大的额外镜像散射.因此,幅度调控影响最终形成波束的能量,通过引入幅度调控可以对能量进行更好地分配,尤其是降低非必要镜像模式的散射幅度,从而提高预定生成波束的模式纯度和效率.虽然反射幅度与理论的偏差要小于透射,在透、反射仿真结果均看到了明显的双涡旋波束,说明相位调控主要通过电磁波前控制影响基本功能形成,而幅度调控主要通过能量调控影响功能效率.此外,相比于纯相位调控器件,幅度和相位同时调控单元设计更加复杂,但增加了幅度调控自由度,从而可实现单一相位调控所不能实现的复杂功能,如高质量全息成像、多焦点聚焦和任意多涡旋波束产生.如图 9 下排仿真结果所示,由于透



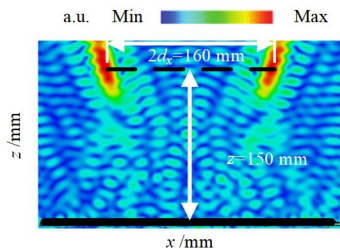
(a) 超表面物理模型结构



(b) 7 GHz 处散射方向



(c) 10.2 GHz 处散射方向

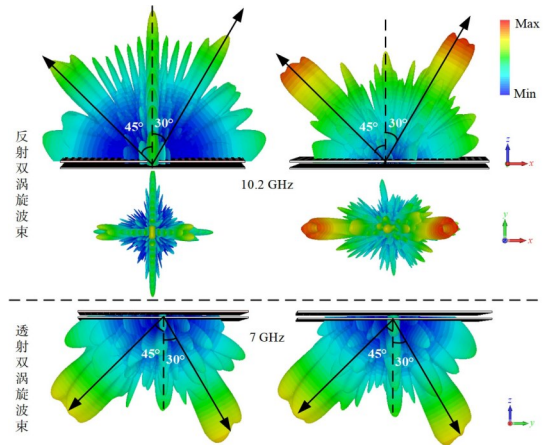


(d) 15.7 GHz 处 xoz 平面内双焦点近场仿真结果

图 8 全空间超表面仿真模型与仿真结果

反射独立调控,故仅改变上层反射超表面结构对 7 GHz 处透射双涡旋波束功能没有产生任何影响,进一步验证了本文高效透、反射独立调控方法的优越性.

进一步验证所提出方法的可行性,使用 PCB 板印刷技术对超表面进行加工,并采用 8 mm 尼龙螺柱来固定超表面并构建中间空气层. 最终加工实物图如图 10(a) 所示,每层超表面均由 27×27 个单元排列而成,样品尺寸为 $297 \text{ mm} \times 297 \text{ mm}$,图 10(b) 给出了顶层金属结构放大图. 为检验该器件的功能特性,对其近场进行测试,透射体系下近场测试系统如图 10(c) 所示,由发射天线、器件样品和接收探针组成. 为保证入射波到达样品表面时为平面波,将一个工作频段为 6~18 GHz 的双圆极化透镜天线作为发射天线,以螺旋天线作为接收探针接收样品在 xoz 平面内电磁场. 探针距超表面中



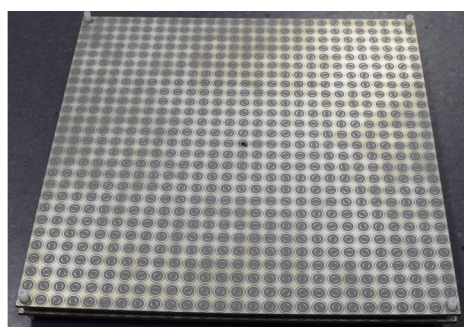
(a) 纯相位设计仿真结果 (b) 幅相同调设计仿真结果

图 9 纯相位调控和幅相同调全空间超表面散射方向图对比

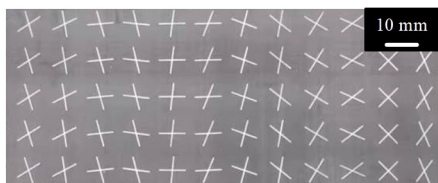
心位置 500 mm,扫描区域设置为 $500 \text{ mm} \times 500 \text{ mm}$,扫描步进为 10 mm. 发射天线和接收天线通过微波电缆连接到矢量网络分析仪(型号 AV3672B)的两个端口,用来发射和接收信号. 反射测试环境搭建时,发射天线和接收探针均放在超表面同一侧. 测试时将探针与样品呈 30° 倾斜角放置,可用来测试俯仰角为 30° 的涡旋波束,而俯仰角为 45° 涡旋波束的测试设置只需令探针与样品间夹角呈 45° 即可,不同方向放置的接收探针和喇叭馈源有效避免了馈源遮挡问题.

首先对双涡旋波束功能进行验证,左旋圆极化波入射下在 7 GHz 与 10.2 GHz 处的双涡旋波束近场测试结果如图 11 所示. 其中图 11(a) 和 (b) 为 7 GHz 处透射半空间双涡旋波束测试的幅度和相位分布,图 11(c) 和 (d) 为 10.2 GHz 处反射半空间双涡旋波束测试的幅度和相位分布. 从第一排四个幅度分布可观测到明显的零深效果,即中心区域能量接近零,而四周能量呈甜甜圈状分布. 而从第二排相位分布则可以看出两个频率处均出现了逆时针和顺时针方向的两个螺旋波前,进一步根据相位分布可知四个涡旋波的模式数分别为 $l_1=1, l_2=-1, l_3=1, l_4=-1$,表明超表面器件在低频和中频均产生了不同俯仰角的等幅双涡旋波束,验证了幅相同调方法的有效性. 总的来说,10.2 GHz 处反射区域涡旋波效果比 7 GHz 处透射区域更好,这是因为相对于低频透射带,中频反射带超表面器件电尺寸更大,近场涡旋幅度和相位更均匀、更平滑. 因此,通过进一步增大样品尺寸可获得 7 GHz 处更好的测试效果. 此外,加工、组装与测试误差,特别是测量场地与仪器限制,使得测试过程中很难保证扫描平面精确垂直于波束指向,导致反射和透射涡旋波束的测试幅度和相位分布与仿真结果存在一定差异.

接下来以 $300 \text{ mm} \times 300 \text{ mm}$ 为扫描区域对双聚焦功能进行验证. 从图 12 所示近场对比图可以看出,测



(a) 超表面组装图



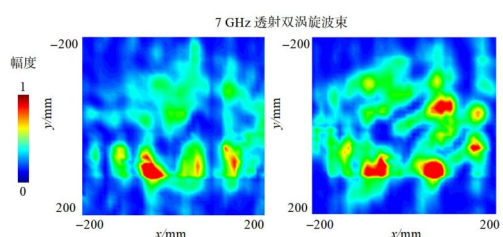
(b) 顶层金属结构放大图



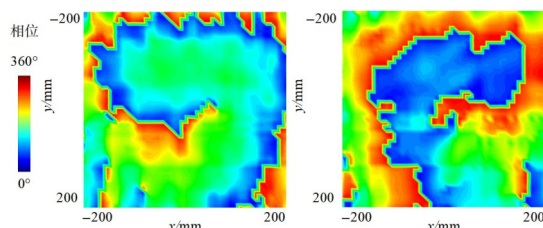
(c) 透射近场测试平台

图 10 多功能超表面器件的实物图与实验平台

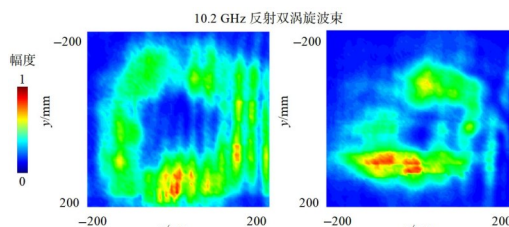
试与仿真结果吻合良好. 当 $z=150$ mm时,在 $(-80$ mm, 0 mm)和 $(80$ mm, 0 mm)附近能明显观察到两个高度局域化能量光斑. 电平较高的噪声点由测试环境引起,且与能量光斑相距较远,并不影响聚焦现象. 为定量分析实验与仿真的双聚焦效果,图12(c)给出了当 $y=0$ 时沿 x 轴的电场强度分布,实验的聚焦位置、强度和半功率波束宽度与仿真结果基本一致,光斑尺寸为 20 mm,根据双焦点与入射波能量之比计算出的反射聚焦效率为 91.2% ,测试聚焦效率达到 93.8% . 实验结果中两个焦点位置没有严格对称,这是由于两层超表面之间距离并不完全等同于预定值,距离大小不一致导致不同位置处透射率发生变化,使得最终超表面上幅度分布与



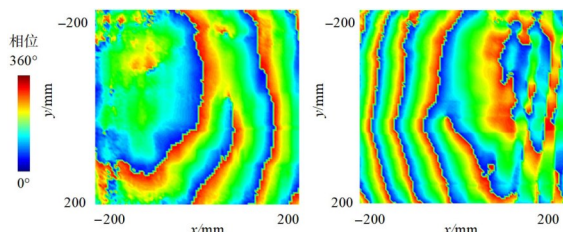
(a) 7 GHz处透射双涡旋波束近场幅度分布



(b) 7 GHz处透射双涡旋波束近场相位分布



(c) 10.2 GHz处反射双涡旋波束近场幅度分布



(d) 10.2 GHz处反射双涡旋波束近场相位分布

图 11 左旋圆极化波入射时多功能超表面器件的近场测试结果

双焦点聚焦所需理想幅度分布有误差.

6 结论

本文提出了一种基于双几何相位超表面的三频全空间波前调控方法. 首先通过X形金属贴片、频率选择表面、双层CSRR和MSRR结构等四层金属结构级联来获得三个频带独立调控,并基于双几何相位原理实现幅度和相位独立调控,具体通过旋转角之差 α 来调控幅度,利用整体旋转角 β 来调控相位,仿真结果验证了所设计超表面单元幅相同调的独立性. 为验证该方法的有效性,基于该单元设计了一款三频全空间幅相同调多功能集成超表面器件,其能在 7 GHz和 10.2 GHz处分

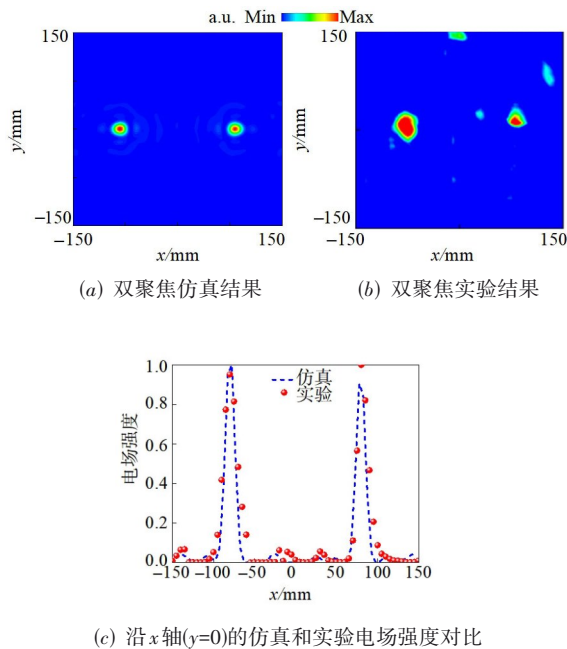


图12 15.7 GHz处 xoy 平面近场电场实验与仿真对比

别产生沿 y 轴透射双涡旋波束和沿 x 轴反射双涡旋波束,而在 15.7 GHz 高频处实现沿 x 轴双焦点聚焦功能,实验与仿真结果吻合良好。本文提出的多频全空间幅相同调方法为电磁波调控提供了更多自由度,并为集成多功能超表面器件设计提供了新思路。虽然本文多频幅相同调方法设计在微波频段,但通过合理设计可以扩展到太赫兹甚至光波段,例如在 THz 频段, X 形金属贴片可以采用纳米十字多硅棒替代^[28],介质采用二氧化硅替代,同心圆金属缝隙可以采用替代实现频谱选择功能;在光波段可采用“金属薄膜—电介质—金属微结构”设计方法来实现透射和反射模式下光波的多功能高效调控^[29],为电磁集成技术提供了新方法和新思路,必将进一步拓展超表面的应用领域。

参考文献

- [1] YU N F, GENEVET P, KATS M A, et al. Light propagation with phase discontinuities: Generalized laws of reflection and refraction[J]. *Science*, 2011, 334(6054): 333-337.
- [2] LI W W, XU M Z, XU H X, et al. Metamaterial absorbers: From tunable surface to structural transformation[J]. *Advanced Materials*, 2022, 34(38): e2202509.
- [3] 王彦朝, 许河秀, 王朝辉, 等. 电磁超材料吸波体的研究进展[J]. *物理学报*, 2020, 69(13): 39-51.
WANG Y Z, XU H X, WANG C H, et al. Research progress of electromagnetic metamaterial absorbers[J]. *Acta Physica Sinica*, 2020, 69(13): 39-51. (in Chinese)
- [4] 胡中, 徐涛, 汤蓉, 等. 几何相位电磁超表面: 从原理到应用[J]. *激光与光电子学进展*, 2019, 56(20): 202408.
HU Z, XU T, TANG R, et al. Geometric-phase metasurfaces: From physics to applications[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2019, 56(20): 202408. (in Chinese)
- [5] 王朝辉, 许河秀, 逢智超, 等. 基于 3D 打印技术的任意曲面共形超表面隐身衣[J]. *红外与毫米波学报*, 2022, 41(1): 210-217.
WANG C H, XU H X, PANG Z C, et al. 3D-printed conformal metasurface invisibility cloak with arbitrary boundary[J]. *Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 2022, 41(1): 210-217. (in Chinese)
- [6] XU H X, HU G W, KONG X H, et al. Super-reflector enabled by non-interleaved spin-momentum-multiplexed metasurface[J]. *Light: Science & Applications*, 2023, 12: 78.
- [7] 许河秀, 王彦朝, 王朝辉, 等. 基于多元信息的多功能电磁集成超表面研究进展[J]. *雷达学报*, 2021, 10(2): 191-205.
XU H X, WANG Y Z, WANG C H, et al. Research progress of multifunctional metasurfaces based on the multiplexing concept[J]. *Journal of Radars*, 2021, 10(2): 191-205. (in Chinese)
- [8] CAI T, WANG G M, TANG S W, et al. High-efficiency and full-space manipulation of electromagnetic wave fronts with metasurfaces[J]. *Physical Review Applied*, 2017, 8(3): 034033.
- [9] ZHANG L, WU R Y, BAI G D, et al. Transmission-reflection-integrated multifunctional coding metasurface for full-space controls of electromagnetic waves[J]. *Advanced Functional Materials*, 2018, 28(33): 1802205.
- [10] WANG J Y, ZHANG Z J, HUANG C, et al. Transmission-reflection-integrated quadratic phase metasurface for multifunctional electromagnetic manipulation in full space [J]. *Advanced Optical Materials*, 2022, 10(6): 2102111.
- [11] ZHANG C B, WANG G M, XU H X, et al. Helicity-dependent multifunctional metasurfaces for full-space wave control[J]. *Advanced Optical Materials*, 2020, 8(8): 1901719.
- [12] XU H X, WANG C H, HU G W, et al. Spin-encoded wavelength-direction multitasking Janus metasurfaces[J]. *Advanced Optical Materials*, 2021, 9(11): 2100190.
- [13] LIU L X, ZHANG X Q, KENNEY M, et al. Broadband metasurfaces with simultaneous control of phase and amplitude[J]. *Advanced Materials*, 2014, 26(29): 5031-5036.
- [14] DING J, AN S S, ZHENG B W, et al. Multiwavelength metasurfaces based on single-layer dual-wavelength meta-atoms: Toward complete phase and amplitude modulations at two wavelengths[J]. *Advanced Optical Materials*, 2017, 5(10): 1700079.
- [15] LI H P, WANG G M, CAI T, et al. Phase- and amplitude-control metasurfaces for antenna main-lobe and sidelobe manipulations[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(10): 5121-5129.
- [16] BAO L, FU X J, WU R Y, et al. Full-space manipulations

of electromagnetic wavefronts at two frequencies by encoding both amplitude and phase of metasurface[J]. Advanced Materials Technologies, 2021, 6(4): 2001032.

- [17] DING G W, CHEN K, LUO X Y, et al. Direct routing of intensity-editable multi-beams by dual geometric phase interference in metasurface[J]. Nanophotonics, 2020, 9(9): 203.
- [18] GUO W L, WANG G M, LUO X Y, et al. Dual-phase hybrid metasurface for independent amplitude and phase control of circularly polarized wave[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68(11): 7705-7710.
- [19] WANG H, JING Y, LI Y F, et al. Tailoring circular dichroism for simultaneous control of amplitude and phase via ohmic dissipation metasurface[J]. Advanced Optical Materials, 2021, 9(12): 2100140.
- [20] LI X M, XI X, CHEN J, et al. Stereo meta-atom enabled phase-amplitude gradient metasurface for circularly polarized waves[J]. Advanced Optical Materials, 2022, 10(13): 2200326.
- [21] DORRAH A H, CAPASSO F. Tunable structured light with flat optics[J]. Science, 2022, 376(6591): eabi6860.
- [22] 蒋卫祥, 田翰闾, 宋超, 等. 数字编码超表面: 迈向电磁功能的可编程与智能调控[J]. 雷达学报, 2022, 11(6): 1003-1019.
JIANG W X, TIAN H W, SONG C, et al. Digital coding metasurfaces: Toward programmable and smart manipulations of electromagnetic functions[J]. Journal of Radars, 2022, 11(6): 1003-1019. (in Chinese)
- [23] XU H X, HU G W, LI Y, et al. Interference-assisted kaleidoscopic meta-plexer for arbitrary spin-wavefront manipulation[J]. Light: Science & Applications, 2019, 8: 3.
- [24] LIU M Z, ZHU W Q, HUO P C, et al. Multifunctional metasurfaces enabled by simultaneous and independent control of phase and amplitude for orthogonal polarization states[J]. Light: Science & Applications, 2021, 10: 107.
- [25] ZHANG L, CHEN M Z, TANG W K, et al. A wireless communication scheme based on space- and frequency-division multiplexing using digital metasurfaces[J]. Nature Electronics, 2021, 4: 218-227.
- [26] JIANG Z H, KANG L, YUE T W, et al. A single noninterleaved metasurface for high-capacity and flexible mode multiplexing of higher-order poincaré sphere beams [J]. Advanced Materials, 2020, 32(6): e1903983.
- [27] CHEN S Q, XIE Z Q, YE H P, et al. Cylindrical vector beam multiplexer/demultiplexer using off-axis polarization control[J]. Light: Science & Applications, 2021, 10: 222.
- [28] LEE G Y, YOON G, LEE S Y, et al. Complete amplitude and phase control of light using broadband holographic metasurfaces[J]. Nanoscale, 2018, 10(9): 4237-4245.
- [29] CHEN S Q, LI Z C, LIU W W, et al. From single-dimen-

sional to multidimensional manipulation of optical waves with metasurfaces[J]. Advanced Materials, 2019, 31(16): e1802458.

作者简介



徐健 男, 1998年10月出生于江苏省盐城市. 空军工程大学硕士研究生. 主要研究方向为超表面多功能电磁调控、超表面反射/透射阵列.
E-mail: xu1939446490@163.com



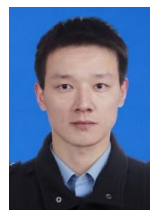
王彦朝 女, 1995年4月出生于吉林省延边州. 现为空军工程大学博士研究生. 主要研究方向为超材料电磁调控及隐身应用.
E-mail: yzhwang007@163.com



罗慧玲 女, 1994年4月出生于湖南省衡阳市. 现为空军工程大学博士研究生. 主要研究方向为超表面及其在多功能设备中的应用.
E-mail: hlluo0823@163.com



史浩洋 男, 2001年2月出生于山东省德州市. 现就读于空军工程大学. 主要研究方向为微波电路和系统.
E-mail: shy2227128394@163.com



许河秀 男, 1985年10月出生于江西省都昌县. 现为空军工程大学教授、博士生导师. 获中国专利奖、军队科技进步奖、电子学会自然科学奖、中国发明协会创新奖等奖项 18 项. 在国内外发表学术论文 130 余篇. 主要研究方向为超材料电磁调控与雷达天线、隐身应用等. 中国电子学会会员编号: E190012722S.
E-mail: hxxuellen@gmail.com