

DOI:10.3969/j.issn.1674-7135.2023.04.013

基于圆极化漏波阵的罗特曼透镜多波束天线设计

周子源,曹元熙,闫森

(西安交通大学,西安 710049)

摘要:文章提出了一种具有无源波束扫描能力的平面圆极化多波束天线。该天线由基于基片集成波导(substrate integrated waveguide, SIW)的漏波天线阵列和罗特曼透镜馈电网络组成。其中漏波天线作为天线辐射体,通过在SIW传输线上加载 90° 顺序旋转的非谐振辐射缝隙,实现了圆极化的辐射特性。为了实现低成本的波束扫描能力,使用罗特曼透镜作为天线的馈电网络。该天线设计采用双层结构,通用将漏波天线阵列置于罗特曼透镜上层,实现了天线的小型化。经仿真验证,该天线可在 $9.5\text{ GHz} \sim 10.5\text{ GHz}$ 的工作频带范围内,实现良好的阻抗匹配及 $\pm 44^\circ$ 的圆极化波束扫描能力,并且每个波束均可在 3 dB 波束宽度内实现小于 3 dB 的轴比。

关键词:漏波天线;多波束天线;圆极化天线;罗特曼透镜

中图分类号:TN82;V443

文献标志码:A

文章编号:1674-7135(2023)04-0077-07

A circularly polarized leaky-wave antenna based on Rotman lens multi-beam antenna

ZHOU Ziyuan, CAO Yuanxi, YAN Sen

(Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A planar circularly polarized multi-beam is proposed to achieve passive 1D beam scanning capability. The antenna is composed of a substrate integrated waveguide (SIW) leaky-wave antenna (LWA) array and a Rotman lens antenna beamforming network (BFN). The circularly polarized radiation characteristic is realized by the four non-resonant slots, which are placed along the SIW transmission line with a distance of around $\lambda_g/4$. The low cost passive beam scanning is realized by the SIW Rotman lens BFN. The LWA array is stacked on the top of the Rotman lens BFN to achieve the antenna miniaturization, several coupling slots are used to transform the field from the Rotman lens BFN to the LWA array. The simulated results show that the proposed design can achieve 9 beams with $\pm 44^\circ$ beam scanning range within the operating bandwidth of $9.5\text{ GHz} \sim 10.5\text{ GHz}$. The axial ratio of the beams is below 3 dB in the 3 dB beamwidth.

Key words: leaky-wave antenna; multi-beam antenna; circularly polarized antenna; Rotman lens

0 引言

在现代卫星定位及通信系统中,相控阵天线灵活的波束赋形能力使其成为了星载通信及定位天

线的主要形式^[1-3]。然而,每个天线单元后端连接的收发组件极大地提升了相控阵天线的成本^[4-5],使其价格高昂,难以在商用及民用终端中使用。为

收稿日期:2023-04-04; 修回日期:2023-05-12

基金项目:陕西省重点研发计划(编号:2022GY-114)

引用格式:周子源,曹元熙,闫森. 基于圆极化漏波阵的罗特曼透镜多波束天线设计[J]. 空间电子技术, 2023, 20(4): 77-83.
ZHOU Z Y, CAO Y X, YAN S. A circularly polarized leaky-wave antenna based on Rotman lens multi-beam antenna[J].
Space Electronic Technology, 2023, 20(4): 77-83.

了实现低成本的波束扫描能力,国内外学者先后提出并深入研究了多种基于无源波束形成网络的阵列天线^[6-7]。其中,基于平面结构的反射面^[8]、龙勃透镜^[9]、罗特曼透镜^[10]以及巴特勒矩阵^[11]等波束形成网络由于其低剖面、易共形等特点,已被设计并实现了低副瓣^[12]、二维波束扫描^[13]、双极化^[14-15]及单脉冲^[16]等辐射特性。在这些平面馈电网络的设计中,罗特曼透镜的优势在于其波束扫描范围的设计自由度。通过合理的选择罗特曼透镜的聚焦比和偏心聚焦角,该透镜可以实现对波束扫描角度及交叠电平灵活调控^[17]。然而,现阶段基于罗特曼透镜的高增益侧射天线多为透镜与线极化波导缝隙天线的组合,可实现较高的辐射效率及波束扫描能力。但面对卫星通信及导航等应用时,圆极化的波束可以带来更好的抗电离层电磁干扰和抗极化偏转能力,并不易受雨雾等天气因素的影响而发生误码现象。

为了设计一种具有宽角度波束覆盖范围的圆极化多波束天线,文章提出了一种基于顺序旋转辐射缝隙的圆极化漏波天线设计方法。该漏波天线单元具有较宽的波束宽度,在大角度的波束扫描时保证阵列不会产生过大的增益变化。同时,漏波天线在波束宽度内具有良好的轴比,使得天线具有不同指向的各个波束均具有良好的圆极化性能。为了进一步实现天线小型化,采用了双层结构,将漏波天线阵列置于罗特曼透镜上层,如图 1 所示。经仿真验证,该天线在 9.5 GHz ~ 10.5 GHz 频段阻抗匹配良好,具有 $\pm 44^\circ$ 的圆极化波束覆盖范围,该天线在 X 波段的圆极化、宽扫描范围的特性使其非常适用于小型化、低成本的便携雷达等设备中。

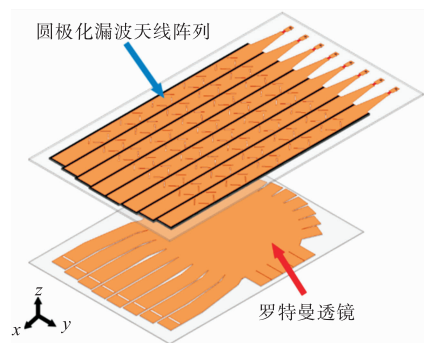


图 1 天线模型示意图

Fig.1 Schematic diagram of the proposed antenna

1 天线设计

如图 1 所示天线示意图,其中 8 条圆极化漏波阵列作为辐射结构位于上层,下层为罗特曼透镜波束形成网络,该透镜通过耦合缝隙实现与漏波天线阵列的层间能量传递。通过切换透镜不同的馈电端口,可实现无源的波束扫描。该天线的介质板为介电常数 3.0,损耗正切 0.0014,厚度 1.5 mm 的 Taconic RF-30 板材。

1.1 圆极化漏波天线设计

圆极化漏波天线的单元结构及缝隙天线单元的仿真模型如图 2 所示。该漏波天线的圆极化辐射特性是通过在 SIW 传输线上周期性加载 90° 顺序旋转的非谐振缝隙实现的。其中相邻缝隙在传输线方向上的距离约为 $\lambda g/4$,用于实现相邻辐射缝隙间 90° 的相位差。因此,缝隙的辐射场极化方向在电磁波随着波导的传播方向上依此呈现 $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$ 的变化,从而产生方向正交且带有相差的辐射场,形成圆极化辐射。不同时刻缝隙的电场分布如图 3 所示。

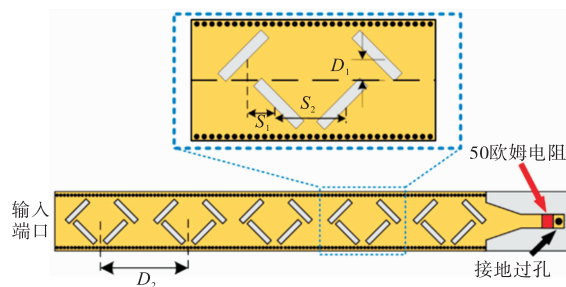


图 2 圆极化漏波天线示意图

Fig.2 Schematic of circularly polarized leaky-wave antenna

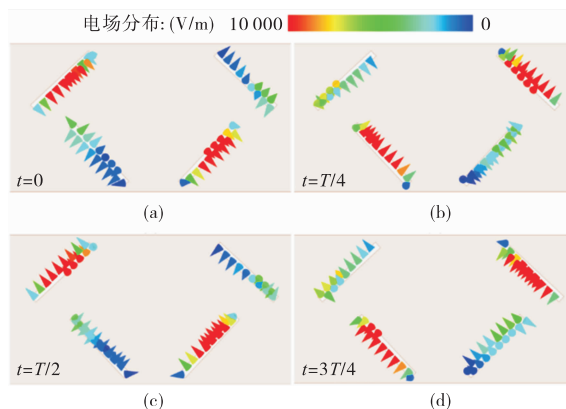


图 3 漏波天线辐射缝隙在不同时刻的电场分布

Fig.3 Electronic field distributions of the circularly polarized leaky-wave antenna at the different moments

为了保证天线的行波工作模式,该漏波天线的末端转为特性阻抗为 $50\ \Omega$ 的微带线并加载匹配电阻。经过优化仿真,最终选定的天线尺寸如表 1 所列。天线在 10 GHz 的增益方向图以及轴比如图 4 所示。从图 4 中可以观察到,该漏波天线单元可以在 $\pm 45^\circ$ 内实现小于 3 dB 的轴比,该天线最大增益为 10.5 dB,3 dB 波束宽度为 $\pm 40^\circ$ 。这些结果证实了该天线可以实现良好的波束扫描性能。

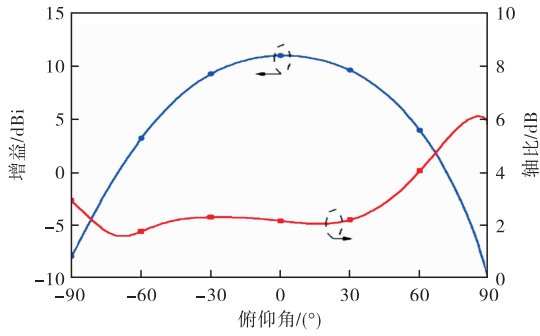


图 4 漏波天线单元的轴比及方向图

Fig. 4 Simulated radiation pattern and axial ratio of the proposed circularly polarized leaky-wave antenna

表 1 漏波天线尺寸

Tab. 1 Dimension of the leaky-wave antenna

参数	S_1	S_2	D_1	D_2
尺寸	3.8 mm	10.6 mm	3.1 mm	35.8 mm

1.2 罗特曼透镜多波束形成网络设计

为了使天线具有低成本无源波束扫描的能力,使用罗特曼透镜作为天线的波束形成网络。罗特曼透镜的轮廓模型如图 5 所示。

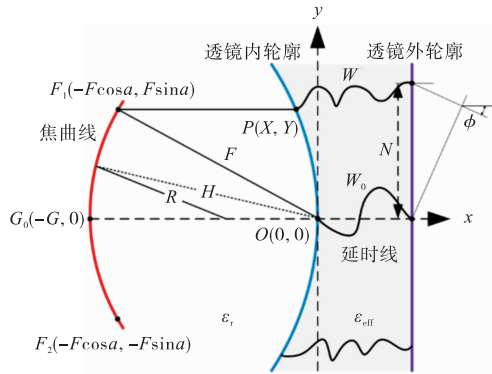


图 5 圆极化缝隙天线示意图

Fig. 5 Schematic of Circularly Polarized Slot Antenna

其中 G_0 为正焦点, F_1 和 F_2 为偏焦点,透镜腔体部分中的介电常数为 ϵ_r ,而透镜中的延时线则是通过不同长度的 SIW 传输线实现的,这里需要注意的是,SIW 传输线的等效介电常数会根据工作频率变化产生轻微的色散效应,从而偏离 ϵ_r ,故写为 ϵ_{eff} ,该等效介电常数 ϵ_{eff} 的表达式为:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \epsilon_r - \left(\frac{\lambda}{2W_a} \right)^2 \quad (1)$$

式(1)中 λ 为天线工作频段对应的波长, W_a 为 SIW 延时线的宽度,该延时线的色散特性使罗特曼透镜设计中各轮廓的表达式均产生了变化。在此基础上,罗特曼透镜设计中的路径约束方程为:

$$\begin{cases} \overline{F_1 P} \sqrt{\epsilon_r} + W \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} + N \sin \phi = F \sqrt{\epsilon_r} + W_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \\ \overline{F_2 P} \sqrt{\epsilon_r} + W \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} - N \sin \phi = F \sqrt{\epsilon_r} + W_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \\ \overline{G_0 P} \sqrt{\epsilon_r} + W \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} = G \sqrt{\epsilon_r} + W_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \end{cases} \quad (2)$$

透镜的几何约束方程为:

$$\begin{cases} (\overline{F_1 P})^2 = F^2 + X^2 + Y^2 + 2FX \cos \alpha - 2FY \sin \alpha \\ (\overline{F_2 P})^2 = F^2 + X^2 + Y^2 + 2FX \cos \alpha + 2FY \sin \alpha \\ (\overline{G_0 P})^2 = (G + X)^2 + Y^2 \end{cases} \quad (3)$$

为了简化设计公式,将式中相关变量对透镜焦距进行归一化后可得:

$$\begin{cases} \eta = N/F, x = X/F, y = Y/F \\ g = G/F, \omega = \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}/\epsilon_r} \frac{W - W_0}{F} \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} a_0 = \cos \alpha, b_0 = \sin \alpha \\ a_1 = \cos \phi, b_1 = \sin \phi \end{cases} \quad (5)$$

根据上述路径约束和几何约束条件,可计算出透镜内轮廓线及延时线,得到以下设计方程:

$$\begin{cases} x^2 + y^2 + 2gx = \omega^2 - 2g\omega \\ y = \frac{b_1}{b_0 \sqrt{\epsilon_r}} \eta (1 - \omega) \\ a\omega^2 + b\omega + c = 0 \end{cases} \quad (6)$$

其中:

$$\begin{cases} a = 1 - \frac{\eta^2}{\varepsilon_r} \left(\frac{b_1}{b_0} \right)^2 - \left(\frac{g-1}{g-a_0} \right)^2 \\ b = 2g \left(\frac{g-1}{g-a_0} \right) - \frac{b_1^2 \eta^2 (g-1)}{(g-a_0)^2 \varepsilon_r} + \frac{2}{\varepsilon_r} \left(\frac{b_1}{b_0} \right)^2 - 2g \\ c = \frac{(b_1 \eta)^2 g}{(g-a_0) \varepsilon_r} - \frac{(b_1 \eta)^4}{4 \varepsilon_r^2 (g-a_0)^2} - \left(\frac{b_1}{b_0} \right)^2 \frac{\eta^2}{\varepsilon_r} \end{cases} \quad (7)$$

透镜最终设计中使用聚焦比 g 为 1.04, 偏心聚焦角 a 与扫描角 ϕ 均为 24° 。仿真中建立的罗特曼透镜模型如图 6 所示, 透镜的焦曲线上放置了 9 个输入端口, 8 个宽度相同的输出端口放置于透镜的外轮廓上, 透镜中的延时线是通过透镜输出端口在 x 方向上的不同长度实现的。该罗特曼透镜的仿真模型如图 7 所示, 透镜的侧面设置了多组负载端口, 用于对偏焦端口激励时未输出到辐射层的场进行吸收, 避免透镜内的电磁波多次反射后进入输入及输出端口, 造成天线的驻波、隔离度及方向图的恶化。

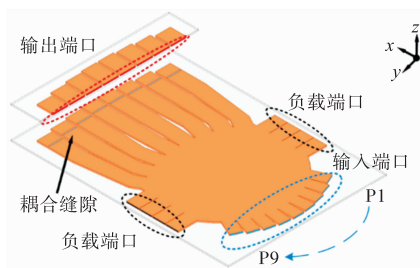


图 6 罗特曼透镜结构示意图

Fig. 6 Schematic of the Rotman lens

在漏波天线及罗特曼透镜的集成设计中, 为了进一步实现天线的小型化, 采用了双层结构, 将罗特曼透镜置于天线底层, 漏波天线阵列置于天线上层, 并通过耦合缝隙实现了层间的能量传递。该耦合缝隙的结构及 S 参数如图 7 所示。

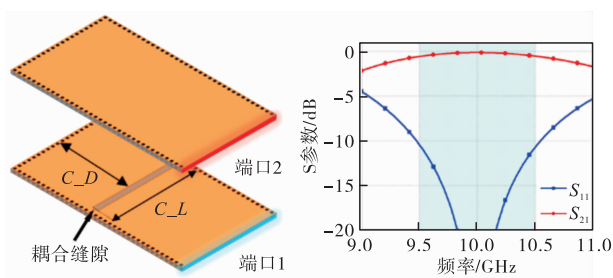


图 7 耦合缝隙的结构示意图及其 S 参数

Fig. 7 Schematic and simulated S -parameters of the coupling slot

耦合缝隙长 C_L 为 13.8 mm, 距短路终端距离 C_D 为 10.8 mm, 缝隙宽 0.8 mm。仿真结果证实了该耦合缝隙可以在 9.5 GHz ~ 10.5 GHz 内实现大于 10 dB 的回波损耗以及小于 0.6 dB 的插入损耗, 可实现良好的层间能量传递效果。需要注意的是, 由于耦合缝隙上下两侧的 SIW 传输线的宽度小于工作频率对应的介质波长, 因此, 当不同输入端口激励的柱面波被透镜内轮廓接收后, 在 SIW 传输线内都仅能以 TE_{10} 模式传播, 使得耦合缝隙的工作带宽不受输入端口切换影响。该罗特曼透镜波束形成网络在不同输入端口激励时透镜输出的幅相分布如图 8 所示, 从图 8 中可以看出该透镜可以实现线性的相位梯度输出。此外, 由于输入端口的口径大小及偏角角度等因素的影响, 偏馈端口激励的幅度相较于中心端口线性度较差, 呈现出从最大值向两侧逐渐衰减的变化趋势, 但该类幅度分布并不会使方向图恶化, 其类似锥削形状的幅度分布可以实现波束扫描时的旁瓣抑制。

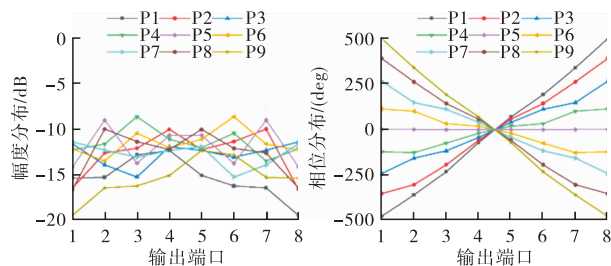


图 8 不同输入端口激励时透镜输出的幅相分布

Fig. 8 Output magnitude and phase distributions of the Rotman lens with different input ports excitation

2 天线仿真结果

为了证实天线的性能, 使用 HFSS 及 CST 两款全波仿真软件对模型进行了验证, 两款软件的仿真结果具有良好的一致性, 其中天线不同端口的 S 参数结果图 9 所示, 由于天线结构的对称性, 文中只展示了部分 S 参数, 其余 S 参数与展示的完全相同。

其中, 该天线的各个端口可以在 9.5 GHz ~ 10.5 GHz 内实现良好的阻抗匹配。天线不同端口间的隔离度如图 9(b) 所示, 相邻端口间隔离度大于

15.5 dB,镜像端口隔离度大于 18.8 dB,证明了端口间良好的隔离性能。天线在不同频率下的多波束方向图以及轴比如图 10 至图 12 所示,该天线在工作频带范围内可以实现 11 dBi ~ 16 dBi 的增益以

及 $\pm 44^\circ$ 的波束覆盖,在每个波束的 3 dB 波束宽度内基本能够满足小于 3 dB 的轴比要求,具体值总结在表 2 中,仿真结果证明,该天线具有良好的圆极化及波束扫描性能。

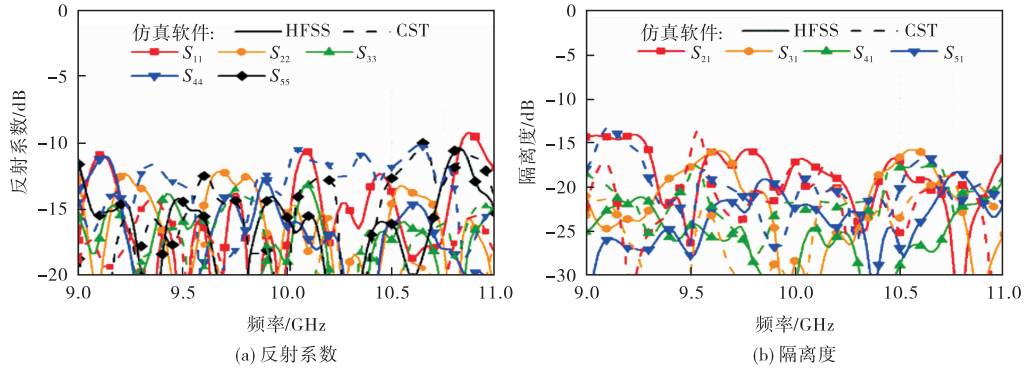


图 9 天线的 S 参数仿真结果

Fig. 9 Simulation S-parameters the proposed antenna

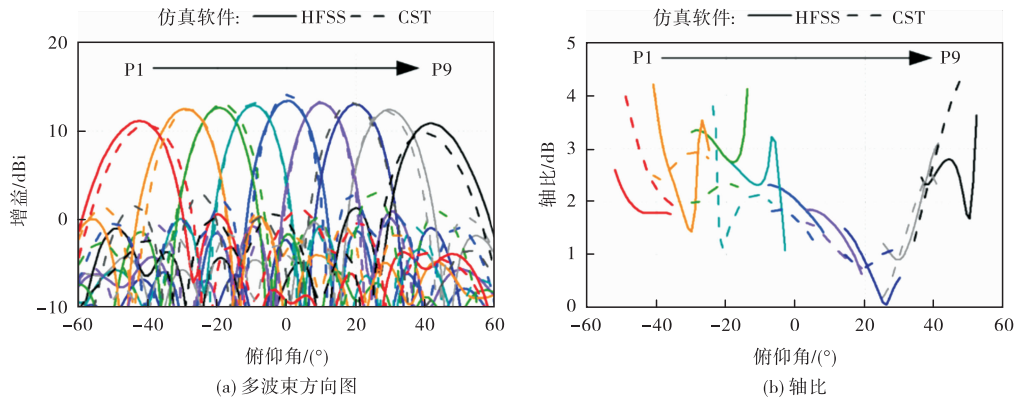


图 10 天线在 9.5 GHz 方向图和轴比的仿真结果

Fig. 10 Simulated multi-beam radiation patterns and axial ratio of the proposed antenna at 9.5 GHz

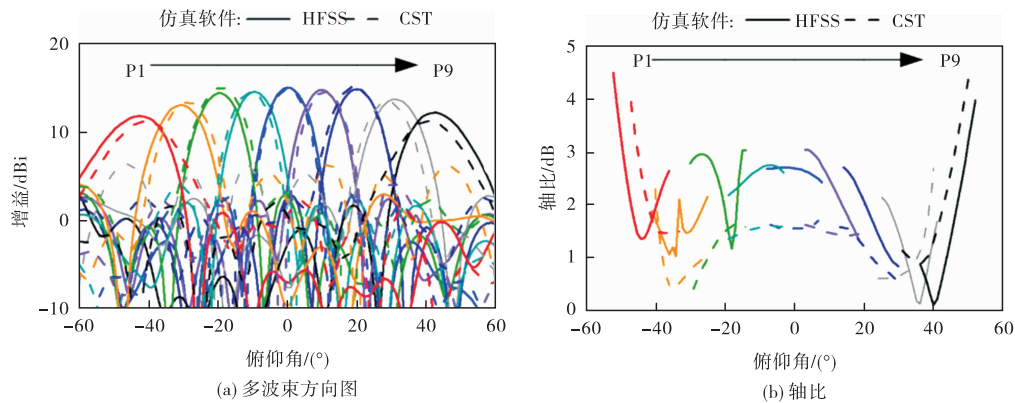


图 11 天线在 10.0 GHz 方向图和轴比的仿真结果

Fig. 11 Simulated multi-beam radiation patterns and axial ratio of the proposed antenna at 10.0 GHz

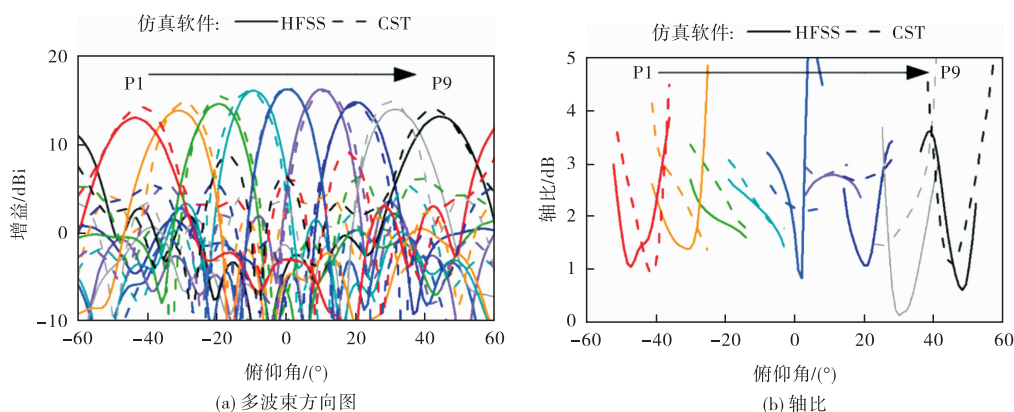


图 12 天线在 10.5 GHz 方向图和轴比的仿真结果

Fig. 12 Simulated multi-beam radiation patterns and axial ratio of the proposed antenna at 10.5 GHz

表 2 天线各波束在 3 dB 波束宽度内的轴比最大值

Tab. 2 Maximum axial ratio values in the 3 dB beamwidths of the beams with different beam directions

端口	轴比/dB		
	频率 9.5 GHz	频率 10.0 GHz	频率 10.5 GHz
P1	2.6	3.4	3.5
P2	3.5	2.1	3.5
P3	3.3	2.9	2.7
P4	3.2	2.7	2.7
P5	2.3	2.7	3.5
P6	1.8	3.0	2.7
P7	1.5	2.7	3.4
P8	2.0	2.1	3.6
P9	2.8	3.2	3.5

3 结论

文章提出了一种基于圆极化缝隙漏波天线的罗特曼透镜多波束天线设计。该漏波天线通过在 SIW 表面加载顺序旋转缝隙的方式实现了圆极化的辐射特性,将该漏波天线与罗特曼透镜相结合,最终实现了一种高增益圆极化多波束天线,该天线可在 9.5 GHz ~ 10.5 GHz 内实现良好的阻抗匹配及圆极化辐射特性,可以实现 $\pm 44^\circ$ 的圆极化波束覆盖范围。该天线低成本,低剖面的特点以及圆极化及无源的波束扫描特性使其非常适合应用于小型化、低成本的便携雷达等设备中。

参考文献:

[1] 蒋文丰,安建,叶琪玮. 中继卫星终端相控阵天线自跟

踪算法设计与性能分析[J]. 电讯技术, 2023, 63(3): 363-367.

- [2] 单长胜,尹曙明,王烁,等. 一种卫星相控阵天线在轨校正方法[J]. 无线电工程, 2022, 52(11): 2035-2040.
- [3] 吴春邦,刘虎,李岩. 一种低成本星载宽角扫描相控阵天线设计[J]. 微波学报, 2022, 38(5): 29-32.
- [4] 崔灿,姚常飞,顾希雅. W 波段集成化收发组件设计[J]. 微波学报, 2022, 38(3): 97-102.
- [5] 曹元熙,李建星,闫森. 基于电调超表面及柱面反射面的相控阵天线设计[J]. 无线电工程, 2022, 52(2): 303-308.
- [6] 何雯,王显煜,王平,等. 星载可移动多馈源单口径多波束天线研究[J]. 空间电子技术, 2022, 19(5): 36-41.
- [7] 马赛,刘震国,陆卫兵,等. 基于 SIW 的多波束 CTS 阵列天线设计[J]. 微波学报, 2022, 38(4): 31-36.
- [8] ETTORRE M, SAULEAU R, LE COQ L. Multi-beam multi-layer leaky-wave SIW pillbox antenna for millimeter-wave applications[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, 59(4): 1093-1100.
- [9] CAO Y X, YAN S. A low-profile high-gain multi-beam antenna based on 3D-printed cylindrical Luneburg lens[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2021, 63(7): 1965-1971.
- [10] LIAN J W, BAN Y L, GUO Y J. Wideband dual-layer Huygens' metasurface for high-gain multibeam array antennas[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(11): 7521-7531.
- [11] LIAN J W, ZHAO X Y, BAN Y L, et al. Compact SIW 2-D butler matrix and its multibeam application[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2021, 20(3): 386-390.

- [12] POTELON T, ETTORRE M, BATEMAN T, et al. Broad-band passive two-feed-per-beam pillbox architecture for high beam crossover level[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68(1): 575-580.
- [13] LIAN J W, ZHU H, BAN Y L, et al. Uniplanar high-gain 2-D scanning leaky-wave multibeam array antenna at fixed frequency[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68(7): 5257-5268.
- [14] CAO Y X, VANDENBOSCH G A E, YAN S. Low-profile dual-polarized multi-beam antenna based on pillbox reflector and 3D-printed ridged waveguide[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, 70(9): 7578-7591.
- [15] CAO Y X, YAN S, LI J X, et al. A pillbox based dual circularly-polarized millimeter-wave multi-beam antenna for future vehicular radar applications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(7): 7095-7103.
- [16] CAO Y X, YAN S. A dual-mode SIW compact monopulse comparator for sum and difference multibeam radar applications[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2022, 32(1): 41-44.
- [17] ROTMAN W. Wide-angle scanning with microwave double-layer pillboxes[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1958, 6(1): 96-105.

作者简介:周子源(1997—),陕西西安人,硕士研究生。主要研究方向为天线技术。E-mail:13325459439@163.com

通讯作者:闫森(1985—),陕西咸阳人,博士,西安交通大学信息与通信工程学院教授、博士生导师。主要研究方向为天线技术。E-mail:sen.yan@xjtu.edu.cn