

基于3D打印的全介质宽带极化扭转超表面反射阵天线设计

石 鑫

海军装备部, 北京

收稿日期: 2022年7月5日; 录用日期: 2022年8月5日; 发布日期: 2022年8月15日

摘 要

本文提出了一种基于3D打印的全介质宽带极化扭转超表面反射阵天线。首先, 提出并设计了一款新型全介质宽带极化扭转反射阵单元, 它可使入射波的极化扭转 90° 的同时, 与其镜像结构共同提供了 0° 和 180° 的1-bit相位量化, 在28~40 GHz频带内极化扭转率超过80%。其次, 该反射阵天线采用喇叭天线作为馈源, 阵面由上述1-bit反射式全介质宽带极化扭转单元构成, 在馈源的照射下, 通过合理设计极化扭转反射表面的反射相位, 在较宽的频带内实现高增益特性。仿真结果表明, 该反射超表面是在26~40 GHz宽频带内实现了极化扭转特性, 天线获得了33%的3 dB增益带宽, 在34 GHz获得了最大增益26.2 dBi。

关键词

全介质, 极化扭转反射超表面, 宽带, 反射阵天线, 3D打印

Design of 3D Printing Only-Dielectric Wideband Polarization Rotating Metasurface Reflectarray Antenna

Xin Shi

Equipment Department of the Navy, Beijing

Received: Jul. 5th, 2022; accepted: Aug. 5th, 2022; published: Aug. 15th, 2022

Abstract

In this paper, a 3D printing only-dielectric wideband polarization rotating metasurface reflectarray antenna is proposed. Firstly, a novel only-dielectric wideband polarization rotating reflectarray

element is designed, which can be used to rotate polarization of the reflective wave by 90° relative to that of the incident wave. The element and its mirror image can provide 0° and 180° phase shifts with 1-bit phase quantization and more than 80% polarization conversion rates in the 28~40 GHz band. Secondly, the reflectarray antenna uses a horn antenna as a feed source, and the array surface is composed of the above 1-bit reflective only-dielectric polarization rotating element. Under the irradiation of the feed, the reflection phase of the polarization rotating reflection surface is reasonably designed to achieve high gain characteristics in a wide frequency band. Simulated results show that the reflectarray achieves 33% 3 dB gain bandwidth with a peak gain of 26.2 dBi at 34 GHz.

Keywords

Full Medium, Polarization Rotating Metasurface (PRM), Wideband, Reflectarray Antenna, 3D Printing

Copyright © 2022 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

现代通信系统对作为其关键部件的天线提出了越来越高的性能要求,使其朝着小型化、低剖面、多功能、高集成度的方向发展。作为一种新型的高增益天线,反射阵天线结合了反射面天线和阵列天线的优点,逐渐成为国内外学者关注的热点之一。反射阵天线包含馈源和平面反射阵面两部分,其中平面反射阵面由大量的单元周期排布组成馈源发出的球面波照射到平面反射阵面上,由于其到达阵面上每个单元的路径不同,各个单元之间存在一定的相位差,通过控制阵面上每个单元的相移,使得电磁波经过反射阵面后形成同相波前,从而实现高增益波束辐射到自由空间中[1][2]。与传统的反射面天线相比,反射阵天线具有重量轻、成本低、易折叠,易于与载体共形等优势,拓展了其应用范围。与传统的阵列天线相比,反射阵天线采用空间馈电方式,消除了馈电网络带来的损耗,使得天线的效率提升[3]。

反射阵天线最大的缺点是带宽窄,限制了其在工程中的应用范围。微带单元固有的窄带特性使得反射阵天线的工作带宽不超过 10%,尤其是当阵列口径较大时,这一缺点更为明显[4][5]。因此,国内外学者尝试了多种办法来拓宽反射阵天线的带宽。21 世纪初,Encinar 等人提出了微带多层堆叠变尺寸贴片结构作为反射阵的单元,首次实现了反射阵带宽的拓展[6][7]。通过控制双层矩形结构之间的比例关系,获得较宽频带内的平滑相移曲线,实测结果表明,该反射阵天线获得了 16.7% 的 1.5 dB 增益带宽。随后,Carrasco 等人利用孔径耦合结构作为反射阵单元[8],虽然该方法也提升了反射阵的带宽性能,但与堆叠技术相比,此种方法层数更多,结构较为复杂。

本文提出了一种基于 3D 打印的全介质宽带极化扭转超表面反射阵天线。首先,提出并设计了一款新型全介质宽带极化扭转反射阵单元,它可使入射波的极化扭转 90° 的同时,与其镜像结构共同提供了 0° 和 180° 的 1-bit 相位量化,在 28~40 GHz 频带内极化扭转率超过 80%。其次,该反射阵天线采用喇叭天线作为馈源,阵面由上述 1-bit 反射式全介质宽带极化扭转单元构成,在馈源的照射下,通过合理设计极化扭转反射表面的反射相位,在较宽的频带内实现高增益特性。

2. 天线设计

2.1. 工作原理

图 1 给出了为本文提出的全介质宽带极化扭转超表面反射阵天线结构示意图,该反射阵天线采用空

馈形式，由一个馈源天线和全介质宽带极化扭转反射表面构成，其中平面极化扭转超表面阵面由大量单元周期排布而成。根据反射阵天线理论，在馈源的照射下，馈源发出的球面波照射到平面反射阵面上，由于其到达阵面上每个单元的路径不同，各个单元之间存在一定的相位差，通过合理设计极化扭转反射表面的反射相位，使电磁波经过反射阵面后形成同相波前，从而实现高增益定向辐射。

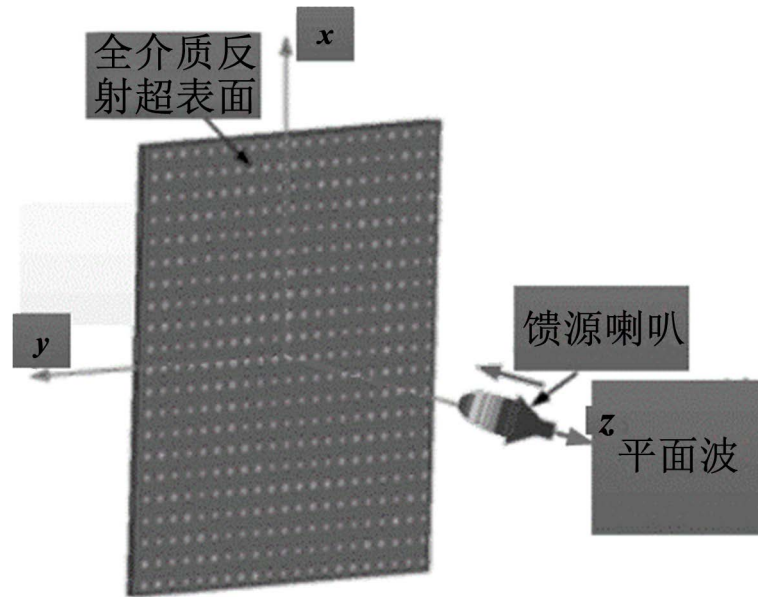


Figure 1. Diagram of the proposed only-dielectric wideband polarization rotating metasurface reflectarray

图 1. 全介质宽带极化扭转超表面反射阵天线工作原理示意图

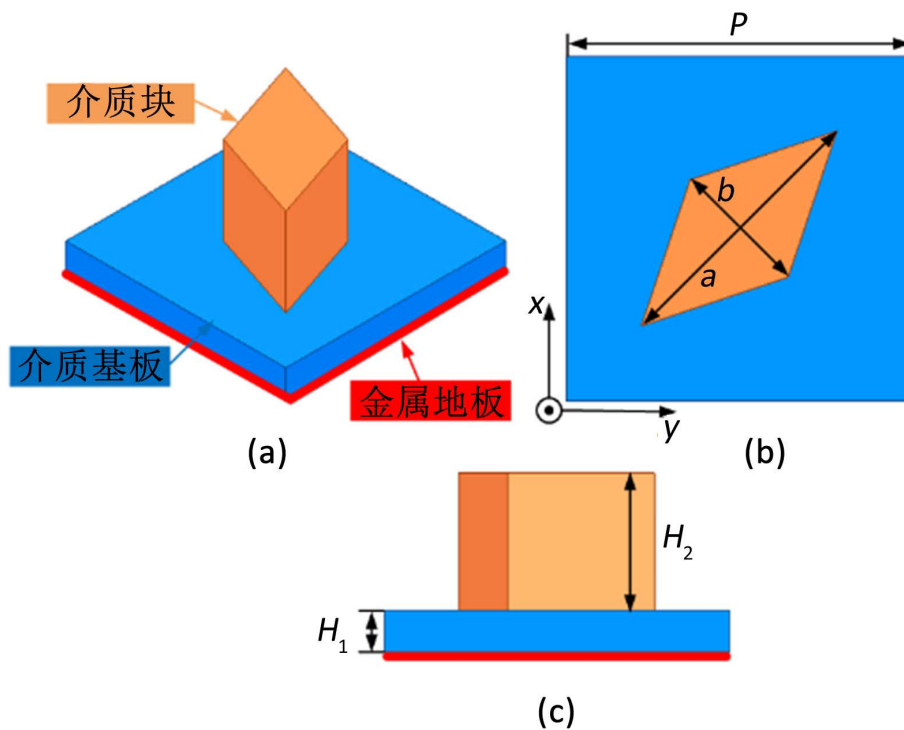


Figure 2. Configurations of wideband polarization rotating metasurface reflectarray antenna element

图 2. 宽带极化扭转超表面反射阵天线单元结构

2.2. 天线单元结构与分析

一般来说, 为了设计性能良好反射阵, 首先需要选择性能优异的反射阵单元。本文提出并设计了一款全介质宽带极化扭转反射式超表面单元, 其结构示意图如图 2 所示。该单元为双层结构, 上层为菱形块, 下层为方形介质块, 金属地板印刷在下层介质板的底层。为了便于 3D 打印, 两层介质板采用相同的材料为罗杰斯($\epsilon_r = 10.2, \tan\delta = 0.0023$), 厚度分别为 $H_1 = 0.6 \text{ mm}$ 和 $H_2 = 2 \text{ mm}$ 。单元的周期为 $P = 15 \text{ mm}$ 。该单元它可使入射波的极化扭转 90° 的同时, 与其镜像结构共同在宽带范围内提供了 0° 和 180° 的 1-bit 相位量化, 采用 Ansys HFSS 仿真软件中的周期边界对单元的电磁性能进行仿真, 通过对单元结构的主要参数进行仿真分析并优化, 使该单元获得了良好的相移特性。单元的详细结构参数值在表 1 中给出。

Table 1. Parameter values of the reflectarray element (Units: mm)

表 1. 单元的主要结构参数取值(单位: mm)

P	a	b	H_1	H_2
5	1	2	0.6	2

为了获得更好的极化扭转反射幅度, 对单元的结构参数进行了参数分析。图 3 给出了 0° 相移状态下反射阵单元在参数 H_1 和 H_2 取不同值时的反射幅度曲线。从图中可以看出, 当介质板厚度 $H_1 = 0.6 \text{ mm}$ 时, 单元在较宽的频带内获得了良好的反射幅度。确定了介质板厚度后, 我们需要观察上层菱形介质块的厚度对单元反射幅度的影响。参数 H_2 表示菱形介质块的高度。通过对参数 H_2 的分析, 我们可以得出, 当 $H_2 = 2 \text{ mm}$ 时, 单元获得较好的反射幅度。为了获得更好的极化扭转反射特性, 最后我们需要观察菱形介质块的长边尺寸 b 和短边尺寸 a 对单元反射幅度的影响, 通过对参数 a 和 b 进行分析, 如图 4 所示, 获得了单元的最佳尺寸, $a = 1 \text{ mm}$, $b = 2 \text{ mm}$ 。

通过综合仿真和优化, 确定好所有单元参数以后, 最终对单元在 0° 和 180° 相移状态下的性能分别进行了仿真。图 5 给出了 0° 和 180° 相移状态下, 该反射阵单元的反射相移曲线。该反射阵单元在 28~40 GHz 频带内极化扭转反射幅度大于 -2 dB , 其反射相位差在较宽频带内几乎全为 180° , 较好地实现了 1-bit 相位量化。

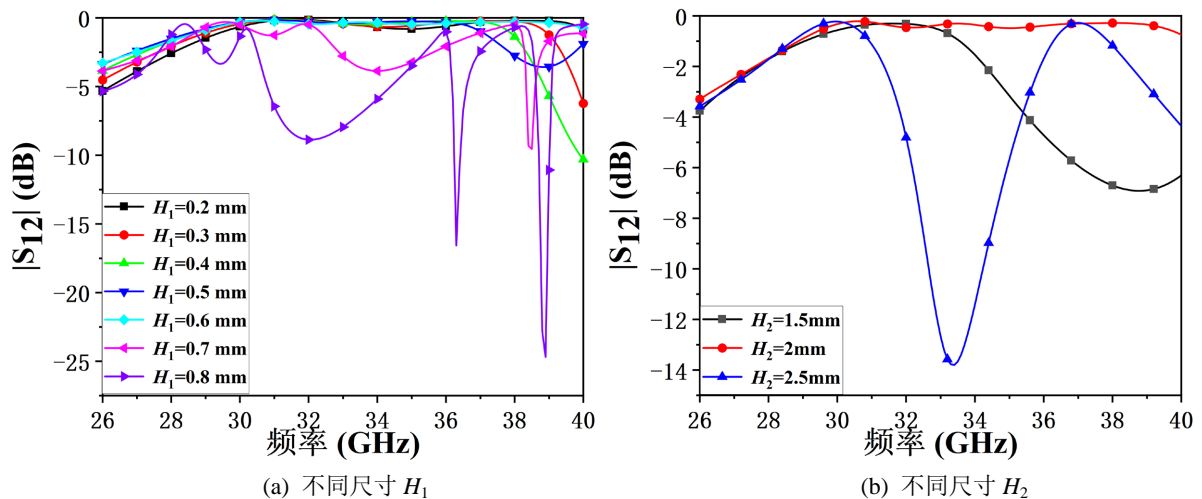


Figure 3. Reflective amplitudes at different frequencies with different values of parameters H_1 and H_2 at 0° phase shift

图 3. 0° 相移状态下, 单元在参数 H_1 和 H_2 取不同值时的反射幅度曲线

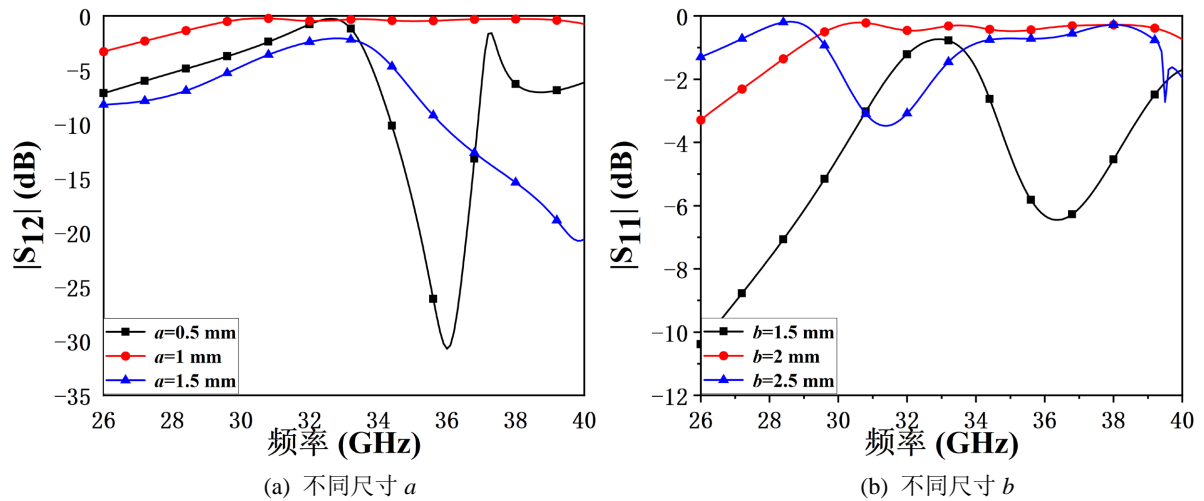


Figure 4. Reflective amplitudes at different frequencies with different values of parameters a and b at 0° phase shift
图 4. 0° 相移状态下, 单元在参数 a 和 b 取不同值时的反射幅度曲线

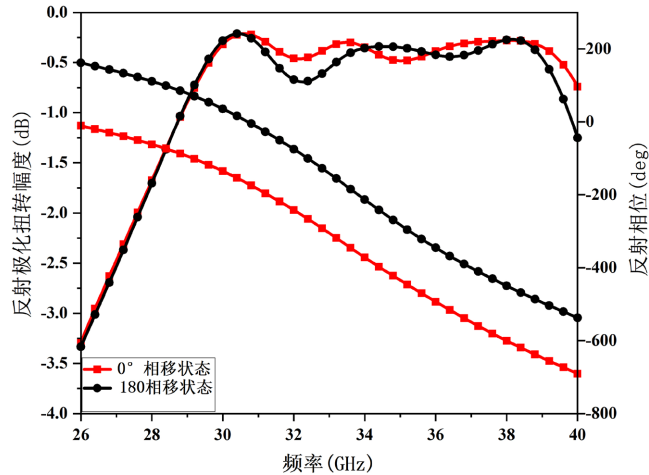


Figure 5. Reflective amplitudes and phases at different frequencies of the wide band reflectarray element
图 5. 宽带极化扭转超表面反射阵天线单元仿真结果

2.3. 馈源设计

喇叭天线因为其带宽宽、方向图稳定且两个面在特定的波束宽度范围内比较等化, 非常适合做反射阵天线的馈源。为了获得更好的反射阵性能, 本文设计的馈源天线采用标准喇叭天线, 如图 6 所示。通过对馈源天线的仿真, 仿真结果如图 7(a)所示, 该馈源的 -10 dB 反射系数带宽为 $26.5\sim 40$ GHz, 覆盖了反射阵天线的工作频带。此外, 图 7(b)给出了馈源在中心频点 30 GHz 处两个面的仿真方向图, 两个面的 -10 dB 波束宽度分别为 $\pm 45^\circ$ 和 $\pm 46^\circ$, 可用 $\cos^9(\theta_e)$ 函数来近似, 且两个面的方向图基本等化, 满足馈源的设计要求。

2.4. 天线阵列设计

图 8 给出了所设计的全介质宽带极化扭转超表面反射阵天线结构示意图以及阵列的相位分布。阵列采用正馈方式, 根据喇叭的 -10 dB 波束宽度, 可确定反射阵的焦径比为 1 。阵列包含 21×21 个单元。阵

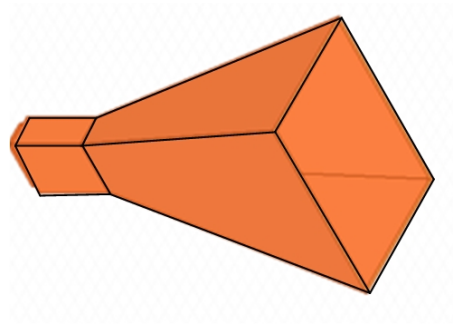


Figure 6. Structure of the feed antenna
图 6. 馈源天线结构示意图

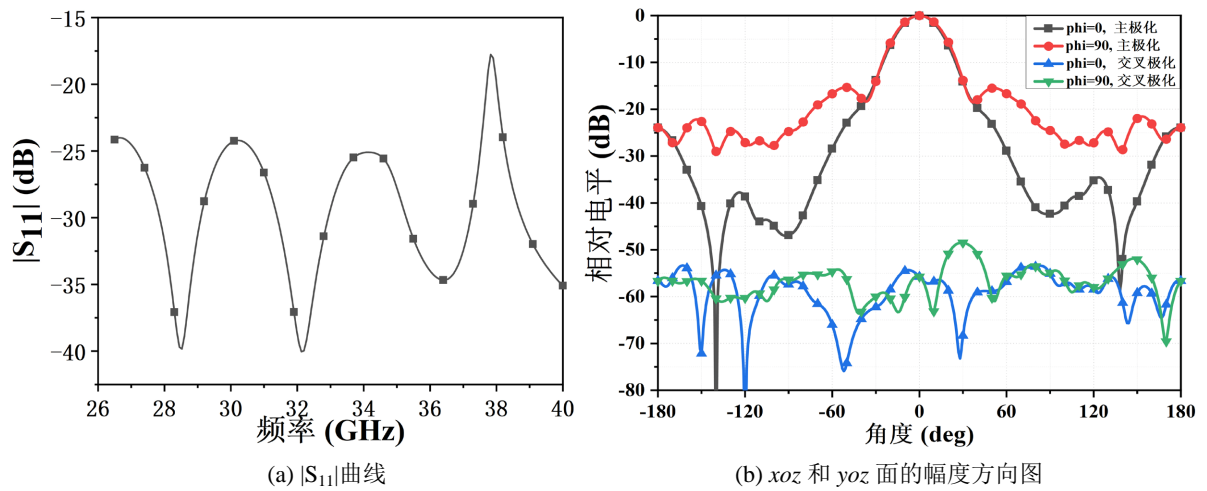


Figure 7. Simulated $|S_{11}|$ and E-plane and H-plane radiation patterns at 30 GHz of the feed antenna
图 7. 馈源的 $|S_{11}|$ 和 30 GHz 频点处 E 面和 H 面的方向图仿真结果

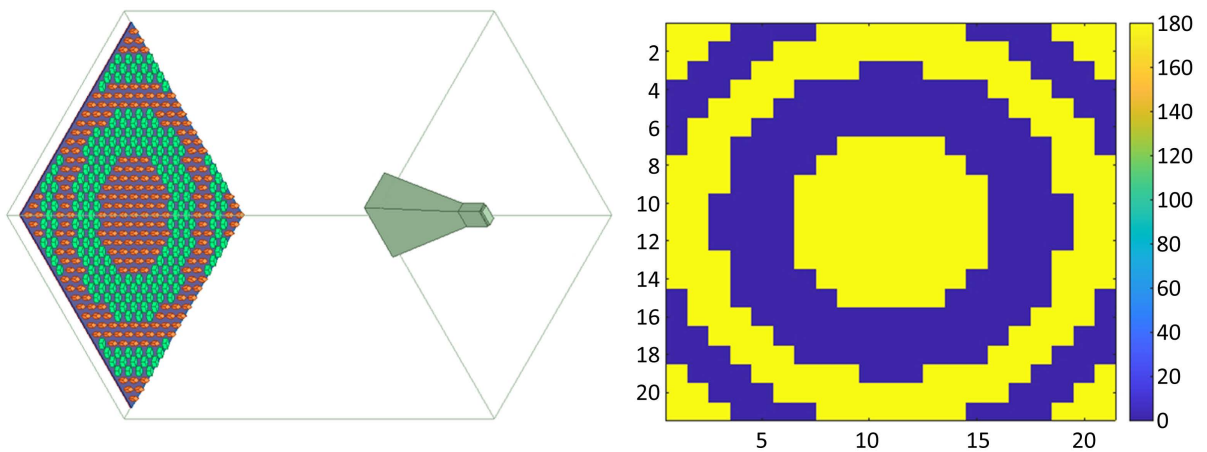


Figure 8. (a) Structure diagram of the proposed only-dielectric reflectarray and (b) the array phase distribution
图 8. (a)全介质反射阵天线的结构示意图和(b)阵面相位分布

面尺寸为 $105 \text{ mm} \times 105 \text{ mm}$ 。

为了实现高增益辐射，阵面第 (i,j) 个单元所需要提供的补偿相位为

$$\varphi_{unit}(x_i, y_j) = \varphi_0 - \varphi_{feed}(x_i, y_j) \quad (2-1)$$

其中 (x_i, y_j) 是反射阵第 (i,j) 个单元的位置坐标, φ_0 是相移常数, φ_{feed} 表示馈源入射波相位, 且

$$\varphi_{feed}(x_i, y_j) = -2\pi \frac{d_{i,j}}{\lambda} \tag{2-2}$$

$d_{i,j}$ 表示馈源相位中心与阵面第 (i,j) 个单元之间的距离. λ 为中心频点对应的波长. 由于本节设计的可重构单元仅能提供 1-bit 量化相位, 因此需用离散的相位分布代替传统的连续相位分布. 1-bit 相位量化公式为

$$\varphi_{unit}(x_i, y_j) = \begin{cases} 180^\circ, & |\varphi_{unit}(x_i, y_j) - 180^\circ| \leq 90^\circ \\ 0^\circ & \text{otherwise} \end{cases} \tag{2-3}$$

根据公式(2-3), 计算出的 1-bit 阵列量化相位分布如图 8(b)所示. 最终根据阵列的相位分布确定阵面单元排布方式, 完成反射阵天线的设计.

图 9、图 10 和图 11 分别给出了全介质反射阵天线在各个频点(28 GHz, 30 GHz, 35 GHz)的仿真归一

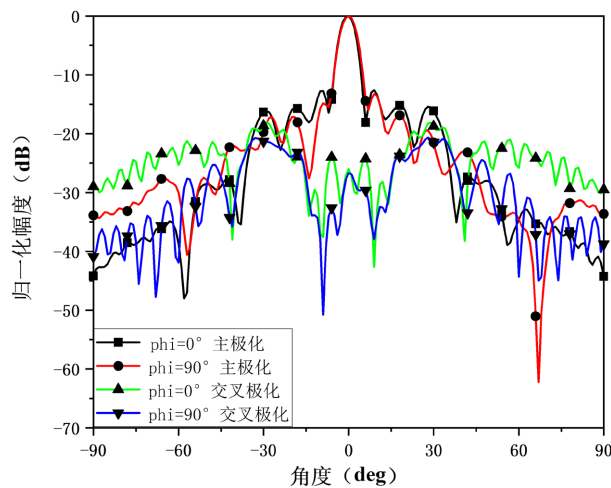


Figure 9. Simulated normalized radiation pattern of the proposed reflectarray antenna at 28 GHz

图 9. 该反射阵在 28 GHz 处的仿真归一化辐射方向图

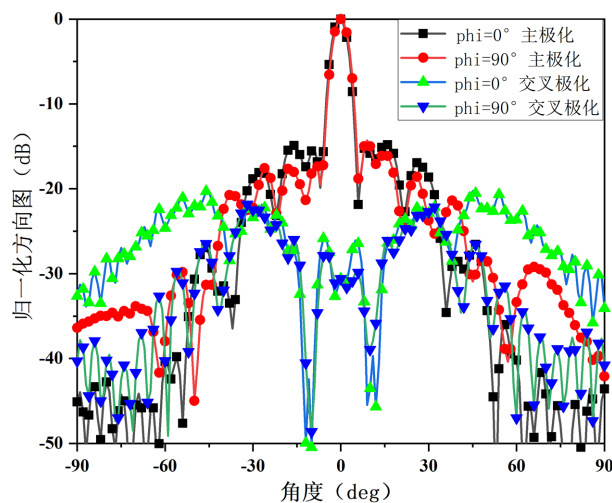


Figure 10. Simulated normalized radiation pattern of the proposed reflectarray antenna at 30 GHz

图 10. 该反射阵在 30GHz 处的仿真归一化辐射方向图

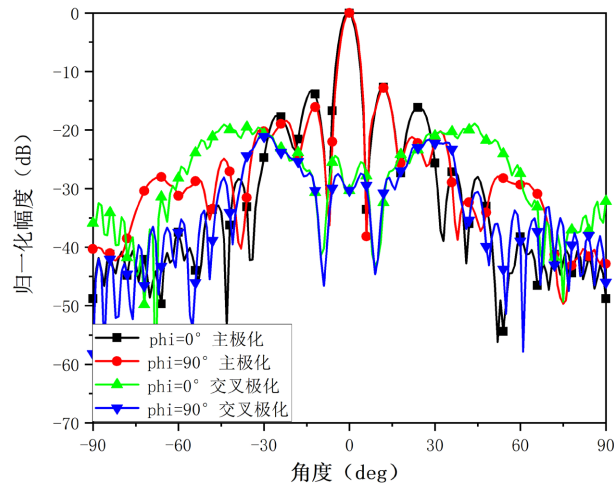


Figure 11. Simulated normalized radiation pattern of the proposed reflectarray antenna at 35 GHz

图 11. 该反射阵在 35 GHz 处的仿真归一化辐射方向图

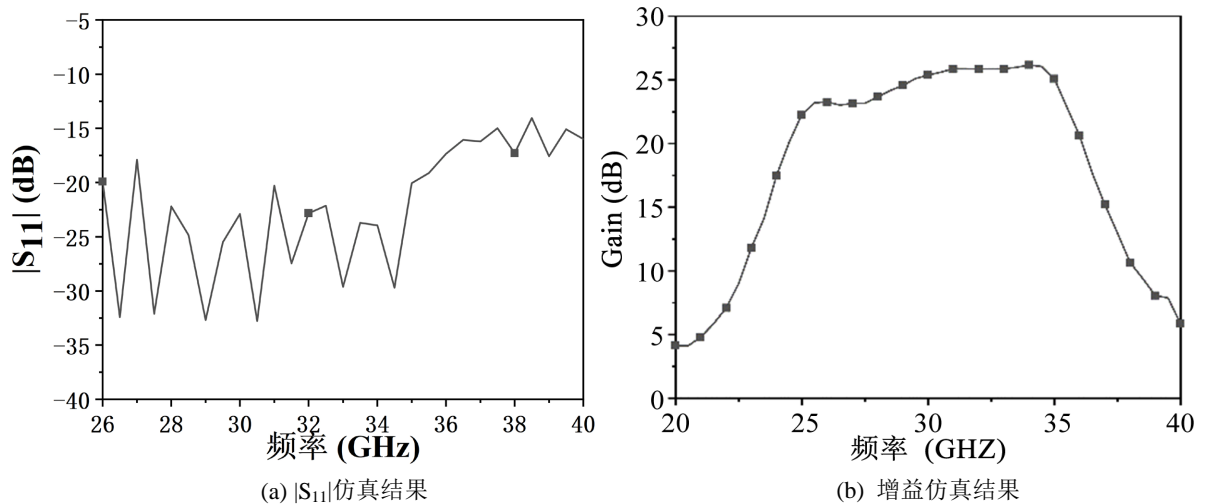


Figure 12. Simulated $|S_{11}|$ and gain of the reflectarray antenna

图 12. 反射阵天线的 $|S_{11}|$ 和增益的仿真结果

化方向图。在中心频点 30 GHz 处，天线在两个面的半功率波束宽度均为 5.3° ，副瓣电平低于 -15 dB，交叉极化电平低于 -30 dB。此外，该反射阵天线在上下边频的半功率波束宽度分别为 6.1° (28GHz)和 4.8° (35 GHz)，副瓣电平均低于 -15 dB，交叉极化电均低于 -30 dB，表明该反射阵天线在较宽的频带内具有比较稳定的方向图，达到了宽频带的设计要求。图 12 给出了全介质反射阵天线的 $|S_{11}|$ 和增益的仿真结果，从图 12(a)可以看出，该天线在 26.5~40 GHz 频带内 $|S_{11}|$ 值均小于 -10 dB，覆盖整个 Ka 波段，说明该天线具有良好的阻抗频带。图 12(b)可以看出，该天线具有 33% 的 3dB 增益带宽。后续为了方便加工测试，本次设计的天线可以采用 3D 打印的方式，对整个阵面进行 3D 建模打印，一体成型，加工测试以后可以进一步验证本次全介质反射阵天线的设计方法。

3. 结论

本文提出了一种基于 3D 打印的全介质宽带极化扭转超表面反射阵天线。首先，提出并设计了一款新型全介质宽带极化扭转反射阵单元，它可使入射波的极化扭转 90° 的同时，与其镜像结构共同提供了

0°和 180°的 1-bit 相位量化, 在 26~40 GHz 频带内极化扭转率超过 80%。其次, 该反射阵天线采用喇叭天线作为馈源, 阵面由上述 1-bit 反射式全介质宽带极化扭转单元构成, 在馈源的照射下, 通过合理设计极化扭转反射表面的反射相位, 在较宽的频带内实现高增益特性。仿真结果表明, 该反射超表面是在 28~40 GHz 宽频带内实现了极化扭转特性, 天线获得了 33% 的 3 dB 增益带宽, 在 34 GHz 获得了最大增益 26.2 dBi。该设计方法具有一定普遍适用性。

参考文献

- [1] Berry, D., Malech, R. and Kennedy, W. (1963) The Reflectarray Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **11**, 645-651. <https://doi.org/10.1109/TAP.1963.1138112>
- [2] Phelan, H.R. (1977) Spiraphase Reflectarray for Multitarget Radar. *Microwave Journal*, **20**, 67-68.
- [3] Malagisi, C.S. (1978) Microstrip Disc Element Reflectarray. Electronics and Aerospace Systems Convention.
- [4] Montgomery, J.P. (1978) A Microstrip Reflectarray Antenna Element. Antenna Applications Symposium, University of Illinois.
- [5] Huang, J. (1991) Microstrip Reflectarray. *Antennas and Propagation Society Symposium 1991 Digest*, London, 24-28 June 1991, 612-615. <https://doi.org/10.1109/APS.1991.174914>
- [6] Encinar, J.A. (2001) Design of Two-Layer Printed Reflectarrays Using Patches of Variable Size. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **49**, 1403-1410. <https://doi.org/10.1109/8.954929>
- [7] Encinar, J.A. and Zornoza, J.A. (2003) Broadband Design of Three-Layer Printed Reflectarrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **51**, 1662-1664. <https://doi.org/10.1109/TAP.2003.813611>
- [8] Carrasco, E., Barba, M. and Encinar, J.A. (2006) Aperture-Coupled Reflectarray Element with Wide Range of Phase Delay. *Electronics Letters*, **42**, 667-668. <https://doi.org/10.1049/el:20060472>