

基于超材料角反射面的高增益高效率双圆极化

Fabry-Perot 天线设计*

赵振宇¹⁾ 刘海文^{1)†} 陈智娇²⁾ 董亮³⁾ 常乐¹⁾ 高萌英¹⁾

1) (西安交通大学信息与通信工程学院, 西安 710049)

2) (北京邮电大学电子工程学院, 北京 100876)

3) (中国科学院云南天文台, 昆明 650216)

摘 要

基于射线跟踪模型, 提出了一种超材料角反射面结构, 实现了 Fabry-Perot 天线增益和口径效率的提升. 首先对基于超材料角反射面的 Fabry-Perot 天线进行了理论推导和分析; 然后, 设计并分析了双圆极化馈源、基于超材料角反射面的 Fabry-Perot 天线及其性能; 最后, 对所提出的 Fabry-Perot 天线模型进行了制造和测试. 测试结果表明, 该天线的左圆极化增益和右圆极化增益分别为 21.4dBi 和 21.3dBi. 相比馈源天线, 增益分别提高了 16.4dB 和 16.3dB. 与传统 Fabry-Perot 天线相比, 所提出超材料角反射面同时充当了反射面和相位校正面, 实现了对 Fabry-Perot 天线边缘电磁波的有效调控. 所设计 Fabry-Perot 天线工作在 2.8GHz 频段, 具有高增益、高口径效率 and 低旁瓣的优点, 满足了太阳射电望远镜 F107 指数观测的需求.

关键词: 超材料角反射面; Fabry-Perot 天线; 高增益; 高口径效率; 太阳射电望远镜

PACS: 41. 20. Jb, 78. 67. Pt, 52. 40. Fd

基金: 国家自然科学基金(批准号: 11941003)、国家自然科学基金重点项目(批准号: U1831201)、国家自然科学基金联合基金(批准号: U2031133)、国家重点研发项目(批准号: 2017YFE0128200)和云南省应用基础研究计划面上项目(批准号: 2019FB009)资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: haiwen_liu@hotmail.com

1 引 言

太阳在 10.7 cm 波长(2.8 GHz)的辐射流量是描述太阳爆发活动的重要参数, 称为 F107 指数^[1]. 在太阳 F107 指数观测中, 太阳射电望远镜需要高灵敏度和高

空间分辨率, 因此需要射电望远镜天线具有高增益. 传统太阳射电望远镜一般采用高增益的抛物面天线. 然而, 抛物面天线自身结构导致了天线体积庞大、剖面高、制造成本高^[2]. 因此开展高增益、低成本、低剖面天线具有重要研究价值.

近年来, 超材料由于其独特的电磁特性引起了学者广泛关注^[3,4]. 在微波领域, 超材料被广泛应用于提高天线性能^[5], 例如提高天线增益^[6-7]、减小雷达散射截面^[8]、滤波^[9]、极化转换^[10]. 其中, 将超材料结构放置在馈源之上形成 Fabry-Perot (F-P) 天线^[11], 因其具有高增益、低剖面、馈电网络简单的优点而被广泛研究^[12]. 然而, 受限于其辐射机理, 当 F-P 天线物理尺寸较大时, 天线的口径效率迅速下降. 例如, 当 F-P 天线物理口径大于 3 倍波长时, F-P 天线的口径效率小于 30%^[13]. 通常提升 F-P 天线增益和口径效率的方式有 3 种. 第一种是设计反射系数幅值高的超材料单元增强 F-P 天线增益^[14,15]. 例如文献[14]设计了一种高反射系数超材料单元作为 F-P 天线的覆层, 实现了 16.35 dBi 的增益. 第二种方式是使用天线阵列作为 F-P 天线馈源. 文献[16]中采用 2×2 天线阵作为 F-P 天线馈源, 其峰值增益和口径效率分别为 19.4 dBi 和 39.1%. 第三种方式是采用多层超材料作为 F-P 天线覆层^[17-19]. 文献[17]中采用了部分反射表面和相位校正超表面构成多层超材料结构, 通过将相位校正超表面放置部分反射表面上方, 实现对 F-P 天线传输相位进一步校正, 从而提高了天线增益. 文献[18]提出一种基于菲涅耳波带板的多层超表面结构, 实现了 21 dBi 的高增益和 25% 的口径效率. 多层超材料结构能够在保持 F-P 天线口径不变情况下, 能够有效提升天线增益和口径效率, 但也增加了天线整体剖面高度和成本^[19].

针对上述问题, 本文提出了一种基于超材料角反射面的高增益高效率 F-P 天线. 所提出的 F-P 天线由超材料角反射面和双圆极化贴片天线馈源组成. 超材料角反射面包括 4 个相位校正超表面(phase correction metasurface, PCM)和 1 个非均匀部分反射表面(partially reflective surface, PRS). 超材料角反射面同时充当了反射面和相位校正面, 使得馈源辐射的电磁波在到达 F-P 谐振腔边缘时, 经相位补偿后重新反射回到谐振腔内. 超材料角反射面不仅增加了电磁波在 F-P 谐振腔内反射次数, 还减少了谐振腔边缘的散射和漏射, 因此有效提高了天线增益和口径效率.

2 理论分析

传统的 F-P 天线的通常由 PRS 和贴片天线馈源组成, 如图 1 所示. 馈源辐射

电磁波通过在地平面和 PRS 之间多次反射后, 形成同相干涉, 从而提高馈源的方向性. 根据射线跟踪模型^[20], 在忽略传输损耗情况下, F-P 天线的电场强度函数如公式(1)所示. 其中 $f(\alpha)$ 和 E_0 分别是馈源天线的归一化方向图函数和电场强度幅值最大值, ρ 是 PRS 的反射系数幅值, Φ 是电场波在 PRS 和地平面一个反射周期内的相位差, 如公式(2)所示. 式中 φ_{PRS} 和 φ_{GND} 分别是 PRS 和地平面的反射相位. h 是 PRS 和地平面之间的距离, λ 是自由空间波长, α 是电磁波辐射方向角.

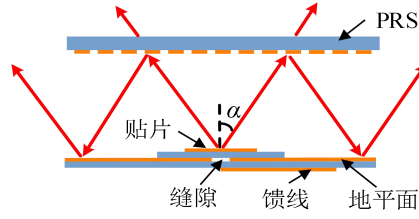


图1 传统F-P天线剖面图

Fig.1. Sectional view of the traditional F-P antenna.

$$E = f(\alpha) E_0 \sqrt{1 - \rho^2} \frac{1}{1 - \rho \cdot e^{j\Phi}} \quad (1)$$

$$\Phi = \varphi_{PRS} - \varphi_{GND} - \frac{4\pi}{\lambda} h \cos \alpha \quad (2)$$

通常情况下, PRS 和地平面的反射相位为 π . 当 F-P 谐振腔高度 h 为半个波长时, F-P 天线在 $\alpha=0^\circ$ 处方向性系数取得最大值, 如公式(3)所示. 式中 D 是 F-P 天线相比于馈源的增加的方向性系数. 可以看出, 方向性系数 D 只与 PRS 的反射系数幅值 ρ 有关, 反射系数幅值越大, 方向性系数 D 的数值越大.

$$D = 10 \log_{10} \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (3)$$

然而, 公式(3)只考虑了 $\alpha=0^\circ$ 和天线尺寸无限大的理想情况. 在实际应用中, 天线尺寸是有限的, 且馈源的辐射方向角 α 包含了各种方向. 考虑到不同辐射方向角 α 对天线增益的影响, 方向性系数 D 表达式应改为公式(4). 可以看到, 方向性系数 D 不仅与反射系数幅值 ρ 有关, 也与一个周期内反射相位差 Φ 有关. 因此, 可以通过校正不同辐射方向电磁波的相位, 进一步提高 F-P 天线的增益.

$$D = 10 \log f^2(\alpha) \frac{1 - \rho^2}{1 + \rho^2 - 2\rho \cos \Phi} \quad (4)$$

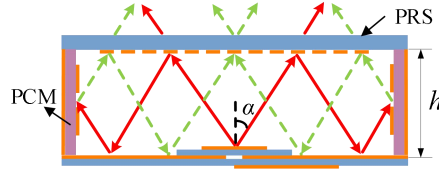


图2 基于超材料角反射面的F-P天线原理图

Fig. 2. Principle of the F-P antenna with metamaterial-based corner reflector.

基于上述原理，提出了一种基于超材料角反射面的F-P天线，如图2所示。通过在PRS四周增加了4个PCM构成超材料角反射面，能够实现对F-P天线边缘电磁波进行相位校正，从而提升天线增益。根据电磁波干涉原理，当PCM反射相位 φ_{PCM} 与周期内的相位差 Φ 同相时，天线方向性经同相干涉得到增强，如公式(5)所示。当电磁波在F-P谐振腔内经过多次反射到达PCM时，PCM同时充当了相位校正面和反射面，将电磁波经相位校正后重新反射回谐振腔内。因此，有限尺寸的F-P天线通过PCM近似扩展为无限大尺寸天线，实现了增益和口径效率的提高。

$$\varphi_{PRS} - \varphi_{GND} - \frac{4\pi}{\lambda} h \cos \alpha + \varphi_{PCM} = -2k\pi \quad (5)$$

3 天线结构设计与分析

太阳在2.8 GHz频段的辐射流量同时包含了左旋圆极化和右旋圆极化分量，因此要求天线能够同时接收双圆极化电磁波。基于太阳F107指数观测需求，本节设计了一种用于F107指数观测的高增益高效率双圆极化F-P天线，如图3所示。该F-P天线主要由两部分组成，双圆极化贴片天线馈源和超材料角反射面。馈源包括方形贴片、蚀刻2个H形缝隙的地平面、介质基板以及正交电桥馈电网络。超材料角反射面包含4个PCM和1个非均匀PRS。非均匀PRS由 13×13 个相同的PRS单元和加长的介质基板组成。单个PCM由 2×18 个相同的PCM单元和介

质基板组成. 4 个 PCM 分布在非均匀 PRS 和馈源的中间, 与非均匀 PRS 一起构成角反射面.

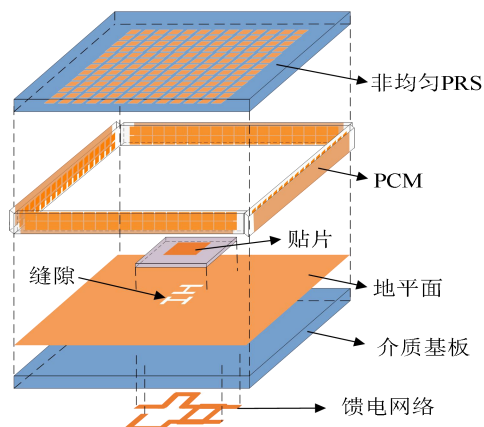


图3 所设计F-P天线3维结构图

Fig. 3.Exploded view of the designed F-P antenna

3.1 双圆极化天线馈源设计

贴片天线具有体积小、重量轻、成本低的优点, 被广泛用于 F-P 天线的馈源. 本文设计了一个双圆极化贴片天线作为 F-P 天线馈源. 图 4 展示了双圆极化贴片天线的几何结构, 具体设计参数列于表 1 中.

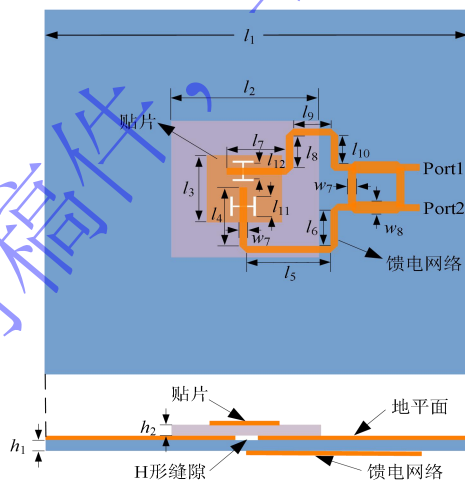


图4 贴片天线馈源结构图

Fig. 4. The geometry of the patch antenna feed.

双圆极化贴片天线由方形贴片、蚀刻两个 H 形缝隙的地平面、正交电桥馈电网络以及两个堆叠放置的 Rogers4350B 介质基板组成. 方形贴片和馈电网络分别位于介质基板的顶部和底部, 中间层由蚀刻 H 形槽的地平面隔开. 方形贴片与馈

电网络通过 H 形缝隙耦合馈电. 贴片天线的双圆极化由正交电桥馈电网络实现.

为了减少馈电网络的不连续性, 在微带线的拐角处进行了三角形枝节切割.

表 1 天线参数

Table 1. Parameters of the proposed antenna

参数	数值/mm	参数	数值/mm	参数	数值/mm
l_1	588	w_1	34	h	57
l_2	100	w_2	35.976	h_1	1.524
l_3	24.7	w_3	40	h_2	1.524
l_4	25.2	w_4	38	h_3	1.524
l_5	43.5	w_5	28.5	h_4	1.524
l_6	16.4	w_6	26.1	h_5	57
l_7	33	w_7	3.3	l_{13}	584.952
l_8	18.3	w_8	5.6	l_{12}	5.2
l_9	15.8	l_{10}	16.4	l_{11}	5.6

在软件 HFSS 中对所设计馈源进行建模和仿真, 图 5 为馈源轴比和增益仿真结果图. 可以观察到馈源的左旋圆极化增益和右旋圆极化增益具有高度一致性, 在 2.8 GHz 频点处的左旋圆极化增益和右旋圆极化增益分别为 5.0 dBi 和 4.9 dBi. 馈源的左旋圆极化带宽为 2.63 GHz-3.09 GHz, 右旋圆极化带宽为 2.61 GHz-3.01 GHz, 满足了太阳 F107 指数的观测带宽要求.

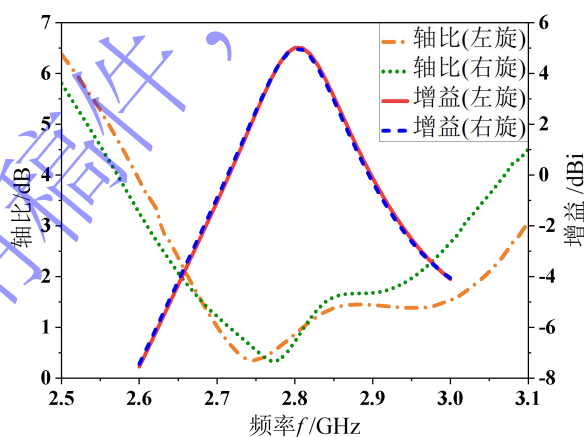


图5 贴片天线馈源轴比和增益

Fig.5. Simulated axial ratio and gain of the antenna feed.

3.2 基于超材料角反射面的 F-P 天线设计

为了提高双圆极化天线馈源的增益, 在馈源上方放置 PRS 构成 F-P 天线. 由公式(3)可知, 理想情况下 F-P 天线的方向性随着 PRS 的反射系数幅值增加而增加.

本文采用了高反射系数幅值的方形贴片作为PRS单元. 相比其他结构的PRS单元, 方形贴片 PRS 单元具有设计简单、反射系数幅值方便调节、极化对称性好的优点. 图6展示了所设计的方形贴片 PRS 单元, 该单元由 Rogers 4350B 介质基板和方形金属贴片组成, 具体设计参数如表 1 所示.

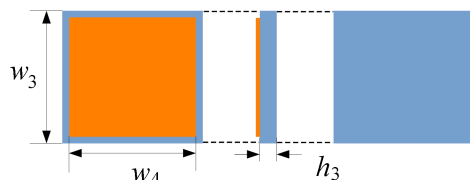


图6 PRS单元结构

Fig.6. The PRS unit structure.

在软件 HFSS 中对介质基板和 PRS 单元进行建模和仿真, 得到 PRS 单元和介质基板的反射系数如图 7 所示. 可以观察到, PRS 单元在 2.8GHz 下反射系数幅值和相位分别为 0.968 和 -164° , 而纯介质基板反射系数幅值只有 0.12. F-P 谐振腔高度 h 可以通过公式(2)计算得到. 理论计算 F-P 谐振腔的高度为 0.52 个波长, 谐振腔高度实际高度 h 为 57mm, 约等于 0.53 个波长.

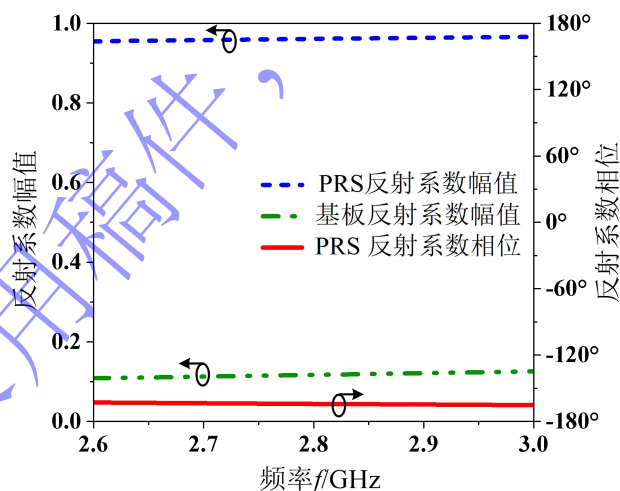


图7 PRS单元和介质基板的反射系数

Fig.7. Reflection coefficient of the PRS unit and substrate.

在完成 PRS 单元和 F-P 谐振腔高度设计后, 本文提出了提出了两种 F-P 天线结构(天线 A 和天线 B), 如图 8 所示. 天线 A 结构为基于均匀 PRS 的传统 F-P 天线, 天线 B 为基于非均匀 PRS 的 F-P 天线. 与天线 A 相比, 天线 B 在保持 PRS

单元个数不变的情况下, 仅增加了 PRS 介质基板和地平面四周的长度, 增加的长度为 w_1 .

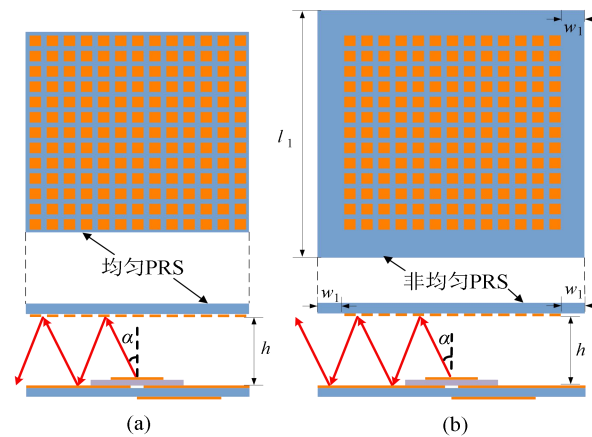


图8 两种F-P天线结构 (a) 天线A; (b) 天线B

Fig. 8. Two F-P antenna structures: (a) Antenna A; (b) antenna B.

图 9 展示了天线 A 和天线 B 的左旋圆极化增益对比结果. 可以看出, 随着 PRS 单元数量的增加, 天线 A 和天线 B 增益都先提高, 然后再降低. 而且, 在相同数量的 PRS 单元情况下, 天线 B 的增益总是高于天线 A 的增益. 综合考虑天线口径效率和增益性能, PRS 单元个数被设计为 13×13 . 此时, 天线 A 和天线 B 在 2.8GHz 频点处增益分别为 21.1dBi 和 21.4dBi. 相比均匀 PRS 结构, 非均匀 PRS 结构主要有以下两个优点.

1) 非均匀 PRS 结构增加了天线的物理口径, 从而增加了电磁波 F-P 谐振腔内的反射次数, 从而提高了天线增益. 此外, 基于非均匀 PRS 的天线 B 由于也同样的增加了地平面长度, 因此也有效减少了电磁波在天线边缘的后向辐射, 原理如图 8 所示.

2) 非均匀 PRS 结构大大简化了 PCM 设计难度. 根据公式(5)可知, 当电磁波以方向角 $\alpha=0^\circ$ 平行入射 PCM 时, PCM 表面的金属结构相当于理想电导体, 导致 PCM 反射相位为 180° , 而此时理想反射相位为 0° . 而且当电磁波以不同方向角 α 斜入射 PCM 时, 对应 PCM 的理想反射相位不同. 而 PCM 难以实现对宽入射角的

电磁波同时进行相位补偿. 非均匀 PRS 结构则能够解决上述两个问题, 其原理如图 10 所示. 当电磁波以小角度 α 入射到非均匀 PRS 边缘时, 由于非均匀 PRS 边缘为反射系数幅值非常小的纯介质基板, 可以近似认为是完全透射. 相反, 电磁波以大角度 α 入射到非均匀 PRS 则会经 PCM 相位校正后重新反射回 F-P 腔内, 因此只需要对大角度入射的电磁波进行相位校正即可. 非均匀的 PRS 结构通过对不同角度入射电磁波区分处理, 简化了 PCM 设计难度.

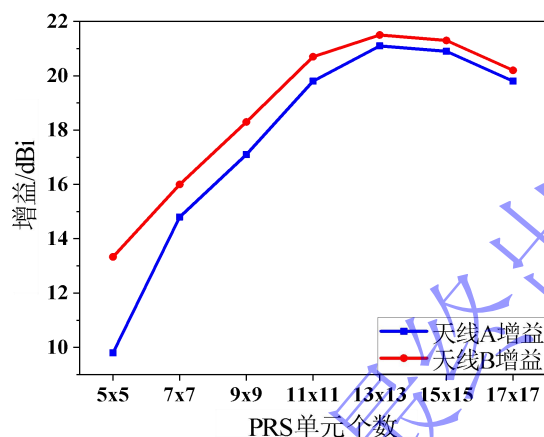


图9 天线A和天线B增益与PRS单元个数关系

Fig.9. Simulated gain of antenna A and antenna B with different PRS units.

为了进一步提高天线 B 的增益, 提出了一种基于超材料角反射面的 F-P 天线, 如图 10 所示. 与天线 B 相比, 所提出的 F-P 天线在馈源和非均匀 PRS 四周增加了 4 个 PCM. 所设计的 PCM 由 2×18 相同的 PCM 单元和介质基板组成, 如图 11 所示. PCM 单元可以通过人工磁导体(artificial magnetic conductor, AMC)单元优化得到. AMC 通常也称之为高阻抗表面, 是一种可以产生 0° 反射相位的超材料^[21]. 通过合理调整 AMC 单元的尺寸, 可以使优化后的 AMC 单元产生所需要的反射相位, 从而可以实现对电磁波的相位校正. 本文采用了方形贴片 AMC 单元做为相位校正单元. 与其他 AMC 结构相比, 方形贴片 AMC 单元不仅结构简单, 而且具有同相反射带宽宽、极化对称性好的特点^[22]. AMC 单元由两个方形金属贴片和介质基板 Rogers4350B 组成, 如图 11(b)所示. AMC 单元顶部被边长为 w_6 方形金属

贴片，底部则完全由金属贴片覆盖，其具体设计参数为 $h_4=1.524\text{ mm}$, $w_5=28.5\text{ mm}$, $w_6=25.6\text{ mm}$.

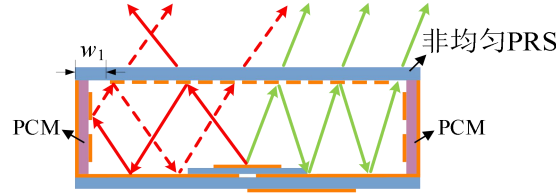


图10 基于超材料角反射面F-P天线的中心剖面图

Fig. 10. Sectional view of the F-P antenna with metamaterial-based corner reflector.

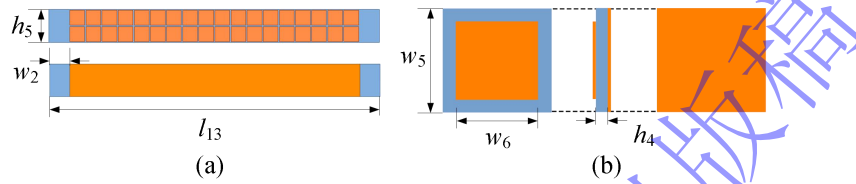


图11 PCM和AMC单元 (a) PCM正面和反面; (b) AMC单元

Fig. 11. The proposed PCM and the AMC unit (a) Front and bottom of PCM; (b) AMC unit.

AMC 单元的理想反射相位为 0° ，而 PCM 的理想反射相位与辐射方向角 α 有关，因此需要对 AMC 单元相位进行优化. AMC 单元反射相位优化可以通过改变单元中贴片长度 w_6 实现. 图 12 展示了优化前和优化后 AMC 单元的反射相位. 优化前和优化后 AMC 单元贴片长度 w_6 分别为 25.6 mm 和 26.1 mm . 可以看出，当电磁波垂直入射时，优化前 AMC 单元在 2.8 GHz 处的反射相位为 0° ，优化后 AMC 单元在 2.8 GHz 处的反射相位为 -73° . 由于采用了非均匀 PRS 结构，当辐射方向角 $\alpha < 15^\circ$ 时，电磁波通过非均匀 PRS 边沿纯介质处近似全透射出去，所以 PCM 只需要对 $\alpha > 15^\circ$ 的电磁波进行相位校正，从而大大简化了 PCM 设计难度. 当入射角度 θ 为 75° 、 60° 和 45° 时(对应辐射方向角 α 分别为 15° 、 30° 和 45°)，优化后 AMC 单元在 2.8 GHz 频点下反射相位分别为 -16° 、 -37° 和 -52° . AMC 的理想补偿相位可以通过公式(5)计算得到，理论计算得到的理想补偿相位则分别为 -12° 、 -48° 和 -105° . 优化后 AMC 单元反射相位与理论中所需要补偿相位相接近，并处于同相反射带宽内. 因此电磁波经 PCM 处的相位补偿后，可以实现同相干涉增强，从而

提升了天线增益和口径效率.

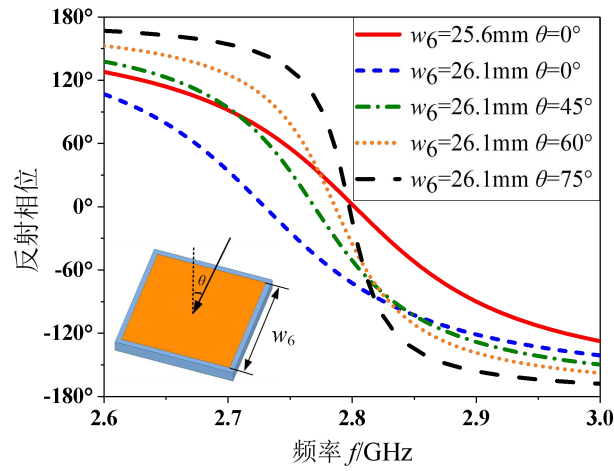


图12 优化前和优化后AMC单元反射相位

Fig. 12. Reflection phase of the AMC unit before and after optimization.

图 13 展示了所设计的 F-P 天线和天线 B 的左旋圆极化增益和口径效率对比结果. 所设计的 F-P 天线和天线 B 的峰值增益分别为 22.2 dBi 和 21.4 dBi, 对应的口径效率分别为 44%和 36.6%. 与天线 B 相比, 所设计的 F-P 天线口径效率提高了 7.4%. 与馈源相比, 所设计的 F-P 天线增益提高了 17.2 dB.

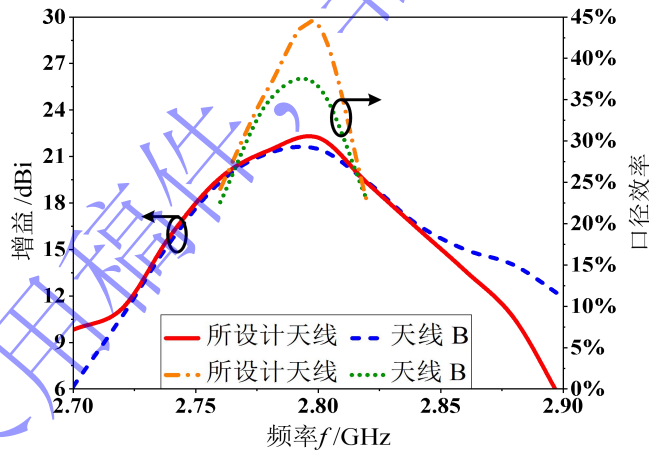


图13 所设计天线和天线B增益和口径效率对比

Fig. 13. Gain and aperture efficiency of the proposed F-P antenna and antenna B.

图 14 为所设计 F-P 天线和天线 B 的电场分布图. 与天线 B 相比, 所提出的 F-P 天线的正上方电场得到了增强, 而天线底部和外部边缘电场分布数值较小. 这证明了角反射面的相位补偿作用有效增加了 F-P 谐振腔中电磁波的同相反射次数. 另一方面, 又可以有效抑制电磁波后向辐射、边缘散射和漏射.

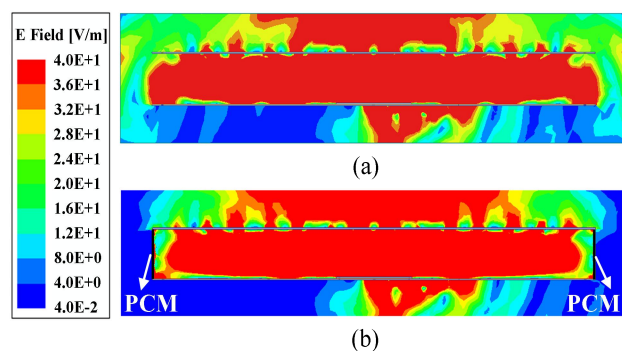


图14 电场分布图 (a)天线B; (b)所设计F-P天线

Fig. 14. Electric field distributions: (a) Antenna B; (b) the proposed F-P antenna

4 F-P 天线的加工和测试

为了验证所设计天线性能,对基于超材料角反射面的 F-P 天线进行了制造和测试. 图 15 为加工的 F-P 天线样品和其在微波暗室中测试的图片. 所设计 F-P 天线轴比和增益的仿真和测量结果如图 16 所示. 可以看出所设计 F-P 天线测量得到的左旋圆极化带宽为 2.72-2.90 GHz (6.5%), 右旋圆极化带宽 2.72-2.96 GHz (8.5%), 测量结果和仿真结果吻合较好. 所设计 F-P 天线在 2.8 GHz 处仿真的左旋圆极化增益和右旋圆极化增益分别为 22.2 dBi 和 22.2 dBi, 对应的实测增益分别为 21.4 dBi 和 21.3 dBi. 仿真增益和测量增益之间存在一些差异,这是由于装配误差和馈电网络损耗引起的.

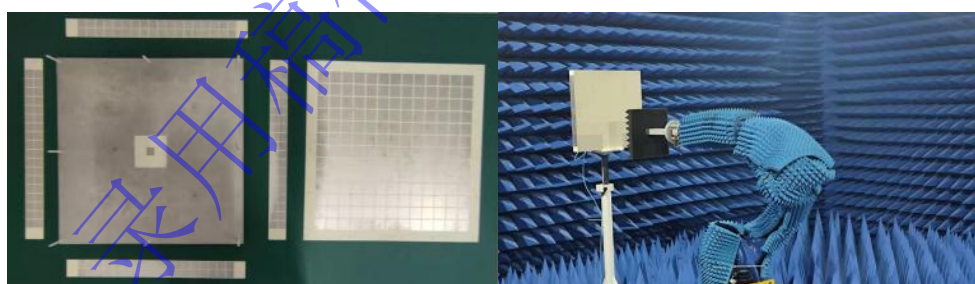


图15 F-P天线实物及暗室测试环境

Fig. 15. The fabricated F-P antenna and measurements in microwave anechoic chamber.

图 17(a)和(b)分别为在 2.8 GHz 频点处 F-P 天线左旋圆极化和右旋圆极化的辐射方向图. 从图中可以看出, 天线旁瓣低于 -20dB, 且天线方向图的测量结果和仿真结果吻合良好.

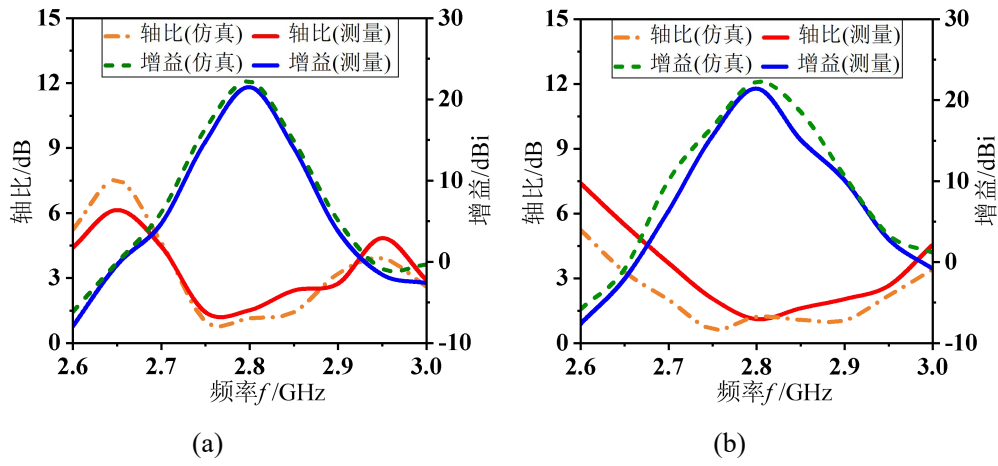


图16 天线轴比和增益 (a) 左旋圆极化; (b) 右旋圆极化

Fig. 16. Axial ratio and gain: (a) Left-hand circular polarization; (b) right-hand circular polarization.

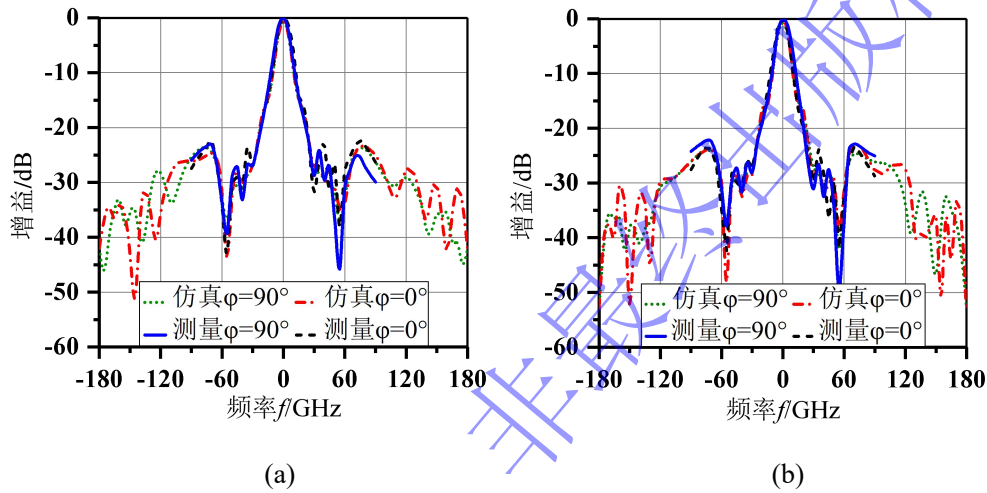


图 17 天线方向图 (a)左旋圆极化方向图; (b)右旋圆极化方向图

Fig.17 Radiation patterns: (a) Left-hand circular polarization; (b) right-hand circular polarization.

表 2 为本文所设计天线与相关工作在增益和口径效率方面的对比情况. 所设计天线在 2.8 GHz 频点处获得了 21.4 dBi 的峰值增益和 36.6%的口径效率. 相比于传统的 F-P 天线, 所提出的 F-P 天线同时实现了高增益、高口径效率 and 低剖面.

表 2 增益高于 19dBi 的相关 F-P 天线对比

Table 2. Comparisons of F-P antennas with the realized gain higher than 19 dBi.

文献	极化	馈源	增益/dBi	口径效率	旁瓣/dB	天线尺寸
[7]	线极化	槽天线	19.1	21.0%	>-12.5	$\pi(3.2\lambda_0)^2 \times 2.0\lambda_0$
[18]	线极化	贴片天线	21.0	25.0%	-10	$6.4\lambda_0 \times 6.4\lambda_0 \times 1.8\lambda_0$
[23]	圆极化	槽天线	20.0	24.7%	-10	$\pi(3.2\lambda_0)^2 \times 1.02\lambda_0$
[24]	圆极化	贴片天线	19.1	13.7%	-20	$6.8\lambda_0 \times 6.8\lambda_0 \times 0.5\lambda_0$
本文	左旋圆极化	贴片天线	21.4	36.6%	-22.4	$5.5\lambda_0 \times 5.5\lambda_0 \times 0.56\lambda_0$
	右旋圆极化		21.3	35.8%	-22.3	

5 结 论

本文首次将超材料角反射面应用于 F-P 天线, 实现了天线增益和口径效率的提高. 与传统 F-P 天线相比, 所设计 F-P 天线通过非均匀部分反射表面和相位校正超表面实现了对天线边缘电磁波相位调控, 有效增加了电磁波在 F-P 谐振腔内同相反射次数, 并减少了天线的后向辐射、边缘散射和漏射. 测试结果表明, 所设计的双圆极化 F-P 天线具有高增益、低旁瓣和高口径效率的优点, 满足 2.8 GHz 太阳射电观测的要求.

参考文献

- [1] Deminov M G, Deminova G F 2020 *Geomagn. Aeron.* **60** 606
- [2] Sun Z X, Wang J Q, Yu L F, Gou W, Wang G L 2021 *Res. Astron. Astrophys.* **21** 105
- [3] Zhang X G, Jiang W X, Jiang H L, Wang Q, Tian H W, Bai L, Luo Z J, Sun S, Luo Y, Qiu C W, Cui T J 2020 *Nat Electron.* **3** 165
- [4] Wang C, Li Y F, Shen Y, Feng M C, Wang J F, Ma H, Zhang J Q, Qu S B 2018 *Acta Phys. Sin.* **67** 204101 (in Chinese) [王超, 李勇峰, 沈杨, 丰茂昌, 王甲富, 马华, 张介秋, 屈绍波 2018 物理学报 **67** 204101]
- [5] Ma X L, Li X, Guo Y H, Zhao Z Y, Luo X G 2017 *Acta Phys. Sin.* **66** 147802 (in Chinese) [马晓亮, 李雄, 郭迎辉, 赵泽宇, 罗先刚 2017 物理学报 **66** 147802]
- [6] Zhu S S, Liu H W, Wen P 2019 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **67** 1952
- [7] Ge Y, Sun Z, Chen Z, Chen Y 2016 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **15** 1889
- [8] Hao B, Yang B F, Gao J, Cao X Y, Yang H H, Li T 2020 *Acta Phys. Sin.* **69** 244101 (in Chinese) [郝彪, 杨宾锋, 高军, 曹祥玉, 杨欢欢, 李桐 2020 物理学报 **69** 244101]
- [9] Zhu S S, Liu H W, Chen Z J 2021 *J. Phys. D: Appl. Phys.* **54** 28LT02
- [10] Guo Z X, Cao X Y, Gao J, Li S J, Yang H H, Hao B 2020 *Acta Phys. Sin.* **69** 234102 (in Chinese) [郭泽旭, 曹祥玉, 高军, 李思佳, 杨欢欢, 郝彪 2020 物理学报 **69** 244101]
- [11] Liu Z, Liu S, Zhao X, Kong X, Huang Z, Bian B 2020 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **68** 6497

- [12] Almutawa A T, Hosseini A, Jackson D R, Capolino F 2019 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **67** 5163
- [13] Lu Y F, Lin Y C 2013 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **61** 5395
- [14] Foroozesh A, Shafai L 2010 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **58** 258
- [15] Singh A K, Abegaonkar M P, Koul S K 2017 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **16** 2388
- [16] Al A Y, Kishk A A 2020 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **19** 1920
- [17] Zhou L, Duan X, Luo Z J, Zhou Y H, Chen X 2020 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **68** 7601
- [18] Guo Q, Wong H 2020 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **68** 564
- [19] Zhou L, Chen X, Duan X 2018 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **66** 2061
- [20] Xie P, Wang G G, Zou X J, Zong B F 2021 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **69** 6965
- [21] Amiri M A, Balanis C A, Birtcher C R, Barber G C 2020 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **68** 7208
- [22] Foroozesh A, Shafai L 2011 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **59** 4
- [23] Guo Q Y, Lin Q W, Wong H 2021 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **69** 1179
- [24] Orr R, Goussetis G, Fusco V 2014 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **62** 19

Dual Circularly Polarized Fabry-Perot Antenna with Metamaterial-based Corner Reflector for High Gain and High Aperture Efficiency*

Zhao Zhen-Yu¹⁾ Liu Hai-Wen¹⁾ [†] Chen Zhi-Jiao²⁾ Dong Liang³⁾ Chang Le¹⁾ Gao Meng-Ying¹⁾

1) (School of Information and Communications Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049,

China)

2) (School of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing

100876, China)

3) (Chinese Academy of Sciences Yunnan Observatory, Kunming 650216, China)

Abstract

Based on the ray-tracing model, a new method for achieving a high gain and high aperture efficiency Fabry-Perot antenna with metamaterial-based corner reflector is proposed. The proposed Fabry-Perot antenna is composed of a dual circularly polarized patch antenna feed and the metamaterial-based corner reflector. The metamaterial-based corner reflector consists of four phase correction metasurfaces and a partially reflective surface. First, theory and analysis of the Fabry-Perot antenna with metamaterial-based corner reflector is presented. Then, the performance of a dual circularly polarized antenna feed, the traditional Fabry-Perot antenna, and the Fabry-Perot antenna with metamaterial-based corner reflector are compared and analyzed. Finally, the proposed Fabry-Perot antenna was manufactured and measured. The measured left-hand circular polarization (LHCP) gain and

the measured right-hand circular polarization (RHCP) gain of the proposed Fabry-Perot antenna are 21.4dBi and 21.3dBi, respectively. Compared with the antenna feed, the LHCP gain and RHCP gain of the proposed Fabry-Perot antenna is enhanced by 16.4dB and 16.3dB, respectively. Compared with the traditional Fabry-Perot antenna, The metamaterial-based corner reflector acts as both a reflection surface and a phase correction surface. It manipulates the propagation direction and phase of electromagnetic waves. The proposed Fabry-Perot antenna with high gain, high aperture efficiency and low sidelobe at 2.8 GHz paves the way for solar radio telescope and observation.

Keywords: Metamaterial-based corner reflector, Fabry-Perot antenna, high gain, high aperture efficiency, solar radio telescope

PACS: 41. 20. Jb, 78. 67. Pt, 52. 40. Fd

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grants No. 11941003), the Key Program of the National Natural Science Foundation of China (Grant No. U1831201), the Joint Funds of the National Natural Science Foundation of China (Grant No.U2031133), the National Key Research and Development Project (Grant No. 2017YFE0128200), and the Applied Basic Research Program and Project of Yunnan Province of China, (Grant No. 2019FB009).