

一种基于共享孔径 Fabry-Perot 谐振腔结构的宽带高增益磁电偶极子微带天线

张晨 曹祥玉 高军 李思佳 郑月军

Design of a broadband and high-gain shared-aperture fabry-perot resonator magneto-electric microstrip antenna

Zhang Chen Cao Xiang-Yu Gao Jun Li Si-Jia Zheng Yue-Jun

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 65, 134205 (2016) DOI: 10.7498/aps.65.134205

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.134205>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphys.ac.cn/CN/Y2016/V65/I13>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

偶极子位置及偏振对激发光子晶体 H1 微腔的影响

Effects of location and polarization of a dipole source on the excitation of a photonic crystal H1 cavity

物理学报.2016, 65(13): 134206 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.134206>

二维函数光子晶体

Two-dimensional function photonic crystal

物理学报.2016, 65(13): 134207 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.134207>

光子晶体理论研究的新方法 -----混合变分法

A powerful method to analyze of photonic crystals: mixed variational method

物理学报.2016, 65(12): 124206 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.124206>

表层厚度渐变一维耦合腔光子晶体的反射相位特性及其应用

Reflection phase characteristics and their applications based on one-dimensional coupled-cavity photonic crystals with gradually changed thickness of surface layer

物理学报.2016, 65(7): 074201 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.074201>

等离子体填充金属光子晶体 Cherenkov 辐射源模拟研究

Simulation of cherenkov radiation oscillation in a plasma-filled metallic photonic crystal

物理学报.2016, 65(7): 074208 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.074208>

一种基于共享孔径Fabry-Perot谐振腔结构的 宽带高增益磁电偶极子微带天线*

张晨 曹祥玉[†] 高军 李思佳 郑月军

(空军工程大学信息与导航学院, 西安 710077)

(2016年1月25日收到; 2016年4月16日收到修改稿)

设计了一种工作于X波段的基于共享孔径Fabry-Perot (F-P) 谐振腔结构的宽带高增益磁电偶极子微带天线, 并设计了三种不同尺寸的双层频率选择表面(FSS)单元, 通过共享孔径布阵组成了超材料覆层. 利用三种FSS单元的相位补偿特性, 有效拓展了覆层天线的增益带宽. 实测和仿真结果均表明, 加载超材料覆层后, 磁电偶极子天线在7.8—12.3 GHz内 $S_{11} < -10$ dB, 相对带宽达到44.7%, 覆盖整个X波段. 天线增益在7.9—12.1 GHz内均有明显的提高, 最大提高了7 dB. 相较于传统的F-P谐振腔结构覆层天线, 设计的基于共享孔径的F-P谐振型超材料覆层天线能够明显拓展天线增益带宽, 在新型宽带高增益天线设计方面具有广阔的应用前景.

关键词: Fabry-Perot 谐振腔, 共享孔径, 宽带, 磁电偶极子天线

PACS: 42.70.Qs, 41.20.Jb, 42.25.Bs

DOI: 10.7498/aps.65.134205

1 引言

宽带高增益天线在卫星通信、远程控制和导航等无线通信领域中有着极其重要的作用^[1]. 传统的提高天线增益的方法主要分为两种, 即通过对天线结构进行改变以及对天线进行组阵, 但是这会带来天线结构复杂、加工成本高、天线间互耦大、馈电网络设计困难等优点. 因此, 在保持天线宽带高增益特性的前提下, 设计出小型化、结构简单的天线, 是目前急需解决的问题^[2,3].

超材料通常是指一种人工周期结构, 它具有天然材料所不具备的物理特性^[4]. 近年来, 超材料以其奇异的电磁特性, 引起了学者们的广泛关注^[5-14]. 将一层或多层超材料组成的覆层结构置于天线上方便可构成超材料覆层高增益天线, 此时, 覆层与天线接地板间构成Fabry-Perot (F-P) 谐振腔, 天线辐射的电磁波在腔内一次或多次反射

后透射过覆层的电磁波与直接透射的电磁波同相叠加, 从而提升了天线的增益. F-P谐振腔最初主要应用于光学领域, 1956年, Trentini^[15]首次将具有部分反射特性的表面覆层结构加载在波导喇叭端口上方并实现了天线增益的提高. 随后, F-P谐振天线便被学者们广泛研究. F-P谐振天线是一种高增益、高定向性天线, 并且能够避免传统高增益天线结构复杂、尺寸大等一系列缺点, 但它们的工作带宽都相对较窄, 并不利于实际应用. 近年来, 国内外很多学者都在拓展F-P谐振天线带宽方面做出了很多贡献^[16-22]. 文献^[23]提出了对稀疏阵列添加介质覆层的方法拓展了天线的增益带宽. 文献^[24]设计出了一种反射相位频响曲线斜率为正的部分反射表面 (partially reflective surface, PRS), 并将其作为表面覆层结构加载于天线上方构成了电磁带隙结构 (electromagnetic band gap, EBG) 谐振腔, 这种结构有效拓展了天线的增益带宽, 有效带宽为12.6%, 3 dB增益带宽达到了15.7%. 文

* 国家自然科学基金 (批准号: 61271100, 61471389, 61501494) 资助的课题.

[†] 通信作者. E-mail: gjgj9694@163.com

献 [25] 采用双层频率选择表面 (frequency selective surface, FSS) 结构作为天线的覆层, 在保持天线增益提高的同时, 其有效带宽拓展至 28%. 以上这些设计思路都为拓展超材料覆层高增益天线的带宽提供了新的研究方法.

本文设计了一种基于共享孔径布阵 F-P 谐振腔结构的宽带高增益磁电偶极子微带天线, F-P 谐振腔覆层由三种不同尺寸的双层 FSS 单元构成, 通过共享孔径排布, 以及利用不同 FSS 单元间的相位补偿, 有效拓展了天线的增益, 提高了带宽. 仿真和实测结果均表明, 通过加载这种新型超材料覆层, 在整个 X 波段天线增益均有了明显的提高.

2 理论分析与单元设计

如图 1 所示, F-P 谐振天线是通过将具有部分反射特性的覆层结构放置于辐射天线上, 天线辐射的电磁波经一次或多次反射后再透过覆层, 并与直接透过覆层的电磁波在相位上进行叠加, 达到了提高天线增益的效果.

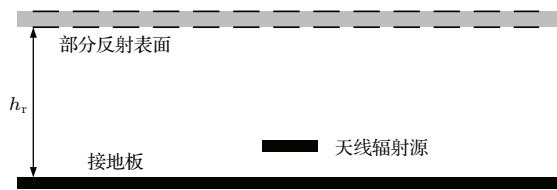


图 1 F-P 谐振腔天线示意图

Fig. 1. The structure of F-P antenna.

文献 [3] 中详细分析了 F-P 天线的工作机理, 根据射线理论, 天线的工作频率、方向性系数以及增益带宽都受 F-P 谐振腔覆层本身特性和加载高度的影响, 当满足 (1) 式时, 天线的方向性系数达到最大.

$$h_r = \frac{c}{4\pi f_r} (\varphi_{\text{PRS}} + \varphi_{\text{GND}} - 2N\pi) \quad (1)$$

$$N = 0, 1, 2, \dots,$$

其中, h_r 为覆层到天线接地板的距离, f_r 为天线的谐振频率, φ_{PRS} 与 φ_{GND} 分别为部分反射表面覆层与天线接地板的反射相位. 通常情况下, $\varphi_{\text{GND}} = \pi$, 因此, (1) 式可以写成

$$\varphi_{\text{PRS}} = \frac{4\pi h_r}{c} f_r + (2N - 1)\pi$$

$$N = 0, 1, 2, \dots \quad (2)$$

从 (2) 式可知, 当天线接地板与覆层间的距离 h_r 固定时, 若想在很宽的频率范围内都满足 (1) 式, 部分反射表面的反射相位应随着频率的升高而升高, 即 PRS 的反射相位频响曲线斜率为正.

传统覆层的带宽都相对较窄, 为了拓展带宽, 本文设计了一种双层 FSS 覆层结构, 覆层单元上层金属图案为方贴片, 下层金属图案为十字贴片. 金属方贴片形 FSS 在低频处反射系数较小, 且随着频率的上升逐渐升高, 具有带通滤波器的特性, 而金属十字贴片形 FSS 则具有相反的趋势, 在低频处反射系数较大, 随着频率的上升逐渐降低, 具有带阻滤波器的特性, 如图 2 (a) 所示. 因此, 采用这种双层的 FSS 结构就应该在整个频段内产生弱谐振, 使得该频段内反射相位频响曲线的斜率为正且具有较高的反射系数, 从而构造出能够覆盖整个 X 波段的覆层单元. 如图 2 (b) 所示, 覆层单元大小 $P = 5.9 \text{ mm}$, 厚度 $t = 1 \text{ mm}$, 相对介电常数 $\epsilon_r = 2.65$, 损耗角正切 $\tan \delta_r = 0.002$, 方贴片边长 $a = 4.9 \text{ mm}$, 十字贴片 $w = 0.9 \text{ mm}$.

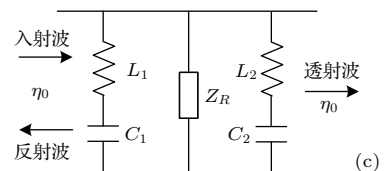
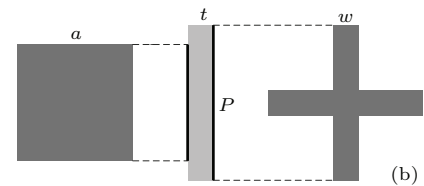
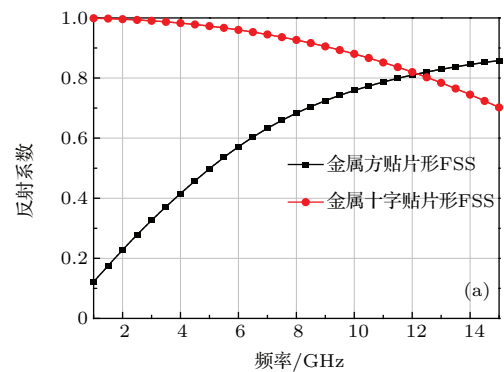


图 2 覆层单元特性及等效电路图

Fig. 2. Properties of the superstrate unit cell: (a) Reflection phases of two layers; (b) unit cell of superstrate structure; (c) equivalent circuit.

图 2(c) 为该覆层结构的等效电路模型, 当电磁波垂直入射到覆层上时, 由于覆层是双层结构, 可等效为上下表面与介质板并联, η_0 和 Z_R 分别表示自由空间波阻抗和介质板的特征阻抗, L_1 和 C_1 表示覆层下表面的等效电感和电容, L_2 和 C_2 表示覆层上表面的等效电感和电容, 则总的阻抗可以表示为

$$Z_1 = j\omega L_1 + 1/j\omega C_1, \quad (3)$$

$$Z_2 = j\omega L_2 + 1/j\omega C_2. \quad (4)$$

覆层的下表面与 Fabry-Perot 谐振腔内的自由空间并联, 其并联阻抗为

$$Z_3 = \frac{Z_1 \eta_0}{Z_1 + \eta_0}. \quad (5)$$

最终得到的覆层的输入阻抗为

$$Z_4 = \frac{Z_1(Z_R + Z_3 \tan t)}{Z_R + Z_3 \tan t + Z_1 Z_R(Z_3 + Z_3 \tan t)}. \quad (6)$$

电磁波垂直入射时, 其反射系数为

$$K = \frac{Z_4 - \eta_0}{Z_4 + \eta_0}. \quad (7)$$

由此可以看出, 当覆层的输入阻抗 Z_4 与自由空间的波阻抗 η_0 匹配时, 天线辐射的电磁波全部透过覆

层, 不会产生反射, 为了使覆层是部分反射的, 所以 Z_4 不能完全与 η_0 匹配. 通过调整覆层结构, 改变 Z_1 和 Z_2 , 从而改变 Z_4 , 使覆层获得部分反射特性.

在 Ansoft HFSS 15.0 中对所设计的 FSS 覆层单元结构进行建模, 通过设置 Floquet 端口和主从边界, 以一个单元的结构模拟整个无限周期结构, 其反射相位频响曲线与反射系数模值曲线如图 3 所示. 该结构在 8.3—11.8 GHz 处反射相位频响曲线斜率为正, 且反射系数模值均大于 0.56, 在整个频段内都具有较大的反射系数, 根据 (2) 式, 该结构在很宽的频段范围内都可以满足天线增益提高的要求.

3 加载共享孔径 Fabry-Perot 谐振腔磁电偶极子天线设计

磁电偶极子天线是宽带单向辐射天线, 具有低后瓣、低交叉极化的优点, 本文设计了一种中心频率在 10 GHz、工作于 X 波段的“T”形渐变馈电结构的磁电偶极子贴片天线, 其带宽为 7.3—12.5 GHz, 相对带宽为 52%, 天线结构见图 4. 其中, 方形的电

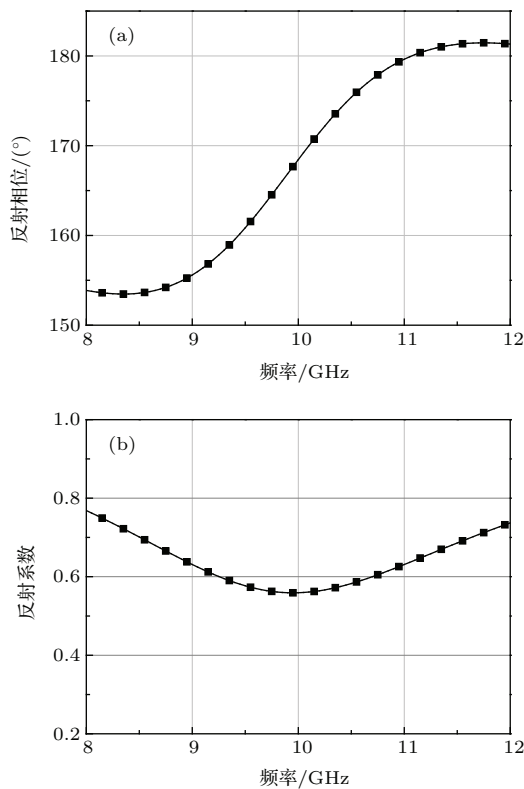


图 3 反射相位频响与模值曲线

Fig. 3. Reflection phase and reflection amplitude of the superstrate.

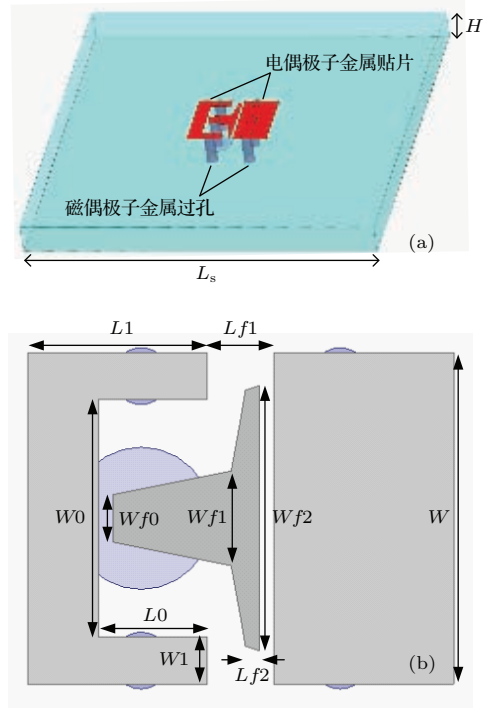


图 4 (网刊彩色) 天线结构示意图 (a) 3D 结构图; (b) 辐射贴片

Fig. 4. (color online) The structure of the antenna: (a) 3D modeler; (b) radiation patch.

偶极子辐射贴片印刷在介电常数为4.4、损耗角正切为0.02的FR4-epoxy介质板上, 介质板厚度为 $H = 3$ mm, 介质板长 $L_s = 53.1$ mm, 宽 $W_s = 53.1$ mm, 贴片长度为 $L_1 = 3.8$ mm, 宽度为 $W = 7$ mm, 平面辐射贴片间距 $L_0 = 2.3$ mm. 3个金属过孔同时连接两个辐射贴片和金属地板充当天线的磁偶极子部分, 整个天线采用“T”形渐变耦合馈线结构和导电通孔相连接, 导电通孔直径 $D = 1.2$ mm, 馈线结构位于导电通孔顶部形成了共面波导传输线结构并实现了 50Ω 的输入阻抗特性, 极大提高了天线的匹配性能, 并同时激励电偶极子和磁偶极子, 实现了天线的正常工作. 天线的具体参数列于表1中.

为了设计出能够覆盖整个X波段的超材料覆层, 并将其应用于宽带磁电偶极子天线, 需要进一步拓展其带宽. 文献[26]提出通过共享孔径的方法拓展微带天线的有效带宽. 受此启发, 希望通过共

享孔径的布阵方式, 设计出带宽更宽的F-P谐振腔结构. 首先对上一节所设计的FSS覆层单元做了进一步的研究分析, 图5为不同的上层金属贴片单元尺寸下所对应的反射相位幅度以及频响曲线, 随着金属贴片边长 a 逐渐增加, 覆层单元反射相位斜率增加的频段逐渐升高, 且反射系数的模值基本不变, 均在0.55以上. 因此, 在超材料覆层上表面采取不同尺寸金属贴片单元的共享孔径布阵结构就能实现对天线反射相位的进一步补偿, 从而在更宽的频段范围内满足谐振要求, 进而拓展天线的增益带宽.

为了验证共享孔径布阵方法拓展带宽的可行性, 分别选取如图6所示贴片边长分别为 $a = 4.5$ mm, $a = 4.9$ mm, $a = 5.3$ mm的三种不同尺寸的单元进行布阵, 将三种单元结构分别编号为1, 2, 3.

表1 磁电偶极子天线相关参数
Table 1. Dimensions of the magneto-electric dipole antenna.

天线参数	H	D	L_0	L_1	L_{f2}	W	W_0
参数值/mm	3	1.2	2.3	3.8	0.1	7	5
天线参数	W_1	W_{f0}	W_{f1}	W_{f2}	L_{f2}	L_s	W_s
参数值/mm	1	1	2	5.6	2.2	53.1	L_s

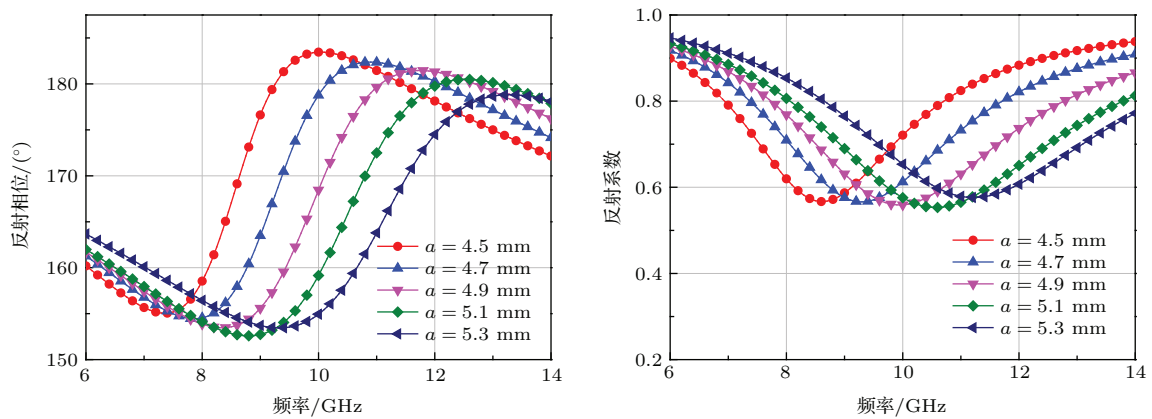


图5 (网刊彩色) 反射相位频响与模值曲线

Fig. 5. (color online) Reflection phase and reflection amplitude of the superstrate.

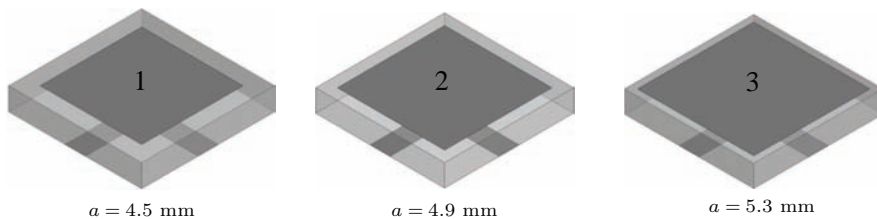


图6 三种不同尺寸的覆层单元

Fig. 6. Three different sizes unit cells.

由于单元结构只有具备一定的数量并周期排布时才能表现出在Floquet端口和主从边界下的仿真特性. 因此, 本文将每9个相同尺寸的单元作为一个大单元, 整个超材料覆层由 9×9 个FSS单元组成, 三种大单元相互交叉排布, 并将其加载于宽带磁电偶极子天线上, 如图7所示.

覆层加载高度 h_r 可由(1)式确定, 经过参数优化, 最终选定加载的高度 $h_r = 15.5$ mm. 图8(a)和图8(b)分别为加载覆层前后天线的 S 参数与增益的对比, 从图中可以看出, 原始天线的工作频段为7.3—12.5 GHz, 相对带宽为52.5%, 加载超

材料覆层后, 天线的工作带宽有所缩小, 为7.8—12.3 GHz, 相对带宽为44.7%; 就增益而言, 加载超材料覆层后, 由于覆层下表面与天线金属接地板之间构成F-P谐振腔, 天线增益在7.9—12.1 GHz范围内都有所增长, 在11 GHz处, 增益最大提升了7 dB左右. FSS覆层单元的反射相位斜率上升频段为8.3—11.8 GHz, 采用不同尺寸的单元进行共享孔径布阵后, 超材料覆层的工作频段有了较为明显的拓宽, 整个天线的工作带宽和增益提升带宽均覆盖了整个X波段.

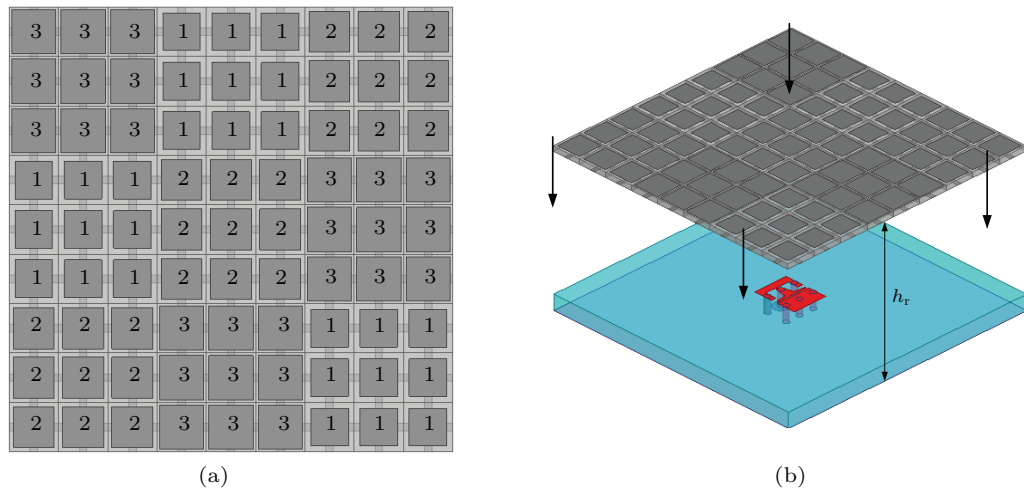


图7 (网刊彩色) 覆层及天线示意图 (a) 覆层结构; (b) 加载覆层后天线

Fig. 7. (color online) The structure of the superstrate and antenna: (a) Superstrate structure; (b) simulated model of the antenna.

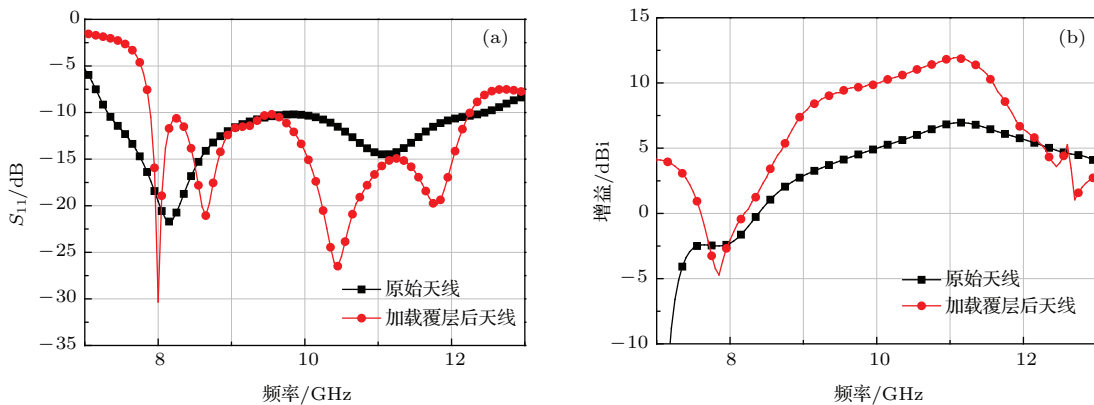


图8 (网刊彩色) 加载覆层前后辐射性能对比

Fig. 8. (color online) Simulated (a) S_{11} and (b) gain with and without superstrate.

图9(a)和图9(b)给出了加载超材料覆层前后天线在10 GHz处E面和H面的方向图, 从图像中可以看出, 与原始天线相比, 加载超材料覆层后天

线的HPBW有所缩减, 最大增益提升了5 dB左右, 天线方向性增强. 通过对比可知, 超材料覆层主要是将原始天线辐射出的电磁波从其他方向汇聚到

了天线的正前方, 从而达到了提升天线增益、增强方向性的效果. 但同时, 天线的后向增益也提升了, 由于覆层结构的部分反射特性, 源天线辐射出的电磁波有一部分会经过覆层下表面反射, 反射回的电磁波绕射过天线地板形成了二次辐射, 天线地板上也会产生相应的寄生电流和电场, 因此后向增益有所提升.

为了进一步了解超材料覆层高增益天线的工作机理, 图 10 给出了天线腔内的电场分布情况, 在

天线辐射源周围场强分布较为密集且均匀, 从两个面的电场分布可以看出 F-P 谐振腔上方增益提升较为明显. 基于以上分析可知, 共享孔径布阵方式的超材料覆层可以有效拓展天线的增益提高带宽, 且增益提高效果较为明显.

表 2 为本文所设计的 F-P 谐振腔超材料天线与文献 [24, 25, 27] 中所设计的天线的对比情况, 相较于传统的 F-P 谐振腔结构, 本文所设计的基于共享孔径的超材料覆层能够明显拓展天线增益带宽.

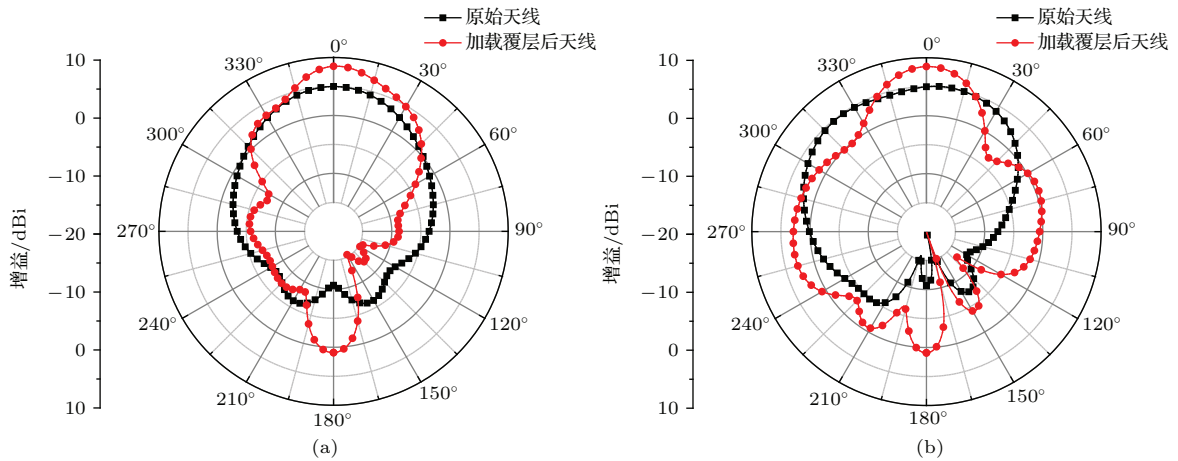


图 9 (网刊彩色) 加载覆层前后辐射性能对比

Fig. 9. (color online) Comparisons of simulated radiation patterns: (a) E plane; (b) H plane.

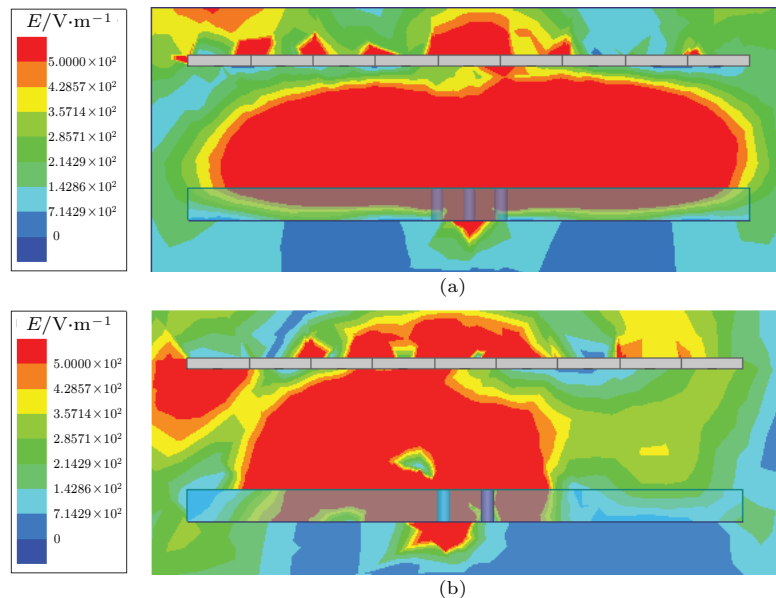


图 10 (网刊彩色) 天线电场分布示意图 (a) xoz 面; (b) $yo z$ 面

Fig. 10. (color online) E field distributions of the F-P antenna: (a) xoz plane; (b) $yo z$ plane.

表2 本文所设计覆层天线与文献[24, 25, 27]中的对比
Table 2. Comparison between this work and antennas in Ref. [24, 25, 27].

覆层类型	天线带宽/GHz	相对带宽/%	峰值增益/dBi	最大增益提升/dB
本文	7.8—12.3	44.7	12.2	7
文献 [24]	11.1—13	15.6	16.2	
文献 [25]	8.6—11.4	28	13.8	7.8
文献 [27]	11.3—12.8	13.2	22.7	5.5

4 加工与实测

对所仿真的天线进行了实物加工, 如图 11 所示. 并利用 Agilent N5230C 矢量网络分析仪对天线的相关辐射特性进行了测试, 结果如图 12 所示. 测试结果表明, 天线的工作频带范围是 7.9—12.3 GHz, 相对带宽为 43.5%, 与仿真结果基本一致.

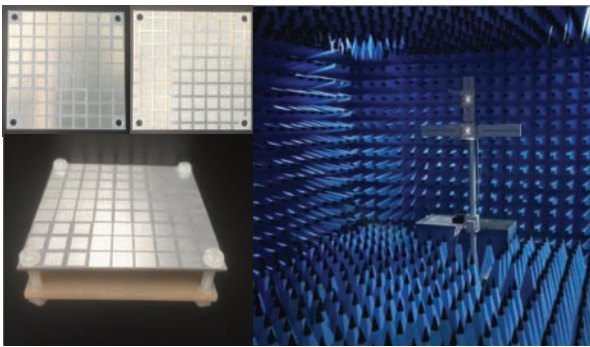


图 11 (网刊彩色) 加工与测试图

Fig. 11. (color online) Antenna and measured environment.

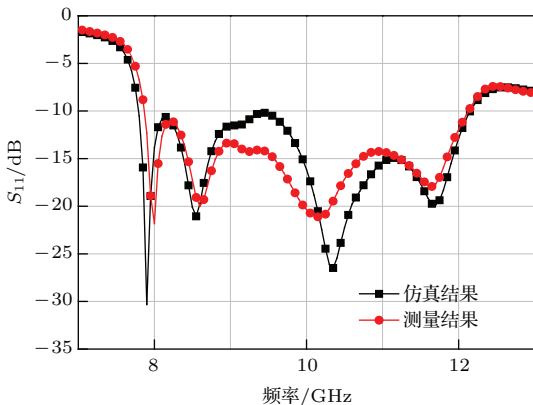


图 12 (网刊彩色) 仿真与实测 S_{11} 曲线

Fig. 12. (color online) Simulated and measured S_{11} .

图 13 为天线在 10 GHz 处的仿真和实测 E 面、H 面辐射方向图. 可以看出, 加载覆层后, 天线前向

增益由 4.91 dBi 提高至 10.05 dBi, HPBW 由原始天线的 70.1° 缩小至 44.9° . 加载覆层后天线的定向性得到了提高, 与仿真结果基本一致. 方向图仿真与实测之间的差异主要是由于天线加工误差、测试环境等因素造成的. 实测结果验证了设计方法的有效性.

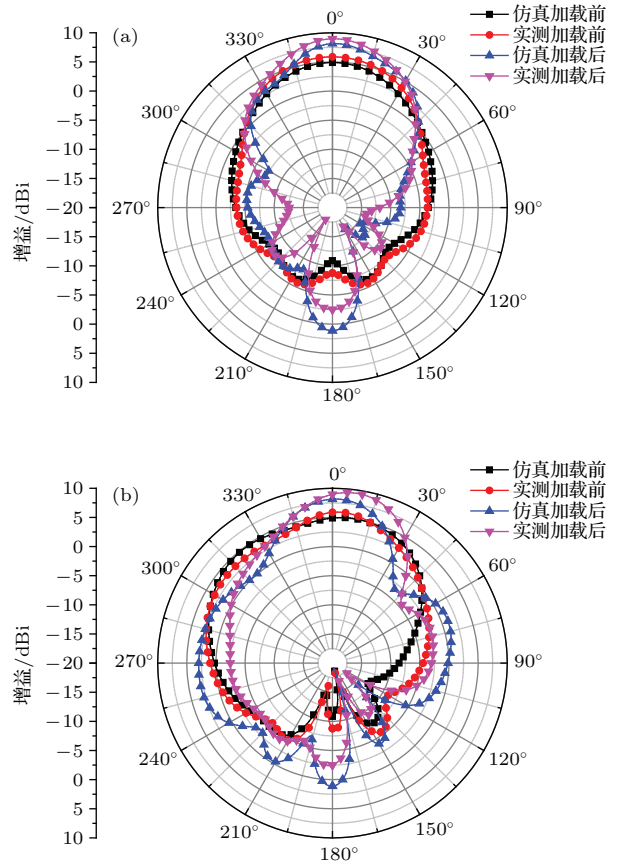


图 13 (网刊彩色) 加载覆层前后辐射性能对比 (a) E 面; (b) H 面

Fig. 13. (color online) Comparisons of simulated and measured radiation patterns: (a) E plane; (b) H plane.

5 结 论

本文设计了一种工作于 X 波段的基于共享孔径 Fabry-Perot 谐振腔结构的宽带高增益磁电偶极子微带天线. 相较于传统的 F-P 谐振腔结构, 本文所设计的基于共享孔径的超材料覆层能够明显拓展天线增益带宽, 这在新型宽带高增益天线设计方面具有广阔的应用前景. 同时, 更加优化更加理想的共享孔径排布方式也是本文作者下一步需要深入研究的问题.

参考文献

- [1] Qu S W 2012 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **11** 850
- [2] Zheng Y J, Gao J, Cao X Y, Zheng Q R, Li S J, Li W Q, Yang Q 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 224102 (in Chinese) [郑月军, 高军, 曹祥玉, 郑秋荣, 李思佳, 李文强, 杨群 2014 物理学报 **63** 224102]
- [3] Sun Y Z, Ran L X, Peng L, Wang W G, Li T, Zhao X, Chen Q L 2009 *Chin. Phys. B* **18** 017405
- [4] Liu Y, Zhang X 2011 *Chem. Soc. Rev.* **40** 2494
- [5] Wang G D, Liu M H, Hu X W, Kong L H, Cheng L L, Chen Z Q 2014 *Chin. Phys. B* **23** 017802
- [6] Fan Y N, Cheng Y Z, Nie Y, Wang X, Gong R Z 2013 *Chin. Phys. B* **22** 067801
- [7] Li S J, Gao J, Cao X Y, Li W Q, Zhang Z, Zhang D 2014 *J. Appl. Phys.* **116** 043710
- [8] Landy N I, Sajuyigbe S, Mock J J 2008 *Phys. Rev. Lett.* **100** 207402
- [9] Yang H H, Cao X Y, Gao J, Liu T, Li W Q 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 064103 (in Chinese) [杨欢欢, 曹祥玉, 高军, 刘涛, 李文强 2013 物理学报 **62** 064103]
- [10] Li S J, Gao J, Cao X Y, Zhang Z, Zheng Y J, Zhang C 2015 *Opt. Express* **23** 3523
- [11] Singh R, Plum E, Zhang W, Zheludev N I 2010 *Opt. Express* **18** 13425
- [12] Slovick B, Yu Z G, Berding M, Krishnamurthy S 2013 *Phys. Rev. B* **88** 165116
- [13] Tang G M, Miao J G, Dong J M 2012 *Chin. Phys. B* **21** 128401
- [14] Zuo Y, Shen Z X, Feng Y J 2014 *Chin. Phys. B* **23** 034101
- [15] Trentini G V 1956 *IRE Trans.* **4** 666
- [16] Wang N Z, Li J Z, Wei G, Talbi L, Zeng Q S, Xu J D 2015 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **14** 229
- [17] Wang T T, Ge Y X, Chang J H, Wang M 2016 *IEEE Pho. Technol. Lett.* **28** 3
- [18] Ge Y H, Esselle K P, Bird T S 2012 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **60** 743
- [19] Al-Tarifi M A, Anagnostou D E, Amert A K, Whites K W 2013 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **61** 1898
- [20] Vettikalladi H, Lafond O, Himdi M 2009 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **8** 1422
- [21] Feresidis A P, Goussetis S, Wang S, Vardaxoglou J C 2005 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **53** 209
- [22] Muhammad S A, Sauleau R, Coq L, Legay H 2011 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **10** 907
- [23] Gardelli R, Albani M, Capolino F 2006 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **54** 1979
- [24] Zeb B A, Ge Y H, Esselle K P, Sun Z, Tobar M E 2012 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **60** 4522
- [25] Wang N Z, Liu Q, Wu C Y, Talbi L, Zeng Q S, Xu J D 2014 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **62** 2463
- [26] Chu Q X, Ma H Q, Zheng H L 2008 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **56** 3391
- [27] Weily A R, Esselle K P, Bird T S, Sanders B C 2007 *IET Microw. Antennas Propag.* **1** 198

Design of a broadband and high-gain shared-aperture fabry-perot resonator magneto-electric microstrip antenna*

Zhang Chen Cao Xiang-Yu[†] Gao Jun Li Si-Jia Zheng Yue-Jun

(Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

(Received 25 January 2016; revised manuscript received 16 April 2016)

Abstract

The demands for highly directive antennas are becoming more stringent, especially in microwave regions. Traditional ways to enhance the antenna gain such as reflectors, dielectric lenses, waveguide horns and microstrip antenna arrays suffer design complexity, high cost and power loss in the feeding network, so it is urgent to find a simple way to solve the problem. Fabry-Perot (F-P) antenna has a high directivity and low sidewall, owing to the resonance of the cavity in a cophasal and tapered field distribution along the lateral direction. However, the disadvantage of F-P antenna is obvious for the inherently narrow gain bandwidth which inhibits their many applications. In this paper, a broadband and high-gain shared-aperture F-P resonator magneto-electric (ME) microstrip antenna working at X band is designed and fabricated. In order to design a wideband metamaterial superstrate unit, the structure with two different frequency selective surface (FSS) layers is presented: the metal pattern at the top of the unit is a square patch and has a high reflection coefficient in the high frequency band, and at the bottom the metal pattern is a cross patch, it has a high reflection coefficient in the low frequency band, therefore, the whole unit should resonate in a broadband frequency range. Theoretical analysis and simulation result indicate that the unit has a linearly increasing phase response and a high reflection coefficient across a broadband range and it has the potential to construct a wideband F-P resonator antenna. In the proposed antenna, a novel wideband ME microstrip antenna is used as the feeding source. For the antenna covers the whole X band, the bandwidth of the F-P resonator superstrate should be further expanded. Simulated calculation results indicate that different sizes of two-layer FSSs have different reflection phases but the same coefficient, therefore a shared-aperture structure with three different sizes of FSSs is obtained. The arrangement utilizes the phase compensation property along different FSSs, and broadens the gain enhancement bandwidth effectively. When the superstrate is set to be approximately 15.5 mm above the ground plane of the ME antenna, the antenna possesses an impedance bandwidth of 44.7% for the reflection coefficient (S_{11}) below -10 dB from 7.8 GHz to 12.3 GHz, covering the whole X band. From 7.9 GHz to 12.1 GHz, the antenna has an obvious gain enhancement, with a peak of 7 dB. Numerical and experimental results indicate that compared with the traditional F-P resonator structure, the shared-aperture metamaterial superstrate can effectively broaden the antenna gain enhancement bandwidth, and it has great application values for designing new broadband metamaterial superstrate high-gain antennas.

Keywords: Fabry-Perot resonator, shared-aperture, broadband, magneto-electric antenna

PACS: 42.70.Qs, 41.20.Jb, 42.25.Bs

DOI: 10.7498/aps.65.134205

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61271100, 61471389, 61501494).

[†] Corresponding author. E-mail: gjg9694@163.com