

共享孔径人工电磁媒质设计及其在高增益低雷达散射截面天线中的应用

李文强 曹祥玉 高军 郑月军 杨欢欢 李思佳 赵一

Design of shared aperture metamaterial and its applications for high gain and low radar cross section antenna

Li Wen-Qiang Cao Xiang-Yu Gao Jun Zheng Yue-Jun Yang Huan-Huan Li Si-Jia Zhao Yi

引用信息 Citation: [Acta Physica Sinica](#), 64, 054101 (2015) DOI: 10.7498/aps.64.054101

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.054101>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2015/V64/I5>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于宽带吸波体的微带天线雷达散射截面缩减设计

[Radar cross section reduction of microstrip antenna based on wide-band metamaterial absorber](#)

物理学报.2015, 64(8): 084101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.084101>

磁电耦合超材料本构矩阵获取方法的研究

[A method of retrieving the constitutive parameter matrix of magnetoelectric coupling metamaterial](#)

物理学报.2015, 64(4): 044101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.044101>

基于多导体传输线理论的差模激励新型线束串扰模型研究

[New differential-mode-source cable bundle crosstalk model based on multiconductor transmission lines theory](#)

物理学报.2015, 64(4): 044102 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.044102>

基于双三角形金属条的二维可衍生超材料性能分析

[Performance analysis of double incidence derivative metamaterial based on double-triangular structure](#)

物理学报.2015, 64(3): 034102 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.034102>

粗糙表面涂覆目标的太赫兹波散射特性研究

[Terahertz scattering property for the coated object of rough surface](#)

物理学报.2015, 64(2): 024101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.024101>

共享孔径人工电磁媒质设计及其在高增益低雷达散射截面天线中的应用*

李文强 曹祥玉[†] 高军 郑月军 杨欢欢 李思佳 赵一

(空军工程大学信息与导航学院, 西安 710077)

(2014年7月17日收到; 2014年8月26日收到修改稿)

提出了一种具有部分反射特性和吸波特性的共享孔径人工电磁媒质 (shared aperture metamaterial, SA-MTM). 该媒质由上层斜十字金属图案加载集总电阻的吸波表面、下层开条带缝隙金属面的部分反射表面以及中介质层构成, 吸波表面和部分反射表面在垂直维度上共享了一个物理孔径使该媒质同时实现了吸波特性和部分反射特性. 将 SA-MTM 与天线一体化设计, 利用 SA-MTM 的部分反射表面和天线表面构成的法布里-珀罗 (Fabry-Perot, F-P) 谐振腔提升天线的增益, 利用 SA-MTM 的吸波表面吸收入射电磁波实现低雷达散射截面 (radar section cross, RCS) 天线的设计. 仿真和实验结果表明, SA-MTM 的加载使天线的前向增益在 5.57—5.94 GHz 的工作带宽范围内都提升了 3 dB 以上, 且天线的后向 RCS 在 2—9 GHz 范围内都有明显的减缩. 该研究成果克服了天线辐射性能和散射性能无法兼顾的矛盾, 对高增益低 RCS 天线的设计具有重要的指导意义.

关键词: 共享孔径人工电磁媒质, 部分反射表面, 吸波表面, 雷达散射截面

PACS: 41.20.Jb, 73.20.Mf

DOI: 10.7498/aps.64.054101

1 引言

隐身技术是现代战争中提高战机等作战平台突防能力和安全性能的重要手段, 世界上越来越多的国家正在重视和发展隐身技术^[1]. 天线作为一个主动辐射源和强散射体, 其隐身性能是制约战机等作战平台总体隐身性能提高的瓶颈, 通过改变外形和使用雷达吸波材料等手段可以有效减缩天线的雷达散射截面积 (radar cross section, RCS), 但是天线的辐射性能受到影响^[2-6]. 近年来, 人工电磁媒质 (metamaterial, MTM) 的飞速发展, 为人们解决这一难题提供了新的思路. 人工电磁媒质是一类具有奇特电磁特性的新型复合媒质^[7-12], 包括非均匀各向异性材料、左手材料 (left-handed mate-

rial, LHM)、电磁带隙结构 (electromagnetic band gap, EBG)、人工磁导体 (artificial magnetic conductor, AMC)、频率选择表面 (frequency selective surface, FSS) 等. 目前利用 MTM 减缩天线 RCS 主要集中在以下几个方面: 一是利用 FSS 的带通特性构成频率选择雷达天线罩使其在天线工作频带内具有很好的透射性能, 而在工作频带以外, 天线罩等效为全反射金属面, 利用其流线形表面的低 RCS 特性, 将威胁雷达波散射到各个方向, 实现带外 RCS 减缩^[13]; 或利用 FSS 的带阻特性作为天线的反射板, 在阻带外电磁波透过 FSS 反射板从而实现带外 RCS 减缩^[14]. 二是利用 AMC 的同相反射特性克服衍射效应给传统吸波材料带来的厚度限制, 通过加载电阻构成吸波材料, 使其与天线共

* 国家自然科学基金 (批准号: 60671001, 61271100, 61471389)、陕西省自然科学基金基础研究重点项目 (批准号: 2010JZ010)、中国博士后科学基金 (批准号: 2012T50878)、陕西省自然科学基金基础研究项目 (批准号: SJ08-ZT06, 2012JM8003) 和空军工程大学信息与导航学院博士创新基金 (批准号: KGD103201402) 资助的课题.

[†] 通信作者. E-mail: gjgj9694@163.com

面实现天线带内 RCS 减缩 [15]. 三是利用 AMC 与 PEC(perfect electric conductor) 反射波相位相差 180° 的特点, 构造相位相消屏, 实现天线带内鼻锥方向的 RCS 减缩 [16,17]. 四是利用 MTM 的高损耗特性, 构造完美吸波材料 (perfect metamaterial absorber, PMA), 实现天线带内 RCS 减缩 [18,19]. 以上的天线 RCS 减缩都是利用材料的单一功能实现特定频段特定空域的 RCS 减缩. 文献 [20] 利用 EBG 结构的同相反射特性和电磁带隙特性在实现天线带内 RCS 减缩的同时, 使天线阵的互耦得到了抑制. 文献 [21, 22] 利用 FSS 的部分反射特性, 在提升微带天线增益的同时, 减缩了微带天线的 RCS, 这为研究人员解决天线辐射特性和散射特性的矛盾提供了很好的思路.

本文提出了一种具有部分反射特性和吸波特性的共享孔径人工电磁媒质 (shared aperture metamaterial, SA-MTM). 该媒质由上层的吸波表面、下层的部分反射表面以及中间的介质层构成, 吸波表面和部分反射表面共享了一个物理孔径使该媒质同时实现了吸波特性和部分反射特性. 将其与波导缝隙天线一体化设计, 利用部分反射表面和天线表面构成的法布里-珀罗 (Fabry-Perot, F-P) 谐振腔提升了天线的增益, 利用 SA-MTM 的吸波特性的实现了低 RCS 天线的设计.

2 理论分析

2.1 辐射机理

SA-MTM 与天线一体化设计的方案如图 1 所示. SA-MTM 中的部分反射表面与金属板构成了 F-P 谐振腔, 经过 SA-MTM 各单元间隙辐射电磁波的最终功率, 可根据干涉原理进行幅相加权求得 [23,24], 最终的辐射功率方向图表示为

$$P(\theta) = [1 - R^2]F^2(\theta) \left\{ 1 + R^2 - 2R \cos \left[\phi - \pi - \frac{4\pi h}{\lambda_0} \cos \theta \right] \right\}^{-1}, \quad (1)$$

其中, h 是 SA-MTM 与金属地板间的距离, λ 是自由空间波长, R 是部分反射表面反射系数, $F(\theta)$ 是原始天线的方向图函数, θ 角如图 1 所示. 因此当天线辐射的电磁波在经过部分反射表面与金属地板之间多次反射后透射的电磁波和部分反射表面直接透射的电磁波相位相差为 $2N\pi$ 时, 获得最大透射功率, 即

$$\begin{aligned} \Phi = \phi - \pi - \frac{4\pi h}{\lambda} \cos \theta = 2N\pi, \\ N = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \quad (2)$$

此时, 天线的方向性系数 D 为

$$D = \frac{P(\theta)}{F(\theta)^2} = \frac{1 + R}{1 - R}. \quad (3)$$

(3) 式表明, 部分反射表面的反射系数模值越大越接近于 1 时, 天线的方向性系数将得到很大的提高. 考虑 $\theta = 0^\circ$, 即垂直入射情况下, SA-MTM 与金属板构成的 F-P 谐振腔的谐振间距 h 为

$$\begin{aligned} h = \left(\frac{\phi(0)}{2\pi} - \frac{1}{2} \right) \frac{\lambda}{2} + N \frac{\lambda}{2}, \\ N = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $\phi(0)$ 为 $\theta = 0^\circ$ 时所对应的部分反射表面的反射相位. 那么根据上式就可以计算出 SA-MTM 与天线一体化设计时的最小间距. 此外, 在一定的频率范围内, 为了获得最大的方向性系数, 部分反射表面的相位必须满足

$$\begin{aligned} \phi(0) = \frac{4\pi h}{c} f - (2N - 1)\pi, \\ N = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \quad (5)$$

即相位与频率成正比, 相位曲线斜率为正 [25].

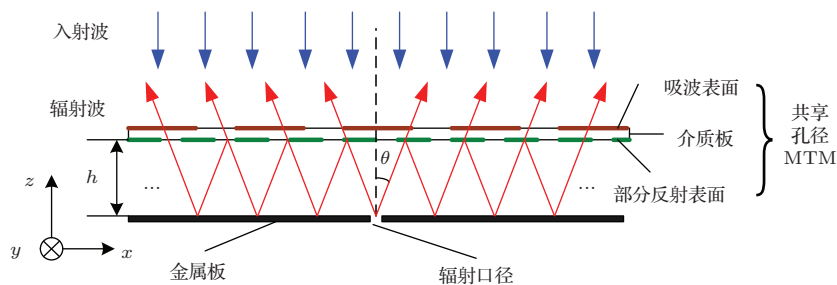


图 1 SA-MTM 与天线一体化示意图

2.2 散射机理

平面电磁波入射到SA-MTM表面上产生反射和透射, 相位分别记为 ψ_r 和 ψ_t . 则反射波和透射波可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_r(z) &= \mathbf{E}_r e^{j(-kz+\psi_r)}, \\ \mathbf{E}_t(z) &= \mathbf{E}_t e^{j(kz+\psi_t)}. \end{aligned} \quad (6)$$

SA-MTM与天线一体化后的结构项散射场, 主要是由SA-MTM的反射波和经天线地板反射并透过SA-MTM的透射波产生. 透射波 $\mathbf{E}_{t_n}(z)$ 可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{t_n}(z) \\ = \mathbf{E}_{t_n} e^{j(-kz+2nhk+n\pi+(n+1)\psi_t+(n-1)\psi_r)}, \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $n = 1, 2, 3, \dots$ 表示经过天线地板的 n 次反射, π 表示金属平板对电磁波的半波损耗. 则总的透射波 $\mathbf{E}_{tt}(z)$ 为

$$\mathbf{E}_{tt}(z) = \sum_{n=1}^{\infty} \mathbf{E}_{t_n}(z). \quad (8)$$

因此一体化后总的结构项散射波 $\mathbf{E}_s(z)$ 为

$$\mathbf{E}_s(z) = \mathbf{E}_r(z) + \mathbf{E}_{tt}(z). \quad (9)$$

定义反射率 $R = |S_{11}|^2$, 透射率 $T = |S_{21}|^2$, 则吸波率

$$A = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 = 1 - R - T, \quad (10)$$

其中

$$|S_{11}|^2 = \frac{|\mathbf{E}_r|^2}{|\mathbf{E}_i|^2}. \quad (11)$$

目标的RCS可由下式计算:

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|\mathbf{E}_s|^2}{|\mathbf{E}_i|^2}. \quad (12)$$

当吸波表面的 T 等于0时,

$$\mathbf{E}_s = \mathbf{E}_r. \quad (13)$$

将(13), (11), (10)式分别代入(12)式可得

$$\begin{aligned} \sigma &= \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|\mathbf{E}_r|^2}{|\mathbf{E}_i|^2} = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 |S_{11}|^2 \\ &= \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 (1 - A). \end{aligned} \quad (14)$$

对于理想金属板, 可以认为 $A = A_{\text{pec}} = 0$, 则可得吸波体与金属板相比的RCS减缩量 $\Delta\sigma$ 和其吸波率 A 的关系为

$$\Delta\sigma = -10 \lg(1 - A)(\text{dB}). \quad (15)$$

因此, 对于设计的SA-MTM, 当其透射率等于0时, 则其RCS减缩效果取决于SA-MTM的吸波率. 为了保证天线的正常辐射, SA-MTM的透射率不能完全等于0, 此时, 根据相位相消原理, 适当调整 $\mathbf{E}_r(z)$ 和 $\mathbf{E}_{tt}(z)$ 的相位差, 可在保证天线辐射性能的前提下, 有效的减小天线的结构项散射. 综上所述, 为了实现高增益和低RCS天线, 合理设计具有吸波特性和部分反射特性的SA-MTM是需要解决的关键问题.

3 SA-MTM结构与仿真分析

本文提出的SA-MTM单元结构如图2所示, 上层的吸波表面是由四个斜十字金属图案加载集总电阻构成, 如图2(a)所示, 下层的部分反射表面是由开条带缝隙的金属面构成, 如图2(b)所示, 中间的介质层采用聚酰亚胺, 介电常数为4.2, 电损耗角正切为0.02, 介质的厚度为6 mm, 其他尺寸参数为单元周期 $p = 24$ mm, 金属臂长 $l = 18.4$ mm, 金属线宽 $w = 1$ mm, 开口缝隙 $g = 1.4$ mm, 电阻 $R = 110 \Omega$, 条带缝隙宽度 $w_1 = 0.6$ mm, 条带缝隙长度 $l_1 = 14$ mm, 条带缝隙间距 $d = 8$ mm.

单元结构的仿真模型如图2(c)所示, 仿真软件采用基于有限元方法的HFSS14.0, 利用主/从边界和Floquet端口模拟无限周期单元. 仿真的端口2的 S 参数曲线如图3所示, 在 x 极化条件下, 在5.66—5.80 GHz的频率范围内, 反射系数的模值大于0.85, 且反射系数相位曲线的斜率为正, 此时开条带缝隙的金属面具有部分反射特性. 在 y 极化条件下, 反射系数的模值为1、幅度为 180° , 此时开条带缝隙的金属面等效为全反射金属板. 图4给出了开条带缝隙金属面在5.66 GHz处两种极化条件下的表面电场分布, 根据Pendry的理论^[26]和巴比涅互补原理在metamaterial设计中的应用原则^[27], 条带缝隙在 x 极化外加电场的作用下产生了感应电流, 使条带缝隙上正负电荷分别向两边聚集, 从而产生了电谐振, 而能量则通过SA-MTM下层表面和上层表面之间电磁耦合传递出去^[22].

仿真的两种极化条件下端口1的 S 参数曲线以及吸波率曲线如图5、图6所示. 由图5、图6可知, 在 x 极化条件下3.6—5.6 GHz频率范围内吸波率超过了90%, 在 y 极化条件下透射率 T 趋向于0, 且在4.2—7.6 GHz频率范围内吸波率超过了90%.

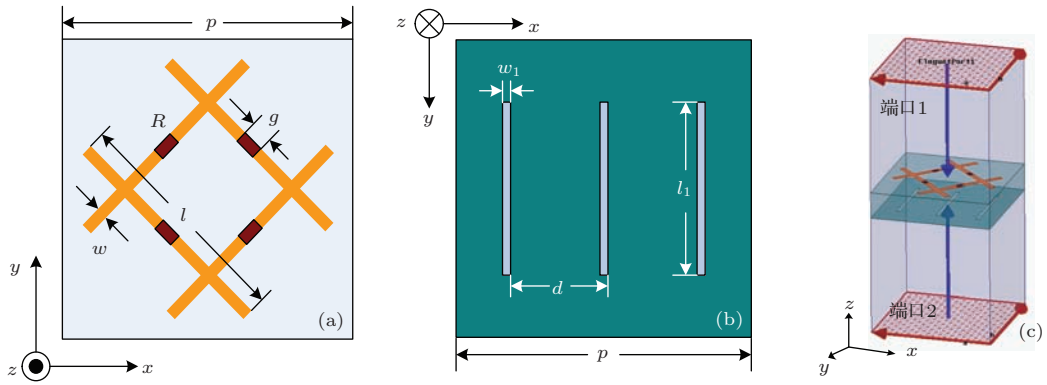


图2 SA-MTM单元结构图 (a) 吸波表面; (b) 部分反射表面; (c) 仿真示意图

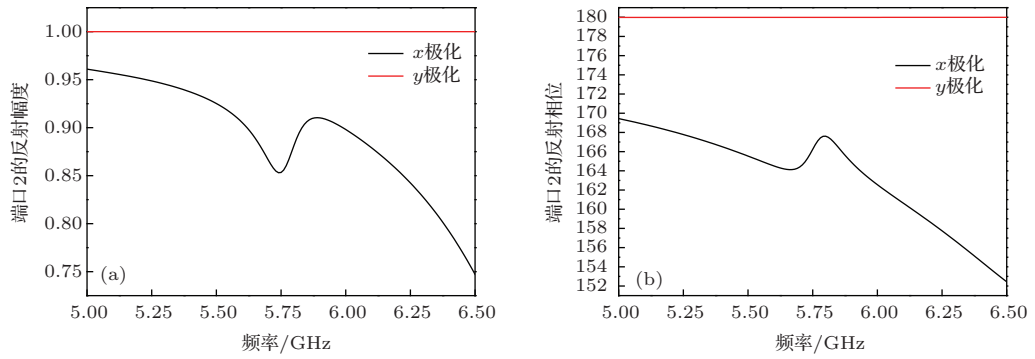


图3 两种极化条件下端口2的反射曲线 (a) 幅度曲线; (b) 相位曲线

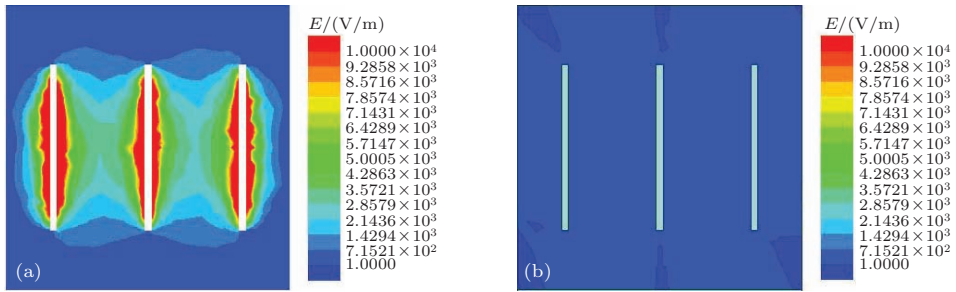


图4 (网刊彩色) 在5.66 GHz处部分反射表面的电场分布 (a) x 极化条件下; (b) y 极化条件下

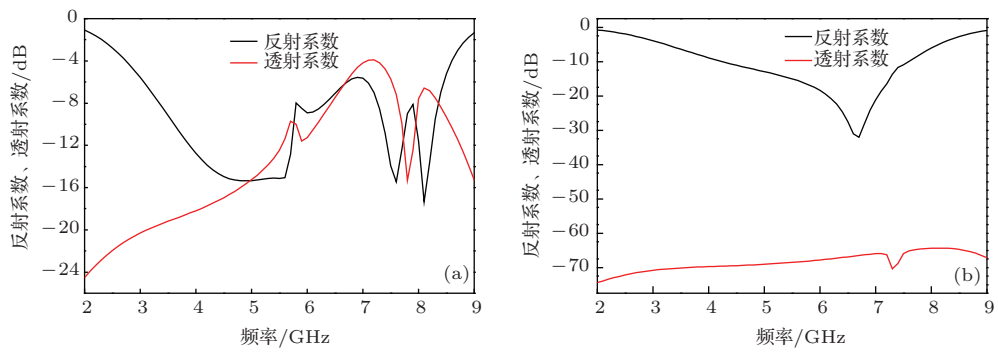


图5 (网刊彩色) 两种极化条件下端口1的反射曲线和透射曲线 (a) x 极化条件下; (b) y 极化条件下

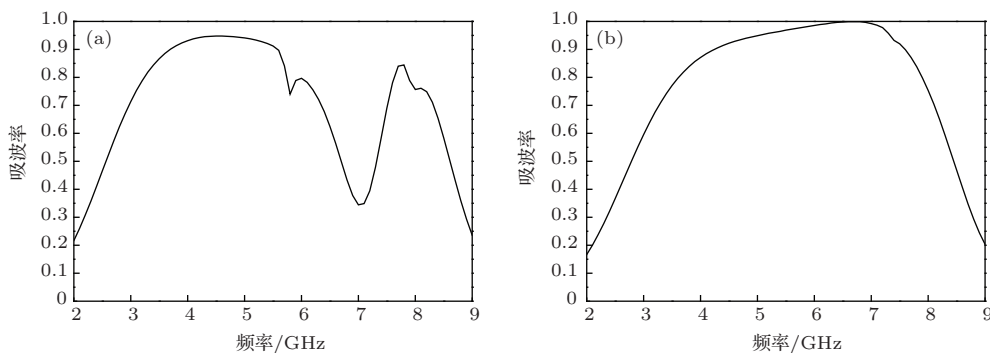


图6 两种极化条件下的吸波率曲线 (a) x 极化条件下; (b) y 极化条件下

4 SA-MTM与天线一体化设计

4.1 结构设计

根据第二节中的SA-MTM与天线一体化设计方案, 将第三节设计的SA-MTM与传统的波导缝隙天线一体化设计, 仿真分析模型如图7所示, SA-MTM的具体参数尺寸与第三节中一致, SA-MTM距离天线表面距离由(4)式算出的原始距离为25.1 mm, 经过优化选取 $h = 24.8$ mm. 波导缝隙天线的结构参数为: 缝隙长度 $L = 26$ mm, 宽度 $W = 2$ mm. 馈电波导采用C波段的标准波导(国标型号: WJB-58).

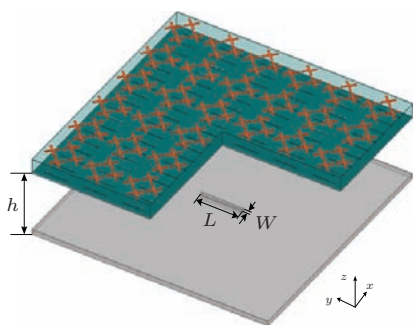


图7 仿真分析模型示意图

4.2 辐射性能

仿真的 S_{11} 曲线如图8所示, 由图可以看出, 原始天线的工作频率范围为5.48—5.85 GHz, 一体化设计后天线的工作频率范围为5.58—5.96 GHz, 略往高频偏移了一点. 仿真的增益随频率变化的曲线如图9所示, 原始天线的最大增益为6.8 dBi, 一体化设计后天线的最大增益为12.7 dBi, 提升了5.9 dB, 且在5.58—5.93 GHz频段范围内增益都提升

了3 dB以上, 这是由于天线一体化后增加了天线的等效口径引起的. 由图10给出的天线谐振点处的辐射方向图可以看出, 一体化后天线E面的半功率波瓣宽度由 144° 缩减到 20° , 缩减了 124° , H面的半功率波瓣宽度由 64° 缩减到 24° , 缩减了 40° . 图11给出了天线谐振点处的电场分布图, 由图可以看出SA-MTM的加载将天线近似的球面波辐射变为了平面波辐射, 天线的辐射能量更多的被集中到前向区域, 使天线定向性增强和增益提高, 这于理论分析取得了很好的一致. 此外电磁波在共享孔

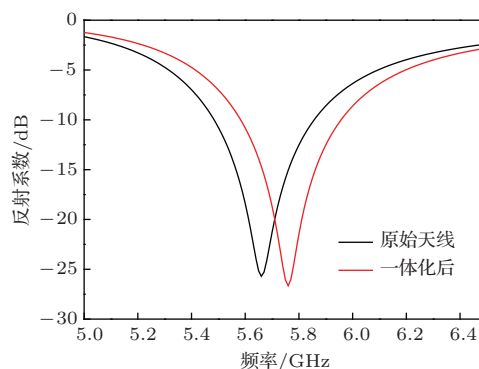


图8 (网刊彩色) 天线反射系数对比曲线

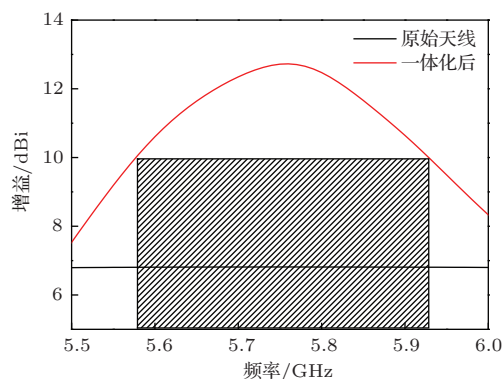


图9 (网刊彩色) 增益对比曲线

径MTM与天线表面之间的多次反射增大了电磁波的边缘绕射场和尖顶绕射场,造成了一体化后天线的后瓣增大.

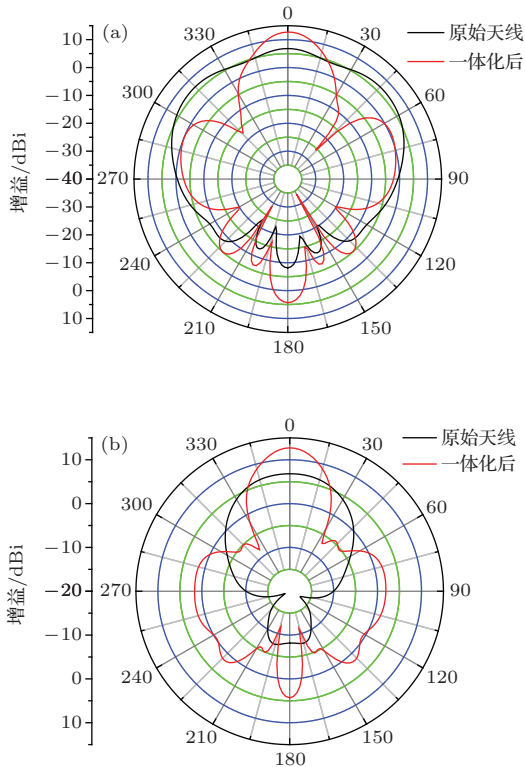


图10 辐射方向图 (a) E面; (b) H面

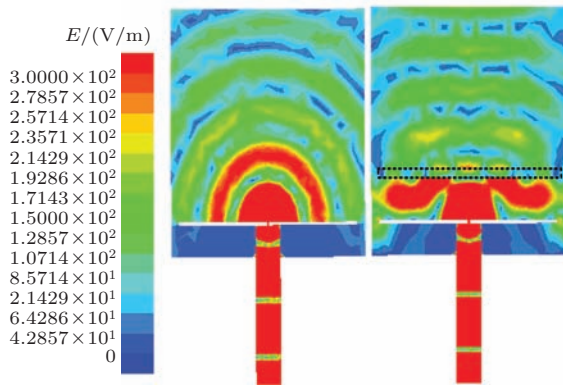


图11 (网刊彩色) 原始天线和一体化后的电场分布对比图(天线谐振点处)

4.3 散射性能

仿真的 x 极化和 y 极化条件下的RCS对比曲线如图12所示,由图可以看出在两种极化条件下,一体化后的天线在2—9 GHz频率范围内单站RCS都有明显的减缩.在 x 极化条件下,其中在3.4—4.4 GHz, 5.9—7.0 GHz及7.9—8.2 GHz范围

内RCS减缩量超过了10 dB.在 y 极化条件下,在4—7.3 GHz频率范围内RCS减缩量都超过了10 dB.根据第2.2节加载SA-MTM后天线的散射理论分析,当在 y 极化条件下SA-MTM的透射率为0,因此此时的RCS减缩效果取决于SA-MTM的吸波率.由(15)式中吸波率与RCS减缩量之间的关系可以得出,当吸波率超过90%时RCS的减缩量超过10 dB,结合图5(b)和图6(b)中SA-MTM的吸波率可以得出,SA-MTM在4.2—7.6 GHz范围内减缩量超过10 dB,因此天线一体化后的RCS减缩量与理论分析基本一致.而在 x 极化条件下,SA-MTM的透射率不为0,在3.4—4.4 GHz频率范围内SA-MTM的透射率很低,因此其吸波特性主要决定了RCS减缩效果,而在5.9—7.0 GHz频率范围内,SA-MTM的反射曲线与透射曲线基本相当,因此此时的一体化后天线的RCS减缩效果是由吸波特性和相位相消特性共同作用的.另外,由图5(a)和图6(a)可以看出,在7.9—8.2 GHz频率范围内,SA-MTM的透射曲线高于反射曲线,且具有较高的吸波率,因此此时的RCS减缩效果更多的是由于高吸波率引起的.

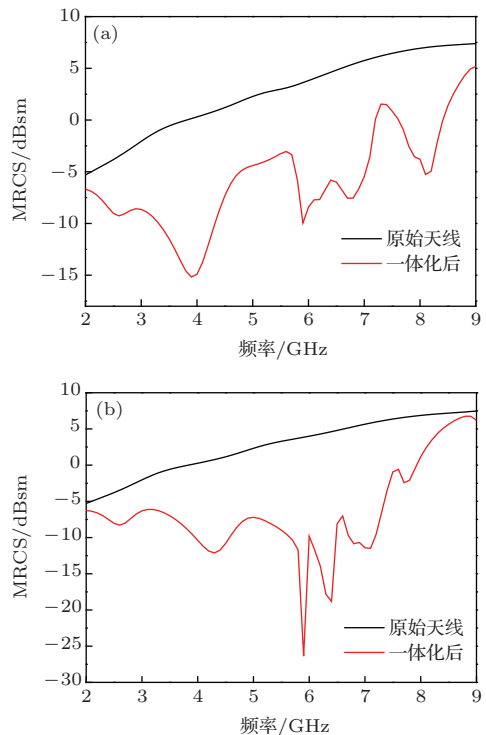


图12 (网刊彩色) 两种极化条件下的RCS对比曲线 (a) x 极化条件下; (b) y 极化条件下

图13和图14给出了 x 和 y 极化条件下的原始天线和与SA-MTM一体化后的三维RCS方向图.

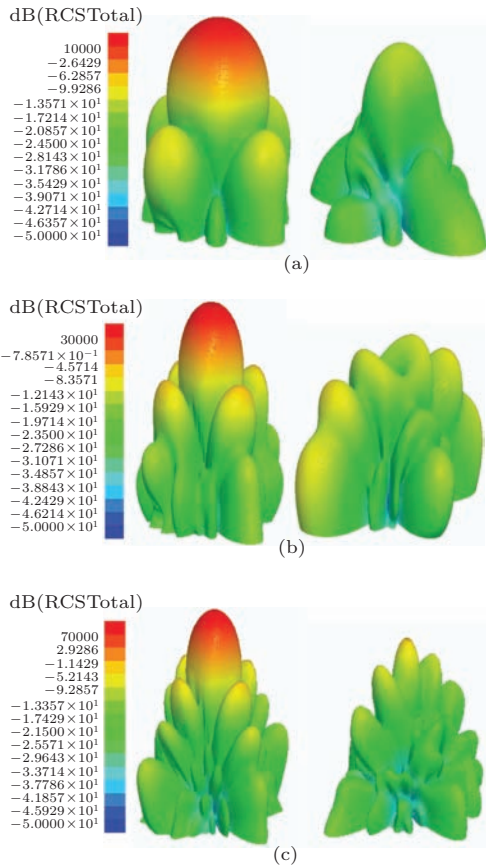


图 13 (网刊彩色) 原始天线和一体化后的三维 RCS 方向图 (x 极化) (a) 3.9 GHz; (b) 5.9 GHz; (c) 8.1 GHz

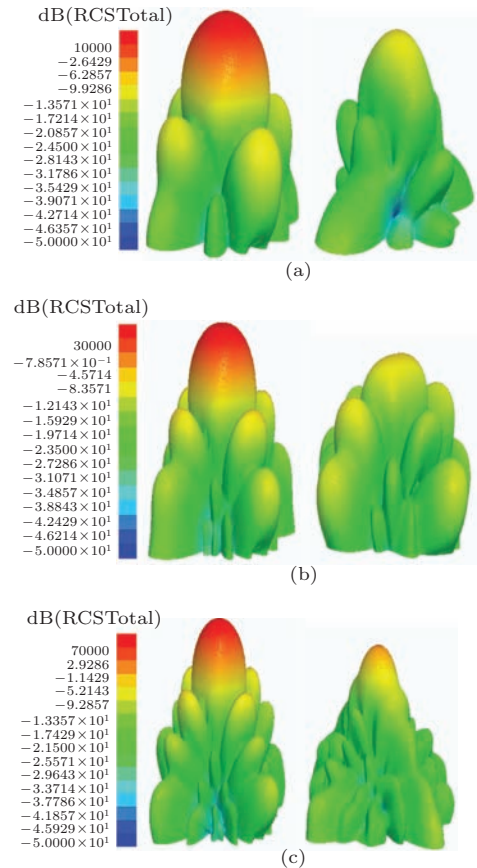


图 14 (网刊彩色) 原始天线和一体化后的三维 RCS 方向图 (y 极化) (a) 4.3 GHz; (b) 5.9 GHz; (c) 7.6 GHz

由图 13 可以看出, 在 x 极化条件下, 在 3.9 GHz 和 8.1 GHz 处的三维 RCS 方向图的整体幅值有所减缩且方向图形状基本保持一致, 这说明该频点处的 RCS 减缩是由于吸波特性的引起的, 而在 5.9 GHz 处的三维 RCS 方向图在鼻锥区域出现了明显的凹陷, 且其旁瓣的幅值略有增大, 该三维散射方向图特性与相位相消屏的方向图特性取得了很好的一致, 说明了该频点处的 RCS 减缩很大程度上是由于相位相消的特性引起的. 由图 14 可以看出, 在 y 极化条件下, 在 4.3 GHz, 5.9 GHz 和 7.6 GHz 处的三维 RCS 方向图的整体幅值有所减缩且方向图形状基本保持一致, 说明了在 y 极化条件下的 RCS 减缩主要取决于 SA-MTM 的吸波特性的. 以上的分析验证了 SA-MTM 与天线一体化后散射机理分析的有效性.

5 实验验证

为了验证仿真分析的正确性, 采用印刷电路板技术加工了 SA-MTM 结构样品, 将其与天线一体

化设计后的实物如图 15 所示, 采用 Agilent N5230 A 矢量网路分析仪和远场测量方法, 对天线的辐射性能进行了测量. 图 16 给出了两天线的反射系数 S_{11} 测试曲线, 从图中可以看出, 加载 SA-MTM 后波导缝隙天线的谐振频率由 5.65 GHz 提高到 5.75 GHz, 天线的匹配带宽由 5.39—5.97 GHz 变为 5.48—5.60 GHz, 天线实测带宽相对于仿真结果略有展宽. 图 17 给出了实测的天线谐振频点处的 E 面和 H 面辐射方向图, 由图可以看出, E 面的天线增益由 6.7 dBi 增大到 12.72 dBi, 增加了 6.02 dB,

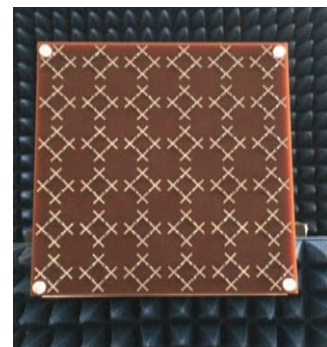


图 15 实物图

半功率波瓣宽度由 147° 缩减到 21.6° 缩减了 125.4° , H面的天线增益由 6.74 dBi增大到 12.93 dBi, 增加了 6.19 dB, 半功率波瓣宽度由 70° 缩减到 16.2° , 缩减了 53.8° . 实测的结果与仿真分析的结果取得了很好的一致.

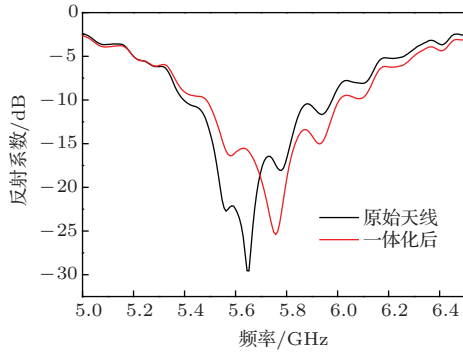


图 16 (网刊彩色) 实测的天线反射系数曲线对比图

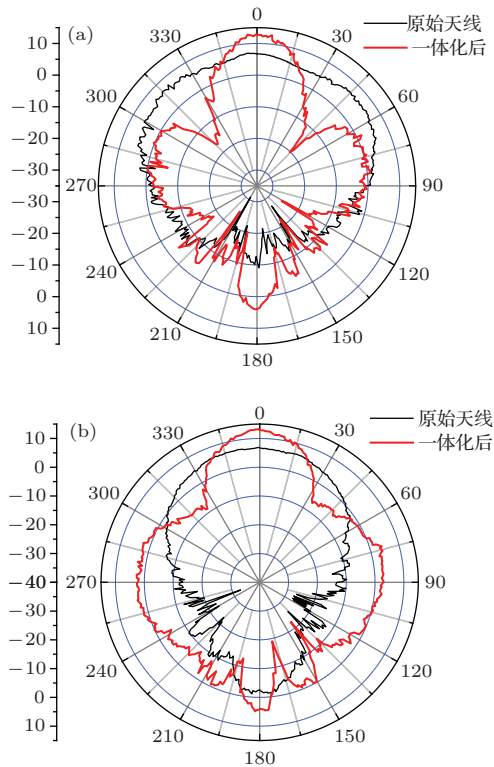


图 17 (网刊彩色) 辐射方向图 (a) E面; (b) H面

对于天线的散射性能, 拟结合文献[18]和文献[28]中所用的测试方法在微波暗室中对天线的反射率进行测量. 利用矢量网络分析仪 (Agilent N5230 A) 分别测量原始波导缝隙天线以及加载 SA-RAM 的波导缝隙天线的反射信号, 将其变换到时域, 用距离门截取高于背景的目标区, 然后逆变换回频

域, 即得到了两者的反射率. 两天线在不同极化条件下的反射率曲线对比图, 如图 17 所示, 与图 12 中的仿真结果对比可以发现, SA-RAM 反射率的工作频段以及其随频率变化的趋势与仿真结果是一致的. 其中测试的反射率与仿真结果值大小的差异, 主要是由于加工误差、测试环境并不具备紧缩场条件、待测物体与发射接收装置的相位中心一致度、入射信号角度偏差等误差引起的. 但是总体来说, 通过多次测试对比, 测试的数据与仿真结果符合较好, 验证了一体化后天线的后向散射场减缩效果.

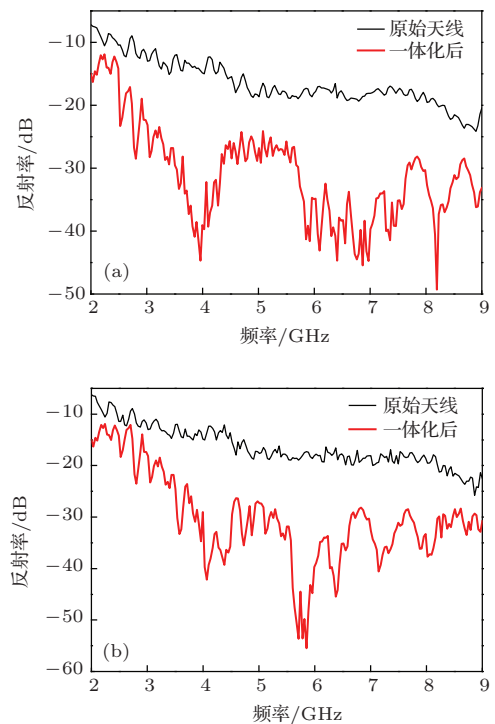


图 18 (网刊彩色) 两种极化条件下的反射率对比曲线 (a) x 极化条件下; (b) y 极化条件下

6 结 论

本文提出了一种具有部分反射特性和吸波特性的共享孔径人工电磁媒质. 该媒质通过将吸波表面和部分反射表面在垂直维度上共享一个物理孔径的方法实现. 将 SA-MTM 与天线一体化设计, 利用 SA-MTM 的部分反射表面和天线表面之间的多次反射提升了天线的增益, 利用 SA-MTM 的吸波表面吸收了入射电磁波. 仿真和实验结果表明, SA-MTM 的加载使天线的前向增益在 5.57 — 5.94 GHz 的工作带宽范围内都提升了 3 dB 以上, 且天线的后向 RCS 在 2 — 9 GHz 范围内都有明显的减

缩. 该研究成果克服了天线辐射性能和散射性能无法兼顾的矛盾, 对高增益低 RCS 天线的设计具有重要的指导意义.

参考文献

- [1] Sang J H 2013 *Low-observable Technologies of Aircraft* (First Edition) (Beijing: Aviation Industry Press) p1 (in Chinese) [桑建华 2013 飞行器隐身技术 (第 1 版) (北京: 航空工业出版社) 第 1 页]
- [2] Kraus J D, Marhefka R J 2002 *Antennas* (New York: Mc-Graw-Hill)
- [3] Gao Q, Yin Y, Yan D B 2005 *Electronics Letters* **41** 3
- [4] Yang J, Shen Z 2007 *IEEE Antenn. Wirel. Propag. Lett.* **6** 388
- [5] Simms S, Fusco V 2008 *Electronics Letters* **44** 316
- [6] Jiang W, Liu Y, Gong S X, Hong T 2009 *IEEE Antenn. Wirel. Propag. Lett.* **8** 1275
- [7] Sievenpiper D, Zhang L J, Broas R F J, Alex'opolous N G, Yablonovitch E 1999 *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **47** 2059
- [8] Smith D R, Padilla W J, Vier D C, Nemat-Nasser S C, Schultz S 2000 *Phys. Rev. Lett.* **84** 4184
- [9] Fang N, Lee H, Sun C, Zhang X 2005 *Science* **308** 534
- [10] Pendry J B, Schurig D, Smith D R 2006 *Science* **312** 1780
- [11] Wang G D, Liu M H, Hu X W, Kong L H, Cheng L L, Chen Z Q 2014 *Chin. Phys. B* **23** 017802
- [12] Lin B Q, Zhao S H, Wei W, Da X Y, Zheng Q R, Zhang H Y, Zhu M 2014 *Chin. Phys. B* **23** 024201
- [13] Zhou H, Qu S B, Lin B Q, Wang J F, Ma H, Xu Z, Peng W D, Bai P 2012 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **60** 3040
- [14] Genovesi S, Costa F, Monorchio A 2012 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **60** 2327
- [15] Li Y Q, Zhang H, Fu Y Q, Yuan N C 2008 *IEEE Antenn. Wirel. Propag. Lett.* **7** 473
- [16] Tan Y, Yuan N, Yang Y, Fu Y 2011 *Electronics Letters* **47** 10
- [17] Zhao Y, Cao X Y, Gao J, Li W Q 2013 *Electronics Letters* **49** 1312
- [18] Liu T, Cao X Y, Gao J, Zheng Q R, Li W Q, Yang H H 2013 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **61** 1479
- [19] Yang H H, Cao X Y, Gao J, Liu T, Ma J J, Yao X, Li W Q 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 064103 (in Chinese) [杨欢欢, 曹祥玉, 高军, 刘涛, 马家俊, 姚旭, 李文强 2013 物理学报 **62** 064103]
- [20] Zhang J J, Wang J H, Chen M E 2012 *IEEE Antenn. Wirel. Propag. Lett.* **11** 1048
- [21] Yuan Z D, Gao J, Cao X Y, Yang H H, Yang Q, Li W Q, Shang K 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 014102 (in Chinese) [袁子东, 高军, 曹祥玉, 杨欢欢, 杨群, 李文强, 商楷 2014 物理学报 **63** 014102]
- [22] Pan W B, Huang C, Chen P, Ma X L, Hu C G, Luo X G 2014 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **62** 945
- [23] Feresidis A P, Vardaxoglou J C 2001 *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.* **148** 345
- [24] Weily A R, Bird T S, Guo Y J 2008 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **56** 3382
- [25] Ge Y, Esselle K P, Bird T S 2012 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **60** 743
- [26] Pendry J B, Holden A J, Stewart W J 1996 *Phys. Rev. Lett.* **76** 4773
- [27] Falcone F, Lopetegi T, Laso M A G, Baena J D, Bonache J, Beruete M, Marques R, Martin F, Sorolla M 2004 *Phys. Rev. Lett.* **93** 197401
- [28] Lu L, Qu S B, Ma H, Xia S, Xu Z, Wang J F, Yu F 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 034206 (in Chinese) [鲁磊, 屈绍波, 马华, 夏颂, 徐卓, 王甲富, 余斐 2013 物理学报 **62** 034206]

Design of shared aperture metamaterial and its applications for high gain and low radar cross section antenna*

Li Wen-Qiang Cao Xiang-Yu[†] Gao Jun Zheng Yue-Jun Yang Huan-Huan
Li Si-Jia Zhao Yi

(School of Information and Navigation of AFEU, Xi'an 710077, China)

(Received 17 July 2014; revised manuscript received 26 August 2014)

Abstract

A shared aperture metamaterial (SA-MTM) with partially reflection and absorber characteristics is presented. The SA-MTM is composed of two metallic layers separated by a dielectric spacer; the top absorbing surface (AS) consists of oblique cross metallic pattern loaded with lumped resistances, and the bottom partially reflecting surface (PRS) consists of etched parallel slots in a metallic layer. An SA-MTM with partial reflection and absorption characteristics is fulfilled by making the absorbing surface and partially reflecting surface shared the same aperture in the vertical direction. The SA-MTM is applied to the waveguide slot antenna; the Fabry-Perot resonance cavity constructed by the PRS and the metallic ground layer of the waveguide slot antenna can achieve high gain, while the AS can obtain the low radar cross section (RCS) characteristic antenna by absorbing the incident wave. Simulation and experimental results demonstrate that the antenna with SA-MTM gain is enhanced above 3 dB in the operation frequency range, the backscattering RCS is obviously reduced in a frequency range of 2–9 GHz. This idea can help us design a high gain and low RCS antenna, which overcomes the conflict between scattering and radiation performance of antenna.

Keywords: shared aperture metamaterials (SA-MTM), partially reflecting surface (PRS), absorbing surface (AS), radar cross section (RCS)

PACS: 41.20.Jb, 73.20.Mf

DOI: [10.7498/aps.64.054101](https://doi.org/10.7498/aps.64.054101)

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 60671001, 61271100, 61471389), the Key Program of Natural Science Basic Research of Shaanxi Province, China (Grant No. 2010JZ010), the China Postdoctoral Science Foundation (Grant No. 2012T50878), the Natural Science Basic Research of Shanxi Province, China (Grant Nos. SJ08-ZT06, 2012JM8003), and the Doctoral Innovation Foundation of Information and Navigation college of AFEU, China (Grant No. KGD103201402).

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