

# 宽带超薄完美吸波体设计及其在圆极化倾斜波束天线 雷达散射截面缩减中的应用研究\*

李思佳<sup>†</sup> 曹祥玉 高军 刘涛 杨欢欢 李文强

(空军工程大学信息与导航学院, 西安 710077)

(2012年12月30日收到; 2013年3月1日收到修改稿)

为了缩减天线带内雷达散射截面 (radar cross section, RCS), 在双频带完美吸波材料的基础上, 通过缩小两吸波率峰值之间的距离, 设计出了一种频带较宽的超薄完美吸波体. 该吸波体由两层金属及其中间的有耗介质组成, 底面金属不刻蚀, 顶面由方形贴片和绕其四周的开口方环组成, 该结构具有低频点 LC 谐振和高频点偶极子谐振的特征. 仿真和实验结果表明: 该吸波体具有极化不敏感和宽入射角的特征, 其在厚度小于  $0.01\lambda$  的条件下, 具有 8.2% 的半功率相对带宽, 最大吸波率的峰值为 91.6% 和 96.5%. 将吸波体用于圆极化的倾斜波束 (tilted beam, TB) 天线, 仿真和测试结果表明: 该天线在保持增益不变的条件下, 不仅轴比得到改善, 有效带宽得到拓展, 且在 5.5—6.5 GHz 范围内 TB 天线的 RCS 缩减至少在 3 dBsm 以上, 在谐振频点处最大缩减幅度分别为 11 dBsm 和 8 dBsm; 在两谐振点处鼻锥方向  $-36^\circ$ — $+36^\circ$  范围内, TB 天线的 RCS 缩减均有明显效果.

**关键词:** 超薄完美吸波体, TB 天线, 雷达散射截面, 圆极化

**PACS:** 41.20.Jb, 73.20.Mf

**DOI:** 10.7498/aps.62.124101

## 1 引言

传统的天线带内雷达散射截面 (RCS) 减缩的方法主要有开槽<sup>[1]</sup>、电阻加载<sup>[2,3]</sup>和天线的分形结构<sup>[4]</sup>等技术, 这些方法存在着影响辐射性能、RCS 缩减带宽窄等问题. 为了在不影响天线辐射性能的同时, 进一步缩减天线的 RCS, 材料加载技术得到了学者的广泛关注. 文献 [5] 通过高阻表面实现了天线 RCS 的减缩, 但电阻加载带来了加工工艺的高成本; 文献 [6] 通过人工磁导体与金属反射面构成的棋盘结构实现了天线鼻锥方向的天线 RCS 缩减; 文献 [7] 通过两种类型的人工磁导体实现了宽带天线鼻锥方向的 RCS 缩减; 这两种方法利用相位相消原理, 都达到了辐射性能不变的同时 RCS 有效缩减的目的, 但其他方向的 RCS 增加较大. 2008 年 Landy 等<sup>[8]</sup> 发表了题为 “Perfect Metamaterial Ab-

sorber” 的文章后, 超薄完美吸波体的设计就引起了学者们的极大兴趣, 具有极化稳定、宽入射角和多频带等特征的吸波体得到了深入研究<sup>[9-16]</sup>. 2012 年文献 [9] 将所设计的 “十” 字缝隙完美吸波体加载到波导缝隙天线周围, 实现了线极化波导天线的 RCS 有效减缩, 开启了完美吸波在天线中应用的新领域; 文献 [10] 设计了方环形超薄完美吸波体, 将其用于线极化缝隙天线 RCS 的缩减, 通过加载方式的优化, 不仅缩减了天线的 RCS, 同时天线的增益增加了 1.47 dBi. 但这两种完美吸波材料的半功率带宽 (full-width at half-maximum, FWHM) 均小于 5%, 且研究的重点在吸波体对线极化天线的影响上.

本文在设计了一种结构简单的双频带超薄完美吸波体的基础上, 通过尺寸优化将吸波率双峰有效靠近, 从而实现半功率带宽的拓展, 垂直入射时的吸波率带宽达 560 MHz. 仿真结果表明: 所设

\* 国家自然科学基金 (批准号: 61271100)、中国博士后科学基金 (批准号: 20100481497)、陕西省自然科学基金重点项目 (批准号: 2010JZ010)、陕西省自然科学基金基础研究计划 (批准号: 2012JM8003) 和陕西省电子信息系统综合实验室 (批准号: 20101110) 资助的课题.

<sup>†</sup> 通讯作者. E-mail: lsj051@126.com

计的吸波体具有极化不敏感、宽入射角和较宽带宽的特征. 将该吸波体应用于圆极化的倾斜波束 (TB) 天线, 重点分析了其对天线极化特征和 RCS 的影响. 仿真和实测结果表明: 该吸波体不仅实现了 TB 天线的 RCS 缩减, 更改善了 TB 天线的圆极化辐射特性, 使天线的轴比性能更优.

## 2 完美吸波体设计与分析

完美吸波超材料的工作机理 [8-10] 就是通过超材料结构的优化, 调控其电、磁谐振, 使得  $\epsilon(\omega) = \mu(\omega)$ , 实现超材料吸波体与自由空间的阻抗匹配, 即  $R(\omega) = 377 \Omega$ , 降低入射电磁波的反射率, 利用吸波体的介质损耗和欧姆损耗实现电磁波的吸收. 由于其吸波率可以无限接近于 100%, 因此命名为完美吸波体 (perfect metamaterial absorbers, PMAs). 阻抗匹配的目的在于实现吸波体在电磁波照射时能够完全进入吸波体内部, 使吸波体在上表面达到接近 100% 的透射率 (零反射率), 高损耗角正切的介质材料是电磁波吸收的主要原因.

所设计的完美吸波体单元结构如图 1 所示, 该吸波体由两层金属及其中间的有耗介质组成, 底面金属不刻蚀, 顶面结构由方形金属贴片和绕其四周的开口金属方环组成. 由于所设计的结构具有对称性, 使得任意极化方向的入射波都可以产生谐振. 中间有耗介质 FR4 的介电常数为 4.4, 损耗角正切为 0.02, 介质厚度  $t = 0.3 \text{ mm}$ , 吸波体单元为  $a_1 \times a_1$ , 通过参数的优化, 实现 FWHM 条件下双峰的有效接近, 达到了带宽拓展的目的. 优选后的参数取值如下:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 15 \\ 14.68 \\ 13.38 \\ 10.68 \\ 1.14 \end{bmatrix} \text{ (mm)}. \quad (1)$$

根据反射率  $R = |S_{11}|^2$ , 透射率  $T = |S_{21}|^2$  的定义可以得到吸波率的定义为

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

由于吸波体的底面为金属板, 没有透射, 即  $T = 0$ , 从而得出吸波率为

$$A = 1 - |S_{11}|^2 = 1 - R. \quad (3)$$

根据等效媒质理论 [16-18] 可知, 对于厚度为  $t$  的吸波体单元, 其等效阻抗为

$$z_{\text{eff}}(\omega) = \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}}. \quad (4)$$

设自由空间波阻抗为  $\eta_0$ , 对于垂直入射的平面波, 吸波体的表面反射系数为

$$R = \frac{z_{\text{eff}}(\omega) - \eta_0}{z_{\text{eff}}(\omega) + \eta_0}. \quad (5)$$

当吸波体处于 100% 完美吸波状态时, 吸波率  $A = 1$ , 反射率  $R = 0$ , 其等效阻抗的实部  $\text{Re}(z_{\text{eff}}(\omega))$  和虚部  $\text{Im}(z_{\text{eff}}(\omega))$  满足

$$\begin{cases} \text{Re}(z_{\text{eff}}(\omega)) = 377 \Omega, \\ \text{Im}(z_{\text{eff}}(\omega)) = 0, \end{cases} \quad (6)$$

因此当吸波率接近于 100% 时, 等效阻抗的实部接近于  $377 \Omega$ , 虚部接近于 0.

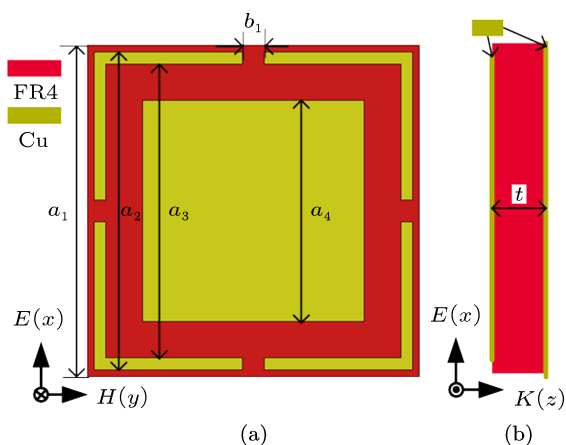


图 1 超薄宽带完美吸波体单元

采用 Ansoft HFSS12.0 完成吸波体的仿真设计, 模型采用主从边界和 Floquetport 来模拟无限周期单元. 仿真的吸波率、透射率和反射率之间的关系如图 2(a) 所示, 等效阻抗的仿真结果如图 2(b) 所示. 通过图 2(a) 可以看出吸波体的透射率在 5—7 GHz 范围内都接近于零, 其出现在 6.28 GHz 处的最大值也仅为 0.00029; 吸波率和反射率在 0—1 之间满足 (3) 式, 吸波率的两个峰值 91.6% 和 96.5% 出现在 6.02 和 6.28 GHz, 吸波体的 FWHM 为 8.6% (5.88—6.41 GHz). 通过图 2(b) 可以看出吸波体的峰值出现在等效阻抗实部最接近于  $377 \Omega$  处, 同时等效阻抗虚部接近于 0, 这与理论分析结果一致. 总体来说, 从图 2 可知吸波体的 FWHM 为 8.6%, 吸波体在 6.28 GHz 的吸波率高于 6.02 GHz 的吸波率.

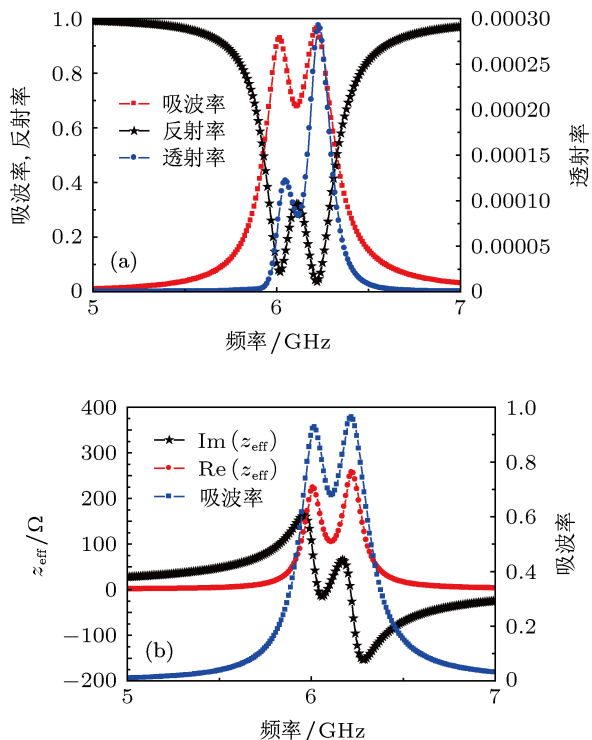


图2 吸波体单元的吸波率、反射率、透射率和阻抗 (a) 吸波率、反射率和透射率之间的关系; (b) 吸波率与阻抗的关系

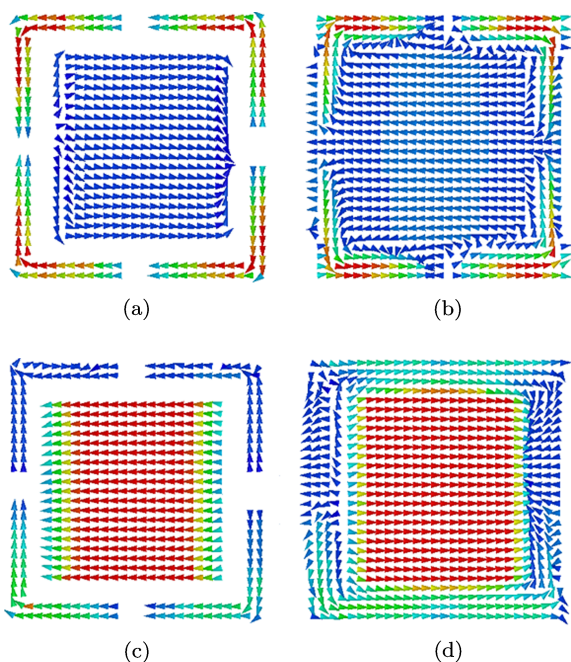


图3 吸波体表面电流分布 6.02 GHz 吸波体 (a) 上表面电流分布, (b) 下表面电流分布; 6.28 GHz 吸波体 (c) 上表面电流分布, (d) 下表面电流分布

吸波体在不同频点的表面电流如图 3 所示. 由图 3(a) 和 3(b) 可知在 6.02 GHz 时, 吸波体在上下两个表面形成了 LC 振荡回路. 由图 3(c) 和 3(d) 可知在 6.28 GHz 时, 吸波体通过上下两个表面形成了偶

极子振荡回路. 通过不同类型谐振所在频点的优化和调谐, 使吸波体的吸波率达 50% 以上, 从而实现在 5.88—6.41 GHz 范围吸波体的 FWHM 为 8.6%. TE, TM 极化波的入射角度对吸波体的吸波特性影响如图 4(a) 和 4(b) 所示. 由图 4 可知在  $0^\circ$ — $60^\circ$  范围内吸波体的吸波率变化很小, 因此所设计的吸波体具有极化不敏感特性.

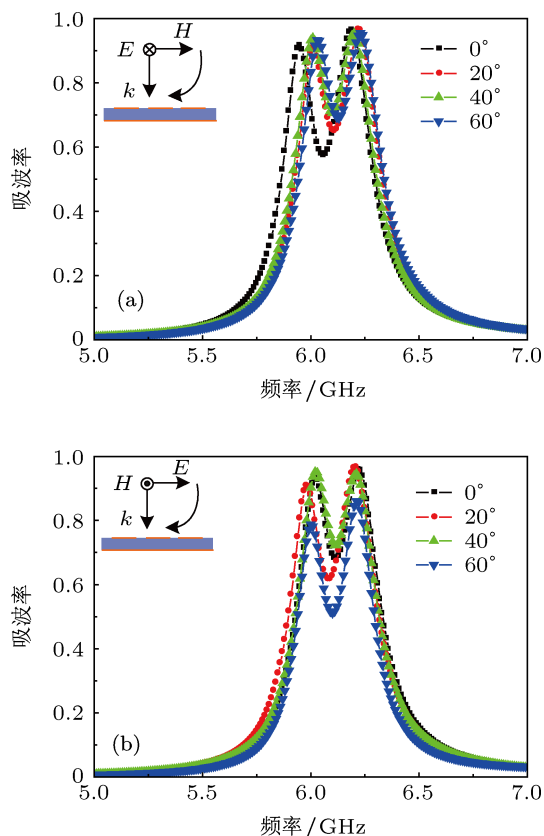


图4 不同极化时吸波率随入射角的变化 (a) TE 极化; (b) TM 极化

### 3 吸波体在 TB 天线中的应用

#### 3.1 天线结构

圆极化 TB 天线<sup>[20-22]</sup> 在卫星通信等领域有着广泛应用. 为了保持较好的 TB 和轴比 (AR) 特征, 该天线需要金属反射板<sup>[20]</sup>, 这就导致了天线 RCS 的增大. 为了减小天线 RCS, 将所设计的宽带吸波体加载到反射板, 通过超薄吸波体与反射面的共形, 达到天线 RCS 缩减的目的. 天线的结构如图 5(a) 所示, 天线的相关参数尺寸见表 1, 顶部天线的结构方程为

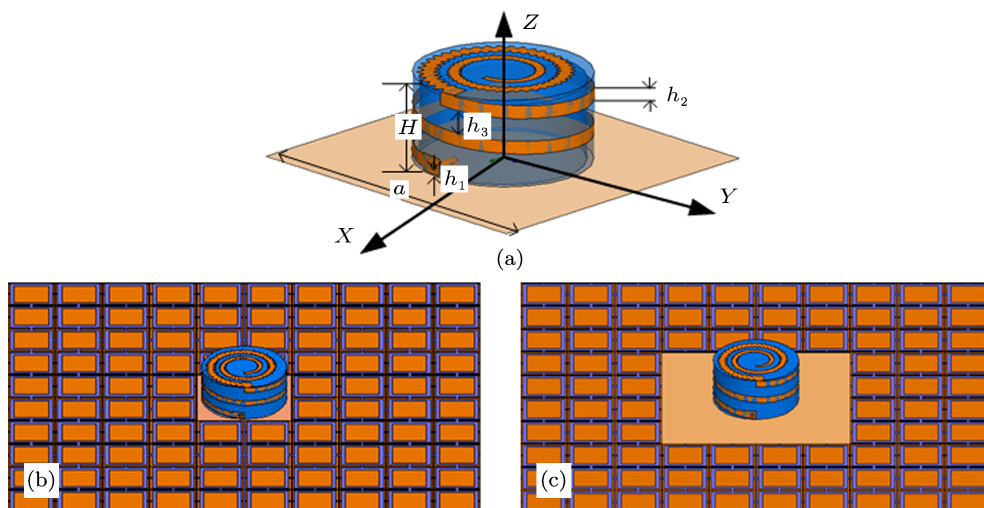


图5 天线的结构及其两种加载方式 (a) 天线的结构; (b) 加载吸波体的 TB 天线 - 加载方式 1; (c) 加载吸波体的 TB 天线 - 加载方式 2

表 1 天线参数

符号	尺寸大小/mm	符号	尺寸大小/mm
$H$	13.6	$a$	150
$h_1$	1.56	$R_1$	13.6
$h_2$	2.06	$R_2$	12.6
$h_3$	5.6	$h$	12.6

$$\begin{cases} r_{in} = r_1 + c_1\varphi + d_1 \frac{\varphi - \varphi_{start}}{\varphi_{end} - \varphi_{start}} \sin(n_1\varphi), \\ r_{out} = r_2 + c_2\varphi + d_2 \frac{\varphi - \varphi_{start}}{\varphi_{end} - \varphi_{start}} \sin(n_1\varphi), \end{cases} \quad (7)$$

其中  $n_1 = 40$ , 其余相关的参数由 (8) 式确定. 两种不同的吸波体加载方式如图 5(b) 和 5(c) 所示. 图 5(a) 天线的反射板为边长  $a = 150$  mm 厚度 0.3 mm 的金属板. 两种加载吸波体反射板尺寸与图 5(a) 的相同.

$$\begin{cases} r_1 = 0.5 \text{ mm}, c_1 = 0.55 \text{ mm}, d_1 = 0.5 \text{ mm}, \\ r_2 = 0.55 \text{ mm}, c_2 = 0.66 \text{ mm}, d_2 = 0.5 \text{ mm}. \end{cases} \quad (8)$$

### 3.2 仿真分析

采用 Ansoft12.0 对天线的辐射性能 (VSWR, AR 和方向图) 和天线散射性能 (单站、双站 RCS 和散射场分布) 进行仿真, 仿真中采用离散方式完成. 仿真频率为 4—8 GHz, 覆盖了天线的工作频段 5.5—7 GHz.

#### 3.2.1 天线辐射性能

将两种加载方式的吸波体反射板与普通金属反射板的天线性能进行了对比, 不同反射板的

VSWR 和 AR 如图 6(a) 和 (b) 所示, 天线的辐射方向如图 7 所示. 通过图 6(a) 仿真结果可知, 在 VSWR 性能方面, 与金属反射板 (PEC ground plane) TB 天线的 VSWR 相比, 采用两种加载方式的吸波体反射板 (MPAs ground plane) 天线的 VSWR 有微弱影响, 但结果都满足  $VSWR < 2$  的要求; 在天线

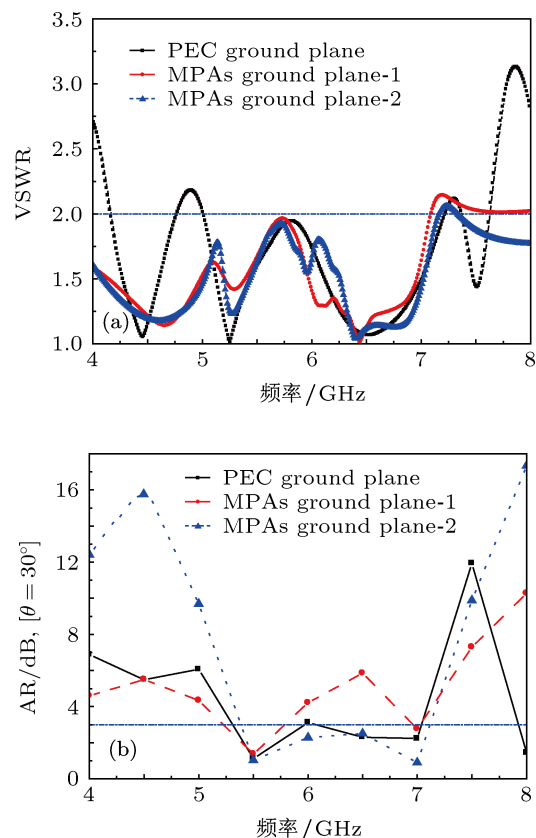


图6 天线的 VSWR 和 AR 仿真结果 (a) VSWR 结果; (b) AR 结果

AR 性能方面, 采用 PMAs ground plane-2 方式的 TB 天线 AR 性能得到明显改善, 而 PMAs ground plane-1 方式的 TB 天线不满足圆极化 AR<3 dB 的要求, 因此进一步仿真比较主要针对 PEC ground plane 和 PMAs ground plane-2. 导致 PMAs ground plane-1 方式下 AR 变差的主要原因是: 吸波体距离天线过近, 周期单元结构之间的缝隙对电磁波产生了寄生辐射, 导致天线的交叉极化分量增强, 从而使 AR 性能恶化. 通过图 7 可知, 在天线 RCS 缩减最大的情况下, 天线的辐射增益基本不变, 另外可以看到, 天线的后瓣也几乎不变, 这表明所设计的吸波体不具备抑制表面波的能力, 不能减小电磁波在天线反射面的绕射量, 因此加载吸波体的天线后瓣几乎不变.

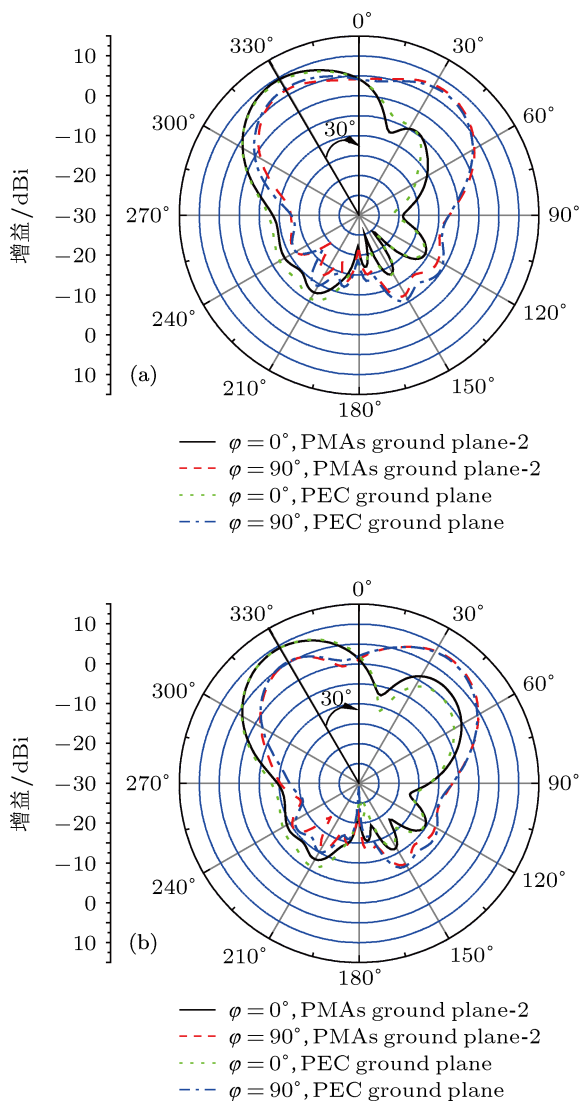


图 7 不同频点条件下的辐射方向图 (a) 5.93 GHz; (b) 6.21 GHz

### 3.2.2 天线散射性能

天线的 RCS 仿真结果如图 8 所示. 图 8(a) 给出了天线在不同反射板条件下的单站 RCS 结果, 由图可知: 所设计的吸波体对于 TE, TM 极化在 5.5—6.5 GHz 范围内都有明显的效果, 加载吸波体 TB 天线的 RCS 缩减量基本在 3 dB 以上. RCS 缩减最明显的两个频点分别为 5.93 和 6.21 GHz, TE

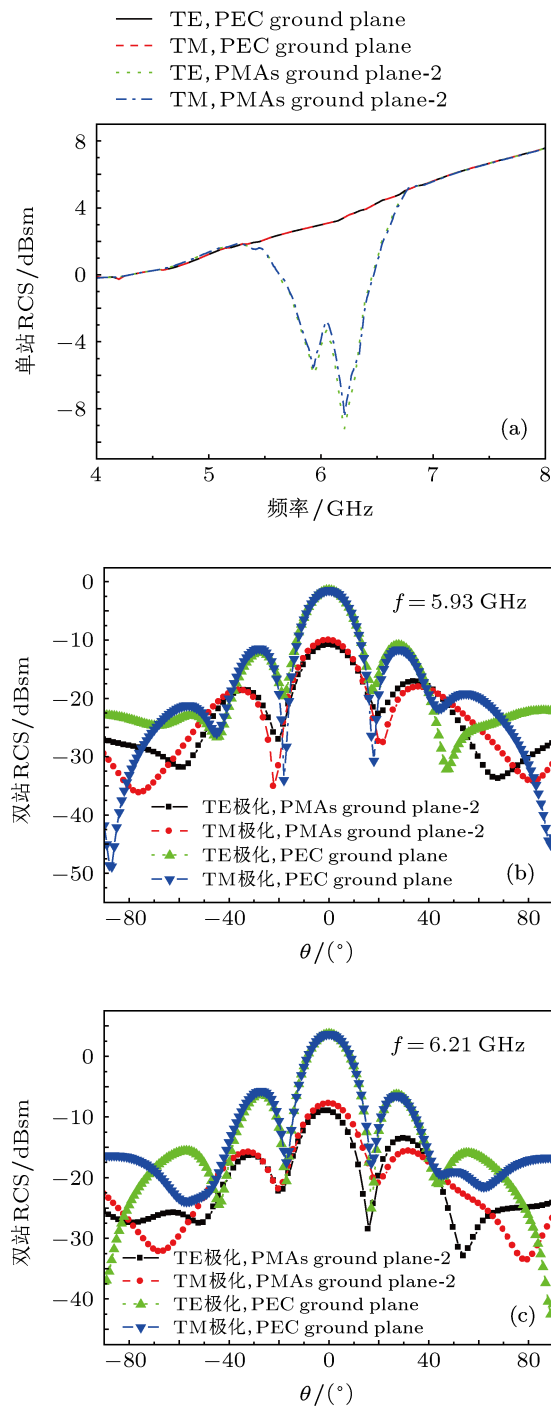


图 8 TB 天线的 RCS 仿真 (a) 天线的单站 RCS; (b) 5.93 GHz 的天线双站 RCS; (c) 6.21 GHz 的天线双站 RCS

极化在这两个频点条件下 RCS 缩减最大值分别为 12.54 和 8.85 dBsm, TM 极化在这两个频点条件下 RCS 缩减最大值分别为 12.4 和 8.75 dBsm, 这表明吸波体反射板具有极化不敏感的特征. 但 RCS 缩减最明显的两个频点与单个单元吸波体仿真的吸波率峰值频点 6.02, 6.28 GHz 相比存在 70 MHz 左右的频偏, 导致这一结果的主要原因是吸波体单元仿真时, 主要利用 Floquetport 的无限周期单元类型, 而这里的天线加载中采用的吸波体单元个数却是有限的.

图 8(b) 和 (c) 分别给出的是加载吸波体 TB 天线在 5.93 和 6.21 GHz 的双站 RCS 仿真结果. 在 5.93 时加载吸波体的天线 RCS 在  $-36^{\circ}$ — $+36^{\circ}$

范围内除个别角度点外都有较好的效果, TE, TM 极化条件下鼻锥方向最大缩减量分别达 8.8 和 8.7 dBsm; 在 6.21 GHz 时, 加载吸波体的天线 RCS 在  $-38^{\circ}$ — $+38^{\circ}$  范围内效果更明显, TE, TM 极化条件下鼻锥方向最大缩减量分别达 12.5 和 12.3 dBsm. 通过鼻锥方向天线 RCS 缩减量的比较可知, 在 6.21 GHz 条件下天线 RCS 缩减效果更加明显, 这与图 2 高频率点吸波率更大的结论一致.

天线的散射场分布如图 9 所示, 由图可知在 5.93 和 6.21 GHz 时天线加载吸波体后散射电场都有了很大的缩减, 但在 6.21 GHz 时天线的散射缩减效果更明显于 5.93 GHz 时刻的天线散射缩减效果.

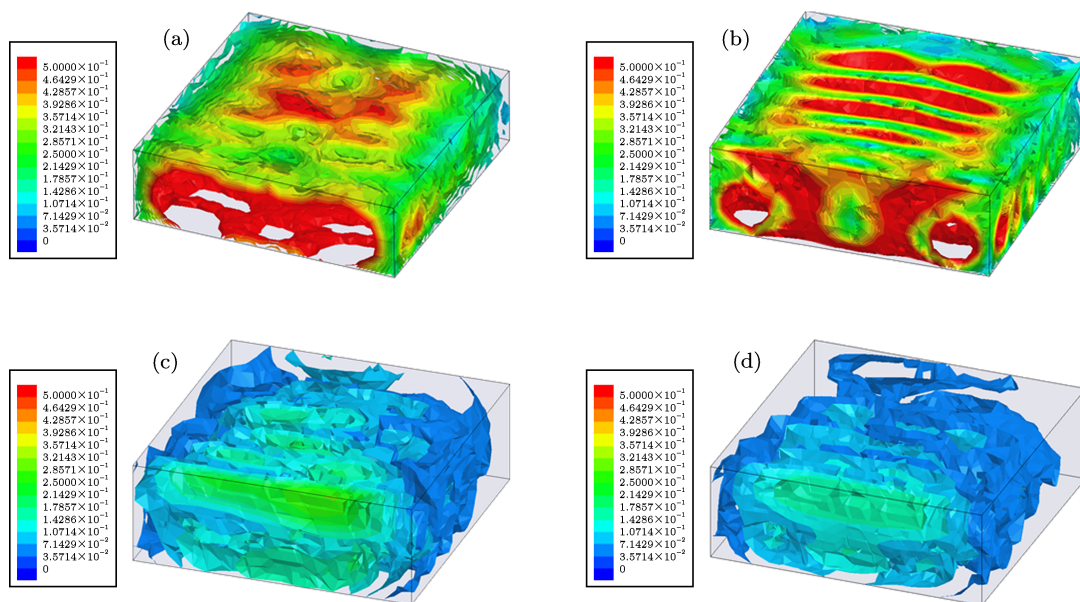


图 9 天线的散射场分布 5.93 GHz 条件下 (a) 金属反射板的散射场, (b) 加载吸波体散射场; 6.21 GHz 条件下 (c) 金属反射板的散射场, (d) 加载吸波体散射场

## 4 加工与测量

### 4.1 吸波体

为了验证仿真结果的正确性, 使用普通的印制电路板技术加工了吸波材料的实物如图 10. 介质采用介电常数为 4.4, 损耗角正切为 0.02 的 FR4. 采用波导法实测了吸波体的吸波率. 实测中的波导为 C 波段的标准波导 (国际型号为 BJ58, 波导的内截面尺寸为  $34.85 \text{ mm} \times 15.8 \text{ mm}$ , 波导工作频率为 4.64—7.05 GHz), 矢量网络分析仪为 Agilent N5230C. 实测的吸波率结果如图 11 所示. 由图中可以看出, 所设计的吸波体具有至少 8.2% (5.82—

6.32 GHz) 的 FWHM, 实测结果与仿真结果符合较好.

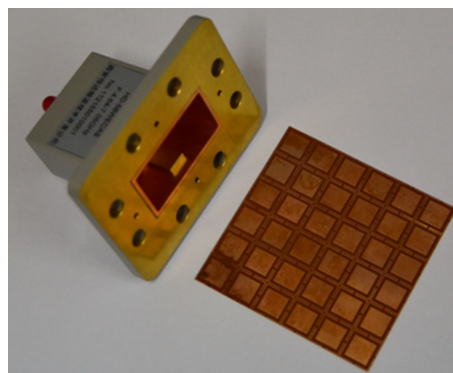


图 10 吸波体实物图

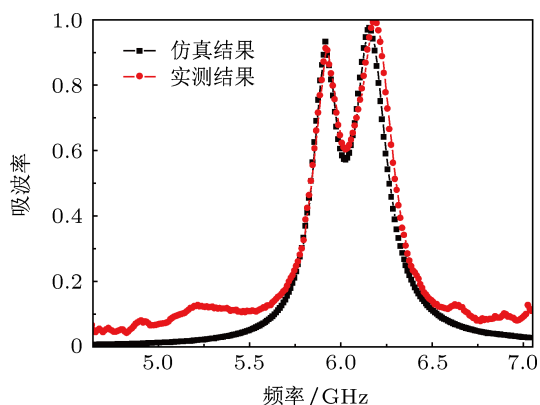


图 11 吸波体吸波率的实测结果

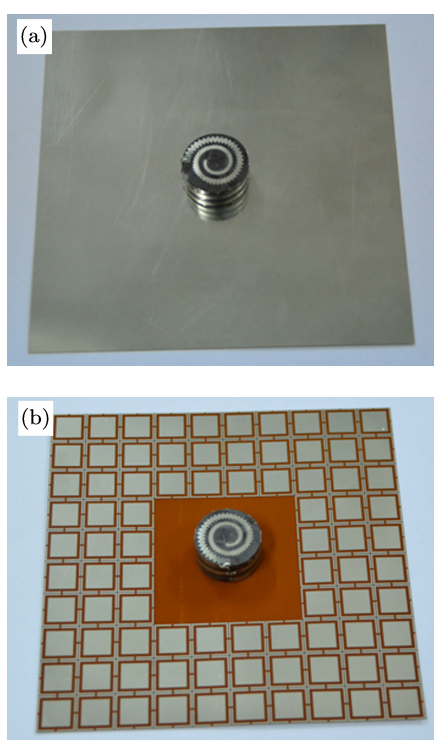


图 12 圆极化 TB 天线 (a) 金属反射板; (b) 超材料吸波体反射板

## 4.2 TB 天线

加工的 TB 天线如图 12 所示. 图 12(a) 为金属反射板类型的 TB 天线, 图 12(b) 为吸波体反射板类型的 TB 天线. 利用矢量网络分析仪 Agilent N5230C 测量了天线的 VSWR, 在暗室中测量了天线的 AR, 方向图及天线的 RCS.

### 4.2.1 辐射性能

天线测试的辐射性能结果如图 13 所示. 图 13(a) 为天线 VSWR 的实测结果, 图 13(b) 为天线 AR 的实测结果, 图 13(c)—(f) 为天线辐射方向图的实测结果. 通过实测的天线 VSWR, AR 和

辐射方向图结果可知: 加载吸波体 TB 天线辐射的 VSWR 和方向图未发生变化, 且天线的 AR 性能得到改善, 天线的 TB 角度也未受吸波体反射板的影响. 与图 6(b) 相比, 实测与仿真结果之间存在较小的误差, 这主要源于加工精度和测量误差. AR 性能改善的主要原因是较远距离的加载吸波体使馈电点的非对称位置对天线 AR 的影响减小, 抑制了天线的交叉极化分量, 从而改善了天线的 AR 特性. 实测结果表明所设计的吸波体没有影响天线的 VSWR、增益和 TB 角度, 同时改善了天线的 AR 特性.

### 4.2.2 散射性能

通过两个宽带单脊波导喇叭 (1—18 GHz) 实现天线的双站 RCS 测量, 图 14(a) 为天线的单站 RCS 实测结果, 图 14(b) 和 (c) 为天线在 5.93 和 6.21 GHz 的双站 RCS 实测结果. 图 14(a) 的结果表明在 5.5—6.5 GHz 范围内设计的吸波体反射板使 TB 天线的单站 RCS 有明显缩减效果, 与仿真结果符合较好. 图 14(b) 和 (c) 分别表明天线在 5.93 和 6.21 GHz 处吸波体使 TB 天线在  $-36^{\circ}$ — $+36^{\circ}$  范围内的双站 RCS 缩减均在 3 dBsm 以上; 对于 TE, TM 极化条件下, 在 5.93 GHz 频点处的最大 RCS 缩减量分别为 8.75 和 8.5 dBsm; 对于 TE, TM 极化条件下, 在 6.21 GHz 频点处的最大 RCS 缩减量分别为 12 和 11.6 dBsm; 实测结果与仿真结果符合较好, 表明设计的吸波体具有较好的天线 RCS 缩减效果.

## 5 结论

与现有加载到天线上的完美吸波体相比, 本文所设计的超薄吸波体具有 8.2% 的半功率吸波带宽. 仿真和实实验证了吸波体具有双吸波率峰值、极化不敏感、宽入射角和超薄厚度的特征. 将该吸波体加载到圆极化天线上, 通过合适的加载方式, 在有效缩减 TB 天线 RCS 的同时, 天线的 AR 得到改善. 仿真和实测结果表明: 在 5.5—6.5 GHz 工作频段内, TB 天线的 RCS 缩减在 3 dBsm 以上, 在两个谐振点 5.93 和 6.21 GHz 处鼻锥方向  $-36^{\circ}$ — $+36^{\circ}$  范围角度上天线 RCS 缩减效果明显, 谐振点的最大 RCS 缩减量分别超过 8 和 11 dBsm. 与 TB 天线的工作带宽相比, RCS 缩减带宽仍较窄, 未实现全工作频段的 RCS 缩减, 因此下一步的工作主要是宽带吸波体的设计及其应用研究.

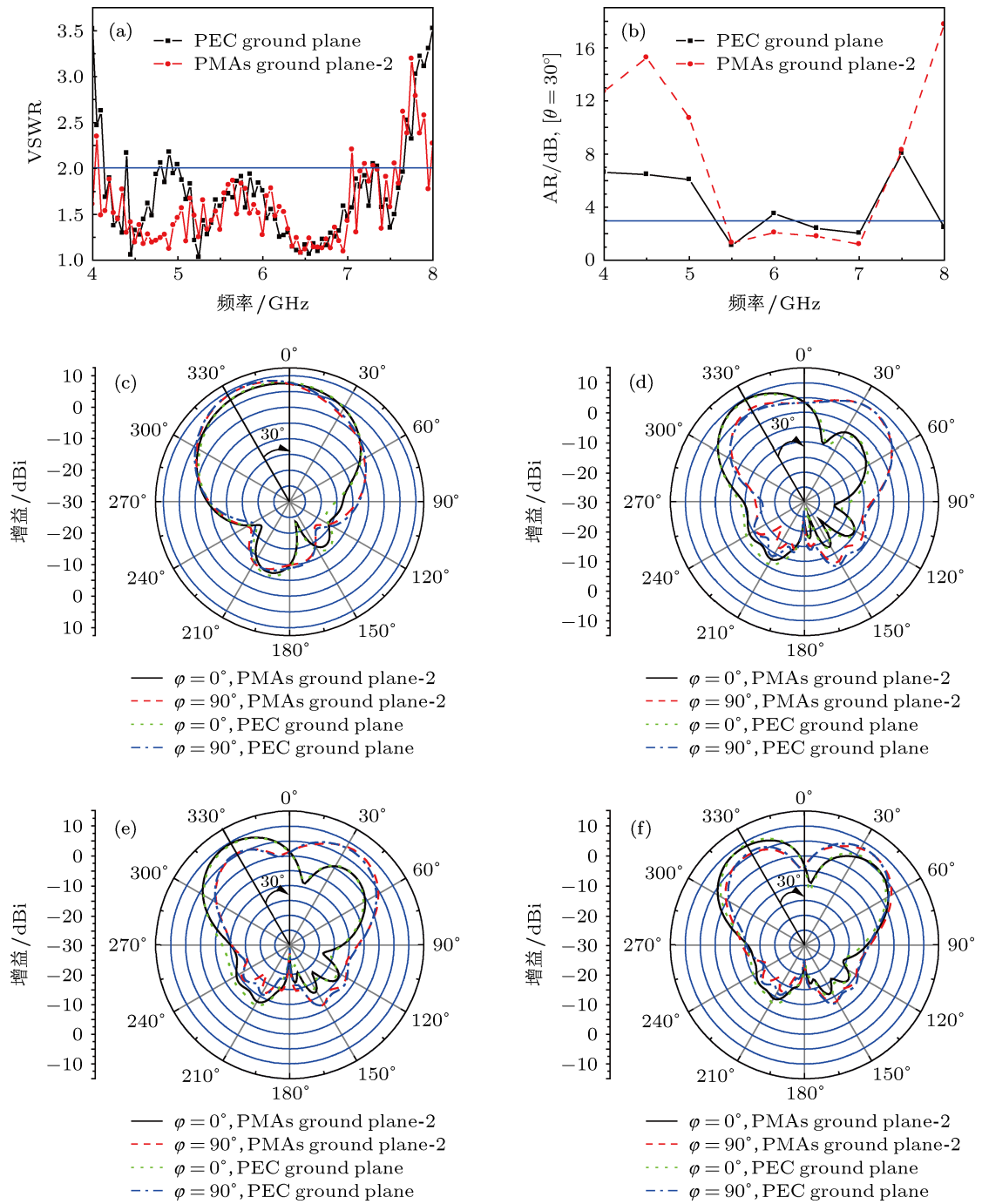


图 13 天线实测的 (a)VSWR 结果, (b)AR 结果; 不同频点条件下的辐射方向图 (c) 5.5 GHz; (d) 6 GHz; (e) 6.5 GHz; (f) 7 GHz



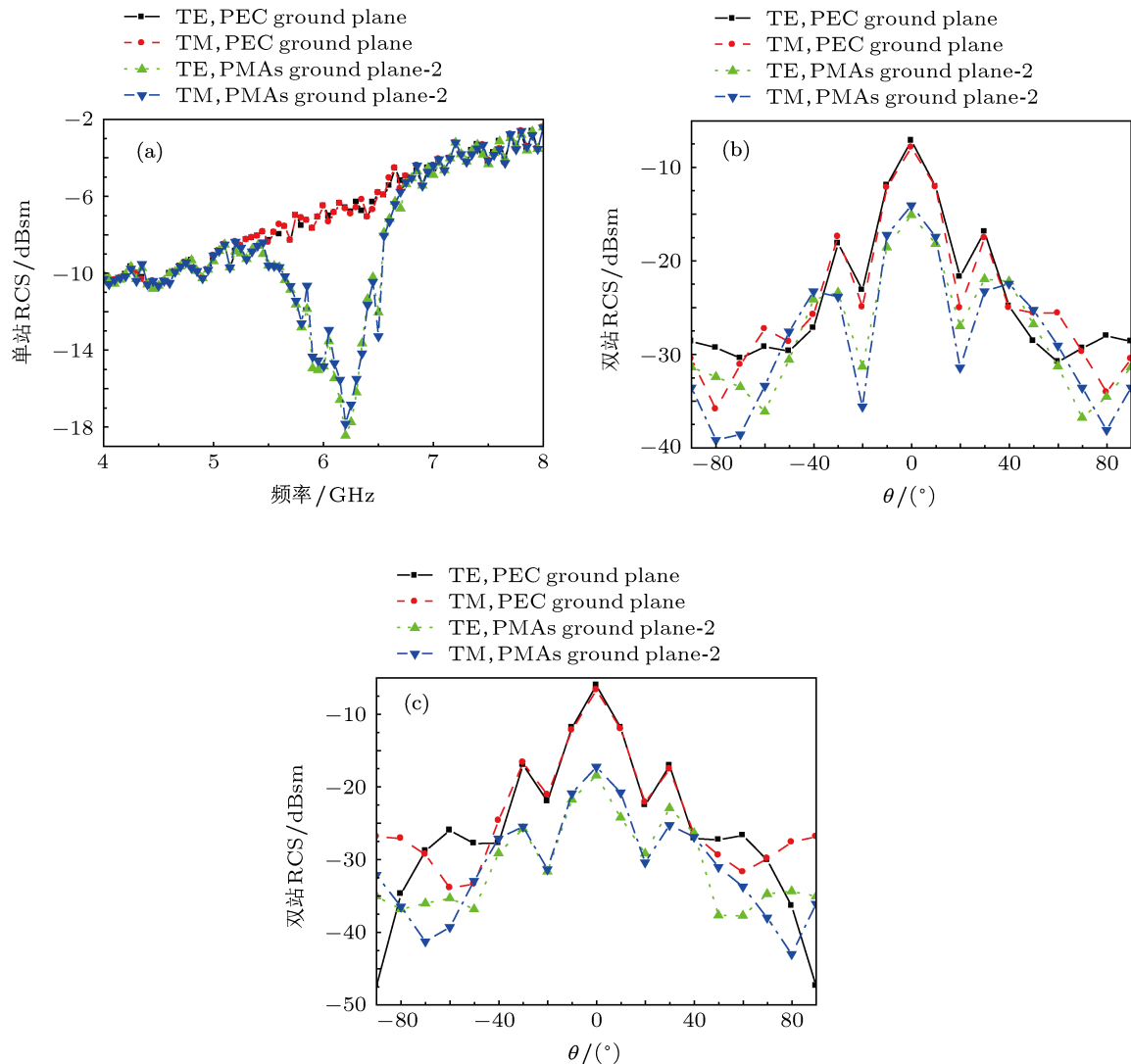


图 14 TB 天线 RCS 的测量结果 (a) 天线的单站 RCS; (b) 5.93 GHz 的天线双站 RCS; (c) 6.21 GHz 的天线双站 RCS

[1] Li W Q, Cao X Y, Gao J, Yao X 2011 *J. Microw.* **27** 9 (in Chinese) [李文强, 曹祥玉, 高军, 姚旭 2011 微波学报 **27** 9]

[2] Juan Y, Shen Z X 2007 *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.* **6** 288

[3] Ling J, Gong S X, Zhang P F, Yuan H W, Lu B, Wang W T 2011 *J. Xidian Univ.* (Nat Sci. Edition) **37** 295 (in Chinese) [凌劲, 龚书喜, 张鹏飞, 袁宏伟, 路宝, 王文涛 2011 西安电子科技大学学报(自然科学版) **37** 295]

[4] Jiang W, Liu Y, Gong S X 2009 *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.* **8** 1275

[5] Costa F, Monorchio A, Genovesi S 2010 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **58** 1551

[6] Paquay M, Iriarte J C, Ederra I, Gonzalo R, Maagt D 2007 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **55** 3630

[7] Zhang Y, Mitra R, Wang B Z, Huan N T 2009 *Electron. Lett.* **45** 484

[8] Landy N I, Sajuyigbe S, Mock J J 2008 *Phys. Rev. Lett.* **100** 207402

[9] Liu T, Cao X Y, Gao J, Zheng Q R, Li W Q 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 184101 (in Chinese) [刘涛, 曹祥玉, 高军, 郑秋容, 李文强 2012 物理学报 **61** 184101]

[10] Yang H H, Cao X Y, Gao J, Liu T, Li W Q 2012 *J. Electron. Inform. Tech.* **34** 2790 (in Chinese) [杨欢欢, 曹祥玉, 高军, 刘涛, 李文强 2012 电子与信息学报 **34** 2790]

[11] Ashish Dubey T C 2012 *J. Sci. Defer.* **62** 261

[12] Chen H T 2012 *Opt. Express* **62** 7165

[13] Zhu W R, Huang Y J, Rukhlenko I D, Wen G J, Premaratne M 2012 *Opt. Express* **62** 6616

[14] Li L, Yang Y, Liang C H 2011 *J. Appl. Phys.* **110** 06370

[15] Gu C, Qu S B, Pei Z B, Xu Z, Bai P, Peng W D, Lin B Q 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 087801 (in Chinese) [顾超, 屈绍波, 裴志斌, 徐卓, 柏鹏, 彭卫东, 林宝勤 2011 物理学报 **60** 087801]

[16] Bao S, Luo C R, Zhao X P 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 014101 (in Chi-

- nese) [保石, 罗春荣, 赵晓鹏 2011 物理学报 **60** 014101]
- [17] Smith D R, Vier D C, Koschny Th, Soukoulis C M 2005 *Phys. Rev. E* **71** 036617
- [18] Szabo Z, Park G H, Hedge R, Li E P 2010 *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **58** 2646
- [19] Chen X, Grzegorzczak T M, Wu B I, Pcheco J, Kong J A 2004 *Phys. Rev. E* **70** 016608
- [20] Nakano H, Kirita S, Naoki M, Yamauchi J J 2011 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **59** 3969
- [21] Hirose K, Okazaki S, Nakano H 2002 *Trans. IEICE J.* **85** 1934
- [22] Li S J, Cao X Y, Gao J, Zheng Q R, Yang H H 2013 *J. Xidian Univ. (Nat Sci. Edition)* **40** 1432 (in Chinese) [李思佳, 曹祥玉, 高军, 郑秋容, 杨欢欢 2013 西安电子科技大学学报 (自然科学版) **40** 1432]

# Design of ultra-thin broadband metamaterial absorber and its application for RCS reduction of circular polarization tilted beam antenna\*

Li Si-Jia<sup>†</sup> Cao Xiang-Yu Gao Jun Liu Tao Yang Huan-Huan Li Wen-Qiang

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

(Received 30 December 2012; revised manuscript received 1 March 2013)

## Abstract

In order to reduce the radar cross section (RCS) of antenna, a wideband-enhanced ultra-thin metamaterial absorber is designed by reducing the distance between the two absorption peaks due to the double resonances. The absorber is composed of two metallic layers separated by a lossy dielectric spacer. The top layer consists of a single-square loop with four splits on the four sides and a square metal patch in the center and the bottom one is of a solid metal. A dipole resonance and an LC resonance are caused by the structure of the metamaterial absorber. By fine adjusting geometry parameters of the structure, we can obtain a polarization-insensitive and wide-incident-angle ultra-thin absorber whose absorption values are 91.6% and 96.5%. On condition that thickness is less than  $0.01\lambda$  the absorber has a full-width at half-maximum of 8.2%. The absorber is applied to the circularly polarized tilted beam antenna for reducing RCS. Simulated and experimented results show that the RCS reduction of antenna is above 3 dB within the operation band from 5.5 GHz to 6.5 GHz, the gain is not changed and the bandwidth is increased due to the improvement of axial ratio. At the resonance, the most reduction values exceed 8 dBsm and 11 dBsm while the absorber has a good characteristic of RCS reduction at the boresight direction from  $-36^\circ$  to  $+36^\circ$ .

**Keywords:** ultra-thin metamaterial absorber, tilted beam antenna, radar cross section, circular polarization

**PACS:** 41.20.Jb, 73.20.Mf

**DOI:** 10.7498/aps.62.124101

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61271100), the China Postdoctoral Science Foundation (Grant No. 20100481497), the Key Program of Natural Science Foundation of Shanxi Province, China (Grant No. 2010JZ010), the Basic Research Program of Natural Science of Shanxi Province, China (Grant No. 2012JM8003), and the Open Foundation of the Electronic Information System Laboratory of Shanxi Province, China (Grant No. 20101110).

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: lsj051@126.com