

低雷达散射截面的超薄宽带完美吸波屏设计研究*

李思佳[†] 曹祥玉 高军 郑秋容 赵一 杨群

(空军工程大学信息与导航学院, 西安 710077)

(2013年4月21日收到; 2013年6月30日收到修改稿)

提出了一种基于PMA单元结构的超薄宽带完美吸波屏设计方法. 该方法将多层拓展带宽的技术与单层多谐振方法有机结合, 实现带宽拓展的同时, 保持了完美吸波屏结构简单、无集总元件的特点, 易于实际加工和应用. 以双层三谐振超薄宽带完美吸波屏为例, 结合其等效电路, 理论上验证了所设计吸波屏的吸波机理, 同时验证了方法的有效性. 仿真分析该吸波屏具有低雷达散射截面、极化不敏感和宽入射角的特征. 仿真和实测结果表明: 该吸波屏在厚度为 0.01λ 的条件下, 具有14.1%的半波功率带宽; -3 dBsm的雷达散射截面缩减带宽为18.9%, 在法线方向的最大缩减量为23 dBsm, 在法向 $\pm 40^\circ$ 内具有较好的雷达散射截面减缩效果.

关键词: 完美吸波屏, 宽带, 雷达散射截面, 等效电路

PACS: 41.20.Jb, 73.20.Mf

DOI: 10.7498/aps.62.194101

1 引言

完美吸波屏 (perfect metamaterial absorber, PMA) 最早由 Landy 于 2008 年提出^[1], 通过调控电、磁谐振, 使得等效介电常数 $\epsilon(\omega)$ 和等效磁导率 $\mu(\omega)$ 满足 $\epsilon(\omega) = \mu(\omega)$, 实现超材料吸波体与自由空间的匹配, 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. PMA 由于具有超薄、高吸波率和结构简单的优点引起了广泛关注. 随后关于极化不敏感、宽入射角和多频带吸波特征的 PMA 设计研究得到广泛开展^[2-9]. 然而大多数吸波屏的带宽较窄, 通常吸波屏的半波功率带宽 (full-width at half-maximum, FWHM) 小于 5%. 为了拓展带宽, 文献 [10] 提出了多方环结构实现了带宽的拓展, 但所设计的 PMA 单元结构过大; 文献 [11] 通过加载集总电阻、电容等元件设计了三维结构的吸波屏, 但其加工难度大; 文献 [12] 通过加载集总电阻实现了宽带范围内的吸波体电磁波吸收效果; 这些方法虽然实现了带宽的拓展, 但集总元件的使用带来了加工的难度. 近来文献 [13] 通过在一个单元内有效

缩短双吸波峰间距, 实现了单层吸波屏带宽拓展, 但六边形及其复杂的交织结构带来了设计和加工难度, 该吸波屏在厚度 0.02λ 的条件下, 其 FWHM 达到了 11%; 文献 [14] 通过类似方法设计出结构更简单的 PMA, 并将其成功应用于圆极化倾斜波束天线带内 RCS 减缩中; 另一方面, 文献 [15,16] 都通过多层的方法实现了带宽有效拓展, 但 0.1λ 和 0.19λ 的厚度影响了吸波屏的应用. 受这两种方法启发, 本文将厚度与单层多谐振方法有机结合, 在实现带宽拓展的同时, 保持了 PMA 超薄特征.

现阶段 PMA 在天线带内雷达散射截面 (radar cross section, RCS) 减缩中有着重要的应用^[14,17-19], 但宽带天线的工作频带要求吸波屏能够具有超薄的厚度和较宽的带宽. 为了设计出结构简单、频带较宽的超薄完美吸波屏, 本文将多层拓展带宽的技术与单层多谐振方法有机结合, 实现带宽拓展的同时, 保持了完美吸波屏超薄厚度、结构简单、无集总元件的特点. 以厚度 0.01λ 的双层完美吸波屏为例, 验证了设计方法的有效性. 设计的超薄双层完美吸波屏在有效缩短三个吸波峰之间的间距, 拓展吸波屏带宽的同时, 优化了厚度, 实现了超薄吸波屏的带宽拓展, 本文的研究为进一步

* 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) 和陕西省自然科学基金基础研究计划 (批准号: 2012JM8003) 资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: lsj051@126.com

宽带完美吸波屏在天线(阵)带内 RCS 减缩中的应用奠定基础.

2 吸波屏结构与等效电路分析

多谐振宽带完美吸波屏通过每层一个谐振频点的方法,将多层的多个谐振有效接近,实现了带宽拓展.这是通过厚度这一维度的调整,达到带宽拓展的目的,但较厚的结构设计影响了其实际的应用范围.本文提出通过厚度和同层多频谐振的结构两个维度实现了带宽的拓展,这种方法是将厚度与同层多谐振的方法有机结合,不仅考虑到了厚度的影响,更有效利用了单层多谐振的优点.使用该方法设计的完美吸波屏具有超薄和宽带的特征.以双层三谐振完美吸波屏为例,验证了所提出设计方法

的可靠性和有效性.设计的吸波屏结构如图 1 所示,图 1(a) 为三维结构图,图 1(b) 和 (c) 为顶层俯视图和侧视图.吸波屏由三层金属及其中间的有耗介质组成,底面金属不刻蚀,中间金属层为方形金属片,顶面由方形贴片及其绕其四周的开口方环组成.由于所设计的结构具有二维平面结构对称的特征,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.其中, a_2, a_3 分别表示开口方环的外边距和内边距, a_4, a_5 分别是上层金属方片的边长和中间层金属方片的边长, b_1 表示开口方环的开口长度, a_1 表示完美吸波屏的单元结构尺寸, t_1 和 t_2 表示双层的厚度.为了进一步分析 PMA 吸波屏的吸波机理,给出了所设计 PMA 的等效电路,如图 2 所示.

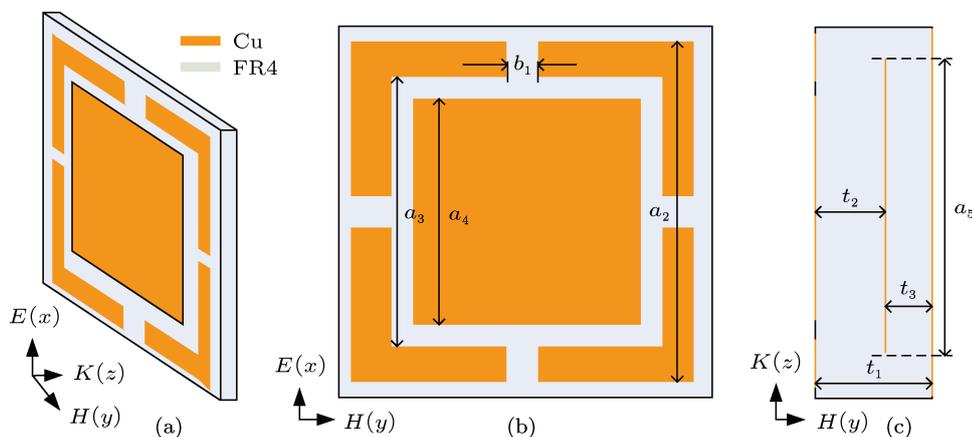


图 1 宽带完美吸波屏的结构

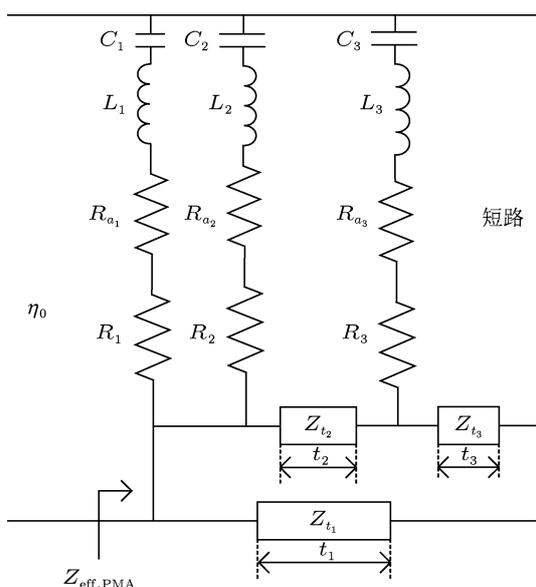


图 2 宽带完美吸波屏的等效电路

由等效电路理论^[19]可知,所设计的双层三

谐振峰 PMA 结构可以等效为一个 RLC 电路的组合. η_0 为自由空间阻抗,约为 377Ω ; $L_j (j = 1, 2, 3)$ 为等效电感.透射率 $T (T = |\tau|^2 = |S_{21}|^2)$ 、反射率 $R (R = |\Gamma|^2 = |S_{11}|^2)$ 和吸收率 A 之间的关系为 $A + T + R = 1$,由于底面为金属板,因此 $T = 0$,吸波率可以简化为

$$A = 1 - R. \quad (1)$$

根据等效媒质理论^[23]可知

$$R = |S_{11}^2| = \frac{(\text{Re}[Z_{\text{eff,PMA}}(\omega)] - \eta_0)^2 + (\text{Im}[Z_{\text{eff,PMA}}(\omega)])^2}{(\text{Re}[Z_{\text{eff,PMA}}(\omega)] + \eta_0)^2 + (\text{Im}[Z_{\text{eff,PMA}}(\omega)])^2}, \quad (2)$$

$Z_{\text{eff,PMA}}$ 为完美吸波屏单元结构的等效阻抗;在图 2 的等效结构电路中,对于垂直入射的 TEM 平面电磁波,介质底板 j 的等效阻抗为

$$Z_{t_j} = i \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon'_j + i\epsilon''_j}} \tan(k_0 \sqrt{\epsilon'_j + i\epsilon''_j} \cdot t_j),$$

$$j = 1, 2, 3, \quad (3)$$

其中, k_0 为自由空间的波数; 介质板厚度之间满足 $t_1 = t_2 + t_3$; 不失一般性, 通常对于有耗介质的相对介电常数 ϵ_j 可以表示为 $\epsilon_j = \epsilon'_j + i\epsilon''_j$, 其中 ϵ'_j 为 ϵ_j 的实部, ϵ''_j/ϵ'_j 为介质损耗角正切, 现阶段 ϵ''_j/ϵ'_j 值一般小于 10^{-3} , 这里采用的介质板损耗角正切较大, 但也仅为 0.02. 因此可以假设 $\epsilon'_j \gg \epsilon''_j$, ($j = 1, 2, 3$), 进一步可以得到^[20]

$$\begin{aligned} \text{Re}[Z_{t_j}] \approx & \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon'_j}} \left[\frac{\epsilon''_j}{2\epsilon'_j} \tan(k_0 t_j \sqrt{\epsilon'_j}) \right. \\ & \left. - \left(k_0 t_j \frac{\epsilon''_j}{2\sqrt{\epsilon'_j}} \right) \left(1 + \tan(k_0 t_j \sqrt{\epsilon'_j}) \right) \right], \\ & j = 1, 2, 3, \end{aligned} \quad (4)$$

$$\text{Im}[Z_{t_j}] \approx \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon''_j}} \left[\tan(k_0 t_j \sqrt{\epsilon'_j}) \right], \quad j = 1, 2, 3. \quad (5)$$

为了方便计算, 将等效电路中的有耗电容用无损电容 C_j 与欧姆损耗的电阻 R_j 串联来表示, 因此电阻 R 和电容 C 分别为

$$\begin{aligned} R &= \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ R_3 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{\delta \sigma} \begin{bmatrix} a_1^2 \\ a_2^2 - a_3^2 - 4b_1(a_2 - a_3) \\ a_1^2/a_4^2 \\ a_1^2 \\ a_5^2 \end{bmatrix}, \quad (6) \\ C &= \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \\ &= C_0 - \frac{2a_1 \epsilon_0}{\pi} \begin{bmatrix} \lg(1 - \exp(-4\pi t_1/a_1)) \\ \lg(1 - \exp(-4\pi t_2/a_1)) \\ \lg(1 - \exp(-4\pi t_3/a_1)) \end{bmatrix}, \quad (7) \end{aligned}$$

其中 $t_1 = t_2 + t_3$. C_0 表示 PMA 周期性结构单元本身所具有的电容, 即无负载时的等效电容. δ 表示电磁波的趋肤深度, 它是由 PMA 上表面的金属使电磁波局限于导体表面附近的区域所引起的; σ 表示

介质的传导率.

$$R_{a_j} \approx \frac{-2\epsilon''_j}{\omega_j C_0 (\epsilon'_j + 1)}, \quad j = 1, 2, 3, \quad (8)$$

$$\omega_j = \frac{2}{L_j C_0 (\epsilon'_j + 1)}, \quad j = 1, 2, 3, \quad (9)$$

R_{a_j} 表示 PMA 表面电阻, 代表了 PMA 表面结构所引起的损耗. ω_j 表示 PMA 的谐振角频率, 根据电路理论可知

$$\begin{aligned} Z_{L_j, C_j} &= i\omega L_j + \frac{1}{i\omega C_j} \\ &= \frac{1 - \omega^2 L_j C_j}{i\omega C_j}, \quad j = 1, 2, 3. \end{aligned} \quad (10)$$

因此 L_1, C_1, R_{a1}, R_1 与 L_2, C_2, R_{a2}, R_2 的并联阻抗 Z_{12} 为

$$\begin{aligned} Z_{12} &= \frac{\prod_{j=1}^2 \left(\frac{1 - \omega^2 L_j C_j}{i\omega C_j} + R_{a_j} + R_j \right)}{\sum_{j=1}^2 \left(\frac{1 - \omega^2 L_j C_j}{i\omega C_j} + R_{a_j} + R_j \right)}, \\ & \quad j = 1, 2. \end{aligned} \quad (11)$$

对于 L_3, C_3, R_{a3} 和 R_3 的串联阻抗 Z_3 为

$$Z_3 = \frac{1 - \omega^2 L_3 C_3}{C_3} + R_{a3} + R_3. \quad (12)$$

通过电路理论可以得到图 2 对应的简化等效电路, 如图 3 所示.

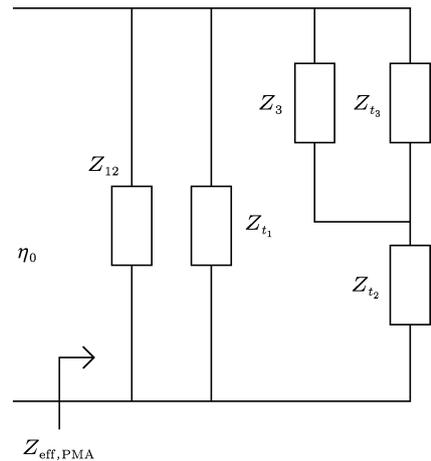


图 3 简化等效电路

最终得到 PMA 的等效阻抗为

$$Z_{\text{eff,PMA}} = \frac{Z_{12} Z_{t_1} (Z_3 Z_{t_3} + Z_3 Z_{t_2} + Z_{t_2} Z_{t_3})}{Z_{12} Z_{t_1} (Z_3 + Z_{t_3}) + (Z_{12} + Z_{t_1}) (Z_3 Z_{t_3} + Z_3 Z_{t_2} + Z_{t_2} Z_{t_3})}. \quad (13)$$

进一步将 (3), (6), (7), (8), (11) 和 (12) 式代入 (13) 式可以计算得到吸波率、等效阻抗和 PMA 工作频率之间的关系. 对于垂直入射到 $Z = 0$ 平面的平面电磁波 $E_i = e_x E_0 e^{j(\omega t + k_0 z)}$, 当 PMA 的吸波率 A 接近于 100% 时, 其反射率接近于零, 其等效阻抗的实部 $\text{Re}(Z_{\text{eff,PMA}}(\omega))$ 和虚部 $\text{Im}(Z_{\text{eff,PMA}}(\omega))$ 满足

$$\begin{aligned} \text{Re}(Z_{\text{eff,PMA}}(\omega)) &= 377 \Omega, \\ \text{Im}(Z_{\text{eff,PMA}}(\omega)) &= 0. \end{aligned} \quad (14)$$

由以上分析可知: 介质板厚度直接影响 PMA 等效电容, 对吸波率有较大影响; 同时通过等效电路分析也可以看出: 1) 由于吸波率同时与介质板的参数和所构成 RLC 环路有关, 因此 PMA 的完美吸波特性是介质损耗和欧姆损耗共同作用的结果; 2) 由 (6), (7) 式可知 PMA 的结构参数直接影响电阻 R 和电容 C , 因此 PMA 的欧姆损耗主要由结构参数决定.

由电磁波斜入射的相关理论可知 [21]: 在 TE, TM 极化条件下的电磁波以 ϑ 角度入射到 PMA 上, 其介质底板 j 的等效阻抗 $Z_{t_j, \vartheta}$ 为

$$Z_{t_j, \vartheta} = i Z_m^{\text{TE, TM}} \tan [k_0 d \sqrt{\epsilon'_j + i \epsilon''_j - \sin^2(\vartheta)}], \quad (15)$$

其中, Z_m^{TE} 与 Z_m^{TM} 由下式决定:

$$\begin{bmatrix} Z_m^{\text{TE}} \\ Z_m^{\text{TM}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega \mu_r \mu_0}{k_0 d \sqrt{\epsilon'_j + i \epsilon''_j - \sin^2(\vartheta)}} \\ \frac{k_0 d \sqrt{\epsilon'_j + i \epsilon''_j - \sin^2(\vartheta)}}{\omega \epsilon_r \epsilon_0} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

将 (16) 式代入 (13) 式进而可以得到 TE, TM 极化条件下不同 ϑ 角度的 PMA 吸波率. 当 $\vartheta \in (0, \pi/2)$ 时, Z_m^{TE} 与 Z_m^{TM} 都会随着 ϑ 的增加而增大, 进而导致 $Z_{t_j, \vartheta}$ 增加, 根据串并联电路理论可知

$Z_{\text{eff,PMA}}(\omega)$ 也随之增大, 由 (1) 和 (2) 式可知, 吸波率 A 亦随着 ϑ 的增加而减小. 因此, 通过等效电路的分析可知: 随着入射波入射角的增加, 所设计的 PMA 吸波率有所降低.

这里采用 Ansoft HFSS 12.0 完成了完美吸波屏的优化. 优化后的参数 $a_1 = 15 \text{ mm}$, $a_2 = 14.88 \text{ mm}$, $a_3 = 13.76 \text{ mm}$, $a_4 = 10.66 \text{ mm}$, $a_5 = 10.72 \text{ mm}$, $b = 1 \text{ mm}$, $t_2 = 0.3 \text{ mm}$, $t_3 = 0.2 \text{ mm}$. 优化后的吸波率、等效阻抗实部和虚部的仿真结果如图 4 所示. 由图可知当吸波率接近于 100% 时, 等效阻抗的实部和虚部分别接近于 377Ω 和 0. 结果表明在频点 6.08 GHz, 6.42 GHz 和 6.76 GHz 分别产生了 99.6%, 78.2% 和 99.9% 的吸波率峰值, 完美吸波屏的 FWHM 带宽为 910 MHz (5.95—6.86 GHz). 优化后的整体厚度 $t_1 = 0.5 \text{ mm}$ (约 0.01λ). TE, TM 极化条件下不同 ϑ 角度的 PMA 吸波率如图 5 所示, 由图可知所设计的完美吸波屏对 $0\text{--}60^\circ$ 范围的 TE, TM 极化入射波都具有较好的吸波效果. 但同时通过仿真结果也能看到随着电磁波入射角度的增大, PMA 的吸波率也随之降低, 这一结论与等效电路的分析结果一致.

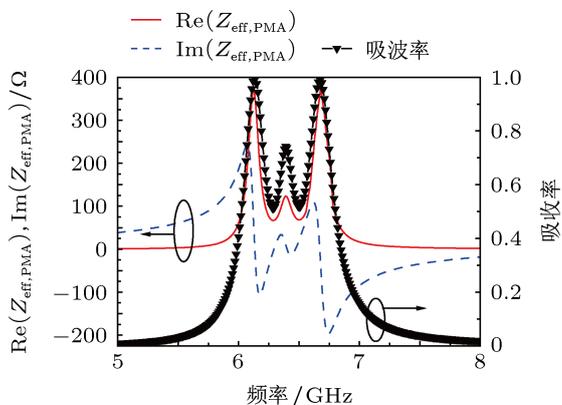


图 4 PMA 的等效阻抗实部、虚部和反射率的关系

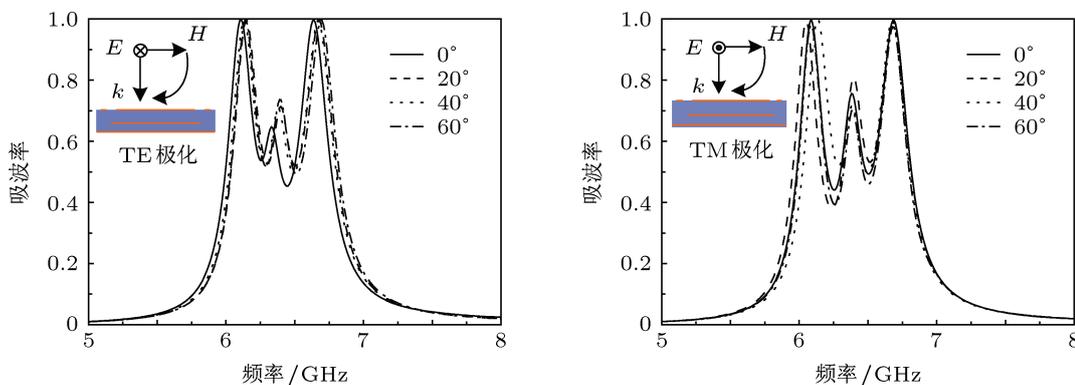


图 5 TE, TM 极化条件下不同入射角的 PMA 吸波率

3 结构参数分析

由前面的等效电路分析可知 PMA 的结构参数直接影响了电阻 R 和电容 C , 进而导致吸波率的变化. 这里进一步探究 PMA 结构参数与吸波率之间的关系.

不同厚度条件下的 PMA 吸波率如图 6(a) 所示, 由图 6(a) 可知随着厚度的变化, 高频部分的吸

波效果基本保持, 仅存在频移, 但其余两个频点的吸波峰变化很大, 这说明厚度对低频部分的两个谐振点影响较大. 不同开口方环外边距的吸波率如图 6(b) 所示, 由图可知当开口方环外边距增大时, 高频谐振处的吸波率受到的影响最大, 说明开口方环外边距对高频点的吸波率具有较大影响. 不同开口方环内边距的吸波率如图 6(c) 所示, 由图可知中间

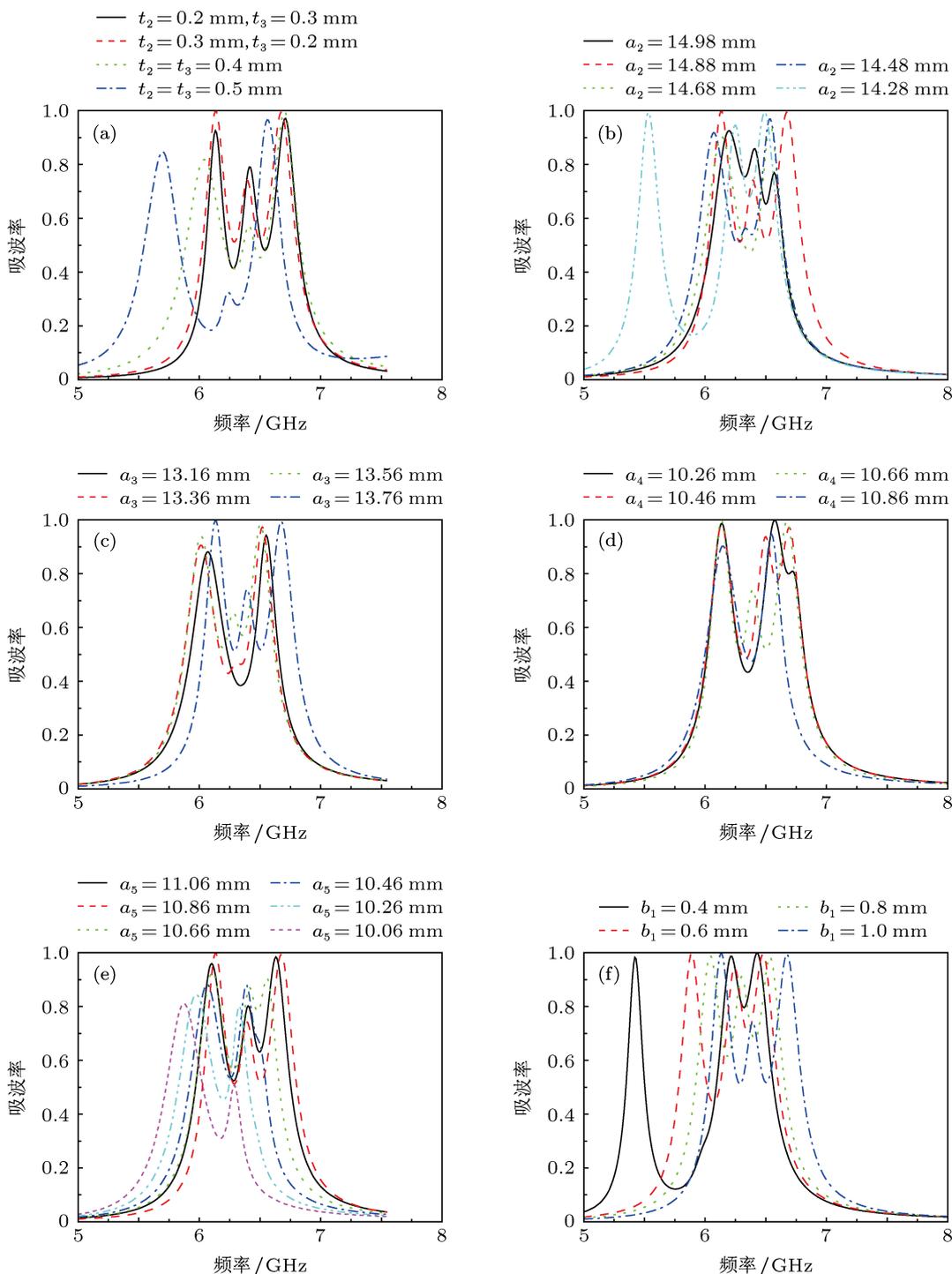


图6 不同结构参数条件下的吸波率 (a) 不同厚度的吸波率; (b) 不同开口方环外边距的吸波率; (c) 不同开口方环内边距的吸波率; (d) 不同上层金属方片边长的吸波率; (e) 不同中间金属方片边长的吸波率; (f) 不同开口方环开口长度的吸波率

频点和高频点处的吸波效果随着不同开口方环内边距的增大而变化剧烈,说明开口方环内边距对中间频点和高频点出的吸波效果影响较大.不同上层金属方片边长的吸波率如图 6(d) 所示,由图可知上层金属方片边长主要影响中间频率点处的吸波效果.不同中间金属方片边长的吸波率如图 6(e) 所示,由图可知中间金属方片边长影响低频点处的吸波率.

由前面等效电路的分析可知,介质板的相关参数直接影响 PMA 的吸波效果,这里通过仿真手段探究了介质板的介电常数和损耗角正切对 PMA 吸波率的影响.不同介电常数的吸波效果如图 7(a) 所示(损耗角正切为 0.02,且保持不变),由图可知:在

一定范围内,PMA 的吸波峰随着介电常数的增大而向低频方向移动,其吸波效果变化微弱.通过图 7(b) 不同损耗角正切的吸波率比较可知(介电常数为 4.4,且保持不变),在一定范围内,当损耗角正切改变时,PMA 的整体吸波效果变差;且 PMA 吸波峰随着损耗角正切的增大而减小.

4 吸波特性与 RCS 分析

为了分析 PMA 在不同谐振频点的吸波类型,进一步分析了不同金属表面的电流特征.仿真结果如图 8 所示,由图中电流分布可以看出:在 6.08 GHz 时,PMA 主要通过顶层和底层构成的单

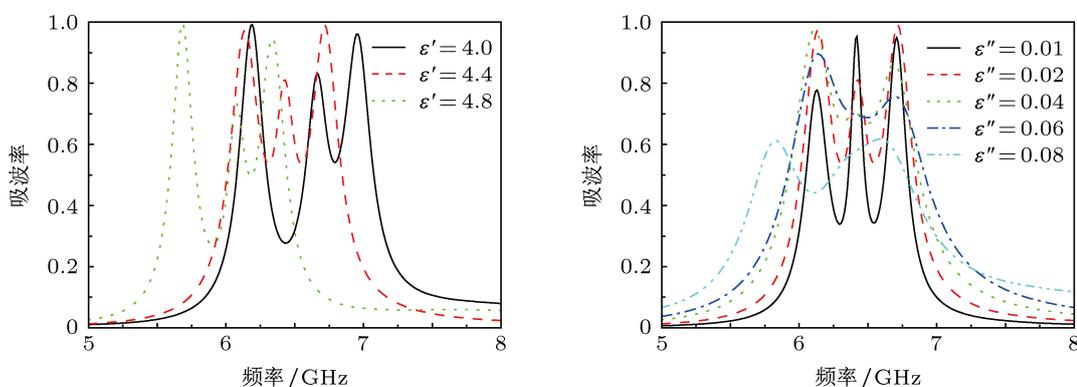


图 7 不同介质参数的吸波率

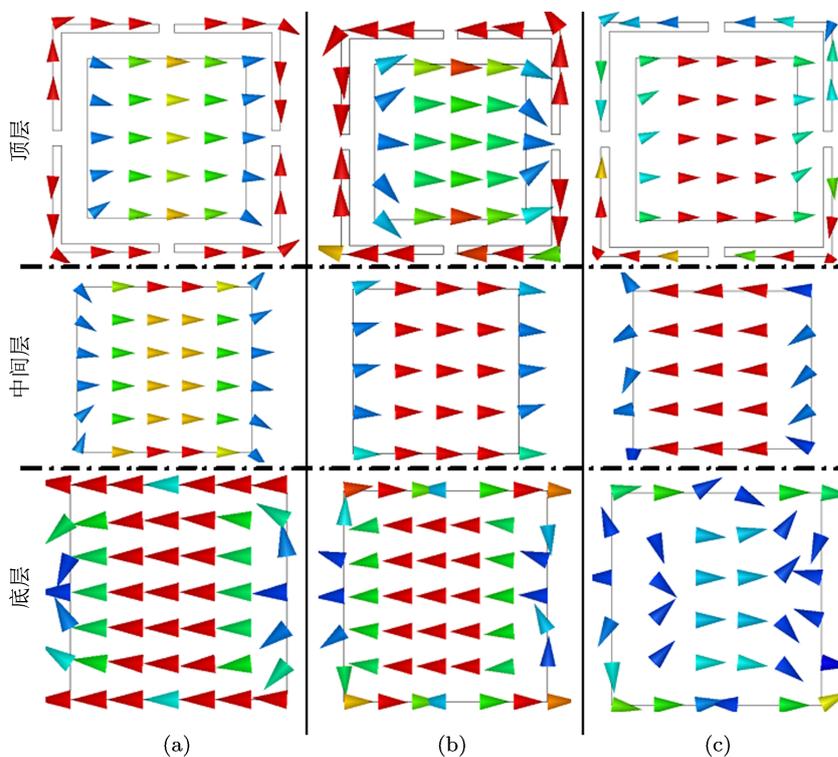


图 8 谐振时刻的表面电流分布 (a) 6.08 GHz; (b) 6.42 GHz; (c) 6.76 GHz

极子谐振, 形成了 99.6% 的吸波峰; 在 6.42 GHz 时, PMA 主要通过三层共同构成的 LC 谐振 (电容-电感谐振), 形成了 78.2% 的吸波峰; 在 6.78 GHz 时, PMA 主要通过上层和中间层构成了单极子谐振, 形成了 99.9% 的吸波峰. 通过电流的分布也可以明显看出: 在 6.42 GHz 时, 三层金属结构都形成了较强的电流环路, 为形成谐振起到了作用, 说明此时在形成吸波峰的同时, 不同金属结构之间的互耦作用明显增强, 各个单元互耦产生的能量辐射限制了吸波率的提高. 因此, 在 6.42 GHz 虽形成了吸波峰, 但吸波率较低, 仅为 78.2%.

为比较不同吸波峰时的吸波效果, 将设计的 PMA 组成 10×10 周期结构, 对比了其于相同大小金属反射板的单站、双站 RCS, 仿真结果如图 9 和图 10 所示. 由图 9 可知: PMA 周期结构在 5.92 GHz, 6.34 GHz 和 6.74 GHz 形成了三个 RCS 缩减峰, RCS 的最大缩减量分别在 20 dBsm, 8 dBsm 和 25 dBsm 以上; 同时对于 TE, TM 极化的入射波, 其单站 RCS 缩减效果基本不变, 具有周期性极化不敏感的特征. 对于 RCS 缩减 3 dBsm 以上的范围, 其相对带宽为 20.5% (5.7—7.0 GHz). 由图 10 可知: 在三个 RCS 缩减峰的频点处, 所设计 PAM 具有较宽范围角度的 RCS 缩减效果; 其在 $\pm 40^\circ$ 范围内都有很好 RCS 缩减效果. 对比不同峰值时刻的 RCS 缩减效果可以看出, 低频点和高频点的双站 RCS 缩减效果明显好于中间频率的双站 RCS 缩减效果. 由于单元结构仿真中采用了 Floquetport 无限周期单元类型, 而实际采用 10×10 的有限周期结构, 因此存在频率偏差.

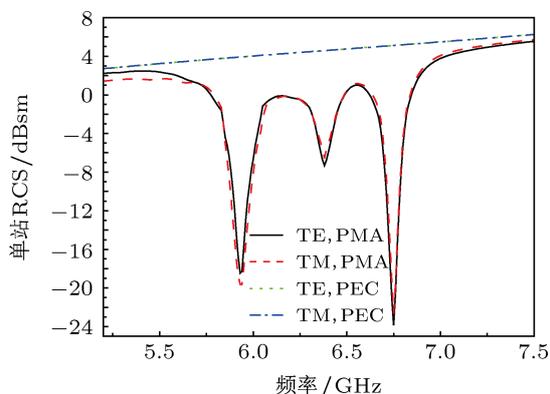


图 9 周期性结构 PMA 的单站 RCS

5 加工与实测

为了验证仿真的正确性, 使用印制电路板技术加工了 PMA 双层结构的吸波材料, 其实物如

图 11(a) 所示. 采用的介质板为 FR4, 其介电常数为 4.4, 损耗角正切为 0.02. 采用波导法^[22]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 12 所示. 由图中可以看出, 所设计的完美吸波屏具有至少 14% (5.9—6.8 GHz) 的半功率带宽, 实测结果与仿真结果符合较好.

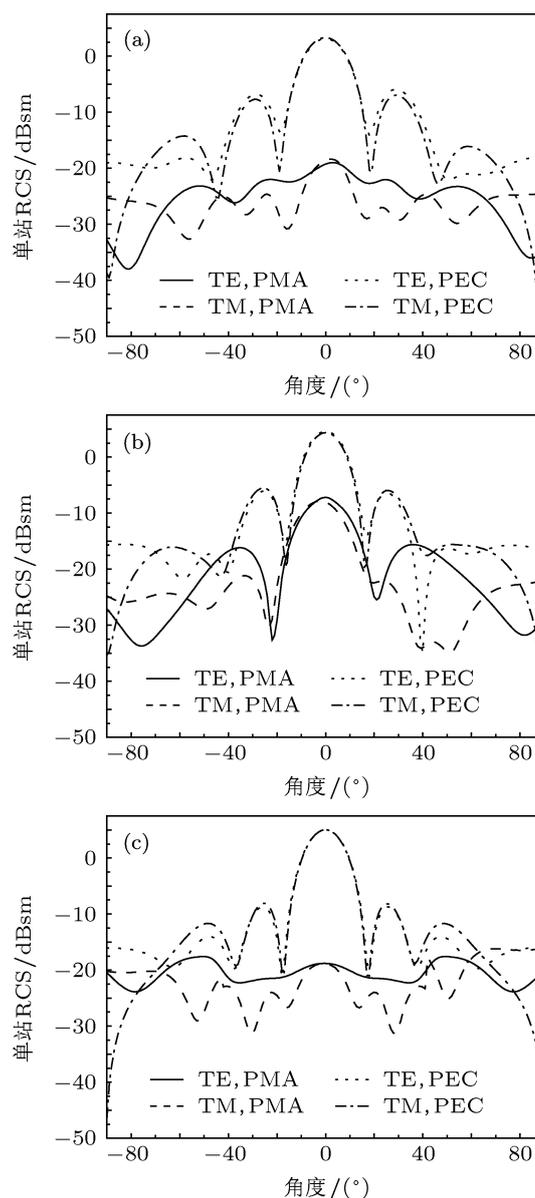


图 10 周期性结构 PMA 的双站 RCS (a) 5.92 GHz; (b) 6.34 GHz; (c) 6.74 GHz

图 11(b) 为在暗室测量中的 PMA 与 PEC 的对比. 周期结构 10×10 双层 PMA 的单站 RCS 测试是通过两个宽带单脊波导喇叭 (2—18 GHz) 和矢量网络分析仪 Agilent N5230C 的连接来完成的.

图 13 为单站 RCS 的实测结果. 结果表明在 5.75—6.95 GHz 范围内设计的双层 PMA 周期结构与金属板相比, 单站 RCS 有明显缩减效果, 与仿真结果符合较好, 其 RCS 缩减带宽达 18.9%. 对于 TE, TM 极化条件下, 在 6.02 GHz 频点处的最大 RCS 缩减量分别在 18 dBsm 和 15 dBsm 以上; 对于 TE、TM 极化条件下, 在 6.44 GHz 频点处的最大 RCS 缩减量分别为 9 dBsm 和 8 dBsm; 对于 TE、TM 极化条件

下, 在 6.81 GHz 频点处的最大 RCS 缩减量分别为 23 dBsm 和 24 dBsm; 实测结果与仿真结果符合较好, 表明设计的完美吸波屏具有较好的 RCS 缩减效果. 通过 TE, TM 极化条件下的单站 RCS 测量结果比较可知, 加工的完美吸波屏对不同极化形式存在一定的吸收效果差异, 但整体效果明显. 导致差异的主要原因是加工的误差和仪器的测量误差所造成的.

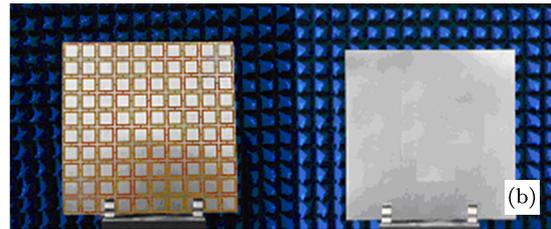
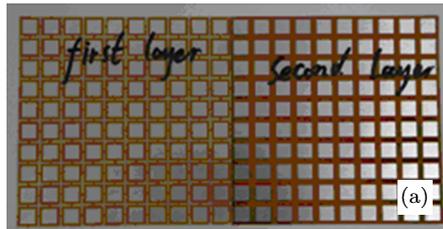


图 11 (a) 实际加工的 PMA 双层结构; (b) 测量中 PMA 与 PEC 的对比

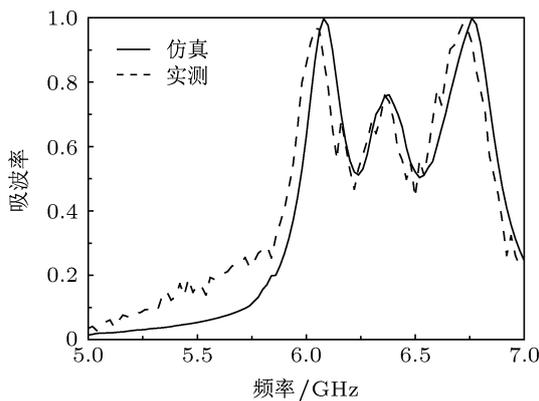


图 12 PMA 仿真与实测吸波率的对比

6 结论

现阶段宽带完美吸波屏的设计为天线带内 RCS 减缩的实现奠定了基础, 但完美吸波屏的带宽问题却直接制约了天线带内 RCS 的减缩. 本文提出了基于 PMA 单元结构和厚度的超薄宽带完美吸波屏的设计方法. 通过该方法设计了双层三谐振的宽带完美吸波屏, 所设计的吸波材料在厚度约为

0.01λ 的条件下, 其 FWHM 超过 14%. 通过等效电路和仿真两种途径分析了不同结构参数对吸波率的影响, 结果表明: 厚度、介电常数和损耗角正切等直接影响了吸波屏的吸波率. 分析和实测了周期结构单元的 RCS 缩减效果, 结果表明所构造的周期性单元在法线方向的最大缩减量为 23 dBsm, 在法向 ±40° 内具有较好的雷达散射截面减缩效果, RCS 的缩减带宽达 18.9%. 本文的设计为其进一步在天线带内 RCS 减缩中的应用做好铺垫.

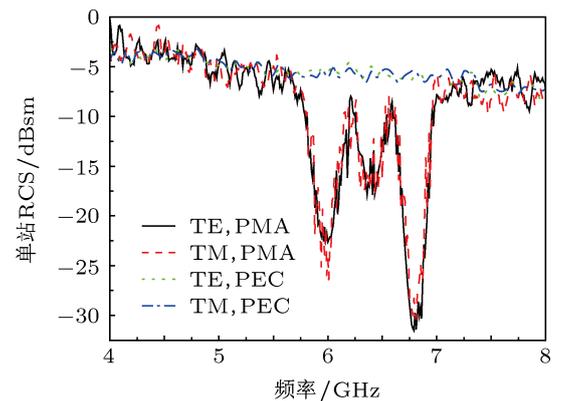


图 13 PMA 与 PEC 实测 RCS 的对比

[1] Landy N I, Sajuyigbe S, Mock J J 2008 *Phys. Rev. Lett.* **100** 207402
 [2] Zhu B, Wang Z, Huang C, Feng Y 2010 *Progress In Electromagnetics Research* **10** 231
 [3] Chen H T 2012 *Opt. Express* **62** 7165
 [4] Cheng Y Z, Nie Y, Gong R Z 2013 *Optica and Laser Tech.* **48** 415
 [5] Hu T, Bingham C M, Strikwerda A C, Landy N I 2008 *Phys. Rev. B* **78**

241103
 [6] Gu C, Qu S B, Pei Z, Zhou H, Wang J 2010 *Progress in Electromagnetics Lett.* **17** 171
 [7] Wen Q Y, Zhang H W, Xie Y S, Yang Q H, Liu Y L 2009 *Appl. Phys. Lett.* **95** 241111
 [8] Li H, Yuan L H, Zhou B, Shen X P, Cheng Q, Cui T J 2011 *J. Appl.*

- Phys.* **110** 014909
- [9] Hu T, Bingham C M, Pilon D, Kebin F 2010 *J. Phys. D Appl. Phys.* **43** 225102
- [10] Luo H, Cheng Y Z, Gong R Z 2011 *Eur. Phys. J. B* **81** 387
- [11] Gu S, Barrett J P, Hand T H, Popa B I, Cummer S A 2010 *J. Appl. Phys.* **108** 064913
- [12] Cheng Y Z, Wang Y, Nie Y, Gong R Z, Xiong X 2012 *J. Appl. Phys.* **111** 044902
- [13] Lee J, Lim S 2011 *Electron. Lett.* **47** 8
- [14] Li S J, Cao Y Y, Gao J, Liu T, Yang H H, Li W Q 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 124101 (in Chinese) [李思佳, 曹祥玉, 高军, 刘涛, 杨欢欢, 李文强 2013 物理学报 **62** 124101]
- [15] Ding F, Cui Y X, Ge X C, Jin Y, He S L 2012 *Appl. Phys. Lett.* **100** 103506
- [16] Pham V T, Park J W, Vu D L 2013 *Adv. Nat. Sci.: Nanosci. Nanotechnol* **4** 015001
- [17] 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]
- [18] Liu T, Cao X Y, Gao J, Zheng Q R, Li W Q 2013 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **61** 2327
- [19] Kazemzadeh A, Karlsson A 2010 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **58** 3310
- [20] Costa F, Genovesi S, Monorchio A 2013 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **61** 1201
- [21] Costa F, Monorchio A, Genovesi S 2010 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **58** 1551
- [22] Li L, Yang Y, Liang C H 2011 *J. Appl. Phys.* **110** 06370

Design of ultrathin broadband perfect metamaterial absorber with low radar cross section*

Li Si-Jia[†] Cao Xiang-Yu Gao Jun Zheng Qiu-Rong Zhao Yi Yang Qun

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

(Received 21 April 2013; revised manuscript received 30 June 2013)

Abstract

We propose a method of designing ultrathin broadband perfect metamaterial absorber (PMA) which is based on the parameters of the cell. The bandwidth is enhanced via the method which combines the multilayer and multi-resonance in a layer. And it is not complex due to having no lumped elements in it, so it is easy to fabricate and apply. In order to illustrate the method, a double-layer perfect metamaterial absorber with three resonance peaks is designed using the above method. The equivalent circuit of the proposed absorber is analyzed so as to better understand the mechanism of the high absorption. By adjusting geometric parameters of the structure, we can obtain a polarization-insensitive and wide-incident-angle ultra-thin absorber. Simulated and experimental results show that the full-width at half-maximum is 14.1% when the thickness of the filer is only 0.01λ , and the bandwidth of -3 dBsm radar cross section reduction is 18.9%. At resonance, the reduction value may exceed 23 dBsm while the absorber has a good characteristic of RCS reduction at the boresight direction from -40° to $+40^\circ$.

Keywords: perfect metamaterial absorber, broadband, radar cross section, equivalent circuit

PACS: 41.20.Jb, 73.20.Mf

DOI: 10.7498/aps.62.194101

* Project supported by the National Natureal 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), and the Basic Research Program of Natural Science of Shanxi Province, China (Grant No. 2012JM8003).

[†] Corresponding author. E-mail: lsj051@126.com