

人工磁导体正交布阵的宽带低雷达截面反射屏*

赵一† 曹祥玉 高军 姚旭 马嘉俊 李思佳 杨欢欢

(空军工程大学信息与导航学院, 西安 710077)

(2013年3月13日收到; 2013年4月16日收到修改稿)

基于互补开口谐振单环 (complementary split ring resonator, CSRR) 的电磁特性, 设计了一种新型人工磁导体 (artificial magnetic conductor, AMC) 结构 CSRR-AMC. 通过与方形贴片人工磁导体的反射相位对比发现, 该结构在 X 极化和 Y 极化波垂直照射条件下可分别实现小型化和多同相反射频带. 基于此特性, 设计了一种仅由单一 CSRR-AMC 结构组成的宽带低雷达截面反射屏. 该设计将相邻 CSRR-AMC 单元正交化排布, 通过优化单元结构实现宽带相位对消, 降低后向散射能量. 测试结果表明, 样品在 7.38—10.47 GHz 范围内后向 RCS 减缩量达到 10 dB 以上, 相对带宽达到 34.6%, 为宽带低反射屏设计提供了新的方法.

关键词: 人工磁导体, 相位对消, 宽带, 雷达截面减缩

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

DOI: 10.7498/aps.62.154204

1 引言

雷达截面 (radar cross section, RCS) 是表征物体对入射电磁波反射能力大小的一种度量. 随着隐身技术的发展, 低 RCS 材料受到了越来越多的关注. 最早提出的 Salisbury 屏^[1] 是在理想导体 (perfect electric conductor, PEC) 前四分之一波长处放置吸收屏实现低后向散射, 然而这种材料由于低频工作时厚度过大而难以应用. 后来, 研究者发现人工磁导体 (artificial magnetic conductor, AMC) 具有同相反射特性^[2-4], 用其代替 PEC 表面可以克服吸波屏摆放的四分之一波长限制^[5-7], 有效降低了材料厚度, 但是由于 AMC 同相反射带宽有限, 有效工作频带却比较窄. 2007 年, Paquay 等^[8] 提出了由 AMC 与 PEC 以棋盘形式复合的低 RCS 反射屏, 该材料的工作机理与前者不同, 它依靠 AMC 与 PEC 表面的 180° 反射相位差产生相位对消, 使后向散射能量偏离法线方向, 实现了空域的 RCS 减缩. 但是, 这种反射屏的工作带宽同样受 AMC 同相反射带宽的限制. 为拓宽工作频段, 研

究人员尝试采用两种或两种以上 AMC 结构复合取代 AMC 与 PEC 的组合. 文献 [9] 采用两种不同尺寸的耶路撒冷十字结构构成 AMC 复合表面, 在较宽频段范围内将反射相位差控制在 $180^\circ \pm 30^\circ$ 之间, 实现了宽带 RCS 减缩. 文献 [10] 将三个不同尺寸大小的金属方片组合在一起构成棋盘表面, 使 RCS 减缩 10 dB 的频段可以覆盖整个 X 波段. 但是, 以上方法需要设计两种 AMC 结构并分别分析, 较多的结构参数增加了设计和优化的难度. 另外, 由于文献 [10] 中的两种 AMC 单元周期长度不同, 组成 AMC 块后尺寸很难保持一致, 给棋盘表面排布带来不便, 只能通过取不同的单元数目加以克服.

本文提出了一种在普通方形贴片 AMC 上蚀刻互补开口谐振单环 (complementary split ring resonator, CSRR) 的新型 CSRR-AMC 单元结构. 研究发现, 由于 CSRR 奇异的电磁特性, 在 X 极化和 Y 极化电磁波照射下该结构表现出不同的反射相位. 利用这一特点, 将 CSRR-AMC 单元正交化排布, 通过优化设计, 使反射相位差在很宽范围内保持在 $180^\circ \pm 30^\circ$ 之间, 实现了仅由一种 AMC 结构组成的

* 国家自然科学基金 (批准号: 60671001, 61271100)、陕西省自然科学基金基础研究重点项目 (批准号: 2010JZ010) 和陕西省自然科学基金基础研究项目 (批准号: SJ08-ZT06, 2012JM8003) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: 519763316@qq.com

宽带低 RCS 反射屏. 仿真和实测结果表明, 反射屏工作频带为 7.38—10.47 GHz, 相对工作带宽达到 34.6%, 验证了方法的可行性, 为宽带低 RCS 反射屏设计提供了新的思路.

2 CSRR-AMC 结构设计与仿真分析

根据传输线理论, AMC 是一种谐振式结构并可由 LC 谐振电路等效. 当 AMC 发生谐振时反射相位近似为 0° , 同相反射区定义为 $\pm 90^\circ$ 区间. 传统的方形贴片 AMC 只有一个同相反射区, 而通过在其贴片表面开槽改变电流和电场分布, 可以实现新的反射特性 [11].

由于 SRR 结构和 CSRR 结构存在对偶关系 [12], 对于电磁波垂直入射 CSRR 结构的条件下, 当磁场平行于 CSRR 结构开口边时会产生磁谐振, 从而造成传输阻带; 而当电场平行于 CSRR 结构开口边时不会产生谐振现象, 没有传输阻带 [13–16]. 将 CSRR 结构引入 AMC 设计之中, 当 CSRR 非谐振时可视为普通贴片开槽, 能够有效增加电流路径实

现结构小型化; 当 CSRR 谐振时, 相当于在 AMC 结构中引入了新的谐振点, 进而可以产生新的反射相位零点和同相反射区间. 由于 CSRR 具有极化选择特性, 根据这一原理设计的 CSRR-AMC 结构将在 X 和 Y 极化波照射下表现出不同反射相位. 这一特性已经在多频带低 RCS 屏设计中得到应用 [17], 本文将在此基础上提出宽带低 RCS 屏的设计方法. 为此, 在本节中首先对 CSRR-AMC 的特性以及参数对反射相位的影响加以分析.

图 1(a) 给出了设计的 CSRR-AMC 单元结构. 具体尺寸如下: 单元周期 $a = 5.5$ mm, 贴片边长 $p = 5$ mm, CSRR 边长 $m = 4$ mm, 缝隙宽度 $w = 0.5$ mm, 在平行 X 轴的一边开口, 宽度为 $s = 0.3$ mm, 介质板厚度 $h = 2$ mm, 介电常数为 2.65, 上下表面为金属层. 本文只研究电磁波垂直入射条件下 CSRR-AMC 反射相位特性, 利用 Ansoft HFSS 软件中的 Floquet 端口和主从边界模拟无限周期结构, 模型如图 1(b) 所示, 通过仿真得到在不同极化波垂直照射下 CSRR-AMC 结构的反射相位.

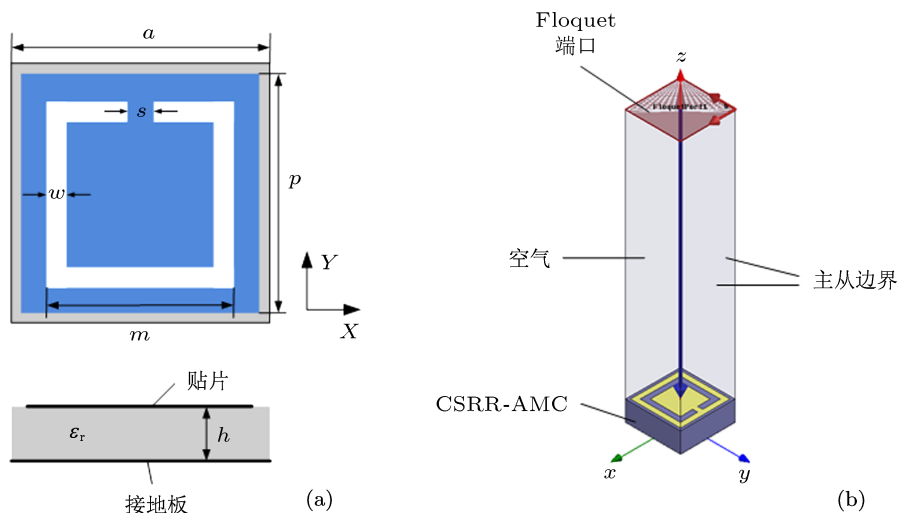


图 1 CSRR-AMC 结构设计及仿真模型设置 (a) CSRR-AMC 单元结构; (b) 仿真模型

2.1 X 极化波照射

图 2(a) 给出了 X 极化波 (电场平行于 X 轴方向) 垂直照射下 CSRR-AMC 单元的反射相位. 从图中可以看出, CSRR-AMC 只有一个同相反射区, 频段为 6.92—8.75 GHz, 反射相位零点为 7.83 GHz, 说明 CSRR 在 X 极化波照射下没有谐振. 此时的 CSRR 可看做在方形贴片表面开方环形槽, 从图 3(a) 给出的电流分布可知, CSRR-AMC 贴片表面电

流沿着 CSRR 外边界流动, 路径得到延长. 与同尺寸方形贴片 AMC 相比, CSRR-AMC 反射相位零点下降 890 MHz, 实现了单元结构的小型化.

2.2 Y 极化波照射

图 2(b) 给出了 Y 极化波 (电场沿 Y 轴方向) 垂直照射下 CSRR-AMC 单元的反射相位. 从图中可以看出, CSRR-AMC 产生了两个同相反射频带, 第

一第二同相反射区分别为 6.35—7.1 GHz 和 9.05—11.1 GHz. 第一反射相位零点为 6.93 GHz, 第二反射相位零点为 10.05 GHz. 从图 3(b) 给出的各反射相位零点的电流分布可以看出, 在 6.93 GHz 时, 表面电流环绕 CSRR 外边界流动, 增加了电流路径,

此时的 CSRR 起到在贴片表面开槽的作用; 在 10.05 GHz 时, CSRR 两侧金属贴片表面电流反向并在开口处向内金属片汇聚, CSRR 产生了强烈的谐振, 由此说明第二同相反射相位区的产生是 CSRR 谐振的结果.

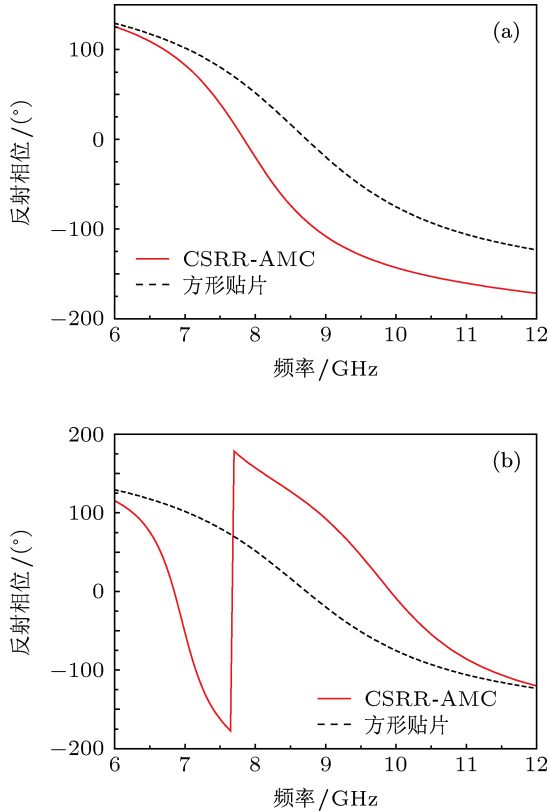


图2 不同极化波照射下 CSRR-AMC 反射相位曲线 (a) X 极化; (b) Y 极化

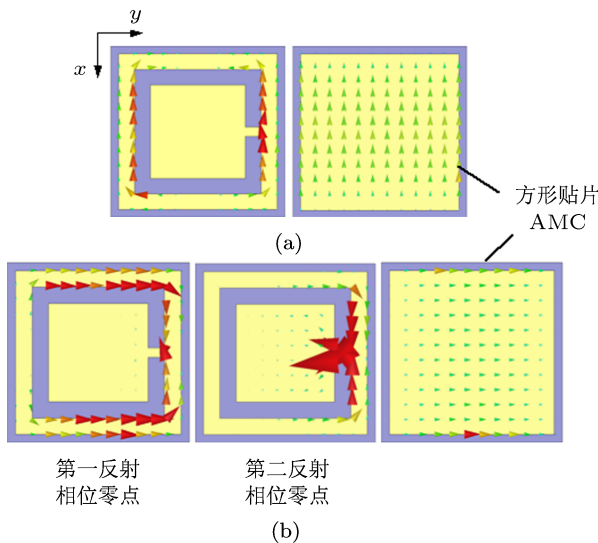


图3 不同极化波照射下反射相位零点处电流分布 (a) X 极化; (b) Y 极化

2.3 CSRR-AMC 结构参数对反射相位的影响

CSRR-AMC 为谐振结构, 可等效为 LC 谐振电路, 谐振频率由 L 和 C 共同决定:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}, \quad (1)$$

其中, L 和 C 的取值与各结构参数有关. 下面分别对 AMC 单元周期 a 、贴片边长 p 、CSRR 开口宽度 s 、边长 m 和缝隙宽度 w 与反射相位的关系加以分析, 在改变某一参数时, 其他参数保持不变.

图 4(a) 为反射相位随周期 a 变化曲线. 从图中可以看出, 随着 a 增大, 两种极化下的反射相位零点均向高频移动. 这是由于 a 增大时贴片间缝隙增大, 等效电容减小, 因此谐振频率上升. 图 4(b) 给出了反射相位随贴片边长 p 变化曲线. 随着 p 增大贴片间缝隙减小, 导致等效电路中的电感和电容值均增大, 在 X 和 Y 极化照射下的反射相位零点降低. 从图 4(c) 给出的不同 CSRR 边长 m 对应的反射相位曲线可知, 由于 m 的增大在 X 极化条件下进一步增加了贴片表面电流路径, 而在 Y 极化条件下增加了等效电路中的电容, 因此反射相位零点位置向低频移动. 在图 4(d) 中, 改变 w 对两极化下反射相位零点均有一定影响, 但规律与改变 m 不同. 对于 X 极化条件和 Y 极化条件第一反射相位零点, 贴片表面电流路径随缝隙宽度增加略微延长, 造成反射相位零点位置向低频移动; 但是对于 Y 极化条件下第二反射相位零点, 缝隙宽度增加减小了等效电路中的电容, 造成反射相位零点位置向高频移动. 图 4(e) 为改变 CSRR 开口宽度 s 对应的反射相位曲线. 与前面几个参数不同的是, 在 X 极化波照射下, 开口没有改变电流路径, 因此对 X 极化下反射相位没有影响; 在 Y 极化波照射下, s 增大导致等效电感减小, 反射相位零点均向高频移动.

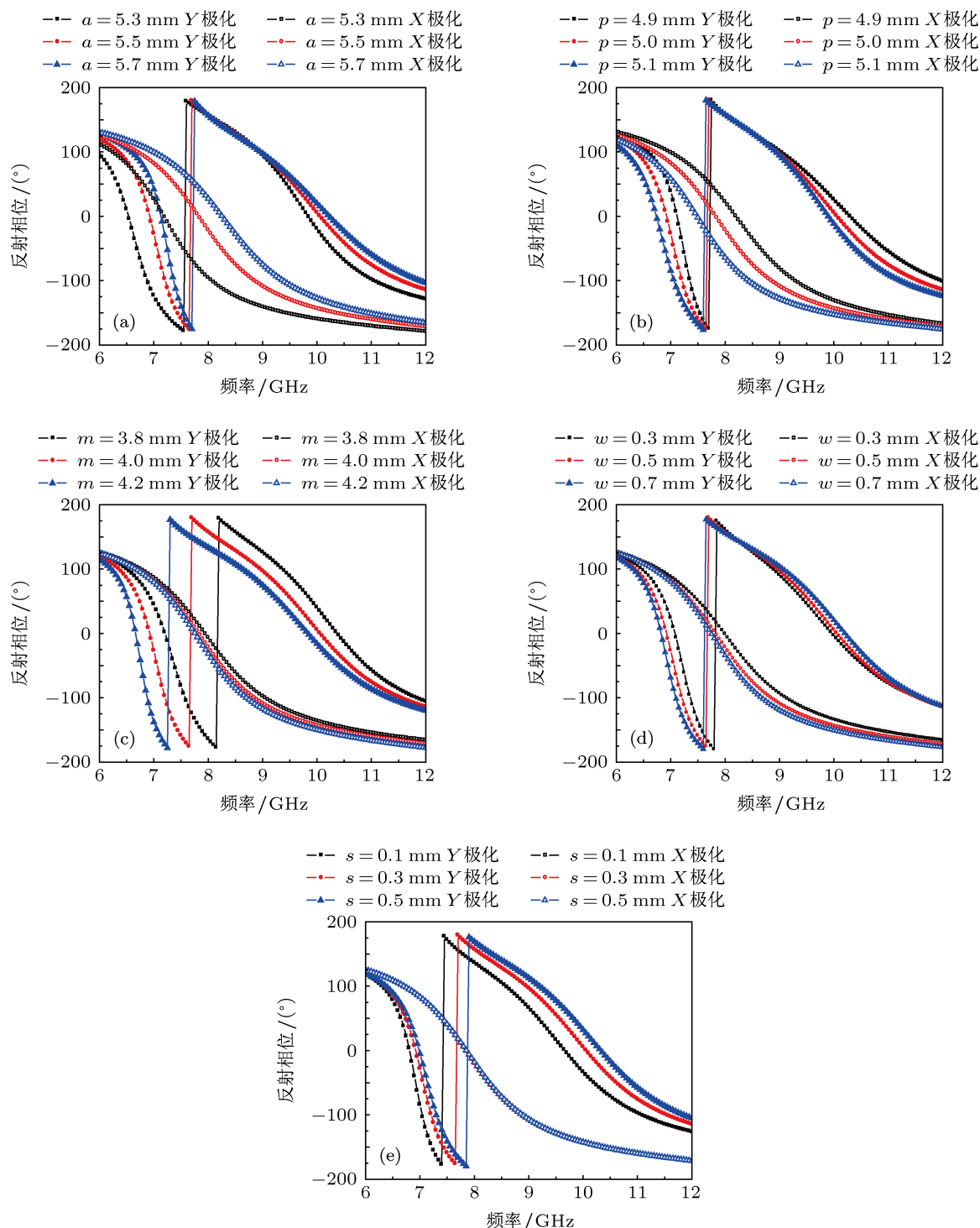


图4 不同 CSRR-AMC 结构参数下的反射相位曲线 (a) 单元周期 a ; (b) 贴片宽度 p ; (c) CSRR 边长 m ; (d) 缝隙宽度 w ; (e) 开口宽度 s

3 正交布阵低 RCS 反射屏设计与仿真分析

3.1 宽带低 RCS 反射屏模型

传统的棋盘型低 RCS 反射屏模型由 PEC 和 AMC 组合构成, 通常采用阵列天线的分析方法对

其工作原理加以研究 [8]. 由于 PEC 反射相位恒为 180° , 为使反射能量在面法线方向抵消, 须利用 AMC 的同相反射特性. 但是由于 AMC 为谐振结构, 同相反射区较窄, 使得有效工作带宽受到很大限制. 现将其推广为更为一般的情况, 即棋盘结构由两种反射相位不固定的 AMC 单元组成, 设为 AMC_1 和 AMC_2 , 如图 5 所示.

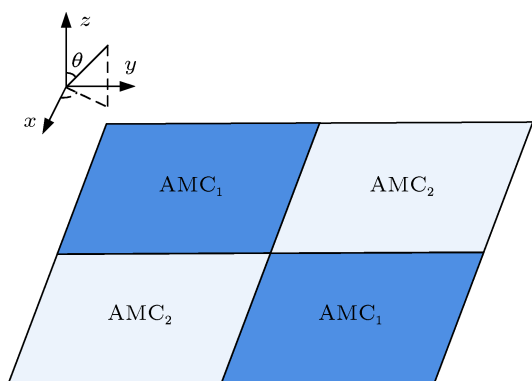


图5 推广的棋盘型低 RCS 反射屏模型

假设 AMC_1 与 AMC_2 在电磁波照射下产生幅度相同的电场, 则两种结构等效辐射场可表示为

$$\mathbf{E}_{AMC_1} = A \cdot e^{j\varphi_1}, \quad (2)$$

$$\mathbf{E}_{AMC_2} = A \cdot e^{j\varphi_2}, \quad (3)$$

其中 A 为表面产生的电场幅度; φ_1 和 φ_2 分别是 AMC_1 和 AMC_2 结构的反射相位. 等效的辐射总场可以表示为

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_{AMC_1} \cdot AF_1 + \mathbf{E}_{AMC_2} \cdot AF_2, \quad (4)$$

式中, AF_1 和 AF_2 为阵因子, 分别为

$$AF_1 = e^{j(kx+ky)d/2} + e^{j(-kx-ky)d/2}, \quad (5)$$

$$AF_2 = e^{j(kx-ky)d/2} + e^{j(-kx+ky)d/2}, \quad (6)$$

其中, $x = \sin \theta \cos \varphi$, $y = \sin \theta \sin \varphi$, θ 和 φ 分别为入射波与 Z 轴和 X 轴的夹角, $k = 2\pi/\lambda$, d 为 AMC_1 和 AMC_2 的中心间距. 现研究电磁波垂直入射, $\theta = 0^\circ$, $\varphi = 0^\circ$ 的情况, 有

$$AF_1 = AF_2 = 2. \quad (7)$$

将 (2), (3), (7) 式代入 (4) 式并化简得到

$$\mathbf{E} = 2A \cdot (e^{j\varphi_1} + e^{j\varphi_2}). \quad (8)$$

将各单元等幅同相情况下的反射场表示为 \mathbf{E}_0 , 则有

$$\mathbf{E}_0 = 4A \cdot e^{j\varphi_1}. \quad (9)$$

若要使棋盘模型较单元同相情况下电磁波反射能量减小 10 dB 以上, 即

$$|\mathbf{E}|^2 / |\mathbf{E}_0|^2 \leq -10 \text{ dB}. \quad (10)$$

将 (8), (9) 式代入上式得

$$\cos(\varphi_1 - \varphi_2) \leq -0.8. \quad (11)$$

由此得到 AMC_1 与 AMC_2 相位差范围

$$143^\circ \leq |\varphi_1 - \varphi_2| \leq 217^\circ. \quad (12)$$

计算可知, 当 $\theta = 0^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ 时同样能够得到以上结果. 因此, 只要 AMC_1 与 AMC_2 相位差满足上述关系, 就能实现棋盘结构在电磁波垂直入射情况下单站 RCS 减缩 10 dB 以上, 带宽可以得到极大扩展. 简单起见, 通常取 $180^\circ \pm 30^\circ$ 范围内的相位差为有效相位差^[18,19], 对应的频率范围称为有效相位差频段.

3.2 正交布阵反射屏设计与分析

通过第二节对 CSRR-AMC 的研究发现, 在 X 和 Y 极化波照射下, CSRR-AMC 具有不同的反射相位曲线. 由此可知, 在同一极化波照射条件下, 相同尺寸正交摆向的 CSRR-AMC 可以等效为不同的 AMC 单元. 如果将 CSRR-AMC 正交化布阵, 并且通过调节 CSRR 参数将较大频段范围内的相位差控制在 $180^\circ \pm 30^\circ$ 之间, 即可实现由单一 AMC 结构组成的宽带低 RCS 反射屏.

从理论分析可知, RCS 减缩 10 dB 频段与有效相位差频段相对应. 为获得最大 RCS 减缩带宽, 应在相位差峰值不超过 210° 的前提下尽量将相位差保持在 150° 以上. 如果峰值超过 210° , 有效相位差频段为多频带. 在 2.3 节中已经分析了各个参数与反射相位的关系, 为直观起见, 将图 4 中不同极化波照射下的反射相位相减得到如图 6 所示的反射相位差曲线. 对比几张图可知, 当参数取不同值时各反射相位差曲线变化规律不同, 但都可以从有效相位差频段观察对 RCS 的影响, 下面以 s 为例加以分析. 从图 6(e) 中可以看出, 随着 s 增大反射相位差第一个峰值减小, 第二个峰值增大. 当 s 取 0.1 mm 和 0.5 mm 时, 相位差峰值超过了 210° , 有效相位差频段为双频带, 分别为 6.97—7.18 GHz, 7.9—9.45 GHz 和 7.25—8.45 GHz, 9.4—10.3 GHz; 当 s 取 0.3 mm 时, 最大峰值为 207° , 有效相位差频段为单一宽频带, 范围是 7.2—10.05 GHz. 采用同样的方法对其他参数分析, 得出最优尺寸取值分别为 $a = 5.5$ mm, $p = 5.0$ mm, $m = 4.0$ mm, $w = 0.5$ mm 和 $s = 0.3$ mm, 此时有效相位差频段即 RCS 减缩 10 dB 频段最宽, 相对带宽达到 33%.

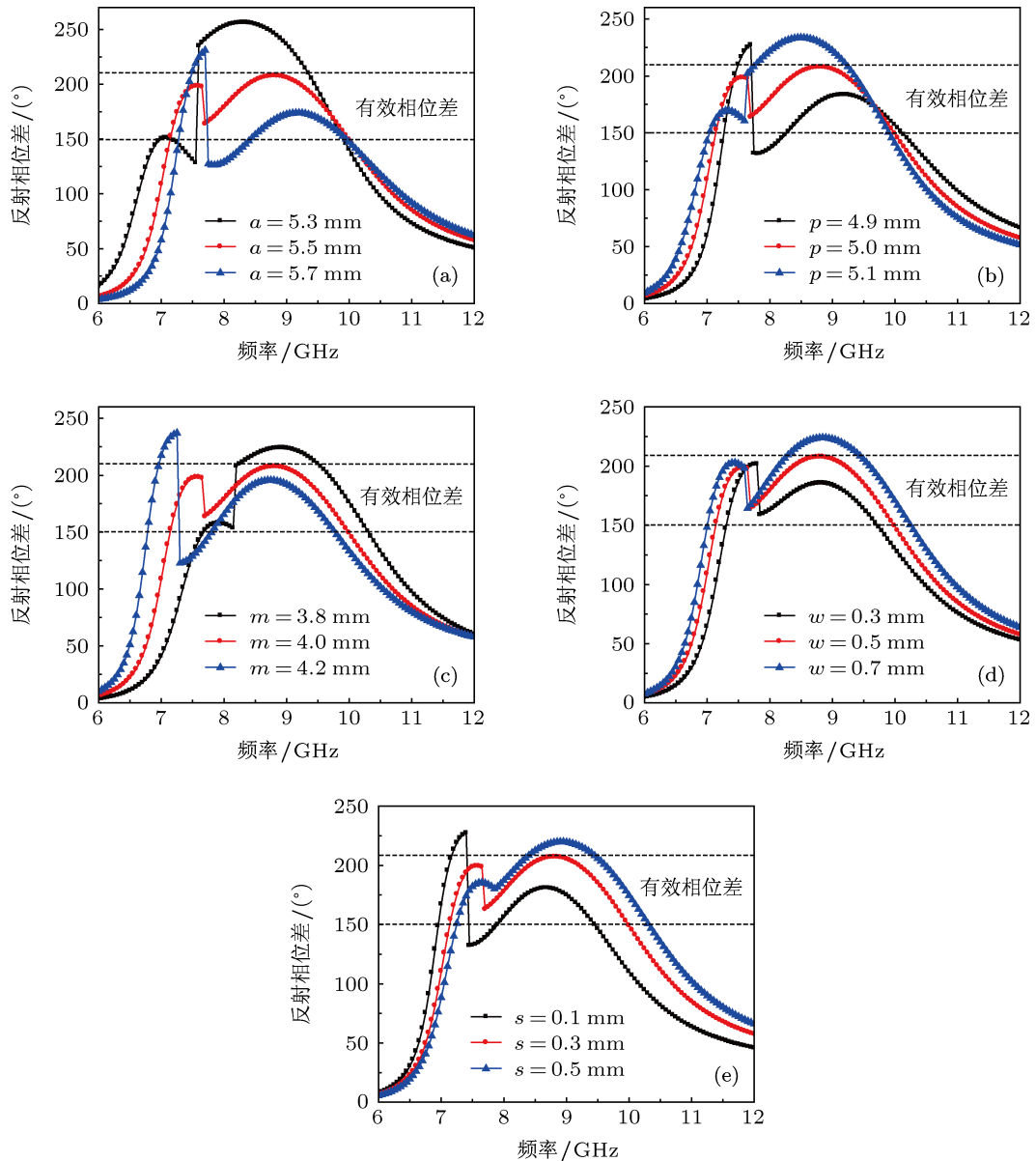


图6 反射相位差曲线 (a) 单元周期 a ; (b) 贴片宽度 p ; (c) CSRR 边长 m ; (d) 缝隙宽度 w ; (e) 开口宽度 s

为验证以上分析, 建立一个 CSRR-AMC 正交布阵单元. 每一个 AMC 块由 4×4 的 CSRR-AMC 单元组成, 各尺寸与上文得出的最优尺寸一致, 并且相邻 AMC 块摆向正交, 如图 7 所示.

图 8 给出了不同极化波垂直照射下的 RCS 曲线. 对于 Y 极化入射波, 除了在 7.8 GHz 附近减缩量小于 10 dB 外, 在 7.12—10.05 GHz 范围内均有大于 10 dB 的减缩效果; 对于 X 极化入射波, 在 7.4 GHz 和 9.2 GHz 附近减缩量超过 10 dB, 在 7.37—10.2 GHz 范围内均有 8 dB 以上的减缩效果. 另外, 从图中还可以看出, 在 7.5 GHz, 8.25 GHz 和 9.75 GHz 附近产生了三个减缩峰值, 与相位差为

180° 的频点基本一致. 分析认为, 其中略微的频差主要是由于反射相位曲线仿真时采用无限周期, 而正交布阵模型采用有限周期所致. 仿真结果较好的验证了设计理论的正确性.

图 9 为正交布阵单元在 Y 极化照射条件下 RCS 三维仿真图. 从图中可以看出, 垂直入射的电磁波能量被散射到对角象限的平分面上, 垂直方向的散射能量较小. 图 10 给出了第一、第三象限平分面上 CSRR-AMC 正交布阵单元与同样大小的金属板后向散射对比. 在 $\theta = \pm 30^\circ$ 时出现两个反射峰值, 其大小为 -12.1 dBsm, $\theta = 0^\circ$ 后向 RCS 值为 -16.9 dBsm, 比金属板减小了 11.9 dB.

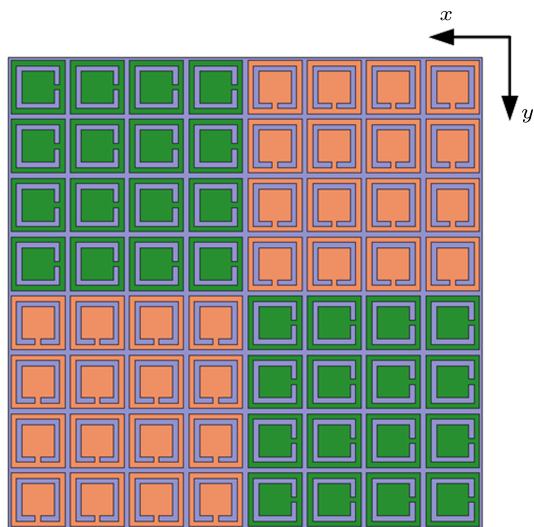


图7 CSRR-AMC 正交布阵单元

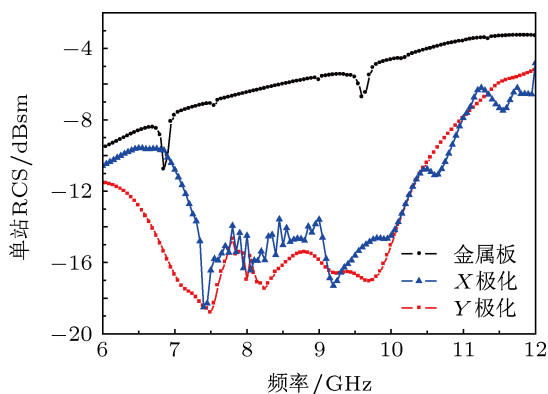


图8 单站 RCS 曲线

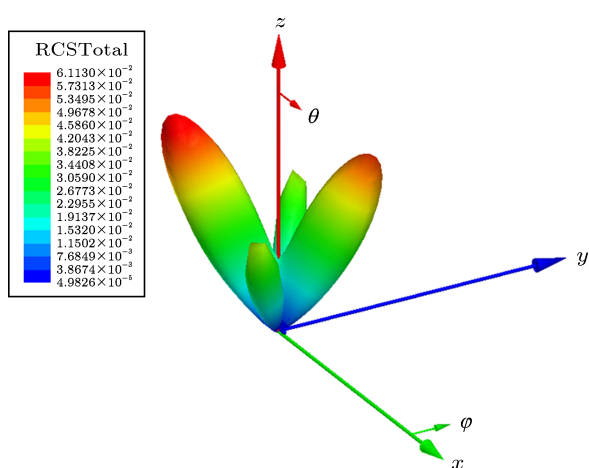


图9 9.75 GHz RCS 三维仿真图

4 样品加工测试

将 5×5 个如图 7 所示的正交布阵单元组成反射屏, 采用印刷电路板技术加工加工实物并进

行测试. 如图 11(a) 所示, 正交布阵反射屏大小为 $220 \text{ mm} \times 220 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$, CSRR-AMC 单元尺寸与图 1 中参数相同. 介质板采用介电常数为 2.65 的 F4B-2 聚四氟乙烯板材. 利用矢量网络分析仪 (AgilentN5230C)、两个 1—18 GHz 宽带喇叭天线等微波器件, 建立如图 11(b) 所示的实验测试系统 [20,21]. 两个喇叭分别作为收发天线, 接在矢量分析仪的两个端口上. 摆放时保证喇叭口指向待测物体中心, 并在待测物体后方放置吸波材料. 分别对金属屏和 CSRR-AMC 反射屏进行测试, 得到反射率曲线.

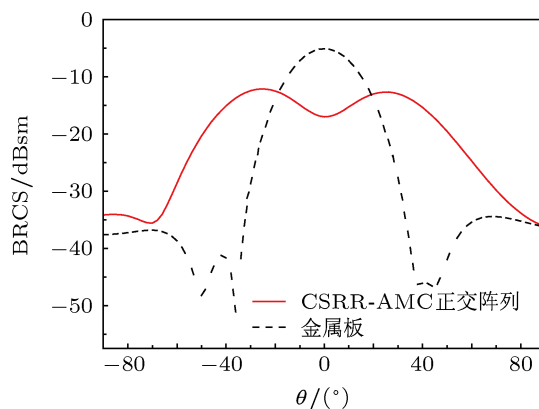
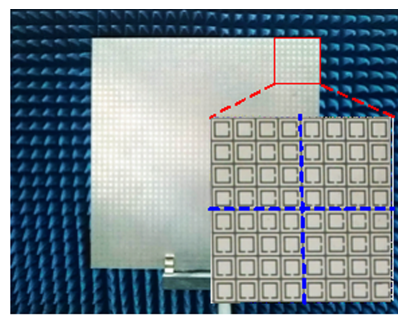
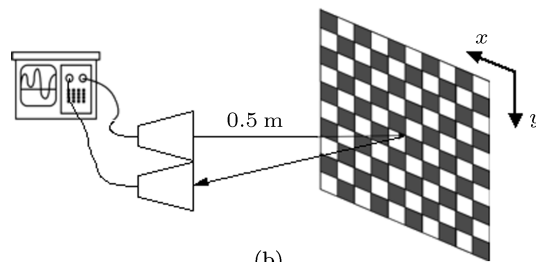


图10 $\phi = 45^\circ$ 平面双站 RCS



(a)



(b)

图11 测试样品和实验设置 (a) 反射屏实物; (b) 测试装置示意图

从图 12 给出的实测反射率曲线可以看出, 在 7.38—10.47 GHz 范围内, 除了个别频点外, RCS 减缩量均

在 10 dB 以上, 相对带宽达到了 34.6%. 其中, 在 7.44 GHz, 8.73 GHz, 9.69 GHz 处出现减缩峰值, 与仿真结果接近. 分析认为频率和幅值的差异是由于实物加工误差和摆放位置偏差造成的. 通过多次测量对比, 得到测试与仿真结果较为符合, 验证了该设计方法的可行性.

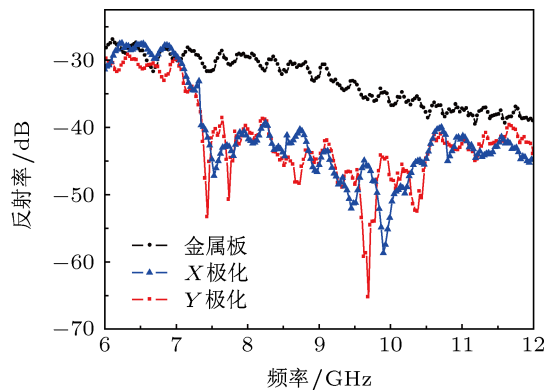


图 12 实测反射率曲线

5 结论

本文将互补开口谐振环与人工磁导体结合, 提出了一种对入射波极化敏感的人工磁导体. 研究发现, 在 X 极化波和 Y 极化波照射下, 新型人工磁导体分别表现出小型化和多频带特性, 并且通过调节互补开口谐振环参数可方便控制不同极化条件下的相位差. 将新型人工磁导体正交化布阵, 实现单一结构下的宽频带相位对消, 有效降低了后向 RCS. 从 CSRR 的特性可以推测出目前提出的人工磁导体结构具有入射角敏感特性, 反射相位将随着入射角改变发生偏移, 进而影响相位对消效果, 如何提升材料入射角稳定性是下一步值得研究的问题. 另外, 还可以设计其他极化选择 AMC 结构替代 CSRR-AMC, 进一步展宽工作带宽. 由于该材料具有重量轻, 利于共形, 无能量吸收等特点, 因此可在低 RCS 天线设计中得到应用.

- [1] Ronald L F, Michael T M 1988 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **36** 1443
- [2] Sievenpiper D, Zhang L J, Broas R F J, Alex'opolous N G, Yablonovitch E 1999 *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **47** 2059
- [3] Simovski C R, Maagt P, Tretyakov S A 2004 *Electron. Lett.* **40** 92
- [4] Simovski C R, Maagt P, Melchakova I V 2005 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **53** 908
- [5] Gao Q, Yin Y, Yan D B, Yuan N C 2005 *Electron. Lett.* **41** 936
- [6] Simms S, Fusco V 2006 *Electron. Lett.* **42** 1197
- [7] Costa F, Monorchio A, Manara G 2010 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **58** 1551
- [8] Paquay M, Iriarte J C, Ederra I, Gonzalo R, de Maagt P 2007 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **55** 3630
- [9] Iriarte J C, Martinez de Falcón J L, Maestrojuan I 2011 *Proceedings of the 5th EUCAP* 1322
- [10] 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]
- [11] Chen X, Li L, Liang C H 2010 *IEEE Antennas and Wireless Propagation Magazine* **9** 3
- [12] Falcone F, Lopetegi T, Baena J D 2004 *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* **14** 280
- [13] Marqués R, Medina F, Rafii-El-Idrissi R 2004 *Phys. Rev. B* **65** 144441
- [14] Smith D R, Gollub J, Mock J J 2006 *Appl. Phys.* **10** 024507
- [15] Peng L, Ruan C L, Li Z Q 2010 *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* **20** 489
- [16] Chen J, Zhang A X, Tian C M 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 024102 (in Chinese) [陈娟, 张安学, 田春明 2012 物理学报 **61** 024102]
- [17] Yao X, Cao X Y, Gao J, Yang Q 2012 *Progress In Electromagnetics Research Lett.* **32** 15329844
- [18] Fu Y Q, Li Y Q, Yuan N C 2011 *Microw. Opt. Technol. Lett.* **53** 712
- [19] Zhang Y 2011 *Ph.D. Dissertation* (Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China) (in Chinese) [张泳 2011 博士学位论文 (成都: 电子科技大学)]
- [20] Liu Y C, Liu C Y, Kuei C P 2005 *Microw. Opt. Technol. Lett.* **48** 449
- [21] Yuri A M, Elena de Cos, Fernando L H 2011 *IEEE Antennas and Propagation Magazine* **52** 100

A wideband low RCS reflection screen based on artificial magnetic conductor orthogonal array*

Zhao Yi[†] Cao Xiang-Yu Gao Jun Yao Xu Ma Jia-Jun
Li Si-Jia Yang Huan-Huan

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

(Received 13 March 2013; revised manuscript received 16 April 2013)

Abstract

Based on the electromagnetic properties of complementary split ring resonator (CSRR), a novel artificial magnetic conductor (AMC), CSRR-AMC, is designed. The comparison of the reflection phase with square patch AMC reveals its features of miniaturization and multiband in-phase reflection, under X- and Y-polarized normal incident waves, respectively. Inspired by the reflection phase difference under different incident conditions, we have designed a wideband low radar cross-section (RCS) reflection screen with a single CSRR-AMC structure. The CSRR-AMC arrays are orthogonally positioned and the backscattering energy is reduced as a result of phase cancellation. Measured results demonstrate that -10dB RCS reduction is achieved in a wide frequency range of 7.38—10.47 GHz and the relative bandwidth is 34.6%, providing a new method for the design of wideband low scattering structure.

Keywords: AMC, phase cancellation, wideband, RCS reduction

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

DOI: 10.7498/aps.62.154204

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 60671001, 61271100), the Key Program of Natural Science Basic Research of Shanxi Province, China (Grant No. 2010JZ010), and the Natural Science Basic Research of Shanxi Province, China (Grant Nos. SJ08-ZT06, 2012JM8003).

[†] Corresponding author. E-mail: 519763316@qq.com