

### 一种新型的低散射微带天线阵设计

兰俊祥 曹祥玉 高军 韩江枫 刘涛 丛丽丽 王思铭

#### Novel design of microstrip antenna array with low scattering performance

Lan Jun-Xiang Cao Xiang-Yu Gao Jun Han Jiang-Feng Liu Tao Cong Li-Li Wang Si-Ming

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 68, 034101 (2019) DOI: 10.7498/aps.68.20181708

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.68.20181708>

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

---

### 您可能感兴趣的其他文章

#### Articles you may be interested in

#### 一种高增益低雷达散射截面的新型圆极化微带天线设计

A novel circularly polarized patch antenna with low radar cross section and high-gain

物理学报. 2015, 64(22): 224219 <https://doi.org/10.7498/aps.64.224219>

#### 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 <https://doi.org/10.7498/aps.64.084101>

#### 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

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

物理学报. 2016, 65(13): 134205 <https://doi.org/10.7498/aps.65.134205>

#### 基于超材料吸波体的低雷达散射截面波导缝隙阵列天线

Low-RCS waveguide slot array antenna based on a metamaterial absorber

物理学报. 2015, 64(9): 094102 <https://doi.org/10.7498/aps.64.094102>

#### X波段微带余割平方扩展波束天线阵赋形优化遗传算法研究

Research on X band extended cosecant squared beam synthesis of micro-strip antenna arrays using genetic algorithm

物理学报. 2015, 64(11): 110504 <https://doi.org/10.7498/aps.64.110504>

## 一种新型的低散射微带天线阵设计\*

兰俊祥 曹祥玉<sup>†</sup> 高军<sup>‡</sup> 韩江枫 刘涛 丛丽丽 王思铭

(空军工程大学信息与导航学院, 西安 710077)

(2018年9月13日收到; 2018年10月30日收到修改稿)

本文将电磁表面 (electromagnetic surface, EMS) 的设计思想引入到微带天线阵的设计中, 在设计天线单元的同时, 也将其作为 EMS 单元兼顾其反射特性. 通过在矩形辐射贴片上开弧形缺口, 得到一种新的单元结构, 该单元可与原始 EMS 单元之间形成  $180^\circ \pm 30^\circ$  有效相位差, 且作为天线单元时与原始天线工作在相同谐振模式、相同频带. 将两种单元以棋盘形式构成组合天线阵, 在两个极化下分别基于相位抵消原理和吸波原理实现了雷达散射截面 (radar cross section, RCS) 减缩. 实测与仿真结果表明: 相较于等大小的金属板, 在  $x$  极化波照射下, 天线阵在 5.6—6.0 GHz 实现了 6 dB 以上的 RCS 减缩, 相对带宽为 10.1%; 在  $y$  极化波照射下, 天线阵在 5.0—7.2 GHz 实现了 6 dB 以上的 RCS 减缩, 相对带宽为 24%. 同时由于两种单元在辐射上具有较好的一致性, 使得组合天线阵的辐射性能得以保持. 该方法有效解决了天线阵辐射和散射难以兼顾的矛盾, 为其他形式的低散射天线阵的设计提供了新的方法与思路.

**关键词:** 微带天线阵, 低散射, 电磁表面**PACS:** 41.20.Jb, 42.25.Bs, 73.20.Mf**DOI:** 10.7498/aps.68.20181708

## 1 引言

随着电子战的快速发展, 隐身领域成为各国争相研究的重要战略领域. 天线作为诸多作战平台上不可或缺的一部分, 其重要性不言而喻. 但天线作为目标系统的强辐射和散射源, 其自身的雷达散射截面 (radar cross section, RCS) 给隐身平台尤其是低可探测平台的 RCS 贡献很大<sup>[1]</sup>. 因此, 降低平台上天线自身的 RCS 迫在眉睫. 传统方法通过外形结构设计、涂覆吸波材料<sup>[2-4]</sup>等手段在一定程度上实现了 RCS 减缩, 但对天线的辐射性能有一定的影响. 电磁表面 (electromagnetic surface, EMS) 是一种影响电磁波传播特性的超薄界面, 其定义为纵向尺寸 (剖面厚度) 远小于波长, 横向尺寸 (表面口径大小) 处于亚波长到一个波长之间, 且对电磁波具有散射、透射或者吸收作用的周期或非周期人

工结构. EMS 所包含的范围非常广泛, 包括具有完美吸波特性的吸波体 (metamaterial absorber)、具有同向反射特性的人工磁导体 (artificial magnetic conductor, AMC)、具有空间滤波特性的频率选择表面 (frequency selective surface, FSS)、具有极化转换特性的极化旋转表面 (polarization rotation surface, PRS) 等<sup>[5-13]</sup>. 随着 EMS 的发展, 其在减缩单个天线 RCS 上的成功应用<sup>[14-16]</sup>也给减缩天线阵列 RCS 提供了参考.

文献<sup>[17]</sup>通过采用带阻型 FSS 取代  $2 \times 2$  天线阵的金属地板, 在 4.0—16.5 GHz 范围内有效降低了天线阵的 RCS. 文献<sup>[18]</sup>通过利用多种单元构造新型的 PRS, 并以共地板共基板的方式将其加载在  $2 \times 2$  贴片阵列周围, 在保持辐射特性基本不变的情况下, 在 6.0—7.6 GHz 和 9.5—26.0 GHz

\* 国家自然科学基金 (批准号: 61471389, 61501494, 61671464, 61701523) 和陕西省自然科学基金 (批准号: 2017JM6025, 2018JM6040) 资助的课题.

<sup>†</sup> 通信作者. E-mail: [xiangyucaokdy@163.com](mailto:xiangyucaokdy@163.com)

<sup>‡</sup> 通信作者. E-mail: [gjgj9694@163.com](mailto:gjgj9694@163.com)

范围内实现了天线的 RCS 减缩. 文献[19]将有效相位差的 EMS 排布在  $2 \times 2$  微带天线阵周围, 在 6.2—7.3 GHz 范围内有效减缩了天线 RCS. 2018 年, Zhang 等[20]将两种 AMC 结构放置在微带天线阵下方, 并利用编码思想优化布阵, 在 6.0—13.4 GHz 宽带范围内实现了 RCS 减缩. 尽管已有较多文献通过加载 EMS 实现了天线阵的 RCS 减缩, 但在设计时, EMS 单元和天线阵设计各自独立, 且所研究的对象大多偏向于小规模阵列, 对于更大规模阵列天线的 RCS 减缩问题研究较少.

本文针对较大规模微带天线阵的辐射与散射难以同时兼顾的难题, 在设计天线单元时, 引入 EMS 的设计思想, 单元结构既作为天线单元, 又作为 EMS 单元. 在矩形贴片天线研究的基础上, 通过结构优化演变设计了另一种与原始天线单元工作在相同模式、相同频段的单元, 并与其形成有效相位差. 通过将两种单元以棋盘形式布阵组成  $4 \times 4$  天线阵, 在  $y$  极化下, 实现了基于相位抵消原理的 RCS 减缩, 在  $x$  极化下, 采用加载匹配负载的方式实现了基于吸波原理的 RCS 减缩. 由于两种天线单元在辐射性能上具有较好的一致性, 使得组合天线阵同样具有优良的辐射性能.

## 2 单元设计与分析

C 波段微带天线已广泛应用于卫星通信、导航、气象勘察、无线电卫星定位等领域[21,22], 因此本文在基于有限元法的商用电磁仿真软件 Ansoft HFSS 中建模并设计了一个工作在 5.8 GHz 的微带天线. 单元结构如图 1(a) 所示, 天线单元大小

$p$  为 25 mm ( $0.48\lambda$ ,  $\lambda$  为 5.8 GHz 对应的波长), 介质板采用介电系数  $\epsilon_r$  为 2.65, 介质损耗  $\tan \delta_r$  为 0.001 的聚四氟乙烯玻璃布板, 厚度  $t = 3.0$  mm. 矩形贴片的长边  $l_1 = 13.6$  mm, 窄边  $w_1 = 14.4$  mm, 天线馈电点的位置离中心的距离  $s_1 = 2.9$  mm, 为便于描述, 该单元作为天线单元时称为 E1.

在主从边界条件和 Floquet 端口激励下, 对单元 1 作为 EMS1 的反射特性进行仿真, 结果如图 2 所示. 在  $x$  极化下, EMS1 加载 50  $\Omega$  匹配负载后, 反射幅度大幅降低, 存在较高的吸波率, 其最小反射幅度对应频点接近 E1 的谐振点 5.8 GHz. 在  $y$  极化下, 加载前后, EMS1 反射幅度始终接近于 1, 类似全反射, 反射相位没有变化. 由以上分析可知, 匹配负载的引入仅对  $x$  极化下的反射抑制有所改善, 而对  $y$  极化下的反射特性影响较小, 因此  $y$  极化下的全反射急需得到抑制. 在此基础上, 分析了加载匹配负载后, 不同参数对 EMS1 反射特性的影响, 结果如图 3 所示. 由图 3(a) 和图 3(b) 可知,  $x$  极化波照射下, 随着  $l_1$  的增加, 吸波频点逐渐向低频移动, 相位也随之向低频偏移,  $l_1$  对  $y$  极化下的反射幅度和相位影响很小. 据图 3(c) 和图 3(d) 可知, 馈电位置  $s_1$  对  $x$  极化下的反射幅度影响较大, 相位影响较小, 对  $y$  极化下的反射幅度和相位影响均很小. 如图 3(e) 和图 3(f) 所示,  $w_1$  对两个

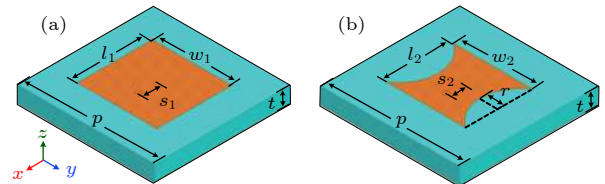


图 1 单元三维结构示意图 (a) 单元 1; (b) 单元 2  
Fig. 1. Geometry of (a) element 1 and (b) element 2.

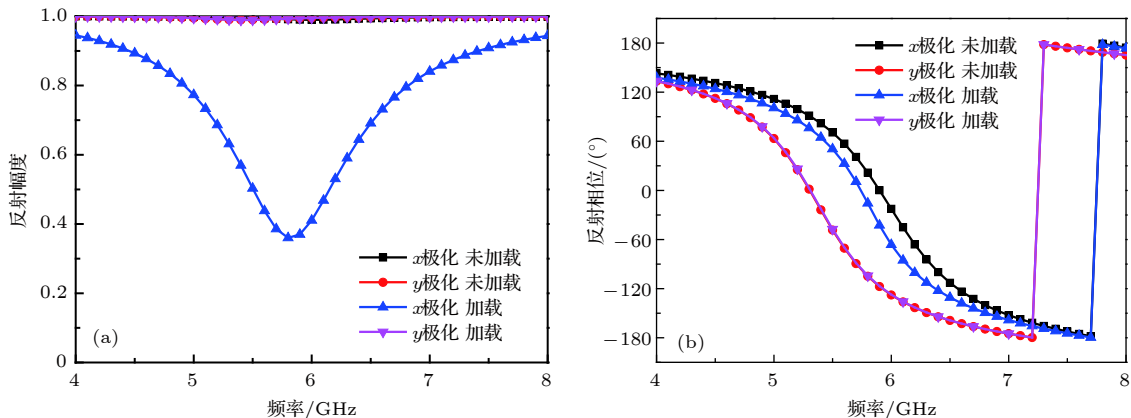


图 2 匹配负载对 EMS1 反射特性的影响 (a) 反射幅度; (b) 反射相位

Fig. 2. Reflection characteristics with and without matching load: (a) Reflection magnitude; (b) reflection phase.

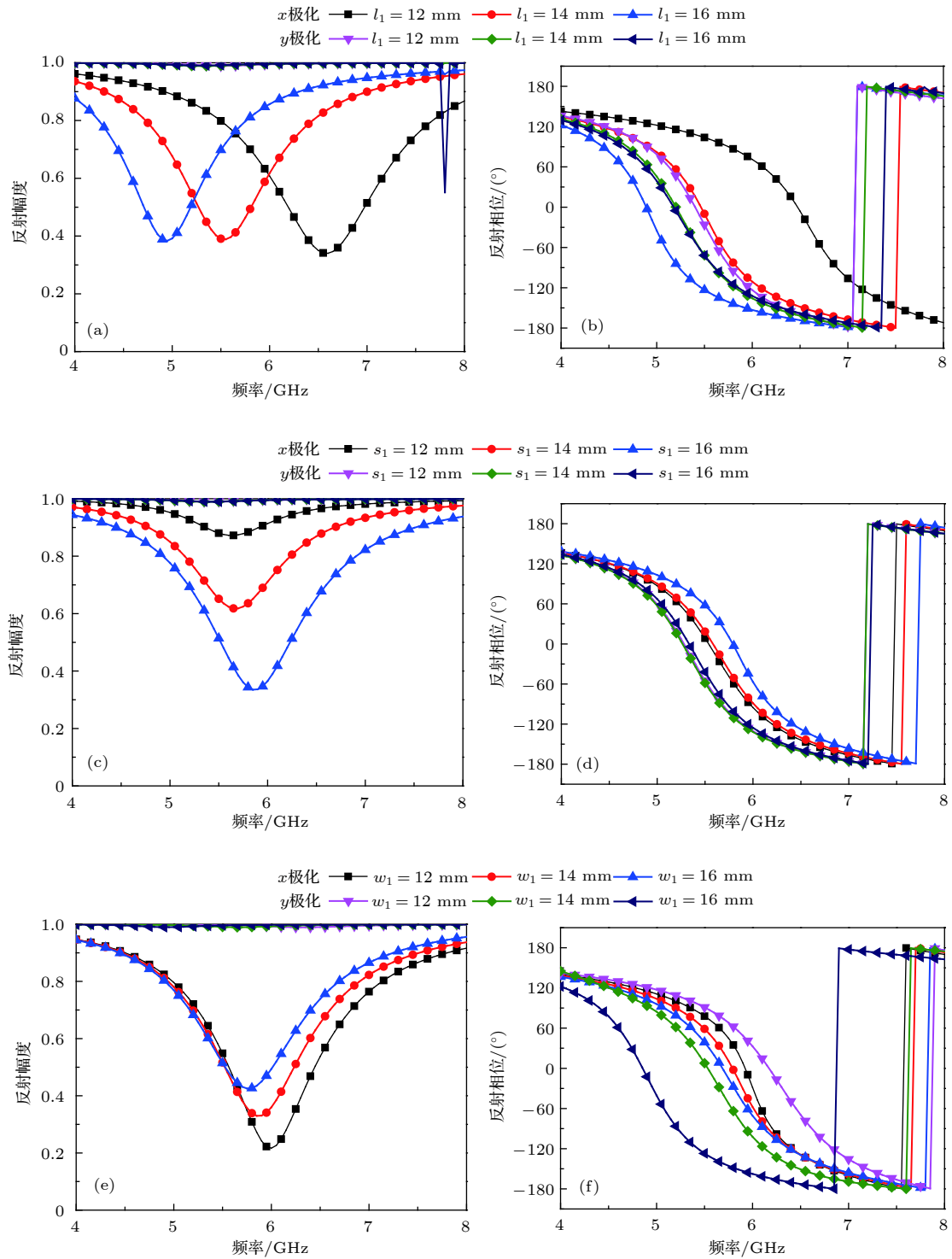


图3 不同参数对EMS1反射特性的影响 (a)  $l_1$ 对反射幅度的影响; (b)  $l_1$ 对反射相位的影响; (c)  $s_1$ 对反射幅度的影响; (d)  $s_1$ 对反射相位的影响; (e)  $w_1$ 对反射幅度的影响; (f)  $w_1$ 对反射相位的影响

Fig. 3. Effects of various parameters on reflection performance: Effects of  $l_1$  on (a) reflection magnitude and (b) phase; effects of  $s_1$  on (c) reflection magnitude and (d) phase; effects of  $w_1$  on (e) reflection magnitude and (f) phase.

极化下的反射幅度影响较小, 但对  $y$  极化下的反射相位影响却很大.

根据以上分析, 为了使由两种单元组合的阵列在  $y$  极化入射波下实现基于相位对消原理的

RCS 减缩, 在矩形贴片上开口设计单元 2 是较好的方法, 其目的在于减小窄边  $w_1$  在  $y$  方向上的等效长度, 使  $y$  极化下的反射相位向高频移动, 从而与 EMS1 之间形成有效相位差. 故通过在矩形贴

片上开弧形缺口, 分析开口对天线反射系数及对  $y$  极化入射波下反射相位的影响, 结果如图 4 所示. 由图 4 可知, 开口后天线相对带宽几乎不变, 工作频带稍向低频移动, 而在  $y$  极化下的反射相位则向高频移动, 故开口有利于相位向高频偏移以便与原始单元之间形成有效相位差. 之后通过优化天线矩形辐射贴片的长边、窄边及开口的深浅  $r$  和馈电点位置  $s_2$ , 得到了既使 E2 与 E1 工作在相同频段, 又使 EMS2 在  $y$  极化下与 EMS1 存在有效相位差的最终结构, 如图 1(b) 所示. 具体参数如下:  $l_2 = 12.0$  mm,  $w_2 = 14.3$  mm,  $s_2 = 2.3$  mm,  $r = 3.8$  mm.

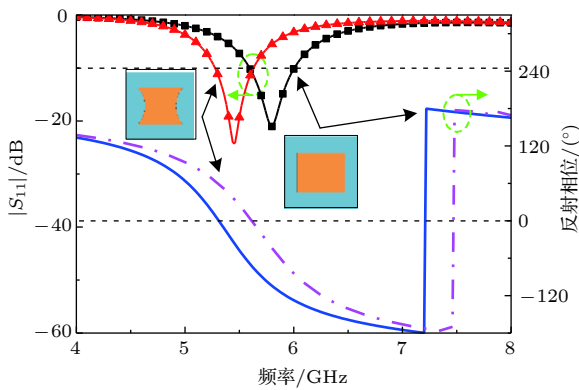


图 4 弧形缺口对天线  $|S_{11}|$  及  $y$  极化下反射相位的影响  
Fig. 4. Influences of arc-shaped structure on reflection coefficient  $|S_{11}|$  and reflection phase.

图 5(a) 给出了优化后两种天线的  $|S_{11}|$  曲线, E2 仍在 5.8 GHz 处谐振, 谐振带宽 (5.2%) 相较于 E1 (6.9%) 略有缩减. 图 5(b) 给出了在谐振点 5.8 GHz 的方向图, 二者无论是  $xoz$  面还是  $yoze$  面都近乎完全重合, 故 E2 与 E1 在辐射性能上具有较好的一致性. 当两种单元作为 EMS 时, 其对应

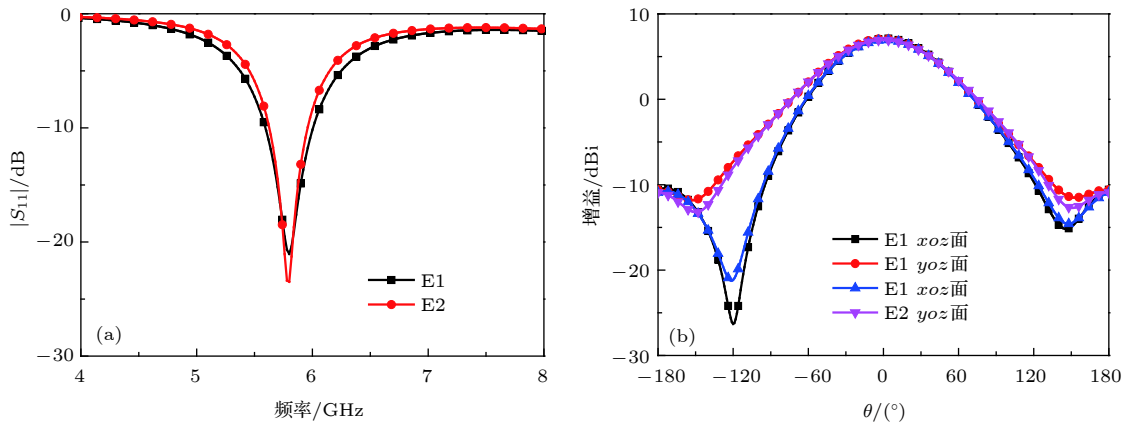


图 5 天线单元辐射特性 (a)  $|S_{11}|$ ; (b) 方向图

Fig. 5. Radiation properties of two elements: (a) Reflection coefficients  $|S_{11}|$ ; (b) two-dimensional radiation patterns at 5.8 GHz.

的反射特性如图 6 所示. 在  $x$  极化下, 二者均存在较高的吸波率, 相位曲线差别不大, 不存在有效相位差. 而在  $y$  极化下, 都近乎全反射, 但在 5.5—6.9 GHz 存在有效相位差, 基本满足相位对消的条件.

为了进一步说明这种开口方式的机理, 图 7 给出了两种单元在辐射边界条件下的表面电场分布和在主从边界条件下的表面电流分布. 由图 7(a) 和图 7(b) 可知, E1 辐射贴片两窄边电场方向相反, 开缺口后, E2 窄边两端的电场方向仍互为反向, 天线的主模激励  $TM_{10}$  模没有发生改变. 在  $y$  极化波照射下, EMS1 和 EMS2 在各自零反射相位频点 (5.24 和 6.86 GHz) 的表面电流分布如图 7(c) 和图 7(d) 所示, 由于 EMS2 金属贴片在  $y$  方向上的实际物理尺寸减小, 使电流流动路径变短, 因此 EMS2 的谐振频率向高频偏移, 从而与 EMS1 之间形成了有效相位差.

### 3 低散射微带天线阵的设计与分析

采用  $2 \times 2$  的单元块以棋盘布阵方式设计组合天线阵, 为便于描述, 对阵列中的天线单元进行编码, 具体编码方式如图 8 所示.

取阵列中间四个单元作为对比, 即取 E22, E23, E32, E33. 图 9(a) 给出了这四个天线单元的  $|S_{11}|$ , 可以看出,  $|S_{11}|$  曲线几乎重合, 均在 5.8 GHz 产生谐振. 图 9(b) 给出了增益特性曲线, 可以看出, 阵列在工作频带内, 增益始终在 16 dBi 以上. 图 9(c) 和图 9(d) 给出了在 5.8 GHz 的方向图, 可知在主瓣方向天线阵交叉极化远小于主极化. 以上分析验证了两种具有相同谐振模式, 且工作频带几乎相同的天线单元组合布阵后, 也拥有良好的辐射特性.



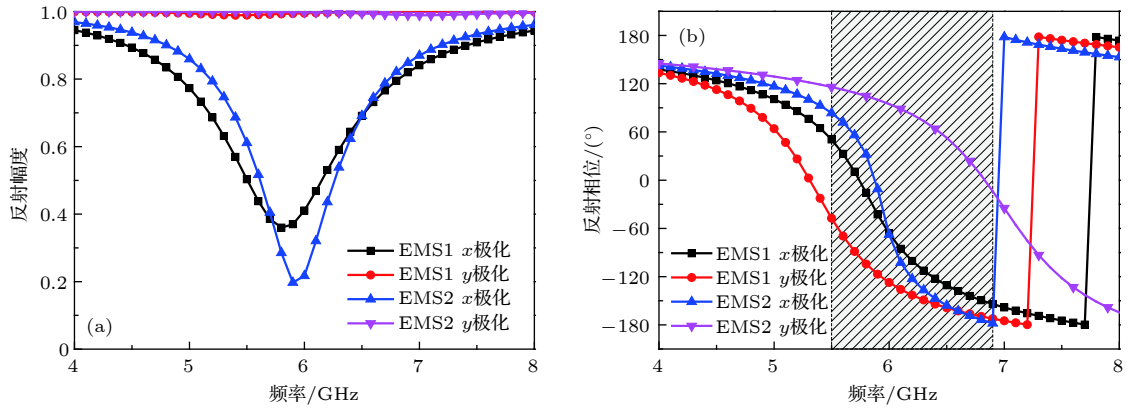


图 6 EMS 反射特性 (a) 反射幅度; (b) 反射相位

Fig. 6. Reflection characteristics of two elements: (a) Reflection magnitude; (b) reflection phase.

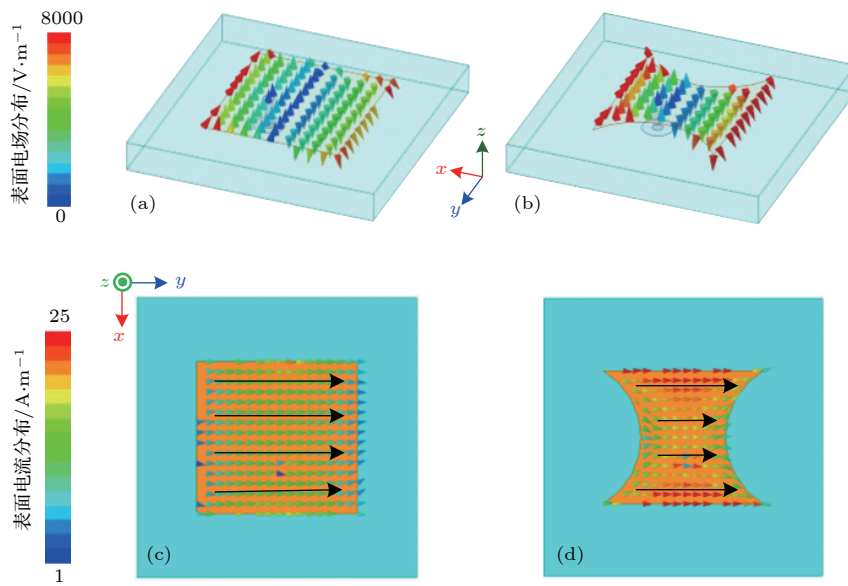


图 7 表面电场与电流分布 (a) E1 在 5.8 GHz 的表面电场分布; (b) E2 在 5.8 GHz 的表面电场分布; (c) EMS1 在 5.24 GHz 的表面电流分布; (d) EMS2 在 6.86 GHz 的表面电流分布

Fig. 7. Surface *E*-field distributions at 5.8 GHz of (a) E1 and (b) E2; surface current distributions (c) at 5.24 GHz of EMS1 and (d) at 6.86 GHz of EMS2.

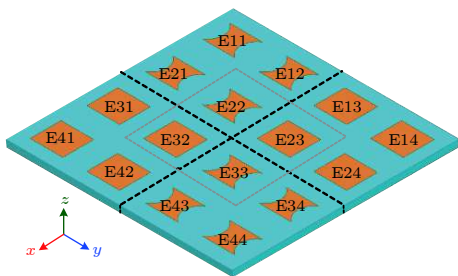


图 8 设计天线阵的模型示意图

Fig. 8. Schematic geometry of the proposed antenna array

图 10 给出了天线阵列的单站 RCS, 并与等大小金属板的 RCS 比较. 在入射波垂直入射时, *x* 极化下, 天线阵在谐振点 5.8 GHz 处具有较强的反射抑制, 相较于金属板, 在 5.6—6.2 GHz 范围内实现

了 6 dB 以上的 RCS 减缩, 覆盖天线工作频段 5.6—6.0 GHz. *y* 极化下, 天线阵在 5.5—7.0 GHz 范围内实现了 6 dB 以上的 RCS 减缩, 相对带宽为 24%. 在入射波斜 30° 照射下的镜像双站 RCS 如图 11 所示, *x* 极化下, 所设计的天线阵在带内仍可有减缩 6 dB 以上, *y* 极化下, 在 5.5—7.0 GHz 仍有 5 dB 以上的 RCS 减缩.

为了直观地说明两种极化下 RCS 减缩的机理不同, 图 12 给出了在入射波垂直入射时 5.8 GHz 处不同极化下的三维散射方向图. 可以看出, 设计天线阵在 *x* 极化下的反射波峰明显小于金属板, 在整个角域内的能量都得到了降低, 故在 *x* 极化下的 RCS 减缩是基于匹配负载的吸收. *y* 极化下, 设

计天线阵在  $\varphi = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ$  和  $315^\circ$  平面出现强散射峰, 散射能量被分散到四个对角线区域, 同时在鼻锥方向的反射能量较小, 说明在  $y$  极化下, 设计天线阵的 RCS 减缩是基于相位抵消.

基于以上分析可知, 设计天线阵具有较好的辐射和散射性能. 此外, 就本文所设计天线阵的辐射性能和物理尺寸与其他文献[17—20]中报道的低

散射微带天线阵进行了比较, 结果如表 1 所列, 表中  $\lambda$  表示天线谐振点处对应的波长. 通过与已有文献相比可知, 本文所设计天线阵的规模相对较大, 阵元间隔较小; 单元组阵后, 阵列的尺寸相对较小; 能保持较好的辐射性能, 带内的散射性能同时得到了有效改善; 且采用了辐射散射一体化设计思想, 易于实现.

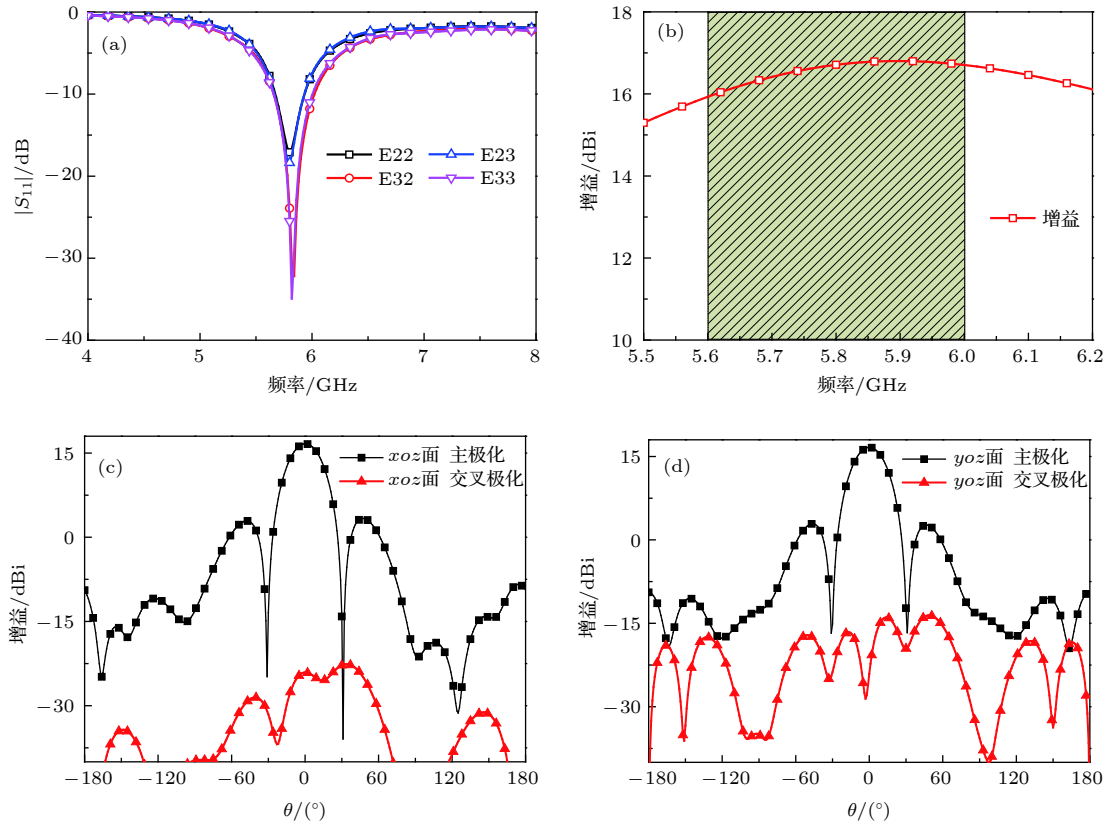


图 9 仿真天线阵辐射性能 (a)  $|S_{11}|$ ; (b) 增益; (c) 5.8 GHz 处  $xoz$  面辐射方向图; (d) 5.8 GHz 处  $yo z$  面辐射方向图

Fig. 9. Simulated radiation properties of proposed antenna array: (a) Reflection coefficients  $|S_{11}|$ ; (b) gain; two-dimensional radiation patterns at 5.8 GHz for (c)  $xoz$  plane; (d)  $yo z$  plane.

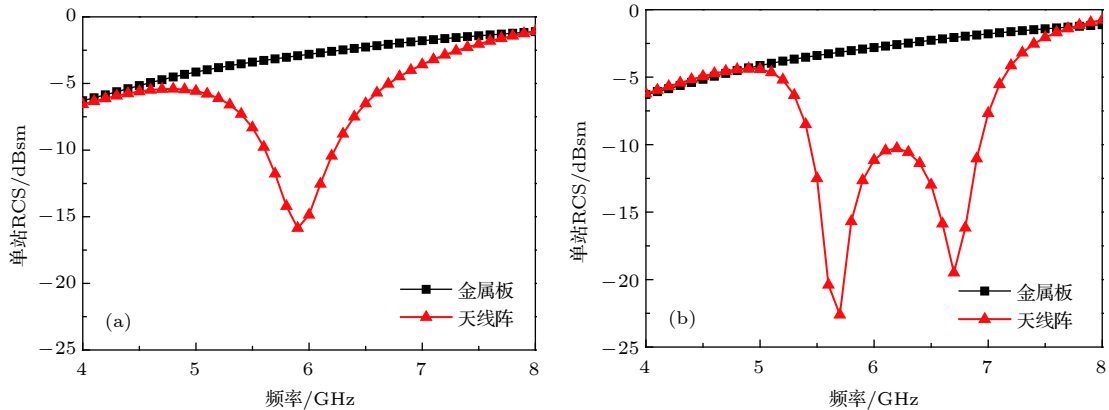


图 10 电磁波垂直入射时天线阵单站 RCS (a)  $x$  极化; (b)  $y$  极化

Fig. 10. Simulated scattering properties of antenna array under normal incidence: (a)  $x$ -polarization; (b)  $y$ -polarization.

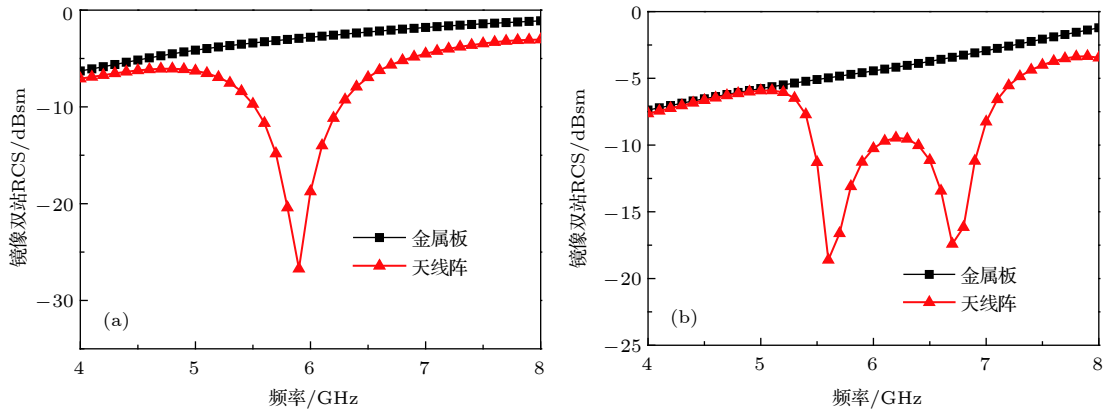


图 11 电磁波斜 30°入射时天线阵镜像双站 RCS (a)  $x$ 极化; (b)  $y$ 极化

Fig. 11. Simulated specular scattering properties of antenna array for incident angle of 30°: (a)  $x$ -polarized incidence; (b)  $y$ -polarized incidence.

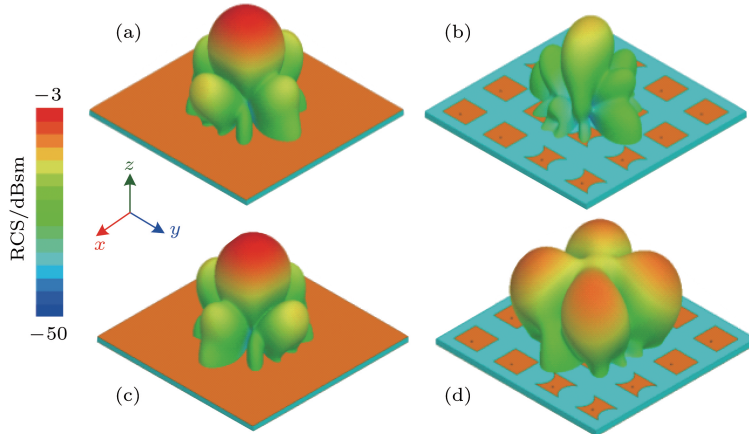


图 12 5.8 GHz 处三维散射图 (a)  $x$ 极化下金属板; (b)  $x$ 极化下天线阵; (c)  $y$ 极化下金属板; (d)  $y$ 极化下天线阵

Fig. 12. Three-dimensional scattering patterns of total RCS at 5.8 GHz under  $x$ -polarized incidence for (a) metal board and (b) antenna array; under  $y$ -polarized incidence for (c) metal board and (d) antenna array.

表 1 本文所设计的低散射微带天线阵与文献[17—20]中的对比  
Table 1. Comparison between this work and other antenna arrays in Ref. [17—20].

	阵列规模	阵元间隔/ $\lambda$	天线阵尺寸大小	天线阵相对带宽/%	带内RCS减缩量	RCS缩减相对带宽/%
文献[17]	$2 \times 2$	0.69	$1.38 \lambda \times 1.38 \lambda$	2.4	无减缩	122
文献[18]	$2 \times 2$	0.64	$2.40 \lambda \times 2.40 \lambda$	10.9	3 dB以上	126
文献[19]	$2 \times 2$	0.60	$3.65 \lambda \times 3.65 \lambda$	11.0	5 dB以上	93
文献[20]	$2 \times 2$	0.90	$1.80 \lambda \times 1.80 \lambda$	5.5	无减缩	69
本文	$4 \times 4$	0.48	$1.92 \lambda \times 1.92 \lambda$	6.9	6 dB以上	59

#### 4 加工实测

为了验证所设计天线阵的辐射特性,制作了天线阵的实物样件,如图 13(a)所示.采用一个一分二的功分器与两个一分八的功分器相连接给每个天线单元进行馈电,利用矢量网络分析仪(Agilent N5230C)在微波暗室中测试天线的辐射

性能.将两个 1—18 GHz 的喇叭天线分别作为收发天线,与矢量网络分析仪相连,用来测试天线阵的散射性能.天线阵的散射测试环境如图 13(c)所示,泡沫作为支撑结构,实物样件和喇叭处于同一水平线,两喇叭之间放置吸波材料减小耦合.

图 14 给出了实测的天线阵 $|S_{11}|$ 和在 5.8 GHz 处的方向图.可以看出,阵列单元均谐振在 5.8 GHz



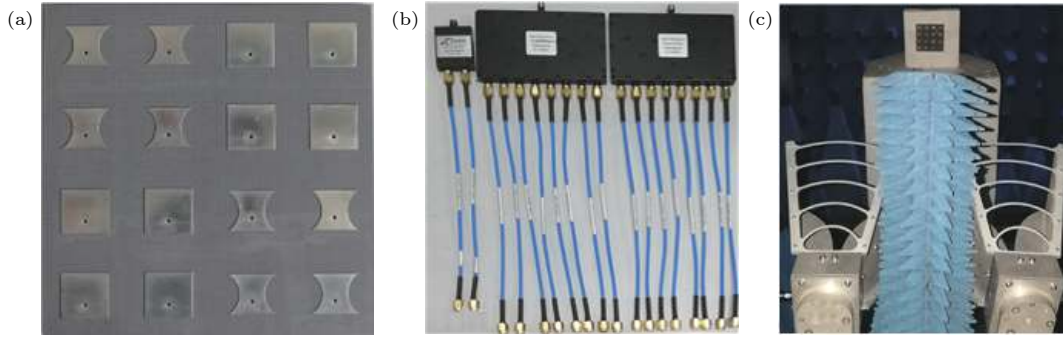


图 13 阵列天线实物及测试配置图 (a) 天线阵实物; (b) 功分器; (c) 散射测试环境

Fig. 13. Fabricated sample of antenna array and testing environment: (a) Sample; (b) one in two power divider RS2W2080-S and one in eight power dividers RS8W2080-S; (c) testing environment for scattering performance.

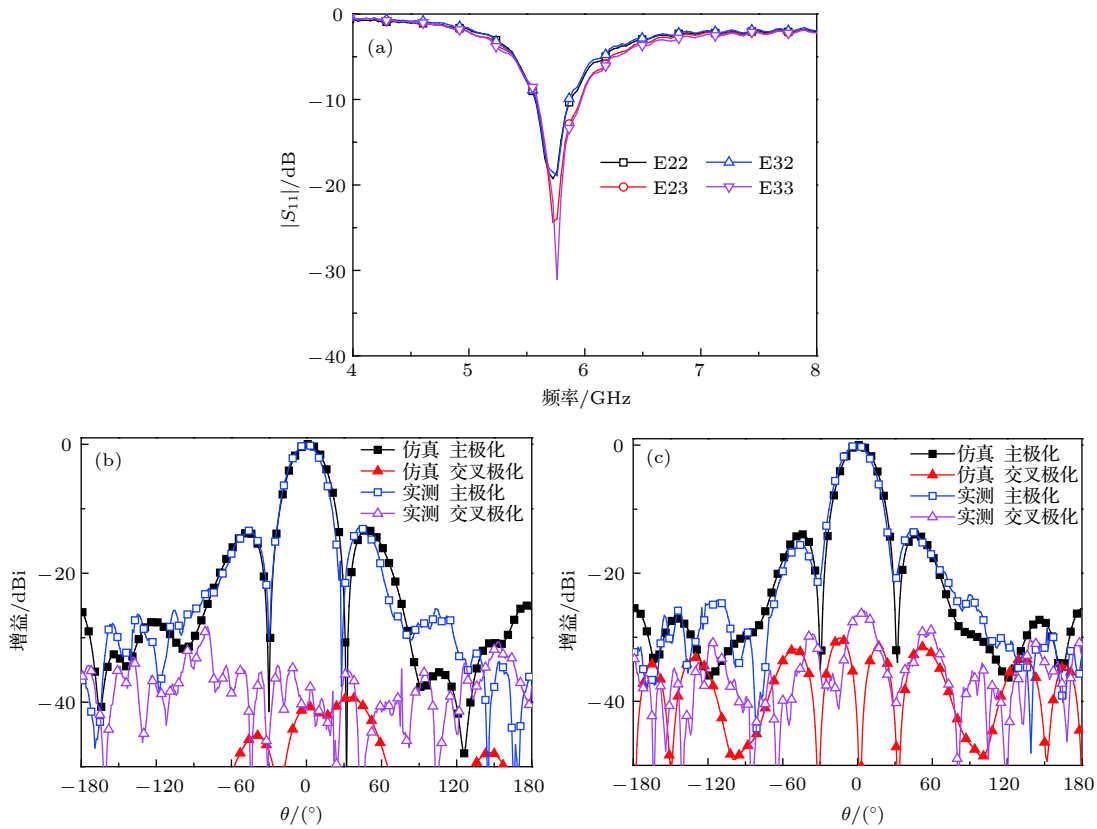


图 14 实测天线阵的辐射特性 (a)  $|S_{11}|$ ; (b) 5.8 GHz 处  $xoz$  面辐射方向图; (c) 5.8 GHz 处  $yo z$  面辐射方向图

Fig. 14. Measured radiation properties of antenna array: (a) Measured reflection coefficients  $|S_{11}|$ ; two-dimensional radiation patterns at 5.8 GHz for (b)  $xoz$  plane; (c)  $yo z$  plane.

处, 谐振带宽相差较小, 实测辐射方向图与仿真方向图近乎重合, 设计的天线阵列具有良好的辐射性能. 图 15(a) 给出了天线阵在垂直入射时相较于等大小金属板的 RCS 减缩量.  $x$  极化下, 天线阵在天线工作频带内实现了 6 dB 以上的 RCS 减缩, 最大减缩量达 13.8 dB.  $y$  极化下, 天线阵在 5.3—7.1 GHz 范围内实现了 6 dB 以上的 RCS 减缩. 在斜入射 30° 时, 实测的镜像双站 RCS 如图 15(b) 所示, 天

线阵在任意极化波斜入射时, 仍具有良好的反射抑制特性. 实测结果验证了设计方法的有效性.

## 5 结 论

本文在设计微带天线阵时, 同时考虑其辐射性能和散射性能, 天线单元本身具有与 EMS 单元相似的物理结构, 故将天线单元同时作为 EMS 单元

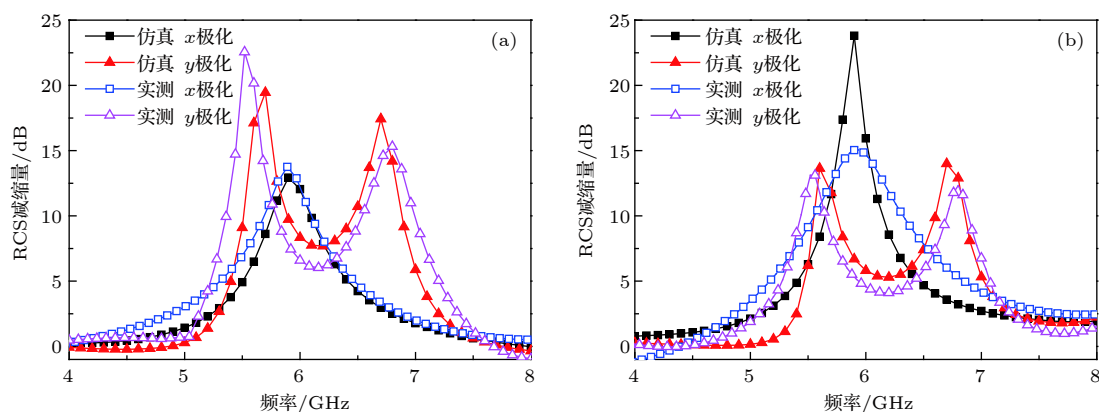


图 15 RCS 减缩量 (a) 入射波垂直入射; (b) 入射波斜 30°入射

Fig. 15. RCS reduction in contract to metal board for incident angles of (a) 0° and (b) 30°.

分析了其反射特性. 将两种工作在同一模式、同一频段的单元结构以棋盘布阵的形式构造  $4 \times 4$  微带天线阵, 利用单元之间的有效相位差降低阵列天线的 RCS, 仿真结果与实测结果验证了阵列的低散射特性. 本文的研究有效解决了微带天线阵辐射和散射难以兼顾的矛盾, 在阵列规模扩大时, 采用棋盘布阵方式仍可实现较好的 RCS 减缩效果, 同时为其他形式低散射天线阵的设计提供了一种新的思路.

### 参考文献

- [1] Li W Q, Cao X Y, Gao J, Zhao Y, Yang H H, Liu T 2015 *Acta Phys. Sin.* **64** 094102 (in Chinese) [李文强, 曹祥玉, 高军, 赵一, 杨欢欢, 刘涛 2015 物理学报 **64** 094102]
- [2] Jiang W, Zhang Y, Deng Z B, Hong T 2013 *J. Electromagn. Waves* **27** 1077
- [3] Jiang W, Gong S X, Hong T, Wang X 2010 *Acta Electronica Sinica* **38** 2162 (in Chinese) [姜文, 龚书喜, 洪涛, 王兴 2010 电子学报 **38** 2162]
- [4] Genovesi S, Costa F, Monorchio A 2014 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **62** 163
- [5] Landy N I, Sajuyigbe S, Mock J J, Smith D R, Padilla W J 2008 *Phys. Rev. Lett.* **100** 207402
- [6] Lan J X, Cao X Y, Gao J, Cong L L, Wang S M, Yang H H 2018 *Radioengineering* **27** 746
- [7] Zhang C, Cheng Q, Yang J, Zhao J, Cui T J 2017 *Appl. Phys. Lett.* **110** 143511
- [8] Paquay M, Iriarte J C, Ederra I, Gonzalo R, Maagt P 2007 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **55** 3630
- [9] Zheng Y J, Gao J, Xu L M, Cao X Y, Liu T 2017 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **16** 1651
- [10] Wang H B, Cheng Y J 2016 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **64** 914
- [11] Xu G Y, Hum S V, Eleftheriades G V 2018 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **66** 780
- [12] Jia Y T, Liu Y, Zhang W B, Wang J, Wang Y Z, Gong S X, Liao G S 2018 *Opt. Mater.* **8** 597
- [13] Zheng Q, Guo C J, Ding J 2018 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **17** 1459
- [14] 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, 马嘉俊, 姚旭, 李文强 2013 物理学报 **62** 064103]
- [15] Zheng Y J, Cao X Y, Gao J, Yuan Z D, Yang H H 2015 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **14** 1582
- [16] Liu Y, Li K, Jia Y T, Hao Y W, Gong S X, Guo Y J 2016 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **64** 326
- [17] Joozdani M Z, Amirhosseini M K, Abdolali A 2016 *Electron. Lett.* **52** 767
- [18] Su J X, Kong C Y, Li Z R, Yin H C, Yang Y Q 2017 *Electron. Lett.* **53** 520
- [19] Kang X L, Su J X, Zhang H, Yang Y Q 2017 *Electron. Lett.* **53** 1088
- [20] Zhang C, Gao J, Cao X Y, Xu L M, Hang J F 2018 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **17** 869
- [21] Sun H F, Deng Y K, Lei H, Jiao J J, Shi L 2012 *J. Graduate Sch. Chin. Acad. Sci.* **29** 282 (in Chinese) [孙慧峰, 邓云凯, 雷宏, 焦军军, 石力 2012 中国科学院研究生院学报 **29** 282]
- [22] Li X 2017 *M. S. Thesis* (Nanjing: Nanjing University of Information Science & Technology) (in Chinese) [李响 2017 硕士学位论文 (南京: 南京信息工程大学)]

# Novel design of microstrip antenna array with low scattering performance\*

Lan Jun-Xiang   Cao Xiang-Yu<sup>†</sup>   Gao Jun<sup>‡</sup>   Han Jiang-Feng  
Liu Tao   Cong Li-Li   Wang Si-Ming

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

( Received 13 September 2018; revised manuscript received 30 October 2018 )

## Abstract

In this paper, the idea of electromagnetic surface (EMS) is introduced into the design of microstrip antenna array. The antenna element proposed in this paper is treated as an EMS element, whose reflection characteristics are taken into consideration in the process of antenna array design. Firstly, a rectangular patch antenna element is designed. Then, by cutting arc-shaped structure into a rectangular patch, another element is created to generate  $180^\circ \pm 30^\circ$  effective phase difference compared with original antenna element. As a consequence,  $180^\circ \pm 30^\circ$  effective phase difference is obtained from 5.5 GHz to 6.9 GHz for the  $y$ -polarized incidence. Meanwhile, for the  $x$ -polarized incidence, each of the two elements possesses high absorptivity over the operating frequency as a result of matching load. Besides, the two elements work in the same resonant mode and the same resonant frequency band when treated as radiators. In order to further explain the consistency in radiation and difference in reflection between the two structures, current distribution at 5.8 GHz is investigated in terms of radiation and reflection. Then, the two elements are arranged into a chessboard array to achieve the low scattering performance based on phase cancellation principle under the  $y$ -polarized incidence. Based on the absorption principle, the matching load is added to improve the scattering performance of the composite antenna array with the  $x$ -polarized incidence. Simultaneously, the proposed antenna array maintains good radiation characteristics due to the consistency between the radiation performances of the two elements. The corresponding antenna array is fabricated and tested. Simulated and measured results prove that the proposed antenna array also achieves good radiation performance. And a 6 dB radar cross section reduction is obtained from 5.6 to 6.2 GHz under the  $x$  polarization and from 5.5 to 7.0 GHz under the  $y$  polarization for the normal incident wave, implying 10.1% and 24% in relative bandwidth, respectively. In-band reflection suppression in the specular direction is demonstrated for an incident angle of  $30^\circ$  under both polarizations. The measured results are in good agreement with the simulated ones. Additionally, the approach proposed in this paper offers an effective way to deal with the confliction between radiation and scattering performance, and can also be applied to other kinds of antenna arrays.

**Keywords:** microstrip antenna array, low scattering performance, electromagnetic surface

**PACS:** 41.20.Jb, 42.25.Bs, 73.20.Mf

**DOI:** [10.7498/aps.68.20181708](https://doi.org/10.7498/aps.68.20181708)

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61471389, 61501494, 61671464, 61701523) and the Natural Science Foundation of Shanxi Province, China (Grant Nos. 2017JM6025, 2018JM6040).

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: [xiangyucaokdy@163.com](mailto:xiangyucaokdy@163.com)

<sup>‡</sup> Corresponding author. E-mail: [gjg9694@163.com](mailto:gjg9694@163.com)