

一种性能稳定的新型频率选择表面及其微带天线应用*

袁子东[†] 高军 曹祥玉 杨欢欢 杨群 李文强 商楷

(空军工程大学信息与导航学院, 西安 710077)

(2013年7月24日收到; 2013年9月2日收到修改稿)

设计了一种基于分形树结构的高性能频率选择表面 (frequency selective surface, FSS), 并将其作为微带天线的空间滤波器, 同时改善天线的辐射与散射性能. 该 FSS 单元是由两层金属及其中介质组成, 上、下层金属采用金属柱连结, 整体构成树枝状分形结构. 通过优化参数, 得到了一种宽带、极化无关、宽入射角、小型化的超薄 FSS, 厚度只有约 0.017λ . 将该 FSS 应用于微带天线后, 天线的相对带宽拓展到 40%, 工作频段内的增益得到改善, 9.6 GHz 时, 天线的增益提高了 6.7 dB, 同时, 天线工作频段内的雷达散射截面 (radar cross section, RCS) 也得到了明显减缩, 最大减缩为 12.7 dB. 实验结果与仿真结果符合得较好, 证实了该空间滤波器具有提高宽带天线增益、增强天线定向性、改善天线带宽与降低天线带内 RCS 的效果, 可以应用于宽带天线带内辐射与散射性能的同时改善.

关键词: 频率选择表面, 宽带, 高增益, 雷达散射截面

PACS: 41.20.Jb, 73.20.Mf

DOI: 10.7498/aps.63.014102

1 引言

频率选择表面 (frequency selective surface, FSS) 是由周期性排列的金属贴片单元或金属屏上周期的开孔单元构成的一种二维周期阵列结构^[1]. 可以制备成频率滤波器或极化滤波器应用于雷达隐身空间滤波器或副反射面天线. 近年来, 现代通信设备越来越需要小型化、多频段、宽频带的天线, 相应地, 多频段 (宽带)、极化无关、宽入射角、小型化的 FSS 也成为研究的热点^[2-4]. 文献^[5]设计了一种新 Y 形结构, 实现了 FSS 角度和极化的稳定性; 文献^[6, 7]将分形理论应用于 FSS, 利用分形结构的自相似性使 FSS 具有多频谐振特性, 但没有分析分形结构对拓展带宽的影响; 文献^[8]提出了一种介质-金属加载圆孔单元的 FSS 屏, 实现了较宽的频带, 但其厚度较大; 文献^[9]采用双屏结构, 在改

善 FSS 带宽的同时, 增强了其极化稳定性, 但单元尺寸较大; 文献^[10]基于容性表面与感性表面之间的耦合机理, 实现了单元结构的小型化, 但这种耦合机理只能用来实现带通滤波机理, 无法实现带阻功能. 此外, 尽管上述研究在改善 FSS 稳定性、拓展工作带宽、减小单元尺寸及厚度等方面取得了一定的成果, 而同时改善以上四个方面的成果还较少.

将 FSS 和雷达罩技术复合制成的 FSS 雷达天线罩, 不仅能保证天线在工作频段内的正常工作, 还能使其免受不良环境影响, 从而对天线起到保护作用, 在工程领域得到了广泛应用. 近年来, 研究人员提出利用 FSS 雷达天线罩还可以提高天线的辐射性能. 文献^[11, 12]利用天线罩分别改善了电磁带隙谐振腔天线与堆叠型微带贴片天线的增益; 文献^[13]采用 FSS 天线罩使天线带宽拓展到 24.5%, 同时提高了天线的增益; 文献^[14, 15]分别利用双

* 国家自然科学基金 (批准号: 61271100)、陕西省自然科学基金研究重点项目 (批准号: 2010JZ010) 和陕西省自然科学基金基础研究计划项目 (批准号: 2012JM8003) 资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: yzdtnt@126.com

层FSS和矩形金属栅格型FSS改善了天线的定向性. 另一方面, 文献[16]指出利用FSS雷达天线罩的空间滤波特性可以有效改善天线在工作频带外的散射性能, 以实现天线的带外隐身. 而将其用于天线带内隐身的报道却鲜有见到. 尤其在当前, 对天线带内雷达散射截面(radar cross section, RCS)的减缩成为目标隐身技术中的难点和热点[17–22], 降低天线的带内RCS对于提高目标系统的隐身性能具有重要意义.

基于以上背景, 本文将分形理论和FSS的设计相结合, 提出了一种宽带、超薄、宽入射角、极化稳定的新型FSS结构, 并将其与雷达罩复合后应用于宽带微带天线, 同时改善了天线的辐射和散射性能, 通过幅相加权理论、谐振电路模型和相位相消原理分析了天线性能改善的机理. 仿真和实测结果

表明: 设计的新型FSS结构具有宽带、宽入射角、极化无关、小型化的特性, 将该FSS作为空间滤波器应用于微带天线后, 天线的工作带宽得到了拓展、增益得到提高, 同时其带内RCS也得到显著降低. 这为高性能FSS的设计及其在改善天线带内辐射及散射性能的应用方面提供了一种有价值的借鉴.

2 高性能FSS设计与分析

图1为设计的FSS结构. 该结构在介质板两侧蚀刻“十”字形金属图案, 并利用金属柱将两侧的图案连结起来, 构成分形树结构. 参数优化得到的单元尺寸为: 介质板厚度 $h = 0.5 \text{ mm}$ (0.017λ), $a = 7 \text{ mm}$, $r = 0.3 \text{ mm}$, $w = 0.8 \text{ mm}$, $l_1 = 2.8 \text{ mm}$, $l_2 = 5.2 \text{ mm}$.

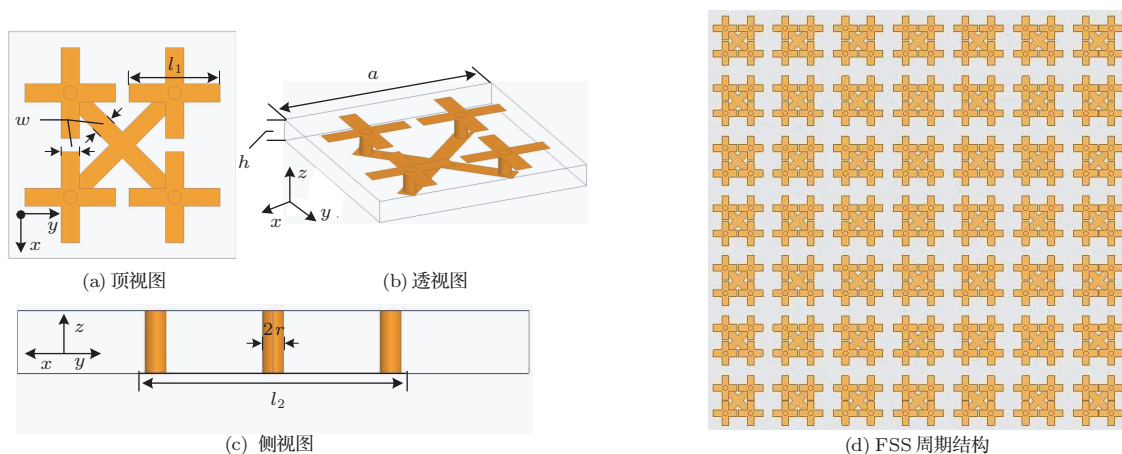


图1 分形树FSS结构示意图

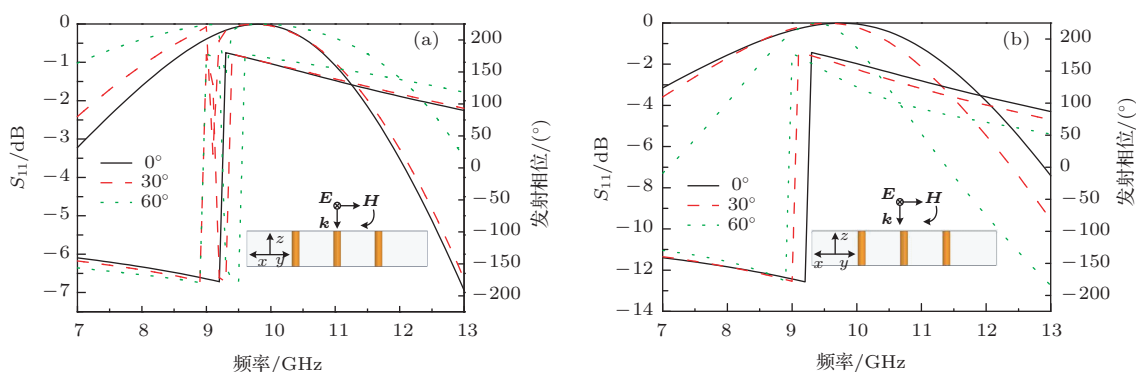


图2 不同极化及入射角下的 S_{11} 与反射相位曲线 (a) TE极化; (b) TM极化

为了验证设计FSS的高性能, 图2给出了分形树FSS对不同入射角下TE和TM极化波的频率响应曲线, 表1进一步给出了不同情形下分形树FSS的 -3 dB 带宽与谐振频率. 可以看出, 无论是TE

还是TM极化, 随着入射角的增大, 设计FSS都稳定地谐振在 9.8 GHz 附近, 在平面波垂直入射时, 分形树FSS的 -3 dB 带宽达到 4.7 GHz , 相对带宽为 48% . 以上结果表明: 采用分形树的结构后, FSS

表1 不同入射角及极化方式下的 -3 dB 带宽和谐振频率

入射角度/(°)		0	30	60
-3 dB 带宽/GHz	TE 极化	4.7	5	5.8
	TM 极化	4.7	4	2.3
谐振频率/GHz	TE 极化	9.8	9.7	9.8
	TM 极化	9.8	9.6	9.4

在较宽的频带内对不同极化和宽入射角都有良好的稳定性. 此外, 从图2还可以得出, 设计的分形树FSS单元尺寸和厚度分别为 0.23λ 和 0.017λ , 较文献[11]分别减小了36.1%和73.4%. 这说明该分形树FSS相比于传统FSS还具有小型化和超薄的特

点. 综上可知, 设计的分形树FSS同时具有宽频带、小型化、超薄和对极化方式及入射角的稳定性能.

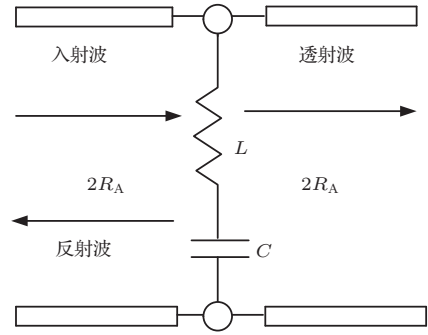


图3 分形树FSS传输线等效模型

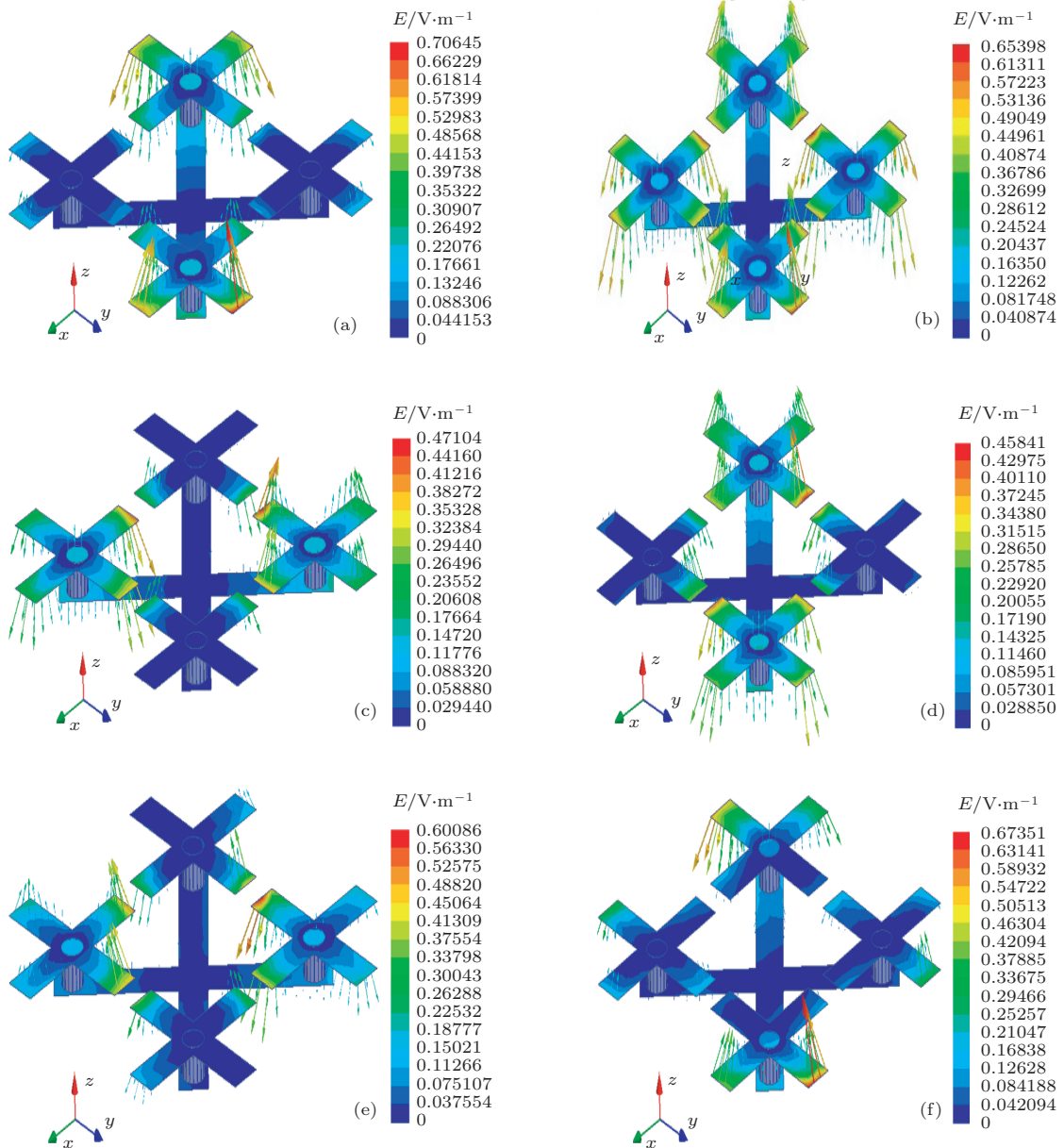


图4 各谐振模式下的表面电场分布 (a) 模式1 (7.023 GHz); (b) 模式2 (8.66 GHz); (c) 模式3 (10.121 GHz); (d) 模式4 (10.244 GHz); (e) 模式5 (11.401 GHz); (f) 模式6 (12.366 GHz)

根据传输线理论,设计的分形树FSS单元可等效为图3所示的传输线模型^[23]. $2R_A$ 为传输线的特性阻抗, L , C 为设计FSS的等效电感和电容,则反射系数为

$$\Gamma = \frac{\frac{2R_A(j\omega L + 1/j\omega C)}{2R_A + j\omega L + 1/j\omega C} - 2R_A}{\frac{2R_A(j\omega L + 1/j\omega C)}{2R_A + j\omega L + 1/j\omega C} + 2R_A} = -\frac{R_A}{R_A + j\omega L + 1/j\omega C}, \quad (1)$$

其中 ω 为入射电磁波的工作频率,当等效电路工作于谐振频率时, $j\omega L + 1/j\omega C = 0$, 此时反射系数为 -1 , 频率选择表面呈现出带阻特性.

文献^[23]给出,对于TE极化波

$$R_A = \frac{\eta}{2D_x D_y} \frac{\Delta l^2}{\cos \phi}. \quad (2)$$

对于TM极化波

$$R_A = \frac{\eta}{2D_x D_y} \Delta l^2 \cos \phi. \quad (3)$$

$\eta = \sqrt{\varepsilon/\mu}$ 为介质的特征阻抗, D_x 和 D_y 是FSS单元沿 x 方向与 y 方向的单元间距, ϕ 为扫描角. 因此我们观察到 R_A 在TE极化波时将会按 $1/\cos \eta$ 增加, 在TM极化波时将会按 $\cos \eta$ 减小; D_x 和 D_y ($1.2 \text{ mm} < 0.35\lambda = 10.5 \text{ mm}$), $j\omega L + 1/j\omega C$ 随扫描角的变化不是很大. 此时, 随扫描角变化的反射系数带宽由 R_A 决定. 从图2的结果可以看出, 对于TM极化波的反射系数带宽, $\phi = 60^\circ$ 约为 $\phi = 0^\circ$ 时的 $1/2$; 同理我们可以得到对于TE极化波的反射系数带宽会加倍的相反情况. 这与表1所示的结果符合较好.

为分析分形树FSS宽频带特性的产生机理, 利用谐振腔模式法^[24]对分形树FSS进行研究. 图4给出了分形树结构在不同谐振模式下的表面电场分布. 可以看出: 分形树FSS具有六个频点间隔较小且具有较强辐射的谐振模式, 每个谐振模式都将作为一种Floquet波进行传播, 最终表现为一种宽带的滤波曲线.

3 加载FSS空间滤波器的高增益低RCS微带天线

3.1 双贴片缝隙耦合微带天线

如图5所示为双贴片缝隙耦合微带天线. 该天

线由二层介质板构成, 两层贴片分别蚀刻于上层介质板两侧, 接地板和微带馈线分别位于馈电介质板上下两侧. 上下两层介质板由空气层隔开, 空气层厚度为 $h \approx 0.1\lambda_0$ ^[25]. 天线结构参数: 矩形耦合贴片长 $a_2 = 4 \text{ mm}$, 宽 $b_2 = 7.4 \text{ mm}$, 矩形馈电贴片长 $a_1 = 10 \text{ mm}$, 宽 $b_1 = 9 \text{ mm}$. 辐射介质板采用介电常数 $\varepsilon_1 = 2.2$ 的聚四氟乙烯板, 厚度为 2 mm , 馈电介质板采用 $\varepsilon_2 = 3.38$ 厚度为 0.5 mm 的陶瓷碳氢混合物板. 馈线宽度 $w = 1.2 \text{ mm}$. “H”形槽的尺寸如下: $l_1 = 5 \text{ mm}$, $l_2 = 2 \text{ mm}$, $w_1 = 1 \text{ mm}$, $w_2 = 1 \text{ mm}$. 天线反射系数与增益如图6所示. 可以看出, 该天线的工作频带为 $8.3\text{--}11.6 \text{ GHz}$, 相对带宽达到 33.2% .

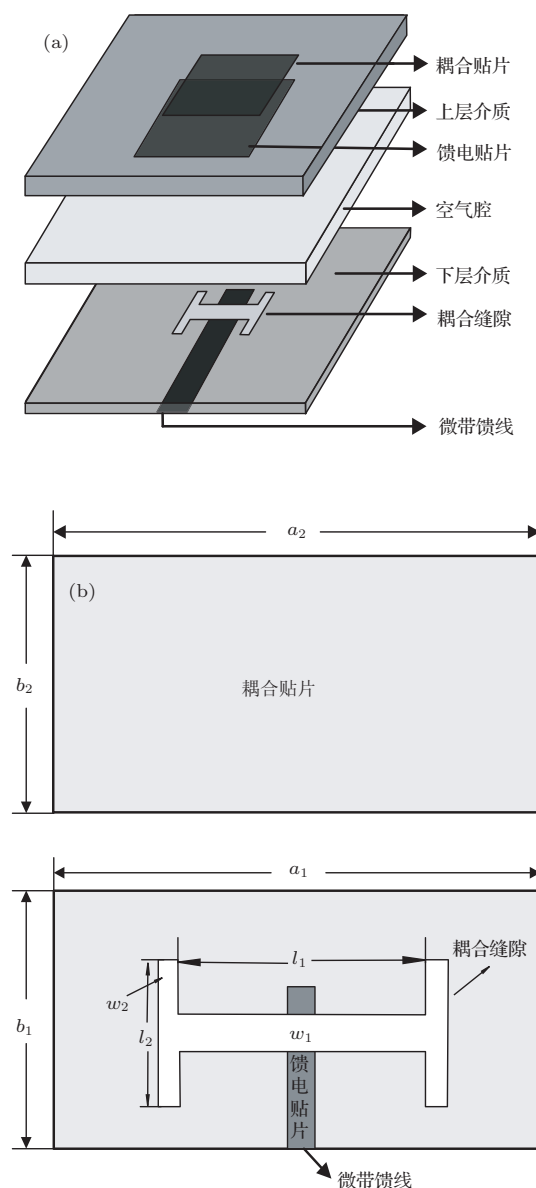


图5 宽频带天线结构示意图 (a) 宽频带天线模型; (b) 宽频带天线尺寸

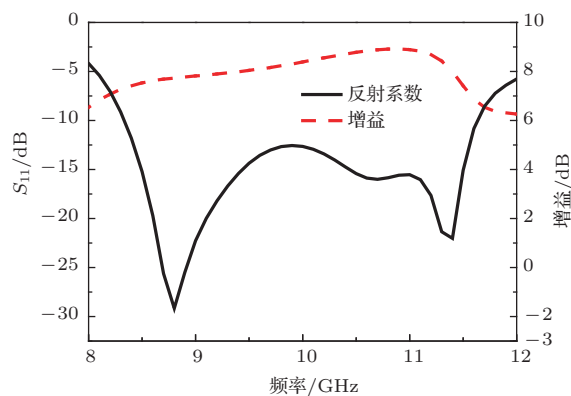


图6 宽频带天线反射系数与增益曲线

3.2 加载FSS空间滤波器的高增益低RCS微带天线

为了提高传统天线的辐射及散射性能, 将2节中设计的分形树FSS作为空间滤波器加载到3.1节中的天线正上方, 如图7所示, 设空间滤波器和天线的距离为 h , FSS空间滤波器的总尺寸为

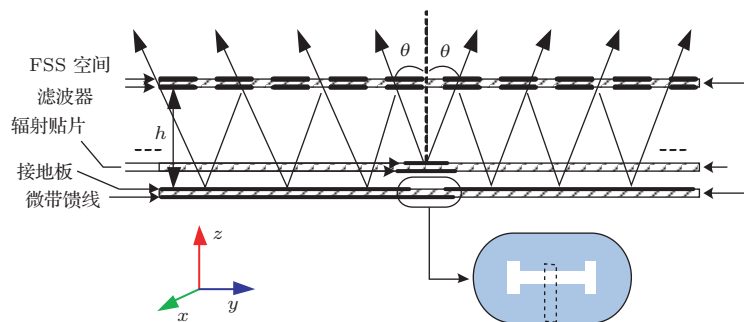


图7 FSS提高天线增益原理图

由(4)式知, 当FSS各单元透过电磁波的相位相差 $2N\pi$ 的整数倍时, 辐射能量最大, 此时

$$\phi(\theta) - \pi - \frac{4\pi h}{\lambda_0 \cos(\theta)} = 2N\pi, \quad (5)$$

$$h = \left(\frac{\phi(\theta)}{2\pi} - 0.5 + N \right) \frac{\lambda_0}{2 \cos(\theta)}, \quad (6)$$

其中 $N = 0, 1, 2, \dots$, $\phi(\theta)$ 为天线辐射电磁波的初相位. 由于FSS周期性结构有限, 选取 $\theta = 0^\circ$, 将(5)式代入(4)式得

$$\frac{P(0)}{F(0)^2} = \frac{1+R}{1-R}. \quad (7)$$

半功率主瓣宽度为

$$BW_{0.5} = \frac{\Delta f_{0.5}}{f_0} = \frac{\lambda_0(1-R)}{2\pi h \sqrt{R}}. \quad (8)$$

64 mm × 64 mm, 天线的尺寸同3.1节.

3.2.1 理论分析

1) 天线增益改善.

采用射线理论进行分析^[26,27], 如图7所示. 利用FSS的部分反射特性, 微带天线辐射出的电磁波在FSS与地面之间进行多次反射. 最终向外辐射的电磁波, 可通过FSS各单元部分透射的电磁波进行幅相加权求得. 其中FSS单元的相位差包含路径上的相位延迟和接地板反射的半波损耗, 最终的辐射功率方向图可表示为

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

其中, λ_0 是自由空间波长, $R(\theta) e^{j\phi(\theta)}$ 是FSS反射系数的复数表示形式, $F(\theta)$ 是原始天线的方向图函数, θ 角如图7所示.

(7)式表明, 反射系数接近于1时, 天线增益将得到较大提高. 可见天线的增益与半功率宽度可通过高度 h 与反射系数 R 来优化. 其中 R 与FSS的通透特性有关.

2) 天线RCS减缩.

如图8所示, 设探测雷达波是沿 Z 轴正向入射的平面波. 时谐场在均匀媒质中的平面波具有 $e^{-j(\omega t + \mathbf{k} \cdot \mathbf{r})}$ 形式. 假定平面波的场是以下形式:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(\mathbf{r}) &= \mathbf{E}_0 e^{jkz}, \\ \mathbf{H}(\mathbf{r}) &= \mathbf{H}_0 e^{jkz}, \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{k}$ 是波矢, $\mathbf{E}_0$ 和 $\mathbf{H}_0$ 分别是电场和磁场的振幅矢量. 入射平面波将在FSS上产生反射和透射, 相位差分别记为 ψ_r 和 ψ_t . 则反射波和透射波可表

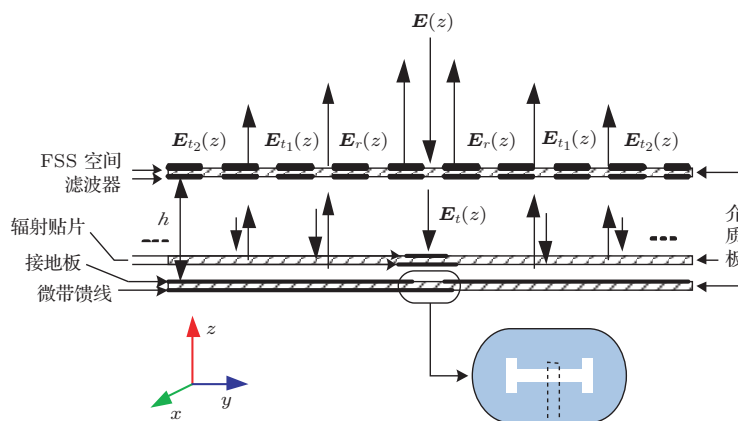


图8 FSS减缩天线RCS原理图

示为(因电场和磁场有相同的形式,下面只讨论电场):

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_r(z) &= \mathbf{E}_r e^{j(-kz + \psi_r)}, \\ \mathbf{E}_t(z) &= \mathbf{E}_t e^{j(kz + \psi_t)}. \end{aligned} \quad (10)$$

对于天线的结构项散射,主要是覆层天线的反射波和经微带天线接地板反射并透过FSS的透射波.则透射波 $\mathbf{E}_{t_n}(z)$ 可表示为

$$\mathbf{E}_{t_n}(z) = \mathbf{E}_{t_n} e^{j(-kz + 2nhk + n\pi + (n+1)\psi_t + (n-1)\psi_r)}, \quad (11)$$

其中 $n = 1, 2, 3, \dots$ 表示经过天线接地板反射的次数, π 表示金属平板对电磁波的半波损耗.

则总的透射波 $\mathbf{E}_{tt}(z)$ 可表示为

$$\mathbf{E}_{tt}(z) = \sum_{n=1}^{\infty} \mathbf{E}_{t_n}(z). \quad (12)$$

因此加载空间滤波器后天线的结构项散射波

$$\mathbf{E}_s(z) = \mathbf{E}_r(z) + \mathbf{E}_{tt}(z), \quad (13)$$

其中为了满足天线高增益的要求, $\mathbf{E}_{t_n}(z)$ 具有 $2n\pi$ 的相位差.而根据相位相消原理,适当调整 $\mathbf{E}_r(z)$ 和 $\mathbf{E}_{tt}(z)$ 的相位差可有效的减小天线的结构项散射.

综合以上分析可知:适当的调整高度 h 和对FSS的合理设计可在提高微带天线增益的同时,使天线的RCS得到有效减缩.

3.2.2 实验验证

图9给出了原始天线和新天线在 h 取不同值时的 S_{11} 仿真曲线.可以看出:新天线的 S_{11} 曲线相比原始天线在 10 GHz 附近多了一个谐振频点(此频点主要受 h 影响),使得新天线的带宽相对于原始

天线增加了 6.8%, 达到 40%. 从图10的等效传输线模型^[13]可以看出,加载的空间滤波器与原始天线构成了一个整体,使得新天线的阻抗匹配特性得到了改善.图11为不同的 h 取值对天线增益的影响.可以看出:天线的增益对空间滤波器的高度较为敏感,在高度 $h = 18$ mm 时,天线具有最大增益,这与 3.2.1 节的理论分析相符合.仿真结果表明:当空间滤波器高度 $h = 18$ mm 时,新天线获得较好带宽的同时增益达到最大.

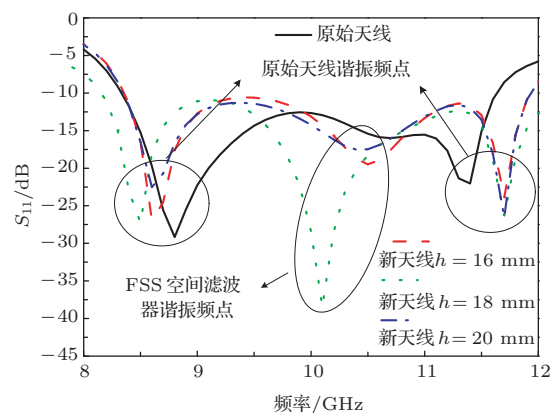
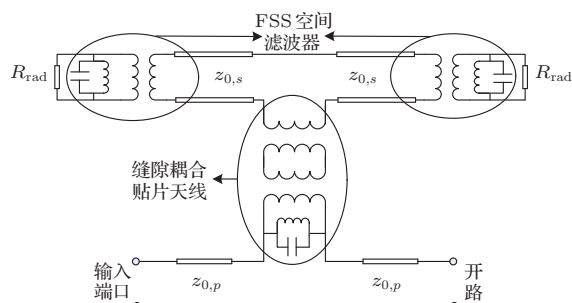

 图9 原始天线与新天线不同高度时的 S_{11} 曲线


图10 新天线的电路模型

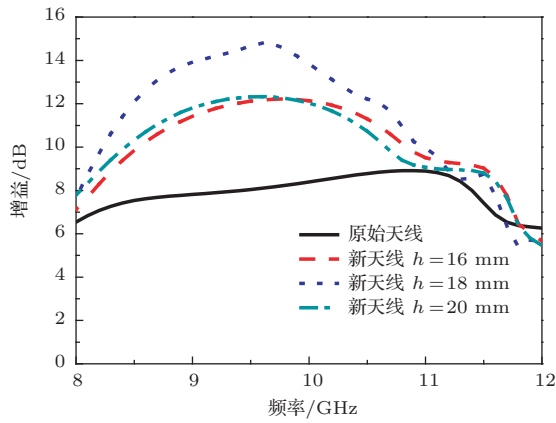


图 11 天线的增益曲线

图 12 给出了 $h = 18$ mm 时不同频率下加载空间滤波器前后天线 E 面和 H 面的方向图. 可以看出: 相比初始天线, 加载空间滤波器后天线工作频带的增益都有提高, 3 dB 角明显减小, 天线的定向性得到增强. 图 13 给出了 10 GHz 时加载空间滤波器前后的空间电场分布, 可以看出: 空间滤波器的加载, 使天线的辐射场由原来球面波近似变为平面波, 这解释了天线定向性提高的原因.

为分析天线的散射性能, 分别用平面波照射加载 FSS 空间滤波器前后的天线. 图 14 为 h 取不同值时天线法线方向的 RCS 曲线. 可以看出, 当 $h =$

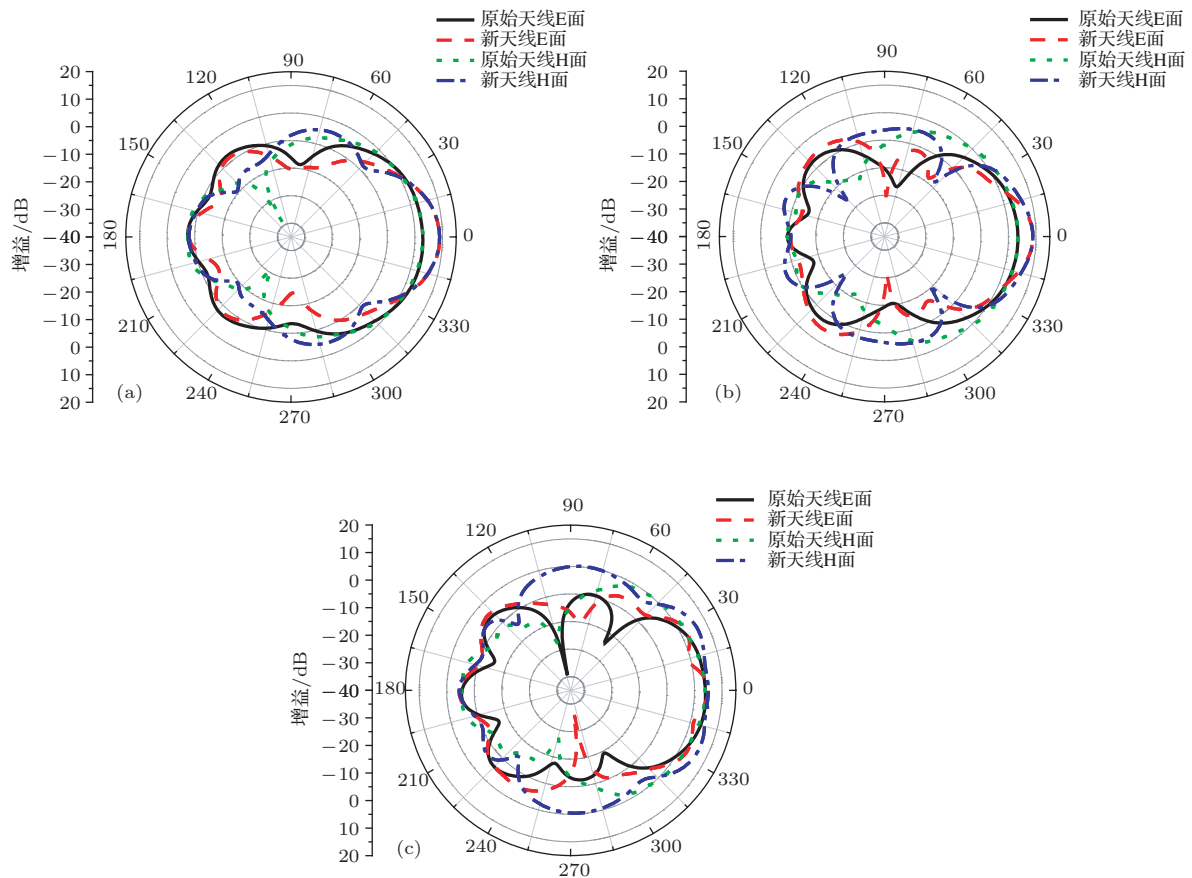


图 12 天线的方向图 (a) 9 GHz; (b) 10 GHz; (c) 11 GHz

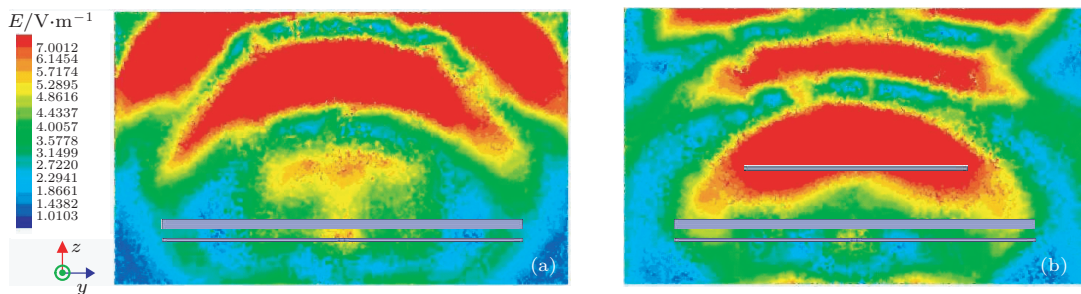


图 13 10 GHz 时加载空间滤波器前后的空间电场分布 (a) 原始天线; (b) 加载空间滤波器后的新天线

18 mm 时, 天线 RCS 减缩频带最宽, 此时除 10.6 GHz 附近外, 天线工作频带内的 RCS 都得到了 3 dB 以上的减缩, 最大减缩量达 12.7 dB. 图 15 进一步给出了 9 GHz 时, 天线的 RCS 随入射角变化的结果. 可以看到, 加载空间滤波器后, 天线法线方向的 RCS 峰值得到了较好的抑制, 对于 TE 和 TM 极化, 尽管在 -22° — -58° , $+22^\circ$ — $+58^\circ$ 和 -18° — -51° , $+18^\circ$ — $+51^\circ$ 的副瓣范围 RCS 增大超过 3 dB, 但在 -22° — 22° 和 -18° — 18° 的主瓣范围内, RCS 得到了 3 dB 以上的减缩, 整个角域 RCS 的峰值得到了有效的减缩. 这也验证了 3.2.1 中的理论分析, 说明空间滤波器的加载能够改变天线的空间散射场分布, 使天线在主辐射方向的 RCS 峰值得到较好的抑制.

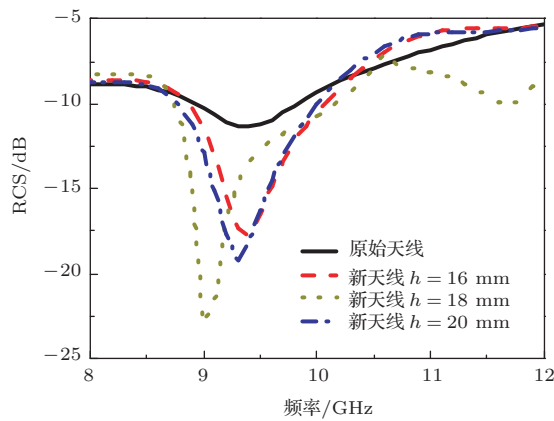


图 14 天线 RCS 扫频对比

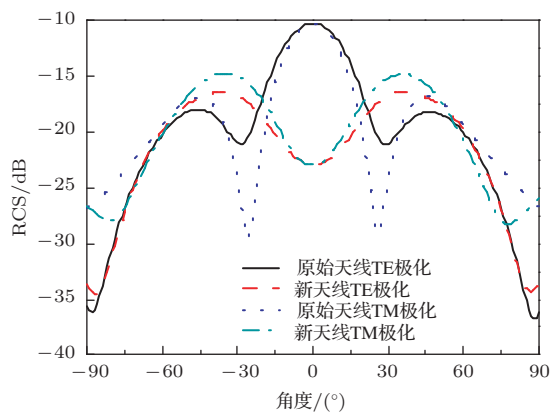


图 15 天线 RCS 扫角对比

综合上述分析可知, 对于设计的分形树 FSS 空间滤波器, 当 h 取 18 mm 时, 天线的辐射与散射性能同时达到最好. 为证实这一结果, 加工了天线实物, 如图 16. 对于辐射性能, 利用 Agilent

N5230C 矢量网络分析仪和远场测量法, 分别测试了天线的 S_{11} 曲线及 E 面、H 面方向图, 其结果如图 17、图 18 和表 3 所示, 可以看出: 加载空间滤波器后, 天线的增益得到了有效提高, 在 9 GHz 时提高了 6.14 dB, 与仿真符合很好, E, H 面的 3 dB 角分别减小了 49° 和 29° . 对于散射性能, 通过喇叭天线 (工作频段为 8.2—12.4 GHz) 测量了加载空间滤波器前后天线对垂直入射波的反射损耗曲线, 如图 19 所示. 其中, 为了提高测量系统的精度 (考虑到天线整体尺寸较小), 把天线放置在距喇叭天线口 1 m 处, 此时入射波可近似看作平面波. 从图 20 中的测量结果可以看到, 加载空间滤波器后, 测得的反射损耗在 8—12 GHz 的频段范围内均有下降, 且在 9 GHz 附近, 反射率的减小量超过了 10 dB, 测试结果与仿真得到的天线 RCS 减缩效果 (图 14) 基本一致, 这进一步证实了设计的有效性.

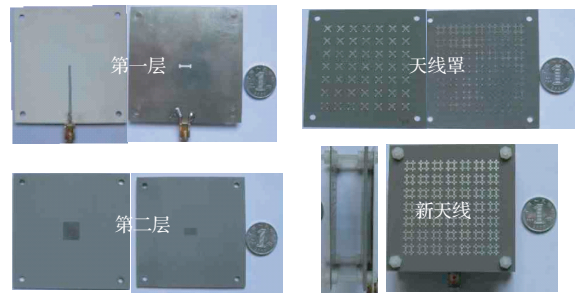


图 16 加载空间滤波器前后天线实物图

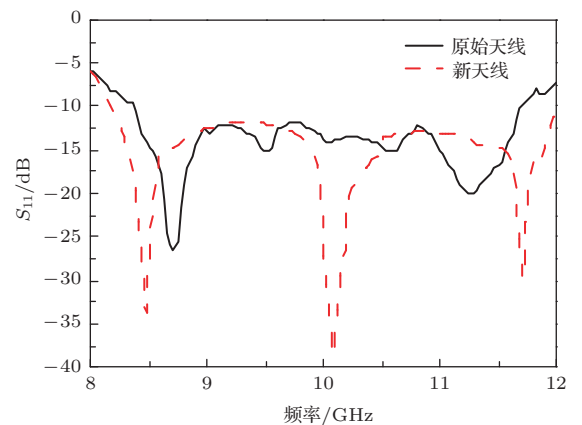


图 17 实测 S_{11} 曲线

表 3 天线方向图实测结果

频率/GHz	9	10	11
增益改善/dB	6.14	5.85	1.71
3 dB 角减小/ $^\circ$	E 面	49	35
	H 面	29	57

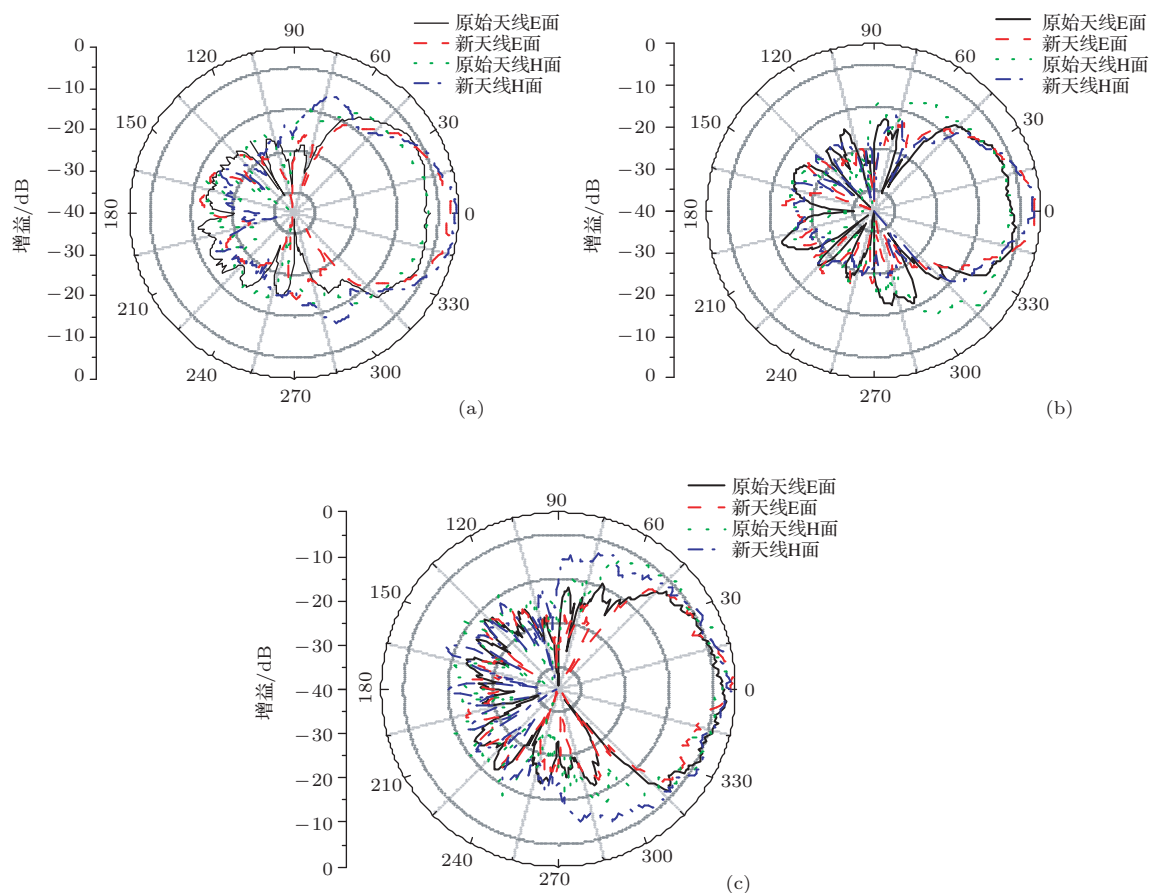


图 18 加载空间滤波器前后实测方向图 (a) 9 GHz; (b) 10 GHz; (c) 11 GHz

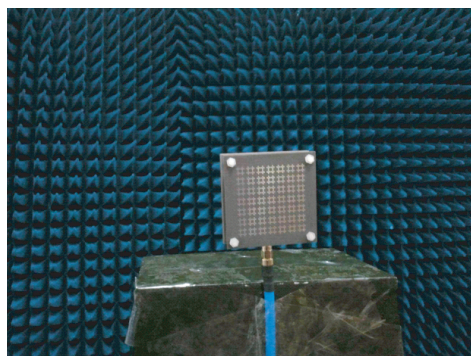


图 19 天线测试示意图

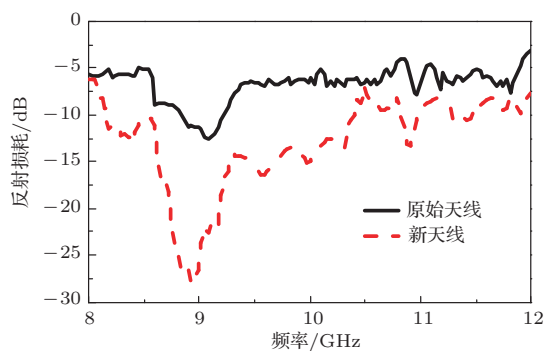


图 20 实测反射损耗曲线

4 结 论

本文基于分形树结构, 设计了一种高性能的新型FSS, 并将该FSS作为宽带微带天线的空间滤波器, 同时改善天线的辐射与散射性能. 基于幅相加权与相位相消原理对加载空间滤波器后微带天线的性能进行了分析, 并通过仿真与实测进行了验证. 结果表明: 设计的分形树FSS同时具有宽带、极化无关、宽入射角和小型化的性能; 加载由分形树FSS制成的空间滤波器后, 微带天线的增益和带宽都得到了改善, 方向性得到了增强, 同时天线的带内RCS也得到了有效减缩, 最大减缩达12.7 dB. 本文的研究对于高性能FSS的设计及其在改善天线带内辐射及散射性能的应用方面提供了一种有价值的借鉴.

参考文献

- [1] Munk B A 2000 *Frequency Selective Surfaces Theory and Design* (New York: Wiley) p28

- [2] Rajesh N, Malathi K, Sanjay B, Ramprabhu S, Sandeepkumar P, Jayaram K P 2013 *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters* **12** 718
- [3] Chen Y, Zhao D, Wang Y, Shu W 2012 *Chin. Phys. B* **21** 058401
- [4] Gao J S, Feng X G, Sun L C, Jia H Y 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 505 (in Chinese)[高劲松, 冯晓国, 孙连春, 贾宏燕 2009 物理学报 **58** 505]
- [5] Tang G M, Miao J G, Dong J M, Hu X Q 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 118401 (in Chinese)[唐光明, 苗俊刚, 董金明, 胡晓晴 2012 物理学报 **61** 118401]
- [6] Wang S S, Gao J S, Liang F C, Wang Y S, Chen X 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 050703 (in Chinese)[王珊珊, 高劲松, 梁凤超, 王岩松, 陈新 2011 物理学报 **60** 050703]
- [7] Gao J S, Wang S S, Feng X G, Xu N X, Zhao J L, Chen H 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 7338 (in Chinese)[高劲松, 王珊珊, 冯晓国, 徐念喜, 赵晶丽, 陈红 2010 物理学报 **59** 7338]
- [8] Tang G M, Miao J G, Dong J M 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 068402 (in Chinese)[唐光明, 苗俊刚, 董金明 2012 物理学报 **61** 068402]
- [9] Wang J B, Lu J 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 057304 (in Chinese)[汪剑波, 卢俊 2011 物理学报 **60** 057304]
- [10] Xu L X, Feng X G, Wang Y S, Chen X, Gao J S 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 114102 (in Chinese)[徐念喜, 冯晓国, 王岩松, 陈新, 高劲松 2011 物理学报 **60** 114102]
- [11] Yuehe G, Karu P E, Trevor S F 2012 *IEEE Trans. Antennas Propagat.* **60** 743
- [12] Andrew R W, Trevor S B, Jay G Y 2008 *IEEE Trans. Antennas Propagat.* **56** 3382
- [13] Abbas P, Hadi B, Javad N 2012 *IEEE Trans. Antennas Propagat.* **60** 2101
- [14] Lina M, Bernard J 2010 *IEEE Trans. Antennas Propagat.* **9** 326
- [15] Alireza F, Lotfollah S 2012 *IEEE Trans. Antennas Propagat.* **60** 78
- [16] Zhao H, Qu S B, Lin B Q, Wang J F, Ma H, Xu Z, Peng W D, Bai P 2012 *IEEE Trans. Antennas Propagat.* **60** 3040
- [17] Zhu B, Wang Z, Huang C, Feng Y, Zhao J, Jiang T 2010 *Progress in Electromagnetics Research* **10** 231
- [18] Ma Y, Chen Q, Grant J, Saha S C, Khalid A, Cumming D R 2011 *Opt. Lett.* **36** 945
- [19] Li H, Li H Y, Zhou B, Shen X P, Cheng Q, Cui T J 2011 *J. Appl. Phys.* **110** 014909
- [20] Luo H, Wang T, Gong R Z, Nie Y, Wang X 2011 *Chin. Phys. Lett.* **28** 034204
- [21] Lu L, Qu S B, Ma H, Yu F, Xia S, Xu Z, Bai P 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 104102 (in Chinese) [鲁磊, 屈绍波, 马华, 余斐, 夏颂, 徐卓, 柏鹏 2013 物理学报 **62** 104102]
- [22] Cheng Y Z, Nie Y, Gong R Z, Wang X 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 044103 (in Chinese)[程用志, 聂彦, 龚荣洲, 王鲜 2013 物理学报 **62** 044103]
- [23] Munk B A 2000 *Frequency Selective Surfaces Theory and Design* (New York: Wiley) p80–116
- [24] Lei C J, Yu S, Li H F, Niu X J, Liu Y H, Hou S Y, Zhang T Z 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 044103 (in Chinese)[雷朝军, 喻胜, 李宏福, 牛新建, 刘迎辉, 候慎勇, 张天钟 2013 物理学报 **62** 044103]
- [25] Prior C J, Hall P S 1985 *Electron Lett.* **21** 719
- [26] Feresidis A P, Vardaxoglou J C 2001 *IEE Proc-Microw. Antennas Propag* **148** 345
- [27] Abbas P, Hadi B, Javad N 2012 *IEEE Trans. Antennas Propagat.* **60** 2101

A novel frequency selective surface with stable performance and its application in microstrip antenna^{*}

Yuan Zi-Dong[†] Gao Jun Cao Xiang-Yu Yang Huan-Huan
Yang Qun Li Wen-Qiang Shang Kai

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

(Received 24 July 2013; revised manuscript received 2 September 2013)

Abstract

A novel frequency selective surface(FSS) with stable performance is designed and applied to microstrip antenna. The FSS cell is composed of two metallic layers separated by a dielectric spacer. The top and bottom layers connected with metallic cylinders form the fractal dendritic model. By optimizing the geometric parameters of the model, an ultra-thin FSS spatial filter is obtained, whose thickness is only 0.017λ , with wideband, polarization insensitive, wide-incident angle, and miniaturization properties. When applying the radome to microstrip antenna, the bandwidth of the antenna is improved to 40%, the gain is enhanced in the whole operating frequency band, especially at 9.6 GHz, the gain is increased by 6.7 dB; at the same time, the in-band radar cross section(RCS) is reduced significantly, and the largest reduction exceeds 12.7 dB. Experimental results are in good agreement with the simulated ones, which verifies that the novel FSS spatial filter can be used to increase the gain of broadband antenna, enhance the directivity, improve the bandwidth, and reduce the in-band RCS; to sum up, it can be applied to broadband antennas to improve their radiation as well as scattering performance at one time.

Keywords: frequency selective surface, wideband, high-gain, radar cross section

PACS: 41.20.Jb, 73.20.Mf

DOI: 10.7498/aps.63.014102

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61271100), the Key Program of the Natural Science Foundation of Shaanxi Province, China (Grant No.2010JZ010), and the Natural Science Basic Research of Shaanxi Province, China (Grant No. 2012JM8003).

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