

毫米波二阶分形频率选择表面寄生谐振的抑制*

夏步刚^{1)2)†} 张德海¹⁾ 孟进¹⁾²⁾ 赵鑫¹⁾

1) (中国科学院空间科学与应用研究中心, 中国科学院微波遥感技术重点实验室, 北京 100190)

2) (中国科学院大学, 北京 100049)

(2013年4月24日收到; 2013年5月30日收到修改稿)

二阶分形频率选择表面具有良好的双频特性, 是实现准光学选频网络小型化的理想选择. 但是由于其自相似迭代结构的复杂性, 导致其长期受到寄生谐振的影响, 为了提高二阶分形结构在工程应用中的可靠性, 本文建立了二阶方环分形周期单元的等效电路并分析了寄生谐振产生时的场分布情况, 研究了寄生谐振的形成机理; 进而通过单元间去耦合操作, 并引入基于离散粒子群算法的多参数优化过程, 克服了这一问题. 仿真和实验结果表明: 在保证双频工作特性、对于入射角和极化稳定的前提下, 通过去耦合和粒子群算法实现的频率选择表面实测对寄生谐振的抑制可达 13 dB, 且避免了新的寄生谐振的产生. 关于寄生谐振抑制的研究, 为增强二阶分形阵列结构的可靠性提供了新的思路.

关键词: 二阶分形, 频率选择表面, 寄生谐振, 离散粒子群算法

PACS: 41.20.-q, 84.40.-x

DOI: 10.7498/aps.62.174103

1 引言

频率选择表面 (Frequency selective surface, FSS) 是一种谐振单元通常呈二维周期性排布构成的阵列型空间滤波器件, FSS 对特定频率激励的电磁波具有传输或者反射特性, 并且很大程度上受到波束入射角度和极化方式的影响, 在军事^[1]、航天^[2]等领域具有十分广泛的应用. 经过近半个世纪的发展^[3,4], 构成 FSS 的基本谐振单元的样式已经非常丰富, 每种单元样式都表现出独特的谐振特性, 因而工作于不同的场合: 开环谐振单元 (SRR)^[5] 可实现等效介电常数和磁导率同时为负的超材料^[6]; 三极子单元^[7] 具有低损耗、圆极化特性, 并且对入射波的角度不敏感, 在工程中常用于雷达罩等曲面结构; 由于结构上良好的对称性, 耶路撒冷十字单元^[8] 具有优越的极化稳定性; 基片集成波导腔体 (SIWC) 单元^[9] 表现出平顶和边带陡降特性, 具有很好的带外抑制作用. 近年来, 为满足现代通信设备的集成化、小型化和多频复用的需求, 对于

分形谐振单元^[10] 的研究已经成为一个重要课题.

分形单元是通过多次自相似迭代形成的复杂曲线结构, 于上世纪 90 年代开始被应用于 FSS 的设计领域, 由于图案的自相似性及几何参数的逐阶递减, 使得利用分形单元在单层 FSS 屏上实现性能优良的小型化多频带通型空间滤波器成为可能: Romeu 等成功设计出了 Sierpinski 偶极子 FSS^[11]; Gianvittorio 等对 Minkowski 分形和交叉偶极子分形作了全面细致的实验验证^[12]; 王珊珊等对 Y 分形单元作了大量卓有成效的研究^[13]. 截至目前关于分形结构的研究主要集中于多频带、插入损耗、角度稳定性和极化特性等方面, 虽然取得了很多研究成果, 但类似于传统 FSS 所凸显的栅瓣抑制、寄生谐振^[14] 等对 FSS 的工作特性造成不利影响问题涉及甚少.

针对二阶分形 FSS 两个通带之间出现的寄生谐振的问题, 本文以二阶方环分形单元为例, 在分析寄生谐振的产生机理的基础上, 通过单元间去耦合设计, 同时运用离散粒子群算法进行优化, 实现了保证工作稳定性前提下, 从根本上抑制寄生谐振

* 国家高技术研究发展计划 (批准号: 2007AA120701) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: xiabugang09@mails.ucas.ac.cn

的目的. 最后在微波暗室中对加工出的样品进行了实验验证, 证明了优化方法的可行性, 为分形 FSS 在准光学前端分频网络中的应用提供了更为可靠优良的单元选择, 同时对于其他类型的二阶分形及非分形结构的 FSS 单元的频率响应特性优化设计具有一定的借鉴意义.

2 寄生谐振的产生机理

2.1 等效电路建立及分析

对于缝隙型 FSS, 当入射平面波照射到 FSS 屏时, 平行于谐振单元分布方向的电场分量对电子产生作用力使其振荡, 并沿着缝隙边缘产生感应电流, 随着频率的升高, 感应电流逐渐变大. 由于电子吸收大量入射波的能量, 同时也在向外辐射能量, 当频率达到 F_p 时, 运动的电子透过缝隙向透射方向辐射电场能量达到峰值, 从而形成谐振, 此时金属表面会形成电感 L , 而在金属之间的缝隙处会形成电容 C , 其谐振频率为 $F_p = 1/2\pi(LC)^{0.5}$. 根据 Munk 的容性加载理论^[1], 并结合 Langley 等^[15]对带阻型方环的等效电路建模, 以及 Lee 等^[16]对双环结构谐振的研究, 本文定性分析了方环类二阶 FSS 的寄生谐振的产生机理, 并给出二阶方环分形 (浅灰色为金属, 白色为缝隙) 及其通用等效电路模型, 该电路是基于 LC 并联的复合回路, 如图 1 所示. 图中 L_{F1} , L_{F2} 和 L_{FH} 为等效电感, C_{F1} , C_{F2} 和 C_{FS} 为等效电容, 共同构成上、中、下三个等效并联回路. 在上下两个回路中, 由于两个电容 C_{F1} 并联, 相当于增大了电极面积, 使得总电容 $C'_{F1} = 2C_{F1}$, FSS 工作的第一谐振点为 $F_{P1} = 1/2\pi(L_{F1}C'_{F1})^{0.5}$; 中间回路的 L_{F2} 和 C_{F2} 为一阶方环结构的固有谐振回路, 亦构成 FSS 工作的第二谐振点 $F_{P2} = 1/2\pi(L_{F2}C_{F2})^{0.5}$; 由于二阶方环结构的复杂性, 导致了寄生电容 C_{FS} 和寄生电感 L_{FH} 的形成.

考虑图中 L_{FH} , C_{FS} , L_{F2} 和 C_{F2} 构成的回路, 由于互感的存在, L_{FH} 与 L_{F2} 并联的总电感 $L'_{FH2} < L_{FH}L_{F2}/(L_{FH} + L_{F2}) < L_{FH} \leq L_{F2}$, 而 C_{FS} 与 C_{F2} 的并联电容 $C'_{FS2} = C_{FS} + C_{F2} > C_{F2} > C_{FS}$, 由于电容增大的速度远小于电感减小的速度, 从而使 FSS 在第二谐振点 F_{P2} 之上激起了新的高次谐振 $F_{PH} = 1/2\pi(L'_{FH2}C'_{FS2})^{0.5}$; 同时考虑图 1 中虚线部分 C_{FS} , L_{F2} 和 C_{F2} 回路, 可知 $F_{PS} = 1/2\pi L_{F2}(C_{F2} + C_{FS})^{0.5}$, 且有 $F_{P2} > F_{PS} > F_{P1}$, F_{PS} 即为由于二阶方环分形

FSS 设计工作频段以外由于结构导致的寄生谐振.

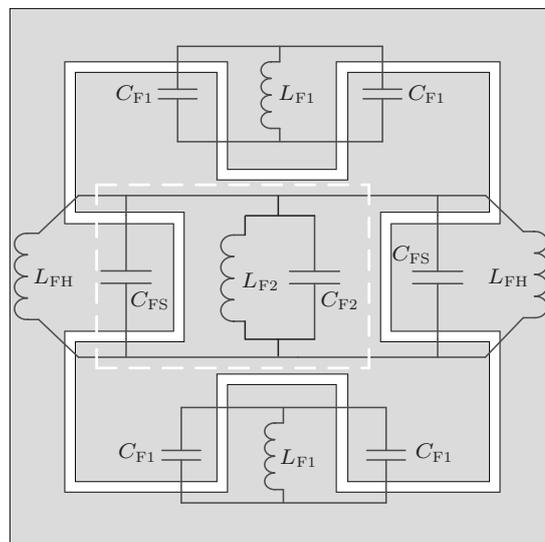


图 1 二阶分形方环单元及其等效电路

设 $Z_0 \approx 377\Omega$ 为自由空间的特性阻抗, 可根据等效电感 (L_{F1} , L_{F2} , L_{FH}), 等效电容 (C_{F1} , C_{F2} , C_{FS}), 计算出基本的归一化感抗为 X 和归一化容抗为 B (在此从宏观上分析, 涉及电感电容的计算请参考文献 [14, 15]), 从而得到二阶方环分形单元的等效阻抗 $Z = j[X - 1/B]$, 最后计算出 F_{PS} 的反射系数 $R = (Z/Z_0 - 1)/(Z/Z_0 + 1)$, 以分析寄生谐振对 FSS 带外特性的影响.

值得注意的是, 在探索抑制寄生谐振方法的时候, 应考虑到单元之间等效电感 (L_{FH}) 之间互感的影响.

2.2 场分布情况

另一方面, 可以从电流和场的分布情况对寄生谐振进行分析. 当低频电磁波照射缝隙型 FSS 时, 将激发大范围的电子移动, 使得电子吸收大部分能量, 且沿缝隙的感应电流很小, 导致透射系数比较小. 随着入射波频率的不断升高, 这种电子移动的范围将逐渐减小, 沿缝隙流动的电流在不断增大, 从而透射系数会得以提高. 因而, 当 FSS 产生寄生谐振 F_{PS} 时, 通过对 FSS 表面电场的分布情况的分析, 可以直观地发现是由于何种结构因素导致寄生谐振的产生.

这里考虑一个电磁波垂直入射, 设计工作频率为 $F_{P1} = 35.5 \text{ GHz}$, $F_{P2} = 54 \text{ GHz}$ 的双频带通型二阶方环分形 FSS 实例, 数值结果表明, 类似于文献

[14] 中的情况, FSS 工作时, 在 F_{P1} 和 F_{P2} 之间存在着 $F_{PS} = 44$ GHz 的寄生谐振, 其 -3 dB 带宽约为 0.85 GHz.

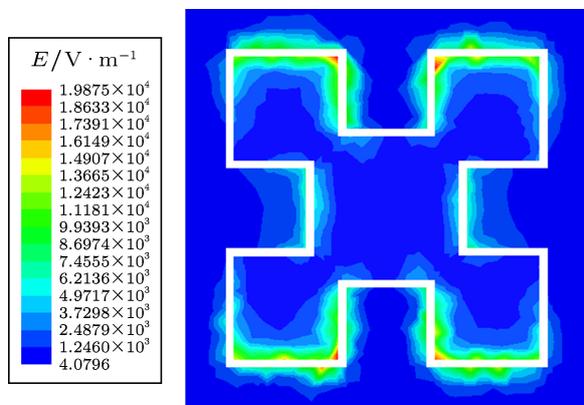


图 2 寄生谐振 $F_{PS} = 44$ GHz 时 FSS 表面电场分布

根据图 2 中寄生谐振 F_{PS} 产生时电场幅度分布可以看出, 此时受激的主要谐振区域是分形单元的四角, 结合图 1 不难发现, 这主要是寄生电容 C_{FS} 的作用; 同时由于单元间寄生电感 L_{FH} 之间的互感作用, 中心区域的左右两侧也产生了谐振. 由于 F_{PS} 的存在, 导致能量的损耗, 系统信噪比降低, 输出功率下降, 限制了分形 FSS 的整体性能指标. 因此, 必须抑制寄生谐振, 消除其不利影响.

3 抑制方法

通过上面的分析, 我们可以得出一个结论: 针对寄生谐振的抑制, 在保证原有工作特性并防止激起新的寄生谐振的前提下, 可以通过破坏其谐振结构来实现. 理想的情况是存在的, 很多时候盲目地尝试, 显然是费时费力又有可能徒劳的. 因此, 要采取行之有效的科学的步骤去解决: 先通过去耦合操作, 消除单元之间的影响, 然后再对单个分形单元进行优化, 以达到消除寄生谐振的目标.

3.1 单元去耦

前面对寄生谐振的产生机理作了分析, 如果从栅瓣的角度 [1] 来看这个问题, 那么可将两个通带 F_{P1} 和 F_{P2} 之间的寄生谐振 F_{PS} 等效为 F_{P1} 的栅瓣, 图 3 中单层介质加载的分形 FSS 阵列, 相对于固定角度入射的激励波, 其透射波主瓣方向也是固定的, 当入射频率非常低的情况下, 阵列中的波有很大的衰减, 但伴随着频率的不断提高, 由于相邻单元间

的以相位差耦合的关系, 栅瓣必然会产生, 当达到临界频率时, 栅瓣在介质与自由空间的分界面上产生全反射, 从而形成表面波, 最终当频率达到一定值时, 形成完全的栅瓣辐射到自由空间. 图中 β_0, β_1 分别为自由空间和介质中的传播常数.

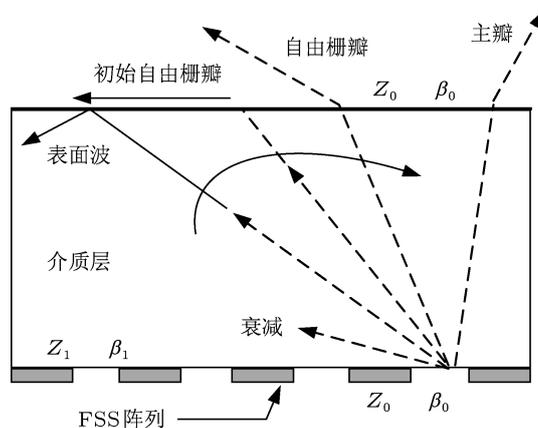


图 3 FSS 栅瓣示意图

为了隔离相邻单元之间的耦合, 平面法拉第笼 (Faraday cage) 结构 [17] 被引入到 FSS 屏的设计中. 由于此处涉及的毫米波 FSS 频率较高, 单元尺寸明显小于文献 [17], 在满足性能的前提下, 出于加工复杂度的考虑, 故未采用与其相似的紧密排列的圆形通孔结构, 而是在分形单元的边缘和内部各开了四个方形缝隙 (如图 5 所示). 相当于每个单元加载了八个小去耦电容, 起到隔离的作用, 实现了单元间去耦合的目的.

3.2 离散粒子群算法优化

通过对分形 FSS 单元原有结构参数的改变实现对寄生谐振抑制, 是一个多参数优化问题. 针对这一问题, 采用离散粒子群算法 (discrete particle swarm optimization, DPSO) 可以很好地解决. PSO 算法最早由 Kennedy 等于 1995 年提出 [18], 起源于对鸟群捕食行为的模拟, 是一种启发式全局优化算法, 虽然存在易于陷入局部极值点的问题, 但与传统的遗传算法 (genetic algorithm, GA) 相比较而言, 容易实现, 无需交叉和变异操作, 涉及的参数少, 具有更快的收敛速度, 同时具有优越的消息共享机理, 能够有效地解决复杂模型特别是非线性和组合优化问题.

PSO 的基本原理可以表述如下: 在一个 M 维求解空间中, 有 n 个漂移粒子组成的微粒群体, 其

中的每一个粒子都是一个 M 维的向量, 第 i 个粒子的空间位置和漂移速度分别可以表示为

$$L_i = \{L_{i1}, L_{i2}, L_{i3}, \dots, L_{iM}\}^T,$$

$$S_i = \{S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, \dots, S_{iM}\}^T,$$

其中 $i = 1, 2, 3, \dots, n$. 粒子的空间位置是求解空间的一个解, 并通过适应度函数计算出的适应值来衡量粒子的优劣. 第 i 个粒子漂移路径中具有最佳适应值的位置记为 $Lu_i = \{Lu_{i1}, Lu_{i2}, Lu_{i3}, \dots, Lu_{iM}\}^T$, 整个微粒群体所经历的最佳位置记为 $Lg_i = \{Lg_{i1}, Lg_{i2}, Lg_{i3}, \dots, Lg_{iM}\}^T$, 粒子群的遍历方程组可以表示为

$$S_{ij}^{\tau+1} = S_{ij}^{\tau} + c_1 r_1(\tau)(Lu_{ij}^{\tau} - L_{ij}^{\tau}) + c_2 r_2(\tau)(Lg_{ij}^{\tau} - L_{ij}^{\tau}), \quad (1)$$

$$L_{ij}^{\tau+1} = L_{ij}^{\tau} + S_{ij}^{\tau+1}, \quad (2)$$

其中, 下标 i, j 表示第 i 个粒子的第 j 维, τ 表示当前进化代数, $r_1(\tau)$ 和 $r_2(\tau)$ 相互独立, 且在 $[0, 1]$ 之间取值, c_1, c_2 为学习因子. (1) 式等式右边的三项分别反映了粒子原始漂移速度、认知部分 (记忆性) 以及社会部分 (信息共享).

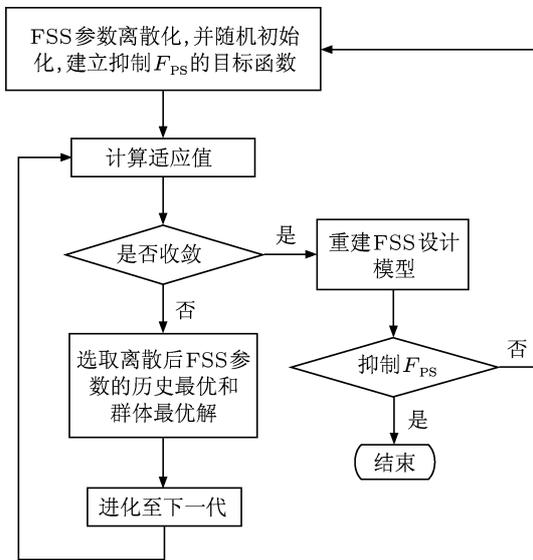


图4 DPSO对 F_{PS} 的抑制流程图

2006年, Genovesi等^[19]证明了PSO算法应用到FSS的模型设计和参数优化过程中的可行性, 并比较了PSO与GA算法的差异. 本文运用DPSO算法对二阶方环分形FSS的结构参数进行改进, 最终实现对寄生谐振 F_{PS} 的精确抑制. 首先由图4给出DPSO算法对FSS优化设计的流程图.

第一步, FSS参数的离散化. 需要优化并离散化的FSS参数包括: 单元周期 W 、单元内部结构、介质的相对介电常数 ϵ_r 、金属层的厚度 h 及介质的厚度 H , 首先进行离散化操作, 以确定粒子漂移的求解空间的维数 M . 出于实际加工样件工艺及材料的考虑, 表1中的参数事先确定, 则仅需要对单元的内部结构作优化即可.

表1 DPSO优化前已确定的参数

名称	W/mm	ϵ_r	$h/\mu\text{m}$	$H/\mu\text{m}$
取值	10	2.2	18	508

对单元内部结构的离散化表述如下: 将单元周期 $W \times W$ 离散为 20×20 的矩阵, 矩阵中的每一个元素就是一个粒子, 整个群体粒子数为400(为了保证优化后单元结构的对称性, 取1/4周期, 即 $n = 100$), 求解空间的维数为 $M = 2$, 即第 i 个粒子的空间位置 $L_i = \{1, 0\}^T$, 漂移速度为 $S_i = \{P(1), P(0)\}^T$, 其中, 1代表金属, 0代表缝隙, $P(1)$ 和 $P(0)$ 分别是取1和0的概率, 离散化完成之后对各粒子进行随机初始化.

下一步是DPSO目标函数的建立, 目标函数是通过权重系数 Ψ , FSS的反射系数 Γ 及其期望值之间的约束实现的, 设 Γ 的阻带最小期望值为 -15 dB , 通带最大期望值为 -0.2 dB , 则目标函数 Φ 可以表示为

$$\Phi = \Psi_{-15 \text{ dB}} \left\{ \sum_{i=1}^{F_{PU}} (\Gamma + 15)^2 \right\} + \Psi_{-0.2 \text{ dB}} \left\{ \sum_{i=1}^{F_{SV}} (\Gamma + 0.2)^2 \right\}, \quad (3)$$

其中

$$\Psi_{-15 \text{ dB}} = \begin{cases} 0, & \Gamma \leq -15 \text{ dB} \quad (F_{SV}), \\ 1, & \text{其他}, \end{cases} \quad (4)$$

$$\Psi_{-0.2 \text{ dB}} = \begin{cases} 0, & \Gamma \geq -0.2 \text{ dB} \quad (F_{PU}), \\ 1, & \text{其他}. \end{cases} \quad (5)$$

F_{SV} 和 F_{PU} 分别表示第 V 个阻带和第 U 个通带, 且包含寄生谐振 F_{PS} .

通过(3)式计算出的适应值, 评判粒子群的优劣, 并保留粒子的个体最优解和群体最优解, 进化为下一代的微粒群体的成员, 设最大迭代次数等于粒子数 ($n = 100$) 时, 过程终止, 选取所有迭代的最优结果, 根据此结果重建分形FSS单元模型, 并运用周期矩量法 (periodic method of moment, PMM)

进行计算, 分析所得的数值结果, 判断是否已经将 F_{PS} 处的 S_{21} 值抑制到了 -15 dB 以下, 如果是, 则 DPSO 优化过程结束, 如果不是, 就重复上述所有步骤, 直至达到优化期望值为止.

最后得到的分形 FSS 的单元结构如图 5 所示, 其中包括容性去耦缝隙和 DPSO 优化区域, 图中还标明了优化后 FSS 四分之一单元的表面电流分布情况. 这里需要指出的是, 由于 DPSO 的随机性, 图中所示区域并不是求解空间的唯一解, 考虑到实际加工的因素, 这里取最优解的近似, 同样可以满足优化期望.

4 数值结果及实验

在不同极化波照射下的稳定性及对入射角变化的敏感度, 是衡量毫米波二阶分形 FSS 频率特性的重要指标, 也是准光学网络馈电设计的难点之一. 为了简化优化过程, 在 DPSO 算法的目标函数 (3) 中, 并未考虑极化和入射角度变化带来的影响, 因为这是可以通过 FSS 单元模型的对称性和缩减单元间距来实现的. 需要特别说明的是, 不管是设计所得谐振还是寄生谐振, 都与谐振单元中结构的电长度相关, 第一谐振点的高次谐振出现在 60 GHz 以上, 根据对应一阶方环的几何参数和传输特性可以判断, 排除第一谐振点的高次谐振导致寄生谐振产生的可能性. 下面通过数值结果来分析寄生谐振 F_{PS} 消除后, 二阶方环分形 FSS 在这两方面的表现.

4.1 极化稳定性

图 6 为 TE 波 (上) 和 TM 波 (下) 波 30° 照射下 ($\theta = 30^\circ$), FSS 的传输系数曲线, 当 TE 波入射时, FSS 的第一谐振点 $F_{P1} = 35.6$ GHz, 第二谐振点 $F_{P2} = 53.8$ GHz, 对 $F_{PS} = 44$ GHz 的抑制为 -16.87 dB; 当 TM 波入射时, 传输特性的波形基本保持不变, 两个通带的 -3 dB 带宽也保持不变. 第一谐振点 F_{P1} 仅发生了 0.25 GHz 正向偏移, 插入损耗从 -0.061 dB 增加到 -0.081 dB, 第二谐振点 F_{P2} 发生了 0.2 GHz 负向偏移, 插入损耗从 -0.18 dB 增加到了 -0.29 dB, F_{PS} 处的抑制增加了 0.9 dB. 在 30 GHz 到 60 GHz 的工作范围内, FSS 对于不同极化波, 表现出了良好的稳定性, 在当频率大于 60 GHz 时, 栅瓣出现, 但基本维持在 -10 dB 左右, 对分形 FSS 工作特性几乎没有影响.

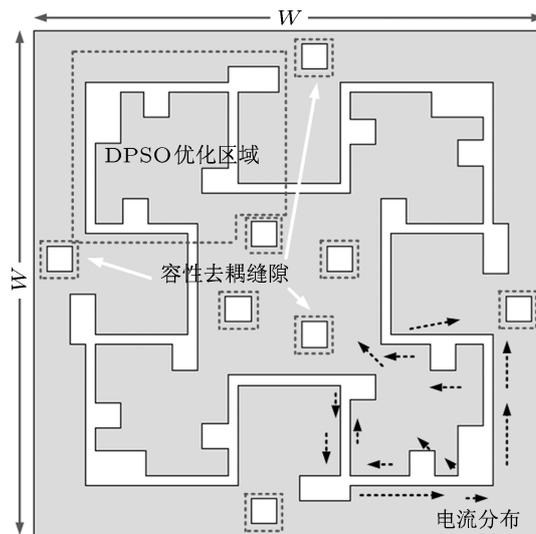


图 5 F_{PS} 抑制后的最终单元结构及表面电流分布

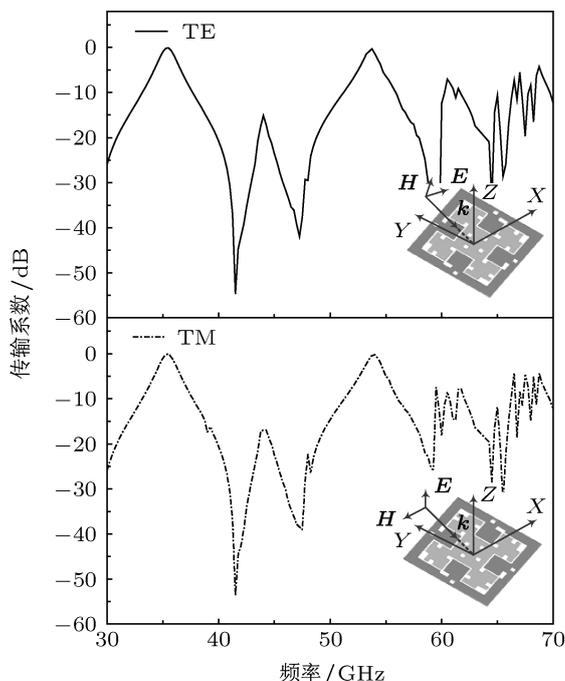


图 6 优化后 FSS 对 TE 和 TM 极化波的频率响应特性

4.2 入射角敏感度

在实际应用中, 出于系统小型化的要求, 准光学选频网络中 FSS 元件应对 $0-45^\circ$ 入射波保持稳定的频率响应, 特别是对于插入损耗的要求. 通过图 7 可以分析 FSS 的通带工作频率及其损耗对于入射角的敏感程度, 由于 TE 和 TM 的结果相似, 这里仅说明 TE 波入射的情况. 图 7(a) 反映了谐振频率随入射角变化规律: 垂直入射时, 第一谐振点 $F_{P1} = 35.5$ GHz, 第二谐振点 $F_{P2} = 54$ GHz; 当入射角 θ 从 0° 增加到 10° , 两个谐振点均保持不变; 从

10° 到 50°, F_{p1} 呈平缓递增趋势, 从 35.5 GHz 增加到 35.8 GHz, 相对变化率为 0.85%; 而 F_{p2} 的变化趋势则与之相反, 呈缓慢递减趋势, 与垂直入射时 $F_{p2} = 54$ GHz 的最大偏差为 0.4 GHz, 相对变化率为 0.74%. 图 7(b) 说明了入射角从 0—50° 变化时, 插入损耗的变化情况, I_{p1} 和 I_{p2} 分别是 F_{p1} 和 F_{p2} 对应的插入损耗, 从图中可以看出, 当入射角增大时, I_{p1} 和 I_{p2} 均呈缓慢下降趋势 (损耗增大), 但变化并不剧烈. 整个过程中, I_{p1} 的变化量为 0.03 dB, I_{p2} 的变化量为 0.083 dB, 都在可以接受的范围内.

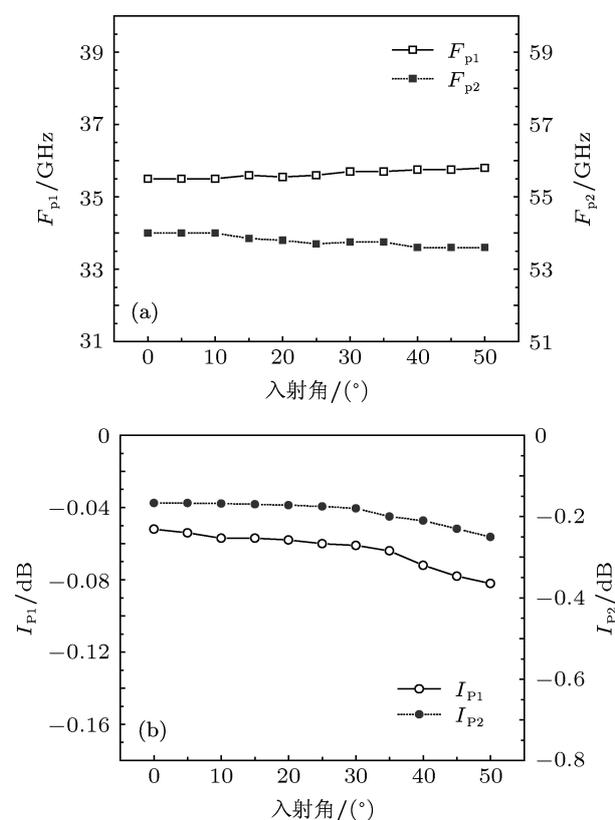


图7 优化后 FSS 对不同角度入射波的频率响应特性

从整体上看, 寄生谐振抑制后的分形 FSS 的传输特性在入射角变化时, 具有比较可靠的工作稳定性.

4.3 实验

为了验证对毫米波二阶分形 FSS 寄生谐振 F_{ps} 抑制的实际效果, 采用技术成熟的光刻镀膜工艺, 在厚度 $H = 508 \mu\text{m}$ 的罗杰斯 ($\epsilon_r = 2.2$, $\tan\delta = 0.0009$) 介质基板上, 蚀刻出了 30×30 单元的分形 FSS 样件, 每个单元的周期为 $W = 10$ mm (如图 8 所示), FSS 层采用 $h = 18 \mu\text{m}$ 的铜层, 并覆盖 $0.2 \mu\text{m}$ 镀金层防氧化. 为了保证 FSS 具有良好的双频带通

谐振特性及明显的带外抑制能力, 分形单元的周期间距保持在小于第二谐振点对应波长的四分之一. 在微波暗室对加工好的实验样件进行传输特性的近场测试, 在暗室及 FSS 样件的四周, 放置锥形吸波材料, 以减少干扰因素的影响.

测量频率范围为 42—46 GHz, TE 波激励, 入射角 θ 调整到 45° 测试背景保持在 -30 dBSM 以下, 图 9 为暗室近场测试系统照片, 使用矢量网络分析仪对透波特性进行测试, 首先移开 FSS, 进行直通校准, 测得 S_{a21} (dB); 将 FSS 置于发射天线与接收天线之间, 并调整到 45° 倾斜状态, 其中 FSS 的中心与发射天线 (喇叭天线) 之间的距离设置为 1.6 m, 而与接收天线 (探针) 之间的距离设置为 0.4 m. 测得 S_{b21} (dB); 最后通过计算得到传输系数 T (dB) = S_{21} (dB) = S_{b21} (dB) - S_{a21} (dB).

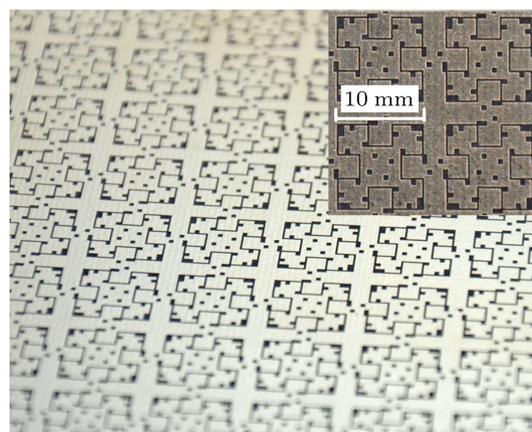


图8 毫米波二阶分形 FSS 加工样件实物照片

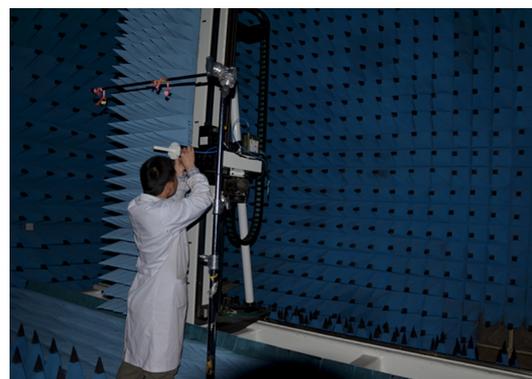


图9 近场测试系统

图 10 为测试结果与 DPSO 优化前后的数值结果的比较: DPSO 优化前, 分形 FSS 对寄生谐振的最小抑制 (即 F_{ps} 时的抑制) 仅为 -0.25 dB, 而 DPSO 优化后, 最小抑制锐增至 -16.36 dB, F_{ps} 则

从 44.25 GHz 减小到了 44 GHz. 从 DPSO 优化后的数值结果与测试结果的比较来看, 分形 FSS 对寄生谐振的最小抑制的实测值为 -13.24 dB, 由于受到 FSS 加工误差、测试时的偏置状态、角度调整精度及其周围散射场分布等诸多因素的影响, 测试结果沿着 DPSO 优化后的数值结果上下跳变形成包络, 从整体趋势上看两者基本符合.

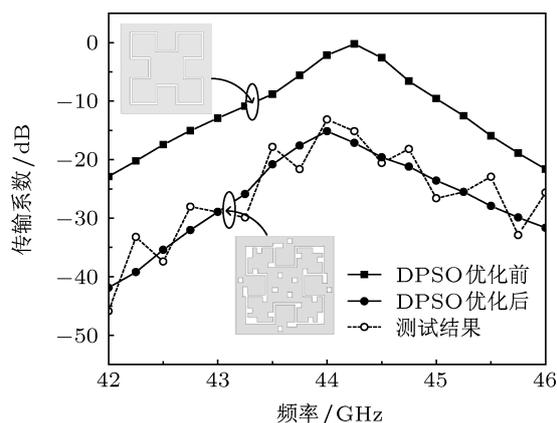


图 10 二阶方环分形 FSS 寄生谐振抑制前后对比曲线

5 结论

建立了二阶方环分形 FSS 单元结构的等效等效电路, 并结合寄生谐振发生时 FSS 表面电场分布, 分析了寄生谐振产生的机理; 并采用加载容性缝隙去耦, 减小了单元间耦合的影响, 进而运用离散粒子群算法, 基于权重系数 Ψ 、分形 FSS 的反射系数 Γ 及其期望值之间的约束关系, 构建目标优化函数, 并以目标函数值为指标, 实现了 FSS 模型的最优化, 在保证对入射角和极化稳定的同时, 消除寄生谐振对 FSS 性能的影响. 仿真和实验结果表明了这种方法可以有效地解决二阶方环分形 FSS 长期存在的寄生谐振的问题, 高效、物理意义明确且流程可实现, 避免了各种错误的尝试. 对于提高工程中分形 FSS 的实用性, 并设计出应用于准光学前段的可靠的多频段分形 FSS 提供了新途径和参考.

感谢易敏博士、陈雪师姐和赵鑫博士提供暗室近场测试系统, 及 FSS 测试阶段的帮助.

- [1] Munk B A 2000 *Frequency selective surfaces: theory and design* (New York: Wiley) pp51–54
- [2] Dickie R, Cahill R, Mitchell N, Gamble H, Fusco V, Munro Y, Rea S 2010 *Electronics Letters* **46** 472
- [3] Chen C C 1970 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **18** 627
- [4] Cui G B, Miao J G, Zhang Y F 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 224102 (in Chinese) [崔广斌, 苗俊刚, 张勇芳 2012 物理学报 **61** 224102]
- [5] Singh R, Al-Naib I A, Yang Y, Roy Chowdhury D, Cao W, Rockstuhl C, Zhang W 2011 *Applied Physics Letters* **99** 201107
- [6] Wu X, Pei Z B, Qu S B, Xu Z, Zhang J Q, Ma H 2011 *J. Infrared Millim. Waves* **30** 469 (in Chinese) [吴翔, 裴志斌, 屈绍波, 徐卓, 张介秋, 马华 2011 红外与毫米波学报 **30** 469]
- [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] Hosseini M, Pirhadi A, Hakkak M 2006 *Progress In Electromagnetics Research* **64** 43
- [9] Luo G Q, Hong W, Tang H J, Chen J X, Yin X X, Kuai Z Q, Wu K 2007 *IEEE Trans. on Anten. and Propag.* **55** 92
- [10] Campos A, De Oliveira E E C, Silva P H F 2009 *Microwave and Optical Technology Letters* **51** 1983
- [11] Romeu J, Rahmat-Samii Y 2000 *IEEE Trans. on Anten. and Propag.* **48** 1097
- [12] Gianvittorio J P, Romeu J, Blanch S, Rahmat-Samii Y 2003 *IEEE Trans. on Anten. and Propag.* **51** 3088
- [13] Wang S S, Gao J S, Feng X G, Zhao J L 2011 *Optics and Precision Engineering* **19** 959 (in Chinese) [王珊珊, 高劲松, 冯晓国, 赵晶丽 2011 光学精密工程 **19** 959]
- [14] Xu R R 2009 *Ph.D. Dissertation* (Nanjing: Nanjing University of Science and Technology) (in Chinese) [许戎戎 2009 博士学位论文 (南京: 南京理工大学)]
- [15] Langley R J, Parker E A 1983 *Electronics Letters* **19** 675
- [16] Lee C K, Langley R J 1985 *IEE Proc. H* **132** 395
- [17] Shi L F, Zong Z Y, Xu R R, Wu W 2010 *Acta electronica sinica* **38** 1362 (in Chinese) [施凌飞, 宗志园, 许戎戎, 吴文 2010 电子学报 **38** 1362]
- [18] Kennedy J, Eberhart R 1995 *Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks* November 1995 p1942
- [19] Genovesi S, Mittra R, Monorchio A, Manara G 2006 *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* **5** 277

Restrain the spurious resonance of second-order fractal frequency selective surface in MMW band*

Xia Bu-Gang^{1)2)†} Zhang De-Hai¹⁾ Meng Jin¹⁾²⁾ Zhao Xin¹⁾

1) (*Key Lab. of Microwave Remote Sensing, Center for Space Science and Applied Research, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China*)

2) (*University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China*)

(Received 24 April 2013; revised manuscript received 30 May 2013)

Abstract

Based on analyzing the equivalent circuit and electric field distribution of second-order square fractal frequency selective surface (FSS), the mechanism of its spurious resonance is discussed. To achieve a millimeter wave (MMW) spatial filter which exhibits high out-band suppression (≥ 13 dB) and insensitive to the variation of oblique incident angles for both TE and TM polarized waves, a hybrid methodology of decoupling operation in conjunction with discrete particle swarm optimization (DPSO) procedure is proposed. The FSS array without spurious resonance and its evolutionary process by DPSO are described. It is also demonstrated that the measured results and DPSO-operated frequency characteristics are in excellent agreement.

Keywords: second order fractal, frequency selective surface, spurious resonance, discrete particle swarm optimization

PACS: 41.20.-q, 84.40.-x

DOI: 10.7498/aps.62.174103

* Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (Grant No. 2007AA120701).

† Corresponding author. E-mail: xiabugang09@mailsucas.ac.cn