

Ku/Ka 波段双通带频率选择表面雷达罩设计研究*

王秀芝¹⁾²⁾ 高劲松¹⁾ 徐念喜^{1)†}

1) (中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 中国科学院光学系统先进制造技术重点实验室, 长春 130033)

2) (中国科学院大学, 北京 100049)

(2013年5月27日收到; 2013年9月17日收到修改稿)

为了满足现代通信设备多频带及集成化要求, 基于耦合机理和谐振机理, 在实心半波壁雷达罩和 A 夹层雷达罩等效平板基底上设计了一种由容性表面(内嵌谐振单元)-感性表面-容性表面(内嵌谐振单元)-等效基底级联而成的 Ku/Ka 波段双通带频率选择表面结构. 根据 FSS 的物理结构建立了等效电路模型, 分析了滤波机理, 利用全波分析软件计算了两种 FSS 雷达罩的传输特性. 该结构基于容性表面与感性表面的耦合作用在 Ku 波段形成具有微型化特性的第一通带, 基于两个容性表面内嵌的方环单元谐振在 Ka 波段形成第二通带, 两通带透过率分别为 89%, 94.7% (实心半波壁 FSS 雷达罩)、88.2%/93.7% (A 夹层 FSS 雷达罩), 在 0° — 45° 扫描范围内, 两通带传输特性稳定. 在半波壁雷达罩的等效平板上制作了 Ku/Ka 双通带实验样件, 利用自由空间法测试其传输特性, 在制作误差允许范围内, 测试结果与仿真结果基本一致. 为研究通带间隔较宽的多频 FSS 提供了理论和实验依据.

关键词: 雷达罩, 频率选择表面 (FSS), 双通带

PACS: 73.61.-r, 73.90.+f

DOI: 10.7498/aps.62.237302

1 引言

频率选择表面 (frequency selective surface, FSS) 是指由介质表面上周期性排布的金属贴片单元或孔径单元组成的二维周期性结构^[1]. 它能够使电磁波在谐振频点发生全反射 (贴片型 FSS) 或全透过 (孔径型 FSS), 是一种对电磁波入射角度、极化方式以及频率均有选择作用的空间滤波器, 被广泛应用在电磁频谱的各个波段上, 如雷达罩带通滤波器、卫星通信用的频率分离器和极化分离器、建筑玻璃使用的频率选择窗等^[2-4]. 随着雷达罩隐身性能的不断提高以及现代通信技术的迅速发展, 微型化和多频 FSS 成为研究热点^[5,6]. 通过加载多频 FSS, 雷达罩将具有多带通滤波特性, 满足了雷达多模制导和隐身的需求, 因此, 研究多带通频率选择表面雷达罩具有重要意义.

在以往的研究中, 为实现 FSS 多频谐振特性, 一般采用单屏 FSS 单元图形复合技术^[7,8] 和分形

技术^[7,9]、多屏 FSS 级联技术^[10] 等. 复合技术是指在一个周期单元中设计多种图形结构使 FSS 实现多频谐振, 而分形技术是利用单元的自相似性在一个周期单元中设计多级单元图形使 FSS 同时具有多频谐振特性. 这两种技术均通过单元中较大的图形部分或一阶分形部分谐振产生低频通带, 通过较小图形部分或高阶分形部分谐振产生高频通带, 在一定条件下可以使单屏 FSS 结构具有多频特性, 相对于多屏级联的复杂 FSS 结构, 其制作工艺简单, 工程难度较低. 然而, 根据 FSS 具有稳定滤波特性的条件: FSS 工作波长大于衍射边缘波长 (衍射边缘波长与单元周期相关)^[11], 当通带间隔较远时, 高次谐振通带很难满足稳定滤波条件; 另外, 同一单元中不同图形所产生的谐振模式间存在复杂的相互作用, 使 FSS 极易出现模式互作用零点和栅瓣, 影响其滤波特性, 尤其在扫描角度较大时, 也难以产生稳定理想的高次谐振通带. 这些都限制了单屏 FSS 单元图形复合技术和分形技术的广泛应用. 近年来, 利用多屏级联技术设计多频带 FSS 逐渐

* 春光机所创新三期工程项目 (批准号: 093Y32J090) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: xnxlzh999@126.com

兴起. 2007年由 Sarabandi 等人提出利用感性表面与容性表面的耦合机理制备微型化频率选择表面(MEFSS)的概念^[12,13],在此基础上,文献[6]将谐振单元嵌入容性表面内,使其充当容性表面的同时起到谐振表面的作用,两个谐振表面级联便可以形成两级谐振滤波结构,从而使耦合型 MEFSS 获得第二传输通带.两个通带分别基于耦合机理和谐振机理,通带间具有较小的相互作用,从而避免了传统的图形复合技术或分形技术所面临的通带间相互作用较大的问题.相对单屏复合单元 FSS 和分形 FSS 来说,多屏级联 FSS 结构虽然存在多屏精确对准、剖面厚度及欧姆损耗增加等问题,但其高频通带更加稳定性,尤其在角度稳定性和极化稳定性方面,其性能更加优越.在以往报道中,多屏级联结构多用于基底厚度较小、通带间隔较近的 FSS 设计中,并且仅限于实验室研究,缺乏其在雷达罩实际应用中的研究结果.

目前,机载、舰载和弹载雷达罩的罩壁结构形式主要为实心半波壁结构和 A 夹层结构^[14,15].针对上述罩壁结构,本文通过在三层耦合 MEFSS 的两个容性表面中内嵌方环单元,设计了一种可用于 Ku/Ka 波段的双通带和微型化 FSS 雷达罩结构.该雷达罩结构在 Ku 波段产生基于耦合机理具有微型化特性的第一通带,在 Ka 波段上产生基于谐振机理第二通带,通带间隔较远.两个通带分别基于不同机理,通带间具有较小的相互作用,使该结构能实现单元尺寸的有效缩减和 Ku/Ka 波段稳定滤波特性.下文利用印刷电路板技术制备了实验样件并

采用自由空间法进行了实验测试,设计结果与测试结果基本一致,为双通带 FSS 雷达罩工程化应用提供了一种有效方案.

2 物理模型分析

针对实心半波壁结构和 A 夹层结构雷达罩,设计在 Ku/Ka 波段具有双通带特性的多屏 FSS 雷达罩结构,其物理模型如图 1 所示.该结构由雷达罩基底和三层二维周期结构的金属表面级联而成,中间一层金属表面由正交的金属网格构成感性表面,最外两层金属表面结构相同,由方形贴片单元复合方环孔径构成.容性面-感性面-容性面结构通过耦合入射电磁波的电场和磁场实现第一通带滤波特性,方环孔径构成的谐振表面决定了第二通带滤波特性.两通带基于不同的作用机理,相互独立.

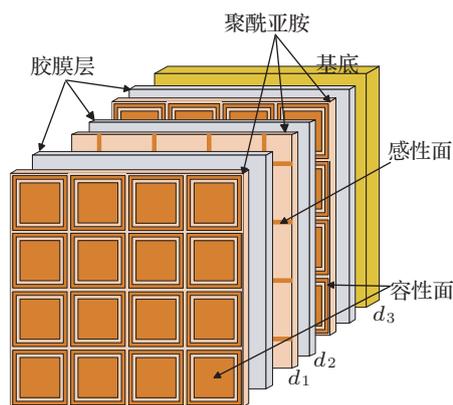


图 1 FSS 结构示意图

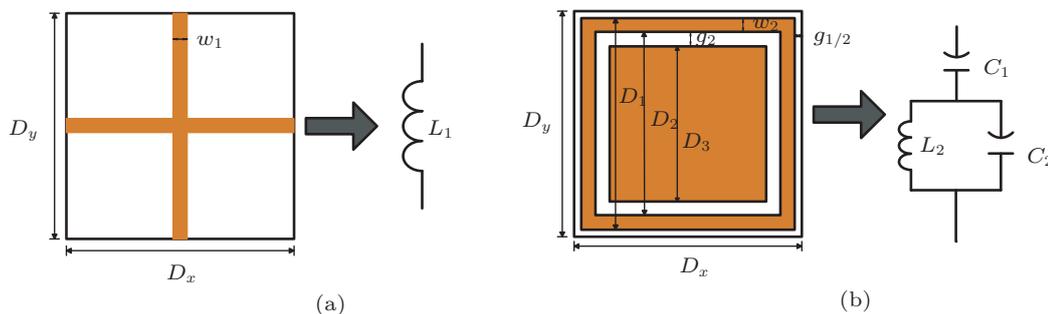


图 2 (a) 感性面和 (b) 容性面单元结构及等效电路图

感性面和容性面的周期单元结构如图 2 所示.当垂直入射平面波作用于 FSS 结构时,感性面金属贴片可以等效为电感 L_1 .容性面单元间缝隙 g_1 产生等效电容 C_1 ,方环孔径缝隙 g_2 产生等效电容 C_2 ,孔径外侧金属贴片产生等效电感 L_2 , C_2 和 L_2 并联

后再与 C_1 串联,构成如图 2(b) 所示等效电路.图 3(a) 是 FSS 的等效电路,其中, $Z_0 = 377 \Omega$ 为自由空间特征阻抗, Z_1, Z_2 和 Z_3 分别为聚酰亚胺、胶膜层和基底的等效传输线特征阻抗,厚度 d_1, d_2 和 d_3 即等效传输线长度,满足 $Z_1 = Z_0 / \sqrt{\epsilon_{r1}}$, $Z_2 = Z_0 / \sqrt{\epsilon_{r2}}$,

$Z_3 = Z_0/\sqrt{\epsilon_{r3}}$, ϵ_{r1} , ϵ_{r2} , ϵ_{r3} 分别为聚酰亚胺、胶膜和基底的相对介电常数. 电感 L_1, L_2 之间互相耦合, 耦合系数分别用 K_1, K_2 表示. 等效电路中, L_2 - C_2 并联电路部分主要决定了双通带中第二通带的频率响应特性. 而第一通带的中心频率主要取决于

L_1, C_1 以及耦合介质层的厚度 d_1, d_2 . 第一通带的简化等效电路如图 3(b) 所示, 如果两个通带分离的足够远, 那么 L_2 - C_2 并联电路部分对第一通带的影响可以忽略, 耦合介质层 ($d_1, d_2 \ll \lambda$) 可以简化为电感 L_T .

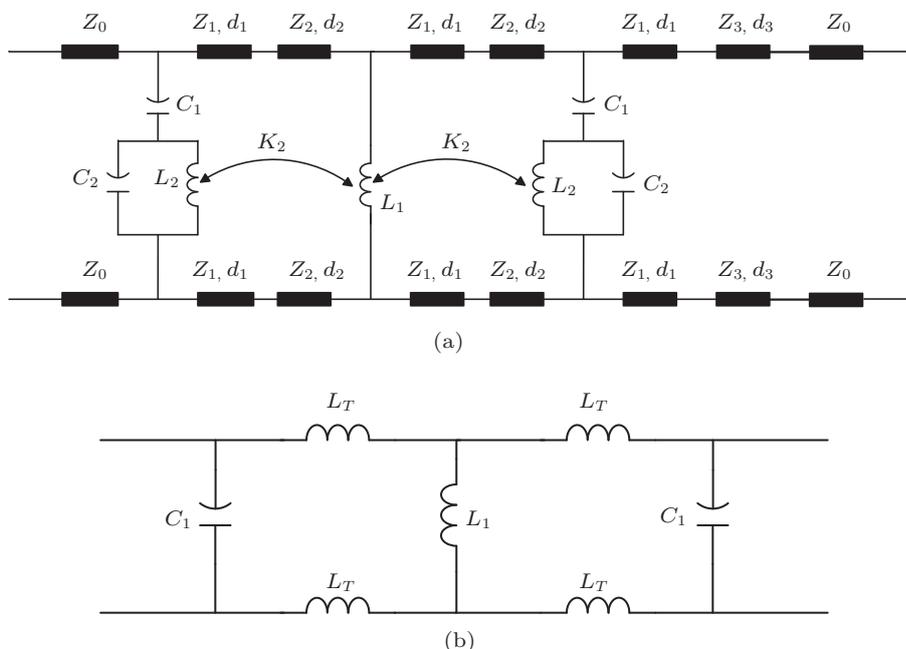


图3 (a) FSS 等效电路图; (b) 第一通带简化等效电路原理图

3 数值计算与分析

为了准确评估 FSS 的中心频点、透过率以及 -3 dB 带宽等, 本文采用基于模式匹配法的全波分析软件对雷达罩罩壁结构分别为实心半波壁和 A 夹层时的 FSS 进行了计算.

图 2 所示模型是一个多参数优化问题. 根据不同参数下 FSS 雷达罩结构的 S_{21} 参量, 采用离散粒子群算法 (discrete particle swarm optimization, DPSO)^[16] 可以优选出图 2 所示周期单元最佳几何参数.

首先将周期单元模型参数离散化. 需要优化并离散化的 FSS 参数包括: 单元周期 D_x, D_y , 单元内部结构参数、介质的相对介电常数 ϵ_r 及介质的厚度 d 等.

然后, 将通过权重系数 Ψ , FSS 的透射率 T 及其期望值之间的约束实现的, 设电波垂直扫描时, 第一通带和第二通带中心频点最小透过率均满足 85% 以上, TE 电波 45° 扫描时, 第一通带和第二通带中心频点最小透过率均满足 80% 以上, 则目标函

数 Φ 可以表示为

$$\Phi = \Psi_{0^\circ} \cdot \left[\sum_{i=1}^2 (T_{fi} - 0.85)^2 \right] + \Psi_{45^\circ} \cdot \left[\sum_{i=1}^2 (T_{fi} - 0.8)^2 \right], \quad (1)$$

其中,

$$\Psi_{0^\circ} = \begin{cases} 0, & T_{fi} \leq 0.85, \\ 1, & \text{其他}, \end{cases}$$

$$\Psi_{45^\circ} = \begin{cases} 0, & T_{fi} \leq 0.8, \\ 1, & \text{其他}. \end{cases}$$

最后, 通过反复迭代最终确定周期结构单元的几何参数.

3.1 雷达罩罩壁结构为实心半波壁时 FSS 设计

优化后, 半波壁雷达罩等效平板的电参数 (包括相对介电常数、厚度、损耗正切值) 为 $\epsilon_{r30} =$

3.17, $d_{30} = 4.2 \text{ mm}$, $\tan \delta_{30} = 0.008$. 图 2 所示的几何结构参数值为 $D_x = D_y = 2.56 \text{ mm}$, $D_1 = 2.32 \text{ mm}$, $D_2 = 2.12 \text{ mm}$, $D_3 = 1.88 \text{ mm}$, $W_1 = 0.12 \text{ mm}$. 其中, 金属 FSS 屏的支撑介质聚酰亚胺电参数为 $\epsilon_{r10} = 3$, $d_{10} = 0.028 \text{ mm}$, $\tan \delta_{10} = 0.008$, 胶膜层的电参数为 $\epsilon_{r20} = 2.5$, $d_{20} = 0.05 \text{ mm}$, $\tan \delta_{20} = 0.005$.

图 4 给出了加载 FSS 前后实心半波壁雷达罩等效平板正入射频响特性曲线计算结果. 加载 FSS 前, 实心半波壁雷达罩在 5—40 GHz 范围内传输曲线起伏明显, 透过率均优于 70%. 加载 FSS 后, 雷达罩具有两个相距较远、 Q 值较高的传输通带, 其中, 第一通带中心频点为 14.4 GHz, 透过率为 89%, -3 dB 带宽为 4.6 GHz, 单元周期约为第一通带中心波长的 0.12 倍, 故第一通带具有微型化特性. 第二通带中心频点为 36.8 GHz, 透过率为 88.2%, -3 dB 带宽为 6.8 GHz. 两个通带间隔约为 22.4 GHz, 能够同时满足了机载、舰载和弹载雷达多模制导和雷达天线隐身性能的需求. 另外, 由图 4 可知, 该雷达罩在 22 GHz 附近存在寄生谐振, 它主要是由容性表面上方环缝隙外侧的贴片部分相互作用产生, 由于其透过率低、带宽较窄, 在实际应用中, 其不良影响可忽略不计. 与单屏复合图形 FSS 和分形 FSS 相比, 该多屏 FSS 雷达罩结构的滤波曲线具有较少的寄生谐振、栅瓣, 滤波特性曲线较为稳定理想.

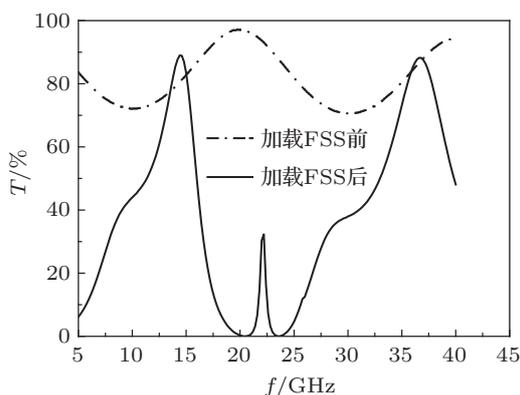


图 4 正入射时加载 FSS 前后半波壁等效平板频响曲线

图 5(a) 和 (b) 分别给出了两个通带在 0° — 45° 扫描范围内 TE 极化时滤波曲线, 由于基底头罩的干涉作用, 两个通带的峰值频点向高频漂移, 在 14.6—15.5 GHz 和 36.8—38.4 GHz 范围内通带透过率始终优于 70%. 综上, 该结构在 0° — 45° 扫描范围内具有较好的传输特性, 并且无模式相互作用零点出现, 滤波特性比较稳定.

3.2 雷达罩罩壁结构为 A 夹层时 FSS 设计

所谓 A 夹层结构即上蒙皮、下蒙皮和中间芯层构成的罩壁结构, 上下蒙皮电参数为 $\epsilon_{r30} = 3$, $d_{30} = 0.15 \text{ mm}$, $\tan \delta_{30} = 0.008$, 中间芯层一般选择为低介电低损耗的泡沫或蜂窝材料, 其电参数为 $\epsilon_{r30} = 1.2$, $d_{30} = 2.5 \text{ mm}$, $\tan \delta_{30} = 0.005$. 所设计的 FSS 几何结构参数值为 $D_x = D_y = 2.5 \text{ mm}$, $D_1 = 2.27 \text{ mm}$, $D_2 = 2.0 \text{ mm}$, $D_3 = 1.8 \text{ mm}$, $W_1 = 0.16 \text{ mm}$.

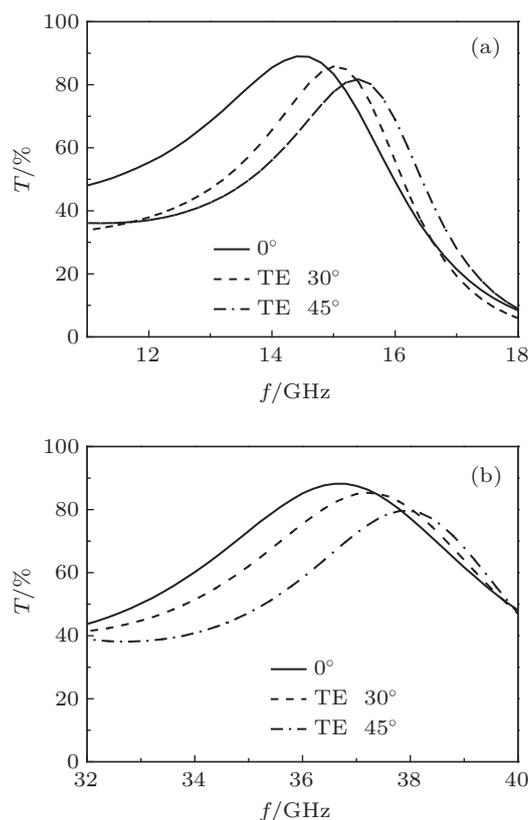


图 5 (a) 第一通带 0° — 45° 扫描范围内 TE 极化时频响曲线; (b) 第二通带 0° — 45° 扫描范围内 TE 极化时频响曲线

图 6 给出了正入射时加载 FSS 前后, A 夹层雷达罩的等效平板传输特性对比. 加载 FSS 前 A 夹层雷达罩基本处于“透明”状态, 即滤波曲线透过率较高, 无明显起伏. 加载 FSS 后, 雷达罩具有高 Q 的双通带滤波功能, 其第一通带中心频点为 14.4 GHz, 透过率为 94.7%, -3 dB 带宽为 3.6 GHz, 第二通带中心频点为 38.4 GHz, 透过率为 93.7%, -3 dB 带宽为 9.8 GHz, 双通带间隔为 24 GHz, 从而能够同时满足了机载、舰载和弹载雷达多模制导和雷达天线隐身性能的需求. 与单屏复合图形 FSS 和分形 FSS 相比, 该多屏 FSS 雷达罩结构的滤波曲线平滑理想, 具有较少的寄生谐振、栅瓣.

图 7(a) 和 (b) 分别给出了两个通带在 0° — 45°

扫描范围内 TE 极化时滤波曲线. 由于 A 夹层罩壁结构干涉效应并不显著 (图 6), 因此, 当 45°TE 波照射到罩壁上时, 第一通带中心频点略有变化, 第二通带中心频点基本不变, 即在 0°—45° 扫描范围内, 加载 FSS 后雷达罩的两个通带的滤波特性非常稳定, 在 14.4—15.3 GHz 和 37.1—40 GHz 范围内通带透过率始终优于 80%. 综上, 该结构在 0°—45° 扫描范围内具有稳定理想的滤波曲线, 并且无模式互作用零点出现.

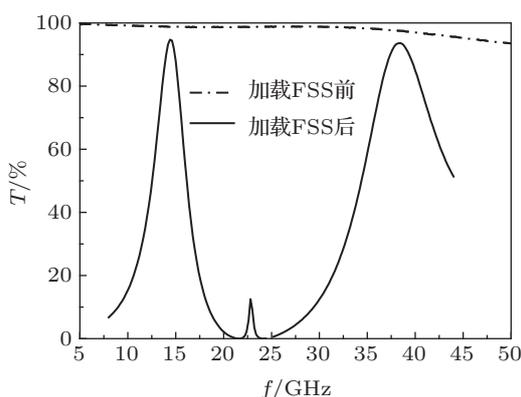


图 6 正入射时加载 FSS 前后 A 夹层等效平板频响曲线

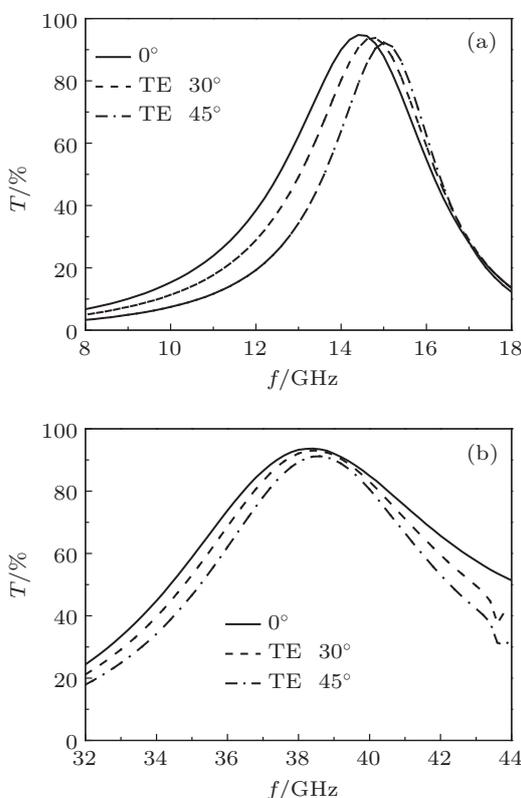


图 7 (a) 第一通带 0°—45° 扫描范围内 TE 极化时频响曲线; (b) 第二通带 0°—45° 扫描范围内 TE 极化时频响曲线

上文以两种典型的罩壁结构作为 Ku/Ka 双带

通 FSS 应用平台, 研究了宽间隔双通带雷达罩的特性. 通过对比可知, 罩壁的干涉效应越是显著, FSS 雷达罩的两个通带谐振频点角度效应越显著 (包括中心频点的频飘和透过率下降). 反之, FSS 雷达罩的罩壁电厚度越小, 其滤波曲线透过率越高、双通带的角度稳定性越好. 由此可见, Ku/Ka 双带通 FSS 雷达罩更适用于罩壁结构干涉效应不明显的雷达罩.

4 实验测试与验证

为了进一步验证 Ku/Ka 双通带频率选择表面雷达罩可行性, 我们制作出实心半波壁的雷达罩等效平板, 其电参数为 $\epsilon_r = 3.17$, $d = 4.1 \pm 0.2$ mm, $\tan \delta = 0.008$. 以图 4 对应的单元尺寸, 采用印刷线路板技术, 制作 400 mm × 400 mm 的 FSS 屏, 如图 8 所示.

采用自由空间法进行测试, 测试系统如图 9 所示.

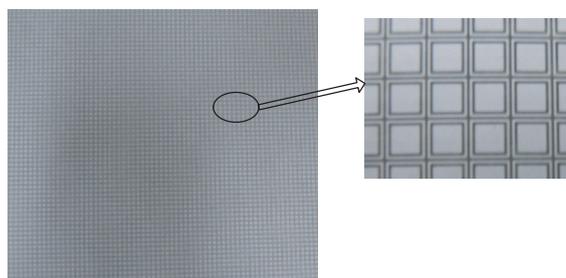


图 8 在实心半波壁基底上制作的双通带 FSS 样品

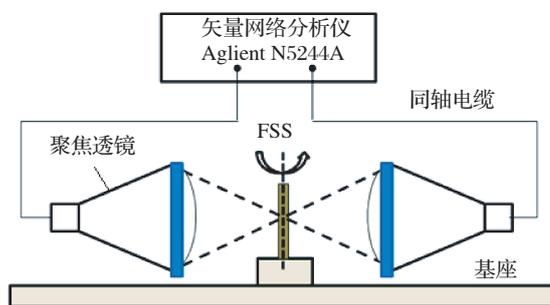


图 9 FSS 测试系统

测试 Ku 波段时, 将被测样品放在透镜天线的焦斑面上, 旋转平台完成不同角度测试. 测试 Ka 波段时, 收发天线采用 26—40 GHz 的喇叭天线, 鉴于空间背景的限制, 只能测试垂直扫描的状态. 双波段测试与仿真对比结果如图 10 所示.

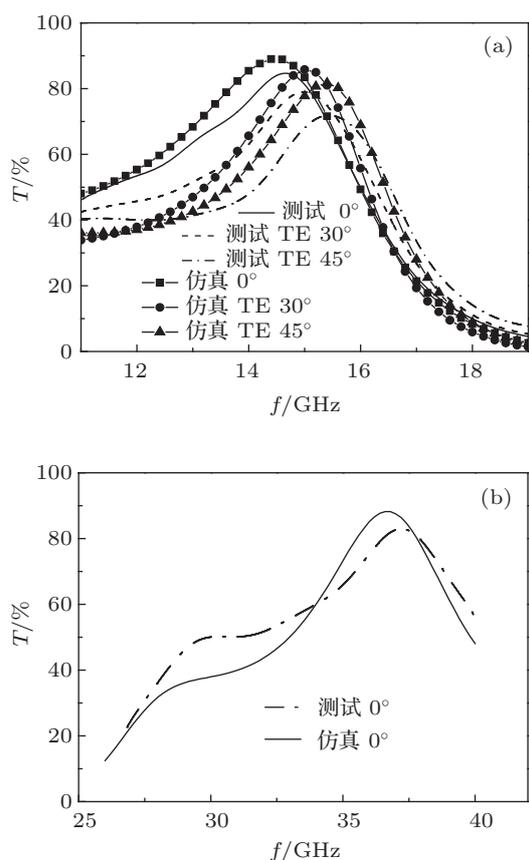


图 10 (a) 第一通带仿真与测试曲线对比; (b) 第二通带仿真与测试曲线对比

由图 10 可知, 测试透过率比仿真结果降低 6% 左右, Ka 波段中心频点略有高飘, 主要原因在

于: 1) 所制作的实心半波壁等效平板厚度约为 4.1 ± 0.2 mm, 而设计仿真时所代入的基底厚度为 4.2 mm, 实际厚度略小; 2) 双通带 FSS 屏是由容性表面-感性表面-容性表面级联而成, 其对准偏差会对传输特性造成不良影响. 因此, 在制作误差允许的范围内, 测试中心频率与仿真结果基本一致.

5 结论

针对实心半波壁雷达罩和 A 夹层雷达罩, 本文结合谐振机理与耦合机理, 设计了由容性表面(包含谐振单元)-感性表面-容性表面级联而成的 Ku/Ka 双通带 FSS 结构. 实心半波壁和 A 夹层 FSS 雷达罩的 Ku 通带透过率分别为 89% 和 94.7%, Ka 通带透过率分别为 88.2% 和 93.7%, 在 0° — 45° 扫描范围内, 两通带传输特性稳定, 通带间隔约为 22.4 GHz 和 24 GHz. Ku/Ka 双通带 FSS 结构更适用于罩壁结构干涉效应不明显的雷达罩. 另外, 该结构由多屏 FSS 级联而成, 多屏间精确对准也将影响到结构的滤波特性. 为了实现高性能的 Ku/Ka 双通带 FSS 雷达罩, 我们需要进一步研究介质雷达罩与双带通 FSS 一体化设计问题, 将容性表面与感性表面夹嵌在罩壁内部, 并保障容性表面与感性表面精确对准.

- [1] Munk B A 2000 *Frequency Selective Surface: theory and design* (1st Ed.) (New York: Wiley)
- [2] Jia H Y, Gao J S, Feng X G 2009 *Chin. Phys. B* **18** 1227
- [3] Meng Z J, Wang L F, Lü M Y, Wu Z 2010 *Chin. Phys. B* **19** 127301
- [4] Li X Q, Gao J S, Zhao J L, Sun L C 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 3803 (in Chinese) [李小秋, 高劲松, 赵晶丽, 孙连春 2008 物理学报 **57** 3803]
- [5] Xu N X, Feng X G, Wang Y S, Chen X, Gao J S 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 11410201 (in Chinese) [徐念喜, 冯晓国, 王岩松, 陈新, 高劲松 2011 物理学报 **60** 11410201]
- [6] Salehi M, Behdad N 2008 *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett* **18** 785
- [7] Wang X Z, Gao J S, Xu N X 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 7307 (in Chinese) [王秀芝, 高劲松, 徐念喜 2013 物理学报 **62** 7307]
- [8] Li X Q, Gao J S, Feng X G 2008 *J. Microwaves* **24** 7 (in Chinese) [李小秋, 高劲松, 冯晓国 2008 微波学报 **24** 7]
- [9] 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]
- [10] Hu X D, Zhou X L, Wu L S 2009 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **8** 1374
- [11] Jeffrey A Reed 1997 *Ph. D. Dissertation* (Texas: The University of Texas at Dallas)
- [12] Sarabandi K, Behdad N 2007 *IEEE Trans. Antennas Propag* **55** 1239
- [13] Bayatpur F, Sarabandi K 2008 *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **56** 774
- [14] Du Y W 1993 *Methods of electric design for radomes* (Beijing: National Defence Industry Press) (in Chinese) [杜耀惟 1993 天线罩电信设计方法 (北京: 国防工业出版社)]
- [15] Meng Z J, Lv M Y, Wu Z 2010 *Opt. Precision Eng.* **18** 1175 (in Chinese) [蒙志君, 吕明云, 武哲 2010 光学精密工程 **18** 1175]
- [16] Kennedy J, Eberhart R 1995 *Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks* November, 1995, p1942

Design and study on the dual-band radome with FSS operation at Ku-/Ka-band*

Wang Xiu-Zhi¹⁾²⁾ Gao Jin-Song¹⁾ Xu Nian-Xi^{1)†}

1) (Key Laboratory of Optical System Advanced Manufacturing Technology, Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China)

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

(Received 27 May 2013; revised manuscript received 17 September 2013)

Abstract

In order to meet the multi-band and integration requirements of the communication apparatus, the coupling and resonance mechanism can be exploited to design a frequency selective surface (FSS), with two pass-bands at Ku-band and Ka-band, which is composed of three metallic layers and fabricated on a flat substrate equivalent to a solid wall radome or an A-sandwiched radome. According to the physical structure of the FSS, an equivalent circuit model is established to analyze the filtering mechanism, and the transmission characteristics of the radomes with FSS are obtained by using a full-wave analysis software. The first pass-band at Ku-band with miniaturization property can be achieved by coupling the electric and magnetic field of the three surfaces, while the second pass-band at Ka-band can be achieved by the resonance of the square loop slots embedded in the capacitive surfaces. The transmissions of the solid wall radome and A-sandwiched radome with FSS are 89% and 94.7% at Ku-band, and 88.2% and 93.7% at Ka-band, respectively. When the incident angle is varied from normal to 60°, the frequency response characteristics of the two pass-bands are stable. Finally, the experimental results of the prototype with a solid substrate measured in free-space environment are in good agreement with the simulated values. The proposed radome structure with FSS, which is based on the coupling and resonance mechanism, can achieve two stable pass-bands at Ku-/Ka-band. This may provide some theoretical and experimental assistance for the study of the multi-band and wide band spacing FSS.

Keywords: radome, frequency selective surfaces (FSS), dual-band

PACS: 73.61.-r, 73.90.+f

DOI: 10.7498/aps.62.237302

* Project supported by the Third Innovation of CIOMP (Grant No. 093Y32J090).

† Corresponding author. E-mail: xnxlzhzy999@126.com