

基于石英晶片镀膜工艺的 Ka 波段天线副反射面设计与实现

夏步刚^{1)2)†} 张德海¹⁾ 赵鑫¹⁾ 易敏¹⁾ 黄健¹⁾²⁾

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6月18日收到; 2013年7月14日收到修改稿)

卫星通信系统中使用频率选择表面作为抛物面天线的副反射面, 是实现频率复用、提高天线工作效率的有效手段. 本文运用模匹配法对频率选择表面单元进行分析计算, 并采用精细石英晶片镀膜工艺, 实现了 Ka 波段的频率选择表面构成的天线副反射面. 数值和实验结果均表明, 该反射面具有良好的角度稳定性及交叉极化特性, 同时通带内的插入损耗和阻带的回波损耗都处于较低水平, 保证了天线在其工作频带内的高增益. Ka 波段的频率选择表面副反射面的研制顺应了当今卫星通信宽频带、窄波束和小型化的发展趋势.

关键词: 天线副反射面, 频率选择表面, 石英晶片, 模匹配法

PACS: 41.20.-q, 84.40.-x

DOI: 10.7498/aps.62.204103

1 引言

星载探测器在远离地球的外太空工作时, 工作空间电磁波的传输损耗比较大, 因而在卫星通信中经常使用增益很高的抛物面天线. 同时, 如何提高天线的利用效率, 实现多馈源频率复用, 已成为天线工程中的一个重要的课题. 频率选择表面 (frequency selective surface, FSS)^[1-3] 作为一种二维空间滤波结构, 对照射其表面的微波信号具有频率选择的作用, 作为副反射面的 FSS 除了需要具有某些频带反射特性, 另外一些频带透射特性之外, 还必须在激励电磁波的入射角在 $0-45^\circ$ 范围内^[4,5] 变化时保持稳定的频率响应, 以及工作频带内的良好的交叉极化特性^[6,7]. 国外学者很早就对利用 FSS 作为抛物面天线副反射面展开了研究^[8], 并实现了天线的双频或多频工作^[9,10], 在 NASA 和欧空局合作的 Cassini 土星探测计划中^[11], 采用了四个不同频率的馈源共用一个天线的 FSS 副反射器, 该卫星于 1997 年发射成功, 2004 年 7 月进入土星轨

道. Ramaccia^[12] 等在近期设计出用于分离 Ku/Ka 波段圆极化波的圆孔单元的高性能 FSS 副反射面; Skokic 等^[13] 通过加载 Gregorian 单元实现了 Ku 波段的 FSS 双反射器. 随着我国空间科学事业的发展, 关于 FSS 副反射面的研究已经不断展开. 中电十四所的方芳^[14] 采用芳纶纤维复合材料研制出了性能良好的双频 FSS 天线副反射面.

目前卫星通信中常用的频段主要集中在 L/C/Ku 波段^[15], 由于带宽的限制, 越来越不适合未来卫星通信的要求. 而随着元器件及工艺水平的提高 (由于波长的可比拟性, Ka 波段存在雨衰雪衰^[16,17], 即受雨雪天气的影响, 因而对器件和工艺的要求较高), 使 Ka 波段的应用成为可能, 采用 Ka 波段可以获得很宽的工作频带 (超过了 C 和 Ku 波段的总和), 能大大增加通信容量; 同时采用赋形波束覆盖, 从而提高 EIRP 值, 减小地面终端天线尺寸. 而且, 相对于已经十分拥挤的 L/C/Ku 波段, Ka 波段的干扰较小, 便于卫星的轨道位置和频率关系的协调. 美国于 1993 年发射了卫星 ACTS, 验证了 Ka 波段卫星通信系统的可实现性. Ka 波段已成为未

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

来卫星通信的发展趋势^[18], 可为数据中继卫星(太空中不存在雨衰雪衰)、高清晰度电视、卫星新闻采集等新业务提供一种崭新的手段。

针对 Ka 波段卫星通信系统的实际需求, 本文利用模匹配法分析了交叉偶极子环结构的频率响应特性, 选用介电常数对于频率变化鲁棒性良好的石英晶片^[19]作为介质, 通过精细的镀膜工艺, 率先在国内研制出性能可靠的 Ka 波段的天线副反射面实物. 并通过 NSI2000 近场测试系统探索了频率较高的 Ka 波段 FSS 的测试方法, 验证了数值结果, 同时对误差产生的机理进行了分析, 为实现卫星通信系统的小型化和宽频带特性提供了有益的借鉴和参考。

2 模型与工艺

2.1 模型分析

通过在交叉偶极子缝隙内部加载自相似金属平板结构, 构成了交叉偶极子环单元, 图 1(a) 为该单元的结构及参数示意图, 白色为缝隙, 黄色为金属部分. 相对于简单的交叉偶极子缝隙, 在内部加载自相似平板的环形结构更易于 (因为缝隙宽度变小^[1], 使得缝隙间电容增大) 产生实际需要的谐振频率, 同时可以增强对带外频率的抑制能力, 提

高 FSS 的 Q 值. 为了从结构上保证 FSS 在 TE 波和 TM 波激励下具有良好的工作稳定性, 周期单元选用正方形单元 ($D_x = D_y = 2.4 \text{ mm}$), 同时为了达到理想的谐振频率, 两个交叉的偶极子的长宽 (长度为 $2L + W = 1.88 \text{ mm}$, 宽度为 $W = 0.4 \text{ mm}$) 取值也相等, 且二者相对呈 90° 分布, 中心沿正方形严格对称, 另外单元间距 $2D$ 的取值设置为 0.52 mm , 较小的单元间隔可使副反射面的工作带宽满足设计指标的要求, 并最大限度地延迟栅瓣的产生, 避免其对工作频带的影响。

根据卫星通信中天线的 FSS 副反射面在空间环境中实际工作需要, 选用物理参数相对于频率和温度变化表现稳定、介质损耗低的石英 (SiO_2) 晶片^[20]作为承载 FSS 阵列的介质材料, 如图 1(b) 所示, Ka 波段 FSS 副反射面采用单层石英晶片 (浅蓝色) 加载交叉偶极子环阵列镀金层 (黄色) 的双层结构, 石英晶片的相对介电常数 $\epsilon_r = 3.78$, 损耗角正切 $\tan \delta = 2 \times 10^{-3}$, 其厚度 t 可以由公式

$$t = k \cdot \frac{c}{2f_p \sqrt{\epsilon_r}} \cdot \cos \left(\arcsin \frac{\sin \theta}{\sqrt{\epsilon_r}} \right), \quad (1)$$

近似确定, 其中 c 为光速, $\theta = 45^\circ$ 为斜入射角度, 经验系数 k 取 0.5 , $f_p = 35.2 \text{ GHz}$ 表示副反射面通带中心频率, 从 (1) 式可以看出, 选用 $\epsilon_r = 3.78$ 的 SiO_2 材料, 使得 t 取值适中, 此时 $t = 1020 \mu\text{m}$, 同时 FSS 的周期单元之间采用 90° 栅格排列方式。

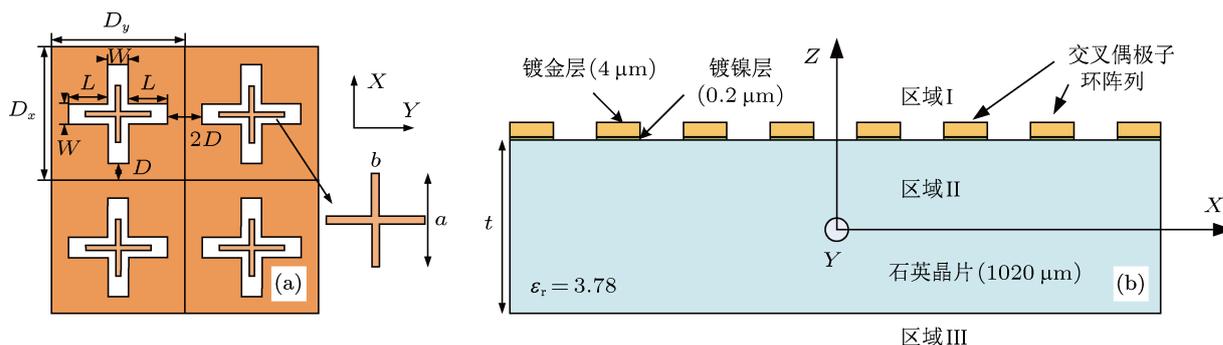


图 1 单层石英晶片加载的 FSS 天线副反射面 (a) 单元排列方式及几何参数俯视图; (b) 侧视示意图

2.2 工艺流程

采用 Lithography 结合 Lift-off^[21] 工艺的 Ka 波段 FSS 副反射面加工流程如图 2 所示: 1) 首先对 SiO_2 晶片进行清洗烘干等步骤; 2) 然后在 SiO_2 晶片上蚀刻出 FSS 的单元阵列图形, 使得曝光后的负性光刻胶保留下来并形成 FSS 单元的缝隙; 3) 在其

表面喷射一层约 $0.2 \mu\text{m}$ 的镍 (Ni) 层, 紧接着覆盖一层 $4 \mu\text{m}$ 的镀金结构 (镍金属层的主要作用是增强镀金层的吸附效果); 4) 最后将光刻胶溶解, 其上喷射的两层金属层也随之脱离, FSS 的交叉偶极子环阵列加工完成; 5) 对 SiO_2 晶片的下底面进行减薄操作, 使其厚度 t 达到设计要求。

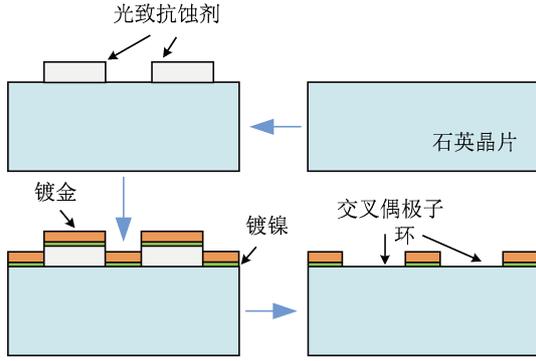


图2 Ka波段FSS副反射面加工侧视流程图

3 理论分析

对于上述单层石英晶片加载的交叉偶极子环阵列, 假设其为无限大的二维结构、FSS屏为零厚度, 包含周期分形结构的理想导体, 且由均匀平面波激励, 则可采用模匹配法进行分析. 具体步骤为: 首先FSS所在空间划分为如图1(b)所示的区域I—III (区域I和III为自由空间, 区域II为介质层) 由于电磁场对于二维周期结构满足Floquet定理, 将各区域的电场和磁场展开为TE及TM极化波的Floquet模; 然后根据各区域电磁场的边界条件, 得到描述FSS频率响应的电(磁)场积分方程, 应用伽略金矩量法求解积分方程, 从而得到感应电流或者等效磁流, 并根据边界条件反推出FSS的传输(反射)系数.

各区域的场可以分解为+Z和-Z方向传播的两个部分, 区域I—III的电磁场切向分量^[22]可以分别用(1)—(3)式表示:

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{\text{I}}(z) = \sum_{pq} \sum_{m=1}^2 \left(\delta_{pq} A_{mpq} e^{-\gamma_{pq} z} + \Gamma_{mpq} \right. \\ \quad \left. \times e^{\gamma_{pq} z} \right) \Phi_{mpq}, \\ H_{\text{I}}(z) = \sum_{pq} \sum_{m=1}^2 \chi_{0mpq} \left(\delta_{pq} A_{mpq} e^{-\gamma_{pq} z} \right. \\ \quad \left. - \Gamma_{mpq} e^{\gamma_{pq} z} \right) \hat{z} \times \Phi_{mpq}, \\ E_{\text{II}}(z) = \sum_{pq} \sum_{m=1}^2 \left(T_{2mpq} e^{-\gamma_{pq} z} + \Gamma_{2mpq} \right. \\ \quad \left. \times e^{\gamma_{pq} z} \right) \Phi_{mpq}, \\ H_{\text{II}}(z) = \sum_{pq} \sum_{m=1}^2 \chi_{mpq} \left(T_{2mpq} e^{-\gamma_{pq} z} - \Gamma_{2mpq} \right. \\ \quad \left. \times e^{\gamma_{pq} z} \right) \hat{z} \times \Phi_{mpq}, \end{array} \right. \quad (2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{\text{I}}(z) = \sum_{pq} \sum_{m=1}^2 \left(\delta_{pq} A_{mpq} e^{-\gamma_{pq} z} + \Gamma_{mpq} \right. \\ \quad \left. \times e^{\gamma_{pq} z} \right) \Phi_{mpq}, \\ H_{\text{I}}(z) = \sum_{pq} \sum_{m=1}^2 \chi_{0mpq} \left(\delta_{pq} A_{mpq} e^{-\gamma_{pq} z} \right. \\ \quad \left. - \Gamma_{mpq} e^{\gamma_{pq} z} \right) \hat{z} \times \Phi_{mpq}, \\ E_{\text{II}}(z) = \sum_{pq} \sum_{m=1}^2 \left(T_{2mpq} e^{-\gamma_{pq} z} + \Gamma_{2mpq} \right. \\ \quad \left. \times e^{\gamma_{pq} z} \right) \Phi_{mpq}, \\ H_{\text{II}}(z) = \sum_{pq} \sum_{m=1}^2 \chi_{mpq} \left(T_{2mpq} e^{-\gamma_{pq} z} - \Gamma_{2mpq} \right. \\ \quad \left. \times e^{\gamma_{pq} z} \right) \hat{z} \times \Phi_{mpq}, \end{array} \right. \quad (3)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{\text{III}}(z) = \sum_{pq} \sum_{m=1}^2 T_{mpq} e^{-\gamma_{pq} z} \Phi_{mpq}, \\ H_{\text{III}}(z) = \sum_{pq} \sum_{m=1}^2 \chi_{0mpq} T_{mpq} e^{-\gamma_{pq} z} \hat{z} \times \Phi_{mpq}, \end{array} \right. \quad (4)$$

其中, 下标 p, q 为非负整数, 表示Floquet模的阶数. A_{mpq} 为入射波的幅度, T 和 Γ 分别为待求的传输系数和反射系数.

$$\chi_{0mpq} = \begin{cases} \frac{\gamma_{0pq}}{j\omega\mu_0} & m=1 \\ j\omega\epsilon_0 & m=2 \\ \gamma_{0pq} & \end{cases},$$

$$\chi_{mpq} = \begin{cases} \frac{\gamma_{pq}}{j\omega\mu_0} & m=1 \\ j\omega\epsilon_0 & m=2 \\ \gamma_{pq} & \end{cases},$$

$\gamma_{0pq} = \sqrt{S_{pq}^2 - k_0^2}$, $\gamma_{pq} = \sqrt{S_{pq}^2 - k^2}$ (k 为介质中的波数), $S_{pq}^2 = \alpha_p^2 + \beta_{pq}^2$, 且有: $\alpha_p = \alpha_0 + \frac{2\pi p}{D_x}$, $\beta_{pq} = \beta_0 + \frac{2\pi q}{D_y} \sin\phi - \frac{2\pi p \cot\phi}{D_x}$ (ϕ 为FSS单元间排布角, D_x 和 D_y 分别为沿 X, Y 方向的单元周期), Φ_{mpq} 为Floquet向量, 可记为

$$\Phi_{mpq} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{P}} \left(\frac{\alpha_p}{S_{pq}} \hat{x} + \frac{\beta_{pq}}{S_{pq}} \hat{y} \right) e^{-j(\alpha_p x + \beta_{pq} y)} & m=1 \text{ TM极化} \\ \frac{1}{\sqrt{P}} \left(\frac{\beta_{pq}}{S_{pq}} \hat{x} - \frac{\alpha_p}{S_{pq}} \hat{y} \right) e^{-j(\alpha_p x + \beta_{pq} y)} & m=2 \text{ TE极化} \end{cases}. \quad (5)$$

根据区域间的边界条件, 并利用Floquet向量的正交特性, 可推导出电场积分方程(6)和反射系数(7)的表达式:

$$\sum_{pq} \sum_{m=1}^2 \frac{\Phi_{mpq}}{\chi_{0mpq} + Y_{mpq}} \int_P \mathbf{J} \cdot (\Phi_{mpq}) dS = \sum_{m=1}^2 \frac{2\chi_{0m00} A_{m00} \Phi_{m00}}{\chi_{0m00} + Y_{m00}}, \quad (6)$$

$$\Gamma_{mpq} = \frac{\left(\chi_{0m00} - Y_{mpq} \right) \delta_{pq} A_{mpq}}{\left(\chi_{0m00} + Y_{mpq} \right)} - \frac{I_{mpq}}{\chi_{0m00} + Y_{mpq}}, \quad (7)$$

其中

$$Y_{mpq} = \chi_{mpq} \frac{1 - \Theta_{mpq}}{1 + \Theta_{mpq}},$$

$$\Theta_{mpq} = \frac{\chi_{mpq} - \chi_{0mpq}}{\chi_{mpq} + \chi_{0mpq}} e^{2mpqt}$$

(t 为石英晶片的厚度). 对于 (6) 式电场积分方程, 需要进行对无穷级数截断计算, 为缩减计算量, 可根据文献 [23] 给出的交叉偶极子孔径单元的全域基函数, 应用矩量法求解出 Ka 波段 FSS 屏上的感应电流, 再由 (7) 式可求出 FSS 结构的反射系数.

4 数值结果及实验

通过仿真研究了入射波的角度、单元的栅格排列方式及极化方式的变化情况下的 Ka 波段 FSS 副反射面的电磁特性, 综合分析了各参数对其传输性能的影响, 在此基础上对加工后的 FSS 副反射面实物进行暗室测试, 以验证其是否达到了实际工程中的设计指标要求.

4.1 数值结果

首先分析单元间排列角度分别为 60° 和 90° 两种情况下, 入射角 θ 在 5° — 45° 范围内以 10° 步长变化时, 对 Ka 波段 FSS 副反射面阻带中心频率 f_s 和通带中心频率 f_p 的影响, 利用模匹配法进行计算, 并对结果做比较, 数据如表 1 所示. 从总体上看, 无论对于 TE 波还是 TM 波激励的 FSS, f_s 和 f_p 均随着入射角的增大向高频方向偏移, 但是相对于 60° 时的变化趋势, 排列角度为 90° 时的偏移趋势要缓和很多, 即对于入射角的稳定性更好. 当入射角 θ 从 5° 增加到 45° 时, TE 波激励下单元间呈 60° 排列的 FSS 的 f_s 从 28.59 GHz 增大到 28.71 GHz, 变化量为 0.12 GHz, 而 TE 波激励下单元间呈 90° 的情况下, f_s 的增加量仅为 0.04 GHz; 阻带的中心频率 f_p 也具有类似的变化规律: TM 波激励下单元间呈 60° 排列的 FSS 的 f_p 从 35.11 GHz 增大到 35.30 GHz, 变化率为 0.54%, 而 TM 波激励下单元间呈 90° 的情况下, f_p 的增加率仅为 0.014%.

FSS 阵列的工作频率与谐振单元的几何参数直接相关, 通常情况下, 排列角度分别为 60° 时要比 90° 排列具有更紧凑的特点 (单元间距更小), 当受到斜入射波电磁波激励时, FSS 谐振单元的等效电长度减小, 从而使得谐振频率增大, 且随着斜角度的增大, 这种变化会更加明显, 而 90° 的单元排列方式, 在一定程度上抵消了入射角度引起的等效电长度参数的变化, 从而起到了稳定频点的作用. 基于

此分析结果, 本文中的 FSS 天线副反射面采用 90° 单元排列方式设计加工.

表 1 不同入射角下单元排列方式对 FSS 副反射面的工作频点的影响

入射角度/ $^\circ$	排列角度/ $^\circ$	f_s /GHz		f_p /GHz	
		TE	TM	TE	TM
5	60	28.59	28.54	35.12	35.11
15		28.60	28.56	35.15	35.16
25		28.64	28.61	35.19	35.18
35		28.67	28.65	35.24	35.25
45		28.71	28.69	35.29	35.30
5	90	28.58	28.55	35.17	35.16
15		28.61	28.55	35.20	35.16
25		28.61	28.56	35.20	35.17
35		28.62	28.59	35.22	35.19
45		28.62	28.59	35.23	35.19

除了谐振频率以外, -3 dB 带宽及其在 TE 和 TM 波激励下, 随入射角 θ 变化的变化特性, 也是衡量 FSS 工作特性的重要指标. 图 3 反映了 Ka 波段 FSS 天线副反射面的阻带带宽 BW_s 及通带带宽 BW_p 随入射角 θ 的变化情况, 数值结果表明: FSS 工作带宽具有良好的角度稳定性, 入射角 θ 对其造成的影响是可以忽略的.

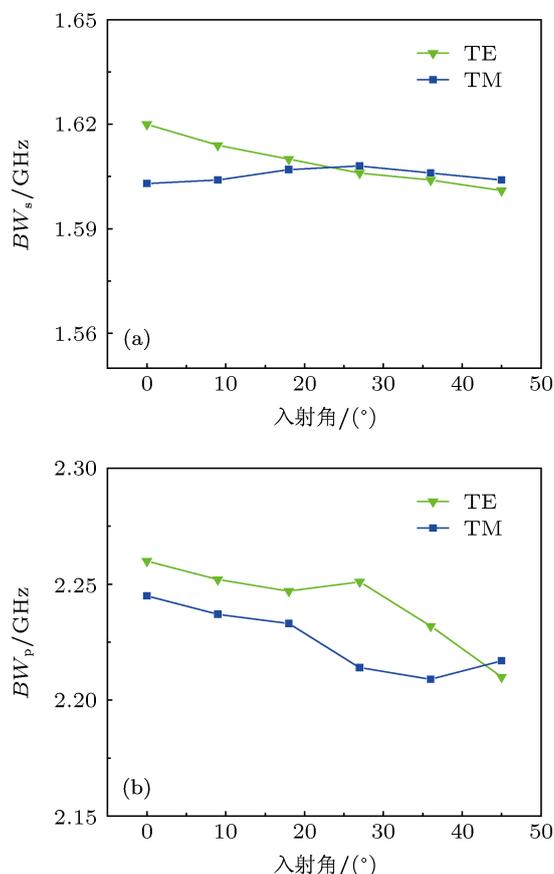


图 3 FSS 天线副反射面工作带宽随入射角度的变化特性

从图 3(a) 可以看出, 随着 θ 的增大, TE 波激励时, BW_s 从 1.62 GHz 缓慢递减至 1.601 GHz, 变化率为 1.17%; 而 TM 波激励下 BW_s 先是缓慢展宽的趋势, θ 超过 25° 时, 又呈现平缓收缩过程, 期间最大值为 1.608 GHz, 最小值为 1.603 GHz, 变化不大. 图 3(b) 为通带带宽 BW_p 随入射角 θ 变化的变化曲线, 从图中可以看出, BW_p 随着角度的增大呈缓慢减小的趋势: TE 情况下的变化范围是 2.211—2.263 GHz; TM 情况下的变化范围是 2.209—2.245 GHz. 需要指出的是: 图 3 中的变化趋势不是平坦的, 并存在曲折点和峰值, 究其原因主要是因为斜入射角 θ 变化时等效电长度和等效单元间距等几何参数的非均匀变化、表面电流的分布突变及数值计算结果的误差造成的.

表 2 FSS 天线副反射面的插入损耗受不同极化波及不同入射角度的影响

入射角度/ $^\circ$	RE_s /dB		IL_p /dB	
	TE	TM	TE	TM
5	-22.21	-23.24	-0.26	-0.13
15	-21.47	-22.06	-0.28	-0.15
25	-20.42	-22.27	-0.28	-0.19
35	-19.37	-21.68	-0.34	-0.27
45	-17.71	-18.91	-0.41	-0.32

最后分析入射角 θ 的变化对阻带中心频率 f_s 处带外抑制 RE_s 及通带中心频率 f_p 对应的插入损耗 IL_p 的影响, 可为 Ka 波段 FSS 副反射面的实际应用提供数据支持, 计算结果如表 2 所示. 从表中可以看出, 在入射角 θ 从 5° 到 45° 变化时, FSS 的

性能有所削弱, 但均在设计性能指标可以接受的范围之内. 其中阻带的带外抑制 RE_s 减小量的极值为 4.5 dB, 对入射角 θ 的变化较为敏感; 而通带的插入损耗最多仅增加了 0.19 dB, 对入射角 θ 的变化不太敏感.

4.2 测试验证

由于受加工误差的影响, 实际工程中 FSS 的性能指标与上述模型的数值结果会存在一定的偏差, 需要通过实验测试, 以验证其可靠性. 采用 Lithography 结合 Lift-off 工艺加工好的 ka 波段天线副反射面实物及局部放大单元如图 4 所示 (图形精度 ≤ 0.1 mm), 整个 FSS 器件上约排布了 780 个交叉偶极子环形谐振单元构成的阵列, 其分层结构及谐振单元的几何参数已在前面做了详细的介绍.

在微波暗室中采用 NSI2000 近场测试系统 (可测频率范围: 400 MHz—40 GHz) 对实验样件进行斜入射特性和极化稳定性测试, 以验证理论计算结果, 图 5 为测试系统框图. 实验需要的仪器包括矢量网络分析仪 Agilent E8363B、低噪声放大器 (LNA)、直流稳压电源、不同频段的喇叭天线若干及同轴线等. 喇叭天线通过同轴线连接到矢量网络分析仪, 对信号进行放大, 直流电源为 LNA 提供偏置. 测量频率范围为 27—37 GHz, 测试时首先进行直通校准, 测得 S21; 然后将 DUT (Ka 波段 FSS 副反射面) 固定在转台上, 并放置于接收和发射天线之间, 通过旋转转台将入射角 θ 调整到所需要值, 测试过程中通过天线旋转 90° 来实现斜入射时 TE 波与 TM 波之间的转换.

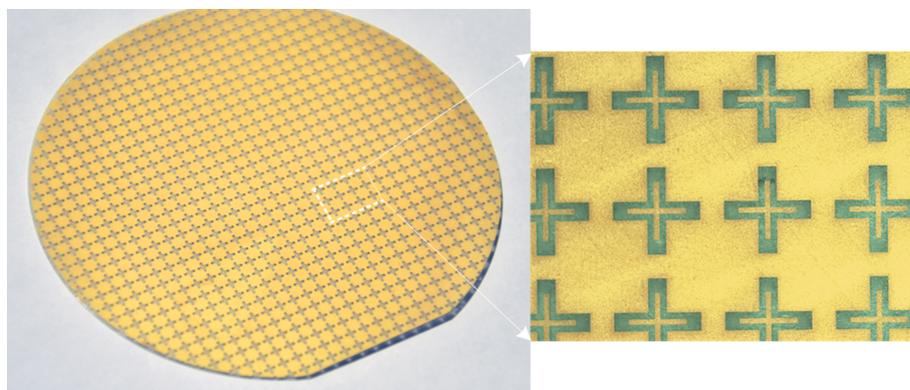


图 4 FSS 天线副反射面实物照片

为减小反射和周围环境的干扰,测试时应使用吸波材料,并保证背景保持在 -35 dBsm 以下, DUT 的中心与发射天线之间的距离 d 设置为 10 cm, 与接收探针之间的距离相同. 测得 S'_{21} ; 通过 S_{21} 和 S'_{21} 相减操作得到传输系数 T .

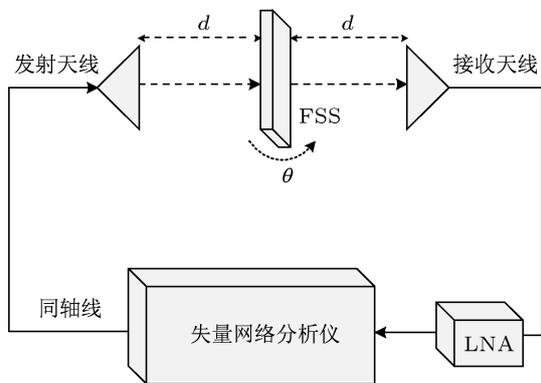


图 5 FSS 天线副反射面测试框图

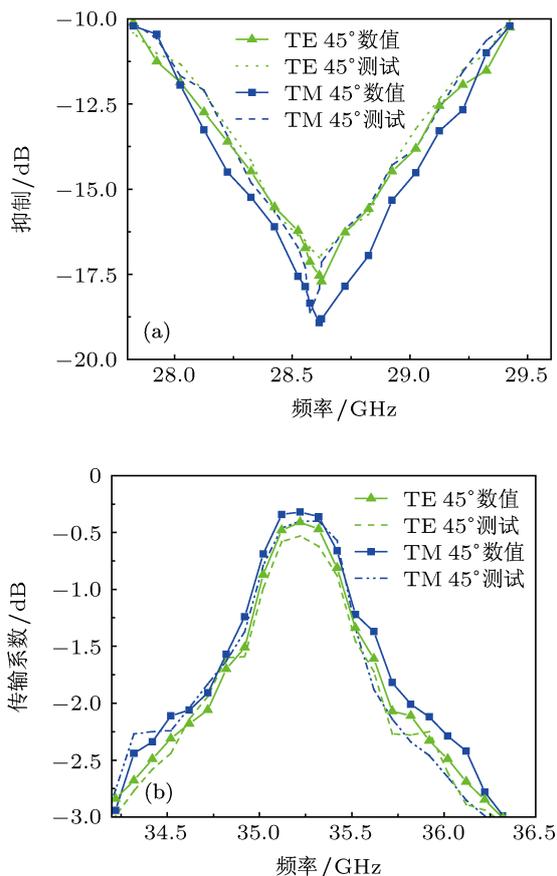


图 6 45° 工作情况下的阻带特性及通带特性

图 6 分别为入射角 $\theta = 45^\circ$ 时 Ka 波段 FSS 副反射面传输特性的理论值与测试结果的对比曲线,

其中图 6(a) 为阻带特性, 图 6(b) 为通带特性. 从图 6(a) 可以发现 TE 波 45° 入射的实测最大带外抑制 RE_s 为 -17.01 dB, 比理论值减弱了 0.7 dB; TM 波 45° 激励的情况下, RE_s 也从 -18.91 dB 减弱到 -18.62 dB, 变化率为 1.53% , 且谐振频点向低频偏移了 0.04 GHz. 而对于图 6(b) 中的通带特性, 也存在类似的变化规律: 45° 入射的 TE 波激励下实测最小插入损耗 IL_p 为 -0.53 dB, 较理论值 -0.41 dB 高出了 0.12 dB; TM 波 45° 激励的情况下, 谐振点处 IL_p 理论值为 -0.32 dB, 实测数据为 -0.4 dB, 相对变化较大, 但谐振频点几乎没有发生偏移. 测试结果表明: 通带损耗 IL_p 的实测结果较理论值增加; 阻带抑制 RE_s 的实测值比理论值有所减弱; 阻带和通带带宽的实测结果与理论值相比都有所收缩, 但是幅度不大; 通带透射系数和阻带反射系数都是在 FSS 副反射面的设计指标范围之内, 测试值与理论值基本符合.

Ka 波段 FSS 副反射面加工误差是不可避免的 (排列角度、厚度、单元尺寸等几何参数、相对介电常数变化及层间缝隙等), 受测试时的偏置状态、FSS 周围散射场的分布和入射角 θ 调整的精度等诸多因素的影响.

5 结论

基于 Ka 波段卫星通信系统的迫切需求, 本文选用特性良好的交叉偶极子环单元设计了 Ka 波段 FSS 副反射面, 并进行了建模和分析, 利用模匹配法分析结合周期边界条件推导了 FSS 传输特性的数值计算方法, 模拟了实际工程中入射角和极化方式变化对工作频点、 -3 dB 带宽、带外抑制能力及通带插入损耗的影响. 在此基础上采用 Lithography 结合 Lift-off 工艺在石英晶片上制作出高精度的 FSS 单元阵列实物, 并进行了暗室测试, 仿真和实验结果基本一致, FSS 副反射面具有良好的工作特性, 满足设计指标的要求. 关于 Ka 波段副反射面的研究, 对未来卫星通信提高工作效率、实现宽频带收发、减小设备体积和降低成本等方面都具有十分积极的意义.

感谢感谢易敏博士暗室测试时的大力协助以及赵鑫博士的讨论.

- [1] Munk B A 2000 *Frequency Selective Surfaces Theory and Design* (New York: Wiley) pp51–57
- [2] 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]
- [3] Xun N 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]
- [4] Taylor P S, Austin A C M, Parker E A, Neve M J, Batchelor J C, Yiin J P, Sowerby K W 2012 *Electron. Lett.* **48** 61
- [5] Tang G M, Miao J G, Dong J M 2012 *Chin. Phys. B* **21** 128401
- [6] Wang X Z, Gao J S, Xu N X 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 147307 (in Chinese) [王秀芝, 高劲松, 徐念喜 2013 物理学报 **62** 147307]
- [7] Zhou H, Qu S B, Peng W D, Lin B Q, Wang J F, Ma H, Zhang J Q, Bai P, Wang X H, Xu Z 2012 *Chin. Phys. B* **21** 054101
- [8] Agrawal V, Imbriale W 1979 *IEEE Trans. Antenn. Propag.* **27** 466
- [9] Zimmerman M L, Lee S W, Fujikawa G 1992 *IEEE Trans. Antenn. Propag.* **40** 1264
- [10] Wu T K 1994 *U.S. Patent* 5 373 302 [1994-12-13]
- [11] Porco C C, Helfenstein P, Thomas P C, Ingersoll A P, Wisdom J, West R, Neukum G, Denk T, Wagner R, Roatsch T, Kieffer S, Turtle E, McEwen A, Johnson T V, Rathbun J, Veverka J, Wilson D, Perry J, Spitalo J, Brahic A, Burns J A, DelGenio A D, Dones L, Murray C D, Squyres S 2006 *Science* **311** 1393
- [12] Ramaccia D, Bilotti F, Toscano A, Vegni L 2013 *Compel* **32** 8
- [13] Skokic S, Sipus Z, Maci S, Bosiljevac M, Casaletti M 2012 *IEEE 6th European Conference on Antennas and Propagation* Prague March 26–30, 2012 p3299
- [14] Fang F 2009 *Electro-Mech. Engin.* **25** 12 (in Chinese) [方芳 2009 电子机械工程 **25** 12]
- [15] Laskar J, Lee C H 2011 *Compact Ku-band Transmitter Design for Satellite Communication Applications: From System Analysis to Hardware Implementation* (Switzerland: Springer) pp1–5
- [16] Toptsidis N, Arapoglou P D, Bertinelli M 2012 *Int. J. Satell. Commun. N.* **30** 131
- [17] Chambers A P, Callaghan S A, Otung I E 2006 *IEEE Trans. Antenn. Propag.* **54** 1380
- [18] Hein M, Bayer H, Kraus A, Stephan R, Volmer C, Heuberger A, Volkert T 2010 *IEEE Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation* Barcelona, April 12–16, 2010 p1
- [19] Xia B G, Meng J, Zhang D H, Zhang J S 2013 *Prog. Electromagn. Res.* **139** 599
- [20] Dickie R, Cahill R, Mitchell N, Gamble H, Fusco V, Munro Y, Rea S 2010 *Electron. Lett.* **46** 472
- [21] Tian G Y, Li Y, Mandache C 2009 *IEEE Trans. Magn.* **45** 184
- [22] Vardaxoglou J C 1997 *Frequency Selective Surfaces: Analysis and Design* (Vol. 997) (London: Research Studies Press) pp110–125
- [23] Mittra R, Chan C H, Cwik T 1988 *Proc. IEEE* **76** 1593

Design and implementation of sub-reflector for Ka band antenna based on quartz wafer coating technology

Xia Bu-Gang^{1)2)†} Zhang De-Hai¹⁾ Zhao Xin¹⁾ Yi Min¹⁾ Huang Jian¹⁾²⁾

1) (Key Laboratory 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 18 June 2013; revised manuscript received 14 July 2013)

Abstract

The design, fabrication and performance of a frequency selective surface (FSS) which is required to operate as broadband sub-reflector of Ka band antenna for satellite communication application is proposed and validated experimentally. In order to obtain this spatial filter which exhibits low insertion losses and insensitivities to the variation of oblique incident angle for TE and TM polarized wave, the mode-matching method is applied to the analysis of the geometrical structure and electrical parameters of FSS unit cell, and the fabrication process of this Ka FSS sub-reflector utilizing sophisticated quartz wafer coating technology is described. Electromagnetic field simulations and measurements results demonstrate that this FSS filter has virtually identical spectral responses in the two polarization planes.

Keywords: sub-reflector, frequency selective surface, quartz wafer, mode-matching method

PACS: 41.20.–q, 84.40.–x

DOI: 10.7498/aps.62.204103

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