

文章编号 1004-924X(2011)07-1486-09

对称双屏 Butterworth 型频率选择表面的设计

徐念喜^{1,2}, 冯晓国¹, 梁凤超¹, 王岩松¹, 高劲松^{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, 吉林 长春 130033;
2. 中国科学院 研究生院 北京 100039)

摘要: 分析了对称双屏频率选择表面(FSS)结构如何实现 Butterworth 型 FSS 和获得“平顶”和“陡截止”的“矩形化”滤波特性。结合平面波展开法与互导纳法,给出了缝隙阵列导纳和缝隙阵列之间的互导纳。以 Y 孔形单元为例,数值计算并分析了 FSS 屏与中间电介质对 Butterworth 型 FSS 的影响;然后在 500 mm×500 mm 聚酰亚胺基底镀 15 μm 铜膜,制作出 Y 孔型 FSS 并将其粘贴于介质两侧。用自由空间法测试其传输特性,测试结果与仿真结果基本一致。当中间电介质电厚度为 2.15 mm,单元周期为 7.2 mm×6.235 2 mm,臂长为 3.6 mm,臂宽为 0.8 mm 时,双屏 FSS 的互导纳与单屏 FSS 导纳的实部相等,从而得到 Butterworth 型 FSS。当 FSS 单元周期增加 0.6 mm,3 dB 带宽由 3.5 GHz 缩减为 2.1 GHz 时,截止度增加。分析认为,对称双屏 Butterworth 型 FSS 的设计应遵循以下原则,即在满足谐振尺寸的前提下采用无加载孔径型单元且单元周期小于 0.4λ,其缝隙长宽比应小于 5.5,中间电介质电厚度约为 0.1λ。

关键词: Butterworth 滤波器;频率选择表面(FSS);导纳;互导纳

中图分类号: TN957; TN713 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20111907.1486

Design of symmetric dual Butterworth-type of frequency selective surfaces

XU Nian-xi^{1,2}, FENG Xiao-guo¹, LIANG Feng-chao¹,
WANG Yan-song¹, GAO Jin-song^{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. *Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 10039, China*)

* *Corresponding author, E-mail: gaojs@ciomp.ac.cn*

Abstract: This paper researches how to realize the Butterworth type Frequency Selective Surface(FSS) from a symmetric double screen FSS and to obtain the “rectangular” filter characteristics with “flat top” and “steep cut-off”. Combined with the plane wave expansion and mutual admittance methods, the aperture array admittance and the mutual admittance between the arrays were given. Based on the method above, the effects of the FSS screen and the dielectrics media between the FSS screens on the Butterworth FSS were analyzed numerically by taking a common “Y” aperture for an example. Then,

收稿日期:2010-12-31;修订日期:2011-01-25.

基金项目:中国科学院长春光学精密机械与物理研究所三期创新工程资助项目(No. 093Y32J090)

a single screen “Y” type FSS was fabricated and pasted on the both sides of media accurately by plating a copper film with thickness of 15 μm on a 500 mm \times 500 mm polyimide substrate. The free space method was used to test the transmission characteristics, and the simulation results are in good agreement with test ones. Furthermore, when the electrical thickness of the dielectric media was set to be in 2.15 mm, “Y” unit cell period in 7.2 mm \times 6.235 2 mm, arm length in 3.6 mm, and the arm width in 0.8 mm, the mutual admittance of dual screen FSS is equal to the real part of admittance for a single-screen FSS. As a result, the Butterworth type FSS is obtained successfully. Experiments show that the designed Butterworth type FSS has reduced its -3 dB bandwidth from 3.5 GHz to 2.1 GHz when the cell circle is increased by 0.6 mm. Finally, it suggests that the design of Butterworth type FSS should be to adapt a no-load cell unit with a circle less than 0.4λ on the assumption of resonant sizes, and its ratio between gap length and width and the thickness of intermediate electric should be less than 5.5 and about 0.1λ , respectively.

Key words: Butterworth filter; Frequency Selective Surface(FSS); admittance; mutual admittance

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性的开孔单元构成的一种二维周期阵列结构^[1-2]。基于周期性的谐振单元与不同频率、不同极化的平面波相互作用, FSS表现出带通(孔径 FSS)与带阻(贴片 FSS)的电磁特性,因此可以制备频域滤波器或极化滤波器,在电磁频谱的各个波段都有着广泛应用。

FSS在工程上应用时可以使用单屏、双屏或多屏级联结构。为了获得“平顶”、“陡截止”的频率曲线,需要两层或更多的表面前后级联起来。相比较而言,双屏 FSS 结构是较为理想的选择^[3-4]。

关于双屏 FSS 的设计,公开的文献报道大多局限于它的几何结构参数以及加载介质的传输特性分析,这是由于工程应用时实际上还存在垂直扫描时通带的凹陷^[5-7],因此很多 FSS 设计人员往往在设计时进行大量的不同几何参数、不同加载介质电参数的研究。这些工作看似很有必要,实则徒劳无益,因为最终这些调试工作完全可以通过计算机优化程序完成。但是对于像双屏这样的多层周期结构来说,积分数目太多会造成 FSS 设计周期延长甚至是程序失效。Munk 指出 FSS 设计人员往往忽略了对 FSS 物理性质的理解,所以才会进行很多徒劳无益的研究工作^[3]。

本文由平面波展开法和互导纳法引入 FSS 单屏导纳和双屏 FSS 之间的互导纳,根据两者之

间的关系将双屏 FSS 设计分为 3 类。针对具有“平顶”滤波特性的 Butterworth 设计,利用上述分析方法结合基于周期矩量法(PMM)的自编 FSS 软件进行数值计算并给出“平顶”、“陡截止”的双屏 FSS 设计准则。通过光刻与镀膜的方法制备出 Butterworth 型 FSS 并利用自由空间法对其进行了实验验证。

2 双屏 FSS 理论分析

2.1 双屏 FSS 导纳与互导纳

本文以极化与角度极佳的平板 Y 孔型 FSS 为例^[8-9],并假设金属为无限薄(小于 0.001λ)的理想导体,且阵列包含的单元个数 ≥ 400 。

根据 Babinet 原理,缝隙阵列可以用等大反向的位于理想导体两侧的磁流阵列来模拟。图 1 为正三角排布时 Y 孔缝隙阵列的几何结构参数与电参数(图(a))以及两磁流阵列模拟 Y 缝隙阵列时的物理模型(图(b))。

Y 缝隙阵列夹嵌在介质 1(厚度为 d_1 、导纳为 Y_1 、传播常数为 β_1)与介质 2(厚度为 d_2 、导纳为 Y_2 、传播常数为 β_2)之间,其中 Y 臂长为 L ,臂宽为 W ,其等效磁流 M 分解为 3 个排布方向 p_1, p_2 和 p_3 ,其大小为 $M(l) = pV(l)$,其中 $V(l)$ 为缝隙电压,缝隙阵列散射波传播正方向及其在介质面上的反射系数如图 1(b)所示。当单位入射平面波

$$s = s_x e_x + s_y e_y + s_z e_z$$

照射到 Y 缝隙阵列时,其散射波为:

$$r_{\pm} = r_x e_x \pm r_y e_y + r_z e_z$$

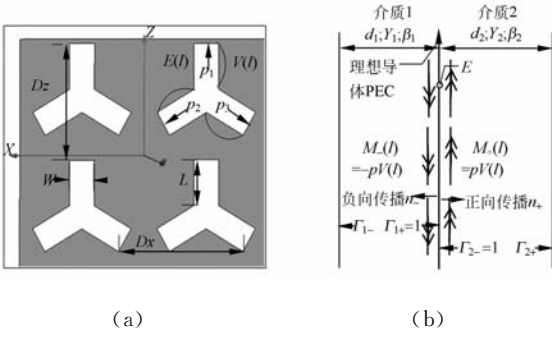


图 1 正三角排布 Y 缝隙阵列(a)及其等效磁流阵列(b)

Fig. 1 Triangular arrangement of Y slot array and its equivalent magnetic current array

任意栅格排布的 FSS 其散射波传播方向 r_y 为:

$$r_y = \sqrt{1 - \left(s_x + k \frac{\lambda}{D_x} - n \tan \alpha \frac{\lambda}{D_x} \right)^2 - \left(s_z + n \frac{\lambda}{D_z} \right)^2}$$

其中栅格排布夹角 $\tan \alpha = \Delta z / D_z$; 正三角形排布时周期 $D_z = 0.866 D_x$, $\alpha = 60^\circ$, k 与 n 为平面波展开时的泊松求和因子。

设无限缝隙阵列的参考单元位置为 \mathbf{R}_1 , 方向为 p_1 , 电流分布为 $I_1(l)$, 其产生的散射平面波谱为 \mathbf{r}_\pm , 引入参考单元距缝隙阵列位置为 \mathbf{R}_2 , 方向为 p_2 , 无限大缝隙阵列产生的散射波在参考单元上感应的电流为:

$$I_{2,1} = V_1(\mathbf{R}_1) \frac{\sqrt{\epsilon/\mu}}{2D_x D_z} \sum_{z=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\exp[-j\beta(\mathbf{R}_1 - \mathbf{R}_2) \cdot \mathbf{r}_\pm]}{r_y} \cdot p_2 [p_1 \times \mathbf{r}_\pm] \times \mathbf{r}_\pm \cdot P_1 P_2, \quad (1)$$

其中 $|\mathbf{R}_1 - \mathbf{R}_2| = d$; $P_i = \frac{1}{I(\mathbf{R}_i)} \int_i I_i(l) e^{-j\beta p \cdot s} dl$.

P 为单元上的磁流分布函数, 又称为型函数。无限大缝隙阵列与参考单元的互导纳定义为:

$$Y_{2,1} = \frac{I_{2,1}}{V_1(\mathbf{R}_1)}. \quad (2)$$

考虑分层介质与极化的影响, 将入射平面波分解为水平和垂直极化以便于计算; 将电介质的影响引入到反射系数中, 从而 $Y_{2,1}$ 修正为:

$$Y_{2,1} = \frac{\sqrt{\epsilon/\mu}}{2D_x D_z} \sum_{z=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\exp[-j\beta(\mathbf{R}_1 - \mathbf{R}_2) \cdot \mathbf{r}_\pm]}{r_y} [P_{1\perp} P_{2\perp} T_{\perp} + P_{1\parallel} P_{2\parallel} T_{\parallel}]$$

$$T_{\perp/or\parallel} = \frac{[1 + \Gamma_{\perp/or\parallel}^- e^{-j2\beta_1 d_1 r_{1y}}][1 + \Gamma_{\perp/or\parallel}^+ e^{-j2\beta_2 d_1 r_{2y}}]}{1 - \Gamma_{\perp/or\parallel}^- \Gamma_{\perp/or\parallel}^+ e^{-j2\beta_1 d_1 r_{1y}} e^{-j2\beta_2 d_2 r_{2y}}}$$

$$P_{\perp/or\parallel} = \mathbf{p} \cdot \mathbf{n}_{\perp/or\parallel} P; \quad \mathbf{n}_{\perp} = \frac{r_z \mathbf{e}_x + r_x \mathbf{e}_z}{\sqrt{r_x^2 + r_z^2}}; \quad \mathbf{n}_{\parallel} = \mathbf{n}_{\perp} \times \mathbf{r}. \quad (3)$$

其中 Γ^- 为参考单元左侧介质左边界磁场的菲涅尔反射系数, Γ^{2+} 为无限大缝隙阵列 1 右侧介质右边界磁场的菲涅尔反射系数。当参考单元为磁流阵列中的一个单元时, 无限大缝隙阵列与参考单元之间的互导纳定义为两磁流阵列的互导纳, 缝隙阵列之间由于理想导体的屏蔽, 缝隙阵列内侧两磁流阵列的互导纳便为缝隙阵列之间的互导纳(且对于磁系统 $\Gamma^- = \Gamma^+ = 1$):

$$Y_{2,1} = \frac{\sqrt{\epsilon/\mu}}{2D_x D_z} \sum_{z=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\exp[-j\beta(\mathbf{R} - \mathbf{R}_2) \cdot \mathbf{r}_\pm]}{r_y} [P_{1\perp} P_{2\perp} + P_{1\parallel} P_{2\parallel}] \frac{-2j}{\sin(\beta d r_y)}, \quad (4)$$

磁流阵列导纳定义为试探磁流单元位于磁流半径处时阵列与试探单元之间的互导纳(一个宽度为 W 的缝隙, 其磁流等效为 $W/4$), 则缝隙阵列左侧磁流阵列的导纳为:

$$Y_A^1 = \frac{\sqrt{\epsilon_1/\mu_1}}{D_x D_z} \sum_{z=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\exp[-j\beta(W/4) \cdot \mathbf{r}_\pm]}{r_y} \left[P_{1\perp} P_{2\perp} \frac{1 + \Gamma_{\perp}^- e^{-j2\beta_1 d_1 r_{1y}}}{1 - \Gamma_{\perp}^- e^{-j2\beta_1 d_1 r_{1y}}} + P_{1\parallel} P_{2\parallel} \frac{1 + \Gamma_{\parallel}^- e^{-j2\beta_1 d_1 r_{1y}}}{1 - \Gamma_{\parallel}^- e^{-j2\beta_1 d_1 r_{1y}}} \right]. \quad (5)$$

缝隙阵列右侧磁流阵列导纳 Y_A^2 只需将式(5)中的“1”变为“2”, “-”变为“+”。缝隙阵列的导纳为两列磁流阵列导纳并联值:

$$Y_A = Y_A^1 + Y_A^2. \quad (6)$$

2.2 对称双屏 FSS 传输系数

从电设计角度看, 对称 FSS 屏要优于非对称 FSS 屏。图 2 为对称双屏 FSS 结构图及其电波传播示意图。对称双屏 FSS 被入射电磁波激励,

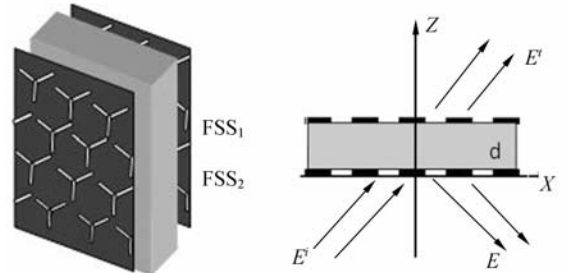


图 2 对称 Y 孔双屏 FSS 结构与其电波传播示意图

Fig. 2 Symmetric dual screen FSS with Y holes and wave propagation through dual screen FSS

利用广义基尔霍夫定律求解 FSS_1 与 FSS_2 得到:

$$\begin{bmatrix} (Y_{A_1} + Y_{L_1}) & Y_{1,2} \\ Y_{1,2} & (Y_{A_2} + Y_{1,2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

其中 Y_{L_1}, Y_{L_2} 为 Y 孔任意负载, I_1 为 FSS_1 感应电流。由于理想导体屏蔽作用 FSS_2 无感应电流, 只有感应电压。反射场由 V_1 确定, 传输场由 V_2 确定, 根据克莱姆法则 V_2 由行列式 D_2 确定:

$$D_2 = \begin{vmatrix} (Y_{A_1} + Y_{L_1}) & Y_{1,2} \\ Y_{2,1} & (Y_{A_2} + Y_{L_2}) \end{vmatrix}. \quad (8)$$

分析式(4)可知互导纳为纯虚数 $Y_{1,2} = j|Y_{1,2}|$, 则式(6)可以写成 $Y_A + Y_L = Y_{Ore} + jY_A$, 对称双屏具备 $Y_{Ore_1} = Y_{Ore_2} = Y_{Ore}$; $Y_{A_1} = Y_{A_2} = Y$; $|Y_{1,2}| = |Y_{2,1}|$, 则式(8)修正为:

$$|D_2| = 2Y_{Ore} |Y_{1,2}| \sqrt{1 + \rho_2^2} \quad (9)$$

$$\rho_2 = \frac{Y_{Ore}}{2|Y_{1,2}|} \left[\left(\frac{Y}{Y_{Ore}} \right)^2 - \left(\left(\frac{|Y_{1,2}|}{Y_{Ore}} \right)^2 - 1 \right) \right].$$

FSS 的滤波特性随频率变化而变化, 这主要与行列式 D_2 有关。两种极化下传输系数曲线^[3]

$$T.C._{\perp \text{ or } //} = \frac{1}{\sqrt{1 + \rho_2^2}}, \quad (10)$$

对于固定的 FSS 结构来说, Y_{Ore} 与 $Y_{1,2}$ 受频率变化的影响可以忽略不计, 因此通过对式(10)求 y 的一阶微分得到传输系数极值:

$$2\rho_2 \frac{d\rho_2}{dy} = 0, \quad (11)$$

其中 $\rho_2 = 0$ 对应传输系数为 1, $d\rho_2/dy = 0$ 对应传输系数极小值。当传输系数为 1 时, 对应:

$$T.C. = \frac{2}{\frac{|Y_{1,2}|}{Y_{Ore}} + \frac{Y_{Ore}}{|Y_{1,2}|}}. \quad (12)$$

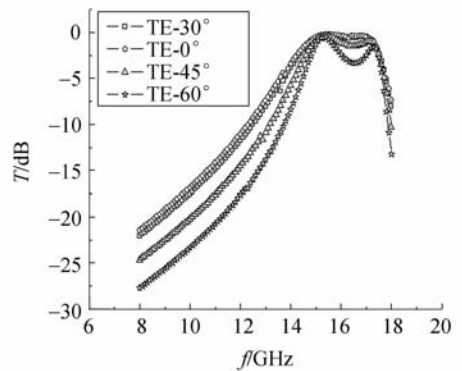
$|Y_{1,2}|$ 与 Y_{Ore} 的不同比值对应一系列的传输系数曲线, 据此可将对称双屏 FSS 设计分为 3 类: 当 $|Y_{1,2}| = Y_{Ore}$ 时称为 Butterworth 设计, 属于一种临界耦合状态, 此时通带具有平顶特性; 当 $|Y_{1,2}| > Y_{Ore}$ 时称为 Chebyshev 设计, 属于一种过临界耦合状态, 此时通带存在凹陷; 第三类情况, $|Y_{1,2}|$ 与 Y_{Ore} 不存在必然关系, 此时滤波是基于 FSS 双屏的耦合机制而不是周期单元的谐振机制, 利用该机理可以制备微型化频率选择表面, 其通带不具备平顶效应。

3 数值计算及参数优化分析

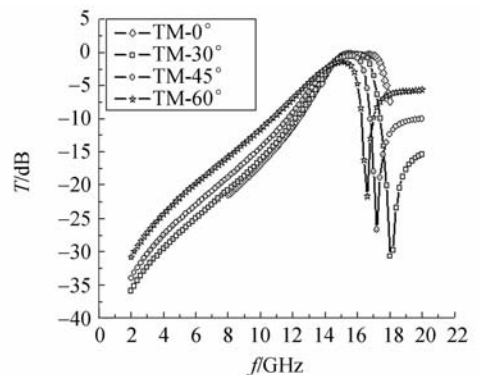
3.1 FSS 几何参数优化分析

分析式(4)和式(5)可知, 入射波垂直扫描时, FSS 单元周期、缝宽 W 影响 $|Y_{1,2}|$ 与 Y_{Ore} 的比值, Y 孔长度 L 影响单屏导纳虚部 y 。在进行 Butterworth 型 FSS 参数优化时, 以 $|Y_{1,2}|$ 与 Y_{Ore} 的比值等于 1 为依据, 将此比值定义为评价函数。

根据 FSS 单元尺寸与谐振波长的关系和实验测试条件的限制(只能测试 TE 极化 K_u 波段), 图 2 中 FSS 几何结构参数设置为: $D_x = 7.2$ mm, $D_z = 6.2352$ mm, $W = 0.8$ mm, $L = 3.6$ mm; 中间电介质: $d = 1.3$, $\epsilon_r = 2.73$, $\tan \delta = 0.008$; 图 3 为 $0 \sim 60^\circ$ 时, TE, TM 的极化传输特性, 其中图 3(a)为 TE 极化传输特性, 图 3(b)为 TM 极化传输特性。



(a) TE 极化
(a) TE polarization



(b) TM 极化
(b) TM polarization

图 3 对称双屏 Y 孔型 FSS 在不同角度的传输特性
Fig. 3 Transmission characteristics of symmetric dual screen FSS with Y holes at different angles

分析曲线得到:TE 极化下 $0 \sim 45^\circ$ 具有平顶特性,这属于 Butterworth 型 FSS 设计,但是在 60° 扫描时 TE 极化出现凹陷,这是因为在大角度入射扫描时夹嵌介质的电尺寸 $\sqrt{\epsilon_r} d \cos\theta$ 变小, $|Y_{1,2}|$ 增大,使得评价函数值大于 1,所以在大角度扫描时 Butterworth 型 FSS 通带也存在凹陷。对于 TM 极化,此时传播方向上没有电场的切向耦合, $|Y_{1,2}|$ 与 Y_{ore} 的比值不变,通带没有凹陷。因此,本文分析均是针对 TE 极化优化分析。双屏 FSS 的 -3 dB 带宽随扫描角的增加 TE 与 TM 极化均减小。

将 L 设置为 3.3 mm,图 2 其它参数不变,其传输系数曲线如图 4 所示:

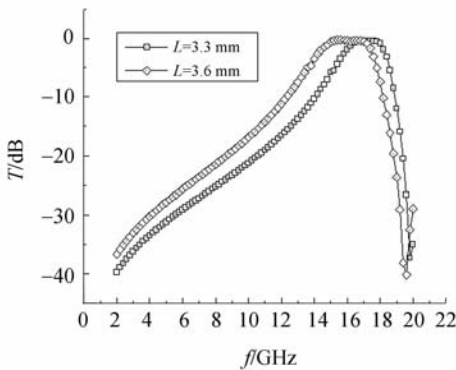


图 4 对称双屏 Y 孔型 FSS 取不同 L 值的传输特性
Fig. 4 Transmission characteristics of symmetric dual screen FSS with Y holes at different L with TE polarization

由图 4 可知, L 参数只影响 FSS 导纳虚部 y 的大小,即影响通带中心频点。

将 W 设置为 0.4 mm 和 0.2 mm,图 2 其它参数不变,其传输特性曲线如图 5 所示。由图 5 可知,随着缝宽的减小,带宽减小,通带出现凹陷。原因是缝宽减小,FSS 导纳减小,存储电磁场的能力增强,使得耦合极易超过临界状态,评价函数值大于 1,通带出现凹陷,因此缝隙的长宽比应小于 5.5。

将 FSS 单屏设置为不同周期,图 2 其它参数不变,传输曲线如图 6 所示。

由图 6 可知,随着周期的增大,FSS 的 -3 dB 带宽减小,截止度提高;周期增大,FSS 屏导纳以及互导纳均减小,使得 FSS 谐振时存储电磁场能力进一步加强,超过耦合临界状态的可能性也增加。单屏 FSS 周期间隔垂直扫描时一般要求小

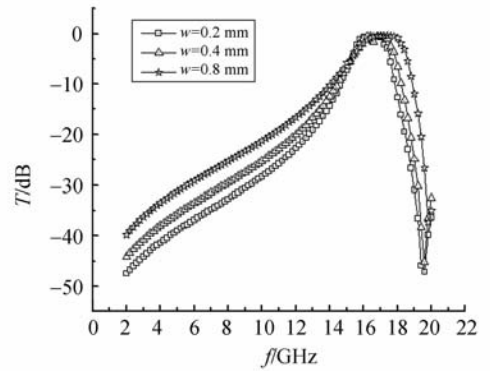


图 5 对称双屏 Y 孔型 FSS 取不同 W 值时的传输特性
Fig. 5 Transmission characteristics of symmetric dual screen FSS with Y holes at different W with TE polarization

于 0.5λ ,而双屏 FSS 的周期间隔则要小于 0.4λ 。

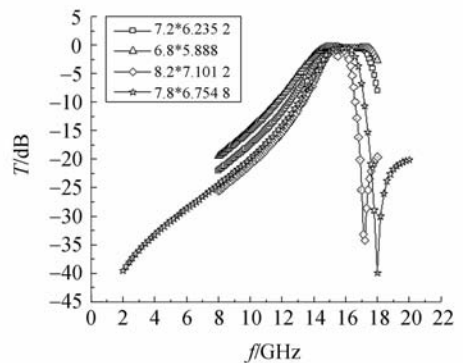


图 6 对称双屏 Y 孔型 FSS 取不同 T 值时的传输特性
Fig. 6 Transmission characteristics of symmetric dual screen FSS with Y holes at different T with TE polarization

在给定周期下,单屏孔型 FSS 由于单元尺寸达不到特定谐振波长,常采用加载环形结构来延长尺寸,加载环形结构存储电磁场的能力也随之提高,但对于双屏结构容易出现超临界耦合状态,评价函数值大于 1,通带出现凹陷。谐振状态下,孔型结构与加载结构对比结果(加载的 Y 环形外壁宽 1 mm、内壁宽 0.2 mm;外壁长 2.8 mm、内壁长 2.4 mm)如图 7 所示,由此也说明在满足谐振的前提下无加载的孔形单元优于加载的环形单元。

针对非对称 FSS 结构,FSS₁ 尺寸为 $W_1 = 0.2$ mm, $L_1 = 3.3$ mm;FSS₂ 尺寸为 $W = 0.8$ mm, $L = 3.3$ mm,与对称 FSS 结构 ($W = 0.8$ mm, $L = 3.3$ mm)比较如图 8 所示:

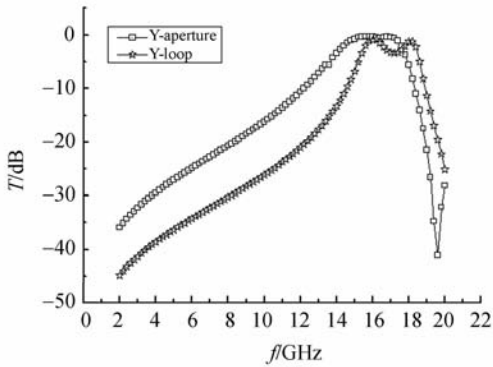


图7 孔型与加载环形传输特性对比

Fig. 7 Comparison of transmission characteristics of loaded loop and aperture

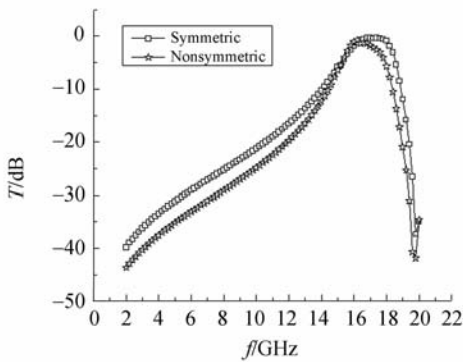


图8 对称与非对称双屏结构传输特性

Fig. 8 Comparison of transmission characteristics of symmetric and asymmetric dual screen structures

由图8可知,在相同工作波段下,非对称双屏通带平顶发生倾斜,因此对于 Butterworth 型双屏 FSS 应当采用对称结构。

3.2 中间电介质的优化分析

中间电介质具有以下作用:利用其厚度的改变可以调整双屏耦合状态,使之达到临界耦合状态即评价函数值为1,从而得到高透过率的 Butterworth 型 FSS;利用其相对介电常数可以调整 FSS 中心频点,提高其谐振能力,尤其对于谐振能力差的孔形单元而言,更应当选用恰当的电介质提高孔形单元谐振能力。对于电介质的正切损耗应当做到尽可能小,才能保证 FSS 有高透过率。

3.2.1 电介质相对介电常数优化分析

本文针对图2 FSS 几何结构参数,对中间电介质相对介电常数与厚度进行了优化分析。首先,固定中间电介质厚度为 1.3 mm,相对介电常

数分别为 2, 2.73, 3.5, 4.5, 传输特性分析显示,中间电介质越小带宽愈宽。计算相对介电常数为 4.5 时的 TE 极化与 TM 极化传输特性,结果与图3 规律有一个显著差别,即相对介电常数增大,通带出现凹陷时对应的角度增加到 60° , 因此中间电介质优化时应当选取大的相对介电常数。

3.2.2 电介质厚度优化分析

固定相对介电常数 $\epsilon_r = 2.73$, 厚度分别为 1.3, 1.5, 2.5, 3.5 mm, 传输曲线如图10 所示:

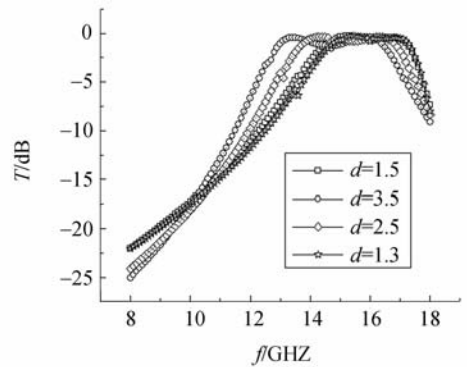


图9 不同厚度时双屏结构传输特性曲线

Fig. 9 Transmission characteristics of FSS at different thicknesses with TE polarization

由图9分析可知,厚度 1.3 mm 与 1.5 mm 之间通带没有变化,当增大到 2.5 mm 时评价函数数值大于1,通带开始出现凹陷,中心频点向低频漂移,因此厚度优化时不应过大。

4 对称双屏 FSS 制备与实验测试

采用镀膜光刻工艺,在 $500 \text{ mm} \times 500 \text{ mm}$ 聚酰亚胺基底上镀 $15 \mu\text{m}$ 铜膜,然后光刻制备单屏 FSS,如图10 所示,其几何结构参数为 $W = 0.8 \text{ mm}$, $L = 3.6 \text{ mm}$, $D_x = 7.2 \text{ mm}$, $D_z = 6.235 \text{ mm}$,选取中间电介质厚度 $d = 1.3 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 2.73$ 。应用 $95 \mu\text{m}$ 厚的低介电低损耗粘胶剂在不影响滤波特性的前提下将 FSS 屏精确对准粘贴到电介质两侧。

采用自由空间法对其进行测试,测试系统如图11 所示,其由矢量网络分析仪、聚焦透镜天线、转台以及同轴电缆组成。

将被测样件放在透镜天线的焦斑面上,旋转平台完成不同角度 TE 极化测试(所制备的样件

受焦斑面的限制,测试角度 $\leq 45^\circ$),测试结果如图 12。

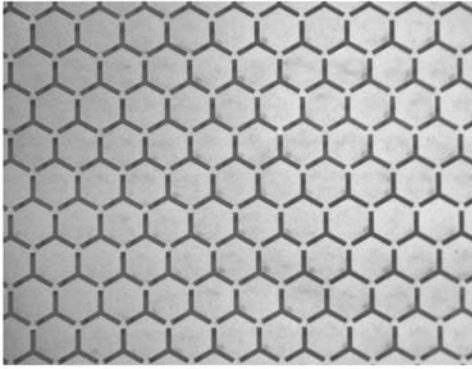


图 10 镀膜光刻制备出的单屏 FSS 样品

Fig. 10 Single screen FSS prepared by lithography coating

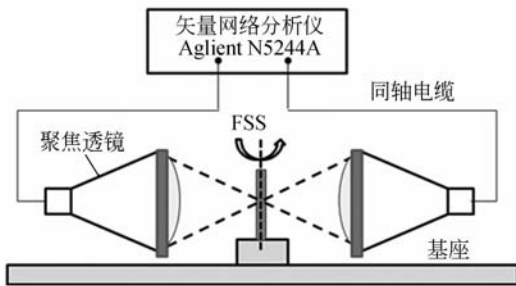


图 11 双屏 FSS 传输特性测试系统

Fig. 11 Transmission test system of dual screen FSS

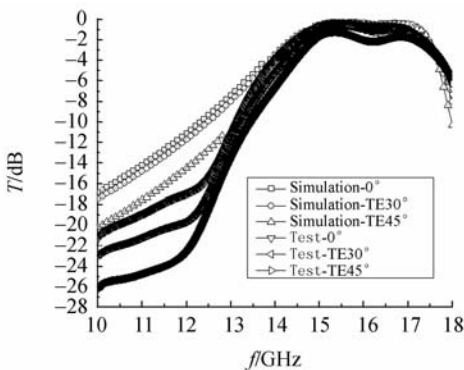


图 12 双屏 FSS 在不同角度的 TE 极化测试与仿真曲线对比

Fig. 12 Comparison of testing and simulating curves at TE polarization with different incidences

图 12 给出了测试样品在 $0 \sim 45^\circ$ 的仿真与测试曲线,通过对比可知,测试中心频率与仿真结果基本一致,但是大角度入射时透过率比仿真结果降低 0.8 dB,其原因在于大角度入射时,中间电介质产生反射损耗和极化损耗以及 FSS 理想导体表面存在欧姆损耗等。若要提高大角度入射时的透过率则需要对中间电介质厚度(根据 $d = \lambda_0 / (2\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i})$)进行修正。同时在选择电介质时要保证损耗正切值在 0.001 量级。聚酰亚胺基底镀铜后要电镀加厚处理,从而降低 FSS 欧姆损耗^[10]。

5 结 论

本文将平面波展开法与互导纳法相结合,给出缝隙阵列导纳和缝隙阵列之间的互导纳,基于此对双屏 FSS 设计进行分类,其中 Butterworth 型 FSS 通带具有“平顶”特性,是 FSS 工程应用最广的一种设计。结合工程常用 Y 孔形单元,对 FSS 单屏几何结构参数以及电介质厚度、相对介电常数进行数值优化分析,当中间电介质电厚度 $\sqrt{\epsilon_r} \times d = 2.15$ mm、Y 孔型单元周期为 7.2 mm \times 6.235 2 mm、臂长 $L = 3.6$ mm、臂宽 $W = 0.8$ mm 时,评价函数值等于 1,设计出 Butterworth 滤波器,当 FSS 单元周期增加 0.6 mm 时, -3 dB 带宽由 3.5 GHz 缩减为 2.1 GHz,截止度增加。利用自由空间法进行传输特性测试,测试结果与仿真结果基本一致,验证了本文给出的 Butterworth 型 FSS 设计准则,即在满足谐振尺寸的前提下,采用单元周期小于 0.4λ 、缝隙长宽比小于 5.5、中间电介质电厚度约为 0.1λ 的无加载孔型单元,为 FSS 设计人员提供 Butterworth 型 FSS 物理机理参考以及双屏 FSS 优化参数。

参考文献:

[1] 蒙志君,黄俊,武哲,等. 即贴型单层带通 FSS 的传

输特性[J]. 光学精密工程, 2008, 26(7): 1247-1252.

MENG ZH J, HUANG J, WU ZH. Transmission

- properties of adhesive single-layer bandpass FSS [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2008, 26(7):1247-1252. (in Chinese)
- [2] 贾宏燕,高劲松,冯晓国. 新型单元的频率选择表面 [J]. 光学精密工程, 2008, 16(11):2076-2080. JIA H Y, GAO J S, FENG X G. Novel element frequency selective surface [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2008, 16(11):2076-2080. (in Chinese)
- [3] MUNK B A. *Frequency Selective Surface: Theory and Design*[M]. New York: Wiley, 2000.
- [4] WU T K. *Frequency Selective Surface and Grid Array*[M]. New York: Wiley, 1995.
- [5] 贾宏燕,高劲松,冯晓国. 改变 Y 孔单元排列方式对 FSS 极化稳定性的影响 [J]. 光学精密工程, 2007, 15(6):978-982. JIA H Y, GAO J S, FENG X G. Influence on polarization independence of frequency selective surface by altering Y slot element arrangement [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2007, 15(6):978-982. (in Chinese)
- [6] 王焕青. 介质加载对频率选择表面传输特性影响的试验研究 [J]. 红外与毫米波学报, 2005, 24(1):27-30. WHANG H Q. Experiment on the influence of dielectric loading on transmission properties of frequency selective surfaces [J]. *J. Infrared. Millim. Waves*, 2005, 24(1):27-30. (in Chinese)
- [7] 武振波, 武哲, 吕明云. 双层频率选择表面电磁特性数值模拟研究 [J]. 电波科学学报, 2004, 19(6):663-668. WU ZH B, WU ZH, LV M Y. Numerical simulation for electromagnetic characteristics of double-layer frequency selective surfaces [J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2004, 19(6):663-668. (in Chinese)
- [8] 李小秋,高劲松. Y 环单元 FSS 结构参数对频率特性的影响 [J]. 光学精密工程, 2006, 14(6):1070-1075. LI X Q, GAO J S. Effects of Y loop element FSS structure parameter on frequency response [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(6):1070-1075. (in Chinese)
- [9] 卢俊,张靓,孙连春. Y 形和 Y 环形单元特性的实验对比研究 [J]. 光学精密工程, 2005, 13(12):219-224. LU J, ZHANG J, SUN L C. Experimental comparison of the characteristics of Y element and Y loop element [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2005, 13(12):219-224. (in Chinese)
- [10] 何斌,丛玉良. 装配误差衰减双屏“十”字环 FSS 传输特性研究 [J]. 光学精密工程, 2006, 14(4):704-708. HE B, CONG Y L. Effects of fabricated error on transmission performance of double layer frequency selective surface configuration [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(4):704-708. HE B, CONG Y L. Effects of fabricated error on transmission performance of double layer frequency selective surface configuration [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2005, 13(5):599-603. (in Chinese)

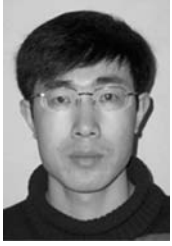
作者简介:



徐念喜(1982—),男,山东汶上人,博士研究生,主要从事频率选择表面及功能性薄膜材料方面的研究。E-mail: xnx-lzhy999@126.com



冯晓国(1974—),男,吉林长春人,博士,副研究员,硕士生导师,1998年于吉林工业大学获工学学士学位,2006年于中国科学院长春光学精密机械与物理研究所获理学博士学位,现主要从事光学精密仪器设计、周期结构光电特性的研究。E-mail: fxg74@163.com



梁凤超(1978-),男,吉林松原人,博士,副研究员,主要研究方向为自动控制、电磁隐身等。Email: feliang@yahoo. cn



王岩松(1979-),女,吉林吉林人,博士,副研究员,2008年于中科院长春光学精密机械与物理研究所获得博士学位,现从事频率选择表面的研究。Email: wangyansong99@yahoo. com. cn

通讯作者:



高劲松(1968-),男,吉林白城人,研究员,博士生导师,1989年于浙江大学获得学士学位,2005年于中国科学院长春光学精密机械与物理研究所获得博士学位,现为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主任,主要从事光学薄膜、红外金属网栅、频率选择表面等方面的研究。E-mail: gaojs@ciomp. ac. cn

● 下期预告

机载激光对埋地管道的自主定位

刘海芳^{1,2},王 瑞²,钟诗胜¹,刘克强²

(1. 哈尔滨工业大学 机电工程学院,黑龙江 哈尔滨 150001;

2. 哈尔滨工业大学(威海) 船舶学院,山东 威海 264209)

为实现机载激光对埋地天然气管道泄漏进行遥感检测,机载激光对埋地天然气管道的准确定位是前提。本文针对这一特殊应用背景,提出利用机载 GPS 和惯性姿态测量系统得到载机的位置和姿态,利用已知的埋地管道地理位置信息,采用解析几何中的点法式求出激光对管道的自主定位点,然后利用坐标转换求出激光束在载机坐标系中的方位角和俯仰角,通过机械机构驱动激光完成对管道的引导定位。利用本单位自行研制的激光夹持对准机构做的地面定点实验表明:本文提出的管道自主定位算法原理正确。文中所述实验条件下,地面定位最大误差 8.4 m,平均定位误差 <6.9 m,若进一步提高载机姿态、位置传感器精度及执行机构精度,激光对管道的引导定位误差会更小。证明本文所阐述的激光对埋地管道自主定位算法原理可用于机载激光对埋地天然气管道的遥感检测。