

文章编号 1004-924X(2011)10-2333-09

利用电场与磁场耦合制备微型化频率选择表面

徐念喜^{1,2}, 高劲松¹, 梁凤超¹, 赵晶丽¹, 冯晓国^{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:利用感性表面(金属栅格)与容性表面(间隔的金属环形贴片)之间的耦合机制制备了微型频率选择表面(MEFSS)。依据传输线理论给出电感、电容近似公式,定性分析了 MEFSS 结构参数,采用全波分析矢量模匹配法计算了不同几何结构参数与耦合层电参数 MEFSS 的传输特性。通过镀膜与光刻法在 500 μm 厚聚酰亚胺膜两侧以矩形排列方式制备了 12 个 0.125λ 集总电感单元与集总电容单元,利用自由空间法测试了 240 mm \times 240 mm MEFSS 样件的传输特性。结果显示,测试样件中心频点为 14.636 GHz,透过率为 -0.382 dB, -3 dB, 带宽为 2.17 GHz 时,单元尺寸为 0.125λ ;当单元尺寸变小时,中心频点向高频漂移,其透过率下降;固定单元尺寸,中心频点随固定电感宽度、电容间隔和环形贴片宽度的增加而向高频漂移;耦合层厚度增加 0.4 mm,中心频点向低频漂移 1.4 GHz,且透过率降低 2.6 dB;相对介电常数由 3.5 变为 2,中心频点向高漂移 2.8 GHz。结论显示,利用感性与容性表面耦合机制能制备单元尺寸为 0.125λ 的 FSS,其具有微型化、宽通带和对入射波角度不敏感的特点。

关键词:频率选择表面;耦合机制;感性表面;容性表面

中图分类号:TN957;TN761 文献标识码:A doi:10.3788/OPE.20111910.2333

Fabrication of miniaturized frequency selective surfaces utilizing coupling between electric and magnetic fields

XU Nian-xi^{1,2}, GAO Jin-song¹, LIANG Feng-chao¹, ZHAO Jing-li¹, FENG Xiao-guo^{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 100039, China)

* Corresponding author, E-mail: fxxg74@163.com

Abstract: A Miniaturized-element Frequency Selective Surface (MEFSS) was fabricated based on the coupling mechanism between an inductive surface (metallic meshes) and a capacitive surface (wire patches). On the basis of the theory of the transmission line, the approximation formulas of the capacitance, the inductance were provided and the structural parameters of MEFSS were analyzed qualitatively. By using the vector modal matching method and the transmission characteristics of MEFSS with different geometry parameters and coupling layer electrical parameters were studied in this paper. Twelve lumped inductors and lumped capacitors were properly fabricated on the two side of a PI film

收稿日期:2010-12-17;修订日期:2010-12-31.

基金项目:中科院长春光学精密机械与物理研究所第三期创新工程资助项目(No. 093Y32J090)

by orthogonal arrangement, and the transmission characteristics of a MEFSS with a size of $240\text{ mm} \times 240\text{ mm}$ was tested by free space method. Results show that when the center frequency is 14.636 GHz , transmittance is -0.382 dB and the half transmittance bandwidth is 2.17 GHz at a $\text{TE } 0^\circ$ incidence. When the unit cell size is shorted, the center frequency drifts and the transmittance is decreased. The unit cell size is 0.125λ . When the unit cell size is fixed, the center frequency drifts as the increases of inductive widths, capacitance intervals and patch widths. Moreover, if the thickness of the coupling layer is increased by 0.4 mm , the center frequency lowly drifts by 1.4 GHz and transmittance is decreased by 2.6 dB . If the coupling layer relative permittivity is changed from 3.5 to 2 , the center frequency highly drifts 2.8 GHz . It concludes that the FSS only with a size of 0.125λ fabricated by coupling mechanism between inductive and capacitive surfaces is characterized by miniaturization, wide pass-band and lower sensitive to the incident angle unit.

Key words: Frequency Selective Surface(FSS); coupling mechanism; inductive surface; capacitive surface

1 引言

传统的频率选择表面(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]。近年来, FSS在微波频段的研究开展迅速, 并不断获得新的成果, 如改进 FSS的单元图形来提高大角度入射时 FSS中心频点的稳定性; 改变 FSS单元排列方式以提高 FSS极化稳定性以及通过通带宽度密集排布 FSS单元展宽 FSS的 -3 dB 等^[3-5]。

传统带通 FSS周期单元为谐振结构, 其单元尺寸受半波长限制, 而实际应用中 FSS均为有限大小, 仅对一个周期单元设计无法得到理想的带通滤波器, 为此要求其工作区域至少包含 400 个周期单元即 $10\lambda \times 10\lambda$, 并限制入射波前为平面波照射。隐身天线罩是 FSS的典型应用, 为了提高 FSS隐身天线罩的隐身性能, 天线罩外形大多为不可展开的二次曲面, 至少 80% 的曲面处于大角度照射区域, 而且出现局部小区域和非平面波照射区域应用 FSS的情况^[6]。随着微波集成电路波段的不断延伸, 集总元件也能够应用在频率高达 60 GHz 的混合或单片微波集成电路上, 而且要求元件尺寸小于 0.1λ ^[7]。因此, 实现 FSS微型化, 制备微型化器件成为当前研究热点。

将集总电感与集总电容置于介质两侧形成并联 LC 电路, 然后在二维平面上周期排布便得到微型化频率选择表面(Miniaturized-element Fre-

quency Selective Surfaces, MEFSS), 通过一个单元便可以完成通带特性设计而且单元尺寸不受半波长限制, 具有微型化、宽通带、显著降低对入射角度敏感性的特点。本文在薄介质(厚度 $\ll \lambda$ 称为耦合介质)的两侧用正交金属栅格构成的集总电感、间隔的环形金属贴片形成集总电容。首先根据传输线理论得到集总电感与电容的近似公式, 完成对集总电感与集总电容构成的并联 LC 电路滤波特性的定性分析, 然后将集总电感、集总电容、耦合层以相同的周期正交拓展延伸分别构成感性表面、容性表面、耦合层。利用全波分析矢量模式匹配法对其中一个周期单元进行数值计算。最后采用镀膜与光刻的方法在聚酰亚胺膜两侧制备集总电感、电容单元分别得到感性表面与容性表面, 从而完成 MEFSS 测试样件制备。利用透镜天线通过自由空间法测量其传输特性 S_{21} , 实验结果验证了本文提出的基于耦合机制制备 MEFSS 的概念, 并为进一步工程应用提供了 MEFSS 设计方法。

2 MEFSS 物理机制及理论分析

2.1 MEFSS 物理机制

本文提出的一种新概念来制备带通 FSS 表面, 它属于 MEFSS 的一种。谐振型 FSS 基于周期单元的谐振机制, 当入射平面波与单元图形尺寸相同时产生谐振, 在频域上形成通、阻带结构, Bragg 型单元通过单元间隔与入射波长满足 Bragg 散射条件产生带隙结构, 相对于后者, 前者

实现了“小尺寸控制大波长”。利用并联集总电感与集总电容所形成的通、阻带, 则是由于电感与电容并联时电抗值为纯实数, 因此将不受工作波长一致的限制, 实现了“微小尺寸控制大波长”。

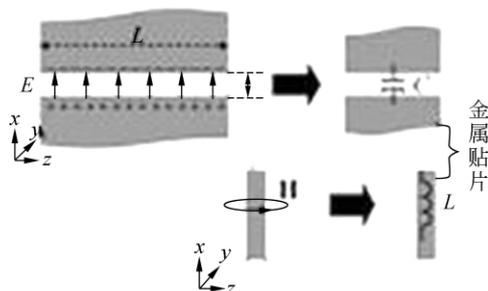


图 1 并联集总 LC 电路耦合机制示意图

Fig. 1 Coupled mechanism of lumped LC circuit

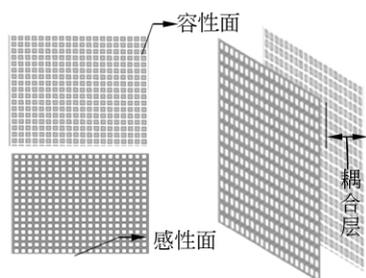


图 2 MEFSS 结构示意图

Fig. 2 Diagram of MEFSS structure

图 1 为并联集总 LC 电路耦合机制示意图。金属栅格作为集总电感, 间隔的环形金属贴片作为集总电容, 分别耦合入射电磁波的磁场与电场, 从而完成对入射电磁波的二次辐射。将集总电感与电容分别置于耦合介质两侧, 以相同的周期在二维平面上正交重复排列, 如图 2 所示, 分别得到感性面(图 2 左下角)、容性面(图 2 左上角), 然后将感性面、容性面置于耦合介质两侧便得到微型频率选择表面(MEFSS)(图 2 右侧)。

2.2 MEFSS 理论分析

根据传输线理论^[8], 由金属栅格与环形金属贴片的间隔得到的集总电感、电容近似公式为:

$$C = -\epsilon_0 \epsilon_r \frac{2D}{\pi} \log\left(\sin \frac{\pi s}{2D}\right), \quad (1)$$

$$L = -\mu_0 \frac{2D}{\pi} \log\left(\sin \frac{\pi s}{2w}\right), \quad (2)$$

其中 D 为集总电感、电容长度, s 为环形金属贴片间隔, w 为金属栅格宽度, ϵ_r 为耦合层相对介电常

数。

当 L, C 并联值为纯实数时, 其谐振频率为: $f_0 = 1/2\pi \sqrt{LC}$ 。由此可见 MEFSS 通带中心频率由 D, w, s, ϵ_r 参数决定。

评估带通 MEFSS 不仅需要中心频率, 还要有中心频点透过率以及 -3 dB 带宽等, 上述近似公式是在没有考虑耦合机制的情况下直接由传输线理论得到的, 因此需要采用物理概念清晰且稳定收敛的全波分析方法进行准确计算。本文采用矢量模匹配法^[9-10], 得到 MEFSS 的中心频点及其透过率和 -3 dB 带宽。

将感性面与容性面提取出一个周期单元, 其数值计算模型如图 3 所示: 电感、电容长度即周期为 D 、电感宽度为 w 、环形贴片间隔为 s 、贴片环的宽度为 t 、耦合层厚度为 d 、相对介电常数为 ϵ_r 、电损耗正切值为 $\tan \delta$ 。

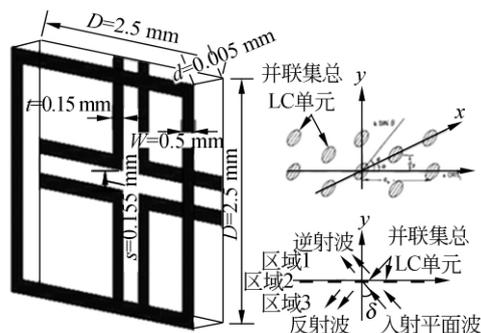


图 3 MEFSS 周期单元及其数值计算参考坐标

Fig. 3 MEFSS unit cell and numerical calculation reference coordinate

感性面与容性面将空间分成 3 个区域, 根据 Floquet 定理可以得到周期结构表面存在着无数个归一化的横电场正交矢量 Floquet 模式。用 p, q 表示 Floquet 谐模因子, $r=1, 2$ 表示 TE, TM 模式, k_0 为平面波的传播常数, θ 为 FSS 法向与电磁波入射方向的夹角, φ 为入射方向在 FSS 平面的投影与 x 轴的夹角, d_x, d_y 为排布周期, 此时 $d_x = d_y = D$, 排布夹角 α 为 90° 。正交 Floquet 模式为:

$$\Phi_{pq}^r = \frac{1}{D} \left(\frac{v_{pq}}{t_{pq}} e_x - \frac{u_{pq}}{t_{pq}} e_y \right) \exp[-j(u_{pq}x + v_{pq}y + \gamma_{pq}z)] \exp(\pm j\gamma_{pq}z). \quad (3)$$

各个区域中的横向电磁场是上述 Floquet 模式的线性叠加。利用电感表面与电容表面中孔

区的边界条件得到一系列矢量模式积分方程组, 求解该积分方程组时首先要通过一组正交基函数表示出横向电场:

$$\mathbf{E}_t = \sum_m \sum_n \sum_{l=1}^2 F_{nml} \boldsymbol{\psi}_{nml}, \quad (4)$$

其中 $l=1, 2$ 分别表示 TE, TM 模式, F_{nml} 为基函数展开系数。基函数可以是全域基函数或子域基函数, 前者的优势在于给出的矩阵要比后者小很多, 然而对复杂结构组成的电感、电容, 一般很难找到合适的全域基函数。本文采用全域基函数, 如下式所示:

$$\boldsymbol{\psi}_{nml} = \begin{cases} g \left[\frac{n\pi}{d} e_{nmx} \mathbf{x} - \frac{m\pi}{L} e_{nmy} \mathbf{y} \right] & l=1(TE) \\ g \left[\frac{m\pi}{L} e_{nmx} \mathbf{x} + \frac{n\pi}{d} e_{nmy} \mathbf{y} \right] & l=2(TM) \end{cases}, \quad (8)$$

其中:

$$g = \left(\frac{\epsilon_m \epsilon_n}{dL} \right)^{1/2} \left[\left(\frac{m\pi}{L} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{d} \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$e_{nmx} = \cos \left(\frac{m\pi}{L} x - \frac{m\pi}{2} \right) \sin \left(\frac{n\pi}{d} y - \frac{n\pi}{2} \right),$$

$$e_{nmy} = \sin \left(\frac{m\pi}{L} x - \frac{m\pi}{2} \right) \cos \left(\frac{n\pi}{d} y - \frac{n\pi}{2} \right)$$

$$\text{Neumann factor: } \epsilon_m, \epsilon_n = \begin{cases} 1, m, n=0 \\ 2, m, n \geq 1 \end{cases}$$

此时感性表面与容性表面上矢量模式积分方程组变为:

$$2 \sum_{r=1}^2 A_{00r} Y_{00r} C_{00r}^{*MNL} = \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 y_{pqr} C_{pqr}^{*MNL} \iint_{\text{aperture}} \mathbf{E}_t \boldsymbol{\phi}_{pqr}^* ds$$

$$2 \sum_{r=1}^2 B_{00r} Y_{00r} C_{00r}^{*MNL} = \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 (Y_{pqr} + y_{pqr}) C_{pqr}^{*MNL} \iint_{\text{aperture}} \mathbf{E}_t \boldsymbol{\phi}_{pqr}^* ds$$

(9)

其中自由空间区域导纳 y_{pq} 与通过耦合层介质后的区域导纳 Y_{pq} 满足:

$$Y_{pq} = y_{pq} \frac{y_{pq} + jy_{pq} \tan(\gamma_{pq} d)}{y_{pq} + jy_{pq} \tan(\gamma_{pq} d)}. \quad (10)$$

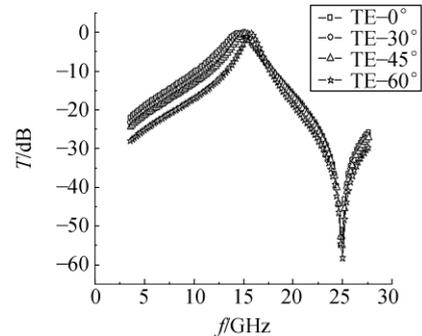
通过周期矩量法求解式(9), 并利用下式求出 MEFSS 的反射系数 R_{pqr} 、透射系数 B_{pqr} :

$$\begin{cases} A_{00r} + R_{00r} = B_{00r} & p=q=0 \\ R_{pqr} = B_{pqr} = \iint_{\text{aperture}} \mathbf{E}_t \boldsymbol{\phi}_{pqr}^* ds & p \neq 0 \text{ or } q \neq 0 \end{cases}. \quad (11)$$

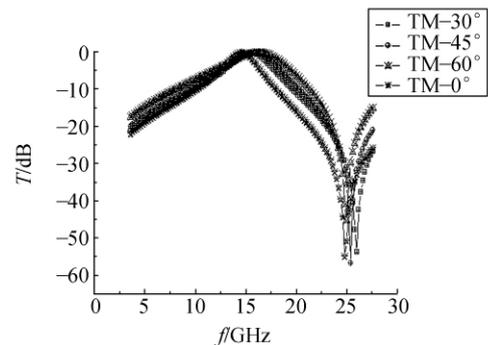
矢量模式匹配法的计算精度主要取决于 Floquet 模式的数目与全域基函数的个数, 数值计算的收敛性由系数矩阵决定, 而系数矩阵则由周期单元电流分布或磁流分布即基函数决定, 本文中周期单元磁流分布简单, 采用全域基函数便得到稀疏的、带状的系数矩阵从而实现其稳定收敛, 而且在宽频段扫描情况下可有效节省计算机内存^[11-12]。

3 数值结果分析

本文通过 MEFSS 几何结构参数与耦合层的电参数分析谐振频率、透过率及 -3 dB 带宽, 总结其设计方法(数值计算时假设金属栅格及金属贴片为理想导体)。为了提高耦合率, 耦合层需要低介电常数、低损耗 ($\tan \delta < 0.05$) 的微波材料。根据公式 1, 2 将集中电感、电容值调到谐振状态 (L, C 组合值不恰当将无法谐振), 结合实验测试



(a) TE 极化
(a) TE polarization



(b) TM 极化
(b) TM polarization

图 4 MEFSS 在不同入射角度下的频率响应特性
Fig. 4 Responses of MEFSS with different incident angles

条件,本文以 Ku 波段的带通滤波器为例,取 $D=2.5\text{ mm}$ 、 $w=0.5\text{ mm}$ 、 $s=0.15\text{ mm}$ 、 $t=0.15\text{ mm}$ 、 $d=0.05\text{ mm}$ 、 $\epsilon_r=2.85$ 、 $\tan\delta=0.0025$ 。图 4 给出 0° 到 60° 下 TE, TM 计算结果,其中图 4(a) 为 TE 极化频响特性曲线,图 4(b) 为 TM 极化频响特性曲线,垂直扫描时中心频率为 14.6 GHz ,透过率为 -0.167 dB , -3 dB 带宽为 2.8 GHz 。图 4(a) 与图 4(b) 说明 MEFSS 分别被 TE、TM 扫描时,前者随着入射角度增大, -3 dB 带宽减小;后者恰相反。在 60° 扫描时 TE, TM 的中心频点基本稳定,MEFSS 大大降低了对入射角度的敏感性。

3.1 电感与电容几何参数的改变对传输特性的影响

由式(1)与式(2)可知,MEFSS 中心频点受电感与电容的长度即周期 D 影响较为明显。表 1 所示为几何结构参数和电参数 $w=0.5\text{ mm}$ 、 $s=0.15\text{ mm}$ 、 $t=0.15\text{ mm}$ 、 $\epsilon_r=3.05$ 、 $\tan\delta=0.0025$ 、 $d=0.05\text{ mm}$ 条件下,不同周期 D 对 MEFSS 传输特性的影响。由于 MEFSS 周期单元中的电感与电容为正交形式,所以无论是几何参数还是电参数对 TE、TM 的影响(入射角度对 -3 dB 带宽影响除外)基本一致。因此本文的计算均在 TE 极化下进行。

表 1 不同周期下 MEFSS 的传输特性

Tab.1 Effects of D varies at normal incidence on MEFSS

周期 D 值 /mm	中心频点 /GHz	透过率 /dB	-3 dB 带宽 /GHz
1.8	24	-0.32	2.85
2.2	17.4	-0.22	3.1
2.5	14.6	-0.17	2.8
3	12.4	-0.13	2.8

图 5 给出正入射时不同周期 D 下的 MEFSS 传输曲线,分析可知:随着 D 的增大,MEFSS 中心频点向低频漂移且透过率升高,而 -3 dB 带宽基本不受影响。

表 2 所示为周期 D 固定为 2.5 mm 、 $\epsilon_r=2.2$ 、 $\tan\delta=0.005$ 、 $d=0.125$ 条件下,变化结构参数 w, s, t , 对 MEFSS 的传输特性的影响。

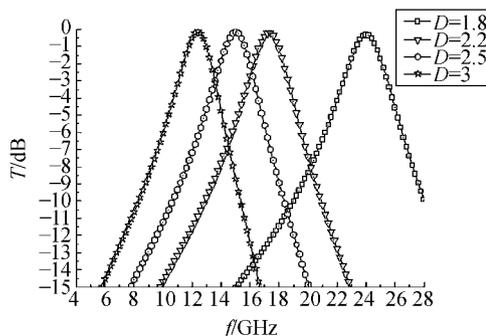


图 5 正入射时 D 对 MEFSS 传输特性的影响

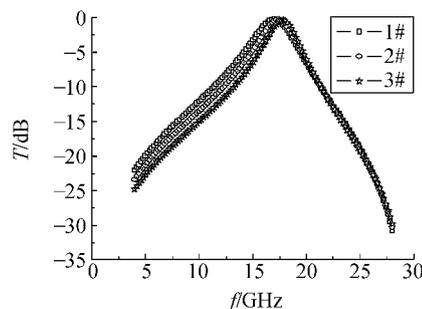
Fig.5 Influence of D on transmission characteristics

表 2 不同 w, s, t 下 MEFSS 的传输特性

Tab.2 Effects of w, s, t varies at normal incidence on FSS

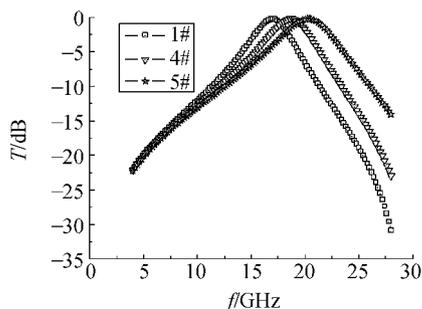
编号	w /mm	s /mm	t /mm	中心频点 /GHz	透过率 /dB	-3 dB 带宽 /GHz
1#	0.5	0.15	0.15	17	-0.26	4
2#	0.55	0.15	0.15	17.4	-0.313	3.1
3#	0.6	0.15	0.15	17.8	-0.38	2.9
4#	0.5	0.2	0.15	18.6	-0.254	4.05
5#	0.5	0.3	0.15	20.2	-0.248	4.86
6#	0.5	0.15	0.2	17.2	-0.265	4
7#	0.5	0.15	0.3	17.8	-0.257	4.4

图 6 给出了不同 w, s, t 时的 MEFSS 传输特性。由图 6 可知:MEFSS 随 w, s, t 的增加向高频漂移,尤其 s 的变化对中心频点的影响最为显著,这也说明了在实现 MEFSS 中心频点可调谐时,控制电容的大小最重要。随着 w 的增加透过率降低, -3 dB 带宽减小,而 s 与此刚好相反, t 的变化对透过率与带宽基本没有影响。

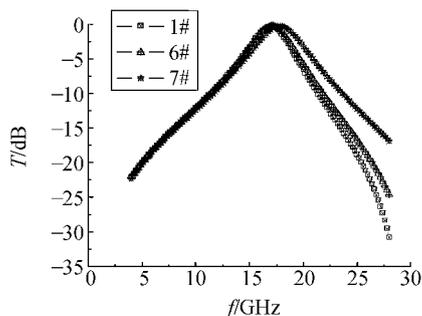


(a) 正入射时 w 对 MEFSS 传输特性的影响

(a) Influence of w on transmission characteristics



(b) 正入射时 s 对 MEFSS 传输特性的影响
(b) Influence of s on transmission characteristics



(c) 正入射时 t 对 MEFSS 传输特性的影响
(c) Influence of t on transmission characteristics

图 6 正入射时 ω, s, t 对 MEFSS 传输特性的影响

Fig. 6 Influences of ω, s and t on transmission characteristics

3.2 耦合层厚度与电参数的改变对传输特性的影响

由于耦合层采用的是低损耗、低介电常数的微波材料(所谓低损耗即 $\tan \delta < 0.05$, 此时耦合层的电介质损耗可以忽略不计), 因此, 对 MEFSS 的影响主要取决于它的厚度与相对介电常数。首先分析厚度的影响, 取 $D=2.5 \text{ mm}$, $\omega=0.5 \text{ mm}$, $s=0.15 \text{ mm}$, $t=0.15 \text{ mm}$, $\epsilon_r=1.1$, $\tan \delta=0.005$, $d=0.1, 0.3, 0.7, 1.5 \text{ mm}$, 数值计算结果如图 7 所示。

图 7 的结果说明, 耦合层厚度的增加会使 MEFSS 透过率剧烈下降, 且中心频点向低频漂移。因此工程应用中耦合层厚度必须满足 $d \ll \lambda$ 。上述电感、电容的几何参数不变, 固定 d 为 0.125 mm 、损耗正切值 $\tan \delta=0.005$, 将 ϵ_r 从 2 变化到 3.5, MEFSS 传输特性如图 8 所示。

由图 8 分析可知, ϵ_r 的变化只影响中心频点, 对透过率及 -3 dB 带宽没有影响。

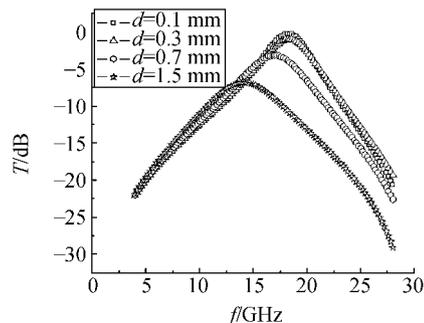


图 7 正入射时 d 对 MEFSS 传输特性的影响
Fig. 7 Influence of d on transmission characteristics

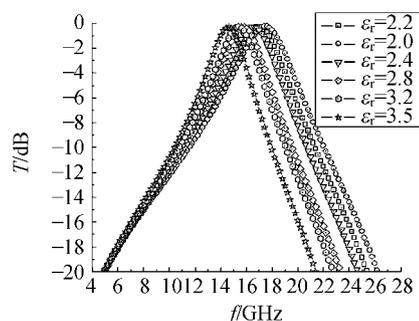


图 8 正入射时 ϵ_r 对 MEFSS 传输特性的影响
Fig. 8 Influence of ϵ_r on transmission characteristic

4 实验验证

采用成熟的镀膜光刻工艺, 制备通带在 Ku 波段的 MEFSS, 参数设置如图 4 中所述。MEFSS 制备工艺流程如图 9 所示。



图 9 MEFSS 制备工艺流程
Fig. 9 Process flow of MEFSS

通过上述流程制备出 $240 \text{ mm} \times 240 \text{ mm}$ MEFSS 样件, 图 10 为感性表面与容性表面照片。左上侧为拍照得到的 MEFSS 感性表面, 左下侧为容性表面, 右侧为电子显微镜下对应得到的照片, 阴影区为金属部分, 透明区为聚酰亚胺膜。本文利用自由空间法对 MEFSS 样件进行传

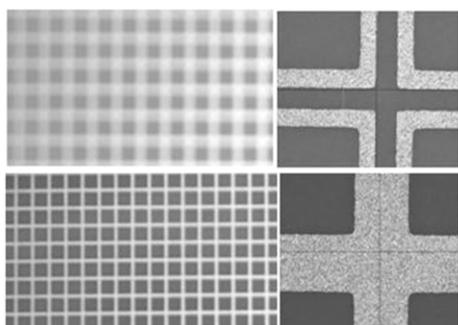


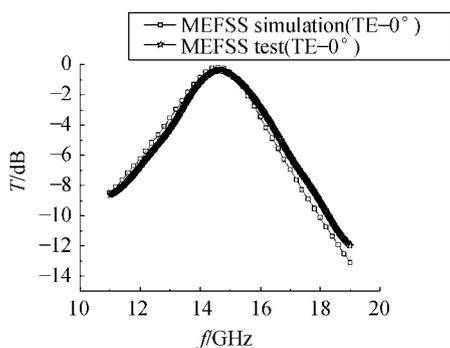
图 10 MEFSS 感性表面与容性表面照片

Fig.10 Inductive surface and capacitive surface of MEFSS



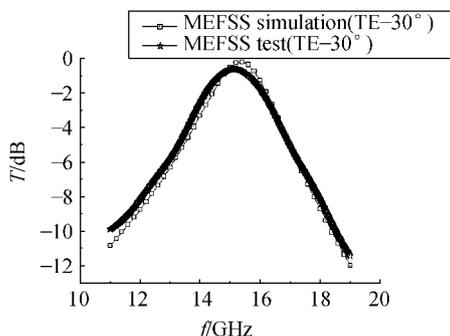
图 11 自由空间法测试系统

Fig.11 Testing system by free space method



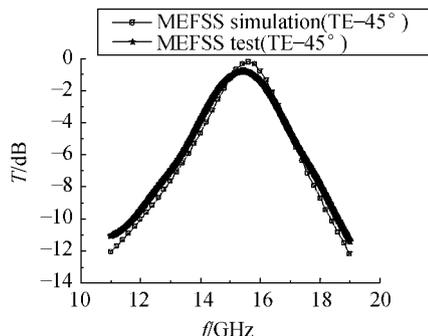
(a) TE 极化垂直入射测试结果与仿真结果

(a) Results of testing and simulation at TE normal incidence



(b) TE 极化 30°扫描时测试与仿真结果

(b) Results of testing and simulation at TE 30°incidence



(c) TE 极化 45°扫描时测试与仿真结果

(c) Results of testing and simulation at TE 45°incidence

图 12 TE 极化测试与仿真结果

ig.12 Results of testing and simulation at TE polarization

输特性测量,测试平台主要包括矢量网络分析仪、透镜天线与转台等,如图 11 所示。该测试方法简单、方便且不受微波暗室的限制。首先将测试系统进行直通校准,将柔性的 MEFSS 通过粘胶剂粘贴在泡沫板后放在转动平台上,并处于透镜天线的焦斑面上,然后转动角度进行 S_{21} 测量。当转到一定角度时,透镜天线的焦斑面与被测样件形成一个夹角,使得焦斑面上的能量被散射到其它方向而不能被接收天线所接收,因此该方法所能测量的角度应当视被测样件的大小与焦斑面的大小而定。对于被测样件,本文所建立的测试系统能够准确测量到 45° 入射角。图 12 为被测样件在 TE 极化下 $0, 30, 45^\circ$ 时的传输测试曲线与仿真曲线对比。

通过图 12 可知,被测样件在 45° 扫描范围内测试结果与仿真结果的中心频点和 -3 dB 带宽完全吻合,但被测件透过率分别降低 $0.2, 0.4, 0.57$ dB,究其原因:一是仿真计算假设理想导体而被测件中存在欧姆损耗;二是 MEFSS 存在寄生电感或电容、寄生谐振、杂散场等。鉴于此,仿真与测试结果基本一致,验证了 MEFSS 设计方法的准确性。

5 结 论

本文在 MEFSS 各参数定性分析的基础上确定 L, C 并联值,实现了 Ku 波段谐振;接着应用矢量模匹配法对不同参数下的传输特性进行数值计算;最后通过实验验证了“利用感性表面与容性表

面之间的耦合机制制备 MEFSS”这一概念的正确性与可行性,制备出的 Ku 波段 MEFSS 其周期单元尺寸仅为 0.125λ 。实验显示随着 D 的增大,中心频点向低频漂移且透过率升高,而 -3 dB 带宽基本不受影响;随着固定电感宽度、电容间隔和环形贴片宽度的增加,中心频点向高频漂移,其中电容间隔的变化对漂移影响尤为显著;随着耦合层厚度的增加,MEFSS 透过率剧烈下降:当 Ku 波

段 MEFSS 的耦合层厚度增加 0.4 mm 时中心频点向低频漂移 1.4 GHz 且透过率降低 2.6 dB,因此工程应用中耦合层厚度必须满足 $d \ll \lambda$;相对介电常数的变化耦合层厚度只影响 MEFSS 中心频点,对其透过率及 -3 dB 带宽没有影响。本文利用提出的新概念制备出微型化、宽通带和对入射角度不敏感的 FSS,为工程应用提供了一种微型化频率选择表面。

参考文献:

- [1] 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 CH. Experimental comparison of the characteristics of Y element and Y loop element[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2005, 13(12): 219-224. (in Chinese)
- [2] 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)
- [3] 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)
- [4] 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)
- [5] JIA H Y, GAO J S, FENG X G, *et al.*. Frequency selective surface with a flat topped passband [J]. *Chinese Optics Letters*, 2007, 5(12): 715-716.
- [6] SARABANDI K, BEHDAD N. A frequency selective surface with miniaturized elements [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2007, 55(5): 1239-1245.
- [7] David M. Pozar 著 张肇仪等译,微波工程第三版 [M]. 北京:电子工业出版社,2008:194-195.
DAVID M. Pozar (translated by Zhang ZH Y etc). *Microwave Engineering Third Edition* [M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2008: 194-195. (in Chinese)
- [8] MARCUVITZ N. *Waveguide Handbook*. Lexington [M]. MA: Boston Technical Publishers, 1964.
- [9] WU T K. *Frequency selective surface and grid array* [M]. New York: Wiley, 1995.
- [10] MUNK B A. *Frequency selective surface: theory and design* [M]. New York: Wiley, 2000.
- [11] CHEN C C. Transmission of microwave through perforated flat plates of finite thickness [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1973, 21(1): 1-6.
- [12] CHEN C C. Transmission through a conducting screen perforated periodically with apertures [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1970, 18(9): 627-632.

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



赵晶丽(1962—),女,吉林长春人,高级实验师,主要从事光刻复制工艺的研究。E-mail: fxg74@163.com

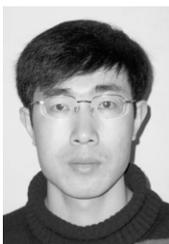


高劲松(1968—),男,吉林白城人,研究员,博士生导师,1989年于浙江大学获学士学位,2005年于中国科学院长春光学精密机械与物理研究所获博士学位,现为中国科学院长春光学精密机械与物理研究所,中国科学院光学系统先进制造技术重点实验室主任,主要从事光学薄膜、红外金属网栅、频率选择表面等方面的研究。E-mail: gaojs@ciomp.ac.cn

通讯作者:



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(现吉林大学南岭校区)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、周期结构光电特性等方面的研究。E-mail: fxg74@163.com



梁凤超(1978—),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: fcliang@yahoo.cn

● 下期预告

同步辐射水平偏转压弯镜面形误差分析与补偿

卢启鹏¹,高飒飒^{1,2},彭忠琦¹

(1. 中国科学院 长春光学精密机械及物理研究所 应用光学国家重点实验室,吉林 长春 130033;

2. 中国科学院 研究生院,北京 100039)

为提高同步辐射压弯镜面形精度,降低水平偏转压弯机构及镜子自重对压弯镜面形的影响,深入分析了影响面形精度的因素,并提出了一种简洁有效的重力平衡补偿方法。在研究水平偏转压弯机构压弯机理的基础上,对压弯镜面形进行误差分析;针对光束线中使用的压弯聚焦镜,利用有限元方法分析了影响面形精度的主要因素;最后,根据水平偏转压弯机构特点及误差分析结果,提出了重力平衡补偿方法。结果表明,镜子自重和冷却装置的重力对压弯镜面形的影响主要表现为柱面镜母线的弯曲,驱动杆重力对压弯镜面形的影响主要体现在子午斜率误差上。利用重力平衡方法进行补偿,结果为,柱面镜母线产生的斜率误差均方根值(slope error rms)由 $13.14 \mu\text{rad}$ 减小到 $0.15 \mu\text{rad}$,镜面在子午方向的斜率误差均方根值由 $8.21 \mu\text{rad}$ 减小到 $0.86 \mu\text{rad}$ 。由此表明,压弯镜面形误差分析及补偿方法行之有效,显著提高了水平偏转压弯镜的面形精度。