

微型化频率选择表面的设计研究*

徐念喜¹⁾²⁾ 冯晓国¹⁾ 王岩松¹⁾ 陈新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, 长春 130033)

2) (中国科学院研究生院, 北京 100049)

(2011年2月24日收到; 2011年3月31日收到修改稿)

利用容性表面与感性表面之间的耦合机理能够制备微型化频率选择表面(MEFSS), 周期单元尺寸将不受工作波长限制. 为了提高 MEFSS 角度与极化的稳定性, 展宽 MEFSS 的 -3 dB 带宽, 文章结合传统频率选择表面“Y”形单元, 利用“Y”图形构造容性表面的贴片单元与感性表面的网栅单元且以正三角形栅格拓展周期单元, 采用矢量模匹配法对 MEFSS 栅格排布及其他结构参数变化进行精确计算. 通过镀膜与光刻技术在 0.15 mm 厚聚酰亚胺膜两侧制备容性表面、感性表面并利用自由空间法测试. 计算与实验结果均表明, 采用正三角形栅格排布的 MEFSS, -3 dB 带宽达到 7.6 GHz, 不同极化下 60° 扫描时中心频点稳定在 f_0 . 为 MEFSS 应用于曲面天线罩时提供理论与实验参考依据.

关键词: 天线罩, 微型化频率选择表面, 容性表面, 感性表面

PACS: 41.20.-q, 73.61.-r, 84.30.Vn, 84.40.Xb

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]. 可以制备成频域滤波器或极化滤波器应用于雷达隐身天线罩或副反射面天线^[3,4]. 随着天线罩外形隐身性能的提高, 隐身天线罩外形表现为大曲率流线型, 传统 FSS 选取更适用于曲面排布的“Y”形单元, 从而在保证高透过率的前提下提高 FSS 的角度稳定性与极化稳定性^[2]. 随着 FSS 工程应用不断拓展, 出现局部小区域或非平面波照射区域^[5], 此时需要实现 FSS 微型化, 使得 FSS 周期单元尺寸不受工作波长的限制, 从而降低对入射波的敏感性. 因此微型化 FSS 成为了当前研究热点.

2007年由 Sarabandi, Behdad, Bayatpur 首次提出利用容性表面与感性表面的耦合机理制备微型化 (miniaturized elements) 频率选择表面 (MEFSS)^[5,6]. Sarabandi 等研究的微型化 FSS, 其感性表面与容性表面均是将周期贴片、网栅以“十字”

形单元通过正方形栅格排布得到, 通过级联 MEFSS 形成多级带通滤波器实现宽通带、多波段的特性, 但此时角度敏感性增加, 另外此种排布方式亦不适用于曲面排布.

为了实现 MEFSS 不同极化下大角度扫描时更加稳定, Behdad 与 Chiu 等仿照传统微型化天线设计将感性表面周期单元设计出各种新图形^[7,8], 从而实现 MEFSS 的角度稳定性, 但是这种 MEFSS 不仅单元图形不易加工, 而且由于周期单元为正方形栅格排布, 因此不适用于流线型天线罩.

本文结合传统频率选择表面常用“Y”形单元, 将容性表面与感性表面的周期贴片、网栅单元利用“Y”形图形, 并通过正三角形栅格排布, 便实现一级 MEFSS^[5] 宽通带特性, 而且该排布方式应用于流线型天线罩时, 具有极佳的角度与极化稳定性. 利用镀膜与光刻的方法在聚酰亚胺膜两侧制备容性表面与感性表面从而得到 MEFSS 等效平板样件. 首先分析等效并联集总 LC 电路的耦合机理, 建立正三角形栅格排布的 MEFSS 物理模型, 然后给出近似计算公式, 为了精确计算 MEFSS 中心频点、透过率、 -3 dB 带宽以及周期结构参数变化对 MEFSS 传输特性影响, 采用了全波分析方法-矢量模匹配法进行精

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

† 通讯联系人. E-mail: gaojs@ciomp.ac.cn

确计算.

MEFSS 基于容性表面与感性表面的耦合机理实现带通传输,通过控制容性表面的电容便可以实现 FSS 变频、通带开关等功能^[9,10],在实现容性表面电容控制技术上可以借鉴微波集成电路的技术,因此相对于传统 FSS 而言,MEFSS 更容易实现主动频率选择表面.

2. MEFSS 物理模型建立

谐振型 FSS 即传统 FSS 基于周期单元的谐振机理,当入射平面波与单元图形尺寸相同时产生谐振,将在频域上形成通、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”.

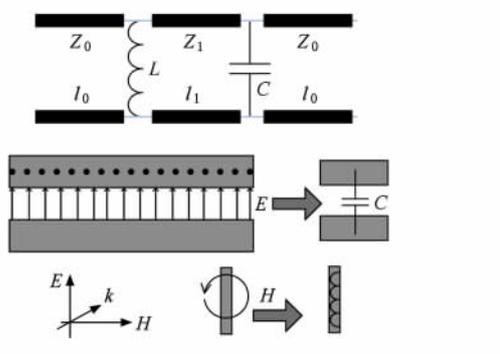


图1 等效并联集总 LC 电路(上)与其耦合机理结构示意图(下)

本文利用容性表面与感性表面的耦合机理形成通、阻带电磁结构,金属栅格作为感性表面周期单元,间隔的金属贴片作为容性表面周期单元,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,图1为并联集总 LC 等效电路:自由空间波阻抗为 Z_0 ,耦合层介质波阻抗为 Z_1 ,厚度为 l_1 .将容性表面与感性表面置于耦合介质两侧,以相同的周期在二维平面上周期排布,便得到微型频率选择表面,图2为“Y”形周期单元以正三角形周期排布得到容性表面(C面)与感性表面(L面),C面与L面置于耦合层两侧得到 MEFSS.

MEFSS 实现带通滤波传输时,周期单元将不受“单元尺寸与工作波长一致”的限制,从而得到一种了“微小尺寸控制大波长”的空间滤波器.

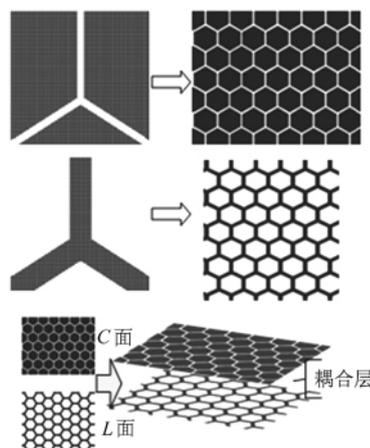


图2 “Y”形周期单元以正三角形周期排布得到 C 面(上)、L 面(中)与正三角排布的 MEFSS 物理模型(下)

3. MEFSS 理论分析与计算

根据传输线理论^[5]可知,独立的等效电感与电容值近似公式为

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

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

其中 l_c 与 l_L 分别为电容长度与电感长度, w 和 s 分别为金属栅格宽度、贴片间隔宽度.由(1)式和(2)式可知,电感与电容值由上述尺寸决定,当 L 和 C 并联值为纯实数时等效并联 LC 电路谐振.我们可以通过研究一个等效并联 LC 电路单元便可以实现对 MEFSS 传输特性分析与计算.然而由于上述公式由于没有考虑耦合机理以及耦合介质的影响,因此无法实现 MEFSS 的精确计算.为此,采用物理概念清晰且稳定收敛的全波分析法-矢量模匹配法进行数值计算^[11,12].首先选取 MEFSS 一个周期单元,然后假定感性表面与容性表面无穷大、金属为理想导体、入射波为平面波.图3为 MEFSS 周期单元以及几何结构参数示意图.

根据 Floquet 定理可以得到周期结构表面存在着的无穷多个归一化正交矢量 Floquet 模式.用 p 和 q 表示 Floquet 模谐因子, $r=1,2$ 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 $D_x = 0.866D_y$,栅格排布夹角 $\alpha = 60^\circ$,则正交 Floquet 模式写为

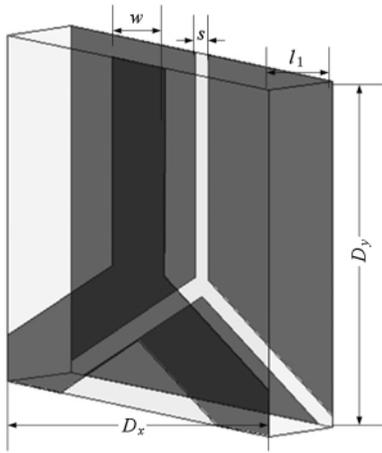


图3 MEFSS “Y”形周期单元及几何结构参数(阴影区域为金属)

$$\begin{aligned} \phi_{pq}^r = & \frac{1}{\sqrt{D_x D_y}} \left(\frac{v_{pq}}{t_{pq}} e_x - \frac{u_{pq}}{t_{pq}} e_y \right) \\ & \times \exp[-j(u_{pq}x + v_{pq}y + \gamma_{pq}z)] \\ & \times \exp(\pm j\gamma_{pq}z). \end{aligned} \quad (3)$$

L 面与 C 面将空间分成三个区域,各个区域中的横向电磁场由上述 Floquet 模式场线性叠加.利用电感表面与电容表面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

$$E_t = \sum_m \sum_n \sum_{l=1}^2 F_{mnl} \psi_{mnl}, \quad (4)$$

其中 $l=1, 2$ 分别表示 TE, TM 模式.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大小比后者要小很多,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.正三角形栅格排布的 MEFSS 采用 Rooftop 子域基函数^[13].此时感性表面与容性表面上矢量模式积分方程组变为

$$\begin{aligned} & 2 \sum_{r=1}^2 A_{00r} Y_{00r} C_{00r}^{*MNL} \\ = & \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 y_{pqr} C_{pqr}^{*MNL} \iint_{\substack{z=0 \\ \text{孔径}}} E_t \phi_{pqr}^* ds, \end{aligned} \quad (5a)$$

$$\begin{aligned} & 2 \sum_{r=1}^2 B_{00r} Y_{00r} C_{00r}^{*MNL} \\ = & \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 (Y_{pqr} + y_{pqr}) C_{pqr}^{*MNL} \\ & \times \iint_{\substack{z=l_1 \\ \text{孔径}}} E_t \phi_{pqr}^* ds, \end{aligned} \quad (5b)$$

其中 y_{pqr} 为自由空间区域导纳,经过耦合介质变化后变为 Y_{pqr} 两者之间满足下式:

$$Y_{pq} = y_{pq} \frac{y_{pq} + jy_{pq} \tan(\gamma_{pq} l_1)}{y_{pq} + jy_{pq} \tan(\gamma_{pq} d)}. \quad (6)$$

通过周期矩量法求解(5)式,并利用下式求出 MEFSS 的反射系数 R_{pqr} 、透射系数 B_{pqr} :

$$\begin{aligned} A_{00r} + R_{00r} &= B_{00r}, \quad p = q = 0, \\ R_{pqr} = B_{pqr} &= \iint_{\substack{z=l_1 \\ \text{孔径}}} E_t \phi_{pqr}^* ds, \\ p \neq 0 \text{ or } q \neq 0. \end{aligned} \quad (7)$$

矢量模式配法计算精度主要取决于 Floquet 模式数目与全域基函数的个数,其系数矩阵稳定收敛,在宽频段扫描情况下可有效节省计算机内存.

4. 传输特性的分析与讨论

MEFSS 周期单元尺寸不受工作波长的限制,当工作波长为 X 波段时单元尺寸可以做到 $\lambda_0/12$ 甚至更低^[6].本文以火控雷达天线罩工作波长 Ku 波段为例,根据(1)式、(2)式可以定性分析得到,欲要得到中心波长为 2 cm 的 MEFSS,令 $w=0.55 \text{ mm}$, $s=0.2 \text{ mm}$, $D_x=4 \text{ mm}$, $D_y=3.464 \text{ mm}$.

4.1. 周期栅格排布对传输特性影响

“Y”形周期单元在二维平面上以正三角形栅格周期排布,周期单元模型如图 3 所示,中心波长为 2 cm 的 MEFSS 几何结构参数如上所述,耦合介质采用厚度 $l_1=0.15 \text{ mm}$, $\epsilon_r=2.85$ 的聚酰亚胺薄膜.图 4 为其 TE, TM 极化下 $0^\circ-60^\circ$ 扫描时 MEFSS 传输特性.

仿照文献[5],设计中心波长为 2 cm 的 MEFSS.图 5 为正交栅格排布的“十字”形周期单元及其几何参数,耦合层介质与图 3 一致.图 6 为其 TE 极化下 $0^\circ-60^\circ$ 时 MEFSS 传输特性.

由图 4 可知, 0° 扫描时 MEFSS 中心频点为 15 GHz,其透过率为 -0.28 dB , -3 dB 带宽为 4.7 GHz.入射角度增加 TE 极化的带宽减小, TM 极化带宽增加.与图 4 比较,图 6 同样是 2 cm 的 MEFSS 传输特性,但其 -3 dB 带宽仅为 2.8 GHz, 60° 扫描时中心频点漂移 1.2 GHz,而图 4 的 -3 dB 带宽为 4.7 GHz, 60° 扫描时中心频点漂移 600 MHz.

由此可见本文的 MEFSS 设计不仅具有宽通带的特点而且角度稳定性比文献[5, 6]中的设计提高

一倍.

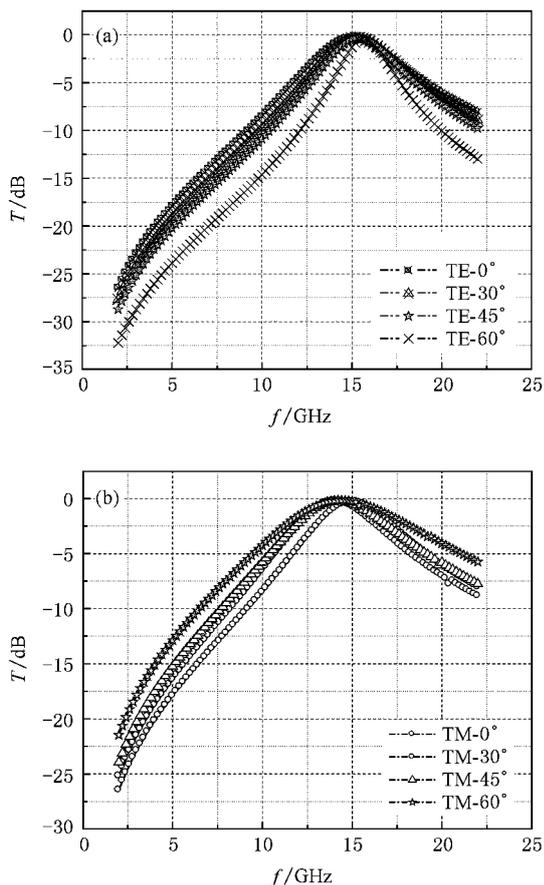


图4 (a) TE极化不同角度的频率响应; (b) TM极化不同角度的频率响应

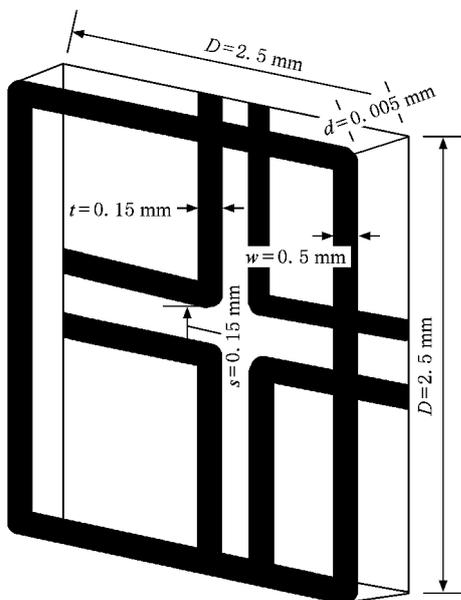


图5 正交栅格排布的“十字”形周期单元(阴影区域为金属)

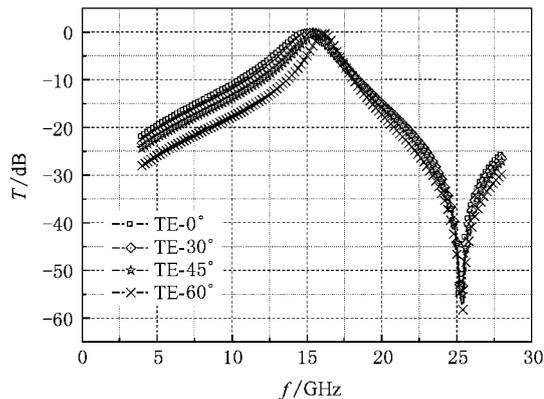


图6 正交栅格排布 MEFSS 在 TE 极化不同角度频率响应

4.2. 几何结构参数的变化对传输特性影响规律分析

对于宽带 FSS 我们更多的关心的是 TE 极化, 因此我们改变 MEFSS 几何结构参数时, 主要计算 TE 极化时正三角形排布 MEFSS 传输特性.

表 1 为不同几何参数变化的 MEFSS 编号, 传输特性计算结果如图 7 所示.

表 1 MEFSS 不同几何参数变化

耦合层厚度为 0.15 mm 的聚酰亚胺膜				
编号	D_x /mm	D_y /mm	w /mm	s /mm
1#	4	3.464	0.55	0.2
2#	4	3.464	0.75	0.2
3#	4	3.464	0.55	0.55
4#	3	2.598	0.55	0.2

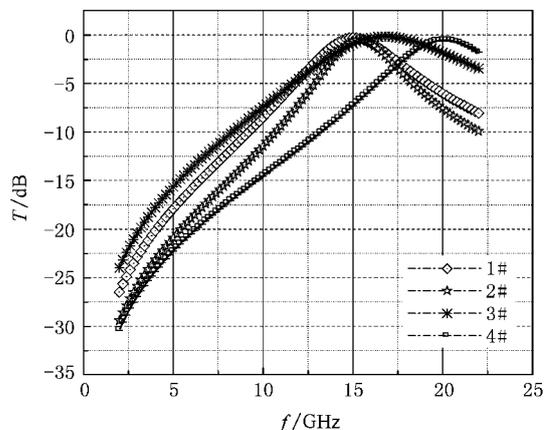


图7 MEFSS 不同几何参数下频率响应

由表 1 与图 7 分析可知, 网栅宽度增加, 带宽减

小,中心往高频漂移;贴片间隔 s 增大,带宽显著增加,中心频点高频漂移;周期减小,带宽增加,中心频点往高频漂移.在调节等效电感、电容获得宽通带的时候,调节电容值是最佳方案.例如 3#设计,其 -3 dB 带宽达到 7.6 GHz,而且 TE 极化下, 70° 扫描时其中心频点基本稳定,计算结果如图 8 所示.

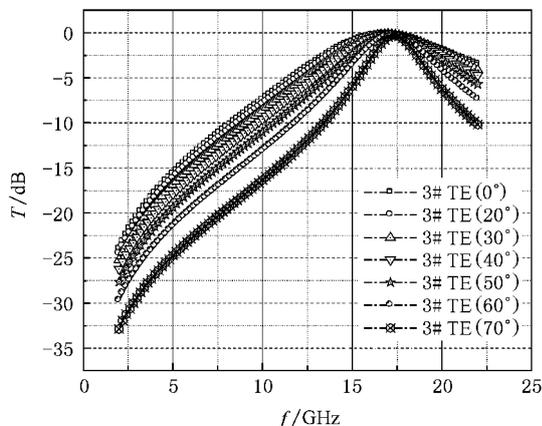


图 8 3#MEFSS 设计 TE 极化下不同入射角度时频率响应

4.3. 实验测试结果验证

针对 3#MEFSS 设计,在 0.15 mm 厚的聚酰亚胺膜两侧经过镀铜膜、电镀增厚铜膜至 $15 \mu\text{m}$ 、涂胶、掩膜复制曝光、腐蚀显影制备出 $240 \text{ mm} \times 240 \text{ mm}$ 的正三角形排布的 MEFSS 样品,如图 9 所示.

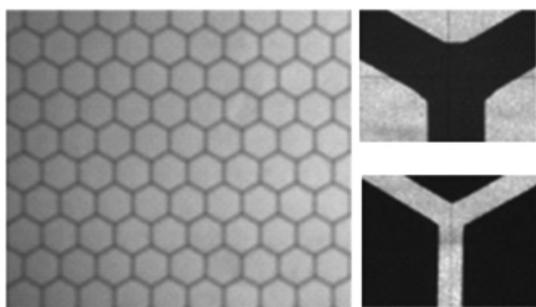


图 9 显微镜下周期单元(左)与“Y”形 MEFSS 样品(右)

利用自由空间法对 MEFSS 样品进行传输特性测量.测试条件主要包括矢量网络分析仪、透镜天线与转台等,如图 10 所示.

该测试方法简单方便将不受微波暗室的限制,由于被测样品尺寸与透镜焦斑尺寸的限制,本文所建立的测试系统由于受天线焦斑面的影响只能准确测量到 TE 极化 45° 扫描.图 11 为正三角形排布时 MEFSS 在 0° 、 45° 、 60° 扫描时测量与仿真结果.

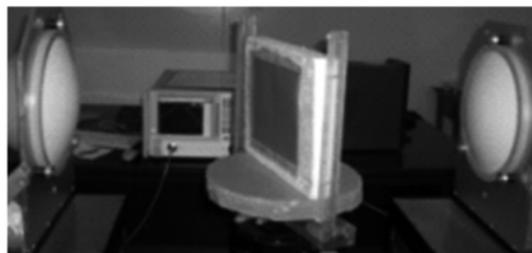


图 10 MEFSS 自由空间法测试系统

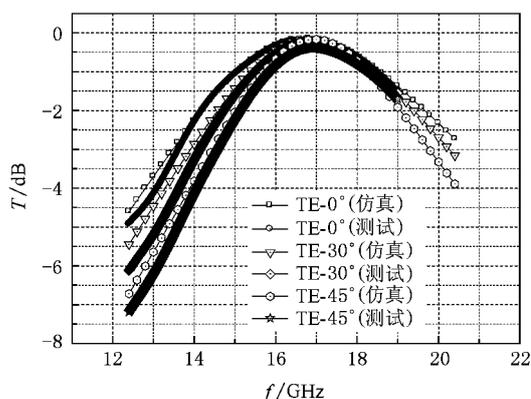


图 11 TE 极化 45° 扫描仿真与测试

通过对图 11 分析可知,被测样品在 45° 扫描范围内测试结果与仿真结果的中心频点与 -3 dB 带宽完全吻合,其透过率降低 0.1 dB.究其原因:其一这是由于仿真计算假设金属为理想导体而被测件中存在欧姆损耗;其二这是由于 MEFSS 存在寄生电感或电容、寄生谐振、杂散场等将会衰减传输能量.因此忽略上述影响时,测试结果完全可以验证 MEFSS 传输特性的分析与讨论.

5. 结 论

本文基于容性表面与感性表面的耦合机理设计出宽通带、角度与极化稳定的微型化频率选择表面.根据传统频率选择表面应用于曲面天线罩时常用“Y”形单元,将周期单元以“Y”形制备且以正三角形栅格排布,可获得 -3 dB 带宽为 7.6 GHz 的宽带 FSS,角度稳定性较文献 [5, 6] 提高了一倍;通过分析周期单元几何参数变化时对 MEFSS 传输特性影响规律得到:控制等效电容即改变 s 值是调节 MEFSS 的 -3 dB 带宽及角度稳定性的优化方案,同样也是实现主动 MEFSS 技术的优化方案.通过自由空间法测试了 MEFSS 样品,验证了上述分析结果,

为 FSS 应用于曲面天线罩时提供了一种宽通带,角度与极化稳定的带通频率选择表面,为进一步讨论

MEFSS 实现变频、通带开关功能提供理论与实验参考.

-
- [1] Jia H Y, Gao J S, Feng X G, Sun L C 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 0505 (in Chinese) [贾宏燕、高劲松、冯晓国、孙连春 2009 物理学报 **58** 0505]
- [2] Li X Q, Feng X G, Gao J S 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 3193 (in Chinese) [李小秋、冯晓国、高劲松 2008 物理学报 **57** 3193]
- [3] 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]
- [4] Munk B A 2000 *Frequency Selective Surface: Theory and Design* (New York: Wiley) p69—81
- [5] Sarabandi K, Behdad N 2007 *IEEE Trans. on Anten. and Propag.* **55** 1239
- [6] Bayatpur F, Sarabandi K 2007 *IEEE Anten. and Propag. Soc. Internat. Sympos.* 15 3964
- [7] Chiu C N, Chang K P 2009 *IEEE Anten. and Wireless Propag. Lett.* **8** 1175
- [8] Behdad N 2008 *IEEE Radio and Wireless Symposium* **22—24** 347
- [9] Bayatpur F, Sarabandi K 2009 *IEEE Transact. on Micro. Theory and Tech.* **57** 1433
- [10] Bayatpur F, Sarabandi K 2010 *IEEE Transact. on Anten. and Propag.* **58** 1214
- [11] Chen C C 1973 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **21** 1
- [12] Chen C C 1970 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **18** 627
- [13] Chi H C, Mittra R 1990 *IEEE Transact. on Anten. and Propag.* **38** 40

Design and study of miniaturized-element frequency selective surfaces^{*}

Xu Nian-Xi¹⁾²⁾ Feng Xiao-Guo¹⁾ Wang Yan-Song¹⁾ Chen Xin¹⁾ Gao Jin-Song^{1)†}

1) (Changchun Institute of Optics , Fine Mechanics and Physics , Chinese Academy of Sciences , Changchun 130033 , China)

2) (Graduate School of the Chinese Academy of Sciences , Beijing 100039 , China)

(Received 24 February 2011; revised manuscript received 31 March 2011)

Abstract

We propose a miniaturized-element frequency selective surface (MEFSS) by using the coupling mechanisms between capacitive surface and inductive surface, so the unit cell size will not be restricted by wavelength. In order to improve resonance stability performance with respect to different polarizations and incidence angles, according to the traditional FSS Y element, we create periodic elements of capacitive surface and inductive surface with “Y” shape and Y element array is in the form of equilateral triangle. The grid array and the effects of the parameteristics of Y loop element on the frequency response characteristics of MEFSS are calculated using the modal matching method. With filming technology and lithography, the corresponding capacitive surface and inductive surface between polyimide are produced and a prototype MEFSS using freedom space method is examined. Both simulated and measured results obtained show that the MEFSS constructed by using equilateral triangle “Y” element array has much better f_0 resonance stability performance with respect to different polarizations and 60° incidence angles, and the -3 dB bandwidth reaches up to 7.6 GHz. We present a theoretical and experimental reference of MEFSS for the applications in large-angle incidence curved streamlined radome.

Keywords: radome, miniaturized elements frequency selective surfaces, capacitive surfaces, inductive surfaces

PACS: 41.20.-q, 73.61.-r, 84.30.Vn, 84.40.Xb

^{*} Project supported by CIOMP the Third Innovation (Grant No. 093Y32J090).

[†] Corresponding author. E-mail: gaojs@ciomp.ac.cn