

文章编号: 1005-6122(2011)04-0001-05

一种实现微型频率选择表面通带开关的方法^{*}

徐念喜^{1,2} 高劲松¹ 冯晓国¹ 梁凤超¹ 赵晶丽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. 中国科学院研究生院, 北京 100039)

摘要: 微型频率选择表面(MEFSS)基于感性表面(金属栅格)与容性表面(间隔的金属环形贴片)之间的耦合机制实现带通滤波功能。采用全波分析矢量模匹配法精确计算了耦合介质的相对介电常数 ϵ_r 、厚度 d 对MEFSS传输特性的影响: ϵ_r 由3.5变为2时中心频点高漂2.8GHz, d 增加0.4mm时中心频点往低频漂移1.4GHz且透过率降低2.6dB。由此可见,通过控制耦合介质厚度能够实现MEFSS通带开关的功能:当耦合介质厚度增加1mm时通带中心频点透过率降低8.173dB。在覆铜的聚酰亚胺膜上复制光刻制备感性表面、容性表面并分别置于0.2mm、1.2mm厚泡沫板两侧采用自由空间法测试了其传输特性。计算与实验结果均表明:通过控制耦合介质厚度变化能够实现MEFSS通带开关的功能,为实现有源FSS提供一种新的方向。

关键词: 频率选择表面,感性表面,容性表面,通带开关

A Novel Method to Achieve Miniaturized-Element Frequency Selective Surfaces Band-Pass Switch

XU Nian-xi^{1,2}, GAO Jin-song¹, FENG Xiao-guo¹, LIANG Feng-chao¹, ZHAO Jing-li¹

(1. Key Laboratory of Optical System Advanced Manufacturing Technology, Changchun Institute of Optics and Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Science, Changchun 130033, China;
2. Graduate University of Chinese Academy of Science, Beijing 100039, China)

Abstract: MEFSS can achieve band-pass filter function based on the coupling of inductive surface (metal grids) and capacitive surface (distant patches). The effect on transmission characteristics of MEFSS caused by relative dielectric constant ϵ_r and thickness d of coupling dielectric are precisely calculated using the method of full-wave analysis vector mode matching. Frequency response drifts high about 2.8GHz when ϵ_r is changed from 3.5 to 2, while it jumps low by 1.4GHz and transmittance come down for 2.6dB when d increases by 0.4mm. Therefore, MEFSS band-pass switch can be realized by controlling the thickness of coupling layer. Frequency response transmittance has been pulled down by 8.173dB when coupling thickness increasing 1mm. Inductive surface and capacitive surface are made by copying photoengraving on copper clad polyimide film. Their transmission characteristics is tested based on free-space method while put them separately on both sides of foam board whose thickness are 0.2mm and 1.2mm. Calculations and experimental results both show that the function of MEFSS band-pass switch can be achieved by controlling the thickness change of coupling layer and also provides a new direction to achieve active FSS.

Key words: frequency selective surface(FSS), inductive surface, capacitive surface, pass-band switch

引言

传统频率选择表面(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^[1-3]。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。有源FSS或称为有源栅格阵列,是在FSS单元

或介质衬底上加入有源器件如PIN二极管和变容二极管^[4-5]或采用铁氧体^[6]、液晶媒质^[7]作为介质衬底等,具有通带中心频点变频、开关的功能,能够适应目前复杂的电磁环境。因此T. K. Wu在文献[8]中写到:有源FSS可能是未来低成本、高功率、固态通信、广播和雷达系统的核心。

* 收稿日期: 2011-02-06; 修回日期: 2011-05-23

基金项目: 长春光机所创新三期工程项目(093Y32J090)

2007 年由 Kamal Sarabandi 等首次提出利用集总电感与集总电容的耦合机制来制备微型频率选择表面 (MEFSS) 概念^[9], 通过一个并联集总 LC 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的敏感性的特点。其中文献 [10] 将可调变容二极管恰当地纳入 MEFSS, 实现了微型 FSS 谐振频点连续可调。

本文在聚酰亚胺 (厚度 $\ll \lambda$ 称为耦合介质) 介质上用正交金属栅格构成感性表面、间隔的环形金属贴片形成容性表面来制备 MEFSS。首先根据集总参数模型给出集总电感与电容的近似公式, 并完成中心频点在 Ku 波段的 MEFSS 设计。利用全波分析矢量模式匹配法计算了耦合介质的相对介电常数、厚度对 MEFSS 传输特性的影响, 在覆铜的聚酰亚胺薄膜上制备容性表面、感性表面, 然后精确粘贴于泡沫板两侧, 利用自由空间法测试不同耦合介质厚度的传输特性, 计算与测试结果均表明通过控制 MEFSS 耦合介质的厚度能够实现通带开关的功能, 为实现有源 FSS 提供一种新的方向。

1 MEFSS 物理机制及理论分析

1.1 MEFSS 物理机制

根据频率选择表面滤波机制不同, 可将频率选择表面分为 3 类: 第 1 类为传统频率选择表面, 它是基于周期谐振单元的谐振机制, 当入射平面波与单元图形尺寸相同时产生谐振, 将在频域上形成通、阻带结构; 第 2 类为二维“光子晶体型”频率选择表面, 其滤波机制为: 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; 第 3 类便是本文研究的微型频率选择表面, 它是利用集总电感与集总电容耦合机制形成并联 LC 电路进而在频域上形成通、阻带结构。相对于第 2 类 FSS, 第 1 类 FSS 实现了“小尺寸控制大波长”, 由于第 3 类 FSS 不受工作波长一致的限制, 实现了“微小尺寸控制大波长”。

金属栅格作为感性表面, 间隔的环形金属贴片作为容性表面, 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 等效电路及耦合机制。将集总电感与电容分别并联于耦合介质两侧, 以相同的周期在二维平面上正交重复排列, 如图 2 左所示, 分别得到感性面、容性面, 置于耦合介质两侧便得到 MEFSS, 如图 2 右所示。

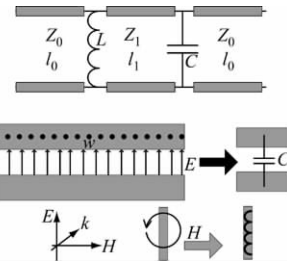


图 1 MEFSS 等效电路(上)与耦合机制(下)示意图

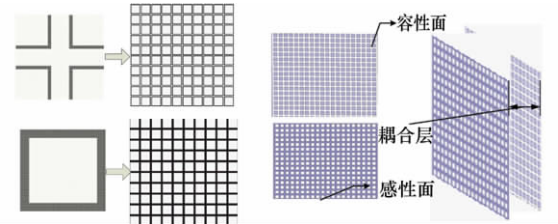


图 2 容性表面(左上)与感性表面(左下)以及 MEFSS(右)结构示意图

1.2 MEFSS 理论分析

根据传输线理论^[11]及集总参数模型可以得到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:

$$C = -\varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{2D}{\pi} \log\left(\sin \frac{\pi s}{2D}\right) \quad (1)$$

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

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 通带中心频率与 D, w, s, ε_r 因素有关。

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 -3dB 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集总参数模型得到的, 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。本文采用矢量模式匹配法^[12-14], 得到 MEFSS 的中心频点及其透过率和 -3dB 带宽。

将感性面与容性面提取出一个周期结构, 其数值计算模型如图 3 所示。其电感、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 $\text{tg}\delta$ 。

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

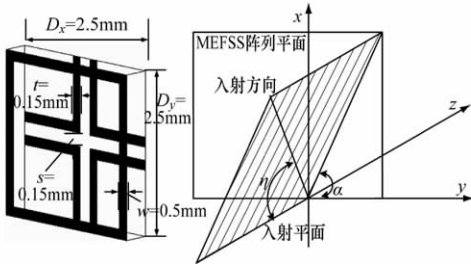


图 3 MEFSS 周期单元及其数值计算参考坐标

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, dx, dy 为排布周期, 此时 $dx = dy = D$, 排布夹角 α 为 90° 。正交 Floquet 模式为:

$$\begin{aligned} \phi_{pq}^{\text{TE}\pm} &= \frac{1}{D} \left(\frac{v_{pq}}{t_{pq}} \hat{x} - \frac{u_{pq}}{t_{pq}} \hat{y} \right) \cdot \\ &\exp[-j(u_{pq}x + v_{pq}y + \gamma_{pq}z)] \exp(\pm j\gamma_{pq}z) \quad \text{TE 模式} \\ \phi_{pq}^{\text{TM}\pm} &= \frac{1}{D} \left(\frac{u_{pq}}{t_{pq}} \hat{x} - \frac{v_{pq}}{t_{pq}} \hat{y} \right) \cdot \\ &\exp[-j(u_{pq}x + v_{pq}y + \gamma_{pq}z)] \exp(\pm j\gamma_{pq}z) \quad \text{TM 模式} \end{aligned} \quad (3)$$

各个区域中的横向电磁场是上述 Floquet 模式场的线性叠加。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:

$$E = \sum_m \sum_n \sum_{l=1}^2 F_{mnl} \Psi_{mnl} \quad (4)$$

其中 $l=1, 2$ 分别表示 TE、TM 模式, F_{mnl} 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:

$$\Psi_{mnl} = \begin{cases} g \left[\frac{n\pi}{d} e_{mnx} x - \frac{m\pi}{L} e_{mny} y \right] & l = 1 (\text{TE}) \\ g \left[\frac{m\pi}{L} e_{mnx} x + \frac{n\pi}{d} e_{mny} y \right] & l = 2 (\text{TM}) \end{cases} \quad (5)$$

其中:

$$\begin{aligned} g &= \left(\frac{\varepsilon_m \varepsilon_n}{dL} \right)^{1/2} \left[\left(\frac{m\pi}{L} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{d} \right)^2 \right]^{1/2} \\ e_{mnx} &= \cos\left(\frac{m\pi}{L}x - \frac{m\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{d}y - \frac{n\pi}{2}\right) \\ e_{mny} &= \sin\left(\frac{m\pi}{L}x - \frac{m\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{d}y - \frac{n\pi}{2}\right) \end{aligned}$$

$$\text{Neumann factor: } \varepsilon_m, \varepsilon_n = \begin{cases} 1, & m, n = 0 \\ 2, & m, n \geq 1 \end{cases}$$

此时感性表面与容性表面上矢量模式积分方程组变为:

$$\begin{aligned} \begin{cases} 2 \sum_{r=1}^2 A_{00r} Y_{00r} C_{00r}^{*MNL} = \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 Y_{pqr} C_{pqr}^{*MNL} \int_{z=0}^h E_t \phi_{pqr}^* ds \\ 2 \sum_{r=1}^2 B_{00r} Y_{00r} C_{00r}^{*MNL} = \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 (Y_{pqr} + y_{pqr}) C_{pqr}^{*MNL} \int_{z=h}^{\infty} E_t \phi_{pqr}^* ds \end{cases} \quad (6) \end{aligned}$$

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

$$Y_{pq} = y_{pq} \frac{y_{pq} + jy_{pq} \tan(\gamma_{pq}d)}{y_{pq} + jy_{pq} \tan(\gamma_{pq}d)} \quad (7)$$

通过周期矩量法求解 (6) 式, 并利用下式求出 MEFSS 的反射系数 R_{pqr} 、透射系数 B_{pqr} :

$$\begin{cases} A_{00r} + R_{00r} = B_{00r}, \quad p = q = 0 \\ R_{pqr} = B_{pqr} = \int_{z=h}^{\infty} E_t \phi_{pqr}^* ds, \quad p \neq 0 \text{ 或 } q \neq 0 \end{cases} \quad (8)$$

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, 采用全域基函数便能得到稀疏的、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^[13]。

2 数值结果分析

2.1 MEFSS 几何结构参数改变对传输特性的影响

根据公式 (1)、(2) 将集中电感、电容值调到谐振状态 (L, C 并联值为纯实数), 结合实验测试条件, 本文以 Ku 波段的带通滤波器为例, 取 $D = 2.5\text{mm}$ 、 $w = 0.5\text{mm}$ 、 $s = 0.15\text{mm}$ 、 $t = 0.15\text{mm}$ 、耦合层厚度 $d = 0.05\text{mm}$ 、相对介电常数 $\varepsilon_r = 2.85$ 、电损耗正切值 $\text{tg}\delta = 0.0025$ 。计算结果如图 4 所示。中心频率为 14.6GHz , 透过率为 -0.167dB , -3dB 带宽为 2.8GHz 。

图 4 说明 MEFSS 分别被 TE、TM 扫描时, 前者随着入射角度增大, -3dB 带宽减小, 后者则相反; 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。

2.2 耦合层厚度与电参数对传输特性的影响

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 $\text{tg}\delta < 0.05$, 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 $D = 2.5\text{mm}$ 、 $w = 0.5\text{mm}$ 、 $s = 0.15\text{mm}$ 、 $t = 0.15\text{mm}$ 、耦合层相对介电常数为 1.1 、损耗正切值

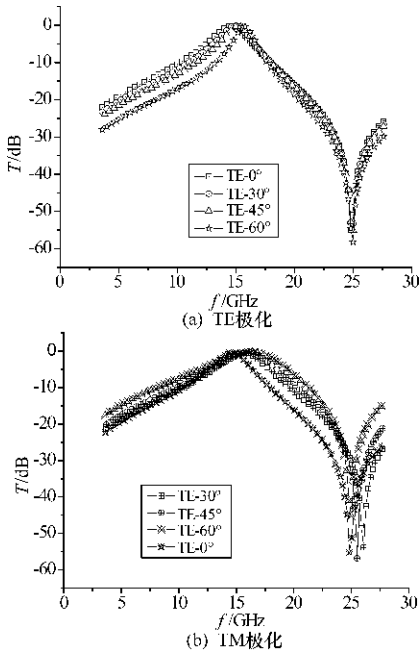


图4 MEFSS在TE和TM极化下不同入射角度的频率响应特性

$\tan\delta = 0.005$, 将耦合层厚度 d 取为 0.1mm、0.3mm、0.7mm、1.5mm, 数值计算结果如图 5(a) 所示。

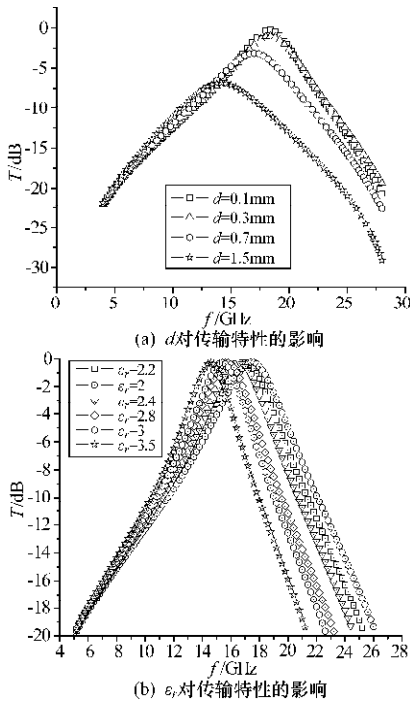


图5 正入射时 d 和 ϵ_r 对 MEFSS 传输特性的影响

图 5(a) 的结果说明, 耦合层厚度的增加会使 MEFSS 透过率剧烈下降, 且中心频点往低频漂移。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, 固定耦合层厚度为 0.125mm、损耗正切值 $\tan\delta = 0.005$, 将相对介电常数 ϵ_r 从 2 变化到 3.5, MEFSS 传输特性如图 5(b)

所示。分析可知, 相对介电常数的变化只影响中心频点, 对透过率及 -3dB 带宽没有影响。

由此图 5 可知, 通过控制耦合介质的相对介电常数可以实现 MEFSS 谐振频点的连续可调, 通过控制耦合介质的厚度能够实现 MEFSS 通带开关。本文利用聚酰亚胺膜和空气组成耦合介质, 分别计算空气间隔为 0.2mm 和 1.2mm 时 MEFSS 传输特性, 图 6 为数值计算结果。

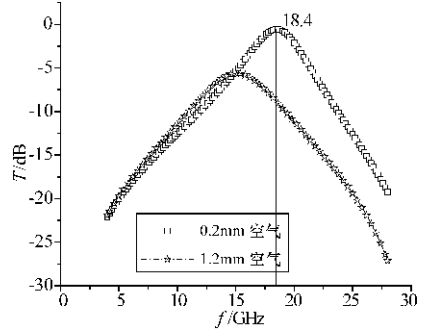


图6 空气间隔对 MEFSS 传输特性的影响

由图 6 可知, MEFSS 耦合介质中, 空气间隔由 0.2mm 增加到 1.2mm 时, 中心频点 18.4GHz 的透过率降低了 8.173dB。

2.3 耦合层厚度变化实现通带开关的可行性分析

利用 MEFSS 耦合层厚度变化实现主动 FSS, 相对于控制容性表面等效电容^[4], 具有实现机理简单、易于操作控制等优点。

利用空气作为耦合层, 将感性表面与容性表面镶嵌平板框架, 通过微旋耦合层结构实现 MEFSS 耦合层厚度在 0mm 到 2mm 之间的变化, 从而能够实现 MEFSS 通带开关。

利用 MEFSS 耦合层厚度变化实现 FSS 通带开关, 在平面结构应用中具有广泛的应用前景, 如副反射面天线等。但是对于曲面结构应用, 如隐身天线罩^[8], 耦合厚度变化不容易实现, 这也是利用 MEFSS 耦合层厚度变化实现 FSS 通带开关的局限所在。另外, 隐身天线罩的目的就是来缩减天线雷达散射截面积(RCS), 若将 FSS 的结构方式以小曲率面结构形式直接套在天线上层, 同样可以实现降低天线带外 RCS 的目的, 此时 MEFSS 耦合层厚度变化能够较为容易地实现。

3 实验验证

采用复制光刻工艺, 制备通带在 Ku 波段的 MEFSS, 参数设置如图 3 中所述。图 7 为 240mm × 240mm MEFSS 容性表面(图 7 上)和感性表面(图 7 下)样件, 阴影部分无金属覆盖。

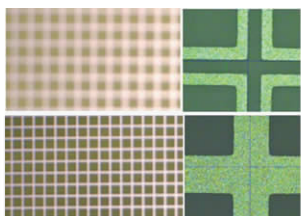


图 7 MEFSS 感性表面与容性表面照片

图 7 左侧为普通相机照片,右侧为电子显微镜下得到的照片,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 8 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,将柔性的感性表面与容性表面样件用粘胶剂分别精确对准粘贴在 0.2mm 厚、1.2mm 厚的泡沫板上,在 TE 极化下垂直测试,结果如图 9 所示。

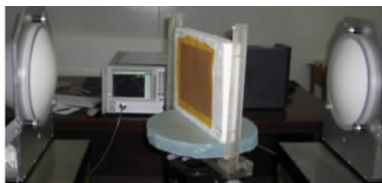


图 8 自由空间法测试系统

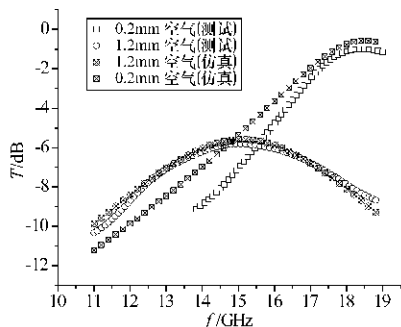


图 9 TE 极化垂直入射测试结果与仿真结果

由图 9 可知测试与仿真结果基本一致,表明通过控制耦合层厚度可以实现 FSS 通带中心频点的开关,为有源 FSS 研究提供参考,同时验证了 MEFSS 设计方法的准确性。

4 结论

根据集总参数模型估算出 MEFSS 几何结构参数值,设计出 Ku 波段的 MEFSS,其周期单元尺寸仅为 0.125λ 。利用矢量模式匹配法精确计算了参数的改变对传输特性的影响。分析了利用 MEFSS 耦合层厚度变化实现主动 FSS 的可行性。利用自由空间法,对空气间隔分别为 0.2mm、1.2mm 的 MEFSS 样件进行测试。测试结果与仿真结果基本一致,证明了 MEFSS 设计规律的可靠性,为 MEFSS 工程应

用提供了理论与实验参考,且验证了 MEFSS 通带开关的特性,为实现有源 FSS 提供了一种新的方向。

参 考 文 献

- (1) 李小秋. 一种新型复合单元频率选择表面[J]. 微波学报 2008 24(1): 7-14
- (2) 武振波. 用改进基函数分析缝隙阵频率选择表面电磁特性[J]. 微波学报 2004 20(3): 10-13
- (3) Munk B A. 频率选择表面理论与设计[M]. 侯新宇, 译. 北京: 科学出版社 2009
- (4) Munir A. Dual band switchable substrateless frequency selective surfaces[A]. International Journal on Electrical Engineering and Informatics[C], 2009. 623-626
- (5) 张成刚. 方环可调频率选择表面吸收体[J]. 微波学报 2009 25(1): 17-19
- (6) Li G Y. Analysis of frequency selective surfaces on biased ferrite substrate[J]. IEEE AP-S Dig 1995 7(3): 1636-1639
- (7) Bossard J A. Tunable frequency selective surfaces and negative-zero-positive index metamaterials based on liquid crystals[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2008, 56(5): 1308-1320
- (8) Wu T K. Frequency selective surface and grid array[M]. New York: Wiley, 1995
- (9) Kamal Sarabandi. A frequency selective surface with miniaturized elements[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007, 55(5): 1239-1245
- (10) Farhad Bayatpur. A tunable, band-pass, miniaturized-element frequency selective surface: design and measurement[A]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium[C], 2007. 3964-3967
- (11) Marcuvitz N. Waveguide Handbook[M]. Lexington, MA: Boston Technical Publishers, 1964
- (12) Chen C C. Transmission of microwave through perforated flat plates of finite thickness[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1973, 21(1): 1-6
- (13) Chen C C. Transmission through a conducting screen perforated periodically with apertures[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1970, 18(9): 627-632
- (14) Montgomery J P. Scattering by an infinite periodic array of thin conductors on a dielectric sheet[J]. IEEE Trans Antennas and Propagation, 1975, 23(1): 70-75

徐念喜 男, 1982 年生, 博士生, 主要从事频率选择表面及功能性薄膜材料等的研究。

E-mail: xnxlxhy999@126.com