

# 一种 Ku 波段/毫米波波带独立双通带 微型化频率选择表面

王秀芝<sup>1,2</sup>, 高劲松<sup>1</sup>, 徐念喜<sup>1\*</sup>

(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. 中国科学院大学, 北京 100049)

**摘要:** 为了满足现代通信设备多频带及集成化要求, 基于三屏耦合机制和双屏谐振机制, 设计了一种在 Ku 波段和毫米波波带具有独立双通带、微型化和“矩形化”滤波特性的频率选择表面(FSS)。根据物理结构分析了其作用机理, 并采用矢量模式匹配法计算了其传输特性。结果表明: 该结构单元尺寸仅为第一通带谐振波长的 0.104 倍, 具有微型化特征; 第二通带在 42.6 GHz 和 49.6 GHz 时出现双峰, 在 47.4 GHz 时出现 -0.828 dB 的“浅谷”, 具有“矩形化”传输特性; 两个通带间隔约 30 GHz 且相互独立, 在 0°~60° 扫描范围内均具有良好的角度稳定性。这种多功能的 FSS 可以满足工程应用要求。

**关键词:** 频率选择表面; 双通带; 容性表面; 感性表面

**中图分类号:** TN975 **文献标识码:** A

## A novel miniaturized-element frequency selective surface with two independent pass-bands at Ku-band and millimeter-wave frequency

WANG Xiu-Zhi<sup>1,2</sup>, GAO Jin-Song<sup>1</sup>, XU Nian-Xi<sup>1\*</sup>

(1. Key Laboratory of Optical System Advanced Manufacturing Technology,  
Changchun Institute of Optics and Fine Mechanics and Physics,  
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;  
2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** To meet the multi-band and integration requirements of the communication apparatus, the coupling and resonance mechanism can be exploited to design a miniaturized-element frequency selective surface (FSS) with two independent pass-bands at Ku-band and millimeter wave (MMW) frequency. The interaction of the layers was analyzed based on the structure, and the precise transmissions for different parameters were obtained using the vector modal matching method. The results show that the structure has two independent and largely separated pass-bands: the first one has miniaturization characteristic with a unit cell size of about  $\lambda_1/10$ , where  $\lambda_1$  is the wavelength at the center frequency of the first pass-band; the second one is a rectangular pass-band with a “shallow vale” of -0.828 dB at 47.4 GHz between two peaks at 42.6 GHz and 49.6 GHz, respectively. The transmission and resonant frequency are stable as the incident angle was varied from normal to 60°. The multifunctional FSS can satisfy the engineering requirements via parameters optimization.

**Key words:** frequency selective surfaces, dual pass-band, capacitive surface, inductive surface

**PACS:** 73.61.-r, 73.90.+f

## 引言

频率选择表面(Frequency Selective Surface, 简称 FSS)是指由介质表面上周期性排布的金属贴片单元或在金属屏上周期性排布的孔径单元组成的二维周期性结构,具有带通或带阻滤波特性<sup>[1-2]</sup>. 在电磁频谱的各个波段上,FSS 均有广泛应用,如雷达罩带通滤波器、卫星通信用的频率分离器和极化分离器、建筑玻璃使用的频率选择窗等<sup>[1-2]</sup>. 随着雷达罩隐身性能的不断提高以及现代通信技术的迅速发展,导弹的复合制导、通讯系统的多频通信以及设备的集成化和微型化等均成为研究热点.

在以往的研究中,为了获得 FSS 多频谐振特性,一般采用单元图形复合技术<sup>[3]</sup>和分形技术<sup>[4]</sup>. 复合单元 FSS 和分形 FSS,在一定条件下可以满足双频通信要求,但由于其单元上电流谐振模式之间的相互影响,当扫描角度较大或通带间隔较远时很难产生稳定理想的第二谐振通带,严重限制了其广泛应用. 近年来,利用多屏级联技术或加载集总元件等设计多频带 FSS 逐渐兴起. 文献[5]通过双屏互补结构在 2.4 GHz 和 5.2 GHz 处实现了双频通信,文献[6]通过在双屏互补结构上加载可变电容电感也可以获得一对紧挨的双通带,相对单屏复合单元 FSS 和分形 FSS 来说这些结构的第二通带都比较稳定,但它们多用在通带间隔较小的 FSS 的设计中,并且其通带相互影响,不能分别调节. 文献[7]设计了一种三屏级联结构,其双带间隔约为 12 GHz,并能分别调节,具有较好的滤波特性,但这种结构层数多厚度大,其插入损耗和角度稳定性都将受到不良影响.

为了突破上述技术难点,实现稳定的多频通信,本文结合三屏耦合机制和双屏谐振机制,设计了一种可用于 Ku 波段/毫米波波段的独立双通带微型化 FSS. 这种 FSS 由容性表面-感性表面-容性表面三屏级联而成,采用厚度仅为 0.025 4 mm 的聚酰亚胺和 0.1 mm 的胶膜充当耦合介质,是一种典型的基于耦合机制的微型化结构<sup>[8]</sup>,在 Ku 波段产生具有微型化特性的第一通带. 这种微型化结构不仅能够有效地缩减单元尺寸,还能够降低 FSS 滤波特性对入射波角度的敏感性<sup>[8-9]</sup>. 另外,在两个容性表面复合谐振单元,形成对称双屏谐振结构<sup>[10]</sup>,采用薄膜型耦合介质,使结构满足临界耦合条件<sup>[11]</sup>,从而在毫米波波段上产生具有“平顶”和“陡截止”特性的“矩形化”第二通带. 这种薄膜型耦合介质还有利于降低结构厚度,减小插入损耗,提高结构的角度稳定

性. 该结构角度稳定性好,通带间隔高达 30 GHz,第二通带具有较高的品质因子 Q 和-3dB 带宽,在实现单元尺寸有效缩减和 Ku 波段/毫米波波稳定优良双频通信上具有很好的应用价值.

## 1 物理模型与理论分析

### 1.1 物理模型的建立与分析

物理模型如图 1 所示,该模型由薄膜型耦合介质(包括聚酰亚胺和胶膜)级联三层二维周期形金属表面构成. 中间一层金属表面是正交的金属网格,它可以等效为电感,是感性表面. 最外两层金属表面结构相同,由方形贴片单元复合方环孔径而成. 一方面,方形贴片可以等效为电容,金属表面是容性表面,另一方面方环孔径同时又起到谐振的作用,金属表面同时也起谐振表面的作用. 容性面-感性面-容性面结构通过耦合入射电磁波的电场和磁场实现第一通带滤波特性,是一种典型的微型化滤波结构;方环孔径单元构成对称双屏谐振结构,决定了第二通带滤波特性. 这种滤波结构的第一通带基于耦合机理、第二通带基于谐振机理,二者产生机理不同,因此双带相互独立,从而避免了传统的图形复合技术或分形技术所出现的第二通带不稳定等问题.

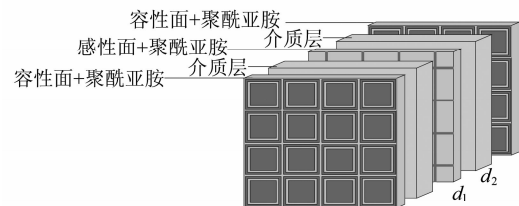


图 1 FSS 结构示意图

Fig. 1 The structure of FSS

感性面和容性面的周期单元结构如图 2 所示. 当垂直入射平面波作用于 FSS 结构时,感性面金属贴片可以等效为电感  $L_1$ . 容性面单元间缝隙  $g_1$  产生等效电容  $C_1$ ,方环孔径缝隙  $g_2$  产生等效电容  $C_2$ ,孔径外侧金属贴片产生等效电感  $L_2$ ,  $C_2$  和  $L_2$  并联后再与  $C_1$  串联,构成如图 2(b)所示等效电路.  $L_2$ - $C_2$  并联电路部分主要决定了双通带中第二通带的频率响应特性. 而第一通带的中心频率主要取决于  $L_1$ 、 $C_1$  以及耦合介质层的厚度  $d_1$ 、 $d_2$ .

### 1.2 物理模型的全波分析

本文结合容性表面、感性表面的周期特性,选择采用稳定收敛的矢量模式匹配法<sup>[12-14]</sup>进行全波分析计算,分析各个参数对 FSS 传输特性的影响.

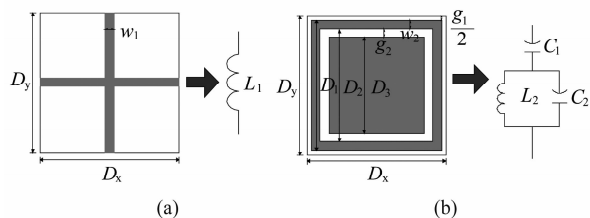


图 2 感性面(a)容性面(b)单元结构及等效电路图  
Fig. 2 The unit cell geometry and the equivalent circuit model of inductive surface (a) and capacitive surface (b)

容性表面(谐振表面)与感性表面周期相同,我们选择图 3(a)所示的周期单元作为 FSS 的数值计算模型,其电磁波传播如图 3(b)所示。

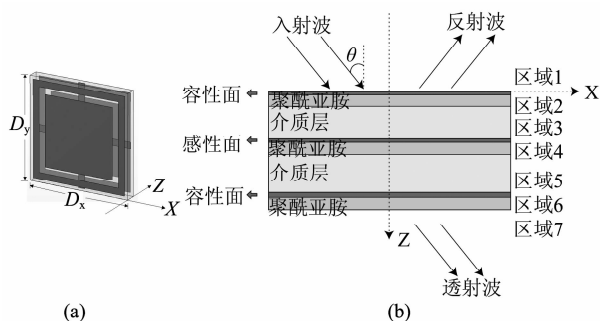


图 3 (a) 数值计算结构 (b) 电磁波传播示意图  
Fig. 3 (a) The structure in numerical calculation (b) The electromagnetic wave propagation diagram

假设金属表面为无限薄的理想导体,根据 Floquet 定理,将自由空间和介质区域的横向电场和横向磁场用正交矢量 Floquet 模式展开,用  $p, q$  表示 Floquet 谐波因子,  $r = 1, 2$  表示 TE、TM 模式,则正交 Floquet 模式为<sup>[12-13]</sup>:

$$\vec{\phi}_{pq}^r = \frac{1}{D} \left( \frac{v_{pq}}{t_{pq}} \vec{e}_x - \frac{u_{pq}}{t_{pq}} \vec{e}_y \right) \exp[-j(u_{pq}x + v_{pq}y + \gamma_{pq}z)] \exp(\pm j\gamma_{pq}z) \quad (1)$$

各个区域中的横向电磁场是上述 Floquet 模式场的线性叠加. 利用感性面与容性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<sup>[12-13]</sup>:

$$\vec{E}_t = \sum_m \sum_n \sum_{l=1}^2 F_{mnl} \vec{\psi}_{mnl} \quad (2)$$

式(2)中,  $l = 1, 2$  分别表示 TE、TM 模式,  $F_{mnl}$  为基函数展开系数. 本文采用全域基函数<sup>[14]</sup>, 如下式所示<sup>[13]</sup>:

$$\vec{\psi}_{mnl} = \begin{cases} g \left[ \frac{n\pi}{d} e^{mnx} \vec{x} - \frac{m\pi}{L} e^{mny} \vec{y} \right] & l = 1(\text{TE}) \\ g \left[ \frac{m\pi}{L} e^{mnx} \vec{x} + \frac{n\pi}{d} e^{mny} \vec{y} \right] & l = 2(\text{TM}) \end{cases} \quad (3)$$

式(3)中,

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

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

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

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

此时矢量模式积分方程组变为<sup>[13]</sup>:

$$2 \sum_{r=1}^2 A_{00r} Y_{00r} C_{00r}^{*MNL} = \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 Y_{pqr} C_{pqr}^{*MNL} \iint_{\text{孔径}} \vec{E}_t \vec{\phi}_{pqr}^* ds \quad (4)$$

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

通过周期矩量法求解式(4),并利用公式(5)<sup>[13]</sup>求出 FSS 的反射系数  $R_{pqr}$ 、透射系数  $B_{pqr}$ :

$$A_{00r} + R_{00r} = B_{00r} \quad p = q = 0$$

$$R_{pqr} = B_{pqr} = \iint_{\text{孔径}} \vec{E}_t \vec{\phi}_{pqr}^* ds \quad p \neq 0 \text{ or } q \neq 0 \quad (5)$$

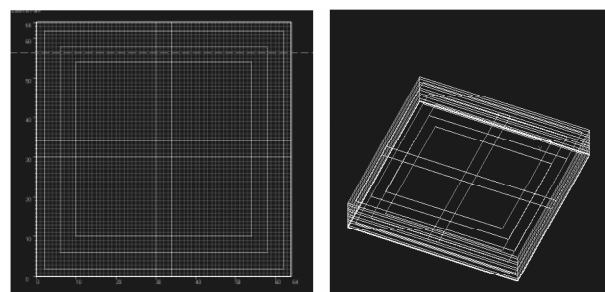


图 4 网格剖分模型和数值计算三维结构模型  
Fig. 4 The mesh view and the 3-D model in numerical calculation

图 4 给出了以矢量模式匹配法为原理的 FSS 透射、反射系数计算时的离散剖分模型和三维结构图. 矢量模式匹配法的求解精度取决于公式(3)中的基函数选取个数和公式(4)中的 Floquet 模式项个数.

## 2 数值计算结果与讨论

将 Ku 波段作为第一通带、毫米波段作为第

二通带,图3所示的单元周期为  $D_x = D_y = 2.4$  mm,几何结构参数  $D_1 = 2.25$  mm、 $D_2 = 1.95$  mm、 $D_3 = 1.65$  mm、 $W_1 = 0.15$  mm,考虑制备 FSS 样件的条件,耦合电介质选为:聚酰亚胺层:  $\epsilon_{r1} = 3.0$ 、 $d_1 = 0.025$  mm、损耗正切  $\tan\delta_1 = 0.005$ ,胶膜层:  $\epsilon_{r2} = 2.6$ 、 $d_2 = 0.1$  mm、 $\tan\delta_2 = 0.0035$ .

### 2.1 入射角度和极化方向对传输特性的影响

在不同入射角度和极化方向下,FSS 传输特性的全波分析计算结果如图5、图6所示.

图5给出了正入射时 FSS 的频率响应曲线,滤波曲线的两个通带间隔约 30 GHz,第一通带中心频点  $f_1 = 13$  GHz,  $-3$  dB 带宽为 3.7 GHz.第二通带在中心频点为 42.6 GHz 和 49.6 GHz 处出现双峰,在中心频点为 47.4 GHz 处出现  $-0.828$  dB 的“浅谷”,具有“矩形化”特征,其  $-3$  dB 带宽为 15.3 GHz.不仅如此,其单元周期约为第一通带中心波长的  $1/10$ ,突破了单元谐振尺寸与工作半波长一致的约束限制,这种滤波结构具有微型化的特点.

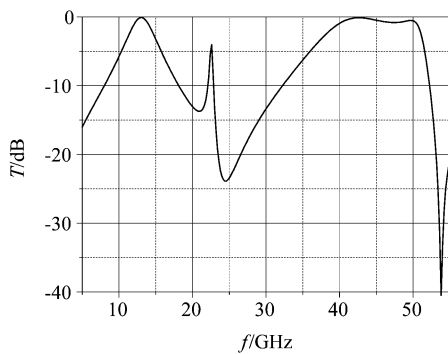


图5 正入射时 FSS 频率响应曲线  
Fig.5 Frequency response of FSS at normal incidence

图6是不同极化下入射角度从  $0^\circ$  到  $60^\circ$  变化时 FSS 的频率响应曲线.

第一通带在 TE 极化时向高频漂移约为 1.2 GHz,  $-3$  dB 带宽从 3.7 GHz 减小到 2.1 GHz,在 TM 极化时向高频漂移约为 1 GHz,  $-3$  dB 带宽从 3.7 GHz 增加到 7.1 GHz.

第二通带在 TE 极化下,当入射角度大于  $30^\circ$  时,第二通带失去“矩形化”滤波的特点,但在  $0^\circ \sim 60^\circ$  扫描范围内,第二通带中的第一个峰值始终稳定在 41 GHz 附近,而且 41 GHz 附近透过率优于  $-0.5$  dB,  $-3$  dB 带宽优于 6 GHz.第二通带在 TM 极化时 35 ~ 40 GHz 内出现模式相互作用零点,但在高于 40 GHz 时第二通带依然保持良好的“矩形化”滤

波特特性,“谷值”越来越小,在  $0^\circ \sim 60^\circ$  扫描范围内 43 ~ 49 GHz 频段始终保持优良的滤波特性,透过率优于  $-1$  dB,  $-3$  dB 带宽优于 8 GHz.

图6所示的结果证明了该 FSS 在  $0^\circ \sim 60^\circ$  入射角扫描范围内具有较好的角度稳定性和极化稳定性.

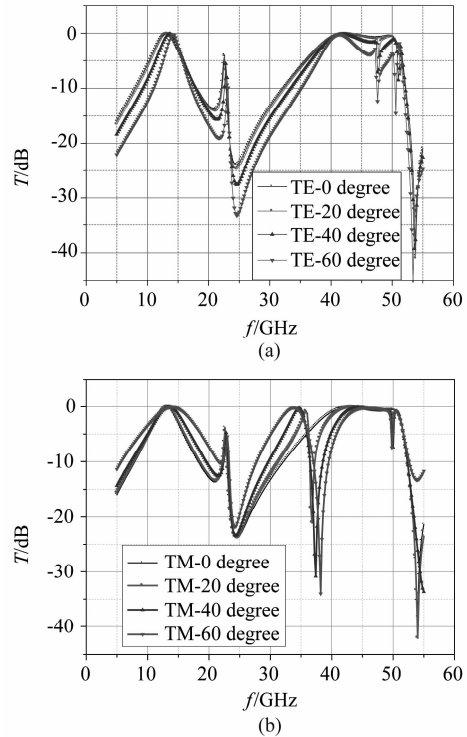


图6 (a) FSS 在 TE 极化下不同入射角度的频率响应特性 (b) FSS 在 TM 极化下不同入射角度的频率响应特性

Fig.6 (a) Frequency response of FSS as different incident angles with TE polarization (b) Frequency response of FSS as different incident angles with TM polarization

### 2.2 几何参数对传输特性的影响

仅改变感性面栅格宽度  $W_1$ ,分别取  $W_1 = 0.075$  mm、 $0.15$  mm、 $0.3$  mm,垂直扫描时 FSS 的频率响应曲线如图7所示.随着  $W_1$  的增加,第一通带中心频点向高频漂移,  $f_1$  分别为: 12 GHz、13 GHz、14.2 GHz,  $-3$  dB 带宽减小,分别为: 4.7 GHz、3.7 GHz、2.8 GHz.第二通带的第一个峰值位置向高频漂移、第二个峰值位置不变,双峰之间的“谷值”越来越浅,第二通带的  $-3$  dB 带宽逐渐减小,分别为: 15.8 GHz、13.5 GHz、9.6 GHz.结果说明感性表面对第一通带和第二通带能同时起调制作用.

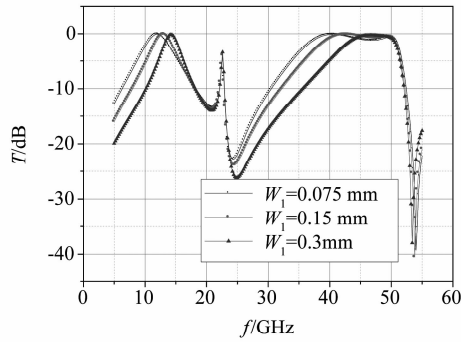


图7 正入射时  $W_1$  对 FSS 传输特性的影响  
Fig.7 Influence of  $W_1$  on transmission characteristic at normal incidence

仅改变容性面方形贴片的边长  $D_1$ , 分别取  $D_1 = 2.175 \text{ mm}$ 、 $2.25 \text{ mm}$ 、 $2.325 \text{ mm}$ , 垂直扫描时 FSS 的频率响应曲线如图 8 所示. 随着  $D_1$  的增加, 第一通带中心频点向低频漂移,  $f_1$  分别为:  $14.6 \text{ GHz}$ 、 $13 \text{ GHz}$ 、 $11.2 \text{ GHz}$ ,  $-3 \text{ dB}$  带宽略有减小, 分别为:  $4.6 \text{ GHz}$ 、 $3.7 \text{ GHz}$ 、 $2.8 \text{ GHz}$ . 第二通带基本保持不变. 结果表明, 方形贴片尺寸主要影响第一通带, 这与前文第一通带由三屏耦合机制产生的分析基本一致.

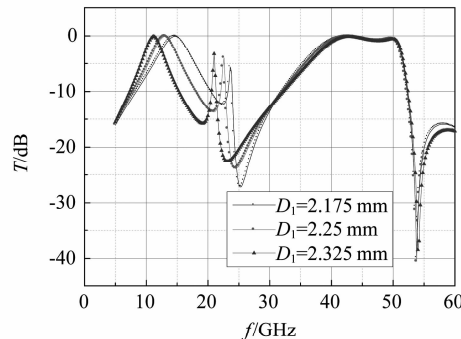


图8 正入射时  $D_1$  对 FSS 传输特性的影响  
Fig.8 Influence of  $D_1$  on transmission characteristic at normal incidence

改变孔径边长并保持方环孔径宽度  $g_2 = (D_2 - D_3)/2 = 0.15 \text{ mm}$  不变, 依次取:  $D_2 = 1.875 \text{ mm}$ 、 $1.95 \text{ mm}$ 、 $2.025 \text{ mm}$ ,  $D_3 = 1.575 \text{ mm}$ 、 $1.65 \text{ mm}$ 、 $1.725 \text{ mm}$ , 垂直扫描时 FSS 的频率响应曲线如图 9 所示. 随着方环孔径尺寸的增加, FSS 传输特性表现为: 第一通带基本保持不变, 第二通带向低频漂移, 平顶宽度增加, 分别为  $6.6 \text{ GHz}$ 、 $7 \text{ GHz}$ 、 $8.2 \text{ GHz}$ ,  $-3 \text{ dB}$  带宽减小, 分别为  $14.5 \text{ GHz}$ 、 $13.5 \text{ GHz}$ 、 $13.1 \text{ GHz}$ .

谐振机制产生的分析基本一致. 图 8 和图 9 结果进一步反映了两个通带相互独立可以分别调制的特点.

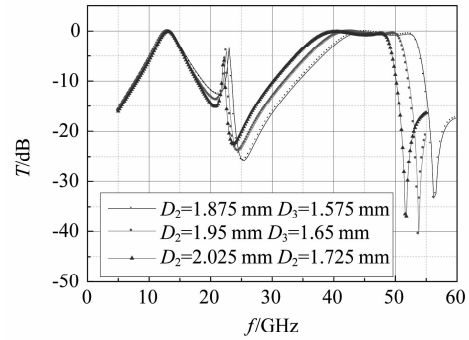


图9 正入射时  $D_2, D_3$  对 FSS 传输特性的影响  
Fig.9 Influence of  $D_2, D_3$  on transmission characteristic at normal incidence

仅改变  $D_2$ , 分别取  $D_2 = 1.8 \text{ mm}$ 、 $1.95 \text{ mm}$ 、 $2.1 \text{ mm}$ , 此时方环孔径宽度  $g_2$  相应变为  $0.075 \text{ mm}$ 、 $0.15 \text{ mm}$ 、 $0.225 \text{ mm}$ . 垂直扫描时 FSS 的频率响应曲线如图 10 所示. 随着  $D_2$  的增加, 方环孔径宽度  $g_2$  增大, FSS 陷波零点向低频漂移. 这主要是因为  $D_2$  和  $g_2$  的增大使得等效电路中  $L_2$  增加、 $C_2$  减小.

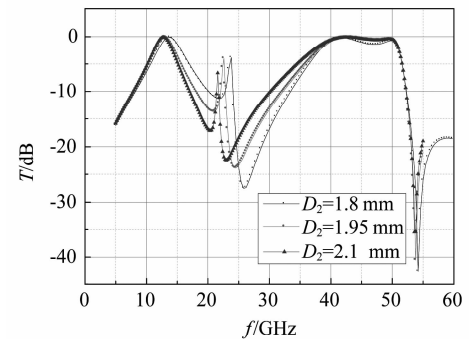


图10 正入射时  $D_2$  对 FSS 传输特性的影响  
Fig.10 Influence of  $D_2$  on transmission characteristic at normal incidence

改变  $D_3$ , 分别取  $D_3 = 1.5 \text{ mm}$ 、 $1.65 \text{ mm}$ 、 $1.8 \text{ mm}$ , 此时方环孔径宽度  $g_2$  相应变为  $0.225 \text{ mm}$ 、 $0.15 \text{ mm}$ 、 $0.075 \text{ mm}$ . 垂直扫描时 FSS 的频率响应曲线如图 11 所示. 随着  $D_3$  的增加, 方环孔径宽度  $g_2$  减小, FSS 第一通带基本不变, 第二通带向低频漂移, 平顶宽度增加, 分别为  $6.6 \text{ GHz}$ 、 $7 \text{ GHz}$ 、 $8.2 \text{ GHz}$ ,  $-3 \text{ dB}$  带宽减小, 分别为  $14.5 \text{ GHz}$ 、 $13.5 \text{ GHz}$ 、 $13.1 \text{ GHz}$ .

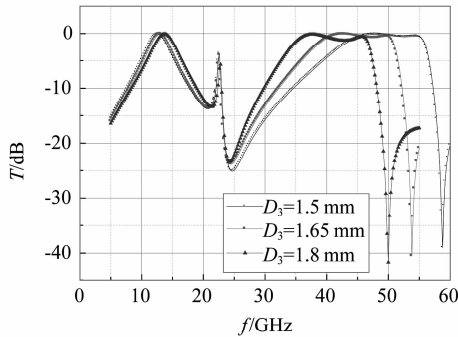


图 11 正入射时  $D_3$  对 FSS 传输特性的影响  
Fig. 11 Influence of  $D_3$  on transmission characteristic at normal incidence

### 2.3 介质厚度与相对介电常数对传输特性的影响

为了减小 FSS 的损耗,我们选择损耗角正切值在  $10^{-3}$  量级的材料作为耦合电介质,此时,影响 FSS 传输特性的主要因素是介质厚度与相对介电常数.

改变介质层厚度,分别取  $d_2 = 0.05$  mm、 $0.1$  mm、 $0.2$  mm,垂直扫描时 FSS 的频率响应曲线如图 12 所示.随着厚度  $d_2$  的增加,第一通带中心频点向低频漂移,  $f_1$  分别为:  $14.0$  GHz、 $13.0$  GHz、 $12.0$  GHz,  $-3$  dB 带宽增加,分别为:  $3.5$  GHz、 $3.7$  GHz、 $4.3$  GHz. 第二通带平顶向低频漂移,平顶宽度分别为:  $6.0$  GHz、 $7.0$  GHz、 $6.6$  GHz,  $-3$  dB 带宽分别为:  $12.8$  GHz、 $13.5$  GHz、 $13.6$  GHz.

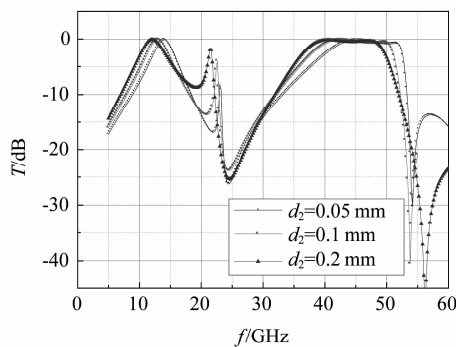


图 12 正入射时  $d_2$  对 FSS 传输特性的影响  
Fig. 12 Influence of  $d_2$  on transmission characteristic at normal incidence

改变介质层相对介电常数,分别取  $\epsilon_{r2} = 1.5$ 、 $2.6$ 、 $3.5$ ,垂直扫描时 FSS 的频率响应曲线如图 13 所示.随着相对介电常数  $\epsilon_{r2}$  的增加,第一通带中心频点向低频漂移,  $f_1$  分别为:  $14.6$  GHz、 $13.0$  GHz、 $12.2$  GHz,  $-3$  dB 带宽减小,分别为:  $4.8$  GHz、

$3.7$  GHz、 $3.3$  GHz. 第二通带平顶向低频漂移,平顶宽度减小,分别为:  $12.2$  GHz、 $7.0$  GHz、 $6.0$  GHz,  $-3$  dB 带宽减小,分别为:  $21.1$  GHz、 $13.5$  GHz、 $11.3$  GHz.

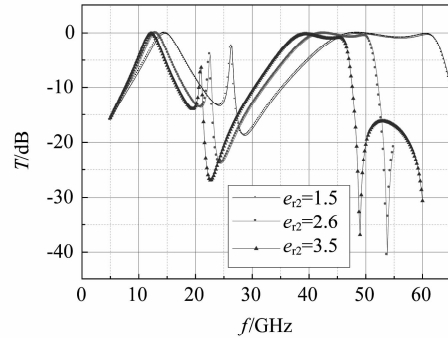


图 13 正入射时  $\epsilon_{r2}$  对 FSS 传输特性的影响  
Fig. 13 Influence of  $\epsilon_{r2}$  on transmission characteristic at normal incidence

由图 12 和图 13 可知,耦合层的电厚度  $\sqrt{\epsilon_r}d$  不仅影响着第一通带中心频点的位置而且还决定着第二通带传输特性.

### 3 结论

将三屏耦合与双屏谐振机理相结合,设计出了一种能够同时实现独立且间隔较远的双通带、微型化、“矩形化”滤波特性的 FSS 结构.根据物理模型分析了两个通带的产生机理,利用矢量模式匹配法精确计算并讨论了入射角、结构参数及介质层电参数对传输特性的影响.结果表明:滤波结构单元周期约为第一通带对应中心波长的  $1/10$ ,具有微型化的特点;第二通带内具有“矩形化”滤波特性;两通带间隔较远,约为  $30$  GHz.在  $0^\circ \sim 60^\circ$  扫描范围内,该结构具有相对稳定的滤波特性,为 FSS 工程应用提供了一种新型滤波结构.该结构最小线宽为  $0.15$  mm,可以通过光刻镀膜工艺制备,结构厚度小,易于实现三屏精确对准,具有很高的工程可实现性.

### References

- [1] Munk B A. *Frequency Selective Surface: theory and design*, Wiley, New York, 2000. 1-62.
- [2] Wu T K. *Frequency selective surface and grid array* [M]. New York: Wiley, 1995. 1-18.
- [3] Li Xiao-Qiu, Gao Jin-Song, Feng Xiao-Guo. A Novel Composite Element Frequency Selective Surface [J]. *Journal of Microwaves* (李小秋,高劲松,冯晓国.一种新型复合单元频率选择表面.微波学报), 2008, 24(10): 7-14.
- [4] Li Xiao-Qiu, Lu Jun, Jia Hong-Yan, et al. Frequency

- Selective Surfaces of Multiple Crossed Dipoles Element With Dual-Band [J]. *J. Infrared Millim. Waves*(李小秋, 卢俊, 贾宏燕, 等. 具有双频段的十字形复合单元频率选择表面. *红外与毫米波学报*), 2007, **26**(2):146 - 148.
- [5] Hu Xiao-Dong, Zhou Xi-Lang, Wu Lin-Sheng, *et al.* A Miniaturized Dual-Band Frequency Selective Surface (FSS) With Closed Loop and Its Complementary Pattern [J]. *IEEE Antennas and Wireless propagation letters*. 2009, **8**: 1374 - 1377.
- [6] Wang De-Song, Chang Yu-Mei, Che Wen-Quan, *et al.* Miniaturized Dual-Band Loaded Frequency Selective Surface With Narrow Band Spacing [J]. *IEEE ICMMT*. 2012, 6230420:1 - 4.
- [7] Mohsen Salehi, Nader Behdad. A Second-Order Dual X-/Ka-band Frequency Selective Surface [J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2008, **18**(12):785 - 787.
- [8] Kamal Sarabandi, Nader Behdad. A Frequency Selective Surface with Miniaturized Elements [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2007, **55**(5):1239 - 1245.
- [9] Farhad Bayatpur, Kamal Sarabandi. Single-Layer High-Order Miniaturized-Element Frequency-Selective Surfaces [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2008, **56**(4):774 - 781.
- [10] Xu Nian-Xi, Feng Xiao-Guo, Liang Feng-Chao, *et al.* Study on The Symmetric Dual Butterworth-Type of Frequency Selective Surfaces [J]. *Optics and Precision Engineering*(徐念喜, 冯晓国, 梁凤超, 等. 对称 Butterworth 型频率选择表面的设计. *光学精密工程*), 2011, **19**(7):1486 - 1494.
- [11] Munk B A. Frequency Selective Surface: theory and design, Wiley, New York, 2000.242-249.
- [12] Chen C C. Scattering by a Two-Dimensional Periodic Array of Conducting Plates [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1970, AP-**18**(5):660 - 665.
- [13] Chen C C. Transmission Through a Conducting Screen Perforated Periodically with Apertures [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1970, MTT-**18**(9):627 - 632.
- [14] Mittra Raj, Chan Chi H, Cwik Tom. Techniques for Analyzing Frequency Selective Surfaces-A Review. *Proceedings of the IEEE*. 1988, **76**(12):1593 - 1615.