

# 加载工字型槽的三维频率选择表面设计

杨霞<sup>1,2</sup>, 王橙<sup>3</sup>, 于正永<sup>1,2</sup>, 陆华丽<sup>1,2</sup>, 唐万春<sup>1,2</sup>

(1. 南京师范大学物理科学与技术学院, 江苏 南京 210023)

(2. 江苏省先进通信声频技术工程实验室, 江苏 南京 210023)

(3. 南京理工大学电子工程与光电技术学院, 江苏 南京 210094)

**[摘要]** 基于工字型槽提出了两种三维频率选择表面(3-D FSS)结构. 通过在平行板路径金属壁上刻蚀工字型槽引入新的谐振模式, 设计了一种具有椭圆滤波特性的单通带 3-D FSS. 在此基础上, 通过在平行板路径加载金属化过孔来构建双模谐振单元, 平行板路径将原来单一的谐振模式分裂为奇偶模两种谐振模式, 实现了一种高选择性、小通带比的双频 3-D FSS. 通过对传输零点和极点处电场矢量分析, 阐述了这两种 FSS 的工作原理. 同时, 由 HFSS 软件仿真可知, 所提出的两种 FSS 在 TE 和 TM 极化下不同角度入射时均具有较为稳定的频率响应.

**[关键词]** 频率选择表面(FSS), 工字型, 金属化过孔, 三维

**[中图分类号]** TN713 **[文献标志码]** A **[文章编号]** 1001-4616(2020)03-0040-08

## Study on Three-Dimensional Frequency Selective Surface with I-Shaped Slots

Yang Xia<sup>1,2</sup>, Wang Cheng<sup>3</sup>, Yu Zhengyong<sup>1,2</sup>, Lu Huali<sup>1,2</sup>, Tang Wanchun<sup>1,2</sup>

(1. School of Physics and Technology, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China)

(2. Jiangsu Provincial Engineering Laboratory of Audio Technology, Nanjing 210023, China)

(3. School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

**Abstract:** Two three-dimensional frequency selective surface (3-D FSS) structures based on the I-shaped slots are proposed. A single-passband 3-D FSS with elliptical filtering characteristics is designed by introducing a new resonant mode by etching the I-shaped slots on the metal walls of the parallel plate path. On this basis, a dual-mode resonant unit is constructed by loading metallized vias in parallel plate paths. The parallel plate path splits the original single resonant mode into two modes of parity mode, achieving a dual-band 3-D FSS with high selectivity and small passband ratio. The *E*-field vector analysis of transmission poles and zeros is provided to understand the operating principle of the proposed two FSS. At the same time, it can be seen from the simulation of HFSS software that the proposed two FSS have a relatively stable frequency response under TE and TM polarization at different angles.

**Key words:** frequency selective surface(FSS), I-shaped, metallization vias, three-dimensional

频率选择表面(Frequency Selective Surface, FSS)作为空间滤波器,可以根据需要对入射电磁波实现选择性传播,它被广泛应用于雷达天线罩、天线副反射器以及吸收器等<sup>[1-2]</sup>. 其中,单通带 FSS 在微波与天线领域应用较为广泛<sup>[3-6]</sup>. 传统的单通带 FSS 往往由各种二维形状的金属贴片和与之对应的缝隙单元或孔槽按周期排列构成,如采用盘绕结构<sup>[3]</sup>、互补结构<sup>[4]</sup>以及十字等各种形状的周期谐振单元结构<sup>[5-6]</sup>.

为了适应复杂的军事系统和无线通信系统等领域的需求,研究者们更加关注具有小通带比的双频 FSS 的研究<sup>[7-8]</sup>. 文献[9-11]采用传统二维结构提出各种小通带比的双频 FSS. 文献[9]提出了一种具有小通带比、小型化双频 FSS,但是该结构的每一个通带仅有一个传输极点,影响了通带的平坦度. 为了解决这个问题,研究人员基于紧凑型槽谐振器和亚波长电容贴片的四层金属结构提出了一种具有二阶响应的小通带比双频 FSS<sup>[10]</sup>. 它是基于紧凑型槽谐振器和亚波长电容贴片的四层金属结构. 同样,研究人员通过级联两个相同的周期阵列,实现了一种具有小通带比、多传输零极点的双频 FSS<sup>[11]</sup>. 但是上述的多层结构

收稿日期:2019-12-10.

基金项目:国家自然科学基金项目(61571232)、国家重点研发计划项目(2017YFB0503500).

通讯作者:唐万春,教授,博士生导师,研究方向:射频电路与系统、微带天线(阵)、电磁场数值计算. E-mail:ceewctang@njnu.edu.cn

的二维 FSS 电尺寸较大,角度稳定性一般. 近年来,三维(3-D)FSS 的概念被提出<sup>[12-13]</sup>,它可以在有限的空间内构建多模谐振器与多条传输路径<sup>[14]</sup>,但其结构较为复杂,加工较为困难.

本文基于工字型槽提出了两种 3-D FSS 结构. 这两个结构均通过在金属壁上刻蚀工字型槽构建槽谐振器来增加谐振模式. 此外,第二个结构增加了一个双模谐振器,它是基于传统滤波器的双模谐振理论,通过在平行板路径中加载金属化过孔来将原有的单个谐振模式分裂为奇模和偶模两种谐振模式<sup>[15-16]</sup>,从而在平板路径又引入了一个传输极点. 最后通过适当的设计参数,得到了一种高选择性、小通带比的双频 3-D FSS. 通过分析传输零、极点处的电场分布,阐明了所提出 FSS 的工作原理. 仿真结果显示,这两种 3-D FSS 具有双极化和较好的角度稳定性等优势.

## 1 加载工字型槽的单通带 3-D FSS

### 1.1 结构描述与性能仿真

加载工字型槽的单通带 3-D FSS 的周期单元结构示意图如图 1 所示,该结构通过在平行板路径金属壁上刻蚀工字型槽来构成谐振器. 图 1(a)为电磁波入射示意图,图 1(b)、(c)分别为周期单元的剖面图和俯视图. 由图 1(b)、(c)可知,该 FSS 的每个周期单元包括工字型槽路径(路径 I)和平行板路径(路径 II). 槽路由在波导壁刻的工字型槽构成,平行板路径是由相邻的金属片和之间的介质层构成. 该 FSS 的周期单元大小为  $p$ ,矩形波导的边长为  $w$ ,在  $z$  方向上的高度为  $h$ . 工字型槽由 1 个竖槽和 2 个横槽构成,竖槽的高度为  $l_1$ 、宽度为  $w_1$ ,横槽的高度为  $l_2$ 、宽度为  $w_2$ ,介质层的厚度为  $(p-w)/2$ . 介质层的相对介电常数为  $\varepsilon_r=6$ .

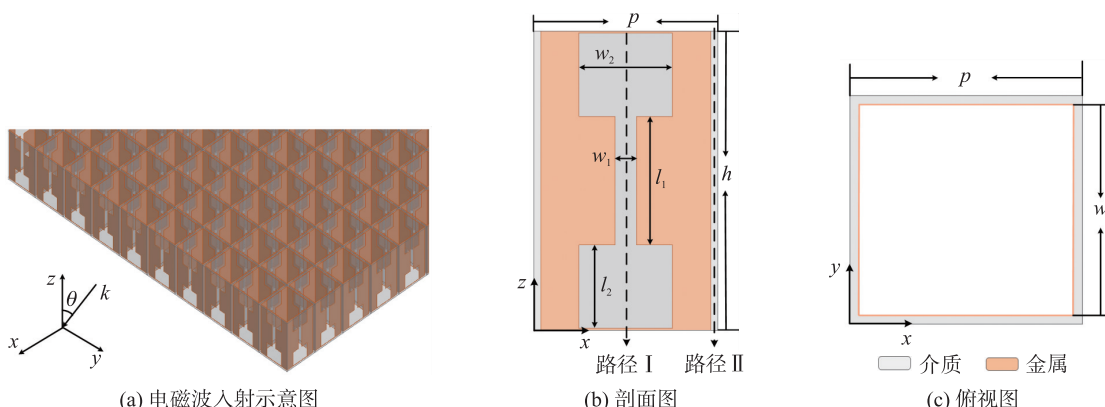


图 1 加载工字型槽的单通带 3-D FSS 的周期单元

Fig. 1 Single-passband 3-D FSS based on the I-shaped slots

通过运用 HFSS 软件对该 FSS 单元结构设置周期边界进行仿真,得到了在 TE 波垂直入射条件下的反射系数和传输系数曲线图,如图 2 所示. 基本设计参数: $p=10.4\text{ mm}$ , $w=9.6\text{ mm}$ , $h=17.2\text{ mm}$ , $l_1=7.4\text{ mm}$ , $l_2=4.8\text{ mm}$ , $w_1=1.2\text{ mm}$ , $w_2=5.3\text{ mm}$ , $\varepsilon_r=6$ . 由图 2 可以发现:该 3-D FSS 具有 2 个传输零点( $f_{z1}=2.55\text{ GHz}$ ,  $f_{z2}=4.73\text{ GHz}$ )和 2 个传输极点( $f_{p1}=3.72\text{ GHz}$ ,  $f_{p2}=3.87\text{ GHz}$ ).

图 3 给出了该 FSS 在不同极化模式下和不同入射角度( $0^\circ$ ,  $10^\circ$ ,  $20^\circ$ 和  $30^\circ$ )下的传输系数仿真结果,可以发现,该 FSS 具有良好的角度稳定性. 但在 TE 模式下,随着入射角度增加,传输极点  $f_{p1}$  向高频有了偏移,且通带的插损也随之增大,  $f_{z2}$  也随之往高频偏移,这主要是受端口阻抗变化的影响.

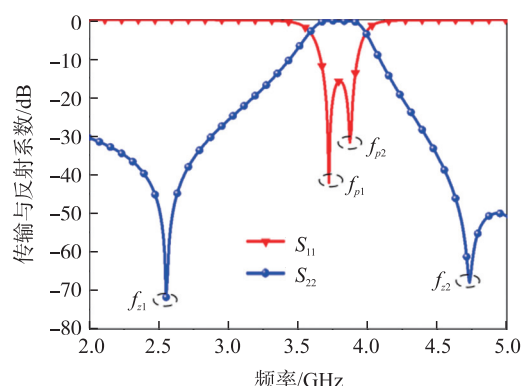


图 2 FSS 的反射系数和传输系数仿真曲线

Fig. 2 Simulated reflection coefficient and transmission coefficient of the proposed 3-D FSS

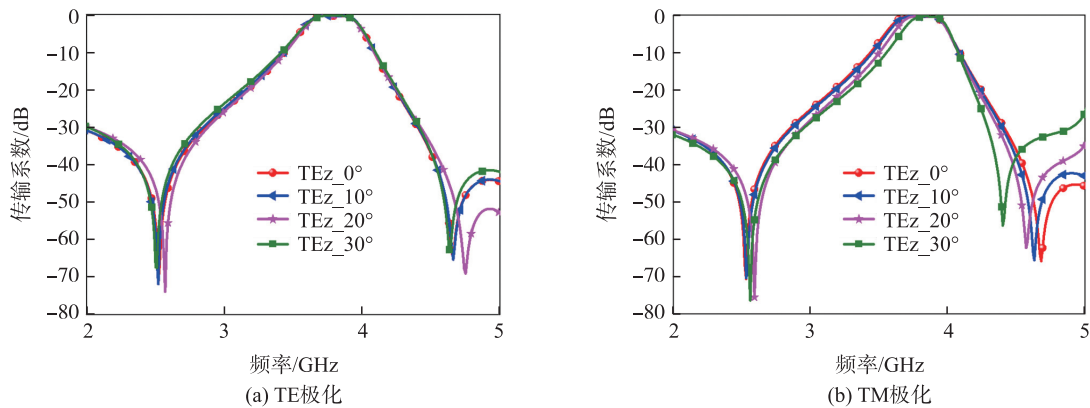


图 3 不同角度入射波下传输系数  
Fig. 3 Transmission coefficients under different incident angles

1.2 原理分析

为了理解该单通带 FSS 结构的工作原理,给出了此 3-D FSS 结构的工作原理示意图,如图 4 所示. 可知,该结构有两条独立的电磁波传输路径,可构成 2 个谐振器,产生多个传输零极点. 如下图所示,入射电磁波从入射端的端口 1 进入,将工字型槽和平行板两条路径激励起来,其中工字型槽路径提供一个谐振器  $R_1$ ,在工字型槽上产生一个槽谐振( $f_{p1}$ ),平行板路径提供一个谐振器  $R_2$ ,在介质筒长度方向上产生半波长谐振( $f_{p2}$ ),于是传输系数具有两个传输极点,同时工字型槽的谐振器  $R_1$  和平行板路径中的谐振器  $R_2$  具有相位反相,产生两个传输零点( $f_{z1}$ 、 $f_{z2}$ ),最终经过 FSS 滤波后的电磁波将在端口 2 出射.

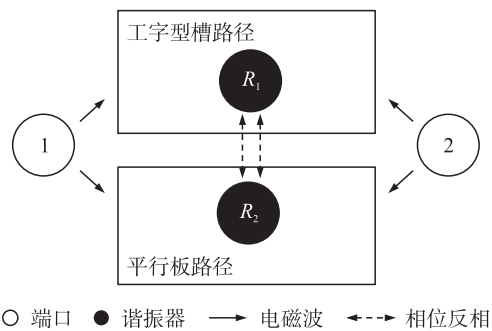


图 4 加载工字型槽的单通带 3-D FSS 的工作机理  
Fig. 4 The working mechanism of the proposed 3-D FSS

为了进一步理解该 3-D FSS 的工作机理,对其传输极点和零点处的电场分布进行了分析,如图 5 所示. 图 5(a)至(b)分别给出了传输极点 $f_{p1}$ 和 $f_{p2}$ 处的电场分布,由图可知传输极点 $f_{p1}$ 和 $f_{p2}$ 处的电场分别集中分布在平板路径和槽路径中. 因此, $f_{p1}$ 是由工字形槽在传播方向( $z$  方向)上发生了槽谐振产生的, $f_{p2}$ 是由平行板介质在传播方向( $z$  方向)上发生了半波长谐振产生的.

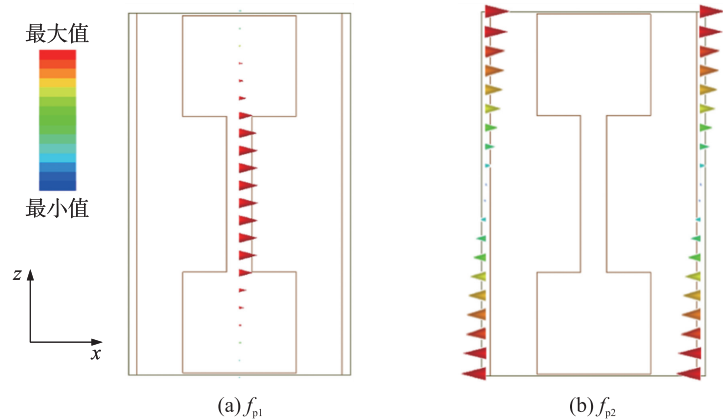


图 5 传输极点处的电场分布图  
Fig. 5 E-field distributions at transmission poles

图 6(a)和(b)分别给出了传输零点 $f_{z1}$ 和 $f_{z2}$ 处的电场分布图. 由图可知,在这两个传输零点处,两个路径同时被激励,且在两条路径末端处电场矢量具有  $180^\circ$  相位反相,导致了电磁场相互抵消,从而产生了这两个传输零点.

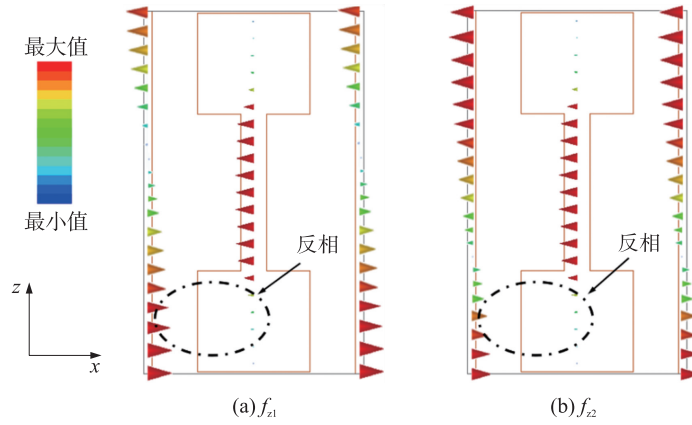


图 6 传输零点处的电场分布图

 Fig. 6  $E$ -field distributions at transmission zeros

## 2 加载工字型槽的双频 3-D FSS

### 2.1 结构描述与性能仿真

图 7 所示为加载工字型槽的双频 3-D FSS 的结构示意图. 图 7(a) 为电磁波入射示意图, 图 7(b)、(c) 分别为周期单元的剖面图和俯视图. 在上述单通带 3-D FSS 结构的基础上, 在周期单元介质层的中间位置加载了一对直径为  $d$  的金属化过孔来连通两侧的金属层, 金属过孔与竖缝的距离为  $s$ , 如图 7(b)、(c) 所示.

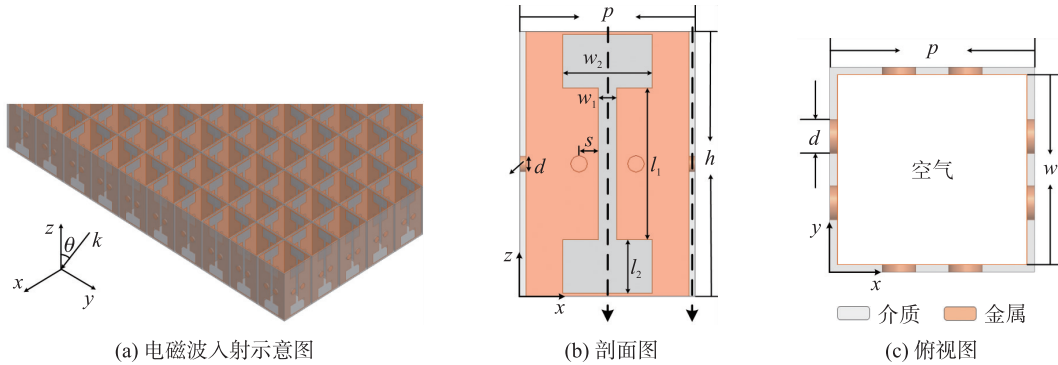


图 7 加载工字型槽的双频 3-D FSS 的周期单元

Fig. 7 Dual-band 3-D FSS based on the I-shaped slots

通过运用 HFSS 软件对该 FSS 单元结构设置周期边界进行仿真, 得到了在 TE 波垂直入射条件下的反射系数和传输系数曲线图, 如图 8 所示. 基本参数:  $p = 10.8$  mm,  $w = 10$  mm,  $h = 16.4$  mm,  $l_1 = 6.6$  mm,  $l_2 = 4.7$  mm,  $w_1 = 1.1$  mm,  $w_2 = 5.5$  mm,  $d = 1.4$  mm,  $s = 1.8$  mm,  $\epsilon_r = 6$ . 从图 8 可以看出, 该 FSS 具有 3 个传输极点 ( $f_{p1} = 3.67$  GHz,  $f_{p2} = 3.97$  GHz,  $f_{p3} = 4.16$  GHz) 和两个传输零点 ( $f_{z1} = 3.86$  GHz,  $f_{z2} = 4.55$  GHz); 由传输极点  $f_{p1}$  形成了第一个通带, 以及传输极点  $f_{p2}$  和  $f_{p3}$  形成了第二个平坦的通带, 两个通带的中心频率分别为 3.67 GHz 和 4.06 GHz, 因此其通带比仅为 1.1. 两个传输零点  $f_{z1}$  和  $f_{z2}$  的引入提高了该 FSS 的频率选择性. 该 FSS 周期单元尺寸为  $0.13\lambda_0 \times 0.13\lambda_0 \times 0.2\lambda_0$ , 其中  $\lambda_0$  为低频通带中心频率在自由空间中对应的波长.

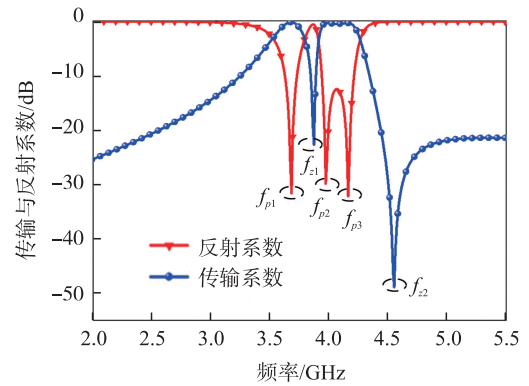


图 8 FSS 的反射系数和传输系数仿真曲线

Fig. 8 Simulated reflection coefficient and transmission coefficient of the proposed 3-D FSS



图 9 给出了该双频 3-D FSS 在不同极化模式下和不同入射角( $0^\circ, 15^\circ, 30^\circ$  和  $45^\circ$ )下的传输系数仿真结果,可以发现,该 FSS 具有良好的角度稳定性和极化独立性.

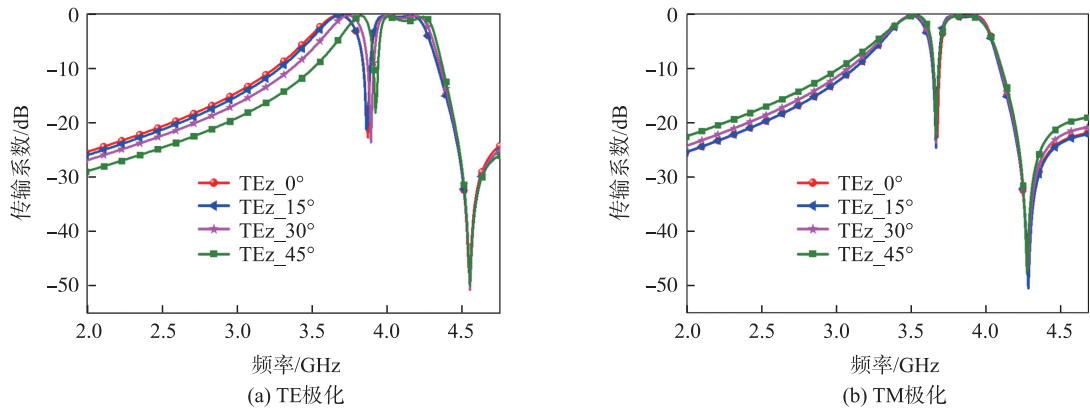


图 9 不同角度入射波下传输系数  
Fig. 9 Transmission coefficients under different incident angles

2.2 原理分析

为了理解该双通带 FSS 结构的工作原理,给出了此 3-D FSS 结构的工作原理示意图,如图 10 所示. 根据上面电场分析可知,该结构有两条独立的电磁波传输路径,可构成 3 个谐振器,且产生多个传输零极点. 如下图所示,入射电磁波从入射端的端口 1 进入,将工字型槽和平行板两条路径激励起来,其中工字型槽路径提供一个谐振器  $R_1$ ,在工字型槽上产生一个槽谐振( $f_{p1}$ ),平行板路径具有两个谐振器  $R_2$  和  $R_3$ ,分别在介质筒长度方向上产生  $1/4$  波长谐振( $f_{p2}$ )和半波长谐振( $f_{p3}$ ),于是传输系数具有 3 个传输极点,同时工字型槽的谐振器  $R_1$  和平行板路径中的谐振器  $R_2$  和  $R_3$  具有相位反相,产生两个传输零点( $f_{z1}, f_{z2}$ ),最终经过 FSS 滤波后的电磁波将在端口 2 出射.

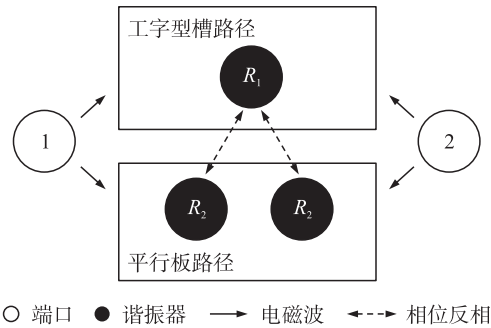


图 10 加载工字型槽的双频 3-D FSS 的工作机理  
Fig. 10 The working mechanism of the proposed 3-D FSS

为了进一步理解该双频 FSS 的工作原理,对其传输极点和零点处的电场分布进行了分析,如图 11 所示. 工字型槽路径是由刻在波导壁的工字型槽形成,平行板路径是由相邻的金属片和之间的介质层构成. 图 11(a)给出了传输极点 $f_{p1}$ 处的电场分布,在该频率下当入射电磁波照射到该 FSS 上时,在传播方向( $z$  方向)上发生了槽谐振. 同时,按照双模谐振器的工作原理,很容易看出通过在平行板路径增加金属化过孔,产生了两个传输极点 $f_{p2}$ 和 $f_{p3}$ ,形成了一个具备两个传输极点的高频通带. 在图 11(b)中,在传输极点 $f_{p2}$ 处,假设以周期单元一半高度处为对称面,其中央金属化过孔处电场幅值较小,对称面上半区域内的

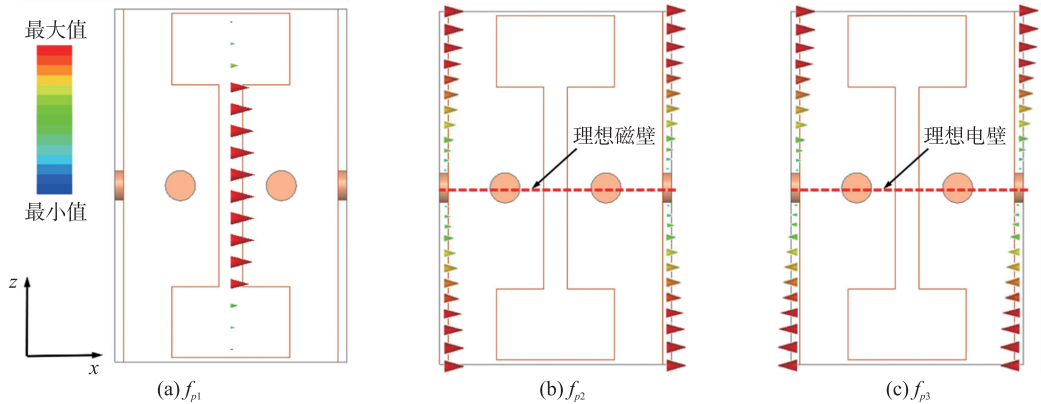


图 11 传输极点处的电场分布图  
Fig. 11 E-field distributions at transmission poles

电场幅值在电磁波入射端处具有最大值并逐渐减小,对称面下半区域内的电场幅值在中心金属化过孔处具有最小值并逐渐增大,在周期单元的出射端具有最大值,且上、下区域内的电场方向相同,因此传输极点 $f_{p1}$ 是由平行板路径的 $1/4$ 波长短路谐振产生的,此时为偶模激励模式,对称面可以看作是理想磁壁。在图 11(c)中,传输极点 $f_{p3}$ 处的电场幅值也具有两端最大、中心金属过孔处最小的分布趋势,但是上、下区域内的电场方向相反,因此,在传输极点 $f_{p2}$ 是由平行平板的 $1/2$ 波长谐振产生,此时为奇模激励模式,对称面可以看作是理想电壁。

如图 12 所示,在传输零点 $f_{z1}$ 和 $f_{z2}$ 的频率处,槽路径和平行板路径同时被激励。从图 12(a)可以看出,在传输零点 $f_{z1}$ 处,工字型槽路径中产生了槽谐振,以及平行板路径内产生了 $1/4$ 波长短路谐振,且在两条传播路径末端处电场矢量具有 $180^\circ$ 相位反相,导致在该 FSS 出射端的电磁场相互抵消,产生了传输零点 $f_{z1}$ 。由图 12(b)可知,工字型槽路径中产生了槽谐振,平行板路径内产生了 $1/2$ 波长谐振,在两条传播路径末端处电场矢量具有 $180^\circ$ 相位反相,同理产生了传输零点 $f_{z2}$ 。

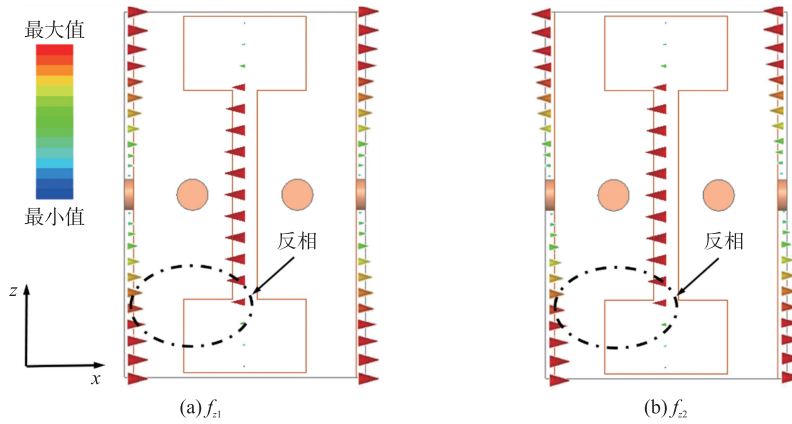


图 12 传输零点处的电场分布图

Fig. 12 E-field distributions at transmission zeros

### 2.3 参数分析

根据上述分析,3-D FSS 结构的传输零极点位置与周期单元的几何尺寸紧密相关,下面将结构的几何尺寸进行参数扫描,分析其对传输零极点的影响。

如图 13 所示,分析不同的方波导尺寸,即不同的波导内径 $w$ 、高度 $h$ ,厚度 $t$ 对 FSS 结构性能的影响。由仿真结果可知,在其他结构参数不变的前提下,对于方波导内径 $w$ 而言,当 $w$ 增加时,带内传输极点

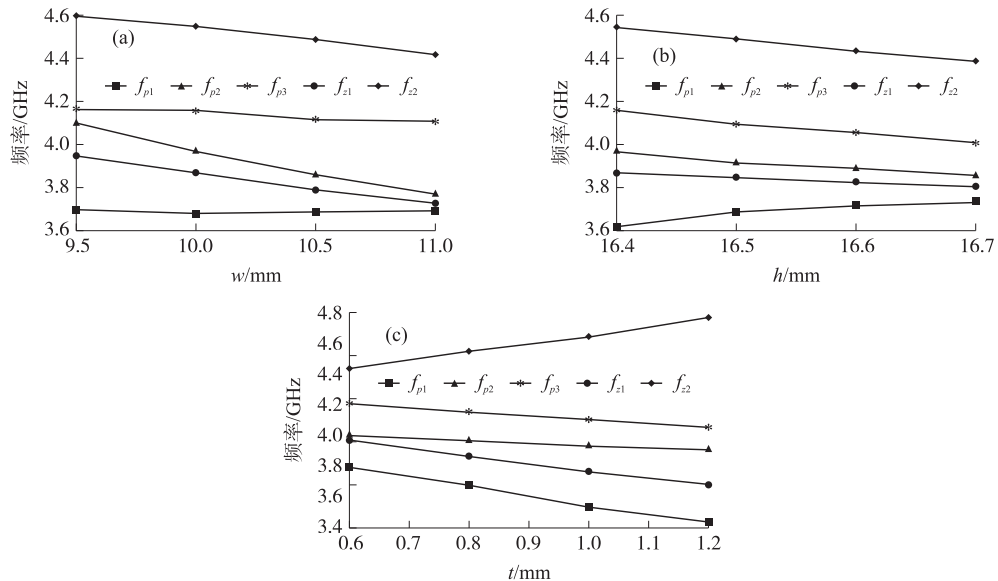


图 13 传输零极点随方波导尺寸的变化

Fig. 13 Transmission zeros and poles vary with the size of the square waveguide

$f_{p1}$  基本保持不变,低频带外传输零点  $f_{z1}$ 、带内两个传输极点( $f_{p2}$  和  $f_{p3}$ ) 以及高频带外传输零点  $f_{z2}$  均随之减小;当  $h$  增加时,带内传输极点  $f_{p1}$  以及低频带外传输零点  $f_{z1}$  基本保持不变,而带内两个传输极点( $f_{p2}$  和  $f_{p3}$ ) 以及高频带外传输零点  $f_{z2}$  均随之减小;当  $t$  增加时,带内传输极点  $f_{p1}$  以及低频带外传输零点  $f_{z1}$  均随之减小,带内传输极点  $f_{p2}$  随之减小且传输极点  $f_{p3}$  基本保持不变,以及通带右侧带外传输零点  $f_{z2}$  随之增大。

如图 14 所示,分析不同的工字型槽尺寸,即不同的竖槽宽度  $w_1$ 、竖槽长度  $l_1$  以及横槽宽度  $w_2$ 、横槽长度  $l_2$  对 FSS 结构性能的影响。由仿真结果可知,在其他结构参数不变的前提下,当  $w_1$  增加时,带内传输极点  $f_{p1}$  和低频带外传输零点  $f_{z1}$  均随之增大,带内两个传输极点( $f_{p2}$  和  $f_{p3}$ ) 均保持不变,而高频带外传输零点  $f_{z2}$  随之减小;当  $l_1$  或  $l_2$  增加时,带内传输极点  $f_{p1}$  随之减小而低频带外传输零点  $f_{z1}$  基本保持不变,带内两个传输极点( $f_{p2}$  和  $f_{p3}$ ) 以及高频带外传输零点  $f_{z2}$  均随之增大;当  $w_2$  增加时,带内传输极点  $f_{p1}$  随之减小而低频带外传输零点  $f_{z1}$  随之增大,带内两个传输极点( $f_{p2}$  和  $f_{p3}$ ) 以及高频带外传输零点  $f_{z2}$  均随之增大。

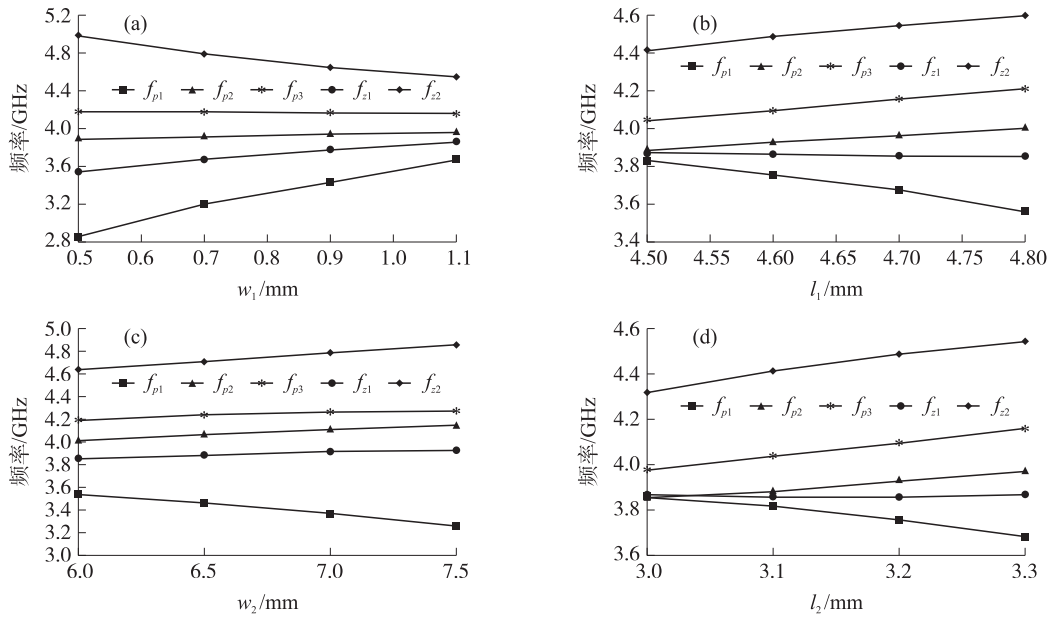


图 14 传输零极点随工字型槽尺寸的变化

Fig. 14 Transmission zeros and poles vary with the size of the I-shaped slots

如图 15 所示,分析不同的金属柱尺寸,即不同的金属柱半径  $r$ 、金属柱与竖槽的距离  $s$  对 FSS 结构性能的影响。由仿真结果可知,在其他结构参数不变的前提下,就金属柱半径  $r$  而言,当  $r$  增加时,带内传输极点  $f_{p1}$  基本保持不变而低频带外传输零点  $f_{z1}$  随之增大,带内传输极点  $f_{p2}$  随之增大,而传输极点  $f_{p3}$  以及通带右侧带外传输零点  $f_{z2}$  均基本保持不变;当  $s$  增加时,带内传输极点  $f_{p1}$  基本保持不变而低频带外传输零点  $f_{z1}$  随之增大,带内传输极点  $f_{p2}$  随之增大,而传输极点  $f_{p3}$  以及高频带外传输零点  $f_{z2}$  均基本保持不变。

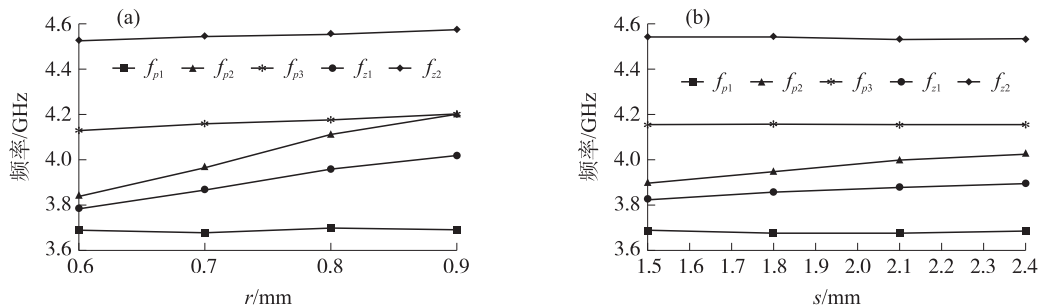


图 15 传输零极点随金属柱尺寸的变化

Fig. 15 Transmission zeros and poles vary with the size of the metallized vias

### 3 结果与讨论

根据以上的参数分析,下面给为能够快速设计出所需滤波特性的 FSS 提供了简单的设计指导,具体

如下:

(1) 竖槽宽度  $w_1$  变化时主要影响低频通带的变化,当  $w_1$  增加时,可拉近两个通带,从而使 FSS 较为容易地实现近频带间隔。

(2) 想要改善高频带外的陡峭频率特性,改变平板厚度  $t$  易于实现。当参数  $t$  减小时,高频带外频率特性变得更加陡峭,从而提高了选择性能。

(3) 改变竖槽长度  $l_1$  以及横槽长度  $l_2$  均可以改善低频通带的带宽,当  $l_1$  或  $l_2$  增加时,低频通带的带宽变大。

## 4 结论

本文提出了两种加载工字型槽的 3-D FSS。利用工字型槽谐振产生一个传输极点,同时借助平行板路径的半波长谐振产生第二个传输极点,实现一种具有椭圆滤波特性的单通带 3-D FSS。在此基础上,通过在平行板路径加载金属化过孔,将原有单一的谐振模式分裂为奇模和偶模两种谐振模式,实现了一种低频通带有一个传输极点以及高频通带有 2 个传输极点的小通带比的双频 FSS。由于不同传输路径中电磁波相位反相,引入了多个传输零点。通过分析该结构传输零极点处的电场分布,阐述了其工作原理。仿真结果表明,所提出的两种 3-D FSS 在不同的角度入射下均具有双极化和较好的角度稳定性。

### [参考文献]

- [1] WU T K. Frequency selective surfaces and grid arrays[M]. New York, USA: Wiley, 1995.
- [2] MUNK B A. Frequency selective surfaces: theory and design[M]. New York, USA: Wiley, 2000.
- [3] ZHAO P C, ZONG Z Y, WU W, et al. A convoluted structure for miniaturized frequency selective surface and its equivalent circuit for optimization design[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2016, 64(7): 2963–2970.
- [4] HU X D, ZHOU X L, WU L S, 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.
- [5] LANGLEY R J, PARKER E A. Equivalent circuit model for arrays of square loop[J]. Electronics letters, 1982, 18(7): 294–296.
- [6] RAHMATI B, HASSANI H R. Multiband metallic frequency selective surface with wide range of band ratio[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2015, 63(8): 3747–3753.
- [7] KURRA L, ABEGAONKAR M, BASU A, et al. FSS properties of a Uni-planar EBG and its application in directivity enhancement of a microstrip antenna[J]. IEEE antennas and wireless propagation letters, 2016, 15: 1606–1609.
- [8] 葛晋群. 基于方同轴的三维频率选择结构研究[D]. 南京: 南京师范大学, 2018.
- [9] TAO K, LI B, TANG Y, et al. Analysis and implementation of 3D bandpass frequency selective structure with high frequency selectivity[J]. Electronics letters, 2017, 53(5): 324–326.
- [10] SILVA M R D, NOBREGA C D L, SILVA P H D F, et al. Stable and compact multiband frequency selective surfaces with Penao pre-fractal configurations[J]. IET microwaves, antennas and propagation, 2013, 7(7): 543–551.
- [11] LUO G Q, HONG W, TANG H J, et al. Dualband frequency-selective surfaces using substrate-integrated waveguide technology[J]. IET microwaves, antennas and propagation, 2007, 1(2): 408–413.
- [12] ZHU J P, TANG W C, WANG C, et al. Dual-polarized bandpass frequency-selective surface with quasi-elliptic response based on square coaxial waveguide[J]. IEEE antennas and wireless propagation letters, 2018, 66(3): 1331–1339.
- [13] GE J Q, ZHU J P, YU Z Y, et al. Synthetic asymptote formulas of square coaxial line[J]. Applied computational electromagnetics society newsletter, 2018, 33(1): 69–74.
- [14] 陶克亚. 基于多层 PCB 的三维频率选择表面研究[D]. 南京: 南京邮电大学, 2017.
- [15] LUO S, ZHU L. A novel dual-mode dual-band bandpass filter based on a single ring resonator[J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2009, 19(8): 497–499.
- [16] ZHANG R Q, ZHU L, LUO S, et al. Dual-mode dual-band bandpass filters with adjustable frequency ratio using an annular ring resonator[J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2013, 23(1): 13–15.

[责任编辑: 顾晓天]