

# 基于方同轴的三维频率选择表面的研究

郝中银<sup>1,2</sup>, 于正永<sup>1,2</sup>, 陆华丽<sup>1,2</sup>, 杨霞<sup>1,2</sup>, 唐万春<sup>1,2,3</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.江苏省地理信息资源开发与利用协同创新中心,江苏 南京 210023)

**[摘要]** 基于双模耦合理论,在原有方同轴频率选择表面(FSS)的基础上,通过引入金属化过孔和耦合缝隙,形成了两种类型的双模谐振器。双模谐振器通过奇偶模耦合效应,产生了两个独立的传输极点,实现了平坦的带通性能。此外,电磁波在传输路径内的反射和路径之间的相位反向产生了多个传输零点,可以用来提高频率选择性。在此基础上,本文设计了宽带外抑制和双频两种带通 FSS,并进行了加工测试与分析,其测试结果与高频结构仿真软件(high frequency structure simulator, HFSS)的仿真结果吻合良好,且所提出的两种 FSS 在不同的极化方式和入射角度下具有稳定的频率响应和较好的频率选择特性。

**[关键词]** 方同轴,频率选择表面,金属化过孔,耦合缝隙,宽带外抑制,双频

**[中图分类号]** TN713 **[文献标志码]** A **[文章编号]** 1001-4616(2020)01-0040-09

## Study of 3-D Frequency Selective Surface Based on Square Coaxial Structure

Hao Zhongyin<sup>1,2</sup>, Yu Zhengyong<sup>1,2</sup>, Lu Huali<sup>1,2</sup>, Yang Xia<sup>1,2</sup>, Tang Wanchun<sup>1,2,3</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. Jiangsu Center for Collaborative Innovation in Geographical Information Resource Development and Application, Nanjing 210023, China)

**Abstract:** According to the dual-mode coupling theory, dual-mode resonators are constructed by introducing metallized vias and coupling gaps based on the original square coaxial frequency selective surface(FSS). Two independent transmission poles are realized through the odd and even modes couplings of dual-mode resonators, resulting in flat bandpass performances. In addition, multiple transmission zeros are obtained because of the reflection in paths, and out-of-phase counteraction between paths thus the frequency selectivity is improved greatly. Therefore, a bandpass FSS with wide out-of-band rejection and a dual-band bandpass FSS are proposed. By using printed circuit board(PCB) technology, the proposed FSSs have fabricated and measured, and good agreements can be observed between the simulations and measurements. The measured results show that the proposed FSSs exhibit stable response and high frequency selectivity for different polarizations and incident angles.

**Key words:** square coaxial, frequency selective surface(FSS), metallized via, coupling gap, wide out-of-band rejection, dual-band

频率选择表面作为空间滤波器,被广泛应用于雷达天线罩、天线副反射器、吸波器以及卫星通信等领域<sup>[1]</sup>。为了满足一些特殊的实际应用需求,具有宽带外抑制、双频的带通型频率选择表面也越来越受到研究人员的关注。同时,在实际应用中也要求这些 FSS 能够具有陡峭的频率选择特性、较好的角度稳定性和较小的单元尺寸,并且适用于双极化工作模式。传统的 FSS 一般由各种二维形状的金属贴片或孔槽按周期排列构成,通过诸如盘绕结构<sup>[2]</sup>、互补结构<sup>[3]</sup>以及各种形状的周期谐振单元结构<sup>[4-6]</sup>来实现单频带或多频带的频率选择性能。然而,此类带通型 FSS 的每个通带仅包含单个或极少数的传输极点,且带外的传输零点也很少,因此将导致不平坦的通带、较大的插入损耗以及较差的频率选择特性。由于传统二维 FSS 的结构限制,构造多

收稿日期:2018-12-20.

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:陆华丽,实验师,研究方向:电磁环境、天线和信号处理。E-mail:luhuali@njnu.edu.cn

个谐振器存在一定的难度.为了解决这个问题,研究人员通过多层堆叠周期单元来提升 FSS 的性能<sup>[7]</sup>,但其结构尺寸也相对变大,难以实现小型化.后来也有不少学者提出了 2.5 维的 FSS<sup>[8-9]</sup>,这类 FSS 也展现出了极大的优势和良好的性能,不过其对于极化和角度稳定性比较敏感.近年来,三维频率选择表面的设计备受关注,由于三维 FSS 比传统二维 FSS 多了一个维度上的设计自由度,在完成同样性能的前提下,具有陡峭的频率选择特性、较好的角度和极化稳定性、平坦的通带以及较小的单元尺寸等优势.沈忠祥教授所在课题组提出的三维 FSS 具有稳定的频率响应<sup>[10-11]</sup>,但是只能实现单极化应用,在一定程度上限制了它的应用范围.本文作者所在的课题组提出了一种基于方同轴单元结构的三维带通频率选择表面<sup>[12]</sup>,并使用了 3D 打印工艺进行了加工和测试.其性能表现为准椭圆带通响应,具有较好的极化和角度稳定性,且适用于双极化应用.但是该三维 FSS 装配过程较为复杂,质量较重.后来在此结构基础上,通过挖空内导体和采用 PCB 加工工艺,提出了一种装配简单、重量大大降低、通带平坦的三阶准椭圆带通 FSS<sup>[13]</sup>,但是此 FSS 仍仅有两个传输零点,带外抑制性能有待提升,同时也无法产生更多的传输极点来实现多频带应用.

针对上述问题,本文结合传统滤波器的双模理论<sup>[14-15]</sup>,在原有的结构基础上,引入金属化过孔和耦合缝隙来形成双模谐振器.通过双模谐振器的奇偶模耦合,形成平坦的通带性能;通过传输路径的信号反射和相位反向产生传输零点,提高频率选择性.本文设计了宽带外抑制带通 FSS 和双频带通 FSS,并进行了加工测试和分析,其测试结果与 HFSS 软件的仿真结果具有良好的吻合度.

## 1 双模谐振器的实现原理

为了实现使得 FSS 具有平坦的通带,就需要产生更多的传输极点;要实现陡峭的频率选择特性和宽带外抑制特性就需要产生更多的传输零点,而传输极点和传输零点的产生离不开多模谐振器的引入.下面将详细阐述本文所提出的金属化过孔和耦合缝隙实现双模谐振器的工作原理.

### 1.1 金属化过孔

含有金属化过孔的金属方筒单元结构示意图如图 1 所示.相邻单元之间形成了一个平行平板路径,主要用于电磁波的传播,且每一面介质内部的中心位置均含有一个直径为  $\Phi$  的金属化过孔,此时通过金属化过孔形成了两个上下一样的谐振单元.

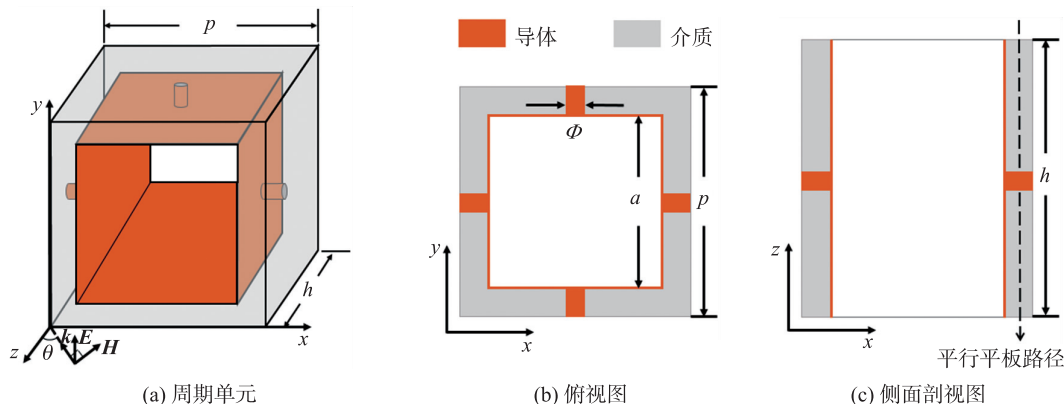


图 1 含有金属化过孔的金属方筒单元结构示意图

Fig. 1 Square tube unit with metallized vias

图 2(a)给出了在  $(p, a, \Phi, h, \varepsilon_r) = (10.5 \text{ mm}, 8 \text{ mm}, 1.5 \text{ mm}, 20 \text{ mm}, 3.55)$  的参数条件下,通过 HFSS 软件仿真所得到的 TE 模式下的无金属化过孔的 S 参数对比曲线.从图中可以得知,无论该结构是否存在金属化过孔,都会在  $f = 3.90 \text{ GHz}$  附近形成一个传输极点  $f_{p1}$ ;增加金属化过孔后,会在原有传输极点  $f_{p1}$  的低频侧增加一个传输极点  $f_{p2}$ ,从而获得一个平坦的通带.图 2(b)给出了传输极点  $f_{p1}$  和  $f_{p2}$  的谐振频率与金属化过孔直径  $\Phi$  的关系曲线,进一步说明了在保证其他参数不变的情况下,金属化过孔的直径  $\Phi$  只与传输极点  $f_{p2}$  的谐振模式有关,而对传输极点  $f_{p1}$  的谐振模式没有影响.

为了进一步解释该双模谐振器的实现原理,图 3 给出了谐振器工作在传输极点  $f_{p1}$  和  $f_{p2}$  时的电场分布图,周期单元的  $h/2$  位置可以认为是一个对称面,从导体顶端到金属柱的电场幅值均具有从大到小的分布趋势.图 3(a)中对称面两侧的电场方向相反,此时可以将其看作是工作在奇模激励模式,对称面为理想电

壁;图 3(b)中对称面两侧的电场方向相同,此时可以将其看作是工作在偶模激励模式,对称面为理想磁壁. 实际上就是通过金属化过孔构成两个同样的谐振单元,形成了双模谐振器,在奇偶模耦合的作用下,分裂为两个传输极点,从而实现了通带性能. 结合前述金属化过孔对传输极点 $f_{p1}$ 的谐振模式无影响,但与传输极点 $f_{p2}$ 的谐振模式有关的分析,可以认为传输极点 $f_{p1}$ 是由平行平板路径的  $1/2$  波长谐振产生,传输极点 $f_{p2}$ 是由两个  $1/4$  波长谐振产生的.

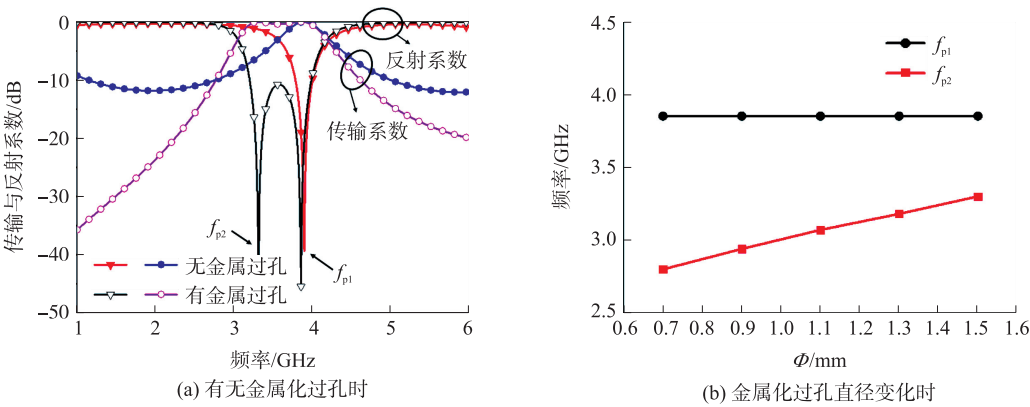


图 2 金属化过孔对传输极点的影响

Fig. 2 Effect of metallized vias on the transmission poles

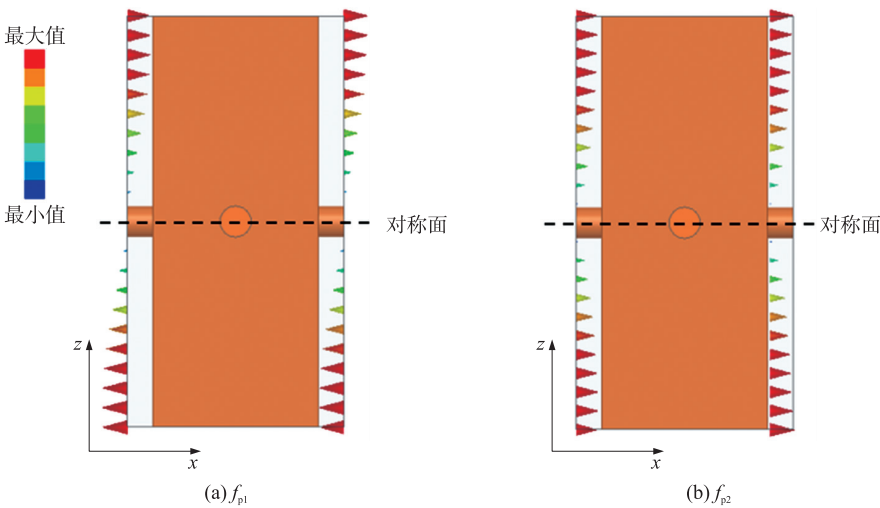


图 3 谐振器工作在传输极点时电场分布图

Fig. 3 E-field distributions of the resonator at transmission poles

1.2 耦合缝隙

含有耦合缝隙的同轴路径单元结构示意图如图 4 所示. 每个周期单元的方同轴内外导体之间的介质

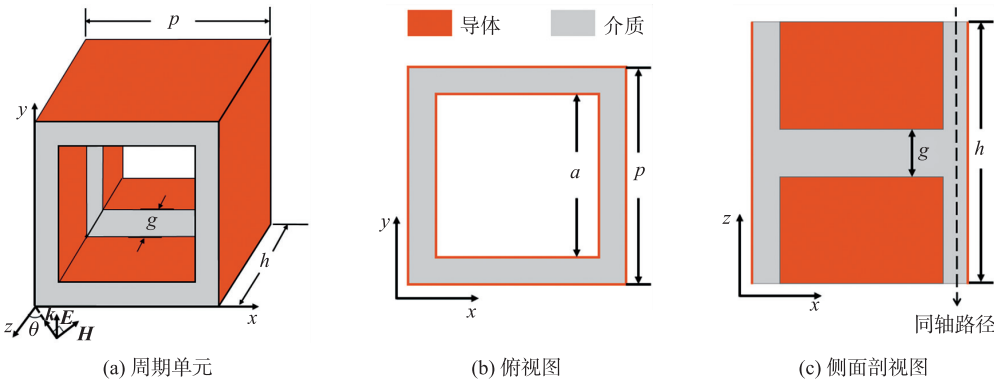


图 4 含有耦合缝隙的同轴路径单元结构示意图

Fig. 4 Coaxial path unit with coupling gaps

为电磁波的传播提供了一个同轴路径,其内导体表面在 $z$ 方向上的中部开有一个宽度为 $g$ 的缝隙,此时通过耦合缝隙形成了两个上下一样的谐振单元。

图5给出了在 $(p, a, h, \varepsilon_r) = (12 \text{ mm}, 10.5 \text{ mm}, 16 \text{ mm}, 3.55)$ 的参数条件下,耦合缝隙宽度 $g$ 对 $S$ 参数的影响。从图中可以发现,当 $g$ 的值不为0时,可以产生两个频率相近的传输极点,并且随着 $g$ 的值不断增加,两个传输极点逐渐靠近,从而获得一个平坦的通带。

同样为了进一步解释该双模谐振器的实现原理,图6给出了谐振器工作在传输极点 $f_{p1}$ 和 $f_{p2}$ 时电场分布的俯视图和侧视图。从俯视图可以看出,此时两个传输极点均产生了与文献[12]中类似的方形槽谐振,谐振波长大约等于方形槽的周长。观察侧视图,同样以周期单元的 $h/2$ 位置作为一个对称面,从导体顶端到金属缝的电场幅值均不发生变化。图6(a)所示侧视图中对称面两侧的电场方向相同,此时可以将其看作是工作在偶模激励模式,对称面为理想磁壁。图6(b)所示侧视图中对称面两侧的电场方向相反,此时可以将其看作是工作在奇模激励模式,对称面为理想电壁。与金属化过孔类似,通过耦合缝隙构成两个同样的谐振单元,形成了双模谐振器,在奇偶模耦合的作用下,分裂为两个传输极点,从而实现了通带性能。

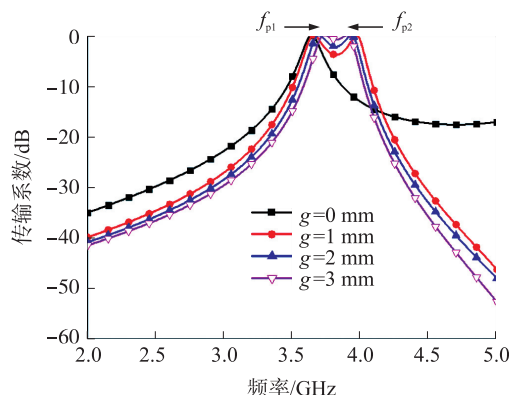


图5 耦合缝隙宽度 $g$ 对 $S$ 参数的影响

Fig. 5 Effect of coupling gap width  $g$  on  $S$  parameters

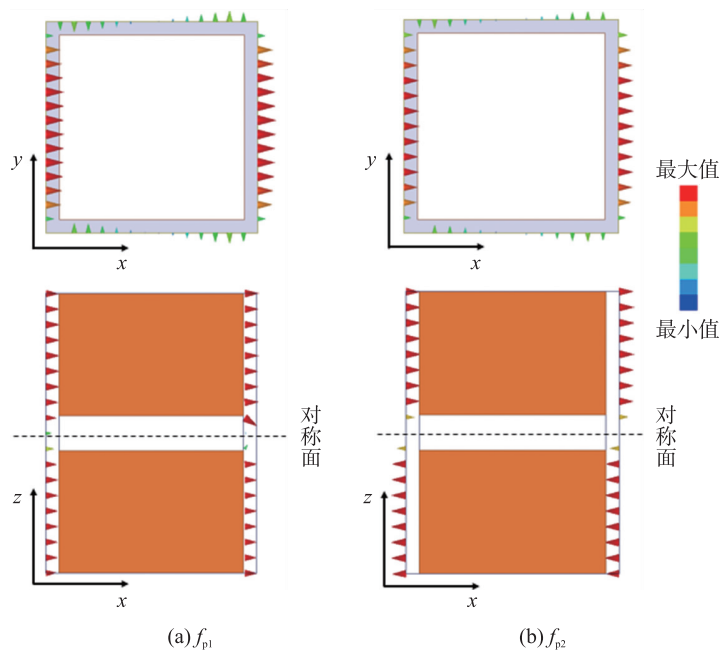


图6 谐振器工作在传输极点时电场分布图

Fig. 6  $E$ -field distributions of the resonator at transmission poles

## 2 宽带外抑制带通 FSS 的实现与验证

### 2.1 结构参数和性能分析

图7为宽带外抑制带通FSS的结构示意图。每个周期单元均由一个短同轴路径和一个平行板路径构成,平行板路径的中间位置增加了直径为 $\Phi$ 的金属化过孔连通两侧的金属贴片。该FSS的单元周期为 $p$ ,周期单元的外导体的边长为 $a$ ,在 $z$ 方向上的高度为 $h$ ;内导体的边长为 $b$ ,在 $z$ 方向上的高度为 $h_2$ 。外导体的两端开有高度和宽度分别为 $h_1$ 和 $w$ 的矩形缝隙,短同轴路径内的介质具有与内导体相等的高度 $h_2$ ,并且保证它们一端的端口平齐。短同轴路径和平行平板路径中使用的介质的相对介电常数分别为 $\varepsilon_{r1}$ 和 $\varepsilon_{r2}$ 。该宽带外抑制带通FSS的结构参数如表1所示。

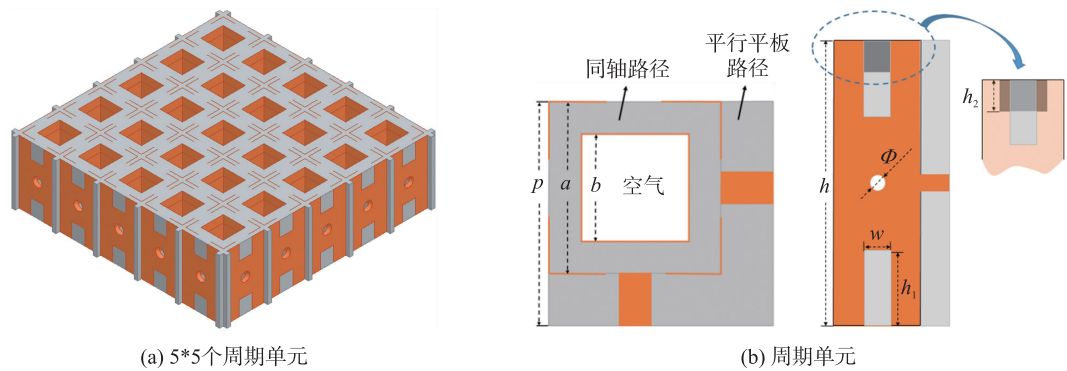


图 7 宽带外抑制带通 FSS 的结构示意图

Fig. 7 Structure of the bandpass FSS with wide out-of-band rejection

表 1 宽带外抑制带通 FSS 结构参数

Table 1 Parameters of the bandpass FSS with wide out-of-band rejection

结构参数/mm								介质的相对介电常数	
$p$	$a$	$b$	$h$	$h_1$	$h_2$	$w$	$\Phi$	$\varepsilon_{r1}$	$\varepsilon_{r2}$
10.5	8	5	26	6.7	2.8	2.4	1.5	3.55	3.55

图 8 为该 3D FSS 在 TE 波垂直入射时的  $S$  参数仿真结果,从图中可以看出该结构能形成包含两个传输极点( $f_{p1}=2.84\text{ GHz}$ ,  $f_{p2}=3.09\text{ GHz}$ )的通带和两个传输零点( $f_{z1}=4.21\text{ GHz}$ ,  $f_{z2}=6.63\text{ GHz}$ )的宽带外抑制。

按照本文所述的两种双模谐振器的工作原理,很容易看出传输极点 $f_{p1}$ 、 $f_{p2}$ 是由平行平板路径增加了金属化过孔而形成的。下面将对宽带外抑制带通 FSS 的两个传输零点 $f_{z1}$ 和 $f_{z2}$ 进行分析,从而说明其相关的工作原理。当结构仅有平行平板路径时,有无矩形缝隙的  $S$  参数仿真对比结果如图 9(a)所示。从图中可以发现,两端存在矩形缝隙时,会在通带的高频侧增加一个传输零点 $f_{z2}$ ,增加了频率选择性的陡峭度。但此时的通带略微往高频移动,这是由于所开的矩形缝隙将传播路径构成了非均匀的传输线导致的。为进一步理解传输零点 $f_{z2}$ 的形成机理,图 9(b)给出了该 FSS 工作在传输零点 $f_{z2}$ 时的电流分布。此时观察外导体的表面电流分布,可以发现入射波所激励的感应电流被矩形缝隙短路,形成反射腔,因此产生了一个传输零点。

同样地,在平行平板路径两端有缝的基础上,结构中增加短同轴路径前后的  $S$  参数仿真对比结果如

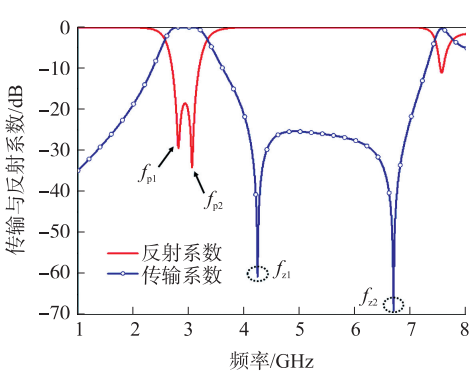


图 8 宽带外抑制带通 FSS 在 TE 波垂直入射时的  $S$  参数仿真结果

Fig. 8 Simulated  $S$ -parameters of the bandpass FSS at normal incidence of TE polarization

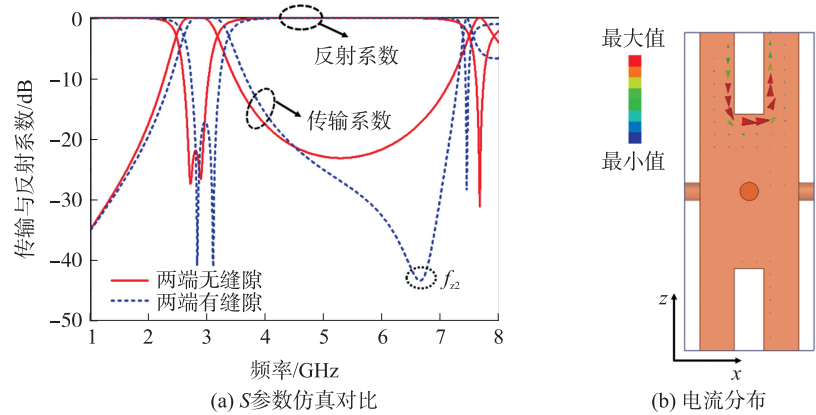


图 9 传输零点  $f_{z2}$  的形成机理

Fig. 9 Formation mechanism of the transmission zero at  $f_{z2}$

图 10(a) 所示. 从图中可以看出,短同轴路径存在时,会在通带和  $f_{z2}$  之间形成一个传输零点  $f_{z1}$ ,进一步增加了频率选择性的陡峭度. 图 10(b) 为该 FSS 工作在传输零点  $f_{z1}$  时的电场分布,从图中可以看到此时短同轴路径末端的电场由于结构的不连续而产生反射,从而形成了另外一个传输零点.

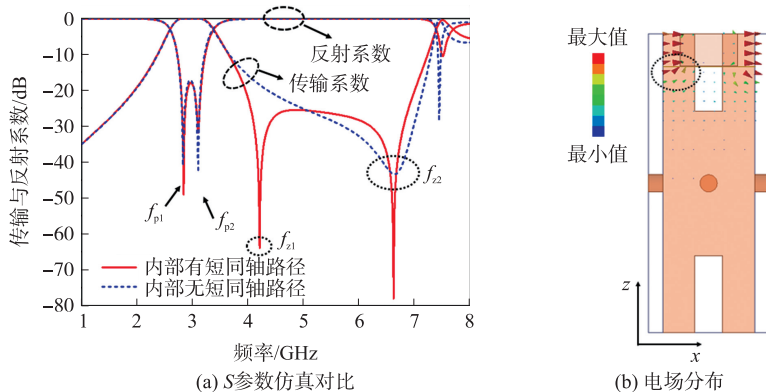


图 10 传输零点  $f_{z1}$  的形成机理

Fig. 10 Formation mechanism of the transmission zero at  $f_{z1}$

对于矩形缝隙的尺寸,图 11 给出了缝隙高度  $h_1$  和宽度  $w$  的变化对传输与反射系数的影响. 从图 11(a) 中可以看出通带基本不受影响,而传输零点  $f_{z1}$  和  $f_{z2}$  的谐振频率随着高度  $h_1$  的增大而向低频移动,因此可以在保证通带稳定的前提下,通过改变缝隙高度  $h_1$  的值来调节阻带所在的频率范围. 在图 11(b) 中,随着宽度  $w$  的增大,传输极点  $f_{p1}$  和  $f_{p2}$  的谐振频率向高频移动,而传输零点  $f_{z1}$  和  $f_{z2}$  的谐振频率向低频移动.

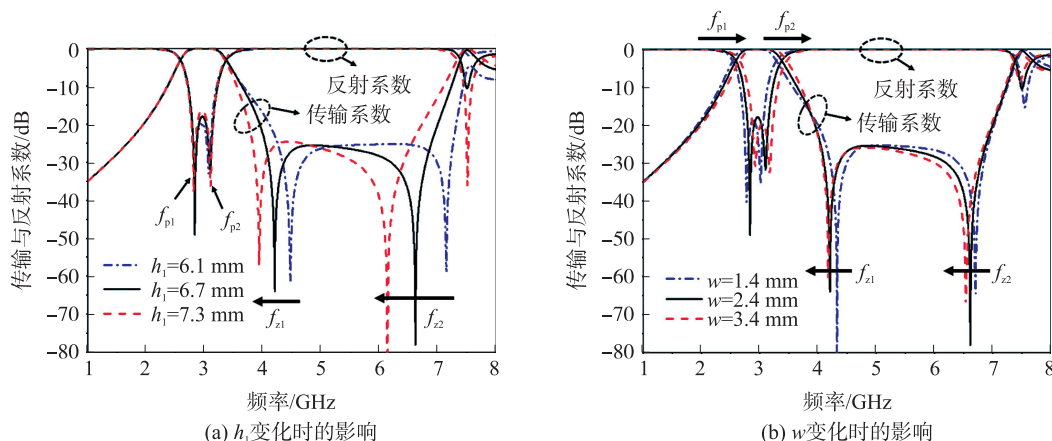


图 11  $h_1$  和  $w$  对  $S$  参数的影响

Fig. 11 Effect of  $h_1$  and  $w$  on  $S$  parameters

## 2.2 实物加工及测试验证

运用普通的 PCB 加工工艺对于所提出的宽带外抑制带通 FSS 进行了加工,实物如图 12 所示. 图 13 给出了该结构分别在 TE 波和 TM 波入射条件下的角度稳定性测试与仿真的对比结果. 从图中可以发现,该 FSS 的测试结果与 HFSS 仿真结果吻合良好. 其呈现出稳定的带通滤波和较宽的带外抑制特性,并且在 TE 和 TM 波入射时均适用. 此外,测试所得的通带有一定的插损且某些频段有一定的频偏,这些偏差主要是由于加工所用的 PCB 板并非理想的介质板,存在较大的介质损耗,测试环境也并非完全的理想环境.

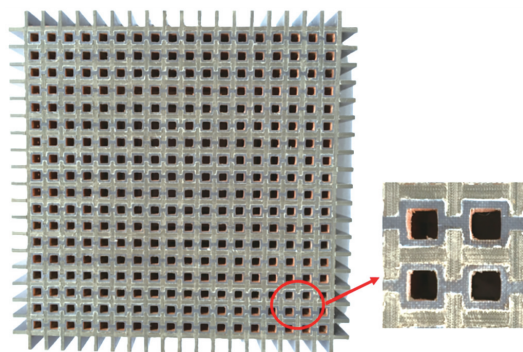


图 12 宽带外抑制带通 FSS 的实物加工图

Fig. 12 Fabricated FSS including a detail view of the bandpass FSS with wide out-of-band rejection

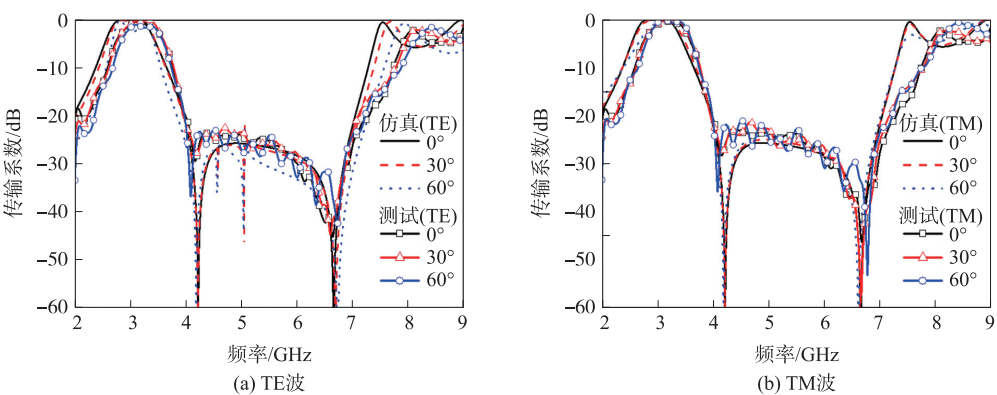


图 13 TE 和 TM 波入射下的角稳定性测试与仿真结果

Fig. 13 Measured and simulated S-parameters of TE and TM incident waves

3 双频带通 FSS 的实现与验证

3.1 结构参数和性能分析

图 14 给出了一种双频带通 FSS 的周期单元示意图,该结构包括两条电磁波传播路径:同轴路径(路径 I)和平行平板路径(路径 II). 其周期为  $p$ ,周期单元的外导体和内导体边长分别为  $a$  和  $b$ ,在  $z$  方向上的高度为  $h$ ,同轴路径和平行平板路径中使用的介质的相对介电常数分别为  $\varepsilon_{r1}$  和  $\varepsilon_{r2}$ . 周期单元的内导体中间部分去掉了一个宽度为  $g_1$  的环状金属,外导体在中部去掉一个宽度为  $g_2$  的环状金属的同时还分别在四面切割出一个 H 型槽,H 型槽的相关尺寸分别为  $w_1, w_2$  和  $h_3$ . 平行平板路径有一对直径为  $\Phi$  的金属化过孔,连接相邻单元之间的外导体,金属化过孔的中心与外导体顶端的距离为  $h_2$ . 由此可以发现,在  $z$  方向上,周期单元被分成对称的两部分. 该双频带通 FSS 的结构参数如表 2 所示.

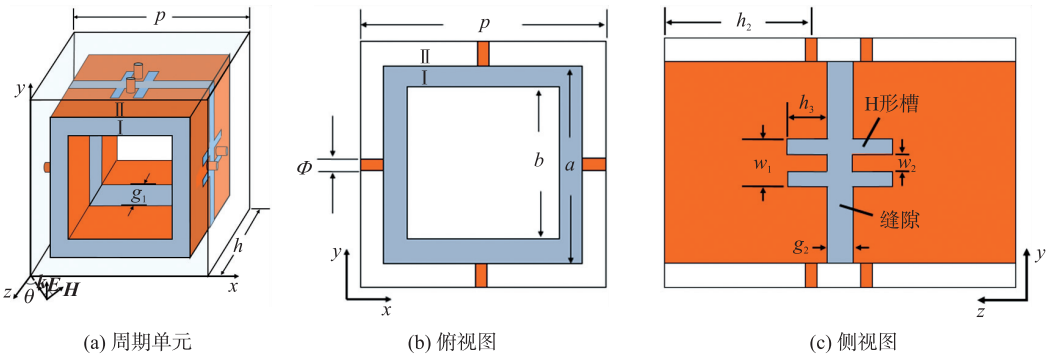


图 14 双频带通 FSS 的结构示意图

Fig. 14 Structure of the dual-band bandpass FSS

表 2 双频带通 FSS 的结构参数

Table 2 Parameters of the dual-band bandpass FSS

结构参数/mm											介质的相对介电常数	
$p$	$a$	$b$	$h$	$h_2$	$h_3$	$g_1$	$g_2$	$w_1$	$w_2$	$\Phi$	$\varepsilon_{r1}$	$\varepsilon_{r2}$
12	10.5	8.1	16	7.1	2	5.6	0.8	3	1.2	0.6	4.2	3

图 15 给出了该双频带通 FSS 在表 2 的结构参数下 TE 波垂直入射时的  $S$  参数仿真结果,从仿真结果可以看出,该结构在 1~7 GHz 的频段内产生了一个由两个传输极点( $f_{p1}=3.18$  GHz,  $f_{p2}=3.30$  GHz)构成的低频段通带和一个由两个传输极点( $f_{p3}=4.47$  GHz,  $f_{p4}=4.58$  GHz)构成的高频段通带. 其中低频段通带的中心频率  $f_1=3.24$  GHz,高频通带的中心频率  $f_2=4.53$  GHz,这两个通带之间的频段比  $f_2/f_1$  接近于 1.4,周期单元的大小为  $0.13\lambda_0\times0.13\lambda_0$  ( $\lambda_0$  是中心频率为  $f_1$

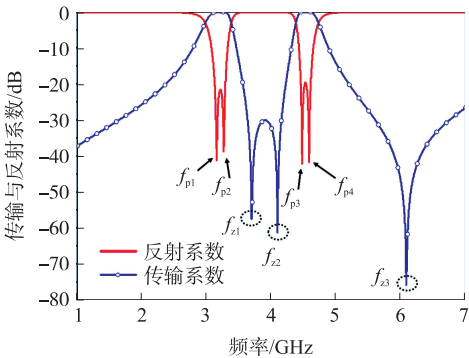


图 15 双频带通 FSS 在 TE 波垂直入射时的  $S$  参数仿真结果

Fig. 15 Simulated S-parameters of the dual-band bandpass FSS at normal incidence of TE polarization

的电磁波在真空中对应的波长). 此外,通带之间的两个传输零点( $f_{z1} = 3.74$  GHz,  $f_{z2} = 4.09$  GHz)不仅加深了通带之间的抑制深度,还和高频段通带外高频侧的一个传输零点( $f_{z3} = 6.12$  GHz)一起实现了陡峭的频率选择特性和较宽的带外抑制特性,也为实现两个比较接近的通带性能提供了基础.

显然,4个传输极点是耦合缝隙和金属化过孔来实现的. 3个传输零点的电场分布如图16所示,其中传输零点 $f_{z1}$ 和 $f_{z2}$ 的形成原理与文献[12]中的原理类似,同轴路径和平行板路径同时被激励,两条传播路径末端处的电场矢量具有 $180^\circ$ 相位反相,导致在出射端的电磁场相互抵消,产生这两个传输零点. 而在传输零点 $f_{z3}$ 时,由于同轴路径和平行板路径上的金属都存在结构上的不连续性,导致电场均出现了反射现象,从而形成了传输零点.

由于改变 $h$ 和 $h_3$ 等参数会同时影响两个传播路径,而由前面介绍的双模谐振器实现原理可知 $\Phi$ 和 $g_1$ 等参数主要对通带产生影响. 下面将主要分析参数 $w_2$ 和 $b$ 对频率选择性能的影响,如图17所示,可以通过调整参数 $w_2$ 和 $b$ 的值来调节对应通带所在的频率范围.

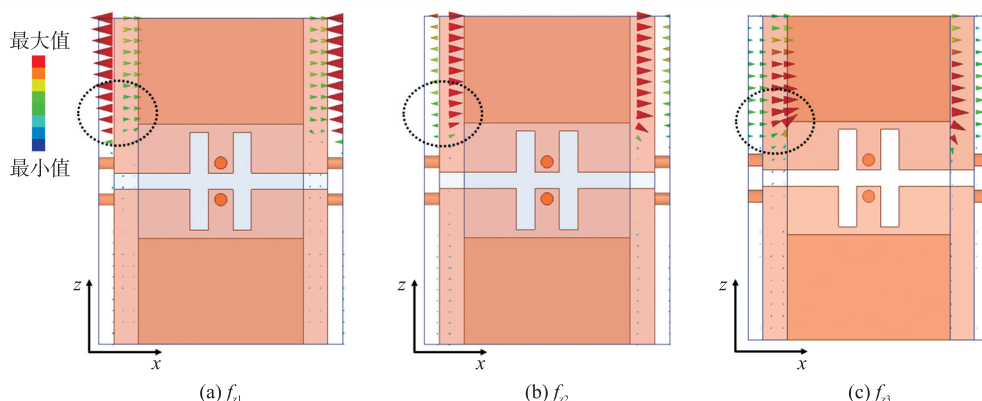


图16 双频带通 FSS 工作在传输零点时的电场分布图

Fig. 16 E-field distributions of the dual-band bandpass FSS at transmission zeros

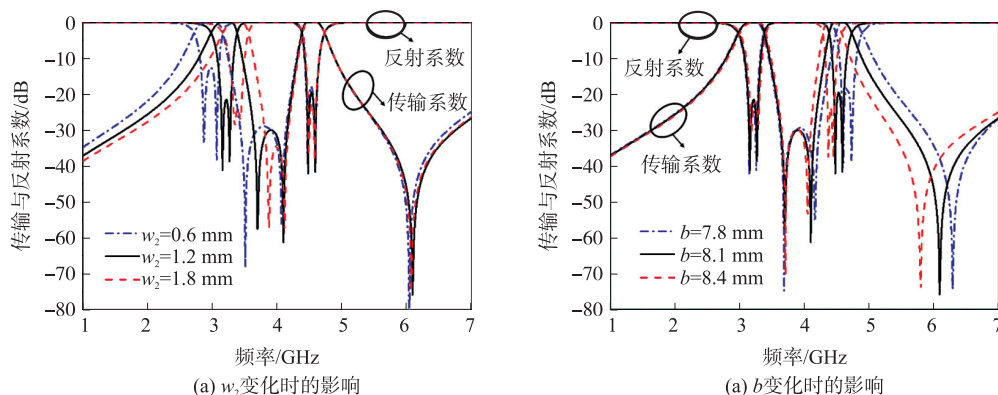


图17  $w_2$  和  $b$  对  $S$  参数的影响

Fig. 17 Effect of  $w_2$  and  $b$  on  $S$  parameters

### 3.2 实物加工及测试验证

双频带通 FSS 的实物如图18所示,图19给出了该结构分别在 TE 波和 TM 波入射条件下的角稳定性测试与仿真结果对比曲线. 从图19中可以发现,该 FSS 的测试结果与 HFSS 仿真结果两者吻合良好,呈现出双带通的滤波特性,并且在 TE 和 TM 波入射时均适用. 此外,所得的通带有一定的插损且传输零点 $f_{z3}$ 有一定的频偏,这与宽带外抑制带通 FSS 测试时所受影响类似. 主要是因为加工所用的 PCB 板并非理想的介质板,存在较大的介质损耗,测试环境也并非完全的理想环境.

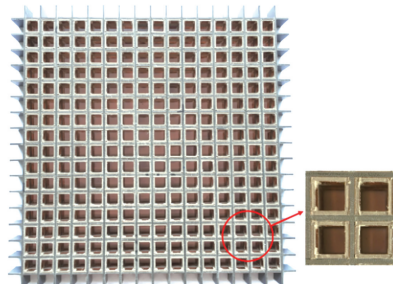


图18 双频带通 FSS 的实物加工图

Fig. 18 Fabricated FSS including a detail view of the dual-band bandpass FSS

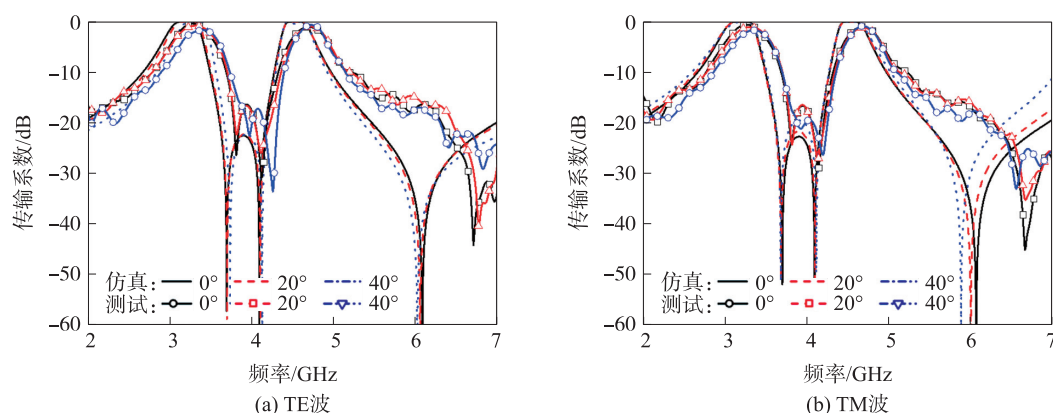


图 19 TE 和 TM 波入射下的角稳定性测试与仿真结果

Fig. 19 Measured and simulated S-parameters of TE and TM incident waves

## 4 结论

本文介绍了采用金属化过孔和耦合缝隙实现双模谐振器的工作原理. 在此基础上, 设计了宽带外抑制带通 FSS, 即通过在平行板路径中引入金属化过孔, 构成了产生  $1/2$  波长谐振和  $1/4$  波长谐振的双模谐振单元, 形成了双极点的平坦通带, 同时通过在导体表面开槽和内嵌短同轴来形成反射谐振腔, 从而产生两个传输零点, 实现了良好的宽带外抑制性能. 此外, 为了实现三维 FSS 的多频应用, 设计了双频带通 FSS, 即在平行板路径中引入金属化过孔的基础上, 在同轴路径上引入耦合缝隙来构造另外一个双模谐振器, 形成了另一个通带, 从而实现了双通带性能. 同时, 电磁波在传输路径内的反射和路径之间的相位反向产生了多个传输零点, 提升了 FSS 的频率选择性. 最后对所设计的两款 FSS 进行了加工和测试, 其结果与 HFSS 仿真结果吻合良好, 有效地验证了所提出 FSS 的频率选择性能.

## [参考文献]

- [1] MUNK B A. Frequency selective surfaces: theory and design[M]. New York: Wiley, 2000.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] SHENG X J, FAN J J, LIU N, et al. A miniaturized dual-band FSS with controllable frequency resonances[J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2017, 27(10): 915–917.
- [5] 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.
- [6] ÇİMEN S. Novel closely spaced planar dual-band frequency-selective surface[J]. IET microwaves, antennas and propagation, 2013, 7(11): 894–899.
- [7] CHATTERJEE A, PARUI S K. A multi-layered band-pass frequency selective surface designed for Ku band applications[C]// Applied Electromagnetics Conference (AEMC). Bhubaneswar, India: IEEE, 2015.
- [8] YU Y M, CHIU C N, CHIOU Y P, et al. A novel 2.5-dimensional ultraminiaturized-element frequency selective surface[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2014, 62(7): 3657–3663.
- [9] YU Y M, CHIU C N, CHIOU Y P, et al. An effective via-based frequency adjustment and minimization methodology for single-layered frequency-selective surfaces[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2015, 63(4): 1641–1649.
- [10] LI B, SHEN Z X. Three-dimensional bandpass frequency-selective structures with multiple transmission zeros[J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2013, 61(10): 3578–3589.
- [11] LI B, SHEN Z X. Dual-band bandpass frequency-selective structures with arbitrary band ratios[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2014, 62(11): 5504–5512.

(下转第 54 页)

剂 S 为 3:7、废水初始 pH 为 4~6、油水比为 0.4:1,此时废水 COD 为 1 157 mg/L,其去除率达 71%.

(2)2,4,6-TCP 萃取过程中主要形成 1:1、1:2 和 2:1 等 3 种类型的萃合物,相关萃取平衡常数  $K_{11}$ 、 $K_{12}$ 、 $K_{21}$  分别为 1 600.29 L/mmol、182.52 L/mmol、0.000 55 L/mmol,其中 1:1 型萃合物为主要存在形态.

#### [参考文献]

- [1] 刘蕊,李德红,李玲. 2,4-二氯苯氧乙酸的研究进展[J]. 生命科学研究,2004,s2(4):71-75.
- [2] 李金昶,王璐,韩明友,等. 固相萃取富集高效液相色谱法测定苯氧乙酸和 2,4-二氯苯氧乙酸[J]. 分析化学,2001,29(5):580-582.
- [3] 韩红斐,李好祥,晋肖龙. 2,4-二氯苯氧乙酸制备方法的改进[J]. 科技创新与生产力,2008(4):48-49.
- [4] LONG G Y, DING J F, XIE L H, et al. Fabrication of mediator-free g-C<sub>3</sub>N<sub>4</sub>/Bi<sub>2</sub>WO<sub>6</sub> Z-scheme with enhanced photocatalytic reduction dechlorination performance of 2,4-DCP[J]. Applied surface science, 2018, 455: 1010-1018.
- [5] WANG X M, LI H B, HUANG J H. Adsorption of p-chlorophenol on three amino-modified hyper-cross-linked resins[J]. Journal of colloid and interface science, 2017, 505: 585-592.
- [6] KWEAN O S, CHO S Y, YANG J W, et al. 4-Chlorophenol biodegradation facilitator composed of recombinant multibiocatalysts immobilized onto montmorillonite[J]. Bioresource technology, 2018, 259: 268-275.
- [7] 管国锋,马晓龙,姚虎卿. 磷酸三丁酯络合萃取丁酸的研究[J]. 南京工业大学学报(自科版), 2000, 22(6): 18-22.
- [8] 于飞. 三烷基胺络合萃取吡啶甲酸的平衡研究[D]. 开封:河南大学, 2011.
- [9] 杨义燕,杨天雪,戴猷元. 磷酸三丁酯(TBP)对苯酚的络合萃取[J]. 环境化学, 1995, 14(5): 410-415.
- [10] 杨义燕,冯颖,戴猷元. 三辛胺萃取多元酚的研究[J]. 应用化学, 1995, 12(1): 55-58.
- [11] 魏凤玉. 络合萃取法处理对硝基苯酚生产废水[J]. 工业用水与废水, 1999, 30(4): 18-19.
- [12] 杨义燕,李芮丽. 络合萃取法处理工业含酚废水[J]. 环境科学, 1995, 16(2): 35-38.
- [13] 高明龙,陈贵锋,董卫果,等. 基于磷酸三丁酯络合萃取法的脱酚机理研究[J]. 煤化工, 2016, 44(4): 56-59.

[责任编辑:顾晓天]

(上接第 48 页)

- [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 transactions on antennas and propagation, 2018, 66(3): 1331-1339.
- [13] TANG W C, GE J Q, YU Z Y, et al. 3-D waveguide FSS by coaxial square tubes[C]//International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications(ICEAA). Verona, Italy: IEEE, 2017.
- [14] 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.
- [15] ZHANG R Q, ZHU L, LUO S. 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]