

## 基于槽线微扰的小型化带通滤波器

徐若锋\* 唐伟 孔祥林 王俊 赵雷  
(中国矿业大学信息与控制工程学院, 徐州 221116)

**摘要** 为满足无线通信系统中对紧凑型滤波器的需求, 提出一种小型化带通滤波器. 该滤波器通过半模基片集成波导与四分之一波长谐振单元的电磁耦合, 在高频阻带产生传输零点; 通过强磁区域上层金属面开槽线微扰降低了基模谐振频率, 在低频阻带产生传输零点. 所设计的滤波器在 8.8~12 GHz 频段实现了带通效应, 相对带宽为 30.7%, 带内插损小于 0.5 dB, 回波损耗大于 15 dB, 同等带宽条件下相较无开槽线结构尺寸减少了 10%; 利用额外谐振单元在高频阻带增加了传输零点, 使大于 20 dB 的高频阻带带宽达到了 4 GHz, 实测结果与仿真结果实现了良好的匹配. 该滤波器具有加工简单、小体积、低损耗、易集成等特点, 为滤波器件小型化提供了新颖的设计思路.

**关键词** 带通滤波器; 半模基片集成波导 (HMSIW); 开槽线微扰; 带外抑制; 小型化  
**中图分类号** TN713.5 **文献标志码** A  
**DOI** 10.12265/j.cjors. 2022155

### Miniaturized bandpass filter based on slot perturbation

XU Ruofeng\* TANG Wei KONG Xianglin WANG Jun ZHAO Lei

(School of Information and Control Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China)

**Abstract** In order to meet the demand of compact filter in wireless communication system, a miniaturized bandpass filter is proposed in this paper. The filter generates transmission zeros in the upper stopband through the electromagnetic coupling between half mode substrate integrated waveguide and quarter-wavelength resonant unit. The fundamental resonant frequency is reduced by the slot perturbation of the metal surface in the strong magnetic region, which forms the transmission zero in the lower stopband. The designed filter has the bandwidth ranges from 8.8 to 12 GHz with the fractional bandwidth 30.7%, and the in-band insertion loss is less than 0.5 dB and the return loss is better than 15 dB. The size is reduced by 10% compared with that of the non-slot structure under the circumstance of the same bandwidth. The extra resonant unit forms the transmission zero in the upper stopband, thus the bandwidth of the upper stopband with the suppression level of 20 dB reaches 4 GHz, and the measured results are well matched with the simulated ones. The filter has the characteristics of easy fabrication, small volume, low loss and easy integration, which provides a novel design idea for the miniaturization of filters.

**Keywords** bandpass filter; half mode substrate integrated waveguide; slot perturbation; out of band suppression; miniaturization

### 引言

无线通信系统中对紧凑型低损耗的高性能带

通滤波器的需求越来越大, 基片集成波导 (substrate integrated waveguide, SIW) 由于其稳定的滤波性能、高 Q 值、易集成平面电路和低加工成本, 在滤

波器设计中具有显著优势<sup>[1]</sup>. SIW 滤波器具有天然的高通特性,多谐振模式间的交叉耦合能够在不同频率产生传输零点,实现灵活的单一或多个频段的带通效应<sup>[2-4]</sup>.传统的 SIW 小型化方案如半模 SIW (half mode SIW, HMSIW) 和折叠式 HMSIW (folded HMSIW, FHMSIW) 已经被广泛应用于紧凑型滤波器设计中<sup>[5-9]</sup>.文献[5]利用 HMSIW 的高通特性与多种类型的谐振结构在不同频段均实现了带通滤波效果,其横向尺寸较 SIW 结构降低了约 50%.文献[6]通过 HMSIW 中双高阶谐振模  $TE_{102}$  与  $TE_{301}$  的耦合实现了四阶滤波,但其阻带带宽较窄.文献[7]通过 HMSIW 与共面波导谐振单元互耦实现带通,并通过平面带状线在更高频点的谐振实现宽阻带性能,但其通带带宽较窄且插损较大.文献[8]通过双层电路板和金属盲孔设计了 FHMSIW 滤波器,在实现相对工作带宽 72%的同时进一步降低了横向尺寸.文献[9]基于电容脊结构设计了四分之一模 FHMSIW 带通滤波器,相较标准的 SIW 能够实现高达 87.5%的小型化,但 FHMSIW 结构中的金属盲孔会带来更多的带内损耗,并且多层结构设计及加工均较复杂.

为了在小型化的同时进一步拓展滤波性能,在 SIW 或 HMSIW 滤波器结构设计中越来越多地采用表面开槽线微扰技术来实现谐振特性改变.上层金属表面蚀刻的空气槽能够引起腔体各阶模场和单元电流密度的变化,从而产生传输零点的频移或带宽改变<sup>[10]</sup>.文献[11]中采用斜槽对 SIW 腔体中两个简并模进行微扰从而在通带的高低频处产生传输零点来提高带通滤波的选择性.文献[12]和[13]分别采用 U 型和 E 型开槽线在 SIW 滤波结构中实现了带内多模谐振,从而获得宽带带通性能、高带外抑制和尺寸缩减.文献[14]提出了一种双频段的 HMSIW 滤波器,采用开槽线扰动来降低  $TE_{102}$  模的谐振频率来实现频段可调.文献[15]设计了一种扇形 HMSIW 滤波器,通过开槽线径向位置和长度的变化来控制不同阶次的带通滤波,实现模态和带宽可控.文献[16]设计的双频带通滤波器通过片上耦合线路对 HMSIW 产生的三个扰动模式来控制其带宽和传输零点的位置.文献[17]设计了 HMSIW 三阶单波段和双波段滤波器,通过 H 形槽与谐振模式的多重耦合来实现独立控制的工作频率和带宽.但目前的开槽线微扰技术在 HMSIW 滤波器中主要集中在对其谐振模式分离或者谐振点频移,而基于该技术的结构小型化设计与定量理论分析较少.

针对此问题,文提出了一种基于开槽线微扰理论的 HMSIW 滤波器小型化设计方法.通过介质微扰理论定量分析得出开槽线位置、尺寸与 HMSIW

谐振腔主模频率的对应关系.该滤波器采用  $50 \Omega$  微带线-共面波导馈电,利用 HMSIW 的高通特性与四分之一波长谐振单元所产生的上阻带实现宽带带通滤波,通过上层金属蚀刻的开槽线微扰来降低 HMSIW 基模谐振频率,使相对带宽达到 30.7%,在 8.8~12 GHz 频段实现了良好的带通效果,通带内插损小于 0.5 dB,回波损耗均大于 15 dB;同时额外谐振单元在高频处的带外抑制实现了优秀的宽阻带性能.在同等带宽条件下,所设计的紧凑型 HMSIW 相较无开槽线结构尺寸降低了 10%,建模仿真结果和加工测试结果实现了良好的匹配,满足设计的要求.

## 1 小型化宽阻带滤波器设计

### 1.1 开槽线微扰模型理论分析

所设计的滤波器的低频阻带传输零点利用 HMSIW 的高通特性来实现.根据 HMSIW 的基模场分布可知,电场在开放的磁壁位置最强且呈现半模传输特性,而在靠近电壁一侧磁场最强.根据经典电磁场理论,横向谐振在  $x, y$  方向、传输在  $z$  方向,尺寸为  $a \times b \times l$  的半模波导  $TE_{1/2,0}$  模,其腔内场能分布为<sup>[10]</sup>:

$$E_y = E_0 \sin \frac{\pi x}{a} \sin \frac{\pi z}{l}, \quad (1)$$

$$H_x = \frac{-jE_0}{Z_{TE}} \sin \frac{\pi x}{a} \cos \frac{\pi z}{l}, \quad (2)$$

$$H_z = \frac{j\pi E_0}{k\eta a} \cos \frac{\pi x}{a} \sin \frac{\pi z}{l}. \quad (3)$$

式中:  $E_0$  为腔内的原始电场;  $Z_{TE}$  为 TE 模的波导特征阻抗;  $k$  为媒质波数;  $\eta$  为平面波阻抗.如果在靠近电壁位置的上层金属面上开槽,将会增加上表面的电流密度.但由于微扰后的精确场较难判断,因此采用腔内原始电场  $E_0$  和原始磁场  $H_0$  来近似替代微扰后的腔内电磁场能量,根据介质微扰理论<sup>[10]</sup>:

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \approx \frac{-\int_{V_0} (\Delta\epsilon |E_0|^2 + \Delta\mu |H_0|^2) dV}{\int_{V_0} (\epsilon |E_0|^2 + \mu |H_0|^2) dV}. \quad (4)$$

式中:  $\Delta\epsilon$  和  $\Delta\mu$  分别为原始腔体内全部或部分填充介质后的介电常数与磁导率变化.假设一段尺寸为  $a_s \times b_s \times l_s$  的开槽线处于 HMSIW 谐振腔的顶层电壁边缘处,相当于用一段空气腔替代该位置的表面铜层,从而对原谐振结构产生微扰.开槽区域的相对介电常数变为 1,而  $\Delta\mu$  可近似为零.则式(4)的分子只保留电场分量,即:

$$\int_{V_0} (\Delta\epsilon|\bar{E}_0|^2 + \Delta\mu|\bar{H}_0|^2)d_v = \int_{x=0}^{a_s} \int_{y=0}^{b_s} \int_{z=0}^{l_s} |E_y|^2 dx dy dz. \quad (5)$$

式(4)的分母为无微扰腔中的总能量, 用腔中存储的电能和磁能进行计算<sup>[10]</sup>:

$$\int_{V_0} (\epsilon|\bar{E}_0|^2 + \mu|\bar{H}_0|^2)d_v = W_e + W_m = \frac{abl\epsilon_r E_0^2}{2}. \quad (6)$$

式中:  $\epsilon_r$ 为原谐振腔中填充介质的相对介电常数. 将式(5)和(6)代入式(4), 可得空气开槽线尺寸与 HMSIW 谐振频率的定量关系为

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = -\frac{\sin^2 \frac{a_s \pi}{a} \sin^2 \frac{l_s \pi}{l} a_s b_s l_s}{2abl\epsilon_r \epsilon_0}. \quad (7)$$

式中:  $\epsilon_0$ 为真空介电常数. 在 HMSIW 强磁区位置开槽能够降低基模谐振频率, 频移多少与开槽大小呈正比.

### 1.2 滤波器结构设计

本文所设计的开槽 HMSIW 滤波器结构如图 1 所示, 该结构由顶层金属单元层、中介质层以及底层接地金属背板组成. 顶层结构由微带线转共面波导结构对 HMSIW 进行馈电, 该过渡型馈电能够更好地降低输入端反射, 调整微带线宽度使其特征阻抗为 50  $\Omega$ . HMSIW 的侧边等效电壁由一排间距远小于四分之一波长的金属通孔构成, 等效磁壁为开路状态. 两个四分之一波长谐振单元  $R_1$  和  $R_2$  在滤波器的中间区域, 通过上层金属层开槽来构成. 两者的开路端均处于波导基模的电场最强处, 短路端处于基模磁场最强处, 两者的耦合为混合电磁耦合. 其中  $R_1$  作为主滤波单元产生带通上阻带传输零点,  $R_2$  作为次滤波单元抑制高频阻带内高次模影响, 提高带外性能. 空气开槽线处在两个谐振单元的短路端, 靠近等效电壁的位置, 来实现带通低频阻带传输零点的调节. 介质层采用单层罗杰斯 (Rogers) 5880 介质基板, 厚度  $b = 0.5$  mm, 上下铜层厚度为  $b_s$ , 相对介电常数  $\epsilon_r = 2.2$ , 损耗角正切  $\tan \delta = 0.0005$ . 结构的各项尺寸详见表 1.

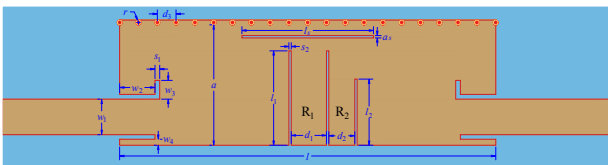


图 1 滤波器结构图  
Fig.1 Structure of the filter

表 1 滤波器结构参数值

Tab.1 Dimensions of the filter

符号	取值/mm	符号	取值/mm
$a$	5.1	$w_1$	1.5
$a_s$	0.1	$w_2$	1.5
$l$	16	$w_3$	0.8
$l_1$	4	$w_4$	0.25
$l_2$	2.8	$d_1$	1.5
$l_s$	5.6	$d_2$	1.1
$s_1$	0.2	$d_3$	0.8
$s_2$	0.1	$b_s$	0.035

各模式间耦合的拓扑结构如图 2 所示, 其中 S 代表源, L 代表负载. 源/负载之间直接通过 HMSIW 的  $TE_{1/2,0}$  模进行耦合, 该模式的截止特性产生通带内低频传输零点; 通带内高频阻带传输零点由四分之一波长主谐振单元 ( $R_1$ ) 产生, 其长度  $l_1$  决定了通带的高频传输零点频率. 次谐振单元 ( $R_2$ ) 长度  $l_2$  较短, 通过调整其尺寸以及与其  $R_1$  的间距  $s_2$  能够改变两者的交叉耦合强度, 从而优化带内性能; HMSIW 与四分之一波长谐振器间的互耦会在较高频段内产生杂散高次模分量, 通过调节  $R_2$  的长度在高频阻带内产生谐振, 通过抑制高次模的影响来提升带外效果. 两个谐振单元  $R_1$  和  $R_2$  间的电磁混合耦合可以通过改变开路端  $d_1, d_2$  的宽度来调节耦合强度.

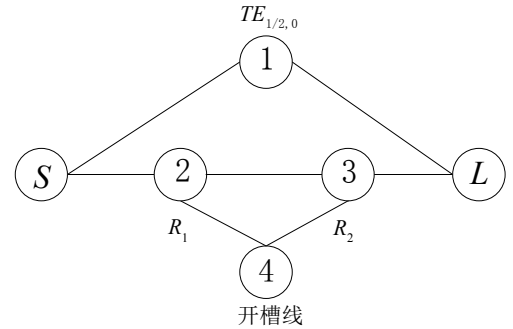


图 2 耦合拓扑

Fig.2 Coupling topology

为了使滤波器上表面的谐振单元在高频阻带产生较为陡峭的极点, 滤波器的频率响应设计为切比雪夫特性, 中心频率在 10.5 GHz, 带宽为 3 GHz, 带内回波损耗优于 -15 dB, 两个滤波单元分别在 14.1 GHz 与 16.7 GHz 产生传输零点. 采用文献[18]技术所提取的滤波器耦合矩阵为

$$M = \begin{bmatrix} S & 1 & 2 & 3 & L \\ S & 0.000 & 0.879 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ 1 & 0.879 & 0.184 & 0.772 & 0.578 & 0.116 \\ 2 & 0.000 & 0.772 & -0.618 & 0.684 & 0.000 \\ 3 & 0.000 & 0.578 & 0.684 & 0.043 & 0.952 \\ L & 0.000 & 0.116 & 0.000 & 0.952 & 0.000 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

滤波结构的基模电场分布如图 3 所示. 图 3(a)

中未添加开槽线时, HMSIW 与谐振单元  $R_1$ 、 $R_2$  开路端形成较强的电耦合, 而短路端主要以磁耦合为主, 该区域的电场分量很弱; 图 3 (b) 中当开槽线位于  $R_1$ 、 $R_2$  短路端时, 该区域的电耦合显著增强, 开槽线微扰将整个谐振腔中的电磁能分布得更加均匀, 所产生的混合模式效应能够有效降低谐振频率。

对滤波结构通过本征模分析可得通带内二、三次模的谐波发生在 9.3 GHz 和 10.8 GHz, 两个频点抑制分别为 -26.1 dB 和 -21 dB。

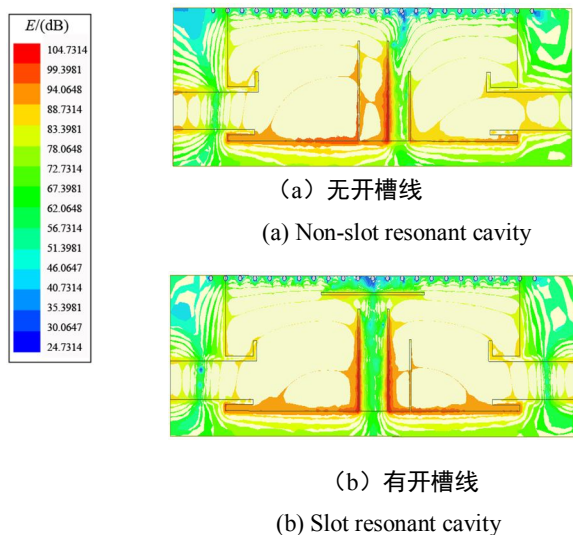


图 3 有无开槽线谐振腔电场分布图

Fig.3 Electric field dispersions of the resonant cavity with and without the slot

图 4 为二次谐振单元  $R_1$ 、 $R_2$  尺寸与二、三次模外部品质因数  $Q_e$  的关系仿真曲线。二次谐波由 HMSIW 的  $TE_{1,0}$  模所形成, 因此  $R_1$ 、 $R_2$  大小对该模式的  $Q_e$  无明显影响, 如 mode2 所示。三次谐波是由半模波导与  $R_1$  和  $R_2$  间的电磁混合耦合形成,  $R_1$  宽度增加使 mode3 的  $Q_e$  先增后减, 在 1.5 mm 时最大;  $R_2$  宽度增加使 mode3 的  $Q_e$  总趋势减小, 但在 1.1 mm 时有小幅升高。

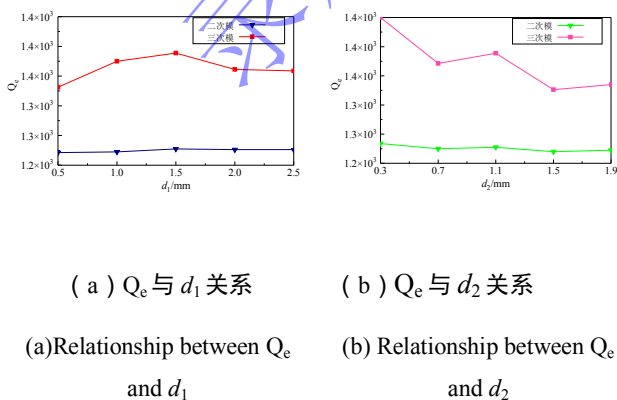


图 4 主次谐振单元尺寸与品质因数  $Q_e$  关系

Fig.4 Relationships between quality factor  $Q_e$  and the sizes of resonant units

### 1.3 低/高频阻带传输零点可调与小型化实现

由于开槽线处于滤波器的强磁弱电区域, 其微扰引起表面电流密度增加使得该区域的电耦合增强。如图 5 所示, (a) 中无开槽线区域的表面电流分布均匀; (b) 中开槽线附近的表面电流路径变得 longer, 电流密度明显增强, 使得该区域电场储能得到增强。

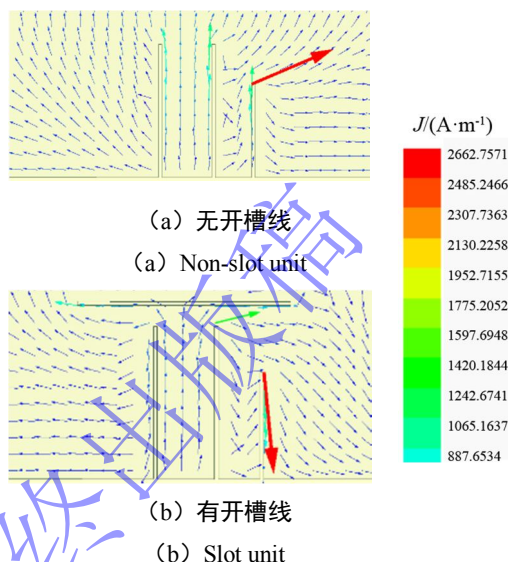


图 5 有无开槽线单元表面电流分布图

Fig.5 Surface current distributions with and without the slot

表 2 为不同开槽线长度与各项指标的关系, 前三列显示了开槽线长度变化对应的低频传输零点变化值。

表 2 开槽线长度与各项指标的关系

Tab.2 Relationships between slot lengths and other parameters

$l_s$ /mm	通带低频传输零点频率仿真结果	微扰理论计算基模谐振频率结果/GHz	开槽线滤波器宽度 a/mm	同带宽无开槽线滤波器宽度 a'/mm	尺寸缩减百分比/%
5.6	8.82	8.76		5.7	10.5
6.4	8.41	8.34		6	15
7.2	7.93	7.85	5.1	6.4	20
8.0	7.54	7.48		6.7	24

图 6 为不同开槽线长度对应基模谐振频率 S 曲线的仿真对比, 通过式 (7) 对不同  $l_s$  所对应的微扰后频率进行理论计算, 结果显示实际的仿真结果与理论值相吻合。根据 HMSIW 基模截止频率计算式 [1]

$$f_c = \frac{c}{4a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (9)$$

可以看出, 上层金属宽度为 5.1 mm 的无开槽线 HMSIW 基模截止频率应为 9.9 GHz; 而通过调节上层开槽长度为 5.6 mm 可将该频率降至 8.8 GHz.

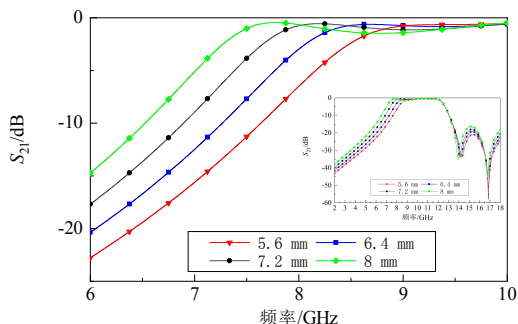


图 6 不同开槽线长度对应基模谐振频率 S 曲线对比

Fig.6 S-parameter comparisons of fundamental mode corresponding to various slot lengths

表 2 中后三列显示在相同带宽条件下, 开槽线滤波器的宽度比无开槽线结构有明显的尺寸缩减, 并且随着谐振频率的降低, 尺寸缩减百分比会进一步提高. 设计的滤波器下阻带传输零点在 8.8 GHz 时, 相较无开槽结构可实现 10.5% 的尺寸缩减; 如果将开槽线长度增加至 8 mm, 此时的基模谐振频率降至 7.54 GHz, 相较无开槽结构尺寸缩减可达 24%.

当开槽线长度增加时会产生更多的介质微扰, 这种介质微扰将进一步降低 HMSIW 基模截止频率, 即带通滤波的低频阻带传输零点频率. 如图 6 所示, 当槽线长度从 5.6 mm 依次变化至 8 mm 时, 该滤波器的通带低频下阻带传输零点向更低频段移动, 在不改变滤波器尺寸的前提下增加了滤波可用带宽. 这种带宽拓展会在通带内产生一定的波纹, 可通过调整主次滤波单元的耦合或增加额外滤波单元来改善.

开槽线增强了区域电磁耦合效应, 结构的谐振频率对线长变化非常敏感, 根据表 2 中数据计算低频传输零点频移随开槽长度变化的灵敏度为

$$S = \frac{\Delta f}{\Delta l} \approx 0.5 \left( \frac{\text{GHz}}{\text{mm}} \right) \quad (10)$$

通带高频上阻带的传输零点主要由谐振单元  $R_1$  的长度  $l_1$  来调整, 改变  $l_1$  的长度为谐振波长的四分之一大小即可在对应频点产生传输零点, 如图 7 所示. 可以看出, 高频上阻带传输零点的频率随  $l_1$  的减小而增加, 滤波器的带通带宽也随之变大.

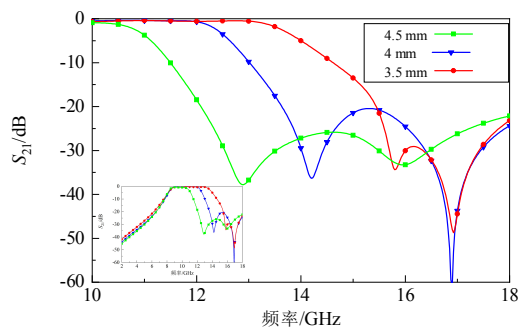
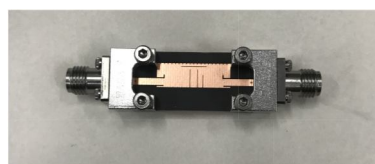


图 7  $l_1$  对应高频上阻带传输零点 S 曲线对比

Fig.7 S-parameter comparisons of transmission zero of upper stopband corresponding to various  $l_1$  lengths

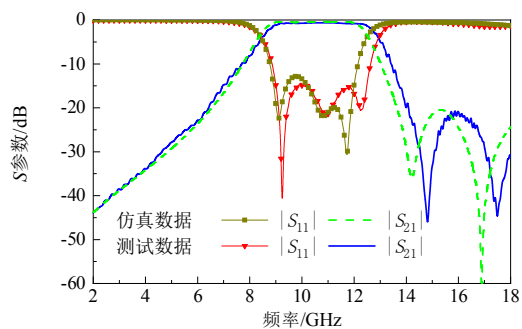
## 2 仿真与加工测试结果

采用传统的单层 PCB 板加工技术对该滤波器进行加工, 制备简单, 成本较低. 输入输出端采用两个双孔法兰 SMA-KFD0851 接头与 E5063A 网络矢量分析仪连接来完成 2~18 GHz 全波仿真测试, 成品见图 8 (a). 该滤波器结构在三维电磁仿真软件 HFSS 中进行建模仿真. 图 8 (b) 所示为仿真和测试的 S 参数对比. 从仿真结果中可以看到所设计的滤波器在 8.8~12 GHz 频段内实现了带通效应, 通带内插损均小于 0.5 dB, 回波损耗大于 13 dB; 两个谐振单元  $R_1$ 、 $R_2$  分别在 14.2 GHz 和 16.8 GHz 上产生传输零点, 前者实现了期望频段的带通效果, 后者实现了高频谐振抑制, 使大于 20 dB 的阻带带宽超过了 4 GHz.



(a) 加工成品

(a) Fabricated filter



(b) S 参数仿真和测试结果对比

(b) S-parameter comparisons between simulated and measurement results

图 8 仿真与加工测试结果

Fig.8 Simulation and fabricated measurement results

图 8 (b) 中的实测结果显示, 该滤波器带通频段的测试结果与仿真结果吻合度较高, 通带内插损均小于 0.8 dB, 带内回波损耗均大于 15 dB, 带通滤波性能良好. 带内插损主要由 SIW 中 TE 模的介电损耗、金属覆层的导体损耗、半模结构开路端的辐射损耗以及 SMA 接头损耗构成. 相较仿真数据, 测试结果仅增加了 SMA 接头的损耗, 该接头在通带内插损约 0.3 dB, 且免焊结构消除了焊接带来的额外损耗. 受加工精度和测试环境影响, 高频传输零点向更高频率有所偏移, 分别处于 14.8 GHz 和 17.5 GHz, 整个带外仍实现了大于 20 dB 的抑制效果, 带宽约 4 GHz. 滤波器结构的加工与测试过程均较便捷, 仅需调整开槽线长度即可在保证带通滤波性能的同时, 实现结构小型化.

### 3 结 论

本文提出了一种基于开槽线微扰理论的 HMSIW 带通滤波器, 进行了详细的理论分析与建模仿真, 并完成了加工测试. 所设计的滤波器实现了 8.8~12 GHz 的带通滤波, 大于 20 dB 高频阻带带宽达到 4 GHz. 仿真与测试结果相吻合, 验证了开槽线降低基模谐振频率, 拓展带宽理论方法的可行性, 最终实现了滤波结构的小型化. 该滤波器结构简单, 加工成本低, 在未来能够满足导波器件小型化需求; 且由于其易于平面电路集成, 因此可为紧凑型滤波器小型化设计提供很好的应用思路.

### 参考文献

- [1] WU K, BOZZI M, FONSECA N J G. Substrate integrated transmission lines: review and applications[J]. IEEE journal of microwaves, 2021, 1(1): 345-363.
- [2] CHEN X P, WU K. Substrate integrated waveguide filters: design techniques and structure innovations[J]. IEEE microwave magazine, 2014, 15(6): 121-133
- [3] 杨君豪, 孙曼, 张金玲. 基于 SIW 技术的毫米波滤波器研究与设计[J]. 电波科学学报, 2019, 34(4): 518-523. YANG J H, SUN M, ZHANG J L. Research and design of millimeter-wave filter based on SIW technology[J]. Chinese journal of radio science, 2019, 34(4): 518-523. (in Chinese)
- [4] LIN G, DONG Y D, LUO X. Miniaturized quarter-mode SIW filters loaded by dual-mode microstrip resonator with high selectivity and flexible response[J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2022, 32(6): 660-663.
- [5] WANG Y Q, HONG W, DONG Y D, et al. Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) bandpass filter[J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2007, 17(4): 265-267.
- [6] ZHU F, LUO G Q, LIAO Z, et al. Compact dual-mode bandpass filters based on half-mode substrate-integrated waveguide cavities[J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2021, 31(5): 441-444.
- [7] SHEN W. Extended-doublet half-mode substrate integrated waveguide bandpass filter with wide stopband[J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2018, 28(4): 305-307.
- [8] 翟国华, 洪伟, 吴柯, 等. 集成宽带折叠半模基片集成波导带通滤波器[J]. 电子学报, 2010, 38(4): 825-829. ZHAI G H, HONG W, WU K, et al. Compact wideband folded half mode substrate integrated waveguide bandpass filters[J]. Acta electronica sinica, 2010, 38(4): 825-829. (in Chinese)
- [9] JONES T R, DANESHMAND M. Miniaturized folded ridged half-mode and quarter-mode substrate integrated waveguides for filter design[J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2019, 67(8): 3414-3426.
- [10] POZAR M D. 微波工程[M]. 谭云华, 周乐柱, 吴德明, 等译. 4 版. 北京: 电子工业出版社, 2019: 245.
- [11] 李荣强, 肖绍球. 一种槽线扰动的基片集成波导双模滤波器. 电子与信息学报[J]. 2014, 36(11): 2791-2794. LI R Q, XIAO S Q. A substrate integrated waveguide dual-mode filter with a slot line perturbation[J]. Journal of electronics & information technology, 2014, 36(11): 2791-2794. (in Chinese)
- [12] CHEN R S, WONG S W, GUO Z C, et al. Wideband bandpass filter using u-slotted substrate integrated waveguide (SIW) cavities[J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2015, 25(1): 1-3.
- [13] ZHANG H, KANG W, WU W. Miniaturized dual-band SIW filters using E-shaped slotlines with controllable center frequencies[J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2018, 28(4): 311-313.
- [14] CHEN F L, SONG K J, HU B K, et al. Compact dual-band bandpass filter using HMSIW resonator and slot perturbation[J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2014, 24(10): 686-688.
- [15] XIE H Y, WU B, XIA L, et al. Miniaturized half-mode fan-shaped siw filter with extensible order and wide stopband[J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2020, 30(8): 749-752.
- [16] LIU J W, ZHANG Y H, LI X, et al. Compact wideband

dual-band bandpass filter based on single half-mode substrate integrated waveguide with coupled line[C]// International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2021.

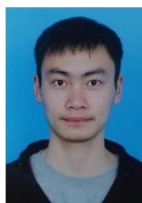
[17] LIU B G, LYU Y P, ZHU L, et al. Compact single- and dual-band filters on hexa-modes half-mode substrate integrated waveguide resonator with loaded h-shaped slot[J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2020, 30(12): 1129-1132.

[18] AMARI S. Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique[J]. IEEE transactions on microwave theory and technique, 2000, 48(9):1559-1564.

### 作者简介



徐若锋 (1982—), 男, 中国矿业大学信息与控制工程学院讲师, 硕士生导师. 本科毕业于苏州大学电子与科学技术专业, 硕士和博士毕业于英国 University of Kent 电子工程专业. 主要研究方向为微波技术及应用. E-mail: xuruofeng@cumt.edu.cn.



唐伟 (1994—), 男, 安徽人, 中国矿业大学信息与控制工程学院硕士在读研究生, 主要研究方向为 SIW 滤波器、有源可调滤波器等. E-mail: 383028707@qq.com.



孔祥林 (1995—), 男, 山东人, 中国矿业大学信息与控制工程学院博士在读研究生, 主要研究方向为超材料吸波体、编码超表面等. E-mail: xlkong@cumt.edu.cn.



王俊 (1992—), 男, 中国矿业大学信息与控制工程学院讲师, 博士毕业于东南大学电磁场与微波技术专业, 主要研究方向为射频/微波器件、天线与传播和表面等离子体器件等. E-mail: jun-wang@cumt.edu.cn.



赵雷 (1974—), 男, 中国矿业大学信息与控制工程学院教授, 博士生导师, IEEE 高级会员, 中国电子学会天线分会委员, IEEE AP-S Chapter Xuzhou 主席, 主要研究方向为射频微波器件、新型电磁材料、涡旋波通信和计算电磁学等. E-mail: leizhao@cumt.edu.cn.

录用稿件