

# 小型化多层双模基片集成波导平衡带通滤波器

吕大龙, 刘 庆, 张俊杰, 张德伟, 周东方

(中国人民解放军战略支援部队信息工程大学, 郑州 450001)

**摘 要:** 针对平衡滤波器小型化和高选择的应用需求, 提出两种新型的多层双模基片集成波导平衡带通滤波器。首先详细分析了基于平衡端口馈电的双模基片集成波导谐振器的特性; 然后根据谐振模式分布特性, 设计了一种输入输出馈线同时在上层双模谐振器上的四阶平衡带通滤波器, 下层双模谐振器通过十字交叉槽线结构与上层谐振器耦合, 可以实现三个传输零点; 又提出一种输入和输出馈线分别在上层和下层双模谐振器上的四阶平衡带通滤波器, 上层和下层谐振器通过一个槽线进行耦合, 可以实现两个对称的传输零点。基于提出的两种平衡滤波器结构, 分别设计了一个中心频率为 10 GHz 的平衡带通滤波器, 并进行加工和测试。测试和仿真结果一致性较好, 表明了该结构可以实现小型化和高选择, 并且具有很好的共模抑制特性。

**关键词:** 平衡滤波器; 共模抑制; 带通滤波器; 双模; 基片集成波导; 近似椭圆响应; 多层  
**中图分类号:** TN715 **文献标志码:** A **doi:** 10.11884/HPLPB202032.190199

## Compact balanced bandpass filters based on multilayer dual-mode substrate integrated waveguide cavities

Lü Dalong, Liu Qing, Zhang Junjie, Zhang Dewei, Zhou Dongfang

(PLA Strategic Support Force Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China)

**Abstract:** To design size-reduced balanced bandpass filters (BPFs) with high selectivity, two new multilayer dual-mode substrate integrated waveguide (SIW) balanced BPFs are proposed. Firstly, the characteristic of dual-mode SIW cavity is analyzed in detail. Then, a balanced SIW BPF with balanced input/output (IO) ports locating on the upper dual-mode SIW cavity is proposed, and the lower dual-mode SIW cavity is coupled to the upper one using two crossed slots. Three transmission zeros (TZs) can be produced at any locations. A balanced SIW BPF with balanced IO ports locating on the upper and lower dual-mode cavities respectively is also proposed, and the two cavities are coupled by a slot. Two symmetrical TZs can be produced. Based on the proposed structures, two filters with center frequency of 10 GHz are designed, fabricated and measured. The measured results agree well with the simulated ones, which indicates the feasibility of the proposed multilayer dual-mode SIW balanced BPFs with compact size and high selectivity.

**Key words:** balanced filter; common mode (CM) suppression; bandpass filter; dual-mode; substrate integrated waveguide (SIW); quasi-elliptic response; multilayer

与传统的单输入输出端的射频/微波滤波器相比, 具有双输入输出端的平衡滤波器能够提供更好的信噪比和抗噪性, 能够更好地满足现代通信系统的应用需求, 因此在近些年得到了广泛的研究和应用<sup>[1-10]</sup>。另一方面, 使用具有较高品质因数、较高的功率容量、低加工成本和易于集成等优点的基片集成波导 (SIW) 设计差分平衡滤波器成为目前的研究热点之一<sup>[4-10]</sup>。

从平衡端口的馈电方式分析, 平衡 SIW 滤波器的设计方法可以总结为两种: 第一种设计方法是采用共面波导馈电<sup>[7-9]</sup>, 平衡输入 (输出) 馈线加载在谐振器的正、反金属层进行耦合馈电。当差模工作时, 两个平衡输入端的激励效果相同, 并相互叠加, 因而能够激励谐振器中的模式, 实现差模响应, 当共模工作时, 两个平衡输入端的耦合作用相互抵消, 谐振模式不能工作, 从而达到抑制共模传输的特性; 第二种设计方法是利用谐振器的场分布特性<sup>[10-13]</sup>,

收稿日期: 2019-05-31; 修订日期: 2019-11-11

作者简介: 吕大龙 (1981—), 男, 讲师, 从事射频/微波器件研究; [ldl2076@163.com](mailto:ldl2076@163.com)。

通信作者: 刘 庆 (1991—), 男, 博士, 从事射频/微波器件研究; [liuqing8123@163.com](mailto:liuqing8123@163.com)。

当谐振器的两侧具有反对称的场分布时,在谐振器中心面可以等效为一个电壁,差模信号可以激励该模式,而共模信号不能激励该模式,如 SIW 谐振器中的次高模  $TE_{102}$  就具有这个特性<sup>[13]</sup>。使用具有中心可等效为电壁谐振器设计平衡带通滤波器时,谐振器可以放在平衡输入端、中间或者输出端实现共模信号的抑制。文献 [13] 设计了基于共面波导馈电结构和单模 SIW 谐振器的平衡带通滤波器,实现了较好的共模抑制,但是体积较大。文献 [9] 基于共模波导馈电和双模 SIW 谐振器实现了单层结构的平衡滤波器,可以实现较小的体积,但带外传输零点位置不可控,而且体积还不够小。文献 [14] 基于三模 SIW 谐振器实现了一个小型化的平衡带通滤波器,但是该结构只能实现三阶滤波函数,限制了它的应用场合。

由于双模 SIW 谐振器具有较小的体积和次高模具有相位反向的特点,不需要传统的负耦合结构即可实现小型化的近似椭圆响应滤波器,因而被广泛用来实现单端带通滤波器<sup>[15-18]</sup>。基于双模 SIW 谐振器和第二种平衡端口馈电方式,本文提出两种新型多层结构的平衡带通滤波器:第一种结构的输入输出馈线同时在上层双模 SIW 谐振器上,可以实现 3 个传输零点;第二种结构的输入和输出馈线分别在上层和下层双模谐振器上,可以实现 2 个对称的传输零点。基于提出的两种结构,设计了两款平衡带通滤波器,并进行加工和测试。测试和仿真结果一致性较好,验证了该结构可以实现小型化、高选择和很好的共模抑制特性。

### 1 双模 SIW 谐振器分析

基于平衡端口馈电的双模方形 SIW 的结构如图 1 所示,两对平衡馈线分别位于谐振器的四个侧壁方向,其中水平方向为一对平衡输入端口,分别记为 S 和 S',垂直方向为一对平衡输出端口,分别记为 L 和 L'。两个微扰金属柱位于谐振器对角线  $P_1P_2$  上,用来分离双模 SIW 谐振器的谐振频率。当没有微扰金属柱时,  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  为两个简并模式,具有相同的谐振频率  $f$ , 并且可以由式 (1) 进行计算

$$f = \frac{\sqrt{5}c}{2\pi L \sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (1)$$

式中:  $c$  是真空中光速;  $L$  为方形 SIW 谐振器的等效边长;  $\mu_r$  和  $\epsilon_r$  分别是介质中的相对磁导率和相对介电常数。

在 SIW 谐振器中增加微扰金属柱后,给出了谐振器中前 5 个谐振模式的电场分布,如图 2 所示,其中  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  作为工作模式用来设计滤波器的通带。由图 2(b) 和图 2(c) 可知,谐振模式变成了对角分布,即  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  关于对角线  $P_1P_2$  或  $T_1T_2$  对称。而且模式  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  的电场方向在平衡端口 S(L) 和 S'(L') 处相反,因此当平衡端口 S 和 S' 输入共模信号时,即两个输入信号同向,输入信号对模式  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  的激励效果相互抵消,模式  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  不能工作,从而实现了共模抑制特性;当平衡端口 S 和 S' 输入差模信号时,即两个输入信号反向,输入信号对模式  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  的激励效果相同,可以激励模式  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$ ,从而可以实现差模传输特性。由图 2 可知,模式  $TE_{101}$ ,  $TE_{202}$  和  $TE_{301}$  的电场方向在端口 S(L) 和 S'(L') 处相同,当平衡端口 S 和 S' 输入共模信号时,可以激励  $TE_{101}$ ,  $TE_{202}$  和  $TE_{301}$ ;当平衡端口 S 和 S' 输入差模信号时,不能激励  $TE_{101}$ ,  $TE_{202}$  和  $TE_{301}$ 。

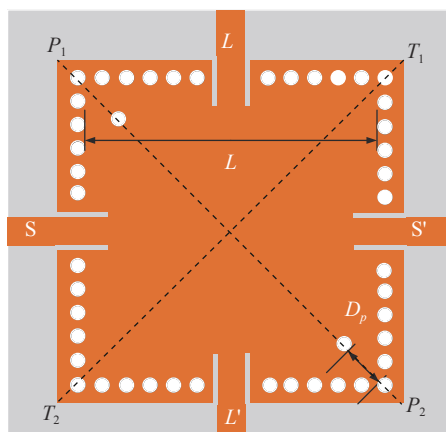


Fig. 1 Layout of the dual-mode substrate integrated waveguide (SIW) cavity with balanced ports  
图 1 平衡端口馈电的双模 SIW 波导谐振器

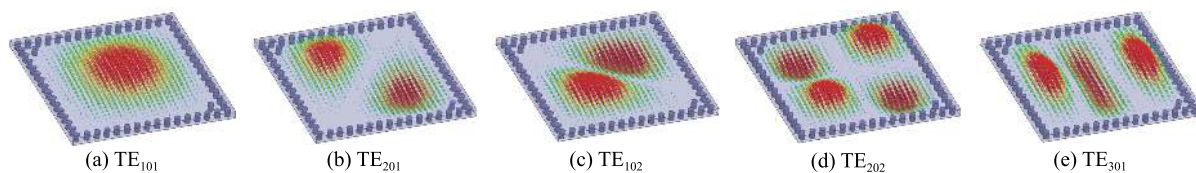


Fig. 2 Electric-field distributions of the dual-mode SIW cavity with perturbation metal column  
图 2 含有微扰金属柱的双模 SIW 谐振器的电场分布

为了进一步验证该平衡端口馈电的双模 SIW 谐振器的特性,对图 1 中的结构进行了仿真。当差模工作时,响应曲线如图 3(a) 所示,可以激励  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$ ,这两个模式用来设计差模响应的通带;当共模工作时,响应曲线如图 3(b) 所示,不能激励  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$ ,可以达到抑制共模信号的目的,但是会激励起谐振器中寄生的主模  $TE_{101}$  和

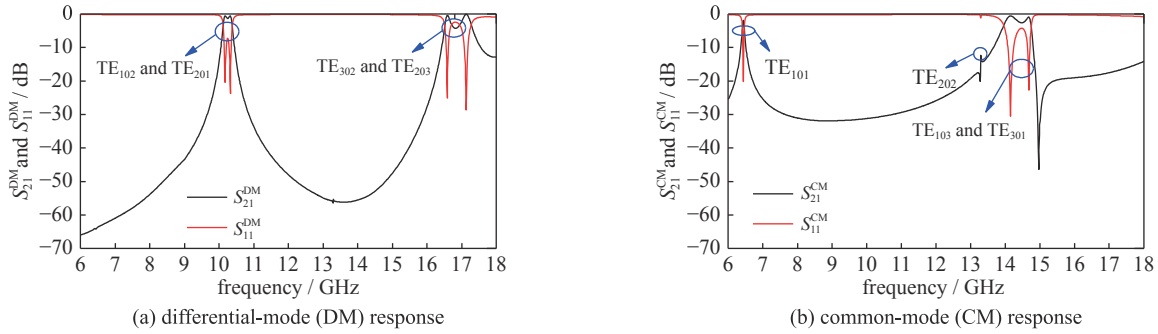


图 3 差模/共模信号激励双模 SIW 谐振器的响应

图 3 差模/共模信号激励双模 SIW 谐振器的响应

高次模  $TE_{202}$ ,  $TE_{301}$  和  $TE_{103}$  等, 它们会恶化共模信号的抑制特性。当双模 SIW 谐振器使用非平衡双端口馈电时, 谐振器中的所有模式都可以被激励起来,  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  可以用来设计通带, 其它谐振模式形成寄生通带, 恶化滤波器的阻带特性。本文的仿真、设计和加工均采用 Rogers5880 介质板, 介电常数  $\epsilon_r=2.2$ , 高度  $h=0.508\text{ mm}$ , 介质损耗  $\tan\delta=0.0009$ 。

## 2 多层双模 SIW 平衡滤波器

根据上文对方形双模 SIW 谐振器共模/差模馈电的响应特性分析, 在本节提出两种多层双模 SIW 平衡带通滤波器: 第一种平衡滤波器的输入和输出馈线在同一个双模 SIW 谐振器上; 第二种平衡滤波器的输入和输出馈线分别在两个双模 SIW 谐振器上, 它们能够实现不同差模响应和共模抑制特性。不同的馈电结构分布、差模通带选择特性、差模阻带抑制特性和共模抑制特性能够满足不同的应用需求。

### 2.1 平衡滤波器结构 I (输入输出馈线在相同的谐振器)

多层双模 SIW 平衡带通滤波器结构 I 的三维结构如图 4(a) 所示, 四个馈线端口同时在上层双模 SIW 谐振器, 馈线偏离中心位置的距离记为  $D_0$ , 如图 4(b) 所示。上/下层金属面、中间层金属面、介质基板和金属化过孔构成了上/下层双模 SIW 谐振器, 上层和下层方形双模 SIW 谐振器的边长分别记为  $L_1$  和  $L_2$ 。上层双模 SIW 谐振器中的模式  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  分别记为谐振节点 1 和 2, 谐振频率记为  $f_1$  和  $f_2$ 。微扰金属柱位于上层谐振器对角线  $P_1P_2$  上, 由于金属柱位于  $TE_{201}$  模的磁场最强处, 且在  $TE_{102}$  模的电场和磁场最弱处, 由微扰理论可知,  $TE_{201}$  模的谐振频率大于  $TE_{102}$  模的谐振频率<sup>[9]</sup>, 即  $f_2 > f_1$ 。下层双模 SIW 谐振器中的模式  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  分别记为谐振节点 3 和 4, 谐振频率记为  $f_3$  和  $f_4$ 。微扰金属柱位于下层谐振器对角线  $T_1T_2$  上, 由于金属柱位于  $TE_{102}$  模的磁场最强处, 且在  $TE_{201}$  模的电场和磁场最弱处, 由微扰理论可知,  $TE_{102}$  模的谐振频率大于  $TE_{201}$  模的谐振频率, 即  $f_3 > f_4$ 。两个双模 SIW 谐振器通过在中间金属层上蚀刻十字交叉缝隙进行耦合, 耦合缝隙沿对角线  $T_1T_2$  和  $P_1P_2$  方向的长度分别记为  $S_1$  和  $S_2$ , 如图 4(c) 所示。

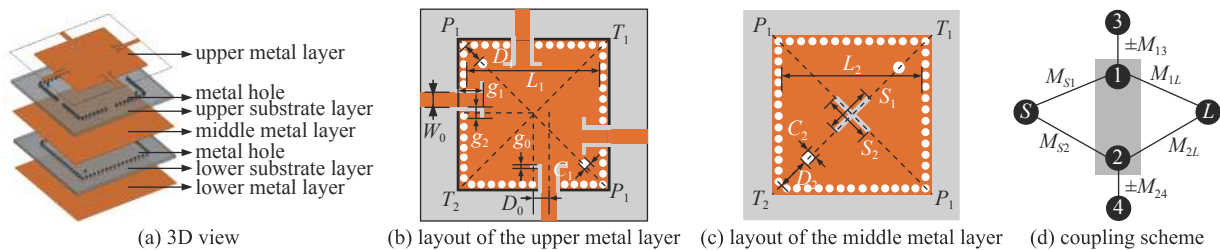


图 4 第一种多层双模 SIW 平衡滤波器 I 及差模工作时的等效拓扑结构

图 4 第一种多层双模 SIW 平衡滤波器 I 及差模工作时的等效拓扑结构

当输入差模信号时, 可以激励谐振器中  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  模, 并形成差模响应通带, 等效的拓扑结构如图 4(d)。由  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  模的场分布可知, 在谐振器中心位置,  $TE_{102}$  模的磁场方向沿着  $P_1P_2$  方向,  $TE_{201}$  模的磁场方向沿着  $T_1T_2$  方向, 因此参数  $S_2$  和  $S_1$  可以分别控制两个谐振器中  $TE_{102}$  与  $TE_{102}$  的耦合和  $TE_{201}$  与  $TE_{201}$  的耦合, 即分别控制耦合系数  $M_{13}$  和  $M_{24}$  的大小。耦合路径 S-1 和 S-2 的强度可以由参数  $g_0$ ,  $g_1$  和  $g_2$  控制, 并且改变参数  $D_0$ , 可以控制  $M_{S1}$  和  $M_{S2}$  的相对大小。该拓扑结构可以实现三个传输零点, 由于滤波器结构 I 中所有耦合系数都可以灵活控制, 因此滤波器 I 可以实现差模响应的传输零点位置的控制。如图 5 所示, 当改变馈线的位置时, 可以改变差模



响应的第一个和第三个传输零点的位置。当输入共模信号时,滤波器结构 I 的馈电结构不能激励模式  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$ ,从而达到抑制共模信号的目的。因此该结构自身具有共模抑制的特性,在设计滤波器结构 I 时,可以只考虑差模响应的通带特性。

### 2.2 平衡滤波器结构 II (输入输出馈线在不同的谐振器)

多层双模 SIW 平衡带通滤波器结构 II 的三维结构如图 6(a) 所示,平衡输入馈线端口位于上层双模 SIW 谐振器,平衡输出馈线端口位于下层双模 SIW 谐振器。两个方形双模 SIW 谐振器具有相同的等效边长,记为  $L_1$ 。在两个双模谐振器接触面的金属层上蚀刻一个槽线实现两个双模 SIW 谐振器之间的耦合。上层金属面示意图如图 6(b) 所示,参数  $g_1$  控制外部耦合系数;中间金属层的示意图如图 6(c) 所示,耦合槽线位于谐振器中心,且方向平行于平衡馈线端口,长度为  $S_1$ ,宽度为  $S_2$ 。平衡输入馈线与平衡输出馈线在上、下层谐振器上的位置一致,如图 6(a) 所示,故不再给出示意图。上层双模 SIW 谐振器中的微扰金属柱位于对角线  $P_1P_2$  上,下层双模 SIW 谐振器中的微扰金属柱位于对角线  $T_1T_2$  上。

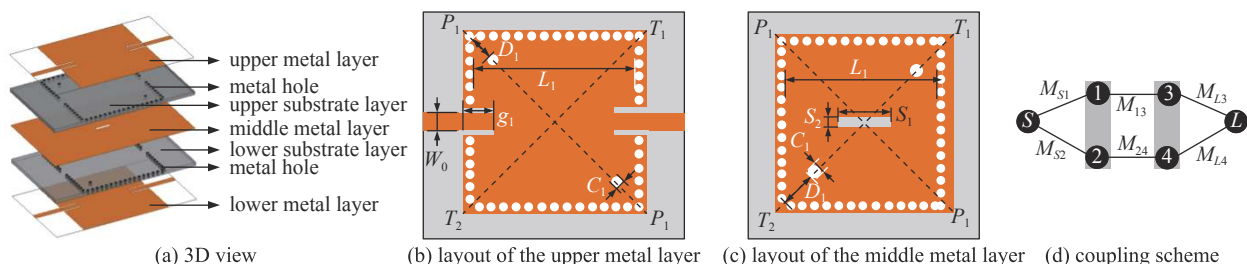


Fig. 6 Layouts of multilayered balanced dual-mode SIW filter II and the equivalent coupling scheme of DM operation

图 6 第一种多层双模 SIW 平衡滤波器结构 II 及差模工作时的等效拓扑结构

当输入差模信号时,该双模 SIW 平衡滤波器可以等效为图 6(d) 所示的拓扑结构,平衡输入馈线激励上层双模 SIW 谐振器中的  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$ ,并且两个双模谐振器中的  $TE_{102}(TE_{201})$  和  $TE_{102}(TE_{201})$  通过槽线相互耦合,实现耦合路径 1-3 和 2-4,下层双模谐振器中的  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  分别与平衡输出馈线耦合,从而实现两条主耦合路径 S-1-3-L 和 S-2-4-L,该拓扑结构可以实现两个对称分布的传输零点,而且传输零点的位置可以控制。如图 7 所示,当增加耦合缝隙的宽度  $S_2$  时,差模响应的两个传输零点向通带方向移动,可以提高通带的选择性。当输入共模信号时,滤波器结构 II 的馈电结构也可以实现抑制  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  模的传输,从而达到抑制共模信号的目的。

因此该滤波器结构自身具有共模抑制的特性,在设计滤波器结构 II 时,也可以只考虑差模响应的通带特性。但是由上文分析可知,该馈电结构会激励双模 SIW 谐振器中的主模  $TE_{101}$  和部分高次模,它们的传输会恶化共模抑制特性,但是由于寄生的谐振模式是通过耦合缝隙由平衡输入端传输到平衡输出端,较小的耦合缝隙可以提高共模在通带附近的抑制水平。

## 3 滤波器结构验证

基于上文提出的两种多层双模平衡滤波器结构,分别设计了一个平衡带通滤波器,并进行加工和测试,验证平衡电路结构的可行性。

### 3.1 平衡滤波器 A

基于图 4 中滤波器结构 I 和耦合滤波器的设计方法<sup>[20]</sup>,设计了平衡滤波器 A,差模响应的中心频率  $f_{0DM}$  为

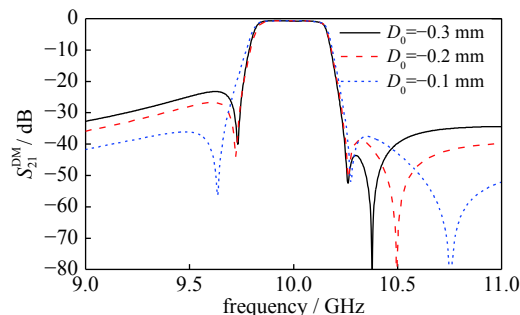


Fig. 5 Transmission zeros of DM response changed by the positions of feeding lines

图 5 差模响应的传输零点随馈线位置的变化而变化

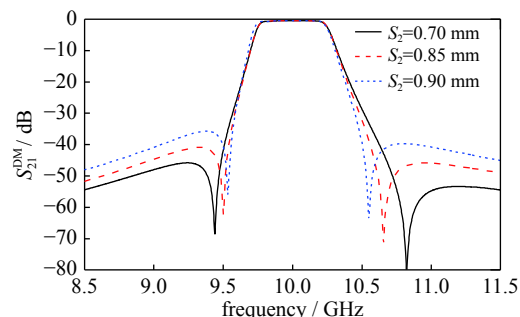


Fig. 7 The transmission zeros of DM response changed by the parameter  $S_2$

图 7 差模响应的传输零点随参数  $S_2$  的变化而变化

10 GHz, 带宽为 300 MHz, 通带内的反射系数大于 20 dB, 三个归一化的传输零点分别位于 S 域的虚轴  $-2.5i$ ,  $1.8i$  和  $4.8i$ , 相应的非零的耦合系数为:  $M_{S1}=M_{1L}=0.7364$ ,  $M_{S2}=M_{2L}=-0.7141$ ,  $M_{13}=0.7385$ ,  $M_{24}=1.0101$ ,  $M_{11}=0.1419$ ,  $M_{22}=-0.0939$ ,  $M_{33}=-0.8636$ ,  $M_{44}=0.6147$ 。HFSS 优化后的结构参数如下:  $g_0=0.25$ ,  $g_1=2.53$ ,  $g_2=0.9$ ,  $g_3=0.25$ ,  $D_0=-0.1$ ,  $D_1=1.83$ ,  $D_2=3$ ,  $L_1=21.88$ ,  $L_2=22.51$ ,  $C_1=0.8$ ,  $C_2=0.8$ ,  $W_0=1.54$ ,  $S_1=4.2$ ,  $S_2=3.45$  (单位: mm)。

对滤波器 A 进行了加工和测试, 测试和仿真的差模响应对比曲线如图 8(a) 所示, 一致性较好。测得的中心频率  $f_{0DM}$  为 10.013 GHz, 带宽为 310 MHz, 带内插入损耗 1.63 dB, 反射系数优于 13.8 dB, 三个传输零点分别位于 9.64, 10.3 GHz 和 10.85 GHz。并对该滤波器进行了宽频带测试, 如图 8(a) 中的插图所示, 在 16.6 GHz 附近有一个差模响应的寄生通带, 这是由于双模 SIW 谐振器中  $TE_{302}$  和  $TE_{203}$  传输导致的, 差模响应的阻带抑制水平大于 40 dB 的阻带频率可达到 16 GHz (即  $1.6f_{0DM}$ )。该滤波器 A 具有较高的选择性和较宽的阻带特性。测试和仿真的共模抑制特性如图 8(b) 所示, 在  $f_{0DM}$  附近具有 23.6 dB 的共模抑制, 但是该滤波器在 14 GHz 时具有一个较强的共模传输通带, 这是由于高次模  $TE_{202}$ ,  $TE_{301}$  和  $TE_{103}$  传输导致的, 该寄生的共模传输通带恶化了共模抑制水平和抑制的频带宽度。

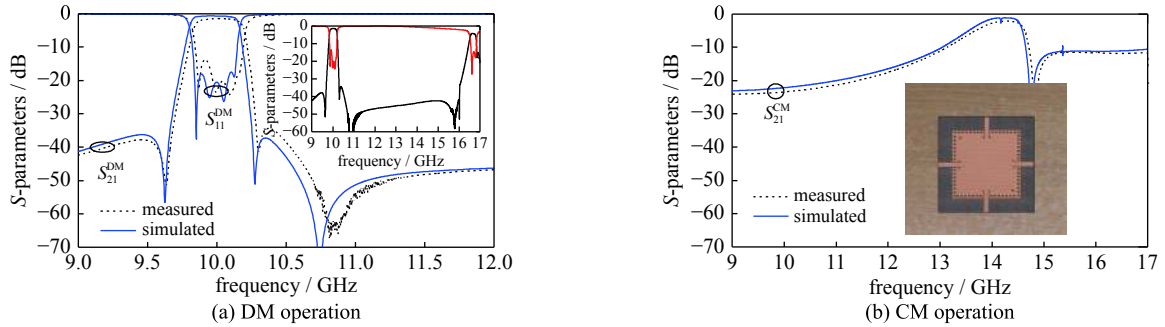


Fig. 8 Measured and simulated results of the balanced filter A

图 8 平衡滤波器 A 的仿真及测试结果

### 3.2 平衡滤波器 B

基于图 6 中滤波器结构 II 和耦合滤波器的设计方法<sup>[20]</sup>, 设计了平衡滤波器 B, 差模响应的中心频率  $f_{0DM}$  为 10 GHz, 带宽为 400 MHz, 通带内的反射系数大于 20 dB, 两个归一化的传输零点分别位于 S 域的虚轴  $-2.2i$  和  $2.2i$ , 相应的非零的耦合系数为:  $M_{S1}=M_{1L}=0.5493$ ,  $M_{S2}=M_{2L}=0.8688$ ,  $M_{13}=1.3026$ ,  $M_{24}=-0.6643$ 。HFSS 优化后的结构参数如下:  $g_0=0.2$ ,  $D_1=4.02$ ,  $L_1=22.65$ ,  $C_1=0.8$ ,  $W_0=1.54$ ,  $S_1=3.45$ ,  $S_2=0.85$  (单位: mm)。

对滤波器 B 进行了加工和测试, 测试和仿真的差模响应对比曲线如图 9(a) 所示, 一致性较好。测得的中心频率  $f_{0DM}$  为 10.039 GHz, 带宽为 437 MHz, 带内插入损耗 1.38 dB, 反射系数优于 14.4 dB, 两个传输零点分别位于 9.96 GHz 和 10.65 GHz。差模响应的宽频带测试结果如图 9(a) 中的插图所示, 在 16 GHz 附近有一个较强的寄生通带, 这是由于两个双模谐振器中  $TE_{302}$  和  $TE_{203}$  模通过缝隙耦合导致的, 差模响应的阻带抑制水平大于 40 dB 的阻带频率可达到 15.45 GHz (即  $1.43f_{0DM}$ )。测试和仿真的差模抑制特性如图 9(b) 所示, 在通带附近具有 60 dB 的抑制, 但是该滤波器在 14.9 GHz 附近具有一个较强的共模传输通带, 这是由于两个谐振器中的高次模  $TE_{202}$  通过耦合缝隙传输导致的。平衡滤波器 A 和 B 的性能对比如表 1 所示, 相比于平衡滤波器 A, 滤波器 B 具有更高的共模抑制水平和相对较宽的共模抑制频带宽度。但是平衡滤波器 A 具有更好的差模响应特性, 如更多的传输零点、更高的高选择和更宽的阻带宽带。

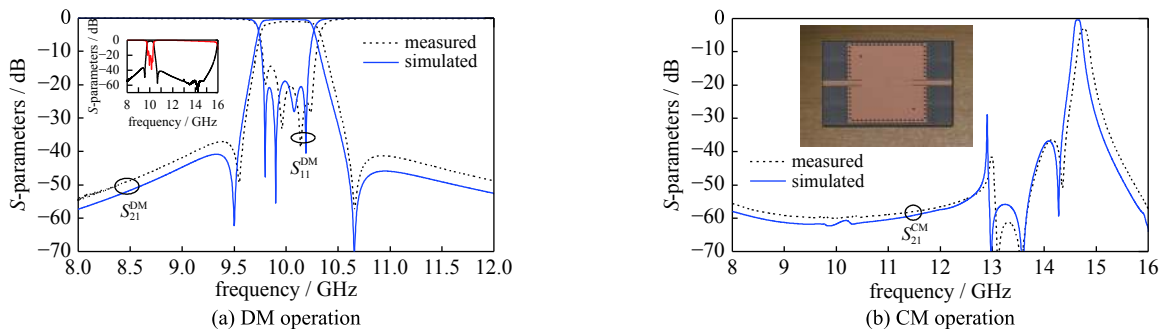


Fig. 9 Measured and simulated results of the balanced filter B

图 9 平衡滤波器 B 的仿真及测试结果

表 1 平衡滤波器 A 和 B 性能对比  
Table 1 Comparisons of designed balanced filters A and B

balanced filter	$f_{0DM}/\text{GHz}$	number of DM transmission zeros	DM rejection band	CM rejection level	CM rejection band	location of feeding line
A	10.013	3	40 dB@ $1.61f_{0DM}$	23.6	20 dB@ $1.15f_{0DM}$	upper is SIW
B	10.039	2	40 dB@ $1.43f_{0DM}$	60	20 dB@ $1.42f_{0DM}$	two layers are SIW

## 4 结 论

本文提出两种小型化的新型多层双模 SIW 平衡带通滤波器结构,并给出了详细的理论分析。第一种平衡滤波器的输入输出馈线同时在上层双模 SIW 谐振器,第二种平衡滤波器的输入输出馈线分别上层和下层双模 SIW 谐振器。两种滤波器在差模工作时,分别可以实现 3 个和 2 个传输零点,具有较高的选择性。提出的平衡滤波器自身具有共模抑制特性,在设计滤波器时可以不用考虑共模特性,具有设计的便利性,而且可以实现高共模抑制特性。对设计的两个平衡滤波器进行了加工和测试,测试结果验证了滤波器结构的可行性。

## 参考文献:

- [1] 张友俊, 袁晓芳. 一种新型小型化平衡双通带滤波器[J]. 固体电子学研究与进展, 2017, 37(6): 419-423. (Zhang Youjun, Yuan Xiaofang. Design of a miniature balanced dual-band bandpass filter[J]. Research & Progress of Solid State Electronics, 2017, 37(6): 419-423)
- [2] 张诚, 施金, 杜明珠, 等. 基于环形谐振器的平衡式带通滤波器[J]. 电波科学学报, 2016, 31(6): 1046-1052. (Zhang Cheng, Shi Jin, Du Mingzhu, et al. Balanced bandpass filter using ring resonator[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2016, 31(6): 1046-1052)
- [3] 陈建忠, 梁昌洪, 吴边, 等. 紧凑型高共模抑制微带平衡滤波器[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2012, 39(4): 7-10. (Chen Jianzhong, Liang Changhong, Wu Bian, et al. Design of compact microstrip balanced filter with high common-mode suppression[J]. Journal of Xidian University (Natural Science), 2012, 39(4): 7-10)
- [4] Li Peng, Chu Hui, Zhao Dan, et al. Compact dual-band balanced SIW bandpass filter with improved common-mode suppression[J]. IEEE Microw Wirel Compon Lett, 2017, 27(4): 347-349.
- [5] Zhang Hao, Kang Wei, Wu Wen. Miniaturized dual-band differential filter based on CSRR-loaded dual-mode SIW cavity[J]. IEEE Micro Wirel Compon Lett, 2018, 28(10): 897-899.
- [6] Zhang Hao, Kang Wei, Wu Wen. Balanced bandpass filter with tunable centre frequency based on substrate integrated waveguide technology[J]. Electron Lett, 2018, 53(14): 886-888.
- [7] Chu Peng, Hong Wei, Zheng Kailai, et al. Balanced hybrid SIW-CPW bandpass filter[J]. Electron Lett, 2017, 53(25): 1653-1655.
- [8] Chu Peng, Hong Wei, Wang Kuangda, et al. Balanced substrate integrated waveguide filter[J]. IEEE Trans Microw Theory Techn, 2014, 62(4): 824-831.
- [9] Chu Peng, Wu Ke. Balanced dual-mode SIW filter[J]. Electron. Lett, 2019, 55(4): 208-210.
- [10] Chu Hui, Li Peng, Chen Jianxin. Balanced substrate integrated waveguide bandpass filter with high selectivity and common-mode suppression[J]. IET Microw, Antennas Propag, 2015, 9(2): 133-141.
- [11] Ho M H, Li C S. Novel balanced bandpass filters using substrate integrated half-mode waveguide[J]. IEEE Microw Wireless Compon Lett, 2013, 23(2): 78-80.
- [12] Li Peng, Chu Hui, Chen Rushan. Design of compact bandpass filters using quartermode and eighth-mode SIW cavities[J]. IEEE Trans Compon, Packag, Manuf Technol, 2017, 7(6): 956-963.
- [13] Xu Xin, Wang Jianpeng, Zhu Lei. A new approach to design differential-mode bandpass filters on SIW structure[J]. IEEE Microw Wireless Compon Lett, 2013, 23(12): 635-637.
- [14] Liu Qing, Lü Dalong, Zhou Dongfang, et al. Balanced triple-mode substrate integrated waveguide bandpass filter[J]. Electron Lett, 2019, 55(15): 843-845.
- [15] 刘庆, 周东方, 吕大龙, 等. 基于非谐振节点的盒型拓扑结构基片集成波导滤波器设计[J]. 电子学报, 2019, 47(5): 1136-1145. (Liu Qing, Zhou Dongfang, Lü Dalong, et al. Design of substrate integrated waveguide filters in box-like topology with nonresonating node[J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(5): 1136-1145)
- [16] 李荣强, 肖绍球. 一种槽线扰动的基片集成波导双模滤波器[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(11): 2791-2795. (Li Rongqiang, Xiao Shaoqiu. A substrate integrated waveguide dual-mode filter with a slot line perturbation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(11): 2791-2795)
- [17] Chu Peng, Hong Wei, Two Mingguang, et al. Dual-mode substrate integrated waveguide filter with flexible response[J]. IEEE Trans Microw Theory Techn, 2017, 65(3): 824-830.
- [18] Liu Qing, Zhou Dongfang, Wang Shuxing, et al. Highly-selective pseudoelliptic filters based on dual-mode substrate integrated waveguide resonators[J]. Electron Lett, 2016, 52(14): 1233-1235.
- [19] Pozar D M. Microwave engineering[M]. 3rd Ed. New York: Wiley Press, 2005.
- [20] Hong Jiasheng. Microstrip filters for RF/microwave applications[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc, 2001.