

# 小型化双层基板集成波导盒型耦合拓扑滤波器设计

刘 庆<sup>1</sup>, 刘宝亮<sup>2</sup>, 张德伟<sup>1</sup>, 李建兵<sup>1</sup>, 魏进进<sup>1</sup>, 刘起坤<sup>1</sup>

(1. 战略支援部队信息工程大学, 河南郑州 450002; 2. 河南省工业学校, 河南郑州 450011)

**摘 要:** 针对微波滤波器小型化、高性能的应用需求, 首先分析了单腔双模和双腔单模谐振器组合型滤波器等效耦合拓扑的特性, 然后提出了三种双层单腔双模和双腔单模基板集成波导谐振器组合的带通滤波器结构, 它们等效为盒型耦合拓扑, 但具有不同的对角交叉耦合路径. 两个单模谐振器位于上层介质板, 并分别与输入输出馈线相连; 双模谐振器位于下层介质板, 并通过中间金属层上的槽线与单模谐振器耦合. 详细分析了旁路耦合、磁耦合和频变耦合提供对角耦合路径时, 滤波器特性及传输零点位置的可控性. 最后设计了两个中心频率为 7.5 GHz、带宽为 240 MHz 的带通滤波器, 并进行加工和测试. 测试和仿真结果一致性较好, 验证了双层单腔双模和双腔单模基板集成波导滤波器结构的可行性.

**关键词:** 带通滤波器; 盒型耦合拓扑; 基板集成波导; 双层结构; 双模谐振器; 频变耦合

中图分类号: TN715

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2022)11-2668-10

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20211136

## Design of Miniaturized Dual-Layer Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filters in Box-Like Coupling Scheme

LIU Qing<sup>1</sup>, LIU Bao-liang<sup>2</sup>, ZHANG De-wei<sup>1</sup>, LI Jian-bing<sup>1</sup>, WEI Jin-jin<sup>1</sup>, LIU Qi-kun<sup>1</sup>

(1. PLA Strategic Support Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450002, China;

2. Henan Industrial School, Zhengzhou, Henan 450011, China)

**Abstract:** Coupling scheme characteristics of a bandpass filter(BPF) based on one dual-mode and two single-mode cavities are analyzed, and three dual-layer substrate integrated waveguide(SIW) BPFs with one dual-mode cavity and two single-mode cavities are proposed according to the requirements of miniaturization and high performances. The three proposed BPFs can be equivalent to box-section coupling schemes with different diagonal cross-coupling paths. Two single-mode SIW cavities are located on the upper substrate, and the two cavities are connected to input and output feeding lines, respectively. One dual-mode SIW cavity is located on the lower substrate, and the dual modes are coupling to the single-mode cavity using the slot lines on the middle-layer metal. Characteristic of the proposed filters and controllability of transmission zeros' locations are analyzed in detail, when the bypass coupling, magnetic coupling and frequency-dependent coupling provide the diagonal coupling path, respectively. Finally, two BPFs with the center frequency of 7.5 GHz and bandwidth of 240 MHz are designed, fabricated and measured. Simulated and measured results are in good agreement, which demonstrates the feasibility of the proposed dual-layer SIW filters based on one dual-mode and two single-mode cavities.

**Key words:** bandpass filter; box-like coupling scheme; substrate integrated waveguide; dual-layer structure; dual-mode cavity; frequency-dependent coupling

### 1 引言

基板集成波导(Substrate Integrated Waveguide, SIW)具有质量轻、较高 $Q$ 值、平面结构、易于与其他微波器件/电路集成等优点<sup>[1-7]</sup>, 可以很好地满足现代通信

系统射频/微波前端电路高性能的要求. 因此, 采用基板集成波导设计和实现小型化高性能微波滤波器成为国内外研究热点方向之一<sup>[1-15]</sup>.

SIW 滤波器可以由单模<sup>[1,2,4]</sup>、双模<sup>[3,6,13-19]</sup>、多模谐

振器<sup>[20-22]</sup>及组合谐振器<sup>[3,6]</sup>等结构设计实现. 当采用单模 SIW 谐振器设计滤波器时,为了提高通带边缘陡峭度,需要在非毗邻 SIW 谐振器之间引入负耦合系数的交叉耦合路径<sup>[8-10]</sup>或频变耦合路径<sup>[11,12]</sup>,在阻带产生有限传输零点(Finite Transmission Zeros, FTZs). 单模 SIW 谐振器之间的负耦合和频变耦合一般由槽线结构实现,它降低了 SIW 谐振器的  $Q$  值<sup>[8-12]</sup>. 为了保持 SIW 的高  $Q$  值优势,采用单模 SIW 谐振器中高次模(如 TE<sub>201</sub> 模)设计滤波器的传输极点(transmission pole),可以提供一条等效的负耦合路径,从而避免了基于槽线结构的负耦合<sup>[10]</sup>.

采用双模 SIW 谐振器设计滤波器时,利用两条主耦合路径及其中一个谐振模式等效负耦合路径的特性产生 FTZs<sup>[3,6]</sup>,实现通带的高选择性. 基于单腔双模谐振器设计滤波器,并考虑旁路耦合时,可以实现两个 FTZs 的两阶滤波器<sup>[13]</sup>. 为了实现更高选择性的高阶 SIW 滤波器,文献[14]和文献[15]给出了基于单层结构的双腔双模 SIW 滤波器设计方法,可以实现 4 个 FTZs,但是其位置可控性较差,且尺寸较大;文献[16~18]给出了双层结构的双腔双模 SIW 滤波器设计方法,可以实现较小的尺寸,但 FTZs 位置的可控性较差;文献[19]给出了基于单层结构的双腔单模和单腔双模 SIW 滤波器设计方法,较好地实现了 FTZs 位置的可控性,但是尺寸较大.

基于单腔三模 SIW 谐振器的滤波器具有小型化的优势<sup>[20-24]</sup>. 单腔三模 SIW 的单通带滤波器最多可以实现三个 FTZs,具有高选择性的优点<sup>[20-22]</sup>. 由于模式多,且耦合较为复杂,导致基于多腔三模 SIW 谐振器设计高阶单通带滤波器较为困难. 基于 SIW 谐振器与接地共面波导(grounded coplanar waveguide)<sup>[3]</sup>、互补开环谐振器(complementary split ring resonator)<sup>[25]</sup>、共面带状线(co-planar strip)<sup>[26]</sup>等其他平面谐振器组合设计实现高选择性滤波器,可以实现紧凑的尺寸,但是槽线结构降低了 SIW 谐振器的  $Q$  值,从而增加了滤波器通带插入损耗,并且 FTZs 位置可控性较差.

针对微波滤波器小型化、高性能的应用需求,本文首先分析单腔双模和双腔单模谐振器组合型滤波器等效耦合拓扑的特性,然后提出三种双层单腔双模和双腔单模 SIW 谐振器组合的带通滤波器结构,它们等效为盒型耦合拓扑,但具有不同的对角交叉耦合路径. 双模 SIW 谐振器中的非谐振模式提供等效的对角耦合,但是其等效交叉耦合强度有限,实现滤波器的通带边缘陡峭度能力有限. 为了进一步提高对角耦合强度,在上层两个单模 SIW 谐振器之间增加一个感性耦合窗,提供一条直接的对角耦合路径,从而进一步提高滤波器的通带选择性. 进一步在两个单模 SIW 谐振器之间

增加频变耦合结构,实现三个 FTZs. 详细分析了旁路耦合、磁耦合和频变耦合提供对角耦合路径时,FTZs 位置的可控性. 最后设计了两个中心频率为 7.5 GHz、带宽为 240 MHz 的双层 SIW 滤波器,并进行加工和测试. 测试和仿真结果一致性较好,验证了双层单腔双模和双腔单模基片集成波导滤波器结构的可行性. 本文提出的滤波器结构具有小型化、多样化频率响应特性和可控传输零点位置等优点.

## 2 单腔双模和双腔单模谐振器组合型滤波器等效耦合拓扑分析

当一个双模谐振器和两个单模谐振器组合设计滤波器时,可以等效为图 1 所示的两种耦合拓扑结构. 若把双模谐振器中的微扰结构视为两个谐振模式之间的耦合元素时,相应滤波器等效为图 1(a)所示的四阶折叠拓扑结构<sup>[27]</sup>,源和负载分别与谐振器 1 和 4 耦合,谐振器 1 和 4 分别与双模谐振器中的一个模式耦合,当  $i=j$  时,  $M_{ij}$  表示谐振器自耦合;当  $i \neq j$  时,  $M_{ij}$  表示第  $i$  和第  $j$  个谐振器之间的耦合;  $M_{S1}$  表示源与谐振器之间耦合;  $M_{L1}$  表示负载与谐振器之间耦合. 微扰结构用于控制双模谐振器中两个谐振模式之间的耦合系数  $M_{23}$ . 该拓扑结构对应的耦合矩阵  $\mathbf{M}$  如式(1)所示.

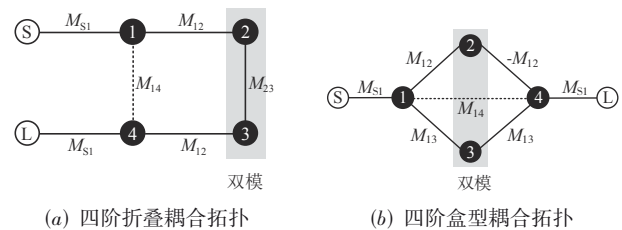


图 1 基于双腔双模谐振器的四阶拓扑结构

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & M_{S1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{S1} & 0 & M_{12} & 0 & M_{14} & 0 \\ 0 & M_{12} & 0 & M_{23} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_{23} & 0 & M_{12} & 0 \\ 0 & M_{14} & 0 & M_{12} & 0 & M_{S1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & M_{S1} & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

耦合矩阵  $\mathbf{M}$  通过式(2)所示的相似变换后,特征值保持不变<sup>[27]</sup>,其中  $\mathbf{T}$  为正交矩阵. 因此,耦合矩阵  $\mathbf{M}'$  与  $\mathbf{M}$  所对应的频率响应(散射参数)相同<sup>[27]</sup>.

$$\mathbf{M}' = \mathbf{TMT}^T \quad (2)$$

当对四阶折叠耦合拓扑结构的耦合矩阵  $\mathbf{M}$  进行相似变换,消去元素  $M_{23}$ ,可以表示为对微扰双模谐振器中两个相互耦合的谐振模式进行去耦,得到微扰谐振器的两个本征模.

正交矩阵  $\mathbf{T}$  表示为<sup>[27]</sup>:

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta & \sin \theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\sin \theta & \cos \theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中,角度 $\theta$ 由式(4)决定:

$$\theta = \tan^{-1} \left( \sqrt{\left( \frac{M_{11}}{2M_{12}} \right)^2 + 1} - \frac{M_{11}}{2M_{12}} \right) \quad (4)$$

由于耦合矩阵对角元素自耦合为0( $M_{11}=M_{44}=0$ ),因此, $\theta=\pi/4$ .

由式(1)~(3)可得相似变换后的耦合矩阵 $M'$ 如式(5)所示,可知以下特性:

(1) 耦合矩阵相似变换前后,S-L耦合系数 $M_{sl}$ 不变;

(2) 相似变换前,存在一条主耦合路径1-2-3-4;变换后,存在两条主耦合路径1-2-4和1-3-4;

(3) 相似变换后,两个主耦合路径耦合强度相等,并为变换前主耦合路径强度的 $1/\sqrt{2}$ 倍,其中一条耦合路径反相(即路径2-4);

(4) 相似变换后,耦合矩阵(5)中的中间两个谐振节点 $M'_{22}$ 和 $M'_{33}$ 表示双模谐振器微扰后的两个本征模式,即为含有微扰元素的双模谐振器的奇模和偶模;

(5) 相似变换后,双模谐振器中奇模和偶模的归一化频率之差表示为式(6), $M_{23}$ 为变换前双模谐振器两个本征模式的耦合系数,其大小由微扰元素决定, $\Omega_{\text{odd}}$ 和 $\Omega_{\text{even}}$ 分别表示奇模和偶模归一化频率.因此,变换后,微扰元素决定两个模式(奇模和偶模)的谐振频率.

$$M' = \begin{bmatrix} 0 & M'_{S1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M'_{S1} & 0 & M'_{12} & M'_{13} & M'_{14} & 0 \\ 0 & M'_{12} & M'_{22} & 0 & M'_{12} & 0 \\ 0 & M'_{13} & 0 & M'_{33} & -M'_{13} & 0 \\ 0 & M'_{14} & M'_{12} & -M'_{13} & 0 & M'_{S1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & M'_{S1} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & M_{S1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{S1} & 0 & \frac{M_{12}}{\sqrt{2}} & -\frac{M_{12}}{\sqrt{2}} & M_{14} & 0 \\ 0 & \frac{M_{12}}{\sqrt{2}} & M_{23} & 0 & \frac{M_{12}}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & -\frac{M_{12}}{\sqrt{2}} & 0 & -M_{23} & \frac{M_{12}}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & M_{14} & \frac{M_{12}}{\sqrt{2}} & \frac{M_{12}}{\sqrt{2}} & 0 & M_{S1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & M_{S1} & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\left| \Omega_{\text{odd}} - \Omega_{\text{even}} \right| = \left| M'_{22} - M'_{33} \right| = 2 \left| M_{23} \right| \quad (6)$$

因此,单腔双模和双腔单模谐振器组合滤波器可以等效为图1(b)所示的四阶盒型耦合拓扑结构,谐振节点2和3表示含有微扰元素的双模谐振器中的两个本征模式,此时,两个本征模式不再是两个简并双模,这是由微扰元素导致的.微扰元素一般存在于基于简并双模谐振器的滤波器中,用于分离和控制两个模式的谐振频率.简并双模平面谐振器有方形/圆形贴片、方形/圆形SIW和环形微带线等结构.对于非简并双模谐振器设计滤波器,可以不需要额外的微扰结构<sup>[6]</sup>.

对于单腔双模和双腔单模谐振器组合型滤波器,采用图1(a)和图1(b)所示拓扑结构都可以用于滤波器的分析和设计,但是由式(5)可知,只有当 $M'_{12}=M'_{13}$ 时,两种耦合拓扑才可以互等效.由于在四阶盒型耦合拓扑中, $M'_{12}$ 可以不等于 $M'_{13}$ ,因此,图1(b)所示的拓扑结构在实现滤波器的频率响应上更为灵活.

针对单腔双模和双腔单模谐振器组合型滤波器设计,如果采用图1(b)所示的拓扑结构,并在物理模型中实现主耦合路径耦合强度( $M'_{12}$ 和 $M'_{13}$ )及双模谐振器自耦合强度( $M'_{22}$ 和 $M'_{33}$ )的灵活控制,可以进一步地实现具有两个FTZs的非对称频率响应<sup>[6]</sup>.在本文双层单腔双模和双腔单模SIW谐振器组合型滤波器的设计中,采用谐振器加载微扰结构后的本征模式进行分析和设计,实现滤波器FTZs位置的可控性及频率响应高自由度.

### 3 旁路对角耦合双层SIW滤波器分析

#### 3.1 滤波器结构1

基于上文分析,本文首先给出第一种双层SIW盒型耦合拓扑滤波器,为基本结构,并记为滤波器结构1,其三维结构如图2(a)所示.该滤波器由两个三角形单模SIW谐振器和一个方形双模SIW谐振器组成,单模谐振器工作于主模 $TE_{101}$ ,双模谐振器工作于高次模 $TE_{102}$ 和 $TE_{201}$ .两个单模SIW谐振器位于上层介质板,并分别与输入输出馈线相连接,上层金属及上层介质板中金属柱示意图如图2(c)所示;双模SIW谐振器位于下层介质板,通过中间层槽线结构与两个单模SIW谐振器耦合,中层金属及下层介质板中金属柱示意图如图2(d)所示;下层金属为全金属接地面;滤波器关于对角线 $P_1P_2$ 对称.滤波器1等效为图2(b)所示的盒型耦合拓扑结构,其中节点S和L表示源和负载;节点1和4表示单模三角形SIW谐振器中主模 $TE_{101}$ ,电场分布如图3(a)所示;节点2和3分别表示微扰双模SIW谐振器中对角模式 $TE_{102}$ 和 $TE_{201}$ ,电场分布如图3(b)和图3(c)所示;N表示双模SIW谐振器中的非谐振模式(即主模 $TE_{101}$ , $TE_{202}$ , $TE_{103}$ 和 $TE_{301}$ 等其他高次模).

输入输出馈线通过共面波导过渡结构分别与上层单模三角形SIW谐振器相连进行馈电,馈线位于直角

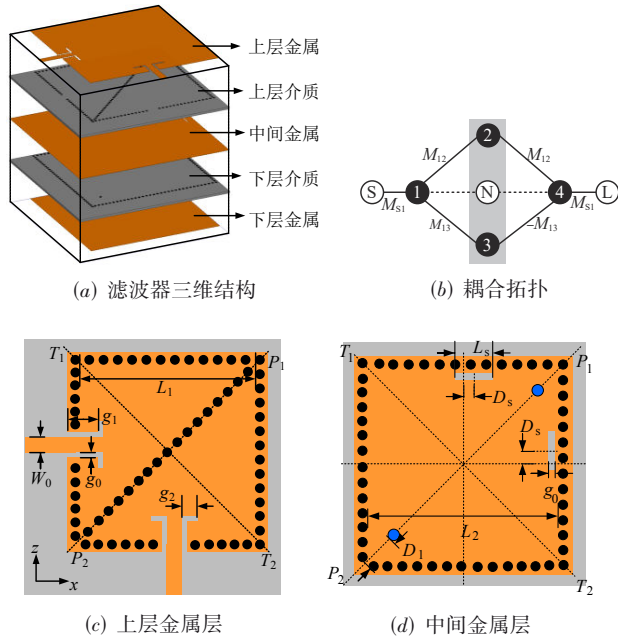


图2 四阶双层SIW滤波器1及相应耦合拓扑

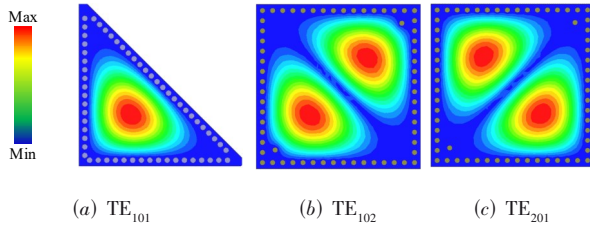
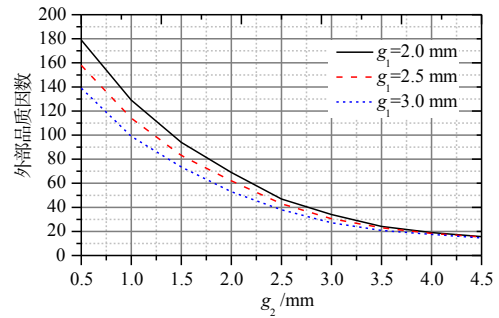


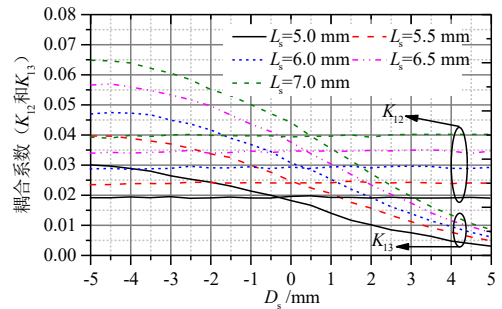
图3 SIW谐振器电场分布

边,槽线长度  $g_1$  和  $g_2$  主要用于控制单模 SIW 谐振器中  $TE_{101}$  模的外部品质因数,在中心频率 7.5 GHz 附近提取外部品质因数如图 4(a) 所示<sup>[28]</sup>.

如图 2(d) 所示,中间金属层上的两个槽线耦合缝隙位于双模 SIW 谐振器两个侧边边缘,同时根据  $TE_{102}$  模和  $TE_{201}$  模的电场分布可知:在两个槽线耦合缝隙处,  $TE_{201}$  模的磁场方向相位相反(即相差  $180^\circ$ ),而  $TE_{102}$  模的磁场方向相位相同(即相差  $0^\circ$ ),因此单模三角形 SIW 谐振器中  $TE_{101}$  模与双模方形 SIW 谐振器中  $TE_{201}$  模耦合时,可以等效为一条负耦合路径 3-4,如图 2(b) 所示;其他耦合路径 1-2、2-3 和 1-3 等效为正耦合.为了更好地控制两条主耦合路径的耦合强度,两个耦合槽线可以同时往  $z$  和  $x$  轴正或负方向偏移,偏移距离记为  $D_s$ .在中心频率 7.5 GHz 附近提取单模 SIW 谐振器中  $TE_{101}$  与双模 SIW 谐振器中  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  之间的耦合系数  $K_{12}$  和  $K_{13}$ ,如图 4(b) 所示,可知:(1)当  $D_s=0$  时,  $K_{12} \approx K_{13}$ ,理论上  $K_{12}$  应等于  $K_{13}$ ,这里不相等是由于对角线微扰金属柱破坏了  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  模式旋转  $90^\circ$  对称性;(2)当  $D_s>0$  时,  $K_{12}>K_{13}$ ;(3)当  $D_s<0$  时,  $K_{12}<K_{13}$ .因此,耦合槽线长度



(a) 外部品质因数



(b) 耦合系数

图4 外部品质因数及耦合系数

$L_s$  和偏离位置  $D_s$  能够很好地控制两条主耦合路径的电磁能量传输强度.

如图 2(d) 所示,双模 SIW 谐振器中有位于对角线  $T_1T_2$  或者  $P_1P_2$  上的微扰金属柱,用于分离和控制双模  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  谐振频率.当微扰金属柱位于对角线  $P_1P_2$  上时,微扰金属柱附近位置处的  $TE_{102}$  模磁场最强,  $TE_{102}$  模电场最弱,且  $TE_{201}$  模的电场和磁场都是最弱.根据微扰理论可知<sup>[29]</sup>,此时,  $TE_{102}$  模的谐振频率大于  $TE_{201}$  模的谐振频率,即  $f_2>f_3$ .同理可知,当微扰金属柱位于对角线  $T_1T_2$  上时,  $TE_{201}$  模的谐振频率大于  $TE_{102}$  模的谐振频率,即  $f_3>f_2$ .

本文所有仿真和加工基板采用 Rogers5880 板材,其单层厚度为 0.508 mm,介电常数为 2.2,损耗正切角 0.0009;金属层为铜,其厚度为 0.017 mm.

### 3.2 可控有限传输零点位置分析

基于图 2 所示滤波器结构 1 等效为盒型耦合拓扑,下层双模 SIW 谐振器中  $TE_{101}$ ,  $TE_{202}$ ,  $TE_{103}$  和  $TE_{301}$  等次模提供的旁路耦合,可以等效为一条负耦合系数的对角耦合路径,进而实现两个 FTZs.当两个微扰金属柱位于双模 SIW 谐振器对角线  $T_1T_2$  上时(即  $f_3>f_2$ ),可以实现近似椭圆频率响应,即两个 FTZs 分别位于上、下阻带,如图 5(a) 所示.当改变中间金属层上耦合缝隙槽偏移位置  $D_s$  时,可知参数  $D_s$  可以很好地控制该近似椭圆频率响应的两个 FTZs 位置.理论上,当  $D_s=0$  时,两个 FTZs 位置应关于通带左右对称,这里的不对称性主要由微扰金属柱破坏了  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  模的对称性导致的.

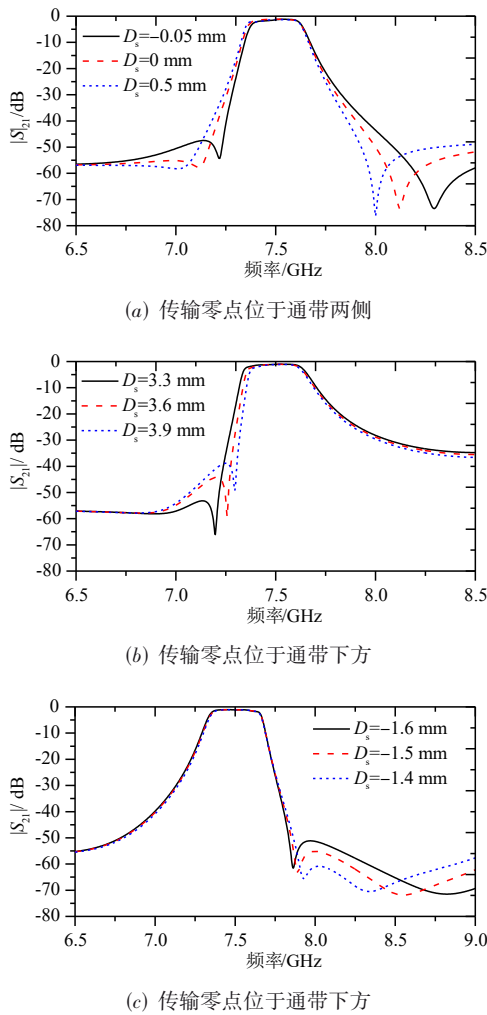


图5 传输零点位于S域虚轴

当两个微扰金属柱位于双模 SIW 谐振器对角线  $P_1P_2$  上(即  $f_2 > f_3$ ), 且  $D_s < 0$ (即  $K_{12} < K_{13}$ )时, 可以实现一种非对称频率响应, 即两个 FTZs 分别位于下阻带, 如图 5(b) 所示, 其中位于 7 GHz 附近的 FTZ 不是很明显, 这是由于较弱的旁路耦合导致的. 改变偏移位置  $D_s$  可以很好地控制其中一个 FTZ 位置. 当两个微扰金属柱位于双模 SIW 谐振器对角线  $P_1P_2$  上(即  $f_2 > f_3$ ), 且  $D_s > 0$ (即  $K_{12} > K_{13}$ )时, 可以实现另外一种非对称频率响应, 即两个 FTZs 分别位于上阻带, 如图 5(c) 所示, 改变偏移位置  $D_s$  可以很好地控制两个 FTZ 位置. 以上三种频率响应, FTZs 位置均位于 S 域虚轴, 用于提高滤波器通带边缘陡峭度.

基于滤波器结构 1, 还可以实现两个 FTZs 位于 S 域实轴的频率响应, 此时, 两个微扰金属柱位于双模 SIW 谐振器对角线  $P_1P_2$  上(即  $f_2 > f_3$ ), 且  $D_s \approx 0$ (即  $K_{12} \approx K_{13}$ ). 图 6 给出了两个 FTZs 位于 S 域的 S 参数响应仿真曲线, 其  $S_{21}$  曲线不能观察到两个衰减零点, 这是由于 FTZs 位于 S 域实轴. S 域实轴 FTZs 可以提高通带内  $S_{21}$  的相位线

性度, 如图 6 插图所示, 给出了通带附近群时延曲线. 由于下层双模 SIW 谐振器中基于非谐振模 N 的旁路耦合提供等效的对角耦合强度有限, 并且其强度依赖于两条主耦合路径, 导致 S 域实轴 FTZs 不能无限接近通带边缘, 因此通带内  $S_{21}$  相位线性度改善能力有限.

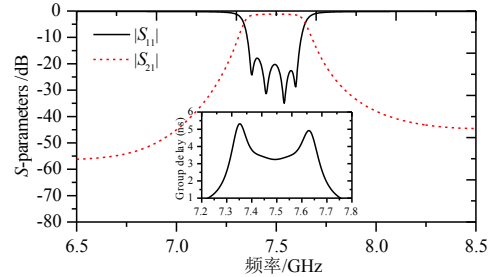


图6 有限传输零点位于S域实轴

以上分析均考虑两个 FTZs 位置的可控性, 当忽略旁路对角耦合时, 可以产生一个位置可控的虚轴 FTZ, 其归一化位置  $\Omega$  可由式(7)进行计算<sup>[30]</sup>:

$$\Omega = \frac{M_{33}M_{12}^2 - M_{22}M_{13}^2}{M_{12}^2 - M_{13}^2} \quad (7)$$

其中,  $M_{12}$  和  $M_{13}$  分别为谐振节点 1 和 2 及谐振节点 1 和 3 归一化耦合系数;  $M_{22}$  和  $M_{33}$  分别为双模谐振器中  $TE_{102}$  和  $TE_{201}$  模的归一化自耦合系数. 式(7)进一步说明了四阶盒型耦合拓扑产生传输零点的机理, 其位置由主耦合  $M_{12}$  和  $M_{13}$  及自耦合  $M_{22}$  和  $M_{33}$  决定.

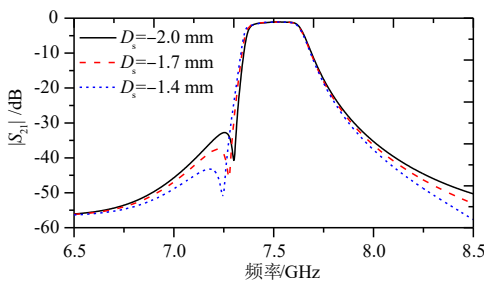
图 5(b) 和图 5(c) 所示非对称频率响应曲线, 两个微扰金属柱位于双模 SIW 谐振器对角线  $P_1P_2$  上, 此时  $f_2 > f_3$ , 即  $M_{22} < M_{33}$ . 为了进一步说明传输零点位置的可控性, 两个微扰金属柱位于双模 SIW 谐振器对角线  $T_1T_2$  上, 此时  $f_3 > f_2$ , 即  $M_{33} < M_{22}$ , 同样可以实现非对称频率响应, 这不同于图 5(b) 和图 5(c) 所示实现条件. 图 7 给出了两个微扰金属柱位于双模 SIW 谐振器对角线  $T_1T_2$  上(即  $M_{33} < M_{22}$ )时, 只考虑一个 FTZ 的两种非对称频率响应: (1)  $D_s < 0$ (即  $K_{12} < K_{13}$ )时, 产生一个位于下阻带的 FTZ, 且其位置可由参数  $D_s$  控制; (2)  $D_s > 0$ (即  $K_{12} > K_{13}$ )时, 产生一个位于上阻带的 FTZ, 且其位置也可由参数  $D_s$  控制.

## 4 直接对角耦合双层 SIW 滤波器分析

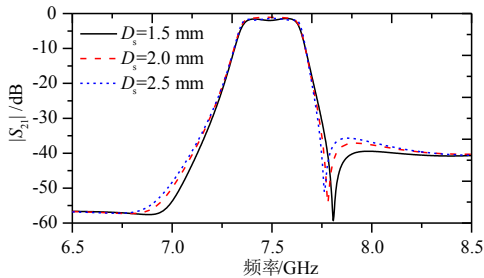
上文分析了旁路对角耦合双层 SIW 滤波器特性, 它具有多样性的频率响应特性及较好的 FTZs 位置可控性, 但是基于非谐振模式的旁路耦合提供等效对角耦合强度有限, 两个 FTZs 不能灵活控制接近通带边缘, 导致其应用受限. 在滤波器结构 1 基础之上, 本节给出两种直接对角耦合双层 SIW 滤波器.

### 4.1 磁耦合提供对角耦合路径滤波器

磁耦合提供对角耦合路径滤波器三维结构同样如



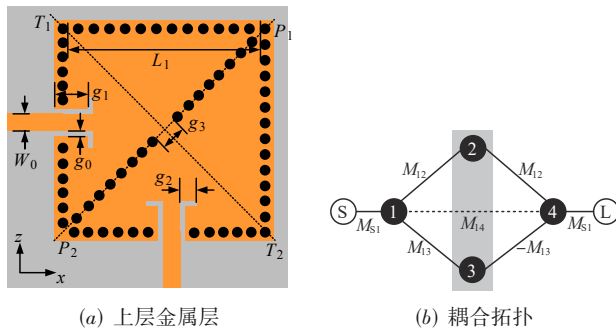
(a) 传输零点位于通带下方



(b) 传输零点位于通带上方

图7 传输零点位于通带下方和上方

图 2(a) 所示, 与其不同之处是在两个单模三角形 SIW 谐振器公共斜边处, 增加一个磁耦合窗, 如图 8(a) 所示, 磁耦合宽度记为  $g_3$ . 该滤波器记为滤波器结构 2, 其等效为图 8(b) 所示的盒型耦合拓扑, 磁耦合窗提供两个单模 SIW 谐振器之间的一条正耦合系数的对角耦合路径, 且参数  $g_3$  可以很好地独立控制对角耦合强度  $M_{14}$ , 这不同于滤波器结构 1.



(a) 上层金属层

(b) 耦合拓扑

图8 四阶双层 SIW 滤波器 B 及相应耦合拓扑

为了说明滤波器结构 B 实现 FTZs 位置的可控性, 图 9 给出了 FTZs 位于 S 域虚轴的三种频率响应类型的仿真曲线. 响应类型 1 是两个 FTZs 分别位于上、下阻带的近似椭圆频率响应, 由于磁耦合窗提供的对角耦合路径的耦合系数为正, 此时, 两个微扰金属柱应位于对角线  $P_1P_2$  上 ( $f_2 > f_3$ ), 这不同于旁路对角耦合近似椭圆频率响应类型. 对比图 5(a) 和图 9 所示曲线可知, 滤波器结构 2 实现的两个 FTZs 更加靠近通带边缘, 从而提高

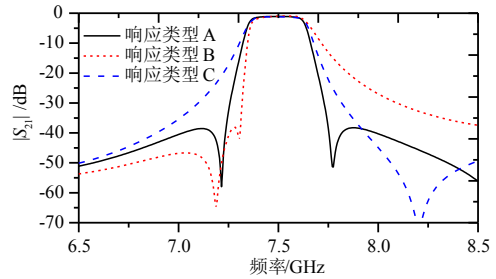


图9 传输零点位于S域虚轴

了滤波器通带的选择性.

当两个微扰金属柱位于对角线  $T_1T_2$  上 (即  $f_3 > f_2$ ), 且  $D_s < 0$  (即  $K_{12} < K_{13}$ ) 时, 可以实现一种非对称频率响应类型 2, 即两个 FTZs 分别位于下阻带, 如图 9 中红色虚线所示. 当两个微扰金属柱还位于对角线  $T_1T_2$  上, 但  $D_s > 0$  (即  $K_{12} > K_{13}$ ) 时, 可以实现另一种非对称频率响应类型 C, 如图 9 中蓝色虚线所示, 该频率响应类型只在上阻带实现了一个 FTZ, 是由双模 SIW 谐振器中高次模提供的旁路耦合等效的负耦合与磁耦合抵消导致的. 上文旁路对角耦合滤波器的 FTZs 位置主要由耦合槽偏移距离  $D_s$  控制, 该小节滤波器结构 2 不仅可以由  $D_s$  控制, 还可以由磁耦合窗  $g_3$  控制, 仿真曲线不再给出.

当两个微扰金属柱位于对角线  $T_1T_2$  上 (即  $f_3 > f_2$ ), 且  $K_{12} \approx K_{13}$  时, 可实现两个 FTZs 位于 S 域实轴的频率响应类型, S 参数及群时延仿真曲线如图 10 所示, 中心频率为 7.5 GHz, 等波纹带宽为 220 MHz,  $S_{21}$  通带内线性相位带宽为 150 MHz, 即通带内 68% 的频带具有较好的相位线性度.

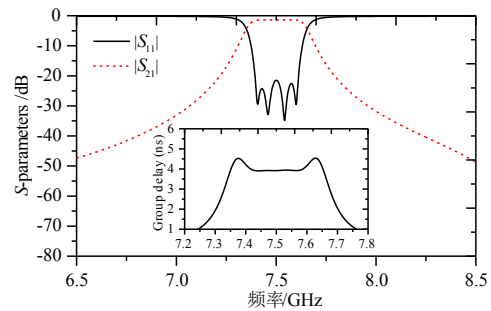
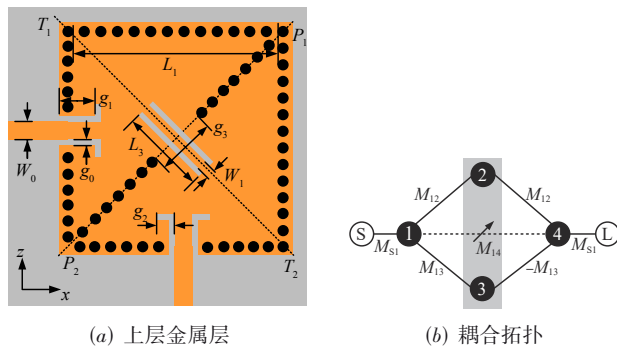


图10 传输零点位于S域实轴

### 4.2 频变耦合提供对角耦合路径滤波器

频变耦合提供对角耦合路径滤波器三维结构同样也如图 2(a) 所示, 与其不同之处是在两个单模三角形 SIW 谐振器公共斜边处, 增加一个频变耦合结构, 如图 11(a) 所示, 频变耦合结构由磁耦合窗和接地共面波导构成, 其中磁耦合窗宽度记为  $g_3$ , 接地共面波导长度记为  $L_3$ , 宽度记为  $W_1$ . 需要指出的是, 基于共面波导的频变耦合结构会降低上层两个单模 SIW 谐振器的 Q 值. 该滤波器记为滤波器结构 3, 其等效为图 11(b) 所示的盒型耦合拓扑, 频变耦合结构提供两个单模 SIW 谐振

器之间的一条耦合系数随频率变化的对角耦合路径, 参数  $g_3$ 、 $W_1$  和  $L_3$  可以很好地独立控制频变耦合强度  $M_{14}$  [12], 其中磁耦合窗  $g_3$  主要控制频变耦合中正耦合部分, 而接地共面波导主要控制频变耦合中的负耦合部分. 相比于滤波器结构 2, 滤波器结构 3 的频变对角耦合可增加一个额外的 FTZ, 即实现三个 FTZs 的频率响应曲线. 相比于滤波器 2 的频率响应特性, 如图 9 所示, 可知滤波器 3 的频率响应特性在上阻带抑制水平明显恶化, 如图 12 所示, 这是由于滤波器 3 上表面蚀刻的共模波导也会产生谐振, 其作为非谐振节点并被激励, 导致上阻带抑制水平恶化.



(a) 上层金属层

(b) 耦合拓扑

图 11 四阶双层 SIW 滤波器 3 及相应耦合拓扑

为了进一步说明滤波器结构 3 的 FTZs 位置可控性, 图 12 给出了微扰金属柱位于双模 SIW 谐振器中对角线  $P_1P_2$  上时不同参数的仿真曲线. 当改变两个单模 SIW 谐振器之间的磁耦合窗大小  $g_3$  时, 可以同时改变三个 FTZs 位置, 如图 12(a) 所示; 当改变两个单模 SIW 谐振器之间的接地共面波导长度  $L_3$  时, 主要改变第一个和第二个 FTZs 位置, 如图 12(b) 所示; 当改变中间金属层耦合槽线偏移位置  $D_s$  时, 主要改变第二个 FTZs 位置, 如图 12(c) 所示. 因此, 由图 12 可知参数  $g_3$ 、 $L_3$  和  $D_s$  可以很好地控制三个 FTZs 位置.

## 5 滤波器设计与测试

为了验证双层单双模 SIW 谐振器组合结构带通滤波器结构的可行性, 基于图 8、图 11 所示的滤波器结构 2 和 3, 并依据如图 4(a) 所示的外部品质因数及主耦合系数, 本节设计了两个滤波器, 其中心频率为 7.5 GHz、等波纹带宽为 240 MHz、通带内反射系数小于 20 dB, 并进行加工和测试.

### 5.1 滤波器 I

基于图 8 所示双层 SIW 滤波器结构 2, 设计了一个具有近似椭圆响应的滤波器 (记为滤波器 I), 两个 FTZs 分别位于 7.22 GHz 和 7.78 GHz, 仿真结果如图 13(a) 中实线所示. 通过 ANSYS HFSS v.15.0 优化后的参数:  $W_0$

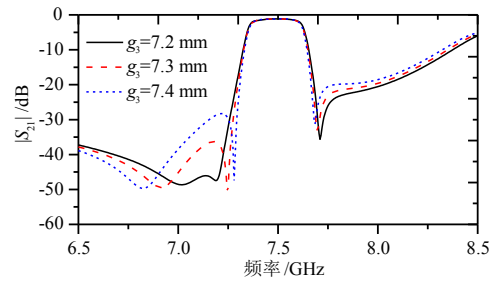
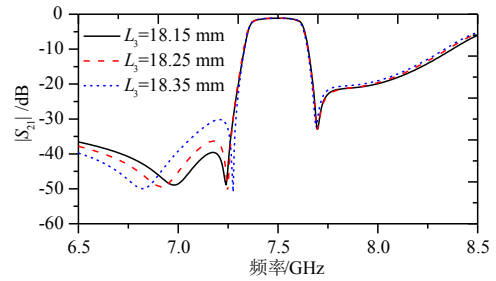
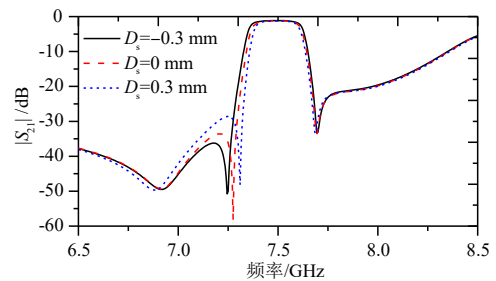
(a) 改变参数  $g_3$ (b) 改变参数  $L_3$ (c) 改变参数  $D_s$ 

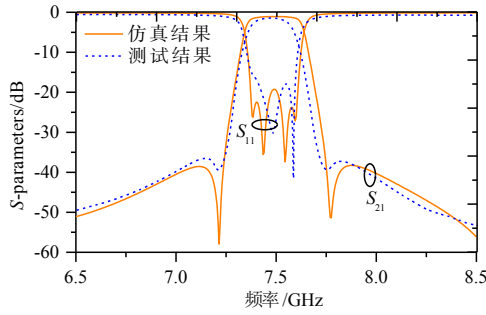
图 12 改变结构参数控制三个传输零点位置

$=1.54$ ,  $W_1=1$ ,  $g_0=0.25$ ,  $g_1=3$ ,  $g_2=2.95$ ,  $g_3=2.4$ ,  $D_1=5.08$ ,  $D_s=-0.23$ ,  $L_s=5.76$ ,  $L_1=28.98$ ,  $L_2=29.84$ , 单位均为 mm. 滤波器 I 的归一化耦合系数为:  $M_{s1}=1.0267$ ,  $M_{12}=0.6335$ ,  $M_{13}=0.6166$ ,  $M_{22}=-0.7368$ ,  $M_{33}=0.7586$ ,  $M_{14}=0.1201$ . 归一化内部耦合系数  $M_{ij}$  与去归一化耦合系数  $K_{ij}(i \neq j)$  之间的关系为:

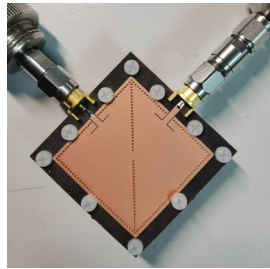
$$K_{ij} = M_{ij} \times \text{FBW} \quad (8)$$

其中 FBW 为滤波器的相对带宽.

最后加工了该 SIW 滤波器, 并使用网络分析仪 N5244A 进行测试, 其测试结果如图 13(a) 中虚线所示, 测试和仿真结果一致性较好, 测得通带的中心频率为 7.47 GHz, 通带内插入损耗为 1.92 dB, 通带内反射系数小于 -17.65 dB, 带宽为 192 MHz (相对带宽为 2.57%), 下、上阻带的传输零点分别位于 7.21 GHz 和 7.74 GHz, 实物如图 13(b) 所示. 测试结果验证了磁耦合提供对角耦合路径设计可控 FTZs 位置双层 SIW 滤波器的可行性.

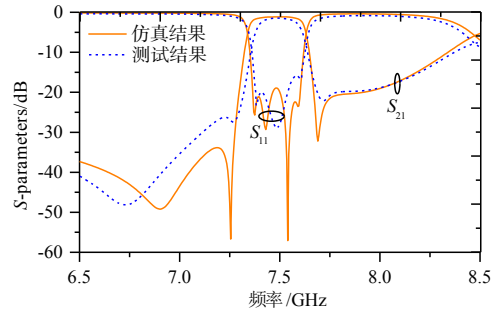


(a) 仿真、测试结果

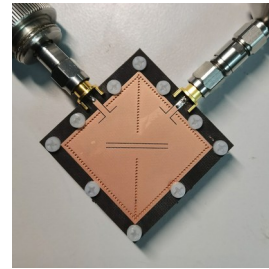


(b) 实物图

图 13 滤波器 I 的仿真和测试结果及实物图



(a) 仿真、测试结果



(b) 实物图

图 14 滤波器 II 的仿真和测试结果及实物图

### 5.2 滤波器 II

基于图 11 所示双层 SIW 滤波器结构 3, 设计了一个具有近似椭圆响应的滤波器 (记为滤波器 II), 三个 FTZs 分别位于 6.90 GHz、7.25 GHz 和 7.69 GHz, 仿真结果如图 14(a) 中实线所示. 通过 ANSYS HFSS v.15.0 优化后的参数:  $W_0=1.54$ ,  $W_1=1$ ,  $g_0=0.25$ ,  $g_1=3$ ,  $g_2=2.95$ ,  $g_3=7.31$ ,  $D_1=5.30$ ,  $D_s=-0.3$ ,  $L_s=5.75$ ,  $L_1=28.85$ ,  $L_2=29.87$ ,  $L_3=18.25$ , 单位均为 mm. 滤波器 II 的归一化耦合系数为:  $M_{s1}=1.0059$ ,  $M_{12}=0.5656$ ,  $M_{13}=0.5343$ ,  $M_{22}=-0.7299$ ,  $M_{33}=0.7538$ ,  $M_{14}=0.3151+0.0608\omega$ , 其中  $\omega$  为低通原型角频率.

最后加工了该 SIW 滤波器, 并进行了测试, 其测试结果如图 14(a) 中虚线所示, 测试和仿真结果一致性较好, 测得通带的中心频率为 7.49 GHz, 通带内插入损耗为 2.13 dB, 通带内反射系数小于 -15.94 dB, 相对带宽为 2.52%, 下阻带两个 FTZs 分别位于 6.73 GHz 和 7.27 GHz, 上阻带 FTZ 位于 7.72 GHz. 实物如图 14(b) 所示. 测试结果验证了频变耦合提供对角耦合路径设计可控 FTZs 位置双层 SIW 滤波器的可行性. 相比于滤波器 I, 滤波器 II 在通带附近实现三个 FTZs, 进一步盒型耦合拓扑结构中增加频变对角耦合可实现一个额外的 FTZ. 通过滤波器 I 和 II 的加工和测试, 间接验证了基于滤波器结构 1 的可行性.

表 1 与参考文献中 SIW 带通滤波器性能比较

滤波器	中心频率 (GHz)	阶数	相对带宽 (%)	位置可控的 FTZs 数量	是否可控频率响应	归一化尺寸 $\lambda_g \times \lambda_g$	介质板层数	结构实现形式
文献[6]	10	5	3.94	2	是	1.52×1.61	1	单层单双模组合
文献[8]	5.8	4	12.1	0	否	1.29×1.29	1	单层单模
文献[9]	20.5	4	3.9	0	否	1.47×1.91	1	单层单模
文献[14]	5.22	4	/	1	否	1.46×0.66	1	单层双模
文献[15]	15	4	4.3	2	是	1.73×0.95	1	单层双模
文献[16]	10	4	3.28	2	是	0.86×0.86	2	双层双模
文献[18]	5.5	4	3.6	0	否	0.88×0.88	2	双层双模
文献[19]	10	4	3.31	2	是	1.31×1.31	1	单层单双模组合
文献[22]	13.53	3	3.91	2	否	0.84×0.84	2	单层三模
滤波器 I	7.47	4	2.57	2	是	0.85×0.85	2	双模单双模组合
滤波器 II	7.49	4	2.52	3	是	0.85×0.85	2	双模单双模组合

表 1 给出了本文提出并设计的 SIW 滤波器与参考文献中 SIW 滤波器性能的比较,本文提出的双层单腔双模和双腔单模 SIW 谐振器盒型拓扑结构滤波器,具有相对较小的尺寸,还能够实现多样性的频率响应特性,包括近似椭圆频率响应、非对称频率响应和线性相位频率响应,并且可以很好地控制 FTZs 位置,满足不同前端射频系统对阻带的要求;同时不需要传统基于槽线的负耦合结构即可实现 FTZs,保持了 SIW 谐振器较高  $Q$  值的优势,近似封闭的空间还能减小外界环境对滤波器特性的影响。

## 6 总结

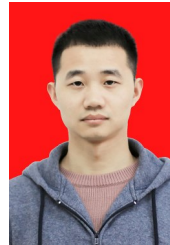
本文首先分析了单腔双模和双腔单模谐振器组合型滤波器等效耦合拓扑的特性,然后提出了三种双层单腔双模和双腔单模 SIW 谐振器组合的带通滤波器结构.提出的三种双层 SIW 滤波器可以等效为含有不同对角耦合路径的盒型耦合拓扑.详细分析了旁路耦合、磁耦合和频变耦合提供对角耦合路径时,双层 SIW 滤波器特性及 FTZs 位置的可控性.基于单个 SIW 滤波器结构,仅改变结构参数,可以实现不同的频率响应特性,能够满足不同前端系统对阻带的要求.最后设计了两个中心频率为 7.5 GHz、带宽为 240 MHz 的带通滤波器,并进行加工和测试.测试和仿真结果一致性较好,验证了双层单腔双模和双腔单模 SIW 滤波器结构的可行性.本文提出的双层单腔双模和双腔单模 SIW 滤波器不仅具有紧凑的尺寸,还具有多样性的频率响应特性及可控 FTZs 位置,具有较好的应用价值。

## 参考文献

- [1] 葛俊祥,李浩,杨现志,等. Ka 波段基片集成波导窄带带通滤波器设计[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(5): 1245-1249.  
GE J X, LI H, YANG X Z, et al. Design of a Ka-band filter with narrow pass band based on substrate integrated waveguide [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2017, 39(5): 1245-1249. (in Chinese)
- [2] 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)
- [3] 刘庆,周东方,张德伟,等. 双/三模基片集成波导和共面波导混合结构滤波器设计[J]. 电子学报, 2018, 46(4): 952-960.  
LIU Q, ZHOU D F, ZHANG D W, et al. Design of filters using the hybrid structure of dual/triple-mode substrate integrated waveguide and ground coplanar waveguides[J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(4): 952-960. (in Chinese)
- [4] MOSCATO S, TOMASSONI C, BOZZI M, PERREGRI NI L. Quarter-mode cavity filters in substrate integrated waveguide technology[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2016, 64(8): 1-10.
- [5] 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 & Techniques, 2019, 67(8): 3414-3426.
- [6] LIU Q, ZHANG D, TANG M, DENG H, ZHOU D. A class of box-like bandpass filters with wide stopband based on new dual-mode rectangular SIW cavities[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2021, 69(1): 101-110.
- [7] LI P, CHU H, CHEN R. Design of compact bandpass filters using quartermode and eighth-mode SIW cavities[J]. IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology, 2017, 7(6): 956-963.
- [8] YOU C J, CHEN Z N, ZHU X W, GONG K. Single-layered SIW post-loaded electric coupling-enhanced structure and its filter applications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2013, 61(1): 125-130.
- [9] CHEN X P, WU K. Substrate integrated waveguide cross-coupled filter with negative coupling structure[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2008, 56(1): 142-149.
- [10] ZHU F, HONG W, CHEN J X, WU K. Cross-coupled substrate integrated waveguide filters with improved stopband performance[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2012, 22(12): 633-635.
- [11] GONG K, HONG W, et al. Substrate integrated waveguide quasi-elliptic filters with controllable electric and magnetic mixed coupling[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2012, 60(10): 3071-3078.
- [12] ZYDŁOWSKI S, LESZCZYŃSKA L, MROZOWSKI M AND. A linear phase filter in quadruplet topology with frequency-dependent couplings[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2014, 24(1): 32-34.
- [13] CHU P, HONG W, et al. In-line ports dual-mode substrate integrated waveguide filter with flexible responses [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2018, 28(10): 882-884
- [14] LIU Q, ZHOU D, WANG S, ZHANG Y. Highly-selective pseudoelliptic filters based on dual-mode substrate integrated waveguide resonators[J]. Electronics Letters,

- 2016, 52(14): 1233-1235.
- [15] CHU P, HONG W; TUO MG, ZHENG KL, YANG WW, XU F, WU K. Dual-mode substrate integrated waveguide filter with flexible response[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2017, 63(3): 1-7.
- [16] LIU Q, ZHOU D, LV D, ZHANG D, ZHANG J, et al. Multi-layered dual-mode substrate integrated waveguide bandpass filter with input and output ports located on the same substrate layer[J]. IET Microwaves Antennas & Propagation, 2019, 13(8): 1-8.
- [17] LEE T, LIN W, WU K. Multilayer SIW dual-mode bandpass filter with higher-order mode attenuation[C]//International Wireless Symposium(IWS). Chengdu: IEEE, 2018.
- [18] LIU X X, YU X, CHENG F, et al. Double-layer dual-mode SIW filter using via perturbation[C]//International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition, Chengdu: IEEE, 2012: 1-4.
- [19] 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 Q, ZHOU D F, LÜ D L, et al. Design of substrate integrated waveguide filters in box-like topology with non-resonating node[J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(5): 1136-1145. (in Chinese)
- [20] LI M, JI Q, CHEN C, et al. A triple-mode bandpass filter with controllable bandwidth using QMSIW cavity[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2018, 28(8): 654-656.
- [21] JIN C, SHEN Z. Compact triple-mode filter based on quarter-mode substrate integrated waveguide [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62(1): 37-45.
- [22] LIU Q, ZHOU D, SHI J, HU T. High-selective triple-mode SIW bandpass filter using higher-order resonant modes[J]. Electronics Letters, 2020, 56(1): 37-39.
- [23] XIE H, ZHOU K, ZHOU C, WU W. Substrate-integrated waveguide triple-band bandpass filters using triple-mode cavities[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(6): 2967-2977.
- [24] XIE H, ZHOU K, ZHOU C, WU W. Stopband-improved SIW triplexer and triple-band filters using alternately cascaded triple- and single-mode cavities[J]. IEEE Access, 2019, 7: 56745-56752.
- [25] LIU Z, XIAO G, ZHU L. Triple-mode bandpass filters on CSRR-loaded substrate integrated waveguide cavities[J]. IEEE Transactions on Components Packaging & Manufacturing Technology, 2016, 6(7): 1-7.
- [26] 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.
- [27] CAMERON R J, KUDSIA C M, MANSOUR R R. Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications[M]. New York, USA: Wiley, 2007.
- [28] CHANG K. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications[M]. New York, USA: John Wiley & Sons, Inc, 2001.
- [29] POZAR D M. Microwave Engineering[M]. 3rd Ed. New York, USA: Wiley, 2015.
- [30] CAMERON R J, HARISH A R, RADCLIFFE C J. Synthesis of advanced microwave filters without diagonal cross-couplings[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2003, 50(12): 2862-2872.

#### 作者简介



刘庆男, 1991年出生于河南省信阳市. 2014年6月毕业于湖南大学获学士学位, 2020年6月毕业于信息工程大学获博士学位. 现为信息工程大学讲师, 从事射频/微波滤波器理论与技术、微波电路与天线技术等方向研究工作.  
E-mail: liuqing8123@163.com



张德伟男, 1973年出生于吉林省长春市. 2005年毕业于信息工程大学获博士学位. 现为信息工程大学教授、博士生导师, 主要从事电磁场微波技术、天线与微波无源器件、微波测量、电子设备故障诊断技术等方向研究工作.