

双/三模基片集成波导和共面波导 混合结构滤波器设计

刘 庆,周东方,张德伟,王树兴,吕大龙,张 毅

(解放军信息工程大学信息工程学院,河南郑州 450001)

摘 要: 针对微波带通滤波器小型化、高性能的应用需求,提出使用双/三模方形基片集成波导和共面波导混合结构设计带通滤波器.通过改变双模基片集成波导中 TE_{102} 和 TE_{201} 的谐振频率和外部耦合的强弱,可实现具有近似椭圆、非对称和无传输零点响应的双模滤波器;两个相同尺寸的共面波导作为谐振器蚀刻在基片集成波导表面,与 TE_{102} 和 TE_{201} 共同形成一个通带,设计具有多样性响应的四阶滤波器.在具有非对称响应四阶滤波器的基础上,使主模 TE_{101} 频率移动到该通带附近,设计更宽带宽的五阶滤波器.并对设计的滤波器进行加工和测试.测试结果与仿真结果吻合,表明了该混合结构设计高性能滤波器方法的可行性.

关键词: 带通滤波器;基片集成波导;共面波导;近似椭圆响应;非对称响应;双模;三模

中图分类号: TN715 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)04-0952-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.04.025

Design of Filters Using the Hybrid Structure of Dual/Triple-Mode Substrate Integrated Waveguide and Ground Coplanar Waveguides

LIU Qing, ZHOU Dong-fang, ZHANG De-wei, WANG Shu-xing, LÜ Da-long, ZHANG Yi

(Institute of Information System Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450001, China)

Abstract: A class of planar bandpass filters (BPFs) using dual/triple-mode substrate integrated waveguide (SIW) resonator and ground coplanar waveguides (GCPWs) are proposed according to miniaturization and high selectivity. The quasi-elliptic, asymmetric and non-transmission zero (TZ) response dual-mode SIW filters can be realized by changing resonance frequencies of TE_{102} and TE_{201} , and the external couplings. Two GCPWs of the same size are etched on SIW cavity top metal plane; and the TE_{102} , TE_{201} and two GCPWs in a single SIW cavity are combined to construct the diversified response fourth-order filters. On the basis of asymmetric and non-TZ response, the fundamental mode TE_{101} can be shifted to the pass-band to form a fifth-order filter with wider bandwidth. The designed BPFs were fabricated and measured; and the simulated and measured results agree with each other, demonstrating the feasibility of using hybrid dual/triple-mode SIW and CPWs in a single cavity to design BPFs.

Key words: bandpass filter (BPF); substrate integrated waveguide (SIW); ground coplanar waveguide (GCPW); quasi-elliptic response; asymmetric response; dual-mode; triple-mode

1 引言

基片集成波导 (Substrate Integrated Waveguide, SIW) 作为一种具有较高 Q 值、易加工、体积小、可集成等优点的传输线,在小型化高性能微波器件中得到广泛的研究与应用^[1~5].目前减小体积和提高选择性的一种有效方法是采用双模谐振器设计滤波器^[6~13].在文

献[6~8],基于非谐振模 (Non-Resonating Mode) 提供源与负载的直接耦合,设计了对称和非对称响应的双模波导滤波器,但是体积大,不能用于集成电路.而文献[9]首次使用 PCB 工艺设计了介质填充双模滤波器,但带外抑制特性较差;文献[10~13]使用非谐振模提供源与负载的直接耦合设计近似椭圆响应的双模基片集成波导滤波器,但是为了获得更高选择性滤波器,需要

级联更多的谐振器,因此也会增加体积.文献[14~16]通过在谐振腔中心增加金属柱,使主模的谐振频率向次高模移动,设计了三模带通滤波器,但是具有带宽难控制性和带外选择性差等缺点.

另一方面,基片集成波导具有相对于空气较高的介电常数,可在表面蚀刻缺陷地结构(Defected Ground Structure, DGS)、互补开环谐振器(Complementary Split Ring Resonator, CSRR)或共面波导(Coplanar Waveguide, CPW)设计滤波器,这也是设计高性能滤波器研究的热点之一^[17~21].通过在方形基片集成波导表面蚀刻互补开环谐振器拓展基于简并模 TE_{102} 和 TE_{201} 的双模滤波器,实现了三阶带通滤波器^[19~20].由于文献[20]中互补开环谐振器蚀刻的位置对简并模 TE_{102} 和 TE_{201} 影响较小,因而更易于控制带宽;文献[21]中,通过在方形基片集成波导表面蚀刻共面波导,利用主模 TE_{101} 和两个共面波导谐振器设计了三阶带通滤波器,但选择性和带外抑制特性不够好.

为满足小体积、高性能的应用需求,本文提出基于双/三模基片集成波导和共面波导混合结构设计滤波器.共面波导蚀刻在基片集成波导上表面,不增加额外物理尺寸,该结构滤波器具有体积小、集成度高、可实现对称或非对称响应、带宽和传输零点可控的优点.金属柱微扰分离简并模 TE_{201} 和 TE_{102} ,共面波导的谐振频率主要由其自身的参数决定,外部 Q 值可以由馈电结构

进行调节,因此容易控制滤波器的带宽.文中第二部分分析了双模基片集成波导和共面波导混合谐振器的特性;第三部分根据近似椭圆响应、非对称响应和无传输零点响应双模基片集成波导滤波器结合共面波导设计四阶滤波器;并在非对称四阶滤波器的基础上,设计了一个非对称响应的五阶滤波器;为验证该混合谐振器设计滤波器的有效性,进行了加工和测试.

2 双模 SIW 和 CPWs 混合谐振器分析

2.1 混合结构谐振器

基于双模基片集成波导和共面波导混合结构谐振器如图1(a)所示,两个相互垂直的共面波导蚀刻在基片集成波导的上表面,分别关于过基片集成波导中心的水平线和垂直线对称,并且两个共面波导关于对角线 T_1T_2 对称,该共面波导作为四分之一波长谐振器而非馈电结构;图中黑色圆点表示基片集成波导金属过孔,可等效为电壁^[3];红色圆点表示微扰金属柱,用于分离方形基片集成波导 TE_{102} 和 TE_{201} 的谐振频率,微扰后两个模式的电场关于对角线对称分布,如图1(b);主模及两个共面波导谐振模式分别记为 TE_{101} , CPW_1 和 CPW_2 .由于微扰金属柱只影响 TE_{102} ,并且在其磁场远大于电场的位置,而在 TE_{201} 电场和磁场的最弱处,由微扰理论^[22]可知, f_4 随着微扰金属柱的位置 D_p 增加而增加, f_1 不变,因此 TE_{102} 的谐振频率大于 TE_{201} 的谐振频率.

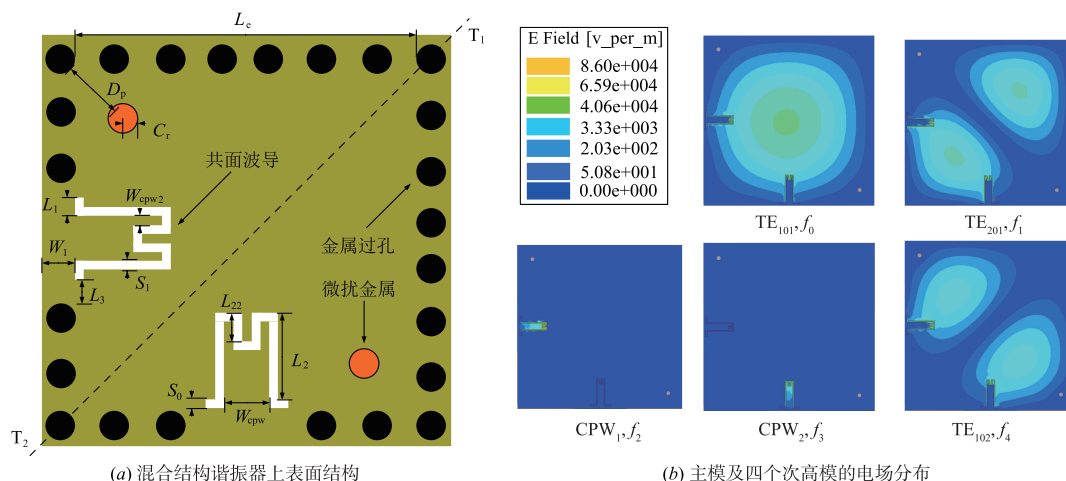


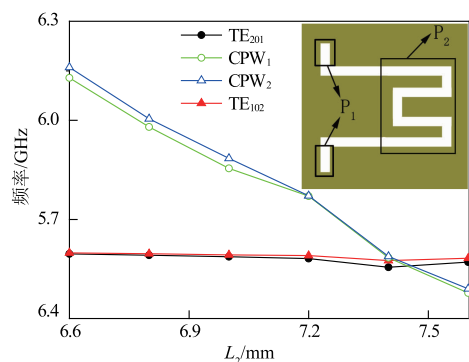
图1 混合结构谐振器及电场分布

共面波导的谐振频率主要由其自身参数(槽线长度 L_1 和 L_2)决定^[21~22],由图2(a)可知,改变共面波导的结构参数 L_2 时对 TE_{102} 和 TE_{201} 的谐振频率几乎没有影响,这是由于在 P_2 区域(如图2(a)所示的插图) TE_{102} 和 TE_{201} 的磁场强度很小,因此改变 L_2 时对 f_1 和 f_4 几乎没有影响;由图2(b)可知,增加 L_1 的长度时, TE_{102} 和 TE_{201} 的谐振频率减小,同时槽线 L_1 在 P_1 区域会切割 TE_{102} 和

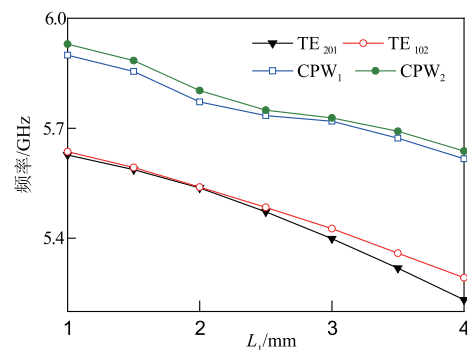
TE_{201} 的电流,导致 f_1 和 f_4 减小^[22];并且 f_1 和 f_4 分离,这是由于微扰金属柱的存在, TE_{201} 旋转 90° 与 TE_{102} 的磁场不完全一致,槽线 L_1 对两个模式影响不同导致的;由图2(a)和(b)对比可知,改变长度 L_2 对谐振频率 f_2 和 f_3 的影响比改变长度 L_1 的影响大.本文采用金属柱微扰分离 TE_{102} 和 TE_{201} 的谐振频率,也可以在谐振腔表面蚀刻缝隙分离两个模式,尽管蚀刻缝隙还可以进一步减小滤波器

体积^[22] (本文采用金属柱微扰,其中 TE_{102} 的谐振频率往高频移动,而缝隙微扰时, TE_{102} 的谐振频率往低频移动),但是会降低谐振器的 Q 值,故采用金属柱微扰分离两个

模式. 本文采用 RT/Rogers5880 介质板,介电常数 $\epsilon_r = 2.2$,高度 $h = 0.508\text{mm}$,介质损耗 $\tan\delta = 0.0009$,金属过孔和微扰金属柱半径 $C_r = 0.5\text{mm}$.



(a) 共面波导的谐振频率随着 L_2 的增加而减小, $L_c=39, S_0=0.2, S_1=0.4, W_1=1.8, L_1=1.5, L_2=7, L_{22}=0.5, L_3=3.5, D_p=-3.07$ (单位: mm), 插图为共面波导附近区域示意图



(b) TE_{102} 和 TE_{201} 和共面波导的谐振频率随着 L_1 的增加而同时减小, $L_c=39, W_1=1.8, L_1=1.5, L_2=7, L_{22}=0.5, L_3=3.5, D_p=-3.07$ (单位: mm),

图2 混合结构谐振器谐振频率与 L_1 和 L_2 关系

2.2 谐振器的外部品质因数

基片集成波导谐振腔的 Q 值在很多文献中已经分析过,主要受介质损耗、表面金属的损耗,金属过孔的辐射;当金属过孔的间隔满足一定条件时,辐射损耗可以忽略不计^[1-3];共面波导的 Q 值与介质损耗、中心导带的宽度 W_{cpw} 、中心导带及与两侧接地面的缝隙 g_0 有关,且 g_0 越小, Q 值越高^[22],综合工艺要求和 Q 值, g_0 选择 0.2mm . 本节主要讨论馈电结构参数 L_3 和 W_1 对谐振器中 TE_{201} 、 CPW_1 、 CPW_2 和 TE_{102} 的外部品质因数的影响,分别记为 Q_{e1} 、 Q_{e2} 、 Q_{e3} 和 Q_{e4} ,由于结构具有对称性,因此 $Q_{e2} = Q_{e3}$;微带线馈线直接与谐振器耦合,如图 3(a),输入端的特性阻抗 50Ω , Q_e 可以通过式(1)进行计算^[23].

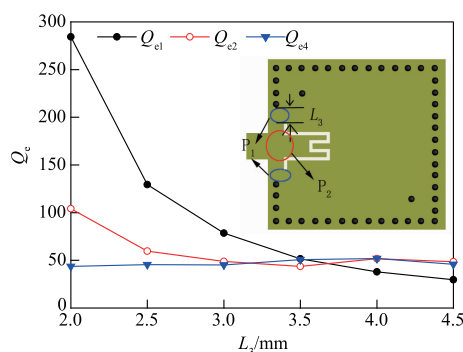
$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 90^\circ}} \quad (1)$$

外部品质因数 Q_e 与 L_3 的关系如图 3(a) 所示, Q_{e1} 随着 L_3 的增加而减小, Q_{e4} 几乎不变,这是由于微扰金属柱改变了 TE_{102} 的场分布,使得馈电位置 P_1 处的磁场很弱,主要通过 P_2 区域的磁场与馈线耦合,因此当 L_3 较大时对 Q_{e4} 影响很小,而 TE_{201} 的磁场在位置 P_1 处磁场相对较强,改变 L_3 对 Q_{e1} 影响比较大;共面波导主要在 P_2 区域与馈线耦合, Q_{e2} 随着 L_3 的增加而减小,但相对于 Q_{e1} 变化缓慢. Q_e 与 W_1 的关系如图 3(b) 所示,增加 W_1 时, Q_{e1} 和 Q_{e2} 随着 W_1 的增加缓慢增加,而 Q_{e4} 随着 W_1 的增加而增加比较快,同时这也验证了 TE_{102} 与馈线主要在 P_2 区域耦合.

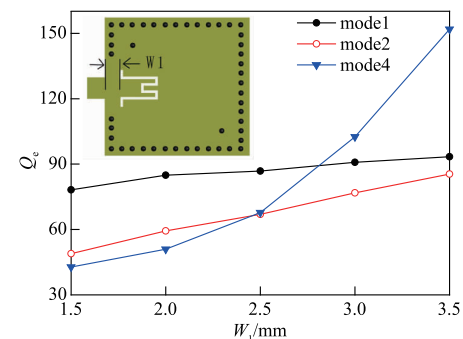
3 带通滤波器设计

3.1 滤波器设计 I

滤波器 I 结构如图 4(a) 所示,其对应的拓扑结构如



(a) Q_e 与 L_3 的变化关系, $L_c=39.5, S_0=0.2, S_1=0.2, W_1=1.5, L_1=1.5, L_2=7, L_{22}=0.6, D_p=9.68$ (单位: mm)



(b) Q_e 与 W_1 的变化关系, $L_c=39.5, S_0=0.2, S_1=0.2, L_1=1.5, L_2=7, L_{22}=1.6, L_3=3, D_p=9.68$ (单位: mm)

图3 谐振器的外部品质因数 Q_e

图 4(b) 所示, TE_{201} 和 TE_{102} 直接与源/负载耦合; CPW_1 与 CPW_2 之间主要通过 TE_{101} , TE_{201} 和 TE_{102} 耦合;共面波导开路端为交指状,主要是为了增加电耦合强度,改变长度 L_{22} 可以调节两个模式的耦合系数;共面波导短路端通过 TE_{101} , TE_{201} 和 TE_{102} 的磁场进行耦合,属于电磁混合耦合^[21];当 L_{22} 较小时,两个共面波导磁场耦合较强,因此两

个共面波导之间主要是磁耦合,并且产生一个在通带上方的传输零点 TZ_2 ,如图 5(a),该传输零点的位置随着 M_{34} 大小的变化而改变. 根据电磁混合耦合理论^[21],增加 L_{22} 时,电耦合增加,总的耦合系数 M_{34} 减小,因此增加 L_{22} 时,CPW₁ 和 CPW₂ 的耦合系数 M_{34} 先减小到零,再逐渐增大,

且 M_{34} 的符号改变;图 4 所示的滤波器 I 中 L_{22} 较小,CPW₁ 与 CPW₂ 之间主要是磁耦合,因此增加 L_{22} 时,两个模式之间的耦合减小. 如图 5(b) 所示,当增加微扰金属柱的距离 D_p 时,TE₁₀₂ 的谐振频率升高,但不会改变 TE₂₀₁ 的谐振频率,同时耦合系数 M_{34} 减小.

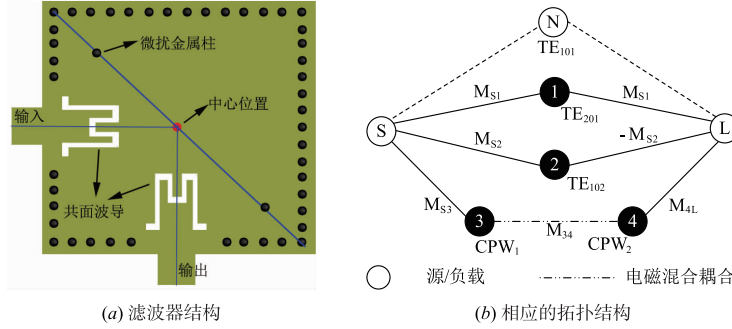


图4 滤波器I

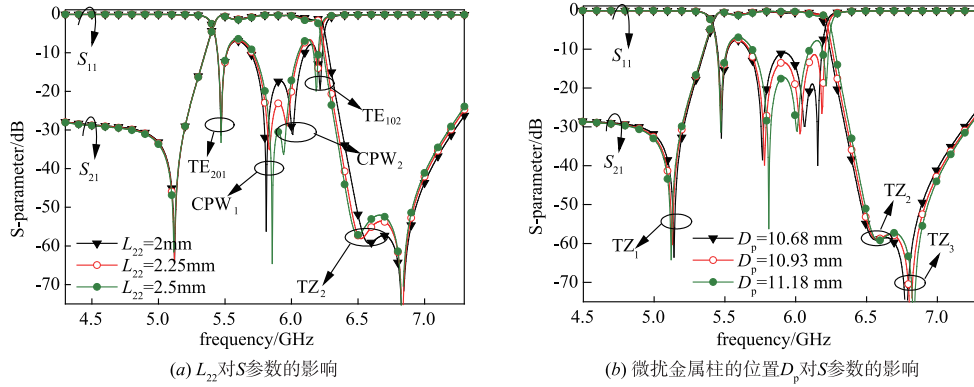


图5 S参数与参数 L_{22} 、 W_1 和 D_p 的关系, $L_e=39.5$, $S_0=0.2$, $S_1=0.2$, $W_0=1.54$, $W_1=2.2$, $W_{cpw}=1.54$, $W_{cpw2}=0.4$, $L_1=2$, $L_2=6.75$, $L_{22}=2$, $L_3=3.3$, $C_r=0.5$, $D_p=11.18$ (单位: mm)

非谐振模 TE₁₀₁ 提供了源与负载的直接耦合,可以增加传输零点,提高滤波器的选择性^[7]. 如图 5 所示,该结构滤波器有三个传输零点,其中第一个和第三个零点是由路径 S-1-L、S-2-L 和 S-L 产生的,第二个零点是由路径 3-4 即混合耦合产生的. 如图 5(a) 所示,当 L_{22} 较小时,减小 L_{22} 时,等效为 CPW₁ 与 CPW₂ 之间的磁耦合增强,第二个传输零点 TZ_2 往高频方向移动,同时第一个和第三个传输零点位置不变;如图 5(b) 所示,改变参数 D_p 时,会改变 TE₁₀₂ 的磁场分布,因此会改变耦合系数 M_{s2} 的大小,但变化量很小,两个传输零点 TZ_1 和 TZ_3 随着 D_p 的增加而远离通带,但变化较小. 如图 6(a) 所示,当 L_{22} 较大时,两个 CPW 之间主要是电耦合,会在通带下方产生一个传输零点 TZ_2 ,增加 L_{22} 时,等效为电耦合增强,传输零点 TZ_2 随着 L_{22} 的增加往低频方向移动,同时传输零点 TZ_1 和 TZ_3 的位置几乎不变.

由上文分析可知,调节 L_3 和 W_1 大小可以很好的控制四个谐振模式的 Q_e ,槽线 L_1 长度影响 TE₂₀₁ 和 TE₁₀₂

的品质因数;共面波导的谐振频率主要由自身参数决定,并且微扰金属柱的位置只影响 TE₁₀₂ 的谐振频率,因此该结构滤波器可以很好地控制带宽;并且该结构滤波器的第二个传输零点的位置可根据滤波器性能要求位于通带上方或者下方,改善通带上方或者下方的过渡带的选择性. 为验证该结构带宽可控的特性,设计了一个中心频率工作在 5.8GHz,3dB 相对带宽 10%,通带下方和上方分别有一个和两个传输零点,通带内反射系数小于 -20dB 的四阶带通滤波器;通过 ANSYS HFSS v. 15.0 优化后的参数为: $L_e=39.1$, $S_0=0.2$, $S_1=0.4$, $W_0=1.54$, $W_1=1.8$, $W_{cpw}=1.54$, $W_{cpw2}=0.4$, $L_1=2$, $L_2=6.69$, $L_{22}=1.6$, $L_3=3.3$, $C_r=0.5$, $D_p=9.6$ (单位: mm), 其仿真结果如图 6(b) 所示. 混合电磁耦合可以改变传输零点的位置已经在上文及其它文献^[20] 分析过,本文不再给出基于该结构实现带通下方有两个传输零点的滤波器设计实例,需要指出的是,通带上方只有一个传输零点时,会严重恶化通带上方的阻带特

性,并且较大的 L_{22} 会降低共面波导的 Q 值;本文通过改变馈电位置和 f_1 和 f_2 的谐振频率,提高通带下方过

渡带的选择性和提高下阻带特性,下文将进行分析.

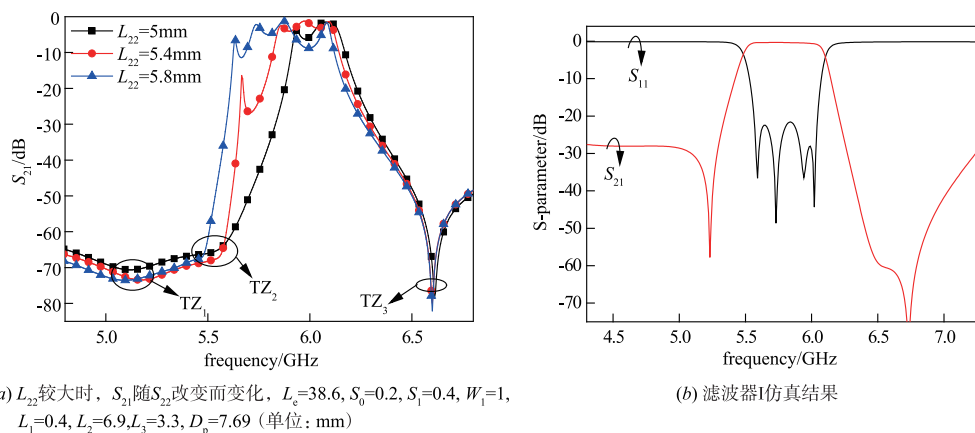


图6 传输零点位置调节及滤波器I的仿真结果

3.2 滤波器 II

上文 3.1 部分对混合谐振器四阶带通滤波器的主要参数进行了分析,尽管滤波器 I 的通带两侧有三个传输零点,该滤波器具有较高的选择性,但是它的第一个和第三个传输零点的位置很难改变,因此限制了该滤波器的最佳选择性和阻带特性. 因此,改变馈线的位置,如图 7(a) 所示,基片集成波导上表面蚀刻的两个共面波导和馈线同时偏离谐振腔中心位置,传输零点 TZ_1 和 TZ_3 的位置随着偏离距离 D 的变化而改变,如图 7

(b),这是由于改变参数 D ,改变了 M_{s1}/M_{sl} 和 M_{s2}/M_{sl} 的相对大小. 随着偏离的距离 D 的增加,通带下方的传输零点 TZ_1 的位置向通带靠近,提高了通带下方过渡带的选择性;传输零点 TZ_2 的位置几乎不变,通带上方的选择性不变,但通带上方传输零点 TZ_3 的位置随着 D 的增加而远离通带,拓宽了通带上方的阻带;并且由图 7(b) 可知,改变偏离距离 D ,对滤波器的通带特性的影响很小;因此改变偏离距离 D 时在保持滤波器带通特性时,可以改善滤波器的选择性和阻带特性.

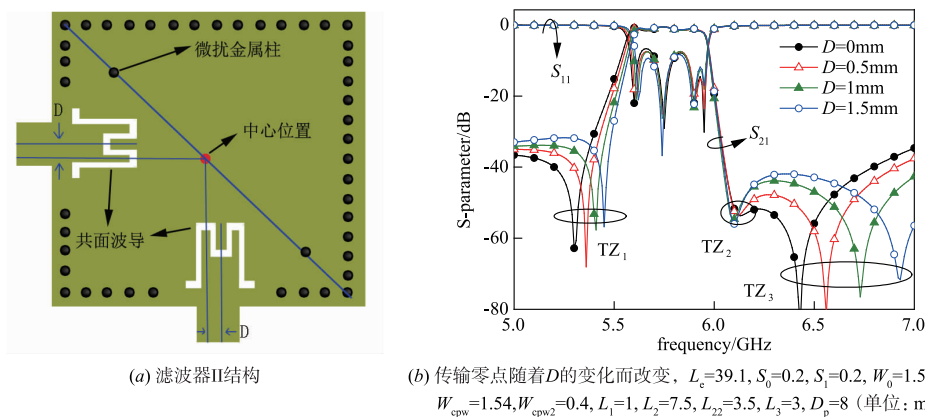


图7 滤波器II结构及零点位置调节

基于以上分析,设计了一个中心频率为 5.8GHz, 3dB 相对带宽为 5.7%, 通带内反射系数小于 -20dB, 具有近似椭圆函数响应的带通滤波器 II, 结构如图 7(a) 所示. 通过 ANSYS HFSS v. 15.0 优化后的参数: $L_c=38.83$, $S_0=0.2$, $S_1=0.2$, $W_0=1.54$, $W_1=2$, $W_{cpw}=1.54$, $W_{cpw2}=0.4$, $L_1=1.5$, $L_2=7.1$, $L_{22}=3.77$, $L_3=3$, $C_r=0.5$, $D_p=8.24$, $D=1.75$ (单位: mm), 并加工了该滤波器,使用网络分析仪 N5244A 进行测试. 其仿真与测量结果如图 8 所示,测得通带的中心频率为

5.74GHz, 通带内插入损耗为 -1.79dB, 通带内反射系数小于 -17.62dB, 3dB 相对带宽为 5.3%, 通带下方和上方分别有一个和两个传输零点,测量结果和仿真结果一致性较好.

3.3 滤波器 III

当微扰金属柱的位置由关于对角线 T_1T_2 对称, 移动到对角线 T_1T_2 上时,如图 9(a) 所示,此时, TE_{102} 的谐振频率小于 TE_{201} 的谐振频率. 改变馈电位置可以调节 M_{s1}/M_{sl} 和 M_{s2}/M_{sl} 的相对大小,没有蚀刻的共面波导

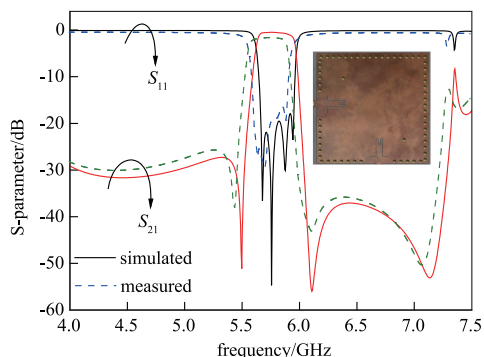


图8 滤波器II仿真与测量曲线

时可以实现具有多样性响应的双模滤波器:①在通带下方有两个传输零点;②通带上方有两个传输零点;③无传输零点. 根据情况①,结合两个蚀刻的共面波导可设计具有更高性能的滤波器,如图9(b)所示,通带下方传输零点 TZ_1 和 TZ_2 的位置随着馈电位置改变而改变,通带上方两个传输零点 TZ_3 和 TZ_4 位置不变, TZ_3 和 TZ_4 是由于电磁混合耦合路径形成的,不同于滤波器II(两个共面波导混合耦合只产生一个零点),因此滤波器III实现了 N 阶滤波器 N 个有限传输零点($N=4$).

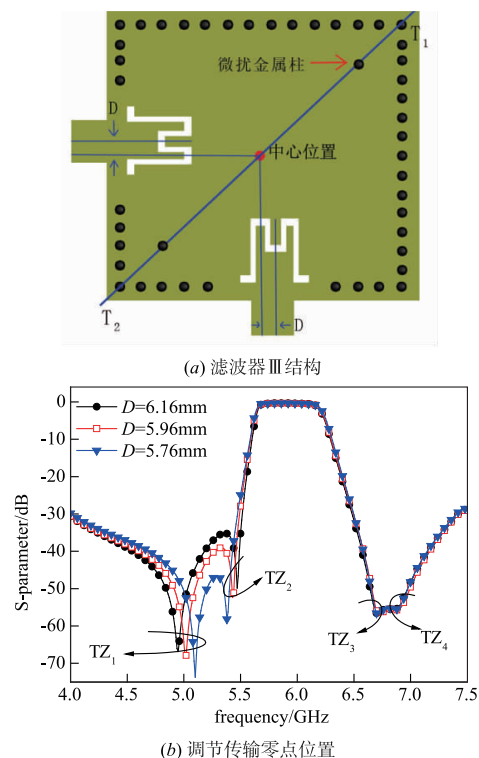


图9 滤波器III结构及零点位置调节

基于该结构设计了一个中心频率为 5.8GHz, 3dB 相对带宽 10%, 通带内反射系数小于 -20dB 的滤波器;通过 ANSYS HFSS v. 15.0 优化后的参数: $L_e = 39.13$, $S_0 = 0.25$, $S_1 = 0.3$, $W_1 = 1.8$, $W_{cpw1} = 1.54$, $W_{cpw2} =$

0.4, $L_1 = 2$, $L_2 = 6.62$, $L_{22} = 0.7$, $L_3 = 3.3$, $D_p = 8.8$, $D = -5.96$ (单位:mm), 并加工了该滤波器,其仿真与测量结果一致性较好,如图10所示. 测得通带的中心频率为 5.82GHz, 通带内插入损耗为 -1.68dB, 通带内反射系数小于 -18.22dB, 3dB 相对带宽为 9.87%. 滤波器III的上下阻带各有两个传输零点,具有近似椭圆响应,并且由于高次模的原因产生了一个额外的传输零点提高上阻带特性. 图10中给出了没有蚀刻共面波导时的双模滤波器响应,显然,同样的体积,增加蚀刻的共面波导提高了滤波器的性能. 如表1所示,滤波器II和III与参考文献中近似椭圆响应基片集成波导滤波器比较,滤波器II选择性较好,并且传输零点的位置可以改变,满足不同系统对阻带的要求. 滤波器III具有更多的零点,不但提高选择性,同时改善了上下阻带的特性.

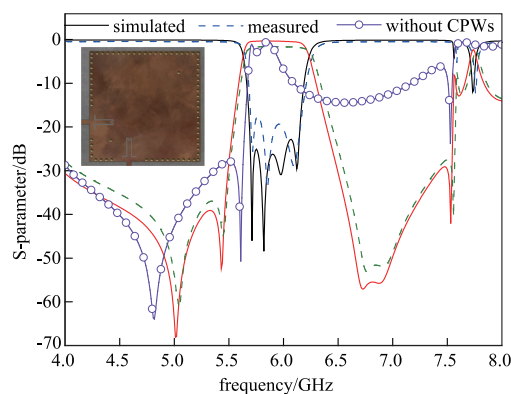


图10 滤波器III仿真与测量

表1 与文献中近似椭圆响应 SIW 滤波器比较

来源	中心频率/GHz	相对带宽	传输零点	传输零点是否可调	相对介电常数 ϵ_r	尺寸/mm ²
参考文献[10]	14.42	2.64%	2	否	2.2	15 × 15
参考文献[12]	5	3%	2	否	2.65	40.77 × 40.77
参考文献[13]	5.21	/	2	否	9.8	17.6 × 17.3
参考文献[19]	5	5%	3	否	2.65	43 × 43
参考文献[20]	10.8	16.5%	3	否	2.55	20 × 20
参考文献[21]	5.5	7.27%	3	否	2.2	24.2 × 24.2
本文滤波器II	5.74	5.3%	3	是	2.2	38.83 × 38.83
本文滤波器III	5.82	9.87%	5	是	2.2	39.1 × 39.1

3.4 滤波器IV

上文3.3中情况②和③可结合蚀刻的共面波导设计非对称响应滤波器. 情况②时,双模基片集成波导和共面波导都会在上阻带产生零点;情况③时,通带上方的零点仅由共面波导与源/负载的耦合产生. 本文针对情况③设计滤波器进行验证,如图9(a),基于该结构设计了一个中心频率为 5.8GHz, 3dB 相对带宽 10%, 通带内反射系数小于 -20dB 的滤波器;通过 ANSYS HFSS v. 15.0 优化后的参数: $L_e = 38.3$, $S_0 = 0.25$, $S_1 = 0.4$, $W_1 = 1.8$, $W_{cpw1} = 1.54$, $W_{cpw2} = 0.4$, $L_1 = 2$, $L_2 = 6.69$, $L_{22} = 2$,

$L_3 = 3.3$, $D_p = 8.63$, $D = 1$ (单位: mm), 并加工了该滤波器, 其仿真与测量结果一致性较好, 如图 11 所示. 测得通带的中心频率为 5.79 GHz, 通带内插入损耗为 -1.49 dB, 通带内反射系数小于 -16.35 dB, 3 dB 相对带宽为 9.72%. 滤波器 IV 具有非对称响应, 可以很好地应用在对通带下方选择性没有很高要求的系统. 下阻带没有传输零点, 上阻带有三个传输零点, 其中前两个零点由电磁混合耦合路径产生, 其中第三个传输零点是由于馈电位置偏离中心线时, 谐振器中的高次模的能量传输路径形成了, 该传输零点不会改善过渡带的选择性, 但是会拓宽通带上方的阻带, 提高滤波器性能. 图 11 中给出了没有蚀刻的共面波导时, 基于该结构的双模滤波器响应. 基于情况②结合共面波导设计滤波器时, 在通带上方具有更多的零点, 通带上方的选择性和上阻带的特性更好, 鉴于文章篇幅, 本文不再给出设计实例.

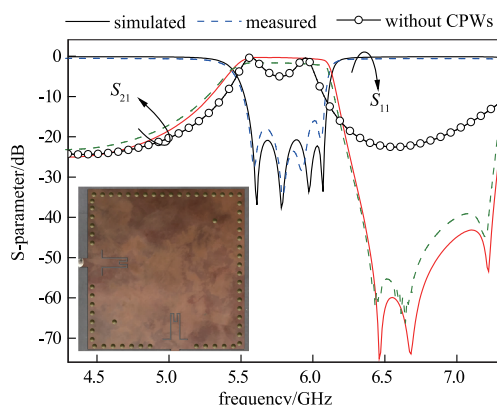
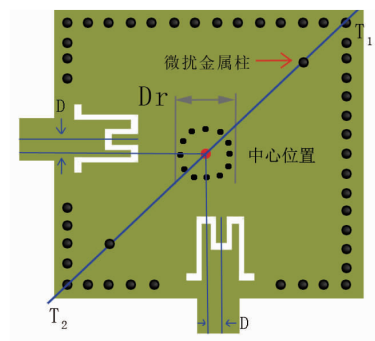


图11 滤波器IV的仿真和测量结果

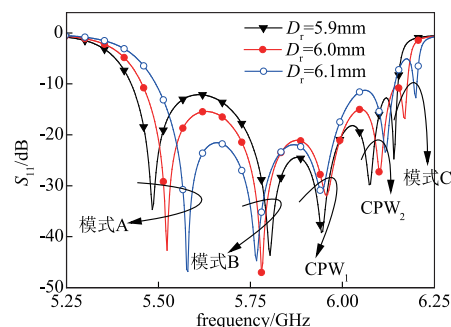
3.5 滤波器 V

在 3.4 节中设计的滤波器 IV 的响应在通带下方没有传输零点, 可以利用滤波器 IV 的非对称响应的特性, 在基片集成波导谐振器中心增加金属柱扰动^[14~16], 使主模 (记为模式 A) 的谐振频率移动到次高模 (记为模式 B 和 C) 的附近, 利用三模基片集成波导和两个共面波导设计五阶带通滤波器, 其结构如图 12 (a) 所示. 如图 12 (b) 所示, 随着中心金属柱直径 D_r 的增加, 模式 B 和模式 C 的谐振频率增加缓慢, 而主模 A 的谐振频率增加较快. 基于该结构设计了一个中心频率为 5.8 GHz, 3 dB 相对带宽 14.4%, 通带内反射系数小于 -20 dB 的滤波器; 通过 ANSYS HFSS v. 15.0 优化后的参数: $L_c = 42.3$, $S_0 = 0.25$, $S_1 = 0.4$, $W_1 = 1.6$, $W_{cpw} = 1.54$, $W_{cpw2} = 0.4$, $L_1 = 2$, $L_2 = 6.46$, $L_{22} = 2.3$, $L_3 = 3.3$, $D_p = 5.66$, $D = -0.3$ (单位: mm), 并加工了该滤波器, 其仿真与测量结果一致性较好, 如图 13 所示. 测得通带的中心频率为 5.81 GHz, 通带内插入损耗为 -1.51 dB, 通带内反射系数小于 -16.92 dB, 3 dB 相对带宽为 14.1%, 通带上方

有两个传输零点, 具有非对称响应特性. 与滤波器 IV 相比较, 体积增加了 18%, 而带宽增加了 31.2%.



(a) 滤波器V结构



(b) S_{11} 随 D_r 改变而变化

图12 滤波器V结构及谐振频率变化特性

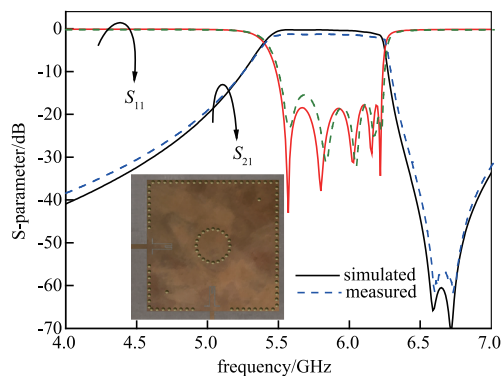


图13 滤波器V的仿真与测量结果

如表 2 所示, 滤波器 IV 和 V 与参考文献中非对称响应基片集成波导滤波器进行比较, 本文设计的滤波器 IV 和 V 通带上方选择性较好, 并且带宽容易调节性. 情况②时, 设计基于三模基片集成波导和共面波导五阶滤波器在通带上方具有更好的选择性和上阻带特性; 滤波器 IV 可以沿另一对对角线切割 (与 $T_1 T_2$ 线垂直的对角线), 保留馈线和共面波导部分, 设计基于半模 TE_{102} 和两个共面波导结构的三阶带通滤波器; 同理, 滤波器 V 可以设计半模 TE_{101} 和半模 TE_{102} 与两个共面波导组成的四阶滤波器, 它们具有更小的体积, 鉴于文章篇幅, 不再给出设计实例.

表 2 与文献中非对称响应 SIW 滤波器比较

来源	中心 频率 GHz	相对 带宽	带宽 是否 可调	通带上 方传输 零点	相对介 电常数 ϵ_r	尺寸 mm ²
参考文献[14]	35	15%	否	2	2.2	8.1×8.1
参考文献[15]	4.67	2.64%	否	1	11.2	17×17
参考文献[16]	5	3%	否	3	2.65	40.77×40.77
本文滤波器IV	5.77	9.7%	是	3	2.2	38.3×38.3
本文滤波器V	5.78	14.1%	是	2	2.2	42.3×42.3

4 总结

本文提出使用双/三模基片集成波导和共面波导组成混合谐振器设计带通滤波器,并进行了详细的分析。加工了四个中心频率在 5.8GHz,具有不同特性的滤波器;仿真和测试结果吻合,表明了使用双/三模基片集成波导和共面波导混合结构谐振器设计滤波器方法的可行性。该滤波器使用一个谐振器实现四/五阶带通滤波器,不但减少了体积,还具有近似椭圆响应或非对称响应,而且加工成本低,可以集成。该结构很好的满足了无线通信系统中微波滤波器小型化和高性能的应用要求,具有很好的应用价值。

参考文献

- [1] WU Weiwei, ZHAO Hongyu, HUANG Jingjian, FENG Qi, WANG Chao. Study of a new type of SIW end slot antenna at X-band [J]. Chinese Journal of Electronics, 2014, 23 (4): 862 – 865.
- [2] 赵晖, 崔铁军. 基片集成波导中的混合左右手结构及其应用[J]. 电子学报, 2007, 35(6A): 108 – 111.
ZHAO Hui, CUI Tie-jun. Composite right/left handed structure realized by substrate integrated waveguide and its applications[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35 (6A): 108 – 111. (in Chinese)
- [3] 翟国华, 洪伟, 吴柯, 韦婧. 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 Guo-hua, HONG Wei, WU Ke, WEI Jing. Compact wideband folded half mode substrate integrated waveguide bandpass filters[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(4): 825 – 829. (in Chinese)
- [4] MOSCATO S, TOMASSONI C, BOZZI M, PERREGRINI L. Quarter-mode cavity filters in substrate integrated waveguide technology [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2016, 64(8): 1 – 10.
- [5] 刘冰, 洪伟, 郝张成, 陈继新. 基片集成波导梳状交替相位功分器[J]. 电子学报, 2007, 35(6): 1061 – 1064.
LIU Bing, HONG Wei, HAO Zhang-cheng, CHEN Ji-xin. Alternate phase substrate integrated waveguide (SIW) power divider[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35 (6): 1061 – 1064. (in Chinese)
- [6] BEKHEIT M, AMARI S. A direct design technique for dual-mode inline microwave bandpass filters[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2009, 57 (9): 2193 – 2202.
- [7] TOMASSONI C, BASTIOLI S, SORRENTINO R. Generalized TM dual-Mode cavity filters[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2011, 59 (12): 3338 – 3346.
- [8] BASTIOLI S, TOMASSONI C, SORRENTINO R. A new class of waveguide dual-mode filters using TM and nonresonating modes[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2010, 58(12): 3909 – 3917.
- [9] CHANG C Y, HSU W C. Novel planar, square-shaped, dielectric-waveguide, single-, and dual-mode filters [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2002, 50 (11): 2527 – 2536.
- [10] LI R Q, TANG X H, XIAO F. Substrate integrated waveguide dual-mode filter using slot lines perturbation [J]. Electronics Letters, 2010, 46(12): 845 – 846.
- [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[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(11): 2791 – 2794.
LI Rong-qiang, XIAO Shao-qiu. 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] SHEN W, SUN XW, YIN WY, MAO JF, WEI QF. A novel single-cavity dual mode substrate integrated waveguide filter with non-resonating node [J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2009, 19(6): 368 – 370.
- [13] 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.
- [14] ZHU XC, HONG W, WU K, et al. Design and implementation of a triple-mode planar filter [J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2013, 23(5): 243 – 245.
- [15] JIN C, SHEN Z. Compact triple-mode filter based on quarter-mode substrate integrated waveguide [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2014, 62(1): 37 – 45.
- [16] REZAEI M, ATTARI A R. Realisation of new single-layer triple-mode substrate integrated waveguide and dual-mode half-mode substrate-integrated waveguide filters using a circular shape perturbation [J]. IET Microwaves Antennas & Propagation, 2013, 7(14): 1120 – 1127.
- [17] DONG Y D, YANG T, ITOH T. Substrate integrated waveguide loaded by complementary split-ring resonators and its applications to miniaturized waveguide filters [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques,

- 2009,57(9):2211–2223.
- [18] SHEN W, YIN W Y, SUN X W. Compact substrate integrated waveguide (SIW) filter with defected ground structure[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2011, 21(2):83–85.
- [19] WU LS, ZHOU XL, WEI QF, YIN WY. An extended doublet substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filter with a complementary split ring resonator (CSRR) [J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2010, 19(12):777–779.
- [20] 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.
- [21] CHU P, HONG W, DAI L, et al. A planar bandpass filter implemented with a hybrid structure of substrate integrated waveguide and coplanar waveguide [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2014, 62(2):266–274.
- [22] POZAR D M. Microwave Engineering (3rd Ed) [M]. New York, USA: John Wiley & Sons, 2005.
- [23] CHANG K. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications [M]. New York, USA: John Wiley & Sons, Inc, 2001.

作者简介



刘 庆 (通信作者) 男, 1991 年 5 月出生, 河南信阳人. 2014 年毕业于湖南大学获学士学位, 2014 年进入信息工程大学学习, 现为博士研究生. 主要研究方向为微波电路理论及微波滤波器和均衡器的设计与应用.

E-mail: liuqing8123@163.com



周东方 男, 1963 年 8 月出生, 浙江诸暨人. 博导、教授, 国家高科技 863 专题专家组成员, 主要研究方向为微波电路理论与技术、高功率微波技术、微波互联网络子结构分析方法及其应用技术等.