

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

刘 庆,周东方,吕大龙,沈威宇,张德伟,张 毅
(解放军信息工程大学,河南郑州 450002)

摘 要: 针对微波带通滤波器小型化、高性能的应用需求,提出使用单模和双模基片集成波导谐振器相结合设计广义切比雪夫带通滤波器. 该结构可实现盒型拓扑结构,并且双模基片集成波导谐振器中的主模 TE_{101} 作为非谐振节点提供一条额外的交叉耦合路径,并能增加一个有限的传输零点;该结构不需要传统负耦合结构就能实现两个有限传输零点,并且该传输零点可以位于通带上方或下方,具有设计灵活的特点. 为了进一步提高滤波器的选择性,研究了在四阶滤波器上蚀刻互补开环谐振器设计拓展的盒型拓扑结构滤波器,并实现五阶滤波功能三个有限传输零点. 为了验证结构的合理性,设计了两款中心频率为 10GHz 的对称和非对称响应的四阶滤波器、一款中心频率为 5.8GHz 的五阶滤波器,并给出相应的含非谐振节点的盒型拓扑结构耦合矩阵进行验证,最后进行加工和测试. 耦合矩阵响应、仿真和测试结果一致性较好,表明了该结构设计高性能滤波器的可行性.

关键词: 带通滤波器; 非谐振节点; 盒型拓扑结构; 基片集成波导; 广义切比雪夫滤波器; 非对称响应; 互补开环谐振器

中图分类号: TN715 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2019)05-1136-10
电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.05.022

Design of Substrate Integrated Waveguide Filters in Box-Like Topology with Nonresonating Node

LIU Qing, ZHOU Dong-fang, LÜ Da-long, SHEN Wei-yu, ZHANG De-wei, ZHANG Yi
(PLA Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450002, China)

Abstract: Bandpass filters (BPFs) with generalized Chebyshev response using dual- and single-mode substrate integrated waveguide (SIW) resonators are proposed according to the miniaturization and high performances. The box-like topology with an additional cross-coupled path realized by the fundamental mode (TE_{101}) of the dual-mode SIW cavity is proposed, and an additional transmission zero (TZ) is achieved. The traditional negative coupling structure is not required in the proposed structure, and two TZs can be realized; moreover, the structure has flexible responses that two TZs can be located on the lower and/or upper of passband. To improve the selectivity, a complementary split-ring resonator (CSRR) etched into the fourth-order SIW filter to design a filter with an extended box-like topology is studied, and the fifth-order filtering function with three finite TZs can be realized. To verify the feasibility, a symmetric and an asymmetric response fourth-order BPFs with center frequency of 10GHz and a fifth-order BPF with center frequency of 5.8GHz are designed. The corresponding coupling matrixes of box-like topologies with nonresonating node (NRN) are also given to verify the proposed structure. Finally, the designed SIW BPFs are processed and measured. The responses of coupling matrixes, simulated and measured results are in good agreement, which demonstrates the feasibility of designed filters with high performances using the proposed structures.

Key words: bandpass filter (BPF); nonresonating node (NRN); box-like topology; substrate integrated waveguide (SIW); generalized Chebyshev; asymmetric response; complementary split-ring resonator (CSRR)

1 引言

随着现代通信系统的快速发展,对微波滤波器的性能要求越来越苛刻,使用具有较高 Q 值、体积小、重量轻和可集成等优点的基片集成波导(Substrate Integrated Waveguide, SIW)设计高性能微波滤波器成为国内外的研究热点之一^[1-7]. 广义切比雪夫 SIW 滤波器的通带内具有等波纹特性,并且传输零点可以位于阻带的任何位置,当有限频率传输零点位于 S -域虚轴上时,提高滤波器的选择性;当位于实轴上时,改善滤波器通带的群时延特性^[8]. 它可以通过交叉耦合、源与负载耦合及混合电磁耦合等技术在阻带引入有限频率传输零点来实现,并满足通信系统的应用要求^[9].

使用双/三模 SIW 谐振器和交叉耦合技术设计滤波器是实现小型化、高性能的有效方法. 文献[5,6]采用双模 SIW 谐振器设计滤波器,并且双模谐振器中的主模作为非谐振节点可以提供源与负载的耦合路径,并增加一个有限传输零点. 为了进一步获得更陡峭的过渡带,需要级联多个双模 SIW 谐振器,但是由于双模 SIW 平面结构特性,通过改变耦合结构的位置及耦合结构的尺寸,可以较好地控制馈线与谐振器中两个模式的耦合强弱;但如果考虑寄生的模式(如 TE_{101} 作为非谐振节点提供源与负载的耦合),较少的耦合结构设计参数,很难独立控制馈线与三个模式的耦合强弱. 当需要设计高阶滤波器实现更好的选择性时,通过级联两个或多个双模 SIW 谐振器设计滤波器,其中寄生的耦合路径较多,很难独立控制每条路径的耦合强弱,使得多个双模 SIW 谐振器级联设计滤波器存在调试复杂的问题. 通过把主模谐振频率移动到双模谐振频率的附近设计三模 SIW 滤波器,可以减小体积,但是只能实现传输零点位于通带上方的非对称响应,并且带宽难以控制^[10,11]. 非对称响应的滤波器一般用来设计双工器,而三模 SIW 滤波器具有的响应特点限制了它的应用.

另一方面,采用交叉耦合技术实现电磁能量的多路径传输设计滤波器,可以有效地增加有限传输零点的数量,但是需要负耦合结构,而在平面 SIW 结构中,负耦合结构一般需要使用槽线来实现,因而会恶化 SIW 谐振器的 Q 值^[12,13];负耦合结构还可以利用谐振器中的高次模相位反向来等效实现^[14,15],但是不能充分利用谐振器中的模式. 文献[16]研究了没有交叉耦合的盒型拓扑结构的波导滤波器,但它只能实现一个有限传输零点的非对称响应;文献[15]研究了含有交叉耦合的 SIW 滤波器响应,并使用四个单模 SIW 谐振器设计了基于该拓扑结构的滤波器,并实现了两个有限传输零点同时位于通带下方或上方的非对称响应.

此外,利用 SIW 介质板具有比空气较高的介电常

数的特性,在 SIW 表面上蚀刻共面波导(Coplanar Waveguide, CPW)、互补开环谐振器(Complementary Split-ring Resonator, CSRR)等可以提高滤波器的选择性,并不增加额外的体积^[7,17-19]. 但是 CPW 谐振器会在谐振器表面电流较大处切割电流,对 SIW 谐振器的 Q 值影响较大^[17,18],而 CSRR 的影响相对较小^[19]. 文献[7,19]提出了使用 CSRR 蚀刻在双模 SIW 谐振器设计拓展的双模 SIW 滤波器,但是没有充分研究传输零点位置的可调性.

本文进一步研究了含有交叉耦合的盒型拓扑结构,提出使用单模和双模 SIW 谐振器相结合设计具有多样性响应的带通滤波器. 两个单模 SIW 谐振器(TE_{101})分别与双模 SIW 谐振器(TE_{102} 和 TE_{201})相耦合,并且输入/输出馈线与单模谐振器相耦合,单模谐振器与双模谐振器中两个模式的耦合强度可以通过改变耦合窗的位置和大小进行控制;该结构可以充分利用谐振器中的模式,其中双模谐振器中的主模(TE_{101})作为非谐振节点提供一条额外的交叉耦合路径,使得该盒型拓扑结构滤波器能够实现两个有限传输零点;金属柱微扰分离简并模 TE_{201} 和 TE_{102} ,控制两个模式谐振频率的相对大小. 在盒型拓扑结构滤波器基础之上,进一步研究了基于 CSRR 加载的拓展的盒型拓扑结构五阶带通滤波器.

2 盒型拓扑结构滤波器分析

2.1 滤波器结构

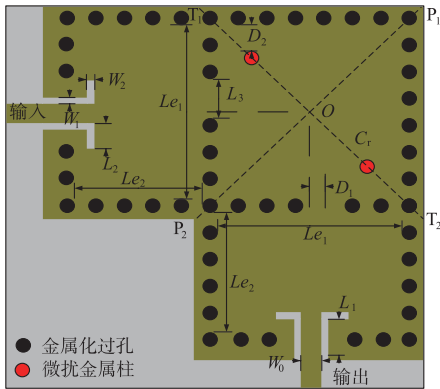
基片集成波导带通滤波器结构如图 1(a)所示,输入/输出馈线分别与两个相同尺寸的单模谐振器耦合,两个单模谐振器分别在水平和垂直方向与双模谐振器耦合. 耦合窗偏离中心 O 的距离记为 D_1 ,两个微扰金属柱在双模谐振器的对角线上(位于 T_1T_2 或者 P_1P_2 上),用于分离和控制简并模 TE_{102} 和 TE_{201} 的谐振频率大小,该 SIW 滤波器整体结构关于对角线 P_1P_2 对称. 该结构对应的拓扑结构如图 1(b)所示,谐振节点 1 和 4 为单模谐振器的主模 TE_{101} ,该单模谐振器的电场分布如图 2(a)(b)所示;谐振节点 2 和 3 为双模谐振器中的 TE_{102} 和 TE_{201} 模式,电场分布如图 2(c)和(d)所示,该双模的场结构为对角分布, TE_{201} 提供一条负的耦合路径,因而不需要传统负耦合结构;非谐振节点 N 为双模谐振器中的主模 TE_{101} ,它分别与谐振节点 1 和 4 耦合,通过它的寄生耦合作用,提供一条谐振节点 1 和 4 之间的交叉耦合路径. 需要指出的是,由于拓扑结构中考虑了非谐振节点 N ,耦合系数 M_{ij} 中的 i 和 j 不再完全与各谐振节点一一对应. 本文采用 Rogers5880 介质板,介电常数 $\epsilon_r = 2.2$,高度 $h = 0.508\text{mm}$,介质损耗 $\tan\delta = 0.0009$.

输入/输出耦合采用经典的共面波导馈电结构^[15],参数 L_1 和 L_2 主要控制外部 Q 值,如图 3 所示,输入端的

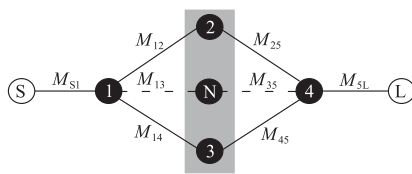
特性阻抗 50Ω , 采用单端口提取的外部 Q 值^[20] 可以通过式(1)计算:

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

其中, ω_0 为中心频率, $\Delta\omega_{\pm 90^\circ}$ 为相位在中心频率变化 $\pm 90^\circ$ 的频率差值. 参数 L_1 和 L_2 都能很好的控制 Q_e , 但是 Q_e 对参数 L_2 更为敏感.



(a) 滤波器结构



(b) 含非谐振节点的盒型拓扑结构

(节点S/L: 源与负载; 节点1/4: 单模谐振器中的 TE_{101} ; 节点2: TE_{102} 模; 节点3: TE_{201} 模; 非谐振节点N: 双模谐振器的主模 TE_{101})

图1 四阶滤波器结构及对应拓扑结构

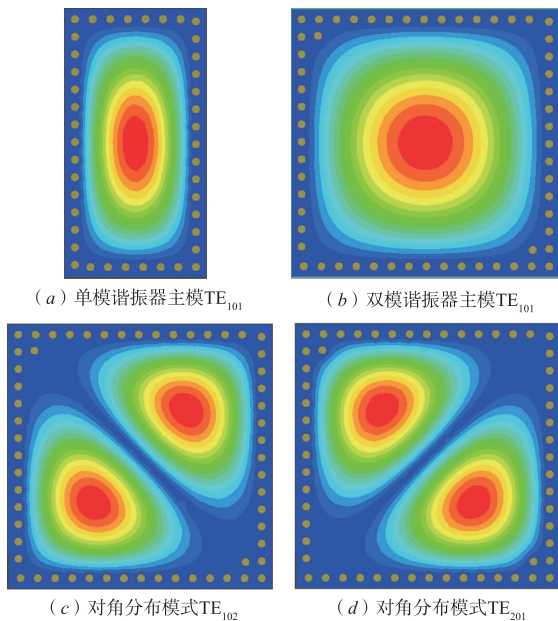


图2 谐振器电场分布

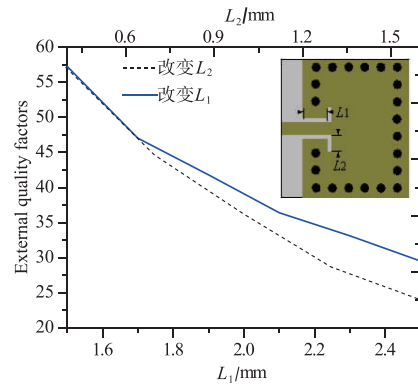


图3 外部 Q 值随馈电结构参数改变而变化

2.2 传输零点位于通带两侧

如图 1(a) 所示, 当两个对称的微扰金属柱位于对角线 $T_1 T_2$ 上时, 由微扰理论并结合图 2(c) 和 (d) 的场分布可知^[21], TE_{201} 模的谐振频率大于 TE_{102} 模的谐振频率, 并且微扰金属柱只影响 TE_{201} 模, 因此可以控制盒型拓扑结构中的谐振节点 2 和 3 的频率; 通过改变耦合窗的大小 (参数 L_3) 和耦合窗的位置 (偏离中心 O 的距离 D_1) 可以控制谐振节点 1/4 与谐振节点 2 和 3 的耦合强弱; 改变参数 L_3 和 D_1 时, 还会改变谐振节点 1/4 与非谐振节点 N 的耦合强弱, 即改变等效的交叉耦合的强度.

改变耦合窗偏离中心 O 的距离 D_1 时, 两个有限传输零点位于通带两侧, 具有近似椭圆响应, 并且改变偏离距离, 能够调节两个传输零点的位置. 随着 D_1 的增加, 两个传输零点同时往高频方向移动; 理想情况下, $D_1 = 0$ 时, 耦合系数 $M_{12} = M_{14}$, 寄生耦合 M_{13}/M_{35} 取得最大值, 该盒型拓扑结构滤波器的两个零点对称分布在通带两侧, 且两个零点位置距离通带最近; 但是, 由于微扰金属柱的影响, TE_{102} 与 TE_{201} 不是完全旋转 90° 对称的, 因此, 两个有限的传输零点稍微偏向高频方向, 如图 4 所示; 当 $D_1 < 0$ 时, 耦合系数 $M_{12} > M_{14}$, 通带下方的有限传输零点远离通带, 下方过渡带选择性变差, 通带上方的传输零点靠近通带, 选择提高; 当 $D_1 > 0$ 时, $M_{12} < M_{14}$, 第一个传输零点靠近通带, 第二个传输零点远离通带. 在滤波器满足系统要求的带外抑制指标条件下, 在通带附近引入有限传输零点, 可以减少谐振器的个数, 从而可以减小体积并降低通带内的损耗.

2.3 传输零点位于通带下方

当两个对称的微扰金属柱位于对角线 $P_1 P_2$ 上时 (如图 5 中的插图所示), 由微扰理论并结合图 2(c) 和 (d) 的场分布可知, 此时 TE_{102} 模的谐振频率大于 TE_{201} 模的谐振频率, 即谐振节点 2 的谐振频率大于谐振节点 3 的谐振频率.

当耦合窗偏离中心位置 O , 且参数 D_1 为负值时, 即

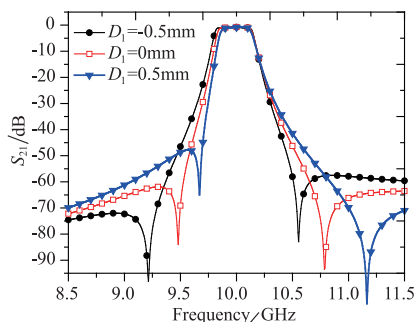
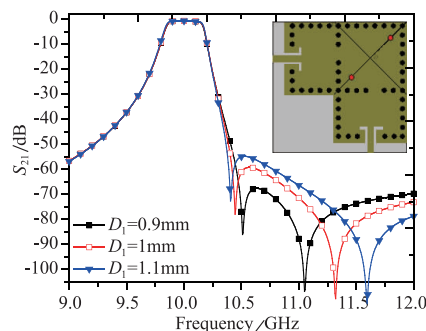
图4 通带两侧的传输零点随 D_1 的改变而变化

图6 传输零点位于带通上方

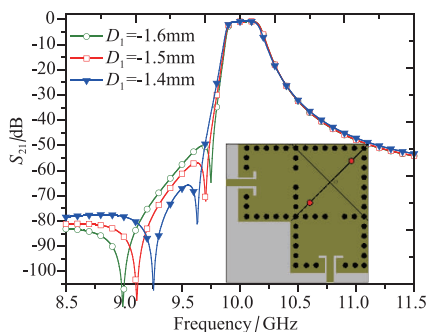


图5 传输零点位于带通下方

满足耦合系数 $M_{12} > M_{14}$, 该盒型拓扑结构滤波器可以实现两个有限传输零点位于通带下方, 如图 5 所示, 并且随着偏离距离的增加, 两个传输零点往相反方向移动. 如果继续增加偏离距离, 即减小参数 D_1 , 第一个传输零点远离通带附近, 可近似为无穷远处的传输零点, 使得下阻带特性恶化, 第二个传输零点靠近通带, 提高通带下方过渡带的选择性, 此时该结构只实现一个有限的传输零点; 这是由于谐振节点 1/4 与非谐振节点 N 的耦合 M_{13}/M_{35} 很弱, 即等效的谐振节点 1 与 4 之间的交叉耦合很小, 近似为零, 此时, 该 SIW 滤波器结构演变为通带下方只有一个有限传输零点的非对称响应的经典盒型拓扑结构滤波器^[16].

2.4 传输零点位于通带上方

2.3 节对两个传输零点位于通带下方的情况进行了讨论, 当两个对称的微扰金属柱还位于对角线 P_1P_2 上时(如图 6 中的插图所示), 并且改变耦合窗移动的方向(即改变参数 D_1 的符号), 可以实现两个有限的传输零点同时位于通带上方. 当参数 $D_1 > 0$ 时, 此时耦合系数 $M_{12} < M_{14}$, 随着参数 D_1 的增加, 如图 6 所示, 两个有限传输零点往相反方向移动. 当 D_1 较大时, 基于非谐振节点等效的交叉耦合很弱, 有一个传输零点处于无穷远处, 另一个传输零点靠近通带, 提高上通带的选择性, 但是恶化了上阻带特性, 此时该 SIW 滤波器结构演变为通带上方只有一个有限传输零点的非对称响应的经典盒型拓扑结构滤波器^[16].

2.5 传输零点位于 S 域的实轴

上文分析的三种响应, 其有限传输零点位于 S 域的虚轴上, 可以提高过渡带的选择性; 当有限传输零点位于 S 域的实轴上时, 可以改善滤波器的群时延特性^[8, 20]. 对于含有交叉耦合路径的盒型拓扑结构滤波器, 只需要在对称传输零点响应的基础之上, 使得谐振节点 2 和 3 的谐振频率大小互换(耦合矩阵的形式时, 同时改变 M_{22} 和 M_{44} 的符号)就能实现 S 域传输零点位置由虚轴变为实轴, 从而改变群时延特性. 因此, 对于本文提出的结构, 只需要在上文 2.2 节分析的对称响应的基础之上, 使得微扰金属柱的位置由对角线 T_1T_2 上改变为对角线 P_1P_2 上, 即可实现. 实际情况下, 还需要微调优化谐振频率及耦合系数, 使得通带内的反射系数小于 -20 dB.

当滤波器中心频率为 10 GHz, 3 dB 带宽为 3.6%, 两个传输零点位于 9.4 GHz 和 10.74 GHz 时, 归一化 S 域零点位置为 $-4.2700i$ 和 $4.9276i$, 位于 S 域虚轴上, 此时为近似椭圆响应, 如图 7 所示; 当调换盒型拓扑结构中谐振节点 2 和 3 的谐振频率大小时, 即改变 TE_{102} 和 TE_{201} 的谐振频率, 两个传输零点位于 S 域实轴, 可以改善群时延特性, 如图 7 中插图所示. 图 7 中还给出了理想的四阶切比雪夫滤波器响应, 可以看出, 有限传输零点位于实轴时是以牺牲过渡带的选择性实现平坦群时延特性的. 需要指出的是, 由于该结构具有平面特性, 且交叉耦合路径是由非谐振节点(双模谐振器中的主模 TE_{101})实现, 在实际设计中, 单纯地通过改变耦合窗的大小和位置难以同时独立地控制谐振节点 1 与谐振节点 2、3、非谐振节点 N 三者的耦合大小, 使得具有近似椭圆响应和群时延均衡的滤波器很难进一步提高选择性或者改善群时延平坦度.

3 拓展的盒型拓扑结构滤波器分析

上文分析了基于非谐振节点的盒型拓扑结构滤波器, 它们具有多样性的响应特性, 能够满足一定指标的需求, 但仍不能满足更高选择性需求的通信系统. 为了进一步提高基于该结构滤波器的选择性, 本文提出采

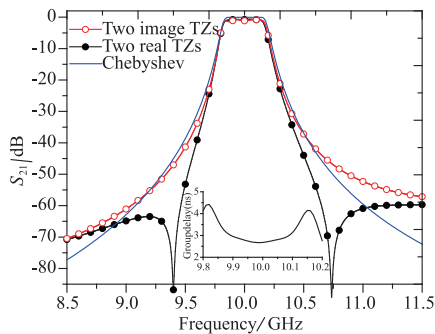


图7 传输零点位于S域上实轴和虚轴及无限远处

用 CSRR 蚀刻在盒型拓扑结构 SIW 滤波器表面实现拓展的盒型拓扑结构滤波器,其结构如图 8(a)所示,CSRR 局部放大及对应的尺寸参数如图 8(b)所示,对应的拓扑结构如图 8(c)所示. 为了降低该结构滤波器设计难度,CSRR 关于对角线 P_1P_2 对称;为了使该结构具有更好的调节能力,CSRR 沿对角线 P_1P_2 偏离双模谐振器中心位置 O 的距离可以调节,记为 D_3 .

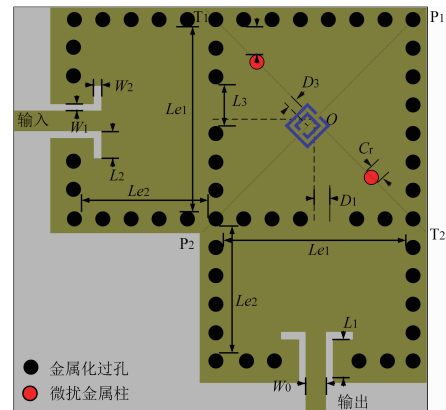
基于图 8 中 SIW 滤波器及其拓扑结构,该滤波器最多可以实现三个有限的传输零点,并且其零点位置变化规律具有两种不同的特性. 其一是,当微扰金属柱位于对角线 T_1T_2 上时,如图 8(a)所示,通带下方和上方分别有一个和两个有限传输零点,当增加耦合窗偏离距离 D_1 时,第一个和第三个传输零点向高频方向移动,第二个传输零点位置保持不变,仿真结果如图 9(a). 这是由于第一个和第三个零点是由交叉耦合盒型拓扑结构产生的,第二个传输零点是由加载的 CSRR 与 TE_{102} 耦合产生的. 其二是,当微扰金属柱位于 P_1P_2 上时,如图 9(b)插图所示,增加参数 D_1 时,第一个和第二个零点靠近通带,第三个零点远离通带,仿真结果如图 9(b),可以看出基于 CSRR 加载的盒型拓扑结构滤波器可以实现更高的选择性,且不增加额外的体积.

4 滤波器设计与测试

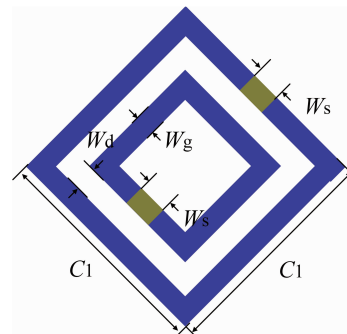
为了验证基于双模和单模 SIW 谐振器相结合设计含有非谐振节点提供交叉耦合路径的盒型拓扑结构滤波器的合理性,基于图 1 和图 8 中的滤波器结构,本节设计了两个四阶和一个五阶的带通滤波器,并给出相应的含有非谐振节点的耦合矩阵进行验证,最后进行加工和测试.

4.1 滤波器 I

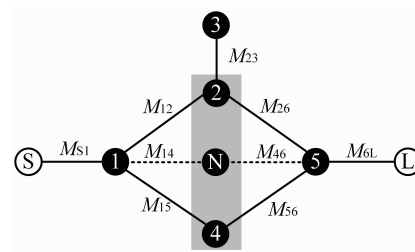
设计的滤波器 I 的结构如图 1(a)所示,具有近似椭圆响应,中心频率为 10GHz,等波纹相对带宽 3%,3dB 相对带宽为 3.6%,通带内的反射系数小于 -20dB,传输零点位于 9.4GHz 和 10.75GHz,通过 ANSYS HFSS v. 15.0 优化后的参数: $W_1 = 0.3$, $W_2 = 0.2$, $L_1 = 4.1$, $L_2 = 1$, $L_3 = 4.5$, $D_1 = -0.17$, $D_2 = 2.51$, $Le_1 =$



(a) CSRR加载的五阶带通滤波器



(b) CSRR结构及尺寸



(c) 拓展的盒型拓扑结构

(节点S/L: 源与负载; 节点1/5: 单模谐振器中的 TE_{101} ; 节点2: TE_{102} 模; 节点3: CSRR; 节点4: TE_{201} 模; 非谐振节点N: 双模谐振器的主模 TE_{101})

图8 五阶滤波器结构及对应拓扑结构

22.55, $Le_2 = 10.48$ (单位: mm). 两个单模基片集成波导谐振器(主模 TE_{101})和双模 SIW 谐振器(简并模 TE_{102} 和 TE_{201})同时工作在 10GHz,并且双模 SIW 谐振器的主模 TE_{101} 工作在 6.31GHz,为寄生谐振频率,归一化值 $\omega_{sp}^{[18]}$ 可以由式(2)进行计算:

$$\omega_{sp} = \frac{1}{FBW} \left(\frac{f_{sp}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{sp}} \right) \quad (2)$$

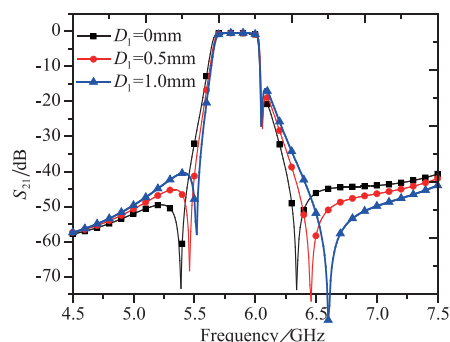
其中 f_0 为中心频率, f_{sp} 为寄生频率, FBW 为相对带宽, 可得 ω_{sp} 为 -31.7929, 远小于归一化通带. 虽然非谐振模 TE_{101} 的谐振频率(6.31GHz)远离通带, 但是其在非谐振频率处逐渐衰减, 在 10GHz 处仍会有较弱的能量传输, 因而可以提供一条交叉耦合路径, 增加传输零点. 基于图 1(b)的拓扑结构, 对应的含有非谐振节点的耦合矩

阵如式(3)所示. 仿真结果与耦合矩阵响应曲线一致性较好,如图 10(a)所示,验证了非谐振节点提供盒型拓扑结构中谐振节点 1 和 4 之间的一条交叉耦合路径,并使滤波器增加一个有限传输零点.

最后加工了该滤波器,使用网络分析仪 N5244A 进行测试,其测试结果如图 10(a)所示,测得通带的中心

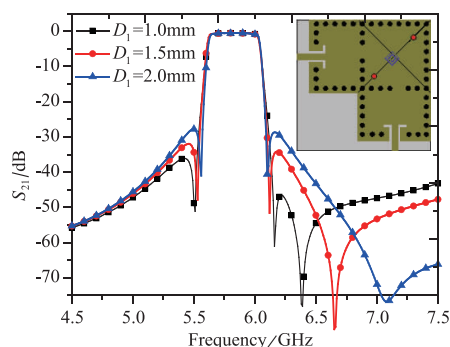
频率为 9.96GHz,通带内插入损耗为 1.67dB(仿真结果 0.63dB),通带内反射系数小于 -17.37 dB,3dB 相对带宽为 3.31%,通带下、上方的传输零点分别位于 9.36GHz 和 10.72GHz,测试和仿真结果一致性较好,实物如图 10(b)所示.

$$M = \begin{bmatrix} & S & 1 & 2 & N & 3 & 4 & L \\ S & 0 & 1.0344 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1.0344 & 0.0308 & 0.6402 & 0.9455 & 0.6424 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0.6402 & 0.7149 & 0 & 0 & 0.0308 & 0 \\ N & 0 & 0.9455 & 0 & 31.7929 & 0 & 0.9455 & 0 \\ 3 & 0 & 0.6424 & 0 & 0 & -0.7080 & -0.6424 & 0 \\ 4 & 0 & 0 & 0.0308 & 0.9455 & -0.6424 & 0.0308 & 1.0344 \\ L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0344 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$



(a) 类型I: 第一和第三个零点位置同时变化

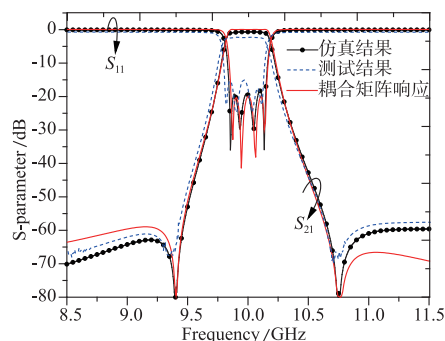
($L_1=4.1, L_2=3.95, L_3=9, D_2=2, D_3=0.7, Le_1=37.2, Le_2=17, W_s=0.3, W_g=0.2, W_d=0.3, C_1=3.8$, 单位: mm)



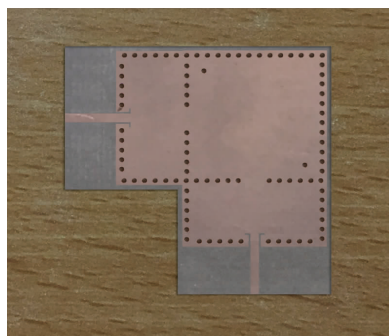
(b) 类型II: 三个零点位置同时变化

($L_1=4.1, L_2=3.95, L_3=9.3, D_2=2.1, Le_1=36.9, Le_2=17.07, W_s=0.3, W_g=0.2, W_d=0.3, C_1=3.86$, 单位: mm)

图9 传输零点位置随耦合窗位置的变化



(a) 仿真、测试结果和耦合矩阵响应



(b) 实物图

图10 滤波器I的仿真、测试结果和耦合矩阵响应及实物图

4.2 滤波器 II

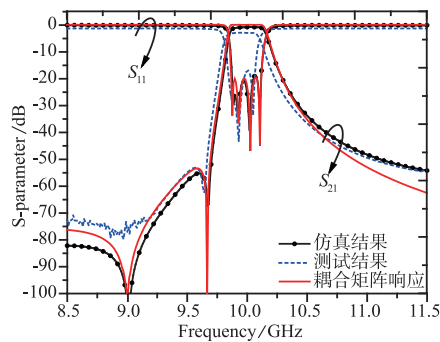
滤波器 II 的结构也如图 1(a)所示,只是微扰金属柱的位置处于对角线 P_1P_2 上(如图 5 中的插图所示),滤波器 II 具有 2.3 节分析的非对称响应特性,两个有限传输零点位于通带下方.设计的滤波器 II 中心频率为 10GHz,等波纹带宽为 2.5%,3dB 带宽为 3%,通带内的反射系数小于 -20 dB,传输零点位于 9.0GHz 和

9.67GHz,寄生谐振频率为 6.31GHz,归一化频率 ω_{sp} 为 -37.3412 ,通过 ANSYS HFSS v. 15.0 优化后的参数: $W_1 = 0.3, W_2 = 0.2, L_1 = 2.12, L_2 = 1, L_3 = 4.34, D_1 = -1.61, D_2 = 2.69, Le_1 = 22.69, Le_2 = 10.52$ (单位: mm).该非对称响应的盒型拓扑结构滤波器的耦合矩阵如式(4)所示.

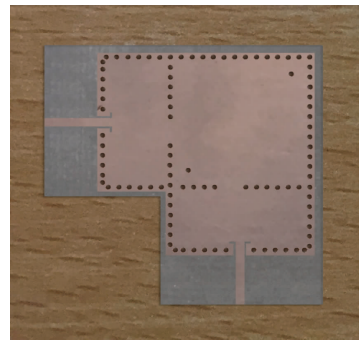
$$M = \begin{bmatrix} & S & 1 & 2 & N & 3 & 4 & L \\ S & 0 & 1.0322 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1.0322 & -0.0160 & 0.7430 & 0.8576 & 0.5255 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0.7430 & -0.5171 & 0 & 0 & 0.7430 & 0 \\ N & 0 & 0.8576 & 0 & 37.3412 & 0 & 0.8576 & 0 \\ 3 & 0 & 0.5255 & 0 & 0 & 0.8441 & -0.5255 & 0 \\ 4 & 0 & 0 & 0.7430 & 0.8576 & -0.5255 & -0.0160 & 1.0322 \\ L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0322 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

如图 11(a) 所示, 仿真结果与耦合矩阵响应曲线一致性较好, 验证了双模 SIW 谐振器中主模 TE_{101} 提供盒型拓扑结构中谐振节点 1 和 4 之间的一条交叉耦合路径, 并实现两个有限传输零点的非对称响应. 最后加工了该滤波器, 并进行测试, 其测试结果如图 11(a) 所示,

测得通带的中心频率为 9.97GHz, 通带内插入损耗为 1.79dB (仿真结果 0.68dB), 通带内反射系数小于 -17.68dB, 3dB 相对带宽为 2.88%, 通带下方两个传输零点分别位于 8.96GHz 和 9.64GHz, 测试结果和仿真结果一致性较好, 实物如图 11(b) 所示.



(a) 仿真、测试结果和耦合矩阵响应



(b) 实物图

图11 滤波器II的仿真、测试结果和耦合矩阵响应及实物图

4.3 滤波器 III

设计的滤波器 III 如图 8(a) 所示, 其微扰金属柱的位置在对角线 P_1P_2 上, 如图 9(b) 中的插图所示, 该结构能实现三个有限的传输零点. 为了进一步验证本文提出的盒型拓扑结构 SIW 滤波器的性能, 滤波器 III 的中心频率设计为 5.8GHz (不同于滤波器 I 和 II 的中心频率), 等波纹相对带宽 3.8%, 3dB 相对带宽为 4.2%, 通带内的反射系数小于 -20dB, 传输零点分别位于

$$M = \begin{bmatrix} & S & 1 & 2 & 3 & N & 4 & 5 & L \\ S & 0 & 1.0090 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1.0090 & 0.0641 & 0.5381 & 0 & 0.8324 & 0.6567 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0.5381 & 0.2084 & 0.9160 & 0 & 0 & 0.5381 & 0 \\ 3 & 0 & 0 & 0.9160 & -0.2567 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ N & 0 & 0.8324 & 0 & 0 & 14.1936 & 0 & 0.8324 & 0 \\ 4 & 0 & 0.6567 & 0 & 0 & 0 & -0.1424 & -0.6567 & 0 \\ 5 & 0 & 0 & 0.5381 & 0 & 0.8324 & -0.6567 & 0.0641 & 1.0090 \\ L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0090 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

如图 12(a) 所示, 仿真结果与耦合矩阵响应曲线一致性较好. 最后加工了该滤波器, 并进行测试, 其测试结果如图 12(a) 所示, 测得通带的中心频率为 5.79GHz, 通带内插入损耗为 1.09dB (仿真结果

6.53GHz、6.12GHz 和 10.75GHz, 寄生谐振频率为 3.75GHz, 归一化频率 ω_{sp} 为 -14.1936, 通过 ANSYS HFSS v. 15.0 优化后的参数: $W_1 = 0.3, W_2 = 0.2, L_1 = 4.1, L_2 = 3.95, L_3 = 9.3, D_1 = 1.51, D_2 = 2.1, D_3 = 0.7, Le_1 = 36.9, Le_2 = 17.07, W_s = 0.3, W_g = 0.2, W_d = 0.3, C_1 = 3.86$ (单位: mm). 该非对称响应的盒型拓扑结构滤波器的耦合矩阵如式(5)所示.

0.48dB), 通带内反射系数小于 -18.21dB, 3dB 相对带宽为 4.03%, 三个传输零点分别位于 5.51GHz、6.10GHz 和 10.76GHz, 测试结果和仿真结果一致性较好, 实物如图 12(b) 所示.

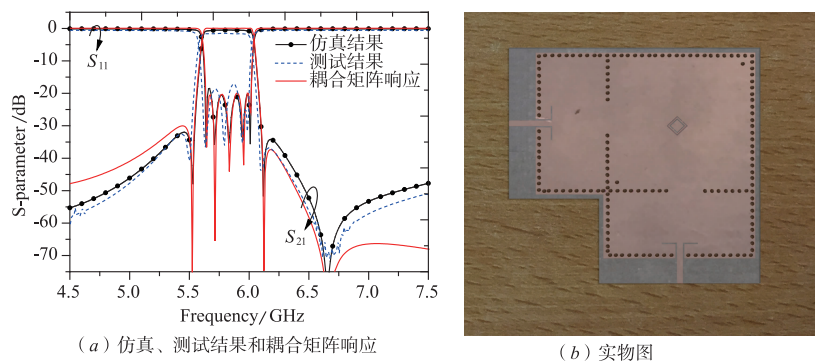


图12 滤波器III的仿真、测试结果和耦合矩阵响应及实物图

本文设计并加工的三款不同中心频率和带宽的滤波器,测得的中心频率相对于仿真结果偏低,可能是由于加工误差造成的;并且测得的实际插入损耗比仿真结果大1dB左右,这是由SMA接头、焊接及测试转接头等损耗造成的.从耦合矩阵响应和仿真结果的曲线对比可知,虽然两者一致性较好,但不是完美的匹配,这是由于本文只考虑了双模SIW谐振器中寄生耦合的主要模式(TE_{101}),实际上谐振器中的高次模 TE_{202} 、 TE_{103} 和 TE_{301} 等也会提供盒型拓扑结构中谐振节点2和3之间的交叉耦合,但是由于其寄生作用较小,在本文中并没有考虑.在只考虑主模 TE_{101} 的寄生耦合作用下,已经能够满足实际工程需求.

本文讨论了该结构可实现的具有两个有限传输零点的四种不同的响应,并在此基础上研究了拓展的盒型拓扑结构滤波器特性,给出了定性的分析以及相应

的耦合矩阵进行验证,在确定零点的大概位置(四种响应之一),还需要依靠电磁仿真软件HFSS调整零点的位置,满足使用要求;同时考虑两个传输零点的具体位置与实际物理尺寸之间的对应关系,尤其是非谐振节点提供交叉耦合路径产生的零点,具有很重要的研究意义.

表1给出了本文提出的基片集成波导滤波器与参考文献中基片集成波导滤波器的比较,本文提出的盒型拓扑结构滤波器,充分利用谐振器中的模式,并可以实现多样性传输零点位置的响应,满足不同系统对阻带的要求;同时不需要传统基于槽线的负耦合结构,近似封闭的腔体保持了SIW谐振器较高的 Q 值,并能减小外界环境对滤波器特性的影响.相对于图1中的滤波器结构,设计的拓展的盒型拓扑结构滤波器具有更高的选择性,且不增加额外的体积.

表1 与参考文献中基片集成波导带通滤波器比较

来源	中心频率 (GHz)	阶数	3dB 相对带宽	传输零点个数	插入损耗 (dB)	相对介电常数	尺寸 (mm ²)	响应类型	实现形式
文献[2]	8	5	72%	1	0.77	2.2	7 × 30	非对称响应	折叠半模 SIW 结构
文献[3]	15	2	2%	2	2	2.2	\	对称响应	槽线扰动双模 SIW 结构
文献[4]	4	4	16%	2	1.02	3.5	31.39 × 22.06	非对称响应	四分之一模 SIW 结构
文献[5]	5.22	4	7.7%	4	1.62	9.8	18 × 37	对称响应	双模扇形 SIW 级联结构
文献[6]	15	4	4.3	4	1.7	2.2	32.8 × 18	对称响应	双模方形 SIW 级联结构
文献[8]	35	6	/	3	1.8	2.2	10 × 21	非对称响应	三模圆形 SIW 级联结构
文献[10]	5.5	4	12.1	2	1.68	3.66	36 × 36	对称响应	槽线和金属柱结合的负耦合交叉耦合单模 SIW 结构
文献[12]	20	4	3	4	1.7	2.2	15 × 22	非对称响应	TE_{201} 提供负耦合系数交叉耦合单模 SIW 结构
文献[13]	35	4	3.71	2	1.25	2.94	14 × 12	非对称响应	TE_{201} 提供负耦合系数交叉耦合单模 SIW 结构
滤波器 I	10	4	3.31%	2	1.67	2.2	39 × 39	对称响应	非谐振节点提供交叉耦合的单模和双模 SIW 结构
滤波器 II	10	4	2.88%	2	1.79	2.2	39 × 39	非对称响应	非谐振节点提供交叉耦合的单模和双模 SIW 结构
滤波器 III	5.8	5	4.03	3	1.09	2.2	55 × 55	非对称响应	基于 CSRR 加载的拓展的盒型拓扑结构 SIW 结构

5 总结

本文提出使用双模和单模 SIW 谐振器相混合设计盒型拓扑结构的带通滤波器,并且该盒型拓扑结构中含有一个非谐振节点提供一条交叉耦合路径,使得该结构滤波器能够实现对称、非对称和线性相位的响应.设计并加工了两款中心频率为 10GHz 的对称和非对称响应的盒型拓扑结构四阶滤波器和一款中心频率为 5.8GHz 的拓展的盒型拓扑结构五阶滤波器;耦合矩阵响应、仿真和测试结果三者吻合,表明了使用非谐振节点提供交叉耦合路径设计盒型拓扑滤波器方法的可行性.该基片集成波导滤波器充分利用谐振器中的模式,不但可以减小体积,还具有多样性的响应,而且加工成本低,可以集成,具有较好的应用价值.

参考文献

- [1] 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)
- [2] 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)
- [3] 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.
LIRong-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)
- [4] MOSCATOS, 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] 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.
- [6] CHU P, HONG W, TUO MG, et al. Dual-mode substrate integrated waveguide filter with flexible response [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2017, 63(3): 1-7.
- [7] 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.
- [8] Cameron R J, Kudsia C M, Mansour R R. Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications [M]. New York, USA: Wiley, 2007.
- [9] LIU Q, ZHOU D, LV D, et al. Ultra-compact highly selective quasi-elliptic filters based on combining dual-mode SIW and coplanar waveguides in a single cavity [J]. IET Microwaves Antennas & Propagation, 2018, 12(3): 360-366.
- [10] ZHU X-C, 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] ZHU F, HONG W, CHEN J X, WU K. Cross-coupled substrate integrated waveguide filters with improved stop-band performance [J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2012, 22(12): 633-635.
- [15] CHEN X P, WU K. Self-packaged millimeter-wave substrate integrated waveguide filter with asymmetric frequency response [J]. IEEE Transactions on Components Packaging & Manufacturing Technology, 2012, 2(5): 775-782.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] HE Z, YOU C-J, LENG S, LI X, HUANG Y-M. Compact bandpass filter with high selectivity using quarter-mode substrate integrated waveguide and coplanar waveguide [J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2017, PP(99): 1-3.
- [19] WU L S, ZHOU X L, WEI Q F, YIN W Y. An extended

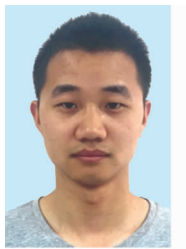
doublet substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filter with a complementary split ring resonator (CSRR) [J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2009, 19(12): 777-779.

[20] CHANG K. Microstrip Filters for RF/Microwave Applica-

tions [M]. New York, USA: John Wiley & Sons, Inc, 2001.

[21] POZAR D M. Microwave Engineering (3rd Ed) [M]. New York, USA: Wiley, 2005.

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增益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、微波互连网络子结构分析方法及其应用技术等.