

• 通信与信息工程 •



小型化混合电磁交叉耦合带通滤波器设计

舒一洋, 唐得山, 饶云博, 罗 讯*

(电子科技大学电子科学与工程学院 成都 611731)

【摘要】面向无线通信系统对带通滤波器高选择度小型化的需求,提出了一种基于混合电磁交叉耦合拓扑结构的滤波器。该种混合电磁交叉耦合拓扑可以克服传统三阶滤波器通过交叉耦合只能产生一个传输零点的问题,在通带两边同时产生零点,从而极大提高了三阶滤波器的选择度,为小型化高选择度滤波器提供了一种设计方案。基于该拓扑结构,设计了一款基于传统微带四分之一波长谐振器的三阶滤波器,并验证了该拓扑结构产生零点的原理。为了适应不同带宽的需求,进一步减小滤波器尺寸,又设计了一种混合微带/槽线谐振器的滤波器。该结构可以实现更高的谐振器耦合强度,从而实现更宽的滤波器带宽。

关键词 带通滤波器; 混合电磁交叉耦合; 微带; 小型化; 槽线
中图分类号 TN713 **文献标志码** A **doi**:10.12178/1001-0548.2021266

Design of Miniaturized Hybrid-Electromagnetic Cross-Coupled Bandpass Filter

SHU Yiyang, TANG Deshan, RAO Yunbo, and LUO Xun*

(School of Electronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract To meet the requirements of wireless system on high selectivity and miniaturization, a filter topology based on hybrid-electromagnetic cross-coupling is proposed in this paper. Differing from the traditional third-order filter which can only produce one transmission zero through using cross-coupling, the proposed hybrid-electromagnetic cross-coupled topology can introduce two transmission zeros on both sides of the passband, then greatly improves the selectivity of the low-order filter. Thus, a design scheme for miniaturized high selectivity filter can be achieved. Based on this topology, a third-order filter based on microstrip quarter-wavelength resonators is designed to verify the principle of transmission zeros generated by this topology. Then, in order to obtain wider bandwidth, a hybrid microstrip/slot-line resonator filter is designed. This structure can achieve larger coupling coefficient and larger bandwidth with a miniaturized size.

Key words bandpass filter; hybrid-electromagnetic cross-coupled; microstrip; miniaturization; slot

近年来,随着无线通信系统的迅速发展,使得有限的频谱资源越发拥挤。为了满足人们对无线通信日益增长的需求,各种无线通信系统相继出现,因此各个通信频道之间因复用带来的信号干扰使高质量的通信面临巨大挑战。为了避免频道之间的相互干扰,保证通信质量,就要求通信系统必须采用通带选择性好、带内损耗低的滤波器。为了提高滤波器选择度,满足更高效率的频谱利用,高阶数谐振器耦合形成的滤波器可以显著提高通带的选择

度^[1-3]。但这种方法极大地增加了滤波器的尺寸和群延时。因此,设计者提出通过引入多耦合路径或旁路谐振器在滤波器通带外引入零点的方法来提高滤波器的通带选择性。其中交叉耦合是一种主要的方式^[4-7]。然而传统低阶(如三阶)滤波器通过交叉耦合通常只能产生一个零点,无法同时保证通带两端较高的选择度^[8]。另一方面,随着5G移动通信的发展,无线通信等新兴便携式应用也对通信系统的高集成、小型化提出高要求,需要面积更加小,以

收稿日期: 2021-09-22; 修回日期: 2021-10-08

基金项目: 国家自然科学基金(61934001)

作者简介: 舒一洋(1994-),男,主要从事射频微波毫米波电路方面的研究。

*通信作者: 罗讯, E-mail: xluo@uestc.edu.cn

及滤波性能更好的射频/微波滤波器。随着滤波器设计方法的不停革新,可设计的滤波器构造越来越多样化、小型化,更加容易集成^[9-11]。

本文针对无线通信系统对滤波器小型化以及高选择性的需求,提出了一种基于混合电磁交叉耦合拓扑结构的滤波器。该种混合电磁交叉耦合拓扑可以在带通滤波器的通带两端均产生传输零点,从而使得该类滤波器在不增加阶数的同时选择度显著提升。为了验证该种拓扑结构的实用性,本文设计了一种基于传统微带四分之一波长谐振器的三阶滤波器。由于混合电磁交叉耦合的作用,该滤波器的上下边带都产生了传输零点,具有良好的选择度。同时,所有的谐振器都采用折叠结构,进一步缩小了滤波器的尺寸,实现了滤波器的小型化。在此,为了实现更宽的带宽以及更小的尺寸,本文提出一种混合微带/槽线谐振器的三阶滤波器,这种方法利用上下耦合的方式可以显著提高谐振器主耦合路径的耦合系数,在保持原有滤波器零点的基础上实现了更宽的带宽。

1 混合电磁交叉耦合的模型分析和实现方法

1.1 混合电磁交叉耦合的模型分析

通过多耦合路径引入交叉耦合可以在带外引入零点,从而提高滤波器带外抑制以及选择性。图 1a 与 1b 展示了两种三阶谐振器实现交叉耦合的方案,其中强耦合用实线表示,弱耦合用虚线表示。如图 1a 所示,谐振器 R_1 与 R_2 分别与 R_3 之间存在电性耦合,当在谐振器 R_1 与 R_2 之间引入电性弱耦合时,可在通带左侧引入一个传输零点,提升其对更高频段信号的选择特性^[8]。如图 1b 所示,当在谐振器 R_1 与 R_2 之间引入磁性弱耦合时,可在通带右侧引入一个传输零点,提升其对更高频段信号的选择特性^[8]。但这两种结构都只能产生一个传输零点,无法保证滤波器在上下边带都具有高选择性。图 1c 展示了一种结合两类交叉耦合的五阶谐振器方案,实现了通带两侧的高选择特性,然而该种方案提高了滤波器阶数,极大地增加了滤波器尺寸面积。为了实现高选择度和较小的尺寸,本文采用基于混合电磁交叉耦合的滤波器耦合拓扑,如图 1d 所示,通过在谐振器 R_1 与 R_2 之间同时引入电性与磁性弱耦合,可在通带两侧同时引入传输零点。这种耦合拓扑在不增加滤波器阶数的情况下实现了三阶滤波器上下边带的零点产生,同时实现了滤波器

的小型化和高选择度。

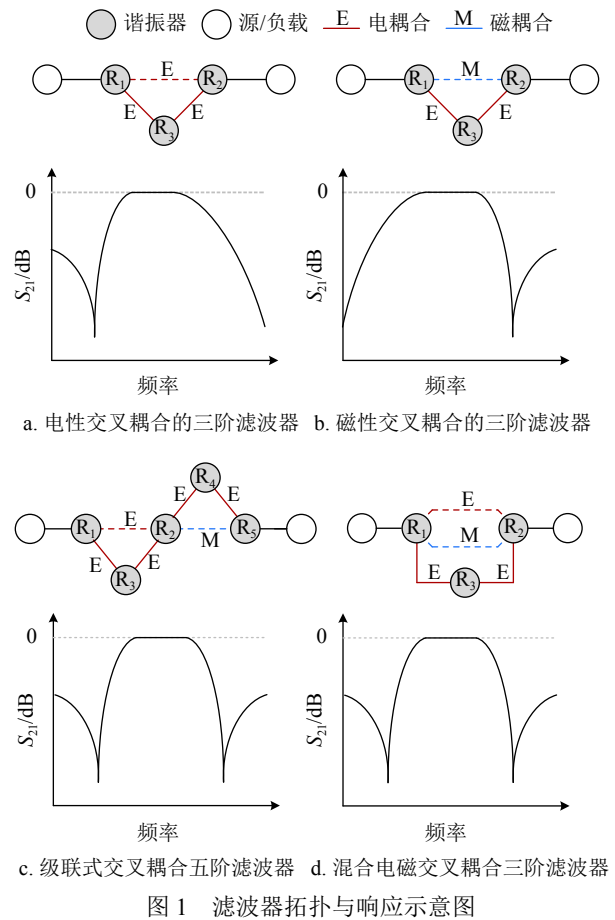


图 1 滤波器拓扑与响应示意图

1.2 混合交叉电磁耦合的实现

上述混合电磁交叉耦合对谐振器的设计具有较高的要求。使用一端开路一端接地的四分之一波长谐振器,四分之一波长谐振器在谐振时具有如下性质: 1) 靠近接地端的部分具有很强的磁场分布和很弱的电场分布; 2) 靠近开路端的部分具有很强的电场分布和很弱的磁场分布^[12]。基于这些性质,一种可以实现混合耦合的折叠四分之一波长谐振器被提出,如图 2 所示。谐振器接地的过孔靠近可以产生磁场耦合,距离开路端较近的微带线靠近可以产生电场耦合。该结构的磁场耦合与电场耦合可以通过文献 [13] 中的公式计算得到:

$$k_e = \frac{[(b-a) \pm \sqrt{(a-b)^2 - 8(a+b-2)}]}{4} \quad (1)$$

$$k_m = \frac{[(a-b) \pm \sqrt{(b-a)^2 - 8(a+b-2)}]}{4} \quad (2)$$

$$a = \frac{\omega_0^2}{\omega_{ev}^2} \quad (3)$$

$$b = \frac{\omega_0^2}{\omega_{od}^2} \quad (4)$$

式中, ω_0 为谐振器的自谐振角频率; ω_{ev} 为谐振器耦合后电路的偶模谐振频率; ω_{od} 为谐振器耦合后电路的奇模谐振频率。

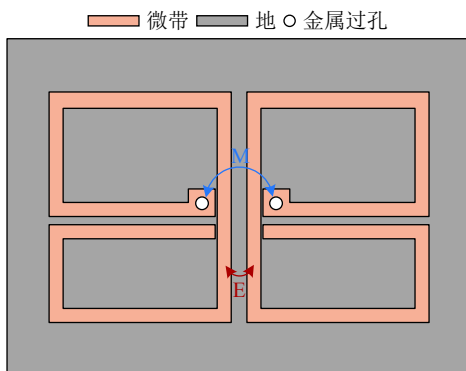
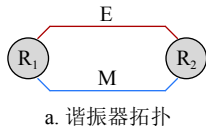


图 2 混合电磁耦合谐振器拓扑与实现方案

2 基于微带结构的混合电磁交叉耦合滤波器实现

2.1 滤波器方案

基于前文的滤波器拓扑分析以及电磁混合耦合实现方案, 本文提出一种基于微带结构的滤波器方案, 如图 3 所示。该方案使用两个折叠四分之一波长谐振器充当图 1d 中的 R_1 和 R_2 , 并且使用了一个枝节谐振器充当图 1d 中的 R_3 。这种枝节谐振器在保持与 R_1 和 R_2 具有相同的谐振频率的同时拥有更宽的耦合面, 可以同时与 R_1 和 R_2 产生耦合, 提供强耦合的路径。

依据这种耦合方案, 该结构中存在的耦合可以概括为以下 3 个部分: 1) R_1 和 R_3 的耦合系数 k_{13} ; 2) R_2 和 R_3 的耦合系数 k_{23} ; 3) R_1 和 R_2 的交叉耦合系数 k_{12} 。通过文献 [14] 的方法, 谐振器的耦合系数和外部品质因数可被提取出来。图 4 展示了该耦合方案中各种耦合系数和外部品质因数随尺寸的变化。 k_{13} 随尺寸 s_{12} 的增大而减小, k_{23} 与 k_{13} 的大小相同, R_1 的外部品质因数 Q 随尺寸 d_{17} 的增大而减小。

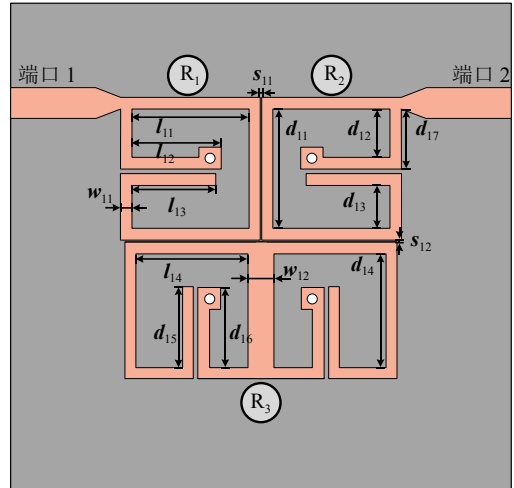
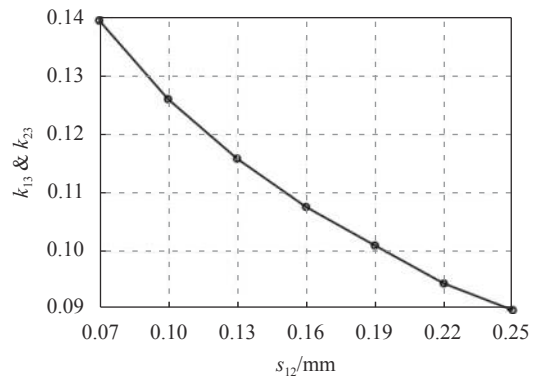
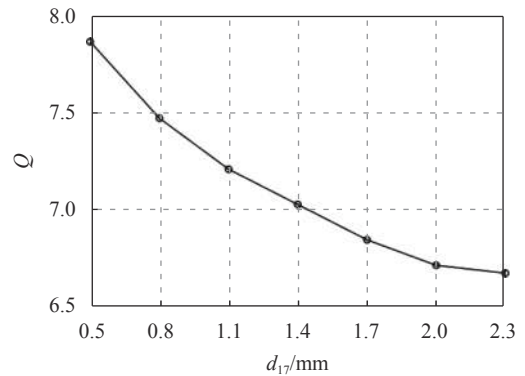


图 3 使用微带结构的混合电磁交叉耦合滤波器



a. 谐振器的耦合系数 k_{13} 与 k_{23} 随尺寸 s_{12} 的变化



b. R_1 的外部品质因数 Q 随尺寸 d_{17} 的变化

图 4 耦合系数与品质因数随尺寸变化的仿真结果

2.2 滤波器实现与测试

基于 2.1 节中的耦合方案, 本文基于 Rogers4003 板材进行了三阶的带通滤波器设计, 介质厚度为 1.524 mm。带通滤波器的实现规格为: 中心频率 2.1 GHz, 3-dB 分数带宽为 14%, 回波损耗为 20 dB, 通过交叉耦合在通带附近的 1.85 GHz 和 2.4 GHz 处引入两个传输零点以增强通带选择性。优化后的耦合矩阵为:

$$\mathbf{M}_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0.965 & 0 & -0.125 & 0 \\ 0.965 & 0 & 0.84 & 0 & -0.125 \\ 0 & 0.84 & 0 & 0.84 & 0 \\ -0.125 & 0 & 0.84 & 0 & 0.965 \\ 0 & -0.125 & 0 & 0.965 & 0 \end{pmatrix} \quad (5)$$

谐振器的中心频率由谐振器的物理尺寸决定。值得一提的是,耦合系数 k_{ij} 和外部品质因数 Q 可以由耦合矩阵中的数值计算得到^[15]。因此,可以从耦合矩阵中的数据与 2.1 节中的耦合系数与尺寸对应关系中获得谐振器之间的间距尺寸和馈线位置。由于混合电磁交叉耦合产生两个零点的特性需要在仿真中优化,耦合矩阵中的交叉耦合仅为一种等效结果^[13]。由耦合矩阵计算的 S 参数结果和滤波器的电磁仿真结果如图 5 所示,它们表现出较好的一致性。

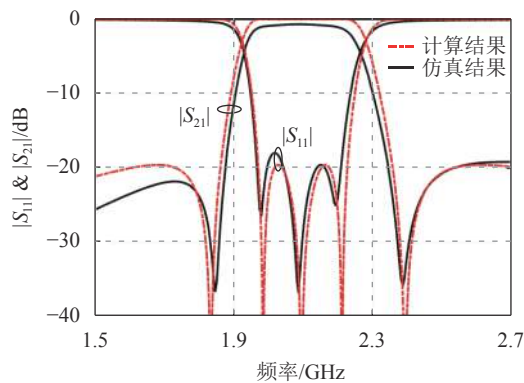
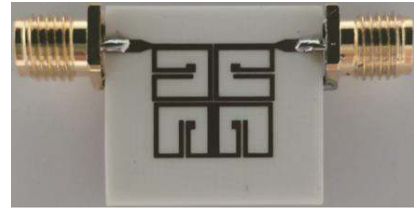


图 5 耦合矩阵计算的 S 参数与仿真的 S 参数结果的对比

为了验证仿真的准确性,本文对该带通滤波器进行了加工与测试,实物如图 6 所示。滤波器参数如下: $l_{11} = 4.5 \text{ mm}$, $l_{12} = 3.4 \text{ mm}$, $l_{13} = 3.2 \text{ mm}$, $l_{14} = 4.3 \text{ mm}$, $d_{11} = 4.4 \text{ mm}$, $d_{12} = 1.7 \text{ mm}$, $d_{13} = 1.7 \text{ mm}$, $d_{14} = 4.4 \text{ mm}$, $d_{15} = 3.12 \text{ mm}$, $d_{16} = 3.07 \text{ mm}$, $d_{17} = 2.3 \text{ mm}$, $w_{11} = 0.4 \text{ mm}$, $w_{12} = 1 \text{ mm}$, $s_{11} = 0.1 \text{ mm}$, $s_{12} = 0.13 \text{ mm}$ 。仿真和测试的 S 参数结果如图 7 所示。该带通滤波器的中心频率为 2.1 GHz。3-dB 分数带宽为 14.3%。最小带内插入损耗为 0.74 dB。同时在通带附近的 1.82 GHz 和 2.38 GHz 处具有两个高抑制度的传输零点,滤波器通带有优秀的选择特性。此外,该带波器的核心电路尺寸为 $10.7 \text{ mm} \times 10.7 \text{ mm}$ (即 $0.12\lambda_g \times 0.12\lambda_g$, 其中 λ_g 为频率为 2.1 GHz 时微带线的导波波长)。



a. 滤波器正面



b. 滤波器背面

图 6 微带滤波器的实物图

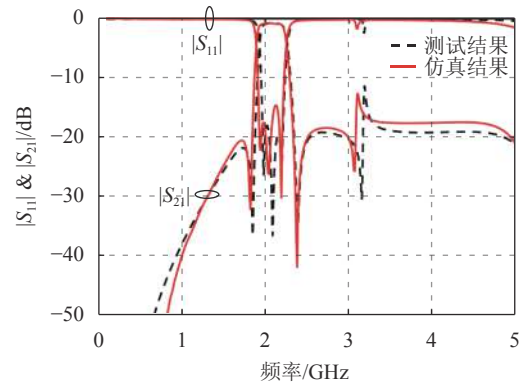


图 7 微带滤波器的仿真和测试的 S 参数结果

3 基于混合微带/槽线结构的混合电磁交叉耦合滤波器实现

3.1 滤波器方案

由于同层微带线谐振器之间耦合强度一般较弱,很难实现更大带宽的滤波器。为了解决这个问题,本文提出一种如图 8 所示的耦合方案。该方案使用两个折叠四分之一波长谐振器充当图 1d 中的 R_1 和 R_2 ,使用了一个半波长的槽线谐振器充当图 1d 中的 R_3 。这种槽线谐振器可以与 R_1 和 R_2 产生上下层的宽边耦合,提高耦合强度的同时减小滤波器尺寸。

为了探究这种耦合方案的特点,图 9 展示了各种耦合系数和外部品质因数随尺寸的变化。 k_{13} 随尺寸 s_{22} 的增大而减小, k_{23} 与 k_{13} 的大小相同, R_1 的外部品质因数 Q 随尺寸 d_{25} 的增大而减小。容易看出相较于 2.1 节中的耦合方式,本节中提出的微带与槽线谐振器的上下层宽边耦合可以更容易地产生较大的耦合。

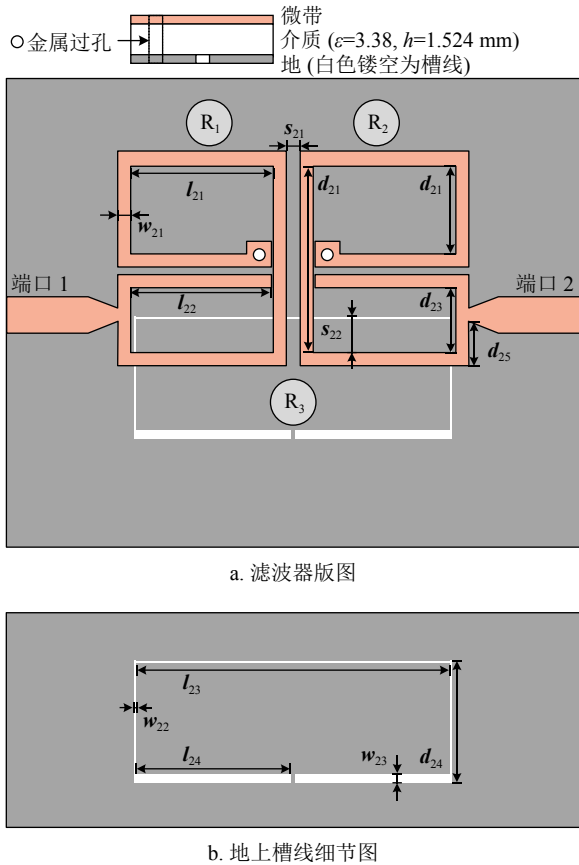
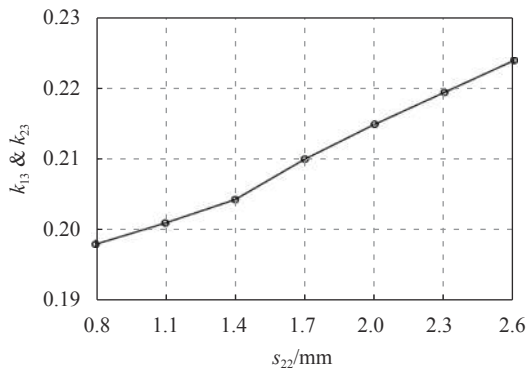
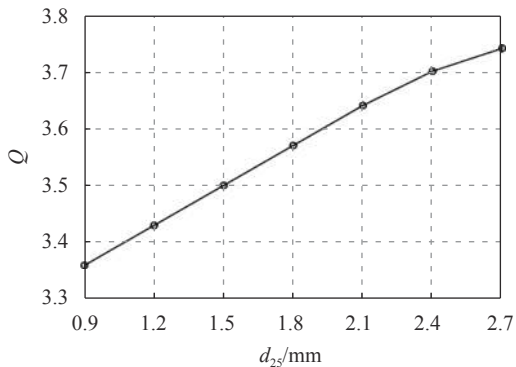


图 8 使用混合微带/槽线结构的混合电磁交叉耦合滤波器



a. 谐振器的耦合系数 k_{13} 与 k_{23} 随尺寸 s_{22} 的变化



b. R_1 的外部品质因数 Q 随尺寸 d_{25} 的变化

图 9 耦合系数与品质因数随尺寸变化的仿真结果

3.2 滤波器实现与测试

基于 3.1 节中的耦合方案, 可以设计一个三阶的带通滤波器。带通滤波器的实现规格如下: 中心频率为 3.4 GHz, 3-dB 分数带宽为 29%, 回波损耗为 20 dB, 通过交叉耦合在通带附近的 2.5 GHz 和 4.1 GHz 处引入两个传输零点, 以增强通带选择性。优化后的耦合矩阵为:

$$M_2 = \begin{pmatrix} 0 & 1.085 & 0 & -0.175 & 0.062 \\ 1.085 & 0 & 0.86 & 0.17 & -0.175 \\ 0 & 0.86 & -0.36 & 0.86 & 0 \\ -0.175 & 0.17 & 0.86 & 0 & 1.085 \\ 0.062 & -0.175 & 0 & 1.085 & 0 \end{pmatrix} \quad (6)$$

由耦合矩阵计算的理论 S 参数和滤波器的电磁仿真结果如图 10 所示, 它们表现出较好的一致性。

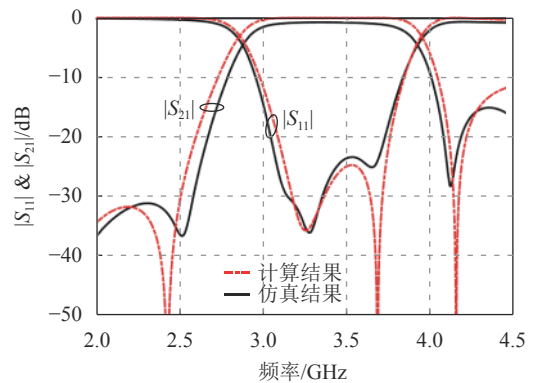


图 10 使用耦合矩阵计算的 S 参数与仿真的 S 参数对比

为了验证仿真的准确性, 该单通带滤波器被实际加工出来, 如图 11 所示。滤波器参数如下: $l_{21} = 4.8 \text{ mm}$, $l_{22} = 4.7 \text{ mm}$, $l_{23} = 10.5 \text{ mm}$, $l_{24} = 5.2 \text{ mm}$, $d_{21} = 6.1 \text{ mm}$, $d_{22} = 2.8 \text{ mm}$, $d_{23} = 2.2 \text{ mm}$, $d_{24} = 4.1 \text{ mm}$, $d_{25} = 1.5 \text{ mm}$, $w_{21} = 0.4 \text{ mm}$, $w_{22} = 0.1 \text{ mm}$, $w_{23} = 0.3 \text{ mm}$, $s_{21} = 0.5 \text{ mm}$, $s_{22} = 1.4 \text{ mm}$ 。仿真和测试的 S 参数结果如图 12 所示。该带通滤波器的中心频率为 3.4 GHz。3-dB 分数带宽为 27%。最小带内插入损耗为 0.72 dB。同时在通带附近的 2.65 GHz 和 4.05 GHz 处具有两个高抑制度的传输零点, 滤波器通带有较好的选择性。此外, 该带通滤波器的核心电路尺寸为 $11.7 \text{ mm} \times 9.5 \text{ mm}$ (即 $0.22\lambda_g \times 0.18\lambda_g$, 其中 λ_g 为频率为 3.4 GHz 时微带线的导波波长)。

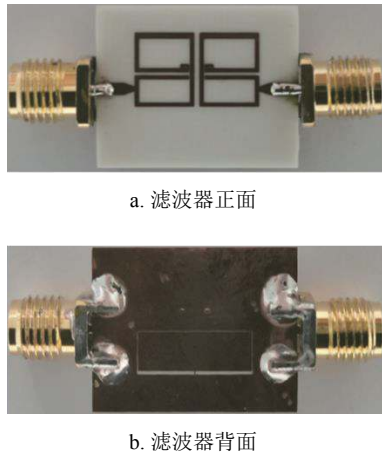
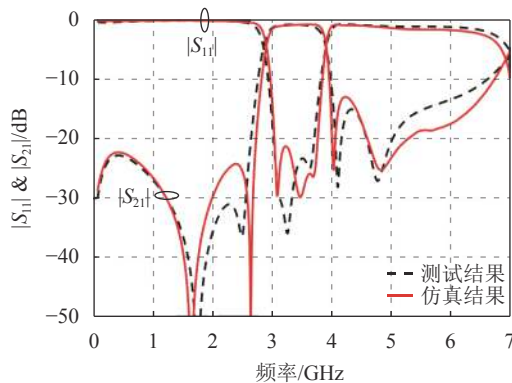


图 11 混合微带/槽线滤波器的实物图

图 12 混合微带/槽线滤波器仿真和测试的 S 参数结果对比

4 结束语

本文针对无线通信系统对小型化高选择度滤波器的需求,提出了一种基于混合电磁交叉耦合拓扑结构的滤波器设计方案。传统的三阶滤波器通过单一交叉耦合只能产生一个传输零点。当引入混合电磁交叉耦合后,采用三阶滤波器拓扑可以在通带两端均产生传输零点。这种方法可以在不增加滤波器阶数的情况下显著提升选择度,为小型化高选择度滤波器提供了解决方案。

参 考 文 献

[1] LEVY R. Direct synthesis of cascaded quadruplet (CQ) filters[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1995, 43(12): 2940-2945.
 [2] HONG J S, LANCASTER M J. Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2000, 48(7): 1098-

1107.
 [3] LIU H, XU Y, LIU F, et al. High-order balanced superconducting filter with high selectivity, low insertion loss, and wide stopband range for radio astronomy[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2019, 67(7): 2720-2729.
 [4] HONG J S, LANCASTER M J. Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1998, 46(1): 118-122.
 [5] SHAMAN X, HONG J S. Input and output cross-coupled wideband bandpass filter[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2007, 55(12): 2562-2568.
 [6] CHEN X, WU K. Substrate integrated waveguide cross-coupled filter with negative coupling structure[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2008, 56(1): 142-149.
 [7] TAMIAZZO S, MACCHIARELLA G. Synthesis of cross-coupled prototype filters including resonant and non-resonant nodes[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2015, 63(10): 3408-3415.
 [8] HONG J S, LANCASTER M J. Microstrip cross-coupled trisection bandpass filters with asymmetric frequency characteristics[J]. *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, 1999, 146(1): 84-90.
 [9] HAO Z, HONG J S. UWB bandpass filter using cascaded miniature high-pass and low-pass filters with multilayer liquid crystal polymer technology[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2010, 58(4): 941-948.
 [10] PERIGAUD A, BILA S, VERDEYME S, et al. Synthesis of vertical interdigital filters using multilayered technologies[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, 60(4): 965-974.
 [11] QIAN S, HONG J S. Miniature quasi-lumped-element wideband bandpass filter at 0.5–2-GHz band using multilayer liquid crystal polymer technology[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, 60(9): 2799-2807.
 [12] POZAR D M. *Microwave engineering*[M]. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.
 [13] XIAO J K, ZHU M, MA J G, et al. Conductor-backed CPW bandpass filters with electro-magnetic couplings[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2016, 26(6): 401-403.
 [14] HONG J S, LANCASTER M J. *Microstrip filters for RF/microwave applications*[M]. [S.l.]: Wiley, 2011.
 [15] LUO X, YANG B, QIAN H. Adaptive synthesis for resonator-coupled filters based on particle swarm optimization[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2019, 67(2): 712-725.

编辑 叶 芳