

一种新型基于交指电容和微带电感的单层 低成本宽带带通滤波器

张 薇¹, 吴永乐², 王卫民¹, 郝丽薇², 杨雨豪²

(1. 北京邮电大学电子工程学院, 北京 100876; 2. 北京邮电大学集成电路学院, 北京 100876)

摘 要: 随着无线通信系统的快速发展, 尤其是5G时代的来临, 带通滤波器作为射频前端的选频器件被广泛应用于各种系统. 近年来, 人们对通信的需求日益提升, 因此滤波器的小型化、低成本以及高性能等方面的要求成为业内研究的重点. 现代工艺技术的发展为带通滤波器的设计提供了多种方法, 如使用阶跃阻抗谐振器设计微带带通滤波器、利用互补开环谐振器作为基本谐振单元构造宽带带通滤波器和基于E型双模谐振器设计微带带通滤波器等. 然而, 这些微带滤波器的尺寸较大, 令实现小型化的目标难以实现. 由于集总元件具有体积小、成本低、带宽宽、元件间相互作用小等优点, 在射频器件设计中发挥着重要作用. 相较于基于集成无源器件(Integrated Passive Device, IPD)工艺和低温共烧陶瓷(Low-Temperature Co-fired Ceramic, LTCC)工艺的带通滤波器, 这种单层宽带带通滤波器具有更低的生产成本、更少的损耗限制, 以及避免了基于表面贴装器件的成本和制造公差等问题. 由于其采用交指电容和微带电感的简单实现方式, 该方法所设计的滤波器还具有工艺简单和体积小的优点.

基于单层印刷电路板(Printed Circuit Board, PCB)工艺, 本文提出了一种新型高选择性宽带带通滤波器. 该电路结构对称, 由多组对称的串联谐振器构建滤波器通带和带外多零点特性. 其中, 为了增强阻带的抑制能力和滤波器的频率选择性, 添加多对接地串联谐振器在通带左右两侧各增加一个传输零点, 两个传输零点独立控制, 互不影响. 使用奇偶模分析方法对电路进行分析, 以求解传输零点, 并给出零点解析式. 随后, 对带通滤波器的传输零点频率、中心频率、3 dB相对带宽以及品质因数等参数变化进行分析. 为了实现小型化和低成本的要求, 该电路中的所有集总元件均由交指电容和微带电感实现. 交指电容是一种多指周期性结构, 具有多个几何变量, 如指长、指宽、指间间隙、指端间隙和指数等. 这些变量使得交指电容的结构具有较大的自由度, 同时也增加了结构优化的难度. 同理, 微带电感的电感值可通过改变其长度和宽度进行调节.

为了验证带通滤波器设计方法的有效性, 基于单层PCB工艺, 对工作在4.52 GHz的滤波器进行仿真、制造和测量, 使用HFSS软件对滤波器整体结构进行优化. 所用介质基板为Rogers RO4350B, 其相对介电常数为3.66, 损耗正切角为0.0037, 板厚为1.524 mm. 测试结果表明, 3 dB相对带宽为38.9%, 在中心频率4.52 GHz处插入损耗最小(为1.68 dB), 回波损耗优于21.45 dB, 谐波抑制水平为7.7~9.4 GHz大于19.6 dB, 通带内测试的群时延在0.56~1.2 ns变化.

本文展示了一种单层低成本宽带带通滤波器, 基于奇偶模电路和解析方程, 详细阐述了滤波器的设计原理. 该滤波器采用交指电容和微带电感作为集总元件, 实现了小型化和低成本. 实物测试进一步验证了滤波器的可行性, 证明了其性能良好, 具有体积小、损耗低、宽频带和选择性好等优点, 适用于单层PCB工艺, 易于与无线通信系统集成.

关键词: 带通滤波器; LC谐振器; 传输零点; 交指电容; 微带电感

基金项目: 国家自然科学基金(No.U20A20203, No.U21A20510, No.61971052); 北京邮电大学中央高校基本科研业务费行动计划(No.2021XD-A07-2); 广东省重点领域研发计划(No.2020B0101080001)

中图分类号: TN713.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2023)06-1413-08

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

DOI: 10.12263/DZXB.20220344

A Novel Single-Layer Low-Cost Broadband Bandpass Filter Based on Interdigital Capacitors and Microstrip Inductors

ZHANG Wei¹, WU Yong-le², WANG Wei-min¹, HAO Li-wei², YANG Yu-hao²

(1. School of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China;

2. School of Integrated Circuits, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: With the rapid ongoing development of wireless communication systems, and especially with the advent of

the 5G era, bandpass filters (BPFs) are being used widely as frequency-selective devices in various systems. In recent years, the demand for communications has been increasing, causing the requirements for miniaturization of filters at low cost and with high performance to become the focus of research in the industry. The development of modern processing technology has provided various methods for BPF design, including microstrip BPF design using stepped impedance resonators, construction of a broadband BPF by using a complementary split-ring resonator as the basic resonant unit, and microstrip BPF design based on an E-shaped dual-mode resonator. However, these microstrip filters are relatively large in size, making it difficult to achieve the miniaturization goal. Lumped elements offer advantages that include small size, low cost, wide bandwidths, and low interaction between components, and these elements play an important role in radio-frequency (RF) device design. When compared with BPFs based on integrated passive device (IPD) technology and low-temperature co-fired ceramic (LTCC) processing, the single-layer wideband BPF presented here has lower production costs, reduced loss restrictions, and avoids the cost and manufacturing tolerance issues associated with surface mount devices. Because of its simple implementation using interdigital capacitors and microstrip inductors, the proposed filter also offers the advantages of simple processing and small device size.

Based on the single-layer printed circuit board (PCB) fabrication process, this paper proposes a novel high-selectivity wideband BPF. The circuit structure is symmetrical and comprises multiple groups of symmetrical series resonators that construct the passband and produce multiple zeros outside the passband. To enhance the stopband suppression ability and the frequency selectivity of this filter, multiple groups of grounded series resonators are added, which results in the addition of a transmission zero on each side of the passband. These two transmission zeros are controlled independently without affecting each other. The circuit is analyzed using the even-odd mode analysis method to solve for the transmission zeros and then provide analytical expressions for these transmission zeros. Subsequently, parameters such as the transmission zero frequency, the center frequency, the 3-dB fractional bandwidth, and the quality factor of the BPF are analyzed. To meet the requirements for miniaturization and low cost, all lumped elements shown in the schematic are implemented using interdigital capacitors and microstrip inductors. The interdigital capacitor has a multi-finger periodic structure with several geometric variables, including the lengths and widths of the fingers, the sizes of the gaps or spaces between the fingers, and the number of fingers used. These variables give each interdigital capacitor a high degree of freedom in its structure, while also increasing the structural optimization difficulty. Similarly, the inductance value of the microstrip inductor can be adjusted by varying the device length and width.

To demonstrate the validity of the proposed design method for this BPF, a prototype operating at 4.52 GHz is simulated, manufactured, and measured based on PCB technology, and the overall filter structure is optimized using Ansys HFSS software. The substrate used is the Rogers RO4350B, which has a relative dielectric constant of 3.66, a loss tangent of 0.003 7, and a thickness of 1.524 mm. Test results show that the 3 dB fractional bandwidth is 38.9%, with a minimum insertion loss of 1.68 dB at the center frequency of 4.52 GHz, a return loss of better than 21.45 dB, a harmonic suppression level greater than 19.6 dB within the range from 7.7 GHz to 9.4 GHz, and a group delay that varies between 0.56 ns and 1.2 ns within the passband.

This article presents a single-layer low-cost wideband BPF based on an even-odd mode circuit and analytical equations, and describes the design principles of the filter in detail. The filter uses interdigital capacitors and microstrip inductors as lumped elements to achieve miniaturization and low cost. Physical testing further validates the feasibility of the proposed filter, demonstrating its excellent performance, which includes small size, low loss, a wide bandwidth, and good selectivity. The filter is suitable for single-layer PCB processing and can be integrated easily with wireless communication systems.

Key words: bandpass filter; LC resonator; transmission zero; interdigital capacitor; microstrip inductor

Foundation Item(s): National Natural Science Foundations of China (No.U20A20203, No.U21A20510, No.61971052); Fundamental Research Funds for the Central Universities (No.2021XD-A07-2); Key Research and Development Project of Guangdong Province (No.2020B0101080001)

1 引言

随着无线通信系统的快速发展,尤其是5G时代的来临,带通滤波器作为射频前端的选频器件被广泛应用于各种系统.人们对通信的需求日益提升,滤波器的小型化、低成本以及高性能等方面的要求成为近年来业内研究的重点^[1].

随着现代工艺技术的发展,目前设计带通滤波器的方法有很多.文献[2]使用阶跃阻抗谐振器设计微带带通滤波器,其具有非常宽的阻带以及较好的阻带抑制能力.文献[3]利用互补开环谐振器作为基本谐振单元构造宽带带通滤波器,互补开环谐振器的强耦合,使得滤波器具有较小的插入损耗.文献[4]采用的开环哑

铃型带通滤波器很好地改善了谐振器之间的互耦,但 $44\text{ mm}\times 18\text{ mm}$ 的大尺寸难以满足 5G 时代对射频通信系统小型化的需求. 基于改进型平行耦合线,文献[5]提出了具有宽带响应的微带带通滤波器. 在复合左右手传输线结构的基础上,文献[6]展示了紧凑型微带带通滤波器,为了实现宽阻带,该结构被设计成不平衡型. 文献[7]设计的基于 E 型双模谐振器的微带带通滤波器,利用输入输出端的交叉耦合在阻带产生两个可控的传输零点. 然而,这些微带滤波器的尺寸受微带线的物理波长限制,令小型化的目标难以实现. 集总元件具有体积小、成本低、带宽宽、元件间相互作用小等优点,在射频器件设计中发挥着重要作用. 文献[8,9]提出的基于集成无源器件(Integrated Passive Device, IPD)技术的带通滤波器,其较高的插入损耗限制了它的进一步应用. 在文献[10,11]中,虽然提出的基于低温共烧陶瓷(Low-Temperature Co-fired Ceramic, LTCC)工艺的滤波器具有较高的阻带衰减水平,但插入损耗和回波损耗相对较大. 总之,IPD 技术要求的设备布置复杂,设备互连中传输损耗大. 与传统的印刷电路板(Printed Circuit Board, PCB)技术相比,LTCC 生产成本高,通常具有较高的损耗. 此外,基于表面贴装器件的集总元件也可以实现所需的带通滤波器,虽然不受物理波长和 PCB 工艺变化的限制,但表面贴装器件的成本和制造公差成为滤波器设计的关键问题.

与上述带通滤波器相比,由交指电容和微带电感实现的单层宽带带通滤波器具有工艺简单、生产成本低、体积小等优点. 交指电容利用薄膜导体之间的间隙来产生电容,这些间隙很长,折叠起来占用一小块区域. 相应地,相较于螺旋电感需要空气桥而产生过多额外损耗,微带电感为平面结构,避免了因引线键合造成的损耗. 目前,交指结构被广泛用于带通滤波器的设计. 在文献[12]中,提出的带通滤波器是由倒交指电容、微带线和矩形枝节实现,具有较差的阻带抑制能力. 文献[13]介绍的宽带带通滤波器采用导抗逆变器产生三个传输零点,带外抑制水平高,但回波损耗较差.

基于单层 PCB 工艺,本文提出了一种新型宽带集总带通滤波器. 为了增强阻带的抑制能力和滤波器的频率选择性,采用添加串联谐振器的方法,在通带左右两侧各增加一个传输零点. 这两个传输零点独立控制,不相互影响. 滤波器中的所有集总元件均由交指电容和微带电感实现,为了验证设计方案的有效性,最终成功设计、加工并测试了一款高性能小型化带通滤波器.

2 理论分析

图 1 所示为本文设计的带通滤波器的集总参数电路结构,由 8 个电容和 6 个电感组成. 该电路是对称的,以 C_1 和 L_1 为中心结构构成带通滤波器的通带. 为了提

高滚降系数,将 L_2 和 C_2 组成的一对串联谐振器与滤波器并联,在通带上边缘产生一个传输零点,将 L_3 和 C_3 组成的另一对串联谐振器与滤波器并联,在通带的下边缘产生另一个传输零点. 两条 $50\ \Omega$ 的馈线作为输入/输出端口. 理想模型的频率响应特性如图 2 所示,从图中可以得到两个传输零点和三个传输极点,通过调整元件的值,可以获得更好的滤波特性. 优化后,滤波器的集总数值为: $C_1=0.83\ \text{pF}$, $C_2=0.39\ \text{pF}$, $C_3=1.37\ \text{pF}$, $C_4=2.5\ \text{pF}$, $L_1=1.65\ \text{nH}$, $L_2=1.72\ \text{nH}$, $L_3=2.4\ \text{nH}$.

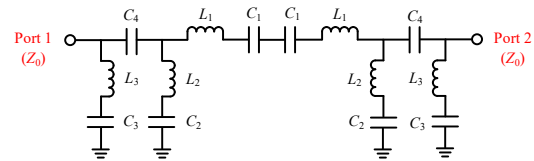


图 1 集总参数电路结构

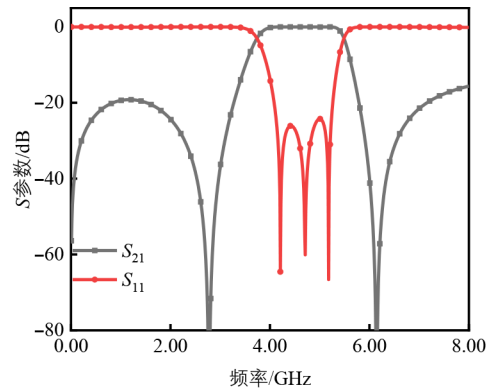


图 2 带通滤波器的频率响应

运用奇偶模分析方法对图 1 所示的电路结构进行分析,其偶模等效电路和奇模等效电路分别如图 3(a)和图 3(b)所示^[14].

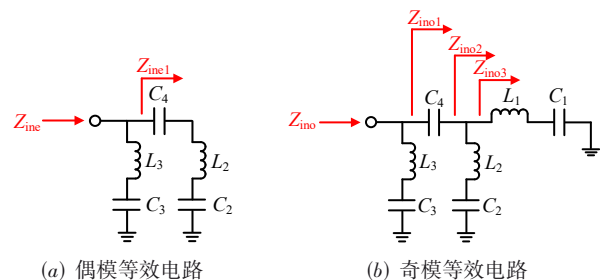


图 3 奇偶模等效电路

计算图 3(a)偶模电路的等效阻抗 Z_{ine} ,为

$$Z_{ine} = \frac{Z_{ine1} (j\omega L_3 + 1/j\omega C_3)}{Z_{ine1} + j\omega L_3 + 1/j\omega C_3} \quad (1)$$

$$Z_{ine1} = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega (C_2 C_4 / (C_2 + C_4))} \quad (2)$$

计算图3(b)奇模电路的等效阻抗 Z_{ino} ,为

$$Z_{ino} = \frac{Z_{ino1}(j\omega L_3 + 1/j\omega C_3)}{Z_{ino1} + j\omega L_3 + 1/j\omega C_3} \quad (3)$$

$$Z_{ino1} = Z_{ino2} + \frac{1}{j\omega C_4} \quad (4)$$

$$Z_{ino2} = \frac{Z_{ino3}(j\omega L_2 + 1/j\omega C_2)}{Z_{ino3} + j\omega L_2 + 1/j\omega C_2} \quad (5)$$

$$Z_{ino3} = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (6)$$

传输系数 S_{21} 满足:

$$S_{21} = \frac{(Z_{ine}Z_0 - Z_{ino}Z_0)}{(Z_0 + Z_{ine})(Z_0 + Z_{ino})} \quad (7)$$

在传输零点处,满足传输系数 $S_{21}=0$.将式(1)~式(6)代入式(7),计算化简得到两个传输零点,分别为

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3C_3}} \quad (8)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} \quad (9)$$

结合式(8)和式(9)可知,零点频率 f_{z1} 与电感 L_3 和电容 C_3 成反比.同理,零点频率 f_{z2} 与电感 L_2 和电容 C_2 成反比.图4给出了传输零点位置与滤波器集总参数之间的关系.由图4(a)和图4(b)可知,随着 C_3 和 L_3 的增大,传输零点 TZ_1 远离通带.由图4(c)和图4(d)可知,随着 C_2 和 L_2 的增加,传输零点 TZ_2 接近通带.因此,传输零点 TZ_1 和传输零点 TZ_2 独立控制,互不影响.

通过平均3 dB截止频率,近似得到中心频率 f_0 为^[15]

$$f_0 = \frac{f_{3dB}^U + f_{3dB}^L}{2} \quad (10)$$

其中 f_{3dB}^U 和 f_{3dB}^L 是通带的3 dB带宽边缘的上、下截止频率.图5所示为中心频率 f_0 相对于不同 C_1 和 L_1 的变化情况,当电容 C_1 固定为0.83 pF,电感 L_1 从1.4 nH增大到2 nH时,中心频率 f_0 从4.75 GHz减小到4.44 GHz.同理,当电感 L_1 固定为1.65 nH,电容 C_1 从0.7 pF增大到1.1 pF时,中心频率 f_0 从4.76 GHz减小到4.42 GHz.

3 dB相对带宽FBW和品质因数 Q 可表示为^[16]

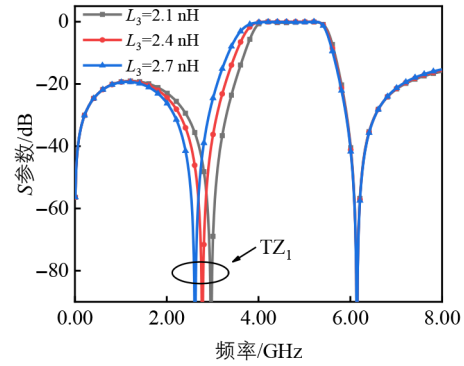
$$\Delta f_{3dB} = f_{3dB}^U - f_{3dB}^L \quad (11)$$

$$FBW = \Delta f_{3dB} / f_0 \quad (12)$$

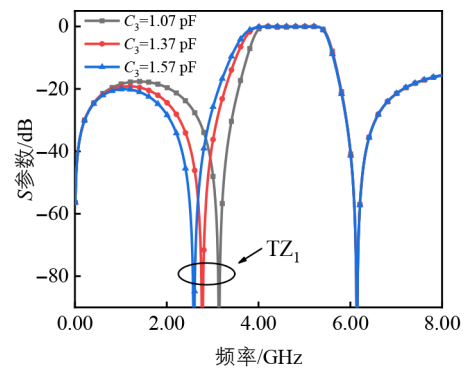
$$Q = f_0 / \Delta f_{3dB} \quad (13)$$

其中, Δf_{3dB} 是3 dB带宽.

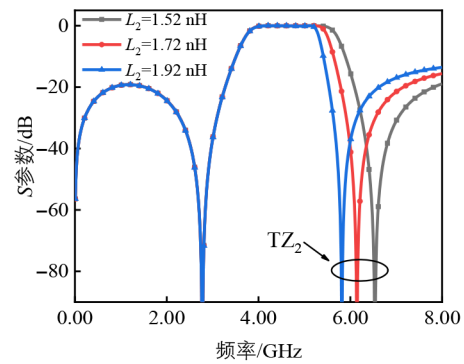
3 dB相对带宽和品质因数随滤波器集总参数的变化曲线如图6所示,可以看出,3 dB相对带宽和品质因数成反比.如图6(a)所示,3 dB相对带宽随 C_2 的增大而减小,品质因数随 C_2 的增大而增大.如图6(b)所示,3 dB相对带宽随 L_2 的增大而减小,品质因数随 L_2 的增



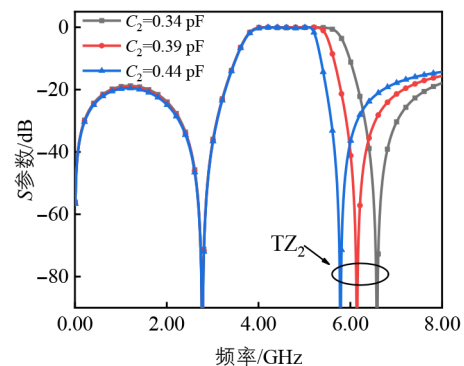
(a) 传输零点 TZ_1 与 L_3 的关系



(b) 传输零点 TZ_1 与 C_3 的关系



(c) 传输零点 TZ_2 与 L_2 的关系



(d) 传输零点 TZ_2 与 C_2 的关系

图4 传输零点与滤波器集总参数的关系

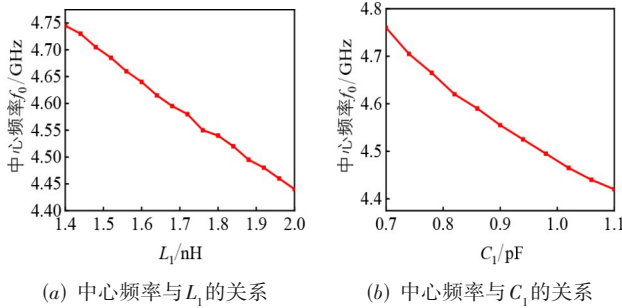


图 5 中心频率与滤波器集总参数的关系

大而增大. 在图 6(c)中,随 C_3 的增加,3 dB 相对带宽逐渐增加,而品质因数逐渐减小. 在图 6(d)中,随 L_3 的增加,3 dB 相对带宽逐渐增加,而品质因数逐渐减小.

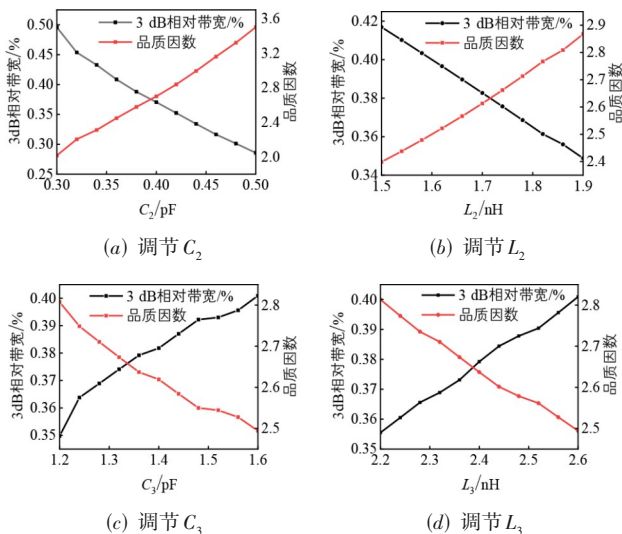


图 6 3 dB 相对带宽、品质因数与滤波器集总参数的关系

3 滤波器设计

采用标准的 PCB 工艺,本文设计的滤波器由交指电容和微带电感两种微带结构实现,基于滤波器的集总参数,设计实际结构以满足滤波器的参数指标.

3.1 交指电容和微带电感设计

由于结构简单、重复性好、 Q 值相对较高,交指电容可用作微波电路中的集总参数元件,特别是在较高的微波频率下.

交指电容是一种多指周期性结构,其结构如图 7(a)所示.由此可见,交指电容有多个几何变量,包括指长 L_1 、指宽 W_1 、指间间隙 G 、端接微带线宽 W_0 、指端间隙 G_0 和指数 N . 这些变量使得交指电容的结构具有较大的自由度,同时也增加了结构优化的难度. 利用 HFSS 对交指电容进行电磁仿真,并通过下式提取电容值^[17]:

$$C = -\text{Im}(Y_{12}) / 2\pi f \quad (14)$$

其中, Y_{12} 是交指电容的导纳. 图 7(b) 为交指电容的电容值随频率变化的曲线.

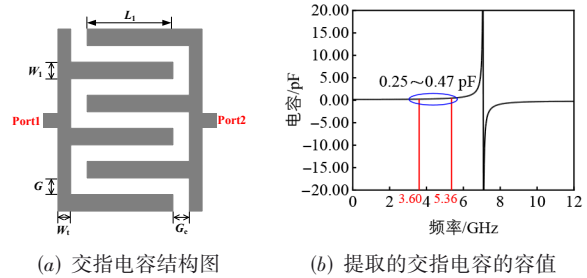


图 7 交指电容

交指电容的容值随结构参数变化的曲线如图 8 所示. 由图 8(a) 可见,电容值随着指长的增加而增加. 在图 8(b) 中,随着指宽的增加,容值变大. 交指电容的容值同样受到指数的影响,如图 8(c) 所示,随着指数的增加,容值变大. 由图 8(d) 可见,调节指间间隙可以改变交指电容的容值.

同理,图 9(a) 给出了微带电感的版图,通过电磁仿真求出其电感值,即^[17]

$$L = -1 / 2\pi f \text{Im}(Y_{11}) \quad (15)$$

其中, Y_{11} 是微带电感的导纳,微带电感的电感值随频率变化的曲线如图 9(b) 所示,由此可见,改变微带电感的长度和宽度,可以很好地调节其电感值.

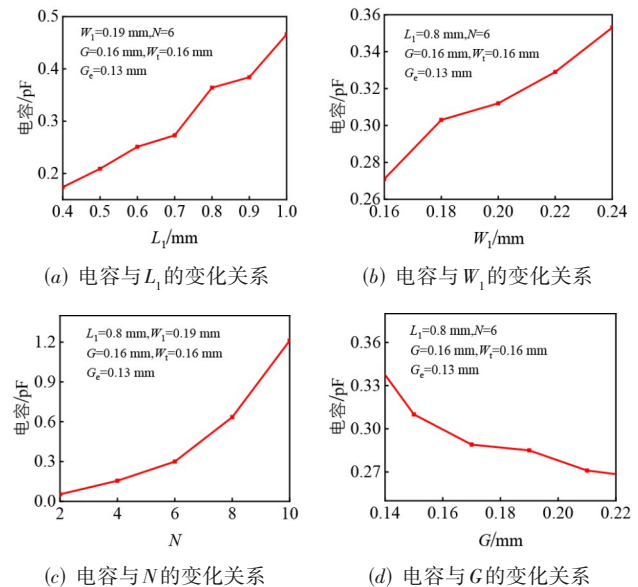


图 8 交指电容的容值随结构参数的变化

因此,通过适当调节交指电容和微带电感的结构变量,可以得到图 1 电路结构中集总参数所对应的交指电容和微带电感.

基于以上分析,本文提出的带通滤波器的设计流

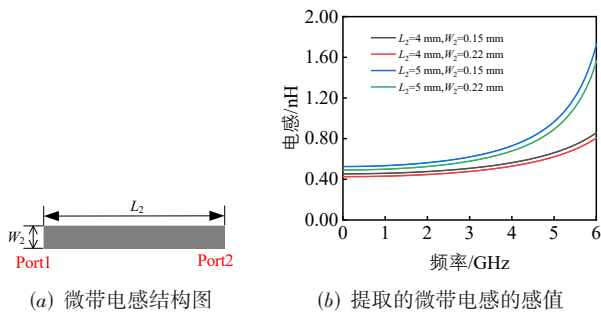


图9 微带电感

程如下:

(1)根据设计要求,确定带通滤波器的中心频率、带宽和通带内的回波损耗等特性.

(2)调节 C_1 和 L_1 的值,以满足所需的中心频率.

(3)根据中心频率和通带带宽,大致确定传输零点的位置.根据式(8)和式(9),基于工艺技术选择合适的电感值和电容值.

(4)通过调节 C_4 优化通带内的回波损耗.

(5)使用电磁仿真软件 HFSS 分别建立交指电容和微带电感的版图,根据式(14)~式(15),调节结构尺寸,以满足图1中的集总参数值.

(6)利用 HFSS 对(5)中的各个元件合理布局,对滤波器的整体结构尺寸进行多次优化,进一步满足滤波器的性能指标.

(7)获得带通滤波器的最终版图.

3.2 仿真和测试

为了验证带通滤波器设计方法的有效性,基于单层 PCB 工艺,对工作在 4.52 GHz 的滤波器进行建模、制造和测量.

本文使用 Rogers RO4350B 板材作为滤波器的介质基板,其相对介电常数为 3.66,损耗正切角为 0.003 7,板厚为 1.524 mm.对于带通滤波器的集总元件,所有的电容均由交指电容实现,所有电感均由微带电感实现.在三维仿真软件 HFSS 中分别对各个集总元件进行建模和仿真.经过多次迭代优化,得到各个元件的物理尺寸.经过合理布局,对带通滤波器结构尺寸进行进一步优化.带通滤波器的最终版图和实物照片分别如图 10 和图 11 所示,其尺寸列于表 1.本文设计的带通滤波器的整体尺寸为 13.3 mm×8.78 mm.

使用 Rohde & Schwarz ZVA67 矢量网络分析仪进行测试,图 12 为带通滤波器的仿真和测试结果.两者比较接近,轻微的偏差和频移是由于微带线的寄生效应、连接器的损耗以及印制电路板制造的精度等引起的.测试结果表明,3 dB 通带带宽为 1.76 GHz,在中心频率 4.52 GHz 处插入损耗最小,为 1.68 dB,通带的回波损耗优于 21.45 dB,7.7~9.4 GHz 的谐波抑制水平大于

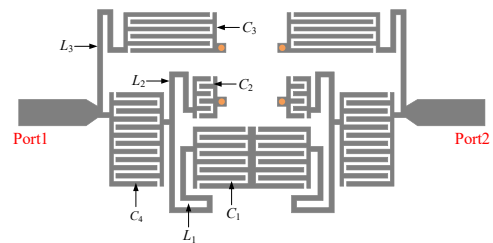


图10 带通滤波器结构示意图

表1 带通滤波器结构参数 单位: mm

电容	指数 N	线宽 W	指长 L	指间 间隙 G	指端 间隙 G_e	端接微带 线宽 W_1
C_1	8	0.20	1.95	0.15	0.13	0.16
C_2	6	0.19	0.46	0.13	0.13	0.16
C_3	6	0.17	3.40	0.14	0.14	0.16
C_4	12	0.20	1.75	0.15	0.13	0.16
电感		宽度		长度		
L_1		0.22		9.54		
L_2		0.22		4.4		
L_3		0.22		7.21		

19.6 dB.带通滤波器群时延的仿真和测试结果如图 13 所示,通带内测试的群时延在 0.56~1.2 ns 变化.

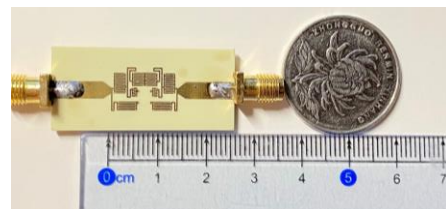


图11 滤波器加工实物图

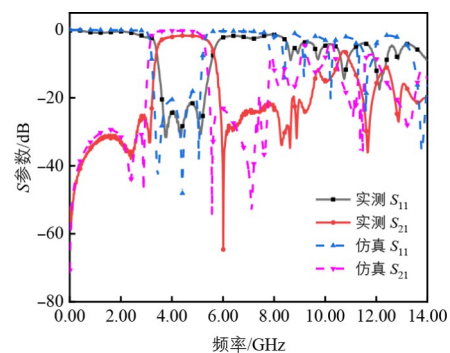


图12 带通滤波器仿真和测试结果

为了突出该滤波器的优势,表 2 列出了本文设计的滤波器与参考文献中滤波器部分参数的比较结果.从表中可以看出,本文所设计的带通滤波器整体性能较好.该滤波器的插损较小,回波损耗较好,带宽大,尺寸较小,同时通带两端均有传输零点用来改善边缘选择特性,过渡带陡峭,使得 7.7~9.4 GHz 的谐波抑制水平大于 19.6 dB.因此,该滤波器具有低损耗、小型化和易于

制造等良好的性能.

表 2 滤波器指标对比

参考文献	中心频率	插损/dB	回损/dB	3dB 相对带宽/%	尺寸/(mm×mm)
[4]	2.40	0.42	12.31	38.3	44.000×18.000
[5]	1.92	2.50	12	73.4	59.000×96.000
[6]	7	1.55	18	27.1	11.250×9.750
[8]	60	4.84	25.60	14.0	0.302×0.594
本文	4.52	1.68	21.45	38.9	13.30×8.780

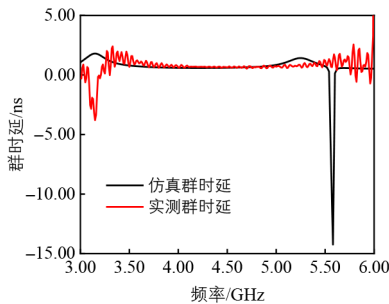


图 13 带通滤波器群时延的仿真和测试结果

4 结论

本文展示了一种单层低成本宽带带通滤波器. 基于奇偶模电路和解析方程, 详细阐述了滤波器的设计原理. 集总元件采用交指电容和微带电感实现, 以实现滤波器的小型化和低成本. 经过实物测试, 进一步验证了滤波器的可行性. 测试结果表明, 设计的带通滤波器性能良好, 具有体积小、损耗低、宽频带和选择性好等优点, 适用于单层 PCB 工艺, 易于与无线通信系统集成.

参考文献

- [1] 张德伟, 王树兴, 刘庆, 等. 基于奇偶模分析法的四模谐振器结构的双通带带通滤波器设计[J]. 电子学报, 2018, 46(2): 387-392.
ZHANG D W, WANG S X, LIU Q, et al. The design of dual-band bandpass filter using novel quadruple-mode resonator based on odd-and even-mode method[J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(2): 387-392. (in Chinese)
- [2] KUO J T, SHIH E. Microstrip stepped impedance resonator bandpass filter with an extended optimal rejection bandwidth[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2003, 51(5): 1554-1559.
- [3] LAI X, LI Q, QIN P Y, et al. A novel wideband bandpass filter based on complementary split-ring resonator[J]. Progress in Electromagnetics Research C, 2008, 1: 177-184.
- [4] KHAN M T, ZAKARIYA M A, SAAD M N M, et al. Analysis and realization of defected ground structure (DGS) on bandpass filter[C]//2014 5th International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS). Piscataway: IEEE, 2014: 1-4.
- [5] SRISATHIT K, SURAKUMPONTORN W. Wideband microstrip bandpass filter based on modified parallel-coupled line topology[C]//2010 10th International Symposium on Communications and Information Technologies. Piscataway: IEEE, 2010: 45-48.
- [6] CHOU T C, HUANG C W, CHEN C Y. The design and fabrication of a high selectivity bandpass filter based on composite right/left-handed (CRLH) material[C]//2010 Asia-Pacific Microwave Conference. Piscataway: IEEE, 2011: 682-685.
- [7] WEI C L, JIA B F, ZHU Z J, et al. Design of different selectivity dual-mode filters with E-shaped resonator[J]. Progress in Electromagnetics Research, 2011, 116: 517-532.
- [8] CHANG Y C, WANG P Y, HSU S S H, et al. A V-band CPW bandpass filter with controllable transmission zeros in integrated passive devices (IPD) technology[C]//2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). Piscataway: IEEE, 2016: 1-3.
- [9] CHEN W J, WU Y L, YANG Y H, et al. IPD-based miniaturized wideband bandpass filter with frequency-dependent complex source and load[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2021, 49(3): 1115-1120.
- [10] BRZEZINA G, ROY L, MACEACHERN L. A miniature LTCC bandpass filter using novel resonators for GPS applications[C]//2007 European Microwave Conference. Piscataway: IEEE, 2007: 536-539.
- [11] BRZEZINA G, ROY L, MACEACHERN L. Design enhancement of miniature lumped-element LTCC bandpass filters[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(4): 815-823.
- [12] CHOUDHARY D K, MISHRA N, KUMAR R, et al. Compact two pole metamaterial bandpass filter using inverted IDC, meander line and rectangular stub for WiMAX application[C]//2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium - Fall (PIERS - FALL). Piscataway: IEEE, 2018: 128-131.
- [13] KUMAR L, PARIHAR M S. Quasi-lumped analysis of wideband bandpass filter with high out-of-band rejection rate[J]. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2019, 9(8): 1549-1558.
- [14] 褚瑞, 周亮, 毛军发. 一种新型双环双模带通滤波器[J]. 电子学报, 2010, 38(3): 668-671.
CHU R, ZHOU L, MAO J F. A novel double loop dual-mode bandpass filter[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38

(3): 668-671. (in Chinese)

- [15] ZHU L, SUN S, LI R. Microwave Bandpass Filters for Wideband Communications[M]. Hoboken: John Wiley, 2012.
- [16] HONG J S. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications[M]. 2nd ed. Hoboken: Wiley, 2011.
- [17] BAHL I J. Lumped Elements for RF and Microwave Circuits[M]. 2nd edition. London: Artech House, 2022.

作者简介



张 薇 女,1999年生,安徽马鞍山人.北京邮电大学电子工程学院电子信息专业硕士研究生.主要研究方向为微波无源器件,基于PCB工艺和IPD工艺的滤波器设计.

E-mail: zw2914488371@163.com



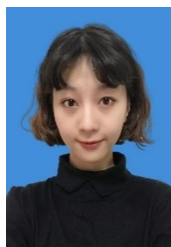
吴永乐(通讯作者) 男,1983年生,湖南岳阳人.北京邮电大学集成电路学院教授、博士生导师.主要研究方向为微波基础理论、微波电路、多维复合天线与射频芯片等.中国电子学会会员编号:E190013076S.

E-mail: ywu@bupt.edu.cn



王卫民 女,1977年出生,山东临沂人.北京邮电大学电子工程学院副教授、博士生导师.主要研究方向为微波电路、电磁场基础理论与天线测试.

E-mail: wangwm@bupt.edu.cn



郝丽薇 女,1998年出生,吉林白山人.北京邮电大学集成电路学院电子科学与技术专业硕士研究生.主要研究方向为微波无源器件、基于LTCC工艺和PCB工艺的滤波器与双工器的设计.

E-mail: hlw1006@bupt.edu.cn



杨雨豪 男,1996年出生,四川乐山人.北京邮电大学集成电路学院电子科学与技术专业博士生.主要研究方向为微波无源器件、集成无源器件(IPD)技术.

E-mail: yangyuhao1996@gmail.com