



基于阶跃阻抗谐振器的四阶频率 可调滤波器设计

李双*, 李胜先, 刘军, 张能, 史曼

(西安空间无线电技术研究所, 西安 710100)

摘要 提出一种基于阶跃阻抗谐振器的紧凑型四阶四零点频率可调滤波器设计。滤波器使用变容二极管加载的阶跃阻抗谐振器 (VL-SIR), 有效拓宽了滤波器的调谐范围。在 VL-SIR 之间引入交叉耦合, 从而在滤波器通带近端产生一对传输零点, 显著提高了滤波器的选择性。同时, 引入源和负载端的交叉耦合, 在通带远端生成一对传输零点, 以提高带外抑制。此外, 采用基于 VL-SIR 的频变耦合结构来实现恒定绝对带宽。仿真结果与实测结果吻合良好。测量结果显示, 可调滤波器频率调谐范围为 0.78~1.15 GHz, 3 dB 绝对带宽约为 55±3 MHz, 滤波器的回波损耗大于 10 dB, 插入损耗约为 2.8~3.3 dB。

关键词 带通滤波器; 微带; 可调滤波器; 变容管加载的阶跃阻抗谐振器

中图分类号 TN713

文献标志码 A

DOI 10.12178/1001-0548.2023202

Design of Fourth-Order Frequency Tunable Bandpass Filter Using Varactor-Loaded Step-Impedance Resonators

LI Shuang*, LI Shengxian, LIU Jun, ZHANG Neng, and SHI Man

(Xi'an Institute of Space Radio Technology, Xi'an 710100, China)

Abstract In this article, a compact fourth-order frequency tunable Bandpass Filter (BPF) with four Transmission Zeros (TZs) based on Varactor-Loaded Step-Impedance Resonators (VL-SIRs) is presented. With the utilization of VL-SIRs, the Tuning Range (TR) of the proposed fourth-order BPF is improved. Besides, by introducing cross coupling between VL-SIRs, a pair of TZs close to the passband are produced and the selectivity of the filter is enhanced significantly. Another pair of TZs are generated to improve the out-of-band rejection by using source-load coupling. Moreover, the Frequency-Dependent Coupling (FDC) structures based on VL-SIRs are employed to realize constant Absolute Bandwidth (ABW). The simulated and measured results are presented and show good agreement. The measured results exhibit a tuning range from 0.78 GHz to 1.15 GHz with a 3 dB constant ABW of about 55±3 MHz, the return loss of the filter is greater than 10 dB and the insertion loss is about 2.8 dB to 3.3 dB.

Key words bandpass filter; microstrip; tunable filter; varactor-loaded step impedance resonator

作为无线通信系统中的重要组件, 可调带通滤波器由于其灵活性高、尺寸紧凑等优点引起了广泛关注^[1-2]。可调滤波器的调谐方案众多^[3], 以变容二极管作为调谐器件的可调方案具有调谐速度快、制造成本低等优点, 成为众多可调方案中应用最为广泛的一种^[4-5]。文献 [6-10] 中提出了一系列基于均匀阻抗谐振器的频率可调带通滤波器设计, 通过引入源和负载端耦合, 在通带两侧产生两个传输零点, 改善了滤波器的选择性。为了实现滤波器频率及带宽同时可调, 文献 [11-13] 在均匀阻抗谐振器之间

增加变容二极管或 PIN 开关, 实现了谐振器间耦合系数可调。除了均匀阻抗谐振器, 基于变容二极管加载的阶跃阻抗谐振器由于其调谐范围宽和尺寸紧凑的优点, 在文献 [14-17] 中也被用于频率可调滤波器的设计。除了这些基于耦合谐振器的滤波器外, 文献 [18-22] 还介绍了基于双模谐振器的频率可调滤波器设计, 与基于耦合谐振腔的滤波器相比, 这些滤波器通常具有更加紧凑的尺寸。然而, 上述介绍的频率可调滤波器由于其阶数较低, 只有两个极点, 其选择性较差。为改善滤波器的选择

收稿日期: 2023-07-24; 修回日期: 2023-08-24

作者简介: 李双, 主要从事可重构微波器件方面的研究。

*通信作者 E-mail: lishuang8118@163.com

性, 文献 [23-26] 提出了基于均匀阻抗谐振器的四阶可调滤波器设计, 该滤波器的选择性显著增强, 但调谐范围较窄。因此, 为改善高选择性频率可调滤波器的调谐范围, 本文采用 VL-SIR 设计一款四阶 4 零点的频率可调滤波器, 该滤波器采用级联四元组 (Cascaded Quadruplet, CQ) 拓扑结构, 通过引入交叉耦合, 在通带近端产生一对传输零点来改善滤波器的选择性, 同时引入源和负载端耦合, 在通带远端产生一对交叉零点来改善阻带抑制性。谐振器之间采用频变耦合结构, 在频率调谐过程中保持绝对带宽稳定。

1 滤波器耦合矩阵

图 1 为所提出的可调滤波器的结构示意图。滤波器由 4 个阶跃阻抗谐振器 (R1, R2, R3, R4) 和输入/输出馈电微带线组成。变容二极管作为调谐元件的加载在阶跃阻抗谐振器的高阻抗线路中, 通过改变直流偏置电压 VC1/VC2 来改变变容二极管的有效电容, 实现谐振器谐振频率可调谐。4 个 VL-SIRs 通过直径为 0.4 mm 的金属过孔连接到地。滤波器具有左右对称结构, 有助于简化设计和优化过程。

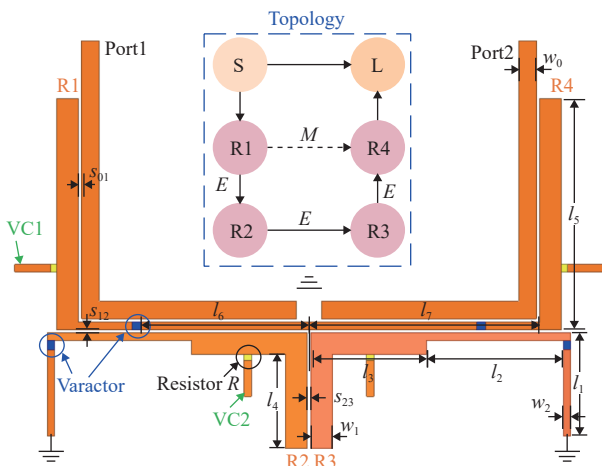


图 1 滤波器拓扑及结构示意图

滤波器拓扑为经典 CQ 结构, 如图 1 中框图所示。基于经典滤波器理论^[27], 在谐振器 R1 和 R4 之间引入感性交叉耦合可以在通带近端产生两个传输零点, 从而改善滤波器的选择性, 零点距离通带越近, 滤波器矩形系数越小。此外, 在滤波器源和负载端引入容性交叉耦合, 还可以在通带远端产生两个传输零点, 以提高阻带的抑制水平。

滤波器设计指标如下, 频率调谐范围 0.8~

1.1 GHz, 3 dB 绝对带宽 50 MHz, 回波损耗 20 dB, 传输零点位置: ± 1.7 和 ± 20 (归一化频率^[28])。

使用文献 [21] 介绍的耦合矩阵综合方法得到 $N+2$ 阶归一化耦合矩阵 M :

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 1.02 & 0 & 0 & 0 & 0.0006 \\ 1.02 & 0 & 0.85 & 0 & -0.25 & 0 \\ 0 & 0.85 & 0 & 0.8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.8 & 0 & 0.85 & 0 \\ 0 & -0.25 & 0 & 0.85 & 0 & 1.02 \\ 0.0006 & 0 & 0 & 0 & 1.02 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

则滤波器耦合矩阵 m 和外部品质因数 Q_e 可分别表示为:

$$m = \frac{ABW}{f_0} M \quad (2)$$

$$Q_e = \frac{f_0}{M_{s1}^2 ABW} \quad (3)$$

式中, f_0 为可调滤波器的中心频率; ABW 为滤波器绝对带宽; M_{s1} 为滤波器源端与第一个谐振器之间的归一化耦合系数, 其中, $f_0 = 0.8 \sim 1.1$ GHz, $ABW = 50$ MHz。

根据式 (2) 和式 (3) 计算得到理论耦合系数和外部品质因数 Q_e 与谐振频率的关系曲线, 如图 2 所示, 其中, m_{sl} 为源端和负载端的耦合系数。由图 2 可知, 在滤波器中心频率调谐过程中, 为保持滤波器绝对带宽稳定不变, 谐振器间的耦合系数应该与中心频率成反比, 外部品质因数与中心频率成正比。

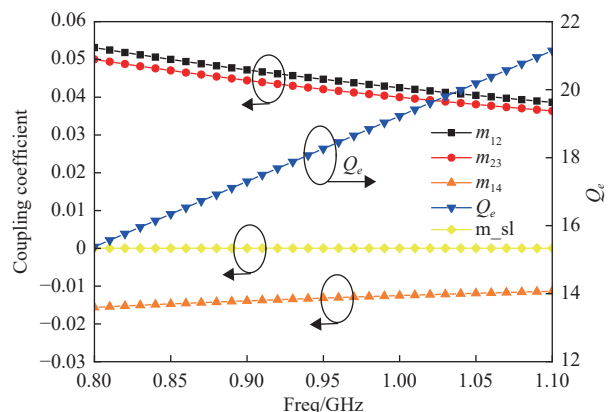


图 2 理论耦合系数和外部品质因数

2 变容管加载的阶跃阻抗谐振器分析

变容二极管加载的阶跃阻抗谐振器结构如图 3 所示, 谐振器由一段低阻抗线和一段高阻抗线

串联而成, 低阻抗线和高阻抗线的特性导纳和电长度分别为 Y_1, Y_2 和 θ_1, θ_2 。高阻抗线一端接地, 低阻抗线一端为开路状态。在高阻抗线中间加载变容二极管, 距离高阻抗线接地端的距离为 θ_c , 变容二极管的有效电容用 C_v 表示。此外, VL-SIR 的电长度比和特性导纳比用 α 和 β 表示, $\alpha = \theta_2/(\theta_1 + \theta_2)$, $\beta = Y_1/Y_2$ 。

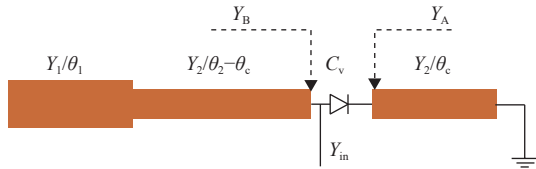


图3 变容管加载的阶跃阻抗谐振器结构示意图

根据传输线理论^[28], 输入导纳 Y_{in} 可以通过式(4)~式(6)计算。谐振器的谐振条件是输入导纳的虚部必须为零^[29], 即 $\text{Im}(Y_{in}) = 0$, 因此式(3)~式(5)可用于计算 VL-SIR 的谐振频率:

$$Y_A = \frac{Y_2}{j \tan \theta_c} \quad (4)$$

$$Y_B = \frac{jY_1 Y_2 \tan \theta_1 + jY_2^2 \tan(\theta_2 - \theta_c)}{Y_2 - jY_1 \tan \theta_1 \tan(\theta_2 - \theta_c)} \quad (5)$$

$$Y_{in} = \frac{j\omega C_v Y_A}{Y_A + j\omega C_v} + Y_B \quad (6)$$

调谐范围 (Tuning Range, TR) 是频率可调滤波器的关键指标, 调谐范围 TR 定义为:

$$\text{TR} = \frac{f(C_{v_min}) - f(C_{v_max})}{(f(C_{v_min}) + f(C_{v_max}))/2} \quad (7)$$

式中, $f(C_{v_min})$ 和 $f(C_{v_max})$ 分别表示当有效电容 C_v 为最小值和最大值时 VL-SIR 的谐振频率。

不同特性导纳比 β 下调谐范围和电长度比 α 之间的关系如图4所示, 此时, $Y_1=0.03\text{S}, \theta_1+\theta_2=180^\circ$, 变容二极管加载位置 $\theta_c=20^\circ$, 电长度参考频率为 1 GHz。当特性导纳 β 为 1 时, 谐振器为均匀阻抗谐振器, 当电长度比 α 改变时, 调谐范围 TR 保持不变。当特性导纳 β 不为 1 时, 随着电长度比 α 的增加, 调谐范围 TR 先增大后减小, 当电长度比 α 为 0.6 时, 调谐范围 TR 达到最大值。随着特性导纳 β 增加, 调谐范围 TR 也会变宽, 这意味着与均匀阻抗谐振器相比, 阶跃阻抗谐振器可以实现更宽的调谐范围。

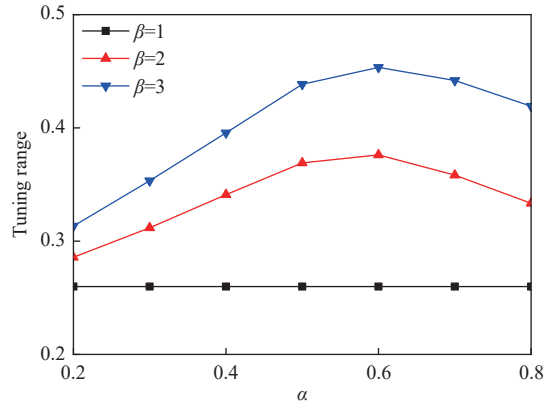


图4 调谐范围随电长度比变化曲线

基于以上分析, 与均匀阻抗谐振器相比, 所提出的 VL-SIR 可以实现更宽的调谐范围。因此, 本文采用 VL-SIR 来实现具有高选择性和恒定绝对带宽的频率可调四阶带通滤波器。

3 频变耦合结构分析

为了保持滤波器绝对带宽在频率调谐过程中稳定不变, 谐振器之间的耦合系数需要与中心频率保持反比关系, 而输入和输出端口的外部品质因数需要与中心频率保持正比关系^[30]。因此, 谐振器之间以及馈电结构的频变耦合特性是实现稳定绝对带宽的关键。本节采用商业软件高级设计系统 (ADS) 对谐振器之间以及馈电耦合结构的耦合特性进行仿真分析, 仿真所用介质基板为 Rogers 5880 (相对介电常数 $\epsilon_r=2.2$, 厚度 $h=0.787\text{ mm}$)。

3.1 频变电耦合结构

基于 VL-SIR 的电耦合频变耦合结构如图5所示。对于变容二极管加载的阶跃阻抗谐振器, 谐振器的开路点是电场的最大位置, 随着与 VL-SIR 开路点的距离越来越大, 电场强度会越来越小, 而磁场强度会越来越大, 因此, 图5所示频变耦合结构是以电耦合为主的耦合结构。按照图5所示结构在 ADS 中建立仿真模型, 相关结构参数为 $w_1=2\text{ mm}, w_2=1\text{ mm}, l_1=10\text{ mm}, l_2=20\text{ mm}, l_3+l_4=45\text{ mm}$ 。

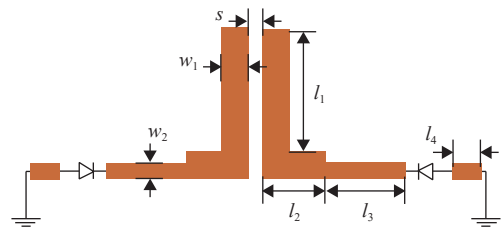


图5 频变电耦合结构示意图

图6为频变耦合结构在不同耦合缝隙宽度 s 和变容二极管加载位置 l_4 时提取的电耦合系数与有

效电容 C_v 的变化关系曲线。耦合系数随着 C_v 的增加而变高，而谐振器的谐振频率随着有效电容 C_v 的增大而减小，因此耦合系数与谐振频率成反比关系。当 $l_4=15\text{ mm}$ 时，对于不同的耦合缝隙宽度 s ，当耦合缝隙宽度 s 较大时，耦合系数幅度整体下降，反之，则耦合系数幅度上升。当 $s=0.1\text{ mm}$ 时，对于变容二极管不同的加载位置 l_4 ，耦合系数的斜率随着 l_4 的增加而变大。因此，可以通过改变耦合缝隙宽度 s 和二极管加载位置 l_4 ，灵活地调整耦合系数的大小和频变斜率。

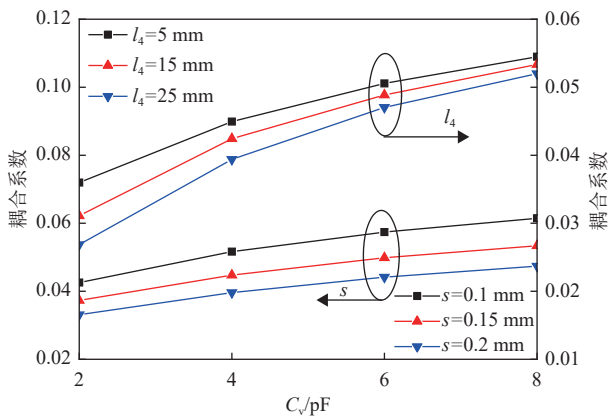


图 6 耦合系数随可变电容变化曲线

3.2 频变磁耦合结构

基于 VL-SIR 的磁耦合频变耦合结构如图 7 所示，两个变容二极管加载的阶跃阻抗谐振器通过公共短路枝节接地，短路枝节的长度和宽度分别为 l_4 和 w_4 ，变容二极管加载位置距离公共接地枝节的距离为 l_3 。对于变容二极管加载的阶跃阻抗谐振器，谐振器的短路点是磁场的最大位置，随着与 VL-SIR 短路点的距离越来越远，磁场强度会越来越小，而电场强度会越来越大，因此，图 7 所示频变耦合结构是以磁耦合为主的耦合结构。按照图 7 所示结构在 ADS 中建立仿真模型，相关结构参数为 $w_1=2\text{ mm}$, $w_2=1\text{ mm}$, $w_4=0.4\text{ mm}$, $l_1=30\text{ mm}$, $l_2+l_3=45\text{ mm}$ 。

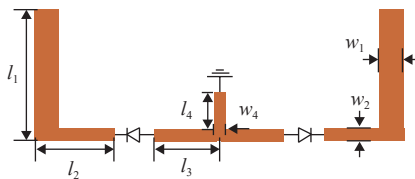


图 7 频变磁耦合结构示意图

图 8 为频变耦合结构在不同 l_3 和 l_4 时提取的磁耦合系数与有效电容 C_v 的变化关系曲线。当

$l_3=13\text{ mm}$ 时，对于不同的公共短路枝节长度 l_4 ，当 l_4 增大时，耦合系数幅度整体变大，而耦合系数的斜率变化并不明显。当 $l_4=1\text{ mm}$ 时，对于变容二极管不同的加载位置 l_3 ，耦合系数的斜率随着 l_3 的增加而减小。因此，可以通过改变公共短路枝节长度 l_4 和二极管加载位置 l_3 ，灵活地调整耦合系数的大小和频变斜率。在本文中，对于 R1 和 R4，公共短路枝节 l_4 是由金属通孔实现的，金属通孔直径可以用来调整耦合系数的大小。

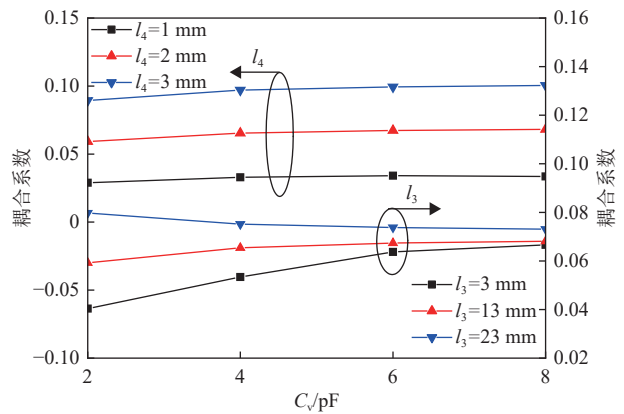


图 8 耦合系数随可变电容变化曲线

3.3 频变馈电结构

基于 VL-SIR 的频变耦合馈电结构如图 9 所示，谐振器通过缝隙耦合的方式完成馈电，开路耦合枝节长度和宽度分别为 l_4 和 w_3 ，通过宽度为 s 的缝隙与谐振器耦合。按照图 9 所示结构在 ADS 中建立仿真模型，相关结构参数为 $w_1=1\text{ mm}$, $w_2=2\text{ mm}$, $w_3=2.4\text{ mm}$, $l_1+l_2=45\text{ mm}$, $l_3=30\text{ mm}$ 。

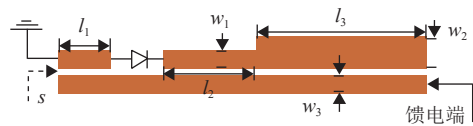


图 9 频变馈电结构示意图

图 10 为不同耦合缝隙宽度 s 和变容二极管加载位置 l_1 时外部品质因数 Q_e 与有效电容 C_v 的变化关系曲线。如图所示，当 $l_1=10\text{ mm}$ 时，对比不同的耦合缝隙宽度 s ，随着耦合缝隙宽度 s 增大，外部品质因数 Q_e 也整体变大，而 Q_e 的斜率变化并不明显。当 $s=0.1\text{ mm}$ ，对于变容二极管不同的加载位置 l_1 ， l_1 越大， Q_e 变化斜率的绝对值越小，因此，可以通过改变耦合缝隙宽度 s 和变容二极管的加载位置 l_1 来调整外部品质因数 Q_e 的大小和频变耦合斜率。

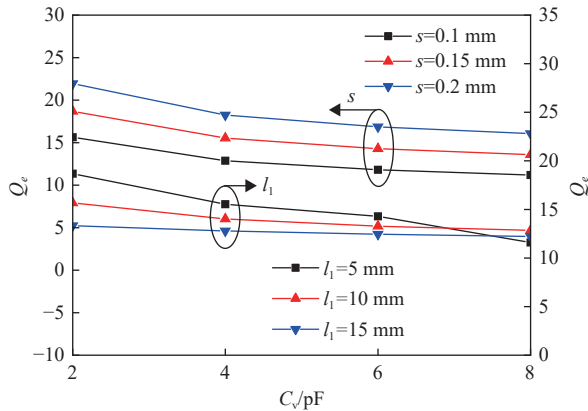


图 10 外部品质因数 Q_e 随电容变化曲线

至此, 已经给出了基于 VL-SIR 的频变电耦合、磁耦合以及馈电结构的频变特性分析, 根据上述分析, 通过改变相应的结构参数, 可以灵活地调整谐振器间的耦合系数以及外部品质因数的大小和频变斜率, 这一频变特性对于实现频率可调滤波器的恒定绝对带宽性能至关重要。

4 滤波器仿真与测试

所提出的四阶 4 零点频率可调带通滤波器加工实物如图 11 所示, 滤波器使用 Rogers 5880 进行加工, 介质基板相对介电常数 ϵ_r 为 2.2, 厚度为 0.787 mm。使用全波仿真软件 HFSS 对滤波器进行优化和仿真, 滤波器最终尺寸为 $l_1=12.1$ mm, $l_2=20.3$ mm, $l_3=13.1$ mm, $l_4=11.2$ mm, $l_5=13.3$ mm, $l_6=23.2$ mm, $l_7=27.4$ mm, $w_0=2.4$ mm, $w_1=2.5$ mm, $w_2=0.9$ mm, $s_{01}=0.12$ mm, $s_{12}=1.42$ mm, $s_{23}=0.46$ mm, 滤波器整体尺寸为 46.8 mm × 70 mm。使用 Skyworks 公司的商用变容二极管 SMV1413-SC79 作为调谐器件, 该变容二极管电容调谐范围为 1.77 pf (30 V) ~ 9.6 pf (0 V)。变容二极管的有效电容可以通过直流偏置电压 VC1 和 VC2 进行控制。直流偏置线使用 0402 封装的 470 nH 电感与谐振器相连, 该扼流电感可以减少偏置电路对谐振器电路的影响。

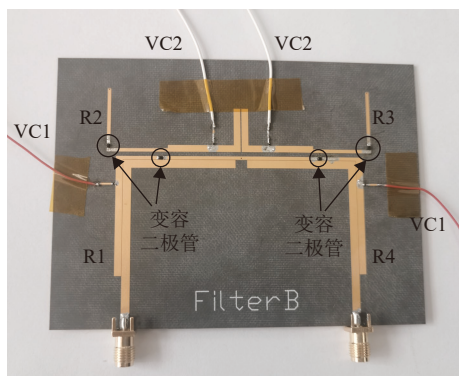


图 11 滤波器实物图

使用 Keysight 公司的 N5244A 型号矢量网络分析仪对加工的滤波器进行测试, 仿真和测试的频率响应如图 12 所示, 测试结果和仿真结果吻合良好, 两者存在的偏差主要由加工误差导致。图 12 中 5 条曲线中心频率分别为 0.79、0.89、0.96、1.06、1.14 GHz, 对应的偏置电压 VC1/VC2 分别为 0/0、2.1/2.2、6.5/6.6、13.4/14.2、27.2/30 V。结果表明, 滤波器中心频率可以在 0.79~1.14 GHz 之间连续调谐, 滤波器调谐率约为 36.2%。在整个调谐范围内, 滤波器的回波损耗优于 10 dB, 插入损耗为 2.8~3.3 dB。同时, 在频率调谐过程中, 该滤波器 3 dB 绝对带宽保持在 55±3 MHz, 实现了恒定的绝对带宽特性。滤波器在通带近端产生两个传输零点, 有效提高了滤波器的选择性, 另外在通带远端产生了另外两个传输零点, 改善了阻带性能。以图中蓝色曲线为例对滤波器零点分布进行说明。图中蓝色曲线 S_{21} 的中心频率 f_0 为 0.963 GHz, 3 个传输零点 $f_{z1}=0.915$ GHz, $f_{z2}=1.013$ GHz 和 $f_{z3}=1.713$ GHz, 3 dB 绝对带宽为 55 MHz。因此, f_{z1} 、 f_{z2} 、 f_{z3} 的归一化频率分别为 -1.79、1.77、21.3。 f_{z3} 的归一化频率大于 20, 因为源和负载的实际耦合可能小于 0.000 6, 由于测量仪器的量程限制, 通带远端左侧的传输零点在图 12 中未显示。

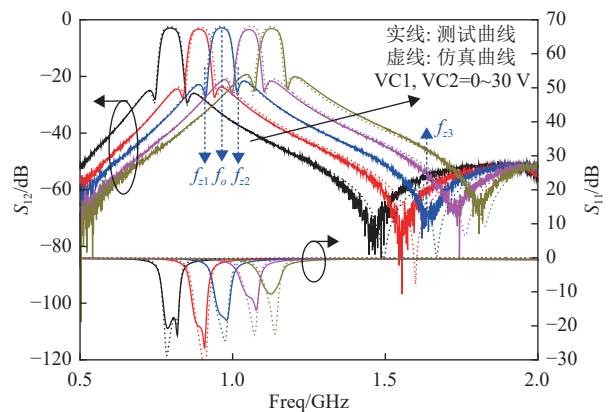


图 12 滤波器仿真和测试结果

表 1 给出了本文所设计的频率可调滤波器与一些之前相似工作典型性能的比较。由表可以看出, 与其他一些基于均匀阻抗谐振器和双模谐振器的可调滤波器相比, 本文所提出基于 VL-SIR 的可调滤波器实现了更宽的调谐范围。同时, 该滤波器通过引入交叉耦合, 实现了四传输零点的特性, 滤波器的选择性和阻带性能都得到了改善。此外, 在滤波器频率调谐过程中, 滤波器的绝对带宽可以保持稳定, 这一特性在一些实际应用中非常有用。

表 1 滤波器典型性能对比

参考文献	频率/GHZ	调谐率/%	带宽/MHZ	插损/dB	阶数	零点个数	谐振器	恒定绝对带宽	尺寸 ($\lambda_g \times \lambda_g$)
[10]	1.5~1.8	18.1	119.0	2.5	2	0	UIR	YES	0.18×0.13
[13]	0.57~0.79	32.0	51.0	4.1	2	2	UIR	YES	0.10×0.10
[18]	2.5~3.0	21.0	630.0	1.1	3	2	DMR	NO	NG
[24]	1.21~1.58	26.8	133.0	3.0	4	4	UIR	YES	0.73×0.11
[25]	0.89~1.13	23.8	46.8	4.3	4	2	UIR	YES	0.23×0.19
本文	0.79~1.14	36.2	55.0	3.3	4	4	VL-SIR	YES	0.16×0.25

备注: NG: 未给出; DMR: 双模谐振器。

5 结束语

本文提出一种基于 VL-SIR 的 4 阶 4 零点频率可调带通滤波器设计, 该滤波器首次将变容二极管加载的阶跃阻抗谐振器用于 4 阶可调滤波器设计, 相较于传统均匀阻抗谐振器, 滤波器实现了更宽的调谐范围和紧凑的尺寸。同时, 该滤波器采用 CQ 拓扑结构, 在谐振器 R1/R4 之间引入交叉耦合, 在通带近端产生一对传输零点, 改善了滤波器的选择性。引入源和负载端的耦合, 在通带远端产生另一对传输零点, 改善了滤波器的阻带性能。此外, 谐振器之间和馈电部分采用频变耦合结构, 使得可调滤波器的绝对带宽在整个调谐范围内保持稳定。提出的频率可调滤波器实现了良好的综合性能, 在可重构射频前端设计中具有良好的应用前景。

参考文献

- [1] DOUMANIS E, GOUSSETIS G, VUORIO J, et al. Tunable filters for Agile 5G new radio base transceiver stations[J]. IEEE Microwave Magazine, 2021, 22(11): 26-37.
- [2] AL-YASIR Y, OJAROUDI P N, ABD-ALHAMEED R, et al. Recent progress in the design of 4G/5G reconfigurable filters[J]. Electronics, 2019, 8(1): 114.
- [3] 李双, 李胜先, 史曼. 可重构微波滤波器研究现状及发展趋势[J]. 无线电工程, 2023, 53(6): 1390-1402.
LI S, LI S X, SHI M. Recent research and trends in the design of reconfigurable filters[J]. Radio Engineering, 2023, 53(6): 1390-1402.
- [4] ISLAM H, DAS S, BOSE T, et al. Diode based reconfigurable microwave filters for cognitive radio applications: A review[J]. IEEE Access, 2020, 8: 185429-185444.
- [5] GUYETTE A C. Intrinsically switched varactor-tuned filters and filter banks[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60(4): 1044-1056.
- [6] CHENG F, LIN X Q, HU Y Y, et al. Tunable bandpass filter using varactor-loaded quarter-wavelength resonator[C]//Proceedings of the International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. New York: IEEE, 2012.
- [7] GE C, ZHU X W. Highly-selective tunable bandpass filter with two-path mixed coupling[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2014, 24(7): 451-453.
- [8] HUANG X G, FENG Q Y, ZHU L, et al. Synthesis and design of tunable bandpass filters with constant absolute bandwidth using varactor-loaded microstrip resonator[J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2014, 24(6): 681-689.
- [9] ZHOU W J, CHEN J X. High-selectivity tunable balanced bandpass filter with constant absolute bandwidth[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2017, 64(8): 917-921.
- [10] KUMAR N, NARAYANA S, SINGH Y K. Constant absolute bandwidth tunable symmetric and asymmetric bandpass responses based on reconfigurable transmission zeros and bandwidth[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2022, 69(3): 1014-1018.
- [11] CHI P L, YANG T, TSAI T Y. A fully tunable two-pole bandpass filter[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, 25(5): 292-294.
- [12] LIN F, RAIS-ZADEH M. Continuously tunable 0.55–1.9 GHz bandpass filter with a constant bandwidth using switchable varactor-tuned resonators[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, 65(3): 792-803.
- [13] ZHANG Y J, CAI J, CHEN J X. Design of novel reconfigurable filter with simultaneously tunable and switchable passband[J]. IEEE Access, 2019, 7: 59708-59715.
- [14] YOU B, CHEN L, LIANG Y P, et al. A high-selectivity tunable dual-band bandpass filter using stub-loaded stepped-impedance resonators[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2014, 24(11): 736-738.
- [15] QIN W, CAI J, LI Y L, et al. Wideband tunable bandpass filter using optimized varactor-loaded SIRs[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2017, 27(9): 812-814.
- [16] CHEN J X, ZHANG Y J, CAI J, et al. Overall study of frequency-agile mechanism of varactor-loaded $\lambda/4$ resonator for designing tunable filter with stable wide stopband[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 6302-6310.
- [17] DENG H W, SUN L, LIU F, et al. Compact tunable balanced bandpass filter with constant bandwidth based on magnetically coupled resonators[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2019, 29(4): 264-266.
- [18] CHEN Z H, CHU Q X. Wideband fully tunable bandpass

- filter based on flexibly multi-mode tuning[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2016, 26(10): 789-791.
- [19] GAO L, LIN T W, REBEIZ G M. Design of tunable multi-pole multi-zero bandpass filters and diplexer with high selectivity and isolation[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2019, 66(10): 3831-3842.
- [20] LU D, TANG X H, BARKER N S, et al. Single-band and switchable dual-/single-band tunable BPFs with predefined tuning range, bandwidth, and selectivity[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(3): 1215-1227.
- [21] ABDELFAHATTAH M, ZHANG R Q, PEROULIS D. High-selectivity tunable filters with dual-mode SIW resonators in an L-shaped coupling scheme[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(12): 5016-5028.
- [22] GAO L, REBEIZ G M. A 0.97–1.53 GHz tunable four-pole bandpass filter with four transmission zeroes[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2019, 29(3): 195-197.
- [23] TIAN D Y, FENG Q Y, XIANG Q Y. Synthesis applied 4th-order constant absolute bandwidth frequency-agile bandpass filter with cross-coupling[J]. IEEE Access, 2018, 6: 72287-72294.
- [24] LU D, YU M, BARKER N S, et al. Advanced synthesis of wide-tuning-range frequency-adaptive bandpass filter with constant absolute bandwidth[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(11): 4362-4375.
- [25] OHIRA M, HASHIMOTO S, MA Z W, et al. Coupling-matrix-based systematic design of single-DC-bias-controlled microstrip higher order tunable bandpass filters with constant absolute bandwidth and transmission zeros[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(1): 118-128.
- [26] TIAN D, FENG Q, XIANG Q. Design of high order cross-coupled constant absolute bandwidth frequency-agile bandpass filters[J]. Applied Computational Electromagnetics Society journal, 2019, 34(9): 1373.
- [27] HONG J S, LANCASTER M J. Microstrip filters for RF/microwave applications[M]. [S.l.]: Wiley, 2001.
- [28] CAMERON R J, KUDSIA C M, MANSOUR R R. Microwave filters for communication systems: Fundamentals, design and applications[M]. 2nd ed. Hoboken: Wiley, 2018.
- [29] TANG C W, TSENG C T, CHANG S C. Design of the compact tunable filter with modified coupled lines[J]. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2014, 4(11): 1815-1821.
- [30] CAI J, CHEN J X, ZHANG X F, et al. Electrically varactor-tuned bandpass filter with constant bandwidth and self-adaptive transmission zeros[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2017, 11(11): 1542-1548.

编辑 叶芳