

DOI: 10.13382/j.jemi.B2407685

# 恒定带宽的高选择性平衡可调带通滤波器\*

王友保 鲍岩 张天豪 马君鑫

(南京信息工程大学电子与信息工程学院 南京 210044)

**摘要:**针对传统可调滤波器在中心频率调谐过程中难以维持恒定带宽的技术难题,设计了一款新的中心频率可调、带宽恒定、高频率选择特性的平衡带通滤波器。该滤波器基于谐振器之间存在的电磁耦合,采用4个可调谐振器来构成3个耦合结构,并在馈电电路上引入源与负载的耦合,以便在通带两侧各产生2个传输零点;仅使用同一个直流偏置电压加载于变容二极管,实现了滤波器的中心频率的可调;采用奇偶模分析理论,以及利用耦合系数、外部品质因数分别随谐振频率变化的目标曲线,实现了滤波器的带宽恒定、插损小、带外抑制好的设计目标。滤波器的仿真和实测性能基本一致,其可调中心频率范围为788~978 MHz,而在此可调中心频率范围内维持3 dB带宽为 $(43\pm 1.2)$  MHz不变。与现有技术相比,该设计在保持恒定带宽的同时,通过谐振器结构的优化折叠,有效减小了器件尺寸,为高性能可调滤波器的实现提供了一种可行的解决方案。

**关键词:** 可调滤波器;恒定带宽;高频率选择性;传输零点

中图分类号: TN713 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.50

## Constant bandwidth highly selective balanced tunable bandpass filter

Wang Youbao Bao Yan Zhang Tianhao Ma Junxin

(School of Electronics and Information Engineer, Nanjing University of Information Science &amp; Technology, Nanjing 210044, China)

**Abstract:** To address the technical challenge of maintaining a constant bandwidth during the center frequency tuning process in traditional tunable filters, a new balanced bandpass filter with adjustable center frequency, constant bandwidth and high frequency selection performance is designed. Based on the electromagnetic coupling between the resonators, three coupling structures are formed through four tunable oscillators, and the coupling between the source and the load on the feed circuit is introduced, so that two transmission zeros are generated on each side of the filter passband. Using only the same DC bias voltage to load on the transformer diode, the center frequency of the filter is adjustable. Utilizing odd-even mode analysis theory and the target curve of coupling coefficient and external quality factor varying with the resonance frequency, the design objectives of constant bandwidth, low insertion loss and good out-of-band suppression are achieved. The simulated and measured features of the filter are in good agreement, with an adjustable central frequency range from 788 to 978 MHz, while sustaining a 3 dB bandwidth of  $(43\pm 1.2)$  MHz throughout this range. Compared to existing technologies, this design effectively reduces device size through optimized folding of resonator structures while maintaining constant bandwidth, providing a feasible solution for the realization of high-performance tunable filters.

**Keywords:** tunable bandpass filter; constant bandwidth; high-frequency selective; transmission zero

## 0 引言

在现代无线通信技术领域,射频滤波器是一种至关重要的微波无源器件<sup>[1-3]</sup>。微带可调带通滤波器以其尺

寸小、重量轻、频率可调和带宽可控等特性,成为射频通信系统中不可或缺的器件<sup>[4-5]</sup>。特别是高阶结构的可调滤波器通常还具有更好的频率选择特性,因此其在卫星通信、雷达系统和电子对抗等应用中扮演着至关重要的角色<sup>[6]</sup>。

平衡/差分结构因其具有卓越的抗噪声性能,在微波电路系统中的应用日益广泛<sup>[7]</sup>。射频滤波器作为微波系统中至关重要的信号筛选元件,其中对平衡带通滤波器的研究显得尤为关键<sup>[8]</sup>。因此,深入探索和开发这类滤波器对于提升整个微波系统的性能具有重要意义<sup>[9-11]</sup>。2011年, Li 等<sup>[12]</sup>通过深入分析差模和共模的谐振频率特性,系统研究了带宽、耦合系数与外部品质因数之间的内在关系,成功设计出一种具有恒定相对带宽和绝对带宽的平衡可调带通滤波器。虽然该滤波器的调谐范围比较大,但是其3 dB带宽受频率调谐的影响大,且设计结构较为复杂,不易实现。2015年, Zhao 等<sup>[13]</sup>提出了一种新型的可调谐平衡带通滤波器,通过使用相互独立的电磁耦合方式,采用在微带线的末端加载变容二极管构成半波长可调谐振器的方式所设计出的滤波器,在0.84~1.15 GHz的频率可调范围内对共模噪声的抑制达到了50 dB以上。2017年, Zhou 等<sup>[14]</sup>针对频率选择性问题,将源和负载的耦合引入到滤波器的设计中,从而在通带两侧各引入一个传输零点,提高了滤波器的选频性能,但是该滤波器的不足之处在于需要两个不同的偏置电压加载于变容二极管的一侧,增加了调谐的难度。2018年, Yang 等<sup>[15]</sup>采用了一种新型互补分形环谐振器结构的可调谐振器,设计出一款可以独立调节两个差模谐振频率且在较宽带宽范围内具有较高的共模抑制水平的滤波器。2022年, Dai 等<sup>[16]</sup>通过在平衡阶跃阻抗微带-槽线转换结构中引入开口环谐振器和均匀阻抗谐振器,设计出一款在2.5和3.5 GHz工作频率下,共模抑制高于40 dB的可调平衡带通滤波器,但该滤波器在恒定带宽实现方面仍需进一步改善。2023年, 凌锐等<sup>[17]</sup>基于中心对称结构和变容二极管,设计出一款绝对带宽在140~200 MHz范围内可调的带通滤波器,但其共模抑制水平较低。2024年, 王友保等<sup>[18]</sup>基于CQ型拓扑结构和变容二极管,设计出一款中心频率可调范围为1.05~1.28 GHz且带宽恒定的四阶交叉耦合微带型带通滤波器,在调谐范围内3 dB带宽保持在 $94 \pm 3.3$  MHz,插入损耗小于6.1 dB,带外抑制性能优异,但在差模中心频率调谐过程中保持绝对带宽不变的性能还有待提高。

现有研究在平衡可调带通滤波器的共模抑制、频率选择性和调谐范围等方面取得了显著进展,但在实现恒定带宽、简化调谐过程以及优化结构设计等方面仍存在改进空间。

本文在传统微带平衡可调带通滤波器的基础上,采用奇偶模理论分析了对称式半波长可调谐振器,发现其奇偶模谐振频率存在约1.25 GHz的偏移。通过选用合适的耦合区域和馈电电路,实现了对耦合系数和外部品质因数的调控,满足了绝对带宽不变的设计要求。此外,该滤波器仅通过一个偏置电压即可调谐中心频率,简化

了频率调谐过程。该滤波器采用Rogers RO4003c介质基板制作,实测表明,中心频率可调范围为788~978 MHz,3 dB带宽保持在 $43 \pm 1.2$  MHz不变,同时共模抑制性能超过40 dB。

## 1 滤波器可调谐振器分析

平衡可调滤波器的设计指标如下:

- 1) 设计一个绝对带宽不变的平衡可调带通滤波器;
- 2) 传递函数:广义切比雪夫函数;
- 3) 谐振器数量:4;
- 4) 中心频率可调范围:800~950 MHz;
- 5) 通带内回波损耗>10 dB;
- 6) 绝对带宽:35 MHz;
- 7) 频率可调范围内共模抑制>35 dB。

根据上述滤波器的设计指标,设计出平衡可调带通滤波器,几何结构如图1所示,该滤波器由4个相同的对称式结构的半波长微带可调谐振器和4个馈线构成<sup>[17]</sup>。

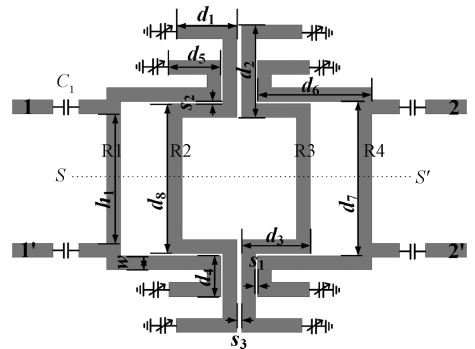


图1 滤波器整体几何结构

Fig. 1 Overall structure of the filter

谐振器的结构如图2所示,由一对相同的变容二极管对称加载于一段微带线两端所构成,通过调整变容二极管的偏置电压,实现谐振频率可调,且频率调谐范围取决于变容二极管的电容值 $C_v$ 变化范围。

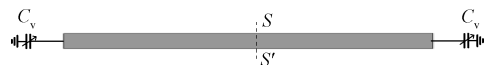


图2 对称式可调谐振器几何结构

Fig. 2 Symmetrically tunable resonator structure

### 1.1 谐振器差模分析

当滤波器在差模信号激励下,其对称面 $S-S'$ 可以等效为虚拟短路。因此,可调谐振器的差模等效电路由如图3所示。其输入导纳 $Y_{in}^{dd}$ 为:

$$Y_{in}^{dd} = j\omega C_v - jY_1 \operatorname{ctg}\theta_1 \quad (1)$$

式中： $\omega$  表示角频率； $Y_1$  为微带线的特性导纳； $\theta_1$  为微带线的实际长度 1/2 所对应的电长度。谐振器谐振时的输入导纳虚部为零，则差模谐振频率  $f_0^{dd}$  为：

$$f_0^{dd} = \frac{Y_1 \operatorname{ctg} \theta_1}{2\pi C_v} \quad (2)$$

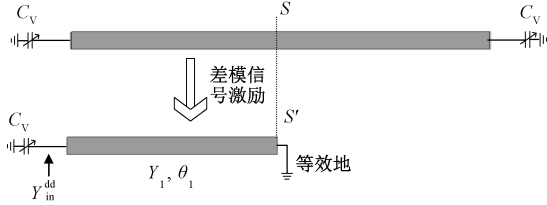


图 3 谐振器差模等效电路示意图

Fig. 3 Differential mode equivalent circuit of the resonator

### 1.2 谐振器共模分析

当滤波器在共模信号作用下，其对称面  $S-S'$  可以等效为虚拟开路。此时，可调谐振器的共模等效电路由如图 4 所示。其输入导纳  $Y_{in}^{cc}$  为：

$$Y_{in}^{cc} = \frac{jY_1 \tan \theta_1 - j\omega C_v}{jY_1 \tan \theta_1 + j\omega C_v} \quad (3)$$

当谐振器谐振时，输入导纳  $Y_{in}^{cc}$  的虚部为 0，则共模谐振频率  $f_0^{cc}$  为：

$$f_0^{cc} = \frac{Y_1 \tan \theta_1}{2\pi C_v} \quad (4)$$

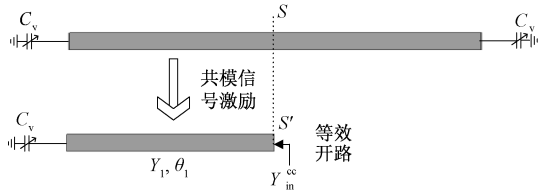


图 4 谐振器的共模等效电路示意图

Fig. 4 Common mode equivalent circuit of the resonator

通过对比式(2)和(4)可以发现，两公式的区别点主要在微带线电长度  $\theta_1$  的函数不同，因此它们对应的谐振频率理论上是不同的。通过 HFSS 仿真出共模谐振频率关于变容二极管电容值的变化曲线，如图 5 所示。由图 5 可以看出当变容二极管的电容值在 1~5 pF 内连续变化时，差模谐振频率可调范围为 0.7~1.2 GHz，而共模谐振频率变化范围为 1.95~2.5 GHz，差/共模谐振频率有 1.25 GHz 左右的频率差。因此，利用这种可调谐振器构建的平衡滤波器，理论上其差模和共模的通带很难实现完全重合，这有助于在差模通带内实现较高的共模抑制效果<sup>[19]</sup>。

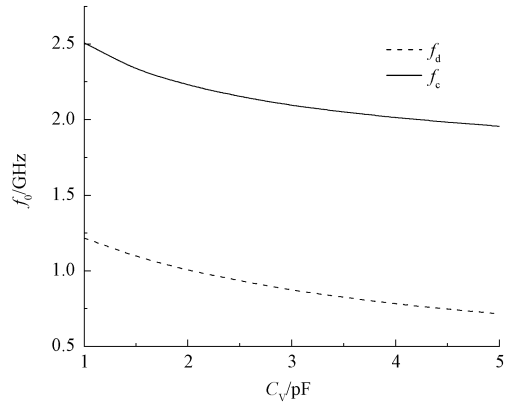


图 5 差/共模谐振频率与  $C_v$  的关系曲线对比

Fig. 5 Schematic diagram of the resonator's common mode equivalent circuit

## 2 恒定绝对带宽的可调滤波器设计

影响滤波器恒定绝对带宽的主要因素是谐振器间的耦合系数和输入、输出电路对应的外部品质因数<sup>[20]</sup>。因此，对于图 1 所示的平衡可调带通滤波器设计，需要分别研究在差模信号作用下的耦合系数  $|k_{ij}^{dd}|$ 、外部品质因数  $Q_{es}^{dd}$  与频率之间的关系，从而确保在差模中心频率的可调范围内维持可调滤波器的绝对带宽恒定。

### 2.1 耦合结构设计

从图 1 容易看出所设计的滤波器存在 3 个耦合结构，分别是 R1 和 R2、R2 和 R3、R3 和 R4，其耦合系数分别为  $|k_{12}^{dd}|$ 、 $|k_{23}^{dd}|$  和  $|k_{34}^{dd}|$ 。需要指出的是，由于滤波器是对称的，因此对于 R1 和 R2 与 R3 和 R4 之间存在的耦合关系，只需分析一个即可。这里选择 R1 和 R2 之间的耦合来进行分析。为了实现在中心频率可调范围内维持绝对带宽恒定不变，差模耦合系数  $|k_{ij}^{dd}|$  的理论计算公式为<sup>[21]</sup>：

$$|k_{ij}^{dd}| = \frac{ABW}{f_0^{dd} \sqrt{g_i g_j}} \quad (5)$$

式中： $ABW$  是滤波器的带宽； $f_0^{dd}$  是滤波器的差模中心频率； $g_i, g_j (i, j = 1, 2, 3, 4)$  为切比雪夫低通原型值。显然，当带宽  $ABW$  恒定时，耦合系数  $|k_{ij}^{dd}|$  与  $f_0^{dd}$  成负相关关系。在回波损耗为 10 dB (纹波系数为 0.457 6) 下， $g_1 = 1.627, g_2 = 1.2, g_3 = 1.2, g_4 = 0.854$ 。根据设计指标并结合式(5)可以计算出所需设计滤波器的理论耦合系数：

$$|k_{12}^{dd}| = \frac{35 \times 10^6}{f_0^{dd} \sqrt{1.627 \times 1.2}} \quad (6)$$

$$|k_{23}^{dd}| = \frac{35 \times 10^6}{f_0^{dd} \sqrt{1.2 \times 2.3}} \quad (7)$$

依据式(6)和(7)可以得到耦合系数随中心频率变化的理想曲线,通过 HFSS 仿真优化后,  $|k_{12}^{dd}|$  和  $|k_{23}^{dd}|$  仿真曲线(实线)和理想曲线(虚线)对比如图 6 所示。由图 6 看出耦合系数仿真曲线基本和理论计算的曲线一致,因此,在图 6 中所给出的尺寸参数下,该耦合结构可以满足在中心频率可调范围内维持绝对带宽不变的要求。

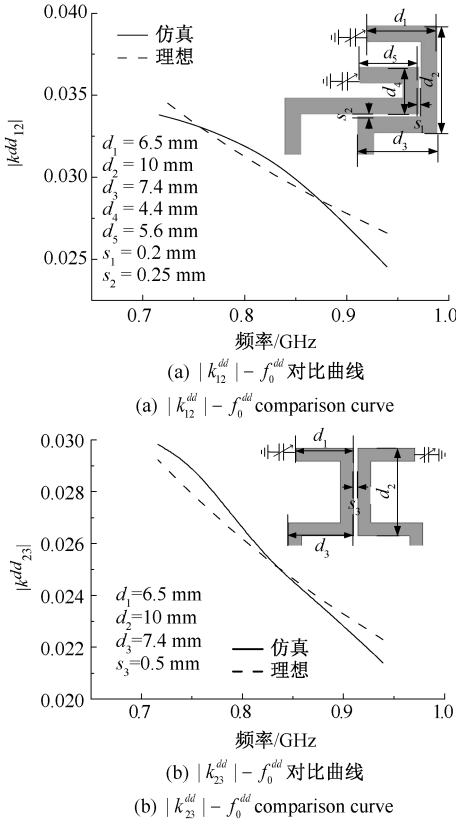


图 6  $|k_{12}^{dd}|$ 、 $|k_{23}^{dd}|$  随  $f_0^{dd}$  变化的仿真与理想曲线对比  
Fig. 6 Theoretical and simulation curve comparison of  $|k_{12}^{dd}|$  and  $|k_{23}^{dd}|$  as a function of  $f_0^{dd}$

### 2.2 馈电电路设计

为了实现在频率可调范围内维持绝对带宽恒定不变,除了对耦合结构有要求外,对馈电电路也有要求,二者缺一不可。因此,为设计出满足要求的馈电电路,需对外部品质因数  $Q_{es}^{dd}$  进行分析。 $Q_{es}^{dd}$  的理论计算公式为<sup>[21]</sup>:

$$Q_{es}^{dd} = \frac{f_0^{dd} g_0 g_1}{ABW} \quad (8)$$

显然,由式(8)可知当带宽 ABW 恒定时,外部品质因数  $Q_{es}^{dd}$  与  $f_0^{dd}$  成正相关关系<sup>[18]</sup>。

如图 1 所示,所设计的滤波器的馈电电路采用抽头式馈电结构,并在馈线上串联电容  $C_1$ ,主要是为了防止直流偏置电路干扰射频信号的作用。由于该滤波器的 4

个馈电电路是轴对称的,因此只需对馈电结构的一端进行分析即可。在回波损耗为 10 dB (纹波系数为 0.457 6) 下,  $g_0 = 1, g_1 = 1.627$ , 根据设计指标并结合式(8)可以获得滤波器的理论外部品质因数计算公式为:

$$Q_{es}^{dd} = \frac{f_0^{dd} \times 1.627}{35 \times 10^6} \quad (9)$$

根据式(9)可得到外部品质因数与中心频率的理想曲线,并把理想曲线作为外部品质因数仿真的目标曲线,通过反复对馈电结构进行仿真优化,使仿真的外部品质因数曲线与理想曲线一致,从而完成馈电电路的设计。

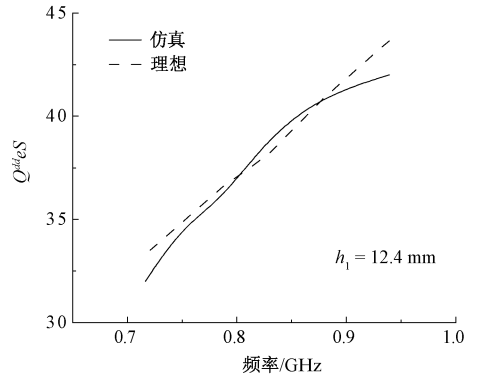


图 7  $Q_{es}^{dd} - f$  仿真与理想曲线对比  
Fig. 7 Comparison of simulation and theoretical curves for  $Q_{es}^{dd} - f$  and  $f_0^{dd}$

优化后的外部品质因数仿真曲线(实线)与理想曲线(虚线)对比如图 7 所示。结果表明,外部品质因数仿真曲线与理论计算的曲线要求基本一致。因此采用抽头式的馈电结构,通过优化谐振器间的耦合强度,使传输零点的位置随中心频率同步移动,从而在整个调谐范围内保持良好的带外抑制特性。

### 3 滤波器仿真及实测性能分析

所设计的平衡可调滤波器的介质基板采用 Rogers RO4003c(相对介电常数为 3.55,厚度为 0.813 mm),其各个结构尺寸为,  $d_1 = 6.5 \text{ mm}, d_2 = 10 \text{ mm}, d_3 = 7.4 \text{ mm}, d_4 = 4.4 \text{ mm}, d_5 = 5.6 \text{ mm}, d_6 = 12.3 \text{ mm}, d_7 = 16.7 \text{ mm}, d_8 = 16.2 \text{ mm}, s_1 = 0.2 \text{ mm}, s_2 = 0.25 \text{ mm}, s_3 = 0.5 \text{ mm}, w = 1.5 \text{ mm}, h_1 = 14 \text{ mm}$  和  $C_1 = 47 \text{ pF}$ 。

8 个变容二极管选用 SMV1413,在它们两端均加反向偏压,确保变容二极管正常工作。为了防止射频信号泄漏到直流电源,干扰变容二极管的偏压值,进而影响滤波器的性能,因此在直流电压源和变容二极管之间串联一个 10 kΩ 的电阻。图 8 所示为该滤波器的实物测试环境。

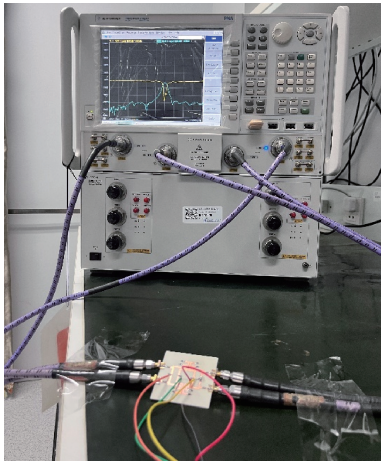


图 8 滤波器实物测试  
Fig. 8 Physical filter testing

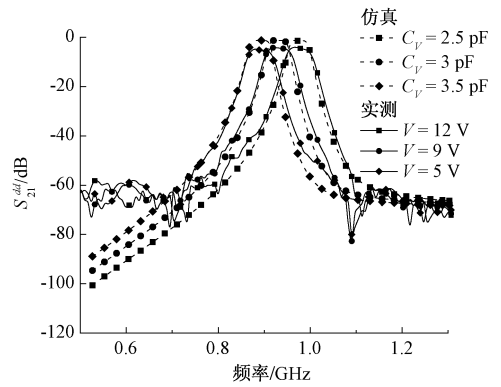
### 3.1 滤波器差模信号响应仿真与实测分析

为验证所设计的滤波器在维持恒定绝对带宽不变的性能是否符合预期设计要求,使用 Ansoft HFSS 仿真软件,仿真出的该平衡滤波器在差模信号作用下的响应  $S_{21}^{dd}$  和  $S_{11}^{dd}$ ,并使用矢量网络分析仪测出该滤波器实物在差模信号作用下的响应  $S_{21}^{dd}$  和  $S_{11}^{dd}$ 。图 9(a) 和 (b) 所示分别为在不同偏置电压条件下,实测与仿真的差模信号响应曲线对比结果。

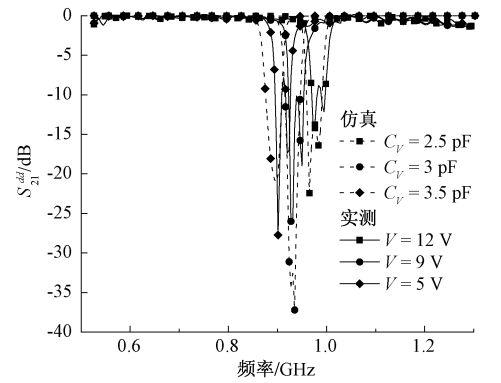
从图 9(a) 看出,该滤波器的中心频率在 789 ~ 976 MHz 连续可调,并在可调范围内可维持 3 dB 绝对带宽为  $43 \pm 1.2$  MHz 不变。此外,该滤波器在通带内表现出良好的传输性能,通带内的插入损耗  $< 0.8$  dB,带内纹波  $< 0.4$  dB,带外抑制性能良好。对比实测曲线可以看出实测和仿真的  $S_{21}^{dd}$  响应曲线吻合度较高,其中细微的差别主要是由于制作的实物和仿真的理想模型之间存在一定的偏差所导致的。

对比图 9(a)、(b) 可以看出,仿真结果与实测结果有频偏,仿真的中心频率在 789 ~ 976 MHz 可调,而实测的中心频率在 788 ~ 978 MHz 可调。出现频偏的原因是由于实测电路额外加入 10 kΩ 电阻对变容二极管分压了,从而导致实测的通带相比于仿真的通带向低频偏移。

由图 9(a) 可以看出  $S_{21}^{dd}$  仿真和实测结果在可调范围内均维持 3 dB 带宽 ( $43 \pm 1.2$  MHz),并在可调范围内的带内波动  $< 1.6$  dB,且通带的两侧各有两个传输零点,但仿真的插入损耗  $< 1.3$  dB,实测的插入损耗  $< 3.2$  dB,实测的插入损耗比仿真结果大 2.1 dB,主要原因可以归纳为 3 点:1) 仿真过程中使用的是理想电容来模拟变容二极管,未考虑到在高频条件下变容二极管的 Q 值会显著降低,导致其实际损耗远大于仿真预测;2) 由于焊点不平整和微带线向周围空间辐射能量,使实测的插损比



(a)  $S_{21}^{dd}$  响应曲线  
(a)  $S_{21}^{dd}$  response curve



(b)  $S_{11}^{dd}$  响应曲线  
(b)  $S_{11}^{dd}$  response curve

图 9  $S^{dd}$  实测与仿真曲线对比

Fig. 9 Comparison of measured and simulated curves for  $S^{dd}$

仿真结果要高;3) 仿真过程中没有考虑到 SMV 接头可能带来的损耗,这部分损耗在实际测量中也会对结果产生影响。

由图 9(b) 可以看出,在中心频率可调范围内回波损耗基本均  $> 10$  dB,所设计的滤波器基本满足预期指标要求。

### 3.2 滤波器共模信号响应仿真与实测分析

共模抑制度是衡量平衡可调带通滤波器性能的一个重要指标,即衡量在差模中心频率可调范围内滤波器对共模噪声的抑制能力。对于本文所设计的平衡可调滤波器,根据上述分别对可调谐振器的差模等效电路和共模等效电路分析可知,差模谐振频率与共模谐振频率存在 1.25 GHz 左右的频率差。因此,该平衡滤波器理论上差模通带与共模通带不会重合。

通过 HFSS 电磁仿真软件仿真变容二极管的电容值  $C_v$  变化对共模响应  $S_{21}^{cc}$  的影响,并使用矢量网络分析仪测出变容二极管在不同偏置电压下的电容值  $C_v$  变化对共模响应  $S_{21}^{cc}$  的影响,如图 10 所示。从图 10 可以看出,滤波器通带维持在 0.9 GHz 以上,并在差模通带可调范

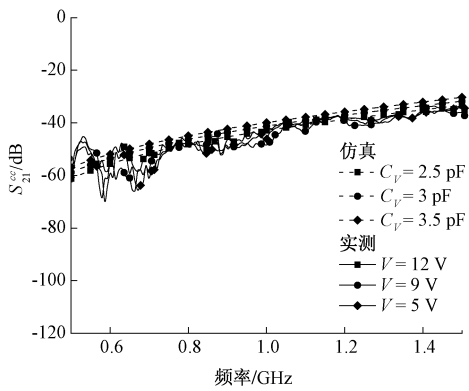


图 10  $S_{21}^{cc}$  实测仿真曲线对比

Fig. 10 Comparison of simulation and theoretical curves for  $S_{21}^{cc}$

围内(788~978 MHz)对共模噪声的抑制达到40 dB以上,可以满足预期的指标要求。可见,所设计滤波器在共模噪声抑制方面的性能良好。

表 1 与现有工作对比

Table 1 Comparisons with other works

来源	频率可调范围/GHz	3 dB 带宽/MHz	插损/dB	传输零点	共模抑制/dB
文献[14]	1.60~2.27	135~139	1.99~4.17	2	>30
文献[15]	0.8~1.12	~	1.6~2.2	2	>30
文献[18]	1.05~1.28	91.7~97.3	1.6~6.1	2	~
本文	0.79~0.98	41.8~44.2	1.3~3.2	2	>40

为了进一步验证本文的先进性,本文对所设计的滤波器与现有研究的同类产品进行了技术指标对比如表1所示。本文设计的滤波器在频率可调范围(0.79~0.98 GHz)和绝对带宽稳定性( $\pm 1.2$  MHz)方面表现优异,优于文献[14]( $\pm 2$  MHz)。在插入损耗方面,文献[18]的通带内插入损耗范围为1.6~6.1 dB,而本文在保持带宽恒定的前提下,实现了通带内插入损耗范围为1.3~3.2 dB的效果,综合性能更为突出。此外,本文设计的滤波器在共模抑制方面表现优异(>40 dB),显著高于文献[15](>30 dB),并且仅需单一偏置电压即可实现频率调谐,简化了调谐过程的复杂度。

这些优势使得该滤波器在实际应用中具有较高的价值,能够满足现代无线通信系统对高性能可调滤波器的需求。

## 4 结论

本文结合奇偶模分析理论和带宽恒定可调滤波器的设计方法,设计了一种新型的四阶平衡带通滤波器,所设

计的滤波器能够实现中心频率在788~978 MHz的频率范围可调,同时保持3 dB带宽在 $43 \pm 1.2$  MHz的范围内恒定不变,确保了通带内插损低于3.2 dB,回波损耗超过10 dB,共模抑制性能达到40 dB以上。本文所设计的带通滤波器具有调谐灵活性高、共模抑制能力强、绝对带宽恒定以及尺寸紧凑性强等显著优势,在射频前端系统中的潜在应用前景广阔。

## 参考文献

[1] 韩威,贾世旺,魏浩,等. 一种小型化 SIR 交指带通滤波器设计[J]. 电子测量技术, 2023, 46(15): 26-31. HAN W, JIA SH W, WEI H, et al. Design of a miniature SIR interdigital bandpass filter[J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(15): 26-31.

[2] 胡利稳,蒋品群,宋树祥,等. 基于 CMOS 传输门的带通-带阻可重构 N 通道滤波器[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(9): 60-65. HU L W, JIANG P Q, SONG SH X, et al. Reconfigurable N-channel bandpass-band stop filter based on CMOS transmission gates[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022, 41(9): 60-65.

[3] 高明明,张雪曼,南敬昌. 采用阶梯 T 型谐振器的双陷波 UWB 滤波器[J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(4): 187-194. GAO M M, ZHANG X M, NAN J CH. Design of a dual-notch UWB filter using staircase T-type resonators[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022, 36(4): 187-194.

[4] 南星伊,李新春,丛密芳,等. 集成滤波特性的宽带滤波功率放大器[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(9): 51-59. NAN X Y, LI X CH, CONG M F, et al. Broadband filter-power amplifier with integrated filtering characteristics[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(9): 51-59.

[5] 汤鹿勇,王友保. X 波段发卡式带通滤波器设计[J]. 电子器件 2015, 38(5): 1014-1016. TANG L Y, WANG Y B. Design of an X-band hairpin bandpass filter[J]. Electronic Components, 2015, 38(5): 1014-1016.

[6] 吴熊伟,方婷. 基于并联负载夹夹型谐振器的四阶带通滤波器[J]. 电子测量技术, 2022, 45(12): 80-84. WU X W, FANG T. A fourth-order bandpass filter based on parallel-loaded hairpin resonators[J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(12): 80-84.

[7] 王友保,李燎原,郑大鹏. 双频带切换可调谐带通滤波器的设计与实现[J]. 河南师范大学学报(自然科学

- 版), 2020, 48(1): 44-49.
- WANG Y B, LI L Y, ZHENG D P. Design and implementation of a dual-band tunable bandpass filter with switchable frequency bands [J]. Journal of Henan Normal University (Natural Science Edition), 2020, 48(1): 44-49.
- [ 8 ] 蔡璟. 微波可重构滤波器的研究与设计 [D]. 南通: 南通大学, 2018.
- CAI J. Research and design of microwave reconfigurable filters [D]. Nantong: Nantong University, 2018.
- [ 9 ] HICKLE M D, PEROULIS D. Tunable constant-bandwidth substrate-integrated bandstop filters [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(1): 157-169.
- [ 10 ] TANG C W, CHEN W C. A compact tunable notch filter with wide constant absolute bandwidth [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, 25(3): 151-153.
- [ 11 ] CHI P L, YANG T. Novel 1.5~1.9 GHz tunable single-to-balanced bandpass filter with constant bandwidth [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2016, 26(12): 972-974.
- [ 12 ] LI Y C, XUE Q. Tunable balanced bandpass filter with constant bandwidth and high common-mode suppression [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(6): 2452-2460.
- [ 13 ] ZHAO X L, GAO L, XU J X. Tunable balanced bandpass filter with high common-mode suppression [J]. Electronics Letters, 2011, 51(24): 1976-1978.
- [ 14 ] 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.
- [ 15 ] YANG Z J, XIAO G X, WEI F. A balanced dual-band bandpass filter with independently tunable differential-mode frequencies [J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2018, 28(5): e21238.
- [ 16 ] DAI C, HAN Y, QIAO L, WEI F. A balanced dual-band BPF with quasi-independently tunable center frequency and bandwidth [J]. Frequenz, 2022, 76(7-8): 605-611.
- [ 17 ] 凌锐, 于映. 基于中心对称结构的带宽可重构滤波器设计 [J]. 电子测量技术, 2023, 46(1): 142-147.
- LING R, YU Y. Design of a bandwidth reconfigurable filter based on a center-symmetric structure [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(1): 142-147.
- [ 18 ] 王友保, 马君鑫, 赵刘易斯, 等. 新颖恒定带宽的可调微带型滤波器 [J/OL]. 微波学报, 1-6 [2025-03-26]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/32.1493.TN.20240619.1616.004.html>.
- WANG Y B, MA J X, ZHAO L Y S, et al. Novel constant bandwidth tunable microstrip filter [J/OL]. Microwave Journal, 1-6 [2025-03-26]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/32.1493.TN.20240619.1616.004.html>.
- [ 19 ] SHI J, XUE Q. Balanced bandpass filters using center-loaded half-wavelength resonators [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(4): 970-977.
- [ 20 ] 刘飞. 带宽恒定的可调滤波器研究与设计 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2019.
- LIU F. Research and design of bandwidth-constant tunable filters [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2019.
- [ 21 ] ZHANG X Y, XUE Q, CHAN C H, et al. Low-loss frequency-agile bandpass filters with controllable bandwidth and suppressed second harmonic [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(6): 1557-1564.

## 作者简介



王友保, 1986 年于安庆师范大学获得学士学位, 1993 年于中国科学院云南天文台获得硕士学位, 2008 年于南京邮电大学获得博士学位, 现为南京信息工程大学副教授, 主要研究方向为无线通信与电磁兼容、天线与电波传播、微波器件与电路、计算电磁学。

E-mail: 001923@nuist.edu.cn

**Wang Youbao** received his B. Sc. degree from Anqing Normal University in 1986, M. Sc. degree from Yunnan Astronomical Observatory of the Chinese Academy of Sciences in 1993, and Ph. D. degree from Nanjing University of Posts and Telecommunications in 2008, respectively. Now he is an associate professor at Nanjing University of Information Science and Technology. His main research interests include wireless communication and electromagnetic compatibility, antenna and radio wave propagation, microwave components and circuits, and computational electromagnetics.



鲍岩, 2022 年于安庆师范大学获得学士学位, 现为南京信息工程大学硕士研究生, 主要研究方向为超宽带天线、射频电路、可调谐滤波器等。

E-mail: baoyan323@163.com

**Bao Yan** received his B. Sc. degree from

Anqing Normal University in 2022. Now he is a M. Sc. candidate at Nanjing University of Information Science and Technology. His main research interests include ultra-wideband antennas, radio frequency circuits, and tunable filters.



**张天豪**, 2022年于南京信息工程大学获得学士学位, 现为南京信息工程大学硕士研究生, 主要研究方向为超宽带天线、射频电路、可调谐滤波器等。

E-mail: 1742043984@qq.com

**Zhang Tianhao** received his B. Sc. degree from Nanjing University of Information Science and Technology in 2022. Now he is a M. Sc. candidate at Nanjing University of Information Science and Technology. His main

research interests include ultra-wideband antennas, radio frequency circuits, tunable filters and related areas.



**马君鑫**, 2020年于淮北师范大学获得学士学位, 2024年于南京信息工程大学获得硕士学位, 主要研究方向为无线通信与电磁兼容、天线与电波传播、微波器件与电路。

E-mail: 1942933677@qq.com

**Ma Junxin** received his B. Sc. degree from Huaibei Normal University in 2020 and M. Sc. degree from Nanjing University of Information Science and Technology in 2024. His main research interests include wireless communication and electromagnetic compatibility, antennas and radio wave propagation, as well as microwave devices and circuits.