



基于新型 SRLR 结构的双通带超导平衡滤波器研制

刘海文^{1*}, 刘凡², 王正彪², 王一帆²

1. 西安交通大学信息与通信工程学院, 西安 710049

2. 华东交通大学信息工程学院, 南昌 330013

* 通信作者. E-mail: haiwen_liu@hotmail.com

收稿日期: 2019-09-15; 接受日期: 2019-11-19; 网络出版日期: 2020-10-21

国家自然科学基金重点项目 (批准号: U1831201)、国家重点研发计划 (批准号: 2017YFE0128200)、陕西省国际科技合作计划项目 (批准号: 2019KW-003) 和江西省自然科学基金重点项目 (批准号: 2017ACB20019) 资助

摘要 本文提出了一种新型多模 SRLR (square ring loaded resonators) 结构, 并基于该谐振结构设计了一款具有高共模噪声抑制的双通带超导平衡滤波器. 此外, 本文详细地给出了该谐振器的差共模谐振机理, 拓扑结构, 模拟仿真结果. 基于上述分析, 使用 0.5 mm 厚度的氧化镁 (MgO) 基片上的钇钡铜氧 (YBCO) 高温超导薄膜设计制作一款四阶双通带平衡滤波器, 该滤波器的两个通带的中心频率分别为 2.2 GHz 和 3.5 GHz, 带内的损耗分别为 0.1 dB 和 0.12 dB, 两个通带内的共模抑制分别为 74.9 dB 和 67.4 dB. 其测试曲线、模拟仿真曲线、理论计算具有良好的吻合度, 验证了所提出滤波器的设计方法的正确性.

关键词 多模 SRLR, 双通带, 平衡滤波器, 共模噪声抑制, 高温超导

1 引言

射电天文望远镜的观测窗口周边的电磁环境十分恶劣, 大量干扰信号远远强于来自太空的微弱信号, 因此射电天文望远镜对具有高灵敏度和强抗噪声能力的接收系统有着十分迫切的需求^[1]. 而差分电路以其在提升信噪比, 降低电磁干扰等方面的优势, 在噪声抑制要求的射电天文接收机系统中具有重要的作用. 平衡滤波器作为射频前端电路中的关键组件, 受到了国内外学者越来越多的关注^[2,3]. 一款性能优良的平衡滤波器, 需要具有良好的共模 CM (common mode) 抑制特性, 这是平衡滤波器有效提升收发信噪比的基础. 目前, 国内外研究人员已经提出了一系列具有优良共模抑制特性的平衡滤波器^[4~8]. 在文献 [4,5] 中, 新型耦合线结构在共模激励下被巧妙地设计为全阻特性, 以此对滤波器的共模进行抑制. 尽管其共模性能优良, 但是该方法仅仅适合单通带滤波器的设计.

引用格式: 刘海文, 刘凡, 王正彪, 等. 基于新型 SRLR 结构的双通带超导平衡滤波器研制. 中国科学: 信息科学, 2020, 50: 1961–1975, doi: 10.1360/SSI-2019-0199

Liu H W, Liu F, Wang Z B, et al. Balanced dual-band superconducting filter using square ring loaded resonators with ultra-low insertion loss and common-mode noise suppression (in Chinese). Sci Sin Inform, 2020, 50: 1961–1975, doi: 10.1360/SSI-2019-0199

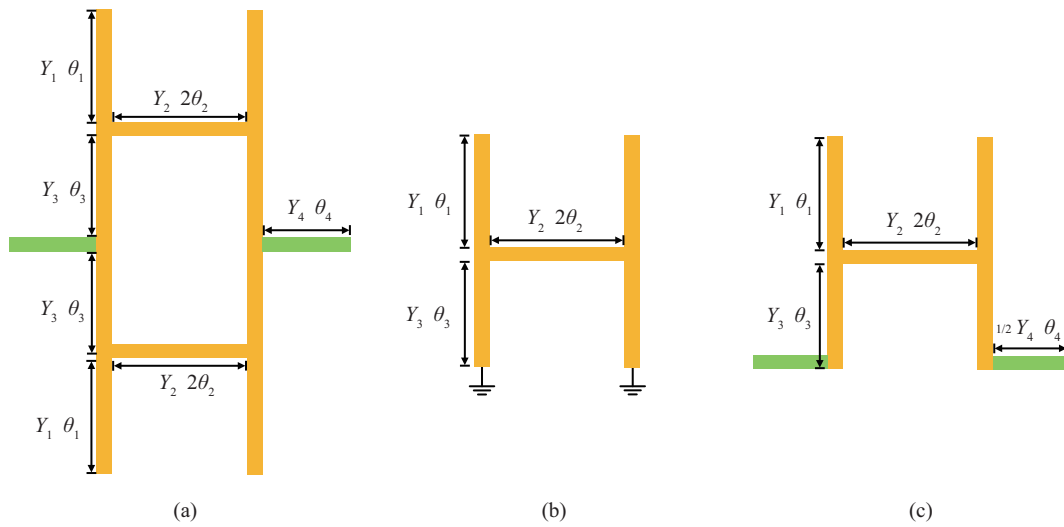


图 1 (网络版彩图) (a) 多模 SRLR 结构图; (b) 差模等效电路; (c) 共模等效电路

Figure 1 (Color online) (a) Layout of the proposed multi-mode SRLR; (b) DM equivalent circuit; (c) CM equivalent circuit

随着多通带接收机系统的需求增长, 多通带平衡滤波器的发展受到了越来越多的关注^[9~18]. 文献^[9,10]采用阶跃阻抗谐振器 SIR (stepped-impedance resonator) 来设计双通带平衡滤波器. 通过谐振器的阻抗比和电长度比来实现双通带的调控, 并通过在谐振器中加载集总元件来实现 CM 抑制. 然而, 集总元件同时引入了额外的损耗, 导致通带性能的恶化. 基于此, 研究人员提出了耦合嵌入式谐振器^[14]和基于谐振模式电压分布的枝节加载理论^[15], 用于两个差分通带内的 CM 抑制. 此外, 枝节加载阶跃阻抗谐振器^[16]和阶梯阻抗 SRLR (square ring loaded resonators)^[17]相继被提出, 在此基础上设计了两款双通带平衡滤波器, 其通过对称平面上加载的不同电长度的开路枝节来实现 CM 噪声抑制. 然而, 传统的 SRLR 只有两根枝节, 因此其缺乏足够的设计自由度来同时调控差模 DM (differential mode) 谐振以及抑制 CM 噪声.

近年来, 高温超导 HTS (high-temperature superconducting) 材料以其极低损耗的性能优势, 在微波器件的设计应用变得越来越具有吸引力. 目前, 国内外的研究人员已经对双通带 HTS 滤波器进行了一些尝试^[19~26], 尽管如此, 采用 HTS 材料设计双通带平衡滤波器的研究却鲜有公开报道^[27]. 此外, 在现有使用普通 PCB 板材设计的双通带平衡滤波器中, 极少能在高阶设计中同时满足优异的 CM 抑制和 DM 频率响应特性. 因此, 设计同时具有高 CM 噪声抑制, 超低损耗和高通带选择特性的高阶双通带高温超导平衡滤波器仍然是一个挑战.

基于上述平衡滤波器的技术发展需求, 本文提出了一种新型多模 SRLR 谐振结构, 并设计了一款具有超低损耗和良好 CM 噪声抑制的四阶双通带平衡超导滤波器. 与文献^[27,28]中的传统 SRLR 的设计方法相比, 所提出的多模 SRLR 结构对高阶平衡结构设计方面有两大优势. 首先, 在图 1(a) 中的环形谐振器的四个角上加载两对黄色的开路枝节. 其可以在 DM 激励下, 更加灵活地调控两个多模 SRLR 单元之间的内部耦合. 此外, 图 1(b) 中的短路 H 形谐振器电路不仅尺寸小, 而且具有充足的自由度调控工作频率和带宽. 其次, 该多模 SRLR 在 CM 噪声抑制方面, 无需额外的设计, 利用这一特性能够对共模噪声进行高效抑制的同时, 还有效减小了高阶平衡滤波器的设计难度. 基于上述特性, 一款高性能双通带超导平衡滤波器被设计和制造.

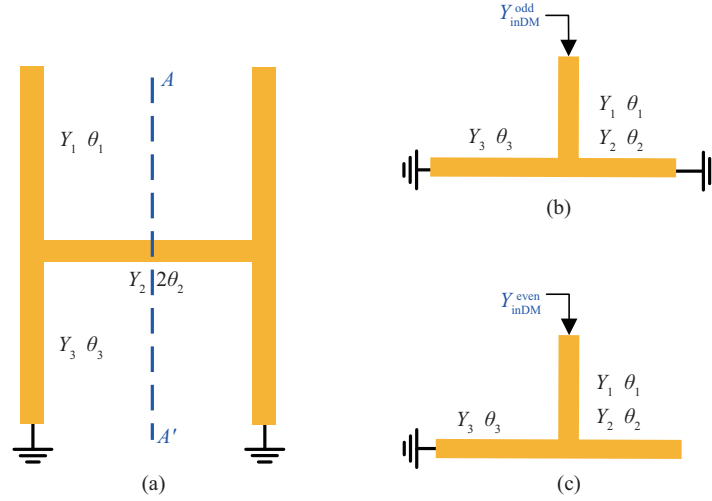


图 2 (网络版彩图) (a) H 型差模等效电路; (b) 奇模等效电路; (c) 偶模等效电路

Figure 2 (Color online) (a) H-shaped DM equivalent circuit, its (b) odd-mode and (c) even-mode resonators

2 新型多模 SRLR 谐振器的分析

所提出的多模 SRLR 的结构如图 1(a) 所示. 它由全波长环形谐振器 ($Y_0, 4\theta_2+4\theta_3$) 和 6 个开路枝节组成, 其中 Y 和 θ 分别表示相对应参数的特征导纳和电长度. 在该设计中, 假设传输线是理想无损耗的. 为了进一步简化设计, 设计该多模 SRLR 结构使得 $Y_1 = Y_2 = Y_3 = Y_0$ 以及 $Y_4 = 2Y_0$. 由于所提出的结构为对称结构, 因此其谐振特性可以通过 DM 和 CM 等效电路进行分析, 分别如图 1(b) 和 (c) 所示.

2.1 差模电路的双通带设计

当 DM 激励时, 在多模 SRLR 对称中心处等效电压为零. 因此, 加载的枝节 (θ_4) 相当于短路, 从而形成图 2(a) 中的 H 形 DM 等效电路. 由于 DM 等效电路相对于其中心平面 $A-A'$ 仍然是对称结构, 因此奇偶模方法被用来分析 DM 等效电路. 当奇模信号被激励时, 所提出的谐振器的中心处短路, 如图 2(b) 所示. 因此, 奇模谐振器的输入导纳可以推导为

$$Y_{inDM}^{odd} = Y_1(\tan \theta_2 + \tan \theta_3) - \tan \theta_1 \tan \theta_2 \tan \theta_3 j \tan \theta_2 \tan \theta_3 + j \tan \theta_1 (\tan \theta_2 + \tan \theta_3). \quad (1)$$

同理, 图 2(c) 中的偶模输入导纳可以表示为

$$Y_{inDM}^{even} = Y_1 \frac{1 - \tan \theta_3 (\tan \theta_1 + \tan \theta_2)}{j \tan \theta_3 + j \tan \theta_1 - \tan \theta_2 \tan \theta_3}. \quad (2)$$

此时, 令 $Y_{in} = 0$, 可以推导得到差模电路的奇偶模的谐振条件分别为

$$(\tan \theta_2 + \tan \theta_3) - \tan \theta_1 \tan \theta_2 \tan \theta_3 = 0, \quad (3)$$

$$1 - \tan \theta_3 (\tan \theta_1 + \tan \theta_2) = 0. \quad (4)$$

根据谐振条件 (3) 和 (4), DM 电路的前两个奇偶模谐振频率 f_{d1} 和 f_{d2} 被选取以设计双通带. 基于此, 奇模和偶模谐振器的谐振条件可以进一步推导为

$$\tan \left(\frac{f_{d1}}{f_0} \times \theta_2 \right) + \tan \left[\frac{f_{d1}}{f_0} \times (90^\circ - \theta_2) \right] - \tan \theta_1 \tan \left(\frac{f_{d1}}{f_0} \times \theta_2 \right) \tan \left[\frac{f_{d1}}{f_0} \times (90^\circ - \theta_2) \right] = 0, \quad (5)$$

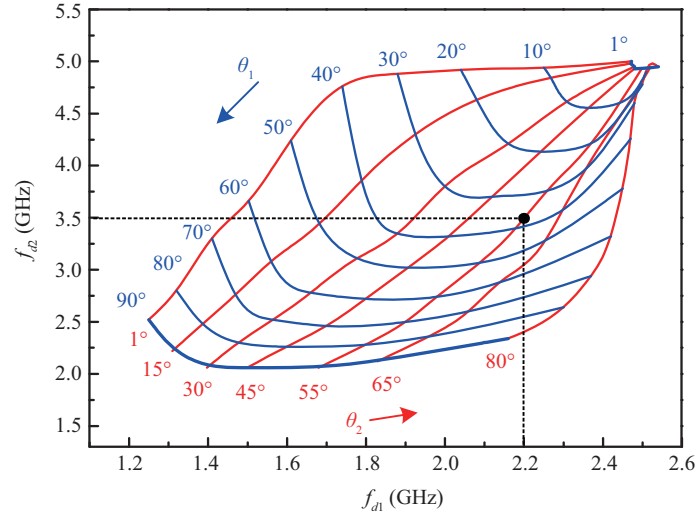


图 3 (网络版彩图) 多模 SRLR 的前两个差模频率 f_{d1} 和 f_{d2} 与开路枝节 θ_1 和 θ_2 的变化关系

Figure 3 (Color online) The first two DM resonant frequencies f_{d1} and f_{d2} versus θ_1 and θ_2 under condition of $\theta_2 + \theta_3 = 90^\circ$

$$1 - \tan\left(\frac{f_{d2}}{f_0} \times (90^\circ - \theta_2)\right) \left[\tan\theta_1 + \tan\left(\frac{f_{d2}}{f_0} \times \theta_2\right) \right] = 0. \quad (6)$$

在式 (5) 和 (6) 中, f_0 是电长度为 $\theta_2 + \theta_3 = 90^\circ$ 时 1/4 波长的谐振频率. 在本设计中, 所有的电长度计算都是在归一化频率 f_0 的条件下得到的. 根据式 (5) 和 (6), 所提出的多模 SRLR 的 DM 频率设计网格图如图 3 所示, 该图显示的是在 $Y_0 = 0.016$ 以及 $f_0 = 2.5$ GHz 条件下, DM 奇偶模谐振频率 f_{d1} 和 f_{d2} 与开路枝节电长度 θ_1 和 θ_2 的变化关系.

从图 3 中可以观察得出, 当 θ_2 固定不变时, f_{d1} 和 f_{d2} 随着 θ_1 的增大而减小. 另一方面, 当 θ_1 固定时, 随着 θ_2 的增大, f_{d1} 增大, f_{d2} 先减小后增大. 基于此分析, 当所需的 DM 谐振频率 f_{d1} 和 f_{d2} 确定时, 我们可以根据图 3 快速选取合适的电长度 θ_1 和 θ_2 的值. 在此基础上, 可以相应得到图 2(a) 中多模 SRLR 谐振器的物理长度. 因此, 图 3 有效提升了单元 SRLR 结构 DM 电路的设计效率.

2.2 差模通带内的共模抑制分析

当 CM 激励时, 所提出的多模 SRLR 的 CM 等效电路如图 4(a) 所示. 由于 CM 等效电路相对于中心平面 $B-B'$ 是对称的, 所以其奇偶模下的谐振电路如图 4(b) 和 (c) 所示. 根据谐振条件 $Y_{in} = 0$, 可以得到 CM 激励下奇模和偶模谐振器的谐振条件, 如下所示:

$$1 - \tan\theta_2[\tan\theta_1 + \tan(\theta_3 + \theta_4)] = 0, \quad (7)$$

$$\tan\theta_1 + \tan\theta_2 + \tan(\theta_3 + \theta_4) = 0. \quad (8)$$

将 CM 激励下的谐振条件 (7) 和 (8) 与 DM 激励下的谐振条件 (3) 和 (4) 进行比较, 可以发现电长度 θ_4 可以独立调整 CM 谐振频率, 而不影响 DM 谐振频率. 基于此特性, 图 5 给出了 CM 和 DM 谐振频率相对于 θ_4 的变化关系. 从图中可以看出, 随着 θ_4 增大, CM 谐振频率 f_{c1} , f_{c2} 和 f_{c3} 有着显著地改变, 而 DM 谐振频率 f_{d1} 和 f_{d2} 基本保持恒定不变. 因此, 可以得出, 调节开路枝节 θ_4 , 能够实现独立地控制 CM 谐振频率而不影响 DM 谐振频率.

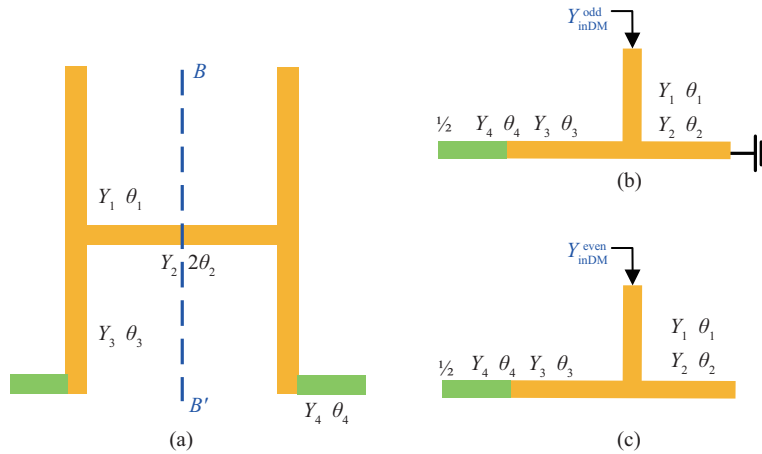


图 4 (网络版彩图) (a) H 型共模等效电路; (b) 奇模等效电路; (c) 偶模等效电路

Figure 4 (Color online) (a) CM equivalent circuit, its (b) odd-mode and (c) even-mode resonators

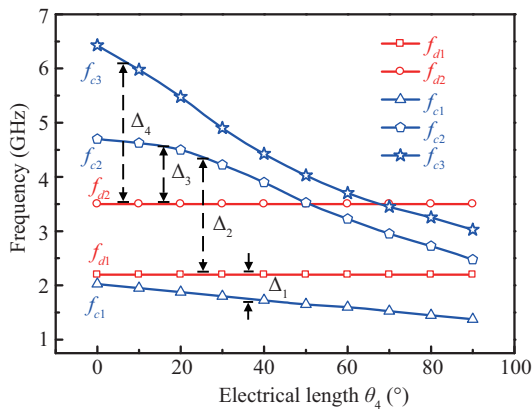


图 5 (网络版彩图) DM 和 CM 谐振频率与不同的电长度 θ_4 的变化关系图

Figure 5 (Color online) DM and CM resonant frequencies versus θ_4 when θ_1 and θ_2 are constant to 38.3° and 55° under condition of $\theta_2 + \theta_3 = 90^\circ$ and $f_0 = 2.5$ GHz

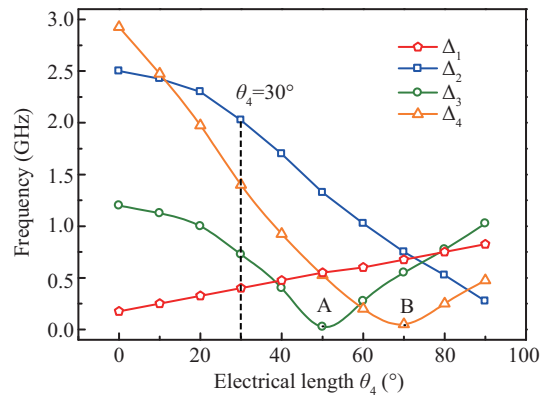


图 6 (网络版彩图) 差模和共模频率差值与不同的电长度 θ_4 的变化关系

Figure 6 (Color online) The frequency differences Δ_1 , Δ_2 , Δ_3 and Δ_4 versus electrical length θ_4

为了进一步研究所提出的多模式 SRLR 的差共模的分离特性, 图 6 给出了频率差 Δ_1 , Δ_2 , Δ_3 和 Δ_4 与不同的电长度 θ_4 的变化关系, 其中 $\Delta_1 = |f_{c1} - f_{d1}|$, $\Delta_2 = |f_{c2} - f_{d1}|$, $\Delta_3 = |f_{c2} - f_{d2}|$ 及 $\Delta_4 = |f_{c3} - f_{d2}|$. 从图中可以观察到, 随着 θ_4 增大, Δ_1 线性增长, 而 Δ_2 显著减小. 与此同时, Δ_3 和 Δ_4 先减小后增大, 并且 Δ_3 和 Δ_4 分别在图 6 中黑点 A ($\theta_4 = 50^\circ$) 和 B ($\theta_4 = 70^\circ$) 处到达曲线的极小值 0, 该极小值表示当 θ_4 取值为 50° 和 70° 时, $f_{c2} = f_{d2}$ 和 $f_{c3} = f_{d2}$. 显然, 本设计需要避开 θ_4 取值在 A 和 B 点, 以增加 f_c 和 f_d 之间的频率间隔. 因此可以得出, 通过适当改变 θ_4 , 能够实现在不影响 DM 频率响应的情况下, 调节 CM 谐振频率远离 DM 谐振频率. 基于此特性, 可以实现平衡滤波器 DM 通带内的 CM 噪声抑制设计.

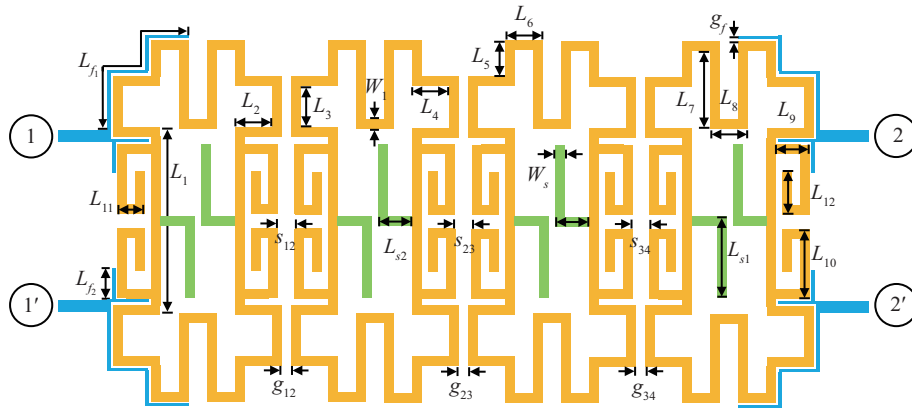


图 7 (网络版彩图) 四阶双通带平衡滤波器的结构图

Figure 7 (Color online) Configuration of the proposed fourth-order balanced dual-band BPF

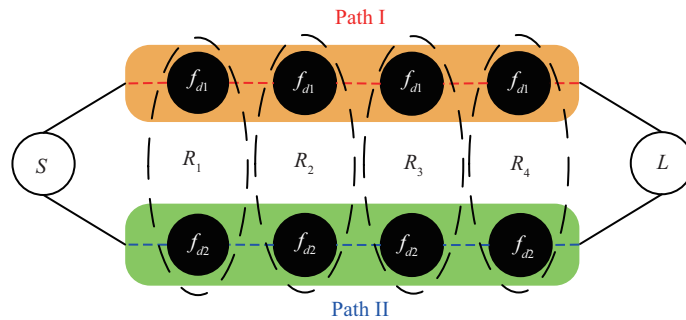


图 8 (网络版彩图) 四阶双通带平衡滤波器的差模耦合关系图

Figure 8 (Color online) Coupling diagram of the balanced dual-band filter

3 双通带平衡滤波器设计

本节详细介绍了滤波器的设计流程, 首先, 根据设计指标中的工作频率计算出多模 SRLR 单元结构的电尺寸. 其次, 根据带宽和波纹系数要求, 提取外部品质因数 (Q_e) 和耦合系数 (M_{ij}) 以确定耦合结构的物理尺寸. 最后, 设计实现了具有超低损耗, 高选择性和优良 CM 噪声抑制的双通带超导平衡滤波器. 该平衡滤波器的结构拓扑如图 7 所示, 在差模激励下, 其耦合拓扑如图 8 所示, 其中 S 和 L 分别表示输入和输出端口, R_1 , R_2 , R_3 和 R_4 节点代表多模 SRLR.

3.1 多模 SRLR 谐振器的小型化设计

根据第 2 节的分析, 本工作将多模 SRLR 前两个 DM 谐振频率 f_{d1} 和 f_{d2} 分别设计在 2.2 GHz 和 3.5 GHz, 如图 3 中黑点所示, 可以得到电长度 θ_1 和 θ_2 分别为 38.3° 和 55° . 此外, 为了调整 CM 频率远离 DM 频率, 根据图 6 可得, 当 $\theta_4 = 30^\circ$ (图 6 中的虚线所示) 时能够满足所要求. 综上, 由图 5 和 6 得到 CM 谐振频率分别为 $f_{c1} = 1.8$ GHz, $f_{c2} = 4.23$ GHz 和 $f_{c3} = 4.9$ GHz. 根据所得到的电长度, 可以相应计算得到图 9(a) 中的多模 SRLR 的物理参数: $L_{01} = 4.9$ mm, $L_{02} = 7.03$ mm, $L_{03} = 4.17$ mm, $w_{01} = 0.3$ mm, 和 $w_{02} = 0.6$ mm.

考虑到超导晶圆尺寸的限制, 我们对所提出的多模 SRLR 单元拓扑结构进行了进一步优化, 以避

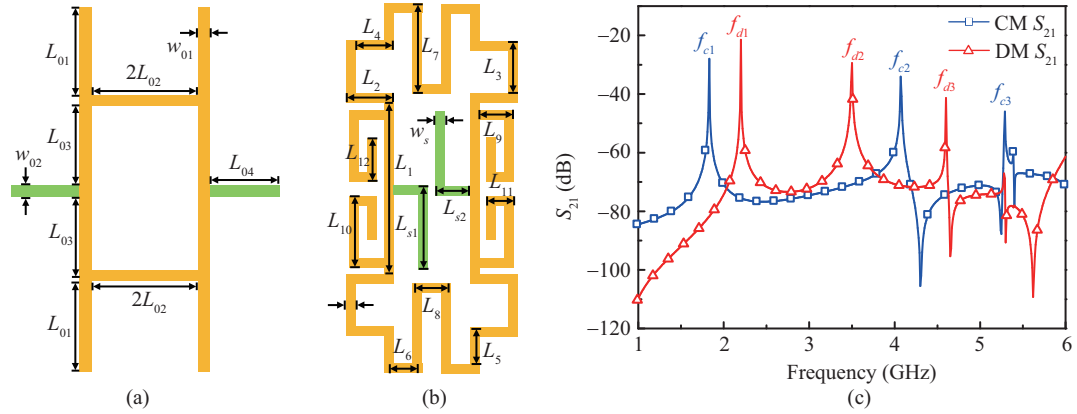


图 9 (网络版彩图) (a) 所提出多模 SRLR 的单元结构图; (b) 改进型的 SRLR 结构图; (c) 其频率响应特性
 Figure 9 (Color online) (a) Proposed SRLR; (b) folded SRLR; (c) S_{21} magnitude of the folded SRLR under DM and CM excitations

表 1 图 9(b) 中的单元结构的物理尺寸 (mm)
 Table 1 Geometric parameters of the SRLR in Figure 9(b) (mm)

Parameter	Value	Parameter	Value	Parameter	Value	Parameter	Value
L_1	8.6	L_5	0.875	L_9	1.1	L_{s1}	0.55
L_2	1.6	L_6	1.1	L_{10}	3.2	L_{s2}	0.48
L_3	1.9	L_7	2.125	L_{11}	0.3	w_1	0.3
L_4	1.6	L_8	0.7	L_{12}	1.75	w_1	0.5

免过大的电路尺寸带来加工成本和工艺的提升. 因此, 图 9(a) 中所提出的多模 SRLR 的方形环和枝节被折叠以减小电路尺寸, 改进后的 SRLR 的结构如图 9(b) 所示, 该结构不仅减小了电路的体积, 还有效提升了耦合结构的灵活性, 这为后续高阶滤波器耦合系数的提取增添了设计自由度. 通过 EM 仿真软件 Sonnet 的优化, 表 1 给出了图 9(b) 中多模 SRLR 参数优化后的物理尺寸. 此外, 相应的 DM 和 CM 频率响应特性如图 9(c) 所示, 从图中观察得到改进后的多模 SRLR 工作在 2.2 GHz 和 3.5 GHz, 满足设计指标的要求.

3.2 滤波器耦合结构的设计

由 3.1 小节可知, 改进型 SRLR 的两个谐振频率分别工作在 2.2 GHz 和 3.5 GHz, 同时该四阶 ($n = 4$) 双通带平衡滤波器的分数带宽 FBW (fractional bandwidth) 分别为 2.4% 和 3.5%. 根据上述指标要求, 通过文献 [29] 得到具有 0.1 dB 纹波电平的切比雪夫 (Chebyshev) 低通原型滤波器的集总电路元件值为 $g_0 = 1.0, g_1 = 1.1088, g_2 = 1.3062, g_3 = 1.7704, g_4 = 0.8181, g_5 = 1.3554$. 同时, 理论的耦合系数 M_{ij} 和外部品质因子 Q_e 可以通过以下公式计算得到 [29]:

$$M_{ij} = \frac{\text{FBW}}{\sqrt{g_i g_j}}, \quad (9)$$

$$Q_e = \frac{g_0 g_1}{\text{FBW}}. \quad (10)$$

结合滤波器的设计指标, 滤波器的 M_{ij} 和 Q_e 根据上式计算得到, 其中第一通带的 $M_{12}^I = M_{34}^I = 0.02, M_{23}^I = 0.029, Q_e^I = 46.2$, 第二通带的 $M_{12}^{II} = M_{34}^{II} = 0.016, M_{23}^{II} = 0.023, Q_e^{II} = 31.68$, 上标 I 和

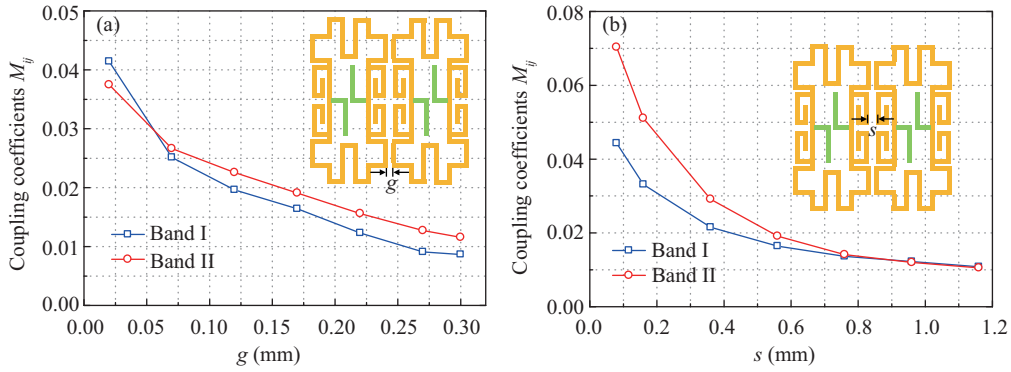


图 10 (网络版彩图) 耦合系数 M_{ij} 随耦合间距变化的关系图. (a) 当 $s = 0.56$ mm 时, 间距 g 的变化; (b) 当 $g = 0.16$ mm 时, 间距 s 的变化

Figure 10 (Color online) Coupling coefficients M_{ij} as a function of (a) coupling gap g , where $s = 0.56$ mm or (b) coupling space s , where $g = 0.16$ mm

II 分别代表第一和第二通带. 为了实现所需的耦合系数 M_{ij} 和外部品质因数 Q_e 的值, 在 EM 仿真软件 Sonnet 的帮助下, M_{ij} 和 Q_e^i 可以通过以下等式提取^[29]:

$$M_{ij} = \frac{f_H^2 - f_L^2}{f_H^2 + f_L^2}, \quad (11)$$

$$Q_e^i = \frac{f_{di}}{\Delta f_{\pm 90^\circ}}, \quad i = 1, 2, \dots, \quad (12)$$

其中 $\Delta f_{\pm 90^\circ}$ 是谐振频率处相位从 -90° 到 $+90^\circ$ 变化的相位带宽. f_H 和 f_L 分别代表耦合后, 两个耦合模式的较高和较低频率.

图 10 描述了两个通带的耦合强度 M_{ij} 与不同耦合间隙 g 和 s 的变化关系, 可以观察得到, 随着耦合间隙 g 和 s 的变大, 两个通带的耦合系数不断减小. 因此, 可以通过选择不同的 g 和 s 组合来满足所需耦合系数的设计要求.

另一方面, 仿真得到两个通带的外部品质因数 Q_e 与馈线耦合长度 L_{f1} 和 L_{f2} 的变化关系, 如图 10 所示. 当固定 L_{f2} 等于 1.95 mm 不变时, 两个通带的外部品质因数 Q_e 与耦合长度 L_{f1} 的关系如图 11(a) 所示, 随着耦合长度 L_{f1} 增长, 可以观察到 Q_e^I 变化明显而 Q_e^{II} 几乎不变. 同样地, 图 11(b) 描述了当 $L_{f1} = 4.05$ mm 时, 两个通带的外部品质因数 Q_e 与耦合长度 L_{f2} 的变化关系, 可以观察得到, 随着 L_{f2} 的增加, Q_e^I 和 Q_e^{II} 同时减小. 因此, 根据第二通带所需的 Q_e^{II} , 首先可以从图 11(b) 确定耦合长度 L_{f2} 的物理尺寸. 随后, 通过图 11(a) 找到满足第一通带所需的 Q_e^I 来确定 L_{f1} 的尺寸. 按照上述设计步骤, 将计算得到的 Q_e , M_{12} , M_{23} 和 M_{34} 与仿真提取的值进行比较, 以此得到耦合结构尺寸. 经过优化后的几何参数如下: $g_{12} = g_{34} = 0.12$, $g_{23} = 0.06$, $s_{12} = s_{34} = 0.45$, $s_{23} = 0.53$, $L_{f1} = 4.05$ 和 $L_{f2} = 1.95$ (所有值均以 mm 为单位). 平衡双带滤波器的仿真结果如图 12 所示. 红色线条代表差模频率响应, 蓝色虚线表示共模的频率响应. 从 DM 频率响应可以看到, 滤波器的两个通带分别工作在 2.2 GHz 和 3.5 GHz, 相应的 FBW 分别为 2.6% 和 3.4%, 这与所需的技术指标基本吻合. 此外, 由于 CM 频率被设计远离 DM 频率, 因此所提出的滤波器在差模通带处的 CM 噪声抑制效果优异, 两个 DM 通带处 CM 噪声抑制分别为 95.4 dB 和 85.9 dB. 这再一次验证了, 与传统的 SRLR 相比, 改进型的多模 SRLR 可以提供足够的设计自由度同时调控 DM 和 CM 谐振, 并设计具有优异性能的双通带平衡滤波器.

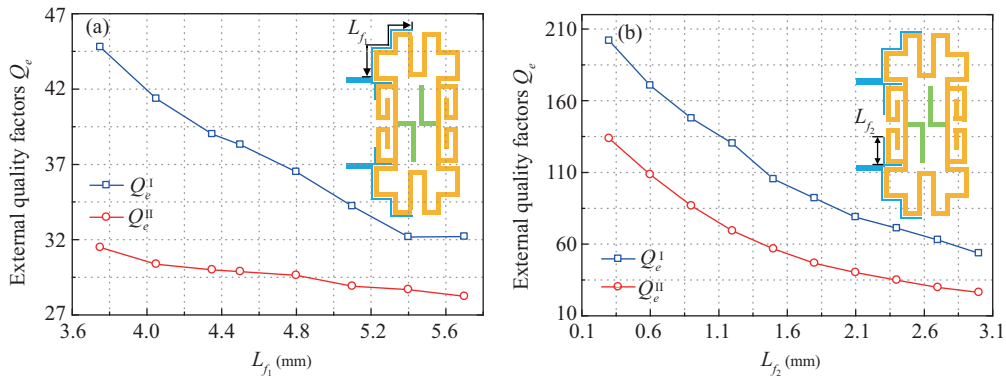


图 11 (网络版彩图) 外部品质因数 Q_e 随着不同耦合馈线变化的关系图. (a) 当 $L_{f2} = 1.95$ mm, $w_f = 0.2$ mm 时, L_{f1} 的变化; (b) 当 $L_{f1} = 4.05$ mm, $w_f = 0.2$ mm 时, L_{f2} 的变化

Figure 11 (Color online) (a) The external quality factors Q_e as a function of coupling length L_{f1} , where $L_{f2} = 1.95$ mm and $w_f = 0.2$ mm; (b) the external quality factors Q_e as a function of coupling length L_{f2} , where $L_{f1} = 4.05$ mm and $w_f = 0.2$ mm

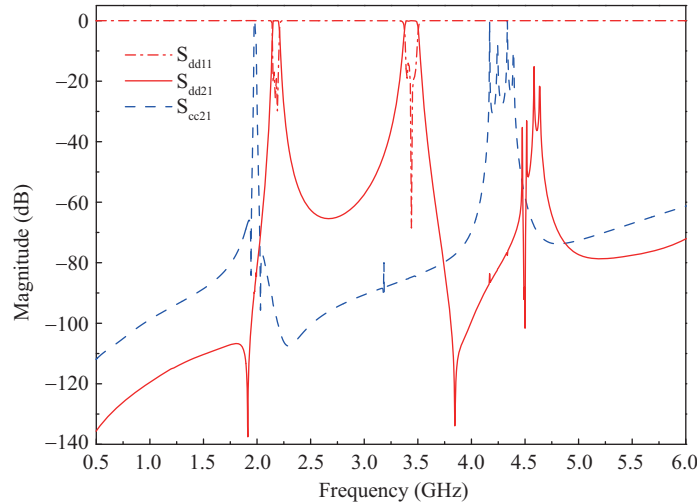


图 12 (网络版彩图) 图 7 中四阶平衡滤波器 DM (S_{dd11} 和 S_{dd21}) 及 CM (S_{cc21}) 的仿真频率响应

Figure 12 (Color online) Simulated DM (S_{dd11} and S_{dd21}) and CM (S_{cc21}) responses of the fourth-order balanced dual-band filter in Figure 7

为了获得宽带 CM 噪声抑制特性的同时保证优异的 DM 性能, 本小节对所设计的滤波器进行优化. 在第 2 节中已经证明上下对称面上的开路枝节 (Y_4 和 θ_4) 可以独立控制 CM 谐振而不影响 DM 谐振模式. 基于此特性, 提出了具有相同 DM 和不同 CM 频率响应的两种类型多模 SRLR (A 和 B), 如图 13(a) 所示, 该方案能够在宽频范围内进一步有效地改善 CM 噪声抑制. 图 13(b) 展示了所选择两种不同类型的多模 SRLR 的 CM 和 DM 频率响应分布. 基于此特性, 由两种类型多模 SRLR 组成的双通带平衡滤波器结构如图 14 所示.

4 宽通带共模噪声的优化设计

在 EM 仿真软件 Sonnet 的优化后, 表 2 中列出了图 14 中所设计滤波器的最终优化的几何参数

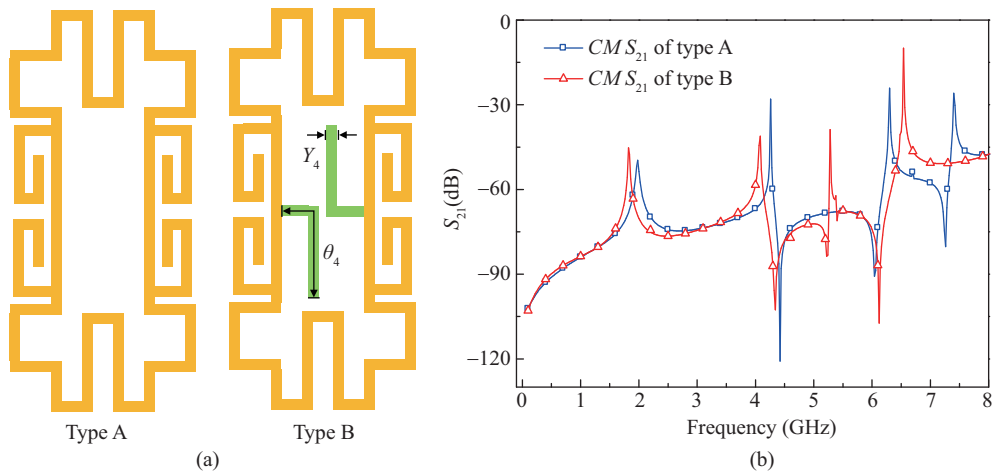


图 13 (网络版彩图) (a) 两种改进型的多模 SRLR; (b) 及其共模频率响应
 Figure 13 (Color online) (a) Two types of folded multi-mode SRLR; (b) their CM resonances

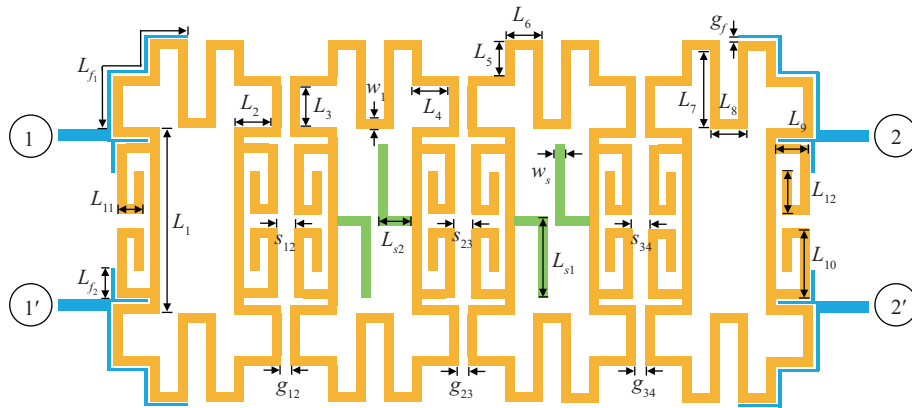


图 14 (网络版彩图) 基于两种类型多模 SRLR 的双通带平衡滤波器的结构示意图
 Figure 14 (Color online) Configuration of the proposed balanced dual-band BPF with two dissimilar types of multi-mode folded SRLRs

尺寸. 与图 7 中具有相同类型多模 SRLR 组成的平衡滤波器相比, 该滤波器的 CM 宽通带特性得到了显著改善, 在 0 ~ 6 GHz 的宽频范围内实现了优于 15.7 dB 的 CM 噪声抑制特性, 与此同时, DM 通带内的频率响应几乎不受影响, 如图 15 所示.

5 滤波器的制备和验证

为了证明上述设计理念, 由两种类型多模 SRLR 组成的四阶双通带平衡滤波器在具有双面 YBCO 薄膜上的 MgO 晶片上设计和制造. 图 16 为 HTS 平衡滤波器的加工实物图. 该滤波器的尺寸为 26.6 mm × 17.5 mm, 大约为 0.50λg × 0.33λg (λg 是中心频率处的导波波长). 加工的双通带平衡滤波器首先在低温制冷机中降温至 77 K, 再通过四端口矢量网络分析仪 Agilent E5071C 进行测试. 图 17 展示了该平衡双通带滤波器的测量和仿真频率响应特性, 其中仿真的频率响应曲线用实线表示, 测试结果用虚线表示. 图 18 为双通带平衡滤波器仿真与测试结果的带内放大图, 从图 18 可以观察得到,

表 2 基于两种类型多模 SRLR 的双通带平衡滤波器的尺寸 (mm)

Table 2 Geometric parameters of filter in Figure 14 (mm)

Parameter	Value	Parameter	Value	Parameter	Value	Parameter	Value
L_1	8.6	L_5	0.875	L_9	1.1	L_{s1}	0.55
L_2	1.6	L_6	1.1	L_{10}	3.2	L_{s2}	0.48
L_3	1.9	L_7	2.125	L_{11}	0.3	w_1	0.3
L_4	1.6	L_8	0.7	L_{12}	1.75	w_1	0.5
s_{12}	0.48	s_{23}	0.55	s_{34}	0.48	g_{12}	0.08
g_{23}	0.15	g_{34}	0.08	L_{f1}	4.05	L_{f2}	2.89

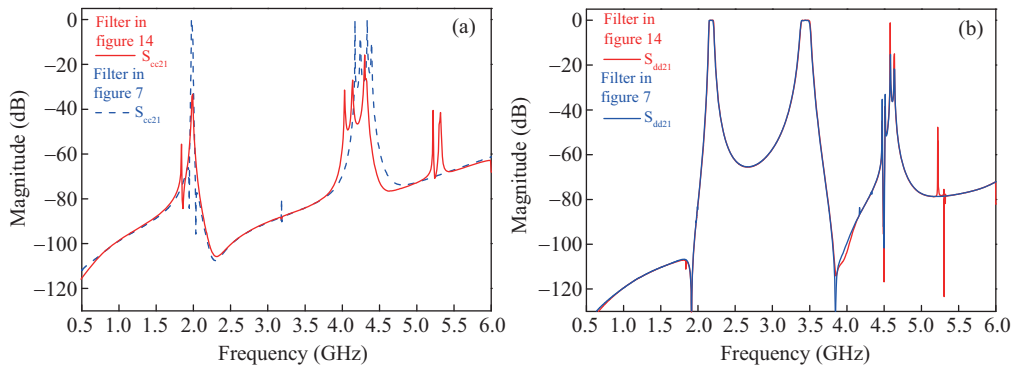


图 15 (网络版彩图) 所提出基于两种类型多模 SRLR 结构的双通带平衡滤波器频率响应. (a) 共模响应 CM (S_{cc11} 和 S_{cc21}) 及 (b) DM (S_{dd11} 和 S_{dd21})

Figure 15 (Color online) Simulated results of the proposed balanced dual-band filter. (a) CM response (S_{cc11} and S_{cc21}) and (b) DM response (S_{dd11} and S_{dd21})

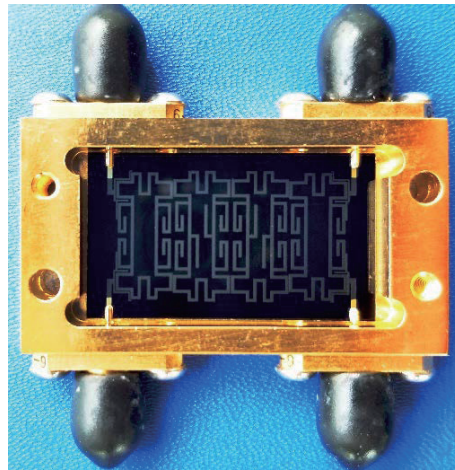


图 16 (网络版彩图) 所设计加工的滤波器实物图

Figure 16 (Color online) Photograph of the fabricated fourth-order balanced dual-band HTS filter

双通带的中心频率分别工作在 2.2 GHz 和 3.5 GHz, 相应的 3 dB FBW 分别为 2.7% 和 3.8%. 通带内最大的插入损耗分别为 0.1 dB 和 0.12 dB, 其中两个 DM 通带中相应的回波损耗均优于 18 dB. 此外, 观

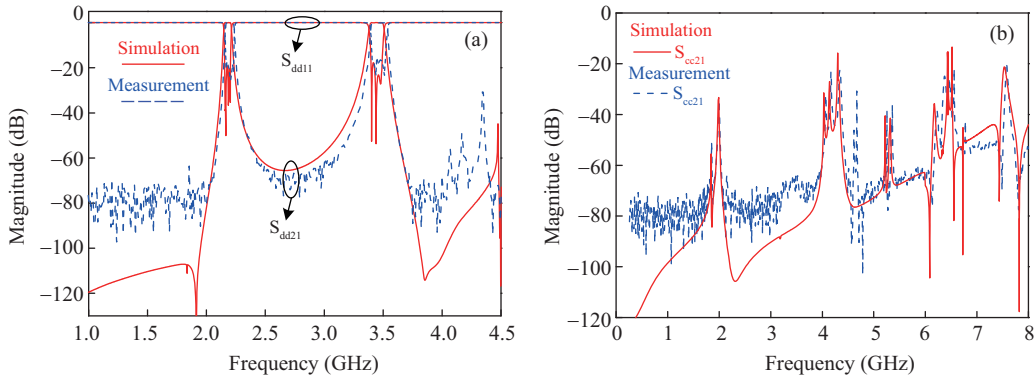


图 17 (网络版彩图) 所设计双通带高温超导平衡滤波器的仿真与测试结果. (a) 差模特性; (b) 共模特性
 Figure 17 (Color online) Measurement and simulation results of the proposed filter. (a) CM response; (b) DM response

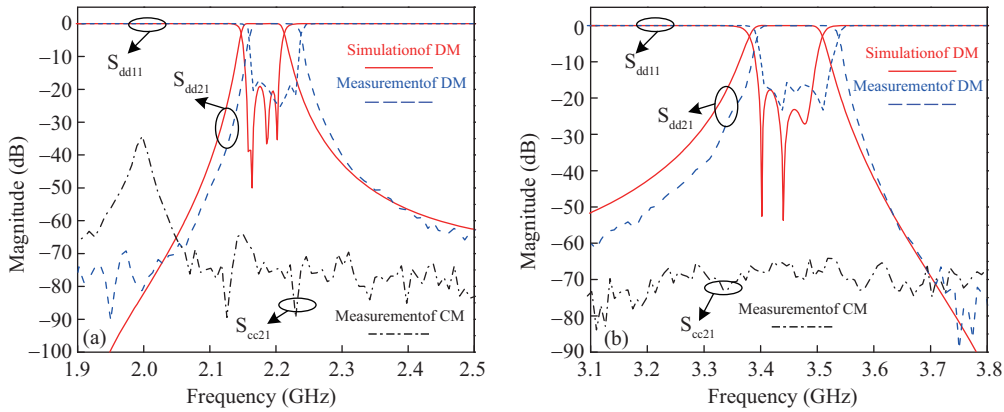


图 18 (网络版彩图) 所设计双通带平衡滤波器仿真与测试结果的带内放大图. (a) 2.2 GHz 通带; (b) 3.5 GHz 通带
 Figure 18 (Color online) The enlarged scale of measurement and simulation results of the two passbands. (a) Passband 2.2 GHz; (b) passband 3.5 GHz

察得到双通带内的 CM 抑制分别为 74.9 dB 和 67.4 dB, 此外该滤波器实现了抑制水平优于 20 dB, 从 DC 到 8 GHz 的宽带 CM 噪声抑制. 另外, 从图 17(a) 中观察到, 在 1.99 GHz 和 3.75 GHz 频率处有两个 DM 传输零点, 该零点有效提升了两个通带的选择性和隔离度, 两个通带的滚降系数 (20 dB 带宽和 3 dB 带宽之比) 分别为 1.6 和 1.61.

最后, 表 3 对所设计的双通带 HTS 平衡滤波器与现有同类型工作进行对比. 表格直观地显示了所设计的滤波器在插入损耗、CM 抑制、DM 通带选择性和设计灵活性方面具有综合性的优势.

6 小结

基于多模 SRLR 单元, 本文设计了一款四阶双通带平衡 HTS 滤波器. 在 DM 和 CM 激励下, 通过使用奇偶模方法分析所提出的多模 SRLR 的多模谐振机理. 通过分析, 可以观察到所提出的新型 SRLR 具有更加灵活的 CM 噪声抑制的设计自由度. 利用该特性, 可以将 CM 谐振频率设计在远离 DM 谐振的位置, 以实现在 DM 通带内获得良好的 CM 噪声抑制特性. 此外, 所设计的滤波器通过高

表 3 同类型滤波器性能对比
 Table 3 Comparison of the proposed filter and the referenced works

Ref.	Center frequency (GHz)	FBW (%)	IL (dB)	Circuit size ($\lambda_g \times \lambda_g$)	Filter order	In-band CM (dB)	CM rejection level (center frequency f_{d0})
[9]	2.4/5.0	16.4/8.6	1.78/2.53	0.50×0.70	4	32/32	27 dB up to $3.27f_{d0}$
[10]	2.46/5.56	16.3/6.7	1.9/1.9	0.31×0.41	4	36/31	35 dB up to $7.06f_{d0}$
[11]	2.4/3.57	7.5/6.61	0.87/1.9	0.50×0.20	2	24/38	18 dB up to $1.88f_{d0}$
[12]	9.23/14.1	2.8/5.6	2.9/2.7	2.70×1.27	2	48/40	20 dB up to $1.65f_{d0}$
[13]	0.9/2.49	3.6/2.1	2.67/4.65	0.67×0.32	2	30/40	20.2 dB up to $5.56f_{d0}$
[14]	2.5/5.6	8.0/5.0	1.29/1.97	0.15×0.27	2	34.7/24.1	9.1 dB up to $2.8f_{d0}$
[15]	1.8/5.8	12.2/4.5	1.2/2.0	0.37×0.28	2	35/26	12 dB up to $4.7f_{d0}$
[16]	2.45/5.25	9.8/4.6	2.4/2.82	0.38×0.42	2	53/45	21.7 dB up to $3.64f_{d0}$
[17]	2.6/5.8	10.4/3.6	1.1/2.15	0.26×0.34	2	62/48	15 dB up to $3.07f_{d0}$
[18]	3.58/5.6	5.8/3.4	1.1/1.8	0.25×0.47	2	25/17	17 dB up to $1.82f_{d0}$
[27]	2.33/4.9	3.9/4.9	0.13/0.16	0.32×0.31	4	63/40	20 dB up to $2.58f_{d0}$
This work	2.2/3.5	2.7/3.8	0.1/0.12	0.50×0.33	4	74.9/67.4	20 dB up to $3.64f_{d0}$

温超导材料制备, 获得了具有超低插入损耗和高选择性的通带特性. 最终, 低温实验测试表明, 该滤波器通带内的最大插入损耗分别为 0.1 dB 和 0.12 dB, 观察得到双通带内的 CM 抑制分别为 74.9 dB 和 67.4 dB, 且具有带宽为 $0 \sim 8$ GHz ($3.64f_{d0}$) 抑制水平优于 20 dB CM 的噪声抑制特性, 测量结果与仿真结果吻合良好, 证明了该滤波器设计的可行性. 所设计的超导平衡滤波器对于强抗干扰和高灵敏度需求的双通带差分射电天文接收机前端系统具有潜在的应用价值.

参考文献

- 1 Baars J W M, D'Addario L R, Thompson A R. Radio astronomy in the early twenty-first century. *Proc IEEE*, 2009, 97: 1377–1381
- 2 Martín F, Zhu L, Hong J S, et al. *Balanced Microwave Filters*. New York: Wiley, 2018. 3–21
- 3 Feng W J, Che W Q, Xue Q. The proper balance: overview of microstrip wideband balance circuits with wideband common mode suppression. *IEEE Microw*, 2015, 16: 55–68
- 4 Yan T F, Lu D, Wang J F, et al. High-selectivity balanced bandpass filter with mixed electric and magnetic coupling. *IEEE Microw Wirel Compon Lett*, 2016, 26: 398–400
- 5 Wu C H, Wang C H, Chen C H. Novel balanced coupled-line bandpass filters with common-mode noise suppression. *IEEE Trans Microw Theor Tech*, 2007, 55: 287–295
- 6 Guo X, Zhu L, Wu W. Strip-loaded slotline resonators for differential wideband bandpass filters with intrinsic common-mode rejection. *IEEE Trans Microw Theor Tech*, 2016, 64: 450–458
- 7 Fernandez-Prieto A, Lujambio A, Martel J, et al. Simple and compact balanced bandpass filters based on magnetically coupled resonators. *IEEE Trans Microw Theor Tech*, 2015, 63: 1843–1853
- 8 Fernandez-Prieto A, Bhatker J, Lujambio A, et al. Balanced bandpass filter based on magnetically coupled coplanar waveguide folded-stepped impedance resonators. *Electron Lett*, 2016, 52: 1229–1231
- 9 Shi J, Xue Q. Novel balanced dual-band bandpass filter using coupled stepped-impedance resonators. *IEEE Microw Wirel Compon Lett*, 2010, 20: 19–21
- 10 Shi J, Xue Q. Dual-band and wide-stopband single-band balanced bandpass filters with high selectivity and common-

- mode suppression. *IEEE Trans Microw Theor Tech*, 2010, 58: 2204–2212
- 11 Cho Y H, Yun S W. Design of balanced dual-band bandpass filters using asymmetrical coupled lines. *IEEE Trans Microw Theor Tech*, 2013, 61: 2814–2820
 - 12 Shen Y, Wang H, Kang W, et al. Dual-band SIW differential bandpass filter with improved common-mode suppression. *IEEE Microw Wirel Compon Lett*, 2015, 25: 100–102
 - 13 Yang L, Choi W W, Tam K W, et al. Balanced dual-band bandpass filter with multiple transmission zeros using doubly short-ended resonator coupled line. *IEEE Trans Microw Theor Tech*, 2015, 63: 2225–2232
 - 14 Bagci F, Fernandez-Prieto A, Lujambio A, et al. Compact balanced dual-band bandpass filter based on modified coupled-embedded resonators. *IEEE Microw Wirel Compon Lett*, 2017, 27: 31–33
 - 15 Wu X H, Wan F Y, Ge J X. Stub-loaded theory and its application to balanced dual-band bandpass filter design. *IEEE Microw Wirel Compon Lett*, 2016, 26: 231–233
 - 16 Lee C H, Hsu C I G, Hsu C C. Balanced dual-band BPF with stub-loaded SIRs for common-mode suppression. *IEEE Microw Wirel Compon Lett*, 2010, 20: 70–72
 - 17 Ren B P, Liu H W, Ma Z W, et al. Compact dual-band differential bandpass filter using quadruple-mode stepped-impedance square ring loaded resonators. *IEEE Access*, 2018, 6: 21850–21858
 - 18 Zhou L H, Chen J X. Differential dual-band filters with flexible frequency ratio using asymmetrical shunt branches for wideband CM suppression. *IEEE Trans Microw Theor Tech*, 2017, 65: 4606–4615
 - 19 Sun L, Li H, Zhang X Q, et al. The application of HTS filters: exploration and practice. *Sci Sin-Phys Mech Astron*, 2012, 42: 767–792 [孙亮, 黎红, 张雪强, 等. 高温超导滤波器应用的探索与实践. *中国科学: 物理学力学天文学*, 2012, 42: 767–792]
 - 20 Ji L Y, Ma J, Sun J, et al. Design and performance of dual-band high temperature superconducting filter. *Sci Sin inf Sci*, 2011, 41: 121–126 [季来运, 马杰, 孙钧, 等. 双通带高温超导滤波器的研制. *中国科学: 信息科学*, 2011, 41: 121–126]
 - 21 Zuo T, Fang L, Zhao X J, et al. High temperature superconducting filter subsystem for next generation mobile communication systems. *Sci China Ser E-Inf Sci*, 2008, 38: 291–297 [左涛, 方兰, 赵新杰, 等. 用于下一代移动通信系统上的高温超导滤波器子系统. *中国科学 E 辑: 信息科学*, 2008, 38: 291–297]
 - 22 Lu X L, Wei B, Cao B S, et al. Design of a high-order dual-band superconducting filter with controllable frequencies and bandwidths. *IEEE Trans Appl Supercond*, 2014, 24: 1500205
 - 23 Song F, Wei B, Zhu L, et al. Dual-band high-temperature superconducting bandpass filter using quint-mode stub-loaded resonators. *IEEE Trans Appl Supercond*, 2015, 25: 1501410
 - 24 Ma P Y, Wei B, Hong J S, et al. Design of dual-mode dual-band superconducting filters. *IEEE Trans Appl Supercond*, 2017, 27: 1502809
 - 25 Liu H W, Liu F, Qin F, et al. Compact dual-band HTS bandpass filter using spirally asymmetric stepped-impedance resonators. *IEEE Trans Appl Supercond*, 2016, 26: 1–5
 - 26 Liu H W, Ren B P, Hu S X, et al. High-order dual-band superconducting bandpass filter with controllable bandwidths and multitransmission zeros. *IEEE Trans Microw Theor Tech*, 2017, 65: 3813–3823
 - 27 Ren B P, Ma Z W, Liu H W, et al. Differential dual-band superconducting bandpass filter using multimode square ring loaded resonators with controllable bandwidths. *IEEE Trans Microw Theor Tech*, 2019, 67: 726–737
 - 28 Liu H W, Ren B P, Guan X H, et al. Quad-band high-temperature superconducting bandpass filter using quadruple-mode square ring loaded resonator. *IEEE Trans Microw Theor Tech*, 2014, 62: 2931–2941
 - 29 Hong J S, Lancaster M J. *Microwave Filter for RF/Microwave Application*. 2nd ed. New York: Wiley, 2001. 221–227

Balanced dual-band superconducting filter using square ring loaded resonators with ultra-low insertion loss and common-mode noise suppression

Haiwen LIU^{1*}, Fan LIU², Zhengbiao WANG² & Yifan WANG²

1. School of Information and Communications Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. School of Information Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China

* Corresponding author. E-mail: haiwen.liu@hotmail.com

Abstract In this paper, a multi-mode square ring loaded resonator (SRLR) comprising a full-wavelength ring resonator and six open stubs is introduced. The resonant characteristics are discussed and analyzed using differential-mode (DM) and common-mode (CM) equivalent circuits. Compared to the conventional design, the proposed SRLR involves two advantageous modifications for high-order balanced structure. First, two pairs of open stubs on the four corners of the ring resonator provide more flexible control of the internal coupling between two SRLR units under DM excitation. In addition, the shorted H-shaped resonator is compact, which makes proposed structure suitable for high-order filter design with desired operating frequency and bandwidth. Second, one pair of open stubs is added to the ring resonator along the horizontally symmetric plane. We found that the proposed SRLR provides more design freedom for CM noise suppression without extra components or defected ground structure. In addition, the proposed SRLR topology structure is folded to avoid large circuit occupation. Based on our analyses, a fourth-order balanced dual-band bandpass filter was designed with two passbands operating at 2.2 GHz and 3.5 GHz with corresponding in-band insertion loss of 0.1 dB and 0.12 dB, respectively. The filter was fabricated using high-temperature superconductor (HTS) YBCO thin films on an MgO substrate. Good agreement between simulated and measured frequency responses was observed, which verifies the proposed structure and design method.

Keywords multi-mode square ring loaded resonator (SRLR), dual-band, balanced filter, common-mode (CM) noise suppression, high-temperature superconductor (HTS)



Haiwen LIU was born in 1975. He received his B.S. degree in Electronic Systems and his M.S. degree in Radio Physics from Wuhan University, Wuhan, China in 1997 and 2000, respectively, and his Ph.D. degree in Microwave Engineering from Shanghai Jiao Tong University, Shanghai, China in 2004. He is currently a Chair Professor at Xi'an Jiaotong University, Xi'an, China. His current research interests include electromagnetic modeling of high-

temperature superconducting circuits, radio frequency and microwave passive circuits and systems, antenna theory, and radar systems.



Fan LIU was born in 1992. He received his B.S. degree in Communication Engineering and M.S. degree in Communication and Information System from East China Jiaotong University, Nanchang, China, in 2015 and 2018, respectively. His current research interests include microwave circuits and devices, high-temperature superconducting filters.



Zhengbiao WANG was born in 1996. He received his B.S. degree in Communication Engineering Information Systems from East China Jiaotong University, Nanchang, China in 2017, where he is currently pursuing an M.S. degree in Communication Engineering Information Systems. His research interests include superconducting filter design, antenna theory and design, and spoof surface plasmon polaritons.



Yifan WANG was born in 1994. He received B.S. and M.S. degrees in Communication Engineering from East China Jiaotong University in 2016 and 2019, respectively. His current research interests include microwave filter design.