基于非对称耦合阶跃阻抗谐振器的高阶窄带超导平衡式滤波器设计

刘海文^{1*}, 唐嘉铭²

1. 西安交通大学信息与通信工程学院, 西安 710049

2. 厦门大学电子科学与技术学院, 厦门 361005

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

收稿日期: 2019-12-17; 修回日期: 2020-02-23; 接受日期: 2020-03-10; 网络出版日期: 2020-12-18

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 本文研究了一款基于非对称耦合阶跃阻抗谐振器 SIR (stepped-impedance resonator) 设计的 6 阶窄带超导平衡式带通滤波器, 该滤波器具有高的频率选择性以及宽阻带特性. 本文首先研究了 3 种具有不同耦合特性的 SIR 耦合对, 分析了其差模 DM (differential mode) 相位移、耦合系数, 以及共模 CM (common mode) 抑制水平. 通过适当选取 SIR 的阻抗比以及使用具有分散谐波分量的不同尺寸的 SIR, 其高次频得以远离基频, 从而拓宽阻带. 同时, 由于其 DM 和 CM 等效电路具有不同的谐振频率, 其带内的共模噪声可以得到天然的抑制. 研究表明, 电磁耦合对可在不增加电路面积的情况下获得小的耦合系数以利于窄带设计, 电耦合对结构有利于高阶电路的互连, 而磁耦合对具有最佳的 CM 抑制水平. 此外, 3 类 SIR 对的弱耦合特性均可用于窄带设计. 为了验证, 本文采用所述 3 类 SIR 对设计了一款 6 阶平衡式带通滤波器, 并在此基础上引入交叉耦合结构产生传输零点以提高通带选择性. 其零点的产生机理通过传输路径的幅度及相位移分析进行了说明. 最终, 本文利用高温超导 HTS (high-temperature superconducting) 技术实现了所设计的具有交叉耦合结构的滤波器, 以降低插入损耗. 该电路在 77 K 温度下进行了测量, 测试结果表明: 通带的相对带宽 FBW (fractional bandwidth) 为 1.6%, 带内插损约为 0.37 dB, 带内 CM 抑制制度优于 40 dB. 其 -60 dB 带宽/-3 dB 带宽的矩形系数小于 1.45, 同时 -20 dB DM 阻带达到约 5 倍 f_0^d (f_0^d 代表 DM 基波频率).

关键词 平衡式滤波器, 阶跃阻抗谐振器, 高阶, 窄带, 高温超导

1 引言

在当今拥挤的频谱条件下, 为了避免邻近信道之间的干扰以获得更好的数据采集质量, 现代通信系统对具有高频率选择性的窄带带通滤波器有着迫切需求^[1]. 目前已有一些文献报道了用于第三代无

引用格式: 刘海文, 唐嘉铭. 基于非对称耦合阶跃阻抗谐振器的高阶窄带超导平衡式滤波器设计. 中国科学: 信息科学, 2021, 51: 157–170, doi: 10.1360/SSI-2019-0275
Liu H W, Tang J M. Design of a high-order narrowband superconducting balanced filter based on asymmetrically coupled stepped-impedance resonators (in Chinese). Sci Sin Inform, 2021, 51: 157–170, doi: 10.1360/SSI-2019-0275

线通信系统、气象雷达, 以及其他应用的窄带滤波器设计^[2,3]. 然而, 尽管这些工作可以避免差模 DM (differential mode) 干扰, 但由于它们大多是单端式结构, 因此它们仍然无法避免共模 CM (common mode) 噪声的干扰. 事实证明, 与单端式滤波器相比, 平衡式滤波器在 CM 噪声抗扰性方面具有更好的性能. 因此, 它们在现代无线射频前端中发挥了重要作用. 一个设计良好的平衡带通滤波器 BPF (bandpass filter) 往往具有良好的 DM 选择性以及 CM 抑制度等性能. 文献 [4~8] 介绍了一类使用改进的枝节线加载谐振器设计的微带平衡 BPF. 通过在谐振器结构的中心对称面上加载额外的短截线或集总元件, 该工作可以获得良好的共模抑制性能. 然而, 这些方法往往尺寸较大, 不利于电路设计. 在文献 [9~12] 中, 学者提出了利用微带-槽线过渡结构设计具有拓宽 DM 上阻带的平衡 BPF, 其槽线结构具有固有的高共模抑制特性. 然而, 这些滤波器往往具有较大的带内插入损耗. 另一方面, 阶跃阻抗谐振器 SIR (stepped-impedance resonator) 被广泛用于宽阻带平衡滤波器的设计^[13~18]. 文献 [13~16] 采用了半波长 SIR 来构建阻带扩展的平衡 BPF, 该滤波器具有固有的共模抑制而无需额外加载短截线或集总元件. 文献 [17,18] 采用平面耦合 SIR 实现了具有宽 DM 上阻带, 高 CM 抑制以及紧凑尺寸的平衡 BPF. 这些例子表明, 耦合 SIR 在宽阻带平衡 BPF 设计中具有良好的性能和发展潜力.

另一方面, 在滤波器设计中, 通常需要高阶级联结构^[19] 或引入传输零点^[20] 以提高通带选择性. 为此, 文献 [21] 提出了一种由半波长耦合 SIR 组成的具有扩展阻带和高 CM 噪声抑制的四阶平衡 BPF. 文献 [22,23] 还报道了基于 SIR 设计的五阶和七阶差分 BPF, 该滤波器具有宽阻带以及陡峭过渡带的特性. 但是, 这些设计缺乏传输零点的可控性. 在高阶滤波器设计中, 使用交叉耦合结构是实现可方便设计的传输零点、提高通带选择性的一种有效方法^[24,25]. 然而由于在标准 PCB 基板上制作的平面谐振器通常具有较低的品质因数 Q (quality factor), 因而往往导致上述工作存在较大的插入损耗. 在传统的电路中, 滤波器窄带宽以及低损耗是一对难以同时满足的矛盾^[26,27]. 因此, 需要开发高 Q 值的结构和材料来设计窄带滤波器.

高温超导 HTS (high-temperature superconducting) 薄膜具有极低微波表面电阻的特性, 使其适用于高性能射频/微波设备的应用. 因此, 利用 HTS 薄膜构建具有窄通带、高 Q 值、低插损的高阶滤波器是可行的. 而且, 由于 YBCO 超导薄膜以及 MgO 基底介质的脆性, 在 HTS 电路的制作过程中通常采用平面无过孔化光刻工艺. 而平衡式电路的设计通常具有无过孔的属性, 因此 HTS 技术非常适用于平衡电路的开发. 近些年来, 关于 HTS 窄带微带 BPF 的研究已有不少报道^[27~30]. 但是, 这些工作都只集中在单端式滤波器. 迄今为止, 有关窄带以及宽阻带的高阶 HTS 平衡滤波器的设计仍不多见.

本文提出采用非对称 SIR 耦合对设计了具有高通带选择性以及宽阻带的 6 阶窄带 HTS 平衡滤波器. 第 2 节首先介绍了基本 SIR 单元的谐振频率特性. 第 3 节研究了基于上述 SIR 单元设计的 3 类具有不同耦合特性的 SIR 耦合对. 第 4 节利用所述 3 类 SIR 对以及 HTS 技术设计并研制了一款具有交叉耦合拓扑的 6 阶平衡式 BPF, 并通过幅度、相位图对零点的产生机理进行了分析, 从而获得椭圆 (elliptic) 函数响应. 最后, 第 5 节对全文进行了总结.

2 谐振器分析

图 1 展示了分别在 DM 和 CM 激励下的基本 SIR 单元结构及其等效电路. 该结构如图 1(a) 所示, 沿对称平面上下对称. 其特性阻抗以及半谐振器的电长度分别表示为 Z_1 , Z_2 和 θ_1 , θ_2 . 该结构被平衡激励, 其中端口 1 (或 2) 和端口 1' (或 2') 在 DM 激励下是反相的, 而在 CM 激励下是同相的. 对于 DM 激励, 对称面视作理想电壁 (E.W.), 因而可将其视为短路 (S.C.), 如图 1(b) 所示. 对于 CM 激励, 对称面视作理想磁壁 (M.W.), 因而可将其视为开路 (O.C.), 如图 1(c) 所示. 因其结构对称性, 可

图 1 (网络版彩图) (a) 平衡激励下的基本 SIR 单元; (b) 差模电路分析; (c) 共模电路分析

Figure 1 (Color online) (a) Basic SIR unit under balanced excitation; (b) differential-mode analysis circuit; (c) common-mode analysis circuit

将中心对称平面视作观察点用以谐振器分析. 其输入阻抗 Z_{in} 可由式 (1) 表示, 其中特性阻抗比 R_z 定义为 $0 < R_z = Z_2/Z_1 < 1$.

$$Z_{in} = -jZ_1 \frac{R_z - \tan \theta_1 \tan \theta_2}{\tan \theta_2 + R_z \tan \theta_1}. \quad (1)$$

对于 DM 激励, 其谐振条件可以通过设定 $Z_{in} = 0$ 来获得, 即 $\tan \theta_1 \tan \theta_2 = R_z$. 设 SIR 两端的总电长度为 $\theta_t = \theta_1 + \theta_2$, 联立谐振条件可得当 $\theta_1 = \theta_2 = \arctan \sqrt{R_z}$ 时, θ_t 取得极小值. 因此, 为了获得最短的总电长度, 需给定 $\theta_1 = \theta_2$ [31], 进而可以得到 DM 一次谐波频率 f_{s1}^d 与基波频率 f_0^d 之比, 其关系式由式 (2) 的左式确定. 因此, 一旦基频被确定, 其高次频可通过选取不同的阻抗比 R_z 来调节, 使寄生通带远离基频. 同时, 可以通过使两个不同的 SIR 保持相同基频的同时具有分散的高次谐波, 实现 DM 上阻带的扩展. 同理, 对于 CM 激励, 其谐振条件可以通过设定 $Z_{in} = \infty$ 来获得, 从而可以确定其 CM 基波谐振频率 f_0^c . 其 CM 基频 f_0^c 与 DM 基频 f_0^d 之比可由式 (2) 的右式确定. 可以看出, 通过合理选取 R_z , 可错开 DM 和 CM 的基频谐振, 从而达到降低工作通带周围的共模噪声的目的. 图 2(a) 和 (b) 分别给出了具有不同阻抗比的基本 SIR 单元的 DM 与 CM 谐振频率分布图. 可以看出, 各个谐振器可被设计在同一 DM 基频 2.4 GHz 下, 同时其他的杂散频率被分散, 从而实现 DM 上阻带的扩展. 类似地, 亦可使 CM 杂散频率远离通带, 实现 CM 抑制. 下面将在上述基本 SIR 单元的基础上, 进一步研究 3 类特殊的平衡式非对称 SIR 耦合对结构.

$$\frac{f_{s1}^d}{f_0^d} = \frac{\pi}{\arctan(\sqrt{R_z})} - 1, \quad \frac{f_0^c}{f_0^d} = \frac{\pi}{2 \times \arctan(\sqrt{R_z})}. \quad (2)$$

图 2 (网络版彩图) 具有不同阻抗比的 SIR 谐振频率分布

Figure 2 (Color online) Simulated resonant frequencies distribution of the SIR with different impedance ratio. (a) DM excitation; (b) CM excitation

图 3 (网络版彩图) (a) 具有不同阻抗比的混合电磁耦合 SIR 对 (I 型); 差模 (b) 和共模 (c) 激励下的 I 型等效电路

Figure 3 (Color online) (a) Mixed E&M coupled SIR pair with different impedance ratio (type I); equivalent circuits of type I under differential-mode (b) and common-mode (c) excitation

3 3 类 SIR 耦合对

3.1 I 型: 混合 E&M 型耦合结构

图 3(a) 展示了第 1 类 SIR 耦合对, 是混合电磁耦合 (E&M) 结构, 称为 I 型. 其由两个不同的 SIR 组成, 基于上述分析, 本文在此选取 $R_{z,a} = 0.4$ 及 $R_{z,b} = 0.3$. 值得注意的是, 这些谐振器虽然具有不同的阻抗比, 但仍工作在相同的基频上. 图 3(b) 和 (c) 给出了与 I 型结构相对应的 DM 和 CM 等效电路, 符号 E_d , M_d , E_{c1} , E_{c2} 分别代表低阻抗线段之间的 DM 电耦合系数, 高阻抗线段之间的 DM 磁耦合系数, 高阻抗线段之间的 CM 电耦合系数, 低阻抗线段之间的 CM 电耦合系数. 由于 DM 等效电路为短路的, 因此对称平面可以视为磁耦合. 同样, 由于 CM 等效电路为开路的, 其对称平面可视为电耦合. 图 4(a) 进一步给出了 DM 等效电路的耦合原理图, 其中符号 R_a 和 R_b 表示两个谐振器, 电耦合用 J 变换器 $J_{a,b}$ 表示, 磁耦合用 K 变换器 $K_{a,b}$ 表示. 可以看出, 该结构具有上、下两个耦合路径. 根据文献 [32], 磁耦合将导致 -90° 的相移, 而电耦合将导致 $+90^\circ$ 的相移. 谐振器的相位响应在下边带为 $+90^\circ$, 在上边带为 -90° . 因此, I 型耦合对的上、下路径相移差为 $+180^\circ$. 通过对各路径相位的分析, 可对滤波器传输零点的产生进行判断, 并用于下一节的滤波器设计中进行说明. I 型耦合对的 DM 总耦合系数 k_d 可由式 (3) 给出 [33], 其中 FBW (fractional bandwidth) 代表所设计滤波器的相对带宽,

图 4 (网络版彩图) (a) I 型 DM 耦合原理图; (b) 提取的 DM 和 CM 耦合系数 $k_{a,b}^d$ 和 $k_{a,b}^c$ 与耦合间隙 s_M 的关系 ($s_E = 0.2$ mm)

Figure 4 (Color online) (a) DM coupling schematic of type I; (b) extracted DM and CM coupling coefficients $k_{a,b}^d$ and $k_{a,b}^c$ versus coupling gap s_M with $s_E = 0.2$ mm

g_i, g_{i+1} 是低通原型滤波器的集总电路元件值, 下标 $i = 1, 2, \dots, N-1$ 代表集总元件的阶数, N 代表所需的滤波器阶数, $f_{0,e}^d$ 和 $f_{0,o}^d$ 分别代表在耦合状态下分离的两个谐振模式.

$$k_d = \frac{\text{FBW}}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} = \frac{f_{0,0}^{d^2} - f_{0,e}^{d^2}}{f_{0,0}^{d^2} + f_{0,e}^{d^2}} = \frac{E_d - M_d}{1 - E_d M_d} \approx E_d - M_d. \quad (3)$$

在 CM 条件下, 其总耦合系数 k_c 可用等式 (4) 来表示:

$$k_c = E_{c1} + E_{c2}. \quad (4)$$

可以看出, DM 和 CM 的耦合系数各不相同, 有利于抑制共模信号.

图 4(b) 描绘了给定 $s_E = 0.2$ mm 时, 所提取的与耦合间隙 s_M 相关的 DM 和 CM 耦合系数 $k_{a,b}^d$ 和 $k_{a,b}^c$. 从曲线可以看出, DM 和 CM 耦合系数具有明显差异, 因此更适合于 CM 传输的抑制. 此外, 随着 s_M 的改变, 耦合系数曲线存在一个过零转折点 P . P 的左侧区域是磁主导耦合 ($M_d > E_d$), 而右侧的区域是电主导耦合 ($M_d < E_d$). 因此, 利用该特性我们可以很容易地获得弱耦合性能. 我们知道, 在窄带 BPF 设计中, 谐振器之间通常需要弱耦合. 而对于给定的滤波器指标, 二阶电路的设计耦合系数相比于高阶设计而言是最大的. 因此, 对于 0.1 dB 波纹系数和 1.5% 相对带宽 FBW 的窄带滤波器设计指标, 耦合系数应小于二阶所需的参数 0.02. 继而可框选出用于窄带设计的区域, 如图 4(b) 中粉红色区域所示.

3.2 II 型: E 主导型耦合结构

图 5(a) 展示了第 2 类 SIR 耦合对, 是电主导耦合 (E) 结构, 称为 II 型. 图 5(b) 和 (c) 给出了 II 型结构相对应的 DM 和 CM 等效电路, 其相应的 DM 耦合原理图如图 6(a) 所示. 从图中可以看到, 差分信号仅经过单个直接的耦合通道, 其路径总相移差为 -90° . 图 6(b) 描绘了给定 $R_{z,b} = 0.3$, $R_{z,c} = 0.3$ 时, 提取的 DM 和 CM 耦合系数 $k_{b,c}^d$ 和 $k_{b,c}^c$ 与耦合间隙 s_{E1} ($d_{E1} = 1.18$ mm) 以及移位距离 d_{E1} ($s_{E1} = 0.4$ mm) 之间的关系. 该组 DM 曲线表明, 可以通过调节 s_{23} 实现对耦合系数的粗调, 而通过 d_{23} 进行耦合系数的细调. 同时, 其耦合自由度的灵活性使该结构便于进行更高阶滤波器的级联设计.

图 5 (网络版彩图) (a) 具有大磁耦合间距的 E 主导耦合 SIR 对 (II 型). 差模 (b) 和共模 (c) 激励下的 II 型等效电路

Figure 5 (Color online) (a) E-dominant coupled SIR pair with large magnetic-coupling space (type II). Equivalent circuits of type II under differential-mode (b) and common-mode (c) excitation

图 6 (网络版彩图) (a) II 型 DM 耦合原理图; (b) 提取的 DM 和 CM 耦合系数 $k_{b,c}^d$ 和 $k_{b,c}^c$ 与耦合间隙 s_{E1} ($d_{E1} = 1.18$ mm) 和移位距离 d_{E1} ($s_{E1} = 0.4$ mm) 的关系

Figure 6 (Color online) (a) DM coupling schematic of type II; (b) extracted DM and CM coupling coefficients $k_{b,c}^d$ and $k_{b,c}^c$ versus coupling gap s_{E1} ($d_{E1} = 1.18$ mm) and displacement distance d_{E1} ($s_{E1} = 0.4$ mm)

3.3 III 型: M 主导型耦合结构

类似地, 图 7(a) 展示了第 3 类 SIR 耦合对, 是磁主导耦合 (M) 结构, 称为 III 型. 图 7(b) 和 (c) 给出了 III 型结构相对应的 DM 和 CM 等效电路, 其相应的 DM 耦合原理图如图 8(a) 所示. 同样地, 差分信号仅经过单个直接的耦合通道, 其路径总相移差为 $+90^\circ$. 图 8(b) 绘制了提取的 DM 和 CM 耦合系数 $k_{b,c}^d$ 和 $k_{b,c}^c$ 与耦合间隙 s_{M1} 的关系图. 从图中也可以看到, 在弱耦合区域耦合系数可以有效地通过间隙 s_{M1} 进行调节.

图 9 对比了 3 类耦合对结构工作在 2.4 GHz 基频下的共模抑制水平, 可以看到, I, II 型结构在 2.4 GHz 的 CM 抑制均约为 -30 dB, III 型结构约为 -75 dB, 大大优于其他两种类型. 表 1 总结并对比了 3 类 SIR 耦合对的频率特性. 通过比较, 我们知道混合电磁 (I 型) SIR 对可以通过设定间距 s_M

图 7 (网络版彩图) (a) 具有大电耦合间距的 M 主导耦合 SIR 对 (III 型). 差模 (b) 和共模 (c) 激励下的 III 型等效电路

Figure 7 (Color online) (a) M-dominant coupled SIR pair with large electric-coupling space (type III). Equivalent circuits of type III under differential-mode (b) and common-mode (c) excitation

图 8 (网络版彩图) (a) III 型 DM 耦合原理图; (b) 提取的 DM 和 CM 耦合系数 $k_{c,c}^d$ 和 $k_{c,c}^c$ 与耦合间隙 s_{M1} 的关系

Figure 8 (Color online) (a) DM coupling schematic of type III; (b) extracted DM and CM coupling coefficients $k_{c,c}^d$ and $k_{c,c}^c$ versus coupling gap s_{M1}

在过零转折点 P 附近而不增加电路尺寸来获得弱耦合, 从而有利于窄带设计. 同时 I 型结构还适用于高次谐波抑制的设计. 电主导 (II 型) SIR 对具有与 I 型几乎相同的 CM 抑制, 其结构便于与其他两种结构互连. 磁主导 (III 型) SIR 对与 II 型结构具有相同的 DM 谐波特性, 但 III 型结构与其他两种类型相比, 具有最佳的 CM 抑制特性, 使其成为平衡滤波器设计的理想选择. 另一方面, 3 类 SIR 耦合对均适用于窄带滤波器设计. 还应注意的是, 由于这些结构具有彼此兼容的互连性以及各自的相移特性, 其在高级级联设计中具有独特的灵活性.

4 6 阶超导平衡滤波器的设计与制备

图 10(a) 展示了基于上述 3 类 SIR 耦合对设计的 6 阶平衡式 BPF, 该电路为 6 阶切比雪夫 (Chebyshev) 滤波器拓扑, 波纹系数为 0.1 dB, 给定 FBW = 1.5%, 中心频率为 2.4 GHz. 其低通原型值如下: $g_0 = 1$, $g_1 = 1.1681$, $g_2 = 1.4039$, $g_3 = 2.0562$, $g_4 = 1.5170$, $g_5 = 1.9029$, $g_6 = 0.8618$, $g_7 = 1.3554$. 图 10(b) 展示了该滤波器的半电路 DM 耦合原理图, 由于电路是上下对称的, 因此在下文中均使用简

图 9 (网络版彩图) 3 类耦合 SIR 对的共模抑制对比

Figure 9 (Color online) Comparison of CM suppression of the three coupled SIR pairs

表 1 3 类 SIR 耦合对的特性比较

Table 1 Characteristics comparison of the three special coupled sirs

	Coupling type	1st DM harmonic	CM level@ f_0^d	Weak coupling area	Transmission path	Phase delay
Type I	E&M	Dispersed	-30 dB	Around point P	Dual	$+180^\circ$
Type II	E	$5.0f_0^d$	-30 dB	Increasing s_{E1}	Single	-90°
Type III	M	$5.0f_0^d$	-75 dB	Increasing s_{E1}	Single	$+90^\circ$

图 10 (网络版彩图) (a) 6 阶 Chebyshev 窄带平衡 BPF; (b) 对应的 DM 半电路耦合原理图

Figure 10 (Color online) (a) Proposed 6-order narrow-band Chebyshev balanced BPF; (b) the corresponding DM half-circuit coupling schematic

化的半电路进行分析. 可以看出, 该电路存在外部和内部两条横向干涉路径, 当两条路径满足等幅反相时, 可在通带附近产生传输零点, 反之则不产生零点. 表 2 根据第 3 节中各耦合对的相位分析列出了该 DM 耦合原理图各部分的相位移, 从表中可以看出, 内外两条路径经过横向传播后的总相位差在通

表 2 所述 6 阶 Chebyshev 平衡滤波器在上、下边带附近的相位移
Table 2 Phase shifts around sidebands of the proposed 6-order balanced filter

	$f < f_0^d$	$f > f_0^d$
Outer route	$+90^\circ+90^\circ+90^\circ+90^\circ$	$-90^\circ+90^\circ-90^\circ+90^\circ$
$R_a \rightarrow J_{a,b} \rightarrow R_b \rightarrow J_{b,c} \rightarrow R_c \rightarrow K_{c,c}$	$+90^\circ-90^\circ+90^\circ+90^\circ$	$-90^\circ-90^\circ-90^\circ+90^\circ-90^\circ$
$\rightarrow R_c \rightarrow J_{b,c} \rightarrow R_b \rightarrow J_{a,b} \rightarrow R_a$	$+90^\circ+90^\circ+90^\circ=+810^\circ$	$+90^\circ-90^\circ=-270^\circ$
Inner route	$+90^\circ-90^\circ+90^\circ+90^\circ$	$-90^\circ-90^\circ-90^\circ+90^\circ$
$R_a \rightarrow K_{a,b} \rightarrow R_b \rightarrow J_{b,c} \rightarrow R_c \rightarrow K_{c,c}$	$+90^\circ-90^\circ+90^\circ+90^\circ$	$-90^\circ-90^\circ-90^\circ+90^\circ$
$\rightarrow R_c \rightarrow J_{b,c} \rightarrow R_b \rightarrow K_{g,b} \rightarrow R_a$	$+90^\circ-90^\circ+90^\circ=+450^\circ$	$-90^\circ-90^\circ-90^\circ=-630^\circ$
Phase difference	$+360^\circ$	$+360^\circ$
Result	In-phase, none TZs	In-phase, none TZs

图 11 (网络版彩图) (a) 仿真的 DM 与 CM 外部 Q 值 Q_e^d 和 Q_e^c 与 I/O 谐振器上的抽头馈线位置 d_t 的关系; (b) 6 阶 Chebyshev 平衡 BPF 的频率响应

Figure 11 (Color online) (a) Simulated DM and CM external Q -factors against the tapped feedline position d_t on the I/O resonators; (b) frequency responses of the 6th-order Chebyshev balanced BPF

带两侧均形成同相干涉,因而在通带两侧不形成传输零点,可实现 Chebyshev 响应. 其所需的与相邻谐振器耦合间距相关的物理尺寸可以通过使用第 3 节中 3 类耦合对的耦合系数提取曲线来确定. 此外,与抽头馈线位置 d_t 相关的 DM 与 CM 外部 Q 值 Q_e^d 和 Q_e^c 可根据图 11(a) 进行提取,以满足等式 (5),其中 ω_0 代表中心频率, $\Delta\omega_{-3\text{ dB}}$ 代表 -3 dB 带宽. 从图 11(a) 可以看到,参数 d_t 对 Q_e^d 有明显的调节作用,但对 Q_e^c 影响甚微. 此外,由于 Q_e^d 可在 $10\sim130$ 的宽范围内进行调谐,而 Q_e^c 则近乎为零,因而使其能够在避免 CM 干扰的同时提供足够的 DM 设计灵活性. 图 11(b) 给出了所设计的 6 阶 Chebyshev 平衡 BPF 的频率响应,其中 S_{ij}^{dd} 和 S_{ij}^{cc} 中的上标 dd 和 cc 分别代表了 DM 和 CM 响应. 可以看到,其通带两侧具有平坦的阻带衰减,形成 Chebyshev 响应.

$$Q_e^d = \frac{g_0 g_1}{\text{FBW}} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{-3\text{ dB}}} \tag{5}$$

为了获得更高的通带选择性以及边带滚降率,本文在上述 Chebyshev 滤波器的基础上进一步引入交叉耦合拓扑,以实现 Elliptic 函数响应. 其物理版图如图 12 所示,该滤波器在输入/输出谐振器之间引入了两条交叉耦合线,路径 I 和 II 提供了两条横向信号干涉通路. 从而,由于抵消效应,在通带两侧将产生一对传输零点. 为了揭示传输零点的产生机理,本文通过给出信号的传输幅度——相位图进行说明. 图 13(a) 为图 12 中的交叉耦合路径 path I,图 13(b) 给出了路径 I 和 II 的 DM 总传输系数以及相位差. 经过横向干涉,路径 I 和 II 的总相位差在通带两侧均形成反相,从而传输零点 TZ_1 和 TZ_2

图 12 (网络版彩图) 使用交叉耦合拓扑的 6 阶窄带平衡 BPF (单位: mm)

Figure 12 (Color online) Proposed 6th-order narrow-band balanced BPF using cross coupling (unit: mm)

图 13 (网络版彩图) (a) 图 12 中的交叉耦合路径 path I; (b) 图 12 平衡滤波器中路径 I 和路径 II 的 DM 传输系数和相位延迟

Figure 13 (Color online) (a) The corresponding cross coupling path I in Figure 12; (b) DM transmission coefficients and phase delay of path I and path II of the balanced filter in Figure 12

的位置可通过图中两个等幅反相的交点进行确定. 图 14 给出了上、下边带传输零点随交叉耦合线耦合间距 s_{CL} 的不同而变化的频率响应. 可见, 通过这种方式, 可以在通带两边引入一对可灵活设计的对称传输零点, 以提高通带频率选择性. 最终, 该电路使用 HTS 技术进行研制以验证.

该 HTS 滤波器采用双面 $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$ (YBCO) 薄膜, 沉积在 2 inch 直径、0.5 mm 厚的 MgO 晶片衬底上而制成, 衬底介电常数为 9.78. 滤波器的物理尺寸在图 12 中给出. 图 15(a) 展示了所制作电路的实物照. 该滤波器经封装后在低温制冷箱中冷却至 77 K, 并使用 Agilent E5071C 四端口网络分析仪进行测量. 其通带仿真与测试结果如图 15(b) 所示. 测试结果表明, DM 通带工作于 2.4 GHz, FBW 为 1.6%, 带内插损约为 0.37 dB, 通带内回波损耗优于 16 dB. 其通带内的 CM 抑制制度大于 40 dB. 同时, 通带两侧产生一对对称的传输零点, 其上下边带陡度均大于 4.5 dB/MHz, -60 dB 带宽/ -3 dB 带宽的矩形系数小于 1.45, 从而显著增强了 DM 通带选择性. 图 16 给出了 DM 和 CM 宽频响应图, 结果显示, 其 -20 dB DM 阻带达到 12 GHz ($5f_0^d$), CM 阻带达到约 $2.9f_0^d$, 与理论分析相符. 在阻带中观

图 14 (网络版彩图) 传输零点随不同的耦合线间距 s_{CL} 的变化

Figure 14 (Color online) Variation of the TZs changed with different coupled line spaces s_{CL}

图 15 (网络版彩图) (a) 所设计高温超导滤波器的电路实物照; (b) 所设计高温超导滤波器的仿真与测试结果

Figure 15 (Color online) (a) Photograph of the fabricated HTS Filter; (b) measurement and simulation results of the fabricated HTS filter

图 16 (网络版彩图) (a) 滤波器的 DM 宽频响应; (b) 滤波器的 CM 宽频响应

Figure 16 (Color online) (a) Extended view of DM frequency responses of the fabricated HTS filter; (b) extended view of CM frequency responses of the fabricated HTS filter

察到的一些尖峰可能是由于交叉耦合线非期望的共振引起的, 但仍在可接受的范围内. 滤波器的整体尺寸为 $16.88 \text{ mm} \times 19.96 \text{ mm}$ (不含馈线), 相当于 $0.35\lambda_g \times 0.40\lambda_g$ (λ_g 是通带中心频率的导波波长).

5 小结

本文提出了利用非对称 SIR 耦合对设计一款 6 阶窄带平衡式高温超导滤波器. 文章首先从理论上分析了 3 种具有不同耦合特性的 SIR 耦合对. 通过综合应用所述的 SIR 对, 设计了具有交叉耦合拓扑的高阶平衡式带通滤波器. 最后使用高温超导技术实现并测试了该滤波器电路. 测试结果在 2.4 GHz 频率下实现了 1.6% 的相对带宽, 带内总插损小于 0.37 dB, 并且在通带内的共模抑制制度优于 40 dB. 此外, 在通带外的两侧产生了一对对称的传输零点, 大大提高了其频率选择性. 其 -20 dB 差模阻带达到 5 倍 f_0^d , 实现了宽阻带效果. 所提出的滤波器在高信噪比的基站通信系统, 以及一些 S 波段雷达等方面均有较大的应用潜力.

参考文献

- 1 Zuo T, Fang L, Zhao X J, et al. HTS filter subsystem for future mobile communication system. *Sci China Ser-F: Inf Sci*, 2008, 51: 1384–1390 [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: 信息科学*, 2008, 38: 291–297]
- 2 Sun L, Li H, Zhang X Q, et al. The applications 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]
- 3 Cui B, Zhang X Q, Sun L, et al. A high-performance narrowband high temperature superconducting filter. *Chin Sci Bull*, 2010, 55: 1367–1371
- 4 Kumar S, Rao I S. Design of differential mode wideband bandpass filter with common mode suppression using modified branch line coupler. In: *Proceedings of Smart Technologies and Management for Computing, Communication, Controls, Energy and Materials (ICSTM)*, 2015. 253–257
- 5 Lim T B, Zhu L. A differential-mode wideband bandpass filter on microstrip line for UWB application. *IEEE Microw Wirel Compon Lett*, 2009, 19: 632–634
- 6 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 CM noise suppression. *Sci Sin Inform*, 2020. doi: 10.1360/SSI-2019-0199 [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. doi: 10.1360/SSI-2019-0199]
- 7 Lim T B, Zhu L. Highly selective differential-mode wideband bandpass filter for UWB application. *IEEE Microw Wirel Compon Lett*, 2011, 21: 133–135
- 8 Wang X H, Hu S, Cao Q Y. Differential broadband filter based on microstrip coupled line structures. *Electron Lett*, 2014, 50: 1069–1070
- 9 Chen D, Zhu L, Bu H Z, et al. Differential bandpass filter on dual-mode ring resonator with slotline feeding scheme. *Electron Lett*, 2015, 51: 1512–1514
- 10 Chu Q X, Ouyang Z A, Qiu L L. Novel balanced filters with high common-mode suppression using slotline structure. In: *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2015
- 11 Deng H W, Zhao Y J, He Y, et al. High selectivity and common-mode suppression wideband balanced bandpass filter using slotline resonator. *IET Microw Antenna Propag*, 2015, 9: 508–516
- 12 Ouyang Z A, Chu Q X. Novel septuple-mode balanced filter with enhanced selectivity and extended upper-stopband using multi-mode slotline structure. In: *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2016
- 13 Cho Y H, Yun S W. Design of balanced dual-band bandpass filters using asymmetrical coupled lines. *IEEE Trans Microw Theory Techn*, 2013, 61: 2814–2820

- 14 Fernández-Prieto A, Bhatker J, Lujambio A, et al. Balanced bandpass filter based on magnetically coupled coplanar waveguide folded-stepped impedance resonators. *Electron Lett*, 2016, 60: 1229–1231
- 15 Fernández-Prieto A, Lujambio A, Martel J, et al. Simple and compact balanced bandpass filters based on magnetically coupled resonators. *IEEE Trans Microw Theory Techn*, 2015, 63: 1843–1853
- 16 Liu H W, Ren B P, Li S, et al. High-temperature superconducting bandpass filter using asymmetric stepped-impedance resonators with wide-stopband performance. *IEEE Trans Appl Supercond*, 2015, 25: 1–6
- 17 Ouyang Z A, Chu Q X. Compact planar quasi-elliptic balanced filter with extended upper-stopband and high CM suppression. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Computational Electromagnetics*, 2016. 284–286
- 18 Wu C H, Wang C H, Chen C H. Balanced coupled-resonator bandpass filters using multisection resonators for common-mode suppression and stopband extension. *IEEE Trans Microw Theory Techn*, 2007, 55: 1756–1763
- 19 Olvera-Cervantes J L, Corona-Chavez A. Microstrip balanced bandpass filter with compact size, extended-stopband and common-mode noise suppression. *IEEE Microw Wirel Compon Lett*, 2013, 23: 530–532
- 20 Yu T, Li C G, Li F, et al. A wideband superconducting filter using strong coupling resonators for radio astronomy observatory. *IEEE Trans Microw Theory Techn*, 2009, 57: 1783–1789
- 21 Wu C H, Wang C H, Chen C H. Stopband-extended balanced bandpass filter using coupled stepped-impedance resonators. *IEEE Microw Wirel Compon Lett*, 2007, 17: 507–509
- 22 Vélez P, Naqui J, Fernández-Prieto A, et al. Differential bandpass filters with common-mode suppression based on stepped impedance resonators (SIRs). In: *Proceedings of Microwave Symposium Digest (IMS)*, 2013
- 23 Sans M, Selga J, Vélez P, et al. Automated design of common-mode suppressed balanced wideband bandpass filters by means of aggressive space mapping. *IEEE Trans Microw Theory Techn*, 2015, 63: 3896–3908
- 24 Tang J, Liu H W, Xu H X, et al. Design of a sixth-order switchable superconducting balanced filter using asymmetric coupled SIRs. *IEEE Trans Appl Supercond*, 2019, 29: 1–5
- 25 Hong J S, Lancaster M J. *Microwave Filter for RF/Microwave Application*. New York: Wiley, 2001
- 26 Ji L Y, Gao W B, He L J, et al. Design and performance of a 6-pole ultra-narrow band high temperature superconducting filter. *Sci Sin Inform*, 2013, 43: 1058–1064 [季来运, 高文斌, 何立娟, 等. 6 阶极窄带宽高温超导滤波器的研制. *中国科学: 信息科学*, 2013, 43: 1058–1064]
- 27 Li C, Zhang Q, Meng Q, et al. A high-performance ultra-narrow bandpass HTS filter and its application in a wind-profiler radar system. *Supercond Sci Technol*, 2006, 19: 398–402
- 28 Gao L, Sun L, Li F, et al. 8-GHz narrowband high-temperature superconducting filter with high selectivity and flat group delay. *IEEE Trans Microw Theory Techn*, 2009, 57: 1767–1773
- 29 Li S, Huang J, Meng Q D, et al. A 12-pole narrowband highly selective high-temperature superconducting filter for the application in the third-generation wireless communications. *IEEE Trans Microw Theory Techn*, 2007, 55: 754–759
- 30 Li C G, Wang X, Wang J, et al. The high temperature superconducting filters and its application progress. *Chin Sin Bull*, 2017, 62: 4010–4024 [李春光, 王旭, 王佳, 等. 高温超导滤波器及其应用研究进展. *科学通报*, 2017, 62: 4010–4024]
- 31 Sagawa M, Makimoto M, Yamashita S. Geometrical structures and fundamental characteristics of microwave stepped-impedance resonators. *IEEE Trans Microw Theory Techn*, 1997, 45: 1078–1085
- 32 Wang B, Wang X H, Wang B Z, et al. Compact microstrip dual-band bandpass filter with multiple transmission zeros. *J Electromagn Wave Appl*, 2013, 27: 930–937
- 33 Kuo J T, Hsu C L, Shih E. Compact planar quasi-elliptic function filter with inline stepped-impedance resonators. *IEEE Trans Microw Theory Techn*, 2007, 55: 1747–1755

Design of a high-order narrowband superconducting balanced filter based on asymmetrically coupled stepped-impedance resonators

Haiwen LIU^{1*} & Jiaming TANG²

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

2. School of Electronic Science and Engineering, Xiamen University, Xiamen 361005, China

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

Abstract This study investigates a sixth-order narrowband superconducting balanced filter with high frequency selectivity and wide stopband based on asymmetrically coupled stepped-impedance resonators (SIRs). Three types of coupled SIR pairs with different characteristics are investigated. The differential-mode (DM) phase shifts, coupling coefficients, and common-mode (CM) levels of the three SIR pairs are then analyzed. The spurious frequencies of DM responses can be pushed far away from the fundamental frequency to widen the stopband by properly choosing the impedance ratio of the SIR and using dissimilar SIRs with dispersed harmonics. Moreover, an inherent CM suppression can also be obtained because of the different resonant frequencies in DM and CM equivalent circuits. Results also show that the electromagnetic coupling pair can contribute a weak coupling coefficient for narrowband design without increasing the circuit size. The structure of the electric coupling pair is beneficial for high-order circuit interconnection. The magnetic coupling pair possesses the highest CM rejection. Moreover, the weak coupling properties are well-utilized for narrowband design. For validation, a sixth-order balanced bandpass filter is designed using the three coupled SIR pairs, and a cross-coupling structure is further introduced to produce transmission zeros (TZs) and enhance the passband selectivity. The magnitude and phase delay of the DM transmission paths are analytically illustrated to explain the TZ production. Eventually, the proposed balanced filter is implemented by a high-temperature superconducting technique to reduce the insertion losses and is measured at the temperature of 77 K. The measured results show that the fractional bandwidth of the passband is 1.6% with less than 0.37 dB in-band insertion loss. The -60 dB bandwidth/ -3 dB bandwidth rectangle ratio is less than 1.45 while the in-band CM suppression is better than 40 dB. The -20 dB stopband is up to about $5f_0^d$ (f_0^d is the DM fundamental frequency).

Keywords balanced filter, stepped-impedance resonator (SIR), high order, narrowband, 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. He received his Ph.D. degree in Microwave Engineering from Shanghai Jiao Tong University, Shanghai, China, in 2004. He has been a chair professor with Xi'an Jiaotong University, Xi'an, China. Professor Haiwen LIU, Candidate of National Talent

Project, Expert with State Council Special Allowance, has held the posts of research assistant professor at Waseda University in Japan, Humboldt Fellow at the University of Kiel in Germany, and JSPS Fellow at the University of Tokyo in Japan. He serves as an editor-in-chief for the International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering and as an associate editor for IEEE Access. His current research interests include the electromagnetic modeling of high-temperature superconducting circuits, radio frequency and microwave passive circuits and systems, antenna theory, and radar systems.

Jiaming TANG was born in 1989. He received his B.S. degree in Electronic and Information Engineering from the Changchun University of Science and Technology, Changchun, China, in 2012; and his M.S. degree in Optical Engineering from Fujian Normal University, Fujian, China, in 2015. He is currently working toward his Ph.D. degree in Radio Physics at Xiamen University, Xiamen, China. His current research interests include RF/microwave

components and circuits and high-temperature superconducting filters.