

# 集成滤波器结构的可调超导微波谐振腔<sup>\*</sup>

陈宝骥, 叶澍坤, 徐永强, 曹刚<sup>†</sup>

中国科学技术大学, 中科院量子信息重点实验室, 合肥 230026

收稿日期: 2022-11-11; 接收日期: 2023-01-19

**【摘要】** 在超导微波谐振腔耦合量子比特的杂化器件中, 可利用超导材料动态电感随直流电流变化的特性, 调节谐振腔的频率, 进而匹配量子比特的频率. 为抑制引入直流偏置电极导致的微波信号泄漏, 在可调腔中加入滤波器是一种有效的方案. 本研究以滤波器为切入点, 运用计算机模拟, 开发了原有“王”字型滤波器新的工作模式, 并在实验上制作了可调超导微波谐振腔. 测试结果表明, 谐振腔的品质因子可达 7800, 阻抗约 1700 欧姆, 谐振腔的频率可随直流电流发生明显变化, 最大变化量可达 26 MHz.

**关键词:** 量子计算, 滤波器, 可调谐振腔, 动态电感

**PACS:** 42.50.Pq, 03.67.Lx, 42.60.Da, 84.30.Vn

**DOI:** 10.13380/j.ltpl.2022.06.002

## Tunable Superconducting Microwave Cavity with Integrated Filter

CHEN Baoji, YE Shukun, XU Yongqiang, CAO Gang<sup>†</sup>

Key Lab of Quantum Information, CAS, University of Science and Technology of China, Hefei 230026

Received date: 2022-11-11; accepted date: 2023-01-19

**【Abstract】** In the superconducting microwave cavity-qubit hybrid device, the kinetic inductance of the superconducting material can be tuned with the DC current, so that the frequency of the cavity can be adjusted and thus it can be better matched with the frequency of qubit. In order to suppress the leakage of microwave signals while introducing DC-bias electrode, it is an effective solution to add filters on the tunable cavity. This research takes the filter as the starting point and uses computer simulation to develop a new working mode of the original Double-"E"-shaped filter. On this basis, a tunable superconducting microwave cavity was fabricated. The experimental results show that the quality factor of the cavity is  $\sim 7800$  with the impedance  $\sim 1700$  ohm. The frequency of the resonator can be tuned with the DC-bias current, and the maximum change value is  $\sim 26$  MHz.

**Keywords:** Quantum computing, Filter, Tunable cavity, Kinetic inductance

**PACS:** 42.50.Pq, 03.67.Lx, 42.60.Da, 84.30.Vn

**DOI:** 10.13380/j.ltpl.2022.06.002

**Reference method:** CHEN Baoji, YE Shukun, XU Yongqiang, CAO Gang, Low. Temp. Phys. Lett. **44**, 0396 (2022)

<sup>\*</sup> 国家自然科学基金(批准号: 61922074) 资助的课题.

<sup>†</sup> gcao@ustc.edu.cn

# 1 引言

在量子计算中,可利用超导微波谐振腔中的微波光子实现比特之间的相互作用<sup>[1]</sup>.但可能由于各种因素的影响,量子比特的频率无法随意调节,不便与谐振腔的频率相匹配<sup>[2,3]</sup>,而频率可调的谐振腔可以较好地适应量子比特频率的变化,从而使系统的调节更为方便<sup>[4]</sup>.

对于可调超导谐振腔,国内外已经开展了一些研究,例如电流调制谐振腔<sup>[5,6]</sup>,磁通量调制谐振腔<sup>[7-13]</sup>,电压调制谐振腔<sup>[14-16]</sup>,机械形变调制谐振腔<sup>[17-19]</sup>等.其中,电流调制的可调控利用了超导材料动态电感随直流偏置电流而变化的特性,具有调节速度快、不改变谐振腔结构的优点<sup>[6]</sup>.这类利用电流偏置的可调控,使直流电流经过腔的中心导体,即可调节该部分超导体的动态电感,从而改变腔体的谐振频率.然而,这需要在腔的中心导体上设置电流端口,可能造成微波信号的泄漏.而滤波器可以阻隔微波信号,导通直流信号.在可调控的电流端口加入滤波结构,即可将微波信号限制在腔内,达到抑制泄漏的目的.因此,本文以滤波器为切入点,首先对谐振腔的频率调节和信号泄漏的原理进行了分析,之后提出了抑制信号泄漏的方案,并基于 A. Q. Liu 等设计的多单元结构滤波器中的“王”字型滤波器单体结构<sup>[20]</sup>,开发了它的一种新工作模式,最终,以此为基础制作并测试了可调超导微波谐振腔.

## 2 理论依据

### 2.1 共面波导腔

本研究中的微波谐振腔是共面波导腔(CPW腔),它由基片、中心导体和接地平面组成,可以直接在一块镀有超导金属薄膜的基片上制备<sup>[21]</sup>.在工作时,腔体内部存在驻波,它可等效为 LC 电路,相关的集总参数分别为电容  $C$ ,几何电感  $L_m$  以及动态电感  $L_k$ .它们依赖于腔的几何参数、基片的介电常数、超导体的动态电感<sup>[22-24]</sup>.它的特征阻抗  $Z = \sqrt{\frac{L_m + L_k}{C}}$ ,谐振频率  $f = \frac{1}{2l \sqrt{(L_m + L_k)C}}$ .其中,  $l$  为腔的长度.

### 2.2 基于动态电感的频率调节

超导体的载流子为库珀对,密度设为  $n_s$ .在电流通过时,库珀对定向运动,会获得动能.这部分动

能可以看作动态电感的储能.对一个长度  $L$ ,宽度  $d$ ,厚度  $h$  的长方导体,动态电感的表达式为:

$$L_k = \frac{m_e L}{2n_s e^2 h d} \quad (1)$$

由上式可见,如果库珀对遭到破坏,  $n_s$  降低,那么动态电感就会提高,导致谐振腔的频率降低.向超导体中通入直流电流  $I$  即可产生这一效应,从而实现谐振腔的频率调节.材料的动态电感  $L_k$  随电流变化的关系近似为<sup>[25]</sup>:

$$L_k(I) = L_k(0) \left[ 1 + \left( \frac{I}{I^*} \right)^2 + k \left( \frac{I}{I^*} \right)^4 \right] \quad (2)$$

其中,  $I^*$  是与导体材料、形状有关的常数.而几何电感与电容的值不变.由于在所用的 CPW 腔中,动态电感明显大于几何电感,因此,最终的频率偏移量近似与电流平方成正比,并且与频率本身成正比,即:

$$\Delta f \propto \left( \frac{I}{I^*} \right)^2 f \quad (3)$$

### 2.3 滤波器的结构与作用

为调节动态电感,需要在 CPW 腔中通入直流电流.因此,需要在 CPW 腔上加入两个端口,将直流电流通入中心导体.然而,这可能会造成一个问题:微波信号会从端口泄漏,造成信号明显减弱.

为解决此问题,可以在端口处添加滤波器.通过阻抗失配,将微波信号反射回腔内,防止信号进入直流线路,从而避免泄漏.在微波工程理论中,传输线与负载都具有阻抗(分别记为  $Z_1$  和  $Z_2$ ).在一个端口处,若两侧的阻抗不同,那么微波信号会同时发生透射和反射.电压反射系数  $\Gamma$  可用于衡量反射信号量的相对大小:

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

当  $Z_1$  与  $Z_2$  相差很大时,发生阻抗失配,  $|\Gamma| \rightarrow 1$ ,信号几乎被完全反射.

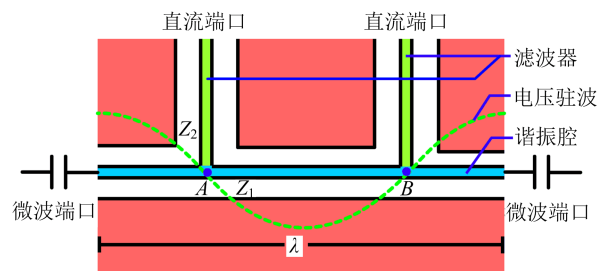


图1 滤波器的工作原理图

Fig.1 The way how filters work

图 1 中,水平的蓝色导线代表 CPW 腔的中心导体,竖直的两条绿色导线代表两个滤波器,绿色的虚线代表电压振幅.该 CPW 腔的长度取为 1 个波长,以配合腔中形成的驻波.电压驻波的波腹在腔的两个端口和腔的中心处,两个波节在距端口  $\lambda/4$  处,即 A 点与 B 点.

此时,腔体可以看做一条近似开路的传输线.在 A、B 两点处,有电压驻波的波节和电流驻波的波腹,因此这两点处的阻抗  $Z_1$  很低,接近于 0.那么,如果滤波器在该点处提供的阻抗  $Z_2$  非常高,就会发生明显的阻抗失配,阻止微波信号泄漏进直线路径.

在偏离 A、B 点的位置,腔的阻抗  $Z_1$  略高一些.但是,如果滤波器的阻抗  $Z_2$  仍然远高于  $Z_1$ ,那

么加入滤波器仍然是有效的.而如果没有滤波器,由于直流端口处阻抗较低,微波信号将被旁路到直流回路中并被耗散,造成腔的品质因子降低,不利于腔与比特间的作用.

由此可见,滤波器对于可调腔来说至关重要.

### 3 滤波器的研究

#### 3.1 “王”字型滤波器的结构

“王”字型滤波器的几何参量如图 2(a)所示,其中,一般有  $L \gg L_0$ , 五个主要几何参量为  $d, W_1, W_2, L, S$ . 它主要包括一条较长的中心导体,四条对称分布、连接在中心导体上的叉指,以及周围的接地平面.本研究中,滤波器的长度在百微米量级,远大于微米量级的宽度.

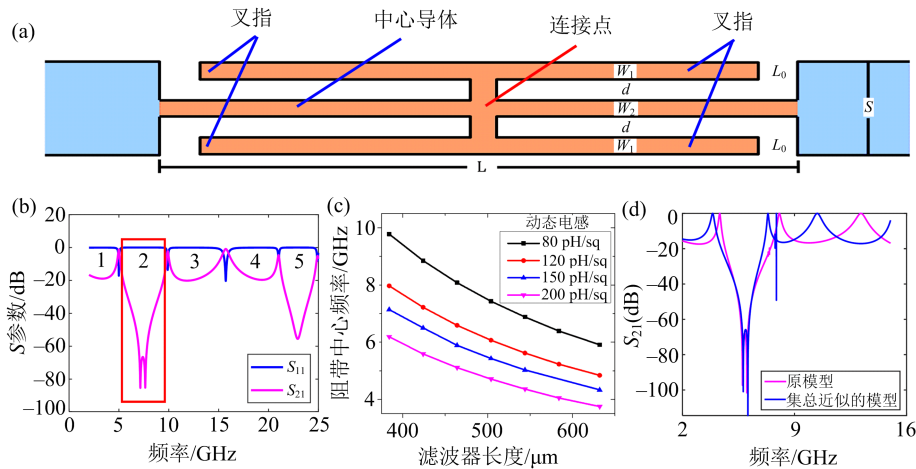


图 2 “王”字型滤波器:(a)结构示意图;(b)滤波器的前五个阻带;(c)滤波器阻带中心频率与长度、动态电感的关系;(d)作集总近似前后,滤波器的透射率与频率的关系

FIG. 2. Double-“E”-shaped filter: (a) the schematic diagram of the filter’s structure; (b) the first five stopbands of the filter; (c) the relationships between the center frequency of the filter stopband, length and kinetic inductance; (d) the transmission of the filter before and after the lumped approximation

#### 3.2 滤波器的分析与仿真

“王”字型滤波器是一种带阻滤波器. A. Q. Liu 等人研究得出了它的一种工作模式(我们称其为“第一工作模式”,该模式对应一个阻带,如图 2(b)中数字“1”处所示),并将其作为重复单元应用在带阻滤波器中<sup>[20]</sup>. 本研究在此基础上发现,对于单个“王”字型滤波器,当长度远大于宽度时,该滤波器还有另一种新的工作模式,具有更优的应用价值,并应用于本设计之中. 这里称之为“王”字型滤波器的“第二工作模式”,该模式对应的阻带如图 2(b)中数字“2”处所示.

从图 2(b)中可见,在模拟计算的频率范围内,“王”字型滤波器共有五个明显的阻带(即阻抗较高的频带),依次用数字 1~5 标出. 阻带 1, 3, 4 浅而宽,而阻带 2 很深,且相对较宽,有利于在宽广的频率范围内提供高阻抗,抑制信号泄漏. 这就是该滤波器的“第二工作模式”. 图 2(b)中,滤波器的第 2 阻带匹配在 7 GHz 附近,此时透射率小于 -40 dB 对应的宽度约为 2000 MHz,远大于可调腔能够达到的频率变化量,足够可调腔使用.

下面对该滤波器的性质进行分析.

第一,滤波器阻带中心频率对主要参数的依赖

关系. 根据共面波导腔理论, 该滤波器的阻带频率对滤波器长度、导体动态电感二者具有较强的依赖. 变化这两个参数, 利用计算机仿真, 得到的结果见图 2(c). 仿真中, 固定了  $W_1 = W_2 = d = 1 \mu\text{m}$ , 基片材料相对介电常数 12.9, 损耗为 0. 对于工作在数十到数百毫开尔文的介质, 对损耗的这个近似是合理的. 从图 2(c) 可见, 阻带频率随滤波器长度增加而下降, 随动态电感增加而下降. 滤波器本身不会因为动态电感的变化而出现非常大的频率漂移, 这有利于滤波器和腔频的匹配.

第二, 该滤波器对加工误差的敏感性. 在整个滤波器宽度为微米量级的情况下, 在中心导体、叉指、连接点处分别引入 50~100 nm 尺度的误差. 误差具体体现在结构长度和宽度的增减、微小缺损等方面. 引入误差后, 通过计算机模拟测试滤波器特征信号峰的偏移状况. 结果显示, 对于一个中心频率 8.787 GHz 的滤波器, 当变化其叉指外侧宽度, 或连接点尺寸时, 滤波器的中心频率漂移在  $-16 \sim +14$  MHz, 说明对滤波器的性质影响不大, 而变化中心导体的宽度, 或使中心导体产生小缺损时, 中心频率变化在  $-200 \sim +100$  MHz, 即对滤波器频率的影响较为明显. 该结果可指导后续的加工过程.

第三, 该滤波器结构间耦合的性质. 由该滤波器的结构可知, 四个叉指与中心导体间、叉指与接地平面间都存在窄而长的间隙, 故可能存在耦合. 在计算机模拟中, 首先在一定范围内改变上述两种间隙的宽度. 结果显示, 叉指与中心导体的间隙宽度变化时, 滤波器的透射曲线形状基本不变, 但出现了一定的位移与压缩; 叉指与接地平面间的间隙宽度变化时, 透射曲线无明显变化. 进一步, 尝试在叉指与中心导体的间隙加宽后, 在二者之间跨接若干个集总电容, 以补偿透射曲线的上述变化. 结果显示, 当选用单个容量合适的电容, 且跨接点恰为叉指中点、中心导体四分点时, 在滤波器的阻带附近, 等效前后的透射率曲线基本相同, 如图 2(d) 所示. 因此初步得出, 叉指与中心导体的耦合是电容性的, 且能够被单个集总电容拟合; 叉指与接地平面间的耦合在一定范围内可略. 该等效有利于在未来建立滤波器的集总模型.

以上一系列计算机模拟主要在微波仿真软件 Sonnet 上完成.

### 3.3 滤波器与谐振腔的整体仿真

按照图 1 的模式设计可调谐振腔. 如图 3(b) 所示, 在谐振腔的四个端口中, 端口 1、2 通过微波信号, 而端口 3、4 分别与“王”字型滤波器的直流输入端连接. 这两个滤波器均沿垂直方向, 另一端分别被连接在谐振腔的两个四分点处. 考虑到滤波器可以提供足够高的阻抗, 它能够工作在全波长或半波长模式. 在半波长(基频)模式下, 两个四分点处并不是电压驻波的波节, 但复阻抗的模近似等于腔使用的传输线的特征阻抗, 仍远低于滤波器的阻抗, 故滤波器仍然可以发挥作用. 图 3(a) 为典型参数下谐振腔的 S 参数曲线. 在  $S_{21}$  的峰值 13.7 GHz 附近, 可见  $S_{31}$  和  $S_{41}$  曲线的线型接近图 2(b) 所示的“王”字型滤波器第二工作模式线型, 且受到了腔谐振峰的少许影响. 在该频率附近,  $S_{31}$  和  $S_{41}$  的值远低于  $S_{21}$ , 说明微波信号泄漏得到了有效抑制, 进一步验证了滤波器的作用.

此后, 对导体动态电感的变化进行仿真, 在约 600 MHz 的频率范围内, 可调腔基本可以一直保持很高的透射率, 说明在该范围内滤波器可以很好地抑制信号的泄漏.

## 4 可调谐振腔的制备与表征

### 4.1 可调腔与滤波器的制备

基于前文的计算与仿真, 并参考文献[23]给出的谐振腔结构, 确定可调腔腔体结构如图 3(b) 所示.

图 3(b) 所示的谐振腔共有 4 个端口. 其中, 左右两个端口通过微波信号, 上下两个端口通过直流信号. 图中水平线型结构即为腔的中心导体, 它是 CPW 腔的主要组成部分, 宽度约为 500 nm, 两侧距接地平面约有  $10 \mu\text{m}$  的距离. 两条竖直线型结构为“王”字型滤波器, 它的长度约为中心导体的二分之一, 第二工作模式的频率接近谐振腔的基频. 滤波器与中心导体的连接点即为中心导体的两个四分点.

谐振腔整体制作采用高阻抗 Si 片, 采用磁控溅射方法, 在 Si 片上制备了高动态电感 TiN 薄膜. 可调腔整体的曝光使用了电子束曝光设备, 可以高精度地实现腔体结构. 在图 3(b) 中, 绿色和浅蓝色的部分接受曝光, 并将被蚀刻掉; 其余白色部分为保留的导体. 两个滤波器放置在腔中心导体的两侧, 这主要是为了后续键合的方便. 在滤波器、腔的端点处设



置的、被绿色块包围的部分是用于键合引线的衬垫。样品的显微照片如图 3(c)所示。

另外,还制作了单个“王”字型滤波器的样品,如

图 3(d)所示,用以重点测试滤波器的第二工作模式。滤波器样品采用无掩膜光刻曝光。

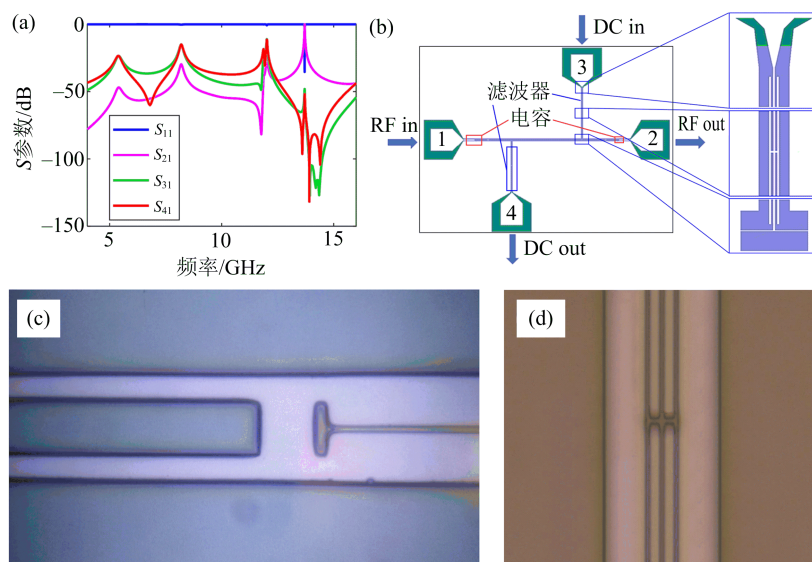


图 3 可调谐振腔:(a)整体仿真结果;(b)结构设计图,包含两个“王”字型滤波器结构与两个电容结构;(c)谐振腔输入端的电容结构显微照片;(d)“王”字型滤波器显微照片

Fig. 3 The tunable cavity: (a) simulation results of the entire cavity; (b) design diagram of the tunable cavity, with two double-"E"-shaped filters and two capacitance structures; (c) micrograph of the capacitance structure at the input of the resonator; (d) micrograph of the double-"E"-shaped filter

### 4.2 可调腔与滤波器的测试

在稀释制冷机内使用矢量网络分析仪进行表征,可测得滤波器、可调腔的透射率。

滤波器的模拟结果与测量结果如图 4(a)。图中的坐标轴是线性的,而非对数的。由图 4(a)可见,实验测量的透射曲线中部有一段数值接近于 0,这即为滤波器的阻带,和模拟结果的图线相符。同时,两曲线的线型接近,说明计算机模拟结构可以正确地刻画滤波器的主要性质。两曲线透射峰的高度不同,这主要由测试线路的衰减所致。实验制备的样品中,由于曝光工艺,超导体膜在边缘的小区域内,厚度存在渐变,使得动态电感值在边缘处偏大。这可能导致两条曲线稍有差异。

可调腔在不加电流的情况下,透射率曲线如图 4(b)。该可调腔工作于基频下,样品 1 的谐振频率 7.4284 GHz,品质因子为 7861,阻抗约为 1700 欧姆;样品 2 的谐振频率 7.4273 GHz,品质因子为 7818,阻抗约为 1700 欧姆。以上结果说明腔的信号泄漏量非常小,滤波器可以有效抑制微波信号进入直流回路。

图 4(c)~(d)是两个可调腔样品的频率与通入直流电流的关系。实验中,样品 1 通入电流最高达 2.8 mA,导致的频率变化量达到 26 MHz;样品 2 通入电流最高为 0.2 mA,频率变化量 3.5 MHz。通入直流电流会改变腔的品质因子和阻抗,如图 4(f)所示,电流越大,品质因子越小,阻抗越大。考虑到可调腔的工作原理,推测原因为:直流电流的升高使库珀对的动能提高,使库珀对的能量有更大概率越过超导能隙而破裂。一方面,这使得载流子减少且损耗升高,降低品质因子;另一方面,这使得腔导体动态电感升高,提升了腔的等效电感与阻抗。当电流较大时,品质因子较低,透射率曲线的谐振峰变矮、展宽,信噪比降低,如图 4(e)所示。这是本实验中限制直流电流的主要因素。

以上结果说明,直流电流可以有效地改变腔内导体的动态电感,进而调节腔的频率。这一实验结果也验证了本研究中理论计算与计算机模拟的准确性。

通过以上的测试过程,我们得到了实际滤波器与可调腔的各项性能参数,验证了滤波器的有效性,

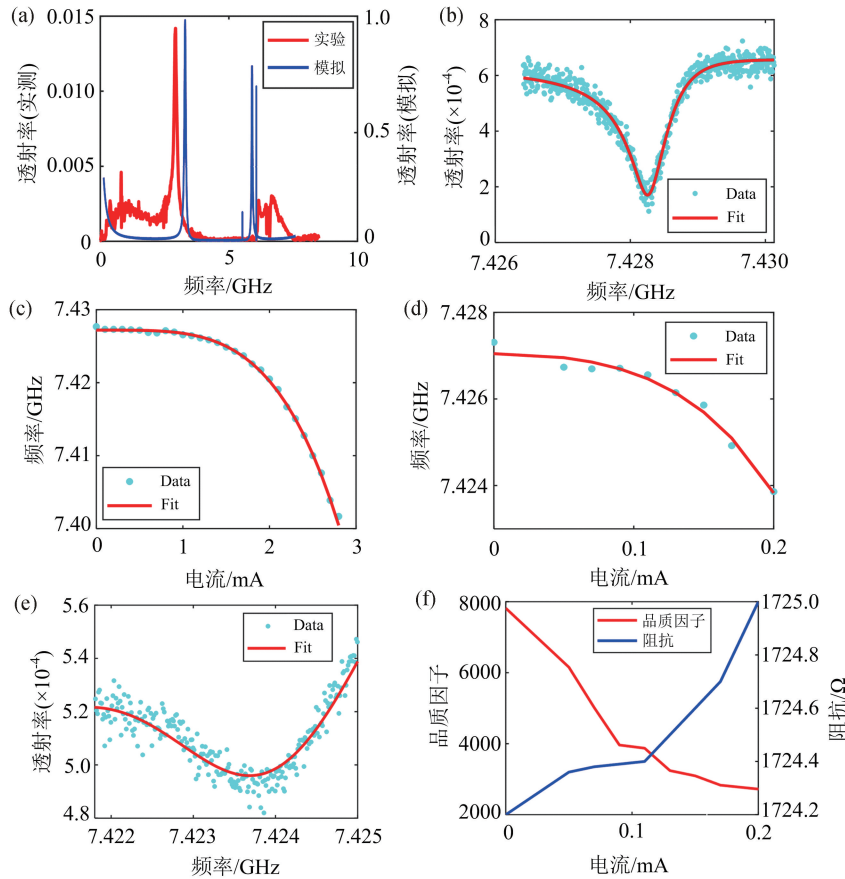


图 4 谐振腔和滤波器的测试结果:(a)仿真与实验得到的滤波器透射率;(b)可调腔样品 1 在未加直流电流情况下的透射曲线;(c)可调腔样品 1 频率随直流电流的变化情况;(d)可调腔样品 2 频率随直流电流的变化情况;(e)可调腔样品 2 在直流电流 0.2 mA 下的透射曲线;(f)可调腔样品 2 的品质因子与阻抗随直流电流的变化情况

Fig. 4 Test results of resonator and filter: (a) the transmittance of the filter, obtained by simulation and measurement. (b) the transmittance of the tunable cavity sample 1 measured, without current; (c) change of cavity frequency with current, sample 1; (d) change of cavity frequency with current, sample 2; (e) the transmittance of the tunable cavity sample 2 measured, with 0.2 mA current; (f) change of quality factor and impedance of the tunable cavity sample 2 with current

以及可调谐振腔的频率调节能力,证实了理论推导和计算机模拟结果的合理性.实验结果说明,本研究设计的可调腔结构合理,工作正常,调频性能良好.

## 5 结 论

综上所述,本研究制备的滤波器和完整的可调谐振腔,均可按预期正常工作,工作状态与计算机仿真结果基本一致.谐振腔的品质因子可达 7861,阻抗约 1700 欧姆,谐振腔的频率可随直流电流发生明显变化,最大变化量可达 26 MHz.

本研究针对可调谐振腔信号泄漏的问题,发现

了“王”字型滤波器的第二工作模式,研究了该工作模式的中心频率与几何结构、材料性质的关系,滤波器对误差的敏感性,及内部耦合作用的集总近似.“王”字型滤波器具有较宽的阻带和较高的阻抗,且结构相对简单,可应用于谐振腔的设计中,抑制腔内信号的泄漏.本研究设计的可调超导微波谐振腔,能够基于超导材料的动态电感,实现谐振腔频率的调节,并在较为宽广的频带内保持较高的品质因子,通过滤波器产生阻抗失配效应,有利于匹配量子比特的频率变化,从而提高量子处理器的性能.

参 考 文 献

- [1] A. Wallraff, D. I. Schuster, A. Blais, L. Frunzio, R. S. Huang, J. Majer, S. Kumar, S. M. Girvin, R. J. Schoelkopf, *Nature*, **431** (2004), 162
- [2] A. Palacios-Laloy, F. Nguyen, F. Mallet, P. Bertet, D. Vion, D. Esteve, *J. Low Temp. Phys.*, **151** (2008), 1034
- [3] M. A. Sillanpää, J. I. Park, R. W. Simmonds, *Nature*, **449** (2007), 438
- [4] M. Wallquist, V. S. Shumeiko, G. Wendin, *Phys. Rev. B*, **74** (2006), 224506
- [5] M. R. Vissers, J. Hubmayr, M. Sandberg, S. Chaudhuri, C. Bockstiegel, J. Gao, *Appl. Phys. Lett.*, **107** (2015), 062601
- [6] S. Mahashabde, E. Otto, D. Montemurro, S. de Graaf, S. Kubatkin, A. Danilov, *Phys. Rev. Appl.*, **14** (2020), 044040
- [7] O. W. Kennedy, J. Burnett, J. C. Fenton, N. G. N. Constantino, P. A. Warburton, J. J. L. Morton, E. Dupont-Ferrier, *Phys. Rev. Appl.*, **11** (2019), 014006
- [8] S. Kim, D. Shrekenhamer, K. McElroy, A. Strikwerda, J. Alldredge, *Sci. Rep.*, **9** (2019), 1
- [9] K. L. Chiu, D. Qian, J. Qiu, W. Liu, D. Tan, V. Mosallanejad, S. Liu, Z. Zhang, Y. Zhao, D. Yu, *Nano Lett.*, **20** (2020), 8469
- [10] S. Majumder, T. Bera, R. Suresh, V. Singh, *J. Low Temp. Phys.*, **207** (2022), 210
- [11] W. Wustmann, V. Shumeiko, *Phys. Rev. Appl.*, **8** (2017), 024018
- [12] P. J. Jones, J. A. M. Huhtamäki, J. Salmilehto, K. Y. Tan, M. Möttönen, *Sci. Rep.*, **3** (2013), 1
- [13] M. Sandberg, F. Persson, I. C. Hoi, C. M. Wilson, P. Delsing, *Phys. Scr.* (2009), 014018
- [14] K. Sardashti, M. C. Dartiailh, J. Yuan, S. Hart, P. Gu-  
mann, J. Shabani, *IEEE Transactions on Quantum Engineer-  
ing*, **1** (2020), 1
- [15] Z. Qi, H. Y. Xie, J. Shabani, V. E. Manucharyan, A. Levchenko, M. G. Vavilov, *Phys. Rev. B*, **97** (2018), 134518
- [16] L. Casparis, N. J. Pearson, A. Kringhøj, T. W. Larsen, F. Kuemmeth, J. Nygård, P. Krogstrup, K. D. Petersson, C. M. Marcus, *Phys. Rev. B*, **99** (2019), 085434
- [17] T. J. Clark, V. Vadakkumbatt, F. Souris, H. Ramp, J. P. Davis, *Rev. Sci. Instrum.*, **89** (2018), 114704
- [18] N. C. Carvalho, Y. Fan, M. E. Tobar, *Rev. Sci. Instrum.*, **87** (2016), 094702
- [19] X. Liu, L. P. B. Katehi, W. J. Chappell, D. Peroulis, *J. Microelectromech. Syst.*, **19** (2010), 774
- [20] A. Q. Liu, A. B. Yu, Q. X. Zhang, 2006 *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, (2006), 353
- [21] R. N. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*, (2004), 11
- [22] M. Göppl, A. Fragner, M. Baur, R. Bianchetti, S. Filipp, J. M. Fink, P. J. Leek, G. Puebla, L. Steffen, A. Wallraff, *J. Appl. Phys.*, **104** (2008), 113904
- [23] K. Watanabe, K. Yoshida, T. A. Kohjiro, *Jpn. J. Appl. Phys.*, **33** (1994), 5708
- [24] J. Gao, J. Zmuidzinis, B. A. Mazin, P. K. Day, H. G. Le-  
duc, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associ-  
ated Equipment*, **559** (2006), 585
- [25] A. J. Annunziata, D. F. Santavicca, L. Frunzio, G. Catelani, M. J. Rooks, A. Frydman, D. E. Prober, *Nano-  
technology*, **21** (2010), 445202