



本科生毕业论文（设计）

题目：用于银河热重子探测的频分复用读出

关键器件微纳 LC 振荡器的设计与测试

姓 名 张 靖 毅

学 号 20344151

院 系 物理与天文学院

专 业 天文学

指导教师 崔伟 (教授), 杨莉莉 (副教授)

2024 年 5 月 20 日

用于银河热重子探测的频分复用读出
关键器件微纳 LC 振荡器的设计与测试

Design and Test of LC Micro-Resonators
as a Key Device in Frequency-Division
Multiplexing Readout of DIffuse X-ray Explorer

姓 名	张 靖 毅
学 号	20344151
院 系	物理与天文学院
专 业	天文学
指导教师	崔伟 (教授), 杨莉莉 (副教授)

2024 年 5 月 20 日

【摘 要】

近邻宇宙中仍有大量极低密度、极高温度的重子物质未被人类直接观测到。中国科学家领导的新一代的软 X 射线空间光谱成像望远镜：宇宙热重子探寻 (HUBS) 计划将通过直接探测来自这些物质的发射线信号，揭示这些“缺失重子”的空间分布和物理化学性质。将于 2027 年搭载在中国空间站上的银河热重子探测 (DIXE) 计划将作为 HUBS 的技术验证和前导任务，用巡天方式普查银河系中的热气体的性质。

HUBS 和 DIXE 探测器的核心部件是基于超导边缘转变探测器 (TES) 的微量能器阵列，工作在 100mK 下的极低温中以获得 $2 - 6\text{eV}@0.6\text{keV}$ 超高能量分辨率。由于 100mK 极低温制冷只有 1uW 左右的制冷量，为减少热负载，读出 TES 阵列需要采用复用读出技术，频分复用读出技术 (FDM) 就是其中一种。而在 FDM 系统中，一个关键部件便是将来自不同 TES 的信号调制到不同频率的微纳 LC 振荡器阵列。

本文聚焦于第一套国产低温频分复用读出系统中的微纳 LC 振荡器的设计、制备与测试研究。用理论和仿真结合的手段，本文分析了 FDM 中常用的 RLC 谐振阵列电路，给出了电路共感的设计与制备上限 3nH。阵列被设计为固定电感参数至 $\sim 3\mu\text{H}$ ，通过变化电容生成不同谐振频率。阵列中电路的空间排布和导体的形态也被优化，以进一步降低串扰和噪声。基于设计与测试的需求，本文设计了世界第二套开源通用微纳 LC 振荡器生成程序 *mlc_dev*，实现了用物理参数直接控制图纸绘制，在自动化和通用化方面优于国际上的同类软件。

本文也深入研究了微纳振荡器电路中使用的电感和电容元件。本文提出了一种新的微纳电感形制：四重平面梯度线圈，较传统形制降低了各路之间的干扰，并最终确定采用线宽 $4\mu\text{m}$ ，外直径 1.56mm，每个子线圈盘绕 40 圈，理论自感大小为 $3.3257\mu\text{H}$ 的四重平面梯度线圈作为电感。本文也解释了 DIXE 选择薄膜平行板电容器的原因，以仿真和理论结合的方法，锁定了介质薄膜电导率作为制备优化的关键参数，建立了首个考虑有限电导率电容介质的微纳振荡器电路模型，给出了这一参数对振荡器阵列性能的影响，最终给出了介质电导率的制备上限为 10^{-7}S/m ，并设计了用于验证分析、测试电容制备工艺的实验。

关键词： 软 X 射线探测器，频分复用读出，微纳电振荡器

[ABSTRACT]

A large amount of baryon remains unobserved directly in the nearby universe. The next generation soft X-ray space imaging spectrometers led by Chinese scientists: Hot Universe Baryon Surveyor (HUBS) aims to reveal the spatial distribution and properties of these “missing baryons” by detecting lines emitted by them. Served as the path finder for HUBS, the Diffuse X-ray Explorer (DIXE), which will be launched on the China Space Station in 2027, will observe the hot gas in the Milky Way by scanning the sky.

The core detectors in the HUBS and DIXE are micro calorimeter arrays based on superconducting transition edge sensors (TES) working at 100 mK to obtain an energy resolution of 2-6 eV@0.6 keV. To reduce the thermal load on the cryogenic stage, a frequency division multiplexing (FDM) readout system is required. A key component in FDM is the LC micro-resonator array that modulates signals to different frequencies.

This paper focuses on the design, fabrication and testing of LC micro-resonators in the first Chinese cryogenic FDM readout system. Analyzing RLC resonator arrays commonly used in FDM, this paper gives an upper limit of the common inductance in the array as 3nH. The array are designed as having a fixed inductance $\sim 3\mu\text{H}$, and generating different resonant frequencies by varying the capacitor. The spatial arrangements and the geometries of conductors are also optimized. Based on the needs of design and test, this paper designs the world’s second open source general LC micro-resonator drawing generation program *mlc_dev*, realizing direct control of drawing with physical parameters, which is superior to similar software in the world in terms of automation and universality.

The paper deeply analyzes the inductors and capacitors in micro-resonator circuits. The quadruple planar coil design that significantly reduces crosstalk in arrays are proposed. Details the inductance design: $4\mu\text{m}$ linewidth, 1.56mm outer diameter, 40 turns, and $3.3257\mu\text{H}$ inductance. Film parallel plate capacitors are selected for DIXE, with the dielectric film’s conductivity identified as crucial for fabrication optimization. Then the first micro-resonator model considering a dielectric’s finite conductivity is built, giving maximum conductivity at 10^{-7} S/m. A capacitor analysis experiment is also designed.

Keywords: Soft X-ray Detector, Frequency Division Multiplexing Readout, Micro Electric Resonator

目录

1 绪论	1
1.1 寻找宇宙缺失的拼图	1
1.2 本文的研究内容与章节安排	5
2 微纳振荡器阵列的理论分析	7
2.1 单路 RLC 串联谐振电路的分析	7
2.2 复路 RLC 振荡器读出电路的分析	11
3 微纳 LC 振荡器阵列的总体设计与图纸生成程序	17
3.1 微纳 LC 振荡器阵列的总体设计	17
3.2 微纳 LC 加工图纸的程序化绘制	21
4 微纳电感的研究和设计	27
4.1 平面梯度线圈	27
4.2 四重平面梯度线圈	28
5 微纳电容的研究与设计	35
5.1 微纳电容的两种形制	35
5.2 实际平行板电容器模型	37
5.3 微纳电容阵列的常温阻抗测量实验设计	45
6 总结与展望	49
参考文献	53
附录 A <i>mlc_dev</i> 中的元件及其可控参数列表。	58
致谢	61

插图目录

1.1 参考荷兰空间研究院 (SRON) 的 FDM 系统为 DIXE 预设计的频分复用读出系统整体结构图, 蓝色框内是制冷平台中的部分, 黑色框内是室温平台中的部分 ^[30] 。	5
2.1 基本 RLC 串联谐振电路示意图。	7
2.2 $Q=100$ 的 RLC 串联谐振电路的伯德图	8
2.3 电容分压式 RLC 串联谐振电路示意图。	11
2.4 两路复用的简单 RLC 串联谐振电路结构图。	12
2.5 LTSpice 仿真 40 路复用振荡器阵列的电路设置。	15
2.6 不同共感值下 40 路复用读出振荡器阵列的幅频特性仿真结果, 纵轴用 $20 \lg I $ 表示。	16
3.1 满足需求的振荡器阵列各谐振频率下对应的电路参数限制。	17
3.2 一个电容分压式微纳 LC 振荡器阵列的部分图纸。	20
3.3 程序 <i>mhc_dev</i> 的运行逻辑流程示意图。	22
3.4 程序 <i>mhc_dev</i> 生成的一个晶圆加工图纸的内部结构层次。	22
3.5 本工作设计的晶圆级加工图纸。	22
3.6 本工作采用的层间对齐标志。	25
3.7 本工作采用的 LOGO。	25
4.1 平面梯度线圈常见的四种几何结构 ^[41] : (a) 正方形, (b) 正六边形, (c) 八边形, and (d) 圆形。	27
4.2 阵列中的四重平面梯度线圈图纸及其对应的磁极结构。	28
4.3 线圈多层壳结构中不同几何区域的壳材料结构和联通规则。	30
4.4 在 COMSOL 中仿真四重平面梯度线圈建立的模型。	31
4.5 两种线圈同尺寸、同自感线圈通入 1A 电流后产生的磁场分布。	31
4.6 计算机仿真得到的两种不同结构线圈外沿对角线延申方向的磁感应强度大小分布, 灰色虚线标出了线圈边界的位置。	32

4.7	仿真得到的四重平面梯度线圈的自感与厚度为 2mm 的正方柱空气域的底面边长和线圈外边长之比之间的关系，相对自感由某边长比下自感值除以测试序列得到的最大自感值计算。	33
4.8	不同线宽下电感值约为 $3\mu\text{H}$ 的四重平面梯度线圈几何，注意三张图片比例尺不一致。	34
5.1	叉指电容的几何结构与等效电路 ^[46] 。	35
5.2	按照设计图纸加工的电容剖面结构图，其中深蓝色色部分为金属，红色部分为 SiO_2 ，绿色部分为介质 Si:H 。	38
5.3	优化前后仿真电容的网格和电势分布。	39
5.4	仿真得到的设计谐振频率为 5MHz 的电容在不同频率输入信号下的阻抗绝对值及相位变化。	39
5.5	表 5.1 指定的加工参数分布对加工得到的电容值的 MOAT 分析结果。	41
5.6	表 5.1 给出的三个介质相关参数的分布导致的加工电容值分布，红色虚线标出了该电容的设计值。	41
5.7	微纳加工得到的电容底板用扫描电镜表征的表面形态。	42
5.8	电容漏电的 RLC 谐振电路示意图。	43
5.9	不同电容漏电电阻下的 RLC 谐振器的幅频特性曲线，基本参数设置为 $R=10\text{m}\Omega$ ， $L=3.3525\mu\text{H}$ ， $C=304.66\text{pF}$ 。	44
5.10	$\epsilon_D = 11.7$ ， $R=10\text{m}\Omega$ ， $L=3.3525\mu\text{H}$ ，不同 σ_D 下阵列中各频率谐振器的 Q 值分布，为了便于展示，这里的生成的谐振器的谐振频率向两边拓宽了，灰色部分标出了本工作使用的频率区间。	44
5.11	$\epsilon_D = 11.7$ ， $R=10\text{m}\Omega$ ， $L=3.3525\mu\text{H}$ 时，近似理论得到的不同 σ_D 下 Q 与谐振频率关系的斜率与理想状态下的比。	44
5.12	用于验证工艺与电容漏电测试的微纳电容阵列。	46
5.13	Newtons4th Ltd. 的 PSM3570+IAI2 阻抗分析仪套件。	47
5.14	微纳电容阵列测试辅助电路板。	47

表格目录

1.1	DIXE ^[28] 、HUBS ^[24] 和 Athena ^[26] 的主要性能参数比较。	3
3.1	优化后的 5×8 谐振器阵列中不同频率通道的空间排布，表中频率的 单位为 MHz。	19
4.1	三种不同线宽下的四重平面梯度线圈的几何参数与自感参数比较。 其中子线圈自感为理论 ^[37] 计算结果	34
5.1	微纳电容加工参数误差分布。	40

1 绪论

1.1 寻找宇宙缺失的拼图

宇宙是由什么组成的？这恐怕是充满好奇心的人类孜孜不倦地向星空追问得最为长久的一个问题。随着科学技术的发展和进步，越来越多、越来越精密的仪器纷纷望向这片地球之外的广袤空间，为人类带来对宇宙越来越深刻的认识。基于现代天文观测的结果，当今宇宙学理论认为，宇宙由重子物质、暗物质和暗能量三种成分组成，其中，占比仅为 4.9% 左右的重子物质组成了我们人类和人类目前可以之间观测的整个世界^[1]。

然而，即使是重子物质这宇宙的“少数族裔”，依然有相当大一部分仍掩盖在未被人类掀开的面纱之下。基于大爆炸原初核合成（Big Bang nucleosynthesis, BBN）的理论模型，可以从如今观测到的宇宙中的氢、氦、锂等轻核素的丰度比，推断宇宙初生之时的重子物质总体占比^[2-4]。随着宇宙继续演化、扩张，在大爆炸发生约 37 万年后，原本以炙热的等离子体存在的重子物质终于冷却到了可以形成中性原子的温度，对光子也开始变得透明。这些最早与重子物质脱耦的光子，携带着那一时期的宇宙重子物质的分布信息，穿越红移约 1100 的遥远时空，形成了今天人类所能探测到的宇宙微波背景（Cosmic Microwave Background, CMB）。根据对宇宙微波背景功率谱的精密测量，人们可以继续确定那一时期的宇宙中的重子物质比例^[5-6]。对这一时期的重子物质比例的测量结果和 BBN 时期的高度吻合^[4]，重子没有在宇宙的演化中消失。但如果继续沿着时空的轴线向今天移动，当第一代恒星和星系形成时，重子物质却开始神秘地在人类的光学近红外的巡天观测结果中隐身了。在红移 $z < 3$ 的近邻宇宙中，只有大约一半的重子物质可以在光学近红外波段被人们观测到。剩下的重子去哪里了？这便是宇宙学中的“重子缺失之谜”^[7-8]。

宇宙学流体模拟的研究从理论上给出了这个问题的一个可能解答：在宇宙演化的过程中，大量的重子物质被宇宙大尺度结构形成时产生的激波提升到了 $\sim 10^6 \text{K}$ 的超高温^[8-11]，这样的高温使得它们具有极低的密度，而且能够脱离恒星的引力束缚，进入星系周、星系际空间，甚至进入被称为“宇宙网”的大尺度结构中。这些极高温、极低密度的气体的辐射非常微弱，且基本由 UV 到软 X 射线波段上众多发射线组成，直接观测极其困难。目前，一些间接的观测已经在一定程度上验证了上述模拟结论，譬如高红移活动星系和（Active Galactic Nuclei,

AGN) 的 UV 到 X 射线光谱中的吸收信号^[12-15]、CMB 谱中的 Sunyaev-Zeldovich 效应^[16-19]、快速射电暴 (Fast Radio Burst, FRB) 的色散-红移关系^[20-21]等。而随着新一代高灵敏度的空间 X 射线巡天望远镜的投入运行, 也已有尝试通过堆叠来自不同可能源区的数据的方式, 找到了一些很可能来自宇宙网中的热气体的发射线信号^[22-23]。但到目前为止, 这些热气体在宇宙中实际的空间分布、其详细的物理状态和化学组成依然被笼罩在迷雾之下。拨开这些迷雾, 除了宇宙物质组成和演化的真相将向台前再迈进一步, 也将为进一步认识星系生态系统的形成与演化提供极大帮助。

下一代的软 X 射线成像光谱仪将瞄准直接探测这些神秘的宇宙热气体发出的辐射的需求。想实现这样的探测, 首先要面对的难题就是如何排除各种前景的干扰、尽可能降低观测噪声。探测器们身处太阳风和本地泡 (Local Bubble) 热气体等更近的软 X 射线弥散辐射源之中, 这些前景辐射源产生的信号正如一层面纱一般, 将来自更遥远的宇宙结构的微弱信号混淆、遮掩。所幸, 宇宙膨胀带来的红移效应, 使发射自不同距离宇宙的前景、目标和背景的发射线信号在光谱上得以错开, 从而能够区分。模拟观测的结果表明, 要想实现信噪比足够高的区分, 至少需要光谱仪在 0.6keV 光子能量附近具有 4eV 的能量分辨率^[24], 这是已有的仪器所不具备的。而借助成像能力, 新一代的成像光谱仪还将具有分辨视线方向上的不同源的辐射的能力, 并且将能够结合光谱信号, 直接绘制各种发射线信号的强度的精细空间分布, 从而能够更好地揭示不同物理化学状态的热气体的空间结构, 提供更多关于星系和宇宙演化历史的信息。

利用超导转变边缘传感器 (Transition Edge Sensor, TES) 制作的微量能器 (microcalometer) 被认为十分有潜力实现下一代软 X 射线成像光谱仪的性能指标。TES 是一种十分灵敏的、能够将光信号转换为温度信号再变为电信号的器件, 制作成微量能器形式的 TES 的吸收体可以完整地吸收入射光子的能量, 并将其转换为热脉冲, 再转换为电阻的脉冲变化。进一步, 如果将 TES 阵列结合成像设备, 就可以同时视场中光子的空间信息和能量信息, 而能够同时实现对天体信号的光谱和成像测量。利用材料的电阻-温度关系制作的微量能器的能量分辨率总是可以写为^[24-25]:

$$\Delta E = \xi \sqrt{\frac{kT^2C}{\alpha}}, \quad (1.1)$$

其中 k 是玻尔兹曼常数, T 是探测器的温度, C 是探测器的热容, ξ 和单位选取相关的常数, $\alpha = \frac{d \ln R}{dT}$ 则用于表示核心电阻器件对温度的灵敏性。对 TES 而言, 其核心部件是一个转变温度被设计在 $\sim 100\text{mK}$ 的超导体薄膜, 利用制冷控温使其处

表 1.1 DIXE^[28]、HUBS^[24]和 Athena^[26]的主要性能参数比较。

任务名称	DIXE	HUBS	Athena
任务平台	CSS	卫星	卫星
观测模式	扫描	单点	单点
视场大小	10° × 10° (准直型)	1° × 1° (聚焦型)	5' × 5' (聚焦型)
能量范围	0.1 - 10 keV	0.1 - 2keV	0.2 - 12keV
能量分辨率	6eV@0.6keV	2eV@0.6keV	2.5eV @6keV
预计发射时间	2027	2031	2032

于超导态和正常态转变的边缘。此时探测器具有很小的 T 和很大的 α ，从而能够获得很高的能量分辨率。

宇宙热重子探寻 (Hot Universe Baryon Surveyor, HUBS) 计划正是基于 TES 的下一代光谱成像软 X 射线望远镜^[24]，预计将在 2031 年前后发射进入低地球轨道开展观测。该计划由中国清华大学的团队领导，以中国天文学家为主导，并广泛开展国际合作。如表1.1所示，与国际上同期的同样基于 TES 设计的软 X 射线空间望远镜不同^[26]，HUBS 被设计为具有较大视场，主要将瞄准星系团 (Galaxy Cluster)、星系群 (Galaxy Group) 和一些较近的星系，对其中来自星系周介质 (Circumgalactic Media, CGM)、星系际介质 (Intergalactic Media, IGM) 甚至是宇宙网 (Cosmic Web) 中的热气体的信号进行普查，了解这些区域尚无人知晓的热气体分布。此外，在 HUBS 的 60×60 的探测器阵列的中心附近，9 个像素被设计替换为 12×12 的更小的 TES 阵列，以进一步提高视场中心附近的能量分辨率，从而使 HUBS 也具有观测点源的精细光谱、从中分辨细微的气体吸收痕迹的能力，搜索更多宇宙中的热气体的踪迹。

应当承认的是，在实现 HUBS 之前，合作组尚有许多技术上的难关需要攻克。为此，银河热重子探测 (Diffuse X-ray Explorer, DIXE) 项目被提出，作为 HUBS 的技术验证和探路者。该项目是一个预计将在 2027-2029 年于中国空间站 (China Space Station, CSS) 上开展的实验，全方位验证 TES 阵列、制冷和读出电子学等部件的相关技术，并结合准直型光学机构对银河系内的热气体进行初步的巡天观测，为 HUBS 的深空观测积累前景数据和经验^[27-28]。表1.1中具体展示了 DIXE 的各项技术指标。

如前面所述，TES 探测器的主体部分被设计工作于 100mK 以下的极低温环境中，以降低热噪声，提高其能量分辨率。此时，如果直接将独立的单像元读出

系统叠加起来用于读出阵列探测器，读出线路的成本、布线复杂度、热传导和热耗散功率等都将变得难以控制，会对其需要低温环境造成严重破坏，极大增加制冷系统的负荷甚至导致热超载而无法正常工作^[25]。因此，TES 阵列往往需要采用复用读出技术，以减少跨越系统中不同温度平台的导线数量，降低传导和耗散带来的热负载。目前国际上用于此类探测器的复用读出技术可按照复用方式分为四类：时分复用（Time-Division Multiplexing, TDM）技术、码分复用（Code-Division Multiplexing, CDM）技术、频分复用（Frequency-Division Multiplexing, FDM）技术和微波复用（ μ MUX）技术。其中，TDM 技术是利用时域上的方波逐个触发探测器像元，使来自不同像元的信号以时间序列的方式搭载在同一个导线上输出以实现线路的复用，即使得信号在时域上正交；CDM 技术则是采用相互正交的时域编码对要复用的像元信号进行调制，从而这些信号能够搭载在同一导线上复用输出；FDM 技术则是利用 MHz 频段的不同频率的交流正弦波信号来触发不同的像元，使来自不同像元的信号以频域上正交的形式同时连续地读出到同一导线上，从而实现了线路的复用； μ MUX 技术则是利用 GHz 的高频载波调制 TES 信号，但其 TES 被直流偏置，并且每个 TES 都与一个专属的射频 SQUID 耦合，能实现比 FDM 更高的复用比^[25]。相较于较早发展起来的 TDM 技术，利用 FDM 技术设计的 TES 复用读出系统需要的用于放大信号的超导量子干涉仪（Superconducting QUantum Interference Device, SQUID）较少、对阵列中的 TES 的均一性要求低、读出噪声也不会随被读出像元数量的增加而增加^[25,29-30]，能够适应可见未来逐渐增大的成像阵列需求。而与 TDM 技术高度匹配、曾被认为可以取代之的 CDM 技术，虽然也能用编码方式使得来自不同像元的信号可以被同时读出，从而避免噪声随像元增加而激增，但目前仍然十分不成熟，国际上在其实际应用方面的发展几乎停滞；而 μ MUX 技术需要大量国内无法制造在国际上又被限制交易的射频 SQUID 和低噪声放大器，在国内主导的天文仪器上应用也不现实。综合考虑这些因素，DIXE 选择采用 FDM 这一技术路线设计读出电子学系统。这将是首套自主研发的低温频分复用读出系统，所产生的研究结果和技术经验未来将能够在我国天文精密仪器、超导量子计算等领域的发展中发挥重要作用。

利用 FDM 设计的读出电路总览如图 1.1 所示，由分散在不同温度平台上的四部分组成。室温平台上是位于最后端的低噪声放大器和控制电路，4K 平台上是为 TES 提供恒压偏置条件的分流电阻和 SQUID 一级信号放大器， $\sim 100\text{mK}$ 的极低温平台上则是将各路 TES 的信号调制到不同频率的载波上的微纳振荡器阵列和 TES 本体。低温部分属于读出系统的最关键的器件正是微纳振荡器阵列，这也是实现频分复用读出整个系统的关键器件之一。微纳振荡器阵列由谐振频率分别设置在

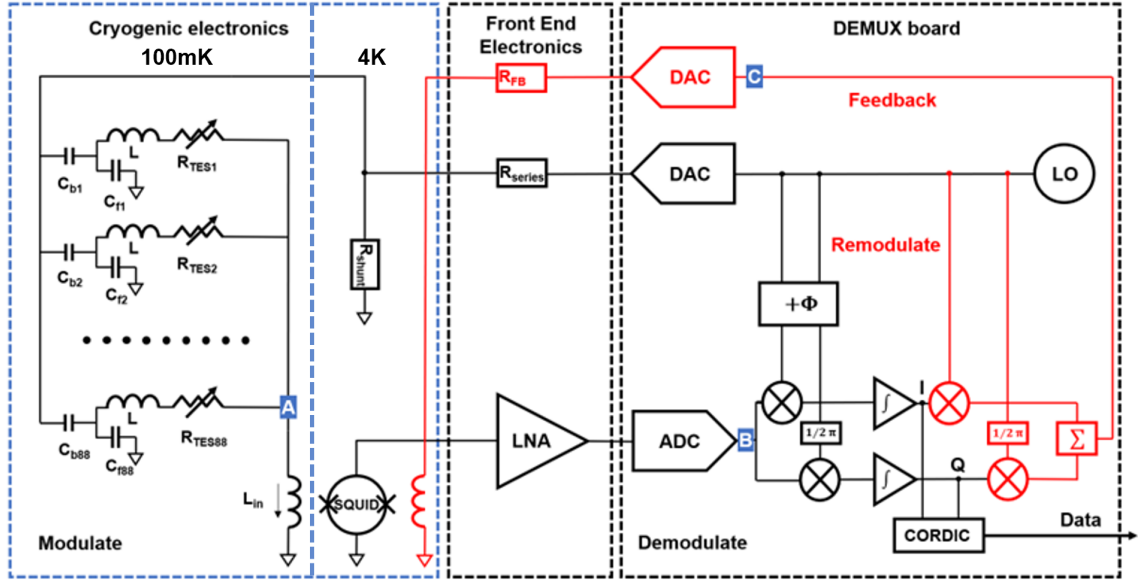


图 1.1 参考荷兰空间研究院 (SRON) 的 FDM 系统为 DIXE 预设计的频分复用读出系统整体结构图，蓝色框内是制冷平台中的部分，黑色框内是室温平台中的部分^[30]。

不同值的 LC 电振荡器并联而成，含有相应频率成分的偏压信号通过一条导线输入到阵列中，通过各路振荡器不同的带通滤波作用进入到不同的 TES 上作为偏置电压，使 TES 进入热电负反馈工作状态。这样，当某个 TES 上接收到了光子时，产生的电脉冲信号就会被调制到它接受的偏压信号上。当各路信号离开 TES 和振荡器阵列后，会被重新汇总到一根导线上，然后通过 SQUID 输入线圈转换为磁信号激励一级 SQUID，从而实现信号的初步放大。最终，再经过一系列放大，信号会在室温平台上被重新解调，从而实现了多个 TES 像元信号的复用读出^[25]。

本文将聚焦应用在银河热重子探测 (DIXE) 项目上的中国首套超导微量能器 (TES Calometer) 的频分复用读出 (FDM) 系统中的微纳振荡器阵列的设计和实验测试，并通过解析和仿真的理论分析，为其制备工艺优化提供指导。

1.2 本文的研究内容与章节安排

本文共分为六章，各章节内容安排如下：

第一章绪论。简要介绍了银河重子探测项目探寻宇宙学“重子缺失之谜”的背景与性能指标，以及频分复用读出系统、微纳谐振器阵列的意义与结构，概述了本文的研究内容。

第二章是微纳振荡器阵列总体的理论分析。

第三章论述了微纳振荡器阵列的总体设计与程序化图纸绘制。

第四章具体论述了对振荡器中的微纳电感的分析与设计。

第五章具体论述了对振荡器中微纳电容的分析、设计与测试验证。

第六章是本文的最后一章，对全文内容做出总结并展望进一步的研究。

2 微纳振荡器阵列的理论分析

2.1 单路 RLC 串联谐振电路的分析

欲要窥探万象，当需始于微尘。要想研究 RLC 振荡器的性质，有必要先讨论其基本组成单元：RLC 串联谐振电路。本节将介绍两种 FDM 工程实践中常见的 RLC 串联谐振电路阵列结构，由简到繁从电路理论上分析其频率响应性质，并导出设计中的关键性能参数（Metric of Interest, MoI）与电路元件基本参数的关系。

2.1.1 RLC 串联谐振电路的基本原理

如图2.1所示是一个形式最简单的 RLC 串联谐振电路，可以看作与一个 TES 像元相串联的 LC 振荡器单元理想等效电路。下面，本文将从交流稳态阻抗分析和时域瞬态响应分析两个角度，得到该电路的一些基本参数和特性，作为分析实际振荡器电路的基础。

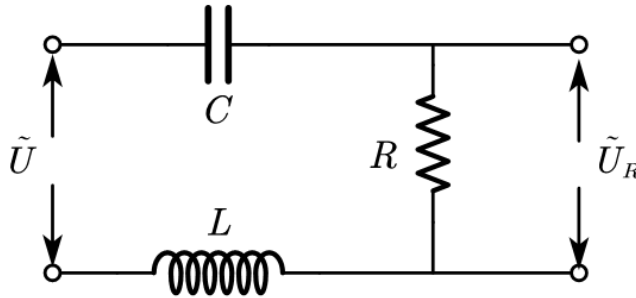
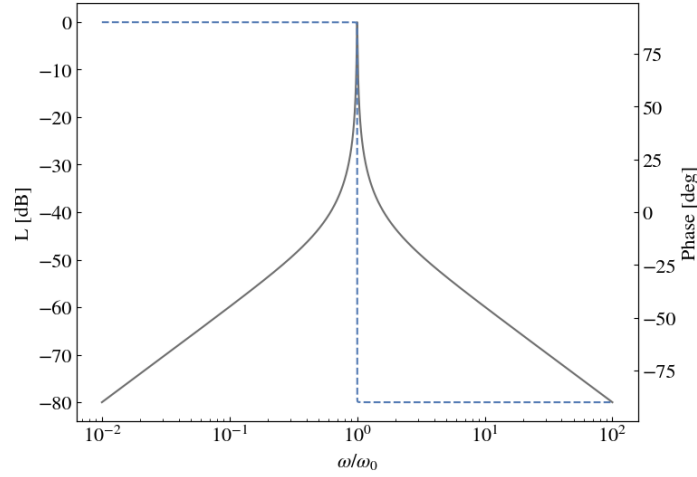


图 2.1 基本 RLC 串联谐振电路示意图。

首先，从交流稳态阻抗分析的角度出发，可以写出该电路的总阻抗：

$$\tilde{Z} = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right), \quad (2.1)$$

其中 R 、 L 和 C 分别为图2.1所示电路中的电阻值、电感值和电容值， ω 则指激励该电路的电输入的角频率。当使用电压幅值一定为 U 的交流电压源 $\tilde{U}$ 激励该

图 2.2 $Q=100$ 的 RLC 串联谐振电路的伯德图

电路时，电路中复电流 $\tilde{I}$ 的模长和相位随频率 ω 的变化可以表示为：

$$|\tilde{I}| = \frac{|\tilde{U}|}{|\tilde{Z}|} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}, \quad (2.2)$$

$$\angle \tilde{I} = \angle \tilde{U} - \angle \tilde{Z} = \arctan \frac{1}{R} \left(\frac{1}{\omega C} - \omega L \right). \quad (2.3)$$

容易看出，当阻抗 $|\tilde{Z}|$ 虚部取 0 时，其模长取最小值 R 。此时， $|\tilde{I}|$ 取最大值， $\angle \tilde{I}$ 恰等于零，称作电路的“谐振状态”，对应的角频率称作电路的“谐振角频率” $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 。以电阻 R 两侧为电路的输出端，则该电路的对数增益可定义为：

$$L(\omega) = 20 \lg A(\omega) = 20 \lg \frac{|\tilde{U}_R|}{|\tilde{U}|} = -10 \lg \left[1 + \frac{1}{R^2} \frac{L}{C} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]. \quad (2.4)$$

将 $L(\omega)$ 与 $\angle \tilde{I}(\omega)$ 绘制在一张图上，如图2.2所示，即为该电路的伯德图，其中 $L(\omega)$ 称为电路的幅频响应， $\angle \tilde{I}(\omega)$ 称为电路的相频响应。可以发现，RLC 串联谐振电路的幅频响应呈现以 ω_0 为中心的、有展宽的尖峰形态。也就是说，RLC 串联谐振电路实际上是一个带通滤波器；如果输入电路的激励在通带内只有一个频率成分，则这样的谐振电路实际上可以看作是单频滤波器，从而能够从复合频率信号中挑选出一个频率作为 TES 信号的载波，进而实现信道导线的频分复用。习惯上，将幅频响应等于-3dB 的频率点称为一个滤波器截止频率。对带通滤波器而言，两侧截止频率 $\omega_{1,2}$ 之间的区域称为通带，其宽度 $\Delta\omega$ 或 $B = \frac{\Delta\omega}{2\pi}$ 即为滤波器的带宽。对于频分复用这样的应用场景，一个自然的愿望是使得谐振器的带宽尽可能地小，从而能够在总频率范围受限的情况下尽可能地提高复用数。进一步地，可以时域

瞬态响应研究的视角列出该系统的动力学方程：

$$L \frac{d^2 I}{dt^2} + R \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} I = \frac{dU}{dt}. \quad (2.5)$$

可以发现，这是一个标准的二阶动力学系统。而二阶系统的动力学方程总是可以写作：

$$\frac{d^2 y}{dx^2} + 2\alpha \frac{dy}{dx} + \omega_0^2 y = \omega_0^2 f(x), \quad (2.6)$$

其中， ω 即为系统的谐振角频率， α 则是系统阻尼振动时的衰减率。为了进一步表示系统能量在进入振荡和耗散的比，又定义品质因子 $Q = \frac{\omega_0}{2\alpha}$ ，于是，RLC 串联谐振电路的作为二阶系统的关键参量即为：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (2.7)$$

$$\alpha = \frac{R}{2L}, \quad (2.8)$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (2.9)$$

将其中式2.9带回式2.3、2.4，则可以将该电路的增益和相位改写为：

$$\Phi(\omega) = \arctan Q \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right), \quad (2.10)$$

$$L(\omega) = -10 \lg \left[1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]. \quad (2.11)$$

这时，考虑带宽的定义， $L(\omega_{12}) = -3$ ，又注意这里讨论的总是一个欠阻尼系统，根据定义有 $Q > 1/2$ ，于是：

$$\Delta\omega = |\omega_1 - \omega_2| = \frac{\sqrt{10^{0.3} - 1}}{Q/\omega_0} \approx \frac{\omega_0}{Q}, \quad (2.12)$$

也就是说：

$$Q \approx \frac{\omega_0}{\Delta\omega}. \quad (2.13)$$

这个结果表明，谐振系统的频域响应的带宽事实上正与时域响应的一个周期中系统耗散输入能量的比例正相关。换言之，品质因子沟通了二阶系统的频域响应和时域响应性能。因此，在工程上，一般使用便于测量的式2.9定义的 Q 作为谐振系统的 MoI，所有的设计和测量都将围绕着优化系统的品质因数 Q 来进行。

2.1.2 单路电容分压式 RLC 串联谐振电路

在用于 FDM 的 RLC 振荡器阵列电路的设计实践中，逐渐出现了一种有别于简单串联式 RLC 串联电路的形式^[30-31]，其电路结构如图2.3a所示。在这一设计中，电路中的电容成分被拆分为与电阻和电感串联的耦合电容 C_c 以及与电阻和电感并联的滤波电容 C_f 。这么做的初衷，在于保护作为电阻成分的 TES 上经过的电流不至于太大而使得 TES 失超。在工程实践中，使得输入处在低温中的振荡器阵列的偏压较大有助于提高偏压信号的信噪比，即避免其中混入的从室温传输至低温引起的噪声比例过大，进而提高最终读出的天体信号的信噪比。下面详细解析该电路是如何实现这样的效果并仍然保持谐振特性的。

利用戴维南电路等效思想，将接入 $\tilde{U}$ 的两端视为接入一个理想电压源，则可以得出如图2.3b所示的等效电路。与图2.1所示电路相比，该电路除了将一个总电容拆分为两个并联电容外并无二致。容易求得，其总电容值 $C = C_c + C_f$ ，于是电路的谐振频率为 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C_c + C_f)}}$ ，品质因数 $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C_f + C_c}}$ 。因此，只要设计时使得拆分出来的两个电容容值只和等于 RLC 串联谐振需要的容值大小，谐振频率就依然与图2.1所示的简单 RLC 串联谐振电路相同。而此时，加载在这个等效电路上的电压为 $\tilde{U}_{eff} = \left(1 + \frac{C_f}{C_c}\right)^{-1} \tilde{U}$ ，且 C_f/C_c 越大，电路的有效输入电压越低。在工程实践中，考虑到工艺和电容形式一定时，加工的电容值越小，其相对误差将越大，一般取 $C_f : C_c = 9 : 1$ ^[30]以作权衡。

事实上，可以计算出该电路的幅频响应满足：

$$\begin{aligned} L_1(\omega) &= 20 \lg \frac{|\tilde{U}_R|}{|\tilde{U}_{eff}|} \frac{|\tilde{U}_{eff}|}{|\tilde{U}|} \\ &= -10 \lg \left[1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right] - 20 \lg \left(1 + \frac{C_f}{C_c} \right) \end{aligned} \quad (2.14)$$

与式2.11对比发现， $L_1(\omega)$ 只与其相差一个与电容分压比 C_f/C_c 正相关的常数，也就是说，这样的电路设计在理论上可以完全保持为 TES 滤波的电路的幅频特性不变，只衰减其增益而达到减小 TES 接收到的偏置电压的目的。

事实上，在实际的振荡器阵列电路中，TES 信号向下一级放大电路的输出发生在图2.3a所示电路结构的 R-L 支路上，而 C_f 与该路的汇总发生在地端（见图2.4a所示）。因此， C_f 实际上利用其高通的特典，为 TES 所在的支路额外滤除了地线中可能存在的因拾取了空间杂散电磁波而引入的高频干扰，从而进一步提高了读出信号的信噪比。

然而，如果更实际地考虑整个读出系统从设计到加工的系统性工程，电容分

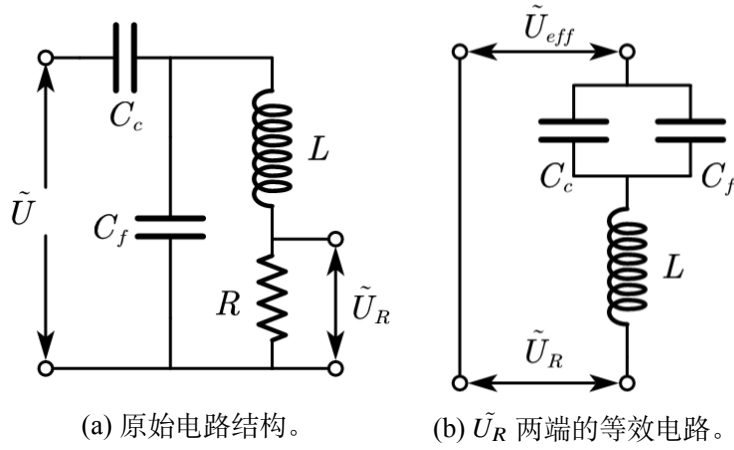


图 2.3 电容分压式 RLC 串联谐振电路示意图。

压结构也会引入一些额外的缺陷。这主要是因为电容分压结构会使得整个振荡器阵列中需要加工的电容的最小容值降低，即减小了最小电容的尺寸。而在微纳加工中，加工的电容尺寸越小，良率越低，其电容值和介质漏电率的不确定性越大，反而会使得振荡器阵列的均匀性变差、引入额外的噪声，甚至降低阵列的产额（可用路数/总路数）。因此，在测试阶段需要对简单串联结构和电容分压结构从设计到加工结果的过程进行全面评估，以取得一个实际性能最高的平衡点。为了进行这样的评估，本工作将同时完成具有这两种不同单元结构的振荡器阵列的设计。

2.2 复路 RLC 振荡器读出电路的分析

正所谓，量变引起质变。有了第上一节对单元 RLC 振荡器的分析作为铺垫，本节将从仿真与理论结合的视角，进一步分析 RLC 串联谐振器阵列的频率响应，分析多路 RLC 振荡器并入同一主线时产生新效应，并指出这些效应对本工作的设计和应用的影响。

2.2.1 二路情形下的理论分析

“麻雀虽小，五脏俱全”，作为复路 RLC 振荡器读出电路最简单的情形，二路 RLC 振荡器读出电路已经足够揭示即将出现的效应。因此本小节将以二路复用为例，从理论上定性分析复路 RLC 振荡器的频率响应情况，并尝试理解其中出现的新效应。

考虑图2.4a所示的二路具有不同谐振点的简单 RLC 串联谐振并联后形成的电

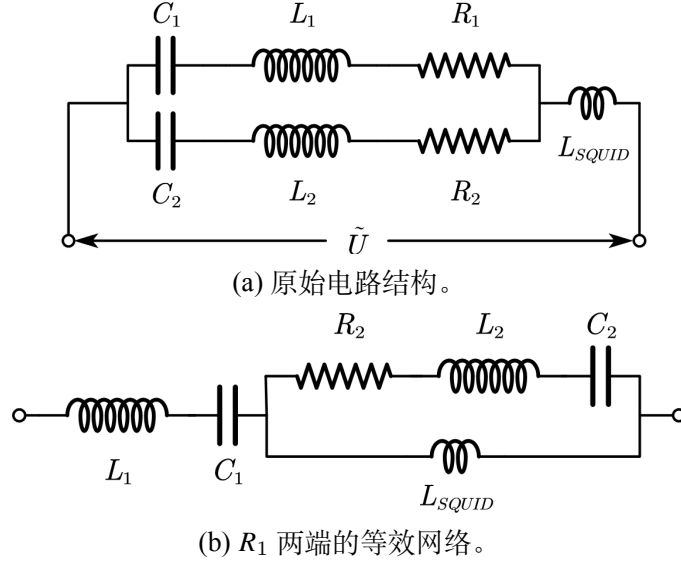


图 2.4 两路复用的简单 RLC 串联谐振电路结构图。

路，可以写出其复阻抗表达式：

$$Z_{mul,2} = \frac{\left(R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right)\left(R_2 + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right)}{j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) + R_1 + R_2} + j\omega L_{SQUID}, \quad (2.15)$$

其中， L_{SQUID} 是在干路上接入的，将读出的电信号转换为磁信号输入 SQUID 进行放大的电感，在非理想模型中也可以视为包含了干路上的寄生电感。可以发现，这里讨论的虽然是 FDM 低温部分最简单的电路情形，对应的表达式已经十分复杂，继续直接推导其频率特征将很难得到物理图像清晰的结果。但通过转换视角求取等效网络和取一些合理的极限情形的方式，依然可以对其进行一些定性的分析。

首先不妨转换视角，从其中一路（下面称为本路）的 TES 电阻两端的等效网络再次入手，观察其相较于孤立的一个 RLC 串联谐振电路有什么变化。根据戴维南定理，可以整理出 R_1 两端的等效电路网络如图 2.4b 所示。这时就容易发现，邻路通过与 L_{SQUID} 并联的方式，被引入了 R_1 的等效电路中，这里不妨将其命名为邻路部分。也就是说，干路电感，或通常称为“共感”（common inductance）的大小，是决定复路 RLC 振荡器之间产生相互干扰，即常说的“串扰”（cross talk），的大小的关键参数之一。根据其并联的电路结构可以推出，共感越大，各路之间的串扰就越大，具体表现为以下两项：

- 1) 通过在阻抗虚部引入新的项，改变了该路的实际主要谐振频率；
- 2) 与 L_{SQUID} 并联的各其他支路的阻抗虚部分别为 0 时，整个邻路部分的阻抗将达到局域的极小值，此时邻路部分 L_{SQUID} 以外的元件的阻抗将由达到共振的那一路的 R_n 主导，相应地，本路的增益也到达一个局域极小值，即本

路中将泄露入应当进入其他路的偏压载波，在各路信号汇总后，表现为本路信号被错误地混入了其他路的信号中。

因此，为了尽可能减少这样的串扰的发生，在设计上应该尽可能追求小的共感，包括减小干路上的寄生电感、尽可能采用输入电感小的 SQUID。换句话说，理想的复路 RLC 谐振器阵列就是 $L_{SQUID} \rightarrow 0$ 这一极限情况。下面，就式2.15取该极限进行进一步讨论。

此时，该式容易改写成阻抗 $Y_{mul,2} = 1/Z_{mul,2}$ 的形式：

$$\begin{aligned} \lim_{L_{SQUID} \rightarrow 0} Y_{mul,2} &= \frac{1}{R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)} + \frac{1}{R_2 + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)} \\ &= \frac{R_1}{R_1^2 + \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)^2} + \frac{R_2}{R_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2} \\ &\quad + j\left(\frac{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}{R_1^2 + \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)^2} + \frac{\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}}{R_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2}\right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

该式表现出一些有趣的性质。首先，各路的谐振频率都可以看做并联得到的整体电路的一个导通频率，因此该式应该分别在各个支路的谐振频率上取局域极大值。而单独观察该式虚部的两项，可以发现，若取 $\sqrt{L_n/C_n}(\omega/\omega_{0,n} - \omega_{0,n}/\omega) = x_n$ ，则在谐振频率以外可写成通式：

$$f(x_n) = \frac{1}{R_n^2/x_n + x_n}, \quad (2.17)$$

在该式中，频率高于谐振频率时即 $\omega/\omega_{0,n} > 1$ ，此时 $x_n > 0$ ，于是 $f(x_n) > 0$ ，且 $x_n \in (0, 1/R_n)$ 时 $f(x_n)$ 单调增；反过来，频率低于谐振频率时，就有 $f(x_n) < 0$ ，且其在 $x_n \in (-1/R_n, 0)$ 上单调减。于是，不难发现，式2.16的虚部在 $\omega \in (\omega_{0,1}, \omega_{0,2})$ （不妨假设 $\omega_{0,1} < \omega_{0,2}$ ）上应该有一极小值点，不妨称为“谐振谷”。这是在孤立单元 RLC 串联谐振电路以及阵列中的单个 RLC 振荡器单元的频率响应中都不存在的新现象，其产生的物理原因实际上是频率上相邻的两路路振荡器输出的电流的相位在此时恰好相反，在电流汇总后相互抵消了，于是使得干路增益在此频率达到最低。换个角度来说，可以看作是本路的 R 与邻路的 L 和 C 形成了 RLC 并联陷波滤波器^[29]。该现象对本工作面向的应用场景是有益的，具体来说，这个效应实际相当于滤除了各偏压频率之间的噪声，并进一步有助于后端对不同像元的信号的重新分解。

2.2.2 实用多路响应仿真与串扰分析

基于对上一小节对简单两路情形的分析,下面可以进一步考虑更加实际的、满足 DIXE 应用要求的多路振荡器阵列的幅频响应情况。为了便于阅读,振荡器阵列的电路参数选择依据将在3.1.1中给出,本小节将直接列出这些参数而不做解释。利用 LTSpice^①电路仿真软件,可以直接模拟出设计目标需要的 40 路复用情形下振荡器阵列的频率响应情况。电路设置如图2.5所示,采用了电容分压式单元振荡器,在 1 到 5MHz 上共设置 40 路复用。设置共感 L_{common} 分别为 0.1nH、1nH、2nH、5nH、10nH 和 100nH,仿真得到的干路 (V1) 以及谐振频率分别为 1MHz (R_1)、2MHz(R_{10})、3MHz(R_{20})、4MHz(R_{30})、5MHz(R_{40}) 的支路的电阻上的电流的幅频响应特性如图2.6所示。

可以发现,正如上一小节所分析的那样,各个支路中“泄露”进来的其他频率的偏置电流的大小随着 L_{common} 的增加而增加,且各个频率电流向非对应频率的振荡器泄露得越多,干路在高频部分谐振点增益的衰减就越强烈,直至几乎失去谐振特性;同时,随着 L_{common} 的增加,所有谐振器的实际谐振频率都在不断降低,偏离设计频率。此外,在干路电流的幅频响应中,前面分析所预测的谐振谷(导纳极小值点)清晰可见,紧跟在每个谐振峰之后。

总结不同共感下的仿真结果,可以发现振荡器阵列的串扰和低频部分谐振强度的衰减大约在 $L_{common} = 5\text{nH}$ 开始激增。考虑到加工电感无限小的线圈是不可能的,且随着目标电感值的降低,微纳电感的设计和加工难度会极大增加,因此,对 SQUID 输入线圈一般会提出控制在 3nH 及以下的需求^[30]。结合合作方的实际能力,本工作对设计 SQUID 部分电路的合作方的目标参数是 $L_{SQUID} = 300\text{pH}$,至少应该 $\leq 3\text{nH}$ 。

事实上,如果考虑更加接近现实情况的振荡器阵列,不同路振荡器的电感和走线之间的互感也应当被考虑进产生串扰的因素中^[32]。互感的存在会使得空间上相邻的两路对彼此的信号产生响应,从而导致串扰的进一步增加。在3.1.1和3.1.3中,将进一步解释这些互感的产生机制,并尝试从设计上减小它们。

^① <https://www.analog.com/cn/resources/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>

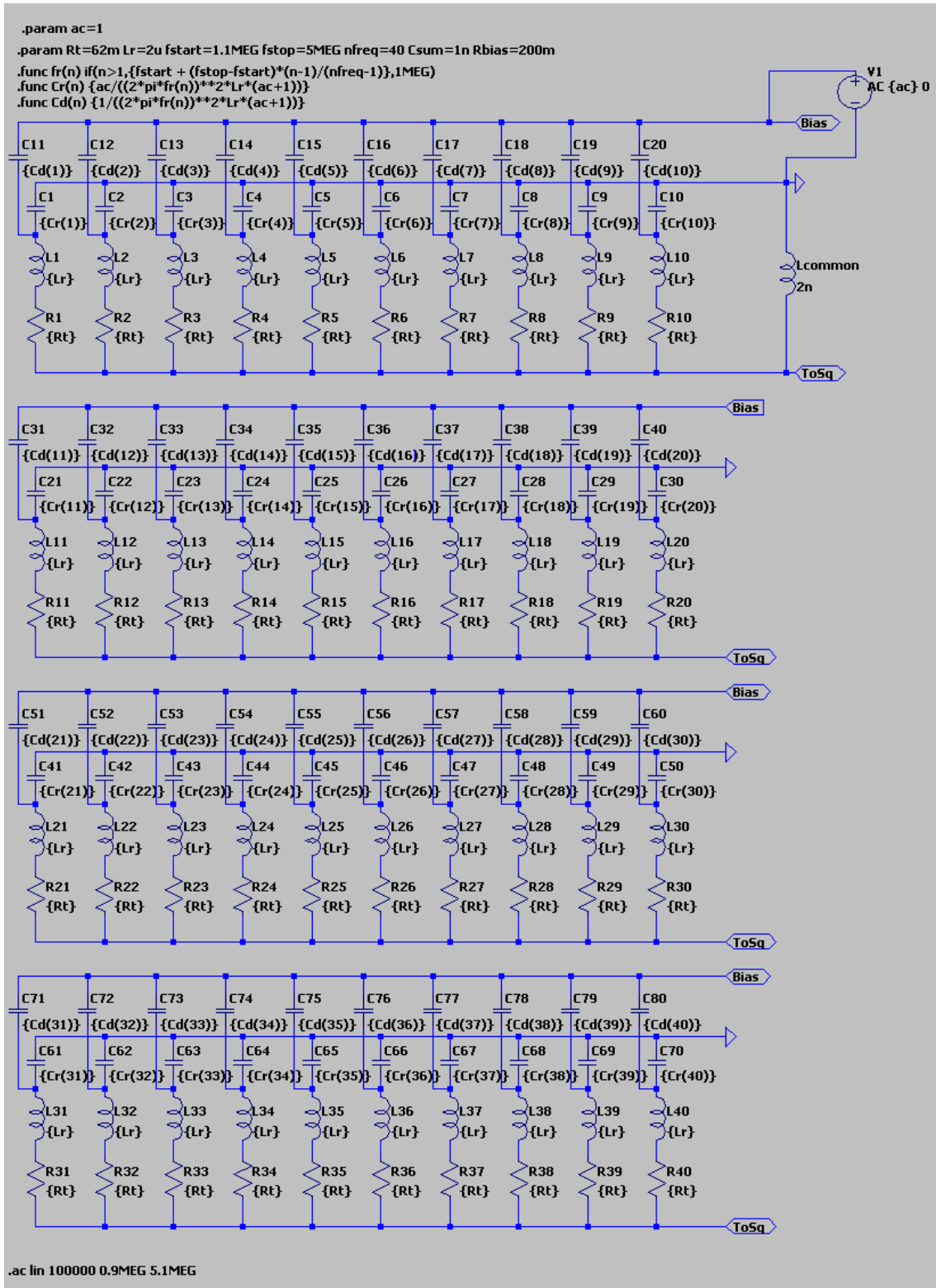
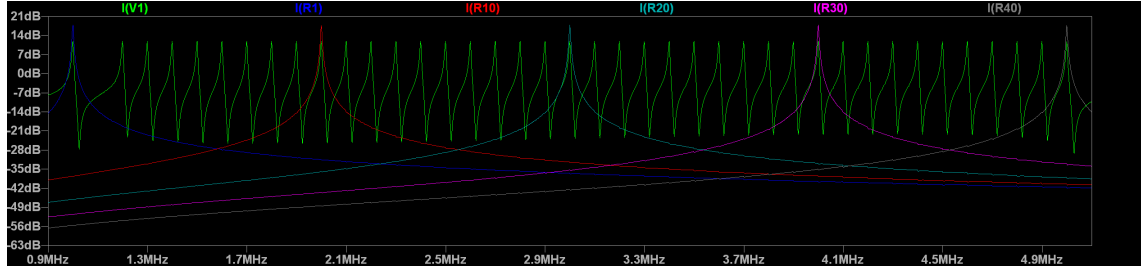
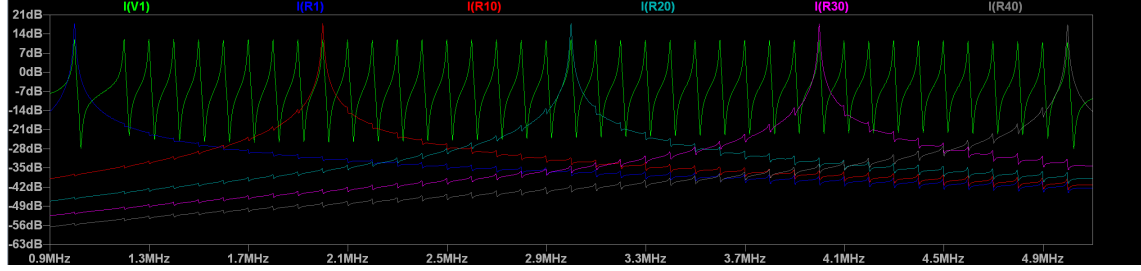


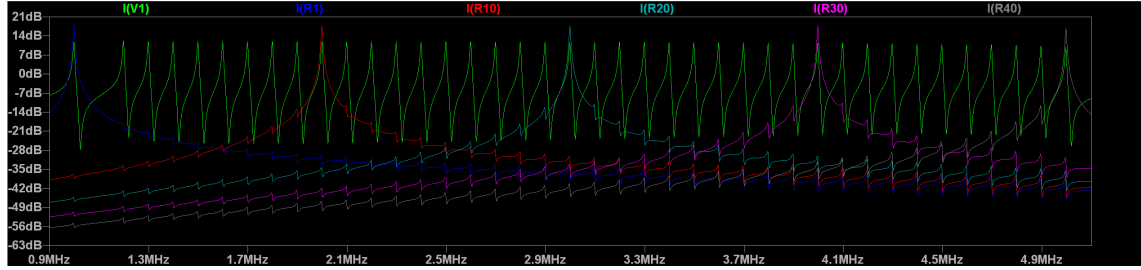
图 2.5 LTSpice 仿真 40 路复用振荡器阵列的电路设置。



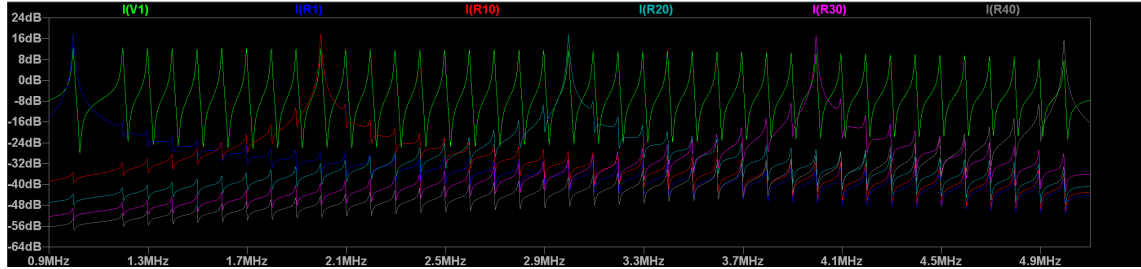
(a) $L_{common}=0.1\text{nH}$



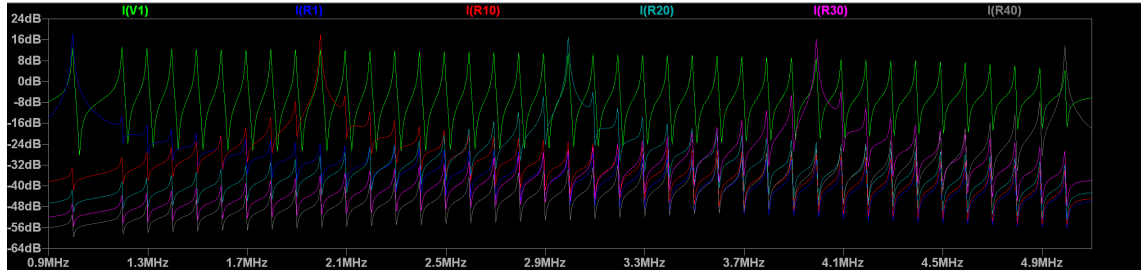
(b) $L_{common}=1\text{nH}$



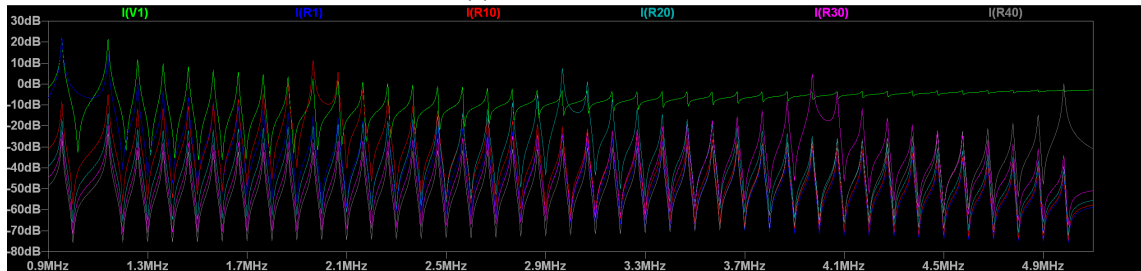
(c) $L_{common}=2\text{nH}$



(d) $L_{common}=5\text{nH}$



(e) $L_{common}=10\text{nH}$



(f) $L_{common}=100\text{nH}$

图 2.6 不同共感值下 40 路复用读出振荡器阵列的幅频特性仿真结果，纵轴用 $20\lg |I|$ 表示。

3 微纳 LC 振荡器阵列的总体设计与图纸生成程序

3.1 微纳 LC 振荡器阵列的总体设计

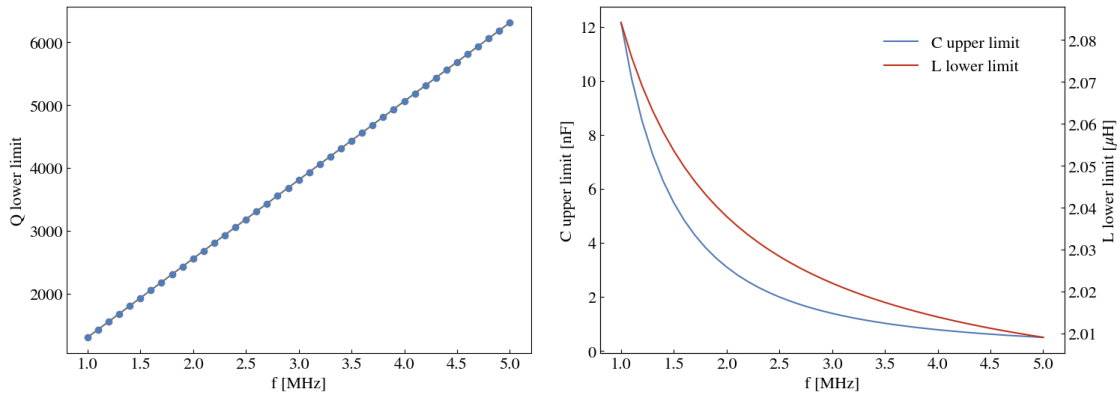
在前两章中，已经对银河热重子探测（DIXE）的科学和技术背景，以及微纳 LC 振荡器阵列的频率响应特征和关键性能参数做出了充分的论述。本节将以这些论述为基础，具体化本工作对微纳 LC 振荡器阵列的设计。

3.1.1 参数选择与指标

为了满足其科学和技术验证的目的，DIXE 设计采用了 10×10 的 TES 像元阵列，设定读出复用比为 25:1^[28]。考虑到微纳 LC 振荡器加工中不可避免地会有部分器件不满足要求，即实际加工产额不能达到 100%，并要留出可以挑选其中加工得较好的振荡器的余地，最终设定振荡器阵列在 1-5MHz 的可用频段上进行 40 路复用，频率相邻两路之间间隔 100kHz。

进一步，为了保证读出的天体信号的能量分辨率和空间分辨率的需求，对振荡器阵列的串扰有上限 0.4%，即应通过某一路振荡器的偏压信号进入其他路振荡器的信号幅度不应超过本路的 0.4%^[32]。将这一要求结合频率间隔 100kHz 的设计，带入式 2.11 可以计算出各路振荡器的 Q 值下限如图 3.1a 所示。可以发现，随着设定频率的提高， Q 值的下限不断提高，最低时至少有 $Q > 1309.5$ ，5MHz 时要求最高可达 $Q > 6311.8$ 。

于是，从目标 Q 值出发，可以进一步推导出对设计的电感与电容大小的需求。考虑在 TES 一般工作点附近，其典型阻值可取为 $10\text{m}\Omega$ ^[33]，带入式 2.9 中，结合上



(a) 各频率处 Q 值的下限。

(b) 各频率处 L 值的下限与 C 值的上限。

图 3.1 满足需求的振荡器阵列各谐振频率下对应的电路参数限制。

面推导的各频率点的 Q 值下限以及谐振频率与电感和电容值的关系（式2.7），可以给出各频率点处的电感值的下限以及电容值的上限如图3.1b所示。可以发现，各个频率下的电感值下限随频率变化不大，而电容值上限变化较大。因此，要想满足串扰目标，较方便的设计方式应是给所有振荡器都设计一个大小相同且均大于 $2\mu\text{H}$ 的微纳电感，并按照谐振频率要求改变电容值。

串扰要求从理论上仅会给出电感取值的下限，但从实际器件设计的角度来看，电感取值并不是越大越好。这是因为实际的平面微纳电感的面积与其感值的大小是正相关的，微纳电容的容值与其面积大小亦是正相关的。因此，除了电路理论上的限制，设计微纳电感和电容的大小时也要考虑它们的空间尺寸，不协调的电感电容面积比会导致大量的芯片空间的浪费。一种比较自然的设计方式就是尽可能使得电感和电容的最大面积相同。在这个思想的指导下，最终本工作采用的电感值大小为 $3.3257\mu\text{H}$ ，具体的设计过程设计平面微纳电感的相关理论分析，将在4.2中论述。

3.1.2 互感与通道空间排布优化

在谐振器阵列中，引入串扰的一个重要因素便是空间上相邻的电感之间的耦合。 i 、 j 两个电感器之间耦合形成的互感可以表示为：

$$M_{i,j} = k_{i,j} L_i L_j, \quad (3.1)$$

其中， $k_{i,j}$ 是这两个电感之间的耦合系数。有研究表明，在采用平面梯度线圈（对平面梯度线圈的介绍见4.1）的 TES 频分复用读出系统中，空间上相邻的两个电感之间的耦合系数 $k_{i,j} \approx 0.010^{[34]}$ ，代入到工作选择的电感频率，则互感大小约 $M_{i,j} \approx 0.1\mu\text{H}$ 。而互感的存在使得 j 路的电压对 i 的电流有响应如下：

$$|\tilde{U}_j| = |M_{i,j} \frac{d\tilde{I}_i}{dt}| = \omega_i |M_{i,j} \tilde{I}_i|. \quad (3.2)$$

这个响应形式说明了互感引入串扰的两个特征：一，参与互感的两路谐振频率越大，互感串扰信号就越大；二，参与互感的两路之间谐振频率相差越大，互感引入的串扰越小。于是，可以通过优化阵列中各频率谐振器的空间排布，避免频率上相邻的两路之间在空间上也相邻，并使得频率越大的邻路之间空间间隔越远，而尽可能降低互感引入的串扰。最终，手工优化得到的谐振频率排布如表3.1所示，这样的排布已被论证可以将互感引入的串扰降低到可以忽略的程度^[29]。不过，需要

表 3.1 优化后的 5×8 谐振器阵列中不同频率通道的空间排布，表中频率的单位为 MHz。

列序 \ 行序	1	2	3	4	5
1	1	2	3.1	4.1	5
2	1.8	4.2	2.5	1.7	3.2
3	3.3	2.2	4.3	2.9	4.8
4	4.9	3.9	1.2	1.9	3.4
5	1.3	2.1	4.7	3.5	1.6
6	3.6	4.4	1.5	2.3	2.8
7	4.0	2.7	3.7	1.4	4.5
8	4.6	2.4	3.0	2.6	3.8

指出的是，对 40 路这样的小阵列，尚可以用人工优化的形式得到一个较优的排列，但未来若要对更大的阵列进行排列优化，应当考虑应用相关优化算法通过计算机求解最优排布。

3.1.3 导线形态设计

除了有效电元件的空间排布，导线的形态设计也对阵列的性能具有重要的影响。本工作主要对单根及成束引线的走线路径设计、超导导体截面大小改变处进行了优化，以期取得更接近理想电路的性能。

由于阵列整体面积较大，又为了提高空间利用率单元间排布得较为紧密，难免会有部分元件接口间的走线路径较长。对于这些较长的走线路径，最需要注意的就是要尽可能避免形成大面积的环形结构。这是因为，根据电磁感应定律，闭合导体环内的磁通量的变化量越大，其上的感生电动势就越大；又环境磁场的变化量与阵列的走线设计基本无关，因此，引线形成的环面积越大，就会导致这一路的寄生电感越大，也更容易受到环境杂散电磁场的干扰。图3.2中最左侧的引线形态正是基于此种考虑，选择直线向上连接至接线板，避免以前的一些设计中与其他导线共同向右行走而导致的过大的环路面积^[35]。

此外，如2.2.2中所叙述的那样，成束的引线中相邻两路之间也很容易受到对方产生的电磁场的影响，尤其是线路形成近似环形结构时，此时相邻的两路形成如图3.2中高亮的两路线所示的嵌套环的结构，使得两路之间发生电磁耦合。当这种引线结构不可避免时，一方面可以通过上一小节所提到的避免频率相近的电路在空间上相邻来降低这两路之间的互感造成的串扰；另一方面，也可以将导线形成“微带线”（microstrip-type line），以降低导线环内产生的磁场大小而降低串扰^[36]。微带线结构是指将同一路的去路和回路两根导线在板厚度轴上堆叠起来，且上层线略窄于下层线，中间用绝缘体（一般是 SiO₂ 材质）进行隔离。这样做的

好处在于这两根导线上的电流方向总是相反的，于是使得在两导线在其夹层以外空间形成的磁场相互抵消，从而在大幅度降低了形成电磁耦合的相邻导线之间的干扰。图3.2中高亮所示的线路及与它们并联的所有线路都被设计成这样的微带线结构以降低串扰。



图 3.2 一个电容分压式微纳 LC 振荡器阵列的部分图纸。

对于本工作所要应用的场景，还有一个特殊的需求是要尽可能避免电路中局部电流密度过大。这是因为本工作的所设计的电路将和 TES 一起被放置在 100mK 低温平台上工作，因此线路实际上被设计为用可以在该温度下进入超导态的金属制作，而避免对制冷平台造成过大的热负载。而超导态中的材料有临界电流密度，如果材料中某处电流密度超过此临界值，将使材料此处失超，电阻激增，进而产生大量的热，这些热量向周围扩散时会进一步导致周围的材料相继失超，从而引发类似雪崩效应的大面积失超，从而使得整个电路产生的焦耳热负载远超制冷平台能够承受的极限。应当指出的是，这样的失超不仅是通过热超载使系统失效，由于微纳线路截面实际上很小，所采用的超导材料在常态下的电阻率也较大，因此读出电路失超后的电阻实际上非常大，往往可达 $10\text{k}\Omega$ 量级，此时振荡器的 Q 值往往已经小于 $1/2$ ，在动力学上变成过阻尼系统，完全失去了频率选择性。

有研究表明^[37]，在平面超导线路中，两个截面大小不同的薄超导线相接处、导线发生内角小于 90° 的拐折等处，容易产生载流子“拥挤”而导致局部电流密度过大并降低局部的临界电流密度，从而从两方面导致失超更可能发生，也引入了额外的传输噪声。进一步，该研究又发现在这些位置使用平滑过渡的圆角等形状能够有效地缓解“拥挤”现象，并从理论上给出了使得上述几个情形中的超导薄

线临界电流分布均匀的最优几何形状。如图3.2所示,在本工作的电路设计中,截面大小不同的超导线相接处尽可能地使用了该研究提出的“超导最优形状”(如图中最左侧的接线板与引线的连接处),所有的导线直角转折处则使用了两侧圆角结构,以实现超导线上临界电流分布的均匀性和走线的空间利用率之间的平衡。

3.2 微纳 LC 加工图纸的程序化绘制

微纳 LC 振荡器阵列电路的实现,需要依赖光刻机等自动化微纳加工平台,这些平台需要接收特定格式的数字化加工图纸文件以实现自动化加工。GDS II (Graphic Design System) 格式就是一种可以用于微纳加工的图纸文件格式。它是由 Calma 公司于 1978 年发布^①的一种二进制文件格式,目前被广泛用于描述集成电路物理分布。为生成微纳 LC 振荡器阵列的 GDS II 格式计算机辅助设计 (Computer Aided Design, CAD) 布局图纸 (layout),本工作设计了自动化绘制程序,本节将详细论述该程序的设计思路及功能实现。

3.2.1 背景与程序的整体框架

在本工作之前,在天文和超导量子计算等众多领域有所应用的微纳 LC 振荡器阵列,仍长期采用着在 CAD 软件上手工绘制 layout 的形式进行设计。这种形式在需要调整阵列中元件及引线的电磁参数、几何结构、类型等的分布时操作十分繁琐,从而极大限制了对微纳 LC 振荡器阵列的构型和参数优化的仿真和实验探索。目前,可公开查询到的可运行的微纳 LC 振荡器阵列 layout 生成程序,只有由宇宙微波背景辐射探测卫星项目 LiteBIRD^[38]的成员 Nicole Farias 和 Toki Suzuki 共同开发的 *LC_resonator_generator*^②一个。但由于该程序基于较老的 Python to GDS II 基础包实现,且在单元结构类型选择、阵列形态及其在晶圆上布局上设置的自由度不足,仅开放了一些 LiteBIRD 项目可能使用到的参数,因此生成的 LC 阵列形式依然较为单一、整体布局修改操作依然较复杂。为了改善这些问题,本工作以 *LC_resonator_generator* 的框架作为参考,基于新的、更加智能的、并已被成像电路、片上集成光路、超导量子计算芯片等领域广泛使用的 Python to GDS II 基础包 *gdsfactory*^③开发了更加自动化、更通用的微纳 LC 振荡器阵列电路生成程序 *mlc_dev*^④,目前程序已经基本可以使用,并发布在开源代码托管平台 Gitee 上。

^① http://bitsavers.informatik.uni-stuttgart.de/pdf/calma/GDS_II_Users_Operating_Manual_Nov78.pdf

^② https://github.com/nfarias95/LC_chip_generator

^③ <https://github.com/gdsfactory/gdsfactory>

^④ https://gitee.com/ChineseCricket/mlc_dev

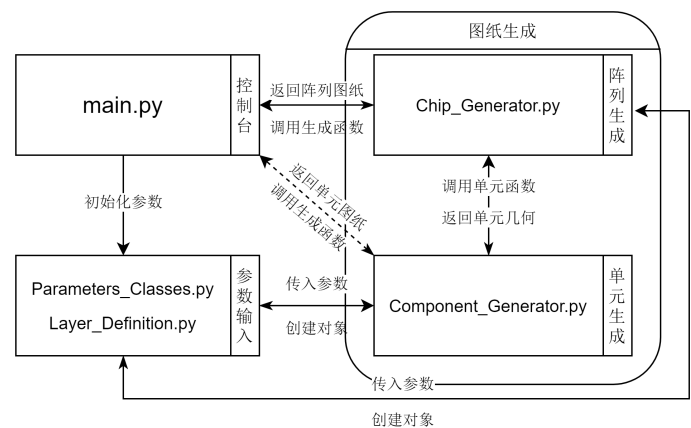


图 3.3 程序 *mlc_dev* 的运行逻辑流程示意图。

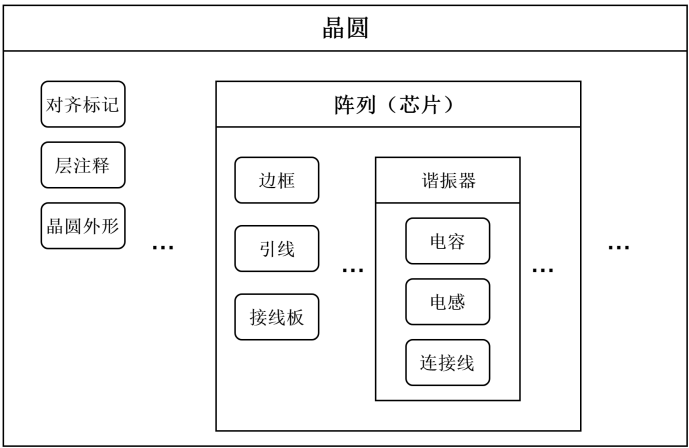
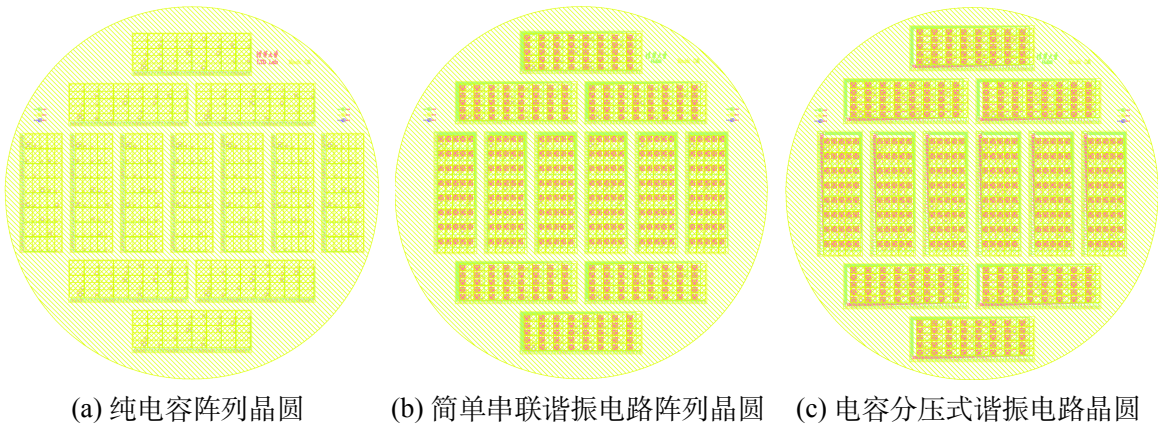


图 3.4 程序 *mlc_dev* 生成的一个晶圆加工图纸的内部结构层次。



(a) 纯电容阵列晶圆 (b) 简单串联谐振电路阵列晶圆 (c) 电容分压式谐振电路晶圆

图 3.5 本工作设计的晶圆级加工图纸。

本程序的核心部分由 *LAYER_Definition.py*、*Parameter_Classes.py*、*Component_Generator.py*、*Chip_Generator.py* 四个文件组成，并由 *First Board.py* 作为主程序调用这些文件生成目标图纸。图3.3展示了程序的整体逻辑关系，图3.4则表明了该程序生成的一个可用于加工的微纳 LC 振荡器阵列晶圆图纸中的组织结构。可以看到，核心部分的四个文件可以大致分为两个部分，前两个文件属于第一部分：参数输入，主要以类（Class）的形式，分层次、分元件存储布局的各种基本参数，具体如附录A所示，并定义了描述参数间物理关系的函数，如从谐振频率计算不同类型电容的几何参数的函数；后两个文件则属于程序的第二部分：图纸生成，主要储存了用以生成各种微纳元器件图形的函数。*main.py* 中目前提供了从生成用于模拟或检查的单个电感、电容、谐振器，到用于生成指定频率排布的整个微纳振荡器阵列以至整个硅晶圆的加工图纸的核心程序调用示例。如图3.5所示，利用该程序，已经绘制了用于检验电容加工工艺的电容阵列晶圆以及简单串联和带有电容分压结构的两种微纳谐振器阵列晶圆，均已通过合作方加工前检验，顺利进入加工程序。

3.2.2 单元 LC 图纸的参数化与编程实现

单元 LC 图纸的参数化与绘制主要依赖程序第一部分的两个文件和第二部分的 *Component_Generator.py* 实现。附录A表格的前三个元件对应的参数即为程序绘制单元 LC 图纸需要的全部参数，它们均可被自定义修改或选择。其中，两种电容的几何参数将分别由给定的电感感值、谐振频率计算出。分别计算两种电容器的几何形态的公式将在第4章中详细论述。而微纳电感的感值需要在程序外部提前计算并导入，其计算方式亦将在第4章中详细论述。

由于本研究需要对比是否设置电容分压的两种情况下的阵列性能表现，因此注意到了程序应当保留用户对两种结构的选择能力。本程序中进一步拓展了这个选择权，将是否设置分压和两电容容值比参数合并，允许用户采用一个一维二元数组输入到生成单元谐振器的函数中来定义 $C_c : C_f$ ，并指定如果用户将此该数组变量输入为 None 则不设置分压电容，转而采用简单串联振荡器的结构。

除了上述参数以外，程序在结构设计上允许用户方便地加入自定义器件函数接口。例如，在第4章中，将需要为一些元件生成专门用于仿真分析的 CAD layout，由于要满足环路闭合等计算需要的边界条件，它们的几何结构往往和实际加工图纸中的对应元件有所不同。此时，只需要将相应的为仿真自定义的器件几何函数放入 *Component_Generator.py* 中，即可调用和实际器件相同的参数用于生成模拟器件。

进一步地，由于程序将所有的器件和层次完全离散了（如图3.4所示），各器件、各层次均由相互独立的函数控制，因此如果有需要将 LC 单元中的电感、电容类型或几何更换为自定义类型，也可以很方便地只在相应层次中对相应元件的函数进行修改或者加入新元件。这就使得程序的可读性、可维护性和可修改性较前人的工作大大提高了。

3.2.3 阵列及晶圆 LC 图纸的参数化与编程实现

阵列到晶圆层级的图纸绘制主要依赖程序的第一部分的两个文件及第二部分的 *Chip_Generator.py* 实现。附录A表格的后三个元件对应的参数被用在阵列到晶圆层级的图纸绘制中。

实现该层级的方便操控的自动化绘图主要要解决的难点，是如何保障阵列单元类型的可替换性和阵列位置的排布的方便性。为了解决这两个问题，本程序做出的第一个设计是在生成晶圆的函数中采用了可以接受不同阵列函数的通用算法，并允许用户传入自定义的阵列函数，并以任意关键字参数的形式接受用户传入对应的阵列函数的变量。可以这么做是因为，对于各种不同的阵列，其在晶圆层面被排布处理时都可以被简单地看作一个矩形，因而可以采用完全相同的算法。于是，如果要更换阵列中的单元类型，只需要定义新的阵列函数即可，而不需要对晶圆生成函数做任何修改。

进一步，程序创新性地引入额外的 *Array* 类，用行位置、列位置和旋转角三个参数唯一确定每个阵列在晶圆上的相对位置。进一步，考虑到微纳加工工艺的特点，越靠近晶圆中心的器件加工质量越高，因此可以认为任何阵列在晶圆上的排布方式，都会尽可能靠近晶圆中心，并尽可能形成中心对称格局。上述两个条件加上在 *Chip* 类中定义的阵列间距，就可以唯一确定输入的各个阵列在晶圆上的绝对位置。至此，用户只需要给要放上晶圆的每个阵列赋以三个参数，就可以方便地自动生成符合条件的晶圆阵列布局。例如，生成图3.5中 b、c 两个晶圆图纸的阵列布局只需要给晶圆生成函数输入如下数组：

```
[(1,1,90),(2,1,90),(2,2,90),(3,1,0),(3,2,0),(3,3,0),(3,4,0),(3,5,0),
(3,6,0),(4,1,90),(4,2,90),(5,1,90)]
```

而生成与它们不同的 a 图纸中的排布只需要将数组替换为：

```
[(1,1,90),(2,1,90),(2,2,90),(3,1,0),(3,2,0),(3,3,0),(3,4,0),(3,5,0),
(3,6,0),(3,7,0),(4,1,90),(4,2,90),(5,1,90)]
```

仅仅在需要的位置增加一个阵列即可，其他阵列的位置都不需要做改动。至此，即兼顾便捷性和自由度地回答了上面提到的两个难点。

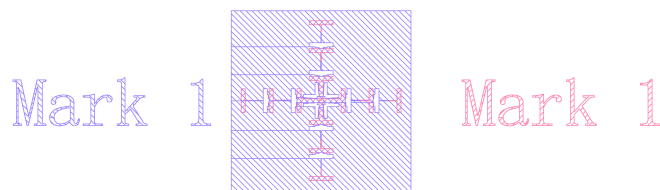


图 3.6 本工作采用的层间对齐标志。

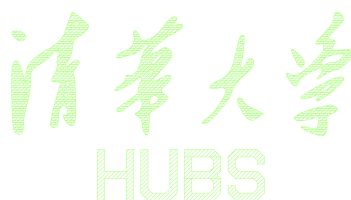


图 3.7 本工作采用的 LOGO。

此外，注意生成晶圆图纸时的绝大部分计算都集中在生成阵列的函数内部，而晶圆上往往有数个完全一样的阵列（或者大多数情况下一个晶圆上的阵列就是完全相同的）。于是，对于所有的重复阵列，总是可以只计算生成一次即可，代表其他同形阵列的对象则直接指向储存在内存中已有阵列几何，再加上三个的表示位移和旋转角的参数即可。利用 *gdsfactory* 的 *reference* 功能可以方便地实现这样的操作，这一设计使得晶圆生成速度提高到原来的至少两倍，晶圆上的阵列数量越多提升越大。

此外还有一些需要注意的小细节。微纳加工只能在整个晶圆上进行，因此，要想得到可用的阵列芯片，必须想办法把阵列从晶圆上取下来。本工作在每个阵列的四周添加了额外的槽状刻蚀和金属铺垫区域，即图3.2中阵列边缘处的黄色槽线和红色多边形。这些额外的刻蚀槽将使得晶圆此处加工后变薄，阵列仅靠较脆弱的几个金属铺垫与外部晶圆相连，大大降低了从晶圆上取阵列的难度。此外，在实际的微纳加工中，晶圆图纸的每一层需要有两个排布以晶圆的一条直径镜像对称的标识，用作加工中检查每一层是否对齐及对齐精度多少的参考。图3.6展示了本工作程序中采用的对齐标志，参考了本工作的一位合作者王骞博士过往在荷兰空间研究所做出的设计^[30]。此外，本程序也允许用户自定义输入要印制在晶圆上的制作者标识（LOGO）及其位置，只要提供相应标志的 GDS II 格式文件即可。图3.7展示了本工作采用的 LOGO，为作者进行本工作时所在组织的器件统一标识。

4 微纳电感的研究和设计

4.1 平面梯度线圈

在集成电路的发展过程中,平面印刷电路的形式因便于设计和自动化加工,省去了大量的立体手工焊接步骤,且在机械强度上不会存在缺陷、甚至可以用于柔性材料,而逐渐成为主流。微纳集成电路自然也不例外,迄今为止绝大部分的微纳电路都是平面结构的。相应的,微纳电路元器件也总是以平面结构的发展最早、应用最广泛。

平面梯度线圈正是电感元件在平面集成电路中最常见的形式,也是微纳电感最常见的形式^[39-40]。其基本形式如图4.1所示,即将微纳导线在一个平面内不断缩短(延长)半径地盘绕起来,可以看作由一系列半径满足一定梯度变化的单圈线圈共面放置形成,这些单圈线圈之间相互耦合,提供正互感,使得平面梯度线圈整体拥有相当可观的自感面积密度,并保持了较小的漏磁,特别适用于各种对元件面积有限制的集成电路应用。

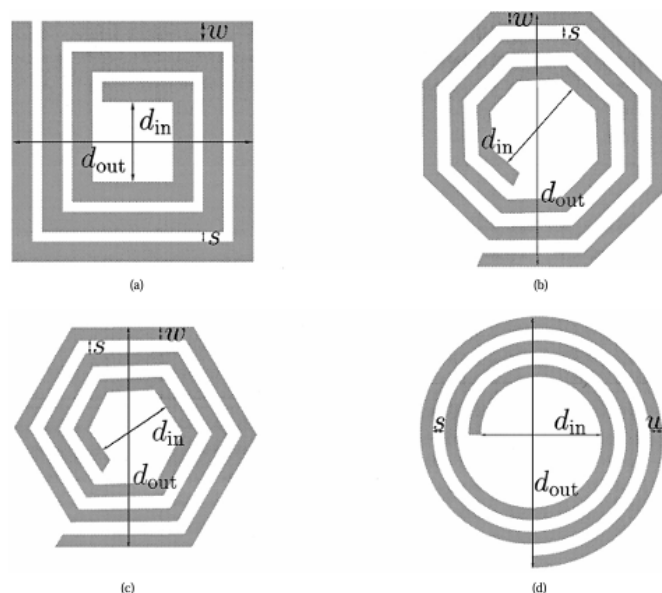


图 4.1 平面梯度线圈常见的四种几何结构^[41]: (a) 正方形, (b) 正六边形, (c) 八边形, and (d) 圆形。

平面梯度线圈的外形几何可以任意选取,简单的圆形、正方形、正六边形和正八边形是最常见的,这些形状下线圈的自感值已有研究给出计算公式^[41],可以在其提供的网站上方便地计算来进行设计^①。到目前为止,面向天文应用的 LC 振

^① <http://smirc.stanford.edu/spiralCalc.html>

荡器出于和电容器形状配合以节约芯片空间的考量，大多都采用简单正方形平面梯度线圈^[29,31,38-39,42-44]。

4.2 四重平面梯度线圈

设计用于在微纳 LC 振荡器的电感器件设计的追求，是希望器件能够尽可能拥有大的自感密度、低的漏磁率、小的寄生参数。在追求这些目标的同时，又考虑到本工作面向空间项目应用的背景，也应该充分考量所设计的器件的加工难度、稳定度以及机械强度。综合比较下来，目前较优的选择，依然是将微纳线圈设计为平面结构。

本工作新提出的四重平面梯度线圈正是满足这些条件的一个设计结果。如图4.2所示，四重平面梯度线圈将四个简单正方形平面梯度线圈共面堆叠成磁八极子的结构，利用磁八极相对磁偶极外场衰减的加快减小了元件整体对外界的漏磁，又保持了较高的元件单位面积自感。下面进行详细分析。

4.2.1 外部磁场的分析

设计四重平面梯度线圈的主要目的，是想要进一步降振荡器线圈外的泄露磁场，从而进一步减低不同振荡器之间的互感，进而降低信号串扰。下面分别对该线圈远场和近场两种情况下的磁场大小进行分析，并和简单正方形平面梯度线圈的进行比较，以说明上述观点。

形成如图4.2b所示的磁八极子结构对远场磁感应强度的削减，可以从理论上清晰地计算出来。在远场视角下，可以用一个磁偶极子来表示每个线圈。这四个线圈是由左上角的线圈以其右下角为中心旋转得到的，于是，若从左上角开始顺时针将各线圈取为第 1、2、3、4 个线圈，则第 i 个线圈对空间中 $\vec{r}$ 处一点产生的

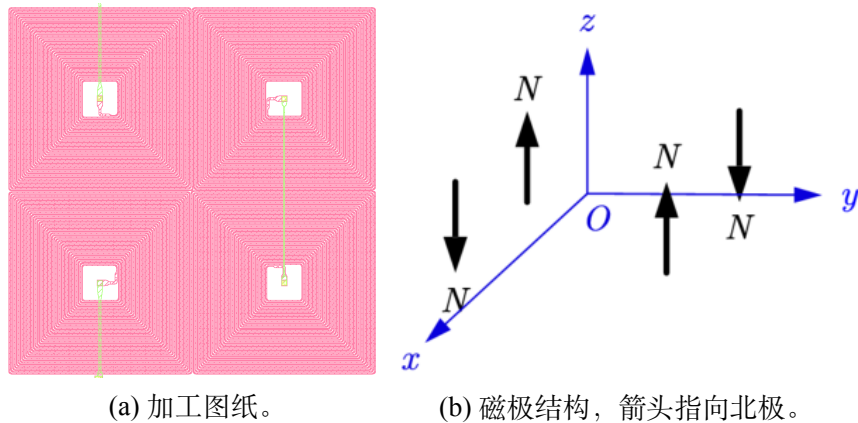


图 4.2 阵列中的四重平面梯度线圈图纸及其对应的磁极结构。

磁矢势为：

$$\vec{A}_i(\vec{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \frac{\vec{m}_i \times (\vec{r} - \vec{r}_i)}{|\vec{r} - \vec{r}_i|^3} \propto r^{-2}, \quad (4.1)$$

其中， $\vec{r}_i$ 为指向该线圈中心的位矢， μ 为周围介质的磁导率， $\vec{m}_i$ 为该线圈产生的磁矩，且满足 $\vec{m}_1 = \vec{m}_3 = -\vec{m}_2 = -\vec{m}_4 = \vec{m}$ 。对于这样的一个八极子系统，可以如图4.2b将四个磁矩形成的正方形的中心取为坐标原点，此时有 $\vec{r}_1 = -\vec{r}_3$ ， $\vec{r}_2 = -\vec{r}_4$ 。于是，两对角线上的偶极子对的磁矢势和可以写为：

$$\begin{aligned} & \vec{A}_i(\vec{r}) + \vec{A}_{i+3}(\vec{r}) \\ &= \frac{\mu}{4\pi} \vec{m}_i \times \left(\frac{\vec{r} - \vec{r}_i}{|\vec{r} - \vec{r}_i|^3} + \frac{\vec{r} + \vec{r}_i}{|\vec{r} + \vec{r}_i|^3} \right) \\ &\approx \frac{\mu}{4\pi} \vec{m}_i \times \left[(\vec{r} - \vec{r}_i) \cdot \left(\frac{1}{|\vec{r}|^3} + 3\vec{r}_i \cdot \frac{\vec{r}}{|\vec{r}|^5} \right) + (\vec{r} + \vec{r}_i) \cdot \left(\frac{1}{|\vec{r}|^3} - 3\vec{r}_i \cdot \frac{\vec{r}}{|\vec{r}|^5} \right) \right] \\ &= \frac{\mu}{2\pi} \frac{\vec{m}}{|\vec{r}|^3} \times \left(\vec{r} - 3 \frac{\vec{r}_i \cdot \vec{r}}{|\vec{r}|^2} \vec{r}_i \right). \end{aligned} \quad (4.2)$$

故，整个系统对 $\vec{r}$ 点产生的磁矢势满足：

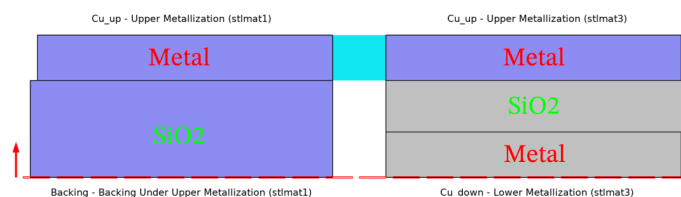
$$\begin{aligned} \vec{A}(\vec{r}) &= \sum_{i=1}^4 \vec{A}_i(\vec{r}) \\ &= \sum_{i=1}^2 (\vec{A}_i(\vec{r}) + \vec{A}_{i+3}(\vec{r})) \\ &= \frac{\mu}{2\pi} \frac{\vec{m}}{|\vec{r}|^3} \times \left[\left(\vec{r} - 3 \frac{\vec{r}_1 \cdot \vec{r}}{|\vec{r}|^2} \vec{r}_1 \right) - \left(\vec{r} - 3 \frac{\vec{r}_2 \cdot \vec{r}}{|\vec{r}|^2} \vec{r}_2 \right) \right] \\ &= \frac{\mu}{2\pi} \frac{3\vec{m}}{|\vec{r}|^5} \times [(\vec{r} \cdot \vec{r}_2) \vec{r}_2 - (\vec{r} \cdot \vec{r}_1) \vec{r}_1] \\ &\propto r^{-4}. \end{aligned} \quad (4.3)$$

对比式4.1和式4.3，可以发现，组成八极子后，磁矢势随距离衰减得更快了，而且远场中同一位置八极子的磁场是简单偶极子的二阶小量大小。

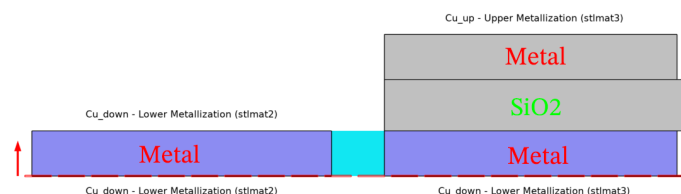
对于较复杂的近场情况，可以利用电磁场仿真进行数值分析。COMSOL Multiphysics^①（下面简称 COMSOL）软件提供了丰富多物理场有限元仿真接口和算法，将目标几何输入该软件即可实现高效的仿真计算。利用本工作编写的 *mlc_dev* 生成专门用于模拟的四重平面梯度线圈图纸，再通过 COMSOL 的 ECAD 模块将图纸导入，平面四重梯度线圈的几何输入到软件中。为了得到线圈周围的磁场，还需要添加一个长方体作为空气域，这个区域内的磁场将会被计算。

由于线圈结构复杂且宽高比巨大，若将电路图纸转换为三维模型后采用“简

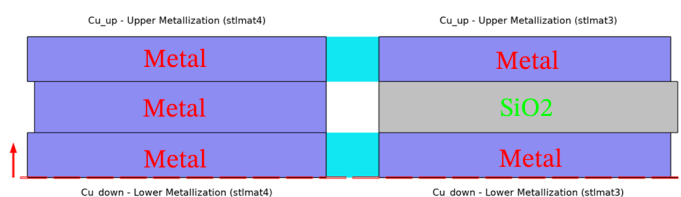
^① <https://cn.comsol.com/comsol-multiphysics>



(a) 单顶层-顶层底层交叉区。



(b) 单底层-顶层底层交叉区。



(c) 交叉区-顶层底层联通区。

图 4.3 线圈多层壳结构中不同几何区域的壳材料结构和联通规则。

单”的电磁场全耦合仿真，计算量将十分大，模型的收敛性也较差。此时注意到，要研究的问题实际上可以简化为一个静磁学问题，即，只要给定一个稳恒电流，求解电路产生的磁场即可比较两种线圈电路的外部磁场大小，并不需要求解电流和磁场的相互作用。因此，这里可以直接将磁场和电流的计算式分离，先通过指定的电势边界条件和导体几何、导电性质计算电流分布，再通过电流分布计算外部磁场，极大降低了计算量。此时，可再对迭代算法进行优化，使用多重网格计算以同时应对复杂的几何结构和较大的空气域。又注意到，要求解的是无散度的磁场，因此还可以粗化求解器设置为专门用于求解无散度电磁学问题的辅助空间麦克斯韦（Auxiliary-Space Maxwell，AMS）求解器^[45]，从而进一步提高模型收敛性。

在对电流的计算中，线圈被设置为二维的“多层壳”而不是三维结构，以能够利用 COMSOL 专门为薄导体优化的壳内电流场模组进行计算。在多层壳结构中，可以通过定义图形中不同区域各层的材料以及各区域间的层联通规则，来构建准三维的电流路径，从而也能够处理多层电路的问题。图4.3展示了本工作为模拟线圈定义的四类几何区域的多层壳结构及他们的之间的联通规则，为了方便起见，金属层实际上使用的是铜（Cu）材料，这对这里要探讨的问题不会产生影响。此外，需要注意的是，由于 AMS 算法将被全局启用，此时电流的路径也应该被设置为能够闭合的。因此这里需要将模型中电流的输入端和输出端用额外的图形相

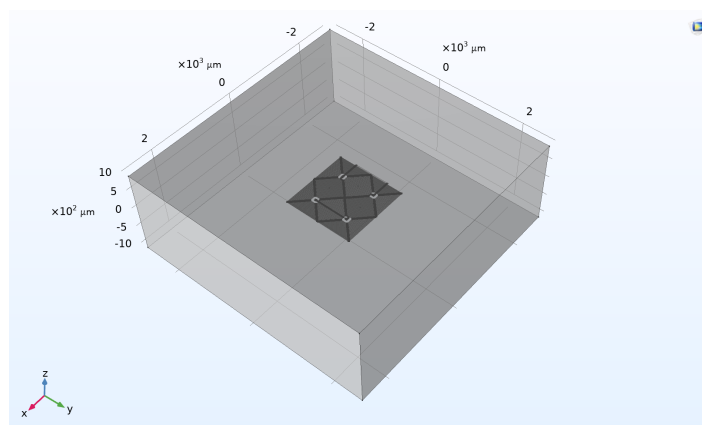
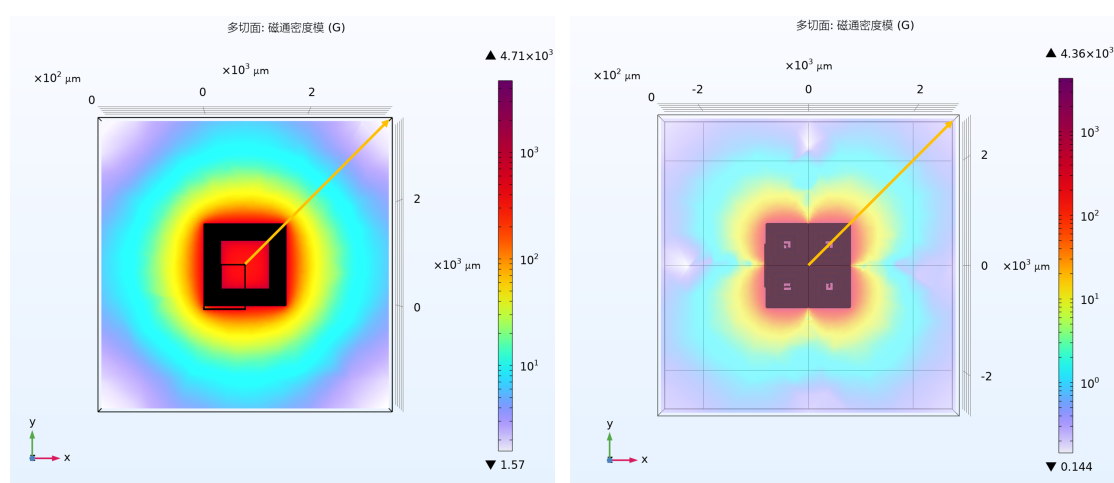


图 4.4 在 COMSOL 中仿真四重平面梯度线圈建立的模型。



(a) 简单平面梯度线圈。

(b) 四重平面梯度线圈。

图 4.5 两种线圈同尺寸、同自感线圈通入 1A 电流后产生的磁场分布。

连。这个图形可以被设置为磁绝缘的，以避免对磁场和电势的计算产生影响，只起到辅助 AMS 对系统进行求解的作用。

最终，在 COMSOL 中可以构建如图 4.4 所示的平面梯度线圈仿真模型。合理调整网格大小分布以后，该模型在个人电脑上运行 10-15 分钟即可收敛，并获得足够精确的结果。

对具有同样边长、同样自感值的简单正方形平面梯度线圈也按上述配置进行电磁场仿真，最终得到从两个线圈 xOy 平面上的磁场分布如图 4.5 所示，通入的电流被设定为 1A。可以发现，两种结构下整个空间中磁感应强度的最大值差异不大，但相较于简单平面梯度线圈，四重平面梯度线圈的磁场更集中在线圈内部，同样大小空间中的最小磁感应强度大小明显较小。注意到四重梯度线圈周围的磁场分布具有方向性，从中心出发沿两坐标轴方向的磁场强度显著较小，这正是磁八级子系统的特征。于是，为了更好地比较两种结构产生的磁场强度，选取从线圈中心出发沿图 4.5 所示对角线方向的截线，导出两线圈在该截线上的磁感应强度

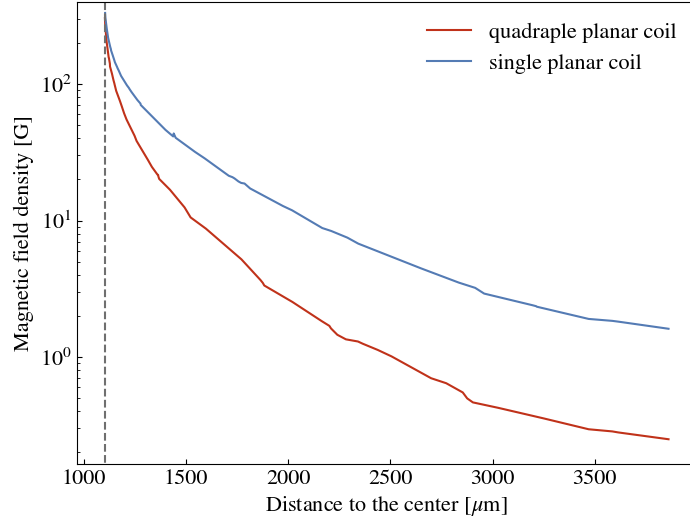


图 4.6 计算机仿真得到的两种不同结构线圈外沿对角线延申方向的磁感应强度大小分布，灰色虚线标出了线圈边界的位置。

大小分布如图4.6所示。可以发现，在线圈边界处，两种线圈产生的磁感应强度大小几乎一致；但离开线圈范围后，四重平面梯度线圈的磁感应强度下降速度显著快于简单梯度线圈。这说明，采用四重平面梯度线圈可以很好地降低微纳谐振器电感外部全域范围内的磁感应强度大小，可以为降低不同路谐振器之间的互感做出有效贡献。

4.2.2 自感值的确定

如果从微纳加工实际出发，线圈被期望能够有限空间内以尽可能大的线宽实现满足3.1.1给出的参数限制。在简单平面梯度线圈中，越靠外圈、越大的线圈贡献的自感系数越大，且各圈之间通过同向且很好的磁耦合获得了正的互感，使其实际上具有非常可观单位面积自感，在以往的设计中已被证明能够满足上述目标^[30-31,38-39]。而四重平面梯度线圈不具有外围的大线圈结构，四个线圈之间也并不都是同向磁耦合，这些因素使得其单位面积自感值能否满足设计需求成为一个问题。针对以上疑问，本小节将对四重平面梯度线圈的自感大小进行解析和数值上的分析，并给出为本工作面向的应用设计的线圈的几何及其自感大小。

不妨先从理论上进行一些简单的分析。对四重平面梯度线圈，其总自感 I 满足：

$$I = \sum_{i=1}^4 I_i + \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^4 M_{ij}, \quad (4.4)$$

其中 I_i 为四重线圈中第 i 个线圈的自感， M_{ij} 为第 i 个线圈与第 j 个线圈之间的互感。注意到，串联线圈之间如果是同向磁耦合，则互感 M 为正；反之则为负。观

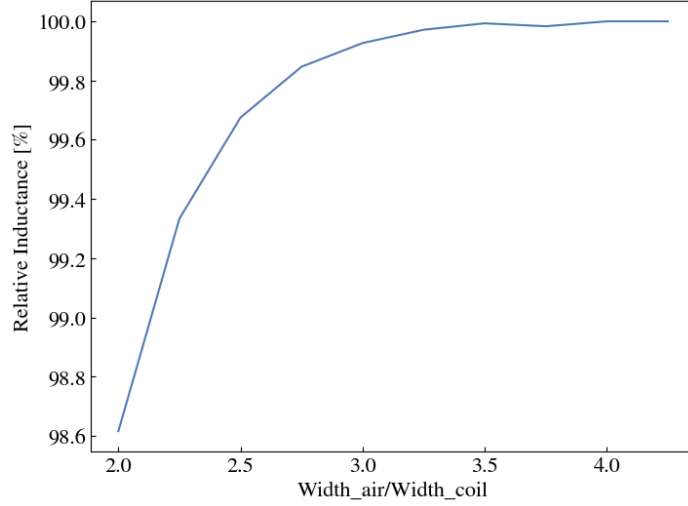


图 4.7 仿真得到的四重平面梯度线圈的自感与厚度为 2mm 的正方柱空气域的底面边长和线圈外边长之比之间的关系，相对自感由某边长比下自感值除以测试序列得到的最大自感值计算。

察图4.2所示四重平面梯度线圈，可以发现，边上相邻的两个线圈是同向磁耦合的，而对角线上的两个线圈则是反向磁耦合的，且边上相邻的两个线圈的由于距离更近，耦合强度应该大于对角线上的两个线圈。继承上一节对线圈的标号规则，则有：

$$M_{i(i\pm1)} = M_{i(i\pm3)} > 0, \quad (4.5)$$

$$M_{i(i\pm2)} < 0, \quad (4.6)$$

$$|M_{i(i\pm1)}| = |M_{i(i\pm3)}| > |M_{i(i\pm2)}|. \quad (4.7)$$

也就是说，式4.4的第二项是大于 0 的，即 $I > \sum_{i=1}^4 I_i$ ，四重平面梯度线圈线圈保持了总互感大于零的特点。

由于平面梯度线圈之间的互感尚没有一个准确的理论模型，本工作选择采用电磁场有限元仿真的方法来更加准确地计算四重平面梯度线圈的总自感。

这里依然采用上一节叙述的配置进行仿真。但需要额外注意的是，由于 COM-SOL 采用电路在空气域中产生的磁场总能量大小来计算电路的自感的，如果设置的空气域大小不足，会使得采样得到的磁场总能量大小小于电路实际能产生的，从而使得得到的自感值偏小。图4.7展示了厚度固定为 2mm 的正方柱型空气域的底面边长和四重平面梯度线圈外边长的比值对仿真计算得到的线圈自感相对大小的关系。可以发现，在空气域底面边长为 3.5 倍线圈边长时，仿真得到的电感值就已十分接近收敛。因此，下面的仿真中，空气域的底面边长将总是被设置为线圈外边长的 3.5 倍，以实现计算资源和结果精度之间的平衡。

经过多次调整验证后，最终得到4.8所示的三种自感值均约为 $3\mu\text{H}$ 的不同线宽

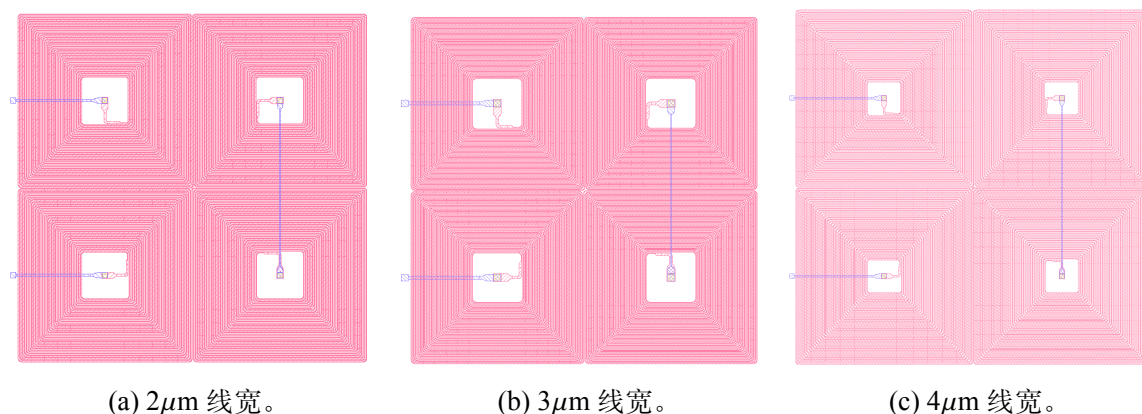


图 4.8 不同线宽下电感值约为 $3\mu\text{H}$ 的四重平面梯度线圈几何，注意三张图片比例尺不一致。

表 4.1 三种不同线宽下的四重平面梯度线圈的几何参数与自感参数比较。其中子线圈自感为理论^[37]计算结果

线宽 [μm]	外边长 [μm]	每个子线圈的圈数	总自感 [μH]	子线圈自感 [μH]
2	1000	45	3.2971	0.711
3	1300	40	3.2546	0.710
4	1560	40	3.3257	0.716

下的四重平面梯度线圈，它们的几何参数及自感值在表4.1中列出。可以发现，在这三种线宽下，总自感大概都是子线圈自感的 4.7 倍左右，且所有的线圈外边长均满足 $2000\mu\text{m}$ 的限制。考虑到电感为 $3.3\mu\text{H}$ 时，谐振频率为 1MHz 的谐振器对应的正方形平行板电容器的边长在 1.6mm 左右，于是，为了尽可能提高空间利用率，应选择边长尽可能接近的电感器设计。

最终，综合本节各种因素，本工作中的微纳电感被设计为线宽 $4\mu\text{m}$ ，外直径 1.56mm ，每个子线圈盘绕 40 圈的四重平面梯度线圈。

5 微纳电容的研究与设计

5.1 微纳电容的两种形制

5.1.1 叉指电容

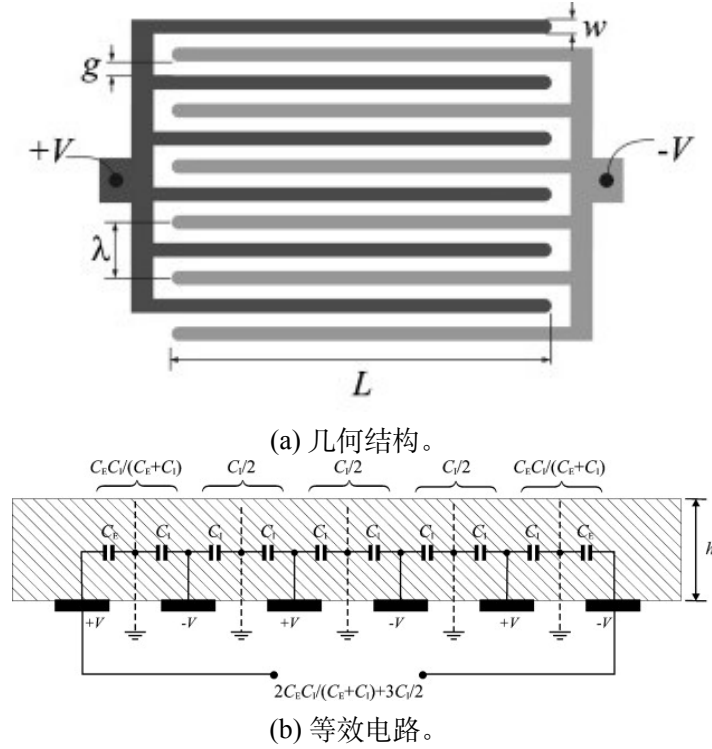


图 5.1 叉指电容的几何结构与等效电路^[46]。

和微纳电感的发展类似，微纳电容中最为流行的设计也是一种可平面印刷的结构：叉指电容（InterDigital Capacitor, IDC）。叉指电容的结构如图5.1a所示，其两极金属板被印刷在同一层上，利用该层上下的绝缘体作为介质，等效电容分布如图5.1b所示。利用网络分析和施瓦茨-克里斯托费尔保角变换，可以从理论上给出叉指电容容值的计算式^[46-47]：

$$C = (\epsilon_r + 1)L[(N - 3)A_1 + A_2], \quad (5.1)$$

$$A_1 \approx 4.409 \tanh\left(0.55 \left(\frac{h}{w}\right)^{0.45}\right) [\text{pF/m}], \quad (5.2)$$

$$A_2 \approx 9.92 \tanh\left(0.52 \left(\frac{h}{w}\right)^{0.5}\right) [\text{pF/m}], \quad (5.3)$$

其中 ϵ_r 是介质层的相对介电常数， h 是介质层的厚度， L 是指极长度， w 是每个

指极的宽度， N 是电极上指的数量。

作为一种纯平面器件，叉指电容的最大的优势就在于加工的便利性和高产率。此外，从式5.1可以看出，只要简单调整叉指电容的几何参数，就容易在一个较大的面积内制作出相对精确的小电容，大大降低了小电容制造对加工精度的需求，因此也被广泛应用在微纳谐振器中，尤其以工作频段为 GHz 的应用最多^[29,38,42-44,47-48]。

但相应的，叉指电容也具有相当的缺陷，例如一个最大的问题就是其难以控制的寄生电容^[46-47]，使得其实际有效容值往往和设计值有所偏差。此外，叉指电容便于制作小电容的特点也反过来使其制作相对大一些的电容时存在困难，使利用其制作工作频段为 MHz 的谐振器时，需要一个数十 μH 的大电感才能在合理的面积内制作电容^[42-43]，而这么大的电感本身要么占地面积也极大，要么就是依赖一些更加不稳定的效应，降低了器件可靠性。在本工作中，由于采用的电感仅为 $3\mu\text{H}$ 左右，1MHz 的谐振器对应的电容的大小为 7.6pF 左右，此时又考虑加工给定 $\epsilon_r \approx 11.7$ ， $h \approx 300\mu\text{m}$ ， L 取最大 6.6mm ， w 取最小 $2\mu\text{m}$ ，此时从式5.1计算出需要的指数 N 依然高达 ~ 20000 ，对应电容宽度为 80mm ，面积过大，无法放置在本工作要设计的阵列芯片中。因此，本工作不再考虑使用叉指电容。

5.1.2 平行板电容

在叉指电容以外，传统的平行板电容器（Parallel Plate Capacitor, PPC）也是微纳谐振器中的电容的一种常见结构^[29,31,39]。利用微纳集成电路加工可以有多个加工层的特点，将金属薄膜和介质薄膜叠成三明治结构，就可以形成平行板电容。对平行板电容而言，容值的计算非常简单：

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 S}{h}, \quad (5.4)$$

其中， ϵ_r 为介质的相对介电常数， ϵ_0 为真空介电常量， S 和 h 分别为极板面积和介质厚度。从该式不难发现，只要找到 ϵ_r 比较大的材料，并把介质层做得足够薄，平行板电容器将比较容易在一个有限的空间内实现足够大的电容容值。但需要指出的是，想要让薄膜介质正常工作，对极板和介质接触的表面以及介质膜本身的粗糙度有极高的要求，譬如本工作中，介质层被设置为仅有约 25nm 厚，这就要求相应表面粗糙度至少小于 10nm 。当该表面的材料是晶粒较大的金属如 Nb 等时，这样的加工需求将是一个挑战。

此外需要注意的是，在这样的电容器中用作介质的薄膜材料的电学性质往往由于其及其薄的厚度而与大块材料有所不同。本工作沿革 SRON 的设计^[31]，使用

氢掺杂的非晶硅 (a-Si:H) 作为介质, 以获得足够大的介电系数。相关研究已经表明, a-Si:H 薄膜的暗电导率一般为 $10^{-9} \sim 10^{-5} \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$, 并不算非常良好的绝缘体, 而且晶体中氢的含量越高, 晶粒尺寸越大, 电导率越低^[49-51]。因此, 分析微纳平行板电容时, 介质的漏电是一个必须考虑的问题。这个问题将在下一节中被更加详细地讨论。

此外, 微纳平行板电容器的形状对其电学性质表现的影响也是一个有趣且有用的研究点。SRON 最早曾使用过简单的正方形平行板电容器, 但后来发现在他们的加工条件下, 长方形的电容器在漏电、寄生参数等方面表现得更好, 而一直使用长方形平行板电容器^[30]。为了从最简单的情况开始优化, 本工作还是选择使用最简单的正方形平行板电容器, 电容器形状带来的具体影响暂且留作后日研究。

5.2 实际平行板电容器模型

从上一节的讨论可以看出, 相比于电感元件, 电容元件对微纳加工的精确度更加敏感。因此, 在工程实践中, 不完美的电容器总是非常常见的, 其非理想效应会给整个谐振电路带来影响。因此, 有必要对这些非理想效应进行分析, 以揭示实际谐振电路的某些“意料之外”的表现的来由, 并为电容加工工艺优化的方向提供指导。

5.2.1 实际电容器的有限元仿真与分析

依然可以用电磁场有限元仿真的方法入手, 对加工可能得到的实际电容器进行分析。利用 *mlc_dev* 程序, 可以生成单独的电容加工图纸, 并借助 ECAD 模块将几何导入 COMSOL 中。由于电容的几何结构不像电感那样复杂, 而且平行板电容器的非理想性质的发生大都和薄膜器件的厚度维度有关, 因此这里应当采用 3 维电磁场模拟, 需要根据图纸为电容器生成符合加工实际的几何结构。利用 COMSOL 中的“面偏移”和几何布尔运算操作, 可以根据图纸实现和实际加工类似的正、反版几何图形加工操作, 并模拟加工中以非平整层表面为底面向上沉积材料的过程。最终, 可以得到如图 5.2 所示的实际加工的电容几何结构。

由于这样的薄膜平行板电容器宽高比很大, 而且在存在多处电势梯度很大边界, 譬如上层金属板与其周围的 SiO_2 接触的地方, 因此需要选择收敛性好的迭代算法, 如 FGMRES 算法, 并适当地设置有限元模拟的网格划分, 才能使得模拟结果达到需要的准确度。利用 COMSOL 内置的网格边界层、映射、扫掠等功能, 可以将细节处网格进行如图 5.3 所示的优化。图中可见, 优化后网格总数量下降了很

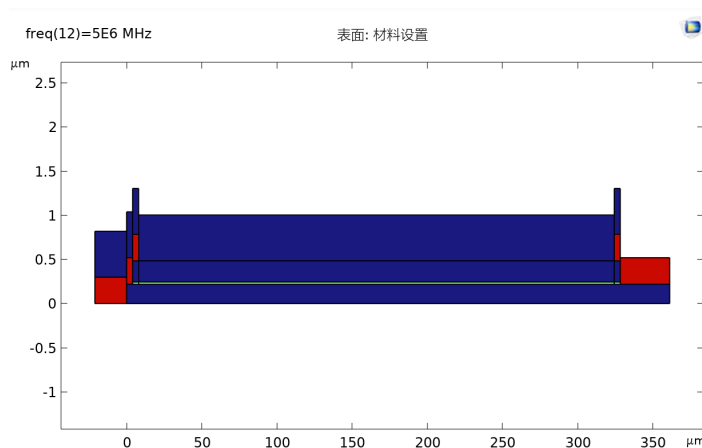


图 5.2 按照设计图纸加工的电容剖面结构图，其中深蓝色色部分为金属，红色部分为 SiO_2 ，绿色部分为介质 Si:H 。

多，但在大介电常数梯度局部的网格沿梯度方向的密度却增加了，即通过合理地分配网格密度从而实现了计算资源的合理分配，在降低低总计算量的同时也降低了数值误差，避免了优化前电势分布中出现的不真实的“毛刺”，实现了对大梯度边界区域电磁场的准确模拟。

因为在容值较小时，电容上寄生的很多非理想效应会更加突出，所以，这里选择以设计谐振频率为 5MHz 的电容几何为例进行仿真分析，以更好地突出非理想效应的影响。利用 COMSOL 的三维电磁场接口进行全耦合仿真，设置电容上极板通入不同频率的大小均为 0.01V 的电压，可以得到不同频率下实际几何电容的阻抗 Z_C 随激励频率的改变如图 5.4。结果出现了很有趣的现象，电容的阻抗性质随着频率发生了阻性—容性—阻性的改变。可以对此做出一些解释：在激励频率很低时，电容容性部分阻抗很大，此时以电介质的漏电为主导，即表现为一个很大的电阻；而在激励频率很高时，激励电磁波的波长逐渐变得接近电容器的几何尺寸，由几何效应造成的阻性射频阻抗占主导，于是电路表现为一个较小的电阻。这个结果说明，具有特定几何结构的电容只能在特定的频率范围下使用；对本工作的情形来说，即说明当电感值选取为 $3\mu\text{H}$ 附近时，对应平行板电容的几何刚好使得其能够在 1-5MHz 上以较为纯净的容性阻抗工作，进一步说明了电感选值缘故。

有了正确的几何与物理场模型作为基础，可以进一步利用 COMSOL 中的“不确定度量化”模块，分析电容各种参数的加工误差对得到的有效容值 $C_{eff} = \Im(1/Z_C)/\omega$ 的影响。将各加工层的厚度都转换为 COMSOL 内的可调参数，就可以将厚度相关参数的输入分布均设置为正态分布函数，据当前的加工工艺水平，可以确定这些分布的平均值和标准差。表 5.1 展示了设定的输入参数和标准差。而在厚度之外，由于介质层采用的是很薄（仅 20nm 厚度）的 Si:H ，晶体生长和掺杂的不均匀性往往会对其介电性质产生不可忽略的影响。根据项目内此前的相关加工经验和前

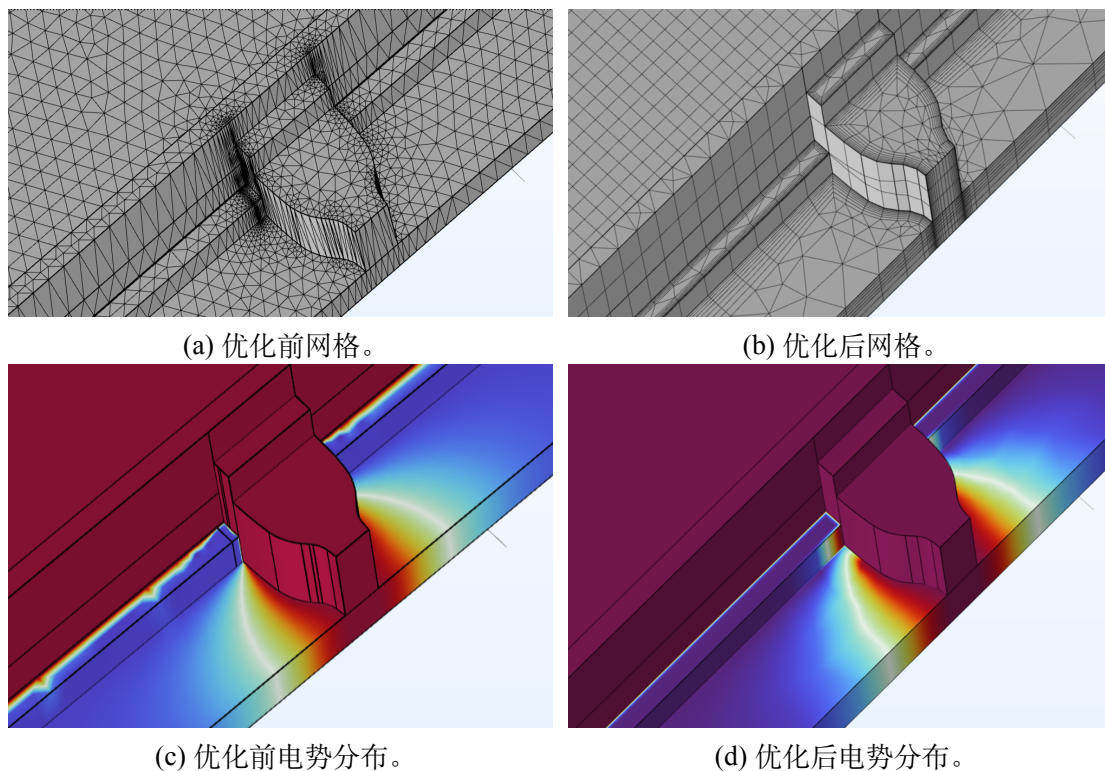


图 5.3 优化前后仿真电容的网格和电势分布。

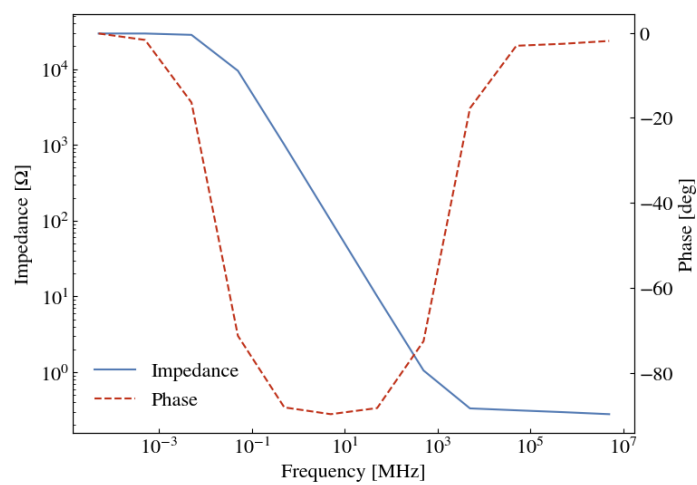


图 5.4 仿真得到的设计谐振频率为 5MHz 的电容在不同频率输入信号下的阻抗绝对值及相位变化。

表 5.1 微纳电容加工参数误差分布。

参数	分布
电容底层板厚度 H_{GP}	$\sim N(220, 2.3)\text{nm}$
电容顶层板厚度 H_{TP}	$\sim N(240, 3)\text{nm}$
引线层金属厚度 H_{TM}	$\sim N(520, 7.3)\text{nm}$
SiO_2 绝缘层厚度 H_{SiO_2}	$\sim N(300, 10)\text{nm}$
介质层厚度 H_D	$\sim N(25, 0.6)\text{nm}$
介质电导率的指数 $power_{\sigma_D}$	$\sim U(-3, -1) \lg(\text{S} \cdot \text{m}^{-1})$
介质的相对介电常数 $epsilon_D$	$\sim U(11.3, 12.3)$

人的研究^[52]，采用最简单的假设，则加工得到的该介质层的介电常数分布可以用 [11.3, 12.3] 上的均匀分布来表示，电导率可以用 $[10^{-3}, 10^{-1}](\text{S} \cdot \text{m}^{-1})$ 上以 10 为底的对数均匀函数来表示（通过把电导率的数量级设置为均匀分布参数来实现）。

将这些当前的加工参数分布作为输入，设置目标参数为加工得到的器件在 5MHz 激励下的有效电容值，则利用“筛选”分析模块，可以借助 Morris one-at-a-time (MOAT) 方法^[53]，量化各个加工输入参数对目标参数的影响的大小及复杂程度。对某个加工参数而言，计算出其的 MOAT 平均值越大，就表明其对目标参数的影响越大；其的 MOAT 标准差越大，就表明其对目标参数的影响越复杂，可能和其他参数具有强的或具有非线性的影响。图 5.5 展示了这里设置的各个输入参数对加工得到的电容值的 MOAT 分析结果，不难发现对电容值影响最大、最复杂的都是与介质的性质有关的：介质电导率的指数一项的 MOAT 标准差最大，很可能暗示其对结果有非线性的影响；介质介电常数的 MOAT 平均值最大，说明其当前的分布形式对结果值的影响是各参数中最大的。此外，介质的厚度的不确定性对电容值也有着较大的影响。借助 MOAT 分析的结果，可以从所有的输入参数中，筛选出对目标参数影响最大的几个，在这里便是前面提到和电容器介质相关的三个参数。这些影响显著较大的参数便是在之后的工艺优化中应该重点、优先考虑的方向，进一步更精细的不确定度量化分析只需要对这几个参数进行，以降低分析的参数空间的维度，用较少的计算量实现优化。

利用 COMSOL 的基于训练代理模型的不确定度传递算法，可以用相对较少的计算量给出指定输入参数分布下的目标参数分布。将表 5.1 中介质相关的三个输入参数的分布及其分布作为不确定度传递的输入，可以计算出加工得到的电容容值的分布的高斯核密度估计如图 5.6 所示。该分布明显是一个不对称的分布，简单分析可知，这应该是因为介质电导率的增加只会单向地使得电容器的有效电容降低，从而使得分布偏向电容较低的一侧。量化结果表明，该分布对应加工得到的电容值 95% 置信区间下限是设计值的 85.02%，上限是 106.27%。这个结果明确指出，

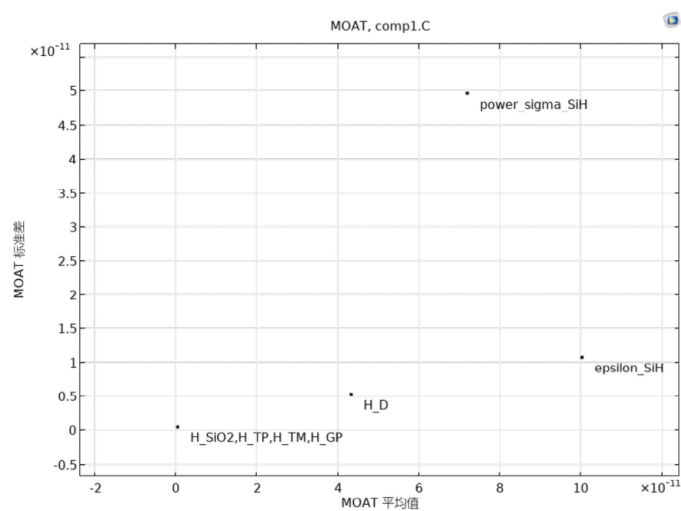


图 5.5 表5.1指定的加工参数分布对加工得到的电容值的 MOAT 分析结果。

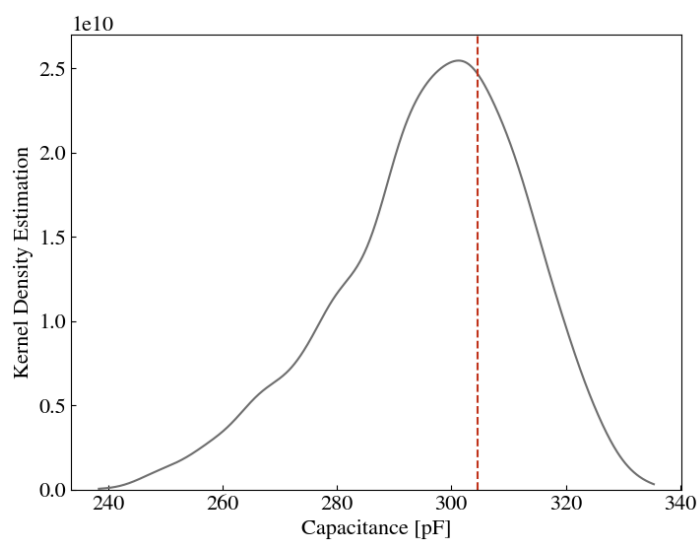


图 5.6 表5.1给出的三个介质相关参数的分布导致的加工电容值分布，红色虚线标出了该电容的设计值。

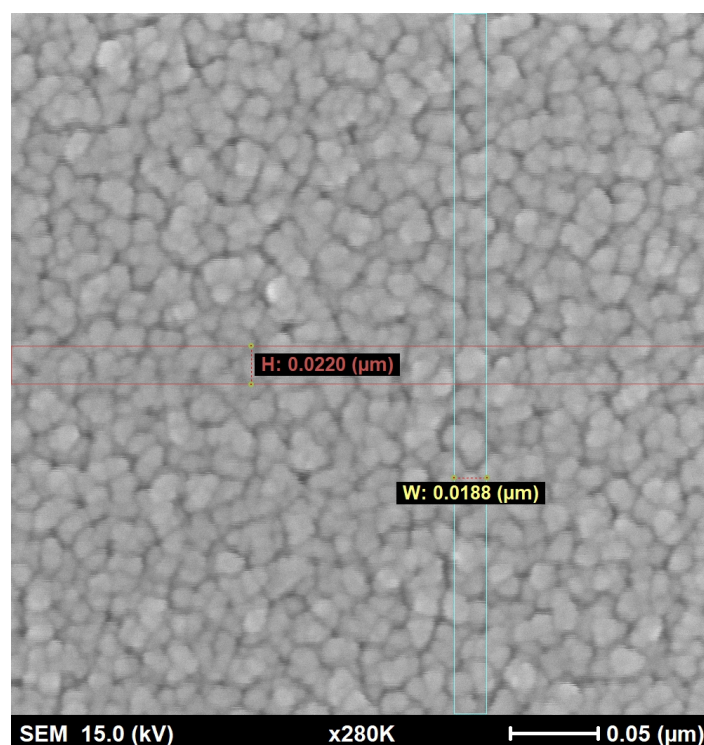


图 5.7 微纳加工得到的电容底板用扫描电镜表征的表面形态。

目前的加工参数分布下，有效电容偏小的概率应该要显著大于偏大的概率，且这主要由介质漏电导致。

考虑到介质电导率的增加只会降低有效容值，因此可以通过分布上限的位置判断其他两个输入参数的影响，也就是说，可以认为目前给出的介质厚度和介电常数的分布导致的容值散布在 6% 左右，相应导致的谐振频率散布约为 3%。这样的散布会改变其与邻路之间的频率间隔关系，而可能加大了串扰，要求 Q 值要有一定的提高，不过这一数值还在设计可接受范围内。而电介质非理想的电导率带来的实际影响更加复杂，除了降低有效容值而让谐振点有额外的偏高之外，对谐振器的 Q 值也会产生复杂的影响，这些在下一小节中将作详细讨论。

在实际加工中，情况其实还会更加复杂。仿真的不确定性分析中，每个层都是作为厚度均一处理的，只是考虑了整体层厚的变化。但实际加工中每一层的厚度往往并不是均一的，其表面往往是如图 5.7 所示的粗糙表面，层厚的加工分布发生在同一个器件的同一个层中。这样的层内不均匀性会对电容值引入一些新的影响，尤其是在本文这种加工的介质层厚度很小的情况下，过大的粗糙度有可能导致沉积的介质错层或者在层间夹入气泡区域，从而对电容值产生影响，甚至使得电容短路失效。此外，加工中沉积的各个层的边缘也往往不是模型所示的直角，而是圆角，且下方连接的切面一般是斜面。加工中这种的不均匀沉积导致的影响，将是该电容工艺设计在未来需要重点研究的内容。

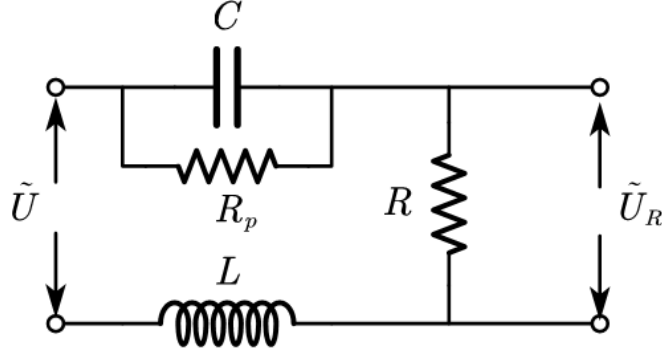


图 5.8 电容漏电的 RLC 谐振电路示意图。

5.2.2 非理想电容影响谐振器性能的理论

上一小节中通过仿真分析的方法发现，电容介质的电导率对电容值加工结果会产生复杂的影响，从而影响微纳谐振器的性质。针对这一问题，本小节希望从理论模型上给出一定分析，并给出电容介质电导率的具体加工目标，提出在谐振器整体的测试中鉴别介质电导率是否符合要求的方法。

含有限电导率介质的电容，实际上就是一个漏电的电容器，在电路模型上可以视为一个并联着漏电阻 R_p 的电容器 C 。由于 R_p 与 C 对应同一个器件，因此考虑电容定律和电阻定律，则可知两者之间满足：

$$R_p = \frac{\epsilon_D \epsilon_0}{\sigma_D C}, \quad (5.5)$$

其中 ϵ_D 为该介质的相对介电常数， ϵ_0 为真空介电常量， σ_D 为该介质的电导率。为了下面便于书写，不妨设 $k = \epsilon_D \epsilon_0 / \sigma_D$ 。此时，谐振器的电路可以由图5.8表示，于是该电路的阻抗可以表示为：

$$Z = R + \frac{k}{C + \omega^2 k C} + j \left(\omega L - \frac{\omega k^2}{C + \omega^2 k^2 C} \right). \quad (5.6)$$

可以解出其谐振频率（阻抗最小值点）为：

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\sqrt{C^5 L^2 R_p^6 (2C R R_p + C R_p^2 + 2L)}}{C^4 L^2 R_p^4}} - \frac{1}{C^2 R_p^2}. \quad (5.7)$$

当 R_p 很大时，上式自然地满足 $\omega_0 \rightarrow 1/\sqrt{LC}$ ，即回到介质不漏电的理想情形。利用式5.6，给定电路参数后可以绘制出电路的幅频响应特性曲线，如图5.9所示。可以看出，在 R_p 大于 $10^2 \Omega$ 及以上时，电路的幅频响应曲线就比较接近理想 RLC 串

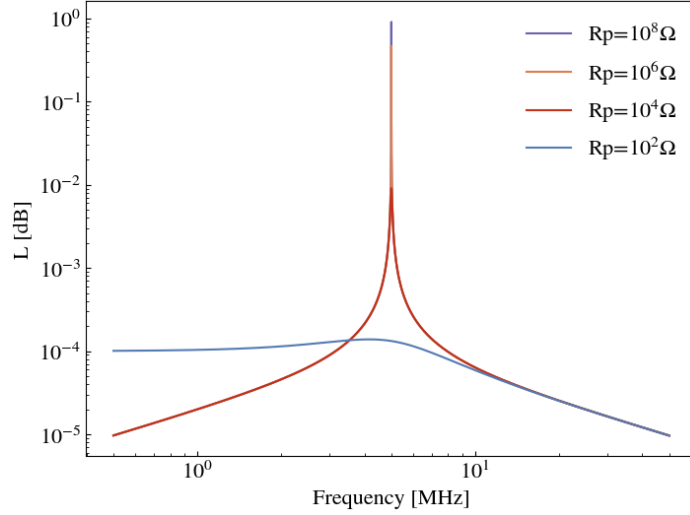


图 5.9 不同电容漏电电阻下的 RLC 谐振器的幅频特性曲线，基本参数设置为 $R = 10\text{m}\Omega$, $L = 3.3525\mu\text{H}$, $C = 304.66\text{pF}$ 。

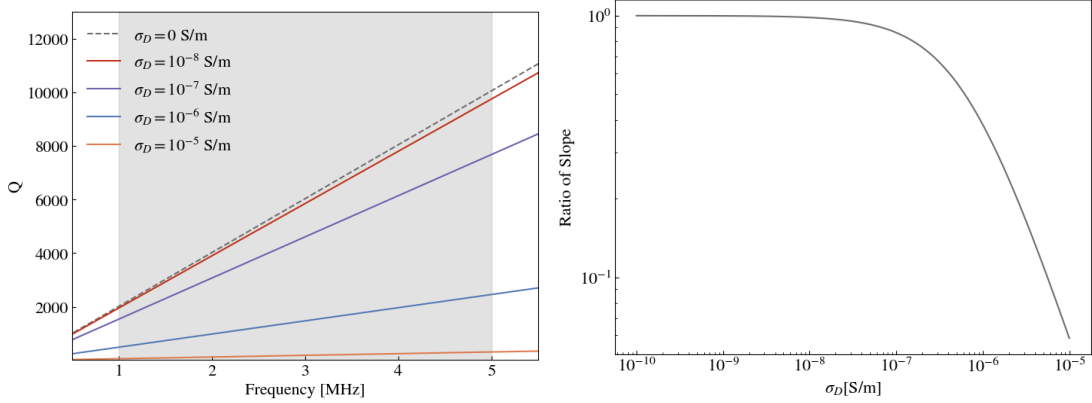


图 5.10 $\epsilon_D = 11.7$, $R = 10\text{m}\Omega$, $L = 3.3525\mu\text{H}$, 图 5.11 $\epsilon_D = 11.7$, $R = 10\text{m}\Omega$, $L = 3.3525\mu\text{H}$ 时, 不同 σ_D 下阵列中各频率谐振器的 Q 值分布, 近似理论得到的不同 σ_D 下 Q 与谐振频率关为了便于展示, 这里的生成的谐振器的谐振系的斜率与理想状态下的比。频率向两边拓宽了, 灰色部分标出了本工作使用的频率区间。

联谐振电路的形态了, 但是峰值会偏低一些。也就是说, 电容漏电实际上会压低电路的最大增益, 但对远离谐振频率的增益改变不大, 从而使得电路的 Q 值下降。此时, 如果要使得该路谐振器的 TES 依然工作在正确的偏压上, 就要加大相应频率的偏压激励的强度, 进而也会使得该频率的偏压泄露进其他路的绝对电流大小增大, 从而使最终读出的信号中的串扰增大。

更近一步地, 在 R_p 不很小的情况下, 可以利用上面的幅频特性响应, 通过式 2.13 直接求出特定谐振器的 Q。此时, 把视野放到整个阵列上, 考虑电感不变, 改变电容值大小来生成不同频率谐振器, 可以得到如图 5.10 所示的不同 σ 下阵列中各频率谐振器的 Q 的分布, 计算时 ϵ 被设定为 11.7。可以看到, 在理想状态下, 按照本文描述的方法生成的谐振器阵列的 Q 值将会随着谐振器频率的增加而线性上升, 高频谐振器的带宽较小, 从而降低偏置电流泄露引入的串扰, 缓解了高频

谐振器之间更大的互感带来的串扰增加。而有限大小的 σ_D 的存在使得这个线性增长的斜率降低了，进而使得阵列中的串扰增加了。

事实上，在 R_p 较大时，可以近似定义谐振角频率 ω_0 附近的衰减系数为：

$$\alpha = \alpha(\omega_0) \approx \alpha\left(\frac{1}{\sqrt{LC}}\right) = \frac{R}{2L} + \frac{1}{2R_p C}, \quad (5.8)$$

此时，考虑定义 $Q = \frac{\omega_0}{2\alpha}$ ，则：

$$Q = \frac{2R_p}{\frac{RR_p}{L\omega_0} + \omega_0 L} = \frac{2kL}{2kR + L}\omega_0. \quad (5.9)$$

可以发现，当 $k \rightarrow +\infty$ 时，上式自动满足理想状态 $Q = \frac{L}{R}\omega_0$ 。于是，考察上式的斜率和理想状态 Q 对 ω_0 的斜率，即：

$$\text{Ratio of Slope} = \left(1 + \frac{L}{2kR}\right)^{-1}. \quad (5.10)$$

带入相应参数，可绘制出斜率比（Ratio of Slope）随 σ_D 的变化如图5.11所示。可以发现， $\sigma_D \sim 10^{-7}\text{S/m}$ 时，斜率比大约下降 3dB，此时谐振器阵列的 Q 值快速下降，和图5.10所示相吻合。

依照上述结果，可以提出加工指标：为较好地控制 Q 值，阵列中电容介质的平均电导率不应该小于 $\sigma_D = 10^{-7}\text{S/m}$ 。从5.1.2的介绍可知，这在加工上是一个可以实现的指标。此外，这一发现也指出了一种通过对微纳谐振器阵列的测试来确定当前阵列的平均介质电导率的方法：通过测量阵列的 Q 值，得到阵列的 Q 值随频率的变化，拟合其斜率与设计电路参数对应的理想斜率进行对比，对照图5.11就可以大致确定当前阵列中电容介质的平均电导率。

5.3 微纳电容阵列的常温阻抗测量实验设计

为了更好地验证上一节关于电容介质漏电的猜想，一块纯粹由微纳电容组成的阵列通过 *mlc_dev* 被设计出来，其设计图和加工结果如图5.12所示。该阵列中只含有微纳电容，并按照和谐振器阵列的频率排布相对应的顺序排布各单元。对这一猜想的检验实验，也将同时检查目前的电容微纳加工工艺能否获得满足需求的器件、能否达到要求的产率，并研究电容的各项加工参数是否会随着加工的电容尺寸而有所变化。

利用该阵列进行检查的一大好处就是不用依赖于谐振器的正常工作，而能够

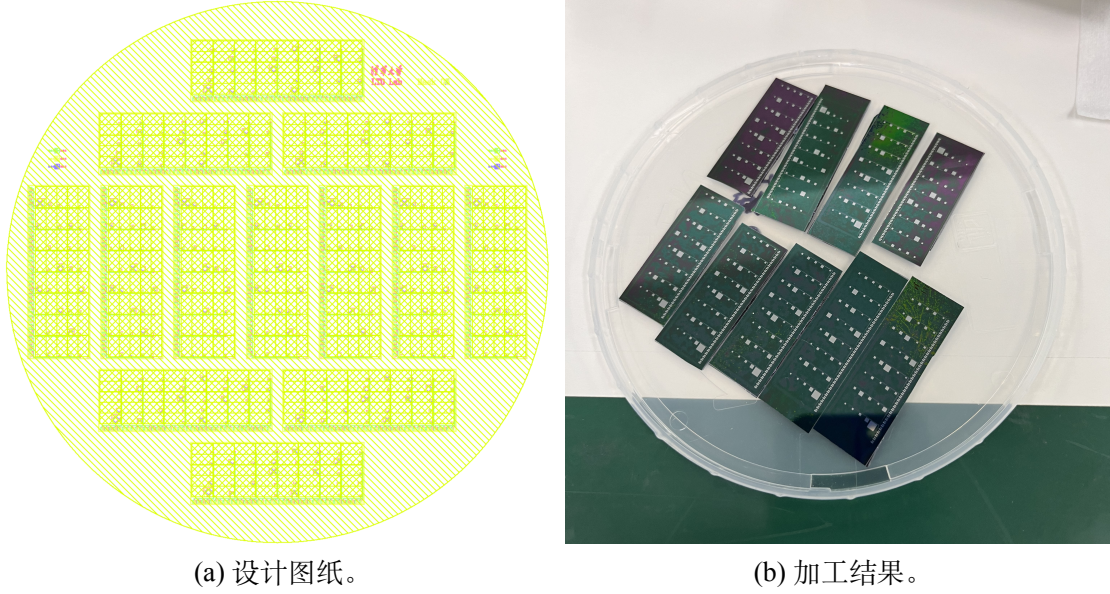


图 5.12 用于验证工艺与电容漏电测试的微纳电容阵列。

独立地检验电容的加工情况。也因此，该测试可以不用在制冷机中进行，大大降低了测试成本。在常温下，这样的阵列中的一个单元的阻抗可以表达为：

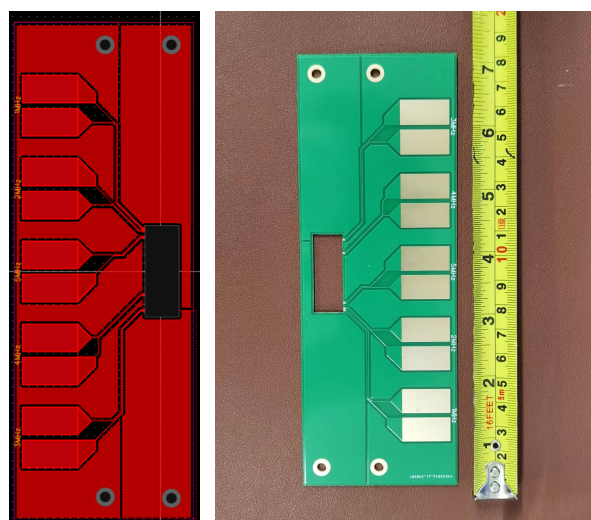
$$Z_{cell} = R_s + \frac{R_p}{1 + \omega^2 C^2 R_p^2} - j \frac{\omega C R_p^2}{1 + \omega^2 C^2 R_p^2}, \quad (5.11)$$

这个结构实际上和电化学交流阻抗分析中最常见的 Randles 电解池的高频情形完全一致^[54]。因此，可以方便地利用大部分阻抗分析仪及其配套软件中都有的电化学交流阻抗谱 (Electrochemical Impedance Spectroscopy, EIS) 模式，给谐振器输入不同频率的激励后直接拟合分析出 R_p ，进而利用电阻定律计算当前的 σ_D ，直接检验电容介质的漏电情况。如图5.13所示是和工作选用的仪器 Newtons4th Ltd. 的 PSM3570+IAI2 套件，并利用配套数据采集软件 PSM Comm2 的 ESI 功能实现直接测量各路电容器的参数。

需要注意的是，由于微纳芯片上电路的接线板面积很小，而阻抗分析仪分析仪往往要通过数厘米长的鳄鱼夹与被测电路进行连接，因此要实现这一测量，还需要设计一个辅助电路板，将微纳芯片上的接线板用引线接出并连接到尺寸合适的大接线板上。图5.14展示了为本次测试设计辅助电路板的图纸及生产结果，辅助电路板上留出了放置电容阵列芯片的空位，并在对应位置留下了微纳接线要使用的小接线板，可以微焊接工艺用金属线两头分别连接在芯片接线板和该小小接线板上，实现引出。由于测试空间有限，辅助电路板上只设计引出了对应谐振器谐振频率为 1MHz、2MHz、3MHz、4MHz、5MHz 的五个电容作为代表进行测试。电路板上空余的空间设计覆铜以改善其散热，并通过在覆铜上留下通孔使电路板可



图 5.13 Newtons4th Ltd. 的 PSM3750+IAI2 阻抗分析仪套件。



(a) 图纸。

(b) 生产结果。

图 5.14 微纳电容阵列测试辅助电路板。

以接地而获得更稳定的电磁环境，提高测量实验的精确度。

由于合作方电容的加工工艺优化到可测试阶段消耗时间较长，该实验先前尚未实施。不过目前实验设备和器件已准备就绪，很快就将获得一批有效的测试数据。

6 总结与展望

银河热重子探测 (Diffuse X-ray Explorer, DIXE) 是将于 2027 年搭载在中国空间站上的实验项目, 将通过巡天扫描观测的方式对银河系中的热重子的分布进行普查, 并为中国科学家主导的新一代软 X 射线空间望远镜: 宇宙热重子探寻 (Hot Universe Surveyor, HUBS) 任务进行技术验证。从直接探测近邻宇宙中“缺失”的热重子的分布和性质的需求出发, DIXE 和 HUBS 的核心探测器被设计为基于超导边缘转变探测器 (Transition Edge Sensor, TES) 制作的微量能器阵列, 需要工作在 $\sim 100\text{mK}$ 的低温下, 以获得足够高的能量分辨率。因此, 复用读出技术必须被使用, 以避免大量导线进入低温平台带来的过大热负载。权衡国际上现有的多种针对 TES 阵列的复用读出技术, FDM 技术因其在可实现性和复用率上的平衡而被选用为 DIXE 复用读出的主要技术路线。对 FDM 而言, 其中最关键的期间便是实现将不同 TES 像元的信号调制到不同频率上的微纳 LC 振荡器阵列。本文针对这一关键器件, 从理论、仿真和实验设计上进行了一系列分析, 得出了振荡器阵列需要考虑的设计边界, 并为制备工艺的优化方向提供了指导, 为填补国内微纳 LC 振荡器制备方面的空白、实现第一套国产低温器件频分复用读出系统做出了贡献。

从 RLC 串联谐振电路的基本原理出发, 本文导出了微纳振荡器阵列电路设计中的关键性能参数 Q 与基本电路参数和频率响应曲线之间的关系, 并分析了常用的两种 RLC 串联谐振单元的电路特性。基于对单路振荡器的分析结果, 本文进一步利用简化情况下定性和近似的理论分析以及对相对真实情况电路仿真两个角度的分析, 给出了振荡器阵列的幅频响应曲线中出现的新现象: 陷波滤波并分析了其对降低噪声的意义。另外, 也注意到了阵列的共感的影响, 分析了共感影响振荡器串扰进而影响信号噪声水平、影响仪器能量分辨率的机制, 并依据串扰水平控制给出了振荡器电路共感的设计与制备上限为 3nH , 目标为 $\sim 300\text{pH}$ 。

基于对振荡器电路整体的分析, 本文进一步给出了微纳 LC 振荡器的总体设计。在 DIXE 给定的载波频段和复用比下, 考虑串扰上限给出了各频率下振荡器的 Q 值下限, 并以此进一步推出了振荡器自感值和电容值的选取边界。结合空间应用对芯片空间利用率的高要求, 最终设计振荡器阵列自感值固定 $\sim 3\mu\text{H}$, 并通过改变电容值来改变谐振频率到指定值。进一步, 为了尽可能实现读出电路低的串扰和噪声, 本文又进一步对阵列中振荡器单元的空间排布、引线的排布和形态进行了优化, 尽可能降低了不同路的线圈、引线之间的互感以及超导载流子拥挤引

发的失超对振荡器性能的影响。

为了方便后续研发工作的进行,本文设计了世界上第二套开源的通用微纳 LC 振荡器电路生成程序 *mlc_dev*,能够从物理参数直接生成振荡器阵列图纸,并使用了自由度和便利性均衡的几何参数控制系统和部件函数逻辑,在自动化、通用化方面超越了前人的类似程序。借助这一程序,本文中生成了用于技术验证和实际应用的多个不同可加工图纸,也生成了一系列方便用于计算机模拟的图纸,充分展示了程序的优势和意义。

从整体到局部,本文又进一步深入探究了振荡器中使用的微纳电感和电容的设计和制备中的问题。文中介绍了微纳读出电路中最常用的电感形制:平面梯度线圈的基本结构与理论,并提出了一种改进形制:四重平面梯度线圈。从远场近似理论和近场电磁仿真两个方面,本文证明了四重平面梯度线圈相较于传统平面梯度线圈的漏磁明显较小,可以显著降低芯片上相邻线圈间的互感耦合系数,从而降低电路的串扰、降低噪声而提高信号的能量分辨率。本文也验证了这一设计依然能够提供足够的自感面积密度,能够在给定的有限空间中用较宽的线宽制作出达到需求自感值的电感。最终,本文将 DIXE 读出系统的微纳电感设计为线宽 $4\mu\text{m}$,外直径 1.56mm ,每个子线圈盘绕 40 圈的四重平面梯度线圈,其仿真得到自感大小为 $3.3257\mu\text{H}$ 。

类似地,本文也介绍了微纳读出电路中电容器的两种最常见的形制:平面叉指电容和薄膜平行板电容的基本结构与理论,并从理论上论证了在本工作的边界条件限制下只能选择后者而放弃前者的原因。进一步,本文搭建了实际薄膜平行板电容器的仿真和理论模型,分析了平行板电容器的寄生参数的产生原因,并分析了当前加工能力下主导得到的电容有效值的散布的因素。结果表明,薄膜介质较低的电导率导致的漏电是影响目前制备的微纳电容的性能的最关键因素。基于此,本文建立了首个考虑有限电导率电容介质的微纳谐振器电路模型,并从电路理论上给出了介质电导率对谐振器阵列的 Q 值的影响,并以此给定了介质电导率的上限为 10^{-7}S/m 。为了验证上述对电容模型的分析,本文进一步设计了可在常温下单独测量阻抗的电容阵列芯片,并设计了其阻抗测量实验的方案和辅助仪器。

未来,我们希望能够在微纳振荡器的设计和制备的研究上走得更远,真正制备出可以投入使用的第一套国产低温频分复用读出系统。在设计上,面向未来更加多路复用的情形,电路参数、元件结构、空间排布都还有优化空间,并热切期待在其中运用智能算法实现真正的最优化。迈向 μMUX 也将是一种考虑方案。在制备上,我们将更精细地探究并掌握制备中的各种条件到最终器件性质的规律,并研究更多更详细非理想因素对最终的器件性质的影响,并追求修正它们的方法。在

测试上，我们希望发展一套更加完整的读出系统性能测试方法，尽可能准确地解析电路中造成负面影响的因素并反馈到设计和制备中，实现高效的迭代优化。

参考文献

- [1] TANABASHI M, HAGIWARA K, HIKASA K, et al. Review of particle physics[J/OL]. Phys. Rev. D, 2018, 98: 030001. <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevD.98.030001>.
- [2] SMITH M S, KAWANO L H, MALANEY R A. Experimental, computational, and observational analysis of primordial nucleosynthesis[J/OL]. The Astrophysical Journal Supplement Series, 1993, 85: 219. <http://dx.doi.org/10.1086/191763>.
- [3] OLIVE K. Review of particle physics[J/OL]. Chinese Physics C, 2014, 38(9): 090001. <https://dx.doi.org/10.1088/1674-1137/38/9/090001>.
- [4] Cyburt R H, Fields B D, Olive K A, et al. Big bang nucleosynthesis: Present status[J/OL]. Reviews of Modern Physics, 2016, 88(1): 015004. DOI: 10.1103/RevModPhys.88.015004.
- [5] KOMATSU E, SMITH K M, DUNKLEY J, et al. Seven-year wilkinson microwave anisotropy probe (wmap*) observations: Cosmological interpretation[J/OL]. The Astrophysical Journal Supplement Series, 2011, 192(2): 18. <https://dx.doi.org/10.1088/0067-0049/192/2/18>.
- [6] ADE P A R, AGHANIM N, ARNAUD M, et al. Planck2015 results: Xiii. cosmological parameters[J/OL]. Astronomy & Astrophysics, 2016, 594: A13. <http://dx.doi.org/10.1051/0004-6361/201525830>.
- [7] FUKUGITA M, HOGAN C J, PEEBLES P J E. The cosmic baryon budget[J/OL]. The Astrophysical Journal, 1998, 503(2): 518. <https://dx.doi.org/10.1086/306025>.
- [8] NICASTRO F, MATHUR S, ELVIS M. Missing baryons and the warm-hot intergalactic medium [J/OL]. Science, 2008, 319(5859): 55-57. <https://www.science.org/doi/abs/10.1126/science.1151400>.
- [9] CEN R, OSTRICKER J P. Cosmic chemical evolution[J/OL]. The Astrophysical Journal, 1999, 519(2): L109. <https://dx.doi.org/10.1086/312123>.
- [10] DAVÉ R, CEN R, OSTRICKER J P, et al. Baryons in the warm-hot intergalactic medium[J/OL]. The Astrophysical Journal, 2001, 552(2): 473. <https://dx.doi.org/10.1086/320548>.
- [11] CROFT R A C, MATTEO T D, DAVÉ R, et al. Hydrodynamic simulation of the cosmological x-ray background[J/OL]. The Astrophysical Journal, 2001, 557(1): 67. <https://dx.doi.org/10.1086/321632>.
- [12] SHULL J M, SMITH B D, DANFORTH C W. The baryon census in a multiphase intergalactic medium: 30 The Astrophysical Journal, 2012, 759(1): 23. <https://dx.doi.org/10.1088/0004-637X/759/1/23>.
- [13] FANG T, BUOTE D, BULLOCK J, et al. Xmm-newton survey of local o vii absorption lines in the spectra of active galactic nuclei[J/OL]. The Astrophysical Journal Supplement Series, 2015, 217(2): 21. <https://dx.doi.org/10.1088/0067-0049/217/2/21>.
- [14] NICASTRO F, KAASTRA J, KRONGOLD Y, et al. Observations of the missing baryons in the

- p>warm-hot intergalactic medium[J/OL].
- Nature*
- , 2018, 558(7710): 406-409.
- <https://doi.org/10.1038/s41586-018-0204-1>
- .
- [15] KOVács O E, ÁKOS BOGDÁN, SMITH R K, et al. Detection of the missing baryons toward the sightline of h1821+643[J/OL]. *The Astrophysical Journal*, 2019, 872(1): 83. <https://dx.doi.org/10.3847/1538-4357/aaf78>.
- [16] LIM S H, MO H J, WANG H, et al. Exploring the thermal energy contents of the intergalactic medium with the Sunyaev-Zeldovich effect[J/OL]. *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, 2018, 480(3): 4017-4024. <https://doi.org/10.1093/mnras/sty2126>.
- [17] Tanimura, H., Aghanim, N., Douspis, M., et al. Detection of intercluster gas in superclusters using the thermal sunyaev-zel' dovich effect[J/OL]. *Astronomy & Astrophysics*, 2019, 625: A67. <https://doi.org/10.1051/0004-6361/201833413>.
- [18] de Graaff, Anna, Cai, Yan-Chuan, Heymans, Catherine, et al. Probing the missing baryons with the sunyaev-zel' dovich effect from filaments[J/OL]. *Astronomy & Astrophysics*, 2019, 624: A48. <https://doi.org/10.1051/0004-6361/201935159>.
- [19] CHAVES-MONTERO J, HERNÁNDEZ-MONTEAGUDO C, ANGULO R E, et al. Measuring the evolution of intergalactic gas from $z = 0$ to 5 using the kinematic Sunyaev-Zel' dovich effect[J/OL]. *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, 2020, 503(2): 1798-1814. <https://doi.org/10.1093/mnras/staa3782>.
- [20] YANG K B, WU Q, WANG F Y. Finding the missing baryons in the intergalactic medium with localized fast radio bursts[J/OL]. *The Astrophysical Journal Letters*, 2022, 940(2): L29. <http://dx.doi.org/10.3847/2041-8213/aca145>.
- [21] FORTUNATO J A S, HIPÓLITO-RICALDI W S, DOS SANTOS M V. Cosmography from well-localized fast radio bursts[J/OL]. *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, 2023, 526 (2): 1773-1782. <http://dx.doi.org/10.1093/mnras/stad2856>.
- [22] TANIMURA H, AGHANIM N, KOLODZIG A, et al. First detection of stacked x-ray emission from cosmic web filaments[J/OL]. *Astronomy & Astrophysics*, 2020, 643: L2. <http://dx.doi.org/10.1051/0004-6361/202038521>.
- [23] TANIMURA H, AGHANIM N, DOUSPIS M, et al. X-ray emission from cosmic web filaments in *srg/erosita* data[J/OL]. *Astronomy & Astrophysics*, 2022, 667: A161. <http://dx.doi.org/10.1051/0004-6361/202244158>.
- [24] CUI W, CHEN L B, GAO B, et al. Hubs: Hot universe baryon surveyor[J/OL]. *Journal of Low Temperature Physics*, 2020, 199(1-2): 502-509. <http://dx.doi.org/10.1007/s10909-019-02279-3>.
- [25] IRWIN K, HILTON G. Transition-edge sensors[M/OL]. Springer Berlin Heidelberg, 2005: 63-150. http://dx.doi.org/10.1007/10933596_3.
- [26] BARRET D, TRONG T L, DEN HERDER J W, et al. The Athena X-ray Integral Field Unit (X-IFU)[C/OL]/DEN HERDER J W A, TAKAHASHI T, BAUTZ M. *Space Telescopes and Instrumentation 2016: Ultraviolet to Gamma Ray: Vol. 9905*. SPIE, 2016: 99052F. <https://doi.org/10.1117/1.5560000>.

[//doi.org/10.1117/12.2232432](https://doi.org/10.1117/12.2232432).

- [27] CUI W. Development of tes microcalorimeters for the hubs mission[C/OL]//SIEGMUND O H, HOADLEY K. UV, X-Ray, and Gamma-Ray Space Instrumentation for Astronomy XXIII. SPIE, 2023. <http://dx.doi.org/10.1117/12.2677354>.
- [28] JIN H, MAO J, CHEN L, et al. Diffuse x-ray explorer: a high-resolution x-ray spectroscopic sky surveyor on the china space station[J]. Journal of Low Temperature Physics, accepted.
- [29] DOBBS M A, LUEKER M, AIRD K A, et al. Frequency multiplexed superconducting quantum interference device readout of large bolometer arrays for cosmic microwave background measurements[J/OL]. Review of Scientific Instruments, 2012, 83(7). <http://dx.doi.org/10.1063/1.4737629>.
- [30] WANG Q. Development of frequency division multiplexing readout for a large transition edge sensor array for space[D/OL]. University of Groningen Press, 2021. <http://dx.doi.org/10.33612/diss.193636081>.
- [31] HIJMERING R A, DEN HARTOG R, RIDDER M, et al. Readout of a 176 pixel fdm system for safari tes arrays[C/OL]//HOLLAND W S, ZMUIDZINAS J. Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VIII. SPIE, 2016. <http://dx.doi.org/10.1117/12.2231714>.
- [32] WANG Q, KHOSROPANAH P, VAN DER KUUR J, et al. Electrical cross talk of a frequency division multiplexing readout for a transition edge sensor bolometer array[J/OL]. Review of Scientific Instruments, 2021, 92(1). <http://dx.doi.org/10.1063/5.0032929>.
- [33] WANG S, WANG G, CHEN N, et al. Development of superconducting microcalorimeters for the hubs mission[J/OL]. Superconductivity, 2022, 4: 100027. <http://dx.doi.org/10.1016/j.supcon.2022.100027>.
- [34] LANTING T M, CHO H M, CLARKE J, et al. Frequency-domain multiplexed readout of transition-edge sensor arrays with a superconducting quantum interference device[J/OL]. Applied Physics Letters, 2005, 86(11): 112511. <https://doi.org/10.1063/1.1884746>.
- [35] WANG Q, KHOSROPANAH P, VAN DER KUUR J, et al. Frequency division multiplexing readout of 60 low-noise transition-edge sensor bolometers[J/OL]. Applied Physics Letters, 2021, 119(18). <http://dx.doi.org/10.1063/5.0065570>.
- [36] WANG Q, KHOSROPANAH P, VAN DER KUUR J, et al. Frequency division multiplexing readout of a transition edge sensor bolometer array with microstrip-type electrical bias lines [J/OL]. Review of Scientific Instruments, 2022, 93(12). <http://dx.doi.org/10.1063/5.0108786>.
- [37] CLEM J R, BERGGREN K K. Geometry-dependent critical currents in superconducting nanocircuits[J/OL]. Phys. Rev. B, 2011, 84: 174510. <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevB.84.174510>.
- [38] HAZUMI M, ADE P, ADLER A, et al. LiteBIRD satellite: JAXA's new strategic L-class mission for all-sky surveys of cosmic microwave background polarization[C/OL]//LYSTRUP M, PERRIN M D, BATALHA N, et al. Space Telescopes and Instrumentation 2020: Optical, Infrared,

- and Millimeter Wave: Vol. 11443. SPIE, 2020: 114432F. <https://doi.org/10.1117/12.2563050>.
- [39] BRUIJN M P, GOTTARDI L, DEN HARTOG R H, et al. Superconducting lc filter circuits for frequency division multiplexed readout of tes detectors[J/OL]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2011, 21(3): 294–297. <http://dx.doi.org/10.1109/tasc.2010.2088357>.
- [40] LE H T, HAQUE R I, OUYANG Z, et al. Mems inductor fabrication and emerging applications in power electronics and neurotechnologies[J/OL]. Microsystems & Nanoengineering, 2021, 7 (1). <http://dx.doi.org/10.1038/s41378-021-00275-w>.
- [41] MOHAN S, DEL MAR HERSHENSON M, BOYD S, et al. Simple accurate expressions for planar spiral inductances[J/OL]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1999, 34(10): 1419–1424. <http://dx.doi.org/10.1109/4.792620>.
- [42] HATTORI K, AKIBA Y, ARNOLD K, et al. Optimization of cold resonant filters for frequency domain multiplexed readout of POLARBEAR-2[C/OL]//HOLLAND W S, ZMUIDZINAS J. Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VII: Vol. 9153. SPIE, 2014: 91531B. <https://doi.org/10.1117/12.2057045>.
- [43] ROTERMUND K, BARCH B, CHAPMAN S, et al. Planar lithographed superconducting lc resonators for frequency-domain multiplexed readout systems[J/OL]. Journal of Low Temperature Physics, 2016, 184(1–2): 486–491. <http://dx.doi.org/10.1007/s10909-016-1554-4>.
- [44] FARAMARZI F, DE HAAN T, KUSAKA A, et al. Lithographed superconducting resonator development for next-generation frequency multiplexing readout of transition-edge sensors[J/OL]. Journal of Low Temperature Physics, 2018, 193(3–4): 498–504. <http://dx.doi.org/10.1007/s10909-018-1889-0>.
- [45] KOLEV T V, VASSILEVSKI P S. Parallel auxiliary space amg for $h(\text{curl})$ problems[J/OL]. Journal of Computational Mathematics, 2009, 27(5): 604–623. <http://dx.doi.org/10.4208/jcm.2009.27.5.013>.
- [46] IGREJA R, DIAS C. Extension to the analytical model of the interdigital electrodes capacitance for a multi-layered structure[J/OL]. Sensors and Actuators A: Physical, 2011, 172(2): 392–399. <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0924424711005474>. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.sna.2011.09.033>.
- [47] ALLEY G. Interdigital capacitors and their application to lumped-element microwave integrated circuits[J/OL]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1970, 18(12): 1028–1033. DOI: 10.1109/TMTT.1970.1127407.
- [48] ZMUIDZINAS J. Superconducting microresonators: Physics and applications[J/OL]. Annual Review of Condensed Matter Physics, 2012, 3(1): 169–214. <http://dx.doi.org/10.1146/annurev-conmatphys-020911-125022>.
- [49] ICHIRO SATO S, SAI H, OHSHIMA T, et al. Proton-induced photoconductivity increment and the thermal stability of a-si:h thin film[J/OL]. Journal of Non-Crystalline Solids, 2010, 356 (41): 2114–2119. <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0022309310004163>. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jnoncrysol.2010.07.018>.

- [50] GIRGINOUDI D, TSIARAPAS C, GEORGOULAS N. Properties of a-si:h films deposited by rf magnetron sputtering at 95°C[J/OL]. *Applied Surface Science*, 2011, 257(9): 3898-3903. <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0169433210016387>. DOI: 10.1016/j.apsusc.2010.11.115.
- [51] 闫卫平, 马灵芝, 牛德芳. 多晶硅薄膜的结构与电学特性关系的研究[J]. *传感技术学报*, 1995: 12-16.
- [52] LI X, LI Y, HU L, et al. Study on p-a-si:h properties of n-type heterogeneous junction solar cells manufactured by large-area parallel plate pecvd machine[J/OL]. *Materials Science in Semiconductor Processing*, 2024, 175: 108253. <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1369800124001495>. DOI: 10.1016/j.mssp.2024.108253.
- [53] MORRIS M D. Factorial sampling plans for preliminary computational experiments[J/OL]. *Technometrics*, 1991, 33(2): 161–174. <https://doi.org/10.2307/1269043>.
- [54] LAZANAS A C, PRODRONIDIS M I. Electrochemical impedance spectroscopy—a tutorial [J/OL]. *ACS Measurement Science Au*, 2023, 3(3): 162-193. <https://doi.org/10.1021/acsmesuresciau.2c00070>.

附录 A *mlc_dev* 中的元件及其可控参数列表。

元件名	参数	备注
电感 (Inductor)	线距 (gap_width)	绕线间距, 单位 μm 。
	线宽 (line_width)	绕线宽度, 单位 μm 。
	圈数 (num_turns)	单个线圈的绕线圈数。
	外直径 (outer_diameter)	单个线圈的外边长, 单位 μm 。
	感值 (Inductance)	整个电感的感值大小, 单位 μH 。
电容 (Capacitor)	电容类型 (type)	电容类型, 可选叉指电容 (IDC) 或平行板电容 (PPC)。
	相对介电常数 (er)	介质的相对介电常数。
	介质厚度 (h)	介质的厚度, 单位 m。
	极板有效边长 (length)	正方形平行板电容中较小板的边长, 单位 μm , 仅在 type='PPC' 时有效, 通过输入的谐振频率计算。
	叉指间距 (gap_width)	叉指电容两指之间的距离, 单位 μm , 仅在 type='IDC' 时有效。
	叉指线宽 (line_width)	叉指电容每一指的宽度, 单位 μm , 仅在 type='IDC' 时有效。
	基板宽度 (base_height)	叉指电容连接各指的基板的宽度, 单位 μm , 仅在 type='IDC' 时有效。
	叉指数量 (finger_num)	叉指电容的指数, 由输入的谐振频率计算, 仅在 type='IDC' 时有效。
	叉指长度 (line_height)	叉指电容的指长度, 由输入的谐振频率计算, 单位 μm , 仅在 type='IDC' 时有效。
	电容总长度 (height)	叉指电容的总长度, 程序内部计算, 单位 μm , 仅在 type='IDC' 时有效。

元件名	参数名	备注
接线板 (Pad)	宽度 (大) (width0)	芯片中较大的接线板的宽度, 单位 μm 。
	宽度 (小) (width1)	芯片中较小的接线板的宽度, 单位 μm 。
	长度 (小) (length1)	芯片中较小的接线板的长度, 单位 μm 。
	间隔 (spacing)	相邻接线板的间隔, 单位 μm 。
谐振器 (Resonator)	单元高度 (height)	谐振器单元的高度, 单位 μm 。
	单元宽度 (width)	谐振器单元的宽度, 单位 μm 。
	元件间距 (gap)	单元中电感和电容的间距, 单位 μm 。
阵列 (Array)	行相对位置 (row_position)	阵列在晶圆上的相对行位置。
	列相对位置 (column_position)	阵列在晶圆上的相对列位置。
	旋转角 (rotation)	阵列在晶圆上摆放时的旋转角, 单位 $^{\circ}$ 。
	标记字体大小 (note_font_size)	阵列中标记性文字图案的大小, 单位 μm 。
	行中谐振器数 (num_LC_rows)	阵列里一行中的谐振器数量。
	列中谐振器数 (num_LC_columns)	阵列里一列中的谐振器数量。
	谐振器单元高度 (CellHeight)	划定阵列里一个谐振器单元位置的高度。

元件名	参数名	备注
芯片 (Chip)	谐振器单元宽度 (CellWidth)	划定阵列里一个谐振器单元位置的宽度。
	谐振器总数 (num_LCs)	阵列里的谐振器数量。
	传输线宽度 (TL_width)	阵列里引线的基本宽度, 单位 μm 。
	引线间距 (wire2wire_space)	阵列里引线的基本间距, 单位 μm 。
	引线转角半径 (wire_corner_radius)	阵列里引线转角处倒圆角的半径, 单位 μm 。
	汇总接线板间距 (sumpad_gap)	阵列上方汇总各路引线以备引出至下一级的接线板之间的间距, 单位 μm 。
	阵列横间距 (array_gap_x)	晶圆上两个阵列之间的横向距离, 单位 μm 。
	阵列纵间距 (array_gap_y)	晶圆上两个阵列之间的纵向距离, 单位 μm 。
	层对齐标志位置 (MakerPostion)	层对齐标志在晶圆上的位置, 单位 μm 。
	层注释位置 (MaskLabelPosition)	层注释在晶圆上的位置, 单位 μm 。

致谢

站在时间的彼岸回望，四年的成长似乎只在一念之间。当年那个只凭着一腔热血，在高考失利后反抗着人流走向星空的孩子，今天终于能够更加自信、更加沉稳地面对这片无垠的宇宙。四年前曾许下的“定不会辜负栽培”的诺言、一直坚持的“推翻既定结局”的渴望，在这一刻居然真的都已经平稳落地，当然，也即将向着更深远的未来启航。感谢中山大学，感谢物理与天文学院的老师们的信任与栽培，感谢社会各界善士的认可与帮助，也感谢没有放弃的自己，我才得以成为那个幸运儿，踏上了自己幼时梦想中的道路。

我尤其希望，向我的本科生导师，我的“伯乐”，给予了我无限信任与力量的杨莉莉副教授致谢。并不是在课堂之上相识的我们，似乎是被一种奇妙的偶然性牵引着，但杨老师高远的科研志向、深刻的科研品味和丰富有趣的研究内容，又是必然将吸引我向她学习的。杨老师，您可曾意识到，当我从你手中接过中山大学“天格计划”的重任的那一刻，也许是我过去的四年中最大的转折点。我从未感受过一个工作、学习上的前辈对我如此大的信任，也诚惶诚恐于您给我提供过的无数的帮助。走上高能天文仪器研发这条道路，是我一直的梦想，也是您大胆浇灌下才能开出的花朵。此刻我不耻于自诩为“千里马”，因为我实在希望将您称为我的“伯乐”，您甚至先于我自身看见了我的潜能，比过去的我自己还要清楚我能够做到什么。也感谢您在我毕业论文工作期间从校内给予的协助。我不知道应该如何报答您的知遇之恩，只能努力不辜负您的信任，并把这样的勇敢的信任给予更多后辈，学习、传递、发扬您教导我的精神品格。写下这段文字时，敬爱的杨莉莉老师正因为意外事故还在医院中接受治疗，我无比牵挂，更无比渴望您能早日康复，回到您热爱的教学与研究之中。

我也必须向在毕业设计期间给予了我莫大帮助的清华大学低温探测器实验室的老师同学们致以最诚挚的谢意。七个月前，我只身来到北京这个陌生的城市，感谢你们的温暖相待，让我能够迅速融入实验室集体，从而能快速地进入工作之中。我十分感谢崔伟教授在一年前夏令营的初识中认可了我，也十分感谢您对我的未来研究生涯和道路的点拨，更感谢您在我毕业设计工作期间给予的认可、引导和资源上的帮助，让我能够以更加清晰的思路、更高的效率进行我如今和未来的研究。我也特别希望感谢与我密切合作、同样给予了我极大信任的王骞博士，是你的热情让我真正感受到了微纳电子学的魅力所在，也是你一步步引导我进入了微

纳电子设计与制备研究的广阔天地，遇见了我下一步想要深入探索的秘境。同时，我也想向在科学知识、科研技巧、实验技术以及研究生活上给予了我很大帮助的师兄师姐们表达感谢，是你们陪伴着我真正踏上了成为一名学者的道路。

我想向在这四年中帮助过我、引导过我行政、教学老师们道一声谢。感谢你们对我言传身教的引导，使我不仅掌握了充足的知识，也能用越来越成熟的方法处理工作学习中遭遇的事情，真正开始成长为一个独立的人。我也想向一直站在身边支持我的同学和朋友们道一声谢。与你们的协作使我在学术的道路上走得更远、更稳，也希望我也有帮助到你们每一个人。特别地，我想向白若然同学说一声谢谢，谢谢你在每一个我紧张焦虑的时刻给予我的抚慰和支持，也谢谢你用交叉学科的视角给我带来对我所研究学习的世界的新认识。

最后，我想将我最大的感谢给予我的父母和祖父母。在我年幼体弱时，是你们日夜操劳照顾我慢慢成长。时至今日，我依然记得在祖父自行车后座、在祖母背上、在父母汽车后座的那些日子，那些逝去才发觉竟然只有一瞬的日子。是你们的在生活工作中以身作则、润物无声的教导使我积累了足够的知识与能力，而能够在如今选择自己梦想的道路；是你们在我义无反顾背离人群后，依然坚定地支持我自由闯荡，才能够成就今天的我。我始终质朴地希望着，在你们年老体衰之前，在你们还记得、还能看见这一切之时，能让你们种下的爱开出花朵，能成为你们的骄傲，成为家庭、社会的栋梁。时至今日，我相信我可以自豪地说，我，迈出了第一步。

谨以此篇献给我的本科年华。

张靖毅

2024 年 5 月 20 日