



中国科学院大学
University of Chinese Academy of Sciences

博士学位论文

用于频率基准源的硅MEMS谐振器研究

作者姓名: 游卫龙

指导教师: 杨恒 研究员

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位类别: 工 学 博 士

学科专业: 微电子学与固体电子学

培养单位: 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

二零一六年九月

Research on Silicon MEMS Resonator for Frequency Reference

**By
Weilong You**

**A Dissertation Submitted to
University of Chinese Academy of Sciences
In partial fulfillment of the requirement
For the degree of
Doctor of Engineering**

**Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology
Chinese Academy of Science
May, 2016**

致谢

值此论文完成之际，衷心感谢我的导师杨恒老师。杨老师精深的学术造诣、严谨的科学态度使我终生受益。杨老师以其深厚的MEMS谐振器设计理论知识、丰富的工艺经验，对本课题倾注了巨大的精力和心血，帮助了我准确推进本课题的各方向进度和解决本课题中的关键问题，使我能够快速深入地研究课题。再次感谢杨老师在我学习、科研和生活等各方面的无私关怀和指导。

衷心感谢张磊师弟对本课题电路测试方面不可或缺的贡献。特别感谢魏文杉师姐和刘冰杰师弟在学习和生活中给我以热情慷慨的帮助。衷心感谢李昕欣老师对本课题高瞻远瞩的指导和真知灼见的理论建议。特别感谢戈肖鸿老师、徐鹏程老师和王家畴博士对本课题的工艺经验帮助。感谢夏晓媛老师、刘芳老师、朱琳老师、冒文彤老师，以及人才教育处罗琦老师、余翔波老师、邵天浩老师、谢佳老师在生活和工作中给予的关心和帮助。

尤其感谢王小飞、豆传国、夏伟峰、庞俊、戴华、张进、鲍志强和魏旭东在工艺实验中对我的热心帮助，也感谢吴燕红老师、陈滢、徐肖雁、庞俊、夏伟峰、俞正寅、叶慧、吴玲、陆一唯、庄玉珍、丁家奇、张进、戴华、王成霞、赵伟民、吴滨彬、姚祎婷、魏旭东、王玮萍、吴玉婷等工艺平台工程师的无私奉献，没有他们的帮助和奉献本课题是无法完成工艺研究验证的。

感谢舍友冯端和蔡奇同学在我攻读博士学位期间的陪伴和生活上的帮助，我们快乐地渡过了整个博士研究生的学习生涯，这份深厚的友谊让我终生难忘。感谢李珩、张啸、郭连峰、薛聪、黄善洛、郑涛、龙亮、郭智慧、何其盛、刘大洋、刘梦、叶交托、包宇洋、吕凯、周伟、唐翹楚、戴鹏飞、杨力健、杨威、王辉、袁志山、赵忆、郭栓宝和陈雯芳等同学在学习和生活上的帮助和支持。你们的支持和帮助使我克服了学习和生活中的许多困难，这段匆匆而过的韶华是我弥足珍贵的记忆。

感谢芯赫公司周志健、陈磊和朱二辉对本课题的帮组，衷心上海市科委对本课题的资金支持。

衷心感谢父亲和母亲对我多年来无私的爱和支持，我将终生铭记并报答他们对我的养育之恩。特别感谢挚爱杨珊珊在生活中给予我的无微不至的关怀，在科研中给我莫大的鼓励和支持。

最后，感谢所有支持和关心我的亲人和朋友。

用于频率基准源的MEMS谐振器研究

游卫龙（微电子学与固体电子学）

指导老师：杨恒 研究员

摘要

近年来，MEMS谐振器由于极小尺寸、高Q值以及CMOS兼容性好等方面的优势而被广泛研究用于频率基准源。MEMS谐振器应用于频率基准源时遇到的最大的挑战是需要较高的频率稳定性和频率精准度。为了能够将MEMS谐振器用于频率基准源，本论文对MEMS谐振器的频率稳定性和频率精准度问题进行了深入研究并取得了突破。本论文首次对静电驱动压阻检测的 I^2 BAR结构建立了解析模型，基于该模型进行了减小工艺偏差影响的可制造性设计将MEMS谐振器的频率精准度提高了一个量级，在极低功耗下，我们通过浓硼掺杂和120nm电容间隙的静电调谐实现了 I^2 BAR结构的全温区补偿，在国际上首次利用开环温度控制实现 $N^{++}[100]$ 体模态谐振器频率转折点工作达到的频率稳定度（ $\pm 0.8\text{ppm}$ ）。同时我们发现了 $N^{++}[100]$ 体模态谐振器转折点工作时的相位噪声抑制特性。为进一步提高MEMS谐振器的频率精准度，我们首次提出了基于集成微蒸发器的频率调频，实现了 $-18.9\text{ppm} \sim 469.3\text{ppm}$ 的频率细调和粗调。

首先，我们对 I^2 BAR结构建立了解析模型，谐振器的谐振频率解析表达式与仿真结果误差在3%以内。通过对弯曲梁的模态分析，我们找到了直拉直压梁与弯曲梁的精确连接点， I^2 BAR结构由此获得高Q值体模态为主的振动。我们基于该解析模型得出谐振器结构尺寸变化与谐振频率的关系实现了可制造性设计，通过穷举法获得了对结构尺寸偏差不敏感的 I^2 BAR结构。

我们针对静电驱动MEMS谐振器静电力驱动不足的问题，提出了一种新型的高深宽比亚微米电容间隙的台阶多晶硅电极制作工艺。通过自对准工艺实现了均匀一致的电容间隙，基于本工艺我们制作完成了具有120nm和300nm电容 I^2 BAR结构。

我们通过浓硼掺杂在电容间隙为120nm电容间隙时，静电馈可实现26MHz I^2 BAR结构在全温区的温度补偿。

为了实现更高频率稳定度的MEMS谐振器，我们研究了具有更高温度稳定度的基于开环温度控制的 $N^{++}[100]$ 体模态谐振器。基于该器件实现了在 25°C 到 65°C 工作区间内 $\pm 0.8\text{ppm}$ 的频率稳定度，其功耗控制在 $5 \sim 2.5\text{mW}$ 之间，在国际上首次提出了N型重掺杂的恒温控制

原理，频率稳定度显著优于同行已有实验结果。在此基础上我们优化了谐振器结果，简化工艺，改进封装，将谐振器的转折频率随温度的波动减小了一个量级。与此同时我们发现了在转折温度点的相位噪声抑制效应。

我们首次提出一种新颖的基于集成微蒸发器的频率微调技术，通过电学加热将悬臂梁上的铝加热至高温而能蒸发到与悬臂梁上下相对的谐振器结构梁，从而在不改变谐振器等效刚度的前提下改变MEMS谐振器的等效质量。我们将制作完成的器件在真空下进行加热蒸发，测试结果显示可以实现-18.9ppm~-469.3ppm分辨率的单次频率微调。

关键词：高精度MEMS谐振器，微纳米电容间隙，可制造性设计，恒温控制，集成微蒸发器

Research on MEMS Resonator for Frequency Reference

Weilong You (Microelectronics and Solid-state electronics)

Directed by: Prof. Heng Yang

Abstract

Recently, MEMS resonator was studied for the application potential in the frequency reference because of the advantage in small scale, high Q and CMOS compatibility. To replace the quartz resonator in the frequency reference, this paper systematically studies the frequency accuracy and frequency stability of MEMS resonator. This paper build the analytical model of I²BAR for the first time, this analytical model is used to predict the frequency and the design for manufacturability to decrease the frequency deviation caused by the manufacture. An I²BAR with 120 nm capacitive gap is compensated in the whole operating temperature regime by the electrostatic softening. For the first time, an open-loop oven-control N⁺⁺ [100] extensional resonator is proposed and stabilize the frequency within ± 0.8 ppm and the phase noise suppression effect at turnover point in N⁺⁺ [100] extensional resonator is firstly revealed and qualitatively explained. For the first time, a novel frequency trimming method based on an integrated micro-evaporator is put forward intentionally, which can trim the resonant frequency of MEMS resonator by the step of -18.9 ppm to -469.3 ppm.

At first of all, we build the analytical model of the I²BAR. The connection nodes of I²BAR are calculated through the mode shape function of flexural beams to increase the Q value. The frequency mismatch between the theoretical results based on the analytical model and the finite element analysis is less than 2.9 %. The design for manufacturability for I²BAR is researched to improve the frequency accuracy in one order of magnitude.

To increase the electrostatic force in MEMS resonator, a process for the High-Aspect Ratio Self-Aligned Stepped Polysilicon Electrode is proposed. The I²BAR with 120 nm and 300 nm capacitive gaps is fabricated based on this process for obtaining a big enough electrostatic softening. For the time, An 25.9 MHz I²BAR with 120 nm capacitive gap is compensated in the whole operating temperature regime by the electrostatic softening.

To increase the frequency stability further, an open-loop oven-control N⁺⁺ [100] extensional resonator is proposed for the time. The frequency is stabilized within ± 0.8 ppm when the power consumption is less than 5 mW. Based on this device, we optimized the structure of OCMO and the oven controlling scheme. The finished resonator is sealed in ceramic package in vacuum and the measurement result shows the the frequency at turnover point dropped to ± 1.5 ppm, and a

more than 20dB phase noise suppression effect is obvious at turnover temperature in N^{++} [100] OCMO.

A novel frequency trimming method based on an integrated micro-evaporator is put forward intentionally. In the high vacuum, the evaporator is electrically heated to evaporate the aluminum material on MEMS resonator. In our research, this method can trim the resonant frequency of MEMS resonator by the step of -18.9 ppm to -469.6 ppm.

Key words: MEMS resonator for frequency reference, micro/nano capacitive gap, design for manufacturability, open-loop oven-control, integrated micro-evaporator

目录

致谢.....	I
摘要.....	III
Abstract	V
目录.....	1
第一章 绪论	4
1.1 MEMS谐振器用于频率基准源的研究进展.....	7
1.2 MEMS谐振器用于频率基准源时所遇到的学术问题.....	10
1.2.1 提高机电耦合系数的窄间隙制造工艺.....	13
1.2.2 频率稳定度.....	16
1.2.3 频率精准度.....	24
1.3 本论文创新点.....	29
第二章 双I梁体模态谐振器设计.....	31
2.1 I ² BAR谐振器模型.....	32
2.1.1 弯曲梁和直拉直压梁等效模型.....	34
2.1.2 I ² BAR整体结构模型.....	36
2.2 理论模型的有限元验证.....	38
2.3 可制造性设计.....	40
2.4 I ² BAR的吸合电压.....	42
2.5 谐振器馈通效应的板级抵消.....	43
2.6 本章小结.....	47
第三章 集成制造技术研究.....	48
3.1 高深宽比自对准的台阶状多晶硅电极工艺原理.....	49
3.2 高深宽比自对准的台阶状多晶硅电极工艺步骤.....	50
3.3 验证HARSASPE工艺的I ² BAR结构.....	59
3.3.1 制作完成的I ² BAR结构.....	59
3.3.2 基于HARSASPE工艺的多晶硅电极.....	61
3.4 可制造性设计验证.....	64
3.5 本章小结.....	65
第四章 基于静电负反馈的低功耗温度补偿技术研究.....	67
4.1 静电反馈的优化设计.....	68

4.2 浓硼掺杂MEMS谐振器的TCF.....	69
4.3 300nm电容间隙的I ² BAR测试.....	70
4.4 120nm电容间隙的I ² BAR测试.....	73
4.4.1 频率响应测试.....	73
4.4.2 Q值与气压之间的关系.....	74
4.5 120 nm电容间隙I ² BAR的全温区静电负反馈补偿.....	75
4.6 本章小结.....	78
第五章 浓磷重掺杂恒温控制补偿技术研究.....	79
5.1 器件设计.....	80
5.1.1 N ⁺ [100]体模态谐振器设计.....	81
5.1.2 加热结构设计.....	84
5.1.3 测温电阻.....	86
5.2 N ⁺ [100]体模态谐振器制造.....	87
5.3 N ⁺ [100]体模态谐振器测试.....	91
5.3.1 谐振器频率测试.....	91
5.3.2 环境温度测量.....	92
5.3.3 加热测试.....	93
5.4 开环温度补偿.....	95
5.5 谐振频率偏差分析.....	97
5.5.1 转折点频率波动.....	97
5.5.2 开环温度控制谐振频率温度稳定性偏差.....	101
5.6 OCMO器件优化及相位噪声抑制现象.....	102
5.6.1 OCMO器件优化.....	102
5.6.2 优化的OCMO器件性能测试.....	104
5.6.3 转折温度点的相位噪声抑制现象.....	112
5.7 本章小结.....	117
第六章 基于集成微蒸发器的谐振频率微调研究.....	119
6.1 微蒸发器设计.....	120
6.1.1 微蒸发器模型.....	120
6.1.2 铝蒸发量理论计算.....	122
6.2 谐振器与微蒸发器的制造.....	123
6.3 测试结果与分析.....	128
6.4 本章小结.....	129

第七章 总结与展望.....	130
7.1 论文总结.....	130
7.1.1 双I梁体模态谐振器设计.....	130
7.1.2 集成制造技术研究.....	130
7.1.3 基于静电负反馈的低功耗温度补偿技术研究.....	131
7.1.4 浓磷重掺杂恒温控制补偿技术研究.....	131
7.1.5 基于集成微蒸发器的谐振频率微调研究.....	132
7.2 创新点总结.....	132
7.3 工作展望.....	133
参考文献.....	135
攻读博士学位期间的学术成果.....	143
作者简介.....	144

第一章 绪论

频率基准源是数字电子系统中提供时钟频率的基本元件,几乎在所有电子系统中均需使用。频率基准源的作用首先是为同步时序数字电路提供频率基准,数字系统基准频率的高低是表征系统运算能力的重要指标。例如,常常采用CPU的基准频率作为计算机性能的主要指标。电子系统的基准频率必须工作在振荡器的稳定区间,因此振荡器的稳定性决定了系统基准频率的上限。越是高性能的系统对振荡器稳定性的要求也越高。作为时间基准,振荡器的精确度往往决定了对距离的测量精度。例如,在基于GSM蜂窝基站的无线定位技术中,个人手机用户位置是通过速度乘以时间计算得到的,而时间是通过振荡信号计数得到的,因此振荡器的精确度决定了对距离的测量精度,如图1所示。振荡器也是保证通讯同步的重要元件。例如,在跳频电台中,当同步时间为4小时,本地振荡器的时钟精度必需达到 4×10^{-10} 以上。

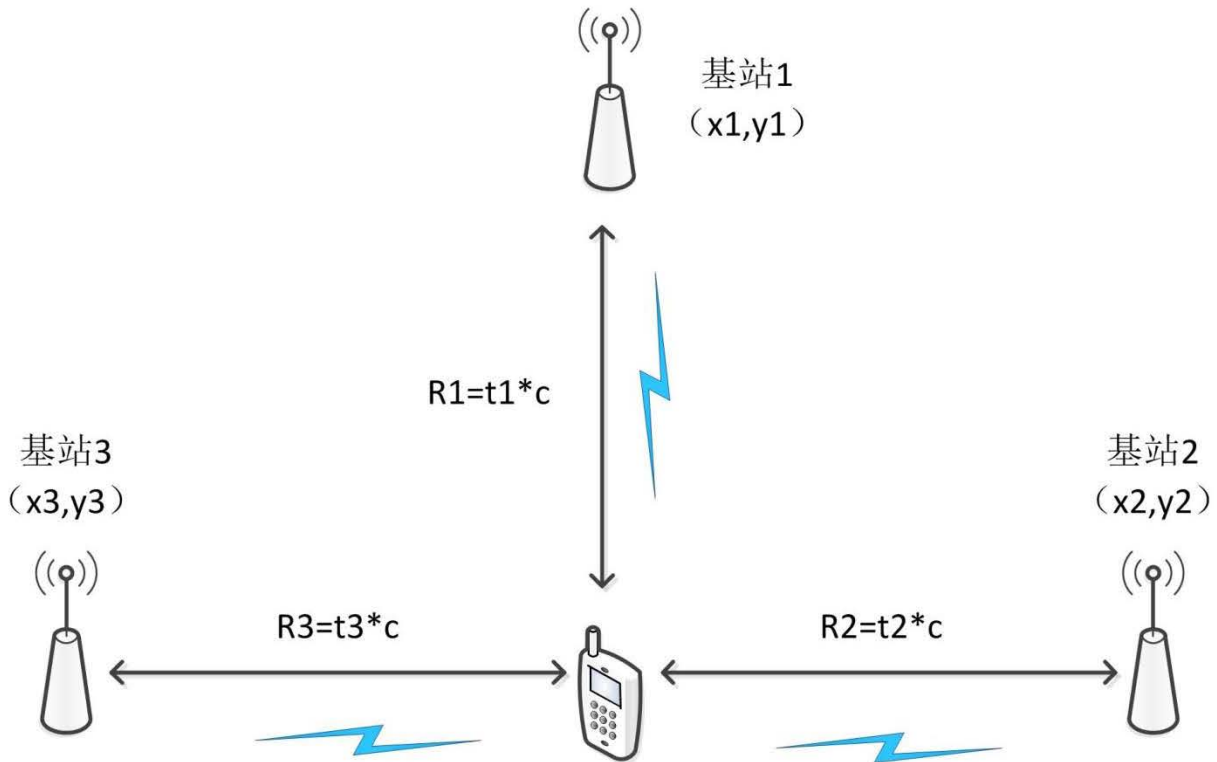


图1 基于GSM蜂窝基站的到达时间式定位

振荡器输出频率的谐振频率、Q值、温度稳定度主要均是由谐振器决定。因而谐振器的选择对频率基准源的选择至关重要。

按谐振器材料类型进行分类,提供频率基准源的振荡器有:石英晶体振荡器、陶瓷振荡器、RC振荡器及硅MEMS振荡器,他们之间优劣势以及精度对比如下表所示:

表1.1 常用振荡器性能对比

振荡器类型	精度	优势	劣势
石英晶体振荡器	中至高	对电磁干扰、湿度不敏感，不需要额外元件匹配	对振动敏感，封装尺寸大，无法继承
陶瓷振荡器	中	成本低	对振动、电磁干扰、湿度敏感
RC振荡器	较低	成本最低	对电磁干扰、湿度敏感，温度特性差，电源抑制比差
硅MEMS振荡器	低至中	抗电磁干扰、振动、湿度，启动快，尺寸小，兼容性良好，不需要额外元件匹配	对温度比较敏感，制造精度不高，某些型号功耗高

目前用于电子系统内的频率基准的谐振器主要是石英晶体谐振器，下图所示即为手机中典型石英晶体谐振器的封装外壳和内部器件。

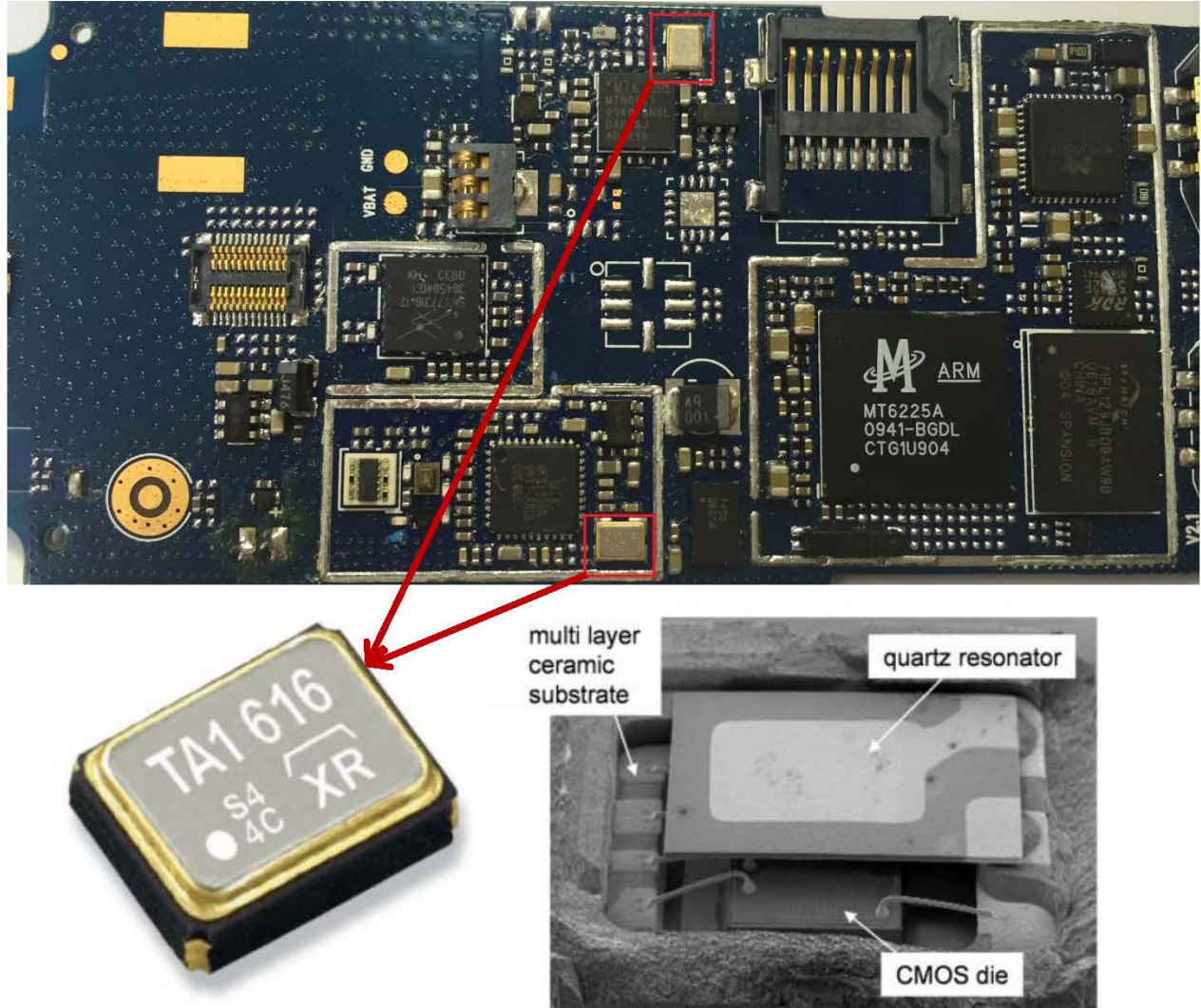


图1.2 移动手机中典型石英晶体谐振器的封装外壳和内部器件

石英晶体作为一种压电材料能够将谐振信号直接输出为相应的电压信号，因而它非常适于电子系统。早在上个世纪二十年代，石英晶体已经开始被研究，时至今日石英晶体的性能已经达到极高的水平。不用频率点的频率基准有一个共同的核心参数——稳定度高，以输出随时间保持恒定的频率信号。根据实现频率稳定的方法不同，石英晶体振荡器可以分为：基础晶体振荡器（The basic Crystal Oscillator, XO），温控补偿晶体振荡器（Temperature-Compensated Crystal Oscillator, TCXO），微处理器控制晶体振荡器（Microprocessor-Controlled Crystal Oscillator, MCXO），恒温控制晶体振荡器（Oven-Controlled Crystal Oscillator, OCXO）。高性能的OCXO级（恒温控制晶体振荡器，Oven Controlled Crystal Oscillator）石英振荡器在24小时内能达到 10^{-10} 的稳定性，其短期稳定性可媲美微型原子钟。

电子子系统的小型化在频率基准源方面受到严重的限制，这是由于石英晶体谐振器结

构尺寸相对较大，而且难以在不增加制造复杂性和成本的前提下集成到CMOS电路中，与此同时，石英晶体振荡器的在抗震性方面也表现得差强人意。具有极小尺寸、低成本、兼容性良好和抗冲击性的MEMS谐振器不仅能克服上述缺陷又能与石英晶体谐振器性能相媲美，它的出现使得替代频率基准中石英晶体谐振器成为了可能^[2, 3, 4]，而本研究即是研究MEMS谐振器替代石英晶体谐振器过程中所遇到的学术问题。

同频率稳定性和精准度的振荡器有着不同的应用领域，在不同领域内其需求量、功耗和价格也不同，总的来说越高精度的应用，其价格和功耗也越高，如下图所示。本研究不仅研究了基于静电负反馈的低功耗硅MEMS振荡器，而且还实现了高频率稳定度的恒温控制硅MEMS振荡器，以分别满足低功耗和高精度的要求。

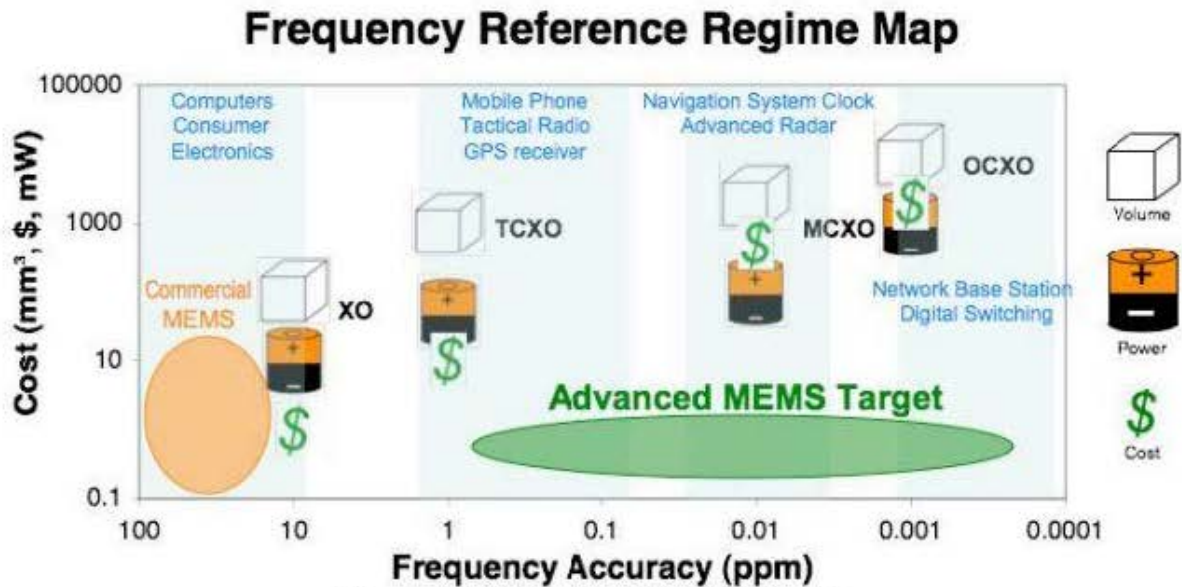


图 1.3 频率基准在不同领域内的应用

1.1 MEMS谐振器用于频率基准源的研究进展

集成电路流行后不久人们就开始研究弯曲模态机械谐振器与集成电路的集成问题。第一个MEMS谐振器出现在1967年^[8]，该谐振器的可动结构为一个固定在氧化层上的金属电极，固定电极为硅结构，两者组成的Resonant Gate Transistor，如图1.4 (a)所示。此后MEMS谐振器多个方面的应用正在被广泛研究：时钟与频率基准^[9-13]、压力^[14, 15]、应力^[16-18]、加速度^[19-22]和温度^[23]，射频滤波器和混频器^[24, 25]，生化传感器^[26, 27]。在MEMS谐振器中，相对于其他结构材料而言，单晶硅材料力学性能稳定，材料老化率低，其加工工艺发展成熟，而这些优势有利于MEMS谐振器在Q值、温度稳定性、CMOS工艺兼容性和批量化低成本制造^[28, 29]。由于早期表面工艺首先发展成熟，这促使了早期的MEMS谐振器多是基于表面工艺制造而成，如图1.4 (b)所示。相对与表面工艺制作而成的表面多晶硅MEMS谐振

器而言，单晶硅MEMS谐振器结构的可靠稳定材料、更高的Q值、功耗也更小^[30,31]，如图1.4 (c) 和 (d) 所示。

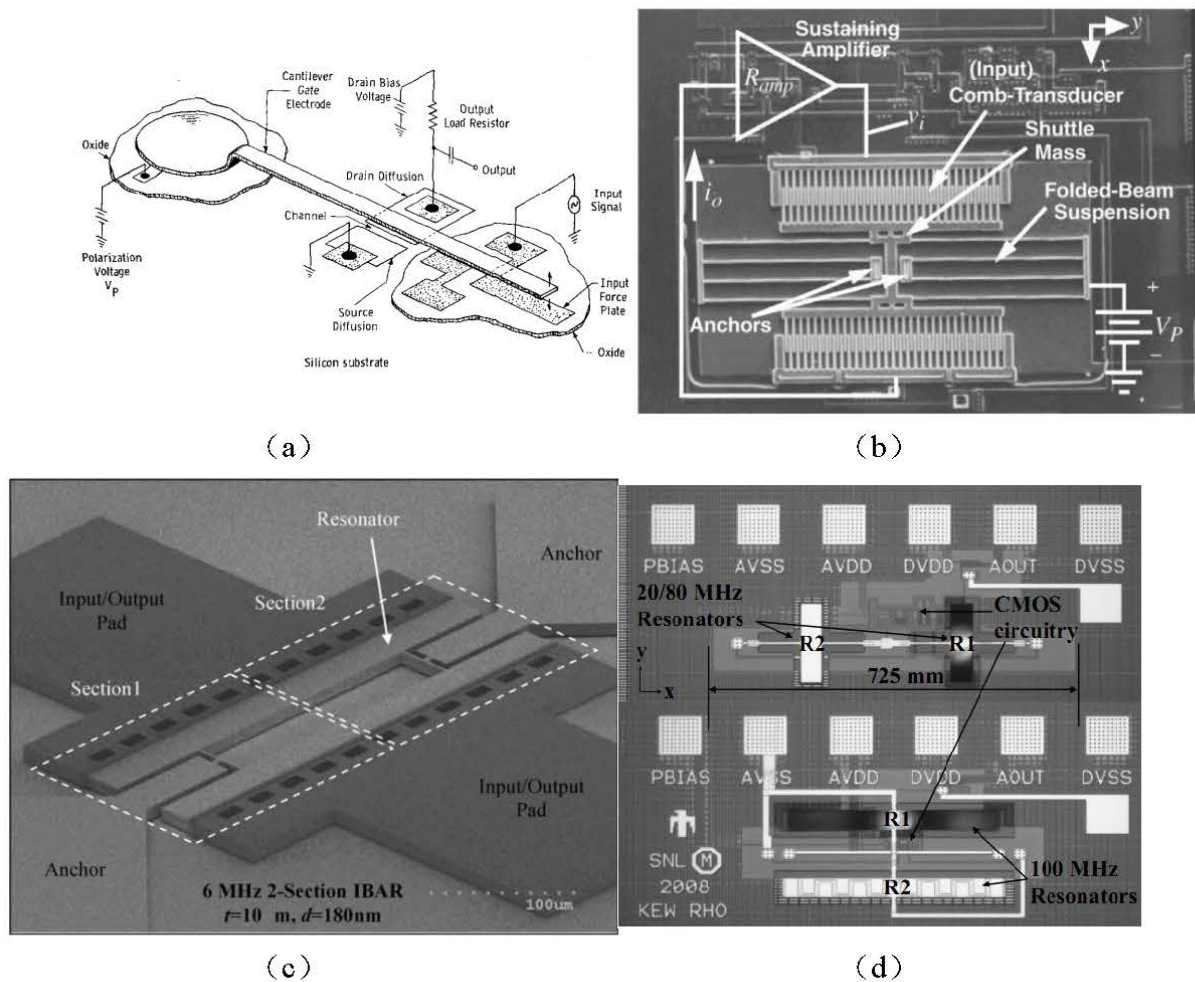


图1.4 MEMS谐振器 (a) 弯曲模式谐振器 (b) 梳齿驱动的多晶硅谐振器 (c) 体模式谐振I型谐振器 (d) AlN MEMS谐振器

本世纪初发现了硅体模式的 $f \times Q$ 优值比弯曲模式大几个数量级，甚至由于石英，该发现使MEMS振荡器研究进入新阶段，从新焕发了生机。一般认为，单晶硅是良好的谐振材料，真空下硅MEMS结构的可获得高Q值。但事实上，常用的硅MEMS结构的Q值与高性能振荡器的要求仍有几个数量级的差距。悬臂梁、双端固支梁等常用硅MEMS结构一般工作于弯曲模式，其频率 f 与Q值的乘积 $f \times Q$ 比石英晶体低几个数量级，无法用于制作高性能振荡器。硅基振荡器一般采用体声波谐振模式，其 $f \times Q$ 优值优于石英晶体，表明体声波硅振荡器的谐振特性优于石英晶体，如下图所示。

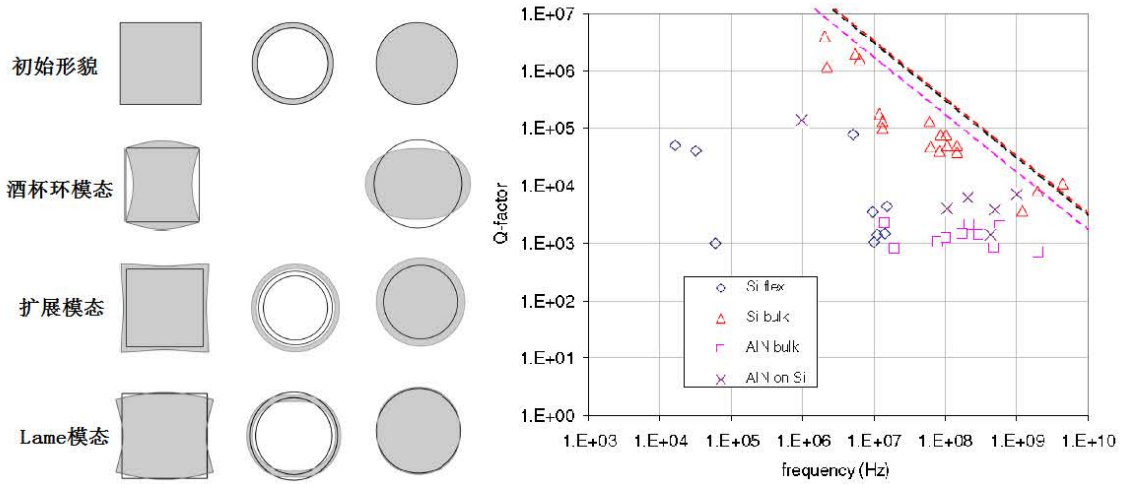


图1.5常见的体模态振型 图1.6 部分微纳谐振器的频率与Q值（2012年Beek等）

由于体模态硅谐振器的研究迅速成熟发展并取得大量的学术成果，硅谐振器的商业化研究也正吸引越来越多的关注。近年来涌现出SiTime、Sand9等一批专注于硅基振荡器的初创公司NXP、Murata等公司也宣布将进入硅基振荡器市场。Semico公司预测，2015-2020年硅基振荡器市场的平均复合增长率将达65.2%。

但是另一方面，硅MEMS振荡器技术远未成熟。以占据硅MEMS振荡器80%市场的SiTime为例，该公司推出的TCXO级振荡器虽然频率稳定性优于0.1ppm，但是功耗是同级石英振荡器的5倍，难以满足移动通讯的应用需求。该振荡器也多以1/N-PPL补偿电路实现了温度稳定性，这是其功耗高的主要原因，与此同时1/N-PLL补偿电路还引入额外的相位噪声从而降低了硅MEMS振荡器的短期频率稳定性。

硅基振荡器是当前MEMS研究的热点问题，多家国际著名研究机构开展了研究。加州大学伯克利分校的Clark Nguyen教授是硅基体模态振荡器研究的先行者。早在2003年他们就研制成了表面微机械超高频体模态微机械谐振器，该谐振器频率高达1.47 GHz，Q值达到2300， $f \times Q$ 优值达 3×10^{12} 。Georgia理工大学F. Ayazi教授的研究小组利用HARPSS技术，研制了 I^2 BAR、SiBAR等多种结构的硅基MEMS振荡器^[33]。Stanford大学T. Kenny教授的研究小组对双端固支音叉式微机械谐振器的有源和无源谐振频率温度稳定性补偿方法进行了大量的研究。芬兰国立技术研究中心（VTT）的研究人员早在2002年开始就开展了体模态微机械谐振器及振荡器的研究。他们利用SOI MEMS工艺制作出了方形板体模态微机械谐振器 [1]。NXP半导体股份有限公司J. T. M. van Beek等人研制了狗骨结构的压阻式单晶硅超高频谐振器，其工作频段在GHz频段。Denver大学S. Pourkamali等人深入研究了热驱动-压阻检测方式的微机械谐振器，设计出了一种双板面内伸缩结构，利用热和压阻之间的相互作用，在不需要外部反馈电路的条件下，实现了单纯微机械谐振器的自激振荡，并且通过掺

杂降低了微机械谐振器的TCF。国内目前有所熊斌老师组和半导体所的杨晋铃老师组都在进行硅MEMS振荡器的研究工作，熊斌老师组研究的基于Cavity-SOI工艺制作的方板谐振器具有极高的性能，其 $f \times Q = 2.27 \times 10^{13}$ ，该值为当时的最高水平，在此基础上该组成员又通过声子晶体进一步降低谐振器的锚点损耗从而提高Q值。半导体所的杨晋铃老师则主要研究高频的RF MEMS振荡器，且以圆盘体模态为主。

目前硅MEMS振荡器替代石英晶体振荡器存在在诸多问题。商业上为了补偿硅MEMS谐振器的温度漂移，采用了高功耗、噪声大的1/N-PLL来进行补偿频率，该方法虽然解决的硅MEMS振荡器的频率稳定性和频率精准度的问题，但无法适于低功耗的需求。本研究则从低功耗和高精度两个方面分别给出了静电反馈补偿和恒温控制补偿的两种方案，为了提高硅MEMS谐振器的频率精准度，我们还研究了基于集成的微型蒸发器的频率微调技术。

1.2 MEMS谐振器用于频率基准源时所遇到的学术问题

MEMS谐振器虽然在器件尺寸极小、低成本、高集成度、批量化制造以及抗震性方面有巨大优势，然而将MEMS谐振器用于提供时钟频率基准时就会遇到很多挑战。除了需要解决窄电容间隙以提高机电耦合系数的问题外，MEMS谐振器用于频率基准时还必须满足ppm量级的频率精准度、频率稳定度的要求，如图1.7所示。只有同时满足这两个要求才能替代石英晶体在频率基准源中的应用。其中频率精准度和稳定度的解决是目前MEMS谐振器用于频率基准源时所遇到的最重要的两个学术问题。

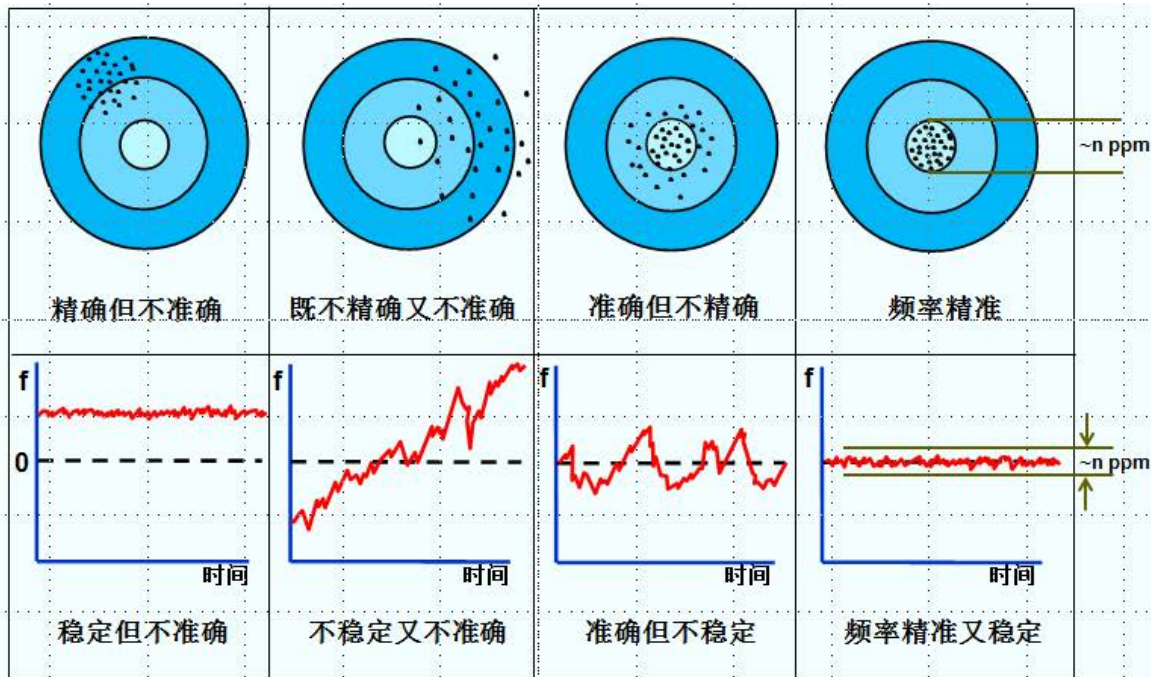


图1.7 频率基准源对MEMS谐振器的要求

硅MEMS谐振器为获得较高Q值,多以体模态振动,而其中的直拉直压模态具有易检测、横向尺寸小以及与薄膜真空封装的优势。电容驱动有动态响应高,能耗低、工艺兼容性好的优势,因而在硅MEMS振荡器中广泛用电容驱动,然而电容驱动力往往较小,以至于在体模态谐振器中需要极高设置近百伏甚至上百伏的偏置电压,这是硅MEMS振荡器成为频率基准源的一个限制之一。为了解决电容驱动力小,机电耦合系数小的问题,在实际MEMS振荡器中多采用窄间隙的电容间隙来。制作窄间隙的一种常见方法是DRIE工艺刻蚀出电容沟槽,该方法虽然工艺简单易实现,但是往往会受到电容间隙深宽比要求的限制而无法将电容间隙降低到300nm甚至150nm以内。另一种方法就是采用掺杂多晶硅做电极的High Aspect-ratio Single crystal Silicon的工艺来制作微纳米电容间隙,该方法可满足高深宽比电容间隙的需求。但该方法需要较高的对准精度和较长工艺时间,因而在实际制作多晶硅工艺中需要自对准工艺和缩短工艺时间来实现快速、高质量的窄电容间隙。

硅MEMS振荡器必须解决的一个主要问题是频率的温度补偿振荡器的频率稳定性要求极高,例如3级钟要求在-40~85°C范围内长期稳定性优于4.6ppm。但是另一方面,单晶硅扬氏模量的温度系数高达-56ppm/°C,引起的频率温度系数高达-30ppm/°C。作为比较,未补偿的AC-cut石英谐振结构在-40~85°C范围内频率温度系数在26ppm左右。硅的全温区频率温度系数比石英大两个数量级以上。高达-30ppm/K的频率温度系数极大增加了温度补偿的难度。例如,美国SiTime公司的TCXO级振荡器通过PLL电路实现温度补偿,为了实现了0~70°C温区范围优于0.1ppm的频率稳定度,必须采用GHz的PLL电路,造成振荡器的功耗是同级石英振荡器的5倍。美国斯坦福大学Kenny等人在2010年研制了一种恒温控制MEMS振荡器(OCMO, Oven Controlled MEMS Oscillator),利用MEMS谐振结构热容量低的特点,只需要mW量级的功耗即可将谐振结构恒温在90°C,有望实现低功耗的温度补偿。但是,由于硅频率温度系数高达-30ppm/°C,为了实现1ppm的温度稳定性(3E级钟),必须保证全温区内谐振结构恒定温度波动小于0.033°C,其实现难度极高。显然,过高的频率温度系数是限制硅MEMS振荡器发展的关键科学问题。

谐振器的绝对频率精准度要求在ppm量级,而MEMS加工技术的工艺偏差一般在 10^{-2} 量级,这主要是版图误差、光刻误差、刻蚀误差和器件厚度不一致等原因。当硅MEMS谐振器用于时钟频率基准时,这些工艺偏差将导致无法实现常规应用的绝对频率精准度(≤ 100 ppm)要求的,因此需要对谐振器谐振频率进行微调。MEMS谐振器的本征谐振频率的由其具体结构尺寸所决定,结构尺寸上的变动直接影响了谐振频率精准度。通过结构尺寸的特别设计来实现谐振频率对结构尺寸误差不敏感,这种设计方法被称为可制造性设计,这种可制造性设计能将谐振器的绝对频率精准度降低两个量级。用于石英晶体谐振器的常规频率修调手段由于尺寸限制无法用于MEMS谐振器,为实现谐振器极高绝对频率稳定度就必需对MEMS谐振器的进行频率修调。

对该问题一般通过可制造性设计结合主动频率补偿两方面解决。Analog Device的Ho G. K等人设计了一种IBAR结构，通过优化I梁和弯曲梁梁尺寸可以抑制工艺偏差对输出频率的影响，下图所示为不同结构设计的频率偏差随工艺偏差的曲线图^[4]。

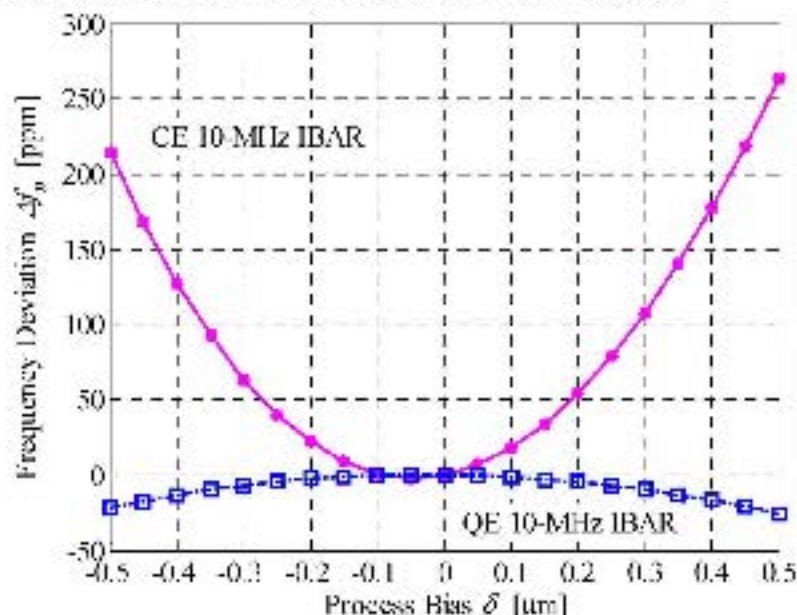


图1.8 IBAR结构频率偏差随工艺偏差变化

NXP的压阻式硅基振荡器也采用了可制造性设计。SiTime的呼吸环结构由于输出频率由环内径与外径共同决定，而工艺偏差对内径与外径的影响近似相互抵消，输出频率受工艺偏差的影响小，呼吸环结构如下图所示。



图1.9 SiTime公司的呼吸环结构

本论文针对MEMS谐振器用于频率基准源时所遇到的上述学术问题进行详细研究，并提出了静电负反馈和恒温控制补偿温度漂移以解决MEMS谐振器的频率温度稳定性并满足。

其中静电负反馈满足了低功耗振荡器的需求，恒温控制则满足了高精度振荡器的需求。在恒温控制振荡器中，我们观察到了在转折点发生的相位抑制效应，实现了在低频内超过20dB的相位抑制。针对频率精准度，我们通过可制造性设计和基于集成微型蒸发器实现了频率修调，可制造性设计将制造误差控制在 $\pm 1500\text{ppm}$ 以内，而集成微型蒸发将硅MEMS谐振器的频率调节了-18.9至-469.3ppm。

1.2.1 提高机电耦合系数的窄间隙制造工艺

MEMS谐振器极小尺寸上的优势却对其实际应用在某些方面造成了制掣。由于器件尺寸极小，MEMS谐振器的机电耦合系数随电极面积减小而减小，其谐振频率也对器件尺寸变化更加敏感，表面效应带来的能量损耗更显著地降低了Q值^[36]。

MEMS振器的驱动方式有压电驱动、热驱动及静电驱动等。静电驱动利用电容极板之间的静电力作为驱动力，与压电驱动和热驱动相比，静电驱动方式虽然驱动力比较小，但其工艺兼容好，可以用体硅微机械和表面微机械加工制作，便于系统集成。此外，静电驱动器件具有结构简单、易于制作、功耗低及动态响应快等优点。电容驱动微机械谐振器的能量损耗小，Q值高。因而，静电驱动在目前是MEMS谐振器最普遍使用的一种驱动方式，本论文中的MEMS谐振器也均采用静电驱动。在用于频率基准的谐振器中，MEMS谐振器要求具有低动态电阻，较低的直流偏置电压和极高的品质因数Q值等优点。同时，为了尽可能的降低谐振器的功耗，在不减小谐振器输出电流的前提下，在电学领域就要减小动态电阻值。

由机电耦合系数表达式 $\eta = V_{bias} \frac{\epsilon\epsilon_0 A}{d^2}$ 可以看出，增加机电耦合系数的途径主要有：

- 1) 增加直流偏置电压；
- 2) 增加电极面积；
- 3) 减小电容间隙。

增加直流偏置电压可以很好的控制机电耦合系数，但是在实际器件中却需要将偏置电压加在到上百伏特才能得到想要的机电耦合系数，对于某些特殊的可外加高压电源的谐振器是可以实现的，但是对于本研究所需要实现的可用于频率基准的MEMS谐振器来说，可以容许的偏置电压仅可能加载到10V左右，在此电压范围内远远不能实现希望获得的机电耦合系数，所以增加偏置电压的方法在不优化其他条件时，是不能实现增加机电耦合系数的目标。

增加电极面积对很多硅MEMS谐振器是一个很好的增加机电耦合系数的办法，即不需要更高的偏置电压也不需要较小的电容间隙从而给MEMS谐振器设计带来很多方便。然而，增加电极面积不仅牺牲了MEMS谐振器的结构面积还可能引入弯曲模态而导致更高的能量

损耗，这与频率基准用谐振器所追求的高Q值是相违背的。

减小电容间隙可以很有效地增加机电耦合系数，每电容间隙减小一倍则机电耦合系数就能够增加4倍。与此同时，电容间隙还有利于静电负弹簧效应的增加，从而在有限的静电偏置电压范围内尽可能地增加了静电负弹簧的调谐能力。利用静电负弹簧来补偿MEMS谐振器的温度漂移也是本研究的一个重要方向，使得微纳米电容间隙的制造工艺是本研究的关键问题之一。

硅基MEMS工艺通过普通手段很难制作出微纳米电容间隙，尤其是对于可动结构的电容。目前常用的几种制作微纳米电容间隙的工艺在可达到的间隙宽度、高度、一致性即规模制作上成本对比如下表所示^[37-46]。

表1.1 微纳电容间隙制作工艺对比

	间隙宽度	间隙高度	间隙偏差	规模制造
FIB切割法	50nm-300nm	1.3 μ m	100%	无
电子束光刻	47nm	-	-	成本高
间隙缩小法	210nm	12 μ m	50%	成本低
横向间隙释放法	65nm-700nm	与结构等高	$\leq 5\%$	成本低

从上表对比可知，横向间隙释放法是制作适于单晶硅MEMS谐振器中微纳米电容间隙的最理想工艺，它通常以原位掺杂LPCVD多晶硅为固定电极材料。然而在实际LPCVD工艺过程中往往会遇到时间限制^[47]，而掺杂多晶硅的淀积速率约为30 $\text{\AA}/\text{min}$ ，而工艺中需要淀积的多晶硅厚度会超2 μ m，如此长时间的工艺过程很难满足硅MEMS谐振器批量化制造的优势，减小掺杂多晶硅电极工艺的时间是实际应用中必须解决的问题。

当电容间隙极小时，多晶硅选择性刻蚀就会非常关键。常规光刻曝光引起的图形化错位时，或导致一部分多晶硅被过度刻蚀与此同时一部分多晶硅残留在谐振器结构表面而向谐振器施加垂直方向的静电力，如图1.10 (a) 所示。

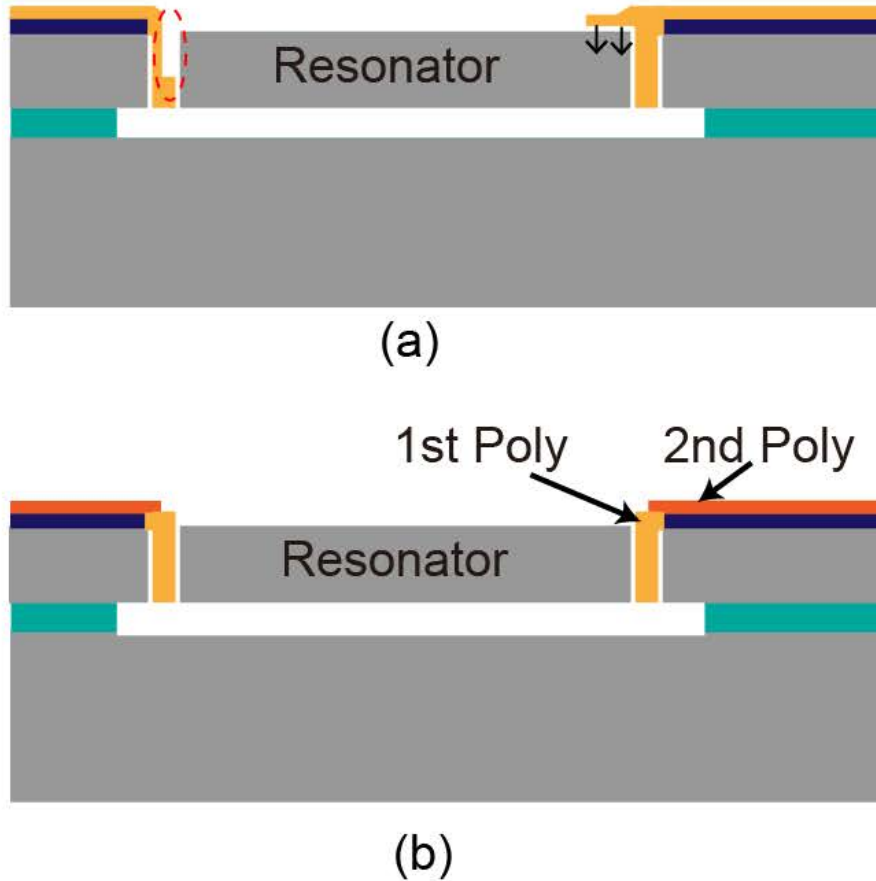


图1.10 (a) 图形化错位时刻蚀出的多晶硅电极 (b) 2次淀积多晶硅形成的电极

这种图形化错位情况在实际工艺中是不可避免的，虽然更高精度的电子束曝光能够减弱图形化错位，但是电子束曝光成本高昂对降低MEMS谐振器制造成本是无益的。与此同时，硅片在经过各类MEMS工艺后，其翘曲会逐渐改变，甚至可能裸硅片也会存在一定程度的翘曲。硅片的翘曲就会带来光刻时对位不一致的情况，即使在某些区域光刻精度达到要求，也还会在其他区域存在图形化错位的情况。解决图形化错位的妥协工艺如图1.10(b)所示，两次淀积掺杂多晶硅可以解决图形化错位的缺陷。先开出T字形沟槽，氧化后用第一层掺杂多晶硅填充，反刻表面多晶硅，紧接着电极第二层多晶硅并选择性刻蚀去电极结构上方的第二层多晶硅，此时第二层掺杂多晶硅和第一层多晶硅相互连接。但是这种工艺方法带来的问题就是额外的工艺时间和工艺步骤，相当于以牺牲工艺成本来补全刻蚀精度。

其次，在形成多晶硅电极过程中，多晶硅的应力和刚度问题是无法避免的缺陷。LPCVD后的低应力有可能促使多晶硅电极发生倾斜，向可动谐振器结构或者固定电极板靠拢，无论向哪个方向靠拢都不是频率基准用的MEMS谐振器能够接受的，因为这将会造成电容间隙宽度的不一致，最终导致谐振器的谐振频率和静电调频能力也会有误差，其关系分析已经在上一节详细分析。当单晶硅结构层比较厚时，多晶硅的电极的高度也会相应增加，其抗震动的强度将会减弱，使得MEMS谐振器由于电极强度不够而无法承受高冲击环境的要

求。

在本研究中,我们提出了制作高深宽比自对准的台阶状多晶硅电极的工艺(High Aspect Ratio Self-Aligned Stepped Polysilicon Electrode, HARSASPE)^[48]。该工艺中的多晶硅电极采用掺杂多晶硅和快速淀积的LS Poly复合而成,并且多晶硅电极呈台阶状以增强其机械刚度,与此同时又有良好的电学连接。通过该工艺,我们制作成功了与谐振器结构等高的300nm、150nm和120nm电容间隙的多晶硅电极。采用该工艺的MEMS谐振器,其机电耦合系数相比于常规工艺提高了2个数量级。

1.2.2 频率稳定度

振荡器的稳定度不仅表现在短期的频率的稳定度,还表现在长期的变化环境下的稳定度。振荡器的短期稳定度则表现为相位噪声,它不仅与振荡器的Q成反比还和保持放大电路的噪声性能成正比。长期的稳定度往往受温度波动和供电波动以及材料本征性能影响,其中硅材料的老化率表现优异,其年老化率在 $\pm 5\text{ppm}$ 以内,谐振器的供电波动主要是由外围电路所决定,因而振荡器的长期频率稳定度主要解决温度波动引起的频率漂移。

1.2.2.1 频率温度稳定度

振荡器的频率应当在变化的环境条件(如温度波动及供电波动)下保持稳定。此外,输出频率也应在长时间中保持稳定,即振荡器应当有着非常小或者没有老化。石英振荡器的确定性频率稳定度通常在几ppm,而对于CMOS振荡器来讲则通常有几百ppm。对于石英振荡器来讲,其有着高稳定性的原因是特定切割的石英有着非常小的温漂。低的温漂及高的Q值决定了稳定的振荡频率,因为高的Q值使谐振频率单独决定于谐振器的漂移。由于硅材料本身温度特性的影响,MEMS谐振器的频率温度漂移非常大,没有经过温度补偿的MEMS谐振器,其典型频率温度系数(TCF)为 $-30\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。作为比较,最优情况下石英振荡器在 100°C 温区范围内频率温度系数仅为1ppm,常见的AC Cut石英振荡器的全温区频率温度漂移在30ppm左右。为了满足作为时钟频率元件的要求,必须对硅基振荡器做频率补偿。NXP的van Beek指出,常用的温度补偿技术大致可分为5大类,分别为温度调制相位法、温度控制频率同步法、温度控制频率调制法、恒温控制、被动补偿等^[2],如下图所示。

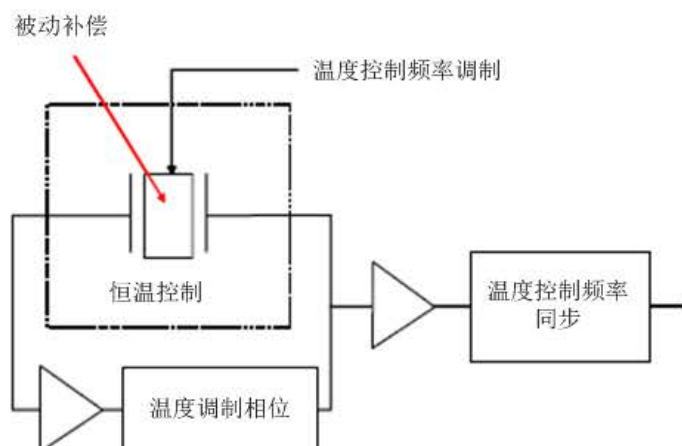


图1.11 常用的温度补偿技术(van Beek)

温度调制相位的方法可以对振荡器频率作微调，微调范围大约为 $1/Q$ ，石英晶体振荡器一般采用该方法进行频率微调。硅基振荡器的频率离散性较大。另一方面，硅基谐振结构的Q值高，对于26MHz的谐振结构，Q值可达 10^5 以上，因此温度调制相位的方法一般仅能实现ppm量级的频率调制，一般不能满足应用要求。

温度控制频率调制方法是利用振荡器的非线性振动实现频率调制。例如，可利用静电驱动的负弹簧效应实现频率的反馈控制。由于体模态结构的刚度较高，目前成功采用静电负弹簧效应实现反馈的最高频率为6MHz。

温度控制频率同步技术采用PLL电路实现对频率的补偿与编程。SiTime的TCMO振荡器即采用该技术实现，其基本框图如下所示。该技术不但可实现对频率的补偿，还可以通过编程实现任意频率的输出。但是该技术的问题在于，为了实现高精度频率补偿，必须采用主频高达GHz的电路，其功耗大约是典型的石英TCXO振荡器的5倍。事实上，该技术不仅可用于硅基振荡器，也可用于石英振荡器。由于功耗问题，该技术在石英振荡器中并未获得广泛应用。

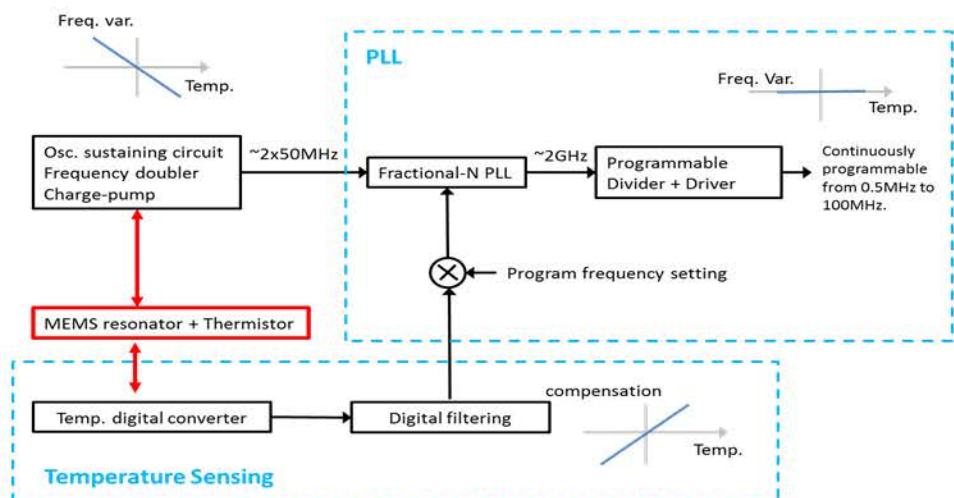


图1.12 温度控制频率同步控制框图

被动补偿技术是基于对MEMS结构和材料的优化设计与选择,使得MEMS谐振器自身的TCF降低。对硅材料作重掺杂是一种重要的被动补偿技术。重掺杂可将频率温度系数调整到接近于 $0\text{ppm}/^\circ\text{C}$,如下图所示。但是,为了实现补偿要求的掺杂浓度极高, $7 \times 10^{19}/\text{cm}^3$ 的掺杂浓度仅能将TCF下降到 $-20\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。Ayazi等人已经验证了浓硼掺杂对单晶硅TCF的显著减小作用,如下图所示^[49]。

Resistivity of 20 μm thick 100 MHz SiBAR Source: Ultrasil Corp.	Equivalent boron dopant concentration [21]	Measured TCF from -40°C to $+100^\circ\text{C}$
$> 1000 \Omega\text{-cm}$ (Very High Resistivity)	$< 10^{14} \text{ atoms}/\text{cm}^3$	-32 to -33 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$
10-20 $\Omega\text{-cm}$ (CMOS)	$\sim 10^{15} \text{ atoms}/\text{cm}^3$	-31 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$
1-10 $\Omega\text{-cm}$ (Low Resistivity CMOS)	$\sim 10^{16} \text{ atoms}/\text{cm}^3$	-30 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$
0.01-0.02 $\Omega\text{-cm}$ (Low Resistivity)	$\sim 8 \times 10^{18} \text{ atoms}/\text{cm}^3$	-27 to -29 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$
0.001-0.002 $\Omega\text{-cm}$ (Very Low Resistivity)	$\sim 7 \times 10^{19} \text{ atoms}/\text{cm}^3$	-16 to -22 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$
$< 0.001 \Omega\text{-cm}$ (Ultra Low Resistivity)	$> 10^{20} \text{ atoms}/\text{cm}^3$	-8 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$

Regular inventory Made to order

图1.13 硼掺杂浓度与MEMS谐振器TCF的关系

考虑到浓硼掺杂工艺的难度和掺杂浓度分布不均匀性,本论文中我们通过浓硼掺杂将MEMS谐振器的TCF降低到 $-14\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。该掺杂浓度的MEMS谐振器的全温区频率漂移降低到了1680ppm,而这个频率漂移通过结构合理设计与静电调谐可以实现完全补偿的,这种补偿方法具有以下优势:功耗低、外围电路原理简单。因而浓硼掺杂和静电调谐共同实现

的全温区补偿方法可以用于消费电子领域的频率基准源，这是由于消费电子产品对频率稳定度要求较低（ $\sim 1\text{ppm}$ ）而对低功耗要求较高（ $\leq 3\text{mA}$ ）。

而高掺杂浓度会引入很大的应力。利用氧化硅与单晶硅的TCE符号相反通过硅/氧化硅复合结构也可以实现TCE的一阶补偿，如下图所示。但是硅/氧化硅复合结构会使Q值显著降低。

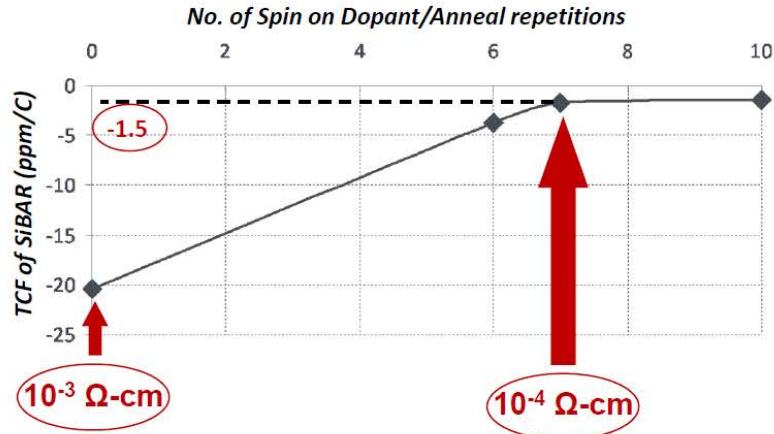


图1.14 P型重掺杂

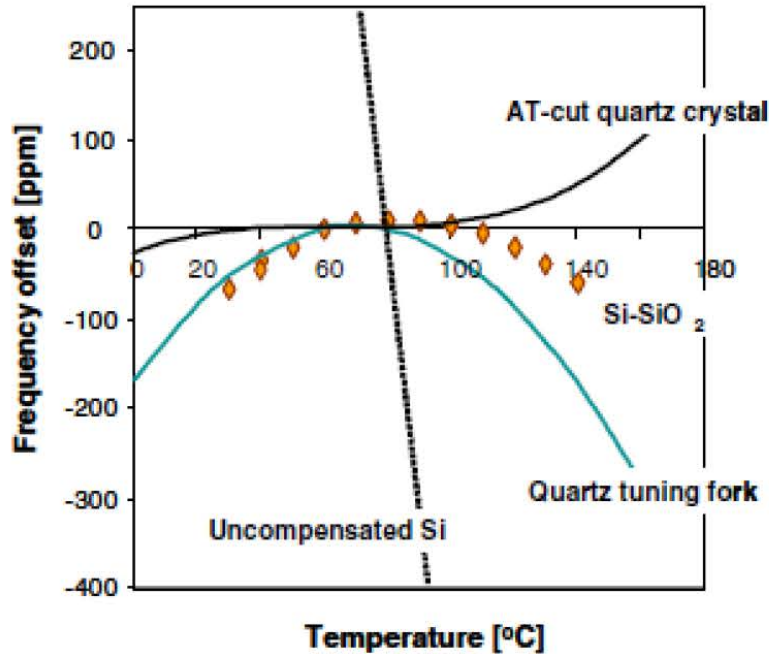


图1.15 硅/氧化硅复合结构补偿TCE

恒温控制技术是实现高精度振荡器的传统方法。采用双腔体恒温控制的石英振荡器（Double-Oven Controlled Crystal Oscillator）可以实现高达 10^{-10} 的频率精确度，可媲美小型原子钟。但是，传统的恒温控制技术功率高、体积大，仅适用于通信基站等一些特殊场合。MEMS振荡器由于热容量小，可以实现低功耗的微型OCMO振荡器。2013年美国陆军通信

电子研究、发展和工程中心(CERDEC)的Vig专门发文探讨了恒温控制微机械振荡器(OCMO)的发展前景^[50]。他通过理论计算指出,随着MEMS振荡器尺寸缩小,恒温控制系统的功耗可显著下降,而振荡器的精度可通过恒温控制显著提高,如下图所示。2010年斯坦福大学的Salvia等人发表了一种恒温控制微机械振荡器原理样机,其示意图如下图所示,在 $-20^{\circ}\text{C} \sim 80^{\circ}\text{C}$ 范围内频率稳定性达到了1ppm,通过多点校准可进一步下降到0.05ppm^[53]。恒温控制无疑是高精度硅基MEMS振荡器的重要发展方向。

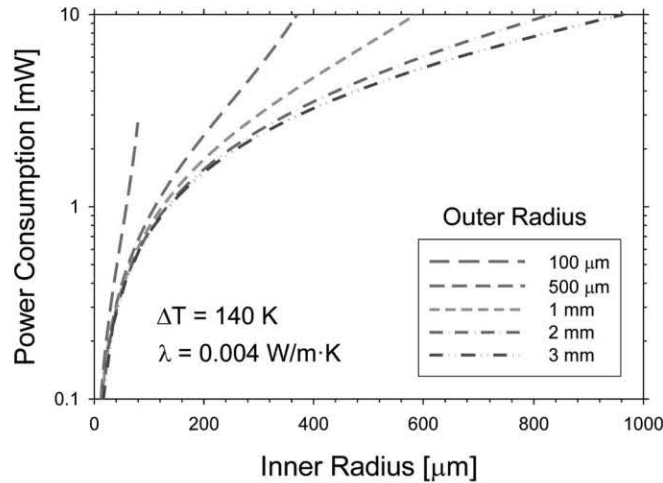


图1.16 随着MEMS振荡器尺寸缩小恒温控制系统的功耗可显著下降

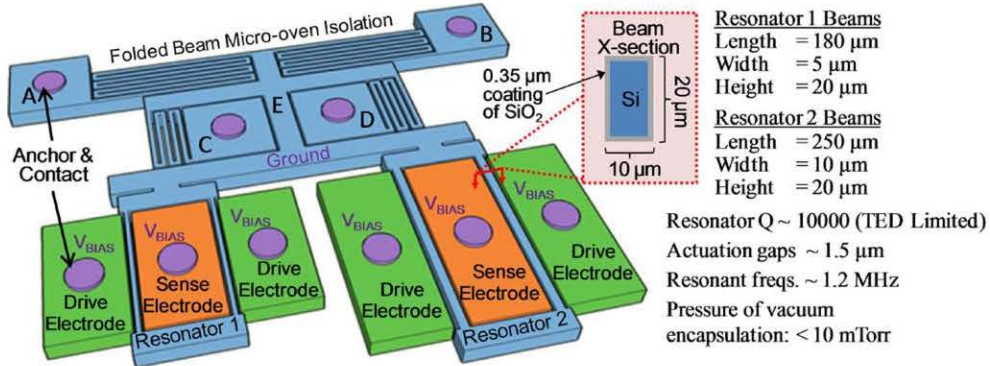


图1.17 Salvia等人发表的恒温控制微机械振荡器原理样机

在硅基MEMS振荡器的产业化方面,目前已有SiTime、NXP和Sand9等几家公司推出了产品或样品,其中SiTime公司已能实现一款TCMO产品的批量供货,但是该款TCMO由于采用了温度控制频率同步技术,其功耗是石英振荡器的10倍,应用受到限制。总的来说,硅基MEMS振荡器的产业化仍处于起步阶段。

重掺杂改变半导体杨氏模量温度系数的效应是一种载流子再分布效应。早在上世纪60年代Keyes等人就对该效应的理论作了较详细的研究,建立了基于能带理论模型^[50]。Keyes等人的模型表明,沿某些特定晶向的应变会使简并半导体能带边界相对位置发生变化,造成载流子在不同能带中发生再分布,而载流子的再分布降低了应变引起的弹性势能,从而

影响了杨氏模量。该效应的产生机制与压阻效应相似，与晶向、掺杂类型密切相关，而与具体的杂质离子关系不大。半导体中，某些晶向上的应变会造成能带边界相对位置发生变化，则这些晶向存在压阻效应，同时掺杂对这些晶向的杨氏模量也存在显著影响。而某些晶向上的应变只会造成各能带的整体偏移而不会改变能带边界相对位置，载流子不发生再分布，则这些晶向上没有明显的压阻效应，掺杂对这些晶向的杨氏模量也没有明显的影响。1967年，Hall等人通过测量半导体中的声速得到了掺杂浓度为 $2 \times 10^{19}/\text{cm}^3$ 的N型硅刚性系数随掺杂浓度的变化，杨氏模量可由刚性系数张量直接计算得到。由于振荡器对频率精确度和稳定性的要求在ppm量级，已有的模型和数据不能满足设计的需求，对杨氏模量掺杂效应的理论与刚性系数掺杂效应的测量也再次获得了广泛重视。芬兰VTT的Jaakkola等人自2013年以来对不同掺杂浓度下N型硅片上刚性系数张量进行了测量^[51]。美国斯坦福大学的Kenny课题组在近两年也发表了P/N型硅片上刚性系数张量掺杂效应测量的文章^[54]。

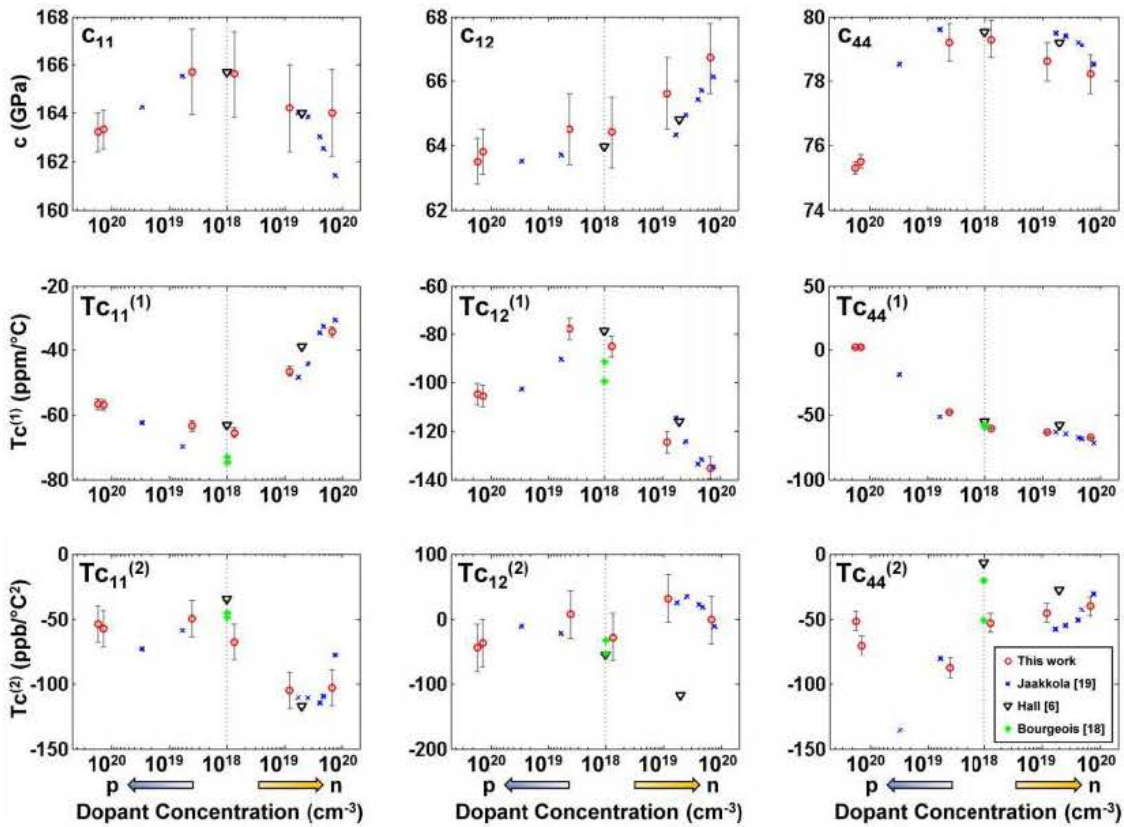


图1.20 P型与N型硅的弹性系数及其温度系数与掺杂浓度之间的关系

我们首次利用N型单晶硅的转折温度点TCF为零的特性，设计并制作了 N^{++} 型体模态MEMS谐振器通过开环温度控制电路实现了在 25°C 到 65°C 工作区间内 $\pm 0.8\text{ppm}$ 的频率稳定度，通过片上加热的方式将其功耗控制在 $5 \sim 2.5\text{mW}$ 以内。基于谐振器外的多晶硅电阻所构成的简单温度传感器，在满足上述频率稳定度的需求下也降低了外围电路的复杂度和器件

加热功耗。在本研究中，我们设计并制造了开环温度控制的N⁺⁺型体模态MEMS谐振器，其温度控制原理和实现的频率稳定度均在国际上均首次实现。

1.2.2.2 短期频率稳定度——相位噪声

理想振荡器的频谱应该只包含单一的频率。在实际中，任何振荡器的频率都表现出短期的起伏波动并且导致频谱的增宽。该增宽通常被表达为相位噪声或抖动。这些短期的波动是有非确定的噪声源导致的，如闪烁以及振荡环路中的白噪声。其中部分噪声可以通过振荡器环路中的频率选择元件滤除。关于频率选择元件的一项重要参数即为品质因数Q。高Q可以转化为相对较窄的频带以滤除振荡器的噪声并且对于获取低相位抖动有着相当的益处。机械谐振器通常有着高达几百万的Q值，而LC滤波器Q值通常为10，RC滤波器则为1以下。硅MEMS振荡器以体模态振动时可实现较高的Q值，其 $f \times Q$ 可超过 10^{12} ，从而可以表现出较好的短期频率稳定度和较低的相位噪声水平。频率信号中的噪声以频域表征时被称为相位噪声，其单位为载波功率相对于给定的频率偏移处（频率合成器通常定义1kHz频率偏移）1-Hz的带宽上的功率分贝比dBc。

随机相位噪声不仅扩宽了应当离散的频谱，还恶化的器件的电学性能，因而相位噪声应当尽可能的小。振荡器的相位噪声可以用静电的Leeson模型来进行表示：

$$L(\Delta f) = \frac{2k_B T F}{P_{sig}} \left[1 + \left(\frac{f_0}{2Q\Delta f} \right)^2 \right] \left(1 + \frac{\Delta f_{1/f^3}}{\Delta f} \right) \quad \text{公式 (1.1)}$$

上式中 Δf 为偏移频率， f_0 是谐振频率， $\frac{\Delta f_{1/f^3}}{\Delta f}$ 是与闪烁噪声相关的经验常数， k_B 是Boltzman常数，T是绝对温度，F是放大器噪声系数， P_{sig} 是载波功率。从上式可以看到，减小相位噪声的一个方法就是增加Q值，这是硅MEMS谐振器追求高Q值的一个重要原因。香港城市大学的Lee Joshua E.-Y利用声子晶体减小锚点损耗的特性，将谐振器的Q值提高了2.3倍从而降低了谐振器的相位噪声水平，如下图所示：

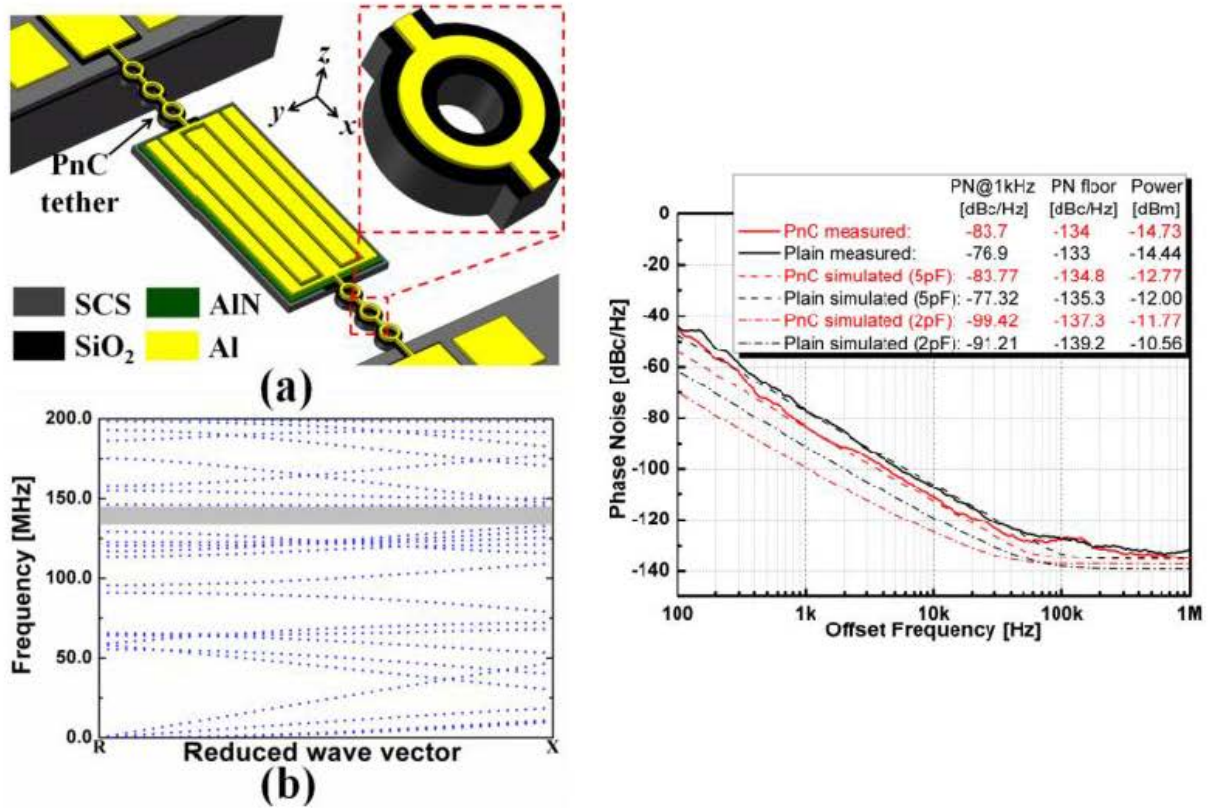


图1.21 通过引入声子晶体降低谐振器的锚点损耗，从而增加Q值，优化谐振器的相位噪声特性

然而谐振器的Q增长限制比较大，不仅其损耗抑制实际应用起来比较难，而且Q值的增长终归有限。研究人员发现，使谐振器工作与非线性区域可以优化谐振器的相位噪声特性。2012年加州理工大学的Eyal Kenig等人，将含噪声的频率信号通入到一对耦合的非线性工作谐振器中，从而起到减小噪声的特性，如下图所示。

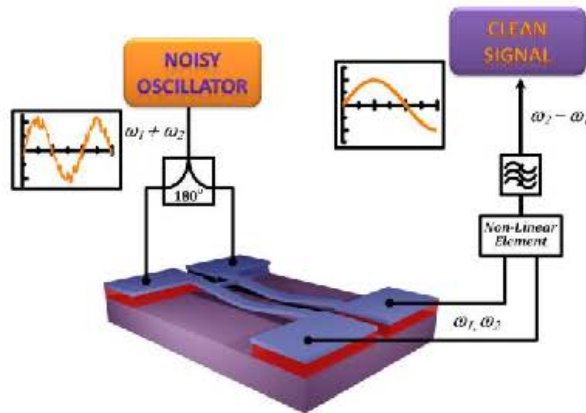


图1.22 无源式减小相位噪声的工作原理

同一年，他们又对一类非线性谐振器建立了噪声的解析模型，通过优化条件来减小

相位噪声。之后在2014年，通过采用一个额外的反馈回路来耦合谐振器，他们基于两个非调谐的耦合NEMS谐振器将振荡器的相位噪声降低了约3dB。2016年斯坦福大学的Thomas Kenny等人研究了闭环MEMS振荡器的相位原理，并且证明了通过同步两个弱调谐驱动的振荡器，将其工作在非线性区能够提高相位噪声特性。

本研究首次揭示了工作于转折温度点的 N^{++} [100]OCMO的相位抑制现象，不仅提高了谐振器的长期频率稳定度还优化了谐振器的短期频率稳定度。我们在测试结果的基础上，分析并初步解释了，转折温度点相位抑制现象的原理。

1.2.3 频率精准度

硅基MEMS振荡器必须解决的一个主要问题是，MEMS加工的离散性要显著大于传统机械加工技术，造成MEMS振荡器频率的离散性大。传统毫米量级的石英晶体振荡器，其加工精度可达微米量级，并且石英振荡器可在大气下工作，在加工完成后通过测试和蒸发修正等工艺校准频率，可实现极高的频率准确性。而硅基MEMS振荡器采用圆片级加工工艺制作。所谓圆片级制造工艺是指一个硅圆片上有几百、几千甚至几万个芯片单元，每个芯片单元都是独立的元器件，圆片上所有芯片单元是同时加工的。任何制造工艺在一个圆片上均存在工艺离散性，氧化、扩散等工艺的离散性较小，溅射等工艺的离散性接近5%，而刻蚀的离散性更大。MEMS振荡器的特征尺寸在微米量级，工艺离散性一般在亚微米量级，造成制造完成的硅MEMS振荡器的频率离散性显著大于传统工艺制造的石英晶体振荡器。通过对谐振结构作可制造性设计，可以将硅基MEMS振荡器的频率离散性降低到 10^2 ppm量级，但与石英振荡器ppm量级的频率离散性相比仍有极大的差距。

通过小心的设计MEMS谐振器，可以使MEMS谐振器频率仅仅与尺寸偏差有很小的关系。Gavin K. Ho等人通过对MEMS谐振器结构进行可制造性设计，实现了在工艺偏差为 $[-0.5\mu\text{m}, 0.5\mu\text{m}]$ 时，MEMS谐振器频率偏差控制到了500ppm以内的频率一致性，其设计原理如图1.6所示。

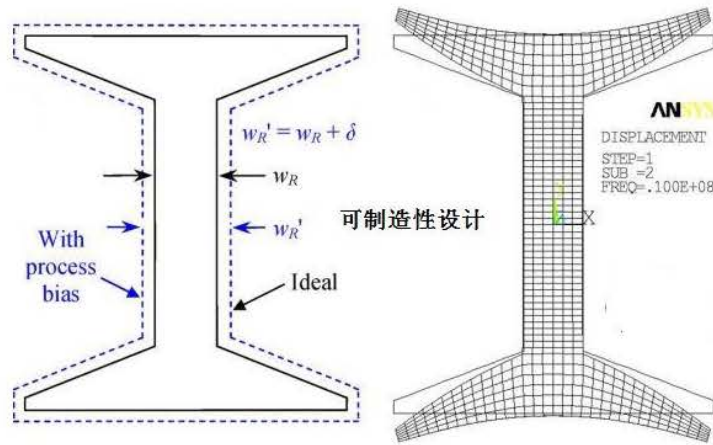


图1.23 IBAR的可制造性设计

本文论中针对高频（ $\sim 26\text{MHz}$ ）频率基准源设计了 $I^2\text{BAR}$ 结构，它具有电极面积大、可实现高Q值、可调的结构宽度易于真空薄膜封装等优势。对 $I^2\text{BAR}$ 结构的可制造性设计将更复杂。经过可制造性设计，同相谐振模态 $I^2\text{BAR}$ 结构的工艺偏差所引起直拉直压梁和弯曲梁的谐振频率变化可以相抵消，从而降低工艺偏差引起的频率精准度下降。在本论文中，通过可制造性设计的 26MHz $I^2\text{BAR}$ 结绝对频率精准度提高了一个量级。

在MEMS谐振器制作过程中，由于版图误差、光刻误差、刻蚀误差和器件厚度不一致等原因，硅片上的谐振器的谐振频率将会有几百甚至到一千ppm的波动。当MEMS谐振器用于时钟频率基准时，这些误差是无法满足常规应用的绝对频率精准度（ $\leq 100\text{ppm}$ ）要求的，因此需要对谐振器谐振频率进行微调。

不同于石英晶体振荡器，MEMS谐振器结构尺寸非常的小而且对非预期的质量负载非常的敏感，因而很难采用类似于石英晶体振荡器频率的微调技术——物理气相淀积材料到石英晶体结构表面并实时检测石英晶体频率值。

在不考虑谐振器圆片级真空薄膜封装和Q值下降的前提下，针对MEMS谐振器的谐振频率微调，目前国际上先后有3种方法被提出和发表。

- 1) 激光微调；
- 2) 电加热微调；
- 3) 局部氧化微调。

激光微调技术首先于2004由加州大学伯克利分校的林立伟教授提出^[56]。他提出了封装后基于脉冲激光淀积的频率微调技术，可实现高达1.2%频率微调。其实验原理图如下图1所示。加工好的芯片上方倒扣一个玻璃衬底含有淀积材料图形的芯片，激光同归玻璃衬底照射到淀积材料层。激光束的直径约为 $625\mu\text{m}^2$ ，淀积层材料为Cr/Au-20nm/3500nm，在一定的脉冲能量下，淀积层材料通过激光加热后将淀积到MEMS谐振器结构表面，从而改变谐振器的质量和谐振频率。在该实验中，每个脉冲可平均改变0.5%的谐振频率，改变淀积

材料及其厚度，理论上可实现更精细的频率微调，这种技术应用于频率微调的粗调范畴，但是依然存在很多的问题。0.5%量级的频率微调对谐振器频率微调作用不大，因为谐振器频率在整个硅圆片上不存在如此大的频率偏差，与此同时，该激光脉冲无法实现几十ppm量级的频率微调。当谐振器频率绝对精度达到100ppm以内时，无论如何该技术是无法实现的，这是由其工作原理所决定的。

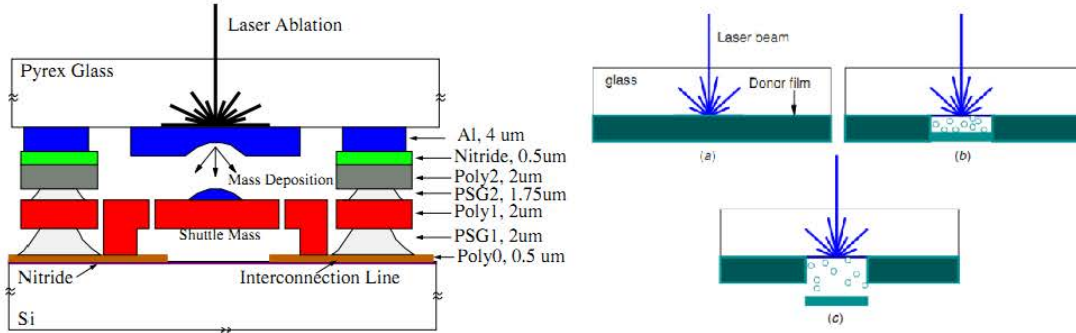
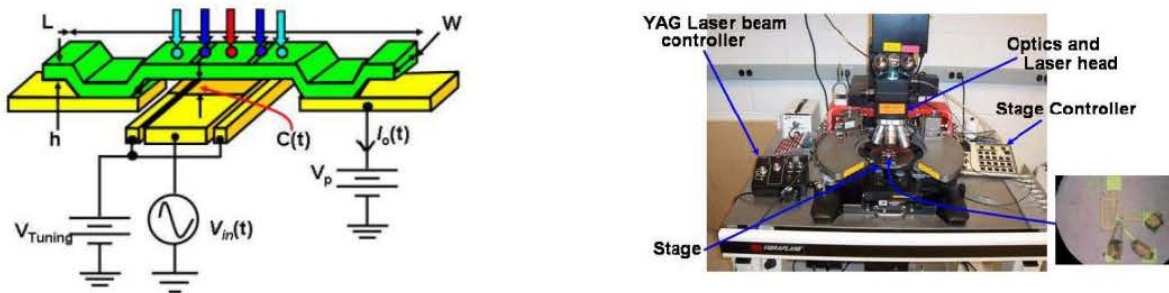


图1.24 封装后基于脉冲激光淀积的频率微调技术

在同一年，当时工作于密歇根大学的Clark T.-C Nguyen教授提出基于脉冲激光的频率调制^[57]。不同于林立伟教授增加谐振器质量来改变谐振器频率，Clark T.-C Nguyen教授利用激光脉冲刻蚀MEMS谐振器的硅结构，由此改变谐振器的等效刚度和等效质量，从而达到频率微调的目的，其实验原理如图2所示。Clark T.-C Nguyen教授用脉冲激光在双端固支梁谐振器和圆盘谐振器表面的不同位置刻蚀硅材料，从而实现对接谐振器等效质量和刚度的不同程度的调节。其实验可实现21~20200ppm的频率微调，该调节量度不仅实现可粗调范畴还进入细调的范畴，但仍无法实现小于10ppm的精细微调。而且当时受制于激光器的限制，激光光斑直径大小和能量还不能达到精细微调的水平。



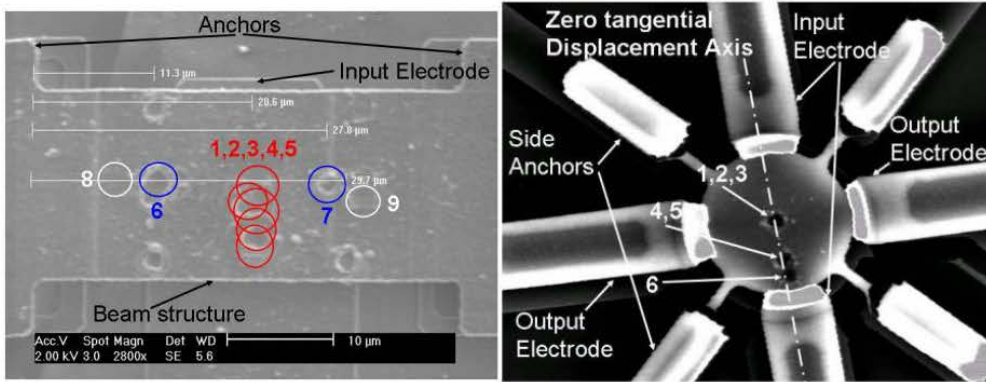


图1.25 脉冲激光微调谐振器频率

2007年时，Discera公司的Wan-Thai Hsu等人在Clark T.-C Nguyen教授成果的基础上做了进一步实验^[58]，其原理如图3所示。在该实验中，谐振器用裸玻璃盖板封于一陶瓷管壳内，然后再用更加精细激光透过玻璃片照射到硅谐振器表面的不同位置，从而实现硅谐振器结构谐振频率的微调，其实验结果也有了进一步的提高。采用封装后激光脉冲微调技术可以实现将谐振频率从5%的目标频率偏差调整到2.6ppm，这大大提高该技术的可适用性。该激光脉冲微调谐振频率却存在天然的缺陷，无法实现圆片级薄膜封装谐振器的频率微调而只适合于硅玻璃键合真空封装的谐振器，而硅玻璃键合真空封装的谐振器是无法发挥MEMS振荡器结构小型化的优势。

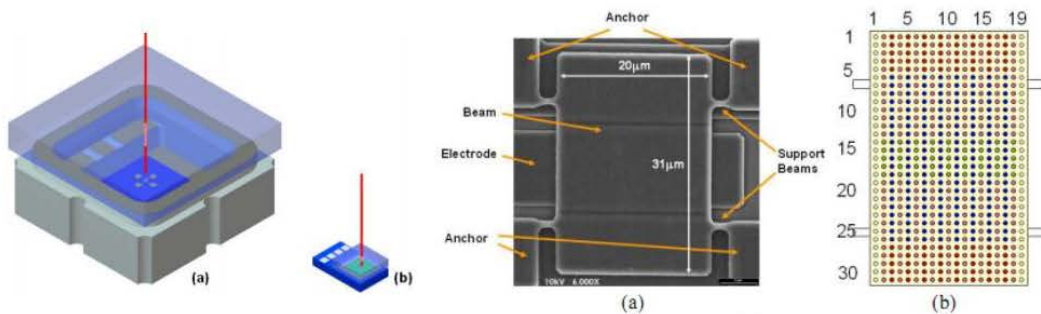


图1.26 Wan-Thai Hsu等人激光脉冲微调谐振器频率

在这里还要提出的是2007年，爱丁堡大学Stefan Enderling等人采用FIB设备在谐振器表面淀积Pt材料来实现谐振频率微调^[59]，由于该技术受材料和设备所限其适用性远不如林立伟教授等人所提出的上述激光微调技术。

由于激光微调技术的限制，之后的研究学者把研究重心放到了其他的技术手段来实现频率微调。2011年，乔治亚理工学院的Ayazi等人提出了一种新的制造后电学加热微调技术^[60]。该技术中，在谐振器结构表面分别淀积Au或者Al并图形化，电学加热使得部分Au或者Al融入MEMS谐振器的硅结构内从而增加或者减小MEMS谐振器的等效刚度。其实验原理图如图4所示。在实验中，电学加热促进Au/Al原子融入硅材料中，由于Au-Si/Al-Si键分别高于和低于Si-Si键的能量，从而实现了MEMS谐振结构杨氏模量的增加或者减小，从另一

方面可以说增加或者减小了MEMS谐振器的等效刚度。该方法对SiBAR实现了最多到0.4%的频率微调，理论上可以进行10ppm量级以内精细的频率微调。但是，由于需要在MEMS谐振器结构表面淀积金属，该技术无法和圆片级薄膜封装相兼容，由此其应用范围也受到类似于上述激光微调技术的先知。

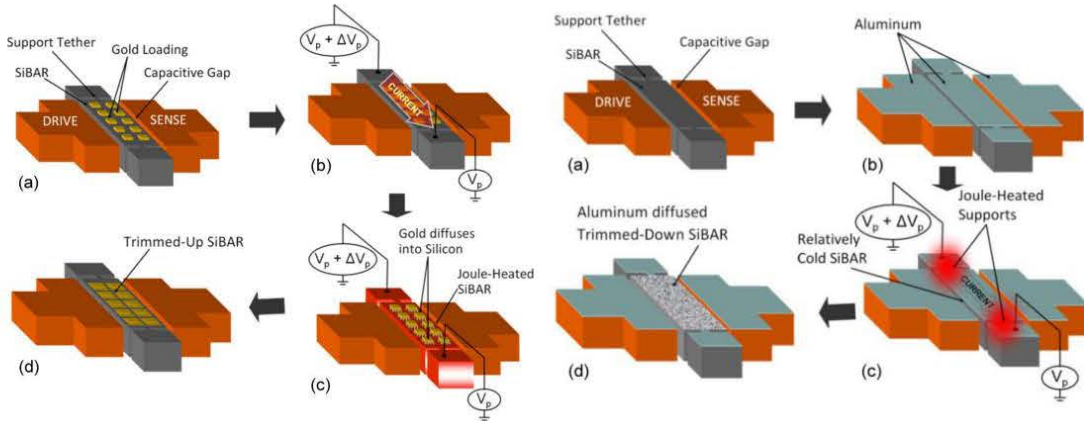


图1.27 电学加热频率微调实验原理

2012年，美国丹佛大学的Pourkamali课题组提出了一种自控制的局部氧化方法来调节谐振器频率^[61]。制造完成的谐振器工作在真空中通一定的电流，谐振器结构会被加热到一定温度且会产生温度分布，在某些区域温度最高，此时在真空环境内通如少量的氧气与加热的硅进行反应。其实验原理如图5所示。谐振器表面一层单晶硅被氧化成二氧化硅，不仅改变了谐振器的等效刚度还改变了其等效质量。当谐振器频率调节到设定值时，加热电流取消，谐振器结构温度降低使氧化反应不再进行。该方法可实现最高4.7%频率调节，其自控制调节系统也能实现ppm量级频率精细微调。但是需要指出的是该方法实际应用起来会非常困难，主要是由于其局部氧化后的谐振器的温度系数发生了变化，而且由于圆片上谐振器频率的分布特性，局部氧化的谐振器的温度系数也不再一致，这给统一外围电路带来了极大的阻碍。

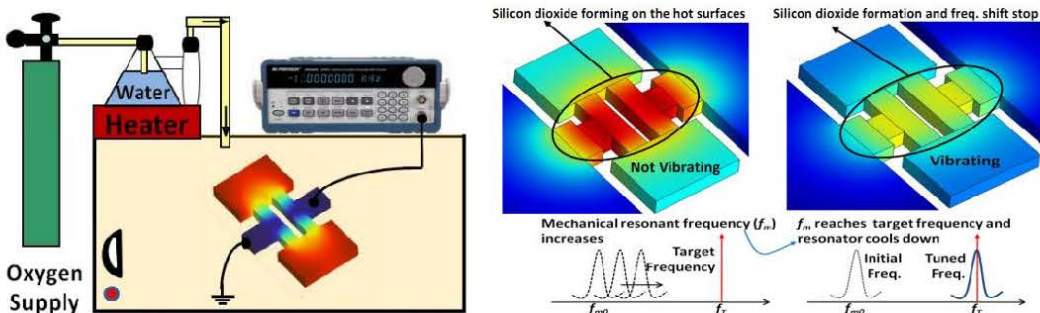


图1.28 自控制局部氧化法频率微调

以上各频率修调技术的在圆片封装兼容性、修调能力以及谐振器性能的影响如下表所示。

表1.2 不同频率修调技术对比

	圆片封装兼容性	修调能力	谐振器性能影响
激光微调	差	粗调和细调	降低Q值
电加热微调	中	细调	可忽略
局部加热微调	良	粗调和细调	TCF不可控

针对MEMS谐振器制作一致性差的缺点，我们提出了可行的片上微调技术。首次提出了适于MEMS谐振器的频率修调技术，我们采用可集成的微蒸发器实现了同时对MEMS谐振器进行谐振频率测量和频率微调，初步实验验证可以实现8.5ppm的频率细调至664.5ppm的频率粗调。

1.3 本论文创新点

由于MEMS谐振器在器件尺寸、可集成性、批量化低成本制造等方面的优势，本论文研究了其取代频率基准源中石英晶体谐振器所遇到的学术问题。本文对MEMS谐振器的频率稳定性和频率精准度分别进行了研究，并提出了提高频率稳定和频率精准度的方法。

本论文首次建立了 I^2BAR 结构的解析模型，该模型与有限元仿真验证误差在2.9%以内。我们对 I^2BAR 结构进行了可制造性设计使其谐振频率对加工工艺偏差不敏感，从而将频率精准度提高了一个量级。

我们研究了深宽比亚微米电容间隙的台阶多晶硅电极制作工艺，基于该工艺制作了浓硼 I^2BAR 结构，其电容间隙可窄至120nm，从而极大提高了静电调谐能力。我们通过浓硼掺杂和静电调谐共同实现了26MHz MEMS谐振器的全温区补偿，达到了消费电子产品中频率基准源的性能参数要求。

基于浓磷掺杂单晶硅的TCF转折点现象，我们首次提出了基于片上加热的开环温度补偿体模态MEMS谐振器，通过将MEMS谐振器的结构温度恒定到转折点附近来实现更高的频率稳定性，实现了25°C-65°C内 $\pm 0.8ppm$ 的温度稳定性。在此基础上，我们改进了用于OCMO的谐振器结构，简化工艺并提高Q值，将转折频率在不同温度下的漂移减小了一个量级。初步的开环温度控制结果实现了全温区 $\pm 3ppm$ 以内的频率稳定性。在该器件中，我们首次观测到了OCMO中转折点的相位噪声抑制现象，将谐振器在低频的相位噪声减小了20dB以上。

首次提出了适于MEMS谐振器的频率修调技术，我们采用可集成的微蒸发器实现了同时对MEMS谐振器进行谐振频率测量和频率微调，初步实验验证可以实现单次的-18.9ppm至-469.3ppm的频率微调。

第二章 双I梁体模态谐振器设计

MEMS器件的尺寸缩减引起的谐振频率和倔强系数的升高，刚度系数的升高则降低了MEMS器件用作传感器进行检测外界变化量时的灵敏度。然而当MEMS谐振器用于高频频率基准源时，上述限制反而提升了MEMS谐振器工作时的稳定性。

如前文所述，用于频率基准源的MEMS谐振器在频率稳定性和频率精准度上都有较高的要求，与此同时，高的Q值还可降低谐振器的动态阻抗，减小系统的相位噪声以及提高振荡器的频率稳定性。

本研究中的主要通过谨慎设计的体模态为主的双I梁体模态谐振器（Double I-shaped Bulk Acoustic Resonator, I²BAR），该结构具有以下优势：高Q值，静电调谐能力高，结构宽度适于圆片级真空薄膜封装，兼容可制造性设计^[62-73]。

在本章的2.2节中，我们根据I²BAR结构中弯曲梁和直拉直压梁的等效模型，构建了I²BAR整体结构的机械模型，从而得出I²BAR结构谐振频率的理论表达式，该理论模型结果和有限元仿真结果相差在1.4%~2.9%以内。

在本章的2.3节中，我们根据2.2节中I²BAR的谐振频率关于结构参数的理论表达式进行可制造性设计，通过穷举法筛选出对工艺误差不敏感的I²BAR结构，从而提高绝对频率精准度，减小加工工艺误差对谐振频率的影响。

在本章的2.4节，我们分析了I²BAR结构的吸合电压与谐振器结构尺寸的关系，将其用于I²BAR结构锚点梁的优化设计来提高其吸合电压，从而增加了静电负弹簧的调谐范围。

在本章的2.5节，在I²BAR结构的等效电学模型基础上，我们提出了在板级减小馈通效应的方法，并估算该方法馈通电容抑制作用。在该小节的最后给出了I²BAR结构的静电驱动压阻检测电路原理。

在本章的最后一小节中对本章进行了总结。

2.1 I^2 BAR谐振器模型

目前已出现多种体声波硅谐振结构，均能获得较高的 $f \times Q$ 优值。选择谐振结构的依据是与工艺以及频率调制技术的兼容性。硅基振荡器必须采用真空封装，圆片级薄膜真空封装的真空度一致性好，本项目将采用圆片级薄膜真空封装。由于薄膜的厚度小，跨度也必须相应缩小方能保证封装结构能够耐受环境大气压的作用。因此，不宜采用圆盘、矩形条等跨度大的谐振结构。另外，基于静电反馈的频率调制技术需要使用较高的电压，会引起部分谐振结构吸合。本项目以梁和薄壁圆环为基础构建体声波谐振结构。

I^2 BAR结构是一种常用的体声波谐振结构，其基本结构如下图所示。该结构与圆片级薄膜真空封装工艺兼容，同时当缩短锚点尺寸时，该结构可以耐受较高的吸合电压。

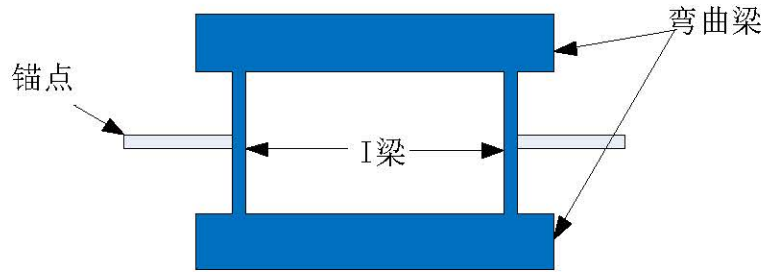


图2.1 I^2 BAR结构示意图

I^2 BAR结构的体声波谐振模态是I梁的直拉直压振动与弯曲梁的弯曲振动的叠加。其振动可认为是两个振动模态的耦合，一个振动模态是两根I梁与刚体弯曲梁的直拉模态，另一个振动模态是弯曲梁梁的三阶弯曲振动模态，如下图所示。利用耦合振动模型可对 I^2 BAR结构作可制造性设计。

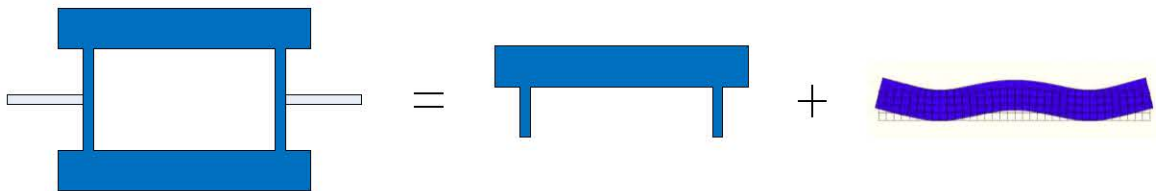
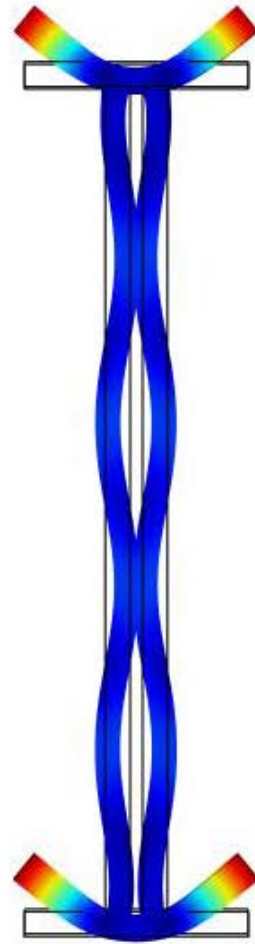
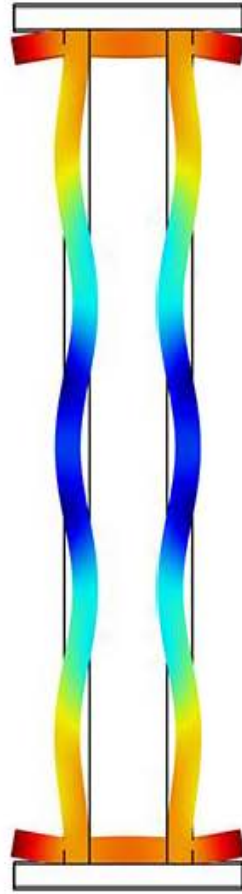


图2.2. I^2 BAR结构的体声波谐振模态可认为是两个振动模态的耦合

在实际设计中，弯曲梁与直拉直压梁的耦合位置点对谐振器结构的振动模态起着至关重要的作用。弯曲梁以3阶弯曲模态振动时的节点是与直拉直压梁的完美连接点，否则 I^2 BAR结构将无法获得高Q值的以体模态为主的谐振阵型，如下图所示。



(a)



(b)

图2.3 直拉直压梁未连接到弯曲梁节点位置时 I^2 BAR结构的谐振模态

为设计具有高Q值的 I^2 BAR结构，我们首先建立了 I^2 BAR结构的普适模型。由于 I^2 BAR结构的上下对称特性，我们基于单弯曲梁和双直拉直压梁进行建模，其中直拉直压梁一端与弯曲梁连结，一端固定。分别求出弯曲梁和直拉直压梁的振动模态和等效刚度、质量，求解出弯曲梁的节点以作为弯曲梁和直拉直压梁的结合点，最后基于Rayleigh-Ritz能量法求解出 I^2 BAR结构谐振频率的理论表达式。

2.1.1 弯曲梁和直拉直压梁等效模型

I^2 BAR结构中的弯曲梁振型函数可以通过受力平衡求解得到，在弯曲模态下取如图2.1所示的微元 d_x 进行分析。

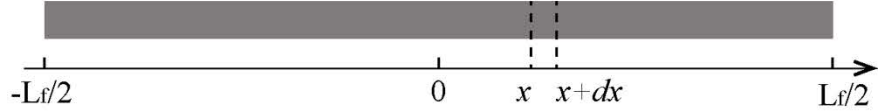


图2.4 弯曲梁示意图

对于仅考虑自身重力的自由梁，弯曲振动时的力平衡方程为

$$EI \frac{\partial^4 W}{\partial x^4} + \rho A \frac{\partial^2 W}{\partial t^2} = 0 \quad \text{公式 (2.1)}$$

将两边完全自由的边界条件带入求解公式 (2.2) 后可以得到梁的振型函数为：

$$u_n(x) = 172.64A \cos(k_n x) + A \cosh(k_n x) \quad \text{公式 (2.2)}$$

其中 k_n 对应于第 n 阶振动模态， $k_1 = 4.73$ ， $k_2 = 7.85$ ， $k_3 = 10.996$ ， A 为与外加作用力相关的振幅常数，有限元仿真的前3阶模态如图2.5所示。

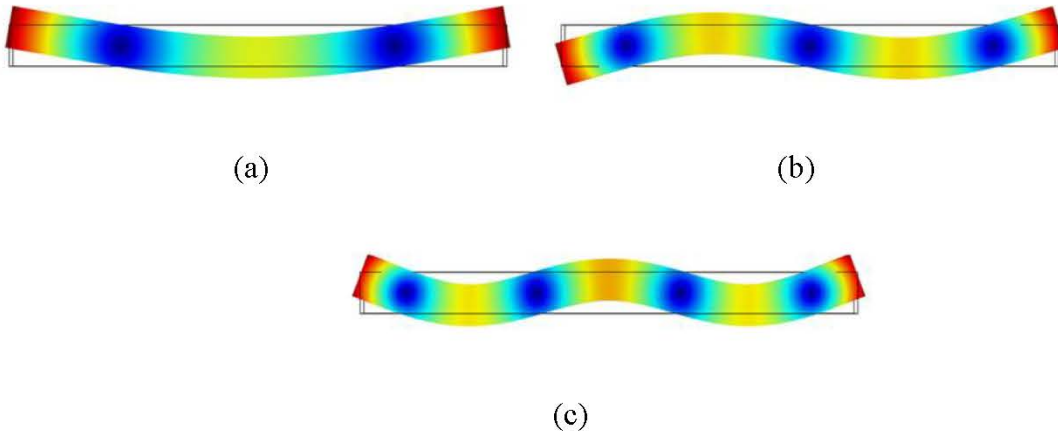


图2.5 自由梁弯曲的前3阶模态。(a) 第1阶弯曲模态；(b) 第2阶弯曲模态；(c) 第3阶弯曲模态

弯曲梁的3阶弯曲模态的振型函数表达式为：

$$u(x) = 172.64A \cos(10.996x) + A \cosh(10.996x) \quad \text{公式 (2.3)}$$

弯曲梁3阶弯曲模态阵型的导数为0的点即为节点，对公式 (2.3) 求导可得：

$$\dot{u}(x) = -1898.35A \sin(10.996x) - 10.996A \sinh(10.996x) \quad \text{公式 (2.4)}$$

当 $\dot{u}(x) = 0$ 时所求得的 $x = \pm 0.28$ ，即在图2.1中的 $\pm 0.28 L_f$ 位置是与直拉直压梁的连接点。

与直拉直压梁连接起来的弯曲梁可以被视为在 $\pm 0.28 L_f$ 位置固定不动弯曲梁，此时弯曲梁的阵型模态为：

$$u(x) = 172.64A \cos(10.996x) + A \cosh(10.996x) + 161.41A \quad \text{公式 (2.5)}$$

相对 $\pm 0.28 L_f$ 位置可以求出弯曲梁的等效刚度 k_f 和等效质量 m_f 。

弯曲梁的单位体积质量为 ρ_v ,惯性矩为 I 。根据Rayleigh-Ritz法求出弯曲梁的等效刚度,弯曲梁的最大势能和最大动能为:

$$E_{Pmax} = \frac{1}{2} \int_{-\frac{L_f}{2}}^{\frac{L_f}{2}} EI \left[\frac{d^2 u(x)}{dx^2} \right]^2 dx = \frac{1}{2} k_f [u(0.28L_f)]^2 \quad \text{公式 (2.6)}$$

$$E_{Kmax} = \frac{1}{2} \dot{u}_{max}^2 \int_{-\frac{L_f}{2}}^{\frac{L_f}{2}} \rho_v [u(x)]^2 dx = \frac{1}{2} m_f [\dot{u}(0.28L_f)]^2 \quad \text{公式 (2.7)}$$

由公式 (2.6) 及 (2.7) 可以求得的 k_f 与 m_f 分别为:

$$k_f = 696.78 \frac{EhL_f^3}{b_f^3} \quad \text{公式 (2.8)}$$

$$m_f = 1.572 \rho_b b_f L_f h \quad \text{公式 (2.9)}$$

同理可以求出两根长度为 L_i ,宽度 b_i ,厚度为 h 的直拉直压梁等效刚度系数和等效质量。

$$k_{2I} = \frac{\pi^2 E b_i h}{4L_i} \quad \text{公式 (2.10)}$$

$$m_{2I} = \rho L_i b_i h \quad \text{公式 (2.11)}$$

2.1.2 I²BAR整体结构模型

本研究中的I²BAR结构均是采用静电驱动,当对I²BAR结构施加静电力时,直拉直压梁与弯曲梁作用力大小相等,则直拉直压梁的位移为

$$W_{2I} = \frac{k_f}{k_{2I}} W_3(0.28) \quad \text{公式 (2.12)}$$

对于在锚点处固定的弯曲梁,其振型函数为

$$W_b(\eta) = 172.64 A \cos(k_3 \eta) + A \cosh(k_3 \eta) + 161.41 A + 161.41 \frac{k_f}{k_{2I}} A \quad \text{公式 (2.13)}$$

其中 $\eta = \frac{x}{L_f}$ 。

系统的势能等于直拉直压梁的势能与弯曲梁势能的叠加。弯曲梁势能与完全自由的梁是相同的,则I²BAR结构系统势能为

$$E_p = \frac{1}{2} k_{2I} W_{2I}^2 + \frac{1}{2} k_f W_3^2(0.28) = \frac{1}{2} k_f W_3^2(0.28) \left(1 + \frac{k_f}{k_{2I}} \right) \quad \text{公式 (2.14)}$$

系统总位移为

$$W_s = W_{2I} + W_3(0.28) = W_3(0.28) \left(1 + \frac{k_f}{k_{2I}} \right) \quad \text{公式 (2.15)}$$

则

$$E_p = \frac{1}{2} \frac{k_{2I} k_f}{(k_{2I} + k_f)} W_t^2 \quad \text{公式 (2.16)}$$

系统的等效弹性系数为

$$k_s = \frac{k_{2I} k_f}{k_{2I} + k_f} \quad \text{公式 (2.17)}$$

直拉直压梁的动能为

$$E_{D2I} = \frac{1}{2} m_{2I} \omega^2 \frac{k_{eff}^2}{k_{2I}^2} W_3^2 (0.28) \cos^2 \omega t \quad \text{公式 (2.18)}$$

弯曲梁的动能为

$$\begin{aligned} E_{DB} &= \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \frac{1}{2} \rho b_f h \left(\frac{d(W)}{dt} \right)^2 dx \\ &= \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \frac{1}{2} \rho b_f h (W_b^2 \omega^2 \cos^2 \omega t) dx \\ &= \frac{1}{2} \rho b_f h L_f \omega^2 \cos^2 \omega t \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} W_b^2 d\eta \\ &= \frac{1}{2} \rho b_f h L_f \omega^2 \cos^2 \omega t \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} \left(172.64A \cos(k_3 \eta) + A \cosh(k_3 \eta) + 161.41A + 161.41A \frac{k_f}{k_{2I}} \right)^2 d\eta \\ &= \frac{40956.}{2} \rho b_f h L_f \omega^2 A^2 \cos^2 \omega t + 25985. \rho b_f h L_f \omega^2 A^2 \frac{k_f}{k_{2I}} \cos^2 \omega t + \frac{26053.}{2} \rho b_f h L_f \omega^2 A^2 \frac{k_f^2}{k_{2I}^2} \cos^2 \omega t \end{aligned} \quad \text{公式 (2.19)}$$

上式中第二项的积分满足

$$\begin{aligned} &\int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} 2 \times (172.64A \cos(k_3 \eta) + A \cosh(k_3 \eta) + 161.41A) \times 161.41A \frac{k_f}{k_{2I}} d\eta \\ &\approx 2 \times (161.41A)^2 \frac{k_f}{k_{2I}} \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} d\eta \\ &= 2 \times (161.41A)^2 \frac{k_f}{k_{2I}} = 2 \frac{k_f}{k_{2I}} W_3^2 (0.28) \end{aligned} \quad \text{公式 (2.20)}$$

所以弯曲梁的动能也可近似为

$$E_{DB} = \frac{40956.}{2} \rho b_f h L_f \omega^2 A^2 \cos^2 \omega t + 26053 \rho b_f h L_f \omega^2 A^2 \left(\frac{k_f}{k_{2I}} + \frac{k_f^2}{2k_{2I}^2} \right) \cos^2 \omega t \quad \text{公式 (2.21)}$$

上式中第一项可以表示为

$$\frac{40956.}{2} \rho b_f h L_f \omega^2 A^2 \cos^2 \omega t = \frac{1}{2} m_f W_3^2 (0.28) \omega^2 \cos^2 \omega t \quad \text{公式 (2.22)}$$

上式中第二项可表示为

$$\begin{aligned} &26053. \rho b h L \omega^2 A^2 \left(\frac{k_f}{k_{2I}} + \frac{k_f^2}{2k_{2I}^2} \right) \cos^2 \omega t \\ &= \frac{1}{2} m_b W_3^2 (0.28) \left(2 \frac{k_f}{k_{2I}} + \frac{k_f^2}{k_{2I}^2} \right) \omega^2 \cos^2 \omega t \end{aligned} \quad \text{公式 (2.23)}$$

系统动能为

$$\begin{aligned}
 E_D &= E_{D2I} + E_{DB} \\
 &= \frac{1}{2} m_{2I} \omega^2 W_{2I}^2 \cos^2 \omega t + \frac{1}{2} m_f W_3^2 (0.28) \omega^2 \cos^2 \omega t \\
 &\quad + \frac{1}{2} m_b W_3^2 (0.28) \left(2 \frac{k_f}{k_{2I}} + \frac{k_f^2}{k_{2I}^2} \right) \omega^2 \cos^2 \omega t
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

最大动能为

$$E_{DM} = \frac{1}{2} m_{2I} \omega^2 W_{2I}^2 + \frac{1}{2} m_f W_3^2 (0.28) \omega^2 + \frac{1}{2} m_b W_3^2 (0.28) \left(2 \frac{k_f}{k_{2I}} + \frac{k_f^2}{k_{2I}^2} \right) \omega^2 \tag{2.25}$$

由于系统最大动能也等于

$$E_{DM} = \frac{1}{2} m_s W_s^2 \tag{2.26}$$

得系统等效质量为

$$\frac{1}{2} m_s W_s^2 = \frac{1}{2} m_{2I} \omega^2 W_{2I}^2 + \frac{1}{2} m_f W_3^2 (0.28) \omega^2 + \frac{1}{2} m_b W_3^2 (0.28) \left(2 \frac{k_f}{k_{2I}} + \frac{k_f^2}{k_{2I}^2} \right) \omega^2 \tag{2.27}$$

$$m_s W_s^2 = m_{2I} \omega^2 W_{2I}^2 + m_f W_3^2 (0.28) \omega^2 + m_b W_3^2 (0.28) \left(2 \frac{k_f}{k_{2I}} + \frac{k_f^2}{k_{2I}^2} \right) \omega^2 \tag{2.28}$$

由瑞利-里兹法得到共振频率为

$$\begin{aligned}
 \omega^2 &= \frac{\frac{1}{2} k_f W_3^2 (0.28) \left(1 + \frac{k_f}{k_{2I}} \right)}{\frac{1}{2} m_{2I} \frac{k_f^2}{k_{2I}^2} W_3^2 (0.28) + \frac{1}{2} m_f W_3^2 (0.28) + \frac{1}{2} m_b W_3^2 (0.28) \left(2 \frac{k_f}{k_{2I}} + \frac{k_f^2}{k_{2I}^2} \right)} \\
 &= \frac{k_f \left(1 + \frac{k_f}{k_{2I}} \right)}{m_{2I} \frac{k_f^2}{k_{2I}^2} + m_f + m_b \left(2 \frac{k_f}{k_{2I}} + \frac{k_f^2}{k_{2I}^2} \right)} \\
 &= \frac{\left(1 + \frac{k_f}{k_{2I}} \right)}{\frac{1}{\omega_0^2} \frac{k_f}{k_{2I}} + \frac{1}{\omega_0^2} + 2 m_b \frac{1}{k_{2I}}}
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

将公式 (2.8) ~ (2.11) 代入上式可以得到

$$\omega^2 = \frac{696.78 \frac{EhL_f^2}{b_f^3} \frac{2Eb_h}{L_f} \left(\frac{2Eb_h}{L_f} + 696.78 \frac{EhL_f^2}{b_f^3} \right)}{\frac{8}{\pi^2} \rho b_f h L_f \left(696.78 \frac{EhL_f^2}{b_f^3} \right)^2 + 1.5721 \rho b_f L_f h \left(\frac{2Eb_h}{L_f} \right)^2 + \rho b_f L_f h \left[\frac{4Eb_h}{L_f} \times 696.78 \frac{EhL_f^2}{b_f^3} + \left(696.78 \frac{EhL_f^2}{b_f^3} \right)^2 \right]} \tag{2.30}$$

2.2 理论模型的有限元验证

根据以上模型设计出的微机械谐振器结构可以通过有限元仿真来进行模型验证。我们对不同结构尺寸的I²BAR结构进行有限元仿真,并将有限元仿真结果与仿真模拟结构相对

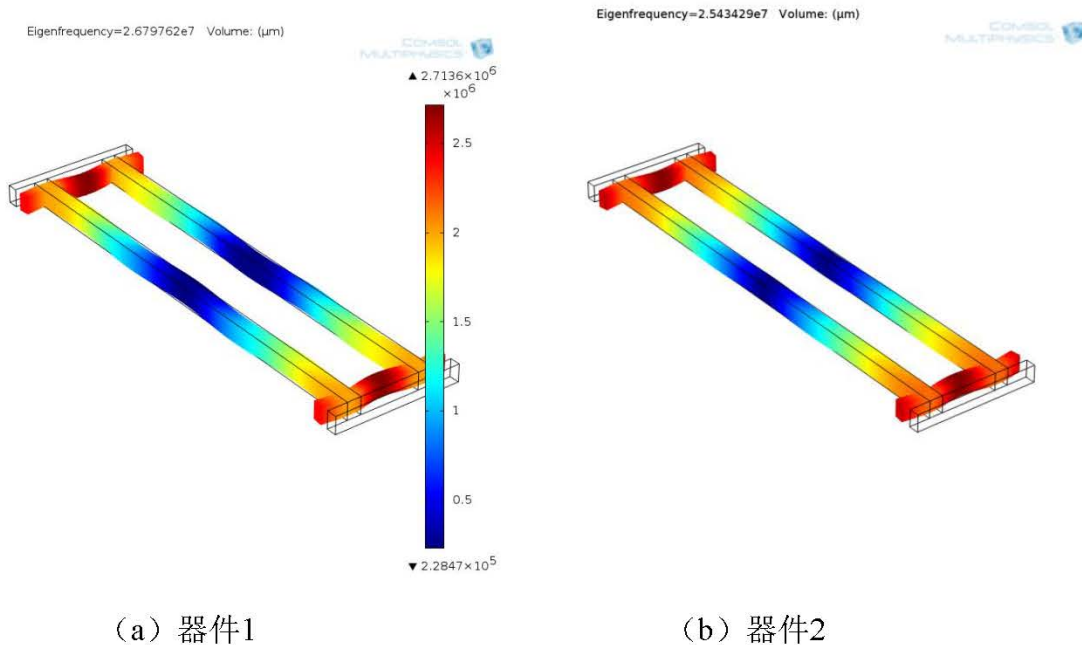
比，其结果如下表所示。在仿真和计算过程中我们都设定， $E[110]=170E9Pa$ 。

表2.1 I²BAR整体结构尺寸及其理论模型值与仿真验证

参数	器件1	器件2	器件3	器件4
弯曲梁宽度- W_f (μm)	3	3	4	2.5
弯曲梁长度- L_f (μm)	37	37	40	38
直拉直压梁宽度- b_i (μm)	4	4	4	4
直拉直压梁长度- L_i (μm)	129	138	136	132
器件厚度- H (μm)	5			
理论模型频率 (MHz)	27.197	25.852	25.55	26.597
仿真频率 (MHz)	26.79762	25.43429	25.19619	25.84254
相对误差	1.5%	1.6%	1.4%	2.9%

从上表可以看出，上述模型与谐振器的有限元仿真结果相差1.4%~2.9%，从而验证了该模型足够精确地对谐振器结构的相关设计进行理论指导。

上述参数设计的I²BAR通过有限元分析其谐振模态与谐振频率，其仿真结果如图2.6所示。



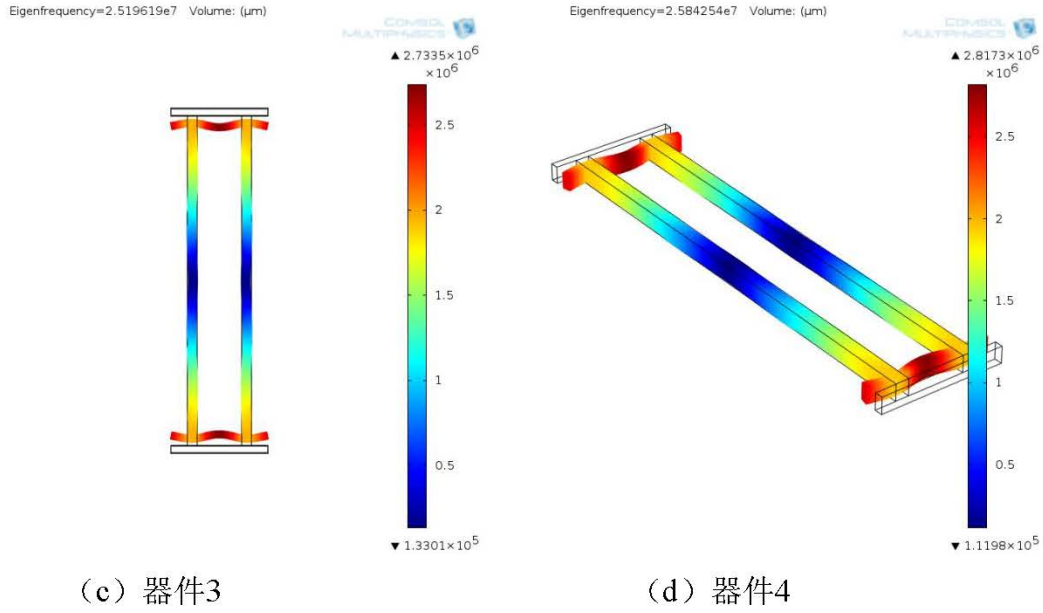


图2.6 I²BAR谐振模态仿真结果

2.3 可制造性设计

MEMS相对于传统传感器技术，主要优点是利用了IC的批量化制造技术，可以实现传感器的批量化、低成本制造，使原本昂贵的传感器可以大量应用到智能手机、物联网等这些廉价应用中。

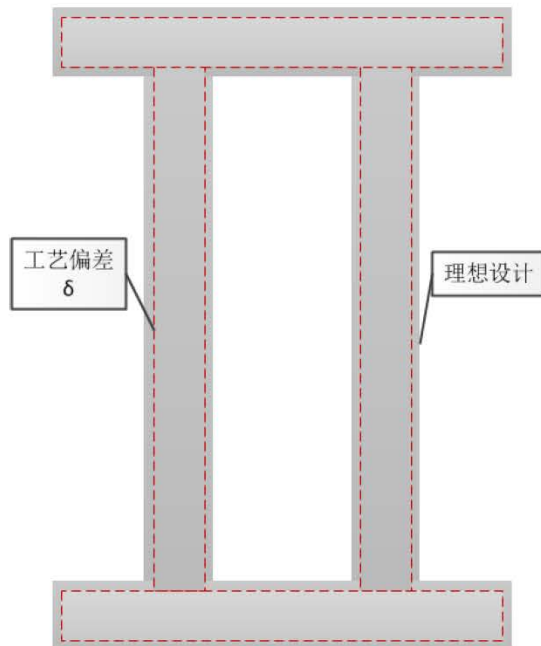


图2.7 工艺偏差引起的谐振器结构尺寸变化

但是另一方面，批量化制造不可避免地带来了制造一致性的降低。这是限制MEMS技术发展的重要理论问题。

可制造性设计通过合理的设计，部分解决了批量化制造带来的问题，其最终加工完成的尺寸与设计尺寸之间往往存在如图2.7所示的偏差 δ 。

当MEMS谐振器的本征谐振频率较高时，工艺误差引起的谐振频率误差就相对比较严重，即使在工艺控制良好的情况下单硅片的上绝对频率误差能达到10%左右。

在以往的应用于生化或物理量传感检测时，MEMS谐振器的设计和制造过程中的工艺偏差所引起的频率偏差往往被忽略。为了补充工艺误差引起的谐振频率精准度下降，已经有很多加工前微调和加工后微调的研究^[74, 75]，其中加工前微调即可制造性设计因其器件兼容性良好而被视为最优方案。

本研究的MEMS谐振器的谐振频率属于高频波段，其高达1%的频率不精准性的补偿是本研究的一个重点。工艺偏差 δ 影响引起了MEMS谐振器的等效刚度系数和等效质量变化，从而改变了谐振器的谐振频率。

结构尺寸发生如图2.7所示的变化后，弯曲梁和直拉直压梁的等效刚度和等效质量也发生了变化，公式（2.8）～（2.11）此时为：

$$k_f(\delta) = 696.78 \frac{Eh(L_f - 2\delta)^3}{(b_f - 2\delta)^3} \quad \text{公式 (2.31)}$$

$$m_f(\delta) = 1.572\rho(b_f - 2\delta)(L_f - 2\delta)h \quad \text{公式 (2.32)}$$

$$k_i(\delta) = \frac{E(b_i - 2\delta)h(L_i + 2\delta)}{2} \quad \text{公式 (2.33)}$$

$$m_i(\delta) = \frac{8\rho(L_i + 2\delta)(b_i - 2\delta)h}{\pi^2} \quad \text{公式 (2.34)}$$

此时公式（2.12）所表达的谐振频率为：

工艺偏差 δ 影响引起了MEMS谐振器的等效刚度系数和等效质量变化，从而改变了谐振器的谐振频率。此时公式所表达的谐振频率为：

$$f(\delta) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{696.78 \frac{Eh(L_f - 2\delta)^3}{(b_f - 2\delta)^3} \frac{2E(b_i - 2\delta)h}{L_i + 2\delta} \left(\frac{2E(b_i - 2\delta)h}{L_i + 2\delta} + 696.78 \frac{Eh(L_f - 2\delta)^3}{(b_f - 2\delta)^3} \right)}{\frac{8}{\pi^2} \rho(b_i - 2\delta)h(L_i + 2\delta) \left(696.78 \frac{Eh(L_f - 2\delta)^3}{(b_f - 2\delta)^3} \right)^2 + 1.5721\rho(b_f - 2\delta)(L_f - 2\delta)h \left(\frac{2E(b_i - 2\delta)h}{L_i + 2\delta} \right)^2 + \rho(b_f - 2\delta)(L_f - 2\delta)h \left[\frac{4E(b_i - 2\delta)h}{L_i + 2\delta} \times 696.78 \frac{Eh(L_f - 2\delta)^3}{(b_f - 2\delta)^3} + \left(696.78 \frac{Eh(L_f - 2\delta)^3}{(b_f - 2\delta)^3} \right)^2 \right]}$$

公式 (2.35)

通过上式，我们可以通过穷举法筛选出对工艺不敏感的结构尺寸。工艺误差引起的频率偏差为：

$$\frac{f(0) - f(\delta)}{f(0)} = \Delta f \quad \text{公式 (2.36)}$$

由公式 (2.18) 可以求出工艺偏差 δ 引起的频率偏差，由此可以通过穷举法筛选出对工艺不敏感的谐振器结构尺寸，该方法即是可制造性设计的原理。

经过可制造性设计的 I^2 BAR结构为表2.1中器件1，由于加工制作的工艺误差 δ 引起该器件的频率偏差如下图所示，在这里我们假设器件厚度是完全一致的。

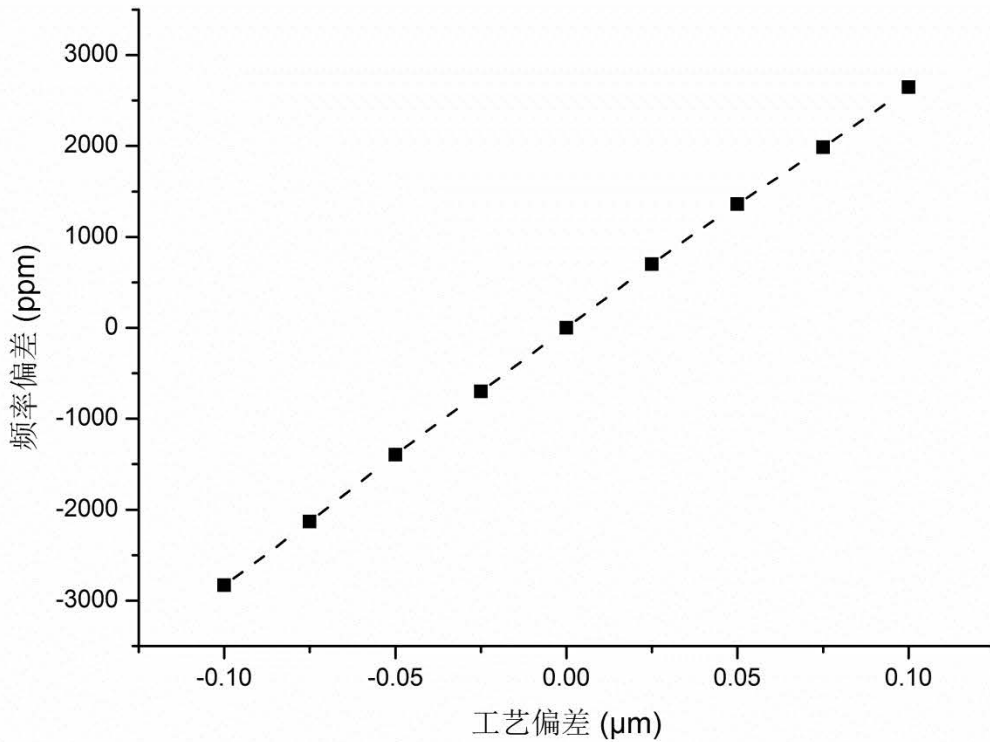


图2.8 经过可制造性设计的 I^2 BAR器件工艺偏差所导致的 I^2 BAR结构频率偏差

通过图2.8可知，器件1的尺寸在工艺偏差 $\pm 0.1\mu\text{m}$ 以内时，谐振频率的偏差将分布在 $\pm 2800\text{ppm}$ 以内，后文我们将对这一点进行验证。

2.4 I^2 BAR的吸合电压

对静电力分析可知，当静电力超过平衡点后，谐振器的可动结构将会与固定电极吸合。在分析和设计 I^2 BAR结构时，吸合电压需要特别分析，使得不仅能够获得可测的振动信号

还要能够为实现利用静电负弹簧效应补偿温度漂移。

对于本研究中的I²BAR结构，平衡时

$$k_b x_0 = \left[\frac{\varepsilon \varepsilon_0 A}{2(d - x_0)^2} - \frac{\varepsilon \varepsilon_0 A}{2(d + x_0)^2} \right] V_{bias} \quad \text{公式 (2.37)}$$

假设 $a = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 A}{2k_b d^3}$, $\tilde{x} = \frac{x}{d}$, 则公式 (2.34) 可以重写为:

$$\tilde{x} = a \left[\frac{1}{(1 - \tilde{x})^2} - \frac{1}{(1 + \tilde{x})^2} \right] \quad \text{公式 (2.38)}$$

在 $-1 < \tilde{x} < 1$ 时, 由公式 (2.38) 可得 $a \leq \frac{1}{4}$, 即可得到 $V_{pull-in}$ 的表达式为:

$$V_{pull-in} = \sqrt{\frac{k_b d^3}{2\varepsilon \varepsilon_0 A}} \quad \text{公式 (2.39)}$$

在公式 (2.37) 中, k_b 表示的是锚点梁的等效弹簧系数, 其常见表达式为:

$$k_b = \frac{EHb^3}{L^3} \quad \text{公式 (2.40)}$$

同时需要指出的是当外加静电力时, 由于静电负弹簧效应锚点梁的等效弹簧系数将会减小。在谐振器振动时, 吸合电压的表达式为:

$$V_{pull-in} = \sqrt{\frac{\left(k_b - \frac{\varepsilon \varepsilon_0 A}{d^3} V_{bias}^2 \right)}{2\varepsilon \varepsilon_0 A}} \quad \text{公式 (2.41)}$$

由上式可以看出, 当外加偏置电压 V_{bias} 时, 吸合电压将由于静电负弹簧效应而降低。

在这里 b 和 L 分别是锚点梁的宽度和长度。当本研究中的I²BAR结构由静电负弹簧效应来调节谐振频率时, 其外加偏置电压需要满足小于吸合电压的关系, 为此需要增加谐振结构的吸合电压。公式 (2.40) 和 (2.41) 可以得出, 为了增加吸合电压值 $V_{pull-in}$, 需要减小锚点梁的长度或者增加锚点梁的宽度。

2.5 谐振器馈通效应的板级抵消

谐振器的动态电阻应当尽可能的低, 以保证振荡条件的满足、减少谐振器的功率损耗, 这样才能尽量减少振荡器的相位噪声。

在谐振器测试中, 馈通效应不仅有用信号造成的干扰带来测试上困难, 还将额外增加谐振器的非必要功耗。在等效分析时, 可以将谐振器的馈通效应等效成由输入端直接连接到输出端的电容 C_f 。

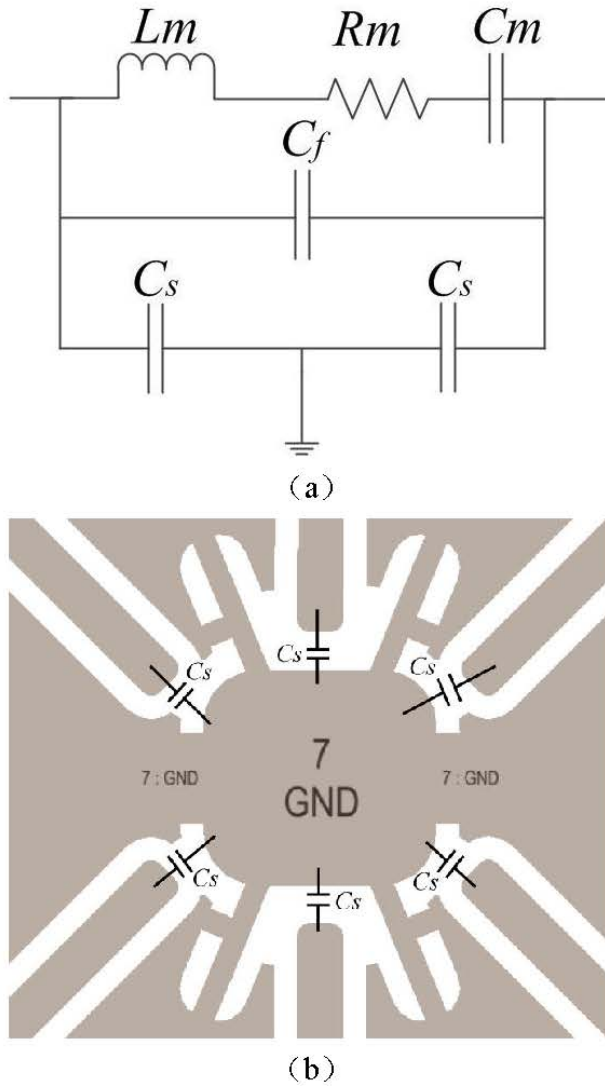


图 2.10 (a) 谐振器电学等效模型 (b) 谐振器引线键合电路设计图

当直流偏置电压为零时，可以通过网络分析测得的 S_{21} 曲线来分析馈通电容的大小，而且本研究中的谐振器均被设计为静电驱动压阻检测26MHz的微机械谐振器，因此可以估算出馈通电容的大小。

$$S_{21} = 20 \lg \left(\frac{V_{feethrough} \frac{R_{res}}{R_0}}{V_{in}} \right) \quad \text{公式 (2.42)}$$

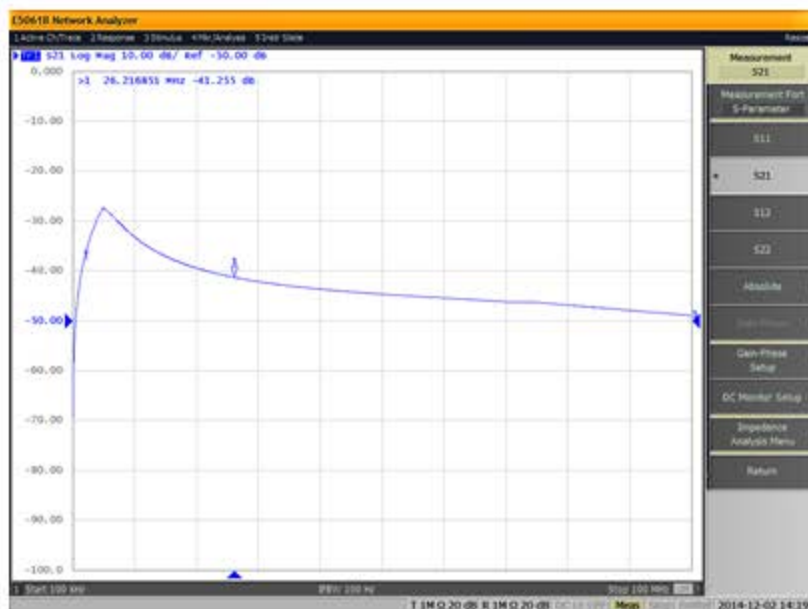
由公式 (2.42) 可以求出与 S_{21} 相应曲线上相应频率 f 是的馈通信号的电压幅值，此时的馈通效应就可以视为激励信号通过电容值为 $C_{feethrough}$ 的馈通电容而耦合输出幅值为 $V_{feethrough}$ 交流小信号，因而就可以求出馈通电容 $C_{feethrough}$ 的具体数值。

$$C_{f\text{esthrough}} = \frac{\frac{S_{21}}{e^{20}} R_0}{2\pi f} \quad \text{公式 (2.43)}$$

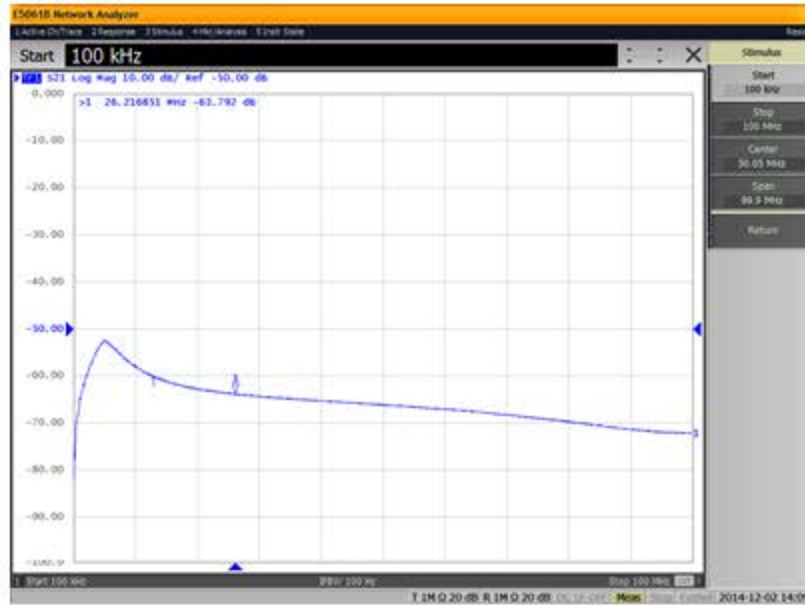
针对谐振器上的器件馈通效应，有很多减小的方法，主要有驱动和检测的差分设计，以及器件结构的对称设计。然而对称设计将增加器件面积，差分驱动和差分检测均以牺牲外围电路简易性为代价的。在实际的谐振器测试过程中，外围电路也会引入馈通效应增加原有的馈通效应，外围电路尤其是谐振器的引线键和时的管脚排布是一个需要谨慎对待的设计，恰当的设计才能很好的减小外围电路的馈通效应。

将谐振器固定到如图2.10 (b) 所示的印刷电路板 (PCB) 上，其引脚之间的寄生电容如图中所示。每个引脚之间均接地可以大大降低引脚之间的寄生电容对谐振器信号的影响，其原理与图2.10 (a) 所示。

在设计引线键合电路板时，信号管脚间接地引线对谐振器馈通效应有的抑制作用，将谐振器芯片贴到电路板上后，不加偏置信号且经简单放大，添加接地引线前后对比如图2.11 (a) 和图2.11 (b) 所示。



(a)



(b)

图2.11 (a) 信号引脚间未加接地引线时的谐振器引线键合电路版的幅频相应曲线 (b) 信号引脚间添加加接地引线时的谐振器引线键合电路版的幅频相应曲线

通过图2.11(a)、(b)两图可以计算得出,在信号引脚间添加接地引线后能将 $C_{feedthrough}$ 降为原来的0.37。

从图2.11 (a) 和 (b) 对比可以看出,信号引脚间添加接地引线前后可以降低22 dB的馈通效应。根据此规则设计的贴装释放好的谐振器芯片的印刷电路板(Printed Circuit Board, PCB),谐振器置于压强可控制到0.04 Pa的真空罐体内进行测试,其测试原理如图2.12所示。

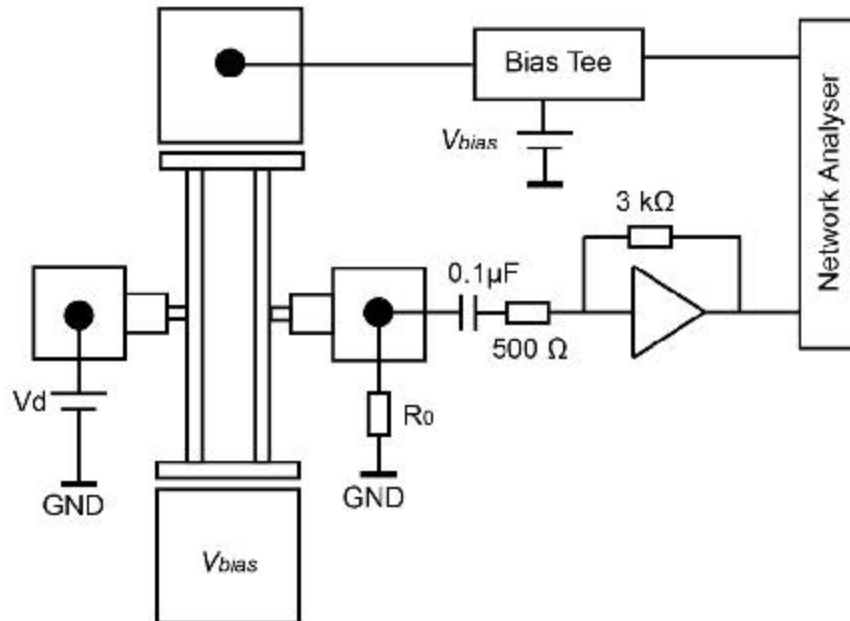


图2.12 本研究中的 I^2BAR 结构测试原理图

2.6 本章小结

本章设计并分析了具有优异Q值、频率测试特性及高调谐能力的I²BAR结构。本章分析了I²BAR结构的机械域等效模型，在得出I²BAR结构的2种梁结构的等效刚度和等效质量的基础上建立了I²BAR结构的整体模型，利用该模型指导本研究中的I²BAR结构的设计求得本征谐振频率，理论谐振频率与FEM仿真结果相比误差在1.4%~2.9%之间。

为了减小加工工艺误差引起的频率偏差，本章提出了针对I²BAR结构可制造性设计，通过谐振频率关于结构尺寸的表达式设计出 $[-0.1\mu\text{m}, 0.1\mu\text{m}]$ 工艺误差范围内频率偏差 $\pm 2800\text{ppm}$ 的I²BAR结构。

在本章的最后，在I²BAR结构的电学等效模型的基础上对器件的管脚引线进行设计优化，通过这种设计优化实现了在板级减小馈通电容到原来的0.37，器件的测试电路原理在本章最后给出。

第三章 集成制造技术研究

静电驱动具有其他驱动方式相比，其响应速度快、工艺兼容性好和功耗最低，然而静电驱动的机电耦合系数受静电间隙的二次方程反比。机电耦合系数较低时会降低谐振器性能，增加谐振器能耗和相位噪声，增加机电耦合系数是谐振器驱动需要解决的问题。与此同时，为了能够补偿谐振器固有的温度漂移，静电反馈也同时需要更高的调谐能力，静电反馈的调谐能力与电容间隙三次方成反比。综上，减小静电电容间隙能够大大增加机电耦合系数和静电反馈调谐能力^[74-76]。

本章提出了一种新型的高深宽比亚微米电容间隙的台阶多晶硅电极（High-Aspect Ratio Self-Aligned Stepped Polysilicon Electrode, HARSASPE）的制作工艺。该多晶硅电极可用于构建高深宽比的亚微米电容间隙以静电驱动时的机电耦合系数。本工艺的多晶硅电极由掺磷多晶硅和低应力多晶硅两层复合膜构成，这两层复合膜先后填充到由两次深反应离子刻蚀的沟槽里，并将非电极部分的多晶硅选择性刻蚀掉，从而形成了台阶状的多晶硅电极。由于填充工艺提供的“U”型截面，该多晶硅电极对低气压化学气相电极（Low Temperature Chemical Vapor Deposition, LPCVD）工艺过程中的应力不再敏感提高了其机械强度和电学性能。

在本章的3.1节，我们介绍了一一高深宽比亚微米电容间隙的台阶多晶硅电极的制作工艺，介绍了HARSASPE的工艺原理。该工艺中的多晶硅电极采用掺杂多晶硅和快速淀积的LS Poly复合而成，并且自对准的多晶硅电极呈台阶状以增强其机械刚度，与此同时又有良好的电学连接。

在本章的3.2节，我们详述了深宽比亚微米电容间隙的台阶多晶硅电极制作工艺步骤，并对其中具体工艺进行详细讨论。详述可自对准工艺是的实现过程，并对沟槽内多晶硅刻蚀工艺进行了优化以获得与可动电极面积同宽度的多晶硅电极。

在本章的3.3节，基于深宽比亚微米电容间隙的台阶多晶硅电极制作工艺，我们制作完成了300nm和120nm电容间隙的I²BAR结构，经SEM观察，两者都具有均匀一致且符合设计预想的微纳米电容间隙。

在本章的3.4节，为了解决MEMS加工工艺误差引入的频率精准度下降，我们对具有300nm电容间隙的I²BAR结构进行了可制造性设计。该300nm电容间隙时基于上一章提出的HARSASPE工艺制作完成的。根据多个器件的频率测试结果，我们分析并验证了I²BAR的可制造性设计。

在本章的3.5节，我们对本章研究内容进行了小结。

3.1 高深宽比自对准的台阶状多晶硅电极工艺原理

本研究中的MEMS谐振器的器件结构均以SOI片（Silicon on Insulator）的来制作，顶层硅的厚度有 $5\mu\text{m}$ 和 $6\mu\text{m}$ 两种，其加工工艺无差别。为验证本工艺， $I^2\text{BAR}$ 结构通过此工艺制作完成，其示意图如图3.1所示。

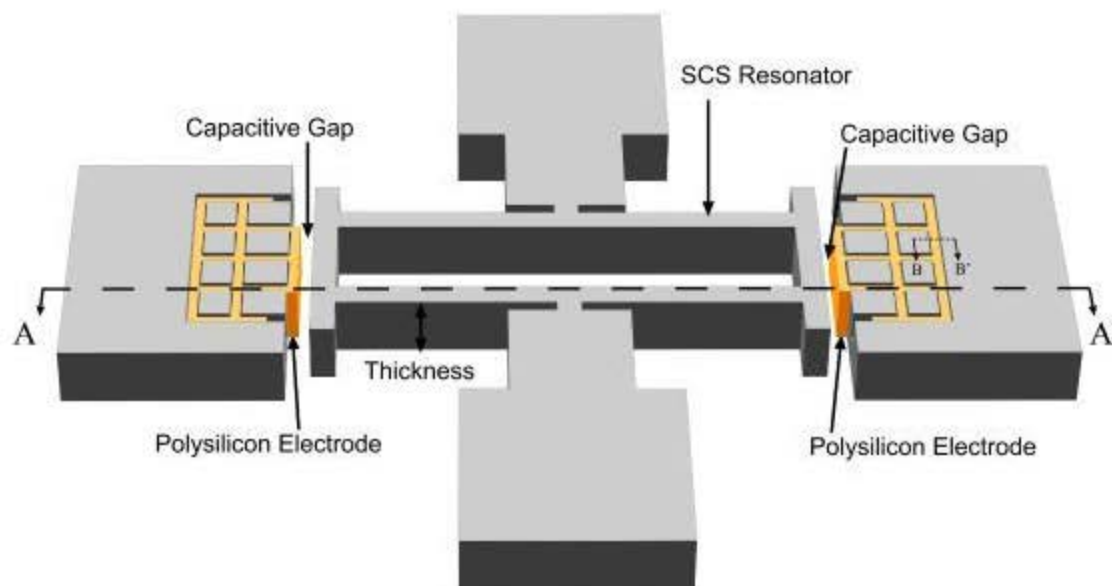


图3.1 基于HARSASPE工艺的 $I^2\text{BAR}$ 结构

在图3.1的结构中，通过HARSASPE工艺制作出 300 nm 电容间隙，电极端分别置于 $I^2\text{BAR}$ 结构两端的弯曲梁的对面，而支撑锚点梁置于直拉直压梁的中间。沿途中AA'和BB'两线的横截面示意图如图3.2所示。

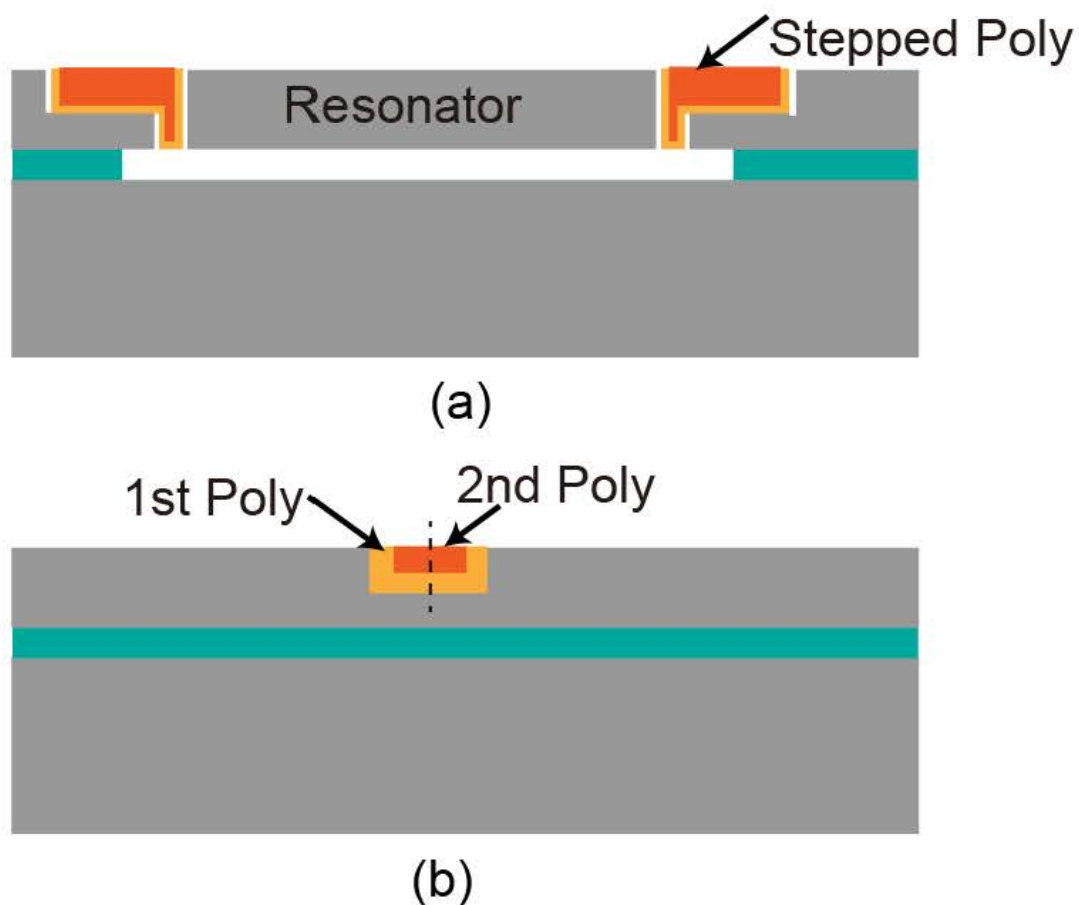
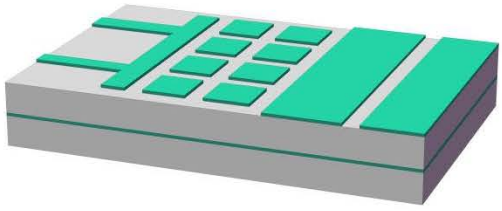


图3.2 (a) AA'线的截面示意图 (b) BB'线的截面示意图

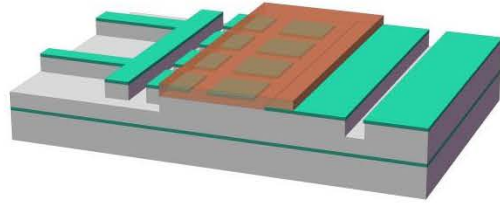
在图3.2 (a) 和 (b) 中所示的台阶状多晶硅电极不仅具有良好的电学连接，第一层掺杂多晶硅直接电极在电极端的硅衬底上而具有毫无阻碍的电学连接，而且其机械强度会大大增加。淀积的掺磷多晶硅残余应力梯度可引起多晶硅电极翘曲，翘曲严重时甚至能引起多晶硅电极底部和谐振器结构相连。本工艺中的多晶硅电极由于其独有的台阶状形貌则能很好的避免上述情况。

3.2 高深宽比自对准的台阶状多晶硅电极工艺步骤

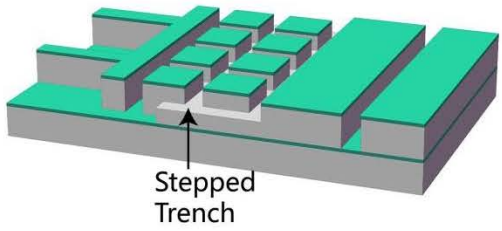
制作高深宽比自对准的台阶状多晶硅电极的工艺如下：



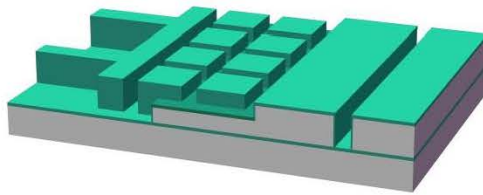
(a)



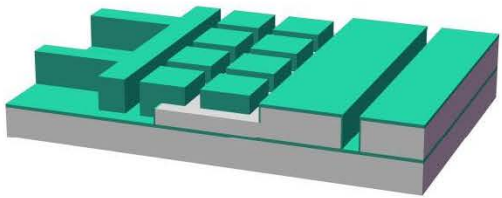
(b)



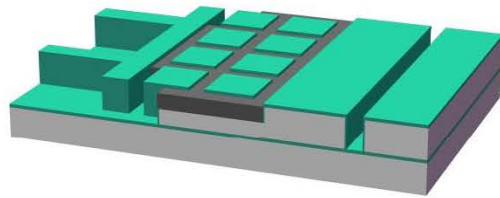
(c)



(d)



(e)



(f)

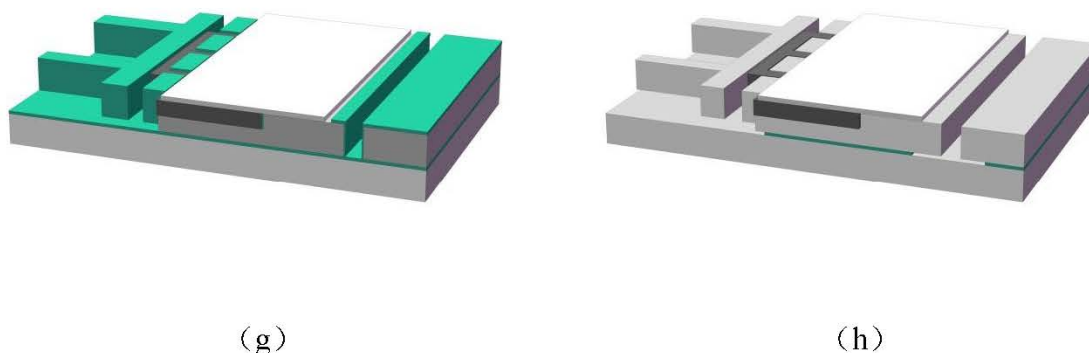


图3.3 HARSASPE工艺流程

1) 掺杂并氧化

将标准清洗过的SOI片的底层硅一面旋涂液态硼源，涂后进行预扩散。预扩散的工艺参数为：

温度：1100 °C

氧气时间：0 min

氮气时间60 min

将扩散后的SOI片进行金属前二氧化硅腐蚀，去掉扩散过程中产生的硼硅酸玻璃(BSG)。重复上述工艺6次并在最后一次预扩散后进行主扩散，主扩散工艺参数为：

温度：1100 °C

干氧时间：30 min

湿气时间：58 min

干氧时间：10 min

主扩形成的氧化层厚度为800 nm。此时的氧化层厚度是非常关键的，它的数值不仅考虑了后续刻蚀工艺时的额外消耗，而且还决定了后续工艺窗口，后文将有详细讨论。

2) 光刻图形化

在氧化后的SOI片表面旋涂光刻胶。胶型AZ-703，涂胶转速为3000 rpm，前烘110 °C×90 s，曝光时间为2.5 s，显影45 s，显影后在紫外光照射下固化5 min。光刻完成的硅片在低功率低密度下的等离子体中进行打底膜处理，去除光刻图形内可能残留的有机物，同时最小限度地对光刻胶的影响。然后将硅片经过反应离子刻蚀（Reactive Ion Etch，

RIE) 后刻出结构线条, 如图3.3 (a)。在本研究中, 我们设计的用于定义谐振器轮廓的线条宽度为 $2\ \mu\text{m}$, 线条经刻蚀后的光学图片如图3.4所示。

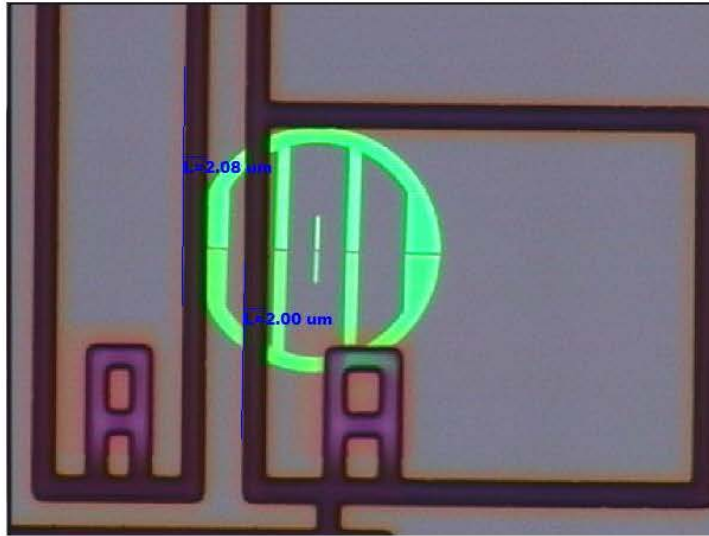


图3.4 RIE刻蚀完成后的线条及其宽度测量值

3) 刻蚀出谐振器轮廓

将上一步刻蚀完成的硅片去掉光刻胶, 再进行第二次光刻, 光刻胶的厚度为 $1.4\ \mu\text{m}$, 前烘条件同样是 $110\ ^\circ\text{C}\times 90\ \text{s}$, 曝光时间为 $8\ \text{s}$, 此时需要考虑线条内的光刻胶的厚度超过 $1.4\ \mu\text{m}$ 。显影时间为 $45\ \text{s}$, 在 $135\ ^\circ\text{C}$ 的烘箱内恒温 $30\ \text{min}$ 后取出打底膜。此步的光刻胶覆盖我们设计台阶状电极的上台阶区域的线条。如无特别说明, 后文的光刻工艺的前烘及其后烘条件与此步工艺相同。此后, 通过深反应离子刻蚀 (Deep Reactive Ion Etch, DRIE) 刻出顶层硅厚度一半深度沟槽, 如图3.3 (b) 所示。刻蚀完成后去掉光刻胶, 其光学照片如图3.5所示。

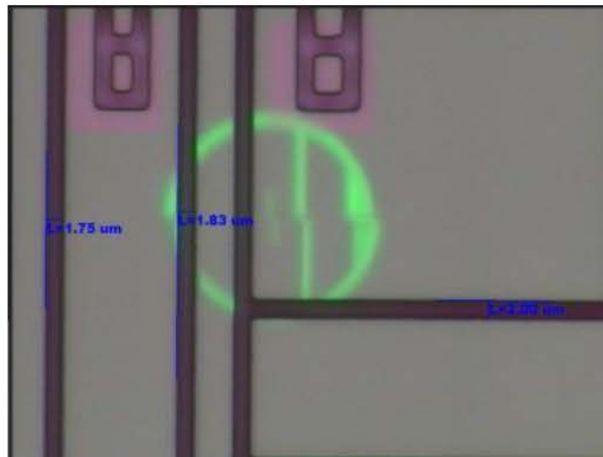


图3.5 第一次深反应离子刻蚀后的光学照片

4) 刻蚀出台阶沟槽

上一步完成的硅片再次进行DRIE工艺，此时氮化层做掩膜，刻蚀深度略超过顶层硅厚度的一半，使得在非上台阶电极区域的沟槽能够刻蚀到埋氧层（Buried Oxide, BOX）如图3.3（c），刻蚀工艺的特征形貌如图3.6所示。

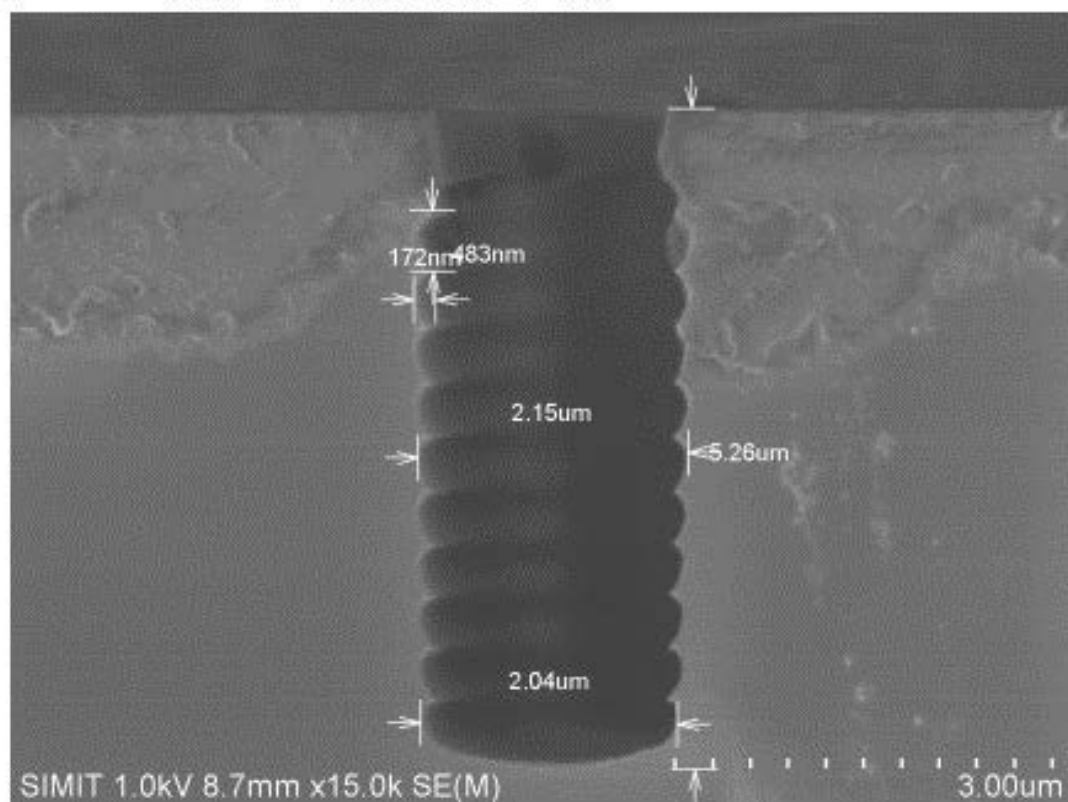


图 3.6 DRIE 工艺后的沟槽截面图

从图3.6可以看出，DRIE刻蚀后的沟槽宽度在 $2.04 \sim 2.15 \mu\text{m}$ 之间，线条宽度的浮动源于2个测试点处于一个刻蚀循环的凹陷处，另一个处于测试点凸起处。该凹凸的相关参数由DRIE工艺本身决定^[78]，此时的刻蚀出的凹凸高度差为 172 nm ，每一个凹凸宽度为 483 nm 。通过对DRIE工艺参数进行优化，不仅能够进一步减小侧壁形貌凹凸高度差而且不牺牲线条的陡直度。

5) 氮化形成电容间隙牺牲层后反刻

将上一步刻蚀完成后的硅片经过标准清洗后进行氮化，氮化的厚度决定了电容间隙的宽度，如图3.3（d）。作为验证实验，氮化层的厚度为 300 nm 。此后，将氮化后的硅片进行无掩膜RIE刻蚀，刻去沟槽上台阶的氮化层且保留上表面的氮化层，如图3.3（e）

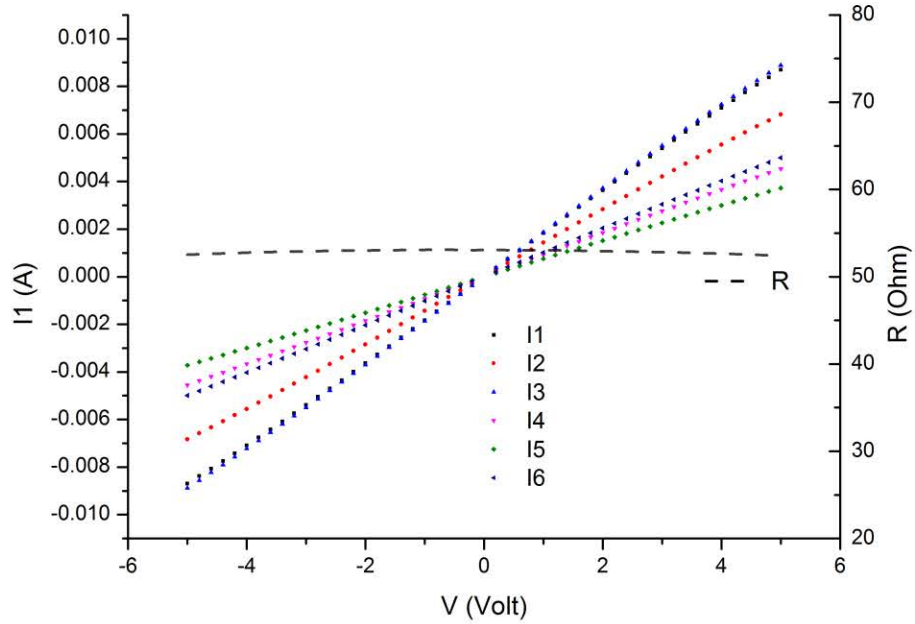


图3.8 掺磷多晶硅的I-V特性测试

多晶硅淀积完成后，反刻表面多晶硅为后续的自对准刻蚀多晶硅电极做准备，如图3.3 (f) 所示。沟槽内填充的多晶硅截面图如图3.9所示。在图3.9中可以很清晰的看出掺磷多晶硅和低应力多晶硅的各自区域，这是由于掺磷多晶硅淀积速率 $3\sim 4\text{ nm/min}$ 远低于LS Poly的淀积速率，这导致了掺磷多晶硅更加致密。多晶硅两边的氧化层腐蚀后留下的电容间隙也非常的均匀一致。

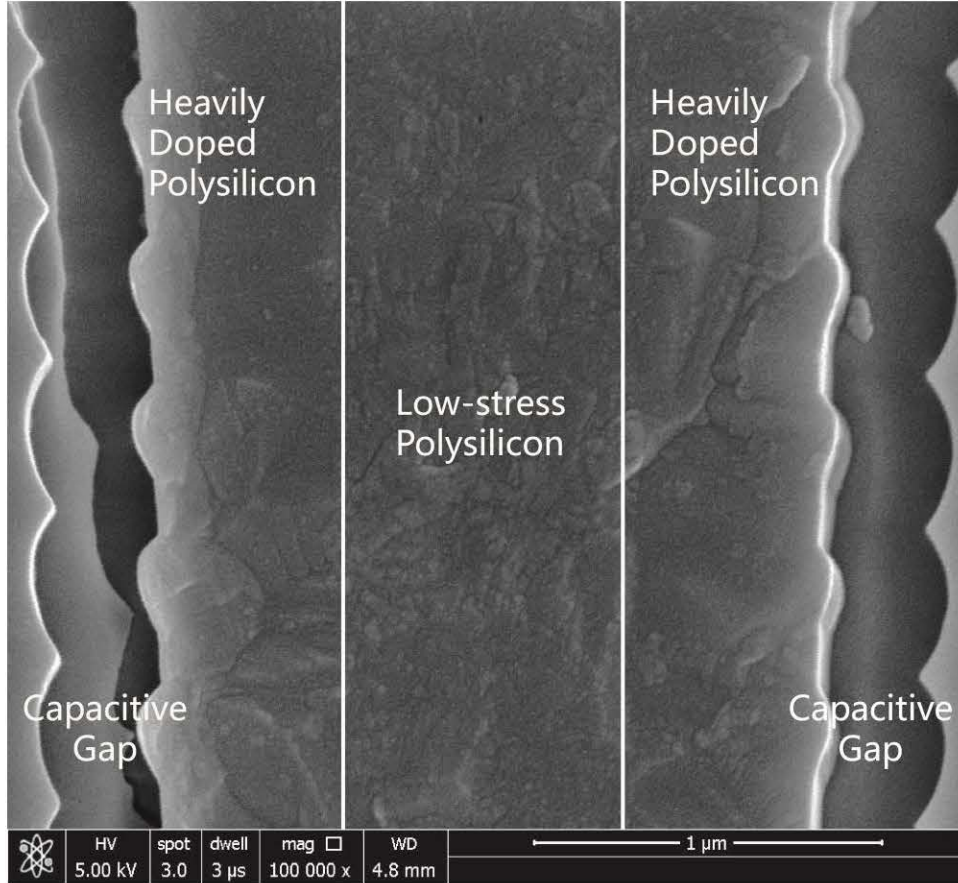
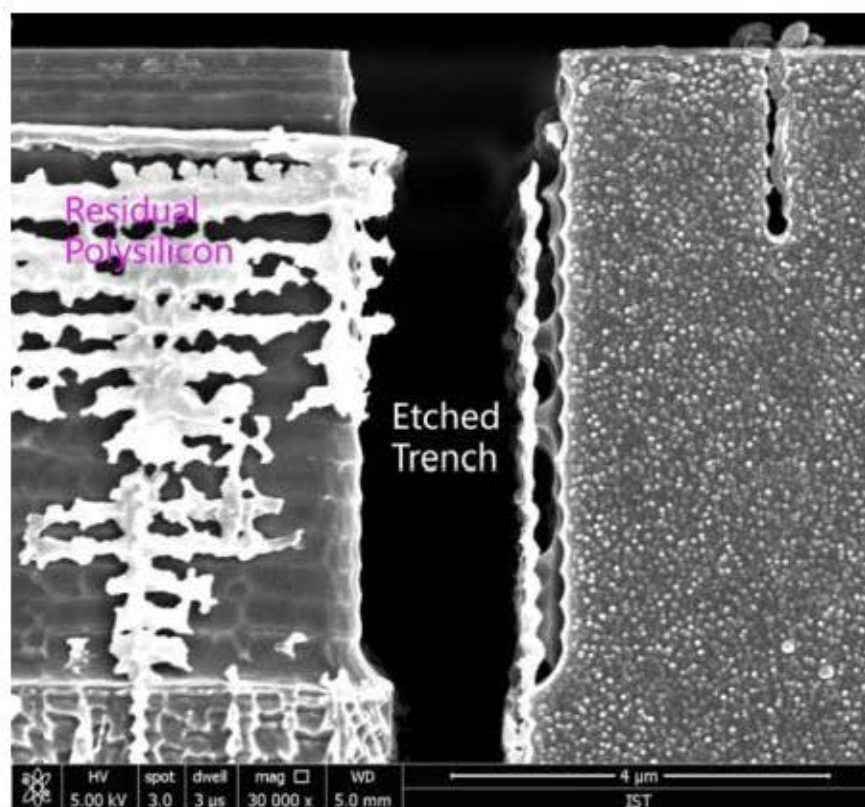


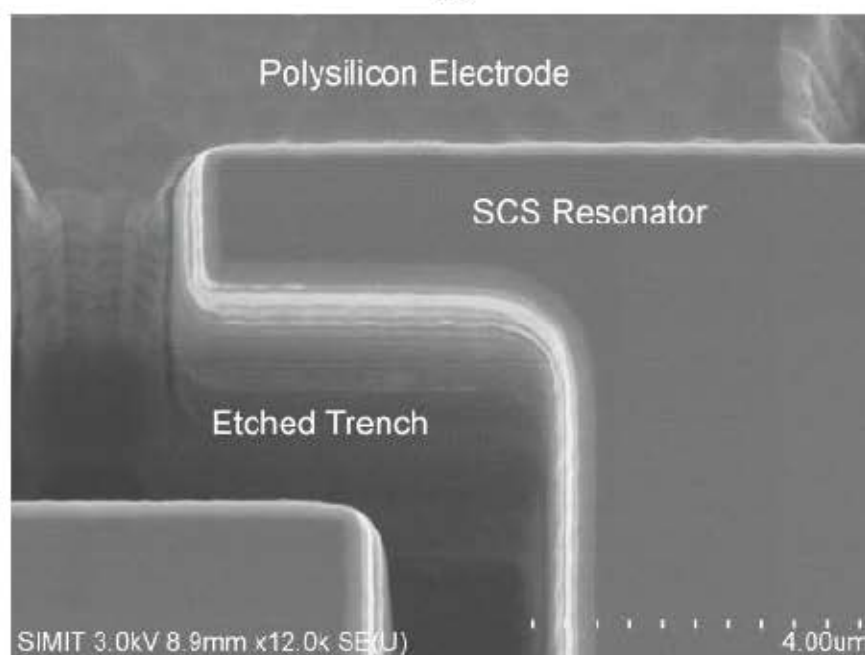
图3.9 填充沟槽的多晶硅截面SEM图

7) 刻蚀出多晶硅电极结构

多晶硅电极的形成需要通过DRIE工艺刻去沟槽内的多余多晶硅，如图3.3 (g)。将上述步骤完成的硅片表面旋涂 $1.4\ \mu\text{m}$ 的光刻胶，显影后烘并打底膜后进行DRIE各向异性刻蚀。此时光刻胶覆盖谐振器结构表面且谐振器表面无多晶硅，就不会存在图形化错位的情况，即实现可自对准刻蚀工艺。DRIE各向异性刻蚀是无法刻蚀干净沟槽内尤其是侧壁的多晶硅，这主要是由于本次的DRIE刻蚀出侧壁形貌与沟槽已有的形貌不完全一致。这两次工艺都是基于Bosch工艺的原理进行刻蚀，刻蚀形成的沟槽侧壁必然是一个个连续的弧形^[78-80]，而这些弧形由于两次刻蚀工艺起始点不能完全一致，因而两次工艺的侧壁也必然是不能重合的。刻蚀出的侧壁不能重合的后果就是在沟槽的侧壁残留掺磷多晶硅如图3.10 (a)所示，使得结构与偏置电极端短路。



(a)



(b)

图3.10 (a) 各向异性DRIE刻蚀后的侧壁 (b) 各向异性后又进行各向同性的DRIE刻蚀后的沟槽

解决上述问题的办法就是在各向异性DRIE刻蚀完成后的基础上再进行短时间的各向同性DRIE工艺。各向同性DRIE时，衬底偏压升高到原来的2倍，其刻蚀出的形貌如图3.15 (b) 所示，根据此图可以判断侧壁已经被刻蚀干净，可以进行后续工艺。

8) 图形化金属电极并 Vapor HF 释放

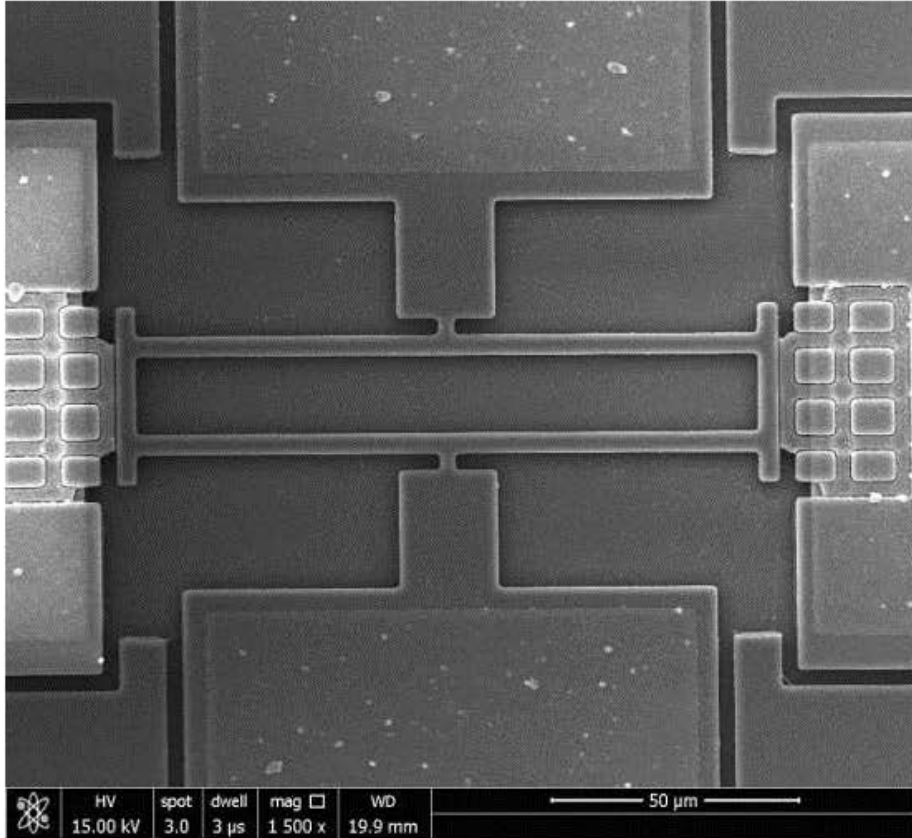
将刻蚀完成的谐振器硅片图形化金属电极，划片后再进行释放可动的谐振器结构，如图3.3 (h)。谐振器在释放后对外界环境较为敏感，因而在谐振器表面被氧化层包覆且被固定在衬底上时进行划片能尽可能的减小外界环境对谐振器结构表面的影响，且采用气相HF腐蚀的方法释放谐振器器件可以将释放过程可能引入的谐振器表面缺陷降至最小。谐振器表面损耗是谐振器能量损耗的方式之一，谐振器表面的颗粒沾污以及机械损伤都有可能引入表面损耗。本工艺中，将DRIE完成后的谐振器结构进行氧化也能减小刻蚀工艺造成的侧壁缺陷。

3.3 验证HARSASPE工艺的I²BAR结构

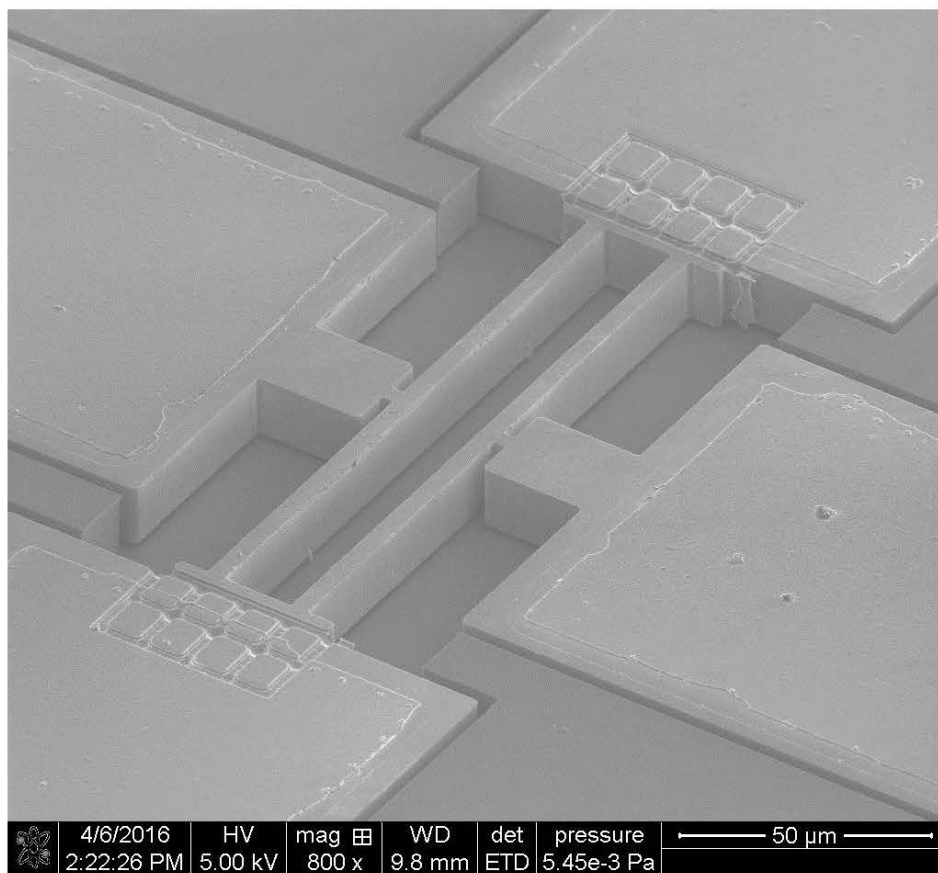
基于上述的HARSASPE工艺我们设计并制作了[110]晶向的I²BAR结构以验证该工艺的可行性。本小节首先分析了硼掺杂对谐振器频率温度系数（Temperature Coefficient of Frequency, TCF）的影响，之后设计了I²BAR结构，其振型模态也将在文中给出，制作完成的I²BAR结构及其电容间隙在后文呈现。本研究基于HARSASPE工艺制作完成了具有电容间隙为300 nm、150 nm及120 nm的I²BAR结构。

3.3.1 制作完成的I²BAR结构

基于上述HARSASPE工艺制作完成的I²BAR如图3.11所示。



(a)

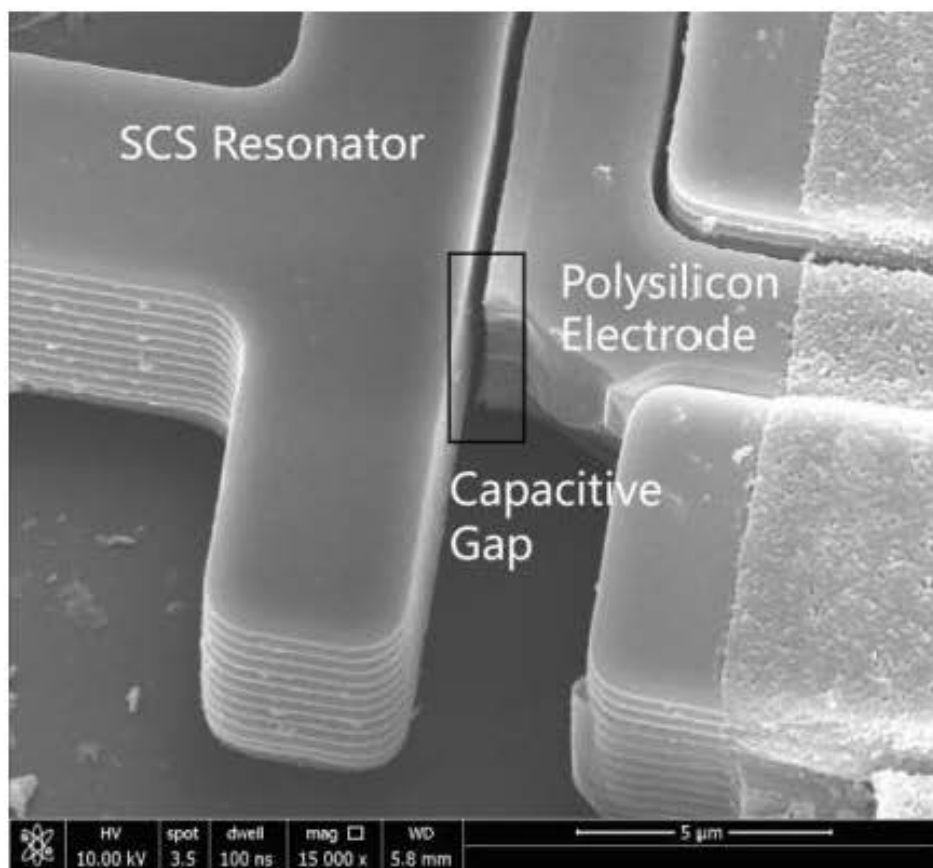


(b)

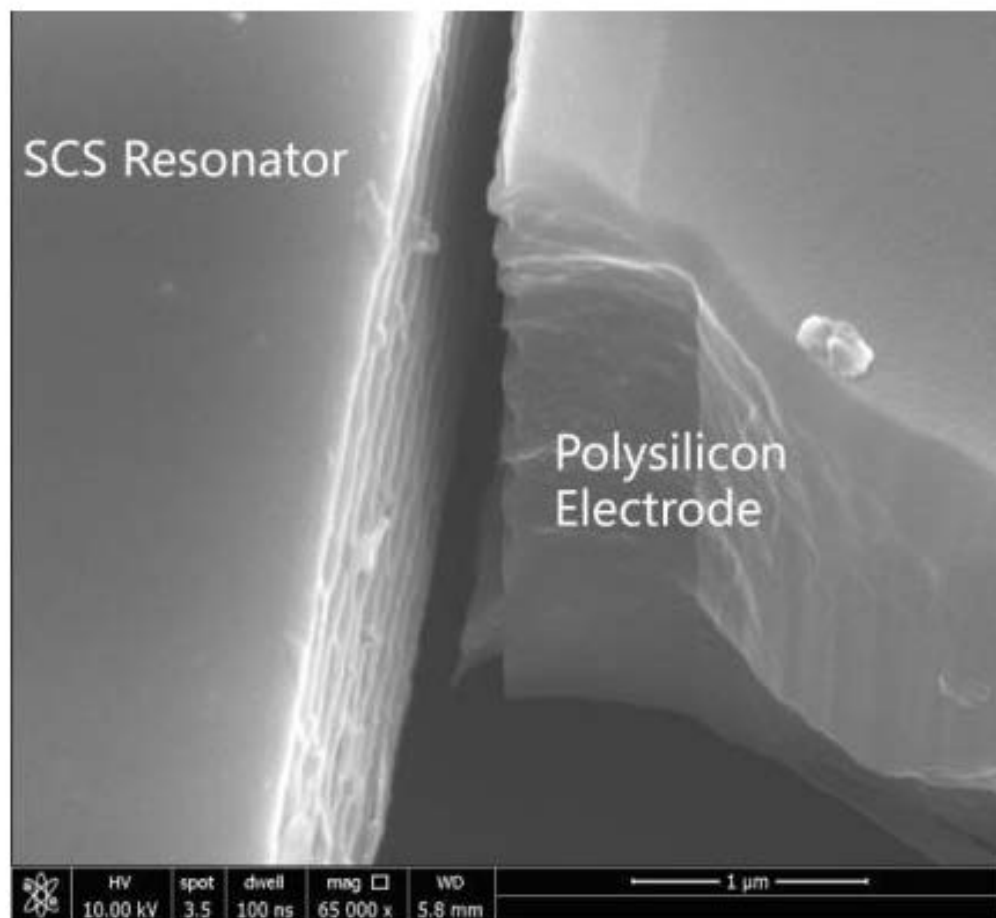
图3.11 基于制作完成的 I^2 BAR结构的整体SEM图 (a) 300 nm电容间隙的 I^2 BAR (b) 120 nm电容间隙的 I^2 BAR

3.3.2 基于HARSASPE工艺的多晶硅电极

图3.11所示的两种电容间隙的 I^2 BAR结构，具有300 nm电容间隙的 I^2 BAR结构在刻蚀形成多晶硅电极时，各向异性刻蚀完成后的各向同性刻蚀了 $10.9\ \mu\text{m}$ ，使得多晶硅电极由原来的 $36.8\ \mu\text{m}$ 变为最后得到的 $15\ \mu\text{m}$ ，释放后的 I^2 BAR的电极结构以及电容间隙如图3.12 (a) 和 (b) 所示。



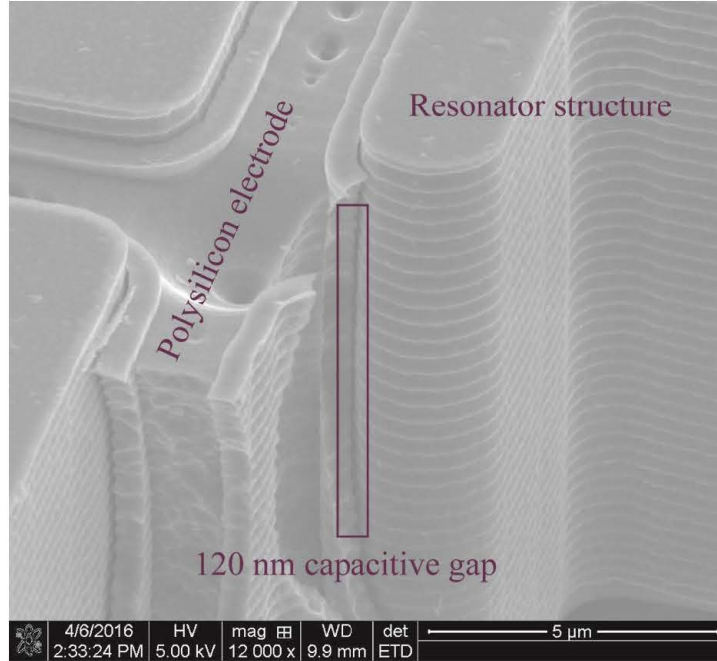
(a)



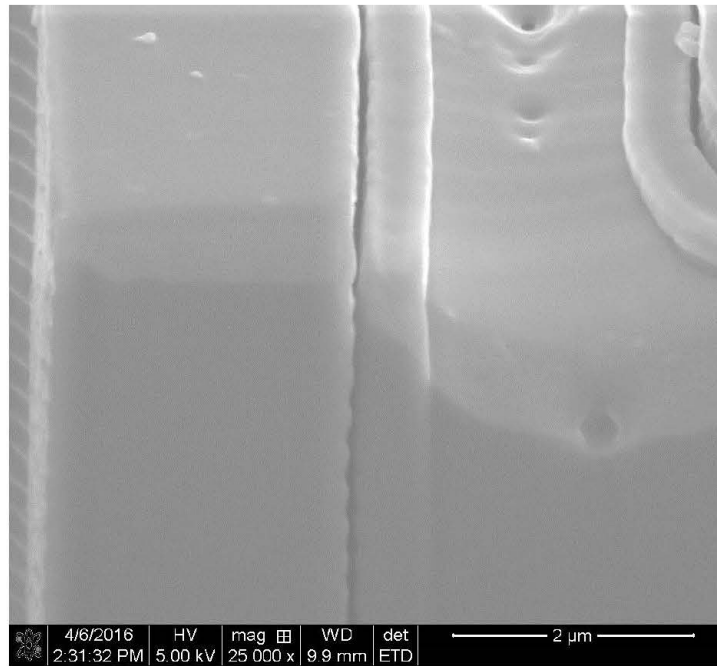
(b)

图 3.12 (a) 多晶硅电极结构的SEM图 (b) 多晶硅电极与谐振结构之间的均匀一致的电容间隙

具有120 nm电容间隙的 I^2BAR 结构的多晶硅电极时，各向异性DR正刻蚀完成后的各向同性的DR正刻蚀距离为2 μm ，该刻蚀距离可以保证能刻蚀干净沟槽侧壁的多晶硅又能维持多晶硅电极的长度与弯曲梁的长度一致。释放后的120 nm电容间隙的斜视图如图3.13 (a) 所示，电容间隙的截面图如图3.13 (b) 所示。



(a)



(b)

图3.13 (a) 120nm电容间隙的斜视图 (b) FIB切割后的120 nm电容间隙截面图

3.4 可制造性设计验证

我们在前一章已经提出了经过可制造性设计的 I^2 BAR结构，本小节将进行测试验证。

在一个1/4圆片上的不同位置，任意挑选出数个根据上述工艺制作完成的I²BAR器件，限于时间关系我们挑选出了6个基于300nm的I²BAR，其结构尺寸如表2.1中的器件1所示。

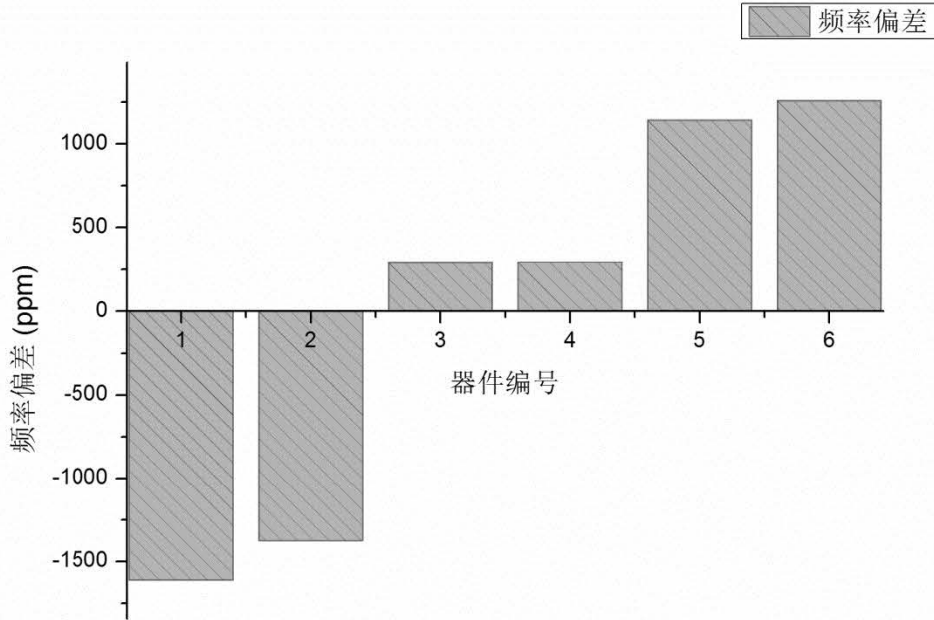


图3.14 可制造性设计的I²BAR结构测试结果

根据图3.14测试结果我们验证了可制造性设计能够有效的降低了工艺误差引起的频率偏差，其偏差范围为±1435pm之内，测试结果与理论并不符合，原因在于我们的理论是假设工艺偏差是均匀的，但是可制造性设计确实是有效。

3.5 本章小结

本章首先分析了为纳米电容间隙工艺的必要性和优势，在分析其他的微纳米电容间隙制造工艺的基础上提出了一种高深宽比自对准的台阶状多晶硅电极制造工艺。该工艺能够实现自对准形成高深宽比的多晶硅电极，且该多晶硅电极首次实现了掺杂多晶硅和低应力多晶硅复合而成，该多晶硅电极的制造工艺得益与自对准工艺技术而能够精准实现高一一致性的且与可动结构等高的多晶硅电极，而且它还具有良好的抗冲击和电学连接特性。本章中详述了该工艺的工艺步骤，对工艺中的刻蚀多晶硅等关键工艺进行了仔细讨论，通过各向异性加各向同性DRIE工艺将多晶硅电极与可动谐振结构可能存在的电学短路潜在风险消除掉。为了验证该工艺，设计并制造了两种基于HARSASPE工艺的I²BAR结构，这两种谐振器一个具有300 nm电容间隙，另一个具有120 nm电容间隙。制作完成的两种I²BAR结

构如文中所示，其电容间隙通过SEM可以观察与预设的一样均匀一致。在文章的最后，我们对基于该工艺的可制造性设计进行了验证，任意挑选多个不同硅片位置的可制造性设计I²BAR，其谐振频率显示工艺偏差范围被控制在±1435ppm以内。

第四章 基于静电负反馈的低功耗温度补偿技术研究

消费电子中的频率基准源对低功耗有着更高的要求，与此同时其对频率基准源的频率稳定性和频率精准度要求在100ppm以内。当MEMS振荡器用于消费电子中的频率基准时，低功耗的要求是目前基于高频1/N PLL补偿温漂的MEMS无法实现的，本章主要研究MEMS谐振器低功耗温度补偿技术。由于浓硼掺杂和静电负反馈均不会引入额外的功耗，但是两者之一均无法单独完成MEMS谐振器的全温区补偿，因而在本章同时采用这两种方法实现低功耗MEMS谐振器的全温区补偿。

浓硼掺杂后的MEMS谐振器的TCF经测量为 $-14\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ ^[81-84]。

经实验发现，基于HARSASPE工艺制作的具有300nm电容间隙的I²BAR结构不仅其静电负弹簧效应比较微弱，而且在不进行驱动优化之前很容易在高偏置电压下进入非线性区域。我们根据上一章的HARSASPE工艺制作了具有120nm电容间隙的I²BAR结构。通过改变器件工作环境气压，我们测试分析了在120nm电容间隙的25.9MHz的I²BAR结构Q值与气压之间的关系。通过I²BAR结构的静电偏置电压从2V调节到23V，通过静电负弹簧效应我们实现了1833ppm的频率调节，同时即使在23V的静电偏置电压下I²BAR结构也工作在线性区域内。我们通过浓硼掺杂降低了I²BAR结构的TCF至 $-14\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ ，然后再通过基于120nm电容间隙的静电负反馈首次实现了25.9MHz的全温区补偿。

4.1 静电反馈的优化设计

本研究中前文对I²BAR结构进行了可制造性设计以降低工艺误差对谐振频率的影响，与此同时为了使得该结构能够用于频率基准源，其温度漂移需要被补偿。温度补偿的方法分为有源和无源等，有源主要通过增加外围控制电路，如1/N PLL、恒温控制等，无源补偿方法则有改变静电力、复合材料、掺杂等，其中改变静电力和掺杂能够不增加额外的功耗。对于本章研究的I²BAR结构，为了实现补偿温度漂移的低功耗要求，我们通过上一章的集成工艺来实现微纳电容间隙以提高静电反馈调谐能力。电容间隙的尺寸选择需要考虑三个要素：1) 全温区的温度漂移；2) 与结构尺寸相关系统等效倔强系数；3) 控制电路的输出电压范围。

不考虑非线性工作时，静电力的一阶项为

$$F_E = \frac{\varepsilon_0 b_f h v_A V_{bias}}{d_0^2} \quad \text{公式 (4.1)}$$

静电力等效的弹簧系数为

$$k_e = -\frac{\varepsilon_0 b_f h V_{bias}^2}{d_0^3} \quad \text{公式 (4.2)}$$

根据耦合模型，系统的等效倔强系数为

$$k_{total} = k_s + k_e \quad \text{公式 (4.3)}$$

则此时结构的谐振频率为

$$f_0' = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_{total}}{m_{beff}}} = f_0 \sqrt{1 + \frac{k_e}{k_s}} = f_0 \left(1 - \frac{k_e}{2k_s}\right) \quad \text{公式 (4.4)}$$

将公式 (2.16) 带入上式可以得到静电偏置电压改变引起的频率相对变化

$$\frac{\Delta f_0'}{f_0} = -\frac{\varepsilon_0 L_f h (2b_f b_f^3 + 696.78 L_f L_f^3)}{2d_0^3 \times (2Eb_f h \times 696.78 L_f^3)} \Delta(V_{bias}^2) \quad \text{公式 (4.5)}$$

本章设计的谐振器结构尺寸如下表所示：

表4.1 I²BAR结构尺寸

参数	尺寸
弯曲梁宽度- W_f	2.5 μm
弯曲梁长度- L_f	37.8 μm
直拉直压梁宽度- W_i	4 μm
直拉直压梁长度- L_i	69.15 μm
电极长度- L_e	37.8 μm
器件厚度- H	5 μm

当谐振器的TCF为-14ppm/°C和最高偏置电压为25V左右时，将表4.1中的结构参数带入上式后可以求得为实现全温区补偿所需的电容间隙为120nm

4.2 浓硼掺杂MEMS谐振器的TCF

将浓硼掺杂后的I²BAR释放后，贴装到专门设计的PCB上，电极端通过金线引出到PCB板上相对应的管脚。随后将其置入定制的真空腔体内进行测试，真空下测试是为了消除空气阻尼。随后将真空腔体置于一个较大的恒温箱内，改变环境温度并测试谐振频率变化，测试结果如下图所示。测试结果显示，浓硼掺杂后的MEMS谐振器具有良好线性的TCF，其线性相关度为0.99976，其TCF经测量为-14ppm/°C。

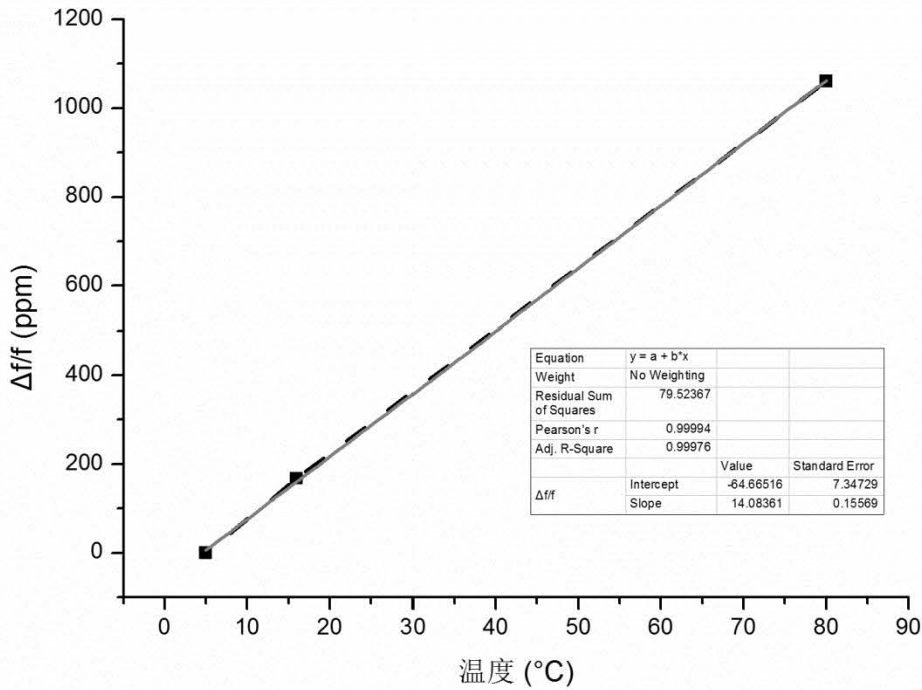


图4.1 浓硼掺杂MEMS谐振器的TCF

4.3 300nm电容间隙的I²BAR测试

300nm电容间隙的I²BAR主要是为了验证可行性，其测试结果如图3-22所示，此时谐振峰高度为23dB。此时馈通效应较弱，主要是由于此时驱动间隙足够大且电极面积较小从而导致敏感电容较小，驱动信号耦合到输出上的幅度较小的缘故。

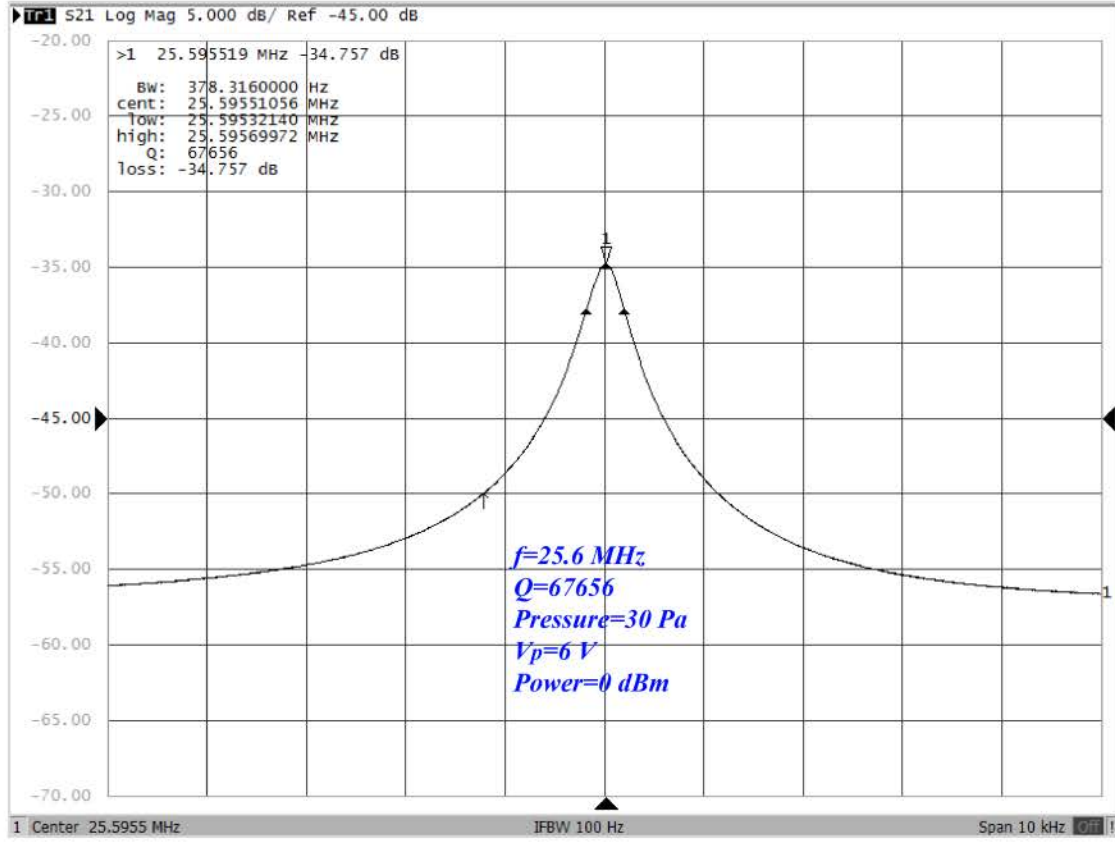
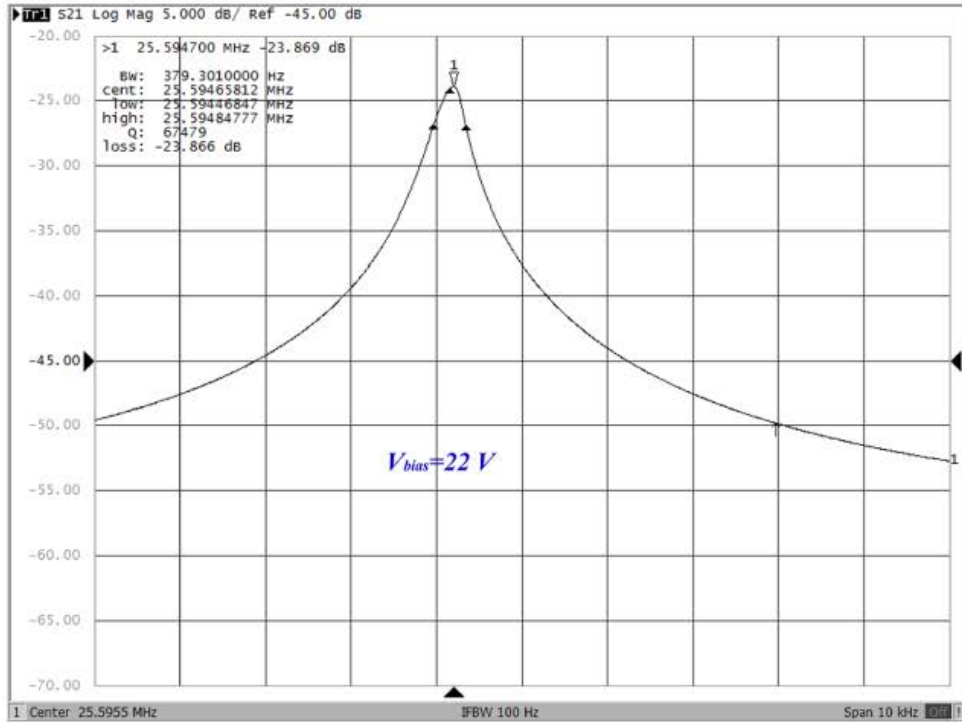
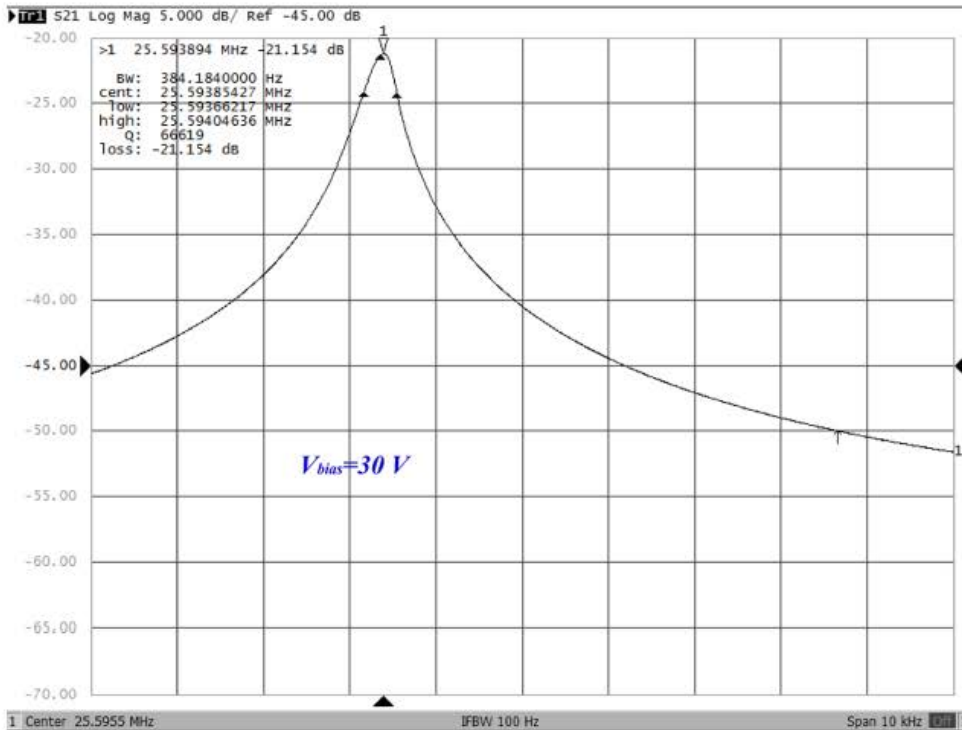


图4.2 300 nm电容间隙的幅频响应测试结果

当其他条件不变，改变偏置电压 V_{bias} 时，其测试结果如图4.3所示。当偏置电压为22 V时，测试结果出现了轻微的非线性，而在偏置电压加到30 V时测试结果非线性已经有较为严重的影响。



(a)



(b)

图4.3 300 nm电容间隙的I2BAR在不同偏置电压下的幅频响应

4.4 120nm电容间隙的I²BAR测试

基于300nm电容间隙的I²BAR测试结果，我们在测试120nm电容间隙的I²BAR中将交流小信号功率设置为-45dB。

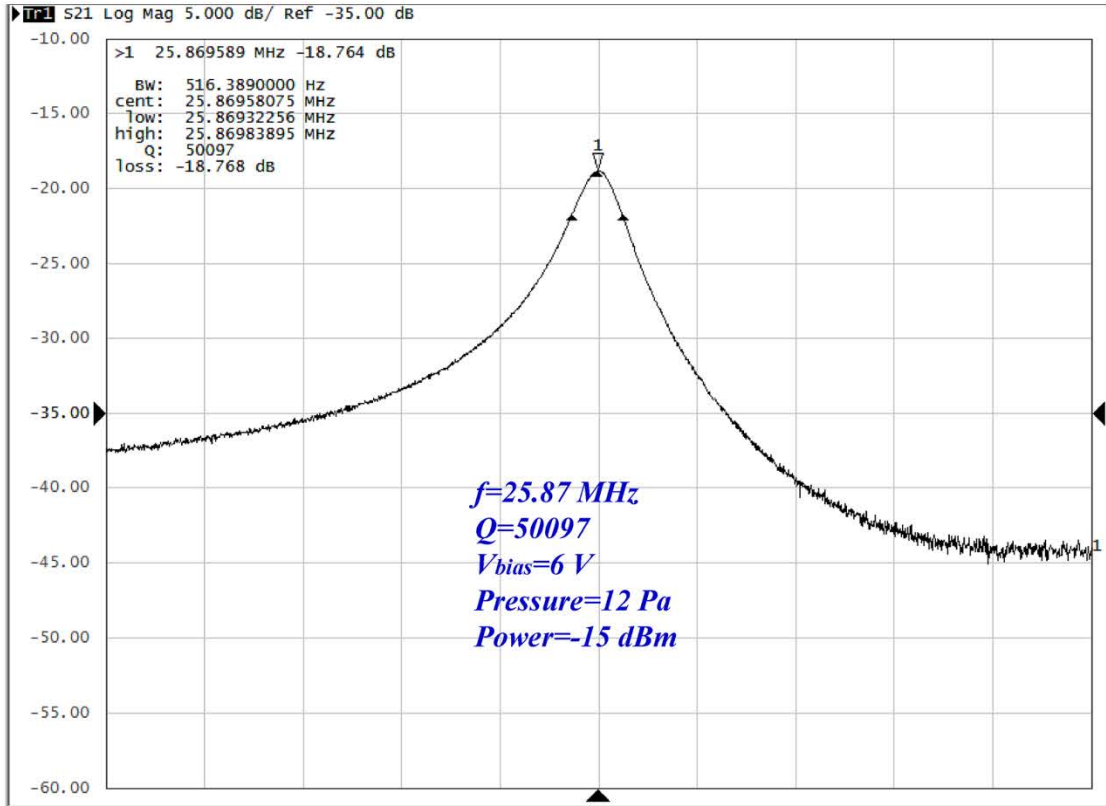
4.4.1 频率响应测试

具有120nm电容间隙的I²BAR结构特征参数如下表所示。

表4.2 120nm电容间隙的I²BAR特征参数

参数	120nm电容间隙
弯曲梁宽度- W_f	2.5 μm
弯曲梁长度- L_f	37.8 μm
直拉直压梁宽度- W_i	4 μm
直拉直压梁长度- L_i	69.15 μm
电极长度- L_e	37.8 μm
器件厚度- H	5 μm

将120nm电容间隙的I²BAR放入一个定制真空腔内进行真空下频率响应测试，该真空腔内的气压可以控制在0.02Pa~20kPa范围内。我们首先测试该结构在常温时12Pa气压下的幅频响应，测试结果如下图所示。此时谐振器的谐振峰高度为20 dB左右。此时的馈通效应增高时由于驱动间隙降低和电极面积增加所导致。

图4.4 120 nm电容间隙 I^2BAR 的幅频响应曲线

4.4.2 Q值与气压之间的关系

谐振器Q值与气压之间的关系决定了谐振器能够正常工作的气压条件，气压过高将会产生不必要的空气阻尼，气压过低虽然能使谐振器良好工作但是对真空封装要求比较高。在室温时，谐振器的Q值随气压的变化如图4.5所示。从图中可以看出，120 nm电容间隙的 I^2BAR 在10 Pa以下Q值不再发生变化，气压变为100 Pa时Q值为最高值的92.6%，气压超过100 Pa后Q值迅速下降。气压小于20 Pa以后，谐振器的能量损耗由其他能量损耗途径所主导。

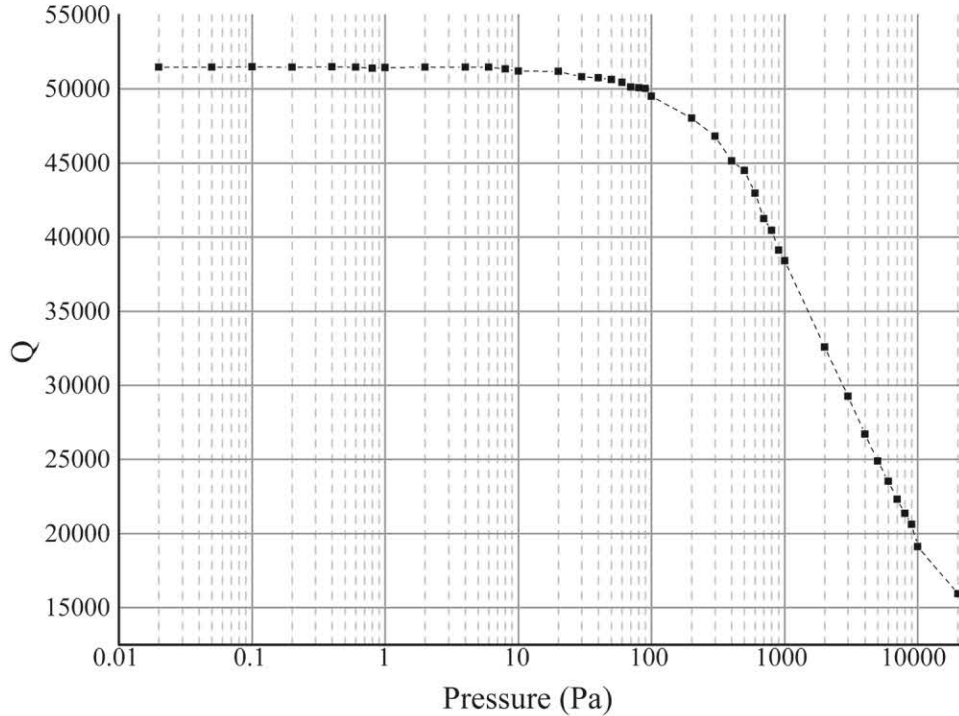


图4.5 谐振器的Q值与气压之间的关系

4.5 120 nm电容间隙I²BAR的全温区静电负反馈补偿

谐振器的直流偏置电压从2 V升高到23 V时，通过静电负弹簧效应将谐振频率调整了1833 ppm。在设计该器件时，其等效刚度系数和调谐系数的理论值为3.22E5N/m和-3.63ppm/V²，经过实际测量该结构的等效刚度系数和调谐系数为3.26E5N/m和-3.58ppm/V²，理论值与实际测量值均在1%左右。

谐振频率受静电调频的变化如图4.6所示。从下图可以看出，静电负反馈效应在高电压区内更加显著，这是由于静电负反馈能力是与频率变化的平方成正比关系的。

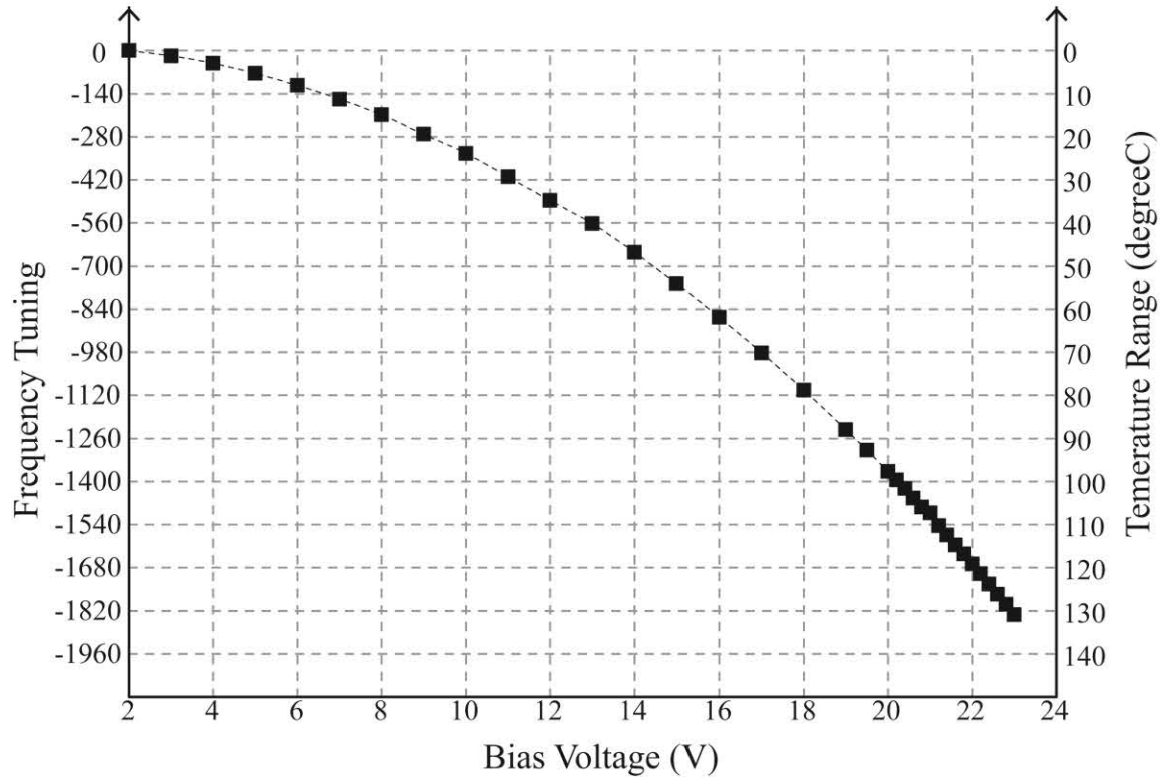


图4.6 120 nm电容间隙的 I^2 BAR的谐振频率随偏置电压的变化

值得一提的是，在交流小信号的功率为-45 dBm时，即使偏置电压从2 V升高到23 V， I^2 BAR也始终工作在线性区内，如图4.7所示。

在以往已发表的文献中，静电调频虽然能够达到数千个ppm，但是其谐振频率较低而且在高偏置电压是工作在线性区内，品质因数也随着偏置电压升高而降低到原来的1%左右。而本研究中的高达25.9 MHz的 I^2 BAR不仅实现了全温区的温度补偿而且也保持其能够一直工作在线性区进行静电调频。随着偏置电压升高，机电耦合系数增加而导致动态电阻的增加，动态电阻增加也导致了更多能量损耗从而降低了Q值，但是在本研究中Q值随偏置电压的变化如图4.8所示。

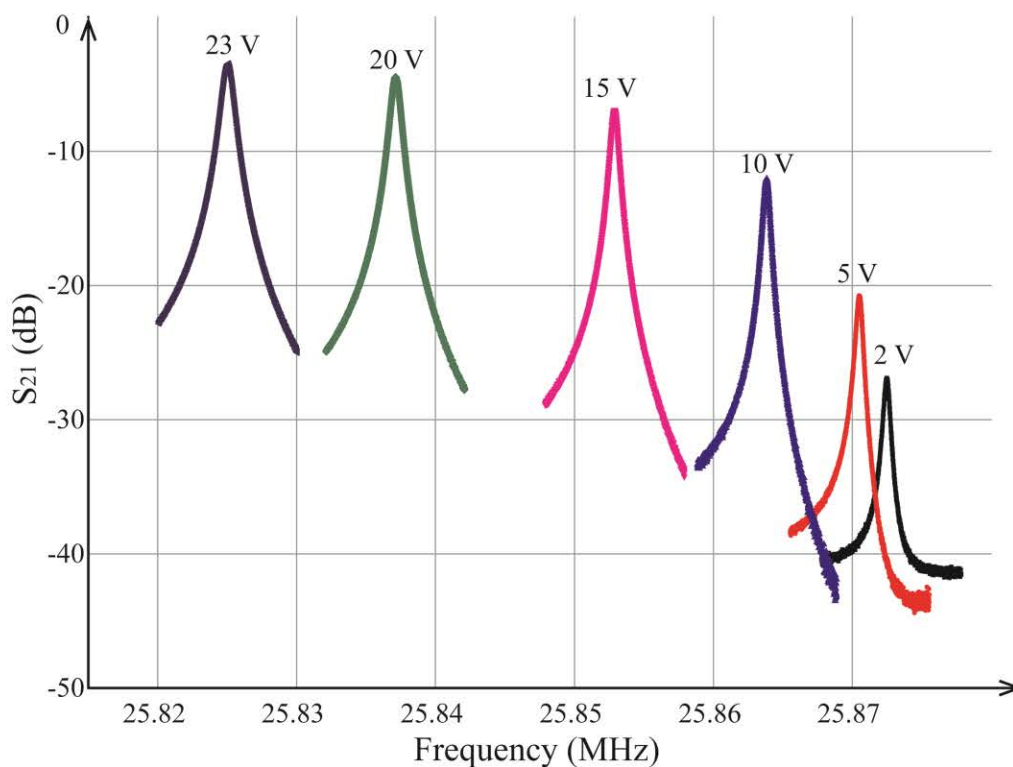


图4.7 120 nm电容间隙的I2BAR在2 V到23 V区间的6个偏置电压点的幅值响应曲线

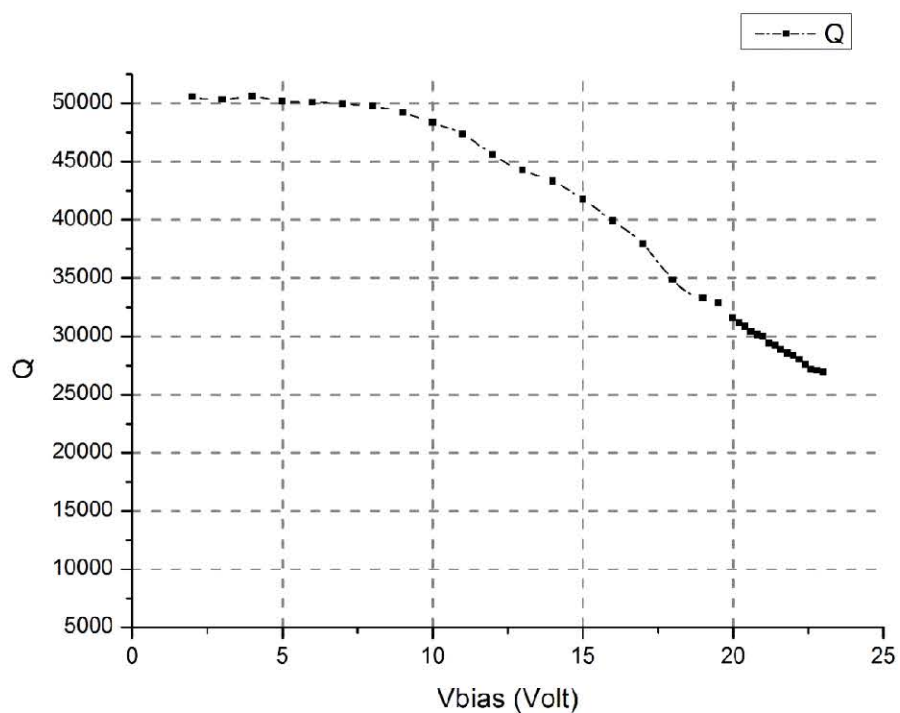


图4.8 偏置电压从2 V增加到23 V时的Q值变化

从图4.8可以看出，偏置电压从2 V增加到23 V后，Q值下降为2 V时的54%，而谐振器的谐振频率此时已经被调整1833 ppm，在首次实现了高频波段全温区温度补偿的基础上，谐振器的Q值与偏置电压的关系比以往提高了一个数量级。

由以上结果可以得知，在1833ppm的静电调谐范围内，本章研究的120 nm电容间隙I²BAR的功耗始终维持在一个较低水平。即使考虑到谐振器结构上的直流电压，上述测试过程的在个频率点所消耗的功率也远小于100μW，如此低的功耗水平完全适合消费电子对频率基准源的功耗要求。

通过浓硼掺杂和静电负反馈可以补偿25.86MHz MEMS谐振器在超过130°C温区内的频率漂移。需要指出的是，这种混合补偿方法具有天然的低功耗特征，这主要是由于浓硼掺杂和静电负反馈都不增加额外的功耗。与此同时在整个频率调谐区域内，MEMS谐振器始终工作线性而且其Q值随偏置电压升高而引起下降仅有54%。

4.6 本章小结

本章对基于静电负反馈的全温区补偿低功耗谐振器研究。在本章同时采用浓硼掺杂和静电负反馈实现低功耗MEMS谐振器的全温区补偿，而这两种方法均不引入额外的功耗。浓硼掺杂后的MEMS谐振器的TCF经测量为-14ppm/°C。基于HARSASPE工艺制作的具有300nm电容间隙的I²BAR结构不仅其静电负弹簧效应比较微弱，而且在不进行驱动优化之前很容易在高偏置电压下进入非线性区域。我们根据上一章的HARSASPE工艺制作了具有120nm电容间隙的I²BAR结构，通过浓硼掺杂和静电负反馈首次实现了25.86MHz的全温区补偿，且该谐振器在其静电调频范围内一直保持在线性区内工作。本章中研究的120nm电容间隙的I²BAR结构的气压在20Pa以内即可保持Q值不随气压变化，这对器件的真空薄膜封装的真空度控制更加有利。偏置电压从2 V增加到23 V后，Q值下降为2 V时的54%。

第五章 浓磷重掺杂恒温控制补偿技术研究

在某些应用领域如GPS、导航甚至网络伺服器等，对频率基准的频率稳定度要求更高，其频率稳定度至少在1ppm以内^[86-88]。此时，前文所述的基于静电反馈的低功耗温度补偿技术则很难实现如此高的精度。当将MEMS谐振器与CMOS集成时，外围电路无法实现输出既能超过18V又有极高精度和稳定度的偏置电压，因而为输出精准稳定频率基准带来较大限制。为了实现更高频率稳定度的MEMS谐振器，我们在本章研究了基于开环温度控制的 $N^{++}[100]$ 体模态谐振器。

在本章的5.1节，介绍了 $N^{++}[100]$ 开环温度控制的体模态谐振器工作原理。我们在MEMS谐振器的锚点梁上淀积一层与锚点梁电绝缘的掺杂多晶硅层作为加热电阻，加热电阻的中心点与谐振器的中心锚点相连，当加热电阻通电被加热后其温度通过传热绝缘层传递到锚点梁上。基于谐振器外的多晶测温电阻，在不同环境温度下我们通过开环温度控制电路来改变MEMS谐振器的加热电压，使MEMS谐振器工作在转折频率点附近^[89]。在本小节内，我们还分析了体模态谐振器、加热结构、测温电阻的设计。

在本章的5.2节，我们详述了 $N^{++}[100]$ 体模态谐振器制作工艺流程。

在本章的5.3节，我们测试加工完成的用于开环温度控制的体模态谐振器。经测量，该谐振器在真空下的Q值为43000，谐振频率为25.36MHz，并且谐振频率随温度变化呈现非线性，其转折点在110°C附近。多晶硅测温电阻经测量表现出良好的线性电阻温度系数，可用于对环境温度的精确测温。

在本章的5.4节，我们对 $N^{++}[100]$ 体模态谐振器进行了开环温度补偿测试。根据谐振器在不同环境温度下的加热后频率测量结果进行多项式拟合，从而获得不同环境温度下的加热电压值。通过将测温电压值数字化后传输给写有多项式拟合函数的MCU后精确控制加热电压，从而在25°C至65°C之间达到了 $\pm 0.8\text{ppm}$ 的频率稳定度。

在本章的5.5节，我们分析不同环境温度下转折频率偏差和频率稳定性偏差的来源。通过分析，不同环境温度下的转折频率偏差可能是由于热膨胀效应、加热电阻不匹配、Seebeck效应以及可能测量误差引起。开环温度控制谐振频率温度稳定性偏差可能是由于多项式拟合不精准和结构加热引起测温电阻升温而导致。

本章设计的 $N^{++}[100]$ 体模态谐振器通过开环温度控制电路实现了在25°C到65°C工作区内 $\pm 0.8\text{ppm}$ 的频率稳定度，其功耗在5~2.5mW。

5.1 器件设计

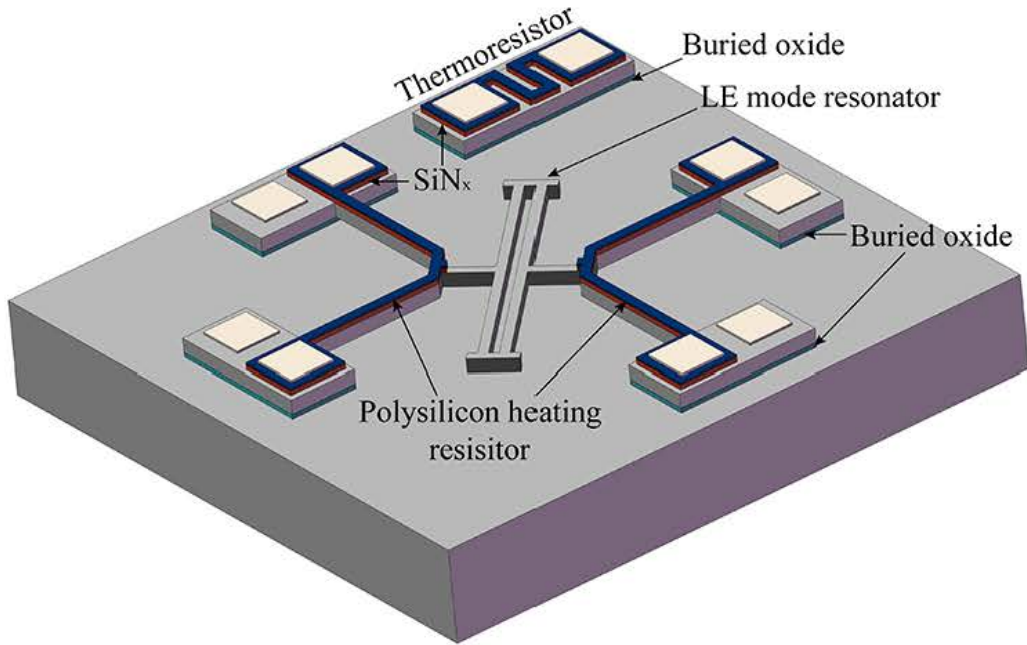
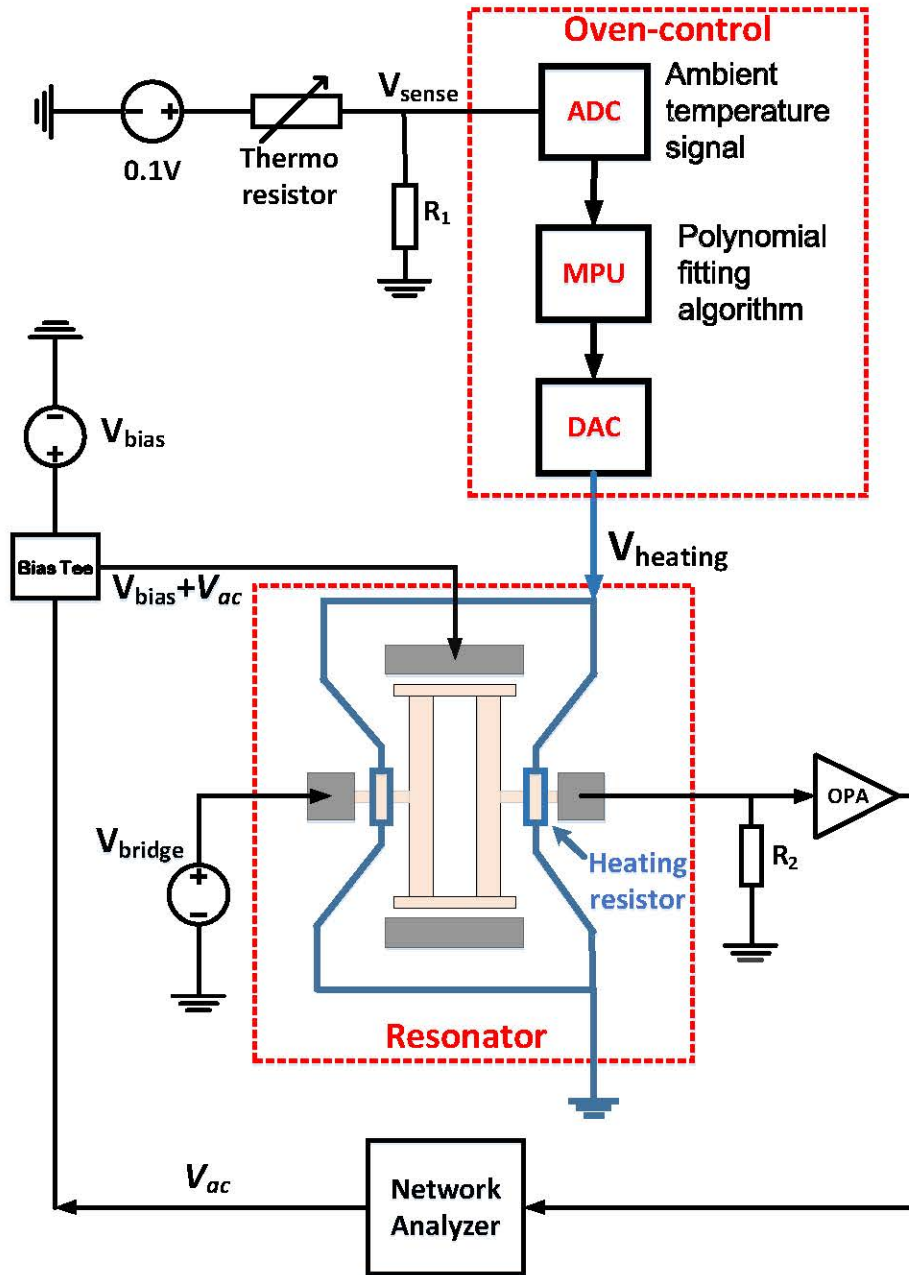


图5.1 恒温控制 N^+ [100]伸张模态硅谐振器

基于 N^+ [100]MEMS谐振器的TCF转折点附近接近于零的原理，我们在本章研究了开环温度控制 N^+ [100]伸张模态硅谐振器如图5.1所示。通过锚点梁上的多晶硅加热电阻，使谐振器结构工作在转折温度点。并在恒温部件外的器件层衬底上制作多晶硅测温电阻，使得恒温腔加热产生的温度变化几乎不对测温电阻产生影响^[90]。

当环境温度发生变化时，图5.1中的谐振器温度在不改变其他条件的情况下，谐振器结构的温度将会随之升高或降低，针对这种变化我们提出了基于多项式拟合算法开环温度控制MEMS谐振器，使得MEMS谐振器的结构温度稳定在特定值，以此来获得稳定的谐振频率。其工作原理如图5.2所示。我们使用如图5.1中右上角的多晶硅测温电阻来测量环境温度。与环境温度的相关的电压信号经放大后进行模数转换，与环境温度相对应的数字信号经MCU中多项式拟合算法计算后，MCU输出与当前温度相对应的加热电压，该加热电压促使MEMS谐振器温度趋于稳定，最终使MEMS谐振器具有较高的频率稳定度。

图5.2 基于 $N^{++}[100]$ 体模态谐振器的开环温度控制电路原理

5.1.1 $N^{++}[100]$ 体模态谐振器设计

在图5.1中，伸张模态的谐振器的振动方向沿 $[100]$ 晶向，SOI片的整个器件层的磷杂质浓度约为 $6 \times 10^{19} \text{cm}^{-3}$ ，在此浓度下在该晶向上存在一个转折温度点 T_{turn} ，即当谐振器结构的温度小于 T_{turn} 时谐振器的TCF为正，当谐振器结构的温度大于 T_{turn} 时谐振器的TCF为负^[92-95]。

谐振器的驱动电极并未在图5.1中给出，该谐振器的电极是通过第三章的HARSASPE工艺制作而成。在本章中使用的伸张模态谐振器可以看为弯曲梁极端的I²BAR结构，只是本章的伸张模态谐振的弯曲梁可以视为刚体，该谐振器可以等效为直拉直压梁构成的谐振器。谐振器结构与顶层硅的非器件区域之间以2 μm宽度的线条相隔离。

为了减小结构器件的功耗，本章研究的温度控制谐振器被设计为结构简单的双梁伸张模态谐振器，与上一章一样采用静电驱动压阻检测。在上一章中已经分析并验证了静电力对谐振器频率的影响，当静电力足够大时，谐振器的谐振频率可以通过静电负弹簧效应而改变1833 ppm。然而在本章研究的温度控制谐振器需要抑制静电负弹簧效应对谐振器的谐振频率的影响来获得一个稳定的谐振频率，因而需要减小静电负弹簧效应。低幅值的直流电压信号更有利于获得较小的输出波纹和噪声。

综上所述，本章设计的温度控制谐振器需要有以下特征：1) 较小的静电负弹簧效应影响；2) 低偏置电压。如图5.1所示的伸张模态谐振器即能满足以上设计需求，其驱动电极可近似认为与谐振梁的总宽度是一致的，同时静电驱动的电容间隙为300 nm，该多晶硅电极是通过第三章的HARSASPE工艺制作完成的。其谐振模态如图5.3所示。

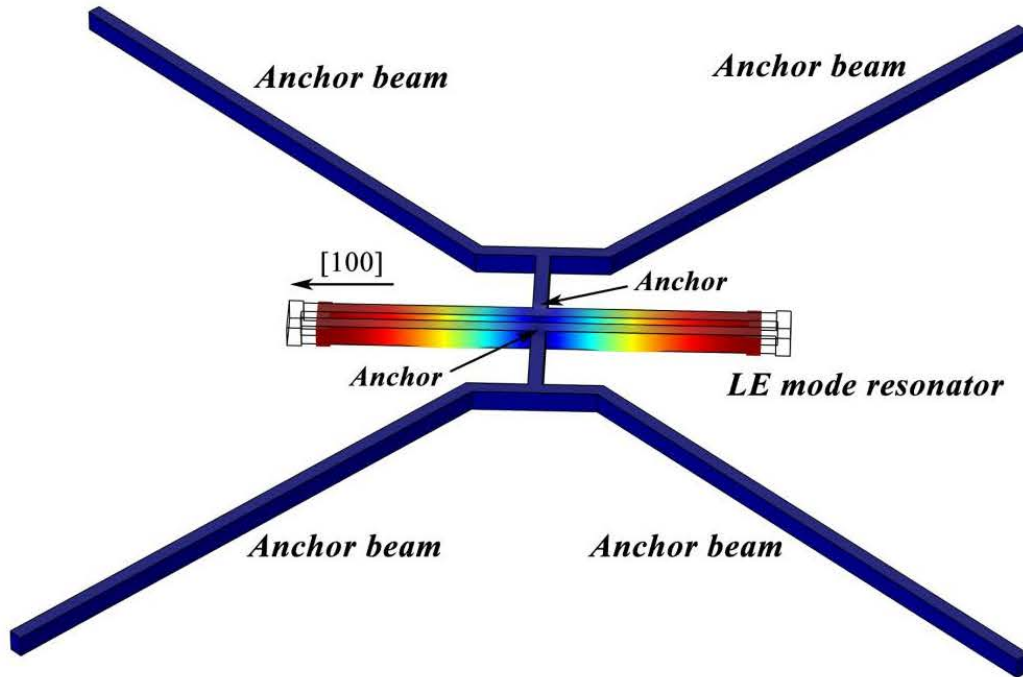


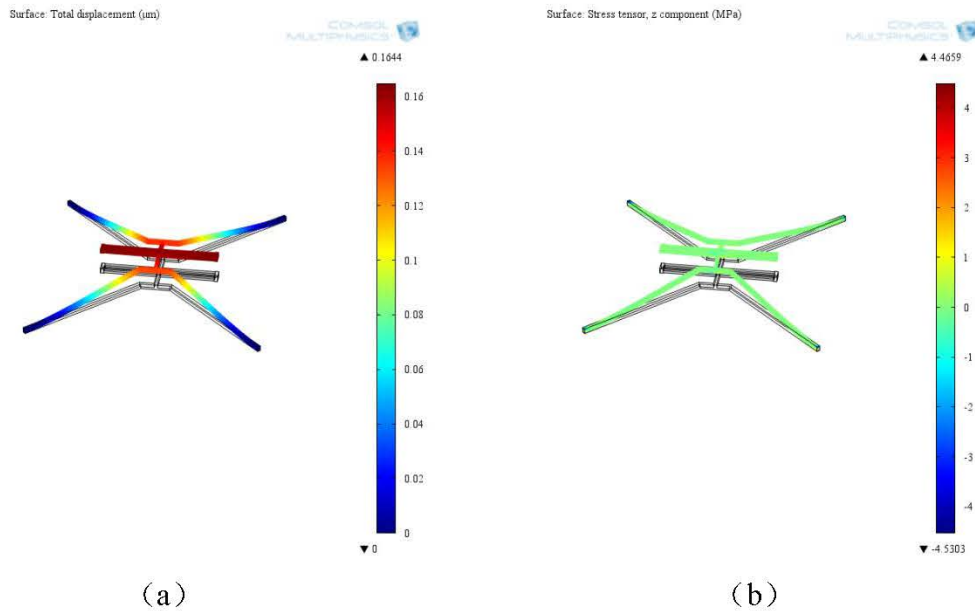
图5.3 恒温控制N⁺[100]伸张模态硅谐振器的FEM仿真模态图

谐振器在真空下工作时，悬空的谐振器结构被加热，热量通过空气传热的散失可以忽略。与第三章中的I²BAR结构不同的是其锚点梁结构重新设计并针对热阻进行了优化。锚点梁同样与谐振梁的中心位置相连，单纯伸张模态下谐振梁可视为在其中心位置不动。单

侧锚点梁向外延伸后分开成2条夹角为钝角的梁结构，并在其末端通过电极端连接到固定衬底。这样设计的优势一方面是在分叉的锚点梁上引入加热梁，且能实现加热梁与锚点梁之间绝缘且导热的独特优势。相对于以往的利用锚点梁的自加热效应来实现恒温控制的谐振器，这种在锚点梁上引入绝缘加热梁的设计不仅大大降低了谐振器的加热方式，而且其控温方式也更加简便。

需要指出的是该谐振器也能承受5万g的高冲击。在高冲击下MEMS谐振器的位移和应力分布可以通过有限元仿真得到，如下图所示。

MEMS谐振器相对与石英晶体谐振器的一个最大优势是抗高冲击，这得益于MEMS谐振器结构尺寸极小而单晶硅的弹性系数较高。由于较长锚点梁受到冲击的影响更显著，因而我们将通过有限元仿真来模拟长锚点梁MEMS谐振器在大冲击下的位移变化和所受应力的分布，如图5.4所示。



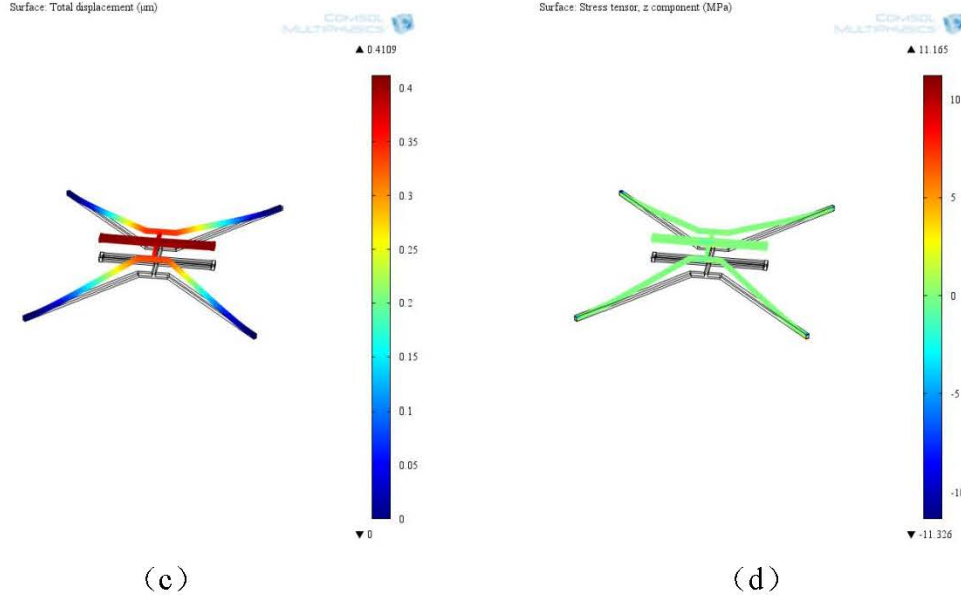


图5.4 2万g冲击下的MEMS谐振器位移 (a) 和应力分布 (b)；5万g冲击下的MEMS谐振器位移 (c) 和应力分布 (d)

从图中可以看出，我们设计的 I^2 BAR谐振器可以承受5万g的冲击，其在垂直方向的最大位移不超过 $0.42\mu\text{m}$ ，最大应力不超过 11.2MPa ，该应力远小于通常的情况下单晶硅 500MPa 的断裂应力。

5.1.2 加热结构设计

谐振器结构的磷掺杂浓度约 $6 \times 10^{19} \text{cm}^{-3}$ ，在该浓度下谐振器频率的转折温度点略高于工作区间。本章研究的温度控制谐振器的加热梁的热量传导研究可以视为有内热源的一维热传导研究。谐振器在工作时，加热电压被加载到多晶硅加热电阻两端使谐振器被加热到转折点。由于加热梁的宽度和厚度是一致，加热梁的中间温度 T_m 可以表示为：

$$T_m = \frac{PL}{8kbh} + T_a \quad \text{公式 (5.1)}$$

在公式 (5.1) 中， P 为加热功率， b 、 h 和 L 分别是加热梁的宽度厚度和长度， k 是硅的热传导系数， T_a 是固定电极的温度。由于谐振器工作在真空环境内，通过稀薄空气的热传导可以被忽略掉^[96]。通过公式(5.1)可得谐振器的温度取决于锚点的温度和电功耗。恒温腔外的测温电阻测得环境温度后，通过外围电路控制谐振器的加热电压，从而实现不同环境温度时加热电压不同却能使谐振器频率稳定不变。在加热梁上 x 处的温度 $T(x)$ 可以表示为：

$$\frac{T(x) - T_a}{T_m - T_a} = \frac{x^2}{L^2} \quad \text{公式 (5.2)}$$

由于测温电阻位于恒温腔之外，悬浮谐振结构的加热对衬底温度的改变可以忽略，因

此谐振器的设计被简化而且功耗也有所下降。如图5.1所示的恒温控制谐振器中，加热梁的长度和谐振器加热所需功耗的乘积谐振器的温度成正比，即当加热梁长度增加时，谐振器加热到特定功耗将会降低。

当厚度为 h_n 的加热多晶硅被加热时，其总阻值也将发生变化，这主要是由于多晶硅的电阻温度系数（Temperature Coefficient of Resistance, TCR）不为零，使得不同温度时多晶硅的电阻率不同。掺杂多晶硅的TCR如下图所示。

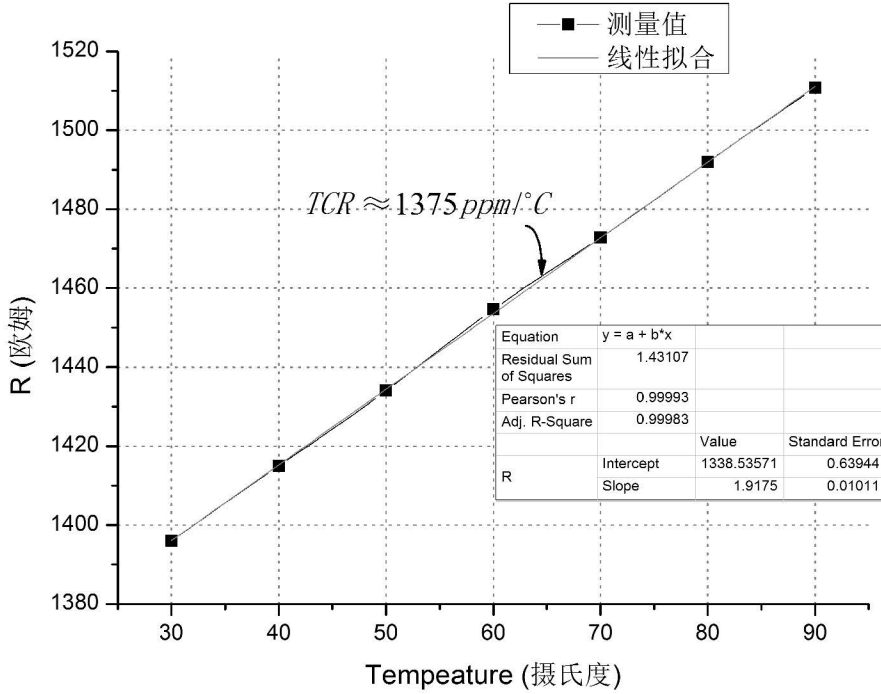


图5.5 掺杂多晶硅的TCR

根据上图的测试结果加热多晶硅的总电阻可以表示为：

$$R_{heat} = \int_0^L \frac{\rho_0[1+TCR(T(x)-T_0)]}{bh_n} dx \quad \text{公式 (5.3)}$$

公式 (5.3) 中， ρ_0 为温度为 T_0 时的掺杂多晶硅电阻率，在第三章中我们测得在常温时的掺杂多晶硅电阻率为 $2.6 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm}$ 。将公式 (5.3) 带入到公式 (5.1) 后，可以得到：

$$T_m = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{V_{heating}^2 h_n TCR}{6\rho_0 k h}}}{\frac{V_{heating}^2 h_n TCR}{6\rho_0 k h}} + T_a \quad \text{公式 (5.4)}$$

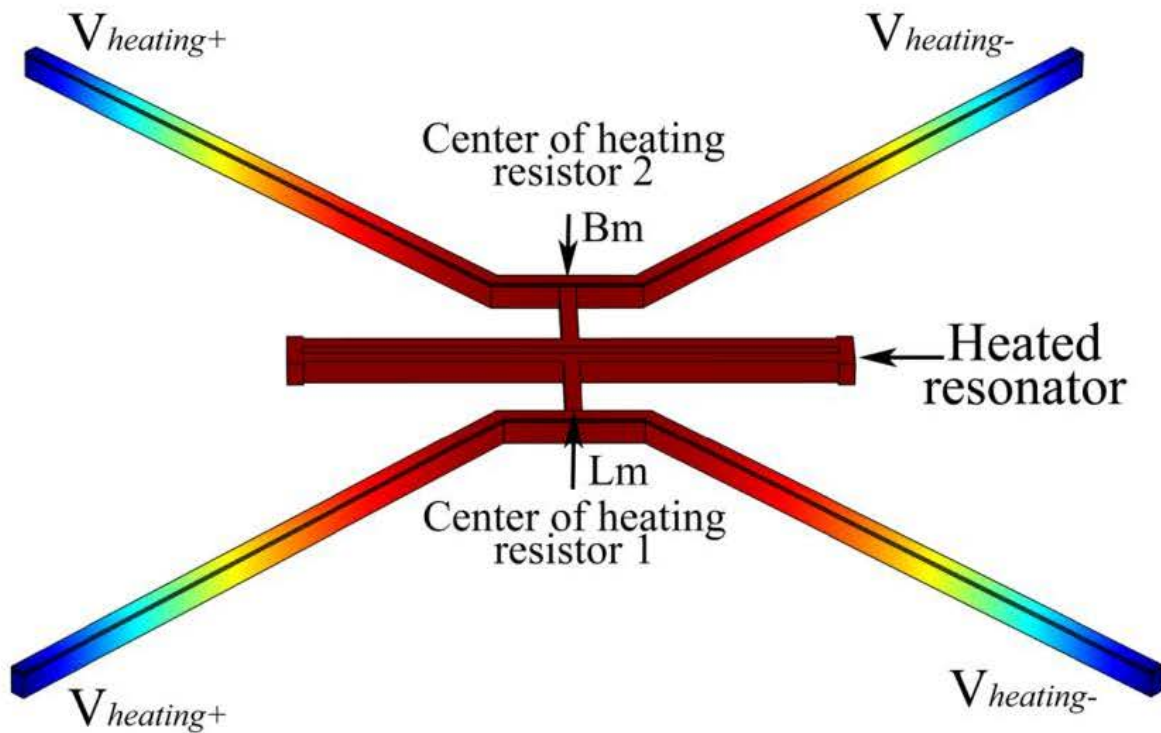
从公式5.4可以看出，对于本章研究的如图5.1所示的双梁加热结构而言，当我们在双梁上通入相同加热电压 $V_{heating}$ 时，加热梁的最高温度将与长度和宽度无关。然而在这里还需

要指出的是，加热梁的最高温度值越高其所耗功率也越大，如公式（5.4）所示。

通过以上讨论我们设计了如图5.1中的双梁加热结构，它具有以下优势：

- 1) 加热功率可通过增加加热梁长和减小梁宽来减小；
- 2) 谐振器结构的温度仅由双加热梁的中心点温度决定，谐振器的工作温度容易达到均匀一致；
- 3) 加热梁上通入相同加热电压时，加热梁中心点温度和两加热梁的长度和宽度之差无关，仅和加热电阻与锚点梁的厚度成正比，这能显著提高同一硅片上加热结构的一致性。

通过有限元的仿真得到的谐振器温度分布图如图5.4所示。



(b)

图5.6 恒温控制谐振器结构温度分布温度分布图

从上图仿真图可以看出本章设计的片上加热方式能够实现谐振器均匀加热。

5.1.3 测温电阻

在本章中研究的温度控制谐振器的谐振频率和结构上的温度是直接相关的，环境温度改变时，固定电极的温度随之改变，如果不改变加热电压，从公式（5.4）可知谐振器上的温度也将发生变化。对于温度控制谐振器，环境温度的精准检测是谐振器能实现温度反馈

控制的关键^[97-99]。

本研究采用了基于多晶硅电阻的恒温腔外测温的方法。该多晶硅测温电阻固定在SOI片的顶层硅上，其温度和器件的温度是保持一致的即能测到环境温度的变化，如图5.1所示。当环境温度改变时，通过多晶硅的测温电阻和谐振结构的加热电压即能通过公式(5.10)推算出谐振器结构的温度。多晶硅电阻的温度特性极其线性度如图5.5所示，经分析其线性相关系数为0.99983，可以很好地用于测量温度。即使采用双模态测量环境温度时，其线性相关系数受制于频率测试精度误差而不高于本章中采用的测温电阻的线性相关系数，已经报道的谐振器谐振频率温度系数特性曲线的线性度为0.9899~0.9941。我们的方法使开环温控方式成为可能。开环方式可以降低系统功耗，显著降低系统复杂性，使恒温控制这种以前只能用于高成本、高精度振荡器中的技术可以用于低成本、大批量的振荡器中。所以这种方法符合MEMS振荡器发展的内在逻辑，是一种非常优秀的方法。

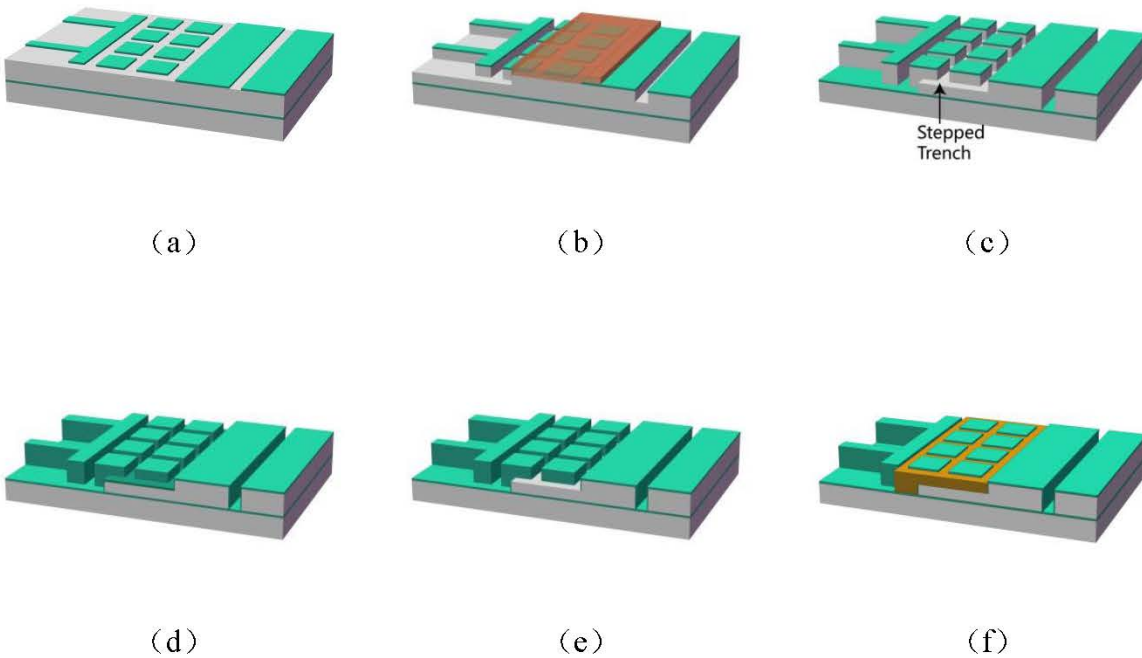
在本研究中，我们还需要考虑对悬空的谐振结构加热时对测温电阻的影响。当加热梁上通入加热电压后，谐振器被加热，其热量将通过热辐射和空气热传导而影响多晶硅电阻的温度。由于本章研究的谐振器被加热的温度不超过150℃，此时的辐射散热可以忽略。本研究中的恒温腔与测温电阻的距离较远，且需要考虑到硅材料是良好的热导体，因而置于真空环境下的悬空谐振结构被加热时对测温多晶硅电阻的影响可以忽略。在后续的实验测试结果也证明了，在常温时被加热的谐振器对多晶硅测温电阻的影响约为0.5℃。

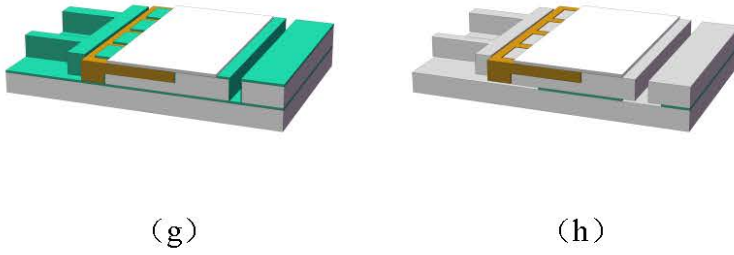
5.2 N⁺⁺[100]体模态谐振器制造

我们采用重掺杂的6微米厚顶层硅的SOI片来制造谐振器，顶层硅的掺杂浓度为 $6 \pm 0.1 \times 10^{19} \text{cm}^{-3}$ 。加工工艺过程如图5.7所示。

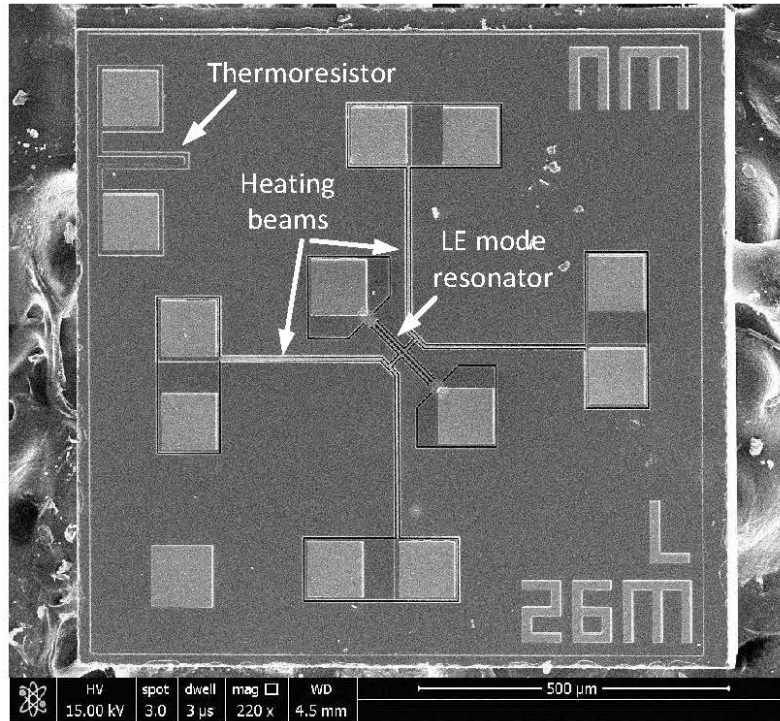
- (a) 首先将300nm厚度低应力氮化硅和500nm厚度原位浓磷掺杂多晶硅通过LPCVD工艺淀积在SOI片上，通过光刻刻蚀形成加热电阻和测温电阻。
- (b) 800nm厚度的TEOS薄膜被淀积并图形化，通过RIE工艺的选择性刻蚀来定义出谐振结构的轮廓和电极区，如图5.7(a)。紧接着另外一层光刻胶涂在硅片表面并图形化以保护台阶区域。通过DRIE工艺刻蚀3微米深度（即顶层硅一半厚度）的沟槽，如图5.7(b)所示。在本章所研究的器件中，TEOS用于做掩模层，而且在RIE工艺图形化时需要考虑在上一步中所淀积的氮化硅和多晶硅层的高度而过刻该厚度的TEOS。采用TEOS的原因是避免多晶硅被氧化。
- (c) 去除上述光刻胶后，进行第二次DRIE工艺刻蚀到埋氧层，这样就与(b)中的3微米深的沟槽形成一个高低不同的台阶沟槽，如图5.7(c)所示。

- (d) 通过热氧化形成一层二氧化硅，其厚度决定了谐振器与固定多晶硅电极之间的电容间隙。在本器件中，氧化层的厚度为300 nm，即最后形成的电容间隙也为300 nm，如图5.7 (d)。随后无掩膜刻蚀氧化层，谨慎地进行RIE刻蚀工艺刻去上台阶的氧化层，露出上台阶的顶层硅，为后续的多晶硅电极的电学接触做准备，如图5.7 (e)。此时，更厚的表面氧化层仅被刻蚀了一部分并保留了一定厚度的氧化层。
- (e) 一薄层的原位掺杂N型多晶硅通过LPCVD淀积到沟槽内当作电极的电学连接层，随后低应力多晶硅被淀积以填满沟槽。硅片表面的多晶硅被反刻掉来获得自对准多晶硅电极，如图5.7 (f)。
- (f) 硅片图形化后，沟槽内的多晶硅被选择性刻蚀来定义出多晶硅电极，如图5.7 (g) 所示。
- (g) 光刻刻蚀出接触窗口后，铝电极通过剥离工艺进行图形化，如图5.7 (g) 所示。将硅片划片后，谐振器通过氢氟酸蒸汽 (VHF) 腐蚀释放，如图5.7 (h)。

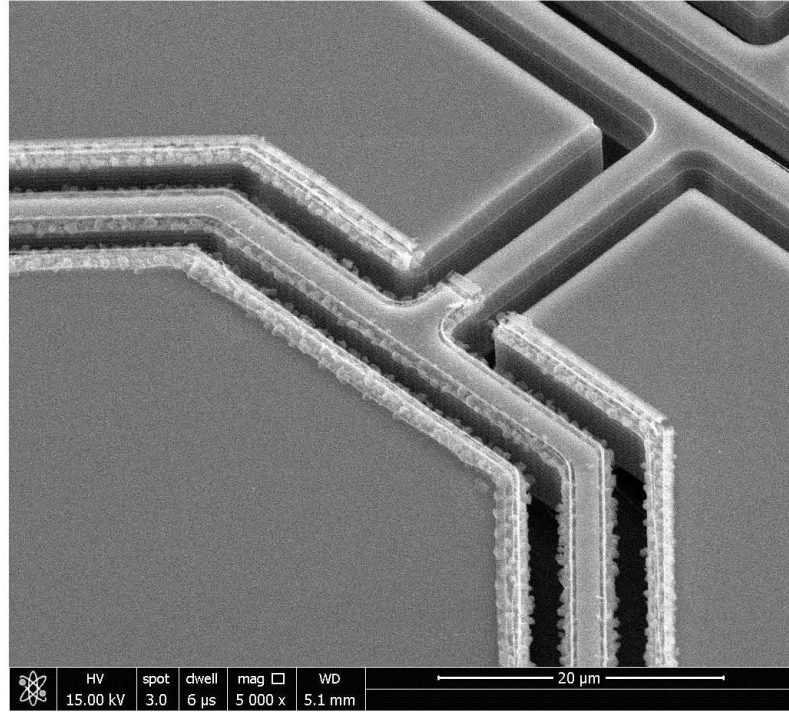


图5.7 N^{++} [100]体模态硅谐振器的加工工艺流程

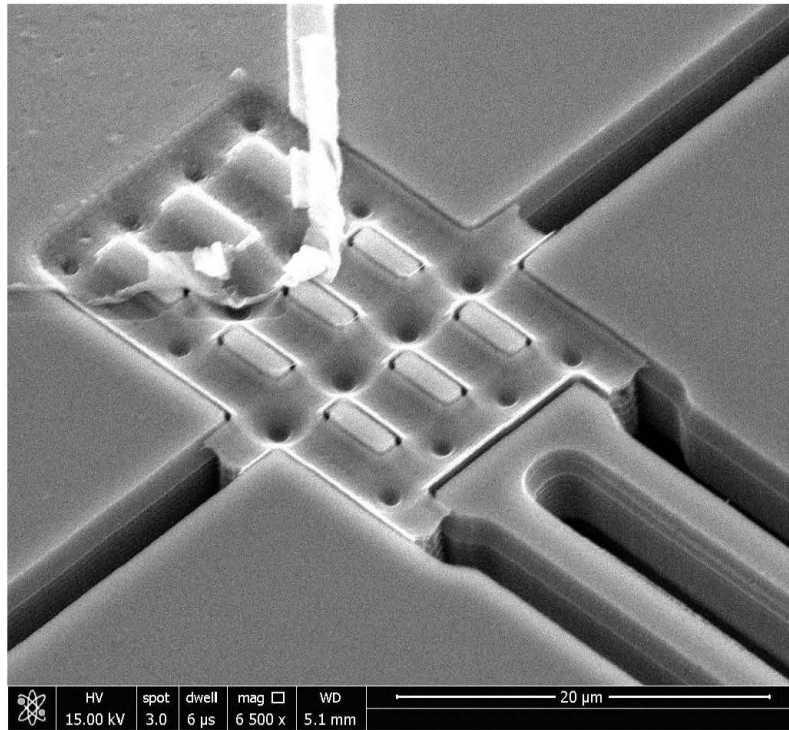
制造完成的谐振器的SEM图，如下图所示。图5.8 (a) 是制作完成的谐振器的俯视图，图中分别标识出谐振器结构，加热梁结构和测温电阻。锚点梁上的加热电阻在如图5.8 (b) 所示。谐振器两端的电容间隙并为在示意图5.1中给出，其SEM图如图5.8 (c) 所示



(a)



(b)



(c)

图5.8 制造完成 N^{++} [100]体模态硅谐振器

5.3 N⁺⁺[100]体模态谐振器测试

将前文所设计并加工完成的N⁺⁺[100]体模态硅谐振器贴装到依据前文第二章设计的专门的PCB，将器件的电极经过金线引出后置入真空下测试。本研究中的器件的真空测试是将器件置入专门定制的真空腔体内，在测试期间的温度特性时，将装有谐振器器件的真空腔体置入一个可编程的恒温箱内，改变恒温腔内的温度来实现改变谐振器的工作环境温度的目的。

5.3.1 谐振器频率测试

本章的器件的激励与测试原理如图2.13所示，在25 Pa的气压下的幅频响应曲线如图5.8所示。图5.9的测试条件为：直流偏置电压为3 V，交流小信号功率为0 dBm，为了抑制测试过程中谐振器结构上的直流电压导致自加热效应，在保证优良信号的前提下尽量降低其功率。在测试过程中，我们始终保持谐振器结构上的自加热功率小于1 mW。在25 Pa的压强下测得谐振频率为25.360838 MHz，品质因数Q=42958，谐振峰高度约为7 dB。在这里需要指出的是此时的 $f \times Q$ 值不如第三章中的器件，这可能是由于本章器件的锚点损耗引起的，本章设计的N⁺⁺[100]体模态硅谐振器的锚点梁也被当作加热梁，因此其长度被设计得较长，每边的加热梁长为120 μm 。

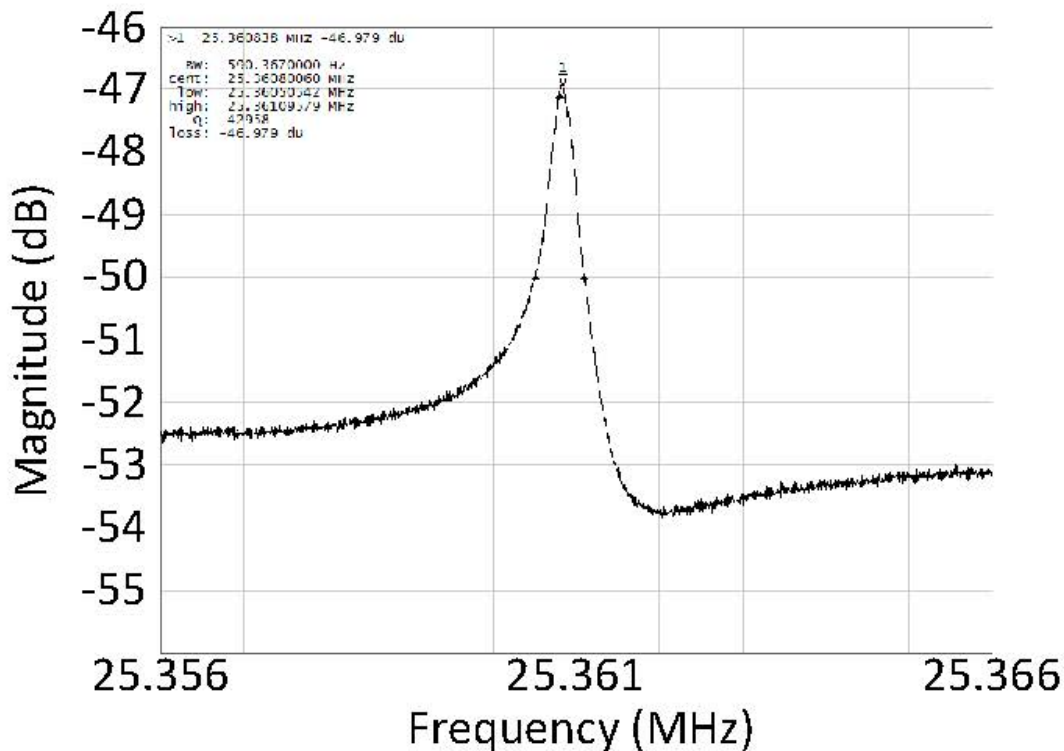
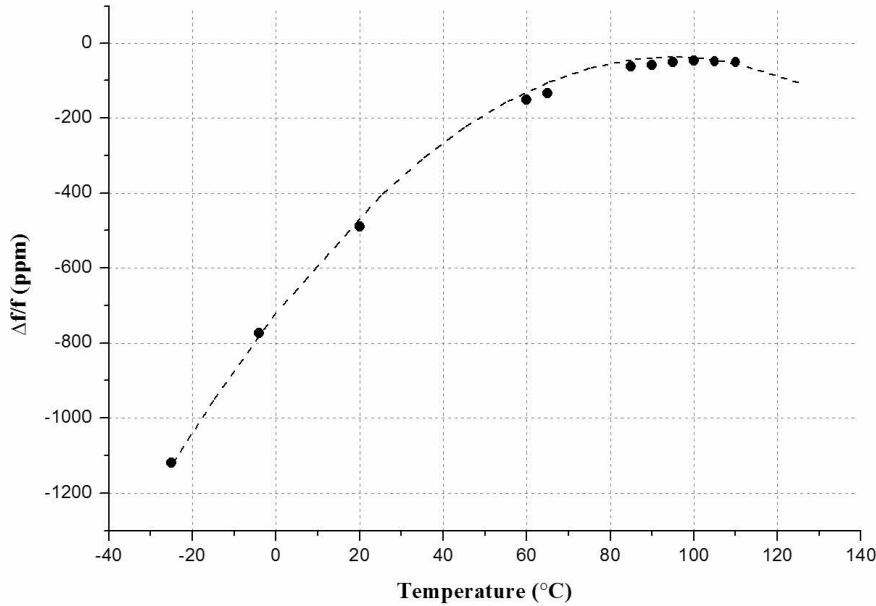


图5.9 $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器的 S_{21} 曲线

当 $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器所在真空腔体置入到一个恒温箱内,我们改变恒温箱的温度,从而达到改变谐振器工作环境温度的目的。经测量该谐振器的谐振频率随温度变化的曲线如下图所示。

图5.10 $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器的频率温度特性

$N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器的谐振频率随温度的变化符合在5.1节中所描述的掺杂单晶硅的弹性系数曲线。在图5.10中, $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器频率随温度的变化呈现非线性, 在110 °C左右存在一个转折温度点, 在该点的TCF为零。从90°C到110 °C, TCF平均不超过0.33 ppm/°C。将谐振器的温度恒定在该点工作时, 谐振器的频率稳定性将会达到最优情况。在该点时即使工作环境温度改变, 其谐振频率的变化也极小, 这不仅是达到了非常良好的温度稳定性, 而且非常有利于对控温电路的设计要求。为了实现稳定的谐振器频率, 加热电压往往要求非常的精准, 这就要求温度控制电路有较高的输出精度, 而本章设计使用的谐振器在其工作频率附近的TCF接近于零, 因而对温度控制的精度可以允许超过 ± 0.1 °C即可达到0.05 ppm以内的频率稳定精度。

5.3.2 环境温度测量

实现精确恒温控制谐振器的一个重要条件就是需要一个精确的环境温度, 即环境温度测量的精度直接决定了温度控制所能达到的精度。当温度测试不准确时, 根据温度测量值输出的温度控制电压就会不准确, 这将损害谐振器的频率稳定度。在本章研究的器件工作

环境温度的测量时通过测温多晶硅电阻完成的，根据多晶硅电阻线性度良好的TCR来实现准确测量环境温度。在测量环境温度时，将一个温度稳定性良好的薄膜电阻和多晶硅电阻串联，我们实验中将薄膜电阻放置在恒温腔外来减小薄膜电阻值的变化对测量的影响。在多晶硅电阻和薄膜电阻组成的半桥上加载0.1 V的电压，测试多晶硅电阻的电压 $V_{os}(T)$ 。测温的半桥电压 $V_{b,s}$ 保持恒定，但是多晶硅电阻的阻值随温度变化而变化，薄膜电阻分得的电压 $V_{os}(T)$ 也随温度变化，于是我们就能得到反映了环境温度变化的温度传感器的输出电压，如图5.10所示。

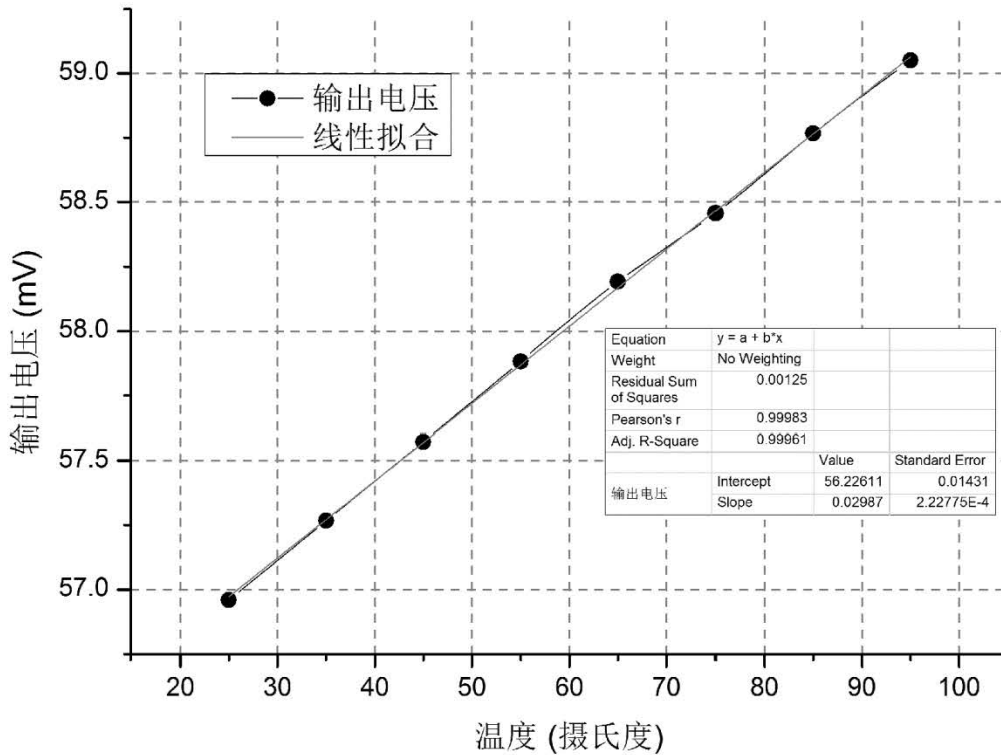


图5.11 多晶硅测温电阻构成的温度传感器的电压输出特性

根据图5.11所示，多晶硅测温电阻的电压输出具有良好的线性度，其温度与输出电压的线性相关系数达到了0.99961，在如此线性相关系数下，该多晶硅电阻可以作为一个良好的温度传感器。在这里需要指出的是，在实际的芯片中固定阻值的电阻是无法实现的，因为固定非测温电阻也将随温度变化而变化，由此在实的芯片中需要搭建全桥的测温电阻，且需要一个负TCR材料的构成的电阻与多晶硅电阻实现配对，由此将能很好的实现环境温度测量。

5.3.3 加热测试

根据上两节的测试结果, $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器在不同环境温度下时通入加热电压后的谐振频率变化将在本小节研究。

将可编程恒温箱的温度分别设置到 25°C 、 35°C 、 45°C 、 55°C 和 65°C , 经多晶硅测温电阻测试显示谐振器器件的温度稳定后, 我们改变加热电压测量并记录谐振频率的变化, 如下图所示。

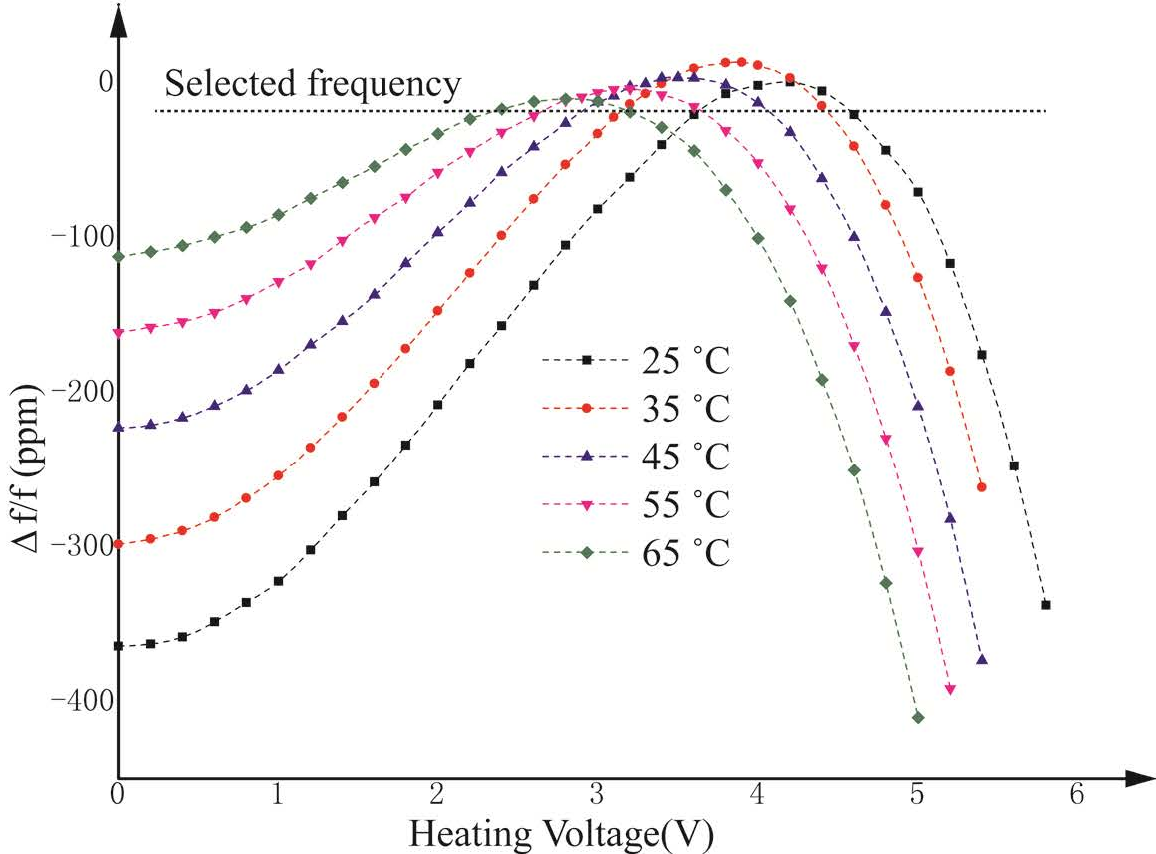


图5.12 不同环境温度下加热电压与谐振频率特性曲线

随着环境温度上升, 加热电压对谐振器结构温度的贡献有显著下降, 在高温时加热所耗功率相比低温更小。图5.12所示的频率随加热电压变化曲线都符合如图5.9所示的特征, 即谐振频率随温度升高而升高, 并在转折点后谐振频率下降。然而实验发现, 不同环境温度下的转折点的频率是不同, 这与理想情况下的同一转折点频率是相背的, 转折点的频率变化如下图所示。从图中可以看出, 35°C 时转折点频率达到最大, 这该点两边均呈下降趋势, 即转折点频率是先升高后下降的, 本章研究的器件出现的这种转折点频率波动接近 34 ppm 。出现这种转折点频率偏差的原因我们将在后文进行详细研究。

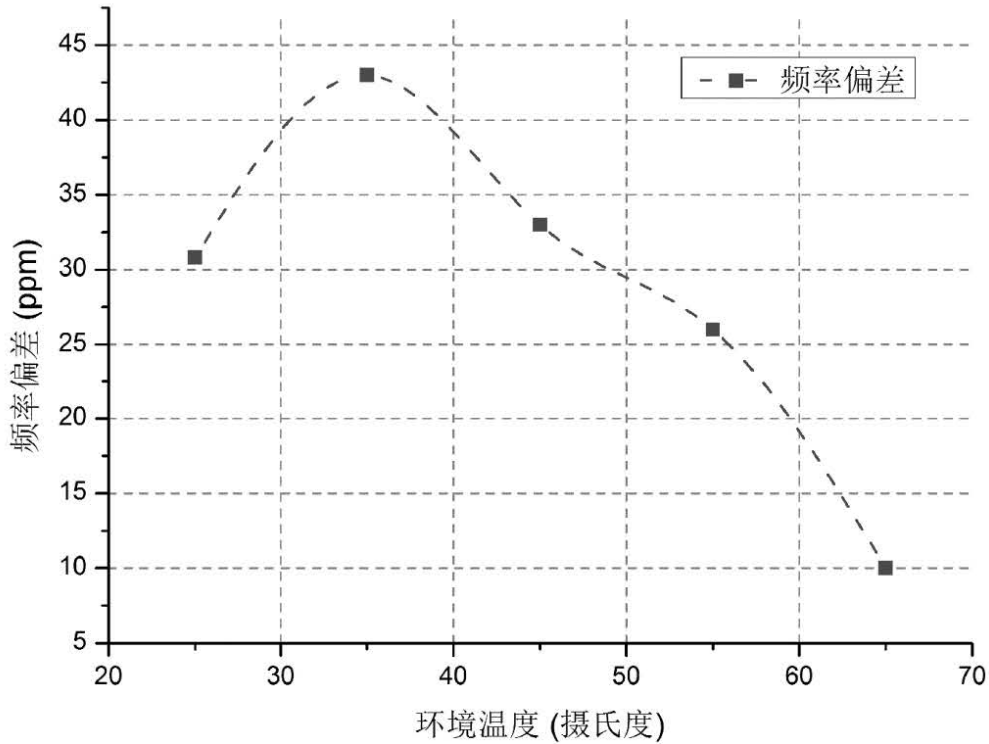


图5.13 不同气压下，环境温度改变时加热谐振器转折点频率曲线

5.4 开环温度补偿

由于在环境温度改变时，加热谐振器结构导致的转折点频率呈现出如图5.13所示的特性，我们采取恒定谐振器频率的办法来进行加热。即如图5.12所示，在实验中特定谐振频率在不同环境温度下所对应的加热电压 $V_{heating,T}$ 可以通过图5.12得出，然后通过多项式自适应拟合的方法得出一条加热电压随温度变化的多项式函数，如图5.14所示。

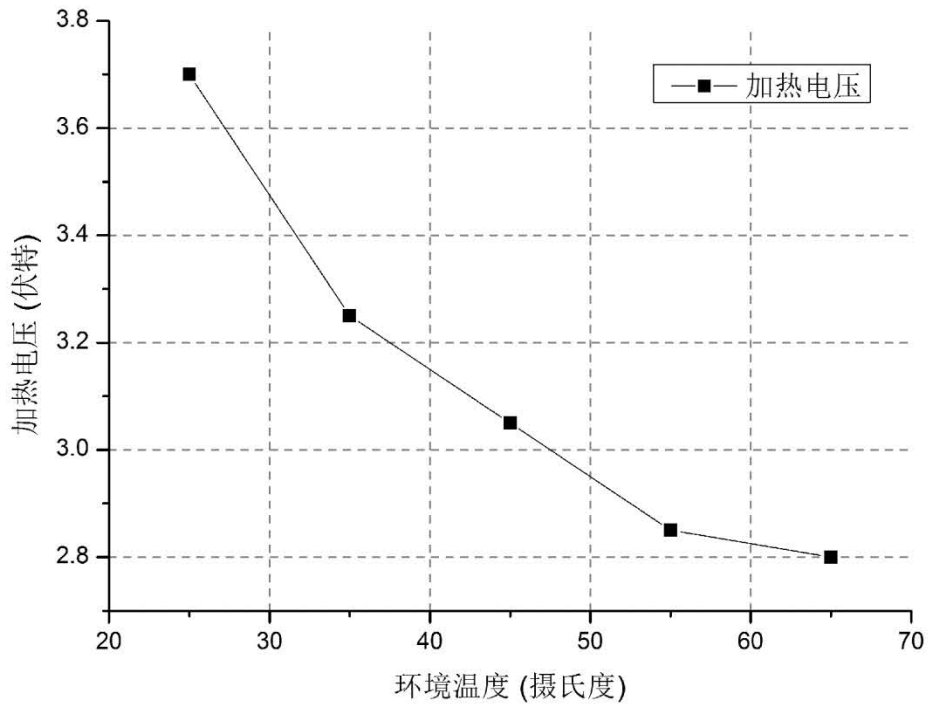


图5.14 加热电压随温度变化的多项式自适应拟合曲线

根据如图5.14所示的环境温度与加热电压曲线，我们控制谐振器的加热电压，环境温度通过前文所设计加工的多晶硅测温电阻来完成。在本研究中采用多项式自适应拟合的优势就是降低对外围控制电路的复杂度，对加热电压与环境温度曲线进行平滑拟合的话，将会增加控制电路程序算法的复杂度。

通过图5.2所示的开环温度控制电路控制上文所设计的 N^{++} [100]体模态硅谐振器，改变谐振器的工作环境温度来测试谐振器的频率温度稳定性。在测试中，我们将谐振器的工作环境温度从25 °C改变到65 °C，谐振器的谐振频率通过网络分析仪连续测量并记录，最终所得的温度稳定性结果如下图所示。

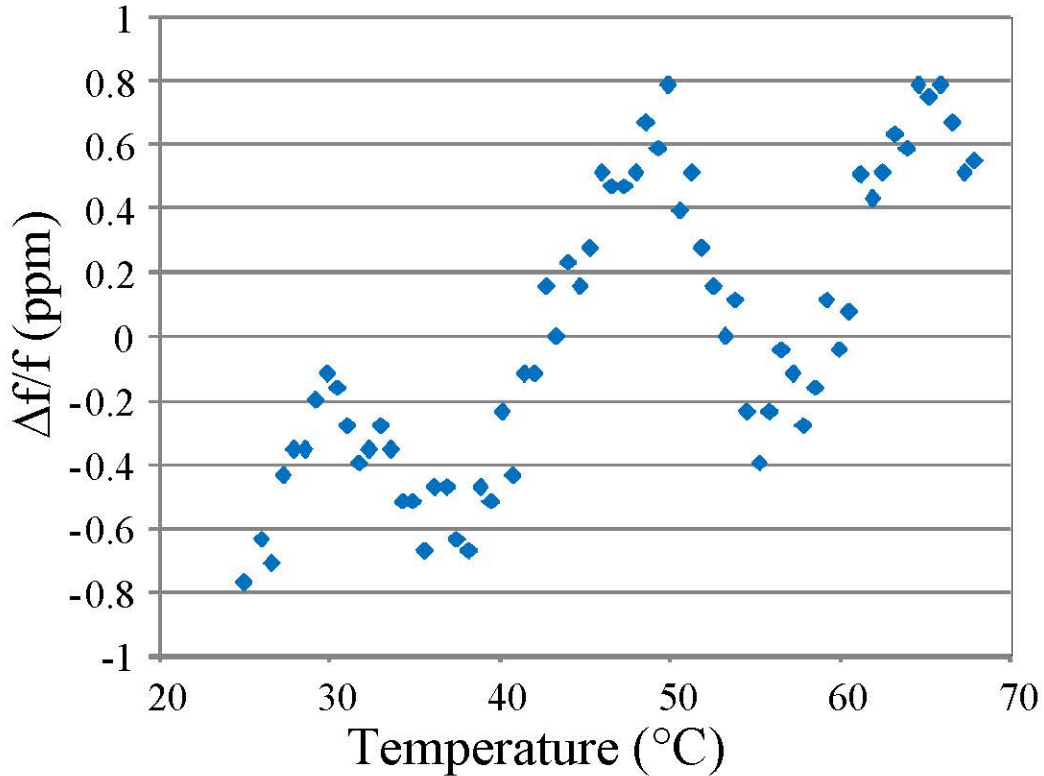


图5.15 N^{++} [100]体模态硅谐振器的频率稳定性

从图5.15所示的测试结果可以得知，当 N^{++} [100]体模态硅谐振器的工作环境温度从25 °C变化到65 °C时，通过开环温度控制电路控制谐振器结构温度，可以得到 $\pm 0.8\text{ppm}$ 的频率稳定度。

5.5 谐振频率偏差分析

在以上的测试结果中，不仅转折点频率存在34ppm的波动，最终基于多项式拟合算法开环温度控制电路的谐振器也在25 °C到65 °C之间存在 $\pm 0.8\text{ppm}$ 偏差，这些偏差是由多个原因所导致的，在本章我们将分别对这两类偏差原因进行分析。

5.5.1 转折点频率波动

在理想情况下， N^{++} [100]体模态硅谐振器存在一个转折温度点，在该点时频率值为最大，谐振器结构的温度为该温度点时，其谐振频率应该一直维持不变的，然而实际情况并非如此。当我们改变谐振器的工作环境温度时，通过加热获得的转折点频率值的波动如图5.12所示，在本小节我们将分析产生该现象的原因。

5.5.1.1 环境气压的影响

图5.13所示的转折点频率波动时基于压强为25Pa时的测试结果。在25Pa时，在实验中我们假定谐振器通过空气散失的热量可以忽略不计，这可以通过进一步降低谐振器工作环境的气压来进行验证，即将真空腔的环境其将降低到0.1Pa和0.01Pa后再测试不同环境温度下的转折点频率是否一致。

将真空腔的真空度下降到0.1Pa和0.01Pa后，不同环境温度下的转折点频率结果并与压强为25Pa时的转折点频率波动进行对比，如下图所示。从图5.15可以看出，即使谐振器工作在高真空下，其转折点频率在不同环境温度下的结果也呈现与25Pa时一样的趋势。在图中所显示的波动幅度的差别，尤其是25Pa时转折点频率略高于0.1Pa和0.01Pa的转折频率，这种差别主要是由于测试误差所引起的。

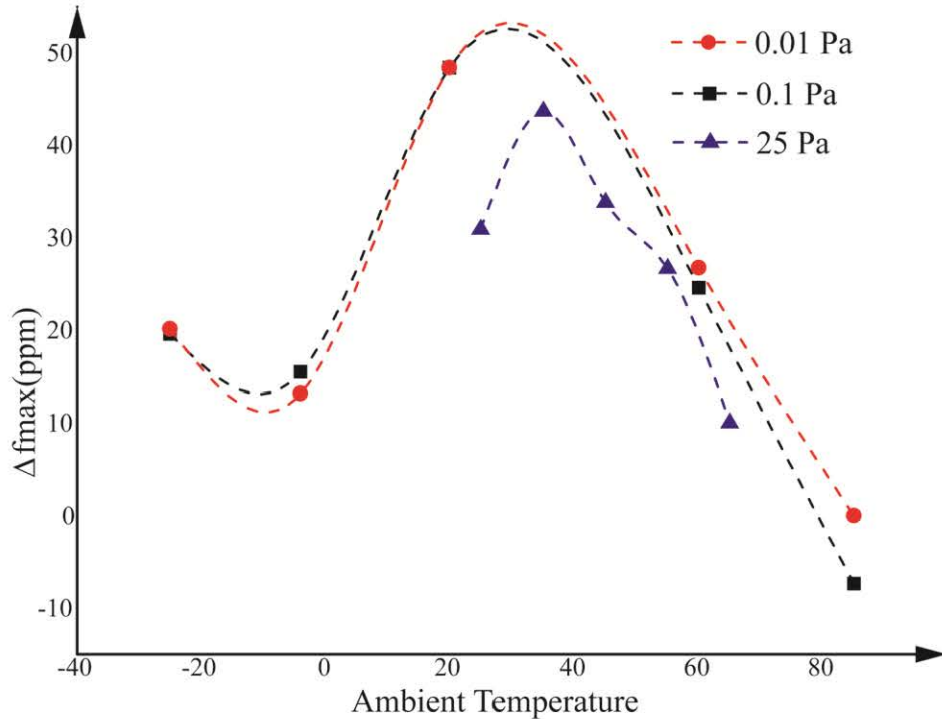


图5.16 在0.01Pa、0.1Pa和25Pa时，不同环境温度下的转折点频率波动

5.5.1.2 热膨胀效应的影响

硅电极端和多晶硅电极随温度变化而发生热胀冷缩效应，这种热胀冷缩会引起谐振器

驱动电容间隙的变化^[99-101]。当电容间隙增大时，第二章分析的静电负弹簧效应将会减小，从而谐振器频率将会升高；当电容间隙减小时则相反。这种热胀冷缩产生的效应与图5.16所示的趋势是相同的，转折点频率有个上下起伏的趋势，但是分析其热胀冷缩效应对静电负弹簧的具体影响时就会发现实际并非如此。

分析热膨胀效应时做出如下假设：

- 1) $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器的温度被加热到同一温度点 T_m ；
- 2) 多晶硅和单晶硅的热膨胀系数相同。

由以上假设我们可以得出， $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器的电容间隙的表达式为：

$$d_{T_a} = d_0 - L_r \alpha_{T_m} (T_m - T_0) - B \alpha_{T_a} (T_a - T_0) \quad \text{公式 (5.5)}$$

在公式(5.11)中， L_r 是谐振器的温度为 T_0 时的长度， B 为电极pad在 T_0 时在垂直于电容间隙的方向的结构宽度。

此时由静电负弹簧引起的谐振频率变化可以用下式来进行表示：

$$\frac{\Delta f}{f_n} = \frac{-\varepsilon_0 A V_{bias}^2}{2k_n d_{T_a}^3} \quad \text{公式 (5.6)}$$

将谐振器的相关尺寸代入公式(5.5)和公式(5.6)后，我们可以求得温度变化对静电负弹簧的影响十分弱小，对谐振频率的改变在整个温区不超过1ppm，这主要有2个原因：

- 1) 本章研究的谐振器的电极宽度几乎与谐振器结构总宽度相同，由此产生的静电负弹簧效应也大大降低；
- 2) 在测试过程中的偏置电压为3V，静电力由与电容间隙改变而改变的程度得到抑制。

从以上分析可知，热膨胀效应引起的电容间隙变化对谐振器转折点谐振频率的影响可以忽略，图5.16中的转折点频率误差也不是来源于硅结构的热胀冷缩效应。

5.5.1.3 两边加热电阻的不匹配

在谐振器加工过程中，光刻和刻蚀不可避免地引入了尺寸误差，本章研究的 $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器的加热电阻因此产生阻值不相同。然而由公式(5.10)所示，当同时对两边的加热电阻通入相同加热电压时，加热电阻中心温度是与加热电阻及锚点梁的长度和宽度是无关的，仅与加热电阻的厚度以及谐振器锚点梁的厚度之比成正比关系，加热梁的截面示意图如图5.17所示。在单一芯片上，LPCVD形成的加热梁的厚度可以视为不变的，此

时的锚点梁的厚度也可以视为均一的，因而公式 (5.10) 中的 h_m/h 可以视为常数，因而锚点梁两侧的中心点的温度 T_m 可以视为相同的。

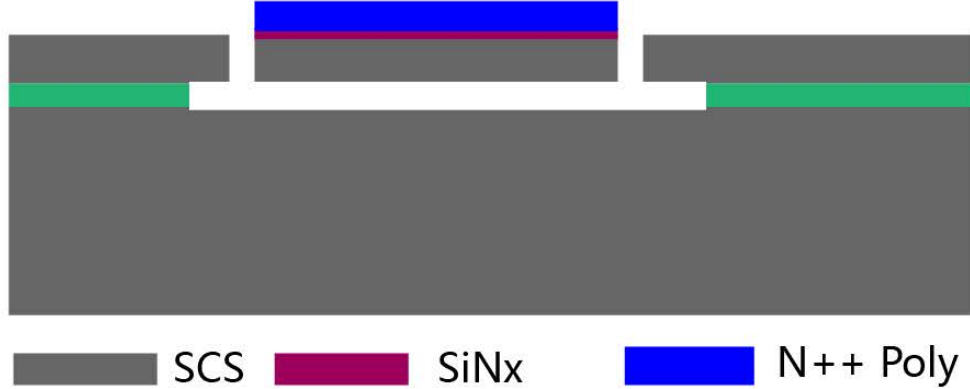


图5.17 $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器的加热梁截面图

由以上分析可知, $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器在不同环境温度下的转折频率的偏差是与两边加热电阻不匹配无关的。

然而加热电阻的不对称也将引入谐振器结构温度分布不均匀, 由此引起转折点的偏差。当左右加热梁的最高温度点由于加工工艺缺陷而导致不全都处于中心点时, 则在谐振器的锚点两侧存在一个温度差, 这个温度差必然引起谐振器结构上温度分布的不均匀。谐振器结构的谐振频率与结构的杨氏模量成正比关系, 而在不同温度下的杨氏模量也往往是不同的, 尤其是温度分布范围较小时的 $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器, 其等效杨氏模量在不同环境温度下是不同的, 这种等效杨氏模量的变化也将引起 $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器在不同环境温度下的转折点频率偏差。

5.5.1.4 其他原因

在上文分析中, 引起 $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器在不同环境温度下转折频率的偏差可能原因如环境气压、热膨胀效应和加热电阻不匹配都不是主要影响, 由此还存在其他机理使得转折点频率发生了如图5.15所示的偏差。

首先是在转折点附近的加热电压的控制精度限制。为了减小加热功率, 本章研究的 $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器结构的特征宽度被设计为 $4\mu\text{m}$ 来减小结构的热容量, 但是这也引入了谐振器结构温度对加热功率非常的敏感。在转折点附近进行加热时, 加热电压的改变所引起的温度变化有可能跨过谐振器的转折温度点。从而在各个不同环境温度下的转折温度

点的温度可能不是完全相同，从而导致了转折点偏离的误差。

锚点梁加热引起的热应力也可能对谐振器的频率产生影响，这些热应力作用在谐振器振动模态的垂直方向上，由于该热应力不对谐振器体模态振动时的等效刚度和等效系数产生影响，此时对谐振器频率的改变可以忽略。

存在于温度控制的 $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器结构中的Seebeck效应也将引起转折点频率偏差^[102-105]。在 N^{++} 硅锚点梁的中心与两个固定电极间存在一个温度差，在从低温到高温区的锚点梁中的载流子浓度均随温度指数增大（即未达到饱和），低温端附近的载流子浓度比高温端附近低，因而电子便从高温端向低温端扩散，在低温端就积累了电子。硅锚点梁两端就形成了空间电荷，在内部建成形成了电场，方向自高温端指向低温端。

对于本章研究的 $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器结构，谐振器结构温度最高，固定电极端温度较低，因而谐振器结构内的电子将会向冷端电极端扩散，从而降低谐振器结构内的电子浓度。谐振器结构电子浓度的降低会不断地增加谐振器的杨氏模量而引起谐振频率的升高。在本章研究的锚点梁中冷端和热端之间的电子浓度差是和温度差成正比的。

综上所述， $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器结构在不同环境温度下的转折点频率的偏差是由多个原因共同引起的。热膨胀效应、热应力、热电效应引起的电子浓度变化以及加热电阻的不对称等等都会引起转折点频率的偏差。

5.5.2 开环温度控制谐振频率温度稳定性偏差

将 $N^{++}[100]$ 体模态硅谐振器通过如图5.13所示的基于多项式拟合算法的开环温度控制电路来进行频率控制，其测试结果显示在25°C到65°C区间温度连续变化时，谐振器的频率温度在 $\pm 0.8\text{ppm}$ 之间，该频率温度稳定性由以下几个原因引起的。

在控制谐振器加热电压时，MCU内的控制算法是基于图5.11所示5个温度点的加热电压与频率曲线数据拟合而成。为了实现谐振器频率稳定，在本章研究的谐振器中我们选定使其工作于选定谐振频率 $f_{selected}$ ，先利用测试曲线推算出在图5.11所示的5个温度点时 $f_{selected}$ 所对应的加热电压，再根据这5个电压值拟合出25°C到65°C之间的加热电压曲线。根据多晶硅测温电阻所测的温度值带入以上的加热电压温度曲线，从而实现谐振频率为定在 $f_{selected}$ 。在实验中是存在以下假设的：1、谐振器的频率随加热电压温度曲线可以准确推算出 $f_{selected}$ 在各温度点的加热电压的；2、在各温度点之间的温区内加热电压是线性变化的。以上假设给开环温度控制电路的设计带来便利，但是牺牲了部分控制精度，因而导致了 $\pm 0.8\text{ppm}$ 的温度稳定性。

谐振器结构被加热时，加热功耗会对器件温度产生微小的改变。经实验验证，当谐振器结构被加热时，多晶硅测温电阻所测温度升高0.5°C，该温度变化值也将对谐振器结构的

温度控制产生0.1~0.2ppm左右的频率稳定性影响。

针对以上问题，提高加热电压曲线精确度和增加测温电阻与加热结构之间的距离均能进一步提高谐振器在开环温度控制电路控制下的频率稳定性。

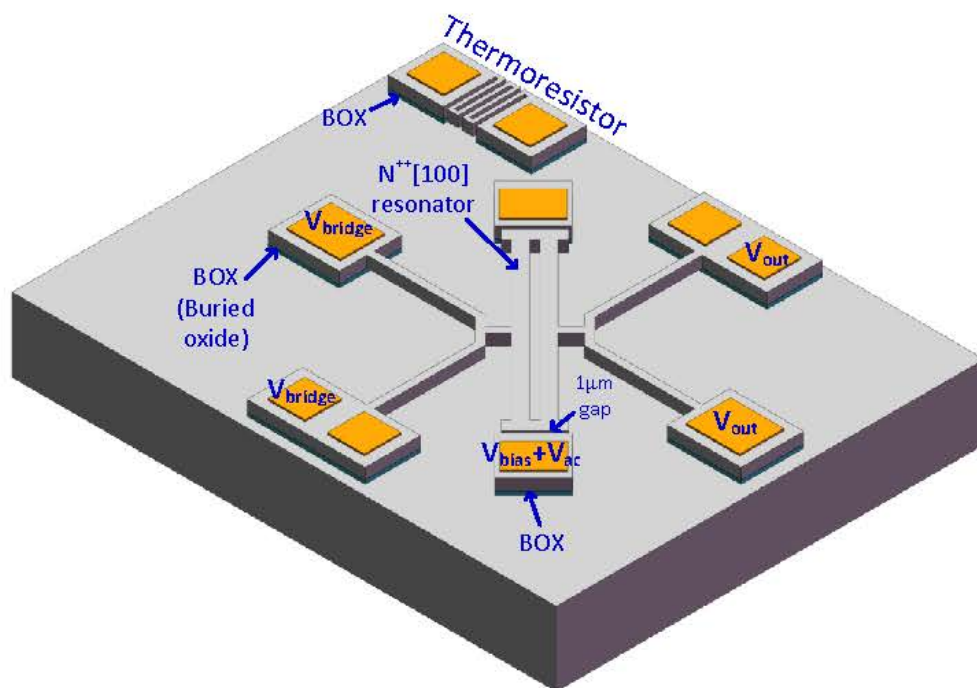
5.6 OCMO器件优化及相位噪声抑制现象

在以上工作的基础上，我们对OCMO器件的结构设计、加工工艺进行了优化。本小节内的谐振与上文的掺杂浓度相同，且仍为[100]晶向的体模态谐振器。我们不仅将谐振器的 $f \times Q$ 提高到了 3×10^{12} ，还去掉了锚点梁多晶硅加热电阻和氮化硅绝缘层，与此同时采用陶瓷管壳进行真空封装，减小了转折点频率漂移，可进一步提高谐振器的频率稳定性。

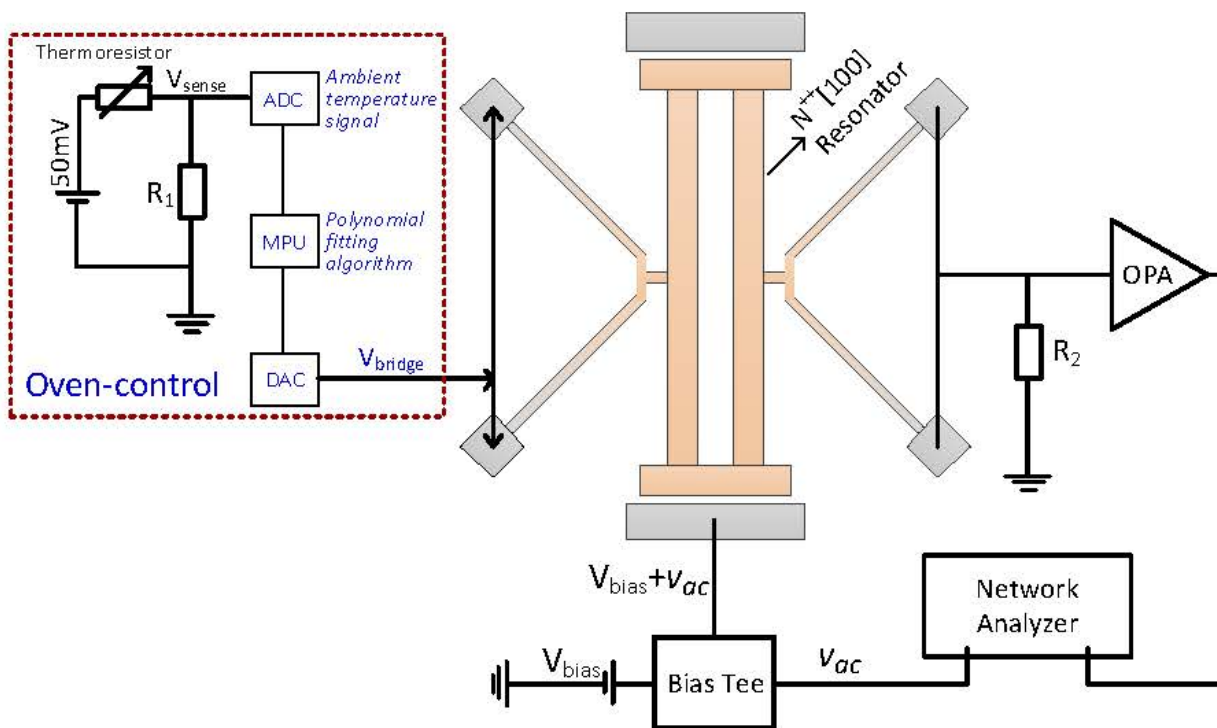
通过将谐振器工作在转折温度点，我们将谐振器的相位噪声降低了超过20dB，此相位噪声抑制现象我们也进行了定性分析，分析认为相位噪声的抑制主要是由于在转折温度点具有极小的谐振频率漂移，从而也证明了OCMO的短期频率稳定性。

5.6.1 OCMO器件优化

优化的OCMO器件采用结构通电加热测试，与此同时，该加热电压还用于谐振器压阻信号测试，优化的OCMO器件简化了恒温控制电路，有利于提高振荡器的频率稳定度。优化的OCMO器件及其控制电路原理如下图所示：



(a)

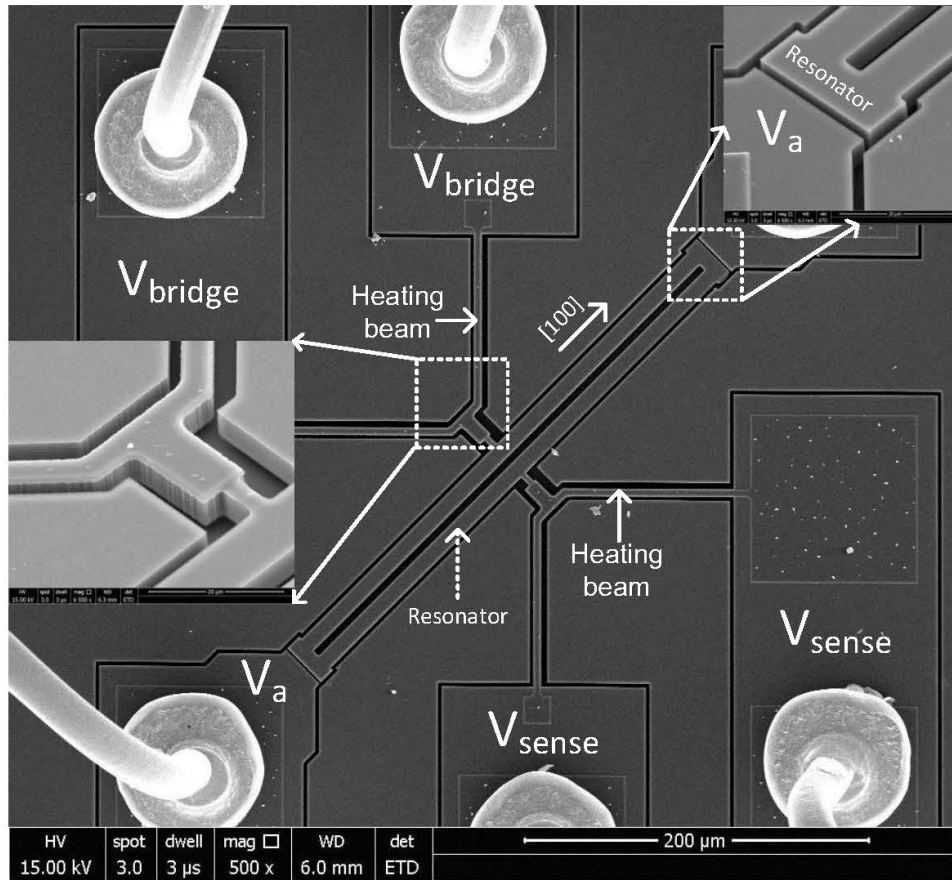


(b)

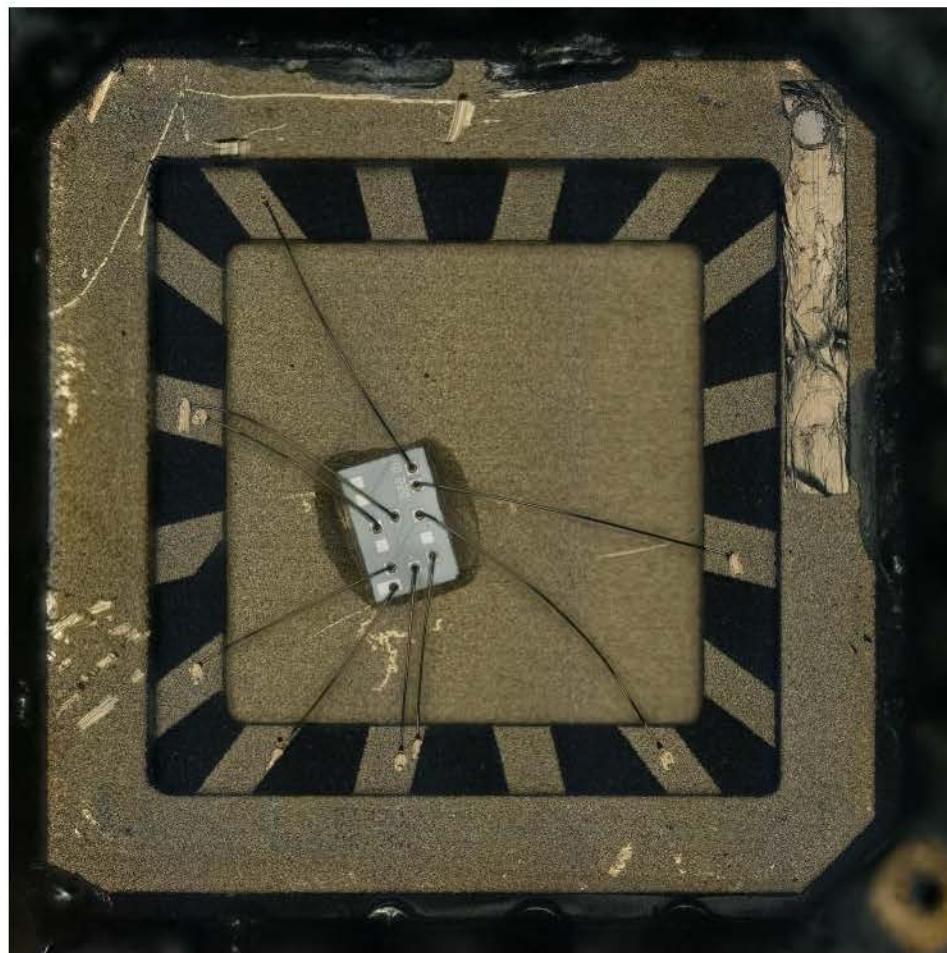
图 5.18 (a)优化的OCMO器件原理图；(b)优化的OCMO器件恒温控制测试原理图

5.6.2 优化的OCMO器件性能测试

将优化的OCMO器件在前文所述的相同实验条件进行性能测试，加工完成的器件封装在陶瓷管壳内如下图所示。



(a)



(b)

图 5.19 (a)加工完成优化OCMO器件的SEM图, (b)器件被贴片封装于真空陶瓷管壳内

5.6.2.1 Q值与频率的温度特性曲线

将上图中封装好的谐振器进行常温下的Q值测试, 测试结果显示, 其谐振频率为10.49MHz, 在加热电压为1.4V时其Q值为36万左右, 测试结果如下图所示:

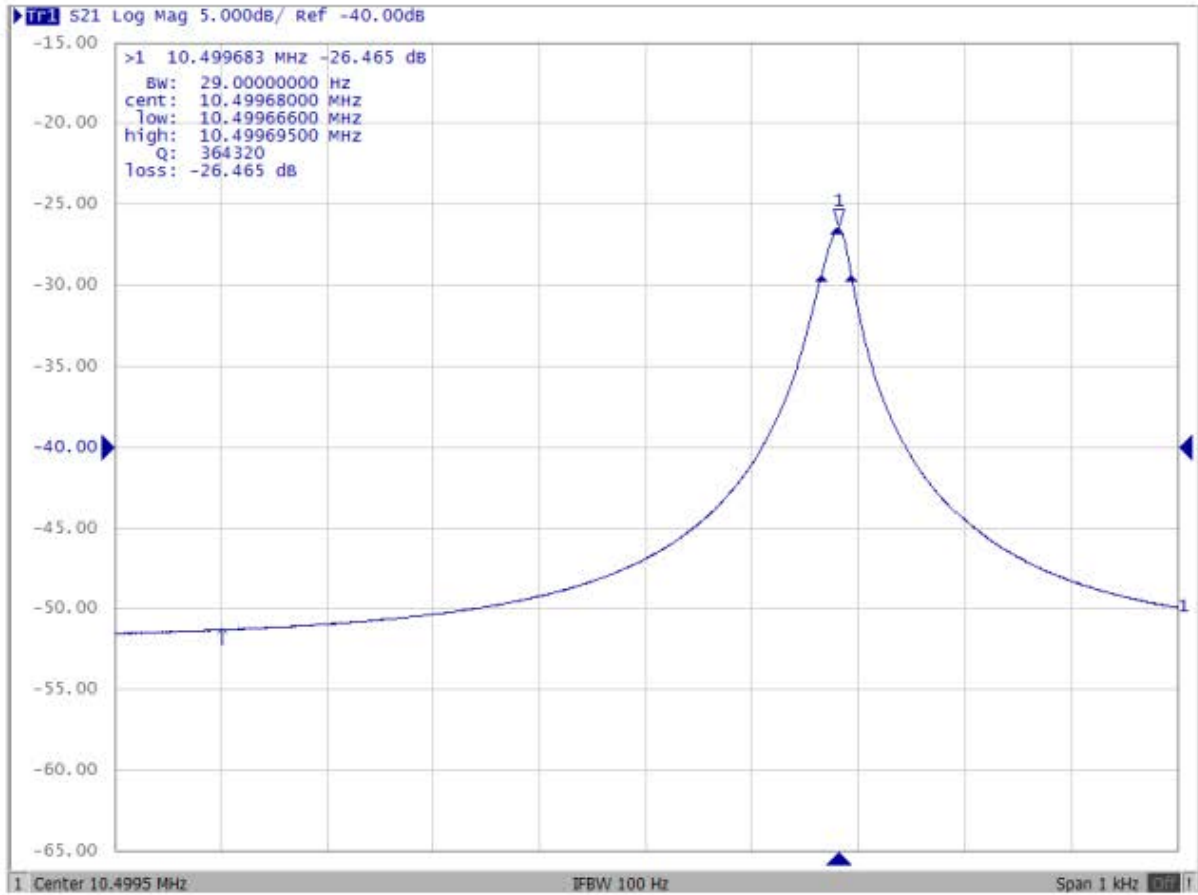


图 5.20 优化的OCMO器件的幅频相应曲线

当加热电压为50mV时，可以忽略加热电压自加热对谐振器工作温度的影响，此时谐振器的频率温度特性曲线如下图所示，测试结果显示转折温度点在109°C附近。

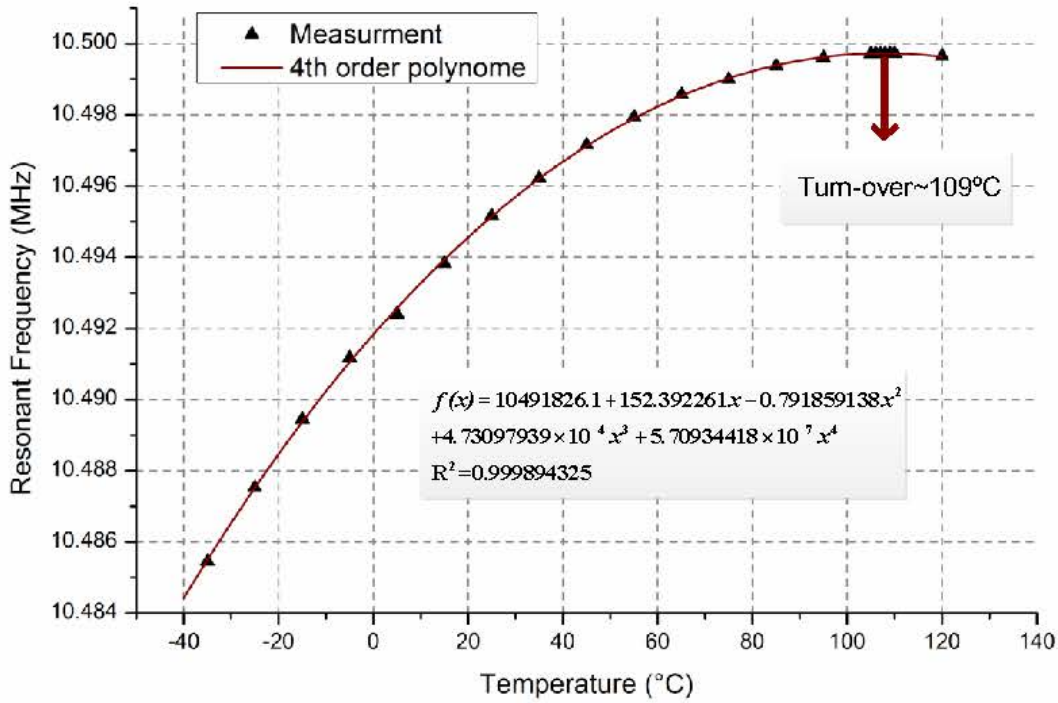


图5.20 优化的OCMO器件在忽略自加热效应时的频率温度取向，测试结果显示转折温度在109°C附近，测试结果进行了4阶多项式拟合

将上述测试的频率温度曲线在常温 $T_0=25^\circ\text{C}$ 进行展开，如下式所示：

$$f(T_m) = f_0(1 + \alpha(T_m - T_0) + \beta(T_m - T_0)^2 + \gamma(T_m - T_0)^3 + \delta(T_m - T_0)^4) \quad \text{公式(5.7)}$$

上式中 $f_0 = 10495148.6$ ，谐振频率前4阶温度系数分别为 $\alpha = 7.18651712 \times 10^{-8}$ ， $\beta = -7.41091992 \times 10^{-8}$ ， $\gamma = 5.05177584 \times 10^{-11}$ ， $\delta = 5.43998414 \times 10^{-14}$ 。通过上式我们可以求出谐振器频率的温度系数函数，如下式所示：

$$\alpha_T(T_m) = \frac{f(T_m)}{f_{max}} = \alpha + 2\beta(T_m - T_0) + 3\gamma(T_m - T_0)^2 + 4\delta(T_m - T_0)^3 \quad \text{公式(5.8)}$$

根据以上两式，我们可以拟合求得谐振器的转折温度点为108.7°C，将环境温度维持在109°C时，谐振器在不同加热电压下的频率曲线如下图所示：

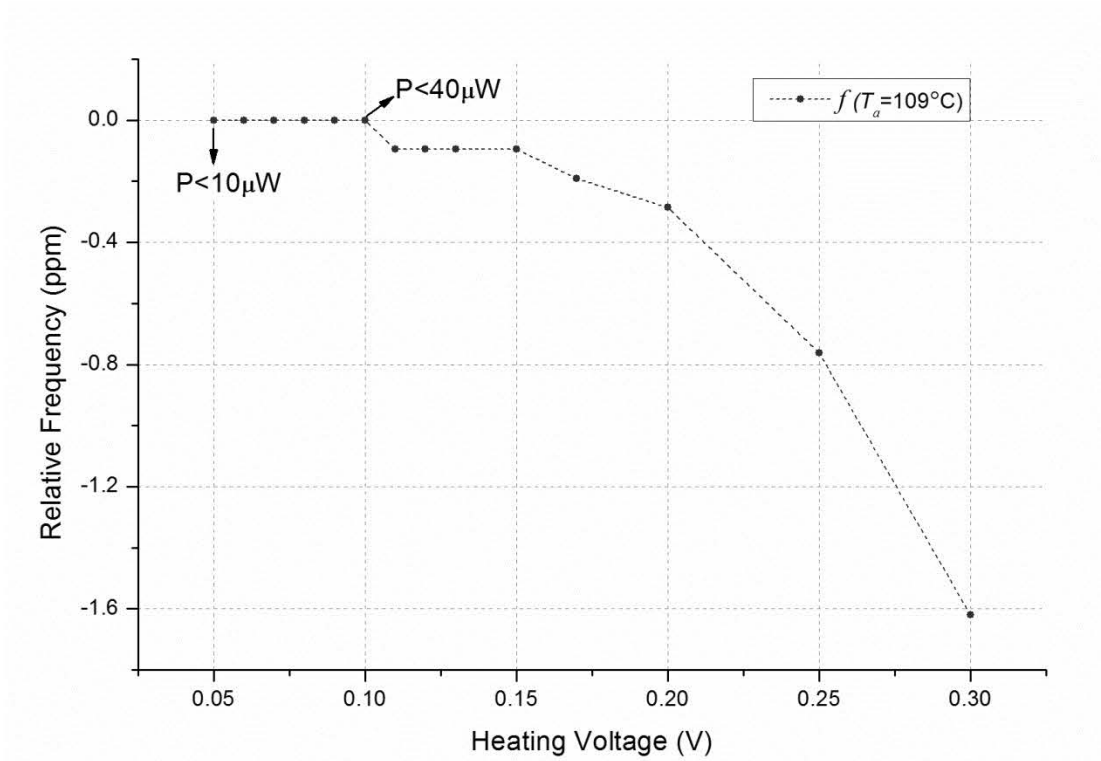


图5.21 环境温度为109°C时，谐振器在不同加热电压下的频率曲线

5.6.2.2 优化OCMO在不同环境温度下的频率与加热电压关系曲线

将上述器件置于恒温箱内进行测试，改变恒温箱的温度使其在不同环境温度下进行测试。在同一温度点，我们将先将从极小开始升高至超过转折点，之后再降低到极小，如此循环两次，不同环境温度下的测试结果如下图所示：

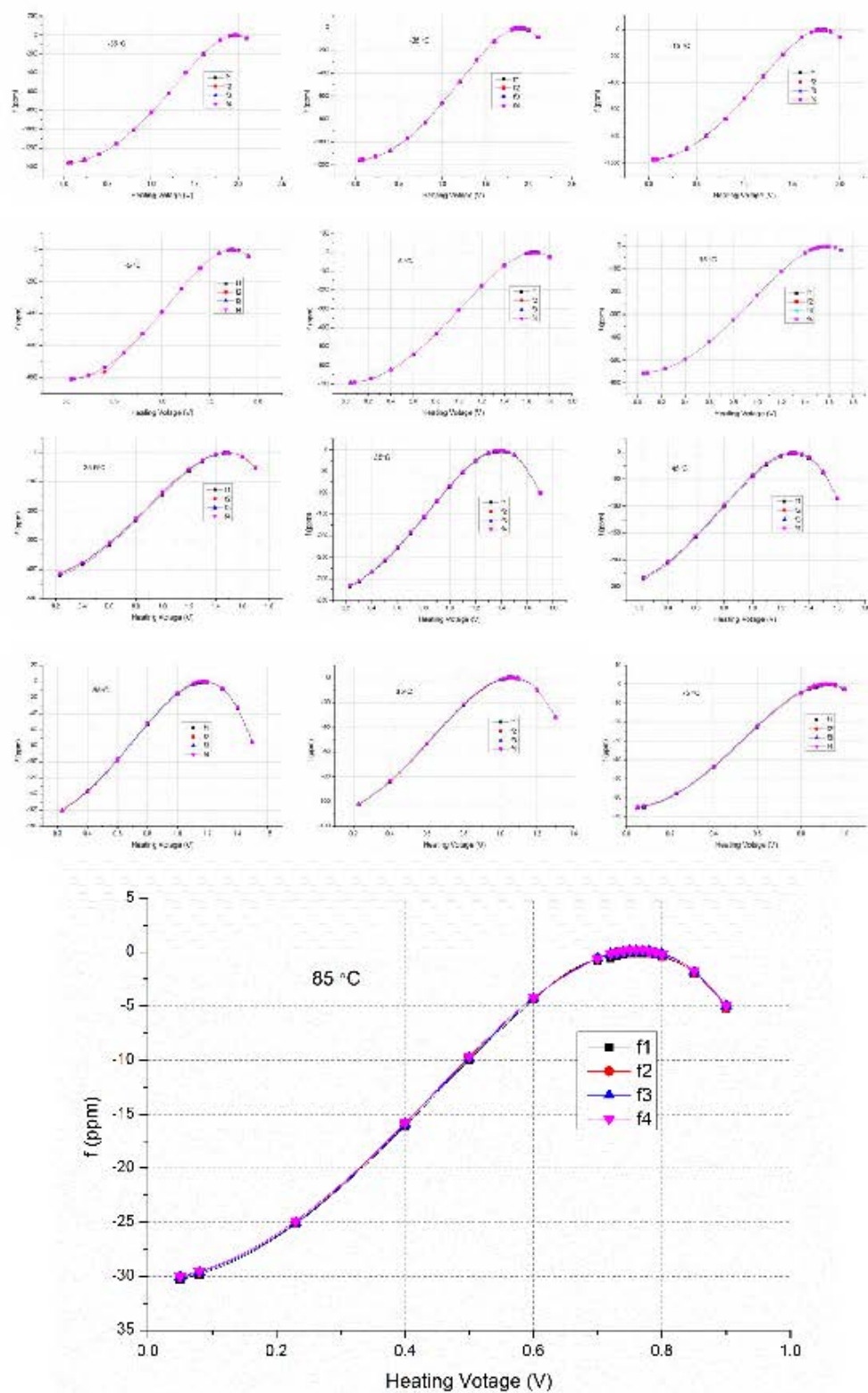


图5.22 环境温度从-35°C变化到到85°C，加热电压与谐振频率关系曲线
 根据以上测试结果显示，在转折温度点以下时，转折频率随温度变化的曲线如下图所

示:

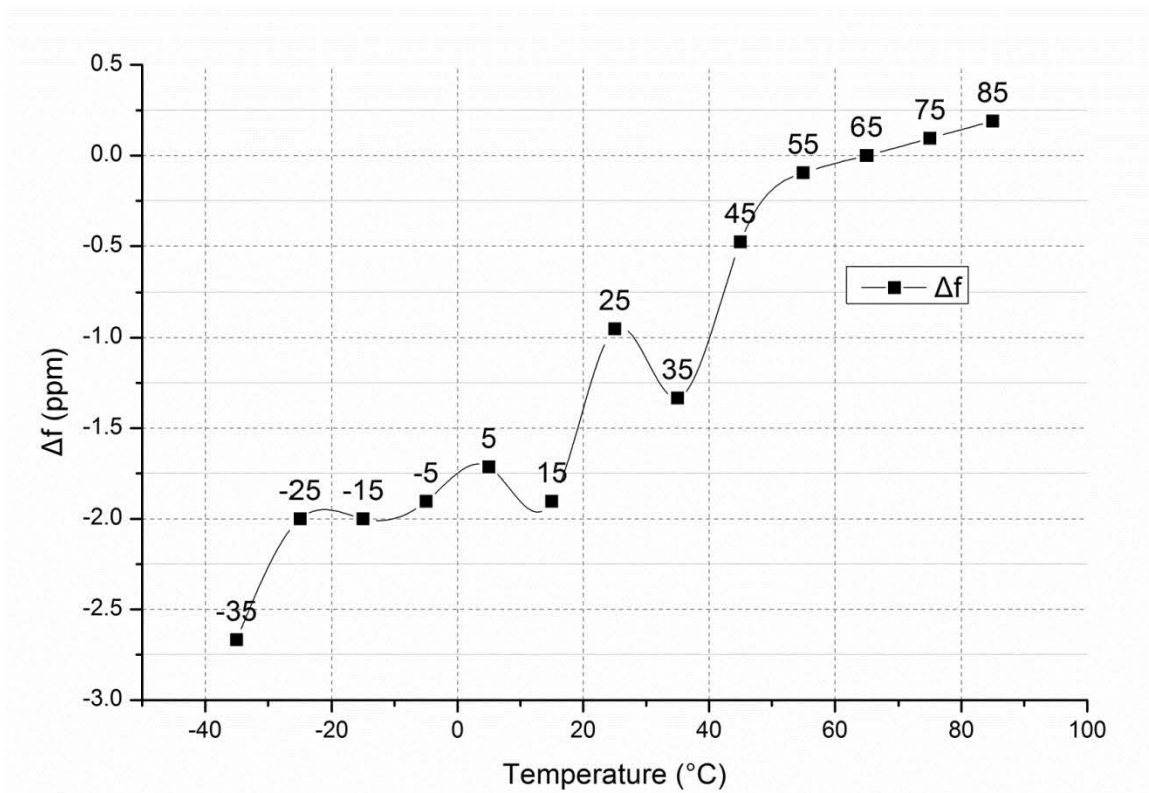


图5.23 转折频率随温度变化的关系曲线

从上图我们可以看出，当优化的OCMO结构封装进真空密闭的陶瓷管壳内后，其转折频率随温度变化的幅值有大幅下降，由原来的 $\pm 30\text{ppm}$ 降低为现在的 $\pm 1.5\text{ppm}$ 以内。与前文相比，我们认为转折频率的大幅下降主要是由谐振器的封装改进所引起的。该转折频率的变化应主要是由我们上述讨论的热膨胀效应、热不匹配等为主，从而也验证了我们上述实验中谐振器的转折频率波动主要是由于环境气压所引起的，环境温度的改变影响了谐振器表面硅材料吸附的微量颗粒数量，从而引起的不同环境温度下的转折频率波动。

5.6.2.3 恒温控制

根据图5.23中的测试曲线，我们将不同温度点的加热电压进行多项线性拟合，从而控制优化的谐振器结构工作在转折温度点，加热电压随温度变化的曲线如下图所示：

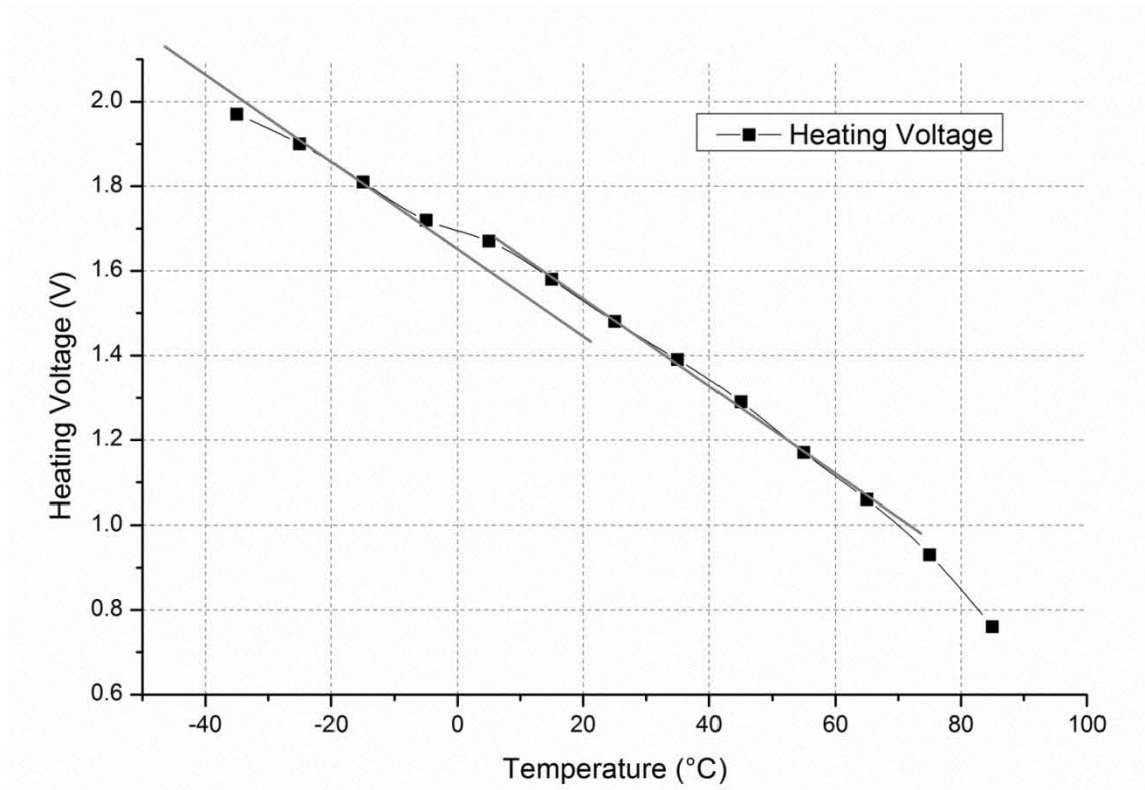


图 5.24 不同环境温度下，谐振器工作在转折温度点时的加热电压曲线

从上图可以看出，环境温度在 0°C 前后，加热电压曲线斜率基本一致，但是 0°C 以下加热电压平移下降，可以认为这是由于陶瓷管壳内的水汽所引起的。在 0°C 一下，水汽凝固且集中在陶瓷管壳壳体上，从而提高了陶瓷管壳内的真空度，减小了加热的谐振器在真空中的散热，降低了加热功耗。

基于上图曲线，我们采用如图5.18(a)所示的控制电路进行恒温控制，随着时间增加我们不断改变环境温度，同时测试温度改变过程中谐振频率的波动为 $\pm 3\text{ppm}$ 以内，结果如下图所示：

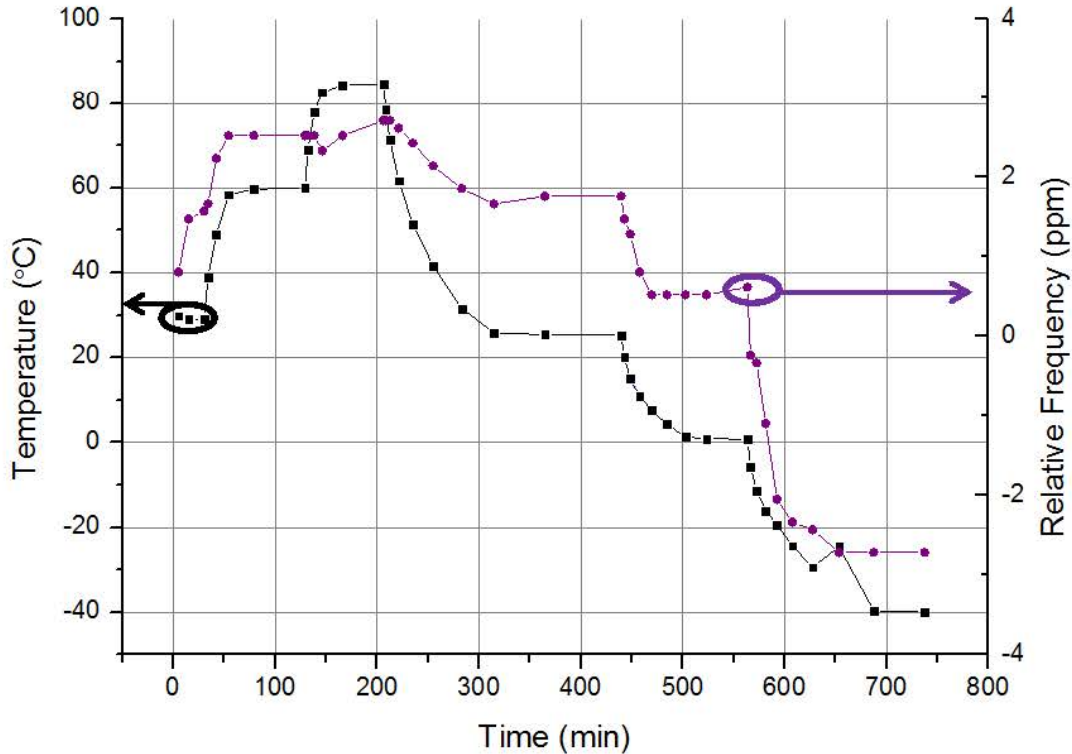


图 5.25 连续改变环境温度时，谐振频率的变化

虽然本小节中的谐振器能够采用前文所述的原理，通过选定某一频率然后根据不同环境温度下该频率的加热电压进行拟合控制谐振器的加热电压，从而实现谐振器的频率恒定。通过该原理我们可以获得更高的频率稳定度，但是谐振器的相位噪声则会受到影响。对此，我们针对夏季常温(30°C)时的优化OCMO器件进行相位噪声特性进行研究。

5.6.3 转折温度点的相位噪声抑制现象

在夏季常温时，我们将前文封装好的谐振器放置在敞开环境下，进行相位噪声特性测试。测试时，我们用信号发生器产生激励信号给谐振器，从而代替网络分析中的信号输出，谐振器的压阻谐振信号经2级放大后同时输出到信号分析仪Agilent E5052B中，从而获得谐振器的相位噪声特性。我们改变驱动频率，当驱动频率使得相位噪声测试结果的本底噪声最低时我们认为该频率即为与此时加热电压相对应的谐振频率，这是由于本底噪声最低也意味这Q值越高，谐振器频率的值也越高，最高频率值即为谐振频率，如下图所示：

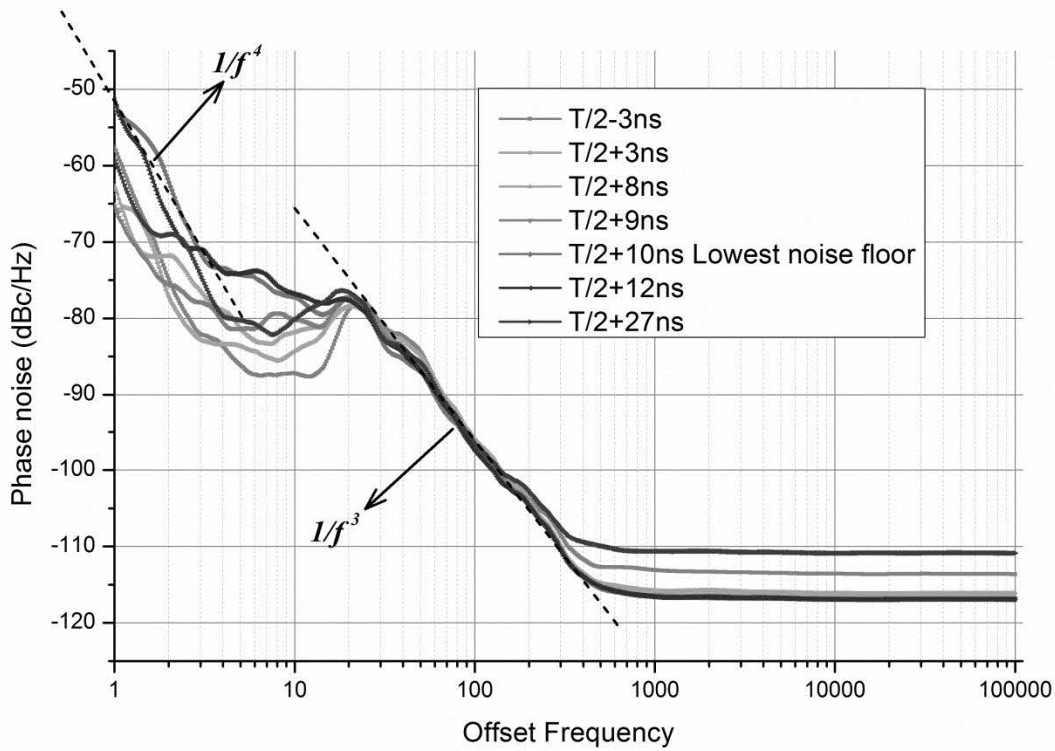
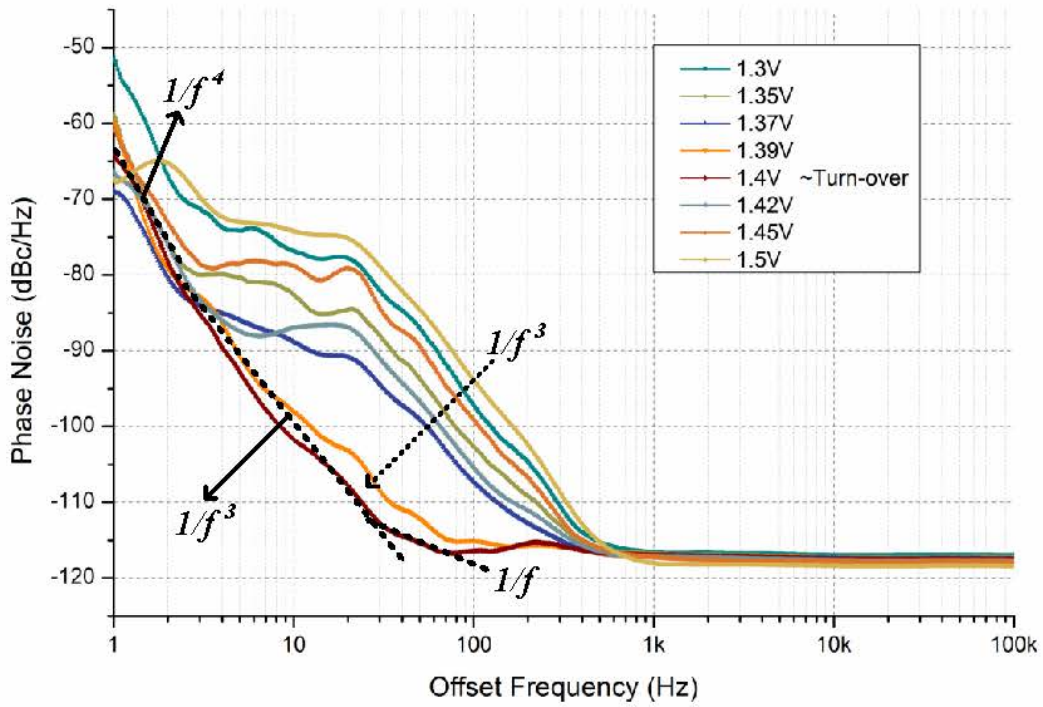
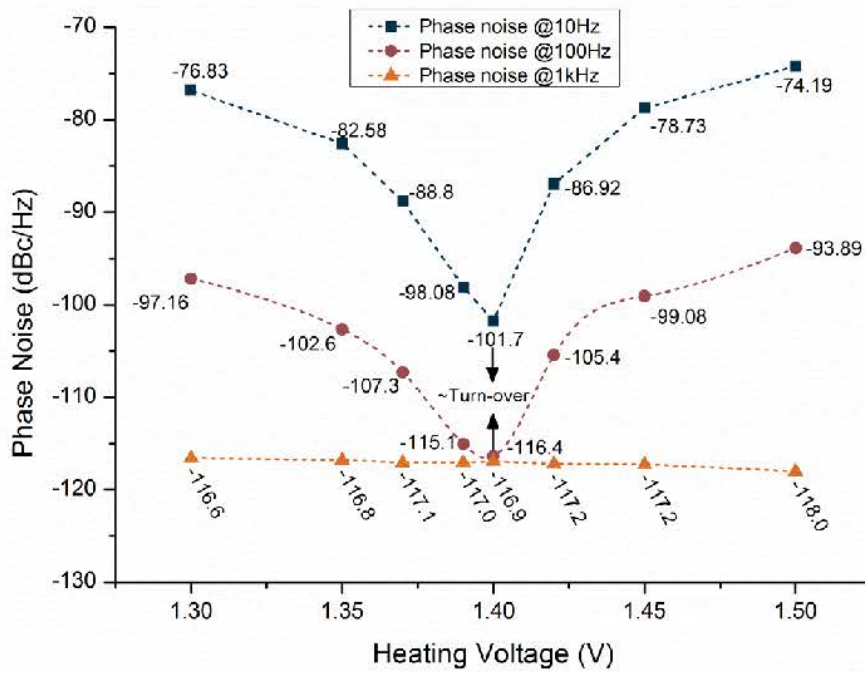


图5.26 特性加热电压下，改变激励频率时的相位噪声曲线变化

经测试发现，谐振器在1.4V的加热电压下工作在转折点附近，加热电压从1.3V增加到1.5V时，相位噪声特性曲线如下图所示：



(a)



(b)

图 5.27 优化的OCMO器件在不同加热电压下的相位噪声特性

通过上图可以得知，谐振器在转折点附近存在明显的相位噪声抑制现象，相对于其他工作温度点，转折温度点的相位噪声在10Hz及100Hz偏移频率处均下降了超过20dB。

我们对上述相位噪声现象进行定性分析。

在加热电压为1.3V时，我们将测试结果进行了拟合以便于分析，如下图所示。

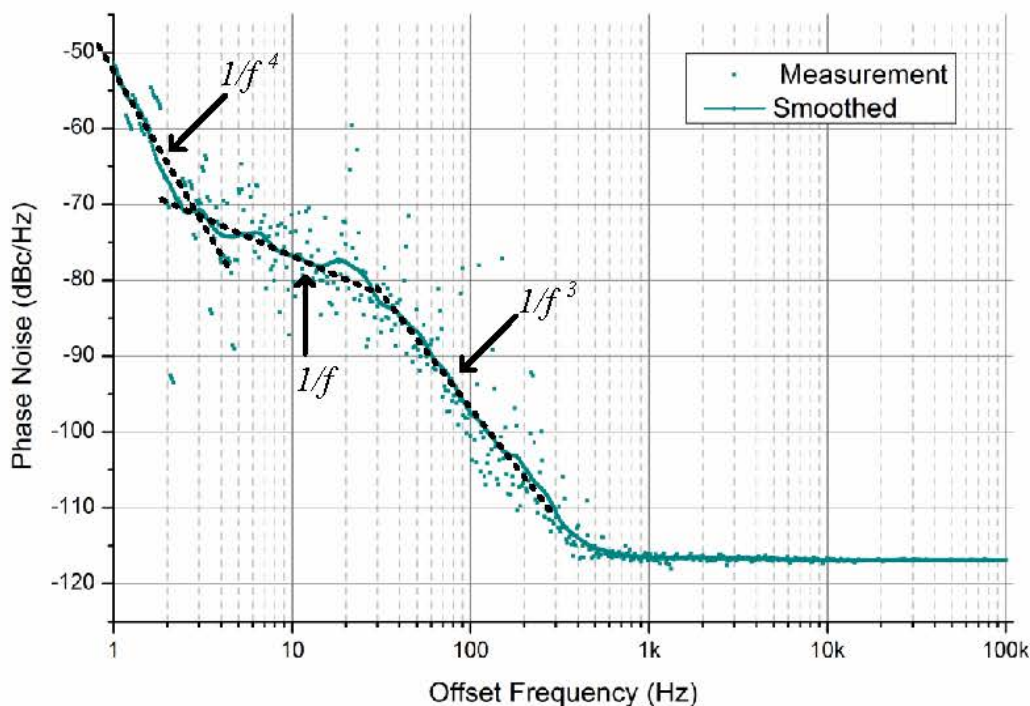


图 5.28 加热电压为1.3V时，谐振器谐振时的相位噪声特性

从上图可以看出，谐振器在低频段的相位噪声较大，且存在比较明显的 $1/f$ 噪声。根据常用的振荡器噪声分析方法可知，图5.28中的 $1/f^3$ 噪声主要是由于谐振器频率漂移所导致。在该器件中谐振器的频率漂移主要是由于加热电压和环境温度的波动所引起的，如下式所示：

$$\Delta f/f = |\alpha_v(v_{bri})| \times \Delta V_{bri} + |TCF| \times \Delta T_{room} \quad \text{公式(5.9)}$$

上式中 $\alpha_v(V_{bri})$ 为谐振频率的加热电压系数，实验中电源电压的波动为 $\Delta V_{bri} = 2.5\text{mV}$ ，环境温度的波动 $\Delta T_{room} = 0.5^\circ\text{C}$ 。谐振频率随加热电压的关系及其4阶拟合曲线如下图所示：

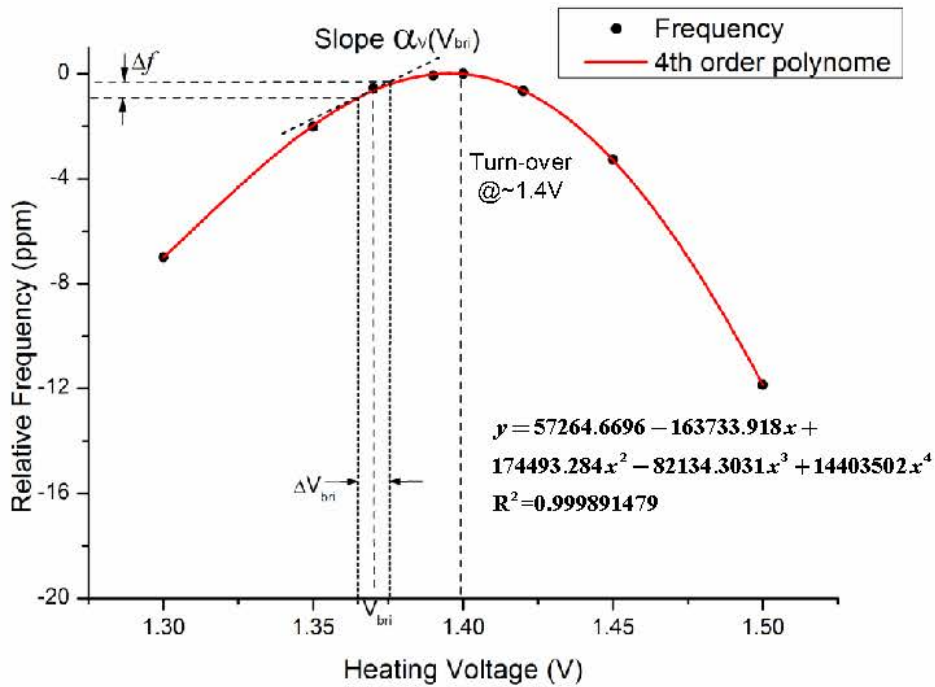


图 5.29 谐振频率随加热电压变化关系的测试结果及其拟合曲线

通过上图所示的测试结果，我们可以获得公式(5.9)中的频率加热电压参数 $\alpha_v(V_{bri})$ ，同时我们可以根据图5.20逆推出不同加热电压所对应的工作温度从而获得不同加热电压时的TCF。基于以上分析，我们可以得到基于测试结果分析的谐振频率漂移随加热电压的关系，如下图所示：

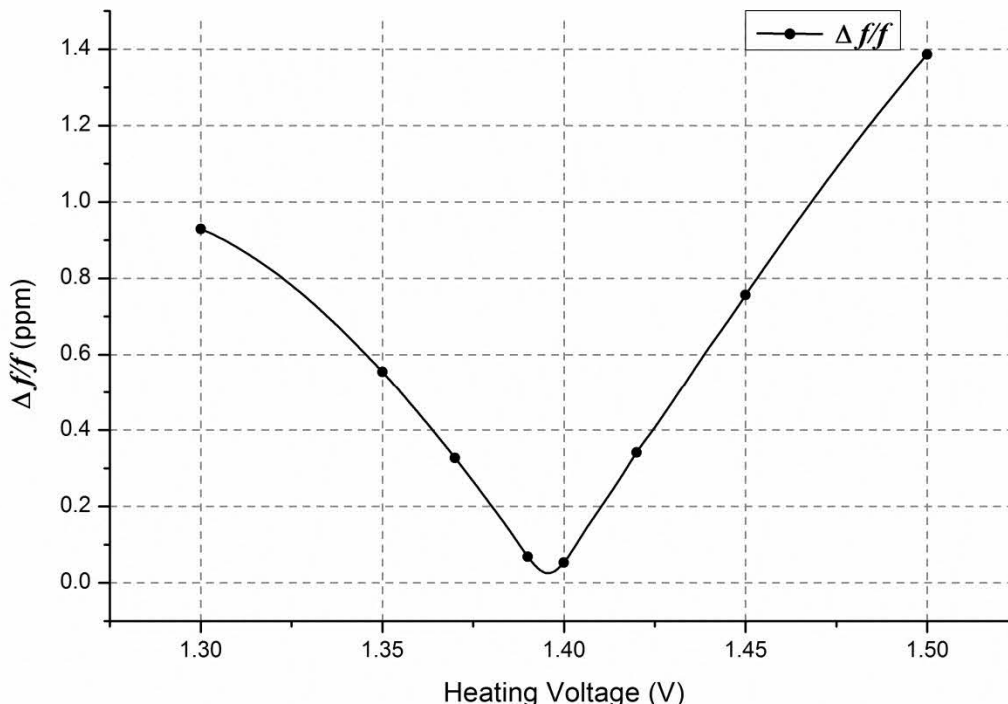


图5.30 根据测试结果分析所得的谐振频率波动随加热电压变化的关系图

从上图可以看出，随热加热电压从1.3V开始升高至转折温度点的加热电压，谐振频率波动不断下降；而随着加热电压从转折温度点的加热电压升高，谐振频率波动将不断升高。该分析结果与前文中由信号分析所测的图5.27所示的测试结果相一致。

5.7 本章小结

将介绍基于开环温度控制的 N^{++} 型体模态MEMS谐振器的实现原理和测试结果。我们在MEMS谐振器的锚点梁上淀积一层与锚点梁电绝缘的加热用的掺杂多晶硅层，加热梁的中心点与谐振器的中心锚点相连，当加热梁通电加热后其焦耳热通过传热绝缘层传递到锚点梁上。MEMS谐振器结构的温度与加热梁中心点的温度一致，而这一温度是可以通过外加电压进行调节的。MEMS谐振器的激励信号维持不变的情况下，当环境温度通过顶层硅上的测温多晶硅电阻测出后，改变加热电压使得MEMS谐振器温度在不同环境温度下都能到达特定值，使得谐振器频率保持恒定。

基于N型重掺杂对单晶硅TCF的影响，我们设计了功耗较小频率稳定度更高的 N^{++} 型体模态MEMS谐振器和能够实现均匀加热的双加热梁结构。对于环境温度的测量，在本章中首次提出利用简单的多晶硅测温电阻即可达到对谐振器结构温度控制的要求。制造完成的25.36MHz谐振器在真空下的Q值达到了43000，基于该谐振器加热测试结果也在本章内容

做了详细介绍。基于该加热测试结果和多晶硅测温电阻我们设计了开环温度控制电路来实现谐振器的谐振频率温度稳定性控制。在本章中还分析了在测试过程中遇到的不同环境温度下的转折点频率偏差的原因，给出了可能的几个假设如热膨胀效应的影响、加热电阻不匹配、热应力以及Seebeck效应。对于开环温度控制电路工作时谐振器的频率稳定性，在本章中也做了简单分析，给出谐振器频率稳定度与理想情况不符的可能原因。本章设计的N⁺⁺型体模态MEMS谐振器通过开环温度控制电路实现了在25°C到65°C工作区间内±0.8ppm的频率稳定度，本章提出的温度控制原理和实现的频率稳定度在国际上处于领先水平。

在此基础上，我们对OCMO器件的结构设计、加工工艺进行了优化。本小节内的谐振与上文的掺杂浓度相同，且仍为[100]晶向的体模态谐振器。我们不仅将谐振器的 $f \times Q$ 提高到了 3×10^{12} ，还去掉了锚点梁多晶硅加热电阻和氮化硅绝缘层，与此同时采用陶瓷管壳进行真空封装，减小了转折点频率漂移，可进一步提高谐振器的频率稳定性。通过将谐振器工作在转折温度点，我们将谐振器的相位噪声降低了超过20dB，此相位噪声抑制现象我们也进行了定性分析，分析认为相位噪声的抑制主要是由于在转折温度点具有极小的谐振频率漂移，从而也证明了OCMO的短期频率稳定性。

第六章 基于集成微蒸发器的谐振频率微调研究

工艺容差较大是集成电路工艺的基本特征之一，MEMS工艺自然也继承了这个特征。这个特征与振荡器需求之间的矛盾是振荡器产业化的主要绊脚石。当MEMS谐振器用于时钟频率基准时，这些误差是无法满足常规应用的绝对频率精准度（ $\leq 100\text{ppm}$ ）要求的，因此需要对谐振器谐振频率进行微调。解决绝对频率精准度的一个方法就是前文提到的可制造性设计，在前文已经验证了可制造性设计能将本研究中的高频MEMS谐振器的谐振频率绝对误差控制到 $\pm 1435\text{ppm}$ 以内，然而如此大的绝对误差通过静电调频是非常难以实现的，为了实现 100ppm 以内的绝对频率精准度，通常需要其他的谐振频率微调技术。

在本章将介绍一种新型的基于集成微蒸发器的频率微调技术。其原理就是通过电学加热，将悬臂梁上的铝加热至高温并使其能蒸发到与悬臂梁上下相对的谐振器结构梁，从而使蒸发的铝材料淀积在谐振器结构梁上面。通过这种频率微调技术能够增加谐振器的等效质量从而减小谐振频率。

本章的6.1节介绍了集成微蒸发器频率微调技术的原理和器件结构原理，给出铝蒸发量的理论表达式，同时也解释了铝蒸发对谐振频率减小的作用。

本章的6.2节介绍了微型蒸发器和谐振器的结构原理，并叙述了其加工工艺流程，制作完成的集成微蒸发器的频率微调器件的光学图片也在本节给出。此后，将制作完成的器件在真空下进行加热蒸发测试，测试结果显示可以实现 $-18.9\text{ppm} \sim -469.3\text{ppm}$ 分辨率的频率微调，并在第6.3节讨论测试结果，根据频率微调的结果计算出铝蒸发量。该实验结果足以解决上千ppm的绝对频率偏差。

最后，在第6.4节对本章工作进行总结。

6.1 微蒸发器设计

MEMS谐振器的调频手段不同于石英晶体振荡器，MEMS谐振器结构尺寸非常的小而且对非预期的质量负载非常的敏感，因而很难采用类似于石英晶体振荡器频率的微调技术——物理气相淀积材料到石英晶体结构表面并实时检测石英晶体频率值。针对MEMS谐振器的谐振频率微调，目前国际上先后有3种方法被提出和发表：1) 激光微调，在谐振器上方以玻璃片封装后激光刻蚀谐振器表面，减小谐振器的质量；2) 电加热微调，在谐振器结构上通入较大电流，使得谐振器表面的Al/Au融入谐振器结构从而增大或减小其等效刚度；3) 局部氧化微调，在O₂环境下对谐振器结构通电加热至高温，从而谐振器结构梁被选择性氧化。

对于MEMS谐振器结构，本章提出一种新型的基于芯片上铝蒸发的谐振频率微调方法。该方法通过将一个芯片级的微型蒸发器和MEMS谐振器面面对通过热压焊连接到一起，MEMS谐振器的电学信号pad也同时通过焊点与微型蒸发器的pad形成电学连接而易于引线键合。MEMS谐振器和微型蒸发器都是制作在SOI片上的悬空结构，所不同的是微型蒸发器芯片的两端固支梁上沉积了一层蒸发源-铝。铝做蒸发源有着以下优势：1)、蒸汽压较高，2)、铝在硅表面的黏附特性良好，不易脱落。在热压焊时，将沉积有蒸发源的固支梁正对与MEMS谐振结构。在真空下，对微型蒸发器的双端固支梁通电加热至高温，使其表面的铝获得合适的蒸汽压而蒸发到与其相对MEMS谐振结构上。当铝蒸发淀积到MEMS谐振器结构上后，其等效质量将会增加，其谐振频率将会下降。利用该集成微蒸发器，我们在实验中初步实现了-18.9ppm~-469.3ppm分辨率的谐振频率微调。

6.1.1 微蒸发器模型

基于铝蒸发的谐振器频率微调技术的原理图如下图所示：

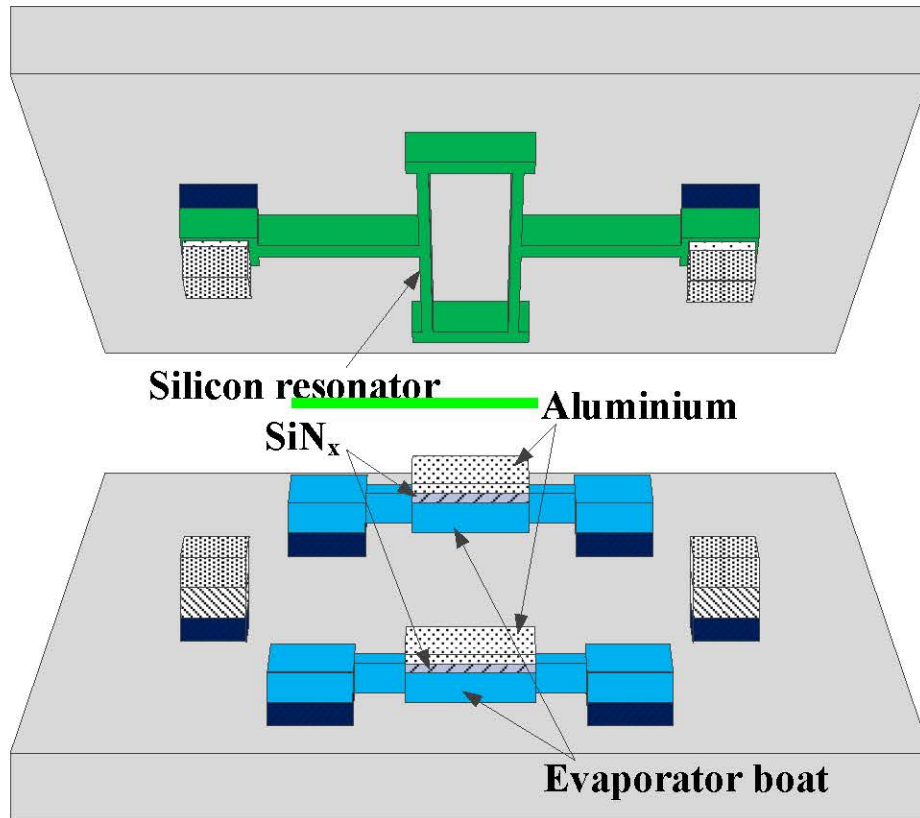


图6.1 集成微蒸发器频率调频原理图

微型蒸发器及谐振器结构都是完成在SOI片上的悬空结构，微蒸发器芯片的悬空梁表面淀积铝材料做蒸发源，如图6.1所示。表面淀积有铝蒸发源的悬空梁通过电学加热后，其温度可以升至硅的熔点 1410°C 以下，在高温下气态铝分子将淀积到其正上方的谐振器结构表面，如图6.1所示。

经过有限元仿真，集成微蒸发器可通入大电流使得悬空梁加热加热到 1000°C ，如下图所示。

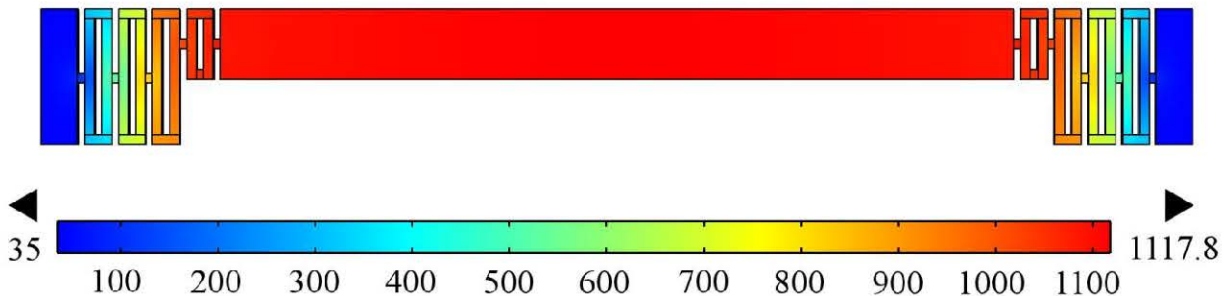


图6.2 悬空梁被加热时的集成微蒸发器温度分布图

6.1.2 铝蒸发量理论计算

在本方法中，在真空 P_0 下将悬空的含有铝蒸发源的梁加热至高温 T ，从而使铝源获得一定的蒸汽压 P_{Al} (torr)。

$$\log_{10} P_{Al} = -\frac{15993}{T} + 12.409 - 0.999 \log_{10} T - 3.52 \times 10^{-6} T \quad \text{公式 (6.1)}$$

铝在不同温度下的蒸汽压如下表所示：

表6.1 铝的蒸汽压

	熔点	蒸汽压 (torr)		
		10^{-8}	10^{-6}	10^{-4}
温度 (°C)	660	667	821	1210

则此时单位面积的铝的蒸发速率可以表示为：

$$\Phi_{Al,0} = (P_{Al} - P_0) \sqrt{\frac{M}{2\pi RT}} \quad \text{公式 (6.2)}$$

在上式中， M 为铝的摩尔质量 $27g \cdot mol^{-1}$ ， R 为气体常数 $8.31J \cdot mol^{-1} \cdot K^{-1}$ 。淀积在加热梁上的铝蒸发源的长宽为 L_{Al} 、 W_{Al} ，在上述条件则可以得到本方法中的铝蒸发源总的蒸发速率为：

$$\Phi_{Al} = L_{Al} W_{Al} (P_{Al} - P_0) \sqrt{\frac{M}{2\pi RT}} \quad \text{公式 (6.3)}$$

在上述参数的实验条件下，加热蒸发的时间为 t ，则总的蒸发质量 m_{Al} 为

$$m_{Al} = t L_{Al} W_{Al} (P_{Al} - P_0) \sqrt{\frac{M}{2\pi RT}} \quad \text{公式 (6.4)}$$

在本方法中，铝蒸发源与谐振器结构之间通过金球热压焊连接在一起，两者间距可以视为金球压缩后的高度，经测量该间距为 $50 \pm 5 \mu m$ ，在进行理论计算时将蒸发半径 r 设定为 $25 \mu m$ ，且蒸发源与谐振器结构梁相同大小。由于只有部分铝被蒸发到谐振器结构表面，为了简化计算，蒸发到谐振器结构表面的铝近似为：

$$\Delta m_{Al} = m_{Al} \frac{2L_{Al}}{2\pi r} \approx 38\% m_{Al} \quad \text{公式 (6.5)}$$

谐振器结构质量的改变对谐振器频率的影响可以用下式进行表示：

$$\frac{f_1 - f_0}{f_0} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_{total}}{m_{total} + \Delta m_{Al}}} \quad \text{公式 (6.6)}$$

公式 (6.6) 可以重写为:

$$\frac{\xi \Delta m_{Al}}{m_{total}} = \frac{1}{\left(\frac{\Delta f}{f_0} + 1\right)^2} - 1 \quad \text{公式 (6.7)}$$

从以上公式可以看出, 在超低气压下, 微蒸发器的片上加热可以将悬浮梁的铝蒸发到谐振器结构表面, 从而实现了谐振器频率微调。由公式 (6.7) 可以求出当谐振器的频率改变 Δf 时, 谐振器结构表面被蒸发沉积的铝的质量。公式中 ξ 为谐振器结构的等效因子。

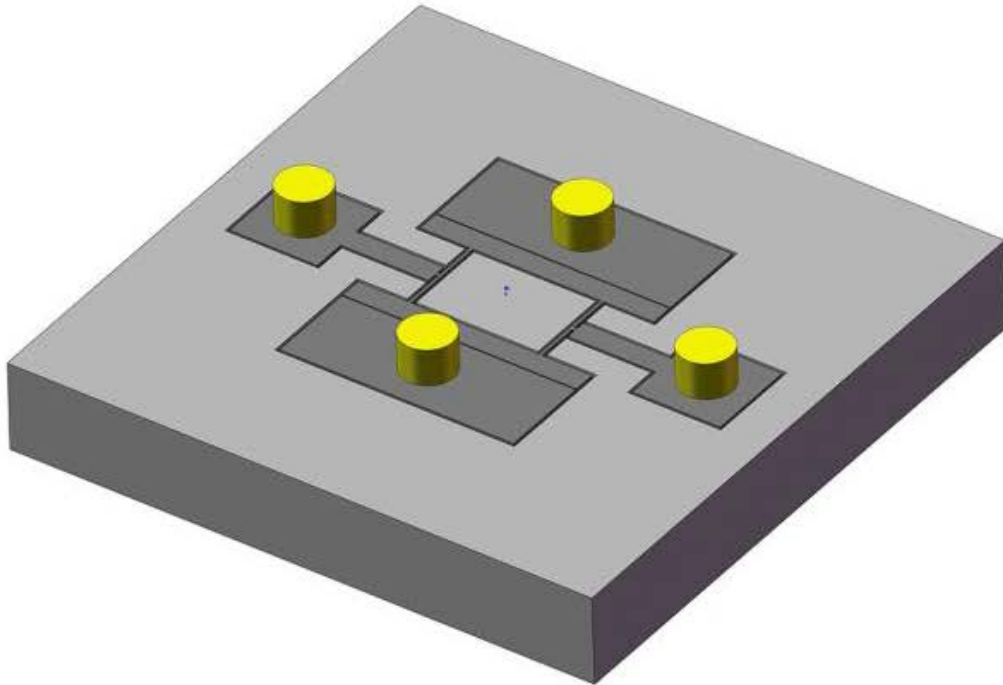
从公式 (6.1) 至 (6.7) 可以得出结论: 在真空下, 随着微蒸发器中含铝的梁被电学加热而温度升高, 将有铝被蒸发淀积到谐振器结构表面, 使得谐振器频率降低, 而且真空度越高, 加热功率约大, 加热时间越长, 谐振频率下降越显著。

6.2 谐振器与微蒸发器的制造

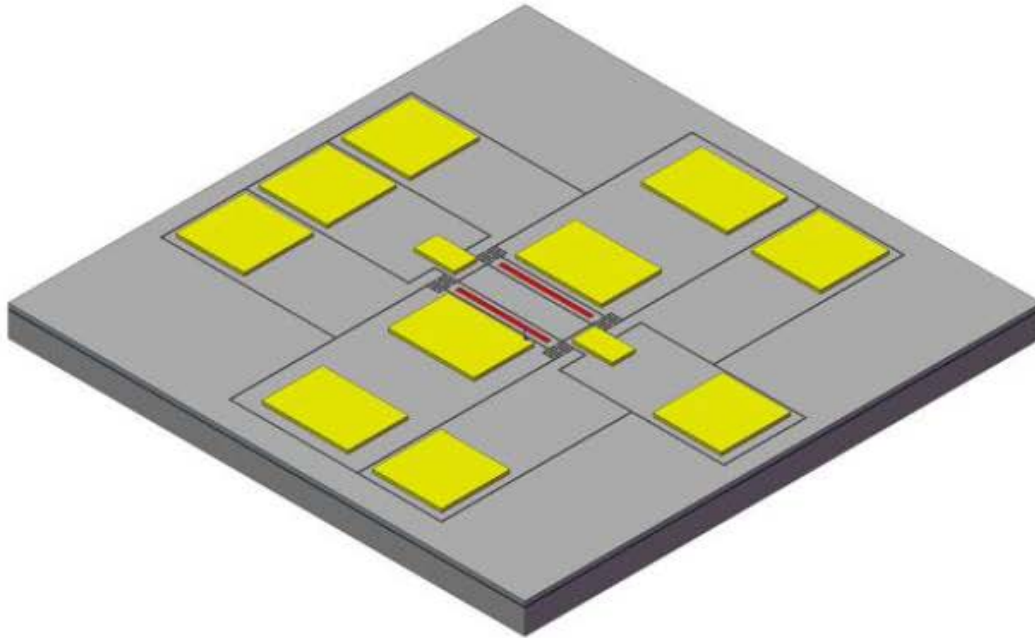
用于芯片上蒸发的谐振频率微调方法的谐振器结构同样采用在前文中使用的 I^2 BAR 结构模型, 所不同的是在本章中谐振器的弯曲梁尺寸较大以增加铝蒸发时的淀积面积, 从而提高蒸发效率。在本章中使用的 I^2 BAR 结构尺寸为: 长度 $L_r = 320 \mu m$, 宽度 $W_r = 320 \mu m$, 相应的蒸发源所在的悬浮梁尺寸也与之相近, 结构中绝缘沟槽和电容间隙均为 $2 \mu m$, 谐振器与微蒸发器的厚度均为 $5 \mu m$ 。

微蒸发器的蒸发原理已在上一节表述, 而对微蒸发器结构的设计主要考虑其含有蒸发源的悬空梁尺寸以及其温度特性。在第四章中已经介绍恒温控制谐振器的加热梁设计, 其设计原理可同样用于为蒸发器的悬浮梁设计。

根据以上所述, 谐振器与微蒸发器结构被设计为如下图所示:



(a)



(b)

图6.2 (a) 用于蒸发调频的谐振器结构原理图 (b) 微蒸发器原理图
在图6.2中，为了简化而不再显示谐振器和微蒸发器结构表面的对准标记。

谐振器结构的制作流程在这里不再详述，其加工工艺流程与前文的谐振器结构比较类似。在氧化的谐振器表面制作出接触电极，之后光刻刻蚀出结构槽，即可通过VHF腐蚀释放谐振器结构。在本小节主要详述与谐振器同时制作在同一硅片上的微蒸发器的工艺流程，如下图所示。

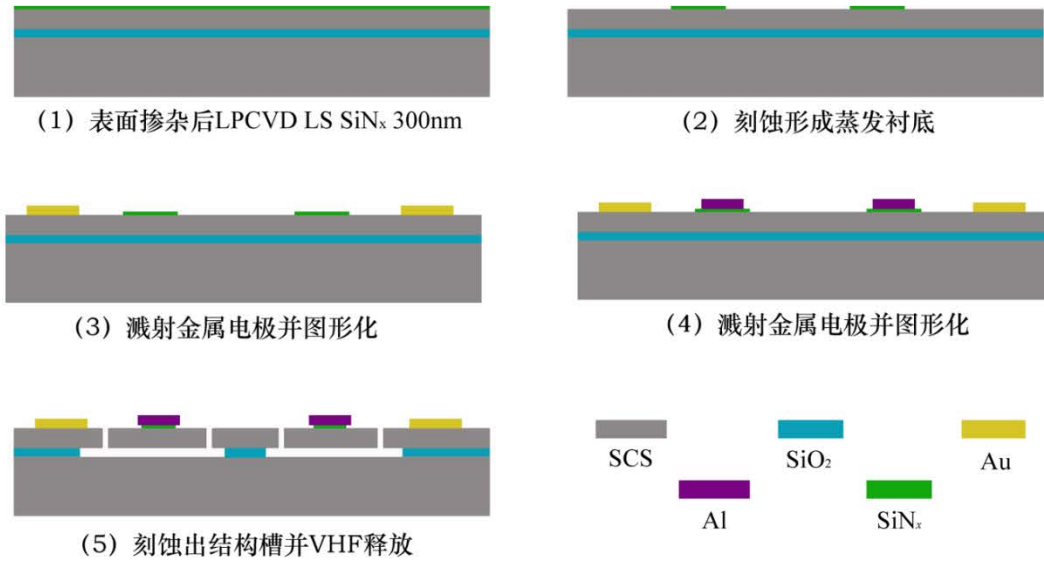


图6.3 微蒸发器工艺流程

上述工艺比较简单，这里仅对其关键工艺的设计进行讨论。铝直接淀积在单晶硅上表面时，单晶硅被加热至高温后铝将融入单晶硅内形成合金，这将不利于实验中的铝蒸发。因而在铝和单晶硅之间淀积一层SiN_x，起到阻挡层的作用，如图6.3（4）所示。

制作完成的谐振器的金电极表面植上直径为80 μ m的金球，然后和微蒸发芯片通过金金热压焊工艺连接在一起，如图6.4所示。压焊完成后，谐振器结构上的电极pad通过金球转接到对应的微蒸发器pad，然后通过金线引出。

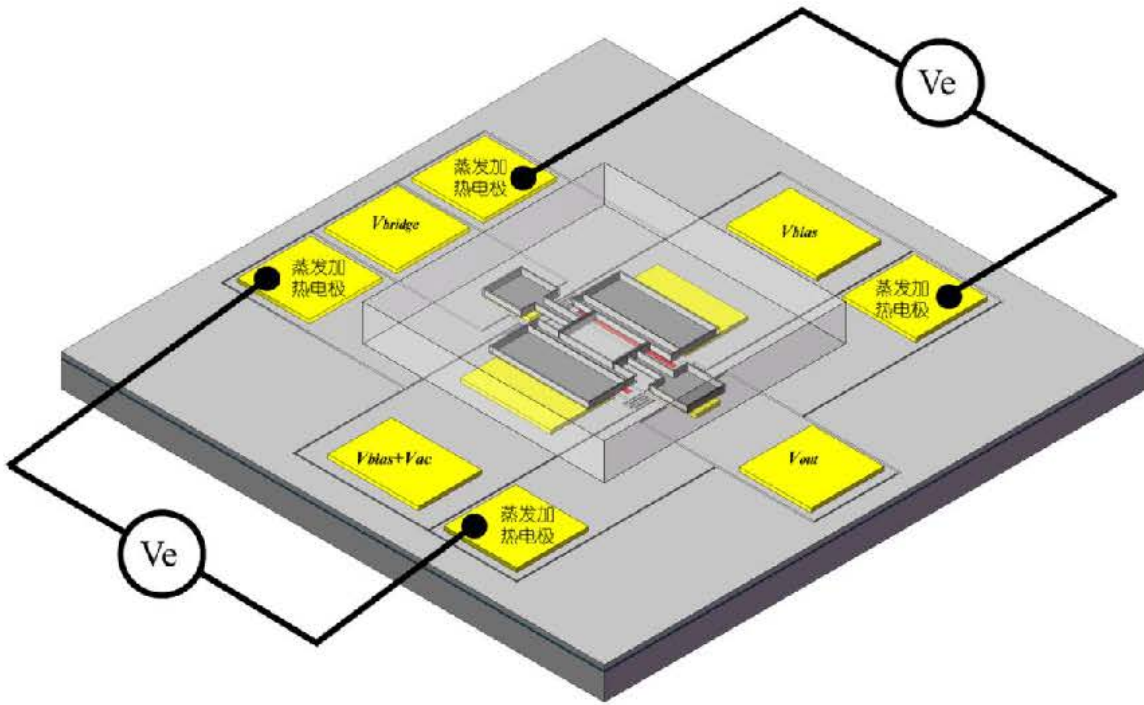
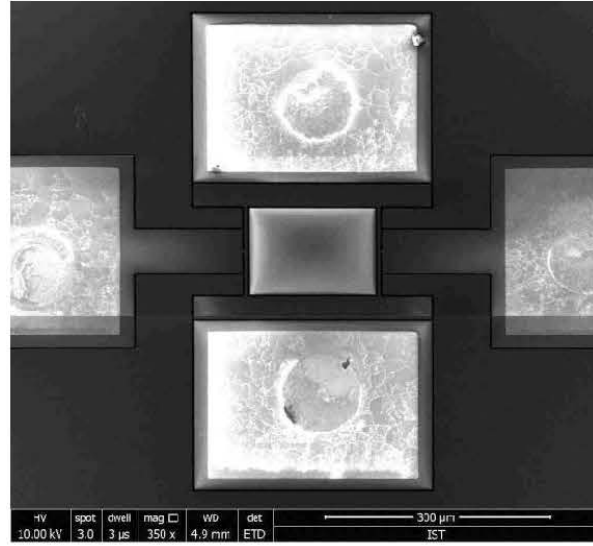


图6.4 芯片上蒸发调频器件原理图

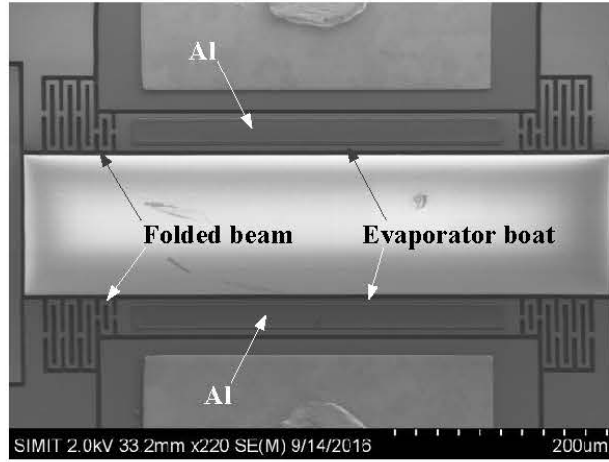
在图6.4中，将蒸发加热电压 V_e 通入到蒸发悬空梁上，使得铝蒸发源被加热而蒸发，谐振器的驱动和测试信号如图连出，谐振器的谐振频率实时通过网络分析仪实时测量。制作完成的片上蒸发调频器件的光学图片如下图所示。



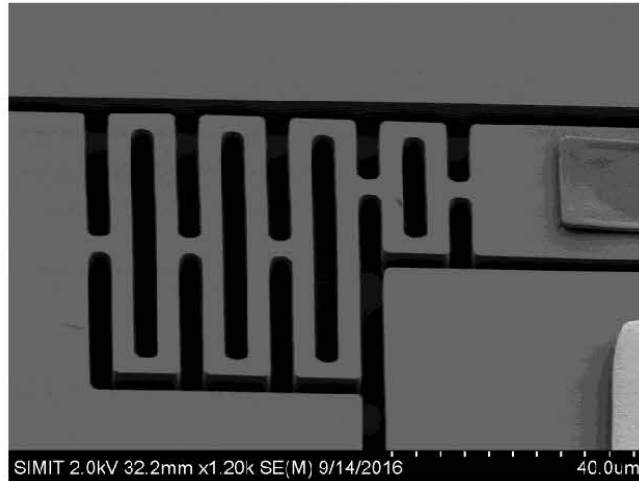
(a)



(b)



(c)



(d)

图6.5 (a)制造完成的片上蒸发调频器件(b)目标振荡器；(c)微蒸发器；(d)蒸发舟的悬臂梁

在测试过程中，通入蒸发加热电压 V_e 后悬浮蒸发梁的高温也会影响到谐振器结构的温度，使得结构上的温度会不断增加并接近悬浮蒸发梁的温度。蒸发一定时间后，待谐振器完全冷却至环境温度后测试其谐振频率，所测得谐振频率降低即是片上蒸发所引起的谐振频率微调。

6.3 测试结果与分析

当真空环境气压为0.01Pa时，测试谐振器结构的谐振特性。我们分别进行图6.6所示的3此蒸发调频程序。测试的交流小信号的功率为0dBm，偏置电压为15V，压阻测试的半桥电压为0.5V。谐振器结构上的焦耳热功率小于0.6mW，其自加热效应对谐振频率的影响被抑制到可忽略不计。

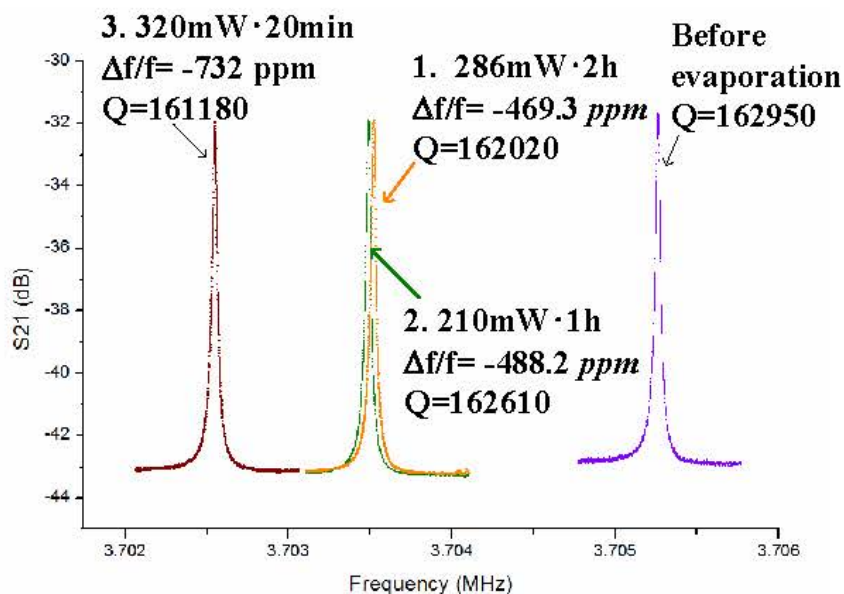


图6.6 用于蒸发调频的 I^2BAR 结构的谐振特性

公式6.7中虽然 m_{total} 为谐振器结构总体的等效质量，且 m_{total} 为谐振器结构总质量 m_{re} 的一部分，即 $m_{total} = \xi m_{re}$ ， $0 < \xi < 1$ ，由于直拉直压梁的质量相对于弯曲梁可以忽略，因而 m_{re} 即为弯曲梁的质量。当总质量为 Δm_{Al} 的铝淀积到弯曲梁后，谐振结构的等效质量变为 $\xi m_{re} + \xi \Delta m_{Al}$ 。将 $m_{total} = \xi m_{re}$ 代入公式(6.7)可得

$$\Delta m_{Al} = m_{re} \left[\frac{1}{\left(\frac{\Delta f}{f_0} + 1\right)^2} - 1 \right] \quad \text{公式 (6.8)}$$

在测试中，不同电压下加热蒸发不同时间所相应的谐振频率变化如下表所示，由公式(6.8)可求出在各蒸发条件下的铝蒸发量。

表6.2 蒸发加热电压和谐振频率变化

蒸发工艺	1	2	3
加热功率 (mW)	286	210	320
蒸发时间 (min)	120	60	20
$\Delta f/f$ (ppm)	-469.3	-18.9	-243.8
拟合的蒸发温度 ($^{\circ}\text{C}$)	706	698	754
拟合的蒸发质量 (μg)	94	44	46
平均蒸发速率(ppm/min)	-3.9	-0.3	-12.2

从上述实验结果可以看出，通过集成微蒸发器，对谐振器的谐振频率进行了-18.9~-469.3ppm的单步调频，这个调频范围能够解决绝对频率精准度上千ppm的偏差，使得绝对频率精准度达到100ppm以内，更精细的频率调节可以通过前文提出的基于微纳电容间隙的静电调频来实现。

6.4 本章小结

本章提出一种新型的基于集成微蒸发器的谐振频率微调技术。利用高真空高温铝蒸发的原理制作微型蒸发器，并将微型蒸发器与谐振器芯片通过金金热压焊集成到一起。具有较大尺寸弯曲梁的 I^2BAR 结构更有利于蒸发铝的淀积。基于集成微蒸发器，本章对铝的蒸发量进行了详细计算，从而验证了本方法的可行性。本章中的微蒸发器和谐振器在同一SOI片上同时制作完成，并将两者集成到一起。本章中微型蒸发器中的蒸发源面积和弯曲梁面积接近一致，且两者之间的垂直距离在 $50\pm 5\mu\text{m}$ 。通过微型蒸发器中蒸发梁的电学加热，我们实现了-18.9~-469.3ppm的频率微调，既实现了谐振频率粗调也达到了中细调节。经加热实验发现，微型蒸发器中蒸发加热功率越高，谐振频率下降也越显著，这与理论计算趋势相吻合。

第七章 总结与展望

7.1 论文总结

由于MEMS谐振器在器件尺寸、可集成性、批量化低成本制造等方面的优势，本论文研究了其取代频率基准源中石英晶体谐振器所遇到的学术问题。

本文对MEMS谐振器的频率稳定性和频率精准度分别进行了研究，并提出了提高频率稳定和频率精准度的方法。为了能够替代石英晶体谐振器，本论文对MEMS谐振器的频率稳定性和频率精准度问题进行了深入研究。本论文首次对静电驱动压阻检测的 I^2 BAR结构建立了解析模型，基于该模型进行了减小工艺偏差影响的可制造性设计，在极低功耗的前提下通过浓硼掺杂和120nm电容间隙的静电负反馈实现了该结构的全温区补偿，在国际上首次利用开环温度控制实现 $N^{++}[100]$ 体模态谐振器频率转折点工作达到 $\pm 0.8\text{ppm}$ 频率稳定性，首次发现了在转折温度点的相位噪声抑制特性。在国际上首次提出了基于集成微蒸发器的频率调频，实现了 $-18.9\text{ppm} \sim -469.3\text{ppm}$ 的频率细调和粗调。

7.1.1 双I梁体模态谐振器设计

我们根据 I^2 BAR结构中弯曲梁和直拉直压梁的等效模型，构建了 I^2 BAR整体结构的机械模型，从而得出 I^2 BAR结构谐振频率的理论表达式，该理论模型结果和有限元仿真结果相差在1.4%~2.9以内。 I^2 BAR的谐振频率关于结构参数的理论表达式进行可制造性设计，通过穷举法筛选出对工艺误差不敏感的 I^2 BAR结构，从而提高绝对频率精准度，减小加工工艺误差对谐振频率的影响。我们分析了 I^2 BAR结构的吸合电压与谐振器结构尺寸的关系，将其用于 I^2 BAR结构锚点梁的优化设计来提高其吸合电压，从而增加了静电负弹簧的调谐范围。在 I^2 BAR结构的等效电学模型基础上，我们提出了在板级减小馈通效应的方法，并估算该方法馈通电容抑制作用。在该小节的最后给出了 I^2 BAR结构的静电驱动压阻检测电路原理。

7.1.2 集成制造技术研究

我们提出了一种新型的高深宽比亚微米电容间隙的台阶多晶硅电极(High-Aspect Ratio Self-Aligned Stepped Polysilicon Electrode, HARSASPE)的制作工艺。该多晶硅电极可用于构建高深宽比的亚微米电容间隙以静电驱动时的机电耦合系数。本工艺的多晶硅电极由掺磷多晶硅和低应力多晶硅两层复合膜构成，这两层复合膜先后填充到由两次深反应离子刻

蚀的沟槽里，并将非电极部分的多晶硅选择性刻蚀掉，从而形成了台阶状的多晶硅电极。由于填充工艺提供的“U”型截面，该多晶硅电极对低气压化学气相电极（Low Temperature Chemical Vapor Deposition, LPCVD）工艺过程中的应力不再敏感，从而提高了其机械强度和电学性能。

我们介绍了提出——高深宽比微纳米电容间隙的台阶多晶硅电极（High-Aspect Ratio Self-Aligned Stepped Polysilicon Electrode, HARSASPE）的制作工艺，介绍了HARSASPE的工艺原理。该工艺中的多晶硅电极采用掺杂多晶硅和快速淀积的LS Poly复合而成，并且自对准的多晶硅电极呈台阶状以增强其机械刚度，与此同时又有良好的电学连接。我们详述了深宽比亚微米电容间隙的台阶多晶硅电极制作工艺步骤，并对其中具体工艺进行详细讨论。详述可自对准工艺是的实现过程，并对沟槽内多晶硅刻蚀工艺进行了优化以获得与可动电极面积同宽度的多晶硅电极。在本章的3.3节，基于深宽比亚微米电容间隙的台阶多晶硅电极制作工艺，我们制作完成了300nm和120nm电容间隙的I2BAR结构，经SEM观察，两者都具有均匀一致且符合设计预想的微纳米电容间隙。为了解决MEMS加工工艺误差引入的频率精准度下降，我们对具有300nm电容间隙的I2BAR结构进行了可制造性设计。该300nm电容间隙时基于上一章提出的HARSASPE工艺制作完成的。根据多个器件的频率测试结果，我们分析并验证了I2BAR的可制造性设计。

7.1.3 基于静电负反馈的低功耗温度补偿技术研究

我们根据HARSASPE工艺制作了具有120nm电容间隙的I2BAR结构。通过改变器件工作环境气压，我们测试分析了在120nm电容间隙的25.9MHz的I2BAR结构Q值与气压之间的关系。通过I2BAR结构的静电偏置电压从2V调节到23V，通过静电负弹簧效应我们实现了1833ppm的频率调节，同时即使在23V的静电偏置电压下I2BAR结构也工作在线性区域内。我们通过浓硼掺杂降低了I2BAR结构的TCF至-14ppm/°C，然后再通过基于120nm电容间隙的静电负反馈首次实现了26MHz的全温区补偿。

7.1.4 浓磷重掺杂恒温控制补偿技术研究

基于N型重掺杂MEMS谐振器的TCF存在一个与掺杂浓度相关转折的原理，我们设计并制作了具有极高频稳定度的 $N^{++}[100]$ 开环温度控制体模态谐振器。在MEMS谐振器的锚点梁上淀积一层与锚点梁电绝缘的掺杂多晶硅层作为加热电阻，加热电阻的中心点与谐振器的中心锚点相连，当加热电阻通电被加热后其温度通过传热绝缘层传递到锚点梁上。基于谐振器外的多晶测温电阻，在不同环境温度下我们通过开环温度控制电路来改变MEMS谐

振器的加热电压，使MEMS谐振器工作在转折频率点附近。根据谐振器在不同环境温度下的加热后频率测量结果进行多项式拟合，从而获得不同环境温度下的加热电压值。通过将测温电压值数字化后传输给写有多项式拟合函数的MCU后精确控制加热电压，从而在25°C至65°C之间达到了 $\pm 0.8\text{ppm}$ 的频率稳定度。

我们分析不同环境温度下转折频率偏差和频率稳定性偏差的来源。通过分析，不同环境温度下的转折频率偏差可能是由于热膨胀效应、加热电阻不匹配、Seebeck效应以及可能测量误差引起。开环温度控制谐振频率温度稳定性偏差可能是由于多项式拟合不精准和结构加热引起测温电阻升温而导致。

在以上工作的基础上，我们对OCMO器件的结构设计、加工工艺进行了优化。本小节内的谐振与上文的掺杂浓度相同，且仍为[100]晶向的体模态谐振器。我们不仅将谐振器的 $f \times Q$ 提高到了 3×10^{12} ，还去掉了锚点梁多晶硅加热电阻和氮化硅绝缘层，与此同时采用陶瓷管壳进行真空封装，减小了转折点频率漂移，可进一步提高谐振器的频率稳定性。初步的开环温度控制结果实现了全温区 $\pm 3\text{ppm}$ 以内的频率稳定度。

通过将谐振器工作在转折温度点，我们将谐振器的相位噪声降低了超过20dB，此相位噪声抑制现象我们也进行了定性分析，分析认为相位噪声的抑制主要是由于在转折温度点具有极小的谐振频率漂移，从而也证明了OCMO的短期频率稳定性。

7.1.5 基于集成微蒸发器的谐振频率微调研究

对于MEMS谐振器结构，本章提出一种新型的基于芯片上铝蒸发的谐振频率微调方法。该方法通过将一个芯片级的微型蒸发器和MEMS谐振器面面对通过热压焊连接到一起，MEMS谐振器的电学信号pad也同时通过焊点与微型蒸发器的pad形成电学连接而易于引线键合。MEMS谐振器和微型蒸发器都是制作在SOI片上的悬空结构，所不同的是微型蒸发器芯片的两端固支梁上沉积了一层蒸发源-铝。在真空下，对微型蒸发器的双端固支梁通电加热至高温，使其表面的铝获得合适的蒸汽压而蒸发到与其相对MEMS谐振结构上，使其等效质量将会增加，其谐振频率将会下降。利用以上方法，我们在实验中初步实现了 $-18.9\text{ppm} \sim -469.3\text{ppm}$ 分辨率的谐振频率微调。

7.2 创新点总结

本文对MEMS谐振器的频率稳定度和频率精准度分别进行了研究，并提出了提高频率稳定和频率精准度的方法。

本论文首次建立了 $I^2\text{BAR}$ 结构的解析模型，该模型与有限元仿真验证误差在1.4%~2.9

以内。我们对 I^2 BAR结构进行了可制造性设计使其谐振频率对加工工艺偏差不敏感，从而将频率精准度控制到了 $\pm 1435\text{ppm}$ 以内。提出了板级降低馈通效应的设计方法，将馈通信号减小了20dB。

我们研究了深宽比亚微米电容间隙台阶多晶硅电极的制作工艺，基于该工艺制作了浓硼掺杂的 I^2 BAR结构，其电容间隙可窄至120nm，从而极大提高了静电调谐能力，同时降低了该结构的TCF。我们首次通过浓硼掺杂和静电调谐共同实现了26MHz MEMS谐振器的全温区补偿，达到了低功耗消费电子产品中频率基准源的性能参数要求。

基于浓磷掺杂单晶硅存在TCF转折点现象，我们首次提出了基于片上加热的开环温度补偿体模态MEMS谐振器，通过将MEMS谐振器的结构温度通过加热恒定到转折点附近实现了 $\pm 0.8\text{ppm}$ 的频率稳定度。通过将谐振器工作在转折温度点，我们将谐振器的相位噪声降低了超过20dB，此相位噪声抑制现象我们也进行了定性分析，分析认为相位噪声的抑制主要是由于在转折温度点具有极小的谐振频率漂移，从而也证明了OCMO的短期频率稳定性

首次提出了适于MEMS谐振器的频率修调技术，我们采用可集成的微蒸发器实现了同时对MEMS谐振器进行谐振频率测量和频率微调，初步实验可以实现-18.9ppm的频率细调至-469.3ppm的频率粗调。

7.3 工作展望

基于已经完成的工作，本论文还存在一些需要进一步研究的问题和待完善的地方，这主要包括：

(1) 谐振器的Q值是MEMS谐振器性能的关键参数之一。单晶硅MEMS谐振器可以实现与石英晶体相媲美的 $f \times Q$ 优值，其Q值由空气阻尼损耗、热弹性损耗、材料损耗、锚点损耗和电学负载损耗共同决定，而本论文并未对 I^2 BAR结构的以上能量损耗机制进行深入系统分析。因而，对于 I^2 BAR结构的能量损耗机制的分析以及进一步提高Q值的设计是我们接下来将要研究的问题。

(2) 真空封装是MEMS谐振器广泛应用于频率基准源的前提条件之一，本研究采用的宽度为 $4\mu\text{m}$ 的 I^2 BAR结构适于片上致密封装。然而本论文限于时间和实验室条件的原因，仅对圆片级真空薄膜封装进行了初步的实验。在接下来的研究工作中我们不仅要完成基于LPCVD的圆片级真空薄膜封装工艺研发，而且在此基础上我们还将研发出适于特征低成本的圆片级真空封装以用于特征宽度较大的MEMS器件。

(3) 在高性能频率基准源中，MEMS谐振器取代石英晶体谐振器的关键要素是达到极高的频率稳定性，为此本论文研究了开环温度控制的 $N^{++}[100]$ 体模态谐振器并实现了 $\pm 0.8\text{ppm}$ 的频率稳定度。根据 N^{++} 单晶硅的TCF存在转折温度点的特征，该频率稳定度可以

进一步的提高，比如通过合适的静电负反馈效应。因而我们将来将就进一步提高 $N^{++}[100]$ 体模态谐振器的频率稳定度进行继续研究，通过优化用于控制加热电压的多项式拟合算法和谐振器设计来实现 $10\sim 100\text{ppb}$ 的频率稳定度。

(4) 频率精准度的问题是MEMS谐振器实用化最大的问题之一，MEMS谐振器得益于MEMS加工工艺而具有结构尺寸极小、低成本、CMOS兼容性良好的优势，但是同时对其在频率精准度造成了困难。本论文不仅通过可制造性设计降低了加工工艺偏差引起的频率精准度下降，还提出了基于集成微蒸发的频率微调技术。在未来的工作中，我们将两者结合到开环温度控制的 $N^{++}[100]$ 体模态谐振器使之同时具有极高的频率稳定度和频率精准度。

参考文献

- [1] C. T.-C. Nguyen. MEMS technology for timing and frequency. IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq., 2007, 54(2):251-270.
- [2] J. T. M. van Beek and R. Puers. A review of MEMS oscillators for frequency reference and timing applications. J. Micromech. Microeng., 2012, 22(1):013001
- [3] J. R. Vig. Quartz Crystal Resonators and Oscillators for Frequency Control and Timing Applications-A Tutorial, US Army Communications-Electronics Research, Development & Engineering Center, Fort Monmouth, NJ USA, Powerpoint Presentation rev 8.5.3.0, 2005.
- [4] J. R. Vig and A. Ballato, Frequency Control Devices in Ultrasonic Instruments and Devices, E. P. Papadakis, Ed.: Academic Press, 1999, pp. 637-697. C.
- [5] W. E. Newell, "Miniaturization of Tuning Forks," Science, pp. 1320-1326, 1968.
- [6] Harvey C. Nathanson, William E. Newell, Robert A. Wickstrom, John Ransford Davis, Jr.. The Resonant Gate Transistor, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, 1967 14(3), pp:117-133
- [7] A. Partridge and J. McDonald, MEMS to Replace Quartz Oscillators as Frequency Sources, NASA technical brief, 2006 30(6).
- [8] Lam C S. A review of the recent development of MEMS and crystal oscillators and their impacts on the frequency control products industry IEEE Ultrasonics Symp. 2008 pp 694-704. C.
- [9] Hsu W T. Recent progress in silicon MEMS oscillators Proc. 40th Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting. 2008 pp:135-146
- [10] Tabatabaei S. and Partridge A. Silicon MEMS oscillators for high-speed digital systems IEEE Micro 2010 30 pp: 80-89
- [11] Hsu W T Reliability of silicon resonator oscillators IEEE Int. Frequency Control Symp. And Exposition 2006 pp 389-92
- [12] P. Parsons, A. Glendinning, and D. Angelidis, Resonant sensors for high accuracy pressure measurement using silicon technology, NAECON 1992., Proceedings of the IEEE 1992, 1992. pp: 349 - 355. C.
- [13] E. Stemme and G. Stemme, "A Balanced Resonant Pressure Sensor," Sensors and Actuators A: Physical, 1990(21) pp. 336-341.
- [14] Wenshan Wei, Feng Yu, Weilong You, Dayang Liu, Heng Yang, Xinxin Li. Double-ended tuning fork resonant strain sensor operated in atmospheric environment using a galvanic protection technique. 2015 18th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS). 2015, pp: 1207 - 1210. C.

- [15] Wenshan Wei, Weilong You, Chuanguo Dou, Xiaofei Wang, Heng Yang. Symmetrical design in piezoresistive sensing for micromechanical resonator. April 2016, Volume 22, Issue 4, pp 811-816
- [16] Wenshan Wei, Weilong You, Wei Zhao, Zhengyin Yu, Jun Pang, Heng Yang. A novel approach for MEMS with galvanic protection on SOI wafer. (2015) 21 pp:1959–1965
- [17] J. C. Greenwood, Silicon in mechanical sensors, *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, 1988. pp:1114-1128.
- [18] T. A. W. Roessig, *Integrated MEMS Tuning Fork Oscillators for Sensor Applications*, thesis in Mechanical Engineering at University of California, Berkeley, 1998.
- [19] W. Yun, R. T. Howe, and P. R. Gray, "Surface micromachined, digitally force-balanced accelerometer with integrated CMOS detection circuitry," presented at Hilton Head 1992, the IEEE Solid-State Sensor and Actuator Workshop, Hilton Head, SC USA, 1992. C.
- [20] H. C. Kim, S. Seok, I. Kim, S.-D. Choi, and K. Chun, *Inertial-Grade Out-of-Plane and In-Plane Differential Resonant Silicon Accelerometers (DRXLs)*, *TRANSDUCERS '05, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, Seoul, ROK, 2005. C.
- [21] W.-T. Hsu, J. R. Clark, and C. T.-C. Nguyen, "A resonant temperature sensor based on electrical spring softening," presented at *TRANSDUCERS '01 / Eurosensors XV, The 11th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators*, Munich, Germany, 2001. C.
- [22] L. Lin, R. T. Howe, and A. P. Pisano, *Microelectromechanical filters for signal processing*, *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 7, pp. 286-294, 1998.
- [23] C. T.-C. Nguyen, *Microelectromechanical devices for wireless communications*, presented at *MEMS '98, 11th Annual International Workshop on Micro Electro Mechanical Systems*, Heidelberg, Germany, 1998. C.
- [24] R. T. Howe and R. S. Muller, *Resonant-microbridge vapor sensor*, *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1986 vol. 33, pp. 499-506.
- [25] T. P. Burg, A. R. Mirza, N. Milovic, C. H. Tsau, G. A. Popescu, J. S. Foster, and S. R. Manalis, "Vacuum-Packaged Suspended Microchannel Resonant Mass Sensor for Biomolecular Detection," *Journal Microelectromechanical Systems*, 2006, vol. 15, pp. 1466-1476.
- [26] K. E. Petersen. *Silicon as a Mechanical Material*. *Proc. IEEE*, 1982, 70(5), pages 420-457.
- [27] 王晓浩等译, (美) 徐泰然 (Tai-Ran Hsu) 著. *MEMS和微系统-设计与制造*. 机械工业出版社, 2004.
- [28] Ho G. K., Sundaresan K., Pourkamali S., Ayazi F. *Micromechanical IBARs: tunable high-Q resonators for temperature-compensated reference oscillators*. *Journal of Microelectromechanical Systems*. 2010, pp: 503-515.
- [29] K. E. Wojciechowski, R. H. Olsson ; M. R. Tuck ; E. Roherty-Osmun ; T. A. Hill *Single-chip*

- precision oscillators based on multi-frequency, high-Q aluminum nitride MEMS resonators. TRANSDUCERS 2009 - 2009 International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference. 2009, pp: 2126 – 2130.
- [30]Farrokh Ayazi and Khalil Najafi. High Aspect-Ratio Combined Poly and Single-Crystal Silicon (HARPSS) MEMS Technology. Journal Of Microelectromechanical Systems. 2000, pp:288-294
- [31]Salvia J. C., Melamud R., Chandorkar S. A., Lord S. F., and Kenny T. W. Real-time temperature compensation of MEMS oscillators using an integrated micro-oven and a phase-locked loop. Journal of Microelectromechanical Systems. 2010, 19(1). pp: 192-201.
- [32]Ho G. K., Perng J. K., Ayazi F. Micromechanical IBARs: modeling and process compensation. 2010, 19(3). pp: 516-525
- [33]J. R. Vig and A. Ballato, Frequency Control Devices, in Ultrasonic Instruments and Devices, E. P. Papadakis, Ed.: Academic Press, 1999, pp. 637-697.
- [34]N. Sepulveda, D. Aslam, J.P. Sullivan. Polycrystalline diamond MEMS resonator technology for sensor applications. 2006 (15). pp:398 – 403.
- [35]G. K. Ho, R. Abdolvand, A. Sivapurapu, S. Humad, and F. Ayazi. Piezoelectric-on-silicon lateral bulk acoustic wave micromechanical resonators. J. Microelectromech.Syst. , 2008, 17(2):512-520.
- [36]Usama Zaghoul, Gianluca Piazza. Synthesis and characterization of 10 nm thick piezoelectric AlN films with high c-axis orientation for miniaturized nanoelectromechanical devices. Appl. Phys. Lett. 2014. 104(25):253101.
- [37]T. Mattila, J. Kiihamäki, T. Lamminmäki, O. Jaakkola, P. Rantakari, A. Oja, H. Seppä, H. Kattelus and I. Tittonen, “A 12 MHz Micromechanical Bulk Acoustic Mode Oscillator”, Sensors and Actuators A, 2002 1(1), pp.1-9.
- [38]D. Grogg, N.D. Badila Ciressan, and A.M. Ionescu, "Focussed ion beam based fabrication of micro-electro-mechanical resonators", Journal of Microsystem Technologies, volume 14, no 7, 2008, pp. 1049-1053.
- [39]C. Durand, “In-Plane Silicon-On-Nothing Nanometer-Scale Resonant Suspended Gate MOSFET for In-IC Integration Perspectives”, IEEE Electron Device Letters, 2008 29(5), pp. 494-496.
- [40]R. Abdolvand and F. Ayazi, "A Gap Reduction and Manufacturing Technique for Thick Oxide Mask Layers with Multiple-Size Sub- μm Openings," Journal of Microelectromechanical Systems, volume 15, issue 5, 2006, pp. 1139-1144.
- [41]E. P. Quévy, S.A. Bhave, H. Takeuchi, Tsu-Jae King, and R.T. Howe, “Poly-SiGe high frequency resonators based on lithographic definition of nano-gap lateral transducers,” 11th Solid-State Sensor, Actuator, and Microsystems Workshop, 2004, pp. 360-363. C.
- [42]W.-T. Hsu, J.R. Clark, and C.T.-C. Nguyen, “A sub-micron capacitive gap process for

- multiple-metal-electrode lateral micromechanical resonators”, 14th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS’01), 2001, pp. 349-352. C.
- [43] E. Quevy, B. Legrand, D. Collard, and L. Buchailot, "Ultimate technology for micromachining of nanometric gap HF micromechanical resonators", 16th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS '03), 2003, pp. 157-160. C.
- [44] S. Pourkamali, and F. Ayazi, "Fully Single Crystal Silicon Resonator with Deep-Submicron Dry-Etched Transducer Gaps," 17th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS '04), 2004, pp.813-816. C.
- [45] Biebl M, Mulhern GT, Howe RT. In situ phosphorus-doped polysilicon for integrated MEMS. In: The 8th international conference on solid-state sensors and actuators, 1995. pp 198–201. C.
- [46] You W., Zhang L., Wang X., Wei W., Xia W., Yang H., Li X.. Fabrication of high aspect ratio self-aligned stepped polysilicon electrode for single-crystal silicon microstructure. *Microsystem Technologies*. 2015.
- [47] Ashwin K. Samaroo, Farrokh Ayazi. Temperature Compensation of Silicon Resonators via Degenerate Doping. *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES*. 2012 50(1). pp: 87-93.
- [48] R. W. Keyes, *Solid State Physics: Advances in Research and Applications*, vol. 20. New York: Academic, 1967, pp. 37–90.
- [49] J. J. Hall, "Electronic effects in the elastic constants of n-type silicon," *Phys. Rev.*, vol. 161, no. 3, pp. 756–761, Sep. 1967.
- [50] Antti Jaakkola, Mika Prunnila, Tuomas Pensala, James Dekker, and Panu Pekko. Determination of Doping and Temperature-Dependent Elastic Constants of Degenerately Doped Silicon from MEMS Resonators. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control* 2014 61(7), pp 1063-1074. C.
- [51] Yunhan Chen, Eldwin J. Ng, Yushi Yang, Chae Hyuck Ahn, Ian Flader, and Thomas W. Kenny, "In-situ ovenization of Lamé-mode silicon resonators for temperature compensation," in *Proc. IEEE MEMS, Estoril, PORTUGAL, 2015*, pp.809-812.C.
- [52] Eldwin J. Ng, Vu A. Hong, Yushi Yang, Chae Hyuck Ahn, Camille L. M. Everhart, and Thomas W. Kenny, "Temperature Dependence of the Elastic Constants of Doped Silicon", *J. Microelectromech. Syst.*, 2015. 24(3), pp. 730-741,
- [53] Weilong You, Lei Zhang, Lijian Yang, Heng Yang, XinXin Li. MICRO-OVEN-CONTROLLED N⁺⁺ [100] LENGTH-EXTENSIONAL-MODE OSCILLATOR FOR NEAR ZERO TEMPERATURE DRIFT. *MEMS 2016*. pp: 982-985.C.
- [54] Mu Chiao, Liwei Lin, "Post-packaging frequency tuning of microresonators by pulsed laser deposition," *J. Micromech. Microeng.* 2004(14), pp.1742–1747.
- [55] Mohamed A. Abdelmoneum, Mustafa M. Demirci, Yu-Wei Lin, and Clark T.-C Nguyen,

- “Location-dependent frequency tuning of vibrating micromechanical resonators via laser trimming,” IEEE International Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control Joint 50th Anniversary Conference, 2004, pp. 272-279. C.
- [56] Wan-Thai Hsu, Andrew. R. Brown, “Frequency trimming for MEMS resonator oscillators,” IEEE Frequency Control Symposium, 2007 Joint with the 21st European Frequency and Time Forum. 2007. pp. 1088-1091. C.
- [57] Stefan Enderling, John Hedley, Liudi Jiang, Rebecca Cheung, Christian Zorman, Mehran Mehregany, Anthony J Walton, “Characterization of frequency tuning using focused ion beam platinum deposition,” J. Micromech. Microeng. 17 (2007) 213–219
- [58] Ashwin K. Samaroo, Farrokh Ayazi, “Postfabrication electrical trimming of silicon micromechanical resonators via joule heating,” J. Microelectromech. Syst., 2011, vol. 20, no. 5, pp. 1081–1088.
- [59] A. Hajjam, K. Dietrich, A. Rahafrooz, S. Pourkamali, “A self-controlled frequency trimming technique for micromechanical resonators” Solid-State Sensors, Actuators, and Microsystems Workshop, 2012. pp. 74-77.
- [60] A. Hochst, R. Scheuerer, H. Stahl, F. Fischer, L. Metzger, R. Reichenbach, F. Larmer, S. Kronmüller, S. Watcham, and C. Rusu. Stable thin film encapsulation of acceleration sensors using poly-crystalline silicon as sacrificial and encapsulation layer. Sens. Actuators A, Phys., 2004, 114:355-361.
- [61] R. He and C. J. Kim. On-wafer monolithic encapsulation by surface micromachining with porous polysilicon shell. J. Microelectromech. Syst., 2007, 16(2):462-472.
- [62] B. Guo, B. Wang, L. G. Wen, P. Helin, G. Claes, J. De Coster, B. Du Bois, A. Verbist, R. Van Hoof, G. Vereecke, L. Haspeslagh, H. A. C. Tilmans, S. Decoutere, H. Osman, R. Puers, I. De Wolf, S. Tanaka, S. Severi, and A. Witvrouw. Poly-SiGe-Based MEMS Thin-Film Encapsulation. J. Microelectromech. Syst., 2012, 21(1):110-120.
- [63] Q. Li, J. F. L. Goosen, J. T. M. van Beek, F. van Keulen, K. L. Phan, and G. Q. Zhang. Failure analysis of a thin-film nitride MEMS package. Microelectron. Reliab., 2008, 48. pp: 1557-1561.
- [64] R. He and C. J. Kim. Low-temperature monolithic encapsulation using porous-alumina shell anodized on chip. J. Microelectromech. Syst., 2009, 18(3):588-596.
- [65] S. Yoneoka, C. S. Roper, R. N. Candler, S. A. Chandorkar, A. B. Graham, J. Provine, R. Maboudian, R. T. Howe, and T. W. Kenny. Characterization of encapsulated micromechanical resonators sealed and coated with polycrystalline SiC. J. Microelectromech. Syst., 2010, 19(2):357-366.
- [66] R. Pelzer, H. Kirchberger, and P. Kettner. Wafer-to-wafer bonding techniques: From MEMS packaging to IC integration applications. Proc. 6th Int. Conf. Electron. Packag. Technol., 2005, pages 1-6.

- [67]P. Weiss. MEMS&MOEMS Reliability: Wafer-Level Packaging and Low-Temperature Processing Issues. Proc. IEEE/ LEOS Workshop on Fibres and Optical Passive Components , 2005, pages 75-86.
- [68]J. Chae, J. M. Giachino, and K. Najafi. Fabrication and characterization of a wafer-level MEMS vacuum package with vertical feedthroughs. J. Microelectromech. Syst., 2008, 17(1):193-200.
- [69]J. Mitchell, G. R. Lahiji, and K. Najafi. Encapsulation of vacuum sensors in a wafer level packaging using a gold-silicon eutectic. Proc. Transducer'05, 2005, pages 928-931.C.
- [70]D. H. Xu, E. R. Jing, B. Xiong, and Y. L. Wang. Wafer-Level Vacuum Packaging of Micromachined Thermoelectric IR Sensors. IEEE Trans. Adv. Packag., 2010, 33(4):904-911.
- [71]R. Knechtel. Glass frit bonding: An universal technology for wafer level encapsulation and packaging. Microsyst. Technol. Micro Nanosyst. Inform. Storage Process. Syst., 2005, 12:63-68.
- [72] Emmanuel P, Qudvy, Roger T. Howe. Redundant MEMS Resonators for Precise Reference Oscillators. 2005 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. 2005. pp: 113-116.C.
- [73]A. Hajjam, J. C. Wilson, A. Rahafrooz, and S. Pourkamali. Fabrication and characterization of thermally actuated micromechanical resonators for airborne particle mass sensing: II. Device fabrication and characterization. J. Micromech. Microeng. , 2010, 20(12):125019. C.
- C. Bourgeois, E. Steinsland, N. Blanc, and N. F. de Rooij. Design of resonators for the determination of the temperature coefficients of elastic constants of monocrystalline silicon. Proc. IEEE Freq. Control Symp. , 1997, pages 791-799.
- [74]W. C. Xu, S. Choi, J. Chae. A contour-mode film bulk acoustic resonator of high quality factor in a liquid environment for biosensing applications. Appl. Phys. Lett. , 2010, 96(5):053703.
- [75]H. Zhang, M. S. Marma, Eun Sok Kim C. E. McKenna, M. E. Thompson. Mercury ion sensing by film-bulk-acoustic-resonator mass sensor. Proc. Sensors'05, 2005.
- [76]O. Holmgren, K. Kokkonen, V. Kaajakari, A. Oja, and J. V. Knuutila. Direct optical measurement of the Q values of RF-MEMS resonators. Proc. IEEE Ultrasonics Symp. , 2005, pages 2112-2115.
- [77]M. Tang, A. Cagliani, and Z. J. Davis. Pulse mode readout of MEMS bulk disk resonator based mass sensor. Sens. Actuators A, Phys. , 2011, 168(1):39-45.
- [78]D. B. Leeson. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum. Proc. IEEE, 1966, 54(2), pages 329-330.
- [79]J. E.-Y. Lee and A. A. Seshia. Quality factor enhancement of bulk acoustic resonators through anchor geometry design. Proc. Eurosensors XXII , 2008, pages 536-539.

- [80] Y. Xie, S.-S. Li, Y.-W. Lin, Z. Y. Ren, and C. T.-C. Nguyen. UHF micromechanical extensional wine-glass mode ring resonators. Proc. IEEE IEDM'03, 2003, Washington, DC, pages 953-956.
- [81] J. Wang, Z. Y. Ren, and C.T.-C. Nguyen. 1.156-GHz self-aligned vibrating micromechanical disk resonator. IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq., 2004, 51(12):1607-1628.
- [82] M. Demirci and C.T.-C. Nguyen. Mechanically corner-coupled square microresonator array for reduced series motional resistance. J. Microelectromech. Syst., 2006, 15(6):1419-1436.
- [83] L.-W. Hung and C.T.-C. Nguyen. Capacitive-piezo transducers for higher Q contour-mode AlN resonators at 1.2 GHz. Proc. Hilton Head, 2010, 54(2), pages 463-466.
- [84] T.-T. Yen, A. P. Pisano, and C.T.-C. Nguyen. High Q capacitive-piezoelectric AlN lamb wave resonators. Proc. MEMS'13, 2013, pages 114-117.
- [85] S. Pourkamali and F. Ayazi. 18 m thick high frequency capacitive HARPSS resonators with reduced motional resistance. Proc. Hilton Head, 2004, pages 392-393.
- [86] S. Pourkamali, Z. Hao, and F. Ayazi. VHF single crystal silicon elliptic bulk-mode capacitive disk resonators-Part II: Implementation and characterization. J. Microelectromech. Syst., 2004, 13(6):1054-1062.
- [87] S. Pourkamali and F. Ayazi. Wafer-Level Encapsulation and Sealing of Electrostatic HARPSS Transducers. Proc. Sensors'07, 2007, pages 49-52.
- [88] G. Bahl, R. Melamud, B. Kim, S. A. Chandorkar, J.C. Salvia, M.A. Hopcroft, D. Elata, R.G. Hennessy, R.N. Candler, R.T. Howe, and T.W. Kenny. Model and observations of dielectric charge in thermally oxidized silicon resonators. J. Microelectromech. Syst., 2010, 19(1):162-174.
- [89] C. M. Jha, M. A. Hopcroft, S. A. Chandorkar, J. C. Salvia, M. Agarwal, R. N. Candler, R. Melamud, Bongsang Kim, and T. W. Kenny. Thermal isolation of encapsulated MEMS resonators. J. Microelectromech. Syst., 2008, 17(1):175-184.
- [90] M. Agarwal, S.A. Chandorkar, H. Mehta, R.N. Candler, B. Kim, M.A. Hopcroft, R. Melamud, C.M. Jha, G. Bahl, G. Yama, T.W. Kenny, and B. Murmann. A study of electrostatic force nonlinearities in resonant microstructures. Appl. Phys. Lett., 2008, 92(10):104106.
- [91] S. Bendida, J. J. Koning, J. J. M. Bontemps, J. T. M. van Beek, D. Wu, M. A. J. van Gils, and S. Nath. Temperature stability of a piezoresistive MEMS resonator including self-heating. Microelectron. Reliab., 2008, 48:1227-1231.
- [92] G. Q. Wu, D. H. Xu, B. Xiong, and Y. L. Wang. Wheatstone bridge piezoresistive sensing for bulk-mode micromechanical resonator. Appl. Phys. Lett., 2012, 101:193505.
- [93] A. Hajjam and S. Pourkamali. Fabrication and Characterization Of MEMS-Based Resonant Organic Gas Sensors. IEEE Sensors J., 2012, 12(6):1958-1964.

- [94] M. Jha, G. Bahl, R. Melamud, S. Chandorkar, M. A. Hopcroft, B. Kim, M. Agarwal, J. Salvia, H. Mehta, and T. W. Kenny. High resolution microresonator-based digital temperature sensor. *Appl. Phys. Lett.*, 2007, 91:074101.
- [95] Naito, P. Helin, K. Nakamura, J. De Coster, B. Guo, L. Haspeslagh, K. Onishi, and H. A. C. Tilmans High-Q Torsional Mode Si Triangular Beam Resonators Encapsulated using SiGe Thin Film. *Proc. IEEE IEDM'10*, 2010, pages 7.1.1-7.1.4.
- [96] H. Zhu and J.E.-Y. Lee. System-level Circuit Simulation of Nonlinearity in Micromechanical Resonators. *Sens. Actuator A, Phys.*, 2012, 186:15-20.
- [97] C. A. Swenson. Recommended Values for the Thermal Expansivity of Silicon from 0 to 1000 K. *J. Phys. Chem. Ref. Data*, Vol. 12, No.2, 1983. pp: 179-182
- [98] C. Tu and J.E.-Y. Lee. Increased Dissipation from Distributed Etch Holes in a Lateral Breathing Mode Silicon Micromechanical Resonator. *Appl. Phys. Lett.*, 2012, 101(2):023504.
- [99] J. E.-Y. Lee and Y. Xu. Direct inference of parameters for piezoresistive micromechanical resonators embedded in feedthrough. *Sens. Actuators A, Phys.*, 2012, 186:257-263.
- [100] Y. Liu, Y. Q. Tang and X. M. Yu. SOI-Based Capacitive Micromechanical Resonator with Submicron Gap-Spacing. *Proc. NEMS'09*, 2009, Shenzhen, China, pages 130-133.
- [101] Y. Q. Jia, Z. P. Zhao, Y. J. Yang, X. D. Hu, and Q. Li. SOI-based radial-contour-mode micromechanical disk resonator. *Journal of Semiconductors*, 2011, 32(11):115001.
- [102] T. W. FULKERSON, J. P. MOORE, R. K. WILLIAMS, R. S. GRAEB, AND D. L. McELROY. Thermal Conductivity, Electrical Resistivity, and Seebeck Coefficient of Silicon from 100 to 1300 K. *PHYSICAL REVIEW*. 1968. 167(3). pp: 765-782

攻读博士学位期间的学术成果

- [1] W. You, L. Zhang, X. Wang, W. Wei, W. Xia, H. Yang, X Li. Fabrication of high aspect ratio self-aligned stepped polysilicon electrode for single-crystal silicon microstructure. *Microsystem Technologies*. 2015. DOI 10.1007/s00542-015-2755-5. [SCI]
- [2] W. You, L. Zhang, L. Yang, H. Yang, X. Li. Micro-oven-controlled N^{++} [100] length-extensional-mode oscillator for near zero temperature drift. *MEMS 2016*. pp: 982-985. [C]. [Ei]
- [3] W. You, L. Zhang, X. Wang, W. Wei, W. Xia, H. Yang, X Li. Electrostatic tuning in linear regime for 25.9-MHz micromechanical resonator with 120-nm capacitive gap. *Microsystem Technologies*. [SCI, Accepted]

作者简介

基本情况

姓名：游卫龙

性别：男

出生年月：1988 年6 月

籍贯：河南周口

教育状况

2011.9 - 2016.6：中国科学院上海微系统与信息技术研究所，传感技术联合国家重点实验室，微电子学与固体电子学专业，攻读博士学位。

2007.9 - 2011.7：河南科技大学，电子信息工程学院，电子信息工程专业，获得工学学士学位。

学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得中国科学院上海微系统与信息技术研究所或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一起工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

研究生签名：_____日 期：_____

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位论文使用授权声明

本人完全了解中国科学院上海微系统与信息技术研究所有关保留、使用学位论文的规定，即研究所有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅；可以公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。保密的论文在解密后遵守此规定。论文的公布（包括刊登）授权中国科学院上海微系统与信息技术研究所人才教育处。

研究生签名：_____导师签名：_____日 期：_____

