

版权声明

任何收存和保管本论文各种版本的单位和个人，未经本论文作者同意，不得将本论文转借他人，亦不得随意复制、抄录、拍照或以任何方式传播。否则，引起有碍作者著作权之问题，将可能承担法律责任。

摘要

论文在充分调研国内外微机械陀螺研究的基础上,对当前国际上比较有代表性的微机械陀螺进行了分类总结,并对实现高精度微机械陀螺的技术途径提出了自己的看法,确定了本文的研究主题和路线——机械结构设计、工艺加工和信号检测技术三个方面同时进行。

提出了一种可在常压环境下工作的双解耦、对称的 z 轴微机械陀螺。结构采用硅/玻璃阳极键合和反应离子深刻蚀工艺制造,保证了高深宽比和大质量块。有限元仿真结果显示驱动模态和检测模态的机械耦合低于 0.7%;即使在加工误差存在的情况下,实际测量值仅为 1.35%。对称结构显著抑制了加工误差对带宽的影响,即使加工误差使驱动和检测模态谐振频率与设计值偏离 600Hz,但带宽基本不变。在大气下,微机械陀螺驱动和检测模态的品质因数分别为 217 和 97,标度因子为 $10.7\text{mV}^\circ/\text{s}$,在 50Hz 带宽内噪声水平为 $0.0015^\circ/\text{s}/\text{Hz}^{1/2}$ 。

针对硅/玻璃结构在反应离子深刻蚀工艺中的 footing 效应问题,对比了两种抑制 footing 效应的方法的效果。分析并通过实验验证了被刻蚀硅结构的电导率、硅结构和玻璃衬底的间隙高度以及刻蚀过程中热传导效率对 footing 效应的影响:较大的硅结构电导率、较高的硅/玻璃间隙和较高的热传导效率能够抑制 footing 效应。结果可以为以后微机械传感器的设计和加工提供参考。

为解决微机械陀螺的结构容易被污染和损坏的问题,以及进一步提高陀螺的性能,提出了一种圆片级真空封装工艺技术。真空封装后的微机械陀螺品质因数可达 93000,比封装前提高了 700 多倍,验证工艺的可行性。

针对微机械陀螺的信号检测,引入了基于带通 sigma-delta 调制器的控制系统,实现了一种力平衡式闭环检测、数字输出的微机械陀螺。与基于低通 sigma-delta 调制器的控制系统相比,带通 sigma-delta 调制器控制系统能够显著降低采样频率,对本文设计的陀螺而言,在过采样比相同的情况下后者采样频率仅为前者的 1/60。系统级仿真显示,设计的六阶基于连续时间带通 sigma-delta 调制器控制系统的微机械陀螺在满量程输入下信噪比可达到 100dB;测试结果显示它的带宽内噪声水平约为 $-80\text{dBV}/\text{Hz}^{1/2}$ 。在转台上进行了输入角振动信号测试,微机械陀螺有效工作,验证了基于带通 sigma-delta 调制器的微机械陀螺控制系

统原理的可行性。

最后，针对本课题研究存在的不足，提出了相应的解决措施，对下一步工作进行了展望。

关键词：微机电系统，微机械陀螺，双解耦，对称，sigma-delta 调制器，控制系统

Research on a Z-Axis Micromachined Gyroscope Controlled by a High-Order Sigma-Delta Modulator

Haitao Ding (Microelectronics and Solid State Electronics)

Directed by *Guizhen Yan*

Abstract: Based on thoroughly investigation for the domestic and world-wide research achievements on micromachined gyroscopes, the techniques to realize a high-performance micromachined gyroscope are analyzed. Accordingly, the subject of the thesis is determined to study mechanical design of a z-axis microgyroscope, the fabrication process and the control system for the sensing element.

A double-decoupled symmetrical z-axis microgyroscope with high quality factors is proposed. The mechanical structure is designed in such a way that it exhibits low cross coupling between drive and sense mode of less than 0.7% simulated using finite element method and 1.35% verified by experimental measurements. Due to a symmetrically designed structure the specified bandwidth can be maintained despite of fabrication imperfections. The fabrication process is based on a combination of silicon on glass bonding and deep reactive ion etching which results in a high aspect ratio and large proof mass. Operating at atmospheric pressure, large quality factors of 217 and 97 for drive and sense mode, respectively, are achieved. The measured scale factor is 10.7mV/°/s in a range of $\pm 300^\circ/\text{s}$ with a R^2 -nonlinearity of 0.12%. The noise equivalent angular rate is $0.0015^\circ/\text{s}/\text{Hz}^{1/2}$ in a 50Hz bandwidth.

Footing effect is studied for silicon-on-glass structures in deep reactive ion etching process. A comparison is carried out for the performance of two anti-footing effect methods. Moreover, the effects of conductivity of silicon structures, gap height between silicon structures and glass substrate, and heat transfer efficiency in the etching process on footing effect is experimentally investigated. The results show that either higher conductivity of silicon structures or larger gap height between silicon structures and glass substrate, or higher heat transfer efficiency can considerably suppress footing effect, which can be used as a reference for the future design and fabrication of MEMS devices.

To protect the movable and fragile structures as well as to enhance the performance of micromachined gyroscopes, a wafer-level vacuum packaging process is proposed. After vacuum packaging, the quality factor is greatly increased by a factor of 700, verifying the feasibility of the process.

A digital micromachined gyroscope with force rebalanced feedback is realized using a high-order band-pass continuous-time sigma-delta modulator. Given a same oversampling ratio, the band-pass sigma-delta modulator control system decreases the sampling frequency by a factor of 60 for the designed microgyroscope compared with a low-pass sigma-delta modulator based solution. System level simulations using Matlab/Simulink show the proposed 6th-order electro-mechanical band-pass continuous-time sigma-delta modulator incorporated with the sensing element of the microgyroscope can achieve a high SNR of 100dB with a full scale angular rate input. Measurement of the power spectral density of the output bitstream reveals a noise floor of $-80\text{dBV/Hz}^{1/2}$. The prototype is tested on a rate table with an input angular rate signal. The micromachined gyroscope operates well, validating that the principle of the approach using a band-pass sigma-delta modulator control system for a MEMS gyroscope.

Key words: MEMS, micromachined gyroscope, double-decoupled, symmetrical, sigma-delta modulator, control system

目录

第一章 绪论	1
1.1 传统机械陀螺简介	1
1.2 微机械陀螺发展概况	2
1.2.1 结构设计的创新	3
1.2.2 微加工技术的改进	8
1.2.3 接口电路技术的改进	11
1.3 论文的选题和内容安排	13
第二章 微机械陀螺工作原理	17
2.1 振动式微机械陀螺工作原理	17
2.1.1 微机械陀螺模型和运动学方程	17
2.1.2 陀螺的静电驱动	20
2.1.3 陀螺的位移检测	22
2.2 陀螺性能的相关影响因素	23
2.2.1 正交误差	23
2.2.2 寄生科里奥利力	24
2.2.3 陀螺运动阻尼	25
2.2.4 机械热噪声	27
2.3 本章小结	28
第三章 微机械陀螺结构设计	29
3.1 微机械陀螺总体结构设计	29
3.2 陀螺工作模态频率计算	31
3.3 陀螺模态有限元仿真	33
3.4 陀螺机械耦合有限元仿真	35
3.5 陀螺品质因数计算	39
3.5.1 驱动模态品质因数	39
3.5.2 检测模态品质因数	40
3.6 陀螺应力对模态的影响仿真	42

3.7 本章小结	44
第四章 微机械陀螺加工及圆片级封装技术	45
4.1 陀螺制备工艺流程	45
4.2 Footing 效应研究	48
4.2.1 抑制 footing 效应方法的比较	48
4.2.2 Footing 效应的影响因素研究	51
4.3 圆片级封装	56
4.3.1 非气密性封装	57
4.3.2 真空封装	60
4.4 本章小结	63
第五章 微机械陀螺性能开环测试	65
5.1 陀螺测试电路	65
5.2 陀螺基本性能测试	67
5.3 改进后的陀螺模态温度特性测试	73
5.4 本章小结	74
第六章 Sigma-delta 调制器工作原理	75
6.1 $\Sigma\Delta M$ 的工作原理	75
6.2 高阶 $\Sigma\Delta M$	79
6.3 带通 $\Sigma\Delta M$	80
6.4 连续时间 $\Sigma\Delta M$	81
6.5 本章小结	82
第七章 离散时间的微机电 $\Sigma\Delta M$	85
7.1 设计流程	85
7.2 带通 $\Sigma\Delta M$ 微机械陀螺系统	88
7.3 低通 $\Sigma\Delta M$ 微机械陀螺系统	92
7.4 低通与带通 $\Sigma\Delta M$ 微机械陀螺系统的对比	94
7.5 本章小结	95
第八章 连续时间的微机电 $\Sigma\Delta M$	97
8.1 系统设计	97

8.2 系统仿真	100
8.3 电路仿真	102
8.4 实验测试	106
8.5 本章小结	110
第九章 总结与展望	113
9.1 总结	113
9.2 论文创新点	114
9.3 未来工作展望	115
参考文献	117
博士期间发表的论文和申请的专利	127
致谢	131

图索引

图 1.1 Draper 实验室的角振动微机械陀螺.....	2
图 1.2 Draper 实验室的音叉式陀螺.....	3
图 1.3 乔治亚理工学院的高 Q 值 SOI 音叉陀螺.....	4
图 1.4 乔治亚理工学院改进后的音叉陀螺.....	4
图 1.5 加州大学欧文分校的驱动单元力耦合音叉陀螺.....	4
图 1.6 北京大学的电学双解耦陀螺.....	5
图 1.7 Draper 实验室的振动轮式结构微机械陀螺.....	5
图 1.8 HSG-IMIT 的双解耦线振动陀螺.....	6
图 1.9 中东技术大学的双解耦对称结构陀螺.....	6
图 1.10 北京大学的双解耦水平轴陀螺.....	7
图 1.11 加州大学欧文分校的非谐振工作模式陀螺.....	7
图 1.12 加州大学欧文分校的多驱动单元陀螺.....	7
图 1.13 加州大学欧文分校的 3 自由度陀螺.....	8
图 1.14 首尔大学的无 footing 效应的 SOI 陀螺.....	9
图 1.15 JPL 的苜蓿叶结构陀螺.....	9
图 1.16 中东技术大学的多层镍结构陀螺.....	10
图 1.17 首尔大学的圆片级真空封装陀螺.....	10
图 1.18 密歇根大学片上温控真空封装示意图.....	10
图 1.19 加州大学伯克利分校的二阶 $\Sigma\Delta$ 陀螺.....	11
图 1.20 加州大学伯克利分校的四阶 $\Sigma\Delta$ 陀螺结构示意图.....	12
图 1.21 Imago AB 和 SensoNor AS 公司的五阶 $\Sigma\Delta$ 陀螺.....	12
图 1.22 根特大学的 $\Sigma\Delta$ 微陀螺结构示意图.....	12
图 1.23 南安普敦大学六阶带通 $\Sigma\Delta$ 陀螺系统示意图.....	13
图 2.1 振动式微机械陀螺的简化理论模型.....	17
图 2.2 位移灵敏度与驱动力频率、检测模态频率的关系.....	20
图 2.3 微机械陀螺静电驱动示意图.....	21
图 2.4 微机械陀螺运动轨迹示意图.....	23

图 3.1 微机械陀螺结构示意图	30
图 3.2 检测电容工作原理示意图	31
图 3.3 双端固定梁力学模型	31
图 3.4 梳齿面积等效示意图	34
图 3.5 微机械陀螺前四阶模态仿真结果	34
图 3.6 面积等效后微机械陀螺结构示意图	35
图 3.7 谐波分析时检测单元上各点位置示意图	36
图 3.8 微机械陀螺电容分布结构图	38
图 3.9 无释放应力结构的双端固定梁	43
图 3.10 增加释放应力结构的双端固定梁	43
图 4.1 体硅微机械陀螺加工工艺流程	47
图 4.2 微机械陀螺结构的光学照片	47
图 4.3 微机械陀螺结构的电镜照片	47
图 4.4 Footing 效应发生机制示意图	48
图 4.5 反应离子深刻蚀中金属薄层位置示意图	49
图 4.6 梳齿和弹性梁的表面形貌电镜照片	50
图 4.7 三种方法加工的芯片的电容值比较	50
图 4.8 边缘梳齿 footing 效应原理示意图	51
图 4.9 刻蚀过程中离子的运动与电荷分布示意图	52
图 4.10 过刻蚀三分钟后不同电阻率的梳齿表面形貌对比	53
图 4.11 过刻蚀五分钟后不同电阻率的梳齿表面形貌对比	53
图 4.12 不同电阻率的硅结构被刻通后的离子运动和电荷分布示意图	53
图 4.13 不同台阶高度的硅结构刻蚀后梳齿形貌对比	54
图 4.14 硅结构上温度梯度分布的有限元仿真	55
图 4.15 过刻蚀后固定梳齿和悬浮梳齿的形貌对比	56
图 4.16 悬臂梁断裂和电极被污染的陀螺结构照片	57
图 4.17 玻璃盖封装结构示意图	57
图 4.18 圆片级玻璃盖封装工艺流程	59
图 4.19 三明治结构的 4 英寸圆片	59

图 4.20 封装划片后的单个微机械陀螺芯片	59
图 4.21 圆片级真空封装工艺流程	61
图 4.22 真空封装的单个微机械陀螺芯片	61
图 4.23 真空封装的微机械陀螺芯片	62
图 4.24 真空封装的微机械陀螺驱动模态伯德图	62
图 5.1 驱动和检测接口电路原理示意图	65
图 5.2 微机械陀螺及接口电路 PCB 照片	66
图 5.3 驱动环路自激震荡波形	66
图 5.4 受加速度冲击后波形图	67
图 5.5 微机械陀螺的驱动和检测模态伯德图	68
图 5.6 无角速度输入时陀螺驱动单元和检测单元的电压输出	69
图 5.7 角速度在 $\pm 300^\circ/\text{s}$ 范围内陀螺的灵敏度测试	70
图 5.8 输入幅值 0.2° 频率 10Hz 的角振动信号时陀螺的输出频谱图	70
图 5.9 转台对示波器波形的噪声干扰	71
图 5.10 微机械陀螺正交误差测量结果	71
图 5.11 在 50Hz 带宽内微机械陀螺的噪声谱密度	71
图 5.12 微机械陀螺的零漂稳定性测试	72
图 5.13 改进前的陀螺工作模态频率随温度变化曲线	72
图 5.14 改进后的陀螺驱动模态频率随温度变化曲线	73
图 6.1 $\Sigma\Delta\text{M}$ 结构演化	75
图 6.2 一阶 $\Sigma\Delta\text{M}$ 的 z 域线性模型	76
图 6.3 不同采样频率时的量化噪声分布示意图	78
图 6.4 一阶 $\Sigma\Delta\text{M}$ 量化噪声传递函数频谱图	79
图 6.5 奈奎斯特采样、过采样、过采样和噪声整形下的量化噪声功率谱	79
图 6.6 一位的低通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 的信噪比随阶数和过采样率的变化关系	80
图 6.7 二阶连续时间低通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 结构	82
图 6.8 连续时间带通多反馈回路 $\Sigma\Delta\text{M}$ 结构	82
图 7.1 四阶低通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 结构	86
图 7.2 五阶低通微机电 $\Sigma\Delta\text{M}$ 系统结构	87

图 7.3 优化后的五阶低通微机电 $\Sigma\Delta$ 系统结构	87
图 7.4 转化调整后的八阶带通微机电 $\Sigma\Delta$ 系统结构	88
图 7.5 八阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺系统.....	88
图 7.6 八阶带通 $\Sigma\Delta$ 陀螺的 STF、ENTF 和 QNTF 的幅频响应	90
图 7.7 八阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺输出数字流的功率谱密度	91
图 7.8 八阶带通 $\Sigma\Delta$ 陀螺信号频带内的输出功率谱密度近视图	91
图 7.9 八阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺信噪比与输入角速度功率的关系	91
图 7.10 五阶低通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺系统	92
图 7.11 五阶低通 $\Sigma\Delta$ 陀螺的 STF、ENTF 和 QNTF 的幅频响应	93
图 7.12 五阶低通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺输出数字流的功率谱密度	94
图 7.13 五阶低通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺信噪比与输入角速度功率的关系	94
图 8.1 BIT、DCK、RZ 和 HRZ 的逻辑时序图	97
图 8.2 微机械陀螺三维结构图	98
图 8.3 位移检测和力反馈过程示意图	99
图 8.4 连续时间六阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺 Simulink 模型	99
图 8.5 无角速度输入时的系统输出功率谱密度	100
图 8.6 输入频率 32Hz 幅值 200°/s 的角速度信号时系统的功率谱密度	101
图 8.7 输入频率 32Hz 幅值 200°/s 的角速度时信号频带近视图	101
图 8.8 增加力反馈前后的陀螺检测单元位移对比	102
图 8.9 六阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺信噪比与输入角速度功率关系图	102
图 8.10 PSpice 中微机械陀螺检测单元和力反馈模块	103
图 8.11 RC 差分谐振器电路结构	103
图 8.12 RC 差分谐振器的幅频响应	103
图 8.13 C/V 转换和二级放大电路原理图	104
图 8.14 高频载波被解调前（上）和被解调过滤后（下）的波形	104
图 8.15 BIT、DCK、RZ 和 HRZ DAC（从上到下）的波形	104
图 8.16 BIT、Ftop 和 Fbot（从上到下）的波形图	105
图 8.17 连续时间六阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺的输出信号频谱图	105
图 8.18 连续时间六阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺系统硬件图	106

图 8.19 RC 差分谐振器的幅频响应.....	107
图 8.20. BIT、DCK、RZ 和 HRZ DAC（从上到下）的波形图.....	107
图 8.21 BIT、Vtop 和 Vbot（从上到下）的波形图.....	107
图 8.22 输出数字流（矩形波）和驱动模态振动波形（正弦波）	108
图 8.23 连续时间六阶带通 $\Sigma\Delta$ M 陀螺输出数字流频谱图	108
图 8.24 输入幅值 20° 频率 2Hz 的角振动时的输出数字流频谱	109
图 8.25 幅值 20° 频率 2Hz 的角振动输入时信号频带附近的数字流频谱	109
图 8.26 幅值 10° 频率 3Hz 的角振动输入时信号频带附近的数字流频谱	110
图 8.27 幅值 3° 频率 5Hz 的角振动输入时信号频带附近的数字流频谱	110

表索引

表 1.1 三类陀螺的性能要求	1
表 3.1 微机械陀螺结构设计参数	33
表 3.2 陀螺前四阶模态频率 ANSYS 仿真结果	34
表 3.3 面积等效简化后陀螺前四阶模态的频率	35
表 3.4 驱动单元运动导致检测单元沿 x 轴的位移	36
表 3.5 驱动单元运动导致检测单元沿 y 轴的位移	37
表 3.6 检测电容各点位移和相位	37
表 3.7 室温下无应力释放结构的陀螺前四阶模态频率	43
表 3.8 温度升高 50K 后无应力释放结构的陀螺前五阶模态频率	43
表 3.9 室温下有应力释放结构的微陀螺前四阶模态频率	43
表 3.10 温度升高 50K 后有应力释放结构的陀螺的前四阶模态频率	43
表 4.1 ICP DRIE 刻蚀参数	49
表 6.1 $\Sigma\Delta$ 环路中各点值	77
表 7.1 八阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺 Simulink 系统仿真参数	90
表 7.2 五阶低通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺 Simulink 系统仿真参数	93
表 8.1 BIT、DCK、RZ 和 HRZ 逻辑真值表	98
表 8.2 Simulink 系统仿真参数表	100

英文缩写

AC	Alternating Current
ADC	Analog-to-Digital Converter
AGC	Automatic Gain Controller
ASE	Advanced Silicon Etcher
BHF	Buffered Hydrofluoric Acid
CMP	Chemical Mechanical Polishing
CT	Continuous Time
DAC	Digital-to-Analog Converter
DC	Direct Current
DRIE	Deep Reactive Ion Etching
DSP	Digital Signal Processor
DT	Discrete Time
ENTF	Electronic Noise Transfer Functio
FPGA	Field Programmable Gate Array
HRZ	Half Return-to-Zero
ICP	Inductively Coupled Plasma
LIGA	German acronym for Lithography (Lithographie), Electro-deposition (Galvanoformung), and molding (Abformung)
MEMS	Micro-Eeetro-Mechanical Systems
MFLR	Multi-Feedback Loops with Resonators
NRZ	Non Return-to-Zero
OSR:	Over Sampling Ratio
PC	Personal Computer
PCB	Printed Circuit Board
PLL	Phase-Locked Loop
PSD	Power Spectral Density

QNTF	Quantization Noise Transfer Function
RZ	Return-to-Zero
SC	Switched Capacitor
$\Sigma\Delta$	Sigma-Delta Modulator
SGADER	Silicon Glass Anodic-Bonding and Deep Etching Release
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SOG	Silicon on Glass
SOI	Silicon on Insulator
SQNR	Signal-to-Quantization Noise Ratio
STF	Signal Transfer Function

第一章 绪论

1.1 传统机械陀螺简介

陀螺是能在惯性空间中敏感角运动的装置。1852 年，法国科学家傅科（Foucault）制造出了最早的陀螺仪，并正式提出了“陀螺”这个术语。他将高速旋转的转子装到万向支架中再配上简单的修正装置和阻尼装置，试图使陀螺转子的旋转轴稳定在真北方向上，用以演示地球的自转。1908 年，德国探险家安修兹（H. Anschutz）和他表兄弟德国科学家舒拉（Schuler）研制成世界上第一台实船导航陀螺罗经，陀螺仪开始作为一种测量仪表得到应用，实用的陀螺仪正式诞生^[1]。

时至今日，陀螺已广泛的应用于消费类电子产品、工业控制、武器系统和航空航天等各个领域。不同的应用领域对于它们的性能提出了不同的要求，从低到高可大致分为三类：角速率级、战术级和惯性级。角速率级陀螺主要用于战术导弹、灵巧弹药和汽车、工业控制、机器人以及如玩具、摄像机等一些民用消费类电子产品；战术级陀螺主要用于空中、地面、海上导航及姿态—航向基准系统；惯性级陀螺主要用于战略导弹、空间飞行器、自主式潜艇导航以及高性能激光武器的瞄准—跟踪等。三类陀螺的性能要求归纳如表 1.1 所示^[2]。

表 1.1 三类陀螺的性能要求

性能指标	角速率级	战术级	惯性级
漂移，°/h	10-1000	0.1-10	<0.01
角速率随机游走，°/h ^{1/2}	>0.5	0.5-0.05	<0.001
标度因子精度，%	0.1-1	0.01-0.1	<0.001
量程，°/s	50-1000	>500	>400
1ms 内的最大冲击角速度，g	103	103-104	103
带宽，Hz	>70	≈100	≈100

从 1852 年诞生的第一支用于试图证明地球自转的陀螺仪——傅科陀螺仪，到 1908 年安修兹为了乘潜艇到北极探险而研制出的第一台实船导航陀螺罗经，

再到今天用于惯性导航的光学陀螺仪和静电陀螺仪，陀螺仪的发展可以分为五代：第一代框架陀螺仪；第二代“三浮”（气浮、液浮和磁悬浮）陀螺仪，主要以液浮为主也常称液浮陀螺仪；第三代动力调谐陀螺仪；第四代光学陀螺仪（激光和光纤）；第五代静电陀螺仪，也被称为超惯性级^[1]。

1.2 微机械陀螺发展概况

第 1.1 节中介绍的主要靠传统机械加工手段制造的陀螺仪——传统机电或光学陀螺，体积和重量大、价格昂贵，并且传统机械陀螺抗冲击能力差、带宽小、功耗大，难以进入日常的消费品领域，应用范围具有明显的局限性。由于近年来微电子加工技术的飞速发展，微电子机械系统（MEMS）受到了非常大的重视，微机械陀螺进入人们的视野。相对而言，它们体积小、重量轻、功耗低，能够填补很多由于条件限制传统陀螺所不能应用的场合^[3]，另外，微机械陀螺的加工技术借鉴大规模集成电路制作工艺，能够大批量生产，因而生产成本较低。它们还具有可靠性高、耐冲击等优点。

微机械陀螺的研究开始于 20 世纪 80 年代。1988 年，美国 Charles Stark Draper 实验室制造了国际上第一个硅基微机械陀螺，其结构如图 1.1 所示^[4, 5]。它采用双框架结构，通过各向异性湿法腐蚀工艺实现，利用科里奥利力原理进行工作。陀螺的驱动和检测模态均为角振动，分别采用静电驱动和电容检测。工作时，外框在驱动力的作用下沿 y 轴做小角度振动，当有沿 z 轴的角速度输入时，内框在科里奥利力的作用下以与输入角速度大小成正比的振幅沿 x 轴振动，从而实现角速度的检测。在真空封装下 1Hz 带宽内它的分辨率为 $4^{\circ}/s$ 。

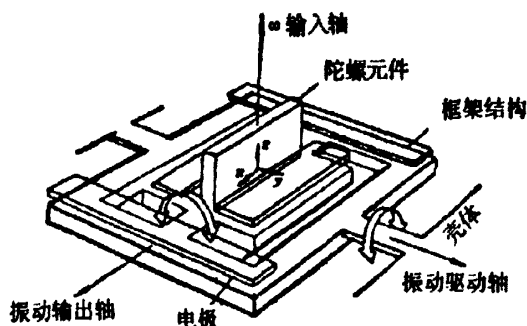


图1.1 Draper实验室的角振动微机械陀螺

第一只微机械陀螺的出现，证明了它的可行性和实用性。由于其具有传统陀

螺不具有的优势,如体积小、批量加工等,在过去的 30 年里,微机械陀螺的研究得到了各国科研人员的重视,发展非常迅速,性能大幅度提高。总体说来,提高微机械陀螺性能的方法,无非是对陀螺的这三个方面进行研究和改进:结构设计技术、微加工技术和电路接口技术。下面分别针对这三个方面各具有代表性的微机械陀螺进行一个综述。

1.2.1 结构设计的创新

结构设计在微机械陀螺制造中具有非常重要的作用,尽管结构的实现受加工技术的制约,但与加工技术和电路读出技术相比,它受客观条件的限制最小,更能充分发挥人的主观能动性。因而,在这个方面的研究很多,科研人员做出了很多有益的探索,针对不同的应用目的提出了很多新式结构,其中下面三种具有比较重要的意义。

一、双驱动单元反向驱动,对加速度冲击造成的影响差分输出,以抑制加速度敏感性。

这种结构的微机械陀螺称为音叉陀螺,是 Draper 实验室于 1993 年首次提出的^[6],如图 1.2 所示。它的优点是对两个结构完全相同的驱动单元反向驱动,对检测信号差分输出,能够极大程度地抑制加速度敏感性。在 1Hz 带宽下,陀螺的灵敏度为 $0.02^{\circ}/h$,随机游走为 $0.72^{\circ}/h^{1/2}$,偏置稳定性为 $55^{\circ}/h$ 。

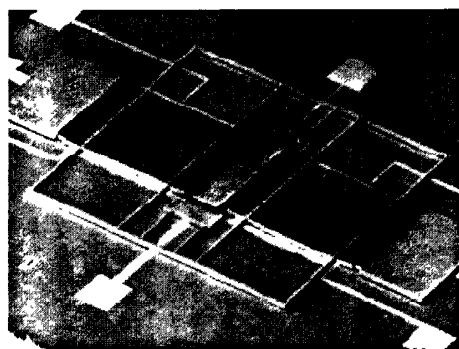


图1.2 Draper实验室的音叉式陀螺

目前音叉陀螺已成为研究的一个主流方向,近几年有许多结构报道。乔治亚理工学院在 2004 年提出了一个高品质因数(Q 值)的 SOI 材料的音叉陀螺^[7],如图 1.3 所示。它的标度因子为 $1.25mV/^{\circ}/s$,分辨率为 $0.01^{\circ}/s/Hz^{1/2}$ 。

在此结构基础上,乔治亚理工学院又做了多次改进^[8,9],主要包括两个方面:

第一，在电调谐的作用下使陀螺的驱动和检测模态完全匹配，提高器件的 Q 值，如图 1.4 (a) 的陀螺 Q 值可达到 40000，灵敏度为 $24.2 \text{ mV}/^\circ/\text{s}$ ，艾伦方差零偏稳定性为 $0.96^\circ/\text{h}$ ；第二，增加了抑制正交误差的电极，通过在电极上施加适当的直流电压抑制正交误差的影响。如图 1.4 (b) 所示的改进后的微机械陀螺灵敏度为 $88 \text{ mV}/^\circ/\text{s}$ ，零偏稳定性为 $0.15^\circ/\text{h}$ 。

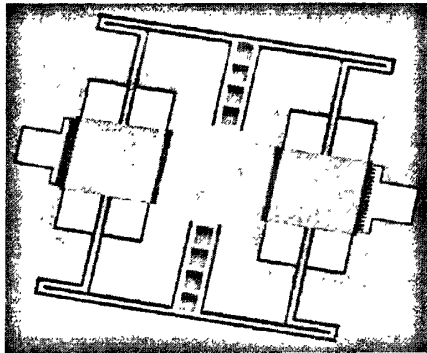
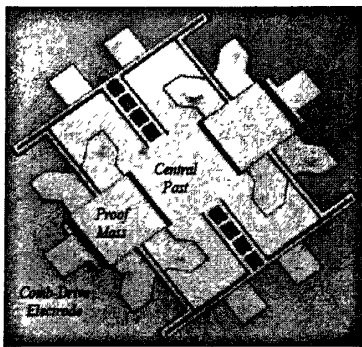
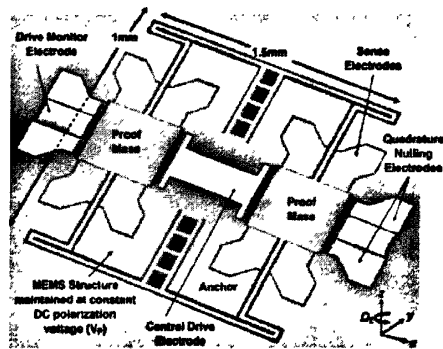


图 1.3 乔治亚理工学院的高 Q 值 SOI 音叉陀螺



(a) 第一次改进



(b) 第二次改进

图 1.4 乔治亚理工学院改进后的音叉陀螺

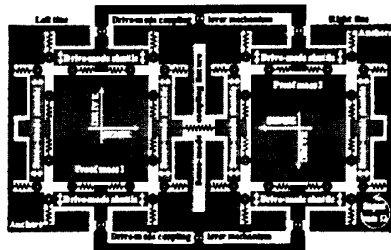
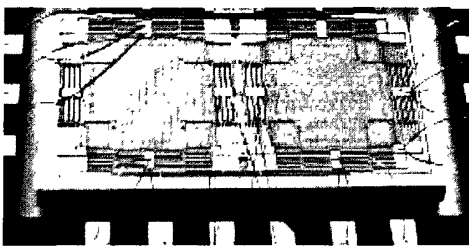


图 1.5 加州大学欧文分校的驱动单元力耦合音叉陀螺

中东技术大学和加州大学欧文分校对驱动单元力耦合音叉陀螺^[10-12]进行了探索，后者在多自由度检测单元音叉陀螺方面也进行了研究^[13, 14]。图 1.5 是加州大学欧文分校发表的一种驱动单元力耦合陀螺的照片和结构原理示意图，将反相运动的两驱动单元通过一杠杆连接起来，以达到两驱动单元谐振频率完全匹配的

目的。

2009 年北京大學利用雙端不等高電容結構，分別設計了解耦式、靜電力平衡式和組合電容檢測式的水平軸音叉陀螺^[15-18]。報道的解耦式微機械陀螺結構如圖 1.6 (a) 所示，驅動單元梳齒如圖 1.6 (b)。當檢測單元沿 y 軸做扭轉運動時，驅動單元梳齒的電容保持恒定不受檢測運動影響，電場力不變。陀螺的靈敏度為 $17.8\text{mV}/^\circ/\text{s}$ ，非線性度為 0.6%，零偏穩定性為 $0.05^\circ/\text{s}$ ，噪聲水平 $0.02^\circ/\text{s}/\text{Hz}^{1/2}$ 。

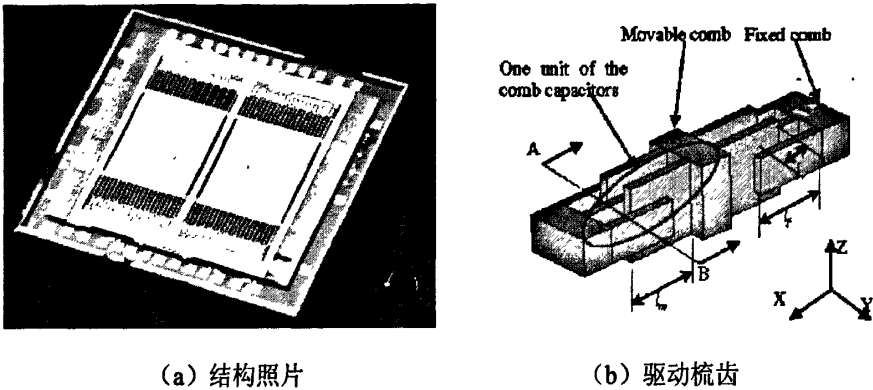


圖 1.6 北京大學的電學雙解耦陀螺

除音叉陀螺結構外，振動輪式陀螺結構也能抑制加速度的影響。由於振動輪式陀螺一般是利用扭轉運動實現對輸入角速度信號的測量，把檢測單元設計成對稱結構即可降低它的加速度敏感性。第一只振動輪式陀螺結構是 Draper 實驗室在 1996 年首先提出的^[19]，如圖 1.7 所示。結構採用溶硅工藝加工而成，大小為 $1\text{mm}\times 1\text{mm}$ 。在 60Hz 帶寬內，分辨率為 $0.1^\circ/\text{s}$ 。後來，Bosch、HSG-IMIT 研究所、清華大學、北京大學等分別提出自己的振動輪式結構陀螺^[20-25]。

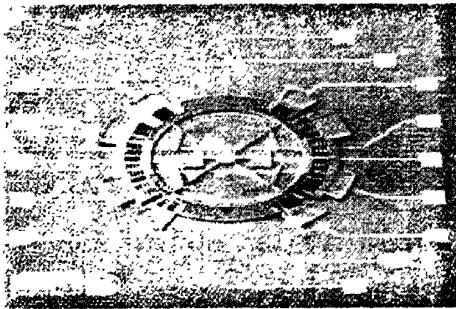


圖 1.7 Draper 實驗室的振動輪式結構微機械陀螺

二、進行雙解耦結構設計，抑制微機械陀螺驅動模態和檢測模態間的機械耦合，減小正交誤差。

双解耦陀螺的理论模型是德国的 HSG-IMIT 研究所在 2001 年提出的^[26-28]。如图 1.8 所示的是一种双解耦的线振动微机械陀螺结构，在 5hPa 的气压下，它的标度因子为 $20\text{mV}/^\circ/\text{s}$ ，在 $\pm 100^\circ/\text{s}$ 测量范围内，非线性度小于 0.1%，在 50Hz 带宽内均方根噪声为 $0.05^\circ/\text{s}$ ，加速度敏感性小于 $0.2\text{g}/^\circ/\text{s}$ 。

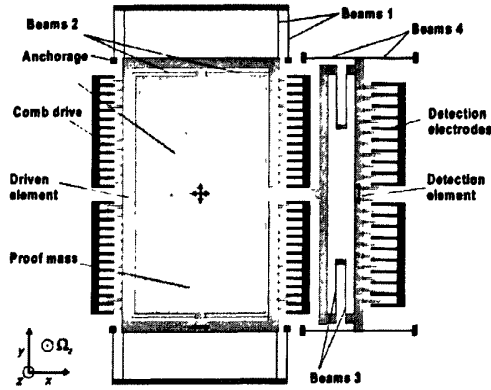


图 1.8 HSG-IMIT 的双解耦线振动陀螺

土耳其中东技术大学发表了两种全对称结构的双解耦陀螺^[29-34]，分别采用 SOG 和 SOI 工艺制造，如图 1.9 所示。全对称结构使得陀螺带宽对加工误差和温度变化不敏感，有较高的可靠性。在大气下 SOG 陀螺在 50Hz 的带宽范围内分辨率为 $0.056^\circ/\text{s}$ ，标度因子为 $176\mu\text{V}/^\circ/\text{s}$ ，非线性度为 0.5%。

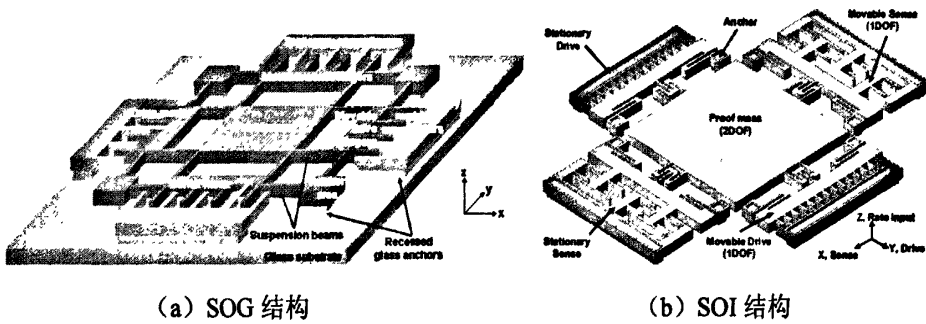


图 1.9 中东技术大学的双解耦对称结构陀螺

北京大学利用单端不等高和双端不等高的梳齿结构设计和加工了多种双解耦水平轴微机械陀螺^[35-39]。图 1.10 (a) 为 2005 年报道的一种单端不等高梳齿结构陀螺，在 $\pm 240^\circ/\text{s}$ 的范围内，标度因子为 $0.8\text{mV}/^\circ/\text{s}$ ，噪声等效角速度为 $0.1^\circ/\text{s}/\text{Hz}^{1/2}$ 。图 1.10 (b) 是在图 1.10 (a) 基础上进行改进并采用双端不等高的梳齿结构的一种陀螺，大气下在 $\pm 400^\circ/\text{s}$ 的范围内灵敏度为 $6.7\text{mV}/^\circ/\text{s}$ ，非线性度为 0.51%。这两种结构的缺点是工字型组合扭转梁占用过多的面积，器件有效敏感质量较小。

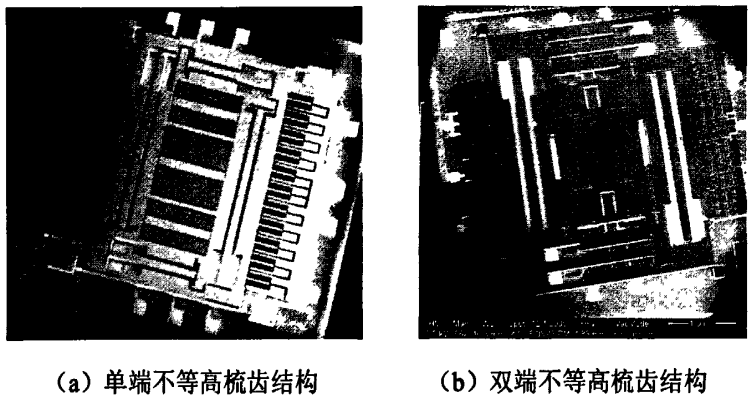


图 1.10 北京大学的双解耦水平轴陀螺

三、设计多驱动或检测单元，增强微机械陀螺的抗环境干扰能力，尽量保证在陀螺工作模态频率漂移的情况下灵敏度不变。

2003 年加州大学欧文分校提出了一种多自由度非谐振工作模式的微机械陀螺^[40]，如图 1.11 所示。陀螺驱动和检测模态都具有一个相对较宽的频率选择范围，因而有较高的抗环境干扰能力。

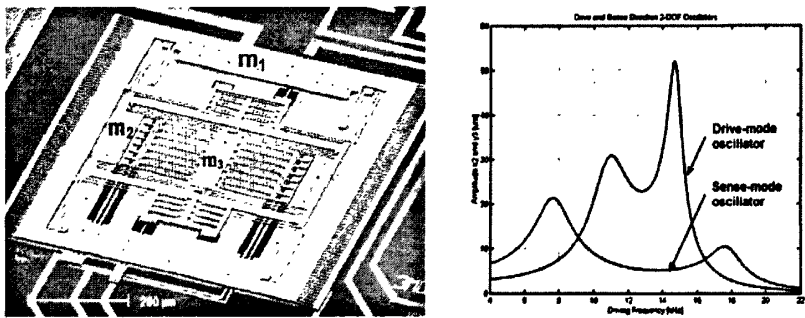


图 1.11 加州大学欧文分校的非谐振工作模式陀螺

在 2005 年他们有报道了一种多驱动单元的陀螺^[41]，结构和原理如图 1.12 示意，主要通过设计多个驱动单元，使它们的谐振频率间各有一定的频差，来展宽驱动力可工作的频率范围。

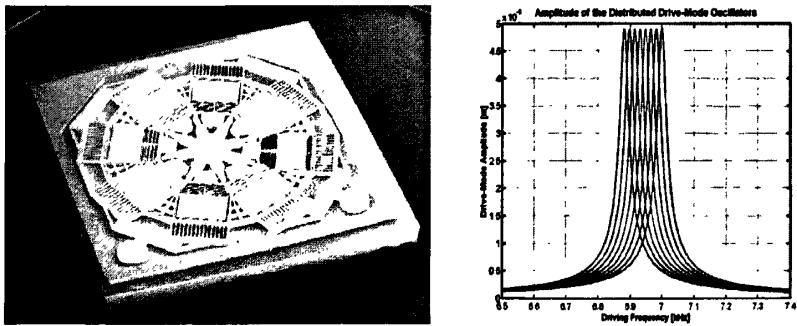


图 1.12 加州大学欧文分校的多驱动单元陀螺

韩国首尔大学与加州大学欧文分校分别在 2005 年报道了一种双检测单元、3 自由度结构陀螺^[42-44]，大大提高了工作带宽，降低了环境噪声如温度对灵敏度的影响。图 1.13 是欧文分校发表的结构，它的灵敏度为 $0.0308\text{mV}/^\circ/\text{s}$ ，在 50Hz 带宽内噪声谱密度为 $19.7\mu\text{V}/\text{Hz}^{1/2}$ 。环境温度从 25°C 变化到 75°C 时，它的灵敏度下降了 1.62% ，而传统的单检测单元的陀螺灵敏度下降了 19.8% 。

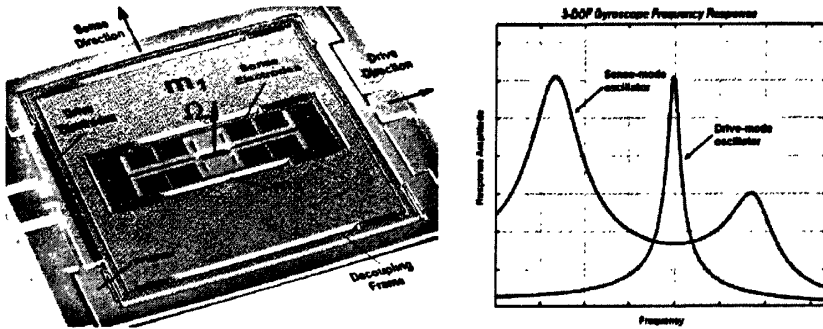


图 1.13 加州大学欧文分校的 3 自由度陀螺

上述类型的微机械陀螺的特点主要是通过复杂的结构设计降低对微机械陀螺控制电路的要求，驱动力可作用的频带范围宽，无需闭环驱动，即使驱动或检测单元谐振频率漂移也不会对灵敏度产生很大影响，但这种优点是以降低了驱动单元的振幅为代价的，也就是说降低了陀螺灵敏度，难以做到高精度。

1.2.2 微加工技术的改进

MEMS 器件的制备工艺主要可以分为三类：表面硅工艺、体硅工艺以及 LIGA 工艺。表面硅工艺与集成电路工艺相兼容，易于实现微机械结构与接口电路的单片集成，进行批量生产，但是表面工艺实现的微结构厚度比较小，一般都在几个微米的量级，质量块轻，深宽比低，限制了 MEMS 器件性能的提高。LIGA 工艺能够制造高深宽比的微机械结构，且加工对象不仅仅局限于硅，还可以使用金属、陶瓷以及塑性材料。但是，由于 LIGA 工艺在光刻时需要使用 x 光同步辐射源，设备极其昂贵，成本很高，大大限制了技术的普及，在短期内难以形成产业化生产。随着反应离子深刻蚀技术的出现，高深宽比、大质量块的硅基 MEMS 器件的制作变得容易，体硅工艺得到了长足的发展。目前，在微惯性传感器的加工中，体硅工艺技术已占了非常重要的作用。下面简单介绍几种在体硅工艺制作微机械陀螺流程中新颖的工艺改进。

一、降低结构的表面粗糙度，抑制噪声。

2004 年首尔大学发明了一种可解决 footing 效应的 SOI 的工艺流程，选择 (111) 晶面的硅，在用反应离子深刻蚀释放结构后，用氢氧化钾 (KOH) 腐蚀去除下底面产生 footing 效应现象的硅结构牺牲层。利用此工艺制造的微机械陀螺如图 1.14 所示^[45]，它的分辨率为 $0.0044^{\circ}/s$ ，带宽 13Hz，角随机游走为 $0.0012^{\circ}/s/Hz^{1/2}$ 。

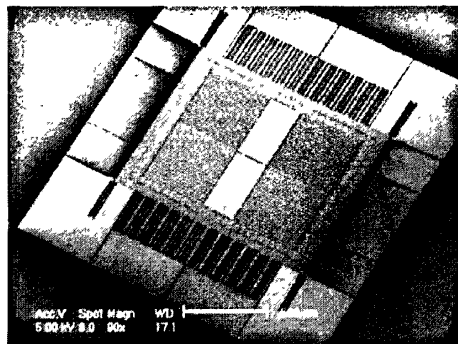


图 1.14 首尔大学的无 footing 效应的 SOI 陀螺

二、尽量增大结构质量或转动惯量，以获得较大的科里奥利力或力矩，提高灵敏度。

1997 年，加州理工学院喷气动力实验室 (JPL) 研制了一种苜蓿叶机构的微机械陀螺^[46]，如图 1.15 所示，通过在结构中央装配一根金属杆，显著提高了敏感单元的质量。JPL 实验室制造了两种尺寸不同的结构，其中大的尺寸为 $20mm \times 20mm$ ，零漂稳定性可达 $0.01-0.1^{\circ}/h$ 。

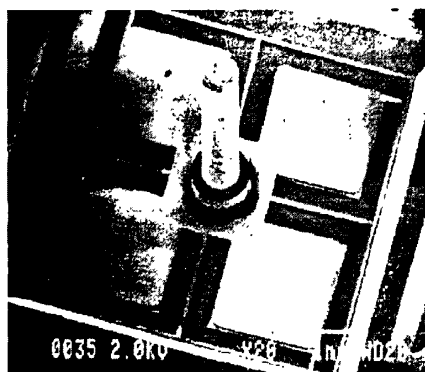


图 1.15 JPL 的苜蓿叶结构陀螺

由于大多金属的密度较大，电铸技术也被用来制作微机械陀螺结构。中东技术大学制造了一种厚度达 $240\mu m$ 、深宽比高达 100 的镍陀螺，在结构内部实现了多层电容电极，如图 1.16^[47, 48]。它的灵敏度为 $65\mu V/^{\circ}/s$ ，在 1Hz 带宽内的噪声等

效角速度为 $0.086^{\circ}/s$ 。

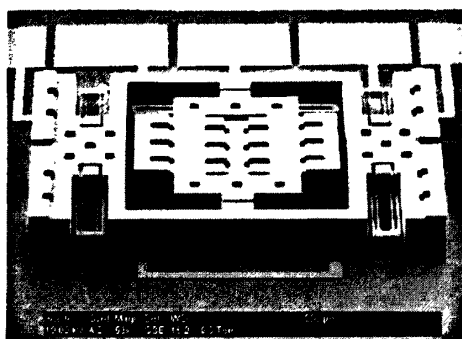


图 1.16 中东技术大学的多层镍结构陀螺

三、完成微结构释放后，在后端加工中进行圆片级真空封装和温度控制，提高品质因数，降低环境噪声的影响。

三星公司和首尔大学分别在 2000 年和 2005 年报道了一种圆片级真空封装技术^[49-51], 通过在陀螺结构上面键合玻璃盖实现真空封装, 提高品质因数, 降低机械热噪声。图 1.20 是首尔大学的一种真空封装的微机械陀螺, Q 值可达到 10000, 噪声水平为 $0.0004^\circ/\text{s}/\text{Hz}^{1/2}$, 零漂稳定性可达 $17^\circ/\text{h}$ 。

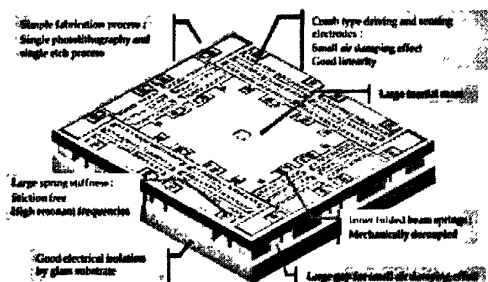


图 1.17 首尔大学的圆片级真空封装陀螺

密歇根大学 2009 年报道了一种片上温控真空封装技术, 示意图见图 1.18。通过对微机械陀螺进行温度控制, 可以有效降低环境温度变化对陀螺性能带来的影响。将工作温度控制在 -5°C , 微机械陀螺的随机游走为 $0.012^{\circ}/\text{Hz}^{1/2}$, 艾伦方差零漂稳定性为 $0.55^{\circ}/\text{h}^{[52]}$ 。

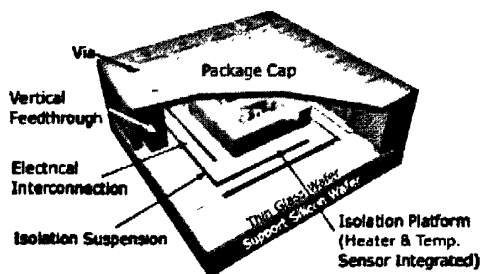


图 1.18 密歇根大学片上温控真空封装示意图

1.2.3 接口电路技术的改进

微机械陀螺接口电路包括驱动电路和检测电路两部分，前者保证驱动单元沿驱动轴以驱动模态频率做简谐振动，后者把科里奥利力引起的检测单元的位移转化为电信号读出，得到要测量的输入角速度。从目前的研究来看，绝大多数微机械陀螺都采用闭环驱动、开环检测的模拟电路^[46, 53-55]。

与开环检测相比，理论上，闭环检测能够显著提高微机械陀螺的动态范围和线性度。但由于微机械陀螺检测单元在科里奥利力作用下的位移非常小，电容变化很小，一般在 aF 的量级，对于如此微弱的信号的开环检测本身就不容易，闭环检测难度更大，因而目前在这个方面的研究还比较少。另外，由于模拟信号容易受到干扰，有些科研人员在利用模拟电路实现检测单元位移的读出后，利用模数转换器（ADC）把它转换为数字信号，通过可编程门阵列（FPGA）或者数字信号处理器（DSP）进行算法处理^[26, 56]，如对输出进行补偿等。数字电路是微机械陀螺接口电路的发展方向。

基于 sigma-delta 调制器（ $\Sigma\Delta$ ）的力反馈检测同时具有闭环检测和数字读出的优点，成为近年来一个研究热点。20 世纪 90 年代，基于 $\Sigma\Delta$ 的闭环检测已经应用于微加速度计中^[57-60]。

由于微机械陀螺和加速度计具有相似的动态特性，基于 $\Sigma\Delta$ 的控制系统也应用于前者的研究中，这是由加州大学伯克利分校在 2000 年首次实现^[61]，如图 1.19 所示。在 1MHz 的采样频率下，陀螺噪声水平为 $3^\circ/\text{s}/\text{Hz}^{1/2}$ ，量程设计值为 $7000^\circ/\text{s}$ ，由于转台能力只测试到 $1000^\circ/\text{s}$ 。

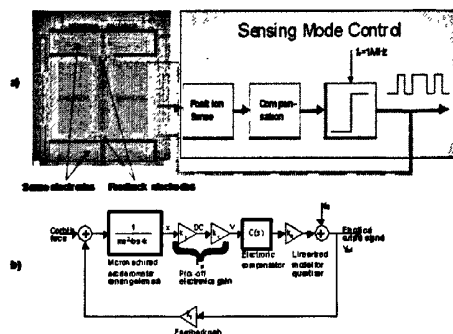


图 1.19 加州大学伯克利分校的二阶 $\Sigma\Delta$ 陀螺

图 1.19 所示的微机械陀螺 $\Sigma\Delta$ 系统中，由于前馈回路中只有陀螺检测单元对噪声产生整形作用（为二阶系统），效果较差；另外，低阶 $\Sigma\Delta$ 系统还存在极

限环和死区等缺点^[62]。为此伯利克分校在 2005 年提出了第一个高阶 $\Sigma\Delta$ 陀螺结构^[63]，如图 1.20 所示。在检测单元后，串联了两个电子积分器形成四阶系统。在 850kHz 的采样频率下，它的噪声水平为 $1^\circ/\text{s}/\text{Hz}^{1/2}$ ，相同条件下，二阶陀螺的噪声水平仿真值为 $3.9^\circ/\text{s}/\text{Hz}^{1/2}$ ，比四阶系统高了 4 倍。

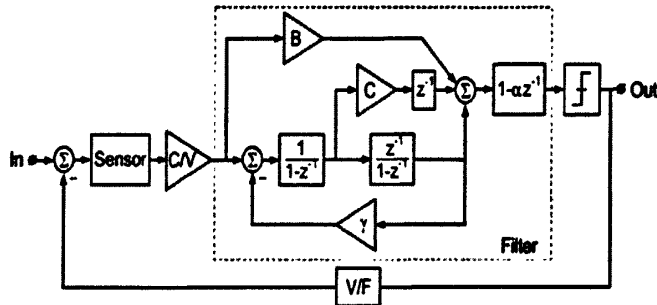


图 1.20 加州大学伯利克分校的四阶 $\Sigma\Delta$ 陀螺结构示意图

瑞典的 Imego AB 和挪威的 SensoNor AS 公司合作，于 2005 年提出了一个五阶 $\Sigma\Delta$ 陀螺^[64]，示意图见图 1.21。测试结果表明，它具有较高的性能，分辨率为 $0.003^\circ/\text{s}/\text{Hz}^{1/2}$ ，艾伦方差零偏稳定性可达 $3.2^\circ/\text{h}$ 。

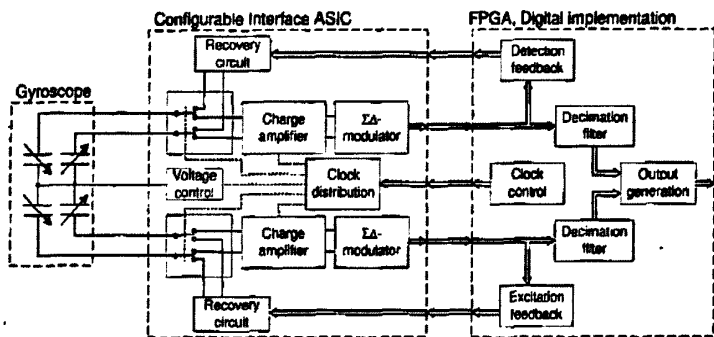


图 1.21 Imego AB 和 SensoNor AS 公司的五阶 $\Sigma\Delta$ 陀螺

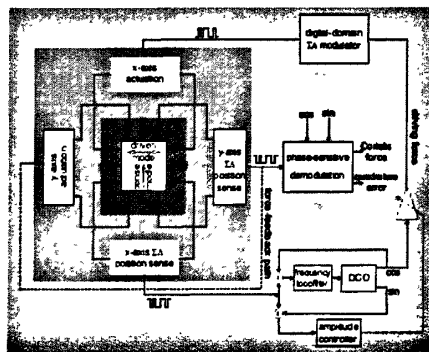


图 1.22 根特大学的 $\Sigma\Delta$ 微陀螺结构示意图

比利时根特大学对基于 $\Sigma\Delta$ 的微陀螺控制系统设计进行了理论研究，提出了一种无约束的系统设计方法学^[65]，并利用此结构实现了四阶 $\Sigma\Delta$ 陀螺^[66]，如

图 1.22 所示，它的噪声水平为 $0.025^\circ/\text{s}/\text{Hz}^{1/2}$ ，标度因子漂移小于 $0.01\%/\text{C}$ ，零位漂移小于 $0.01\%/\text{s}/\text{C}$ ，带宽大于 100Hz ，量程高于 $1100^\circ/\text{s}^{[67]}$ 。

以上的微机械陀螺控制系统都是基于低通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 的，由于陀螺的工作模态谐振频率较高，导致系统的采样频率较高。为降低采样频率，南安普敦大学用电子谐振器来代替电子积分器，首次提出了基于带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 的微机械陀螺控制系统结构^[67, 68]，并设计出了稳定的高阶系统电路^[68]，示意图见 1.23，但并没有展示任何微机械陀螺的性能。

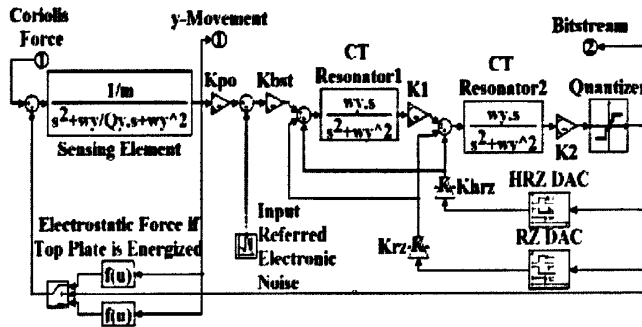


图 1.23 南安普敦大学六阶带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 陀螺系统示意图

在过去的 20 多年里，微机械陀螺的研究取得了很大的进展，性能也得到了大幅度的提高。但是，到目前为止，微机械陀螺还是主要应用于对精度要求较低の場合，如消费类电子、汽车工业等，其性能跟传统陀螺相比还有很大差距，远不能满足战术级和惯性级应用的要求。要想进一步提高性能，仅靠改善结构设计、加工工艺或者电路接口技术中某一方面的单一作用，难以实现高精度的微机械陀螺，如果将三者结合起来，在三个方面同时进行研究和技术的改进，或许是一个比较可行的解决方案，这也是本文的研究方向。

1.3 论文的选题和内容安排

本文将对微机械陀螺结构设计、加工工艺流程和信号读出电路三个方面进行研究，探索提高陀螺性能的可行性方案。在结构设计上，为降低正交误差提高零漂稳定性，进行驱动模态和检测模态的双解耦设计；为抑制加工误差和环境温度变化对陀螺带宽的影响，采用对称结构；为降低生产成本，保证陀螺能在大气下工作，无需真空封装。

在器件的加工上，将采用北京大学微米/纳米加工技术国家级重点实验室开

发的硅/玻璃键合和反应离子深刻蚀标准工艺。研究该工艺中影响 footing 效应的因素,如硅结构电导率、硅结构/玻璃衬底间隙高度等与 footing 效应的关系,寻找抑制 footing 效应的有效措施,为微机械传感器的加工提供参考。为保护陀螺结构以及提高陀螺性能,开发圆片级真空封装工艺。

对于微机械陀螺的检测接口电路,由于基于 sigma-delta 调制器的控制系统具有闭环控制和数字读出的双重优点,研究将围绕这个目标展开,设计基于高阶带通 sigma-delta 调制器的微机械陀螺控制系统。

论文的内容安排如下:

第一章简单回顾了微机械陀螺的发展,总结了国内外微机械陀螺的研究现状,对它们进行了大致的分类,对优缺点进行了分析,在此基础上提出了本文的研究方向。

第二章阐述了微机械陀螺的工作原理,给出了它的理论模型和运动学方程,对影响陀螺性能的相关因素进行了分析,并讨论了提高陀螺性能的可行性方法。

第三章介绍了双解耦、全对称的 z 轴微机械陀螺的结构设计和计算,利用有限元工具对陀螺的各阶模态以及两工作模态间的机械耦合进行了仿真;计算了应力对模态的影响,提出了相应的解决方案;估算了陀螺工作模态的品质因数和噪声等效角速度。

第四章介绍了微机械陀螺的加工工艺,对比了两种抑制 footing 效应方法的效果,重点研究了反应离子深刻蚀中 footing 效应与硅结构电导率、硅结构/玻璃衬底间隙高度以及刻蚀过程中热耗散效率的关系。为保护可动结构不受破坏以及提高陀螺性能,提出了一种圆片级封装工艺技术。

第五章利用模拟电路采用闭环驱动、开环检测的方式对微机械陀螺性能进行了测试和标定,给出了品质因数、标度因子、机械耦合、噪声水平、正交误差和零偏稳定性等参数,检验了陀螺结构的性能。

第六章对 $\Sigma\Delta M$ 的工作原理做了阐述,简单介绍了与微机械陀螺 $\Sigma\Delta M$ 控制系统的设计相关的理论基础,以及研究现状。

第七章介绍了基于带通 $\Sigma\Delta M$ 的微机械陀螺控制系统的设计流程,设计了离散时间的八阶带通 $\Sigma\Delta M$ 的陀螺系统,给出了 Matlab/Simulink 系统仿真模型,并与基于低通 $\Sigma\Delta M$ 的陀螺控制系统进行了对比。

第八章设计了微机械陀螺连续时间的六阶带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 控制系统, 分别用 Matlab/Simulink 和 Orcad/PSpice 进行了系统级和行为级仿真, 并进行了电路硬件的实现。对系统在转台上进行了输入角振动信号测试, 验证了它的可行性。

第九章对本课题取得的成果和存在的问题进行了总结, 提出了下一步研究工作的方向。

第二章 微机械陀螺工作原理

2.1 振动式微机械陀螺工作原理

传统机电陀螺是利用高速旋转的刚体的进动来工作的，对微机械陀螺而言，由于微加工工艺的限制，高速旋转的刚体结构难以实现，绝大多数微机械陀螺采用平动或扭转运动的振动式结构，通过科里奥利力的耦合实现对输入角速度信号的敏感和检测。

2.1.1 微机械陀螺模型和运动学方程

振动式微机械陀螺的基本工作原理如图 2.1 所示，包括质量块、悬臂结构和阻尼系统。质量块在驱动力的作用下，沿 x 轴以本征频率做简谐振动，当有绕 z 轴的角速度信号输入时，产生沿 y 轴方向的科里奥利力，引起质量块沿 y 轴振动。两个运动过程可用方程 (2.1) 和 (2.2) 表示：

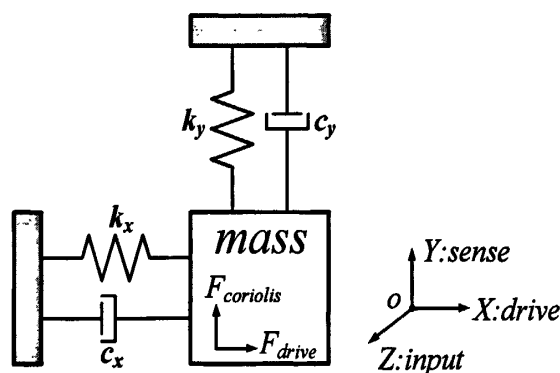


图 2.1 振动式微机械陀螺的简化理论模型

$$m_x \ddot{x} + c_x \dot{x} + k_x x = f_0 \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

$$m_y \ddot{y} + c_y \dot{y} + k_y y = -2m_y \Omega_z \dot{x} \quad (2.2)$$

其中 m_x , m_y 分别为驱动和检测单元的质量， x 和 y 分别为其在驱动和检测方向上的位移， c_x 和 c_y 分别为驱动和检测方向上的阻尼力系数， k_x 和 k_y 为驱动和检测单元在驱动和检测方向上的弹性力系数， $f_0 \sin(\omega t)$ 为简谐驱动力， Ω_z 为沿 z 轴输入的角速度信号。

根据常微分方程理论,这两个方程的通解皆由其齐次方程的通解和非齐次方程的任一个特解两部分组成。当阻尼为欠阻尼即阻尼比 $0 < \zeta < 1$ 时,齐次方程的通解代表一个振动频率为阻尼固有频率,振幅按照指数规律衰减的瞬态振动或瞬态响应;非齐次方程的特解代表一种持续的等幅振动,它是由简谐驱动力的持续作用产生的,称为稳态振动。在刚受到外界激励后,系统的响应是上述两种振动之和,在经过充分长的时间后,瞬态响应消失,系统进入稳态阶段。下面只讨论微机械陀螺稳态阶段的受迫振动。

为便于分析和求解,将方程(2.1)和(2.2)用固有频率和阻尼比来描述:

$$\ddot{x} + 2\zeta_x \omega_x \dot{x} + \omega_x^2 x = \frac{f_0 \sin(\omega t)}{m_x} \quad (2.3)$$

$$\ddot{y} + 2\zeta_y \omega_y \dot{y} + \omega_y^2 y = -2\Omega_z \dot{x} \quad (2.4)$$

其中 ζ_x 和 ζ_y 分别为驱动模态和检测模态的阻尼比, ω_x 和 ω_y 分别为驱动模态和检测模态的谐振频率:

$$\zeta_x = \frac{c_x}{2m_x \omega_x} \quad (2.5)$$

$$\zeta_y = \frac{c_y}{2m_y \omega_y} \quad (2.6)$$

$$\omega_x = \sqrt{\frac{k_x}{m_x}} \quad (2.7)$$

$$\omega_y = \sqrt{\frac{k_y}{m_y}} \quad (2.8)$$

求方程(2.3)的稳态解,得:

$$\begin{aligned} x &= x_0 \sin(\omega t - \phi_x) = \frac{f_0}{k_x} \frac{1}{\sqrt{(1 - \lambda_x^2)^2 + (2\zeta_x \lambda_x)^2}} \sin(\omega t - \phi_x) \\ &= \frac{f_0}{m_x \omega_x^2} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_x^2}\right)^2 + \left(2\zeta_x \frac{\omega}{\omega_x}\right)^2}} \sin(\omega t - \phi_x) \end{aligned} \quad (2.9)$$

其中 λ_x 为驱动方向上的频率比, F_x 为相位差:

$$\lambda_x = \frac{\omega}{\omega_x} \quad (2.10)$$

$$\phi_x = \tan^{-1} \frac{2\zeta_x \lambda_x}{1 - \lambda_x^2} \quad (2.11)$$

将 $x = x_0 \sin(\omega t - \phi_x)$ 代入方程 (2.4), 得:

$$\ddot{y} + 2\zeta_y \omega_y \dot{y} + \omega_y^2 y = -2\Omega_z x_0 \omega \cos(\omega t - \phi_x) \quad (2.12)$$

解方程, 得稳态解为:

$$\begin{aligned} y &= y_0 \cos(\omega t - \phi_x - \phi_y) \\ &= \frac{-2\Omega_z x_0 \omega}{m_y \omega_y^2} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_y^2}\right)^2 + \left(2\zeta_y \frac{\omega}{\omega_y}\right)^2}} \cos(\omega t - \phi_x - \phi_y) \\ &= \frac{-2\Omega_z \omega f_0}{m_x \omega_x^2 \omega_y^2} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_x^2}\right)^2 + \left(2\zeta_x \frac{\omega}{\omega_x}\right)^2}} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_y^2}\right)^2 + \left(2\zeta_y \frac{\omega}{\omega_y}\right)^2}} \cos(\omega t - \phi_x - \phi_y) \quad (2.13) \\ &= \frac{-2\Omega_z \omega f_0}{m_x \omega_x^2 \omega_y^2} \frac{1}{\sqrt{(1 - \lambda_x^2)^2 + (2\zeta_x \lambda_x)^2}} \frac{1}{\sqrt{(1 - \lambda_y^2)^2 + (2\zeta_y \lambda_y)^2}} \cos(\omega t - \phi_x - \phi_y) \end{aligned}$$

其中 λ_y 为检测方向上的频率比, F_x 为相位差:

$$\lambda_y = \frac{\omega}{\omega_y} \quad (2.14)$$

$$\phi_y = \tan^{-1} \frac{2\zeta_y \lambda_y}{1 - \lambda_y^2} \quad (2.15)$$

由此可得微机械陀螺的位移灵敏度为:

$$S_y = \left| \frac{y}{\Omega_z} \right| = \frac{2f_0}{m_x \omega_x^2 \omega_y^2} \frac{\omega}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_x^2}\right)^2 + \left(2\zeta_x \frac{\omega}{\omega_x}\right)^2} \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_y^2}\right)^2 + \left(2\zeta_y \frac{\omega}{\omega_y}\right)^2}} \quad (2.16)$$

假设微机械陀螺驱动模态的频率为 4kHz, 驱动方向和检测方向的阻尼比都为 0.005, 即驱动和检测方向的品质因数都为 100, 则它的位移灵敏度为:

$$S_y = A \cdot \frac{\omega}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{1.6e7}\right)^2 + \left(0.01 \frac{\omega}{4000}\right)^2} \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_y^2}\right)^2 + \left(0.01 \frac{\omega}{\omega_y}\right)^2}} = A \cdot M(\omega, \omega_y) \quad (2.17)$$

其中 $A = \frac{2f_0}{m_x \omega_x^2 \omega_y^2}$, 为一常数。位移灵敏度 S_y 与 $M(\omega, \omega_y)$ 的关系如图 2.2 所示。

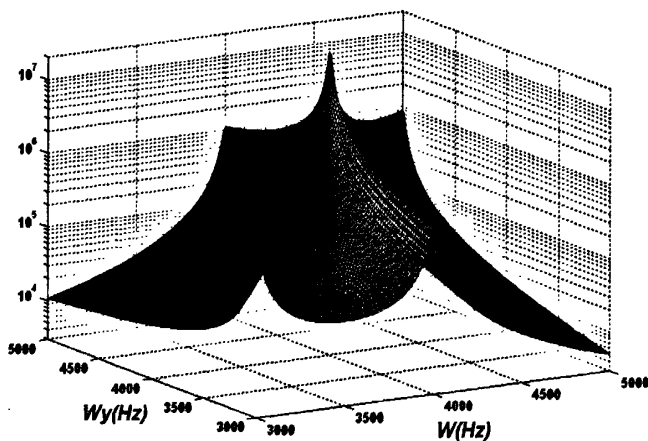


图 2.2 位移灵敏度与驱动力频率、检测模式频率的关系

由此可以看出, 当驱动力的频率、驱动模态和检测模态的频率三者一致时, 微机械陀螺的灵敏度最大, 此时为:

$$S_y = \left| \frac{y}{\Omega_z} \right| = \frac{2f_0}{m_x \omega_x^3} \frac{1}{2\zeta_x \cdot 2\zeta_y} = \frac{2f_0 Q_x Q_y}{m_x \omega_x^3} \quad (2.18)$$

其中 Q_x 、 Q_y 分别为驱动模态、检测模态的品质因数:

$$Q_x = \frac{1}{2\zeta_x} \quad (2.19)$$

$$Q_y = \frac{1}{2\zeta_y} \quad (2.20)$$

在微机械陀螺的实际工作中, 为了获得较大的驱动位移进而获得较大的科里奥利力, 常常采用闭环驱动的方法, 使陀螺驱动单元工作在谐振状态, 即驱动电场力的频率与驱动模态频率一致。这时, 式 (2.16) 简化为:

$$S_y = \left| \frac{y}{\Omega_z} \right| = \frac{2f_0}{m_x \omega_x^2 \omega_y^2} \frac{1}{2\zeta_x} \frac{\omega_x}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega_x^2}{\omega_y^2}\right)^2 + \left(2\zeta_y \frac{\omega_x}{\omega_y}\right)^2}} = \frac{A'}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega_x^2}{\omega_y^2}\right)^2 + \left(2\zeta_y \frac{\omega_x}{\omega_y}\right)^2}} \quad (2.21)$$

2.1.2 陀螺的静电驱动

振动式微机械陀螺的驱动一般采用梳齿电极静电驱动的方式, 如图 2.3。与

平行板电极相比，梳齿电极具有很多优点，例如忽略极板的边缘效应，梳齿电极产生的静电力为恒力，与位移无关；梳齿电极的电容变化与位移成正比，线性度好；它的切向运动是滑模阻尼，可以获得较大的品质因数等。

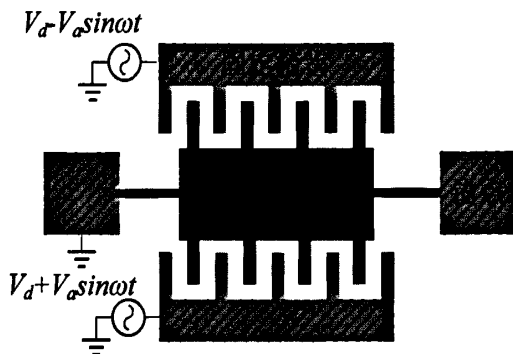


图 2.3 微机械陀螺静电驱动示意图

在电容极板间施加电压 V ，电容为 C ，则极板上储存的电能为：

$$W = \frac{1}{2} V^2 C \quad (2.22)$$

电极间的静电力为：

$$F = \frac{\partial W}{\partial x} = \frac{1}{2} V^2 \frac{\partial C}{\partial x} = \frac{1}{2} V^2 \frac{d \frac{2N\epsilon h(L \pm x)}{d}}{dx} = V^2 \frac{N\epsilon h}{d} \quad (2.23)$$

其中 x 为电极的切向位移， N 为梳齿电容的个数， ϵ 为介电常数， L 和 h 分别为梳齿电极的长和宽。

要使微机械陀螺驱动单元以谐振频率做简谐振动，在实际工作中为消除静电力二倍频项的影响，一般采用推挽式的驱动方式。在左右两组电极上施加带直流（DC）偏置的交流（AC）电压，且左右电极的交流电压相位相反，即：

$$V_1 = V_d - V_a \sin \omega t \quad (2.24)$$

$$V_2 = V_d + V_a \sin \omega t \quad (2.25)$$

其中 V_d 和 $V_a \cos \omega t$ 分别为驱动电压的直流和交流项。此时驱动单元受到左右两边的电场力分别为：

$$F_1 = \frac{(N/2)\epsilon h}{d} (V_d - V_a \sin \omega t)^2 \quad (2.26)$$

$$F_2 = \frac{(N/2)\epsilon h}{d} (V_d + V_a \sin \omega t)^2 \quad (2.27)$$

则驱动单元受到的电场力的合力为:

$$F = F_1 - F_2 = \frac{2N\varepsilon h}{d} V_d V_a \sin \omega t \quad (2.28)$$

由此可见,驱动单元受到一幅值恒定、频率与驱动交流电压频率相等的周期性作用力,在平衡位置做简谐振动,如果选择交流电压的频率与驱动单元的谐振频率一致,可以获得最大的位移振幅。

2.1.3 陀螺的位移检测

在式(2.28)所描述的静电驱动力的作用下,微机械陀螺驱动单元以角频率 ω 做周期性振动,假设振动的振幅为 x_0 ,则驱动位移可表示为:

$$x(t) = x_0 \sin(\omega t - \phi_x) \quad (2.29)$$

在外界角速度信号 $O_z \cos \omega t$ 输入的情况下,科里奥利力为:

$$F_{Coriolis} = 2 \cdot m_y \cdot \Omega_z \cos \omega_z t \times \dot{x}(t) = 2 \cdot m_y \cdot \Omega_z \cos \omega_z t \cdot x_0 \cdot \omega \cdot \cos(\omega t - \phi_x) \quad (2.30)$$

则科氏力引起的检测单元的振动位移为:

$$y = y_0 \left\{ \cos[(\omega + \omega_z)t - \phi_x - \phi_{y1}] + \cos[(\omega - \omega_z)t - \phi_x - \phi_{y2}] \right\} \quad (2.31)$$

其中 F_x 、 F_{y1} 和 F_{y2} 分别表示位移滞后于其对应的驱动力的相位,从上式可以看出,科里奥利力引起的位移信号被微机械陀螺的驱动信号调制。

为得到科氏力引起的位移,用与驱动力同频同相的参考信号 $\sin \omega t$ 对调制信号进行解调:

$$\begin{aligned} y \cdot \sin \omega t &= y_0 \left\{ \cos[(\omega + \omega_z)t - \phi_x - \phi_{y1}] + \cos[(\omega - \omega_z)t - \phi_x - \phi_{y2}] \right\} \cdot \sin \omega t \\ &= \frac{y_0}{2} \left\{ \sin[(2\omega + \omega_z)t - \phi_x - \phi_{y1}] - \sin(\omega_z t - \phi_x - \phi_{y1}) \right\} + \\ &\quad \frac{y_0}{2} \left\{ \sin[(2\omega - \omega_z)t - \phi_x - \phi_{y2}] - \sin(-\omega_z t - \phi_x - \phi_{y2}) \right\} \end{aligned} \quad (2.32)$$

利用低通滤波器滤掉 2ω 高频项,得到解调后的信号:

$$y_{\text{解调}} = -\frac{y_0}{2} \left[\sin(\omega_z t - \phi_x - \phi_{y1}) - \sin(\omega_z t + \phi_x + \phi_{y2}) \right] \quad (2.33)$$

从而实现了位移的检测。

2.2 陀螺性能的相关影响因素

2.2.1 正交误差

上述所有的理论分析都是基于理想情况的，即微机械陀螺运动质量块位移方向是严格沿着 x 轴（驱动轴）或 y 轴（检测轴）的。事实并非如此，由于加工误差等原因的存在，工作时陀螺驱动单元的位移总是会或多或少的偏离驱动轴，产生正交误差（quadrature error）^[70]，如图 2.4 所示。因此，在检测方向上得到的振动是科里奥利力引起的振动与正交误差引起的驱动单元位移在检测轴上的分量的合成。

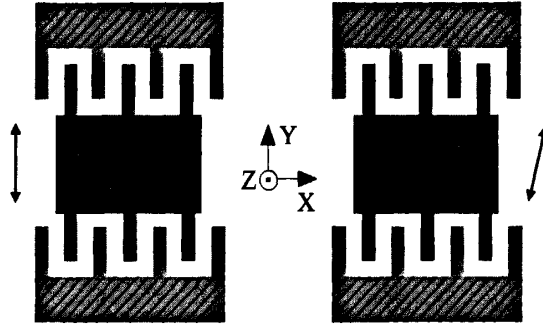


图 2.4 微机械陀螺运动轨迹示意图

在外界角速度 $\Omega_z(t)$ 输入的情况下，由式 (2.30) 知科里奥利加速度为：

$$\ddot{y}_{Coriolis} = 2 \cdot \Omega_z(t) \times \dot{x}(t) = 2 \cdot \Omega_z(t) \cdot x_0 \cdot \omega \cdot \cos(\omega t - \phi_x) \quad (2.34)$$

假设由于正交误差的存在，驱动单元位移在 y 轴上的分量为 e ，则：

$$y_{quadrature} = \varepsilon \cdot x(t) \quad (2.35)$$

对该位移分量求两次导数，得到由正交误差引起的沿 y 轴的振动加速度为：

$$\ddot{y}_{quadrature} = -\varepsilon \cdot x_0 \cdot \omega^2 \cdot \sin(\omega t - \phi_x) \quad (2.36)$$

因为该加速度与科里奥利加速度相位成 90° ，所以被称为正交误差^[70]。

正交误差可能远远高于科里奥利加速度，两者的比值为：

$$\left| \frac{\ddot{y}_{quadrature}}{\ddot{y}_{Coriolis}} \right| = \frac{\varepsilon \cdot x_0 \cdot \omega^2}{2 \cdot \Omega_z(t) \cdot x_0 \cdot \omega} = \frac{\varepsilon \cdot \omega}{2 \cdot \Omega_z(t)} \quad (2.37)$$

若驱动频率为 4kHz，外界输入角速度为 $100^\circ/\text{s}$ ，要使两者大小相等，则

$e=1.39\times 10^{-4}$ 。假设微机械陀螺检测模态的振幅放大因子为 100, 要使科里奥利力引起的位移不小于正交误差导致的位移, 则驱动位移方向与 x 轴的偏差应该小于 0.8° 。

由正交误差和科里奥利力引起的检测振动的合位移为:

$$y = \varepsilon \cdot x_0 \sin(\omega t - \phi_x) + y_0 \cos(\omega t - \phi_x - \phi_y) \quad (2.38)$$

其中 x_0 、 y_0 分别见式 (2.9)、(2.13)。用与驱动振动的速度同频同相的参考信号 $\cos(\omega t - F_x)$ 来解调上述位移信号:

$$\begin{aligned} & y \cdot \cos(\omega t - \phi_x) \\ &= \varepsilon \cdot x_0 \sin(\omega t - \phi_x) \cos(\omega t - \phi_x) + y_0 \cos(\omega t - \phi_x - \phi_y) \cos(\omega t - \phi_x) \quad (2.39) \\ &= \frac{\varepsilon \cdot x_0}{2} \sin(2\omega t - 2\phi_x) + \frac{y_0}{2} \cos(2\omega t - 2\phi_x - \phi_y) + \frac{y_0}{2} \cos(\phi_y) \end{aligned}$$

利用低通滤波器滤掉 2ω 高频项, 得到解调输出信号:

$$y_{\text{解调}} = -\frac{y_0}{2} \cos(\phi_y) \quad (2.40)$$

由此可知, 正交误差可通过同步解调被消除, 但解调参考信号的频率和相位需与驱动单元振动速度的频率和相位完全一致。由于驱动单元振动速度在实际电路中不能直接得到, 在实际中常常用与驱动力同频同相的信号来进行解调, 在这种情况下, 如果驱动力频率与陀螺驱动模态的谐振频率不相等, 驱动单元振动速度与驱动力信号之间就会有相位差, 导致解调效果下降。另外, 由检测信号的表达式 (2.40) 可知, 采用与驱动单元振动速度同频同相的信号解调会导致灵敏度的降低。

2.2.2 寄生科里奥利力

正交误差是由于驱动振动的位移在检测方向上有分量造成的, 而加工误差也会导致微机械陀螺电极电容结构不对称, 引起驱动静电力在检测方向上产生分量, 形成寄生科里奥利力。设驱动力为 $f_0 \sin(\omega t)$, 在检测方向上的分量为 e , 则沿检测方向的分力为:

$$F_{\text{寄生}} = \varepsilon \cdot f_0 \sin(\omega t) \quad (2.41)$$

在实际应用中, 为提高微机械陀螺的灵敏度, 驱动力的圆频率 ω 与驱动模态的固有圆频率 ω_x 一致, 此时驱动力与驱动单元振动位移的相位差 F_x 为 90° ,

驱动位移为：

$$x = x_0 \sin(\omega t - \phi_x) = -x_0 \cos(\omega t) \quad (2.42)$$

当有恒定角速度 Ω_z 输入时，产生的科里奥利力大小为：

$$F_{Coriolis} = 2m_y \Omega_z \dot{x} = 2m_y \Omega_z x_0 \omega \sin(\omega t) \quad (2.43)$$

由式 (2.41) 和 (2.43) 可知，驱动力在检测方向上的分力与科里奥利力的相位是一致的，两者是无法通过解调和滤波的方式分开的，这也是这种力被命名为寄生科里奥利力的原因。它们的大小之比为：

$$\begin{aligned} \frac{F_{寄生}}{F_{Coriolis}} &= \frac{\varepsilon \cdot f_0 \sin(\omega t)}{2m_y \Omega_z x_0 \omega \sin(\omega t)} \\ &= \frac{\varepsilon \cdot f_0 \sin(\omega t)}{2m_y \Omega_z \omega \sin(\omega t)} \frac{f_0}{m_x \omega_x^2} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_x^2}\right)^2 + \left(2\zeta_x \frac{\omega}{\omega_x}\right)^2}} = \frac{\varepsilon m_x \omega}{2m_y \Omega_z Q_x} \end{aligned} \quad (2.44)$$

下面粗略估计寄生科里奥利力的大小：假设驱动力偏离驱动轴 1° ，驱动单元质量 m_x 与检测单元质量 m_y 相等，驱动频率为 4kHz，外界输入角速度信号为 100°/s，微机械陀螺驱动模态的品质因数为 200，则：

$$\frac{F_{寄生}}{F_{Coriolis}} = \frac{\varepsilon m_x \omega}{2m_y \Omega_z Q_x} = \frac{\sin(1^\circ) \times 4000 \times 2\pi}{2 \times 100 \times \frac{\pi}{180} \times 200} = 0.63 \quad (2.45)$$

从上式可知，提高驱动模态的品质因数，降低驱动模态圆频率，提高检测单元的质量等，都可以减弱寄生科里奥利力的影响。为了减小正交误差和寄生科里奥利力的影响，在设计微机械陀螺时可采用双解耦结构，降低驱动模态和检测模态的机械耦合。

2.2.3 陀螺运动阻尼

在微机械陀螺的设计中，阻尼是一个非常关键的参数，对陀螺的性能有非常重要的影响，为提高灵敏度和分辨率，常常需要阻尼尽量小。微机械陀螺的阻尼分为两个部分，一个是空气阻尼，另一个是结构本身的阻尼。由于空气阻尼远大于结构阻尼，对性能具有决定性的作用，因此在本文中仅对前者进行介绍，主要

包括滑膜阻尼、压膜阻尼和气体拖曳阻尼。

一、滑膜阻尼

滑膜阻尼是两个平板间隙保持不变时相对平行运动引起的空气阻尼。滑膜阻尼有两种理论模型：古埃特流和斯托克斯流。定义 d 为两平行板间的距离， d 为有效距离，表示为^[71]：

$$\delta = \sqrt{\frac{2\mu}{\rho\omega}} \quad (2.46)$$

其中 ρ 为空气密度，在一个大气压下为 1.293kg/m^3 ， ω 为平板振动的圆频率， μ 为空气的粘滞系数，表达式为：

$$\mu = 0.3505\rho\bar{v}\bar{\lambda} \quad (2.47)$$

其中 $\bar{v}$ 为空气分子的平均速率， $\bar{\lambda}$ 为平均自由程。在常温常压下，空气平均自由程为 70nm ，空气的粘滞系数为 $1.8\times 10^{-5}\text{Pa}\cdot\text{s}$ 。

当 $d \gg \delta$ 时，古埃特流模型成立。古埃特流的阻尼力系数可以表示为^[72]：

$$c_{\text{couette}} = \frac{\mu A}{d} \quad (2.48)$$

其中 A 为两个平板的交叠面积， μ 、 d 分别为空气的粘滞系数和两平行板间的距离。

当 d 与 δ 大小相当时，斯托克斯流模型成立。斯托克斯流的阻尼力系数可以表示为^[72]：

$$c_{\text{stoke}} = \frac{A\mu}{\delta} \cdot \frac{\sinh(2\tilde{d}) + \sin(2\tilde{d})}{\cosh(2\tilde{d}) - \cos(2\tilde{d})} \quad (2.49)$$

其中 $\tilde{d} = \frac{d}{\delta}$ 。

二、压膜阻尼

压膜阻尼是两个平板做相对垂直运动时引起的空气阻尼，阻尼的大小跟平行板的形状、距离密切相关。对于本文中的微机械陀螺结构而言，产生压膜阻尼的平行板为矩形，其阻尼力系数可以表示为^[73]：

$$c_{\text{squeeze}} = \alpha \left(\frac{w}{l} \right) \frac{\mu w^3 l}{d^3} \quad (2.50)$$

其中 w 和 l 分别为平板的宽度和长度， d 为平板间隙， α 是由平板的宽长比 $\frac{w}{l}$ 决

定的系数, 为 $\frac{w}{l}$ 的函数。当平板为正方形 ($\frac{w}{l}=1$) 时, a 取 0.427; 当 $\frac{w}{l} \rightarrow 0$ 时, a 取 1。

三、气体拖曳阻尼

气体拖曳阻尼是由于流体中运动的物体与边界存在速度梯度造成的, 对于运动的矩形平行板, 可用下式进行估计^[71]:

$$c_{drag} = \frac{32}{3} \mu l \quad (2.51)$$

其中 l 是运动物体的特征尺寸, 可取平行板宽度的一半。

2.2.4 机械热噪声

除测试电路中的电学噪声外, 由于微机械陀螺驱动和检测单元的质量非常小, 机械结构的热噪声对陀螺精度也有很大的影响。机械热噪声的谱密度可以表示为^[74]:

$$\tilde{f}_{noise} = \sqrt{4k_B T c} \left[\frac{N}{\sqrt{Hz}} \right] \quad (2.52)$$

其中, k_B 为波尔兹曼常数 ($k_B=1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$), T 为绝对温度, c 为气体阻尼系数。在 df 带宽范围内, 机械热噪声在检测方向上产生的等效科里奥利力为:

$$F_{noise} = \sqrt{4k_B T c \delta f} \quad (2.53)$$

则噪声等效角速度 Ω_n 由下式决定:

$$2m_y \Omega_n \omega x_0 = \sqrt{4k_B T c_y \delta f} \quad (2.54)$$

其中 m_y 、 c_y 分别为检测单元的质量和其在检测方向的阻尼系数, x_0 为驱动单元振动的振幅, ω 为驱动圆频率, 则

$$\Omega_n = \frac{\sqrt{k_B T c_y \delta f}}{m_y \omega x_0} = \sqrt{\frac{k_B T \omega_y \delta f}{m_y \omega^2 x_0^2 Q_y}} \quad (2.55)$$

由上式可知, 提高检测单元的质量和品质因数, 增大驱动单元振动的频率和振幅等措施可以降低噪声等效角速度, 提高测量精度。

假设微机械陀螺检测单元的质量 $m_y=2\mu\text{g}$, 驱动单元振幅 $x_0=2\mu\text{m}$, 驱动频率与检测模态谐振频率皆为 4kHz, 检测方向品质因数 $Q_y=100$, 带宽 $df=50\text{Hz}$, 室温下工作 ($T=300\text{K}$), 则等效噪声角速度为:

$$\Omega_n = 1.015 \times 10^{-4} \text{ rad/s} = 0.0058^\circ/\text{s} \quad (2.56)$$

2.3 本章小结

本章介绍了微机械陀螺的工作原理,给出了理论模型,对它的运动学方程进行了求解和讨论。介绍了陀螺在实际工作中的驱动方式和检测原理的理论基础,对影响微机械陀螺基本性能的相关因素进行了理论阐述,分析了提高器件性能的可行性措施。

第三章 微机械陀螺结构设计

由于微机械陀螺的体积小、质量轻，科里奥利力非常小，因而检测单元的位移很小，信号微弱。为了提高微机械陀螺的灵敏度，除使陀螺驱动模态和检测模态的频率匹配外，在设计中常常尽量降低陀螺工作时的阻尼，必要时采用真空封装。但是，真空封装成本高，可占微机械陀螺生产成本的 50% 以上。为了降低成本，可以在大气下工作的微机械陀螺也是研究的一个重点方向^[75-78]。本章旨在设计一种低噪声、能在大气下工作的微机械陀螺结构，在降低生产成本的同时兼顾较好的性能。

3.1 微机械陀螺总体结构设计

如上所述，本章目标的是设计一种具有较低的噪声，能够在大气下工作的微机械陀螺，具体采用下述设计路线：

一、采用解耦结构，以降低驱动模态和检测模态之间的机械耦合。在梁的支撑方式上选用双端固定梁支撑结构，因为该类型的梁有较好的解耦效果；另外，双端固定梁在非敏感轴方向刚度较大，偏轴灵敏度较低。

二、设计对称结构，可以根据不同应用场合的需求，比较容易地调节驱动模态和检测模态的频率，实现两者的匹配以提高灵敏度，或者使两者具有一定的差值以提高带宽。在本课题中，带宽设计目标为 50Hz。另外，驱动单元和检测单元的结构相同，使得驱动模态和检测模态的频率差在较大程度上不受加工误差、温度变化的影响，尽可能的保证带宽不变。

三、微机械陀螺驱动和检测电极皆采用变面积型梳齿结构，在滑膜阻尼条件下工作，易于取得较高的品质因数，满足在大气下工作的需求。

四、将结构设计和工艺加工结合起来，为取得较好的性能，拟采用体硅工艺加工，在保证加工质量如线条垂直度、表面粗糙度等条件下，尽量提高刻蚀深宽比，增大微陀螺结构厚度。

以上四条思路为依据，设计了一种双解耦、对称结构的 z 轴体硅加工微机械陀螺，结构如图 3.1 所示，驱动单元在静电力的作用下沿 x 轴做简谐振动，当

有沿 z 轴的角速度信号输入时, 产生沿 y 轴方向的科里奥利力, 使检测单元沿 y 轴振动, 通过检测它的位移 (即电容变化) 实现对输入角速度的测量。

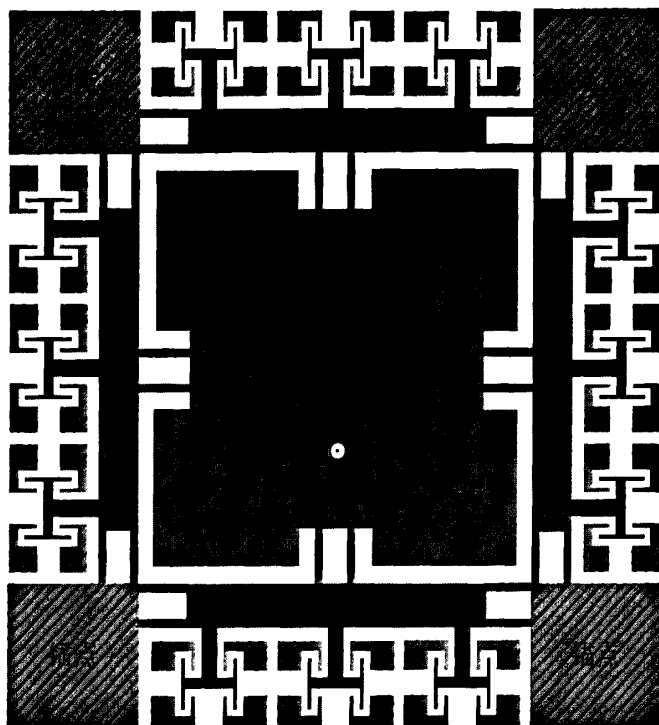


图 3.1 微机械陀螺结构示意图

在图 3.1 中, 驱动单元和检测单元共用的中间质量块在两组弹性梁的支撑下, 具有两个自由度, 可沿 x 轴方向和 y 轴方向分别实现驱动模态和检测模态的运动; 每组弹性梁包含 12 根弹性梁, 且在某一方向 (x 轴或 y 轴方向) 的刚度不大, 而在其它方向上刚度非常大。因此, 静电驱动力作用下的驱动单元沿 x 轴方向的运动引起检测单元的位移非常小; 同样, 科里奥利力作用下的检测单元沿 y 轴方向的位移导致驱动单元运动的位移也非常小。通过这种结构设计, 实现了两种工作模态之间的机械解耦。

在中间质量块的左右两边是驱动电极, 每边上下两组用来施加驱动电压, 驱动质量块左右运动; 而中间的一组, 则用来作为闭环自激驱动的反馈电极。与之类似, 在中间质量块的上下两边是检测电极, 每边左右两组电极作为位移检测电极, 通过后续接口电路实现对输入角速度信号的测量, 而中间一组电极是闭环检测的力反馈电极。驱动单元和检测单元电极都采用变面积型梳齿电容, 与变间隙型电容相比, 尽管前者灵敏度较小, 但其在滑膜阻尼下工作, 可得到较高的品质因数, 另外, 可以实现陀螺大量程的同时保证较好的线性度。由于微机械陀螺需

要在大气下工作，获得高品质因数至关重要，因而选用变面积型电容电极。如图 3.2 所示，中间的电极电容为力反馈电极，用以实现闭环检测（具体见第七和第八章），而两边的差分电容 C1 和 C3、C2 和 C4 用以实现运动位移的检测。当中间质量块向上（+y）移动时，电容 C1 和 C2 增大而 C3 和 C4 减小，接口电路读出 $\Delta C = (C1+C2)-(C3+C4)$ 的大小，实现对检测单元运动位移的测量。当检测单元由于机械耦合向左或右移动时，差分电容 C1 和 C3、C2 和 C4 变化完全一致，采用差分读出电路可以消除对测量结果的影响。

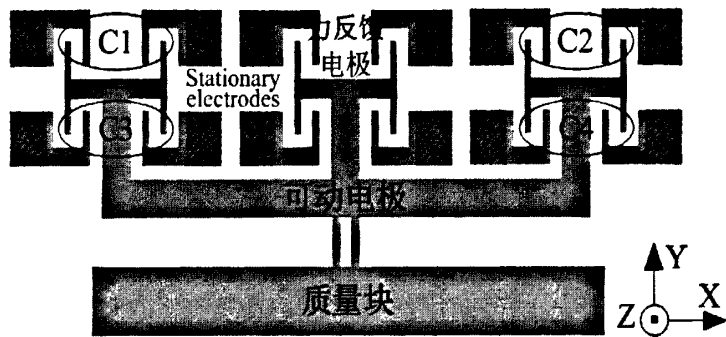
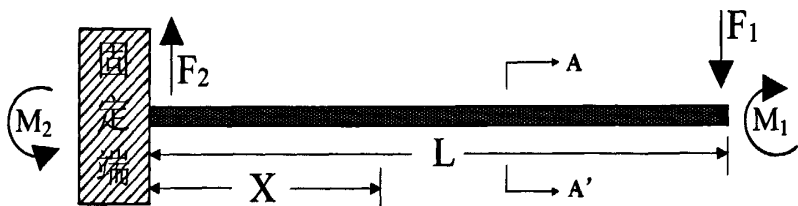


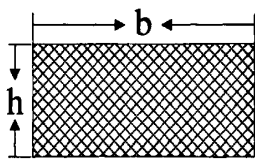
图 3.2 检测电容工作原理示意图

3.2 陀螺工作模态频率计算

如图 3.1 所示，在设计中采用双端固定梁的支撑结构。双端固定梁结构简单、交叉耦合小，其力学模型可以等效为图 3.3 所示：



(a) 双端固定梁的力学等效模型



(b) 截面图 (A-A')

图 3.3 双端固定梁力学模型

根据绕曲线微分方程^[79]:

$$\frac{d^2v}{dx^2} = \frac{-F_1(L-X) - M_1}{EI} \quad (3.1)$$

即:

$$EIv'' = -F_1L + F_1X - M_1 \quad (3.2)$$

两边积分得:

$$EIv' = \frac{F_1}{2}X^2 - F_1LX - M_1X + C_1 \quad (3.3)$$

由边界条件 $X=0$ 时, $v'=0$, 则 $C_1=0$; $X=L$ 时, $v'=0$, 则 $M_1 = -\frac{1}{2}F_1L$ 。

方程简化为:

$$EIv' = \frac{1}{2}F_1X^2 - \frac{1}{2}F_1LX \quad (3.4)$$

两边积分得:

$$EIv = \frac{1}{6}F_1X^3 - \frac{1}{4}F_1LX^2 + C_2 \quad (3.5)$$

由边界条件 $X=0$ 时, $v=0$, 则 $C_2=0$, 得:

$$EIv = \frac{1}{6}F_1X^3 - \frac{1}{4}F_1LX^2 \quad (3.6)$$

即:

$$v(X) = \frac{1}{EI} \left(\frac{1}{6}F_1X^3 - \frac{1}{4}F_1LX^2 \right) \quad (3.7)$$

当 $X=L$ 时, 绕度为:

$$v(L) = -\frac{F_1L^3}{12EI} \quad (3.8)$$

所以, 双端固定梁的弹性系数为:

$$k = \frac{F_1}{v(L)} = \frac{12EI}{L^3} = \frac{12E(b^3h/12)}{L^3} = \frac{Eb^3h}{L^3} \quad (3.9)$$

其中 E 为弹性梁材料的杨氏模量, b 为弹性梁的宽度, h 为厚度, L 为长度。

表 3.1 给出了微机械陀螺结构的设计参数。将相关数值代入式 (3.9), 可计算陀螺的驱动模态和检测模态频率:

$$f_x = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_x}{m_x}} = 3987 \text{ Hz} \quad (3.10)$$

$$f_y = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_y}{m_y}} = 4080\text{Hz} \tag{3.11}$$

两者的频率差为：

$$\delta f = f_x - f_y = 93\text{Hz} \tag{3.12}$$

根据陀螺带宽与驱动、检测模态频率差的关系^[71]，带宽约为：

$$\text{Bandwidth} = 0.54 \times \delta f = 50\text{Hz} \tag{3.13}$$

与设计目标一致。

表 3.1 微机械陀螺结构设计参数

参数	驱动模态	检测模态
双端固定梁宽度	9μm	9.2um
连接电极与锚点的固定梁长度	440μm	440μm
连接中间质量块与电极的固定梁长度	500μm	500μm
双端固定梁总的弹性系数	1241N/m	1304N/m
梳齿电容长度	44μm	20μm
梳齿电容宽度	5μm	5μm
可动梳齿与固定梳齿交叠长度	22μm	10μm
可动梳齿与固定梳齿间距	4μm	4μm
梳齿数目	1600	2592
梳齿电容值	12.46pF	9.43pF
反馈电极数目	224	336
反馈电容值	1.75pF	1.19pF
机械位移灵敏度	0.56pF/μm	1.04pF/μm
硅结构厚度	80μm	80μm
硅结构与玻璃衬底的间隙	20μm	20μm
质量块质量	1.979μg	1.986μg

3.3 陀螺模态有限元仿真

利用 ANSYS™ 对微机械陀螺的模态进行仿真，为提高计算效率且不忽略梳

齿质量对模态的影响，在仿真中采用等效面积法，将梳齿臂上的梳齿简化到梳齿臂上，如图 3.4 所示：

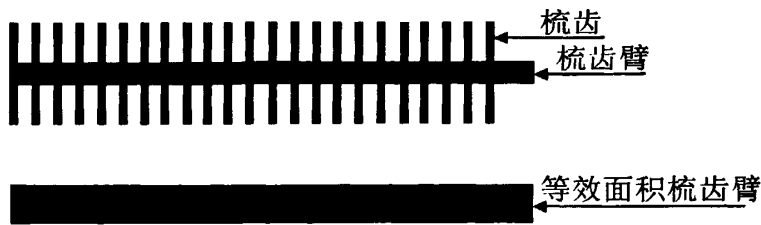


图 3.4 梳齿面积等效示意图

在仿真中取单晶硅材料的密度为 $2.33\times10^3\text{ kg/m}^3$ ，杨氏模量为 169GPa，泊松比为 0.25，前四阶模态频率和运动形式仿真结果分别如表 3.2 和图 3.5 所示：

表 3.2 陀螺前四阶模态频率 ANSYS 仿真结果

模态	第一阶	第二阶	第三阶	第四阶
本征频率(Hz)	3962.3	4046.6	10066	10935

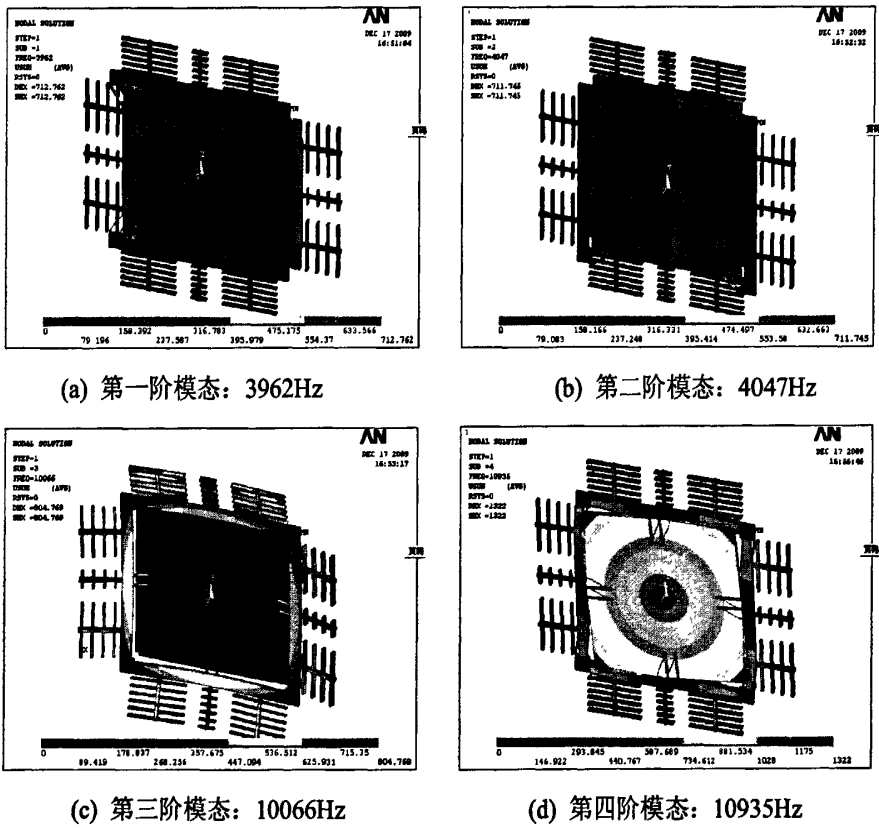


图3.5 微机械陀螺前四阶模态仿真结果

驱动模态和检测模态频率的理论计算值与 ANSYS 仿真的误差分别为：

$$Error_x = \frac{3987 - 3962}{3987} \times 100\% = 0.6\% \quad (3.14)$$

$$Error_y = \frac{4080 - 4047}{4080} \times 100\% = 0.8\% \quad (3.15)$$

通过 ANSYS 仿真结果可知，第三阶模态的运动形式是离面上下振动，频率为 10066Hz，远远高于微机械陀螺的第一（驱动）和第二阶（检测）模态的频率，因此高阶模态对工作模态的影响很小，有利于提高陀螺的总体性能。第三阶模态频率随厚度的减小而下降：当厚度 $h=80\mu\text{m}$ 时， $f_3=10066\text{Hz}$ ； $h=60\mu\text{m}$ 时， $f_3=7667\text{Hz}$ ； $h=40\mu\text{m}$ 时， $f_3=5234\text{Hz}$ 。因而，较大的结构厚度不仅可以提高检测单元的质量，还有助于提高非工作模态的频率。

3.4 陀螺机械耦合有限元仿真

下面用 ANSYS 的谐波分析（Harmonic Analysis）仿真微机械陀螺的解耦特性。由于谐波分析的计算量很大，需要较长的时间，为了提高计算效率，利用等效面积法进一步对模型结构进行简化，将陀螺的梳齿臂等效到梳齿臂的支撑框架上，简化后的结构如图 3.6 所示：

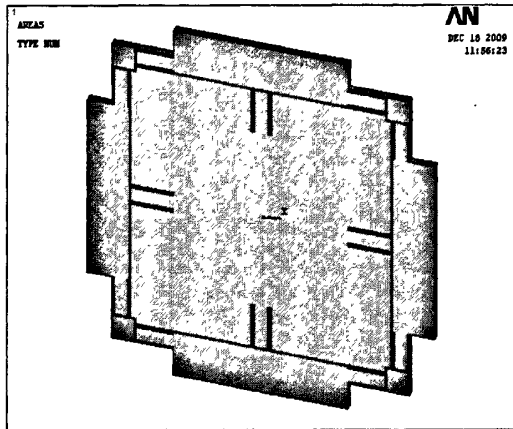


图 3.6 面积等效后微机械陀螺结构示意图

仿真的前四阶模态运动形式与简化前相同，频率基本一致，见表 3.3，分别为：

表 3.3 面积等效简化后陀螺前四阶模态的频率

模态	第一阶	第二阶	第三阶	第四阶
本征频率(Hz)	3939.4	4030.2	11441	11546

在面上沿 x 方向施加 0.25MPa 的压力，在 3933.4Hz~3945.4Hz 间扫频，步长

为 2Hz，驱动单元运动导致检测单元沿 x 轴和 y 轴方向上的位移（驱动对检测的耦合）具体值分别见表 3.4 和 3.5（各位置见图 3.7）。

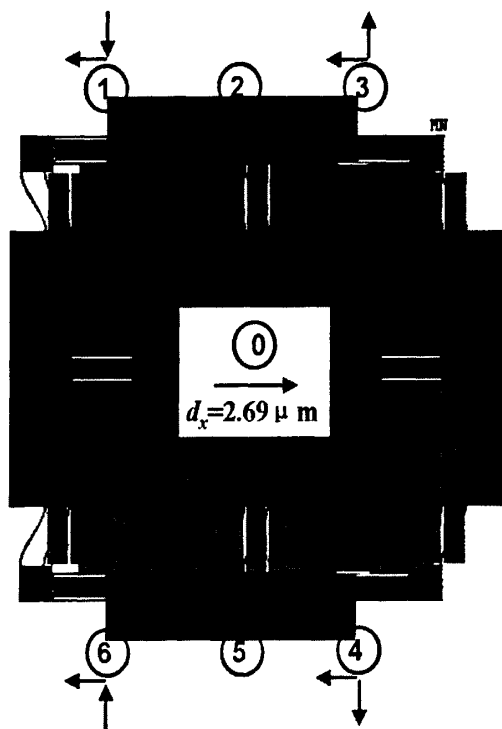


图 3.7 谐波分析时检测单元上各点位置示意图

表 3.4 驱动单元运动导致检测单元沿 x 轴的位移

驱动频率 (Hz)	驱动单元振幅 (μm)	检测点 1 沿 x 轴方向的耦 合位移(μm)	检测点 2 沿 x 轴方向的耦合 位移(μm)	检测点 3 沿 x 轴方向的耦 合位移(μm)
3933.4	7.18E-03	3.08E-06	1.21E-05	2.32E-05
3935.4	1.43E-02	2.51E-06	2.30E-05	3.76E-05
3937.4	3.53E-02	2.77E-05	5.38E-05	7.17E-05
3939.4	2.69E+00	3.78E-03	3.89E-03	3.83E-03
3941.4	5.06E-02	1.03E-04	6.87E-05	4.08E-05
3943.4	2.85E-02	7.59E-05	3.63E-05	5.21E-06
3945.4	2.13E-02	7.01E-05	2.52E-05	9.56E-06

由此可知，在简谐振动时，驱动单元运动导致检测单元在 x 轴方向上的位移在点 1、2、3 处基本相同，耦合为：

$$X_{couple} = \frac{3.89 \times 10^{-3}}{2.69} \times 100\% = 0.14\% \tag{3.16}$$

表 3.5 驱动单元运动导致检测单元沿 y 轴的位移

驱动频率 (Hz)	驱动单元振 幅(μm)	检测点 1 沿 y 轴方向的耦 合位移(μm)	检测点 2 沿 y 轴方向的耦合 位移(μm)	检测点 3 沿 y 轴方向的耦合 位移(μm)
3933.4	7.18E-03	3.76E-03	3.73E-03	3.70E-03
3935.4	1.43E-02	5.13E-03	5.06E-03	5.01E-03
3937.4	3.53E-02	6.59E-03	6.44E-03	6.30E-03
3939.4	2.69E+00	1.75E-02	5.27E-03	5.02E-03
3941.4	5.06E-02	9.24E-03	9.47E-03	9.66E-03
3943.4	2.85E-02	1.09E-02	1.10E-02	1.11E-02
3945.4	2.13E-02	1.25E-02	1.26E-02	1.27E-02

由此可知，在简谐振动时，驱动单元运动导致检测单元在 y 方向上的位移在点 1 处最大，即在边缘处最大。耦合为：

$$Y_{couple} = \frac{1.75 \times 10^{-2}}{2.69} \times 100\% = 0.65\% \tag{3.17}$$

下面来看检测电容各点位移和相位，见表 3.6：

表 3.6 检测电容各点位移和相位

	位置 0	位置 1	位置 3	位置 4	位置 6
沿 x 方向位移(μm)	2.69	3.78E-3	3.78E-3	3.81E-3	3.76E-3
沿 x 位移的相位(°)	180	0	0	0	0
沿 y 方向位移(μm)	—	1.75E-2	5.02E-3	1.60E-2	6.41E-3
沿 y 位移的相位(°)	—	0	180	0	180

根据谐波分析可知，在驱动单元沿 x 轴运动过程中，由于耦合造成的检测单元的位移在两边位置处即点 1、3、4、6 处比中间位置即点 2、5 处的位移大。由于在结构设计中，检测反馈电极的电容值远小于位移检测电极的电容，因此把检

测反馈电极放置于 2、5 处，位移检测电容分列两边，即 C_1 、 C_3 、 C_4 和 C_6 （分别与点 1、3、4、6 对应）为位移检测电容， C_2 和 C_5 为检测反馈电容（分别与点 2 和点 5 对应），通过这样的布局以降低由于耦合导致的电容变化的相对误差。驱动单元上的电容排列方式与之类似，振动驱动电容分布在支架的两边，驱动反馈电容在中间，如图 3.8 所示排布。

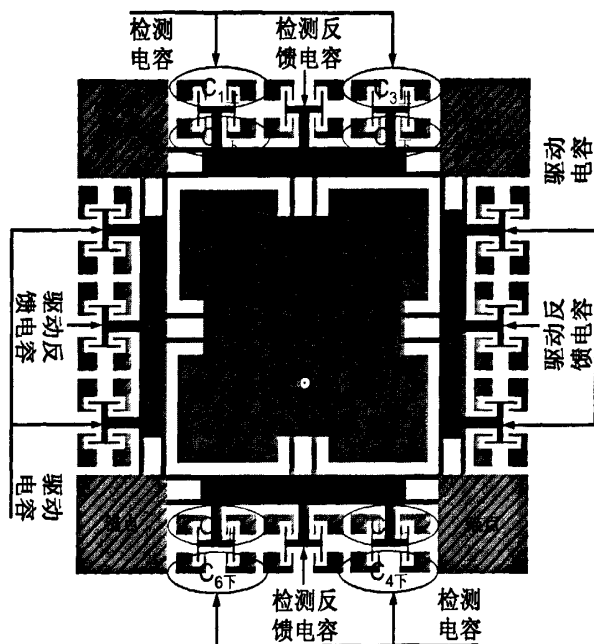


图 3.8 微机械陀螺电容分布结构图

驱动单元在交变静电力的作用下，沿 x 轴做简谐振动。假设当某一沿 z 轴的角速度信号输入时，产生沿 $+y$ 轴的科里奥利力，使检测单元沿 $+y$ 轴运动，则 $C_{\perp}$ （ C_1 、 C_3 、 C_4 、 C_6 的上部电容）增大， $C_{\parallel}$ （ C_1 、 C_3 、 C_4 、 C_6 的下部电容）减小，形成差分检测。由谐波分析可知，当驱动单元向右运动时，由于耦合造成检测电极沿 x 轴和 y 轴方向都有位移分量。 x 轴方向上的位移使 $C_{\perp}$ 与 $C_{\parallel}$ 的变化相同，形成共模误差； y 轴方向的位移使 $C_{1\perp}$ 、 $C_{4\perp}$ 减小， $C_{3\perp}$ 、 $C_{6\perp}$ 增大，即 $C_{\perp}$ 有两个电容值增加，两个电容值减小（ $C_{\parallel}$ 电容变化与之相反），自身在一定程度上进行了抵消，进一步降低了耦合。但由于加工误差等原因，各点处的位移不完全相等，因而耦合不能完全抵消，这也是造成零漂的原因之一。

由于结构是对称的，所以检测单元运动导致驱动单元的位移（检测对驱动的耦合）与驱动单元运动导致检测单元的位移（驱动对检测的耦合）是相同的，实际上，由于微机械陀螺驱动和检测模态频率不相等，陀螺工作时检测单元并不工

作在谐振状态，科里奥利力引起的位移非常小，再加上采用了双解耦结构，检测单元对驱动单元的耦合影响可忽略不计。

3.5 陀螺品质因数计算

根据第 2.2.3 节的阻尼介绍，可以计算微机械陀螺工作模态下的运动阻尼和品质因数。由于本陀螺主要是在滑膜阻尼下运动，首先计算有效距离长度：

$$\delta = \sqrt{\frac{2\mu}{\rho\omega}} = \sqrt{\frac{2 \times 1.8 \times 10^{-5}}{1.293 \times 4000 \times 2\pi}} = 33\mu\text{m} \quad (3.18)$$

由于 $\delta = 33\mu\text{m} \gg d_{\text{comb}} = 4\mu\text{m}$ ，则梳齿电极间的阻尼计算采用古埃特流模型；而陀螺运动质量块与玻璃衬底的间隙为 $20\mu\text{m}$ ，与有效距离 d 接近，故它们之间的阻尼计算采用斯托克斯流模型。

3.5.1 驱动模态品质因数

微机械陀螺驱动单元各部分空气阻尼计算如下：

$$\begin{aligned} c_1 &= \mu \frac{A_1}{d_1} \cdot 2N \\ &= 1.8 \times 10^{-5} \times \frac{80 \times 22 \times 10^{-12}}{4 \times 10^{-6}} \times 2 \times (1600 + 224) = 2.9 \times 10^{-5} \end{aligned} \quad (3.19)$$

其中 c_1 为可动驱动梳齿与固定梳齿间的滑膜阻尼， A_1 为梳齿电容的正对面积， d_1 为两个梳齿间的间距， N 为驱动梳齿电极的个数。

$$\begin{aligned} c_2 &= \mu \frac{A_2}{\delta} \cdot \frac{\sinh(2\tilde{d}) + \sin(2\tilde{d})}{\cosh(2\tilde{d}) - \cos(2\tilde{d})} \\ &= 1.8 \times 10^{-5} \times \frac{10.62 \times 10^{-6}}{33 \times 10^{-6}} \times \frac{\sinh(2 \times \frac{20}{33}) + \sin(2 \times \frac{20}{33})}{\cosh(2 \times \frac{20}{33}) - \cos(2 \times \frac{20}{33})} \\ &= 1.8 \times 10^{-5} \times \frac{10.6}{33} \times \frac{0.63665 + 0.56464}{1.18545 - 0.82534} = 1.93 \times 10^{-5} \end{aligned} \quad (3.20)$$

其中 c_2 、 A_2 分别为驱动单元与玻璃衬底的滑膜阻尼和正对面积， d 为有效距离。

$$c_3 = \mu \frac{A_2}{\delta} = 1.8 \times 10^{-5} \times \frac{10.62 \times 10^{-6}}{33 \times 10^{-6}} = 0.58 \times 10^{-5} \quad (3.21)$$

其中 c_3 为驱动单元与上面空气的滑模阻尼。

$$c_4 = \frac{32}{3} \mu l = \frac{32}{3} \times 1.8 \times 10^{-5} \times \frac{2970 \times 10^{-6}}{2} = 2.85 \times 10^{-7} \quad (3.22)$$

其中 c_4 为空气的拖曳阻尼。

$$\begin{aligned} c_5 &= \alpha \left(\frac{w}{l} \right) \frac{\mu w^3 l}{d^3} \times N \\ &= \alpha \left(\frac{5}{80} \right) \frac{1.8 \times 10^{-5} \times 5^3 \times 80 \times 10^{-6}}{22^3} \times (3200 + 448) = 0.62 \times 10^{-7} \end{aligned} \quad (3.23)$$

其中 c_5 为驱动可动梳齿末端与固定梳齿间的压膜阻尼。由于梳齿末端界面宽度

($5\mu\text{m}$) 远小于长度 ($80\mu\text{m}$)，取 $\alpha \left(\frac{5}{80} \right) = 1$ 。

所以，微机械陀螺驱动模态的品质因数为：

$$\begin{aligned} Q_{\text{驱动}} &= \frac{m_1 \omega_1}{c} = \frac{m_1 \omega_1}{c_1 + c_2 + c_3 + c_4 + c_5} \\ &= \frac{1.979 \times 10^{-6} \times 3987 \times 2\pi}{(2.9 + 1.93 + 0.58 + 0.0285 + 0.0062) \times 10^{-5}} = 910.5 \end{aligned} \quad (3.24)$$

3.5.2 检测模态品质因数

微机械陀螺检测单元各部分空气阻尼计算如下：

$$\begin{aligned} c_1' &= \mu \frac{A_1}{d_1} \cdot 2N \\ &= 1.8 \times 10^{-5} \times \frac{80 \times 10 \times 10^{-12}}{4 \times 10^{-6}} \times 2 \times (2592 + 336) = 2.11 \times 10^{-5} \end{aligned} \quad (3.25)$$

其中 c_1' 为可动检测梳齿与固定梳齿间的滑模阻尼， A_1 为梳齿电容的正对面积， d_1 为两个梳齿间的间距， N 为检测梳齿电极的个数。

$$\begin{aligned} c_2' &= \mu \frac{A_2}{\delta} \cdot \frac{\sinh(2\tilde{d}) + \sin(2\tilde{d})}{\cosh(2\tilde{d}) - \cos(2\tilde{d})} \\ &= 1.8 \times 10^{-5} \times \frac{10.66 \times 10^{-6}}{33 \times 10^{-6}} \times \frac{\sinh(2 \times \frac{20}{33}) + \sin(2 \times \frac{20}{33})}{\cosh(2 \times \frac{20}{33}) - \cos(2 \times \frac{20}{33})} \\ &= 1.8 \times 10^{-5} \times \frac{10.6}{33} \times \frac{0.63665 + 0.56464}{1.18545 - 0.82534} = 1.93 \times 10^{-5} \end{aligned} \quad (3.26)$$

其中 c_2' 和 A_2 分别为检测单元与玻璃衬底的滑模阻尼和正对面积, d 为有效距离。

$$c_3' = \mu \frac{A_2}{\delta} = 1.8 \times 10^{-5} \times \frac{10.66 \times 10^{-6}}{33 \times 10^{-6}} = 0.58 \times 10^{-5} \quad (3.27)$$

其中 c_3' 为检测单元与上面空气的滑模阻尼。

$$c_4' = \frac{32}{3} \mu l = \frac{32}{3} \times 1.8 \times 10^{-5} \times \frac{2970 \times 10^{-6}}{2} = 2.85 \times 10^{-7} \quad (3.28)$$

其中 c_4' 为空气的拖曳阻尼。

$$\begin{aligned} c_5' &= \alpha \left(\frac{w}{l} \right) \frac{\mu w^3 l}{d^3} \times N \\ &= \alpha \left(\frac{5}{80} \right) \frac{1.8 \times 10^{-5} \times 5^3 \times 80 \times 10^{-6}}{10^3} \times (5184 + 672) = 1.054 \times 10^{-6} \end{aligned} \quad (3.29)$$

其中 c_5' 为可动检测梳齿末端与固定梳齿间的压膜阻尼。由于梳齿末端界面宽度

($5\mu\text{m}$) 远小于长度 ($80\mu\text{m}$), 取 $\alpha \left(\frac{5}{80} \right) = 1$ 。

所以, 微机械陀螺检测模态的品质因数为:

$$\begin{aligned} Q_{\text{检测}} &= \frac{m_2 \omega_2}{c} = \frac{m_2 \omega_2}{c_1' + c_2' + c_3' + c_4' + c_5'} \\ &= \frac{1.986 \times 10^{-6} \times 4080 \times 2\pi}{(2.11 + 1.93 + 0.58 + 0.0285 + 0.1054) \times 10^{-5}} = 1071 \end{aligned} \quad (3.30)$$

则检测模态的阻尼比为:

$$\zeta = \frac{1}{2Q_{\text{检测}}} = \frac{1}{2 \times 1071} = 4.67 \times 10^{-4} \quad (3.31)$$

由于在阻尼计算中没有考虑来自材料内部的结构阻尼以及能量通过锚点的传导耗散, 而且, 用上述公式来进行微尺度下的阻尼计算, 其精确性有待进一步研究, 所以计算得到的微机械陀螺驱动和检测模态的品质因数要比实际值高, 真实的品质因数值需要通过实验测量得到。尽管如此, 上面的计算也可以为陀螺结构的设计提供一定的参考。

为了提高微机械陀螺的工作带宽, 在设计中令驱动模态与检测模态的频率具有一定的差值, 故陀螺检测单元并不工作在它的谐振状态, 此时它的振幅放大因

子与品质因数并不相等，可计算为：

$$\begin{aligned}\beta &= \frac{1}{\sqrt{(1-\lambda^2)^2 + (2\zeta\lambda)^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{3987^2}{4080^2}\right)^2 + \left(2 \times 4.67 \times 10^{-4} \times \frac{3987}{4080}\right)^2}} = 22.2\end{aligned}\quad (3.32)$$

假设微机械陀螺的驱动单元的振幅为 $2\mu\text{m}$ ，则驱动位移为：

$$x = A \sin(\omega t) = 2 \sin(3987 \times 2\pi t) \times 10^{-6} \text{ m} \quad (3.33)$$

对其求导数，得驱动单元的振动速度为：

$$\begin{aligned}v = \dot{x} &= 2 \times 3987 \times 2\pi \times \cos(3987 \times 2\pi t) \times 10^{-6} \\ &= 0.05 \cos(3987 \times 2\pi t) \text{ m/s}\end{aligned}\quad (3.34)$$

则微机械陀螺的位移灵敏度为：

$$s = \frac{2m_y v \Omega}{k_y} \cdot \beta = \frac{2 \times 1.986 \times 10^{-6} \times 0.05 \times 1}{1304} \times 22 = 3.35 \text{ nm}/^\circ/\text{s} \quad (3.35)$$

它的噪声等效角速度为：

$$\Omega_n = \sqrt{\frac{1.38 \times 10^{-23} \times 300 \times 4080 \times 2\pi \times 50}{1.986 \times 10^{-6} \times (3987 \times 2\pi)^2 \times (2 \times 10^{-6})^2 \times 1071}} \text{ rad/s} = 0.0018^\circ/\text{s} \quad (3.36)$$

3.6 陀螺应力对模态的影响仿真

由于结构设计中采用的弹性梁两端固定，如图 3.9 所示，结构内部产生的应力难以释放，可能会对微机械陀螺各模态产生影响。下面利用 ANSYS 仿真当环境温度变化时由于硅和玻璃两种材料热膨胀系数不匹配带来的应力对谐振频率的影响。Pyrex 7740 玻璃的热膨胀系数在 $20\text{--}300^\circ\text{C}$ 范围内大致为 $3.25 \times 10^{-6} \cdot \text{K}^{-1}$ ，单晶硅的热膨胀系数在室温 (300K) 时为 $2.6 \times 10^{-6} \cdot \text{K}^{-1}$ 。由于无法查知 Pyrex 7740 玻璃和单晶硅在各个温度时准确的热膨胀系数，假设在温度变化几十度内它们是恒定不变的，利用 ANSYS 估算温度升高 50K 后热应力对微机械陀螺前四阶模态的影响。仿真结果显示，陀螺前四阶模态的运动形式不变，但第一、第二阶模态（驱动和检测模态）的频率变化近 350Hz ，高阶模态的频率变化不明显，升温前后前四阶模态频率分别见表 3.7 和 3.8。由此可知，本结构工作频率容易受温度

的影响，需采用锁相环（PLL）和自动增益控制器（AGC）的闭环驱动方式。由于单晶硅的热膨胀系数随温度升高而变大，即随温度的升高与 Pyrex 7740 玻璃的热膨胀系数的差异变小，因而仿真结果比实际值偏高。



图 3.9 无释放应力结构的双端固定梁

表 3.7 室温下无应力释放结构的陀螺前四阶模态频率

模态	第一阶	第二阶	第三阶	第四阶
本征频率(Hz)	3939.4	4030.2	11441	11546

表 3.8 温度升高 50K 后无应力释放结构的陀螺前四阶模态频率

模态	第一阶	第二阶	第三阶	第四阶
本征频率(Hz)	3594.1	3687.0	11391	11520

为改善微机械陀螺工作模态的温度特性，在双端固定支撑梁上增加释放应力的结构，如图 3.10 所示。

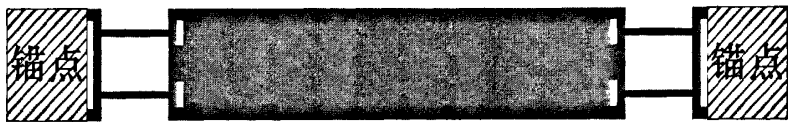


图 3.10 增加应力释放结构的双端固定梁

利用 ANSYS 对在双端固定梁上加应力释放结构后的微机械陀螺室温下和温度升高 50K 后的模态分别进行仿真，升温前后的前四阶模态频率仿真结果分别见表 3.9 和 3.10。

表 3.9 室温下有应力释放结构的微陀螺前四阶模态频率

模态	第一阶	第二阶	第三阶	第四阶
本征频率(Hz)	3306.5	3399.5	6287.6	7530.6

表 3.10 温度升高 50K 后有应力释放结构的陀螺的前四阶模态频率

模态	第一阶	第二阶	第三阶	第四阶
本征频率(Hz)	3237.3	3329.2	6281.0	7526.5

由此可知,加应力释放结构后,温度升高 50K 微机械陀螺工作模态频率变化由 350Hz 降低到 70Hz,比加应力释放结构前降低了 4/5,大大改善了陀螺工作模态频率的温度稳定性。

用 ANSYS 对改进后的微机械陀螺做谐波分析,驱动单元在谐振时对检测单元的机械耦合在 x 轴方向上为 0.31%,在 y 轴方向上最大值为 1.78%。

3.7 本章小结

本章提出了一种对称、双解耦的 z 轴微机械陀螺结构,通过理论计算、结合有限元仿真,对该结构进行了模态计算和机械耦合分析。另外,利用有限元方法分析了结构应力对模态的影响。仿真结果显示,微机械陀螺的第三阶模态远高于第一、第二阶工作模态,高阶模态的干扰较小;另外,该结构具有较高的品质因数和较好的解耦特性,能够适用在大气下工作的要求。但是,陀螺工作模态频率具有较差的温度稳定性,需要在恒温环境下工作,针对这一缺点,提出了结构改进的方法,并进行了有限元仿真验证。

第四章 微机械陀螺加工及圆片级封装技术

利用北京大学微/纳米加工技术国家级重点实验室开发的硅/玻璃阳极键合和反应离子深刻蚀标准工艺 (SGADER), 对第三章设计的微机械陀螺结构进行加工制造。本章首先介绍微机械陀螺具体的加工工艺流程, 然后针对 footing 效应进行研究。为保护微机械陀螺结构不受破坏, 以及进一步提高陀螺性能, 还将开发圆片级真空封装工艺。

4.1 陀螺制备工艺流程

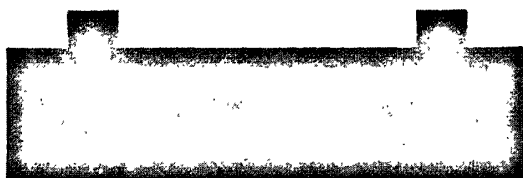
首先介绍利用硅/玻璃阳极键合 (SOG) 工艺及反应离子深刻蚀 (DRIE) 技术制作微机械陀螺的工艺流程。选用双抛 (100) 晶向、4 英寸、厚度为 $400\mu\text{m}$ 、高掺杂的单晶硅片, 电阻率为 $0.01\sim0.03\Omega\cdot\text{cm}$, 衬底选用厚度为 $520\mu\text{m}$ 的 Pyrex 7740 玻璃, 因为该种玻璃的热膨胀系数在 400°C 以下与硅基本一致。本工艺利用了三块光刻掩模版, 具体的加工工艺流程如图 4.1 所示。

在玻璃上制作金属电极引线, 同时形成抑制 footing 效应的金属薄层 (图 4.1(a) 中玻璃上表面中间长的黑色金属, 具体作用将在第 4.2 节详细讨论。两边的为电极引线), 如图 4.1 (a)。利用光刻胶做掩膜, 用缓冲的氢氟酸 (BHF) 腐蚀玻璃形成 $2000\sim2200\text{\AA}$ 的浅槽, 在上面溅射厚度分别为 $400/300/1900\text{\AA}$ 的钛 (Ti) /铂 (Pt) /金 (Au) 金属层, 其中 Ti 为粘附层, Pt 为阻挡层, Au 为压焊层, 利用剥离工艺形成金属电极引线。Ti/Pt/Au 三层金属的厚度略大于浅槽的深度, 主要是为了保证键合时电极引线与硅结构的有效接触, 保证电气连接的可靠性。



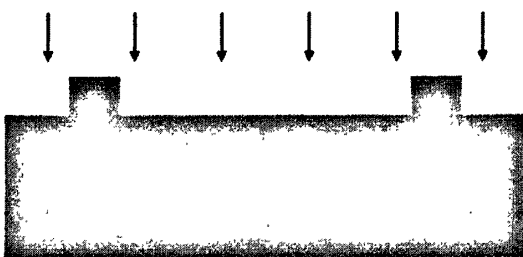
(a) 在玻璃上制作电极引线

在单晶硅的表面甩胶, 光刻, 利用光刻胶做掩膜, 用 STS 公司的 ICP ASE 系统刻蚀高度为 $20\mu\text{m}$ 的台阶, 这些台阶用作与玻璃键合时的锚点, 同时台阶的高度决定了硅结构与玻璃衬底的距离, 如图 4.1 (b)。



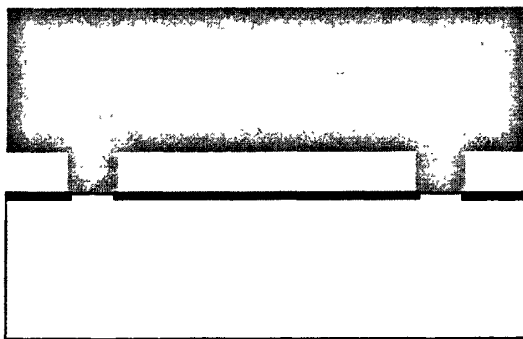
(b) 在单晶硅上制做台阶锚点

用发烟硝酸去除光刻胶后，在硅的表面进行磷离子注入，如图 4.1 (c)。离子注入的剂量是 6×10^{15} 个/ cm^2 ，离子注入机的功率为 80keV。注入的目的是为了在键合后硅与玻璃上的电极引线能形成良好的欧姆接触，降低接触电阻。之后在退火炉中进行退火，时间 30 分钟，温度 1000℃，以激活掺杂的磷离子。



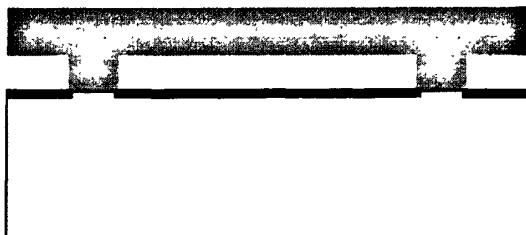
(c) 在硅表面进行离子注入

把硅翻转，与 Pyrex 玻璃在键合机中进行双面对位和键合，见图 4.1 (d)。温度 350℃，极板压力 1000N，电压 1000V，真空度为 3×10^{-3} mbar，时间 10 分钟。



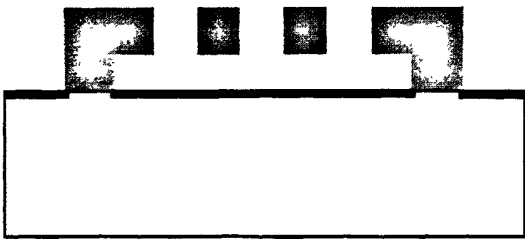
(d) 硅/玻璃阳极键合

键合完成后，利用氢氧化钾 (KOH) 溶液对硅片进行减薄，加上台阶高度余厚为 100μm，即硅结构厚度为 80μm，如图 4.1 (e)。



(e) 对硅厚度进行减薄

在硅的表面溅射一层厚度为 800Å 的金属铝 (Al)，光刻，利用 Al 做掩膜进行 DRIE 刻蚀，释放结构，如图 4.1 (f)。



(f) 利用 ICP DRIE 进行结构释放



图 4.1 体硅微机械陀螺加工工艺流程

加工出的的微机械陀螺芯片光学照片和电镜照片分别见图 4.2 和图 4.3，尺寸为 6mm×6mm。

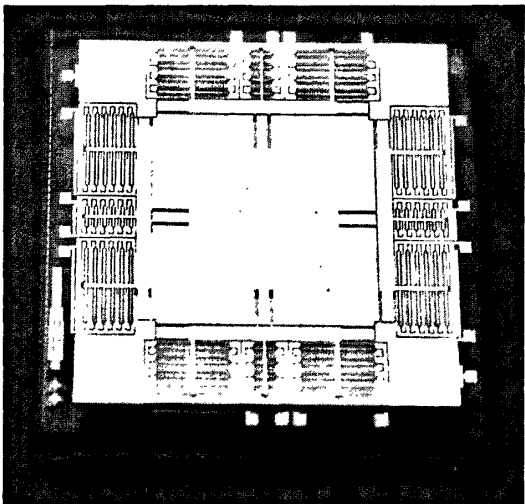


图 4.2 微机械陀螺结构的光学照片

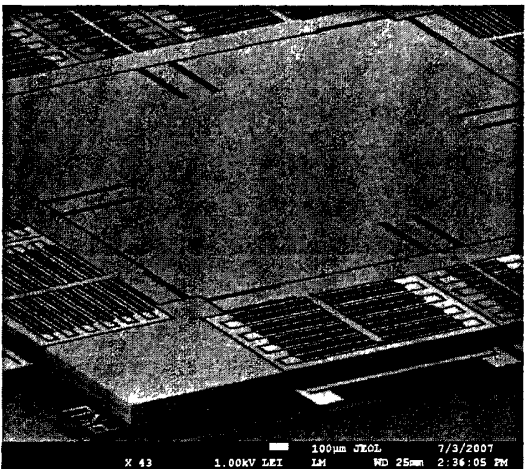


图 4.3 微机械陀螺结构的电镜照片

4.2 Footing 效应研究

上面介绍了微机械陀螺的工艺加工过程，提到了在制作金属电极引线的同时制作了抑制 footing 效应的金属薄层。已有研究发现，footing 效应的形成跟电荷的积累有关：由于刻蚀过程中 lag 效应的存在，大面积刻蚀的区域如弹性梁等先被刻蚀穿通，小面积刻蚀的区域如梳齿等被刻通得较慢。当小面积刻蚀区域还没有刻蚀通而大面积区域被刻蚀通后，小面积区域需要继续刻蚀，而此时大面积刻蚀区域受到过刻蚀。带电的刻蚀基团、离子穿过刻蚀通的区域后溅射到衬底上，如果衬底是玻璃或者二氧化硅等介质层，刻蚀基团离子所带的电荷就会被捕获，形成电场，后来的刻蚀离子受到电场力的排斥改变原来竖直向下的运动轨迹，对硅结构侧壁、底部进行刻蚀，引起 footing 效应，原理如图 4.4 所示。

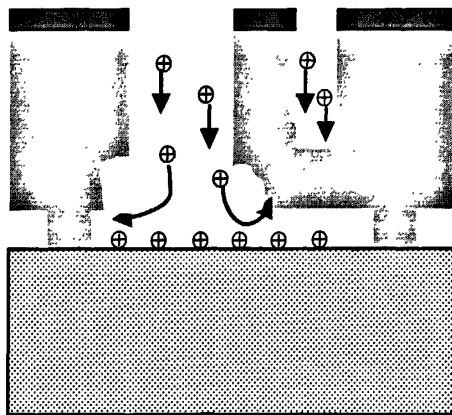


图 4.4 Footing 效应发生机制示意图

4.2.1 抑制 footing 效应方法的比较

根据 footing 效应的形成机制，本课题组杨振川和日本先进技术研究中心的 Matsuura 等提出了通过在介质层上溅射一层金属以阻止电荷在介质层上的积累，把电荷转移到硅结构上抑制电场的形成^[80, 81]的方法来抑制 footing 效应。之后，杨振川和韩国首尔大学 Kim 等又分别提出将金属溅射到硅结构的下表面以进一步改善 footing 效应^[82, 83]。尽管本课题早已提出了这两种抑制 footing 效应的方法，且第一种已成为本实验室 SGADER 标准工艺的一部分（具体流程见第 4.1 节），但一直没有进行系统的研究，还缺少对它们实际效果的理性认识。为了给实验室标准工艺的进一步改进提供依据，本文展开了对两种方法效果定量地分析，系统

地对比了不加金属层、在衬底表面加金属层和在硅结构下表面加金属层三种工艺流程中 footing 效应的情况。为了保证刻蚀常数和刻蚀时间的一致性，将同一个 4 英寸硅片划分为 3 部分，每部分分别采用上述的三种方法中的一种，金属层位置情况分别如图 4.5 所示。实验中采用的 ICP DRIE 刻蚀参数如表 4.1 所示。

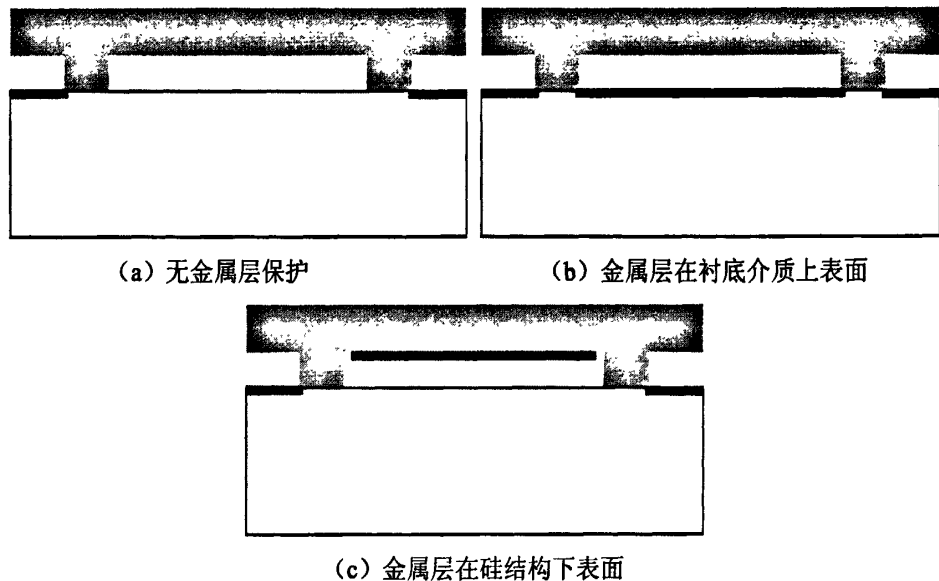
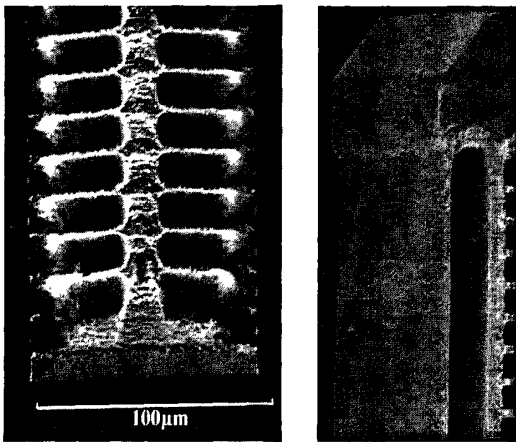


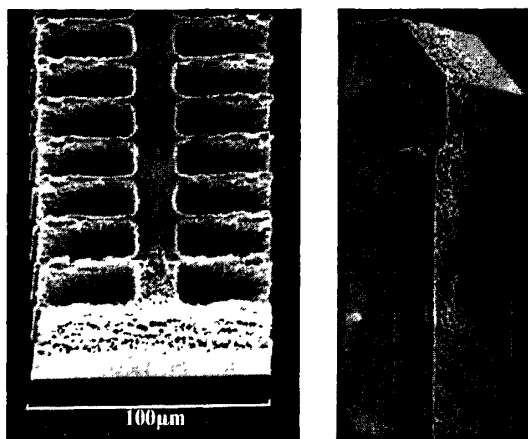
图 4.5 反应离子深刻蚀中金属薄层位置示意图

表 4.1 ICP DRIE 刻蚀参数

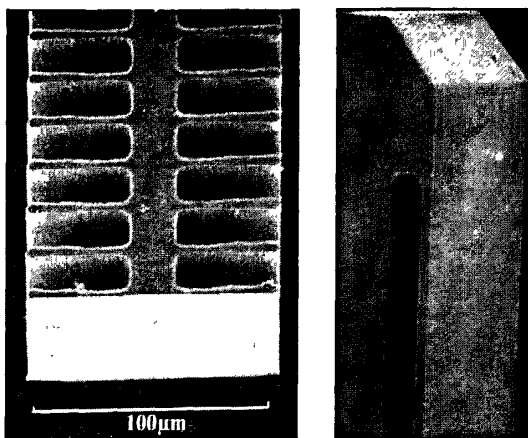
Cycle	Coil power (W)	Platen power (W)	Pressure (mtorr)	Gas flow (sccm)			Time(s)	Over-run time(s)
				SF ₆	C ₄ F ₈	O ₂		
etching	600	13	15	130	0	19.5	7	1
passivation	600	0	15	0	100	0	7	0.5



(a) 无金属层保护的梳齿和梁



(b) 金属层在衬底介质上表面保护的梳齿和梁



(c) 金属层在硅结构下表面保护的梳齿和梁

图 4.6 梳齿和弹性梁的表面形貌电镜照片

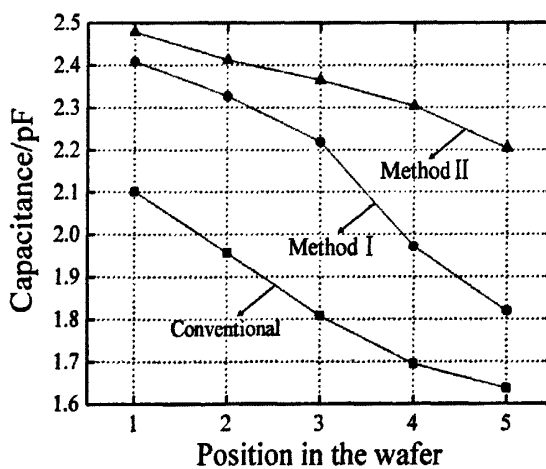


图 4.7 三种方法加工的芯片的电容值比较

刻蚀后梳齿和弹性梁的表面形貌电镜照片如图 4.6 所示，可以看出，溅射金属层对抑制 footing 效应的作用很明显，且将金属薄层溅射在硅结构下表面的效果明显优于将金属层溅射在衬底介质上表面。

利用 ZL5 LCR 测试仪测量了三种方法加工出的芯片的电容值，每种芯片测试 5 个，这三种芯片是在同一个 4 英寸的圆片上加工出来的，保证了刻蚀条件完全相同。测试结果如图 4.7 所示，没有金属层保护的芯片电容平均值为 1.84pF，金属层在玻璃衬底上表面和硅结构下表面的分别为 2.14pF 和 2.34pF，由此可知这两种方法分别使芯片的电容值提高了 16%和 27%。图中 1-5 号 5 个芯片在 4 英寸圆片中的位置是由中心到边缘分布，由于刻蚀边缘效应的存在，4 英寸圆片边缘位置的刻蚀速率大于中心位置，使得边缘位置过刻蚀比中心位置严重，因而芯片的电容值变小。

值得注意的是，第二种方法加工出的边缘处的梳齿过刻蚀比其它部分严重，这是由于在边缘处梳齿下面有一端是被金属层保护，而另一端没有，在没有金属层的这端电荷积累形成了电场，造成了 footing 效应，原理示意图 4.8，这也从另一个方面再次证明了金属层对 footing 效应的抑制作用。

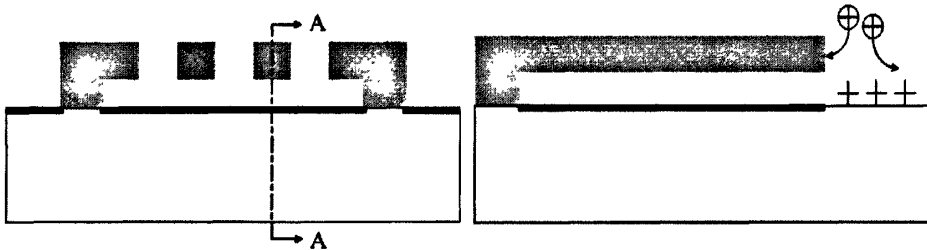


图 4.8 边缘梳齿 footing 效应原理示意图

4.2.2 Footing 效应的影响因素研究

上面通过实验研究了金属导电薄层对 footing 效应的抑制作用，结果显示将金属薄层溅射在硅结构下表面的效果明显优于将金属溅射在衬底上表面（以下分别称这两种方法为方法一和方法二），这主要可以通过导电性、硅/玻璃间隙高度和导热性三个方面来解释。首先，方法一中金属溅射在介质层上，为了保证键合的质量，仅仅有很小面积的金属与锚点相连，接触电阻大；而方法二中将金属溅射在整个硅结构的下表面，接触面积大而接触电阻小，所以对电荷的转移效率高。其次，当带电的刻蚀基团和离子以一定速度运动到下底面与金属层相撞时，由于反弹作用被弹回向上运动，尽管由于钝化作用侧壁被聚合物保护，但下底面却因为保护效果差而被离子轰击造成刻蚀；但方法二中由于金属与硅结构紧密接触，

大大抑制了这种现象的发生。刻蚀过程中离子的运动情况和电荷分布如图 4.9 示意。其三, 反应离子深刻蚀中的化学反应是放热反应, 且刻蚀离子对硅表面的物理轰击也产生大量的热, 使硅结构温度上升, 钝化效果变差, 当硅结构温度超过 100°C 时, 钝化作用失效, 刻蚀变为各向同性^[84]。为了避免这种情况的发生, 在实际过程中采用背氮冷却系统来降低硅片的温度。然而, 由于“微负载 (microloading) 效应”的存在, 大面积刻蚀区首先被刻通, 过刻蚀是难以避免的。如果被刻蚀的硅结构中有较细长的弹性梁时, 这种冷却的效果作用非常有限, 因为细长梁先被刻蚀通, 使它支撑的结构与冷却系统不再接触, 难以被背氮直接冷却; 只有两端的锚点位置与冷却系统直接接触, 热流需要通过又细又长的梁才能传导到锚点位置, 因而热传导效率低。热辐射和热对流在该散热过程中不占主要作用, 且在结构刻蚀穿通前后作用近似不变。方法二通过在硅结构下表面溅射一层金属, 将硅结构和梁等连成一体, 传热的路径被拓宽为整个结构, 大大提高了热传导效率, 抑制了硅结构上的温度上升, 保持了更好的刻蚀效果。

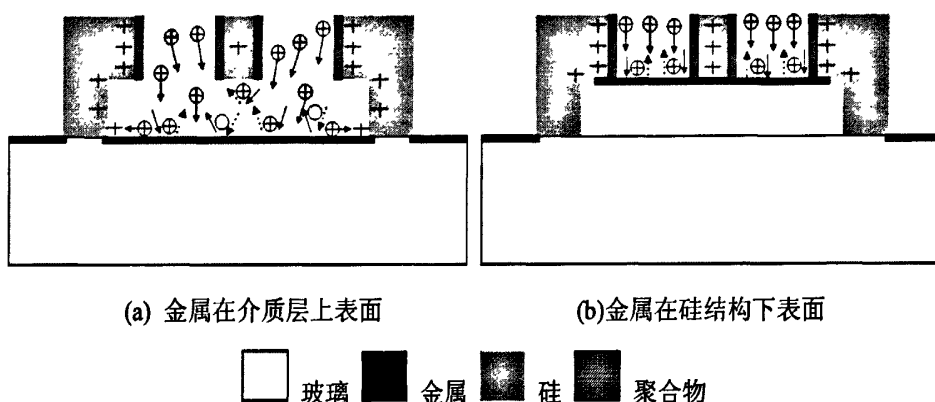


图 4.9 刻蚀过程中离子的运动与电荷分布示意图

由此可以推知, 选择较高电导率的硅、刻蚀较高的台阶即定义较大的硅/玻璃间隙和提高刻蚀过程中热传导效率, 都有利于抑制 footing 效应。下面分别对上述推论进行实验验证。

首先来检验电导率对 footing 效应的影响。选择两种不同电导率的硅, 一种为低掺杂的, 电阻率为 $2\sim 40\cdot\Omega\cdot\text{cm}$; 另外一种高掺杂的, 电阻率为 $0.01\sim 0.03\Omega\cdot\text{cm}$ 。采用相同的刻蚀参数对相同的梳齿结构进行刻蚀, 结构都采用在玻璃上表面溅射金属的保护方法。分别对梳齿结构过刻蚀三分钟和五分钟, 梳齿表面形貌分别如图 4.10 和图 4.11 所示。

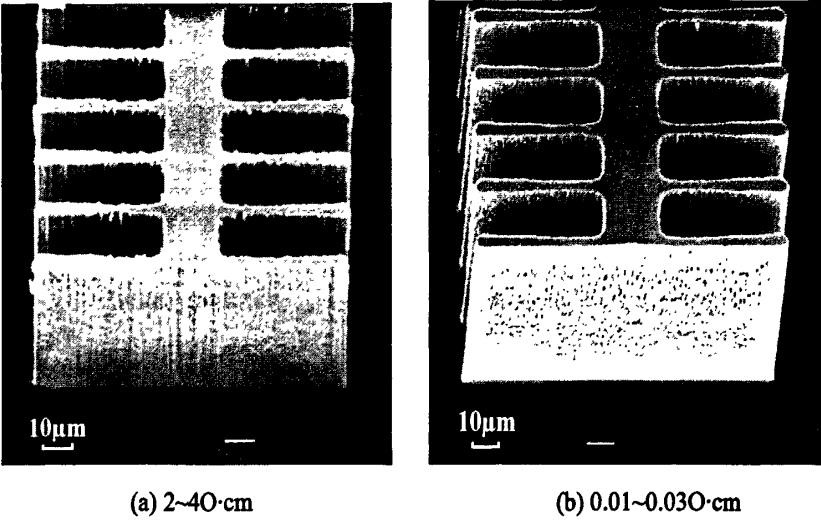


图 4.10 过刻蚀三分钟后不同电阻率的梳齿表面形貌对比

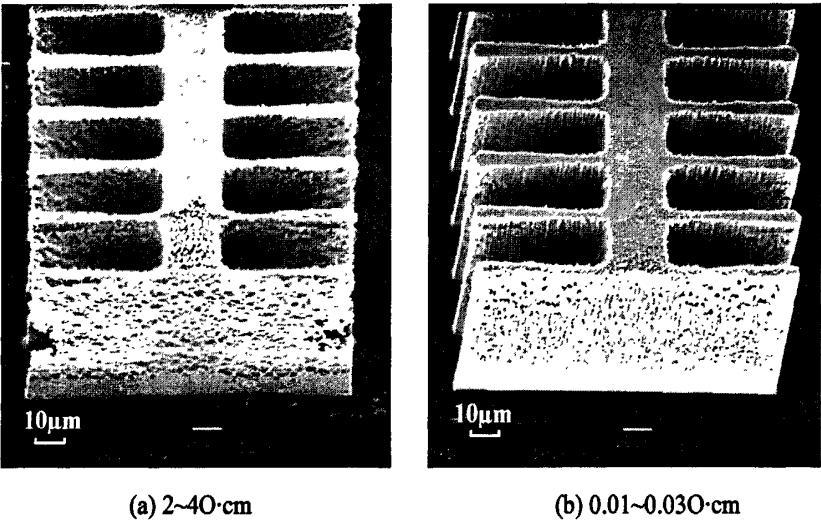
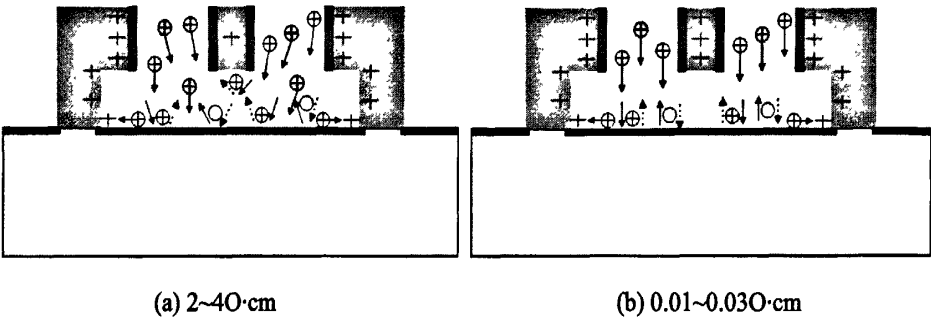


图 4.11 过刻蚀五分钟后不同电阻率的梳齿表面形貌对比



□ 玻璃 ■ 金属 ■ 硅 ■ 聚合物

图 4.12 不同电阻率的硅结构被刻通后的离子运动和电荷分布示意图

上面的实验说明，高电阻率的硅在刻蚀过程中 footing 效应比低电阻率的严

重，这是由于电导率较高的硅对电荷的转移能力强，电荷从介质层的金属上迅速转移到硅上，在硅结构中更快的达到平衡分布抑制结构间电场的产生，当后续带电刻蚀离子通过时，轨道保持竖直向下，原理如图 4.12 所示。

再看硅结构与玻璃衬底间隙高度对 footing 效应的影响。选择电阻率为 2~40 $\cdot$ cm 的硅与 Pyrex 玻璃键合，硅结构与玻璃衬底的间隙高度分别为 5 μ m、20 μ m 和 50 μ m，保证刻蚀参数完全相同。刻蚀后的梳齿形貌如图 4.13 所示。

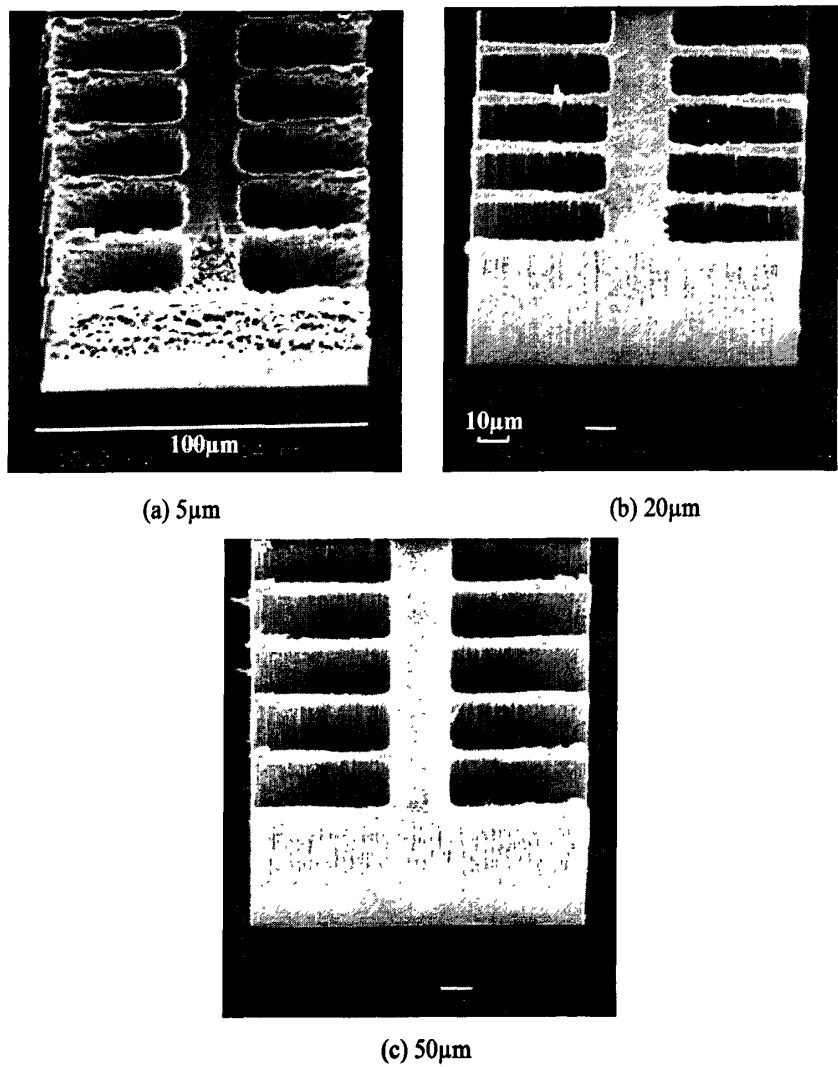


图 4.13 不同台阶高度的硅结构刻蚀后梳齿形貌对比

实验说明，台阶高度越大，footing 效应越不明显，这是因为当刻蚀离子与玻璃衬底上的金属碰撞后被弹回，在上升的过程中与后续竖直向下运动的离子碰撞改变运动轨迹，总体看来，台阶越高，反射的离子需要经过更长的路径、与更多的离子碰撞，动能下降的越快，到达硅结构底部进行二次刻蚀的离子越少，

footing 效应越不明显；但方法二中由于金属层就在硅结构的下底面，跟台阶高度无关，所以台阶高度对 footing 效应的影响可以忽略。

最后来看热传递效率对 footing 效应的影响。为说明刻蚀过程中细长弹性梁传热的瓶颈作用，利用 ANSYS 对图 4.14 中的结构在长时间过刻蚀条件下的温度梯度分布进行了仿真分析。由于过刻蚀中大部分硅结构被刻蚀穿通，活性刻蚀基团与硅的反应忽略不计，热量主要来源于离子对结构的物理轰击。在刻蚀过程中，线圈功率主要用于刻蚀气体的电离，极板功率主要用于对电离后的离子的运动加速。由于过刻蚀过程中离子加速后对结构的轰击是造成硅结构温度上升的最主要原因，根据能量守恒对此可估计如下：

$$P_{plate} = \pi \cdot R^2 \cdot P_{silicon} \quad (4.1)$$

其中， P_{plate} 是极板功率， R 是承片台的半径， $P_{silicon}$ 是离子分布于刻蚀结构上的功率密度。刻蚀中采用 13W 的极板功率、4 英寸的硅片，则硅结构上的功率密度为 $0.16W/cm^2$ 。在仿真中，器件尺寸为 $2mm \times 1mm \times 0.06mm$ ，硅的热导率取 $1.56W/cm \cdot K$ ，铝的热导率取 $2.35W/cm \cdot K$ 。根据能量守恒，作用在硅结构上的热通量等于 $P_{silicon}$ ，不计热辐射和对流的影响。由于刻蚀腔采用背氮冷却的方法，而锚点直接与腔壁接触，可以假定边界条件即锚点位置处温度不变，保持室温。

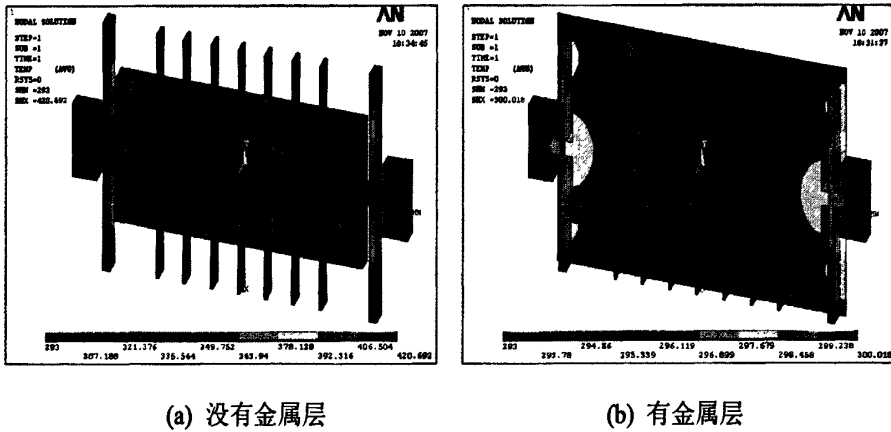


图 4.14 硅结构上温度梯度分布的有限元仿真

仿真结果如图 4.14 所示，不带铝金属层的硅悬浮结构上最高温度为 421K，而带有金属层的硅悬浮结构上最高温度为 300K；两边锚点为 293K，从悬浮结构到锚点的温度梯度主要发生在细长梁上。结果表明细长梁是传热的瓶颈，也说明了金属薄层能显著提高热传递的效率。

图 4.15 分别给出了带有金属铝和不带金属铝的结构在过刻蚀后，中间悬浮梳齿和直接与锚点相连的固定梳齿的表面形貌。从正面观察，图 4.15 (a) 中铝掩膜下的悬浮梳齿在过刻蚀后所剩无几，而与锚点相连的梳齿还很完整。原因如前所述，由于细长梁的传热效率低，产生的热量无法有效的散发导致悬浮结梳齿温度过高，钝化效果变差而过刻蚀严重，但由于锚点位置处与真空腔壁直接接触，受到背部氦气的冷却，温度上升不高，因而与锚点相连的固定梳齿还能保持较好的刻蚀效果。图 4.15 (b) 中铝掩膜下两种梳齿的结构都很完整，因为带金属铝层的硅悬浮结构被刻通后传热路径由铝主导而不受细长梁的限制，所以无论是中间的悬浮梳齿还是与锚点相连的固定梳齿都保持了较好的刻蚀效果。

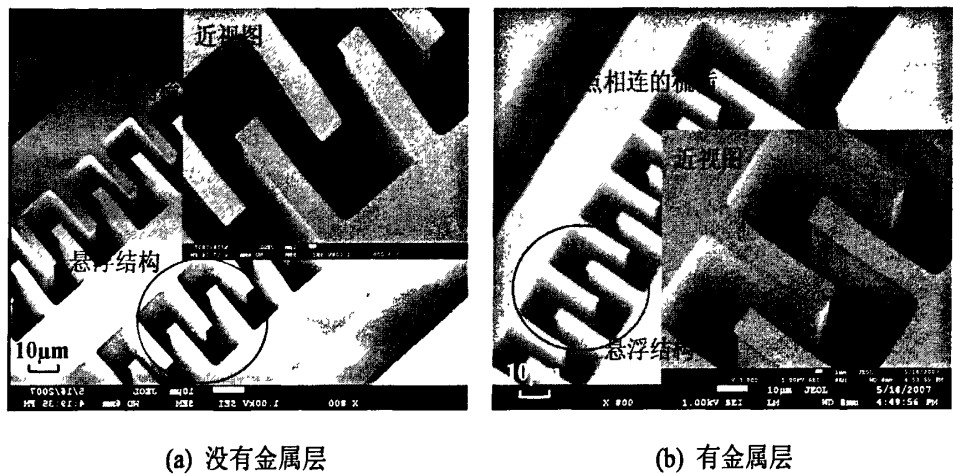


图 4.15 过刻蚀后固定梳齿和悬浮梳齿的形貌对比

上述几组实验证明了关于高电导率的硅、台阶高度和热传导效率对 footing 效应影响的论断。

4.3 圆片级封装

MEMS 器件很显著的特征就是体积小、功耗低，因而可以适用于很多传统机械加工的器件不能适应的场合，但由于器件结构特征尺寸小，通常在微米量级，这也带来了一些额外的问题：对洁净度要求很高，即使很小的灰尘都可能引起器件的实效，例如灰尘颗粒卡在可动结构间隙；某些器件具有可动结构，在运输、测试过程中极易被损坏。如图 4.16 所示，分别是加工后悬臂梁被破坏和电极被污染的两张结构照片。为了提高成品率和可靠性，保护结构在后续加工如划片、压焊、测试等过程中不受损坏，有必要对结构释放后的器件进行封装。相对于芯

片级的封装，圆片级封装加工成本低，是一个较好的选择。在 SGADER 工艺技术的基础上，本文提出了一种圆片级封装工艺，针对不同的应用场合，可以实现对器件的非气密性封装或真空封装。

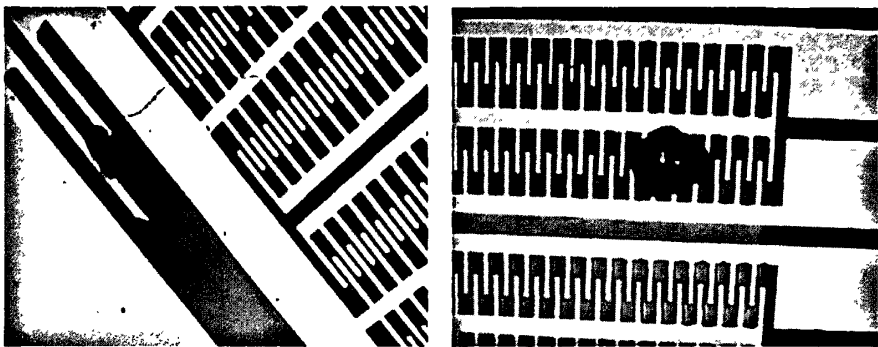


图 4.16 悬臂梁断裂和电极被污染的陀螺结构照片

4.3.1 非气密性封装

对于性能要求不高的场合，可以对器件进行非气密性封装，利用阳极键合在结构释放后的硅/玻璃结构上键合一个玻璃盖，对可动结构进行保护，提高可靠性。封装结构示意图如 4.17 所示，其剖视图（B-B'）的工艺流程见图 4.18。

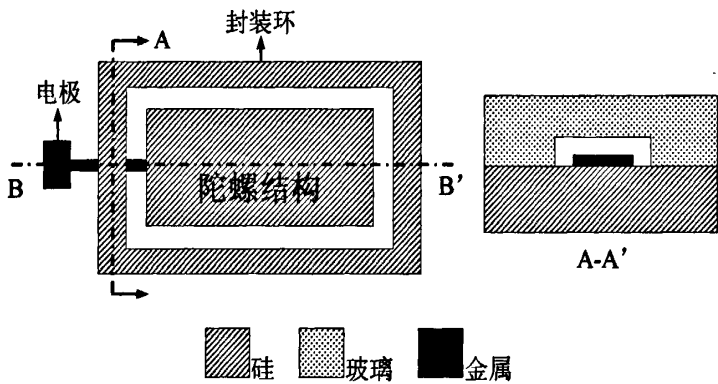
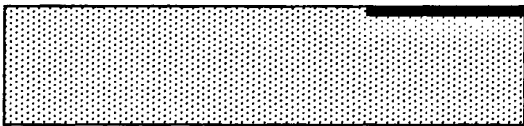


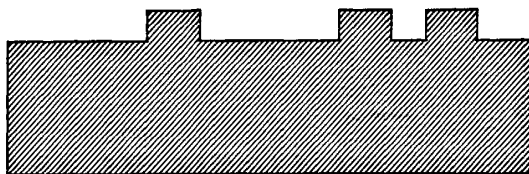
图 4.17 玻璃盖封装结构示意图

利用光刻胶做掩膜，用 BHF 腐蚀玻璃形成 2000-2200Å 的浅槽，在上面溅射厚度分别为 400/300/1900 Å 的 Ti/Pt/Au 金属层，利用剥离工艺制作电极引线，如图 4.18（a）。



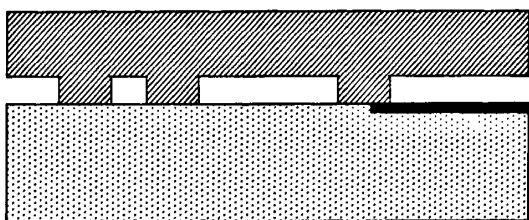
(a) 在玻璃上制作电极引线

在硅表面刻蚀高度为 $4\mu\text{m}$ 的台阶，同时定义封装键合环，为最后与玻璃盖的键合提供锚点，如图 4.18 (b)。对台阶表面进行磷离子注入，炉退火 30 分钟。



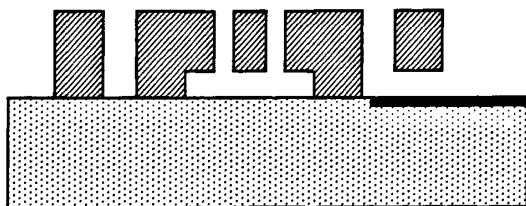
(b) 在硅上制做台阶和电极通道，进行离子注入和退火

将硅翻转后与玻璃进行阳极键合，利用 KOH 溶液对硅片进行减薄，剩余硅结构厚度为 $80\mu\text{m}$ ，如图 4.18 (c)。



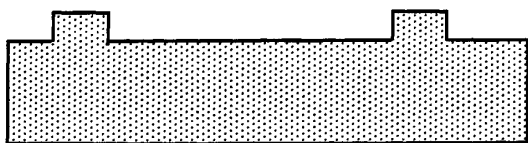
(c) 硅/玻璃阳极键合，硅片减薄

在硅的表面溅射厚度为 $800\text{\AA}$ 的金属 Al 层，光刻定义 Al 掩膜图形，利用 DRIE 进行结构释放，如图 4.18 (d)。



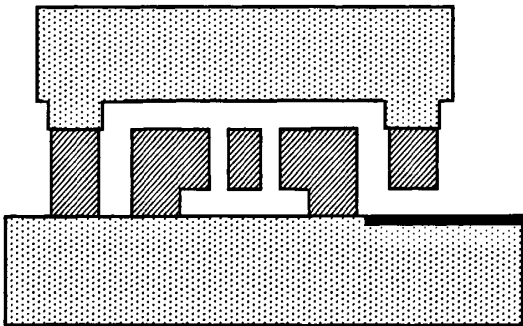
(d) DRIE 结构释放

用 BHF 对盖帽玻璃片进行清洗，溅射金 (Au)/钨 (W) 或金 (Au)/铬 (Cr)，其中 W 或 Cr 为 Au 与玻璃片的黏附层，厚度约为 $10\text{-}30\text{nm}$ ；Au 为氢氟酸 (HF) 腐蚀玻璃腔体的掩膜，厚度约为 $150\text{-}250\text{nm}$ 。利用 HF 腐蚀玻璃腔体，深度 $50\mu\text{m}$ 。



(e) 湿法腐蚀加工封装玻璃盖

对硅/玻璃结构与盖帽玻璃片进行第二次阳极键合形成三明治结构，如图 4.18 (f)。键合温度 350°C ，电压 1300V ，大气压下，时间 30min 。



(f) 玻璃/硅/玻璃阳极键合

图 4.18 圆片级玻璃盖封装工艺流程

需要说明的是，在图 4.18 (b) 中，在硅上刻蚀台阶的同时也刻蚀出封装键合环，用来实现与玻璃盖的键合。由于硅是半导体，具有一定的导电能力，所以需要在硅封装环上刻蚀电极的通道，以避免短路，且通道尺寸不能过大，以免灰尘进入，通道示意图见图 4.17 (A-A')。由于有通道的存在，所以本封装是非气密性的，主要用来保护脆弱结构不受破坏，封装后的芯片照片见图 4.19 和图 4.20。

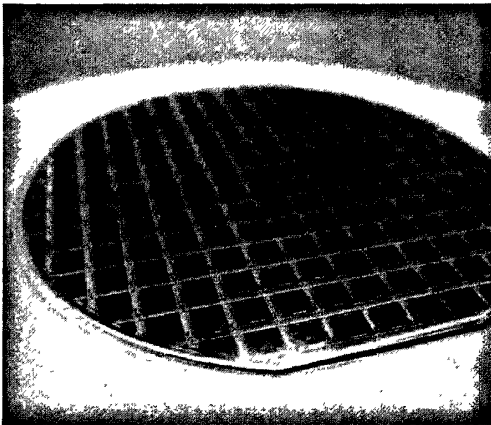


图 4.19 三明治结构的 4 英寸圆片

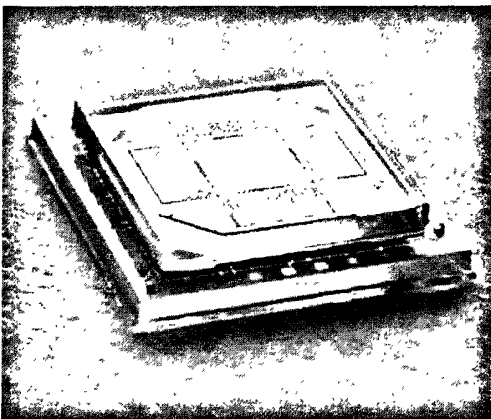
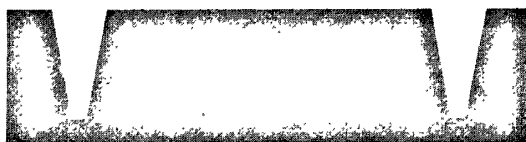


图 4.20 封装划片后的单个微机械陀螺芯片

4.3.2 真空封装

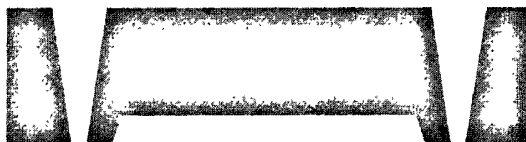
上述的工艺是非气密性封装,但对于有些微机械传感器来说,气密性封装是必要的,例如为了提高微机械陀螺的性能,常常需要真空封装;而为了得到较稳定的输出特性,有时也需要气密性封装,保证一定的阻尼。在上述开发的玻璃/硅/玻璃三层阳极键合的基础上,对工艺流程进行改进,提出了一种圆片级真空封装技术,工艺流程如图 4.21。

利用喷砂打孔的方法,在用于制作玻璃盖的玻璃片上加工圆锥形的引线孔,但并不穿透,即形成盲孔,盲孔剩余厚度不超过预先设计的玻璃盖腔体的高度,在本实验中为 $30\mu\text{m}$ 。



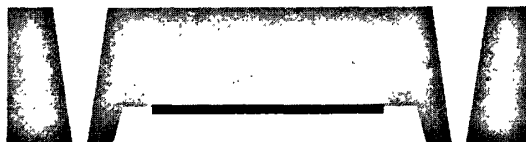
(a) 在盖帽玻璃片上喷砂打孔

利用 BHF 对玻璃片进行清洗,在未打孔的一面溅射 Au/W,其中 W 为 Au 与玻璃片的黏附层,Au 为 HF 腐蚀玻璃腔体的掩膜。光刻、腐蚀形成掩膜图形,用 HF 腐蚀玻璃腔体。同时,将引线盲孔腐蚀成通孔。



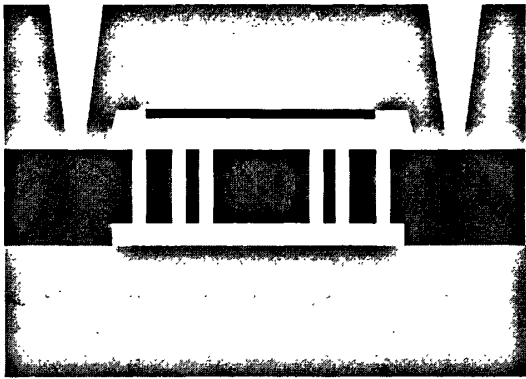
(b) 湿法腐蚀玻璃盖腔体

在玻璃盖腔内内溅射 Ti,激活后作为吸气剂。



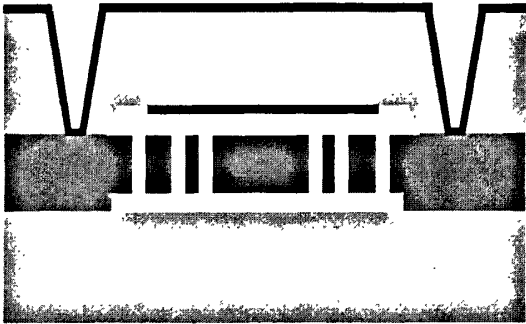
(c) 在腔体内溅射吸气剂

将器件结构圆片与盖帽玻璃片在高温和低压下进行静电键合,同时激活吸气剂。键合条件为:压力 $8 \times 10^{-4} \text{ mbar}$ 、温度 350°C 、电压 1500V ,持续时间 20 分钟。为保证真空封装,硅/玻璃键合结构在硅被 KOH 减薄后,进行机械化学抛光 (CMP)。



(d) 玻璃/硅/玻璃三层键合

在盖帽玻璃片通孔内溅射金属 Al，引出金属电极，同时连接相同性质的电容电极。



(e) 在结构上制作电极引线



图 4.21 圆片级真空封装工艺流程

至此，圆片级真空封装工艺完成。封装后的单个芯片见图 4.22。

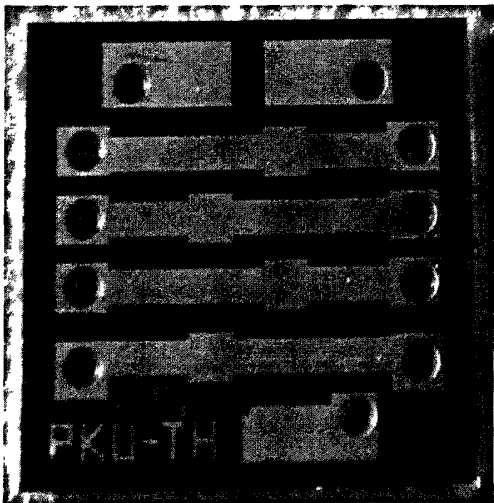


图 4.22 真空封装的单个微机械陀螺芯片

在第一次流片完成后,作者前往英国南安普敦大学进行联合培养,后续工作由赵前程博士完成。对微机械陀螺芯片进行了品质因数测试,结果跟在大气下的测试结果相同,品质因数没有显著提高。分析原因,主要是由于 DRIE 结构释放后,封装键合环与电极引线引出点(即与玻璃上通孔键合处的硅)已经分离,键合电压无法施加到后者上,造成引线通孔处键合失败,真空失效。

为此,赵前程博士对加工工艺流程进行了调整和第二次流片,首先将带有引线通孔的玻璃与硅进行第一次阳极键合,由于此时结构还没有释放,键合电压可以作用在整个硅片上,能够达到与玻璃较好的键合效果。然后 DRIE 释放硅结构,最后再与盖帽玻璃片进行第二次阳极键合,调整工艺流程后的器件封装结构如图 4.23 所示意。

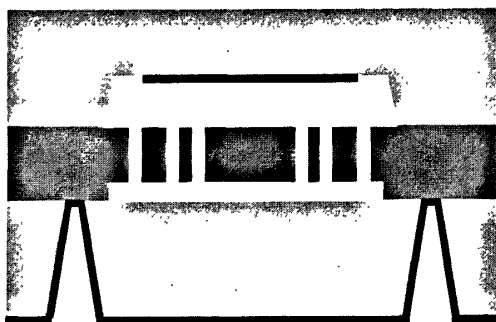


图 4.23 真空封装的微机械陀螺芯片

对微机械陀螺进行扫频测试,结果见图 4.24,陀螺的驱动模态品质因数可达 93000,比大气下提高了 700 多倍;另外,从流片完成到测试,时间间隔了五个月,证明了该真空封装工艺技术的可行性和长期可靠性。

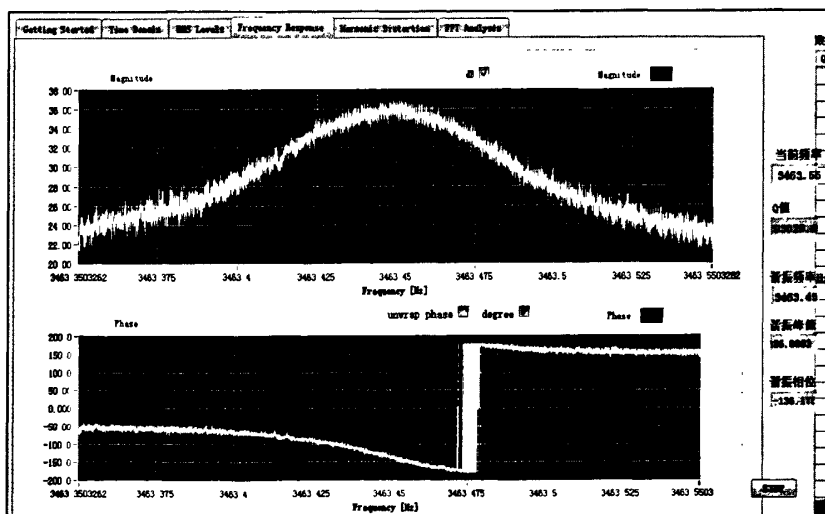


图 4.24 真空封装的微机械陀螺驱动模态伯德图

4.4 本章小结

本章利用北京大学微米/纳米加工技术重点实验室开发的硅/玻璃键合及反应离子深刻蚀工艺，对 z 轴微机械陀螺进行了加工制造。针对反应离子深刻蚀中硅/玻璃键合结构的 footing 效应问题，实验对比了两种不同抑制方法的效果，并对原因进行了分析。在此基础上，通过实验研究了被刻蚀硅结构的电导率、硅结构/玻璃衬底间隙高度以及刻蚀过程中的传热效率三个因素对 footing 效应的影响。实验结果显示，硅的电导率越高、硅/玻璃间隙越大、热传导效率越高，footing 效应越不明显。另外，为保护微机械陀螺芯片和提高性能，在 SGADER 工艺基础上开发了一套圆片级封装技术。

第五章 微机械陀螺性能开环测试

本章将采用模拟电路闭环驱动、开环检测的方式对加工的微机械陀螺的性能进行标定和测试，包括标度因子、噪声水平、模态耦合以及零漂稳定性等。需要指出的是，在本章以及后续章节的实验中，除了第 5.3 节的驱动频率温度稳定性测试中采用的是改进支撑梁、加应力释放结构后的微机械陀螺芯片，其它测试皆采用支撑梁改进前的结构，这是因为结构改进后的微机械陀螺芯片加工的数量较少，且在加工过程中受到的污染较大，几乎不能挑选出可供测试的芯片，也没有进行第二次流片。

5.1 陀螺测试电路

在第三章的结构设计中认识到，本微机械陀螺工作模态谐振频率对温度的变化比较敏感，稳定性较差，容易受到外界环境的影响。为此，选择模拟电路闭环驱动的方式，利用电路噪声自激震荡，使微机械陀螺驱动单元自动以谐振频率振动，并设计自动增益控制器（AGC）维持恒定的振幅。检测电路则采用常用的开环方式，接口电路结构如图 5.1。图 5.2 为微机械陀螺和接口电路的实物照片。

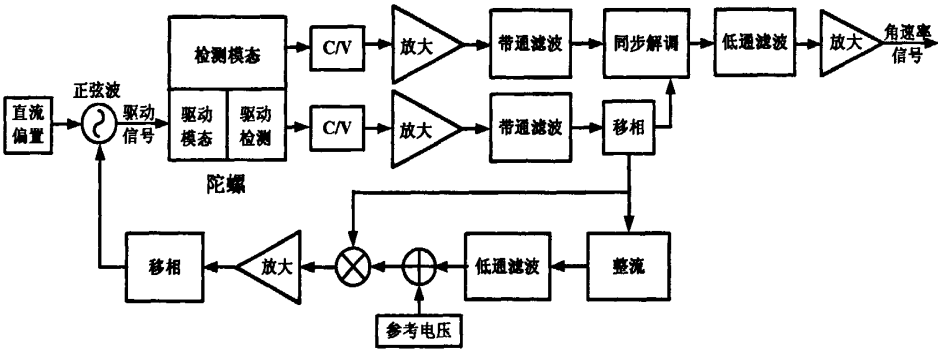


图 5.1 驱动和检测接口电路原理示意图



图 5.2 微机械陀螺及接口电路 PCB 照片

自激振荡驱动环路利用一个整流器和一个低通滤波器提取驱动单元的振幅信号，然后跟参考电压幅值进行比较，当两者的差值为零时，系统达到稳定状态；当提取到的振幅信号小于设定的参考幅值时，AGC 通过增加环路增益减小系统阻尼使振幅增大，反之，当检测到的振幅信号大于设定的参考幅值时，AGC 减小增益增大阻尼使振幅减小。这个过程一直进行，直到环路阻尼为零时系统保持恒定的振幅震荡。带通滤波器后的移相器利用一个标准运放和可变电阻构成，相位可以在 $0-180^{\circ}$ 内调整，用来补偿带通滤波器引起的相位延迟。放大器后的移相器可以根据实际需要进行调整，既可以用来补偿 AGC 的相位延迟，也可以调整为高通滤波器以抑制噪声。如图 5.3 所示，电路上电启动后 150ms 达到稳定状态，以恒定的振幅震荡。给印制电路板（PCB）一个加速度冲击后，电路在 30ms 后恢复正常工作状态，如图 5.4。虽然实验中没有定量的测量加速度冲击的大小，但该实验还是定性地说明了驱动环路的稳幅作用。

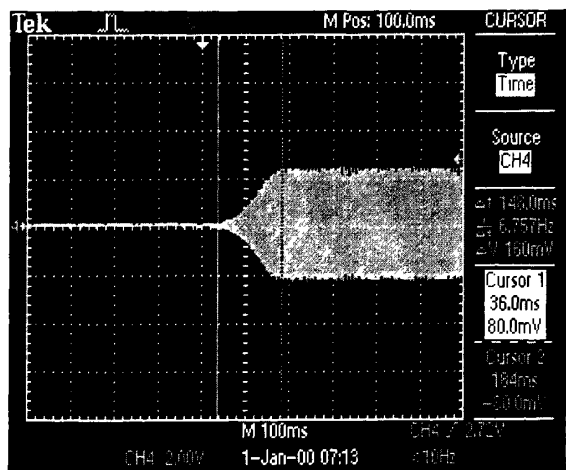


图 5.3 驱动环路自激震荡波形

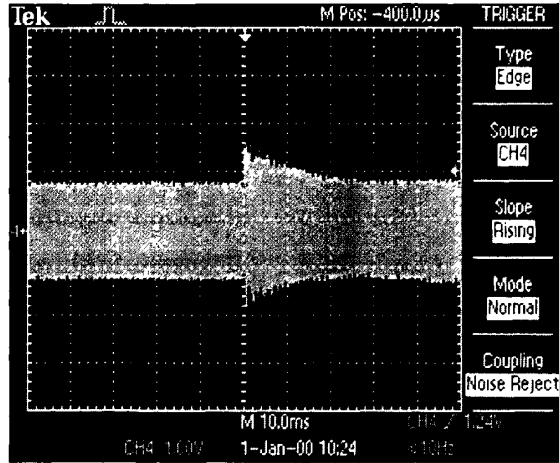


图 5.4 受加速度冲击后波形图

检测电路采用简单的开环形式,由科里奥利力引起的位移变化由环形二极管读出^[85, 86],同时实现了对高频载波的解调,检测信号通过带通滤波器去除高频载波和低频噪声。带通滤波器的中心频率与驱动模态的谐振频率相等,带宽为 $\pm 50\text{Hz}$ 。然后与驱动信号做乘法计算进行同步解调,接着利用带宽为 50Hz 的低通滤波器滤掉高频分量,最终得到需要测量的输入角速度信号。

5.2 陀螺基本性能测试

对微机械陀螺的驱动单元和检测单元分别进行扫频,得到它们的幅频和相频特性。如图 5.5 所示,它们的谐振频率分别为 3359Hz 和 3444Hz 。需要说明的是,在相频曲线中驱动和检测模态谐振频率处的相位并不等于 -90° ,与理论不符,这是由于电路中的电容-电压(C/V)转化模块(见图 5.1)中含有电容,引入了附加的相移。与有限元仿真结果 3962Hz 和 4047Hz 相比,驱动模态和检测模态误差皆为 603Hz ,这是加工误差造成的。尽管加工误差使工作模态频率偏离设计值超过 600Hz ,但两模态的频率差保持不变,都为 85Hz 。对多个微机械陀螺芯片进行扫频,发现工作模态频率变化很大,也就是说加工误差造成的差异很大,这是正常的,即使在同一个 4 英寸圆片上加工的芯片,由于位置不同过刻蚀的程度就不同,所以难以保证微机械陀螺工作模态频率的一致性,例如圆片边缘处受到的过刻蚀较中心处严重,因而边缘处的陀螺工作模态频率一般会比中心处的低;但是,不同芯片两模态的频率差大多在 90Hz 左右,变化不大。在一定条件下,微机械陀螺的带宽跟两模态的频率差可以近似的看做正比关系^[71],所以,该陀螺

带宽对加工误差不敏感, 具有很好的一致性。另外, 由于结构是对称的, 驱动和检测模态频率对温度具有相似的敏感性, 因而温度变化时两模态的频率差和带宽也能保持基本不变。

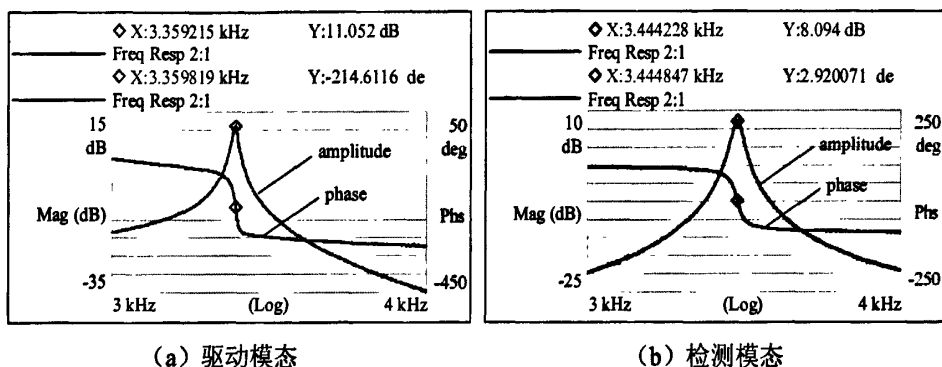


图 5.5 微机械陀螺的驱动和检测模态伯德图

从图 5.5 的测试结果可以计算, 大气下微机械陀螺的驱动模态和检测模态的品质因数分别为 217 和 97, 带宽约为 50Hz。为了保证陀螺能有较大的工作带宽, 常常设计驱动模态和检测模态的频率具有一定的差值, 此时微机械陀螺的检测单元并不工作在谐振频率处, 因此振幅放大因子并不简单的等于品质因数, 可以按照下式计算:

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_y^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_y \cdot Q_y}\right)^2}} \quad (5.1)$$

其中 β 为振幅放大因子, ω 为驱动力圆频率, ω_y 和 Q_y 分别为检测模态的本征圆频率和品质因数。将测量得到的数值带入式 (5.1), 可得振幅放大因子为 20。尽管检测单元振幅放大因子远小于检测模态品质因数, 但对在大气下工作的微机械陀螺而言, 该值仍然是一个较大的放大倍数。陀螺的驱动单元工作在谐振频率下, 振幅放大因子等于驱动模态品质因数, 为 217, 可以在大气下工作而不需要真空封装, 大大降低了加工成本。

该微机械陀螺在 1Vp-p 交流正弦信号和 10V 直流偏置电压下驱动工作, 当没有角速度信号输入时, 输出的检测信号是由于耦合造成的, 由此可以估计耦合的大小。测试结果如图 5.6 所示, 当驱动单元位移造成 112.26mV 的输出电压时, 由耦合引起的输出检测信号为 16.88mV, 此时驱动和检测单元位移读出电路的放大倍数不同。若令两个读出电路的放大倍数皆为 1, 则输出电压分别为:

$$\frac{1}{49400/R_{G1}+1} \times 112.262 = 1.147 \text{ mV} \quad (5.2)$$

$$\frac{1}{49400/R_{G2}+1} \times 16.8844 = 0.034 \text{ mV} \quad (5.3)$$

其中 $R_{G1}=510\Omega$, $R_{G2}=100\Omega$, 分别为驱动单元和检测单元位移读出电路中所用运放 AD620 的增益设置电阻。

因为梳齿电容 $dC/C=dL/L$, 所以:

$$\frac{\delta L_s/L_s}{\delta L_d/L_d} = \frac{\delta L_s/10}{\delta L_d/22} = \frac{0.034}{1.147} \quad (5.4)$$

因此位移耦合为:

$$\frac{\delta L_s}{\delta L_d} = 1.35\% \quad (5.5)$$

这里 C 和 dC 分别为电容初始值及电容的变化; dL_s 和 dL_d 分别为检测单元和驱动单元梳齿电极的位移; L_s 和 L_d 分别为检测单元和驱动单元可动梳齿和固定梳齿的交叠长度。

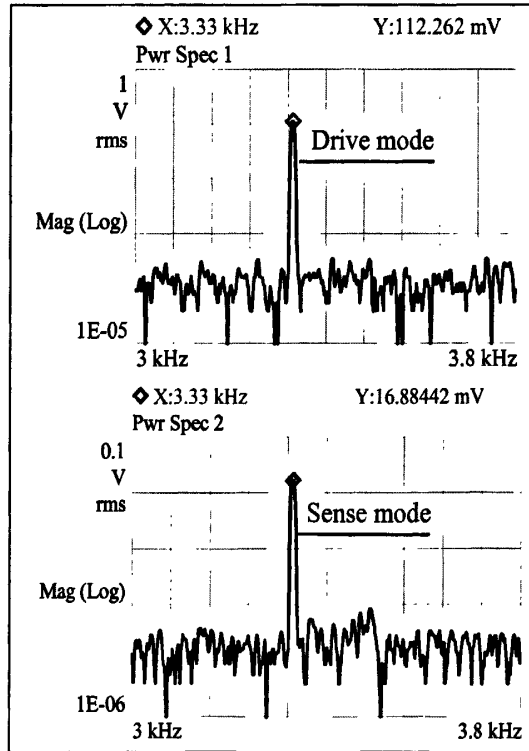


图 5.6 无角速度输入时陀螺驱动单元和检测单元的电压输出

在第三章的仿真计算中, 微机械陀螺驱动对检测的位移耦合约为 0.65%, 实

验测试值比该值大了一倍,这是由于正交误差和加工误差导致的结构不对称性引起的。在仿真中,陀螺驱动单元位移是严格沿着 x 轴方向的,而在加工中这是不可能实现的,总是会存在一定的偏差。另外,加工误差对于各弹性梁造成的不对称性和非均一性,也会使两个工作模态的耦合变大^[87]。从测试结果来看,两者的耦合仅仅为 1.35%,即使在加工误差的影响下,微机械陀螺的解耦效果也比较好。

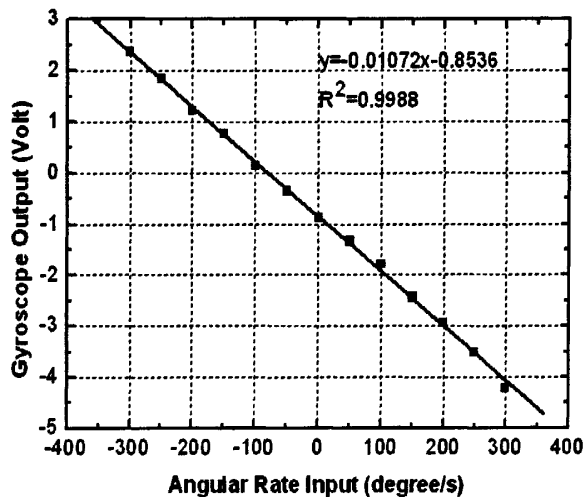


图 5.7 角速度在±300°/s 范围内陀螺的灵敏度测试

对微机械陀螺的标度因子在转台上标定,结果如图 5.7 所示。在±300°/s 的直流 (DC) 角速度信号输入范围内,陀螺的标度因子是 10.7mV/°/s, R^2 非线性度为 0.12%。

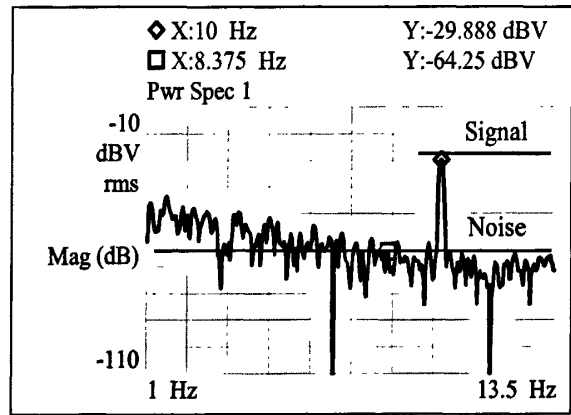
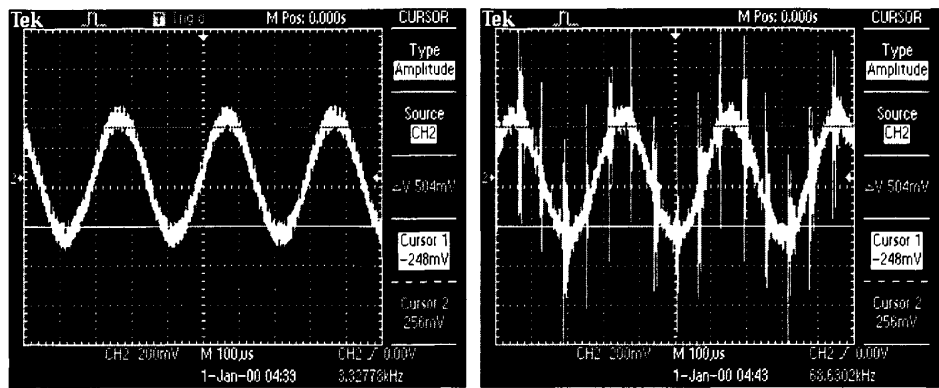


图 5.8 输入幅值 0.2° 频率 10Hz 的角振动信号时陀螺的输出频谱图

当输入一个幅值为 0.2°、频率为 10Hz 的角振动信号时,微机械陀螺的输出频谱如图 5.8 所示,噪声水平为 -64dB,信号为 -30dB,则信噪比(SNR)约为 34dB。电路实际的信噪比应该略高于此值,这是因为测试时,转台带来的电磁干扰恶化

了噪声水平。从开启转台前后示波器的波形图 5.9 (a) 和 (b) 的对比中可以明显看出，开启转台后噪声大大上升。



(a) 开启转台前的示波器波形 (b) 开启转台后的示波器波形

图 5.9 转台对示波器波形的噪声干扰

图 5.10 给出了同步解调前（见图 5.1）的输出信号波形图。当给微机械陀螺输入一个幅值为 0.2° 、频率为 10Hz 的角振动时，在频谱图上可以明显看到，在陀螺驱动频率的两侧有两个对称的峰值信号，同时也可以看到在该频率处有一个很高的正交误差信号，它等效于 $265^\circ/\text{s}$ 的角速率信号。

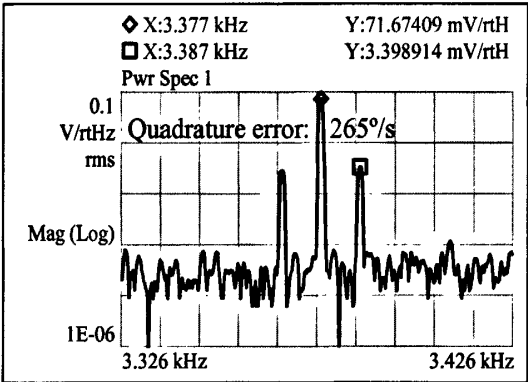


图 5.10 微机械陀螺正交误差测量结果

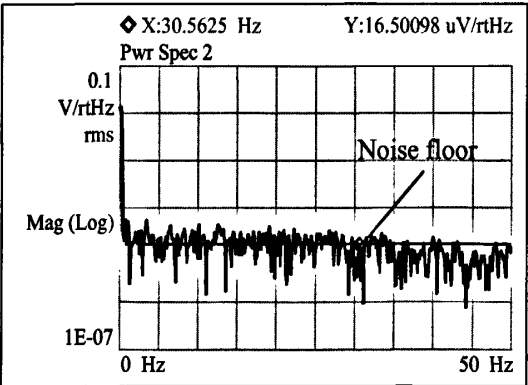


图 5.11 在 50Hz 带宽内微机械陀螺的噪声谱密度

图 5.11 给出了微机械陀螺在没有外界角速度信号输入时的噪声谱密度，噪声水平在 50Hz 带宽内为 $16.5\mu\text{V}/\text{Hz}^{1/2}$ ，对应的噪声等效角速率为 $0.0015^\circ/\text{s}/\text{Hz}^{1/2}$ ($5.4^\circ/\text{h}/\text{Hz}^{1/2}$)。

在无任何温度控制的情况下，微机械陀螺的 1-s 零漂稳定性测试结果如图 5.12 所示。在长八小时的测试中，陀螺的零漂稳定性为 $4^\circ/\text{s}$ ，前两个小时内零漂稳定性较差。造成这一问题的原因可能是，在开始两小时内由于电路工作器件发热造成的陀螺工作环境温度变化大；陀螺结构是对支撑梁改进前的结构，热应力造成梁的弹性系数和工作模态频率变化大，而经过一段时间的振动，释放了部分应力，工作模态频率渐趋稳定。经过两个小时稳定后，陀螺在后六小时的零漂稳定性为 $1^\circ/\text{s}$ ，而在 120 秒内可达 $0.3^\circ/\text{s}$ 。

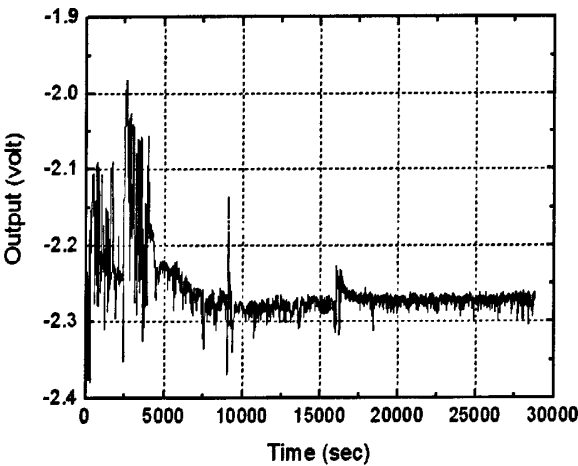


图 5.12 微机械陀螺的零漂稳定性测试

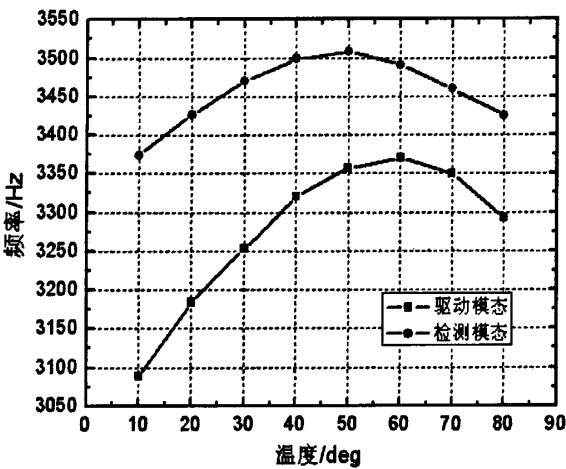


图 5.13 改进前的陀螺工作模态频率随温度变化曲线

对微机械陀螺的谐振频率稳定性进行了测试，结果如图 5.13 所示。由此看

来, 驱动和检测模态频率的温度灵敏度较大, 频率随温度的变化规律相似。在 10-80℃内驱动模态频率最大变化为 282Hz, 检测模态频率最大变化 134Hz。当温度从 10℃上升到 20℃时, 驱动模态的频率升高了 96Hz, 平均变化率高达 9.6Hz/℃。因而, 该微机械陀螺工作模态频率稳定性较差, 最好在闭环驱动和温度控制下工作。

5.3 改进后的陀螺模态温度特性测试

在第 3.4 节中, 用 ANSYS 仿真了热应力对微机械陀螺工作模态频率的影响, 在上节中也进行了实验测试。结果显示, 陀螺工作模态频率对温度变化比较敏感, 不适宜在温度变化大的环境下工作。针对这一缺陷, 在第 3.4 节中对双端固定支撑梁做了改进, 增加了应力释放结构。对改进支撑梁后的微机械陀螺驱动模态频率随温度变化情况进行了测试, 结果如图 5.14 所示。

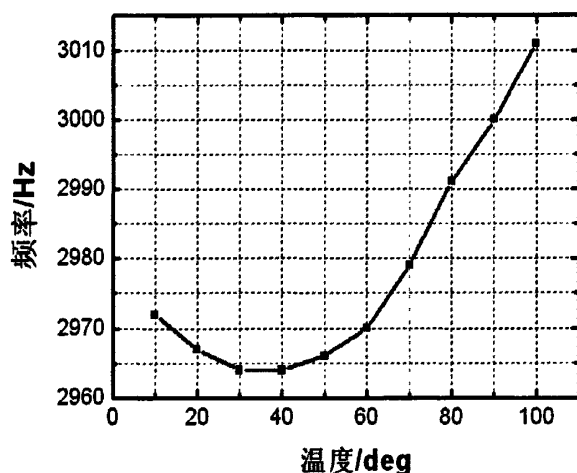


图 5.14 改进后的陀螺驱动模态频率随温度变化曲线

由此可以看出, 改进支撑梁后的陀螺驱动模态频率在 10-100℃范围内最大变化 47Hz, 与改进前最大变化 282Hz 相比, 减小了 5/6。当温度从 90℃上升到 100℃时, 频率变化最剧烈, 平均为 1.1/℃, 与改进前最大平均值 9.6Hz/℃相比, 减小了近 9/10。检测单元的支撑梁与驱动单元的相同, 结构对称, 检测模态的频率随温度变化规律与驱动模态相近。

由于改进支撑梁后的微机械陀螺结构加工的数目少, 且该次流片加工的效果不好, 绝大多数芯片结构上有硅碎片, 不能正常工作。因此, 没有合适的陀螺芯

片可供测试，仅仅进行了上述的驱动模态频率温度灵敏度实验，其它的性能测试没有进行。

5.4 本章小结

本章利用模拟接口电路，采用闭环驱动、开环检测的方式对微机械陀螺的基本性能进行了测试。结果表明，陀螺驱动模态和检测模态的品质因数较大，分别为 217 和 97，可以满足在大气下工作的要求。工作时驱动模态和检测模态的耦合仅为 1.35%。对称的结构设计抑制了加工误差对陀螺带宽的影响，保证了带宽不变。通过转台测试、标定，在 $\pm 300^\circ/\text{s}$ 内微机械陀螺的标度因子为 $10.7\text{mV}/^\circ/\text{s}$ ， R^2 非线性度为 0.12%，在 50Hz 带宽内噪声水平为 $5.4^\circ/\text{h}/\text{Hz}^{1/2}$ 。实验还测试了改进支撑梁前后的陀螺模态频率的温度稳定性，增加应力释放结构使温度灵敏度减小为原来的 1/6，证明了方法的有效性。

第六章 Sigma-delta 调制器工作原理

如第一章所述, 基于 sigma-delta 调制器 ($\Sigma\Delta$) 控制系统的微机械陀螺具有闭环检测和数字输出的优点, 成为研究的一个发展方向。基于 $\Sigma\Delta$ 的微机械陀螺就是将 $\Sigma\Delta$ 和陀螺检测单元两者合成, 把检测单元内置于 $\Sigma\Delta$ 环路内, 使检测单元成为环路滤波器的一部分, 也可以称作一种微机电 $\Sigma\Delta$ (micro-electro-mechanical $\Sigma\Delta$)。因而, 微机电 $\Sigma\Delta$ 与 $\Sigma\Delta$ 工作原理相似, 只是前者在环路滤波器中包含机械结构。

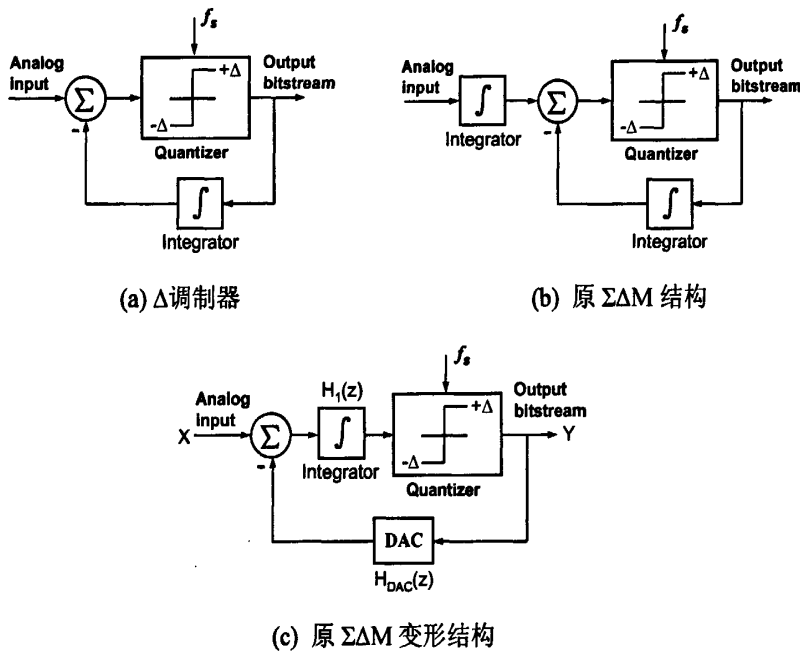


图 6.1 $\Sigma\Delta$ 结构演化

下面简单介绍 $\Sigma\Delta$ 的发展和的工作原理。 $\Sigma\Delta$ 是 Inose 等在 1962 年提出的, 在 delta 调制器基础上改进而成^[88], delta 调制器结构如图 6.1 (a) 所示。由于高频信号会使 delta 调制器反馈回路上的积分器过载, 因而在输入信号后增加一个积分器来抑制高频信号的幅值, 见图 6.1 (b)。根据经典控制理论, 积分器可以移到环路内部, 这样系统在前向通路中包含一个积分器和一个一位的量化器, 反馈回路中包含一个一位的数模转换器 (DAC), 如图 6.1 (c)。在该结构基础上, 可以用低通滤波器代替积分器形成高阶低通 $\Sigma\Delta$ ^[89], 或者用带通滤波器代替积分器形成高阶带通 $\Sigma\Delta$ ^[90]。

6.1 $\Sigma\Delta$ 的工作原理

$\Sigma\Delta$ 也称噪声整形调制器 (noise shaping modulator)，主要由积分器和量化器组成，其中积分器的个数即为 $\Sigma\Delta$ 的阶数。它的工作原理可以概括为编码、过采样和噪声整形三个方面，下面通过一阶 $\Sigma\Delta$ 来对它们分别进行阐述。一阶 $\Sigma\Delta$ 结构如图 6.1 (c) 所示，由一个减法器、一个积分器和一个量化器组成，其中量化器包含一个一位的 ADC 和一个一位的 DAC。它在离散域 (z 域) 内的线性理论模型如图 6.2 所示^[91]。

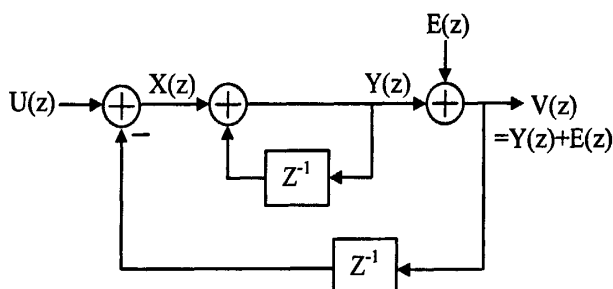


图 6.2 一阶 $\Sigma\Delta$ 的 z 域线性模型

首先来看 $\Sigma\Delta$ 的编码过程。一位量化器 ADC 的输出只有两个取值：1 和 -1。当量化器 ADC 的输入大于或等于零时，输出为“1”，这时 DAC 反馈回一个正脉冲，与调制器的输入相减，使积分器的输出减小，直到小于零；当量化器 ADC 的输入小于零时，输出为“-1”，这时 DAC 反馈回一个负脉冲，与调制器的输入相减，使积分器的输出增大，直到大于零。因而， $\Sigma\Delta$ 的输出为一系列有序的“1”、“-1”的数字流，利用它们来表示输入信号。

从图 6.2 可知：

$$Y(z) = z^{-1}Y(z) + U(z) - z^{-1}V(z) \quad (6.1)$$

假设输入一直流信号 u ，由上式可得：

$$y(n) = y(n-1) + u - v(n-1) \quad (6.2)$$

而：

$$v(n) = \text{sgn}(y(n)) \quad (6.3)$$

则：

$$y(n) = y(n-1) + u - \text{sgn}(y(n-1)) \quad (6.4)$$

如图 6.2 所示的 $\Sigma\Delta$ 调制器输入一直流 $u=1/4$ 时, 假设 $y(0)$ 的初始值为 0, 则 $v(0)$ 的值为 1, 每次采样 $\Sigma\Delta$ 环路中各点的值见表 6.1。

表 6.1 $\Sigma\Delta$ 环路中各点值

采样 n	调制器输入 U(n)	积分器输入 X(n)	积分器输出 Y(n)	量化器输出 V(n)
1	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{4}-1=-\frac{3}{4}$	$-\frac{3}{4}+0=-\frac{3}{4}$	-1
2	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{4}+1=\frac{5}{4}$	$\frac{5}{4}-\frac{3}{4}=\frac{1}{2}$	1
3	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{4}-1=-\frac{3}{4}$	$-\frac{3}{4}+\frac{1}{2}=-\frac{1}{4}$	-1
4	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{4}+1=\frac{5}{4}$	$\frac{5}{4}-\frac{1}{4}=1$	1
5	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{4}-1=-\frac{3}{4}$	$-\frac{3}{4}+1=\frac{1}{4}$	1
6	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{4}-1=-\frac{3}{4}$	$-\frac{3}{4}+\frac{1}{4}=-\frac{1}{2}$	-1
7	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{4}+1=\frac{5}{4}$	$\frac{5}{4}-\frac{1}{2}=\frac{3}{4}$	1
8	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{4}-1=-\frac{3}{4}$	$-\frac{3}{4}+\frac{3}{4}=0$	1
9	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{4}-1=-\frac{3}{4}$	$-\frac{3}{4}+0=-\frac{3}{4}$	-1
10	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{4}+1=\frac{5}{4}$	$\frac{5}{4}-\frac{3}{4}=\frac{1}{2}$	1

由此可见, $\Sigma\Delta$ 调制器在第 1 次采样和第 9 次采样时的环路中各点值相同, 每经过 8 次采样, 数据流为 1 个周期, 积分器的输出为 “0” 1 次。在这 8 次取样中, 比较器输出 “1” 5 次, “-1” 3 次, 其平均值为 $\frac{(+1)\times 5+(-1)\times 3}{8}=\frac{1}{4}$, 等于输入值, 即实现了对输入值的编码。

再看过采样。由图 6.2 得:

$$V(z)=Y(z)+E(z) \tag{6.5}$$

其中 $V(z)$ 为量化器输出信号, $Y(z)$ 为量化器输入信号, $E(z)$ 为量化误差。在一定条件下, 量化误差的频率特性在采样频率范围内近似于白噪声, 又被称为量化噪声。若量化器两个相邻量化电平之差即最小比特电压为 V_{LSB} (voltage of least

significant bit), 则量化误差在 $\pm \frac{1}{2}V_{LSB}$ 之间, 它的总功率为:

$$\sigma_q^2 = \frac{V_{LSB}^2}{12} \quad (6.6)$$

该值为常数, 与采样频率 f_s 无关, 在 $\pm f_s/2$ 的频带范围内均匀分布。因此, 提高采样频率可以降低单位频带内的量化噪声密度, 提高信号频带范围内的信噪比。

假设输入的模拟信号频率为 f_0 , 过采样是指以采样速率 $f_s \gg 2f_0$ ($2f_0$ 为奈奎斯特采样频率) 对信号进行采样。过采样率 OSR 为:

$$OSR = \frac{f_s}{2f_0} \quad (6.7)$$

则在该过采样率下信号频带范围内的量化噪声功率为:

$$\sigma_q^2 = \frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot \frac{1}{OSR} \quad (6.8)$$

不同采样频率时的量化噪声分布如图 6.3 所示。

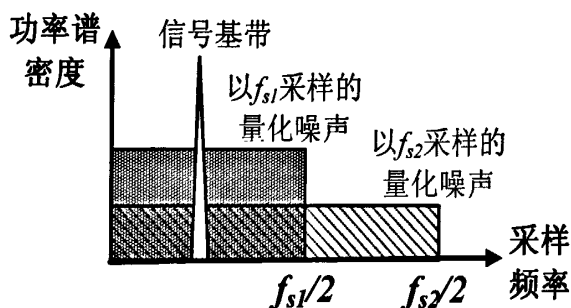


图 6.3 不同采样频率时的量化噪声分布示意图

最后来了解一下 $\Sigma\Delta M$ 的噪声整形特性。由图 6.2 知:

$$\begin{aligned} V(z) &= Y(z) + E(z) = z^{-1}Y(z) + U(z) - z^{-1}V(z) + E(z) \\ &= U(z) + E(z) - z^{-1}(V(z) - Y(z)) \\ &= U(z) + (1 - z^{-1})E(z) \\ &= STF(z)U(z) + QNTF(z)E(z) \end{aligned} \quad (6.9)$$

$STF(z)$ 和 $QNTF(z)$ 分别表示信号传递函数和量化噪声传递函数。从表达式中可以看出, 一阶 $\Sigma\Delta M$ 的输出包括输入信号和量化误差的一阶差分, 实现了对噪声的调制。量化噪声传递函数的频谱如图 6.4 所示, 低频部分的噪声被调制到了高频区域, 低频信号带内的噪声减小。奈奎斯特采样、过采样以及过采样和噪声整形下的量化噪声功率谱分布比较见图 6.5。

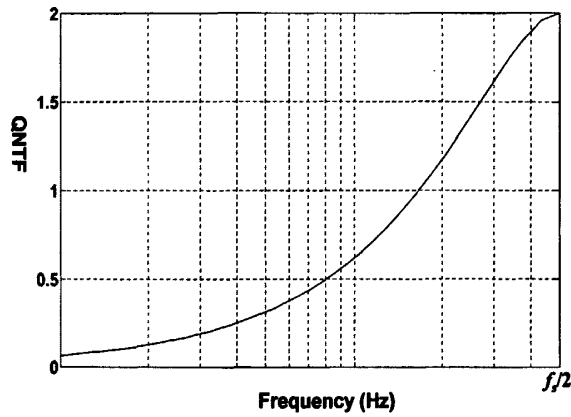
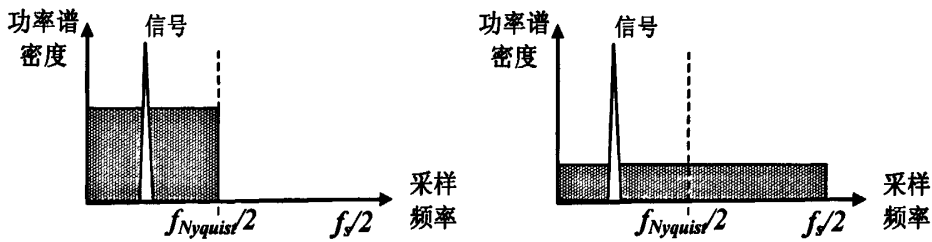
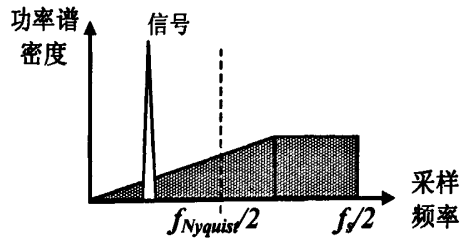


图 6.4 一阶 $\Sigma\Delta$ 量化噪声传递函数频谱图



(a) 奈奎斯特采样时量化噪声功率谱密度

(b) 过采样时量化噪声功率谱密度



(c) 过采样和噪声整形时量化噪声功率谱

图 6.5 奈奎斯特采样、过采样、过采样和噪声整形下的量化噪声功率谱

6.2 高阶 $\Sigma\Delta$

上面介绍了 $\Sigma\Delta$ 的工作原理，给出了一阶 $\Sigma\Delta$ 的噪声传递函数。对于 N 阶的 $\Sigma\Delta$ ，量化噪声传递函数为 $(1-z^{-1})^N$ [91]，功率谱密度 (PSD) 为 [92]：

$$PSD_{QN}(\omega) = QNTF(z)QNTF(z^{-1})\sigma_e^2 = 4(1 - \cos \omega)^N \sigma_e^2 = \left(2 \sin\left(\frac{\omega}{2}\right)\right)^{2N} \sigma_e^2 \quad (6.10)$$

其中 $z = e^{j\omega T_s}$ ， $\omega = \frac{2\pi f}{f_s}$ ，因而：

$$PSD_{QN}(f) = \left(2 \sin\left(\frac{\pi f}{f_s}\right) \right)^{2N} \frac{2\sigma_e^2}{f_s} \quad (6.11)$$

在信号带宽范围 $[0, f_b]$ 内, 对于过采样 $\Sigma\Delta M$, $\sin\left(\frac{\pi f}{f_s}\right) \approx \frac{\pi f}{f_s}$, 则带宽内的量化噪声功率为:

$$P_{QN}(f) = \int_0^{f_b} PSD_N(f) df \approx \frac{\pi^{2N} \sigma_e^2}{2N+1} \left(\frac{2f_b}{f_s} \right)^{2N+1} = \frac{\pi^{2N} \sigma_e^2}{2N+1} OSR^{2N+1} \quad (6.12)$$

对于一位的量化器, 信号 $x(n)$ 功率 $\sigma_x^2 = 4\sigma_e^2$, 则 N 阶 $\Sigma\Delta M$ 的信号与量化噪声信噪比 (SQNR) 为^[92]:

$$SQNR^N(dB) = 10 \lg \frac{\sigma_x^2}{P_{QN}} = 6 + 10 \lg(2N+1) \lg OSR - 10N \quad (6.13)$$

方程 (6.13) 表示, 采样频率每提高一倍, SQNR 增加 $3(2N+1)$ dB。一位的低通 $\Sigma\Delta M$ 的 SQNR 随阶数和过采样率的变化情况如图 6.6 所示。

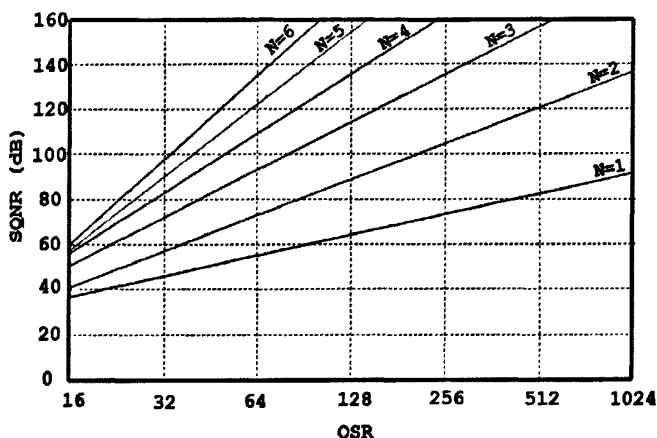


图 6.6 一位的低通 $\Sigma\Delta M$ 的信噪比随阶数和过采样率的变化关系

由于高阶 $\Sigma\Delta M$ 的设计本身难度就较大, 在环路中内置机械结构并进行力反馈控制, 使微机电 $\Sigma\Delta M$ 的稳定性设计更加困难。对于微机械陀螺的机电 $\Sigma\Delta M$, 目前已取得一定成果的科研单位不多, 主要有加州大学伯克利分校、根特大学、南安普敦大学, 对于它们的成果已在第一章进行过介绍。另外, 一些公司也在进行这方面的研究, 如 Imego AB、Bosch、Honeywell 等, 只有 Imego AB 公司对自己的成果进行了介绍, 且是目前报道过的性能最高的, 分辨率可达 $0.003^\circ/\text{s}/\text{Hz}^{1/2}$, 艾伦方差零漂稳定性为 $3.2^\circ/\text{h}$ 。其它可见报道的性能相对较低, 跟开环检测的性能较高的微机械陀螺还有较大差距。

6.3 带通 $\Sigma\Delta$

在很多应用领域中，尽管系统中的信号频率很高、频带很宽，但主要关心某一窄带范围内的信号，例如射频通讯和频谱分析中，带通 $\Sigma\Delta$ 具有非常重要的用途。

带通 $\Sigma\Delta$ 可以由低通 $\Sigma\Delta$ 变换得到，先设计一个合适的低通 $\Sigma\Delta$ ，然后在此基础上做相应的变换，最简单的是：

$$z \rightarrow -z^2 \quad (6.14)$$

即低通 $\Sigma\Delta$ 的积分器变为谐振器：

$$\frac{1}{1-z^{-1}} \rightarrow \frac{-z^{-2}}{1+z^{-2}} \quad (6.15)$$

经过变换后，带通 $\Sigma\Delta$ 的阶数变为原来低通 $\Sigma\Delta$ 的 2 倍，中心频率位于 $f_s/4$ (f_s 为过采样频率) 处，且它的稳定性以及 SNR 与变换前的低通 $\Sigma\Delta$ 一致。

另外一个更通用的方法是：

$$z \rightarrow -z \frac{z+a}{az+1} \quad (-1 < a < 1) \quad (6.16)$$

但与 $z \rightarrow -z^2$ 变换不同的是，变换后的带通 $\Sigma\Delta$ 与原来低通 $\Sigma\Delta$ 的动态特性已不再一致。当 a 趋向 -1 时，系统的通带向 DC 靠近；当 a 趋向 1 时，系统的通带向 $f_s/2$ 靠近；当 $a=0$ 时，即为 $z \rightarrow -z^2$ 。对于常用的一阶低通 $\Sigma\Delta$ ，量化噪声传递函数 $H_L(z)=1-z^{-1}$ ，则转化后的带通 $\Sigma\Delta$ 量化噪声传递函数为：

$$H_B(z) = 1 + \frac{az+1}{z(z+a)} = \frac{z^2+2az+1}{z(z+a)} \quad (6.17)$$

6.4 连续时间 $\Sigma\Delta$

在离散域 (z 域) 内设计的 $\Sigma\Delta$ 主要利用离散时间 (DT) 电路实现，如开关电容或者开关电流电路，速度受到制约，难以实现上百 MHz 的采样；而连续域 (s 域) 内 $\Sigma\Delta$ 由连续时间 (CT) 电路实现，受速度的制约小，另外，它的功耗也比前者低，因此设计连续时间的 $\Sigma\Delta$ 越来越受到重视。

对于低通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 而言，可以较容易地实现从离散时间到连续时间 $\Sigma\Delta\text{M}$ 的等效转化，利用连续时间的积分器代替离散时间的积分器就可以，即：

$$\frac{1}{z-1} \rightarrow \frac{1}{s} \tag{6.18}$$

一个二阶的连续时间低通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 结构示意图如图 6.7 所示。

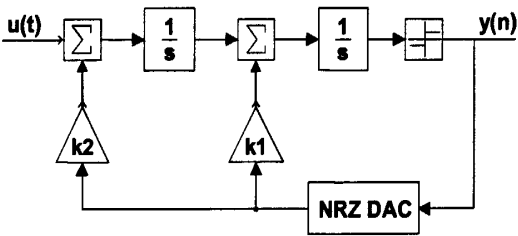


图 6.7 二阶连续时间低通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 结构

对于带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ ，有两种方法可以实现这种等效转化，一是利用带低通项的连续时间谐振器来代替离散时间谐振器^[93]，即：

$$\frac{-1}{z^2+1} \rightarrow \frac{As+B}{s^2+\omega^2} \tag{6.19}$$

另一种方法是用多反馈回路结构^[94, 95]，即：

$$\frac{-1}{z^2+1} \rightarrow \frac{As}{s^2+\omega^2} \tag{6.20}$$

用式 (6.20) 中的连续时间谐振器代替离散时间谐振器后，再与三种 DAC——回复零型 (RZ)、不回复零型 (NRZ)、半回复零型 (HRZ) 中的任意两种组合实现系统的等效转化。一个四阶的连续时间带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 结构示意图如图 6.8 所示。

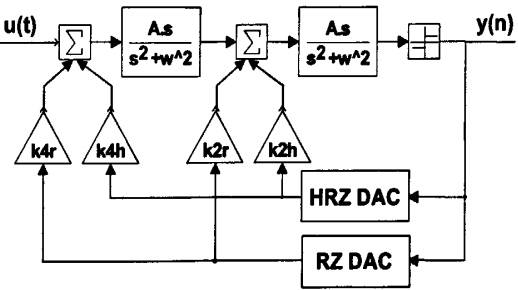


图 6.8 连续时间带通多反馈回路 $\Sigma\Delta\text{M}$ 结构

6.5 本章小结

本章简明扼要地说明了微机械陀螺 $\Sigma\Delta\text{M}$ 的定义以及目前国际上的研究现状；另外，简单地回顾了 $\Sigma\Delta\text{M}$ 的发展，阐述了 $\Sigma\Delta\text{M}$ 的工作原理，并对离散时

间、连续时间的低通、带通 $\Sigma\Delta M$ 的基本知识进行了介绍，为微机械陀螺 $\Sigma\Delta M$ 的设计提供了理论基础。

第七章 离散时间的微机电 $\Sigma\Delta M$

基于 $\Sigma\Delta M$ 的微机械陀螺力反馈闭环控制系统，除了具有闭环控制通用的优点如增大陀螺的带宽、提高线性度和动态范围、增强对加工误差的抗干扰能力等，由于本身可以看做是一个 ADC，还具有数字输出的优点，消除了在大过载时电容极板的吸附效应（pull-in）^[96]，另外还可以对噪声进行整形，提高带宽内信噪比。为降低过采样频率，南安普敦大学提出了基于带通 $\Sigma\Delta M$ 的微机械陀螺控制系统，并完成了系统级的概念验证，但还缺少实验的支持。第七、八两章的工作是作者在南安普敦大学做联合培养博士生时完成的。

本章将在第五章测试结果的基础上，利用实际测得的相关数值，针对作者在北京大学微米/纳米加工技术重点实验室开发的标准体硅工艺技术平台上加工的微机械陀螺，设计它的基于带通 $\Sigma\Delta M$ 的控制系统，在系统级检验这一原理的可行性。根据第六章的介绍，带通 $\Sigma\Delta M$ 可以由低通 $\Sigma\Delta M$ 转化而成，下面将采用这一方法，先设计低通微机电 $\Sigma\Delta M$ ，然后进行转化。

7.1 设计流程

首先，设计合适的微机械陀螺二阶模型，主要包括的参数有陀螺可动单元质量 m ，阻尼系数 c 和弹性系数 k 。对于力反馈闭环控制而言，反馈电极的电容值也很关键，它是影响反馈力大小、决定量程的一个重要参数。由于以下的 $\Sigma\Delta M$ 控制系统是针对本陀螺设计的，陀螺参数利用第五章中的实验值具有更实际的意义。微机械陀螺的驱动和检测模态频率分别为 3359Hz 和 3444Hz，品质因数分别为 217 和 97。两模态频率的设计值和实验值差异较大，这主要是因为弹性支撑梁宽度较小，受加工误差的影响变化率较大引起的，但由于驱动单元和检测单元的质量很大，加工误差造成的影响可以忽略不计。由此可得微机械陀螺驱动和检测方向上的弹性系数和阻尼系数分别为：

$$k_x = m_x \times \omega_x^2 = 1.98 \times 10^{-6} \times 3359 \times 2\pi = 882 (N/m) \quad (7.1)$$

$$k_y = m_y \times \omega_y^2 = 1.99 \times 10^{-6} \times 3444 \times 2\pi = 932 (N/m) \quad (7.2)$$

$$c_x = \frac{m_x \times \omega_x}{Q_x} = \frac{1.98 \times 10^{-6} \times 3359}{217} = 1.926 \times 10^{-4} (N/m) \quad (7.3)$$

$$c_y = \frac{m_y \times \omega_y}{Q_y} = \frac{1.99 \times 10^{-6} \times 3444}{97} = 4.439 \times 10^{-4} (N/m) \quad (7.4)$$

其中 k 、 c 、 m 、 ω 和 Q 分别为微机械陀螺的弹性系数、阻尼系数、质量、圆频率和品质因数，下标 x 和 y 分别代表驱动单元和检测单元。

根据第三章的设计，微机械陀螺反馈电极数目为 336，极板间隙为 $4\mu\text{m}$ ，考虑到加工误差，根据经验值估计实际加工后的电极间隙为 $5\mu\text{m}$ ，则反馈电容值为：

$$C_{\text{检测反馈}} = \xi \frac{A}{d} \cdot 2N = 0.95 \text{ pF} \quad (7.5)$$

其中 ξ 、 A 、 d 和 N 分别表示空气的介电常数、电极的正对面积、电极间隙宽度和电极数目。假设加在反馈电极上的电压为 5V ，则反馈静电力为：

$$F_{\text{检测反馈}} = \frac{\xi \cdot 2N \cdot h \cdot V^2}{d} = 5.95 \times 10^{-7} (N) \quad (7.6)$$

其中 h 表示电极高度， V 表示施加在电极上的电压。

第二步，选择和设计合适的 N 阶低通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 电路结构，可以利用 Matlab 的 SDtoolbox 进行设计或者借鉴已有的结构，例如一个四阶低通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 如图 7.1^[97]。

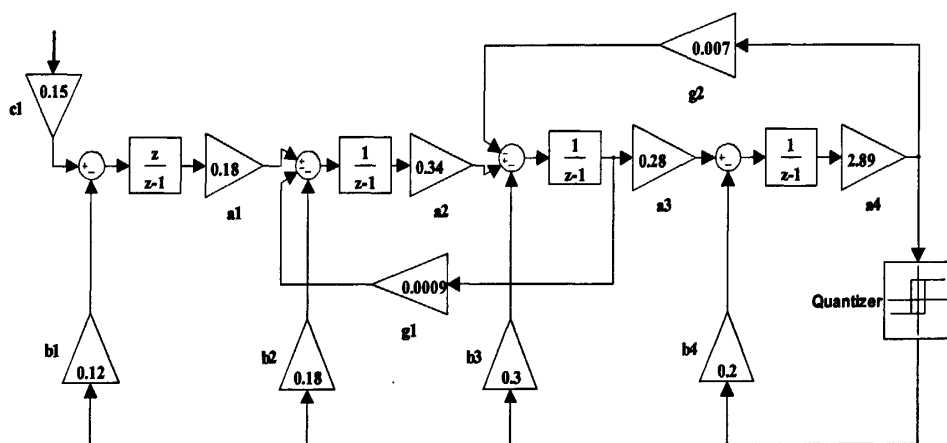


图 7.1 四阶低通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 结构

第三步，用已有的微机械陀螺检测单元替换电路 $\Sigma\Delta\text{M}$ 结构中第一个积分器，得 $N+1$ 阶微机电 $\Sigma\Delta\text{M}$ 系统结构，如图 7.2 所示的用传感器敏感单元替换图 7.1 中的第一个积分器后得到的五阶微机电 $\Sigma\Delta\text{M}$ 。

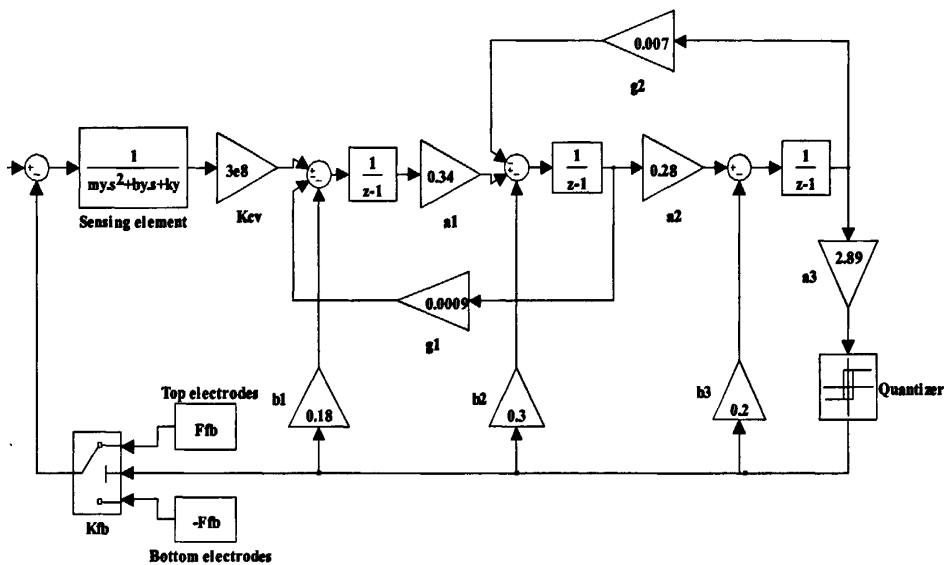


图 7.2 五阶低通微机电 $\Sigma\Delta\text{M}$ 系统结构

第四步，利用 Matlab/Simulink 进行仿真，调整结构中的参数，在必要的时候设计超前相位补偿器，对系统进行稳定性分析，如图 7.3 中增加了相位补偿器，并对图 7.2 中的 g_1 和 g_2 进行了优化。

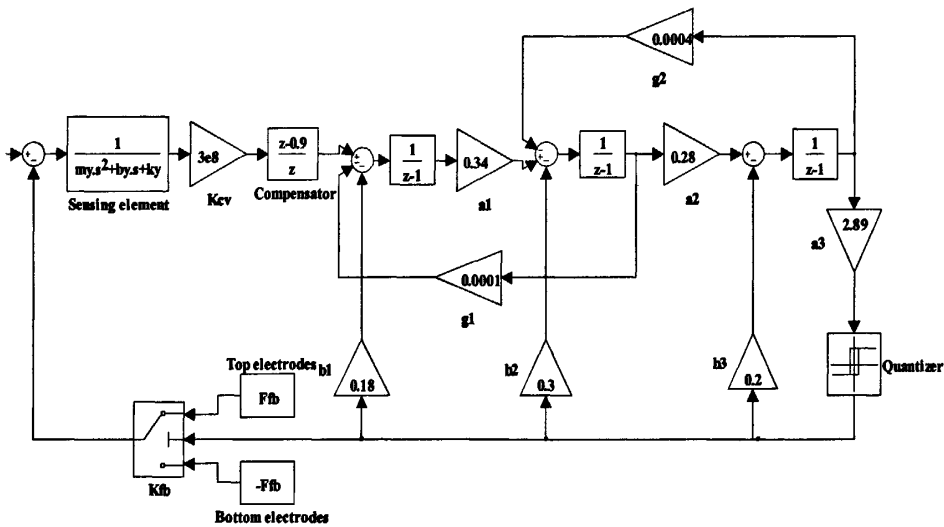


图 7.3 优化后的五阶低通微机电 $\Sigma\Delta\text{M}$ 系统结构

第五步，利用谐振器替换积分器，得到 $2N$ 阶带通微机电 $\Sigma\Delta\text{M}$ 系统，对相位补偿器和参数进行必要的调整，如图 7.4。

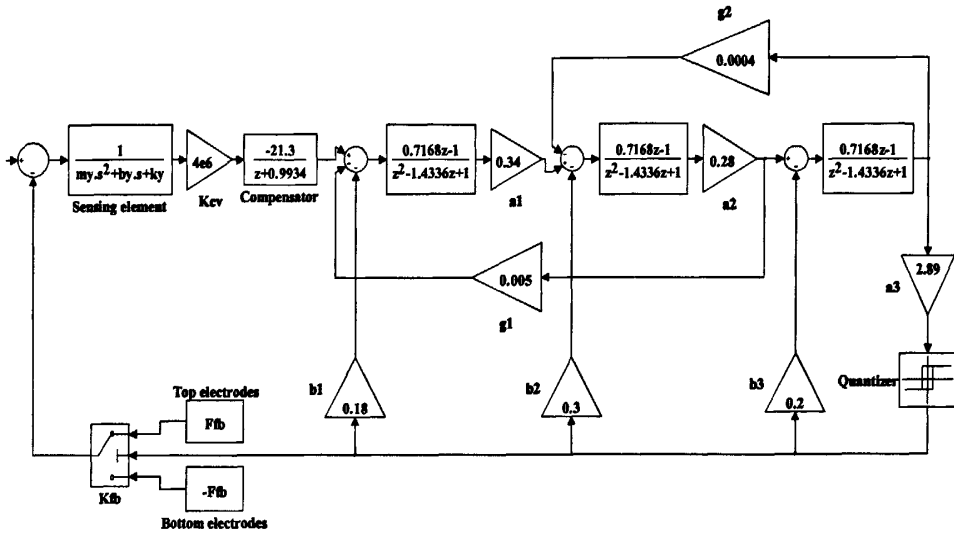


图 7.4 转化调整后的八阶带通微机电 $\Sigma\Delta$ M 系统结构

7.2 带通 $\Sigma\Delta$ M 微机械陀螺系统

按照上述的设计流程，建立本微机械陀螺检测单元的八阶带通 $\Sigma\Delta$ M 控制系统，完整的 Simulink 系统仿真图如 7.5 所示：

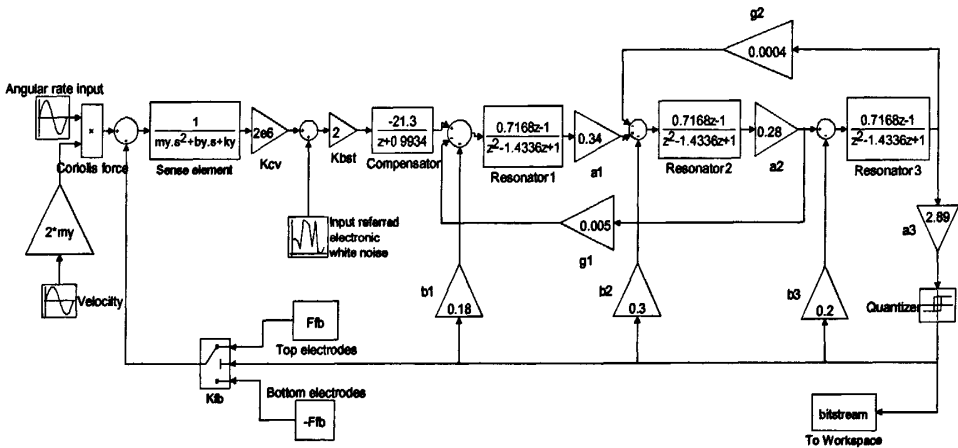


图 7.5 八阶带通 $\Sigma\Delta$ M 微机械陀螺系统

图中， K_{cv} 是位移（即电容）-电压（C/V）转换系数； K_{bst} 为二级放大增益；系数 a_1 、 a_2 、 a_3 是积分器输出的缩放因子，用以调整下一级积分器输入的大小； b_1 、 b_2 、 b_3 是反馈电压系数，决定了系统的极点和稳定性； g_1 、 g_2 创造出一对零点，进一步对噪声进行整形； K_{fb} 是反馈力系数，决定了反馈力的大小和微机械陀螺的量程。在环路中，增加了一个相位补偿器来提高系统的稳定裕度和性能。为使仿真结果更接近真实情形，在 C/V 变换和二级放大增益之间加入一噪声源，

因为此处为电路噪声最主要的来源。在后续的仿真中，设定噪声源的功率谱密度为 $6\text{nV/Hz}^{1/2}$ ，该值是一合理的运算放大器的噪声值。

根据标准线性控制系统理论，系统的信号传递函数（STF）、电子噪声传递函数（ENTF）和量化噪声传递函数（QNTF）可以推出^[98]：

$$STF_b(z) = \frac{M_s(z) \cdot K_{cv} \cdot K_{bst} \cdot C_p(z) \cdot K_q \cdot \prod_{i=1}^3 a_i \cdot R_i(z)}{L_b(z)} \quad (7.7)$$

$$ENTF_b(z) = \frac{K_{bst} \cdot C_p(z) \cdot K_q \cdot \prod_{i=1}^3 a_i \cdot R_i(z)}{L_b(z)} \quad (7.8)$$

$$QNTF_b(z) = \frac{1 + \sum_{i=1}^2 a_i \cdot R_i(z) \cdot g_i \cdot R_{i+1}(z)}{L_b(z)} \quad (7.9)$$

其中 $M_s(z)$ 为微机械陀螺检测单元二阶传递函数在 z 域的表达式， $C_p(z)$ 为相位补偿器， $R(z)$ 为谐振器：

$$M_s(z) = \frac{2.215 \times 10^{-4} \times z + 2.208 \times 10^{-4}}{z^2 - 1.404 \times z + 0.9908} \quad (7.10)$$

$$C_p(z) = \frac{-21.3}{z + 0.9934} \quad (7.11)$$

$$R_1(z) = R_2(z) = R_3(z) = \frac{0.7168z - 1}{z^2 - 1.4336z + 1} \quad (7.12)$$

$$\begin{aligned} L_b(z) = & 1 + M_s(z) \cdot K_{cv} \cdot K_{bst} \cdot C_p(z) \cdot K_q \cdot K_{fb} \cdot \prod_{i=1}^3 a_i \cdot R_i(z) \\ & + K_q \cdot \sum_{i=1}^3 b_i \cdot \prod_{j=i}^3 a_j \cdot R_j(z) + \sum_{i=1}^2 a_i \cdot g_i \cdot \prod_{j=i}^{i+1} R_j(z) + a_1 \cdot a_3 \cdot b_3 \cdot g_1 \cdot K_q \cdot \prod_{i=1}^3 R_i(z) \end{aligned} \quad (7.13)$$

其中 K_q 为量化器的增益， K_{fb} 为反馈力系数：

$$K_q = \frac{Y_{out}}{Y_{in}} \quad (7.14)$$

$$K_{fb} = \text{sgn}(Y_{out}) \frac{\varepsilon_0 \cdot A_{fb} \cdot V_{fb}^2}{d_0} \quad (7.15)$$

式中 Y_{in} 和 Y_{out} 分别为量化器的输入和输出， ε_0 为空气的介电常数， V_{fb} 为反馈电压， A_{fb} 和 d_0 为力反馈电容极板的正对面积和间距。

八阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺的 STF、ENTF 和 QNTF 的幅频响应如图 7.6 所示，由图可以看出，STF 曲线在驱动模式频率处比较平坦，因而带宽较大。

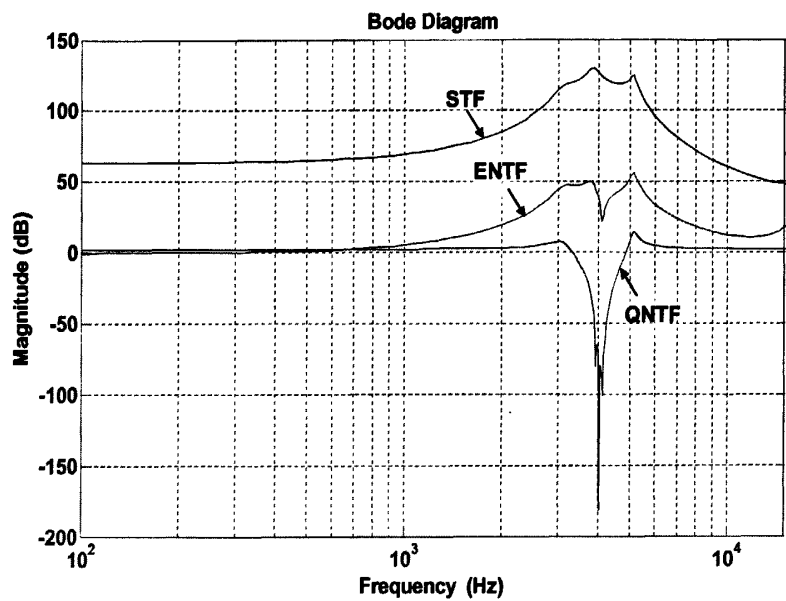


图 7.6 八阶带通 $\Sigma\Delta$ 陀螺的 STF、ENTF 和 QNTF 的幅频响应

根据第三章微机械陀螺驱动电容的设计值，结合第五章对驱动模式的测试值，在驱动电极上施加 10V 的直流偏置电压和 1V_{p-p} 的交流电压，计算静电驱动力幅值为 4.53 μ N，则驱动单元的位移幅值为 1.1 μ m，速度幅值为 2.32cm/s，由此可以计算当有沿 z 轴的角速度信号输入时检测单元产生的科里奥利力的大小。八阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺 Simulink 系统仿真中用到的参数如表 7.1。

表 7.1 八阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺 Simulink 系统仿真参数

参数	过采样频率	过采样比	带宽	输入角速度频率	角速率幅值
值	32768Hz	128	128Hz	64Hz	235°/s

当有频率为 64Hz、幅值为 235°/s 的角速度信号输入时，八阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺输出数字流的功率谱密度见图 7.7。在 128Hz 的带宽内，系统的信噪比可以达到 90dB。在微机械陀螺驱动模式即工作带宽附近，系统噪声水平为 -140dB，近视图见图 7.8。在图中可以看出，输入角速度信号被驱动模式调制，分布在驱动频率 f_s 的两侧，但信号并不以波谷对称分布，也就是说波谷处频率与驱动模式本征频率不重合，这是因为陀螺的驱动和检测模式频率的不匹配造成的。在信噪比的计算中，使用了 P. Malcovati 的 sigma-delta 工具包中的函数^[99]。

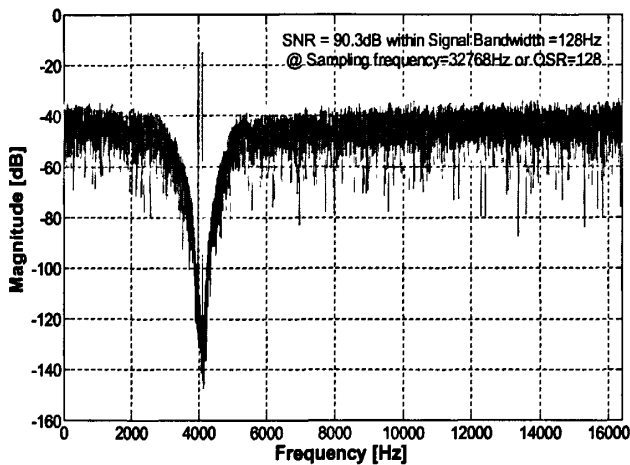


图 7.7 八阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺输出数字流的功率谱密度

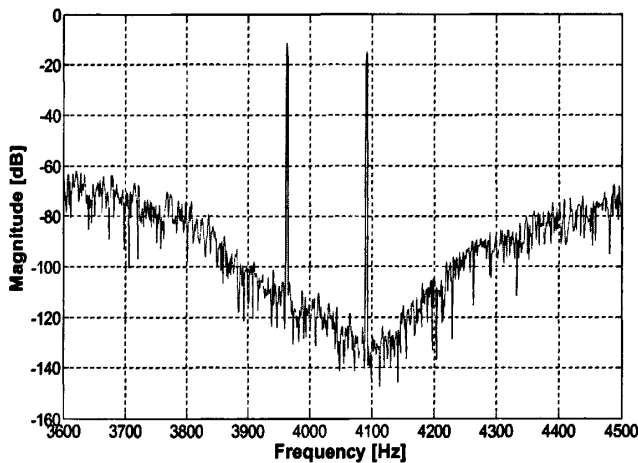


图 7.8 八阶带通 $\Sigma\Delta$ 陀螺信号频带内的输出功率谱密度近视图

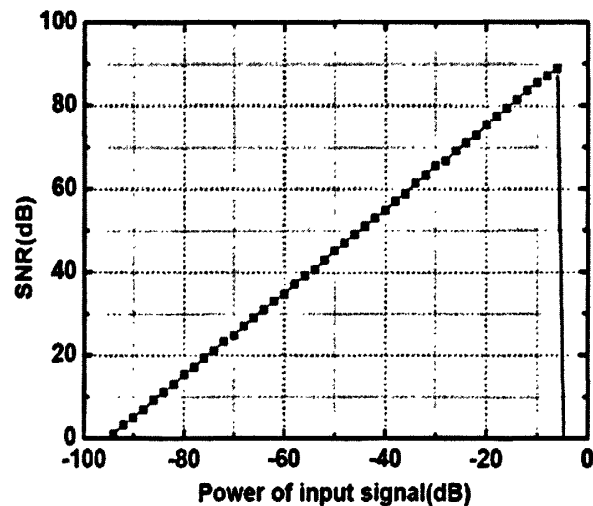


图 7.9 八阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺信噪比与输入角速度功率的关系

图 7.9 给出了输入角速度信号功率和信噪比之间的函数关系。随着输入信号幅度的减小, 信噪比成比例降低, R^2 非线性度为 0.008%。当科里奥利力大于静电反馈力的 63% 时, 信噪比迅速下降, 这是由于过载造成了 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺系统的不稳定。

7.3 低通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺系统

由第 7.1 节设计流程可知, 上节设计的八阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺系统是由五阶低通 $\Sigma\Delta$ 陀螺系统转化而来, 转化前相应的五阶低通微机电 $\Sigma\Delta$ 结构如图 7.10 所示。

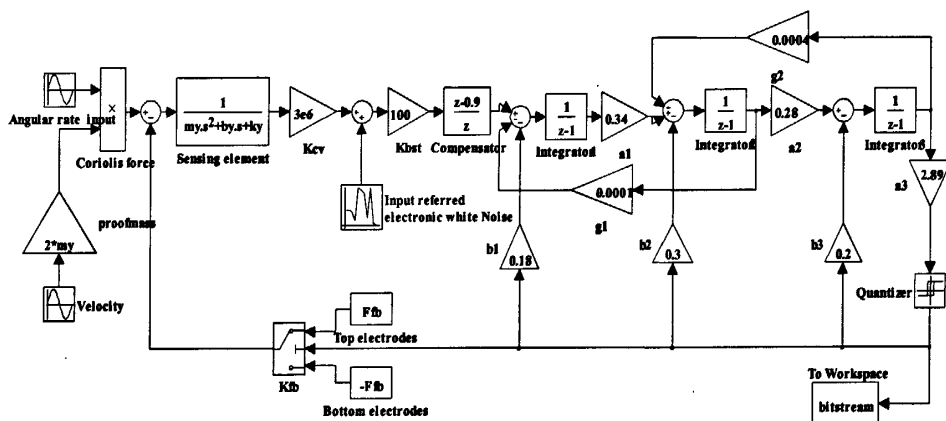


图 7.10 五阶低通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺系统

系统信号传递函数 STF、电子噪声传递函数 ENTF 和量化噪声传递函数 QNTF 分别为:

$$STF_i(z) = \frac{M_s(z) \cdot K_{cv} \cdot K_{bst} \cdot C_p(z) \cdot K_q \cdot \prod_{i=1}^3 a_i \cdot H_i(z)}{L_i(z)} \quad (7.16)$$

$$ENTF_i(z) = \frac{K_{bst} \cdot C_p(z) \cdot K_q \cdot \prod_{i=1}^3 a_i \cdot H_i(z)}{L_i(z)} \quad (7.17)$$

$$QNTF_i(z) = \frac{1 + \sum_{i=1}^2 a_i \cdot H_i(z) \cdot g_i \cdot H_{i+1}(z)}{L_i(z)} \quad (7.18)$$

其中 $M_s(z)$ 为微机械陀螺检测单元二阶传递函数在 z 域的表达式, $C_p(z)$ 为相位补偿器, $H(z)$ 为积分器:

$$M_s(z)=\frac{2.268\times10^{-7}\times z+2.268\times10^{-7}}{z^2-1.999\times z+0.9999} \tag{7.19}$$

$$C_p(z)=\frac{z-0.9}{z} \tag{7.20}$$

$$H_1(z)=H_2(z)=H_3(z)=\frac{1}{z-1} \tag{7.21}$$

$$\begin{aligned} L_i(z)= & 1+M_s(z)\cdot K_{cv}\cdot K_{bst}\cdot C_p(z)\cdot K_q\cdot K_{fb}\cdot \prod_{i=1}^3 a_i\cdot H_i(z) \\ & +K_q\cdot \sum_{i=1}^3 b_i\cdot \prod_{j=i}^3 a_j\cdot H_j(z)+\sum_{i=1}^2 a_i\cdot g_i\cdot \prod_{j=i}^{i+1} H_j(z)+a_1\cdot a_3\cdot b_3\cdot g_1\cdot K_q\cdot \prod_{i=1}^3 H_i(z) \end{aligned} \tag{7.22}$$

信号传递函数、电子噪声传递函数和量化噪声传递函数的幅频响应如图 7.11 所示。从图中可以看出，信号传递函数在驱动模态频率附近不平坦，有一个尖峰，因而系统的工作带宽比第 7.2 节的带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺的窄。

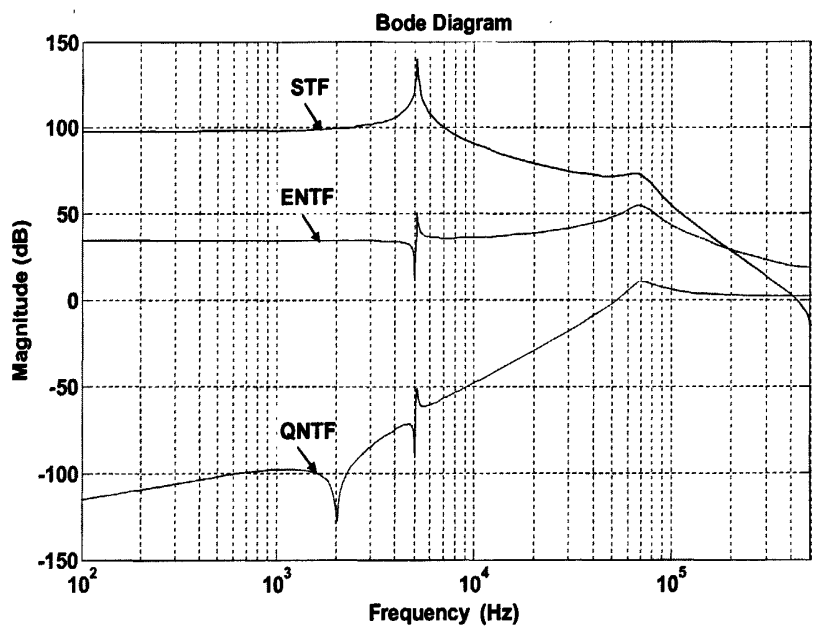


图 7.11 五阶低通 $\Sigma\Delta$ 陀螺的 STF、ENTF 和 QNTF 的幅频响应

当输入角速度信号幅值为 250°/s、频率为 64Hz 时，在 128Hz 带宽内，信噪比为 93.1dB，频谱图见 7.12。系统仿真的参数见表 7.2。

表 7.2 五阶低通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺 Simulink 系统仿真参数

参数	过采样频率	过采样比	带宽	输入角速度频率	角速率幅值
值	881664Hz	128	128Hz	64Hz	250°/s

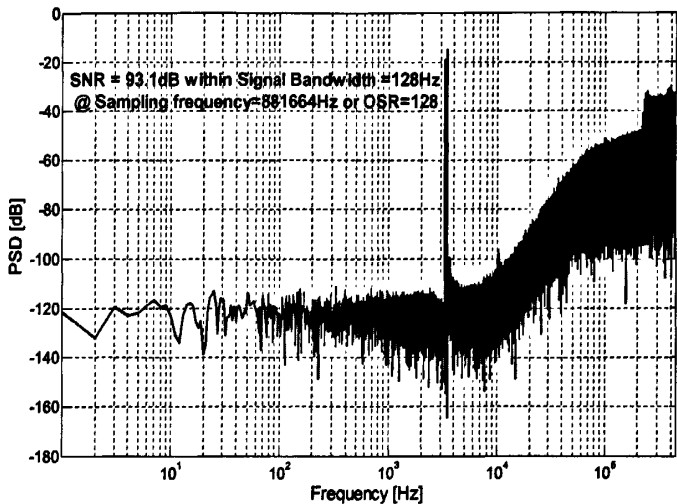


图 7.12 五阶低通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺输出数字流的功率谱密度

本五阶低通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺系统输入角速度信号功率与信噪比之间的函数关系见图 7.13，信噪比随着输入的角速度的增大成比例上升， R^2 非线性度为 0.01%。当科里奥利力大于静电反馈力的 79%时，系统过载不再稳定。

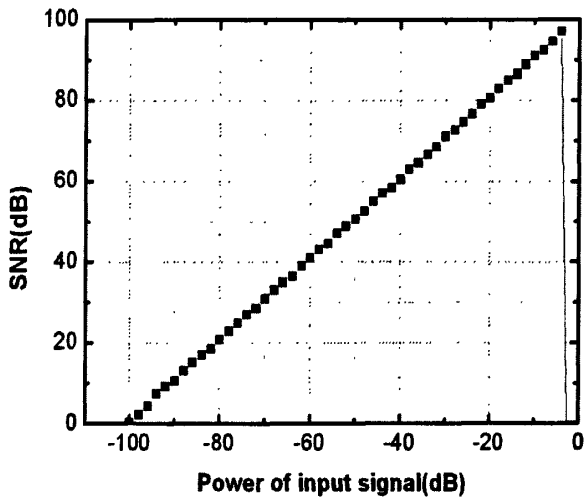


图 7.13 五阶低通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺信噪比与输入角速度功率的关系

7.4 低通与带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺系统的对比

尽管微机械陀螺的输入角速度信号频率仅仅在几 Hz 到上百 Hz 的范围，但由于它在输入后会被陀螺驱动模态调制，以驱动模态频率为中心，对称分布。微机械陀螺的驱动模态频率一般在几 kHz 到十几 kHz 的范围，根据低通 $\Sigma\Delta$ 的工作原理，控制系统的采样频率为：

$$f_{\text{sampling}} = 2 \times \text{OSR} \times f_x \quad (7.23)$$

一般在几百 kHz 到几 MHz。其中，OSR 为过采样率。

与低通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 微机械陀螺控制系统相比，带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 陀螺系统的采样频率为：

$$f_{\text{sampling}} = 2 \times \text{OSR} \times BW \quad (7.24)$$

其中 BW 为陀螺带宽。如上所述，尽管微机械陀螺的驱动频率一般为几 k 到十几 k，但它的带宽一般不会高于上百 Hz，因而带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 控制系统大大降低了采样频率。换言之，在相同的采样频率下，利用带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 控制系统可以获得更大的过采样率，得到更高的信噪比。对比本文设计的五阶低通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 微机械陀螺系统和八阶带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 陀螺系统，两者在满量程输入下的信噪比基本相同，都在 90dB 左右，但采样频率却差别较大，后者的采样频率为 33kHz，仅为前者的 1/27。

另外，从两个系统信号传递函数的幅频响应图中可以看出，低通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 微机械陀螺的信号传递函数带宽较窄，且在信号带宽内没有平坦的区域，而带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 陀螺的信号传递函数具有较平坦和较大的信号带宽，因而无论在带宽还是采样频率上都更具有优势。

7.5 本章小结

本章给出了基于 $\Sigma\Delta\text{M}$ 的微机械陀螺闭环控制系统的设计流程，在 $\Sigma\Delta\text{M}$ 环路内引入微机械陀螺检测单元，形成微机电 $\Sigma\Delta\text{M}$ ，通过系统仿真调整其稳定性和性能。针对本文提出的微机械陀螺，设计了离散时间的八阶带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 的控制系统，系统级仿真显示在满量程输入下信噪比可达 90dB。与其转化前对应的五阶低通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 系统相比，两者信噪比相当，但带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 控制系统可以显著降低采样频率，提高带宽。

第八章 连续时间的微机电 $\Sigma\Delta$

第七章在离散域为体硅加工的微机械陀螺设计了基于带通 $\Sigma\Delta$ 的控制系统，系统级仿真结果较好，验证了这一原理的可行性。但是，微机械陀螺离散时间的 $\Sigma\Delta$ 控制系统，一般利用开关电容（SC）电路通过集成电路技术实现，因而从设计开始到加工完成需要的时间周期长，而且投资大风险高。另外，开关电容电路速度相对较低，难以实现上百 MHz 的采样频率，而连续时间的 $\Sigma\Delta$ 电路则受速度的限制较小，且功耗也更低。为了尽快地实现系统硬件电路，节省时间和降低成本，本章将设计微机械陀螺连续时间的 $\Sigma\Delta$ 控制系统，并利用分离的标准电子元器件，搭建实际的 PCB 电路，测试其性能，验证其可行性。

8.1 系统设计

在第 6.4 节中提到，可以用传递函数为 $TF_r = \frac{As}{s^2 + \omega^2}$ 形式的连续时间谐振器与任意两种 DAC 组合，实现连续时间的带通 $\Sigma\Delta$ ，即所谓的多反馈回路结构。在本文的设计中将采用这种结构，并选用 RZ 和 HRZ 这两种 DAC。

首先利用逻辑“与”运算实现 RZ 和 HRZ 两种 DAC 的时钟和输出。假设连续时间的带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺系统的采样时钟为 CK，即每隔时间 $1/CK$ 量化器进行一次输出，输出数字流为 BIT，则 RZ 与 HRZ 可通过 BIT 与采样时钟 CK 的两倍频时钟 DCK 以及 DCK_{bar} 逻辑“与”实现，时序组合和逻辑真值表分别如图 8.1 和表 8.1 所示。

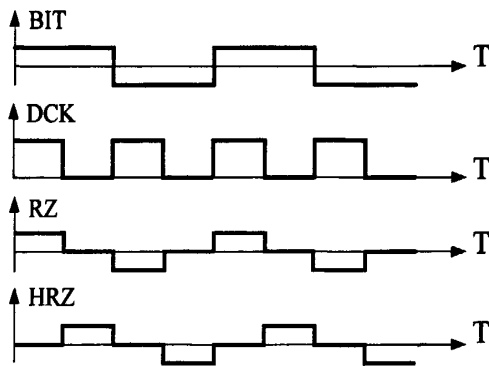


图 8.1 BIT、DCK、RZ 和 HRZ 的逻辑时序图

表 8.1 BIT、DCK、RZ 和 HRZ 逻辑真值表

BIT	DCK	RZ	HRZ
1	1	1	0
1	0	0	1
-1	1	-1	0
-1	0	0	-1

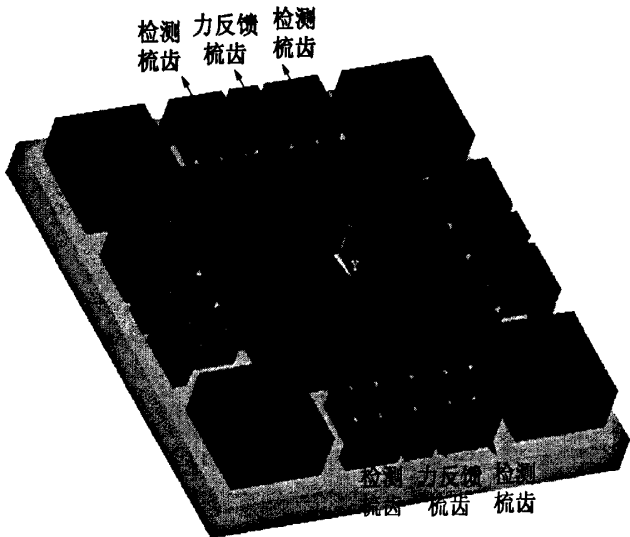


图 8.2 微机械陀螺三维结构示意图

再来看第三章设计的微机械陀螺检测和力反馈梳齿结构。如陀螺的结构示意图 8.2 所示，在上下每根检测框架梁上各有三组梳齿，其中两边的四组（上下两个检测框架梁，每根上有两组，共四组）梳齿用来检测陀螺检测单元的位移，中间的两组用来实现力反馈（上下两个检测框架梁，每根上只有一组）。这样，通过将位移检测梳齿和力反馈梳齿分开设置，位移检测和力反馈两个过程可以同时进行，大大简化了检测电路的时序设计。如图 8.3 所示，当微机械陀螺检测单元受到科里奥利力的作用向下移动时，量化器输出为“1”（高电平），这时开关 S1 和 S4 闭合，S2 和 S3 断开，检测单元受到向上的电场力，回到平衡位置；反之，当检测单元向上移动时，则量化器输出“-1”（低电平），这时 S1 和 S4 断开，S2 和 S3 闭合，检测单元受到向下的电场力回到平衡位置。这样，检测单元始终在平衡位置附近上下振动，实现了力反馈闭环检测。设计的连续时间六阶带通微机械陀螺 $\Sigma\Delta M$ 系统 Simulink 模型见图 8.4。

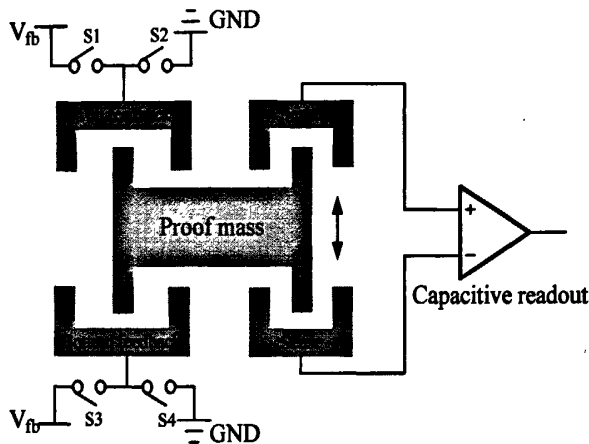


图 8.3 位移检测和力反馈过程示意图

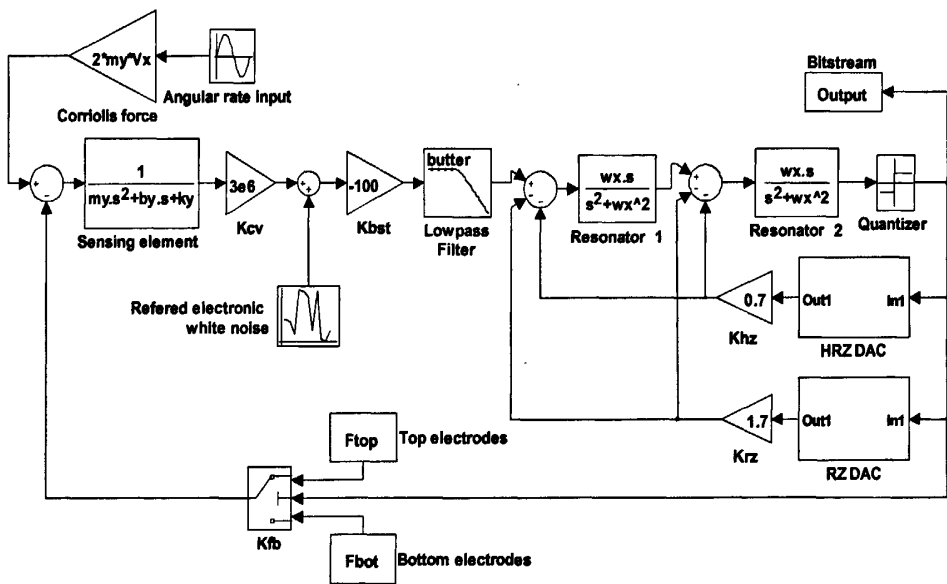


图 8.4 连续时间六阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺 Simulink 模型

其中 K_{cv} 表示陀螺检测单元 C/V 转化系数， K_{bst} 是对信号进行二级放大的增益， K_{fb} 为反馈力系数。为了更准确的模拟真实情形，在噪声的主要来源处——二级放大前放置一噪声模块，假设它的噪声密度为运算放大器的噪声水平，取一典型值 $6\text{nV/Hz}^{1/2}$ 。在实际电路中为了得到较好的电容读出效果，往往需要在微机械陀螺检测单元上加一高频载波，实现电容变化信号读出后再对载波进行解调过滤。考虑到滤波器带来相位延迟可能会对 $\Sigma\Delta$ 系统的性能产生较大影响，因此，设计时在 Simulink 系统模型中增加了一个三阶低通滤波器模块，将它的作用考虑在内。另外，需要指出的是，本微机械陀螺采用变面积型电容电极，若忽略极板的边缘效应，反馈电场力为恒力，即 K_{fb} 不变，大大提高了系统的线性度。

8.2 系统仿真

表 8.2 列出了仿真中用到的微机械陀螺的参数和 $\Sigma\Delta\text{M}$ 系统参数，微机械陀螺的谐振频率和品质因数采用陀螺芯片的实验测量值^[100]。

表 8.2 Simulink 系统仿真参数表

参数	驱动模态	检测模态
质量块质量	1.98 μg	1.99 μg
弹性梁弹性系数	1268N/m	1328N/m
谐振频率	4027Hz	4111Hz
品质因数	216	85
读出电容值	9.97pF	7.34pF
过采样频率	——	32768Hz
过采样率	——	256
反馈电容值	——	0.95pF
反馈静电力	——	0.595 μN
驱动振幅	0.925 μm	——
驱动速度	2.34cm/s	——
输入角速度频率	——	32
输入角速度幅值	——	200 $^\circ/\text{s}$

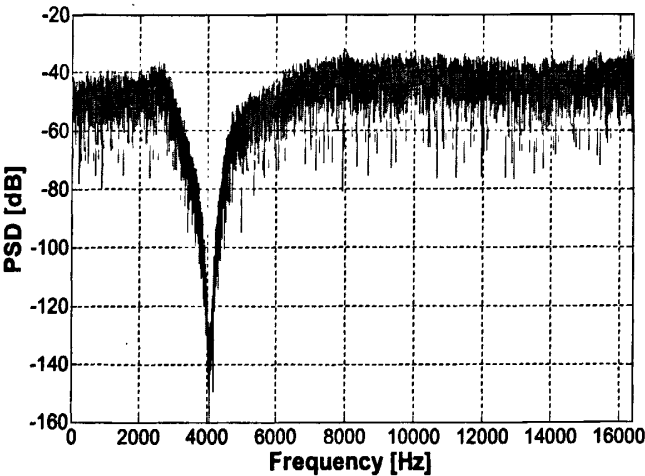


图 8.5 无角速度输入时的系统输出功率谱密度

首先，在无任何角速度信号输入的条件下，检验该连续时间六阶 $\Sigma\Delta\text{M}$ 微机

械陀螺系统的稳定性和噪声整形情况。输出数字流的功率谱密度如图 8.5 所示，系统具有较好的噪声整形效果，在 4kHz 谐振频率左右即信号带宽内有一明显的波谷，噪声水平很低，达到了-140dB。

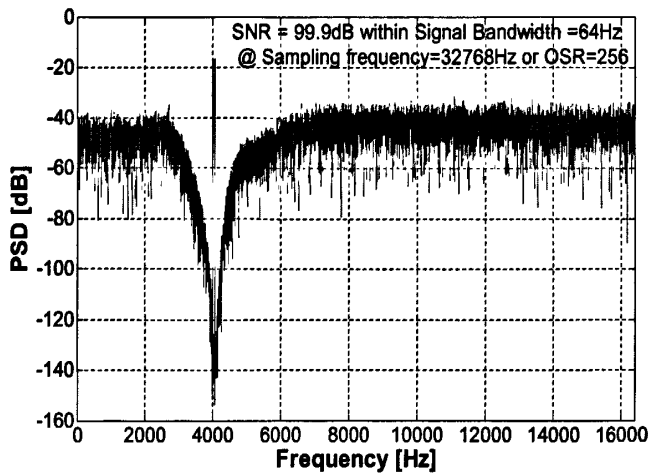


图 8.6 输入频率 32Hz 幅值 200°/s 的角速度信号时系统的功率谱密度

当输入一频率为 32Hz、幅值为 200°/s 的角速度信号时，在 64Hz 带宽内信噪比为 100dB，见图 8.6。输入信号被驱动模态调制，以驱动频率为中心对称分布，如近视图 8.7 所示。与第七章一样，信噪比的计算采用了 P. Malcovati 的 sigma-delta 工具包中的函数^[99]。尽管系统的过采样率为 256，但采样频率仅为 32kHz ($=2 \cdot \text{OSR} \cdot \text{BW}$)。假设以该过采样率设计本陀螺的低通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 控制系统，则需要采样率为 2MHz ($=2 \cdot \text{OSR} \cdot f_s$)，是前者的 60 多倍。由此可见，带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 控制系统显著地降低采样频率，从而使电路的实现变得更加容易，性能更好。

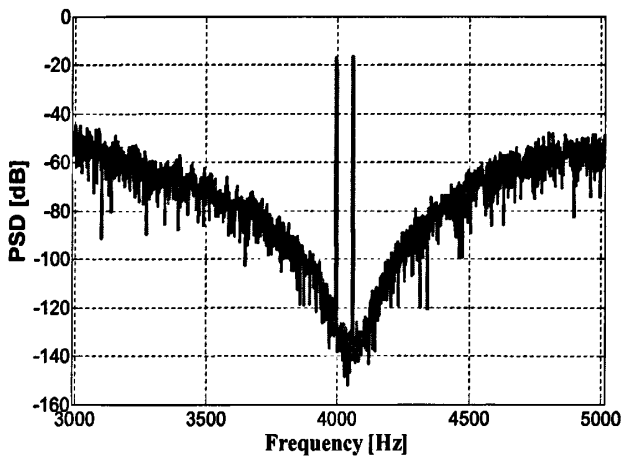


图 8.7 输入频率 32Hz 幅值 200°/s 的角速度时信号频带近视图

在微机械陀螺检测单元后用示波器观察检测单元的位移，对比施加力反馈前

后的情况,如图 8.8 所示。在不加力反馈的环路中,当输入角速度为 32Hz、200°/s 时,检测单元的位移幅值为 6.5nm;当加力反馈后,检测单元的位移幅值小于 1.5nm,减小了 3/4。可见,力反馈闭环检测能够明显减小检测单元的位移,提高微机械陀螺的线性度和动态范围。

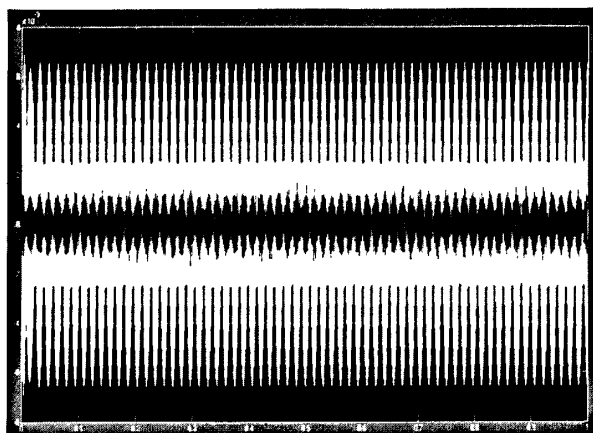


图 8.8 增加力反馈前后的陀螺检测单元位移对比

图 8.9 给出了 $\Sigma\Delta\text{M}$ 微机械陀螺输入角速度信号功率和信噪比之间的函数关系。信噪比与角速度幅值成正比, R^2 非线性度为 0.02%。当科里奥利力大于静电反馈力的 79%时,系统由于过载已不再稳定。

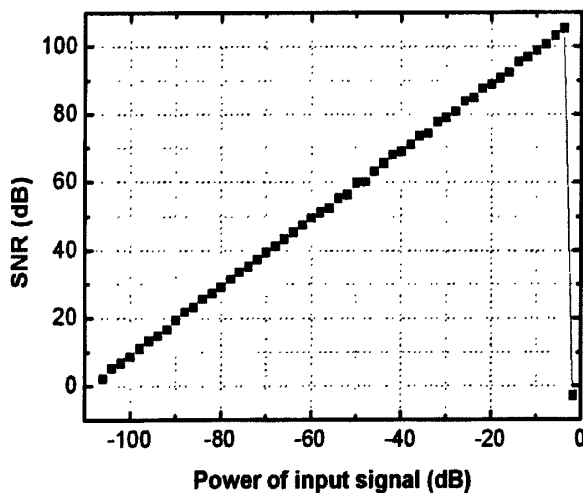


图 8.9 六阶带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 微机械陀螺信噪比与输入角速度功率关系图

8.3 电路仿真

在 Simulink 模型中, $\Sigma\Delta\text{M}$ 微机械陀螺系统是用传递函数和增益描述的,并没有考虑真实器件非理想特性的影响^[93],例如电子器件的时间延迟可能会显著降

低 $\Sigma\Delta$ 系统的信噪比，严重时甚至影响系统的稳定性。为了进一步检验微机械陀螺连续时间带通 $\Sigma\Delta$ 控制系统的可行性，电路用分离的标准电子元器件搭建，并用 Orcad/PSpice 进行行为级仿真验证。

在 PSpice 中，微机械陀螺的检测单元和力反馈利用 ABM 模型库中的模块建立，如图 8.10。

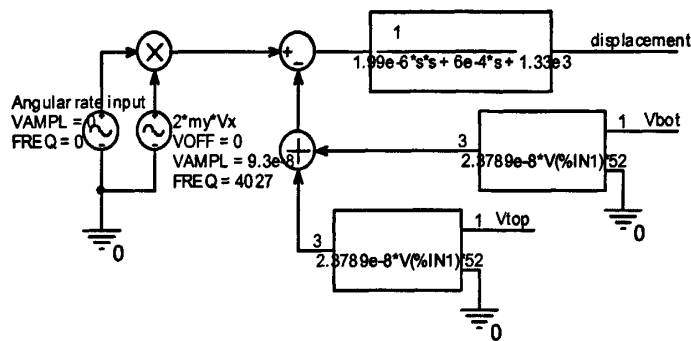


图 8.10 PSpice 中微机械陀螺检测单元和力反馈模块

电路中的两个有源电阻电容（RC）谐振器为差分结构，如图 8.11。仿真显示它的品质因数可以达到 3400，幅频响应如图 8.12。

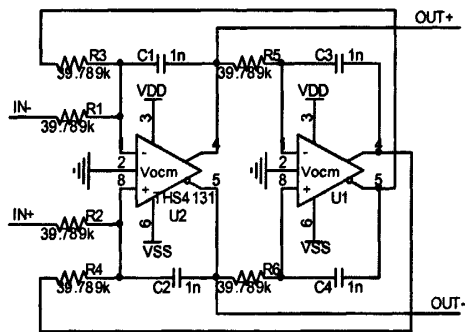


图 8.11 RC 差分谐振器电路结构

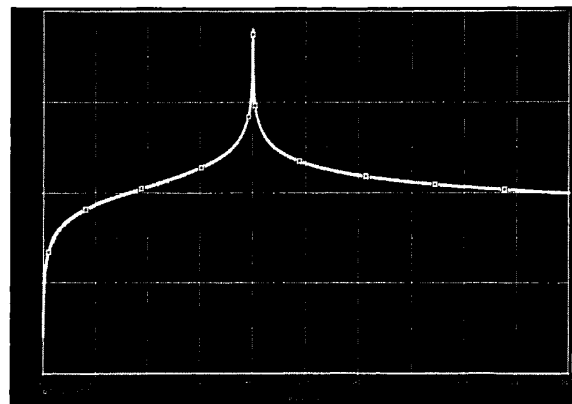


图 8.12 RC 差分谐振器的幅频响应

图 8.13 是微机械陀螺检测单元 C/V 转化和二级放大电路。经过环形二极管后，加在检测单元上的高频载波被解调，利用低通滤波器过滤后得到被驱动模态调制的输入角速度信号。解调前和解调、滤波后的波形见图 8.14。

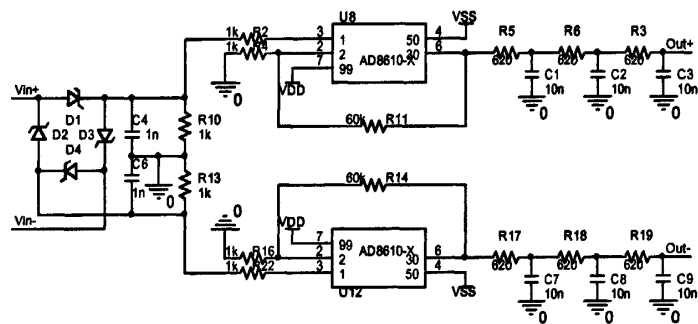


图 8.13 C/V 转换和二级放大电路原理图

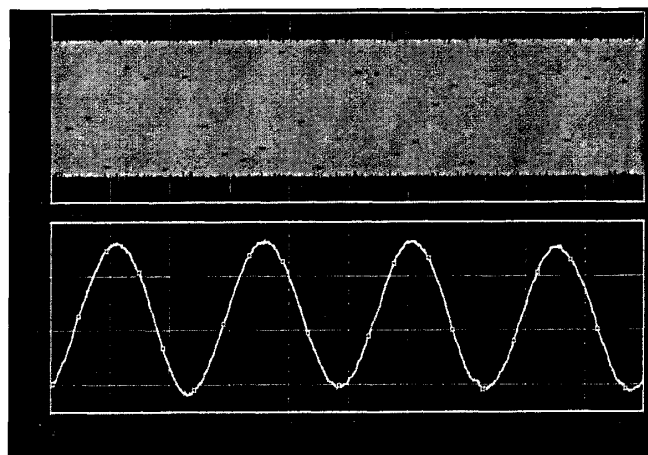


图 8.14 高频载波被解调前（上）和被解调过滤后（下）的波形

图 8.15 是输出数字流 BIT、采样频率两倍频时钟 DCK、RZ DAC 和 HRZ DAC 的波形图，与逻辑真值表 8.1 相符，说明了该部分电路的设计正确。

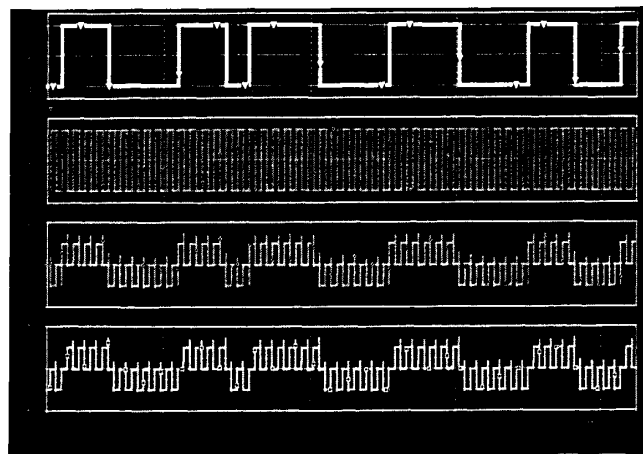


图 8.15 BIT、DCK、RZ 和 HRZ DAC（从上到下）的波形

图 8.16 给出了输出数字流 BIT、上极板反馈力 F_{top} 和下极板反馈力 F_{bot} 的波形图。当输出为高电平时，上极板反馈力作用；当输出为低电平时，下极板反馈力作用。力反馈和位移检测之间的关系与第 8.1 节的设计目标一致。

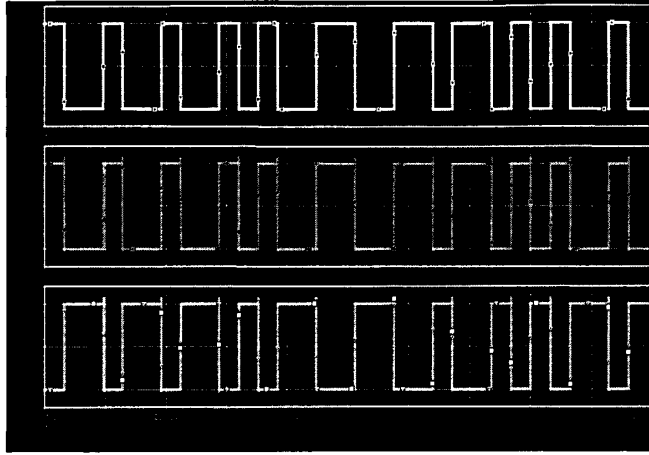


图 8.16 BIT、 F_{top} 和 F_{bot} （从上到下）的波形图

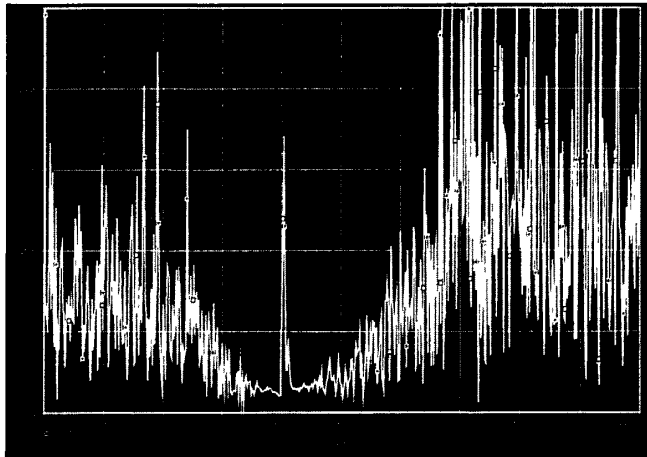


图 8.17 连续时间六阶带通 $\Sigma\Delta M$ 微机械陀螺的输出信号频谱图

图 8.17 给出了当输入一幅值为 $200^\circ/s$ 的直流角速度信号时， $\Sigma\Delta M$ 陀螺系统的输出信号频谱。在主频 2GHz 的 AMD Sempron(tm)处理器 3300+、1.5GB 内存的计算机上仿真 50ms 运行了 10 个小时。如图所示，输入角速率信号被驱动模态调制，噪声被整形。在驱动频率处噪声远远低于两端，噪声幅值为 10mV，信噪比约为 25dB。该值远远低于 Simulink 仿真值，可能的原因是：为了提高运算速率缩短运算时间，人为地降低了加在微机械陀螺检测单元上的高频载波的频率，因而当它通过三阶低通滤波器时，过滤效果变差，噪声增大；仿真共进行了 50ms，时间较短，而开始时电路还没有达到稳态，瞬态效应占了较大比例；另

外, 由于计算量较大, 数据较多而内存有限, 软件采用较少的数据来描绘整条曲线。在 Simulink 中, 系统仿真运行了 1s, 但对于个人计算机 (PC) 来说, 运行这么长的时间是不现实的。尽管如此, PSpice 仿真还是证明了系统的稳定性和可行性。

8.4 实验测试

连续时间六阶带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 微机械陀螺系统硬件实现见图 8.18。需要说明的是, 在下述测试中所用到的微机械陀螺芯片——图 8.18 上的陀螺芯片, 与第五章性能测试中用得到的——图 5.2 上的芯片, 不是同一个, 因而陀螺工作模式频率、品质因数等参数会有所不同。由于电路比较复杂, 采用在两块双层 PCB 上布线, 然后将两块电路板用插针连接起来的方式, 以降低加工成本和连线复杂度。将微机械陀螺芯片、相应的驱动电路以及读出电路的 C/V 转换等模块放在上面的电路板 (面积较小的板) 上, 时钟、与逻辑运算相关的器件以及 RC 谐振器等模块放置于下面的电路板 (面积较大的板) 上。

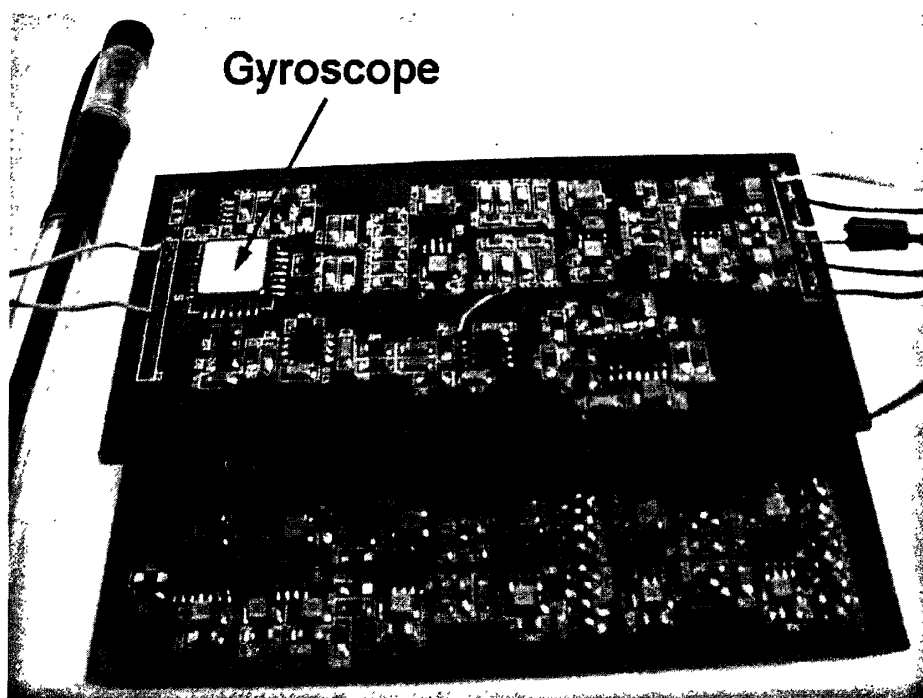


图 8.18 连续时间六阶带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 微机械陀螺系统硬件图

图 8.19 是电路中的 RC 差分结构谐振器的幅频响应, 谐振频率为 4186Hz, 品质因数为 2440。

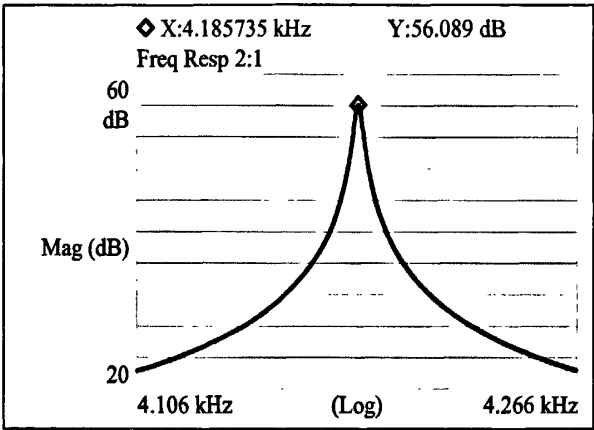


图 8.19 RC 差分谐振器的幅频响应

用 Tektronix 四通道数字示波器观察 BIT、DCK、RZ DAC 和 HRZ DAC 的波形，如图 8.20，时序逻辑与逻辑真值表 8.1 一致，证明了该部分的电路功能正确。

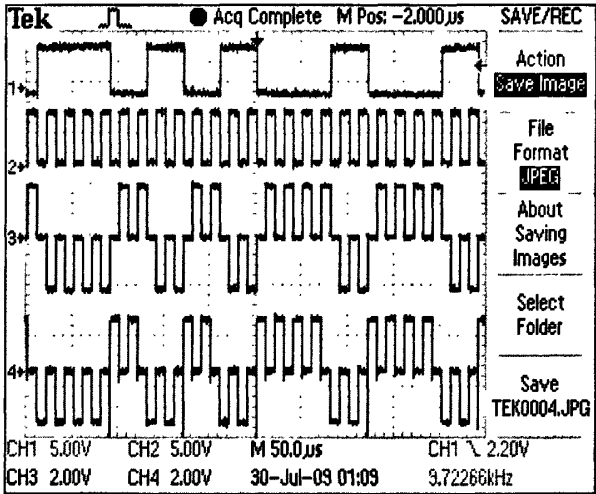


图 8.20 BIT、DCK、RZ 和 HRZ DAC（从上到下）的波形图

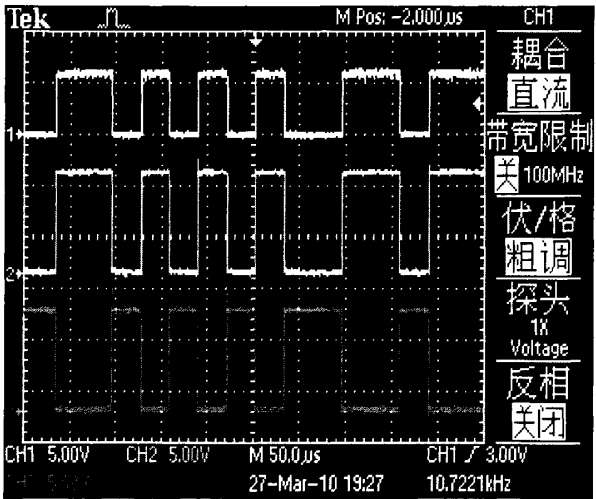


图 8.21 BIT、Vtop 和 Vbot（从上到下）的波形图

图 8.21 是用数字示波器观察到的输出数字流 BIT、上极板反馈电压 V_{top} 和下极板反馈电压 V_{bot} 的波形图。当输出 BIT 为高电平时，上极板接反馈电压，下极板接地；当输出为低电平时，下极板接反馈电压而上极板接地。时序与前面的设计、仿真相符，验证了此部分的电路功能。

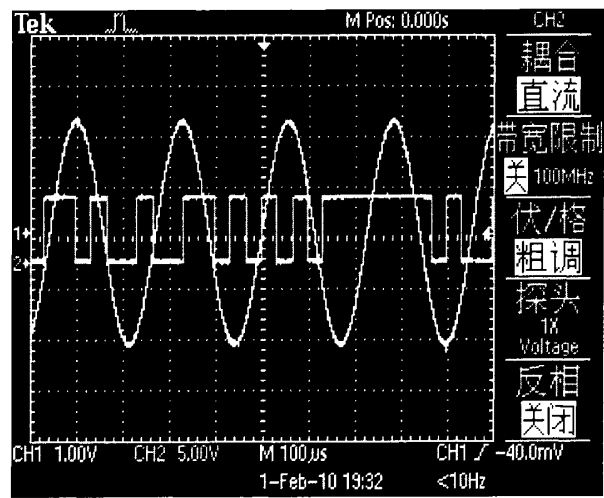


图 8.22 输出数字流（矩形波）和驱动模式振动波形（正弦波）

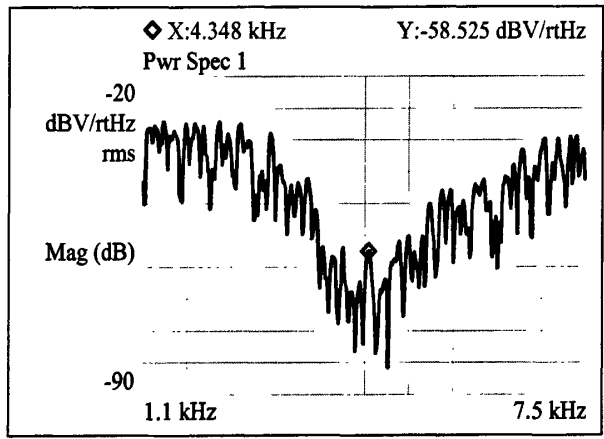


图 8.23 连续时间六阶带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 陀螺输出数字流频谱图

在没有任何角速度信号输入的情况下对系统进行初步的测试，驱动模式的振动情况和输出数字流如图 8.22 所示。由图可见，驱动单元谐振正常，因而输出数字流中应包含正交误差信号。利用 Agilent 35670A 动态信号分析仪对数字流进行频谱分析，结果如图 8.23 所示，本系统具有明显的噪声整形作用。在驱动模式频率附近即陀螺工作带宽范围内，噪声被显著抑制，波谷中的尖峰信号即正交误差信号。工作带宽内噪声水平约为 $-80\text{dBV}/\text{Hz}^{1/2}$ ，大大高于 Simulink 仿真值，这可能是由于电子器件的非理想特性导致的，例如时间延迟，时钟颤振，RC 谐

振器的电容和电阻值有加工误差、谐振频率与微机械陀螺驱动模态频率不一致等因素造成的。

把 $\Sigma\Delta\text{M}$ 陀螺系统放置在转台上进行测试。输入一频率为 2Hz、幅值为 20° 的角振动信号时，输出数字流频谱如图 8.24 所示。由于测试中 35670A 的扫频范围太宽，视觉上无法有效的识别的角振动信号。为此，缩小频率分析范围，主要观察驱动模态频率附近的信号，如图 8.25，输入信号被驱动模态调制，分布在驱动频率的两侧。图 8.26 和 8.27 分别给出了当输入角振动信号的频率为 3Hz、幅值为 10° 和频率为 5Hz、幅度为 3° 时的输出数字流频谱，这些都表明微机械陀螺实现了对输入角速度信号的测量，证明系统是正常工作的。但是，从图中也可以看出，系统的信噪比不高，这是由于二级放大增益 K_{bst} 较小造成的。在所设计的 PCB 电路中，测试发现实际噪声较大，为了满足系统的稳定性要求，所采用的二级放大增益远小于 Simulink 模型中的相应值。要想在满足系统稳定的条件下提高二级增益，进而提高信噪比，需要改进电路结构，降低电路中的噪声。

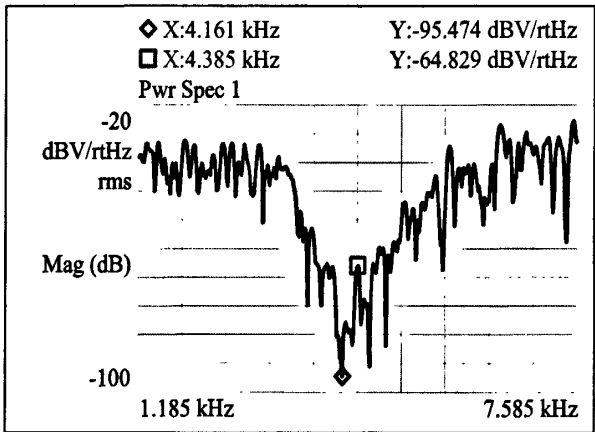


图 8.24 输入幅值 20° 频率 2Hz 的角振动时的输出数字流频谱

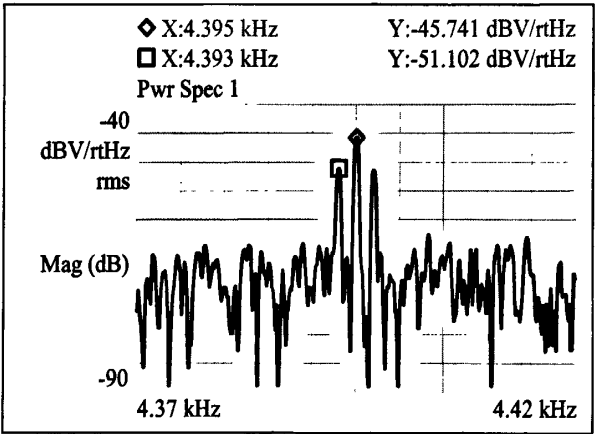


图 8.25 幅值 20° 频率 2Hz 的角振动输入时信号频带附近的数字流频谱

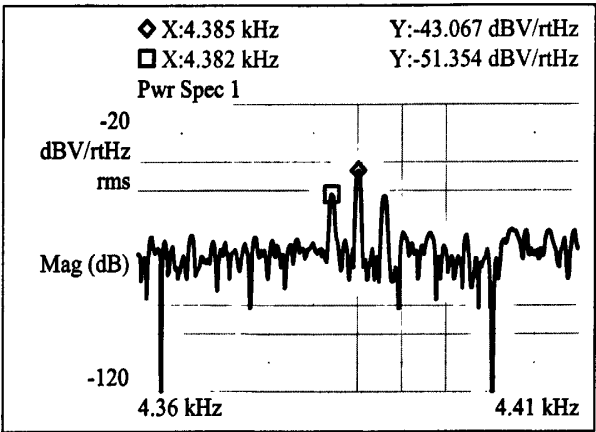


图 8.26 幅值 10° 频率 3Hz 的角振动输入时信号频带附近的数字流频谱

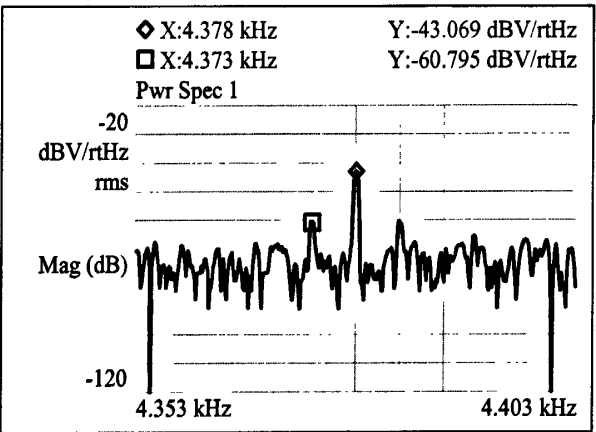


图 8.27 幅值 3° 频率 5Hz 的角振动输入时信号频带附近的数字流频谱

由于测试所用的微机械陀螺芯片是改进支撑梁前的结构，工作模态频率稳定性差，为了得到较大的驱动振幅，在实验中每隔一段时间（约几分钟）手动调节驱动电压频率使之与驱动模态频率尽量接近，因而正交误差信号的频率（与驱动电压频率相等）在图 8.23-8.27 中不尽相同。另外，因为电容、电阻值的工艺误差随机性，更因为微机械陀螺驱动模态频率的漂移，在实际的电路和测试中 RC 差分谐振器的谐振频率与陀螺驱动频率并不相同，导致环路噪声整形效果变差，信号频带范围内噪声水平上升。但实验同时也说明，本系统的稳定性具有较好的鲁棒性，可以容忍微机械陀螺的工作频率在一定范围的漂移，以及 RC 谐振器的谐振频率与设计值有一定的误差。

8.5 本章小结

本章设计了连续时间的六阶带通 $\Sigma\Delta M$ 微机械陀螺系统，通过 Matlab/

Simulink 进行了系统级仿真，在幅值 $200^\circ/\text{s}$ 、频率 32Hz 的角速度信号输入下信噪比可达 100dB 。考虑到真实电子器件非理想特性的影响，通过 Orcad/PSpice 的行为级仿真对系统电路的稳定性进行了检验。利用分离的标准电子元器件在 PCB 上对提出的 $\Sigma\Delta\text{M}$ 微机械陀螺系统进行了实现，实验结果显示微机械陀螺工作带宽内噪声水平约为 $-80\text{dBV}/\text{Hz}^{1/2}$ ，在转台上对它进行了输入角振动信号测试，陀螺能够有效工作，验证了微机械陀螺基于带通 $\Sigma\Delta\text{M}$ 控制系统原理的可行性。对性能不足之处进行了分析，提出了解决方案。

第九章 总结与展望

9.1 总结

论文在分析国内外微机械陀螺研究现状的基础上,总结了当前微机械陀螺研究的主要思路,对实现高精度微机械陀螺的技术途径提出了自己的看法,以此确定了本文的研究方向——同时对机械结构设计、加工工艺流程和信号读出电路三个方面进行研究,为提高微机械陀螺的性能探索可行的方案。本文设计了一种对称、双解耦、可在大气环境下工作的微机械陀螺结构;在北京大学微米/纳米加工技术国家级重点实验室的平台上进行了加工,研究了反应离子深刻蚀中的 footing 效应和抑制 footing 效应的方法,对器件的性能在大气环境下进行了测试;另外,设计了微机械陀螺的基于 sigma-delta 调制器的闭环检测系统,实现了连续时间的六阶带通 $\Sigma\Delta$ 陀螺系统的电路仿真和测试。具体工作主要包括以下几个方面:

1. 讨论了微机械陀螺的工作原理,对陀螺的运动学方程进行了求解和讨论,在此基础上分析了影响微机械陀螺性能的相关因素,给出了提高陀螺性能的可行性方案。

2. 提出了一种双解耦、对称结构的 z 轴微机械陀螺。通过有限元方法对陀螺的模式、模式间的机械耦合以及热应力对模式的影响进行了仿真,根据仿真结果对陀螺的支撑梁进行了结构改进,增加了应力释放结构。对改进后的微机械陀螺频率温度稳定性进行了仿真,检验了改进方法的有效性。估算了大气下微机械陀螺的品质因数和噪声等效角速度。

3. 对本课题组提出的两种抑制 footing 效应的方法进行了系统的比较,分别通过光学电镜测量结构表面粗糙度和电学测量电容大小的方法定性和定量地检验了两种抑制 footing 效应方法的不同效果。分析了被刻蚀硅的电导率、硅结构和玻璃衬底间隙高度以及刻蚀过程中热扩散效率对 footing 效应的影响作用,并通过实验进行了验证。为保护微机械陀螺结构不受损坏以及降低阻尼提高性能,提出了一种圆片级真空封装工艺技术。

4. 利用北京大学微米/纳米加工技术国家级重点实验室开发的硅/玻璃键合和

反应离子深刻蚀工艺对器件进行了加工,采用模拟电路开环检测的方式对加工出的器件的基本性能参数如工作模态频率、大气下工作模态的品质因数、微机械陀螺的标度因子、噪声水平、正交误差、模态耦合、输出信号信噪比、零漂稳定性等进行了测试。对改进支撑梁前后的微机械陀螺驱动模态本征频率的温度灵敏度进行了测试对比,验证了应力释放结构的有效性。

5. 设计了离散时间的基于高阶带通 $\Sigma\Delta$ 的微机械陀螺闭环控制系统,通过 Matlab/Simulink 进行了仿真,结果表明系统具有较好的噪声整形作用和较高的信噪比,说明了微机械陀螺带通 $\Sigma\Delta$ 控制系统合理性。与其对应的转化前的基于低通 $\Sigma\Delta$ 的控制系统进行了对比,分析了基于带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺控制系统的优点。

6. 设计了连续时间的基于高阶带通 $\Sigma\Delta$ 的微机械陀螺控制系统。采用与位移检测电极相独立的力反馈电极结构,使位移检测和力反馈同时进行,简化了控制系统的时序设计。力反馈电极采用变面积型电容,静电反馈力恒定,与位移无关,提高了系统的线性度。利用 Matlab/Simulink 进行了系统级仿真,在满量程输入下信噪比可达 100dB。设计了六阶带通 $\Sigma\Delta$ 微机械陀螺系统的相应电路,考虑到真实电子器件非理想特性的影响,通过 Orcad/PSpice 进行了行为级仿真,确认了系统的稳定性。在转台上对系统进行了输入角振动信号测试,结果显示微机械陀螺能够有效工作,通过实验验证了基于高阶带通 $\Sigma\Delta$ 的微机械陀螺控制系统的原理的可行性。

9.2 论文创新点

论文的创新点主要体现在以下几个方面:

1. 实现了一种力平衡式闭环检测、数字输出的微机械陀螺。设计了基于带通 $\Sigma\Delta$ 的微机械陀螺控制系统,通过在转台上的输入角振动信号测试证明了系统能够有效工作,验证了基于带通 $\Sigma\Delta$ 控制系统的数字闭环微机械陀螺原理的可行性。与相同过采样率的基于低通 $\Sigma\Delta$ 控制系统的微机械陀螺相比,前者采样频率仅为后者的 1/60。

2. 提出了一种对称、双解耦的微机械陀螺结构。对称结构使陀螺的带宽对加工误差和温度变化不敏感,具有较好的一致性;双解耦设计使驱动和检测模态

间的机械耦合小,有效地抑制了正交误差的影响。此外,驱动模态和检测模态的品质因数较大,可以满足在大气下工作的要求。

3. 研究了硅/玻璃键合结构在反应离子深刻蚀中的 footing 效应,分析了 footing 效应与被刻蚀硅的电导率、硅结构和玻璃衬底间隙高度、以及刻蚀过程中热传导效率之间的关系,可以为以后微机械传感器的设计和加工提供参考。

4. 在北京大学微/纳米加工技术国家级重点实验室开发的硅/玻璃键合和反应离子深刻蚀的标准工艺基础上,提出了一套圆片级真空封装工艺技术,能够显著提高微机械陀螺的品质因数,为进一步提高陀螺性能提供保障。该工艺同样适用其它微机械传感器的封装。

9.3 未来工作展望

基于 $\Sigma\Delta M$ 控制系统的闭环检测、数字输出的微机械陀螺是目前国际研究的一个热点方向。与低通 $\Sigma\Delta M$ 控制系统相比,带通 $\Sigma\Delta M$ 控制系统能够显著降低采样频率。尽管本文验证了利用后者实现力反馈闭环检测、数字式微机械陀螺的可行性,但离实用还有很大的一段距离,具体表现在如下几个方面:

1. 电路中的噪声较大,以致为了满足控制系统的稳定性,电路中不能选择合适的放大增益,而较小的增益使得检测信号的信噪比较小,达不到较好的性能要求。下一步要对电路的结构和电子器件的布局进行调整优化,降低噪声。

2. 为了满足微机械陀螺的实际应用要求,需要对量化器输出的高频数字流进行降采样抽取和对降采样后的数字流进行解调,抽取需要测量的输入角速度信号,然后进行陀螺性能参数的表征和测试。

3. 由于在结构设计中力反馈梳齿电极较少,因而反馈电容较小,需要施加较大的反馈电压,限制了微机械陀螺的量程。需要重新对结构进行调整、优化,尤其是对力反馈电极电容的调整。

参考文献

- [1] 郭素云, 陀螺仪原理及应用, 哈尔滨工业大学出版社, 1985
- [2] N. Yazdi, F. Ayazi and K. Najafi. "Micromachined inertial sensors", *Proc. of the IEEE*, 1998, Vol.86, No. 8, pp1640-1659
- [3] N. Barbour and G. Schmidt. "Inertial sensors technology trends", *IEEE Sensors Journal*, 2001, Vol.1, No.4, pp332-339
- [4] B. Boxenhorn and P. Greiff. "A vibratory micromechanical gyroscope", *AIAA Guidance and Controls Conference*, Minnesota, USA, Aug. 1988, pp1033-1040
- [5] P Greiff, B Boxenhorn, T King and L Niles, "Silicon monolithic micromechanical gyroscope", *The 6th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, San Francisco, USA, 1991, pp966~968
- [6] J. Bernstein, S. Cho, A.T. King, A. Kourepenis, P. Maciel and M. Weinberg. "A micromachined comb-drive tuning fork rate gyroscope", *The 6th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, Port Lauderdale, USA, Feb. 1993, pp143-148
- [7] A. Sharma, M.F. Zaman, B.V. Amini and F. Ayazi. "A high-Q in-plane SOI tuning fork gyroscope", *The 3rd Annual IEEE Conference on Sensors*, Vienna, Austria, Oct. 2004, pp467-470
- [8] M.F. Zaman, A. Sharma, and F. Ayazi. "High performance matched-mode tuning fork gyroscope", *The 19th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, Japan, Istanbul, Turkey, Jan. 2006, pp66-69
- [9] A. Sharma, M.F. Zaman, M. Zucher and F. Ayazi. "A 0.1°/hr bias drift electronically matched tuning fork microgyroscope", *The 21st IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, Japan, Tuscon, USA, Jan. 2008, pp6-9
- [10] K. Azgin, Y. Temiz and T. Akin. "An SOI-MEMS tuning fork gyroscope with linearly coupled drive mechanism", *The 20th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, Japan, Kobe, Japan, Jan. 2007, pp607-610
- [11] A.A. Trusov, A.R. Shcofield, and A.M. Shkel. "Gyroscope architecture with structurally

- forced anti-phase drive-mode and linearly coupled anti-phase sense-mode", The 15th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Denver, USA, Jun. 2009, pp660-663
- [12] A.A. Trusov, A.R. Shcofield, and A.M. Shkel. "Micromachined rate gyroscope architecture with ultra-high quality factor and improved mode ordering", *Sensors and Actuators A: Phys.* (2010), doi:10.1016/j.sna.2010.01.007
- [13] A.R. Shcofield, A.A. Trusov, and A.M. Shkel. "Multi-degree of freedom tuning fork gyroscope demonstrating shock rejection", The 6th Annual IEEE Conference on Sensors, Atlanta, USA, Oct. 2007, pp120-123
- [14] A.R. Shcofield, A.A. Trusov, C. Acar, and A.M. Shkel. "Anti-phase driven rate gyroscope with multi-degree of freedom sense mode", The 14th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Lyon, France, Jun. 2007, pp1199-1202
- [15] Z.Y. Guo, L.T. Lin, Q.C. Zhao, J. Cui, X.Z. Chi, Z.C. Yang, and G.Z. Yan. "An electrically decoupled lateral-axis tuning fork gyroscope operating at atmospheric pressure", The 22nd IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Japan, Sorrento, Italy, 2009, pp104-107
- [16] Z.Y. Guo, Z.C. Yang, L.T. Lin, Q.C. Zhao, J. Cui, X.Z. Chi, and G.Z. Yan. "A lateral-axis micromachined tuning fork gyroscope with novel driving and sensing combs", The 15th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Denver, USA, 2009, pp288-291
- [17] Z.Y. Guo, Z.C. Yang, Q.C. Zhao, L.T. Lin, H.T. Ding, X.S. Liu, J. Cui, X.K. Xie and G.Z. Yan. "A lateral-axis micromachined tuning fork gyroscope with torsional z-sensing and electrostatic force-balanced driving", *J. Micromech. Microeng.* 20, 2010, 025007, pp1-7
- [18] 郭中洋, 电容式 MEMS 水平轴音叉陀螺研究, 博士学位论文, 北京大学, 2009.
- [19] P. Greiff, B. Antkowiak, J. Campbell, and A. Petrovich. "Vibrating wheel micromechanical gyro", *Position, Location and Navigation Symposium*, Atlanta, USA, 1996, pp31-37
- [20] K. Funk, H. Emmerich, A. Schilp, M. Offenberger, R. Neul, F. Larmer. "A surface micromachined silicon gyroscope using a thick polysilicon layer", The 12nd IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Japan, Orlando, USA, Jan. 1999, pp57-60

- [21] W. Geiger, B. Folkmer, U. Sobe, H. Sandmaier, and W. Lang. "New designs of micromachined vibrating rate gyroscopes with decoupled oscillation modes", *Sensors and Actuators A* 66, 1998, pp118-124
- [22] W. Geiger, B. Folkmer, J. Merz, H. Sandmaier, and W. Lang. "A new silicon rate gyroscope", *Sensors and Actuators* 73, 1999, pp45-51
- [23] W. Geiger, J. Merz, T. Fischer, B. Folkmer, H. Sandmaier, W. Lang. "The silicon angular rate sensor system DAVED", *Sensors and Actuators* 84, 2000, pp280-284
- [24] Y.Q. Dong, Z.Y. Gao, R. Zhang and Z.Y. Chen. "A vibrating wheel micromachined gyroscope for commercial and automotive applications", *Instrumentation and Measurement Technology Conference, Venice, Italy, May 1999*, pp1750-1754
- [25] Q.C. Zhao, X.S. Liu, L.T. Lin, Z.Y. Guo, J. Cui, X.Z. Chi, Z.C. Yang and G. Z. Yan. "A doubly decoupled micromachined vibrating wheel gyroscope", *The 15th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Denver, USA, Jun.2009*, pp296-299
- [26] W. Geiger, W.U. Butt, A. Gaiber, J. Frech, M. Braxmaier, T. Link, A. Kohne, P. Nommensen, H. Sandmaier, W. Lang. "Decoupled microgyros and the design principle DAVED", *The 14th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Japan, Interlaken, Switzerland, Jan.2001*, pp170-173
- [27] W. Geiger, W.U. Butt, A. Gaiber, J. Frech, M. Braxmaier, T. Link, A. Kohne, P. Nommensen, H. Sandmaier, W. Lang. "Decoupled microgyros and the design principle DAVED", *Sensors and Actuators A* 95, 2002, pp239-249
- [28] M. Braxmaier, A. Gaiber, T. Link, A. Schumacher, I. Simon, J. Frech, H. Sandmaier, W. Lang. "Cross-coupling of the oscillation modes of vibratory gyroscopes", *The 12nd International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Boston, USA, Jun. 2003*, pp167-170
- [29] S.E. Alper and T. Akin. "A symmetric surface micromachined gyroscope with decoupled oscillation modes", *Sensors and Actuators A* 97-98, 2002, pp347-358
- [30] S.E. Alper and T. Akin. "Symmetrical and decoupled nickel microgyroscope on insulating substrate", *Sensors and Actuators A* 115, 2004, pp336-350
- [31] S.E. Alper and T. Akin. "A single-crystal silicon symmetrical and decoupled gyroscope on

- insulating substrate”, The 12nd International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Boston, USA, Jun. 2003, pp1399-1402
- [32] S.E. Alper and T. Akin. “A single-crystal silicon symmetrical and decoupled MEMS gyroscope on an insulating substrate”, Journal of microelectromechanical systems, 2005, Vol. 14, No. 4, pp707-717
- [33] S.E. Alper, K. Azgin and T. Akin. “High-performance SOI-MEMS gyroscope with decoupled oscillation modes”, The 19th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Japan, Istanbul, Turkey, Jan.2006, pp70-73
- [34] S.E. Alper, K. Azgin and T. Akin. “A high-performance silicon-on-insulator MEMS gyroscope operating at atmospheric pressure”, Sensors and Actuators A 135, 2007, pp34-42
- [35] Z.C. Yang, C.S. Wang, G.Z. Yan, Y.L. Hao, G.Y. Wu. “A bulk micromachined lateral axis gyroscope with vertical sensing comb capacitors”, The 13rd International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Seoul, Korea, Jun. 2005, pp121-124
- [36] X.S. Liu, Z.C. Yang, G.Z. Yan, J. Fan, H.T. Ding, Y. Liu, “Design and fabrication of a lateral axis gyroscope with asymmetric comb-fingers as sensing capacitors”, The 1st IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems, Zhuhai, China, 2006, pp762-765
- [37] X.S. Liu, Z.C. Yang, X.Z. Chi, J. Cui, H.T. Ding, Z.Y. Guo, B. Lv, and G.Z. Yan, “An x-axis micromachined gyroscope with doubly decoupled oscillation modes”, The 21st IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Japan, Tuscon, USA, Jan. 2008, pp860-863
- [38] X.S. Liu, Z.C. Yang, X.Z. Chi, J. Cui, H.T. Ding, Z.Y. Guo, B. Lv, L.T. Lin, Q.C. Zhao and G.Z. Yan, “A doubly decoupled lateral axis micromachined gyroscope”, Sensors and Actuators A 154, 2009, pp218-223
- [39] 刘雪松, 体硅水平轴微机械陀螺结构设计研究, 博士学位论文, 北京大学, 2009.
- [40] C. Acar and A.M. Shkel. “Nonresonant micromachined gyroscopes with structural mode-decoupling”, IEEE Sensors Journal, 2003, Vol. 3, No. 4, pp497-506
- [41] C. Acar and A.M. Shkel. “An approach for increasing drive-mode bandwidth of MEMS vibratory gyroscopes”, Journal of Microelectromechanical Systems, 2005, Vol. 14, No. 3, pp520-528

- [42] C. Acar, A.M. Shkel, L. Costlow, and A.M. Madni. "Inherently robust micromachined gyroscopes with 2-DOF sense-mode oscillator", The 4th Annual IEEE Conference on Sensors, Irvine, USA, Oct. 2005, pp664-667
- [43] C. Acar and A.M. Shkel. "Inherently robust micromachined gyroscopes with 2-DOF sense-mode oscillator", Journal of Microelectromechanical Systems, 2006, Vol. 15, No. 2, pp380-387
- [44] S.H. Jeon, J.Y. Lee, H.K. Jung, H.K. Chang, and Y.K. Kim. "Two-mass system with wide bandwidth for SiOG (silicon on glass) vibratory gyroscopes", The 13rd International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Seoul, Korea, Jun. 2005, pp539-542
- [45] J. Kim, S. Park, D. Kwak, H. Ko, W. Carr, J. Buss, and D. D. Cho. "Robust SOI process without footing and its application to ultra high-performance microgyroscopes", Sensors and Actuators A 114, 2004, pp236-243
- [46] T.K. Tang, R.C. Gutierrez, C.B. Stell, V. Vorperian, G.A. Arakaki, J.T. Rice, et al. "A packaged silicon MEMS vibratory gyroscope for microspacecraft", The 10th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Japan, 1997, pp500~505
- [47] S.E. Alper, I.E. Ocak, and T. Akin. "Ultra-thick and high-aspect-ratio nickel microgyroscope using EFABTM multi-layer additive electroforming", The 19th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Istanbul, Turkey, Jan. 2006, pp670-673
- [48] S.E. Alper, I.E. Ocak, and T. Akin. "Ultrathick and high-aspect-ratio nickel microgyroscope using EFABTM multi-layer additive electroforming", Journal of Microelectromechanical Systems, 2007, Vol. 16, No. 5, pp1025-1035
- [49] H. Song, Y.S. OH, I.S. Song, S.J. Kang, S.O. Choi, H.C. Kim, B.J. Ha, S.S. Baek, C.M. Song. "Wafer level vacuum packaged de-coupled vertical gyroscope by a new fabrication process", The 13rd IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Miyazaki, Japan, 2000, pp520-524
- [50] J.Y. Lee, S.H. Jeon, H.K. Jung, H.K. Chang, and Y.K. Kim. "Vacuum packaged single crystal silicon gyroscope with sub mdeg/s/Hz^{1/2} resolution", The 13rd International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Seoul, Korea, Jun. 2005, pp531-534
- [51] J.Y. Lee, S.H. Jeon, H.K. Jung, H.K. Chang, and Y.K. Kim. "Vacuum packaged low noise

- gyroscope with sub mdeg/s/Hz^{1/2} resolution", IEEE Micro Electro Mechanical Systems Workshop, Miami, USA, 2005, pp359-362
- [52] S.-H. Lee, J. Cho, S.W. Lee, M.F. Zaman, F. Ayazi, and K. Najafi. "A low -power oven-controlled vacuum package technology for high-performance MEMS", The 22nd IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Sorrento, Italy, Jan. 2009, pp753-756
- [53] M. Palaniapan, R.T. Howe, and J. Yasaitis. "Performance comparison of integrated z-axis frame microgyroscope" The 16th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Kyoto, Japan, Jan. 2003, pp482-485
- [54] F. Ayazi and K. Najafi. "A HARPSS polysilicon vibrating ring gyroscope", Journal of Microelectromechanical Systems, 2001, Vol. 10, No. 2, pp169-179
- [55] J. Cui, X.Z. Chi, H.T. Ding, L.T. Lin, Z.C. Yang and G.Z. Yan. "Transient response and stability of the AGC-PI closed-loop controlled MEMS vibratory gyroscopes", J. Micromech. Microeng. 19, 125015, 2009, doi: 10.1088/0960-1317/19/12/125015
- [56] A. Sharma, M.F. Zaman, and F. Ayazi. "A sub-0.2°/hr bias drift micromechanical silicon gyroscope with automatic CMOS mode-matching", IEEE Journal of solid-state circuits, 2009, Vol. 44, No. 5, pp1593-1608
- [57] W. Henrion, L. DiSanza, M. Ip, S. Terry and H. Jerman. "Wide dynamic range direct digital accelerometer", IEEE Solid-State Sensor and Actuator Workshop, Hilton, USA, 1990, pp153-157
- [58] W.J. Yun, R.T. Howe and P.R. Gray. "Surface micromachined, digitally force-balanced accelerometer with integrated CMOS detection circuitry, IEEE Solid-State Sensor and Actuator Workshop, Hilton, USA, 1992, pp126-131
- [59] T. Smith, O. Nys, M. Chevroulet, Y. DeCoulon and M. Degrauwe. "A 15 b electromechanical sigma-delta converter for acceleration measurements," IEEE International Solid-State Circuits Conference, San Francisco, USA, 1994, pp160-161
- [60] M. Kraft, C.P. Lewis and T.G. Hesketh. "Closed loop silicon accelerometers", IEEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems, 1998, Vol. 145, No. 5, pp325 – 331
- [61] X.S. Jiang, J.I. Seeger, M. Kraft and B.E. Boser. "A monolithic surface micromachined z-axis gyroscope with digital output", Symposium on VLSI Circuits, Hawaii, USA, Jun. 2000,

pp16-19

- [62] S.R. Norsworthy, R. Schreier and C. Temes. Delta-sigma data converters - theory, design, and simulation, NJ: IEEE Press, 1997
- [63] V.P. Petkov and B.E. Boser. "A fourth-order interface for micromachined inertial sensors", IEEE Journal of Solid-state Circuits, 2005, Vol. 40, No. 8, pp1602-1609
- [64] H. Rodjegard, D. Sandstrom, P. Pelin, N. Hedenstierna, D. Eckerbert and G.I. Andersson. "A digitally controlled MEMS gyroscope with 3.2deg/hr stability, The 13rd International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Seoul, Korea, 2005, pp535-538
- [65] J. Raman, P. Rombouts and L. Weyten. "An unconstrained architecture for systematic design of higher order SD force-feedback loops", IEEE Transaction on Circuits and Systems, 2008, Vol. 55, Iss. 6, pp1601-1614
- [66] J. Raman, E. Cretu, P. Rombouts and L. Weyten. "A digitally controlled MEMS gyroscope with unconstrained sigma-delta force-feedback architecture", The 19th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Istanbul, Turkey, 2006, pp710-713
- [67] J. Raman, E. Cretu, P. Rombouts and L. Weyten. "A closed-loop digitally controlled MEMS gyroscope with unconstrained sigma-delta force-feedback", IEEE Sensors Journal, 2009, Vol. 9, No.3, pp297-305
- [68] Y.F. Dong, M. Kraft and W. Redman-White. "Micromachined vibratory gyroscopes controlled by a high-order bandpass sigma-delta modulator", IEEE Sensors Journal, 2007, Vol. 7, No.1, pp59-69
- [69] Y.F. Dong, M. Kraft, N. Hedenstierna and W. Redman-White. "Microgyroscope control system using a high-order bandpass continuous-time sigma-delta modulator", The 14th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Lyon, France, 2007, pp2533-2536
- [70] W.A. Clark and R.T. Howe. "Surface micromachined z-axis vibratory rate gyroscope", Solid-State Sensor and Actuator Workshop, Hilton Head, USA, Jun. 1996, pp283-287
- [71] M.H. Bao, Micro mechanical transducers: pressure sensors, accelerometers and gyroscopes, Amsterdam: Elsevier B. V., 2000
- [72] William Albert Clark. Micromachined Vibratory Rate Gyroscope. PhD thesis, University of

- California, Berkeley, 1997
- [73] Navid Yazdi. Micro-G silicon accelerometers with high performance CMOS interface circuitry. PhD thesis, University of Michigan, 1999
- [74] T.B. Gabrielson. "Mechanical-thermal noise in micromachined acoustic and vibration sensors", IEEE Transactions on Electron Devices, 1993, Vol. 40, No. 5, pp903-909
- [75] S.H. Kim, Y.K. Kim, J.W. Song and J.G. Lee. "A surface-bulk-micromachined electromagnetic gyroscope operating at atmospheric pressure", Japan. J. Appl. Phys., 2000, Vol.39, pp7130-7133
- [76] S.H. Kim, J.Y. Lee, C.H. Kim and Y.K. Kim. "A bulk-micromachined single crystal silicon gyroscope operating at atmospheric pressure", The 11th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Munich, Germany, 2001, pp476-479
- [77] B. Xiong, L.F. Che and Y.L. Wang. "A novel bulk micromachined gyroscope with slots structure working at atmosphere", Sensors and Actuators A 107, 2003, pp137-145
- [78] Y. Chen, J. Jiao, B. Xiong, L. Che, X. Li and Y. Wang. "A novel tuning fork gyroscope with high Q-factors working at atmospheric pressure", Microsystem Technologies 11, 2005, pp111-116
- [79] 刘鸿文, 材料力学 (第三版), 高等教育出版社, 1992
- [80] T. Matsuura, M. Chabloz and J. Jiao. "A method to evade silicon backside damage in deep reactive ion etching for anodically bonded glass-silicon structures", Sensors and Actuators A 89, 2001, pp71-75
- [81] Y. Yoshida, M. Kumagai and K. Tsutsumi. "Study of silicon backside damage in deep reactive ion etching for bonded silicon-glass structures", Microsystem Technologies, 2003, 9(3), pp167-170.
- [82] 杨振川, 单芯片 MIMU 关键器件研究, 博士学位论文, 北京大学, 2004
- [83] C.H. Kim and Y.K. Kim. "Prevention method of a notching caused surface charging in silicon reactive ion etching", Journal of Micromechanics and Microengineering 15, 2005, pp358-36
- [84] Y. Sun, D. Piyabongkarn, A. Sezen, B.J. Nelson and R. Rajamani. "A high-aspect-ratio two-axis electrostatic microactuator with extended travel range", Sensors and Actuators A 102, 2002, pp49-60
- [85] 董景新, 微惯性仪表——微机械加速度计, 清华大学出版社, 2003

- [86] J. Wang, L. Qian and G.Z. Yan, "CMOS-MEMS gyroscope using integrated diode-rings as interface circuits", The 9th International Conference on Solid-State and Integrated-Circuit Technology, Beijing, China, 2008, pp 2432-2435
- [87] B. Lv, X.S. Liu, Z.C. Yang and G.Z. Yan, "Simulation of a novel lateral axis micromachined gyroscope in the presence of fabrication imperfections", *Microsystem Technologies* 14, 2008, pp711-718
- [88] H. Inose, Y. Yasuda and J. Murakami. "A telemetering system by code modulation – sigma-delta modulation", *IRE Trans. Space Electron Telemetry*, 1962, Vol. SET-8, pp204-209,
- [89] G.R. Ritchie. Higher order interpolation analog to digital converters, Ph.D. Dissertation, University of Pennsylvania, 197
- [90] T.H. Pearce and A.C. Baker. "Analogue to digital conversion requirements for HF radio receivers", *Proceedings of the IEE Colloquium on System Aspects and Applications of ADCs for Radar, Sonar and Communications*, London, 1987, Digest No. 1987/92
- [91] R. Schreier and G.C. Temes. *Understanding delta-sigma data converters*, IEEE Press, 2005
- [92] Y.F. Dong. Control systems for capacitive micromachined inertial sensors with high-order sigma-delta modulators, Ph.D Thesis, University of Southampton, 2006
- [93] J.A. Cherry and W.M. Snelgrove. "Excess loop delay in continuous-time delta-sigma modulators", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, 1999, Vol. 46, No. 4, pp376-389
- [94] O. Shoaie and W.M. Snelgrove. "Optimal bandpass continuous-time sigma-delta modulator", *Proc. Int. Symp. Circuits Syst.*, 1994, Vol. 5, pp489-492
- [95] O. Shoaie and W.M. Snelgrove. "A multi-feedback design for LC bandpass delta-sigma modulators", *Proc. Int. Symp. Circuits Syst.* 1995, Vol. 1, pp171-174
- [96] E. Gaura, R. Newman and M. Kraft. *Smart MEMS and sensor systems*, Imperial College Press, 2006
- [97] Z.M. Lin, and W.H. Sheu. "A generic multiple-feedback architecture and method for the design of high-order S-Δ modulators", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, 2002, Vol.49, No.7, pp465-473
- [98] M. Neitola. "A fully automated flowgraph analysis tool for MATLAB," 2006. [online].

- <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/loadFile.do?objectId=7224&objectType=file>
- [99] P. Malcovati. "SD Toolbox 2, Matlab file exchange," 2005. [Online]. <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/loadFile.do?objectId=7589&objectType=file>
- [100] H.T. Ding, X.S. Liu, J. Cui, X.Z. Chi, Z.Y. Guo, Z.C. Yang, and G.Z. Yan. "A bulk micromachined z-axis single crystal silicon gyroscope for commercial applications", The 3rd IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems, Sanya, China, Jan. 2008, pp1039-1042

博士期间发表的论文和申请的专利

发表的论文:

- [1] **Haitao Ding**, Xuesong Liu, Longtao Lin, Xiaozhu Chi, Jian Cui, Michael Kraft, Zhenchuan Yang, and Guizhen Yan. "A High-Resolution Silicon-on-Glass Z Axis Gyroscope Operation at Atmospheric Pressure", IEEE Sensors Journal, 2010, Vol.10, No. 6, pp1066-1074
- [2] **Haitao Ding**, Zhenchuan Yang, Meili Zhang and Guizhen Yan. "Experimental Study on the Footing Effect for SOG Structures Using DRIE", Journal of Semiconductors, 2008, Vol. 29, No. 6, pp100-105
- [3] **丁海涛**, 杨振川, 闫桂珍. "反应离子深刻蚀中加强热传递和抑制 Notching 效应的方法", 电子学报, 2010, Vol. 38, No. 5, pp1201-1204
- [4] **Haitao Ding**, Jian Cui, Xuesong Liu, Xiaozhu Chi, Zhenchuan Yang and Guizhen Yan. "A Highly Double-Decoupled Self-Oscillation Gyroscope Operating at Atmospheric Pressure", The 7th IEEE Conference on Sensors, Lecce, Italy, Oct. 2008, pp674-677
- [5] **Haitao Ding**, Zhenchuan Yang and Guizhen Yan. "Performance Comparison of Methods to Evade Notching Effect for SOG Structures in DRIE", The 4th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (IEEE NEMS'09), Shenzhen, China, Jan. 2009, pp5-8
- [6] **Haitao Ding**, Xuesong Liu, Jian Cui, Xiaozhu Chi, Zhongyang Guo, Zhenchuan Yang, Guizhen Yan. "A Bulk Micromachined Z-Axis Single Crystal Silicon Gyroscope for Commercial Applications", The 3rd IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (IEEE NEMS'08), Sanya, China, Jan. 2008, pp1039-1042
- [7] **Haitao Ding**, Zhenchuan Yang, Zhiyong Chen, Rong Zhang and Guizhen Yan. "A Wafer-Level Protective Technique Using Glass Caps for MEMS Gyroscopes", The 8th International Conference on Solid-State and Integrated-Circuit Technology (IEEE

ICSICT'06), Shanghai, China, 2006, pp2129-2131

[8] 丁海涛, 刘雪松, 杨振川, 闫桂珍. “利用非理性特性和多普勒效应的微机械陀螺模态测量”, 第七届博士生学术年会, 绍兴, 2009。

[9] Michael Kraft, and Haitao Ding. “Sigma-Delta Modulator Based Control Systems for MEMS Gyroscopes”, The 4th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (IEEE NEMS'09), Shenzhen, China, Jan. 2009, pp41-46

[10] Jian Luo, Haitao Ding, and Michael Kraft. “A Systematic Design Methodology for Electro-Mechanical Sigma-Delta Modulators”, The 4th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (IEEE NEMS'09), Shenzhen, China, Jan. 2009, pp881-884

[11] Haitao Ding, Reuben Wilcock, Zhenchuan Yang, Michael Kraft and Guizhen Yan. “A Control System for MEMS Gyroscopes Based on a Band-Pass Continuous-Time Sigma-Delta Modulator”, Submitted to Journal of Micromechanics and Microengineering.

[12] Jian Cui, Xiaozhu Chi, Haitao Ding, Longtao Lin, Zhenchuan Yang and Guizhen Yan. “Transient Response and Stability of the AGC-PI Closed-Loop Controlled MEMS Vibratory Gyroscopes”, Journal of Micromechanics and Microengineering, 2009, Vol. 19, 125015

[13] Xuesong Liu, Zhenchuan Yang, Xiaozhu Chi, Jian Cui, Haitao Ding, Zhongyang Guo, Bo Lv, Longtao Lin, Qiqancheng Zhao and Guizhen Yan. “A Doubly Decoupled Lateral Axis Micromachined Gyroscope”, Sensors and Actuator A, 2009, Vol. 154, pp218-223

[14] Xuesong Liu, Zhenchuan Yang, Xiaozhu Chi, Jian Cui, Haitao Ding, Zhongyang Guo, Bo Lv, Guizhen Yan. “An X-Axis Micromachined Gyroscope with Doubly Decoupled Oscillation Modes”, The 21st IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS'08), Tucson, USA, Jan. 2008, pp860-863

[15] Zhongyang Guo, Qiancheng Zhao, Longtao Lin, Haitao Ding, Xuesong Liu, Jian Cui, Zhenchuan Yang, Huikai Xie and Guizhen Yan. “A Latching Acceleration Switch with ELDR Latching Mechanism and Cylindrical Contacts Independent to the

Proof-Mass”, Journal of Micromechanics and Microengineering, 2010, Vol. 20, 055006

[16] Zhongyang Guo, Zhenchuan Yang, Qiancheng Zhao, Longtao Lin, Haitao Ding, Xuesong Liu, Jian Cui, Huikai Xie and Guizhen Yan. “A Lateral-Axis Micromachined Tuning Fork Gyroscope with Torsional Z-Sensing and Electrostatic Force-Balancing Driving”, Journal of Micromechanics and Microengineering, 2010, Vol. 20, 025007.

[17] Zhongyang Guo, Zhenchuan Yang, Longtao Lin, Qiancheng Zhao, Haitao Ding, Xuesong Liu, Xiaozhu Chi, Jian Cui and Guizhen Yan. “A Latching Acceleration Switch with Multi-contacts Independent to the Proof-Mass”, The 22nd IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS’09), Sorrento, ITALY, Jan. 2009, pp104-107

[18] Zhongyang Guo, Zhenchuan Yang, Longtao Lin, Qiancheng Zhao, Haitao Ding, Xuesong Liu, Xiaozhu Chi, Jian Cui and Guizhen Yan. “A Latching Acceleration Switch with Cylindrical Contacts Independent to The Proof-Mass”, The 8th IEEE Conference on Sensors, Christchurch, New Zealand, 2009, pp1282-1285

[19] Xuesong Liu, Bo Lv, Zhenchuan Yang, Haitao Ding, Guizhen Yan. “Simulation and Test of a Doubly Decoupled Lateral Axis Gyroscope”, International Conference on Integration and Commercializations of Micro and Nano Systems (MNC 2007), Jan. 2007, Sanya, China, pp10-13

[20] Jia Wang, Jie Fan, Xuesong Liu, Haitao Ding, Le Zhang, Guizhen Yan. “A Method to Remove the Residual Silicon of the Deep Isolation Trench Used in Post-CMOS Process for Monolithically Integrated Silicon Microstructures”, The Asia-Pacific Conference of Transducers and Micro-Nano Technology (APCOT’06), Singapore, Jun. 2006, pp25-28,

[21] Xuesong Liu, Zhenchuan Yang, Guizhen Yan, Jie Fan, Haitao Ding, Ye Liu. “Design and Fabrication of a Lateral Axis Gyroscope with Asymmetric Comb-Fingers as Sensing Capacitors”, 1st IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (IEEE NEMS’06), Jan. 2006, Zhuhai, China, pp 762-765

[22] Zhongyang Guo, Zhenchuan Yang, Longtao Lin, Qiancheng Zhao, Haitao Ding,

Xuesong Liu, Xiaozhu Chi, Jian Cui and Guizhen Yan. "Design, Fabrication and Characterization of a Latching Acceleration Switch with Multi-contacts Independent to the Proof-Mass", *Sensors and Actuators: A Physical* (2008), doi:10.1016/j.sna.2010.03.033

申请的专利:

1. 丁海涛, 杨振川, 郭中洋, 迟晓珠, 赵前程, 郝一龙, 闫桂珍。“一种微电子机械系统圆片级真空封装及倒装焊方法”, 申请号: 200710121384.2, 授权专利号: ZL 200710121384.2
2. 刘雪松, 刘晔, 丁海涛, 杨振川, 闫桂珍。“一种电容式全解耦水平轴微机械陀螺”, 申请号: 200610114485.2
3. 郭中洋, 杨振川, 赵前程, 林龙涛, 丁海涛, 闫桂珍。“一种微机械锁存装置”, 申请号: 200810225700.5
4. 郭中洋, 杨振川, 赵前程, 林龙涛, 刘雪松, 丁海涛, 崔健, 闫桂珍。“一种电容式水平轴微机械音叉陀螺”, 申请号: 200810117116.8

致谢

最后，论文仓促成稿，即将给五年的博士生活画上一个句号。五年的跋涉，面容苍老了许多，头发也稀疏了许多，还好终于踽踽独行接近了终点。在这个知识和经济正相关系数小、付出和收获线性度弱的时代，不知这多读了三五年是否会比多收了三五斗幸运一点。但毫无疑问，这五年是我人生历程中一段极其重要的经历，也将是我年华老去后一段非常珍贵的回忆。其中，让我最难以忘记的是，在这一路的征程中，有很多很多人给了我关怀和帮助，在这里将我的满腔感激输入键盘，即使自己驾驭文字的能力有限，不能完全准确地记录内心的感动，亦希望能表达感激之万一。

首先感谢我的导师闫桂珍教授的悉心指导和培养、关心和爱护。闫老师是一位在学术上严格要求并不厌其烦的导师，是她手把手的带我走进了 MEMS 工艺这一充满挑战的领域，在课题的选择和实验的进行上给予了全力的支持；闫老师更是一位爱学生如孩子的慈祥的长者，也是她在日常生活中给了我无微不至的关怀和帮助：出国签证的资金证明，个人单身问题的解决，找工作的大力推荐……无不包含着她的爱护，使我在感激之余也感到无以为报、心有不安。另外，闫老师诚挚谦逊、宽厚善良的品质，严谨的治学态度和兢兢业业的工作作风永远是我学习和效仿的榜样。

感谢我在英国 University of Southampton 学习期间的导师 Michael Kraft 教授的指导和照顾。Michael 在学术上的严谨和日常生活中的风趣令我印象深刻，与 Michael 一家（Sofie、Mara、Bianca、Leon）的相处带给我许多身在异国他乡的快乐。他不仅是一位导师，更是一个朋友。

感谢杨振川副教授的指导和帮助。杨老师知识面广、思路开阔，与他的讨论常常给人以启发；他为人低调、随和，虽不善言谈但乐于助人；另外，杨老师是我英文论文写作的领路人，还记得我的第一篇文章被改的面目全非，让我认识到了自己的不足，是他教给了我写英文论文的要点。

感谢张海霞教授在科研、生活中的关心和帮助。张老师热情洋溢、充满自信、乐于助人；尤其在我申请公派资格的时候，帮我数次联系导师，给了我莫大的帮

助，在此表示诚挚的谢意。感谢李志宏教授在科研中的帮助，李老师学识渊博、具有敏锐的思维和洞察力，在组会、综合考试等报告中给了我许多很好的建议。

感谢郝一龙教授、吴文刚教授、金玉丰教授、于晓梅教授、张锦文副教授、王玮副教授和陈兢副教授等对我在 MEMS 研究所读博期间给予的支持和帮助。感谢北京大学微米/纳米加工技术重点实验室的张大成教授、李婷老师、王颖老师等以及田雪佳、张美丽等技术人员，他们的辛勤工作是我的实验得以完成的重要保证。

微陀螺组是一个团结向上、气氛融洽的集体，感谢其中的每一位成员，感谢你们在科研中的帮助。尤其感谢迟晓珠、林龙涛和崔健在器件电路测试中给予的帮助；感谢刘雪松、郭中洋、赵前程、钱梁，与你们在微机械陀螺结构设计和控制系统理论方面的讨论使我受益良多。

感谢 MEMS 研究所里的每一个成员，尤其原 318 室的各位同学；特别感谢季旭、陈庆华、刘雪松、刘振、安萍、王世涛等，跟你们在一起度过了很多美好的时光，给平淡的生活增添了五彩的元素，与你们相处的点点滴滴必将成为难以磨灭的记忆。

感谢在 Southampton 的同事和朋友，有了你们我的国外生活变得不再那么枯燥；特别感谢罗坚和陈晓丽夫妇、陆琤、郑华、Kian Shen 等在生活上的帮助；感谢 Reuben Wilcock 在电路调试中给予的帮助。

感谢国家留学基金委“国家建设高水平大学公派研究生项目”的资助，提供我往返的机票和在英期间的生活费；在此，要特别感谢杨振川副教授和迟晓珠博士，他们的经济担保也是我公派得以成行的必要条件之一。

感谢父母多年来对我含辛茹苦的养育和全身心的支持，你们永远是最坚强的支柱和最安全的避风港！

感谢在我成长的道路上所有帮助过、关心过我的人！祝你们一生平安！

丁海涛

2010 年 4 月 8 号深夜于燕园

北京大学学位论文原创性声明和使用授权说明

原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品或成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本声明的法律结果由本人承担。

论文作者签名：丁海峰 日期：2010年6月10日

学位论文使用授权说明

(必须装订在提交学校图书馆的印刷本)

本人完全了解北京大学关于收集、保存、使用学位论文的规定，即：

- 按照学校要求提交学位论文的印刷本和电子版；
- 学校有权保存学位论文的印刷本和电子版，并提供目录检索与阅览服务，在校园网上提供服务；
- 学校可以采用影印、缩印、数字化或其它复制手段保存论文；
- 因某种特殊原因需要延迟发布学位论文电子版，授权学校☐一年/☐两年/☐三年以后，在校园网上全文发布。

(保密论文在解密后遵守此规定)

论文作者签名：丁海峰 导师签名：闫桂珍
日期：2010年6月10日

