



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

## 博士学位论文

振动式微陀螺仪的接口电路芯片设计技术研究

作者姓名: \_\_\_\_\_ 吴焕铭 \_\_\_\_\_

指导教师: \_\_\_\_\_ 杨海钢 研究员 \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_ 中国科学院电子学研究所 \_\_\_\_\_

学位类别: \_\_\_\_\_ 工学博士 \_\_\_\_\_

学科专业: \_\_\_\_\_ 微电子学与固体电子学 \_\_\_\_\_

培养单位: \_\_\_\_\_ 中国科学院电子学研究所 \_\_\_\_\_

2013 年 5 月

**Research into Design Technologies of Interface Circuits Chip**  
**for Vibratory Micro-Gyroscope**

**By**  
**Huanming Wu**

**A Dissertation Submitted to**  
**University of Chinese Academy of Sciences**  
**In partial fulfillment of the requirement**  
**For the degree of**  
**Doctor of Microelectronics and Solid-State Electronics**

**Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences**  
**May, 2013**

## 研究成果声明

本人郑重声明：所提交的学位论文是我本人在指导教师的指导下进行的研究工作获得的研究成果。尽我所知，文中除特别标注和致谢的地方外，学位论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得中国科学院电子学研究所或其它教育机构的学位或证书所使用过的材料。与我一同工作的合作者对此研究工作所做的任何贡献均已在学位论文中作了明确的说明并表示了谢意。

特此申明。

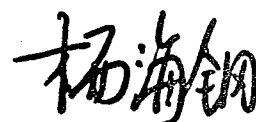
签 名： 日期：

## 关于学位论文使用权的说明

本人完全了解中国科学院电子学研究所有关保留、使用学位论文的规定，其中包括：①电子所有权保管、并向有关部门送交学位论文的原件与复印件；②电子所可以采用影印、缩印或其他复制手段复制并保存学位论文；③电子所可允许学位论文被查阅或借阅；④电子所可以学术交流为目的，复制赠送和交换学位论文；⑤电子所可以公布学位论文的全部或部分内容（保密学位论文在解密后遵守此规定）。

签 名： 日期：

导师签名： 日期

| 

## 摘 要

振动式微机械陀螺仪由于其体积小、重量轻、功耗和成本低等优点，已被广泛应用于汽车电子、消费电子和惯性制导等领域。本文针对此类微陀螺传感器的接口电路芯片的设计技术进行了深入的研究与实践，旨在实现高性能集成化的微陀螺仪。

提出了一种 AGC-PI 结构闭环驱动电路中幅度控制环路的线性化设计方法，包括建立环路的线性模型、提出环路的优化方法和探讨环路设计过程中系统参数的选取方法，为 AGC-PI 结构的闭环驱动电路的设计提供了理论基础，并通过实验验证了环路优化方法的正确性。

机械正交误差是微陀螺传感器的一项重要非理性因素。本文分析和对比了现有的机械正交误差补偿方法，并对同步解调法中的相移因素进行了理论分析，为解调信号相位校正电路的设计提供了理论基础。

研究了电容式微陀螺中寄生跨接电容引入的两种主要的负面效应，包括阻止“电学-机械”振荡的发生以及引发“电学振荡”。通过理论推导给出了最大允许的寄生跨接电容的表达式。通过理论分析给出了避免电学振荡发生的电路解决方案，并验证了方案的正确性。

提出一种基于电阻互补温度系数的温度补偿技术和一种解调信号相位校正电路，设计并实现了一款针对电容式微陀螺的接口电路芯片。读出电路采用全差分跨阻放大器结构优化噪声性能，获得了  $0.63\text{aF/rtHz}$  的等效输入电容噪声。基于所提出的温度补偿技术，对跨阻放大器进行了温度补偿设计，从而将驱动轴振动速度幅值的温漂系数从补偿前的  $1640\text{ppm/}^\circ\text{C}$  降低到了  $114\text{ppm/}^\circ\text{C}$ 。设计了一种解调信号相位校正电路，其相位调节与微陀螺谐振频率无关且调节精度优于  $1^\circ$ ，从而可产生严格的正交解调信号，消除机械正交信号的干扰。微陀螺系统的噪声水平达到了  $0.01^\circ\text{/s/rtHz}$ ，量程为  $\pm 200^\circ\text{/s}$ ，非线性为  $2\%$ 。

设计并实现了一款微陀螺多模接口电路芯片。芯片可适用于静电驱动电容检测，电磁驱动电容检测和电磁驱动电磁检测的三种振动式微陀螺。完成了接口电路芯片与电磁驱动电容检测和静电驱动电容检测两款微陀螺的实验验证。

关键词：微陀螺，闭环驱动电路，机械正交误差，跨接寄生电容，解调信号相位

矫正，温度补偿

## Abstract

Vibratory micro-gyroscopes have been widely applied on areas of automotive electronics, consumer electronics and inertial navigation as their advantages in terms of size, weight, power consumption and cost compared with conventional mechanical gyroscopes. This dissertation focuses the studies on the key techniques of interface circuits for vibratory micro-gyros, aiming at implementing high performance integrated micro-gyros.

A linearization design approach of the velocity-controlled closed-loop in AGC-PI drive circuits is proposed, including linear model, optimization methodology and design process. This design approach provides theory for AGC-PI closed-loop drive circuits design. The optimization methodology is verified by experiments.

Mechanical quadrature error is an important non-ideal factor in vibratory micro-gyros. Published compensation methods of mechanical quadrature error are analyzed and compared with each other first, and then analysis of phase shift in synchronous demodulation method is presented, which provides theory for demodulation signal calibration circuits design.

Two main negative effects of parasitic feed-through capacitance in capacitive micro-gyros is studied, including preventing expected electromechanical resonance and introducing electrical oscillation. The mathematical expression of maximum allowed feed-through capacitance to promise an expected electromechanical resonance is derived. An effective circuits implementation approach to avoid the electrical oscillation is also presented and verified.

An interface circuit on chip for capacitive micro-gyroscope is designed and implemented. Fully differential trans-impedance amplifier structure is adopted in the readout circuits to optimize the noise performance, and achieves an equivalent input capacitive noise of  $0.63\text{aF}/\text{rtHz}$ . Temperature compensation is applied on the TIA, so that the temperature drift coefficient of the vibrating velocity amplitude in drive axis is reduced from  $1640\text{ ppm}/^\circ\text{C}$  to  $114\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . Demodulation signal phase calibration

circuits is proposed, which achieves resonance frequency independent phase regulation and less than  $1^\circ$  phase calibration resolution. Experiments on a capacitive gyroscope show that the gyroscope achieves an equivalent input noise of  $0.01^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$  and full scale range of  $\pm 200^\circ/\text{s}$  with only 2 % nonlinearity.

A multi-mode interface circuit on chip is designed and implemented, which is suited for three types of vibratory micro-gyroscopes, including electrostatic-drive capacitive-sense gyros, electromagnetic-drive capacitive-sense gyros as well as electromagnetic-drive electromagnetic-sense gyros. Experiments on electromagnetic-drive and capacitive-sense micro-gyroscope and electrostatic-drive and capacitive-sense micro-gyroscope are carried out.

**Keyword:** micro-gyroscope, closed-loop drive circuits, mechanical quadrature error, parasitic feed-through capacitance, demodulation signal phase calibration, temperature compensation

# 目录

|                               |    |
|-------------------------------|----|
| 第一章 引言.....                   | 1  |
| 1.1 课题的研究背景.....              | 1  |
| 1.1.1 MEMS 陀螺仪的发展.....        | 1  |
| 1.1.2 微陀螺仪的主要性能指标.....        | 2  |
| 1.2 国内外研究进展与现状.....           | 3  |
| 1.2.1 国外研究进展.....             | 3  |
| 1.2.2 国内研究进展与现状.....          | 11 |
| 1.3 课题的研究意义与挑战.....           | 14 |
| 1.4 主要研究内容.....               | 15 |
| 1.5 论文组织结构.....               | 16 |
| 第二章 振动式微陀螺仪的基本理论.....         | 19 |
| 2.1 振动式微机械陀螺仪的工作原理.....       | 19 |
| 2.1.1 一维自由度的机械振荡器.....        | 19 |
| 2.1.2 二维自由度的机械振荡器.....        | 20 |
| 2.1.3 振动式微陀螺的工作原理.....        | 21 |
| 2.2 机械正交误差.....               | 23 |
| 2.2.1 机械正交误差的产生原理.....        | 23 |
| 2.2.2 机械正交误差的补偿方法.....        | 24 |
| 2.3 同步解调.....                 | 27 |
| 2.3.1 理想的同步解调.....            | 28 |
| 2.3.2 机械相移.....               | 29 |
| 2.3.3 电路相移.....               | 30 |
| 2.4 驱动与检测.....                | 31 |
| 2.4.1 静电驱动.....               | 31 |
| 2.4.2 电磁驱动.....               | 33 |
| 2.4.3 电容检测.....               | 34 |
| 2.4.4 电磁检测.....               | 35 |
| 2.5 本章小结.....                 | 36 |
| 第三章 AGC-PI 结构闭环驱动电路的设计方法..... | 37 |
| 3.1 AGC-PI 结构的闭环驱动电路.....     | 37 |
| 3.2 幅度控制环路的线性化设计方法.....       | 40 |
| 3.2.1 传统分析方法.....             | 40 |
| 3.2.2 环路的线性模型.....            | 40 |
| 3.2.3 环路的优化方法.....            | 42 |
| 3.2.4 环路的设计过程.....            | 48 |
| 3.3 寄生跨接电容的研究.....            | 51 |
| 3.4 本章小结.....                 | 54 |
| 第四章 电容式微陀螺接口电路芯片的实现.....      | 55 |
| 4.1 基于 Verilog-A 的传感器模型.....  | 55 |
| 4.2 接口电路芯片的系统设计.....          | 56 |

|                            |     |
|----------------------------|-----|
| 4.3 电路模块的设计与仿真.....        | 58  |
| 4.3.1 TIA 读出电路 .....       | 58  |
| 4.3.2 有源高通滤波器.....         | 63  |
| 4.3.3 Gm-C 结构 PI 控制器 ..... | 65  |
| 4.3.4 锁相环及解调信号相位矫正电路.....  | 69  |
| 4.3.5 可变增益放大器.....         | 73  |
| 4.3.6 其他电路模块.....          | 74  |
| 4.4 芯片的独立测试.....           | 75  |
| 4.5 芯片与微陀螺联合测试.....        | 78  |
| 4.5.1 闭环驱动电路的功能和性能测试.....  | 78  |
| 4.5.2 幅度控制环路瞬态特性测试.....    | 81  |
| 4.5.3 微陀螺系统性能测试.....       | 84  |
| 4.6 本章小结.....              | 88  |
| 第五章 微陀螺多模接口电路芯片的实现.....    | 91  |
| 5.1 接口电路芯片的系统设计.....       | 91  |
| 5.2 电路模块的设计与仿真.....        | 92  |
| 5.2.1 LNA 读出电路 .....       | 92  |
| 5.2.2 VGA 与驱动级 .....       | 95  |
| 5.2.3 两阶低通滤波器.....         | 97  |
| 5.2.4 开关电容型带通滤波器.....      | 98  |
| 5.3 芯片的独立测试.....           | 101 |
| 5.4 芯片与微陀螺联合测试.....        | 105 |
| 5.5 本章小结.....              | 109 |
| 第六章 总结与展望.....             | 111 |
| 6.1 论文的主要工作.....           | 111 |
| 6.2 创新点.....               | 112 |
| 6.3 今后工作的展望.....           | 112 |
| 参考文献.....                  | 115 |
| 附录 A 纠偏法.....              | 123 |
| 附录 B 传感器线性化模型.....         | 125 |
| 发表论文和专利.....               | 129 |
| 致谢.....                    | 131 |

## 插图目录

|                                                       |    |
|-------------------------------------------------------|----|
| 图 1.1 Clark 的单芯片 Z 轴微陀螺仪的系统框图 .....                   | 5  |
| 图 1.2 Petkov 的接口电路芯片显微照片 .....                        | 5  |
| 图 1.3 Ezekwe 的接口电路芯片和微陀螺封装显微照片 .....                  | 6  |
| 图 1.4 佐治亚理工大学的微陀螺系统框图 .....                           | 7  |
| 图 1.5 Saukuski 的 ASIC 芯片显微照片 .....                    | 8  |
| 图 1.6 Aaltonen 的微陀螺仪测试板及芯片显微照片 .....                  | 8  |
| 图 1.7 ADI 公司的 ADXRS150 型微陀螺仪显微照片 .....                | 9  |
| 图 1.8 Bosch 公司的 DRS-MM3 微陀螺仪的显微照片和封装内部照片 .....        | 10 |
| 图 1.9 STM 公司的三轴微陀螺仪 .....                             | 10 |
| 图 1.10 北大的微陀螺仪照片 .....                                | 12 |
| 图 1.11 北大的微陀螺仪测试 PCB 及微陀螺照片 .....                     | 12 |
| 图 1.12 东南大学的微陀螺仪照片 .....                              | 13 |
| 图 1.13 北大的微陀螺仪接口电路芯片版图照片 .....                        | 14 |
| 图 2.1 一维自由度机械振荡器 .....                                | 19 |
| 图 2.2 二维自由度的机械振荡器 .....                               | 20 |
| 图 2.3 振动式单轴微机械陀螺工作原理 .....                            | 21 |
| 图 2.4 机械正交误差的产生原理 .....                               | 24 |
| 图 2.5 微陀螺解调示意图 .....                                  | 25 |
| 图 2.6 纠偏法原理示意图 .....                                  | 26 |
| 图 2.7 力平衡法示意图 .....                                   | 27 |
| 图 2.8 检测模态的同步解调框图 .....                               | 28 |
| 图 2.9 单边叉指式驱动 .....                                   | 32 |
| 图 2.10 推挽叉指式驱动 .....                                  | 33 |
| 图 2.11 电磁驱动原理 .....                                   | 34 |
| 图 2.12 检测轴的电容变化检测 .....                               | 34 |
| 图 2.13 驱动轴的电容变化检测 .....                               | 35 |
| 图 2.14 电磁检测原理 .....                                   | 35 |
| 图 3.1 微陀螺闭环驱动电路 .....                                 | 38 |
| 图 3.2 AGC 结构的闭环驱动电路框图 .....                           | 39 |
| 图 3.3 AGC-PI 结构幅度控制环路的线性化模型 .....                     | 41 |
| 图 3.4 幅度控制环路的零极点分布 .....                              | 43 |
| 图 3.5 不同比例系数 $K_p$ 下幅度控制环路的波特图和阶跃响应 .....             | 46 |
| 图 3.6 不同低通滤波器极点 $\omega_{lpf}$ 下幅度控制环路的波特图和阶跃响应 ..... | 47 |
| 图 3.7 不同积分系数 $K_I$ 下幅度控制环路的波特图和阶跃响应 .....             | 47 |
| 图 3.8 不同品质因子 $Q$ 下幅度控制环路的波特图和阶跃响应 .....               | 47 |
| 图 3.9 不同 VGA 增益系数 $K_{VGA}$ 下幅度控制环路的波特图和阶跃响应 .....    | 48 |
| 图 3.10 AGC-PI 结构的闭环驱动电路框图 .....                       | 48 |
| 图 3.11 电容式微陀螺的机械结构 .....                              | 51 |
| 图 3.12 带寄生跨接电容的振荡器模型 .....                            | 52 |
| 图 3.13 寄生跨接电容对振荡器的影响 .....                            | 52 |
| 图 4.1 电容式微陀螺的 Verilog-A 模型仿真结果 .....                  | 56 |

|                                        |    |
|----------------------------------------|----|
| 图 4.2 电容式微陀螺接口电路芯片系统框图.....            | 57 |
| 图 4.3 全差分跨阻放大器.....                    | 58 |
| 图 4.4 TIA 噪声.....                      | 60 |
| 图 4.5 TIA 读出电路及其温度补偿单元.....            | 62 |
| 图 4.6 TIA 增益温度补偿的仿真结果.....             | 63 |
| 图 4.7 有源高通滤波器.....                     | 64 |
| 图 4.8 高通滤波器 AC 仿真结果.....               | 65 |
| 图 4.9 传统的 PI 控制器.....                  | 66 |
| 图 4.10 Gm-C 结构 PI 控制器框图.....           | 67 |
| 图 4.11 Gm-C 结构 PI 控制器电路图.....          | 68 |
| 图 4.12 Gm-C 结构 PI 控制器瞬态仿真结果.....       | 69 |
| 图 4.13 电荷泵锁相环结构框图.....                 | 70 |
| 图 4.14 低失配电荷泵电路.....                   | 71 |
| 图 4.15 四级环形压控振荡器电路图.....               | 71 |
| 图 4.16 基于移位寄存器技术的可调相移分频器.....          | 72 |
| 图 4.17 可调相移分频器仿真结果.....                | 73 |
| 图 4.18 单级 VGA 电路图.....                 | 74 |
| 图 4.19 迟滞比较器.....                      | 74 |
| 图 4.20 整流器.....                        | 75 |
| 图 4.21 接口电路芯片显微照片.....                 | 76 |
| 图 4.22 TIA 噪声测试原理图.....                | 76 |
| 图 4.23 TIA 输出噪声频谱.....                 | 77 |
| 图 4.24 TIA 增益温度补偿的测试原理图.....           | 77 |
| 图 4.25 TIA 增益温度补偿的测试结果.....            | 77 |
| 图 4.26 PLL 测试原理图.....                  | 78 |
| 图 4.27 芯片与微陀螺联测 PCB 与微陀螺显微照片.....      | 79 |
| 图 4.28 闭环驱动电路的电学振荡.....                | 79 |
| 图 4.29 闭环驱动电路起振波形.....                 | 80 |
| 图 4.30 TIA 输出信号的长时间采样.....             | 81 |
| 图 4.31 不同增益系数 $K_p$ 条件下低通滤波器的输出波形..... | 82 |
| 图 4.32 不同积分系数 $K_I$ 条件下低通滤波器的输出波形..... | 82 |
| 图 4.33 幅度控制环路的干扰抑制能力.....              | 84 |
| 图 4.34 芯片与微陀螺联测微型 PCB.....             | 84 |
| 图 4.35 零角速度输入下 I, Q 两路解调输出信号对比.....    | 85 |
| 图 4.36 陀螺标度因子曲线.....                   | 86 |
| 图 4.37 微陀螺系统输出信号的噪声频谱.....             | 87 |
| 图 4.38 微陀螺系统的长时间稳定性性能.....             | 87 |
| 图 5.1 多模接口电路芯片系统框图.....                | 91 |
| 图 5.2 LNA 读出电路.....                    | 92 |
| 图 5.3 LNA 的噪声分析.....                   | 93 |
| 图 5.4 LNA 的噪声仿真结果.....                 | 94 |
| 图 5.5 LNA 的噪声贡献分布.....                 | 94 |
| 图 5.6 可变增益放大器与驱动级.....                 | 95 |
| 图 5.7 VGA 的增益系数仿真结果.....               | 96 |

|                                               |     |
|-----------------------------------------------|-----|
| 图 5.8 驱动级.....                                | 97  |
| 图 5.9 增益可调的两阶低通滤波器.....                       | 97  |
| 图 5.10 低通滤波器 AC 特性仿真结果 .....                  | 98  |
| 图 5.11 SC-BPF 主体电路 .....                      | 99  |
| 图 5.12 弛豫振荡器.....                             | 100 |
| 图 5.13 多模接口电路芯片显微照片.....                      | 102 |
| 图 5.14 LNA 噪声测试原理图 .....                      | 102 |
| 图 5.15 VGA 测试原理图 .....                        | 103 |
| 图 5.16 VGA 增益曲线的仿真及测试结果 .....                 | 103 |
| 图 5.17 BPF 测试原理图 .....                        | 104 |
| 图 5.18 $R_{set}=50k\Omega$ 时带通滤波器的幅频特性 .....  | 104 |
| 图 5.19 $R_{set}=200k\Omega$ 时带通滤波器的幅频特性 ..... | 104 |
| 图 5.20 芯片与微陀螺联测 PCB .....                     | 105 |
| 图 5.21 输入正弦角速度信号时系统输出波形.....                  | 105 |
| 图 5.22 同步解调波形.....                            | 106 |
| 图 5.23 微陀螺的标度因子曲线.....                        | 106 |
| 图 5.24 微陀螺上转台的测试结果.....                       | 107 |
| 图 5.25 微陀螺的输出噪声频谱.....                        | 107 |
| 图 5.26 微陀螺系统直流输出的长时间采样.....                   | 108 |
| 图 5.27 艾伦方差.....                              | 108 |
| 图 A.1 纠偏法原理示意图.....                           | 123 |

## 插表目录

|                                                          |     |
|----------------------------------------------------------|-----|
| 表 3.1 幅度控制环路性能指标 VS 系统参数 .....                           | 44  |
| 表 3.2 Matlab 数值仿真中的系统参数 .....                            | 45  |
| 表 3.3 幅度控制环路的性能指标及电路限制条件 .....                           | 49  |
| 表 4.1 不同积分系数 $K_I$ 条件下幅度控制环路的干扰抑制能力测试 .....              | 83  |
| 表 4.2 系统非线性计算 .....                                      | 86  |
| 表 4.3 微陀螺系统性能参数 .....                                    | 88  |
| 表 4.4 电容式微陀螺性能比较 .....                                   | 88  |
| 表 5.1 带通滤波器的参数设置 .....                                   | 99  |
| 表 5.2 $R_{set}$ 取值与时钟频率 $f_c$ 及带通滤波器中心频率 $f_0$ 的关系 ..... | 101 |
| 表 5.3 LNA 噪声测试结果 .....                                   | 102 |
| 表 5.4 电磁电容式微陀螺系统性能参数 .....                               | 109 |

## 第一章 引言

### 1.1 课题的研究背景

#### 1.1.1 MEMS 陀螺仪的发展

微机电系统 (Micro-Electro-Mechanical-System, MEMS) 是对由机械单元与电学单元组成的微小器件的统称。20 世纪 80 年代, 随着半导体集成电路和超精密机械加工技术的发展, MEMS 技术应运而生并得到迅猛发展, 催生出诸如微压力传感器、微惯性传感器、微喷墨打印头和微麦克风等一系列 MEMS 产品<sup>[1, 2]</sup>。

MEMS 惯性传感器是一种重要的传感器件, 主要包括 MEMS 加速度计和 MEMS 陀螺仪。随着 MEMS 加速度计加工工艺的发展, 无论学术界还是工业界, 对 MEMS 微陀螺仪的研究热情均日益高涨。目前, 学术界公布的 MEMS 微陀螺几乎都是振动式的<sup>[3]</sup>。振动式的微陀螺仪由两个振荡器构成, 当有外界角速度输入时, 哥氏效应 (Coriolis Effect) 会将一个振荡器的振动耦合至另一个振荡器, 通过检测耦合振荡器的振动, 即可获得角速度信号。

MEMS 陀螺仪的历史要追述到 1835 年, 由法国数学家、机械工程师 Coriolis 首先描述了在旋转参考系下引起运动物体发生偏移的假象力, 称之为哥氏力 (Coriolis Force), 从而为振动式微陀螺仪的发展奠定了理论基础。直到 1980 年代, 才有 Systron Donner 公司研发出了第一个石英材料的振动式微陀螺仪。而第一个硅材料的振动式微陀螺仪由 Charles Stark Draper 实验室在 1991 年首次研制成功, 从而使得传感器与接口电路单芯片集成的微陀螺仪成为可能<sup>[3]</sup>。自此以后, 性能优良的振动式硅微陀螺仪不断涌现。

如今, MEMS 陀螺仪已广泛应用于汽车电子、消费电子和惯性制导领域, 并朝着高性能、高集成度、低功耗以及低成本的方向发展。在汽车电子领域, MEMS 陀螺仪主要应用于车辆平衡控制, 翻转检测及导航方面。以 Bosch 公司开发的汽车电子稳定系统 (Electronic Stability Program, ESP) 中使用的 DRS-MM 系列传感器为例, 已从体硅和表面硅混合工艺的第一代陀螺仪 DRS-MM1 发展到如今的纯表面硅工艺的第三代陀螺仪 DRS-MM3, 体积和功耗更小, 性能更好<sup>[4, 5]</sup>。在消费电子领域, MEMS 陀螺仪在智能手机、游戏机和便携式 GPS (Global

Positioning System) 导航仪等方面有着越来越广泛的应用。尤其是近些年随着智能手机市场的爆发性增长, 更多低成本、低功耗、高集成度的微陀螺仪被研发出来。其中, 著名的 iPhone4 手机中采用就是意法半导体公司研发的三轴微陀螺仪。在惯性制导领域, 虽然目前光纤陀螺因为精度上的优势还被广泛应用, 但其价格昂贵并且体积笨重。而 MEMS 陀螺仪在成本和体积上具有天然优势。随着 MEMS 陀螺仪性能的不断提升, 将有望取代光纤陀螺。

### 1.1.2 微陀螺仪的主要性能指标

衡量微陀螺仪性能的指标主要包括:

#### (1) 标度因子

标度因子 (Scale Factor, FS) 定义为单位输入角速度信号下输出信号的变化量, 由于输出信号通常以电压变化量来衡量, 因此标度因子的单位通常为  $\text{mV}/^\circ/\text{s}$ 。商业芯片中通常还会定义标度因子漂移 (Scale Factor Drift) 或者标度因子精度 (Scale Factor Accuracy) 等指标, 用来衡量标度因子的稳定性。

#### (2) 噪声

微陀螺仪的噪声水平有多种表征方式, 其中最常用的一种是以噪声谱密度方式来表征, 为系统的电压噪声谱密度与标度因子的比值, 单位为  $^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$  或者  $^\circ/\text{hr}/\text{rtHz}$ 。另一种噪声的表征方法是通过计算零位输出的长时间采样信号的艾伦方差 (Allan Variance) 获得, 称为角度随机游走 (Angle Random Walk), 单位为  $^\circ/\text{rtHz}$ 。两种噪声表征方式可以相互折算, 如式 1.1 所示。

$$0.001^\circ/\text{s}/\text{rtHz} = 0.06^\circ/\text{rtHz} = 3.6^\circ/\text{hr}/\text{rtHz} \quad (1.1)$$

此外, 微陀螺的噪声还可以通过输入角速度的分辨率来衡量, 单位为  $^\circ/\text{s}$  或  $^\circ/\text{hr}$ 。若系统带宽内噪声为白噪声, 则分辨率可由输入噪声的谱密度与带宽相乘得到。

#### (3) 量程

量程表征微陀螺系统输入角速度的范围, 单位为  $^\circ/\text{s}$ 。对一般的测量系统而言, 输入信号幅度越大, 系统的非线性往往也越严重, 因此通常量程需要配合非线性指标才有意义。

#### (4) 非线性

非线性表征微陀螺系统在一定的输入角速度范围内实际输出信号值与理想信号值的偏离量。微陀螺系统的非线性通常计算如下。通过对测得数据拟合得到

标度因子曲线, 再将实际测得的数据与拟合得到的数据作差得到误差值和非线性值。

#### (5) 零位输出

零位输出 (Zero Rate Output, ZRO) 是指微陀螺系统在零角速度输入情况下的系统输出值。零位输出通常是一段时间内系统的输出值, 因此也称为“零漂”, 用于评价微陀螺系统输出的稳定性。又由于温度是影响零位输出变化的重要因素, 因此商业芯片中通常会给出零位输出的温漂特性, 以量程的百分比 (FS%) 来衡量。

#### (6) 偏置稳定性

偏置稳定性 (Bias Stability) 是衡量微陀螺系统输出稳定性的一个常用指标, 其通过对一段时间内的零位输出值作艾伦方差得到, 是一个统计值, 单位为 $^{\circ}/s$ 或 $^{\circ}/hr$ 。

#### (7) 带宽

带宽是指零频率至系统增益值下降-3dB 对应的频率点之间的频带范围, 单位为 Hz。对于开环检测结构的微陀螺系统而言, 系统带宽由传感器的驱动与检测模态谐振频率的频差决定。通过闭环检测可提高系统带宽。

#### (8) 功耗

微陀螺系统的功耗由传感器功耗与接口电路功耗构成, 但主要由接口电路的功耗决定, 单位通常是 mW。

#### (9) 抗冲击性

抗冲击性用来表征微陀螺系统最大能承受的瞬间冲击大小, 通常以加速度 (g) 为单位, 主要取决于传感器的机械可靠性。

根据微陀螺的不同应用需求, 在实际微陀螺传感器以及接口电路设计时对以上各个指标会有不同的侧重点。

## 1.2 国内外研究进展与现状

### 1.2.1 国外研究进展

在 1980 年代早期, 振动式微陀螺仪基本以石英材料为主<sup>[6,7]</sup>。尽管石英材料的振动式微陀螺因为拥有非常高的品质因子而性能出众, 但由于其无法与集成电

路工艺相兼容，而逐渐被硅材料的振动式微陀螺取代。在 1991 年，Charles Stark Draper 实验室研制出了第一款体硅结构的振动式微陀螺仪<sup>[8]</sup>。之后振动式微陀螺仪传感器的发展从加工工艺角度，由玻璃衬底硅工艺、体硅和表面硅混合工艺逐渐过渡到与集成电路完全兼容的纯表面硅工艺；从结构设计角度，先后出现了音叉结构、梳齿结构和环形结构；从驱动方式角度，压电驱动和电磁驱动逐渐被体积更小的静电驱动所取代；从检测方式角度，压阻式逐渐被温度噪声性能更好的电容式取代<sup>[4,7,9-15]</sup>。

相应的，针对传感器的接口电路芯片也发展迅速，单芯片集成凭借其明显的性能和体积优势逐渐占领主导地位。在接口电路的实现结构上，驱动电路从开环驱动结构、简单的闭环驱动结构逐渐发展到带自动增益控制电路的闭环驱动结构，检测电路先后出现了开环读出结构和力平衡方式的闭环读出结构，此外还出现了用以消除正交误差纠正、实现模态匹配、补偿零漂等的辅助电路结构。

美国的加州大学伯克利分校（University of California, Berkeley）的传感器和执行器中心（Berkeley Sensors and Actuators Center, BSAC）在微陀螺仪研发上拥有悠久的历史。Clark 于 1996 年最早发表了一款单芯片的 Z 轴微陀螺仪<sup>[16]</sup>，传感器首次加工采用了 ADI（Analog Devices Inc.）的表面多晶硅工艺，电路芯片采用了 4- $\mu\text{m}$  BiCMOS（Bipolar Complementary Metal-Oxide-Semiconductor）工艺，传感器二次加工采用了 Sandia National Laboratories 的工艺，电路芯片采用了 4- $\mu\text{m}$  的 CMOS 工艺。传感器的驱动和检测方式均为电容式。系统的实现框图如图 1.1 所示，驱动采用跨阻放大器（Trans-Impedance Amplifier, TIA）结合自动增益控制的闭环驱动结构，检测端读出电路采用电荷放大器进行开环读出。解调信号由锁相环（Phase Lock Loop, PLL）产生。此外，系统设计上还首次采用了纠偏法，通过在微陀螺质量块四周额外增加的极板上施加相应的直流偏置电压，产生静电力纠正质量块的位置，以消除微陀螺机械正交误差<sup>[17]</sup>。微陀螺仪的噪声水平达到了 3°/s/rtHz。

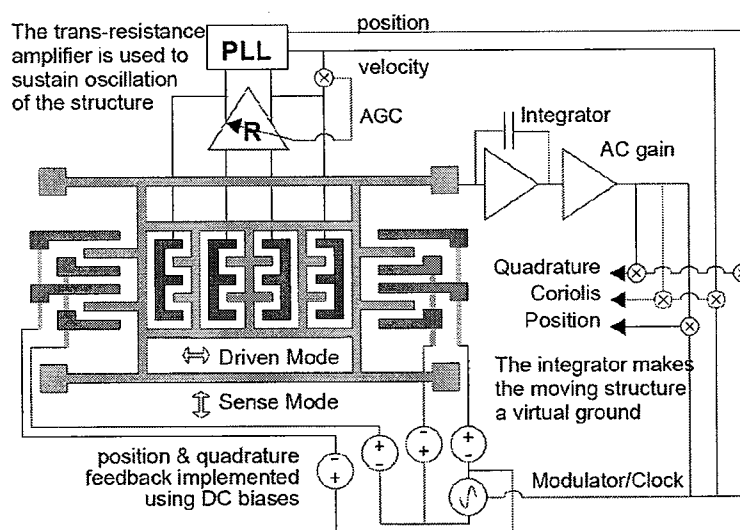


图 1.1 Clark 的单芯片 Z 轴微陀螺仪的系统框图

之后 Boser 教授与他的学生 Jiang<sup>[18]</sup>、Petkov<sup>[19]</sup>和 Ezekwe<sup>[20]</sup>在微陀螺仪的  $\Sigma\Delta$  力平衡闭环检测方面开展了很多研究工作。Jiang 在 2002 年首先将  $\Sigma\Delta$  力平衡技术首先应用于传感器电容闭环检测，并分别对 Z 轴和 X/Y 轴两款微陀螺进行了测试。两款微陀螺均在大气环境下工作，电路芯片采用 5V 单电源供电，其中 Z 轴陀螺的噪声水平达到了  $3^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$ ，而 X/Y 轴微陀螺噪声水平达到了  $8.6^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$ 。

在 2005 年 Petkov 将  $\Sigma\Delta$  力平衡闭环阶数提高到 4 阶，以消除 2 阶  $\Sigma\Delta$  闭环中的带内量化噪声。图 1.2 为接口电路芯片的显微照片，芯片采用  $0.5\mu\text{m}$  标准 CMOS 工艺，芯片有效面积为  $0.9\text{mm}^2$ ，在 5V 单电源供电下功耗仅为 13mW，与 Robert Bosch 公司研发的微陀螺进行联合测试，获得了  $1^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$  的噪声水平。

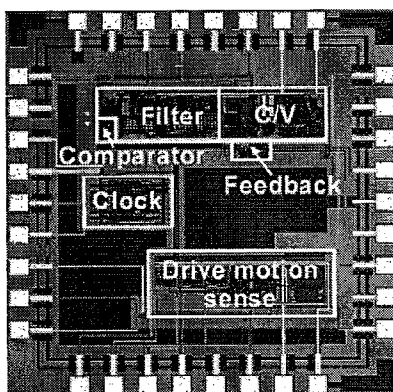


图 1.2 Petkov 的接口电路芯片显微照片

2008 年 Ezekwe 改进了 Petkov 的设计, 采用自动频率校正技术实现微陀螺

驱动轴和检测轴的模态匹配 (Mode Matching)，以获得传感器的最大增益，并采用 Boxcar 采样技术消除噪声折叠，提高读出电路的信噪比，另采用正反馈技术解决高 Q 传感器的环路稳定性问题。图 1.3 显示了封装的微陀螺及接口电路芯片的显微照片。芯片采用  $0.35\mu\text{m}$  CMOS 高电压工艺，有效面积  $0.8 \times 0.4\text{mm}^2$ ，采用 3.3V 和 12V 双电源供电，功耗仅为 1mW，同样与 Robert Bosch 公司研发的微陀螺进行联合测试，获得了  $0.004^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$  的噪声水平以及 50Hz 的系统带宽。

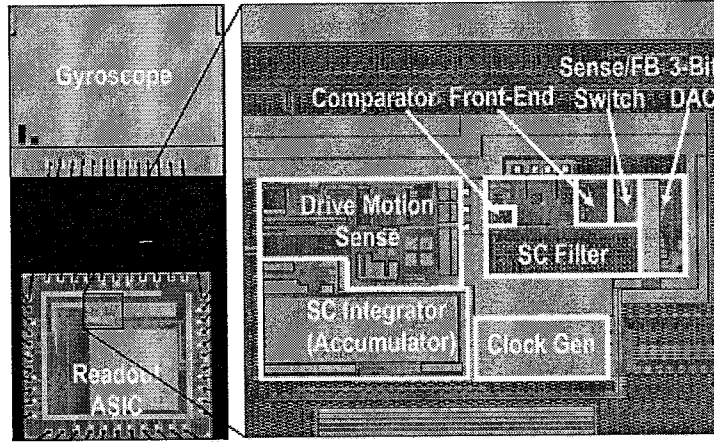


图 1.3 Ezekwe 的接口电路芯片和微陀螺封装显微照片

美国佐治亚理工大学 (Georgia Institute of Technology) 的 Ayazi 教授与他的学生 Sharma 和 Zaman 在微陀螺仪模态匹配技术的研究上卓有成就<sup>[21-25]</sup>。研发的传感器采用双质量块梳齿结构，自 2006 年开始先后在 40、50 和  $60\mu\text{m}$  的绝缘体硅 (silicon on insulator, SOI) 衬底上进行加工制造。系统实现框图如图 1.4 所示，驱动电路和检测电路均采用 TIA 读取电容信号，并使用 T 网络结构实现了约  $25\text{M}\Omega$  的跨接电阻，等效电容分辨率达到了  $0.02\text{aF}/\text{rtHz}$ 。驱动方向的振幅通过 ALC (Automatic Level Control) 电路控制 TIA 的增益实现。正交解调信号由片外的 PLL 电路产生。自动模态匹配算法在 Matlab 上进行实现，通过对读取的零角速度输出信号 (Zero Rate Output, ZRO) 进行算法处理，并由 8-bit 的 DAC 转换成产生加载在微陀螺质量块上合适大小的偏置电压  $V_p$ ，从而实现模态匹配。电路芯片采用  $0.6\mu\text{m}$  CMOS 工艺实现，面积为  $2.25\text{mm}^2$ ，在  $\pm 1.5\text{V}$  双电源电压下，功耗为 6mW。由于采用了模态匹配，微陀螺仪的噪声最佳测试结果达到了  $0.18^\circ/\text{hr}/\text{rtHz}$ ，偏置稳定性最佳测试结果达到了  $0.1^\circ/\text{hr}$ 。但这款设计的主要缺点在于偏置电压  $V_p$  需要达到 40V，因而偏置电路无法用普通的 IC 工艺实现。并且，

由于采用了模态匹配而没有采用闭环检测，陀螺仪的带宽小于 10Hz。

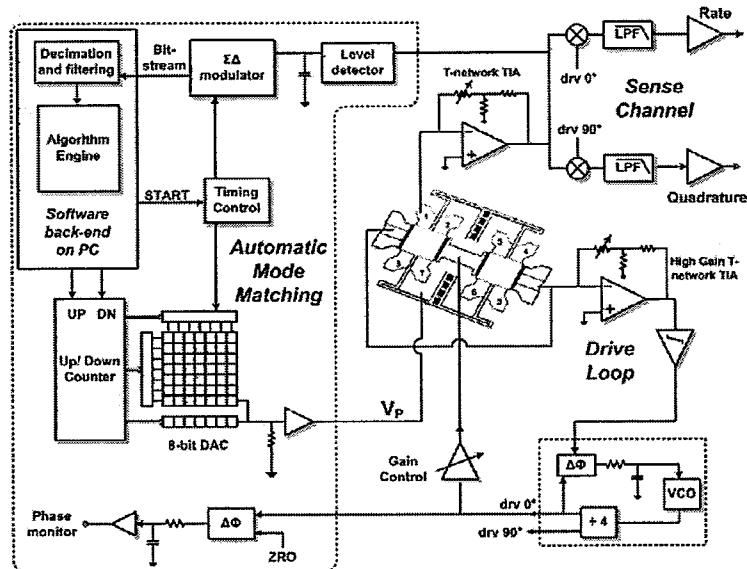


图 1.4 佐治亚理工大学的微陀螺系统框图

芬兰的赫尔辛基理工大学（Helsinki University of Technology）的 Halnoin 与他的学生 Saukoski 和 Aaltonen 近些年在针对电容式微陀螺的接口芯片研究上也取得了很大进展。Saukoski 在 2008 年发表了一针对电容式微陀螺的数模混合接口电路系统。系统由 ASIC（application-specific integrated circuit）和 FPGA（field-programmable gate array）两部分构成，其中 ASIC 负责闭环驱动和开环检测的模拟信号处理，而 FPGA 用来实现解调信号相位矫正以及驱动信号幅度控制等数字信号处理。ASIC 采用了  $0.7\mu\text{m}$  的高压 CMOS 工艺，以满足驱动电路部分的高压激励需求，芯片的有效面积为  $8\text{mm}^2$ ，功耗电流为  $6.1\text{mA}$ 。与芬兰 VTI 公司研发的体硅结构的微陀螺联合测试，获得了  $0.042^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$  的噪声水平和  $0.05\%$  的偏置稳定性，量程为  $\pm 100^\circ/\text{s}$ ，非线性为  $\pm 2^\circ/\text{s}$ 。图 1.5 显示了 ASIC 芯片的显微照片<sup>[26-29]</sup>。此外，Saukoski 还对微陀螺系统设计中各个子模块的非理想特性对同步解调，零位输出（ZRO）以及机械正交误差矫正的影响给出了详尽的理论分析，并通过实验进行了验证<sup>[30-32]</sup>。

随后 Aaltonen 在 2011 年发表了一款针对两轴电容式微陀螺的接口电路芯片，其在功耗和芯片面积上具有显著优势。芯片中包含了模拟电路部分，数字控制接口电路部分以及一次性可编程存储器单元。其中核心的模拟电路又包括开环检测电路，AGC-P 结构的闭环驱动电路<sup>[33]</sup>，高压电路<sup>[25,34]</sup>以及时钟产生电路<sup>[35,36]</sup>四

部分。芯片中的读出电路采用了伪连续时间方式，可避免连续时间读出方式的片上大电容电阻而节省芯片面积，同时又具有连续时间读出方式噪声方面的优势，电容分辨率达到了  $0.19\text{aF/rtHz}^{[37]}$ 。数字控制接口电路通过 I2C (Inter-Integrated Circuit) 串行数据线配置存储器，用以调节模拟电路中的偏置电压、相移和增益等参数。整个芯片除了滤波电容和系统带宽调节电容外，不需要任何额外的电容。芯片采用  $0.35\mu\text{m}$  2P4M HVC MOS 工艺流片，电源电压为 3V，电流和芯片面积分别仅为 2.2mA 和  $4.3\text{mm}^2$ ，在面积、功耗和系统集成度方面为迄今为止学术界发表的接口电路芯片中的最优。芯片与 VTI 工艺研发的微陀螺采用层叠结构直接打线，以提高 ZRO 性能。微陀螺 y 轴和 z 轴的噪声水平分别为  $0.028^\circ/\text{s/rtHz}$  和  $0.032^\circ/\text{s/rtHz}$ ，偏置稳定性分别为  $18^\circ/\text{hr}$  和  $22^\circ/\text{hr}$ ，量程均为  $\pm 1000^\circ/\text{s}$ ，非线性均为 1.1%。测试板以及芯片的显微照片如图 1.6 所示<sup>[38,39]</sup>。

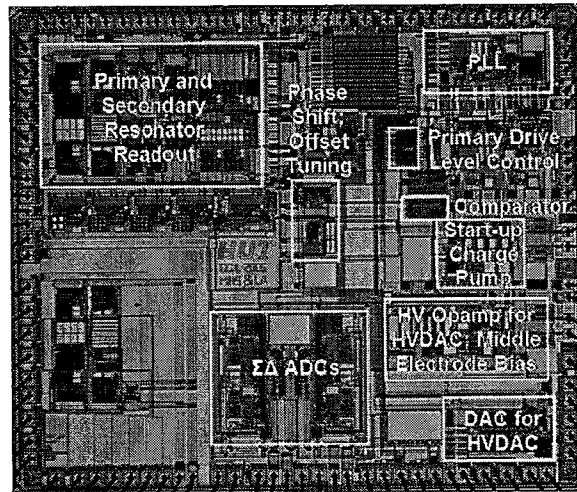


图 1.5 Saukusi 的 ASIC 芯片显微照片

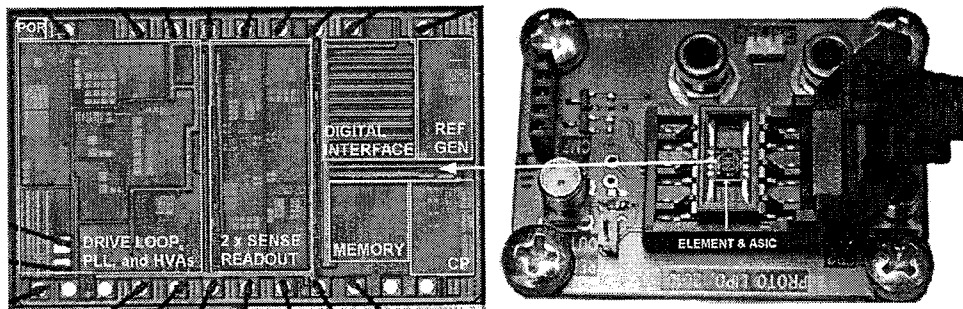


图 1.6 Aaltonen 的微陀螺仪测试板及芯片显微照片

此外，土耳其的中东技术大学 (Middle East Technical University)<sup>[40-44]</sup>，德国的弗赖堡大学 (University of Freiburg)<sup>[45,46]</sup>、美国加利福尼亚大学 (University

of California)Irvine 分校<sup>[47,48]</sup>以及韩国的首尔大学(Seoul National University)<sup>[49,50]</sup>在微陀螺传感器设计及接口电路设计上也有所研究。

随着汽车、工业以及消费电子领域对微陀螺仪的需求量日益增长,欧美众多公司逐渐发现微陀螺仪所蕴藏的商机,纷纷投身相关领域的研究。美国的 ADI 公司在 2002 年公开了其型号为 ADXRS150 陀螺仪。微陀螺仪为单片集成,采用  $3\mu\text{m}$  BiCMOS 工艺和  $4\mu\text{m}$  厚多晶硅工艺加工生产。驱动与检测方式均为电容式,驱动环路由跨阻放大器与比较器构成,产生 12V 的方波信号进行驱动,但没有幅度控制电路。检测采用电荷放大器进行读出,并设计了温度补偿模块补偿微陀螺标度因子。微陀螺芯片的采用 5V 单电源供电,电流为 6mA,面积为  $3\times 3\text{mm}^2$ ,分辨率为  $0.05^\circ/\text{s/rtHz}$ 。其芯片显微照片如图 1.7 所示<sup>[51]</sup>。如今,ADI 公司已有 ADXRS 系列的众多产品,但再也没有详细的设计公布。

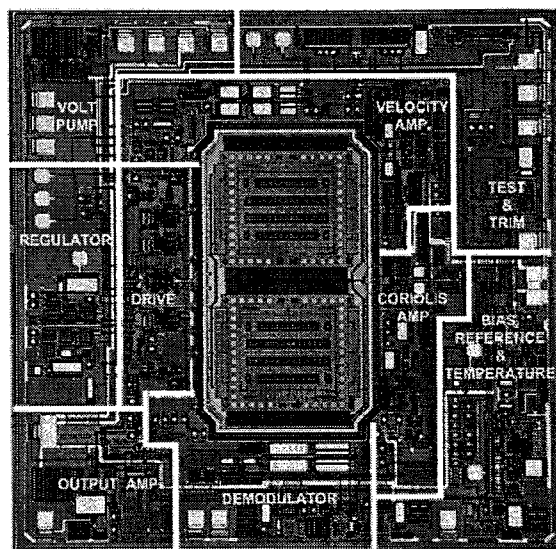


图 1.7 ADI 公司的 ADXRS150 型微陀螺仪显微照片

德国的 Robert Bosch GmbH 公司在 2005 年发表了其第三代 DRS 系列微陀螺仪 DRS-MM3,其主要应用于公司防止汽车侧翻的 ESP 系统中。传感器件采用  $11\mu\text{m}$  厚的多晶硅表面加工工艺,驱动和检测均为电容方式。驱动电路采用 PLL 提供环路振荡所需的相位条件,同时采用 AGC 控制振幅恒定。检测端采用  $\Sigma\Delta$  力平衡闭环检测。微陀螺仪提供串口输出接口和内建自测试模块。传感器与电路芯片在管壳中进行了二次集成,如图 1.8 所示。此款陀螺仪在噪声、偏置稳定性以及零漂的温度稳定性等方面均十分出色,噪声到了  $0.004^\circ/\text{s/rtHz}$ ,偏置稳定性

为  $3^\circ/\text{hr}$ ，在  $-40^\circ\text{C}$  至  $+120^\circ\text{C}$  温度范围内零漂仅为  $\pm 0.4^\circ/\text{s}$ <sup>[5, 52]</sup>。

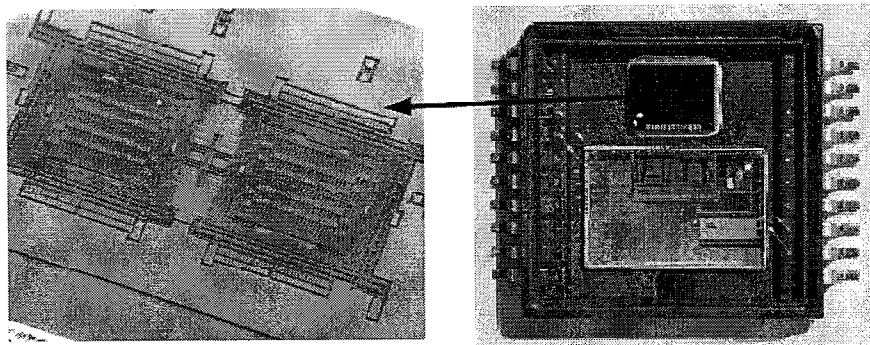
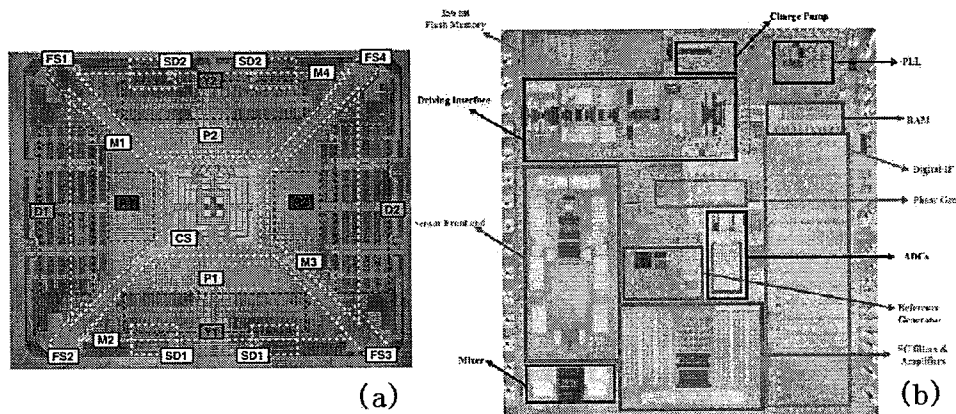


图 1.8 Bosch 公司的 DRS-MM3 微陀螺仪的显微照片和封装内部照片

意大利的意法半导体 (STMicroelectronics, STM) 公司的微陀螺仪在消费电子的导航领域占有很大的市场份额，其在 2011 年公布了一款低功耗、数字输出的三轴 MEMS 陀螺仪<sup>[53]</sup>。传感器采用厚膜的外延多晶硅表面工艺制造，面积为  $3.2 \times 3.2 \text{ mm}^2$ ，驱动与检测均为电容方式。驱动电路采用 AGC 方式控制振幅，并在环路中加入了开关电容的带通滤波器用以消除直流失调并提供振荡的相位条件，所需的时钟信号由 PLL 提供。开环检测电路利用时分复用的方式读出三轴角速度信号，最终经由 12bit 的 SAR ADC 转换成数字信号读出。正交误差通过读出电路前端的电容阵列进行矫正。电路芯片采用  $0.13 \mu\text{m}$  的短沟道 CMOS 工艺，面积为  $2.5 \times 2.5 \text{ mm}^2$ 。传感器和电路芯片通过层叠的方式集成于  $4 \times 4 \times 1.1 \text{ mm}^3$  的塑料 LGA 封装中。整个微陀螺可在 2.16 至 3.6V 电压下工作，正常工作时电流消耗仅为 6.1mA，噪声水平要优于  $0.03^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$ 。传感器与电路芯片的显微照片如图 1.9 所示。



(a) 传感器显微照片；(b) 电路芯片显微照片

图 1.9 STM 公司的三轴微陀螺仪

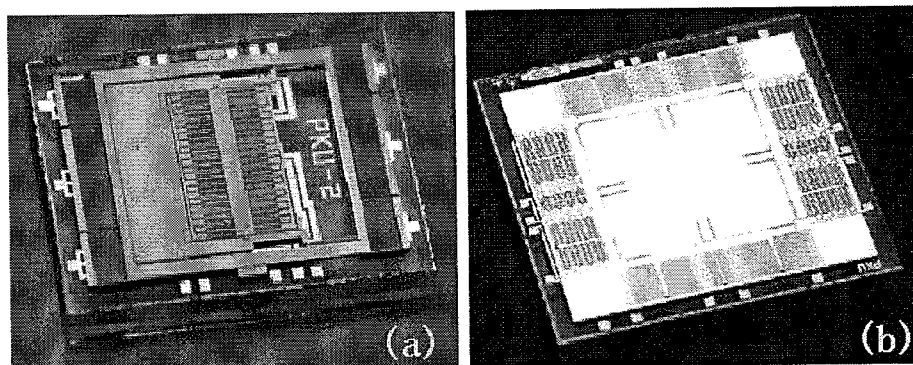
目前在市场上占有一定份额的微陀螺仪还有 Melexis 公司的 MLX 系列、Silicon Sensing 公司的 CRS 系列、Invensense 的 IDG 系列、Systron Donner 公司的 QRS 系列、MEMsense 的 TR 系列以及 muRata 公司的 ENC 系列等。这些产品覆盖了民用领域的大部分应用。

### 1.2.2 国内研究进展与现状

20 世纪 90 年代以来,在国家自然科学基金委、国家科技部、总装备部等部门的资助下,我国开展了微机械陀螺仪的研究,包括音叉谐振式、梳齿谐振式等微机械陀螺的设计及制造技术,在玻璃衬底硅加工、硅体加工、表面硅加工和 IC 工艺兼容性等关键技术方面取得了较大的技术突破。目前,全国已有上百家研究单位从事微陀螺仪的研究,在工艺设计、器件设计等方面均取得了诸多进展。而随着传感器件设计水平的提升,好多科研单位也开始逐渐重视接口电路的设计,在自动增益控制的闭环驱动、力平衡方式的闭环检测、零漂的温度补偿等方面也取得了一定的进展。

北京大学的微纳米制造技术国家重点实验室近年来发表了多款性能优良的 MEMS 陀螺仪。在传感器设计方面,2008 年 Liu 等人发表了一款双解耦(doubly decoupled)结构的 x 轴微陀螺仪,可有效的抑制机械耦合。驱动和检测梳齿的设计上均采用滑膜阻尼(slide film air damping),因此可在大气环境下进行工作。陀螺的加工工艺为玻璃衬底硅工艺,可与 z 轴微陀螺仪的加工工艺兼容,因此有潜力应用于可在大气下工作的低成本 z 轴微陀螺仪的设计制造。测得的微陀螺噪声水平为  $0.02^{\circ}/s/rtHz$ 。陀螺照片如图 1.10 (a) 所示<sup>[54, 55]</sup>。随后在 2009 年 Ding 等人就发表了一款可在大气条件下工作的 z 轴微陀螺,其同样采用玻璃衬底硅工艺。接口电路结构采用 AGC 闭环驱动及开环检测,由分立元件在 PCB 上实现。测得的噪声水平达到了  $0.0015^{\circ}/s/rtHz$ ,偏置稳定性为  $1^{\circ}/s$ 。陀螺照片如图 1.10 (b) 所示<sup>[56]</sup>。之后 Guo 等人还设计了 z 轴的音叉式微陀螺,噪声性能也达到了  $0.02^{\circ}/s/rtHz$ <sup>[57-59]</sup>。在接口电路设计方面,Cui 等人对 AGC-PI 结构的闭环驱动电路的瞬态特性及稳定性进行了研究,并在 PCB 上以分立元件实现。接口电路与 Ding 研制的微陀螺联合测试获得了  $0.001^{\circ}/s/rtHz$  的噪声水平, $\pm 400^{\circ}/s$  的量程以及优于 120ppm 的非线性。但这款接口电路的缺点是需要由  $\pm 15V$  双电源电压供电,且功耗高达 900mW。测试的 PCB 板及微陀螺照片如图 1.11 所示<sup>[60]</sup>。之后

Cui 又研究了采用调制技术和双 PID 结构的 AGC 闭环驱动电路以及力平衡方式的闭环检测电路, 均取得了不错的测试结果, 仍以分立元件实现<sup>[61-63]</sup>。



(a) x 轴微陀螺仪; (b) z 轴微陀螺仪

图 1.10 北大的微陀螺仪照片

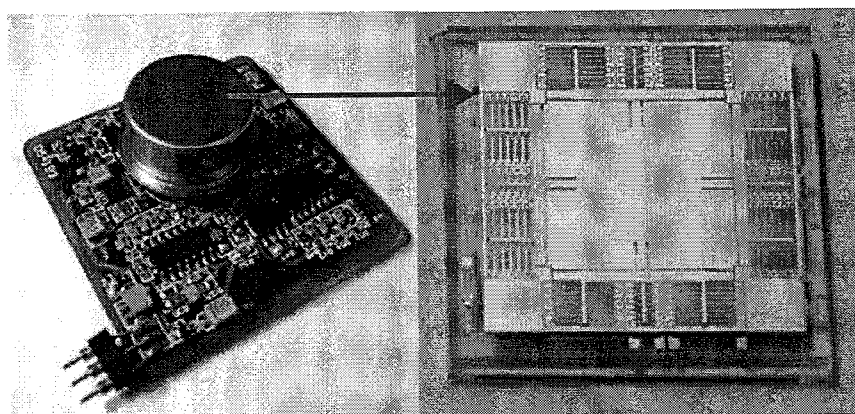
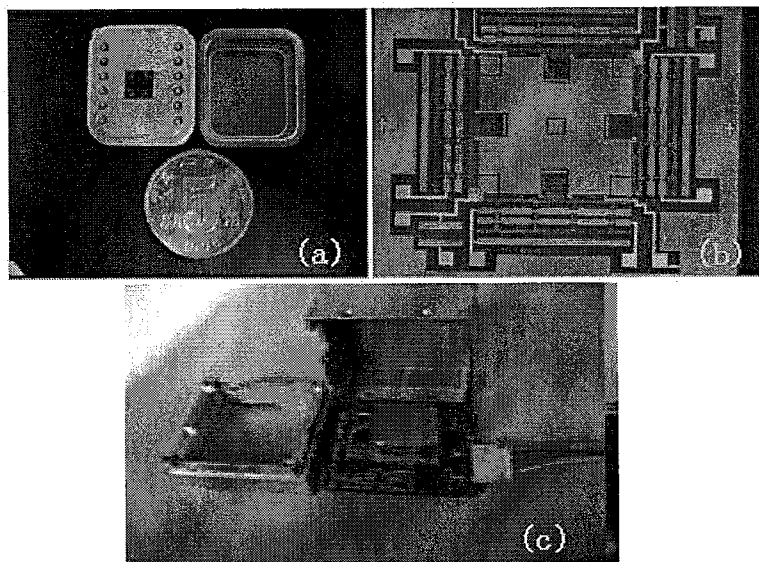


图 1.11 北大的微陀螺仪测试 PCB 及微陀螺照片

东南大学的仪器科学与工程系在微陀螺研究方面也取得了一定的成果。2009 年夏敦柱等人发表了一款真空封装的 z 轴硅微陀螺。在传感器设计上, 其采用平衡解耦结构, 以提高器件的非线性性能。在接口电路设计上, 驱动电路采用 AGC 闭环结构, 检测电路采用模拟力反馈闭环结构, 并在检测闭环中增加了正交误差消除的环路构成双通道。接口电路在 PCB 上以分立元件实现, 测得的微陀螺仪噪声达到了  $0.024^{\circ}/\text{s}/\text{rtHz}$ , 偏置稳定性为  $15^{\circ}/\text{hr}$ , 量程为  $\pm 300^{\circ}/\text{s}$ , 非线性小于  $400\text{ppm}$ 。但这款微陀螺仪同样存在体积大, 功耗高的缺点。陀螺体积为  $40 \times 40 \times 30\text{cm}^3$ , 采用  $\pm 15\text{V}$  双电源电压供电, 功耗为  $200\text{mW}$ 。此外, 还对微陀螺的输出信号进行了数字温度补偿, 补偿系统由温度传感器芯片、微处理器以及数模和模数转换芯片组成, 补偿后微陀螺的零漂系数达到了  $0.03^{\circ}/\text{s}/^{\circ}\text{C}$ <sup>[64,65]</sup>。补偿算法

在文献[66]给出。微陀螺仪的照片如图 1.12 所示。另外，夏敦柱等人还尝试用 FPGA 及 ADC、DAC、运放等元器件实现了数字的接口电路，其中驱动端和检测端读出的信号由 ADC 转换为数字信号，而闭环驱动及开环检测的算法均在 FPGA 中实现。相比模拟电路接口的微陀螺仪，数字电路接口的微陀螺仪的测试噪声提高到了  $0.01^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$ ，偏置稳定性提高为  $12.45^\circ/\text{hr}$ ，但相应的功耗也增大到  $300\text{mW}$ <sup>[67, 68]</sup>。另外，杨波、王存超等人在正交误差消除和零漂补偿等方面也有所研究<sup>[69-73]</sup>。



(a) 微陀螺仪封装；(b) 微陀螺仪显微照片；(c) 微陀螺仪测试 PCB

图 1.12 东南大学的微陀螺仪照片

近年来，北京大学的微电子器件与电路重点实验室在微陀螺接口电路芯片设计方面也开始有一些研究。2010 年 Fang 等人发表了一款针对电容式微陀螺的接口电路芯片。芯片整体结构采用 AGC 闭环驱动和开环检测结构。读出电路采用电荷放大器结构，并采用斩波技术降低低频噪声。芯片采用新加坡特许半导体（Chartered Semiconductor）公司的  $0.35\mu\text{m}$  2P4M 标准 CMOS 工艺流片，芯片面积为  $2.5 \times 2.5\text{mm}^2$ 。芯片测得的电容分频率在  $100\text{Hz}$  带宽内为  $6\text{aF}$ ，但没有公布与微陀螺仪的联测性能结果<sup>[74]</sup>。之后在 2011 年 Tao 等人又发表了一款相似结构的接口电路芯片。芯片采用  $0.35\mu\text{m}$  2P3M 高压 CMOS 工艺流片，芯片面积为  $2.5 \times 2\text{mm}^2$ ，版图照片如图 1.13 所示，但同样没有性能测试结果<sup>[75]</sup>。

另外，清华大学精仪系、中科院上海微系统研究所、中山大学微纳米技术研

究中心、哈尔滨工业大学 MEMS 中心以及中电 13 所等单位在微陀螺传感器件设计上及接口电路设计上也有所研究<sup>[76-78]</sup>。

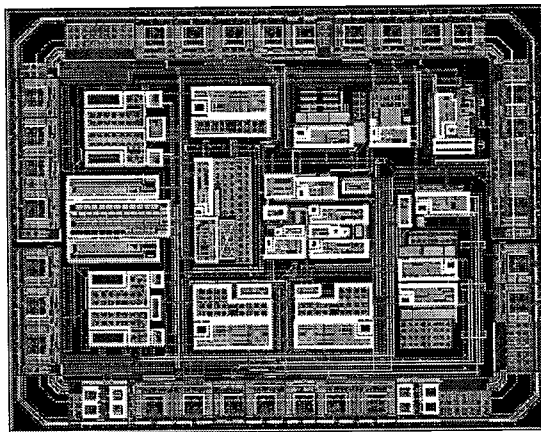


图 1.13 北大的微陀螺仪接口电路芯片版图照片

总的来说，目前国内微陀螺仪的研究呈现传感器件和电路设计相分离的特征，好多科研院所在传感器件设计上积累了丰富的经验，取得了丰硕的科研成果，但接口电路的设计能力较为欠缺，多数仍采用分立元件来实现。这虽然在很多情况下可以满足精度需求，但普遍存在体积大、功耗高的问题。

### 1.3 课题的研究意义与挑战

目前，随着汽车电子、消费电子、工业控制以及惯性制导领域对 MEMS 陀螺仪需求的提升，MEMS 陀螺仪正朝着高性能、高集成度、低功耗以及低成本的方向发展。纵观欧美等发达国家，不论是学术界还是工业界，在注重高品质微陀螺传感器研发的同时，对相应的集成电路方式实现的接口电路芯片研发也十分重视。近年来，接口电路芯片与传感器二次集成甚至接口电路与传感器单芯片集成的微陀螺仪不断见诸于学术会议、期刊以及商业产品，在噪声、偏置稳定性、体积以及功耗方面的性能也屡屡刷新纪录。

而反观国内，虽然众多科研院所在传感器件设计上取得了长足的进步，但在接口电路的集成化方面缺乏相关研究基础，并对微陀螺接口电路集成化长期重视程度不足，因此国内微陀螺接口电路仍主要采用分立元件在 PCB 上集成的实现方式。此种接口电路实现方式虽然在很多情况下可以满足精度需求，但存在如下问题：首先，传感器输出的微弱信号容易受到寄生电容和漏电流等因素的干扰，检测精度和分辨率被严重限制；其次，由于分立元器件通常是通用芯片，应用于

接口电路系统时存在功耗过高的问题；再次，众多的分立器件难免会限制微陀螺体积的微型化；最后，分立元件的实现方式不利于完全自主产权的微陀螺仪的研发，影响日后微陀螺仪的量产，成为限制我国微陀螺仪进一步向高性能、高集成和低功耗方向发展的主要“瓶颈”。

因此，针对限制微陀螺仪发展的瓶颈问题加以突破，研究微陀螺仪接口电路的系统设计方法以及具体的集成电路设计技术，填补国内在微陀螺接口电路芯片研发上的空白，无疑是十分有益的。

课题面临的技术问题与设计挑战主要包括以下几方面：

(1) 自动增益控制 (Automatic Gain Control, AGC) 电路常被用于微陀螺闭环驱动电路中，与传感器构成幅度控制环路控制微陀螺在驱动方向的振动速度幅值恒定。而比例积分 (proportional integrator, PI) 控制器常被用来改善闭环驱动电路的瞬态响应特性。AGC-PI 结构闭环驱动电路中的幅度控制环路是一高阶非线性负反馈系统，且存在稳定性问题，采用传统的“时间平均”方法分析环路稳定性的过程繁琐复杂，且无法给出量化的环路性能分析。因此需要探索一种幅度控制环路的设计方法，以指导 AGC-PI 结构闭环驱动电路的设计。

(2) 微陀螺中存在的机械正交信号可达到数十倍于满量程的量级，若无法做到精确的同步解调，会造成微陀螺系统最终输出产生一个很大的失调，严重限制微陀螺的量程。而微陀螺传感器和接口电路中各个电路模块均会引入相移且相移大小无法确定，从而对产生相位严格正交的解调信号提出了挑战。

(3) 微陀螺传感器的变化信号十分微弱，要求接口电路能够分辨  $\mu\text{V}$  量级的输入电压变化和  $\text{aF}$  量级的输入电容变化，这对读出电路的设计提出了巨大挑战。

(4) 由于微陀螺传感器加工工艺的一致性较差，造成传感器驱动轴和检测轴的灵敏度变化范围较大，从而要求接口电路设计中需要增加可调性设计。合理的设置可调增益级以覆盖传感器灵敏度的变化范围也是接口电路芯片设计的一个挑战。

## 1.4 主要研究内容

本文的主要研究内容包括：

(1) 分析和对比现有的机械正交误差补偿方法的优缺点。对影响同步解调性能的相移因素进行理论分析,以指导接口电路芯片中解调信号相位矫正电路的设计。

(2) 研究 AGC-PI 结构的闭环驱动电路中幅度控制环路的线性化设计方法,包括建立环路的线性模型、提出环路的优化方法和探讨环路设计过程中系统参数的选取方法,以指导接口电路芯片中 AGC-PI 结构的闭环驱动电路的设计。

(3) 研究电容式微陀螺中寄生跨接电容引入的两种主要负面效应,包括阻止“电学-机械”振荡的发生以及引发“电学振荡”。探索避免电学振荡发生的电路解决方案。

(4) 探索适用于电路一体化仿真的传感器模型,以实现 Cadence EDA 环境下的传感器-电路一体化仿真。

(5) 研究针对电容式微陀螺的接口电路芯片的设计方法,包括系统结构的选取及电路子模块的具体设计,并完成芯片流片。通过接口电路芯片与微陀螺的联合测试,完成幅度控制环路优化方法以及避免电学振荡的电路解决方案的正确性的验证以及微陀螺系统性能的评估。

(6) 研究适用于多种微陀螺的多模接口电路芯片的设计方法,包括系统结构的设计及电路子模块的具体设计,完成芯片流片和性能评估。

## 1.5 论文组织结构

本文的组织结构如下:

本章对课题的研究背景以及国内外的研究进展与现状作了综述。

第二章先后对振动式微陀螺的基本工作原理,机械正交误差的产生原理及现有补偿方法,影响同步解调性能的相移因素,以及本文设计的接口电路芯片涉及的微陀螺驱动与检测原理进行了阐述。

第三章提出了 AGC-PI 结构的闭环驱动电路中幅度控制环路的线性化设计方法。首先通过建立环路的线性模型将控制环路的动态特性分析从时域转移到频域,其次通过对环路线性模型的理论分析与数值仿真,总结出一套环路的优化方法,并给出了应用优化方法的环路设计过程。此外,还对电容式微陀螺中寄生跨接电容引入的两个重要负面影响,包括阻止“电学-机械”振荡的发生以及引发

“电学振荡”，进行了理论分析，并给出了微陀螺驱动轴正常谐振允许的最大寄生跨接电容的表达式及避免电学振荡发生的电路解决方案。

第四章首先提出了可与电路在 Cadence EDA 环境下的实现传感器-电路一体化仿真的传感器模型。然后对适用于电容式微陀螺的接口电路芯片的系统结构进行了说明，并对各个电路子模块的具体设计进行了详细分析与阐述。最后将设计流片的芯片与微陀螺进行了联合测试，验证了第三章中的理论分析内容，并对微陀螺系统的总体性能进行了评估。

第五章对适用于静电驱动电容检测，电磁驱动电容检测和电磁驱动电磁检测三种微陀螺的多模接口电路芯片进行了设计实现。先后介绍了电路芯片系统结构的设计，电路子模块的具体设计以及测试结果。

第六章对本文的工作进行了总结与展望。



## 第二章 振动式微陀螺仪的基本理论

本章首先介绍振动式微陀螺的工作原理。然后对微陀螺中重要的非理想因素——机械正交误差的产生原理进行了阐述，并分析对比了三种机械正交误差补偿方法的优缺点。接着对影响同步解调效果的相移因素进行了分析。最后对文中接口电路涉及到的微陀螺驱动和检测方式的原理进行了介绍。

### 2.1 振动式微机械陀螺仪的工作原理

为了阐述振动式微机械陀螺的工作原理，本节首先介绍最基本的一维自由度的机械振荡器的工作原理，然后扩展到二维自由度的机械振荡器和微陀螺的工作原理，最后推导微陀螺工作相关的运动方程。

#### 2.1.1 一维自由度的机械振荡器

一维自由度（1-degree-of-freedom, DOF）的机械振荡器如图 2.1 所示，质量块质量为  $m$ ，弹簧弹性系数为  $k$ ，阻尼系数为  $D$ 。

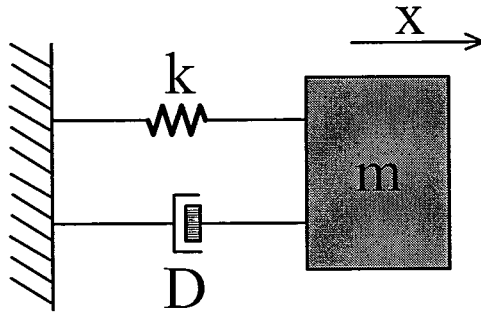


图 2.1 一维自由度机械振荡器

如果质量块偏移平衡位置  $x$ ，则质量块受到弹簧的回溯力为

$$F_k = -kx \quad (2.1)$$

其中，力  $F_k$  的方向与运动方向  $x$  相反。如果阻尼  $D$  纯粹是粘滞力，则由于阻尼引起的粘滞力为

$$F_D = -Dv = -D \frac{dx}{dt} \quad (2.2)$$

由牛顿第二定律可知，在同一个惯性参考系中，一个物体上所有施加的力  $F$  的总

和为此物体的质量  $m$  与其加速度  $a$  的乘积，即

$$\sum F = ma \quad (2.3)$$

其中， $a = \frac{d^2x}{dt^2}$ 。所以，一维自由度机械振荡器可以表示为

$$-kx - Dv + F = ma \Rightarrow m \frac{d^2x}{dt^2} + D \frac{dx}{dt} + kx = F \quad (2.4)$$

对式 2.4 进行拉普拉斯变换，可得

$$H(s) = \frac{x}{F} = \frac{1}{ms^2 + Ds + k} = \frac{1/m}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2} \quad (2.5)$$

其中， $\omega_0 = \sqrt{k/m}$ ， $Q = \sqrt{km}/D$ 。由式 2.5 可见，一位自由度的机械振荡器是一个二阶系统。取  $H(j\omega)$  的幅值与相角，可得

$$|H(j\omega)| = \frac{1/m}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \omega_0^2 \omega^2 / Q^2}} \quad (2.6)$$

$$\angle H(j\omega) = -\arctan \frac{\omega_0 \omega}{(\omega_0^2 - \omega^2)Q} \quad (2.7)$$

### 2.1.2 二维自由度的机械振荡器

二维自由度的机械振荡器如图 2.2 所示，质量块质量为  $m$ ， $x$  方向弹簧弹性系数为  $k_{xx}$ ， $x$  方向阻尼系数为  $D_{xx}$ ， $y$  方向弹簧弹性系数为  $k_{yy}$ ， $y$  方向阻尼系数为  $D_{yy}$ 。

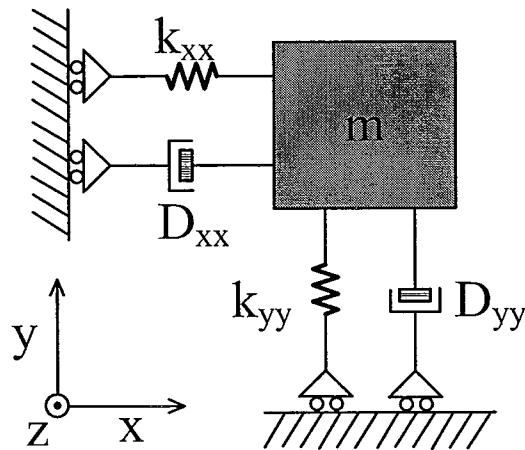


图 2.2 二维自由度的机械振荡器

同样，二维自由度的机械振荡器可以表示为

$$m \begin{bmatrix} x'' \\ y'' \end{bmatrix} + D \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} + k \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = F \quad (2.8)$$

将矩阵系数代入式 2.8 得

$$\begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x'' \\ y'' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_{xx} & D_{xy} \\ D_{yx} & D_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{xx} & k_{xy} \\ k_{yx} & k_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

即

$$\begin{cases} mx'' + D_{xx}x' + D_{xy}y' + k_{xx}x + k_{xy}y = F_x \\ my'' + D_{yy}y' + D_{yx}x' + k_{yy}y + k_{yx}x = F_y \end{cases} \quad (2.10)$$

### 2.1.3 振动式微陀螺的工作原理

振动式单轴微机械陀螺工作原理如图 2.3 所示, 当向 x 轴方向振动的陀螺输入一个围绕 z 轴的角速度  $\Omega_z$  时, 由于哥氏力 (Coriolis Force) 的作用, 陀螺会在 y 轴方向产生与 x 轴相同频率的振动。通过对 y 轴振动信号的检测, 就可以获得包含角速度  $\Omega_z$  的信号, 对此信号进行解调滤波, 即可获得角速度信号。

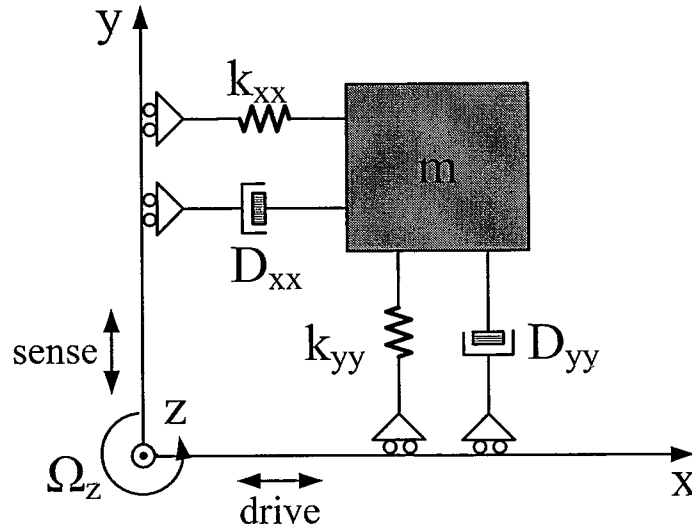


图 2.3 振动式单轴微机械陀螺工作原理

若图 2.3 中陀螺围绕 z 轴以角速度  $\Omega_z$  旋转, 由哥氏效应 (Coriolis Effect), y 轴受到的哥氏力为

$$F_{C,y} = -2m\Omega_z v_x = -2m\Omega_z \frac{dx}{dt} \quad (2.11)$$

其中,  $m$  为振动质量块,  $v_x$  为质量块  $m$  在  $x$  轴方向运动速度。同理,  $x$  轴受到的哥氏力为

$$F_{C,x} = 2m\Omega_z v_y = 2m\Omega_z \frac{dy}{dt} \quad (2.12)$$

其中,  $v_y$  为质量块  $m$  在  $y$  轴方向运动速度。若质量块在  $x$  方向还受到驱动静电力  $F_x$ , 在  $y$  方向受到闭环控制的静电力  $F_y$ , 则式 2.9 可以改写为

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x'' \\ y'' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_{xx} & D_{xy} \\ D_{yx} & D_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{xx} & k_{xy} \\ k_{yx} & k_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 2\Omega_z m \\ -2\Omega_z m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.13)$$

即

$$\begin{cases} mx'' + D_{xx}x' + D_{xy}y' + k_{xx}x + k_{xy}y = 2m\Omega_z y' + F_x \\ my'' + D_{yy}y' + D_{yx}x' + k_{yy}y + k_{yx}x = -2m\Omega_z x' + F_y \end{cases} \quad (2.14)$$

若不考虑  $x$  轴和  $y$  轴的机械耦合效应, 即  $D_{xy} = 0$ ,  $k_{xy} = 0$ ,  $D_{yx} = 0$ ,  $k_{yx} = 0$ ,

则式 2.14 变为

$$\begin{cases} mx'' + D_{xx}x' + k_{xx}x = 2m\Omega_z y' + F_x \\ my'' + D_{yy}y' + k_{yy}y = -2m\Omega_z x' + F_y \end{cases} \quad (2.15)$$

一般  $y$  轴的位移在  $10^{-14} \sim 10^{-12}$  米量级, 则在  $x$  方向产生的哥氏力  $F_{C,x}$  相比静电力  $F_x$  可以忽略不计, 则式 2.15 可改写为

$$\begin{cases} mx'' + D_{xx}x' + k_{xx}x = F_x \\ my'' + D_{yy}y' + k_{yy}y = -2m\Omega_z x' + F_y \end{cases} \quad (2.16)$$

若陀螺在  $x$  轴方向振动位移表达式为  $x(t) = A_x \sin(\omega_{0x}t)$ , 其中  $A_x$  为振动位移幅值,  $\omega_{0x}$  为  $x$  轴本征频率。并且  $y$  轴方向静电力  $F_y = 0$ , 即在  $y$  方向不施加静电反馈力, 则  $y$  轴方向表达式为

$$my'' + D_{yy}y' + k_{yy}y = -2m\Omega_z A_x \omega_{0x} \cos(\omega_{0x}t) \quad (2.17)$$

求解式 2.17 可得

$$\begin{cases} y(t) = -\frac{2\Omega_z A_x \omega_{0x}}{\sqrt{(\omega_{0x}^2 - \omega_{0y}^2)^2 + \omega_{0x}^2 \omega_{0y}^2 / Q_y^2}} \cos(\omega_{0x}t + \varphi) \\ \varphi = -\arctan \frac{\omega_{0y} \omega_{0x}}{(\omega_{0y}^2 - \omega_{0x}^2) Q_y} \end{cases} \quad (2.18)$$

其中,  $Q_y = \sqrt{k_{yy}m} / D_{yy}$ , 为陀螺  $y$  轴方向的品质因子,  $\varphi$  为相移。若定义参数  $\kappa = \omega_{0y} / \omega_{0x}$ , 其表示  $x$  轴和  $y$  轴本征频率的分离程度, 则式 2.18 可改写为

$$\begin{cases} y(t) = -\frac{2\Omega_z A_x}{\omega_{0x} \sqrt{(1-\kappa^2)^2 + \kappa^2 / Q_y^2}} \cos(\omega_{0x} t + \varphi) \\ \varphi = -\arctan \frac{\kappa}{(1-\kappa^2) Q_y} \end{cases} \quad (2.19)$$

若  $\kappa \rightarrow \infty$ , 即  $x$  轴本征频率远小于  $y$  轴本征频率时

$$y(t) = -\frac{2\Omega_z A_x}{\omega_{0x} \kappa^2} \cos(\omega_{0x} t) = -\frac{2\Omega_z A_x \omega_{0x}}{\omega_{0y}^2} \cos(\omega_{0x} t) \quad (2.20)$$

若  $\kappa \rightarrow 1$ , 即  $x$  轴本征频率等于  $y$  轴本征频率时, 也即所谓的模态匹配(mode matching) 时

$$y(t) = -\frac{2\Omega_z A_x Q_y}{\omega_{0x}} \sin(\omega_{0x} t) \quad (2.21)$$

## 2.2 机械正交误差

本节首先介绍机械正交误差的产生原理, 并分析了其对陀螺系统的影响。随后, 本节对三种常用的电学上补偿机械正交误差的方法进行了介绍, 并对其优缺点进行了分析和比较。

### 2.2.1 机械正交误差的产生原理

机械正交误差主要是由于加工工艺的偏差造成。如图 2.4 所示, 由于加工工艺的偏差, 质量块  $m$  不能完全沿  $x$  轴被驱动, 而是与  $x$  轴有一角度  $\theta$ 。因而, 会产生驱动轴  $x$  轴耦合至检测轴  $y$  轴的弹性系数  $k_{yx}$  以及阻尼系数  $D_{yx}$ , 由此会产生驱动轴  $x$  轴耦合到检测轴  $y$  轴的阻尼力  $F_{D_{yx}} = -D \frac{dx}{dt}$  和弹簧回溯力  $F_{k_{yx}} = -k_{yx} x$ 。这两个耦合的力若按照哥氏力的表达式式 2.11 等效到输入角速度, 分别为

$$\Omega_{z, D_{yx}} = \frac{D_{yx}}{2m} \quad (2.22)$$

和

$$\Omega_{z,kyx} = \frac{k_{yx}}{2\omega_{0x}m} \quad (2.23)$$

其中由耦合的阻尼力  $F_{Dyx}$  产生的角速度  $\Omega_{z,Dyx}$  与实际输入角速度信号相位一致，而由耦合的弹簧回溯力  $F_{kyx}$  产生的角速度  $\Omega_{z,kyx}$  与实际输入的角速度信号相位相差 90 度，因此称为机械正交误差。

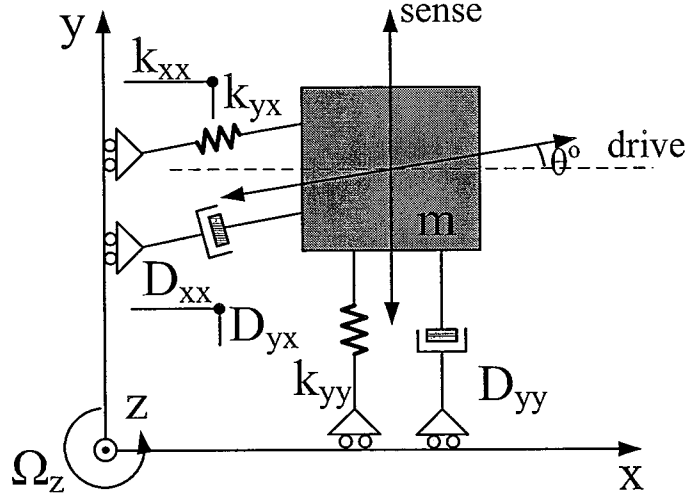


图 2.4 机械正交误差的产生原理

由于机械正交误差信号通常要远大于实际输入的角速度信号，甚至可达到数十倍于满量程输入角速度的量级，若无法做到精确的同步解调，则会造成陀螺系统的最终输出产生一个很大的失调，严重限制陀螺的量程。机械正交误差信号甚至可能使陀螺检测通路中的放大级饱和，而使得整个陀螺系统工作失效。因此，对机械正交误差的补偿非常重要。

### 2.2.2 机械正交误差的补偿方法

机械正交误差可以在陀螺设计上通过结构解耦的方式减小，但是这些从机械的角度减小机械正交误差的方法本文不作探讨。在本小节中，集中探讨了从电学的角度补偿机械正交误差的三种方法，并分析各个方法的优缺点。

#### a) 同步解调法

由于机械正交误差信号与实际输入的角速度信号存在 90 度相位差，因此只要通过严格控制解调信号的相位与机械正交误差信号相位相差 90 度，就可以避免机械正交误差信号对陀螺系统的干扰。如图 2.5 所示，当解调信号与输入角速

度信号存在相差  $\theta_e$  时，陀螺系统输出信号包含输入角速度信号  $\Omega_z$  以及部分机械正交误差信号  $\Omega_{z,kyx} \cdot \theta_e$ 。这部分机械正交误差信号会在陀螺系统输出端以失调的形式体现。当相差  $\theta_e=0$  时，即解调信号相位与机械正交误差信号相位差为严格的 90 度，此时机械正交误差对陀螺系统输出的影响完全消除。

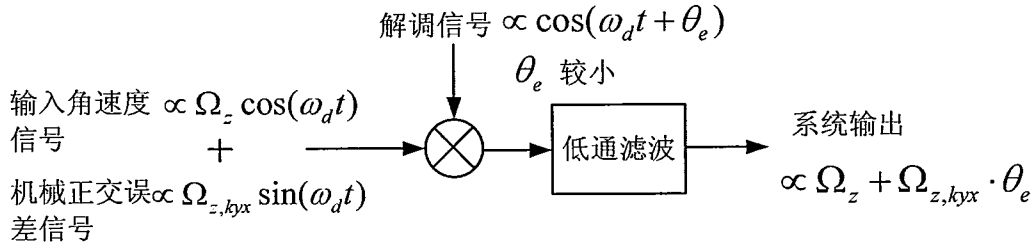


图 2.5 微陀螺解调示意图

同步解调法的优点是电路实现比较简单，并且对传感器结构设计没有特殊的要求，适用范围比较广。但存在以下缺点：首先，同步解调法只是消除了解调后端机械正交误差对系统的干扰，并没有从本质上消除机械正交误差。机械正交误差信号仍然有可能使得解调前端的检测通路饱和，从而导致系统工作失常。因此需要在电路设计时控制解调前端的检测通路中各级放大电路的增益，避免此种情况出现。其次，当机械正交误差信号为陀螺满量程的 10 倍时，可以计算，即使  $\theta_e$  只有 5 度，仍然会在陀螺输出造成 87% 满量程的失调量。因此，在电路设计时需要严格控制解调信号的相位。

### b) 纠偏法

纠偏法由 Berkeley 大学的 W.A.Clark 在 1997 年首次提出<sup>[16]</sup>，用于消除机械正交误差。纠偏法主要思想是利用静电力纠正质量块的偏移。具体原理如图 2.6 所示，通过在陀螺质量块四周加一组极板，并在每一对对角线上的极板分别施加  $V+V_q$  和  $V-V_q$  的电压，则可以计算在 y 方向上产生的静电力  $F_{elec}$  可表示为

$$F_{elec} = \frac{4\varepsilon_0 h V V_q}{y_0^2} \cdot x \quad (2.24)$$

其中  $\varepsilon_0$  为真空介电常数， $h$  为极板厚度， $V$  为极板上施加的直流电压， $V_q$  为极板上施加的直流电压偏差量，即纠偏电压， $y_0$  为极板与可动质量块的固定间距。对比引起机械正交误差的弹簧回溯力为  $F_{kyx} = -k_{yx} x$ ，静电力  $F_{elec}$  也与位移  $x$  成正比，且方向完全相反。因此，当使得  $V_q$  满足

$$V_q = \frac{k_{yx} y_0^2}{4\epsilon_0 h V} \quad (2.25)$$

时，产生的静电力  $F_{elec}$  与  $F_{k_{yx}}$  可以完全抵消，从而消除机械正交误差。电压  $V_q$  可以通过机械正交误差的闭环检测机制获得<sup>[79]</sup>。式 2.24 和式 2.25 的推导过程见附录 A。

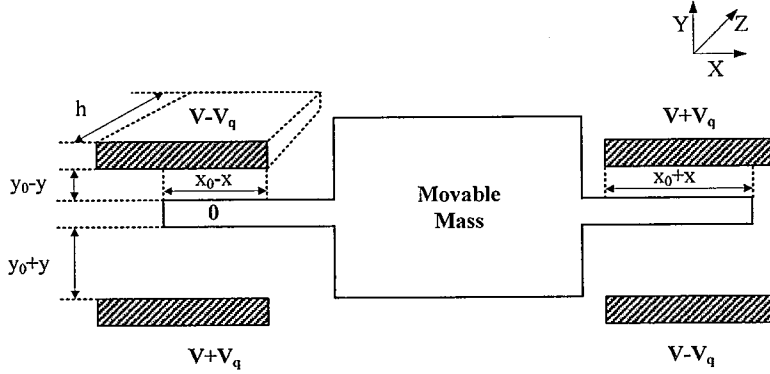
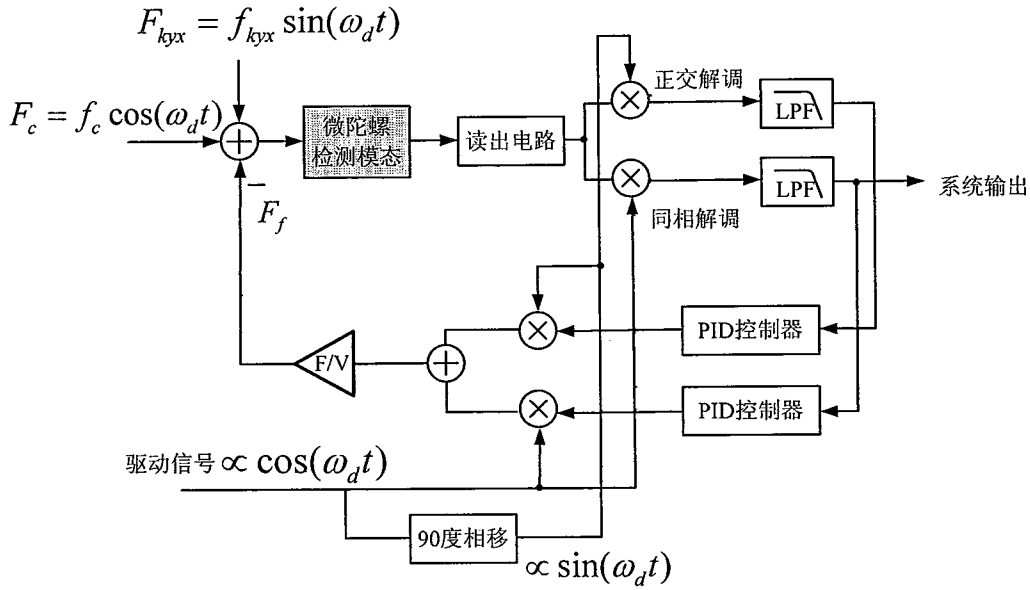


图 2.6 纠偏法原理示意图

纠偏法的优点是能够从本质上完全消除机械正交误差。但存在的缺点也很明显：首先，在陀螺的机械结构设计上，需要增加一组施加纠偏电压的极板，且极板设计时需要保证在施加不超过电源电压的纠偏电压时仍然能够完全的纠正机械正交误差；其次，为获得准确的纠偏电压  $V_q$ ，需要采用闭环机制，由此大大增加了电路设计的复杂度。

### c) 力平衡法

力平衡法是通过产生与正交耦合的弹簧回溯力  $F_{k_{yx}}$  大小相同，方向相反的静电力来达到消除机械正交误差的目的。其工作原理如图 2.7 所示，微陀螺检测模态产生的位移信号由读出电路转化成电压信号读出。读出的电压信号经过两路解调后分别输出正交分量和同相分量，其中正交分量反映机械正交误差，而同相分量反映输入角速度。这两路分量分别经过低通滤波和 PID 控制器后，经过驱动信号重新调制并相加，相加得到的信号施加在极板上产生反馈的静电力  $F_f$ 。反馈力  $F_f$  中同时包含与正交耦合力  $F_{k_{yx}}$  和哥氏力  $F_c$  同相的分量，当反馈力  $F_f = F_{k_{yx}} + F_c$  时，反馈环路达到力平衡状态。图 2.7 中的力平衡法也可以理解成两个力平衡反馈环路，即平衡正交耦合力  $F_{k_{yx}}$  的反馈环路与平衡哥氏力  $F_c$  的反馈环路。



虽然力平衡法与纠偏法都是通过产生静电力以抵消正交耦合力的方法来消除正交误差，但有如下区别：首先，纠偏法施加在纠偏极板上的电压是直流电压，通过调节纠偏电压  $V_q$  的值以获得合适的纠偏力。相比而言，力平衡法产生反馈力  $F_f$  时施加在极板上的电压是交流电压，主要通过控制此交流电压的幅值来产生目标大小的力。因此，力平衡法相比纠偏法需要增加调制的单元，在电路设计上更为复杂。但是，力平衡法中反馈电压可以直接施加到检测极板上，不需要如纠偏法一样额外增加纠偏极板，这样可以减小陀螺机械结构设计的复杂度。其次，由于哥氏力  $F_c$  也利用反馈环路得到平衡，陀螺系统为闭环读出。闭环读出可以改善系统线性度，增大系统的带宽<sup>[63,65,71]</sup>。

力平衡法的优点是可以从本质上完全消除机械正交误差，而且不需要改变陀螺的机械结构设计，另外还可以获得系统线性度及带宽性能的改善。力平衡法的缺点是电路设计相比纠偏法更为复杂，包括需要增加调制单元，设计两个反馈环路并考虑两个环路的稳定性。

### 2.3 同步解调

由 2.2.2 节中的分析可知，同步解调可以有效的消除机械正交误差对陀螺系统的干扰，并具有电路实现复杂度低的优点，因此本文选择同步解调方式作为机

械正交误差的补偿方式。由于同步解调需要严格控制解调信号的相位，因此本节着重分析陀螺系统中传感器机械部分和接口电路部分的非理想效应引入的相移，并分析这些相移对陀螺系统输出造成的影响，从而指导同步解调电路的设计。

图 2.8 显示了陀螺检测模态同步解调的框图，包含了力转位移单元  $H_{y/F}$ ，位移转电压单元  $H_{V/y}$ ，解调单元及滤波单元。本节主要探讨机械相移  $\varphi$  和电路相移  $\theta$  对系统有用信号输出  $I_{out}$  和正交信号输出  $Q_{out}$  造成的影响，其中机械相移  $\varphi$  主要体现在力转位移单元  $H_{y/F}$ ，而接口电路的相移统一折算到位移转电压单元  $H_{V/y}$ 。为方便计算，正交耦合力直接折算为位移  $y_{qua}$ ，不考虑机械相移的影响。另外，虽然解调信号在驱动电路产生过程中也会产生相移，但此相移也可折算到检测端的电路相移  $\theta$  中，因此这里采用理想的解调信号  $\cos(\omega_{0x}t)$  和  $\sin(\omega_{0x}t)$ 。

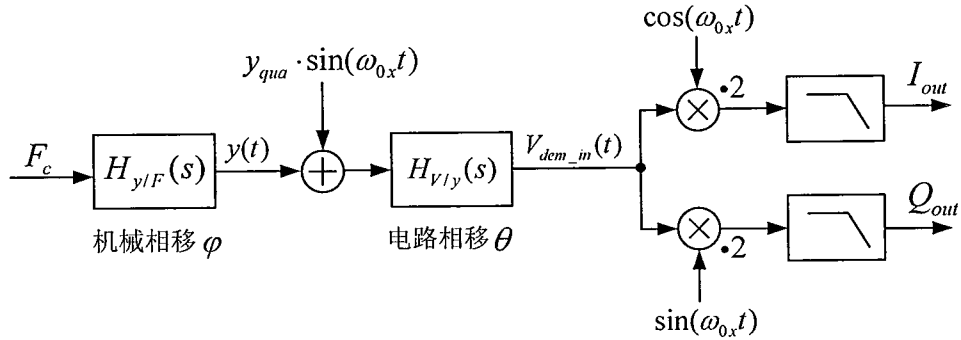


图 2.8 检测模态的同步解调框图

### 2.3.1 理想的同步解调

本小节分析不考虑机械相移  $\varphi$  和电路相移  $\theta$  下理想同步解调的情况。首先考虑力转位移阶段。当机械相移  $\varphi=0$  时，即 2.1.3 节中 x 轴谐振频率远小于 y 轴谐振频率时的情况，则哥氏力  $F_c$  经过  $H_{y/F}$  后得到的位移  $y(t)$  表达式如式 2.20 所示。然后考虑位移转电压阶段。同样当电路相移  $\theta=0$  时，输出的电压信号的表达式为

$$V_{dem\_in}(t) = -\frac{G_{V/y} \cdot 2\Omega_z A_x \omega_{0x}}{\omega_{0y}^2} \cos(\omega_{0x}t) + G_{V/y} \cdot y_{qua} \sin(\omega_{0x}t) \quad (2.26)$$

其中  $G_{V/y}$  为位移转电压单元  $H_{V/y}$  的增益，而输入角速度  $\Omega_z$  只考虑零频率情况。若将输入角速度至输出电压的增益表示为  $G_{V/\Omega}$ ，则

$$G_{V/\Omega} = -\frac{2G_{V/y} A_x \omega_{0x}}{\omega_{0y}^2} \quad (2.27)$$

而相应的式 2.26 可以改写为

$$V_{dem\_in}(t) = G_{V/\Omega} \Omega_z \cos(\omega_{0x} t) + G_{V/y} \cdot y_{qua} \sin(\omega_{0x} t) \quad (2.28)$$

输出电压信号  $V_{dem\_in}(t)$  随后经过正交的解调器产生两路信号，这两路信号经过 2 倍增益放大并由低通滤波器滤除两倍频信号后，分别得到有用信号  $I_{out}$  和正交信号  $Q_{out}$ ，表示为

$$I_{out} = G_{V/\Omega} \Omega_z \quad (2.29)$$

$$Q_{out} = G_{V/y} \cdot y_{qua} \quad (2.30)$$

从式 2.29 和式 2.30 可知，理想的同步解调情况下，陀螺系统输出的有用信号  $I_{out}$  仅反映了输入角速度的大小，而正交信号  $Q_{out}$  仅反映机械正交误差分量。

### 2.3.2 机械相移

由式 2.20 可知，当 x 轴本征频率远小于 y 轴本征频率时，y 轴的位移实际上是趋向于零的。而在如 2.21 式所示的模式匹配的情况下虽然能获得最大的 y 轴位移，但开环检测情况下系统的带宽将趋于零。因此，在陀螺机械结构设计时，需在陀螺检测模式增益和陀螺系统带宽之间做折中，通常将 x 轴的本征频率取得略小于 y 轴的本征频率。如此，哥氏力  $F_c$  经力转位移单元  $H_{y/F}$  单元转化成位移信号  $y(t)$  时，将产生机械相移  $\varphi$ ，其表达式如 2.19 所示。因而位移信号经接口电路读出后得到的电压  $V_{dem\_in}(t)$  可表示为

$$V_{dem\_in}(t) = G_{V/\Omega} \Omega_z \cos(\omega_{0x} t + \varphi) + G_{V/y} \cdot y_{qua} \sin(\omega_{0x} t) \quad (2.31)$$

此信号仅解调滤波后，输出有用信号  $I_{out}$  和正交信号  $Q_{out}$  可分别表示为

$$I_{out} = G_{V/\Omega} \Omega_z \cos \varphi \quad (2.32)$$

$$Q_{out} = G_{V/y} \cdot y_{qua} - G_{V/\Omega} \Omega_z \sin \varphi \quad (2.33)$$

由式 2.32 可见，当存在机械相移时，系统输出的有用信号  $I_{out}$  被压缩了  $\cos \varphi$ ，即系统的标度因子被压缩了  $\cos \varphi$ 。这对陀螺系统的影响不大，因为可以通过调节接口电路的放大倍数以获得理想的系统标度因子。但是，从式 2.33 中可见，理想的有用信号  $I_{out}$  被衰减了  $\sin \varphi$  后泄漏到正交信号输出端  $Q_{out}$ 。因此，当存在机械相移时，输出的正交信号  $Q_{out}$  不再完全反应机械正交误差的大小。若以此信号产生 2.2.2 节中纠偏法或者力平衡法所需的反馈电压信号，则将会有残余的机械正交误差存在。

### 2.3.3 电路相移

除了微陀螺机械元件会引入相移，微陀螺的接口电路同样会引入相移，影响同步解调的精确性。微陀螺的接口电路通常是数模混合电路，其相移主要包括模拟电路中增益级的有限带宽引入的相移，模拟信号由比较器转数字信号时的延时引入的相移，以及数字信号处理时的延时引入的相移三种。其中，后两种相移主要在微陀螺的驱动信号产生解调信号的过程中引入。而因为解调信号的相移可以折算到检测端，因此本节仅讨论增益级的有限带宽引入的相移。假设位移转电压单元  $H_{V/y}$  为单极点的增益级，其带宽为  $BW_{V/y}$ ，位移转电压单元的传输函数可以表示为

$$H_{V/y}(s) = G_{V/y} \cdot \frac{1}{1 + s / BW_{V/y}} \quad (2.34)$$

则频率为  $\omega_{0x}$  的位移信号经  $H_{V/y}$  转变成电压信号过程中引入的电路相移  $\theta$  可以表示为

$$\theta = -\arctan\left(\frac{\omega_{0x}}{BW_{V/y}}\right) \quad (2.35)$$

同时考虑机械相移  $\varphi$  和电路相移  $\theta$ ，输出电压信号  $V_{dem\_in}(t)$  可表示为

$$V_{dem\_in}(t) = G_{V/\Omega} \Omega_z \cos(\omega_{0x}t + \varphi + \theta) + G_{V/y} \cdot y_{qua} \sin(\omega_{0x}t + \theta) \quad (2.36)$$

信号经解调滤波后，输出有用信号  $I_{out}$  和正交信号  $Q_{out}$  可分别表示为

$$I_{out} = G_{V/\Omega} \Omega_z \cos(\varphi + \theta) + G_{V/y} \cdot y_{qua} \sin \theta \quad (2.37)$$

$$Q_{out} = G_{V/y} \cdot y_{qua} \cos \theta - G_{V/\Omega} \Omega_z \sin(\varphi + \theta) \quad (2.38)$$

从式 2.37 和式 2.38 可知，引入电路相移  $\theta$  后 I 和 Q 两路信号分别被衰减了  $\cos(\varphi + \theta)$  和  $\cos \theta$ ，并存在信号的相互泄漏。正交信号泄漏到有用信号最终以失调的形式体现在  $I_{out}$ 。若电路相移  $\theta$  较大，则相应的失调分量  $G_{V/y} \cdot y_{qua} \sin \theta$  也会很大，由此会严重限制微陀螺的量程。若解调信号也有相同的相移  $\theta$ ，则  $I_{out}$  中机械正交信号产生的失调分量就能被消除。但是，从式 2.35 中可知，相移  $\theta$  不但与电路的带宽  $BW_{V/y}$  有关，还与陀螺驱动轴的本征频率  $\omega_{0x}$  有关。因此在设计接口电路时，并不能完全确定解调信号所需产生的相移  $\theta$  的大小。

为尽量减小机械正交误差对陀螺系统量程的限制，本文在电路设计时采用了

解调信号相位矫正技术，具体的实现方式将会在第四章中进行介绍。

## 2.4 驱动与检测

谐振式微机械陀螺的工作原理在 2.1.3 节中进行了描述。为了使陀螺正常工作，首先需要驱动微陀螺在驱动轴（x 轴）以一定幅度振动，而且振动位移的幅度通常需要保持恒定。当有角速度输入时，哥氏力会将驱动轴的振动耦合到检测轴（y 轴）。为最终获得角速度信号，需要对检测轴的振动位移信号进行检测。

在设计陀螺的接口电路前，首先需要研究由电信号产生驱动力和将位移信号转变成电信号的机制，即微陀螺的驱动与检测机制。振动式微陀螺的驱动机制主要包括静电驱动，电磁驱动和压电驱动等。检测机制主要包括电容检测，电磁检测和压电检测等。

本文主要研究的驱动机制为静电驱动和电磁驱动，检测机制为电容检测和电磁检测。按驱动和检测机制分类，本文研究系统芯片设计技术主要针对三种类型的谐振式微陀螺，分别为静电驱动电容检测的陀螺，电磁驱动电容检测的陀螺和电磁驱动电磁检测的陀螺。本文主要设计了两款微陀螺接口电路系统芯片，第一款针对静电驱动电容检测的电容式微陀螺，其具体电路及相应的仿真和测试结果在第四章进行介绍。第二款可以同时兼容上述三种类型的陀螺，其具体电路及相应的仿真和测试结果在第五章中进行介绍。下面介绍本文涉及的静电驱动，电磁驱动，电容检测和电磁检测的具体原理。

### 2.4.1 静电驱动

根据微陀螺的机械结构分类，微陀螺的静电驱动可分为平行板电容驱动和叉指式电容驱动两种。相比平行板电容驱动，叉指（又称梳齿）式电容驱动具有更好的线性度以及单位面积内更强的驱动力等优点。因此，本文主要研究叉指式电容驱动。

叉指式电容驱动又可分为单边叉指式驱动和推挽叉指式驱动两种。单边叉指式驱动结构由固定的驱动极板和活动的质量块两部分构成，两部分的多个梳齿相互交叉重叠，如图 2.9 所示，因此被称为叉指式结构。每两个相邻的梳齿均构成一个电容，假设每个梳齿的宽度为  $h$ ，垂直方向梳齿间的间隙为  $d$ ，垂直方向梳齿间间隙的总数为  $N_{gap}$ ，则驱动极板和质量块之间的梳齿构成的总电容可表示为

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r N_{gap} h (x_0 - x)}{d} \quad (2.39)$$

其中  $\varepsilon_0$  为真空介电常数, 值为  $8.85 \times 10^{-12}$  F/m,  $\varepsilon_r$  为相对介电常数, 真空条件值为 1,  $x$  为质量块的位移。当在驱动极板和质量块之间施加驱动电压  $V_{dr}$  时, 储存在电容中的总能量可以表示为

$$E = \frac{1}{2} C V_{dr}^2 \quad (2.40)$$

由于静电力为电容中储存能量的梯度, 因此活动质量块在  $x$  方向受到的静电力可表示为

$$F_{es} = \frac{\partial E}{\partial x} = -\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r N_{gap} h V_{dr}^2}{2d} \quad (2.41)$$

从式 2.41 可见, 质量块受到的静电力  $F_{es}$  与质量块的位移  $x$  无关, 因此可以认为叉指式驱动力的线性度是理想的。

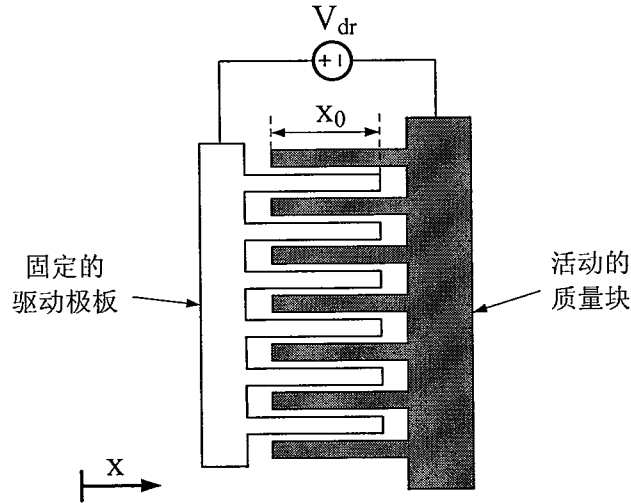


图 2.9 单边叉指式驱动

由式 2.41 所示, 静电力与驱动电压的平方成正比。若驱动电压  $V_{dr}$  为与驱动轴本征频率  $\omega_{0x}$  同频的交流信号, 表示为

$$V_{dr} = V_{DC} + V_{AC} \sin(\omega_{0x} t) \quad (2.42)$$

其中  $V_{DC}$  和  $V_{AC}$  分别为驱动电压的直流和交流分量。则相应的静电力可表示为

$$F_{es} \propto V_{DC}^2 + \frac{V_{AC}^2}{2} + 2V_{DC}V_{AC} \sin(\omega_{0x} t) - \frac{V_{AC}^2}{2} \cos(2\omega_{0x} t) \quad (2.43)$$

式 2.43 中的第三项为实际作用的驱动力，驱动质量块以本征频率谐振，而前两项会对质量块造成一个固定的位移，最后 2 倍频项通常由于陀螺驱动轴的高品质因子而被滤除。

若采用推挽叉指式驱动，如图 2.10 所示，在质量块与其两侧的驱动极板之间分别施加差分的驱动电压  $V_{dr+}$  和  $V_{dr-}$ ，则相应的静电力可表示为

$$F_{es} \propto 4V_{DC}V_{AC} \sin(\omega_{0x}t) \quad (2.44)$$

由式 2.44 可见，相比于单边驱动，推挽式驱动可以消除静电力  $F_{es}$  的直流项和两倍频项。

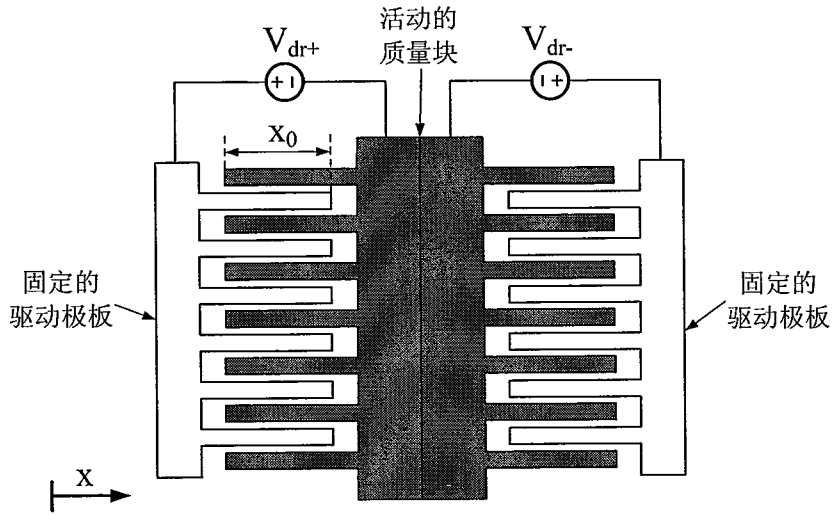


图 2.10 推挽叉指式驱动

### 2.4.2 电磁驱动

电磁驱动的基本原理是基于安培力的产生原理。如图 2.11 所示，当长度为  $l$  的通电导线放置于磁通量为  $B$  的磁场中时，导线受到的安培力为

$$F_d = I \cdot l \times B \quad (2.45)$$

其中  $I$  为导线中通过的激励电流。若激励电流  $I$  为与驱动轴本征频率  $\omega_{0x}$  同频的交流信号，则可驱动陀螺在驱动方向谐振。同样，电磁驱动也存在单边驱动和推挽式驱动，两者的特点与静电驱动相同，不再赘述。

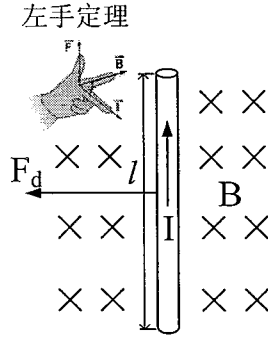


图 2.11 电磁驱动原理

### 2.4.3 电容检测

微陀螺的电容检测可分为对于检测轴电容变化的检测和驱动轴电容变化的检测。如图 2.12 所示，当质量块在  $y$  轴方向产生微小位移  $\Delta y$  时，且  $\Delta y$  远小于检测极板与质量块的静态间距  $y_0$  时，上下检测极板与质量块形成的电容  $C_n$  和  $C_p$  可以分别表示为

$$\begin{cases} C_p = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{y_0 - \Delta y} \approx \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{y_0} + \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{y_0^2} \Delta y \\ C_n = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{y_0 + \Delta y} \approx \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{y_0} - \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{y_0^2} \Delta y \end{cases} \quad (2.46)$$

其中  $A$  为检测极板与质量块的交叠面积。则差分的电容变化为

$$\Delta C_s = C_p - C_n = \frac{2\epsilon_0 \epsilon_r A}{y_0^2} \Delta y \quad (2.47)$$

由式 2.47 可知，电容变化  $\Delta C_s$  与位移  $\Delta y$  成正比。因此，通过检测  $\Delta C_s$  就可得到  $y$  方向位移的大小，从而进一步获得输入角速度信息。对于变化电容  $\Delta C_s$  的检测，本文中设计的接口电路通过跨阻放大器将电容变化信号转变成为电压信号读出，具体电路会在第四章中进行阐述。

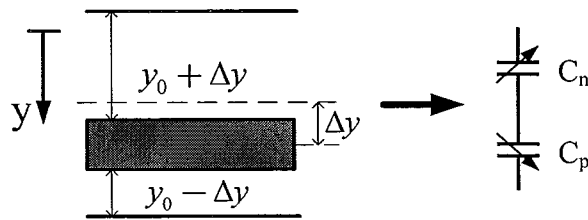


图 2.12 检测轴的电容变化检测

图 2.13 为驱动轴的电容变化检测示意图，其采用叉指结构。由于驱动轴检测得到的电容变化信息最终用来产生驱动力反馈到陀螺驱动极板，因此陀螺驱动

轴中用来检测电容变化的极板被称为驱动反馈极板。当质量块在  $x$  轴方向产生位移  $\Delta x$  时, 相应的电容变化为

$$\Delta C_{fb} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r N_{gap} h \Delta x}{d} \quad (2.48)$$

电容变化  $\Delta C_{fb}$  也直接反映位移  $\Delta x$  的大小, 亦可通过跨阻放大器等读出电容读取电容的变化。

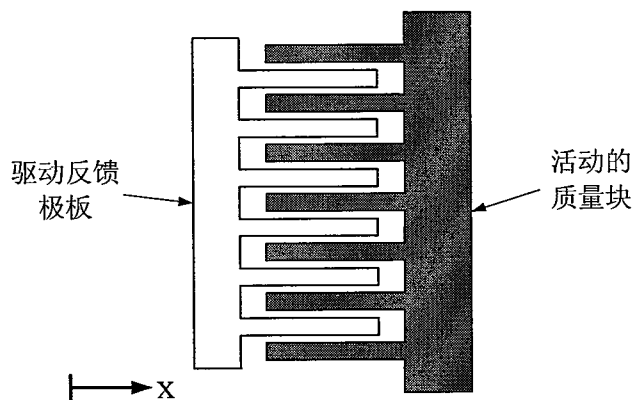


图 2.13 驱动轴的电容变化检测

#### 2.4.4 电磁检测

电磁检测是基于感应电动势的产生原理。如图 2.14 所示, 当长度为  $l$  的导线在磁通量为  $B$  的磁场以速度  $v$  运动时, 导线上产生的感应电动势为

$$E = B \times l \cdot v \quad (2.49)$$

又因为速度为位移的一阶导数, 因此无论是检测轴还是驱动轴, 通过读出电路检测感应电动势的大小, 即可获得相应的位移信息。

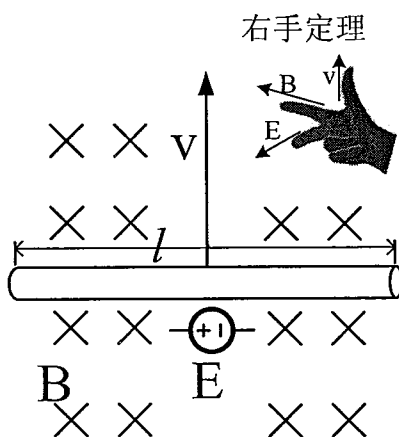


图 2.14 电磁检测原理

## 2.5 本章小结

本章主要对振动式微陀螺的一些基本理论进行了介绍,包括谐振式微陀螺工作原理,机械正交误差的产生原理及补偿方法,同步解调中机械相移和电路相移的产生以及对系统输出的影响,以及本文中接口电路涉及的微陀螺驱动和检测的基本原理。

### 第三章 AGC-PI 结构闭环驱动电路的设计方法

自动增益控制 (Automatic Gain Control, AGC) 电路常被用于微陀螺闭环驱动电路中, 控制微陀螺在驱动方向的振动速度幅值恒定。AGC 与微陀螺构成的幅度控制环路通常存在稳定性问题。由于环路是一非线性系统, 因此对环路的稳定性分析是一个难点。现有的稳定性分析方法以“时间平均”方法为主, 通过在时域解非线性方程组获得环路稳定性准则及性能指标, 过程十分复杂繁琐, 且该方法不适用于高阶 (3 阶及 3 阶以上) 环路的性能分析。

本章提出了幅度控制环路的线性化设计方法, 通过对环路建立线性模型, 将稳定性分析转移到频域, 简化了分析过程, 并可适用于高阶环路的性能分析。设计方法中的研究内容包括环路线性化模型的建立, 稳定性准则表达式的获取, 选取系统参数以优化环路频域性能指标的方法, 以及在考虑电路限制条件下应用优化方法的环路设计过程。

此外, 本章还对寄生跨接电容两个主要的负面效应进行了理论分析, 包括阻止“电学-机械”振荡的发生和引发“电学振荡”, 并给出了微陀螺驱动轴正常谐振允许的最大寄生跨接电容的表达式及避免电学振荡发生的电路解决方案。

#### 3.1 AGC-PI 结构的闭环驱动电路

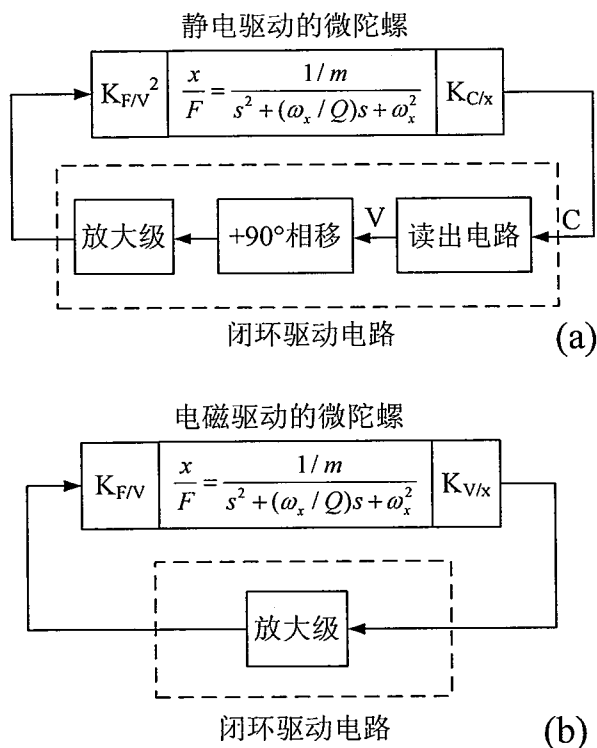
闭环驱动电路与微陀螺在驱动方向构成一个“机械-电学”振荡器。从能量的角度看, 驱动电路将电能转化成机械能, 以维持微陀螺在驱动方向的振动。闭环驱动电路通常是自激振荡, 即通过放大电路或传感器中的噪声起振。根据“巴克豪森准则”, 振荡器在频率  $\omega_0$  处自激振荡需满足条件:

$$\begin{cases} |H(j\omega_0)| \geq 1 \\ \angle H(j\omega_0) = 0^\circ \end{cases} \quad (3.1)$$

其中  $H(s)$  为振荡器的闭环传输函数。当振荡器稳定时, 其环路增益为  $|H(j\omega_0)| = 1$ 。

如图 3.1 (a) 所示, 针对静电驱动的微陀螺, 闭环驱动电路主要由三部分构成, 包括读出电路, 相移电路和放大级。读出电路主要将电容信号转变成电压信号。移相电路主要提供式 3.1 中振荡器自激起振所需的相移条件。由式 2.7 知,

当驱动信号频率等于振荡器的谐振频率  $\omega_x$  时, 静电力  $F$  转位移  $x$  存在  $-90^\circ$  相移。因此, 在此移相电路的相移为  $+90^\circ$ 。放大级主要提供式 3.1 中振荡器自激振荡所需的增益条件。在振荡器起振时, 放大级需要使得环路增益大于 1, 而当振荡器稳定时, 放大级又需要使环路增益等于 1。因此, 这里的放大器要求是增益可变的。通常比较器就可以实现这种增益可变的放大器。



(a) 静电驱动; (b) 电磁驱动  
图 3.1 微陀螺闭环驱动电路

电磁驱动的微陀螺的闭环电路只需要放大级提供自激振荡的增益条件即可, 如图 3.1 (b) 所示。由式 2.49 知, 位移  $x$  产生感应电动势时会产生  $+90^\circ$  相移, 因此驱动电路中不必提供额外的相移模块。由于电磁驱动和静电驱动在电路设计上仅是相移差别, 因此本章接下来仅以静电驱动的驱动电路设计为例进行分析和研究。

由式 2.11 可知, 哥氏力与微陀螺驱动方向的振动速度幅值成正比。因此, 为保证陀螺系统的输出电压与输入角速度成正比, 即陀螺系统的标度因子恒定, 需要在保证陀螺驱动方向的振动速度幅值恒定。而微陀螺的品质因子、弹性系数等结构参数会随温度、压强等环境因素的变化而变化, 进而造成陀螺驱动方向的

振动速度幅值也随之变化。因此，增加幅度控制电路十分必要。

通常采用自动增益控制电路来控制微陀螺驱动方向的振荡速度幅值恒定，其结构如图 3.2 所示。跨阻放大器（Trans-Impedance Amplifier, TIA）将微陀螺驱动反馈端的电容信号转成电压信号输出，并由可变增益放大器（Variable Gain Amplifier, VGA）进一步放大以驱动微陀螺振动。微陀螺振动速度幅值由 AGC 电路控制，其由整流器、低通滤波器、控制器和 VGA 构成。AGC 与微陀螺构成负反馈环路，称之为“幅度控制环路”，其工作原理描述如下。假设当微陀螺驱动方向的品质因子  $Q$  下降时，在同样的驱动电压下，驱动方向的振荡速度幅值下降，因此 TIA 读出的电压信号幅值下降。此电压幅值由整流器和低通滤波器提取后与参考电压  $V_{ref}$  比较，得到误差信号  $V_e$ 。此误差信号  $V_e$  经控制器处理后施加到 VGA 上，增大 VGA 的增益，进而增大驱动电压幅值。最终，误差信号  $V_e$  趋于零，振动速度幅值与参考信号  $V_{ref}$  控制的幅度一致。

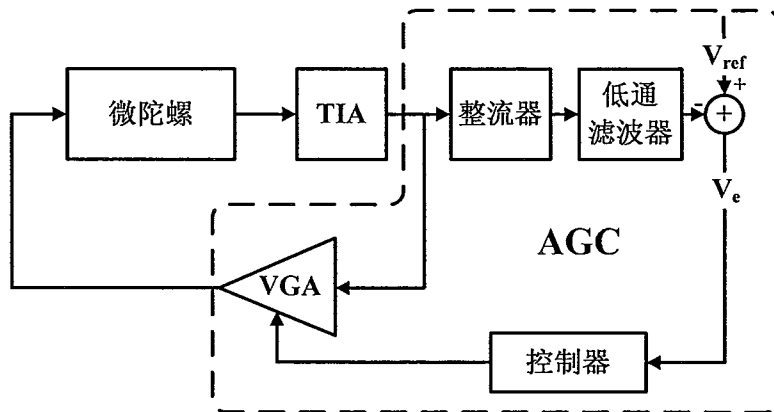


图 3.2 AGC 结构的闭环驱动电路框图

图 3.2 中的采用控制器通常有比例（Proportional, P）控制器、比例积分（Proportional-Integral, PI）控制器、比例积分微分（Proportional-Integral-Derivative, PID）控制器三种。P 控制器实现简单，但存在稳态误差，即闭环控制环路稳定时误差信号  $V_e$  不为零。增加积分器后，PI 控制器可以消除稳态误差，但会限制控制环路的带宽。再增加微分器后，PID 控制器可以在消除稳态误差的同时，增大控制环路的带宽，但缺点是电路设计复杂，并且会引入高频噪声<sup>[60]</sup>。由于微陀螺的机械参数随外界环境变化通常都较慢，对幅度控制环路的带宽要求不高，所以本文采用 PI 控制器。

### 3.2 幅度控制环路的线性化设计方法

本章主要研究 AGC-PI 结构的幅度控制环路的线性化设计方法，将分析从时域转移到频域，大大简化了分析过程。研究内容包括对环路建立线性化模型，应用零极点方法获取稳定性准则表达式，利用负反馈理论分析环路频域的特性并研究系统参数的优化方法，以及结合实际电路的限制条件将优化方法应用于电路设计。

#### 3.2.1 传统分析方法

AGC 与微陀螺构成的幅度控制环路是一个非线性负反馈系统，通常存在稳定性问题，因此对环路的稳定性分析是一个研究重点。现有的稳定性分析方法主要是基于“时间平均”方法<sup>[60,80-83]</sup>。时间平均方法是基于如下思想：由于微陀螺振动幅值变化的频率通常要远小于微陀螺驱动方向的谐振频率，因此在一个振动周期内，振动幅值可以认为是一个常量，由此可以将幅度控制环路时间域的非线性方程组简化成线性方程组，从而进行稳定性分析。文献[80,81]采用时间平均方法对幅度控制环路的进行稳定性分析，并揭示了 AGC 各个参数对环路动态特性的影响。文献[82,83]也进行了类似的工作，其采用李亚普诺夫方程来获取环路优化的瞬态响应。但是，上述文献都没有对 AGC-PI 结构的控制环路给出一个量化的稳定性准则。在文献[60]中，作者首先对 AGC-PI 结构的控制环路建立了非线性的数学模型，然后利用时间平均方法简化模型中的非线性方程组，并用 Routh-Hurwitz 准则得到了 AGC-P 结构和 AGC-PI 结构控制环路的稳定性准则的表达式。另外，作者对 AGC-P 结构控制环路的瞬态特性的各个指标进行了量化分析。但是，对于 AGC-PI 结构控制环路的瞬态特性，由于环路上升到 3 阶系统，因此无法给出量化的性能指标分析。总体而言，由于需要在时域解非线性方程组，采用时间平均方法对幅度控制环路进行稳定性分析过程十分繁琐复杂，且不适用于高阶环路的性能分析。

#### 3.2.2 环路的线性模型

AGC-PI 结构的幅度控制环路处理的是正弦振动信号的幅度信息，是一个非线性系统。通过对其中的两个非线性单元进行线性化处理，可得到环路的线性化模型，如图 3.3 所示。图中其中， $K_{F/V}^2$  为激励电压的平方值转驱动力的增益， $K_{C/X}$

为驱动反馈极板位移转电容的增益,  $K_{V/C}$  和  $K_{VGA}$  分别为 TIA 的增益和 VGA 的增益系数,  $K_{rect}$  为整流器的增益,  $\omega_d$  为驱动轴本征角频率,  $Q$  为驱动轴品质因子,  $\omega_{lpf}$  为低通滤波器极点,  $K_P$  和  $K_I$  分别为 PI 控制器中的比例系数和积分系数,  $\tau$  为积分器损耗。

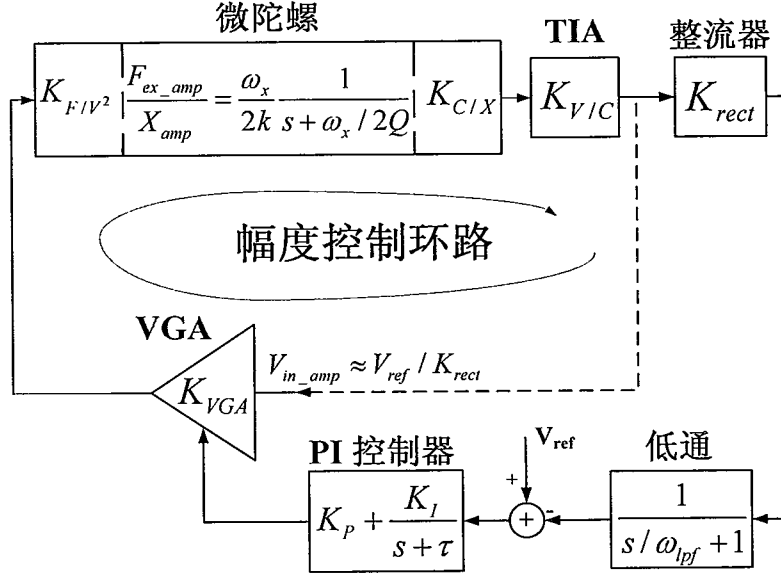


图 3.3 AGC-PI 结构幅度控制环路的线性化模型

幅度控制环路的非线性主要源于环路中的两个模块：微陀螺及 VGA。图 3.3 中环路线性模型的建立主要得益于对这两个模块进行了线性化处理。首先对微陀螺进行线性化处理。当微陀螺振动幅度信号变化的频率远小于陀螺驱动谐振频率时，微陀螺驱动轴对于幅度信号的传输函数可由式 2.5 中的二阶系统简化为一阶系统，表示为

$$\frac{x_{amp}}{F_{ex\_amp}} = \frac{\omega_x}{2k s + \omega_x / 2Q} \quad (3.2)$$

其中  $F_{ex\_amp}$  和  $x_{amp}$  是静电驱动力  $F_{ext}$  和位移  $x$  的幅值。式 3.2 的推导见附录 B。其次是对 VGA 进行线性化处理。VGA 的非线性来源于其输出是输入信号和增益控制信号的乘积，而且这两种信号都包含了振动幅度信息。因此，需要使其中一种信号处理为与振动幅度信息无关。当幅度控制环路的增益足够高时，PI 控制器输入端的误差信号接近于零，因而 VGA 输入端的信号幅度  $V_{in\_amp}$  可近似为一固定值  $V_{ref}/K_{rect}$ <sup>[32]</sup>。如此处理后，幅度控制环路就近似为一线性系统。

图 3.3 所示的幅度控制环路是一负反馈系统。定义参考信号  $V_{ref}$  的交流小信

号分量作为反馈系统的输入端  $V_{in}$ ，反映振动速度幅值的低通滤波器输出端定义为反馈系统输出端  $V_{out}$ ，则幅度控制环路的闭环传输函数可表示为

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{H_{loop}(s)}{1 + H_{loop}(s)} \quad (3.3)$$

其中反馈系数为 1， $H_{loop}(s)$  为幅度控制环路的开环传输函数，可表示为

$$H_{loop}(s) = K_{F/V^2} K_{C/X} K_{V/C} K_{V/GA} V_{ref} V_{dc} \frac{\omega_x}{2k} \cdot \frac{1}{s + \omega_x / (2Q)} \cdot \frac{1}{s / \omega_{lpf} + 1} \cdot \left( K_p + \frac{K_f}{s + \tau} \right) \quad (3.4)$$

其中  $V_{dc}$  是驱动极板上施加的直流压差。从式 3.4 可知，建立的 AGC-PI 结构的幅度控制环路是一 3 阶的线性系统，以下将对此 3 阶系统的性能进行分析。

### 3.2.3 环路的优化方法

本小节主要对建立的 3 阶幅度控制环路的线性模型进行分析，探讨各个系统参数对控制环路在频域上性能指标的影响，总结得到环路的优化方法。

一个负反馈系统在频域的性能指标通常包括环路增益、带宽和相位裕度。将这些指标映射到幅度控制环路上，其对环路的具体性能影响阐述如下。环路增益决定了幅度控制环路对机械和电路参数变化的抑制能力。带宽决定了环路在系统参数变化时响应的速度。而相位裕度决定了环路的稳定性。这些频率上的性能指标也可以与文献[60]中所述的时域上瞬态响应的性能指标一一对应。其中，环路增益和带宽的乘积，称为“增益带宽积”（Gain-Bandwidth Product, GBW），与时域上的“建立时间”（setting time）对应；带宽与时域上的“上升时间”（rising time）对应，而相位裕度与时域上的“过冲”（overshoot）对应。

在分析这些环路的性能指标前，首先需要确保环路的稳定性。以下先应用零级点法则推导环路的稳定性条件。如式 3.4 所示，幅度控制环路中有三个极点和一个负零点。这些零级点的分布如图 3.4 所示，三个极点按从小到大顺序排列一般是积分器极点  $\tau$ 、微陀螺的极点  $\omega_x / 2Q$  和低通滤波器极点  $\omega_{lpf}$ 。由于负零点具有相位裕度的补偿功能，因此将其放在最大的极点  $\omega_{lpf}$  之内，就能保证幅度控制环路是一个稳定的环路。由此，此 3 阶幅度控制环路的稳定性准则可以简单的表示为

$$\frac{K_I}{K_P} < \omega_{lpf} \quad (3.5)$$

此结果与文献[60]中采用时间平均方法推导的结果一致。

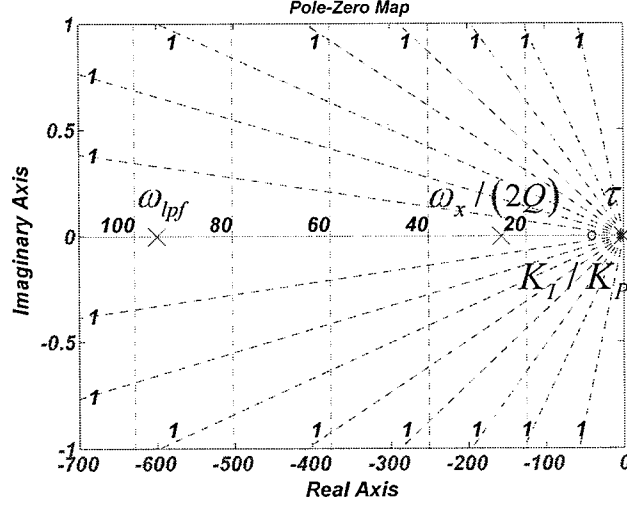


图 3.4 幅度控制环路的零极点分布

为分析系统参数对幅度控制环路性能的影响，接下来对环路增益、带宽和相位指标的表达式进行推导。

环路增益可将  $s=0$  代入式 3.4 获得，表示为

$$H_{loop}(0) = K_{total} \frac{2Q}{\omega_x} \left( K_P + \frac{K_I}{\tau} \right) \quad (3.6)$$

其中

$$K_{total} = K_{F/V^2} K_{C/X} K_{V/C} K_{VGA} V_{ref} V_{dc} \cdot \frac{\omega_x}{2k} \quad (3.7)$$

根据负反馈理论，环路中微陀螺机械参数的变化会被抑制环路增益分之一倍。换言之，幅度控制环路的参数变化抑制能力与环路增益成正比。

带宽和相位裕度的表达式可以通过解 3 阶方程获得，但过程十分繁琐。因此，在此先对环路进行降阶处理。令负零点  $K_I/K_P$  与微陀螺极点  $\omega_x/(2Q)$  相等抵消，形成零级偶对，则 3 阶系统降为 2 阶。降阶的合理性将会由下面的数值仿真结果验证。降阶后式 3.4 中的环路传输函数可以简化为

$$H_{loop}(s) = K_{total} \cdot \frac{1}{s / \omega_{lpf} + 1} \cdot \frac{K_P}{s} \quad (3.8)$$

其中积分器的损耗被忽略。由式 3.8 可获得带宽和相位裕度的表达式分别为

$$BW = \frac{\omega_{lpf} \left( \sqrt{1 + 4K_{total}K_p / \omega_{lpf}} - 1 \right)}{2} \quad (3.9)$$

和

$$PM = \frac{\pi}{2} - \arctan \left( \frac{\sqrt{1 + 4K_{total}K_p / \omega_{lpf}} - 1}{2} \right) \quad (3.10)$$

由式 3.6, 3.9 和 3.10 可得到系统各个参数对幅度控制环路的性能指标的影响, 总结如表 3.1 所示。增大  $K_p$  可以增大环路增益和带宽, 但会降低相位裕度。而增大低通滤波器极点  $\omega_{lpf}$  对带宽和相位裕度都有正面作用, 而且与环路增益无关。但在实际电路设计时, 由于  $\omega_{lpf}$  关系到提取振动信号包络是否平滑, 因此并不能无限增大  $\omega_{lpf}$ 。  $K_{total}$  与  $K_p$  的作用相同。增大  $K_I$  和  $Q$  可增大环路增益, 但由于对环路进行降阶处理, 这两个参数对带宽和相位裕度的影响并不能从表达式上得到, 在后面的数值仿真中将补充给出。

从表 3.1 可见, 环路增益、带宽和相位裕度这三个指标是相互矛盾的。增大环路增益可以提高幅度控制环路对参数变化的抑制能力, 但会导致环路相位裕度降低, 牺牲环路的稳定性。而增加带宽可以提高幅度控制环路对参数变化的响应能力, 但也可能降低环路的稳定性。因此, 在选择系统参数对这三个指标进行优化时, 需要在这三个指标中做折中, 以获得一个相对精确、稳定以及快速的幅度控制环路。

表 3.1 幅度控制环路性能指标 VS 系统参数

| 系统参数                                                   | 环路增益          | 带宽         | 相位裕度         |
|--------------------------------------------------------|---------------|------------|--------------|
| $K_p \uparrow$                                         | $\uparrow$    | $\uparrow$ | $\downarrow$ |
| $K_I \uparrow$                                         | $\uparrow$    | —          | —            |
| $\omega_{lpf} \uparrow$                                | $\rightarrow$ | $\uparrow$ | $\uparrow$   |
| $Q \uparrow$                                           | $\uparrow$    | —          | —            |
| $K_{total} \uparrow$                                   | $\uparrow$    | $\uparrow$ | $\downarrow$ |
| $\uparrow$ 增大 $\downarrow$ 减小 $\rightarrow$ 不变    — 未知 |               |            |              |

这三个指标的优化顺序一般为环路增益 > 相位裕度 > 带宽。理由阐述如下。由于幅度控制环路主要控制由于微陀螺机械参数变化而导致的振动速度幅值变化。而微陀螺机械参数，比如品质因子  $Q$ ，其变化速度虽然慢，但变化范围很宽<sup>[84]</sup>。在这种条件下，为能保证振动速度幅值仍相对稳定，控制环路的环路增益是首要需要考虑的。其次，当微陀螺受到外部干扰时，过低的相位裕度会引起过冲，进而引起陀螺检测端信号的波动。因而相位裕度是次要考虑的因素。最后，由于微陀螺参数变化速度一般较慢，因此对幅度控制环路的响应速度要求相对较低，因此带宽排在最后考虑。

接下来介绍在 Matlab 中对 3 阶幅度控制环路的数值仿真结果。数值仿真的目的有三个，包括：第一，给出理论分析中降阶处理的合理性解释；第二，补充表 3.1 中  $K_I$  和  $Q$  对环路指标的影响趋势；第三，由于表 3.1 中带宽和相位裕度指标的相关结果是由降阶处理得到，因此通过对完整的 3 阶环路的数值仿真对上述理论分析结果进行验证。

表 3.2 Matlab 数值仿真中的系统参数

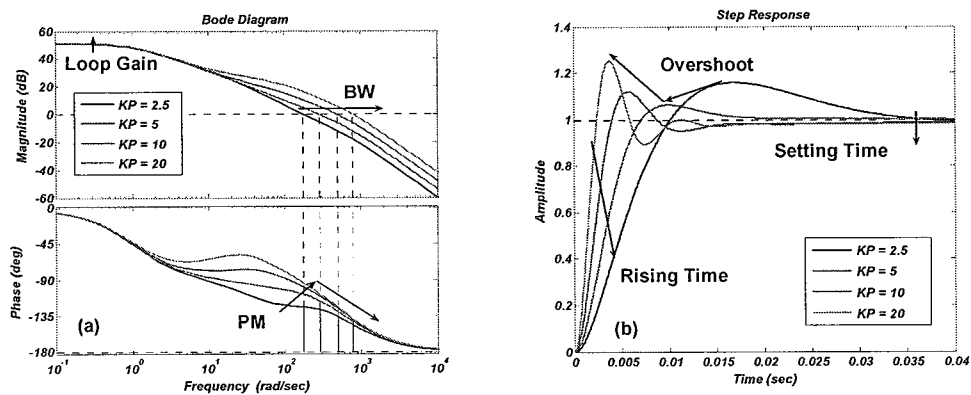
| 系统参数 (单位)           | 值      | 系统参数 (单位)              | 值                 |
|---------------------|--------|------------------------|-------------------|
| $K_{F/V^2} (N/V^2)$ | 3.7e-8 | $\omega_x (rad/s)$     | $5e3 \times 2\pi$ |
| $K_{C/X} (F/m)$     | 1.2e-8 | $k (N/m)$              | 29.6              |
| $K_{V/C} (V/F)$     | 7.2e12 | $Q$                    | 300               |
| $K_{V/GA} (V)$      | 20     | $\omega_{lpf} (rad/s)$ | $100 \times 2\pi$ |
| $V_{ref} (V)$       | 0.2    | $K_P$                  | 10                |
| $V_p (V)$           | 12     | $K_I$                  | 300               |
| $V_{mid} (V)$       | 2.5    | $\tau$                 | 1                 |

图 3.5-3.9 (a) 分别显示了在系统参数  $K_P$ ,  $K_I$ ,  $\omega_{lpf}$ ,  $Q$  和  $K_{V/GA}$  变化时对式 3.4 中开环传输函数的仿真结果。为了在时域给出对比结果，图 3.5-3.9 (b) 显示了对式 3.3 中闭环传输函数的阶跃响应的仿真结果。数值仿真中用到的系统参数如表 3.2 所示。其中  $V_p$  是施加在微陀螺可动质量块上的极化电压， $V_{mid}$  为驱动电压的直流分量。 $V_p$  和  $V_{mid}$  的差值即为式 3.4 中的  $V_{dc}$ 。

首先给出理论分析中降阶处理的合理性解释。如图 3.5 (a) 所示, 随着  $K_P$  的成倍增大, 相位裕度的变化趋势是先增大后减小, 这与表 3.1 中理论分析的结果不符。分析原因为零点  $K_I/K_P$  的变化破坏了零级偶对, 从而引起了此差异。另外, 当  $K_P=5$  时, 由表 3.2 中的仿真数值可计算此时接近构成零级偶对, 而从图 3.5 (a) 中可以注意到, 此时环路拥有最佳的相位裕度。因此证明了零级偶对形成时环路有最佳稳定性的结论, 也解释了理论分析中降阶处理的合理性。同时, 从图 3.5 (b) 中可以注意到  $K_P=5$  时闭环阶跃响应有最小的过冲, 从时域的角度进一步验证了上述结论。

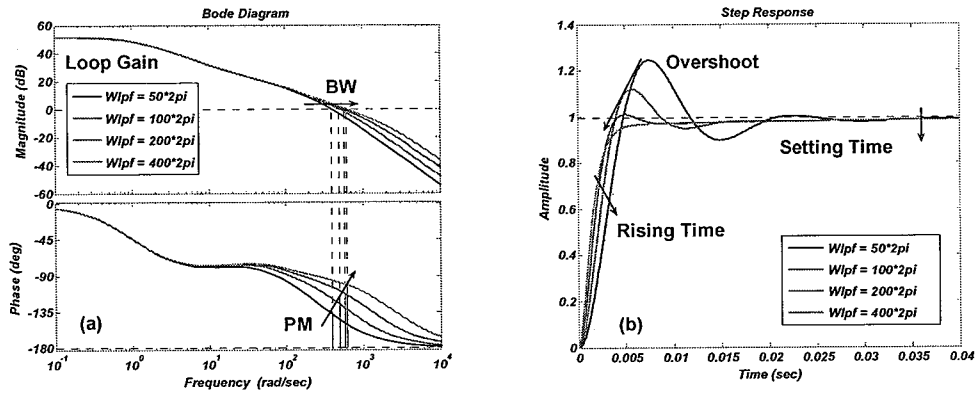
其次补充  $K_I$  和  $Q$  对环路相位裕度和带宽的影响。如图 3.7 (a) 所示, 当  $K_I$  增大时, 环路带宽基本不变, 而相位裕度略有降低。而图 3.8 (a) 中的曲线基本与 3.7 (a) 中一致。说明当品质因子  $Q$  变化时, 对环路的稳定性和响应速度性能影响不大, 但会直接影响环路的控制精度。最后, 图 3.5-3.9 所示的仿真结果均与表 3.1 中所示的结果一致, 验证了理论分析的正确性。

结合理论分析和数值仿真的结果, 并参考之前所述的环路性能指标优化顺序, 幅度控制环路的优化方法可以总结如下: 为获得一个精确、稳定和快速的幅度控制环路, 在环路设计时, 可以先通过增大  $K_I$  或  $K_{VGA}$  获取高的环路增益, 然后通过调节  $K_P$  构成零级偶对优化环路稳定性。



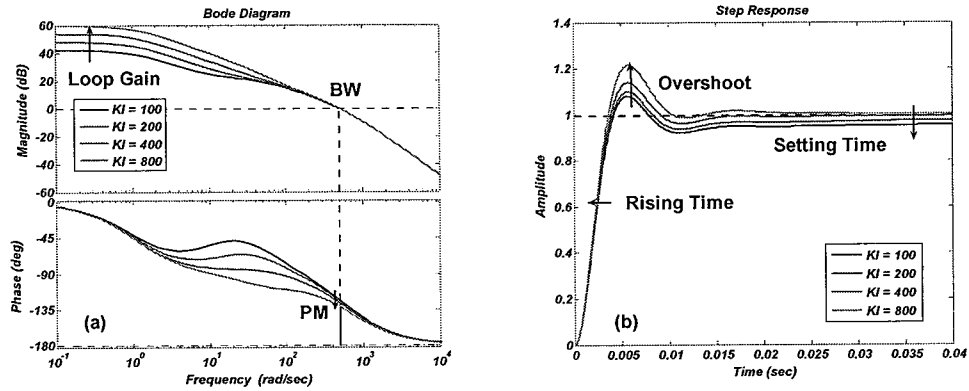
(a) 波特图; (b) 阶跃响应

图 3.5 不同比例系数  $K_P$  下幅度控制环路的波特图和阶跃响应



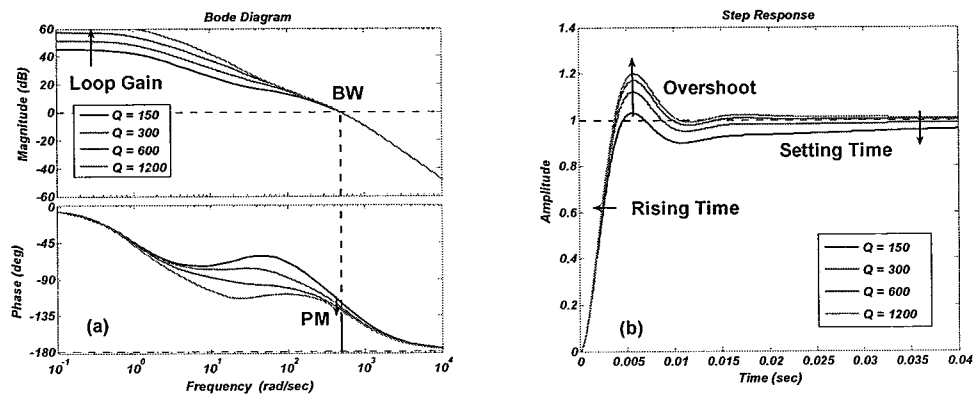
(a) 波特图; (b) 阶跃响应

图 3.6 不同低通滤波器极点  $\omega_{lpf}$  下幅度控制环路的波特图和阶跃响应



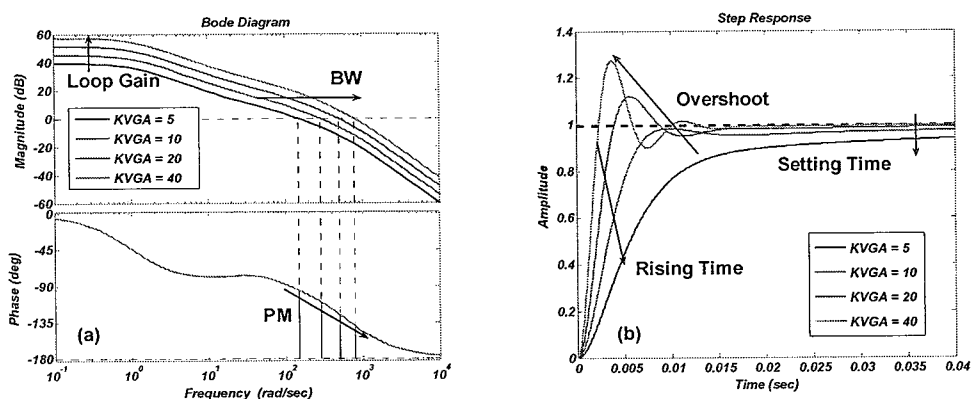
(a) 波特图; (b) 阶跃响应

图 3.7 不同积分系数  $K_i$  下幅度控制环路的波特图和阶跃响应



(a) 波特图; (b) 阶跃响应

图 3.8 不同品质因子  $Q$  下幅度控制环路的波特图和阶跃响应



(a) 波特图; (b) 阶跃响应

 图 3.9 不同 VGA 增益系数  $K_{VGA}$  下幅度控制环路的波特图和阶跃响应

### 3.2.4 环路的设计过程

在幅度控制环路设计中选取系统参数值时,需要额外将电路实现中的电路结构和版图面积等限制条件考虑进去。本小节在考虑电路限制条件的基础上,将上节中分析得到的优化方法应用到 AGC-PI 结构的幅度控制环路的设计上。下面以本文后续第四章中的驱动电路设计为例,简述环路设计过程。

本文设计的 AGC-PI 结构的闭环驱动电路如图 3.10 所示。图中的增益级主要用来匹配微陀螺驱动方向品质因子的变化范围。PI 控制器采用 Gm-C 结构,其可以提供足够的比例系数  $K_P$  和积分系数  $K_I$  的调节范围。低通滤波器采用一阶无源结构,其极点  $\omega_{lpf}$  可以通过片外电容调节。高通滤波器放大器链路中的直流失调。如此设计,表 3.1 中主要的电路参数均可以在测试时进行调节,从而验证优化方法的可行性。具体的电路设计将会在第四章中详细阐述。

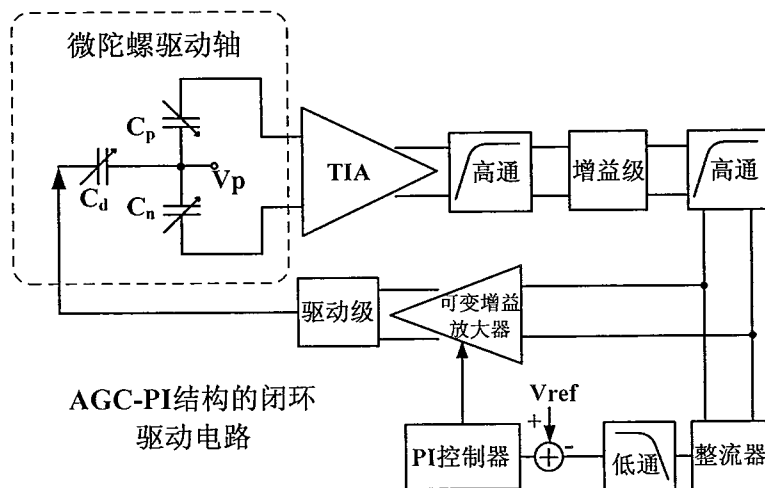


图 3.10 AGC-PI 结构的闭环驱动电路框图

表 3.3 幅度控制环路的性能指标及电路限制条件

| 环路性能指标                                           | 环路限制条件                                                                                               |
|--------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| -                                                | ① 稳定性准则 $\omega_{lpf} > K_I / K_P$                                                                   |
| -                                                | ② 降阶条件 $K_I / K_P = \omega_x / (2Q)$                                                                 |
| 1. 环路增益 $> 50 \text{ dB}$                        | ③ 指标 1 $\Rightarrow K_{total} \cdot 2Q / \omega_x \cdot (K_P + K_I / \tau) > 50 \text{ dB}$          |
| 2. 相位裕度 $> 60 \text{ deg}$                       | ④ 指标 2 $\Rightarrow (\sqrt{1 + 4K_{total}K_P / \omega_{lpf}} - 1) / 2 < \sqrt{3} / 3$                |
| 3. 带宽 $> 50 \text{ Hz}$                          | ⑤ 指标 3 $\Rightarrow \omega_{lpf} (\sqrt{1 + 4K_{total}K_P / \omega_{lpf}} - 1) / 2 > 50 \times 2\pi$ |
| 4. $100 < Q < 10000$                             | ⑥ 指标 4 $100 < Q < 10000$                                                                             |
| 电路限制条件                                           | -                                                                                                    |
| 1. $V_{dr} < 2 \text{ V}$                        | ⑦ 条件 1 $\Rightarrow V_{ref} / (K_{rect} G_1 K_{V/C} K_{C/X} (Q/k) K_{F/V^2} V_{dc}) < 2$             |
| 2. $0.1 \text{ V} < V_{VGA\_in} < 0.4 \text{ V}$ | ⑧ 条件 2 $\Rightarrow 0.1 < 2V_{ref} / K_{rect} < 0.4$                                                 |
| 3. $V_{VGA\_out} < 0.5 \text{ V}$                | -                                                                                                    |
| 4. $R_f < 2 \text{ M}\Omega$                     | ⑨ 条件 4 $\Rightarrow K_{V/C} < 1.2 \text{e}12$                                                        |
| 5. LPF 衰减系数 $> 30 \text{ dB}$                    | ⑩ 条件 5 $\Rightarrow \omega_{lpf} < 156 \times 2\pi$                                                  |
| 可调系统参数: $V_{ref}, K_I, K_P, G_1, \omega_{lpf}$   |                                                                                                      |

闭环驱动电路实现的限制条件描述如下。第一，TIA 的反馈电阻受到版图面积的限制，实际电路设计时用  $1\text{k}\Omega/\text{方块电阻}$  的高密度电阻实现阻值为  $2\text{M}\Omega$  的电阻，占用面积约为  $150\mu\text{m} \times 200\mu\text{m}$ 。因此，表 3.2 中的反映 TIA 增益的参数  $K_{V/C}$  降为  $1.2\text{e}12 \text{ V/F}$ 。第二，在 VGA 中，为保证其输入管工作在饱和区，其输入信号的幅度需小于  $0.4\text{V}$ 。为进一步保证双差分对结构的共模反馈电路中的输入管工作在线性区，VGA 的输出信号幅度需小于  $0.5\text{V}$ 。VGA 的具体结构可见第四章。第三，为保证整流器模块中的比较器有较高的精度，整流器的输入信号幅度，亦是 VGA 的输入信号幅度设置为  $0.1\text{V}$  以上。第四，在  $5\text{V}$  的电源电压下，驱动信号幅度设置为小于  $2\text{V}$  以保证良好的线性度。最后，为由整流器和低通滤波器提取的振动速度幅值信号足够平滑，低通滤波器的衰减系数设置为小于  $30\text{dB}$ 。这

5 条电路限制条件列于表 3.3 中的左下角。

幅度控制环路的环路增益、相位裕度和带宽指标列于表 3.3 中的左上角。另外，考虑到不同的陀螺品质因子  $Q$  差异较大，因此设计的幅度控制环路要求能够覆盖 100 至 10000 的品质因子变化范围。将表 3.3 左边的电路限制条件、环路指标要求与 3.2 节中理论分析结果相结合，可得到 10 条幅度控制环路设计的限制条件，列于表 3.3 的右边。基于这 10 条环路限制条件，下面将阐述应用优化方法计算表 3.3 底部所示的可调系统参数范围的过程。

第一步：计算零点  $K_I/K_P$  及极点  $\omega_{lpf}$  的可调范围。为保证环路能覆盖所要求的品质因子范围，则零点的变化范围由表 3.3 中式②可计算得

$$1.57 < K_I / K_P < 157 \quad (3.11)$$

结合式①和⑩，极点的变化范围可计算为

$$157 < \omega_{lpf} < 156 \times 2\pi \quad (3.12)$$

第二步：计算参考电压  $V_{ref}$  和可调增益级增益  $G_I$  的可调范围。由于整流器采用全波整流方式，因此式⑧中的  $K_{rect}$  取值  $2/\pi$ ，则  $V_{ref}$  范围可表示为

$$0.13 < V_{ref} < 0.51 \quad (3.13)$$

$G_I$  的上限，可由式⑦计算得到。考虑最差情况， $V_{ref}$  取最大值， $Q$  取最小值，计算可得可调增益级最大增益需至少设置为 24 倍。此外，由电路限制条件 1 和条件 3 可得，驱动级的增益最小应该设置为 4 倍。

第三步：按照优化方法中所述的性能指标的优化顺序，计算比例系数  $K_P$  和积分系数  $K_I$  的调节范围。由环路增益指标得到的式③可以进一步简化为

$$V_{ref} K_{VGA} G_I K_P > 29 \quad (3.14)$$

其中考虑了  $Q$  取最小值的最差情况， $K_{VC}$  取  $1.2e12$  V/F，其他值按表 3.2 中的值选取。同理，式④和式⑤可以简化为

$$V_{ref} K_{VGA} G_I K_P < 84 \quad (3.15)$$

和

$$V_{ref} K_{VGA} G_I K_P > 39 \quad (3.16)$$

由表 3.1 中的分析可知，低通滤波器极点  $\omega_{lpf}$  可以提高环路相位裕度和带宽，所

以式 3.15 和式 3.16 计算过程中  $\omega_{lpf}$  取最大值。则合并式 3.14、式 3.15 和式 3.16,  $K_{VGA}$  按照电路设计值取为 20 倍/V, 并考虑  $V_{ref}$  和  $G_I$  的最差情况,  $K_p$  的调节范围可计算为

$$0.16 < K_p < 32 \quad (3.17)$$

将式 3.17 结合式 3.11 可得  $K_I$  的调节范围。

上述幅度控制环路的设计方法也可扩展应用于有不同指标要求以及采用其他电路结构的控制环路设计, 也可应用于力平衡方式的闭环检测环路分析。

### 3.3 寄生跨接电容的研究

跨接寄生电容是电容式微陀螺中的一种重要寄生电容。如图 3.11 所示, 电容式微陀螺中驱动极板与驱动反馈极板之间会存在寄生电容, 称之为寄生跨接电容 (parasitic feed-through capacitance) [85]。由于寄生跨接电容的存在, 导致驱动信号可以直接通过此电容耦合至驱动反馈端, 并带来诸多负面效应。主要的负面效应包括阻止“电学-机械”振荡的发生以及引发“电学振荡”。本小节主要对这些负面效应的产生原理进行分析, 并提出相应的解决办法。

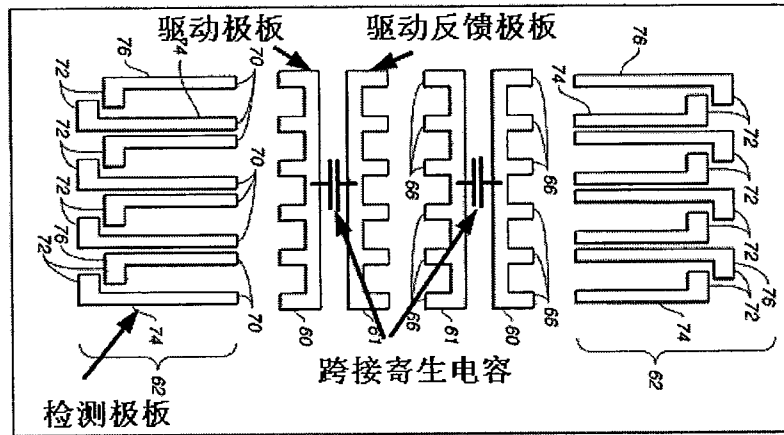


图 3.11 电容式微陀螺的机械结构

首先分析寄生跨接电容阻止“电学-机械”振荡发生的原因。如图 3.12 所示, 当存在寄生跨接电容  $C_f$  时, 闭环驱动电路检测的电流为经  $C_f$  耦合的电流  $i_f$  与微陀螺驱动反馈极板端的电流  $i_s$  的叠加。由于  $i_f$  和  $i_s$  有 90 度的相位差, 若  $i_f$  远大于  $i_s$ , 由于环路中相位条件无法满足, 期望的“电学-机械”振荡将不会发生。如图 3.13 对振荡器跨导的传输函数进行仿真, 其中输入为驱动电压  $V_{dr}$ , 输出为电

流  $i$ 。图中虚线表示没有  $C_f$  时的情况。仿真结果表明，当逐渐增大寄生跨接电容  $C_f$  时，振荡频率点（相位为  $0^\circ$  的频率点）会从一个增加到两个再减小到一个最后消失。

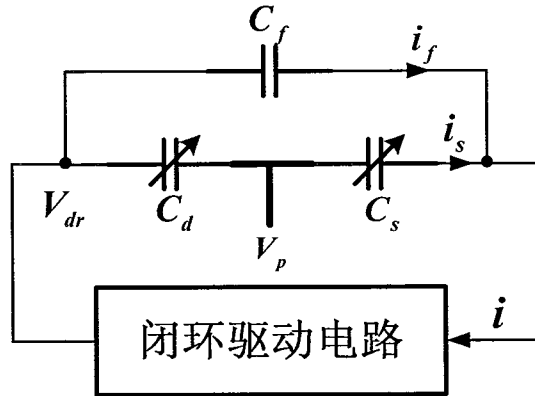


图 3.12 带寄生跨接电容的振荡器模型

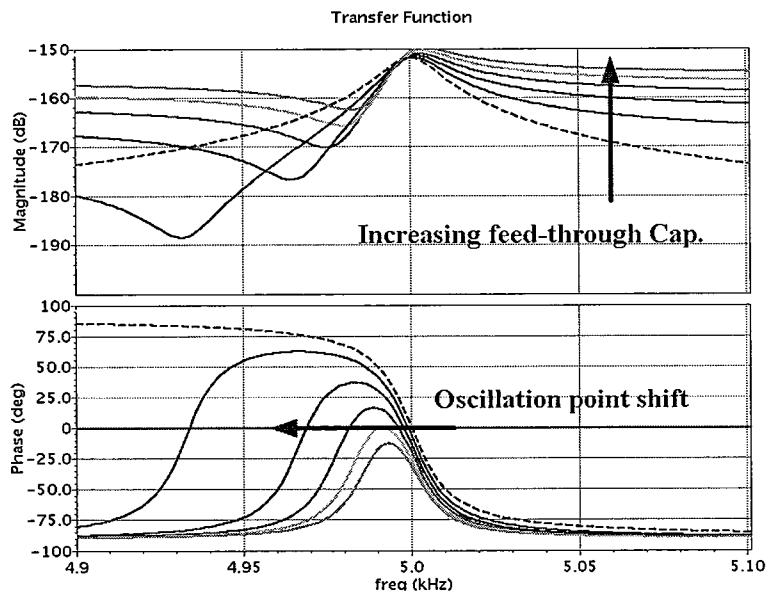


图 3.13 寄生跨接电容对振荡器的影响

由图 3.13 可见，“电学-机械”振荡发生允许的寄生跨接电容临界值发生在振荡器跨导的最大相位等于零时。下面推导此临界值的表达式。图 3.12 中的振荡器电学模型可以表示为

$$\begin{cases} \frac{X}{F_{ext}}(s) = \frac{1}{m_x(s^2 + \omega_x/Q \cdot s + \omega_x^2)} \\ F_{ext} = V_{dc} K_{F/V^2} V_{dr} \\ C_s = K_{C/X} X \\ i = i_s + i_f (i_s = sC_s V_b, i_f = sC_f V_{dr}) \end{cases} \quad (3.18)$$

其中  $V_{dc}$  和  $V_b$  分别为驱动端和驱动反馈端的直流压差,  $C_d$  为驱动极板等效电容,  $C_s$  为驱动反馈极板等效电容。由式 3.18 可得振荡器跨导的表达式为

$$\frac{i}{V_{dr}}(s) = \frac{C_f s^3 + C_f \omega_x / Q \cdot s^2 + (C_f \omega_x^2 + K_{C/X} K_{F/V^2} V_b V_{dc} / m_x) s}{s^2 + \omega_x / Q \cdot s + \omega_x^2} \quad (3.19)$$

令式 3.19 中跨导相位等于零, 可得方程

$$\left[ K_{C/X} K_{F/V^2} V_b V_{dc} / m_x + C_f (\omega_x^2 - \omega_d^2) \right] (\omega_x^2 - \omega_d^2) + C_f (\omega_x \omega_d / Q)^2 = 0 \quad (3.20)$$

其中  $\omega_d$  为驱动信号频率。为使得式 3.20 有实数根, 需满足

$$C_f \leq \frac{K_{C/X} K_{F/V^2} V_b V_{dc}}{(2/Q + 1/Q^2) \omega_x^2 m_x} \quad (3.21)$$

式 3.21 表明, 从电路上提高最大允许的跨接寄生电容  $C_f$  的唯一办法是提高施加在微陀螺质量块上的极化电压  $V_p$ , 以提高直流压差  $V_b$  和  $V_{dc}$ 。

寄生跨接电容对微陀螺驱动端的另一个重要负面影响是引发“电学振荡”。寄生跨接电容与驱动电路构成电学闭环, 当此电学闭环满足振荡发生所需的相位条件和增益条件时, 即会引发振荡。下面结合图 3.10 中本设计采用的驱动电路结构阐述电学振荡发生的原因。驱动电压  $V_{dr}$  通过寄生跨接电容  $C_f$  与 TIA 构成微分器后输出信号  $V_{TIA}$  可表示为

$$V_{TIA} = -sC_f R_f V_{dr} \quad (3.22)$$

其中  $R_f$  为 TIA 的反馈电阻。  $V_{TIA}$  由可调增益级、VGA、驱动级组成的放大链路放大后产生  $V_{dr}$ 。假设放大链路的带宽都相同, 则其可以看成为一个高阶滤波器。如此,  $C_f$  与驱动电路构成的电学环路的传输函数可表示为

$$H_{elec}(s) = -sC_f R_f \frac{G_A}{(1 + s/\omega_0)^n} \quad (3.23)$$

其中  $G_A$ ,  $\omega_0$ ,  $n$  分别为放大链路的增益, 主极点和阶数。当式 3.23 满足式 3.1 中的增益条件和相位条件时, 就会发生电学振荡。

避免电学振荡发生的思路就是破坏振荡发生的增益条件或相位条件。首先，在放大链路的增益设置上，可以在满足电学-机械振荡发生条件下尽量降低其增益，从而破坏电学振荡发生的增益条件。其次，可以减少放大链路中的放大级数，这样可以有效减少高频极点的个数，破坏相位条件。另外，在驱动电路上电起振时，VGA 处于最大增益状态，因而最容易发生电学振荡。而随着幅度控制环路的作用，VGA 的增益会最终稳定到一个相对较低的值，电学振荡的增益条件就可能别破坏。而驱动电路上电时可能同时满足电学-机械振荡和电学振荡的条件。所以可以通过提高微陀螺极化电压  $V_p$ ，增大电学-机械振荡的环路增益而不增大电学振荡的环路增益，从而使得振荡点落入微陀螺谐振点，避免电学振荡的发生。

### 3.4 本章小结

本章首先分析了本文闭环驱动电路采用的 AGC-PI 结构的优缺点。然后提出了 AGC-PI 结构的幅度控制环路的线性化设计方法，包括环路线性模型的建立，环路指标的优化方法以及优化方法应用于环路的设计过程，为驱动电路的设计提供了重要的理论依据。最后，对寄生跨接电容引入的两种主要的负面效应进行了分析，并给出了电路上的解决办法，以指导后续的电路设计和测试。

## 第四章 电容式微陀螺接口电路芯片的实现

本章将具体说明针对电容式微陀螺的接口电路芯片的实现。4.1 小节首先提出基于 Verilog-A 的传感器模型,从而实现 Cadence EDA 环境下的传感器-电路一体化仿真。4.2 小节说明接口电路芯片的整体设计及工作原理。4.3 小节就电路的各个模块设计进行了详细说明。芯片的独立测试结果和与微陀螺的联合测试结果在 4.4 和 4.5 小节中给出。

### 4.1 基于 Verilog-A 的传感器模型

在设计传感器接口电路芯片时,为了精确仿真接口电路的功能和性能,必须实现传感器和接口电路联合仿真,此时不仅需要 MOS 器件的模型,而且需要微传感器的电学模型。MOS 器件的模型一般都由流片厂商(foundry)提供,而微传感器由于结构类型丰富,并涉及机械、热力与电学等参数的转换,没有通用模型,因此为接口电路芯片的仿真设计造成了一定的困难。

从事微传感器件的研究人员,从器件结构、器件的工作原理以及性能等多方面考虑,建立了微传感器件的模型。但这些模型由于考虑机械结构、器件材料、微传感器的驱动方式以及器件结构谐振等因素,结构复杂,电路设计人员难以理解,而且不能与主流的集成电路 EDA 工具相兼容,因此不适用于接口电路芯片的计算机仿真。为了克服这个问题,必须根据微传感器件的输出信号类型,提出能与主流集成电路 EDA 工具兼容、并能满足一定精度要求的传感器仿真模型,用于模拟传感器的机械与电学特性,实现传感器与接口电路的一体化设计与仿真。

Verilog-A 是一种针对模拟信号系统和混合信号系统的行为级描述语言。目前,Verilog-A 已经成为 IEEE 标准,被 Cadence、Synopsys 公司等主流 EDA 软件商的电路设计仿真工具所兼容,因此受到广泛应用。Verilog-A 可用于模拟电路系统及模拟电路单元行为、结构及特性参数的描述,也可用于机械、电磁、热及流体等系统的信号描述。因此,本文采用 Verilog-A 语言,根据 2.1 节中所述的微陀螺动力学方程,对微陀螺的机械特性进行了描述,并根据 2.4 节中所述的驱动与检测原理,对微陀螺的机械量、力学量与电学量的相互转换关系进行了行

为级描述,同时定义微陀螺模型端口为电学类型端口,从而完成了对静电驱动电容检测,电磁驱动电容检测和电磁驱动电磁检测三种类型微陀螺的建模,实现了传感器与接口电路的一体化设计与仿真。

采用 Cadence 公司的 Spectre 仿真工具对静电驱动电容检测微陀螺的 Verilog-A 模型进行仿真,仿真结果如图 4.1 所示。如图所示,在驱动轴(x轴)施加幅度为 2Vpp,频率为 5kHz(与驱动轴谐振频率一致)的正弦信号时,x轴产生同频的幅度约  $5\mu\text{m}$  的位移信号,并在驱动反馈端有相应的电流信号输出。电路通过读出该电流信号产生驱动电压信号,即可构成闭环驱动电路。同时,当输入幅度为  $100^\circ/\text{s}$ ,频率为 20Hz 的正弦角速度信号时,在 y 轴产生调幅位移信号,并产生相应的电流信号。此电流信号通过读出电路读出并解调滤波后,即可获得角速度信号。

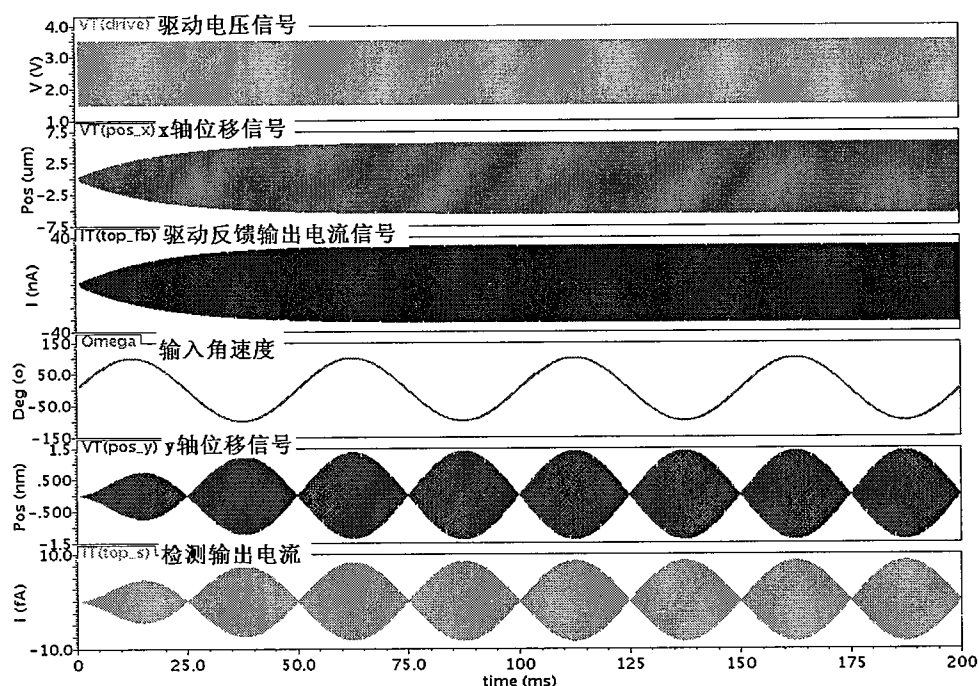


图 4.1 电容式微陀螺的 Verilog-A 模型仿真结果

## 4.2 接口电路芯片的系统设计

接口电路芯片的系统框图如图 4.2 所示,其由三部分构成,包括微陀螺、驱动芯片和检测芯片。电容式微陀螺的驱动方式为静电驱动,检测方式为电容检测。微陀螺驱动方向可以等效为三个可变电容,其中  $C_{d_p}$  和  $C_{d_n}$  为驱动反馈极板的

等效差分电容,  $C_d$  为驱动极板的等效电容。微陀螺检测方向可以等效为差分可变电容  $C_{s_p}$  和  $C_{s_n}$ 。  $V_p$  为微陀螺质量块上施加的极化偏置电压。

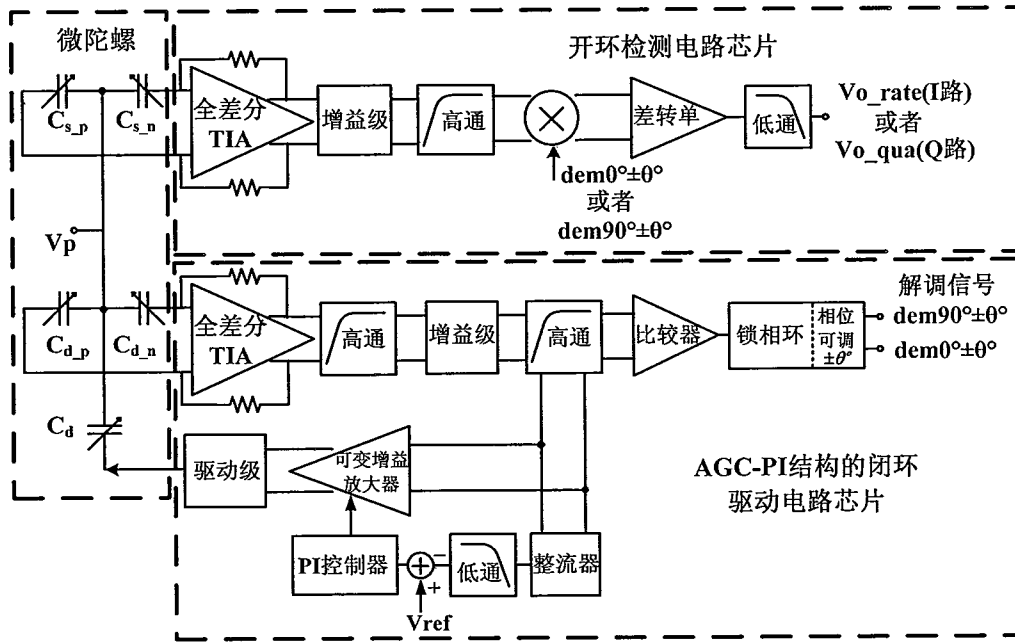


图 4.2 电容式微陀螺接口电路芯片系统框图

驱动电路芯片采用 AGC-PI 结构, 闭环驱动微陀螺在驱动方向恒幅振荡, 并为检测通路提供解调时钟信号。全差分结构的 TIA 将等效电容  $C_{d_p}$  和  $C_{d_n}$  变化产生的电流信号转变成为电压信号读出, 并由增益级、可变增益放大器 (Variable Gain Amplifier, VGA) 和驱动级放大后施加到驱动极板上。TIA、VGA 和微陀螺在驱动方向构成一个“机械-电学”振荡器。整流器、低通滤波器、PI 控制器和 VGA 共同构成幅度控制环路, 控制振荡器的振幅恒定。幅度控制环路的具体工作原理如下: 振荡器的幅值信息由整流器和低通滤波器提取后与参考信号  $V_{ref}$  比较, 比较产生的误差信号经 PI 控制器处理后控制 VGA 增益, 从而调节驱动交流电压幅值以使得微陀螺在驱动方向的振幅最终与参考信号  $V_{ref}$  一致。两个有源高通滤波器用来消除直流失调, 防止放大器链路饱和。增益级的放大倍数为 1~120 倍可调, 以适应不同结构参数的微陀螺。高通滤波器的输出信号经过比较器后, 由锁相环产生两路正交解调信号, 分别用于角速度信号和正交误差信号的解调。为了产生相位严格正交的解调信号, 以抑制和消除角速度信号中的正交耦合成分, 电路基于解调相位矫正技术, 采用可调相移分频器实现了优于  $1^\circ$  的相位调节精度。

检测电路芯片采用开环读出结构。检测电路复用了驱动电路中的 TIA、可调增益级和高通滤波器。微陀螺输出的电容信号由 TIA 转变为电压信号，信号经过可调增益级进一步放大，并经过高通滤波器消除直流失调后，采用开关类型的解调器解调，在不同解调信号的控制下，差分信号由仪表放大器转成单端信号再经过低通滤波器，输出角速度信号（I 路）或机械正交误差信号（Q 路）。

下面将详细介绍各个模块的具体电路设计和仿真结果。

### 4.3 电路模块的设计与仿真

#### 4.3.1 TIA 读出电路

由于微陀螺输出的电容信号非常微弱，对前端读出电路的噪声性能提出了非常严苛的要求，因此 TIA 读出电路的噪声性能是电路设计中首要考虑的问题。其次，由于大反馈电阻与 TIA 输入端的寄生电容引入额外的低频极点，TIA 内部环路存在相位裕度不足的问题，因此稳定性问题也需要着重考虑。再次，由于 TIA 读出电路增益的温漂系数较差，会直接影响微陀螺标度因子的温度特性，因此需要对 TIA 读出电路进行温度补偿。下面将从噪声、稳定性和温度补偿三个方面对 TIA 读出电路的设计进行阐述。

##### a) 噪声

实现的全差分 TIA 读出电路如图 4.3 所示，由全差分放大器、电阻  $R_F$  和补偿电容  $C_F$  构成。其中， $C_{s\_p}$  和  $C_{s\_n}$  表示微陀螺输出的电容信号。微陀螺电容变化产生的电流信号经过大电阻  $R_F$  转变成电压信号。

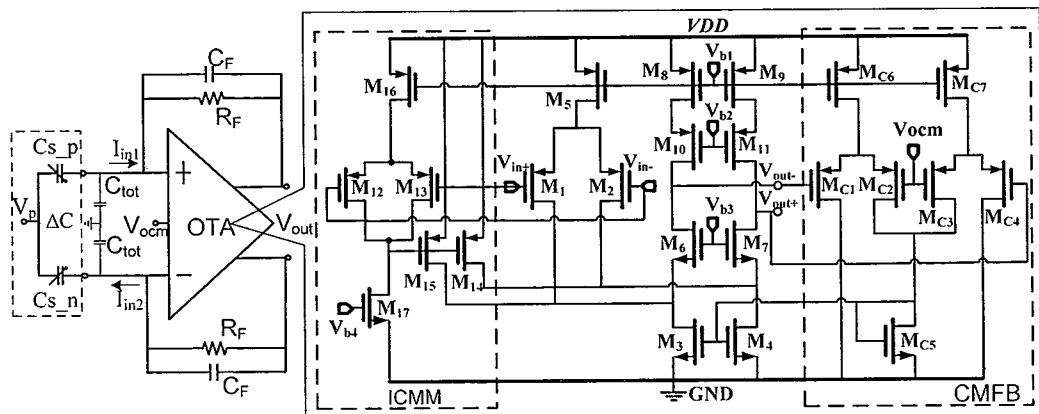


图 4.3 全差分跨阻放大器

TIA 的增益可由式 4.1 表示，其中  $V_{incm}$  为 TIA 输入共模电压，为电源电压

的一半 2.5V,  $V_p$  为微陀螺中间极板施加的极化电压, 默认取值为 18V。由式 4.1 可知, TIA 的增益与输入信号频率成正比, 并产生  $90^\circ$  相移。

$$\frac{V_{out}}{\Delta C}(s) = (V_{incm} - V_p) \cdot R_F \cdot s \quad (4.1)$$

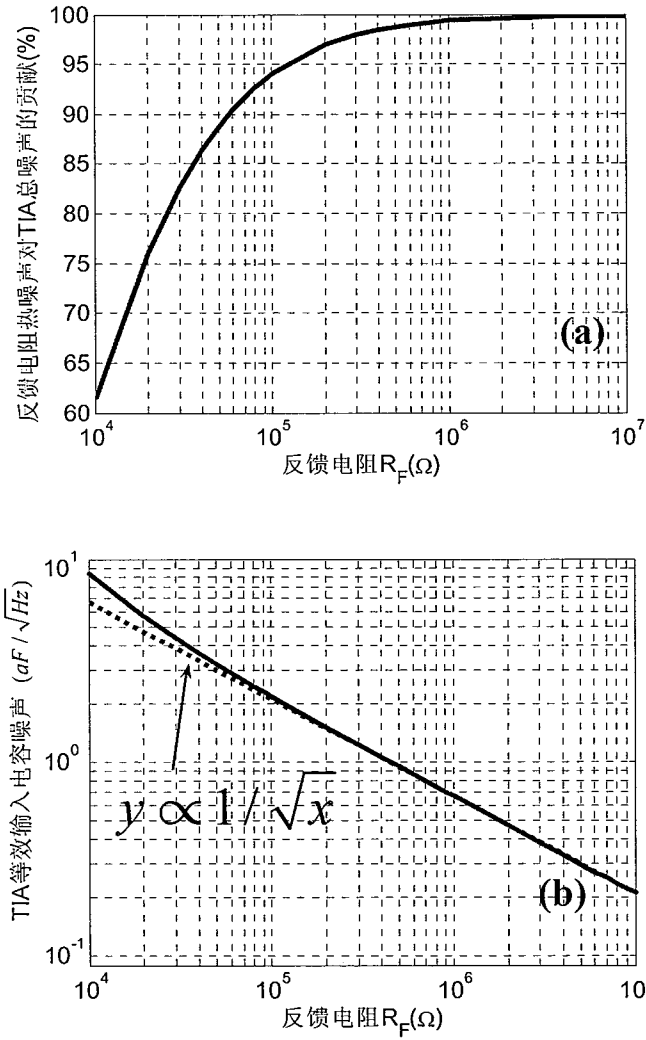
TIA 等效输入电容噪声由式 4.2 给出, 其中包括了跨导放大器 (Operational Transconductance Amplifier, OTA) 和反馈电阻  $R_F$  的噪声贡献。式 4.2 中  $C_{tot}$  为 TIA 输入节点的总寄生电容, 包括传感器极板对衬底的寄生电容、电路芯片焊盘对衬底的寄生电容和 OTA 输入端对地的寄生电容,  $\omega_0$  为微陀螺驱动方向谐振频率,  $\overline{V_{ota,n}^2}$  为 OTA 输入等效噪声。

$$\overline{C_{in,n}} = \frac{\sqrt{4k_B T / R_F \cdot 2 + \overline{V_{ota,n}^2} (1 / R_F^2 + \omega_0^2 C_{tot}^2)}}{\omega_0 (V_p - V_{incm})} \quad (4.2)$$

分析式 4.2 中反馈电阻热噪声占 TIA 总噪声的比例, 如图 4.4 (a) 的电路仿真结果所示, 反馈电阻热噪声占 TIA 总噪声的比例随反馈电阻的增大而增大。当  $R_F$  大于 100 k $\Omega$  时, 其噪声贡献大于 94%, 相比而言 OTA 的噪声可以忽略不计。而当 TIA 以电阻噪声为主时, 其输入等效电容噪声基本与  $\sqrt{R_F}$  成反比, 如图 4.4 (b) 所示, 图中实线为电路仿真结果, 虚线为斜率为 -1/2 (对数轴刻度下) 拟合曲线。当 TIA 噪声以电阻噪声为主时, TIA 的等效输入电容噪声在陀螺系统带宽内可以认为是白噪声, 则 TIA 的电容分辨率可以表示为

$$\Delta C_{min} = \frac{\sqrt{4k_B T / R_F \cdot 2}}{\omega_0 (V_p - V_{incm})} \sqrt{BW} \quad (4.3)$$

其中  $BW$  为陀螺系统带宽。由式 4.3 可知, TIA 的电容分辨率与传感器偏置电压  $V_p - V_{incm}$  成反比。本文使用的传感器偏置电压高, 因此使用 TIA 有利于提高分辨率, 降低电路复杂度。由式 4.3 进一步可知, 提高 TIA 电容分辨率的有效方法是增大反馈电阻  $R_F$ 。但考虑大电阻漏电流可能导致的电路工作失常问题和芯片面积的限制, 本设计采用 1k $\Omega$ /方块电阻的高密度电阻实现 2M $\Omega$  的  $R_F$ 。后仿真 TIA 在 2.8kHz 处的等效输入电容噪声可达到 0.47aF/rtHz。而式 4.2 中的理论计算值 (忽略 OTA 输入等效噪声) 同为 0.47aF/rtHz, 说明仿真结果与理论预测相符。



(a)反馈电阻热噪声对 TIA 总噪声的贡献; (b)TIA 输入等效电容噪声

图 4.4 TIA 噪声

### b) 稳定性

采用  $2M\Omega$  反馈电阻  $R_F$  以获得高电容分辨率的同时, 由于其与 pF 量级的寄生电容  $C_{tot}$  构成一几十千赫兹量级的低频极点, 会引入 OTA 与  $R_F$  构成的 TIA 内部环路的稳定性问题。如图 4.3 所示, 引入与  $R_F$  并联的补偿电容  $C_F$  后, 若不考虑反馈网络的负载效应, TIA 内部环路的传输函数可表示为

$$H_{loop}(s) = \frac{A_0}{1 + s/\omega_1} \frac{1 + s/\omega_f}{1 + (1/\omega_f + 1/\omega_{para})s} \quad (4.4)$$

其中  $A_0$  为 OTA 的直流增益,  $\omega_1$  为运放主极点,  $\omega_f = 1/(R_F C_F)$ ,  $\omega_{para} = 1/(R_F C_{tot})$ 。由式 4.4 知, 补偿电路  $C_F$  为环路引入了一个负的零点, 可补偿环路的相位裕度。

由于零点  $\omega_f$  总是大于环路次极点  $\omega_f \parallel \omega_{para}$ ，因此  $C_F$  取值不能过小，否则零点离次极点过远，会影响补偿的效果；但  $C_F$  取值也不能过大，否则会限制 TIA 的带宽，对读出信号产生过大相移，从而增加解调信号相位矫正的负担。设计的 TIA 中补偿电容取值为 750fF，TIA 相位裕度优于  $80^\circ$ ，带宽约为 100kHz。

在 TIA 上电阶段，OTA 中的共模反馈环路可能稳定在 TIA 的输入和输出节点同时为电源电压的错误状态。因此，如图 4.3 所示，OTA 中增加了由  $M_{12-17}$  组成的输入共模电压检测（Input Common Voltage Monitor, ICMM）电路<sup>[86]</sup>，当输入共模电压接近电源电压时， $M_5$  进入三极管区，由此镜像电流源管  $M_{16}$  的源漏电压变得非常小，拉低  $M_{14-15}$  的栅极电压导致其导通。随后  $M_{14-15}$  为  $M_{3-4}$  注入偏置电流使其工作在饱和区，这使得共模反馈（Common Mode FeedBack, CMFB）电路重新正常工作。由于 OTA 外围反馈电阻  $R_F$  的存在，当共模反馈电路拉低输出共模电平时，输入共模电平也迅速恢复到合理电平。随后  $M_{14-15}$  关闭，OTA 开始正常工作。

### c) 温度补偿

在介绍 TIA 温度补偿单元的电路设计之前，首先需要明确 TIA 温度补偿的必要性。在闭环驱动电路中，TIA 增益的温漂特性直接决定了微陀螺驱动轴振动速度幅值的温漂特性，进而影响微陀螺系统标度因子的温度特性。在检测电路中，TIA 增益的温漂特性更是直接反映在微陀螺系统标度因子中。因此，对 TIA 进行温度补偿十分必要。下面将给出 TIA 温漂特性对微陀螺系统标度因子影响的理论分析和温度补偿单元的电路设计。

首先考虑驱动电路中 TIA 温漂特性的影响。电容式微陀螺是基于哥氏力原理来检测角速度的。根据哥氏力原理，微陀螺系统的标度因子  $S_0$  可以表示为

$$S_0 = \frac{2v_{x\_amp}}{\sqrt{(\omega_{0y}^2 - \omega_{0x}^2)^2 + \left(\frac{\omega_{0y}\omega_{0x}}{Q_y}\right)^2}} \cdot G_{y/V} \quad (4.5)$$

其中  $v_{x\_amp}$  为驱动轴振动速度的幅值， $\omega_{0x}$  和  $\omega_{0y}$  分别为驱动轴和检测轴的本征角频率， $Q_y$  为检测方向品质因子， $G_{y/V}$  为检测极板位移至检测电路最终读出的增益。由式 4.5 可知，为保证微陀螺标度因子  $S_0$  恒定，需要确保驱动轴振动速度的幅值  $v_{x\_amp}$  恒定。在陀螺驱动轴， $v_{x\_amp}$  由 TIA 转变成电压信号读出，如图 4.5 所示，

TIA 输出电压幅值可以表示为

$$V_{out\_amp} = G_{TIA} \cdot v_{x\_amp} = (V_p - V_{incm}) \cdot R_F \cdot G_{C/X} \cdot v_{x\_amp} \quad (4.6)$$

其中  $G_{TIA}$  为 TIA 的增益,  $G_{C/X}$  为驱动反馈极板的位移转电容的增益系数。在闭环驱动电路中, 由于 TIA 输出电压幅值  $V_{out\_amp}$  在幅度控制环路的作用下始终保持恒定, 因此, 由式 4.6 可知, 只要 TIA 的增益  $G_{TIA}$  保持恒定,  $v_{x\_amp}$  就保持恒定, 进而可确保标度因子  $S_0$  恒定。

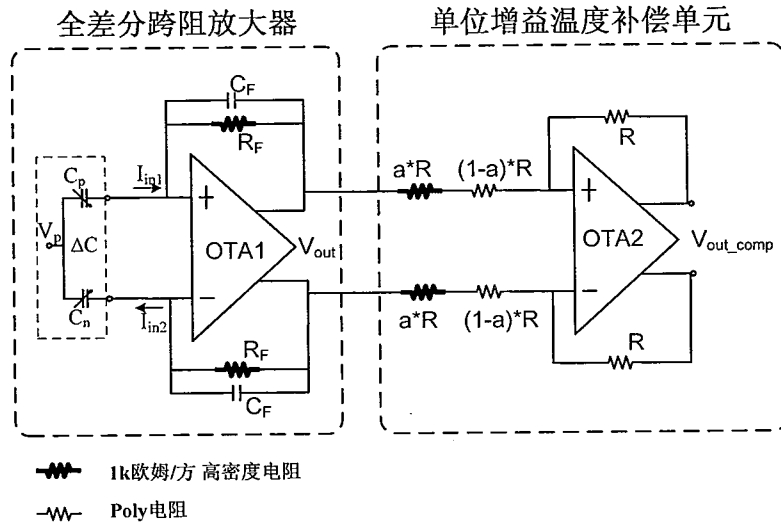


图 4.5 TIA 读出电路及其温度补偿单元

但是, 由于 TIA 的增益  $G_{TIA}$  与反馈电阻  $R_F$  成正比, 而片上电阻的温度特性通常又较差, 因而 TIA 的增益会随温度变化而变化。当考虑电阻  $R_F$  的温度特性时, TIA 的增益可以表示为

$$G_{TIA}(\Delta T) = \frac{V_{out\_amp}}{v_{x\_amp}} = (V_p - V_{incm}) \cdot G_{C/X} \cdot R_{F0} \cdot (1 + TC_{RF} \cdot \Delta T) \quad (4.7)$$

其中  $TC_{RF}$  为反馈电阻  $R_F$  的一阶温度系数,  $\Delta T$  表示与室温 ( $25^\circ\text{C}$ ) 的温差,  $R_{F0}$  为反馈电阻在室温下的阻值。由式 4.7 可获得驱动轴振动速度的幅值  $v_{x\_amp}$  随温度变化的表达式为

$$v_{x\_amp}(\Delta T) = \frac{V_{out\_amp}}{G_{TIA0} \cdot (1 + TC_{RF} \cdot \Delta T)} \approx \frac{V_{out\_amp}}{G_{TIA0}} (1 - TC_{RF} \cdot \Delta T) \quad (4.8)$$

其中  $G_{TIA0}$  为 TIA 在室温下的增益。对比式 4.7 和式 4.8 可知, 驱动轴振动速度的幅值  $v_{x\_amp}$  的温漂系数取决于 TIA 增益  $G_{TIA}$  的温漂系数, 且两系数大小相同, 方向相反。

其次考虑检测电路中 TIA 温漂特性的影响。TIA 的增益  $G_{TIA}$  为式 4.5 中  $G_{y/v}$  的一部分，因此检测电路中的 TIA 温漂特性直接反映在系统标度因子中。

本设计采用的高密度电阻的一阶温度系数  $TC_{lk}$  高达  $-2.15\text{e-}3/^{\circ}\text{C}$ ，因此对 TIA 增益进行温度补偿十分必要。本设计采用正温度系数的 Poly 电阻与高密度电阻按照一定比例接成单位增益单元，对 TIA 增益进行温度补偿，如图 4.5 所示。TIA 与温度补偿单元的总增益可以表示为

$$G_{iol}(\Delta T) = G_{TIA0}(1 + TC_{lk} \cdot \Delta T) \cdot \frac{1 + TC_{poly} \cdot \Delta T}{a(TC_{poly} \cdot \Delta T) + (1 - a)(1 + TC_{lk} \cdot \Delta T)} \quad (4.9)$$

其中， $a$  为温度补偿单元中高密度电阻占总电阻  $R$  的比例系数， $TC_{poly}$  为 poly 电阻的一阶温度系数，值为  $5.54\text{e-}4/^{\circ}\text{C}$ 。对式 4.9 进行泰勒展开并忽略高次项，可简化为

$$G_{iol}(\Delta T) \approx G_{TIA0} \left\{ 1 + [a \cdot TC_{lk} + (1 - a) \cdot TC_{poly}] \cdot \Delta T \right\} \quad (4.10)$$

令式 4.10 中的一阶温度系数为零可得比例系数  $a$  约为 0.2。按此电阻比例设计温度补偿单元，补偿前后 TIA 电路输出幅值温漂系数的仿真结果在图 4.6 中显示。仿真结果表明，在  $-40^{\circ}\text{C}$  至  $85^{\circ}\text{C}$  范围内，TIA 增益温漂系数从补偿前的  $-2140\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$  提高到了补偿后的  $+62\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 。

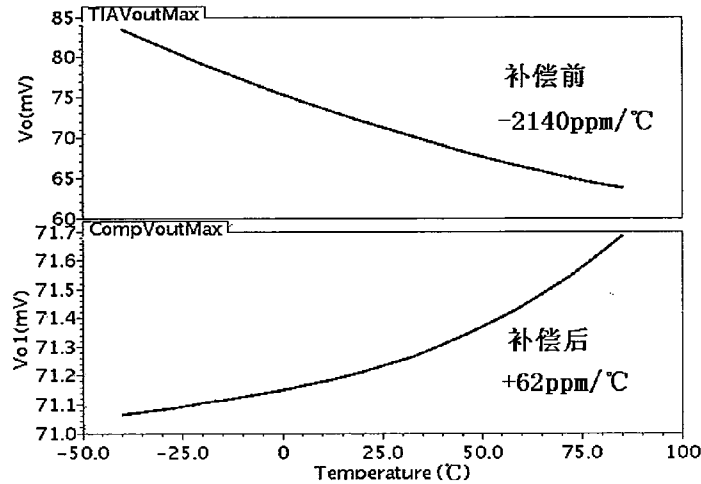


图 4.6 TIA 增益温度补偿的仿真结果

#### 4.3.2 有源高通滤波器

有源高通滤波器被用来消除直流失调，其结构如图 4.7 所示。高通滤波器的传输函数可以表示为

$$H_{HPF}(s) = \frac{sR_1C_1}{1 + sR_1C_2} \quad (4.11)$$

其中  $R_1$  为反馈电阻。由于微陀螺驱动轴的谐振频率在 3kHz 左右，为了保证足够小的信号相移，滤波器的-3dB 拐点需设置 300Hz 以内。本设计滤波器拐点频率设置约为 300Hz，片上电容  $C_2$  取 2pF，因此反馈电阻  $R_1$  需为 260M $\Omega$ 。

本设计采用了工作在线性区的 PMOS 管实现反馈电阻  $R_1$ <sup>[32]</sup>。工作在线性区的 PMOS 管的阻值可由 4.12 式表示，其阻值与宽长比成和过驱动电压 ( $V_{gs}-V_{th}$ ) 成反比。

$$R_{on} = \frac{1}{\mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})} \quad (4.12)$$

本设计中 PMOS 管  $M_{1-9}$  的宽长比均取为 1 $\mu\text{m}/50\mu\text{m}$ 。而  $M_{1-9}$  的过驱动电压由工作在饱和区的偏置管  $M_b$  进行控制。 $M_b$  与  $M_{1-9}$  的过驱动电压一致，为获得  $M_{1-9}$  的高阻抗，要求偏置管  $M_b$  也要有高阻抗，因此  $M_b$  管的偏置电流  $I_b$  设置为 8nA 左右。滤波器中的 OTA 采用了标准两级结构的运放，同时也采用了与 TIA 中相同结构的 ICMM 电路防止输入输出共模电压同时被驱动到电源电压。

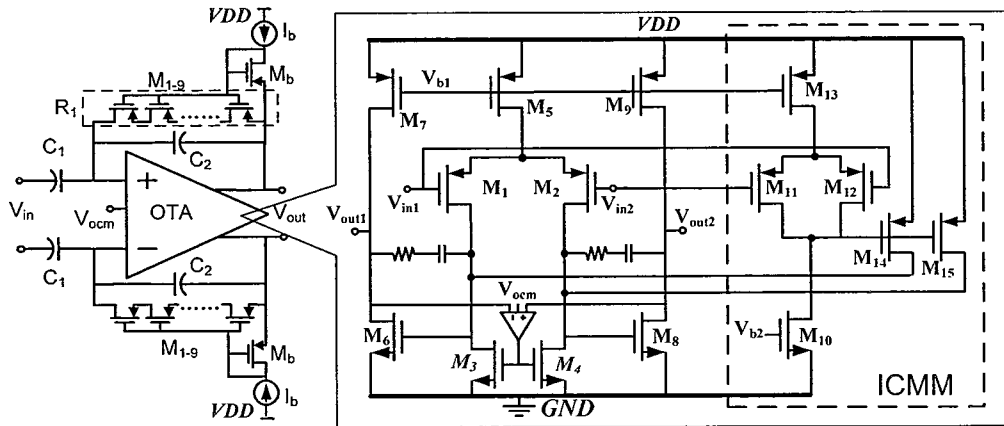


图 4.7 有源高通滤波器

在 Cadence 环境下用 Spectre 仿真器对高通滤波器的 AC 特性进行仿真，仿真结果如图 4.8 所示，高通滤波器的拐点频率约为 360Hz，在 3kHz 处的相移为 6.6°。

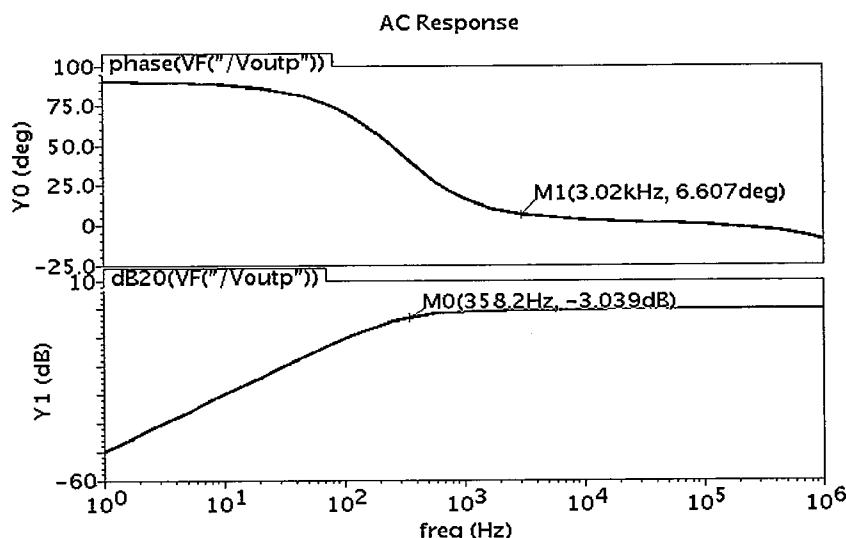


图 4.8 高通滤波器 AC 仿真结果

### 4.3.3 Gm-C 结构 PI 控制器

比例积分 (PI) 控制器是微陀螺闭环驱动电路中的重要模块, 常被用来改善闭环驱动电路的瞬态响应特性。下面首先分析 PI 控制器在驱动电路中的设计要求。

由 3.3.2 小节中对幅度控制环路的线性化分析可知, 当环路中形成零级偶对时, 幅度控制环路有最佳的瞬态响应特性, 即满足

$$\frac{K_I}{K_p} = \frac{\omega_x}{2Q} \quad (4.13)$$

但由于微陀螺加工工艺的误差或者其应用环境的变化, 微陀螺驱动轴的品质因子  $Q$  会发生剧烈变化。因此, 为获得最佳的环路瞬态特性, 需要保证设计的 PI 控制器有足够的参数可调范围。

其次, 积分器的损耗需要在 PI 控制器设计中进行考虑。根据 3.3.2 小节中的理论分析, 幅度控制环路对微陀螺参数变化的抑制能力与其环路增益成正比。在大部分应用中, 微陀螺的参数变化都非常缓慢, 因此需要尽量增大幅度控制环路的直流增益。理想积分器可以提供无穷大的直流增益, 但实际电路实现的积分器都存在损耗, 其表达式为

$$H_I(s) = \frac{K_I}{s + q} \quad (4.14)$$

其中  $q$  为积分器损耗。考虑积分器损耗时幅度控制环路的直流增益可表示为

$$H_{loop}(0) = K_{total} \frac{2Q}{\omega_x} \cdot \left( K_p + \frac{K_I}{q} \right) \quad (4.15)$$

由式 4.15 可知，为增大环路直流增益，提高幅度控制环路对微陀螺参数变化的抑制能力，需要在 PI 控制器设计时尽量降低积分器的损耗。在保证上述两个设计要求的前提下，需要尽量降低 PI 控制器的功耗和芯片面积。

图 4.2 中 PI 控制器和减法器的传统实现方式为由多个运放结合电容电阻在印刷电路板（PCB）上实现<sup>[60,65]</sup>，其电路结构框图如图 4.9 所示。PI 控制器的传输函数可以表示为

$$\frac{V_{out}}{V_{ref} - V_{in}}(s) = K_p + K_I \frac{1}{s} = \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{sC_2R_3} \quad (4.16)$$

其中  $V_{in}$ ， $V_{out}$ ， $V_{ref}$  分别为输入、输出和参考信号。由式 4.16 可知，当 PI 控制器在 PCB 板上实现时，PI 控制器中比例系数  $K_p$  和积分系数  $K_I$  可以通过调节 PCB 板上的电阻或电容值分别调节，因此参数的可调范围可以得到充分保证。但若将此电路应用于集成电路设计，有如下缺点。首先，4 个运算放大器会消耗大量功耗和芯片面积。其次，为了独立调节  $K_p$  和  $K_I$ ，可将电阻  $R_1$  和  $R_3$  放置在片外，这样就需要至少多引出 3 个焊盘，从而消耗额外的芯片面积。另外，由于有源积分器的损耗与运放的单位增益带宽成反比。因此，为获得较小的积分器损耗，需要增大运放单位增益带宽而消耗更多的功耗。

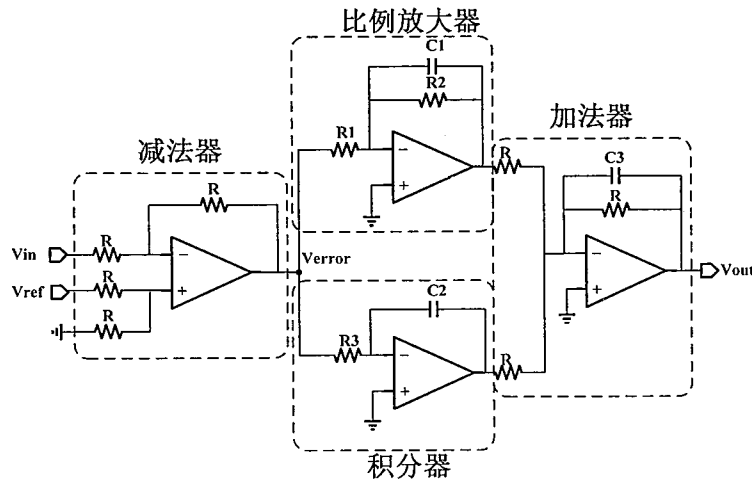


图 4.9 传统的 PI 控制器

本文提出了一种 Gm-C 结构的 PI 控制器，其仅由一个片内的跨导放大器和

一个片外的电阻电容网络组成,可同时实现减法、比例和积分功能,相比传统方法显著减少了芯片功耗和面积。片外的电容电阻网络在充分保证参数可调性的同时,仅需引出一个焊盘,进一步减小了芯片面积。本文设计 Gm-C 结构的 PI 控制器的电路框图如图 4.10 所示。其工作原理为误差电压信号  $V_{ref}-V_{in}$  经过运算跨导放大器 (Operational Transconductance Amplifier, OTA) 转换成误差电流信号  $I_e$ , 此误差电流信号经电阻电容网络进行比例放大和积分运算后输出电压信号  $V_{out}$ 。

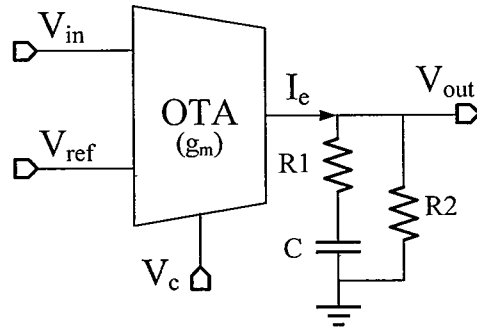


图 4.10 Gm-C 结构 PI 控制器框图

实现的 PI 控制器的传输函数可以表示为

$$H_{PI}(s) = g_m R_1 \frac{R_L}{R_1 + R_L} + g_m / C \frac{(R_L / (R_1 + R_L))^2}{s + 1 / (C (R_1 + R_L))} \quad (4.17)$$

其中,  $R_L$  为跨导放大器输出电阻  $R_o$  与片外电阻  $R_2$  的并联。由于运跨导放大器的输出阻抗  $R_o$  会随输出电压  $V_{out}$  变化, 由此引起积分器损耗的变化。因此, 取  $R_2 \ll R_o$  以稳定控制器工作时积分器的损耗值。另外, 为使得比例系数  $K_P$  与电阻  $R_1$  近似成正比以方便比例系数的调节, 取  $R_1 \ll R_2$ 。由此, 当满足  $R_1 \ll R_2 \ll R_o$  时, 式 4.17 中的比例系数  $K_P$ 、积分系数  $K_I$  和积分器损耗  $q$  可以表示为

$$\begin{cases} K_P \approx g_m R_1 \\ K_I \approx g_m / C \\ q \approx 1 / (C R_2) \end{cases} \quad (4.18)$$

由式 4.18 可知,  $K_P$  和  $K_I$  可以通过分别调节片外的电阻  $R_1$  和电容  $C$  独立调节, 也可以通过调节片内的 OTA 等效的  $g_m$  同时调节, 如此可以保证 PI 控制器有足够的参数可调范围。另外, 由式 4.18 可知, 通过增大  $R_2$  可以减小积分器的损耗, 相应的要求设计的跨导放大器有高输出阻抗  $R_o$ 。

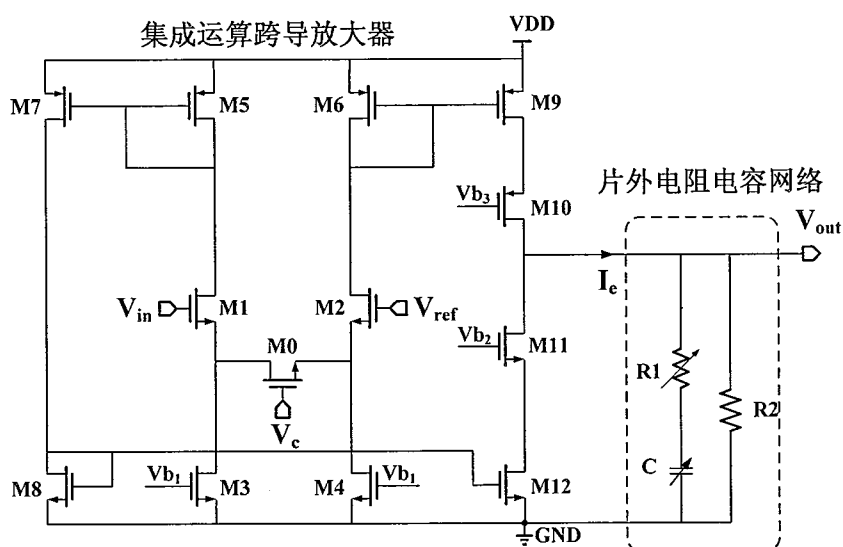


图 4.11 Gm-C 结构 PI 控制器电路图

实现的 Gm-C 结构 PI 控制器的电路图如图 4.11 所示。跨导放大器采用源极负反馈技术以提高放大器的线性度, 其中源极负反馈电阻  $R_s$  由工作在深度线性区的  $M_0$  管实现。 $M_0$  管的等效电阻  $R_s$  可以表示为

$$R_s = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_c - V_s - V_{th})} \quad (4.19)$$

其中  $V_c$  和  $V_s$  分别为  $M_0$  管栅极电压和源级电压。跨导放大器的等效跨导可以表示为

$$g_m = \frac{g_{m1,2}}{1 + g_{m1,2} R_s / 2} \approx 2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_c - V_s - V_{th}) \quad (4.20)$$

其中  $g_{m1,2}$  为差分对管  $M_1$  和  $M_2$  的等效跨导, 且满足  $g_{m1,2}R_s/2 \gg 1$ 。结合式 4.18 和式 4.20 可知, 通过调节  $M_0$  管的栅极电压  $V_c$ , 可以同时调节参数  $K_P$  和  $K_I$ 。跨导放大器的输出级采用共源共栅结构, 实现的输出电阻可达 100M 欧姆。跨导放大器的工作静态电流为 190 $\mu$ A, 功耗小于 1mW。片外电阻  $R_2$  取 5M 欧姆, 这样可以获取稳定且较小的积分器损耗。

为验证 Gm-C 结构 PI 控制器的功能, 对其进行瞬态波形仿真。仿真条件设置如下, 参考电压  $V_{\text{ref}}$  始终为 2.7V, 输入电压  $V_{\text{in}}$  初始值为 2.7V, 1ms 后跳变至 2.69V, 50ms 后又恢复至 2.7V,  $M_0$  的栅极控制电压  $V_c$  设置为 3.4V, 片外可调电阻  $R_l$  设置为 110k $\Omega$ , 片外可变电容  $C$  设置为 180nF。仿真结果如图 4.12 所示,

输出信号  $V_{out}$  在 1ms 处产生 101.8mV 的向上跳变，由此可以计算比例系数  $K_P = 101.8\text{mV}/10\text{mV} \approx 10$ 。1ms 后 10mV 的误差电压经 OTA 产生的误差电流对电容积分，输出信号  $V_{out}$  逐渐升高，50ms 内上升值为 242.6mV，由此可以计算积分系数  $K_I = 242.6\text{mV}/10\text{mV}/0.05\text{s} \approx 480$ 。

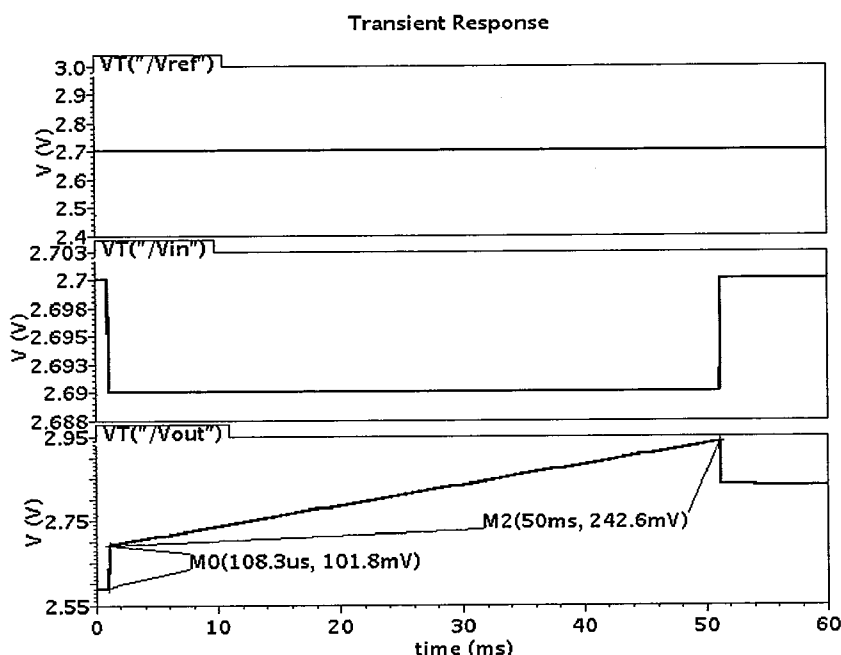


图 4.12 Gm-C 结构 PI 控制器瞬态仿真结果

#### 4.3.4 锁相环及解调信号相位矫正电路

锁相环 (Phase Lock Loop, PLL) 有广泛的应用领域，包括频率倍增与合成、时钟数据同步与恢复、载波提取及调制解调等。本文中的锁相环主要作用是将驱动信号进行倍频，然后产生正交的解调信号。为了产生严格同步的解调信号，以消除机械正交误差的干扰，本文设计的锁相环采用了解调信号相位矫正技术，即在分频器单元中采用移位寄存器技术调节解调信号相位，实现了优于  $1^\circ$  的相位调节精度。

本文采用的锁相环结构为典型的三阶电荷泵锁相环结构，如图 4.13 所示，由鉴频鉴相器 (Phase/Frequency Detector, PFD)，电荷泵 (Charge Pump, CP)，二阶无源滤波器，压控振荡器 (Voltage-Controlled Oscillator, VCO) 和 N 分频器组成，其开环环路增益可表示为

$$H(s)_{loop-gain|open} = \frac{I_p}{2\pi} \left( \left( R_p + \frac{1}{sC_p} \right) \parallel \left( \frac{1}{sC_2} \right) \right) \frac{K_{VCO}}{s} \frac{1}{N} \quad (4.21)$$

其中  $I_p$  为电荷泵电流,  $K_{VCO}$  为 VCO 增益,  $N$  为分频比。设计中参数选取如下,  $I_p$  为  $40\mu A$ ,  $K_{VCO}$  为  $2MHz/V$ ,  $N$  为 1024, 环路带宽为  $500Hz$ 。由文献[87]中三阶锁相环滤波器的计算方法计算可得  $C_p$  与  $C_2$  都在  $nF$  量级, 因此两个电容都放在片外。下面将详细介绍电荷泵、压控振荡器和分频器等电路模块的具体设计。

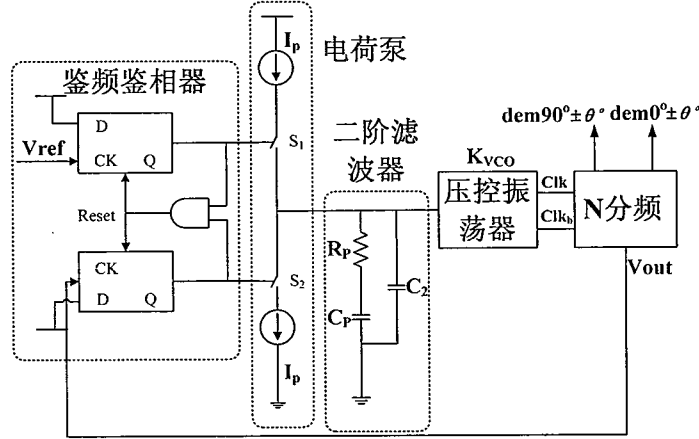


图 4.13 电荷泵锁相环结构框图

PFD 采用常用的两个带边沿触发 D 触发器的结构。由于电荷泵中采用了互补开关, 为了使互补开关有同时开启的一段时间以减小充放电电流毛刺, 故将 PFD 的差分输出信号处理成两相非交叠信号。PFD 电路与两相非交叠电路都比较常见, 在此不再赘述。

电荷泵采用低失配结构<sup>[88]</sup>, 如图 4.14 所示, 包括电荷泵核心电路、反馈控制电路和偏置电路三部分。电荷泵核心电路如图 4.14 右边部分, 为了解决电荷注入和时钟馈通问题, 采用了四对互补开关。这样, 电路中充放电电流源是一直导通的, 不需要对环路滤波器充放电时, 电流源切换到左路。这样配置的好处是不存在电流源通断切换而产生的电流毛刺。 $V_n$  与  $V_p$  间的单位增益放大器迫使两点电位相同, 使得电流源在左路和右路之间切换时, X 点和 Y 点的电位保持不变, 这样能消除因为上下电流源管工作在不相等的漏源电压而引起的系统性失配, 从而减小静态相位误差。作为这个策略的进一步补充, 用到了一个复制的偏置电压环路, 由偏置电路和反馈控制电路组成, 其输出电压  $V_e$  与电荷泵不被用到的输出端电压  $V_n$  进行比较, 用来解决输出点  $V_p$  电压变化时, 由于沟道长度调

制效应引起的充放电电流不匹配问题。补偿电容  $C$  是为了保证环路稳定性。

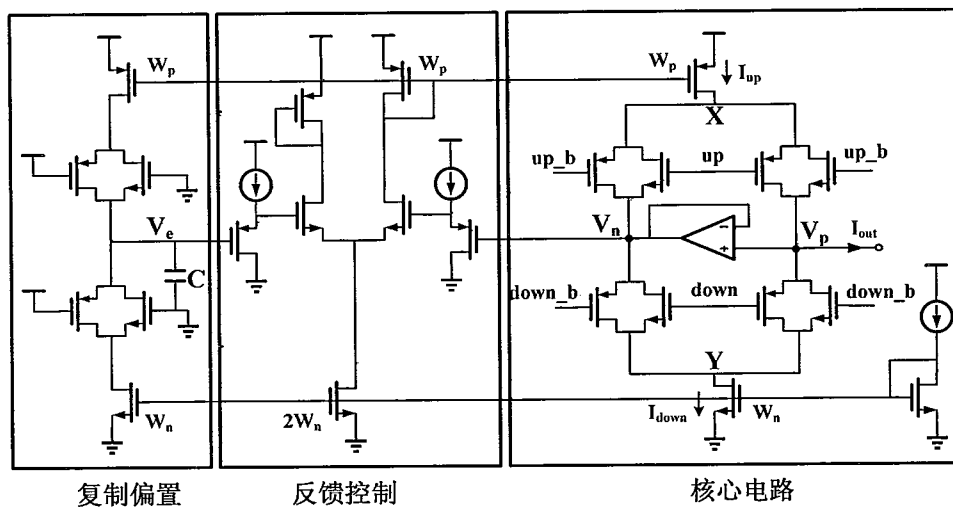


图 4.14 低失配电荷泵电路

相比于 LC 振荡器，环形振荡器具有调谐范围宽，易于集成的优点，并且环形振荡器的振荡频率较低，适合应用于 kHz 锁定频率的锁相环中。本文设计的锁相环采用四级环形振荡结构，如图 4.15 所示。其中，增益级采用宽调节范围的全差分结构<sup>[89]</sup>，为增大单级增益级的延迟，片内集成了 2.5pF 的负载电容  $C_L$ 。缓冲级采用了电流镜负载的差分增益级将差分信号转成单端信号，并由反相器整形成方波信号。

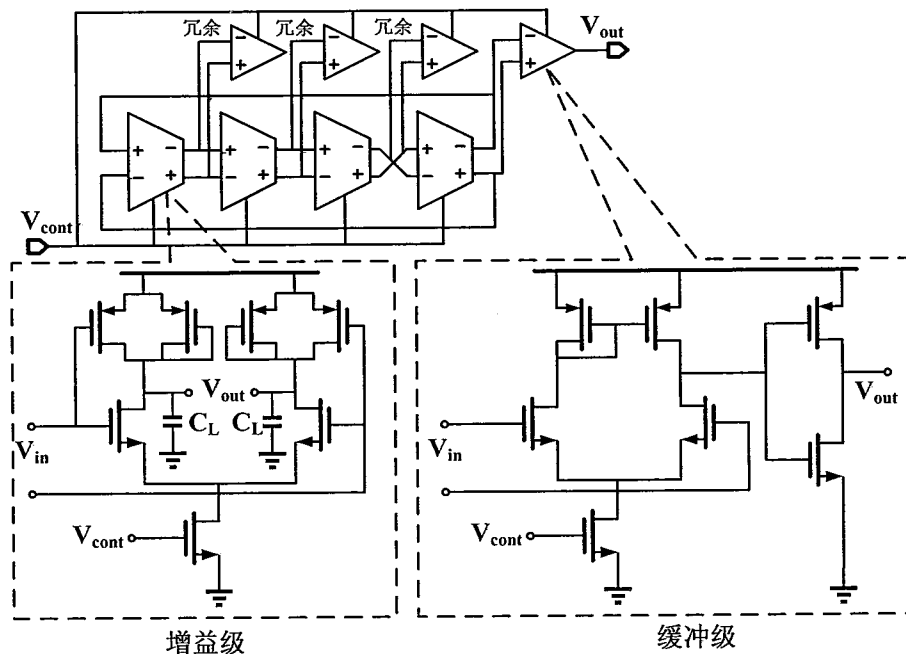


图 4.15 四级环形压控振荡器电路图

锁相环中的无源滤波器在上电时一般电位为 0V，即 VCO 控制电压  $V_{cont}$  为 0V，此种情况下 VCO 的增益级的增益为 0，则 VCO 无法正常起振。为了解决这个问题，在无源滤波器和 VCO 之前增加了源极跟随电路将控制电压  $V_{cont}$  提升了约 1.3V，如此能保证 VCO 在上电时能正常起振。但增加了源极跟随电路后 VCO 电路中的高频振荡信号会严重的泄漏到控制电压  $V_{cont}$  上，因此，在源极跟随电路后增加了 100pF 的片外电容进行滤波。

下面将着重介绍解调信号相位矫正电路。如 2.3 节中所述，由于检测通路中存在微陀螺器件机械信号相移和读出电路电信号相移，且相移大小不可确定，对产生相位严格正交的解调信号提出了挑战。传统的解调信号相位调节主要基于模拟 RC 移相电路，由于微陀螺谐振频率通常在几千赫兹，导致电容电阻无法在片内集成。并且对于不同的微陀螺谐振频率，移相电路设计需要选取不同的电阻电容值。本文提出的解调信号相位矫正技术主要通过分频器单元中采用移位寄存器技术来实现解调信号相位的矫正功能，其相位调节与微陀螺谐振频率无关，调节精度可达到  $1^\circ$  以内。

可调相移分频器电路如图 4.16 所示，其中正交解调信号的相移分别由 3 个延时单元实现，每个延时单元由分频器前端产生的不同时钟信号  $Clk_1 \sim 3$  控制产生不同的延时。延时单元采用移位寄存器技术实现信号相移，如图 4.16 下图所示，即通过频率较快的时钟信号  $Clk_1$  寄存频率较慢的解调信号  $D_0$  产生延时信号  $D_1 \sim 3$ ，并由控制端 Ctr 控制多路选择器（Mux）选择输出。

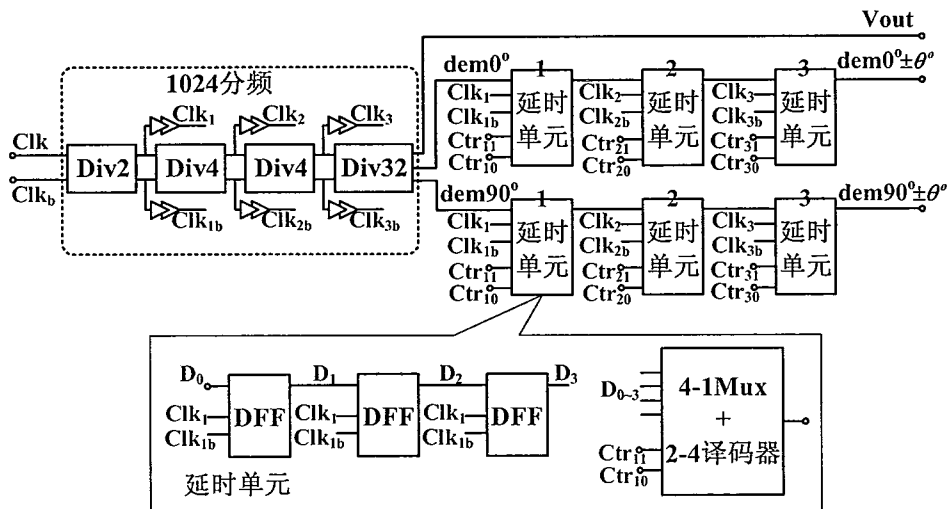


图 4.16 基于移位寄存器技术的可调相移分频器

图 4.17 显示了分频器设置成最小可调相移情况下的电路仿真结果。图中经 1024 分频后所得的解调信号  $D_0$  经过由  $Clk_I$  控制的寄存器寄存 1 拍，输出信号  $D_I$ ，其相移可折算为  $0.7^\circ$  ( $360^\circ/512$ )。设计的可调相移分频器中采用了 3 个延迟单元级联，则可调的相移  $Ph$  可表示为

$$Ph = 360^\circ \cdot \left( \frac{Ctr_1}{512} + \frac{Ctr_2}{128} + \frac{Ctr_3}{32} \right), \quad Ctr_1, Ctr_2, Ctr_3 \in [0, 1, 2, 3] \quad (4.22)$$

由式 4.22 可知，通过 3 个延迟单元产生的正交解调信号可实现精度和步长为  $0.7^\circ$ ，范围为  $0 \sim 44.3^\circ$  的可调相移，从而完全消除正交误差信号的干扰，扩大微陀螺系统的量程。

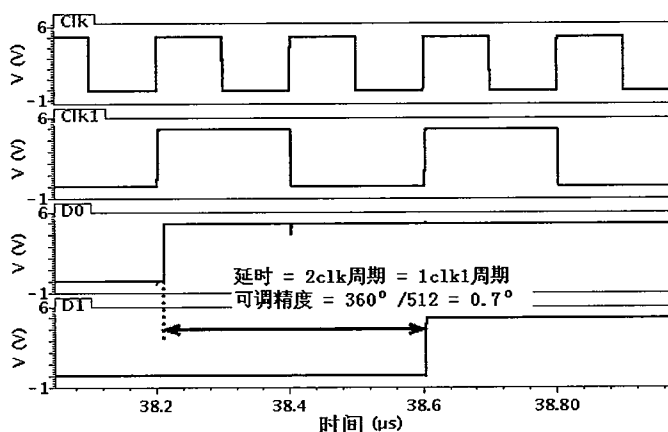


图 4.17 可调相移分频器仿真结果

此外，为扩大锁相环的锁定范围，在图 4.16 所示的分频器在还采用了一级 2~7 分频可调的分频器，可以通过片外调节，默认分频比为 4。如此，整个分频器默认分频比为 1024，最大分频比为 1792，最小分频比为 512。

#### 4.3.5 可变增益放大器

可变增益放大器 (VGA) 采用源极负反馈方法实现可变增益。两级相似结构的 VGA 级联可以提供  $0 \sim 35\text{dB}$  的增益变化范围，以保证驱动闭环电路有足够的环路增益起振。单级差分线性的 VGA 结构如图 4.18 所示。其中， $M_3$  和  $M_4$  为线性跨导输入对管， $M_5$  和  $M_6$  为提供高增益的动态负载管， $M_7$  和  $M_8$  用来改善线性度， $M_9$  为源极负反馈管。类似于 PI 控制器中的跨导放大器的增益计算，VGA 的增益可以表示为

$$A_v = 2\mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_9 (V_{gs9} - V_{th}) R_L \quad (4.23)$$

其中  $R_L$  为负载管  $M_5$ 、 $M_6$  的等效电阻。由式 4.23 可知, VGA 的增益可以通过控制  $M_9$  管的栅极电压线性控制。

VGA 的共模反馈 (Common Mode FeedBack, CMFB) 电路采用基于双差分对的结构, 由  $M_{10-17}$  和电容  $C_1$  和  $C_2$  组成。其中  $C_1$  和  $C_2$  为 Miller 补偿电容, 用来补偿共模反馈环路的相位裕度。 $M_{10-13}$  管的过驱动电压设置为 750mV 左右, 以保证在 VGA 输出信号摆幅较大时共模反馈电路仍然正常工作。

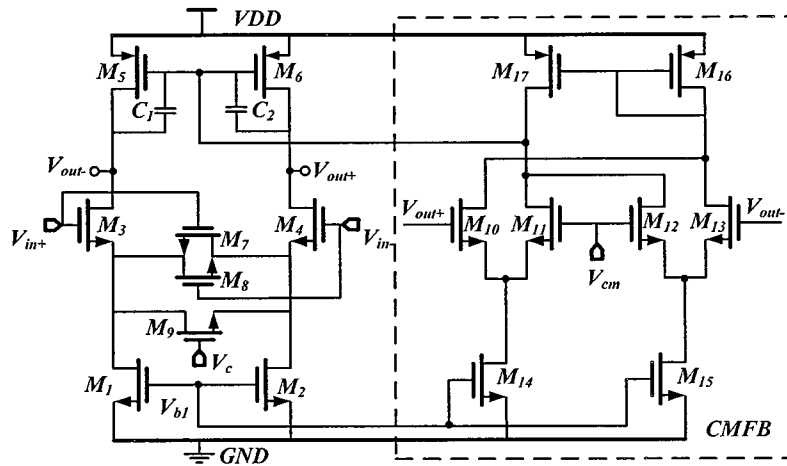


图 4.18 单级 VGA 电路图

#### 4.3.6 其他电路模块

本设计中的比较器采用传统迟滞比较器结构, 如图 4.19 所示, 其主要由前置放大、锁存器、自偏置差分放大和输出驱动四部分构成, 可较好得解决输入信号噪声引起的阈值点误翻转问题。

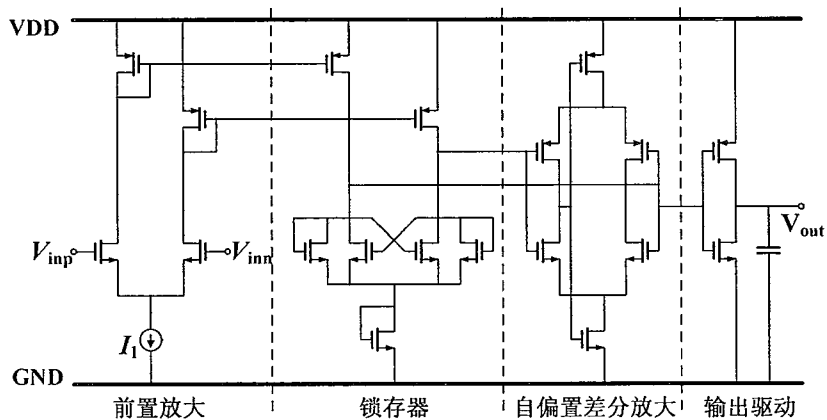


图 4.19 迟滞比较器

整流器采用自解调结构,如图 4.20 所示。输入差分信号经迟滞比较器与非交叠时钟产生四路解调信号供解调开关使用。在解调信号的控制下,解调开关对输入差分信号进行全波整流,输出的差分信号经仪表放大器转成单端信号输出。解调开关前后的滤波电容和缓冲器是为了减小解调开关产生的毛刺对前后级的影响。

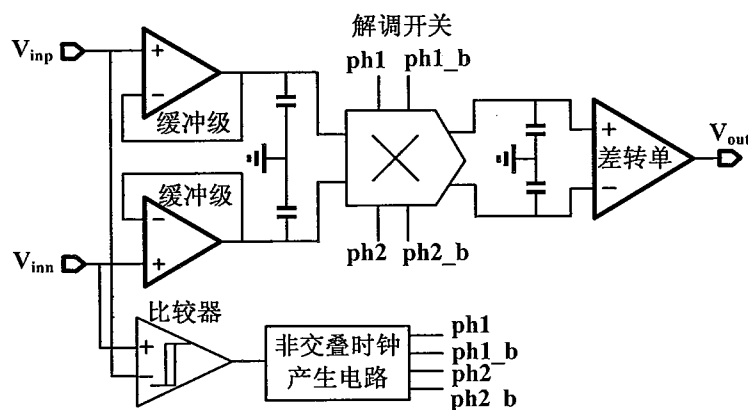
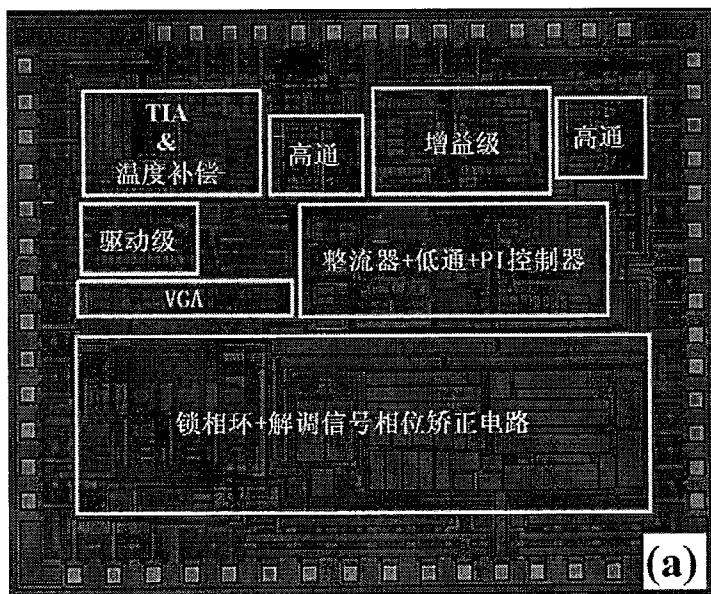
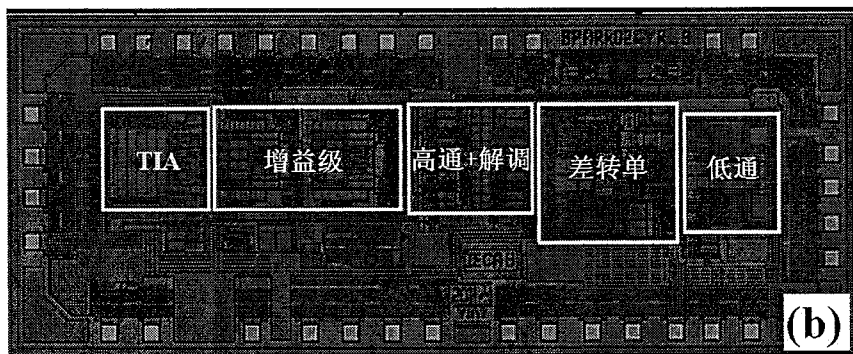


图 4.20 整流器

#### 4.4 芯片的独立测试

接口电路芯片采用 Global Foundry 公司的  $0.35\mu\text{m}$  标准 CMOS 工艺流片,电源电压为 5V。驱动芯片和检测芯片的显微照片如图 4.21 所示。驱动芯片的面积为  $2.5\times 2\text{ mm}^2$ ,检测芯片的面积为  $2.9\times 1.1\text{ mm}^2$ 。





(a)驱动芯片；(b)检测芯片

图 4.21 接口电路芯片显微照片

本节将主要介绍驱动芯片中的 TIA 和 PLL 两个模块的性能测试情况。主要测试了 TIA 读出电路的噪声和温度补偿性能以及锁相环的锁定范围。

如图 4.22 所示，TIA 读出电路的差分输出信号经 AD620 芯片转成单端信号并去除直流分量后由频谱分析仪测试其噪声。TIA 的输入节点悬空，由于 TIA 反馈电阻的存在，输入节点的偏置电压可由输出节点提供。

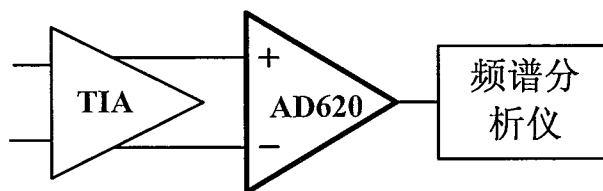


图 4.22 TIA 噪声测试原理图

图 4.23 显示了测得的 TIA 输出噪声频谱，在 1~10kHz 范围内噪声频谱基本可以认为是白噪声，在 5kHz 处，输出噪声电压为 346.5nV。将此输出噪声根据式 4.24 折算成等效输入电容噪声，式中频率  $f$  取 2.8kHz， $V_p$  为 18V， $V_{incom}$  为 2.5V，反馈电阻  $R_f$  为 2MΩ，可得 TIA 的等效输入电容噪声为 0.63aF/rtHz。

$$C_n = \frac{V_{out,n}}{(V_p - V_{incom}) 2\pi f R_f} \quad (4.24)$$

测试结果比仿真结果 0.47aF/rtHz 略有增大，分析原因主要由测试时的环境噪声和电源噪声引起。

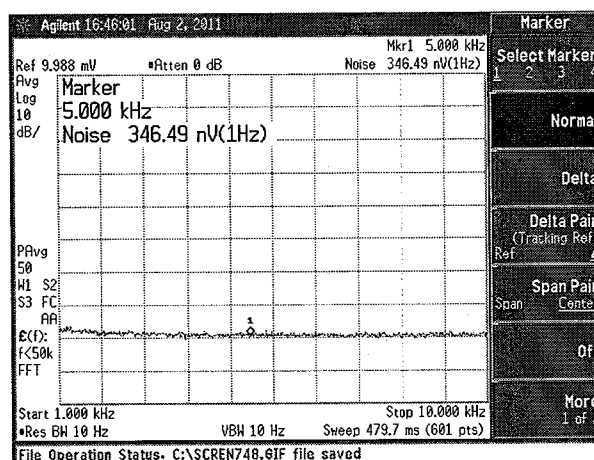


图 4.23 TIA 输出噪声频谱

将驱动芯片放置于高低温箱中对 TIA 电路的温度补偿性能进行测试, 测试原理图如图 4.24 所示, 在 TIA 前端接电容, 输入信号为 5kHz, 200mVpp 差分信号。温度从-40°C 上升到 85°C, 测量 TIA\_N 和 TIA\_CN 两点的输出有效幅值。

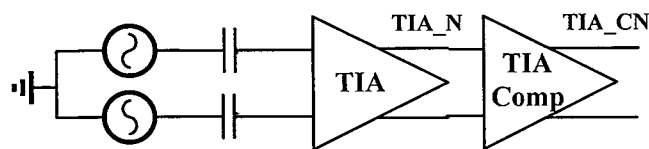


图 4.24 TIA 增益温度补偿的测试原理图

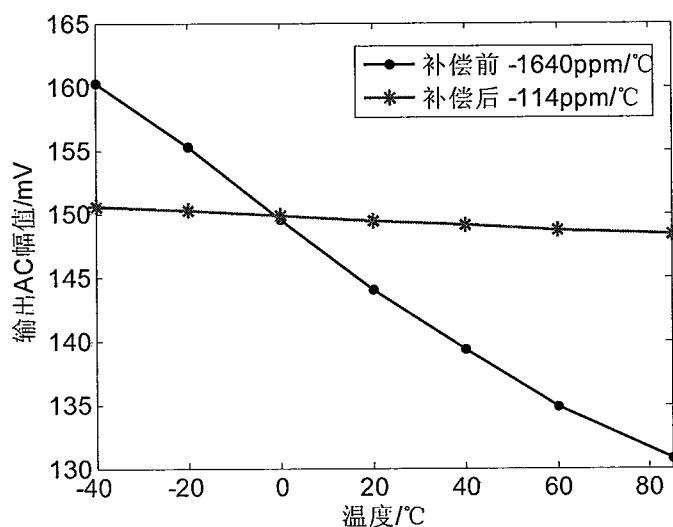


图 4.25 TIA 增益温度补偿的测试结果

测得的数据绘制成曲线如图 4.25 所示, TIA 增益的温漂系数从补偿前的-1640 ppm/°C 提高到了-114 ppm/°C。由 4.3.1 节中式 4.8 的分析可知, 在幅度控制环路

的作用下,驱动轴振动速度幅值的温漂系数也从补偿前的  $1640 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$  提高到了  $114 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ , 约 14 倍的改进。此测试结果与 4.3.1 节中仿真结果有所差异, 主要原因是由电阻加工工艺较大偏差引起。

如图 4.26 所示, 在芯片中预留的锁相环参考信号输入端用信号发生器施加参考信号  $V_{\text{ref}}$ , 由 Tektronix DPO 7104 示波器测试输出信号  $V_{\text{lo}}$ 。通过调节 PLL 中可调分频器的分频倍数, 测得 PLL 锁定范围为  $1.5\text{kHz}\sim 18\text{kHz}$ , 其中最大锁定频率在分频比设为 512 分频时测得。由于接口电路芯片针对的电容式微陀螺驱动轴的谐振频率一般在  $3\sim 8\text{kHz}$  之间, 因此设计的 PLL 的锁定范围完全可以满足要求。

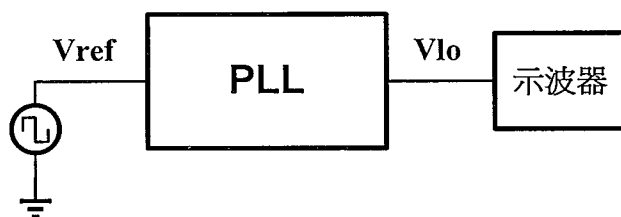


图 4.26 PLL 测试原理图

## 4.5 芯片与微陀螺联合测试

### 4.5.1 闭环驱动电路的功能和性能测试

接口电路芯片与电容式微陀螺的联测 PCB 如图 4.27 所示, 驱动芯片和检测芯片分别放置于微陀螺的两侧, 并尽可能得靠近微陀螺, 以减小关键路径的信号耦合。PCB 上的拨码开关主要用来调节芯片的增益和矫正解调信号的相位。微陀螺由合作方进行设计制造, 其显微照片如图 4.27 右图所示。微陀螺采用了真空封装以提高灵敏度, 驱动轴的品质因子为 1368, 频率约为  $8\text{kHz}$ 。

使用电容计 HIOKI 3532-50 测得微陀螺的驱动和驱动反馈端的寄生跨接电容约为  $200\text{fF}$ , 此寄生电容会引起驱动闭环电路的电学振荡。如图 4.28 所示, 当微陀螺质量块上施加的极化电压  $V_p$  为  $10\text{V}$  时, 闭环驱动电路在  $71\text{kHz}$  处发生电学振荡, 此时 VGA 的输入信号幅值达到  $2\text{Vpp}$  左右, 远大于幅度控制环路期望的控制值 (约  $300\text{mVpp}$ ), 说明此时幅度控制环路失效。此时驱动电路中  $1\sim 120$  可调增益级设置为 8 倍。

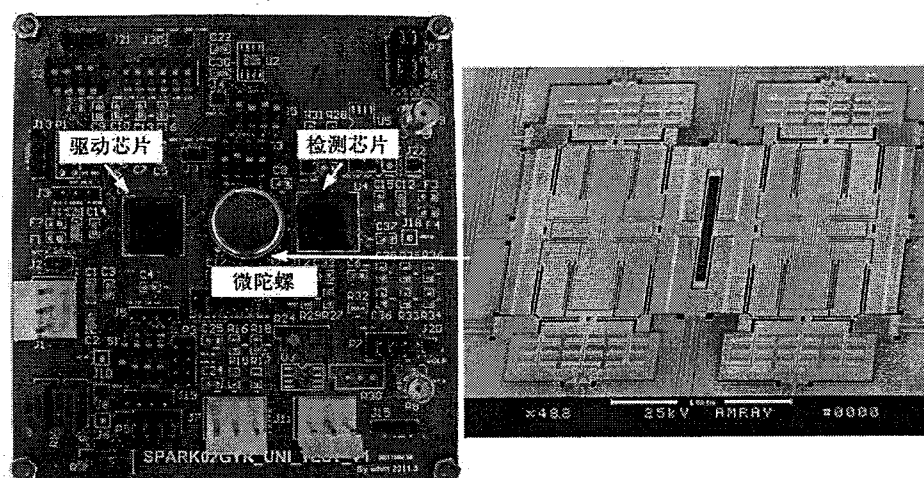


图 4.27 芯片与微陀螺联测 PCB 与微陀螺显微照片

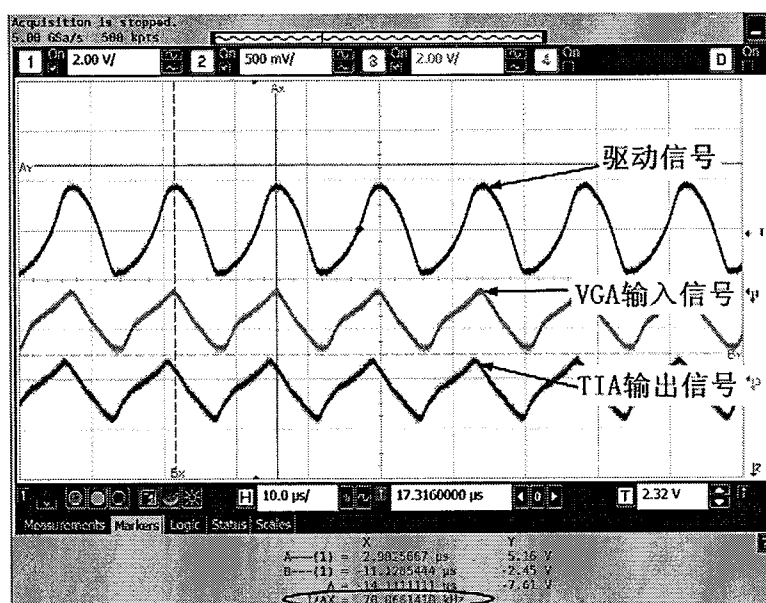


图 4.28 闭环驱动电路的电学振荡

将极化电压  $V_p$  提高至 19V，并降低可调增益级的增益至 2 倍，闭环驱动电路能够振荡在微陀螺驱动轴谐振频率上。电路的起振波形如图 4.29 所示，在前 250ms，信号交替振荡在几 kHz 微陀螺的谐振频率与几十 kHz 的电学振荡频率上，如图右上角的放大波形所示。分析原因如下，在驱动电路起振阶段，由于 VGA 处于最大增益状态，驱动电路的环路增益较大，所以此时电路中同时存在电路与微陀螺的“电学-机械”振荡点和电路与寄生跨接电容的“电学振荡”点。将  $V_p$  提高后，电学-机械振荡的环路增益得到增大，而电学振荡的环路增益并没有增大，从而使得振荡点更容易落入微陀螺谐振点。随着幅度控制环路逐渐起作用，

VGA 的增益逐渐降低, 环路增益减小而导致电学振荡点消失, 从而在 250ms 后驱动电路稳定的振荡在微陀螺谐振频率上。此测试结果验证了 3.3 节中提出的避免电学振荡方法的正确性。

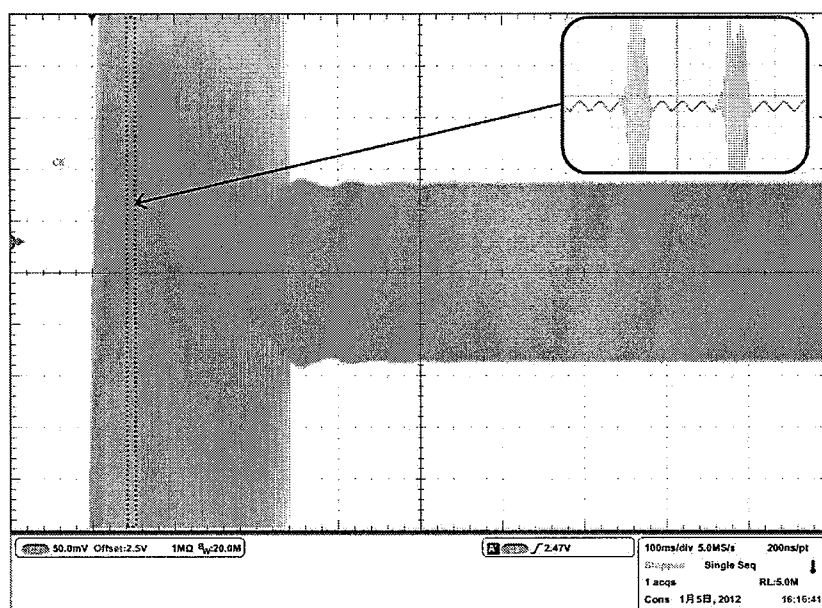
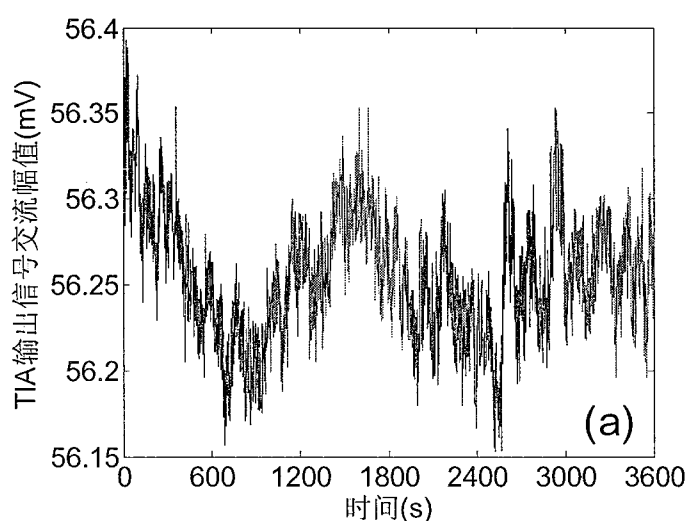
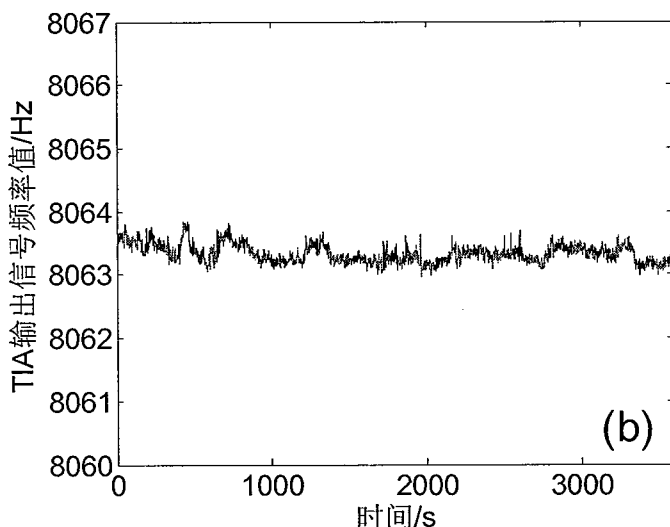


图 4.29 闭环驱动电路起振波形

振荡信号的幅度稳定性和频率稳定性是衡量微陀螺闭环驱动电路性能的重要指标<sup>[67,90]</sup>。对 TIA 输出信号的交流幅值和频率进行 1 小时采样, 数据绘制成曲线如图 4.30 所示。按 RMS 值进行统计计算, 微陀螺驱动电路的幅度稳定性为 0.64‰, 频率稳定性为 17.3ppm。





(a) 幅度稳定性; (b) 频率稳定性  
图 4.30 TIA 输出信号的长时间采样

#### 4.5.2 幅度控制环路瞬态特性测试

为验证第三章中幅度控制环路的优化设计方法, 本小节对幅度控制环路的瞬态特性进行了测试。在 3.2 节线性模型的建立过程中, 将 VGA 的输入端信号幅值假定为控制环路稳定后的幅值。但是, 在驱动电路上电时, VGA 处在最大增益处, 此时幅度控制环路失效, 因而无法通过抓取驱动电路的上电波形来评估幅度控制环路的瞬态特性。

本文通过在驱动电路稳定的状态下对图 4.2 中的参考信号  $V_{ref}$  施加一 10mV 的阶跃信号, 并记录放映微陀螺驱动轴振动速度幅值的低通滤波器输出信号的波形, 以评估幅度控制环路在不同 PI 控制器增益系数  $K_p$  和积分系数  $K_i$  的瞬态特性。由于施加的阶跃信号幅值足够小, 所以幅度控制环路仍然可认为是一线性系统。如图 4.31 所示, 当增益系数  $K_p$  从 2.5 增大到 10 时, 低通滤波器输出阶跃信号的过冲逐渐变小, 而上升时间和建立时间也随之缩小, 这说明幅度控制环路的相位裕度、环路增益和带宽都得到提高, 当  $K_p$  增大到 20 时, 低通滤波器输出阶跃信号的过冲逐渐变大, 上升时间和建立时间也继续缩小, 这与第三章中的分析结果相吻合。从图 4.31 可以观察到, 当  $K_p=10$ ,  $K_i=200$  时, 幅度控制环路拥有最佳的瞬态响应, 而根据微陀螺驱动轴品质因子和谐振频率的计算, 此时接近于形成零级偶对, 这同样验证了第三章中的理论分析。

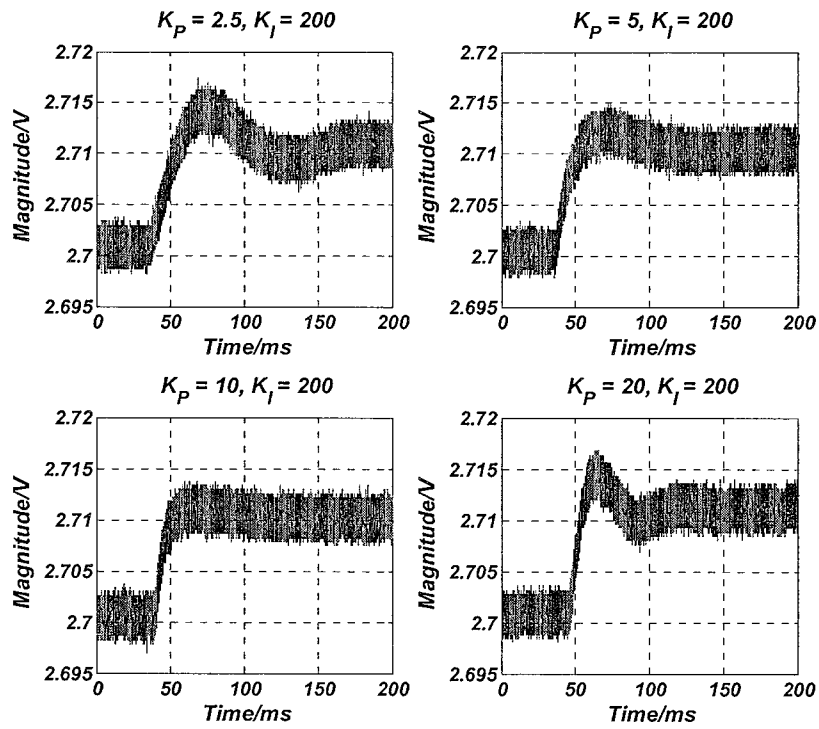


图 4.31 不同增益系数  $K_p$  条件下低通滤波器的输出波形

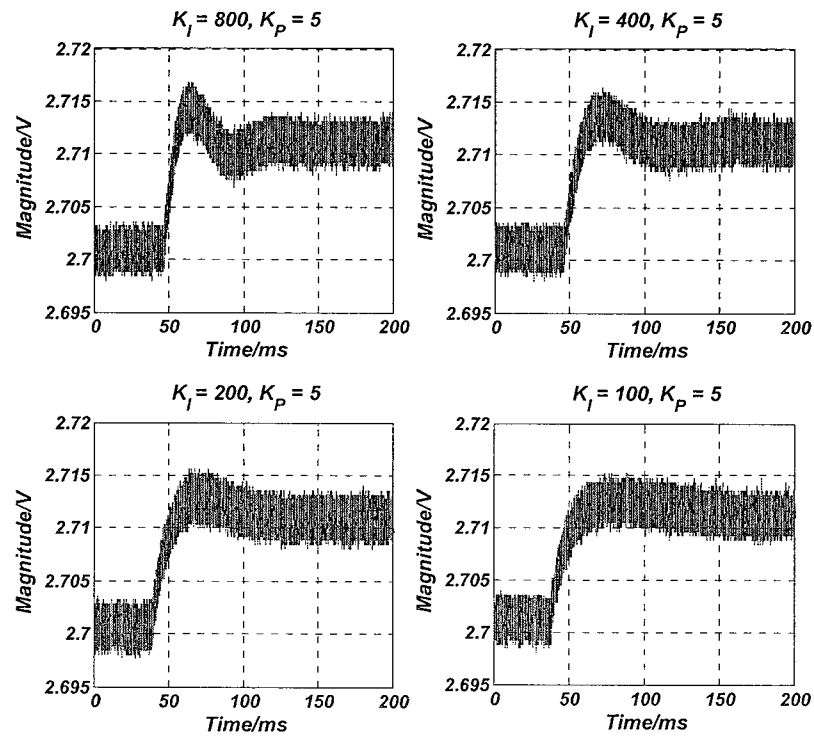


图 4.32 不同积分系数  $K_i$  条件下低通滤波器的输出波形

如图 4.32 所示, 当积分系数  $K_I$  从 800 降到 100 时, 低通滤波器输出阶跃波形的过冲逐渐变小, 建立时间逐渐增大而上升时间基本不变, 说明减小积分系数  $K_I$  可提高幅度控制环路相位裕度和环路增益, 但对环路带宽影响不大, 这也与第三章中的分析相吻合。

表 4.1 不同积分系数  $K_I$  条件下幅度控制环路的干扰抑制能力测试

| Condition              | $V_p$ (V) | 16   | 17   | 18   | 19*  | 20   | 21   | 22   | VP (%) | DRC (dB) |
|------------------------|-----------|------|------|------|------|------|------|------|--------|----------|
| $K_I=100$ ,<br>$K_P=5$ | Dr(mV)    | 420  | 372  | 333  | 300  | 273  | 250  | 230  | 63.4   | 36.2     |
|                        | TIA(mV)   | 60.4 | 60.5 | 60.6 | 60.7 | 60.8 | 60.9 | 61.0 | 0.99   |          |
| $K_I=200$ ,<br>$K_P=5$ | Dr(mV)    | 416  | 368  | 329  | 297  | 270  | 246  | 227  | 63.7   | 42.1     |
|                        | TIA(mV)   | 59.8 | 59.9 | 59.9 | 60.0 | 60.0 | 60.1 | 60.1 | 0.5    |          |
| $K_I=400$ ,<br>$K_P=5$ | Dr(mV)    | 417  | 369  | 330  | 297  | 270  | 248  | 228  | 63.5   | 45.7     |
|                        | TIA(mV)   | 59.9 | 60.0 | 60.0 | 60.0 | 60.1 | 60.1 | 60.1 | 0.33   |          |

注: VP(Variation Percentage): 不同  $V_p$  电压下信号幅值的变化百分比, 以  $V_p=19V$  时的幅值为基准。

DRC(disturbance rejection capability): 幅度控制环路的干扰抑制能力, 计算方法为驱动信号的 VP 与 TIA 输出信号的 VP 的比值。

为了评估幅度控制环路的在不同积分系数  $K_I$  下的干扰抑制能力 (disturbance rejection capability, DRC) 的变化情况, 对不同积分系数  $K_I$  下在极化电压  $V_p$  变化时驱动信号幅度和 TIA 输出信号幅度进行了测试。由于  $V_p$  变化会造成施加在驱动反馈极板上的直流压差  $V_{dc}$  变化, 从而改变式 3.7 中的环路增益, 因此可以模拟幅度控制环路中的参数变化。在幅度控制环路的作用下, 传感器在驱动轴的振动速度幅值始终保持恒定, 即 TIA 输出幅值保持恒定, 而  $V_{dc}$  的变化会体现在驱动信号幅度上。因此, 通过计算不同  $V_p$  电压下驱动信号和 TIA 输出信号幅值的变化百分比 (Variation Percentage, VP), 并将两者作比, 即可得到环路的干扰抑制能力。表 4.1 中分别记录了  $K_I$  为 100, 200, 400 情况下  $V_p$  从 16V 至 22V 时驱动信号幅值和 TIA 信号幅值, 并以 19V 时的幅值为基准, 分别计算了幅度变化的百分比 (VP) 以及环路的干扰抑制能力 (DRC)。如表 4.1 所示, 当  $K_I$  从 100 增大到 200 时, DRC 增大了约 6dB, 即增大了两倍, 这与第三章中的理论分析

相符合。而  $K_I$  从 200 增大到 400 时, DRC 只增大了 3.6dB。由于测得的交流幅值的最小分辨率在亚毫伏量级, 所以推测为控制环路中的噪声限值了 DRC 的提升。表 4.1 中的幅度数据绘制成曲线如图 4.33 所示。从图中可以更直观的观察, 由于幅度控制环路良好的干扰抑制能力, 当由于环路参数导致驱动信号幅值剧烈变化时, TIA 的输出信号幅值基本保持不变。

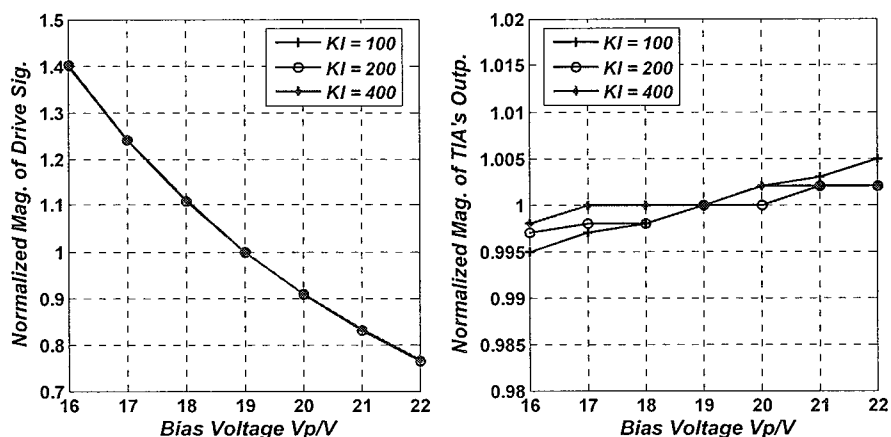


图 4.33 幅度控制环路的干扰抑制能力

#### 4.5.3 微陀螺系统性能测试

为了减小微陀螺系统的体积, 对芯片与微陀螺联测的 PCB 进行了微型化设计, 如图 4.34 所示。为减小 PCB 体积, 图中驱动芯片和检测芯片分别被放置在 PCB 的正反面, 并将芯片中的一些可配置参数进行了固定, PCB 板上除微陀螺和两接口芯片外, 仅包括少量电源解耦电容、片外滤波电容和上拉电阻, 其面积仅为  $3 \times 3 \text{cm}^2$ 。微陀螺由合作单位进行重新设计封装, 其驱动轴谐振频率约为 2.8kHz。

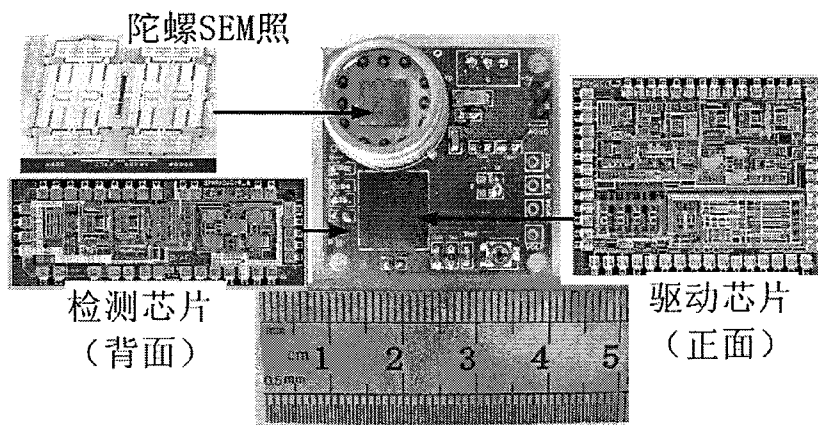
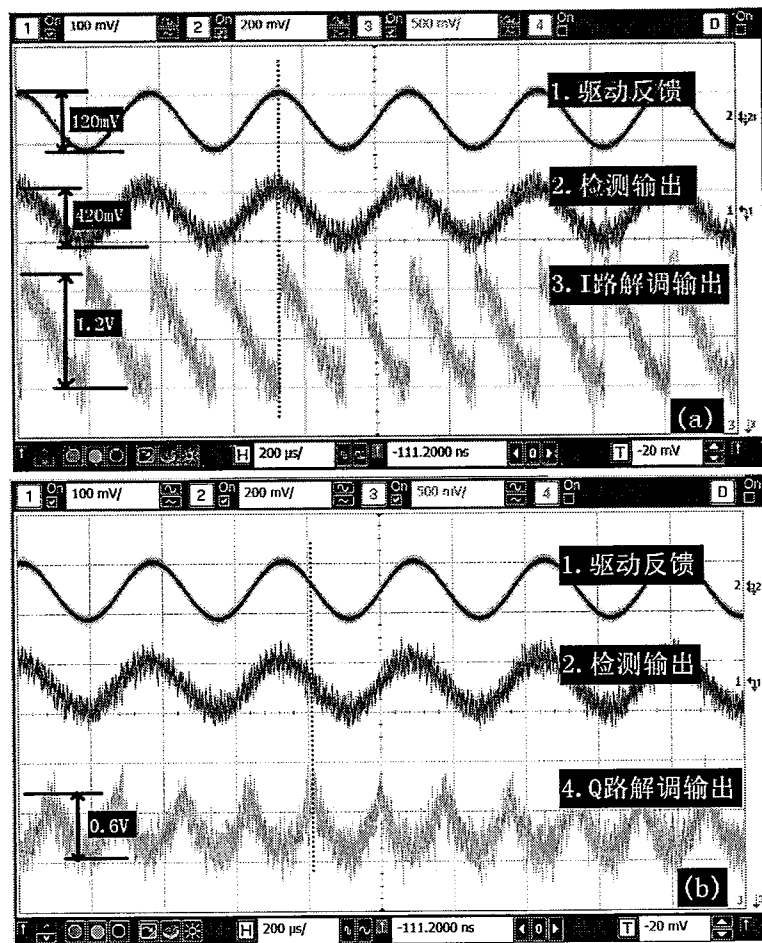


图 4.34 芯片与微陀螺联测微型 PCB

在未施加角速度输入信号时,陀螺系统的输出包含失调信号与机械正交耦合信号。其中失调信号主要由驱动端的激励信号通过寄生电容耦合至检测端造成。由于 TIA 读出电路采用全差分结构,可抑制呈现共模输入信号的耦合信号。在零角速度输入条件下测试,通过调节延时单元延时,直到正交通路 Q 路的直流输出出现峰值(或谷值),即可实现严格的正交解调。图 4.35 (a) 和 4.35 (b) 分别显示了调试后 I 路和 Q 路的解调输出信号,此时相移设置为  $20.4^\circ$ 。在解调后续电路不进行输出电平微调的情况下,零角速度输入时电路输出为  $2.59\text{V}$ ,仅存在  $90\text{mV}$  的电路失调。



(a) I 路解调输出信号; (b) Q 路解调输出信号

图 4.35 零角速度输入下 I, Q 两路解调输出信号对比

对微陀螺上转台进行测试,所得的微陀螺标度因子曲线如图 4.36 所示,以最小二乘法对曲线拟合得到标度因子为  $8.5176\text{mV}/^\circ/\text{s}$ ,零点为  $2585.6\text{mV}$ 。

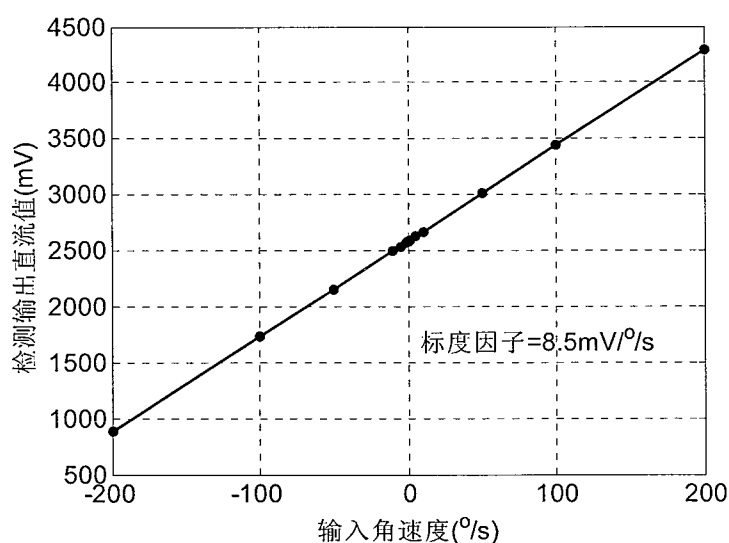


图 4.36 陀螺标度因子曲线

对微陀螺系统的非线性进行计算, 计算结果如表 4.2 所示。计算方法为每个输入角速度 ( $\Omega_z$ ) 对应的输出电压值 ( $V_{out}$ ) 与零点相减, 所得的值与对应的拟合值相减, 得到误差值 ( $E$ ), 其中拟合值由系统标度因子与输入角速度相乘得到。误差值再与输出电压范围相比得到每个输入角速度对应的非线性。由表 4.2 可见, 微陀螺系统在  $\pm 200^\circ/\text{s}$  的输入角速度范围下, 非线性为 2%。

表 4.2 系统非线性计算

| 输入角速度 $\Omega_z$<br>(deg/s) | 输出电压 $V_{out}$<br>(mV) | 误差 $E$<br>(mV) | 非线性<br>(0.1%) |
|-----------------------------|------------------------|----------------|---------------|
| 200.0                       | 4295.2                 | 6.120996       | 1.796981      |
| 100.0                       | 3437.7                 | 0.295909       | 0.086872      |
| 50.0                        | 3012.0                 | 0.546217       | 0.160357      |
| 10.0                        | 2669.1                 | -1.661179      | -0.487683     |
| 5.0                         | 2626.1                 | -2.097810      | -0.615868     |
| 1.0                         | 2594.0                 | -0.127685      | -0.037485     |
| 0.5                         | 2587.9                 | -1.942948      | -0.570404     |
| 0.0                         | 2584.3                 | -1.274719      | -0.374227     |
| -0.5                        | 2579.7                 | -1.640482      | -0.481607     |
| -1.0                        | 2577.0                 | -0.082989      | -0.024364     |
| -5.0                        | 2541.3                 | -1.680836      | -0.493454     |
| -10.0                       | 2498.1                 | -2.366616      | -0.694783     |
| -50.0                       | 2158.8                 | -0.883996      | -0.259520     |
| -100.0                      | 1733.4                 | -0.460919      | -0.135315     |
| -200.0                      | 889.0                  | 6.893676       | 2.023821      |

微陀螺系统的输出噪声频谱由频谱分析仪 35670A 测得如图 4.37 所示, 系统的输出噪声电压约为  $90\mu\text{V}/\text{rtHz}$ , 由标度因子折算成等效输入角速度噪声为  $0.01^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$ 。图 4.37 中的峰值反映了真空封装下陀螺检测端的高品质因子。

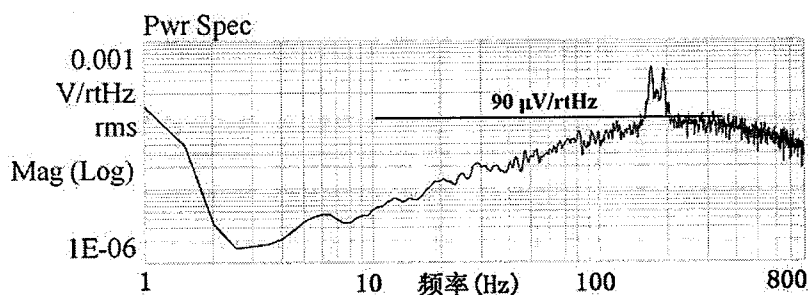
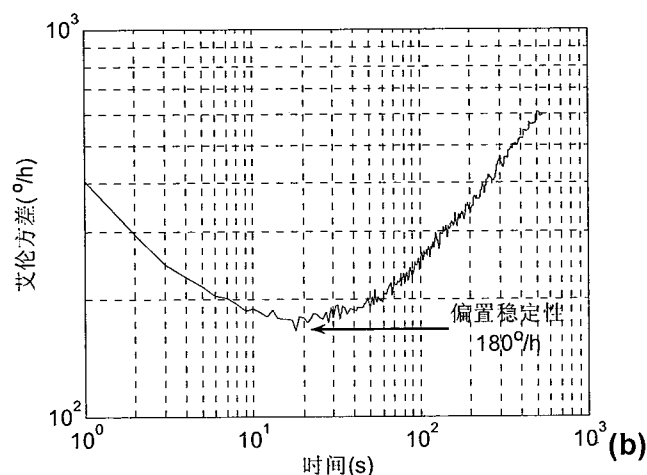
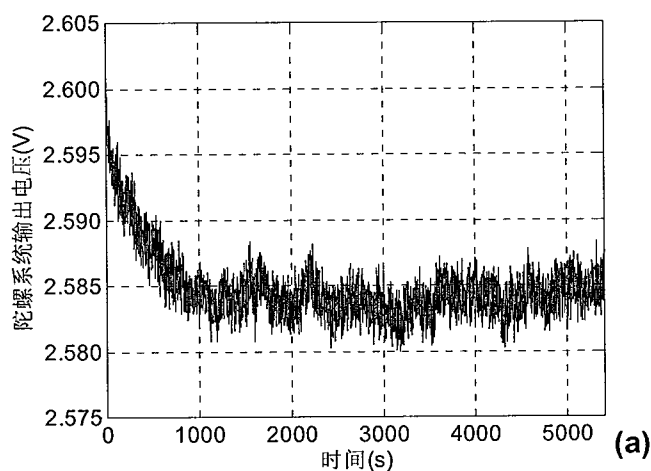


图 4.37 微陀螺系统输出信号的噪声频谱



(a) 陀螺系统输出电压的上电采样图; (b) 艾伦方差

图 4.38 微陀螺系统的长时间稳定性性能

图 4.38 (a) 为零角速度输入下微陀螺系统输出信号的上电采样图, 前 15min 约  $2^\circ/\text{s}$  的零漂主要传感器机械参数随温度漂移造成。由采样数据计算所得的艾伦

(Allan) 方差曲线如图 4.38 (b) 所示, 微陀螺的偏置稳定性约为  $180^{\circ}/h$ 。

表 4.3 微陀螺系统性能参数

| 性能参数 (单位)                  | 值                               | 性能参数 (单位)                | 值         |
|----------------------------|---------------------------------|--------------------------|-----------|
| 传感器灵敏度 ( $aF/^{\circ}/s$ ) | 16                              | 标度因子 ( $mV/^{\circ}/s$ ) | 8.5       |
| 芯片加工工艺                     | $0.35\mu m$ CMOS                | 量程 ( $^{\circ}/s$ )      | $\pm 200$ |
| 功耗/电源电压 ( $mW/V$ )         | 100/5                           | 非线性 (%)                  | 2         |
| 芯片面积 ( $mm^2$ )            | $2.9 \times 1.1 + 2.5 \times 2$ | 带宽 (Hz)                  | 160       |
| 极化电压 $V_p$ (V)             | 18                              | 偏置稳定性 ( $^{\circ}/h$ )   | 180       |
| 噪声水平 ( $^{\circ}/s/rtHz$ ) | 0.01                            | 等效正交误差 ( $^{\circ}/s$ )  | 182       |

表 4.4 电容式微陀螺性能比较

| 参考文献                          | 文献[84]                    | 文献[91]              | 文献[29]                | 文献[38]                                               | 本文                  |
|-------------------------------|---------------------------|---------------------|-----------------------|------------------------------------------------------|---------------------|
| 工艺                            | $0.6\mu m$<br>HVC MOS     | $0.35\mu m$<br>CMOS | $0.7\mu m$<br>HVC MOS | $0.35\mu m$<br>HVC MOS                               | $0.35\mu m$<br>CMOS |
| 读出电路类型                        | CSA + $\Sigma\Delta$ 闭环检测 | DDA                 | CSA                   | 伪连续时间                                                | TIA                 |
| 噪声水平<br>( $^{\circ}/s/rtHz$ ) | 0.025                     | 0.05                | 0.042                 | 0.032 (Y 轴)<br>/0.028 (Z 轴)                          | 0.01                |
| 量程 ( $^{\circ}/s$ )           | $>1100$                   | /                   | $\pm 100$             | $\pm 1000$ (Y, Z 轴)                                  | $\pm 200$           |
| 非线性 (%)                       | /                         | /                   | 20                    | 8 (Y, Z 轴)                                           | 2                   |
| *FOM 值                        | /                         | /                   | 238                   | $7.8 \times 10^3$ (Y 轴)<br>/ $8.9 \times 10^3$ (Z 轴) | $2 \times 10^4$     |

\*FOM = 量程/噪声水平/非线性

表 4.3 总结了微陀螺的系统性能参数, 并在表 4.4 中与已发表的微陀螺对比了主要的性能参数。从表 4.4 可见, 本文的陀螺噪声水平为最优。综合量程、噪声和非线性指标定义 FOM 值。由于采用了全差分 TIA 优化读出电路噪声, 并采用解调信号相位矫正电路产生严格的同步解调信号, 消除机械正交信号的干扰, 扩大微陀螺系统的量程, 从表 4.4 中可见, 本文陀螺的 FOM 值要优于文献[29]和[38]。

## 4.6 本章小结

本章首先提出了基于 Verilog-A 语言的传感器模型, 用于实现 Cadence EDA 环境下的传感器与电路的一体化仿真。接着介绍了接口电路芯片的系统结构以及

系统级的设计考虑。然后对芯片中重要电路模块的具体设计进行了详细说明，并通过仿真验证了各自的性能。设计的芯片在 Global Foundry 公司的  $0.35\mu\text{m}$  CMOS 工艺下进行了流片，通过对芯片的独立测试，完成了 TIA 读出电路的噪声和温度补偿性能的验证，测试结果与设计仿真值基本吻合。最后，将芯片与电容式微陀螺进行联合测试，验证了第三章中提出的幅度控制环路的优化方法以及针对寄生跨接电容引入的电学振荡问题的解决方法，并综合量程、噪声和非线性指标定义 FOM 值，将微陀螺系统的测试结果与已发表的微陀螺进行了对比。



## 第五章 微陀螺多模接口电路芯片的实现

根据 2.4 节中所述,不同驱动和检测方式的振动式微陀螺仅在接口处存在信号读取与激励信号产生的差异,因此可在接口电路芯片中同时设计多个读出与驱动电路,以适应多种类型的微陀螺。本章将具体说明适用于静电驱动电容检测,电磁驱动电容检测和电磁驱动电磁检测三种微陀螺的多模接口电路芯片的实现。多模接口电路芯片主要在上一款芯片的基础上进行改进设计。5.1 小节介绍了多模接口电路芯片的整体设计考虑。5.2 小节就各个电路模块的设计进行了说明。芯片的独立测试结果和与微陀螺的联合测试结果在 5.3 和 5.4 小节中给出。

### 5.1 接口电路芯片的系统设计

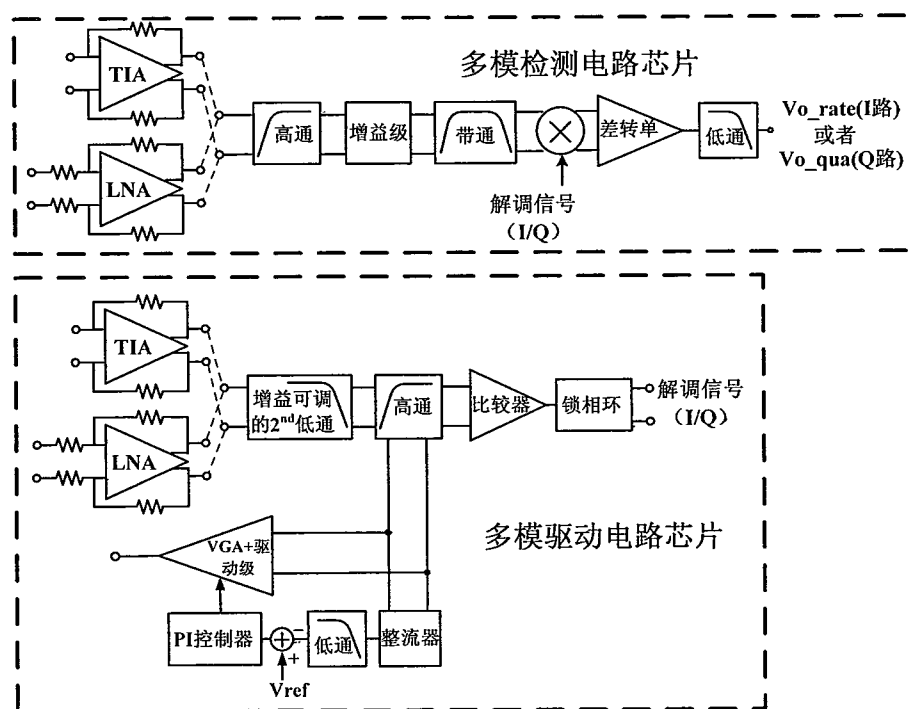


图 5.1 多模接口电路芯片系统框图

多模接口电路芯片的系统框图如图 5.1 所示,由驱动芯片和检测芯片两部分构成。为同时兼容电容检测和电磁检测,检测芯片的接口电路同时包含读取电容信号的 TIA 读出电路和读取电压信号的 LNA 读出电路。两款读出电路可以根据不同类型的陀螺与后级的高通滤波器相连接。另外,在检测芯片的设计中,为滤

除传感器与电路中的高频噪声，在解调电路前端增加了开关电容结构的两级带通滤波器。

驱动芯片总体结构沿用上一款芯片的 AGC-PI 闭环驱动结构。读出电路的设置与检测芯片中相同。驱动环路中增加了 100kHz 的两阶低通滤波器，以滤除驱动环路中的高频噪声，同时，将滤波器设置为 1~8 倍增益可调，以适应不同灵敏度的传感器。驱动级的输出级采用了 ClassAB 结构，可以驱动 10Ω 的负载，以满足电磁驱动微陀螺的驱动要求。另外，对可变增益放大器模块进行了重新设计，采用了仪表放大器结构，提高了其直流失调和线性度性能。

接口电路芯片中的其他电路模块均沿用上一款芯片中的。下面将对 LNA，VGA 与驱动级，两阶低通滤波器和开关电容型带通滤波器的电路设计进行具体说明。

## 5.2 电路模块的设计与仿真

### 5.2.1 LNA 读出电路

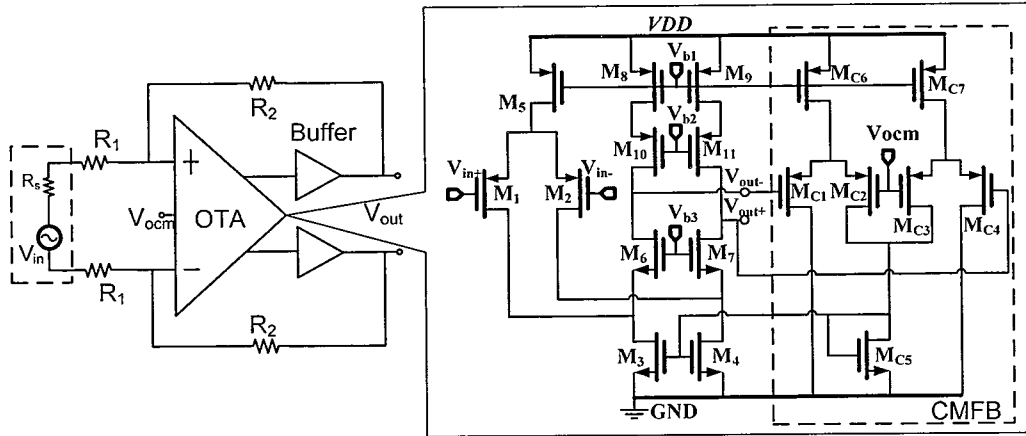


图 5.2 LNA 读出电路

LNA 为检测通路的最前端，因此需要设计使得增益尽量大，噪声尽量小。如图 5.2 所示，设计的 LNA 采用电阻比例放大结构，忽略传感器检测端的等效内阻  $R_s$ ，其增益可以表示为

$$G_{LNA} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2}{R_1} \quad (5.1)$$

式中  $V_{in}$  为传感器输出的感生电动势。为提高电路的频率稳定性，在实际实现中，

对  $R_2$  并联了  $1\text{pF}$  的补偿电容。如图 5.2 所示，读出电路中的 OTA 采用了 PMOS 管输入级的折叠共源共栅放大器，以减小  $1/f$  噪声。由于放大器的共源共栅输出级电阻非常高（兆  $\Omega$  量级），输出接较小电阻  $R_2$ （几十千  $\Omega$  量级）时会导致放大器的增益降低，因此在主运放后增加了放大器做缓冲，隔离负载电阻，缓冲放大器采用传统两级运放实现。

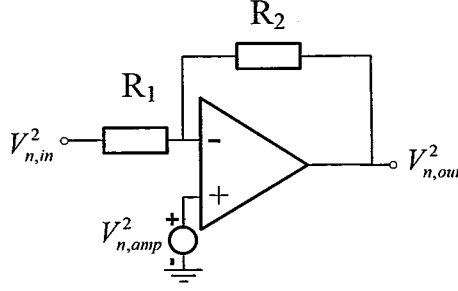


图 5.3 LNA 的噪声分析

下面对 LNA 的噪声进行分析。如图 5.3 所示，对 LNA 的单端模型进行噪声分析，其中放大器贡献的输出电压噪声可表示为

$$V_{nout,amp} = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \cdot V_{n,amp} \quad (5.2)$$

其中  $V_{n,amp}$  为运放输入等效电压噪声。而电阻  $R_1$  和  $R_2$  贡献的输出电压噪声可分别由式 5.3 和 5.4 表示。

$$V_{nout,R1} = (-\frac{R_2}{R_1}) \cdot V_{n,R1} = \sqrt{4k_B T R_1} \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (5.3)$$

$$V_{nout,R2} = R_2 \cdot I_{n,R2} = \sqrt{\frac{4k_B T}{R_2}} \cdot R_2 = \sqrt{4k_B T R_2} \quad (5.4)$$

因此 LNA 的输入等效电压噪声可以表示为

$$V_{n,in}^2 = \frac{V_{n,out}^2}{(R_2/R_1)^2} = V_{n,amp}^2 \cdot (\frac{R_1 + R_2}{R_2})^2 + 4k_B T \cdot R_1 (\frac{R_1 + R_2}{R_2}) \quad (5.5)$$

由式 5.5 可见，由于 LNA 的增益  $R_2/R_1$  设置较大，所以 LNA 的噪声以放大器和电阻  $R_1$  噪声为主。在设计 LNA 时，除了降低放大器的噪声外，减小电阻  $R_1$  可以减小 LNA 的输入噪声，但同时由于导线有电阻，与  $R_1$  串联会影响 LNA 增益，当  $R_1$  较小时影响较大，因此电阻也不宜过小。本设计选择电阻  $R_1$  为  $1\text{K}\Omega$ ，此时

电阻噪声贡献已经小于放大器噪声贡献，因此没有必要再减小电阻。 $R_2$ 阻值选取为  $50\text{K}\Omega$ ，LNA 的增益设置为 50 倍。

下面对 LNA 的噪声进行理论计算。在  $10\text{kHz}$  处，放大器仿真得到的等效输入噪声约  $8.35\text{nV}/\sqrt{\text{rtHz}}$ ，电阻  $R_I$  产生的噪声为  $4.1\text{nV}/\sqrt{\text{rtHz}}$ ，而增益为 50 倍，由此计算得到 LNA 总等效输入噪声为： $8.352 \times 1.02^2 + 4.12 \times 1.02 \times 2 = 10.1\text{nV}/\sqrt{\text{rtHz}}$ 。

对 LNA 的等效输入噪声进行仿真，仿真结果如图 5.4 所示，在  $10\text{kHz}$  处，其等效输入噪声为  $10.4\text{nV}/\sqrt{\text{rtHz}}$ ，与理论分析结果十分接近。如图 5.5 所示，两个输入电阻  $R_I$  的噪声贡献比例最大，贡献了约 30% 的噪声。

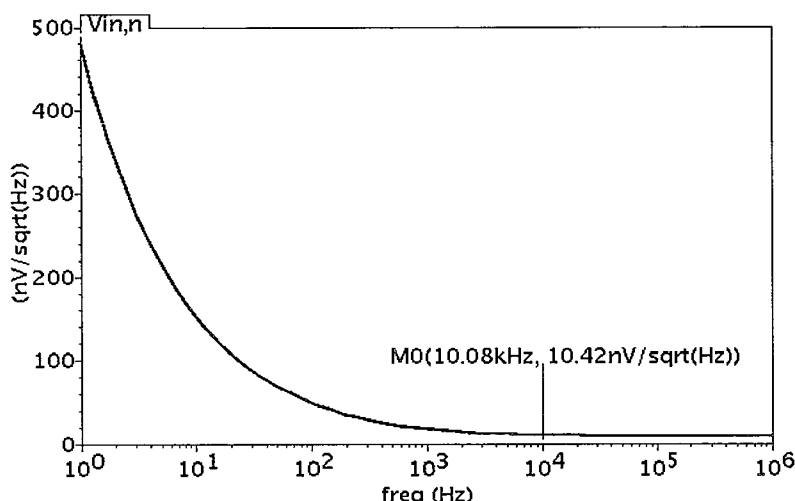


图 5.4 LNA 的噪声仿真结果

| Device     | Param | Noise Contribution | % Of Total |
|------------|-------|--------------------|------------|
| /I1/R0     | rn    | 3.73901e-14        | 15.22      |
| /I1/R1     | rn    | 3.73901e-14        | 15.22      |
| /I1/I0/NM3 | id    | 2.41582e-14        | 9.84       |
| /I1/I0/NM1 | id    | 2.41582e-14        | 9.84       |
| /I1/I0/NM3 | fn    | 2.16225e-14        | 8.80       |
| /I1/I0/NM1 | fn    | 2.16225e-14        | 8.80       |
| /I1/I0/PM3 | id    | 2.02021e-14        | 8.23       |
| /I1/I0/PM0 | id    | 2.02021e-14        | 8.23       |
| /I1/I0/PM5 | id    | 1.20234e-14        | 4.90       |
| /I1/I0/PM4 | id    | 1.20234e-14        | 4.90       |

Spot Noise Summary (in  $\text{V}^2/\text{Hz}$ ) at 10K Hz Sorted By Noise Contributors  
 Total Summarized Noise =  $2.45591\text{e-}13$   
 Total Input Referred Noise =  $1.08857\text{e-}16$   
 The above noise summary info is for noise data

电阻R1的噪声  
贡献百分比

图 5.5 LNA 的噪声贡献分布

### 5.2.2 VGA 与驱动级

全差分的 VGA 与驱动级构成典型的三运放仪表放大器结构,如图 5.6 所示。其中 VGA 采用类似 PGA (Programmable Gain Amplifier, PGA) 结构,由两个工作在线性区的 PMOS 管实现压控线性电阻,从而将离散增益可变的 PGA 转变为连续增益可变的 VGA。反馈电阻  $R_f$  由多个电阻串联而成,通过开关  $C_{1\sim3}$  控制接入电阻的个数调整电阻阻值,以实现 VGA 的增益系数可调。此 VGA 由于采用闭环比例放大的 PGA 结构,相比上一款芯片中开环工作的 VGA,在线性度、失调和输出范围方面具有优势<sup>[92, 93]</sup>。

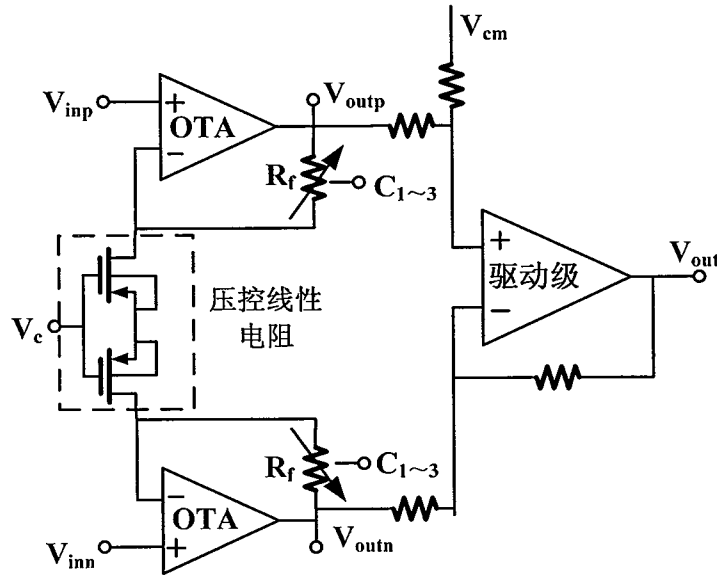


图 5.6 可变增益放大器与驱动级

VGA 的增益可表示为

$$G_{VGA} = 1 + \frac{R_f}{R_{on}} = 1 + \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_s - V_g - |V_{th}|) R_f \quad (5.6)$$

式中  $R_{on}$  为工作在线性区的 PMOS 等效阻值。由式 5.6 可见,通过调节 PMOS 管的栅极电压  $V_g$ , 即可实现 VGA 增益的线性控制。

VGA 常在高增益条件下工作,因此失调特性对 VGA 十分关键。此结构的 VGA 的失调可表示为

$$Vos_{VGA} = (Vos_1 - Vos_2) * G_{VGA} \quad (5.7)$$

其中  $Vos_1$  和  $Vos_2$  分别为两个运放的失调。通过对称的摆放运放和反馈电阻等元

件,可减小 VGA 的失调。又由于驱动环路稳定时 VGA 的增益设置在 10 倍以内,因此即使运放有 10mV 的失调,输出端也只有 200mV 的失调,因此不需要加失调消除 (DC Offset Cancellation, DCOC) 电路。

VGA 的输出范围由两个运放的输出范围决定。VGA 中的运放采用标准的两级运放结构,5V 电源电压下其输出范围为 1~4V。另外,VGA 的两个差分输出端单独用焊盘引出,以方便差分接口的电容式微陀螺的驱动。

VGA 的四种增益系数模式下的增益曲线仿真结果如图 5.7 所示。由图可见,在 0~1.8V 控制电压范围内,VGA 可实现 1~28 倍,1~56 倍,1~83 倍,1~109 倍四种模式的增益调节。

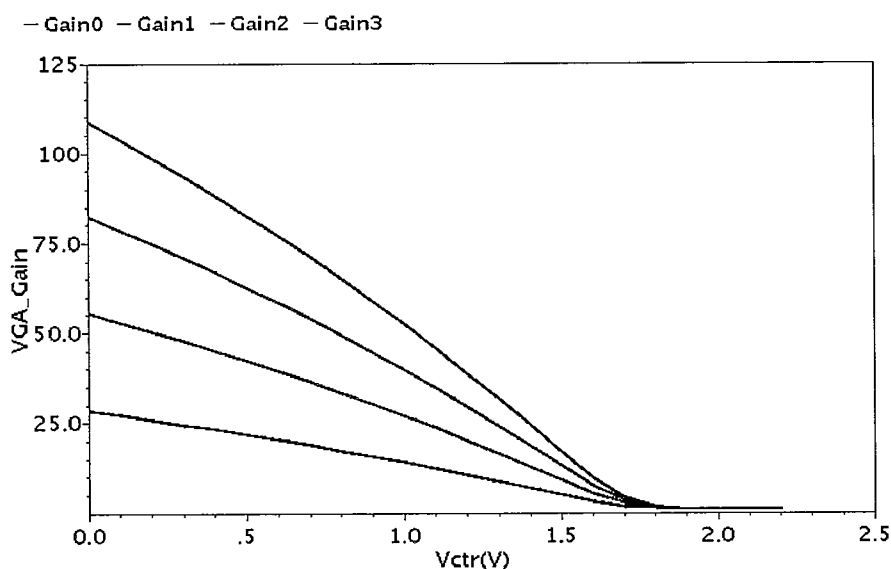
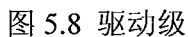
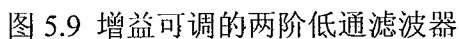


图 5.7 VGA 的增益系数仿真结果

图 5.6 中的驱动级将差分电压转换成单端电压输出,并用于电磁驱动的微陀螺中小电阻负载的驱动。驱动级电路结构如图 5.8 所示,运放采用折叠共源共栅和 Class AB 输出级的结构。运放按照最小 10 $\Omega$  电阻负载的要求进行设计,在输出电压摆幅设置为 $\pm 1V$  时,输出管  $M_1$  和  $M_2$  中流过最大电流可达到 100mA。因此,输出管  $M_1$  宽长比设置为  $9.6/0.5\mu m * 100$ ,  $M_2$  设置为  $4/0.5\mu m * 100$ ,并由单独电源进行供电。驱动级的静态电流约为 5mA,其中输出管的静态电流为 4.4mA。另外,为保证 kHz 频率的驱动信号能够无损通过,驱动级在实际使用时输出接 100 $\mu F$  的隔直电容进行隔直。



为对驱动电路中高频噪声进行滤波,并控制引入相移的大小,驱动电路中的两阶低通滤波器的截止频率设为 100kHz。另外,为减小驱动环路中的高频极点的个数,以防止电容式微陀螺电学振荡的发生,将增益可调级合并至低通滤波器内,设计实现了 1, 2, 4, 8 倍增益可调的两阶低通滤波器。



97

接入电阻实现增益可调。滤波器采用 TI 的 filter 设计工具协助设计，其片内集成了 28pF 电容，电阻使用高密电阻以节省芯片面积。运放仍采用标准的两级结构。

图 5.10 显示了各个增益条件下两阶低通滤波器的 AC 特性仿真曲线。由图可见，1, 2, 4, 8 倍增益条件下滤波器的带宽基本在 100kHz 附件，且 10kHz 处的相移小于  $10^\circ$ ，可以满足驱动电路的设计要求。

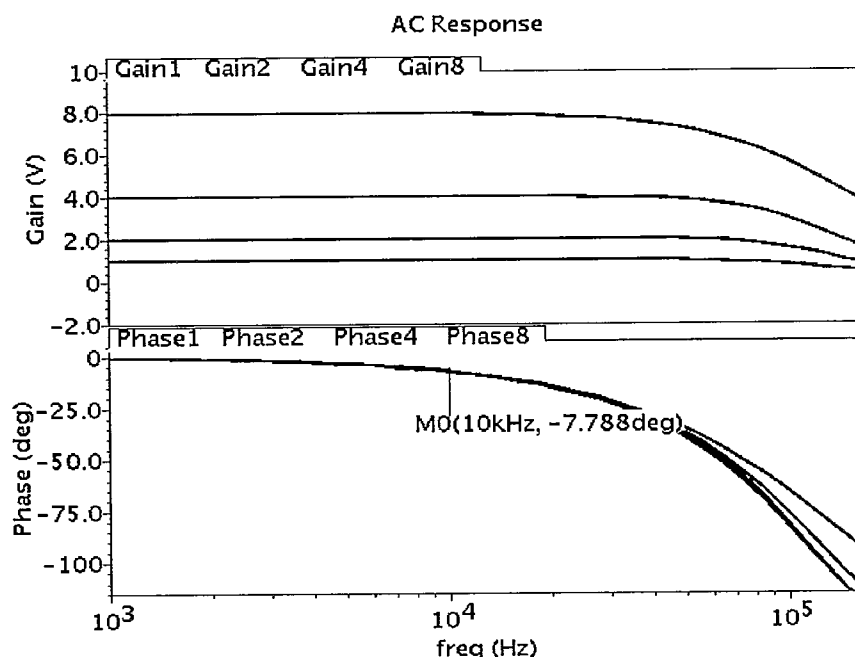


图 5.10 低通滤波器 AC 特性仿真结果

#### 5.2.4 开关电容型带通滤波器

为滤除检测通路中的高频噪声，防止后续解调时发生高频信号混叠而影响系统的整体噪声性能，检测芯片中增加了带通滤波器。由于不同的微陀螺谐振频率不同，需要带通滤波器的中心频率可调，因此设计中选用了开关电容结构，使用开关电容时钟  $f_c$  调节带通滤波器中心频率  $f_0$ 。开关电容型带通滤波器 (Switched-Capacitor Band Pass Filter, SC-BPF) 主要由两部分构成：SC-BPF 主体和频率可调振荡器。

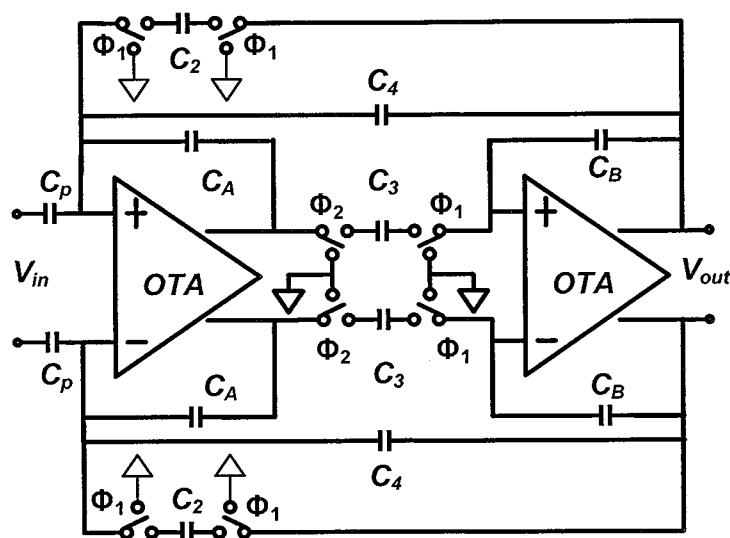


图 5.11 SC-BPF 主体电路

SC-BPF 主体采用两级全差分结构，结构参考 Anadigim 公司的 II 型二阶带通滤波器，如图 5.11 所示。滤波器的传输函数  $H_{BPF}(s)$  可表示为

$$H_{BPF}(s) = \frac{-2\pi f_0 \frac{G}{Q} s}{s^2 + \frac{2\pi f_0}{Q} s + 4\pi^2 f_0^2} \quad (5.8)$$

其中，中心频率  $f_0$ 、增益  $G$ 、品质因子  $Q$  的又可分别表示为

$$\begin{cases} f_0 \cong \frac{f_c}{2\pi} \sqrt{\frac{C_2 C_3}{C_A C_B}} \\ G \cong \frac{C_p}{C_4} \\ Q \cong \frac{1}{C_4} \sqrt{\frac{C_A C_B C_2}{C_3}} \end{cases} \quad (5.9)$$

根据式 5.9，带通滤波器的默认参数设置如表 5.1 所示，其中滤波器中心频率  $f_0$  取 10kHz，对应开关电容时钟  $f_c$  取 500kHz，两者关系固定为 1: 50。取高时钟频率  $f_c$  是为了便于后续低通滤波器的设计，其用于滤除时钟频率的影响，防止在解调时高频时钟混叠至有用信号内。

表 5.1 带通滤波器的参数设置

| 参数 | $f_0$ | $f_c$ | $C_2$ | $C_3$ | $C_4$ | $C_A$ | $C_B$ | $C_p$ | $Q$ | $G$ |
|----|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-----|-----|
| 单位 | kHz   |       |       |       | pF    |       |       |       |     |     |
| 值  | 10    | 500   | 0.25  | 0.25  | 2.83  | 2     | 2     | 2.83  | 0.5 | 1   |

频率可调振荡器用于为开关电容带通滤波器提供时钟信号，其基于驰豫振荡器结构，如图 5.12 所示。振荡器的基本原理描述如下。基准电流  $I_c$  交替为两个电容  $C_{m1}$  和  $C_{m2}$  充电，两个电容上的电压经比较器与参考电压  $V_{ref}$  比较，得到的数字信号经过 SR 触发器产生控制信号  $V_{c1}$  和  $V_{c2}$ ，施加在  $M2 \sim M5$  构成的反相器上控制电容充放电。

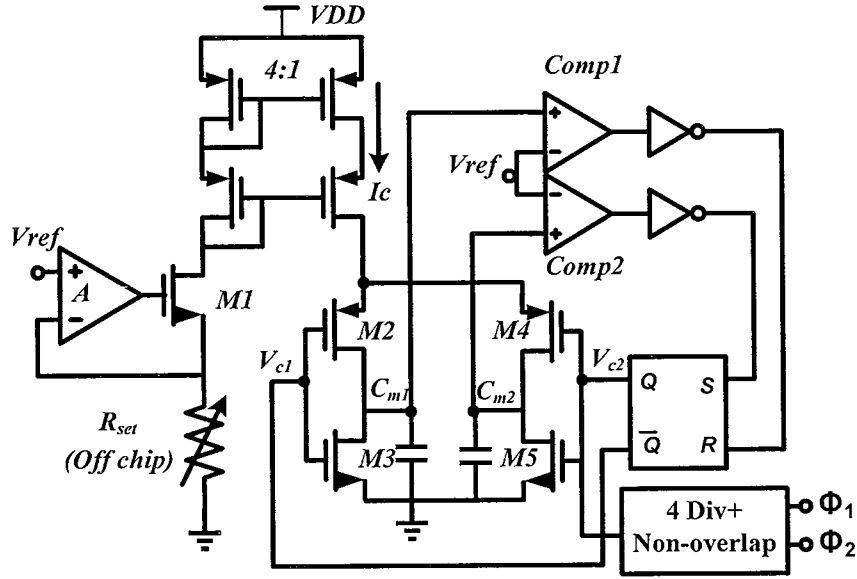


图 5.12 驰豫振荡器

由于放电速度远远大于充电，因此计算时可以不考虑放电时间，则控制信号  $V_{c2}$  的周期可表示为

$$T_{V_{c2}} = 2 \cdot \frac{C_m}{I_c} \cdot \Delta V \quad (5.10)$$

其中  $\Delta V$  为充电电压范围，与参考电压  $V_{ref}$  设置为 1V， $C_m$  为充放电电容，取值为 1.2pF。  $V_{c2}$  经过 4 分频和两相非交叠时钟模块后输出时钟信号  $\Phi_1$  和  $\Phi_2$ ，则时钟信号的频率可表示为

$$f_c = \frac{1}{8 \cdot \frac{C_m}{I_c} \cdot \Delta V} \quad (5.11)$$

充电电流  $I_c$  的大小可由片外电阻  $R_{set}$  进行调节，表达式为

$$I_c = \frac{V_{ref}}{4 \cdot R_{set}} \quad (5.12)$$

结合式 5.9, 5.11 和 5.12, 可得到带通滤波器的中心频率为

$$f_0 \cong \frac{1}{2\pi \cdot 8 \cdot R_{set} C_m} \cdot \sqrt{\frac{C_2 C_3}{C_A C_B}} \quad (5.13)$$

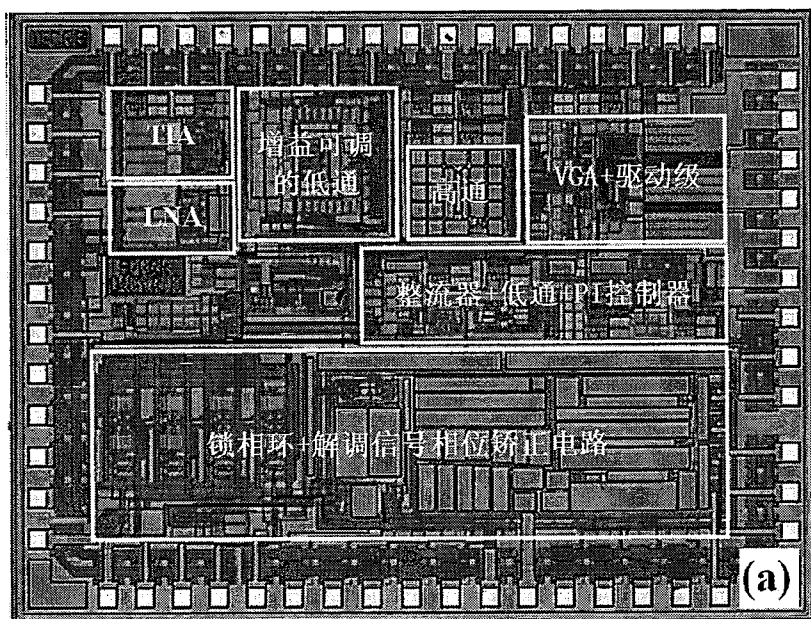
由式 5.13 和表 5.1 中的数据, 可计算得到  $R_{set}$  取值与时钟频率  $f_c$ 、带通滤波器中心频率  $f_0$  的关系, 如表 5.2 所示。

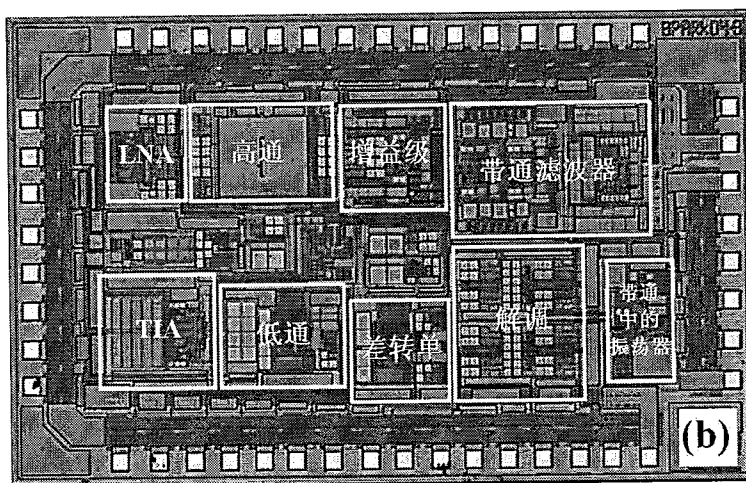
表 5.2  $R_{set}$  取值与时钟频率  $f_c$  及带通滤波器中心频率  $f_0$  的关系

| $R_{set}$ (k $\Omega$ ) | $f_c$ (kHz) | $f_0$ (kHz) |
|-------------------------|-------------|-------------|
| 200                     | 125         | 2.5         |
| 100                     | 250         | 5           |
| 50                      | 500         | 10          |
| 33                      | 750         | 15          |

### 5.3 芯片的独立测试

多模接口电路芯片采用 Global Foundry 公司的 0.35 $\mu\text{m}$  标准 CMOS 工艺流片, 电源电压为 5V。驱动芯片和检测芯片的显微照片如图 5.13 所示。驱动芯片的面积为  $2.5 \times 1.8 \text{ mm}^2$ , 检测芯片的面积为  $2.5 \times 1.5 \text{ mm}^2$ 。





(a) 驱动芯片；(b) 检测芯片  
图 5.13 多模接口电路芯片显微照片

本节将介绍多模接口电路芯片中 LNA, VGA 以及带通滤波器的性能测试情况。主要测试了 LNA 的噪声, VGA 的增益曲线以及带通滤波器的幅频特性。

如图 5.14 所示, LNA 读出电路的差分输出信号经 AD620 芯片转成单端信号并消除直流分量后由频谱分析仪测试其噪声。短接输入节点, 则测得的噪声仅包含运放, 电阻和电源的噪声。

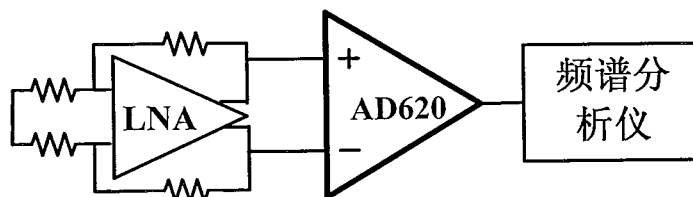


图 5.14 LNA 噪声测试原理图

测得的输出电压噪声和计算所得的等效输入电压噪声 (增益为 48.2 倍) 如表 5.3 所示。对比 10kHz 处 10.1nV/rtHz 的等效输入电压噪声仿真值, 测试结果略有增大, 主要由环境噪声和电压源噪声引起。

表 5.3 LNA 噪声测试结果

| 频率 (kHz) | 输出噪声 (nV/rtHz) | 等效输入噪声 (nV/rtHz) |
|----------|----------------|------------------|
| 2.5      | 910            | 18.87            |
| 5        | 775            | 16.07            |
| 10       | 675            | 14.00            |

VGA 的增益曲线测试原理图如图 5.15 所示, 由信号发生器产生的 5kHz, 200mVpp 的输入信号由 AD8138 衰减 10 倍后加载到 VGA 输入端, 控制信号  $V_c$  由电压源提供。VGA 的输出电压幅值由万用表读取。

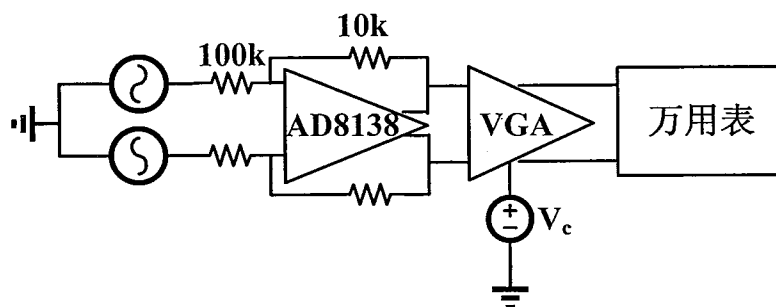


图 5.15 VGA 测试原理图

VGA 增益曲线的测试与仿真结果对比如图 5.16 所示, 四种增益模式下的测试结果相比仿真结果仅在高增益区略有下降, 趋势基本吻合。

此外, 测得 VGA 在增益为 50 倍时输出直流失调电压仅为 100mV, 折算到输入端失调电压仅为 2mV。

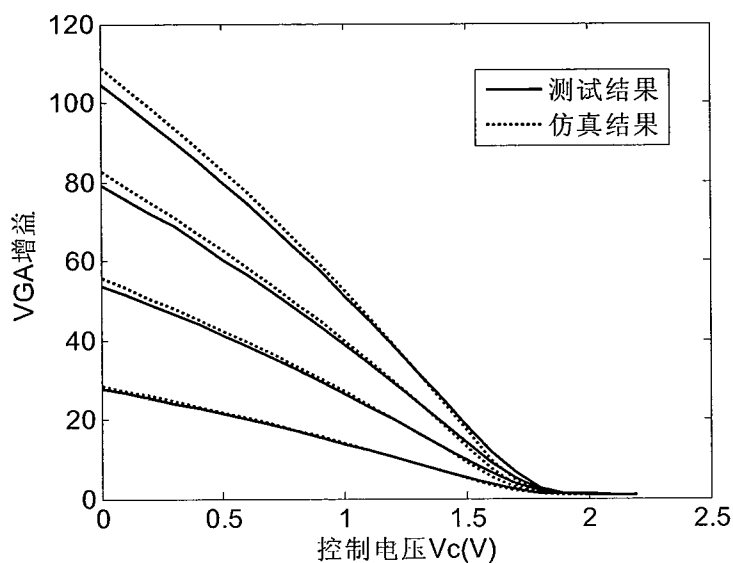


图 5.16 VGA 增益曲线的仿真及测试结果

带通滤波器的幅频特性测试原理如图 5.17 所示, 输入端加载 500mV 的差分信号并逐步改变其频率, 由万用表读取输出端的幅值并计算得到相应频率下的增益。通过调节片外电阻  $R_{set}$  可测试不同中心频率下的滤波器幅频特性。

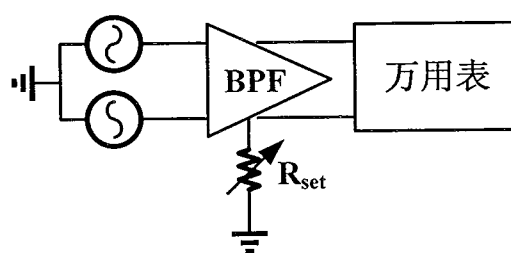
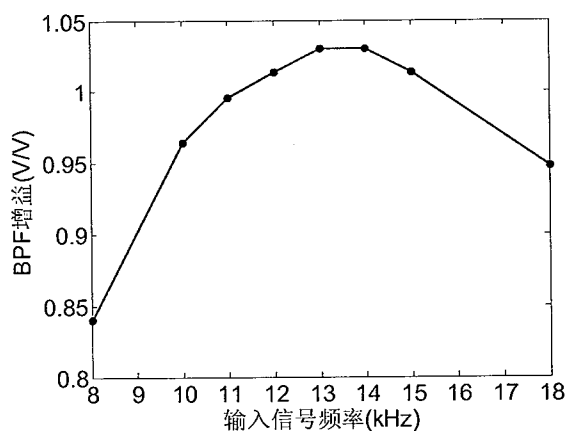
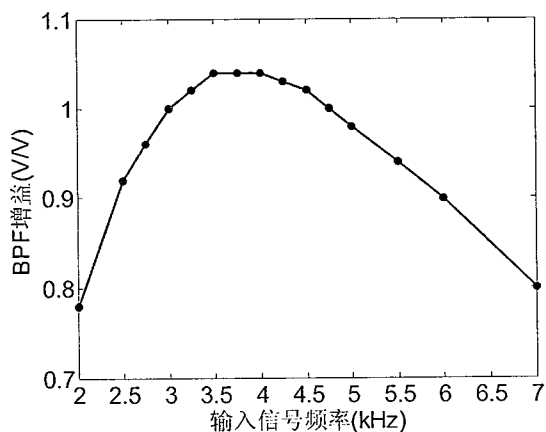


图 5.17 BPF 测试原理图

当  $R_{set}$  取值分别为  $50\text{k}\Omega$  和  $200\text{k}\Omega$  时,带通滤波器的幅频特性测试结果绘制成曲线如图 5.18 和图 5.19 所示,带通滤波器的中心频率  $f_0$  分别约为  $13\sim 14\text{kHz}$  和  $3.5\sim 4\text{kHz}$ ,与设计值  $10\text{kHz}$  和  $2.5\text{kHz}$  有较大差距。分析原因为振荡器中的寄生电容电阻导致其产生的时钟信号频率与设计值不一致导致。由于  $R_{set}$  的阻值可以通过片外进行调节,因此尽管带通滤波器的中心频率与设计值有偏差,仍可以通过矫正  $R_{set}$  的电阻值使得滤波器中心频率与微陀螺谐振频率一致。


 图 5.18  $R_{set}=50\text{k}\Omega$  时带通滤波器的幅频特性

 图 5.19  $R_{set}=200\text{k}\Omega$  时带通滤波器的幅频特性

## 5.4 芯片与微陀螺联合测试

本节主要说明芯片与静电驱动电容检测和电磁驱动电容检测的两种微陀螺的测试结果。

芯片与电磁驱动电容检测微陀螺联合测试的 PCB 如图 5.20 所示，驱动芯片和检测芯片分别放置与微陀螺的两侧，并有少量片外滤波电容和调节增益用的上/下拉电阻。驱动芯片中的读出电路采用 LNA，而检测芯片中的读出电路采用 TIA。微陀螺由合作方进行设计制造，驱动频率为 2.88kHz。实际测试时，用铁帽对驱动芯片和检测芯片进行了屏蔽，以减小信号的串扰和环境噪声对系统分辨率的影响，提高微陀螺系统的零偏稳定性。

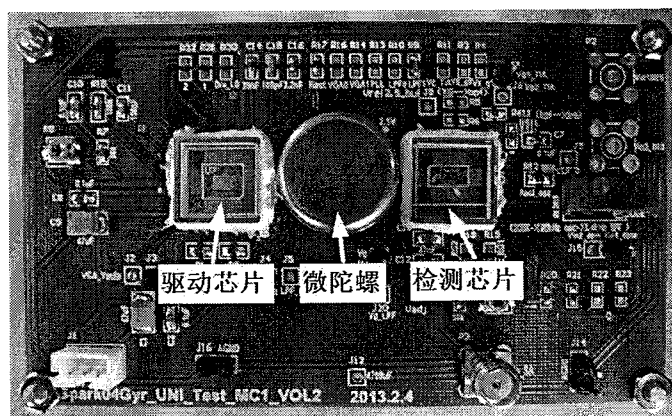


图 5.20 芯片与微陀螺联测 PCB

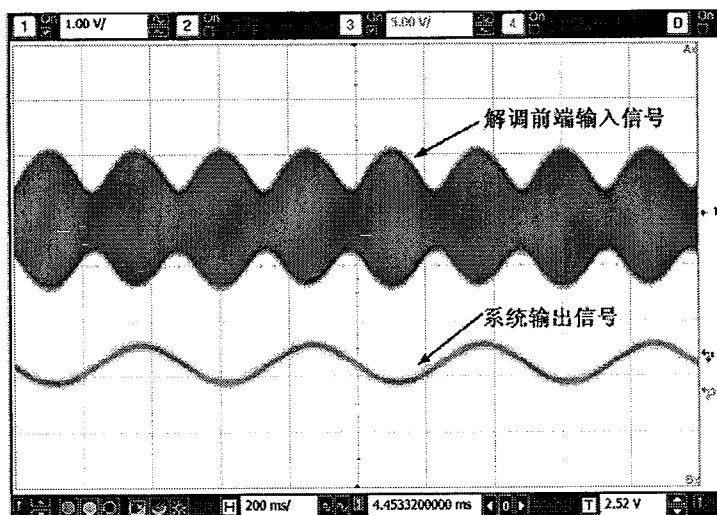


图 5.21 输入正弦角速度信号时系统输出波形

当输入角速度是幅度为  $93^\circ/\text{s}$ ，周期为 0.5s 的正弦信号时，解调前端输入信号和微陀螺系统的输出信号波形如图 5.21 所示。从图中可以看到，解调前端输

入信号为谐振频率的正交误差信号经过输入角速度信号调制的调幅信号，经过同步解调后，将波形中的包络提取出来，系统最终输出为周期是 0.5s 的正弦波，从而验证了微陀螺系统的功能正确性。

由于带通滤波器的中心频率可通过片外电阻调节，因此可通过控制带通滤波器的中心频率来控制检测读出信号的相移，以达到同步解调。图 5.22 显示了经过相位控制后的解调端输入和输出信号的波形。在无角速度输入情况下，机械正交误差信号造成解调前端有 1V<sub>pp</sub> 的正弦信号，此信号被解调在峰值或谷值位置，实现了同步解调。

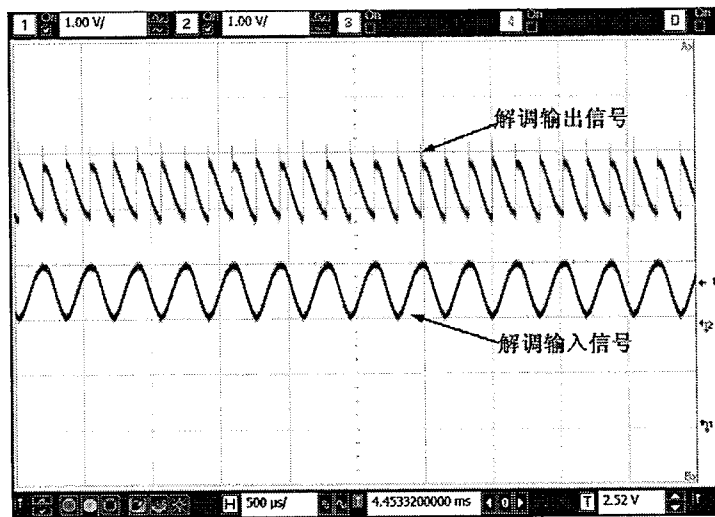


图 5.22 同步解调波形

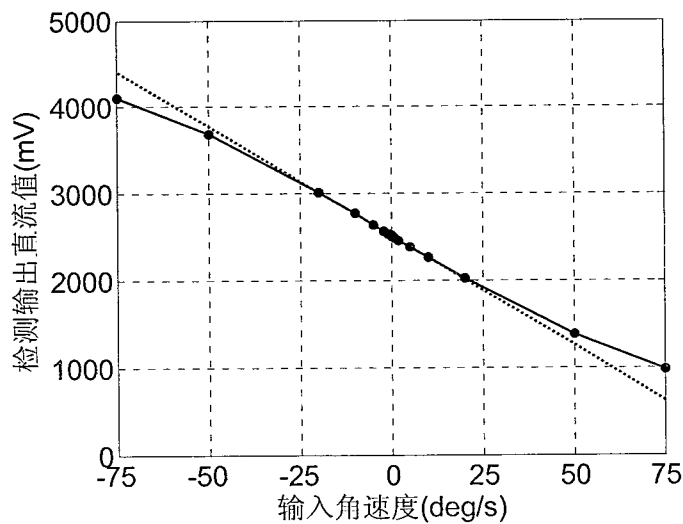


图 5.23 微陀螺的标度因子曲线

对微陀螺上转台测试，测得的标度因子曲线如图 5.23 所示，以最小二乘法

对曲线拟合得到标度因子为  $25.2\text{mV}/^\circ/\text{s}$ ，零点为  $2518\text{mV}$ 。由于正交误差信号造成解调后级运放饱和，在输入角速度信号大于  $50^\circ/\text{s}$  时，系统输出出现明显的非线性。经计算，在输入范围为  $\pm 50^\circ/\text{s}$  内，系统的非线性为 5%。

图 5.24 显示了微陀螺上转台的测试结果。由图可见，此款陀螺最小可分辨  $\pm 0.1^\circ/\text{s}$  的输入角速度。微陀螺系统的输出噪声频谱如图 5.25 所示，在  $2\text{Hz}$  处，噪声为  $534.6\mu\text{V}/\text{rtHz}$ ，经标度因子折算后，系统的等效输入噪声为  $0.02^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$ 。系统带宽通过片外电容设置约为  $20\text{Hz}$ 。

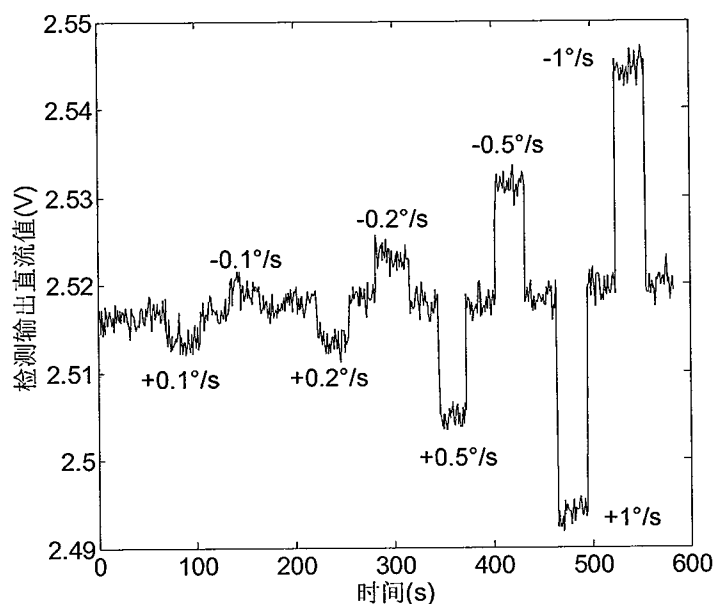


图 5.24 微陀螺上转台的测试结果

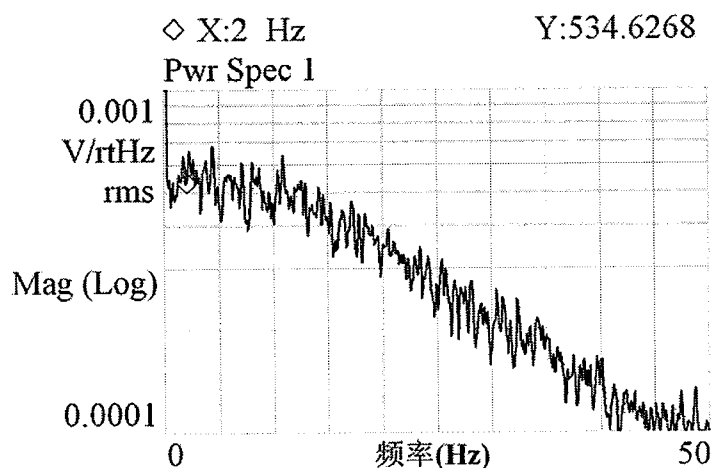


图 5.25 微陀螺的输出噪声频谱

对微陀螺系统的直流输出电压值进行长时间采样以评价系统的零漂特性,采样波形如图 5.26 所示。与电容式微陀螺一样,电磁驱动电容检测的微陀螺也由于传感器机械参数的变化造成较大的系统输出的零点漂移。对此采样曲线作艾伦方差,如图 5.27 所示,可得到系统的偏置稳定性为  $50^{\circ}/h$ 。

电磁电容式微陀螺的系统性能参数总结如表 5.4 所示。由系统的标度因子和检测电路的增益 ( $0.96mV/aF$ ) 计算可得传感器灵敏度为  $26.2aF/^{\circ}/s$ 。驱动芯片和检测芯片的总静态功耗电流为  $19mA$ 。由于驱动小电阻负载,微陀螺系统正常工作时的动态功耗为  $29mA$ 。

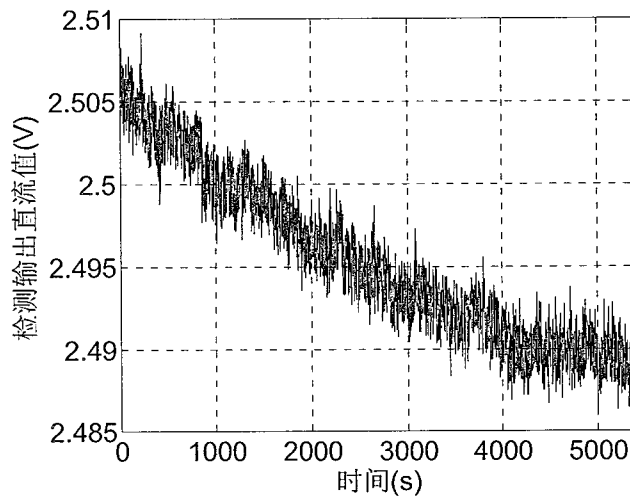


图 5.26 微陀螺系统直流输出的长时间采样

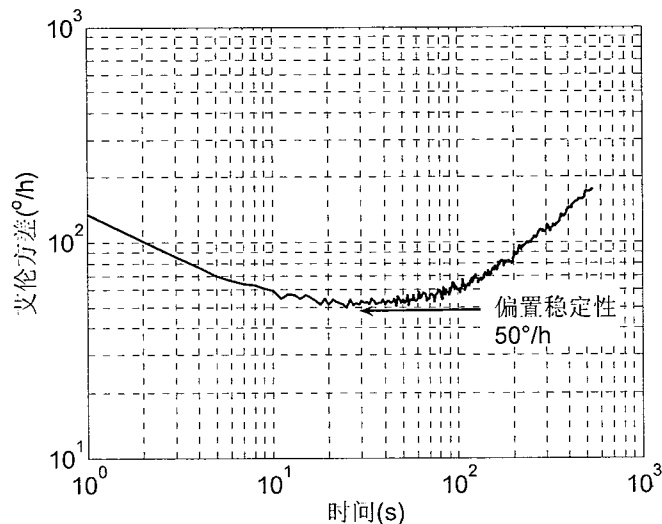


图 5.27 艾伦方差

表 5.4 电磁电容式微陀螺系统性能参数

| 性能参数 (单位)               | 值                 | 性能参数 (单位)      | 值    |
|-------------------------|-------------------|----------------|------|
| 传感器灵敏度 (aF/°/s)         | 26.2              | 最小可分辨角速度 (°/s) | 0.1  |
| 芯片加工工艺                  | 0.35μm CMOS       | 标度因子 (mV/°/s)  | 25.2 |
| 电源电压 (V)                | 5                 | 量程 (°/s)       | ±50  |
| 静态/动态功耗电流 (mA)          | 19/29             | 非线性 (%)        | 5    |
| 芯片面积 (mm <sup>2</sup> ) | 2.5×1.8 + 2.5×1.5 | 带宽 (Hz)        | 20   |
| 极化电压 $V_p$ (V)          | 15                | 偏置稳定性 (°/h)    | 50   |
| 噪声水平 (°/s/rtHz)         | 0.02              | 等效正交误差 (°/s)   | 148  |

多模接口电路芯片与 4.5.3 节中的同款电容式微陀螺进行联合测试的结果基本与表 4.3 中的相同, 故在此不再赘述。此结果也说明在驱动芯片和检测芯片中增加的滤波电路对提升微陀螺系统噪声性能的作用不大, 微陀螺系统的噪声性能主要还是取决于检测芯片中读出电路的噪声水平。因此, 后续工作可着重研究低噪声的读出电路。

## 5.5 本章小结

本章具体说明了适用于静电驱动电容检测, 电磁驱动电容检测和电磁驱动电磁检测三种微陀螺的多模接口电路芯片的实现。首先, 在系统设计上, 多模接口电路芯片沿用了第四章中芯片的闭环驱动、开环检测的结构, 根据微陀螺接口类型设计了 LNA 低噪声读出电路及驱动级, 在驱动和检测电路中分别增加了低通和带通滤波器, 并对 VGA 的结构进行了修改。接着对 LNA、VGA 和驱动级、低通和带通滤波器四个模块的电路具体设计进行了具体说明, 并给出了相应的仿真结果。芯片在 Global Foundry 公司的 0.35μm CMOS 工艺下进行了流片。对芯片中 LNA 读出电路的噪声, VGA 的增益曲线以及带通滤波器的幅频特性进行了测试, 测试结果与设计值基本吻合。成功完成了多模接口电路芯片与电磁电容式和电容式两款微陀螺的联合测试。



## 第六章 总结与展望

### 6.1 论文的主要工作

本文的主要工作包括：

(1) 提出了一种 AGC-PI 结构闭环驱动电路中幅度控制环路的线性化设计方法，包括建立环路的线性模型、提出环路的优化方法和探讨环路设计过程中系统参数的选取方法，为接口电路芯片中 AGC-PI 结构闭环驱动电路的设计提供了理论基础。

(2) 分析和对比了现有的机械正交误差补偿方法，指出同步解调法具有电路复杂度低、对传感器器件通用性好的优点。对同步解调中存在的机械相移和电路相移进行了分析，为接口电路芯片中解调信号相位矫正电路的设计提供了理论基础。

(3) 对电容式微陀螺中寄生跨接电容引入的两种主要负面效应，包括阻止“电学-机械”振荡的发生以及引发“电学振荡”进行了研究。通过理论推导给出了最大允许的寄生跨接电容的表达式，并通过分析给出了避免电学振荡发生的电路解决方案。

(4) 提出了基于 Verilog-A 语言的微陀螺传感器模型，实现了 Cadence EDA 环境下的传感器-电路一体化仿真。

(5) 基于 Global Foundry 的 0.35 $\mu\text{m}$  标准 CMOS 工艺，实现了一款针对电容式微陀螺的接口电路芯片。通过接口电路芯片与微陀螺的联合测试，验证了幅度控制环路优化方法和避免电学振荡的电路解决方案的正确性。微陀螺系统的噪声水平达到了 0.01°/s/rtHz，量程为 $\pm 200^\circ/\text{s}$ ，非线性为 2‰。与近年来已有的典型文献报道结果相比，本芯片在噪声水平、量程和非线性方面的综合评价上具有优势。

(6) 基于 Global Foundry 的 0.35 $\mu\text{m}$  标准 CMOS 工艺，实现了一款微陀螺的多模接口电路芯片。此接口电路芯片可适用于静电驱动电容检测，电磁驱动电容检测和电磁驱动电磁检测三种微陀螺。完成了与电磁驱动电容检测和静电驱动电容检测两款微陀螺的实验验证。

## 6.2 创新点

本文的创新点包括：

(1) AGC-PI 结构闭环驱动电路中的幅度控制环路是一高阶非线性负反馈系统，采用传统的“时间平均”方法分析环路稳定性的过程繁琐复杂，且无法给出量化的环路性能分析。本文提出了一种 AGC-PI 结构闭环驱动电路中幅度控制环路的线性化设计方法，包括建立环路的线性模型、提出环路的优化方法和探讨环路设计过程中系统参数的选取方法，简化了环路稳定性的分析过程，给出了环路性能的量化分析，为 AGC-PI 结构的闭环驱动电路的设计提供了理论基础，并通过实验验证了环路优化方法的正确性。

(2) 同步解调中解调信号相位对齐对抑制机械正交误差信号十分重要。在对同步解调中机械相移和电路相移理论分析的基础上，提出了一种解调信号相位矫正电路。电路通过在锁相环的分频器单元中采用移位寄存器技术实现解调信号相位的调节，相位调节与微陀螺谐振频率无关且调节精度优于  $1^\circ$ ，从而可产生严格的正交解调信号，消除机械正交信号的干扰。

(3) 针对驱动电路中幅度控制环路的温漂问题，提出了一种基于电阻互补温度系数的温度补偿技术，对跨阻放大器进行了温度补偿设计，从而将驱动轴振动速度幅值的温漂系数从补偿前的  $1640 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  降低到了  $114 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 。电容式微陀螺接口电路芯片中的读出电路采用全差分跨阻放大器结构优化噪声性能，获得了  $0.63 \text{ aF}/\text{rtHz}$  的等效输入电容噪声。微陀螺系统的噪声水平达到了  $0.01^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$ ，量程为  $\pm 200^\circ/\text{s}$ ，非线性为  $2\%$ 。与近年来已有的典型文献报道结果相比，本芯片在噪声水平、量程和非线性方面的综合评价上具有优势。

## 6.3 今后工作的展望

### 1. 后续测试工作

本文实现的多模接口电路芯片尚未与电磁驱动电磁检测的微陀螺进行联合测试，今后可以通过实验验证芯片的性能，并针对具体出现的问题提出解决方案，改进设计。

### 2. 低功耗设计

目前公布的 PCB 上分立器件实现的微陀螺系统功耗在  $200\text{mW}$  以上，并且需

要正负电源供电<sup>[60,65,68]</sup>。而本文设计的两款接口电路芯片的静态功耗均在 100mW 以内，且只需 5V 单电源供电。两款芯片均有进一步降低功耗的潜力。目前芯片的众多放大级中的运放功耗占了整个芯片功耗的一半以上，因此今后可集中对这些运放进行功耗优化，甚至可采用与目前 5V 厚栅工艺兼容的 3.3V 薄栅工艺设计放大级，以进一步降低芯片的功耗。

### 3. 单芯片集成

考虑到微陀螺传感器加工工艺一致性较差的问题，芯片设计中对多个子模块采用了可调性设计，因此目前芯片存在管脚较多的问题。今后可采用片上一次性编程存储单元对调节开关进行编程固定，并对与传感器接口相关的管脚重新排布于一侧，以实现电路芯片与传感器芯片的“直接打线”方式的集成，进一步减小微陀螺的体积。甚至可以尝试采用与传感器加工工艺兼容的 IC 工艺进行电路设计，实现真正意义上的微陀螺单芯片集成。

### 4. 闭环检测

相比开环检测，力平衡方式的闭环检测可通过补偿单元抑制传感器检测轴的高 Q 效应，增大系统带宽，并可抑制机械正交误差，提高系统线性度。在今后的工作中值得尝试。

## 附录 A 纠偏法

如图 A.1 所示, 微陀螺可动质量块向  $x$  轴方向偏移平衡位置  $x$ , 向  $y$  轴方向偏移平衡位置  $-y$ 。并在左上和右下固定极板上施加电压  $V-V_q$ , 在左下和右上固定极板上施加电压  $V+V_q$ 。

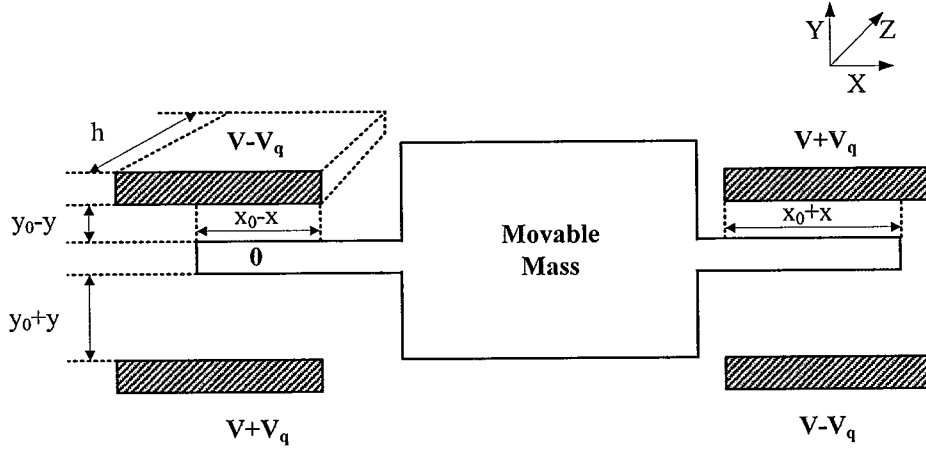


图 A.1 纠偏法原理示意图

下面计算  $y$  轴方向上可动质量块受到的静电力。左上极板对质量块产生的吸引力为（定义向上的力为正）

$$F_{up\_left,y} = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 h (x_0 - x)}{(y_0 - y)^2} (V - V_q)^2 \quad (A.1)$$

左下极板对质量块产生的吸引力为

$$F_{down\_left,y} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 h (x_0 - x)}{(y_0 + y)^2} (V + V_q)^2 \quad (A.2)$$

右上极板对质量块产生的吸引力为

$$F_{up\_right,y} = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 h (x_0 + x)}{(y_0 - y)^2} (V + V_q)^2 \quad (A.3)$$

右下极板对质量块产生的吸引力为

$$F_{down\_right,y} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 h (x_0 + x)}{(y_0 + y)^2} (V - V_q)^2 \quad (A.4)$$

将式 A.1~A.4 累加得到可动质量块在  $y$  方向受到的静电力合力为

$$\begin{aligned}
 F_{total,y} = & \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 h(x_0 - x)}{(y_0 - y)^2} (V - V_q)^2 - \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 h(x_0 - x)}{(y_0 + y)^2} (V + V_q)^2 \\
 & + \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 h(x_0 + x)}{(y_0 - y)^2} (V + V_q)^2 - \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 h(x_0 + x)}{(y_0 + y)^2} (V - V_q)^2
 \end{aligned} \quad (A.5)$$

由于一般  $y \ll y_0$ ，所以式 A.5 可以对  $y$  一阶泰勒展开为

$$\begin{aligned}
 F_{total,y} \approx & \left[ \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 h(x_0 - x)}{y_0^2} (V - V_q)^2 + \frac{\varepsilon_0 h(x_0 - x)}{y_0^3} (V - V_q)^2 \cdot y \right] \\
 & - \left[ \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 h(x_0 - x)}{y_0^2} (V + V_q)^2 - \frac{\varepsilon_0 h(x_0 - x)}{y_0^3} (V + V_q)^2 \cdot y \right] \\
 & + \left[ \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 h(x_0 + x)}{y_0^2} (V + V_q)^2 + \frac{\varepsilon_0 h(x_0 + x)}{y_0^3} (V + V_q)^2 \cdot y \right] \\
 & - \left[ \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 h(x_0 + x)}{y_0^2} (V - V_q)^2 - \frac{\varepsilon_0 h(x_0 + x)}{y_0^3} (V - V_q)^2 \cdot y \right] \\
 = & \frac{\varepsilon_0 h}{y_0^2} [(V + V_q)^2 - (V - V_q)^2] \cdot x + 2 \frac{\varepsilon_0 h x_0}{y_0^3} [(V + V_q)^2 + (V - V_q)^2] \cdot y \\
 = & \frac{4\varepsilon_0 h V V_q}{y_0^2} \cdot x + \frac{4\varepsilon_0 h x_0 (V^2 + V_q^2)}{y_0^3} \cdot y
 \end{aligned} \quad (A.6)$$

式 A.6 中第一项为

$$F_{elec} = \frac{4\varepsilon_0 h V V_q}{y_0^2} \cdot x \quad (A.7)$$

其与驱动轴位移  $x$  成正比，与控制电压  $V_q$  也成正比，由于引起机械正交误差的弹簧回溯力为  $F_{k_{yx}} = -k_{yx}x$ ，只要使得  $F_{k_{yx}}$  与  $F_{elec}$  大小相等，方向相反，即可得控制电压  $V_q$  表达式为

$$V_q = \frac{k_{yx} y_0^2}{4\varepsilon_0 h V} \quad (A.8)$$

式 A.6 中的第二项会对陀螺检测方向产生弹簧软化效应 (spring softening)，在此不再详述。

## 附录 B 传感器线性化模型

施加在陀螺驱动电容上的静电力的表达式可以写为

$$F_{ex} = F_{amp}(t) \cos(\omega_x t) \quad (B.1)$$

其中  $F_{amp}(t)$  为静电力  $F_{ex}$  随时间变化的幅度,  $\omega_x$  为陀螺驱动方向的本征频率。假设  $F_{amp}(t)$  是一单频信号, 则可以写为

$$F_{amp}(t) = F \sin(\omega_m t) \quad (B.2)$$

其中  $F$  是静电力的幅度值, 是一常量,  $\omega_m$  为力幅度变化的频率。一般静电力变化主要由于陀螺本身参数随外界环境变化引起, 因此有  $\omega_m \ll \omega_0$ 。则式 (B.1) 可以重写为

$$F_{ex} = F \sin(\omega_m t) \cos(\omega_x t) = \frac{F}{2} [\sin(\omega_m t + \omega_x t) + \sin(\omega_m t - \omega_x t)] \quad (B.3)$$

陀螺驱动方向振荡器力转位移的 S 域传输函数可写为

$$H_{res}(s) = \frac{x}{F}(s) = \frac{1}{k} \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_x^2} + \frac{s}{\omega_x Q} + 1} \quad (B.4)$$

将  $s = j(\omega_m + \omega_0)$  代入式 (B.4), 可得上边带信号的传输函数为

$$H_{res}(j(\omega_m + \omega_x)) = -j \frac{Q}{k} \frac{1}{jQ \left( \frac{2\omega_m}{\omega_x} + \left( \frac{\omega_m}{\omega_x} \right)^2 \right) + 1 + \frac{\omega_m}{\omega_x}} \quad (B.5)$$

由于  $\omega_m \ll \omega_0$ , 则式 (B.5) 可写为

$$H_{res}(j(\omega_m + \omega_0)) \approx -j \frac{Q}{k} \frac{1}{jQ \frac{2\omega_m}{\omega_x} + 1} \quad (B.6)$$

其幅度为

$$|H_{res}(j(\omega_m + \omega_x))| = \frac{Q/k}{\sqrt{\left( Q \frac{2\omega_m}{\omega_x} \right)^2 + 1}} \quad (B.7)$$

相位为

$$\angle H_{res}(j(\omega_m + \omega_x)) = -\frac{\pi}{2} - \arctan\left(Q \frac{2\omega_m}{\omega_x}\right) \quad (B.8)$$

同理，对于下边带信号，代入  $s = j(\omega_m - \omega_0)$ ，可得

$$H_{res}(j(\omega_m - \omega_0)) \approx j \frac{Q}{k} \frac{1}{jQ \frac{2\omega_m}{\omega_x} + 1} \quad (B.9)$$

幅度为

$$|H_{res}(j(\omega_m - \omega_x))| = \frac{Q/k}{\sqrt{\left(Q \frac{2\omega_m}{\omega_x}\right)^2 + 1}} \quad (B.10)$$

相位为

$$\angle H_{res}(j(\omega_m - \omega_x)) = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(Q \frac{2\omega_m}{\omega_x}\right) \quad (B.11)$$

则力  $F_{ex}$  通过传输函数  $H_{res}(s)$  后得到的位移时域表达式为

$$x(t) = \frac{F}{2} G(\omega_m) [\sin(\omega_m t + \omega_x t - \pi/2 - \phi(\omega_m)) + \sin(\omega_m t - \omega_x t + \pi/2 - \phi(\omega_m))] \quad (B.12)$$

其中

$$\begin{cases} G(\omega_m) = \frac{Q/k}{\sqrt{\left(Q \frac{2\omega_m}{\omega_x}\right)^2 + 1}} \\ \phi(\omega_m) = \arctan\left(Q \frac{2\omega_m}{\omega_0}\right) \end{cases} \quad (B.13)$$

对式(B.12)乘以  $2 \sin(\omega_x t)$  做归一化解调，滤去高频分量后得到位移随时间变化的幅值，可得位移幅值的表达式

$$X_{amp}(t) = FG(\omega_m) \sin(\omega_m t - \phi(\omega_m)) \quad (B.14)$$

对于随时间变化的幅值信号，输入式 (B.2) 中的  $F_{amp}(t)$ ，输出式 (B.14) 中的  $X_{amp}(t)$ ，得到的 s 域的传输函数表达式为