

分类号 TN432

密级

UDC 621.38

编号

中国科学院研究生院

博士学位论文

适用于谐振式 MEMS 陀螺仪的电容读出芯片设计技术研究

张 翀

指导教师 杨海钢 研究员

中国科学院电子学研究所

申请学位级别 博士 学科专业名称 微电子学与固体电子学

论文提交日期 论文答辩日期

培养单位 中国科学院电子学研究所

学位授予单位 中国科学院研究生院

答辩委员会主席 彭 亮

**Research into Design Techniques of Capacitive Readout
Microchip for Vibratory MEMS Gyroscope**

Chong Zhang

(Microelectronics and Solid-State Electronics)

Directed by Professor Haigang Yang

研究成果声明

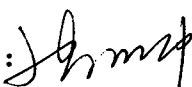
本人郑重声明：所提交的学位论文是我本人在指导教师的指导下进行的研究工作获得的研究成果。尽我所知，文中除特别标注和致谢的地方外，学位论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得中国科学院电子学研究所或其它教育机构的学位或证书所使用过的材料。与我一同工作的合作者对此研究工作所做的任何贡献均已在学位论文中作了明确的说明并表示了谢意。

特此申明。

签名： 日期：2010.6.4

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：2010.6.4

导师签名： 日期：2010.6.4

摘要

近年来,随着微电子机械系统(MEMS)设计与制造技术的日趋成熟,各种 MEMS 陀螺仪应运而生,它们有着传统机械式陀螺仪无法企及的体积小、重量轻、功耗低、成本低等优点,使得陀螺仪的应用进一步扩大到汽车电子和娱乐电子等民用领域。本选题面向最具代表性的谐振式 MEMS 陀螺仪,对其电容读出芯片设计中的关键技术进行研究,旨在实现高性能集成化 MEMS 陀螺仪,并为同类 MEMS 传感系统的高精度设计打下理论基础。

本文选取连续电压读出方式,通过理论推导,明确影响性能的关键参数,并提出相应的优化方法,作为高性能读出芯片设计的理论依据。

提出一种基于理想元件的压控电容 SPICE 模型,用于模拟 MEMS 陀螺仪,解决了电容读出电路与 MEMS 陀螺仪难以协同仿真的问题。

将斩波降噪技术与连续电压读出相结合,提出新型高精度电容读出电路,同时采用直流置位搭配交流抑制的方法,稳定偏置静态工作点并进而实现小于 0.9aF/rtHz 的电容分辨率和高于 113dB 的读出动态范围。

芯片实现全集成设计,并提出一种新的温度补偿方法,即在设计过程中精确调节斩波信号发生器的正温度系数以抵消电荷积分器的负温度系数,测试结果表明全集成芯片的灵敏度温漂在 $-40\sim 85^{\circ}\text{C}$ 全温度范围内仅为 $38\text{ppm/}^{\circ}\text{C}$ 。

设计采用新加坡特许半导体的 $0.35\mu\text{m}$ 标准 CMOS 工艺,先后共进行了四次流片,成功应用于 MEMS 陀螺仪并完成了全面的功能验证和性能测试。

关键词: 电容读出; 低噪声; 斩波技术; 连续电压读出; MEMS 陀螺仪

Abstract

Chong Zhang (Microelectronics and Solid-State Electronics)

Directed by Professor Haigang Yang

Recently with development of MEMS design and manufacture techniques, various MEMS gyros appear, featuring advantages in terms of size, weight, power consumption and cost that conventional mechanical gyros cannot even compare with, and hence bring gyros into more civil domains, like auto-electronics and entertainment electronics. This dissertation aiming at the most representative vibratory MEMS gyro studies the key techniques for capacitive readout chip design, trying to implement high performance integrated MEMS gyro and build foundation for precision design of similar MEMS sensors.

The continuous voltage readout scheme is chosen, critical parameters affecting the performance are clarified by theoretical calculations, and as well corresponding optimization methods are proposed, which can act as the theoretical reference for high performance readout chip design.

A novel voltage-control-capacitor SPICE model is created for use of simulating the MEMS gyro behavior. It enables the combined simulation of the sensor together with the readout.

Chopper noise canceling technique and continuous voltage readout are successfully merged, giving rise to a novel capacitive readout circuit. Along with the proposed DC-reset-with-AC-suppress method, operation potentials are biased with good stability, which leads to a capacitance resolution better than $0.9\text{aF}/\text{rtHz}$ and a dynamic range larger than 113dB .

A complete chip is designed, and temperature compensation is innovatively realized by delicately tuning the positive temperature coefficient of the chopper signal generator to neutralize the negative temperature coefficient of the charge integrator. An overall readout sensitivity temperature drift of only $38\text{ppm}/^\circ\text{C}$ is validated by

experimental test.

The design bases in the standard 0.35 μm CMOS process of Chartered Semiconductor. Up to 4 chips have been taped out successively. It has been applied to a real MEMS gyro system, and passed the comprehensive functional verification and performance evaluation.

Keywords: capacitance readout; low noise; chopper; continuous voltage readout; MEMS gyroscope.

目 录

第一章 引言	1
1.1 研究背景和意义	1
1.1.1 陀螺仪的微型化趋势	1
1.1.2 高性能电容读出电路需求	2
1.1.3 选题来源	3
1.2 国内外的研究进展	3
1.2.1 国外研究进展	3
1.2.2 国内研究现状	10
1.3 本文的主要研究内容	11
1.3.1 研究方向	11
1.3.2 具体研究内容	11
1.4 论文的组织	11
第二章 MEMS 传感系统关键参数和非理想因素	13
2.1 通用传感系统参数定义	13
2.2 读出电路的非理想因素	16
2.2.1 噪声	16
2.2.2 工艺失配	19
2.2.3 温度漂移	21
2.2.4 寄生电容	22
2.2.5 电荷注入和泄漏效应	22
2.3 本章小结	23
第三章 谐振式 MEMS 陀螺仪电容读出电路性能分析与优化	25
3.1 谐振式 MEMS 陀螺仪检测原理	25
3.2 电容读出电路的主要性能指标	26
3.3 电容检测方式的分析与对比	27
3.3.1 连续时间电流读出方式 (CTC)	28
3.3.2 连续时间电压读出方式 (CTV)	29
3.3.3 开关电容电荷积分方式 (SC)	31
3.3.4 几种电容信号读出电路对比	32
3.4 CTV 方式电容读出电路性能分析与优化	34
3.4.1 热噪声分析与优化	34
3.4.2 失配分析与优化	36

3.4.3 低频噪声消除技术.....	40
3.4.4 斩波稳定技术的实现.....	45
3.5 本章小结	46
第四章 连续时间电压读出方式电容读出电路设计.....	49
4.1 MEMS 陀螺电容接口与仿真模型.....	49
4.1.1 谐振式 MEMS 陀螺等效模型.....	49
4.1.2 谐振式 MEMS 陀螺仿真模型.....	50
4.1.3 时变电容模型的仿真验证.....	53
4.2 电容读出电路结构设计	59
4.3 电路模块的设计与仿真验证	60
4.3.1 电荷积分器.....	60
4.3.2 输入共模反馈.....	63
4.3.3 电压基准.....	65
4.3.4 电流基准.....	68
4.3.5 缓冲器.....	69
4.3.6 开关.....	71
4.3.7 低通滤波器.....	72
4.3.8 数字电路.....	73
4.3.9 片上电容阵列.....	75
4.4 读出电路的瞬态仿真	76
4.4.1 输入固定电容.....	76
4.4.2 输入时变电容.....	79
4.5 读出电路的温度扫描	80
4.6 读出电路的噪声仿真	81
4.6.1 基于 Spectre RF 工具的噪声仿真方法.....	81
4.6.2 读出电路的噪声仿真结果.....	84
4.7 读出电路的幅频特性仿真	85
4.8 读出电路的版图设计	87
4.9 读出电路芯片独立测试	89
4.9.1 关键节点瞬态波形.....	90
4.9.2 电容读出线性范围测试.....	93
4.9.3 输出噪声测试.....	94
4.9.4 温度性能测试.....	95
4.9.5 带宽测试.....	96
4.10 读出电路芯片与 MEMS 陀螺联合测试	97

4.10.1 测试系统搭建.....	97
4.10.2 零角速度测试.....	98
4.10.3 线性度测量.....	100
4.10.4 系统输出噪声测量.....	101
4.10.5 上电采样.....	102
4.11 本章小结	102
第五章 电容读出电路的温度补偿设计.....	105
5.1 系统结构与温度补偿原理.....	105
5.2 电路设计与仿真验证.....	106
5.2.1 振荡器.....	106
5.2.2 电压基准源.....	107
5.2.3 温度补偿系统性能仿真.....	108
5.3 温度传感器设计	110
5.4 版图设计	113
5.5 温度补偿系统芯片测试	113
5.5.1 关键节点瞬态波形.....	115
5.5.2 电容读出线性范围测试.....	117
5.5.3 输出噪声测试.....	118
5.5.4 温度补偿测试.....	118
5.6 本章小结	119
第六章 总结与展望.....	121
6.1 论文的主要工作	121
6.2 创新点	122
6.3 取得成果与前人对比	123
6.4 对今后工作的展望	124
参考文献.....	127
发表论文.....	137
致 谢.....	139

第一章 引言

1.1 研究背景和意义

1.1.1 陀螺仪的微型化趋势

如今“智能”这一概念早已深入人心，它给人们带来的不仅是方便和快捷，更在很多领域施展着让人类望尘莫及的才能。而能让机器“智能”起来则完全离不开各种传感器的帮助，传感器就像人类的五官，在自然界和机器之间搭起桥梁，发挥着信息获取的巨大作用。

陀螺仪作为转动角速度传感器，始终在惯性导航、姿态控制等领域扮演着不可或缺的角色。传统的陀螺仪主要为机械式，对工艺结构要求很高，结构复杂，精度受到了很多方面的制约。自从上个世纪七十年代以来，现代陀螺仪的发展已经进入了一个全新的阶段。1976 年美国的 Vali 和 Shortill 提出了现代光纤陀螺仪的基本设想，到了八十年代以后，现代光纤陀螺仪得到了非常迅速的发展。由于光纤陀螺仪具有结构紧凑，灵敏度高，工作可靠等优点，当今光纤陀螺仪在很多的领域已经完全取代了传统的机械式陀螺仪，成为现代导航仪器中的关键部件。

与此同时，随着微电子机械系统（microelectronic mechanical system MEMS）设计与制造技术的日趋成熟，各种 MEMS 陀螺仪应运而生，在汽车电子和娱乐电子等民用领域得到了广泛的应用。相对于光纤陀螺仪，MEMS 陀螺仪在体积上得到进一步缩小，重量上得到进一步减轻，成本上更得到大幅度的缩减，并且具有低功耗、高可靠性、大量程、易于数字化等优点。以 Bosch 公司开发的汽车电子稳定系统（electronic stability program ESP）中所采用的角速度传感器为例，MEMS 陀螺仪早已取代早期笨重的电子机械式陀螺（见图 1.1），使得系统中所使用的惯性传感器数量上升为 6 个，大大提高了汽车驾驶的安全性^[1-3]。

MEMS 陀螺仪通常采用谐振式结构，工作基于科里奥利力原理，并以极板间电容的变化作为角速度的传感信号。如果采用工艺兼容性设计，可以实现 MEMS 传感器件和控制检测电路的单芯片集成，整个芯片的大小仅有几个平方毫米。近年来，更有多轴微陀螺仪、加速度计和陀螺仪的单芯片集成设计见诸学

术期刊和会议,甚至片内集成模数转换器以数字信号作为输出的单芯片微陀螺仪也屡见不鲜。对 MEMS 陀螺仪关键技术研究已成为全球学术界和工业界的热点话题^[4-7]。

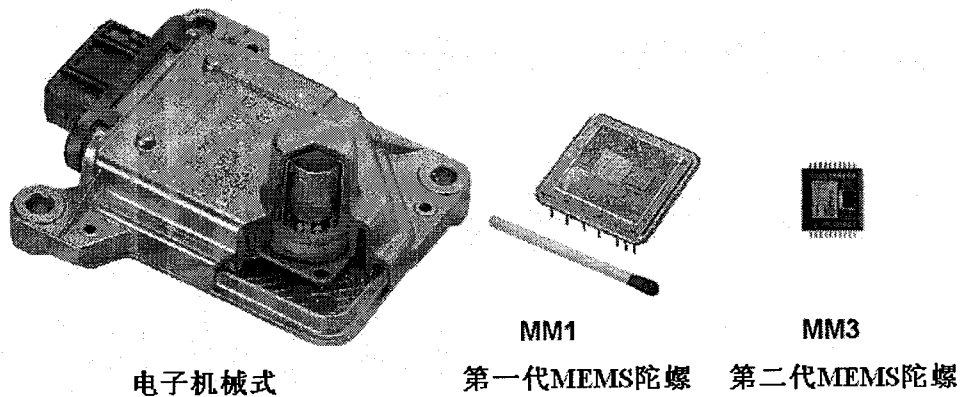


图 1.1 Bosch 公司 ESP 系统中所采用角速度传感器的发展历程

1.1.2 高性能电容读出电路需求

分辨率、漂移、零点输出和标度因子是衡量陀螺仪性能的最关键的四项指标。根据性能由高到低,陀螺仪通常可以分为 Inertial 级、Tactical 级和 Rate 级。表 1.1 列出了不同级别下对陀螺仪各性能指标的要求。早期研发的 MEMS 陀螺仪主要面向汽车电子需求,价格被控制在较低的水平,大多集中在 Rate 级,而较高级别的陀螺仪都是非常昂贵的光纤陀螺^[8-10]。因此目前 MEMS 陀螺的发展目标就是在性能上达到乃至超越光纤陀螺,满足 Tactical 级和 Inertial 级的要求,从而进入惯性制导、航空航天等高端应用领域^[11-14]。

表 1.1 不同级别陀螺仪的性能要求

性能参数	Rate 级	Tactical 级	Inertial 级
随机游走角度 ($^{\circ}/\text{rt hr}$)	> 0.5	$0.5 \sim 0.05$	< 0.001
零偏漂移 ($^{\circ}/\text{hr}$)	$10 \sim 1000$	$0.1 \sim 10$	< 0.01
标度因子相对误差 (%)	$0.1 \sim 1$	$0.01 \sim 0.1$	< 0.001
全量程 ($^{\circ}/\text{s}$)	$50 \sim 1000$	> 500	> 400
1ms 可承受最大振动 (g)	10^3	$10^3 \sim 10^4$	10^3
带宽 (Hz)	> 70	~ 100	~ 100

一个完整的 MEMS 陀螺仪只有微型传感器件是不够的，必须还有后续电路用来将 MEMS 传感器件输出的电容信号转换为电信号，高性能陀螺仪的实现离不开高性能的电容读出电路。在无数科研人员为改善 MEMS 陀螺的器件特性倾注智慧的同时，还有更多人致力于高精度、大动态范围以及温度性能稳定的电容读出电路的设计。

电容读出电路处于 MEMS 陀螺仪信号通路的最前端，它必须能够将 MEMS 陀螺器件输出的微弱电容信号进行准确、无失真的放大，以便后端电路进一步地分析与处理。MEMS 陀螺器件由于体积小、电压低，其输出的电容信号极其微弱，一般仅在阿法 ($1\text{aF} = 10^{-18}\text{F}$) 量级。如此微小的信号对读出电路的分辨率提出非常苛刻的要求。同时电容读出电路的输出信号是后续电路输入信号，较大的输出动态范围才能保证模数转换的精度，不受温度影响的读出信号才能保证整个 MEMS 陀螺仪在任何环境中都能做到准确的角速度检测^[15, 16]。

1.1.3 选题来源

本研究课题来源于：中国科学院装备预先研究支撑项目“MEMS 传感器集成工艺技术——微弱信号读出电路集成技术研究”（项目编号：61501.04.02.03B）和国家高技术研究发展计划课题“微纳传感器电容信号检测集成技术基础研究”（课题编号：2007AA04Z349）。

1.2 国内外的研究进展

1.2.1 国外研究进展

早在 1980 年，第一款可称为 MEMS 陀螺仪的设计诞生于美国的 Charles Stark Draper 实验室，它采用压电石英驱动方式和压阻检测方式。之后 MEMS 陀螺仪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、梳齿结构和精度更高的环形结构；从驱动形式角度，需要依靠永磁铁的电磁驱动逐渐被体积更小的静电驱动取代；从接口形式角度，压阻式逐渐被具有优异温度性能和噪声性能的电容式取代；从 MEMS 陀螺和电路连接方式角度，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^[17-23]。

因此近年来对于 MEMS 陀螺仪读出电路的设计主要都是围绕电容读出方式并且应用于单芯片设计中。电路结构并不像 MEMS 陀螺那样具有明显的统一发展方向, 各种不同的设计均具有各自的优点和不足, 研发人员总是结合不同的应用需求选择最为合适的电路结构以发挥其优点, 并频频提出各种手段和方法以弥补相应的不足之处^[24]。

美国 California 大学 Berkeley 分校的 Horowitz 教授和他的学生 Clark 于 1996 最早公开了他们的单芯片 MEMS 陀螺仪设计。传感器采用梳齿式结构, 电容式差分输出, 读出电路采用跨阻放大原理, 整个芯片尺寸约为 $3\times 3\text{mm}^2$, 采用 Analog Devices 公司的 iMEMS 工艺加工制造, 其角速度分辨率达到 $1^\circ/\text{s/rtHz}$ 。随后他们又对设计进行了优化, 将分辨率提高到 $0.1^\circ/\text{s/rtHz}$, 芯片的显微照片如图 1.2 所示^[25]。

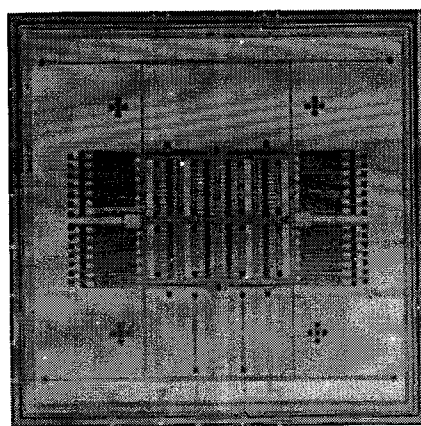


图 1.2 Clark 的单芯片集成 MEMS 陀螺仪芯片照片

之后该校的另一位教授 Boser 开始在数字读出方向进行研究, 将 $\Sigma\Delta$ 调制技术应用于电容读出, 直接得到 1bit 数字码流, 输入给单片机进行后续的信号处理, 省去了芯片中模数转换器 ADC 的设计。在 2005 年他的学生 Petkov 发表了一款适用于 MEMS 惯性传感器的 4 阶 $\Sigma\Delta$ 电容读出电路设计, 采用 $0.5\mu\text{m}$ CMOS 标准工艺, 芯片有效尺寸 0.9mm^2 , 5V 单电源, 整体功耗仅为 13mW, 与 MEMS 陀螺级联, 实现了 $1^\circ/\text{s/rtHz}$ 的分辨率^[26-28]。

2008 年他的另一个学生 Ezekwe 改进了 Petkov 的设计, 加入了用于自动频率校正以获得最大传感增益的 Mode Matching 技术, 以及 Boxcar 采样技术以消除 $\Sigma\Delta$ 电路中严重影响读出精度的噪声折叠效应。图 1.3 为测试时封装内的

MEMS 陀螺和读出电路的显微照片。读出电路采用 $0.35\mu\text{m}$ CMOS 高电压工艺，有效面积 $0.8\times 0.4\text{mm}^2$ ，3.3V 和 12V 双电源，整体功耗仅为 1mW，与 MEMS 陀螺级联，实现了 $0.004^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$ 的分辨率^[29]。

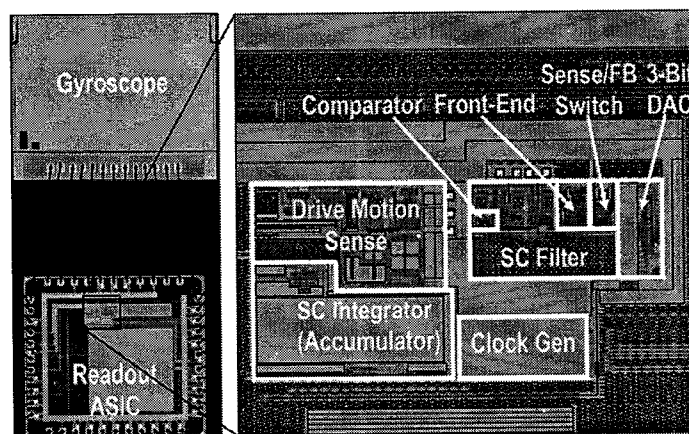


图 1.3 Ezekwe 的 $\Sigma\Delta$ 读出电路芯片照片

最早开展多晶硅环形谐振式 MEMS 陀螺仪研究的是 Michigan 大学的 Najafi 教授。环形的设计可以使陀螺在驱动和检测的方向上器件结构完全一致，保证 MEMS 陀螺具有较大的灵敏度和较低的温漂。他和他的学生贺国宏于 2002 年发表了一款采用玻璃衬底 (111) 单晶硅材料实现的一款 MEMS 陀螺设计。(111) 单晶硅材料保证了陀螺器件在驱动和检测方向材料杨氏模量的一致性，而玻璃衬底的选用大大减小了接口寄生电容，避免了其对灵敏度的影响。读出电路的设计仅仅采用了最为简单的由结型场效应管构成的源极跟随器，再使用片外低噪声运放芯片进行放大。图 1.4 为陀螺器件的显微照片，环形结构的直径为 2.7mm，测试性能达到了 $132\text{mV}/^\circ/\text{s}$ 的灵敏度，以及 $10.4^\circ/\text{hr}/\text{rtHz}$ 的分辨率，但是为了获得如此出色的性能，陀螺需要一个高达 60V 的电压偏置^[30-34]。

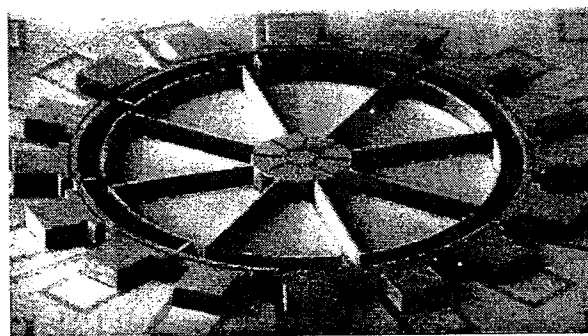


图 1.4 Najafi 教授的环形谐振式 MEMS 陀螺显微照片

截至目前为止，已发表的 MEMS 陀螺仪角速度分辨率的最佳记录是由 Ayazi

教授创造的 $0.18^\circ/\text{hr}/\text{rtHz}$ 。他曾经也是 Najafi 的学生，毕业后任职于 Georgia 理工大学。在 2008 年他和他的学生 Sharma 发表了一款采用了 Mode Matching 技术的双芯片 MEMS 陀螺仪设计，陀螺器件采用了 $60\mu\text{m}$ 厚绝缘体上硅（silicon on insulator SOI）衬底材料，尺寸 $1.5 \times 1.0\text{mm}^2$ ，谐振频率在 $10 \sim 20\text{KHz}$ 。读出电路是结构相对简单的跨阻放大器，并使用 T 型网络实现了 $25\text{M}\Omega$ 的反馈电阻。因为增大了输入管尺寸使得 $1/f$ 噪声拐角频率降低到谐振频率以下，所以没有使用任何噪声消除手段，通过对陀螺质量块偏置到 40V 的高电压，大大提高了读出电路的灵敏度，并使分辨率达到了 $0.02\text{aF}/\text{rtHz}$ 。这款设计最主要的缺点在于线性度较低，需要通过数字信号处理加以校正。图 1.5 给出测试时使用的 PCB 照片以及支持电路的整体集成芯片显微照片^[35 - 41]。另外 Ayazi 教授还在音频体硅陀螺以及星型结构陀螺方面做着积极的尝试，虽然它们在某些特殊方面具有优越的特质，但总体性能还需要进一步的优化^[42 - 46]。

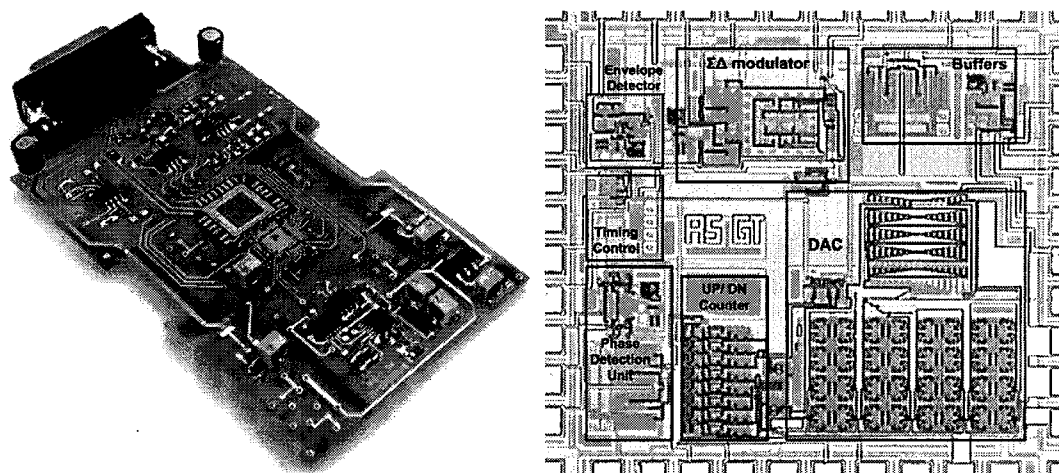


图 1.5 Ayazi 教授的设计所使用的测试 PCB 以及集成电路芯片照片

尽管 Mode Matching 技术的采用对于 MEMS 陀螺仪灵敏度的提高具有明显的效果，但 California 大学 Irvine 分校的 Shkel 教授却提出该技术同时也会严重降低角速度检测的稳定性，由于工艺偏差，环境的变化，甚至声音的影响，都会导致灵敏度发生较大的改变。Shkel 教授与最大的车用陀螺提供商 Systron Donner Automotive 公司联合研究适用于汽车电子的 MEMS 陀螺仪，其特点在于分辨率要求相对较低，但稳定性要求极高，以确保人身安全。他提出了一种精度和稳定性折衷的设计方法，别出心裁的将陀螺质量块一分为二，得到 2 个自由度（degree of freedom DOF），改变了传统陀螺在传感方向的频率特性，实现更为稳定的角

速度检测。图 1.6 为该设计的显微照片，采用 SOI 工艺实现。其读出电路采用片外分立元件搭建，测试结果证实了其在频率和温度稳定性上的优越表现，分辨率也达到了 $0.09^\circ/\text{s}/\text{rtHz}^{[47, 48]}$ 。

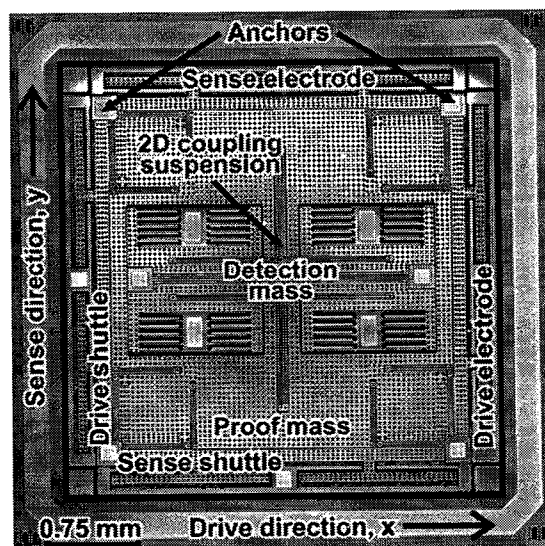


图 1.6 Shkel 教授的 2DOF 微陀螺显微照片

Carnegie Mellon 大学的 Fedder 教授在单芯片集成方面取得了令人瞩目的成绩。2003 年他和他的学生郝罗发表了一款 XY 双轴加速度计和 Z 轴陀螺仪的单芯片集成惯性测量单元 (inertial measurement units IMU) 设计。芯片采用后 CMOS MEMS 工艺加工，实现了传感器件和集成电路的单芯片集成，其显微照片如图 1.7 所示。芯片尺寸 $2.5 \times 2.5 \text{ mm}^2$ ，5V 单电源供电，读出电路均采用连续时间读出方式，加速度计分辨率为 $50 \mu\text{g}/\text{rtHz}$ ，陀螺仪分辨率为 $0.5^\circ/\text{s}/\text{rtHz}^{[49-54]}$ 。

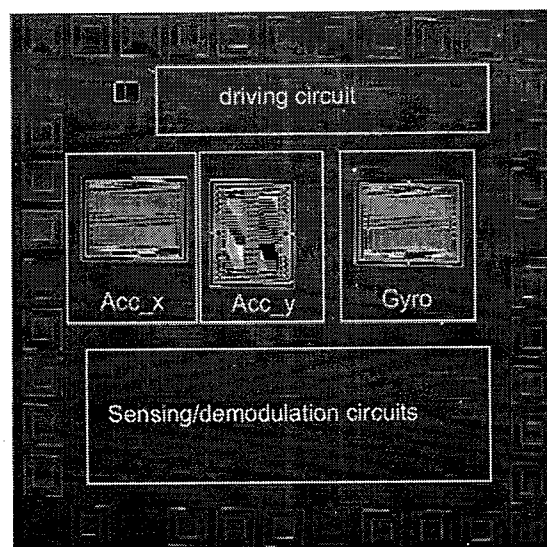


图 1.7 Fedderi 教授的 IMU 芯片显微照片

对于通用电容信号读出芯片，目前只有 Michigan 州立大学的 Mason 教授从事这方面的研究。最早在 2002 年他和他的学生张继春就发表了他们的通用微传感器接口（universal micro-sensor interface UMSI）芯片。为适用于不同类型的 MEMS 传感器，该芯片集成了电容、电阻和电流微弱信号读出电路，并具有模数转换功能和简单的数字校正功能。在 2007 年他们又给出了优化设计，芯片尺寸 $2.2 \times 2.2 \text{ mm}^2$ ，采用 $0.5 \mu\text{m}$ CMOS 标准工艺，3.3V 单电源供电，整体功耗仅为 $50 \mu\text{W}$ ，其最小可检测电容、电阻和电流的分别为 1 fF 、 10Ω 和 $60 \mu\text{V}$ 。图 1.8 为芯片的显微照片^[55-57]。

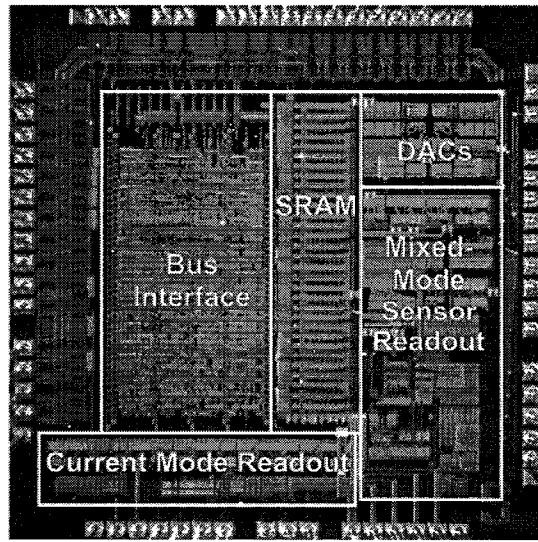


图 1.8 Mason 教授的 UMSI 芯片显微照片

欧美很多芯片设计公司逐渐发现 MEMS 陀螺仪所蕴藏无限商机，也纷纷投身相关领域的研究，并积极将自己的设计投放市场。美国的 Analog Devices Inc.

（ADI）公司在 2002 年公开了其 ADXR150 陀螺仪的设计，它是一款单片集成的 Z 轴 MEMS 陀螺仪，采用 $3 \mu\text{m}$ BiCMOS 工艺和 $4 \mu\text{m}$ 厚多晶硅工艺生产，其电容读出电路采用单纯的电荷积分器结构，且没有采用 $1/f$ 噪声消除技术，5V 单电源供电，整体功耗 30 mW ，分辨率为 $0.05^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$ 。其芯片显微照片如图 1.9 所示。随后 ADI 公司又陆续推出了 ADXR 系列的其它型号芯片，以及精度更高的 ADIS 系列。2009 年 ADI 公司还推出了两款 XYZ 三轴单片集成的 MEMS 陀螺仪芯片，ADIS16350 和 ADIS16355，分辨率均为 $0.05^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$ ^[58, 59]。

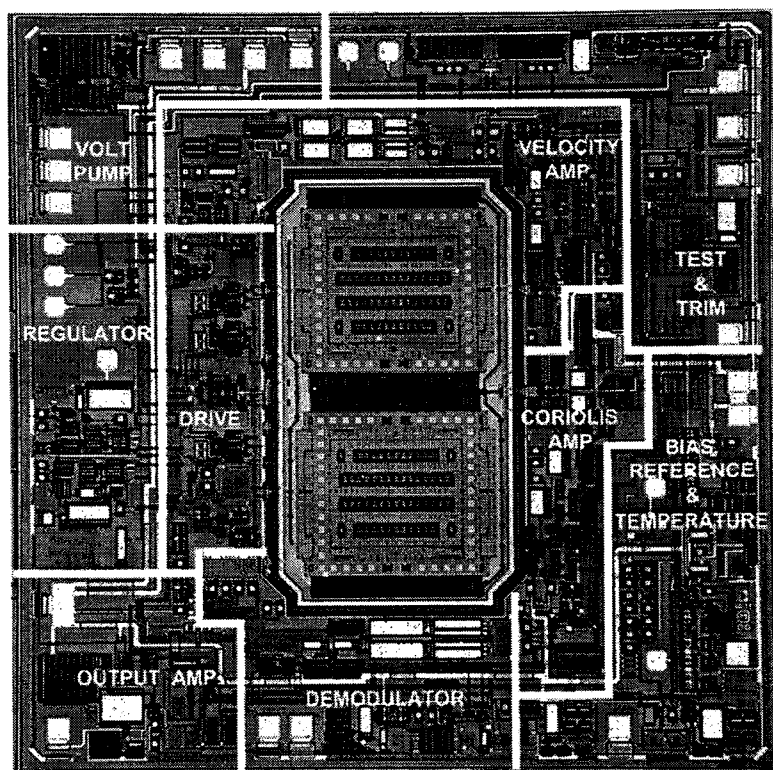


图 1.9 ADI 公司的 ADXR150 单片集成 MEMS 陀螺仪显微照片

德国的 Robert Bosch GmbH 公司也发表了关于其 SMG 系列 MEMS 陀螺仪部分设计，它们均采用双芯片一体化封装。传感器件采用 $11\mu\text{m}$ 厚多晶硅表面加工工艺，电容读出采用 $\Sigma\Delta$ 环路结构，提供串口输出和内建测试模块。图 1.10 为 SMG070 芯片的封装照片和封装内部照片。该芯片角速度分辨率达到了 $0.004^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$ ，是目前商用芯片的最高水平。Bosch 公司将它们的 MEMS 陀螺仪芯片和 MEMS 加速度芯片以及控制电路封装成电子模块，如 DRS-MM1、DRS-MM2 和 DRS-MM3，并将其大量应用于公司同步研发的 ESP 系统。该系统能有效预见并主动干预，防止汽车发生侧滑和侧翻^[2, 21, 60]。

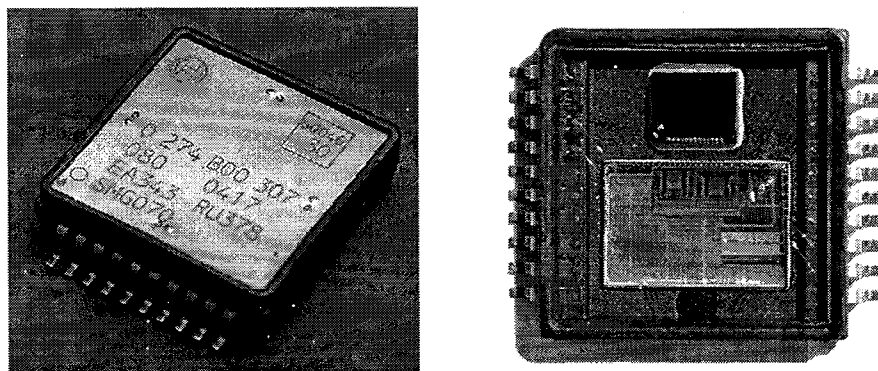


图 1.10 Bosch 公司的 SMG070 MEMS 陀螺仪封装照片和封装内部照片

目前市场上占有一定份额的 MEMS 陀螺仪还有 Melexis 公司的 MLX90609 系列、Systron Donner 公司的 QRS 系列、HZ1 系列和 LCG 系列、Silicon Sensing 公司的 CRS 系列、muRata 公司的 ENC 系列、MEMSense 的 TR 系列以及 Invensense 的 IDG 系列等。这些产品覆盖了民用领域的大部分应用，有单轴、双轴和三轴的角速度检测，有模拟和数字的信号输出，有高电压和低电压供电，有不同的带宽和动态范围，也有不同的检测精度。

1.2.2 国内研究现状

MEMS 属于机械和微电子的交叉学科，设计 MEMS 传感系统不仅需要微电子工艺和集成电路设计的专业知识，同时还离不开机械和材料力学的专业知识，有时甚至需要生物和化学的专业知识。因此一个实验室或者一个公司要想设计出性能优异的 MEMS 传感器，需要这些领域研发人员的相互配合。

目前国内相关领域的研究呈现传感器件和集成电路设计相分离的特征，好多科研院所在 MEMS 器件设计领域积累了丰富的经验，取得了丰硕的科研成果，但在信号读出方向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和功耗的需求，但在尺寸方面无法获得突破，传感系统单芯片集成难以实现，严重限制了我国 MEMS 传感系统微型化的发展，

单纯就 MEMS 陀螺仪的设计而言，清华大学、北京大学、中国科学院传感技术国家重点实验室、东南大学和哈尔滨工业大学均有能力设计并制造出性能优异的陀螺器件，有些甚至发表过单芯片集成的 3 轴陀螺器件，但是有能力自行研发与其相匹配的集成电路的单位却寥寥无几^[61, 67]。国内针对 MEMS 陀螺仪读出电路的研究主要呈现两个特点：

一、主要以分立器件实现为主，仅北京大学、哈尔滨工业大学和东南大学等少数单位进行过集成化读出电路的研究，且设计仅局限于晶体管级仿真，鲜有流片验证；

二、主要以验证 MEMS 陀螺传感器件为目的，电路结构简单，功能单一，通常仅是起到连接器件和测试设备的作用，各方面性能与国外研究水平仍有较大差距。

1.3 本文的主要研究内容

1.3.1 研究方向

从本单位的研究基础、研究成本、研究周期以及项目的需求等方面的考虑，本文的研究方向为：基于标准 CMOS 工艺，研究和解决谐振式 MEMS 陀螺仪高性能读出芯片设计中的关键技术问题，实现对微弱电容信号的高分辨率检测。

以电容作为传感信号的 MEMS 传感器具有温度系数低、功耗低、噪声低、加工成本低、集成工艺兼容，以及可通过静电力实现执行器功能等优点，因此许多类型的 MEMS 传感器，如压力、湿度、触摸、运动、位移、惯性、流量、气体等都采用此种传感类型，谐振式 MEMS 陀螺仪作为一个典型代表，其高性能读出电路的设计技术具有非常深远的研究价值，研究理论和成果可以方便地移植到同类 MEMS 传感系统的设计当中。

1.3.2 具体研究内容

本文的具体研究内容如下：

- 1) 理论分析面向谐振式 MEMS 陀螺仪的读出电路中的噪声机制，确定关键设计参数，针对各种性能指标调研已有的优化技术；
- 2) 研究 CMOS 标准工艺下高精度设计的电路技术，将低频噪声消除技术应用于全差分读出电路，解决具体存在的难点问题，实现高分辨率和大动态范围的电容读出；
- 3) 研究温度对读出灵敏度的影响机制，给出低温漂设计方案，并完成实验验证；
- 4) 利用所开发的设计理论和电路技术，完成芯片设计和制作，并尝试应用于 MEMS 陀螺仪的信号检测，对芯片的性能进行测试和分析，并提出改进方案。

1.4 论文的组织

第二章给出了一套统一的性能参数定义，用于表征 MEMS 传感系统及其读出电路的各种性能，再结合 CMOS 集成电路工艺，系统总结了限制微弱信号读

出电路性能的各种主要因素。

第三章介绍了 MEMS 陀螺仪的基本工作原理，列举其电容读出电路设计的关键技术难点，总结了目前既有的适用于 MEMS 陀螺仪的电容读出电路设计，并以寄生电容对噪声的影响作为考量依据，选取连续电压读出方式，又深入分析各种非理想因素对电路性能的影响，最后提出优化方案。

第四章首先描述了 MEMS 陀螺的接口特性，并给出可用于系统仿真的等效电路仿真模型，然后详细阐述了所提出的应用斩波降噪技术的连续时间电容读出电路设计，结合特殊的仿真方法，给出仿真结果，最后通过对芯片的独立测试和同 MEMS 陀螺的联合测试，实验验证了设计方法的正确性。

第五章提出了电容读出电路的全集成设计及温度补偿方法，详细阐述了温度补偿原理及电路的具体设计方法，并同样完成了芯片的测试和验证。

第六章对本文的工作进行了总结和展望。

第二章 MEMS 传感系统关键参数和非理想因素

2.1 通用传感系统参数定义

1. 误差

如图 2.1 所示, 一个真实传感系统将输入信号转换为输出信号时, 都不可避免的会引入一定的误差, 在实时系统中这种误差可以定义为真实输出值与理想输出值之差

$$e(x_{in}) = y_{out}(x_{in}) - y_{out, ideal}(x_{in}) \quad (2.1)$$

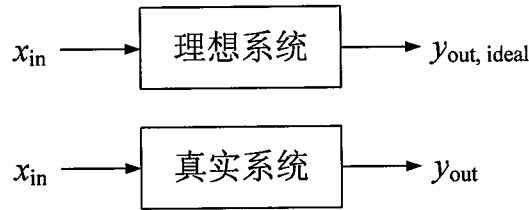


图 2.1 理想系统和真实系统

误差的大小通常与输入信号有关, 当输入信号在一定范围之内时, 传感器的输出信号与理想值非常接近, 误差很小; 而当输入超过此范围后, 传感器就会出现明显的误差, 此时传感器无法正常使用。

误差的大小也往往和输出信号的强度成比例关系, 所以定义相对误差更有实际意义。

$$e_r(x_{in}) = \frac{y_{out}(x_{in}) - y_{out, ideal}(x_{in})}{y_{out, ideal}(x_{in})} \quad (2.2)$$

2. 灵敏度

实时传感系统的灵敏度定义为

$$S = \left. \frac{\partial y_{out}}{\partial x_{in}} \right|_Q \quad (2.3)$$

通常情况下，灵敏度是与系统的工作点 Q 有关的。线性响应情况下，灵敏度也可以如图 2.2 所示，即响应曲线的斜率。

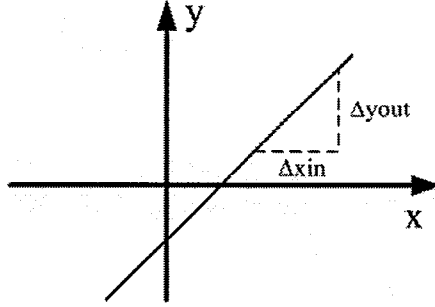


图 2.2 线性响应情况下的灵敏度

3. 精度

传感系统或读出电路的真实输出往往是一个随机量，取足够多的样本进行平均操作，便可得到平均误差，即通常所指的精度，由下式表示

$$\overline{e(x_{in})} = \overline{y_{out}(x_{in})} - y_{out, ideal}(x_{in}) \quad (2.4)$$

4. 可检测最小值

精度往往只能表征系统平均误差的大小，那么虽然一个系统输出的非常“离散”，却也可能有很好的精度，这在许多应用环境下是不可接受的，因为微小的信息仍然无法被实时的检测出来。因此需要引入输出随机信号的标准差，并以此衡量系统可检测的最小值

$$D = \frac{\sigma(y_{out})}{S} \Big|_Q \quad (2.5)$$

5. 分辨率

在传感系统或读出电路中，限制可检测最小值的因素主要的是各种噪声的总和。从设计的角度，通常需要通过降低系统噪声来实现最佳的检测能力。为了将两者关联起来，定义了分辨率，即输入等效噪声的频率谱密度

$$R(f) = \sqrt{\frac{x_{ni}^2(f)}{\Delta f}} \quad (2.6)$$

可见分辨率为信号频率的函数，但通常在一个成熟的设计中，分辨率往往在整个信号带宽内保持一致。分辨率的量纲为输入信号的量纲除以赫兹平方根。另外可检测最小值可通过将分辨率在整个信号带宽内的积分得到，见下式

$$D = \sqrt{\int_{BW} R^2(f) \cdot df} \quad (2.7)$$

图 2.3 可以更好的帮助理解精度和分辨率的区别，以一个传感系统的 10 个输出事件为例，其中实线为理想值，而每个点对应一个事件的输出，10 个事件输出的理想值是相同的，而精度和分辨率情况则有所不同：图(A)表示精度高而且分辨率高，图(B) 表示分辨率高但精度不高，图(C)表示精度高但分辨率不高，图(D)表示分辨率和精度都不高^[68]。

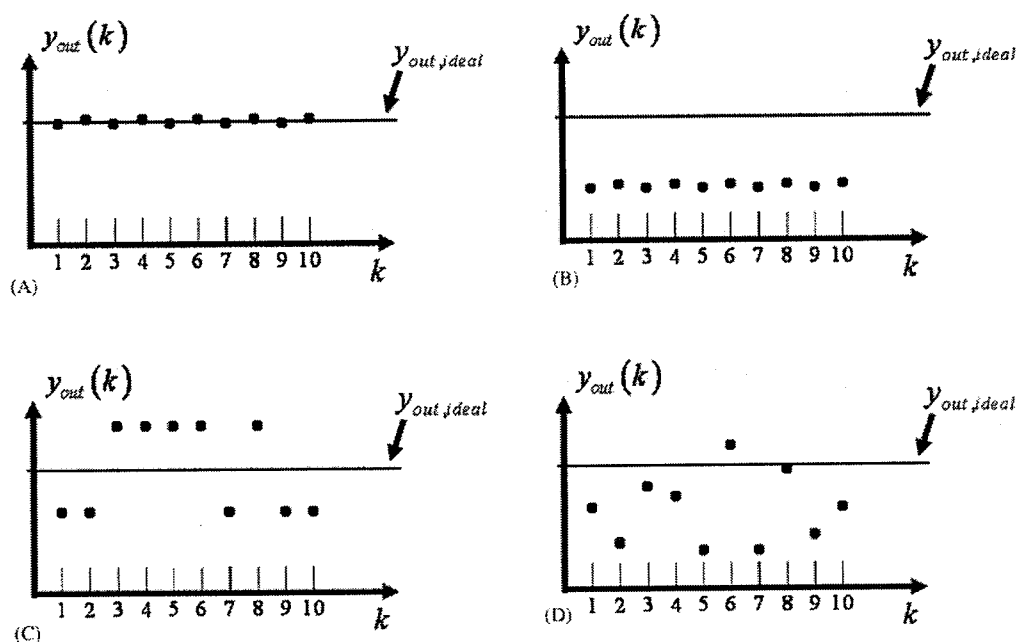


图 2.3 不同精度和分辨率的系统输出

6. 失调

图 2.4 为失调的示意图，图中以线性系统为例，其中横轴为输入 x ，纵轴为输出 y ，虚线为没有失调时的情况，而实线为有失调的情况，输出失调定义为

$$y_{os} = y(x_{in} = 0) \quad (2.8)$$

即当输入信号为零时的输出值。而通过解方程

$$y(x_{in} = x_{os}) = 0 \quad (2.9)$$

就可以得到输入失调。

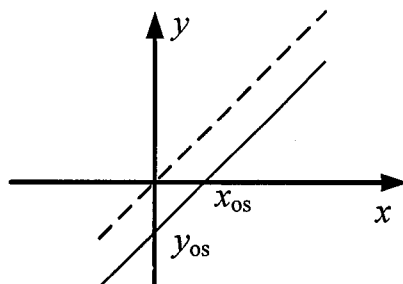


图 2.4 失调示意图

对传感系统和读出电路而言，失调也是限制精度和分辨率的一各因素，例如在放大器设计中，受集成电路器件失配的影响，每个放大器都有失调电压，而且失调电压的大小还与工艺有关，是一种随机量，因此会制约放大器在高分辨率系统中的应用。

2.2 读出电路的非理想因素

2.2.1 噪声

集成电路处理的模拟信号主要会遇到两种不同类型的噪声，器件噪声和“环境”噪声。其中器件噪声主要指电阻热噪声，以及 MOS 器件的沟道热噪声和闪烁噪声^[69]。

1. 电阻热噪声

热噪声是由电子的随机热运动产生，和元件中的直流电流无关。电子在导体中会有随机的运动，虽然随机电流平均值为零，但是这些随机电流会在电阻上产生波动的噪声电压，电子随机运动是和温度成正比的，所以噪声的电压也是和温度成正比关系。它的功率谱密度在频域内是平坦的，这类噪声也称为白噪声，其功率谱密度为

$$\frac{\overline{v_n^2}}{\Delta f} = 4k_B TR \quad (2.10)$$

其中 k_B 是波尔兹曼常数, T 是绝对温度, R 是电阻阻值。

2. MOS 管的沟道热噪声

MOS 管的沟道热噪声是载流子和热振动的原子之间的随机碰撞产生的, 通过欧姆定律, 噪声电流产生了随机的噪声电压。热噪声的理论是假定系统处于热平衡的状态, 适合于器件没有偏置的条件下, 当存在偏置的时候, 载流子碰撞产生的噪声是扩散噪声, 这种噪声的模型和热噪声一样, 所以也称为热噪声, 其谱密度为

$$\frac{\overline{v_n^2}}{\Delta f} = 4k_B T \frac{2}{3g_m} \quad (2.11)$$

其中, g_m 为 MOS 管的跨导。

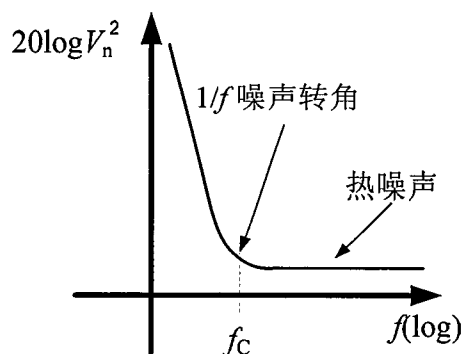
3. MOS 管闪烁噪声

闪烁噪声是由半导体中的载流子的陷阱随机捕获或者释放载流子而形成, 由于闪烁噪声频谱密度与频率成反比, 所以又称为 $1/f$ 噪声。在实际中, 其噪声平均功率并不容易测得, $1/f$ 噪声一般作为一串联于晶体管栅极的电压源, 在低频时起主要作用, 其谱密度表示为

$$\frac{\overline{v_n^2}}{\Delta f} = \frac{K}{C_{ox} WL} \frac{1}{f} \quad (2.12)$$

K 是一个和工艺有关的量, 一般 PMOS 管的 K 值比较小, 由上式可以看出, 闪烁噪声和器件面积成反比。栅极面积越大, 则噪声的功率谱密度越小, 从而噪声对电路的影响越小。一般在进行低噪声运放的设计时, 输入晶体管都有较大版图面积。

对于一个给定的器件, 为了以热噪声作为参考而对 $1/f$ 噪声进行量化, 可以在图 2.5 同一坐标系中画出两个谱密度, 把图中的 $1/f$ 噪声和热噪声的交叉点对应的频率称为 $1/f$ 噪声的转角频率 f_c 。

图 2.5 $1/f$ 噪声转角频率示意图

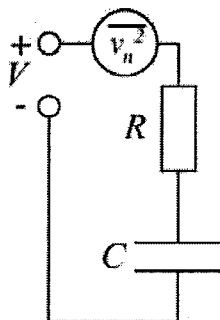
CMOS 工艺的 $1/f$ 噪声性能比双极工艺差，典型的 $1/f$ 噪声转角频率可达 100KHz 以上，而双极工艺下的转角频率会小一个数量级左右，因此在 CMOS 读出电路设计中，需要尽量增大输入 MOS 管的尺寸，或采用一定的电路设计技术，降低 CMOS 器件的低频 $1/f$ 噪声，以提高读出电路的噪声性能。

4. $k_B T/C$ 噪声

$k_B T/C$ 噪声经常是开关电容电路中的主要噪声源，主要指电容充电或置位时，电容上电压的不确定性，它不是一类新的噪声，其本质来源于电阻的热噪声。

图 2.6 为 $k_B T/C$ 噪声产生的示意图，电阻 R 代表电压源与电容 C 间的所有电阻，包括开关电阻、连线电阻等。由于电阻 R 与电容 C 构成一阶低通滤波器，即电容上分得的噪声电压谱密度为

$$\frac{\overline{V_{n,C}^2}}{\Delta f} = \frac{\overline{V_{n,R}^2} / \Delta f}{|1 + j2\pi fRC|} \quad (2.13)$$

图 2.6 $k_B T/C$ 噪声示意图

通过对上式积分可以得到任意时刻的噪声电压标准差为

$$\overline{v_{n,C}^2} = \int_0^\infty \frac{4k_B T}{1 + (2\pi f RC)^2} df = \frac{k_B T}{C} \quad (2.14)$$

因此,对如图 2.6 所示的这类电路而言,其输出噪声电压仅与电容值的平方根成反比,而与电阻大小无关,当电容值很小时,电路将不可避免的受到此噪声的严重影响。

5. 环境噪声

环境噪声主要来源于片上的数字电路部分,即数字部分的高低电平快速切换,将通过电容耦合、衬底以及电源/地线耦合至敏感的模拟电路部分,干扰读出电路的噪声性能。另外,摆幅或功率大的模拟/混合信号器件,如 AB 类放大器、比较器等也会对模拟部分产生噪声干扰。

消除和抑制这部分噪声的主要办法是优化版图的布局和布线。合理安排敏感模拟部分、大摆幅模拟部分、开关器件、数字电路等模块的位置,尽量减少敏感连线的长度,对敏感连线作屏蔽,对数字部分作隔离等。

2.2.2 工艺失配

集成电路中光刻、掺杂等工艺存在的梯度效应、随机误差等使得同一个芯片上不同器件之间的器件参数并不完全一致,因此集成电路中的 MOS 管、电阻、电容等器件之间将出现失配问题,这些器件的失配会限制高精度模拟模块,如导致放大器产生失调电压,限制高精度 ADC 和 DAC 的精度等,同时限制这些电路的良品率。

MOS 器件是 CMOS 集成电路中最重要的部件,其相互之间的不匹配将直接影响放大器差分输入对管的匹配性能,使放大器出现失调电压,限制放大器的精度。MOS 器件的失配主要指阈值电压 V_{th} 失配和跨导系数 β 失配。

目前关于 MOS 器件 V_{th} 失配和 β 失配有多种理论模型^[70 - 73],其中 Pelgrom 的模型由于形式简单,适用于电路设计者的估算,因此被许多流片厂家所采用。模型认为相邻放置的相同 MOS 管间,阈值电压误差 ΔV_{th} 和相对跨导系数误差 $\Delta\beta/\beta$ 服从均值为零的正态分布,且一般认为两者为独立的随机变量,方差分别为

$$\sigma^2(\Delta V_{th}) = \frac{A_{VT}^2}{W \cdot L} \quad (2.15)$$

$$\frac{\sigma^2(\Delta\beta)}{\beta} = \frac{A_\beta^2}{W \cdot L} \quad (2.16)$$

其中, A_{VT} 和 A_β 为工艺相关的比例系数。 A_{VT} 和 A_β 与晶体管面积的平方根成反比表明在相同工艺下, MOS 管尺寸增大将使管子的匹配性能有所提高, 有利于降低放大器的失调电压, 因此这两个参数在设计高精度放大器时常被用于估算输入差分对的尺寸。

表 2.1 不同工艺下 A_{VT} 、 A_β 参数的对比

Technology	Type	A_{VT} [mV μ m]	A_β [% μ m]
2.5 μ m	nMOS	30	2.3
	pMOS	35	3.2
1.2 μ m	nMOS	21	1.8
	pMOS	25	4.2
1.0 μ m	nMOS	13	2.5
	pMOS	23	3.0
1.0 μ m SOI	nMOS	13	2.1
	pMOS	16.5	4.1
0.7 μ m	nMOS	13	1.9
	pMOS	22	2.8
0.5 μ m	nMOS	12	1.2
0.5 μ m	nMOS	11	1.8
	pMOS	13	2.3
0.35 μ m	nMOS	9	1.9
	pMOS	9	2.25
0.25 μ m	nMOS	6	1.85
	pMOS	6	1.85
0.25 μ m	nMOS	7.5	-
	pMOS	6.0	-
0.18 μ m	nMOS	3.3	-
0.18 μ m	nMOS	5	1.04
	pMOS	5.49	0.99

表 2.1 提供了几种典型工艺的 A_{VT} 和 A_β 参数, 虽然两个参数均随工艺线条变细而有所减小, 但下降趋势明显比线条变细的速度缓慢, 因此片面的通过增大管子尺寸来降低失配会带来芯片面积过大, 寄生效应增强, 功耗、速度等电路性能下降的问题, 而且实验也表明通过增大管子尺寸的方法不可能完全消除失调电压, 因此需要采用其他的工艺技术和电路设计技巧来降低工艺失配所带来的影

响。

通常情况下，CMOS 工艺器件的失调电压要比双极工艺器件失调大 10~100 倍，因此 CMOS 工艺下高精度放大器的设计具有更大的挑战。

在主流 CMOS 工艺中，无源器件的实现一直面临着许多难题，新一代 CMOS 工艺刚被采用时，只提供 NMOS 和 PMOS 器件，很少允许使用多晶电阻（带硅化物阻挡层）或者高密度线性电容，大约需要两年时间才能将这样的模块添加到工艺中去。即使在提供无源器件的 CMOS 工艺中，仍难以实现准确的电容或电阻值，例如阱电阻受工艺影响变化高达 $\pm 40\%$ ，而多晶电阻由工艺引起的变化通常也达到 $\pm 20\%$ ，而数字工艺中，电容的绝对误差高达 $\pm 20\%$ ，因此在集成电路设计中，尽量将电路性能设计成与无源器件的比例有关，而不是与无源器件的绝对值有关，在这种情况下，对电路性能产生重要影响的因素就转化为电容或电阻的失配问题，可以采用一定的电路或版图设计技术降低此影响^[74]。

2.2.3 温度漂移

集成电路器件具有一定的温度效应，即使在输入保持恒定的情况下，电路的输出状态也会随温度的变化而发生改变。传感系统作为检测和测量仪器，必须屏蔽掉环境温度带来的不确定性因素，使输入与输出形成稳定的对应关系。因此针对具有较大温度范围应用需求的高性能传感系统设计，采取有效的温度补偿方法，抑制温度对系统各参数的影响至关重要。

量化温漂通常是将整个工作温度范围内，某一参数的最大相对变化量除以温度量程。对于读出电路而言，温度的影响主要表现在两个方面，即输出直流工作点随温度的改变，以及读出灵敏度随温度的改变，它们的温漂可通过下式计算

$$TD_{DC} = \frac{\text{Max}[y_{\text{out,DC}}(T)] - \text{Min}[y_{\text{out,DC}}(T)]}{(y_{\text{out,max}} - y_{\text{out,min}})(T_{\text{max}} - T_{\text{min}})} \quad (2.17)$$

$$TD_s = \frac{\text{Max}[S(T)] - \text{Min}[S(T)]}{\text{Avg}[S(T)](T_{\text{max}} - T_{\text{min}})} \quad (2.18)$$

2.2.4 寄生电容

MEMS 传感器与读出电路之间不可避免的存在着寄生电容 C_p ，而对于许多以电容量作为传感信号的应用中， C_p 的数量级都大于传感电容 C_s ，较大的寄生电容极容易降低传感器的灵敏度，使得读出电路输入端的信号变得更加微弱，增加了检测电路的设计难度。

寄生电容主要包括传感器的边缘电容、传感器与读出电路间的连线电容、读出电路输入端的寄生电容等。连线电容在传感器与读出电路非单片集成的情况下影响显著，然而在各种低噪声读出电路中，读出电路的输入寄生电容往往都相对较大，这是由于低噪声放大器需要使用大尺寸的输入 MOS 管来降低等效输入噪声，因而会引入较大的寄生电容。

虽然寄生电容对传感器灵敏度的影响可以通过隔离、反馈、虚地等方法抑制 [75, 76]，但是寄生电容的存在仍然会降低读出电路的噪声性能，限制读出电路的分辨率，因此从寄生电容的角度来看，读出电路的单片集成以及读出电路与传感器的单芯片（system on chip, SOC）设计具有提高传感器系统性能的巨大潜力。

2.2.5 电荷注入和泄漏效应

电荷转移的精确性对电容检测方式非常重要，实际环境中，除了电容变化所产生的电荷转移之外，不可避免的还存在其它的非理想电荷转移活动，如电荷的积累和泄漏，这些都会产生最终的输出误差。电荷积累主要由周围空气中的电荷在电极上的积累或 MOS 开关的电荷注入引起；而电荷泄漏则是由传感节点偏置器件的非理想特性引起。例如在传感器与读出电路非单片集成情况下，焊盘 ESD 保护电路中的二极管 pn 结电容有着较大的电压系数，因此当通过焊盘施加周期驱动信号时，这些二极管将贡献不同的电荷量，导致差分输出的共模漂移。由于探测节点的阻抗通常高达几个 $G\Omega$ ，因此对电荷的积累和泄漏非常敏感，幅度较低的电荷的积累和泄漏将使电路工作点发生漂移，产生灵敏度和增益的变化；严重情况下会使电路饱和，无法正常读出输入信号，甚至由于所产生的静电力过大而损毁传感器本身 [77, 78]。

2.3 本章小结

本章首先给出同时适用于传感器和读出电路的一系列通用参数定义, 这些不仅是高性能传感系统的基础概念, 同时也是重要的性能衡量标准; 然后基于 CMOS 集成电路工艺, 讨论了读出电路设计中的各种非理想因素, 明确这些关键因素, 将有利于在课题的开展中, 有针对性的提出创新性思想, 逐一解决制约性能的瓶颈问题。

第三章 谐振式 MEMS 陀螺仪电容读出电路性能分析与优化

针对谐振式 MEMS 陀螺仪设计高性能的电容信号读出电路，首要任务是在实现较高灵敏度的同时，降低电路输入等效噪声，抑制各种寄生参数的影响，并提高动态范围。本章首先介绍 MEMS 陀螺的接口特性，分析总结前人在读出电路方面的工作，针对连续电压读出方式，深入分析读出电路性能的各种制约因素，经过理论推导和验证，提出行之有效的优化方案，作为后续芯片设计的理论依据。

3.1 谐振式 MEMS 陀螺仪检测原理

谐振式 MEMS 陀螺仪通过测量传感电容的变化来探测转动角速度，其简化过程可使用图 3.1 进行说明。质量块连同外框在驱动电极（D+和 D-）的作用下，沿 Y 方向振荡。当陀螺处于以 Z 为轴心转动的环境中时，质量块将因科里奥利力在 X 方向产生谐振，于是质量块两侧相连的极板与上下四个传感极板之间的电容将发生相应的变化，作为传感电容便可以此探测转动角速度的大小。

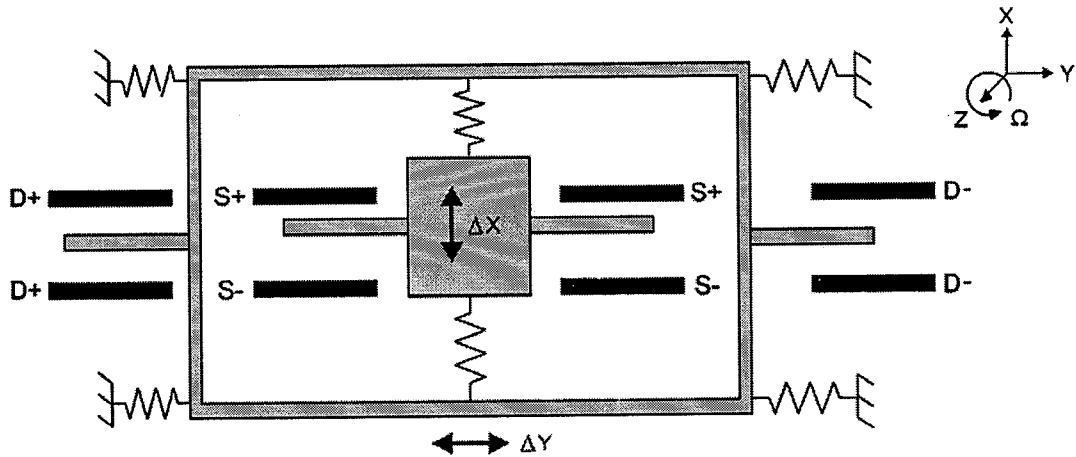


图 3.1 谐振式微传感器的检测原理框图

定义 S+为上极板，与质量块相连的极板为中间极板，而 S-为下极板。中间极板与上下极板则分别构成了 C_{s+} 和 C_{s-} 两个传感电容。由于中间极板同上下极板间的交叠面积均保持恒定， C_{s+} 和 C_{s-} 将仅与 X 方向的位移有关，即

$$C_{s+} = \frac{\varepsilon \cdot S}{x - \Delta x(t)} \quad (3.1)$$

$$C_{s-} = \frac{\varepsilon \cdot S}{x + \Delta x(t)} \quad (3.2)$$

其中 x 为平衡时极板间距, ε 为介电常数, S 为电容交叠面积。如果将 C_{s+} 和 C_{s-} 作为差分电容进行读出, 则有

$$C_{s+} - C_{s-} = \frac{2\varepsilon \cdot S}{x^2 - \Delta x^2(t)} \Delta x(t) \approx \frac{2\varepsilon \cdot S}{x^2} \Delta x(t) \quad (3.3)$$

因为位移通常极其微小, 其二次方项可以忽略, 所以可见差分电容与质量块的位移成线性关系。同时根据 MEMS 陀螺的驱动理论, 质量块的谐振幅度同转动角速度也成线性关系。因此可见, 差分电容将以调制在谐振频率上的调幅信号的形式出现, 通过读出包络的变化便可实现对转动角速度的检测。

3.2 电容读出电路的主要性能指标

1. 读出灵敏度

读出灵敏度表征读出电路将输入电容信号 ΔC 转化为输出电压信号 ΔV 的转换增益。

$$\text{读出灵敏度(V/F)} = \text{输出电压(V)} / \text{输入电容(F)} \quad (3.4)$$

2. 分辨率

分辨率, 即读出电路的输入等效噪声, 通常用输出噪声除以读出灵敏度得到。

$$\text{分辨率(F/rtHz)} = \text{输出等效噪声(V/rtHz)} / \text{读出灵敏度(V/F)} \quad (3.5)$$

3. 最小可检测电容

表征了读出电路最小可检测的电容大小, 可通过对输出电压采样, 计算均方差, 再除以读出灵敏度得到, 也可以用分辨率在信号带宽内积分得到, 由于通常分辨率随频率基本恒定, 故可以直接通过分辨率与信号带宽平方根相乘进行计算。

$$\text{最小可检测电容(F)} = \sigma [\text{输出电压(V)}] / \text{读出灵敏度(V/F)} \quad (3.6)$$

$$= \text{分辨率}(\text{F}/\text{rtHz}) \times [\text{信号带宽}(\text{Hz})]^{1/2} \quad (3.7)$$

4. 动态范围

动态范围表征读出电路可以处理的输入信号范围, 动态范围的下限由最小可检测电容决定, 上限由输出仍保持线性时的最大输入电容决定, 即

$$\text{动态范围}(\text{dB}) = 20\log [\text{最大输入电容}(\text{F}) / \text{最小可检测电容}(\text{F})] \quad (3.8)$$

5. 温漂

表征了读出电路的输出随温度变化的稳定性。单位通常是 $\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$, 计算公式如下,

$$\text{温漂}(\text{ppm}/^{\circ}\text{C}) = 10^6 \times \text{输出最大变化量}(\text{V}) / \text{输出量程}(\text{V}) / \text{温度范围}(^{\circ}\text{C}) \quad (3.9)$$

本课题所要求的项目指标如表 3.1 所示。

表 3.1 读出电路的设计指标

性能	参数
电容分辨率	$\leq 5\text{aF}/\text{rtHz}$
动态范围	90dB
温度稳定性	$\leq 200\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$
温度范围	$-40 \sim 85^{\circ}\text{C}$
带宽	10kHz
电源电压	$\leq 5\text{V}$

3.3 电容检测方式的分析与对比

目前国际上已报道的文献中, 适用于 MEMS 陀螺仪的电容读出电路均基于电荷转移原理, 即通过电荷转移产生交流电压信号或电流信号。而按照信号的读取方式则可分为读电流、读电压和读电荷三种电容检测方式, 分别对应三种电容检测电路结构: 连续时间电流读出、连续时间电压读出以及开关电容电荷积分电路。不同的检测电路有着不同的特性, 因此下面对这几种方式进行了分析和对比, 以选择出适合本课题的读出电路形式。为阐述方便, 下文的分析均假设传感电容

由一个参考电容、一个传感电容组成，差分检测方式的分析方法与此相似。同时也选取最简化的电路，以求获得最本质的结论。

3.3.1 连续时间电流读出方式（CTC）

电容读出电路可以使用跨阻放大器检测电荷转移产生的交流电流^[79]，这种方式也广泛用于光接收机中，检测光电二极管产生的光电流^[80]。如图 3.2 所示，其中 C_s 和 C_r 分别为传感电容和参考电容， C_p 为接口处的寄生电容，信号经放大、解调和低通滤波后，电路的输出电压为

$$V_{out}(f) = j2\pi f R_f (C_s - C_r) V_m \quad (3.10)$$

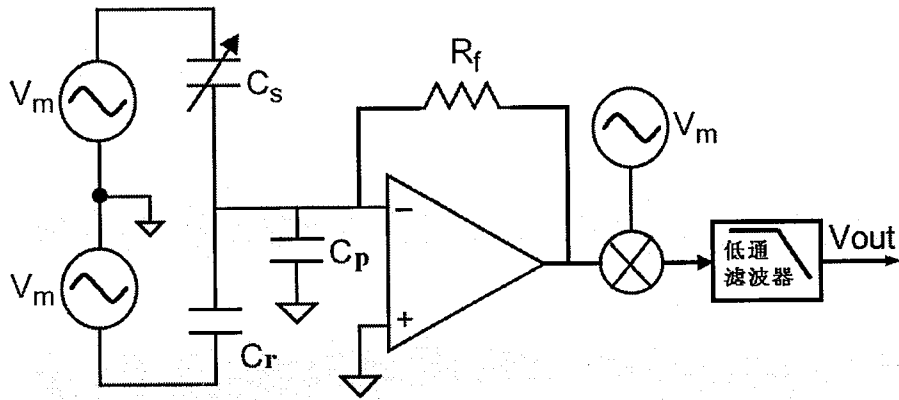


图 3.2 连续时间电流读出方式（跨阻放大器实现）

跨阻放大器用连续的方式，由放大器的反馈电阻为陀螺的输出节点提供了虚地和良好的直流偏置，因此对电荷积累效应不敏感。在谐振处可以得到最大输出电压，即最优驱动频率为：

$$f_{drive-opt} = \sqrt{\frac{GBW_{amp}}{2\pi R_f (2C_r + C_p)}} \quad (3.11)$$

在放大器的噪声被最小化的情况下，电路的噪声特性主要受反馈电阻的热噪声决定，然而，在最优驱动频率处，最小可检测电容与 R_f 无关，为：

$$\Delta C_{min-rms} = \frac{\sqrt{BW}}{V_m} \sqrt{\frac{2k_B T (2C_s + C_p)}{\pi GBW_{amp}}} \quad (3.12)$$

可见，电路的分辨率与驱动信号幅度 V_m 、放大器单位增益带宽 GBW 、寄生

电容 C_p 的大小有关。另外, 与 R_f 相关的极点限制了系统的带宽下限 $f_{pl} = 1 / [2\pi R_f (2C_s + C_p)]$, 而且放大器的主极点产生了电感效应, 导致潜在的振荡。为了避免驱动信号失真所导致的误差, 一般需要正弦驱动信号, 这就限制了单片集成读出电路中驱动信号的幅度 V_m 。

3.3.2 连续时间电压读出方式 (CTV)

电容的变化也可以用连续时间读出交流电压的方式检测, 如图 3.3 所示, 其中(a)为电容反馈方式, (b)为开环方式。

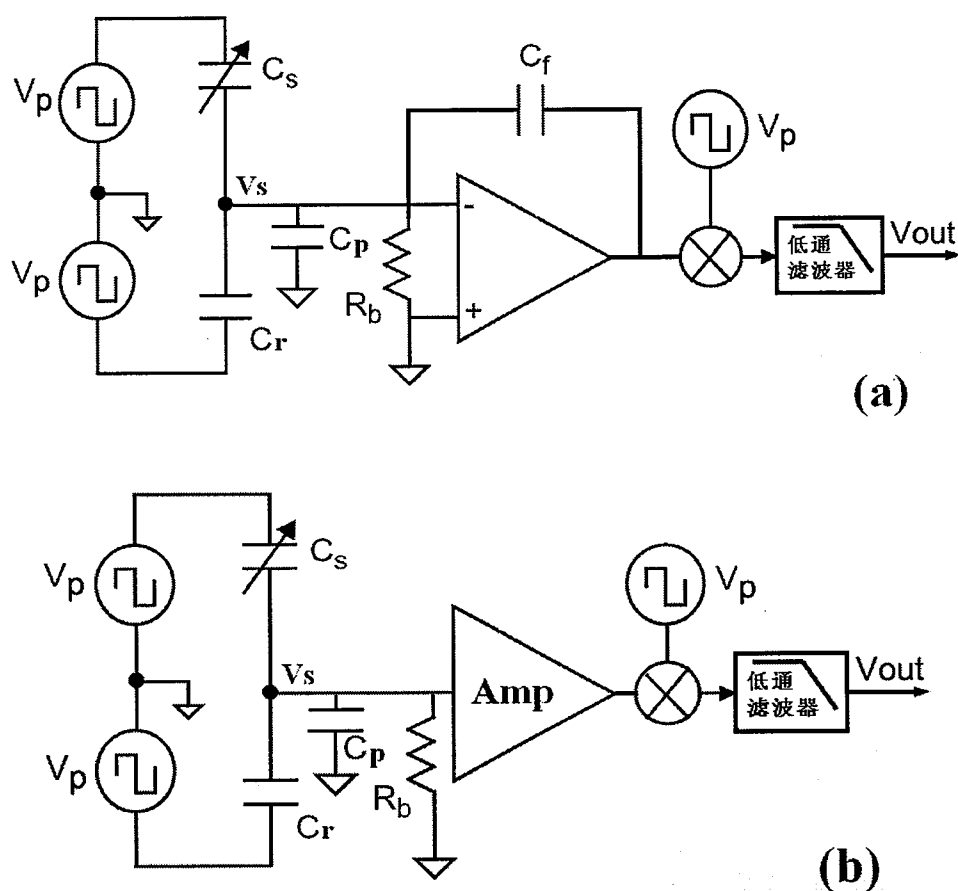


图 3.3 连续时间电压读出方式: (a)电容反馈式; (b)开环方式

图 3.3(a)电容反馈式电路的输出为

$$V_{out} = \frac{C_s - C_r}{C_f} V_p \quad (3.13)$$

图 3.3(b)开环方式输出电压为

$$V_{\text{out}} = \frac{V_p \cdot A_v}{2C_r + C_p} (C_s - C_r) \quad (3.14)$$

由公式 (3.14) 可见，在开环方式下，寄生电容 C_p 将导致灵敏度的降低，可以用如图 3.4 所示 boot-strapping 技术降低寄生电容影响，即用单位缓冲器 (Buffer) 为传感器至读出电路前端的连线电容 C_{p2} 作屏蔽，以增大读出电路的电压幅度^[81]。这种屏蔽方式需要至少单位缓冲放大器与传感器单芯片集成，Analog Devices 公司著名的 ADXL50 加速度计采用这种方式实现了 0.1 埃的位移分辨率^[82]。

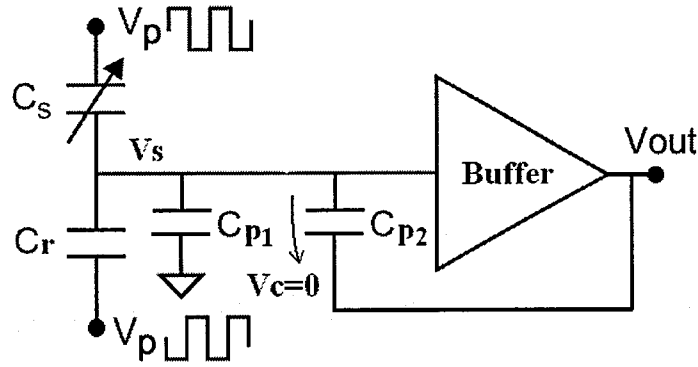


图 3.4 Boot-strapping 屏蔽技术

即使采用屏蔽技术，最小可测电容仍然由电路热噪声决定，同时也是寄生电容 C_p 的函数，

$$\Delta C_{\text{min-rms}} = \frac{2C_{s0} + C_p}{V_p} V_{n\text{-rms}} \sqrt{BW} \quad (3.15)$$

连续时间电压检测需要偏置电路为检测节点（即图 3.3 中的 V_s 节点）提供偏置，如何提供可靠而稳定的偏置对连续时间电压检测来说是一个巨大的挑战。图 3.3 中用电阻代表偏置器件，为了防止信号衰减，偏置电路必须有非常高的阻值，数量级比传感电容的交流阻抗大，约为 $10^6 \sim 10^9 \Omega$ 。实际中很少使用真实电阻做直流偏置，因为大电阻不仅占用很大的芯片面积，而且会产生很大的寄生电容，降低电路的分辨率。常用的偏置电路方式有：反偏二极管、亚阈值 MOS 管和周期开启的 MOS 开关等^[83]。

3.3.3 开关电容电荷积分方式 (SC)

开关电容电荷积分电路的基本原理如图 3.5(a)所示^[84 - 89], 传感电容 C_s 和参考电容 C_r 分别被相反极性的电压充电, 最终在积分电容 C_{int} 上积累了与输入电容差成正比的电荷量, 因此输出为

$$V_{out} = V_p \frac{C_s - C_r}{C_{int}} \quad (3.16)$$

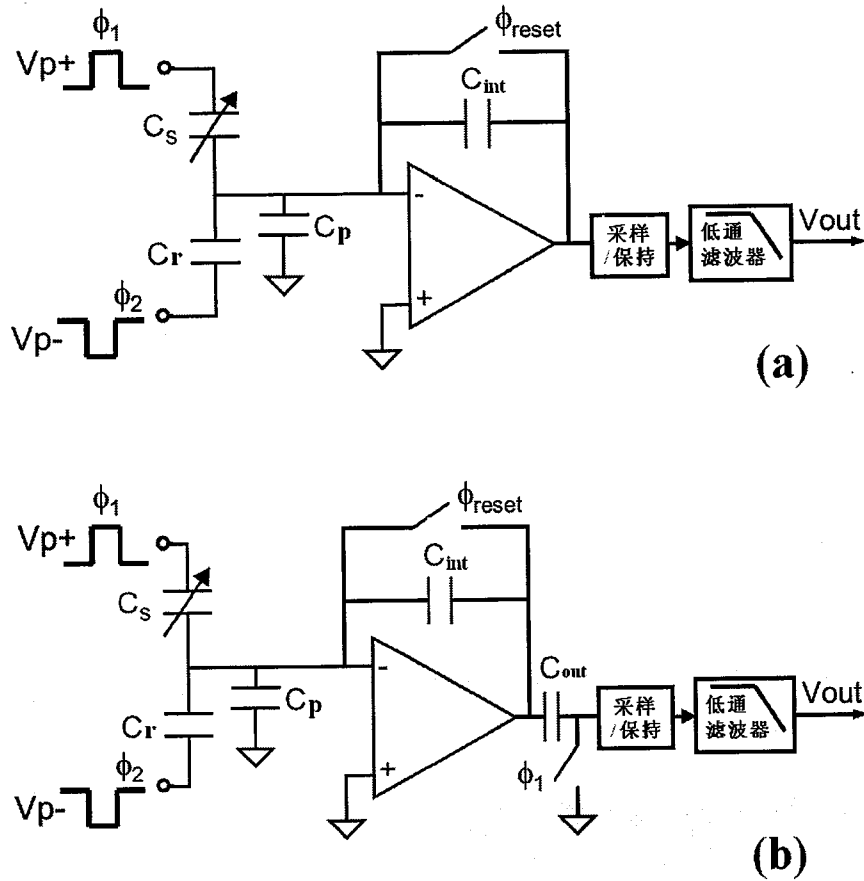


图 3.5 开关电容积分方式: (a)传统方式; (b)采用 CDS 技术

开关电容电荷积分方式用周期的复位开关 (ϕ_{reset}) 为传感节点提供虚地和可靠的直流偏置, 因此检测信号对寄生电容和电荷泄漏与积累效应不敏感; 另外, 此方式也提供了抑制失调和低频噪声的技术, 如相关双采样 (corelated double sampling CDS)、可编程电容阵列等。

开关电容方式使电路的噪声有所增加, 一方面, 放大器和开关的宽带热噪声

被电路高阻节点采样，并混叠至基频范围；另一方面，为了增大输出电压，反馈电容 C_{int} 一般较小，因此反馈电容的采样开关噪声经常在各种噪声贡献中占优。

可以采用 CDS 技术抑制 $k_B T / C_{\text{int}}$ 噪声，即对 $k_B T / C_{\text{int}}$ 噪声采样并从输出端减掉，如图 3.5(b) 所示。在采样相 Φ_1 ，置位开关打开一段时间后，输出节点的开关才闭合，因此置位开关的采样噪声将存储在输出电容 C_{out} 上；而在 Φ_2 相， C_{out} 上的采样电压串连进电路并被从放大器的输出端减掉，因此消除了 $k_B T / C_{\text{int}}$ 噪声。同时，放大器的失调电压和 $1/f$ 噪声也可以使用 CDS 技术消除。

在采用 CDS 等技术抑制 $1/f$ 噪声和 $k_B T / C$ 噪声情况下，假设放大器的输入管在放大器的总输入噪声贡献中占优，通过分析传感电容、寄生电容、积分电容对放大器输入等效噪声的分压、放大作用，以及采样过程对白噪声的折叠作用，可以得到电路的输出总噪声，容易得到电路的最小可探测电容为：

$$\Delta C_{\text{min-rms}} = \frac{1}{V_p} \sqrt{\frac{1}{f_s} \cdot \frac{16k_B T (2C_{s0} + C_p + C_{\text{int}}) C_{\text{int}}}{3C_{\text{out}}}} \cdot \sqrt{BW} \quad (3.17)$$

其中， C_{out} 为整个放大器的输出电容， f_s 为采样频率。公式中第一项为采样的放大器噪声功率，由于 CDS 技术而加倍。

3.3.4 几种电容信号读出电路对比

寄生电容 C_p 对电容读出电路的分辨率有着重要影响，本文以电路的白噪声为底限，基于文献[7, 75, 83]中传感器和读出电路的常用参数，根据公式 (3.12)、(3.15) 和 (3.17)，分析和对比了不同寄生电容对三种读出电路分辨率的影响，如图 3.6 所示。所用参数如下：驱动信号 V_p 和 V_m 分别为 3V 和 1V，传感电容和参考电容 $C_{s0} = C_r = 1\text{pF}$ ，放大器等效输入噪声为 $20\text{nV}/\text{rtHz}$ ，单位增益带宽为 10MHz ，开关电容电路的积分电容 C_{int} 为 0.5pF ，输出电容 C_{out} 为 10pF ，采样频率 f_s 为 300kHz 。

由图 3.6 可见，随着寄生电容的增大，CTV 方式的最小可分辨电容呈线性增大；而 SC 方式和 CTC 方式随寄生电容的 $1/2$ 次幂成线性增大，原因在于后两者分别采用连续或离散的反馈方式，对输入节点进行了虚地，因此降低了寄生电容的影响。但是当寄生电容较小时，CTV 方式的分辨率却明显优于其它两种方式，

因此, 更适合 MEMS 陀螺与读出电路集成在同一块衬底上的情况, 此时寄生电容很小, 能够充分利用其分辨率高的优势; 而在 MEMS 陀螺与读出电路无法单片集成的情况下, 如传感器专用电容读出电路或通用电容读出电路中, 由于连线、封装等引入很大的寄生电容, 因此更适于采用 SC 方式或 CTC 方式。

对三种读出电路来说, 提高分辨率需要折衷考虑各方面因素进行优化设计, 例如由公式 (3.12)、(3.15) 和 (3.17), 增大驱动信号幅度可以同时提高三种电路的分辨率, 但是这种优化方法受到芯片电源电压和传感器静电力的限制。对于 CTC 方式和 CTV 方式, 分别可以通过增大放大器带宽和降低放大器的等效输入噪声电压的方法提高分辨率, 但却要以增加电路的复杂度和功耗为代价; 而 SC 方式可以通过提高采样频率、增加输出电容和降低积分电容的方法降低最小可分辨电容, 但是前两种方法会受到放大器带宽和建立时间的限制, 后一种方法又会带来抑制 $k_B T/C$ 噪声的困难。

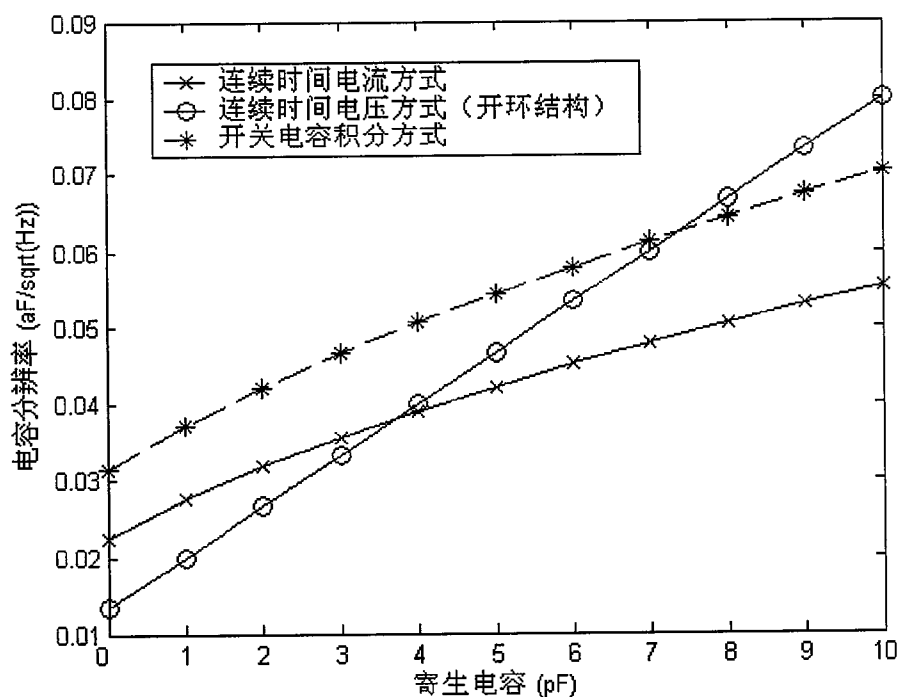


图 3.6 电容分辨率与寄生电容的关系

综上所述, 三种读出方式各有优缺点, 本文选择 CTV 方式实现电容读出芯片, 主要原因包括:

一、可以克服 CTC 方式中, 与反馈电阻 R_f 相关的极点对系统带宽下限的限

制，避免发生振荡；

二、避免 SC 方式中难以抑制的 $k_B T/C$ 噪声，以及过多的开关器件和数字电路所引入的电荷注入、衬底噪声等对性能的潜在影响；

三、由于课题对于功耗要求并不苛刻，选择 CTV 方式可以通过适当增加功耗的方法，进一步提高噪声性能；

四、CTV 方式在单片集成设计中具有明显优势，对该种读出方式进行深入研究将对未来的项目的后续发展奠定基础。

下面将对 CTV 方式的噪声等非理想因素做进一步的分析，力图明确影响性能指标的各项关键参数，并提出相应的优化方法。

3.4 CTV 方式电容读出电路性能分析与优化

虽然通常读出电路的设计都采用全差分结构，以消除各种共模干扰，并获得更好的线性范围，本节为方便起见，仍以单边电路为例，进行相应的分析和理论推导，结论对于全差分读出电路仍然适用。

3.4.1 热噪声分析与优化

由于后文会给出具体的 $1/f$ 噪声的抑制方法，故本节只考虑热噪声，即本节中所提到的噪声谱密度的计算均采用热噪声的计算公式。

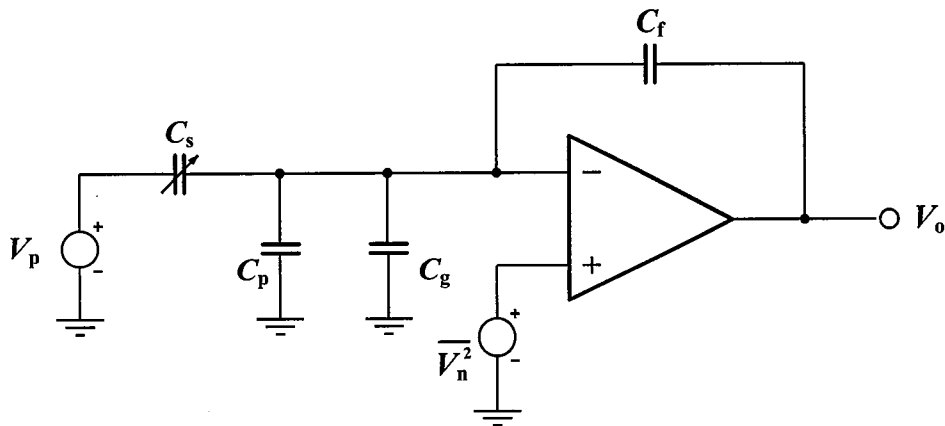


图 3.7 电容反馈的单边 CTV 方式电容读出电路

图 3.7 重画了电容反馈的单边 CTV 方式电容读出电路，与图 3.3(a)相比，省

略了偏置电路的等效电阻以及后续的解调电路，同时细分了接口处的寄生电容，即提出了运放输入晶体管的栅电容 C_g 。

运放输出端的噪声谱密度可由下式计算

$$\sqrt{\frac{v_o^2}{\Delta f}} = \sqrt{\frac{v_n^2}{\Delta f} \frac{C_t}{C_f}} \quad (3.18)$$

其中 C_t 为于接口处相连的所有电容之和，即

$$C_t = C_s + C_p + C_g + C_f \quad (3.19)$$

由于读出灵敏度可表示为

$$\frac{dv_o}{dC_s} = \frac{V_p}{C_f} \quad (3.20)$$

便可计算出电容分辨率为

$$\sqrt{\frac{C_s^2}{\Delta f}} = \sqrt{\frac{v_o^2}{\Delta f}} / \frac{dv_o}{dC_s} = \sqrt{\frac{v_n^2}{\Delta f} \frac{C_t}{V_p}} \quad (3.21)$$

由此可见，要想提高读出分辨率，可以采取以下三种方法：

- 一、优化运放的噪声性能，尽可能降低输入等效噪声；
- 二、尽可能大的提高驱动信号的幅度，最好采用满轨的方波驱动；
- 三、降低寄生电容，最好采用单片集成方式。

认真观察公式 (3.21)，不难发现由于 C_t 和运放的输入等效噪声同时是输入晶体管尺寸的函数，则其乘积必然存在最优值。运放的输入等效噪声为

$$\frac{v_n^2}{\Delta f} = 4k_B T \frac{2}{3g_m} \quad (3.22)$$

其中输入晶体管处于饱和区时跨导 g_m 可表示为

$$g_m = \sqrt{2\mu C_{ox} I_D \frac{W}{L}} \quad (3.23)$$

另外输入晶体管的栅电容同尺寸的关系为

$$C_g = C_{gs} + C_{gd} = (1 + \gamma)C_{gs} = (1 + \gamma)\frac{2}{3}WLC_{ox} \quad (3.24)$$

其中 C_{gs} 和 C_{gd} 分别代表栅源电容和栅漏电容, γ 则是它们之间的比例关系, 结合公式 (3.22)、(3.23) 和 (3.24), 公式 (3.21) 可重写为

$$\sqrt{\frac{C_s^2}{\Delta f}} = 4 \frac{C_t}{V_p} \left[\frac{(1 + \gamma)k_B^2 T^2 L^2}{27 \mu I_D C_g} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (3.25)$$

于是为了得到最佳的电容分辨率, 输入晶体管的栅电容最优值为

$$C_g = \frac{1}{3}(C_s + C_p + C_f) \quad (3.26)$$

对于单片集成的表面工艺 MEMS 陀螺来讲, 传感电容和寄生电容往往较小, 常规尺寸的输入晶体管便可实现 C_g 的最优值。相反, 对于体加工的 MEMS 陀螺而言, 传感电容往往在几个 pF 量级, 并且当陀螺与读出芯片不能单片集成时, 过大的 C_g 最优值将需要运放输入晶体管放大到极大的尺寸, 以致现实中无法实现, 但适当的增大 C_g 仍然会使读出电容分辨率有所提高。

3.4.2 失配分析与优化

全差分的电容读出电路具有更好的电源抑制比, 并能很好的抵抗一阶共模误差, 例如开关的电荷注入和衬底噪声等。全差分读出有利于实现通过静电力防止 MEMS 陀螺质量块的下坠。另外, 采用驱动陀螺中间极板方式的全差分读出电路可以扩展为多通道的传感器设计^[87]。

但是, 全差分的电容读出电路不可避免的会遇到失配的问题, 严重的失配将导致读出灵敏度的下降, 线性度的恶化, 甚至使芯片无法正常工作。

1. 电容失配

图 3.8 给出传统的全差分 CTV 电容读出电路, 其中 C_{p1} 和 C_{p2} 分别表示连接于运放正负输入端的寄生电容总合。

2. 电荷积分器输入失调

电荷积分器输入失调即构成电荷积分器的运算放大器的等效输入失调。因工艺偏差无法避免,实际加工出来的差动运放并非完全对称,因而存在输入短接时,输出不为零的情况,或者说为了使输出为零,要在输入端施加一个小的直流信号 V_{os} 。这个小的直流信号就是等效输入失调,通常可以通过在运放的一个输入端增加一个直流电压源进行模拟,如图 3.9 所示。

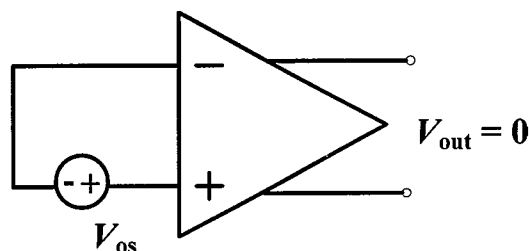


图 3.9 运算放大器的等效输入失调电压

失调电压一方面限制电路的动态范围,另一方面严重限制了信号的可测精度。如图 3.10 所示,差动运放对一个小的输入电压 V_i 进行放大,放大器的输出除了含有输入信号的放大成份 $A_v V_i$ 之外,还有输入失调电压的放大部分 $A_v V_{os}$ 。如果直流失调有较大的输出,即 $A_v V_{os}$ 较大,则本级放大器的输出中心电平随之被拉高,在级联系统中,为了不超出后一级电路的线性输入范围,本级的输出动态范围只能被限制在很小的范围内。

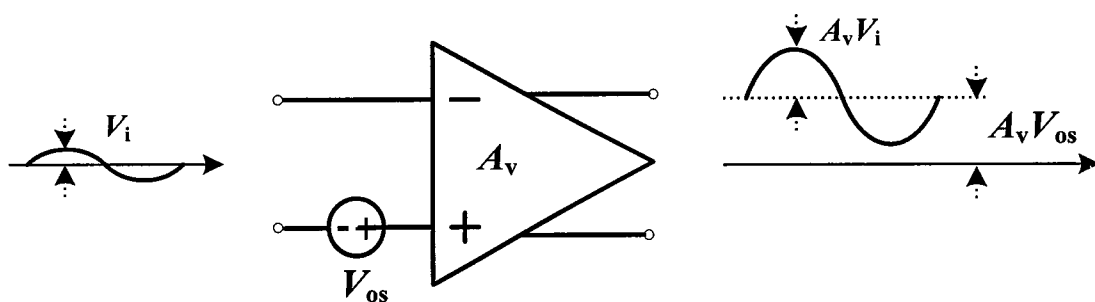


图 3.10 放大器的等效输入失调电压的影响

而当输入信号幅度与输入失调电压接近甚至比后者更小时,放大器无法可靠的检测输入信号的大小。例如当输入电压幅度为 $10\mu\text{V}$, 而输入等效失调电压为 10mV , 高精度放大器用于将微小的输入信号放大至后续电路容易处理的幅度(如

到 10mV 量级），即放大器需要具有恒定的 1000 倍放大倍数，此时放大器输出电压将由于输入失调电压的作用而升高到 10V，远大于一般放大器的输出电压范围，甚至超过了一般放大器的电源电压范围，此时的放大器已经处于非正常工作条件，因此无法实现对输入信号的有效检测。

通常，基于 CMOS 工艺的没有采取任何失调消除手段的运放，其输入失调电压都在 mV 量级或更大，因此读出电路的精度就会被限制在 mV 量级以上，无法满足高精度 MEMS 陀螺仪的应用需求。

下面将对本文所采用的失调消除技术加以阐释，通过理论推导，证实其可行性。仍以单边电路为例，如图 3.11 所示。

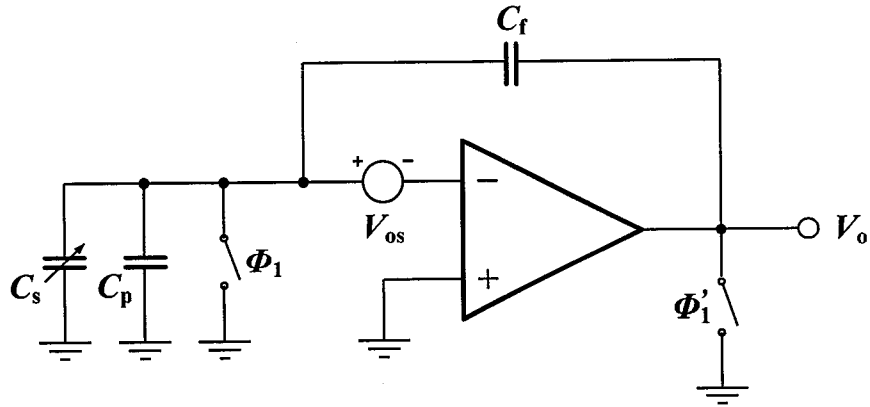


图 3.11 失调消除原理图

本文采用开关周期置位的方法，即周期性的将运放的输入端和输出端分别与对应的直流参考电压连接很短的时间，实现电压置位，这种方法在为输入输出设置直流电平的同时，可以实现失调的有效抑制。

因为在置位过程中，运放的失调被短路，只有在两个开关开启之后才产生影响，所以此时失调电压被调制为周期的阶跃信号，其拉普拉斯域表达式为

$$V_{os}(s) = \frac{V_{os}}{s} \quad (3.30)$$

同时运放的闭环传递函数可表示为

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s/\omega_0} \quad (3.31)$$

于是可以计算出总的传递函数为

$$V_o(s) = \frac{\frac{V_{os}}{s} \frac{A_0}{1 + s/\omega_0}}{1 + \frac{C_f}{C_t} \frac{A_0}{1 + s/\omega_0}} = V_{os} \frac{C_t}{C_f} \left[\frac{1}{s} - \frac{1}{s + (A_0 C_f / C_t + 1)\omega_0} \right] \quad (3.32)$$

显而易见，输出处于稳态，以阶跃形式出现的失调电压仅被放大了 C_t/C_f 倍，而不是运放的开环增益。稳定时间和运放的增益及带宽有关，如此微小输出误差不会对电荷积分器的输出摆幅以及线性度造成明显影响。

需要注意的是，在实际设计中，应保证电荷积分器输出端的 Φ'_1 开关的开启时间不早于输入端 Φ_1 的开启时间，否则之前的推导将不再适用，从而导致严重的稳定性问题。

实际上处于输入端的 Φ_1 开关会给读出电路带来额外的 $k_B T/C$ 噪声。根据奈奎斯特采样原理，易知这部分噪声功率被平均分布在 $[0, f_s/2]$ 频率范围内，其中 f_s 表示 Φ_1 开关置位频率，因此 $k_B T/C$ 噪声谱密度为

$$\frac{\overline{v_{ns}^2}}{\Delta f} = \frac{2k_B T}{C_t f_s} \quad (3.33)$$

显然可以通过提高置位频率来减小这部分 $k_B T/C$ 噪声给读出精度带来到影响。

3.4.3 低频噪声消除技术

由于噪声是直接限制读出分辨率的主要因素，因此高精度读出电路的设计关键就在于通过最佳的方法使输入等效噪声降至最低。由于 MEMS 陀螺仪的谐振频率通常在 2KHz 到 3KHz 之间，因此 CMOS 电路中的在低频段占主导地位的 $1/f$ 噪声是重点需要被消除的。目前被广泛采用的消除 $1/f$ 噪声的包括自动置零 (autozero, AZ) 技术、相关双采样 (correlated double sampling, CDS) 技术、以及斩波稳定 (chopper stabilization) 技术。其中，自动置零是一种采样技术，

斩波是一种调制技术，而相关双采样则是自动置零的一种特例。

同时需要强调的是，失调电压可以看作是处于直流频率点的一种特殊的噪声，往往对于失调电压有明显消除作用的技术，对 $1/f$ 噪声也同样具有抑制作用。为了便于理解，以下的讨论多数会从失调消除的角度分析。

1. 自动置零技术和相关双采样技术

这两种技术均基于采样原理，它的基本思想是：对噪声、失调采样并存储，然后在运算放大器的输入或输出端，将它们从混杂信号的瞬间值中减去，实现对失调和噪声的降低。如图 3.12，放大器的 N 端即为调零端，通过采样保持电路完成失调电压的存储，实现失调电压的存储和控制。

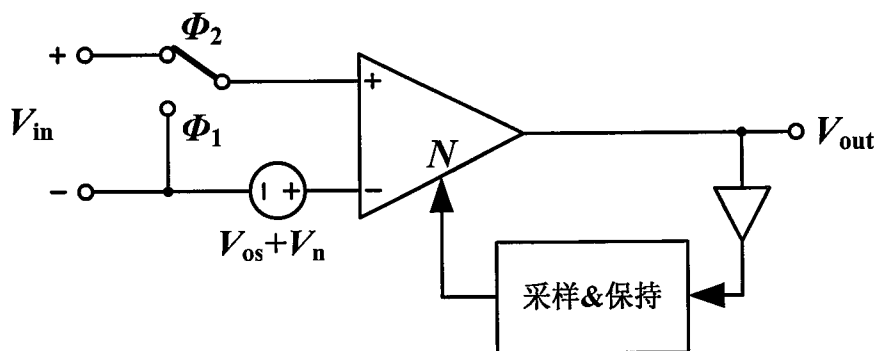


图 3.12 自动置零技术原理

自动置零技术过程至少需要两个相位：采样相位（ Φ_1 ），期间对失调电压 V_{os} 和噪声电压 V_n 采样并存储；信号处理相位（ Φ_2 ），期间放大器在无失调的情况下工作。相关双采样技术是自动置零技术的一种特例，与自动置零技术相比需要额外的一次采样操作，两次采样的时间间隔越短，则噪声信息的相关度越高，经过相减之后，噪声消除的效果越明显。

自动置零技术可以很好的消除 $1/f$ 和失调，但是由于这两种技术都是采样技术，因此对宽带白噪声来说是一种欠采样的过程，会产生较大的混叠白噪声，即会使信号频带内的白噪声增大，而且噪声混叠随着噪声带宽与采样频率的比值而增大。自动置零技术对噪声、失调的消除作用如图 3.13 所示，可见虽然可以显著降低 $1/f$ 噪声，但是由于白噪声发生混叠，低频噪声仍然明显高于白噪声，目前基于自动置零技术的高精度放大器的低频白噪声在几十 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 范围内。自动

置零技术另外的问题是基于采样方式，难以实现对信号的连续时间放大，因此多用于开关电容电路中，而且常常需要很大的电容，难以实现 CMOS 单片集成。

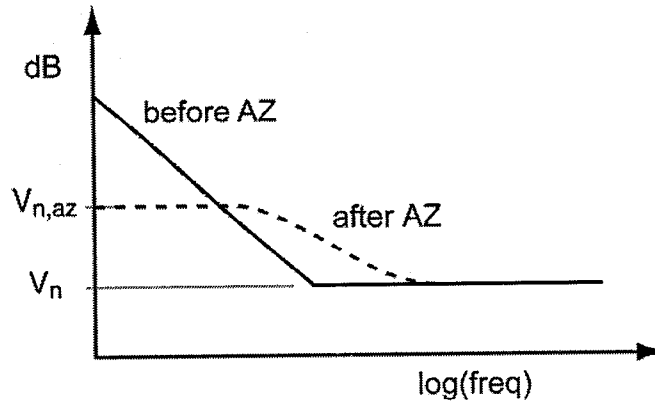


图 3.13 自动置零技术对噪声、失调的作用

2. 斩波技术

斩波技术在真空晶体管电路设计时期就被用来实现高精度直流增益，当时使用真空晶体管和机械延时斩波器（调制器）实现斩波。随着集成电路技术的发展，尤其在 CMOS 工艺下，调制器可以方便的利用四个 MOS 管开关来实现，从而避免使用较复杂的调制器，因此 CMOS 工艺为斩波技术的集成化提供很好的应用平台。

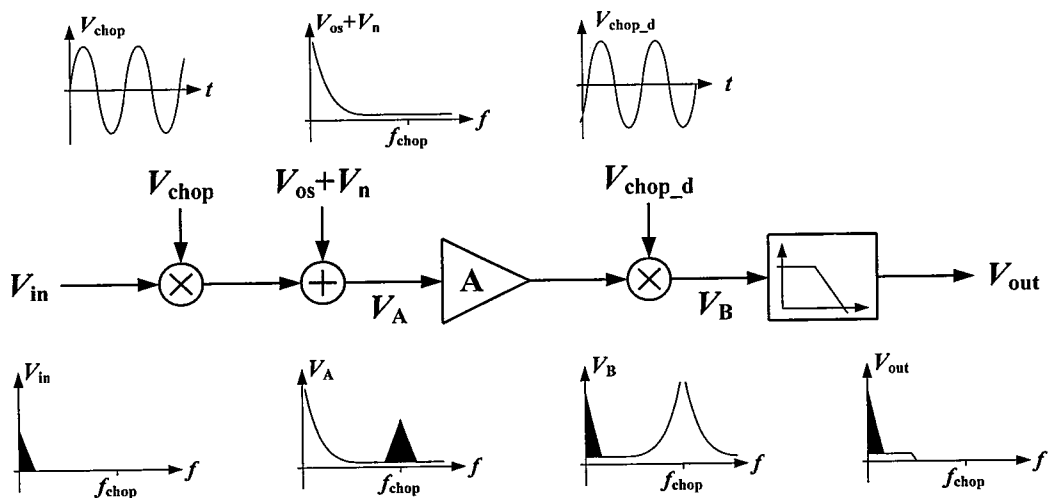


图 3.14 斩波技术的原理

如图 3.14 所示为斩波技术的原理，假设输入信号 V_{in} 是带宽受限信号，同时选择斩波频率 f_{chop} 大于 V_{in} 频率上限的两倍，即满足奈奎斯特定律，以保证在调

制-解调时不发生信号的混叠问题。输入信号 V_{in} 被调制到采样频率 f_{chop} ，经过放大后重新解调至基带；而放大器内部的低频噪声和失调电压仅经过输出端的一次调制，出现在斩波频率及其奇次谐波处，经过输出端低通滤波后，噪声和失调的频率成份被滤除，因此输入信号不受放大器内部低频噪声的影响。

通常便于单片集成，斩波降噪更多采用方波调制，推导过程略为复杂，但结果显示对 $1/f$ 噪声和直流失调的抑制作用同样有效^[90]。

从时域角度分析，噪声电压 $V_N(t)$ 经过斩波调制信号 $V_p(t)$ 调之后，则噪声经过斩波器后，噪声变为 $V_{No}(t)$

$$V_{No}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4}{(2k-1)\pi} \cdot V_N(t) \cdot \sin[(2k-1)\omega_1 t] \quad (3.34)$$

其中， ω_1 为斩波调制信号 $V_p(t)$ 的频率。

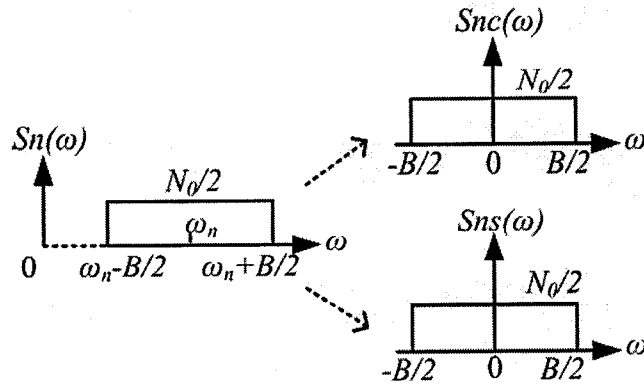


图 3.15 窄带噪声及其正交正弦、余弦的噪声功率谱密度

对于均值为零且服从高斯分布的窄带噪声 $V_n(t)$ ，中心频率为在 ω_n ，在 $[\omega_n - BW/2, \omega_n + BW/2]$ 频带内的功率谱密度为 $N_0/2$ ，则其可以分解为两个独立的低频平稳随机过程 $n_c(t)$ 和 $n_s(t)$ ^[91]，如图 3.15 所示，

$$V_n(t) = n_c(t) \cdot \cos \omega_n t - n_s(t) \cdot \sin \omega_n t \quad (3.35)$$

此窄带噪声经过斩波器后，噪声变为 $V_{No}(t)$

$$V_{No}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4}{(2k-1)\pi} [n_c(t) \cdot \cos \omega_n t - n_s(t) \cdot \sin \omega_n t] \cdot \sin[(2k-1)\omega_1 t] \quad (3.36)$$

再经过低通滤波器后，上式中的和频项被滤除，即最终的输出噪声 $V_{N,out}(t)$ 为

$$V_{N,out}(t) = -\frac{2}{\pi} [n_c(t) \cdot \sin(\omega_1 - \omega_n)t + n_s(t) \cdot \cos(\omega_1 - \omega_n)t] \quad (3.37)$$

则当 $\omega_n \approx \omega_1$ 时，即斩波频率与窄带噪声的中心频率相等时，上式中的第一项可以忽略，因此输出噪声电压降低至

$$V_{N,out}(t) \approx -\frac{2}{\pi} n_s(t) \quad (3.38)$$

如果噪声是宽带的，如热噪声，则对于宽带噪声中的 $V_n \cos(\omega_n t + \varphi)$ 成分，斩波后噪声变为

$$\begin{aligned} V_{No}(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4}{(2k-1)\pi} V_n \sin(\omega_n t + \varphi) \cdot \sin[(2k-1)\omega_1 t] \\ &= \frac{2V_n}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \{ \cos[((2k-1)\omega_1 - \omega_n)t - \varphi] - \cos[((2k-1)\omega_1 + \omega_n)t + \varphi] \} \end{aligned} \quad (3.39)$$

则经过低通滤波器后，上式中的和频项被滤除，最终的输出电压 $V_{N,out}$ 为

$$V_{N,out} = \frac{2V_n}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \cos[((2k-1)\omega_1 - \omega_n)t - \varphi] \quad (3.40)$$

因此，输出噪声不仅在 $\omega_n \approx \omega_1$ 附近，而且出现在 $\omega_n \approx (2k-1)\omega_1$ 附近。如图 3.16 所示，这类似于梳状滤波器的幅频响应，在 $(2k-1)\omega_1$ 频率处的噪声与斩波信号中相应的谐波成分相乘后，经过低通滤波器将产生直流输出，因此会略微增加输出噪声并在输出信号中添加一定的谐波成分。

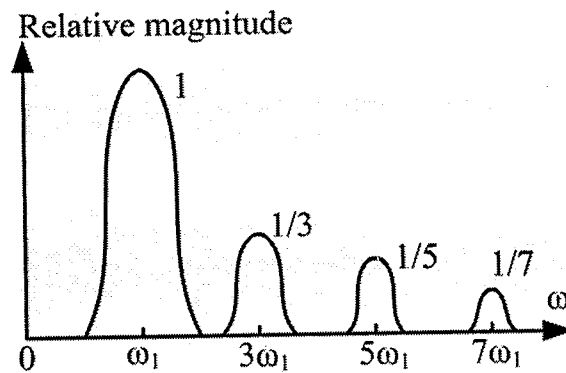


图 3.16 宽带噪声的输出谐波响应（类似梳状滤波器）

斩波过程的频域分析则相对简单。用 $A(f)$ 表示放大器的增益，并且放大器的等效输入噪声功率谱密度定义为

$$S_{N,\text{in}} = S_{N0} \cdot \left(1 + \frac{f_c}{f}\right) \quad (3.41)$$

其中， S_{N0} 代表热噪声功率谱密度， f_c 代表 $1/f$ 噪声的拐角频率。

如果放大器的带宽远大于斩波频率，则最终经过低通滤波器的低频输出噪声为

$$S_{N,\text{out}} = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \cdot S_{N0} \cdot A_0^2 \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{(2k-1)^2} + \frac{1}{|2k-1|^3} \frac{f_c}{f_{\text{chop}}} \right] \quad (3.42)$$

回推至放大器的输入端后，得到放大器的等效输入噪声为

$$S_{N,\text{in}} \approx S_{N0} \cdot \left(1 + \frac{17f_c}{2\pi^2 f_{\text{chop}}}\right) \quad (3.43)$$

上式表明当放大器的带宽无限时，经过斩波调制后的输入等效热噪声保持不变，即与同样在高精度设计中常用的自动置零技术相比，斩波技术不会带来噪声混叠问题，因此斩波放大器可以得到很低的等效输入噪声。当 $f_{\text{chop}} \gg f_c$ 时， $1/f$ 噪声可以得到显著的抑制，但是 f_{chop} 也不可以过大，因为过高的斩波频率将引入较高的残余失调，残余失调主要来自于输入斩波器所产生的尖峰信号，这些尖峰信号由开关电荷注入、时钟馈通的不匹配所产生，经过解调后这些尖峰信号表现成为残余失调，过度的增大斩波频率将会导致残余失调显著增大，进而降低放大器的精度^[92, 93]。同时，如果斩波频率 f_{chop} 过大甚至超过放大器的带宽，则会导致调制后的有用信号经过放大器时增益降低，甚至出现信号失真，因此为放大器的高带宽设计提出了很大困难。

斩波作为一种连续时间的噪声消除技术，非常适合在连续时间 MEMS 陀螺仪读出电路中使用，本文即选取斩波稳定技术实现低噪声的读出电路芯片。

3.4.4 斩波稳定技术的实现

图 3.15 给出本文所采用的适用于 CTV 方式电容读出的斩波稳定技术的实现

方法。首先在 MEMS 陀螺的中间极板施加交流驱动信号，即可简单地实现对传感电容信号的斩波调制。经过电荷积分器的放大，调制的电容信号被转换成调制的电压信号，最后经过乘法器和低通滤波器完成解调，即恢复出同原始传感电容信号成线性放大关系的电压输出。

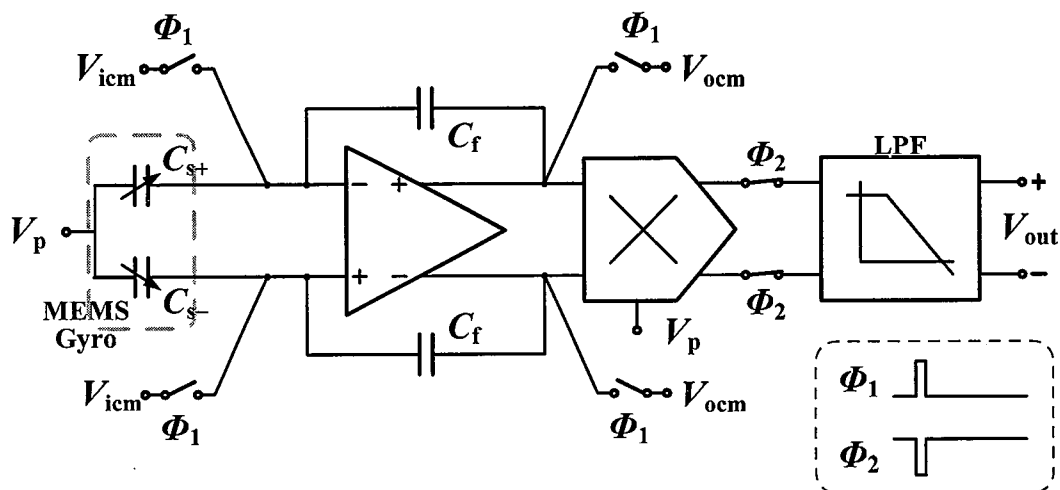


图 3.15 CTV 方式电容读出的斩波稳定技术的实现

图中同时画出了电荷积分器输入和输出端的置位开关，它们不仅起到对输入和输出端高阻节点的置位作用，同时可以有效的消除电荷积分器的输入失调电压。为了防止在置位的时间内，无效的信号传递给低通滤波器，并导致较长的恢复时间，增加了 Φ_2 开关，即在置位的同时， Φ_2 开关开启，利用负载电容保持正常的信号，当置位结束后， Φ_1 开关开启， Φ_2 开关关闭，有效的信号可以继续正常传递到读出电路的输出端。

3.5 本章小结

本章首先简要介绍了 MEMS 陀螺仪的检测原理，揭示了转动加速度与陀螺输出电容信号的关系，以及读出电路接口特点。

随后给出具体电容读出电路的性能指标定义，以及项目要求。

分析对比了常用的三种读出形式，包括 CTC、CTV 和 SC。分别对其工作原理进行简要概述，并给出最小可检测电容的计算公式。从接口寄生电容对噪声性能影响的角度进行对比，最终确定本文采用 CTV 方式进行电容读出电路的设计

与实现。

重点对 CTV 读出方式进行深入的分析和总结，并提出优化方案。通过理论推导，分析热噪声和失配对读出精度的影响，提出通过调整晶体管尺寸及版图优化等方法可以对其加以抑制。最后针对低频噪声，介绍了了几种广泛采用的 $1/f$ 和失调消除技术，包括 AZ、CDS 和斩波稳定技术。鉴于斩波稳定技术更适用于本文所采用的 CTV 读出方式，文中对其原理进行了详细的理论分析，并基于此技术给出具体应用于 MEMS 陀螺仪电容读出电路的设计实例。

第四章 连续时间电压读出方式电容读出电路设计

鉴于 CTV 电容读出方式较 CTC 方式具有更高的稳定性, 同时因避免了 SC 方式中 $k_B T/C$ 噪声而表现出更好的噪声性能, 并且 CTV 读出方式在单片集成设计中因寄生电容的减小而实现更佳优越的性能, 对该种读出方式进行深入研究将为本课题的后续发展奠定基础, 所以本文选取 CTV 读出方式设计适用于 MEMS 陀螺仪的电容读出电路。本章将从设计的各个环节予以详细阐述, 针对各技术难点给出解决方案, 提出详尽的设计方法, 并给出经过实验验证的设计实例。

4.1 MEMS 陀螺电容接口与仿真模型

4.1.1 谐振式 MEMS 陀螺等效模型

谐振式 MEMS 陀螺基于科里奥利力, 质量块在驱动正交方向, 感生谐振, 随着转动角速度的增大, 感生谐振的振幅同比例增大。质量块在谐振方向的位移以电容形式输出给电容读出电路, 电容量以调幅信号形式变化。如果 MEMS 陀螺采用对称叉指结构, 则会输出两路差分电容信号, 振幅相同, 方向相反。调幅信号的包络直接反映转动角速度的大小。

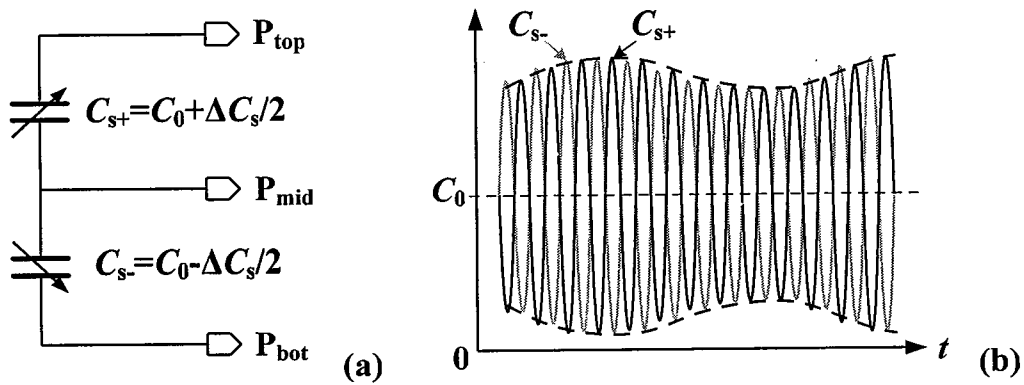


图 4.1 谐振式 MEMS 陀螺等效模型及输出电容曲线

图 4.1(a)给出谐振式 MEMS 陀螺的最简等效模型, 其中 P_{top} 、 P_{mid} 和 P_{bot} 分别代表正相传感电极、质量块电极和负相传感电极, 通常也称之为传感电容的上极板、中间极板和下极板。中间极板和上、下极板分别构成了正负双向传感电容 C_{s+} 和 C_{s-} , 它们的曲线如图 4.1(b)所示, 谐振频率通常在几 KHz 到十几 KHz 之

间，由于所需检测的角速度的变化通常较为缓慢，所以该电容信号可视为调制在谐振频率的窄带信号^[94, 95]。

4.1.2 谐振式 MEMS 陀螺仿真模型

计算机仿真对电路设计，尤其是对集成电路的设计来说是必不可缺的，一方面，在当前 CMOS 集成电路工艺下，MOS 管的尺寸非常微小，为了准确描述其各种性能，需要使用 SPICE Level49、BISIM 等模型，这些模型非常复杂，无法手工完成对电路性能的准确计算，只能依靠高精度的计算机仿真；另一方面，由于集成电路的特殊性，一旦流片完成，就难以再进行电路结构或参数调整，而且集成电路有着一定的制造周期，每次流片的费用比 PCB 电路板实现的方式要高得多，因此对集成电路的设计更加依赖有效的计算机仿真。

常用的模拟集成电路仿真工具都是基于 SPICE 或类 SPICE 语言的，如 Spectre、Pspice、HSPICE 等，这些仿真工具依据表达电路拓扑结构的网表和表达器件性能的工艺模型文件，根据一定算法，得到所需的电路仿真结果。

在设计传感器读出电路芯片时，为了精确仿真读出电路的功能和性能，必须实现传感器和读出电路联合仿真，此时不仅需要 MOS 器件的模型，而且需要微传感器的电路模型。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，没有通用的电路模型，因此为读出电路芯片的仿真设计提出了一定的困难。

从事微传感器器件的研究人员，从器件结构、器件的工作原理以及性能等多方面考虑，建立了微传感器器件的模型，但这些模型由于考虑的机械结构、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，而且使用了许多 SPICE 语言无法描述的模块，因此不适用于读出电路芯片的计算机仿真。为了克服这个问题，必须根据微传感器器件的输出信号类型，结合其工作原理和工作状态，提出能用 SPICE 语言描述的，结构简单，易于理解的，满足一定精度的传感器电学模型，用于传感器与读出电路的整体仿真。

上节的分析表明对读出电路而言，其面对的输入是幅度随时间变化的两个差分电容，但在传统 SPICE 仿真工具中，并没有内置合适的时变电容器件以

供直接使用，因此对电路的设计和仿真而言，将面临当传感器的输入物理量变化时，难以对电容读出电路功能和性能进行准确仿真的困境^[96-99]。

本文设计了一种压控电容仿真模型，其电容值直接受控制端电压的线性控制。由于仿真器中的电压源容易产生随时间变化的各种波形，因此用随时间变化的电压源控制压控电容，就可以实现幅度随时间变化的时变电容，用于模拟电容型传感器的输出信号，供电容读出电路设计仿真使用。

压控电容的实现基于电容的基本定义，如图 4.2(a)所示时变电容模型，AB 两极板之间构成时变电容 $C(t)$ ，满足电流—电压特性

$$I_{AB}(t) = C(t) \cdot \frac{dV_{AB}(t)}{dt} \quad (4.1)$$

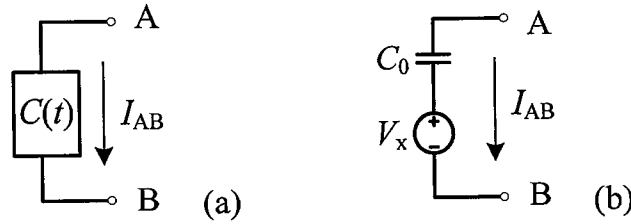


图 4.2 (a) 时变电容；(b) 仿真模型原理

选取参考固定电容 C_0 ，令

$$\alpha(t) = \frac{C(t)}{C_0} \quad (4.2)$$

带入式 (4.1)，则有

$$I_{AB}(t) = C_0 \cdot \frac{\alpha(t) \cdot dV_{AB}(t)}{dt} \quad (4.3)$$

为满足上式电流—电压特性，可以采用如图 4.2(b)所示电路，因为流过 C_0 的电流等于 I_{AB} ，则可知 V_x 需满足以下关系式

$$C_0 \cdot \frac{d[V_{AB}(t) - V_x(t)]}{dt} = C_0 \cdot \frac{\alpha(t) \cdot dV_{AB}(t)}{dt} \quad (4.4)$$

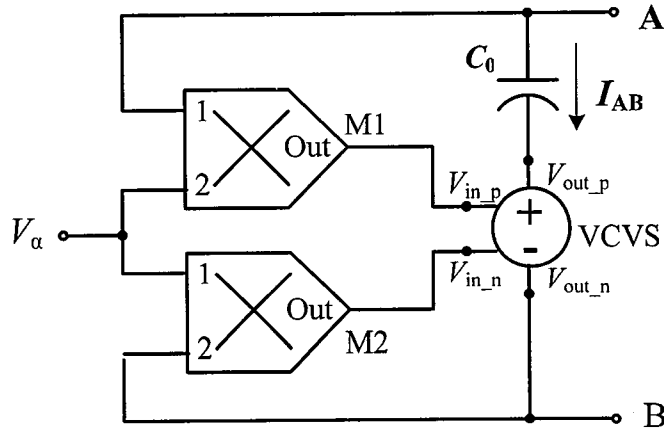
即

$$\frac{dV_x(t)}{dt} = [1 - \alpha(t)] \frac{dV_{AB}(t)}{dt} \quad (4.5)$$

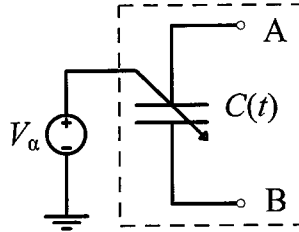
因为通常时变电容随时间的变化速率比 AB 极板间电压随时间的变化速率小得多, 于是可以近似得出

$$V_x(t) \approx [1 - \alpha(t)]V_{AB}(t) \quad (4.6)$$

基于以上分析, 可以设计如图 4.3(a)所示的 SPICE 压控电容仿真模型, 在上层电路中, 该模型可用图 4.3(b)所示元件表示。模型由一个参考电容 C_0 、一个理想压控电压源 VCVS、两个理想乘法器 M1 和 M2 构成, 其中理想乘法器与压控电压源一起实现公式 (4.6) 中的 $V_x(t)$ 。



(a)



(b)

图 4.3 (a) 压控电容结构示意图; (b) 压控电容的表示

由于

$$\begin{aligned} I_{AB}(t) &= I_{C0}(t) = C_0 \cdot \frac{dV_{C0}(t)}{dt} \\ &= C_0 \cdot \frac{d[V_{AB}(t) - V_{vcvs}(t)]}{dt} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= C_0 \cdot \frac{d[V_{AB}(t) - G_M \cdot V_{AB}(t) \cdot V_\alpha(t)]}{dt} \\
&= [1 - G_M \cdot V_\alpha(t)] \cdot C_0 \cdot \frac{dV_{AB}(t)}{dt} - G_M \cdot V_{AB}(t) \cdot C_0 \cdot \frac{dV_\alpha(t)}{dt} \\
&\approx [1 - V_\alpha(t)] \cdot C_0 \cdot \frac{dV_{AB}(t)}{dt} \\
&= C(t) \cdot \frac{dV_{AB}(t)}{dt}
\end{aligned} \tag{4.7}$$

其中, G_M 为乘法器的增益, 方便起见, 设为 $1/V$, 而压控电压源增益设为单位 1。

因此, 得到了受电压 $V_\alpha(t)$ 控制的压控电容表达式为

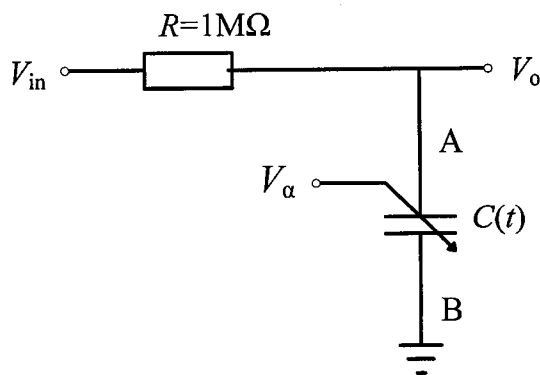
$$C(t) = [1 - V_\alpha(t)] \cdot C_0 \tag{4.8}$$

4.1.3 时变电容模型的仿真验证

下面将对上节给出的时变电容仿真模型的几个特性进行仿真验证, 根据公式 (4.8), C_0 取 5pF , 则 1mV 的正弦电压信号 $V_\alpha(t)$ 将产生中心值为 5pF , 峰值为 5fF 的正弦变化电容 $C(t)$ 。

1. 交流阻抗仿真

为了验证压控电容的端口阻抗特性, 将压控电容与电阻构成一阶低通滤波器, 进行了仿真验证, 电路如图 4.4(a) 所示, 其中控制电压 V_α 从 -1V 变化到 800mV , 对应电容值应该从 10pF 变到 1pF 。电路频率响应的仿真输出如图 4.4 (b) 所示, 即随着控制电压的变化, 电路的低通截止频率发生相应改变, 且电容值 $C(t)$ 与 V_α 间的关系服从公式 (4.8)。



(a) 仿真电路图

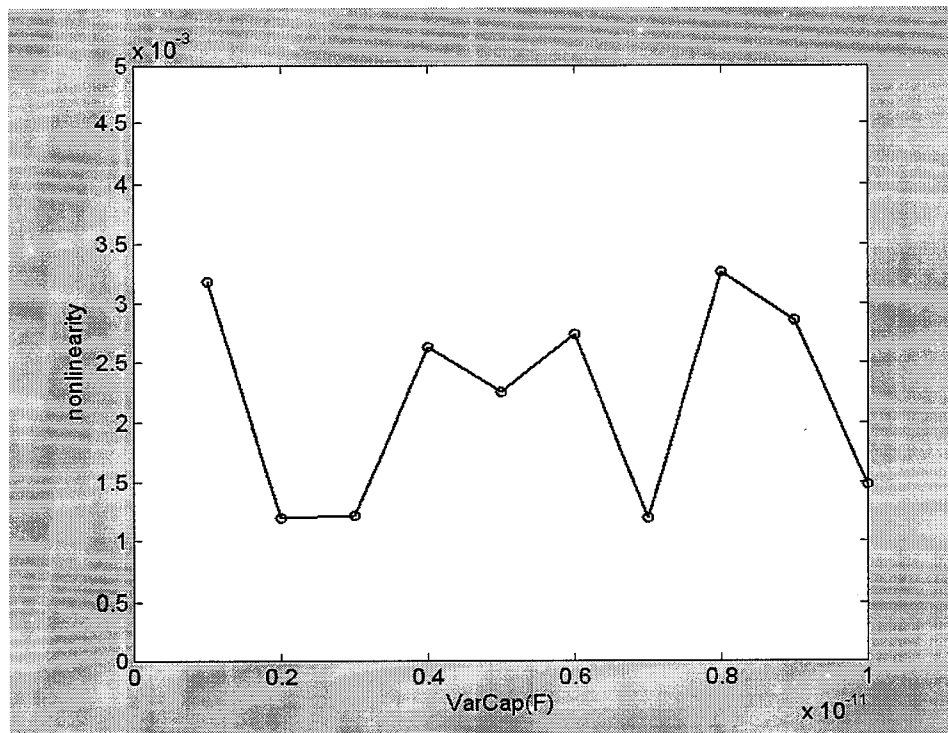
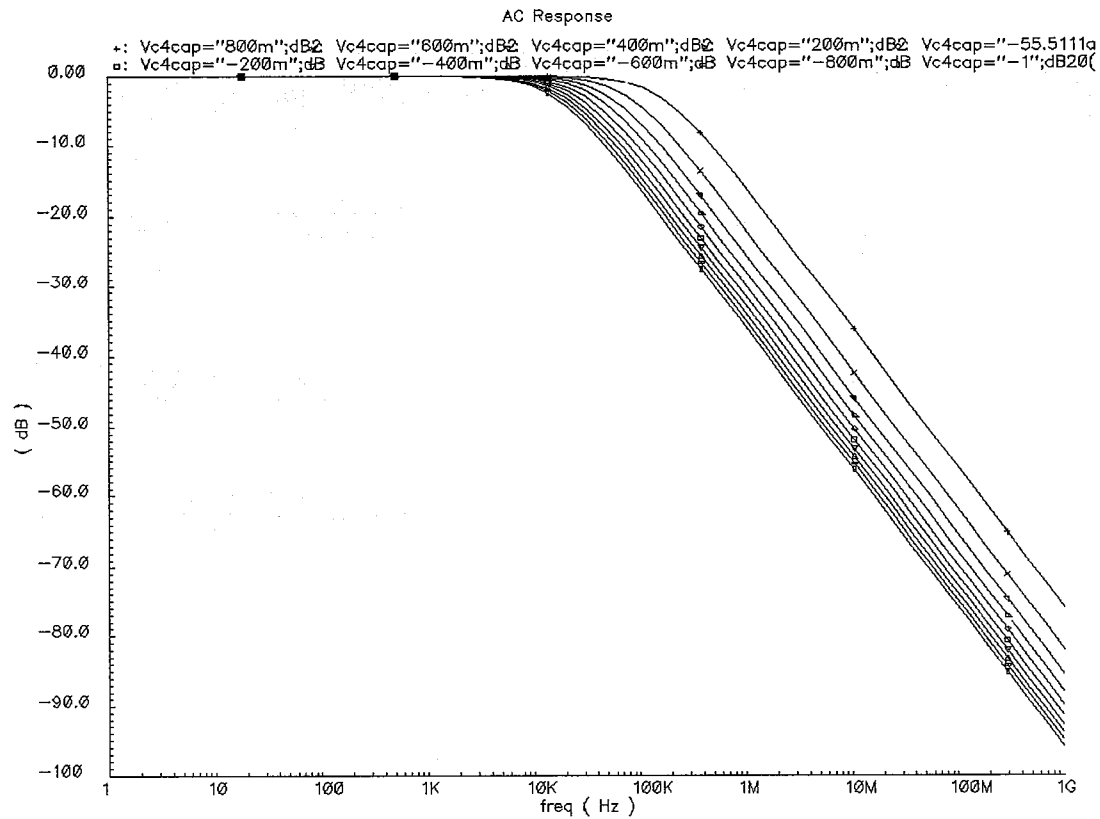
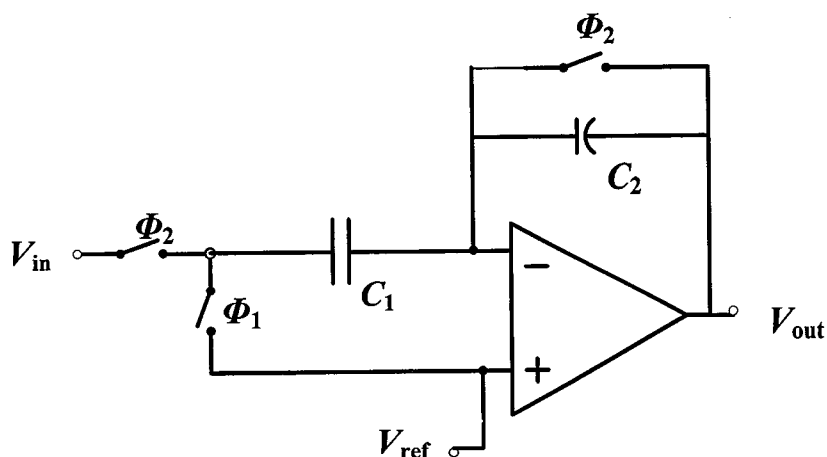


图 4.4 交流阻抗仿真

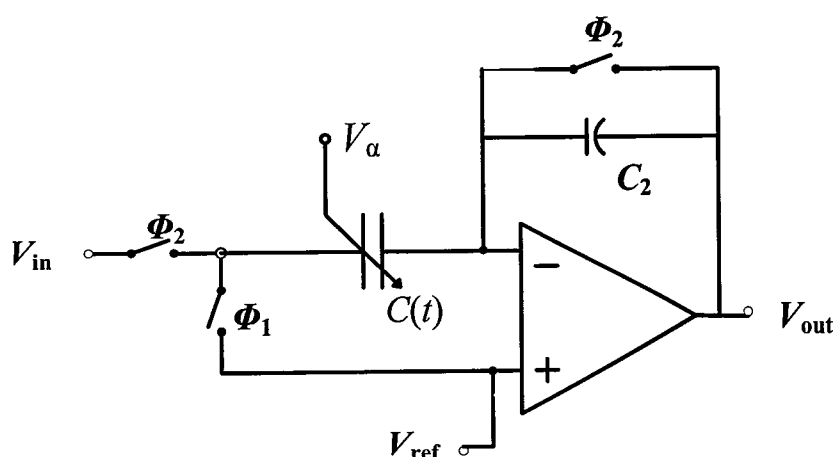
图 4.4 (c)为低通截止频率仿真结果与理论值的非线性误差, 可见在 10pF 到 1pF 间非线性误差小于 3.3‰, 几乎不会影响仿真分析。

2. 电荷存储功能对比仿真

由于在读出电路设计中, 需要对时变电容进行充放电、电荷转移等, 进而读出电容变化量, 因此需要仿真验证时变电容模型的电荷存储功能, 如图 4.5(a)所示, 即为开关电容同相比例放大电路, 在 Φ_2 相对电容充电, Φ_1 完成电荷转移并输出相应结果 $V_{out}=V_{in}\times(C_1/C_2)$, 以图 4.5(a)作为参考电路, 考察图 4.5(b)所示电路, 其中 C_1 被替换成所设计的压控电容模型。

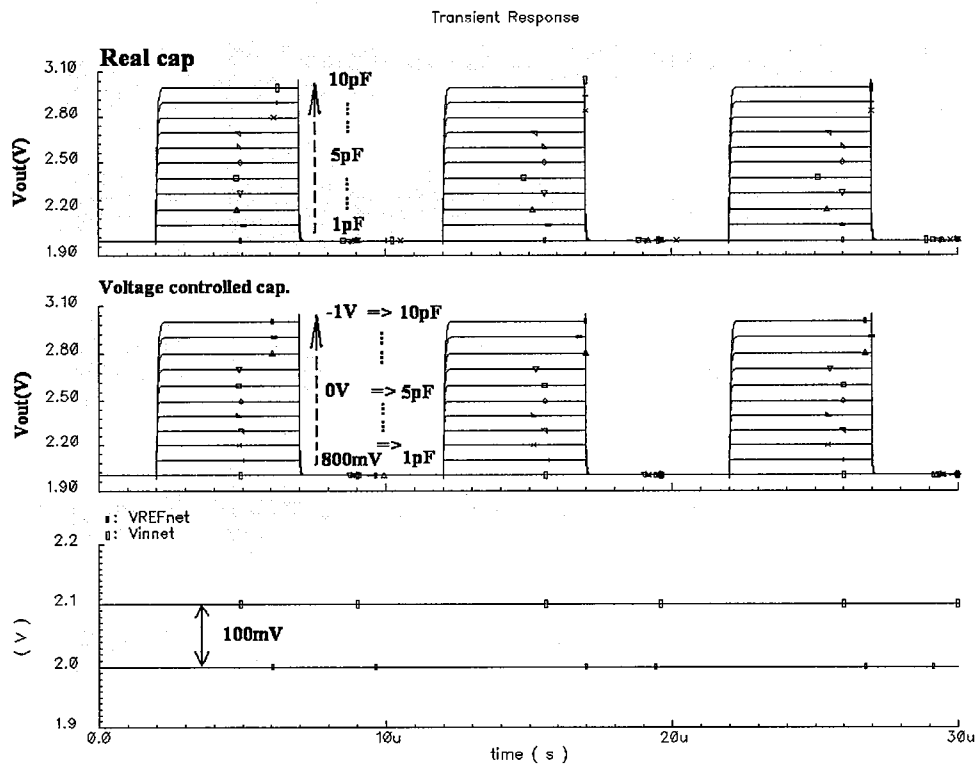


(a) 参考电路

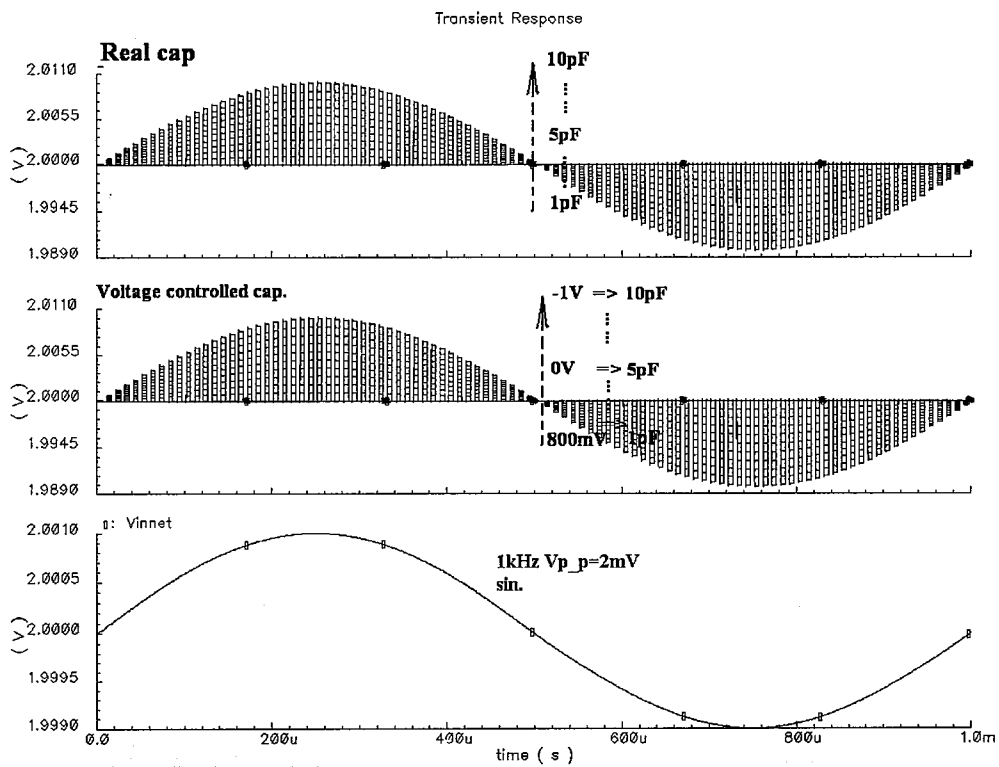


(b) 考察电路

图 4.5 电荷存储功能的仿真电路（同相比例开关电容电路）



(a) 输入为直流电压



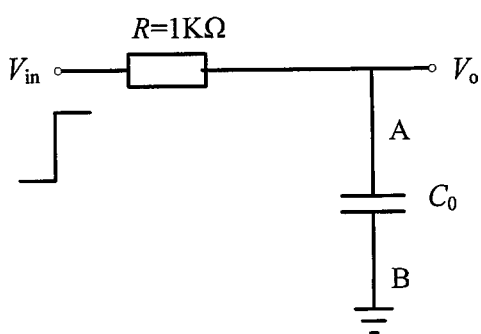
(b) 输入为正弦电压

图 4.6 电荷存储功能仿真结果

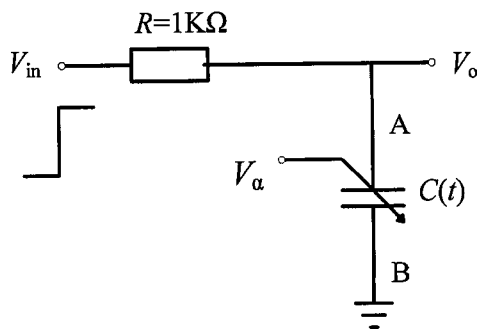
当输入为直流电压时, 分别对图 4.5(a)的参考电容 C_1 从 $1\text{pF} \sim 10\text{pF}$ 扫描仿真, 图(b)的控制电压对应从 $-1\text{V} \sim 800\text{mV}$ 扫描仿真, 得到的输出波形如图 4.6(a)所示, 可见压控电容很好的实现了电荷存储的功能, 使得同相比例开关电容电路正常工作, 而且其电压控制电容的功能正常。图 4.6(b)为正弦输入电压下的扫描输出波形, 功能同样正常。

3. 时间常数对比仿真

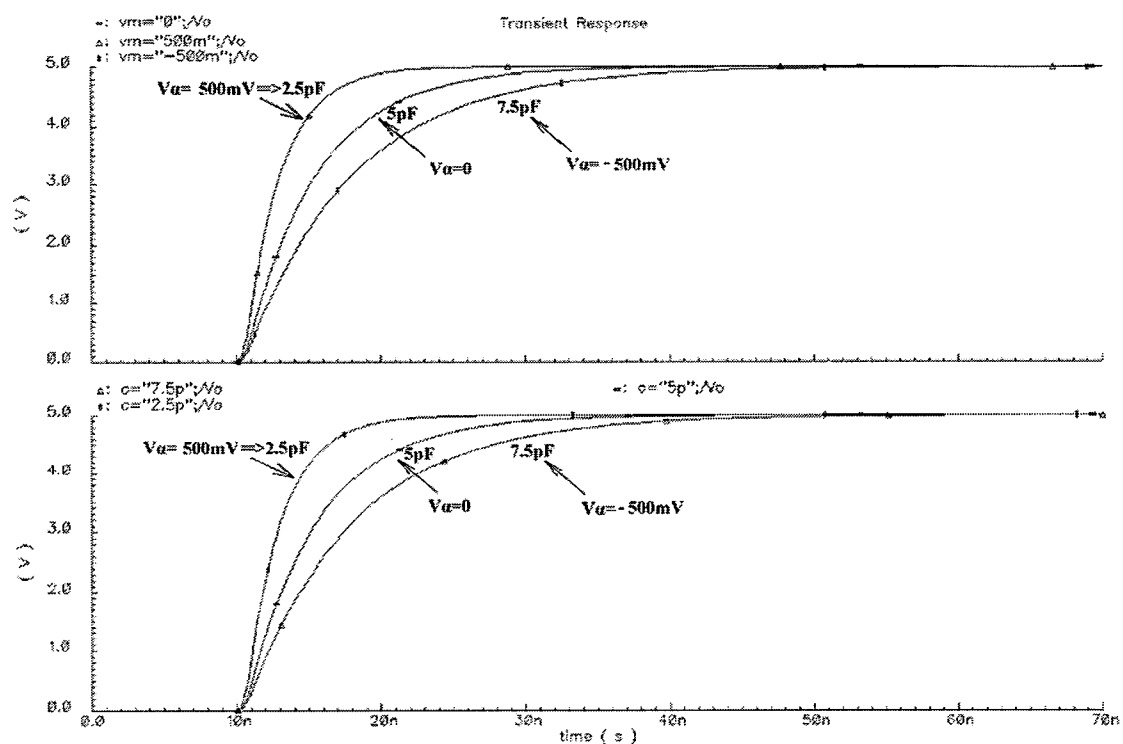
图 4.7(a)为时间常数仿真参考电路, 图 4.7(b)为采用上述模型进行的时间常数仿真电路, 控制电压 V_a 分别为 -500mV 、 0V 和 500mV 时, 分别对应 C_0 为 7.5pF 、 5pF 、 2.5pF 的情况, 仿真结果如图 4.7(c)所示, 可见压控电容模型的时间常数特性与理想电容一致。



(a) 参考电路



(b) 考察电路



(c) 阶跃响应曲线

图 4.7 时间常数对比仿真

通过上述仿真和分析,本文所提出的压控电容仿真模型在电容缓变时可精确模拟等效电容的电流—电压特性、阻抗特性以及电荷存储特性,本文后续电路设计中,读出电路和谐振式 MEMS 陀螺的联合时域仿真即应用此模型,陀螺的整体简化模型如图 4.8 所示。

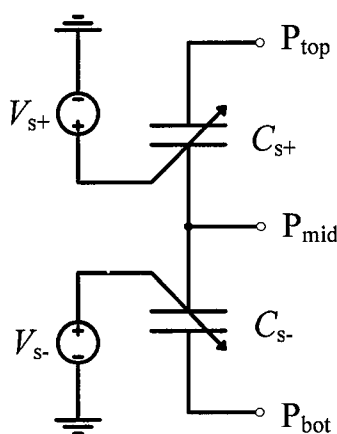


图4.8 电路仿真用的等效电路

4.2 电容读出电路结构设计

读出电路采用连续电压读出方式,主要由低噪声电荷积分器、输入共模反馈、整形开关、低通滤波器、电压基准、电流基准、控制开关的数字电路以及电容阵列构成,如图 4.9 所示。其中电荷积分器实现将传感电容上的转移电荷差转变为积分电容输出端的电压差;输入共模反馈起稳定电荷积分器输入端共模电平的作用,从而保证在大的电容输入情况下,电荷积分器仍能处于线性范围,保持恒定的读出灵敏度;整形开关完成调制电压的全波整形;低通滤波器将整形信号中的高频残余分量滤除,输出同输入电容信号成正比的电压信号。

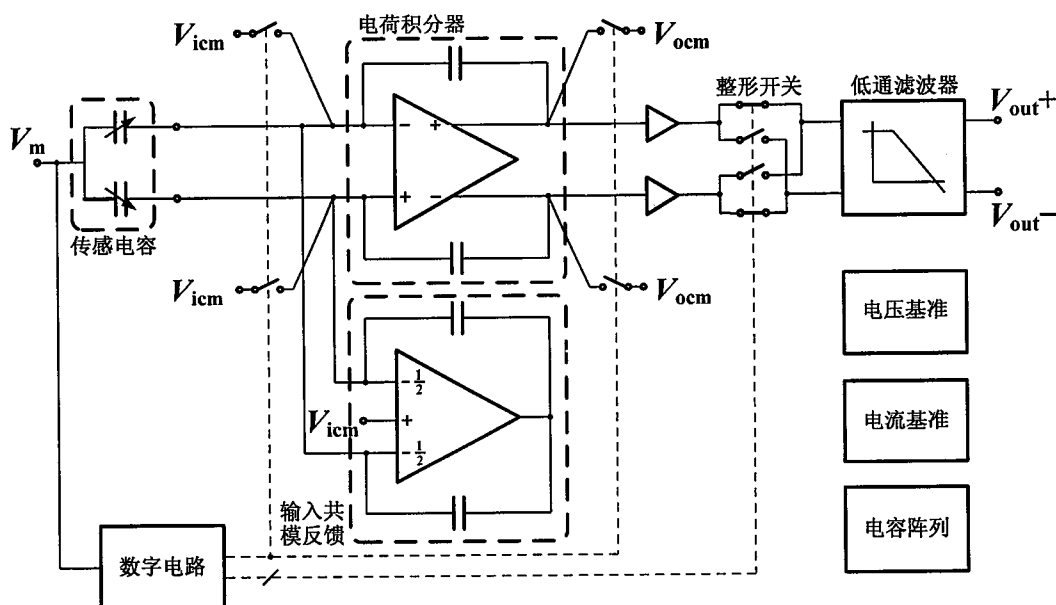


图 4.9 电容读出电路结构框图

电路同时包括片上低温漂电压基准和电流基准,为主要电路模块提供电压和电流偏置。采用片上集成的方式,有利于降低互联线干扰,提高信号质量和读出精度。数字电路将斩波调制信号加以处理,为不同的开关提供相应的时序控制信号。另外,片上的可编程电容阵列使得芯片适于多种电容传感器的应用,提供对传感器初始失调进行补偿的能力,同时也用于电路的测试。

4.3 电路模块的设计与仿真验证

4.3.1 电荷积分器

高精度的读出电路中，其最前端的放大器对于整个电路的噪声性能起至关重要的作用。原因在于当输入的微弱信号经过前端放大后，受到后端电路的影响相对较弱，换言之，后端电路的噪声等效到整个电路的输入端的噪声可以忽略不计。因此，作为连续电压读出方式电容读出电路的最前端放大器，电荷积分器的低噪声实现是整个设计的首要任务。

如图 4.9 所示，本文所述电荷积分器由一个全差分运放和两个反馈电容构成。反馈电容起到积分电荷的作用，而全差分运放则起到对输入端实现“虚短”的作用。图 4.10 给出电荷积分器全差分运放的设计原理图。它由增益级和输出共模反馈组成。其中增益级的设计选用了“套筒”式设计，而非更通常使用的“折叠共源共栅”结构，主要原因是“套筒”式运放因为所用晶体管数较少而呈现更佳的噪声性能。“套筒”式的“折叠共源共栅”结构运放的另一个优点在于功耗较低，虽然同是也存在输出摆幅较小的缺点，但也足以满足电容读出的设计指标。另外，因为 PMOS 晶体管以空穴作为载流子，处于“埋沟”中，也就是距离硅一氧化物界面有一定距离的地方，从而其 $1/f$ 噪声略优于 NMOS 晶体管，所以本文采用 PMOS 晶体管作为输入差分对管^[69]。

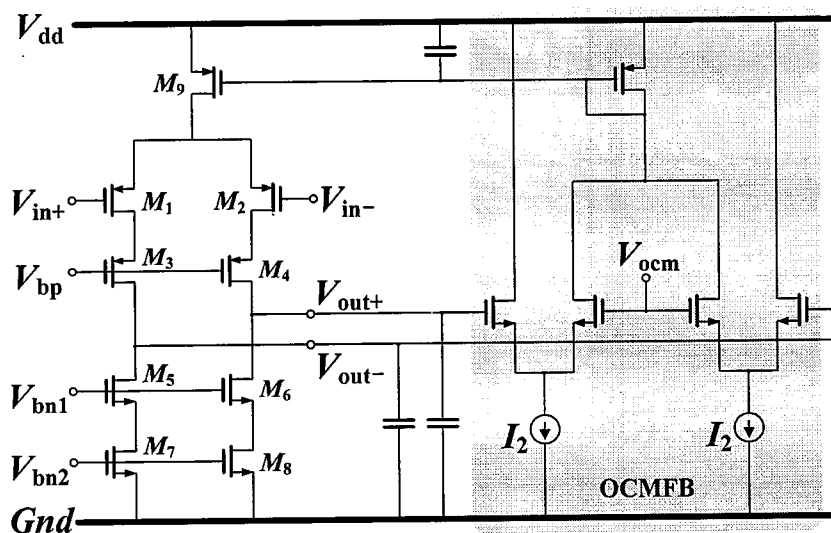


图 4.10 电荷积分器全差分运放原理图

在相对低的频率时，共源共栅器件所产生的噪声可忽略，余下的 M_1 、 M_2 、 M_7 和 M_8 成为主要的噪声源。因此图 4.10 中增益级的输入等效噪声近似为

$$\frac{\overline{v_n^2}}{\Delta f} = 4k_B T \left(2 \frac{2}{3g_{m1,2}} + 2 \frac{2g_{m7,8}}{3g_{m1,2}^2} \right) + 2 \frac{K_N}{(WL)_{1,2} C_{ox} f} + 2 \frac{K_P}{(WL)_{7,8} C_{ox} f} \frac{g_{m7,8}^2}{g_{m1,2}^2} \quad (4.9)$$

式中 K_N 和 K_P 分别表示 NMOS 和 PMOS 晶体管的 $1/f$ 噪声系数。

可见，优化噪声主要应从以下几方面考虑：

- 1) 增加输入对管 M_1 和 M_2 的跨导 $g_{m1,2}$ ，减小负载管 M_7 和 M_8 的跨导 $g_{m7,8}$ ，以降低输入等效白噪声；
- 2) 增大输入对管 M_1 和 M_2 的尺寸，以降低低频 $1/f$ 噪声的拐角频率 f_c ，使之低于斩波频率；
- 3) 版图设计中，尽量多加衬底接触或阱接触的保护环，以降低衬底的耦合噪声。

作为尾电流源，晶体管 M_9 的噪声通常也可忽略不计。

结合第三章的 CTV 电容读出方式的噪声分析结果，不难发现以上所述的噪声优化方法对于整个读出电路的分辨率的优化也同样有效。输入对管 M_1 和 M_2 的长度选择工艺最小值，而宽度应尽量增大，这样不仅能获得较大的栅电容，同时也可以实现跨导的最大化。

因为增益级呈现非常大的输出阻抗，两个输出节点的共模电平无法确立，因此需要增加输出共模反馈（output common mode feedback, OCMFB）对其进行偏置。图 4.10 所示 OCMFB 电路采用双尾电流源设计，可以实现更大的输出摆幅。

图 4.11 给出电荷积分器全差分运放幅频响应的仿真结果。放大器在 5V 单电源下工作，开环增益约为 63dB，相位裕度 68° ，带宽 200MHz。

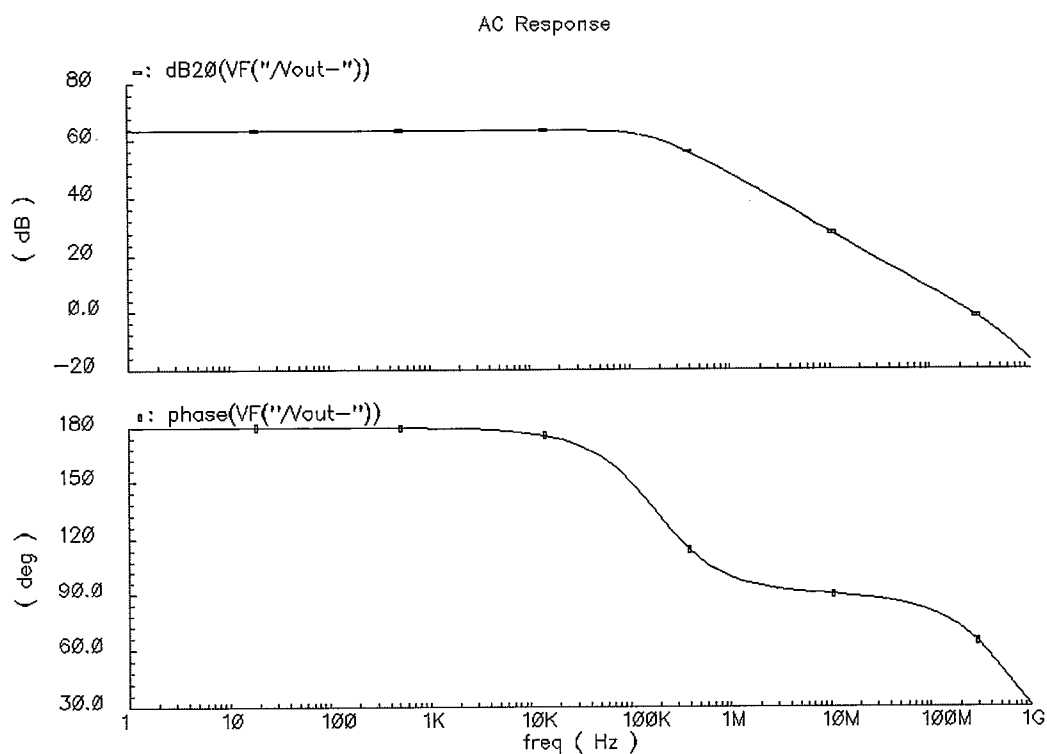


图 4.11 电荷积分器全差分运放幅频特性

图 4.12 给出电荷积分器全差分运放输入等效噪声的仿真结果。在斩波频率 1MHz 附近, 输入等效噪声仅为 $3.5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 由图可见, $1/f$ 拐角频率约为 100kHz, 在 1MHz 处, 几乎只有白噪声。

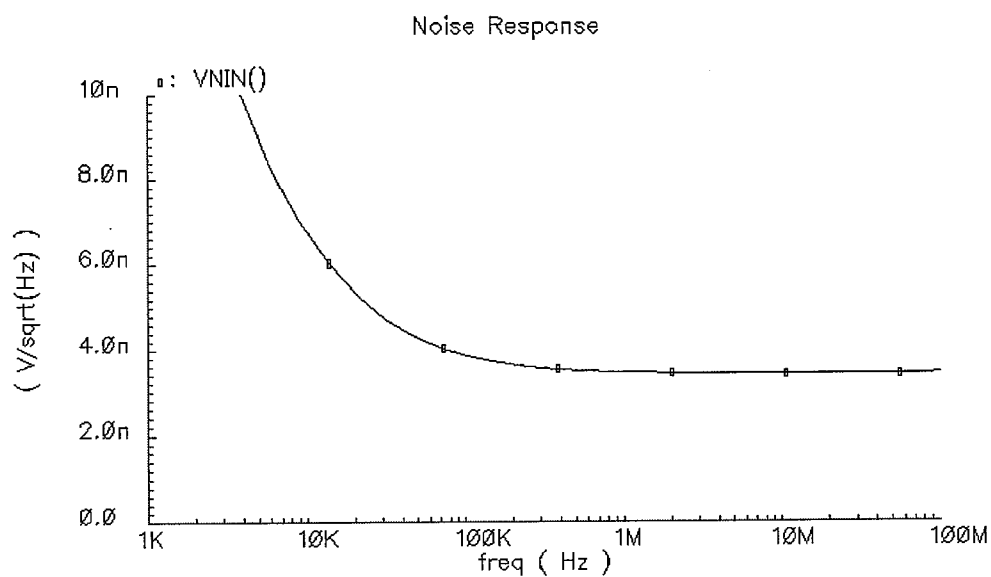


图 4.12 电荷积分器全差分运放输入等效噪声

另外, 对输出共模反馈电路的稳定性也进行了评估, 图 4.13 显示环路增益

达到 89dB，相位裕度 63°，带宽 100MHz。

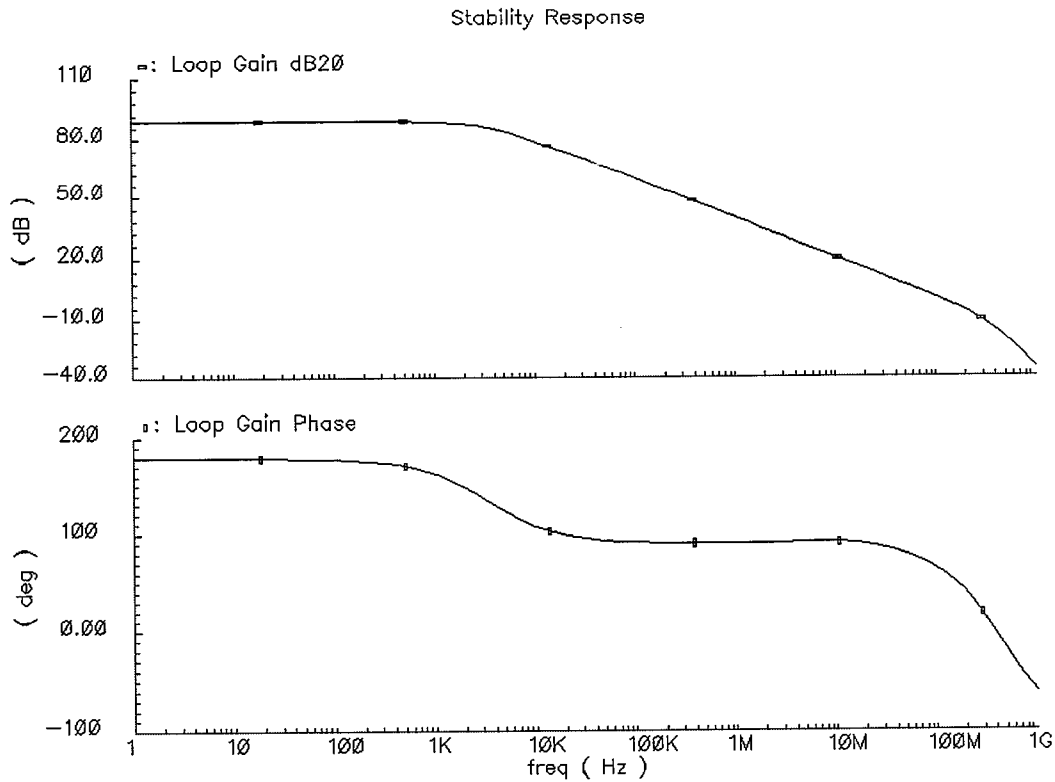


图 4.13 电荷积分器全差分运放输出共模反馈稳定性

全差分运放的输出摆幅通过直流仿真得以验证。输出在 2V 到 3V 的范围内，所有晶体管均能保证工作在饱和区。设计中，输出摆幅主要受到输出共模反馈的限制，当出现较大摆幅时，输出共模反馈电路由于尾电流源提供电流的能力有限，出现饱和失真。为了避免这一现象，需要降低输出共模反馈的跨导，但这样又会导致环路增益的下降，进而影响输出共模电平稳定性，因此这时需要折衷考虑两方面因素，既要获得良好的输出共模电平稳定性，又要满足输出摆幅的要求。考虑到项目要求 100dB 以上的动态范围，又因为运放的输入等效噪声仅在 nV/rtHz 量级，因此 2V 到 3V 的输出摆幅完全可以接受。

4.3.2 输入共模反馈

虽然位于电荷积分器输入端的开关可以周期性的置位直流共模电平，可是，一旦开关断开，接近满轨的斩波调制信号 V_m 便会通过传感电容，引入共模振荡。电荷积分器输入差分对管的工作点不再稳定，跨导随之改变，线性度因此受到严重影响。为了防止上述现象的发生，在输入端增加了输入共模反馈电路。它由一

个共模运放和反馈电容组成。

共模运放的主要功能是计算输入节点的共模电平，然后将其与参考电平的差值放大输出。如果放大增益为 $A_{V,CMO}$ ，反馈电容为 C_{cf} ，则输入共模电平的振幅可由下式确定

$$V_{ic,DMO} = V_m \cdot \frac{C_s}{C_{cf}} \cdot \frac{1}{A_{V,CMO}} \quad (4.10)$$

因此，为了尽可能降低通过传感电容反馈过来的振荡，应增大共模运放的开环增益和反馈电容。图 4.14 给出共模运放的电路原理图设计。考虑到噪声优化，设计同样采用了类似“套筒”结构。为了驱动更大的反馈电容，共模运放的设计中增加了输出级。为了更少的引入噪声，选择了最简单的源极跟随器。

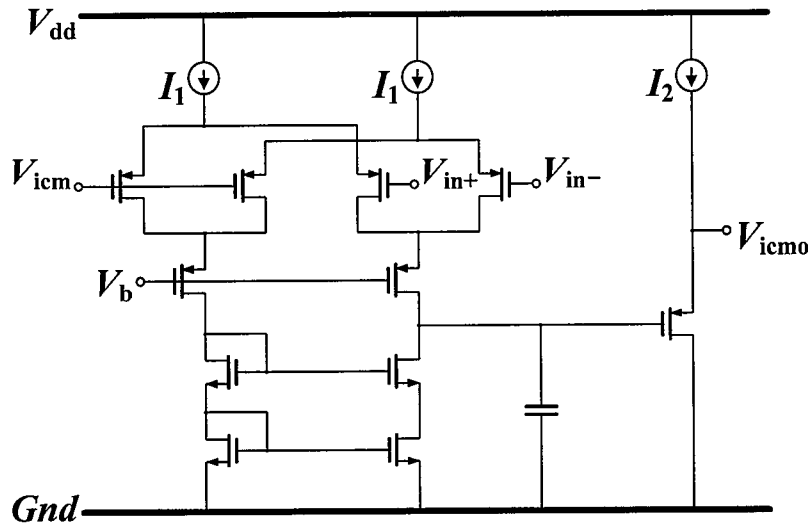


图 4.14 输入共模反馈共模运放原理图

图 4.15 给出了输入共模反馈共模运放的幅频响应仿真结果。开环增益达到 63dB，相位裕度 30°，带宽 50MHz。较大的增益带宽可以实现更好的稳定输入共模电平的效果。为了获得更高的增益带宽积，可以增大偏置电流，但功耗也会随之上升，因此实际设计中，应确保在功耗尚能允许的范围内，增大偏置电流，以获得更大的增益带宽积。

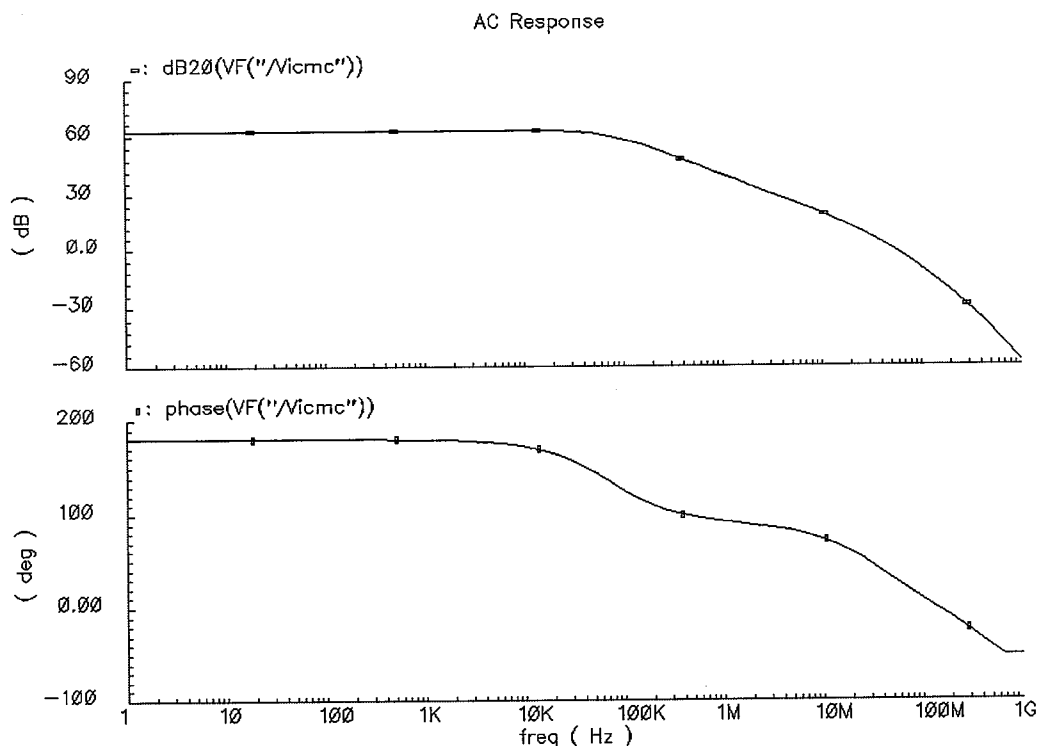


图 4.15 输入共模反馈共模运放幅频响应

4.3.3 电压基准

在模拟电路中，很多参数都与温度、工艺、电源电压有关，这些参数的任意变化会严重影响电路的整体性能。出于使用环境的考虑，读出电路一般要求能在一定温度范围内保证性能要求，因此在芯片内部需要采用一定的电路设计技术，为读出电路提供与温度系数很小的参考电压、偏置电流，以保证电路能够达到所需要的性能。

通常芯片中的电压基准由带隙基准电压源来提供。其原理是利用两个双极型晶体管的 ΔV_{BE} 表现出的正温度系数通过电阻的比例放大与 V_{BE} 的负温度系数线性叠加，以期在某一温度下产生零温度系数电压。

本文的带隙电压源电路如图 4.16 所示，包括启动电路、带隙基准主体电路、运算放大器以及输出级在右侧的主体电路中。

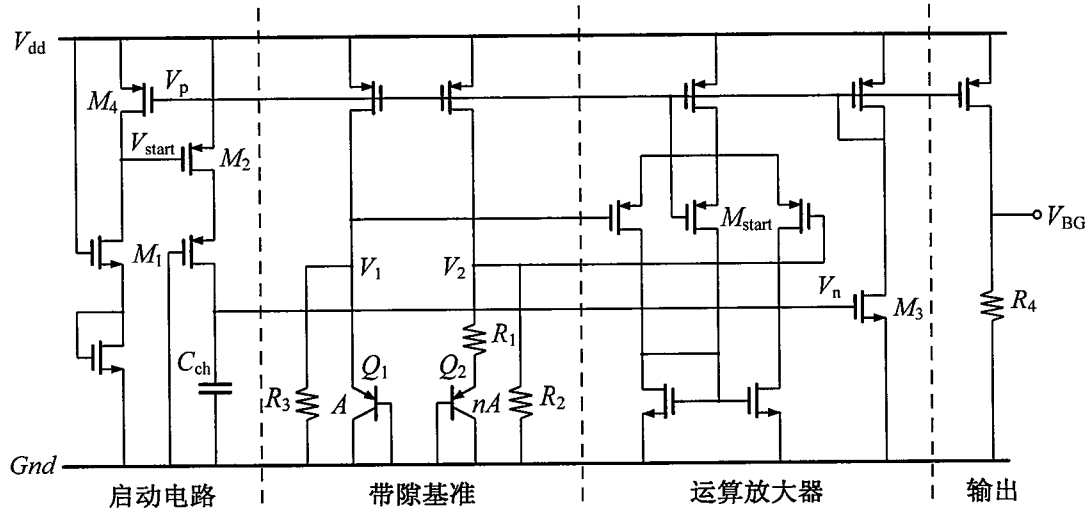


图 4.16 带隙基准电压源原理图

因为 V_1 和 V_2 两点被运放“虚短”，因此两者电压相等，且

$$V_1 = V_2 = V_{BE1} \quad (4.11)$$

如果 R_2 与 R_3 相等，则流过三极管 Q_1 和 Q_2 的电流相等，又因为 Q_2 和 Q_1 的面积比为 n ，于是 R_1 两端电压为

$$\begin{aligned} V_{R1} &= V_{BE1} - V_{BE2} \\ &= V_T \ln \frac{I_0}{I_s} - V_T \ln \frac{I_0}{nI_s} \\ &= V_T \ln n \end{aligned} \quad (4.12)$$

流过每一个 PMOS 晶体管的电流便为

$$I_D = \frac{V_T \ln n}{R_1} + \frac{V_{BE1}}{R_3} \quad (4.13)$$

则输出 V_{BG} 为

$$V_{BG} = \frac{R_4}{R_1} V_T \ln n + \frac{R_4}{R_3} V_{BE1} \quad (4.14)$$

通过调整三极管 Q_1 和 Q_2 的面积比 n ，以及电阻之间的比例关系，即可得到近似零温度系数的输出电压 V_{BG} 。

由于 Q_1 和 Q_2 所在的两个支路在电路启动时存在简并态, 为避免零电流工作状态, 保证基准源进入正常工作, 电路中需要启动电路。在电路刚启动时, M_1 导通, V_{start} 电平较低, M_2 导通, 对电容 C_{ch} 充电, V_n 逐渐上升。当 V_n 达到阈值电压时, M_3 导通, V_p 开始下降。同时电压 V_{start} 下降, 直到 M_4 导通, 将 V_{start} 继续拉高, 使 M_2 管逐渐脱离饱和趋于截止, 最终使自启动电路关闭, 右侧主体电路进入正常工作状态, 启动过程的瞬态仿真结果如图 4.17 所示。

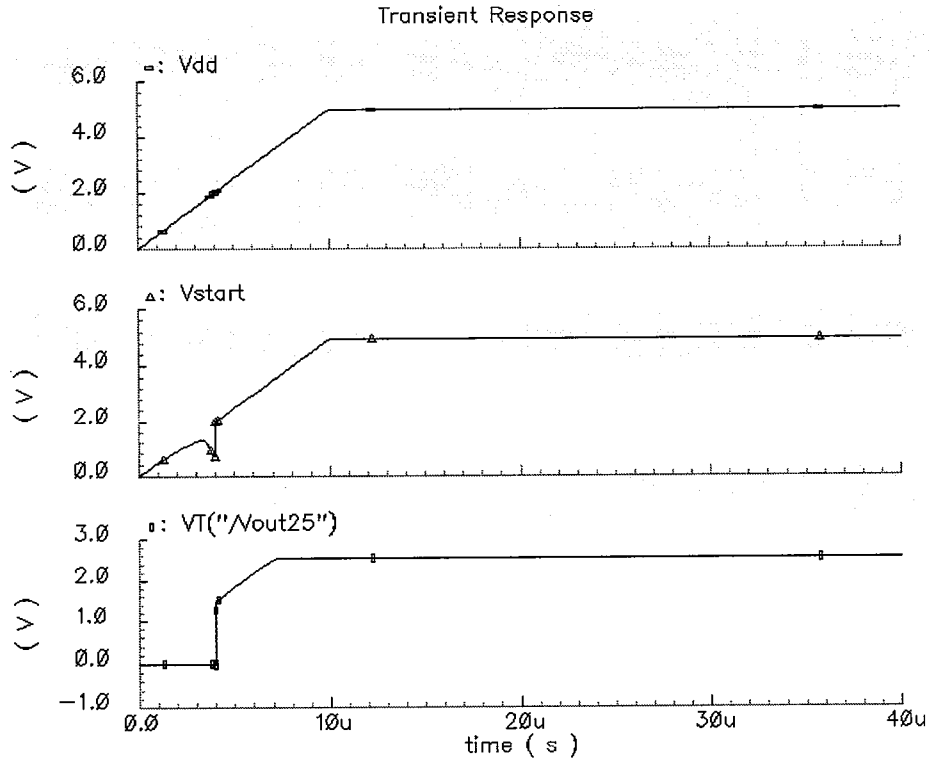
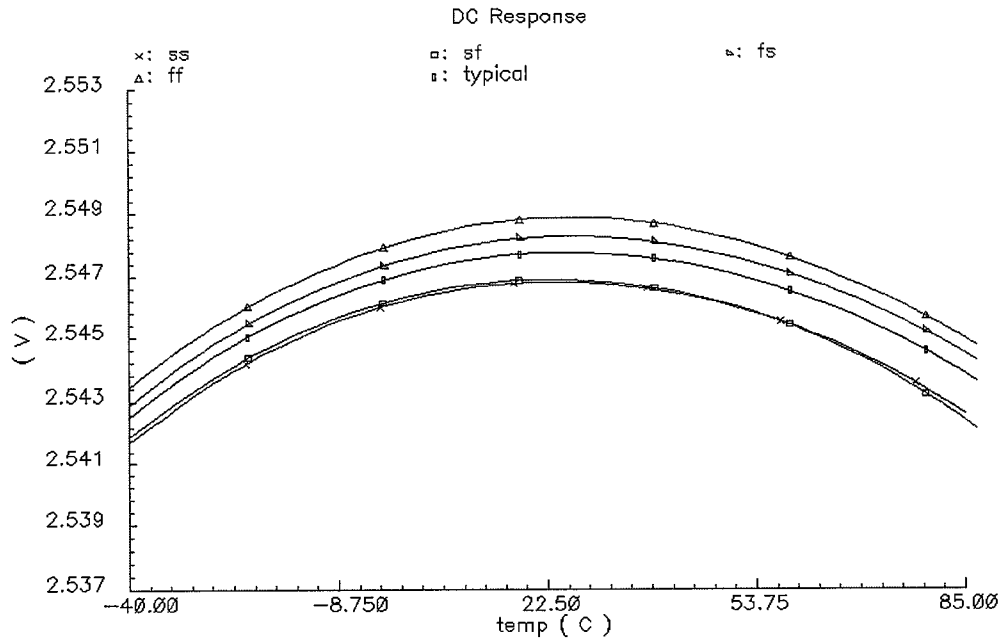


图 4.17 带隙基准电压源的启动瞬态仿真

带隙基准电压源温度特性的仿真结果如图 4.18 所示, 典型 (typical) 模型下, 在 23.5°C 曲线达到最高值, 此时电压输出为 2.547V ; 在 $-40\sim 85^{\circ}\text{C}$ 的温度系数 TC 为 $16.5\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 。



4.18 带隙基准电压源的温度特性

4.3.4 电流基准

本文中使用了同实验室蔺增金等设计的 CMOS 工艺实现的 $40\mu\text{A}$ 带隙基准电流源^[100], 电路结构如图 4.19。

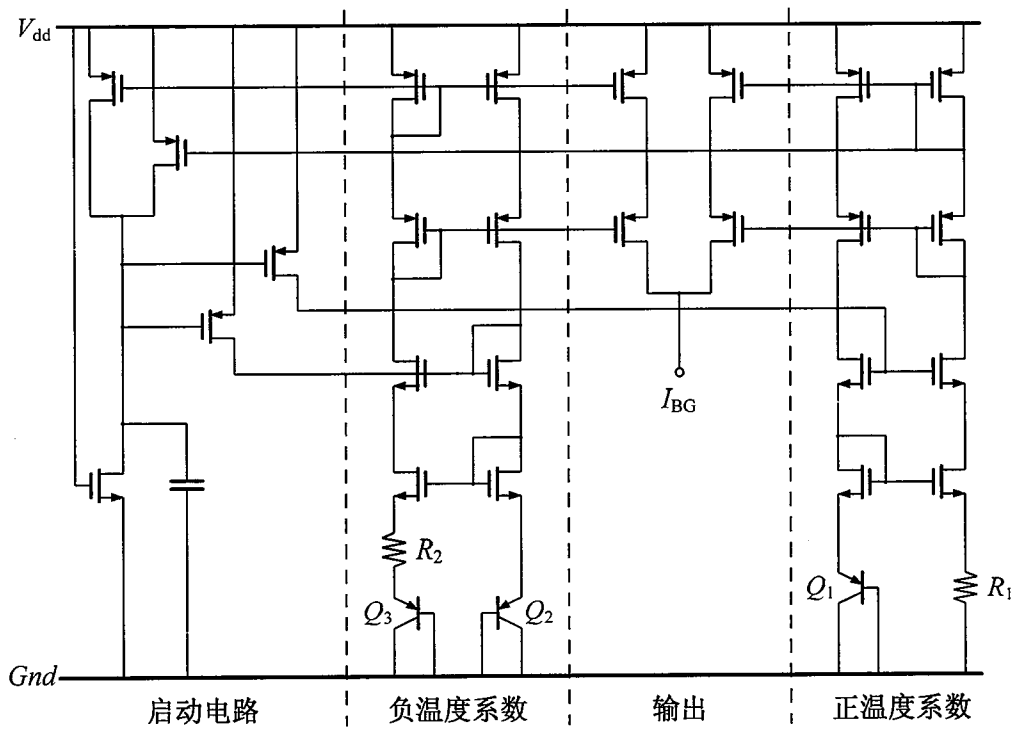


图 4.19 恒流源电路原理图

该电路将温度系数独立补偿的两个分支电流进一步以不同权重因子叠加, 实现二阶温度补偿。电路中同样存在简并工作状态, 因此同样采用了与基准电压源类似的启动电路。电路中每条支路的负载部分均采用了共源共栅结构, 不仅增加了电流匹配度, 同时有利于减小电源对输出电流的干扰, 提高输出的稳定性和精度。

此电流基准电路结构简单, 功耗低, 且参数设计灵活, 电阻匹配要求降低, 并不需外接电阻。在 $-40^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$ 范围内, 其温度系数为 $63.9\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$, 具体仿真曲线如图 4.20 所示。

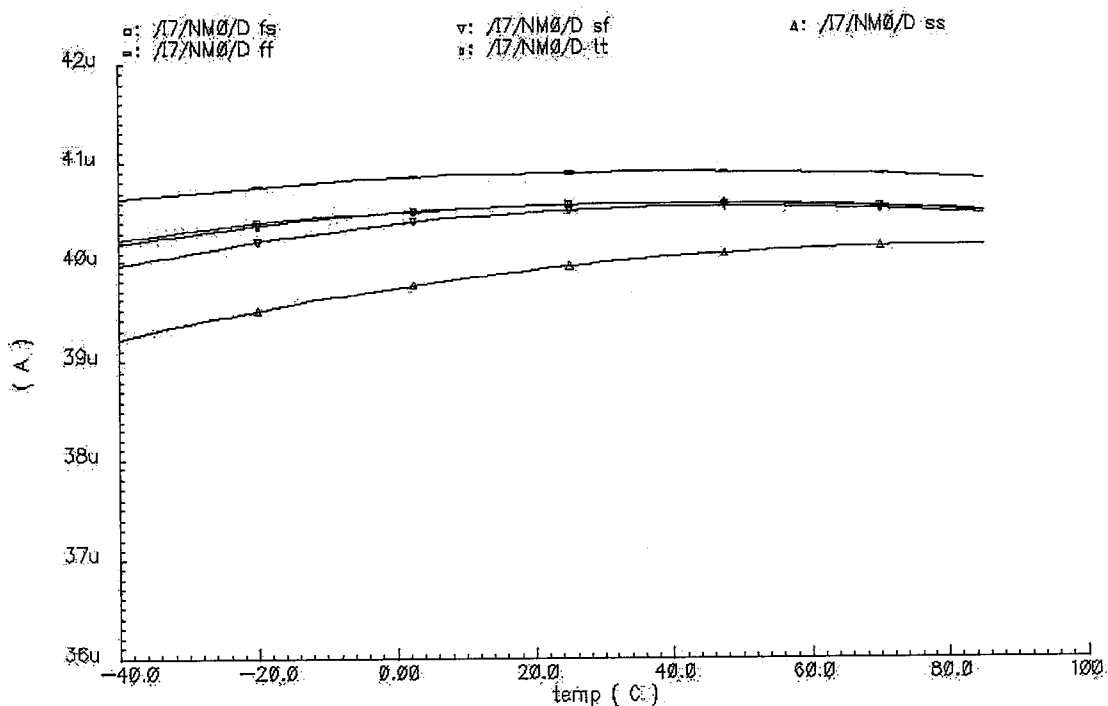


图 4.20 带隙基准电流源的温度特性

4.3.5 缓冲器

为了提高电荷积分器的驱动能力, 在其输出端增加了缓冲器, 电路原理图如图 4.21 所示。输入级采用“折叠共源共栅”结构, 输出级采用源极跟随器。

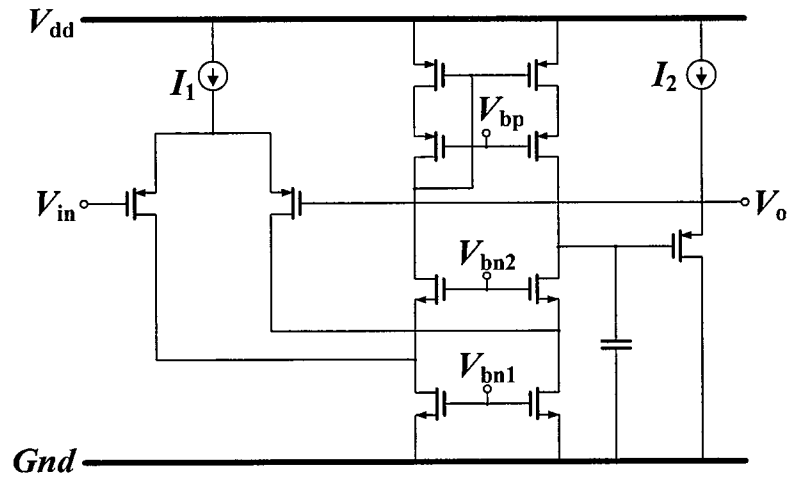


图 4.21 缓冲器电路原理图

图 4.22 给出缓冲器输出摆幅的仿真曲线。可见，在 1.5V~4.0V 的范围内，输出可以保持很高的线性度。如此线性范围可以完全覆盖电荷积分器 2V~3V 的线性范围，足以满足设计需求。

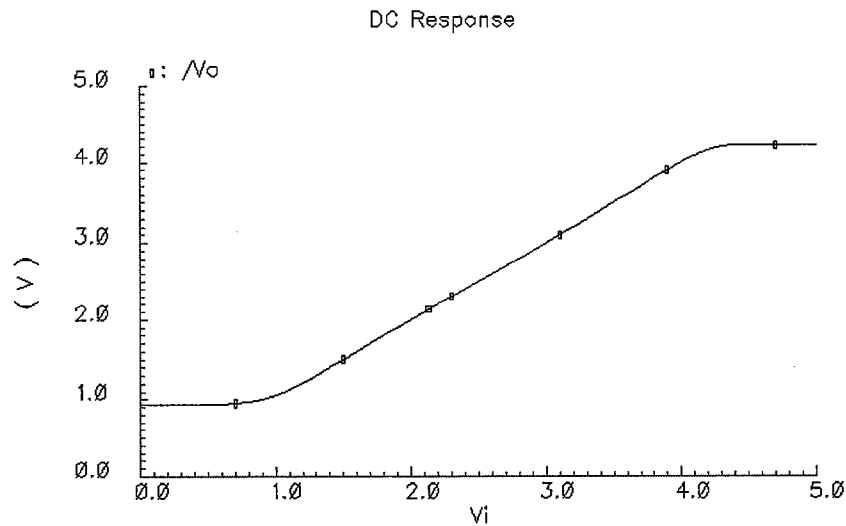


图 4.22 缓冲器的输出摆幅

图 4.23 给出缓冲器的幅频响应仿真结果。环路增益达到 74dB，相位裕度为 64°，带宽为 100MHz。

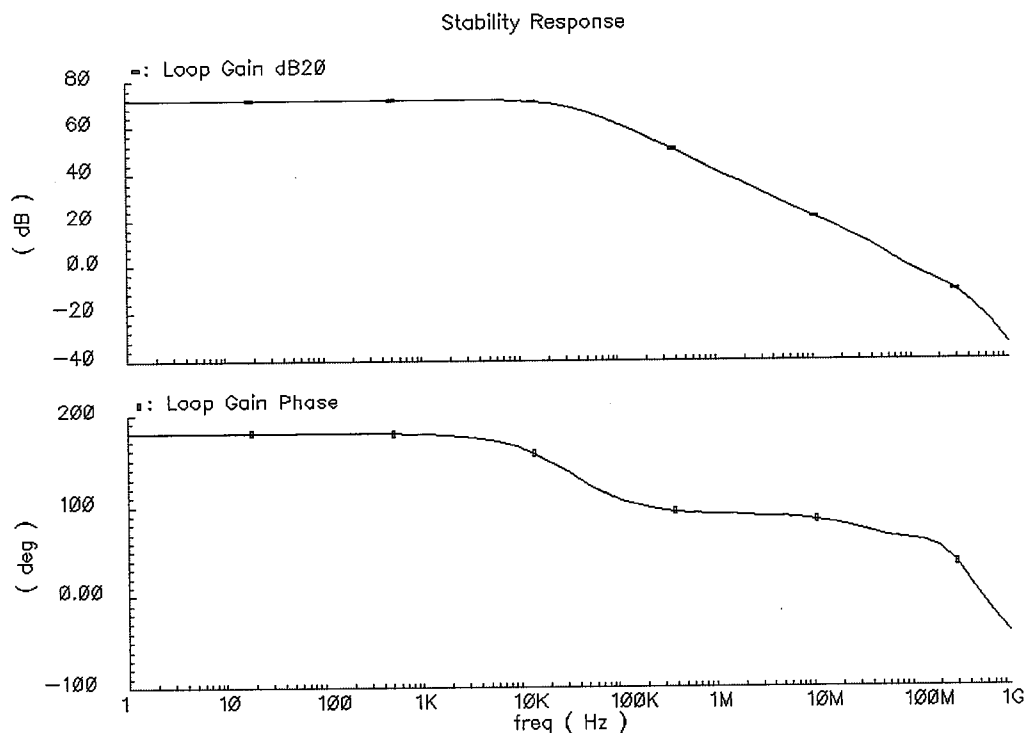


图 4.23 缓冲器的幅频响应

图 4.24 给出缓冲器的输入等效噪声仿真曲线，在斩波频率 1MHz 附近，热噪声功率谱密度仅为 4.6nV/rtHz。

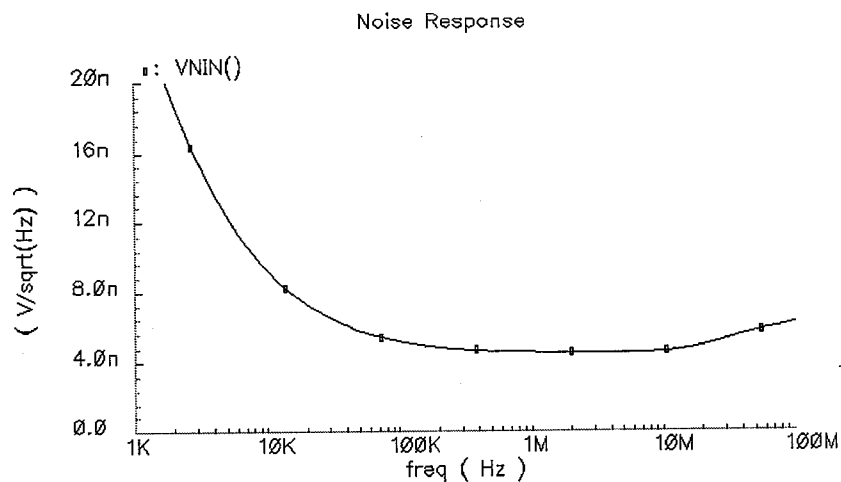


图 4.24 缓冲器的输入等效噪声

4.3.6 开关

当一个 MOS 晶体管处于导通状态时，二氧化硅与硅的界面必然存在沟道，当开关断开后，沟道中电荷就会通过源端和漏端流出，这种现象就称为“沟道电荷注入”。

除了沟道电荷注入，MOS 开关还会通过其栅漏或栅源交叠电容将始终跳变耦合到采样电容上。这种效应给采样输出电压引入误差。

在本文设计中，为了消除上述两种现象引入的误差，采用了互补结构与“冗余”开关（dummy）技术^[69]。电路图如图 4.25 所示。

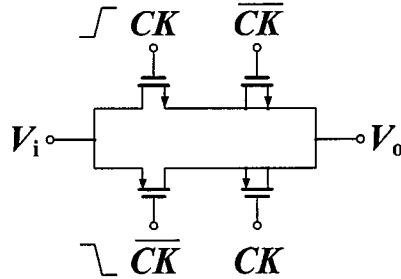


图 4.25 互补结构 dummy 开关电路原理图

图中右侧的两个源漏相连的晶体管即为 dummy 开关，起到吸收主开关沟道中残余电荷的作用，通常 dummy 开关的宽度选取主开关宽度的 1/2，长度相等。使用 PMOS 和 NMOS 晶体管互补结构组成开关，可以使得反相的时钟信号互相牵制，减弱时钟馈通效应。为了减小电荷注入和时钟馈通效应，PMOS 和 NMOS 宽长比的选取应与所采用工艺下电子迁移率和空穴迁移率的比例一致。

4.3.7 低通滤波器

本文设计中对于低通滤波器的要求相对较低，且为了避免有源滤波器引入的不必要的噪声，选择了结构简单的无源滤波器。其电路原理图如图 4.26 所示。

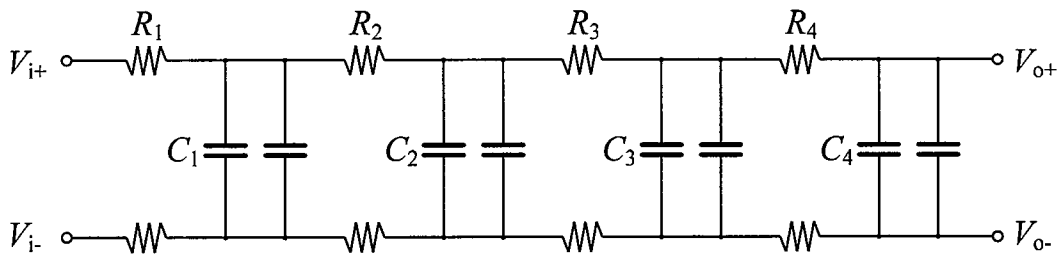


图 4.26 全差分无源低通滤波器电路原理图

为了与整个读出电路保持一致，低通滤波器同样采用了全差分结构。图中上下两路串联电阻阻值一一对应，中间并联电容成对出现，可以使得在版图设计中实现更好的对称性。

为了使频响曲线在通带内达到最大的平坦度, 电容的取值应从输入端到输出端依次减小, 而电阻的取值应从输入端到输出端依次增大。且每级电容和电阻的乘积相同。

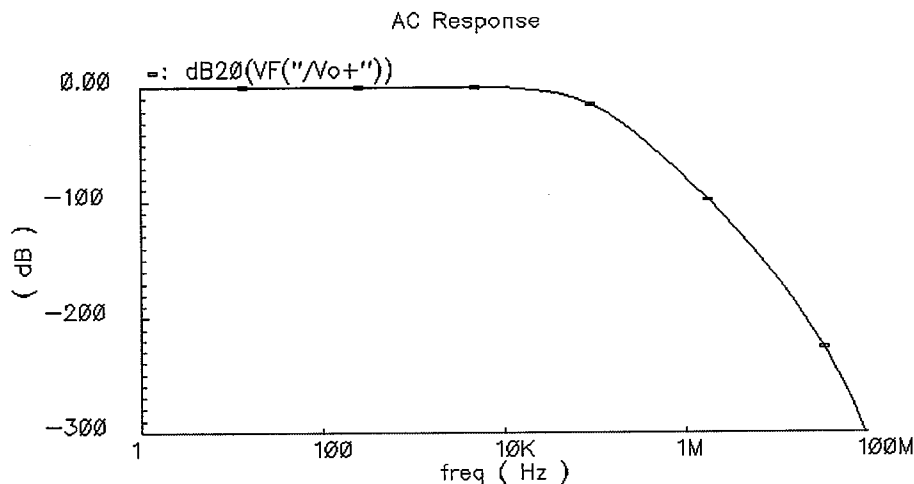


图 4.27 全差分无源低通滤波器电路原理图

频率响应的仿真结果如图 4.27 所示。因为采用四阶设计, 频率大于 -3dB 带宽 26kHz 以后, 增益以 80dB/decade 的速度迅速下降, 以更好的消除高频分量。

4.3.8 数字电路

图 4.9 中的数字电路具体实现如图 4.28 所示。首先斩波信号与基准电压相比较, 得到标准化的方波信号, 然后分成两路, 一路输入给 16 分频器, 得到周期为斩波周期 16 倍的脉冲信号, 在经过双向同步电路生成控制互补开关的双向时钟 S_1 和 S_1' ; 另一路则输入给延时器, 补偿传感信号经过电荷积分器的延时, 然后同样经过双向同步电路, 得到控制整形开关的时钟信号 S_2 和 S_2' 。

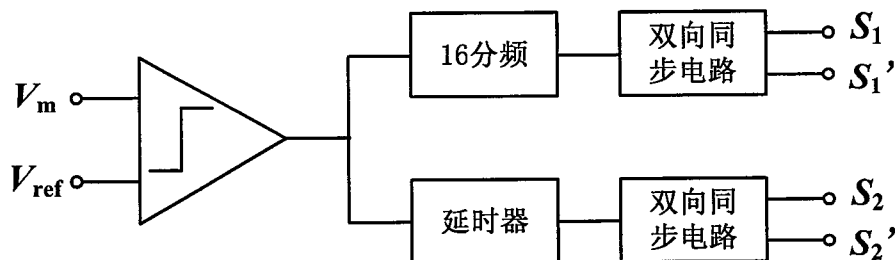


图 4.28 全差分无源低通滤波器电路原理图

其中比较器设计采用传统滞回结构，具体电路如图 4.29 所示。包括前置放大、锁存器、自偏置差分放大和输出驱动四部分。

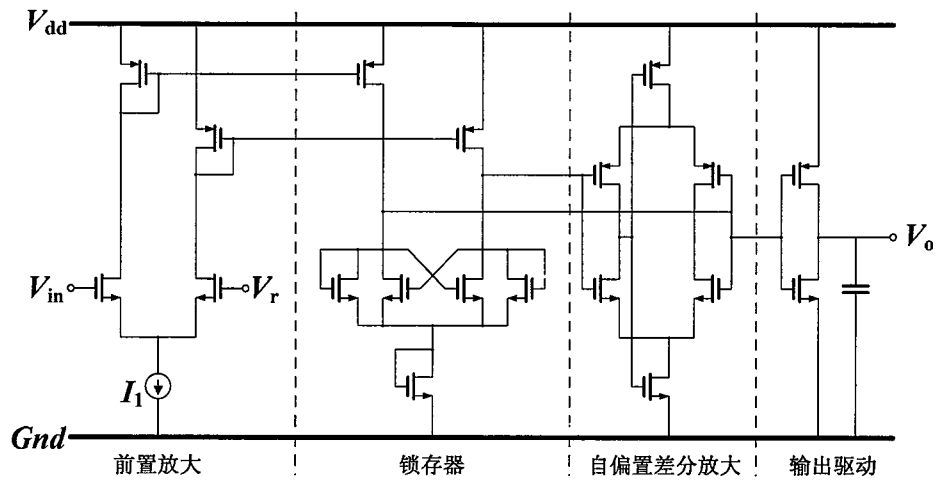


图 4.29 滞回比较器电路原理图

16 分频器的电路结构由图 4.30 给出。主要由 D 触发器和或门构成。其中 D 触发器的电路图如图 4.31 所示。

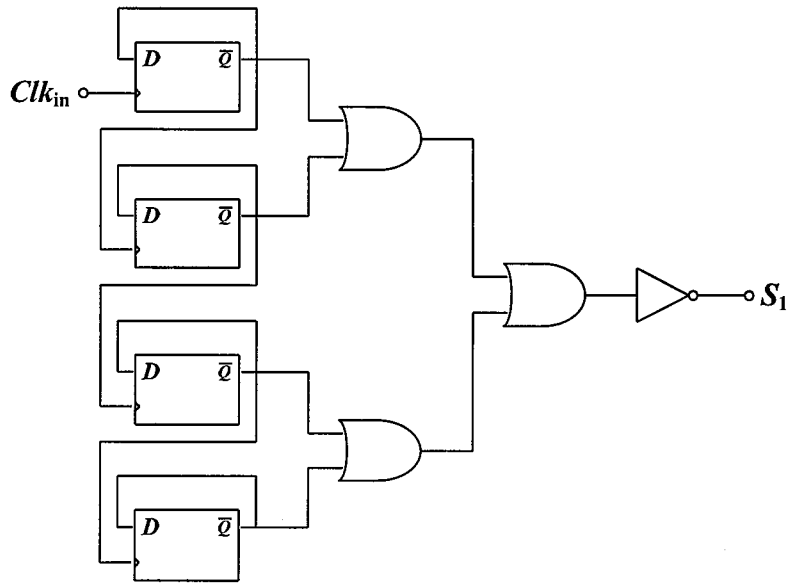


图 4.30 16 分频器电路原理图

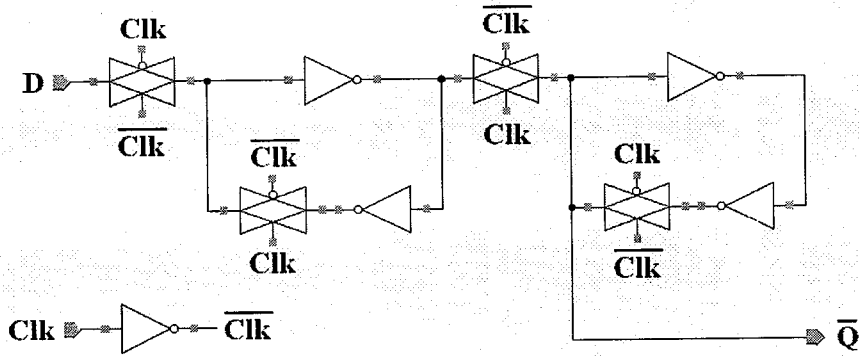


图 4.31 D 触发器电路原理图

图 4.32 给出 16 分频电路的瞬态仿真结果。

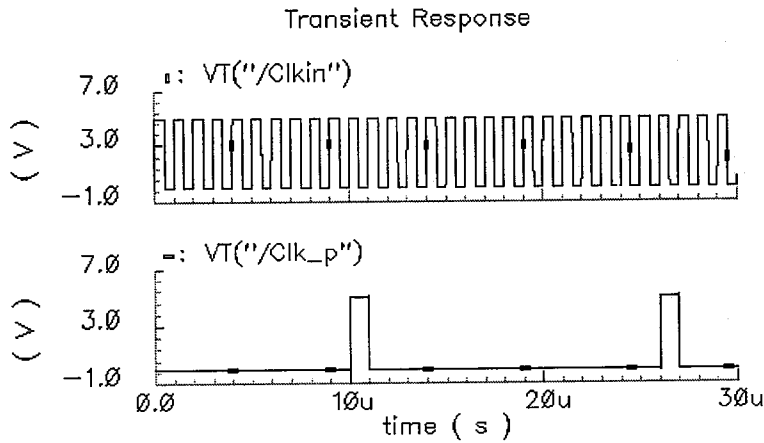


图 4.32 16 分频器瞬态仿真波形

延时器是通过反相器和电容的组合，产生延时。双向同步电路与延时器类似，通过偶数反相器产生正相控制时钟，奇数反相器产生负向控制时钟，且通过调整相对尺寸调整相对延时，使得双向时钟达到同步。

4.3.9 片上电容阵列

为了补偿微传感器零输入信号时的初始电容差，同时也便于在芯片单独测试时模拟微传感器的电容变化，芯片内部同时设计了电容阵列，可以利用片外信号的高低电平选择电容阵列的总电容值，作为读出电路的输入。电容阵列构成如图 4.33 所示，其中 P_{top} 、 P_{mid} 和 P_{bot} 端分别模拟 MEMS 陀螺的上、中和下传感电极。单刀双掷开关受外接信号 $C_{c0} \sim C_{c5}$ 控制将 6 个二进制加权电容分配给正负传感电容，同时再加上基础值 C_{min} ，构成各自的全部电容值。其中设计两个单位电容 C_{unit} 的目的是为了能够获得相等的正负传感电容，即零输入电容差。

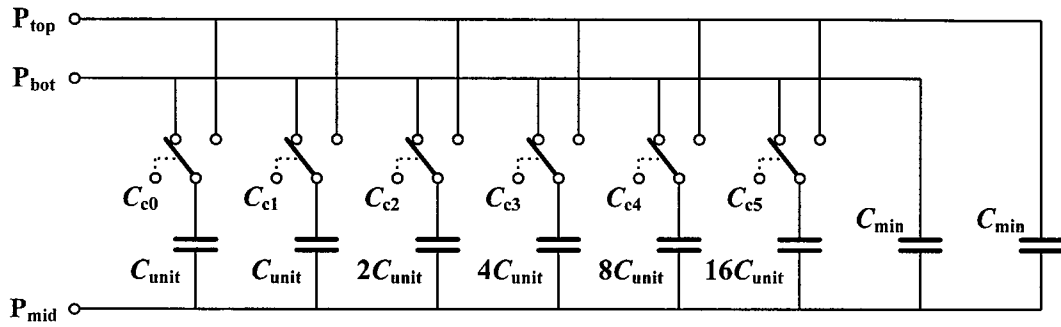


图 4.33 片内电容阵列原理图

$C_{\min}$ 和 C_{unit} 的取值应以读出电路的动态范围作为参考。同时 C_{unit} 取值过大，则会使测试结果因步长较大，导致信息缺失，曲线不够平滑。但过小的 C_{unit} 取值则会让开关引入的寄生电容对读出电路测试的精确性产生影响。

4.4 读出电路的瞬态仿真

4.4.1 输入固定电容

对于图 4.9 所示的读出电路，当输入固定电容差 0.2pF 时，读出电路各主要节点的输出波形如图 4.34 所示，斩波信号为 1MHz，峰峰值 5V 的方波。图中显示由于采用了输入共模反馈，电荷积分器的输入共模电平不再受到满轨的斩波信号影响，振荡幅度明显被抑制。输出共模电平也由于采用了输出共模反馈获得很高的稳定性。

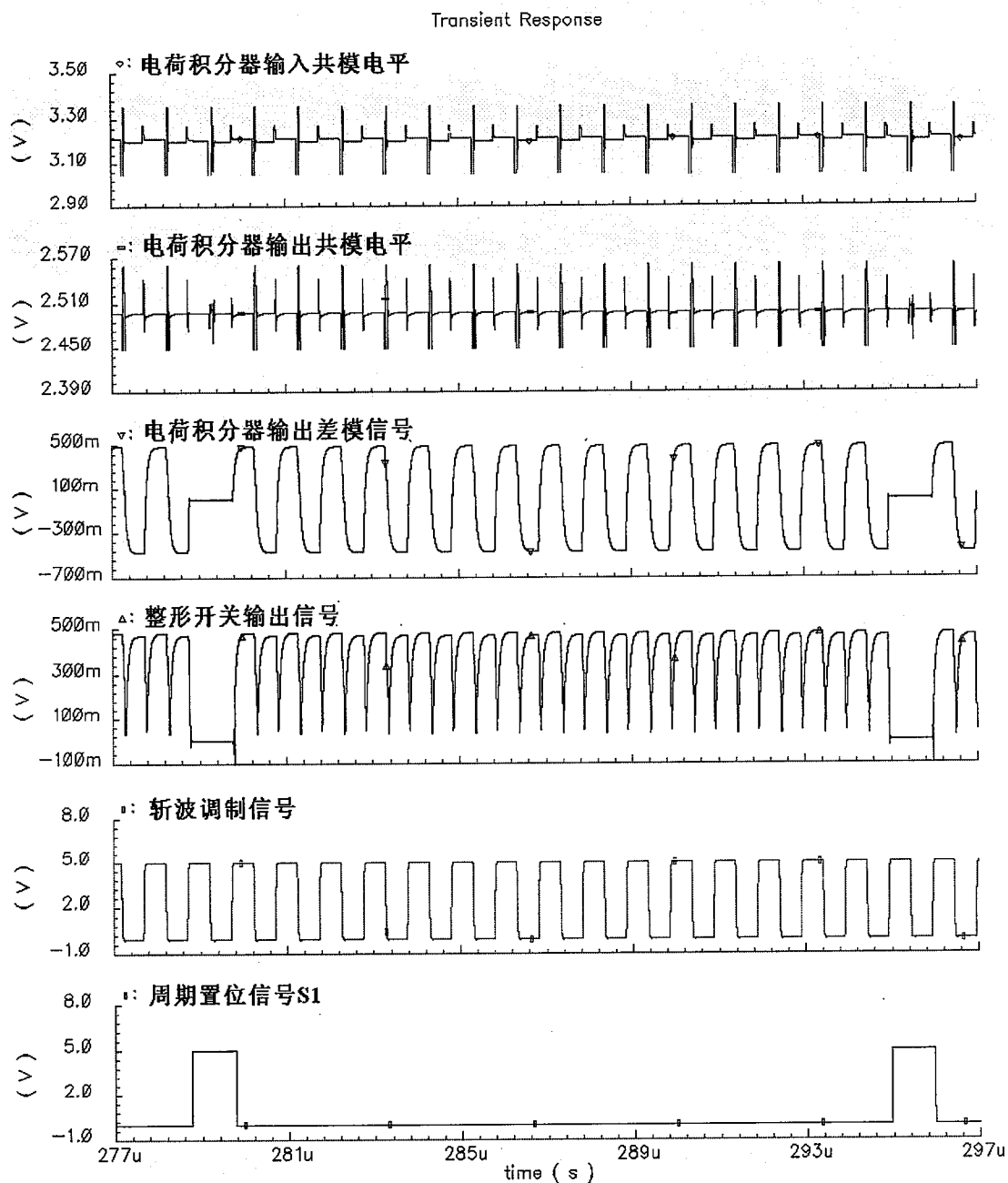
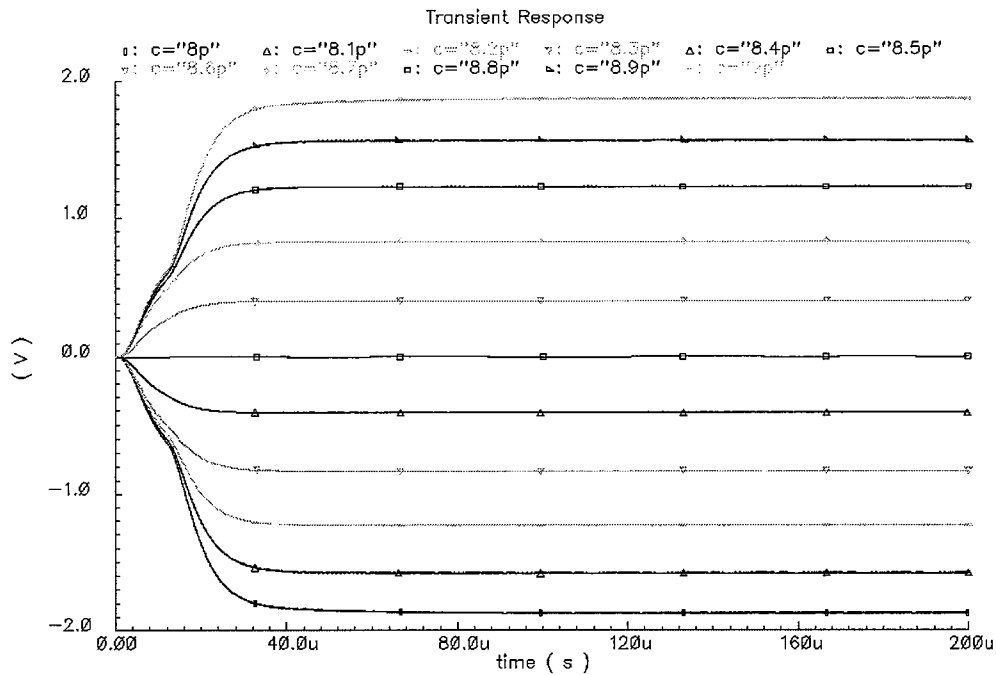


图 4.34 读出电路各个主要节点的仿真波形

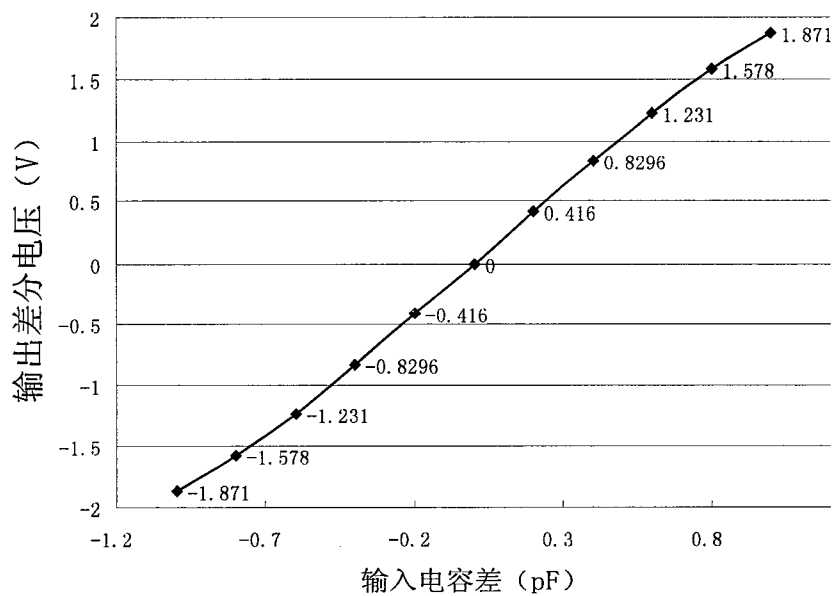
电荷积分器的差模输出与预测的一致,即为调幅信号,振荡幅度与输入电容差成正比。整形开关将电荷积分器的差模输出信号进行全波整形,由于设计时严格控制了开关控制信号的延时,减小了相位误差,取得很好的整形效果,高频分量得到很好的抑制。

读出电路最终输出的仿真曲线由图 4.35 给出。图 4.35(a)中每条曲线代表不同的输入电容差时的仿真结果,包含了上电的启动过程。输入电容差从 -1pF 到 1pF 等间隔变化,输出电压等差递增。图 4.35(b)计算出电路的转移函数曲线,读

出灵敏度达到 2mV/fF ，电路在输入为 $-0.5\text{pF} \sim 0.5\text{pF}$ 范围内，具有良好的线性度，非线性误差仅为 0.3% 。



(a) 输入电容 C_s 等间距变化的输出波形



(b) 输入电容与输出电压转移函数曲线

图 4.35 输入不同电容差的瞬态仿真结果

整个读出电路的动态范围主要受到电荷积分器输出摆幅的约束。因为如图 4.9 所示，电荷积分器的后端电路，包括电压缓冲器、整形开关和无源低通滤波

器可处理信号的范围均较大, 并且仿真结果输出电压 $-1\text{V}\sim 1\text{V}$ 的摆幅也与电荷积分器 $2\text{V}\sim 3\text{V}$ 的线性输出范围相吻合。当输入信号较大时, 输出电平逐渐逼近线性范围的边界, 工作点发生较大变化, 小信号分析的线性近似关系不再成立, 传递函数的高阶分量所占比重增大, 导致灵敏度曲线弯曲。

4.4.2 输入时变电容

由于上述分析中每次仿真输入电容只能固定为一个值, 因此不能准确反映电路对动态变化的输入电容的处理能力, 本文采用 4.1 节所述的时变电容模型对读出电路进行了仿真验证。

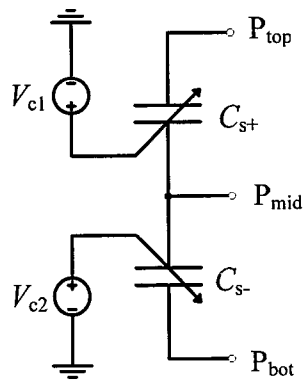


图 4.36 输入电容模型电路

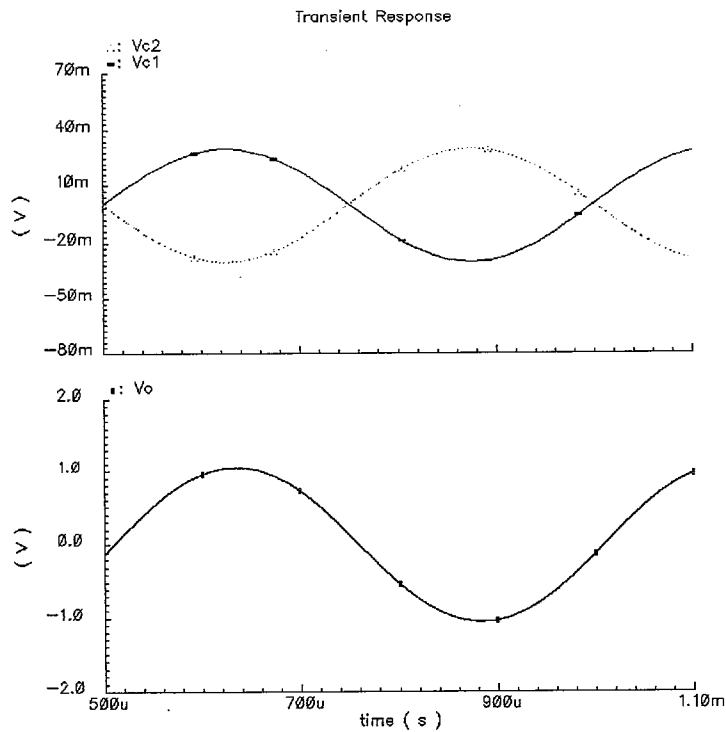


图 4.37 时变电容输入下的输出波形

为了模拟谐振式 MEMS 陀螺输出电容的正弦变化，采用了如图 4.36 所示的模型电路为读出电路提供电容输入。图中 V_{c1} 和 V_{c2} 分别为两个传感电容的控制端电压，它们互为振幅相等，相位相反的正弦信号。

仿真结果如图 4.37 所示。对 V_{c1} 和 V_{c2} 施加了周期 2KHz，振幅 30mV 的正弦信号，模型内部基准电容为 8.5pF，根据公式 4.8 易知，对应输入电容差为周期 2KHz，振幅为 0.51pF 的正弦信号。读出电路的输出同样为正弦信号，周期 2KHz，振幅 1.06V，灵敏度达到 2mV/fF，与输入固定电容差时一致，并且通过仿真曲线可以看出，读出具有很高的线性度，信号质量良好。

4.5 读出电路的温度扫描

整体读出电路在输入电容差分别为 0.2pF、0.5pF 和 0.8pF 时，进行了 $-40^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$ 温度扫描，将室温时的输出电压作为基准，计算其它温度时输出电压的相对变化比率。结果如图 4.38 所示，经过计算得出，输入 0.8pF 电容时（线性范围边界），全温度范围温漂达到最大值 117ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 。这里造成输出电压随温度呈下降趋势的主要原因在于电荷积分器中反馈电容随温度的增大而增大，从而根据公式 (3.20) 可知读出灵敏度会随之降低，因此当输入电容恒定时，输出电压便会随温度的升高而降低。另外系统内运放的开环增益也会随温度的升高而降低，这也是导致整个系统读出灵敏度下降的另一个主要原因。

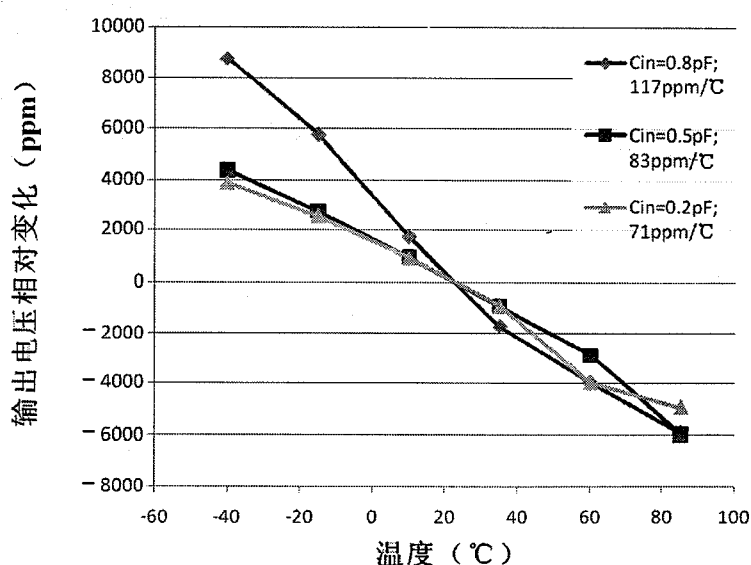


图 4.38 温漂仿真结果

4.6 读出电路的噪声仿真

文献[101 - 105]详细讨论了许多斩波放大器的设计考虑因素，并给出了放大器的测试性能，然而，这些文章均没有提到过斩波放大器的仿真问题。在所有采用斩波技术消除噪声的电路中，斩波信号作为“大信号”，将输入的“小信号”也调制成“大信号”，整个电路的工作点不是一个稳定的直流状态，而具有确定的周期性，并且存在着较大的非线性。

传统 SPICE 类的仿真器受到算法的限制，仅能基于电路直流工作点处的小信号线性化模型进行噪声计算^[106]，因此无法对斩波放大器的噪声进行有效仿真。前述关于噪声理论推导的所有公式均是理想情况下的近似分析，仅提供趋势预测，无法精确描述实际电路中偏置电路低频噪声和热噪声、开关的 $k_B T/C$ 噪声等各种非理想因素，因此对斩波电路这类无固定直流工作点的电路而言，需要有合适的仿真方法对噪声性能进行精确评估。

到目前为止，仍然没有斩波电路噪声仿真方法的相关报道，本节利用一种射频仿真软件 Spectre RF^[107]实现了对斩波放大器噪声仿真，同时考虑到许多重要的二阶效应，下面对基于 Spectre RF 工具的斩波电路噪声仿真方法进行了讨论和分析。

4.6.1 基于 Spectre RF 工具的噪声仿真方法

Spectre RF 工具是 Cadence Design Systems 公司的一种射频仿真工具，它扩展了传统时域算法来进行射频仿真，采用基于 Newton shooting 的时域方法^[106]计算振荡器等复杂电路的周期稳态（periodic steady-state, PSS）响应，并在此基础上进行其他如噪声性能、幅频响应等分析。

1. 基于 Newton shooting 的时域方法基本原理

电路的仿真实质上是通过在一定的边界条件下，对代表电路的方程组进行求解。用于计算周期稳态的时域方法也不例外，不同的是它给电路差分方程指定的边界条件是保证方程的稳态解必须满足周期性，因此时域周期稳态算法通过确定初始状态，进而也就确定了周期解。

Newton shooting 方法是用于时域求解周期稳态的一种方法，即首先在一个

周期内,以某一初始条件,进行传统瞬态分析,此次结算结果用于确定初始条件是否有利于满足 $V(0)=V(T)$ 。随后初始条件更新,一个新的瞬态分析进行计算,得到一个新的 $V(T)$ 。这种迭代过程不断进行,直到找到满足 $V(0)=V(T)$ 的初始条件 $V(0)$,图 4.39 显示了为了确定周期稳态工作点,用 Newton shooting 方法所进行的 5 次迭代过程的时域波形。

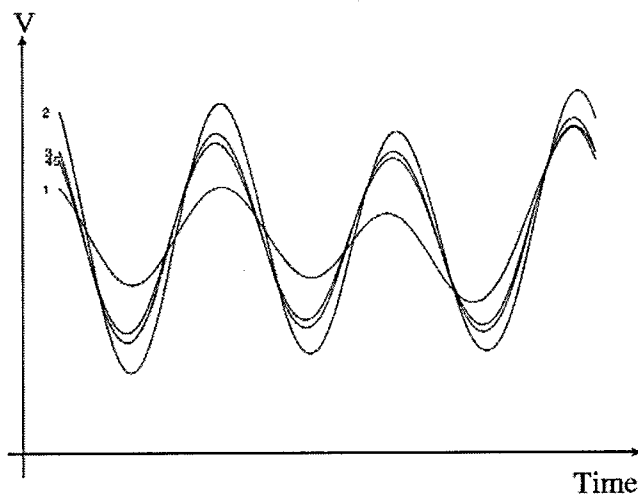


图 4.39 用 Newton shooting 方法进行 5 次迭代以确定周期稳态工作点的时域波形

2. 基于 Spectre RF 的斩波电路噪声仿真过程

首先,进行 PSS 分析,计算电路的 PSS 响应以确定周期工作点,即将斩波电路的输入端偏置到同一个共模输入电压,由 Spectre RF 根据斩波时钟周期,用 Newton shooting 方法,进行多次迭代求解出电路的周期稳态相应;然后,在此基础上,根据个元件的噪声模型参数,计算整个电路的噪声特性。在 Cadence 中的参数设置界面如图 4.40 所示。

在此过程中,有三个参数的设置将影响电路的仿真精度和所需时间,即“Beat Frequency”、“maxsideband”和“maxacfreq”。

Beat Frequency 即为电路稳态的频率。通常 Spectre RF 工具会根据电路仿真的输入条件自动计算该值。但如果电路中有分频器或者振荡器等频率处理器件时,该值则需要手动设置。

参数 maxsideband 用于设置仿真过程中需要考虑多少噪声折叠成分。参数 maxacfreq 规定了在 PSS 分析的基础上进行随后小信号分析(如噪声分析和交流

分析) 时的最大频率, 用于帮助 PSS 分析选择合适的时间步长, 以保证小信号分析的精度。“maxacfreq” 受到最大小信号分析频率 (通常由仿真截止频率决定) 和最大边带数 (maxsideband) 决定, 即

$$\max \text{acfreq} \geq f_{\text{stop}} + f_{\text{beat}} \times \max \text{sideband} \quad (4.13)$$

其中, f_{beat} 为 Beat Frequency, f_{stop} 是仿真的截止频率。

在本节的仿真中, 由于需要考察的频率范围在 100MHz 以内, 因此 f_{stop} 选择为 100MHz。虽然设计采用了 1MHz 的斩波频率, 但因为电路内含有 16 分频电路, 从而 f_{beat} 设为 1MHz 的 16 分之一, 即为 62.5kHz。maxsideband 设置为 20, 此时由公式 (4.13) 可得 maxacfreq 必须大于 101.25MHz, 以保证在所设置的频率范围内完成高精度的噪声仿真。更大的 maxacfreq 取值会在一定程度上增加精度, 但是同样会导致仿真时间显著增加。

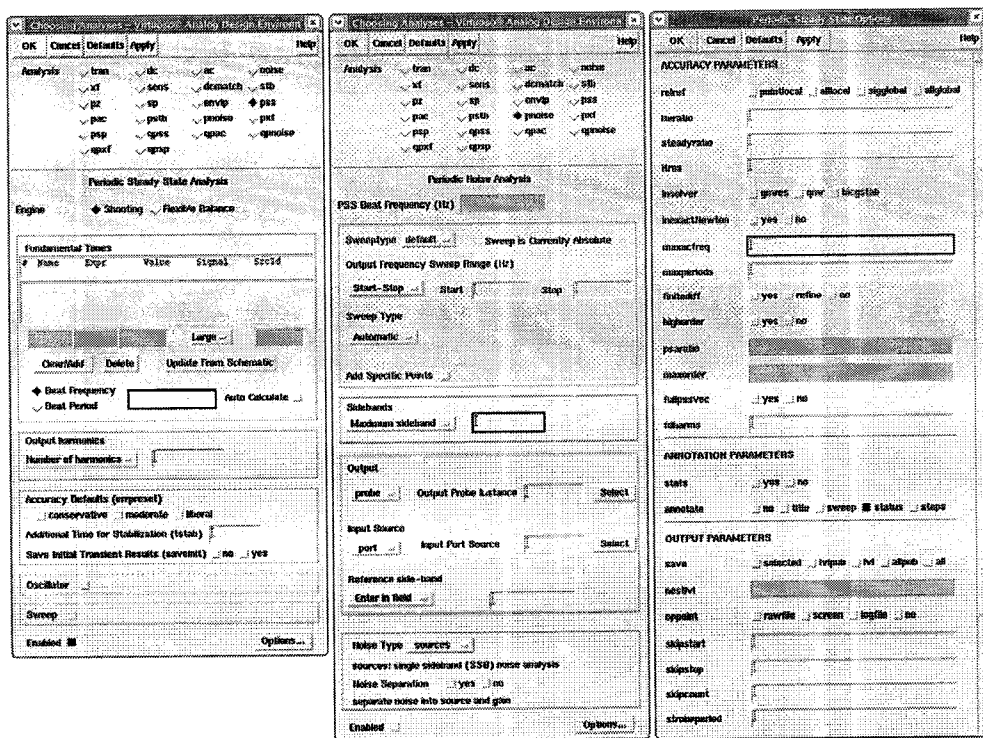


图 4.40 Spectre RF 工具 PSS 和 PNoise 仿真参数设置界面

基于 Spectre RF 的周期稳态仿真方法, 不仅可以用于斩波电路的噪声仿真, 还可以用于其它没有稳定直流工作点的电路, 如开关电容电路等。用 Spectre RF 工具对这些电路的噪声 (PNoise)、交流 (PAC) 等特性进行仿真, 可以大大提

高电路的设计的灵活性和可靠性。

4.6.2 读出电路的噪声仿真结果

采用 Spectre RF 的 PNoise 进行噪声仿真，当电路增益为 2mV/fF ，斩波频率为 1MHz 时，如图 4.41 所示，在 2KHz 附近（MEMS 陀螺仪谐振频率）输出噪声约 154.3nV/rtHz ，因此得到读出电路的电容分辨率约为 0.08aF/rtHz 。

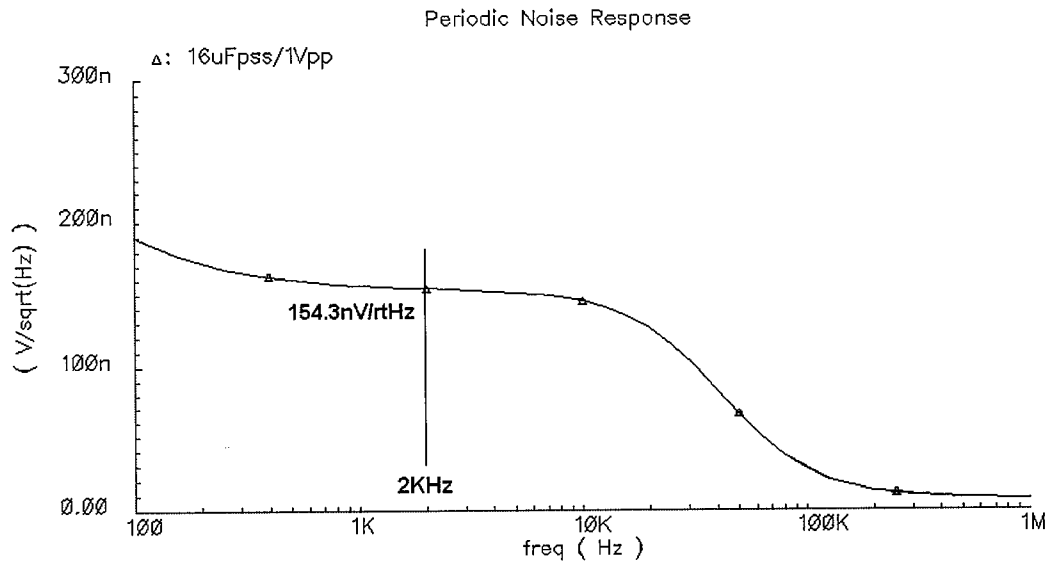


图 4.41 读出电路的等效输出噪声 PNoise 仿真曲线

从噪声频谱中可以看出，低频 $1/f$ 噪声得到明显抑制，而非随频率的降低线性增大。可见本文所提出的斩波读出技术能够切实有效的消除低频 $1/f$ 噪声。同时基于 Spectre RF 的 PNoise 仿真方法的正确性也得以验证。

表 4.1 给出了读出电路中各功能模块对于整体电路在 2KHz 处噪声的贡献。正如第三章所分析的，电荷积分器由于处于电路的最前端，构成了最主要的噪声源，而后续电路的噪声对于已经被放大的信号来讲，不再具有威胁，相对的噪声贡献显然相对较低。所以对于电荷积分器的噪声优化设计是整个读出电路设计的关键。另外输入置位开关也同样处于信号输入端，因此其噪声贡献也处于前列。

通过表 4.1 对比可以看出，输入置位开关因为没有经过斩波调制，其热噪声和 $1/f$ 噪声贡献相当，但电荷积分器则因为其噪声被斩波调制，与传感信号发生分离，其低频 $1/f$ 噪声的贡献得到了明显的抑制。

低通滤波器因为采用了无源设计，其噪声贡献仅为 2%，完全可以忽略不计。

表4.1 读出电路各模块噪声贡献

模块	噪声类型	噪声贡献
电荷积分器	热噪声	64.80%
输入置位开关	热噪声	12.66%
输入置位开关	$1/f$ 噪声	11.90%
电荷积分器	$1/f$ 噪声	4.66%
无源低通滤波器	电阻热噪声	2.0%
其它	—	3.98%

为了验证第三章所提出的通过调整电荷积分器中 OTA 输入对管的尺寸来优化读出电路噪声性能的方法，本文针对相同长度，不同宽度的输入对管，进行了读出电路的 PNoise 对比仿真。仿真结果如图 4.42 所示，图中横轴表示不同的晶体管宽长比，纵轴表示对应的输出噪声仿真结果。可见，噪声随宽长比的增大呈下降趋势，但当宽长比超过 1000 后，下降速度明显减慢，因此最佳的宽长比应选取 1000 到 1500 之间，此时可以获得良好的噪声性能，同时不会浪费过多的芯片面积，并且过大的晶体管会引入更多寄生电容，导致灵敏度的降低。

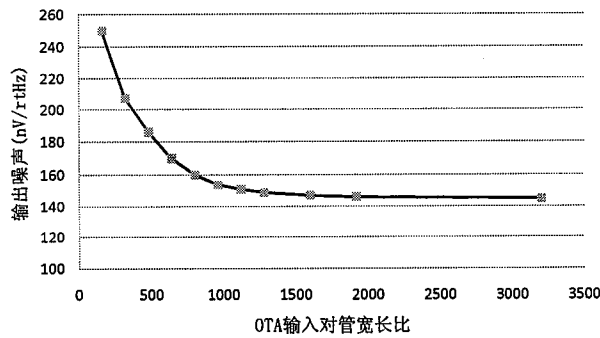


图 4.42 OTA 输入对管尺寸与读出电路噪声的关系

4.7 读出电路的幅频特性仿真

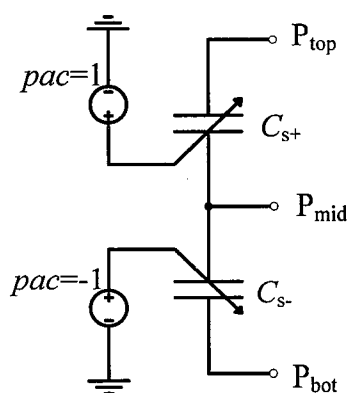


图 4.43 输入电容模型电路

同样可以使用 Spectr RF 工具的 PAC 仿真实现对读出电路幅频特性的验证。采用时变电容模型，如图 4.43 所示，并将其正负两个传感电容的控制信号“pac magnitude”分别设为 1 和-1，即可得出灵敏度与压控电容增益的乘积随频率变化的曲线，仿真结果如图 4.44 所示。曲线的直流增益为 24.6dB（17 倍），由于压控电容的增益为 8.5fF/mV，因此读出灵敏度为 2mV/fF，与固定电容仿真结果吻合，同时电路的-3dB 带宽为 26.2kHz，大于设计指标 10KHz。

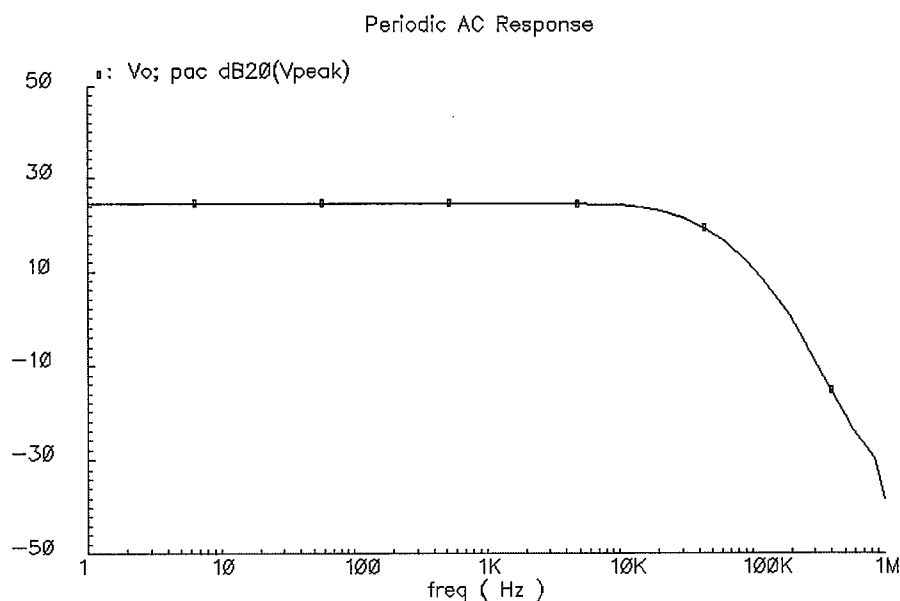


图 4.44 幅频特性仿真曲线

4.8 读出电路的版图设计

为了保证读出电路最终流片的噪声性能接近设计仿真结果,版图的设计需要仔细加以优化。从芯片的物理实现角度,主要可以从以下几个方面进行考虑:

1. 读出电路的敏感连线 and 敏感模块

1) 读出电路的敏感连线两边用接干净“地”的金属线去耦,而且尽量避免与其它数字信号线交叠。读出电路的敏感线包括:放大器输入信号线、偏置电压连线等,需要尽量减小放大器输入端的寄生电容,连线在接电容时应该接其上极板^[108]。

2) 偏置电压的连线应该去耦至相应的电源;

3) 输入端焊盘应该远离输出端以及电源;

4) 所有模拟部分的晶体管应该用衬底“保护环”近距离环绕,“保护环”连接至相应的模拟地,且保持良好的连接。

2. 成比例的无源器件应该注意匹配

1) 将每个电容分为若干个单位电容,利用单位电容的个数构成比例匹配,提高匹配精度;

2) 单位电容、电阻应该采用共质心结构或交叉结构;

3) 比例电容(或电阻)边上加冗余电容,避免边缘效应对匹配的降低;

4) 电容下面加阱,阱边加“保护环”,防止噪声进入衬底,干扰敏感电路。

3. 电源的布置

1) 模拟电源与数字电源应分开,避免数字信号所产生的尖峰经过电源线干扰模拟信号,一般有三种分开的方法,对应需要不同数目的焊盘:

a. 片内分开,到焊盘处相连;

b. 片内分开,连至不同的焊盘处,但封装到同一引脚处;

c. 片内分开,连至不同的焊盘处,封装到不同引脚,板上相连。

每个焊盘有一个对地电容，而封装引线可以模拟成电感，因此在模拟电源与数字电源间形成了滤波器。上述方法中 c 是最好的，但是需要较多的封装引脚；b 优于 a，因为在 a 方法中，打线电感将封装引脚的电容和连接到这个引脚的所有外部去耦电容隔离于电源线。

2) 数字（模拟）部分的衬底单独走线最后在焊盘附近连接至相应数字（模拟）电源；

3) 模拟部分外边加一圈保护环，并用单独焊盘，最后片外连至相应的电源；

4) 数字、模拟部分间用阱作隔离，并在阱上接所有层的金属，并片外连至相应的电源；

5) 数字部分与模拟部分应保持一定的间距，一般应大于外延层厚度的 4 倍。

6) 为模拟和数字电源均提供片内的去耦电容；

为上文所述电容读出电路所设计的芯片版图如图 4.45 所示。芯片采用新加坡特许半导体（Chartered Semiconductor）0.35 μm 标准 CMOS 工艺设计，面积 2.5mm $\times$ 2.5mm，包括读出电路和为测试而增加的独立功能模块。共 53 个管脚，包括分离的数字和模拟电源，读出电路输入输出，中测节点，以及可调元件的控制输入等。芯片在空余处添加了大量的电容，用于电源去耦。

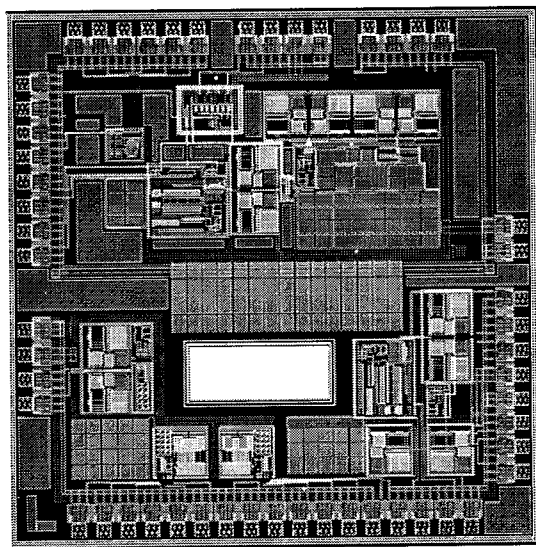


图 4.45 读出电路总体版图

4.9 读出电路芯片独立测试

读出电路在新加坡特许半导体 (Chartered Semiconductor) 公司完成流片, 在江苏长电完成 PQFP64 封装, 芯片的显微照片和封装照片如图 4.46 所示。

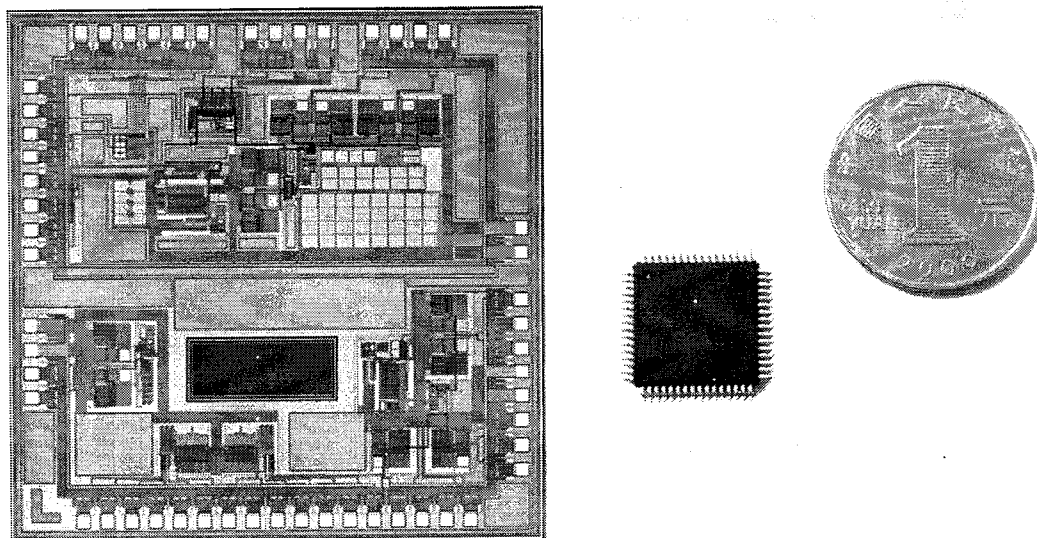
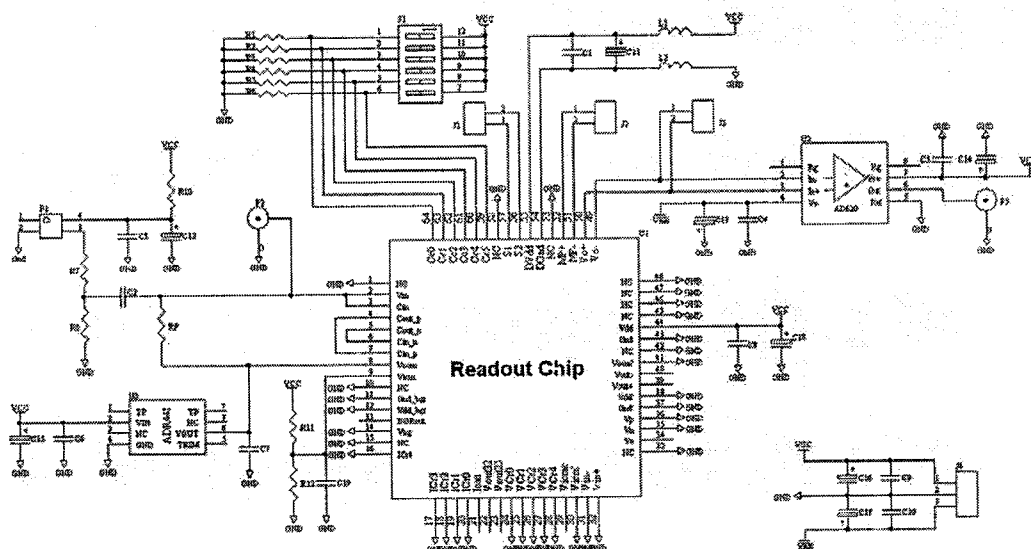
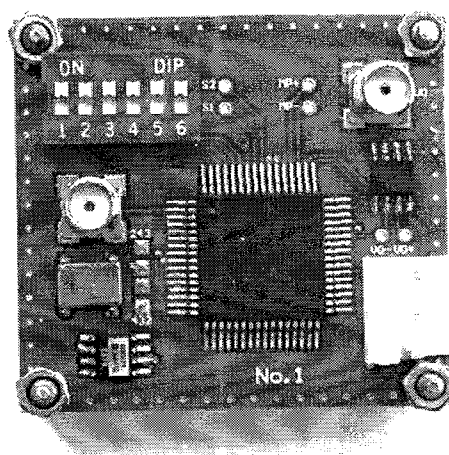


图 4.46 读出电路芯片显微照片和封装照片

为了测试芯片独立工作时的各种性能, 设计了测试 PCB 电路板, 测试时采用片内集成的电容阵列作为读出电路提供电容输入, 其电原理图和实际照片如图 4.47 所示。电路板上除了去耦电容以及用于控制片内电容阵列的拨码开关和排阻外, 还使用了 AD620 低噪声运放, 用于将读出电路的双端输出转换为单端输出, 便于测试。斩波信号由 1MHz 晶振提供。



(a) 测试电路原理图



(b) 测试电路板照片

图 4.47 测试电路

4.9.1 关键节点瞬态波形

1. 置位开关控制信号

置位开关控制信号控制开关, 完成对读出电路中电荷积分器输入和输出端的直流偏置, 因此是整个读出电路功能实现的关键。其测试波形如图 4.48 所示。当输入斩波信号为 1MHz 满轨方波时, 置位开关信号为周期 16 μ s, 宽度 1 μ s 的周期信号, 与设计吻合, 测试结果说明数字电路部分工作正常。

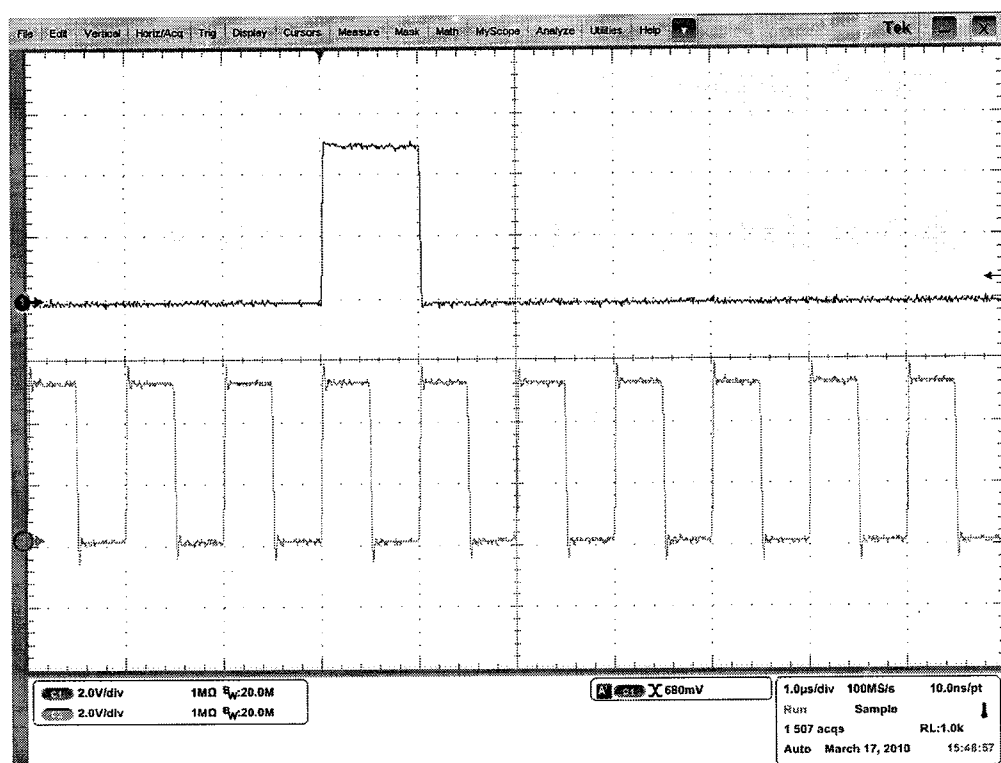


图 4.48 置位开关控制信号测试波形

2. 整形开关输出中测信号

通过检查整流开关的输出，可以判定电荷积分器和整形开关的工作状态。电容阵列控制端输入“000100”，即输入电容差为 0.2pF 时，整形开关输出中测信号测试波形如图 4.49 所示。相位基本对正，整形效果良好，信号幅度与预期一致，电路工作正常。

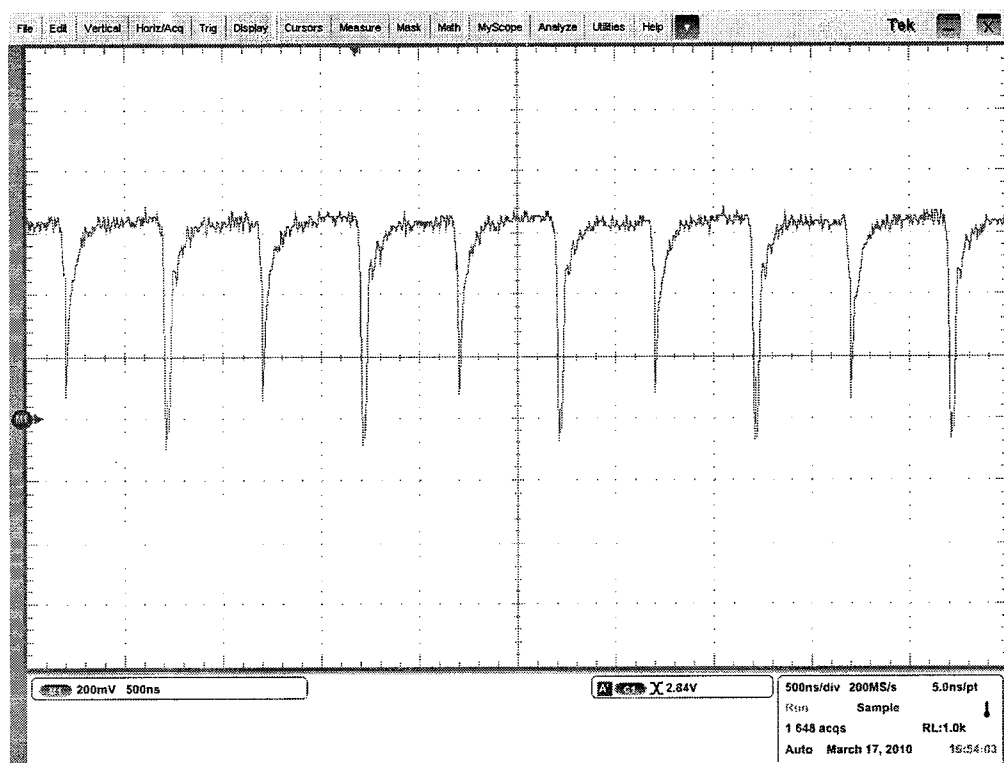


图 4.49 整形开关输出中测信号测试波形

3. 读出电路电压输出信号

当输入为固定电容时，读出电路的输出电压为直流信号，同样在电容阵列控制端输入“000100”，即输入电容差为 0.4pF 时，输出信号测试波形如图 4.50 所示。

该波形实际为 AD620 的输出，即为读出电路输出的差分信号。信号电平约为 0.4V，即读出灵敏度为 2mV/fF，与设计值吻合。可见读出电路芯片整体工作基本正常。

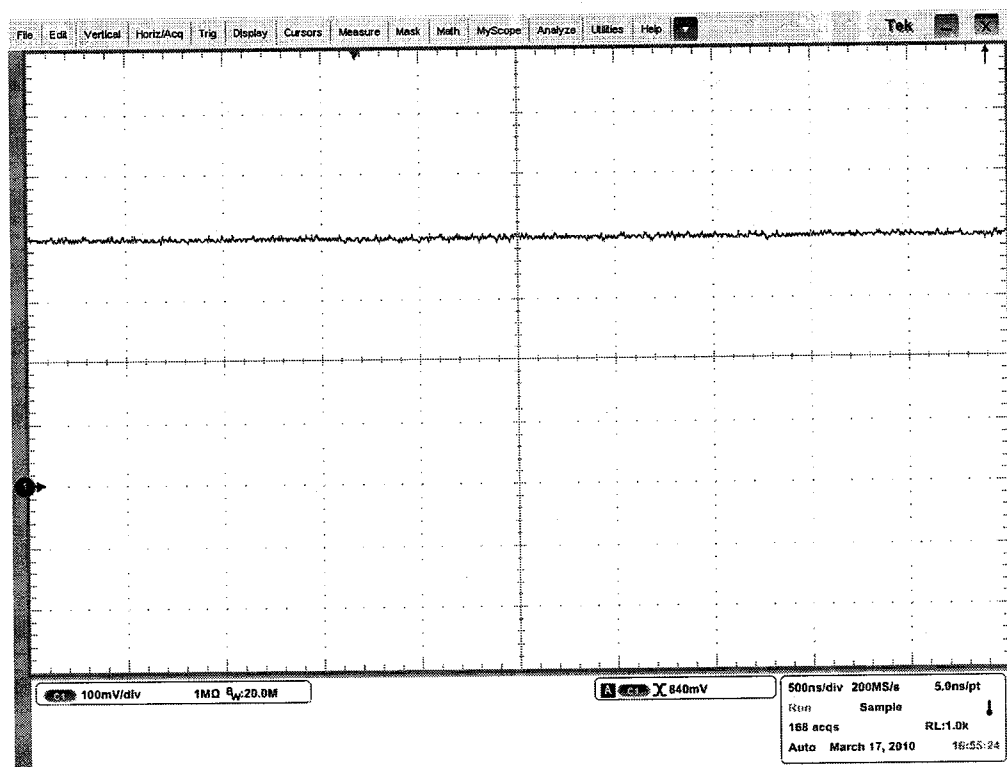


图 4.50 读出电路电压输出测试波形

4.9.2 电容读出线性范围测试

使用片上电容阵列作输入，依次改变输入电容值，与对应输出电压画出传递函数，如图 4.51 所示。输出在 $-800\text{mV} \sim 800\text{mV}$ 范围内，保持良好的线性度，线性误差小于 0.3%，读出灵敏度为 2mV/fF ，与理论值相符。

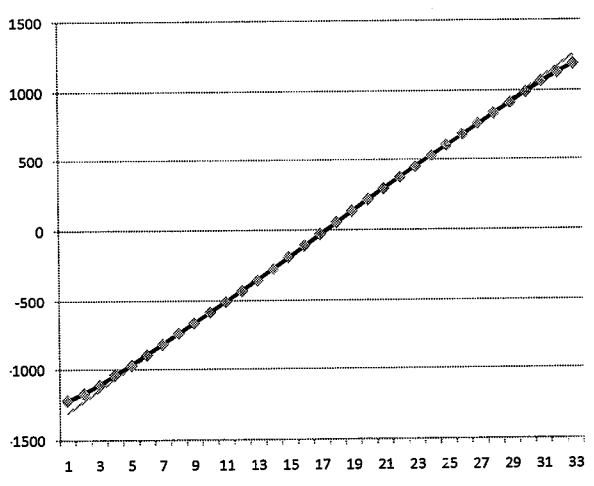


图 4.51 线性改变输入电容时对应输出电压曲线

线性范围测试结果同样可以反映出本文所述电容读出电路设计对于输入失调具有良好的消除作用。在第三章的分析中曾经指出,如果电荷积分器的输入失调不能被有效消除,则会在其输出端形成恒定的直流差模偏置,占据输出摆幅,使得传感信号的动态范围降低。但图 4.51 所示的实测读出电路线性范围与设计仿真时保持一致,说明本文所提出的通过开关置位消除失调的方法行之有效,可以将实际芯片中,由于不可避免的工艺偏差而引入的失调对于读出性能的影响完全消除。

4.9.3 输出噪声测试

使用 Agilent E4447A PSA 完成频谱分析和噪声测量。测试读出电路输出噪声频谱如图 4.52 所示。

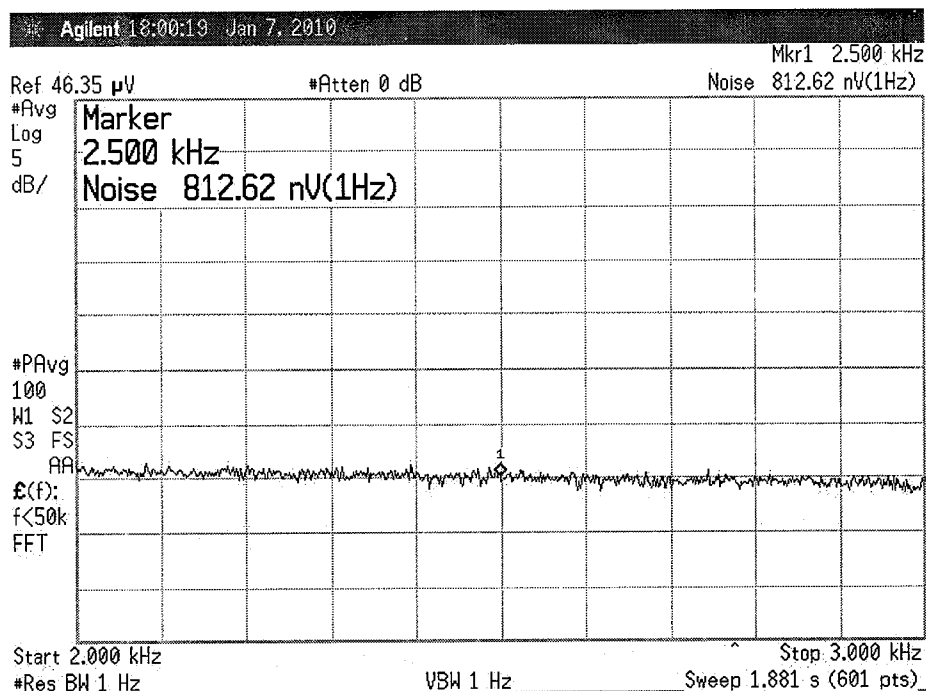


图 4.52 读出电路输出噪声频谱测试曲线

在 2.5KHz 附近,输出噪声约为 813nV/rtHz。灵敏度为 2mV/fF,则电容分辨率约为 0.4aF/rtHz,是仿真值的 5 倍。主要原因包括仿真模型噪声参数与实际的误差,以及芯片内部的各种寄生效应,还有测试 PCB 板和线缆引入的噪声。以 20Hz 信号带宽计算,读出电路的动态范围达到 113dB。

4.9.4 温度性能测试

将测试 PCB 板放入恒温箱, 调节温度分别为 -40 、 -15 、 10 、 35 、 60 和 85 摄氏度, 在每个温度下, 取 7 个不同的输入电容值, 测试对应的输出电压, 结果由表 4.2 列出。

依次与同输入电容值时读出电路在室温下的输出电压相除, 得到各温度下灵敏度相对值, 再依次计算不同输入电容值时的温漂。计算结果显示温漂最大值为 $93.8\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$, 小于 $200\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 的项目指标。图 4.53 给出不同输入电容时, 相对灵敏度随温度变化曲线。

表 4.2 温度性能测试数据

	-40	-15	10	35	60	85	室温
不同 输入 电容 时的 输出 电压	-592.2	-594.3	-594.5	-593.4	-591.4	-588.6	-594.0
	-231.9	-232.3	-232.6	-232.0	-231.3	-230.1	-232.3
	-110.6	-111.0	-111.0	-110.7	-110.3	-109.7	-110.9
	10.7	10.7	10.7	10.7	10.7	10.7	10.7
	132.6	132.9	133.0	132.7	132.3	131.8	132.9
	253.8	254.5	254.5	254.0	253.2	252.4	254.3
	612.4	614.7	615.2	614.1	612.2	609.4	614.7
温漂 $\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$							
不同 电容 时的 灵敏 度相 对值	0.9971	1.0006	1.0009	0.9991	0.9957	0.9910	79.5
	0.9983	1.0000	1.0013	0.9987	0.9957	0.9905	86.1
	0.9977	1.0014	1.0014	0.9986	0.9950	0.9896	93.8
	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	0.0
	0.9981	1.0004	1.0011	0.9989	0.9959	0.9921	72.3
	0.9982	1.0010	1.0010	0.9990	0.9959	0.9927	66.1
	0.9963	1.0001	1.0009	0.9991	0.9960	0.9915	75.5

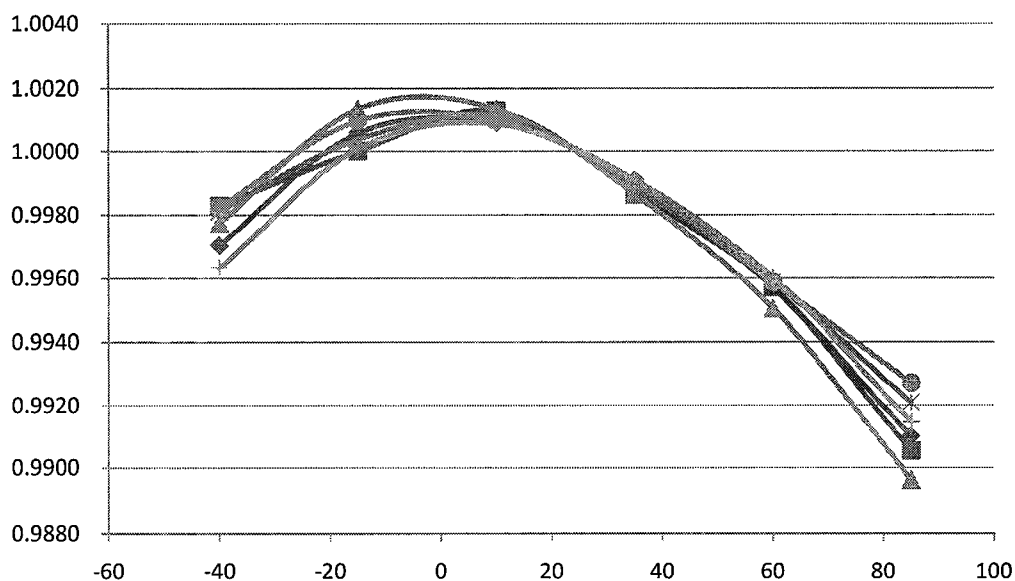


图 4.53 相对灵敏度随温度变化曲线

4.9.5 带宽测试

使用计算机串口输出控制码，控制芯片内部电容阵列，实现输入电容按要求形式自动变化。

读出电路的带宽测试基于以下原理。输入阶跃电容，观察输出电压的变化，根据上升时间，计算读出电路的带宽。假设读出电路可以近似为单极点系统，那么它的阶跃响应为

$$V_o(t) = [1 - \exp(-2\pi\omega_0 t)]u(t) \quad (4.15)$$

其中 ω_0 表示系统-3dB 带宽。则显然当 $t = 1/2\pi\omega_0$ 时，输出电压上升至 $1 - 1/e = 63.2\%$ 处，因此记输出阶跃响应波形上升至 63.2% 时所需的时间为 $t_{63.2\%}$ ，则有系统的带宽为

$$\omega_0 = \frac{1}{2\pi t_{63.2\%}} \quad (4.16)$$

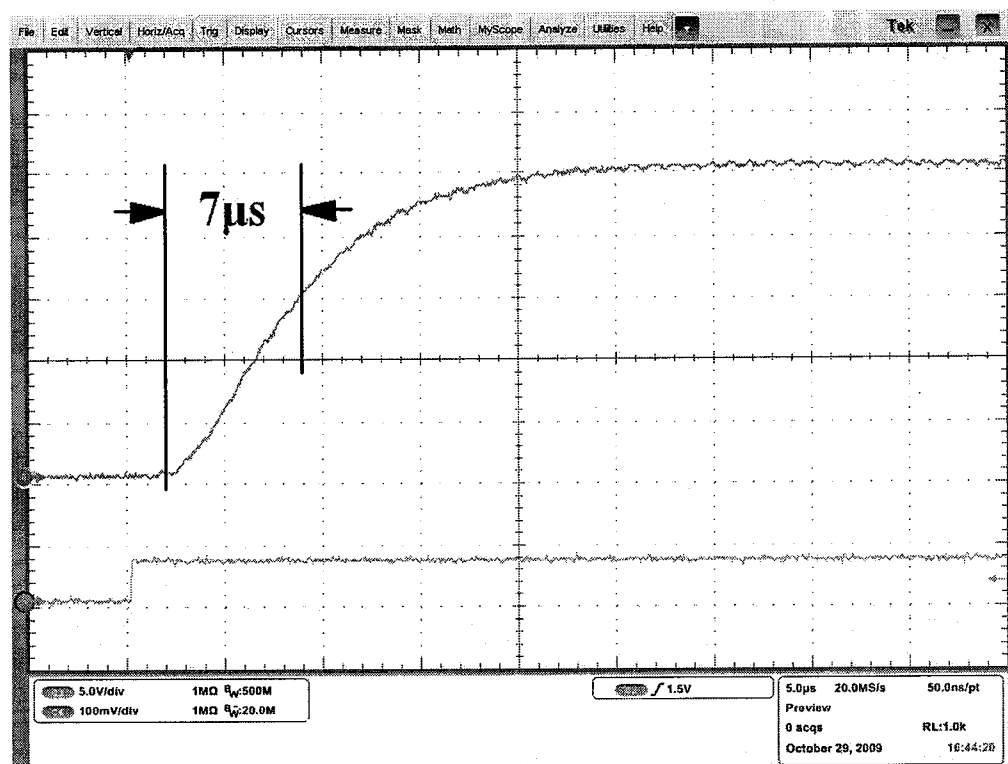


图 4.54 读出电路阶跃响应波形

测试读出电路芯片带宽时,通过计算机编程,使其串口输出控制码,控制芯片内部电容阵列,产生阶跃电容输出,读出电路的响应波形如图 4.54 所示。输出电压上升至 63.2%时所需时间约为 $7\mu\text{s}$,则可计算出读出电路的带宽为 22.7KHz,与设计值相近。

4.10 读出电路芯片与 MEMS 陀螺联合测试

4.10.1 测试系统搭建

整体系统由两块 PCB 测试板组成,系统结构如图 4.55 所示。其中 PCB1 实现陀螺驱动电路和读出电路的解调电路,该部分电路由 MEMS 陀螺设计单位完成设计。PCB2 上安装 MEMS 陀螺,实现角速度和电容差的转换,再由读出电路芯片完成电容差到电压的转换。图 4.56 所示为两块测试 PCB 板的照片。

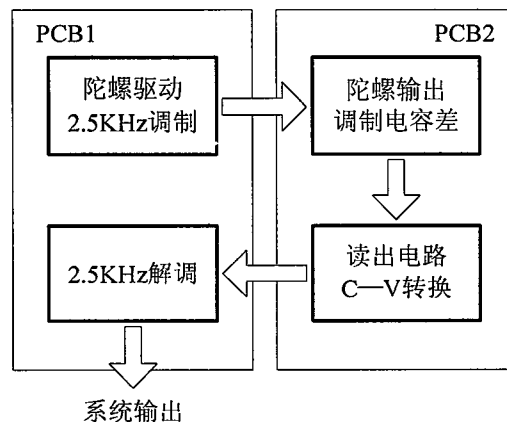


图 4.55 读出电路与 MEMS 陀螺联合测试系统结构

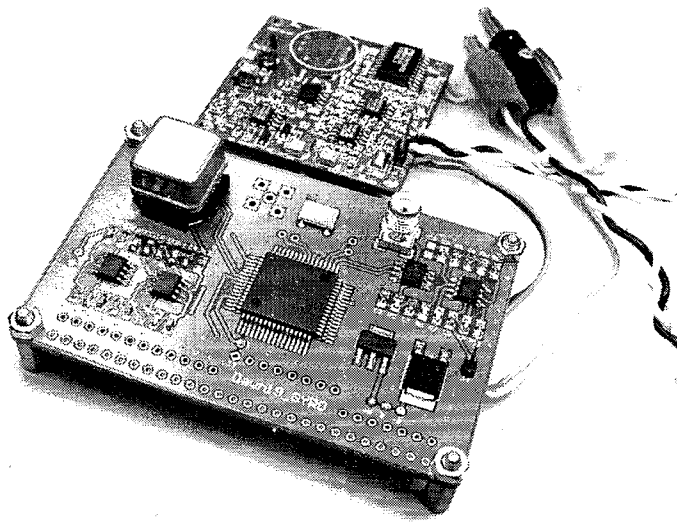
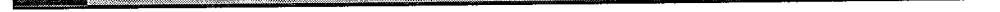


图 4.56 联合测试系统 PCB 照片

4.10.2 零角速度测试

首先对系统处于静止状态下的各节点进行波形抓取。图 4.56 给出陀螺驱动信号和读出电路输出波形。图中上方曲线为陀螺采用正弦调制，谐振频率约为 2.8KHz。理想情况下，零角速度时读出电路输出 0V 电压。但由于 MEMS 陀螺器件的正交耦合作用，驱动信号耦合至传感电容，形成输出。因此图 4.57 中，下方曲线即读出电路输出波形，呈现正弦波形。



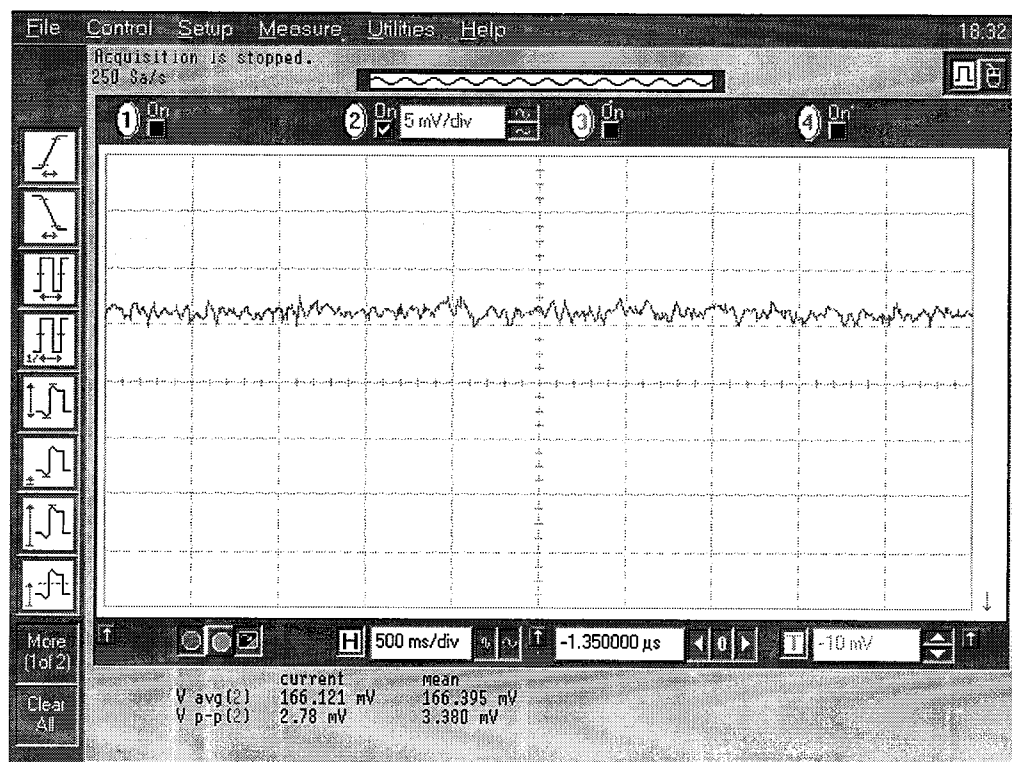


图 4.58 零角速度系统输出波形

4.10.3 线性度测量

将测试系统置于转台上，设置转台不同的转动角速度，读出系统的输出，结果如图 4.59 所示。对称取 17 个不同的角速度值，对应的系统输出电压线性度良好，非线性误差小于 0.3%，并可计算出系统标度因子为 13mV/°/s。

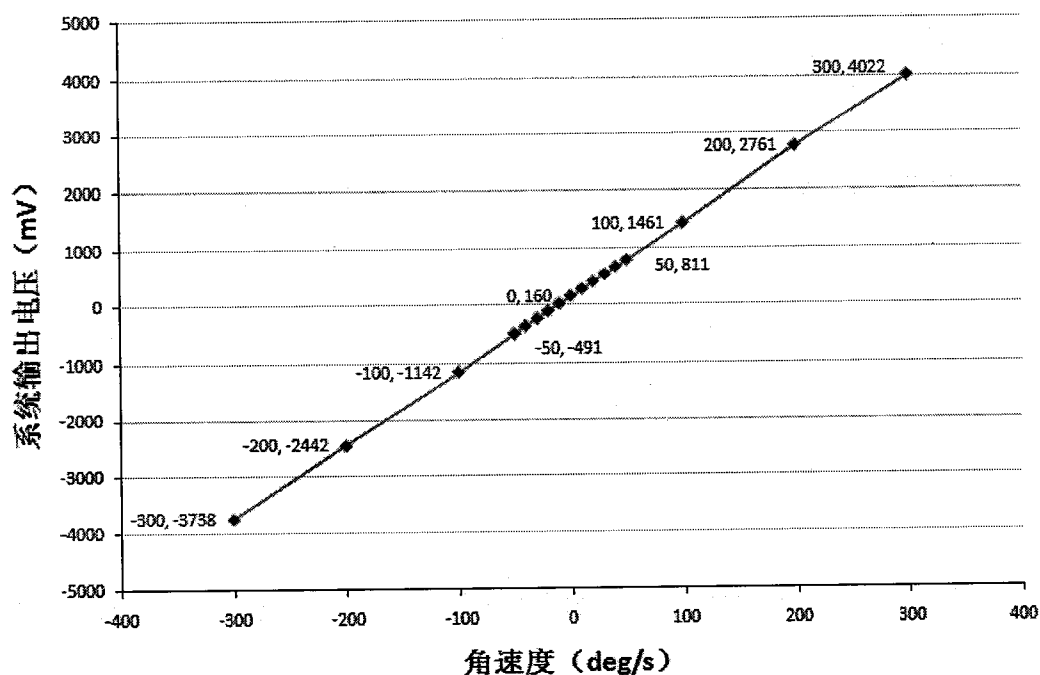


图 4.59 系统上电采样结果

4.10.4 系统输出噪声测量

使用信号分析仪对系统输出噪声进行分析，结果如图 4.60 所示。系统输出噪声基底为 $123\mu\text{V}/\text{rtHz}$ ，结合系统标度因子 $13\text{mV}/^\circ/\text{s}$ ，可计算出陀螺系统的角速度分辨率为 $0.01^\circ/\text{s}/\text{rtHz}$ 。

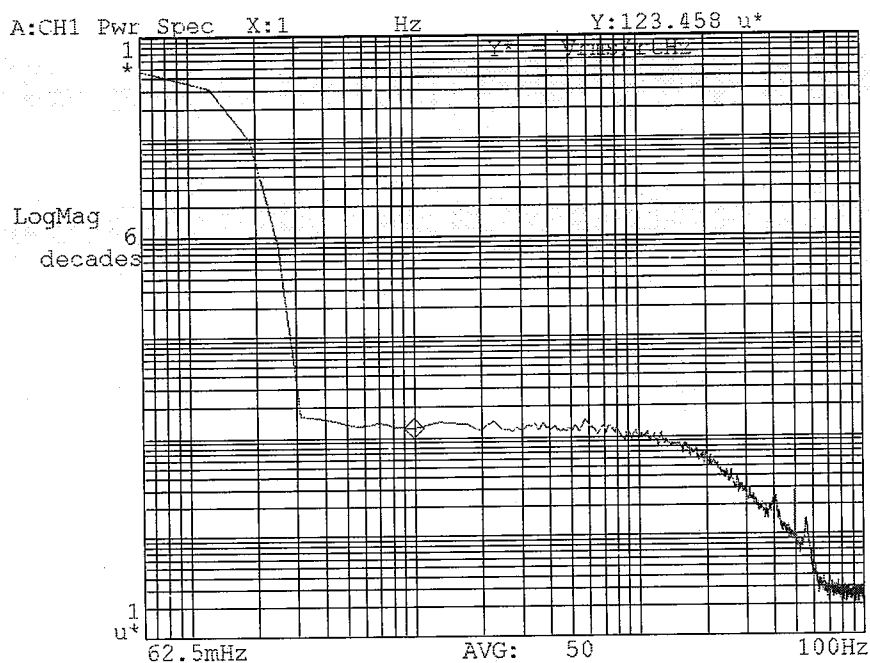


图 4.60 零角速度系统输出噪声频谱

4.10.5 上电采样

上电采样是衡量 MEMS 陀螺仪系统上电后稳定性能的重要手段。首先需要将系统断电并放置在恒温条件下一个小时以上,然后上电并立即对输出信号进行采样,最后根据采样数据计算均方差或者 Allan 方差。

图 4.61 给出系统上电采样的测试结果,在上电后的 90 分钟内对系统输出电压的采样值延时间对应描点。取后 30 分钟数据计算均方差为 0.3mV ,由此计算出系统最小可检测角速度为 $83.6^\circ/\text{h}$ 。信号带宽按 2Hz 计算,与系统角速度分辨率一致。

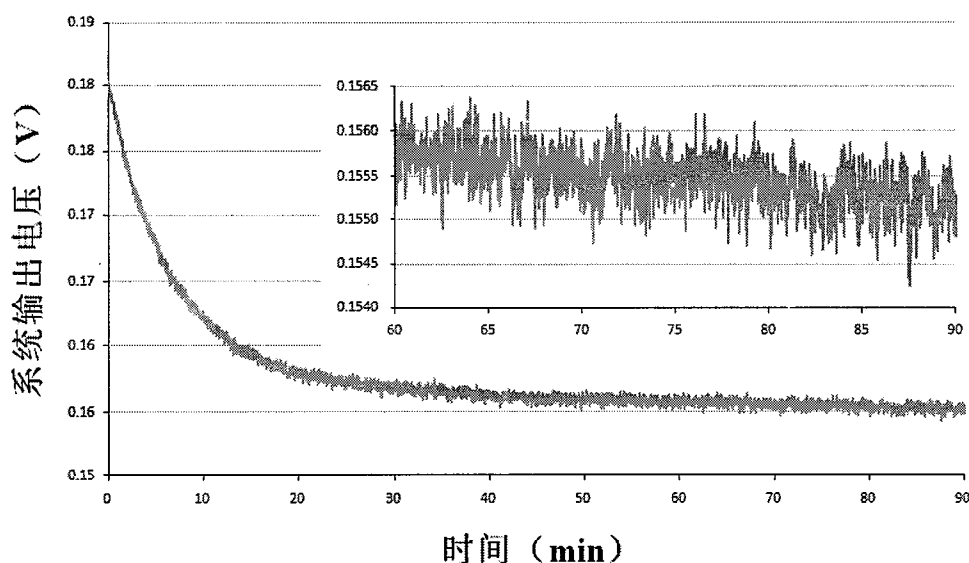


图 4.61 系统上电采样结果

4.11 本章小结

本章首先在简单分析谐振式 MEMS 陀螺检测基本原理的基础上,针对在传统 SPICE 仿真工具中,没有时变电容仿真模型供系统设计仿真使用的问题,采用理想原件搭建了一种压控电容的仿真模型,模拟微传感器的传感电容变化,用于读出电路的瞬态和频域仿真。

结合前述几章内容,给出本文所提出的基于连续时间电压读出方式的适用于 MEMS 陀螺仪的电容读出电路总体结构设计。再继续深入完成各功能模块的具体设计,并通过仿真验证其各自性能。

接着,对整个读出电路进行了系统级仿真,确保其在噪声、温漂、带宽合等方面满足项目指标要求。其中还介绍了针对与本文提出的斩波电路类似的周期稳态电路而采用的 PNoise 仿真方法,对于开关电容和调制解调电路的设计均有所帮助。

所设计的读出电路完成低噪声的版图设计,并在新加坡特许半导体的 $0.35\mu\text{m}$ CMOS 工艺下进行了流片。通过对芯片的独立测试,完成对线性度、噪声、温漂和带宽等性能的验证,结果与设计值基本吻合,验证了前文噪声分析方法的正确性,以及设计方法的可靠性。最后还将读出电路芯片同 MEMS 陀螺进行了联合测试,证实了整个传感系统能有效的将角速度信号转换为电压信号,且具有良好的线性度和分辨率。

现将读出电路芯片的仿真和测试性能列于表 4.3。其中分辨率测试和仿真结果的差异主要源自两个方面,一是噪声仿真模型存在误差,并且其它影响分辨率的寄生参数无法获得可靠的仿真结果;二是测试时,测试 PCB 上的各种器件之间形成相互的串扰,引入的噪声,甚至电路板与频谱分析仪之间的连接线也是很大的噪声源。这些干扰因素很难避免,更精确的噪声仿真,以及芯片测试仍是亟待研究的课题。其它参数的差异相对较小,芯片生产过程中工艺的偏差是导致这些差异的主要因素。

表4.3 读出电路芯片主要性能指标

参数	测试值	仿真值
读出灵敏度	2mV/fF	2mV/fF
分辨率	0.4aF/rtHz	0.08aF/rtHz
动态范围	113dB	128dB
带宽	22.7KHz	26.2KHz
温漂	93.8ppm/°C	<117ppm/°C
斩波频率	1MHz	1MHz
芯核功耗	—	36mW

第五章 电容读出电路的温度补偿设计

为了进一步提高读出电路的温度稳定性,并提高集成度、减少所需外接元件,本章对上一章给出的设计进行了优化。不仅实现了全集成设计,既无需任何外接元件即可实现高精度的电容读出,同时大大提高了读出电路的温漂性能。极低温漂的微陀螺仪系统可以应用于航空航天等国防领域^[109]。

5.1 系统结构与温度补偿原理

改进系统在原有电路基础上增加了斩波信号发生器部分,由电压基准源、振荡器和一个单刀双掷开关组成。整体系统构成如图 5.1 所示,其中电容读出电路与上一章所述的电路相同。

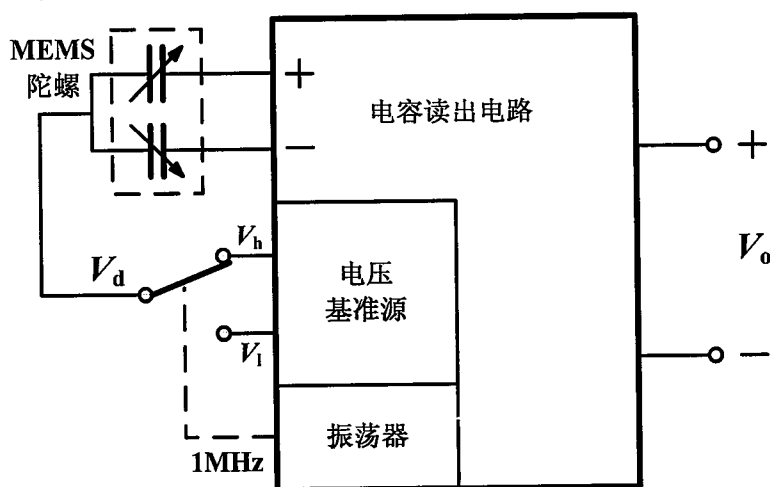


图 5.1 温度补偿系统整体结构

振荡器产生 1MHz 时钟,控制单刀双掷开关在电压基准源的两个输出电压之间反复切换,由此生成方波斩波信号,施加到传感电容的中间极板,实现对输入电容差的斩波调制,最后由电容读出电路完成电容—电压转换,输出差分电压信号。

通过对上一章电容读出电路的分析与测试,不难发现其读出灵敏度随温度升高而逐渐减小。主要原因包括:

一、读出灵敏度与图 4.9 中电荷积分器的反馈电容直接相关,而该电容在芯片设计时使用多晶硅电容实现,具有本征温漂达 30ppm/°C,因此该电容随温度

上升呈现更大的电容值,直接导致读出灵敏度的降低,这也是温漂的最主要原因;

二、因为 CMOS 晶体管的载流子迁移率与温度负向相关,因此在同等偏置条件下,其跨导也与温度成反比,于是电荷积分器差分运放增益会随温度的升高而降低,导致灵敏度进一步下降;

三、无源低通滤波器由电阻和电容构成,因为电阻和电容都会随温度的升高而降低,所以带宽下降,导致灵敏度下降;

四、温度上升会使 CMOS 晶体管的性能变差,例如漏电流和寄生阻抗的增加等,于是数字电路的速度会下降,开关的导通电阻会增大,很多缓冲器的跟随精度会降低,等等,电路中所有这些细微的改变将综合体现为灵敏度的下降。

虽然电荷积分器反馈电容的增大可以直接导致读出灵敏度的降低,但是由公式 (3.18) 得知,灵敏度还与斩波信号的幅度有关,因此可以通过提高高温下斩波信号的幅度来补偿读出电路灵敏度的降低。

5.2 电路设计与仿真实验验证

5.2.1 振荡器

本文振荡器的设计采用环路结构,并增加了温度补偿功能。电路原理图如图 5.2 所示。

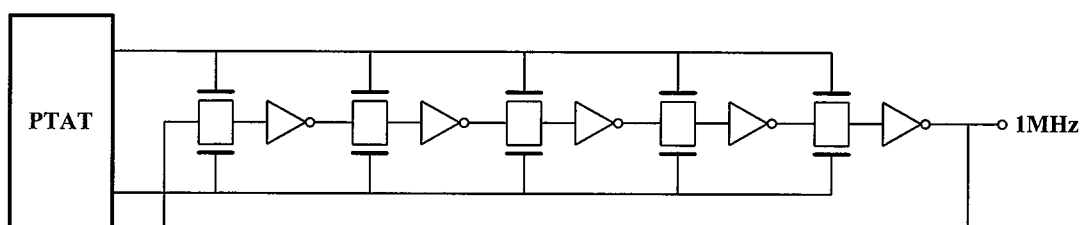


图 5.2 温度补偿环路振荡器电路原理图

电路的基础结构是由奇数个反相器首尾相连形成的环路,由环路的总延时产生振荡周期。可见振荡频率完全由电路内在延时决定,受温度影响明显,温度稳定性极差,通常在全工作温度范围内,可能改变 50%,有时甚至 100%。所以必须采用温度补偿技术,获得较为稳定的振荡频率。

在相邻的两个反相器之间增加了一个传输门，该传输门为 CMOS 互补结构，正负两个控制端的输入由一个与绝对温度成正比的电压源（proportional to absolute temperature PTAT）产生。于是环路的延时增加了这些传输门的延时，而传输门的延时受控制电压决定，即温度升高，控制电压同比增大，传输门的延时下降，补偿反相器延时的上升，环路总延时保持恒定，于是振荡频率保持稳定。

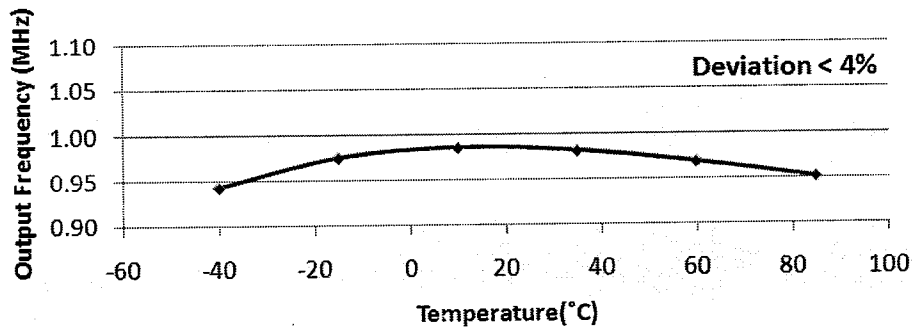


图 5.3 温度补偿环路振荡器的仿真结果

图 5.3 给出温度补偿环路振荡器振荡频率随温度变化的仿真结果。通过仔细调节 PTAT 的灵敏度与反相器延时温漂的相对关系，可以获得如图所示的最佳补偿结果，即在工作温度范围（ $-40^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$ ）内，振荡频率出现峰值。仿真结果显示全温度范围内，振荡频率仅变化 4%，对于电容读出电路的影响可忽略不计。

5.2.2 电压基准源

这里所采用的电压基准源与 4.3.3 节中所设计的类似，只是增加了一个电压输出节点，具体电路原理图如图 5.4 所示。

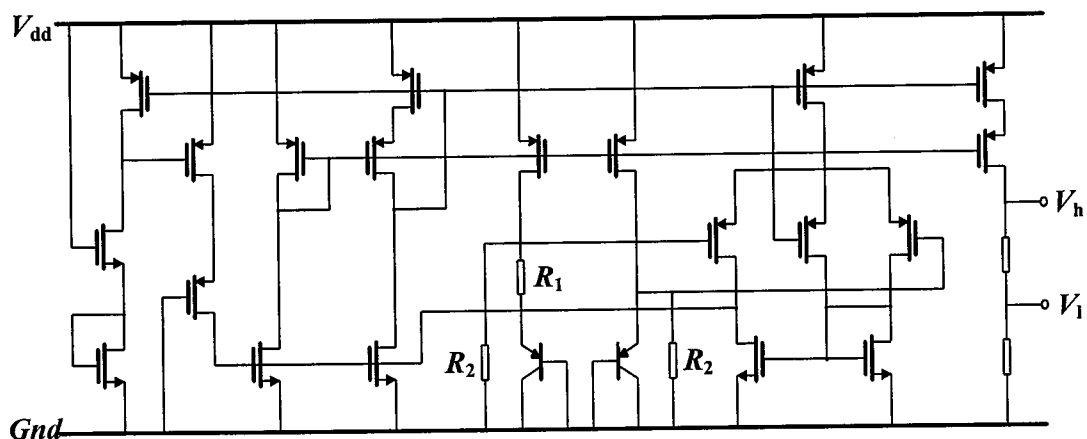


图 5.4 电压基准源电路原理图

使用同一基准源电路同时产生两个基准电压不仅有利于简化电路设计,还可以提高两个电压的匹配度。通过调节 R_1 和 R_2 的比例,既可以得到期望的输出电压与温度的变化关系,进而获得最佳的读出灵敏读温度补偿效果。

5.2.3 温度补偿系统性能仿真

图 5.5 给出片上即成斩波信号发生器的输出波形,振荡频率接近 1MHz,振荡峰峰值约为 1.8V,中心电平 2.5V。同时给出的还有电荷积分器的输入和输出共模电平波形。可见在输入共模反馈和输出共模反馈的作用下,两个共模电平的振荡幅度均得到有效抑制,有利于实现更大的读出线性范围。

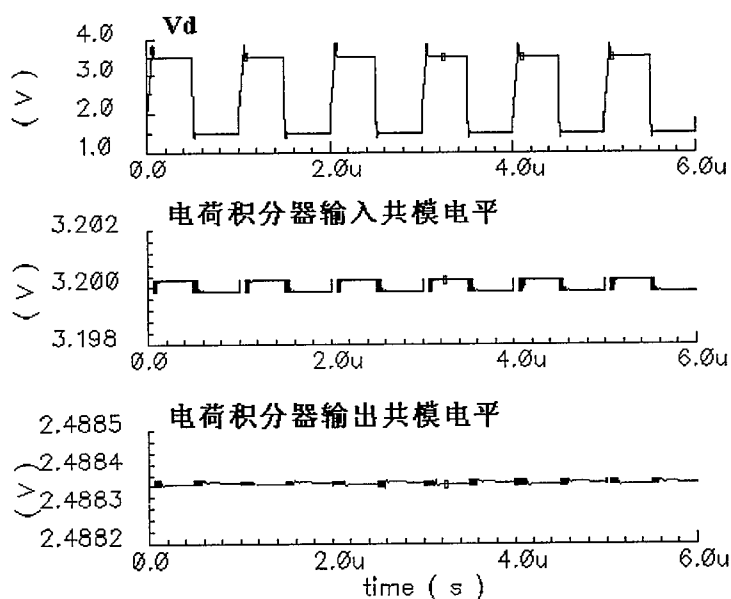
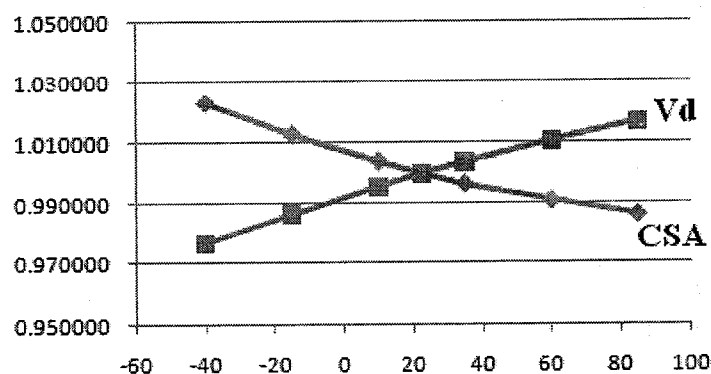
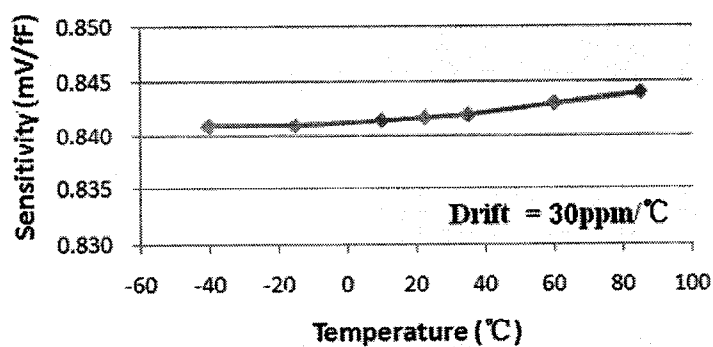


图 5.5 斩波信号、电荷积分器输入和输出共模电平仿真波形

读出灵敏度的温度补偿仿真结果如图 5.6 所示。图 5.6(a)为斩波信号幅度和读出电路灵敏度的温漂曲线,设计过程中,尽量使两者互补。图 5.6(b)为整个温度补偿系统的温漂仿真曲线。在实际设计中,为了提高芯片使用的灵活性,以及确保获得最佳温度补偿效果,增加了可调节电路,即可通过外加信号控制图 5.4 中 R_1 和 R_2 的比例。图 5.6(b)给出的是仿真得到的最佳温度补偿结果,即在某一控制信号输入下,获得了全温度范围 30ppm/°C 的极低温漂。补偿后的读出灵敏度平均值约为 0.84fF/rtHz。



(a) 斩波信号幅度和读出电路灵敏度的温漂曲线



(b) 温度补偿系统整体温漂仿真曲线

图 5.6 温度补偿性能仿真结果

虽然电容读出电路采用了片内产生的斩波调制信号,但噪声性能并没有明显受到影响。图 5.7 给出整体温度补偿系统的输出噪声仿真频谱。

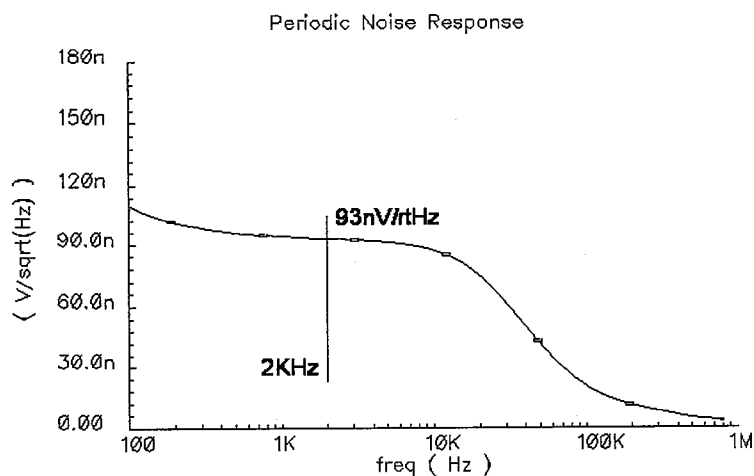


图 5.7 温度补偿系统整体噪声输出频谱

仿真过程同样采用了 Spectre RF 的 PNoise 仿真工具。在 MEMS 陀螺的驱动

频率附近，噪声功率谱密度仅为 $93\text{nV}/\text{rtHz}$ ，除以读出灵敏度 $0.84\text{fF}/\text{rtHz}$ ，得到整体电容分辨率约为 $0.11\text{aF}/\text{rtHz}$ 。

5.3 温度传感器设计

对于整个 MEMS 陀螺仪系统来讲，仅对电容读出电路进行温度补偿是远远不够的。MEMS 陀螺器件本身对温度具有较强的依赖性，同时驱动电路和解调电路也都具有温漂，只有对它们均进行温度补偿，或者直接在系统输出级进行温度补偿才能获得 MEMS 陀螺仪系统整体的温度稳定性能。因此需要温度传感器来提供温度信号，再依此采用有效的温度补偿方法，实现较低的传感系统温漂。

温度传感器的设计采用如图 5.8 所示电路结构。包括一个运放，比例反馈电阻 R_1 和 R_2 ，以及一个输出电流同温度成正比的电流源 I_{PTAT} 。

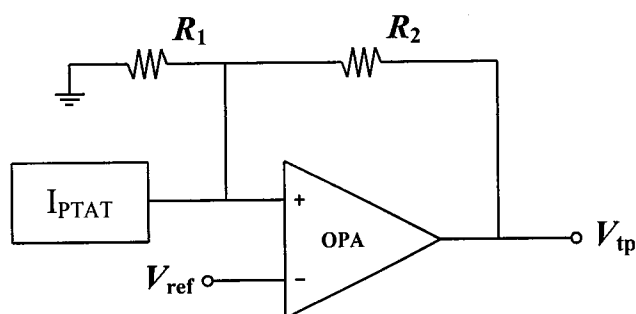


图 5.8 温度传感器电路结构

由于运放环路将其两个输入端“虚短”，其正向端电平被箝制在参考电平 V_{ref} ，于是流过 R_1 的电流恒定为 V_{ref}/R_1 ，那么流过 R_2 的电流便为 $(I_{\text{ptat}} - V_{\text{ref}}/R_1)$ ，输出电压

$$V_{\text{tp}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{\text{ref}} - R_2 I_{\text{ptat}} \quad (5.1)$$

图 5.8 中的 I_{PTAT} 具体电路实现如图 5.9 所示。该电路同仪是截取了电流基准源中产生负温度系数的电路部分，并同样增加了启动电路。

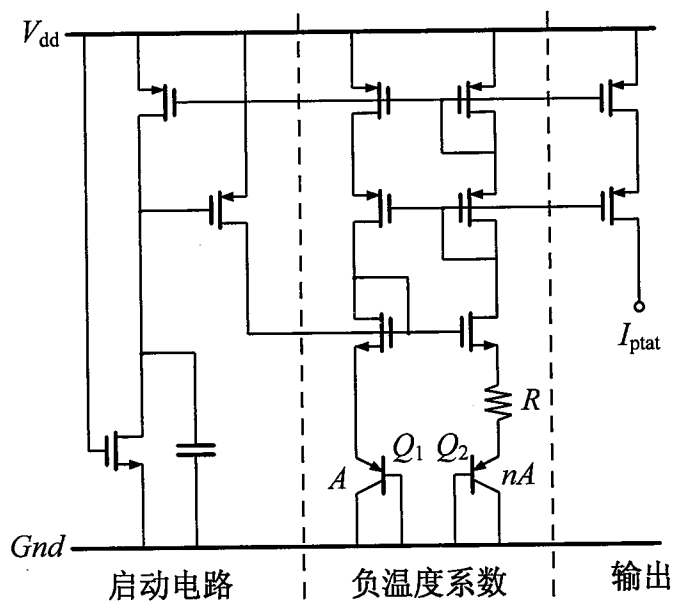


图 5.9 与温度成正比的电流源电路原理图

图中所示的 I_{PTAT} 产生输出电流大小为

$$I_{ptat} = \frac{V_T \ln n}{R} = \frac{k_B \ln n}{qR} T \quad (5.2)$$

带入到公式 (5.1) 中，即可得到温度传感器的输出电压表达式

$$V_{tp} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{ref} - \frac{k_B \ln n}{q} \cdot \frac{R_2}{R} \cdot T \quad (5.3)$$

可以通过调节 R_2 和 R 的比例以及图 5.9 中两个三极管 Q_2 和 Q_1 面积比 n 来调节 I_{PTAT} 输出电流的温度灵敏度。

为了降低温度传感器的输出噪声，运放应采用低噪声设计，同时 R_1 和 R_2 的取值也不宜过大，因为大电阻将引入更多热噪声。

对温度传感器上电过程进行瞬态仿真，并扫描温度，结果如图 5.10 所示。输出电压可以在很短时间内稳定，温度灵敏度约为 $8.5\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。

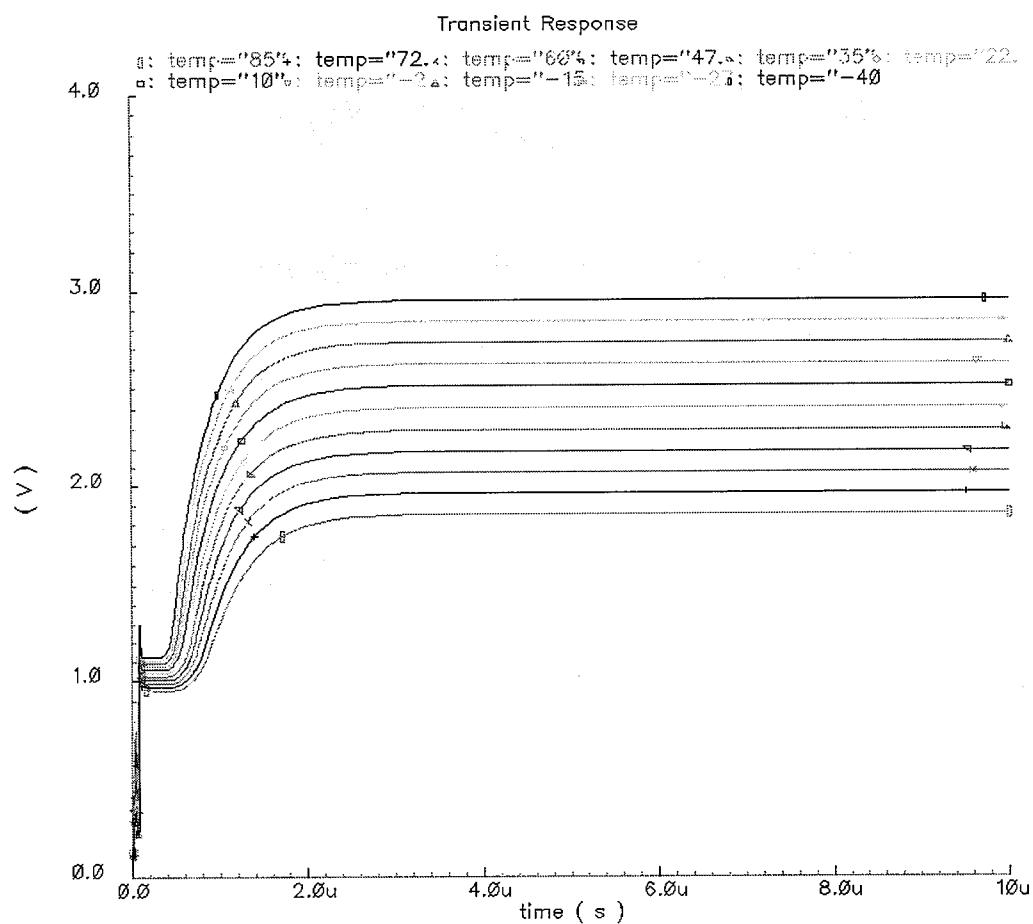


图 5.10 温度传感器上电过程不同温度下输出波形

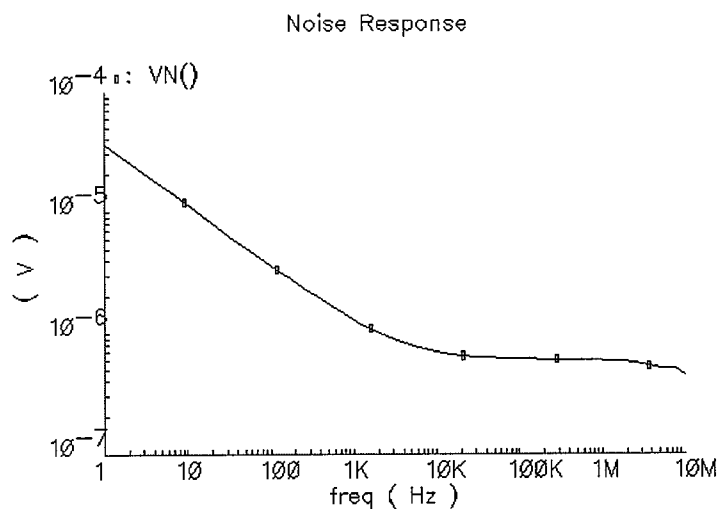


图 5.11 温度传感器输出噪声频谱

对温度传感器的输出噪声进行仿真，结果如图 5.11 所示。可见由于电路没有采用任何 $1/f$ 噪声消除方法，在低频段，噪声的幅度在对数坐标系中明显与频

率成反比例关系。在直流附近，输出噪声约为 $36\mu\text{V}/\text{rtHz}$ ，除以灵敏度，可知温度检测分辨率约为 $0.004^\circ\text{C}/\text{rtHz}$ ，取 10KHz 信号带宽，则积分噪声为 $126\mu\text{V}$ ，等效最小可检测温度为 0.015°C 。

5.4 版图设计

同上一章的版图设计要领相同，改进后的芯片也需要注意敏感线的保护，模拟、数字模块间的隔离，模拟、数字电源焊盘的分配等问题，尽量避免噪声相互串扰。

温度补偿系统的芯片版图设计如图 5.12 所示。芯片采用新加坡特许半导体（Chartered Semiconductor） $0.35\mu\text{m}$ 标准 CMOS 工艺设计，面积 $2.1\text{mm}\times 2.1\text{mm}$ ，共 24 个管脚，包括分离的数字和模拟电源，读出电路输入输出，中测节点，以及可调元件的控制输入等。

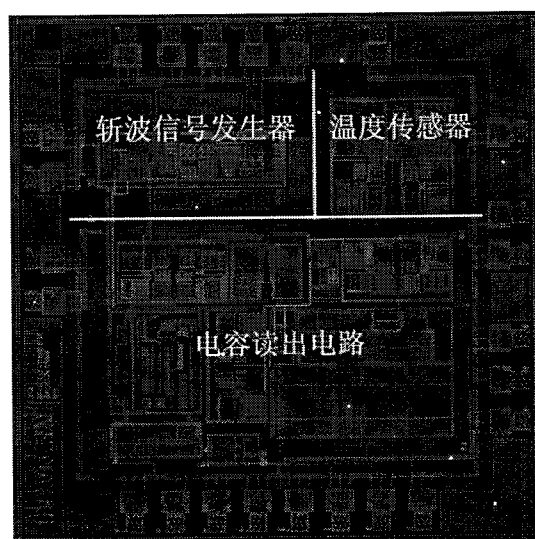


图 5.12 温度补偿系统的整体版图

5.5 温度补偿系统芯片测试

读出电路在新加坡特许半导体（Chartered Semiconductor）公司完成流片，没有封装，测试时直接打线在 PCB 上，芯片的显微照片如图 5.13 所示。

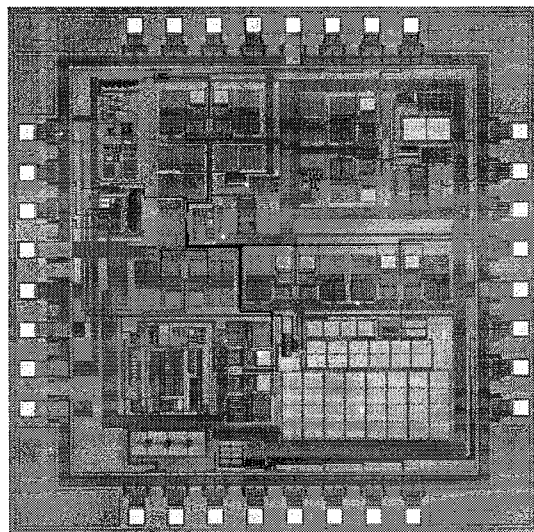
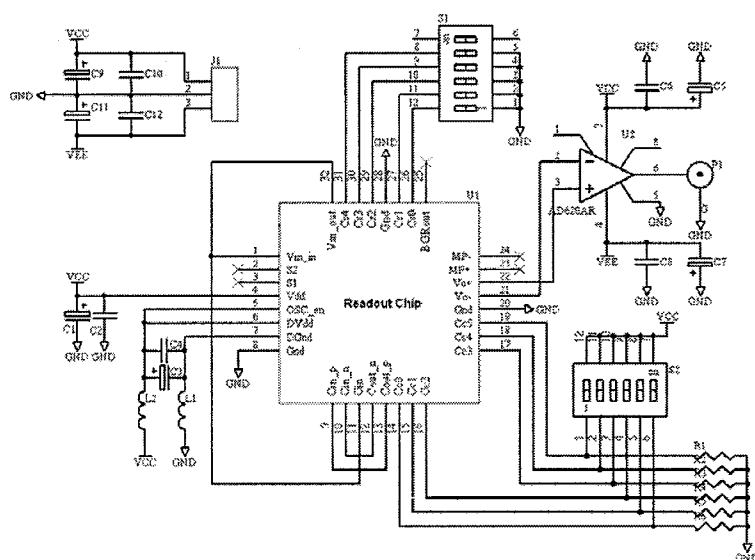
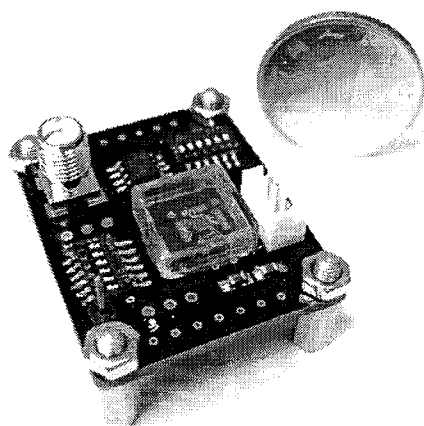


图 5.13 读出电路芯片显微照片



(a) 测试电路原理图



(b) 测试电路板照片

图 5.14 测试电路

为了测试芯片的各种性能，设计了测试 PCB 电路板，测试时采用片内集成的电容阵列为读出电路提供电容输入，其电原理图和实际照片如图 5.14 所示。

电路板上除了去耦电容以及用于控制片内电容阵列的拨码开关和排阻外，还使用了 AD620 低噪声运放，用于将读出电路的双端输出转换为单端输出，便于测试。

5.5.1 关键节点瞬态波形

1. 斩波调制信号与置位开关控制信号

图 5.15 给出了斩波调制信号与置位开关控制信号的测试波形。上方波形为斩波调制信号，同设计预期相吻合，即为方波信号，频率 1MHz，峰峰值约 2V。下方波形为置位开关控制信号，周期 16 μ s，宽度 1 μ s，也于设计仿真结果一致。测试结果表明斩波信号发生器和数字电路部分工作正常。

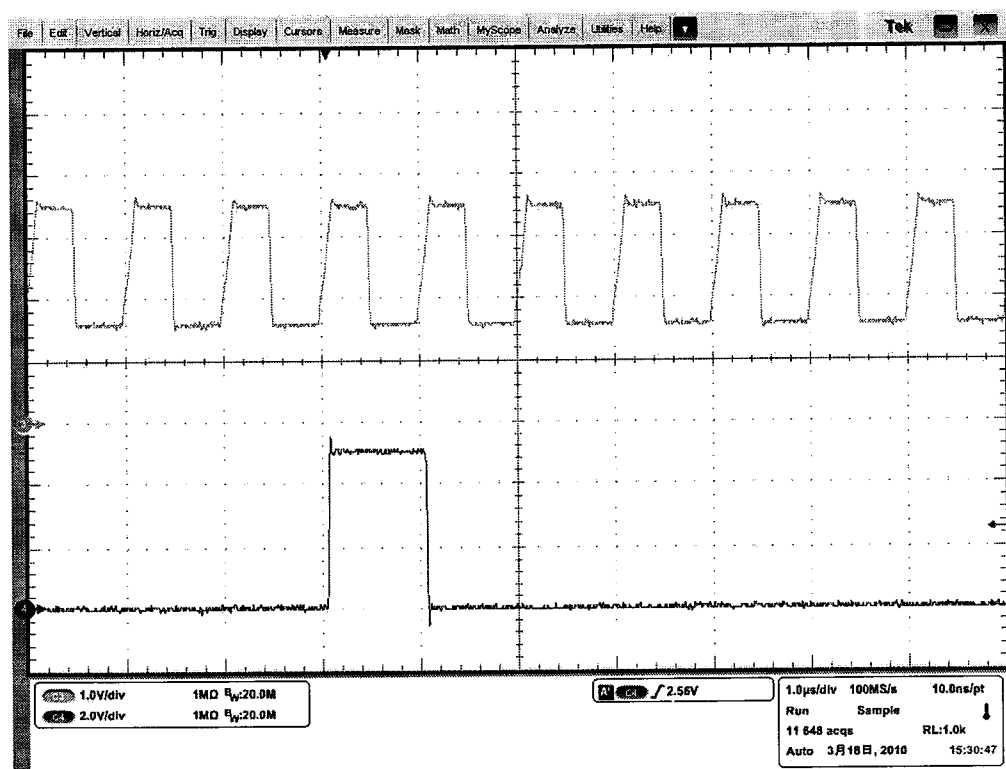


图 5.15 斩波调制信号与置位开关控制信号测试波形

2. 整形开关输出中测信号

通过检查整流开关的输出，可以判定电荷积分器和整形开关的工作状态。电

容阵列控制端输入“001010”，即输入电容差为 0.5pF 时，整形开关输出中测信号测试波形如图 5.16 所示。相位基本对正，整形效果良好，信号幅度与预期一致，电路工作正常。

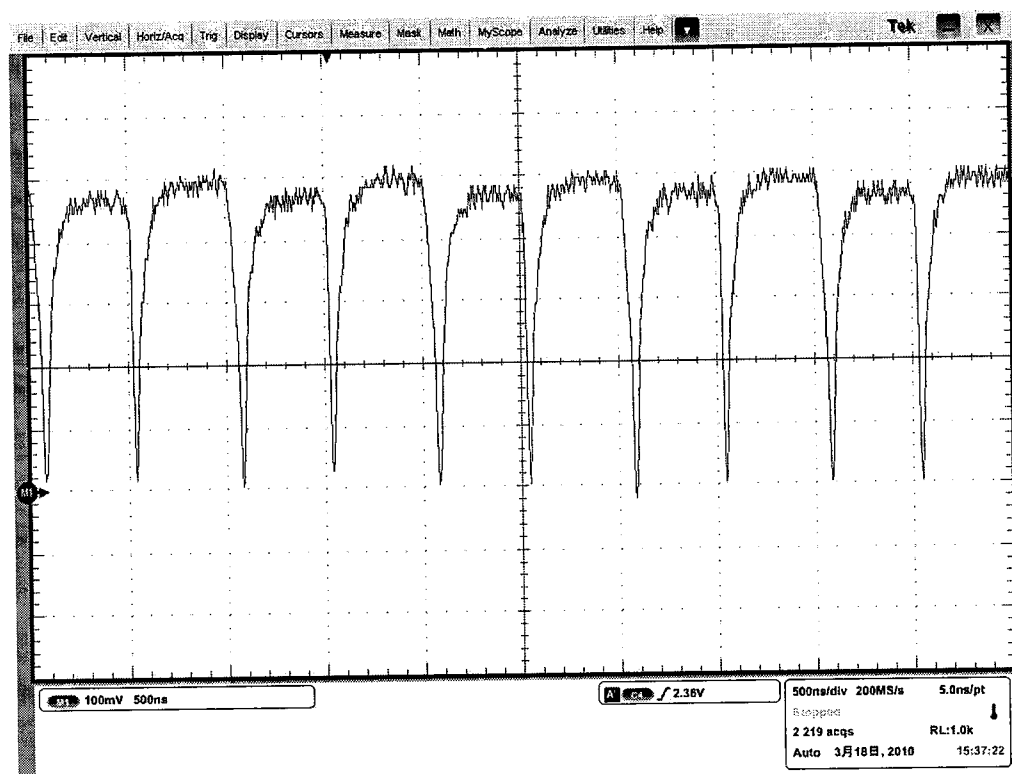


图 5.16 整形开关输出中测信号测试波形

3. 读出电路和温度传感器电压输出信号

当输入为固定电容时，读出电路的输出电压为直流信号，同样在电容阵列控制端输入“001010”，即输入电容差为 0.5pF 时，输出信号如图 5.17 上方波形所示。该波形实际为 AD620 的输出，即为读出电路输出的差分信号。信号电平约为 0.4V，即读出灵敏度为 0.8mV/fF，略小于设计值。可见读出电路芯片整体工作基本正常。

图 5.17 下方波形为温度传感器的输出波形，同样为之流信号，在室温时，电平保持在 2.3V。两条波形均呈现较小的抖动，可见电路的噪声性能良好。

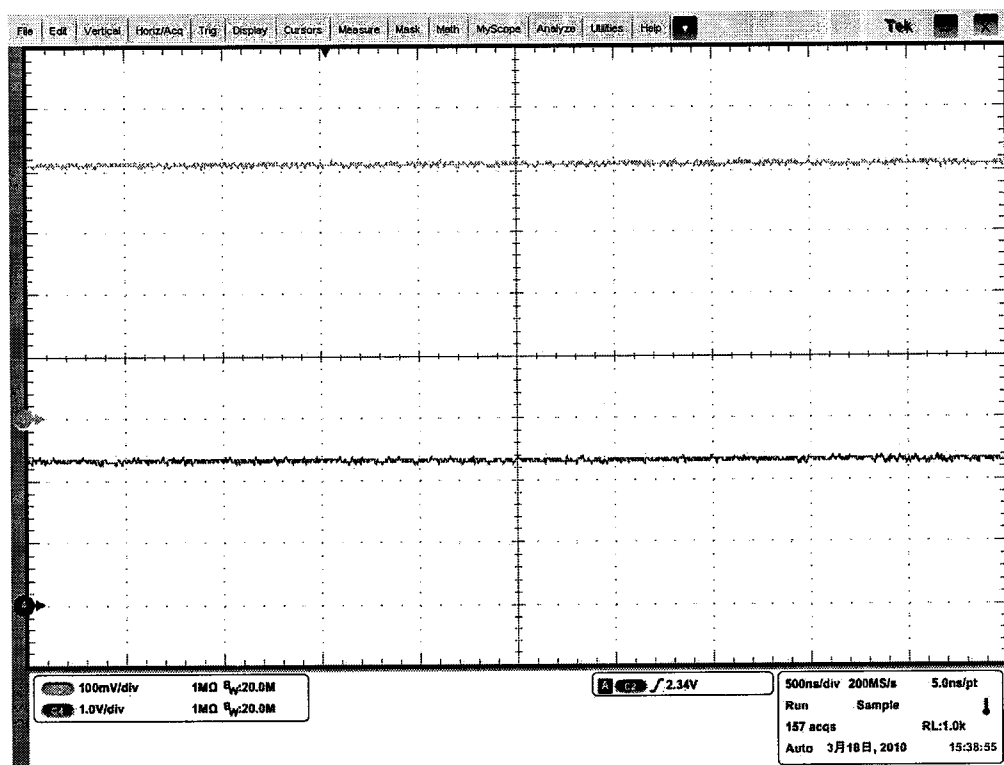


图 5.17 读出电路和温度传感器电压输出测试波形

5.5.2 电容读出线性范围测试

使用片上电容阵列作输入，依次改变输入电容值，与对应输出电压画出传递函数，如图 5.18 所示。输出在 $-800\text{mV} \sim 800\text{mV}$ 范围内，保持良好的线性度，线性误差小于 0.3%，读出灵敏度为 0.8mV/fF ，略小于设计值。

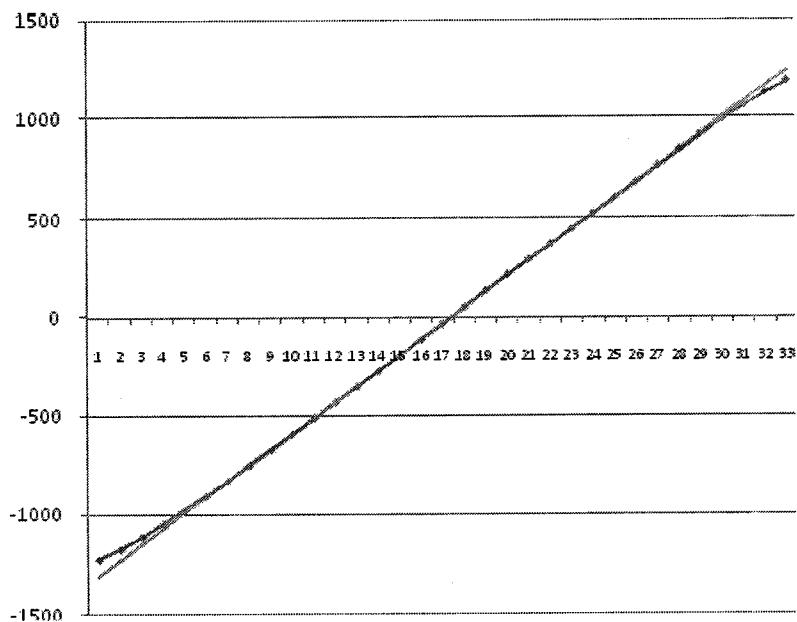


图 5.18 线性改变输入电容时对应输出电压曲线

5.5.3 输出噪声测试

使用 Agilent E4447A PSA 完成频谱分析和噪声测量。测试温度补偿系统输出噪声频谱如图 5.19 所示。

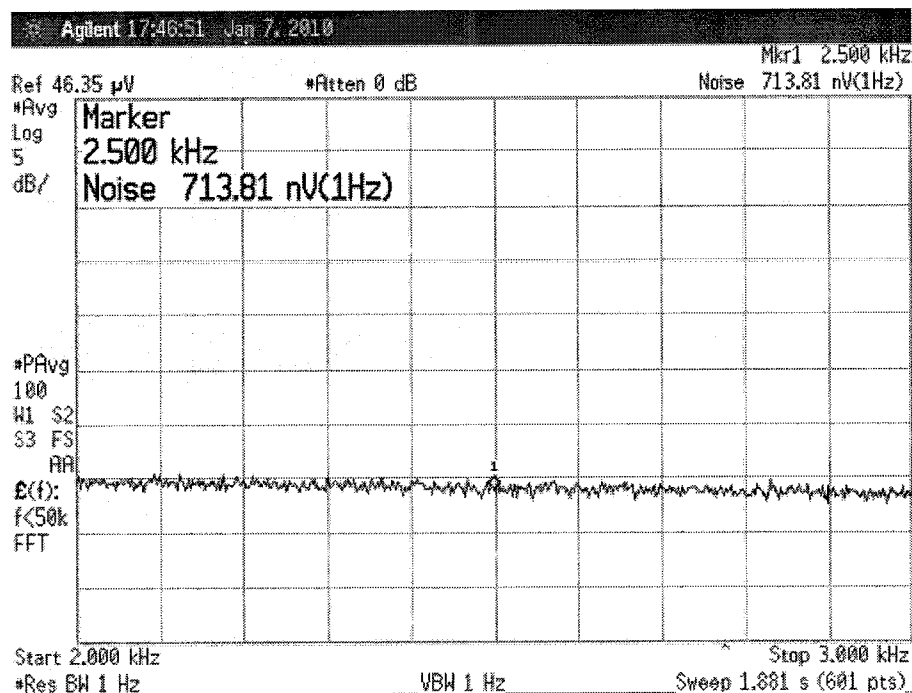


图 5.19 温度补偿系统输出噪声频谱测试曲线

在 2.5KHz 附近，输出噪声约为 714nV/rtHz。灵敏度为 0.8mV/fF，则电容分辨率约为 0.9aF/rtHz，是仿真值的 8 倍。主要原因包括实测读出灵敏度的减小，仿真模型噪声参数与实际的误差，以及芯片内部的各种寄生效应，还有测试 PCB 板和线缆引入的噪声。以 20Hz 信号带宽计算，读出电路的动态范围达到 114dB。

5.5.4 温度补偿测试

在具体设计中，加入了可调元件，即可通过外加信号改变温度补偿的效果，测试时需对不同的控制码输入下的温度性能进行扫描，找出获得最佳温度补偿效果时的控制码，并以此时的温漂作为芯片温漂最优值。

将测试 PCB 板放入恒温箱，温度补偿控制端输入某一控制字，调节温度分别为-40、-15、10、35、60 和 85 摄氏度，在每个温度下，取 2 个不同的输入电容值，测试对应的输出电压，然后改变控制字，再重复测试，直至找到最佳的温度补偿结果。表 5.1 列出当控制端输入“01111”时的测试结果。以同输入电容

条件下室温时的输出电压为基准，计算 V1 和 V2 载不同温度时的相对值，列于表 5.1 的第 4 和第 5 行，再将这两行同温度下的两个数字对应相减，得到第 6 行电压差的相对值，该值即可反映读出灵敏读随温度变化的相对量，再依此计算温漂。计算结果显示温漂约为 38ppm/°C，是控制端输入不同的控制字时的最优值。

表 5.1 温度性能测试数据

	-40	-15	10	35	60	85	控制端
V1	-259.0	-260.6	-261.6	-262.2	-262.5	-262.4	01111
V2	366.1	366.6	366.0	365.1	363.7	362.2	
V1 相对	0.9889	0.9950	0.9989	1.0011	1.0023	1.0019	
V2 相对	1.0015	1.0029	1.0012	0.9988	0.9949	0.9908	灵敏度温漂
ΔV 相对	0.9963	0.9996	1.0002	0.9998	0.9980	0.9955	38.25ppm

图 5.20 给出控制端输入“01111”，以及相邻两个控制字时，测得的相对灵敏度随温度变化曲线。其中处于中心位置的即为控制端输入“01111”时的结果，此时可以获得最佳温度补偿效果。

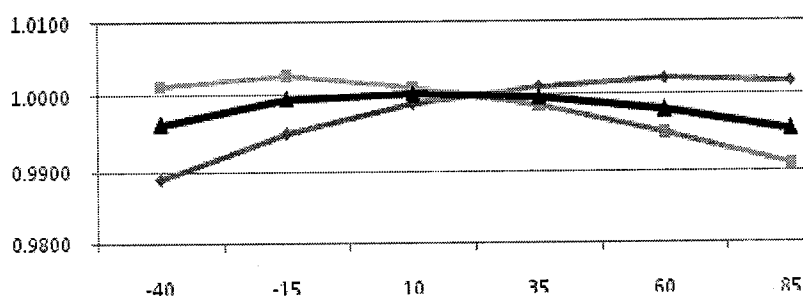


图 5.20 相对灵敏度随温度变化曲线

5.6 本章小结

本章提出了对上一章所述的适用于谐振式 MEMS 陀螺仪的电容读出电路的温度补偿方案。首先阐述了温度补偿的基本原理，理论验证了所提出方案的可行性。

接着，详细介绍了整个温度补偿系统的电路设计，并对各功能模块和整体系

统的各个性能进行仿真验证。另外还增加设计了温度传感器,可利用其对温度的读出信号在系统级实现进一步的温度补偿。

所设计的全部电路完成低噪声的版图设计,并同样在新加坡特许半导体的 0.35 μm CMOS 工艺下进行了流片。通过对芯片的测试,完成对线性度、噪声、温度补偿性能的验证,结果与设计值基本吻合。

现将温度补偿系统芯片的仿真和测试性能列于表 5.2,同时列出第 4 章所述没有采用温度补偿设计的芯片测试结果作为对比。由于温度补偿系统片内产生斩波调制信号,其振幅小于未补偿设计中所采用的满轨调制信号,因此读出灵敏度较低。而分辨率的下降主要是因为片内集成了更多的功能模块,这些都构成了潜在的噪声源,直接导致系统噪声性能的下降。温漂则正如预想的一样,得到了 50%以上的改善,可以满足很多应用领域的要求,省去了后续数字矫正的麻烦。

表5.2 温度补偿系统芯片主要性能指标

参数	测试值	仿真值	未补偿设计测试值
读出灵敏度	0.80mV/fF	0.84mV/fF	2mV/fF
分辨率	0.9aF/rtHz	0.1aF/rtHz	0.4aF/rtHz
动态范围	114dB	132dB	113dB
温漂	38ppm/ $^{\circ}\text{C}$	30ppm/ $^{\circ}\text{C}$	93.8ppm/ $^{\circ}\text{C}$
斩波频率	1MHz	1MHz	1MHz
芯核功耗	—	52mW	—

第六章 总结与展望

6.1 论文的主要工作

国际上目前对于 MEMS 陀螺仪的研究已成热点，科研成果不断涌现，所设计和生产的陀螺仪不仅在尺寸上、功耗上大幅缩减，性能也得到快速提升。MEMS 陀螺仪逐渐在汽车领域、娱乐电子领域开拓市场，同时也大有取代传统机械式和光纤陀螺仪、占领国防和航空航天领域之势。

本文即面向应用最为广泛的谐振式 MEMS 陀螺仪，针对其中对整体传感性能起决定性作用的微弱电容信号读出电路，集中研究和解决设计上的关键问题，给出设计实例，实验验证所提出的设计理论，并实现主要性能的优化。

具体开展工作列出如下：

1. 电容读出电路研究综述

分析总结了目前国际上该领域的研究成果，分类整理不同的电容读出电路形式，并以噪声性能作为依据对其进行对比，选定适合本课题的电容读出电路设计方案，阐明该方案中制约性能的主要因素，以及各性能之间的折衷关系，为电路设计的具体展开奠定基础；

2. 连续时间电压读出方式电容读出电路性能优化理论验证

针对所选定的连续时间电压式读出电路，指出制约其读出精度的关键因素，通过详细的理论推导，明确了这些因素的作用机理，并提出相应的优化解决方案，尤其对消除 $1/f$ 噪声的斩波调制技术给出具体实施方式，同时对其可行性给出理论验证；

3. 连续时间电压读出方式电容读出电路设计

为了解决读出电路与 MEMS 陀螺协同仿真的问题，设计时变电容 SPICE 仿真模型并以此搭建 MEMS 陀螺等效仿真电路，基于新加坡特许半导体的 $0.35\mu\text{m}$ 标准 CMOS 工艺设计电容读出电路，在设计工程中进行性能仿真，确保电路性能满足项目要求，其中特别利用 SpectreRF 中的 pnoise 仿真工具对采用斩波技术

的读出电路完成噪声性能的仿真实验验证,帮助实现噪声优化设计,最后物理实现了所设计的读出电路,通过实验,测量和验证了读出电路芯片的各项性能,证实了本文所给出的设计理论和方法的正确性。

4. 温度补偿系统设计

为了进一步提高所设计电容读出电路的温度稳定性,从而适应更苛刻的应用需求,并为了提高芯片的集成度,去除对外接元件的需求,提出温度补偿全集成系统设计,从理论和仿真两方面验证设计的可行性和温度补偿的效果,最终流片,并测试了芯片的性能,结果表明全集成设计工作正常,改进方案的温度稳定性获得了较大的提升。

6.2 创新点

1. 针对通用的连续时间电压式读出电路,经过理论推导,指明接口寄生电容和电荷积分器输入晶体管尺寸对于电容分辨率的影响,从而解释了单片集成 MEMS 陀螺仪更有利于实现高精度检测的原因,并分别针对体加工工艺和表面加工工艺的 MEMS 陀螺仪给出通过调整电荷积分器输入晶体管尺寸以提高分辨率的方法。

2. 针对通用的连续时间电压式读出电路,提出消除电荷积分器失调电压与接口寄生电容失配,从而提高电容读出线性度和动态范围的开关置位方法,同时指出积分电容的失配需要通过版图优化加以消除。

3. 首次实现将斩波消除 $1/f$ 噪声技术应用于连续时间电压读出方式电容读出电路中,为解决电荷积分器输入和输出高阻点难以偏置的问题,提出周期开关置位的方法,并提出输入共模反馈电路抑制满轨斩波调制信号向电荷积分器输入端的馈通作用,稳定输入输出共模电平,实现大动态范围的读出电路设计。

4. 设计一种压控电容 SPICE 仿真模型,此模型可模拟时变电容,能够实现电容的电荷存储、端口阻抗等功能,利用它搭建 MEMS 陀螺等效仿真模型,实现了读出电路与 MEMS 陀螺器件的协同仿真。

5. 利用射频仿真工具 Spectre RF 的周期稳态仿真方法,实现了对斩波电路的噪声仿真,此方法可以用于例如开关电容、调制解调等没有固定之流工作点的

电路的噪声仿真和 AC 仿真。

6. 对于应用斩波技术的电容读出电路, 提出温度补偿方案, 并通过芯片测试, 验证了此方案的有效性, 读出灵敏度温漂降低 50%以上。

6.3 取得成果与前人对比

本课题作为高性能 MEMS 陀螺仪项目的子课题, 仅开展了电容读出电路的设计部分, 且尚处于前期预先研究阶段。本课题所取得的研究成果将直接推动总体项目的继续进行, 并最终取得 MEMS 陀螺仪单片集成的阶段性成果。

国际上相关领域的研究主要都是面向 MEMS 陀螺仪集成化设计, 下面选取了近几年国外报道的 3 个设计和 2 个商用芯片, 将它们的主要性能指标列于表 6.1, 并与本文提出的两款设计作对比。

表 6.1 本文设计与近年报道的其它设计性能对比

文献	本文 1	本文 2	[110]	[40]	[57]	ADIS16130 /AD7745	MLX90609 -R2
年份	2008	2009	2009	2007	2007	2008	2008
读出灵敏度 (mV/fF)	2	0.8	0.25	25	30	—	—
电容分辨率 (aF/rHz)	0.4	0.9	0.11	0.02	330	1.5	—
读出动态范围(dB)	113	114	55.9	104	80	60	67
读出电路温漂 (ppm/°C)	93.8	38	320	—	—	26	400
谐振频率(Hz)	2.8K	—	8.1K	15K	—	—	8.2K
MEMS 材料	Si/Glass	—	SOI	SOI	—	Epi-Poly	—
单芯片集成	否	—	否	否	—	是	否
角速度灵敏度 (mV/°/s)	13	—	—	88	—	—	6.67
角速度分辨率 (°/s/rHz)	0.01	—	0.015	0.00075	—	0.0125	0.03
所需最高电压(V)	5	—	11	40	3.3	12	>5

表中“本文 1”表示本文第四章所述的电容读出电路，“本文 2”表示第五章所述的温度补偿系统。表格的上半部分为读出电路的性能对比，下半部分为 MEMS 陀螺仪的性能对比。其中一些指标没有公开发表，用“—”表示。

文献[110]是最近发表的一款设计，MEMS 陀螺使用 SOI 材料设计，检测 X 轴向的角速度，读出电路同样采用连续时间电流检测方式，且应用了斩波技术消除 $1/f$ 噪声。这种结构的读出电路可以实现极低的噪声性能，但无法实现较大的动态范围。同时由于使用 SOI 设计，和高电压偏置，使得角速度检测灵敏度得以提高，从而获得理想的角速度分辨率。

文献[40]是迄今为止发表的具有最佳角速度分辨率的一款设计。它的读出电路仅仅使用了结构最为简单的单端跨阻放大器，虽然在噪声性能方面取得绝对领先的地位，但同时也牺牲了很多其它性能，包括线性度、温漂、电源抑制比，等等。其 MEMS 陀螺仪同样采用了 SOI 材料，并且施加了极端的 40V 高压偏置，使得角速度检测达到了 88mV/fF 的灵敏度，和惊人的 $2.7^\circ/\text{hr}/\text{rtHz}$ 。

文献[57]是近年极少见到的一款通用 MEMS 传感器信号读出芯片设计，它集成了包括电容、电阻、电压和电流共 4 种信号读出电路。设计重点主要集中在强大的可定制功能，以及数字处理能力，同时采用低功耗设计以满足广泛的便携式传感系统的应用需求，故而其电容分辨率表现并不突出。

最后是两款商用芯片，分别为 ADI 公司和 Melexis 公司最新研发的产品。其中 ADIS16130 的电容读出电路与 AD7745 电容读出芯片的内部设计基本相同。ADIS16130 采用 ADI 公司自有的 iMEMS 工艺加工，实现了传感元件和 ASIC 电路的单芯片集成，读出电路采用 $\Sigma\Delta$ 调制技术，降低了信号带宽内噪声能量的同时，实现了数字输出。两款芯片均使用了片内电荷泵，产生高压偏置，以进一步优化角速度分辨率。

6.4 对今后工作的展望

1. 本文所提出的全集成温度补偿系统尚未完成与 MEMS 陀螺联合测试验证，今后可通过具体测试验证，针对具体出现的问题提出解决方案，并优化性能；
2. 功耗较大是连续时间电压读出方式的电容读出电路的主要缺点，本课题

选用此种读出方案，主要考虑到项目对功耗的要求并不高，但是为了让所设计的读出电路适用于更多低功耗的应用领域，今后应开展低功耗，甚至低电压优化的工作；

3. 目前实验室还在 MEMS 陀螺的驱动电路方面积极开展研究工作和技术攻关，希望在不久的将来可以实现 MEMS 陀螺控制与检测电路的全集成，甚至与 MEMS 陀螺的单芯片集成。