

東南大學

硕士学位论文

硅微陀螺仪数字化信号
处理电路关键技术研究

专业名称: 仪器科学与技术

研究生姓名: 王玉良

导师姓名: 李宏生



Y1760802

RESEARCH ON KEY TECHNOLOGY OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING CIRCUITRY FOR SILICON MICRO-GYROSCOPE

A Dissertation Submitted to

Southeast University

For the Academic Degree of Master of Engineering

BY

Wang Yu-liang

Supervised by

Prof. Li Hong-sheng

School of Instrument Science & Engineering

Southeast University

April 2010

东南大学学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得东南大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

研究生签名: 王立良 日期: 2010.4.28

东南大学学位论文使用授权声明

东南大学、中国科学技术信息研究所、国家图书馆有权保留本人所送交学位论文的复印件和电子文档，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外，允许论文被查阅和借阅，可以公布(包括以电子信息形式刊登)论文的全部内容或中、英文摘要等部分内容。论文的公布(包括以电子信息形式刊登)授权东南大学研究生院办理。

研究生签名: 王立良 导师签名: 李宏生 日期: 2010.4.28

摘 要

硅微机械陀螺仪是一种新型的微惯性传感器,与传统的陀螺仪相比,不仅具有体积小、重量轻、功耗低、可靠性高等优点,而且更易于实现数字化和智能化,因此,其在国民经济和国防军事等领域都有着重要的应用价值和广阔的应用前景。

本文以课题组自行设计的双线振动硅微机械陀螺仪为研究对象,针对其传统模拟信号处理电路调试复杂、易受干扰、灵活性差等缺点,开展陀螺仪数字化信号处理电路关键技术的研究,研究工作主要包括以下几个方面:

(1)在分析双线振动硅微机械陀螺仪驱动和检测模态的运动模型及其外围信号处理电路设计要求的基础上,设计了陀螺仪数字化读出系统的结构框架;

(2)在分析硅微机械陀螺仪驱动模态相位闭环和幅度闭环基本原理的基础上,深入研究并设计了数字锁相环(PLL)和数字自动增益控制(AGC)等关键模块,实现了驱动模态的稳频和恒幅控制;

(3)针对硅微机械陀螺仪的检测模态,分析了相敏解调、PLL同步解调和最小均方误差解调(LMSD)的优缺点,着重研究并实现了LMSD算法,实验结果表明本算法解调精度高、速度快;

(4)完成了以FPGA和高精度AD、DA转换芯片为核心的数字化信号处理电路硬件设计,并实现了小型化;

(5)对上述各功能模块及硅微机械陀螺仪的数字读出系统进行了Simulink仿真,验证了软件实现的数字算法。完成了各功能模块及驱动环路的调试和试验,验证了本文所设计软硬件的正确性。

本文对硅微机械陀螺仪数字化信号处理电路关键技术的研究,对于提高硅微机械陀螺仪的性能,促进其应用有重要意义。

关键词:

硅微机械陀螺仪; 驱动环路; 数字信号处理; 数字锁相环; 现场可编程门阵列

ABSTRACT

The Silicon Micro-machined Gyroscope (SMG) is a new type of micro inertial sensor. Compared with traditional gyroscope, it not only has the merits of small volume, light weight, low power consumption and high reliability and so on, but also is easy to achieve digital and intelligent. Therefore, it has the important application value and wide application prospects in the civil and military areas.

In consideration of the fact that the traditional analog signal processing circuit of SMG is hard to be adjusted, liable to be interferenced and poorly flexible, this thesis concentrates on the key technology research of digital signal processing circuit for the SMG developed by self and the main research contents include the following aspects:

(1) On the basis of analyzing the motion models of the SMG's drive mode and sense mode as well as the peripheral signal processing circuit requirements of the SMG, the structural framing of digital readout system for SMG is designed.

(2) On the basis of analyzing phase and amplitude closed-loop principle of the SMG's drive loop, key modules such as digital PLL (Phase Lock Loop) and AGC (Automatic Gain Control) are thoroughly researched and designed, in order to achieve stable frequency and constant amplitude control of the drive loop.

(3) On account of the detection of SMG, the merits and demerits of phase sensitive demodulation, PLL synchronous demodulation and LMSD (least mean square deviation) demodulation are analyzed and LMSD algorithm is studied and realized. Experiment result has proved that LMSD algorithm has high precision and speed.

(4) The hardware of the digital signal processing circuit with the core of FPGA, high precision AD and DA converter is designed and miniaturized.

(5) Simulations of the above-mentioned modules and the digital readout system for SMG are made, and the digital algorithm solution that can be realized with software method is formulated. And all the function modules and drive loop are debugged and tested, and the measurement results demonstrate the correctness of the software and hardware designed.

The key technology research on the digital signal processing circuit of the SMG is significant for improving its performance and promoting its application.

Keywords:

Silicon Micro-machined Gyroscope (SMG); Drive Loop; Digital Signal Processing; Digital Phase Locked Loop(DPLL); Field Programmable Gate Array(FPGA)

目录

摘 要	I
ABSTRACT	II
目录	III
第一章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 研究目的与意义	1
1.3 国内外研究动态	3
1.3.1 国外研究动态	3
1.3.2 国内研究动态	7
1.4 本文研究内容	8
第二章 双线振动硅微机械陀螺仪的基本工作原理	9
2.1 双线振动硅微机械陀螺仪的动力学基础	9
2.1.1 哥氏加速度	9
2.1.2 振动式陀螺仪的动力学方程	10
2.2 双线振动硅微机械陀螺仪的结构及静电驱动原理	11
2.2.1 双线振动硅微机械陀螺仪的结构	11
2.2.2 双线振动硅微机械陀螺仪静电驱动原理	12
2.3 双线振动硅微机械陀螺仪外围信号处理电路设计需求	14
2.4 硅微机械陀螺仪数字化读出系统架构	15
2.5 本章小结	16
第三章 硅微机械陀螺仪数字化闭环驱动技术研究	17
3.1 驱动回路相位闭环技术	17
3.1.1 锁相环工作原理	17
3.1.2 环路传递函数	18
3.1.3 环路的数字化模型	19
3.1.3.1 数字环路滤波器	19
3.1.3.2 数控振荡器 (NCO)	19
3.1.3.3 鉴相器	21
3.1.4 环路设计	22
3.1.4.1 锁相环的关键参数	22
3.1.4.2 NCO 设计	23
3.1.4.3 数字环路滤波器设计	23
3.1.5 环路性能仿真	25
3.1.5.1 环路频率响应	25
3.1.5.2 环路在典型输入信号下的暂态响应	26
3.1.5.3 环路在单频频率阶跃信号下的捕获性能	26
3.2 驱动回路幅度闭环技术	30
3.2.1 驱动模态幅度闭环原理	31
3.2.2 数字 AGC (DAGC) 的基本原理	32
3.2.3 DAGC 设计	33
3.2.3.1 数字检波分析	33
3.2.3.2 滤波器设计	35
3.2.3.3 数字 PI 控制器设计	37
3.2.4 DAGC 仿真	39
3.3 本章小结	40
第四章 硅微机械陀螺仪数字化开环检测技术与陀螺仪整体系统仿真	41
4.1 硅微机械陀螺仪开环检测技术	41
4.1.1 相敏解调	41
4.1.2 最小均方误差解调	41
4.1.2.1 最小均方误差解调原理	41

4.1.2.2 最小均方误差解调算法实现	42
4.1.2.3 LMSD 算法仿真	44
4.2 硅微机械陀螺仪整体系统仿真	47
4.2.1 陀螺仪数字读出系统功能模块描述	47
4.2.2 陀螺仪数字读出系统仿真	48
4.3 本章小结	54
第五章 基于 FPGA 的硅微机械陀螺仪数字化读出系统硬件设计	55
5.1 数字化读出系统硬件概述	55
5.2 基于 FPGA 的数据采集与处理系统设计	55
5.2.1 FPGA 器件的选择	55
5.2.2 AD 转换电路	56
5.2.3 DA 转换电路	58
5.2.4 UART 电路	59
5.2.5 电源系统设计	59
5.2.6 系统硬件电路	60
5.3 本章小结	60
第六章 实验与总结	61
6.1 实验	61
6.1.1 NCO 性能测试实验	61
6.1.2 DPLL 性能测试实验	62
6.1.3 低通滤波器性能测试实验	62
6.1.4 LMSD 性能测试实验	63
6.1.5 闭环驱动性能测试实验	64
6.2 总结	64
6.3 展望	66
致谢	67
参考文献	68
攻读硕士学位期间发表的论文	71

第一章 绪论

1.1 引言

陀螺仪是惯性导航与制导系统的重要器件之一,其原意是高速旋转的刚体,现在被称为用来测量物体相对于惯性空间转角或角速度的装置^[1]。陀螺仪具有自主导航特性,自其问世以来就被广泛地应用于航海、航空、航天和国防等各个领域,一直是各国重点发展的技术之一,因此它的发展对一个国家具有重要的战略意义。

至今人们已依据不同的原理研制了多种陀螺仪,这些陀螺仪大致可以分为:根据角动量守恒原理的转子式陀螺仪,利用激光技术的光学陀螺仪以及基于 MEMS 技术的微机械陀螺仪。转子式陀螺仪和光学陀螺仪统称为传统陀螺仪。传统陀螺仪虽然精度很高,但其体积大、质量大、价格昂贵等特点制约了其在体积要求较高的一些军事领域和对价格比较敏感的消费类领域的应用^[2]。而 20 世纪 80 年代以来,随着 MEMS 技术发展而诞生的微机械陀螺仪,开辟了陀螺仪领域的新纪元。微机械陀螺仪是微电子加工技术、硅微加工和精密机械加工等多种微加工技术的产物。与传统陀螺仪相比,微机械陀螺仪具有以下明显的优势^[3]:

(1) 批量生产、低成本:采用与半导体微电子技术兼容的加工工艺,可以一次加工出成百上千个微机械陀螺仪,因此可以大大降低成本;

(2) 体积小、重量轻、功耗低:采用微机械加工技术和半导体集成电路工艺制造的硅微机械陀螺仪大小一般在毫米级,重量在毫克级,功耗在毫瓦级;

(3) 高可靠性:首先,微机械陀螺仪基于振动原理,没有高速旋转部件,因此寿命长;其次,硅材料在微米量级以下弹性很好,因此结构抗冲击能力强;再次,因为其体积小、重量轻、成本低,可以采用冗余技术提高系统级可靠性;最后,其可以与接口电路实现单片集成,由此可以提高其抗干扰能力;

(4) 易于数字化、智能化:微机械陀螺仪可以做成频率输出的形式,从而实现信号的全数字处理;同时其便于与微处理器结合,实现陀螺仪或系统的自标定、自检测、自补偿等功能,从而实现智能化。

正是因为上述的诸多优势,微机械陀螺仪在中低精度领域,如大量的民用领域,工业机器人运动控制、重型机器的平台稳定等工业领域以及战术武器、智能弹药的引信控制及制导系统、微型探测器的定位、定向及姿态控制等军事领域已经显示了其诱人的应用前景。因此,微机械陀螺仪的研究对国民经济和国防事业具有深远的意义,国内外很多公司、高等院校与科研院所都在进行硅微机械陀螺的研究和开发^[4]。

1.2 研究目的与意义

目前基于 MEMS 技术的陀螺仪种类繁多,按材料可分为硅微陀螺仪和非硅微陀螺仪;按振动方式可分为线振动陀螺仪和角振动陀螺仪;按驱动方式可分为静电驱动陀螺仪、压电驱动陀螺仪和电磁驱动陀螺仪;按检测方式可分为电容式检测陀螺仪、电阻式检测陀螺仪、压电式检测陀螺仪以及光学陀螺仪和隧道陀螺仪等;按加工方式可分为体硅加工陀螺仪、表面微加工陀螺仪和 LIGA 陀螺仪等^[5]。非硅微陀螺仪主要包括陶瓷陀螺仪和石英陀螺仪,两者都是在其材料表面贴上驱动电极和检测电极,利用其压电效应特性在驱动电极上加交变电压产生交变电场使其在驱动方向振荡,采用逆压电效应特性

来检测检测电极的电荷,因此它们的驱动方式是压电驱动,检测方式是电荷检测。目前,陶瓷陀螺仪和石英陀螺仪精度相对较高是微机械陀螺仪产品的主流,但其加工工艺复杂、成本高、抗过载能力差等缺点制约了其在民用市场和对抗过载能力要求较高的场合的广泛应用,因此目前许多国家都投重资研究硅微陀螺仪^[1]。

根据本实验室研究现状,本文仅以静电驱动电容检测式双线振动硅微陀螺仪为研究对象。因为其采用硅材料,相比其他材料具有强的抗过载能力,且更易于陀螺仪机械结构和接口电路的单硅片集成,使其陀螺仪系统具有更小的体积和重量、更高的性能^[5]。它采用体硅加工工艺制作而成,因为驱动模态和检测模态的振动均为线振动,所以称其为双线振动陀螺仪。其采用静电驱动,相比电磁驱动,既简单易于实现,又可以避免外界的磁场干扰。它通过检测各模态电容的变化来敏感各模态的振动,是因为电容具有加工工艺简单、随温度变化小、稳定性好、功耗低、动态特性好等特点。也正是这些优点电容检测方式的硅微机械陀螺仪成为国内外许多公司与科研院所研究硅微机械陀螺仪的主流研究方向。近 20 年来电容式陀螺仪得到了飞速发展,低精度已进入实用阶段,但高精度产品还未见报道。目前,为了提高电容式振动陀螺仪的性能,必须考虑以下关键问题^{[1][6]}。

(1)微机械结构的设计、分析及加工:电容式振动陀螺仪利用微机械结构的变形来工作,这种变形相对于陀螺仪的微小结构是巨大的,它不同于传统意义上的机械变形,因此,必须对电容式振动陀螺仪的微机械结构进行详细设计、分析与仿真,同时为了提高电容式振动陀螺仪的性能,微机械结构的加工工艺、封装技术必须满足其设计和分析的要求。

(2)微小电容检测技术:电容式硅微机械陀螺仪通过敏感电容的微小变化来检测角速度信号,但是其驱动振幅大多在微米数量级,检测振幅更小,在这种微小的振幅下,敏感电容的变化在 $fF \sim aF$ 量级,这对电路提出了苛刻的要求。

(3)检测模态和驱动模态的耦合:由于加工工艺的限制,检测轴和驱动轴不可能绝对垂直,并且两模态还有一公共极板。以上因素都可能造成耦合干扰的输出远大于有用的角速度信号的输出,因此必须有效的设计驱动与检测电路,把微弱的有用信号从大的干扰中检测出来。

(4)驱动的稳频与恒幅技术:为了获得最大的检测灵敏度和测量精度,要求驱动信号的频率必须与驱动模态的固有频率一致,但是驱动和检测模态的固有频率都会随着温度等因素的变化而变化,因此必须合理设计驱动电路使其能够跟踪驱动模态固有频率的变化,从而使振动在固有频率处,并使振幅稳定于设定值。

(5)寄生电容的影响:对于电容式硅微陀螺仪,不论是其微机械结构,还是驱动检测电路,都存在寄生电容,这些寄生电容相对于微小的检测电容,是不可以忽略的,因此抑制寄生电容的影响非常重要。

(6)噪声的影响:因为信号十分微弱,所以微机械结构中的布朗噪声、电路中的白噪声以及外界的各种环境噪声,对系统的影响十分明显,必须采取措施加以抑制。

(7)陀螺与接口电路的单片集成:为了进一步减小陀螺仪系统的体积、重量和成本并进一步提高系统的性能,毋庸置疑陀螺仪的微机械结构与外围信号处理电路的集成是不可逆转的发展趋势。

从以上影响电容式振动陀螺仪性能的关键因素来看,除了第一项结构设计与接口电路关系不大外,其余都和接口电路有莫大的关系,因此硅微机械陀螺仪系统的高性能不仅依赖于性能优良的陀螺结构本身,还依赖于其驱动和检测电路等外围信号处理电路的

性能。

目前,包括本实验室在内的国内外相关机构已经进行了利用纯模拟电路的方法实现硅微陀螺仪外围信号处理电路的研究,并取得了一定的成果,但是随着硅微机械陀螺仪性能的进一步提高、结构的日益复杂以及自标定、自校准、温度补偿等技术的提出,模拟电路在复杂性、灵活性、误差特性补偿等方面很难满足要求,同时模拟电路还存在噪声、温度漂移、漏电流的影响等多方面的问题,这些问题都将直接影响硅微机械陀螺仪的性能。为了进一步提高硅微机械陀螺仪的性能,发挥其各方面优势,国内外都把目光放到了硅微机械陀螺仪外围信号处理电路的数字化研究上^{[5][7]}。其主要原因是数字电路与模拟电路相比有以下一些优点:

(1)高精度与高可靠性:模拟系统受电源电压波动、温度漂移、电磁干扰等因素的影响,可靠性和精度都会降低,而数字电路不受温度影响,抗干扰能力强,可靠性高;

(2)高灵活性与移植性:数字电路通过调整程序来调整电路的参数,甚至可以调整算法,而且可以将程序做部分调整就可用到多个系统中;

(3)可多路处理:硅微机械陀螺仪应用于惯性测量组合时,同一套数字信号处理系统就可以对多路信号进行处理,既可以减小体积,又可以降低耦合干扰提高精度;

(4)便于集成:如果数字电路核心芯片采用 FPGA,则直接或稍作修改就可以转换为 ASIC 芯片;

(5)可以完成更复杂的功能:模拟系统很难实现自标定、自检测与自补偿等功能,而数字系统则可以很容易实现。

由于数字电路有以上诸多好处,所以硅微机械陀螺仪外围信号处理电路的数字化研究是以后发展的趋势,其研究具有重要意义。

1.3 国内外研究动态

1.3.1 国外研究动态

目前,国际上已有对微机械陀螺仪数字化信号处理电路进行研究的先例,研究机构主要有德国的 HSG-IMIT 和 Robert Bosch GmbH(罗伯特·博施有限责任公司)、美国的 Draper(德雷珀实验室)和 JPL(喷气推进实验室)、瑞典的 IMEGO AB 和挪威的 SensoNor AS 公司等,他们的共同之处是将使用的模拟器件的数量降低到最小,从而减小模拟器件引入的误差。

1996 年 HSG-IMIT 获得了解耦角速度检测器(Decoupled Angular Velocity Detector)的专利,在此基础上于 2001 年提出了一种新型的微机械陀螺仪数字读出电路的概念,这是一种比较通用的数字化方案,其数字电路原理框图如图 1-1 所示^[8]。电路模拟部分只包括前置放大和高通滤波部分,其余模拟器件的大部分功能都在数字信号处理芯片 DSP 中以软件的形式实现,其中驱动环路采用 PI 控制器来控制驱动模态的幅度和频率,检测模态采用相敏解调技术得到角速度电压信号。同时,该系统还实现了检测闭环用于消除温度对检测模态的影响,此电路还采用了欠采样技术对模拟信号进行采样,从而省略了一次解调。DSP 统一管理载波信号和采样时钟,这样在系统时钟产生频率误差时,载波和采样时钟频率同时发生改变,相互抵消。整个系统非线性度 0.39%,零偏稳定性 0.21°/s,测量范围 $\pm 200^\circ/\text{s}$ 。

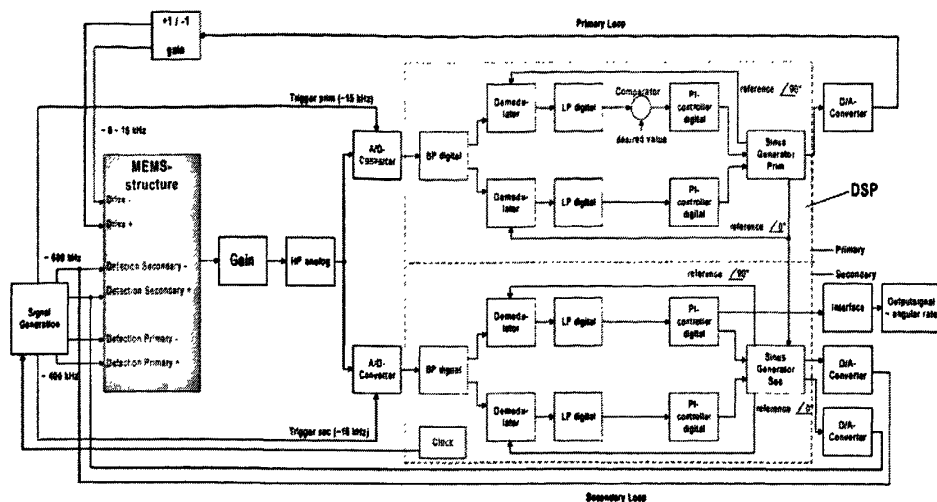


图 1-1 HSG-IMIT 提出的数字化读出系统原理框图

2004 年瑞典 IMEGO AB 和挪威 SensoNor AS 公司公布的数字化硅微机械陀螺仪系统由硅微机械陀螺仪接口 ASIC 和 FPGA 信号处理数字化实现两部分构成，其原理框图如图 1-2 所示^[9]。系统的前放、模数转换和数模转换在 ASIC 中实现，其中模数转换采用 $\Sigma\Delta$ 调制技术，转换精度较高。此系统具有两个控制环路，自激驱动环路和检测反馈环路，自激驱动环路通过 AGC 技术实现振荡幅度控制；检测反馈环路用于扩展检测带宽和降低温度对检测模态 Q 值的敏感性；检测模态依然采用相敏检测的方法。这一方案的突出特点是采用了 $\Sigma\Delta$ 调制技术，这样就能获得高信噪比的模数转换，能够有效抑制低频噪声，但是这种设计需要采用专用集成电路技术。检测控制环路改善硅微陀螺仪带宽性能，这一技术在国内尚未实现，属于今后需要攻克的难题。

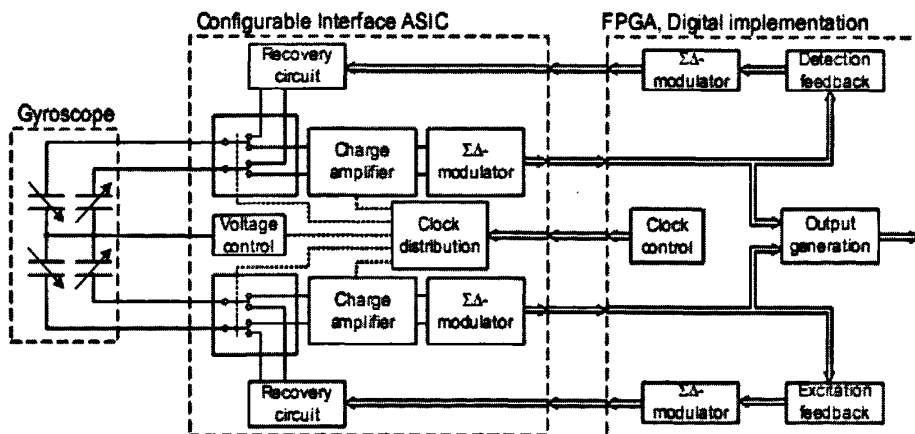


图 1-2 IMEGO AB 和 SensoNor AS 公司公布的数字化读出系统原理框图

美国、英国以及比利时等国家也有采用 $\Sigma\Delta$ 调制技术的相关报道，图 1-3 是 2009 年比利时根特大学公布的数字读出系统^[10]，它由 ASIC 接口电路和 FPGA 数字信号处理电路两部分构成。ASIC 部分主要包括读出电路、 $\Sigma\Delta$ 调制器及驱动电路。读出电路完成放大功能相当于前放，其原理图如图 1-4 所示^[10]。此系统驱动环路采用了数字 PLL 技术及数字 AGC 技术实现对驱动信号频率与幅度的稳定控制，为了扩展检测带宽和降低温度对检测模态 Q 值的敏感性，此系统在检测环路中应用了改进的 $\Sigma\Delta$ 力反馈环路技术。此

方案与 IMEGO AB 公司的方案相比, 不同之处是此方案还应用了数字 $\Sigma\Delta$ 调制技术将多位输出的驱动信号转化为一位输出的信号。

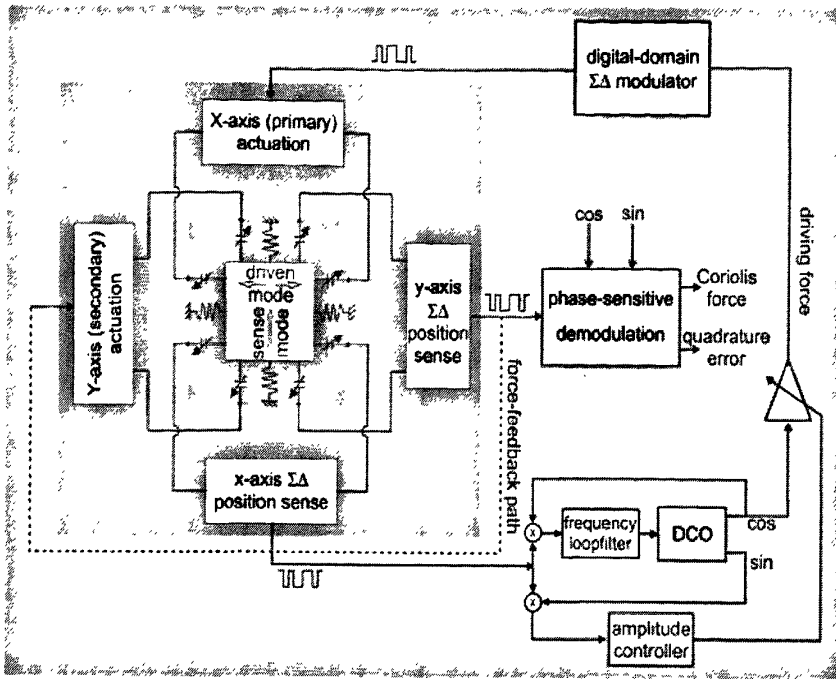


图 1-3 根特大学公布的数字读出系统原理框图

2005 年德国格宁根市罗伯特·博施有限责任公司 (Robert Bosch GmbH) 采用的数字化微机械陀螺仪系统如图 1-5 所示^[11]。

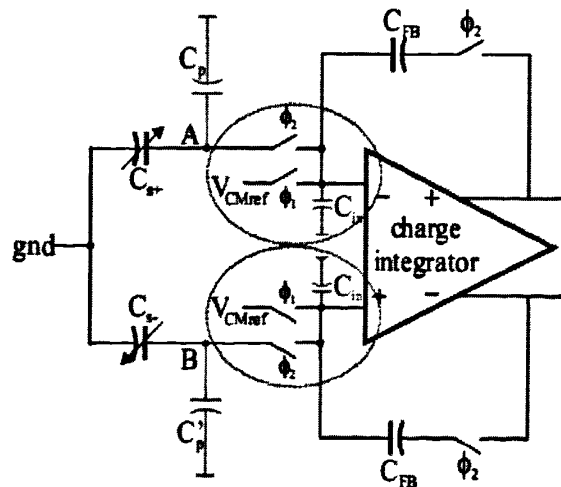


图 1-4 读出电路原理框图

此系统除了驱动和检测两个环路外, 还包括输出信号的同步解调与温度补偿部分以及自测试电路部分。此系统的驱动环路采用了数字 PLL 技术以确保驱动轴输出与输入信号间相位差的稳定, 同时采用了数字 AGC 技术实现对驱动信号幅度的稳定性控制; 检

测部分依然采用同步解调方法来实现，但是它是利用包括力平衡反馈环路的机电 Σ - Δ 调制器来实现的，并且进行了温度补偿，因此大大提高了信号的信噪比；此外系统的自测试、自监测功能部分还可以把系统的状态信号通过 SPI 接口传输到上位机，从而进一步提高了系统的稳定性与可靠性。

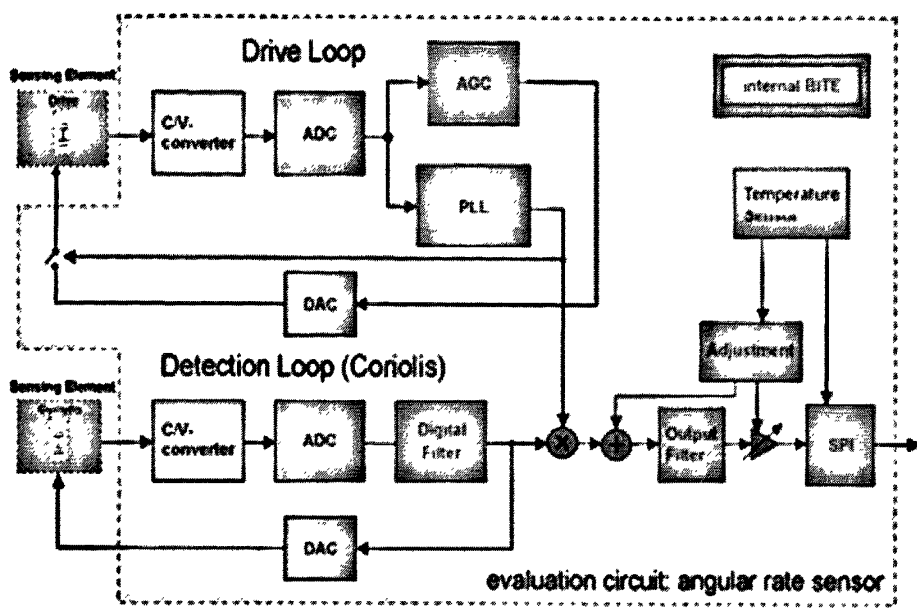


图 1-5 Robert Bosch GmbH 采用的数字化读出系统原理框图

2007 年德国慕尼黑欧洲宇航防务集团创新中心（EADS Innovation Works）采用的数字化微机械陀螺仪系统原理框图如图 1-6 所示^[12]。此系统除陀螺仪及其前放在模拟板上外，系统的大部分功能都在数字板的 FPGA 中实现。系统的驱动环路依然采用数字 PLL 技术以确保驱动轴输出与输入信号间相位差的稳定，同时采用数字 AGC 技术实现对驱动信号幅度的稳定性控制；检测部分依然采用相敏解调方法来实现，角速度信号与正交信号通过 RS232 串口输出到上位机。此方案的不同之处是在其驱动环路的 PLL 技术中采用了一种解耦方法，从而实现了 PLL 中驱动信号相位与幅度的解耦。

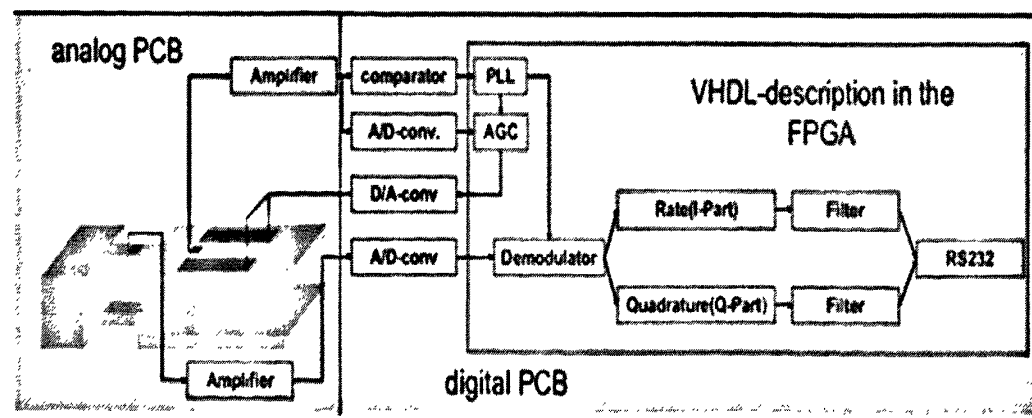


图 1-6 EADS Innovation Works 采用的数字化读出系统原理框图

图 1-7 是美国 JPL (喷气推进实验室) 同年公布的一种振动轮式硅微机械陀螺仪数字测控系统实现方案^{[13][14]}, 此方案采用 AGC 环路和力平衡闭环控制稳定自激振荡的幅度, 检测部分采用相敏检测。这一硅微机械陀螺仪系统的前端仍需要使用模拟接口电路检测电容变化, 其余功能在数字控制系统中实现, 其数字控制系统选用了商用 A/D、D/A 转换芯片和 FPGA 芯片设计硬件, 信号处理控制算法在 FPGA 中实现, 采用 UART 输出角速度和正交信号。

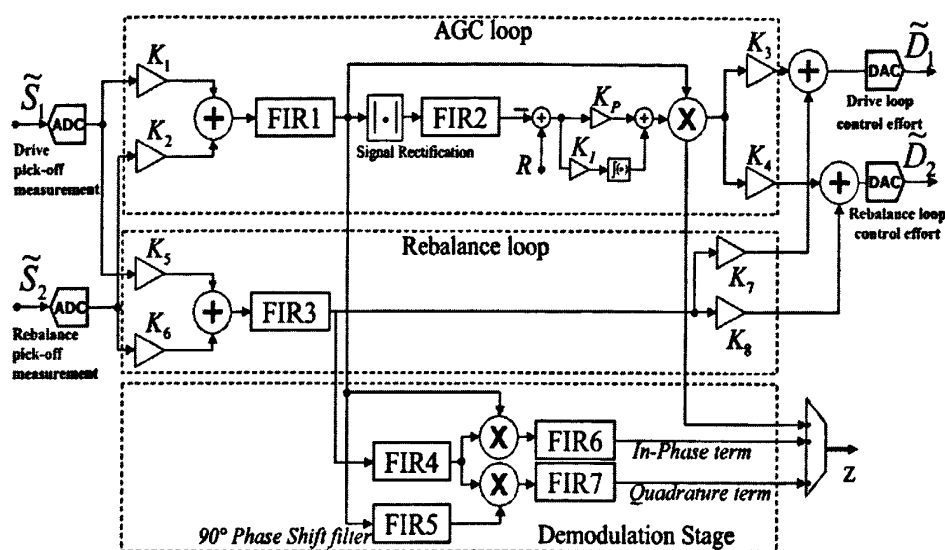


图 1-7 JPL 公布的数字化读出系统原理框图

1.3.2 国内研究动态

在国内,清华大学于 2004 年提出了基于 DSP 的硅微机械陀螺仪数字读出系统方案,其原理图如图 1-8 所示^[15]。在该方案中,除了完成一次解调的环形二极管、前级差分运放及模拟低通、带通滤波器外,其余功能完全在 DSP 中通过软件实现。在此系统中驱动模态采用了 PI 控制技术实现驱动幅度与驱动频率的闭环稳定控制,驱动和检测模态均采用了最小均方误差解调(LMSD)算法,并且还还对输出信号进行了温度补偿。

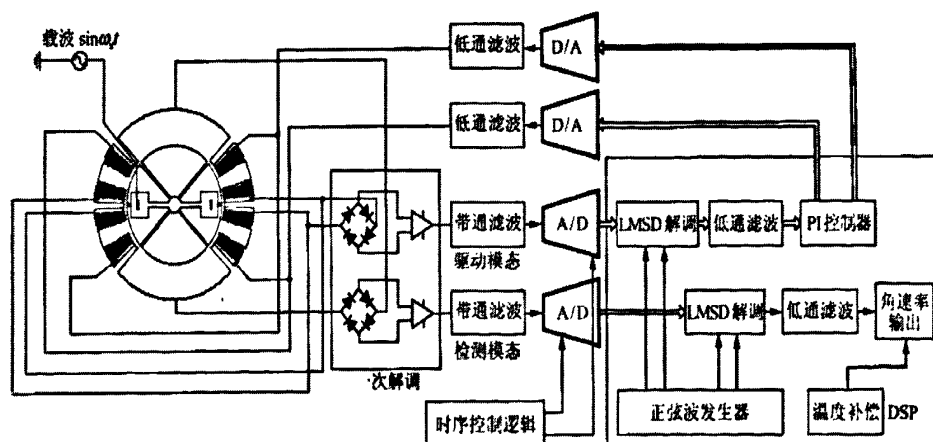


图 1-8 清华大学提出的基于 DSP 的数字化读出系统原理框图

在此基础上清华大学于 2009 年提出了基于片上系统的硅微机械陀螺仪数字读出系统方案, 该方案的原理图如图 1-9 所示^[16]。

此外,上海微系统与信息技术研究所、东南大学、浙江大学、西北工业大学、北京大学等科研院所及高等院校也对微机械陀螺仪数字读出系统有初步研究。

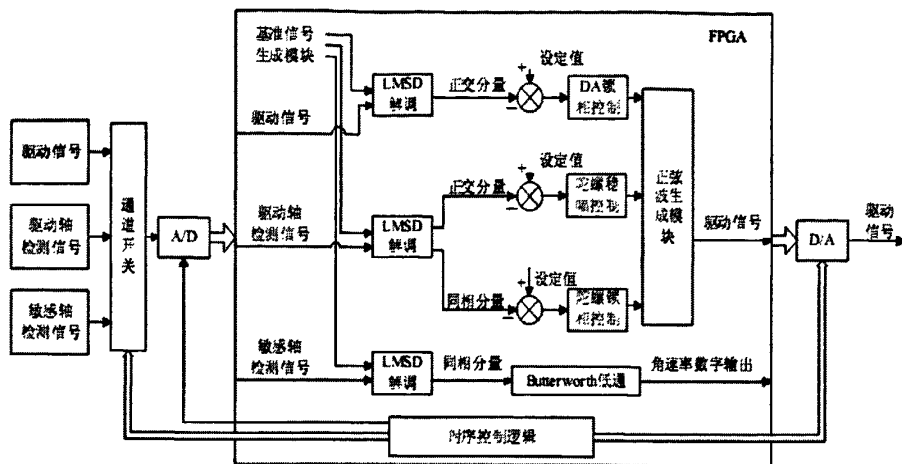


图 1-9 清华大学提出的基于 SOPC 的数字化读出系统原理框图

1.4 本文研究内容

本文在分析硅微机械陀螺仪数字化信号处理电路的国内外研究现状的基础上,以提高陀螺仪的性能为目标,以本课题组的现有条件为基础,针对影响振动式硅微机械陀螺仪性能的关键问题,将对硅微机械陀螺仪数字化外围信号处理电路关键技术进行研究。

本论研究内容主要包括以下几方面的工作:

(1)以 FPGA 为核心器件设计陀螺仪外围信号处理电路的数字化方案,并实现数字化方案硬件系统的小型化;

(2)分析研究闭环驱动中的数字 AGC 环路及数字 PLL 环路, 并利用 Matlab 组件 Simulink 进行仿真验证:

(3)在深入分析闭环驱动原理的基础上,为驱动模态设计基于数字 AGC 技术的幅度闭环控制环节及基于数字 PLL 技术的相位闭环控制环节,并进行系统级仿真验证:

(4)对 LMSD 算法进行分析、设计和仿真验证;

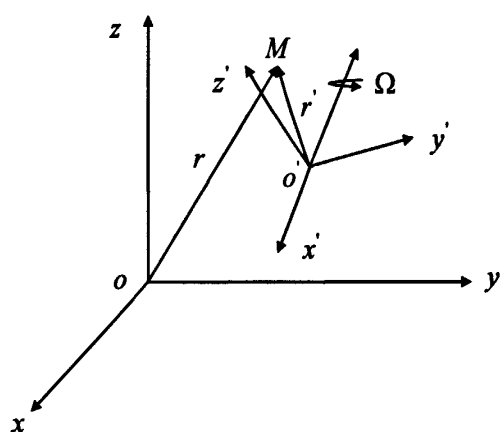
(5)设计各功能模块软件，并进行调试和验证。

第二章 双线振动硅微机械陀螺仪的基本工作原理

2.1 双线振动硅微机械陀螺仪的动力学基础

2.1.1 哥氏加速度

在研究刚体内质点的复合运动时,如果牵连运动是旋转运动,则质点的加速度与牵连运动是平移运动的情况相比,除了有相对加速度和牵连加速度之外,还有一项哥氏加速度^{[17][18]}。哥氏加速度是质点在动坐标系中的运动(相对运动)和动坐标系在惯性坐标系中的旋转运动(牵连运动)相互影响的结果。



如图 2-1 所示 $oxyz$ 为惯性坐标系, $o'x'y'z'$ 为动坐标系, \mathbf{r} 为质点 M 在惯性坐标系中的位置向量, \mathbf{r}' 为同一质点 M 在动坐标系中的位置向量, $\boldsymbol{\Omega}$ 为动坐标系相对于惯性坐标系的旋转角速度, $\boldsymbol{\alpha}$ 为角加速度。则动点 M 的牵连速度及牵连加速度可表示为:

$$\mathbf{v}_e = \boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{r}' \quad (2.1)$$

$$\mathbf{a}_e = \boldsymbol{\alpha} \times \mathbf{r}' + \boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{v}_e \quad (2.2)$$

图 2-1 哥氏效应示意图

当 $\mathbf{r} = \mathbf{r}'$ 时有下式成立:

$$\frac{d\mathbf{r}'}{dt} = \frac{d\mathbf{r}}{dt} = \mathbf{v}_e + \mathbf{v}_r \quad (2.3)$$

根据速度合成定理并对时间 t 求导,则动点 M 的绝对加速度为:

$$\mathbf{a} = \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \frac{d\mathbf{v}_e}{dt} + \frac{d\mathbf{v}_r}{dt} \quad (2.4)$$

现在分别研究上式右边两项,由式 2.1 可得:

$$\frac{d\mathbf{v}_e}{dt} = \frac{d}{dt}(\boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{r}') = \frac{d\boldsymbol{\Omega}}{dt} \times \mathbf{r}' + \boldsymbol{\Omega} \times \frac{d\mathbf{r}'}{dt} \quad (2.5)$$

利用式 2.3 和 2.5 可得:

$$\frac{d\mathbf{v}_e}{dt} = \boldsymbol{\alpha} \times \mathbf{r}' + \boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{v}_e + \boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{v}_r = \mathbf{a}_e + \boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{v}_r \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{v}_r}{dt} &= \frac{d}{dt} \left(\frac{dx'}{dt} \mathbf{i}' + \frac{dy'}{dt} \mathbf{j}' + \frac{dz'}{dt} \mathbf{k}' \right) \\ &= \frac{d^2 x'}{dt^2} \mathbf{i}' + \frac{d^2 y'}{dt^2} \mathbf{j}' + \frac{d^2 z'}{dt^2} \mathbf{k}' + \frac{dx'}{dt} \frac{d\mathbf{i}'}{dt} + \frac{dy'}{dt} \frac{d\mathbf{j}'}{dt} + \frac{dz'}{dt} \frac{d\mathbf{k}'}{dt} \end{aligned} \quad (2.7)$$

根据泊桑公式可得：

$$\begin{aligned}
 & \frac{dx'}{dt} \frac{d\mathbf{i}'}{dt} + \frac{dy'}{dt} \frac{d\mathbf{j}'}{dt} + \frac{dz'}{dt} \frac{d\mathbf{k}'}{dt} \\
 &= \frac{dx'}{dt} (\boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{i}') + \frac{dy'}{dt} (\boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{j}') + \frac{dz'}{dt} (\boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{k}') \\
 &= \boldsymbol{\Omega} \times \left(\frac{dx'}{dt} \mathbf{i}' + \frac{dy'}{dt} \mathbf{j}' + \frac{dz'}{dt} \mathbf{k}' \right) = \boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{v}_r
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

将式 2.8 代入式 2.7 可得：

$$\frac{d\mathbf{v}_r}{dt} = \mathbf{a}_r + \boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{v}_r \tag{2.9}$$

将式 2.6 和式 2.9 代入 2.4 可得：

$$\mathbf{a} = \mathbf{a}_r + \mathbf{a}_c + 2\boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{v}_r \tag{2.10}$$

由以上推导可得哥氏加速度 \mathbf{a}_c 为：

$$\mathbf{a}_c = 2\boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{v}_r \tag{2.11}$$

即哥氏加速度是牵连运动的角速度与质点的相对速度向量积的二倍，方向垂直于二者组成的平面。振动式陀螺仪就是利用了此原理，通过测量由哥氏加速度引起的振动来测量动坐标系相对于惯性坐标系的角速度。

2.1.2 振动式陀螺仪的动力学方程

振动式陀螺仪的工作模型可以等效为两个以正弦振动的谐振器，即沿 X 轴的驱动方向和沿 Y 轴的敏感方向。陀螺仪在驱动力的作用下沿 X 轴方向谐振，如果此时在与衬底垂直的 Z 轴方向有角速度输入的话，根据哥氏效应原理在 Y 轴方向必产生哥氏加速度，则陀螺仪在周期哥氏力的作用下，将沿 Y 轴方向做简谐振动，通过检测此振动就可检测出角速度的大小，这就是振动式陀螺仪工作的基本原理。

双线振动陀螺仪在 X 轴与 Y 轴两方向的谐振，都可以简化等效成典型的弹簧-阻尼-质量的二阶系统，在 X 轴方向受周期驱动力，Z 轴有角速度输入的情况下，其简化的动力学方程为^{[3][19]}：

$$\ddot{x}(t) + 2\zeta_d \omega_d \dot{x}(t) + \omega_d^2 x(t) = \frac{F \sin(\omega t)}{m_d} \tag{2.12}$$

$$\ddot{y}(t) + 2\zeta_s \omega_s \dot{y}(t) + \omega_s^2 y(t) = 2\Omega(t) \dot{x}(t) \tag{2.13}$$

式中的 ω_d 、 ω_s 分别为驱动模态与检测模态的固有角频率， ζ_d 、 ζ_s 分别是各模态的

阻尼比，且 $\omega_d = \sqrt{k_d/m_d}$ ， $\omega_s = \sqrt{k_s/m_s}$ ， $\zeta_d = \frac{\lambda_d}{2\sqrt{m_d k_d}}$ ， $\zeta_s = \frac{\lambda_s}{2\sqrt{m_s k_s}}$ 。

其中的 k_d 、 k_s 分别为驱动模态和检测模态的弹性系数， λ_d 、 λ_s 分别为驱动模态和

检测模态的阻尼系数, m_d 、 m_s 分别为驱动模态和检测模态的等效质量。因为双线振动陀螺仪工作在欠阻尼状态下, 即阻尼比满足 $0 < \zeta_d < 1, 0 < \zeta_s < 1$, 所以驱动模态和检测模态最终都会稳定的做简谐振动。解方程 2.12 与 2.13 可得方程的稳态解分别为:

$$x(t) = \frac{F/m_d}{\omega_d^2 \sqrt{(1 - (\omega/\omega_d)^2)^2 + 4\zeta_d^2 (\omega/\omega_d)^2}} \sin(\omega t - \text{tg}^{-1}(\frac{2\zeta_d \omega_d \omega}{\omega_d^2 - \omega^2})) \quad (2.14)$$

$$y(t) = \frac{2\Omega\omega F/m_d \sqrt{(\omega_d^2 - \omega^2)^2 + 4\zeta_d^2 \omega_d^2 \omega^2}}{\sqrt{(\omega_s^2 - \omega^2)^2 + 4\zeta_s^2 \omega_s^2 \omega^2}} \cos(\omega t - \text{tg}^{-1}(\frac{2\zeta_d \omega_d \omega}{\omega_d^2 - \omega^2}) + \text{tg}^{-1}(\frac{2\zeta_s \omega_s \omega}{\omega_s^2 - \omega^2})) \quad (2.15)$$

由式 2.14 可知, 当驱动力的角频率等于陀螺仪驱动模态的固有角频率 ($\omega = \omega_d$) 时, 驱动模态发生谐振振幅最大, 此时驱动位移将正好滞后驱动力 90° , 即:

$$x(t) = \frac{Q_d F}{k_d} \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (2.16)$$

式中 Q_d 为驱动模态的品质因数, 显然由上式可知, 如果要增加驱动振幅, 除增加驱动力的大小外, 还可以提高驱动模态的品质因数, 但是这样会增加驱动模态瞬时响应的的时间, 因此应该最优考虑各项性能, 从而设计最优参数。由式 2.16 还可以知到如果同时满足检测模态与驱动模态的固有角频率相等 ($\omega_s = \omega_d$), 则检测模态的振幅也将达到最大, 即:

$$y(t) = \frac{2Q_d Q_s F \Omega}{k_d \omega_d} \cos(\omega t) \quad (2.17)$$

式中 Q_s 为检测模态的品质因数, 显然为了增加陀螺仪的灵敏度, 可以同时增加驱动力、检测模态的品质因数及驱动模态的品质因数, 但要同时考虑陀螺仪的瞬态响应过程。

2.2 双线振动硅微机械陀螺仪的结构及静电驱动原理

2.2.1 双线振动硅微机械陀螺仪的结构

双线振动硅微机械陀螺仪结构原理图如图 2-2 所示^[3]。由图可看出总体来说陀螺仪的结构由驱动部分、检测部分及支撑部分构成。驱动部分包括: 驱动电极、驱动梳齿、驱动敏感电极、驱动敏感梳齿及外框。检测部分包括: 检测电极、检测梳齿、反馈电极、反馈梳齿及内框。剩余的横梁、锚点及内外支撑梁组成其支撑部分。内框与外框通过内支撑梁连接, 外框通过外支撑梁与横梁连接, 横梁通过锚点固定在底座上, 由于支撑梁具有弹性, 因此内外框都是可以活动的, 其上的梳齿被称为活动梳齿。由于此结构的陀螺驱动方向和检测方向的运动形式都是线振动形式, 因此称为双线振动陀螺, 其工作原理是: 驱动电极与外框形成驱动梳齿电容, 在驱动梳齿电容加带直流偏置的交流正弦电压后, 会形成 X 方向的静电驱动力, 在此力作用下, 内外框将沿 X 轴作简谐振动, 此时如果在 Z 轴方向有角速度输入, 根据哥氏效应, 内外框在 Y 轴方向将受到哥氏力作用, 但是外支撑梁沿 Y 轴方向刚度很大, 因此只有内框在哥氏力的作用下沿 Y 轴方向做简谐振动, 从而导致检测电极的梳齿与内框上的梳齿之间产生交变电容, 通过检测此交变

电容就可得到输入的角速度信号。

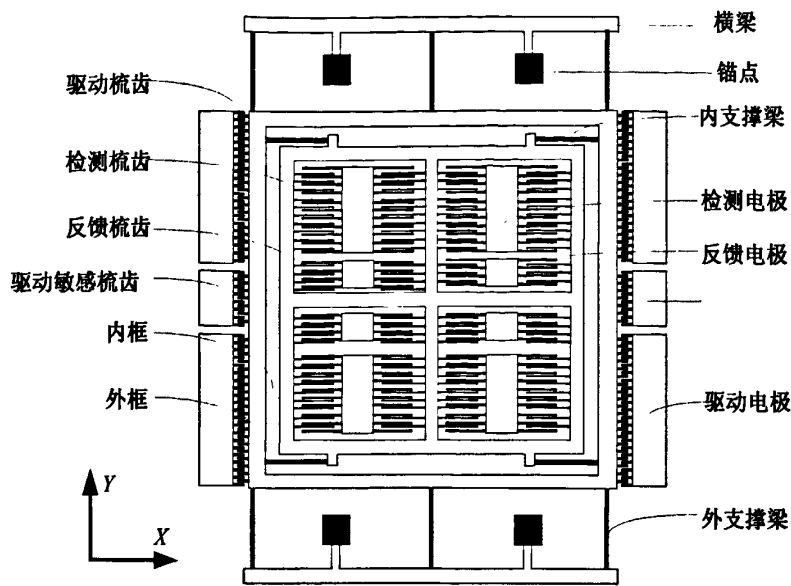


图 2-2 双线振动硅微机械陀螺仪结构原理图

2.2.2 双线振动硅微机械陀螺仪静电驱动原理

由以上对双线振动硅微机械陀螺仪工作原理的分析可知，为了使陀螺仪在驱动方向做简谐振动，需要在驱动方向施加一个交变作用力。产生驱动力的驱动方式包括热力驱动、形状记忆合金驱动、压电晶体驱动、静电驱动与电磁驱动等，其中静电驱动方式具有结构简单、功耗低、工艺与微机械加工技术兼容等优点，而被广泛应用于硅微机械陀螺仪等微传感器中。

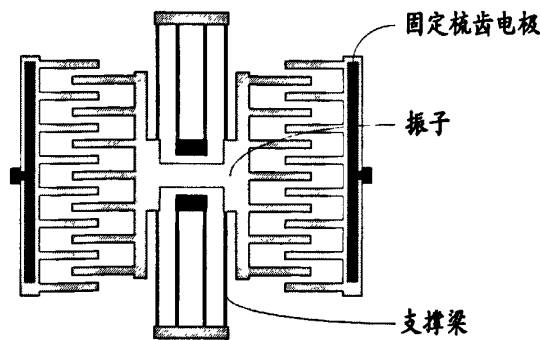


图 2-3 线振动梳齿谐振器结构框图

双线振动陀螺仪一般采用静电梳齿驱动方式^{[3][20]}，它的原型是加州大学伯克利分校的 W.C.Tang, R.T.Howe 等人研究并加工实现的梳齿谐振器，其典型结构如图 2-3 所示，与图 2-2 比较可知双线振动陀螺仪结构的驱动部分亦采用此梳齿谐振器结构，可以按功能将其划分为固定梳齿电极、谐振器活动部分（振子）以及结构的支撑部分（折叠梁）三部分，其中振子从结构上又分为结构主架部分和梳齿换能部分，结构主架承载了振子的大部分质量，并且连接其他功能部件，振子上的梳齿换能部分与固定电极上的梳齿交

叠, 形成梳齿电容, 用来驱动振子或者检测振子的振动; 折叠梁是结构的弹性支撑部分, 对振子在横向起到弹簧的作用, 纵向起支撑作用。

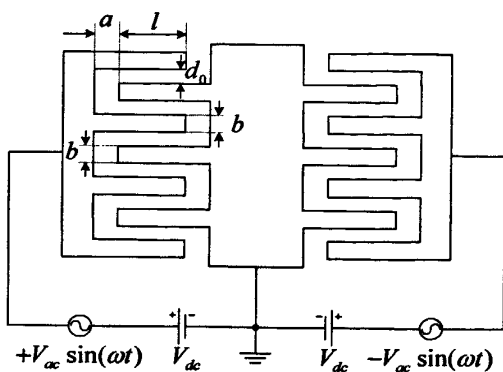


图 2-4 静电梳齿驱动模型图

对图 2-2 或图 2-3 简化可以得到静电梳齿驱动模型图 2-4。图中固定梳齿与活动梳齿之间构成电容器, 如果在电容器两端加上电压, 则固定梳齿和活动梳齿之间将产生静电力。电容器极板间的静电力表现为两种形式: 一种为使两极板距离减小的法向力; 另一种为使极板间重叠面积增大的切向力。由于每个活动梳齿两侧的法向静电力可以相互抵消, 因此对于整个活动梳齿部分可以忽略其作用, 因此, 只需考虑梳齿电容之间的切向方向的静电力。切向方向的静电力可以由下面的公式求得:

$$F_x = \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial x} V_d^2 \quad (2.18)$$

式中, C 为驱动梳齿电容, V_d 为驱动梳齿上加的驱动电压。根据图 2-4 所标的各个结构参数, 梳齿电容可以由下式求得:

$$C = 2n\varepsilon \frac{lh}{d_0} + (2n+1)\varepsilon \frac{bh}{a} \quad (2.19)$$

式中, n 为活动梳齿上梳齿的个数, h 为梳齿的厚度, ε 为介电常数。通常情况下有 $a \gg d_0$, $l \gg b$, 则 $\frac{l}{d_0} \gg \frac{b}{a}$, 因此电容可以简化为:

$$C \approx 2n\varepsilon \frac{lh}{d_0} \quad (2.20)$$

对式 2.20 在 x 方向求偏导:

$$\frac{\partial C}{\partial x} = \frac{\partial C}{\partial l} = 2n\varepsilon \frac{h}{d_0} \quad (2.21)$$

由式 2.21 可以看出, 只要位移 x 的数值小于驱动梳齿交错部分的长度, 则 $\frac{\partial C}{\partial x}$ 由梳齿结构尺寸决定, 是常数。将其代入静电驱动力的表达式 2.18 可得:

$$F_x = \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial x} V_d^2 = \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial l} V_d^2 = n\varepsilon \frac{h}{d_0} V_d^2 \propto V_d^2 \quad (2.22)$$

显然, 静电驱动力与梳齿振动位移无关, 静电驱动力只取决于结构尺寸和外加驱动电压, 这是静电梳齿驱动的最大特点, 由此决定了其作为硅微陀螺仪驱动器的独特优势。根据梳齿驱动器外加电压的方式不同, 一般有双边驱动和单边驱动两种驱动方式。

单边驱动是在梳齿驱动器的一侧电极外加一定频率的交变电压和直流偏置电压，双边驱动如图 2-4，在梳齿驱动器的两侧电极都施加驱动电压。该电压为直流偏置电压与反相交流驱动电压的叠加，分别为：

$$V_+ = V_{dc} + V_{ac} \sin(\omega t) \quad (2.23)$$

$$V_- = V_{dc} - V_{ac} \sin(\omega t) \quad (2.24)$$

相应的驱动力为：

$$F_+ = n\varepsilon \frac{h}{d_0} (V_{dc}^2 + 2V_{dc}V_{ac} \sin(\omega t) + V_{ac}^2 \sin^2(\omega t)) \quad (2.25)$$

$$F_- = n\varepsilon \frac{h}{d_0} (V_{dc}^2 - 2V_{dc}V_{ac} \sin(\omega t) + V_{ac}^2 \sin^2(\omega t)) \quad (2.26)$$

则静电力的合力为：

$$F_x = F_+ - F_- = 4n\varepsilon \frac{h}{d_0} V_{dc}V_{ac} \sin(\omega t) \quad (2.27)$$

从以上分析可知单边驱动简单，但是受固定静电力和二倍频静电力的影响；而双边驱动是两边同时受力，构成推挽式驱动，可以抵消固定静电力和二倍频静电力的干扰，使振动位置无偏移，也更平稳，因此本文设计的驱动电路方案采用双边驱动方案。

2.3 双线振动硅微机械陀螺仪外围信号处理电路设计需求

电容式双线振动硅微机械陀螺仪外围信号检测与处理电路主要由 C/V 转换前放接口电路、驱动电路和检测电路三部分构成。

C/V 转换前放接口电路的作用是把驱动和检测模态敏感部分的交变电容变化转换为交变电压。由于电容的变化是各模态的振动引起的，而驱动模态的振动在微米量级，检测模态的更小，因此双线振动硅微机械陀螺仪敏感部分电容的变化很小，只有 aF 量级。根据目前本课题组的条件，仍需采用高信噪比的模拟 C/V 转换前放才可以实现。因此，本文研究的硅微机械陀螺仪数字化信号处理电路仍然使用模拟电路完成 C/V 转换的功能。

驱动电路的作用是使陀螺仪沿驱动方向做稳定的简谐振动，同时为检测电路的幅度检波提供参考信号。驱动电路有开环驱动和闭环驱动两种形式。开环驱动是由信号发生器产生频率与陀螺仪驱动模态固有频率一致的交流电压，激励陀螺仪在驱动方向做简谐振动。这种电路虽然简单，但是陀螺仪驱动模态的固有频率会随着环境温度等因素的变化而变化，尽管频率的变化可能很小，但因为 Q 值很大，因此会造成输出信号偏差很大，从而导致测量精度的降低。而闭环驱动能够跟踪陀螺仪由于温度等原因引起的固有驱动频率的变化，使驱动模态总保持谐振状态获得较大的驱动振幅，从而可以显著提高陀螺仪的性能，并且闭环驱动也不像开环驱动那样需要针对每个陀螺仪测量其驱动模态的固有频率，因此其通用性也比开环驱动好。由于以上原因，现在硅微机械陀螺仪的驱动电路一般都采用闭环形式。目前，采用模拟电子技术设计的闭环驱动电路已经比较成熟，并达到了一定的性能，但是其具有调试复杂、可重用性差、易受温度和噪声等因素的影

响以及灵活性差等不足之处。而数字电路可以弥补模拟电路的不足，并且可以实现复杂的数字信号处理及控制算法，可以进一步提高驱动电路的性能，因此采用数字的方式实现陀螺仪的闭环驱动已成为国内外的一种趋势。本文将针对闭环驱动中的数字 AGC 和 PLL 等数字信号处理技术进行研究。

检测电路的作用是通过敏感检测模态电容的变化来提取反映角速度的电压信号。检测电路也有开环与闭环两种方式。检测模态的固有频率也会随着温度等因素的变化而变化，这势必影响开环检测的精度。同时因为加工工艺等原因，开环检测输出的角速度信号会不可避免的存在一定的正交误差信号。而闭环检测可以解决上述问题，并且可以增加检测带宽，是硅微机械陀螺仪很值得研究的一个技术难点。由于时间限制，本文只对数字开环检测技术做初步研究。

2.4 硅微机械陀螺仪数字化读出系统架构

根据上述分析可知，本文研究的硅微机械陀螺仪数字化读出系统由模拟部分与数字部分构成，总体框图如图 2-5 所示。此系统除了陀螺仪驱动与检测电路的 C/V 转换接口电路及驱动电路驱动端的平滑滤波电路和推挽式驱动电路由模拟电路实现外，对陀螺仪驱动信号的幅度与相位控制、角速度信号的解调提取与低通滤波等功能完全在以 FPGA 为核心器件的数字部分中实现。

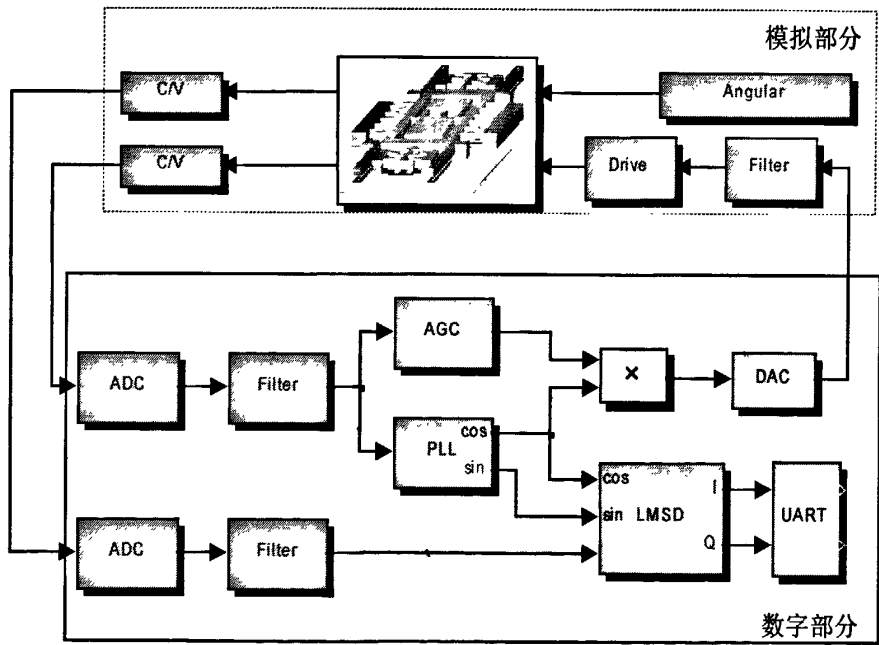


图 2-5 硅微机械陀螺仪数字化读出系统结构框图

由图 2-5 可知，该系统中主要包括两个信号通路：驱动信号通路与检测信号通路。在驱动信号通路中，经 C/V 转换放大而得到的驱动电压信号，被高性能 A/D 采样送入 FPGA 中进行带通滤波后，同时进入 AGC 模块和 PLL 模块进行恒幅稳频控制，从而得到驱动幅度和相位稳定的数字驱动电压信号，然后数字信号再通过 D/A 转换为模拟驱动信号，模拟驱动信号经过平滑滤波器后，对陀螺仪的驱动电极进行驱动。检测信号通路比较简单，反映角速度信息的检测电压信号通过 A/D 采样后送入 FPGA 中，以正交锁相环的同相与正交输出信号为参考信号，进行解调和低通滤波后得到的角速度信号和正

交信号通过 UART 串口传送到上位机。

2.5 本章小结

本章首先论述了双线振动式硅微机械陀螺仪的工作原理和陀螺仪驱动模态和检测模态的动力学方程，然后描述了陀螺仪表头的基本结构模型和静电驱动原理，导出了硅微机械陀螺仪的数学模型，接着分析了双线振动硅微机械陀螺仪外围信号处理电路的设计需求，在此基础上概述了硅微机械陀螺仪数字化读出系统的结构框架，为陀螺仪外围信号处理电路的数字化技术研究提供了理论依据。

第三章 硅微机械陀螺仪数字化闭环驱动技术研究

3.1 驱动回路相位闭环技术

由第二章硅微机械陀螺仪的基本工作原理与动力学方程可知,当陀螺仪驱动模态工作在其谐振频率点时,驱动位移信号相位滞后于驱动力信号相位 90° 。然而,硅微机械陀螺仪的微机械结构参数会因为环境温度等因素的变化而有细微的变化,致使驱动模态的固有谐振频率发生漂移。因此驱动电路必须能够跟踪驱动模态固有谐振频率的变化,使陀螺仪驱动质量块始终做谐振运动。锁相环是实现输入与输出信号相位同步的自动控制系统。相位同步就是输入与输出信号频率相等,相位差为一固定值。因此可以利用锁相环实时提取驱动位移和驱动力之间的相位差,并通过压控振荡器改变输出信号的频率,形成内部反馈,使二者之间的 90° 相位差保持恒定,从而跟踪驱动模态固有频率的变化,使驱动模态保持谐振。另外锁相环作为一个窄带跟踪滤波器,具有很强的噪声抑制能力,可以提取淹没在噪声中的信号^[21],因此锁相环非常适合于硅微陀螺仪驱动闭环控制^[22]。同时,无真空封装、驱动模态品质因数低的硅微机械陀螺仪更适于采用锁相环实现闭环驱动,从而可以降低陀螺仪的封装成本、提高其可靠性,国外已有较多硅微机械陀螺仪采用这种驱动方式。因此对锁相闭环技术进行研究具有重要的意义。

3.1.1 锁相环工作原理

锁相环是一个使输出信号与输入信号在频率和相位上同步的电路。在锁定状态时,输出信号和输入信号的相位差为零或保持常数。如果出现相位差的变化,在其控制机理的作用下,相位误差再次减小到最小。锁相环主要由鉴相器(PD)、环路滤波器(LPF)和压控振荡器(VCO)三个功能模块构成,其基本组成框图如图 3-1 所示。由框图可知锁相环是一个相位负反馈控制系统,其基本工作原理是:鉴相器把输入信号相位 $\theta_i(t)$ 与压控振荡器输出信号的相位 $\theta_o(t)$ 进行比较,得到反映相位误差 $\theta_e(t)$ 的误差电压 $u_d(t)$, $u_d(t)$ 经过具有低通特性的环路滤波器滤除噪声和高频分量后得到控制电压 $u_c(t)$, $u_c(t)$ 使压控振荡器的输出信号角频率向输入信号角频率牵引。当二者之间频差 $\Delta\omega$ 满足入锁条件时,环路就可以使 $\Delta\omega$ 越来越小,直到为零,最后相位差 $\theta_e(t)$ 逐渐变为零或一个常数,达到动态锁定^[23]。

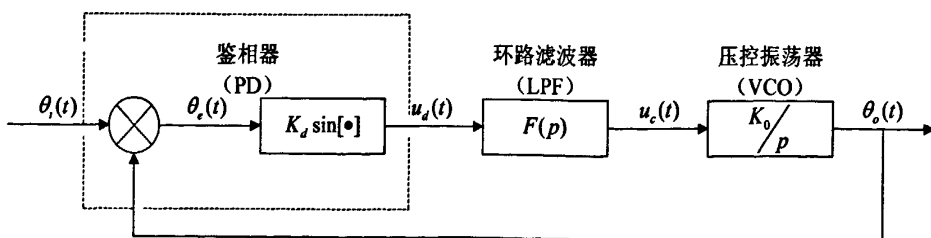


图 3-1 锁相环基本组成框图

由图 3-1 所示的基本组成框图很容易得到:

$$\theta_e(t) = \theta_i(t) - \theta_o(t) \quad (3.1)$$

$$\theta_o(t) = K_d K_0 \frac{F(p)}{p} \sin \theta_e(t) \quad (3.2)$$

将 3.2 式代入 3.1 式，即得环路在无噪声时的动态方程：

$$p\theta_e(t) = p\theta_i(t) - KF(p)\sin\theta_e(t) \quad (3.3)$$

其中

$$K = K_d K_0 \quad (3.4)$$

称为环路增益。

由式 3.3 可以看出，动态方程是一个非线性方程，其非线性主要体现在鉴相器上。式 3.3 中右边的第一项 $p\theta_i(t)$ 在输入信号为固有频率的情况下称为固有频差；第二项 $KF(p)\sin\theta_e(t)$ 为控制电压 $u_c(t)$ 引起的频率变化量，被称为控制频差；而左边的 $p\theta_e(t)$ 称为瞬时频差。故环路动态方程可以表示为：

瞬时频差=固有频差-控制频差

3.1.2 环路传递函数

锁相环的非线性主要表现在鉴相器的非线性上，如果锁相环已经锁定，并且在以后一段时间内一直处于锁定状态，就可以把环路看做一个线性系统。因为，此时输入信号频率和相位发生变化，输出信号频率和相位也随之变化，当相位差 $\theta_e(t)$ 的变化在 $\pm \frac{\pi}{6}$ 范围内，鉴相器的线性误差只有 5%，位于其线性范围内，所以可以用下式表示鉴相器的输入输出特性：

$$u_d(t) = K_d \theta_e(t) \quad (3.5)$$

根据上面的近似，环路线性化后的模型就成了一个线性负反馈系统，可以用系统的传递函数对其研究。由梅森公式很容易求得图 3-1 环路的 3 个常用传递函数。

开环传递函数：

$$H_0(s) = \frac{KF(s)}{s} \quad (3.6)$$

闭环传递函数：

$$H(s) = \frac{KF(s)}{s + KF(s)} \quad (3.7)$$

误差传递函数：

$$H_e(s) = \frac{s}{s + KF(s)} \quad (3.8)$$

由上面的传递函数可以看出，环路滤波器的传递函数不同，环路对输入信号相位的响应也不同，因此环路滤波器决定了环路对输入信号相位的跟踪性能。由式 2.16 知环路的输入信号是经前放检测放大的正弦信号，其频率在 2-5kHz 范围内，对此可以选用比

较常用的比例积分环路滤波器，其传递函数为：

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \quad (3.9)$$

将上式代入式 3.7 得：

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.10)$$

$$H_e(s) = 1 - H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.11)$$

$$\text{其中 } \omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_1}}, \quad \xi = \frac{\tau_2}{2} \omega_n \quad (3.12)$$

3.1.3 环路的数字化模型

数字锁相环的组成与传统锁相环构造方式完全一致，只是数字锁相环的部分或全部模块以数字化的方式实现，实现机理有所不同而已，但是数字锁相环易于集成、功耗低、体积小、性能可靠、应用灵活且性价比高，因此广泛应用于测控信号的相干解调、时间同步、频率合成等领域^[24]。

3.1.3.1 数字环路滤波器

数字环路滤波器的作用也是为了抑制高频分量和噪声，与模拟环路滤波器的作用相同。实际应用中一阶环路滤波器可以对 3.9 式采用双线性变换得到：

$$F(z) = C_1 + \frac{zC_2}{z-1} \quad (3.13)$$

$$\text{其中 } C_1 = \frac{2\tau_2 - T_s}{2\tau_1}, C_2 = \frac{T_s}{\tau_1} \quad (3.14)$$

3.1.3.2 数控振荡器 (NCO)

采用直接数字式频率合成技术 (DDS) 的数控振荡器 (NCO)，由相位累加器、相位加法器和波形发生器构成，其原理框图如图 3-2 所示。NCO 的实现方式主要有查找表法和利用 CORDIC 算法实现两种方式^[25]。由于采用查找表法需要用 ROM 存储三角函数表，三角函数表的精度与 ROM 容量成指数关系^[26]，而采用 CORDIC 算法来计算超越函数，只需要简单的移位与加法运算就可以达到很高的精度，并且适合用 FPGA 等可编程器件实现，因此本文采用 CORDIC 算法实现 NCO。

不论以何种方式实现，NCO 的工作原理都基于这样一个事实：如果理想单频信号的振幅和初相不随时间变化，那它的频率就由相位唯一确定。设相位累加器的字长为 N 位，显然就是对正弦函数一个周期的相位 360° 等分为 2^N 份，最小相位增量为：

$$\theta_{\min} = \frac{2\pi}{2^N} \quad (3.15)$$

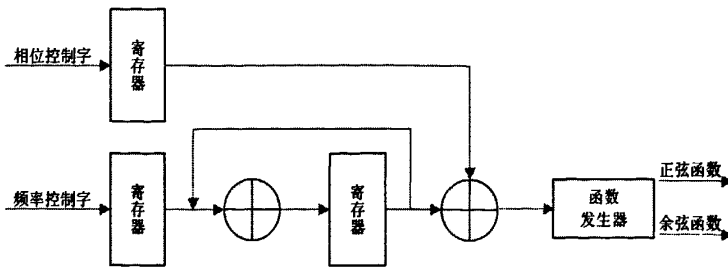


图 3-2 NCO 原理框图

若相位增量每次取 θ_{\min} 的整数倍 M ，则 NCO 的输出频率为

$$f_{\text{out}} = \frac{M\theta_{\min}}{2\pi T_s} = \frac{Mf_s}{2^N} \quad (3.16)$$

输出频率分辨率为

$$\Delta f = \frac{f_s}{2^N} \quad (3.17)$$

其中 f_s 为参考时钟的频率， M 称为频率控制字。很容易看出，通过改变 M 可以改变累加器的相位增量，从而可以改变输出频率，频率的改变实际是通过改变每个时钟周期的相位累加增量来实现的，因此输出相位变化是连续的。在采样时钟频率确定的情况下，输出频率分辨率 Δf 取决于相位累加器的字长 N ，增加 N 将增加输出频率的精度。如果采用查找表方式，存储容量将以 N 的指数增长，而采用 CORDIC 算法只需增加算法的迭代次数。

设 NCO 的自由振荡频率为 f_0 ，由式 3.16 得其频率控制字的初始值 M_0 为：

$$M_0 = \frac{2^N f_0}{f_s} \quad (3.18)$$

由式 3.15 得初始相位 ϕ 为：

$$\phi = \frac{2\pi M_0}{2^N} \quad (3.19)$$

根据环路的工作原理，环路滤波器的输出电压 $u_c(n)$ 要加到 NCO 的控制端，用以调节其输出频率，也就是 $u_c(n)$ 相当于 NCO 的频率控制字 M 的变化量 ΔM ，即 $u_c(n) = \Delta M$ ，从而可以得出 NCO 的输出频率为：

$$f_{\text{out}} = \frac{f_s}{2^N} (\Delta M + M_0) \quad (3.20)$$

输出相位为：

$$\theta_o(n) = \phi + \Delta\theta(n) \quad (3.21)$$

其中

$$\Delta\theta(n) = K'_0 \Delta M = K'_0 u_c(n) \quad (3.22)$$

上式中 $K'_0 = \frac{K_0}{f_s} = \frac{2\pi}{2^N} \text{rad/V}$ 为 NCO 的相位控制增益, $K_0 = \frac{2\pi f_s}{2^N} \text{rad/(sV)}$ 为 NCO 的频率控制增益。

由 NCO 的相位累加作用可得:

$$\theta_o(n+1) = \theta_o(n) + \Delta\theta(n) \quad (3.23)$$

在零状态响应下, 上式利用 Z 变换可得:

$$G(z) = \frac{\theta_o(z)}{u_c(z)} = \frac{K'_0}{z-1} \quad (3.24)$$

3.1.3.3 鉴相器

数字鉴相器种类很多, 基于乃奎斯特采样定律的有图 3-3 所示三种实现方式比较常见^[27]。这三种方式每一种都有各自的优缺点: 单路鉴相器结构简单, 但是输入精度受输入信号的幅值影响; I/Q 鉴相器可以避免输入信号幅度对精度的影响, 有利于提高鉴相精度和捕获速度, 但是它需要除法运算, 提高了其实现的困难度; Costas 环鉴相器因为将除法运算变为了乘法运算, 使其线性鉴相范围减小了一半, 但因为它可以提取功率谱中不含有显著载波分量信号中的载波, 因此广泛应用于数字通信中 BPSK、MQAM 等抑制载波的调制方式中进行载波的提取^[24]。

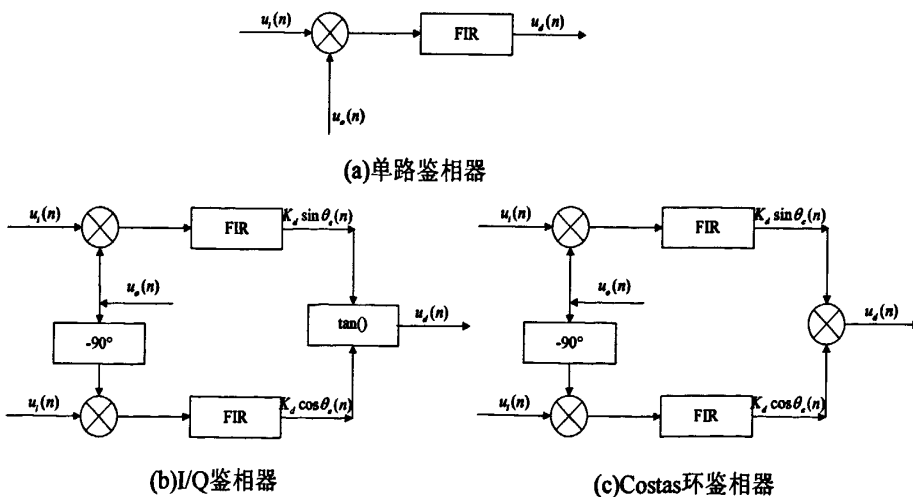


图 3-3 基于乃奎斯特采样定律的鉴相器

令 $u_i(t) = U_i \sin(\omega_0 t + \theta_i(t))$, $u_o(t_n) = U_o \cos(\omega_0 t_n + \theta_o(t_n))$, 则 $u_i(t)$ 经 A/D 采样和 $u_o(t_n)$ 相乘鉴相, 上述三个鉴相器的输出分别为:

单路鉴相器:

$$u_d(n) = \frac{1}{2} K_d U_i U_o \sin \theta_e(n) \quad (3.25)$$

I/Q 鉴相器:

$$u_d(n) = K_d \tan \theta_e(n) \quad (3.26)$$

Costas 环鉴相器:

$$u_d(n) = \frac{1}{8} K_d U_i^2 U_o^2 \sin 2\theta_e(n) \quad (3.27)$$

如果它们的 $\theta_e(n)$ 都在线性范围内, 可以将上述三式统一为:

$$u_d(n) = K_d \theta_e(n) \quad (3.28)$$

将式 3.28、3.24 和 3.13 代入图 3-1 中就可以得到如图 3-4 所示的数字锁相环线性相位模型。由图 3-4 易得环路的 z 域传递函数为:

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{\theta_o(z)}{\theta_i(z)} = \frac{K_d F(z) G(z)}{1 + K_d F(z) G(z)} \\ &= \frac{K'_0 K_d (C_1 + C_2) z - K'_0 K_d C_1}{z^2 + [K'_0 K_d (C_1 + C_2) - 2] z + 1 - K'_0 K_d C_1} \end{aligned} \quad (3.29)$$

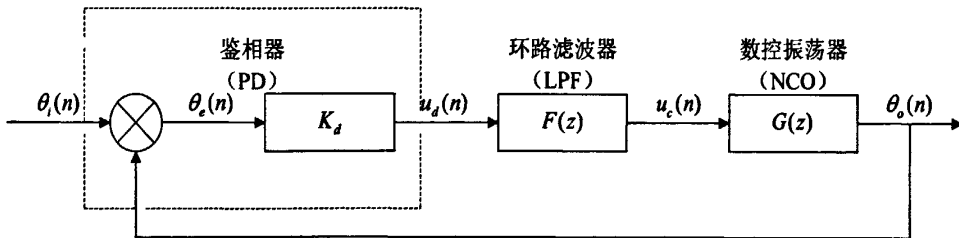


图 3-4 数字锁相环线性相位模型

3.1.4 环路设计

在这里环路的设计就是根据硅微机械陀螺仪的闭环驱动特性确定对锁相环的动态特性需求及锁相环的性能指标参数, 设计满足要求的锁相环参数。下面先对锁相环的性能指标参数^{[23][24]}做一个简单介绍。

3.1.4.1 锁相环的关键参数

- 锁定范围 $\Delta\omega_L$: 也称快捕范围, 在这个范围内, 相位差的变化可以在输入频率与输出频率之间的一个单拍音内完成锁定。
- 锁定时间 T_L : 也称快捕时间, 是频差在锁定范围内, 环路快捕入锁所需的时间。
- 捕捉范围 $\Delta\omega_p$: 也称捕获范围, 在这个范围内, 锁相环总能回到锁定状态, 但过程会很慢。

- 捕捉时间 T_p ：也称捕获时间，是频差在捕捉范围内，环路快捕入锁所需的时间。
- 同步范围 $\Delta\omega_H$ ：是锁相环在锁定条件下能够静态地保持相位跟踪的频率范围。
- 拉出范围 $\Delta\omega_{PO}$ ：也称为最大频率阶跃量，是锁相环稳定工作的动态范围。

3.1.4.2 NCO 设计

根据测试经验，硅微机械陀螺仪驱动模态谐振频率的精度一般为 0.1Hz 左右，同时考虑量化误差的原因，本论文设计 NCO 的输出频率分辨率 $\Delta f \leq 0.001\text{Hz}$ 。根据 3.17 式可知在参考时钟频率 f_s 确定的情况下，输出频率的分辨率由相位累加器的字长 N 决定，在 $f_s = 150\text{kHz}$ 时，可得：

$$N \geq \log_2 \frac{f_s}{\Delta f} \approx 28 \quad (3.30)$$

因此可以选择 $N=28$ 。又因为微机械陀螺仪驱动模态谐振频率一般在 3k 左右，所以根据 3.18 式，可得频率控制字的初始值 $M_0 \approx 5368709$ ，如果选择 $M_0 = 5370000$ ，由式 3.16 可得中心频率 $f_0 = 3000.7213\text{Hz}$ 。图 3-5 为根据上述参数设计的 NCO 在 FPGA 中实现时，在 Quartus II 开发软件中的仿真图，由图可知设计的 NCO 满足上述要求。

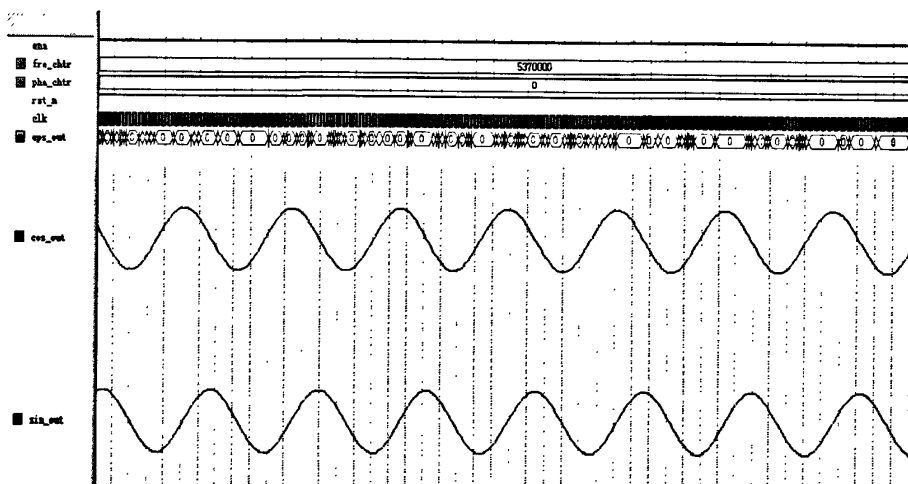


图 3-5 NCO 在 Quartus II 开发软件中的仿真图

3.1.4.3 数字环路滤波器设计

由数字控制系统的模拟化设计知识可知，为了设计数字环路滤波器，需要先设计相应的模拟理想二阶环的参数。根据模拟理想二阶环的基本理论可知，其以下各项关键参数分别为： $\Delta\omega_L \approx 2\xi\omega_n$, $T_L \approx \frac{2\pi}{\omega_n}$, $\Delta\omega_p \approx \infty$, $T_p \approx \frac{\pi^2}{16} \frac{\Delta\omega_0^2}{\xi\omega_n^3}$, $\Delta\omega_H \approx \infty$, $\Delta\omega_{po} \approx 1.8\omega_n(\xi+1)$ 及环路

等效噪声带宽 $B_L \approx \frac{\omega_n}{8\xi}(1+4\xi^2)$ 。有以上各表达式可知，锁相环的各个性能对 ω_n 和 ξ 的要求存在矛盾和统一的关系。增大 ω_n 和 ξ ，可以增大捕获范围，减小捕获时间，加强对 NCO 噪声的滤除，减小稳态相关，增大同步范围，增大同步扫描速率；减小 ω_n 和 ξ ，

可以加强对输入噪声的滤除, 提高跟踪精度, 延长平均跳周时间, 因此参数的设计是一个合理的范围内实现锁相环性能的优化^{[27][28]}。

首先, 确定阻尼系数 ξ 。根据环路对噪声的抑制性能, 选择 $\xi = 0.5$ 时等效噪声带宽 B_L 最小, 但是从时域响应分析中可知, 为了得到好的跟踪性能, 最佳的 ξ 为 0.707, 此时 $B_L = 0.53\omega_n$, 与 B_L 的最小值 $0.5\omega_n$ 相差很小, 因此实际中通常取 $\xi = 0.707$ 来设计环路参数。

然后, 确定自然谐振频率 ω_n 。假设输入信号的最大频偏为 $\Delta\omega_{\max}$, 为了提高环路的捕获性能, 应该确保最大频偏落在快捕范围内, 即 $\Delta\omega_{\max} \leq 2\xi\omega_n$ 。理想二阶环的闭环幅频响应为:

$$|H(jx)| = \sqrt{\frac{1 + 4\xi^2 x^2}{(1 - x^2)^2 + 4\xi^2 x^2}} \quad (3.31)$$

其中 $x = \omega / \omega_n$, 其对输入相位来说, 就是一个低通滤波器。当 $\xi = 0.707$ 时, 可求得其截止频率 $\omega_c = 2.06\omega_n$ 。理想的环路滤波器应只允许被跟踪的载波分量通过, 而将其他调制信号全部滤除, 所以要使 $\omega_c \leq \omega_{i_{\min}}$ ($\omega_{i_{\min}}$ 为调制信号的最小频率)。

根据以上分析可知 $0.707\Delta\omega_{\max} \leq \omega_n \leq 0.485\omega_{i_{\min}}$ 。当输入信号的信噪比较大时, ω_n 应取得接近上限以获得较快的捕获速度; 当输入信号信噪比较小时, 应首先考虑跟踪精度而将 ω_n 取得接近下限。采用软件方法实现时, 可以利用软件的灵活性, 在锁相环的不同阶段设计不同的参数以实现性能的优化。硅微机械陀螺仪驱动模式谐振频率在 2k-5k 之间, 为了确保频偏在快捕范围内, 可以把锁相环的中心频率设为陀螺仪驱动模式的谐振频率或与其十分接近的频率使其快速起振, 而驱动模式的谐振频率在全温范围只有十几赫兹的变化, 因此 $\omega_n \geq 89 \text{ rad/s}$ 就可以确保陀螺仪快速锁定。陀螺仪驱动模式的调制信号主要是载波信号, 载波信号的频率一般等于或稍小于 1MHz, 且调制的是驱动信号的幅度, 假设其调制驱动信号的相位, $\omega_n \leq 3.05 \times 10^6 \text{ rad/s}$ 也可消除载波对驱动信号相位的影响。因此, 由以上分析可知 ω_n 在 $[89, 3.05 \times 10^6] \text{ rad/s}$ 范围内就可以满足设计需求。

为了确定 C_1, C_2 对式 3.10 进行双线性变换得数字环路滤波器得 z 域传递函数如下:

$$H(z) = \frac{(4\xi T_s \omega_n + T_s^2 \omega_n^2)z^2 + 2T_s^2 \omega_n^2 z + (T_s^2 \omega_n^2 - 4\xi T_s \omega_n)}{(4 + 4\xi T_s \omega_n + T_s^2 \omega_n^2)z^2 + (2T_s^2 \omega_n^2 - 8)z + (4 + 4\xi T_s \omega_n + T_s^2 \omega_n^2)} \quad (3.32)$$

对比式 3.32 与式 3.29, 并令两式分母相等, 即得

$$C_1 = \frac{8\xi T_s \omega_n}{K'_0 K_d (4 + 4\xi T_s \omega_n + T_s^2 \omega_n^2)} \quad (3.33)$$

$$C_2 = \frac{4T_s^2 \omega_n^2}{K'_0 K_d (4 + 4\xi T_s \omega_n + T_s^2 \omega_n^2)} \quad (3.34)$$

根据 z 域传递函数稳定的充要条件可知, 使式 3.29 稳定的充要条件是其分母多项式的根

$$z_{1,2} = \frac{2 - K'_0 K_d (C_1 + C_2) \pm \sqrt{[K'_0 K_d (C_1 + C_2) - 2]^2 - 4(1 - K'_0 K_d C_2)}}{2} \quad (3.35)$$

在右半单位圆内。分析式 3.35 在不同 $K'_0 K_d, C_1, C_2$ 取值时, 根的分布情况比较困难, 但是根据闭环传函在 $K'_0 K_d \rightarrow 0_+$ 时, $H(z)$ 也应保持因果、稳定、低通的性质, 可以

得到 K'_0K_d , C_1 及 C_2 的取值范围为^[29]:

$$0 < C_1 < 1, 0 < C_2 < 1 \quad (3.36)$$

$$0 < K'_0K_d < 2 \text{ 且 } 0 < K'_0K_d < 1/C_1 \quad (3.37)$$

同时为了使环路对于输入相位阶跃和频率阶跃信号都可以无静差地跟踪, 环路参数还必须满足

$$2C_1 + C_2 < 4/K'_0K_d \quad (3.38)$$

此外, 虽然模拟理想二阶环路的捕获范围与环路参数无关, 主要受压控振荡器的频率变化范围限制^[23]。而上述数字环路的捕获范围不仅取决于环路参数还与采样频率密切相关, 参数设计合适时, 最大捕获范围约为采样频率的一半^[24]。

3.1.5 环路性能仿真

3.1.5.1 环路频率响应

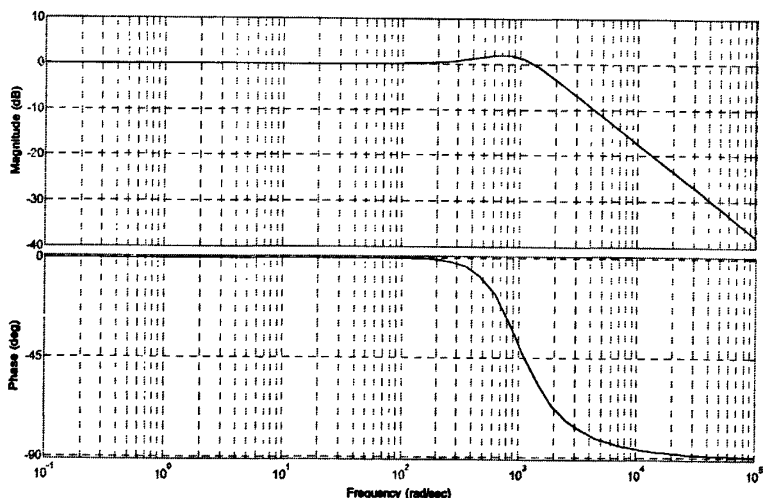


图 3-6 设计数字环路的频率响应曲线

不失一般性, 在锁相环参考输入信号频率为 3kHz, ξ 取 0.707 的情况下, ω_n 可以取 $2\pi \times 150 \text{ rad/s}$, 再根据式 3.36 与 3.37, 可以取 $K'_0K_d = 1$ 。将 ξ 、 ω_n 和 K'_0K_d 的值分别代入式 3.33 和 3.34 可以得 $C_1 = 8.845 \times 10^{-3}$, $C_2 = 0.0393 \times 10^{-3}$ 。将上述设计参数代入式 3.29 得到所设计的数字环路 z 域传递函数为:

$$H(z) = \frac{0.0088843z - 0.008845}{z^2 - 1.9911157z + 0.991155} \quad (3.39)$$

将 $z = e^{j2\pi f}$ 代入式 3.39, 即得数字环路的频率响应为:

$$H(e^{j2\pi f}) = \frac{0.0088843e^{-j2\pi f} - 0.008845e^{-2j2\pi f}}{1 - 1.9911157e^{-j2\pi f} + 0.991155e^{-2j2\pi f}} \quad (3.40)$$

图 3-6 是 $H(e^{j2\pi f})$ 的频率响应曲线。如图所示-3db 截止频率点在 300Hz 附近约为 $2f_n$, 与设计的模拟环路带宽值相近。

3.1.5.2 环路在典型输入信号下的暂态响应

系统的瞬态响应过程既取决于系统本身的结构和参数,又与其输入信号的形式和大小有关,为了便于对系统的分析和设计,就需要假定一些典型的输入信号作为系统的测试信号。控制系统的动态性能是通过这些典型输入信号作用下系统的瞬态响应过程来评价的^[30]。在环路锁定的条件下,当输入信号相位发生变化时,环路的跟踪将出现一个暂态过程,最后才进入稳定状态。严格讲锁相环虽然是一个非线性系统,但是如果在整个响应过程中,环路的相位误差始终比较小,没有超过鉴相器的线性范围,就可将二阶环路看作一个二阶线性系统,用线性系统的分析方法分析环路。图 3-7 是设计的数字环路在相位阶跃和频率阶跃信号下的响应曲线。其中图(a)为相位归一化后的曲线,由曲线可知其超调量 $M_p < 25\%$ 与相应模拟环路 ξ 取 0.707 时值近似,其上升时间 t_r 为 1.2ms,峰值时间 t_p 为 2.4ms,调整时间 t_s 小于 6.0ms。图(b)为环路 300Hz 的频率阶跃信号的响应曲线,由曲线可知环路在 4.5ms 后可以无静差的跟踪频率阶跃信号。

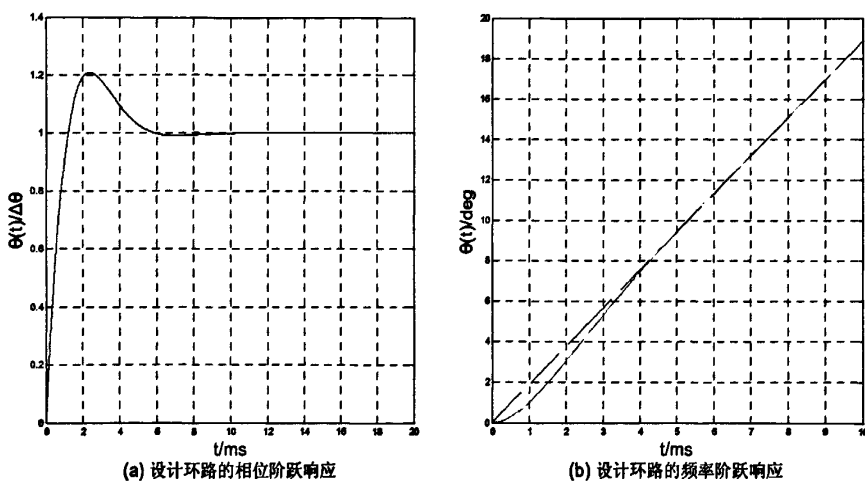


图 3-7 设计数字环路的相位阶跃和频率阶跃响应曲线

3.1.5.3 环路在单频频率阶跃信号下的捕获性能

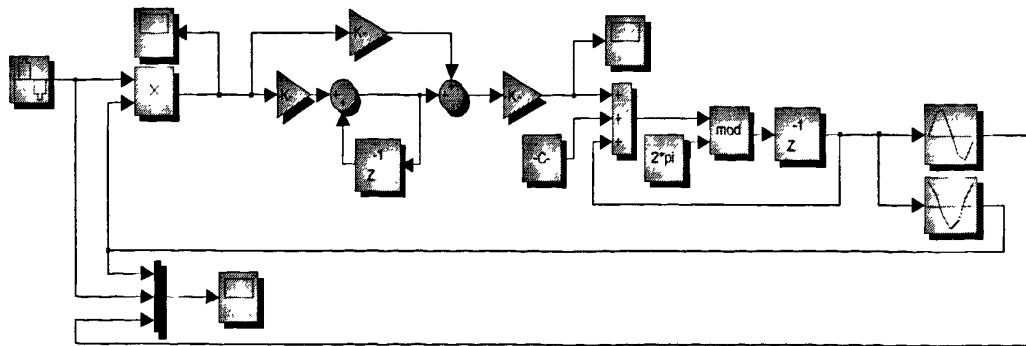


图 3-8 数字环路在 Matlab 中的仿真框图

为了验证所设计环路的捕获速度和稳态精度,选取环路的中心频率 f_0 为 3kHz,输入信号的频率偏差为 300Hz,在 Matlab 组建 Simulink 中进行仿真,仿真的原理框图如图 3-8 所示,不同环路滤波器参数下的仿真结果如图 3-9 和图 3-10 所示。图 3-9 是数字环路在 $C_1=8.845\times 10^{-3}$, $C_2=0.0393\times 10^{-3}$ 时的仿真曲线,而图 3-10 是在 $\frac{1}{4}C_1,\frac{1}{4}C_2$ 时的仿真曲线。两幅图中的图(a),图(b)是输入信号为 2.7kHz 时数字环路的捕获过程,而图(c),图(d)是输入信号为 3.3kHz 时数字环路的捕获过程。

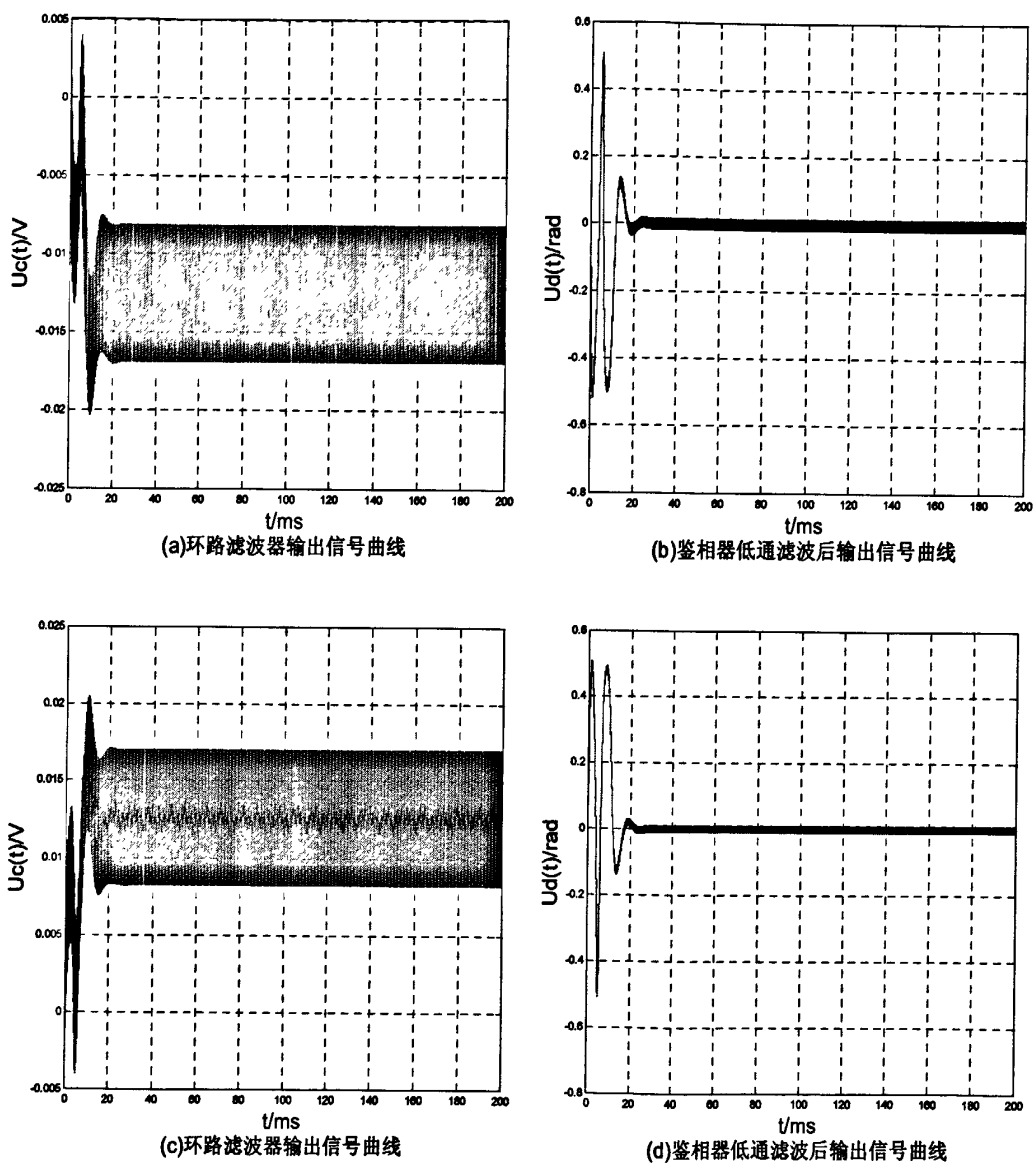


图 3-9 数字环路在 $f_0=3\text{kHz}$, $\Delta f=300\text{Hz}$, C_1,C_2 情况下仿真图

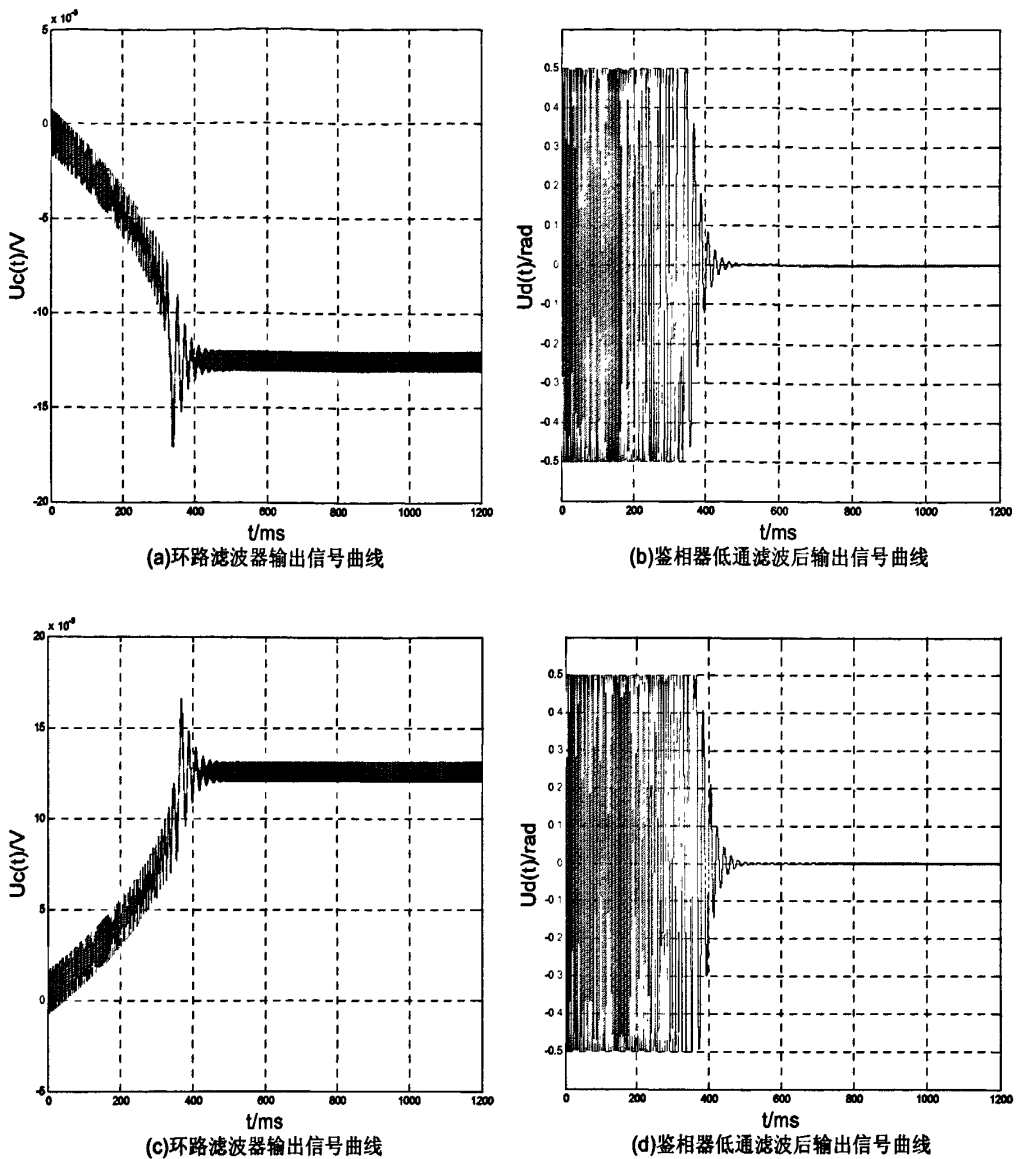


图 3-10 数字环路在 $f_0 = 3\text{kHz}$, $\Delta f = 300\text{Hz}$, $C_1/4, C_2/4$ 情况下仿真图

由图 3-9 可知数字环路在 $C_1 = 8.845 \times 10^{-3}$, $C_2 = 0.0393 \times 10^{-3}$, 频率偏差为 300Hz 情况下, 只需两个周期就可以入锁, 这与模拟环路快捕范围 $\Delta\omega_e$ 约为 $2\xi\omega_n$ 十分相近, 但是从图中还可以看出, 此时, NCO 的频率控制输入波动较大。而图 3-10 中 NCO 的频率控制输入波动比图 3-9 中的小的多, 但是捕获时间同时也增长了。通过以上仿真可以知道, C_1, C_2 同时减小为 $\frac{1}{2}C_1, \frac{1}{2}C_2$ 或 $\frac{1}{4}C_1, \frac{1}{4}C_2$ 时, 捕获范围 $\Delta\omega_p$ 也近似减小为原来的 $\frac{1}{2}$ 或 $\frac{1}{4}$ 。但当 C_1, C_2 同时增大时, $\Delta\omega_p$ 最大只能达到采样频率的一半, 当 C_1, C_2 再增大, $\Delta\omega_p$ 将不再变化, 只是捕获时间 T_p 会短一些。产生上述现象的原因是: 在采样频率不变的条件下, C_1, C_2 同时减小, 就相当于模拟二阶环路中增加了 τ_1 , 减小了 ω_n , 因此 $\Delta\omega_p$ 会减小, T_p 会增大; 反之, C_1, C_2 同时增大时, 则相当于减小了 τ_1 , 增大了 ω_n , 因此 $\Delta\omega_p$ 会增大, T_p 会减小, 但因采样频率的限制 $\Delta\omega_p$ 增大到一定程度就不能再增大了。此外, 在其它参数不变的情况下, 还可以通过改变 $K_0'K_d$ 的值来改变捕获速度和精度的要求, 图 3-11 是不

同 K'_0K_d 下的仿真曲线, 其中图(a), (b)是 $K'_0K_d = 1$ 时的仿真波形, 图(c), (d)是 $K'_0K_d = 1/4$ 时的仿真波形。由以上分析可知, 设计环路参数 C_1, C_2 时, 在满足 $\Delta\omega_p$ 要求的基础上应该尽量减小 C_1, C_2 的值, 以便减小 ω_n , 从而增加环路抑制输入噪声的能力。如果二者不能同时满足时, 一方面可以增加环路的阶次, 另一方面可以采用辅助捕获技术, 如设计多组 C_1, C_2 的值, 采用动态参数调节的方法, 即当环路处于锁相稳定状态时, C_1, C_2 相对较小, 环路抗干扰性能强, 跟踪过程较稳定; 当环路处于锁相尚未稳定的状态时, C_1, C_2 的取值相对较大, 锁相跟踪速度快, 可快速收敛到新的稳定状态, 从而同时满足锁相速度和稳定精度的要求。

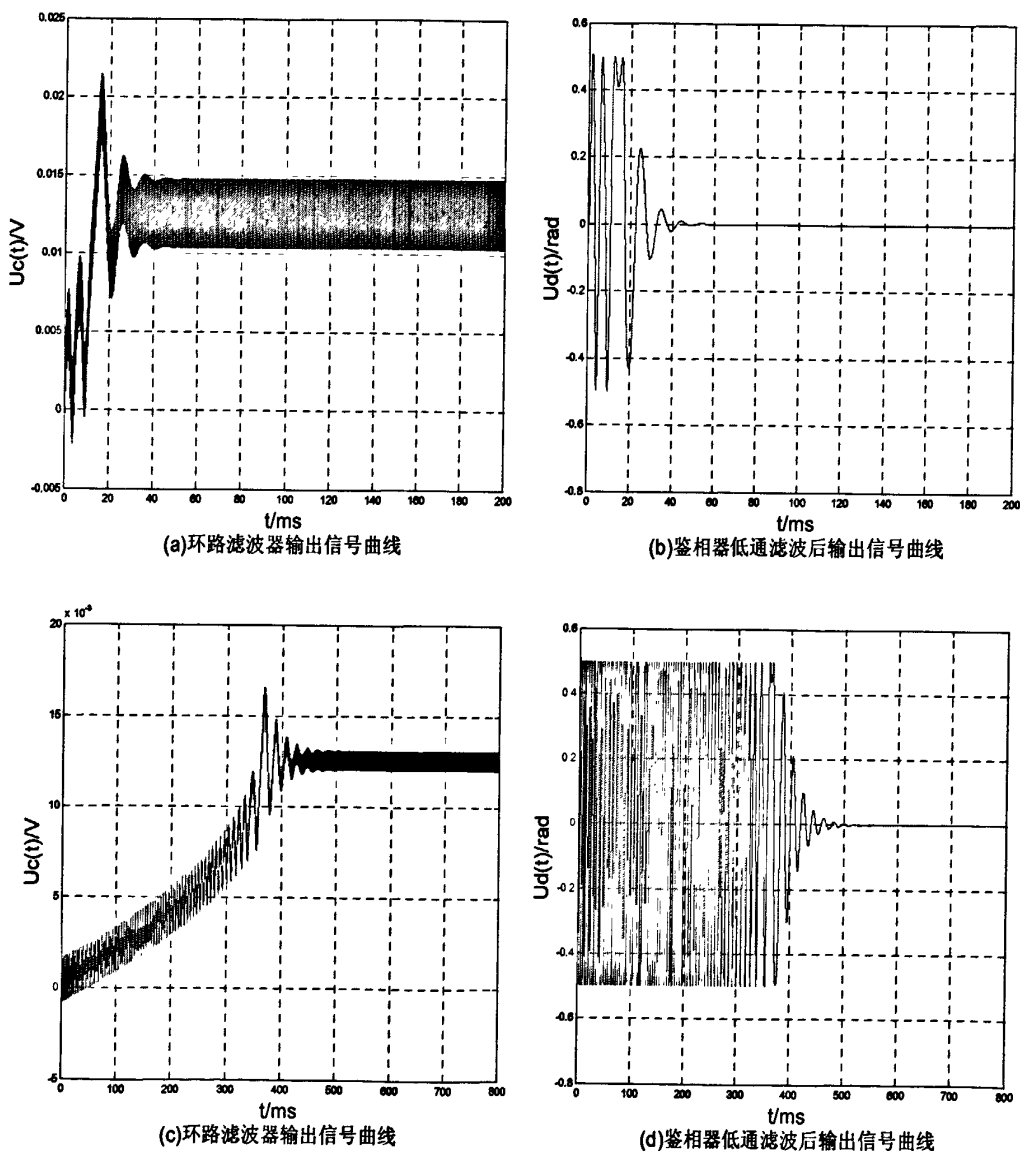


图 3-11 数字环路在不同 K'_0K_d 值下的仿真波形

以上分析都是基于数字控制系统的模拟化设计方法, 更确切的说是双线性变换设计法, 由于这种模拟化设计方法本身的特点, 用此方法设计出的数字系统与实际要求的系统不可避免的会存在一定的偏差^[31], 因此为了得到最优的性能, 在实际调试电路时, 应

该根据实际情况与上面仿真得出的结论对 C_1, C_2 参数进行进一步的调整。另外，上面的仿真结果都是基于浮点数运算，而本论文需要用定点数运算来实现上述浮点数运算实现的功能，因此为了进一步验证环路在定点数运算条件下的可实现性；同时，也为了简化调试、缩短调试时间，本论文在 Quartus II 开发软件的 DSPbuilder 控件中，对数字环路进行了仿真，其仿真原理框图及仿真结果分别如图 3-12 和图 3-13 所示。

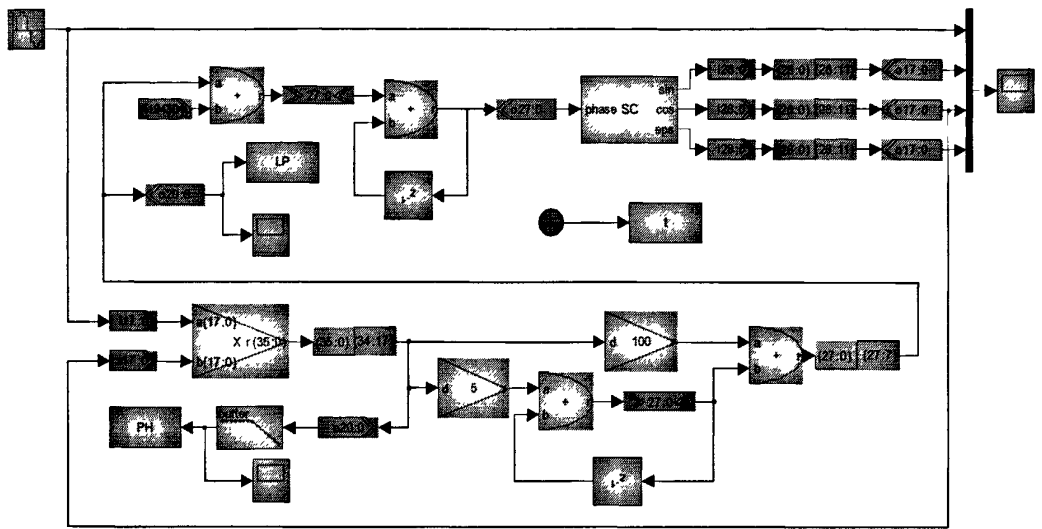


图 3-12 数字环路在 DSPbuilder 中的仿真框图

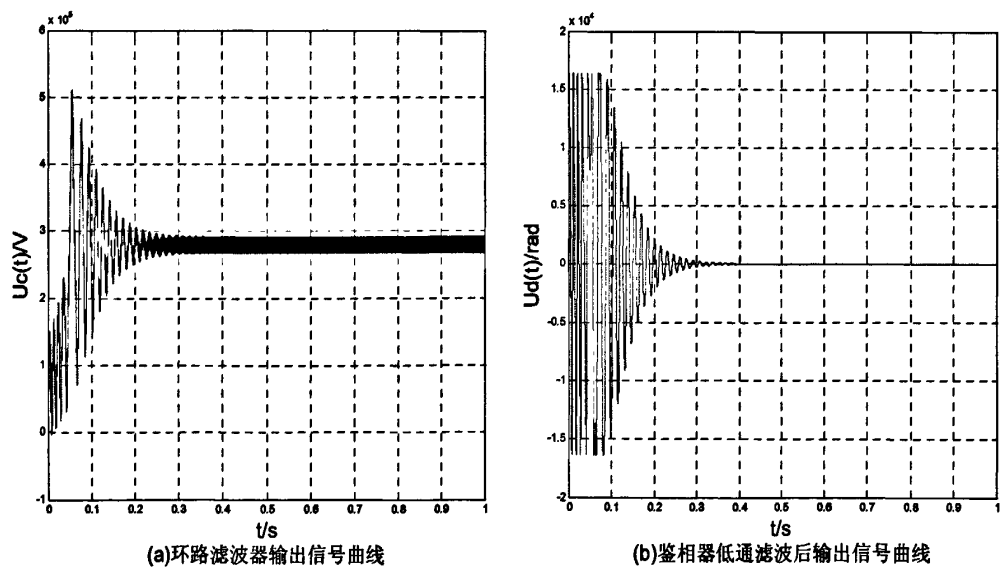


图 3-13 数字环路在 DSPbuilder 中的仿真波形

3.2 驱动回路幅度闭环技术

硅微机械陀螺仪的驱动模态本质上属于一个正反馈闭环振荡系统，其工作原理与正

弦波振荡器类似。与一般系统不同，闭环振荡系统稳定的一个点而非一个范围，但是对于实际系统来说，稳定保持在一个点上是不可能的，因此必须通过闭环控制来实现^[16]。更重要的是，由硅微机械陀螺仪工作原理公式 2.17 可知，其驱动模态运动位移幅度的稳定性直接决定着角速度测量的稳定性，因此为了达到稳定测量角速度提高陀螺仪的性能的目的，就必须对振动幅度进行闭环控制，使其不随环境的变化而变化。

3.2.1 驱动模态幅度闭环原理

硅微机械陀螺仪的幅度闭环控制原理可以用图 3-14 表示，检波器提取出陀螺仪驱动模态振动位移的幅度信息后，经低通滤波滤除其中交流分量得到直流分量，然后直流分量在比较器中与参考值比较，从而产生对可控增益放大器的控制电压信号。可控增益放大器根据控制电压信号调整陀螺仪驱动交流信号的增益，最终使陀螺仪驱动模态振动位移的幅度稳定在参考值上，此时可控增益放大器对驱动交流信号的增益 G_0 可由闭环振荡系统稳定时的幅值条件得到，即

$$G_0 = \frac{1}{4n\varepsilon \frac{h}{d_0} V_{dc} K' |H(\omega_d)|} \quad (3.41)$$

其中 $|H(\omega_d)|$ 是陀螺仪在谐振频率时的增益。

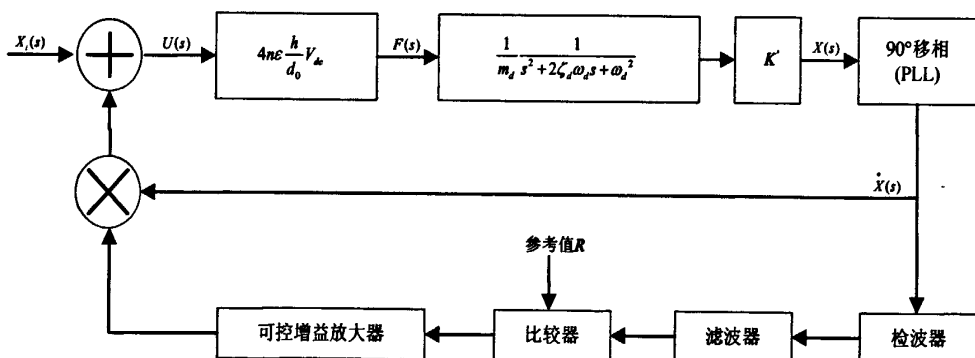


图 3-14 陀螺仪幅度闭环控制原理框图

当振动位移的幅度小于参考值时，比较器输出正的电压控制信号，可控增益放大器增益将增大，此时， $G > G_0$ 从而使振动位移的幅度增大；反之，当振动位移的幅度大于参考值时，比较器输出负的电压控制信号，可控增益放大器增益将减小，此时， $G < G_0$ 从而使振动位移的幅度减小，最终使振动位移的幅值等于参考值，达到动态平衡。

根据硅微机械陀螺仪工作原理中式 2.16 可知陀螺仪的驱动信号频率为其驱动模态谐振频率 ω_d 时，驱动位移信号 $x(t)$ 将滞后于输入交流驱动电压信号 $u(t)$ 90° ，因此驱动速度信号 $\dot{x}(t)$ 与 $u(t)$ 同相，上述框图可用下面微分方程表示^[5]：

$$\ddot{x}(t) + 2\omega_d(\zeta_d - \frac{G}{2G_0\omega_d})\dot{x}(t) + \omega_d^2 x(t) = 0 \quad (3.42)$$

当假定 G 是定值时，上式即为一个零输入二阶线性系统，其系统阻尼比为：

$$\zeta = \zeta_d - \frac{G}{2G_0\omega_d} \quad (3.43)$$

由二阶系统的知识可知：当 $0 < \zeta < 1$ 时，系统处于欠阻尼状态， $x(t)$ 的运动是一个幅值按指数规律衰减的阻尼正弦振荡；当 $-1 < \zeta < 0$ 时，系统处于负阻尼状态， $x(t)$ 的运动是一个幅值按指数规律增大的发散正弦振荡系统；当 $\zeta = 0$ 时，系统处于零阻尼状态， $x(t)$ 运动为等幅振荡。而 ζ 是由自动增益控制系统 (AGC) 输出 G 控制的，因此驱动模态幅度闭环的实质就是通过驱动模态振动幅值信息，控制闭环系统的阻尼比 ζ 从而控制驱动模态振动状态，最终使系统的阻尼比稳定到零值。因此，AGC 在驱动模态幅度闭环系统中起到阻尼调节器的作用^[5]。

3.2.2 数字 AGC (DAGC) 的基本原理

AGC 是一个动态范围压缩装置，是各种接收机的重要辅助系统，其主要作用就是使接收机的增益随输入信号的强弱变化而变化，以保证接收机输出信号幅度保持不变或只有很小的变化。一般来说，凡是在要求保持名义输出为常数而不管输入的变化如何的场合，都可以使用类似 AGC 的装置^[32]。陀螺仪驱动模态幅度闭环要求其输出驱动位移信号幅度稳定，因此可以采用高精度 AGC 控制。

早期的接收机中采用模拟 AGC 电路，精度不高、调试复杂，现在随着数字技术的发展，也为了增强系统的灵活性，模拟 AGC 电路正在逐渐被 DAGC 所取代^[33]。DAGC 的结构与模拟 AGC 类似，包括检波器、滤波器和可控增益放大器三个部分，只是没有模拟 AGC 中的交流放大部分。其中数字检波器根据输入信号的形式不同而有多种实现算法，因为陀螺仪驱动信号为单路信号，所以常见的检波方法有全/半波整流、平方包络算法等。如果输入为解析信号还有正交包络算法及各种幅度估计算法等。数字滤波器实现方法主要有 FIR 滤波器和 IIR 滤波器。可控增益放大器主要以 PID 方式及其各种改进方式实现。

DAGC 作为将能量变化的信号转化为恒定能量的信号的动态范围压缩装置，其实现方法主要有前馈式、反馈式及混合式三种。性能指标主要有动态范围、时间常数和控制精度等^[32]。因为混合式在实际中很少使用，而前馈式较反馈式收敛速度快，因此陀螺仪幅度闭环控制采用前馈式 DAGC。前馈式 DAGC 的实现框图如图 3-15 所示。

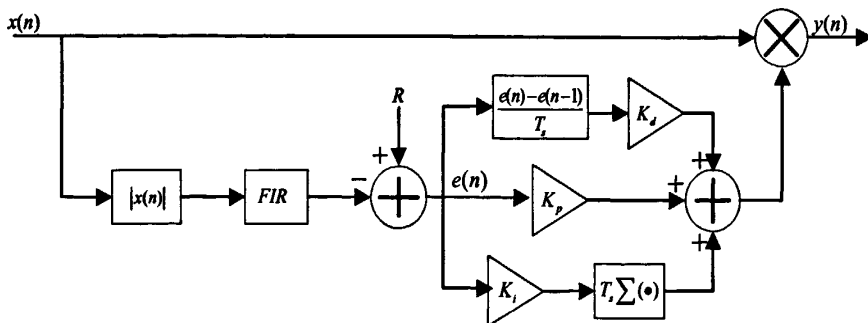


图 3-15 前馈式 DAGC 的实现框图

3.2.3 DAGC 设计

3.2.3.1 数字检波分析

(1) 绝对值检波^[34]

在数字系统中对陀螺仪位移信号做绝对值运算相当于先对位移信号在连续时间域做全波整流, 然后再采样, 这样信号中不仅包含了需要的信号, 还同时包含了高频成分。下面是对这个过程的分析。

不失一般性设检测到的陀螺仪位移信号为:

$$x(t) = f(t) \sin[\omega_0 t + \theta(t)] + n(t) \quad (3.44)$$

检波的目的就是得到包络信号 $f(t)$, 为了便于分析信号的频谱变化, 假设 $f(t) = 1 + \sin \omega_i t$ ($\omega_i \ll \omega_0$), $\theta(t) = 0$, $n(t) = 0$, 则上式变为:

$$x(t) = (1 + \sin \omega_i t) \sin(\omega_0 t) \quad (3.45)$$

设 $g(t) = |\sin(\omega_0 t)|$, 则 $|x(t)| = f(t)g(t)$, $f(t)$ 与 $g(t)$ 的傅立叶变换分别为:

$$F(\omega) = 2\pi\delta(\omega) + j\pi[\delta(\omega + \omega_i) - \delta(\omega - \omega_i)] \quad (3.46)$$

$$G(\omega) = 2\pi \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F_n \delta(\omega - 2n\omega_0) \quad (3.47)$$

$$\text{式中: } F_n = \frac{2}{\pi} \frac{1}{1 - 4n^2}$$

根据傅立叶变换的性质可知 $|x(t)|$ 的傅立叶变换为:

$$\begin{aligned} X(\omega) &= \frac{1}{2\pi} F(\omega) * G(\omega) \\ &= 2\pi \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F_n \left\{ \delta(\omega - 2n\omega_0) + \frac{j}{2} [\delta(\omega - \omega_i - 2n\omega_0) + \delta(\omega + \omega_i - 2n\omega_0)] \right\} \end{aligned} \quad (3.48)$$

不考虑幅值量化时, 以采样率 f_s 对 $|x(t)|$ 进行采样可以表示为:

$$x_s(t) = |x(t)| \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_s) \quad (3.49)$$

对 $x_s(t)$ 做傅立叶变换得到:

$$X_s(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} X(\omega - m\omega_s) \quad (3.50)$$

上式中在 $0 \sim \omega_s/2$ 范围内存在频谱的位置有:

$$2n\omega_0 \left(n \leq \frac{\omega_s}{4\omega_0} \right) \text{ 和 } 2n\omega_0 + \omega_s \left(-\frac{\omega_s}{2\omega_0} \leq n \leq \frac{\omega_s}{2\omega_0} \right).$$

(2)PLL 同步检波^{[35][36]}

PLL 同步检波就是用 NCO 输出的同相信号与参考输入驱动位移信号相乘，然后经低通滤波得到驱动位移信号的幅值，此方法类似于平方包络检波，但是因为 NCO 输出的同相信号幅值恒定，因此与平方包络相比得到的不是驱动位移幅值的平方信号，而是精确的幅值信号，所以此方法应该优于平方包络检波。现假设驱动位移信号为：

$$x(n) = f(n) \sin(\omega_0 n) \quad (3.51)$$

NCO 输出的同相信号为：

$$x_{\sin}(n) = 2 \sin(\omega_0 n) \quad (3.52)$$

$x(n)$ 与 $x_{\sin}(n)$ 相乘后得：

$$y(n) = 2x(n)x_{\sin}(n) = f(n)[1 - \cos(2\omega_0 n)] \quad (3.53)$$

经低通滤波后可得到精确的幅值信号 $f(n)$ 。

(3)正交相干检波^{[37][38]}

PLL 同步检波只用了 NCO 输出的同相信号，而正交相干检波同时还利用了 NCO 输出的正交信号，利用 NCO 输出的同相与正交信号与参考输入驱动位移信号分别相乘、滤波，然后再通过各种不同算法得到驱动位移信号的幅值与相位信息，其与 PLL 同步检波相比优点是不仅能得到参考输入信号的幅值信息，而且能得到其相位信息，并且在 PLL 输出与输入存在相位差时，也能精确的工作。其缺点就是结构复杂，需要的资源较多，对 NCO 两通道幅值的一致性与正交性要求较高。以下为了简单描述其实现原理，假设输入参考信号为：

$$x(n) = f(n) \sin(\omega_0 n + \theta(n)) \quad (3.54)$$

NCO 输出的信号为 $x_{\sin}(n)$ 与 $x_{\cos}(n)$ ，其中 $x_{\sin}(n)$ 与式 3.52 相同， $x_{\cos}(n)$ 为：

$$x_{\cos}(n) = 2 \cos(\omega_0 n) \quad (3.55)$$

式 3.52 与式 3.55 分别与式 3.54 相乘滤波后，得：

$$y_i(n) = f(n) \cos \theta(n) \quad (3.56)$$

$$y_q(n) = f(n) \sin \theta(n) \quad (3.57)$$

从而可得：

$$f(n) = \sqrt{y_i^2(n) + y_q^2(n)} \quad (3.58)$$

$$\theta(n) = \arctan \frac{y_q(n)}{y_i(n)} \quad (3.59)$$

(4)最小均方误差解调检波 (LMSD) ^[15]

LMSD 算法是以最小均方误差为目标，利用最速下降法的最小二乘(LMS)实现方式通过迭代得到最优的预测矩阵，而最优的预测矩阵就反映了输入信号的同相和正交分量

的幅值大小。对 LMSD 的详细分析将在第四章进行。

3.2.3.2 滤波器设计

除了 LMSD 算法对滤波器要求较低外, 对其余三种检波技术来说, 滤波器都是重要的一环, 其带宽直接决定噪声对整个系统的影响程度, 因此滤波器的设计与实现方式十分关键。数字滤波器有 IIR 和 FIR 两种, 其中 FIR 在线性相位、稳定性及易于实现高效结构方面都优于 IIR^[39], 所以本论文采用 FIR 滤波器。由于陀螺仪的谐振频率都比较低, 要得到比较好的滤波效果, 就要将带宽设计的很窄, 这样就势必要提高 FIR 的阶数, 而由于存在有限字长效应, 高阶滤波器在数字计算中容易导致算法发散, 并且需要消耗大量资源, 因此需要采用高效的 FIR 实现结构来解决上述问题。

(1) FIR 的分布式算法 (DA) 实现^[40]

FIR 一般的实现结构有串行与并行两种。串行结构所用资源比较少, 只用一些寄存器和一个乘法器就可以完成整个滤波功能, 但是其滤波速度由阶数决定, 阶数越高速度越慢。并行结构滤波速度快, 在一个时钟内就能完成滤波功能, 但是需要大量的乘法器和加法器资源。FIR 的分布式算法 (DA) 实现方法, 不用乘法器, 而只需移位与加减运算就可快速的实现滤波功能。其原理可用下式表示:

$$\begin{aligned}
 y(n) &= \sum_{n=0}^{LN-1} h(n)x(n) \\
 &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} h(Ll+n) \{-2^M x_M[Ll+n] + \sum_{m=0}^{M-1} x_m[Ll+n]2^m\} \\
 &= \sum_{l=0}^{L-1} \{-2^M \sum_{n=0}^{N-1} h(Ll+n)x_M[Ll+n] + \sum_{m=0}^{M-1} 2^m \sum_{n=0}^{N-1} h(Ll+n)x_m[Ll+n]\}
 \end{aligned} \quad (3.60)$$

式中: $x(n) = -2^M x_M[n] + \sum_{m=0}^{M-1} x_m[n]2^m$, $x_m[n] \in \{0, 1\}$ 为补码二进制数。DA 算法实现 FIR 的结构框图可用图 3-16 所示。

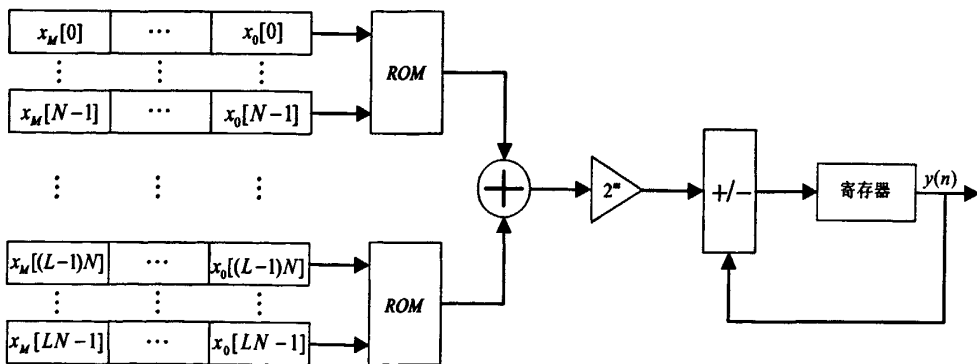


图 3-16 DA 算法实现 FIR 结构框图

(2) CIC 滤波器设计

CIC 滤波器是具有式 3.61 所示脉冲响应的特殊 FIR 滤波器, S 级 CIC 滤波器的传递函数如式 3.62 所示。

$$h(n) = \begin{cases} 1, 0 \leq n \leq R-1 \\ 0, \text{其它} \end{cases} \quad (3.61)$$

$$H(z) = \left(\frac{1-z^{-RD}}{1-z^{-1}} \right)^S \quad (3.62)$$

式中： D 是梳状部分的延迟数量， R 是抽取因子。从式 3.62 可以看出， $H(z)$ 有 RD 个零点和 S 个极点。 RD 个零点由 $1-z^{-RD}=0$ 得到，处于 $2\pi k/RD$ ($k=0 \sim RD-1$) 弧度处，起始于 $z=1$ ，每个不同的零点都重复出现 S 次。 S 个极点位于 $z=1$ 处，与其 S 个零点完美抵消，进而得到一个 S 阶位移平均滤波器。将 $z=e^{j\omega}$ 代入式 3.62，即为 S 级 CIC 滤波器的频率响应：

$$|H(e^{j\omega})| = \left| \frac{\sin(\omega RD/2)}{\sin(\omega/2)} \right|^S \quad (3.63)$$

从以上分析可知，如果系统输入为窄带信号，并且采样频率 f_s 满足条件 $f_s = 2kf_0$ ($k=2, 3 \dots$) 时，选取 $RD = f_s/2f_0$ 就可以达到很好的滤波效果，但是实际这一条件不一定满足，并且往往输入信号中还有噪声，因此实际用单级 CIC 滤波效果并不好。实际中常根据旁瓣抑制 α 来确定滤波器的级数 S 。根据式 3.64 的推导过程可知当 $f_s/2f_0$ 数值较大时， S 级 CIC 滤波器的 α 变化很小，可以在 $f_s/2f_0$ 值的临域内选值，但是当 $f_s/2f_0$ 数值较小时，应尽量选取靠近 $f_s/2f_0$ 的整数，以使各谐波频率靠近 CIC 滤波器陷波点的位置，从而达到好的滤波效果。

$$\alpha = S \cdot 20 \lg \frac{3\pi}{2} = 13.46S \quad (3.64)$$

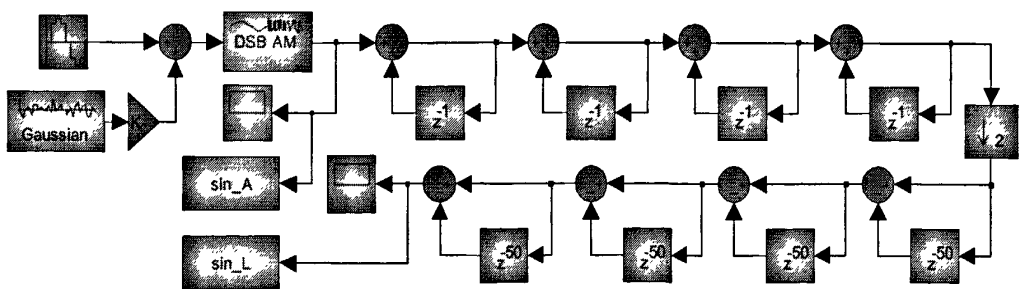


图 3-17 4 级 CIC 滤波器的实现结构图

图 3-17 是设计的 4 级 CIC 滤波器的实现结构图，其中选取 $f_s = 150\text{kHz}$ ， $R=2$ ， $D=50$ 。图 3-18 是其在输入正弦信号频率为 50Hz ，幅度调制频率为 1500Hz ，无噪声和有噪声（高斯噪声）情况下的仿真图。从仿真结果可以看出，在同样的条件下，有噪声时滤波效果会比无噪声时要差一些，在输入信号信噪比较低时尤为明显，产生这种现象的原因是 CIC 滤波器的通带带宽由 RD 确定，当 RD 较小时就会有部分噪声谱无法滤除所致。因此，在调试时要根据实际情况确定 RD 的值和滤波器的级数 S 。

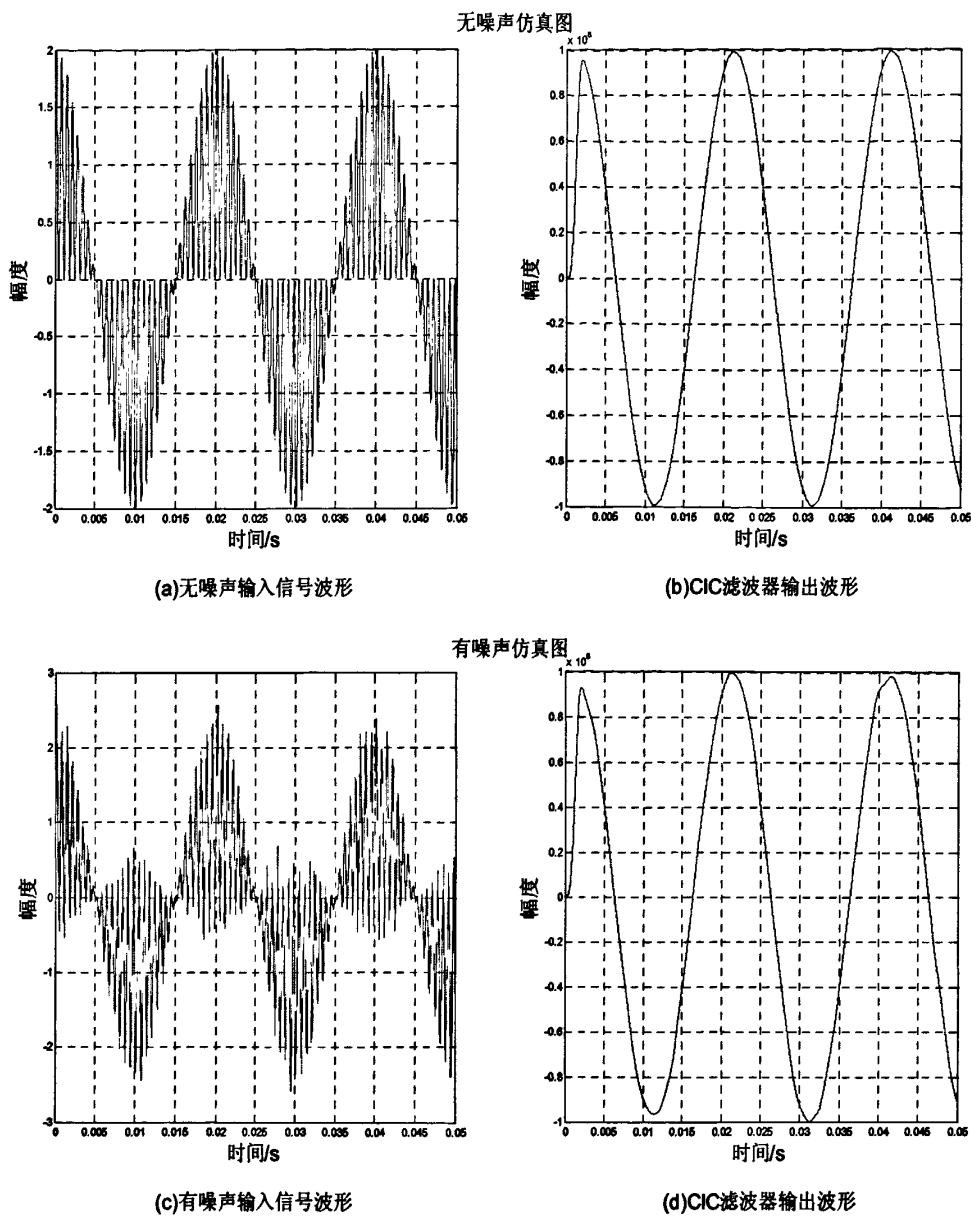


图 3-18 CIC 滤波器仿真波形图

3.2.3.3 数字 PI 控制器设计

PID 控制是由系统偏差的比例 (P)、积分 (I) 和微分 (D) 的线性组合构成的反馈控制规律, 具有使用灵活、参数调节方便、性能稳定等优点, 因而它在控制工程中被广泛应用。随着计算机等数字技术的迅猛发展和普及应用, 数字 PID 控制正在逐渐取代模拟 PID 控制。原因之一是由数字芯片实现的数字 PID 控制不仅可以将 PID 控制数字化, 而且可以进一步利用数字技术强大的逻辑判断功能, 开发出更多、更灵活的 PID 控制算法, 使 PID 控制的功能和适应性更强, 以满足工业控制中各种不同的控制要求。

PID 控制规律由比例、积分和微分 3 种基本控制规律构成, 其模拟形式可以用下式表示:

$$p(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (3.65)$$

为了对模拟的 PID 进行离散化,用下述数字形式的差分方程代替上式连续系统的微分方程:

$$\int e(t)dt = T_s \sum_{i=0}^k E(i) \quad (3.66)$$

$$\frac{de(t)}{dt} = \frac{E(k) - E(k-1)}{T_s} \quad (3.67)$$

将式 3.66 与式 3.67 代入式 3.65, 即得 PID 的位置式算法:

$$P(k) = K_p \{E(k) + \frac{T_s}{T_i} \sum_{i=0}^k E(i) + \frac{T_d}{T_s} [E(k) - E(k-1)]\} \quad (3.68)$$

如果按位置式算法实现,不仅每次计算输出值要做很多次的加法,而且要用大量的 RAM 来存取历次的偏差信号值^[41]。为了节省资源得到高效的算法,可以做以下推导得到 PID 的增量式算法。由式 3.68 可以得到 PID 控制器前一时刻的输出量为:

$$P(k-1) = K_p \{E(k-1) + \frac{T_s}{T_i} \sum_{i=0}^{k-1} E(i) + \frac{T_d}{T_s} [E(k-1) - E(k-2)]\} \quad (3.69)$$

式 3.68 减去式 3.69 得:

$$\Delta P(k) = (K_p + K_i + K_d)E(k) + (-K_p - 2K_d)E(k-1) + K_d E(k-2) \quad (3.70)$$

$$P(k) = \Delta P(k) + P(k-1) \quad (3.71)$$

增量式算法与位置式算法相比,还具有以下优点^[31]:

- (1) 控制器只输出增量,误动作造成的影响小;
- (2) 切换冲击小;
- (3) 增量只跟最近几次的偏差采样值有关,易获得较好的控制效果。

由于硅微机械陀螺仪驱动模式品质因数很高、阻尼很小,因此其输出的过渡时间很长可以看作是一个时间常数很大的缓变过程,微分控制器在这里作用也就不大了可以省去,所以只采用了 PI 控制器。而 PI 控制器可以看作是积分控制器与 PD 控制器的串联,因此其兼有两者的优点,不仅可以实现消除系统的稳态误差,而且可以增加系统的阻尼、改善系统的稳定性、加快系统响应。同时为了减小积分环节在启动、结束或大幅度增减设定值时的惯性,本文采用了下述积分分离算法。

积分分离算法的表达式为:

$$P(k) = K_p [E(k) + \alpha \frac{T_s}{T_i} \sum_{i=0}^k E(i)] \quad (3.72)$$

其中逻辑系数 α 为设定的偏差门限值,且

$$\alpha = \begin{cases} 1, & |E(k)| \leq E_0 \\ 0, & |E(k)| > E_0 \end{cases} \quad (3.73)$$

当 $|E(k)| > E_0$ 时, $\alpha = 0$ 式 3.72 变为比例控制器;当 $|E(k)| \leq E_0$ 时, $\alpha = 1$ 由式 3.70- 3.72

得：

$$P(k) = P(k-1) + (K_p + K_i)E(k) - K_pE(k-1)$$

(3.74)

3.2.4 DAGC 仿真

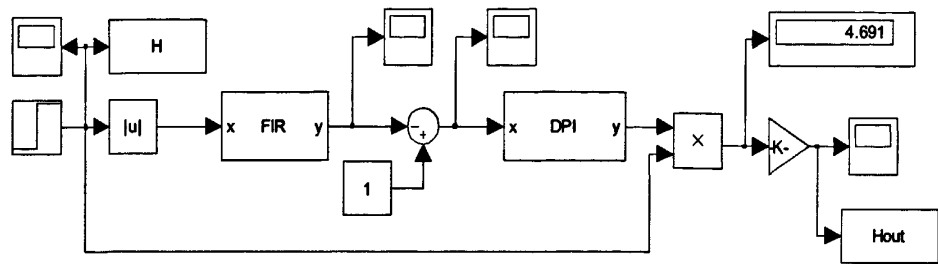


图 3-19 DAGC 的 Simulink 仿真框图

为了研究 DAGC 的“充电”或“放电”控制过程，本文在 Simulink 中以图 3-19 为原理框图进行了仿真，其仿真结果如图 3-20 所示。其中图(a)是输入的阶跃信号，图(b)为 DAGC 在 PI 控制器参数 $K_p=10$ ， $K_i=0.003$ 时的“充电”过程调整曲线，图(c)为 $K_p=10$ ， $K_i=0.03$ 时的“充电”过程调整曲线。从仿真结果可知超调量随 K_i 的增大而减小，过渡时间随 K_i 的增大而变短，DAGC 的增益随 K_i 的增大而增大，当 K_i 增大到一定值时势必会引起系统不稳定而产生振荡。同时系统的惯性会随 K_i 的增大而增大，这会使系统的振荡衰减时间变长。因此， K_i 的选取既不能太大又不能太小，要根据实际的陀螺仪及其驱动环路确定。

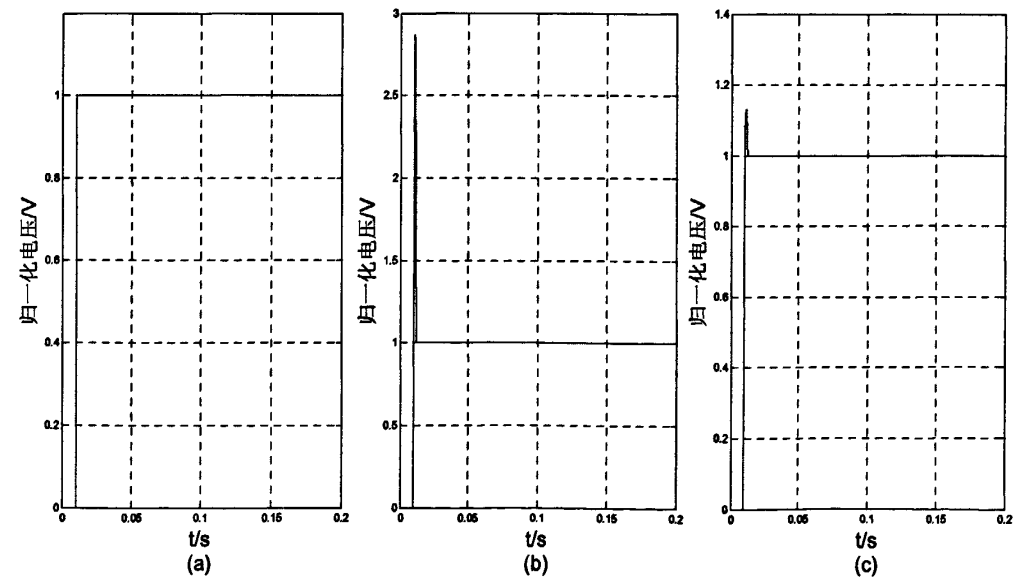


图 3-20 DAGC 在不同 K_i 下的阶跃调整曲线

3.3 本章小结

本章包括两部分：数字 PLL 部分和数字 AGC 部分。

(1)数字 PLL 部分首先分析了硅微机械陀螺仪基于锁相环的相位闭环原理，接着描述了锁相环的基本组成和基本原理，建立了数字锁相环的数学模型，然后根据陀螺仪驱动模态的特点，对数字 PLL 的压控振荡器和环路滤波器进行了详细的设计，最后在 Simulink 中对基于 CORDIC 算法的数字 PLL 环路进行了详细的仿真，针对环路滤波参数对数字环路锁相速度和稳定精度的影响存在矛盾的特点，提出了一种解决此矛盾的方法，并对此方法进行了仿真验证。

(2)数字 AGC 部分首先分析了驱动模态幅度闭环原理和前馈 AGC 的基本组成与工作原理，接着分析了绝对值检波、PLL 同步检波和正交相干检波的特点，在此基础上引入了两种高效的 FIR 滤波器结构，然后对 PI 控制的积分分离算法进行了分析，最后为了验证积分参数对驱动模态幅度的控制作用，对数字 AGC 模块进行了仿真。

第四章 硅微机械陀螺仪数字化开环检测技术与陀螺仪整体系统仿真

4.1 硅微机械陀螺仪开环检测技术

根据第二章对硅微机械陀螺仪工作原理的分析可知,硅微机械陀螺仪检测模态经过一次解调的输出信号仍然是个幅度调制信号,其幅度反映了陀螺仪载体旋转角速度大小。为了得到该幅度信息,就必须采用相应的解调算法,通常采用的解调方法是相敏解调。

4.1.1 相敏解调

相敏解调是将参考信号与输入信号相乘,然后经过低通滤波器滤除其中的二倍频信号得到反映输入信号幅值的直流分量。假设输入信号为:

$$x(n) = f(n)\sin(\omega_0 n + \theta) \quad (4.1)$$

参考信号为:

$$x_{\sin}(n) = 2g(n)\sin(\omega_0 n) \quad (4.2)$$

$x(n)$ 与 $x_{\sin}(n)$ 相乘后得:

$$y(n) = 2x(n)x_{\sin}(n) = f(n)g(n)[\cos\theta - \cos(2\omega_0 n)] \quad (4.3)$$

经低通滤波后可得到 $f(n)g(n)\cos\theta$, 可见其输出不仅与输入信号的幅值有关,而且与参考信号的幅值和二者之间的相位差有关。并且硅微机械陀螺仪谐振频率一般比较低,要滤除该二倍频信号则需要高阶低通滤波器,而高阶低通滤波器在数字计算中容易导致算法发散^{[15][39]}。第三章提到的 PLL 同步解调和正交相干解调,从某种意义上讲可以认为它们是改进的相敏解调,虽然可以解决相敏解调中参考信号幅值的稳定问题和相位差问题,但是仍然存在滤波器算法发散问题。另外,相敏解调是在频域上分离信号,未必能得到最优解调结果。采用最小均方误差解调^[42],可以保证解调结果的均方误差最小,因此有望得到比相敏解调好的效果。

4.1.2 最小均方误差解调

4.1.2.1 最小均方误差解调原理

由于驱动模态的 NCO 采用了 CORDIC 算法,可以同时输出同相和正交分量,因此可以将其作为解调的参考信号并表示为:

$$\mathbf{R}(k) = [s(k), c(k)]^T \quad (4.4)$$

其中 $\begin{cases} s(k) = \sin(\omega k) \\ c(k) = \cos(\omega k) \end{cases}$, ω 为驱动信号的频率。

硅微机械陀螺仪由于加工缺陷和残余应力等的影响会导致驱动轴和敏感轴不能完

全垂直，驱动方向的运动会在检测方向上产生力的作用，该力使陀螺在没有角速度输入时在检测方向上就有位移，该位移与角速度引起的检测方向位移相位上相差 90° ，反映该位移大小的信号为正交误差信号^[4]。因此，可以把陀螺仪检测模态经过一次解调的输出信号表示为：

$$x(k) = u(k) + n(k) = Q \bullet s(k) + I \bullet c(k) + n(k) \quad (4.5)$$

其中 $x(k)$ 为读入到 FPGA 中的一次解调信号， $n(k)$ 为噪声信号， $u(k)$ 为一次解调得到的真实信号， $Q \bullet s(k)$ 和 $I \bullet c(k)$ 分别是同相有用信号和正交误差信号。最小均方误差解调就是利用参考信号 $R(k)$ ，通过预测矩阵的迭代逼近来获得同相有用信号和正交

误差信号的幅值 Q 和 I ，其原理框图如图 4-1 所示。

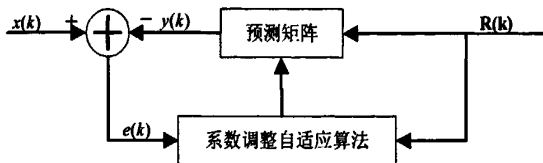


图 4-1 最小均方误差解调原理框图

其中， $y(k)$ 为参考信号 $R(k)$ 经过预测矩阵 $P(k)$ 得到的 $x(k)$ 的一个估计信号。通过比较估计信号与输入信号得到估计误差信号 $e(k)$ 。利用误差信号 $e(k)$ 构造一个自适应算法所需要的性能函数，此性能函数根据误差信号 $e(k)$ 调整预测矩阵 $P(k)$ 。目标就是最小化此性能函数，此时估计信号 $y(k)$ 与期望的输入信号 $x(k)$ 就实现了匹配。LMSD 算法就是最小化误差信号 $e(k)$ 的平方，使估计信号 $y(k)$ 与期望的输入信号 $x(k)$ 实现匹配，从而得到最优的预测矩阵 $P(k)$ ，而预测矩阵 $P(k)$ 中的分量 $p_1(k)$ 和 $p_2(k)$ 就反映了输入信号中同相有用信号和正交误差信号的幅值 Q 和 I 。

4.1.2.2 最小均方误差解调算法实现

由图 4-1 可知参考信号 $R(k)$ 经过预测矩阵 $P(k)$ 得到的估计信号 $y(k)$ 为：

$$y(k) = R^T(k)P(k) = P^T(k)R(k) \quad (4.6)$$

误差函数 $e(k)$ 则为：

$$e(k) = x(k) - y(k) = x(k) - R^T(k)P(k) \quad (4.7)$$

因此，均方误差 J 为：

$$\begin{aligned} J &= E[e^2(k)] = E[x(k) - y(k)]^2 \\ &= E\{[x(k) - P^T(k)R(k)][x(k) - R^T(k)P(k)]\} \\ &= E[x^2(k) - 2x(k)R^T(k)P(k) + P^T(k)R(k)R^T(k)P(k)] \\ &= E[x^2(k)] - 2M^T(k)P(k) + P^T(k)N(k)P(k) \end{aligned} \quad (4.8)$$

其中， $M(k) = E[x(k)R(k)]$ ， $N(k) = E[R(k)R^T(k)]$ 。

由上式可知均方误差 J 是预测矩阵 $P(k)$ 的二次永不为负的函数，可以被描述为一个凹的抛物面。对式 4.8 求 $P(k)$ 的微分，即得梯度 ∇ ：

$$\nabla = \frac{\partial J}{\partial \mathbf{P}} = \left[\frac{\partial J}{\partial p_1} \frac{\partial J}{\partial p_1} \right]^T = E[2\mathbf{N}(k)\mathbf{P}(k) - 2\mathbf{M}(k)] \quad (4.9)$$

令梯度 ∇ 等于 0, 并且假设预测矩阵 $\mathbf{P}(k)$ 和参考信号 $\mathbf{R}(k)$ 不相关, 即可得到最佳预测矩阵 $\mathbf{P}_{opt}(k)$:

$$\mathbf{P}_{opt}(k) = \mathbf{N}^{-1}(k)\mathbf{M}(k) \quad (4.10)$$

将式 4.10 代入式 4.8, 即得解调的最小均方误差 J_{\min} :

$$J_{\min} = E[x^2(k)] - \mathbf{M}^T(k)\mathbf{P}_{opt}(k) \quad (4.11)$$

式(4.10)存在唯一解的条件就是 $\mathbf{N}^{-1}(k)$ 存在, 这个条件对于广义稳定信号是没问题的。但是在实际中求 $\mathbf{M}(k)$ 是比较困难的, 并且求 $\mathbf{N}^{-1}(k)$ 还要用到矩阵的逆运算, 因此, 实际中一般采用迭代的方法得到最佳的预测向量。数字无线系统中最常用的迭代算法就是最速下降法, 而最小二乘(LMS)算法是最速下降法的一种实现。由最速下降法知道, 下一个预测向量 $\mathbf{P}(k+1)$ 等于前一个预测向量 $\mathbf{P}(k)$ 加上经过比例修正的负梯度:

$$\mathbf{P}(k+1) = \mathbf{P}(k) - \mu \nabla(k) \quad (4.12)$$

其中 μ 为最速下降法收敛因子, 其限制条件为:

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (4.13)$$

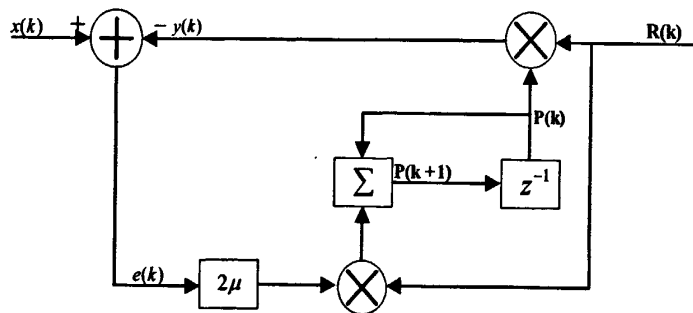


图 4-2 LMSD 算法流程图

λ_{\max} 是矩阵 $\mathbf{N}(k)$ 的最大特征值。现在, 如果以误差信号每一次迭代的瞬时平方值代替其均方值来估计梯度, 从而得到估计梯度 $\hat{\nabla}$:

$$\begin{aligned} \hat{\nabla}(k) &= \left[\frac{\partial e^2(k)}{\partial p_1(k)} \frac{\partial e^2(k)}{\partial p_2(k)} \right]^T = \frac{\partial e^2(k)}{\partial \mathbf{P}(k)} = \frac{\partial [x(k) - \mathbf{P}^T(k)\mathbf{R}(k)]^2}{\partial \mathbf{P}(k)} \\ &= 2e(k) \frac{\partial e(k)}{\partial \mathbf{P}(k)} = -2e(k)\mathbf{R}(k) \end{aligned} \quad (4.14)$$

用 $\hat{\nabla}(k)$ 替代式 4.12 中的 $\nabla(n)$, 即得:

$$\mathbf{P}(k+1) = \mathbf{P}(k) + 2\mu e(k)\mathbf{R}(k) \quad (4.15)$$

初始化 $\mathbf{P}(0)=[0 \ 0]^T$ ，经过上式迭代就可得到同相有用信号和正交误差信号的幅值 Q 和 I 。LMSD 算法的流程图如图 4-2 所示。

4.1.2.3 LMSD 算法仿真

为了验证此解调算法的性能与参数 μ 对其性能的影响，本文在 Simulink 中对此解调算法进行了仿真，图 4-3 是其仿真原理框图。

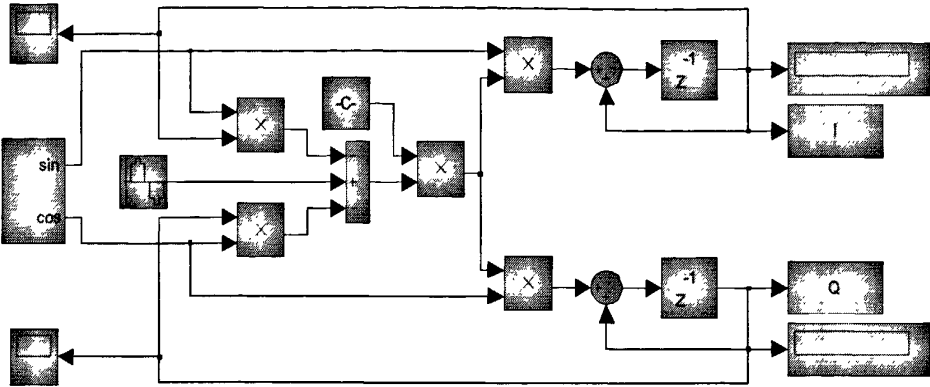
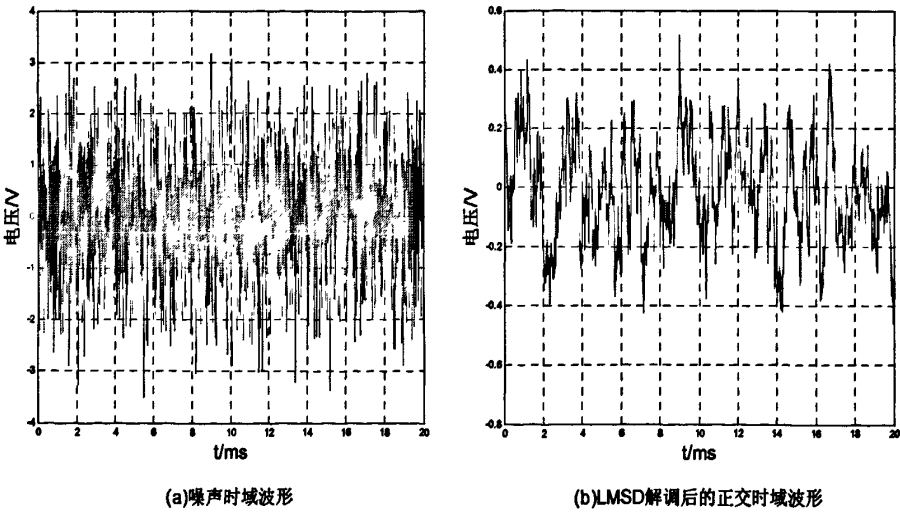


图 4-3 LMSD 算法的 Simulink 仿真原理框图

图 4-4 是 LMSD 算法在输入信号为 $x(t)=\sin(2\pi 3000t)+n(t)$ 的仿真框图，其中 $n(t)$ 为方差 $\sigma_n^2=1$ ，均值为 0 的高斯噪声，各信号的采样频率为 150KHz。图(a)是加到信号中的高斯噪声，从图中可以看出其最大幅值接近于 4V。图(c)是具有高斯噪声的正弦输入信号，由于噪声太大，从图中以很难再看出正弦信号的影子。图(b)是 LMSD 解调输入信号 $x(k)$ 得到的输入信号正交分量的幅值，而图(d)则是解调得到的同相分量的幅值，从这两幅图可以看出，经解调后噪声的最大幅值已经降到 0.5V 左右，并且信号中噪声明显减少了，信噪比得到了很大提高。因此，从仿真结果可以看出 LMSD 算法具有很强的噪声抑制能力。



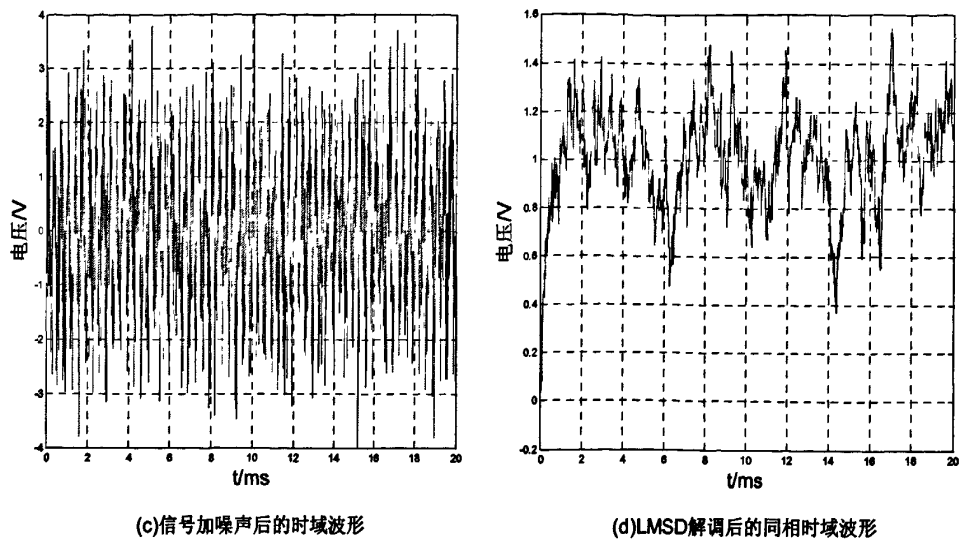


图 4-4 LMSD 算法的噪声抑制仿真波形

LMSD 算法在不同收敛步长 μ 时的仿真结果如图 4-5 所示。图中红线是 $\mu = 0.003$ 时的仿真曲线，蓝线是 $\mu = 0.03$ 时的仿真曲线。从图中很容易看出大步长因子的收敛速度快，但误差也大；小的收敛步长虽然收敛速度慢，但误差也小。因此，在选择收敛步长 μ 时要综合考虑收敛速度和解调精度两方面。

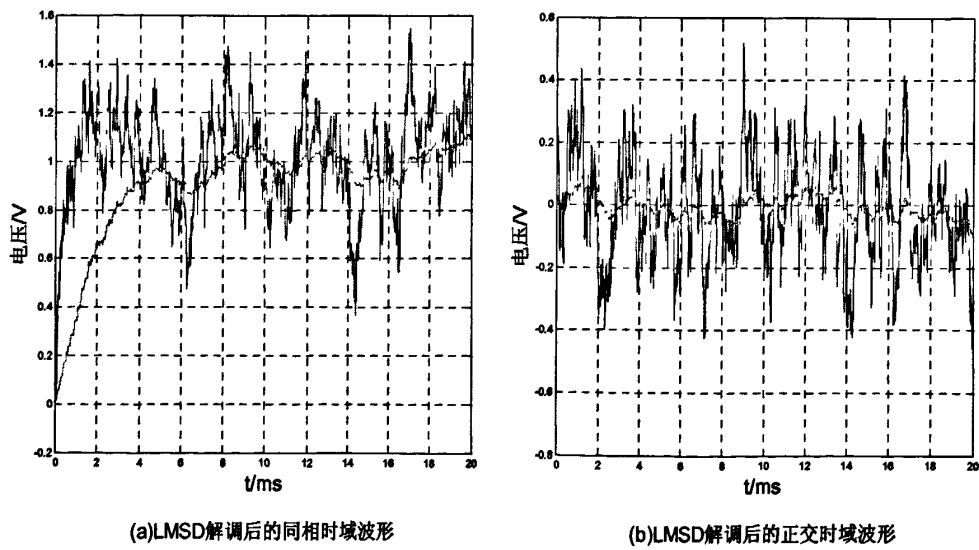


图 4-5 LMSD 算法在不同 μ 值时的仿真波形

如果对收敛速度和解调精度两方面要求都比较苛刻，可以采用变步长的办法解决，如在解调开始时采用大的步长以加快收敛速度，等稳定后将步长变小以提高解调精度。图 4-6 是变步长 LMSD 算法的仿真波形图，其中图(a)是 LMSD 在固定步长下的仿真波形，而图(b)是在变步长下的仿真波形，从图中可以看出变步长 LMSD 算法的收敛速度相当于 $\mu = 0.03$ 时的收敛速度，而解调精度则相当于 $\mu = 0.003$ 时的精度。

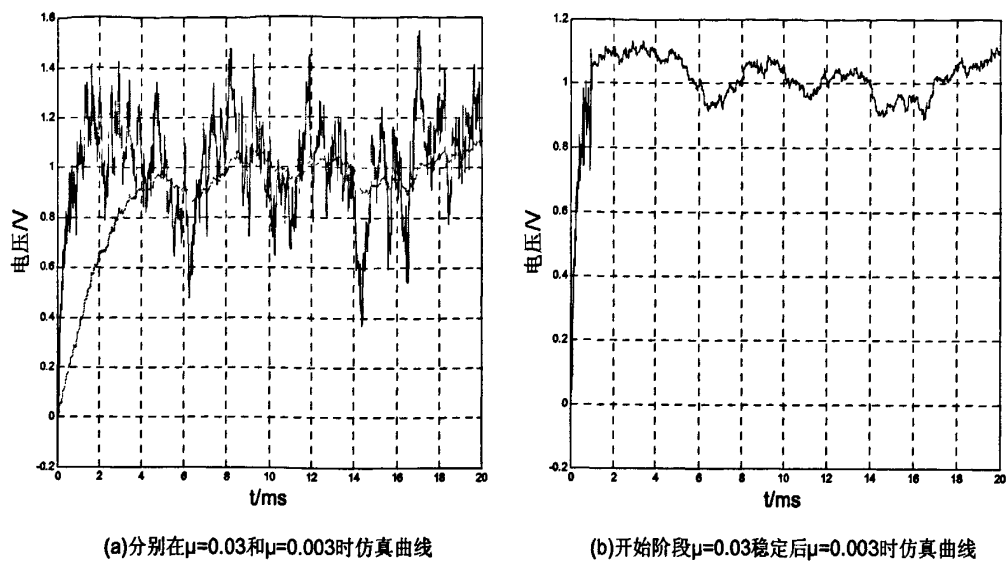


图 4-6 变步长 LMSD 算法仿真波形

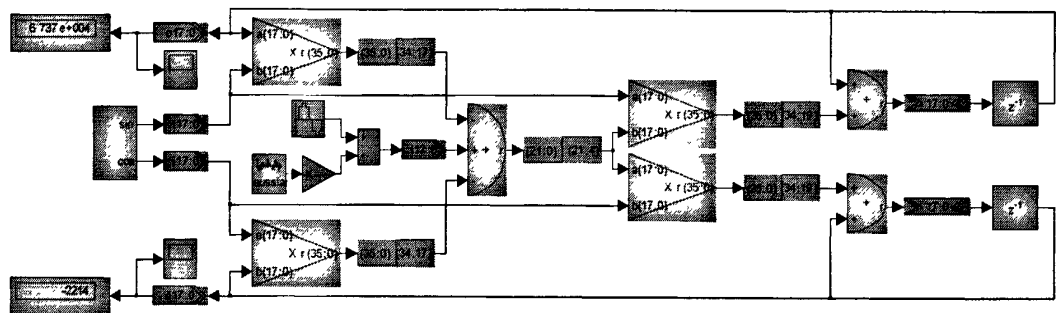


图 4-7 LMSD 算法的 DSPbuilder 仿真原理框图

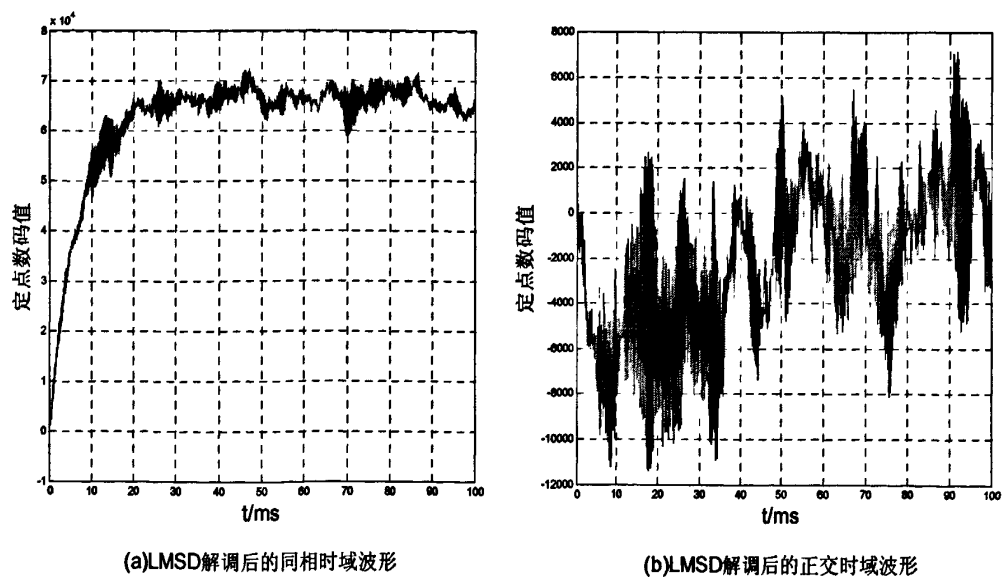


图 4-8 LMSD 算法的 DSPbuilder 仿真波形

为了能在 FPGA 中实现 LMSD 算法, 本文在 DSPbuilder 中对此算法进行了仿真, 其仿真原理框图如图 4-7 所示, 仿真结果如图 4-8 所示。从结果可以看出, 可以在 FPGA 中以定点数实现 LMSD 算法, 而保持一定的精度。

4.2 硅微机械陀螺仪整体系统仿真

4.2.1 陀螺仪数字读出系统功能模块描述

以上分别对双线振动式硅微机械陀螺仪数字化信号处理电路中各关键部分进行了分析与设计, 为了进一步验证上述设计在陀螺仪系统中的可行性与进一步分析陀螺仪系统对上述各关键技术的要求, 本文在 Simulink 中对由上述各环节搭建的整个陀螺仪系统进行了仿真, 仿真原理框图如图 4-9 所示, 通过这一仿真能够反映整个系统的动态特性、静态特性及随温度变化的特性, 下面首先介绍一下仿真框图中的功能模块。

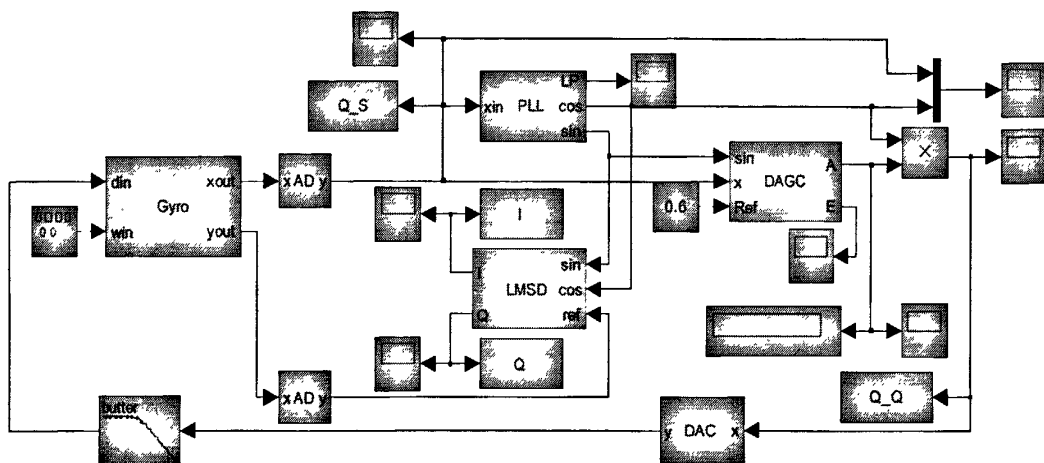


图 4-9 陀螺仪数字读出系统的 Simulink 仿真框图

Gyro: 作为一四端口器件, 其中一对输入输出端口之间的电路构成陀螺仪的驱动回路, 另一输出端口是陀螺仪的开环检测端, 输出待解调的检测信号, 而另一输入端口则是陀螺仪载体的转动角速度输入端, 以模拟陀螺仪载体的转动。其中的驱动与检测部分除包含了陀螺仪的驱动与检测模态的动力学模型外, 还包含了陀螺仪振动位移与电容变化模型、微小电容检测模型、微弱信号放大电路, 因此, 这个模型模拟了陀螺仪的载体、表头、驱动模态与检测模态的检测电路以及驱动模态的驱动电路。

PLL: 是驱动模态的相位闭环部分, 即数字锁相环。它是一个三端口器件, 其中一个端口为输入, 接收陀螺仪的驱动检测信号; 另外两个端口为输出, 输出其输入信号的同相与正交单位信号。

DAGC: 是驱动模态的幅度闭环部分, 即数字 AGC, 用于控制陀螺仪驱动信号幅度的稳定。它有三个输入端口, 其中一个为参考输入端, 第二个为驱动检测信号输入端, 第三个输入端要接 PLL 的同相输入端以实现 PLL 检波, 其输出是一个增益值, 用于控制驱动信号的增益。

LMSD: 是检测模态的解调部分, 输出陀螺仪载体的角速度信号。它的三个输入端, 一个接收检测模态的检测信号, 其余两个为参考输入端, 接收 PLL 的输出信号。

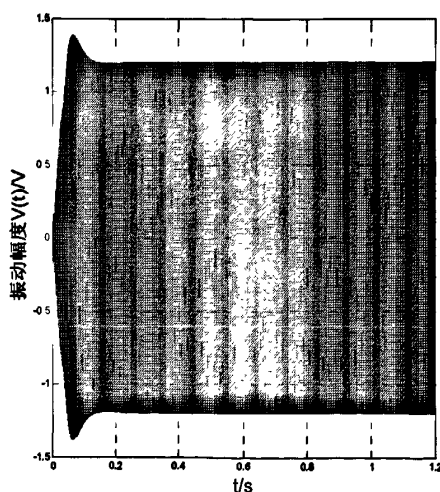
AD: 用于将 Gyro 输出的模拟信号离散化, 并将 $\pm 2.5V$ 的电压信号量化为 18 位定点数。

DA: 用于将离散信号转换为连续阶梯信号。

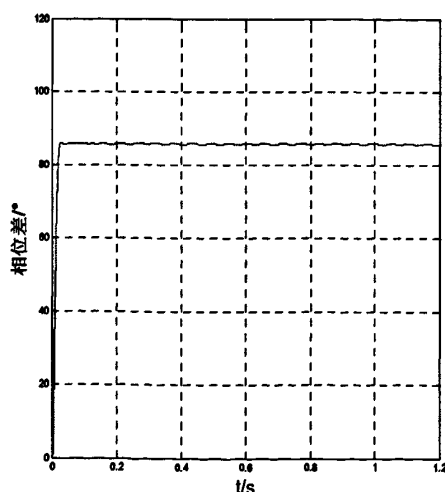
4.2.2 陀螺仪数字读出系统仿真

当锁相环 NCO 的中心频率为 3800Hz, 陀螺仪驱动模态谐振频率为 3815.3Hz, 检测模态谐振频率为 3715.3Hz, 载体转动为 0.5V 信号时, 系统的仿真结果如图 4-10 所示。图 4-10 中图(a)为驱动敏感信号的变化曲线, 图(b)为驱动信号与驱动敏感信号的相差变化曲线, 图(c)为驱动模态振动频率的变化曲线, 图(d)为驱动模态振动幅度控制误差的变化曲线, 而图(e)为 DAGC 的增益变化曲线。从图(a)、(d)及(e)中可以看出, 驱动敏感信号在不到 200ms 就已经稳定在设定值 1.2V, 此时, 振动幅度控制误差也已为 0, DAGC 则稳定在了 0.96V。从图(b)和(c)中可以看出, 稳态时驱动模态振动频率为 3815.15Hz 而不是其谐振频率 3815.3Hz, 驱动信号与驱动敏感信号的相差为 86° 而不是 90° , 这是因为仿真模块中 AD 模块、DAC 模块与平滑滤波器模块中存在滞后相差造成的, 因此, 在实际设计电路时应尽力减小此相差使陀螺仪振动在其谐振频率上, 从而降低功耗提高性能。图(f)是敏感信号经过 LMSD 解调和 200Hz 带宽的一阶巴特沃兹低通滤波器滤波的输出变化曲线, 从曲线中可以知道, 其在 400ms 就已稳定在 0.969V。从以上分析中可知, 本系统实现了驱动幅度与驱动频率的控制及 LMSD 开环检测。

图 4-11 是系统在没有锁相环时的仿真波形图, 其中图(a)为驱动敏感信号的变化曲线, 图(b)为敏感信号经过相乘解调和 128 阶凯泽-贝塞尔窗 FIR 低通滤波器滤波的输出变化曲线, 从图中可以看出, 无锁相环的陀螺仪系统起振时间和解调时间都长于锁相闭环系统。并且锁相闭环驱动系统易于实现 LMSD 等自适应解调算法。自适应解调算法可以解决乘法解调对数值计算误差敏感, 经过低通滤波会引入较大舍入误差, 从而使解调噪声增加等问题。



(a) 驱动敏感信号时域曲线



(b) 驱动信号与驱动敏感信号相差时域曲线

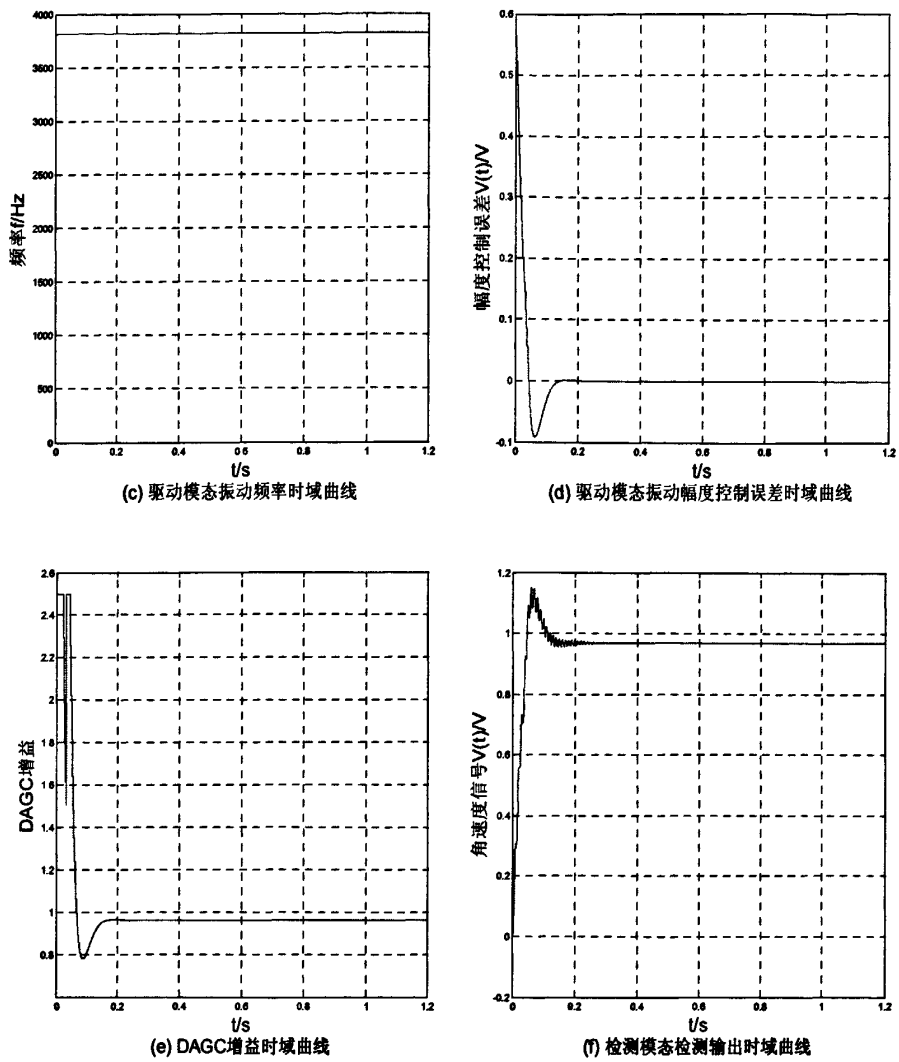


图 4-10 陀螺仪锁相闭环驱动开环检测仿真波形图

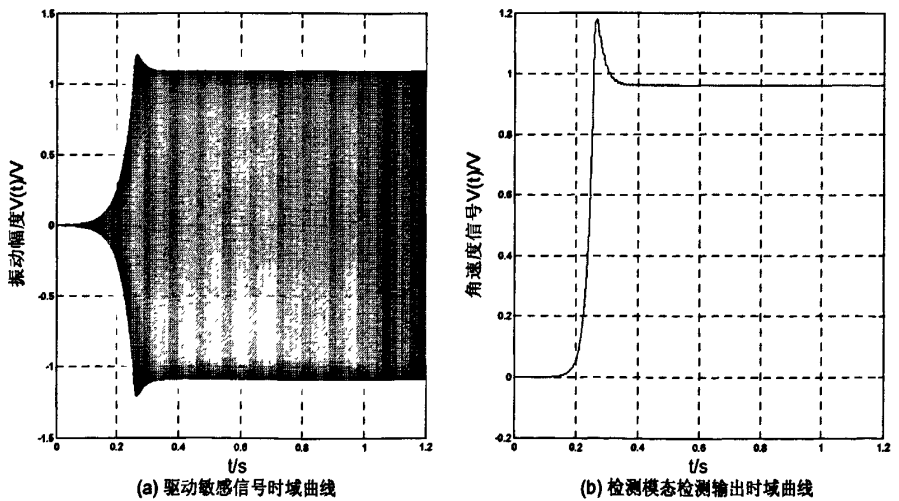
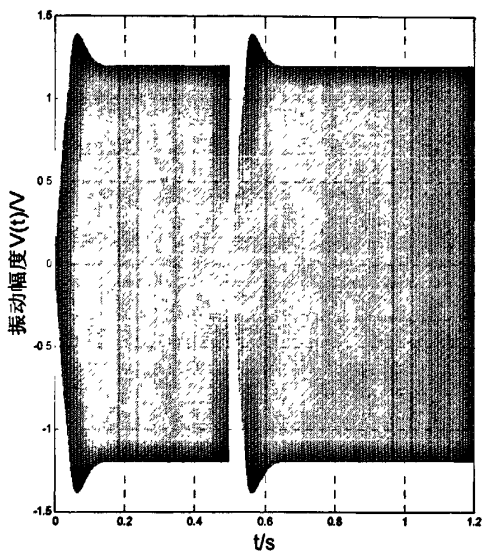
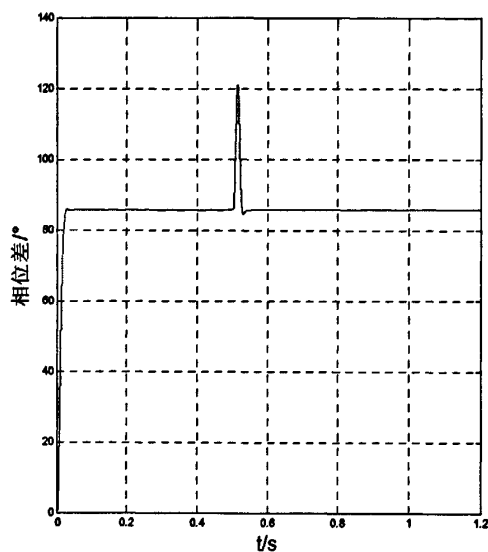


图 4-11 陀螺仪自激驱动相敏检测仿真波形图

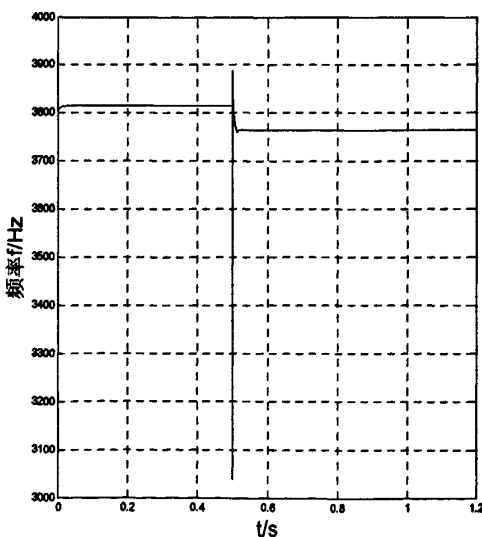
陀螺仪驱动模态谐振频率会随温度变化而变化,为了研究驱动模态谐振频率变化对系统造成的影响,在其它参数不变的条件下,将驱动模态谐振频率变为 3765.3Hz 进行了仿真,其结果如图 4-12 所示。从图(b)和(c)可以看出,驱动模态谐振频率发生变化时,系统能够跟踪其变化,最终稳定在 3765.15Hz,驱动信号与驱动敏感信号的相差稳定在 86° 。从图(a)和(d)可知,驱动模态谐振频率发生变化后,其幅值仍可以稳定在设定值 1.2V。图(e)中 DAGC 的增益从 0.96V 变为 0.94V 是由谐振频率变化造成的驱动环路增益的变化引起的。而图(f)中敏感模态输出信号由 0.969V 变为 1.926V 是驱动谐振频率变化引起敏感模态的增益变化造成的。从以上仿真结果及分析可知,本系统可以跟踪陀螺仪谐振频率的变化,使驱动频率稳定在其谐振频率上,保持驱动敏感信号幅值稳定在设定值,而不受谐振频率变化的影响。



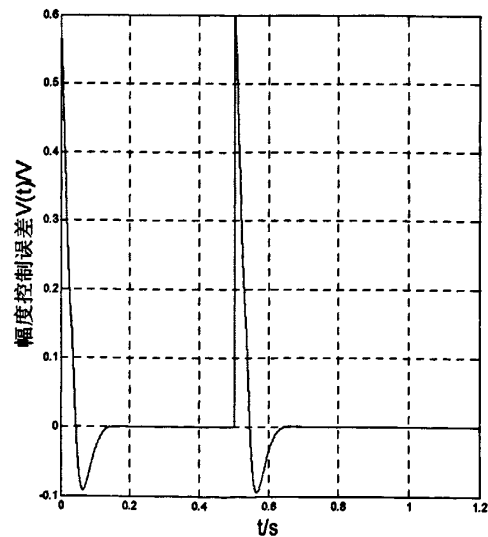
(a) 驱动敏感信号时域曲线



(b) 驱动信号与驱动敏感信号相差时域曲线



(c) 驱动模态振动频率时域曲线



(d) 驱动模态振动幅度控制误差时域曲线

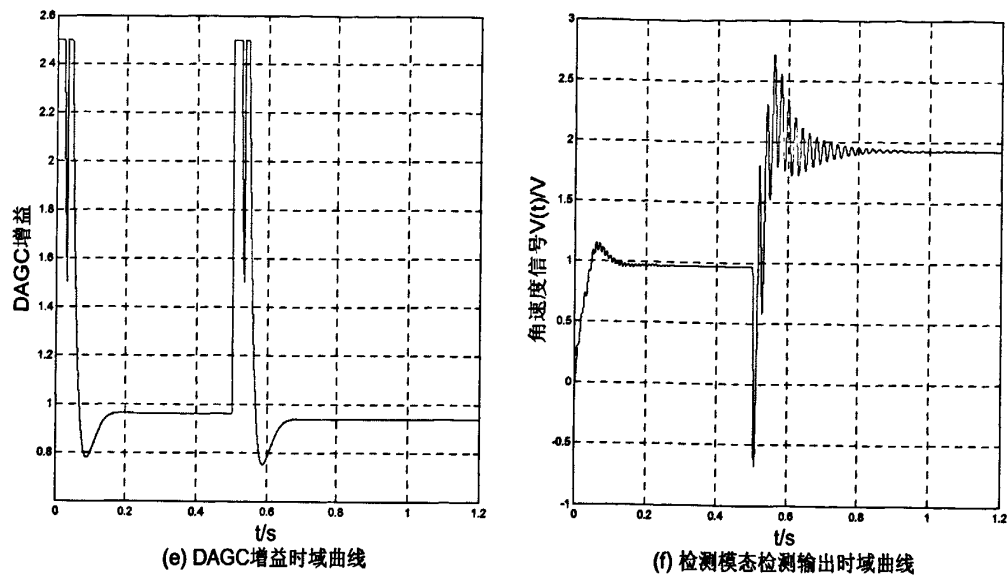
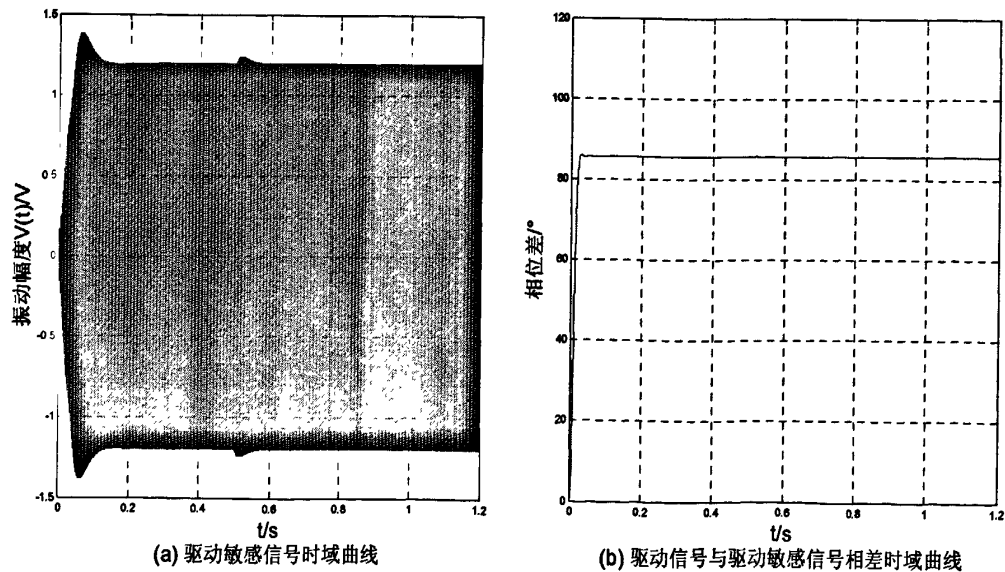


图 4-12 陀螺仪驱动模式谐振频率变化时的仿真波形图

陀螺仪驱动模式谐振频率的变化以及温度对模拟电路参数的影响都将引起驱动回路增益的变化，为了研究这一变化对系统的影响，做了改变驱动回路增益的仿真，它是在驱动模式谐振频率为 3815.3Hz 等其它条件不变的情况下进行的，其仿真结果如图 4-13 所示。其中图(b)和(c)说明驱动回路增益的改变，对陀螺仪的相位闭环没有影响，在整个变化过程中驱动模式振动频率始终为 3815.15Hz，驱动信号与驱动敏感信号的相差始终稳定在 86° 。从图(a)、(d)和(e)可看出，稳定后驱动敏感信号幅值仍可以稳定在设定值 1.2V，只是 DAGC 的增益相应的变为 0.64V，从而使系统的闭环增益保持为 1。图(f)则说明了回路变化稳定后对检测模式是没有影响的，其输出仍为 0.969V 不变。从以上仿真结果及分析可知，本系统可以跟踪陀螺仪驱动回路的变化，使驱动敏感信号幅值稳定在设定值，而不受回路变化的影响。



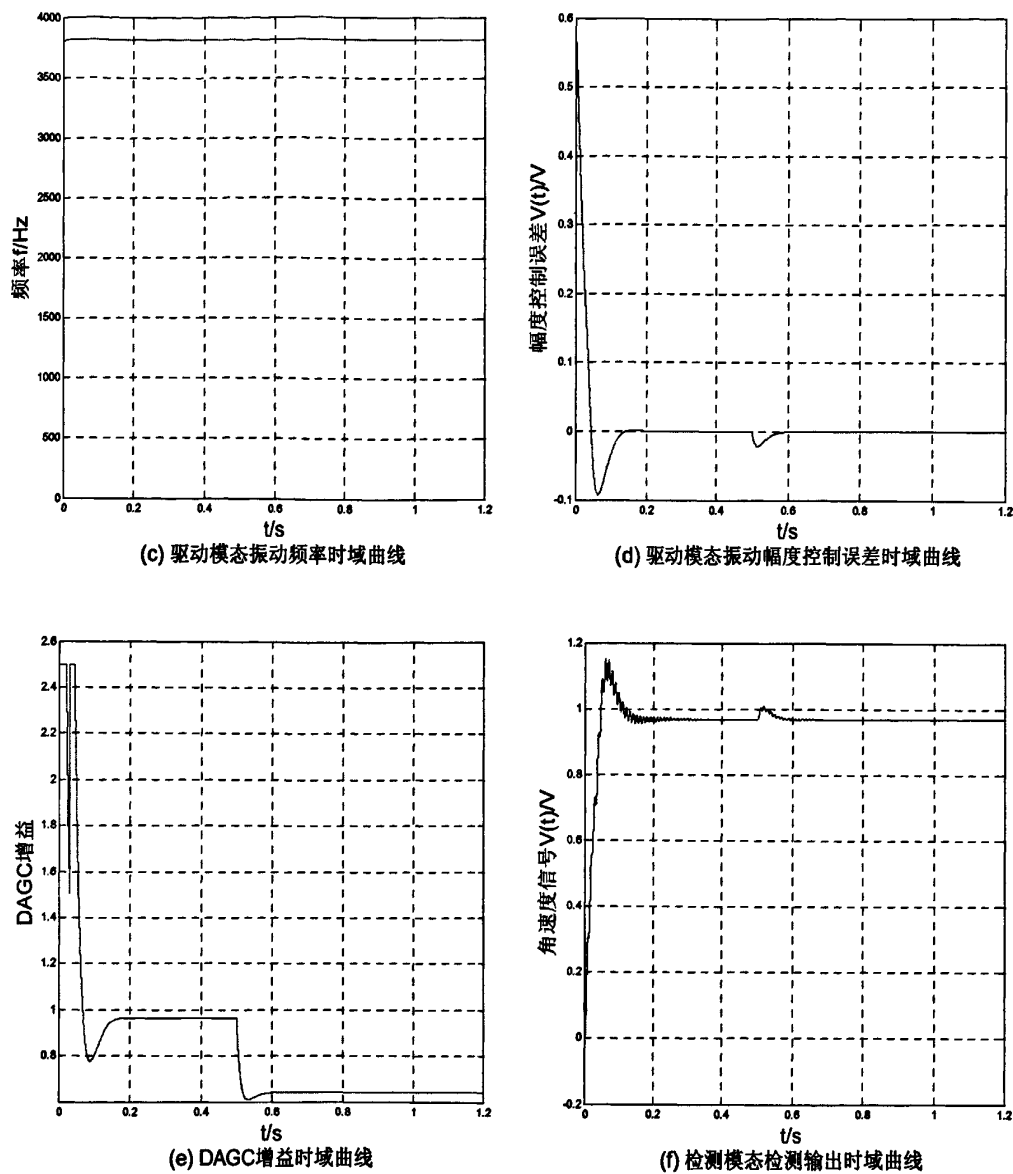


图 4-13 陀螺仪驱动模式回路增益变化时的仿真波形图

图 4-14 是改变 DAGC 的参考电压设定值时的仿真结果。其中图(b)和(c)说明参考电压的改变，对陀螺仪的相位闭环没有影响，驱动模式振动频率始终为 3815.15Hz，驱动信号与驱动敏感信号的相差稳定在 86° 。从图(a)、(d)和(e)可看出，驱动敏感信号幅值和 DAGC 的增益会随着参考电压的变化而变化。从以上结果可知，本系统可以通过改变参考电压设定值来改变驱动模式的振动幅度，而不影响驱动模式的驱动频率。图(f)说明了，改变参考电压设定值，同时也就调整了检测模式的增益，驱动模式振动幅度的稳定性，直接影响检测模式的性能。

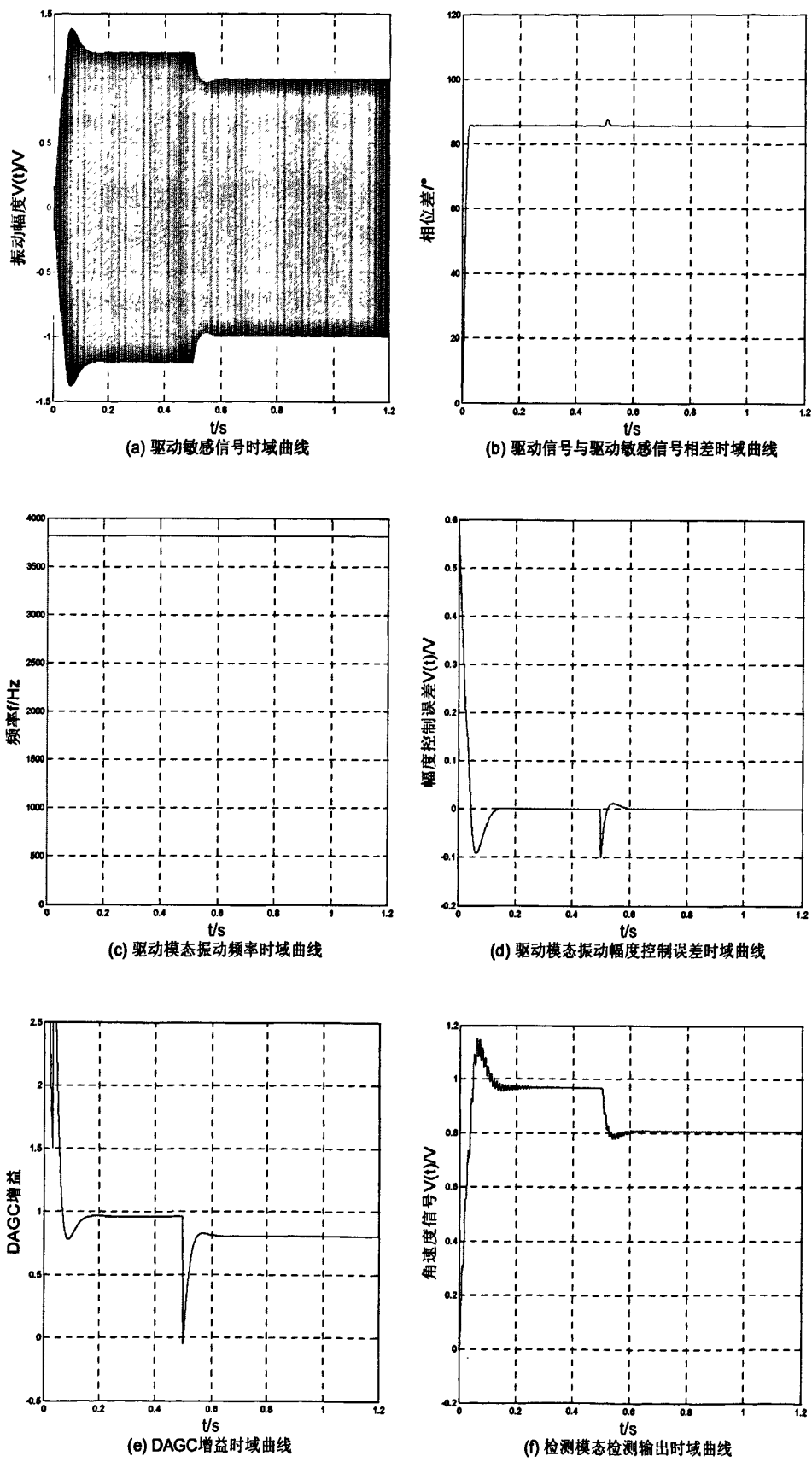


图 4-14 陀螺仪驱动模式参考电压变化时的仿真波形图

4.3 本章小结

本章包括两部分：开环检测部分和陀螺仪数字读出系统仿真部分。

(1)开环检测部分首先分析了硅微机械陀螺仪的数字化开环检测原理及通常采用的相敏解调存在的一些问题，然后描述了最小均方误差解调(LMSD)算法原理，导出了算法的实现方式，最后对 LMSD 算法进行了详细的仿真，验证了算法的可实现性，并由仿真结果分析了算法对噪声的抑制能力和不同收敛步长对算法性能的影响。

(2)陀螺仪整体系统仿真部分首先描述了 Simulink 仿真原理框图中各个模块的功能，然后在对整个陀螺仪数字读出系统进行仿真的基础上，对驱动模态谐振频率发生变化、驱动回路增益发生变化及 DAGC 的参考电压发生变化也进行了仿真，模拟了系统在环境变化时的响应特性。

第五章 基于 FPGA 的硅微机械陀螺仪数字化读出系统硬件设计

5.1 数字化读出系统硬件概述

硅微机械陀螺仪作为一种角速度传感器其外围信号检测与处理电路是不可缺少的,同时也是影响其各项性能指标的关键部分之一,因此对其外围信号检测与处理电路等硬件方面的研究有重要的意义。本章中介绍的硅微机械陀螺仪外围电路硬件系统包括模拟部分和数字部分。模拟部分由检测驱动位移信号和敏感位移信号的环管检测与前置放大电路部分及双边推挽式驱动电路构成。数字部分是本章研究的重点,其本质就是一个数据采集与处理系统,完成的主要功能为:对经过放大处理的驱动位移信号和敏感位移信号两路模拟电压信号的采样,采样得到的驱动电压信号通过引入数字 AGC 与 PLL 控制技术生成驱动交流电压信号,然后经数模变换后通过双边推挽式驱动电路反馈驱动硅微陀螺仪;而采样得到的敏感电压信号通过相敏检测技术或 LMSD 算法解调出角速度信号,通过 UART 上传到上位机。数据采集与处理系统的基本结构是模数变换—处理器—数模变换,但本章介绍的系统又不是一般意义上的数据采集与处理系统,因为陀螺信号十分微弱,为了满足精度的要求需要选用高精度、且具有足够高采样率、功耗又比较低的模数与数模转换器。处理器的选择方面,根据目前处理器的技术水平,DSP、ARM 和 FPGA 都能满足实时性信号处理的要求。虽然 DSP 在浮点计算及复杂数学运算如矩阵求逆、平方根、三角函数等方面具有优势,但是从处理器技术与硅微陀螺仪的未来发展来看,FPGA 无疑是此系统的首选。因为现在各个供应商都提供内部集成有 DSP、ARM 等处理器内核的 FPGA 芯片,未来这种趋势会变得更为普遍,并且处理器内核功能将变得更为强大。硅微陀螺仪与外围信号检测与处理电路的集成是硅微陀螺仪发展的趋势与最终目标。FPGA 是可编程 ASIC,用硬件描述语言设计的 FPGA 系统更有利于向 ASIC 移植。本章实现的数据采集与处理系统主要执行乘加运算,FPGA 完全可以胜任此要求。综上所述,FPGA 是此数据采集与处理系统的首选。

5.2 基于 FPGA 的数据采集与处理系统设计

5.2.1 FPGA 器件的选择

一般对 FPGA 的选择通常要先预估设计逻辑规模,然后考虑器件的资源、速度、价格、服务、环境适应性、工艺、软件支持、现有基础、供货周期等方面的问题。这些方面由于设计的需求不同而各有侧重。由于本章介绍的系统所处理的信号速度主要在 2k-5k 最高不到 10M,而 FPGA 的极限频率一般在几百兆甚至更高,因此所有的 FPGA 都能满足速度方面的要求。在器件资源方面,由于此系统主要完成算法的实现功能,用到的运算主要是乘加运算,因此只要器件具有足够的乘法器、查找表和触发器、内部的 RAM 及时钟管理单元或者锁相环就能满足要求,对 IO 引脚数量、是否具有高速串并收发器、是否支持 DDR2 接口及是否支持丰富的 IP 核要求不是很高。工艺方面当然最好选用基于 Flash 或反熔丝结构的,因为这种结构的 FPGA 不易受太空射线及高温的影响而产生电子误翻转(基于 SRAM 工艺的 FPGA 会有这种情况发生)造成可靠性问题,不过因为本系统还在研发阶段可以在批量生产时再选用 Flash 或反熔丝结构的 FPGA。目前主要的 FPGA 生产厂家包括 Xilinx、Altera、Actel、Lattice。其中 Xilinx 和 Altera 两个公司的产品占有 FPGA 市场的绝大部分份额。从价格、服务、软件支持、供货周期、

现有基础等方面考虑选择这两个公司的产品较好，同时 Altera 的开发工具 Quartus II 在仿真、综合、布局布线的时间较 Xilinx 的 ISE 要快的多，从而可以缩短开发周期。综上所述，本文选择了 Altera 公司 Cyclone III 系列的 EP3C16 型号的 FPGA，其资源情况如图 5-1 所示。EP3C16 型芯片支持 AS、PS 和 JTAG 三种配置方式，JTAG 配置方式可以在线配置芯片资源，其配置速度为开发节省了不少时间。其内置的 PLL 资源为系统时钟的管理提供了很大的方便。

Feature	EP3C5	EP3C10	EP3C16	EP3C25	EP3C40	EP3C55	EP3C80	EP3C120
Logic Elements	5,136	10,320	15,408	24,624	39,600	55,856	81,264	119,088
Memory (Kbits)	414	814	504	594	1,134	2,340	2,745	3,888
Multipliers	23	23	56	66	126	156	244	288
PLLs	2	2	4	4	4	4	4	4
Global Clock Networks	10	10	20	20	20	20	20	20

图 5-1 CycloneIII 系列芯片资源列表

5.2.2 AD 转换电路

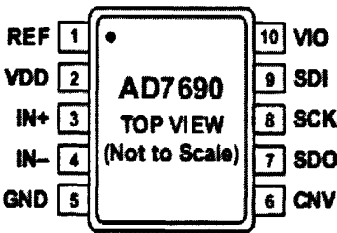


图 5-2 AD7690 封装图

AD7690 是低功耗、低线性误差的 18 位双通道信号差分输入模数转换器。此芯片采用单电源供电与内部转换时钟，内部采用逐次逼近型的结构，最高采样率 400kSPS，片内带有输入缓存和采样保持电路。AD7690 的 MSOP 封装图如图 5-2 所示，管脚分配情况如图 5-3 所示。

Pin No.	Mnemonic	Type ¹	Description
1	REF	AI	Reference Input Voltage. The REF range is from 0.5 V to VDD. It is referred to the GND pin. The pin should be decoupled closely to the pin with a 10 μ F capacitor.
2	VDD	P	Power Supply.
3	IN+	AI	Differential Positive Analog Input.
4	IN-	AI	Differential Negative Analog Input.
5	GND	P	Power Supply Ground.
6	CNV	DI	Convert Input. This input has multiple functions. On its leading edge, it initiates the conversion and selects the interface mode of the part, chain or \overline{CS} mode. In \overline{CS} mode, the SDO pin is enabled when CNV is low. In chain mode, the data should be read when CNV is high.
7	SDO	DO	Serial Data Output. The conversion result is output on this pin. It is synchronized to SCK.
8	SCK	DI	Serial Data Clock Input. When the part is selected, the conversion result is shifted out by this clock.
9	SDI	DI	Serial Data Input. This input provides multiple features. It selects the interface mode of the part as follows: Chain mode is selected if SDI is low during the CNV rising edge. In this mode, SDI is used as a data input to daisy-chain the conversion results of two or more ADCs onto a single SDO line. The digital data level on SDI is output on SDO with a delay of 18 SCK cycles. \overline{CS} mode is selected if SDI is high during the CNV rising edge. In this mode, either SDI or CNV can enable the serial output signals when low. If SDI or CNV is low when the conversion is complete, the busy indicator feature is enabled.
10	VIO	P	Input/Output Interface Digital Power. Nominally at the same supply as the host interface (1.1, 2.5 V, 3 V, or 5 V).

图 5-3 AD7690 管脚分配表

因为 AD7690 的串行接口支持 SPI、QSPI、MICROWIRE DSP compatible 等电气特性，所以它与主机接口连接时，只需三根线或四根线而不需额外的配置电路就能正常工作。其典型的四线连接图如图 5-4 所示，相应的时序图如图 5-5 所示。由时序图可知当 SDI 为高电平时，CNV 的上升沿将启动一次转换，经过 T_{conv} 时间转换结束后，SDO 的下降沿作为主机读采样数据的中断信号，然后主机在 SCLK 的下降沿按从高位到低位的顺序读取采样数据，在 SCLK 的第 19 个下降沿或 SDI 的上升沿 SDO 将回到高阻态，结束一次采样过程。SCLK 输入频率的范围在 100kHz 到 20MHz 之间，转换时间 T_{conv} 的范围在 0.5-2.1 μs ，因此转换周期为 $18 \times (1/20M) + T_{conv} = 3 \mu s$ ，约为 333kSPS。

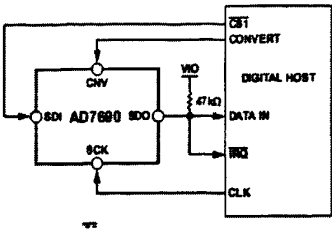


图 5-4 AD 与主机的四线连接图

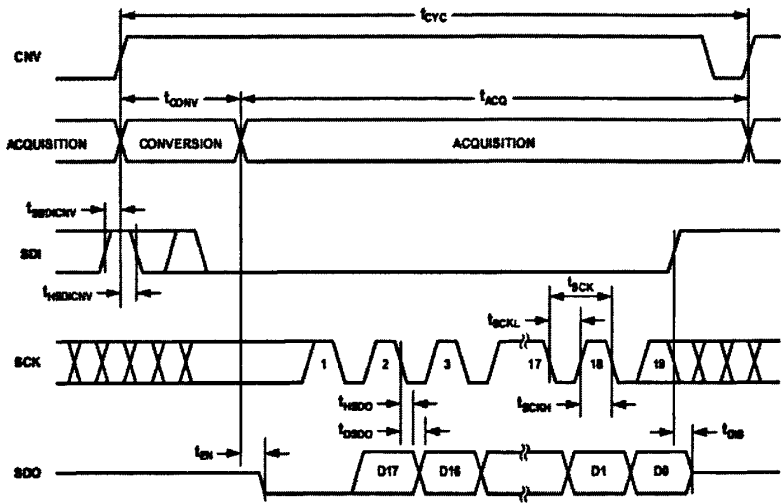


图 5-5 AD 的时序图

因为 AD7690 模拟输入信号必须采用差分输入形式，在 CNV 的上升沿采样 $IN+$ 与 $IN-$ 两管脚的差分信号，这两个管脚的信号范围为 0-REF，因此采用了图 5-6 的电路，将硅微机械陀螺仪的模拟接口的双极性信号转换为以参考电压 $REF/2$ 为基准上下波动的单极性信号。

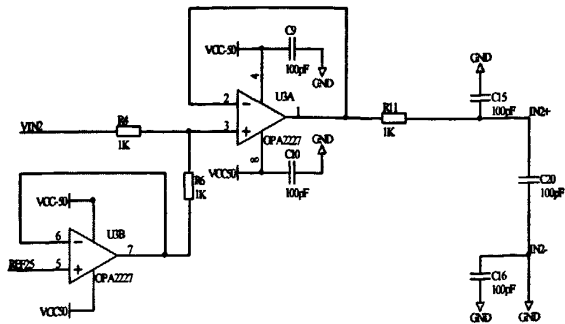


图 5-6 AD 与模拟信号的连接图

AD7690 的参考电压 REF 采用外部输入方式, 最高为电源电压 5V。参考电压决定了输入电压的最大值, 等于或高于这个参考电压的输入都将被量化为其满量程值 1FFFFH 或 20000H。AD7690 在 PCB 中的转换电路如图 5-7 所示。

5.2.3 DA 转换电路

DAC8832 是单通道、串行输入、电压输出的 16 位数模转换器件, 其线性误差为 1LSB, 建立时间为 1.0μs, 并且功耗超低在 3V 电源供电的情况下只有 15μW, 工作温度范围在 -40℃~+85℃。其串行接口采用 3V 或 5V 的标准高速 SPI 标准, 工作频率可达 50MHz, 与 DSP、微处理器等主机连接非常简单, 只需三根或四根导线。

其管脚功能描述如图 5-8 所示, 工作时序图如图 5-9 所示, 内部功能如图 5-10 所示, 在 PCB 中的连接图如图 5-11 所示。由 DA 的功能图可知其内部具有电流电压转换电阻, 采用图 5-11 的连接方式就可以得到双极性的电压输出, 输出电压为 $V_{out}=(V_{ref} \times Code)/65536$ 。为了确保输出电压的稳定性, 本文采用 ADR421 的输出作为 DA 的参考电压。

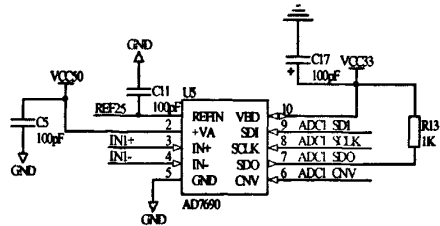


图 5-7 AD 在 PCB 板上的连接图

TERMINAL NO.	NAME	DESCRIPTION
1	RFB	Feedback resistor. Connect to the output of external operational amplifier in bipolar mode.
2	V _{OUT}	Analog output of DAC
3	AGNDF	Analog ground (Force)
4	AGNDS	Analog ground (Sense)
5	V _{REF.S}	Voltage reference input (Sense) Connect to external voltage reference
6	V _{REF.F}	Voltage reference input (Force) Connect to external voltage reference
7	CS	Chip select input (active low). Data are not clocked into SDI unless CS is low.
8	SCLK	Serial clock input.
9	NC	No internal connection
10	SDI	Serial data input. Data are latched into input register on the rising edge of SCLK.
11	LDAC	Load DAC control input. Active low. When LDAC is Low, the DAC latch is simultaneously updated with the content of the input register.
12	DGND	Digital ground
13	INV	Junction point of internal scaling resistors. Connect to external operational amplifier inverting input in bipolar mode.
14	V _{DD}	Analog power supply, +3 V to +5 V.

图 5-8 管脚功能描述表

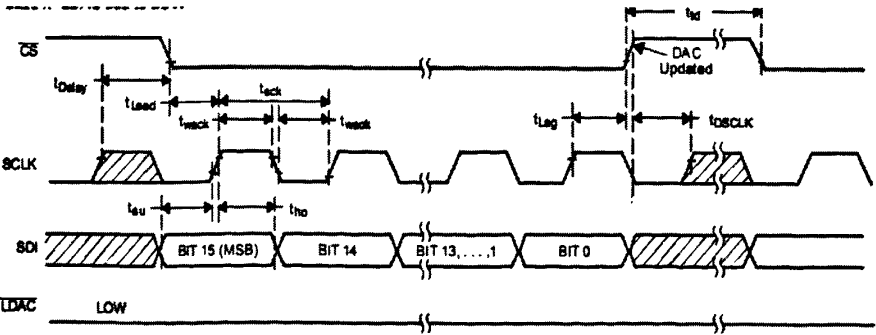


图 5-9 DA 工作时序图

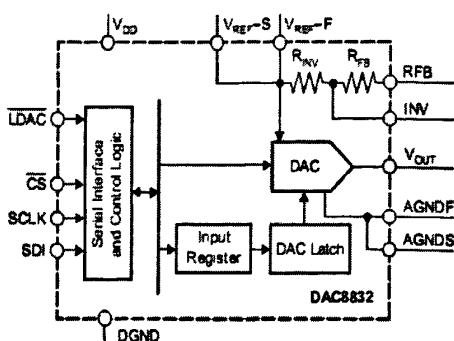


图 5-10 DA 内部功能图

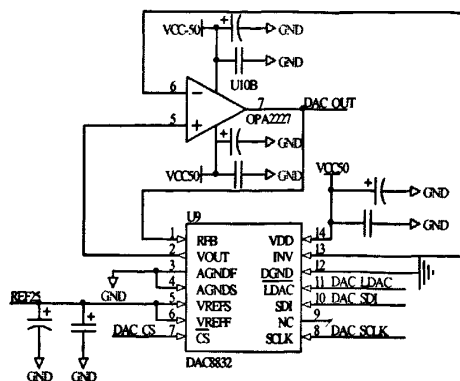


图 5-11 DA 在 PCB 中的连接图

5.2.4 UART 电路

因为 UART 具有应用广泛、结构简单、传输距离长、易于与上位机通讯等特点,所以选用其作为硅微机械陀螺仪的敏感检测输出接口。UART 传输方式采用 RS-232 标准,该标准采用负逻辑且电平与 FPGA 的电平不匹配,必须进行电平转换,本文选用 MAX3232 芯片完成电平转换功能。MAX3232 在 PCB 中的连接如图 5-12 所示,它的 9-12 管脚接 FPGA 的通用 I/O 管脚,7-8 和 13-14 管脚接上位机 UART 的相应管脚。UART 的收发功能在 FPGA 中编程实现。

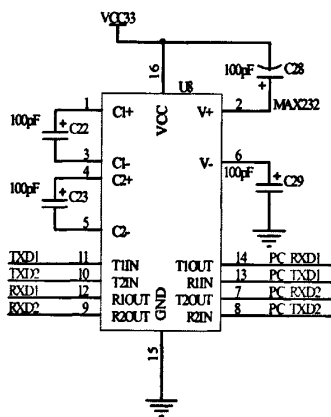


图 5-12 MAX3232 在 PCB 板上的连接图

5.2.5 电源系统设计

本章介绍的数据采集与处理系统所需的电源电压包括:

- (1)FPGA 芯片需要核心电压 1.2V,I/O 模块供电电压 3.3V 及内嵌 PLL 供电电压 2.5V;
(2)AD7690 工作电压 5V, 数字逻辑电压 3.3V 及参考电压 2.5V;
(3)DAC8832 工作电压 5V 及参考电压 2.5V;
(4)MAX3232 工作电压 3.3V;
(5)ADR421 工作电压 5V;
(6)运放的工作电压 $\pm 5V$ 。

为了减少电源数量,同时为了与模拟电路部分电压保持一致,系统采用 $\pm 5\text{V}$ 电源供电。ADR421输出电压同时提供 AD7690 与 DAC8832 的参考电压及 FPGA 芯片内嵌 PLL 供电电压,出于对 ADR421 输出电压驱动能力和电路稳定性的考虑,采用了射极跟随电路对 AD、DA 参考电压和 FPGA 芯片 PLL 电压进行了分离。采用电压转换芯片 ADP 提供 FPGA 芯片的核心电压和数字

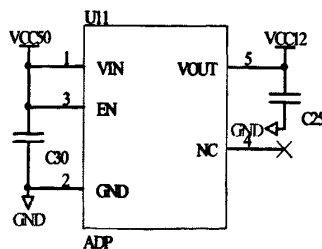


图 5-13 ADP 连接图

逻辑电压。ADP 的连接方式如图 5-13 所示。

5.2.6 系统硬件电路

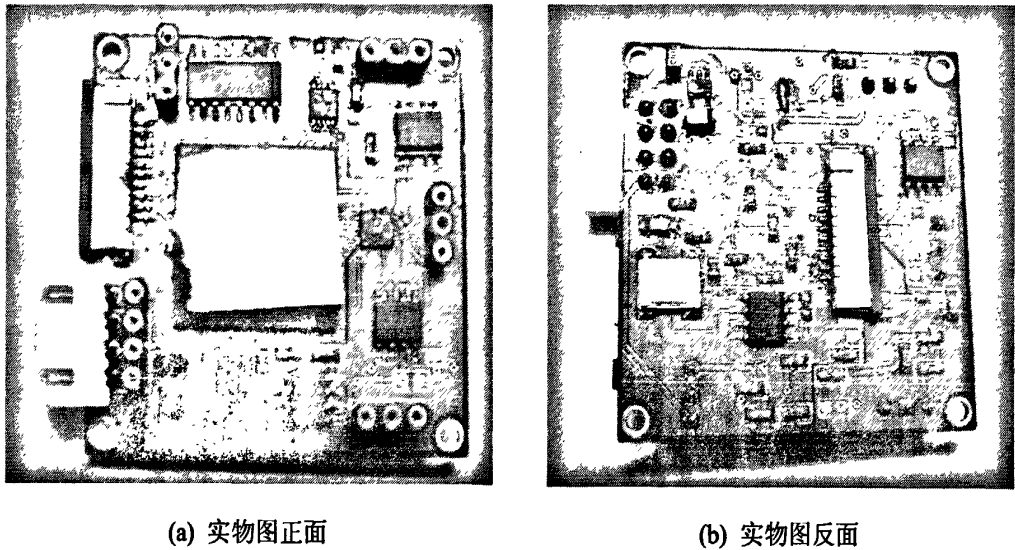


图 5-14 数据采集与处理系统硬件电路实物图

以上设计了数据采集与处理系统硬件电路的各个部分，图 5-14 是由上述各部分组成的硬件电路实物图。其中图(a)是电路板的正面，图(b)是电路板的反面。整个电路板只有 40mm×40mm 大小，它与另一块同大小的模拟电路板组成陀螺仪系统总体硬件电路。陀螺仪系统总体硬件电路实物图如图 5-15 所示，其中上层为模拟板，下层为设计的数字板。

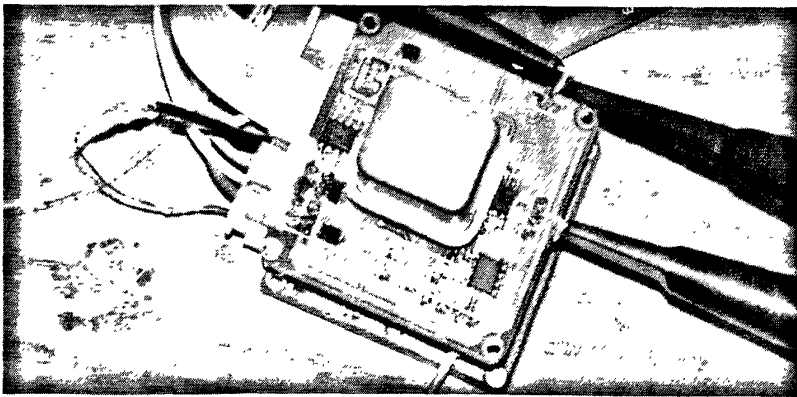


图 5-15 陀螺仪系统总体硬件电路实物图

5.3 本章小结

本章首先总体介绍了硅微机械陀螺仪外围信号检测与处理电路的特点及未来发展趋势，然后针对数字化读出系统硬件中的关键器件进行了选型和介绍，并对其进行了具体的电路设计，最后描述了系统的电源管理设计方案，展示了系统硬件电路实物图。

第六章 实验与总结

6.1 实验

前面三章分别对硅微机械陀螺仪外围数字化信号处理电路系统中的锁相闭环驱动、LMSD 开环检测及其硬件电路的各个环节进行了设计，并对陀螺仪整体系统进行了仿真。本章针对前面设计的方案，对各环节进行了电路调试与实验，实验中用到的设备如图 6-1 所示，主要有 DH1718G-4 型三路直流稳压电源，安捷伦公司的 Agilent34401A 型数字万用表，Agilent33220A 型 20MHz 信号发生器及泰克公司的 TDS3032B 型 300MHz 数字荧光示波器。

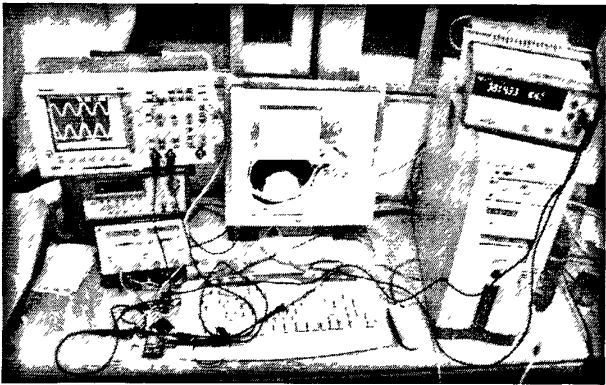
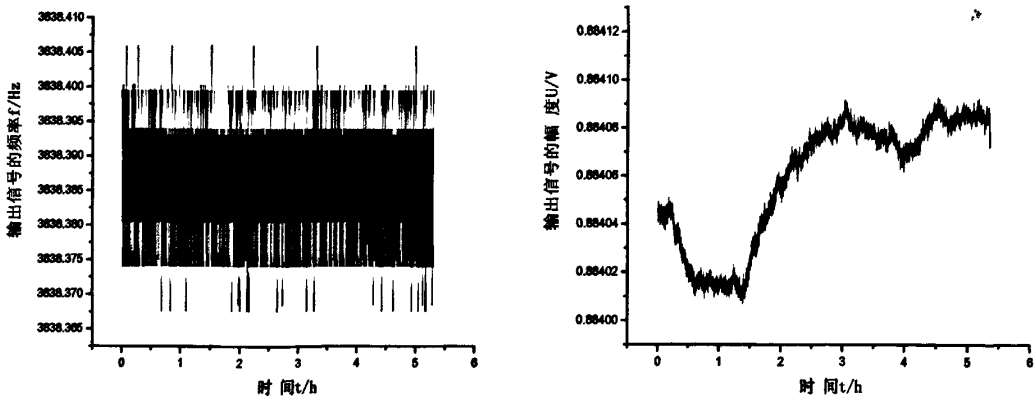


图 6-1 实验设备

6.1.1 NCO 性能测试实验



(a) NCO 输出信号频率时间曲线 (b) NCO 输出信号幅度时间曲线

图 6-2 NCO 常温性能测试时间曲线

NCO 是 DPLL 的重要组成部分，它的性能直接影响 DPLL 的性能，对其进行性能测试对 DPLL 的设计有重要的意义。本文为了测试 NCO 在常温下的稳定性，在电路中设定频率控制字 $M_0 = 6869060$ ，即中心频率 $f_0 = 3838.386\text{Hz}$ ，对 NCO 进行了长达 5 个多小时的测试。在实验中，NCO 的波形通过 DAC8832 直接输出给 Agilent34401A 型数字万用表。通过万用表测得 NCO 输出波形的频率与幅度，测得的频率与幅值时间曲线如图 6-2 所示

(图中去除了个别的粗大误差量)。

在图 6-2 中, 由图(a)可知 NCO 输出频率的平均值为 3838.39Hz, 最大频率为 3838.41Hz, 最小频率为 3838.37Hz, 频率波动范围只有 0.038Hz, 标准方差也只有 4.7×10^{-3} Hz。从图中还可以看出 NCO 的频率在中心频率左右波动, 这主要是由 DA 输出的波形为台阶信号造成的, 如果 DA 输出的信号经过平滑滤波效果会更好。由图(b)则可以看出 NCO 输出信号的幅值在 884.01mV 与 884.09mV 之间波动, 最大波动范围为 0.086mV, 在 5 个多小时内的方差为 2.61×10^{-5} V, 性能相当不错。

6.1.2 DPLL 性能测试实验

DPLL 在硅微机械陀螺仪锁相闭环驱动中起着举足轻重的作用, 它的跟踪速度、跟踪精度等各项性能指标从不同程度上影响着陀螺仪相位闭环的性能, 对所设计的 DPLL 进行性能测试, 对提高陀螺仪的整体性能是必须的。本文对 DPLL 的测试结果如图 6-3 所示, 测试时间达 14 个半小时, 测试时间之长也可以从侧面反映 DPLL 的稳定性。本实验过程可以描述为: 控制 AD7690 对信号发生器输出的 3800.25Hz 的信号进行采样与量化, 将量化的信号送入 DPLL。DPLL 对输入信号锁相跟踪从而输出与输入信号相位相差 90° 的信号。此信号通过 DAC8832 直接输出给数字万用表。

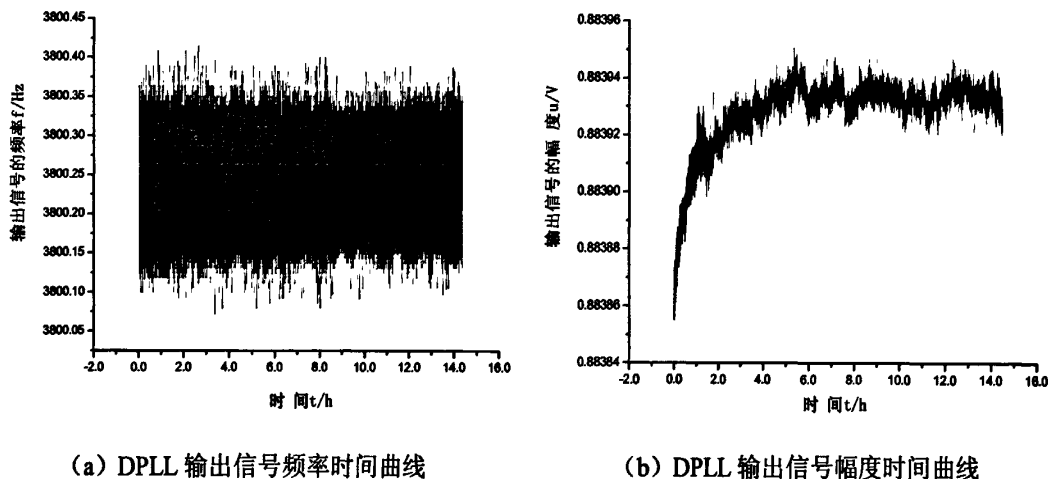


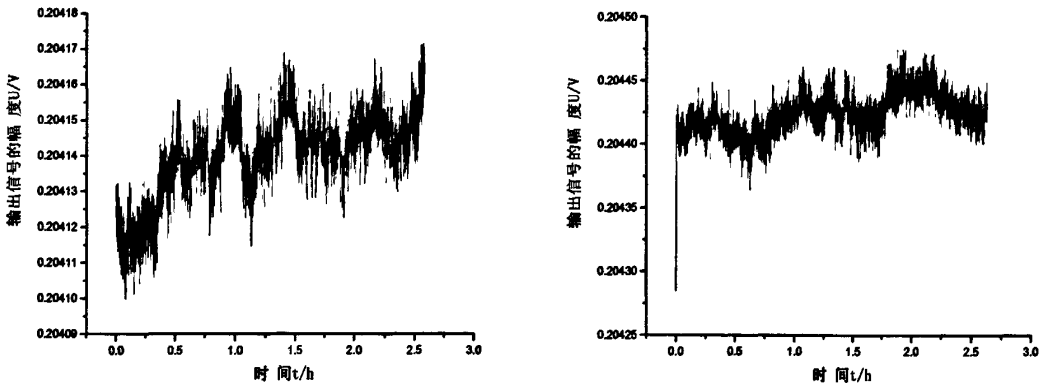
图 6-3 DPLL 常温性能测试时间曲线

图 6-3 中图(a)反映了 DPLL 输出信号频率的稳定性, 从中可以看出 DPLL 输出信号的频率在 3800.07Hz 与 3800.41Hz 之间波动, 最大频偏只为 0.18Hz, 并且还可以通过降低环路滤波器的截止频率进一步减小波动范围与最大频偏, 以满足陀螺仪的性能需求。从图(b)可以看出 DPLL 输出信号的幅度十分稳定, 在 14.5 个小时内幅度在 883.85mV 与 883.95mV 之间波动, 最大波动范围只有 0.096mV, 标准差也只为 1.16×10^{-5} V, 完全可以满足陀螺仪性能的需求。

6.1.3 低通滤波器性能测试实验

在第四章的系统仿真过程中已发现, 陀螺仪驱动模态振动幅值的稳定精度不仅与 PI 的控制参数有关, 而且与检波中滤波器的性能有很大关系。并且检波中滤波器的带宽

对陀螺仪的起振时间和幅度稳定精度的影响是矛盾的,带宽越大起振时间越短,但幅度稳定精度越低,反之,滤波器的带宽越小,起振时间越长,但幅值稳定精度越高。本文根据以上仿真结果,设计了截止频率为 100Hz 的低通滤波器,并对其进行了性能测试实验,实验结果如图 6-4 所示。实验方法:控制 AD 对信号发生器输出的信号进行采样与量化,对量化的信号进行同步检波与低通滤波后通过 DAC8832 直接输出给数字万用表。



(a) 乘法器输出信号直流分量幅度时间曲线

(b) 滤波器输出信号幅度时间曲线

图 6-4 低通滤波器常温性能测试时间曲线

图 6-4 中图(a)是检波乘法器输出信号的直流分量幅度时间曲线,它是由万用表的直流档直接测量得到的。从图(a)中可以看出信号的稳定性是很好的,信号的波动范围只有 0.07mV,在 2.5 个小时内的标准差为 $1.13 \times 10^{-5} \text{V}$ 。图(b)是检波乘法器输出信号经过低通滤波后的幅度时间曲线,因为滤波器中存在较长的移位寄存器,所以滤波器需要一段稳定时间,但是时间很短在毫秒量级。图(b)反映了滤波器的性能,从图中可以知道在去掉前面几个粗大误差的情况下,滤波器输出信号的幅度在 204.36mV 与 204.48mV 之间波动,最大波动范围为 0.11mV,在 2.5 个小时内的标准差为 $1.52 \times 10^{-5} \text{V}$,性能良好。

6.1.4 LMSD 性能测试实验

第四章对 LMSD 算法进行了理论分析与仿真,实际性能如何还要看图 6-5,图 6-5 是基本 LMSD 算法的性能测试实验结果,实验中选则收敛步长为 1/16。实验方法是控制 AD 对信号发生器输出的信号进行采样与量化,对量化的信号进行 LMSD 解调后通过 DAC8832 直接输出给数字万用表。

由图 6-5 可知,在去除粗大误差的情况下,经 LMSD 算法解调得到的幅值在 1.00435V 与 1.00460V 之间波动,最大波动范围为 0.25mV,在 9 个多小时内的标

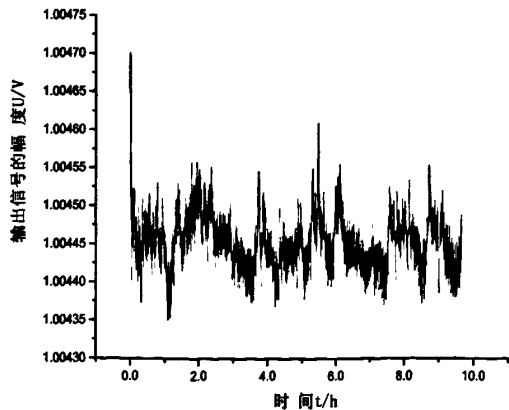


图 6-5 LMSD 输出信号幅度时间曲线

准差为 $2.97 \times 10^{-5} \text{V}$ ，性能还可以通过减小收敛步长及对 LMSD 的输出信号进行滑动平均处理等方法得到进一步提高。

6.1.5 闭环驱动性能测试实验

闭环驱动实验的目的是为了检验闭环驱动方案对陀螺仪驱动模态敏感信号幅度控制的稳定性及对陀螺仪驱动模态谐振频率的跟踪特性。图 6-6 是陀螺仪驱动模态敏感信号幅度及频率在室温下的时间变化曲线，此次测试是在 DAGC 的积分参数为零的条件下进行的。

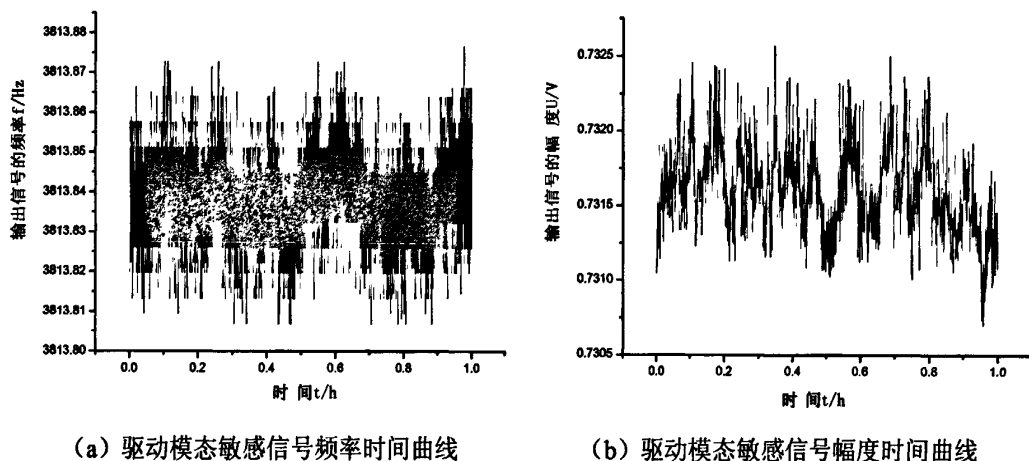


图 6-6 无积分环节闭环驱动常温性能测试时间曲线

图 6-6 中图(a)反映了陀螺仪驱动模态敏感信号频率的稳定性，从中可以看出在 1 小时内信号的频率在 3813.807Hz 与 3813.877Hz 之间波动，最大频率波动为 0.07Hz，频率的标准差为 0.00979Hz。从图(b)可以看出驱动模态敏感信号幅度的稳定性，在 1 小时内幅度在 730.7mV 与 732.57mV 之间波动，最大波动范围为 1.87mV，标准差为 $2.499 \times 10^{-4} \text{V}$ 。驱动模态频率稳定性与参考文献[5]中的测试结果相当，但是本文驱动信号的幅值标准差在 10^{-5}V 数量级，稳定性优于文献中的结果。

6.2 总结

硅微机械陀螺仪作为一种新型的角速度传感器，具有重要的使用价值和广泛的应用前景，自问世以来一直受到很多国家的重视。硅微陀螺仪性能的提高一方面需要设计出高性能的表头，另一方面还需要高性能的外围信号检测和处理电路。传统的模拟信号检测和处理电路已经成熟，但是模拟电路在复杂性、灵活性、误差特性补偿等方面很难满足要求，同时模拟电路还存在噪声、温度漂移、漏电流的影响等多方面的问题，这些问题都直接影响了硅微机械陀螺仪的性能。为了进一步提高陀螺仪的性能，并出于对陀螺仪自标定、自校准、温度补偿等技术的考虑，本文在广泛调研各种国内外研究成果的基础上，以双线振动硅微机械陀螺仪为研究对象，对其数字化外围信号处理电路中的关键技术进行研究。研究主要包括理论分析、电路设计与实现等。本文开展的工作和取得的成果包括以下几个方面：

(1)分析了硅微机械陀螺仪的特点和相对于传统陀螺仪的优势，以及提高振动式硅微

机械陀螺仪性能的关键问题,在此基础上通过对比模拟和数字外围信号处理电路的特点,提出了将陀螺仪外围信号处理电路实现数字化和小型化的目标。

(2)根据振动式陀螺仪的基本工作原理和动力学方程、电容式陀螺仪的静电驱动原理及本课题组自行设计的陀螺仪的结构特点,建立了陀螺仪驱动模态与检测模态的数学模型,得出了陀螺仪两个模态的运动规律。在此基础上分析了电容式双线振动硅微机械陀螺仪对外围信号检测与处理电路的设计需求,设计了硅微机械陀螺仪数字化读出系统的整体方案。

(3)根据陀螺仪基于锁相环的数字化闭环驱动和开环检测原理,深入研究了驱动模态中的稳频恒幅技术和检测模态中的解调技术。

在驱动模态的稳频技术中,深入分析了锁相环的基本组成和基本原理,建立了基于乃奎斯特采样定律的锁相环数学模型。根据陀螺仪驱动模态的特点,对数字锁相环的压控振荡器和环路滤波器进行了详细设计,并在 Simulink 和 DSPbuilder 中对基于 CORDIC 算法的数字锁相环路进行了详细的仿真,仿真结果表明设计的数字锁相环路可以满足驱动模态的稳频需求。针对环路滤波参数对数字环路锁相速度和稳频精度的影响存在矛盾的特点,提出了一种解决方法,并对此方法进行了仿真验证。

在驱动模态的稳幅技术中,分析了陀螺仪系统的幅度闭环和幅度闭环中的前馈 AGC 的基本原理和构成,对数字 AGC 中的检波技术如绝对值检波、PLL 同步检波和正交相干检波的原理进行了理论推导与分析,讨论了这几种检波技术用于陀螺仪系统时存在的问题,为解决这些问题本文引入了两种高效的 FIR 滤波器结构,并对其中的 CIC 滤波器进行了设计与 Simulink 仿真,结果表明 CIC 滤波器有很强的噪声抑制能力,但对量化噪声有积累效应。在 PID 增益控制方面,根据陀螺仪驱动模态的特点选积分分离 PI 控制算法,出于需要在 FPGA 中实现此算法及该算法的特点,选用算法的增量式实现方法。最后对整个数字 AGC 模块进行了 Simulink 仿真,得出了积分环节对陀螺仪驱动环路的控制规律。

在检测模态的解调技术部分,分析了常规相敏解调存在的问题,研究了最小均方误差解调方案,从其基本原理出发推导出了 LMSD 算法在 FPGA 中的实现方法。然后在 Simulink 和 DSPbuilder 中对 LMSD 算法进行了验证和性能仿真,仿真结果表明该算法可以解决相敏解调中存在的问题。针对收敛步长对算法的收敛速度和解调精度的影响存在矛盾的特点,提出了一种解决方法,并对此方法进行了仿真验证。

(4)在 Simulink 中对整个陀螺仪数字读出系统进行了仿真,得出了与预期相吻合的结果,仿真表明陀螺仪驱动模态振动幅值的稳定精度不仅与 PI 的控制参数有关,而且与幅值的检波精度有关,因此在实际中要根据振动幅值的稳定精度确定检波方法和检波滤波器的设计方法。仿真还表明,检波滤波器的带宽对陀螺仪的起振时间和幅度稳定精度的影响是矛盾的,带宽越大起振时间越短,但幅度稳定精度越低,反之,滤波器的带宽越小,起振时间越长,但幅值稳定精度越高。最后,对驱动模态谐振频率发生变化、驱动回路增益发生变化及 DAGC 的参考电压发生变化进行了仿真,模拟了系统在环境变化时的响应特性,其结果对以后改进电路设计会有很大的参考价值。

(5)最后,完成了以 FPGA 和高精度 AD、DA 转换芯片为核心器件的数字化信号处理电路的硬件电路设计,并实现了小型化。在此基础上完成了各功能模块软件的编辑与调试工作,并实现了锁相闭环驱动和 LMSD 检测。

6.3 展望

从影响振动式陀螺仪性能的关键问题可知,硅微陀螺仪性能的提高涉及的范围十分广泛,主要包括机械结构设计、加工工艺、封装技术、电路设计、信号处理与控制算法等,其中的每个环节都要进行大量的仿真验证与细致深入的研究与实验工作。由于本人能力有限以及时间、精力、实验室条件等原因,本文只对陀螺仪数字化外围信号处理电路中比较重要的环节进行了分析研究和仿真验证,希望能对今后的电路优化与信号处理技术的改进有所帮助。在总结课题实践中经验教训的基础上,作者认为进一步提高硅微机械陀螺仪的性能,以达到实用的目的,还需要在以下几方面进行更为深入的研究与攻关:

(1)陀螺仪机械结构的设计、加工工艺及封装技术的提高。陀螺仪表头的机械结构与加工工艺直接影响着陀螺仪的性能,因为陀螺仪表头只有具有良好的结构,才可能具有良好的机械特性。有了良好的机械特性,就可以降低电路设计指标、简化电路,并提高系统性能。同时,良好的结构设计必须有先进的加工工艺和封装技术作为保证,才会充分发挥其具有的优势。

(2)建立数字化陀螺仪系统的噪声模型。噪声是影响陀螺仪性能的直接原因,降低噪声是电路设计的起点也是最终目的。所谓知己知彼才能百战不殆,通过建立数字化陀螺仪系统精确的噪声模型,分析并仿真验证各种噪声对陀螺仪系统性能的影响,才能有的放矢,从而更好的降低噪声的影响。

(3)陀螺仪外围信号检测与处理电路的优化与性能的提高。因为陀螺仪的输出信号十分微弱,对陀螺仪外围检测电路的模拟前放要求很高。设计出高精度、高可靠性、低温漂、低噪声的陀螺仪前端电路,才是后续数字信号处理电路性能的保障。同时,在后续信号处理电路中要尽量降低噪声和温漂的影响。数字化闭环检测技术在国内还没有相关报道,但是在国外很多研究机构已经实现了闭环检测,用于改善检测带宽、降低温度对检测模态的影响、消除正交误差等。

(4)降低温度对陀螺仪性能的影响。本文应用了数字锁相环技术以跟踪陀螺仪驱动模态谐振频率随温度的变化,使驱动信号与驱动位移信号保持恒定的 90° 相移。锁相环技术与利用频率补偿实现相位的温度补偿相比,可以避免因为陀螺仪的温度曲线重复性不好而带来的问题。

(5)陀螺仪表头与外围电路的集成化。集成化是微机械陀螺仪不可逆转的发展趋势与最终目标。只有将陀螺仪表头与外围电路集成在一块芯片上,才能体现微机械陀螺仪体积小、重量轻、功耗小、成本低、与集成电路加工工艺兼容性好等优点。同时,也可以进一步减小陀螺仪系统的噪声,提高系统的精度。

以上只是作者的一些体会,随着微机械技术的迅猛发展,在硅微机械陀螺仪的研究过程中,新问题还会层出不穷,需要一一解决,从而使硅微机械陀螺仪的研究从实验室走向市场。

致谢

本文结束之际，我首先要感谢导师李宏生教授在学业上的悉心指导和鼓励。导师严谨的治学态度、宽广的胸怀、渊博的学识、对本专业前沿科学敏锐的洞察力、对学生严格要求、诲人不倦及平易近人、和蔼可亲的工作作风给我留下了深刻的记忆，使我终身难以忘怀。然后感谢夏敦柱老师、王寿荣老师及其他课题组的各位老师与同学在学习、科研及生活上的细心照顾。在此，谨以最真挚的问候和衷心的感谢，祝各位老师工作顺利，合家欢乐！各位同学学习进步，天天开心！

衷心感谢东南大学仪器科学与工程学院的各位老师与同学给予的帮助和指导，祝愿他们工作学习顺利，心想事成。

衷心感谢我的同学张荣晋、王小川，在他们繁忙的工作与学习之余，还能给我很多无私的帮助、关心和精神上的鼓励，祝愿他们今后能在自己的领域里鲲鹏展翅，翱翔九天。

特别感谢深爱我的父母多年来对我的养育教诲之恩和无私伟大的爱，在我最困难的时候，他们是我最大的支持和鼓励。寸草之心难报三春之晖，我只有更加努力，才能不辜负他们的期望。

三年研究生生活是我人生里一笔宝贵的财富。

最后感谢所有关心我、爱护我、支持我的人们！

参考文献

- [1] 李芋. 振动式微机械陀螺接口电路及其数字化研究[D]: [硕士学位论文], 西安: 西北工业大学, 2007.3:1-9
- [2] 许晓巍. 微机械陀螺自激驱动电路研究[D]: [硕士学位论文], 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2007,07:1-10
- [3] 蒋昭兴. 双线振动硅微机械陀螺仪驱动技术研究实验[D]: [硕士学位论文], 南京: 东南大学仪器科学与工程学院, 2008.4:1-69
- [4] 武强. 双线振动硅微机械陀螺仪检测技术研究实验[D]: [硕士学位论文], 南京: 东南大学仪器科学与工程学院, 2008.5:1-105
- [5] 张祺炜. 双线振动硅微陀螺仪数字化测控技术研究[D]: [硕士学位论文], 南京: 东南大学仪器科学与工程学院, 2009.4:1-60
- [6] 李锦明. 高信噪比电容式微机械陀螺的研究[D]: [博士学位论文], 太原: 中北大学 2005.9:1-20
- [7] 王晨曦. MEMS 陀螺外围信号处理电路数字化初步研究[D]: [硕士学位论文], 杭州: 浙江大学 2006,5.:1-73
- [8] Mikko Saukoski. SYSTEM AND CIRCUIT DESIGN FOR A CAPACITIVE MEMS GYROSCOPE[D]: [Doctoral Dissertation]. Helsinki University of Technology, Faculty of Electronics, Communications and Automation, Department of Micro and Nanosciences, 2008
- [9] H. Rodjergard, D. Sandstrom, P. Pelin, et al. A novel architecture for digital control of MEMS gyros[C]. Sensors 2004. Proceedings of IEEE, 24-27 Oct. 2004, vol.3:1403-1406
- [10] J. Raman, E. Cretu, P. Rombouts, et al. A Closed-Loop Digitally Controlled MEMS Gyroscope With Unconstrained Sigma-Delta Force-Feedback[J]. IEEE Sensors Journal, vol.9, NO.3, Mar 2009:297-305
- [11] R. Neul, U. Gomez, K. Kehr, et al. Micromachined gyros for automotive applications[C]. IEEE, 2005:527-530
- [12] Eik Arnold, Franz Nuscheler. Compensation methods for a silicon tuning fork gyroscope[C]. Springer, Microsyst Technol, 2008(14):623-628
- [13] D. Keymeulen, C. Peay, D. Foor, et al. Control of MEMS Disc Resonance Gyroscope (DRG) using a FPGA Platform[C]. 2008 IEEE Aerospace Conference, 1-8 March 2008 :1-8
- [14] D. Keymeulen, C. Peay, D. Foor, et al. FPGA platform for MEMS Disc Resonance Gyroscope (DRG) control[C]. Micro (MEMS) and Nanotechnologies for Space, Defense, and Security II, Proc. SPIE, 2008, Vol. 6959, 69590P:1-7
- [15] 周斌, 高钟毓, 陈怀等. 微机械陀螺数字读出系统及其解调算法[J]. 清华大学学报 (自然科学版) 2004, v44(5):637-640
- [16] 周文闻, 张嵘, 周斌等. 基于 SOPC 的单轴陀螺仪驱动环路设计[J]. 中国惯性技术学报, 2009, 17(1):65-70.
- [17] 王寿荣. 硅微型惯性器件理论及应用[M]. 东南大学出版社, 2000 : 12-14
- [18] 白英. 理论力学[M]. 2004, 08:130-133
- [19] 袁安萍. 硅微型机械振动陀螺仪结构设计研究[D]: [博士学位论文], 南京: 东南大学

- 仪器科学与工程学院, 2001.5:17-21
- [20]黄小振. 电容式振动微机械陀螺仪接口电路的设计、模拟与测试[D]: [硕士学位论文]. 上海: 中国科学院上海冶金研究所, 2001
- [21]罗伟雄, 韩力, 丁志杰. 锁相环技术及应用[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 1990,9-14
- [22]盛平. 硅微机械谐振式陀螺仪测控技术研究[D]: [博士学位论文], 南京: 东南大学仪器科学与工程学院, 2009.9:50-103
- [23]Roland E.Best 著 李永明译. 锁相环设计、仿真与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2007:1-283
- [24]季仲梅. 通信中的同步技术及应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2008:1-159
- [25]孙建, 汪彦彦. 基于CORDIC算法的高速高精度NCO的FPGA实现[J]. 火控雷达技术, 2007(12):68-71
- [26]白居易. 直接数字频率合成[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2007:2-101
- [27]屈强, 刘东华, 杨君等. 软件锁相环的设计与应用[J]. 遥测遥控, 2007(28):10-14
- [28]陈源, 袁嗣杰, 章兰英等. 基于FPGA的高动态三阶锁相环设计与实现[J]. 研究与开发, 2008,09(27):25-28
- [29]姜宇柏, 游思晴. 软件无线电原理与工程应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007:175-194
- [30]邹伯敏. 自动控制理论[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007:62-156
- [31]杨国安. 数字控制系统分析、设计与实现[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2008,02:256-281
- [32]袁孝康. 自动增益控制与对数放大器[M]. 北京: 国防工业出版社, 1987
- [33]李磊, 朱长根. 全数字接收机的AGC设计与数字化实现[J]. 重庆科技学院学报(自然科学版), 2008:97-99
- [34]郑立岗, 向敬成, 吕幼新. 用于中频数字AGC环路的高效检波方法[J]. 系统工程与电子技术, 2004,03(3):396-400
- [35]石武信. 新型电视机中的锁相环全同步视频检波技术[J]. 电视技术, 2000(221):49-50
- [36]王平, 苏涛, 康丽艳. 数字化同步技术在鱼雷电磁引信中的应用[J]. 电子科技, 2006(11):31-32
- [37]赵铭军, 周彬, 胡永钊. 数字正交检波在主动探测中的应用研究[J]. 激光技术, 2006,04(2):212-214
- [38]许建华, 刘美娟, 张超. 基于CORDIC算法的数字中频检波技术研究[J]. 中国电子科学研究院学报, 2007,10(5):531-534
- [39]应启珩, 冯一云, 窦维蓓. 离散时间信号分析和处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2001,09:166-348
- [40]Uwe Meyer-Baese 著, 刘凌译. 数字信号处理的FPGA实现(第二版)[M]. 清华大学出版社, 2006.06
- [41]陈晋炜, 周玉洁. 数字PID控制器的FPGA实现及软硬件协同仿真[J]. 信息技术, 2005(9):38-40
- [42]邱天爽, 魏东兴, 唐洪等. 通信中的自适应信号处理[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005,12:23-32
- [43]王钊, 卓兴旺. 基于Verilog HDL的数字系统应用设计[M]. 北京: 国防工业出版社,

2007

- [44]李式巨, 姚庆栋, 赵民建. 数字无线传输[M]. 北京:清华大学出版社,2007
- [45]沈元隆, 周井泉. 信号与系统[M]. 北京:人民邮电出版社,2003
- [46]徐明远, 邵玉斌. MATLAB 仿真在通信与电子工程中的应用[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,2005
- [47]郑智琴. Simulink 电子通信仿真与应用[M]. 北京:国防工业出版社,2002
- [48]夏宇闻. Verilog 数字系统设计教程[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2008
- [49]陈曦. 基于 Verilog HDL 的通信系统设计[M]. 北京: 中国水利水电出版社,2009
- [50]张玲华, 郑宝玉. 随机信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社,2003
- [51]王守三. PCB 的电磁兼容设计技术、技巧和工艺[M]. 北京:机械工业出版社,2008
- [52]张义和, 张显盛. Altium Designer 完全电路设计.FPGA 篇[M]. 北京:中国电力出版社,2008
- [53]吴继华, Altera FPGA/CPLD 设计.基础篇/高级篇[M]. 北京:人民邮电出版社,2005

攻读硕士学位期间发表的论文

第一作者, 基于 CORDIC 算法的 NCO 在 FPGA 中的实现, 《计算机与数字工程》, 2009, 12:21-23

