

文章编号 1004-924X(2018)09-2159-10

硅微陀螺仪高精度数字化相敏解调 ASIC

赵 阳, 夏国明, 施 芹, 裘安萍*

(南京理工大学 机械工程学院, 江苏 南京 210094)

摘要:为了抑制相敏解调引入的闪频($1/f$)噪声,实现硅微陀螺仪的高精度片上数字化输出,设计了一种基于 sigma-delta 模数转换器的相敏解调 ASIC。首先,提出了一种量化硅微陀螺仪驱动及检测载波信号的低闪频噪声数字化方案,建立了 sigma-delta 模数转换器的系统级分析模型,并利用 Simulink 完成了基于谐振器级联前馈(CRFF)结构的三阶 sigma-delta 模数转换器系统级设计。其次,研究了 sigma-delta 模数转换器的电路级实现方法,在 Cadence IC 平台上完成了包括低噪声开关电容积分器、加法器及 1 bit 高速量化器等模块的晶体管级电路设计与验证,并采用 AMS 0.35 μm 工艺进行了流片。实验表明:该 sigma-delta 模数转换器具有三阶噪声整形功能,在硅微陀螺仪的工作频率处(6.4 kHz)量化噪声小于 200 $\text{nV}/\text{Hz}^{1/2}$,等效精度位数为 12。硅微陀螺仪数字化输出角度随机游走 $0.012(^{\circ})/\text{h}^{1/2}$,Allan 方差零偏不稳定性为 $0.34(^{\circ})/\text{h}$,零偏稳定性(1σ)为 $0.94(^{\circ})/\text{h}$,满足高精度硅微陀螺仪的数字化精度需求,并提高了整表集成度。

关键词:硅微陀螺仪;专用集成电路;sigma-delta 模数转换;相敏解调;闪频($1/f$)噪声

中图分类号:TN96;TP212 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20182609.2159

High-accuracy digitized phase-sensitive demodulation ASIC design for silicon microgyroscope

ZHAO Yang, XIA Guo-ming, SHI Qin, QIU An-ping*

(School of Mechanical Engineering, Nanjing University of
Science and Technology, Nanjing 210094, China)

* Corresponding author, E-mail: apqiu@njust.edu.cn

Abstract: In order to remove the flicker noise introduced by phase-sensitive demodulation and realize a digitized silicon microgyroscope, a phase-sensitive demodulation Application Specific Integrated Circuit (ASIC) was designed. First, a low flicker noise digitized phase-sensitive demodulation scheme was proposed, and the system level analysis model of a third-order Cascade-Resonator-Feedforward (CRFF) sigma-delta ADC was defined. Then, the circuit level realization method of the sigma-delta ADC was detailed; the low noise switched-cap integrator, the adder and the 1-bit quantizer were designed using Cadence IC design kits. Finally, the proposed phase sensitive demodulation system design was taped out in the AMS 0.35 μm process. The experimental results indicate that the proposed ADC has a third-order noise shaping characteristic and its quantization noise floor at 6.4 kHz is below 200 $\text{nV}/\text{Hz}^{1/2}$, which corresponds to 12 bits equivalent accuracy. The digitized silicon microgyroscope has an $0.012(^{\circ})/\text{h}^{1/2}$ angular random rate and a $0.34(^{\circ})/\text{h}$ bias instability, with 1σ bias stability of $0.94(^{\circ})/\text{h}$, which satisfies the requirement of high accuracy digitization and improves

收稿日期:2018-01-10;修订日期:2018-02-10.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 61701236)

the integration level of the gyroscope.

Key words: silicon microgyroscope; Application Specific Integrated Circuit(ASIC); sigma-delta ADC; phase sensitive demodulation; flicker noise

1 引言

硅微陀螺仪是一类采用微机械制造工艺制备的角速率传感器,相比传统惯性仪表具有体积小、重量轻、可靠性高、易于与电子线路集成等优势^[1]。硅微陀螺仪最主要的用途是与微加速度计一同构成三轴微惯性测量单元(MIMU),实现载体在无 GPS 环境下的自主导航。该类应用通常要求硅微陀螺仪的测控电路单片集成化,缩小整表体积和功耗;并提供片上数字化输出,便于与导航控制处理器接口。此外,导航系统中,角速度信号需经过两次积分才能得到位置信息,因此硅微陀螺仪的低频误差是制约导航系统精度的关键。根据 Allan 方差的分析,硅微陀螺仪的极限导航精度,即零偏不稳定性,由角速度输出中的闪频($1/f$)噪声决定^[2]。

目前,国外主要研究机构报道的硅微陀螺仪大多实现了模拟测控电路的单片集成化,而 Bosch 公司^[3-4]、意法半导体公司^[5]、佐治亚理工大学^[6]及伯克利大学^[7]报道的硅微陀螺仪已可通过片上模数转换器(Analog Digital Converter, ADC)实现数字化输出,零偏稳定性在 $0.1 \sim 10$ ($^{\circ}$)/h 量级。与之相比,国内所报道的硅微陀螺仪仍多采用分立器件测控电路,数字化通过片外高精度商用 ADC 实现^[8-9],整表体积较大,功耗和成本较高,难以满足微惯性测量单元的应用需求。目前,哈尔滨工业大学^[10-11]、北京大学^[12-13]、中科院电子所^[14-15]、上海微系统所^[14-15]和东南大学^[16]等单位开展了硅微陀螺仪专用集成电路(Application Specific Integrated Circuit, ASIC)技术的研究,但所报道的硅微陀螺仪均无片上数字化输出功能,零偏稳定性在 $1 \sim 5$ ($^{\circ}$)/h,与国际先进水平尚存在较大差距。

目前,国内外针对该部分误差产生机理及抑制方法的研究还不充分。ADI 公司的研究指出,ASIC 基准源中的 $1/f$ 噪声可转换为角速度噪声,利用 BJT 作为输入级晶体管能够抑制该部分噪声^[17]。佐治亚理工大学及赫尔辛基大学的研究指出,相敏解调电路中的 $1/f$ 噪声是制约硅微

陀螺仪零偏不稳定性的关键,可通过斩波调制技术予以抑制^[6,18],但并未给出具体解决方案及试验验证。中科院电子所及哈尔滨工业大学的研究指出,双相关采样技术及高通滤波可有效抑制前置接口电路中的 $1/f$ 噪声^[11,14],但尚未有针对相敏解调电路引入 $1/f$ 噪声的相关研究报道。

本文提出了一种量化硅微陀螺仪驱动及检测载波信号的数字化相敏解调方案,可从根源上消除传统相敏解调电路所引入的 $1/f$ 噪声。设计了一种基于谐振器级联前馈(CRFF)结构的三阶 sigma-delta 模数转换 ASIC,利用噪声整形技术,使得该 1 bit 模数转换器实现了 12 bit 的等效精度,满足了高精度硅微陀螺仪的数字化需求,并有效改善了其零偏不稳定性。

2 硅微陀螺仪系统概述

2.1 硅微陀螺仪敏感结构

本文所研究的硅微陀螺仪敏感结构示意图如图 1 所示,它由质量块、支撑梁、驱动电容、检测电容和锚点组成。该结构为 Z 轴硅微陀螺仪, X 轴为驱动方向, Y 轴为检测方向。驱动轴采用梳齿电容,以提高硅微陀螺仪的线性度。敏感结构的左右质量块相向驱动,构成差分结构,抑制环境中的共模干扰。检测轴采用具有更高电容转换增益的平板结构,以提高硅微陀螺仪的机械灵敏度。驱动轴的谐振频率为 6.4 kHz,检测轴的固有频率为 6.8 kHz。

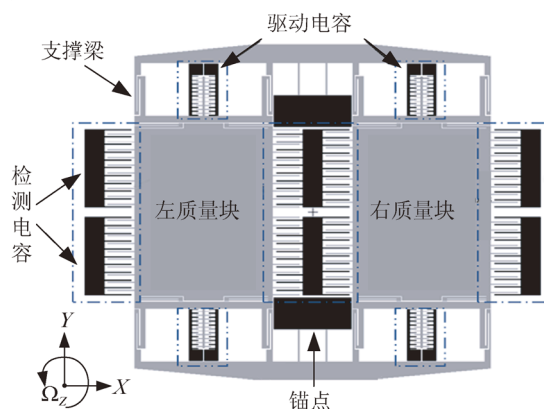


图 1 硅微陀螺仪敏感结构示意图

Fig. 1 Schematic of silicon microgyroscope sensing element

该硅微陀螺仪敏感结构采用 80 μm 厚 SOI 工艺制造,驱动及检测电容的间隙设计为 4 μm 。该硅微陀螺仪由衬底、结构层、盖板三层结构组成,其中结构层和盖板通过金/硅键合形成密闭空腔。圆片级真空封装后,其腔内真空度约为 1~10 Pa。驱动模态及检测模态的品质因数在 60 000 和 10 000 以上。加工后的硅微陀螺仪芯片封装在 LCC44 陶瓷管壳中,如图 2 所示。

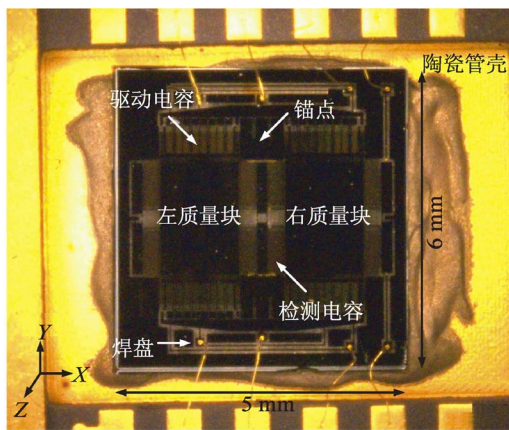


图 2 硅微陀螺仪封装

Fig. 2 Silicon gyroscope sensing element in LCC package

2.2 硅微陀螺仪测控系统

图 3 所示为硅微陀螺仪的 ASIC 测控系统。驱动电路为敏感结构中的驱动谐振器提供正反馈回路,实现驱动轴的自激振荡,其中驱动前置接口电路提供振荡器必须的增益和相位条件。幅度控制电路实现对振荡器幅度的负反馈控制,将振荡幅度稳定在由外部基准 V_{ref} 确定的参考值上。当硅微陀螺仪敏感到 Z 轴向上的输入角速度后,在科里奥利力的作用下质量块将产生 Y 轴向上的运动分量,角速度检测系统通过提取该位移实现对输入角速度的检测。陀螺可动结构上所施加的电压 V_p 提供电容检测所需的直流偏置电压。检测前置接口电路将 Y 轴向微小的机械位移信号转换为电压信号,随后与来自驱动轴的基准信号进行相敏解调,滤除正交耦合误差后,得到待检测的角速度信号。

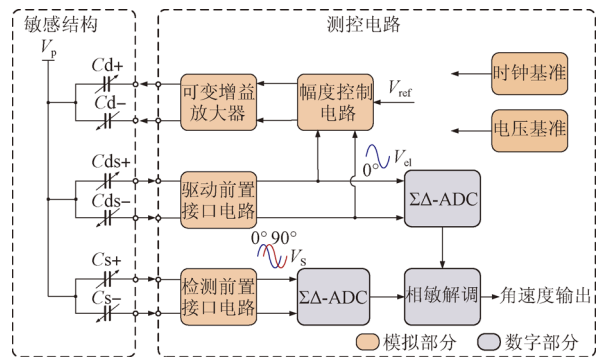


图 3 硅微陀螺仪 ASIC 测控系统

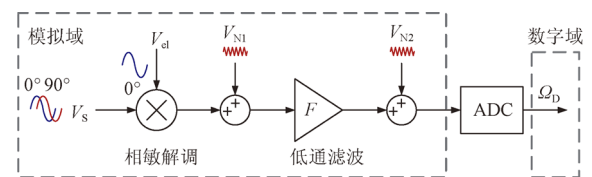
Fig. 3 Silicon microgyroscope and readout ASIC system

3 数字化相敏解调 ASIC

3.1 相敏解调方案

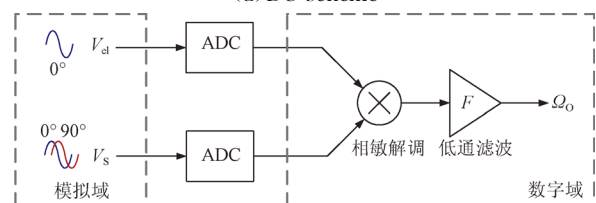
硅微陀螺仪的数字化方案通常有直流量化与交流量化两类,如图 4 所示。其中,直流量化方案仅对相敏解调之后的低频域(通常 < 100 Hz)输出进行数字化,对于 ADC 的速率、功耗要求较低。但相敏解调、低通滤波及 ADC 中的 $1/f$ 噪声 V_{n1} 、 V_{n2} 均会叠加至数字化角速度输出中,恶化硅微陀螺仪的零偏不稳定性。

交流量化方案则是对驱动轴及检测轴前置接口电路输出的载波信号进行数字化,在数字域中完成相敏解调及低通滤波。该方案可以从根源上避免上述环节所引入的 $1/f$ 噪声的影响,而 ADC 中的 $1/f$ 噪声位于低频域,不影响载波的幅度稳定性。因此,本设计采用交流量化方案,在数字化输出的同时改善硅微陀螺仪的零偏不稳定性。



(a) 直流量化方案

(a) DC scheme



(b) 交流量化方案

(b) AC scheme

图 4 硅微陀螺仪量化方案

Fig. 4 Quantization schemes of silicon microgyroscope

在交流量化方案中,ADC 的量化噪声应保证小于模拟部分检测前置接口电路的输出电压噪声,避免 ADC 恶化硅微陀螺仪的角度随机游走。图 5 为检测前置接口电路的输出电压噪声谱密度测试结果,在硅微陀螺仪工作频率处的噪声密度为 $500 \text{ nV}/\text{Hz}^{1/2}$ 。因此,ADC 的量化噪声应小于该值,且带宽大于 6.4 kHz 。

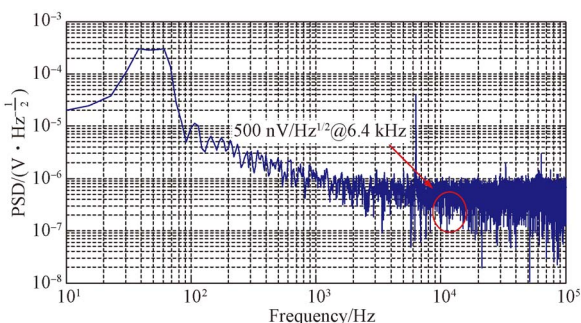


图 5 硅微陀螺仪检测前置接口电路输出电压噪声谱密度
Fig. 5 Output voltage noise floor of sense front-end of silicon microgyroscope

3.2 Sigma-delta ADC 系统级设计

交流量化方案对 ADC 的采样率及精度均提出了较高的要求,导致普通的逐次逼近寄存器型(SAR) ADC 需要极高的位数才能满足量化精度需求,实现难度较大,并且功耗较高。与之相比,具有量化噪声整形功能的 sigma-delta ADC 是硅微陀螺仪数字化中更理想的选择,其只需 1 bit 即可实现 10 bit 以上的等效量化精度,无需设计反馈 DAC,结构简单,功耗较低^[19]。

图 6 所示为 sigma-delta ADC 的系统级原理框图,其核心结构为积分器和 1 bit 量化器,将输

入信号量化为 1 bit 量化器的输出脉冲密度。输入信号及量化噪声至 ADC 输出的传递函数分别为:

$$A(s) = \frac{1/s}{1+1/s} = \frac{1}{s+1}, \quad (1)$$

$$Q(s) = \frac{1}{1+1/s} = \frac{s}{s+1}. \quad (2)$$

由上式可知,ADC 中的积分器将低频域量化噪声搬移至高频,因此可在信号带宽内实现极低的噪声谱密度。对于一个采样频率为 f_s 的 L 阶 sigma-delta ADC,其带宽 f_B 内的信噪比可表示为:

$$\text{SNR} = 10 \log(A_r^2) - 10 \log(q_n^2) - 10 \log \left[\frac{\pi^{2L}}{2L+1} \right] + (20L+10) \log \left[\frac{f_s}{2f_B} \right], \quad (3)$$

其中: A_r 为有用信号幅度, q_n 为量化噪声功率。由式(3)可知,串联多级积分器或选取更高的采样频率均有助于抑制 sigma-delta ADC 带宽内的量化噪声。

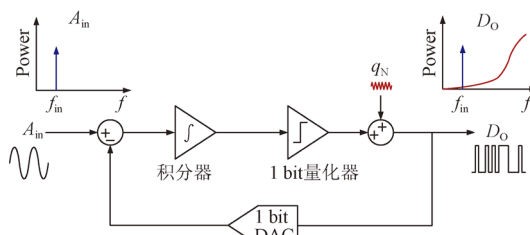


图 6 Sigma-delta ADC 系统级框图
Fig. 6 Systematic diagram of sigma-delta ADC

根据硅微陀螺接口电路的量化噪声需求,本文选择基于谐振器级联前馈(CRFF)结构的三阶 sigma-delta ADC,系统框图见图 7,详细设计参数如表 1 所示。

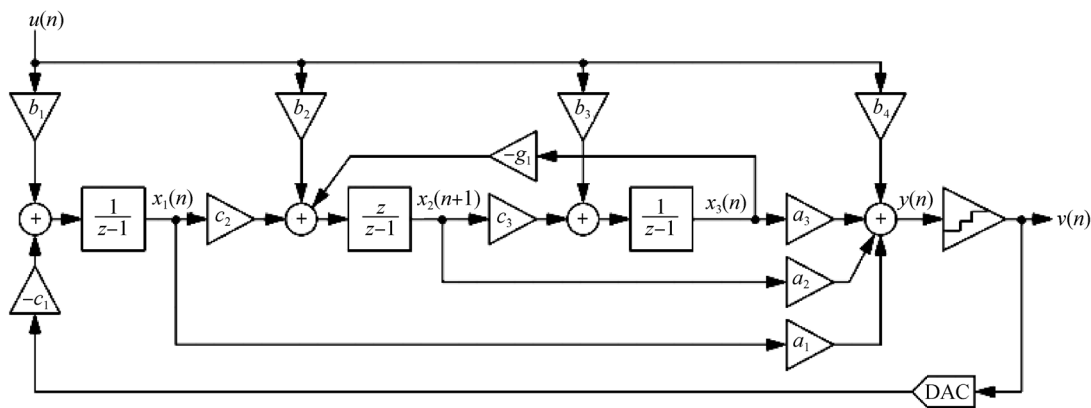


图 7 三阶 CRFF Sigma-delta ADC 系统级框图
Fig. 7 Systematic diagram of 3rd order CRFF sigma-delta ADC

表 1 Sigma-delta ADC 设计参数

Tab. 1 Design specifications of sigma-delta ADC

参数	值
结构	CRFF
阶数	三阶
带宽/kHz	40
过采样率	64
采样频率/MHz	1
量化噪声	$<200 \text{ nV/Hz}^{1/2}$
系数 a	[0.75 1.25 1.5]
系数 b	[0.182 0 0 0.25]
系数 c	[0.182 0.125 0.167]
系数 g	[0.008 3]

利用 Simulink 构建系统级模型,对所设计的 ADC 进行时域仿真,注入的测试信号频率为 25 kHz,图 8 所示为 ADC 量化噪声谱密度的仿真结果。量化噪声在信号带宽内具有微分特性,且这里对 ADC 的零点频率进行了优化,对硅微陀螺仪工作频率附近的量化噪声进行了陷波处理,有助于进一步提高其量化精度。硅微陀螺仪工作频率处的量化噪声密度小于 $200 \text{ nV/Hz}^{1/2}$,满足设计要求。由于系统级仿真中仅考虑了量化噪声的影响,而实际设计电路中还会引入其他噪声来源,如放大器噪声、开关噪声等,因此需要电路级设计完成后,再次对噪声性能进行验证^[20]。

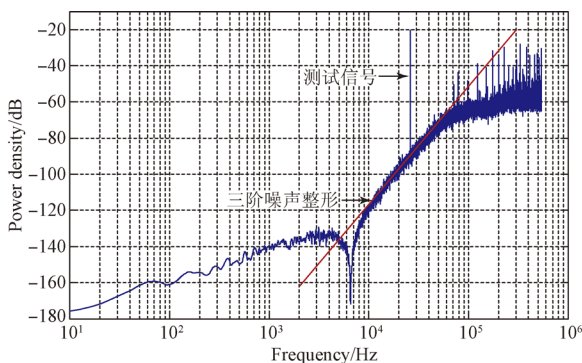


图 8 Sigma-delta ADC 系统级量化噪声仿真结果

Fig. 8 Simulation result of systematic quantification noise

3.3 Sigma-delta ADC 电路级设计

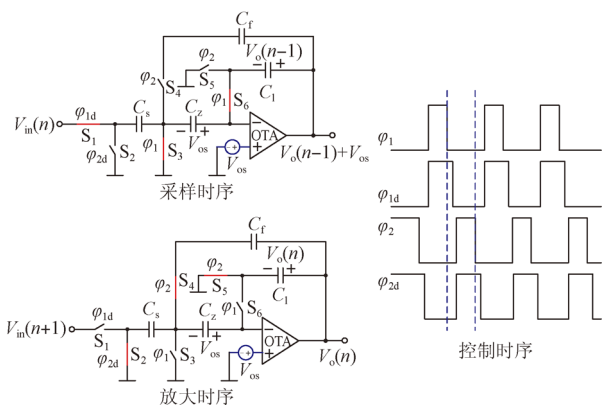
CRFF 结构的 sigma-delta ADC 主要由开关电容积分器、加法器和 1 bit 高速量化器构成。

3.3.1 开关电容积分器及加法器

积分器是 Sigma-delta ADC 中的核心环节,其电路原理如图 9(a)所示。本文所设计的积分器基于开关电容原理,并增加了斩波稳零功能,消除放大器直流失调误差及闪频噪声对 ADC 精度的影响。

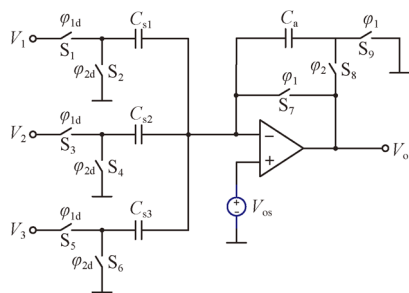
在 Φ_1 时刻,输入信号被采样至电容 C_s 上,其电荷量 $Q=V_{in}(n) \times C_s$ 。在放大器时序 Φ_2 中, C_s 上存储的电荷 Q 将转移至反馈电容 C_f 两端,导致输出 V_o 的变化为 $-V_{in}(n) \times C_s/C_f$ 。上述过程循环往复,输入电压的变化不断累积至输出端,产生积分效果。此外,开关 S_1 、 S_2 在断开时相比其它开关要延时一个时钟周期,以避免其电荷注入效应对采样电容 C_s 两端电压的影响^[21]。

由于开关电容电路中放大器没有直流反馈通路,因此必须进行斩波稳零,避免直流失调误差对积分器输出摆幅的影响。图 9 中 OTA 的直流失调误差在 Φ_1 时刻被存储于电容 C_z 两端,在放大器时序中, C_z 所存储的电压将抵消 OTA 自身的直流失调误差,实现斩波稳零功能。值得注意的是,由于闪频噪声同样为低频信号,它在 Φ_1 及 Φ_2 时刻具有较强的相关性,因此斩波稳零还可以消除积分器中闪频噪声的影响。为了避免在两个时序切换的过程中 OTA 输出电压发生剧烈的变化,这里在 OTA 的输出端增加了保持电容 C_1 。 C_1 在 Φ_2 时刻两端的电压与输出端一致,因此在采样时序中,OTA 的输出端变化仅为 V_{os} ,这样大大缩短了 OTA 的建立过程,降低了对其转换速率的要求,有利于降低功耗^[21]。



(a)开关电容积分器电路原理及时序控制图

(a)Switched-cap integrator and time sequence



(b) 开关电容加法器

(b) Switched-cap adder

图 9 积分器和加法器

Fig. 9 Schematics of integrator and adder

如图 7 所示,在进行量化之前,首先需要将三级积分器的输出进行加权求和。图 9(b)为可实现该功能的开关电容加法器原理图,其工作原理与积分器类似。在 Φ_1 时刻采样电容对三路输入信号进行采样, Φ_2 时刻将采样电容上的电荷转移至反馈电容 C_a 上,实现对三路输入信号的加权。采样电容 $C_{s1} - C_{s3}$ 与 C_a 的比例决定了各自的权重。与积分器工作的不同点在于, Φ_1 时刻开关 S_7 对反馈电容进行复位,该电路无电荷累加过程。由于 S_7 存储了放大器的失调电压,因此该电路同样具有失调电压及闪频噪声抑制效果。该电路的工作时序与积分器完全一致。

在 ADC 中除了存在量化噪声外,积分器中的采样开关和放大器也会引入额外的噪声源,影响 ADC 的采样精度。由于 MOS 开关在导通时存在一定的导通电阻,因此该电阻产生的热噪声也会输入至采样电容 C_s 上,其噪声能量为 KT/C_s ,该噪声均匀分布在 $f_s/2$ 的带宽范围内,为了确保该部分噪声小于 ADC 的量化噪声,计算得到所有采样电容取值应大于 0.25 pF 。

积分器中另一部分噪声来自于放大器 OTA 的电压噪声。由系统级分析可知,第二级和第三级积分器的电压噪声均会被第一级积分器所整形,因此第一级积分器主导了 ADC 中的总电压噪声。三级积分器中的放大器均采用折叠式共源共栅结构,以实现较大的输出摆幅。由于噪声要求不同,第一级放大器所分配的偏置电流为第二级和第三级的两倍,其具体设计参数如表 2 所示。

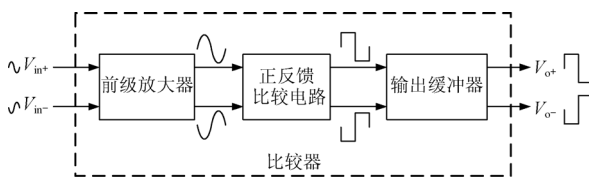
表 2 积分器 OTA 设计参数

Tab. 2 Design parameters of OTA in sigma-delta ADC

参数	设计值
增益带宽积/MHz	10
输入电压噪声(OTA1,OTA2-3)/(nV/Hz ^{1/2})	14,28
输出摆幅/V	>2
输入级偏置电流(OTA1,OTA2-3)/ μA	120,60
输出级偏置电流(OTA1,OTA2-3)/ μA	80,40
转换速率/(V $\cdot\mu\text{s}^{-1}$)	>10

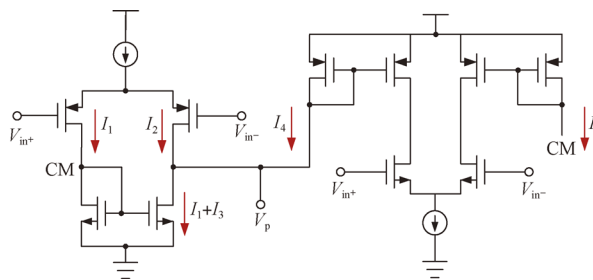
3.3.2 1 bit 高速量化器

由图 7 可知,三级积分器的输出加权之后需经过量化器进行数字化,在 sigma-delta ADC 中量化器为 1 bit,因此可以直接利用比较器来实现。CMOS 比较器由前级放大器、正反馈比较电路及输出缓冲器三部分组成,如图 10 所示。



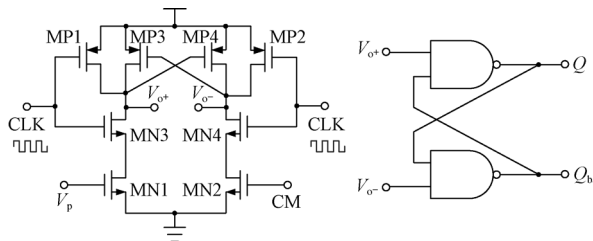
(a) 高速比较器系统框图

(a) Block diagram of high speed comparator



(b) 前级放大器原理图

(b) Schematics of preamplifier



(c) 正反馈比较电路及缓冲器原理图

(c) Latch and output buffer

图 10 CMOS 比较器组成

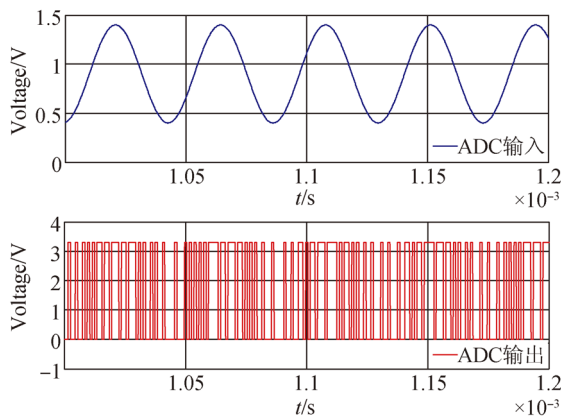
Fig. 10 Components of CMOS comparator

由于比较器输入端的模拟信号幅度与逻辑电平相比要小很多,因此在进行比较之前必须对它进行预放大处理。本文所设计的前级放大器电路如图 10(b)所示,这里采用有源电流镜结构对输入信号进行放大。将 PMOS 输入结构和 NMOS 输入结构进行组合,以提高前级放大器的线性度,并进一步提高其放大增益。这里设计的前级放大增益为 10 倍,经过前置放大后虽然输入信号的幅度得到了放大,但是其上升时间仍较长,与数字逻辑信号相差甚远,因此必须进一步进行整形。

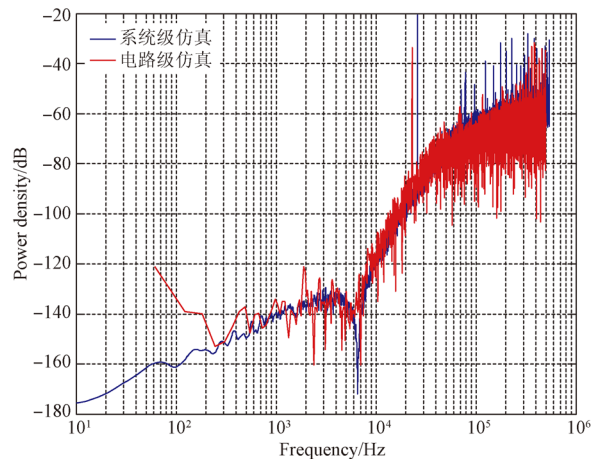
图 10(c)为所设计的正反馈比较电路及输出缓冲器。其中,比较电路采用时钟控制的锁存器结构,前级放大器的输出 V_p 及 CM 通过 MN1 及 MN2 转换为电流信号,注入由 MP3 及 MP4 所组成的锁存器。由于锁存器为正反馈结构,因此可迅速地将输入模拟信号转换为逻辑电平输出。时钟 CLK 控制 MP1、MP2 和 MN3、MN4 在下一次比较前,清空比较器的上次比较结果,将 V_{o+} 及 V_{o-} 置为高电平,缩短比较器下次比较的响应时间^[22]。为了保证在清空状态下比较器的输出不受到改变,这里利用 SR 锁存器作为输出缓冲器,在 V_{o+} 及 V_{o-} 均为高电平时保持当前的比较状态。

3.3.2 sigma-delta ADC 电路级仿真验证

利用 Cadence IC 软件对所设计的 sigma-delta ADC 电路进行晶体管级电路仿真,图 11(a)为输入输出波形仿真结果。其中,输入信号为 1 V 峰峰值的差分正弦信号,频率为 6.4 kHz,用来模拟硅微陀螺仪检测前置接口电路的输出信号。由图 11(a)可知,ADC 的输出 1 bit 脉冲流,其密度跟随输入正弦信号的幅度,实现对输入信号的量化。



(a)输入输出仿真波形图
(a)ADC input/output waveform



(b)量化噪声谱密度仿真结果
(b)Simulation of quantization noise floor

图 11 ADC 电路级仿真
Fig. 11 Circuit-level simulation

随后对所设计的 sigma-delta ADC 进行时域噪声仿真分析。由图 11(b)可知,电路级的输入噪声仿真曲线与系统级量化噪声仿真结果基本一致,具有三阶噪声整形效果。

在电路级仿真中包含了额外的放大器噪声和开关噪声,在陷波频率附近,该部分噪声掩盖了量化噪声。根据电路级仿真结果可知,在陀螺工作频率处, sigma-delta ADC 的输入噪声小于 -135 dB,等效输入电压噪声小于 $200 \text{ nV}/\text{Hz}^{1/2}$,满足设计要求。

4 测量实验与结果

4.1 Sigma-delta ADC 性能测试

本文所设计的 ASIC 利用 AMS 公司的 $0.35 \mu\text{m}$ 2P4M 工艺制造而成,其芯片电子显微照片如图 12 所示。该 ASIC 采用 1.8 V 电源电压供电,单个 sigma-delta ADC 功耗为 2.5 mW 。

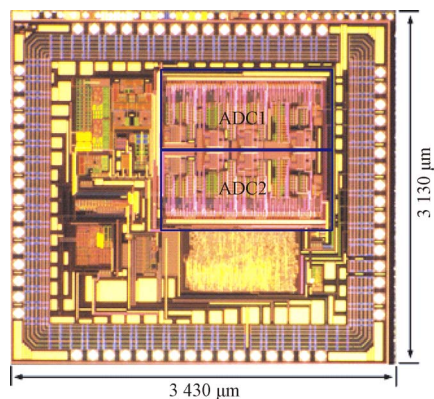


图 12 硅微陀螺仪 ASIC 芯片显微照片
Fig. 12 Micrograph of gyroscope ASIC

首先将 sigma-delta ADC 置于零输入状态, 利用数据采集卡记录其 1 bit 输出, 并进行功率谱分析。由图 13 所示的测试结果可知, 所设计的 ADC 具有三阶噪声整形效果, 实测曲线与电路级仿真设计曲线基本一致, 在陀螺的工作频率处量化噪声为 $200 \text{ nV}/\text{Hz}^{1/2}$, 等效精度位数为 12, 小于检测前置接口电路的输出噪声, 满足了设计要求。

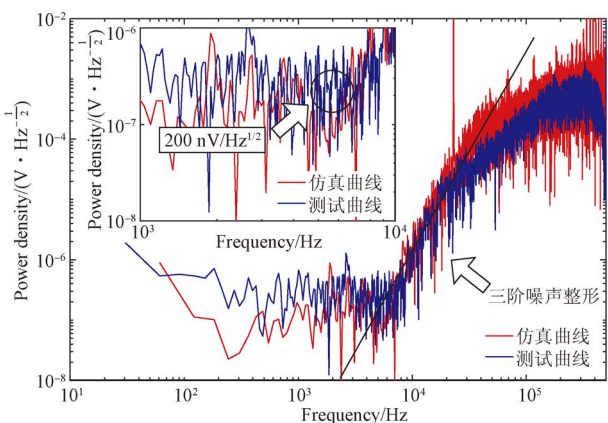


图 13 Sigma-delta ADC 输出噪声功率谱测试结果

Fig. 13 Test result of output noise spectrum of sigma-delta ADC

4.2 硅微陀螺仪整表性能测试

在完成了 sigma-delta ADC 的性能测试之后, 在室温环境下 (约 $25 \text{ }^\circ\text{C}$) 对硅微陀螺仪的整表精度进行测试。

首先, 利用速率转台对硅微陀螺仪进行标度因数及量程测试, 选取的输入角速度测试点为 $0, \pm 1, \pm 2, \pm 5, \pm 10, \pm 20, \pm 50, \pm 100, \pm 200$ 和 $\pm 300 \text{ } (^\circ)/\text{s}$, 陀螺仪对应的输出曲线如图 14 所示。测试结果表明, 在 $\pm 300 \text{ } (^\circ)/\text{s}$ 的量程范围内, 该硅微陀螺仪的标度因数为 $2 \text{ mV}/((^\circ)/\text{s})$, 标度因数最大非线性为 1800×10^{-6} 。

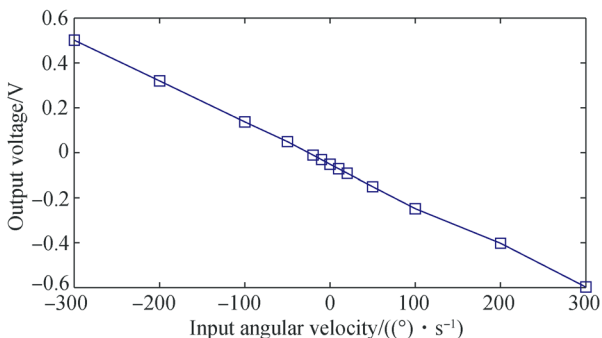
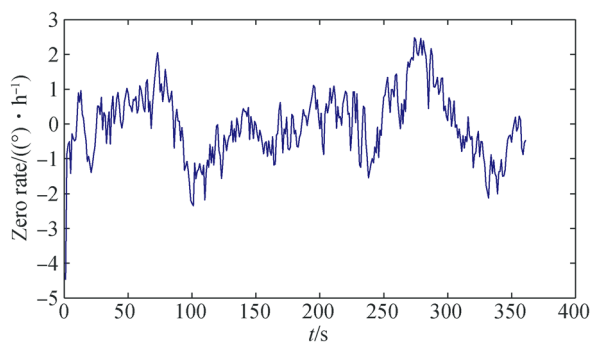


图 14 硅微陀螺仪数字化输出量程及标度因数测试曲线

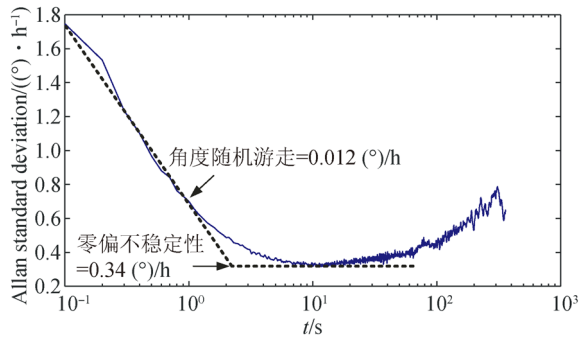
Fig. 14 Test plot of full scale and scale factor of digitized gyroscope

在完成了硅微陀螺仪标度因数及量程的测试后, 将它置于无角速度输入的室温环境下进行零偏稳定性测试, 测试时长为 1 h, 采样率为 10 Hz。图 15(a) 为对零位输出进行 10 s 平滑 (0.1 Hz 输出率) 后得到的零偏测试曲线, 对应的零偏稳定性 (1σ) 为 $0.94 \text{ } (^\circ)/\text{h}$, Allan 标准差曲线如图 15(b) 所示, 角度随机游走 $0.012 \text{ } (^\circ)/\text{h}$, 零偏不稳定性为 $0.34 \text{ } (^\circ)/\text{h}$ 。表 3 总结并对比了国外主要研究机构报道的采用 ASIC 测控电路的硅微陀螺仪性能参数。通过对比可知, 本文所研究的硅微陀螺仪接近国外先进水平^[3-7]。



(a) 零偏输出曲线

(a) Zero rate output



(b) Allan 标准差曲线

(b) Allan standard deviation

图 15 硅微陀螺仪性能曲线

Fig. 15 Characteristic plots of silicon microgyroscope

5 结论

本文提出了一种基于交流量化的硅微陀螺仪数字化相敏解调 ASIC, 在实现数字化输出的同时避免相敏解调及低通滤波等环节引入的 $1/f$ 噪声, 改善了硅微陀螺仪的零偏不稳定性。介绍了其核心模块 sigma-delta ADC 的系统级和晶体管级电路的设计过程, 并采用 AMS $0.35 \text{ } \mu\text{m}$ 工艺进行了流片及测试。该 sigma-delta 模数转换器具有三阶噪声整形功能, 在硅微陀螺仪的工作

频率处(6.4 kHz)量化噪声小于 200 nV/Hz^{1/2}, 等效精度位数为 12, 功耗 2.5 mW。硅微陀螺仪数字化输出角度随机游走 0.012 (°)/h^{1/2}, 零偏不

稳定性为 0.34 (°)/h, 零偏稳定性为 (1σ) 0.94 (°)/h, 满足高精度硅微陀螺仪的数字化精度需求, 整表集成度也得到了提高。

表3 硅微陀螺仪性能参数总结

Tab. 3 Summary and comparison of silicon microgyroscope with previous works

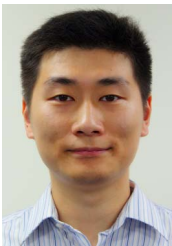
参数	Ref. [3]	Ref. [4]	Ref. [6]	Ref. [7]	本文
CMOS 工艺/ μm	0.13	0.18	0.6	0.35	0.35
功耗/mW	30	1.5~3.1	6	1	2.5
量程/ $(^\circ) \cdot \text{s}^{-1}$	± 630	$\pm 2\ 000$	± 10		± 300
带宽/Hz	80	520	1	50	100
角度随机游走/ $(^\circ) \cdot \text{h}^{-\frac{1}{2}}$	0.23	0.42	0.003	0.24	0.012
零偏不稳定性/ $(^\circ) \cdot \text{h}^{-1}$	1.2	—	0.16	—	0.34

参考文献:

- [1] PERLMUTTER M, ROBIN L. High-performance low cost inertial MEMS: A market in motion [C]. *IEEE Position Location and Navigation Symposium (PLANS)*, 2012, 225-229.
- [2] EL-SHEIMY N, HOU H, NIU X. Analysis and modeling of inertial sensors using allan variance [J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2008, 57(1):140-149.
- [3] BALACHANDRAN G K, PETKOV V P, MAYER T, et al.. A 3-axis gyroscope for electronic stability control with continuous self-test [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2016, 51(1):177-186.
- [4] EZEKWE C D, GEIGER W, OHMS T. A 3-axis open-loop gyroscope with demodulation phase error correction [C]. *IEEE International Solid-State Circuits Conference-(ISSCC)*, 2015:478-479.
- [5] PRANDI L, CAMINADA C, CORONATO L, et al.. A low-power 3-axis digital-output MEMS gyroscope with single drive and multiplexed angular rate readout [C]. *IEEE International Solid-State Circuits Conference-(ISSCC)*, 2011:104-106.
- [6] SHARMA A, ZAMAN M F, AYAZI F. A sub-0.2°/hr bias drift micromechanical silicon gyroscope with automatic CMOS mode-matching [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2009, 44(5):1593-1608.
- [7] EZEKWE C D, BOSER B E. A mode-matching $\Sigma\Delta$ closed-loop vibratory gyroscope readout interface with a 0.004°/s/ $\sqrt{\text{Hz}}$ noise floor over a 50 Hz Band [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2008, 43(12): 3039-3048.
- [8] 杨亮, 苏岩, 袁安萍, 等. 具有增益补偿功能的微机械陀螺数字化驱动闭环 [J]. *光学精密工程*, 2014, 22(1):109-116.
YANG L, SU Y, QIU A P, et al.. Digital drive closed-loop with gain compensation for micro-machined gyroscope [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2014, 22(1):109-116. (in Chinese)
- [9] 夏国明, 杨波, 王寿荣. 硅微机械陀螺自激驱动数字化技术 [J]. *光学精密工程*, 2011, 19(3): 635-640.
XIA G M, YANG B, WANG SH R. Digital self-oscillation driving technology for silicon machined gyroscopes [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 19(3):635-640. (in Chinese)
- [10] 王冠石. 电容式硅微陀螺接口 ASIC 芯片集成技术研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
WANG G SH. *Research on Integrated Technology of Interface ASIC for Capacitive Silicon Gyroscope* [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2014. (in Chinese)
- [11] 刘晓为, 莫冰, 王超, 等. 微机械陀螺 ASIC 接口电路设计 [J]. *传感技术学报*, 2006, 19(5): 2241-2244.
LIU X W, MO B, WANG CH, et al.. Design of the micromachined gyroscope interface ASIC [J]. *Chinese Journal of Sensors and Actuators*, 2006, 19(5):2241-2244. (in Chinese)
- [12] ZHOU K, SUN L, GE F, et al.. A capacitive readout circuit with DC sensing method for micromachined gyroscopes [C]. *IEEE International*

- Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS)*, 2012:712-715.
- [13] 沈广冲,鲁文高,刘明星,等. 基于环形肖特基二极管的 MEMS 陀螺仪接口 ASIC 电路温度特性分析与设计 [J]. 传感技术学报, 2014(3): 299-303.
SHEN G CH, LU W G, LIU M X, *et al.*. Analysis of temperature characteristic and design of interface ASIC based on ring schottky diode for MEMS gyroscope [J]. *Chinese Journal of Sensors and Actuators*, 2014(3): 299-303. (in Chinese)
- [14] 尹韬,杨海钢,张种,等. 一种用于电容型体硅微陀螺的低噪声读出电路芯片 [J]. 电子与信息学报, 2010, 32(1): 204-209.
YIN T, YANG H G, ZHANG CH, *et al.*. A low-noise readout circuit for bulk micro-machined capacitive gyroscope [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(1): 204-209. (in Chinese)
- [15] YIN T, *et al.*. A TIA-based readout circuit with temperature compensation for MEMS capacitive gyroscope [C]. *IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS)*, 2011:401-405.
- [16] 罗旭程,冯军. 一种基于 0.35 μm CMOS 工艺的单片集成微机械陀螺仪接口电路 [J]. 电子学报, 2014, 42(9): 1868-1872.
- LUO X CH, FENG J. A monolithic MEMS gyroscope interface circuit in 0.35 μm CMOS [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2014, 42(9): 1868-1872. (in Chinese)
- [17] GEEN J A, SHERMAN S J, CHANG J F, *et al.*. Single-chip surface micromachined integrated gyroscope with 50°/h Allan deviation [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2002, 37(12): 1860-1866.
- [18] AALTONEN L, KALANTI A, PULKKINEN M, *et al.*. A 2.2 mA 4.3 mm² ASIC for a 1 000°/s 2-axis capacitive micro-gyroscope [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2011, 46(7): 1682-1692.
- [19] SCHREIER R, TEMES G C. *Understanding Delta-Sigma Data Converters* [M]. IEEE Press, 2004.
- [20] KULAH H, CHAE J, YAZDI N, *et al.*. Noise analysis and characterization of a sigma-delta capacitive microaccelerometer [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2006, 41(2): 352-361.
- [21] ENZ C C, TEMES G C. Circuit techniques for reducing the effects of op-amp imperfections: autozeroing, correlated double sampling, and chopper stabilization [J]. *Proceedings of the IEEE*, 1996, 84(11): 1584-1614.
- [22] BAKER R J. *CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation* [M]. Second Edition. Wiley-IEEE Press, 2004.

作者简介:



赵 阳(1988—),男,河南洛阳人,博士研究生,2011 年于南京理工大学获得学士学位,主要从事 MEMS 惯性技术方面的研究。E-mail: zhaoyang0216@yeah.net

通讯作者:



裘安萍(1971—),女,浙江宁波人,教授,博士生导师,1998 年、2001 年于东南大学分别获得硕士、博士学位,主要从事 MEMS 惯性技术的研究。E-mail: apqiu@mail.njust.edu.cn