

文章编号 1004-924X(2018)04-0875-09

## 新型运载火箭中电容式液位传感器接口专用集成电路

陈 威<sup>1</sup>, 黄 诚<sup>1</sup>, 秦 尧<sup>2</sup>, 张国瑞<sup>2</sup>, 尹 亮<sup>2\*</sup>

(1. 上海航天设备制造总厂, 上海 200245; 2. 哈尔滨工业大学 MEMS 中心, 黑龙江 哈尔滨 150001)

**摘要:** 为了提高新型航天运载火箭中电容式液位传感器系统的电容检测性能, 设计了一款适用于航天运载火箭中电容式液位传感器的接口专用集成电路(Application Specific Integrated Circuit, ASIC)芯片。首先, 完成了整体电路的系统级设计, 实现了对电容式液位传感器输出电容的线性检测, 将传感器输出电容量转化为与之呈线性关系的电压量输出。然后, 对接口 ASIC 芯片的线性度、噪声特性和温度环境适应性进行了理论分析与研究。最后, 采用 0.5  $\mu\text{m}$  CMOS 工艺完成接口 ASIC 的流片, 并进行了芯片的性能测试。实际测试结果显示, 芯片电容检测非线性为 0.005%, 输出噪声密度 3.7 aF/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (待测电容 40 pF), 电容测量稳定性  $7.4 \times 10^{-5}$  pF(参考电容 40 pF, 待测电容 40 pF, 1  $\sigma$ , 1 h), 输出零位温度系数 4.5  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。测试结果证明, 该接口 ASIC 的电容检测性能已经达到国外最高性能的电容式液位传感器液位测量芯片的水准, 可以广泛应用到多种电容式检测传感器中。

**关键词:** 电容式液位传感器; 微弱电容检测; 接口 ASIC 芯片; 开关电容电路

**中图分类号:** TP212.9 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20182604.0875

### A capacitive liquid level sensor interface application specific integrated circuit for new carrier rocket

CHEN Wei<sup>1</sup>, HUANG Cheng<sup>1</sup>, QIN Yao<sup>2</sup>, ZHANG Guo-ru<sup>2</sup>, YIN Liang<sup>2\*</sup>

(1. Shanghai Aerospace Equipment Manufacturer, Shanghai 200245, China;

2. MEMS center of Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

\* Corresponding author, E-mail: yinliang2003@126.com

**Abstract:** In order to improve the capacitance detection performance of capacitive liquid level sensor in new aerospace carrier rocket, an interface (Application Specific Integrated Circuit) ASIC of capacitive liquid level sensor in aerospace carrier rocket was designed. First, the system of the whole circuit was designed, which converted the output capacitance of capacitive liquid level sensor to voltage that had linear relationship with the output capacitance of the sensor. And then, the linearity, noise characteristics and temperature environment adaptability of interface ASIC were analyzed and studied. At last, the interface ASIC was fabricated in a standard 0.5  $\mu\text{m}$  CMOS process and the performances of the chip were tested. The test results show that the linearity of capacitance detection of the ASIC is 0.005%, output noise is 3.7 aF/ (when the capacitance which will be detected is 40 pF), the stability of capacitance detection is  $7.4 \times 10^{-5}$  pF(when the reference capacitance is 40 pF, the capacitance

收稿日期: 2017-08-09; 修订日期: 2017-09-05.

基金项目: 上海航天科技创新基金资助项目(No. SAST2015052)

which will be detected is 40 pF, 1  $\sigma$ , 1 h), the output zero position temperature coefficient is 4.5  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ . The test results prove that the capacitance detection performance of the ASIC reaches the standard of capacitive liquid level sensor measurement chip with the highest performance abroad, which can be widely used in many kinds of capacitive detection sensors.

**Key words:** capacitive liquid level sensor; weak-capacitance detection; interface Application Specific Integrated Circuit(ASIC); switched-capacitor circuits

## 1 引言

随着航天运载器推进技术的高速发展,无毒、无污染的低温液体推进剂在航天运载器的推进系统中被广泛使用<sup>[1]</sup>。在航天运载器的发射和升空过程中,低温液体推进剂的液位高度需要被准确地监测与测量,最常采用的监测和测量手段是电容式测量法。因此,在航天运载火箭中,精度高、动态响应好的电容式液位传感器常常用来获取低温液体推进剂的液位信息。

目前国内航天运载火箭中电容式液位传感器的微弱电容检测电路多数采用传统的电容测量电路结构,并且测量电路是由传统的分立式的电阻和电容等元件构造而成,因此其测量精度较低(仅为  $10^{-14}$  法拉量级)。而采用微电子工艺制作而成的专用集成电路(Application Specific Integrated Circuit, ASIC)具有体积小、高集成度、高精度和应用简便等特点,正在逐渐取代传统的分立元件测量电路<sup>[2]</sup>。因此,设计高精度、高分辨率的微弱电容检测 ASIC 对于提高新型航天运载火箭中电容式液位传感器的性能起着至关重要的作用。

对于电容式传感器的微弱电容检测接口 ASIC,国内外有许多单位已经研制出针对电容式微加速度计、电容式 MEMS(Microelectro Mechanical Systems)陀螺的高精度、高分辨率接口 ASIC。其中包括国外的 ADI, TI 公司,国内的北京大学、哈尔滨工业大学等。目前国内外的微高精度微弱电容检测接口 ASIC 通常都采用 CMOS(Complementary Metal Oxide Semiconductor)工艺,在 CMOS 工艺下,电路噪声主要包括: MOS 管  $1/f$  噪声、KT/C 噪声、电荷注入、时钟馈通等。从电路噪声消除方法的角度出发,高精度、高分辨率电容式传感器的接口 ASIC 设计主要分为两个方向:连续时间处理方式、离散时间处理方式。其中连续时间处理电路通常采用电桥型调制解调法

实现高精度电容测量,电容分辨能力可达  $10^{-19}$  法拉以下;而离散时间处理电路主要为开关电容电路,包括模拟开关、电容、放大器,开关电容电路易于与相关双采样技术结合,从而有效消除低频噪声,最小可分辨电容可以达到  $10^{-17}$  法拉以下<sup>[3]</sup>。

在电容式液位测量和电容式湿度测量领域中,目前有两款最高性能的用于测量传感器输出电容的传感器接口微弱电容检测芯片。其中一款是来自于 ADI 公司研制的 AD7745/AD7746<sup>[4]</sup>,另一款是来自于德州仪器公司研制的 FDC1004<sup>[5]</sup>。这两款芯片都能将电容式液位传感器或电容式湿度传感器的输出电容转化为数字电压信号输出,便于与微处理器结合从而测量出传感器输出电容。但是,AD7745/AD7746 的电容输入范围较窄,而 FDC1004 也存在电容检测分辨率不高的缺点。

本文在上述背景下,针对新型航天运载火箭中的电容式液位传感器设计出一种离散时间开关电容式接口 ASIC 芯片,将电容式液位传感器输出电容转换为与之呈线性关系的电压量输出。对电容式液位传感器微弱电容检测的高线性度测量进行了分析与研究,对接口 ASIC 芯片的噪声特性进行了理论分析,同时也对接口 ASIC 的温度环境适应性技术进行了研究。根据理论分析结果首先采用电路仿真工具 Cadence 对整体电路的性能进行了仔细的模拟与仿真,随后在  $0.5\mu\text{m}$  CMOS 工艺下进行流片并完成了芯片的性能测试。最终实现了芯片的高电容检测线性度,高电容检测分辨率,低零位温度系数和大电容输入范围,弥补了 AD7745/AD7746 和 FDC1004 的不足之处。

## 2 系统工作原理

图 1(a)是圆柱形电容式液位传感器的结构简图<sup>[6]</sup>,该传感器将涂上绝缘漆的两金属同心圆

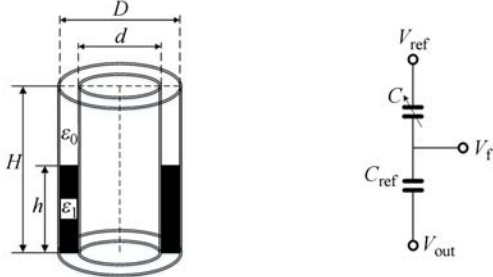
柱作为其输出电容的内、外两电极。其中  $D, d$  分别为外电极内径和内电极外径;  $\epsilon_0, \epsilon_1$  分别为空气和被测液体的介电常数;  $H$  为内外两极板相互重叠部分的长度,  $h$  为传感器中液体的液位高度。对某一个介电常数固定的液体,在液体的介电常数远远大于空气的介电常数的情况下,传感器的输出电容  $C$  可以由液体浸没部分的电容近似表示,表达式为:

$$C = \frac{\epsilon_1 dh}{2k(D-d)}, \quad (1)$$

其中  $k$  为静电力常量。

根据式(1)可知,传感器的输出电容  $C$  与液位高度  $h$  成正比,通过对传感器输出电容的测量即可得到液体的液位高度。

在对电容式液位传感器的输出电容进行测量时,采用一个片外参考电容和传感器输出电容串联后进行测量,将液位传感器输出电容和参考电容的公共端接入 ASIC 芯片,并将液位传感器输出电容和参考电容的另一端分别接参考电压端和 ASIC 输出电压端。图 1(b)是液位传感器电容测量的等效电学模型。其中  $C$  为传感器输出电容,  $C_{ref}$  为参考电容,  $V_{ref}$  为参考电压,  $V_{out}$  为 ASIC 芯片输出电压。



(a)圆柱形电容式液位传感器 (b)电容测量等效电学模型  
(a) Cylindrical capacitive liquid level sensor (b) Equivalent electrical model of capacitance measurement

图 1 电容式液位传感器结构及测量等效电学模型

Fig. 1 Structure of capacitive liquid level sensor and electronic model of detection of capacitance

图 2 所示为电容式液位传感器接口 ASIC 的芯片原理。接口 ASIC 工作时,电容式液位传感器输出电容与参考电容极板上的误差电荷将被采样到前端电容敏感检测电路中,电容敏感检测电路将误差电荷量转换为电压量输出,从而实现电容-电压转换。通过后级的信号处理电路处理后

将整体电路的输出电压反馈到参考电容的一端,最终实现电容式液位传感器输出电容与参考电容极板上的零误差电荷,满足关系式:

$$\frac{V_{out}}{C} = -\frac{V_{ref}}{C_{ref}}. \quad (2)$$

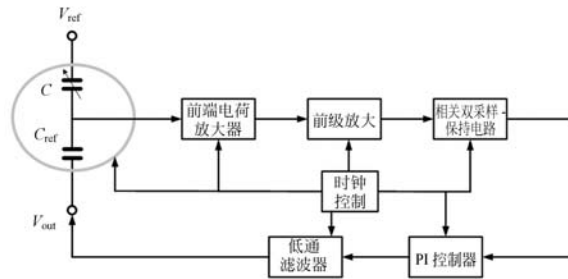


图 2 电容式液位传感器接口 ASIC 芯片原理

Fig. 2 Principle of the interface ASIC of capacitive liquid level sensor

由式(2)可知,当参考电压  $V_{ref}$  参考电容  $C_{ref}$  固定时,接口 ASIC 输出电压和电容式液位传感器输出电容之间呈线性关系,芯片电容检测灵敏度为:

$$\left| \frac{\Delta V_{out}}{\Delta C} \right| = \frac{V_{ref}}{C_{ref}}. \quad (3)$$

### 3 接口 ASIC 整体电路设计

依据 ASIC 芯片原理,本文所设计的接口 ASIC 芯片电路整体结构如图 3 所示。整体电路为离散时间开关电容电路,并且采用分时复用检测电极方式完成电容式液位传感器输出电容检测的工作过程。前端电荷放大器采用 CMOS 开关电容检测方式,利用 CMOS 工艺所带来的高输入阻抗特点,有效提高了电荷检测能力。经过前端电荷放大器转化输出的电压信号非常微弱,因此将其通过前级放大电路进行放大。后级电路利用相关双采样-保持电路结构消除了前端电荷放大器和前级电压放大电路中的低频  $1/f$  噪声和直流失调电压。利用 PI 反馈控制器实现整体电路的伺服控制。低通滤波器用于消除 PI 控制器输出电压中的高频噪声以及为整体闭环电路提供一个低频主极点,避免环路振荡,影响传感器输出电容的检测。

整体电路中一共包含 10 个模拟开关,需要 9 组时钟信号完成各开关的时序控制。9 组开关的

工作时序如图 4 所示。电路中各个开关周而复始的执行该工作时序,完成电容式液位传感器输出电容的闭环检测,最终输出电压使得传感器输出电容  $C$  和参考电容  $C_{ref}$  上的电荷量相等,达到稳态,输出电压保持不变。整个接口 ASIC 的一个工作周期内包含 5 个时间相位:电荷清零相位(P1)、前端电荷放大器误差采集相位(P2)、前端电荷放大器采样准备相位(P3)、电荷采样相位(P4)、积分反馈相位(P5)。

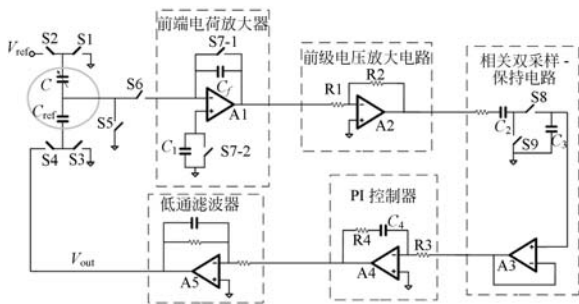


图 3 电容式液位传感器接口 ASIC 芯片整体结构  
Fig. 3 Structure of interface ASIC of capacitive liquid level sensor

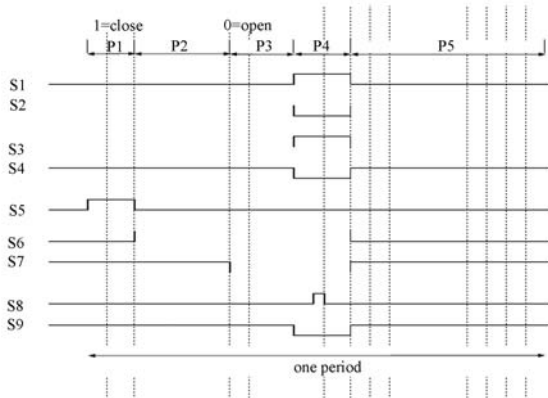


图 4 电容式液位传感器接口 ASIC 工作时序  
Fig. 4 Working sequence of interface ASIC of capacitive liquid level sensor

#### 4 整体电路电容检测非线性和温度特性分析

在图 3 所示的电容式液位传感器接口 ASIC 芯片整体电路图中,PI(Proportional Integral)控制器中运算放大器的失调电压会直接反映在接口

ASIC 电路的输出中,其失调电压温度系数将会成为接口 ASIC 温度系数的关键成分<sup>[7]</sup>。运算放大器的开环增益也将影响整体电路的电容检测线性度,开环增益越大,电容检测线性度越高。因此,本文采用一种高增益、低失调电压、低失调电压温度系数的三级运算放大器作为 PI 控制器中的运放。三级运算放大器结构原理如图 5 所示。

在图 5 中,为了实现运算放大器的低失调电压温度系数采用两级差分放大结构。其中第一级放大器输出通过差分方式与第二级放大器输入相接,将放大器第一级与第二级之间的匹配转换为第二级放大器内部匹配,极大的降低了对运算放大器第一级与第二级之间晶体管匹配的要求,从而有效的降低了运算放大器的失调电压温度系数。同时,采用共质心对称版图布局也可以进一步降低运算放大器的失调电压温度系数<sup>[8]</sup>。为了降低此三级运算放大器的失调电压,应减小输入管 Q2, Q3 的过驱动电压,这可以通过减小尾管 Q1 的电流或增大输入管 Q2, Q3 的宽长比而实现。

经过实际测试,该三级运算放大器的失调电压低于 0.5 mV。测试温度在  $-50\text{ }^{\circ}\text{C} \sim 60\text{ }^{\circ}\text{C}$  的范围内时,失调电压温度系数低于  $2\text{ }\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ 。

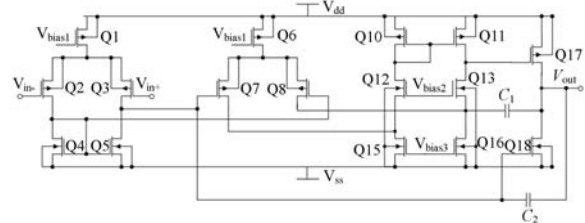


图 5 三级运算放大器电路结构  
Fig. 5 Schematic diagram of three-stage operational amplifier

#### 5 接口 ASIC 电路噪声分析

电容式液位传感器接口 ASIC 的噪声性能将直接决定整体电路的电容信号分辨率。整体电路等效输出噪声越低,整体电路的电容信号分辨率也越高。本文所设计的接口 ASIC 芯片中,前端电荷放大器及其后各级电路都会产生电路噪声,在这样一个具有多级噪声来源的闭环系统中,每级电路的噪声分量都会被其前级电路的增益所衰

减,而前端电荷放大器具有非常高的增益,因此,接口 ASIC 前端电荷放大器是系统的主要噪声源<sup>[9-11]</sup>。同时,在前端电荷放大器后加入电压放大电路可以进一步抑制后级电路的噪声,从而降低整体电路的输出噪声,提高接口 ASIC 芯片的电容信号分辨率。

前端电荷放大器中的噪声来源主要有运算放大器噪声、开关热噪声和参考电压源噪声。下面依次对前端电荷放大器中各噪声源的影响进行分析。

### 5.1 前端运算放大器噪声

前端电荷放大器中的运算放大器的噪声主要包括热噪声和  $1/f$  噪声。由于后级电路采用了相关双采样技术,运算放大器的  $1/f$  噪声和失调电压被降低到可以忽略的程度。因此,运算放大器的热噪声是主要考虑的因素。图 6 所示为本文前端电荷放大器中采用的运算放大器结构。

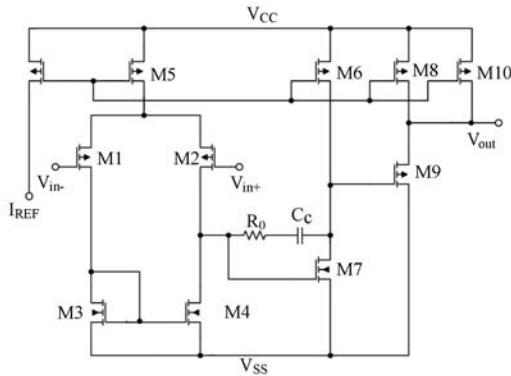


图 6 前端电荷放大器中运放结构图

Fig. 6 Schematic diagram of operational amplifier in front-end charge amplifier

该运算放大器是一个带输出级的两级运放,其热噪声主要由输入级决定,表达式为:

$$e_n^2 = 2(e_{M1}^2 + e_{M3}^2 \left(\frac{g_{m3}}{g_{m1}}\right)^2) \approx \frac{16kT}{3g_{m1}} \left(1 + \frac{g_{m3}}{g_{m1}}\right) = \frac{16pkT}{3g_{m1}} \quad (4)$$

其中:  $p=1 + \frac{g_{m3}}{g_{m1}}$ ,  $e_{M1}$ ,  $e_{M3}$  分别是晶体管 M1, M3 的热噪声,  $g_{m1}$ ,  $g_{m3}$  分别是晶体管 M1, M3 的跨导。

图 7 显示了前端电荷放大器的等效热噪声原理简图<sup>[3]</sup>,运放的单位增益带宽需要比采样频率高几倍,以便满足电路的建立精度要求,但这样也会产生噪声混叠问题<sup>[11,12]</sup>。

经过两次采样,输出噪声需要叠加,前端电荷放大器的等效输出热噪声为:

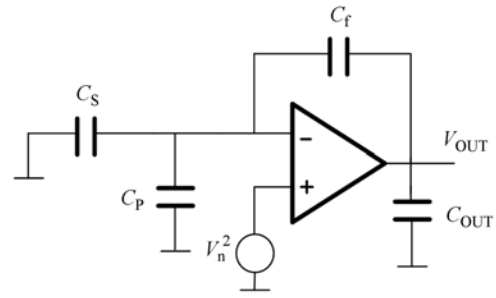


图 7 前端电荷放大器的等效热噪声原理简图

Fig. 7 Schematic diagram of the equivalent thermal noise of front-end charge amplifier

$$e_{amp-thermal} = \sqrt{\frac{8pkT(C_s + C_p + 2C_f)}{3C_f C_c f_s}} (V/\sqrt{Hz}), \quad (5)$$

其中:  $f_s$  是采样频率,  $C_p$  是运放输入端寄生电容,  $C_s$  是传感器输出电容和参考电容之和,  $C_c$  是运算放大器中的密勒补偿电容。

### 5.2 开关热噪声

敏感电容(包括传感器输出电容和参考电容)与电荷放大器之间的模拟开关也会影响接口 ASIC 的输出噪声。模拟开关电阻热噪声原理模型如图 8 所示。

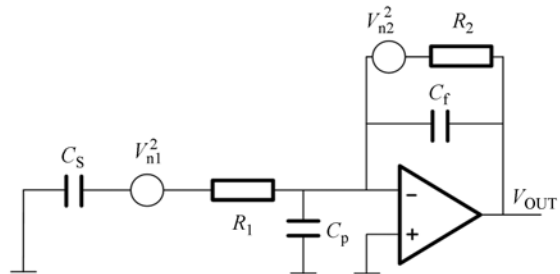


图 8 模拟开关等效噪声模型

Fig. 8 The equivalent noise model of analog switches

同样经过两次采样,开关热噪声经混叠后等效输出热噪声为:

$$e_{OUT-SW} = \sqrt{\frac{2kT}{f_s} \left( \sqrt{\frac{g_{m1} C_s R_2 \cdot (C_c R_1 + C_c R_2 + g_{m1} R_1 R_2 C_s)}{C_c C_s \cdot (R_1 + R_2) \cdot (C_c + g_{m1} R_1 C_s)}} + \sqrt{\frac{R_1 g_{m1} C_f}{C_c C_s + C_c C_f + g_{m1} C_s C_f R_1}} \right)} (V/\sqrt{Hz}), \quad (6)$$

其中:  $g_{m1}$  是晶体管 M1 的跨导,  $R_1$ ,  $R_2$  为开关 S6 和 S7-1 的导通电阻。

### 5.3 参考电压源噪声

参考电压源在每个周期中都会对传感器输出

电容进行充电,所以参考电压源噪声  $V_{RN}$  会直接影响 ASIC 的输出噪声。由于周期性的对敏感电容进行采样积分,宽带噪声会混叠进低频段<sup>[3]</sup>。参考电压源等效噪声模型如图 9 所示。

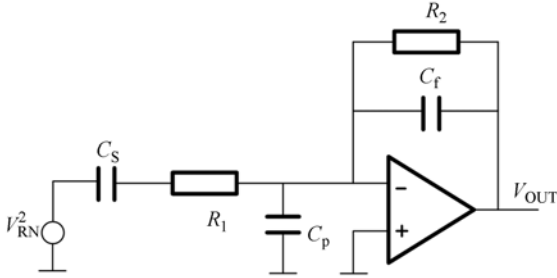


图 9 参考电压源等效噪声模型

Fig. 9 Equivalent noise model of reference voltage

经过两次采样和噪声混叠后,参考电压源等效输出噪声为:

$$e_{RV} = \frac{V_{RN}}{\sqrt{2f_s}} \left( \sqrt{\frac{g_m^2 \cdot R_2^2 \cdot C_s}{(R_1 + R_2) \cdot C_c^2}} + \sqrt{\frac{g_m C_f}{C_c C_s + C_c C_f + g_m C_s C_f R_1}} \right), \quad (7)$$

根据式(5)、(6)、(7),将前端电荷放大器的输出噪声等效到其输入端后,可以计算出整体电路的等效输出噪声:

$$V_{n,out} = \frac{1}{A_1} \cdot \sqrt{(e_{nT-amp})^2 + (e_{OUT-SW})^2 + (e_{RV})^2}, \quad (8)$$

其中  $A_1$  表示前端电荷放大器的电压增益。

表 1 所示为接口 ASIC 电路主要噪声源的表达式和理论计算值。其中:  $C_s = 80$  pF,  $C_f = 5$  pF,  $C_p = 255$  fF,  $C_c = 1.2$  pF,  $f_s = 62.5$  kHz,  $g_{m1} = 177$   $\mu$ S,  $p = 2.3$ ,  $R_1 = 370$   $\Omega$ ,  $R_2 = 4$  k $\Omega$ ,  $T = 300$  K,  $V_{RN} = 10$  nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ,  $A_1 = C_{ref}/C_f = 8$ 。

表 1 接口 ASIC 电路噪声

Tab. 1 Noise of interface ASIC

噪声源	等效热噪声表达式	理论计算值
前端运算放大器噪声	$e_{nT-amp} = \sqrt{\frac{8pkT(C_s + C_p + 2C_f)}{3C_f C_c f_s}}$	2.5 $\mu$ V/ $\sqrt{\text{Hz}}$
开关噪声	$e_{OUT-SW} = \sqrt{\frac{2kT}{f_s} \left( \sqrt{\frac{g_{m1} C_s R_2 \cdot (C_f R_1 + C_c R_2 + g_{m1} R_1 R_2 C_s)}{C_c C_s \cdot (R_1 + R_2) \cdot (C_c + g_{m1} R_1 C_s)}} + \sqrt{\frac{R_1 g_{m1} C_f}{C_c C_s + C_c C_f + g_{m1} C_s C_f R_1}} \right)}$	0.29 $\mu$ V/ $\sqrt{\text{Hz}}$
参考电压源噪声	$e_{RV} = \frac{V_{RN}}{\sqrt{2f_s}} \left( \sqrt{\frac{g_m^2 \cdot R_2^2 \cdot C_s}{(R_1 + R_2) \cdot C_c^2}} + \sqrt{\frac{g_m C_f}{C_c C_s + C_c C_f + g_m C_s C_f R_1}} \right)$	2.3 $\mu$ V/ $\sqrt{\text{Hz}}$
等效输出噪声	$\frac{1}{A_1} \cdot \sqrt{(e_{nT-amp})^2 + (e_{OUT-SW})^2 + (e_{RV})^2}$	426.2 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

从表 1 的计算结果可以得出结论,接口 ASIC 电路的主要噪声源是参考电压源噪声和前端运算放大器热噪声。并且电路噪声主要依赖于采样频率,敏感电容与反馈电容的比值,前端运算放大器中的密勒电容和输入管跨导。

## 6 芯片测试结果与分析

在实验室条件下对电容式液位传感器接口 ASIC 芯片的性能进行测试。图 10 所示为芯片测试 PCB 板。实际测试时,采用 NPO 电容器模拟实际电容式液位传感器输出电容进行测试。

对芯片的各项性能测试包括线性度、电容测量稳定性、输出噪声和零位温度系数的测量。



图 10 测试 PCB 板

Fig. 10 Custom-designed PCB

测试芯片线性度时,取参考电容  $C_{ref}$  和待测电容  $C$  均为 40 pF,改变参考电压,测量输出电

压。并在 Matlab 中将  $V_{ref}$  和  $V_{out}$  的测试数据进行一阶线性拟合,结果如图 11 所示。拟合结果显示,芯片的电容检测线性度为 0.005%。

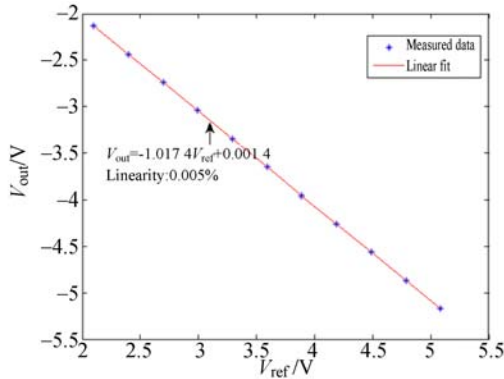


图 11 线性拟合结果  
Fig. 11 Result of first-order linear fit

测试芯片电容检测稳定性时,仍取参考电容  $C_{ref}$  和待测电容  $C$  均为 40 pF,参考电压  $V_{ref}$  取 7.5 V。根据式(3),此时芯片的电容检测灵敏度为 0.187 5 V/pF。测量一个小时,测量间隔 0.2 s,对输出电压采样 6 651 次。输出电压在一个小时中的变化趋势如图 12 所示。计算采样数据的标准差为  $1.382\ 79 \times 10^{-5}$  V,除以灵敏度后,得到电容测量稳定性为  $7.375 \times 10^{-5}$  pF。

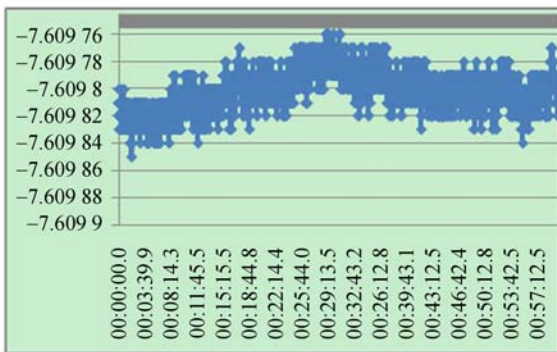


图 12 1 h 采样输出电压数据波动趋势  
Fig. 12 Variation trend of output voltage in one hour

测试输出噪声性能时,保持参考电容  $C_{ref}$  和待测电容  $C$  均为 40 pF 不变,参考电压  $V_{ref}$  仍取 7.5 V,此时芯片的电容检测灵敏度仍为 0.187 5 V/pF。采用逻辑分析仪 HP35670 对输出噪声频谱进行测试,结果如图 13 所示。

对输出噪声功率谱密度进行测量,在 40 Hz

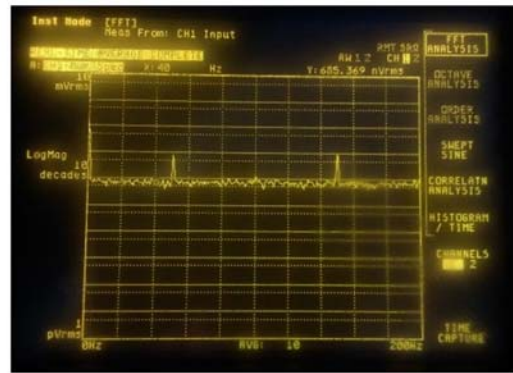


图 13 输出噪声功率谱  
Fig. 13 PSD of output noise

处等效输出噪声电压为  $685.369\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ,略高于表 1 中的理论计算值,这可能是由于测试环境噪声干扰所致。除以芯片电容检测灵敏度后得到等效输出电容噪声密度为  $3.7\ \text{aF}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

测量零位温度系数时,不改变参考电压  $V_{ref}$  的值,参考电容和待测电容均取 40 pF,从 60 °C 开始逐渐降温到 -50 °C,每隔 10 °C 记录一组数据(25 °C 时除外)。在每一个所记录的温度下,测量并记录该温度下的  $V_{ref}$  和  $V_{out}$  的值。可以得到如下两个等式:

$$V_{out(60^\circ\text{C})} = \left[ -\frac{C}{C_{ref}} \right]_{(60^\circ\text{C})} \cdot V_{ref(60^\circ\text{C})} \quad (9)$$

$$V_{out(-50^\circ\text{C})} = \left[ -\frac{C}{C_{ref}} \right]_{(-50^\circ\text{C})} \cdot V_{ref(-50^\circ\text{C})} + M \quad (10)$$

其中  $M$  是零位偏差。

表 2 芯片性能

Tab. 2 Performance of ASIC

参数	量值
电源电压/V	±9
参考电压/V	7.5
总电流/mA	10(+9 V), 11(-9 V)
非线性 ( $C_{ref} = C = 40\ \text{pF}$ )	0.005%
电容测量稳定性/pF ( $C_{ref} = C = 40\ \text{pF}, 1\sigma, 1\ \text{h}$ )	$7.375 \times 10^{-5}$
电容噪声密度/( $\text{aF} \cdot \text{Hz}^{-\frac{1}{2}}$ ) ( $C_{ref} = C = 40\ \text{pF}$ )	3.7
芯片工作温度范围/°C	-50~60
芯片输入电容范围/pF	40~60
零位温度系数/( $\mu\text{V} \cdot (^\circ\text{C})^{-1}$ )	4.5

从 60 °C 开始逐渐降温到 -50 °C, 每隔 10 °C 记录一组数据, 在每个温度下测量两组  $V_{ref}$  和  $V_{out}$  的值, 计算每个温度值下的  $\frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{ref}} = -\frac{C}{C_{ref}}$ , 得出  $\left[-\frac{C}{C_{ref}}\right]_{(60\text{ }^{\circ}\text{C})}$  和  $\left[-\frac{C}{C_{ref}}\right]_{(50\text{ }^{\circ}\text{C})}$  的比例关系。最后再根据式(9)、(10)计算得出零位温度系数为 4.5  $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ 。

表 2 所示为接口 ASIC 芯片各项性能的测试结果。

根据测试结果可知:

(1) 针对电容式液位传感器的表头设计出一种开关电容式接口 ASIC 芯片, 该芯片对电容式液位

传感器的输出电容进行检测, 将输出电容转化为电压输出, 并且实现对传感器输出电容的线性测量, 电容检测非线性达到 0.005%。整体 ASIC 芯片采用相关双采样, 闭环反馈方式抑制 CMOS 芯片噪声, 最终实现在参考电容和待测电容均为 40 pF 时等效输出电容噪声密度为 3.7 aF/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 。

(2) 由于 PI 控制器中的运算放大器采用新型低失调温漂三级运算放大器, 使得在芯片工作温度在 -50 °C ~ 60 °C 范围内的输出零位温度系数仅为 4.5  $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ 。

表 3 列出了本文设计的电容式液位传感器接口 ASIC 芯片与其他单位的成果对比。

表 3 电容式液位传感器接口 ASIC 性能对比

Tab. 3 Contrast of capacitive liquid level sensor interface ASIC

研制单位	输入电容 范围/pF	输出噪声密度 /(aF · Hz <sup>-1/2</sup> )	电容检测 线性度	工作温度 范围/°C	输出方式
ADI(AD7745/ AD7746)	-4+4	2	0.01%	-40~+125	数字
TI(FDC1004)	-15 +15	33.2	0.07%	-40~+85	数字
本文	40 60	3.7	0.005%	-50~+60	模拟

从表 3 中可以看出, 本文设计的电容式液位传感器 ASIC 芯片的线性度高于 AD7745/AD7746 和 FDC1004; 等效输出电容噪声密度介于 AD7745/AD7746 和 FDC1004 之间, 电容信号分辨率达到了 10<sup>-18</sup> 法拉量级; 并且相比于 AD7745/AD7746 有更大的输入电容范围。

## 7 结 论

设计了一种用于检测电容式液位传感器输出电容的接口 ASIC 芯片, 芯片采用 0.5  $\mu\text{m}$  CMOS 工艺实现。整体电路采用闭环伺服控制结构, 将传感器的输出电容转换为直流电压输出, 并且实现了传感器输出电容的高线性度测量。对接口

ASIC 芯片的噪声性能进行了理论分析, 认为整体电路的噪声主要来源于参考电压源噪声和前级电荷放大器的运放噪声。同时对接口 ASIC 芯片的环境温度适应性进行了研究, 采用一种低失调温漂的运算放大器结构实现了整体电路的低零位温度系数。测试结果表明, 接口 ASIC 芯片的电容检测非线性为 0.005%; 参考电容和待测电容容值为 40 pF 时, 等效输出电容噪声密度 3.7 aF/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ; 电容测量稳定性为 7.4 × 10<sup>-5</sup> pF(1 s, 1 h); 芯片的工作温度范围为 -50 °C ~ 60 °C, 在全温工作范围内, 芯片的输出零位温度系数仅为 4.5  $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ 。芯片的电容检测性能已经达到国外最高性能的电容式液位传感器液位检测芯片(AD7745/AD7746 和 FDC1004)的水平。

## 参考文献:

[1] 刘月瑶, 郭立杰, 杨洋, 等. 航天运载器贮箱低温液位校准装置的误差分析与精度设计[J]. 导弹与航天运载技术, 2014(6): 74-77.

LIU Y Y, GUO L J, YANG Y, et al.. Error anal-

ysis and accuracy design of cryogenic liquid level calibration device for launch vehicle tank[J]. *Missiles and Space Vehicles*, 2014(6): 74-77. (in Chinese)

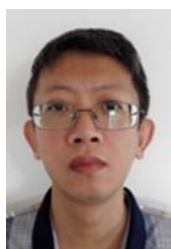
[2] GILBERT J R, BART S F, ROMANOWICZ B F. Design of integrated systems including MEMS and ASICs [C]. *Proceedings of Eleventh Annual IEEE International ASIC Conference*, IEEE, 1998: 383-386.

- [3] 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.
- [4] WANG J Y. 利用电容-数字转换器检测液位[J]. *模拟对话*, 2015, 49(2): 24-26.  
WANG J Y. Use the capacitance-to-digital converter to detect the liquid level[J]. *Analog Dialogue*, 2015, 49(2): 24-26. (in Chinese)
- [5] Texas Instruments Incorporated. FDC1004 4-channel capacitance-to-digital converter for capacitive sensing solutions[R]. Dallas, Texas, USA: Texas Instruments Incorporated, 2015. <http://www.ti.com/lit/ds/snosc5b/snosc5b.pdf>.
- [6] 程卫丹, 巴鹏, 任希文, 等. 基于充放电原理的电容式液位传感器测量电路的设计[J]. *数字技术与应用*, 2010(10): 122.  
CHENG W D, BA P, REN X W, *et al.*. Design of measuring circuit for capacitive level sensor based on charge and discharge principle[J]. *Digital Technology and Application*, 2010(10): 122. (in Chinese)
- [7] ATHERTON J H, SIMMONDS H T. An offset reduction technique for use with CMOS integrated comparators and amplifiers[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 1992, 27(8): 1168-1175.
- [8] YIN L, CHEN W P, LIU X W, *et al.*. CMOS interface circuit for closed-loop accelerometer [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2009, 17(6): 1311-1315.
- [9] XU H L, LIU X W, YIN L. A closed-loop  $\Sigma\Delta$  interface for a high-q micromechanical capacitive accelerometer with  $200 \text{ ng}/\sqrt{\text{Hz}}$  input noise density [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2015, 50(9): 2101-2112.
- [10] XU H L, LIU X W, FU Q, *et al.*. A high-order closed-loop  $\Sigma\Delta$  interface for micro-machined accelerometer sensor [J]. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2015, 82(2): 401-410.
- [11] 徐宏林. 高精度 SIGMA-DELTA 微加速度计接口 ASIC 芯片研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.  
XU H L. *Research on the Interface ASIC for High-precision SIGMA-DELTA Microaccelerometer*[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2015. (in Chinese)
- [12] 闫冬. 数字陀螺 Sigma-Delta 调制器的设计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.  
YAN D. *Design of Digital Gyroscope Sigma-delta Modulator* [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2016. (in Chinese)

#### 作者简介:



陈 威(1984—),男,四川眉山人,工程师,2007年、2010年于电子科技大学分别获得学士、硕士学位,现为上海航天设备制造总厂科瑞工业研究所设计师,主要从事智能传感器技术研究。  
Email:chanwei999@163.com



尹 亮(1977—),男,黑龙江省哈尔滨人,副教授,2000年于黑龙江大学获得学士学位,2005年、2011年于哈尔滨工业大学获得硕士及博士学位,现为哈尔滨工业大学副教授,主要从事 MEMS 器件集成、微弱信号数模混合集成电路芯片研究。Email:yinliang2003@126.com