

# 零点增益可调的电容式微传感器

许金海 冯勇建 卓勇

厦门大学机电工程系 福建省厦门市 361005

**【摘要】**文中介绍一种可调整零点和增益的电容式微型传感器。通过对 MOS 电流镜电路的深入探讨,给出了由 MOS 电流镜电路组成的零点和增益可调的电容式微型传感器测量电路;通过对传感器测量电路的动态过程仿真,明确了测量电路的最佳工作频率范围;通过对传感器测量电路静态过程的仿真,确定了这种测量电路的线性度和增益。由以上研究表明,零点和增益可调的电容式微型传感器具有线性度好和测量增益高的特点,并能有效地消除电路中的寄生电容对测量的影响,大大降低测量噪声。

**关键词:** 微传感器 零点增益可调 最佳频率范围

## Null Point and Gain Adjustable Capacitive Microsensor

Xu Jinhai Feng Yongjian Zhuo Yong

Dept. of Mechanical and Electrical Engineering, Xiamen University, Xiamen Fujian 361005

**Abstract:** A type of capacitive microsensor whose null point and gain can be regulated is introduced here. The paper presents the measurement circuit of this microsensor through the application of the MOS current mirror circuit. It can clarify the best working frequency range of the measurement circuit through the simulation of the dynamic and process of the circuit and get its linearity and gain through the simulation of the process of the circuit. Above researches have proved that such type of microsensor has good linearity and high gain and it can eliminate the influence of the stray capacitance on measurement, moreover it can decrease the noise of measurement.

**Key Words:** Microsensor, Null Point and Gain Adjustable, Best Frequency Range

## 1 引言

微型传感器因其体积小、测量精度和可靠性高、功耗低等优点而得到迅速发展,广泛应用于各个领域。在未来的传感器发展领域中,微型传感器将成为传感器技术发展的主导方向。由于在对微传感器的输出信号进行处理时,运用传统传感器的信号处理方法已不能满足传感器的精度或工艺要求,所以传统传感器的信号处理方法应用于微传感器上有很大的不足。对微传感器而言,测量电路的选择除了要满足高精度要求外,还要考虑测量电路是否易于应用半导体技术进行集成。可调整零点和增益的电容式传感器的测量电路就是基于对微传感器的几点特殊要求设计的一种线性度高、零点和增益可调的电路。

## 2 零点增益可调的电容式微传感器测量电路

零点增益可调的电容式微传感器的测量电路如图 1 所示。

该电路主要由 3 部分组成:电流源、电容器和电流

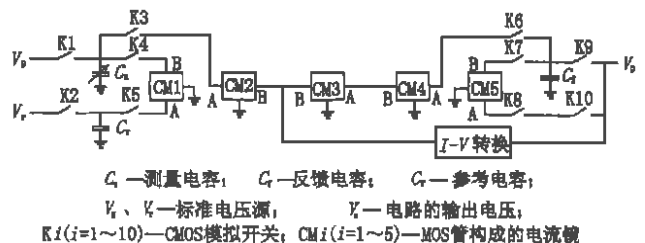


图1 测量电路示意图

电压转换器。CMOS 模拟开关和 MOS 电流镜(或仅由电流镜)构成电流源,模拟开关由一定宽度的脉冲控制其闭合和断开,电流镜由两个各个参数完全一致的 MOS 管组成。电容器包括测量电容、参考电容和反馈电容,在测量过程中,只有测量电容对被测量敏感,它的电容值随被测量的作用而变化;而参考电容和反馈电容不会因为被测量的作用而发生电容值的变化。电流电压转换器的主要作用是将电流转换为输出电压。

### 2.1 电路中电流镜的原理

该电路中的  $CM_i (i=1\sim 5)$  是由结构和元器件的参数完全一致的 MOS 管构成的电流镜, A 为输入端, B 为输出端。它们的基本原理图<sup>[1]</sup>如图 2 所示, 在  $V_{DS1} > V_{T1}$  ( $V_{T1}$  为  $T_1$  管的门坎电压) 时,  $T_1$  管处于饱和状态, 假定  $V_{DS2} > V_{GS1} - V_{T1}$ , 则允许两器件均使用饱和模型。在饱和状态下, 即  $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ , MOS 管的漏极电流  $I_D$  为

$$I_D = \frac{K'W}{2L} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (1)$$

式中:  $K'$  为本征导电因子;  $\lambda$  为沟道调制参数;  $L$  为沟道长度;  $W$  为沟道宽度。

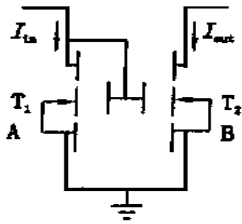


图 2 电流镜的原理图

由此可得到两管的漏极电流  $I_{D1}$  和  $I_{D2}$  为

$$I_{in} = I_{D1} = \frac{K'_1 W_1}{2L_1} (V_{GS1} - V_{T1})^2 (1 + \lambda_1 V_{DS1})$$

$$I_{out} = I_{D2} = \frac{K'_2 W_2}{2L_2} (V_{GS2} - V_{T2})^2 (1 + \lambda_2 V_{DS2})$$

从而得到电流镜的输出电流和输入电流的比值, 由于两管的体-源电压相等, 所以  $V_{T1} = V_{T2} = V_T$ , 从而得到以下表达式

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{I_{D2}}{I_{D1}} = \frac{K'_1 W_1 L_2 (1 + \lambda_2 V_{DS2})}{K'_2 W_2 L_1 (1 + \lambda_1 V_{DS1})}$$

由式中可以看出, 两管的本征导电因子、沟道长度、沟道宽度和沟道调制参数会对电流镜的增益产生影响, 在文中的讨论中均认为  $T_1$  和  $T_2$  的工艺参数完全相同, 取本征导电因子  $K' = 25 \mu A/V^2$ , 沟道长度  $W = 50 \mu m$ , 沟道宽度  $L = 10 \mu m$ , 沟道调制参数  $\lambda = 0.01 V^{-1}$ , 各管的门坎电压为  $0.75V$ , 并且电流镜工作在理想状态下, 即电流镜的增益为 1。

### 2.2 电路的工作过程

测量电路在 1 个测量周期分为 3 个不同的阶段, 在不同的阶段, 测量电容完成充放电工作。

在第一阶段, 模拟开关  $K1, K2, K9, K10$  闭合, 其它的模拟开关断开。  $V_g$  (其值为  $8V$ ),  $V_r$  (其值为  $4V$ ),  $V_o$  (其初值为  $6V$ ) 分别对测量电容、参考电容和反馈电容充电, 在各个电容上就聚集了一定的电荷。

对  $C_x$  (其初始值为  $40pF$ ) 而言, 若它感受被测量的作用, 那么其电容值将发生变化, 变化了电容值的测量电容所聚集的电荷就与被测量为零时它所聚集的电荷存在一定差异, 这个差值与被测量存在一种对应关系, 作为测量的依据。而参考电容  $C_r$  (其值为  $40pF$ ) 和反馈电容  $C_f$  (其值为  $50pF$ ), 对被测量的作用不敏感, 因此它们的电容值并不随被测量的作用而发生变化。在第一阶段,  $V_g, V_r$  和  $V_o$  分别对测量电容、参考电容和反馈电容充电后, 在 3 个电容上聚集的电荷量分别为  $Q_x, Q_r$  和  $Q_f$ , 则  $Q_x = V_g C_x, Q_r = V_r C_r, Q_f = V_o C_f$ 。

在第二阶段, 模拟开关  $K4, K5, K7, K8$  闭合, 而  $K1, K2, K9, K10$  断开。测量电容、参考电容和反馈电容以  $Q_x, Q_r$  和  $Q_f$  为初始值分别通过电流镜放电。参考电容的放电电流通过电流镜  $CM1$  的  $T_1$  管, 作为其漏极电流, 即输入电流。测量电容和反馈电容的放电电流分别通过电流镜  $CM1$  和  $CM5$  的  $T_2$  管, 作为其漏极电流, 即输出电流。3 个电容的放电取决于电流镜的  $T_1$  管的门坎电压。随着电容的放电, 聚集在各电容上的电荷减少, 电压也随之降低。对参考电容而言, 它两端的电压等于  $CM1$  的  $T_1$  管漏源之间的电压。  $CM1$  的  $T_1$  管的漏-源电压与栅-源电压相等, 一旦电容两端的电压降低到等于  $CM1$  的  $T_1$  管的门坎电压时,  $T_1$  处于截止状态, 无电流通过电流镜, 电流镜停止工作。

对电流镜  $CM1$  而言, 它的瞬时输入电流为

$$i_{in1} = i_{d1} = C_r \frac{du_r(t)}{dt}, \text{ 其初值 } u_r(0) = V_r \quad (2)$$

输出电流为

$$i_{out1} = i_{in1} = C_r \frac{du_r(t)}{dt} \quad (3)$$

经过一段时间  $t_1$  后,  $C_r$  两端的电压为  $V_T$ , 则  $CM1$  的  $T_1$  管截止, 电流镜无电流通过。对于反馈电容而言, 它的放电电流通过电流镜  $CM5$  作为输出电流, 由于电路的寄生电容的放电电流作为  $CM5$  的输入电流, 因此, 利用电流镜  $CM5$  和反馈电容的充、放电可消除电路中由于工艺原因和结构因素所产生的寄生电容的影响, 这也是引进反馈电容的优点之一。此外, 反馈电容还在一定程度上减小电路的输出阻抗。

在第三阶段, 模拟开关  $K3, K6$  闭合, 而  $K4, K5, K7, K8$  断开。测量电容与反馈电容继续放电。通过电流镜  $CM1$  在第二阶段的放电后, 由于电流镜的输出电流在理想状态下与输入电流相等, 所以当参考电容放电至  $CM1$  停止工作, 即  $C_r$  两端电压等于  $CM1$  的  $T_1$  管的门坎电压时, 在测量电容上聚集的电荷等于初

始状态下测量电容与参考电容聚集的电荷之差,此时残留在  $C_x$  上的电荷为

$$Q'_x = V_g C_x - (V_r - V_T) C_r \quad (4)$$

这个差值就作为第三阶段测量电容继续放电的初值。在这一阶段测量电容通过电流镜 CM2 放电,放电电流作为它的输入电流,输出电流则等于输入电流。

$$i_{in2} = i_{out2} = C_x \frac{du_x(t)}{dt},$$

其初值为

$$u'_x(0) = \frac{1}{C_x} [V_g C_x - (V_r - V_T) C_r] \quad (5)$$

经过一段时间  $t_2$  后,  $C_x$  两端的电压为  $V_T$ , 则 CM2 的  $T_1$  管截止, 电流镜无电流通过。反馈电容的放电的初始电荷为它在第二阶段消除了寄生电容影响后的电荷, 在第三阶段反馈电容通过电流镜 CM4 放电, 放电电流作为它的输入电流。

$$i_{in4} = i_{out4} = C_f \frac{du_o(t)}{dt}, \text{ 其初值 } u_o(0) = V_o. \quad (6)$$

反馈电容和测量电容的放电电流分别通过电流镜 CM3 的输入与输出端。两者的差值通过电流-电压转换器转换为电压加到输出端。因此, 输出端的瞬时电压为

$$u_o(t) = \left[ C_x \frac{du_x(t)}{dt} - C_f \frac{du_o(t)}{dt} \right] R \quad (7)$$

式中:  $R$  为电流电压转换器的内阻, 文中讨论的电路中  $R$  约为  $100k\Omega$ 。

由于在第二阶段参考电容的放电时间与第三阶段测量电容的放电时间不一定相同, 为使加到模拟开关的脉冲宽度相同, 须使  $t_1 \approx t_2$ 。因此, 可通过仿真确定参考电容由  $V_r$  放电至  $V_T$  所需的时间, 以及测量电容在满量程时 ( $C_x = 80pF$ ) 由初值  $u'_x(0)$  放电至  $V_T$  所需的时间, 利用式(1)、式(2)和式(4), 利用差分法对两电容放电的动态过程进行仿真, 由仿真结果可得  $t_1$  约为  $0.063ms$ ,  $t_2$  约为  $0.08ms$ 。为保证第三阶段测量电容放电彻底, 可取  $T = t_1 = t_2 = 0.08ms$ , 就足以保证在第二阶段参考电容在时间内放电至  $V_T$ 。因此, 电路的最佳工作频率范围在  $12.5 \sim 15kHz$  之间。

对式(7), 在  $T$  时间内进行仿真得到输出电压与测量电容变化的关系曲线如图3所示。从仿真的结果可看出, 该电路具有较高的线性度和增益。

在第三阶段, 在时间  $T$  内电路输出的平均效果可近似为<sup>[2]</sup>

$$V_o = \frac{Q_x - Q_f}{T} \cdot R$$

$$= \{ [V_g C_x - (V_r - V_T) C_r] - V_o \} \cdot f \cdot R$$

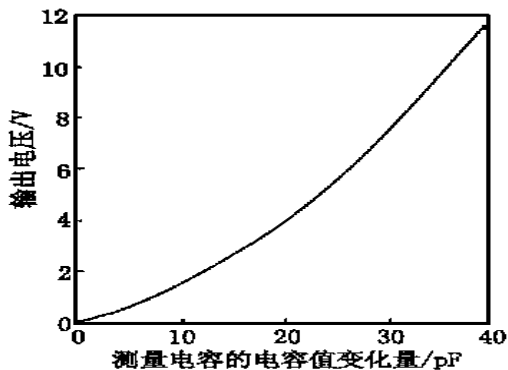


图3 输出电压与测量电容的电容量变化量的关系曲线

$$\text{所以, } V_o = \frac{[V_g C_x - (V_r - V_T) C_r] \cdot f \cdot R}{1 + C_f \cdot f \cdot R} \quad (8)$$

若  $C_f \cdot f \cdot R \gg 1$ , 则

$$V_o = \frac{V_g C_x - (V_r - V_T) C_r}{C_f} \quad (9)$$

增益为

$$S = \frac{\partial V_o}{\partial C_x} = \frac{V_g}{C_f} \quad (10)$$

由式(9)、(10)可知, 在反馈电容、频率和转换器三者的乘积远大于 1 时, 电路的输出电压与测量电容的大小成线性关系, 并且其增益与测量电容的大小无关, 而在实际电路中这种假设是成立的。因此, 电路的零点输出电压可通过调节加在参考电容上的初始电压而得到调节, 与测量电容的电容量无关, 提高了输出电压的幅值。

### 3 结论

通过对电路工作过程的仿真和论证, 证明这种零点和增益可调的电容式微传感器的测量电路能有效地提高电路的线性度和测量的增益。应用电流镜使得电路的零点增益可调, 提高了输出电压的幅值; 反馈技术和 CMOS 模拟开关的应用大大地降低了电路中的寄生电容对测量精度的影响, 减小了电路的噪声。

### 参考文献

- 汪庆宝等. 超大规模集成电路设计技术——从电路到芯片. 北京: 电子工业出版社, 1996.
- G. J. Yeh, I. Denudo, W. H. KO. Switched Capacitor Interface Circuit for Capacitive Transducers. Transducers' 85 1985 International Conference on Solid-State Sensor and Actuators, 1985: 60~63.