

一种基于 MEMS 传感器基准电流源设计*

赵 良, 陈向东, 苏长远, 葛 林

(西南交通大学 信息科学与技术学院, 四川 成都 610031)

摘 要: 基于微机电系统传感器工作原理, 提出了一种应用于 MEMS 传感器系统的低温度系数和高电源抑制比基准电流源设计方案。在研究传统 Widlar 型基准电流源结构基础上, 运用 BJT 小信号模型分析, 得出通过增大反馈环路增益来提高 PSRR 的结论。

关键词: MEMS; 传感器; 基准电流源

中图分类号: TN431.1

文献标识码: A

文章编号: 0258-7998(2010)08-0070-04

Design of a new reference current source based on MEMS sensor

ZHAO Liang, CHEN Xiang Dong, SU Chang Yuan, GE Lin

(School of Information Science & Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: Based on MEMS sensor working principle, a low temperature coefficient and high power supply rejection ratio reference current source was designed for MEMS sensor system. Based on the traditional Widlar-type structure reference current source, the BJT small-signal model was analyzed, the method of increasing the loop gain to enhance the reference current source PSRR was obtained, and to reduce the temperature coefficient, a self-compensation diode-loop increasing the current reference curvature compensation was designed.

Key words: MEMS; sensor; reference current source

随着集成电路工艺的发展, 基准电流源模块广泛应用于模拟及数模混合信号诸多领域。在过去的十几年里, 微机电系统(MEMS)技术的研究与发展为基准电流源模块带来新的市场和设计挑战。从 MEMS 发展的总体水平看, 许多关键技术已经突破, 正处于从实验室研究走向实用化、产业化阶段。我国的微系统研究在基础研究和相关技术方面都取得了一些有特色的成果^[1], 其中 MEMS 传感器技术发展尤为迅速。基于此, 本文提出一种可用于 MEMS 气体传感器的基准电流源设计方案, 该方案能够满足 MEMS 传感器技术条件下的低温度漂移、高电源抑制比(PSRR)的特点。

1 基准电流源原理分析

1.1 Widlar 型基准电流源小信号建模

Widlar 型基准电流源如图 1 所示^[2], 由于 Q1、M4 采用二极管连接的方式, 故可分别用一个电阻表示; M3、M5 可分别用一个电压控制电流源与电阻并联表示。由 BJT 小信号模型可知, Q2 可用一个等效的电压控制电流

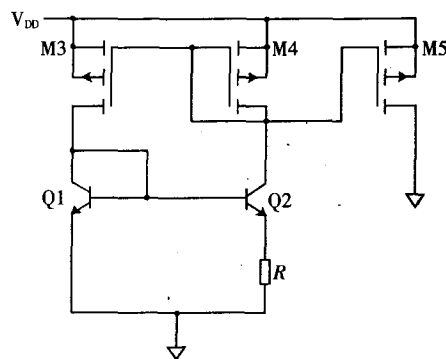


图 1 Widlar 型基准电流源

源与等效电阻并联表示^[3], Widlar 型基准电流源小信号模型如图 2 所示。

由于 V_2 的电压受自偏置结构影响, 内部存在的反馈环路能够保持电压稳定, 从而由图 1 电路可以得到一个稳定电流。图 2 中, g'_{m2} 为 Q2 和 R 的等效跨导, R' 为 Q2 和 R 的输出电阻。由电路等效理论可知:

* 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60572026)、(60871024);
教育部新世纪优秀人才支持计划支持项目(A0160419950120)

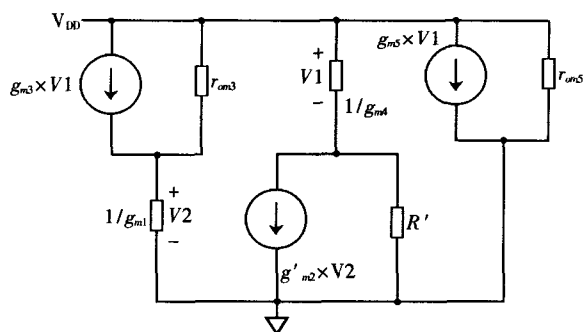


图2 Widlar型基准电流源小信号模型

$$g'_{m2} = g_{m2} / (1 + g_{m2} R) \quad (1)$$

$$R' = g_{m2} r_{m2} R \quad (2)$$

根据ROSENSTARK S反馈计算理论,从某点X到达某点Y的反馈闭环增益可表示如下:

$$G = \frac{G_A T + G_D}{1 + T} \quad (3)$$

式中, G_A 为渐近增益, G_D 为直接增益, T 为环路增益。

对应图2, 首先计算该电路的环路增益。假设受控电流源 $g_{m3} V_1$ 断开, 则可以得到此时的环路增益为:

$$T = -g'_{m2} \frac{1}{g_{m4} + \frac{1}{R'}} \times g_{m3} \frac{1}{g_{m1} + \frac{1}{r_{m3}}} \quad (4)$$

令 $T \rightarrow \infty$, 则 $g'_{m2} \rightarrow \infty$, 此时 V_2 为零。则从 V_{DD} 到 V_2 的渐近增益为:

$$G_A = 0 \quad (5)$$

直接增益 G_D 的计算条件为: 令 T 为零, 则 g'_{m2} 为零。从而从 V_{DD} 到 V_2 的直接增益为:

$$G_D = g_{m3} \frac{1}{R' + \frac{1}{g_{m4}}} \times \frac{1}{g_{m1} + \frac{1}{r_{m3}}} + \frac{1}{\frac{1}{g_{m1}} + r_{m3}} \quad (6)$$

将式(4)~(6)代入式(3), 可得 V_{DD} 到 V_2 的闭环增益为:

$$G = \frac{\frac{1}{g_{m3} \frac{1}{R' + \frac{1}{g_{m4}}} \times \frac{1}{g_{m1} + \frac{1}{r_{m3}}} + \frac{1}{\frac{1}{g_{m1}} + r_{m3}}}}{1 - \frac{g'_{m2}}{g_{m4} + R'} \times \frac{g_{m3}}{g_{m1} + \frac{1}{r_{m3}}}} \quad (7)$$

因为 M_3 、 M_4 、 M_5 构成电流镜, 所以 $g_{m3} = g_{m4} = g_{m5}$, 根据电路仿真经验参数假设: $g_{m4} \gg R'$, $g_{m1} \gg 1/r_{m3}$, 则式(7)可简化为:

$$G = (1 + 1/(g_{m1} R')) / (1 - (g'_{m2}/g_{m1})) \quad (8)$$

其中, 由于分母是1减去环路增益, 可得到该电路中存在的反馈为正反馈。理论上只有越小的环路增益才能获得更小的闭环增益, 根据上述理论分析, 为了获得具有高电源抑制能力的电流源且电路稳定, 本设计采取更改反馈属性以增大环路增益。

1.2 高阶曲率补偿理论分析

电流源温度系数补偿电路目前应用较为广泛的是

利用Widlar核心电路产生PTAT电流, BJT的BE结产生负温度系数电流, 再由两者互相补偿, 产生基准电流 $I_{ref}^{[4]}$ 。电流补偿如图3所示。

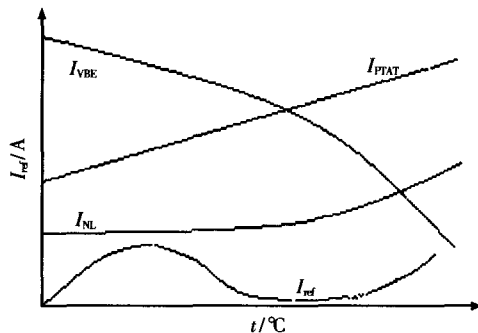


图3 自补偿二极管环路电流补偿曲线

BJT中BE结电流方程为:

$$V_{BE}(T) = V_{BE0} - \frac{V_{BE0} - V_{BE}(T_R)}{T_R} T - (\eta - 1) \frac{KT}{q} \ln \left[\frac{T}{T_R} \right] \quad (9)$$

由于BJT的BE结在高温部分温度曲线下下降迅速, 呈现明显的非线性, 本设计中采用自补偿二极管环路补偿方式, 在低温阶段 $I_{V_{BE}}$ 与 I_{PTAT} 直接补偿, 效果明显; 而高温阶段, 由于 $I_{V_{BE}}$ 的迅速下降, 导致补偿电流曲线下降迅速, 增加自补偿电流 I_{NL} , 利用自补偿电流的高温非线性特性进行高阶电流曲率补偿。由上述分析可知非线性补偿电流:

$$I_{NL} = \frac{V_T}{R_{NL}} \ln \left[\frac{I_{C1} A_2}{I_{C2} A_1} \right] = \frac{V_T}{R_{NL}} \ln \left[\frac{2I_{PTAT}}{I_{NL} + I_{ref}} \right] \quad (10)$$

图3中利用设计电路的自补偿效果产生 I_{ref} 。

$$I_{ref} = I_{PTAT} + 2(I_{V_{BE}} + I_{NL}) \approx \frac{V_T}{R_{PTAT}} + 2 \left[\frac{V_{BE}}{R_{BE}} + \frac{V_{NL}}{R_{NL}} \right] \approx \frac{2V_{BE0}}{R_{BE}} \quad (11)$$

根据设计电路结构和式(9)可得:

$$I_{V_{BE}}(T) = \frac{V_{BE}}{R_{BE}} = \frac{V_{BE0}}{R_{BE}} - \frac{V_{BE0} - V_{BE}(T_R)}{R_{BE} T_R} T - (\eta - 1) \frac{KT}{q R_{BE}} \ln \frac{T}{T_R} \quad (12)$$

$I_{V_{BE}}$ 在高温阶段的非线性是由式(12)中第三部分引起的误差。令第三部分误差项与非线性补偿电流 I_{NL} 相等完成上述电流补偿。即:

$$(\eta - 1) \frac{KT}{q R_{BE}} \ln \left[\frac{T}{T_R} \right] = \frac{KT}{q R_{NL}} \ln \left[\frac{2I_{PTAT}}{I_{ref} + I_{NL}} \right] \quad (13)$$

2 具体电路实现

图4为基准电流源设计电路。如不加说明, 则认为所有PMOS管衬底接电源电压; 所有NMOS管衬底接地电压。图中, C、D部分为基准电流核心电路, C部分产生 I_{PTAT} 。依据上述基准电流源原理分析, 在Widlar电流源框架下通过断开Q1的二极管连接, 加入运算放大器并改变反馈属性以提高反馈系数。为了降低电路的复杂度, 加入单级差分运放。D部分为产生 $I_{V_{BE}}$ 和 I_{NL} 实现电路,

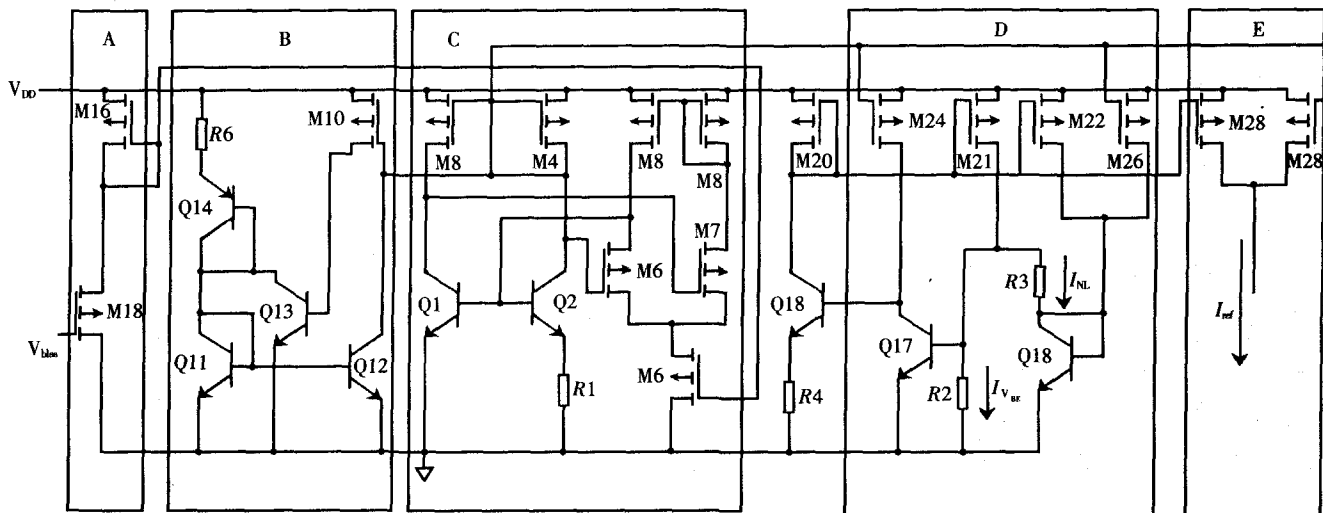


图4 基准电流源设计电路

该电路设计中, Q17 的 BE 结降压 R2 上, 利用 BJT 的 BE 结较理想的温度特性产生 $I_{V_{BE}}$ 。后续设计利用 Q17 和 Q18 发射结面积之差产生 ΔV_{BE} 降压电阻 R3, 从而产生 $I_{V_{BE}}$ 自动补偿高温非线性电流 I_{NL} 。当外界环境处于低温部分时, $I_{V_{BE}}$ 与 C 部分产生的 I_{PATA} 补偿效果良好, I_{NL} 效果消失; 处于高温部分时, $I_{V_{BE}}$ 的非线性效果明显, I_{NL} 则补偿非线性缺失。由于本设计核心电路为 Widlar 电流源, 所以在电路设计过程中加入 B 部分启动电路, 摆脱简并偏置点。A 部分为偏置电路部分, 为运放提供偏置电压。E 部分为电流求和电路, 可以通过改变 M23、M26 的宽长比设置两部分叠加电流大小, 最终使得 I_{ref} 产生最小偏差。

3 仿真与讨论

本文设计方案经由 SMIC 0.35 μm BICMOS 工艺、Hspice 验证仿真, Cscope 图形查看软件综合。

图 5 为 Widlar 型基准电流源反馈环路不同增益下基准电流 PSRR 曲线。由图 5 可以看出, 在反馈环路中添加运算放大器时, PSRR 为 144.07 dB; 未添加运算

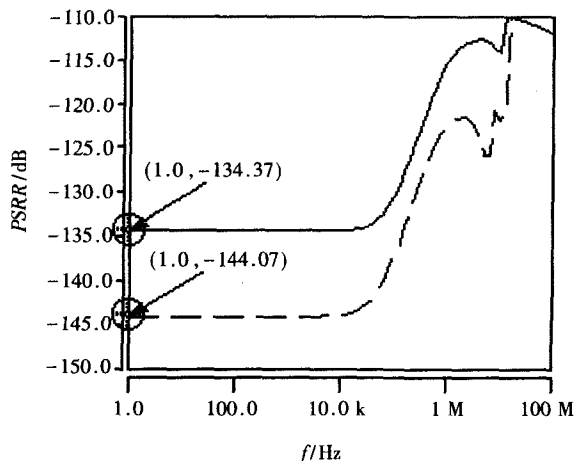


图5 基准电流源电源抑制比

放大器时, PSRR 为 134.37 dB。

图 6 为基准电流源温度特性曲线。温度变化范围为 $-30\text{ }^{\circ}\text{C} \sim 100\text{ }^{\circ}\text{C}$, 基准电流平均值为 15.394 μA , 电流变化范围为 24.833 nA, 基准电流温度系数为 12.4 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 。

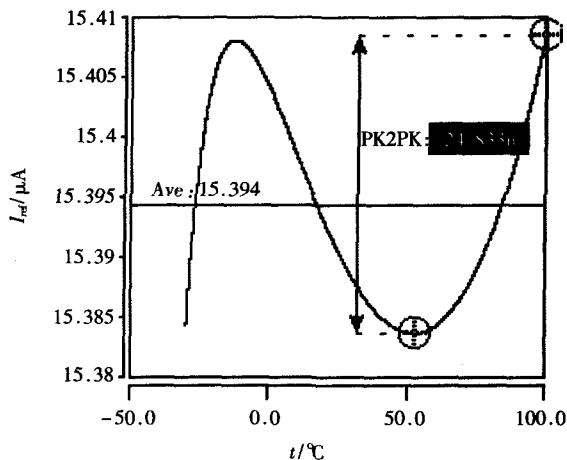


图6 基准电流温度特性曲线

将本文设计方案与部分参考文献主要参数进行比较, 结果见表 1^[5-7]。从表 1 可见, 该基准电流源具备良好的性能指标, 可应用于 MEMS 传感器系统的高 PSRR 和低温度系数环境中。

本文设计了一种新颖的可应用于 MEMS 传感器系

表 1 本文电路参数与参考文献参数比较

参数	本文	[5]	[6]	[7]
仿真工艺	SMIC35 BICMOS	SMIC35 BICMOS	TSMC18 CMOS	SMIC18 CMOS
温度范围/ $^{\circ}\text{C}$	$-30 \sim 100$	$-30 \sim 100$	$-50 \sim 130$	$-20 \sim 130$
温度系数/ppm/ $^{\circ}\text{C}$	12.4	28	50	40
PSRR/dB	144	—	120	125

(下转第 76 页)

而可在安全工作区内正常稳压工作。PC817 实现电气上的隔离,并通过输出电压 V_{oc} 稳压。当超级电容电压接近 48 V 时,PC817 输出电流 I_c 增大,则 V_{oc} 减小,同时进入 UC3844 补偿端 1 脚的信号减小,相应输出 PWM 占空比也减小;当超级电容电压超过 48 V 时,UC3844 补偿端 1 脚拉低,PWM 关断,起到过压保护的作用。

3 整机调试

实验设计了最大功率为 1 kW 的超级电容充电样机,实验测试表明,对 BMOD0165(额定 48 V、165 F)超级电容模组充电时间约为 5 min。图 8 为电路中的关键工作波形,其电压为 30 V、充电电流约为 10 A 的充电波形。从上至下依次是 V_{ds} 、 V_{pri} 、PWM 信号和开关管峰值电流波形。由于缓冲电路的作用,使得波形干净无杂波,基本没有电压尖峰。 V_{pri} 负电压有一定变形,但是不影响电路性能。

本文研究了超级电容的充放电特性,分析了快速充电的方法,设计并实现了快速充电样机,试验表明充电时间短,达到了应用要求。

参考文献

- [1] SHI L, CROW M L. Power and energy society general meeting-conversion and delivery of electrical energy in the 21st century[C]. 2008.
- [2] Maxwell technologies. Charging of ultracapacitors[C]. Technical Note-Documents #1008981 Rev 1 Maxwell Technologies, 2005.
- [3] EDELSON R. Charging ultra-capacitors with current-fed roger edelson. power supplies[C]. MSEE, Power Partners, 2005.
- [4] ROBERT W. Erickson dragan maksimovic fundamentals of

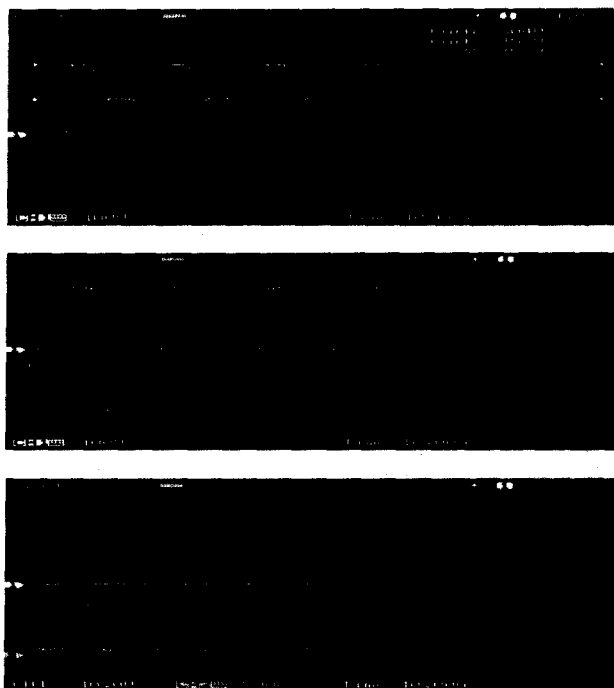


图 8 V_{ds} 、变压器原边 V_{pri} 、PWM 驱动信号和开关峰值电流波形 ($V_o=30$ V, $I_o=9.96$ A)

power electronics[C]. Second Edition Kluwer Academic Publishers New Yourk, Boston, Dordrecht, London, Moscow, 2001.

- [5] MUHAMMAD H. 电力电子学-电路、器件及应用(英文版,第三版)[M]. 北京:人民邮电出版社,2007.

(收稿日期:2010-01-09)

作者简介:

苏谢祖,男,1985年生,硕士研究生,主要研究方向:电机驱动、智能控制和电力变换技术。

(上接第 72 页)

统的基准电流源。通过 BJT 小信号模型分析得出,增大基准电流源反馈环路增益能够改善基准电流源性能。具体电路设计方法是通过在基准电流源反馈环路中增加运算放大器提高电源抑制比,负温度系数电流 $I_{V_{be}}$ 生成部分采用二极管环路自补偿设计方法,产生非线性补偿电流 I_{NL} 。经由 SMIC 0.35 μ m BICMOS 工艺仿真,电源电压为 3.3 V 时,基准电流电源抑制比达到 144.07 dB,温度系数达到 12.4 ppm/ $^{\circ}$ C。

参考文献

- [1] 莫锦秋,梁庆华,汪国宝,等.微机电系统设计与制造[M]. 北京:化学工业出版社,2004.
- [2] ALLEN P E, HOLBERG D R. CMOS 模拟集成电路设计[M]. 北京:电子工业出版社,2005.
- [3] GIUSTOLISI G, PALUMBO G. Analysis of power supply noise attenuation in a PTAT current source[C]. IEEE Int

Symp on Circuits and Systems. Phoenix, USA, 2002.

- [4] 毕查德·拉扎维.模拟 CMOS 集成电路设计[M]. 西安:西安交通大学出版社,2002.
- [5] FIORI, CROVETTI P S. A new compact temperature-compensation CMOS current reference[J]. IEEE Trans. Circuits System II, 2005, 52(11): 724~728.
- [6] DANAIE M, LOTFI R. A low-voltage high-PSRR CMOS PTAT & constant-gm reference circuit[J]. IEEE Trans. Circuits Syst II, 2005, 2(8): 1807~1810.
- [7] 孟少鹏. 数字电视调谐器中基准电流源的设计[J]. 计算机技术与应用进展, 2006, 3(7): 584~587.

(收稿日期:2010-01-16)

作者简介:

赵良,男,1983年生,硕士研究生,主要研究方向:集成电路设计与微电子传感器。

陈向东,男,1967年生,博士生导师,主要研究方向:集成电路设计与微电子传感器。