

宽输入共模电压范围电流检测放大器的研究与设计*

江 力 吴晓波[†] 严晓浪

(浙江大学超大规模集成电路设计研究所, 杭州 310027)

摘要: 针对高端电流检测放大器输入级对宽输入共模电压范围的要求,对宽输入共模电压范围放大器的输入结构开展了研究,提出了一种宽共模输入范围的输入级结构,特点是具有低输入偏置电流,并能兼顾高低共模电平工作的需要.给出了整个电流检测放大器的电路设计.该放大器在 $1.5\mu\text{m}$ BCD 工艺下设计实现.芯片的测试结果表明,当采用 5V 单电源供电时,电路的输入共模范围可达 $0\sim 30\text{V}$,最大总误差不超过 1.67%.

关键词: 宽输入共模电压范围; 输入级; 高端电流检测; BCD 工艺

EEACC: 2570K

中图分类号: TN433

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2007)08-1289-06

1 引言

电流检测模块是电源管理集成电路的基础模块之一,广泛应用于电流模式 PWM 控制、负载限流、蓄电池充放电管理等电路.

在各种类型的电流检测电路中,常见的一种构成形式是通过检测一检测电阻 R_{sense} 两端的电压,放大后得到电流信号.根据检测电阻的位置又可分为高端电流检测和低端电流检测两种^[1].由于低端电流检测有可能影响负载基准,且不能检测出短路电流,因此,高端电流检测受到了关注,得到广泛的应用^[2].

然而,由于检测电阻置于高端,当电阻上的共模电压很高,甚至超过电路供电电压时,高端电流检测电路将不能正常工作.比如,在一个典型的铅蓄电池充电电路中,高端输入共模电压范围为 $0\sim 30\text{V}$,而电路供电电源为 5V.要满足如此宽的输入共模电压范围(input common-mode range, ICMR),必须对检测放大器的输入电路进行优化设计,使放大器具有可超过 V_{cc} 且与 V_{cc} 无关的 ICMR.

此外,为提高检测电流的精度,高端电流检测电路应具有极低的输入偏置电流,使输入偏置电流为被检测电流的 1% 或更小.同时,还要求其具有低的输入失调电压和高的共模抑制比.

2 宽 ICMR 输入级结构

图 1 给出一高端电流检测电路的例子.

针对上述对高端电流检测电路输入级的宽 ICMR,低输入偏置电流,低输入失调电压和高共模抑制比的要求,目前常见的有两种解决方案.一种是在普通输入级前加上由电阻组成的电平位移网络^[3],另一种是采用共基电路组成输入级.

2.1 电阻电平位移网络结构

电阻电平位移网络结构的基本思想是通过电阻分压,将输入共模电平由高电平移到低电平,并尽可能减小对差模信号的影响.

图 2 为电阻电平位移网络的基本结构,它通过电阻 $R_1\sim R_4$ 分压将输入信号的共模电平降低,使输入信号共模电平从原来的 V_{cm} 变为 $V_{\text{cm}} R_1/(R_1 + R_2)$.然而,此时亦减小了差模分量的增益,使差模增益也降为原来的 $R_1/(R_1 + R_2)$ 倍.

图 3 电路^[4]是对图 2 电路的一种改进.主要是增加了一个共模检测与反馈电路.该电路通过共模反馈调整电阻网络的基准电压,从而调整输入信号

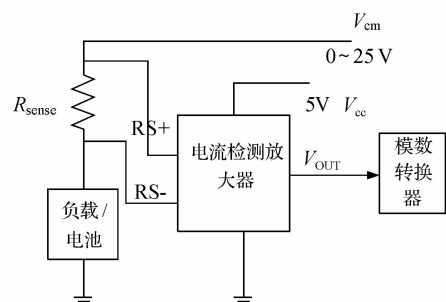


图 1 高端电流检测应用电路

Fig. 1 Application of high-side current-sense circuit

* 国家自然科学基金(批准号:50237030)和浙江省自然科学基金(批准号:Z104441)资助项目

[†] 通信作者. Email: wuxb@vlsi.zju.edu.cn

2007-01-19 收到,2007-03-18 定稿

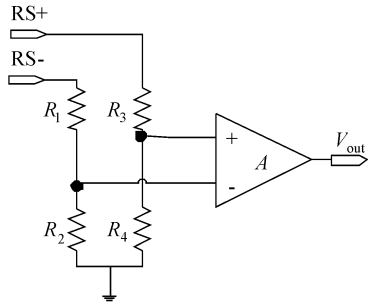


图 2 电阻电平移位网络
Fig. 2 Resistor level-shifting network

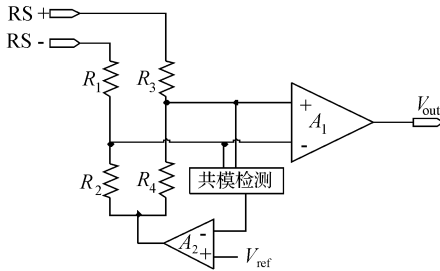


图 3 带共模反馈的共模移位电路
Fig. 3 Common-Mode level-shifting circuit with common-mode feedback (CMFB)

的共模电位,使输入信号的共模电位能够保持在 V_{ref} . 由于共模反馈的作用,该电路可以将共模抑制比提高 $A_2 \times A_{sense}$ 倍,其中 A_{sense} 是共模检测电路的增益. 但是该电路没有解决差模增益减小的问题.

图 4 电路是对上述电路的进一步改进. 该电路用两个受控电流源 V_{CCS} 替代了 R_2, R_4 , 通过共模检测和负反馈来控制进入输入级的共模电位. 由于电流源的交流小信号内阻很高, 因此在抑制共模信号的同时不会影响差模增益(假设 A_1 的输入电阻与 R_1, R_3 相比足够大).

由于图 2 和 3 增加了反馈结构, 必须考虑其环路稳定性. 文献[5]的研究表明, 该环路的稳定性是很容易保证的.

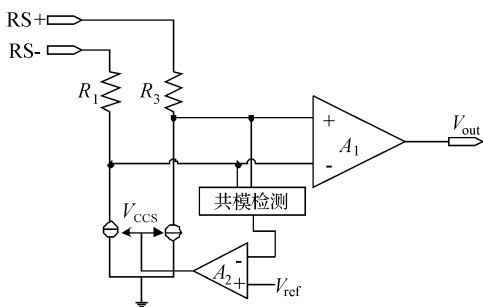


图 4 改进的共模反馈共模移位电路
Fig. 4 Improved common-mode level-shifting circuit with CMFB

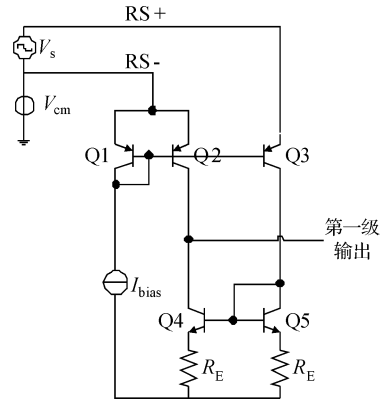


图 5 具有与 V_{cc} 无关 ICMR 的共基输入级
Fig. 5 Common-base input stage with V_{cc} independent ICMR

图 2~图 4 电路的共同问题是放大器输入偏置电流与 R_1, R_3 的数值选取中存在艰难的折中. 选择较大的输入偏置电流, 将限制小电流检测时的检测精度, 而减小输入偏置电流, 则需要更大的 R_1, R_3 , 从而耗费更多的芯片面积.

2.2 共基输入结构

要控制宽共模范围时输入偏置电流, 提高电流检测精度, 必须对放大器的输入级结构进行改进.

共基极放大器^[6]结构为得到与电源电压 V_{cc} 无关的输入共模电压范围提供了可能. 图 5 即为本文提出的共基输入结构, 可以使放大器的 ICMR 与 V_{cc} 无关, 同时, 还能方便地检测输入共模电压, 为性能的进一步扩展提供便利.

图 5 中 pnp 管 Q2, Q3 是差分放大对管, 其作用是通过差分信号, 并对差分信号加以放大后输出. 二极管接法的 Q1 与电流源 I_{bias} 为 Q2, Q3 在整个 ICMR 上提供动态偏置. Q4, Q5 构成的负载将差分信号转换为单端信号. 由于整个电路不是对称的, 因此 RS- 端成为了共模端.

输入信号由共模电压 V_{cm} 和差模电压 V_s 组成.

考虑直流共模时, 小信号源 V_s 等于 0, Q1~Q3 的射极接在了一起. 此时, Q1~Q3 构成一个电流镜, 忽略 Early 效应, Q2 与 Q3 的直流偏置电流等于 Q1 的直流偏置电流 I_{bias} . V_{cm} 变化时, 由于二极管接法的 Q1, Q2, Q3 基极电位将跟随 V_{cm} 变化, Q2 和 Q3 的 V_{be} 保持恒定. 因此, 只要 V_{cm} 足够大, 就可以保证 Q1~Q5 工作在放大区, 同时 Q2~Q5 偏置电流恒定, 保证了交流差模增益恒定为

$$A_d = G_m R_{out} = \frac{I_{bias}}{V_{Thermal}} \times \left[\frac{V_{A_Q23}}{I_{bias}} \parallel \frac{V_{A_Q45}}{I_{bias}} \right] \left(1 + \frac{I_{bias}}{V_{Thermal}} R_E / \left(1 + \frac{I_{bias}}{V_{Thermal}} R_E / \beta \right) \right)$$

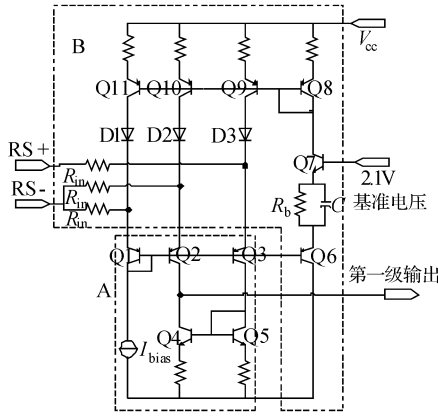


图 6 宽 ICMR 输入级
Fig. 6 Wide ICMR input stage

其中 $V_{A,x}$ 为相应三极管的 Early 电压; $V_{Thermal}$ 为三极管热电势.

由上述讨论可知,图 5 提出的共基极输入级电路可在有效地控制输入偏置电流的情况下实现与 V_{cc} 无关的 ICMR. 该电路的 ICMR 上限仅与器件参数有关,为 $\min[V_{cc0,s} + V_{be1}, V_{cc0,3} + V_{be5}]$. 下限为 $\max[V_{sat,s} + V_{be3}, V_{sat,3} + V_{be5}]$. 其中 $V_{cc0,s}, V_{cc0,3}$ 分别是偏置电流源和 Q3 的 EC 击穿压降; $V_{sat,s}, V_{sat,3}$ 分别是偏置电流源 I_{bias} 和 Q3 的饱和压降. $1.5\mu\text{m}$ BCD 工艺下,该结构的 ICMR 典型的范围为 $1\sim 48\text{V}$. 该电路低频增益为 $g_{m3}(r_{o1}/r_{o4})$, 其中 g_{m3} 是 Q3 管的跨导, r_{o1}, r_{o4} 是 Q2, Q4 的输出电阻. $RS+$ 的输入偏置电流为 I_{bias} , 在相同偏置条件下比普通共射极电路大 β 倍.

2.3 宽 ICMR 输入级设计

上文中提出的共基输入级可有效实现超过 V_{cc} 的 ICMR,但是,为满足低输入共模电平($0\sim 1\text{V}$)时的电流检测要求,尚需对其进行改进.

文献[7]中扩展 ICMR 并实现轨到轨 ICMR 的方法是设计两组放大管在不同的共模区间分别工作. 这样,总的 ICMR 是两组放大管 ICMR 的合集. 但这种方法很难保证两组放大管的平滑切换,也很难保证两组放大管匹配和偏置电流相同,以得到相同增益.

考虑到仅需将上文的共基输入级 ICMR 向下扩展几伏,本文将图 4 和图 5 的电路相结合,提出一种新的宽 ICMR 输入级电路结构,如图 6 所示.

图 6 中的输入放大级由 A, B 两部分组成,其中 A 为上文所提及的共基输入级,它将在整个输入共模范围内起放大作用. B 即为图 4 电路的具体实现,主要作用是在低输入共模电压工作时提供输入电平位移. 为方便分析 B 的工作原理,我们将其简化后得到图 7.

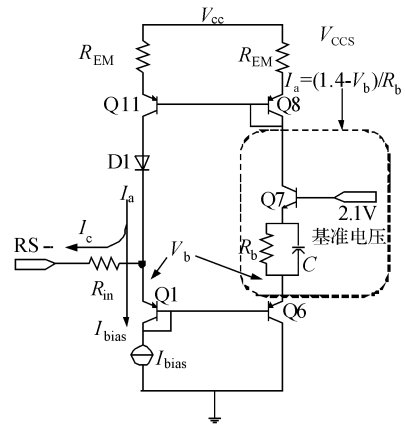


图 7 低输入共模电平时的电平位移电路
Fig. 7 Level-shifting circuit for low input common-mode voltage

将 $RS-$ 作为共模端 $V_{RS-} = V_{cm}$, 若输入共模电平很高, Q6, Q7 关断, 电流镜 Q8~Q11 全部关断, 图 5 中只有 A 部分工作, 工作原理同上文. 此时 $I_a = 0, I_c = -I_{bias}$, 输入偏置电流被限制为 I_{bias} .

当 $V_b = V_{cm} + I_c R_{in} < 1.4$ 时, Q6, Q7 导通, Q7 与 R_b 构成一个压控电流源 (V_{CCS}) 向外提供 I_a 的电流, 并由 Q8~Q11 组成的电流镜镜像到 R_{in} , 输入共模电平被抬高 $R_{in}(I_a - I_{bias})$. 其中, $I_a = (1.4 - V_b)/R_b$. 由以上两式可知, 在 V_{CCS} 工作时, 输入到放大管的共模电位 V_b 为

$$V_b = V_{cm} + (I_a - I_{bias})R_{in} = \frac{V_{cm} + 1.4R_{in}/R_b - I_{bias}R_{in}}{1 + R_{in}/R_b}$$

由于负反馈, V_b 成了 V_{cm} 的弱函数, 因此, 在 V_{cm} 降低时, 通过设定适当的 R_{in}, R_b, V_b 可以保持在使放大管正常工作的范围. 此时, 输入偏置电流变为 $I_a - I_{bias}$.

电容 C 接在 R_b 两端, 以使 V_{CCS} 在阈值附近平滑切换. D1~D3 的作用是防止高输入共模电位时 Q9~Q11 CB 结正偏.

由于通过放大管 Q2, Q3 的电流不变, 考虑 R_{in} 的影响, G_m 可表示为

$$1/(1/G_{m_{2,3}} + 1/R_{in}) = 1/(V_{Thermal}/I_{bias} + 1/R_{in})$$

由于本结构引入了反馈, 必须对稳定性加以验证. 忽略二极管 D1, Q1 和射随器 Q6 对频率响应的影 响, 共模反馈环路的增益为

$$R_{in} \times G_{mVCCS}(s) \times A_{\text{电流镜}}(s) = \frac{R_{in}}{R_b} \times \frac{1 + s/(1/R_b C)}{1 + s/(g_{m7}/C_{\pi 7})} \times A_{\text{电流镜}}(s)$$

其中 $A_{\text{电流镜}}(s)$ 为 Q8~Q11 构成的电流镜的传输函数. $A_{\text{电流镜}}(s)$ 低频时为 1 且存在两个极点, 主极点 ω_0 位于电流镜输出处, 次极点 ω_1 位于电流镜输入处.

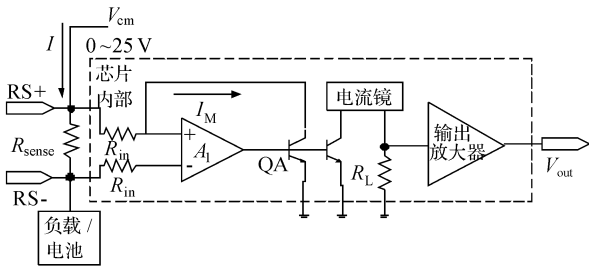


图 8 高端电流检测放大器原理图

Fig. 8 Basic principle of the high-side current-sense amplifier

ω_0 可以与 $G_{mvccs}(s)$ 的低频左半平面零点 $P_0 = 1/R_b C$ 抵消. 通过调整 R_{EM} , 设定电流镜次极点 ω_1 , 以满足: $\omega_1 < \frac{g_{m7}/C_{\pi 7}}{R_{in} \times G_{mvccs}(s) \times \omega_0/P_0}$, 即可保证反馈环路的稳定且有 45° 相位裕度.

本文提出的宽共模输入级由于仅使用一对放大管 Q2, Q3 且偏置电流不变, 保证了增益的稳定, 而且需要电平移动的电位很小, 输入偏置电流也只在低共模时少量增加. 上述两点是该方案的显著特点.

3 高端电流检测放大器设计

整个高端电流检测放大器的原理如图 8 所示. 被检测电流 I 通过检测电阻 R_{sense} 产生检测电压 V_{sense} . 运放 A_1 和 QA 构成的反馈结构使 $I_M =$

V_{sense}/R_{in} . 电流镜的放大系数为 β , 输出放大器的增益为 A_2 . 因此, 被检测电流与输出电压的关系为 $I = V_{out}/R_L \times R_{in}/R_{sense} \times A_2 \times \beta$. 本文将 R_L, R_{in} 都设定为 $100k\Omega$, R_{sense} 为外接电阻. A_2 设定为 10, β 设定为 5, 因此, $I = 50 \times V_{out}/R_{sense}$.

在确保输入偏置电流 I_{bias} 和输入失调电压 V_{OS} 对检测精度的影响小于 1% 的情况下, 检测放大器适用的检测电流最小值为 $\max[V_{OS} \times 100/R_{sense}, I_{bias} \times 100]$. 由于 R_{sense} 是可以调整的, 放大器实际可检测电流最小值为 $I_{bias} \times 100$. 被检测电流最大值受输出摆幅限制, 本放大器的输出摆幅为 $[0.026V, V_{cc} - 0.1]$, 因此, 本电路可检测电流最大值为 $(V_{cc} - 0.1)/(R_{sense} \times 50)$.

以上完成的是高端电流检测放大器的输入电路设计, 图 9 给出了整个电流检测放大器除偏置电路外的整体电路图. 电路在 $1.5\mu m$ BCD 工艺下实现. 图 10 是芯片的显微照片.

4 仿真与测试结果

本文用 Cadance 的 Spectre S 对所提出放大器的内部电路进行仿真. 设定 $V_{cc} = 5V, R_{sense} = 10\Omega$. R_{sense} 上的共模电压 V_{cm} 为 $0 \sim 30V$.

图 11 的仿真结果表明本文提出的共模反馈环路是稳定的, 有 $1.39MHz$ 的带宽和 58° 的相位裕度.

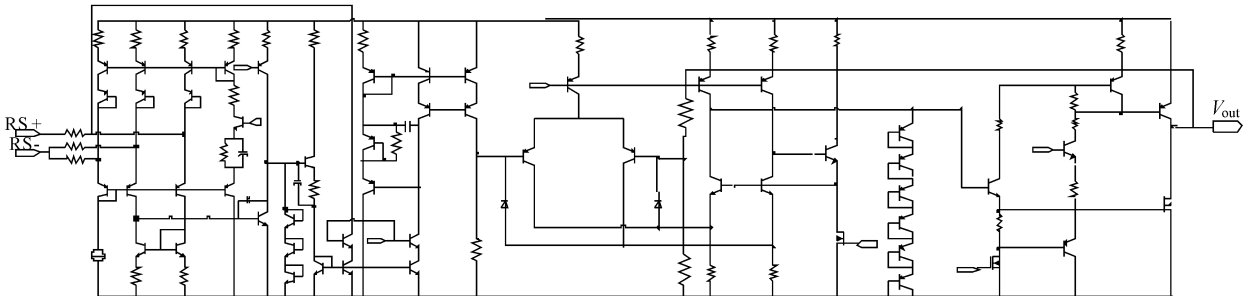


图 9 高端电流检测放大器整体电路图

Fig. 9 Whole schematic of the high-side current-sense amplifier

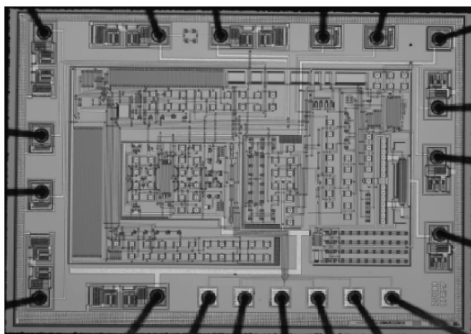


图 10 芯片的显微照片

Fig. 10 Photograph of the chip

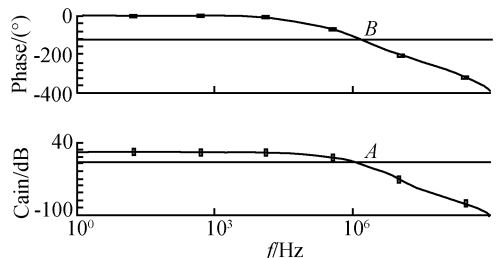


图 11 共模反馈环路的频率响应

Fig. 11 Frequency response of CMFB loop

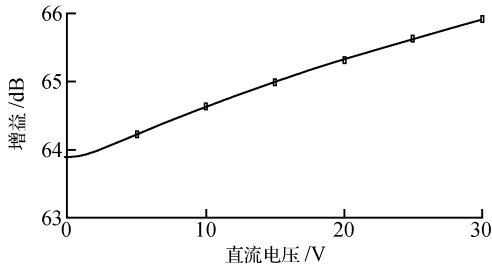


图 12 全 ICMR 范围的输入级低频增益

Fig. 12 Low frequency gain of the input stage versus input common-mode voltage over the whole ICMR

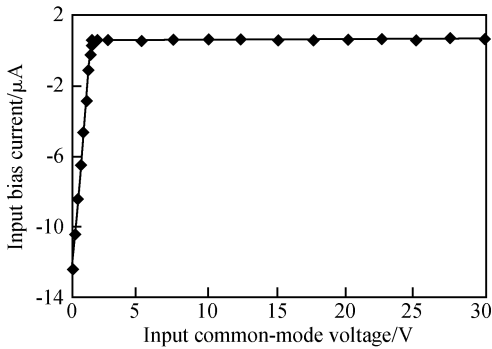


图 13 全 ICMR 范围的输入偏置电流

Fig. 13 Input bias current versus input common-mode voltage over the whole ICMR

图 12 的仿真结果表明,本文提出的输入级在 0~30V 的输入共模电压上都有稳定的增益,且在 整个共模范围上增益仅变化 2dB.

在对芯片测试时,设定 $V_{cc} = 5V$, $V_{cm} = 0 \sim 30V$,放大器输出端接负载 $C_{load} = 10pF$.

在整个共模范围内,测试得到的输入偏置电流如图 13 所示.输入共模电压 0V 时,输入偏置电流最大,为 $12.5\mu A$.输入共模电压超过 1.8V 时,输入偏置电流保持在恒定的 600nA.

图 14 纵轴为输入测试电压为 50mV 时全共模

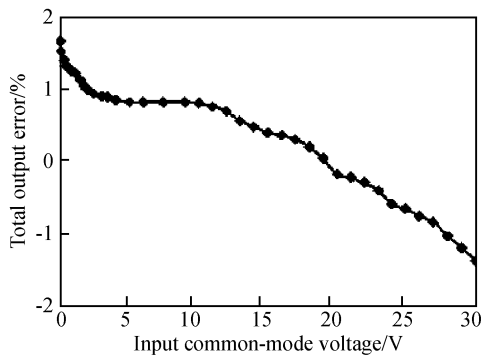


图 14 全 ICMR 范围的总输出误差百分比

Fig. 14 Total output error versus input common-mode voltage over the whole ICMR

表 1 电流检测放大器测试结果

Table 1 Current-sense amplifier test results

参数名称	符号	测试条件	结果
工作电压范围	V_{cc}		2.8~28V
输入共模范围	V_{cm}		0~30V
供电电流	I_{cc}	$V_{cm} > 2V$ $V_{sense} = 50mV$	$45\mu A$
输入偏置电流	I_{bias}	$0 < V_{cm} < 2V$	$-12.5\mu A \sim 600nA$
		$2V < V_{cm}$	$600nA \sim 691nA$
等效输入失调电压	V_{OS} (RTI)	$V_{cm} = 10V$ $V_{sense} = 50mV$	$563\mu V$
直流增益误差		$\Delta V_{sense} = 50mV$	$\pm 0.3\%$
输出总误差	E_{total}	$V_{sense} = 50mV$	$< 1.67\%$
-3dB 带宽	BW	$V_{cm} = 5V$	147kHz
输入共模抑制	CMR	$V_{cm} > 2V$	$> 80dB$
		$V_{sense} = 0V$	

范围上的总输出误差百分比,横轴为输入共模电压.输出总误差 $E_{total} = (V_{out理论值} - V_{out实际值}) / V_{out理论值} \times 100\%$.误差在输入共模电压为 0V 时达最大值,此时有 $E_{total} \approx 1.67\%$,误差的主要来源是电平移位电流源的不匹配造成的输入失调电压.

表 1 总结了所设计运放的测试结果.测试结果表明,芯片较好地实现了设计要求,具有宽共模范围、低输入偏置电流、低功耗、低输入失调电压和高共模抑制等性能.

5 结语

本文根据高端电流检测放大器对宽共模输入的要求,讨论分析了几种输入级设计,提出了一种在 5V 电源电压下具有 0~30V 宽共模输入电压范围的高端电流检测放大器输入级结构,给出了整个放大器的实现电路,并在 $1.5\mu m$ BCD 工艺下实现.芯片测试结果显示,本文提出的电路可以很好地满足宽输入共模情况下的电流检测要求,输出电流检测误差可控制在 1.67% 之内.

致谢 本文工作过程中与美国国家半导体公司 (National Semiconductor Corp.) David Pace, 朱家麟等先生进行了有益的讨论,并得到美国国家半导体公司的支持,谨此致以诚挚的感谢.

参考文献

[1] <http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?navId=H0.C1.C1154.C1009.C1077.D12479>
 [2] Helles G N. Circuits and principles of high-side current measurement. Electronic Engineering & Product World, 2001,9:19 (in Chinese) [Helles G N. 高端电流检测的原理和电路. 电子产品世界, 2001, 9: 19]
 [3] Duque-Carrillo J F, Ausín J L, Torelli G, et al. 1-V rail-to-rail

- operational amplifiers in standard CMOS technology. IEEE J Solid-State Circuits, 2000, 35(1): 33
- [4] Jordanger R D. System and method of translate wide common mode voltage ranges into narrow common mode voltage ranges. US patent, 6590436, 2003
- [5] Lin Yue, Xu Donglin, Ren Junyan, et al. A novel level-shifter based CMOS rail to rail OPAMP design. Chinese Journal of Semiconductors, 2002, 23(5): 529 (in Chinese) [林越, 徐栋麟, 任俊彦, 等. 基于共模电平偏移电路新型 CMOS 低电压满幅度运放设计. 半导体学报, 2002, 23(5): 529]
- [6] Cherry E M. Common-base-input operational amplifiers. IEEE Proceedings of Circuits, Devices and Systems, 2005, 12: 757
- [7] Huijsing J H, Linebarger D. Low-voltage operational amplifiers with rail-to-rail input and output ranges. IEEE J Solid-State Circuits, 1985, 20(6): 1144

Research and Design of Wide Input Common-Mode Range Current-Sense Amplifier*

Jiang Li, Wu Xiaobo[†], and Yan Xiaolang

(Institute of VLSI Design, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: In order to meet the demand for a wide input common-mode range (ICMR) required by high-side current-sensing amplifiers, input stages whose ICMR can exceed the supply rail were researched and analyzed. Combining the advantages of different circuit structures, a wide ICMR input stage having low input bias current was proposed. With the input stage, a current-sensing amplifier was designed and implemented in a 1.5 μm BCD process. It can work at both high and low common mode voltages. The test results show that its ICMR is from 0 to 30V at a 5V supply voltage. Its total output error is below 1.67%.

Key words: wide input common-mode range; input stage; high-side current-sensing; BCD technology

EEACC: 2570K

Article ID: 0253-4177(2007)08-1289-06

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 50237030) and the Natural Science Foundation of Zhejiang Province (No. Z104441)

[†] Corresponding author. Email: wuxb@vlsi.zju.edu.cn

Received 19 January 2007, revised manuscript received 18 March 2007

©2007 Chinese Institute of Electronics