

# 一种用于模数转换器的高性能差分参考电压源

李 丹 叶菁华 洪志良

(复旦大学专用集成电路与系统国家重点实验室, 上海 200433)

**摘要:** 介绍了一种可直接应用于模数转换器的低功耗、高性能差分参考电压源. 它采用新型结构的带隙基准源产生高精度温度补偿的参考电流, 参考电流通过跨导缓冲器直接转换成所需的差分参考电压. 该差分电压精度高、温漂小、抗干扰能力强. 电路选用 TSMC 0.18 $\mu\text{m}$  CMOS 工艺实现, 芯片面积为 250 $\mu\text{m}$   $\times$  350 $\mu\text{m}$ . 经测量, 电路功耗为 0.9mW, 输出差分参考电压的平均温度系数为  $9.5 \times 10^{-6} \text{K}^{-1}$ .

**关键词:** 带隙基准源; 差分参考电压; 温度补偿

EEACC: 1230B; 7250E

中图分类号: TN43 文献标识码: A 文章编号: 0253-4177(2005)11-2248-06

## 1 引言

参考电压源在集成电路中的应用非常广泛, 包括射频(RF)、数/模转换(DAC)、模/数转换(ADC)以及闪存(flash memory)在内的大量模拟、混合信号以及存储器数字接口电路中都会被使用到, 并会影响这些电路的性能<sup>[1~6]</sup>. 例如在 ADC 器件中, 参考电压是作为其数据转换时的基准电压, 它的精度和稳定性会直接影响 ADC 的静态线性度和动态范围. 随着移动通信技术的迅速发展, 对 ADC 等电路的要求越来越高, 所以对参考源的精度、温度的稳定性以及抗噪声能力等性能指标也提出了更高的要求. 此外, 由于差分结构相对单端结构有很多优势, 现在包括 ADC 在内的大量电路都需要用到差分参考电压源.

文献[1~5]提出了几种具有温度补偿的参考电压源电路结构, 但它们都只能输出单端参考电压, 需要通过转换电路实现单端到差分的转换, 在转换过程中会引入器件失配、差模误差和共模误差等诸多非理想因素, 影响差分电压的实际精度. 文献[6]提出的转换电路虽然可以提高差分电压的精度, 但结构复杂, 硬件开销很大.

本文针对差分 ADC 的需要, 介绍了一种新型的参考电压源. 这种结构直接产生所需的高性能的差分参考电压, 参考电压对地线和电源线上的干扰

均有很强的抑制能力. 和文献[6]的结构相比, 它的结构简单、功耗低、输出电压的精度和稳定性可以满足 ADC 的要求.

## 2 差分参考电压源的体系结构

新型差分参考电压源的体系结构如图 1 所示, 由带隙基准源和输出跨导缓冲器组成. 和传统带隙基准源不同, 这种结构应用的带隙源包括电压/电流转换和电流累加这两部分, 输出的是温度补偿的参考电流. 首先, 带隙源将热电压  $V_T$  和结电压  $V_{BE}$  分别转化为正温度系数电流  $I_{PTC}$  和负温度系数电流  $I_{NTC}$ , 然后通过这两类电流的累加抵消温度系数的影响, 产生与温度无关(constant to absolute temperature)的参考电流  $I_{CTAT}$ .

输出缓冲器采用全差分结构, 由跨导放大器和共模反馈网络(CMFB)组成. 外部参考电压  $V_{COM}$  通过共模反馈网络控制输出共模电平( $V_{OUT,CM}$ ). 输出的差模电平由参考电流  $I_{CTAT}$  和电阻  $R_0, R_1$  以及缓冲器的差模输入电平决定:

$$V_{INP} - V_{OUTN} = I_{CTAT} R_1 \quad (1)$$

$$V_{OUTP} - V_{INN} = I_{CTAT} R_0 \quad (2)$$

$$\begin{aligned} V_{REF} &= V_{OUTP} - V_{OUTN} \\ &= I_{CTAT} (R_1 + R_0) - (V_{INP} - V_{INN}) \end{aligned} \quad (3)$$

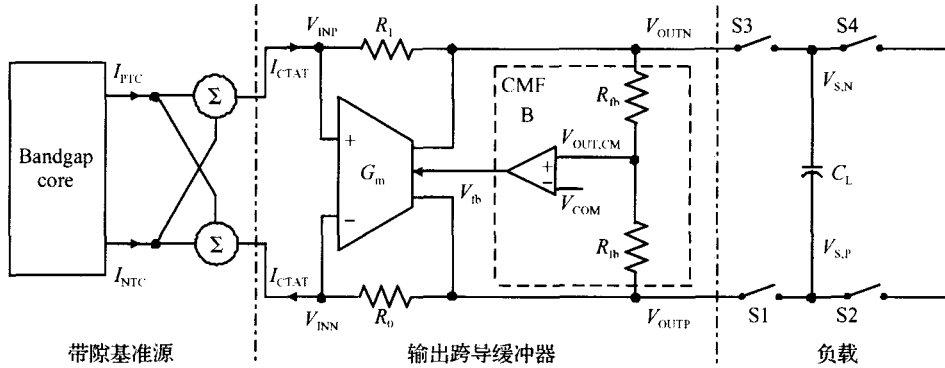


图 1 差分参考电压源结构

Fig. 1 Architecture of reference voltage generator with differential outputs

将跨导放大器的跨导增益  $G_m$  和缓冲器的等效负载阻抗  $Z_L$  代入(3)式可得:

$$V_{REF} = I_{CTAT} (R_1 + R_0) \left(1 - \frac{1}{G_m Z_L}\right) \quad (4)$$

参考源差分输出电压的设计值为  $I_{CTAT} (R_1 + R_0)$ , 可以根据模数转换器的需要灵活确定. 其中电阻  $R_1, R_0$  的电阻绝对误差和温度系数不会影响  $I_{CTAT} (R_1 + R_0)$  的值. 其原因会在本文第三部分详细介绍. 电压源的实际输出电压  $V_{REF}$  与设计值的偏差受输出缓冲器跨导增益及其负载的影响, 由(4)式可知, 输出缓冲器的跨导增益越大,  $V_{REF}$  与设计值的偏差越小.

开关电容类型的 ADC 不仅需要精确的参考电压, 还需要输出缓冲器提供足够的驱动能力. 这是由于在 ADC 的数据保持过程中需要由参考电压输出缓冲器对余量放大器提供足够的驱动电流, 缓冲器的驱动能力会直接影响余量放大器的建立精度<sup>[6]</sup>. 所以 ADC 的精度和速度越高, 对缓冲器驱动能力的要求也越高.

上述介绍的这种电压源结构, 由于带隙基准源输出的是参考电流, 可以通过电阻和一个全差分输出缓冲器很方便地转化成所需的差分参考电压, 不再需要像传统结构那样进行电平转移和多个缓冲器驱动, 其共模电平和差分电平的精度和抗干扰能力都有了显著的提高, 功耗也有所下降. 其中电流输出带隙基准源以及高跨导强驱动能力输出缓冲器的设计将在下文中详细介绍.

### 3 电路实现

#### 3.1 带隙基准源

本文设计的电流输出型带隙基准源电路如图 2

所示, 它通过电压转换产生正温度系数电流  $I_{PTC}$  和负温度系数电流  $I_{NTC}$ , 通过电流累加产生与温度无关的参考电流  $I_{CTAT}$ .

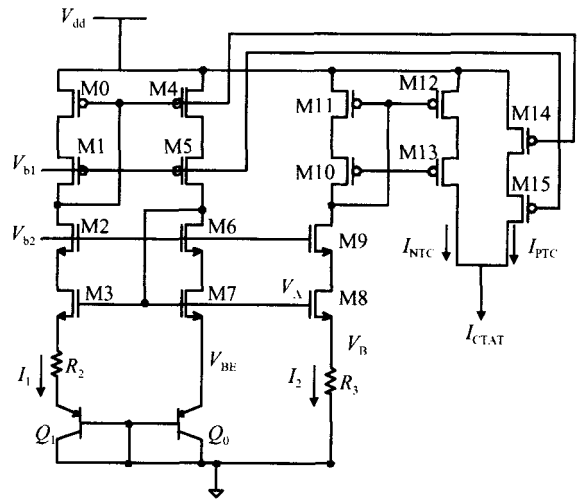


图 2 电流型带隙基准源温度补偿网络

Fig. 2 Circuit of the band-gap core with current curvature compensation

#### (1) 正温度系数电流 $I_{PTC}$

由于 MOS 管  $M_0 \sim M_7$  构成了自偏置回路,  $M_6, M_7$  的源极电压近似相等, 电阻  $R_2$  上的电压等于  $Q_0, Q_1$  的结电压差 ( $V_{BE}$ ).  $V_{BE}$  与热电压  $V_T$  成正比<sup>[6]</sup>, 并由电阻  $R_2$  转化为电流  $I_1$  ( $m, n$  分别是流过  $Q_0, Q_1$  的电流比值和  $Q_1, Q_0$  的发射区有效面积比值):

$$I_1 = \frac{V_{BE}}{R_0} = \frac{V_T \ln(nm)}{R_2} \quad (5)$$

$I_1$  具有正温度系数.  $M_{14}, M_{15}$  通过电流  $K_1$  倍镜像得到正温度系数参考电流  $I_{PTC}$ :

$$I_{PTC} = K_1 I_1 \quad (6)$$

(2) 负温度系数电流  $I_{NTC}$ 

MOS 管 M7, M8 的栅极电压  $V_A$  由结电压  $V_{BE}$  和 M7 的栅源电压  $V_{gs, M7}$  决定, 电阻  $R_3$  上的压降  $V_B$  又受电压  $V_A$  和电阻  $R_3$  控制. 所以  $V_{BE}$  对  $V_B$  有箝位作用, 合理选择  $R_3$  的阻值可使  $V_B$  等于  $V_{BE}$ . 流过  $R_3$  的电流  $I_2$  近似等于  $V_{BE}/R_3$ , 具有负温度系数. M12, M13 通过电流  $K_2$  倍镜像得到负温度系数参考电流  $I_{NTC}$ :

$$I_{NTC} = K_2 I_2 \quad (7)$$

(3) 温度无关的参考电流  $I_{CTAT}$ 

温度无关的参考电流  $I_{CTAT}$  是通过  $I_{PTC}$  和  $I_{NTC}$  累加得到的. 由式 (5) ~ (7) 可得参考源输出电压的设计值为:

$$I_{CTAT} (R_1 + R_0) = \frac{R_1 + R_0}{R_2} K_1 V_T \ln(nm) + \frac{R_1 + R_0}{R_3} K_2 V_{BE} \quad (8)$$

设计值仅受电阻的相对精度影响. 另外, 由于  $R_1 \sim R_3$  采用相同的电阻类型, 它们的温度系数相同, 电阻比值不随温度变化. 所以电压设计值的温度系数仅由  $I_{CTAT}$  决定, 不受电阻的影响. 由于  $I_{PTC}$  具有正温度系数,  $I_{NTC}$  具有负温度系数, 合理选择电流镜像倍数  $K_1, K_2$  可以抵消这两类电流的温度系数, 使  $I_{CTAT}$  在选定的温度点上温度系数为零:

$$\frac{\partial I_{CTAT}}{\partial T} = K_1 \frac{\ln(nm)}{R_2} \times \frac{\partial V_T}{T} + K_2 \frac{1}{R_3} \times \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = 0 \quad (9)$$

整个带隙基准源电路中多次用到了电流镜结构, 为了改善电流源管的匹配性, 提高  $K_1, K_2$  的精度, 所有的电流源全部采用长沟道级联 MOS 管实现.

## 3.2 输出缓冲器

为了保证输出差分参考电压的精度, 输出缓冲器需要有很高的跨导增益和足够的驱动能力. 本文设计了一种二级放大的输出缓冲器, 结构如图 3 所示. 第一级是高跨导放大器, 满足缓冲器对跨导的要求; 第二级是一个电流放大器, 将跨导放大器的输出电流放大了  $K$  倍, 满足缓冲器对驱动能力的要求, 同时又将缓冲器的跨导增益  $G_m$  提高了  $K$  倍:

$$G_m = K G_{m1} \quad (10)$$

结合 (4) 式可以发现, 除了跨导增益外, 缓冲器的负载阻抗  $Z_L$  也会影响其输出的差分电压. 在缓冲器

的两个输出端接退耦电容  $C_d$  可以减小负载  $Z_L$  的虚部, 有效地减小输入端交流噪声对输出的影响. 退耦电容不会影响  $Z_L$  的实部, 所以不会降低输出直流电平的精度.

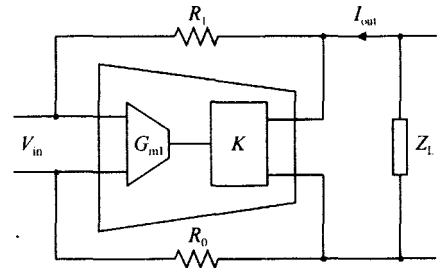


图 3 输出缓冲器原理图

Fig. 3 Topology of output buffer

缓冲器输出的差分参考电压是直接送入 ADC 的, 它实际所需的跨导增益和驱动能力要根据 ADC 的精度和速度要求而定. ADC 是通过开关电容对参考电压进行采样的, 由采样频率  $f_s$  和采样电容  $C_L$  可以得到缓冲器负载  $Z_L$  的实部  $R_L$ :

$$R_L = \frac{1}{f_s C_L} \quad (11)$$

缓冲器输出的直流参考电压误差应小于 ADC 1/2 个 LSB 所对应的电压值. 将此电压以及 (11) 式代入 (4) 式可得出缓冲器需要的跨导增益. 缓冲器所需的最大驱动电流  $I_{out}$  等于差分输出参考电压和等效电阻  $R_L$  的比值.

图 4 是输出缓冲器的电路图, 第一级跨导放大器的单端输出电流  $I_{out1}$  送入第二级的电流放大器, 经 MP2 ~ MP3, MN4 ~ MN5 的自偏回路转换成差分输出电流. 差分电流由 MP4, MN6 实现电流放大. 自偏回路的另一个好处在于, 放大管 MP4, MN5 的输入端是低阻节点, 缓冲器的主极点在输出端, 所以输出端连接的退耦电容不会影响缓冲器的环路稳定性. 输出电压由电阻  $R_{fb}$  得到的输出共模电平  $V_{OUT, CM}$ , 它通过共模反馈网络被箝位在输入参考电平  $V_{COM}$  的电位上.

## 4 仿真测试及结果分析

本电路用 Cadence Spectre 进行仿真, 采用 TSMC 0.18  $\mu\text{m}$  1P4M CMOS 工艺实现, 芯片面积为  $250\mu\text{m} \times 350\mu\text{m}$ , 图 5 为芯片照片. 电路功耗为 0.9 mW. 差分参考电压对电源线和地线噪声的抑制

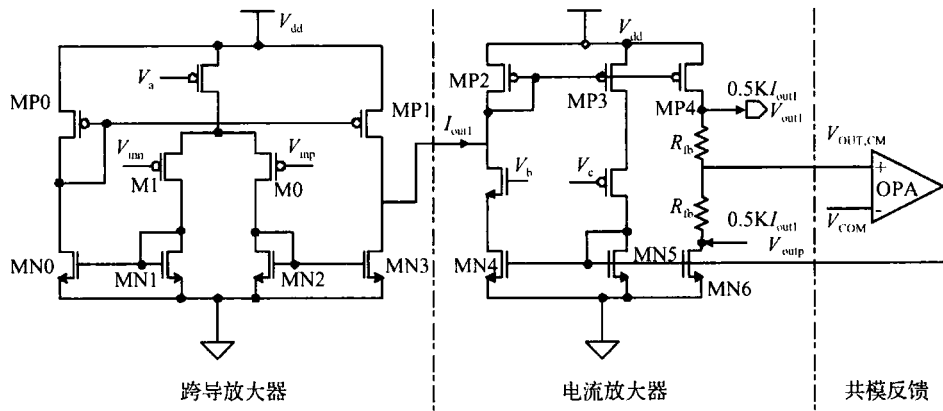


图 4 输出缓冲器电路图

Fig. 4 Circuit of output buffer

比如图 6 所示. 由于差分输出端的电流管 MP4, MN6(见图 4)均工作在饱和区, 它们的等效电阻很大, 可以有效衰减电源线和地线上的噪声. 输出参考电压对地线噪声的抑制比 ( $V_{REF}/V_{SS}$ ) 和对电源噪声的抑制比 ( $V_{REF}/V_{DD}$ ) 在低频处均为 70dB 左右, 地线和电源线上的高频噪声可以通过退藕电容  $C_d$  得到进一步的衰减. 图 6 为输出参考电压随等效负载电阻的变化的仿真波形. 在差分电压精度偏差小于 8mV (ADC 1/2 个 LSB 所对应的电压值) 的条件下, 电路可驱动的最小等效负载电阻约为 14k .

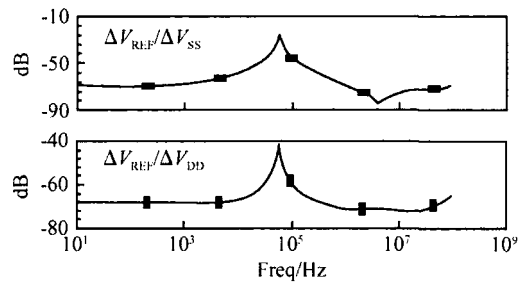


图 6 输出参考电压对地线和电源噪声的抑制

Fig. 6  $V_{REF}/V_{SS}$  &  $V_{REF}/V_{DD}$

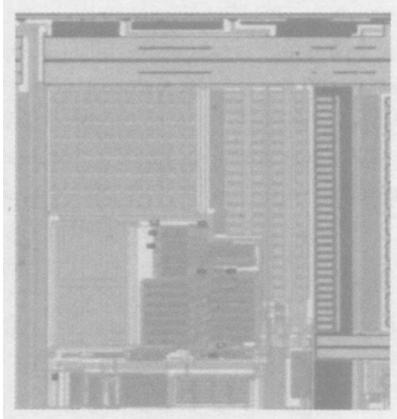


图 5 芯片版图

Fig. 5 Layout

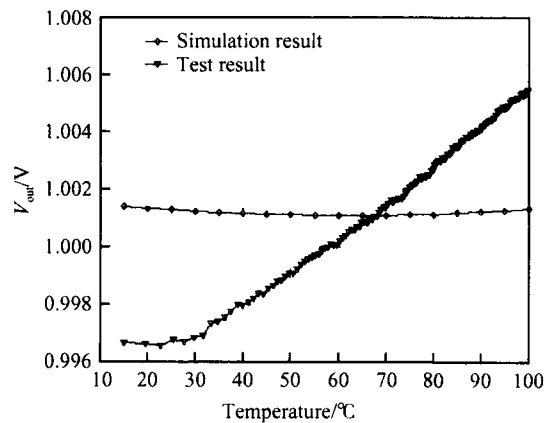


图 7 差分输出电压的温度曲线

Fig. 7 Temperature curve of differential output voltage

图 7 是使用 Agilent 34401A 测量输出差分参考电压实际温度漂移情况与仿真波形的比较. 由 (9) 式可知, 利用带隙基准源进行温度补偿的参考源结构对双极型晶体管工艺模型的精度非常敏感. 此外, 由于流过 2 个双极型晶体管  $Q_0, Q_1$  的电流与电阻  $R_2$  的绝对阻值相关, 结电压  $V_{BE}$  的电位由该电流决定. 虽然  $V_{BE}$  的电压绝对值偏差相对于输出参考电

压而言影响很小, 但  $V_{BE}$  的温度系数偏差对于输出电压的温度系数的影响却很显著, 在 0 ~ 100 的环境下  $V_{BE}$  每升高 1mV 输出电压的平均温度系数约增大  $37 \times 10^{-6} K^{-1}$ . 基于以上两点原因, 本次实测的差分输出参考源输出电压温度系数和仿真结果相比

偏大,为  $9.5 \times 10^{-6} \text{K}^{-1}$ .可以在下一次流片中对  $R_2$  进行微调以减小输出电压的温漂.

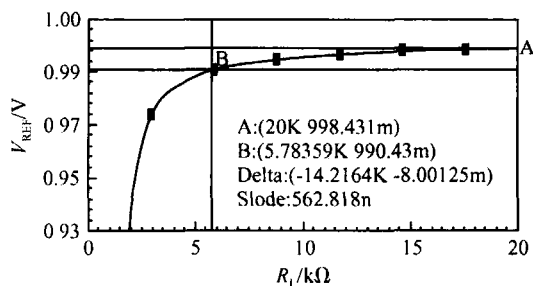


图 8 输出参考电压随等效负载电阻的变化

Fig. 8  $V_{REF}$  versus  $R_L$

采用本参考电压源差分输出作为参考电压的模数转换器,经测试其积分线性度(INL)为 0.3LSB,微分线性度为 0.2LSB,7MHz 模数转换速度以内无杂散动态范围(SFDR)始终保持在 50dB 以上,以上指标均满足设计要求.由此可见,参考电压源的输出缓冲电路也满足设计要求,在 ADC 要求的转换速度下能够提供足够的驱动能力保证差分输出参考电压的精度.

## 5 结论

本文设计了一种新型高精度差分参考电压源,其输出电压值由带隙基准源输出的温度补偿电流和电阻决定.这种结构摆脱了硅元素对输出参考电压的束缚,可以通过改变电阻实现对输出电压值的控

制.在电源电压为 3.3V 的条件下,输出参考电压值可以在 0~3V 的范围内根据需要任意选取.如公式(8)所示,输出电压的精度由电阻间的相对精度决定,不受电阻绝对精度的影响.

本文分别从理论和电路结构的角度对其工作原理进行了介绍说明.经测试,输出电压的温度补偿特性由于受工艺偏差的影响,和仿真结果有一些差距,平均温度系数为  $9.5 \times 10^{-6} \text{K}^{-1}$ ,其精度以及驱动能力已达到了模数转换器的实际要求.电路功耗为 0.9mW.

## 参考文献

- [1] Zhu Zhongming, Yang Yintang, Liu Lianxi, et al. Super performance CMOS band-gap voltage reference. Chinese Journal of Semiconductors, 2004, 25(5): 542 (in Chinese) [朱樟明, 杨银堂, 刘帘曦, 等. 一种高性能 CMOS 带隙电压基准源设计. 半导体学报, 2004, 25(5): 542]
- [2] Song B S, Gray P R. A precision curvature-compensated CMOS bandgap reference. IEEE J Solid-State Circuits, 1983, SC-18: 634
- [3] Leung C Y, Leung K N. Design of a 1.5-V high-order curvature-compensated CMOS bandgap reference. Circuit and System, 2004, 1: 48
- [4] Boni A. Op-amps and startup circuits for CMOS bandgap references with near 1-V supply. IEEE J Solid State Circuits, 2002, 37: 1339
- [5] Buck A E, McDonald C L. A CMOS bandgap reference without resistors. IEEE J Solid State Circuits, 2002, 37: 81
- [6] Nicollini G, Senderowicz D. A CMOS bandgap reference for differential signal processing. IEEE J Solid-State Circuits, 1991, 26: 41

## A High Performance Differential Reference Voltage Generator Used in ADC

Li Dan , Ye Jinghua , and Hong Zhiliang

(*State Key Laboratory of ASIC and System , Fudan University , Shanghai 200433 , China*)

**Abstract :** A differential reference voltage generator with low power consumption and good performance ,which is used in ADC , is introduced. The high performance temperature-compensated reference current is generated with a new structure bandgap ,and the current is converted to the needed reference directly through the transconductor buffer. The differential voltage has high precision ,low temperature-drift ,and good anti-jamming ability. The circuit is realized with the TSMC 0.18 $\mu\text{m}$  CMOS process and the die area is 250 $\mu\text{m}$   $\times$ 350 $\mu\text{m}$ . The chip has been tested. The power consumption is 0.9mW and the average temperature coefficient of the output differential reference voltage is  $9.5 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ .

**Key words :** bandgap reference ; differential reference voltage ; temperature compensation

**EEACC :** 1230B ; 7250E

**Article ID :** 0253-4177(2005)11-2248-06