

# CMOS 带隙基准电压源中的曲率校正方法

史侃俊,许维胜,余有灵

(同济大学 上海 200092)

**摘要:**基准电压源是集成电路系统中一个非常重要的构成单元。结合近年来的设计经验,首先给出了带隙基准源曲率产生的主要原因,而后介绍了在高性能 CMOS 带隙基准电压源中所广泛采用的几种曲率校正方法。给出并分析了一些近年来采用曲率校正方法的 CMOS 带隙基准电压源核心电路以及他们的设计原理、理论推导、参考电路和特点。最后,对于所讨论的基准源电路进行了性能比较和优缺点分析。

**关键词:**CMOS;带隙基准源;曲率校正;集成电路

**中图分类号:** TN432

**文献标识码:** B

**文章编号:** 1004 - 373X(2006)05 - 113 - 04

## Design Considerations of Recent Curvature - Corrected CMOS Bandgap Reference

SHI Kanjun, XU Weisheng, YU Youling

(Tongji University, Shanghai, 200092, China)

**Abstract:** Voltage reference is one of the most important IC cells. The main reason that produces the curvature is introduced and the design considerations of recent curvature - corrected CMOS bandgap references are discussed in this paper. Some recently reported core circuits of CMOS bandgap references with curvature - correction are included and analyzed, with regard to the design principles, theoretical derivation, reference circuits and features. Moreover, a comparison is made on performances of mentioned circuits.

**Keywords:** CMOS; bandgap reference; curvature - correction; integrated circuit

### 1 引言

基准电压源是所有集成电路系统中的重要模块。在诸如 A/D, D/A 转换器、锁相环、电压预调整器等电路中,基准电压源的特性(如基准电压值  $V_{REF}$ 、温度系数  $T_C$ 、温度范围  $T_R$ 、功耗等)决定着这些电路的性能。至今为止,人们提出了许多技术用以制造出一个与电源、温度无关的基准源。其中,带隙基准源被认为是性能最佳也是应用最为普遍的基准源。

但是,在带隙基准源中,  $V_{REF} - T$  (基准电压值-温度)曲线的曲率是有限的,即带隙电压的温度系数  $T_C$  在某一温度下为零,在其他温度下为正值或负值。这曲率主要是由于基极-发射极电压、集电极电流和失调电压(如果电路中含有运放)随温度改变而引起的<sup>[1]</sup>。另外,在普通的 CMOS 工艺下,由于采用标准 CMOS 工艺的晶体管具有一些特殊性质、CMOS 运放具有高失调和高温漂、以及带隙电路含有固有曲率等问题,都使得传统的带隙基准源电路的精度变差<sup>[2]</sup>。

因此,要获得高性能的带隙电压基准源,就必须使用各种曲率校正方法来抑制  $V_{REF}$  的变化。近年来,许多曲率校正方法被提出并且被证明为行之有效的,例如文献[2]中提出的二阶温度补偿、文献[3]中提出的指数温度补偿、文献[4]中提出的  $V_{BE}$  线性化方法、文献[5]中利用不同材料电阻的相异温度特性进行曲率校正的方法等。本文将

介绍传统带隙基准源的固有曲率的产生原因,然后就上述的几种曲率校正方法做一分析。

### 2 传统带隙电压基准源中的曲率

在 CMOS 工艺下,广泛采用垂直寄生晶体管来实现如图 1 的电路。

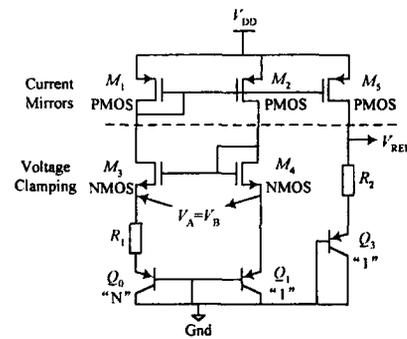


图 1 一个简单的带隙基准源电路

由于  $M_3$  和  $M_4$  的钳位作用使得  $V_A = V_B$ , 从而令  $Q_0$ ,  $Q_1$  以及  $R_1$  组成的电路产生正比于温度 (PTAT) 的电流, 而由  $M_1, M_2, M_5$  形成的电流镜使得各支路电路电流都成为 PTAT 电流。可以得到:

$$V_{REF} = V_{EB3} + \frac{R_2}{R_1} V_T \ln(N) \tag{1}$$

所得到的电压在硅的带隙电压 1.205 V 左右。由于 BE 结电压  $V_{BE}$  具有负温度系数, 热电压  $V_T$  具有正温度系数, 因此只要合理地选择  $R_2/R_1$  和  $N$ , 就可以得到温度系数较低的基准电压。

收稿日期: 2005 - 09 - 08

然而,不考虑其他的误差因素(诸如运放失调、晶体管的有限电流增益、晶体管基区电阻、BE 结电压电流指数关系的不精确性等),晶体管 BE 结电压可表达如下式<sup>[6]</sup>:

$$V_{BE} = V_{\omega} - V_i [(4 - n - ) \ln T - \ln(EG)] \quad (2)$$

式中,  $V_{\omega}$  是硅在 0 K 时的带隙电压值;  $n$  是晶体管基区中迁移率随温度变化的指数;  $i$  是偏置电流随温度变化的指数(例如:  $I_c = GT$ ),  $EG$  是与温度无关的量。它具有负温度系数。又有:

$$V_{REF} = V_{BE} + MV_i \quad (3)$$

式中  $M$  为一常数,即  $MV_i$  具有正温度系数。

令  $\frac{dV_{REF}}{dT} = 0$ , 联立式(2), (3), 那么, 一个理想的带隙基准源的输出电压可描述如下:

$$V_{REF} = V_{\omega} + V_i (4 - n - ) \left( 1 + \ln \frac{T}{T_0} \right) \quad (4)$$

其中:  $T_0$  是指在此温度下, 输出基准电压的温度系数为 0。这个关系充分说明了即使是理想的带隙电压基准源, 在温度偏离  $T_0$  时, 输出的基准电压总是会有所变化, 从而具有一定的曲率(如图 2)。

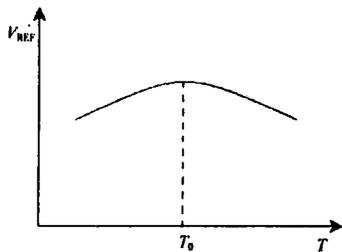


图 2 带隙电压的温度相关性曲率

### 3 近年来采用的曲率校正方法

#### 3.1 $V_{BE}$ 线性化方法<sup>[4]</sup> (方法 A)

由式(2)可知  $V_{BE}$  并非随温度呈线性变化, 而由式(3)可知基准电压的正温度系数项  $MV_i$  是与温度成正比的, 因此如果能用某些方法直接将  $V_{BE}$  线性化, 那么就可以得到低温度系数的基准电压。核心电路如图 3 所示。

由式(4)可知不同的集电极电流与温度的依赖关系(的不同)可以导致不同的基准电压值  $V_{REF}$ 。如图 3 所示,  $Q_1$  由一个正比于温度(  $= 1$ ) 的电流偏置:

$$V_{BE1} = V_{\omega} - V_i [(4 - n - 1) \ln T - \ln(EG)] \quad (5)$$

$Q_2$  由一个近似与温度无关(  $\Delta 0$ ) 的电流偏置:

$$V_{BE2} = V_{\omega} - V_i [(4 - n) \ln T - \ln(EG)] \quad (6)$$

通过电阻  $R_4$ , 可以产生一个与温度成非线性关系的电流  $I_{NL}$ , 由图可得:

$$I_{NL} = (V_{BE1} - V_{BE2}) / R_4 = V_i \ln T / R_4 \quad (7)$$

因此, 基准电压可由下式给出:

$$\begin{aligned} V_{REF} &= (I_1 + I_2 + I_{NL}) R_3 \\ &= \left[ \frac{V_i \ln N}{R_1} + \frac{V_{BE1}}{R_2} + V_i \ln T \right] R_3 \end{aligned}$$

$$= \left( \frac{R_3}{R_2} \right) \left[ V_{BE1} + \left( \frac{R_2}{R_1} \right) V_i \ln N + \frac{R_2}{R_4} V_i \ln T \right] \quad (8)$$

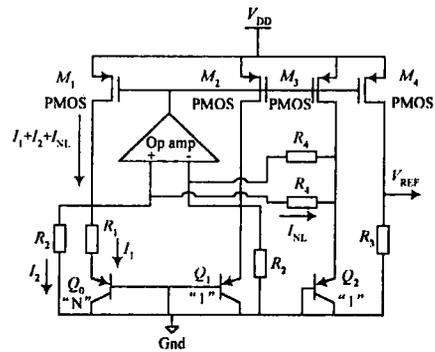


图 3 利用  $V_{BE}$  线性化方法的带隙基准源

联立式(5), 式(8), 显然只需将  $R_2/R_4$  取为  $4 - n - 1$ , 那么  $V_{BE2}$  中的非线性项即可被消除, 理论上就可以得到零温度系数的基准电压源。当然, 由于不可能得到完全精确的 PTAT 和独立于温度的电流, 再加上电流镜的失配, 这一理论结果是难以达到的。由图可知,  $V_{DS1} = V_{DS2} = V_{DS3} = V_{DD} - V_{BE}$ , 因此要改善电流镜的效果, 可以调整  $R_3/R_2$ , 将  $V_{REF}$  调到大约等于一个  $V_{BE}$ , 这样就使得  $M_4$  的  $V_{DS}$  与前三者相等, 降低了电流镜的失配, 提高了电路性能。另外, 此电路由于可通过改变  $R_3/R_2$  来降低  $V_{REF}$  值, 因此该电路可以工作在 1 V 左右的工作电压下。

#### 3.2 利用电阻比值随温度变化的曲率校正方法<sup>[5]</sup> (方法 B)

由式(2)可知,  $V_{BE}$  中的有关温度的非线性项为  $T \ln T$ , 因此式(2)可以泰勒展开为如下形式:

$$V_{BE} = a_0 + a_1 T + a_2 T^2 + a_3 T^3 + \dots + a_n T^n \quad (9)$$

而利用 2 个温度系数相异电阻的比值, 同样可以得到与  $T$  有关的高阶项, 这样就可以用来消除  $V_{BE}$  中的高阶项, 达到曲率补偿的目的。核心电路见图 4。

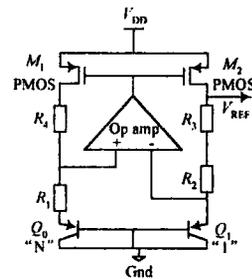


图 4 利用不同材料电阻的温度系数进行曲率校正的带隙基准源

图 4 中,  $R_1, R_4$  和  $R_2$  由 P 型注入电阻制成, 其具有正温度系数;  $R_3$  由高阻多晶硅制成, 其具有负温度系数。显然, 可以得到:

$$V_{REF} = V_{BE2} + \left( \frac{R_2}{R_1} \right) V_i \ln N + \left( \frac{R_3}{R_1} \right) V_i \ln T \quad (10)$$

式中, 由于  $R_2$  与  $R_1$  由同一材料制成, 具有相同的温度系数, 因此其比值与温度无关;  $R_3$  与  $R_1$  采用了不同的材料,

因此其比值会随着温度的变化而变化。由于,在 0 ~ 100 范围内,可以认为  $K_{HpolyR}(T - T_0) \ll 1$ ,因此可将其比值泰勒展开为下式<sup>[17]</sup>:

$$\begin{aligned} \frac{R_3(T)}{R_1(T)} &= \frac{R_3(T_0) \cdot [1 + K_{PdiffR}(T - T_0)]}{R_1(T_0) [1 - K_{HpolyR}(T - T_0)]} \\ &= \frac{R_3(T_0)}{R_1(T_0)} \cdot [1 + K_{PdiffR}(T - T_0)] \cdot \\ &\quad [1 + K_{HpolyR}(T - T_0) + K_{HpolyR}^2(T - T_0)^2] \\ &= \frac{R_3(T_0)}{R_1(T_0)} \cdot [1 + (K_{PdiffR} + K_{HpolyR}) \cdot (T - T_0) + \\ &\quad (K_{HpolyR}^2 + K_{HpolyR} \cdot K_{PdiffR}) \cdot (T - T_0)^2 + \\ &\quad K_{HpolyR} \cdot K_{PdiffR}^2 \cdot (T - T_0)^3] \end{aligned} \quad (11)$$

将式(11)带入式(10),可得:

$$\begin{aligned} V_{REF} &= V_{EB2} + \left[ \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_3(T_0)}{R_1(T_0)} \right] \cdot \ln(N) \cdot V_T + \\ &\quad \left[ \frac{R_3(T_0)}{R_1(T_0)} \cdot \ln(N) \right] \cdot V_T \cdot [1 + (K_{PdiffR} + K_{HpolyR}) \cdot \\ &\quad (T - T_0) + (K_{HpolyR}^2 + K_{HpolyR} \cdot K_{PdiffR}) \cdot \\ &\quad (T - T_0)^2 + K_{HpolyR}^2 \cdot K_{PdiffR}^2 (T - T_0)^3] \end{aligned} \quad (12)$$

式中,  $K_{PdiffR}$  是 P 注入电阻的温度系数,为正值;  $-K_{HpolyR}$  是多晶硅高阻的温度系数,为负值。由式(2)可知,  $V_{BE}$  中的非线性项为一负值,再结合式(12)可知调整  $R_2/R_1$  以及  $R_3(T_0)/R_1(T_0)$  可做到完全消去一次项和二次项,但不能保证更高阶项的完全消除。当然,虽然不能完全消去各高阶项,但是由于不同材料电阻的正负温度特性,也能够大大削弱这些项所引起的误差。显然,不同材料电阻的温度系数正负差异越大,那么曲率补偿的效果就越好。而为了使  $M_1$  和  $M_2$  形成的电流镜相互匹配,必须使得  $V_{DS1} = V_{DS2}$ ,因此图中的  $R_4$  的材料与  $R_1$  和  $R_2$  相同,且在室温下,其值为  $R_2 + R_3$ 。另外,此电路需要对  $R_2/R_1$  以及  $R_3/R_1$  进行微调来达到理想的性能。要消除基准源的线性误差,需同时调节  $R_2/R_1$  和  $R_3/R_1$ ;要消除基准源的高阶误差,则只需调节  $R_3/R_1$ 。因此,第一步微调可以找出合适的  $R_3/R_1$ ,使得高阶误差最小化;第二步可微调  $R_2/R_1$ ,使得线性误差最小化。如此,即可得到一个低温度系数的基准源。

### 3.3 指数曲率补偿方法<sup>[31]</sup>(方法 C)

普通的二次曲率补偿方法<sup>[2,81]</sup>是通过单一的添加与温度平方成正比( $PTAT^2$ )的项来达到消除  $V_{BE}$  二次项的目的,二阶补偿后的  $V_{REF}$  表达式如下:

$$V_{REF} = V_{BE}(T) + K_1 T + K_2 T^2 \quad (13)$$

经过合理的选择  $K_1$  和  $K_2$ ,  $V_{REF}$  中将只留下更高阶次的项,这样便提高了基准源的精度。虽然在原理上,二次补偿方法是相当简单的,但是要在实际的设计中采用这种方法,确有颇多难点。其中最主要的原因是产生一个正比于温度平方( $PTAT^2$ )的电压需要一个很复杂的电路,从而会导致显著的片内面积和功率的损耗,因此,比较而言,电路

简单,性能良好的指数曲率补偿方法便应运而生。

顾名思义,指数曲率补偿方法是在  $V_{REF}$  叠加一个温度的指数函数来达到消除高次项的目的。由于指数函数的泰勒展开仍是一个  $T$  的多项式,结合式(9),可以看出,只要合理地选择参数,不仅能消除二次项,并且能尽可能多地消除其他高次项。核心电路见图 5。

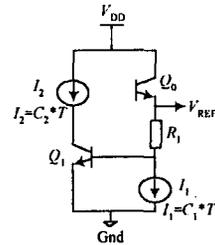


图 5 采用指数曲率补偿方法的基准源核心电路

如图 5 所示,2 个电流源  $I_1, I_2$  是 PTAT 电流源,因此基准源  $V_{REF}$  可表达如下:

$$V_{REF}(T) = V_{BE}(T) + c_1 RT + \frac{c_2 RT}{(T)} \quad (14)$$

式中,  $\beta$  是晶体管的电流增益。式(14)的最后一项便是  $Q_1$  的基区电流流经  $R$  所产生的电压降,就是用他来补偿  $V_{BE}$  中的非线性项。其中  $(T)$  可表达如下:

$$(T) = \exp\left[-\frac{E_G}{kT}\right] \quad (15)$$

式中,  $\beta$  和  $E_G$  都是与温度无关的常量,  $E_G$  称为晶体管射区带隙能量衰减因子,他正比于射区掺杂浓度。由式(14),(15)可得:

$$\begin{aligned} V_{REF}(T) &= V_{BE}(T) + c_1 RT + \frac{c_2 R}{T} \exp\left[-\frac{E_G}{kT}\right] \\ &= V_{BE}(T) + K_1 T + K_2 T \exp\left[-\frac{E_G}{kT}\right] \end{aligned} \quad (16)$$

类似式(13),调整  $K_1$  消去温度的线性项,  $K_2$  消去非线性项。具体算法类似方法 B,先微调  $K_2$  使得  $V_{REF}$  的非线性度最小化,即使得  $V_{REF} - T$  曲线尽可能接近于一条直线,而后可用最小二乘法将式(16)拟合成线性式,再结合温度系数等于零的条件,可定出  $K_1$  的近似值,通过微调,就可以得到低温度系数的基准源。

### 4 性能分析

方法 A 的电路结构是目前低电源电压(1 V 左右)带隙基准源的主流形式,通过微调后的温度系数能达到 10 ppm 左右,主要用于电池供电的低压场所下。这种方法对于需要某个确定基准电压值的场合是很有效的。该电路缺点在于其电阻比值的改动对整个电路的影响非常大,所以对于此电路的电阻比值的精度要求是相当高的,因此需要添加大量的电阻阵列以便于微调。沟道长度效应所

引起的电源电压抑制比的降低,还需要加上电压预调整电路或者直接将器件的尺寸扩大。这样,会使得整个基准源电路的耗费面积是普通基准源电路的4~5倍。当然,由于现今低电压基准源是基准源发展的一个重要方向,对于此种电路的研究和改进还是相当有必要的。

方法B所述的电路结构工作在2~4V电压下,经过微调后温度系数能达到5ppm左右,基准电压值被固定在1.15V左右,此种电路具有结构简单,易于实现,功耗小并且性能良好等优点,但是由于其主要依靠电阻的工艺参数(温度系数)来达到曲率校正的目的,因此受工艺限制较大,在相同工艺下,很难通过改进核心电路来达到诸如抑制噪声、提高电源抑制比等效果。当然,可以改进运放电路(如采用共源共栅结构)来优化基准源性能,但代价是提高所需的电源电压,增加功耗。因此采用此种电路结构需要在实际工作电压、功耗、电源抑制比等方面做折衷。

方法C所提出的电路结构工作在5V左右电压下,微调后的温度系数可低至大约2ppm,基准电压值固定在1.26V左右,电源抑制比的性能也相当优良。但其缺点在于所需的电源电压过高,不适用于如今普遍的低工作电压(1~3V)环境。再则,由于该电路采用晶体管的工艺参数来进行曲率校正,需要确定最合理的射区面积来达到最佳效果,而有源器件是不可以进行微调的,因此要获得最佳的电路参数,必须制作几个射区面积不同的晶体管来确定最优化的电路参数,这加大了设计工作的强度。另外,确定电阻取值的算法复杂性也大大高于A,B两种方法,需要利用各种拟和近似方法,这加大了设计工作的难度。

下表1列出了上述曲率校正方法的性能比较。

表1 曲率校正方案比较

方法	温度系数 ppm/	占用面积	电路灵活性	功耗	曲率校正 参数算法
A	10	大	高	低	简单
B	5	小	低	低	一般
C	2	一般	低	高	复杂

## 5 结 语

本文讨论了高性能CMOS带隙基准源中的关键技术

作者简介 史侃俊 同济大学控制科学与工程系硕士研究生。

(上接第112页)

从X5045读出一个字节子程序,读出的数据(状态字或E<sup>2</sup>PROM中的数据)在累加器A中。

## 4 结 语

X5045是一种性能价格比较高的电路芯片,并可非常方便地与许多常用CPU系列器件接口,X5045芯片在单片机系统中,应用运行可靠,实用性强,可大大提高单片机系统的工作稳定性,增强其抗干扰能力,并且其体积小、成本低,可广泛应用于智能仪器、实时控制、微型化等场合。

术——曲率校正方法。在理论分析的基础上侧重于原理介绍,主要分析了对于采用双极型晶体管的CMOS带隙基准源的曲率校正方法,着重研究了3种采用不同曲率校正方法的基准源核心电路,并且给出了推导过程以及调试的基本方法。最后,对于所提方法的优缺点和性能作出了分析。

## 参 考 文 献

- [1] Behzad Razavi. 模拟CMOS集成电路设计[M]. 西安:西安交通大学出版社,2003.
- [2] Song B S, Gray P R. A Precision Curvature-compensated CMOS Bandgap Reference[J]. IEEE Journal of Solid-state Circuits, 1983, 18(6): 634-643.
- [3] Lee I, Kim G. Exponential Curvature-compensated BiCMOS Bandgap References. IEEE Journal of Solid-state Circuits[J]. 1994, 29: 1396-1403.
- [4] Malcovati P, Maloberti F, Flocchi C, et al. Curvature-compensated BiCMOS Bandgap with 1-V Supply Voltage[J]. IEEE Journal of Solid-state Circuits, 2001, 36: 1076-1081.
- [5] Ka Nang Leung, Philip K T Mok, Chi Yat Leung. A 2-V 23-uA 5.3-ppm/ Curvature-compensated CMOS Bandgap Voltage Reference[J]. IEEE Journal of Solid-state Circuits, 2003, 38(3).
- [6] Paul R Gray, Paul J Hurst, Stephen H Lewis, et al. 模拟集成电路的分析与设计[M]. 北京:高等教育出版社,2003.
- [7] Ka Nang Leung, Philip K T Mok, Chi Yat Leung. A 2-V 23-uA 5.3-ppm/ 4th-order Curvature-compensated CMOS Bandgap Voltage Reference[J]. IEEE Custom Integrated Circuits Conf., May 2002.
- [8] Avoine C, Rashid T, Chowdhury V, et al. Second-order Compensated Bandgap Reference with Convex Correction[J]. Electronics Letters, 2005, 41(5).
- [9] Philip K T Mok, Ka Nang Leung. Design Considerations of Recent Advanced Low-voltage Low-temperature-coefficient CMOS Bandgap Voltage Reference [J]. IEEE CICC, 2004.

## 参 考 文 献

- [1] Xicor. X5043/ X5045 CPU Supervisor with 4K SPI E<sup>2</sup>PROM [M]. Xicor Inc, 2001. 1-20.
- [2] Xicor. X5043/ 5045 DATA SHEET.
- [3] 胡汉才. 单片机原理及接口技术[M]. 北京:清华大学出版社,1998.
- [4] <http://www.xicor.com>. 美国XICOR公司网站.
- [5] 蔡美琴,张为民,沈新群. MCS-51系列单片机系统及其应用[M]. 北京:高等教育出版社,2000.