一种用于新型非致冷红外焦平面阵列 读出电路的基准电流源

马娜吕坚蒋亚东

(电子科技大学电子薄膜与集成器件国家重点实验室,四川成都 610054)

摘 要:设计了一种用于新型非制冷红外焦平面阵列读出电路的低温漂、无电阻基准 电流源。首先通过二阶补偿的无电阻带隙基准电路得到基准电压 V_{REF} ,然后将其接到 一个 NMOS 输出管上;通过调节 V_{REF} 使得该输出管工作在零温漂区,最终产生一个与 温度无关的基准电流 I_{REF} 。在 CSMC 0.5µm CMOS 工艺条件下,采用 spectre 软件进行 了模拟验证。测试结果表明,在0℃~120℃的温度变化范围内,输出电流的波动小于 4µA;当电源电压为 3.3V 时,整个电路的功耗仅为 0.94mW。

关键词:基准电流源;带隙基准源;无电阻;低温漂

中图分类号: TN432 文献标识码: A DOI: 10.3969/j.issn.1672-8785.2010.11.004

A Current Reference for Novel Uncooled IRFPA Readout Circuits

MA Na, LV Jian, JIANG Ya-dong

(State Key Laboratory of Electronic Thin-film and Integrated Devices, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: A resistorless current reference which has low temperature drift is designed for novel uncooled infrared focal plane array (IRFPA) readout circuits. First, the reference voltage V_{REF} is obtained from a resistorless bandgap reference circuit. Then, the reference voltage is applied to the gate of a NMOS output transistor and is adjusted to force the NMOS output transistor to operate at zero TC (ZTC) point and generate a temperature independent reference current I_{REF} eventually. The method is simulated in the CSMC 0.5µm CMOS process by using the Spectre software. The simulation result shows that the fluctuation of the output current is less than 4µA in the temperature range from 0 °C to 120 °C. When a 3.3V power supply is used, the circuit just has its power dissipation of 0.94mW.

Key words: current reference; bandgap reference; resistorless; low temperature drift

1 引言

随着集成电路工艺的发展,作为集成电路重 要模块的基准电流源越来越受到人们的关注。

收稿日期: 2010–07–30

基金项目:国家自然科学基金项目(60736005)

作者简介:马娜(1987-),女,甘肃礼县人,硕士研究生,主要从事 CMOS 模拟集成电路的设计与研究。E-mail: ma na_198752@163.com

http://journal.sitp.ac.cn/hw

偏置电流源的设计是基于一个已经存在的基准 电流源的复制,然后输出给系统的其他模块。因 此,基准电流源的温度特性会直接影响整个系 统的精度和稳定性。

INFRARED (MONTHLY)/VOL.31, NO.11, NOV 2010

为了降低温度系数,目前出现了几种新的 基准电流设计方式。例如,带隙基准电路产生一 个正温度系数基准电压,然后使该基准电压的 正温效应与迁移率的负温效应相互抵消,产生基 准电流^[1];带隙基准电路产生正温系数电流, *V_{BE}*产生负温系数电流,两者相互补偿后产生基 准电流^[2];非带隙电路通过二阶温度补偿产生 基准电流^[3]。以上方法都不可避免地要使用到 电阻。在现实工艺中,由于电路所能选用的电阻 本身都具有较大的温度系数,基准电流受温度 变化的影响较大,因此人们无法得到稳定的基 准电流源。新型非制冷红外焦平面阵列读出电 路是一种无需热电制冷器 (TEC)的读出电路, 其工作温度范围广,使得电阻对整个读出电路 的影响变得更为突出。

本文设计了一种低温漂、无电阻的 CMOS 基准电流源。首先通过一个二阶补偿、无电阻的 带隙基准电路得到基准电压,然后由这个基准 电压偏置一个 NMOS 输出管,得到基准电流。该 输出管被设计成工作在零温漂点附近。在零温 漂点上,它的阈值电压与迁移率随温度的变化 率相互补偿,减小了温度对偏置电流的影响。

2 零温漂偏置点设计

为了增大电流源的输出电阻,我们将电流 源设置在输出管的漏端。如图1所示,当输出管 M1工作在饱和区时,基准电流可表示为

$$I_{REF} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W_1}{L_1} \left(V_{REF} - V_{TH1} \right)^2 \tag{1}$$

式中, μ_n 为电子迁移率, C_{ox} 为单位面积的栅 氧化层的电容。由式 (1) 可知,基准电流的稳定 性主要取决于偏置电压 V_{REF} 、 M1 的阈值电压 V_{TH1} 以及迁移率 μ_n 。本文中的 V_{REF} 是由一个 具有低温度系数的二阶补偿、无电阻带隙基准 电路得到的。由于阈值电压 V_{TH1} 及迁移率 μ_n 都 与温度有关,当温度在 0 °C ~ 100 °C 时, V_{TH1} 随温度变化的最大值为 150mV 左右。从式 (1) 中 可以看出, I_{REF} 随温度会有较大的变化。

Infrared (monthly)/Vol.31, No.11, Nov 2010



图 1 输出管产生基准电流的示意图

然而,当输出管工作在零温漂的偏置点上 时,我们就可以得到一个基本与温度无关的基准 电流源。通过分析得知, M1 的阈值电压 V_{TH1} 及 迁移率 μ_n 与温度的关系可用式 (2) 和式 (3) 表 示。

$$V_{TH1}(T) = V_{TH1}(T_0) + \alpha_{VT}(T - T_0)$$
(2)

$$\mu_n(T) = \mu_n(T_0) \left[\frac{T}{T_0}\right]^{\alpha_\mu} \tag{3}$$

式中, α_{vT} 和 α_{μ} 为负常数, T_0 为参考温度。将 式 (2) 和式 (3) 代入式 (1), 可得

$$I_{REF} = \frac{C_{ox}}{2} \frac{W_1}{L_1} \mu_n(T_0) \left[\frac{T}{T_0}\right]^{\alpha_{\mu}} \times \left[V_{REF} - (V_{TH1}(T_0) + \alpha_{VT}(T - T_0))\right]^2 \qquad (4)$$

当 NMOS 的沟道掺杂浓度在 10^{15} cm⁻³ 到 10^{16} cm⁻³ 左右时, α_{μ} 值将十分接近 $-2^{[4]}$ 。因此 当 V_{REF} 满足式 (5) 时,我们就可以得到一个基本与温度无关的基准电流源。

$$V_{REF} = V_{ZTC} = V_{TH1}(T_0) - \alpha_{VT}T_0$$
 (5)

将式(5)代入式(4),可得

$$I_{REF} = I_{ZTC} = \frac{C_{ox}}{2} \frac{W_1}{L_1} \mu_n(T_0) \left(\alpha_{VT} T_0\right)^2 \qquad (6)$$

图 2 示出了在不同温度下输出管 M1 的漏 电流随栅电压变化的特征曲线。结果表明,在 CSMC 0.5μm CMOS 工艺中,输出管 M1 的零温 漂点 (*I_{zrc}*, *V_{zrc}*)为(285.03μA, 1.309V)。

由以上分析可知,只需得到一个等于V_{ZTC}的基准电压,使输出管 M1 工作在零温漂点(ZTC),就可以产生一个与温度无关的基准电流 I_{REF}。 而通过改变输出管 M1 的尺寸,我们就可以得到 所需的基准电流值。带隙基准电压可以通过下 面的二阶补偿、无电阻带隙基准电路得到。



图 2 输出管 M1 在不同温度下的跨导特征曲线

3 二阶补偿的无电阻带隙基准电路

3.1 无电阻带隙基准电路

图 3 所示为一个无电阻带隙基准电路^[5,6]。 其中,双极性晶体管 Q₂的发射极面积是 Q₁的 n 倍,所有晶体管的宽长比如图中所示。 M1 ~ M4 均工作于饱和区,且通过电流镜 M5 ~ M6 将 电流 G 倍镜传送给差分对 M1 ~ M2。





若忽略沟道长度调制效应与体效应,则可 使用 MOS 管的平方律模型进行分析。由图 3 得 到 M1 和 M2 以及 M3 和 M4 栅源电压的差值分 别为

$$V_{GS1} - V_{GS2} = \sqrt{\frac{2I_{DS1}}{\mu_p C_{ox} (W/L)_1}} - \sqrt{\frac{2I_{DS2}}{\mu_p C_{ox} (W/L)_2}}$$
(7)

$$V_{GS3} - V_{GS4} = \sqrt{\frac{2I_{DS3}}{\mu_p C_{ox} (W/L)_3}} - \sqrt{\frac{2I_{DS4}}{\mu_p C_{ox} (W/L)_4}}$$
(8)

式中, µ_p 为载流子迁移率, C_{ox} 为单位面积的 栅氧化层的电容。

在电路中,
$$(W/L)_5 = G(W/L)_6$$
。因

$$I_{\scriptscriptstyle DS1} = GI_{\scriptscriptstyle DS4} \tag{9}$$

$$I_{DS3} + I_{DS4} = I_T, \quad I_{DS1} + I_{DS2} = GI_T$$
(10)

所以

$$I_{DS2} = GI_T - I_{DS1} = GI_T - GI_{DS4} = GI_{DS3}$$
(11)

将式 (9) 和式 (11) 以及 M1 ~ M4 的宽长比 $(W/L)_1 = BW/L$, $(W/L)_2 = W/L$, $(W/L)_3 = AW/L$, $(W/L)_4 = ABW/L$ 分别代入式 (7) 和式 (8), 得到:

$$V_{GS3} - V_{GS4} = \sqrt{\frac{2I_{DS3}}{\mu_p C_{ox} A(W/L)}} - \sqrt{\frac{2I_{DS4}}{\mu_p C_{ox} AB(W/L)}}$$
(12)
$$V_{GS2} - V_{GS1} = \sqrt{\frac{2I_{DS2}}{\mu_p C_{ox} (W/L)}} - \sqrt{\frac{2I_{DS1}}{\mu_p C_{ox} B(W/L)}} = \sqrt{\frac{2GI_{DS3}}{\mu_p C_{ox} (W/L)}} - \sqrt{\frac{2GI_{DS4}}{\mu_p C_{ox} B(W/L)}} = \sqrt{AG} (V_{GS3} - V_{GS4})$$
(13)

如图 3 所示, M1 和 M2, M3 和 M4 的源 极分别相联,由式 (12) 和图中的联接关系得到 PTAT 电压为

$$V_{GS3} - V_{GS4} = V_{D1} - V_{D2} = \Delta V_D = V_T In \frac{nI_{D1}}{I_{D2}}$$
(14)

式中, V_T 为热电势,是有正温度系数。由于 V_{D2} 具有负的温度系数,由式(13)、式(14)和图中的 联接关系又可以得到:

$$V_{ref} = V_{D2} + \sqrt{AG}\Delta V_D \tag{15}$$

通过调整 A、 G和 n 的值,我们可以使输 出电压在室温下具有零温度系数。同时,为了减 小电路的沟道长度调制效应,电路中均使用了 尺寸相对较大的晶体管器件,这就大大增加了 电路的实现面积以及晶体管的栅极 – 源 (漏)极 电容。

3.2 二阶温度补偿

根据文献 [7] 中的报道,双极型晶体管的基极-发射极电压并不是随温度线性变化的,其温度特性可表示为

$$V_{EB} = V_{G0} + V_T In(EG) - (\gamma - \alpha)V_T InT \qquad (16)$$

INFRARED (MONTHLY)/VOL.31, NO.11, NOV 2010

红 外

式中, E 和 G均与温度无关, V_{G0} 是随温度 变化的, 且 $V_G(T) = K_1 T I n T + K_2 T + K_3$ ^[8]; $\gamma = 4 - n$, 它是一个与工艺有关但与温度无关 的常数; α 的值与集电极电流 I_C 的温度特性 有关 (当 I_C 与温度成正比即为 PTAT 电流时, $\alpha = 1$; 当 I_C 与温度无关时, $\alpha = 0$)。因此, V_{EB} 可表示为

$$V_{OUT} = V_G(T) + V_T In(EG) - (\gamma - \alpha)V_T InT \quad (17)$$

在图 4 中, M17 ~ M25 产生的电流 I_3 通过电 流镜镜像传给 Q_1 , 则 Q_1 的集电极电流 $I_1 = G_1$ T^{α} 。同理, M14 ~ M16 产生的电流通过电流镜镜 像传给 Q_2 , 则 Q_2 的集电极电流 $I_2 = G_2$ 。由式 (17) 可以得到 Q_1 和 Q_2 的基极 – 发射极电压为

$$V_{\scriptscriptstyle EB1} = V_{\scriptscriptstyle G}(T) + V_{\scriptscriptstyle T} In(EG_{\scriptscriptstyle 1}) - (\gamma - \alpha) V_{\scriptscriptstyle T} InT ~(18)$$

$$V_{EB2} = V_G(T) + V_T In(EG_2) - \gamma V_T InT$$
(19)

$$V_{EB1} - V_{EB2} = V_T In\left(\frac{G_1}{G_2}\right) + \alpha V_T InT \qquad (20)$$

由 PART3 中的 Buck's 电压转移单元得到:

$$V_{ref} = V_{EB2} + \sqrt{AG} \left(V_{EB1} - V_{EB2} \right)$$
(21)

将式(19)、式(20)代入式(21)得到:

$$V_{ref} = K_3 + \left[K_2 \frac{q}{k} + In(EG_2) + \sqrt{AGIn} \left(\frac{G_1}{G_2} \right) \right] V_T$$

$$+ \left[K_1 \frac{q}{k} + \alpha \sqrt{AG} - (4-n)\right] V_T InT$$
$$= C_1 K_3 + C_2 V_T + C_3 V_T InT$$
(22)

可以通过调节基准电路中 M3 、 M4 、 M13 和 M14 的 W/L,使式 (22)中的系数 C₂ 和 C₃ 变 为零,这样输出电压的温度系数就会变为零。

3.3 基准电流源的整体电路

低温漂、无电阻基准电流源的整个电路如 图 4 所示。它由四部分组成: PART1 为启动电 路; PART2 通过产生正比于 T^α 的电流对 V_{BE} 进行二阶补偿; PART3 为带隙基准核心电路; PART4 为基准电流产生电路。为了提高电源噪 声抑制能力,我们使用了共源共栅电流镜结构。

4 测试结果与分析

在 CSMC 0.5µm CMOS 工艺条件下,我们通 过 spectre 仿真分别得到了在温度范围为 0 $C \sim$ 120 C,电源电压为 3.3V 的条件下,带隙基准电 压 V_{REF} 和基准电流源 I_{REF} 的温度特性曲线。

图 5 为偏置电压的温度特性曲线,从中可以 看出偏置电压在 (1.309 ± 0.001)V 范围内的变化 情况。图 6 为基准电流的温度特性曲线。从图中 可以看出,在上述偏置电压的变化范围内,基准 电流的波动小于 0.4μA。



图 4 基准电流源的整体电路



图 6 基准电流的温度特性曲线

当电源电压为 3.3V 时,整个电路的功耗为 0.94mW。通过减小输出管的尺寸,减小了基准 电流,同时也减少了电路的功耗。

5 结论

本文设计了一种用于新型非制冷红外焦平 面阵列读出电路的低温漂、无电阻基准电流源。 通过设置输出管的偏置电压 V_{REF},使输出管的 阈值电压与迁移率随温度的变化率相互得到了 补偿,从而降低了温度系数。仿真结果显示,当

(上接第10页)

- [20] 杨亚生. PtSi 红外焦平面阵列技术的发展概况 [J]. 激光与红外, 2000, 30(1): 48-50.
- [21] Xiao X, Sturm J C, et al. Silicide/Si_{1-x}Ge_x Sshottky-Barrier long-wavelength infrared detectors [J]. *IEDM Technology Digest*, 1992: 125.
- [22] Jimenez J R, Xiao X, Sturm J C, et al. Tunable, long-wavelength PtSi/SiGe/Si Schottky diode infrared detectors [J]. Appl. Phys. Lett., 1995,

http://journal.sitp.ac.cn/hw

电源电压为 3.3V,温度在 0 C ~ 120 C之间时, 基准电流的最大变化范围为±0.2μA。这种基准 电流源电路的使用极大地减小了新型非制冷红 外焦平面阵列读出电路中由电阻造成的误差。

参考文献

- Dehghani R, Atarodi S M. A new low voltage precision CMOS current reference with no external components [J]. *IEEE Trans. Circ. Syst.* II: Analog and Digital Signal Processing, 2003, 50(12): 928– 932.
- J Chen, B Shi. 1V CMOS current reference with 50ppm/ °C temperature coefficient [J]. Electron. Lett., 2003, 39(2): 209-210.
- [3] Franco Fiori, Paolo Stefano Crovetti. A New Compact Temperature Compensated CMOS Current Reference [J]. IEEE Trans. Circ. Syst. II: Analog and Digital Signal Processing, 2005, 52(11): 724–728.
- [4] I M Filanovsky, A Allam. Mutual compensation of mobility and threshold voltage temperature effects with applications in CMOS circuits [J]. *IEEE Trans. Circuits. Syst. I: Fundam. Theory Appl.*, 2001, 48(7): 876–883.
- [5] Buck A E. A CMOS bandgap reference without resistors [J]. *IEEE ISSCC*, 2000: 442–443.
- [6] Buck A E, McDonald C L, Lewis S H, et al. A CMOS bandgap reference without resistor [J]. *IEEE J. Solid-StateCircuits*, 2000, **37**(1): 81–83.
- [7] Tsividis Y. Accurate analyzes of temperature effects in IC-VBE characteristics with application to bandgap reference sources [J]. *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2001, **15**(6): 1076–1084.
- [8] S L Lin, C A T Salama. A V/SUB be/(T) model with application to bandgap reference design [J]. *IEEE J. Solid-State Circuits*, 1985, **20**(6): 1283– 1285.

67(4): 506-508.

- [23] Lin T L, Ksendzov A, Dejewski Suzan M, et al. SiGe/Si heterojunction internal photoemission longwavelength infrared detectors fabricated by molecular beam epitaxy [J]. *IEEE Trans Electron Devices*, 1991, **38**(5): 1141–1144.
- [24] Wada H, Nagashima M, Hayashi K, et al. 512×512 element GeSi/Si heterojunction infrared focal plane array [J]. Opto-Electronics Review, 1999, 7: 305– 311.

INFRARED (MONTHLY)/VOL.31, NO.11, NOV 2010

红 外