



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101052933 B

(45) 授权公告日 2011.02.16

(21) 申请号 200480044181.2

(56) 对比文件

(22) 申请日 2004.10.08

US 6791307 B2, 2004.09.14, 全文.

(85) PCT申请进入国家阶段日

US 5768563 A, 1998.06.16, 全文.

2007.04.09

US 6137341 A, 2000.10.24, 全文.

(86) PCT申请的申请数据

US 5952873 A, 1999.09.14, 全文.

PCT/IB2004/003282 2004.10.08

审查员 陈君竹

(87) PCT申请的公布数据

W02006/038057 EN 2006.04.13

(73) 专利权人 飞思卡尔半导体公司

地址 美国得克萨斯

(72) 发明人 伊凡·科奇涅 亚历山大·马卡罗夫

(74) 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限公司
代理人 梁晓广 陆锦华

(51) Int. Cl.

G05F 3/26 (2006.01)

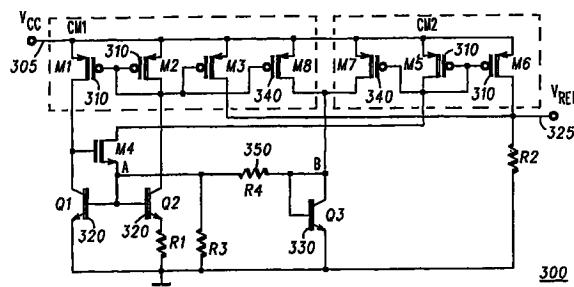
权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 3 页

(54) 发明名称

基准电路

(57) 摘要

一种基准电路(200, 300)包括：第一电流发生器，其包括可操作地连接到第二晶体管(Q2, 222)的第一晶体管(Q1, 220)，并具有与该基准电路的正温度相关性对应的各基极电流(I_{bQ1}, I_{bQ2})。电阻(r3 228)可操作地连接于该第一电流发生器并被布置来提供与该基准电路的负温度相关性对应的第二电流(I_{r3})。第二电流发生器(m4224)可操作地连接于该电阻和该第一电流发生器，其产生作为该第二电流(I_{r3})和基极电流(I_{bQ1}, I_{bQ2})的总和的组合电流(I₂)。以这种方式，曲率补偿的电压和/或电流基准电路的输出电压基本是线性的，并基本与该电路的工作温度无关。



1. 一种采用曲率补偿的基准电路 (200, 300), 包括 :

第一电流发生器, 其包括第一晶体管 (Q1, 220) 并具有与该基准电路的正温度相关性对应的各基极电流 (IbQ1, IbQ2), 该第一晶体管 (Q1, 220) 包括操作连接到第二晶体管 (Q2, 222) 基极端的基极端;

该基准电路特征在于 :

第一电阻 (r3228), 其操作连接到该第一电流发生器并被布置来提供与该基准电路的负温度相关性对应的第二电流 (Ir3); 以及

第二电流发生器 (m4224), 其操作连接到该电阻和该第一电流发生器, 该第二电流发生器 (m4224) 产生作为该第二电流 (Ir3)、第一晶体管 (Q1) 的基极电流和第二晶体管 (Q2) 的基极电流 (IbQ1, IbQ2)、和流过第二电阻器 (r4350) 的第三电流 (Ir4) 的总和的组合电流 (I2),

其中该第一晶体管 (Q1) 和第二晶体管 (Q2) 的基极电流 (IbQ1, IbQ2)、该第二电流 (Ir3)、和该第三电流 (Ir4) 的总和被输入到包括第二电阻器 (r4350) 的曲率补偿网络 (Q3330, r4350), 其中该曲率补偿网络 (Q3330, r4350) 产生与该基准电路 (200, 300) 输出电压 (Vref225, 325) 中的非线性项成比例的非线性电流, 从而补偿该输出电压 (225, 325) 中的非线性。

2. 根据权利要求 1 的基准电路 (200, 300), 其特征进一步在于 : 该基极电流 (IbQ1, IbQ2)、第二电流 (Ir3)、和第三电流 (Ir4) 的总和被输入到输出电阻器 (r2), 从而对电流进行转换, 以形成曲率补偿的与温度无关的输出电压。

3. 根据权利要求 1 的基准电路 (200, 300), 其特征进一步在于 : 电流镜电路, 该电流镜电路操作连接到该第一电流发生器的第一晶体管 (Q1) 和第二晶体管 (Q2) 的相应集电极端并且操作连接到第二电流发生器的栅极端, 其中, 该电流镜电路被布置来迫使这些晶体管的集电极电流基本相等。

4. 根据权利要求 3 的基准电路 (200, 300), 其特征进一步在于 : 该电流镜电路为双极型结型晶体管 BJT 或金属氧化物半导体 MOS 电流镜。

5. 根据权利要求 2 的基准电路 (200, 300), 其特征进一步在于 : 第一电流发生器包括操作耦合到第二晶体管 (Q2, 222) 的第三电阻器 (r1), 并且温度无关由下式所示 :

$$R3 = \frac{R1 \cdot e \cdot q}{k \cdot \ln N}, e = \frac{Vg0 - VbeQ1R}{T_R}$$

其中, R3 和 R1 是第一和第三电阻器 (r1, r3) 的相应电阻值, e 是基极 - 发射极电压的线性化温度系数, VbeQ1R 是温度 T_R 下晶体管 Q1 的基极 - 发射极电压, Vg0 是硅的带隙电压, Vber : 是温度 T_R 下的基极 - 发射极电压, T_R 是基准温度, N 是第二晶体管 (Q2) 和第一晶体管 (Q1) 的发射极面积比。

6. 根据权利要求 1 的基准电路 (200, 300), 其特征进一步在于 : 该基准电路 (200, 300) 被配置来提供二阶补偿, 该二阶补偿包括附加网络, 该附加网络具有至少两个 PMOS 晶体管 (m7, m8)、第三二极管连接的双极型晶体管 (Q3330) 和第二电阻器 (r4350), 所述至少两个 PMOS 晶体管 (m7, m8) 的漏极端操作连接到第三二极管连接的双极型晶体管 (Q3330) 的集电极端和第二电阻器 (r4350)。

7. 根据权利要求 6 的基准电路 (200, 300), 其特征进一步在于 : 具有第三 PMOS 晶体管

(m3) 的第一电流镜电路 (CM1) ;其中 :

该第三 PMOS 晶体管 (m3) 的栅极端连接到该第一电流镜 (m1, m2310) 的二极管连接的第二 PMOS 晶体管 (m2) 的漏极和栅极端 ;

该第三 PMOS 晶体管 (m3) 的源极连接到电源电压总线 ;以及

该第三 PMOS 晶体管 (m3) 的漏极连接到输出节点。

8. 根据权利要求 7 的基准电路 (200,300), 其特征进一步在于 :具有第四 PMOS 晶体管 (m5) 的第二电流镜电路 (CM2), 其中该第四 PMOS 晶体管 (m5) 的漏极和栅极连接到第五 PMOS 晶体管 (m6) 的栅极。

9. 根据权利要求 8 的基准电路 (200,300), 其特征进一步在于 :该第四 PMOS 晶体管和第五 PMOS 晶体管的源极端连接到电源电压总线。

10. 根据权利要求 9 的基准电路 (200,300), 其特征进一步在于 :该第五 PMOS 晶体管的漏极在输出节点处与第三 PMOS 晶体管的漏极连接。

11. 根据权利要求 8 的基准电路 (200,300), 其特征进一步在于, 该基准电路产生第二温度相关电压, 并包括第六 PMOS 晶体管 (m8) 和第七 PMOS 晶体管 (m7) 和二极管连接的双极型晶体管 (Q3330), 该二极管连接的双极型晶体管 (Q3330) 包括 NPN 晶体管 ;

其中, 该第六 PMOS 晶体管 (m8) 的栅极连接到该第二 PMOS 晶体管 (m2) 的栅极端和漏极端, 并且该第七 PMOS 晶体管 (m7) 的栅极连接到二极管连接的第四 PMOS 晶体管 (m5) 的栅极端和漏极端。

12. 根据权利要求 11 的基准电路 (200,300), 其特征进一步在于 :该第六和第七 PMOS 晶体管的源极连接到该电源电压总线。

13. 根据权利要求 12 的基准电路 (200,300), 其特征进一步在于 :该第六 PMOS 晶体管和第七 PMOS 晶体管的漏极连接到发射极接地的 NPN 晶体管的基极和集电极。

基准电路

技术领域

[0001] 本发明涉及电压和电流基准电路。本发明可应用于，但不限于，提供独立于温度的、曲率补偿子带隙电压和电流基准的基准电路和布置。

背景技术

[0002] 在多种电子电路中需要电压基准电路，以提供可靠的电压值。特别地，这种电路通常被设计为确保使得可靠的电压值基本独立于电子电路中的任何温度变化或对电子电路中元件的温度变化作用。值得注意的是，电压基准的温度稳定性因此成为关键因素。在某些电子电路中这是特别关键的，例如对于未来通信产品和技术，例如芯片上系统技术，其中要求所有数据获取函数的精确度。

[0003] 在本发明的领域中，已知带隙电压基准用于产生非常接近于半导体带隙电压的输出电压。对于硅，该值约为 1.2V。因此，可以理解对于硅的子带隙电压低于 1.2V。

[0004] 一般地，存在两个公知的基本要件 (component) 用于产生带隙电压基准输出。这种电子电路的第一要件通常是具有负温度系数的直接偏置二极管，例如双极型结型晶体管 (BJT) 装置的基极 - 发射极电压。这种电子电路的第二要件是直接偏置二极管的电压差，用于提供与绝对温度电压成比例的输出。这样，通过以合适的比例布置这些元件的输出，这些输出的总和能够提供几乎与温度无关的电压差。值得注意的，在当前的电子电路中，这种情况下的带隙电压基准的输出电压约为 1.2V。

[0005] 不幸的是，双极型晶体管的基极 - 发射极电压不随晶体管温度线性地改变。因此，以上述方式仅将两个元件相加的简单的带隙电路具有输出抛物线曲率响应和二阶温度相关性是公知的。因此，为了增加电压基准的温度稳定性，通常应用二阶补偿电路。

[0006] 在正向偏置 (forward-biased) 的双极型晶体管的基极 - 发射极电压的温度相关性中可以看到电压基准的温度相关性，如方程式 (1) 所示：

$$[0007] V_{be} = V_{g0} - (V_{g0} - V_{beR}) \frac{T}{T_R} - (n - x) \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{T}{T_R}\right) \quad (1)$$

[0008] 其中：

[0009] V_{g0} ：是硅的带隙电压，外推至开氏“0”度，

[0010] V_{beR} ：是温度 T_R 下的基极 - 发射极电压，

[0011] T ：是工作温度，

[0012] T_R ：是基准温度，

[0013] n ：是取决于过程但不取决于温度的参数，

[0014] x ：如果偏置电流为 PTAT 且在该电流与温度无关时变为“0”，则 x 等于 1，即，如果流经二极管的电流与温度无关，则 V_{be} 根据其自身的温度参数而改变。在流经二极管的电流取决于温度的情况下，则 V_{be} 根据其自身以及电流温度参数而改变。这样，如果偏置电流与温度成线性比例，则 $x = 1$ ，如果偏置电流与温度无关，则 $x = 0$ 。

[0015] k ：玻尔兹曼 (Boltzmann) 常数，

[0016] q : 电子电荷。

[0017] 可以看到, (1) 中的第一项是常量, 第二项是温度的线性函数, 最后一项是非线性函数。在一阶带隙基准电路中, 通常仅 (1) 中的线性 (第二) 项得以补偿。(1) 中的非线性项不被补偿, 从而产生输出抛物线曲率。

[0018] 图 1 示出常规的一阶带隙基准电路的示意图 100, 其中假定输出电压 Vref 125 具有准确的一阶温度补偿。该电路由基于 Q1 120、Q2 122、m4 124、r1 126 和电流镜 110、112 的具有正和负温度相关性的电流发生器组成。该电路进一步包括基于电阻器 r2 和作为二极管的 Q3 的输出级 130。Q1 120 产生具有负温度相关性的电流。Q1 120 和 Q2 122 间的 Vbe 的差施加于电阻器 r1 126。结果 Q2 的发射极电流与 delta Vbe 成比例, 除以 r1 126, 并具有正温度相关性。

[0019] 电流镜 m1 110、m2 112 和晶体管 Q1 120、Q2 122 以及 m4 124 产生负反馈, 以补偿 Q1 120 的集电极电流和 m1 110 的漏极电流。电流镜 m2 112 和 m3 114 产生与 Q2 122 的集电极电流成比例的 m3 漏极电流。晶体管 m4 124 和电流镜 m5 116、m6 118 形成与 Q1 120 和 Q2 122 的基极电流成比例的 m6 漏极电流。m3 114 和 m6 118 的漏极电流流经输出级, 从而在具有负的温度相关性的二极管 Q3 和具有正的温度相关性的电阻器 r2 上产生电压降。在其温度系数彼此相等的情况下, 则对输出电压 (125) 进行温度补偿。

[0020] 准确的一阶温度补偿由下式表示 :

$$[0021] V_{refBG} = V_{go} - (n-x) \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{T}{T_R}\right) \quad (2)$$

[0022] 其中 :

[0023] VrefBG : 是带隙基准的输出电压。

[0024] 因此, 常规带隙基准输出电压 125 约为 Vgo, Vgo 约为 1.2V, 具有式 (2) 中的非线性项引起的几毫伏 (mV) 的抛物线曲率。

[0025] 但是, 高性能电子设备特别是便携式通信设备的趋势是, 需要使用 1.5V 或更低的电源电压。这样, 在本发明的内容中, 对于使用电池供电的便携式设备, 例如音频播放器或照相机, 1.5V 是用于电池电压源 (例如“A”型) 的初始电压。如果电池是不能充电的, 则该电压降至 1V 以下。

[0026] 美国专利 6157245 描述了一种一起使用具有不同温度相关性的三电流的产生并使用准确曲率补偿方法的电路。美国专利 6157245 指出了该电路的显著缺陷, 即它提出了五个“精确 (critically) 匹配”kohm 电阻器 -22.35, 244.0, 319.08, 937.1 和 99.9。大电阻比率 (达 1 : 42) 和大范围的比率 (从 1 : 4.5 直到 1 : 42) 是会有问题的, 且预期会发生电阻器的过度误匹配。

[0027] 此外, 试图准确并精确匹配五个电阻器的修整 (trimming) 处理对于要实际使用的电路而言变得过于昂贵。因此, 这种电路对批量生产的装置是非常不实用的。

[0028] P. Malcovati 等人的题为“Curvature-Compensated BiCMOS Bandgap with 1-V Supply Voltage (具有 1V 电源电压的曲率补偿的 BiCMOS 带隙)”的论文, 载于 IEEE Solid-State Circuits (固态电路) 期刊第 36 卷第 7 期, 2001 年 7 月出版, 第 1076-1081 页, 也提出了一种复杂的电路, 该电路包括运算放大器、五个精确匹配的电阻器以及三个精确匹配的双极型晶体管组。

[0029] 这样,在本发明的领域中,需要这样的子带隙电压基准,其能够产生 1.2V 的若干分之几带隙,特别是与目前的子带隙电压基准相比具有温度稳定性。

发明内容

[0030] 因此,本发明的优选实施例意图以单独的或任意组合的方式更好地减轻、缓和或消除一个或多个上述缺陷。

[0031] 根据本发明,提供了一种如所附权利要求书所述的基准电路。

附图说明

[0032] 图 1 示出了常规的一阶带隙电压基准电路的公知的示意图。

[0033] 下面将参照附图详细描述本发明的典型实施例,其中:

[0034] 图 2 示出采用根据本发明实施例的发明概念的一阶子带隙电压基准电路的示意图;

[0035] 图 3 示出采用根据本发明的增强实施例的发明概念的二阶(准确曲率补偿的)子带隙电压基准电路的示意图;

[0036] 图 4 示出一阶子带隙电压基准对准确曲率补偿的子带隙电压基准的典型曲线图;

[0037] 图 5 示出使用本发明的电路的基准电压分布图;

[0038] 图 6 示出对于利用本发明的电路测量的两个不同样本的基准电压对温度的图;以及

[0039] 图 7 示出对于利用本发明的电路测量的两个不同样本的修整的基准电压对温度的图。

具体实施方式

[0040] 参照改进子带隙电压基准电路的设计和操作描述本发明的优选实施例。但是,这里描述的发明点同样适用于子带隙电流基准电路,这也在本发明的考虑范围内。

[0041] 特别地,在图 1 的现有技术的电路中,输出电压受二极管 Q3 上的电压降的限制,该输出电压不能减小到由二极管尺寸和流经的电流确定的值(通常为 0.6V-0.8V)。但是,本发明的优选实施例提出了一种电路,该电路提供与电阻器 r2 和电流值 I1、I2 成比例的输出电压。以这种方式,通过对 r2、I1 和 I2 选择合适的值,可调整输出电压低于 0.6V。

[0042] 本发明的优选实施例由双极型和 CMOS 晶体管电路组成,以获得子带隙基准的直接(straightforward)曲率补偿。特别地,这些子电路以这样的方式组合,即基准的输出电压变成基本线性并与工作温度无关。可以设想这里描述的发明概念可同样应用于纯双极型电路配置,因为其基本上基于双极型二极管的指数温度相关性 Vbe。

[0043] 本发明的优选实施例提出了产生三电流的各个子电路。第一电流与绝对温度成比例。第二电流与双极型晶体管的基极-发射极电压成比例。第三电流与基极-发射极电压中的非线性项成比例并取决于温度。特别地,以这样的比率提供这些电流,即其总和在一阶方式和二阶方式两者中皆与温度无关。三电流的总和用于通过输出电阻器提供与温度无关的输出电压。

[0044] 图 2 示出所提出的子带隙电压基准电路 200 的简化布局图。图 2 所示的电路包括

PTAT 电流发生器和 Vbe/R 电流发生器 220、222，电流镜 210–218 以及具有接地的电阻器 r2 230 的输出级。PTAT 电流发生器包括 NPN 晶体管 Q1 220 和 Q2 222，电阻器 r1 226，NMOS 晶体管 m4 224 和有源电流镜电路 CM1 210、212 和 214。

[0045] 电阻器 r3 228 产生与 Q1 220 的 Vbe 除以电阻器 r3 228 的值成比例的电流。结果 m4 224 的漏极电流 I2 为 Q1 220、Q2 222 和电阻器 r3 228 的基极的总和。因此电流 I1 和 I2 具有正和负的温度相关性。流经电阻器 r2 230 的电流 I1 和 I2 均产生在带隙范围内成比例的输出电压 225。

[0046] 电流镜电路 CM1 迫使晶体管 Q1 和 Q2 的集电极电流相等（通常，Q1 和 Q2 的集电极电流的关系为 M : K）。PTAT 电流的表达式是从基极 – 发射极电压对集电极电流的相关性得出的。

[0047] 特别地，图 2 的电流布局图比图 1 的公知电路相比提供了一些新的和增强的特征：

[0048] (i) 通过改变电阻器 r2 的值而不影响电路的温度稳定性，基准电压可自由调整至从零（地电位）直到 Vcc（电源电压电位）的任意方便的值。

[0049] (ii) 可容易地获得简单的温度补偿电流基准。如果移除电阻器 r2，则可以在该电路的输出端获得源电流。有利的是，利用 NPN 或 NMOS 电流镜可产生灌电流（sink current）。

[0050] (iii) 图 2 的子带隙电压基准可通过准确的曲率补偿网络容易地“升级”，如下所述。这样可基本改善电路的温度稳定性。

[0051] 下面提出应用于本发明优选实施例的准确的曲率补偿的描述。

[0052] 常规的一阶带隙基准的输出电压可表示如下：

$$[0053] Ic = Ics \cdot \left(\exp \frac{Vbe}{m \cdot Vt} \right) - 1 \approx Ics \cdot \exp \frac{Vbe}{m \cdot Vt}; \quad (Vbe \gg Vt) \quad (3)$$

[0054] 其中：

[0055] Ics 是集电极饱和电流，

[0056] “m”是非理想因子，

[0057] Vt 是热电压， $Vt = kT/q$ ，并可表示为（假定 $Icq1 = IcQ2 = I1$ ）：

$$[0058] I1 = \frac{1}{r1} \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln N, \quad (4)$$

[0059] 其中：

[0060] I1 是 PTAT 电流，

[0061] N 是 Q2 和 Q1 的发射极面积比。

[0062] 根据图 2，Vbe/R 电流发生器包括带有电阻器 r1 226、电阻器 r3 228、NMOS 晶体管 m4 224 和电流镜电路 CM2 216、218 的 NPN 晶体管 Q1 220 和 Q2 222。这样，Vbe/R 电流发生器产生如下输出电流：

$$[0063] I2 = \frac{VbeQ1}{r3} + IbQ1 + IbQ2 \quad (5)$$

[0064] 其中：

[0065] I2 为 Vbe/R 电流，

[0066] VbeQ1 为晶体管 Q1 220 的基极 – 发射极电压，

[0067] I_{bQ1} 和 I_{bQ2} 分别为晶体管 Q1 220 和 Q2 222 的基极电流。

[0068] 比较图 1 和图 2 的电路,可以看到图 1 的晶体管 m4 124 仅用作“beta helper(电流增益辅助)”,向 Q1 120 和 Q2 122 提供基极驱动。但是,有利的是,图 2 电路中的晶体管 m4 224 提供了附加的功能,即 V_{be}/R 电流产生。这样,图 2 的晶体管 m4 224 执行两个功能:

[0069] (i) 产生负温度电流;

[0070] (ii) 提供 Q1、Q2 基极电流以同时补偿非线性。

[0071] 因此,功能集成,即优选实施例中 m4 增加的功能性,是产生该装置性能的新性质的关键因素,且不会使电路设计过于复杂。特别地,图 2 中的电流 I_1 和 I_2 以这样的比例相加,即在一阶中其总和与温度无关。假定:

[0072] $(V_{beQ1}/r_3) \gg (I_{bQ1}+I_{bQ2})$,

[0073] 则温度无关性的条件由方程式 (1)、(4)、(5) 得出,如方程式 (6) 所示:

$$r_3 = \frac{r_1 \cdot e \cdot q}{k \cdot \ln N}, e = \frac{V_{g0} - V_{beQ1R}}{T_R} \quad (6)$$

[0075] 其中:

[0076] “e”是基极 - 发射极电压的线性化温度系数,

[0077] V_{beQ1R} 是温度 T_R 下晶体管 Q1 的基极 - 发射极电压。

[0078] 电流 I_1 和 I_2 的总和流经输出电阻器 r_2 ,产生与温度无关的电压降(一阶):

$$V_{refSBG} = \frac{r_2}{r_3} \cdot \left(V_{g0} - (n-x) \frac{k \cdot T}{q} \ln \left(\frac{T}{T_R} \right) \right) \quad (7)$$

[0080] 其中:

[0081] V_{refSBG} 是子带隙基准的输出电压。

[0082] 这样,所提出的一阶子带隙基准的输出电压为 $V_{refSBG} \cdot r_2 / r_3$,具有类似的由方程式 (7) 的非线性项引起的抛物线曲率。一阶子带隙基准的输出电压的典型的温度相关性如图 4 所示。

[0083] 下面参考图 3,图中示出了本发明的二阶补偿电路的增强实施例的简化示意图。总的来说,图 3 所示的电路类似于图 2 所示的电路,但具有附加的补偿网络。附加的网络包括 PMOS 晶体管 m7 和 m8 340,二极管连接的双极型晶体管 Q3 330 和电阻器 r4 350。为了实现准确的曲率补偿,所有这些附加的元件以图 3 所示的方式组合,如前面所述。

[0084] 根据方程式 (1),被方程式 (4) 的 PTAT 电流 I_1 偏置的图 2 的晶体管 Q1 的基极 - 发射极电压,如下式给出:

$$V_{beQ1} = V_A = V_{g0} - (V_{g0} - V_{beQ1R}) \cdot \frac{T}{T_R} - (n-1) \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \left(\frac{T}{T_R} \right) \quad (8)$$

[0086] 其中:

[0087] 由于偏置电流是 PTAT,故“x”等于“1”。

[0088] 在该增强实施例中,二极管连接的双极型晶体管 Q3 被三电流 I_1 、 I_2 、 I_3 的总和偏置。 I_1 和 I_2 的总和在一阶与温度无关(如方程式 (4)、(5)、(6) 所示)。如下所述,电流 I_3 增加了三电流 I_1 、 I_2 、 I_3 的总和的温度相关性。这样,晶体管 Q3 的基极 - 发射极电压以下式给出:

[0089] $V_{beQ3} = V_B = Vg0 - (Vg0 - V_{beQ3R}) \cdot \frac{T}{T_R} - n \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{T}{T_R}\right)$ (9)

[0090] 其中：

[0091] 由于偏置电流与温度无关，故“x”等于“0”。

[0092] Q1 和 Q3 的基极 - 发射极电压之差可由方程式 (8)、(9) 得出：

[0093] $V_A - V_B = (V_{beQ1R} - V_{beQ3R}) \cdot \frac{T}{T_R} + \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{T}{T_R}\right)$ (10)

[0094] 其中：

[0095] V_{beQ1R} 是温度 T_R 下晶体管 Q1 的基极 - 发射极电压，

[0096] V_{beQ3R} 是温度 T_R 下晶体管 Q3 的基极 - 发射极电压。

[0097] 如果方程式 (10) 的第一项等于零，Q1 和 Q3 的基极 - 发射极电压之差仅与必须补偿的曲率电压成比例。

[0098] 为了使 V_{beQ1R} 和 V_{beQ3R} 的值相等，Q1 和 Q3 在基准温度下的发射极电流密度必须相等。流经 Q1 的电流为 $I1$ 。流经 Q3 的电流为 $I1+I2$ (一阶)。但是， $T = T_R$ 时 $I2 = I1$ 。这样，使 V_{beQ1R} 和 V_{beQ3R} 的值相等的最简单的方式是将 Q3 用作两个并联的 Q1 晶体管，如图 3 所示。

[0099] 这样，

[0100] $V_A - V_B = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{T}{T_R}\right)$ (11)

[0101] 方程式 (11) 所示的电压差施加于电阻器 r4 管脚，从而产生非线性电流 $I3$ ：

[0102] $I3 = \frac{1}{r4} \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{T}{T_R}\right)$ (12)

[0103] 在图 2 中，由于电流镜电路 CM2，非线性电流 $I3$ 和 V_{be}/R 电流 $I2$ 的总和流经晶体管 m4 和输出电阻器 r2。这样，由于晶体管 m4 也参与非线性电流的产生，因此产生新的附加功能。

[0104] 利用方程式 (1)、(4)、(5)、(6)、(12)，现在可以得出基准电压的表达式：

[0105] $V_{ref} = r2 \cdot (I1 + I2 + I3)$

[0106] $= r2 \cdot \left(\frac{Vg0}{r3} - \frac{1}{r3} \cdot (n-1) \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{T}{T_R}\right) + \frac{1}{r4} \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{T}{T_R}\right) \right)$ (13)

[0107] 特别地，在方程式 (13) 中存在两个非线性项。根据本发明的优选实施例，当方程式 (13) 中的两个非线性项被消去时，可得到准确的曲率补偿：

[0108] $\frac{1}{r3} \cdot (n-1) \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{T}{T_R}\right) = \frac{1}{r4} \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{T}{T_R}\right) \rightarrow$ (14)

[0109] $\frac{1}{r3} \cdot (n-1) = \frac{1}{r4} \rightarrow r4 = \frac{r3}{(n-1)}$

[0110] 方程式 (14) 的表达式描述了对图 3 所示的子带隙电压基准的准确直接的曲率补偿的条件。如前面所述，“n”为与温度无关的过程参数，典型地具有“3.6”至“4.0”的范围内的值。

[0111] 在方程式 (14) 中定义的条件下,基准电压的表达式因此变为:

$$[0112] V_{ref} = \frac{r_2}{r_3} \cdot V_{g0} \quad (15)$$

[0113] 其中:

[0114] V_{ref} 为曲率补偿的子带隙基准的输出电压。

[0115] 因此,从方程式 (15) 可以看到准确的曲率补偿技术,如本发明所提议的,在理论水平上基本消除了所有温度相关项和对数项。基准电压通过电阻器比率确定,有利地最低限度地受到该电阻实际值的影响。

[0116] 下面参照图 4 至图 7,从实现所述准确曲率补偿的方法的电路获得实验结果。该结果从以亚微米 BiCMOS 技术 (SmartMOS 5HV+) 实现的电路中获得。有利地,所提出的电路的实际实现达到 2.9 ppm/K 的温度系数和 -76dB 的电源拒绝率 (power supply rejection ratio),而不需要用于曲率补偿的运算放大器或复杂电路。为了获得这样的低温度系数,使用 4 位线性和 2 位对数 (非线性) 修整电路。

[0117] 下面参照图 4,曲线图 400 示出一阶子带隙电压基准 410 的基准电压对采用根据本发明优选实施例的发明概念的准确曲率补偿的子带隙电压基准 420。

[0118] 在图 4 中,准确曲率补偿的子带隙电压基准的曲线图 400 示出曲率补偿的电压基准 420 的温度稳定性显著超出了未补偿的电压基准 410 的稳定性。

[0119] 特别地,非预测的曲率 410 具有非抛物线特性,这可能是由热泄漏电流引起的(本领域技术人员可以理解这可包括在实际晶体管模型中)。因此,本领域技术人员还可以理解不同的误差和非理想情况,例如在电流镜中或在晶体管发射极区域中电压或面积不匹配,或者电阻器不匹配或温度系数也可引起其它不可预知的曲率误差。

[0120] 下面参照图 5,分布图 500 示出利用根据本发明的准确的曲率补偿方法的电路的基准电压的量。图 5 的分布图 500 示出对于默认修整状态在室温下测量的 20 个样本,其中该样本从相同的晶片中提取。实际上,分布图 500 示出发明概念起作用且可以产生精确的子带隙基准电压。然后估算该基准分布的平均值和标准偏差。

[0121] 下面参照图 6,图 600 示出在修整前基准电压对温度的实验结果。该图示出在温度范围上测量的三修整选择。第一个图包括在默认数目之上的附加四修整步骤 610,第二个图包括默认数目的修整步骤 620,第三个图包括比默认数目少四的修整步骤 630。

[0122] 从图 6 可以看到,在默认的非线性修整条件 620 下,该曲率仍未完全补偿。因此,优选实施非线性修整步骤,以获得基准电压的最小的温度系数。在采用根据前面所述的发明概念的准确的修整方法之后,该图说明对于基准电压的非线性和线性元件,可获得最小的温度系数。

[0123] 下面参照图 7,利用根据本发明的电路示出了对于两个不同的测量样本,修整了的基准电压对温度的图 700。示出了三组样本 710、720、730,其分别代表最小温度补偿 (TC) 点附近的线性修整步骤“N+1”、“N”、“N-1”。从图 7 可以看到,基准电压的抛物线曲率被完全消除。

[0124] 本领域技术人员可以理解,尽管以上描述已经参照正金属氧化物半导体 (PMOS) 晶体管技术进行说明,但是可以用具有合适特性的 PNP 双极型晶体管技术代替 PMOS 器件。类似地,本领域技术人员可以理解 NPN 双极型晶体管(或实际上的 HBT NPN 晶体管)可代

替上述负金属氧化物半导体 (NMOS) 晶体管。

[0125] 因此,总的来说,公知的现有技术的基准电路包括产生具有正温度相关性并流经输出级的单一电流。相反地,本发明的优选实施例提出了产生两个电流(一个具有正的温度相关性,一个具有负的温度相关性,如图2)或产生三电流(具有附加的曲率补偿的电流)以产生与温度无关的(优选是曲率补偿的)输出电压。

[0126] 将理解,上述基准电路及其操作目的是提供以下优点中的一个或多个:

[0127] (i) 由于实现了某些功能集成,优选的电路仅使用三个精确匹配(critically matched)的电阻器,其比例优选为1:3:10;

[0128] (ii) 优选的电路不使用运算放大器或其它复杂电路来获得直接的曲率补偿;

[0129] (iii) 用于产生第一电流发生器的第二电流和基极电流(I_{bQ1}, I_{bQ2})的总和的优选电路,提供基本与该电路的工作温度无关的该基准电路的输出电压;

[0130] (iv) 可将该输出电压自由调节至从接地电位至电源电压电位的任意方便的值,而不改变该电路的温度稳定性;

[0131] (v) 曲率补偿网络的提供使基准电路的输出电压补偿输出电压的非线性,并基本与该电路的工作温度无关;

[0132] (vi) 由于最小电源电压可低于1.2V,因此其不限于输出电压值。

[0133] 上面描述了本发明实施例的特定的和优选的实施方式,很清楚,本领域技术人员能够容易地应用发明概念的变化和修改。

[0134] 特别地,可以理解,为了清楚起见,以上描述已经参照处理系统的不同的功能单元说明了本发明的实施例。但是,很明显,可以利用在不同功能单元之间的任何合适的功能分布而不偏离本发明。因此,参照特定功能单元仅被视为对提供所述功能的合适方法的参考,而不代表严格的逻辑或物理结构、组织或分割。

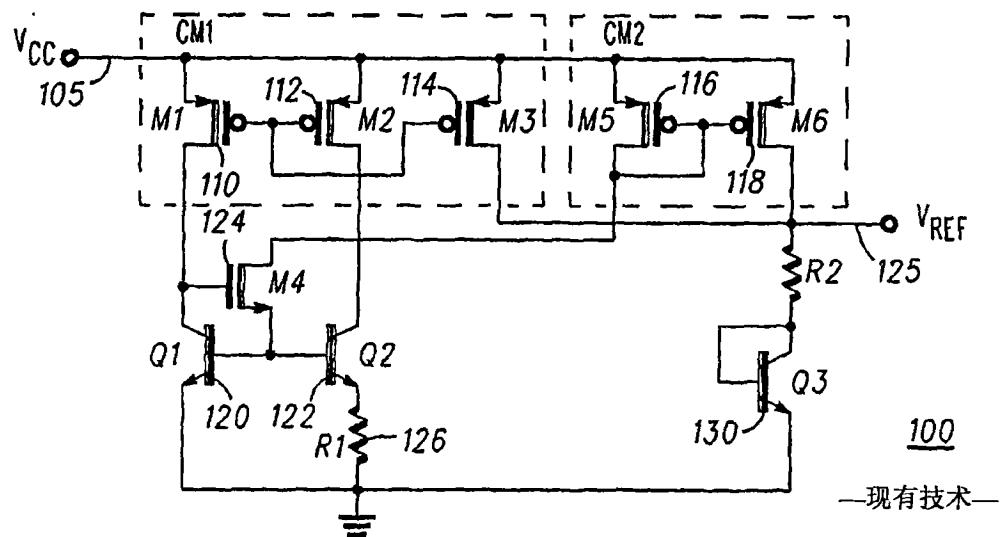


图 1

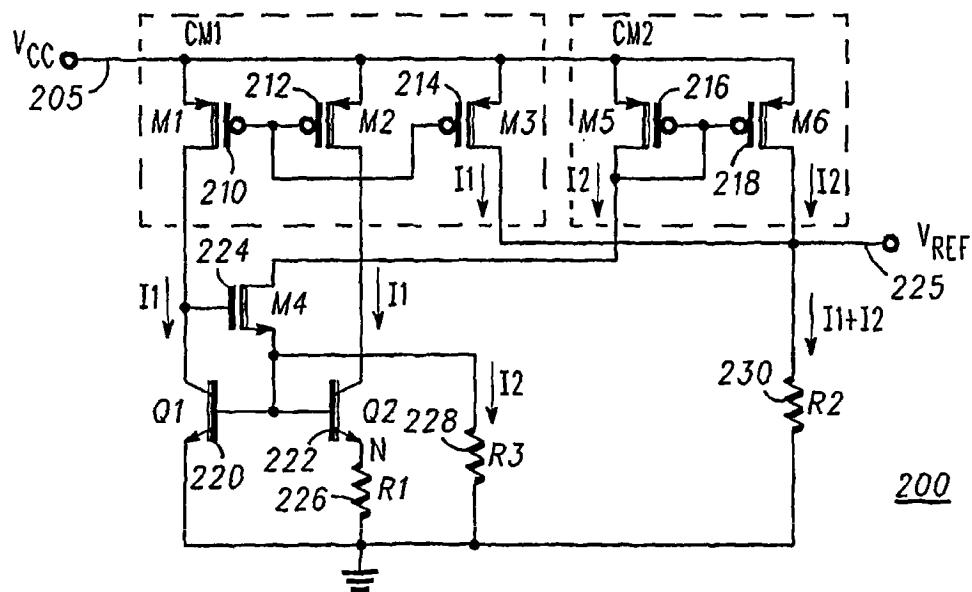


图 2

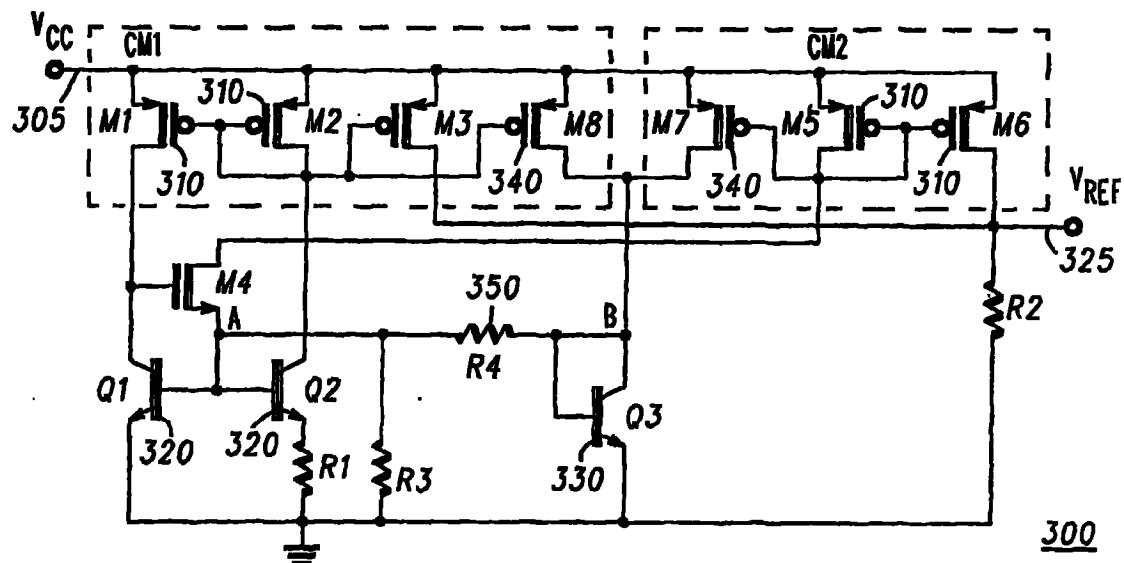


图3

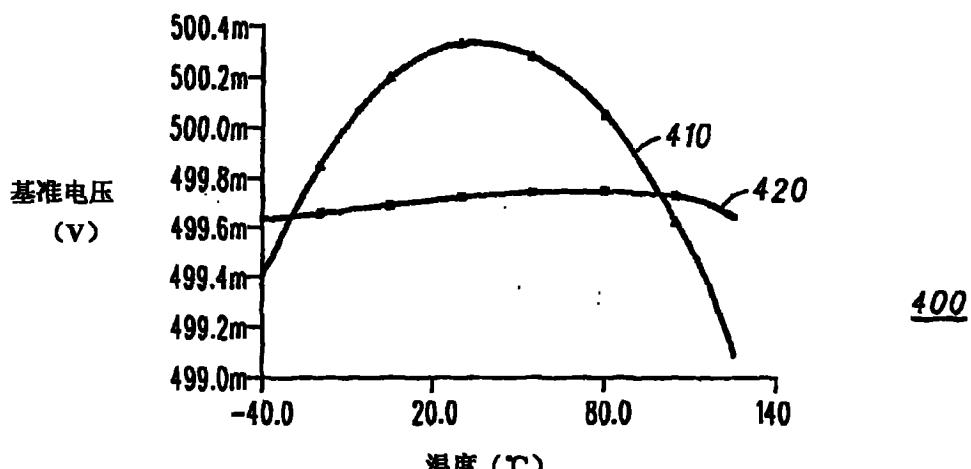


图4

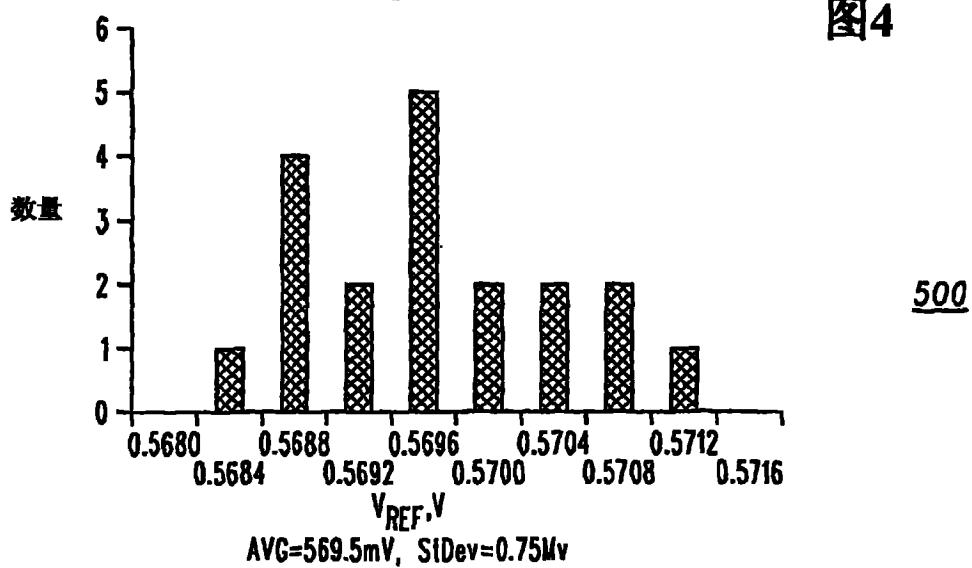


图5

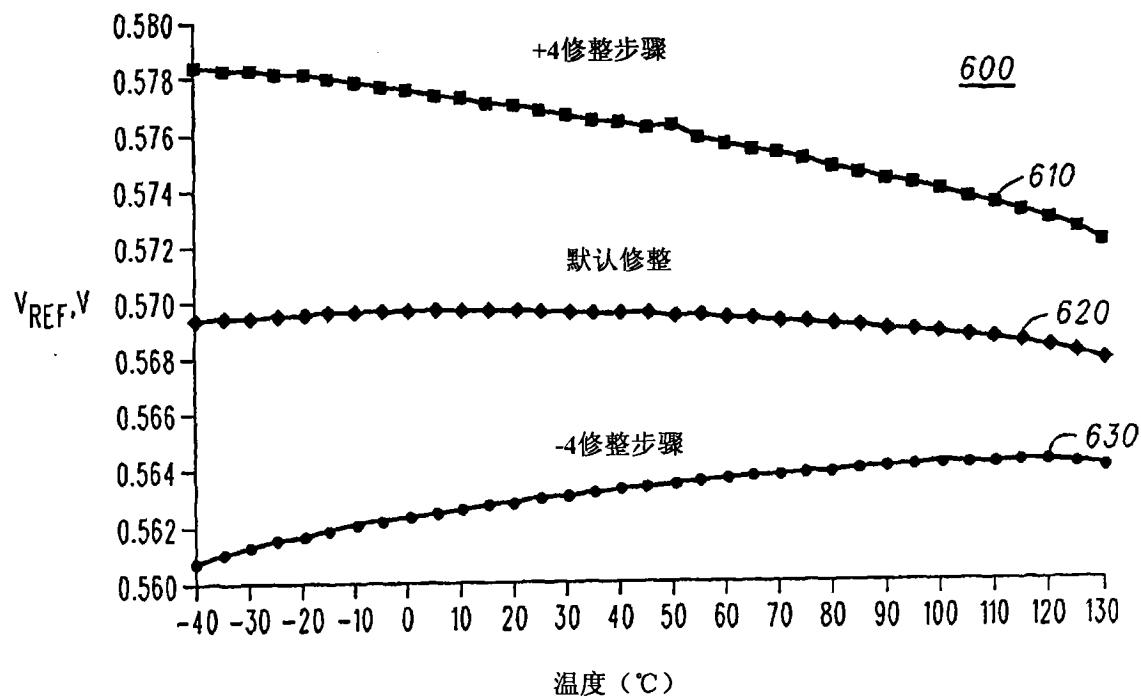


图 6

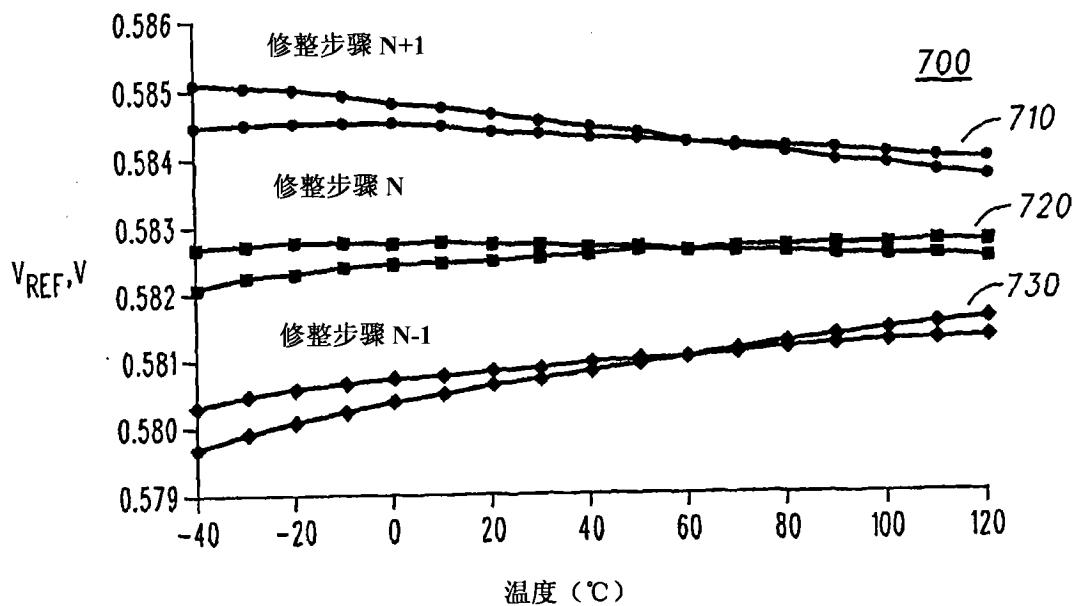


图 7