

文章编号:1007-2780(2010)01-0105-05

一种基于控制 PTAT 电流的温度系数可调带隙基准源

仇 岩, 魏廷存, 王 佳, 郑 然

(西北工业大学 计算机学院, 陕西 西安 710072, E-mail: qiuyanbest@gmail.com)

摘 要: 设计了一种温度系数可调的带隙基准源, 利用控制 PTAT 电流的大小产生具有不同温度系数的基准电压, 仅采用两个双极型晶体管, 具有较好的电源噪声抑制特性。与传统方法相比, 简化了电路结构, 减小了占用芯片面积, 改善了版图设计的对称性。该电路在更宽的调节范围内, 通过 4 位控制信号可实现 16 级的温度系数调节, 同时通过设计专门电路提高了电源噪声抑制比。采用 0.35 μm CMOS 工艺实现了该带隙基准源。仿真结果表明, 基准电压的温度系数可在 $-1.76\sim+1.84\text{ mV}/^\circ\text{C}$ 范围内进行调节, 低频时基准电压的 PSRR 达到 -110 dB 。

关 键 词: 带隙基准; PTAT 电流; 温度系数可调; PSRR

中图分类号: TN432 **文献标识码:** A

Bandgap Reference with Adjustable Temperature Coefficient Based on Controlling PTAT Current

QIU Yan, WEI Ting-cun, WANG Jia, ZHENG Ran

(School of Computer, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China, E-mail: qiuyanbest@gmail.com)

Abstract: A bandgap reference (BGR) with adjustable temperature coefficient was designed. By controlling PTAT current, the temperature coefficient of reference voltage can be adjusted from positive to negative. Compared to traditional method, a two-bipolar transistor structure is adopted which could reduce the circuit area in chip and improve the layout symmetry. Furthermore, an OPAMP circuit was designed to improve the PSRR. The reference voltage could be adjusted in a wider adjustment with 16 levels. Implemented with 0.35 μm CMOS process, the Hspice simulation results showed that the temperature coefficient can be adjusted from $-1.76\text{ mV}/^\circ\text{C}$ to $+1.84\text{ mV}/^\circ\text{C}$ and the PSRR of the reference voltage reaches -110 dB at low frequency.

Key words: bandgap reference; PTAT current; adjustable temperature coefficient; PSRR

1 引 言

薄膜晶体管液晶显示器 (Thin Film Transistor-Liquid Crystal Display, TFT-LCD) 由于具有亮度高、画质好、响应速度快等优点^[2], 目前被广泛应用于笔记本、PDA、手机等各种消费类电子产品中。TFT-LCD 驱动控制芯片作为 TFT-

LCD 显示模组的关键部件之一, 其性能直接影响 LCD 的显示画质和功耗^[2]。为了补偿 TFT-LCD 显示屏的温度特性, 提高显示画质, 驱动芯片应能够应提供与显示屏具有互补温度特性的驱动电压。在 TFT-LCD 驱动芯片中, 驱动电压是通过将带隙基准电压升压产生的, 所以要求带隙基准电压具有可调的温度系数, 以补偿 TFT-LCD 显

收稿日期: 2009-07-17; 修订日期: 2009-07-30
基金项目: 陕西省 2007 年重大科技创新项目 (No. 2007ZKC02-01)
作者简介: 仇岩 (1984—), 男, 辽宁开原人, 硕士研究生, 主要研究方向为数模混合集成电路设计以及平板显示驱动电路设计。

示屏的温度特性,从而提高显示画质。

在对传统电路分析的基础上,本文设计了一种新型带隙基准源,通过控制 PTAT (Proportional to Absolute Temperature) 电流来产生具有不同温度系数的基准电压。该电路仅采用 2 个双极型晶体管,占用较小的芯片面积,在较宽的温度系数调节范围内实现了 16 个等级的调节,同时具有较好的电源噪声抑制特性。

2 温度系数可调的基准源电路和调节原理

晶体管的基极-发射极电压 V_{BE} 与绝对温度成反比,而工作在不同电流密度下的两个双极型晶体管的基极-发射极电压的差值 ΔV_{BE} 与绝对温度成正比,电路设计中往往利用二者的加权相加来获得零温度系数的基准电压,通过利用调节二者的权值同样可以产生正、负、零温度系数的基准电压。

文献[3]采用图 1 所示带隙基准电路,通过调节电阻 R_2 的大小可产生不同温度系数的基准电压。图 1 所示电路的输出基准电压 V_{ref} 为:

$$V_{ref} = V_{be2} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \times V_T \ln n \quad (1)$$

由式(1)可知,通过调节电阻 R_2 的大小,可以产生具有不同温度系数的 V_{ref} ,其调节范围为 $-1.24 \sim 1.13 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 。当 n 值较小时,为了达到所需要的温度系数调节范围,势必需要更大阻值的 R_1 和 R_2 ,由于 CMOS 工艺的特性,无源电阻将占用较大的芯片面积。

还有一种利用 PTAT 电流产生基准电压的方法,即先产生一个和绝对温度成正比的 PTAT 电流,再通过电阻将该电流转变为电压,并与双极型晶体管的 V_{BE} 相加,最终获得具有一定温度系数的基准电压,其基本原理如图 2 所示。该电路中, M_1 、 M_2 和 M_3 组成电流镜,并且有 $(W/L)_{M1} = (W/L)_{M2} = \frac{1}{m} (W/L)_{M3}$ 。运放的加入迫使 X 、 Y 点的电位相同,即 $V_X = V_Y$ 。此时电阻 R_1 上的电压就等于 Q_1 和 Q_2 的基极-发射极电压之差 $\Delta V_{BE} = V_T \ln n$ 。而 M_1 、 M_2 和 M_3 的漏极电流分别为 $I_1 = I_2 = (V_T \times \ln n)/R_1$ 和 $I_3 = m \times (V_T \times \ln n)/R_1$ 。将 I_3 流过电阻 R_2 产生的电压与 Q_3 的 V_{BE} 电压叠加,即可获得输出基准电压 V_{ref} :

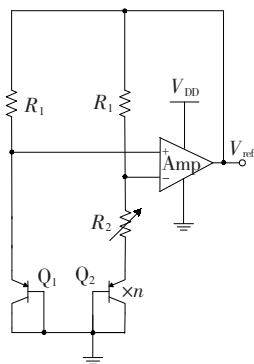


图 1 在运放输出端产生基准电压

Fig. 1 Bandgap reference using the OPAMP

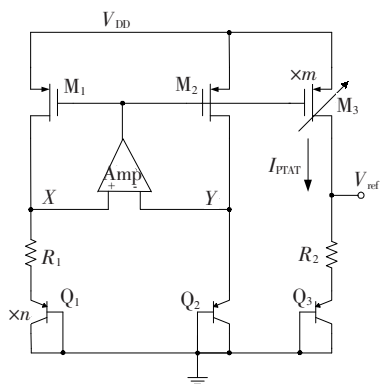


图 2 利用 PTAT 电流产生基准电压

Fig. 2 Bandgap reference using the PTAT current

$$V_{ref} = V_{be3} + m \times \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \times V_T \ln n \quad (2)$$

由式(2)可知,当 R_1 和 R_2 固定时,通过调节 M_3 的尺寸(即 m 值),也可以获得不同温度系数的 V_{ref} 。与调节电阻相比,MOS 管实现起来更为容易,占据较小的芯片面积,并且容易实现较大的调节范围,同时该结构具有更小的输出噪声^[4]。

3 高 PSRR 的温度系数可调带隙基准源的设计

本文设计了一种温度系数可调的带隙基准源,对图 2 所示电路的结构进行了改进,并设计了启动电路和电源噪声抑制电路,实现了较高的电源电压抑制比(Power Supply Rejection Ratio, PSRR),可提供更稳定的基准电压。

3.1 带隙基准电压生成电路

带隙基准电压生成电路如图 3 所示,其中 M_1 、 M_2 、 M_3 和 M_4 组成共源-共栅电流镜结构,保证 M_3 和 M_4 的源端电压近似相等,同时使 $I_1 = I_2$ 。

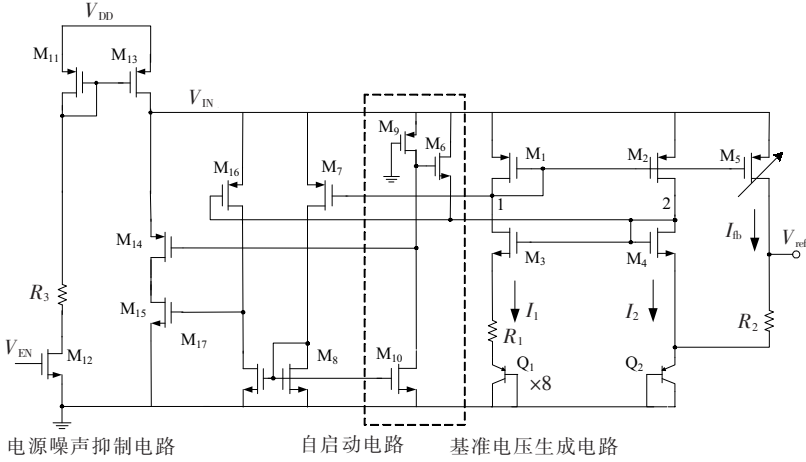


图 3 具有高 PSRR 的温度系数可调带隙基准源

Fig. 3 High PSRR bandgap reference with adjustable temperature coefficient

电路中仅采用 2 个双极性晶体管,复用了 Q_2 , 利用负温度系数的 V_{BEQ2} 和正温度系数的电压 $R_2 \times I_{fb}$ 相加产生具有一定温度系数的基准电压 V_{ref} 。

与 CMOS 工艺兼容的双极型晶体管通常画成 $3 \times 3, 5 \times 5, 7 \times 7$ 的矩阵。由于片内双极型晶体管的面积较大,本文使用 3×3 的矩阵。采用两个双极型晶体管,使 Q_1 和 Q_2 的比例为 $8:1$,版图设计时将 Q_2 放置在面积为其 8 倍的双极型晶体管 Q_1 的中间。相比使用 $7:1:1$ 的三管结构,这样能够很好地改善版图设计的对称性,并且使 n 增大为 8。

电路中 M_1 和 M_2 的尺寸相同, M_5 和 M_1 (或 M_2) 尺寸的比例系数为 m , 所以 $I_{fb} = m \times I_1$, Q_2 上的集电极电流 $I_{Q2} = I_{fb} + I_2$ 。电路使用了双管结构, PTAT 电流 I_{fb} 反馈到了 Q_2 的支路, 其基准电压的公式为:

$$V_{ref} = V_{BE2} + R_2 \times I_{fb} =$$

$$V_{BE2} + m \times \frac{R_2}{R_1} V_T [\ln(m+1)n] \quad (3)$$

双极型晶体管的基极-发射极电压为:

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (4)$$

考察式(3), 等式右边由两部分组成: 具有负温度系数的 V_{BE2} 和具有正温度系数的 $m \times \frac{R_2}{R_1} V_T \times [\ln(m+1)n]$ 。由式(4)可知, Q_2 的 V_{BE2} 将会因 I_{fb} 的流入而增大, V_{BE} 的温度系数的绝对值将随着 V_{BE} 的增加而变大^[5]。

3.2 温度系数调节电路

由上述分析可知, 若要调节基准电压的温度系数, 通过增大或者减小比例系数 m 就可以得到各种温度系数(正、负、零)的基准电压, 其中温度系数调节电路的结构如图 4 所示, 为了描述方便, 这里省略了 M_2 和 M_4 左边的电路。

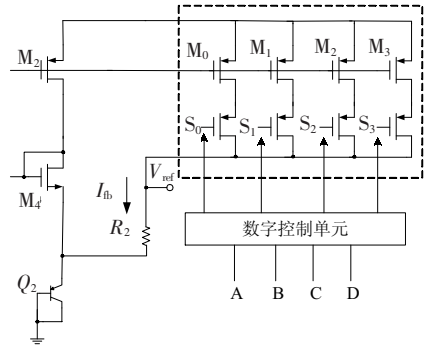


图 4 温度系数调节电路

Fig. 4 Temperature coefficient adjustment circuit

图 4 中, 数字控制单元是一个译码器, 可以用来控制比例系数 m 的值, 即改变基准电压的温度系数。为了实现对温度系数的可编程控制, 这里采用 4-16 译码器, 数字控制单元外接四位控制信号 A、B、C、D, 可以得到 16 种不同的温度系数。设计时, 通过调整 $m_0 \sim m_3$ 的大小, 便能获得不同的温度系数调节范围。

受到制造工艺的误差等影响, 一般的零温度系数带隙基准源在制造之后, 往往需要对其温度系数进行修正^[6]。如果把本电路的温度系数调节范围适当缩小, 便相当于一种修正技术, 可以用来

产生较精确的零温度系数的基准电压。

3.3 电源噪声抑制电路

如果直接采用电源电压为带隙基准电压生成电路供电,由于 CMOS 管存在沟道长度调制效应,使流过 M_1 、 M_2 管的电流略有不同,且电流的大小与电源电压 V_{DD} 有关,从而使电路的 PSRR 下降^[7]。

本文设计了如图 3 所示的电源噪声抑制电路,使基准电压生成电路的工作电压为内部校准电压 V_{IN} 。其中 V_{EN} 为使能信号。当 V_{EN} 为高电位时,电路才能正常工作。

初始上电时 M_{14} 关断,当 V_{DD} 上升到一定电压值时, M_{14} 导通。 M_7 、 M_8 、 M_{16} 和 M_{17} 形成第一级运放, M_{15} 和 M_{14} 为第二级运放。1、2 两点之间的电压差经过该运放放大,从而在 M_{15} 的支路形成一个反馈电流,使 V_{IN} 趋于稳定。由于该运放的加入,使得 M_1 、 M_2 的漏极(1、2 点)具有相同电位,以期获得较好的 PSRR 特性。运放的增益越高,1、2 电位和 M_1 、 M_2 的电流相对变化越小, V_{IN} 越稳定,基准电压 V_{ref} 对电源电压 V_{DD} 变化的抑制能力越强。

3.4 自启动电路

因为在带隙基准源中, M_1 和 M_2 两个支路电流均为零也是一种稳定工作状态,所以需要加入自启动电路,使基准源摆脱这种零电流状态。自启动电路如图 3 所示,其工作原理是:由于 M_9 的栅极接低电平, M_9 处于常通状态。当电源上电时, M_9 把高电位引至 M_6 的栅极,这时 M_6 导通, M_6 将高电位引至 M_3 和 M_4 的栅极,使它们导通,从而将使带隙基准源脱离零电流的稳定状态,开始工作。此后, M_{10} 将导通,把 M_6 栅极电位拉低, M_6 关断,电路正常工作,启动过程至此完毕。由于 M_9 管一直处于导通状态,所以 M_9 管的宽长比很小(起到电阻的作用),这样使导通后的电流较小,减小自启动电路的功耗。

4 仿真结果分析和版图设计

利用上述原理,采用 $0.35\text{ }\mu\text{m}$ CMOS 工艺进行了电路设计。使用 Hspice 工具对图 1 和图 3 电路进行了仿真和性能参数对比,其结果如表 1 所示。主要仿真条件:电源电压范围为 $2.75\sim 3.3\text{ V}$,温度为 $25\text{ }^\circ\text{C}$,工艺角 TT。

表 1 电路性能参数对比
Table 1 Comparison of circuit's parameters

电路性能参数	图 1 电路	图 3 电路
调节级数	8	16
调节范围	$-1.24\sim 1.13\text{ mV}/^\circ\text{C}$	$-1.76\sim 1.84\text{ mV}/^\circ\text{C}$
PSRR 频率 1 kHz	-65 dB	-110 dB
频率 10 kHz	-59 dB	-93 dB
调节电路所占面积	$>3\,000\text{ }\mu\text{m}^2$ (评估)即调节电阻 R_2	约 $1\,200\text{ }\mu\text{m}^2$ 即调节管 M_5
方块电阻的个数 R_1	2×900	60
R_2	$600(R_2\text{ 最大值})$	300
功耗	$32\text{ }\mu\text{W}$	$50\text{ }\mu\text{W}$

控制信号 ABCD 从 0000 变化到 1111,图 3 的电路产生了 16 种不同温度系数的参考电压。当电源电压为 3 V 时,仿真结果如图 5 所示,从上至下曲线编号依次为 1、2、3...16。当 ABCD = 1111 时,所有开关断开, $m=0$, $V_{ref}=V_{BEQ2}$,此时具有最大负温度系数,即 V_{BEQ2} 的温度系数,见曲线 16;当 ABCD = 0000 时,所有开关闭合, m 最大,此时 V_{ref} 具有最大的正温度系数,见曲线 1。基准电压的温度系数的调节范围为 $-1.76\sim 1.84\text{ mV}/^\circ\text{C}$ 。

在调节基准电压 V_{ref} 的温度系数时, V_{ref} 的绝

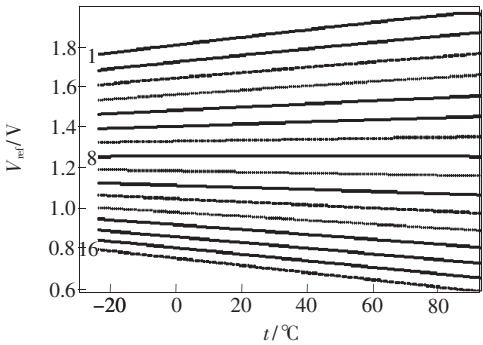


图 5 具有不同温度系数的基准电压 V_{ref} 的仿真结果
Fig. 5 Simulation results of V_{ref} with different temperature coefficients

对值也相应发生变化,导致输出电压的幅值可能不满足应用要求,因此需要在带隙基准源的后面加入输出电压幅度调节电路^[3]。

电源电压在 2.75~3.3 V 范围内变化,基准电压的 PSRR 如图 6 所示,由表 1 可见,在低频段,基准电压 V_{ref} 的 PSRR 改善了近 50 dB。

电路的版图设计结果如图 7 所示,设计中采用 R_1/R_2 的比值为 5, $m_0 \sim m_3$ 的大小分别为 3, 3/2, 3/4, 3/8。电路面积约为 $300\ \mu\text{m} \times 100\ \mu\text{m}$ 。 Q_1 和 Q_2 的比例为 8:1, Q_2 位于面积为其 8 倍的双极型晶体管 Q_1 的中间。由表 1 可见,对比图 1

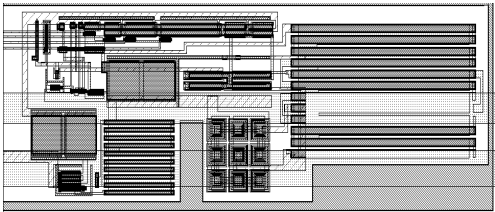


图 7 带隙基准源电路的版图实现
Fig. 7 Layout of the BGR

电路,图 3 电路的方块电阻的个数和调节电路所占面积都大大降低。

4 结 论

基于控制 PTAT 电流产生带隙基准电压的原理,设计了温度系数可调的带隙基准源,有效地减小了片内电阻值,从而减小了占用芯片面积。电路采用两个面积比为 8:1 的双极型晶体管,提高了版图设计的对称性。电路可实现 16 级的温度系数调节,调节范围为 $-1.76 \sim +1.84\ \text{mV}/^\circ\text{C}$ 。低频时,基准电压的 PSRR 大于 110 dB。适当缩小温度系数调节范围,该电路便可用于产生零温度系数的基准电压,此时调节功能作为一种修正技术,可消除制造工艺带来的偏差。

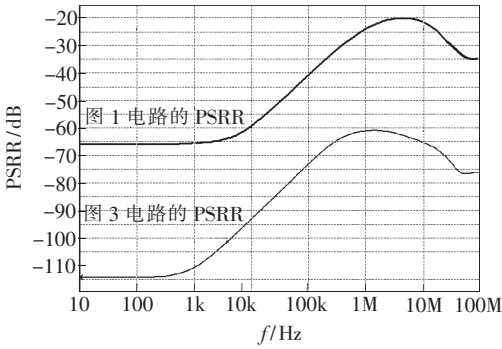


图 6 基准电压 V_{ref} 的 PSRR
Fig. 6 PSRR of V_{ref}

参 考 文 献:

[1] [日]堀浩雄,铃木幸治,主编. 彩色液晶显示 [M]. 北京:科学出版社,2003:213-235.
[2] 丁行波,魏廷存,张萌,等. 手机用 TFT-LCD 驱动控制芯片电源模块设计 [J]. 液晶与显示,2006,21(2):169-173.
[3] 习江艳,魏廷存. 温度系数可调的基准电压产生电路研究与设计 [J]. 液晶与显示,2006,21(5):574-578.
[4] 何乐年,王忆. 模拟集成电路设计与仿真 [M]. 北京:科学出版社,2008:198-204.
[5] 毕查德·拉扎维[美]. 模拟 CMOS 集成电路设计 [M]. 西安:西安交通大学出版社,2003:310-318.
[6] 陈浩琼,高清运,秦世才. CMOS 带隙电压基准的误差及其改进 [J]. 固体电子学研究与进展,2005,25(4):531-535.
[7] 汪宁,魏同立. 一种具有高电源抑制比的低功耗 CMOS 带隙基准电压源 [J]. 微电子学,2004,30(3):330-333.