

低失调二阶曲率补偿的带隙电压基准源设计

宋 宇^{1,2}, 吴春瑜^{1,2}, 王绩伟^{1,2}

(1 辽宁大学 物理学院, 辽宁 沈阳 110036; 2 辽宁省集成电路与电子系统设计联合实验室, 辽宁 沈阳 110036)

摘 要: 基于斩波运算放大器的曲率补偿 CMOS 带隙电压基准源电路, 采用了折叠式的一阶放大器, 较二阶结构线路简单, 功耗低, 版图面积小, 并能很好地满足增益要求。采用二阶电流补偿进行曲率补偿, 使带隙电压基准源能达到更好的温度系数, 且系统稳定。应用 0.5 μm CMOS Spice 模型进行了运算放大器和带隙电压基准源的电路仿真, 输出电压为 1.17V, 在 -20°C 至 120°C 温度下, 温度系数为 4.7 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 。该基准电压可根据工艺和内部电阻元件选取的不同获得不同电压值, 其温度范围能够满足实际工作环境的需要。

关键词: 斩波技术; 带隙基准; 失调电压; 曲率补偿

中图分类号: TN402

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2012)07-0081-04

A Low Mismatch Bandgap Voltage Reference with Second-order Curvature Compensation

SONG Yu^{1,2}, WU Chun-yu^{1,2}, WANG Ji-wei^{1,2}

(1 College of Physics, Liaoning University, Shenyang 110036, China;

2 IC & Electronics System Design Lab. of Liaoning Province, Liaoning University, Shenyang 110036, China)

Abstract: A low mismatch Curvature-Compensated CMOS bandgap reference by the mechanism of chopper modulator, we use a first-order folding amplifier, which has a simple structure, low power consumption and smaller layout area than second-order, it still has a good gain. We use second-order current compensation, make the BGR a better temperature coefficient and the system is stable. We use a standard 0.5 μm CMOS process to simulate the op-amp circuit and bandgap reference circuit. The circuit delivers an output voltage of 1.17V, and achieves temperature coefficient of 4.7 ppm over -20°C to 120°C . We can choose a different process and passive resistance to make the different reference voltage, temperature coefficient is still enough to meet the actual needs.

Key words: chopped modulator; bandgap reference; offset voltage; curvature compensated

1 引言

自从上世纪八十年代引入带隙基准(BGR)以来, BGR 凭借着精度高和温度系数好等特点, 广泛用于模拟、数字或者混合信号的模块中, 比如 ADC, DAC, 滤波器, DRAMS 等。然而, 传统的一阶温度补偿系数将 BGR 的温度系数限制在 20~100 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 较高的范畴^[1-3], 这源于 BGR 中采用的 BJT 基极发射极电压随温度变化的非线性。

为了克服这一缺点, 很多高阶温度补偿技术因

此孕育而生, 如 Lee 等提出的指数曲率补偿方法^[4], Rincon-Mora 等给出的线性分段式曲率校正方法^[5]。上述相关技术的提出和应用, 使 BGR 的温度稳定性有了显著地提高。

上述技术结构需要精确的电路镜像, 或者是高精度的电源电压, 这些要求在一般的工作环境很难实现, 适用面较为狭窄。为此, 本文提出一种二阶曲率补偿技术, 该技术采用折叠式的一阶结构和电流补偿的方法, 并引入低失调的斩波放大器, 对电源的要求没有那么严格, 因而适用面十分广泛。

收稿日期: 2011-11-28; 修回日期: 2011-12-25

基金项目: 国家自然科学基金项目(10974075); 辽宁省创新资金项目(201105570)

2 斩波运算放大电路的设计

2.1 基本原理

斩波技术是通过将输入信号和开关型方波信号耦合,然后经过调制、同步解调和低通滤波后得到非线性较小的信号^[6].原理如图 1(a)所示.这里示出了一个两级放大器和一个输入信号频谱.在第一级的输入和输出之间插入了两个乘法器,它们由幅度为+1和-1的信号控制,信号为占空比等于50%的方波,其谐波型傅里叶表达式为:

$$X(t) = \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(2\pi f_{\text{chop}} kt + \phi_k) \quad (1)$$

$$C_k = \begin{cases} \frac{4}{k\pi}, & k \text{ 为偶数} \\ 0, & k \text{ 为奇数} \end{cases}, \quad \phi_k = \begin{cases} \frac{\pi}{2}, & k \text{ 为奇数} \\ 0, & k \text{ 为偶数} \end{cases}$$

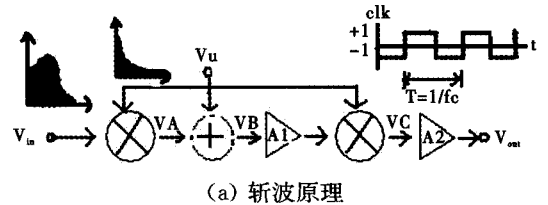
在第一个乘法器之后, V_A 信号被调制到斩波方波的奇次谐波频率上,如图 1(b).在 V_B 处,反映噪声源和失调信号的 V_u 被加到频谱上,如图 1(c).在第二个乘法器之后, V_C 信号包含两部分:一部分是二次调制后的 V_A ,另一部分是经过调制的 V_u ,此时 V_u 信号被调制到奇次谐波频率上,如图 1(d).此时的 V_u 已经被折叠到斩波方波频率周围,如果斩波频率远大于放大器信号带宽,那么信号通带内不需要的信号将被大大减少.通常,斩波方波信号的频率应为放大器截止频率的两倍以上.

2.2 斩波运算放大器

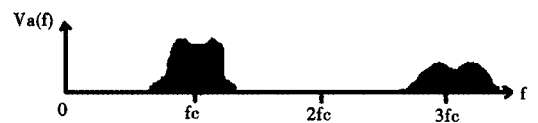
本文采用的斩波运算放大器为折叠式共源共栅放大电路,其结构如图 2 所示.图中放大器的电源电压 $V_{\text{dd}}=5\text{V}$,gnd 接地;PM1 和 PM2 为折叠差分输入管,其共模输入较容易获取,PM0 提供该部分的工作电流;NM3, NM4 和 PM3~PM6 是共源共栅部分的电流源,该放大器有较大的输出电阻, $R_{\text{out}} \approx [(g_{\text{pm6}} + g_{\text{pmb6}}) r_{\text{po6}} r_{\text{po4}}] // [(g_{\text{nm2}} + g_{\text{nmb2}}) r_{\text{no2}} (r_{\text{po1}} // r_{\text{no4}})]$. V1~V4 是电路的偏置输入,偏置结构由图 3 带隙基准电路提供. V1 为 PM5, PM6 提供偏置电压, V2 为 NM1, NM2 提供偏置电压, V3, V4 分别为 PM0 和 NM3, NM4 提供偏置电流; NM9~NM12 四个开关构成输入斩波调制电路, NM5~NM8 和 PM7~PM10 为输出斩波解调; clk1 和 clk2 为互补相位的时钟信号, clk1 控制 NM7~NM10 和 PM9, PM10 的导通和闭合, clk2 控制 NM5, NM6, NM11, NM12 和 PM7, PM8 的开关;在时钟信号 clk1 和 clk2 的控制下,不同时差输入电压由 NM9~NM12 选择同相或反向

端输入,完成信号的调制.经过输出调制电路的控制,相应时刻选择通向或反向输出端输出,以完成输出信号的解调;解调后的信号通过低通滤波器 C,消除高频失调信号,最后通过 V_{out} 输出,其输出频率为 f :

$$f \approx \frac{1}{2\pi R_{\text{out}} C} \quad (2)$$



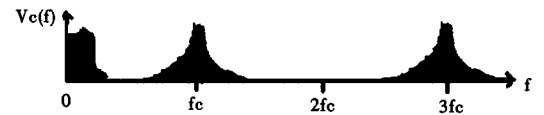
(a) 斩波原理



(b) V_A 信号调制



(c) V_u 加到频谱上



(d) V_A 二次调制、 V_u 一次调制

图 1 斩波信号调制示意图

3 二阶曲率补偿带隙基准

3.1 V_{be} 的温度特性与二极管的伏安特性

双极晶体管的 V_{be} 随温度的变化而变化,它的温度特性可以表示为:

$$V_{\text{be}}(T) = K_1 + [V_{\text{be}}(T_0) - K_1] \left(\frac{T}{T_0} \right) + (\eta - \alpha) \left(\frac{kT}{q} \right) \ln \left(\frac{T_0}{T} \right) \quad (3)$$

其中, K_1 表示温度为 0K 时 PN 结二极管电压; $V_{\text{be}}(T_0)$ 是温度为 T_0 时的发射结电压; T 是绝对温度; k 为波尔兹曼常数; T_0 是参考温度; η 是与工艺有关与温度无关的系数; α 与集电极电流的温度特性有关,当集电极为 PTAT 电流时, $\alpha=1$,当集电极电流与温度无关的时候, $\alpha=0$.

由 $V_{\text{be}}(T)$ 的公式可知, V_{be} 中与温度相关的非

P 沟道 MOS 管 M11 开启, 向 Q2 和 R2 注入电流, 电路开启. 电路开启时, M10 和 R6 有电流, M11 的栅电位被拉高, M11 关断, 既是开启电路被关断. 图 3 中, 假设 $\left(\frac{W}{L}\right)_{M1} = 2\left(\frac{W}{L}\right)_{M3}$, 因此可以得出 V_{out} 的关系式:

$$\begin{aligned} V_{out} &= (I_1 + I_2 + I_3)R_4 \\ &= \left(\frac{V_{BEQ2} - V_{BEQ1}}{R_1} + \frac{V_{BEQ2}}{R_2} + \frac{V_{BEQ2} - V_{BEQ3}}{R_5}\right)R_4 \\ R_4 &= \left(\frac{V_T \ln N}{R_1} + \frac{V_{BEQ2}}{R_2} + \frac{V_{BEQ2} - V_{BEQ3}}{R_5}\right)R_4 \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $\frac{V_T \ln N}{R_1}$ 是 PTAT 电流, 它能够对 $\frac{V_{BEQ2}}{R_2}$ 进行一阶补偿, 因此 $I_1 + I_2$ 近似是一个与温度无关的量; Q_1 和 Q_3 也是一个 PTAT 电流, $\frac{V_{BEQ2} - V_{BEQ3}}{R_5}$ 能够对 $\frac{V_{BEQ2}}{R_2}$ 二阶补偿.

4 仿真结果

该电路基于 $0.5 \mu\text{m}$ 工艺, 使用 Cadence 工具进行放大器电路和带隙基准电路仿真. 仿真结果: 放大器的增益约为 99 dB, 增益带宽 7.86 MHz, 相位裕度 70° , 其仿真幅频/相频曲线如图 4 所示(该仿真曲线是搭建线路过程中仿真图). 图 5 中 V_1 和 V_2 分别表示无低通滤波输出和低通滤波输出. 温度系数仿真曲线如图 6 所示, 带隙电压基准 $V_{ref} = 1.17 \text{ V}$, 温度范围 $-20^\circ\text{C} \sim 120^\circ\text{C}$, 温度系数 $4.7 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, 说明补偿效果很好.

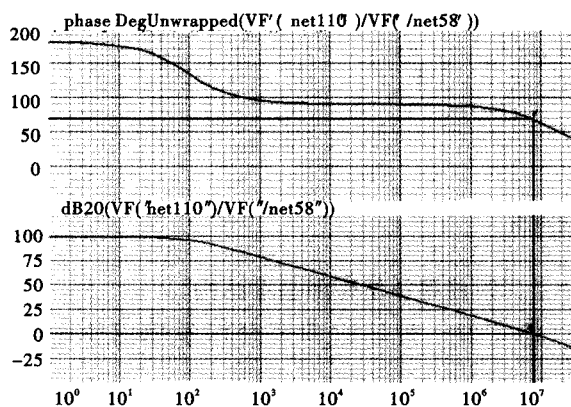


图 4 幅频/相频曲线

5 结束语

文中提出一种二阶曲率补偿技术, 该技术采用折叠式的一阶结构和电流补偿的方法, 并引入低失

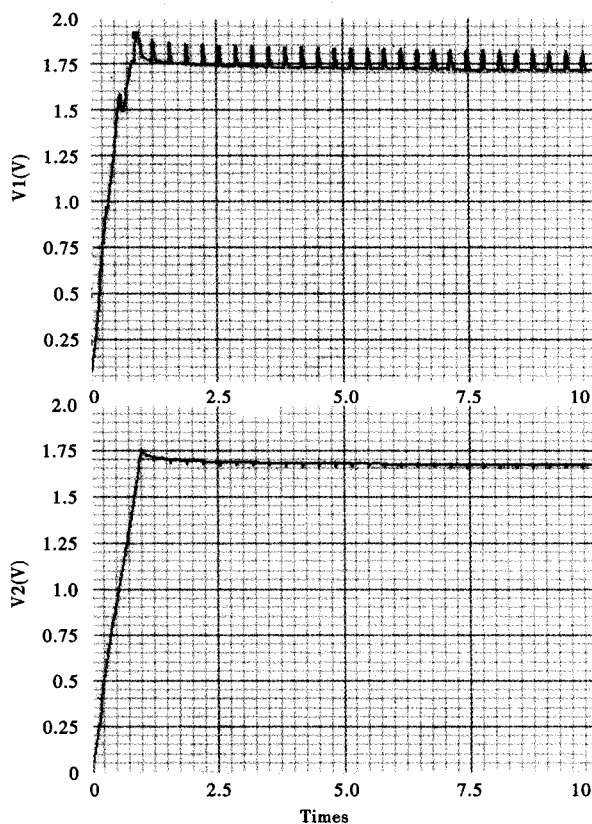


图 5 V_1 无低通滤波输出和 V_2 低通滤波输出

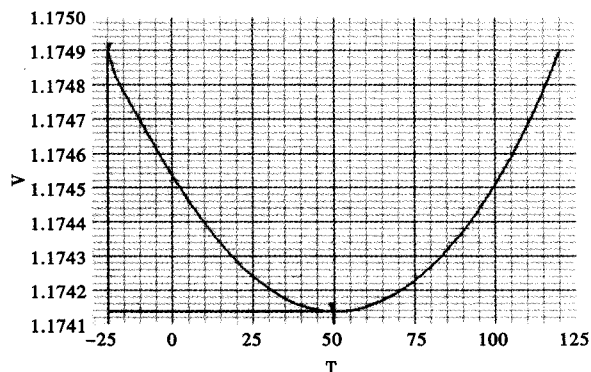


图 6 温度系数仿真曲线

调的斩波放大器, 使带隙电压基准源能达到更好的温度系数, 且系统稳定.

参考文献:

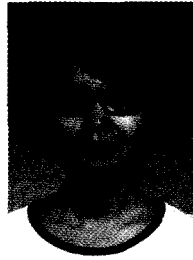
- [1] Tsividis Y P, Ulmer R W. A CMOS voltage reference [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1978, SC-13 (6): 774-778.
- [2] Rincon-Mora G A. Voltage references: from diodes to precision high-order bandgap circuits [M]. New York: IEEE Press, Wiley Interscience, 2002.

(下转第 89 页)

mation System, 2011(7):221-231.

- [7] Radha Chitta, Rong Jin, Timothy C Havens, et al. Approximate kernel k-means: solution to large scale kernel clustering[C]// Proc. of the 17th ACM SIGKDD international conference on Knowledge discovery and data mining. San Diego, California, USA, 2011: 895-903.
- [8] Muller K, Mika S, Ratsch G, et al. An introduction to kerner-based learning algorithms[J]. IEEE Trans. Neural Net, 2001,12(2): 181-201.
- [9] David Arthur. Sergei vassilvitskii, k-means++: the advantages of careful Seeding [C]// SODA. USA, New Orleans, 2007.
- [10] UCIDatSet[EB/OL]. [2011-01-15]. <http://archive.ics.uci.edu/ml/datasets.htm>.

作者简介:



马翩翩 女,(1986—),硕士研究生. 研究方向为个性化推荐、数据挖掘.

苏一丹 男,(1962—),博士,教授. 研究方向为网络安全、电子商务.

覃华 男,(1972—),博士,副教授. 研究方向为电子商务数据挖掘与最优化技术.

王晓帅 女,(1985—),硕士研究生. 研究方向为个性化推荐、数据挖掘.

(上接第84页)

- [3] Paul R, Patra A. A temperature compensated bandgap voltage reference circuit for high precision applications [C]//Proceeding of the IEEE INDICON. India, 2004: 553-556.
- [4] Lee I, Kim G, Kim W. Exponential curvature-compensated BICOMS bandgap references[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1994, SC-29(11):1396-1403.
- [5] Rincon-Mora G A, Allen P E. A 1.1V current mode and piecewise linear curvature corrected bandgap reference[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1998, SC-33(10):1551-1554.
- [6] Allen P E, Douglas R H. CMOS analog circuit design [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2002.
- [7] 肖明, 吴玉广, 何凤琴. 一种低压 ∇^2 PTAT 曲率校正 CMOS 带隙基准源的设计[J]. 微电子学与计算机,

2007, 24(3):85-87.

- [8] 廖敏, 周玮. 一种二阶曲率补偿的带隙电压基准[J]. 现代电子技术, 2009(22):10-12.
- [9] Guan X, Wang X, Wang A, et al. A 3V 110uW 3.1ppm/ $^{\circ}\text{C}$ curvature-compensated CMOS bandgap reference[C]//IEEE ISCAS. USA, 2006: 2861-2864.

作者简介:

宋宇 男,(1986—),硕士研究生. 研究方向为集成电路设计.

吴春瑜 男,(1953—),博士,教授,硕士生导师. 研究方向为半导体器件和集成电路设计.

王绩伟 男,(1968—),博士,副教授,硕士生导师. 研究方向为半导体物理与器件.