

一种快速瞬态响应无输出电容 LDO 的研究与设计

王程左, 刘 阳, 李 威

(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: 设计了一种基于自适应偏置放大器的具有快速瞬态响应的无输出电容 LDO. 自适应偏置放大器在发生负载瞬态响应时能够调节自身偏置电流以提供较大的输出电流来增加摆率; 瞬态响应提升电路通过减小负载电容充电电流而减小了输出电压的建立时间; 通过并联反馈补偿来提高环路的稳定性. 仿真结果表明, 所设计的无输出电容 LDO 最大输出电流 200 mA, 最小跌落电压 200 mV, 静态电流仅 16 μ A, 全负载正负阶跃变化响应时间分别为 2.5 μ s 和 3.5 μ s.

关键词: 无输出电容 LDO; 瞬态响应; 并联反馈补偿; 自偏置放大器

中图分类号: TN432

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2015)04-0138-04

Design of a Capacitor-less LDO with Improved Transient Response

WANG Cheng-zuo, LIU Yang, LI Wei

(State Key Laboratory of Electronic Thin Films and Integrated Device, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: This paper presents a capacitor-less LDO with improved transient response based on an adaptive biasing amplifier. The amplifier can adapt its bias current to be able to provide large output current to enhance the slew-rate when the load transient response occurs. By reduce the charging or discharging current of load capacitor, the transient response enhance circuit can decrease the built-up time of the output voltage. The proposed circuit has good loop stability with parallel feedback compensation. The results of simulation show that maximum of the output current is 200mA, minimum of the dropout voltage is 200 mV, the quiescent current is only 16 μ A, the response time of a load current variation from 1 mA to 200 mA is 2.5 μ s and the response time of a load current variation from 200 mA to 1 mA is 3.5 μ s.

Key words: capacitor-less LDO; transient response; parallel feedback compensation; adaptive biasing amplifier

1 引言

近年来,随着电子技术的高速发展,电源管理单元在电子设备中的角色越来越重要. 低压差线性稳压器(LDO)有电路结构简单、芯片面积花销小、低噪声及输出电压纹波小等诸多优点,使其得到广泛的应用. 为了增加电子设备电池的使用寿命及增加电源效率,有必要减小 LDO 的静态电流和跌落电压. 但是,较小的静态电流不可避免地引起较差的瞬态响应. 因此如何做到减小静态电流的同时又有良好的输出电压控制及快速的负载瞬态响应是 LDO

主要研究方向之一. 同时对于便携式电子设备应该尽可能地减小输出电容等外部元件的尺寸以减小印制电路板(PCB)的面积,因此无输出电容 LDO 结构被提出^[1-2].

本文设计一种具有快速瞬态响应的无输出电容 LDO 电路,分析环路补偿原理以及瞬态响应提高原理,给出具体的电路实现,并用仿真验证结果.

2 整体电路结构与原理分析

本文设计的具有快速瞬态响应的无输出电容 LDO 整体电路结构如图 1 所示,其主要由误差放大

器 EA、调整管 M_P 、动态偏置电流源 I_b 以及图中左边虚线方框内的瞬态响应提高电路组成. 图中 R_L 、 C_L 是负载的等效电阻与电容, C_{par} 是 M_P 栅极处的总寄生电容.

当电路正常小信号工作时,为了不破坏电路的静态工作点,瞬态响应提高电路不工作,即 M_a 、 M_b 及 EA 的可变偏置电流源 I_b 均没有输出,如图 2(a) 所示. 在直流工作时,电容 C_C 开路,误差放大器的输入电流为零,则 V_- 等于基准电压 V_{REF} . 输出电压 V_O 反馈到误差放大器的正相端与 V_{REF} 做误差放大并输出到调整管 M_P 形成负反馈系统. 当系统工作在深度负反馈时,误差放大器的两输入“虚短”,即输出电压 V_O 等于 V_{REF} .

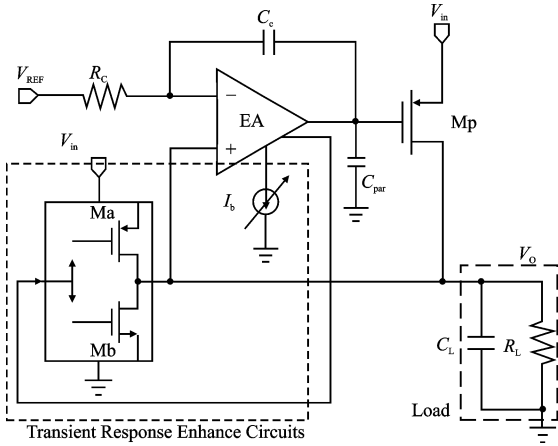


图1 本文设计的无输出电容 LDO 结构

2.1 环路补偿原理分析

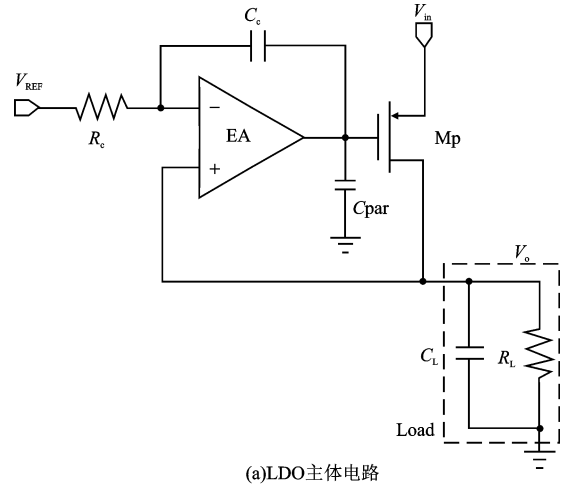
小信号工作时的 LDO 结构如图 2(a) 所示, 采用并联反馈补偿原理作环路补偿^[3], 图 2(b) 是其小信号传递函数等效框图. 补偿原理是将 M_P 的栅极信号与 V_O 求和得到反馈信号 V_{fb} , 从而引入与输出极点大小相关的零点. 为了不影响主环路的静态工作点, 在并联反馈通路上加了一个 RC 高通滤波器.

由图 2(b) 可知开环传递函数为

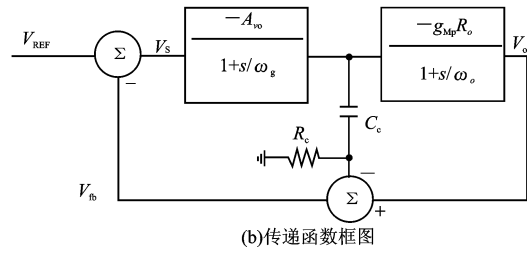
$$H(s) = \frac{A_{V0} g_{M_P} R_O (1 + s R_C C_C \gamma + s^2 \frac{R_C C_C C_O}{g_{M_P}})}{(1 + \frac{s}{\omega_g})(1 + \frac{s}{\omega_o})(1 + s R_C C_C)}$$

$$\gamma = \frac{1 + g_{M_P} R_O}{g_{M_P} R_O} \quad (1)$$

式中, 假设 EA 是一个单极点系统, 只考虑其输出极点 ω_g ; R_O 、 C_O 是分别是输出节点的电阻和电容, 如图 2(b) 所示.



(a) LDO 主体电路



(b) 传递函数框图

图2 LDO 主体电路与传递函数框图

由式(1) 中可知, 在原有的两个极点: ω_g 和 ω_o 基础上并联反馈通路引入了两个零点和一个极点, 其中零点的大小为

$$z_1, z_2 = \frac{1}{2}(1 + g_{M_P} R_O) \omega_o [-1 \pm$$

$$\sqrt{1 - \frac{4C_O}{R_C C_C g_{M_P} \gamma^2}}] \quad (2)$$

式中, $\omega_o = 1/R_O C_O$.

由式(2) 中可知, 两个零点与输出极点相关, 且当高通滤波器的转折频率与 γ 满足式(3) 所示的关系时, 两个零点解的形式成立且均是负实数:

$$\frac{1}{R_C C_C} < \frac{g_{M_P} \gamma^2}{4C_O} \quad (3)$$

式(2) 中的主零点可以补偿输出极点 ω_o , 次零点可以补偿高通滤波器引入的极点. 在不考虑 EA 的高频极点时, 整个环路只剩误差放大器的输出极点作为主极点, 所以环路有良好的稳定性.

2.2 瞬态响应提高原理分析

在无输出电流 LDO 中, 因为 M_P 面积非常大, 所以寄生电容 C_{par} 也很大, 较大的 C_{par} 将限制系统的摆率(SR). 为了获得良好的瞬态响应性能, 要求 LDO 有较宽的闭环带宽和较大的 SR, 而较大的 SR 意味着误差放大器的偏置电流很大, 这显然不符合低静态电流的要求^[2]. 本文设计的 LDO 采用自适应

偏置误差放大器^[4],当发生大信号输入时,可变偏置电流源 I_b 的输出电流变大,使得 EA 有较大的输出电流从而提高 SR,如图 1 所示.而电路直流或者小信号工作时, I_b 没有电流输出减小功耗.

限制 LDO 瞬态响应速度的另外一个因素是在发生负载瞬态响应时负载电容的充放电电流,解决方法之一是在输出节点处增加相对应的电流源和电流沉.电流源和电流沉减小电容的充放电电流,最终减小输出电压的建立时间提高瞬态响应速度^[5].如图 1 所示的 M_a 、 M_b ,正常时, M_a 、 M_b 均关闭;当负载电流从低变到高时, M_a 开启,提供电流到输出节点减小负载电容的放电电流;当负载电流从高变到低时, M_b 开启,抽取输出节点的电流减小负载电容的充电电流.

3 LDO 电路设计

本文设计的具有快速负载瞬态响应的无输出电容 LDO 的具体电路实现如图 3 所示. $M1 \sim M10$ 、 R_C 、 C_C 及 M_p 构成了 LDO 的主体电路,其中 $M1 \sim$

$M8$ 组成了对称 OTA, $M9$ 、 $M10$ 电流镜给 OTA 提供固定的偏置电流,式(1)中的 $A_{v0} \approx g_{m1} * B * (r_{O7} || r_{O8})$,主极点是输出节点约为 $\omega_g \approx 1/[C_{par} * (r_{O7} || r_{O8})]$.另外在 $M3$ 漏极形成一个极点,该极点要合理设计使其处在 GBW 之外.在 $M6$ 栅极形成一对零极点,但是由于零极点对很靠近且在高频,所以不考虑其对环路稳定性的影响. R_C 与 C_C 连接形式使得环路形成并联反馈补偿.

$M1a \sim M6a$ 及 $M1b \sim M6b$ 组成了动态偏置电路,如图 3 左边的电路所示,其中 $M1a \sim M6a$ 构成了电流减法器 $A(I_1 - c * I_2)$,而 $M1b \sim M6b$ 构成了另外一个对称的电流减法器 $A(I_2 - c * I_1)$,其中 A 、 c 为常数且 $c > 1$. $M6a$ 与 $M6b$ 是动态偏置电流源的输出,即图 1 中的 I_b .当电路稳态或小信号工作时, $I_1 < c * I_2$ (或者 $I_2 < c * I_1$),两个电流减法器不工作, I_b 没有电流输出;当电路发生负载阶跃变化时(大信号输入),误差放大器差模信号 $|V_{id}|$ 大于一定阈值 $|V_{min}|$, I_b 有电流输出且 $|V_{id}|$ 越大其输出值越大.

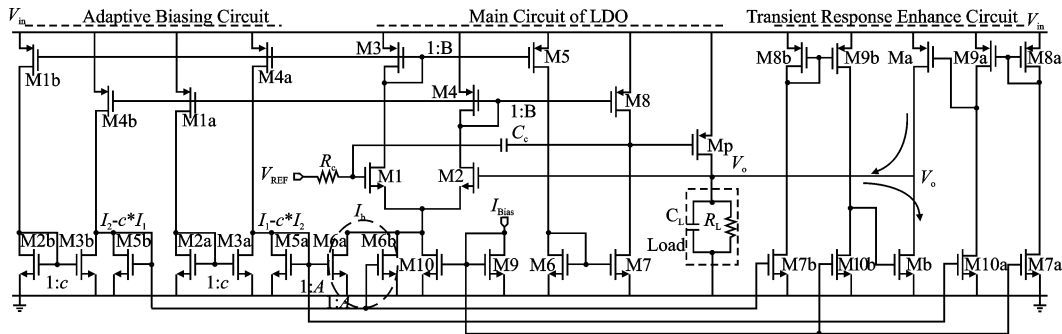


图 3 本文完整的 LDO 电路

$M7a \sim M10a$ 、 $M7b \sim M10b$ 和 M_a 、 M_b 组成了瞬态响应提高电路.当电路稳态或小信号工作时, $M7a$ 导通、 $M10a$ 关断, M_a 被 $M9a$ 拉高至 V_{in} 关断,类似的, M_b 被 $M10b$ 拉低至 GND 关断;当 $|V_{id}| > |V_{min}|$ 时, $M10a$ 与 $M7b$ 镜像电流减法器的输出大电流, M_a 被 $M10a$ 拉低至 GND 导通给输出节点提供电流,或者 M_b 被 $M9b$ 拉高至 V_{in} 导通给输出节点抽取电流.因为 M_a 、 M_b 面积比 M_p 小很多,所以 M_a 、 M_b 开启的速度要更快,能减小负载阶跃变化后 V_o 的建立时间从而提高响应速度.

下面分析 V_{min} 的具体表达式.我们知道差分对的 I_1 、 I_2 分别为^[6]

$$I_1 = \frac{I_{10}}{2} + \frac{1}{4}k' \frac{W}{L} V_{id} \sqrt{\frac{4I_{10}}{k'(\frac{W}{L})} - V_{id}^2}$$

$$I_2 = \frac{I_{10}}{2} - \frac{1}{4}k' \frac{W}{L} V_{id} \sqrt{\frac{4I_{10}}{k'(\frac{W}{L})} - V_{id}^2} \quad (4)$$

设当 $I_1 = c * I_2$ 时, $V_{id} = V_{min}$,由式(4)得:

$$V_{min} = \sqrt{\frac{2I_{10}}{k'(\frac{W}{L})_1}} [1 - \sqrt{\frac{4c}{(c+1)^2}}] = \sqrt{2}V_{ov} [1 - \sqrt{\frac{4c}{(c+1)^2}}] \quad (5)$$

由式(4)可以得知, V_{min} 值与差分对的过驱动电压 V_{ov} 以及常数 c ($c > 1$) 有关,且当 $c = 1$ 时 $V_{min} = 0$.

4 仿真结果与分析

基于 $0.35 \mu m$ BCD 工艺设计,使用 HSPICE 进行仿真验证.图 4 所示为不同负载电流下的环路频

率响应仿真结果, $V_{in} = 2.5 \text{ V}$, 负载电流分别为 1 mA 和 200 mA , 相位裕度分别为 55.8° 和 93.5° , 验证了前文的并联反馈补偿的分析结果. 图 5 所示为负载瞬态响应仿真结果, $V_{in} = 2.5 \text{ V}$ 负载电流以 $100 \text{ mA}/\mu\text{s}$ 从 $1 \mu\text{A}$ 到 200 mA 正负阶跃变化, 响应时间分别是 $2.5 \mu\text{s}$ 和 $3.5 \mu\text{s}$. 图 5 下方的曲线表示动态偏置电流源 I_b 电流值, 可知 I_b 在发生负载瞬态响应时才有电流输出且大信号输入越大, 输出的偏置电流也越大, 验证了前面分析的结果. LDO 的其他参数见表 1.

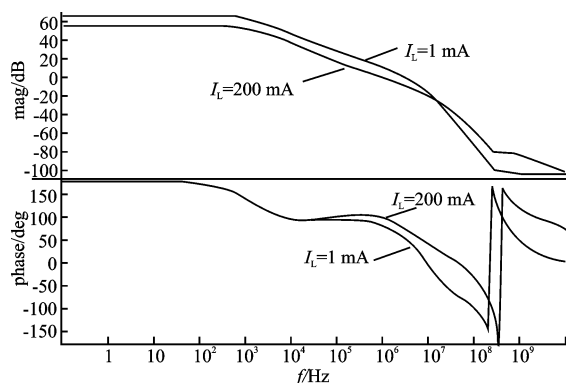


图 4 不同负载电流下的频率响应

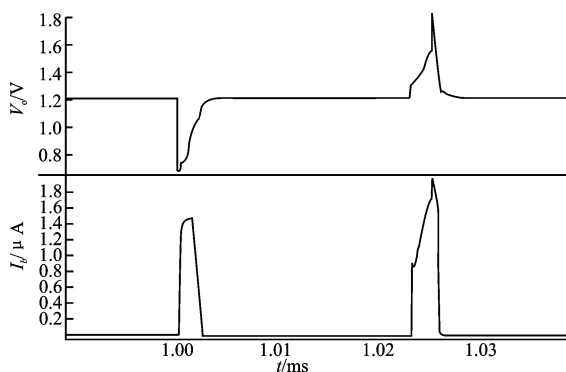


图 5 负载瞬态响应及动态偏置电流源 I_b

5 结束语

基于提高无输出电容 LDO 瞬态响应的方法与原理分析, 本文设计了一种具有快速瞬态响应的无输出电容 LDO. 电路采用自偏置放大器增加输出电流和减小负载电容充放电电流两种方法组合来提高瞬态响应速度, 同时电路消耗的静态电流较小 (仅 $16 \mu\text{A}$). 通过 Hspice 仿真, 结果验证了本文设计的电路可行性、正确性, 本文电路的最大特点是功耗低、电路简单成本低.

表 1 参数仿真结果及对比

参数	本文设计	文献[2]
输出电压 V_O	1.2 V	1.2 V
最输出电流 I_{OMAX}	200 mA	100 mA
Dropout Voltage	200 mV	至少 250 mV
低频增益	65.0 dB@ $I_L=1 \text{ mA}$ 54.1 dB@ $I_L=200 \text{ mA}$	—
相位裕度 PM	55.8°@ $I_L=1 \text{ mA}$ 93.5°@ $I_L=200 \text{ mA}$	—
负载寄生电容 C_L	100 pF	100 pF or 1 nF
静态电流 I_Q	16 μA	43 μA
环路带宽 GBW	1.4~3.0 MHz	0.2~1.0 MHz
片内电容/电阻	1 pF/500 k Ω	6 pF/1 060 k Ω
过冲/下冲	615 mV/534 mV	70 mV/70 mV
响应时间	3.5 μs /2.5 μs	3.0 μs /3.0 μs
电源抑制 PSR	40.3 dB@ $I_L=1 \text{ mA}$, 1 kHz 41.1 dB@ $I_L=0.2 \text{ A}$, 1 kHz	—

参考文献:

- [1] 蹇海荣, 邹雪城, 陈卫洁, 等. 一种快速瞬态响应双环路 LDO 稳压器的设计 [J]. 微电子学, 2007, 37(1): 132-135.
- [2] Pui Ying Or, Ka Nang Leung. An output-capacitorless low-dropout regulator with direct voltage-spike detection [J]. IEEE J Solid-State Circuit, 2010, 45(2): 458-466.
- [3] Loai Salem, Ismail Y, Jain R, et al. Parallel feedback compensation for LDO voltage regulators [C] // Int Conf on Energy Aware Computing. Cairo: IEEE, 2010: 1-4.
- [4] M G Degrauwe, Vittoz E A, Rijmenats J, et al. Adaptive biasing CMOS amplifier [J]. IEEE J Solid-State Circuit, 1982, 17(3): 522-528.
- [5] Sungkeun Lim, Alex Q Huang. Low-dropout (LDO) regulator output impedance analysis and transient performance enhancement circuit [C] // 2010 25th Annual IEEE Appl Power Electron Conf Expo. California, USA: IEEE, 2010: 1875-1878.
- [6] Gray P R, Poul J H, Stephen H L, et al. 模拟集成电路的分析与设计 [M]. 4 版. 北京: 高等教育出版社, 2003: 215-246.

作者简介:

王程左 男, (1991-), 硕士. 研究方向为模拟集成电路设计. E-mail: wcz731@126.com.

刘 阳 男, (1992-), 本科. 研究方向为集成电路设计与集成系统专业.

李 威 男, (1959-), 教授, 博士生导师. 研究方向为大规模集成电路与系统.