

硬件纵横

Hardware Technique

组成的零极点向低频移动。因此, M_8 相当于一个可调电阻, 其阻值根据负载电流变化而变化, 只要合理选择电容 C_C 和 M_8 的尺寸就可以很好地跟踪输出端极点, 能够起到补偿稳定性的作用。

LDO 零极点分析如图 2 所示, 图中 r_{MS} 为图 1 中 M_8 的输出电阻。由于中间级采用 PMOS 源极跟随器, 故 $r_{o2} \approx 1/g_{m2}$ 。

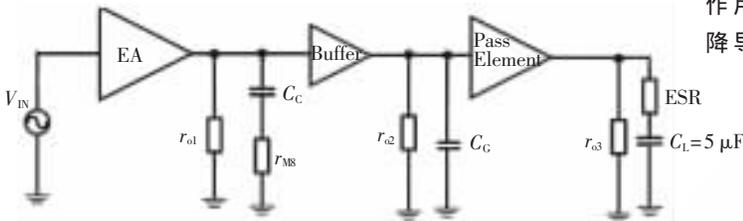


图 2 LDO 零极点分析

由图 2 计算可知零极点分布大致如下:

$$p_1 = -\frac{1}{(r_{o1} + r_{MS})C_C} \quad (1)$$

$$p_2 = -\frac{1}{\left(\frac{1}{g_{mp}} // r_{op} // r_{ESR}\right)C_L} \quad (2)$$

$$p_3 = -\frac{1}{r_{o2}C_C} \approx -\frac{g_{m2}}{C_C} \quad (3)$$

$$z_1 = -\frac{1}{r_{MS}C_C} \quad (4)$$

$$z_2 = -\frac{1}{r_{ESR}C_L} \quad (5)$$

其中, p_1 为误差放大器的输出极点, p_2 为 LDO 输出端极点, p_3 为中间级 Buffer 输出端极点, z_1 为 r_{MS} 与 C_C 产生的零点, z_2 为 ESR 零点。由式(4)可知, 当输出端负载电流减少时, r_{MS} 增大, g_{mp} 增大, z_1 和 p_2 都向低频移动; 当输出端负载电流增大时, r_{MS} 减少, g_{mp} 减少, z_1 和 p_2 都向高频移动。由此可知, 只要合理选择电容 C_C 和 M_8 的尺寸, z_1 就可以很好地跟随 p_2 变化, 起到补偿稳定性的作用。

2 LDO 结构分析

图 3 所示为 LDO 的整体结构图。为了保证环路增益, 误差放大器的增益应该设计得足够大。该 LDO 误差放大器采用对称式共源共栅电流镜结构, 能够在很大程度上提高 LDO 的环路增益。由于 LDO 第二级采用的是 PMOS 形式的 Buffer 结构, 对输出电压有一定的下拉作用, 从而对负载电流增大导致的输出电压下跳具有改善作用, 所以该瞬态响应改善电路主要是解决负载电流下降导致输出电压上跳的情况。图中虚线框为本文提出的瞬态响应改善电路, 由于 M_{28} 与 M_{29} 之间存在固有的失调, 当负载电流保持不变或减少时, Q 点为高电平, M_{30} 导通, 通过 M_{10} 向 V_C 点注入电流, M_P 的栅极电压增大, 使得输出电压 V_{OUT} 减小, 从而减少了由于负载电流跳变而导致的上冲电压; 当负载电流增大时, 输出电压下降, 此时 Q 点为低电平, M_{30} 关闭, 对电路没有影响。

由第 1 节的分析可知, 当负载电流增大时, 次极点 p_2 向高频移动, 通过反馈使得 A 点电压下降, 由于感应电容 C_F 的存在, C 点能快速跟随 A 点变化, 从而 C 点电压以及 M_8 的栅极电压下降, 导致 M_8 的输出电阻下降, 从而 z_1 瞬间向高频移动, 同理, 当负载电流减少时, 次极点 p_2 向低频移动, 通过反馈使得 A 点电压上升, 通过 C_F , C 点能快速跟随 A 点变化, 从而 M_8 的栅极电压升高, 导致 M_8 的输出电阻增大, 从而 z_1 瞬间向低频移动。所以, 通过感应电容 C_F , 补偿零点 z_1 能够快速地跟随 p_2 , 而不是经过 $M_1 \sim M_7$ 组成的负反馈, 就能够快速地补偿负载电流跳变而带来的稳定性问题。由于 C_F 只有 300 fF, 所以对系统稳定性的影响可以忽略不计。

3 仿真和测试结果

图 4 为负载电流分别为 1 mA 和 100 mA 时的 LDO 稳定性仿真图。当负载电流为 1 mA 时, 输出极点和补偿零点处在低频处; 当负载电流为 100 mA 时, 补偿零点跟

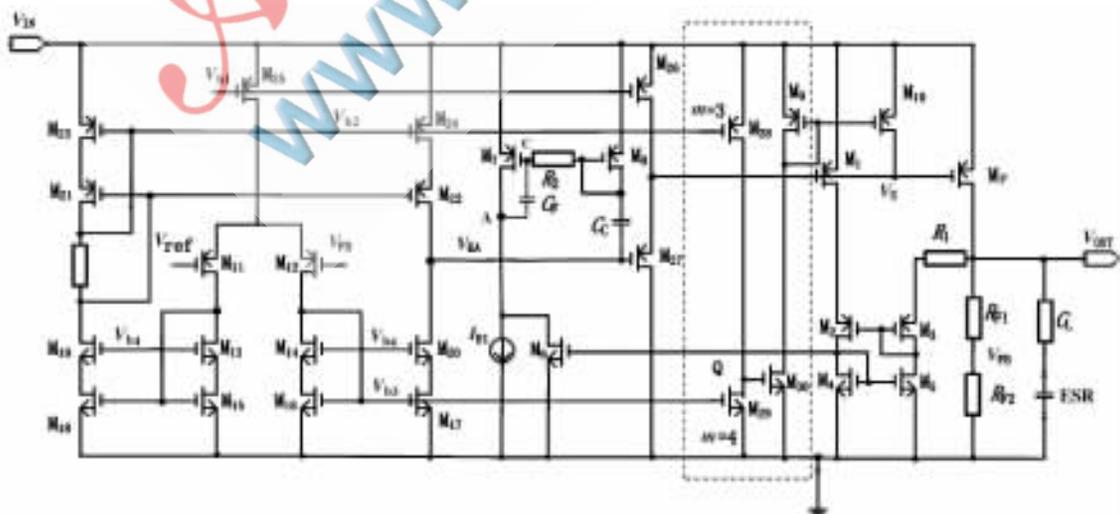


图 3 LDO 整体原理图

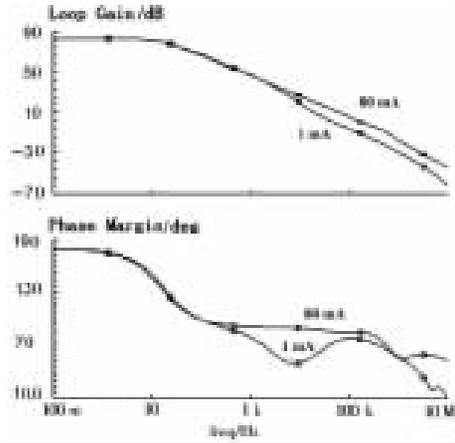


图4 稳定性仿真结果

随输出极点移到高频处,环路增益和相位裕度分别为82 dB和 80° 。

图5为LDO改进前后负载瞬态响应仿真结果对比,图中上面波形为改进前(即未加瞬态响应提高电路)的LDO输出电压,中间波形为改进后(即加了瞬态响应提高电路)的LDO输出电压,下面波形为负载电流。由图5可知,改进前的欠冲电压(undershoot)和过冲电压(overshoot)分别为199 mV和154 mV左右,改进后分别为81 mV和80 mV。

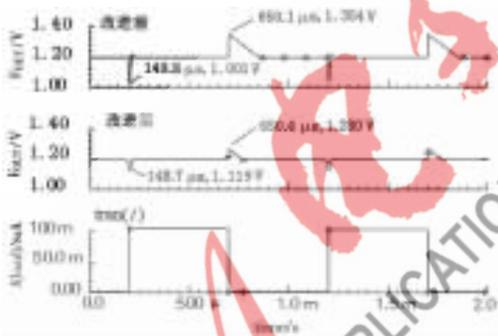


图5 改进前后负载瞬态响应仿真结果对比

图6为LDO负载电流在变化范围50 mA~100 mA时瞬态响应测试结果,图中上面波形为LDO的输出电压,下面波形为负载电流。由图6可知,负载电流从100 mA跳变到50 mA时,输出电压过冲电压为50 mV左右;负载电流从50 mA跳变到100 mA时,输出电压欠冲61 mV。

图7为LDO负载电流在变化范围1 mA~100 mA时的瞬态响应测试结果,图中上面波形为LDO的输出电压,下面波形为负载电流。由图7可知,负载电流从1 mA跳变到100 mA时,输出电压欠冲电压为88 mV左右;负载电流从100 mA跳变到1 mA时,输出电压过冲97 mV。

在 tt corner下,LDO参数仿真和测试的结果统计如表1所示。

通过以上分析和仿真结果可知,采用本文设计的补偿网络结构和瞬态响应改善电路获得了高稳定性和快速瞬态响应的低压差线性稳压器,当负载电流在1 mA~

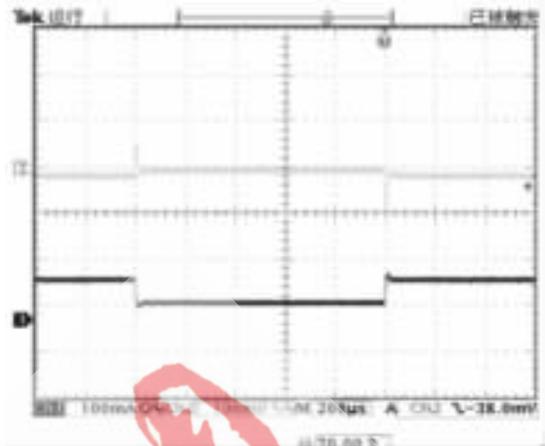


图6 50 mA~100 mA 负载瞬态响应测试结果

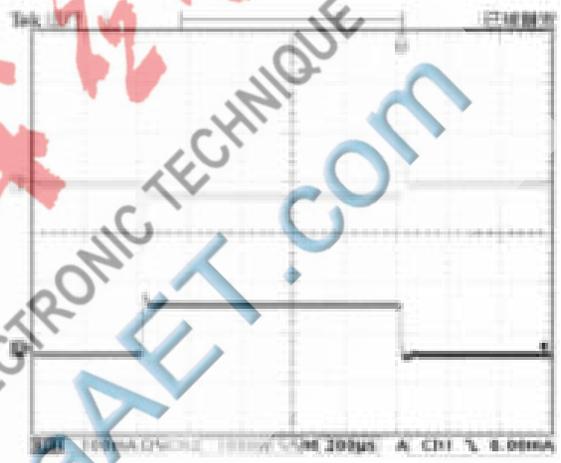


图7 1 mA~100 mA 负载瞬态响应测试结果

表1 LDO 仿真和测试结果

Parameter	Value
Loop gain	82 dB
Phase margin	80°
Overshoot	97 mV
Undershoot	88 mV
PSRR	94 dB

100 mA变化时,LDO的相位裕度始终保持在 80° 左右,而且电源抑制比(PSRR)良好。通过样片测试可知,undershoot和overshoot电压都小于100 mV。因此,本文提出的瞬态响应改善电路和补偿网络对LDO的性能有很大程度的提高。

参考文献

- [1] 占世武. 低压差线性稳压器的研究和设计[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2011.
- [2] HENG S, PHAM C K. Improvement of power supply rejection ratio of LDO deteriorated by reducing power consumption[C]. Integrated Circuit Design and Technology Conference, Grenoble: FRANCE, 2008(2): 43-46.
- [3] CHAVA C K, Silva-Martínez J. A frequency compensation

scheme for LDO voltage regulators[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2004,51(6):1041-1050.

[4] 杨锦文,冯全源.基于嵌入式密勒补偿技术的 LDO 放大器设计[J].微电子学与计算机,2006,23(3):1-4.

[5] LEUNG K N. Frequency compensarion in low-dropout regulafor[J]. The Hong Kong University of Science and Technology, 1998,31(4):841-847.

(收稿日期:2013-02-21)

作者简介:

杨洁,男,1987年生,讲师,主要研究方向:CMOS 模拟集成电路设计。

曾云,男,1956年生,教授,博士生导师,主要研究方向:新型和高性能电子器件研究,电子器件应用,CMOS 图像传感器。

杨艳军,男,1986年生,博士研究生,主要研究方向:CMOS 模拟集成电路设计。

