

## 一种利用前馈电容改善瞬态响应的 LDO

任国栋<sup>1</sup>, 王永顺<sup>2</sup>, 汪再兴<sup>2</sup>, 王道斌<sup>1</sup>, 冯有才<sup>1</sup>, 武钢<sup>1</sup>

(1. 兰州理工大学 理学院, 兰州 730050; 2. 兰州交通大学 电子与信息工程学院, 兰州 730070)

**摘要:** LDO具有高的纹波抑制和低噪声特点, 在低输入输出压差以及 RF领域应用广泛。在负载电流变化范围大的情况下, 动态补偿成为必然选择。基于 CSMC 0.5  $\mu\text{m}$  CMOS工艺, 设计了一种利用 MOS栅源电容实现动态补偿的 LDO。采用反偏二极管模拟了寄生阱电容对系统稳定性的影响, 并提出减小系统带宽、优化系统稳定性的方案。为了实现快速动态响应, 设计前馈电容优化了系统。实验表明, 设计的电路具有高 PSRR和快速响应能力, 适用于便携式设备供电。

**关键词:** 阱电容; 反偏二极管; 前馈电容; 低压差线性稳压器; 带宽

**中图分类号:** TN432 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-353X (2011) 02-0144-04

## Optimization of the Transient Response for LDO with Feed-Forward Capacitance

Ren Guodong<sup>1</sup>, Wang Yongshun<sup>2</sup>, Wang Zaixing<sup>2</sup>, Wang Daobin<sup>1</sup>, Feng Youcai<sup>1</sup>, Wu Gang<sup>1</sup>

(1. School of Science Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China;

2. School of Electronic and Information Engineering Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

**Abstract:** The LDO is a device of high ripple reject and low noise and is wide used in low in-out differential pressure and RF. At the situation of a large range of the load current, a dynamic compensation was chosen. Based on CSMC 0.5  $\mu\text{m}$  CMOS process, a dynamic compensation LDO with the MOS gate-source capacitance was designed. The well capacitance was simulated by a reverse-bias diode to imitate the effect on the system stability, and the stability of the system was optimized through reducing the bandwidth. The feed-forward capacitance was designed for quick response to improve the transient response characteristic. The experiment result shows that the circuit realizes the high PSRR and quick response, it is suitable for the portable devices.

**Key words:** well capacitance; reverse-bias diode; feed-forward capacitance; low dropout regulator (LDO); bandwidth

EEACC: 1290

## 0 引言

随着信息时代的微电子化, 开关电源和低压差线性稳压器 (LDO) 作为两种主要的智能电源技术, 性能日益提高。但是随着电子产品集成度的不断提高, 功耗问题成为今天技术发展的主要瓶颈之一。开关电源以其高效成为解决这一问题的首选; 但是在 RF 领域, 开关电源由于输出脉动和噪声大, 不能满足系统要求。与此同时, 在输入输出压

差较低的领域, 具有低噪音和低静态电流的 LDO, 效率显著提高, 又因其低成本而受到青睐。

LDO 通常采用动态补偿技术实现电路稳定输出。X.H.Fan 等人<sup>[1]</sup>结合极点分裂和前馈技术, 讨论了 SMC 和 SMFCC 三级放大器驱动 25  $\text{k}\Omega$  /120  $\mu\text{F}$  负载。X.Q.Lai 等人<sup>[2]</sup>利用自适应米勒补偿技术, 采用三级放大器驱动了 2.2  $\mu\text{F}$  /3 A 负载, 表现出更强的驱动能力。分析表明, 随着输入电源电压的下降, 动态补偿电容的寄生阱电容对电路的影响变得显著。为了削弱寄生电容的影响, 势必减小电路带宽。为了保证电路具有足够的响应速度, 本文采用前馈补偿提高电路响应速度。

**基金项目:** 甘肃省科技支撑计划项目 (097GKCA052); 甘肃省自然科学基金项目 (0960RJ2A091)

# 1 自适应米勒补偿的误差放大器

图 1 为采用自适应米勒补偿的误差放大器电路，跟踪负载电流的变化<sup>[3]</sup>， $M_{p1} \sim M_{p4}$ ， $M_{n1} \sim M_{n4}$  构成输入级， $M_{p5}$  和  $M_{n5}$  构成推挽输出缓冲级驱动功率输出， $M_{p7}$  为功率输出管。

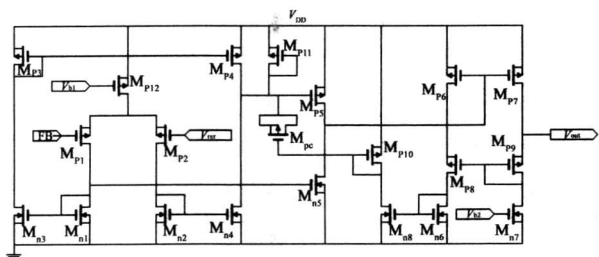


图 1 误差放大器

Fig.1 Schematic of the error amplifier

两级 OTA 采用米勒补偿。补偿电容为  $M_{pc}$  管的 MOS 栅源电容<sup>[4]</sup>。为了抵消补偿电容的前馈路径，消除 RHP 零点限制增益带宽积 (GBP) 的倾向，在补偿电容的反馈通路上插入缓冲器<sup>[5]</sup>。该缓冲器为由  $M_{p6}$ ， $M_{p8}$ ， $M_{p10}$ ， $M_{n6}$  和  $M_{n8}$  构成的电压放大器，输出电阻  $1/g_{m,mp10}$  远小于两级 OTA 的输出电阻。可以得到两级 OTA 的零极点为

$$p \approx \frac{-g_{m,mp11}}{g_{nII} R_{II} C_{G,mpc}} \quad (1)$$

$$p \approx \frac{-g_{nII} C_{G,mpc}}{C_{II} (C_I + C_{G,mpc})} \quad (2)$$

$$z \approx \frac{-g_{m,mp10}}{C_{G,mpc}} \quad (3)$$

式中： $R_{II}$  是两级 OTA 第二级的输出电阻； $C_I$  和  $C_{II}$  ( $\approx C_{G,mp7}$ ) 分别是两级 OTA 的输出电容； $C_{G,mpc}$  是  $M_{pc}$  管的栅源电容； $g_{nII}$  是两级 OTA 第二级的跨导； $g_{m,mp10}$  和  $g_{m,mp11}$  分别是  $M_{p10}$  和  $M_{p11}$  管的跨导。设计  $p$  大于 EA 带宽获得足够相位裕度。

$M_{p7}$  和负载构成功率输出级； $M_{p6}$  是  $M_{p7}$  的采样管； $M_{p8}$  和  $M_{p9}$  确保功率管和采样管具有确定的漏源电压。输出极点和 ESR 零点位于

$$p \approx \frac{-1}{R_{load} C_{load}} \quad (4)$$

$$z \approx \frac{-1}{R_{esr} C_{load}} \quad (5)$$

式中： $R_{load}$  和  $C_{load}$  分别是负载电阻和负载电容； $R_{esr}$  是负载电容的等效串联电阻。

轻负载情况下，极点  $p$  靠近原点；采样管  $M_{p6}$

中几乎没有电流， $M_{p10}$  管流过电流最小，跨导最小；重负载情况下，极点  $p$  远离原点；采样管  $M_{p6}$  采样输出电流， $M_{p10}$  管电流增大，跨导增大，即零点  $z$  跟踪极点  $p$  达到补偿目的。因此，动态零点  $z$  补偿可以解决传统 LDO 利用 ESR 电阻实现补偿的缺点。

# 2 寄生阱电容的模拟

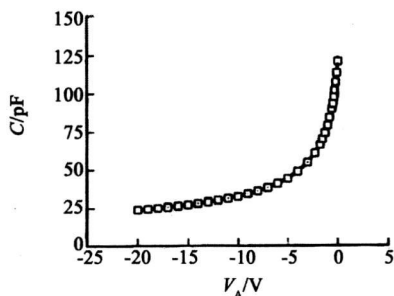
重要的是补偿电容，PMOS 的栅源电容位于 n 阱中。由于源、漏和背栅短接，所以小信号情况下阱寄生电容  $C_{well}$  将作用到补偿点，必须改写  $p$  和  $z$  表达式为

$$p \approx \frac{-g_{m,mp11}}{g_{nII} R_{II} C_{G,mpc} + C_{well}} \quad (6)$$

$$p \approx \frac{-g_{nII} C_{G,mpc}}{C_{II} (C_I + C_{well} + C_{G,mpc})} \quad (7)$$

即  $p$  极点的影响已不能忽略。由于阱电容的存在， $p$  极点的运动较零点跟踪变“快”，造成系统稳定性变差。

图 2 给出了模拟 n 阱中 PMOS 电容的示意图<sup>[6]</sup>。由于  $M_{pc}$  管的漏、源和背栅短接，小信号 n 阱反偏结电容已不能忽略，由图 2 (a) 可知，该电容随着电源电压下降呈指数增大。图 2 (b) 给



(a) 反偏 pn 结电容

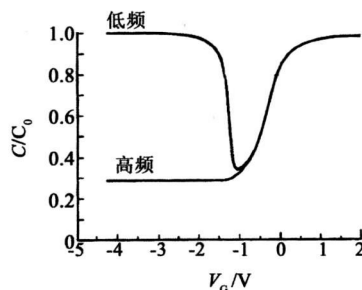


图 2 阱电容和 PMOS 电容随偏置电压的变化曲线

Fig.2 Curves of the well capacitance and PMOS capacitance

出了 PMOS 电容随栅压的变化情况，显然， $M_{pc}$  栅源电势差为 0 V 左右，在这一区域 MOS 电容的变化相对缓慢。因此，设计过程中必须考虑寄生阱电容的影响。

图 3 给出了采用自适应米勒补偿的误差放大器的频率响应曲线，高频处增益曲线寄生零点表现出高 Q 的峰值特性<sup>[7]</sup>。在输入电压较低时，极点  $p_1$  和  $p_2$  向原点靠近，系统瞬态响应特性将变差，必须在增益和带宽之间做出折衷。

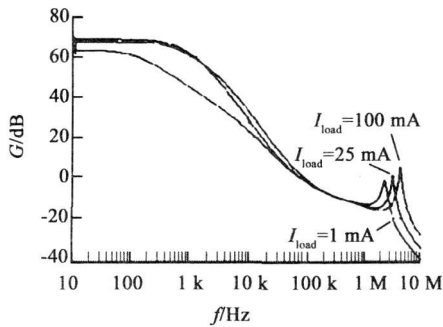


图 3 误差放大器的频率响应曲线

Fig.3 Frequency response curves of the error amplifier

### 3 前馈电容提高响应速度

动态补偿解决了系统稳定性问题，但是相应的系统带宽可能降低。LDO 系统在负载从空载到满载的瞬态响应时间表达式<sup>[8]</sup>为

$$\Delta t \approx \frac{1}{BW_c} + C_{II} \frac{\Delta V}{I_{of}} \quad (8)$$

式中： $BW_c$  是系统闭环带宽； $I_{of}$  是误差放大器的输出摆率电流。

为了实现快速响应，误差放大器输出摆率电流和系统带宽必须足够大。但是，宽带系统带来潜在的稳定性问题。基于以上考虑，利用前馈电容优化 LDO 输出对高频扰动的响应<sup>[9]</sup>。

图 4 是完整的误差放大器的电路图， $C_{fb1}$  和  $C_{fb2}$  为前馈补偿电容，前馈电容引入新的零点，

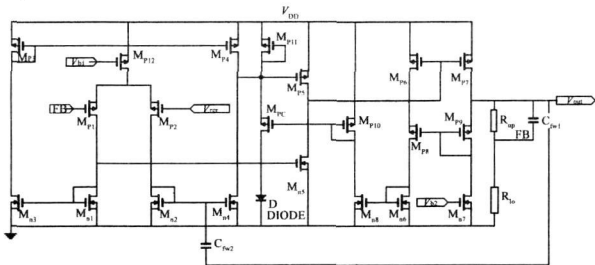


图 4 完整的误差放大器

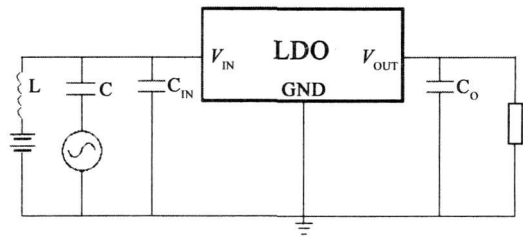
Fig.4 Whole schematic of error amplifier

它们是系统反馈网络和前馈电容的函数，设计中系统带宽等于前馈极点和零点的几何平均值。图 4 中对误差放大器补偿 PMOS 电容利用二极管 D 模拟了小信号寄生阱电容，其二极管面积为  $M_{pc}$  管的阱面积。

### 4 实验结果

基于 CSMC 0.5  $\mu\text{m}$  CMOS 工艺设计了一款 300 mA 输出的低压差稳压器，芯片面积  $450 \mu\text{m} \times 550 \mu\text{m}$ ，输入输出电容采用 2.2  $\mu\text{F}$  陶瓷电容。输入电压低至 2.5 V，满载时的输入输出压差为 150 mV。空载时芯片消耗的电流最大 150  $\mu\text{A}$ ，SHUTDOWN 模式下的电流小于 1  $\mu\text{A}$ 。典型情况下最大输出电流为 700 mA，电源调整率 0.07% / V，空载到满载的负载调整率最大 40 mV。

图 5 (a) 是电源抑制比 (PSRR) 的测试原理图，测试信号通过电容耦合到芯片输入端  $V_{IN}$ ，输出信号从输出端获得，改变输出信号频率可以得到不同频率下的 PSRR。图 5 (b) 是 10 mA 负载时的 PSRR 特性曲线，10 kHz 时的 PSRR 大于 55 dB。



(a) 测试原理图

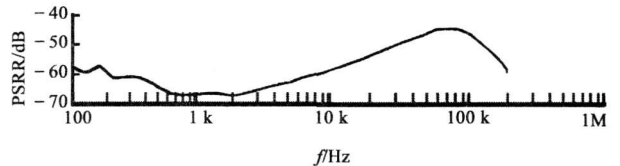


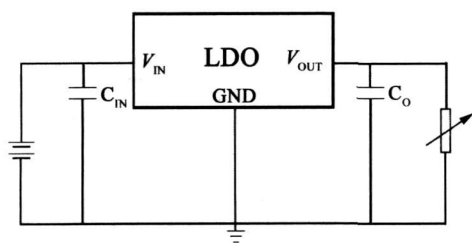
图 5 电源抑制比

Fig.5 Power supply rejection ratio (PSRR)

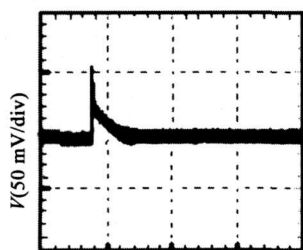
Hspice 的仿真表明，通过在误差放大器的参考输入端加入 10 nF Bypass 电容，可以大大减小由基准电路引入的噪声；当频率在 10 Hz ~ 100 kHz，负载电流为 10 mA 时，输出噪声电压的均方根值小于 70  $\mu\text{V}$ 。

图 6 (a) 是负载瞬态响应的测试原理图，改变负载电阻大小得到输出电压的响应特性。图 6 (b)

是负载从满载跳变到轻载时的输出瞬态响应, 过冲约为 50 mV, 恢复时间小于 100  $\mu$ s。



(a) 测试原理



(b) 测试结果

图 6 负载瞬态响应

Fig.6 Load transient response

## 5 结语

本文设计了一种高 PSRR 和快速响应的动态补偿的低压差稳压器。由于采用 PMOS 的栅源电容作为补偿电容, 所以寄生电容对于系统稳定性带来影响, 设计中利用反偏二极管仿真了该寄生效应。当电源电压下降的时候, 寄生电容的影响变得显著, 为了抑制该效果, 采用了减小系统带宽的方案。同时, 为了提高系统的快速响应能力, 采用前馈电容优化了系统, 使得输出电压更加稳定, 扰动恢复更快。实验表明, 电路的低噪声性能和良好的动态性能指标均满足 RF 系统的应用要求, 而且其极低的静态电流和待机功耗, 特别适合于电池供电的便携式设备供电。

## 参考文献:

- [1] FAN X H, MISHRA C, EDGAR S S. Single miller capacitor frequency compensation technique for low power multistage amplifier [J]. IEEE JSSC, 2005, 40 (3): 584-592.
- [2] LAIX Q, GUO J P, SUN Z Z et al. A 3-A CMOS low-dropout regulator with adaptive miller compensation [J]. Analog Integr Circ Sig Process, 2006, 49: 5-10.
- [3] SANSEN W M C. Analog design essentials [M]. Netherlands: Springer, 2006: 482.
- [4] 来新泉, 解建章, 杜鹏程, 等. 利用动态补偿米勒补偿电路解决 LDO 的稳定性问题 [J]. 固体电子学研究与进展, 2005, 25(3): 385-390.
- [5] TSIVIDISY P, GRAY P R. An integrated NMOS operational amplifier with internal compensation [J]. IEEE JSSC, 1976, 11(6): 748-753.
- [6] PIERRET R F. Semiconductor device fundamentals [M]. New Jersey: Addison Wesley, 1996: 301-584.
- [7] 刘鸿雁, 来信泉, 黄涛涛. 一种 LDO 稳压器内部动态频率补偿电路的设计 [J]. 电子设计应用, 2006(2): 103-105.
- [8] RINCON-MORAG A, ALLEN P E. A low-voltage low quiescent current low drop-out regulator [J]. IEEE JSSC, 1998, 33(1): 36-44.
- [9] BUTTERFIELD B. 优化带前馈电容的内部补偿: DC-DC 转换器的瞬态响应, TI 应用报告 [EB/OL]. (2008-07-15) [2010-03-15] <http://focus.ti.com.cn/general/docs/litabsmultiplefilelist.tsp?literatureNumber=zhca058>. (收稿日期: 2010-09-05)

### 作者简介:

任国栋 (1975-), 男, 兰州人, 讲师, 主要从事模拟集成电路和功率半导体器件的设计工作。



## 《半导体技术》简介

《半导体技术》1976 年创刊, 是中文核心期刊、中国科技核心期刊、中国科学引文数据库来源期刊 (CSCD), 被国内外多家数据库全文收录。2011 年本刊的主要栏目有: 趋势与展望; 材料与器件; 制造工艺技术; 集成电路设计与应用; 封装、检测与设备; 技术产品专栏和产业新闻。

稿件请发送到投稿邮箱 [bdtdj1339@163.com](mailto:bdtdj1339@163.com)。

欢迎广大专家、学者和科技工作者踊跃投稿!