

全集成型 CMOS LDO 线性稳压器设计

设计了一种基于 $0.25\ \mu\text{m}$ CMOS 工艺的低功耗片内全集成型 LDO 线性稳压电路。电路采用由电阻电容反馈网络在 LDO 输出端引入零点，补偿误差放大器输出极点的方法，避免了为补偿 LDO 输出极点，而需要大电容或复杂补偿电路的要求。

该方法电路结构简单，芯片占用面积小，无需片外电容。Spectre 仿真结果表明：工作电压为 $2.5\ \text{V}$ ，电路在较宽的频率范围内，电源抑制比约为 $78\ \text{dB}$ ，负载电流由 $1\ \text{mA}$ 到满载 $100\ \text{mA}$ 变化时，相位裕度大于 40° ，LDO 和带隙电压源的总静态电流为 $390\ \mu\text{A}$ 。

0 引言

随着便携式电子设备的广泛使用，系统集成度越来越高。对于数 / 模混合的片上系统中，数字电路对模拟电路的干扰加大，因此模拟电路与数字电路需要施加独立电源，以减小数 / 模混合带来的相互干扰以及动态调整功耗。全集成型 LDO 线性稳压器可以用来为系统中各子模块单独供电，具有抑制电源噪声，减小干扰，同时消除键合线电感引入的瞬态脉冲的优点，此外还可以减小片外器件和芯片引脚，所以全集成型 LDO 线性稳压器成为片上系统 (SoC) 型集成电路中不可或缺模块。由于 LDO 的负载电流变化大，且调整管尺寸较大，为满足 LDO 的稳定性要求，必须对 LDO 进行频率补偿。传统方法是利用负载电容的 ESR 进行补偿，但是，全集成型 LDO 不允许使用片外电容，因此设计一个不需片外电容，稳定，响应速度快的 LDO 是面临的主要挑战。

1 LDO 原理与频率补偿

LDO 线性稳压器的传统电路结构如图 1 所示，由误差放大器，缓冲器，调整管 M_0 ，分压电阻 R_{F1} ， R_{F2} ，以及片外滤波电容 C_0 和其寄生的等效串联电阻 $RESR$ 组成。片外电容 C_0 和 $RESR$ 组成的零点用来抵消 LDO 中第 2 个极点，从而达到环路稳定。当没有片外电容补偿时，由于输出负载电流变化大，LDO 的输出极点变化大，环路稳定性设计变得困难。Leung 提出了衰减系数控制频率补偿法 (Damping Factor Control Compensation, DFC) 和引入零点补偿，在稳定性，响应时间方面具有较好的特性。Milliken 采用在调整管的输入端和输出端之间加入一个微分器，将调整管输入节点和输出节点的 2 个极点分离，从而在只使用片内电容时依然保持稳定。Kwok 使用动态密勒电容补偿技术，通过串联一个在线性区工作的 PMOS 管作为动态可调电阻，在误差放大器的输出端引入一个动态零点抵消 LDO 的输出极点，实现系统稳定。本文中则采用在负载端引入零点，补偿误差放大器输出极点的方法，避免了为补偿 LDO 输出极点，而需要大电容和动态调整电阻的要求，且减小了需要的补偿电容值，降低了芯片面积。

2 电路设计

图 2 为所设计的 LDO 线性稳压器电路，误差放大器为折叠式共源共栅结构，由 M1~M14 组成，M0 为输出调整管，反馈网络由 RF1，RF2 和 CF1 组成，电容 Cc 为误差放大器的补偿电容。

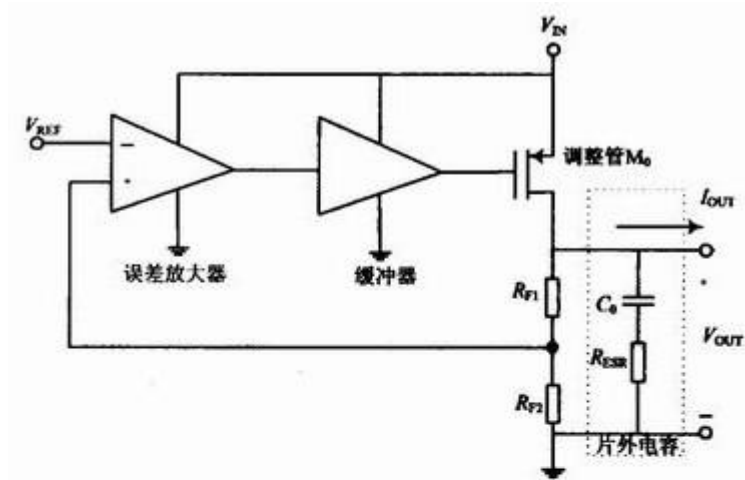


图 1 典型 LDO 线性稳压器结构框图

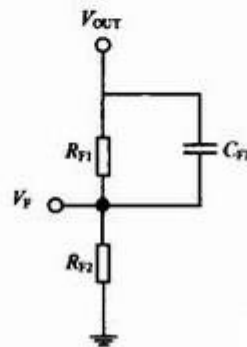


图 2 LDO 中电阻电容反馈网络

图 2 中电阻电容反馈网络的传输函数为：

$$\frac{V_F(s)}{V_{OUT}(s)} = \left(\frac{R_{F2}}{R_{F1} + R_{F2}} \right) \left[\frac{1 + sC_{F1}R_{F1}}{1 + sC_{F1}(R_{F1} // R_{F2})} \right] \quad (1)$$

$$p_i = \frac{1}{C_{F1}(R_{F1} // R_{F2})} \quad (2)$$

$$z_i = \frac{1}{C_{F1}R_{F1}} \quad (3)$$

这种反馈网络产生了一个零点 z_f 和一个较高的极点 p_f ，设置极点 p_f 大于单位增益频率，即 $R_{F2} // R_{F1} > 1 / (C_{F1} \cdot p_f)$ 。

不施加片外电容时，LDO 的传输函数为：

$$L_0(s) |_{I_{OUT}=0} = \frac{L_0(1+s/z_f)}{(1+s/p_2)(1+s/p_1)} \quad (4)$$

$$p_1 = \frac{1}{C_{OUT}r_{p0}} = \frac{\lambda I_{OUT}}{2\pi C_{OUT}} \quad (5)$$

$$p_2 = 1/C_a r_{oa} \quad (6)$$

$$L_0 = A_{amp} g_{p0} (r_{p0} // R_{OUT}) \propto 1 / \sqrt{I_{OUT}} \quad (7)$$

式中：Ca, roa 为分别误差放大器输出 a 端的寄生电容和输出电阻；gp0, rp0 分别为调整管 M0 的跨导和小信号输出电阻；Aamp 为误差放大器的增益。由式(7)增益 L0 随着负载电流增大而降低，而极点 p1 随负载电流增大而升高，极点 p2 基本保持不变，对于不施加片外电容，其等效串联电阻 RESR 所提供的零点不存在，在输出负载电流 IOUT=0 时，调整管输出电阻 rp0 最大，gmp0 最小，故小负载电流时，环路稳定性变差。为满足 LDO 稳定性要求，IOUT 必须有一个最小输出电流，以保证 M0 的输出极点 P1 不会太低。为保证极点 P2 和零点 zf 相近而抵消，须适当减小调整管 M0 尺寸。在本应用中，LDO 输入电压为 2.5 V，用于为 1.2 V 核心电路供电，调整管 M0 的 VDS=1.3 V，所以 M0 可以取较小尺寸。

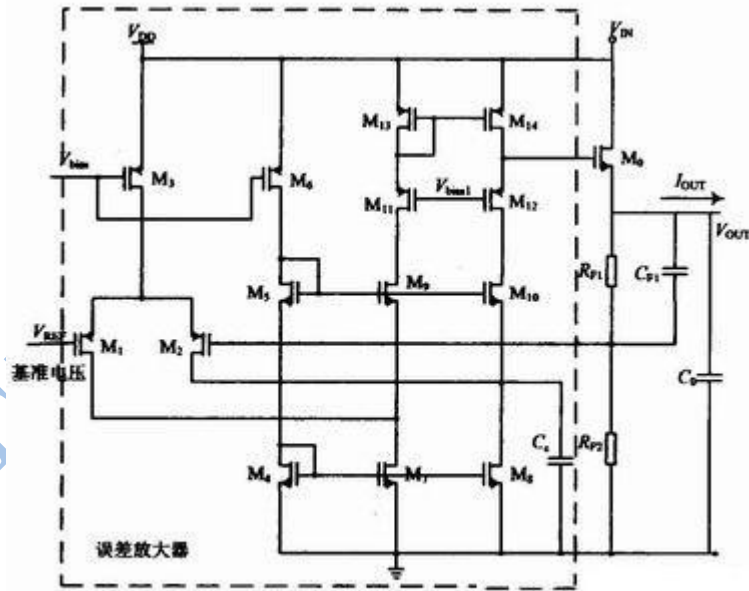


图 3 本文设计的 LDO 电路

本设计采用了一阶温度补偿带隙基准电压源，图 4 所示为带隙基准电压源的核心电路，这里采用了典型的一阶温度补偿电流模结构。其中 M1, M2 和 M3 宽长比相同，R1=R2，A0 为误差放大器，误差放大器的同相端接 Va 端，反相端接 Vb 端。为了保证电路的稳定性，必须保证电路中由 M1, Q1 和 R1 组成的正反馈网络的反馈系数小于 M2, R2, Q0 和 R0 组成的负反馈网络的反馈系数，即要求：

$$V_{\text{REF}} = I_3 \cdot R_3 = \frac{R_3}{R_1} V_{\text{BE}} + \frac{R_3}{R_0} \cdot V_T \cdot \ln N \quad (8)$$

运算放大器 A0 使 Va, Vb 两点电压相等, 忽略电阻的温度系数, 电流 I0 为 PTAT 电流, I1 为 CTAT 电流。通过选择 $\partial V_{\text{BE}} / \partial T = -R_1 / R_0 \cdot \ln N \cdot V / T$, 可以得到 -40~+85℃ 范围内温度系数小于 4.76ppm / °C。

OFweek 电子工程网

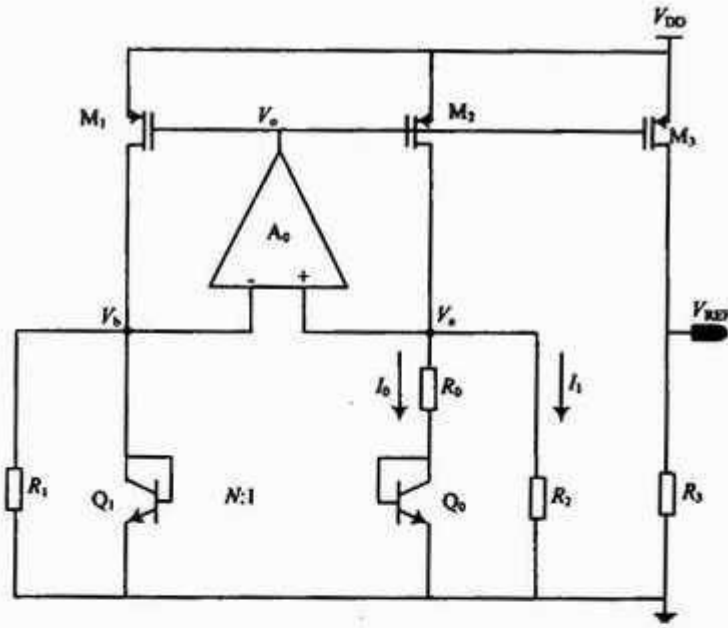


图4 本文采用的一阶温度补偿带隙基准电压源电路

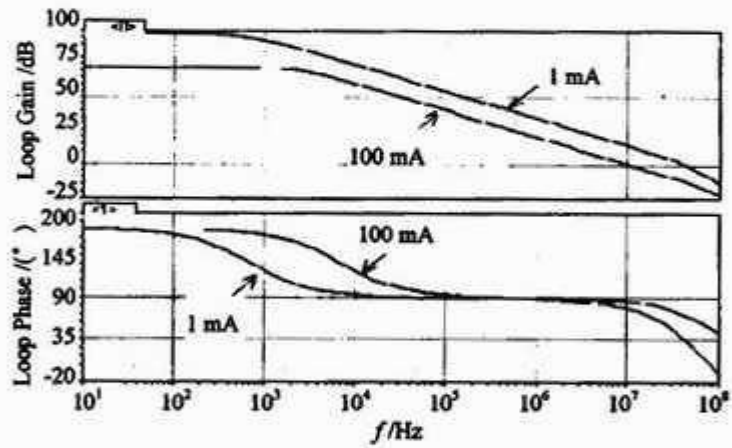


图5 LDO 环路的幅频和相频特性曲线

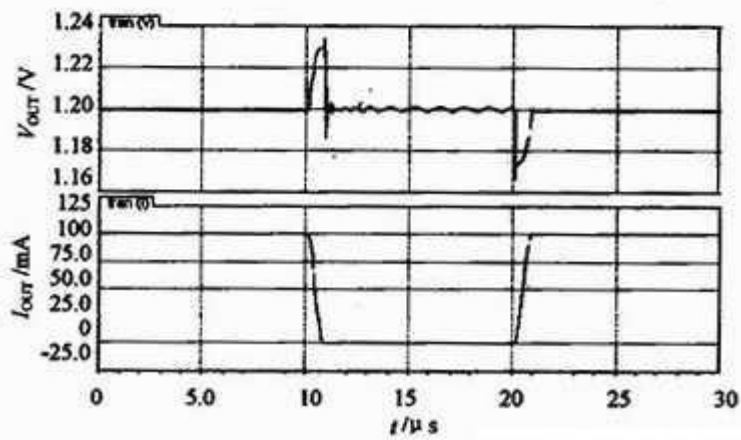


图6 LDO 负载响应变化仿真图

3 仿真验证

该电路采用 SMIC 0.25 μ m CMOS 工艺实现, 输入电源电压为 2.5 V, 输出电压为 1.2 V, 作为芯片模拟部分的电源。LDO 的环路稳定性采用 Spectre stb 仿真, 结果如图 5 所示, 负载电流从 1 mA 变化到 100 mA, 整个系统相位裕度均在 40° 以上, 系统稳定。图 6 为负载电流从 1 mA 到 100 mA 转换时, 输出电压和输出电流瞬态响应曲线。从图中可以看出, 瞬态响应过冲小于 20 mV, 无振铃现象产生。图 6 为仿真的电源电压抑制比 (PSRR)。低频时 PSRR 好于 75 dB。整个 LDO 包括基准电压源共消耗静态电流 390 μ A。

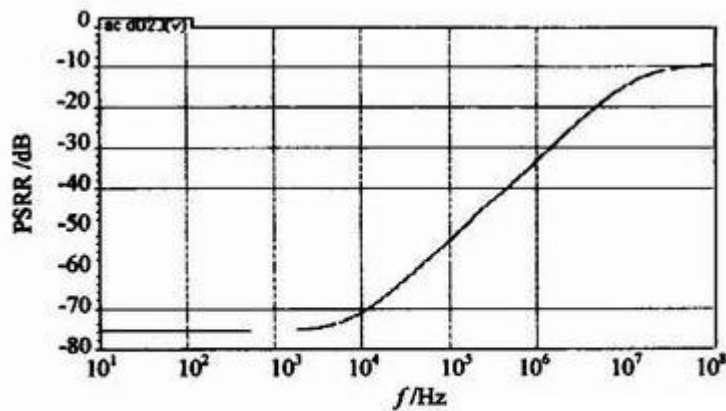


图 7 LDO 电源抑制比仿真图

4 结语

本文设计了一种全集成型 LDO 线性稳压器, 采用一种简单的频率补偿电路, 通过输出反馈电路引入零点, 抵消了 LDO 产生第二个极点, 获得较好的稳定性。此方法结构简单、不损失环路开环增益、带宽高, 而且所需要的补偿电容小, 节省芯片面积和输出引脚。