

## LDO 线性稳压器设计方案及工作特性

在便携式电子产品中，电源效率越高意味着电池使用时间越长，而线性稳压器效率=输出电压×输出电流/输入电压×输入电流×100%，因此，输入与输出电压差越低、静态电流（输入电流与输出电流之差）就越低，线性稳压器的工作效率就越高。

本文设计的低压差线性稳压器其输出电压为 2.5V 或输出可调，满足当负载为 1mA 时，最小输入输出压差为 0.4mV，当负载为 300mA 时，压差为 120mV，电源电压工作范围为 2.5~6V。

### 电路结构与工作原理

低压差线性稳压器的电路结构如图 1 所示，电路由调整管，带隙基准电压、误差放大器、快速启动、过流限制、过热保护、故障检测、及取样电阻网络等模块组成，并具有使能、输出可调等功能。调整管作为压差的负载器件，要满足本设计的要求，对于它的选择需重点考虑：首先比较三极管和 MOS 管，由于三极管是流控器件，而 MOS 管是压控器件，比较而言 MOS 管结构的静态电流更低。其次，NMOS 管工作时需一比输出电压高的驱动信号，而 PMOS 管则无此需求，特别在低输入电压时要产生一高的驱动电压变得较困难。因此，本文采用 PMOS 管作为调整管。

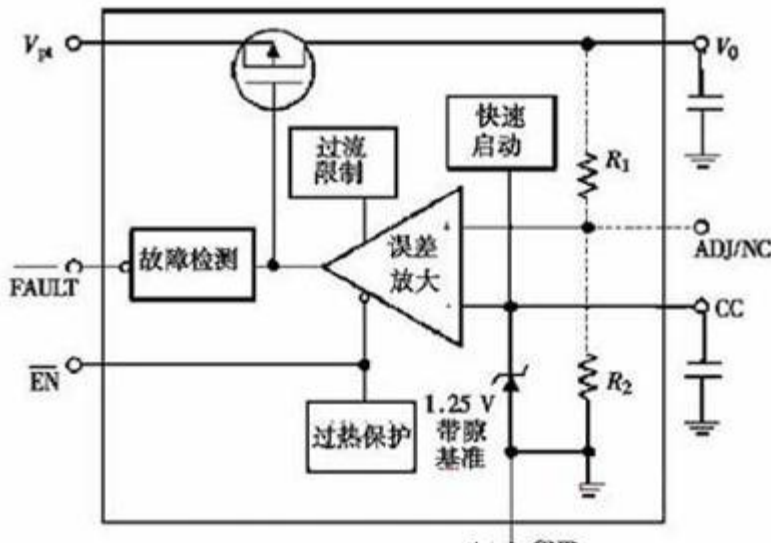


图 1 低压差线性稳压器电路结构

图 1 低压差线性稳压器电路结构

电路的工作原理是：在电路通电过程中，快速启动电路内有一个 500μA 的电流源对 CC 端的旁路电容 C 充电，使电路尽快上电启动，误差运放的同相端经由取样电阻 R1、R2 对输出电压 V<sub>O</sub> 采样，再与 V<sub>ref</sub> 比较后输出放大信号，控制调整 PMOS 管的栅极电压，使输出电压 V<sub>O</sub> 保持稳定，即：

$$V_O = V_{REF} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

电路在工作过程中出现过流、过热情况时，过流限制与过热保护电路会快速响应，调整管的导通状态会被减弱、关断，保护电路不致损坏，同时故障检测电路会产生一个低电平信号。使能端接高电平时电路正常工作；当使能端为低电平时，基准电路及调整 PMOS 管关断，电路处于等待状态。

### 关键特性分析及设计考虑

#### 1、漏失电压（VDO）和静态电流（Iq）

漏失电压定义为维持稳压器正常工作的最小输入输出电压差，它是反映调整管调整能力的一个重要因素。对采用 PMOS 管作调整管的电路，漏失电压由导通电阻（Ron）和负载电流（Io）确定，即： $VDO = I_o \times R_{on}$ 。低压差线性稳压器的静态电流为输入电流与输出电流之差，即： $I_q = I_i - I_o$ 。静态电流由偏置电流和调整管的栅极驱动电流组成。对 PMOS 调整管而言，栅极由电压驱动，几乎不产生功耗。在稳压器承载小负载或空载时，漏失电压 极低，静态电流等于稳压器工作时的总偏置电流。设计时注意使 PMOS 调整管的导通电阻和漏电流尽可能做小，各模块电路在小电流状态下能正常工作。

#### 2、功耗（Pw）和效率（η）

低压差线性稳压器的功耗为输入能量与输出能量之差，即：

$$P_W = V_I I_O - V_O I_O = (V_I - V_O) I_O + V_I I_q$$

上式中，前一项是调整管产生的功耗，后一项是静态电流功耗。稳压器效率如前所述可表示为：

$$\eta = I_O V_O / (I_O + I_q) V_I \times 100 \%$$

功耗与效率的表达式充分说明对于低压差线性稳压器，低漏失电压、低静态电流意味着低功耗、高效率。

#### 3、负载调整能力和电压调整能力

负载调整能力指当输出电流变化时，输出电压维持一定值的能力，定义为： $\Delta V_O / \Delta I_O$ ，它表征了负载变化而稳压器维持输出在标称值上的能力，该值越小越好。电压调整能力指当输入电压变化时，输出电压维持一定值的能力，定义为： $\Delta V_O / \Delta V_I$ ，它表征了输入电压变化而稳压器维持输出在标称值上的能力，该值也是越小越好。对图 1 的电路结构其负载调整能力和电压调整能力分别为：

$$\frac{\Delta V_O}{\Delta I_O} = \frac{1}{g_m A_{od}} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

$$\frac{\Delta V_O}{\Delta V_I} = \left[ \frac{1}{(R_{ds} + R_L) g_m A_{od}} \right] \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

其中  $g_m$  为调整管的跨导； $A_{od}$  为误差放大器的开环差模增益； $R_{ds}$  为调整管源漏间的等效电阻； $R_L$  为负载电阻； $R_1$ 、 $R_2$  为取样电阻。由上式可见，减小  $\Delta V_O \div \Delta I_O$  和  $\Delta V_O \div \Delta V_I$  的关键是尽可能增大  $g_m$  和  $A_{od}$ 。

#### 4、瞬态响应

瞬态响应是稳压器的动态特性，指负载电流阶跃变化引起输出电压的瞬态脉冲现象和输出电压恢复稳定的时间，与输出电容  $C_{OUT}$  和输出电容的等效串联电阻  $R_{ESR}$ ，以及旁路电容  $C_b$  有关，最大瞬态电压脉冲值  $\Delta V_{TR}(\text{MAX})$  为：

$$\Delta V_{TR(\text{MAX})} = \frac{I_{O(\text{MAX})}}{C_{OUT} + C_b} \Delta t_1 + \Delta V_{ESR}$$

$$= \frac{I_{O(\text{MAX})}}{C_{OUT} + C_b} \Delta t_1 + I_{O(\text{MAX})} R_{ESR}$$

其中： $I_O(\text{MAX})$  是指发生阶跃变化的最大负载电流； $\Delta t_1$  是稳压器闭环的响应时间，与稳压器闭环带宽（0dB 频率点）有关。设计应用时需考虑降低稳压器的瞬态电压脉冲，即提高稳压器的带宽，增大输出和旁路电容，降低其等效电阻。

#### 5、输出精度

稳压器的输出精度是由多种因素的变化在输出端共同作用的体现，主要有输入电压变化引起的输出变化  $\Delta V_{LR}$ 、负载变化引起的输出变化  $\Delta V_{LDR}$ 、基准漂移引起的输出变化  $\Delta V_{ref}$ 、误差放大器失调引起的输出变化  $\Delta V_{amp}$ 、采样电阻阻值漂移引起的输出变化  $\Delta V_{res}$ 、以及工作温度变化引起的输出变化  $\Delta V_{TC}$ ，输出精度  $ACC$  由下式给出：

$$ACC \approx \frac{|\Delta V_{LR}| + |\Delta V_{LDR}| + \sqrt{\Delta V_{ref}^2 + \Delta V_{amp}^2 + \Delta V_{res}^2 + \Delta V_{TC}^2}}{V_O} \times 100\%$$

其中  $\Delta V_{ref}$ 、 $\Delta V_{amp}$  及  $\Delta V_{res}$  对  $ACC$  影响较大，故基准电压源、误差放大器及采样电阻网络的拓扑结构在设计时需重点考虑。

#### 电路设计及模拟结果

## 1、带隙基准电压源的设计

基准电压源是线性稳压器的核心模块，是影响稳压器精度的最主要因素。带隙基准电压源的工作原理是利用晶体管的VBE所具有的负温度系数与不同电流密度下两晶体管之间的 $\Delta V_{BE}$ 所具有正温度系数的特性，乘以合适的系数使二者相互补偿，从而得到低温漂的输出电压。

电路实现如图 2 所示，有：

$$V_{REF} = V_{BE} + \left( 1 + \frac{R_{12}}{R_{25}} \right) \ln n \times V_T$$

其中 n 为 Q1、Q2 的发射区面积比。HspICE 模拟结果表明，当电源电压变化范围在 2.5~6V 之间时，常温下  $V_{REF} = 1.254V$ ，温度变化范围在 -30~120℃ 之间时，温漂系数小于  $10 \times 10^{-6}/^{\circ}C$ 。

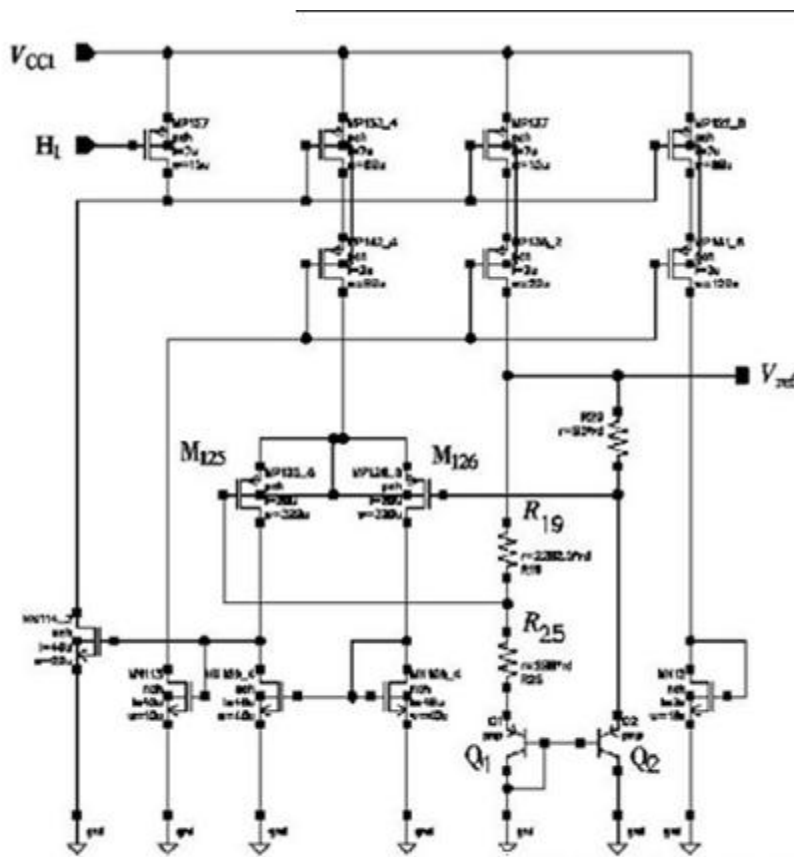


图2带隙基准源电路

图 2 带隙基准源电路

## 2、误差放大器的设计

误差放大器将输出反馈采样电压与基准电压进行差值信号比较放大,输出后控制调整管的导通状态,保持  $V_{out}$  稳定,其增益、带宽及输入失调电压等指标对稳压器的输出精度、负载和电压调整能力、瞬态响应等特性有较大影响,电路实现如图 3 所示。通过 HspICE 模拟得到该误差放大器在  $V_{CC1}$  为 4.2V 时,其输入失调电压为  $0.05\mu\text{V}$ ,直流增益为 110dB,带宽达到 10MHz。

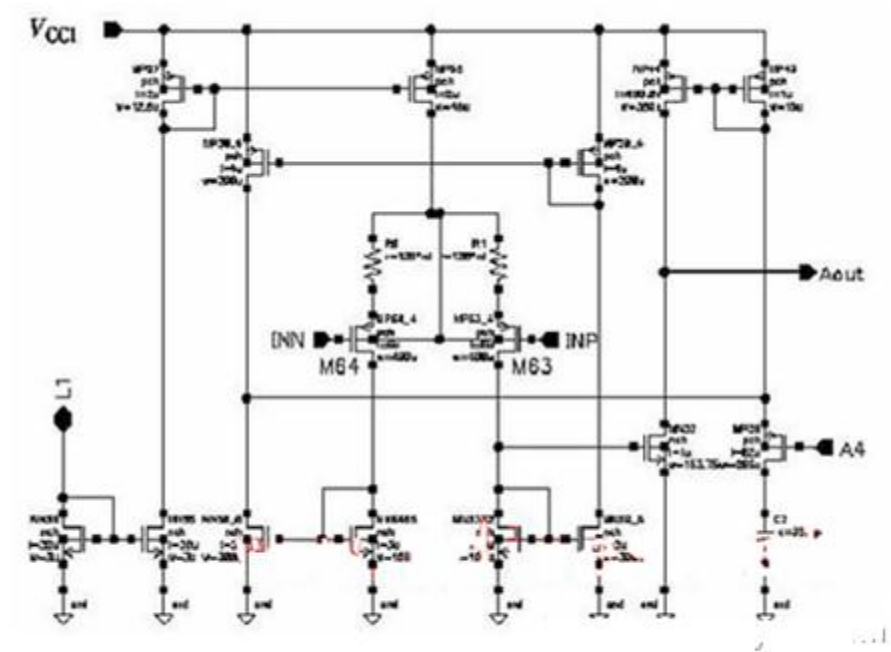


图3误差放大器电路

图 3 误差放大器电路

### 3、过流限制模块的设计

过流限制电路的设计思路是通过调整管栅源电压进行采样,实现控制调整管的栅极电压,从而达到限制输出电流的目的,电路实现如图 4 所示。

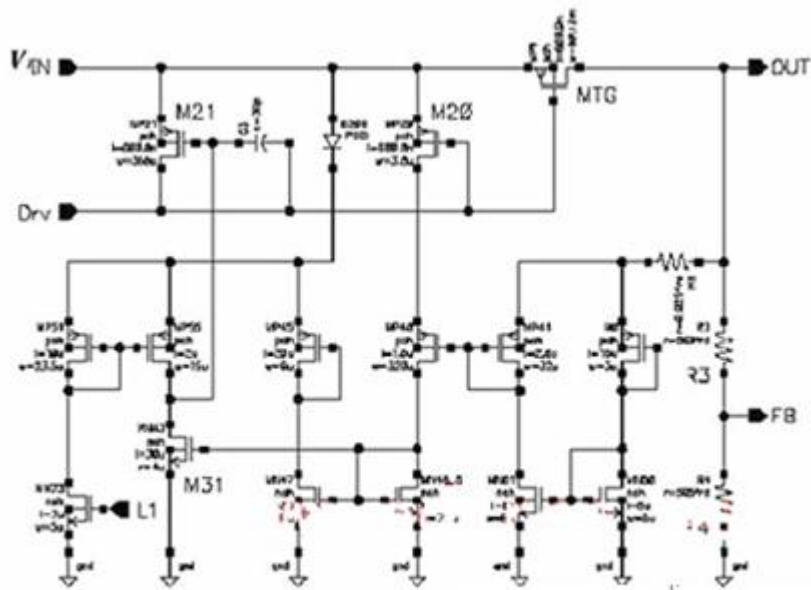


图4过流限制电路

图 4 过流限制电路

当负载电流由小增大时， $V_{Drv}$  随之降低，调整管 MTG 的  $I_D$  随之增大，通过 M20 对调整管 MTG 的栅源电压进行采样，使得 M31 的栅极电压增大，这样 M21 的栅极电压随之降低，从而实现对  $V_{Drv}$  的调整。通过 Hspice 模拟得到，当负载电流超过 330mA 时，M21 将开始导通，从而使  $V_{Drv}$  随之提高，使调整管 MTG 导通程度减弱，起到限流保护作用。

### 3.4 过热保护模块的设计

过热保护电路的设计思路是利用对温度敏感的元素来检测的片内温度的变化，当温度超过设定值时，保护电路动作，调整管被关断，以防其损坏，电路实现如图 5 所示。

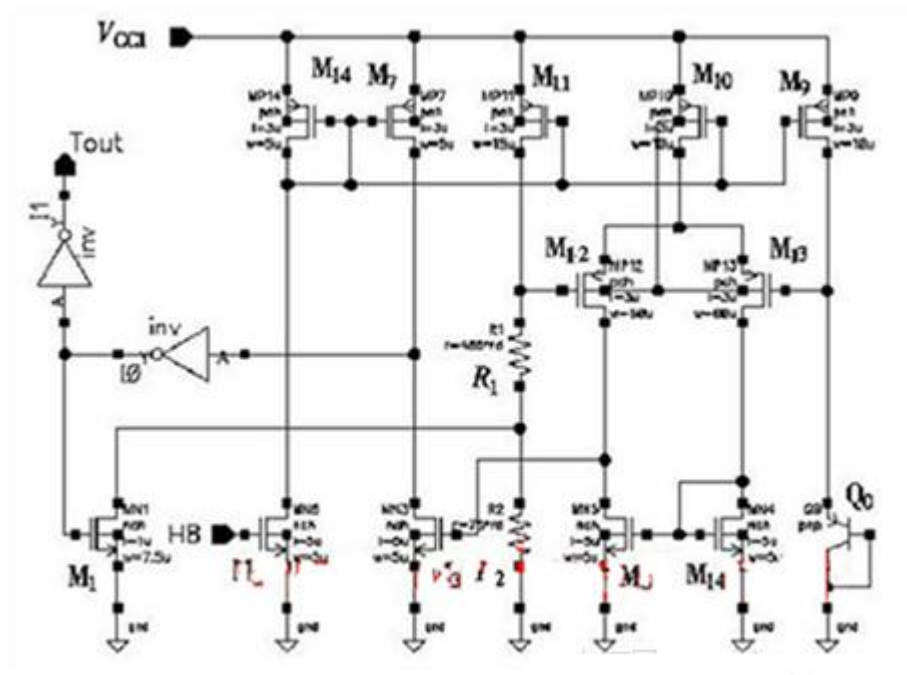


图5过热保护电路

图 5 过热保护电路

利用晶体管的  $V_{BE}$  具有负温度系数的特性，将  $Q_0$  作为测温元件，由  $M_{12}$ 、 $M_{13}$ 、 $M_{10}$ 、 $M_5$ 、和  $M_4$  形成一比较器， $M_{11}$ 、 $R_1$  和  $R_2$  组成分压电路。在低于温度设定值时设计  $V_{GM12}$   $V_{GM13}$ ，比较器反转， $V_{GM3}$  变为高电平， $TOUT$  的输出为低电平，从而实现关断调整管。本电路的温度保护设定值为  $160^{\circ}\text{C}$ ，Hspice 的模拟结果 如图 6 所示，图中  $\times$  代表输出电压  $V_{OUT}$ ， $\odot$  代表  $V_{GM12}$ ， $\Delta$  代表  $V_{GM13}$ ，负载电流为  $300\text{mA}$ 。

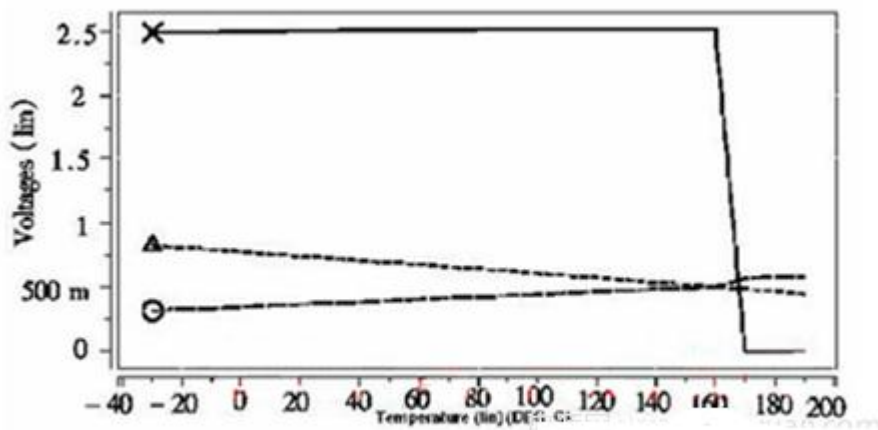


图6输出电压随温度的变化( $I_0=300\text{mA}$ )

图 6 输出电压随温度的变化 ( $I_0=300\text{mA}$ )

### 3.5 总体电路模拟结果

本电路采用韩国现代公司  $0.6\mu\text{m}$  工艺模型，通过 Hspice 对整体电路及各关键模块进行了模拟优化，典型工作条件下模拟结果如表 1，输出电压随输入电压及温度的变化如图 6、图 7 所示，模拟结果充分验证了设计的正确性。

表 1 模拟结果参数表 ( $T = 25\text{ }^\circ\text{C}$ )

电路参数	参数值(典型值)	电路参数	参数值(典型值)
漏失电压 ( $V_{DO}$ )	120 mV ( $I_O = 300\text{ mA}$ )	电流调整能力 $\Delta V_O$	0.002 %/mA
静态电流 ( $I_Q$ )	90 $\mu\text{A}$	电压调整能力 $\Delta V_O$	0.01 %/V
过热关断温度	160 $^\circ\text{C}$	快速启动时间	120 $\mu\text{s}$ ( $C_{OUT} = 10\text{ }\mu\text{F}$ )

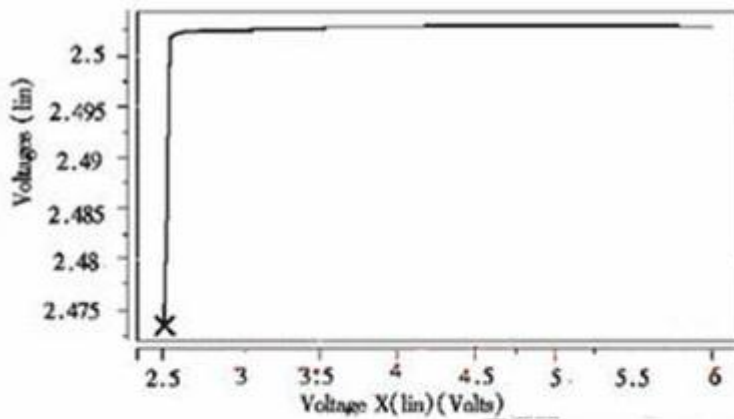


图 7 输出电压随输入电压的变化 ( $I_O = 300\text{ mA}$ )

图 7 输出电压随输入电压的变化 ( $I_O = 300\text{ mA}$ )

### 4 总结

本方案分析讨论了低压差线性稳压器的设计方案及工作特性，并给出了关键模块的电路设计图，HSPICE 的模拟结果验证了电路具有良好特性，该电路采用标准 CMOS 工艺实现，具有较高的实用价值。