

一种带过温过流过压保护的 LDO 设计

田楠, 张国俊

(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: 本文设计了一种带过温、过流和过压保护的低压差线性调整器, 并采用增加零点方式进行补偿。电路设计采用 $2\mu\text{m}$ Bipolar 工艺, 用 Hspice 进行仿真验证。仿真结果表明, 过温保护电路可以实现对电路的保护。当温度高于 140°C 时, 过温保护电路将调整管关断, 温度下降到 105°C 时, LDO 恢复正常工作。最大输出电流为 5A , 超过最大输出电流时, 过流保护电路将调整管关断。负载调整率不超过 1% ; 电源调整率不超过 0.1% 。

关键词: LDO; 过温保护; 过流保护; 率补偿

中图分类号: TN431

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2013)04-0139-04

Design of LDO with Thermal Over-Current and Over-Voltage Protection

TIAN Nan, ZHANG Guo-jun

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

Abstract: a kind of LDO with thermal protection, over-current protection and over-voltage protection is designed, and the main loop circuit increases a zero for frequency compensation. The circuit is designed based on CSMC $2\mu\text{m}$ Bipolar process and simulated with Hspice. Simulation results shows that thermal protection could achieve protection for the circuit. When the temperature is higher than 140°C , thermal protection circuit would shut off the regulator, and when the temperature drops down to 105°C , the LDO works again. The maximum output current is 5A , and when output current exceeds the maximum output current, over-current protection circuit would shut off the regulator. When load ranges from 10mA to 5A , Changes in the output voltage does not exceed 32mV ; When input voltage ranges from 3.8V to 6V , Changes in the output voltage does not exceed 3mV .

Key words: LDO; thermal protection; over-current protection; frequency compensation

1 引言

随着半导体工艺的提高和便携式电子用品的发展, 低压差线性稳压器(LDO)和开关型电源得到越来越广泛的应用。开关型电源效率高, 但需要用到电感, 这使得芯片难以集成, 占用面积大并引入了电磁干扰。LDO 较开关型电源具有噪声和纹波小、结构简单、成本低等优点^[1]。CMOS 工艺所用 MOS 管其栅极上一般都有电容效应, 影响其响应特性。而作为双极型 LDO 的执行器件晶体管, 其本身的没这个特性, 响应较好, 且驱动能力也比 MOS 管强。这使

得双极工艺的 LDO 以其工艺成熟, 速度快、驱动能力强等优点越来越受业界欢迎。

本文设计的 LDO 为了保证驱动能力, 增加了一级达林顿结构放大。由于电路没有足够的相位裕度, 采用增加零点的方法对运放进行补偿, 使得系统更加稳定。另外, 文中 LDO 设计了过温迟滞保护电路、过流保护和过压保护电路^[2]。

2 过温保护基本原理

传统的过温保护电路利用检测三极管的基极-发射极电压的值作为过温临界条件来启动过温保

护. 具体的实现电路是将一个电阻上的电压 V_R 和三级管的基极-发射极电压 V_{BE} 分别接入滞回比较器的正、负级, 电阻流过恒流, 滞回比较器的输出作为温度控制信号. 正常工作时, 比较器输出为低电平. 由于 PN 结正向导通电压具有负温度系数, 温度增加时, 基极-发射极电压减小, 使得 $V_R > V_{BE}$, 比较器输出为高电平. 温度降低时, 基极-发射极电压增大, 使得 $V_R < V_{BE}$, 由于比较器具有滞回功能, 所以温度下降时实现温度迟滞功能.

3 电路分析与设计

图 1 为 LDO 电路结构图. 正常工作时, 保护电路都不会工作. 只有当过温、过流或过压发生时, 保护电路才开启, 将放大器输出电流释放到地. 过流时使电流不在增加, 过压或过温时关断功率管.

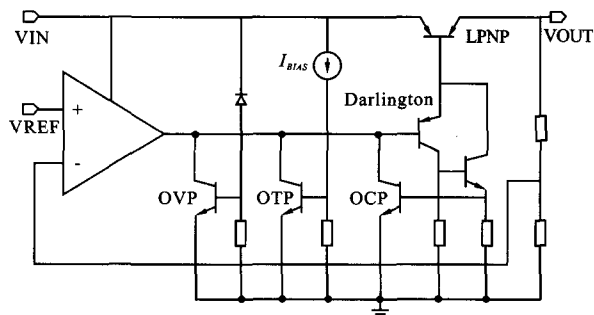


图 1 LDO 电路结构图

3.1 LDO 保护电路

3.1.1 过温保护

过温保护电路的功能是当芯片温度超过最高工作温度 140°C 时, 保护电路开启将功率管关断, 为了避免在关断温度附近震荡, 采用带温度迟滞的保护电路, 待温度再次下降到安全温度时, 功率管再重新开启^[3-4].

如图 2 所示, 为产生过温迟滞的电路图. 常温下, 过温保护管 Q_3 关断, Q_4 开启, 当温度上升到 140°C 时, Q_3 开启将功率管关断, Q_4 基极电流由功率管提供, 所以功率管关断 Q_4 也关断, 当温度下降到 105°C 时, Q_3 关断, 功率管重新开启, Q_4 也跟着开启. Q_4 相当于一个开关, 通过开启关断 Q_4 改变 Q_3 基极上连接的电阻, 得到过温和迟滞的功能.

电路温度迟滞功能分析如下, 25°C 时, Q_3 管不开启, Q_4 开启, Q_3 晶体管的基极-发射极电压为 $V_{BE3} = I_1 \times \frac{R_5 \times R_6}{R_5 + R_6}$, 而 V_{BE} 的温度系数是 $\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \approx -2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$, 过温保护的温设定为 140°C , 当温度升高时, Q_3 晶体管的阈值电压 $V_{BE(on)}(140^{\circ}\text{C}) = 0.65\text{V}$

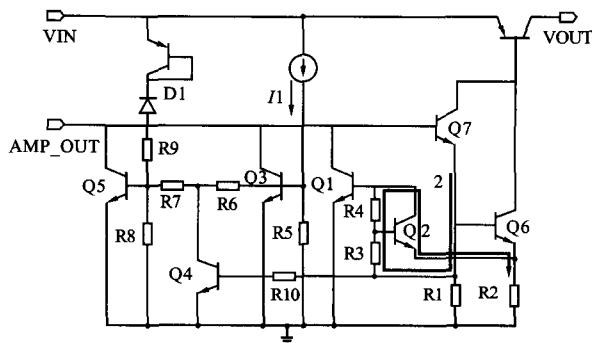


图 2 保护电路

$(25^{\circ}\text{C}) + \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \Delta T \approx 0.42\text{V}$, 温度上升时, 电阻值也会增大, 在 140°C 时, Q_3 导通, 将达林顿管关断, 此时 R_1 上的电压为零, Q_4 立即关断, Q_3 晶体管的基极-发射极电压变为 $V_{BE3} = I_1 \times \frac{R_5 \times (R_6 + R_7 + R_8)}{R_5 + R_6 + R_7 + R_8}$, 此时 Q_3 的基极上的等效电阻增大, 由原来 $R_5 \times R_6 / (R_5 + R_6)$ 值增大过温后的 $R_5 \times (R_6 + R_7 + R_8) / (R_5 + R_6 + R_7 + R_8)$ 值, 所以温度要降低到比 140°C 更低的温度, 本文设计迟滞温度为 105°C , Q_3 的阈值电压 $V_{BE(on)}$ 才能增大到使得 $V_{BE3(on)} > I_1 \times \frac{R_5 \times (R_6 + R_7 + R_8)}{R_5 + R_6 + R_7 + R_8}$, 使 Q_3 关断, 恢复正常工作, 此时的 Q_3 的阈值电压 $V_{BE(on)}(105^{\circ}\text{C}) = 0.65\text{V}(25^{\circ}\text{C}) + \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \Delta T \approx 0.49\text{V}$.^[5]

3.1.2 过流保护

由于图 2 中的达林顿管的电流为调整管基极电流, 而 Q_6 管的电流远大于 Q_7 管电流, 所以过流保护功能是利用 R_2 电阻采样 Q_6 管的电流, 也即调整管的基极电流来判断是否过流^[6]. Q_1 管为过流保护管, 其基极电压 $V_{BE(on)} = I_{R2} \times R_2 + V_{CE2}$. 当输出电流过大时, R_2 电阻上的电压增大, Q_1 管子导通, 将过剩电流泄放到地, 保护电路. V_{CE2} 起抬高电压作用, Q_7 中的电流随着负载电流增大而增大时, 通过图 2 中通路 2 的电流也会增加, 这样 R_3 、 R_4 上的压降都增加, R_3 上的压降使 Q_2 管电流增大, 而 R_4 上的压降增加使 Q_2 管更加进入饱和区, 使得 V_{CE2} 几乎不随负载变化, 起到反馈调节的作用, V_{CE2} 约为 500mV . 所以当调整管基极电流即: $I_{R2} = (V_{BE(on)} - V_{CE2(sat)}) / R_2$ 时, 过流保护电路开启.

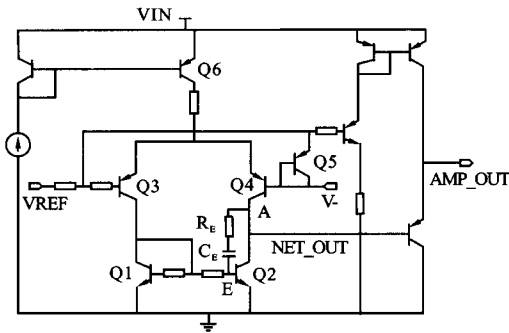
3.1.3 过压保护

输入电压过大时, 齐纳管反向击穿, 有电流从 R_8 到地, 使 R_8 上的压降增大, Q_5 管子导通, 将 AMP_OUT 拉低, 从而关断驱动管, 进而关断功率

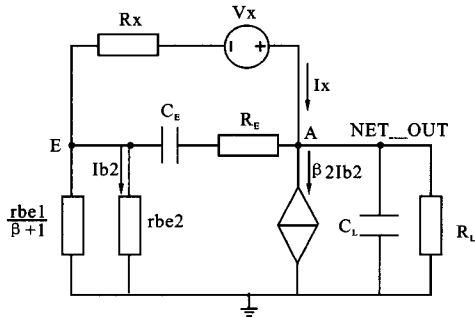
管. 并将 V_{IN} 限制在一个定值, 避免其它管子击穿. R_9 电阻起限流作用, 防止电流过大, 将 Q_5 管子击穿.

3.2 LDO 的频率补偿

LDO 环路包括误差放大器、达林顿驱动管, 调整管、分压电阻反馈网络和补偿网络. 整体结构如图 1 所示, 误差放大器电路图如图 3(a) 所示, 用小信号模型分析差分放大器传递函数. Q_5 在上电时开启, 将反馈端电压快速增加到 $V_{FB} = V_{REF} - 0.7V$, 以减小建立时间. 正常工作后, Q_5 关断. Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 和 Q_6 组成差分运放的第一级, R_E 和 C_E 作为增加零点的频率补偿网络.



(a) 有源电流镜为负载的差分运放电路图



(b) 差分运放采用戴维南等效后

图 3 小信号模型

图 3(a) 为有源电流镜为负载的差动运放电路图, 利用戴维南等效来代替 V_{IN} 、 Q_3 、 Q_4 , 得到图 3(a) 电路的等效戴维南电路的小信号模型如图 3(b) 所示. 根据戴维南等效定理分析得到 $R_X = 2r_{OP}$, $V_X = 2\beta r_{OP} V_{IN} / r_b$ ^[7]. 脚标 P 代表 PNP 管, r_b 为 PNP 管基极电阻. Q_1 与 Q_2 匹配, 忽略 Q_1 、 Q_2 基极限流电阻. 图 3(b) 中 A 点电流节点方程:

$$\frac{V_{NET_OUT}}{R_L} + \frac{V_E}{r_{be}}\beta + \frac{V_{NET_OUT} - V_E}{R_E + \frac{1}{C_{ES}}} = I_X \quad (1)$$

由于 $r_{be1} = r_{be2} = r_{be}$, 所以 $r_{be1}/(\beta+1)$ 与 r_{be2} 并联得到 $r_{be}/(\beta+1)$. 图 3(b) 中 E 点电流节点方程:

$$\frac{V_E}{\frac{r_{be}}{\beta+2}} + I_X = \frac{V_{NET_OUT} - V_E}{R_E + \frac{1}{C_{ES}}} \quad (2)$$

其中图 3(b) 中 $I_X = \frac{V_X - (V_{NET_OUT} - V_E)}{R_X}$. 由

以上公式可以得到:

$$\frac{\beta}{r_b} V_{IN} = \left[\left(1 - \frac{r_{be}(1+R_L C_{LS})}{R_L(2\beta+2)} \right) \left(\frac{C_{ES}}{1+C_E R_{ES}} + \frac{1}{r_{OP}} \right) - \frac{(\beta+2)(1+R_L C_{LS})}{R_L(2\beta+2)} \right] V_{NET_OUT} \quad (3)$$

进而可以得到传递函数在高频段有一个左半平面零点 $Z = -\frac{1}{C_E R_E}$ 使相位裕度增大, 环路稳定性增强.

由于输出端电容是 $1\mu F$, 所以输出端极点通常为环路主极点, 而误差放大器极点为次极点, 尽可能让次极点在增益带宽外, 让左半平面零点在增益带宽内, 高频段左半平面零点使相位裕度增大.

4 仿真结果

图 4、图 5 分别为 5A 负载和 10mA 负载的过温保护电路的仿真结果. 输出为 5A 负载时, $140^\circ C$ 过温保护电路工作, 温度降回 $105^\circ C$ 时, 芯片恢复正常工作. 迟滞环为 $35^\circ C$. 输出为 10mA 负载时, $130^\circ C$ 过温保护电路工作, 温度降回 $105^\circ C$ 时, 芯片恢复正常工作. 迟滞环为 $25^\circ C$.

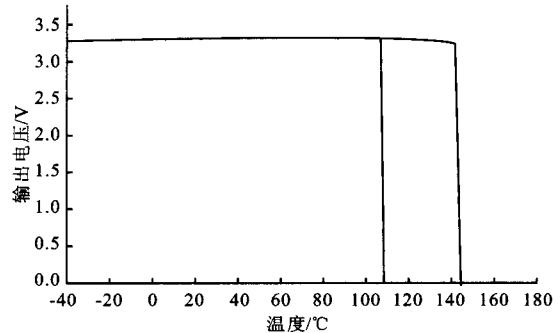


图 4 5A 负载电流时的过温保护电路仿真结果

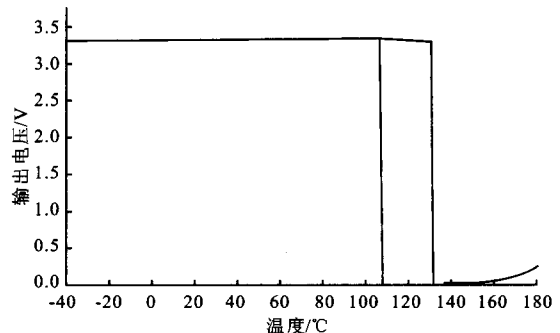


图 5 10mA 负载电流时的过温保护电路仿真结果

过温迟滞的性能主要依靠 Q4 的开关功能决定,但晶体管在导通时具有一定的阻值.且在输出负载电流不同时,由于 R1 上的电流也不同,从而 Q4 的基极电压也不同,所以 Q4 导通时的电阻在负载不同时也不同,这样会导致负载变化的情况下,过温点的不同和迟滞环的不同.

图 6、图 7 分别为 5A 负载和 10mA 负载时的环路频率特性仿真结果.输出为 5A 负载时,增益为 57dB,相位裕度为 54° ;输出为 10mA 负载时,增益为 48dB,相位裕度为 83° .表 1 列出了主要参数的仿真结果.

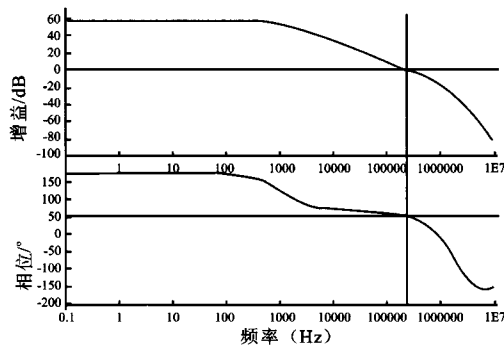


图 6 5A 负载时 LDO 环路频率特性

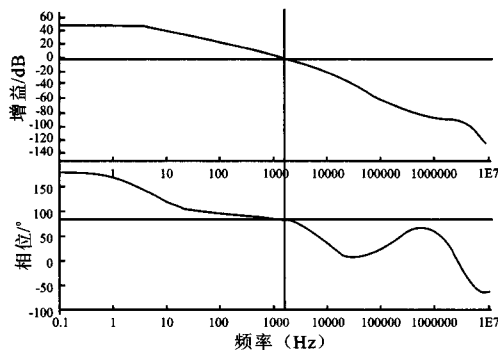


图 7 10mA 负载时 LDO 环路频率特性

表 1 LDO 参数仿真结果

参数	数值
工艺	2 μ m
输出电压	3.3V
过温保护开启温度	105 $^\circ$ C
过温保护释放温度	140 $^\circ$ C (5A 负载) 130 $^\circ$ C (10mA 负载)
迟滞环	35 $^\circ$ C (5A 负载) 25 $^\circ$ C (10mA 负载)
环路增益	57dB (5A 负载) 48dB (10mA 负载)
相位裕度	54 $^\circ$ (5A 负载) 83 $^\circ$ (10mA 负载)

5 结束语

保护电路的原理相似,都是通过检测被测对象,达到临界条件时触发保护电路开启.为了避免在临界温度点附近的频繁开启关断,对过温保护设计了迟滞功能.本文所设计的过温保护电路与传统的温度保护电路相比结构更简单,环路也具有较好的稳定性.另外,电路在负载和电源变化时,负载调整率不超过 1%;电源调整率不超过 0.1%.

参考文献:

- [1] 王进军,王侠,史永胜,等.一种应用于 LDO 的高性能过温保护电路设计[J].陕西科技大学学报,2009,27(3):98-100.
- [2] 杨利君,陈治明,龚正,等.一种带保护电路的低功耗 LDO[J].西安理工大学学报,2011,27(3):261-265.
- [3] 闫良海,吴金,庞坚,等. LDO 过流与温度保护电路的分析与设计[J].电子器件,2006,29(1):127-129.
- [4] 刘明亮,明鑫,欧雪春,等.一种带过温保护和折返电流限的 LDO 设计[J].微电子学,2011,41(3):411-415.
- [5] 王兴君,屈宝鹏,董红. LDO 中过温保护电路的设计[J].现代电子技术,2006,(3).
- [6] RAZAVIB. 模拟 CMOS 集成电路设计[M]. 陈贵灿,程军,张瑞智,等译. 西安:西安交通大学出版社,2003.
- [7] 沙占友,王彦朋,马洪涛,等. 低压差线性稳压器设计原理与应用[M]. 北京:机械工业出版社,2008.
- [8] 张慕辉,刘诗斌,冯勇. 具有滞回功能的过温保护电路[J]. 仪表技术与传感器,2009,(2):94-95.

作者简介:



田楠女,(1986—),硕士研究生.研究方向为模拟 IC 设计.

张国俊 男,(1960—),教授.研究方向为新型功率半导体器件与专用集成电路和系统设计.