

# 一种新型双稳态过温保护电路

吕连国, 方健, 张波, 李肇基

(电子科技大学电子薄膜与集成器件国家重点实验室 成都 610054)

**【摘要】**提出了一种新型的双稳态过温保护电路及其雪崩式工作模式。从理论上对雪崩式状态转变及滞回的产生机理作了深入的分析。与传统过温保护电路相比,该工作模式使转换速度提高了3倍以上,同时由于双稳态系统固有的稳定性,电路的稳定性也得到一定的提高。

**关键词** 双稳态; 过温保护电路; 滞回  
中图分类号 TN431.1 文献标识码 A

## A Novel Bi-Stable Thermal Protection Circuit

LÜ Lian-guo, FANG Jian, ZHANG Bo, LI Zhao-ji

(State key laboratory of Electronic Thin Films and Integrated Devices, Univ. of Electron. Sci. & Tech. of China Chengdu 610054)

**Abstract** A new type of bi-stable thermal protection circuit and its avalanche operational mode are presented. We focus on the theoretical analysis of avalanche state transition, as well as on the mechanism of hysteresis. Compared with the conventional thermal protection circuit, a three-fold transition speed from one state to another is achieved, and the stability of this circuit has also been improved due to the intrinsic stability of bi-stable system.

**Key words** bi-stable state; thermal protection circuit; hysteresis

随着芯片尺寸的缩小及功耗的增加,芯片的温升问题越来越突出,过温保护在电路中尤为重要。为了避免噪声引起的开关震荡,过温保护电路都有滞回功能。而在开关状态之间有一个转换过程,如果这个过程过长,就有可能产生不定的开关状态,显然这与灵敏度及工作速度的要求是相矛盾的。通常,滞回是通过引入一定的正反馈来实现的<sup>[1-2]</sup>。本文通过引入双稳态引入正反馈,利用双稳态的雪崩式状态转变来提高过温保护电路的转换速度。

### 1 双稳态过温保护电路雪崩式状态转变及滞回的理论分析

双稳态系统是一个稳定的系统,有两个分离的稳定状态,在任何条件下,系统都只能处于其中的一个稳定状态。在“非稳态”条件下,系统内部元件互相激励,产生足够强的正反馈,故转换速度相当快。然而,有正反馈的系统不一定是双稳态系统,而两个形成正反馈环的元件也能构成一个双稳态系统<sup>[3]</sup>。

#### 1.1 双稳态过温保护电路结构

图1为双稳态过温保护电路结构,图中 $D_1$ 为温敏二极管,其电流与参考电流( $Q_2$ 、 $Q_3$ 电流之和)的相对关系决定A点电平变化,A点的电平变化决定了该电路的工作状态; $M_1$ 、 $Q_2$ 构成双稳态电路(稳态I: $Q_2$ 饱和, $M_1$ 截止;稳态II: $Q_2$ 截止, $M_1$ 饱和;非稳态: $Q_2$ 、 $Q_3$ 工作在放大区, $M_1$ 工作在饱和区)<sup>[4]</sup>。电路处于非稳态时,由于 $M_1$ 、 $R_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_3$ 形成正反馈环路,处于不稳定状态,加速向稳态转变。

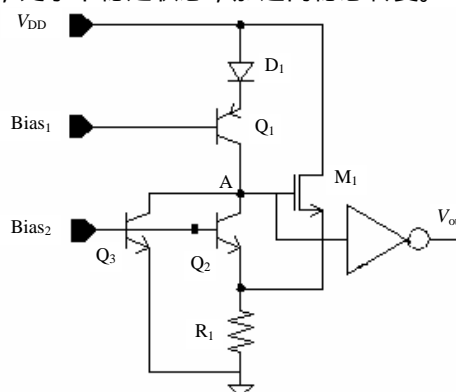


图1 双稳态过温保护电路结构

收稿日期: 2004-10-09

基金项目: 国防科研基金资助项目

作者简介: 吕连国(1974-),男,硕士,主要从事功率驱动集成电路方面的研究。

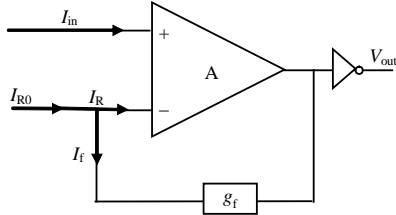


图2 双稳态过温保护电路原理图

假设电路处于非稳态，温度变化导致 $Q_1$ 电流的变化 $\Delta I_{CQ1}$ ，进而导致 $V_A$ 的变化 $\Delta V_A$ ，经 $M_1$ 、 $R_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_3$ 反馈回路后 $V_A$ 的变化量为 $\Delta V'_A$ ，环路增益：

$$\Delta V'_A / \Delta V_A = g_{M1} R_1 g_{Q2} r_o \quad (1)$$

式中  $g_{M1}$  为 $M_1$ 的跨导； $g_{Q2}$  为 $Q_2$ 的跨导； $r_o$  为 $Q_3$ 输出电阻。可看出此反馈为正反馈，合理选择器件参数可使环路增益大于1，产生雪崩式的状态转变<sup>[5]</sup>。

### 1.2 雪崩式状态转变模式及滞回机理的理论分析

可认为  $I_{CQ2} + I_{CQ3}$  为原始参考电流  $I_{R0}$ ，作为A点电平变化的门限电流。从表面现象上看，此电路有滞回功能，是由于温度沿正反两个方向变化时门限电流不同。从本质上看，此电路可看作一带正反馈的电流比较器，可用图2做定性的分析。图中  $I_R$  为实际参考电流， $I_f$  为反馈电流， $g_f$  为反馈系数。非稳态时， $I_{in}$  趋近  $I_{R0}$ ， $Q_2$ 、 $Q_3$  工作在放大区， $M_1$  工作在饱和区。可作如下小信号分析，闭环增益为：

$$A_f = \frac{A}{1 - g_f A} \quad (2)$$

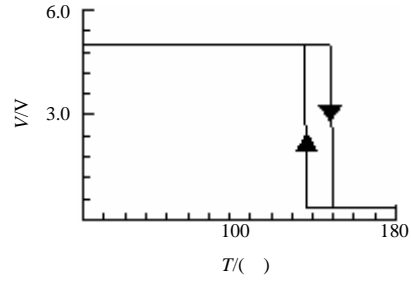
$$i_f = \frac{g_f A}{1 - g_f A} i_{in} \quad (3)$$

当且仅当环路增益  $g_f A = 1$  时， $A_f = \infty$ ，产生雪崩式的状态转变， $V_{out}$  迅速降低，导致 $Q_2$ 进入截止区， $g_f$  开始迅速降低，过渡到稳态II。此时  $I_f = I_{CQ2}$ ， $I_R = I_{CQ3}$ 。

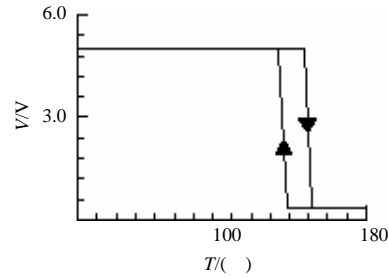
由式(3)也可看出，只有当环路增益  $g_f A$  足够大(即存在足够强的正反馈)时，才能产生足够的反馈电流，此时反馈电流等效于增加正向输入电流。换句话说，如果当前输出值为高，只有在输入状态经过显著变化降到下限门限电流以下时输出才会转换至低电平。从而在外界条件(温度)朝相反的方向变化时，能在一定范围内维持所处的稳定状态，产生一定的滞回，这是滞回功能产生的本质原因。

温度滞回曲线如图3所示。图3a为双稳态过温保护电路温度沿正反两个方向变化的仿真结果。其输出电平转换速度在2 范围内，而传统过温保护电路如图3b所示。由于引入的正反馈系统不是双稳态系

统，转换速度在6 以上。由此可见，双稳态过温保护电路转换速度可提高3倍以上。



a. 双稳态过温保护电路温度滞回曲线



b. 传统过温保护电路温度滞回曲线

图3 温度滞回曲线

## 2 转换速度及温度滞回量的确定

温敏二极管 $D_1$ 的电流为：

$$I_{D1} = I_{SD} \exp(V_D / V_T) \quad (4)$$

$I_{SD}$  为二极管反向饱和电流(随温度变化)， $V_D$  为二极管结电压， $V_T = KT/q$  为热电压。通常认为在二极管电流达到一定值( $I_0$ )时的结电压为开启电压。不妨作一阶近似，设二极管开启电压的温度系数为 $-\alpha$  ( $\alpha > 0$ )，在温度 $T_0$ 时二极管的开启电压为 $V_{TD0}$ ，温度为 $T$ 的条件下，开启电压降为 $V_{TD}$ ，此温度下二极管结电压保持不变，故二极管电流为：

$$I_{D1} = I_0 \exp[\alpha(T - T_0) / V_T] \quad (5)$$

转换速度分析如图4所示。图中转换速度为 $dV_A / dT$ ，也可以用转换时间 $\Delta T$ 来衡量转换速度：

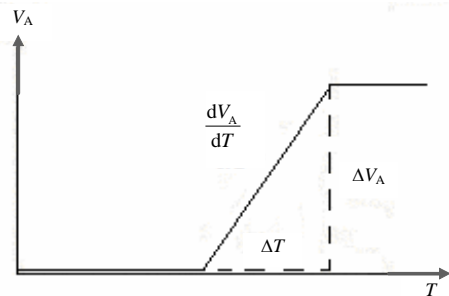


图4 转换速度分析原理图

$$\frac{dV_A}{dT} = \frac{dV_A}{dI_{D_1}} \frac{dI_{D_1}}{dT} \quad (6)$$

不妨设  $V_A$  对  $I_{D_1}$  的变化率为  $\beta$ ，故有：

$$\frac{dV_A}{dT} = \frac{\alpha\beta qT_0}{KT^2} I_{D_1} \quad (7)$$

$$\Delta T = \frac{KT^2 \Delta V_A}{\alpha\beta qT_0 I_{D_1}} \quad (8)$$

可以看出：非稳态条件下正反馈越强， $V_A$  对  $I_{D_1}$  的变化率  $\beta$  就越大，或二极管开启电压的温度系数越高， $\Delta T$  就越小，转换速度越快。

由式(5)可知，温度沿正方向变化时，A点电平转换温度为：

$$T_r = T_0 + \frac{V_T \ln[(I_{CQ_2} + I_{CQ_3})/I_0]}{\alpha} \quad (9)$$

温度沿负方向变化时，A点电平转换温度为：

$$T_f = T_0 + \frac{V_T \ln(I_{CQ_3}/I_0)}{\alpha} \quad (10)$$

不妨作如下近似： $V_T' = V_T$ ，故温度滞回量  $T_h = T_r - T_f$  为：

$$T_h = \frac{V_T}{\alpha} \ln(1 + I_{CQ_2}/I_{CQ_3}) \quad (11)$$

从式(3)和式(11)中也可看出：若正反馈过强，将产生过大的反馈电流，最终导致过大的温度滞回，从而出现输出状态的不可逆转性。

现假设电路处于稳态II， $Q_2$ 未处于深度截止状态。若温度降低，一旦A点电平有轻微降低，就可能导致 $Q_2$ 脱离截止状态，过渡到稳态I，故 $Q_2$ 截止

越深，上限转换温度越高。同理，电路处在稳态I时， $Q_2$ 饱和越深，下限转换温度越低。故可以通过调整电路参数来调整 $Q_2$ 的截止及饱和深度来调整滞回量。如降低 $M_1$ 的宽长比可用来降低滞回量；由式(11)也可减少  $I_{CQ_2}$  可降低滞回量。

### 3 结论

基于双稳态概念，本文提出一种双稳态过温保护电路。一方面利用双稳态的雪崩式状态转变引入正反馈从而产生滞回，同时大大提高两个稳态之间的转换速度，另一方面可利用双稳态电路固有的稳定性来提高过温保护电路的稳定性。本文从理论上对双稳态及滞回做了深入的分析，希望能对迟滞比较器的设计有所启发。

#### 参 考 文 献

- [1] GRAY P R, MEYER R G. Analysis and design of analog integrated circuits[M]. New York: Hamilton Printing Company, 1993: 309-311.
- [2] ALLEN P E, HOLBERG D R. CMOS analog circuit design[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2002: 465-469.
- [3] AGELI D. Proceeding of the National Academy of Science of USA[J]. 2004, 101(7): 1822-1827.
- [4] 周文彬. 脉冲电路与数字电路[M]. 北京: 高等教育出版社, 1986.
- [5] RASHID M H. Microelectronic circuits: analysis and design[M]. Boston: PWS Publishing Company, 1999: 542-547.

编辑 刘文珍