

提高迟滞, 实现平稳的 欠压和过压闭锁

高级应用工程师, Pinkesh Sachdev

电阻分压器可将高电压衰减至低压电路能够承受的电压, 且低压电路不会出现过载或损坏。在功率路径控制电路中, 电阻分压器有助于设置电源欠压和过压闭锁阈值。这种电源电压验证电路常见于汽车系统、便携式电池供电仪器仪表以及数据处理和通信板中。

欠压闭锁(UVLO)可防止下游电子系统在异常低的电源电压下工作, 避免导致系统故障。例如, 当电源电压低于规格要求时, 数字系统可能性能不稳定, 甚至死机。当电源为可充电电池时, 欠压闭锁可防止电池因深度放电而受损。过压闭锁(OVLO)可保护系统免受破坏性地高电源电压的影响。由于欠压和过压阈值取决于系统的有效工作范围, 因此电阻分压器可用于通过相同的控制电路设置自定义阈值。为了能够在存在电源噪声或电阻的情况下实现平稳无颤振闭锁功能, 需要利用阈值迟滞。在讨论了简单的UVLO/OVLO电路后, 本文将介绍一些添加阈值迟滞的简单方法, 当默认值不足时, 有必要添加阈值迟滞。

欠压和过压闭锁电路

图1所示为欠压闭锁电路(目前无迟滞)。它有一个比较器, 其负输入端具有正基准电压(V_T)。比较器控制一个电源开关, 用于打开或闭合电源输入和下游电子系统之间的路径。比较器的正输入连接至电阻分压器。如果电源接通, 并从0 V开始上升, 比较器输出为初始状态即低电平, 电源开关保持关闭状态。当比较器正输入达到 V_T 时, 比较器输出断路。此时, 底部电阻中的电流为 V_T/R_B 。如果比较器无任何输入偏置电流, 该电流会流入 R_T 。

因此, 当比较器断路时, 电源电压为 $V_T + R_T \times V_T/R_B = V_T \times (R_B + R_T)/R_B$ 。这就是通过电阻分压器设置的电源UVLO阈值。例如, 如果 V_T 为1 V, 且 $R_T = 10 \times R_B$, 则UVLO阈值为11 V。低于该阈值时, 比较器输出低电平, 将打开电源开关; 高于该UVLO阈值时, 开关闭合, 电源为系统上电。通过更改 R_B 和 R_T 的比值就可以轻松调整阈值。绝对电阻值由预计的分压器偏置电流设定(本文稍后将详细介绍)。要设置OVLO阈值, 只需交换比较器的两个输入(例如, 图2中的下方比较器), 这样高电平输入就会迫使比较器输出低电平, 并打开开关。

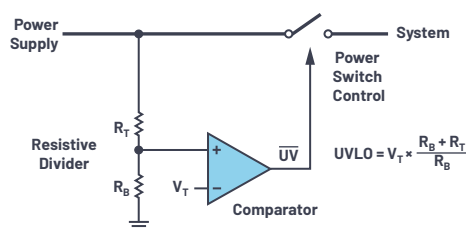


图1. 采用电阻分压器、比较器和电源开关的电源欠压闭锁电路。

电源开关也可通过N沟道或P沟道电源MOSFET来实现, 不过这部分内容不是本文讨论的重点。之前的讨论假设N沟道MOSFET开关在栅极电压为低电平(例如: 0 V)时打开(高电阻)。为了完全闭合(低电阻)N沟道MOSFET, 栅极电压必须比电源电压至少高出MOSFET阈值电压, 这需要使用电荷泵。保护控制器(LTC4365、LTC4367和LTC4368)集成了比较器和电荷泵, 可驱动N沟道MOSFET, 同时静态功耗较低。P沟道MOSFET不需要使用电荷泵, 但栅极电压极性相反; 也就是说, 低电压闭合开关, 而高电压打开P沟道MOSFET开关。

再来看电阻分压器：与使用两个单独的2电阻串相比，3电阻串可设置欠压和过压闭锁阈值（图2），同时一个分压器无需提供偏置电流。UVLO阈值为： $V_T \times (R_B + R_H + R_T)/(R_B + R_H)$ ，而OVLO阈值为： $V_T \times (R_B + R_H + R_T)/R_B$ 。AND栅极将两个比较器的输出合并，然后连接至电源开关。因此，当输入电压介于欠压和过压阈值之间时，电源开关闭合，为系统供电；否则，开关打开，断开系统供电。如果不需要考虑分压器功耗，则采用单独的欠压和过压分压器，分别独立调整阈值会更灵活。

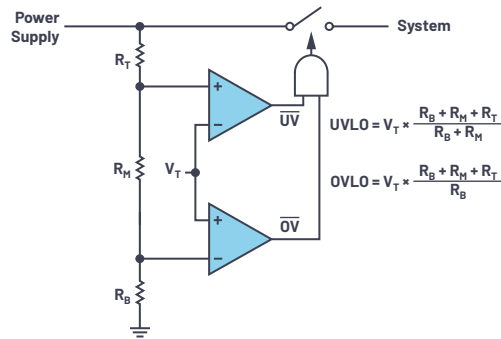


图2 采用单个电阻分压器的欠压和过压闭锁电路。

具有迟滞功能的欠压和过压闭锁电路

在图1中，如果电源电压上升缓慢并且有噪声，或者如果电源本身具有电阻（如电池中的电阻），导致电压随负载电流下降，那么当比较器输入超过其UVLO阈值时，比较器的输出将在高电平和低电平之间反复切换。这是因为，比较器的正输入因输入噪声或负载电流通过电源电阻导致的压降而反复高于和低于 V_T 阈值。对于电池供电电路，这可能会导致永无休止的振荡。使用具有迟滞功能的比较器可消除这种颤振，从而使开关切换更顺畅。如图3所示，迟滞比较器会对上升（例如： $V_T + 100\text{ mV}$ ）和下降输入（例如： $V_T - 100\text{ mV}$ ）提供不同的阈值。比较器迟滞会随 R_B 和 R_T 放大，使电源电平为 $200\text{ mV} \times (R_B + R_T)/R_B$ 。如果电源输入的噪声或压降低于该迟滞，就可以消除颤振。如果比较器不存在迟滞或迟滞较低，则有许多方法可以增加或提高迟滞。所有这些方法均在分压器接头处采用正反馈，例如：当比较器断路时，正在上升的比较器输入电平会更高。为简单起见，以下等式假设比较器本身没有迟滞。

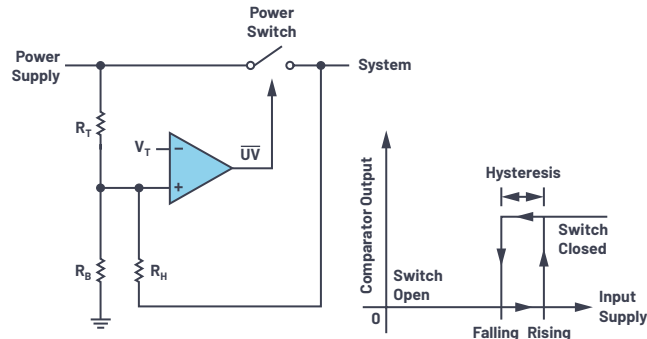


图3 通过在分压器接头与电源开关输出之间连接一个电阻来增加欠压闭锁阈值迟滞。

分压器与输出之间的电阻（图3）：

在分压器接头（比较器的正输入）与电源开关输出之间增加一个电阻（ R_H ）。当电源电压从0 V开始上升时，比较器的正输入低于 V_T ，比较器输出低电平，电源开关保持关闭状态。假设由于系统负载，开关输出为0 V。因此，将 R_H 与 R_B 并联，用于计算输入阈值。上升输入欠压阈值为 $V_T \times ((R_B \parallel R_H) + R_T)/(R_B \parallel R_H)$ ，其中： $R_B \parallel R_H = R_B \times R_H/(R_B + R_H)$ 。高于此阈值时，开关打开，接通系统电源。为了计算下降输入欠压阈值，由于开关闭合， R_H 与 R_T 并联，下降输入欠压阈值为： $V_T \times (R_B + (R_T \parallel R_H))/R_B$ ，其中： $R_T \parallel R_H = R_T \times R_H/(R_T + R_H)$ 。如果比较器本身存在一定迟滞，则使用上一个等式中的上升或下降比较器阈值代替 V_T 。回想一下图1中的示例， $V_T = 1\text{ V}$ 且 $R_T = 10 \times R_B$ ，如果不存在比较器迟滞或 R_H ，则上升和下降阈值为11 V。如图3所示，增加 $R_H = 100 \times R_B$ ，则上升输入阈值为11.1 V，下降阈值为10.09 V，也就是说，迟滞为1.01 V。该方法对OVLO无效，因为输入电平上升会关闭电源开关，从而导致 R_H 将比较器输入电平拉低（这样会再次打开开关）而不是拉高。

连接开关电阻（图4）：

增加迟滞的另一个方法就是连接可以改变底部电阻有效值的开关电阻。开关电阻可以并联（图4a），也可以串联（图4b）。我们来看看图4a：当 V_{IN} 为低电平（比如说为0 V）时，比较器的输出（UV或OV节点）为高电平，从而打开N沟道MOSFET M1，并将 R_H 与 R_B 并联连接。假设M1的导通电阻与 R_H 相比可以忽略不计，或可以包含在 R_H 的值中。上升输入阈值与图3中的相同： $V_T \times ((R_B \parallel R_H) + R_T)/(R_B \parallel R_H)$ 。一旦 V_{IN} 高于该阈值，比较器输出就会变为低电平，从而关闭M1，并断开 R_H 与分压器的连接。因此，下降输入阈值与图1中的相同： $V_T \times (R_B + R_T)/R_B$ 。继续我们的示例， $V_T = 1\text{ V}$ ， $R_T = 10 \times R_B$ 且 $R_H = 100 \times R_B$ ，上升输入阈值为11.1 V，下降阈值为11 V；也就是说， R_H 产生了100 mV的迟滞。该方法和下述方法均可用于欠压或过压闭锁，因为其用途取决于比较器输出打开电源开关的方式（未显示）。

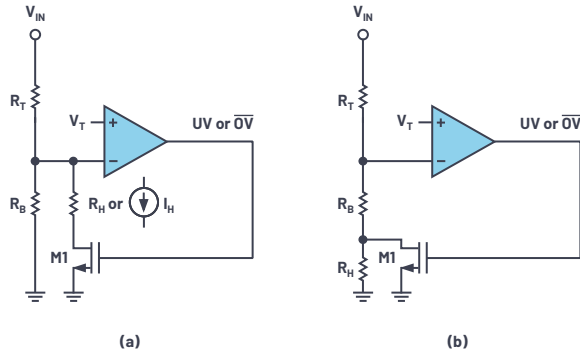


图4 使用开关(a)分流电阻或电流和(b)串联电阻增加欠压或过压闭锁迟滞。

图4b的配置可得出上升输入阈值为： $V_T \times (R_B + R_T)/R_B$ ，下降输入阈值为： $V_T \times (R_B + R_H + R_T)/(R_B + R_H)$ 。图4中的 $R_H = R_B/10$ ，因此上升输入阈值为11 V，下降阈值为10.091 V，也就是说，迟滞为909 mV。这表明，图4b配置需要一个更小的 R_H 才能产生更大的迟滞。

连接电流源 (图4a) :

图4a的电阻 R_H 可以使用电流源 I_H 代替。该方法适用于LTC4417和LTC4418优先级控制器。当 V_{IN} 为低电平时, 比较器的高电平输出使能 I_H 。输入阈值上升时, 比较器的负输入为 V_T 。因此, R_T 中的电流为 $I_H + V_T/R_B$, 得出的上升阈值为: $V_T + (I_H + V_T/R_B) \times R_T = V_T \times (R_B + R_T)/R_B + I_H \times R_T$ 。一旦 V_{IN} 高于该阈值, 比较器的低电平输出就会关闭 I_H 。因此, 下降阈值与图1中的相同: $V_T \times (R_B + R_T)/R_B$, 且输入阈值迟滞为: $I_H \times R_T$ 。

电阻分压器偏置电流

之前的等式假设比较器输入端的输入偏置电流为0, 而示例只考虑了电阻比, 而未考虑绝对值。比较器输入同时具有输入失调电压(V_{OS})、参考误差 (也可以与 V_{OS} 合并), 以及输入偏置电流或漏电流(I_{LK})。如果分压器偏置电流 (图1跳变点处的 V_T/R_B) 明显大于输入漏电流, 则零泄漏假设成立。例如, 如果分压器电流是输入漏电流的100倍时, 漏电流引起的输入阈值误差将保持在1%以下。另一种方法是比较漏电流引起的阈值误差与失调电压引起的阈值误差。考虑比较器的非理想因素, 图1输入欠压阈值等式变为: $(V_T \pm V_{OS}) \times (R_B + R_T)/R_B \pm I_{LK} \times R_T$ (类似于之前的迟滞电流等式), 可重写为: $(V_T \pm V_{OS} \pm I_{LK} \times R_B \times R_T/(R_B + R_T)) \times (R_B + R_T)/R_B$ 。输入漏电流表现为比较器阈值电压误差, 通过选择适当的电阻, 可以尽可能降低该误差 (相对于失调电压), 也就是, $I_{LK} \times (R_B \parallel R_T) < V_{OS}$ 。

举个例子, LTC4367欠压和过压保护控制器UV和OV引脚的最大漏电流为 ± 10 nA, 而UV/OV引脚比较器的500 mV阈值失调电压为 ± 7.5 mV (500 mV的 $\pm 1.5\%$)。根据预算, ± 3 mV (500 mV的 $\pm 0.6\%$, 或小于7.5 mV失调电压的一半) 漏电流产生的阈值误差为: $R_B \parallel R_T < 3 \text{ mV}/10 \text{ nA} = 300 \text{ k}\Omega$ 。要使用0.5 V比较器阈值设置11 V输入欠压阈值, 则要求: $R_T = R_B \times 10.5 \text{ V}/0.5 \text{ V} = 21 \times R_B$ 。因此, $R_B \parallel R_T = 21 \times R_B/22 < 300 \text{ k}\Omega$, 则 $R_B < 315.7 \text{ k}\Omega$ 。对于 R_B 来说, 最接近1%的标准值为309 k Ω , 得出的 R_T 为6.49 M Ω 。跳变点处的分压器偏置电流为 $0.5 \text{ V}/309 \text{ k}\Omega = 1.62 \mu\text{A}$, 是10 nA漏电流的162倍。为了在不增加比较器输入漏电流导致的阈值误差的情况下尽可能降低分压器电流, 这种分析至关重要。

结论

在基于比较器的相同控制电路中, 利用电阻分压器可轻松调整电源欠压和过压闭锁阈值。电源噪声或电阻需要阈值迟滞, 以防止电源超过阈值时出现电源开关打开和关闭颤振。本文介绍了实现欠压和过压闭锁迟滞的一些不同方法。基本原理是比较器断路时, 在分压器接头处会产生一些正反馈。增加或提高保护控制器IC迟滞时, 有些方法取决于比较器输出或IC输出引脚的类似信号的可用性。选择电阻值时, 应注意避免使比较器的输入漏电流成为阈值误差的主要来源。通过电子数据表提供所有相关等式 (包括本文中介绍的等式), 可供下载。



作者简介

Pinkesh Sachdev是ADI公司电源系统管理高级应用工程师。他拥有印度理工学院 (印度孟买) 电气工程学士学位以及斯坦福大学电气工程硕士学位。联系方式: pinkesh.sachdev@analog.com。

