

# 提高遲滯 實現平穩的欠壓和過壓鎖住

■作者：Pinkesh Sachdev / ADI 資深應用工程師

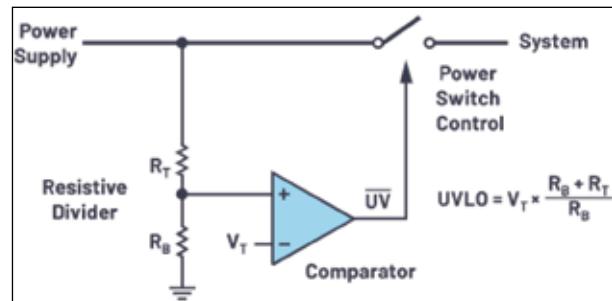
電阻分壓器可將高電壓衰減至低壓電路能夠承受的位準，且低壓電路不會出現超載或損壞。在功率路徑控制電路中，電阻分壓器有助於設定電源欠壓和過壓鎖住閾值。這種電源電壓驗證電路常見於汽車系統、可攜式電池供電儀器儀錶以及資料處理和通訊板中。

欠壓鎖住 (UVLO) 可防止下游電子系統在異常低的電源電壓下工作，避免導致系統故障。例如，當電源電壓低於規格要求時，數位系統可能性能不穩定，甚至死機。當電源為可充電電池時，欠壓鎖住可防止電池因深度放電而受損。過壓鎖住 (OVLO) 可保護系統免受極高電源電壓的影響。由於欠壓和過壓閾值取決於系統的有效工作範圍，因此電阻分壓器可用於透過相同的控制電路設定自訂閾值。為了能夠在存在電源雜訊或電阻的情況下實現平穩無顫振鎖定功能，需要利用閾值遲滯。在討論了簡單的 UVLO/OVLO 電路後，本文將介紹一些增加閾值遲滯的簡單方法，當預設值不足時，有必要增加閾值遲滯。

## 欠壓和過壓鎖住電路

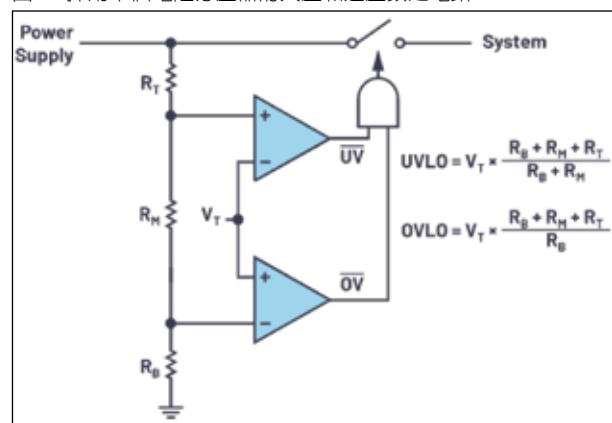
圖 1 所示為欠壓鎖住電路 (目前無遲滯)。它有一個比較器，其負輸入端具有正基準電壓 ( $V_T$ )。比較器控制一個電源開關，用於打開或閉合電源輸入和下游電子系統之間的路徑。比較器的正輸入連接至電阻分壓器。如果電源接通，並從 0 V 開始上升，比較器輸出起初較低，電源開關保持關閉狀態。當比較器正輸入達到  $V_T$  時，比較器輸出斷路。此時，

圖 1：採用電阻分壓器、比較器和電源開關的電源欠壓鎖住電路



底部電阻中的電流為  $V_T/R_B$ 。如果比較器無任何輸入偏置電流，該電流會流入  $R_T$ 。因此，當比較器斷路時，電源電壓為  $V_T + R_T \times V_T / R_B = V_T \times (R_B + R_T) / R_B$ 。這就是透過電阻分壓器設定的電源 UVLO 門值。例如，如果  $V_T$  為 1 V，且  $R_T = 10 \times R_B$ ，則 UVLO 門值為 11 V。低於該閂值時，比較器輸出低位準，將打開電源開關；高於該 UVLO 閂值時，開關閉合，電源為系統上電。透過更改  $R_B$  和  $R_T$  的比值就可以輕鬆調整閂值。絕對電阻值由預計的分壓器偏置電流設定(本文稍後將詳細介紹)。要設置 OVLO 閂值，

圖 2：採用單個電阻分壓器的欠壓和過壓鎖定電路



只需交換比較器的兩個輸入 (例如，圖 2 中的下方比較器)，這樣高位準輸入就會迫使比較器輸出低位準，並打開開關。

電源開關也可透過 N 通道或 P 通道電源 MOSFET 來實現，不過這部分內容不是本文討論的重點。之前的討論假設 N 通道 MOSFET 開關在閘極電壓為低電平 (例如：0 V) 時打開 (高電阻)。為了完全閉合 (低電阻) N 通道 MOSFET，閘極電壓必須比電源電壓至少高出 MOSFET 閾值電壓，這需要使用電荷泵。保護控制器 (LTC4365、LTC4367 和 LTC4368) 整合了比較器和電荷泵，可驅動 N 通道 MOSFET，同時靜態功耗較低。P 通道 MOSFET 不需要使用電荷泵，但閘極電壓極性相反；也就是說，低電壓閉合開關，而高電壓打開 P 通道 MOSFET 開關。

再來看電阻分壓器：與使用兩個單獨的 2 電阻串相比，3 電阻串可設定欠壓和過壓鎖定閾值 (圖 2)，同時一個分壓器無需提供偏置電流。UVLO 閾值為： $V_T \times (R_B + R_M + R_T) / (R_B + R_M)$ ，而 OVLO 閾值為： $V_T \times (R_B + R_M + R_T) / R_B$ 。AND 閘極將兩個比較器的輸出合併，然後連接至電源開關。因此，當輸入電壓介於欠壓和過壓閾值之間時，電源開關閉合，為系統供電；否則，開關打開，斷開系統供電。如果不需要考慮分壓器功耗，則採用單獨的欠壓和過壓分壓器，分別獨立調整閾值會更彈性。

## 具有遲滯功能的欠壓和過壓鎖定電路

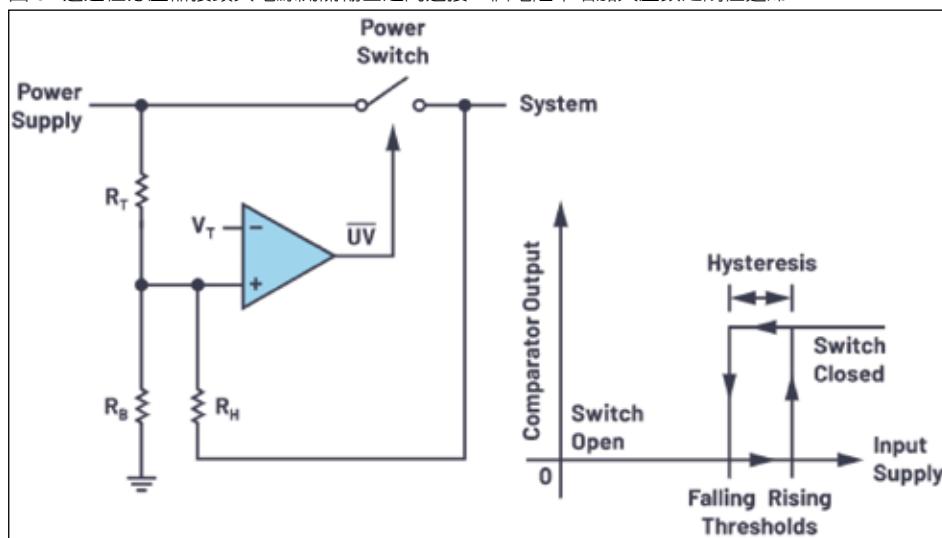
在圖 1 中，如果電源電壓上升緩慢並且有雜訊，或者如果電源本身具有電阻 (如電池中的電阻)，導致電壓隨負載電流下降，那麼當比較器輸入超過其 UVLO 閾值時，比較器的輸出將在高位準和低位準之間反復切換。這是因為，比較器的正

輸入因輸入雜訊或負載電流透過電源電阻導致的壓降而反復高於和低於  $V_T$  閾值。對於電池供電路，這可能會導致永無休止的振盪。使用具有遲滯功能的比較器可消除這種顫振，從而使開關切換更順暢。如圖 3 所示，遲滯比較器針會對上升 (例如： $V_T + 100$  mV) 和下降輸入 (例如： $V_T - 100$  mV) 提供不同的閾值。比較器遲滯會隨  $R_B$  和  $R_T$  放大，使電源位準為  $200$  mV  $\times (R_B + R_T) / R_B$ 。如果電源輸入的雜訊或壓降低於該遲滯，就可以消除顫振。如果比較器不存在遲滯或遲滯較低，則有許多方法可以增加或提高遲滯。所有這些方法均在分壓器接頭處採用正回饋，例如：當比較器斷路時，正在上升的比較器輸入位準會更高。為簡單起見，以下等式假設比較器本身沒有遲滯。

### 分壓器與輸出之間的電阻 (圖 3)：

在分壓器接頭 (比較器的正輸入) 與電源開關輸出之間增加一個電阻 ( $R_H$ )。當電源電壓從 0 V 開始上升時，比較器的正輸入低於  $V_T$ ，比較器輸出低位準，電源開關保持關閉狀態。假設由於系統負載，開關輸出為 0 V。因此，將  $R_H$  與  $R_B$  並聯，用於計算輸入閾值。上升輸入欠壓閾值為  $V_T \times ((R_B \parallel R_H) + R_T) / (R_B \parallel R_H)$ ，其中： $R_B \parallel R_H = R_B \times R_H / (R_B + R_H)$ 。高於此閾值時，開關打開，接通系統電源。為了計算下降輸入欠壓閾值，由於開關閉合， $R_H$  與  $R_T$

圖 3：透過在分壓器接頭與電源開關輸出之間連接一個電阻來增加欠壓鎖定閾值遲滯



並聯，下降輸入欠壓閾值為： $V_T \times (R_B + (R_T \parallel R_H)) / R_B$ ，其中  $R_T \parallel R_H = R_T \times R_H / (R_T + R_H)$ 。如果比較器本身存在一定遲滯，則使用上一個等式中的上升或下降比較器閾值代替  $V_T$ 。回想一下圖 1 中的示例， $V_T = 1\text{V}$  且  $R_T = 10 \times R_B$ ，如果不存在比較器遲滯或  $R_H$ ，則上升和下降閾值為  $11\text{V}$ 。如圖 3 所示，增加  $R_H = 100 \times R_B$ ，則上升輸入閾值為  $11.1\text{V}$ ，下降閾值為  $10.09\text{V}$ ；也就是說，遲滯為  $1.01\text{V}$ 。該方法對 OVLO 無效，因為輸入位準上升會關閉電源開關，從而導致  $R_H$  將比較器輸入位準拉低（這樣會再次打開開關）而不是拉高。

#### 連接開關電阻（圖 4）：

增加遲滯的另一個方法，是連接可以改變底部電阻有效值的開關電阻。開關電阻可以並聯（圖 4a），也可以串聯（圖 4b）。我們來看看圖 4a：當  $V_{IN}$  為低電平（比如說為  $0\text{V}$ ）時，比較器的輸出（UV 或節點）為高位準，從而打開 N 通道 MOSFET M1，並將  $R_H$  與  $R_B$  並聯連接。假設 M1 的導通電阻與  $R_H$  相比可以忽略不計，或可以包含在  $R_H$  的值中。上升輸入閾值與圖 3 中的相同： $V_T \times ((R_B \parallel R_H) + R_T) / (R_B \parallel R_H)$ 。一旦  $V_{IN}$  高於該閾值，比較器輸出就會變為低電平，從而關閉 M1，並斷開  $R_H$  與分壓器的連接。因此，下降輸入閾值與圖 1 中的相

同： $V_T \times (R_B + R_T) / R_B$ 。繼續我們的示例， $V_T = 1\text{V}$ ， $R_T = 10 \times R_B$  且  $R_H = 100 \times R_B$ ，上升輸入閾值為  $11.1\text{V}$ ，下降閾值為  $11\text{V}$ ；也就是說， $R_H$  產生了  $100\text{mV}$  的遲滯。該方法和下述方法均可用於欠壓或過壓鎖定，因為其用途取決於比較器輸出打開電源開關的方式（未顯示）。

圖 4b 的配置可得出上升輸入閾值為： $V_T \times (R_B + R_T) / R_B$ ，下降輸入閾值為： $V_T \times (R_B + R_H + R_T) / (R_B + R_H)$ 。圖 4 中的  $R_H = R_B/10$ ，因此上升輸入閾值為  $11\text{V}$ ，下降閾值為  $10.091\text{V}$ ，也就是說，遲滯為  $909\text{mV}$ 。這表示，圖 4b 配置需要一個更小的  $R_H$  才能產生更大的遲滯。

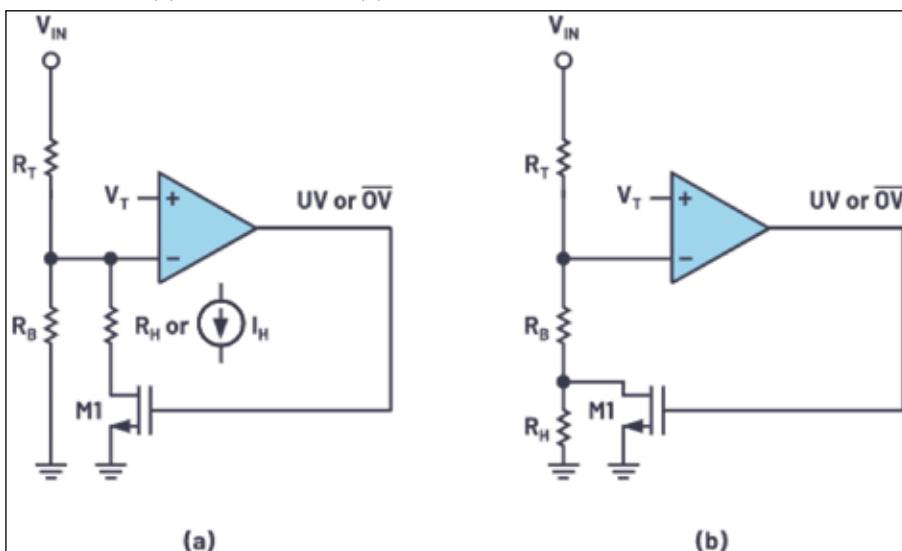
#### 連接電流源（圖 4a）：

圖 4a 的電阻  $R_H$  可以使用電流源  $I_H$  代替。該方法適用於 LTC4417 和 LTC4418 優先順序控制器。當  $V_{IN}$  為低位準時，比較器的高位準輸出使能  $I_H$ 。輸入閾值上升時，比較器的負輸入為  $V_T$ 。因此， $R_T$  中的電流為  $I_H + V_T / R_B$ ，得出的上升閾值為： $V_T + (I_H + V_T / R_B) \times R_T = V_T \times (R_B + R_T) / R_B + I_H \times R_T$ 。一旦  $V_{IN}$  高於該閾值，比較器的低位準輸出就會關閉  $I_H$ 。因此，下降閾值與圖 1 中的相同： $V_T \times (R_B + R_T) / R_B$ ，且輸入閾值遲滯為： $I_H \times R_T$ 。

#### 電阻分壓器偏置電流

之前的等式假設比較器輸入端的輸入偏置電流為  $0$ ，而示例只考慮了電阻比，而未考慮絕對值。比較器輸入同時具有輸入失調電壓（VOS）、參考誤差（也可以與 VOS 合併），以及輸入偏置電流或漏電流（ $I_{LK}$ ）。如果分壓器偏置電流（圖 1 跳變點處的  $V_T/R_B$ ）明顯大於輸入漏電流，則零洩漏假設成立。例如，如果分壓器電流是輸入漏電流的  $100$  倍時，漏電

圖 4：使用開關（a）分流電阻或電流和（b）串聯電阻增加欠壓或過壓鎖定閾值遲滯



流引起的輸入閾值誤差將保持在 1% 以下。另一種方法是比較漏電流引起的閾值誤差與失調電壓引起的閾值誤差。考慮比較器的非理想因素，圖 1 輸入欠壓閾值等式變為： $(V_T \pm V_{OS}) \times (R_B + R_T) / R_B \pm I_{LK} \times R_T$  (類似於之前的遲滯電流等式)，可重寫為： $(V_T \pm V_{OS} \pm I_{LK} \times (R_B \times R_T / (R_B + R_T)) \times (R_B + R_T) / R_B$ 。輸入漏電流現為比較器閾值電壓誤差，透過選擇適當的電阻，可以盡可能降低該誤差 (相對於失調電壓)，也就是， $I_{LK} \times ((R_B \parallel R_T) < V_{OS})$ 。

舉個例子，LTC4367 欠壓和過壓保護控制器 UV 和 OV 接腳的最大漏電流為  $\pm 10 \text{ nA}$ ，而 UV/OV 接腳比較器的 500 mV 閾值失調電壓為  $\pm 7.5 \text{ mV}$  (500 mV 的  $\pm 1.5\%$ )。根據預算， $\pm 3 \text{ mV}$  (500 mV 的  $\pm 0.6\%$ ，或小於 7.5 mV 失調電壓的一半) 漏電流產生的閾值誤差為： $(R_B \parallel R_T < 3 \text{ mV}/10 \text{ nA} = 300 \text{ k}\Omega$ 。要使用 0.5 V 比較器閾值設定 11 V 輸入欠壓閾值，則要求： $R_T = (R_B \times 10.5 \text{ V}/0.5 \text{ V} = 21 \times R_B)$ 。因此， $(R_B \parallel R_T = 21 \times R_B / 22 < 300 \text{ k}\Omega)$ ，則  $(R_B < 315.7 \text{ k}\Omega)$ 。對於  $R_B$  來說，最接近 1% 的標準值為 309 kΩ，得出的  $R_T$  為 6.49 MΩ。跳變點處的分壓器偏置電流為  $0.5 \text{ V}/309 \text{ k}\Omega = 1.62 \mu\text{A}$ ，是 10 nA 漏電流的 162 倍。為了在不增加比較器輸入漏電流導致的閾值誤差的情況下盡可能降低分壓器電流，這種分析至關重要。

## 結論

在基於比較器的相同控制電路中，利用電阻分壓器可輕鬆調整電源欠壓和過壓閉鎖閾值。電源雜訊或電阻需要閾值遲滯，以防止電源超過閾值時出現電源開關打開和關閉顫振。本文介紹了實現欠壓和過壓閉鎖遲滯的一些不同方法。基本原理是比較器斷路時，在分壓器接頭處會產生一些正回饋。增加或提高保護控制器 IC 遲滯時，有些方法取決於比較器輸出或 IC 輸出接腳的類似訊號的可用性。選擇電阻值時，應注意避免使比較器的輸入漏電流成為閾值誤差的主要來源。透過電子資料工作表則提供所有相關等式 (包括本文中介紹的等式) 可供下載。

CTA

## ADI 無線 BMS 助力 Lotus 重新定義電動車機動性

Analog Devices, Inc. (ADI) 宣佈英國知名品  
牌 Lotus 汽車計畫在其下一代電動車 (EV) 架構  
中採用 ADI 的無線電池管理系統 (無線 BMS)。  
ADI 的無線 BMS 憑藉不斷提升的設計彈性、更  
高的電池可維護性及更輕量而獲得 Lotus 青睞。  
此次合作將助力 Lotus 安全穩步擴展其未來電動  
車平台，持續突破設計和技術邊界。

ADI 無線 BMS 技術省去傳統線束，減少高  
達 90% 的線束和 15% 的電池組體積。此外，並  
提高設計彈性及可製造性，同時不影響電池使用  
壽命內的里程數和充電精度。ADI 無線 BMS 簡  
化了電池組的裝配與拆卸過程，確保快速高效地  
移除，並修復故障電池電芯。

Lotus 動力與底盤工程總監 Richard Lively  
表示：「我們與 ADI 密切合作將無線 BMS 整合  
至全新的輕量化電動車架構 (LEVA) 中，未來，  
所有 Lotus 電動車均將基於此架構設計。」

Lotus 汽車車身架構的設計目標是使其發揮  
超高性能。無線 BMS 的設計彈性讓 Lotus 的工  
程師在進行車輛設計時能夠更自由，使電池組融  
入整車設計，而非讓整車設計去適應電池組。此  
外，ADI 的無線 BMS 可最大化每個電芯的能量  
利用率，進而優化車輛續航里程，其與 Lotus 對  
耐久性的專注要求一致。

ADI 電動汽車事業部總經理 Roger Keen 表  
示：「全新的超輕量化傳動架構和無線電池管理  
系統，在協助汽車達到優異性能的同時，也為環  
境的永續發展和低碳地球作出貢獻。」

此外，電池必須能跟上 Lotus 汽車的使用壽  
命。無線 BMS 能夠測量電池組健康狀態，簡化  
裝配和拆卸過程，確保故障的電芯能快速高效地  
拆卸並修復。由於電池模組是軟體可編程的，因  
此可實現快捷的線上升級，使得道路車輛與賽車  
的維護更加輕鬆快捷。電芯控制器與電池模組作  
為一可維護單元使用，可進一步簡化服務模式。