

電池充電器的反向電壓保護

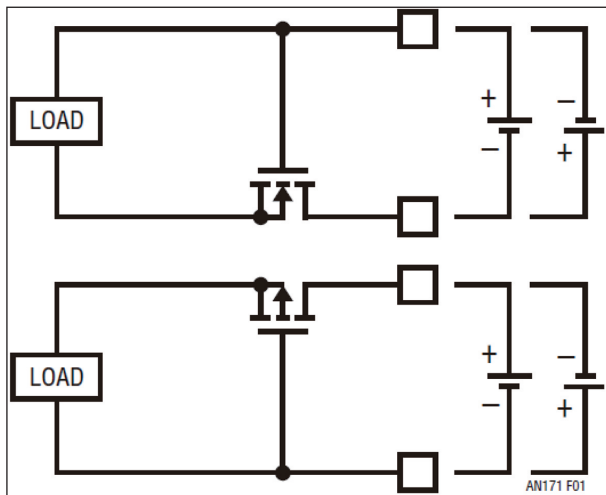
■作者：Steven Martin/ADI 電池充電器設計經理

引言

處理電源電壓反轉有幾種眾所周知的方法。最明顯的方法是在電源和負載之間連接一個二極體，但是由於二極體正向電壓的原因，這種做法會產生額外的功耗。雖然該方法很簡潔，但是二極體在可攜式或備份應用中是無法發揮作用的，因為電池在充電時必須吸收電流，而在不充電時則須供應電流。

另一種方法是使用圖 1 所示的 MOSFET 電路之一。

圖 1：傳統的負載側反向保護

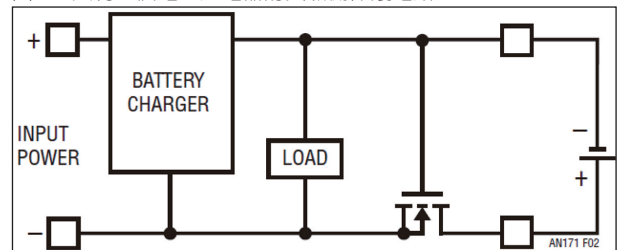


對於負載側電路而言，這種方法比使用二極體更好，因為電源（電池）電壓增強了 MOSFET，因而產生了更少的壓降和實質上更高的電導。該電路的 NMOS 版本比 PMOS 版本更好，因為分立式 NMOS 電晶體導電率更高、成本更低、且可用性更好。在這兩種電路中，MOSFET 都是在電池電壓為正時導通，電池電壓反轉時則斷開連接。MOSFET 的物理“漏極”變成了電源，因為它在 PMOS 版本中是較高的電位，而在 NMOS 版本中則是較低的電位。由於 MOSFET 在三極管區域中是電對稱的，因

此它們在兩個方向上都能良好地傳導電流。採用此方法時，電晶體必須具有高於電池電壓的最大 VGS 和 VDS 額定值。

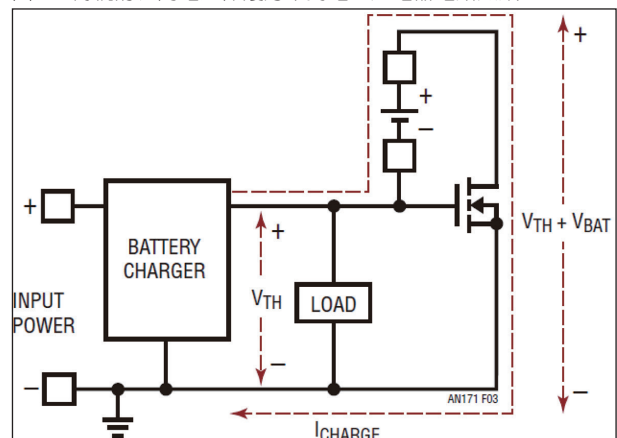
遺憾的是，這種方法僅對負載側電路有效，無法配合能夠給電池充電的電路工作。電池充電器將產生電源，重新啓用 MOSFET 並重新建立至反向電池的連接。圖 2 展示了採用 NMOS 版本的一個實例，圖中所示的電池處於故障狀態。

圖 2：具有一個電池充電器的負載側保護電路



當電池接入時，電池充電器處於閒置狀態，負載和電池充電器與反向電池安全去耦。然而，如果充電器變至運行狀態（例如：附聯了輸入電源連接器），則充電器在 NMOS 的閘極和源極之間產生一個電壓，這會增強 NMOS，從而實現電流傳導。這一點在圖 3 中更具體。

圖 3：傳統的反向電池保護方案對電池充電器電路無效



負載和充電器雖與反向電壓隔離，但是發揮保護作用的 MOSFET 現在面臨的一大問題是功耗過高。在這種情況下，電池充電器變成了一個電池充電器。當電池充電器為 MOSFET 提供了足夠的閘極支援以吸收由充電器輸送的電流時，該電路將達到平衡。例如，如果一個強大 MOSFET 的 V_{TH} 約為 2V，而且充電器能夠在 2V 電壓下提供電流，則電池充電器輸出電壓將穩定在 2V (MOSFET 的漏極處在 $2V + \text{電池電壓}$)。MOSFET 中的功耗為 $I_{CHARGE} \cdot (V_{TH} + V_{BAT})$ ，因而使 MOSFET 升溫發熱，直到產生的熱量散逸離開印刷電路板。該電路的 PMOS 版本也是一樣。

下面將介紹該方法的兩種替代方案，這些替代方案各有優缺點。

N 通道 MOSFET 設計

第一種方案採用一個 NMOS 隔離元件，如圖 4 所示。

該電路的演算法是：如果電池電壓超過了電池充電器輸出電壓，則必須停用隔離 MOSFET。

如同上述的 NMOS 方法一樣，在該電路中，MN1 連接在介於充電器 / 負載和電池端子之間接線的低壓側。然而，電晶體 MP1 和 Q1 現在提供了一個檢測電路，該電路在電池反接的情況下將停用 MN1。反接電池將 MP1 的源極升舉至高於其連接至充電器正端子的閘極。接著，MP1 的漏極通過 R1 將電流輸送至 Q1 的基極。然後，Q1 將 MN1 的閘極分流至地，防止充電電流在 MN1 中流動。R1 負責控制在反向檢測期間流到 Q1 的基極電流，而 R2

則在正常操作中為 Q1 的基極提供泄放。R3 賦予了 Q1 將 MN1 的閘極拉至地電位的許可權。

R3/R4 分壓器限制 MN1 閘極上的電壓，這樣閘極電壓在反向電池熱插拔期間就無需下降如此之多。最壞的情況是電池充電器已經處於運行狀態、產生其恒定電壓電平，附聯了一個反接電池時。在這種情況下，必需盡可能快地關斷 MN1，以限制消耗高功率的時間。該電路帶有 R3 和 R4 的這一特殊版本最適合 12V 鉛酸電池應用，但是在單顆和兩顆鋰離子電池產品等較低電壓應用中，可以免除 R4。電容器 C1 提供了一個超快速充電泵，以在反向電池附聯期間下拉 MN1 的閘極電平。對於最差情形 (附聯一個反向電池時充電器已使能的狀況再次出現)，C1 非常有用。

該電路的缺點是需要額外的元件，R3/R4 分壓器在電池上產生了一個雖然很小、但卻是持續的負載。

此類零組件大多是纖巧的。MP1 和 Q1 不是功率元件，而且通常可採用 SOT23-3、SC70-3 或更小的封裝。MN1 應具有非常優良的導電性，因為它是傳輸元件，但是尺寸不必很大。由於它在深三極管區工作，並且得到了大幅的閘極強化，因此其功耗即使對於導電性中等的元件來說也很低。例如，100mΩ 以下的電晶體也經常採用 SOT23-3 封裝。

不過，採用一個小傳輸電晶體的缺點是：與電池充電器串聯的額外阻抗延長了恒定電壓充電階段的充電時間。例如，如果電池及其配線具有 100mΩ 的等效串聯電阻，並且採用了一個 100mΩ 的隔離電晶體，那麼恒定電壓充電階段中的充電時間將加倍。

MP1 和 Q1 組成的檢測和停用電路停用 MN1 的速度不是特別快，而且它們無須如此。雖然 MN1 在反向電池附聯期間產生高功耗，但是關斷電路只需“在最後”斷開 MN1 連接。它必需在 MN1 升溫幅度大到導致受損之前斷開 MN1 連接。幾十微秒的斷開連線時間可能比較適合。另一方面，在反接電池有機會將充電器和負載電壓拉至負值之前停用 MN1 至關重要，因而需要採用 C1。基本上，該電路

圖 4：一款可行的反向電池電路

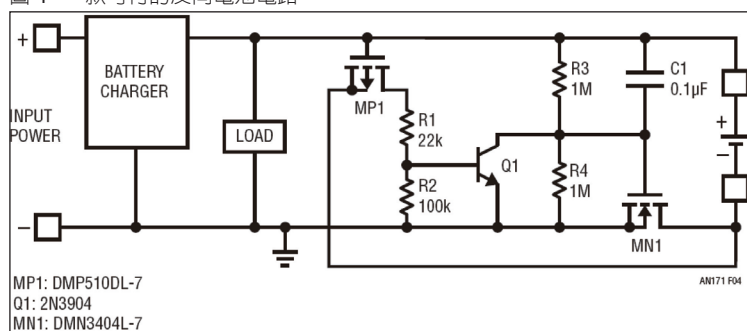
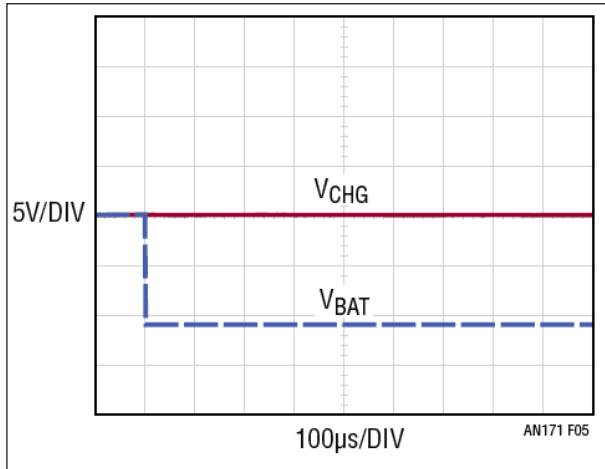


圖 5：充電器處於關斷狀態的 NMOS 保護電路



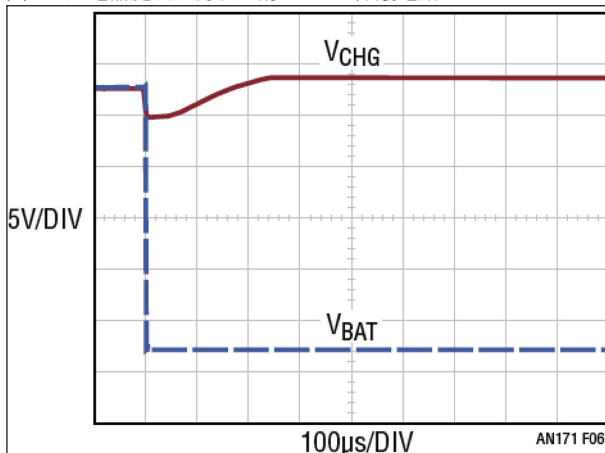
具有一條 AC 和一條 DC 停用路徑。

用一個鉛酸電池和 LTC4015 電池充電器對此電路進行了測試。如圖 5 所示，當反向電池熱插拔時電池充電器處於 OFF 狀態。反向電壓不會被傳送至充電器和負載。

值得注意的是，MN1 需要一個等於電池電壓的 VDS 額定值和一個等於 1/2 電池電壓的 VGS 額定值。MP1 需要一個等於電池電壓的 VDS 和 VGS 額定值。

圖 6 顯示了一種更加嚴重的情況，就是在反向電池進行熱插拔時電池充電器已處於正常運行狀態。電池反接將下拉充電器側電壓，直到檢測和保護電路使其脫離運行狀態，從而讓充電器安全返回至其恒定電壓電平。動態特性將因應用而異，而電池充電器上的電容將對最終結果起到很大的作用。

圖 6：充電器處於運行狀態的 NMOS 保護電路



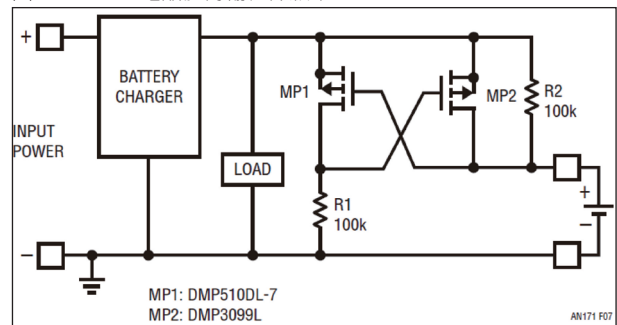
在該測試中，電池充電器兼具一個高 Q 值陶瓷電容器和一個 Q 值較低的聚合物電容器。

總之，建議在電池充電器上採用鋁聚合物電容器和鋁電解電容器，以改善正常的正向電池熱插拔期間的性能。由於極度的非線性，純陶瓷電容器會在熱插拔期間產生過高的過沖，背後的原因是：當電壓從 0V 升至額定電壓時，其電容的降幅可達驚人的 80%。這種非線性在低電壓條件下激發高電流的流動，而當電壓上升時則使電容快速遞減；這是一種導致非常高電壓過沖的致命組合。根據經驗，一個陶瓷電容器與一個較低 Q 值、電壓穩定的鋁電容器甚至鉭電容器的組合似乎是最穩健的組合形式。

P 通道 MOSFET 設計

圖 7 所示為第二種方法，即採用一個 PMOS

圖 7：PMOS 電晶體傳輸組件版本



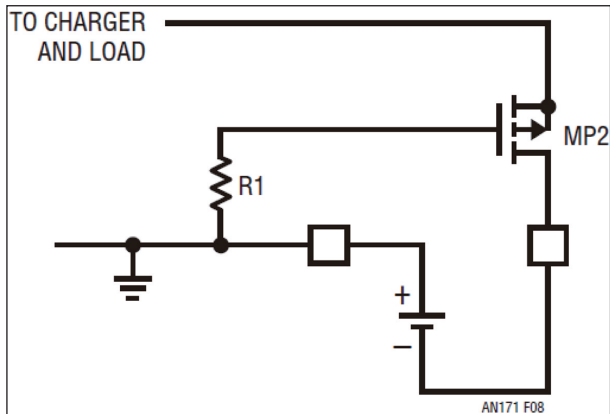
電晶體作為保護元件。

在此電路中，MP1 是反向電池檢測元件，MP2 是反向隔離元件。利用 MP1 的源極至閘極電壓來比較電池的正端子與電池充電器輸出。如果電池充電器端子電壓高於電池電壓，則 MP1 將停用主傳輸元件 MP2。因此，如果電池電壓被驅動至低於地電位，則顯然，檢測元件 MP1 將把傳輸元件 MP2 驅動至關斷狀態（將其閘極干擾至其源極）。不管電池充電器是使能並形成充電電壓還是停用（0V），它都將完成上述操作。

該電路的最大優勢是 PMOS 隔離電晶體 MP2 根本不具備將負電壓傳送至充電器電路和負載的許可權。圖 8 對此做了更加清晰的圖解。

透過 R1 在 MP2 的閘極上可實現的最低電壓為

圖 8：共源共閘效應的圖解

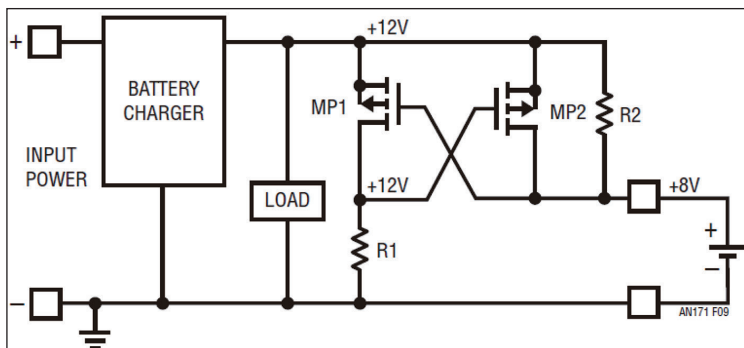


0V。即使 MP2 的漏極被拉至遠低於地電位，其源極也不會施加顯著的電壓下行壓力。一旦源極電壓降至電晶體高於地電位的 V_{TH} ，電晶體將解除自身偏置，而且它的傳導性逐漸消失。源極電壓越接近地電位，電晶體的偏置解除程度越高。這種特性加上簡單的拓撲，使得這種方法比前文介紹的 NMOS 方法更受青睞。與 NMOS 方法相比，它確實存在著 PMOS 電晶體導電性較低且成本較高的不足。

儘管比 NMOS 方法簡單，但是該電路還有一個很大的缺點。雖然它始終提供針對反向電壓的保護作用，但是它可能不會總是將電路連接到電池。當閘極如圖所示交叉耦合時，該電路形成了一個閉鎖儲存元件，此元件有可能選擇錯誤的狀態。雖然難以實現，但存在這樣一種情況：充電器正在產生電壓（比如 12V），在一個較低的電壓（比如 8V）附聯電池，電路斷開連接。

在這種情況下，MP1 的源極至閘極電壓為 +4V，因而強化 MP1 並停用 MP2。這種情況如圖 9

圖 9：採用 PMOS 保護電路時可能的阻塞狀態圖解



所示，並在節點上列出了穩定的電壓。

為了實現該條件，電池接入時充電器必須已經處於運行狀態。如果電池在充電器使能之前接入，則 MP1 的閘極電壓完全由電池上拉，因而停用 MP1。當充電器接通時，它產生一個受控的電流（而不是高電流衝擊），這降低了 MP1 導通、MP2 關斷的可能性。

另一方面，如果充電器在電池附聯之前啓用，則 MP1 的閘極只需簡單地跟隨電池充電器輸出，因為它是由泄放電阻器 R2 上拉的。未接入電池時，MP1 根本沒有接通和使 MP2 脫離運行狀態的傾向。

當充電器已經啓動並運行、而電池附聯在後時，就會出現問題。在這種情況下，在充電器輸出和電池端子之間存在瞬間差異，這將促使 MP1 使 MP2 脫離運行狀態，因為電池電壓強制充電器電容進行吸收。這使 MP2 從充電器電容器吸取電荷的能力與 MP1 使 MP2 脫離運行狀態的能力之間形成了競爭。

該電路也用一個鉛酸電池和 LTC4015 電池充電器進行了測試。將一個承受重負載的 6V 電源作為電池模擬器連接至一個已經使能的電池充電器絕對不會觸發“斷開連接”狀態。所做的測試並不全面，應在關鍵應用中更加全面徹底地進行測試。即使電路確已鎖定，停用電池充電器並重新啓用它仍將始終導致重新連接。

故障狀態可透過人為操控電路（在 R1 的頂端和電池充電器輸出之間建立臨時連接）進行演示。然而，普遍認為該電路更傾向於連接。如果連接失敗確實成為一個問題，那麼可以設計一款利用多個

元件停用電池充電器的電路。圖 12 所提供的是一個更加完整的電路例子。

圖 10 所示為充電器被停用的 PMOS 保護電路的效果。

請注意，不論什麼情況，電池充電器和負載電壓都不會出現負電壓傳送。

圖 11 所示為該電路處於“當反接電池進行熱插拔時充電器已進入運行狀態”這種

不利情況下。

與 NMOS 電路的效果相差無幾，在斷開電路連接使傳輸電晶體 MP2 脫離運行狀態之前，反向電池略微下拉充電器和負載電壓。

在電路的這個版本中，電晶體 MP2 必須能夠

圖 10：充電器處於關斷狀態的 PMOS 保護電路

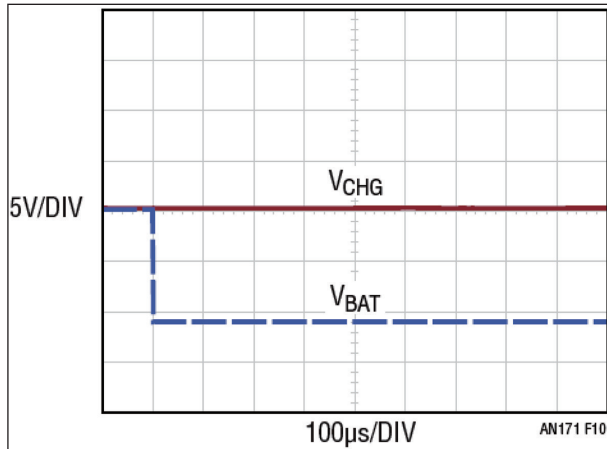


圖 11：充電器處於運行狀態的 PMOS 保護電路

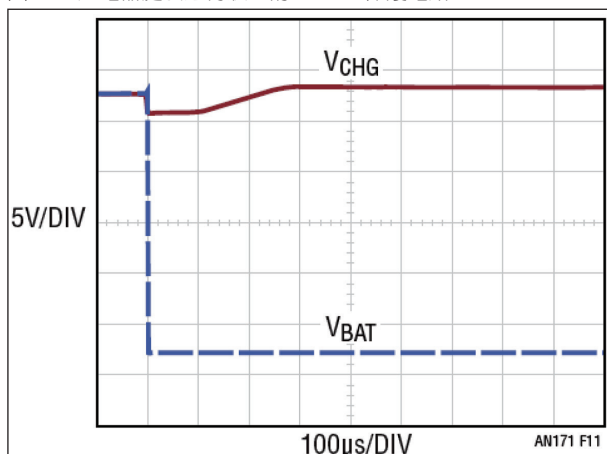
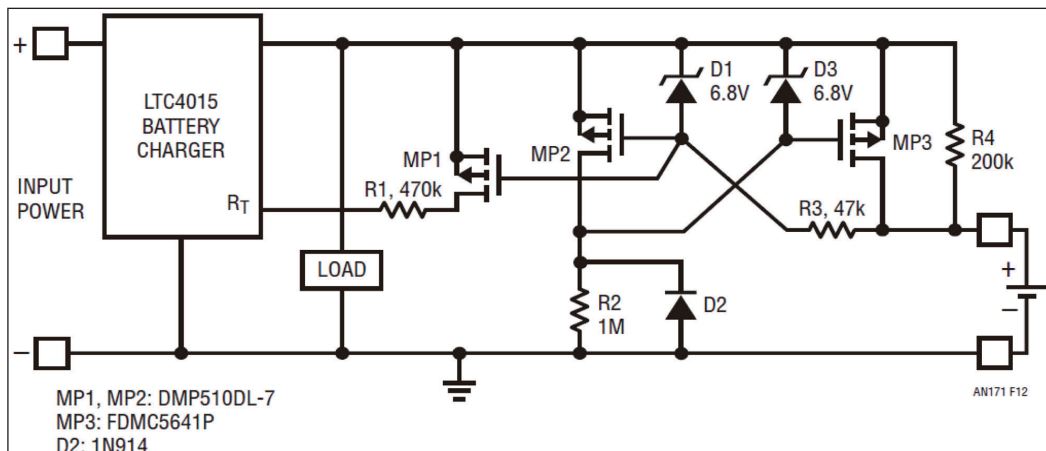


圖 12：較高電壓反向電池保護。



經受兩倍於電池電壓的 V_{DS} (一個用於充電器，一個用於反接電池) 和等於電池電壓的 V_{GS} 。另一方面，MP1 必須能夠經受等於電池電壓的 V_{DS} 和兩倍於電池電壓的 V_{GS} 。這項要求令人遺憾，因為對於 MOSFET 電晶體來說，額定 V_{DS} 始終超過額定 V_{GS} 。可以找到具有 30V V_{GS} 容限和 40V V_{DS} 容限的電晶體，適合鉛酸電池應用。為了支援電壓較高的電池，必須增加齊納二極體和限流電阻器來修改電路。

圖 12 所示為一個能夠處理兩個串聯堆疊鉛酸電池的電路實例。

ADI 確信其所提供的資訊是準確可靠的。但是，對於其使用以及任何可能因其使用而導致的對協力廠商專利或其他權利的侵犯，ADI 概不負責。規格如有變更，恕不另行通知。不得暗示或以其他方式授予 ADI 任何專利或專利權的使用許可。

D1、D3 和 R3 保護 MP2 和 MP3 的閘極免受高電壓的損壞。當一個反接電池進行熱插拔時，D2 可防止 MP3 的閘極以及電池充電器輸出快速移動至地電位以下。當電路具有反接電池或處於錯誤斷開連接閉鎖狀態時，MP1 和 R1 可檢測出來，並利用缺失的 LTC4015 的 R_T 特性來停用電池充電器。

結論

以開發一種因應基於電池充電器應用的反向電壓保護電路而言，人們開發了一些電路並進行了簡略的測試，其測試結果令人鼓舞。對於反向電池問題

題並不存在什麼高招，不過，希望本文介紹的方法能夠提供充分的啟示，即存在一種簡單、低成本的解決方案。CTA