

## 電源 IC 輸入端的過應力分析

### 摘要

電源 IC 的失效常常是其輸入端受到電氣過應力 (EOS) 的結果。本文對電源 IC 輸入端 ESD 保護單元的結構進行了解釋，說明了它們在受到 EOS 攻擊時是如何受損的。造成 EOS 攻擊事件的原因常常是熱插拔和導線或路徑電感與低 ESR 陶瓷電容結合在一起形成的瞬態效應。在系統設計中採用一些特別的設計可以避免 EOS 的發生，防範它們可能帶來的危害。

### 目錄

1. 概述.....	2
2. Buck 轉換器輸入端的結構.....	2
3. ESD 和 EOS 的差異.....	3
4. 由於輸入電壓太高造成 IC 失效的案例.....	4
5. 電源熱插拔導致的輸入端過應力.....	7
6. 不同類型 ESD 單元的擊穿特性.....	10
7. 消除熱插拔期間電壓尖峰的措施.....	11
8. 其他造成電源 IC 輸入端 EOS 的原因.....	14
9. 用自製工具生成 EOS.....	16
10. 總結.....	19

## 1. 概述

在產品研發和生產過程中總是會出現一些 IC 損壞的現象，要想找出這些 IC 損壞的根本原因並不總是很容易。有些偶發性的損壞很難被重現，這時的難度就會更大。有些時候 IC 的失效表現簡直就是災難性的，可能被燒得一塌糊塗，對這樣的狀況進行分析就像要在完全燒成斷垣殘壁的房子裡找出火災的原因一樣，幾乎就是不可能的事情。

立錡科技在長時間的工作中對大量用戶的失效樣品進行了分析。通過對損壞的區域進行仔細的探查，有時候是可以對損壞元件進行準確定位的，這對尋找類似失效的原因會有很大幫助。

在很多情況下，器件失效的原因都是輸入電壓太高了。

本文的後續章節將對 Buck 轉換器輸入端的結構進行介紹，給出過高的輸入電壓造成器件損壞的機制，通過不同的應用案例說明過高的輸入電壓是如何發生的，還將提供相應的問題解決方案。



## 2. Buck 轉換器輸入端的結構

圖 1 顯示了一個 Buck 轉換器 IC 內部的基本構成，其中包含了幾個靜電釋放 (ESD) 防護單元。

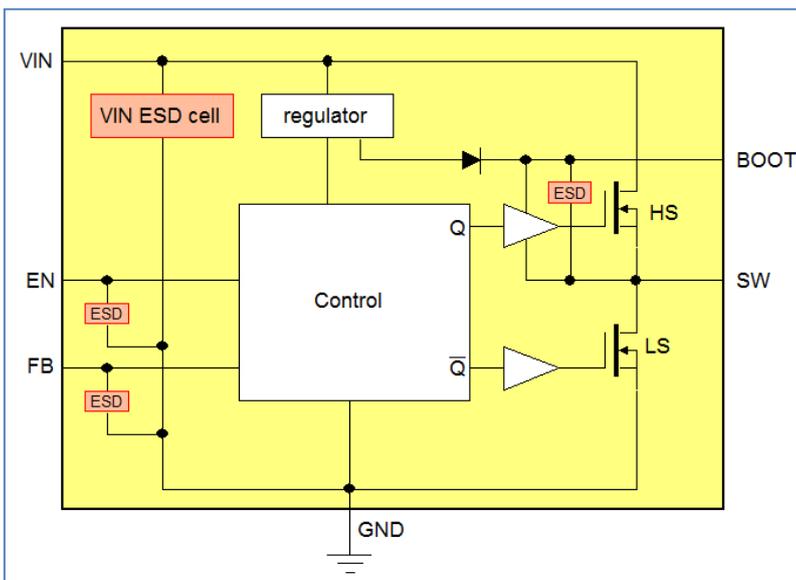


圖 1

電源輸入端 VIN 被一個很大的 ESD 單元保護著，其保護範圍包括內部穩壓器和 MOSFET，因而可以承受很高的靜電電壓。SW 端子內部通常沒有 ESD 單元，因為大型 MOSFET 本身就可以像 ESD 保護單元一樣動作，靜電電流可經其體二極體流向 GND 或 VIN 端，也可利用它們的擊穿特性實現保護。BOOT 端有一個 ESD 單元處於它和 SW 之間，其它小信號端子也各有一個小型的 ESD 單元，它們通常都和輸入串聯電阻一起保護這些小信號端子免受靜電放電的危害。

在立錡的電源 IC 中，用於保護 IC 端子的 ESD 元件的動作電壓介於器件的擊穿電壓和絕對最高工作電壓之間，這樣可避免它們在正常工作期間被觸發，參見圖 2。

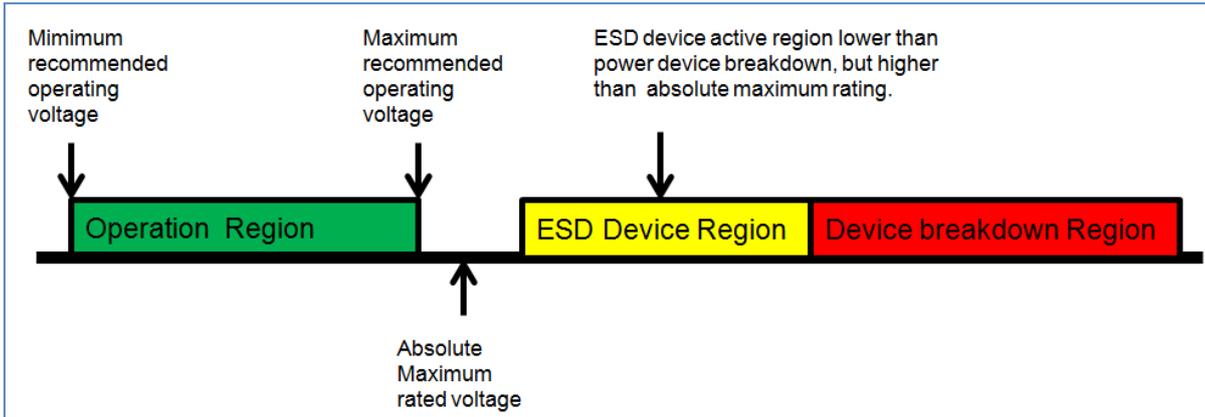


圖 2

ESD 單元在設計上的特性將決定其 ESD 擊穿電壓、最大衝擊承受能力和其折返特性。

### 3. ESD 和 EOS 的差異

當超過 ESD 單元鉗位元電壓的過電壓出現在 IC 端子上時，IC 會不會損壞就取決於 ESD 元件被擊穿期間通過它的能量的多少。

ESD (Electro Static Discharge, 靜電釋放) 和 EOS (Electrical Over Stress, 電氣過應力) 都是與電壓過應力有關的概念，但它們之間的差異也很明確：

- ESD 的電壓很高 (> 500V)，持續時間相對較短 (< 1 $\mu$ s)
- EOS 的電壓相對較低 (< 100V)，持續時間更長一些 (通常 > 1 $\mu$ s)

立錡科技的 IC 的 ESD 保護單元都是按照一定的標準進行設計的，這使得它們能夠承受一定的 ESD 脈衝能量，這些標準是關於人體模型 (HBM) 的 JESD22-A114 (其電壓值為 2kV) 和充電器件模型 (CDM) 的 JESD22-C101E (其電壓值為 2kV)。人體模型的 ESD 放電過程含有極為陡峭的上升沿和大約 300ns 的指數式下降過程，充電器件模型的 ESD 放電過程呈現為極短時間的振盪脈衝，振盪週期約為 4ns。比較而言，人體模型的 ESD 放電具有最高的能量等級。

靜電放電總是在極短的時間內完成的，圖 3 顯示了 JEDEC 定義的人體模型 ESD 測試方法，其中的 100pF 電容首先被充電到一定的水準，然後通過一隻 1500 $\Omega$  電阻將電能釋放到受試器件上。

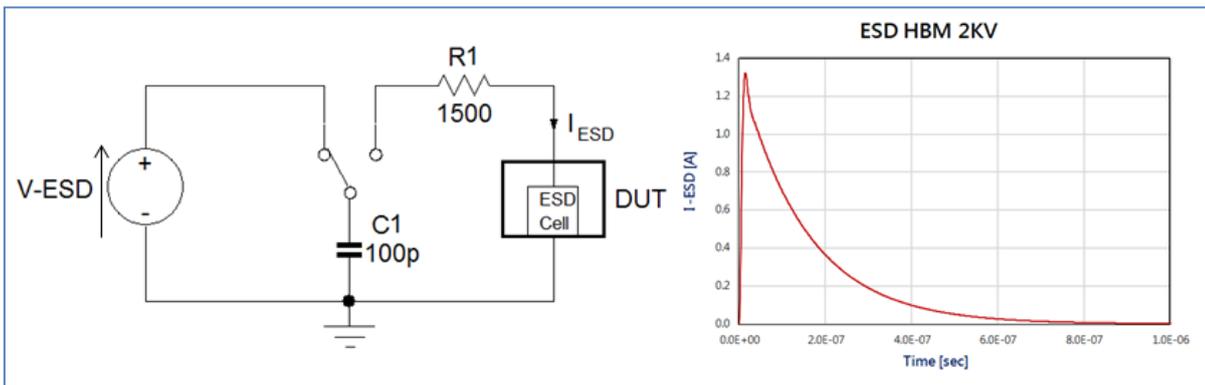


圖 3

由於多數受測元件的 ESD 保護單元的擊穿電壓都比測試電壓低很多，ESD 測試的峰值電流基本上都是由測試電壓和 1500Ω 電阻決定的。在此波形樣板中，測試電壓為 2kV，由此帶來的峰值電流為  $2kV/1.5k = 1.3A$ 。RC 時間常數約為 150ns，因此波形下降得很快，整個過程在 1μs 以內。

對於 2kV 的 ESD 測試來說，釋放出來的電荷大約為 0.2μC，這個資料可以被用於計算到底有多少能量在 ESD 期間進入 ESD 保護單元。例如，當 ESD 保護單元的擊穿電壓為 27V 時，2kV 的人體模型 ESD 放電脈衝在其中釋放的能量大約為  $0.2\mu C * 27V = 5.4\mu J$ 。如果是進行 4kV 的 ESD 放電測試，這個值就會翻倍到大約 10.8μJ。

當持續時間更長的 EOS 事件發生時，衝擊 ESD 保護單元的能量就會更多，常常超出 ESD 保護單元的最大衝擊能量承受能力，這樣就會在 ESD 保護單元中積累太多的熱量，最終導致嚴重的毀滅性結果。通常情況下，晶片中支撐 ESD 保護單元的其他部分也會連帶著一起受損。

#### 4. 由於輸入電壓太高造成 IC 失效的案例

為了展示實際 IC 輸入端的應力限制，我們來探討一下 [RT7285CGE](#)，這是一款 18V 耐壓的 ACOT 架構 Buck 轉換器，額定負載能力為 1.5A，採用 SOT-23-6 封裝，它的規格書列出了下述的推薦工作條件和絕對最大額定值資料：

##### Recommended Operating Conditions

- Supply Input Voltage, VIN ----- 4.3V to 18V
- Junction Temperature Range ----- -40°C to 125°C
- Ambient Temperature Range ----- -40°C to 85°C

##### Absolute Maximum Ratings

- VIN to GND ----- -0.3V to 20V
- SW to GND ----- -0.3V to (VIN + 0.3V)
- < 10ns ----- -5V to 25V
- BOOT to GND ----- (VSW - 0.3V) to (VSW + 6V)
- Other Pins ----- -0.3V to 6V

輸入端 ESD 保護單元的擊穿電壓應該高於上述的絕對最大額定值資料 20V。為了測定實際的資料，我們可以使用 I/V 曲線測試儀，它應該和 IC 的 VIN 和 GND 連接起來。當我們這樣做的時候，IC 的使能端應當和 GND 連接以使 IC 保持在關機狀態。將曲線測試儀的縱軸設定為 100μA/div，同時設定其功率限制為 0.5W。讓水準軸的電壓緩慢增加，最後會看到波形在電壓大約為 25.5V 的地方突然上升，這意味著 [RT7285C](#) VIN 端的 ESD 保護單元的擊穿電壓為這個值。由於曲線測試儀的功率是受到限制的，流過 ESD 保護單元的電流不會太大 (< 1mA)，這樣的測試不容易對 IC 造成損害。參見圖 4。

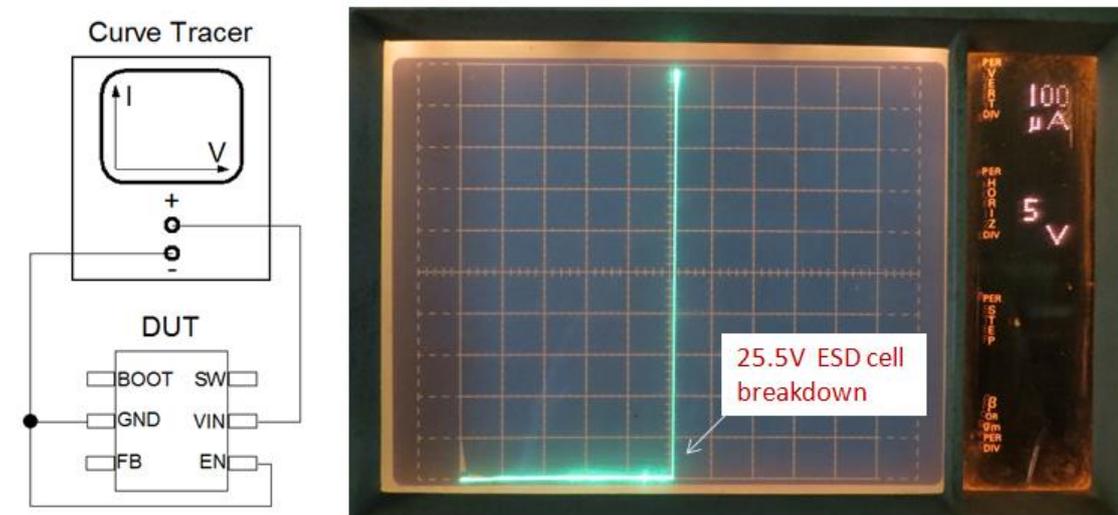
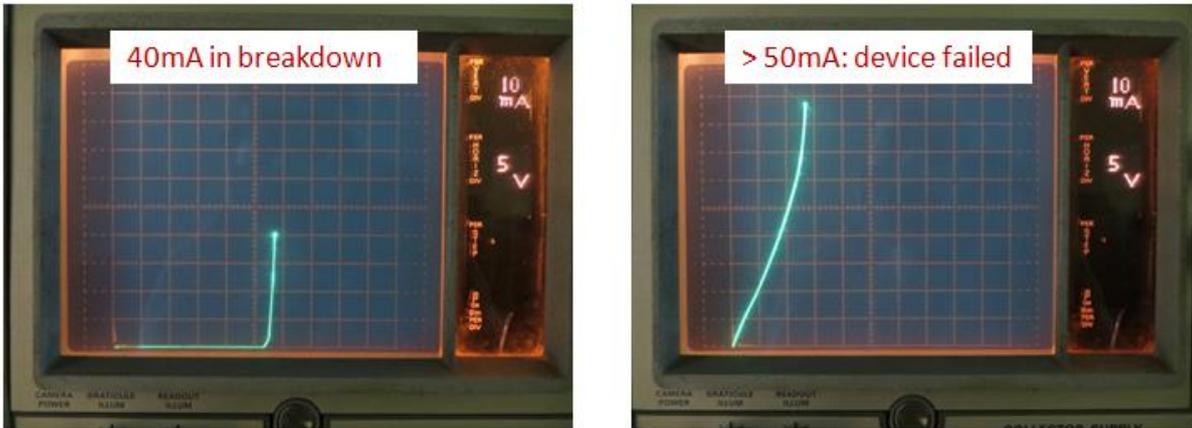


圖 4

由於 ESD 保護單元的擊穿特性是很陡峭的限幅狀態，超過其限幅水準的任何輸入電壓很容易就會導致大電流的出現，並且會在 ESD 單元中產生巨大的功耗，這將快速導致毀滅性的效果。假如我們在測試中加大曲線測試儀的電流設定和功率限制值，很容易就可以將 ESD 單元毀掉，我們在此時將看到擊穿特性的突然坍塌，此後，該器件將在 VIN-GND 之間表現為低阻特性。



(在連續模式設定中，曲線測試儀的脈衝週期很長，大約為 4ms，這將在大電流測試中快速導致高能量狀態。)

通過像圖 5 那樣將脈衝電流施加給受試器件，我們有可能將 ESD 保護單元的失效點更精確地測量出來。測量中所用的電源電壓需要高於 ESD 保護單元的擊穿電壓，電流脈衝的寬度和電流的幅度可以通過精確的調節以尋找到 ESD 保護單元在不同電流水準和不同脈衝持續時間下的不同的失效點。

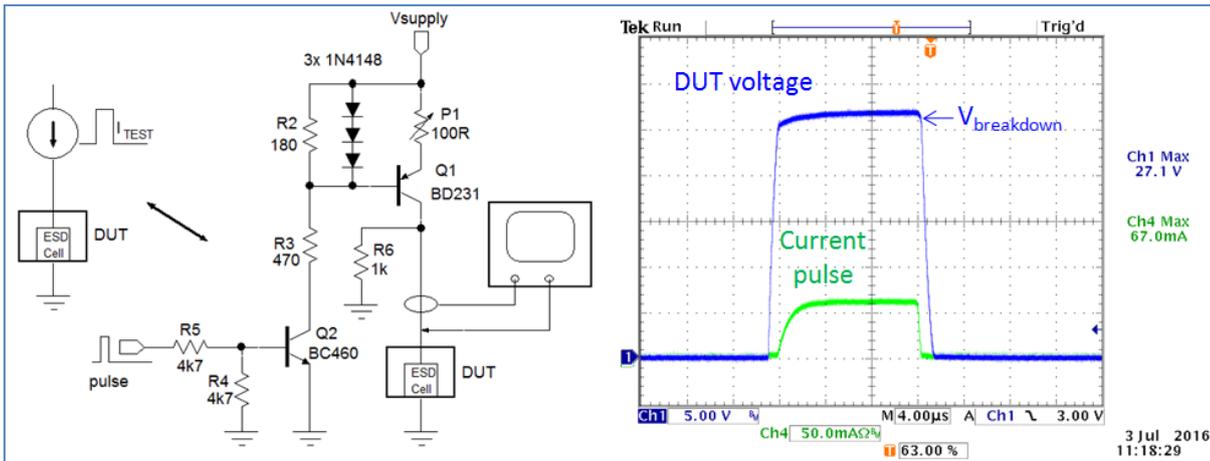


圖 5

圖 6 給出在 25°C 環境溫度下對 RT7285C 用電流脈衝進行擊穿測試的波形。

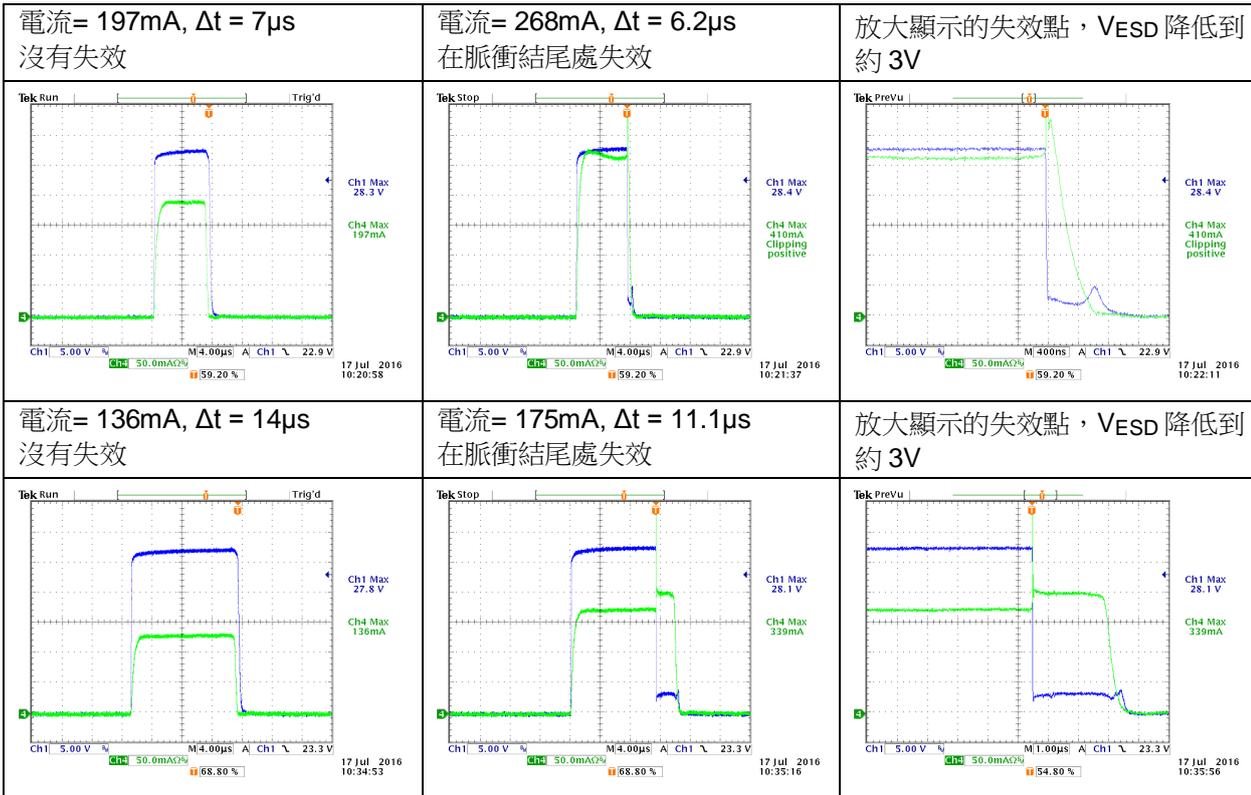


圖 6

從失效發生的測試波形中，ESD 單元能夠承受的最大衝擊能量可以被計算出來：當用 6 $\mu s$  的 268mA 脈衝（7.6W 峰值功率）時，造成器件失效的衝擊能量為 47 $\mu J$ ；當用 11 $\mu s$  的 175mA 脈衝（4.9W 峰值功率）時，造成器件失效的衝擊能量大約是 55 $\mu J$ 。造成器件失效的衝擊能量與器件的溫度是高度相關的，溫度越高，能夠造成失效的衝擊能量也越少。無論如何，在這種 EOS 測試中造成器件失效的能量總是明顯高於普通的人體模型 ESD 測試中的能量。

圖 7 顯示的是將上述測試中失效了的器件打開以後看到的景象，ESD 單元顯示出燒毀了的痕跡，ESD 單元與地線之間的連接路徑上也出現了燒痕。另外，與 ESD 單元臨近的上橋 MOSFET 區域也顯示出一些受損的痕跡。所有的跡象都在表明 ESD 單元區域受到了嚴重的熱損傷。

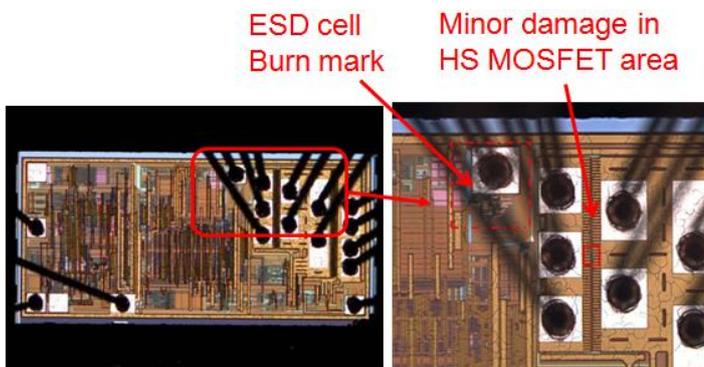


圖 7

需要注意的是，上面的這些輸入電壓過應力都是在 IC 處於不工作的模式下加上去的，此過程中只有 ESD 單元處於活動狀態，最大電流也受到了限制。因此，矽晶片所受到的損傷也是相對不算大的。

## 5. 電源熱插拔導致的輸入端過應力

一種造成電源 IC 輸入端受到 EOS 衝擊的常見原因是電源的熱插拔事件，這種事件發生在處於開機狀態的電源被引入一個系統的時候。這種系統的輸入端通常含有低 ESR 的陶瓷輸入電容，它們與電源引線的電感一起發生諧振，可以導致高壓振盪信號的出現。圖 8 顯示的就是這樣的場景，其中的電源是開著的，有兩根引線將電源接入應用系統，其中的開關 S 用於類比熱插拔的行為。

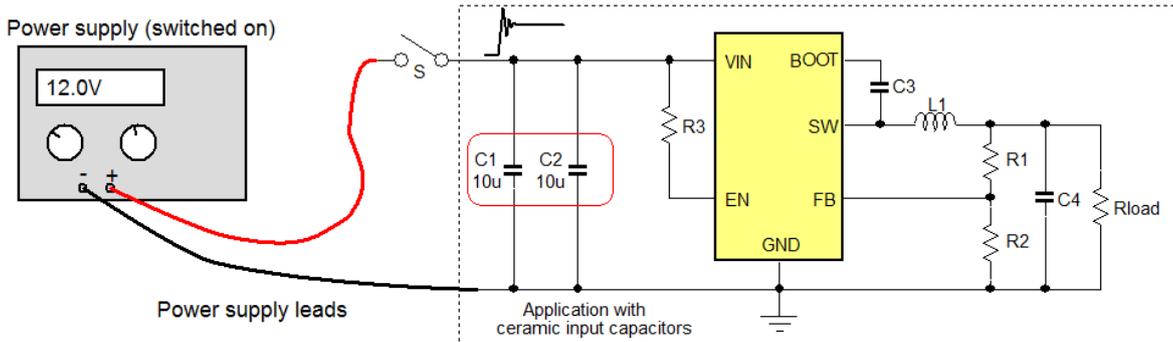


圖 8

出現在系統輸入端的電壓振盪信號的幅度與很多因素有關：電源供應器的內阻，引線的電阻和電感量，開關 S 的電阻，輸入電容 C1、C2 的電容量和它們的 ESR 的大小。

作為一個例子，我們假設 12V 電源供應器具有很大的輸出電容，電源引線的長度為 1.2m 並且具有很低的電阻，開關 S 的阻抗也是很低的，C1、C2 是 10 $\mu$ F/25V X5R 1206 的 MLCC。

電源引線的總電感大約為 1.5 $\mu$ H，包括連接器在內其電阻約為 10m $\Omega$ 。兩隻電容在 12V 直流偏置下的實際總容量約為 9 $\mu$ F，而且它們各自的 ESR 約為 5m $\Omega$ 。

圖 9 顯示了熱插拔事件發生在這樣的輸入電路時的振盪過程的模擬結果。

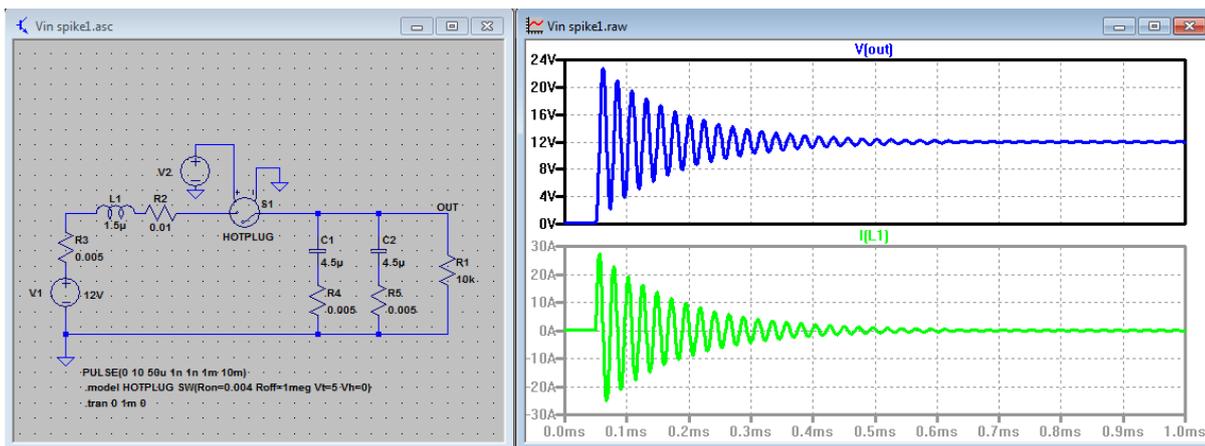


圖 9

從模擬結果可以看到，這樣的熱插拔過程導致的輸入電流高達大約 30A，由引線電感和輸入電容導致的電壓振盪波形的峰值幾乎可以達到直流輸入電壓的 2 倍。

圖 10 顯示的是對同樣的電路進行熱插拔測試的情形，其中的開關 S 被換成了 MOSFET，該 MOSFET 是用脈衝發生器驅動的，目的是讓熱插拔的動作變成是穩定的，同時也是可以重複的。

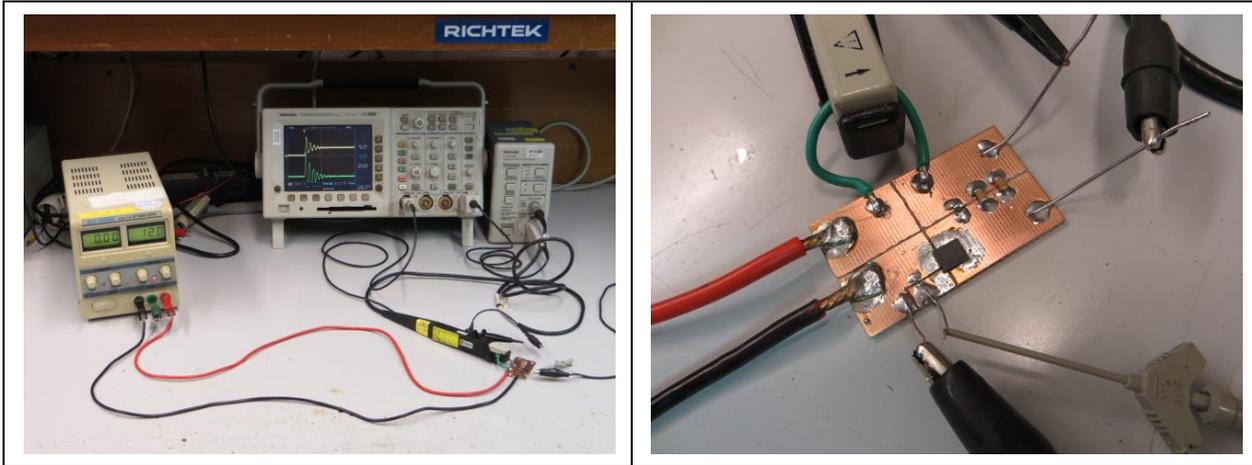


圖 10

測試的結果顯示在圖 11 的左側：

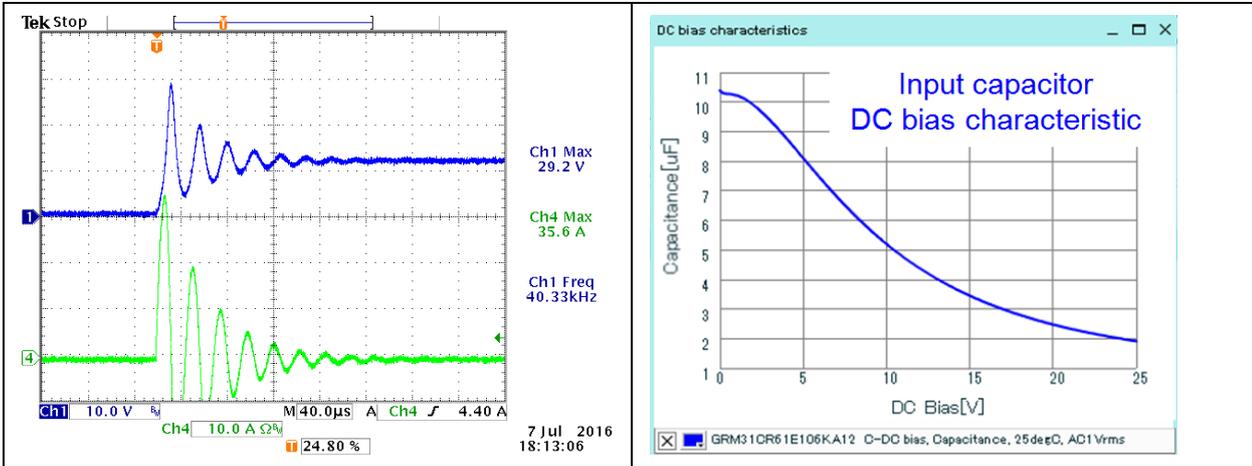
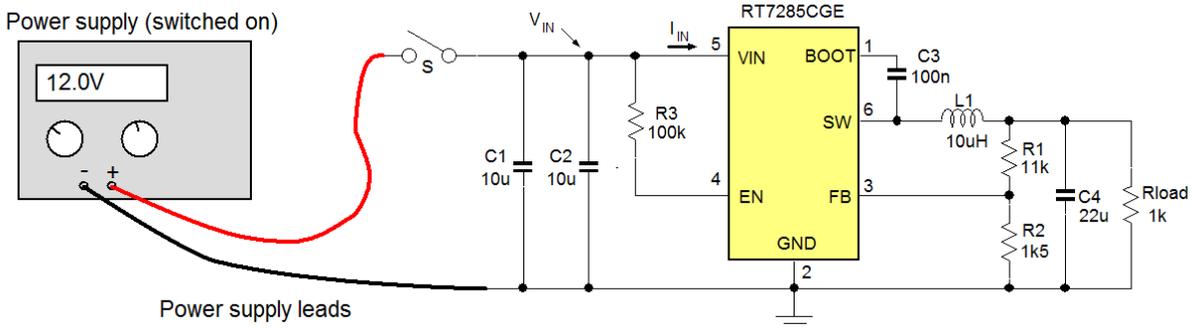


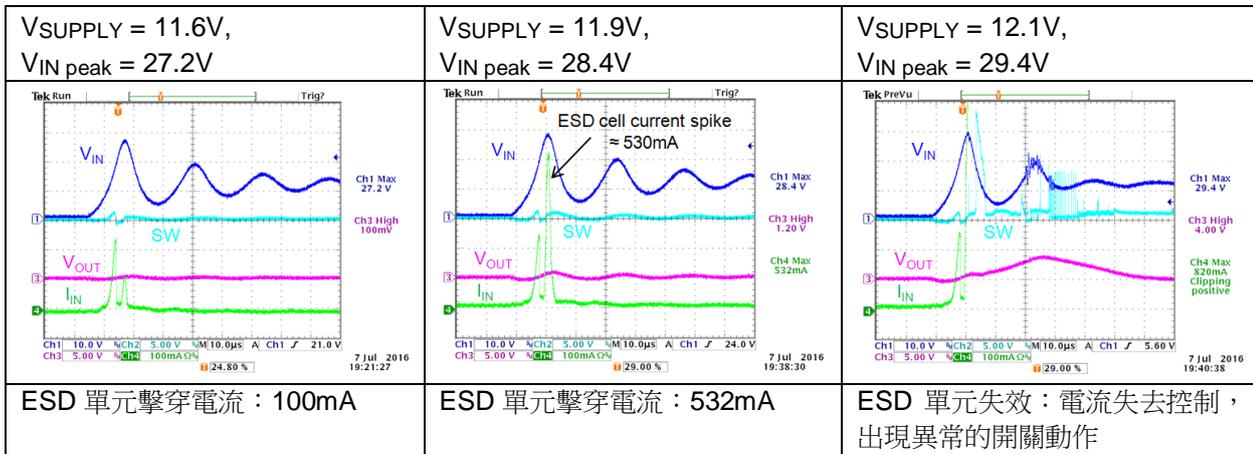
圖 11

從中可以看到，實際的熱插拔事件導致了比理論上更高的振盪電壓峰值，這是由於 MLCC 輸入電容在直流偏置電壓下的電容量的非線性變化導致的，它的這種特性在圖中的右側顯示出來。當電容上的電壓升高時，它的電容量會下降，對其充電的電流進入更小的電容後就會得到更高的電壓。在此案例中，12V 電源的熱插拔事件能導致大約 30V 的最高電壓峰值。

現在將同樣的熱插拔方法應用到由 [RT7285CGE](#) 構成的 12V 轉 5V 的標準應用電路上，再來測試此期間的 IC 輸入電壓和輸入電流，看看會有怎樣的表現。



通過緩慢增加直流電源的電壓，我們就能看到不同的輸入電壓峰值下導致的不同的 IC 輸入電流。在 IC 的工作模式下，IC 在啟動過程中會有一個電流峰值出現，這是由 IC 的自舉電路開始工作造成的，我們在這裡應該將其忽略掉。在電源電壓出現尖峰期間進入 IC 的電流峰值出現在 IC 的 ESD 單元被擊穿的時候。



電流尖峰的持續時間大約為  $1.8\mu s$ ，在失效前通過 ESD 單元的能量大約為  $0.6A * 1.8\mu s * 29V = 31\mu J$ ，比 2kV 人體模式 ESD 脈衝帶來的能量多 5 倍以上。

如上例，IC 處於工作狀態下經受這種輸入電壓過應力時對 ESD 單元帶來的損傷將會大很多，這是因為沒有限制的輸入電流將導致更高的電流水準，而由此導致的功率級的功能錯誤也會帶來更嚴重的損害，通常會導致電源貫通並將 MOSFET 部分完全燒毀，圖 12 所示的就是經歷這種過應力損毀的器件在開蓋以後所看到的景象。

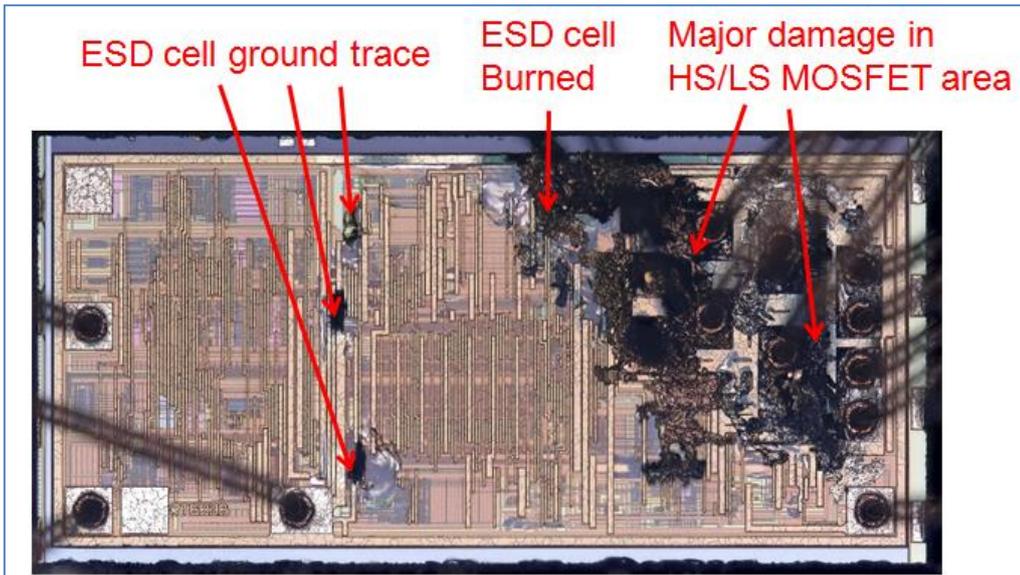


圖 12

## 6. 不同類型 ESD 單元的擊穿特性

根據不同的 IC 制程和設計，ESD 單元的類型也是不同的，它們各自具有獨特的個性。

- PNP 型 ESD 單元可將擊穿電壓點鉗制在相對固定的電壓上，其表現與齊納二極體相當。這種類型的 ESD 單元常用於 DC-DC 轉換器的輸入端保護，其表現參見圖 13。

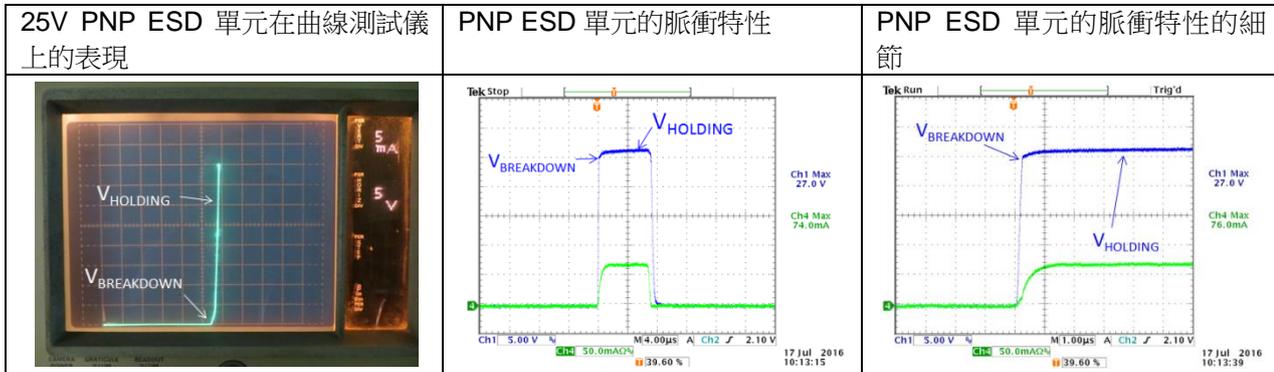


圖 13

- SCR（單向可控矽整流器）型的 ESD 單元在擊穿後會被鉗制在很低的電壓上，表現出很猛的折返特性，其表現見圖 14。

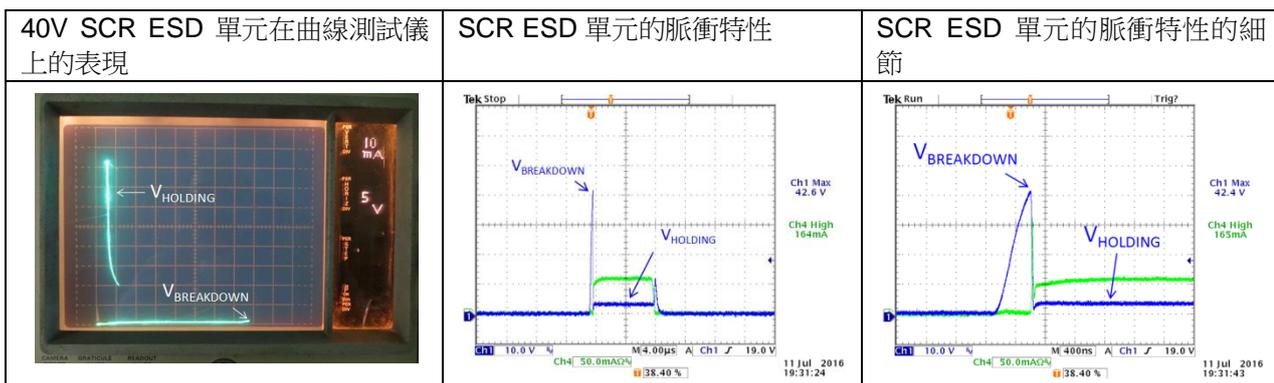


圖 14

- NPN 型的 ESD 單元在擊穿以後也表現出折返特性，但其保持電壓與 SCR 型 ESD 單元的保持電壓相比要高很多，參見圖 15。

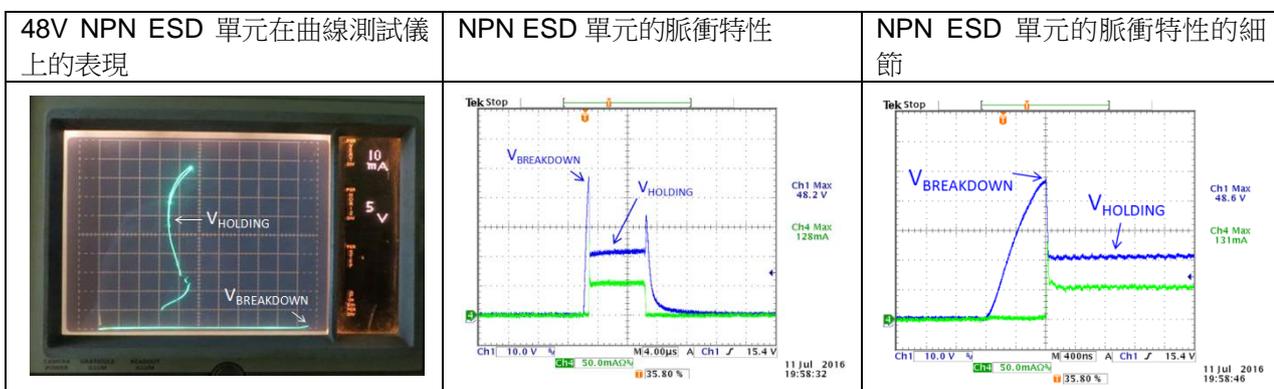


圖 15

ESD 放電過程是一個電流受限的短時過程，因而 SCR 和 NPN 類型的 ESD 單元對高壓敏感電路的 ESD 保護是有效的，因為它們都具有很低的保持電壓。但當這些類型的 ESD 單元在有直流電源載入的場合被觸發時，它們所具有的低維持電壓如果低於外加的直流電壓就會導致高輸入電流，從而立即造成災難性的損毀。下面的例子可供參考：

RT8470 是一款老舊的 Buck 架構 LED 驅動器，它的輸入端 ESD 單元就是 SCR 類型的。當其 ESD 單元被出現在輸入端的短脈衝觸發時，其中的 SCR 就會被鎖定住，看起來就是其輸入端和地之間被短路了。圖 16 對此進行了示範。

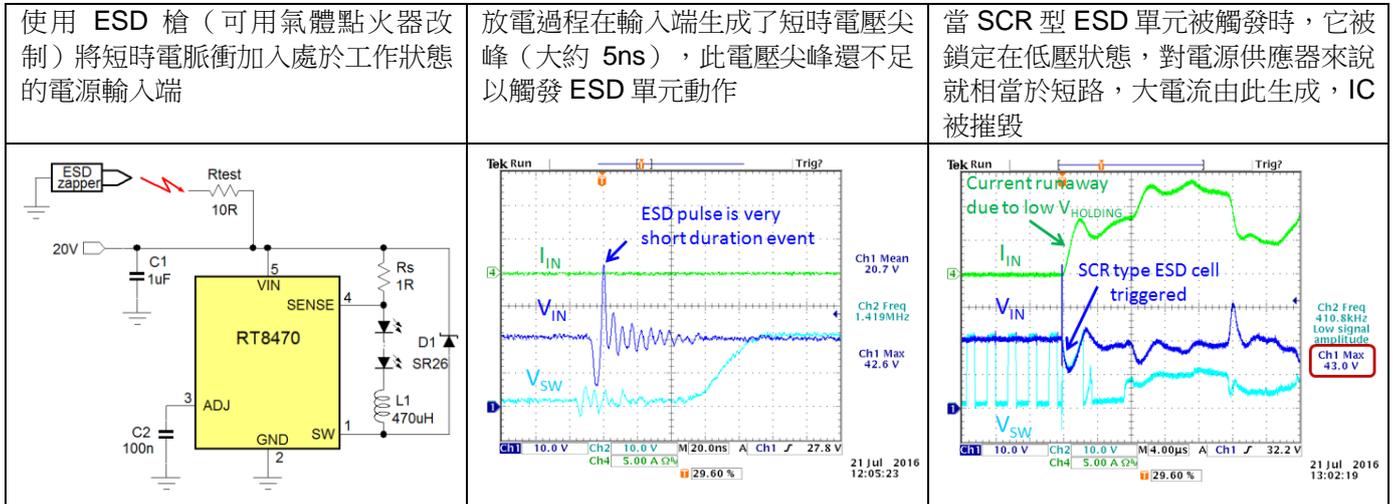


圖 16

## 7. 消除熱插拔期間電壓尖峰的措施

第 5 章已經解釋過熱插拔期間電壓尖峰發生的原因，圖 17 將與輸入電路有關的參數表達了出來：電源供應器的內阻  $R_i$ ，電源傳輸線的電感  $L_{wire}$  和電阻  $R_{wire}$ ，具有低 ESR 的輸入電容。

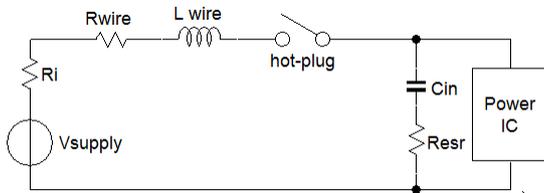


圖 17

有多種方法可以降低熱插拔期間的電壓振鈴信號的幅度：

**方法 1：**大多數電源供應器是使用了很大的輸出電容的開關模式電源適配器，這種電路的輸出阻抗很低，遇到熱插拔事件時可以快速生成大電流。如圖 18 那樣增加一個共模電感和一隻 ESR 比較高的小型電解電容，適配器的輸出阻抗就會增加，諧振過程會受到抑制。

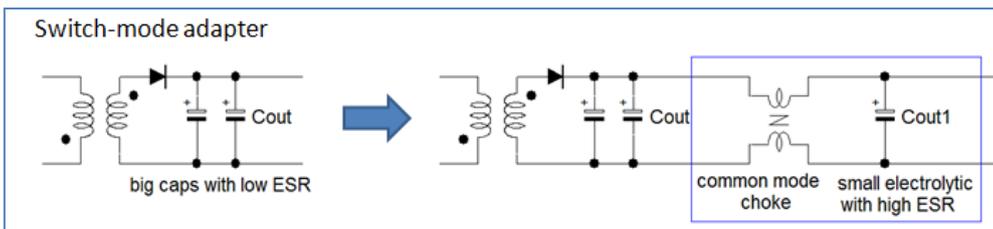


圖 18

**方法 2：**使用較小線徑的適配器電纜來增加電纜的阻抗。為了達成好的諧振抑制效果，電纜的阻抗應該大於  $0.3\Omega$ ，其壞處是電纜上的壓降會增加。

**方法 3：**增加電纜兩條線間的耦合程度。兩線間更好的耦合可以形成相反的磁場，這對諧振的抑制有幫助。圖 19 顯示了對 75cm 長、規格為 18AWG 的同軸電纜的類比，根據漏感測試的結果，兩線間的耦合度大概為 0.8。

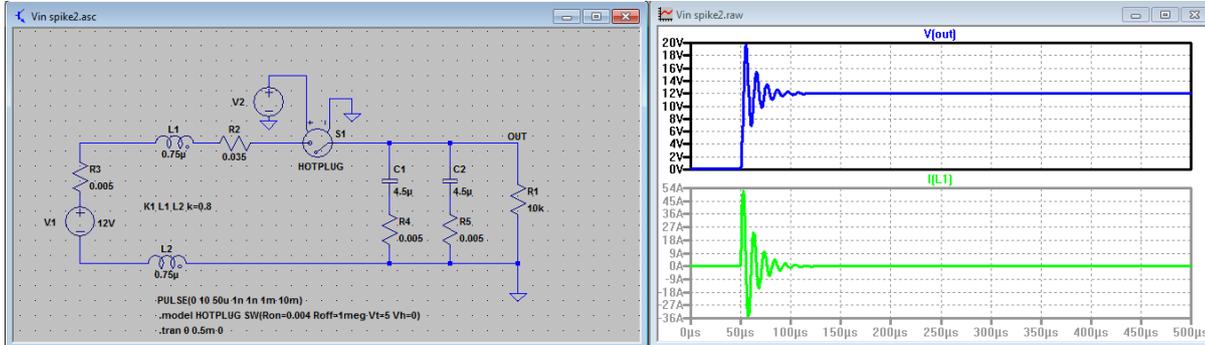


圖 19

通過使用不同類型的電纜進行測量，可以確認耦合良好的線對諧振過程會有更好的抑制效果，相應的熱插拔過程所導致的電壓尖峰也更低。參見圖 20。

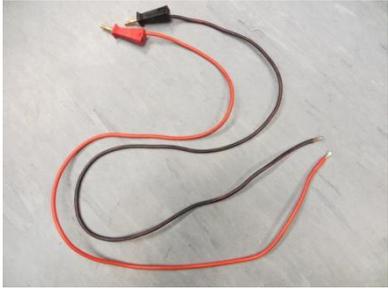
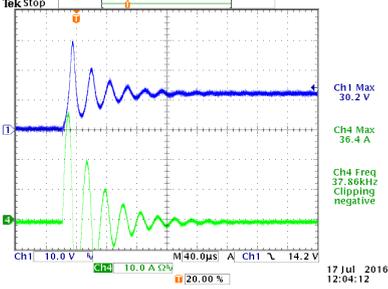
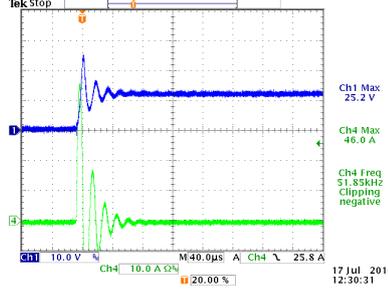
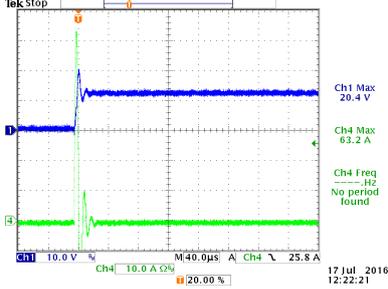
75cm/12AWG/ø2.05mm 實驗室電纜, 耦合度 < 0.1, $R_{wire} = 0.008\Omega$	75cm/18AWG/ø1.02mm 雙芯平行電纜, 耦合度 $\approx 0.3$ , $R_{wire} = 0.035\Omega$	75cm/18AWG/ø1.02mm 同軸電纜, 耦合度 $\approx 0.8$ , $R_{wire} = 0.035\Omega$
		
		
<p>F 諧振 = 37kHz, V 尖峰 = 30.2V</p>	<p>F 諧振 = 51kHz, V 尖峰 = 25.2V</p>	<p>F 諧振 = 91kHz, V 尖峰 = 20.4V</p>

圖 20

**方法 4：**由 LC 電路形成的諧振可以通過給輸入電容並聯一個 RC 電路進行抑制，RC 電路的參數可用下述方法進行計算：

$R_S$  的計算公式：
$$R_S = \frac{1}{2\xi} \sqrt{\frac{L_P}{C_{IN}}}$$
。其中  $L_P$  是電纜的電感量， $C_{IN}$  是系統的輸入電容， $\xi$  是希望的抑制係數。

在前述的熱插拔案例中， $L_P$  大約是  $1.5\mu H$ ， $C_{IN}$  在 12V 時為  $9\mu F$ 。當我們選擇良好的抑制效果( $\xi = 1$ )時， $R_S = 0.2\Omega$ 。

抑制電容  $C_S$  的值必須足夠大以避免它在熱插拔造成的電流脈衝出現期間被過度充電，其電壓增量  $V_C = I_C * 1/\omega C$ ，其中的  $\omega$  是  $L_P$  和  $C_{IN}$  的諧振頻率（測量資料大約是 40kHz）。由於電流脈衝的幅度是 35A，要想使充電造成的電壓增量小於 2V，我們需要電容的值大於 70 $\mu$ F。

在加入 100 $\mu$ F 和 0.2 $\Omega$  的 RC 電路後，針對上述的熱插拔案例再次進行模擬模擬，我們可以看到諧振被完全抑制住了，電壓的過沖低於 2V，參見圖 21 所示。

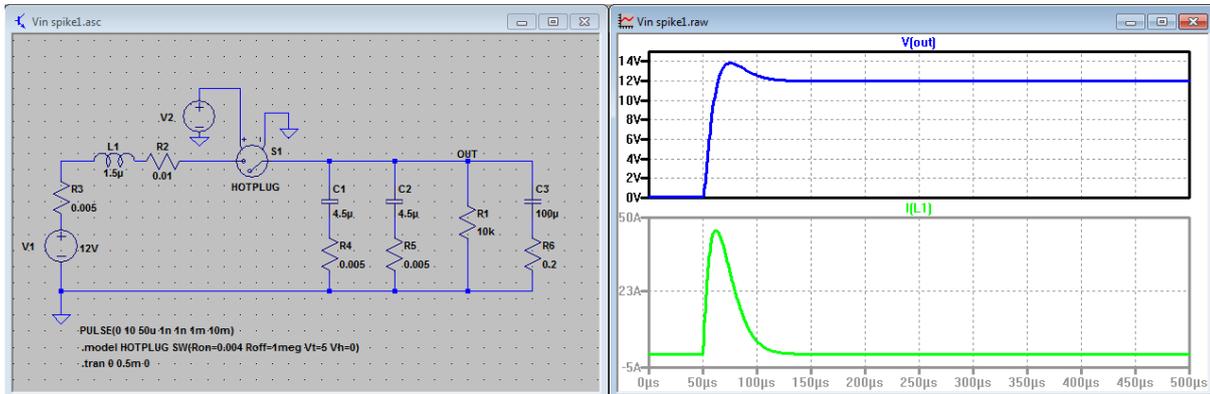


圖 21

在實踐中，RC 抑制電路可以很容易地通過使用一隻 100 $\mu$ F/25V 的電解電容實現，它需要和陶瓷輸入電容並聯在一起。之所以這麼簡單，是因為大多數 100 $\mu$ F 的電解電容在 100kHz 頻率下有大約 0.2 $\Omega$  的 ESR。

在圖 22 中的右側電路就在輸入端加入了 100 $\mu$ F/25V 電解電容，熱插拔試驗表明其輸入端的過沖會被完全抑制掉，不會有損毀風險再出現在 IC 上。

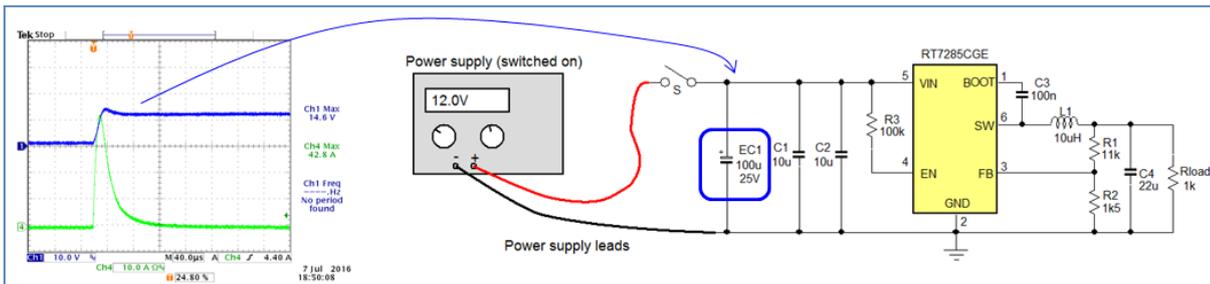


圖 22

## 8. 其他造成電源 IC 輸入端 EOS 的原因

除了熱插拔造成的衝擊以外，還有其他一些狀況可能造成電源 IC 輸入端受到 EOS 的攻擊：

### a. USB 輸出端短路測試造成 USB 開關輸入端損毀

圖 23 顯示的是一個典型的 USB 開關的應用電路圖，有一個 1 $\mu$ F 的去耦電容放在靠近 IC 輸入端的地方，電容前面有大約 10cm 的銅箔路徑將它和 5V 主電源連接起來。

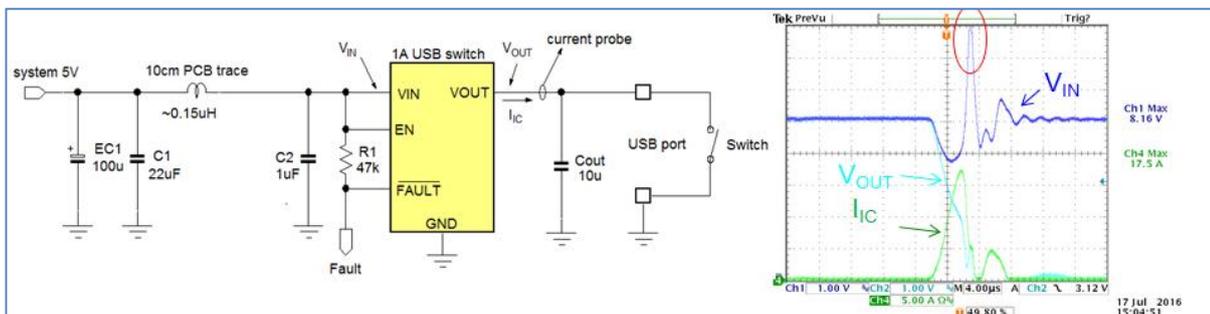


圖 23

USB 埠都需要進行短路測試，這個測試通過一個開關來類比，IC 需要在偵測到短路以後快速將其 MOSFET 開關關斷。從圖 23 中的實例可以看到，MOSFET 開關關斷的動作是有延時的，因而會有一個短時大電流流過 IC 之後關斷才會發生。由於輸入線有電感存在，此電感和輸入端去耦電容 C2 會一起發生諧振，因而可在示波器上看見輸入端出現了高壓脈衝，這很可能超過 IC 的最高耐壓能力並將其損毀。

為了解決這樣的可靠性隱患，用於熱插拔風險防範的類似措施可以被納入考慮範圍，因此我們要在電路中加入類似電解電容的 RC 抑制電路。抑制電路的參數計算方法是類似的，我們可以利用開關關斷過程的  $di/dt$  計算電容的值。實際上，一個  $47\mu F$  的電解電容就可以將電壓峰值控制在大約 6V 上，見圖 24 所示。

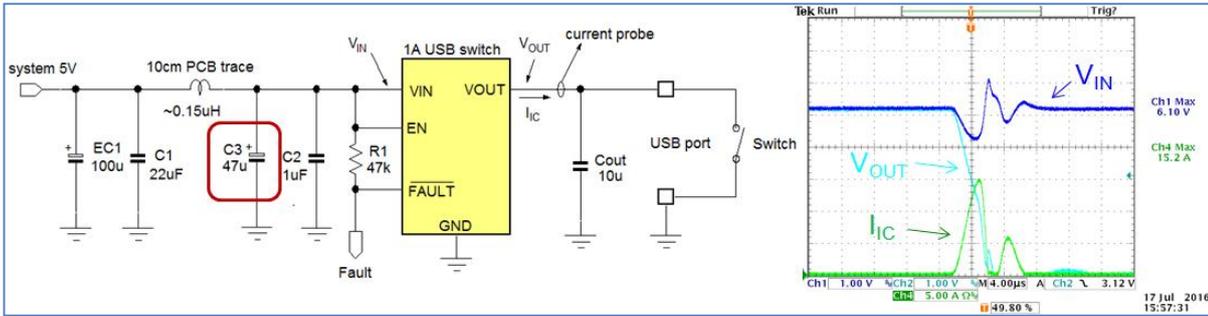


圖 24

立錡科技全新的 USB 功率開關系列產品如 [RT9742](#) 已經考慮到上述的短路問題，大大縮短了對短路狀態的檢測時間，可以避免在短路測試時出現大電流。如圖 25 所示，雖然輸入電容仍然只有  $1\mu F$ ，但 IC 輸入端在測試時仍然處於安全區間內。

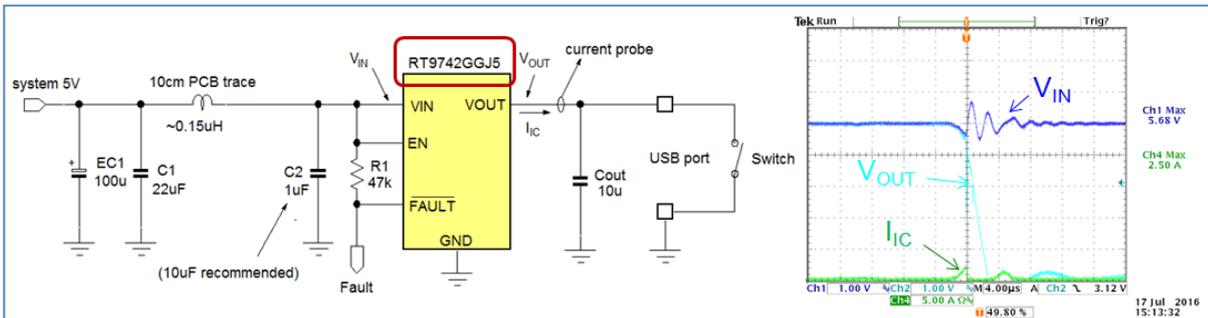


圖 25

**b. Buck 轉換器的反向偏置問題**

工作在強制 PWM 模式下的 Buck 轉換器如 [RT7285C](#) 在經由輸出端反向偏置時會表現出 Boost 轉換器的行為。假如轉換器的輸出端由高於預設輸出電壓的外部電源供電時，IC 內部的下橋 MOSFET 會從輸出端吸入電流，再與上橋 MOSFET 一起形成一個 Boost 轉換器。如圖 26 所示，該電路的輸出端就由一個緩慢上升的 5V 電源供電，它的輸入端電壓將上升並最終將其 ESD 單元擊穿。

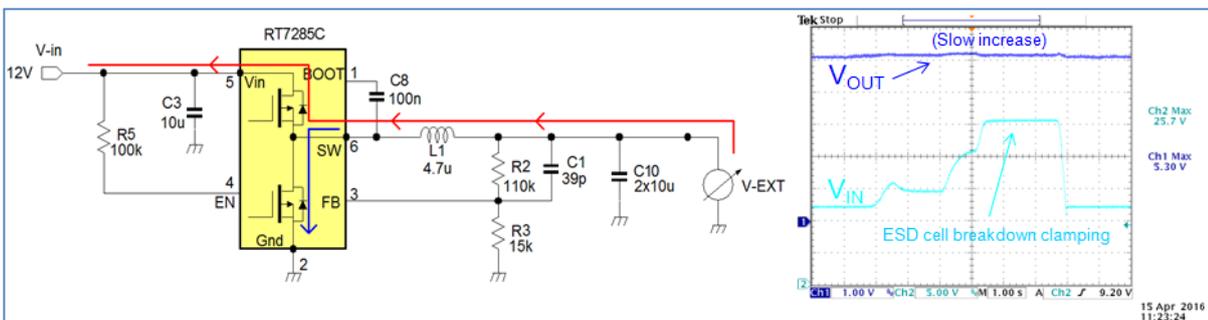


圖 26

像這種電源反向偏置的情況並不經常發生，但在存在電池的系統中就很容易出現。又假如在某些設計中使用了動態電壓調節技術（通過回饋網路對輸出電壓進行調節），如果輸出電容很大，又恰好遇到了輸出電壓的設定突然變低，Boost 的動作就會發生了。

**c. 回饋網路阻抗高的兩段式方案**

兩段式降壓方案通常含有一級高壓元件將電壓降低到低於 5V 的電壓，這樣就可以用最高額定工作電壓為 5.5V 的器件作為第二級來使用，它可能會再為系統提供一個更低的電壓軌。

在圖 27 中，第一級採用 17V 的電流模式 Buck 轉換器 [RT8297B](#) 將 12V 的電壓轉換為 3.3V，低壓差線性穩壓器 [RT9193-25](#) 再從 3.3V 轉出 2.5V。

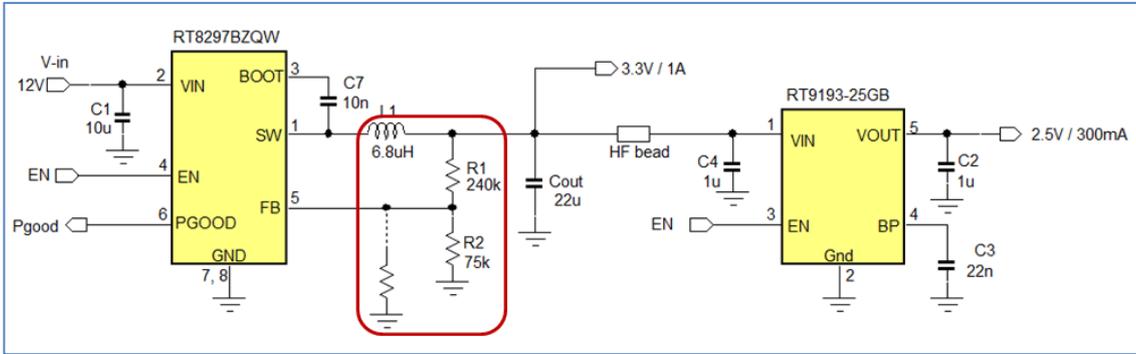


圖 27

[RT8297B](#) 是採用內部補償的 Buck 轉換器，回饋電阻 R1 的值對誤差放大器的增益會有影響，它必須被適當選擇以得到合適的交叉頻率。在此例中，輸出電容是一隻 22 $\mu$ F 的電容，這樣就需要很高的 R1 值來維持穩定的工作，而高阻值的 R1 就導致了高阻抗的回饋網路。在通常情況下，這算不上一個問題，除非你拿手去觸碰回饋網路，或者是遇到 PCB 存在漏電的狀況（到地的），這時候的 FB 端就會受到干擾，導致輸出電壓的提高，嚴重的情況下就會導致線性穩壓器的損壞。

有些電路設計者會故意用手去觸碰以完成自己的測試，他們通過用手指觸碰 PCB 上的不同位置來看會不會有電壓抖動的現象，從而發現走線或是高阻的敏感位置。[ACOT™](#) 架構的 Buck 轉換器或使用 GM 型誤差放大器的電流模式轉換器對回饋網路的阻抗就不太敏感，可以在這樣的應用中予以採用。

**9. 用自製工具生成 EOS**

下面介紹一些可以自製的過應力測試工具，用它們可以分別生成脈動的電流、電場和磁場。

**a. ESD 發生器（圖 28）**

這款工具是用壓電式的氣體點火器改制的，這種工具不需要使用電池。

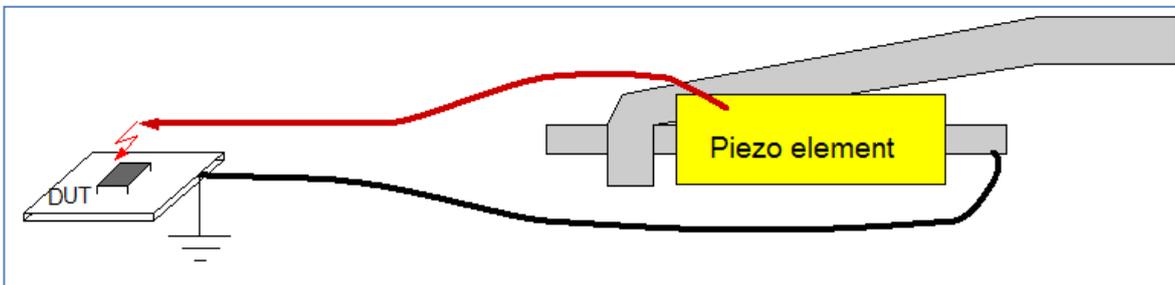


圖 28

此工具可以像 ESD 槍一樣生成高壓脈衝，小心別把自己打著了。

下圖是製作的流程：

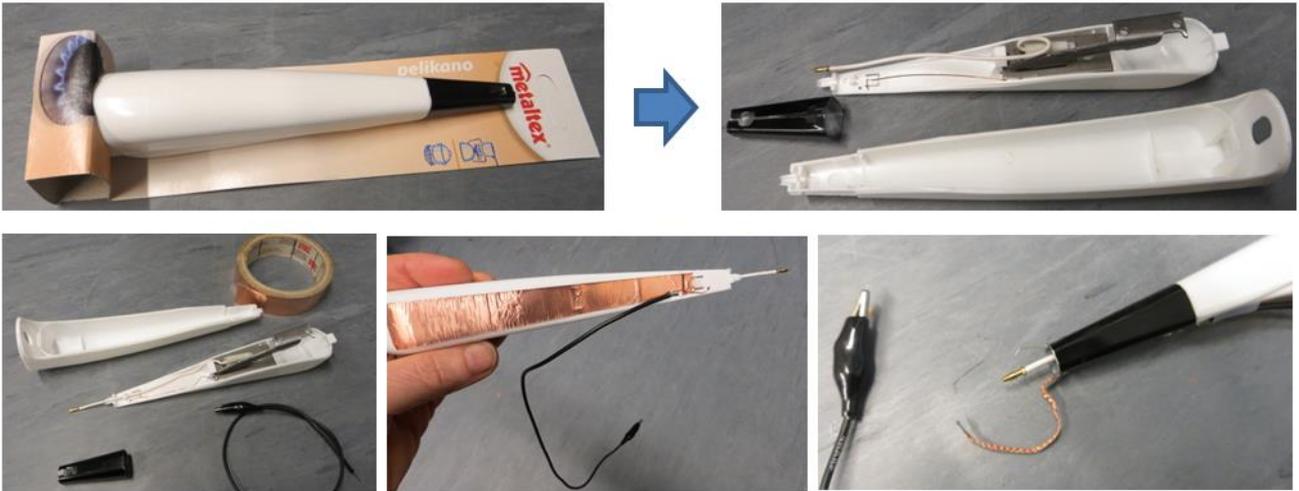


圖 29

製作這個工具需要將壓電式氣體點火器拆開來進行。首先將金屬外殼取下來，把高壓線撥到外面，用銅箔把手柄蓋住，將壓電陶瓷的地與銅箔以及地線連接起來。再次裝上金屬外殼，確保它和銅箔之間連接良好。你還可以在外殼上增加一條地線以降低它和測試物件連接時的阻抗。參見圖 29。

做試驗的時候不要直接對 IC 進行攻擊，你可以在不同的接地點之間或是電源的正極和地之間進行攻擊，也可以在電源線上串聯電阻以後再行攻擊以得到更多不同的量化效果。

**b. 脈衝電場發生器，見圖 30。**

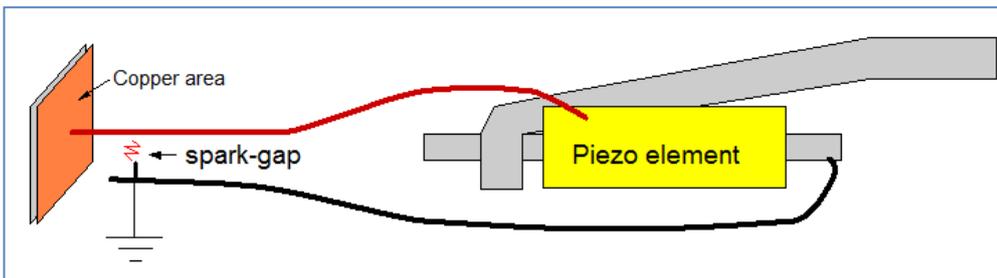


圖 30

這個工具可直接從 ESD 發生器轉變而來。將一塊銅箔和高壓節點連接起來，再在高壓節點和地之間增加一個火花隙即可形成，參見圖 31。

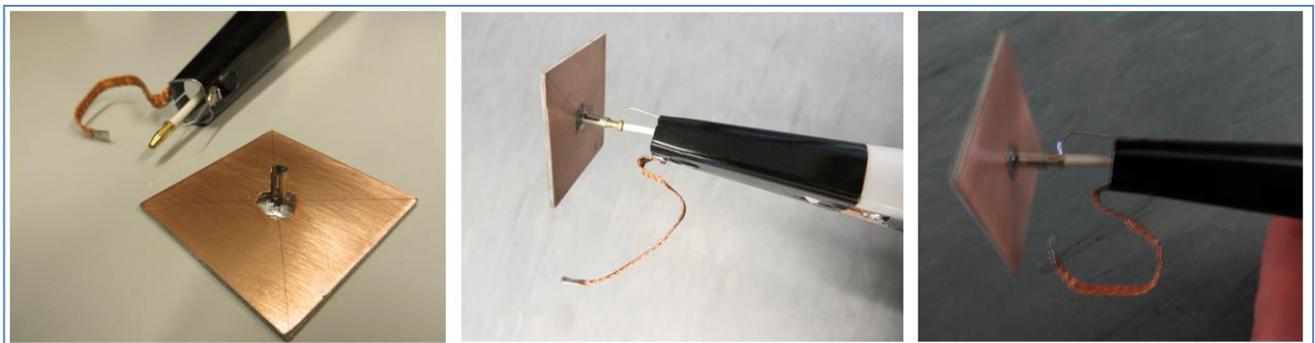


圖 31

你可以用這個工具檢查你的系統在快速變化的電場下的魯棒性，很多高阻抗的電路會受到它的影響。

**c. 脈衝磁場發生器，參見圖 32。**

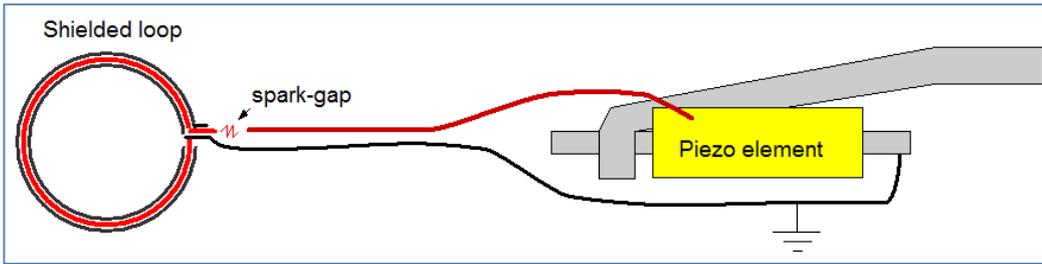


圖 32

這個工具是通過將電流脈衝送入一個線圈使之生成快速變化的磁場來形成的。

你還是可以使用壓電式點火器來製作此工具，但你這時候需要使用一個能夠固定線圈的裝置。在壓電式點火器的頂端安裝一個小型同軸連接器是比較方便的，這樣會給連接不同的線圈帶來方便。

一塊小型的雙面 PCB 可以用作安裝連接器的基座，然後再將 PCB 和金屬外殼焊接起來。你還需要增加一塊接地的銅箔，它要將氣體點火器的手柄、壓電元件的地端和金屬外殼連接在一起。

高壓線的位置需要進行調節，使之形成 2~3mm 的火花放電間隙。

遮罩環的製作與用於 EMI 測試的環形天線的製作方法是一樣的，請參考應用筆記 [AN045](#)，請注意同軸線的內芯線末端要和電纜的遮罩層焊接在一起。參見圖 33。

你可以用這個工具對應用中的敏感環路進行檢查，像 IC 的去耦回路就可以用此方法進行檢測。你也可以將線圈與鐵氧體磁芯耦合在一起將脈衝電流引入電纜中去，這很類似共模電流測量，但這時候的環形線圈變成了發送器。

需要注意的是這個工具可以生成極端糟糕的脈衝干擾，不要在敏感的數位電路附近使用它。



圖 33

## 10. 總結

電源 IC 的損壞經常是由於輸入電壓過應力造成的，這在電源熱插拔導致出現過高電壓尖峰或由線路電感和低 ESR 陶瓷電容形成諧振時就會發生。

當電源 IC 輸入端的 ESD 單元遇到超過其能量承擔水準的衝擊能量時就會被損壞。造成 IC 損壞的 EOS 能量通常要比正常的人體模式 (HBM) ESD 能量高好幾倍。當 ESD 單元被損壞的時候，作為其承載體的矽晶圓也會受到傷害。在大多數情況下，承載體的損壞會直接導致功率級的不正常運作，引起直通短路、功率級燒毀等問題。

具有折返特性的 ESD 單元在被觸發以後可能保持在低於工作電壓的電壓上，這會在被觸發之後立即導致大電流的出現。

由於熱插拔事件和電源線上的諧振效應都會將電壓尖峰引入 IC 輸入端，因而在電源設計過程中必須對這樣的瞬態過程進行檢查，確保在任何情況下都不會在 IC 輸入端形成高電壓。由於 ESD 單元的啟動電壓總是高於器件的絕對最大額定值，應用中能夠出現的電壓就不能超過 IC 的絕對最大額定值，以便確保 ESD 單元在工作過程中不會被啟動。

參考文獻：

Fundamentals of Electromagnetic Compatibility 2<sup>nd</sup> edition, by B. Danker

### 相關資源

[立錡科技電子報](#)

[訂閱立錡科技電子報](#)

### Richtek Technology Corporation

14F, No. 8, Tai Yuen 1st Street, Chupei City

Hsinchu, Taiwan, R.O.C.

Tel: 886-3-5526789

Richtek products are sold by description only. Richtek reserves the right to change the circuitry and/or specifications without notice at any time. Customers should obtain the latest relevant information and data sheets before placing orders and should verify that such information is current and complete. Richtek cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Richtek product. Information furnished by Richtek is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Richtek or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Richtek or its subsidiaries.