

# INN2214-2215 InnoSwitch-CP 系列

離線式 CV/CC 返馳式切換開關 IC 具有整合式 650 V MOSFET、同步整流、回授與恆功率配置，適用於 USB-PD 和 QC 3.0

## 產品特色

### 高度整合、佔位面積小

- 整合了返馳式控制器、650 V MOSFET、二次側感測和同步整流驅動器
- 支援快速充電產品 (如 USB-PD 和 QC 3.0)
- 持續調整輸出電流和電壓，將充電時間縮到最短
- 最佳化變壓器和外部元件
- 採用 FluxLink™ 技術並整合了 HIPOT 隔離式回授連結
- 卓越的 CV 精準度，可耐受變壓器和電路板元件差異

### EcoSmart™ – 節能

- 由變壓器偏壓繞組供電時，於 230 VAC 條件下的無負載低於 10 mW
- 輕鬆符合全球所有節能法規

### 進階保護/安全功能

- 感測一次側輸出 OVP
- 感測二次側輸出過衝箝位
- 感測二次側定電流 (含 3 V 自動重新啟動)
- 磁滯回復過溫保護
- 具有精準電壓啟動/關閉和過壓保護的輸入電壓監測器

### 絕對安全且符合法規

- 在等效於 6 kV DC/1 秒的條件下，100% 符合生產 HIPOT 測試
- 增強絕緣
- 絕緣電壓 >3,500 VAC
- 通過 UL1577 和 TUV (EN60950) 安全認證
- 符合 EN61000-4-8 (100 A/m) 和 EN61000-4-9 (1000 A/m) 標準

### 綠色環保封裝

- 無鹵素且符合 RoHS 標準

### 應用

- QC 3.0 和 USB PD 充電器

### 說明

InnoSwitch™-CP 系列 IC 產品大幅簡化了低電壓、高電流電源供應器 (特別是外殼尺寸小或效率要求高的電源供應器) 的開發與製造程序。InnoSwitch-CP 架構是革命性的創新，它可讓裝置將一次側、二次側控制器、感測元件及安全額定回授機制整合在單一 IC 中。

近距離的元件鄰近度和創新使用整合式通訊連結，可以精確控制二次側同步整流 MOSFET 並最佳化一次側 MOSFET 切換。這可提高系統可靠性、使整個負載範圍中的能效達到最大，並且讓無負載功耗低於 10 mW。



圖 3. 高沾面、符合安全要求的 eSOP 封裝

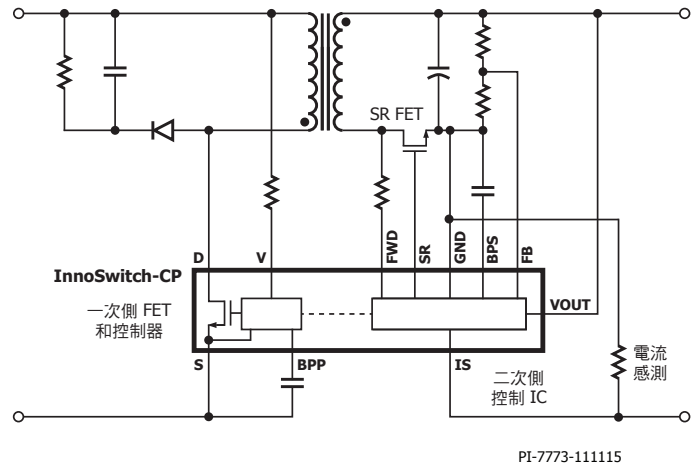


圖 1. 典型應用/效能

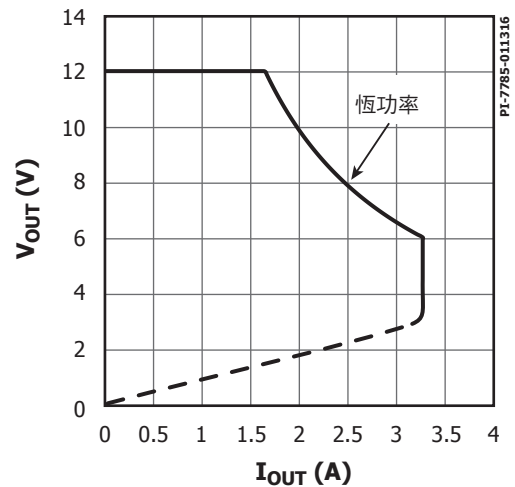


圖 2. 最大化功率特性 (可使用「外部感測電阻器選擇」選取較低功率)

## 輸出功率表

產品 <sup>3</sup>	85-265 VAC	
	轉換器 <sup>1</sup>	峰值或開放式架構 <sup>1、2</sup>
INN2214K	15 W	20 W
INN2215K	20 W	25 W

表 1. 輸出功率表

附註：

1. 在典型無通風設計、一般大小的密封式轉換器中，環境溫度為 40 °C 條件下所測出的最小連續功率。最大輸出功率取決於設計。但封裝溫度不得高於 125 °C。
2. 最小峰值功率容量。
3. 封裝：K：eSOP-R16B。

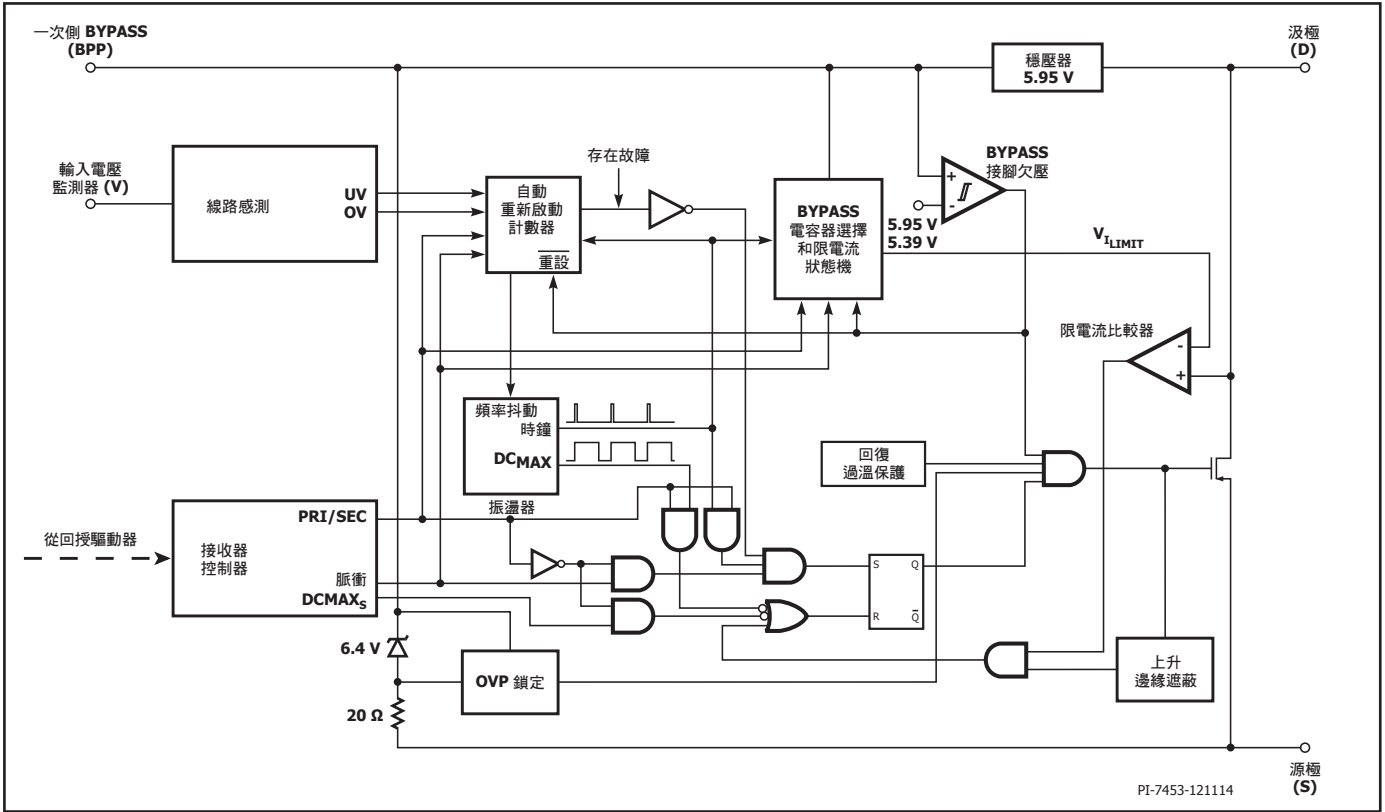


圖 4. 一次側控制器區塊圖

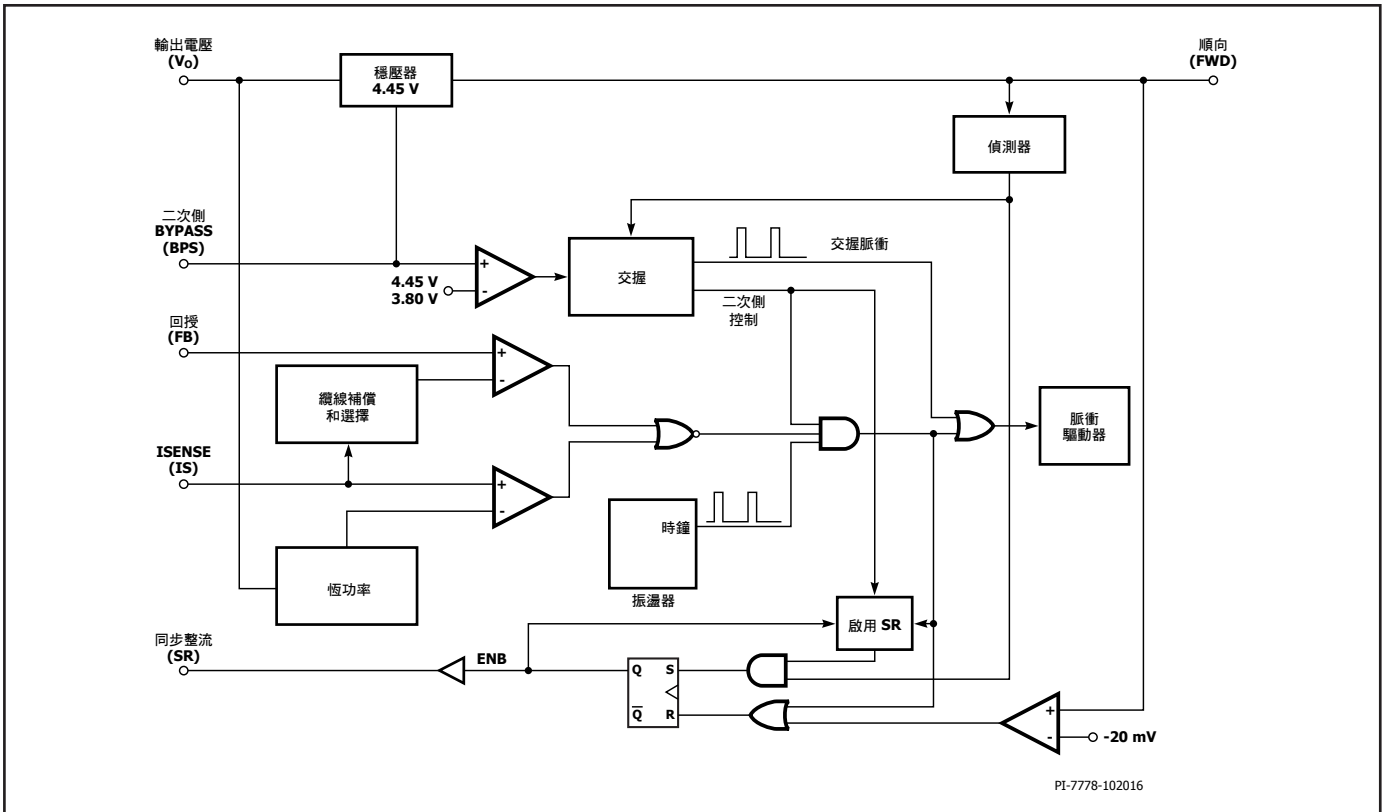


圖 5. 二次側控制器區塊圖

## 接腳功能說明

### 汲極 (D) 接腳 (接腳 1)

此接腳是功率 MOSFET 的汲極連接。

### 源極 (S) 接腳 (接腳 3-6)

此接腳是功率 MOSFET 的源極連接。它也是一次側 BYPASS 接腳的接地參考。

### 一次側 BYPASS (BPP) 接腳 (接腳 7)

它是一次側控制器 IC 供應器之外部旁路電容器的連接點。

### 輸入電壓監測器 (V) 接腳 (接腳 8)

8 MW 電阻器連接於該接腳與輸入大電容器之間，以提供輸入欠壓與過壓保護。

### 順向 (FWD) 接腳 (接腳 10)

它是變壓器輸出繞組上用於執行感測和其他功能之切換節點的連接點。

### 輸出電壓 (VOUT) 接腳 (接腳 11)

此接腳直接連接到電源供應器的輸出電壓，為二次側 IC 提供偏壓。

### 同步整流器驅動 (SR) 接腳 (接腳 12)

連接到外部 SR FET 閘極端子。

### 二次側 BYPASS (BPS) 接腳 (接腳 13)

它是二次側控制器供應器之外部旁路電容器的連接點。

### 回授 (FB) 接腳 (接腳 14)

此接腳連接到外部分壓電阻器，以設定電源供應器 CV 電壓穩壓臨界值。

### 二次側接地 (GND) (接腳 15)

二次側 IC 的接地。

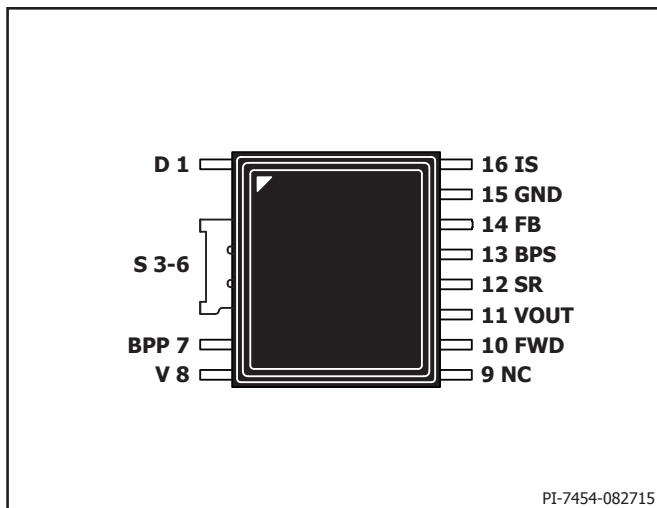


圖 6. 接腳配置

### ISENSE (IS) 接腳 (接腳 16)

連接到電源供應器輸出端。此接腳與二次側接地接腳之間連接有一個外部電流感測電阻器。

若不需要二次側電流感測，應將 ISENSE 接腳連接至二次側接地接腳。

## InnoSwitch-CP 功能說明

InnoSwitch-CP 將高電壓功率 MOSFET 切換開關與一次側與二次側控制器結合在一個裝置中。它採用新型的電感耦合回授方案，該方案使用封裝導線架與黏接線，以提供一種可靠且低成本的方法，可直接準確地感測二次側上的輸出電壓與輸出電流，以便將資訊傳送至一次側 IC。與傳統的 PWM (脈波寬度調變) 控制器不同，這款裝置使用簡單的開/關控制來調節輸出電壓和電流。一次側控制器包含一個振盪器、一個磁性耦合至二次側控制器的接收器電路、限電流狀態機、一次側 BYPASS 接腳上的 5.95 V 穩壓器、過壓電路、限電流選擇電路、過溫保護、前緣雜訊消除與一個 650 V 的功率 MOSFET。InnoSwitch-CP 二次側控制器包含一個磁性耦合至一次側接收器的發射器電路、定電壓 (CV) 與定電流 (CC) 控制電路、二次側 BYPASS 接腳上的 4.4 V 穩壓器、同步整流器 MOSFET 驅動器、頻率抖動振盪器以及諸多整合式保護功能。圖 4 和 5 顯示具有最重要功能之一次側和二次側控制器的功能區塊圖。

### 一次側 BYPASS 接腳調整器

每當功率 MOSFET 關閉時，一次側 BYPASS 接腳的內部調整器就會從汲極接腳電壓汲取電流，將一次側 BYPASS 接腳電容器充電至  $V_{BPP}$ 。一次側 BYPASS 接腳是內部供應電壓節點。當功率 MOSFET 開啟時，裝置會利用一次側 BYPASS 接腳電容器內儲存的能量進行運作。由於內部電路的功耗極低，因此 InnoSwitch-CP 可以依靠自汲極接腳汲取的電流持續運作。

此外，還存在分流調整器，可以在透過外部電阻器為一次側 BYPASS 接腳提供電流時，將一次側 BYPASS 接腳的電壓箝制在  $V_{SHUNT}$ 。這有助於透過偏壓繞組從外部為 InnoSwitch-CP 供電，以將無負載功耗降至 10 mW (5 V 輸出設計) 以下。

### 一次側 BYPASS 接腳電容器選擇

一次側 BYPASS 接腳可使用小至 0.1  $\mu\text{F}$  的陶瓷電容器，來對裝置的內部電源供應器進行去耦合。可使用較大尺寸的電容器來調整限電流。一次側 BYPASS 接腳上的 1  $\mu\text{F}$  電容器會選擇與下一個較大裝置的標準限電流相等的較高限電流。一次側 BYPASS 接腳上的 10  $\mu\text{F}$  電容器會選擇與下一個較小裝置的標準限電流相等的較低限電流。

### 一次側 BYPASS 接腳欠壓臨界值

當一次側 BYPASS 接腳電壓在穩態操作中降至  $V_{BPP} - V_{BPP(H)}$  以下時，一次側 BYPASS 接腳欠壓電路會停用功率 MOSFET。一旦一次側 BYPASS 接腳電壓降至此臨界值以下，必須回升至  $V_{BPP}$  才能啟用 (開啟) 功率 MOSFET。

### 一次側 BYPASS 接腳輸出過壓鎖定功能

一次側 BYPASS 接腳具有 OV 保護鎖定功能。與串聯一次側 BYPASS 接腳的電阻器並聯的積納二極體，通常用來偵測一次側偏壓繞組的過壓，以啟用此保護機制。如果進入一次側 BYPASS 接腳的電流超過 ( $I_{SD}$ )，則裝置會停用功率 MOSFET 切換。鎖定狀態是透過讓一次側 BYPASS 低於重設臨界值電壓 ( $V_{BPP(RESET)}$ ) 以下來重設的。

**過溫保護**

過溫保護電路會感測一次側晶片溫度。此臨界值通常設為 142 °C (磁滯溫度為 75 °C)。當晶片溫度上升至超過此臨界值時，功率 MOSFET 將一直停用，直到晶片溫度下降達 75 °C 時才會重新啟用功率 MOSFET。提供 75 °C 的高磁滯溫度，用於防止 PC 板因持續故障而過熱。

**限電流操作**

限電流電路會感測功率 MOSFET 中的電流。如果該電流超出內部臨界值 ( $I_{LIMIT}$ )，則會在該切換週期的剩餘時間內關閉功率 MOSFET。限電流狀態機可於中負載和輕負載下，減少離散數量的限電流臨界值。

開啟功率 MOSFET 後，前緣雜訊消除電路會在短期 ( $t_{LEB}$ ) 內禁止使用限電流比較器。此前緣雜訊消除 (leading edge blanking) 時間已設定為適當的值，使得因電容和二次側整流器反向恢復時間引起的電流突波不會導致切換脈衝過早終止。每個切換週期會在一次側功率 MOSFET 的汲極電流達到裝置的限電流時終止。

**自動重新啟動**

如果出現故障 (如輸出過載、輸出短路或外部元件/接腳故障)，InnoSwitch-CP 會進入自動重新啟動 (AR) 運作模式。在自動重新啟動操作模式下，功率 MOSFET 切換會停用  $t_{AR(OFF)}$ 。進入自動重新啟動有以下兩種方式：

1. 從二次側發送的連續切換要求的時間超過  $t_{AR}$ 。
2. 二次側未發送任何切換週期要求的時間超過  $t_{AR(SK)}$ 。

第一種情況是指二次側控制器發出連續週期要求，而跳離週期不超過  $t_{AR}$  時間。第二種方法可確保在通訊中斷的情況下，一次側會嘗試再次重新啟動。雖然這不是正常操作下會發生的情況，但可確保系統 ESD 事件 (例如，因雜訊干擾二次側控制器而導致通訊中斷) 於一次側在自動重新啟動關閉時間後重新啟動時得到解決。

自動重新啟動功能會交替啟用和停用功率 MOSFET 切換，直到排除故障為止。自動重新啟動計數器是由切換振盪器把關，而在 SOA 模式中，自動重新啟動關閉計時器可能會顯示的久一點。

一旦一次側 BYPASS 接腳降至欠壓臨界值  $V_{BPP} - V_{BPP(HYS)}$  以下，就會重設自動重新啟動計數器。

**安全工作區 (SOA) 保護**

如果一次側功率 MOSFET 切換電流連續兩個週期在遮蔽 ( $t_{LEB}$ ) 加上限電流 ( $t_{ILD}$ ) 延遲時間內達到電流限制 ( $I_{LIM}$ )，控制器就會跳離大約 2.5 個週期或 25  $\mu$  秒。這提供了足夠時間來重設變壓器，而不會影響大電容負載的啟動時間。當裝置在 SOA 模式中運作時，自動重新啟動時序將會增加。

**一次側與二次側交握通訊協定**

在啟動時，最初的一次側切換並不會有任何回授資訊 (這類似於標準 TOPSwitch™、TinySwitch™ 或 LinkSwitch™ 控制器的運作方式)。如果在自動重新啟動開啟期間收到回授訊號，一次側就會進入自動重新啟動並不斷重複。但在正常情況下，二次側晶片會透過順向接腳或直接由 VOUT 供電，然後接手控制。自此之後，二次側會在需要時控制嚴苛的切換週期。

下方圖 7 顯示交握流程圖。

當二次側取得控制時，如果一次側在正常運作期間停止切換或未回應二次側發出的週期要求，則會啟動交握通訊協定以確保二次側準備好在一次側再次開始切換時取得控制。當二次側偵測到一次側提供的週期多於要求的數目時，也會叫用此通訊協定來進行其他交握。

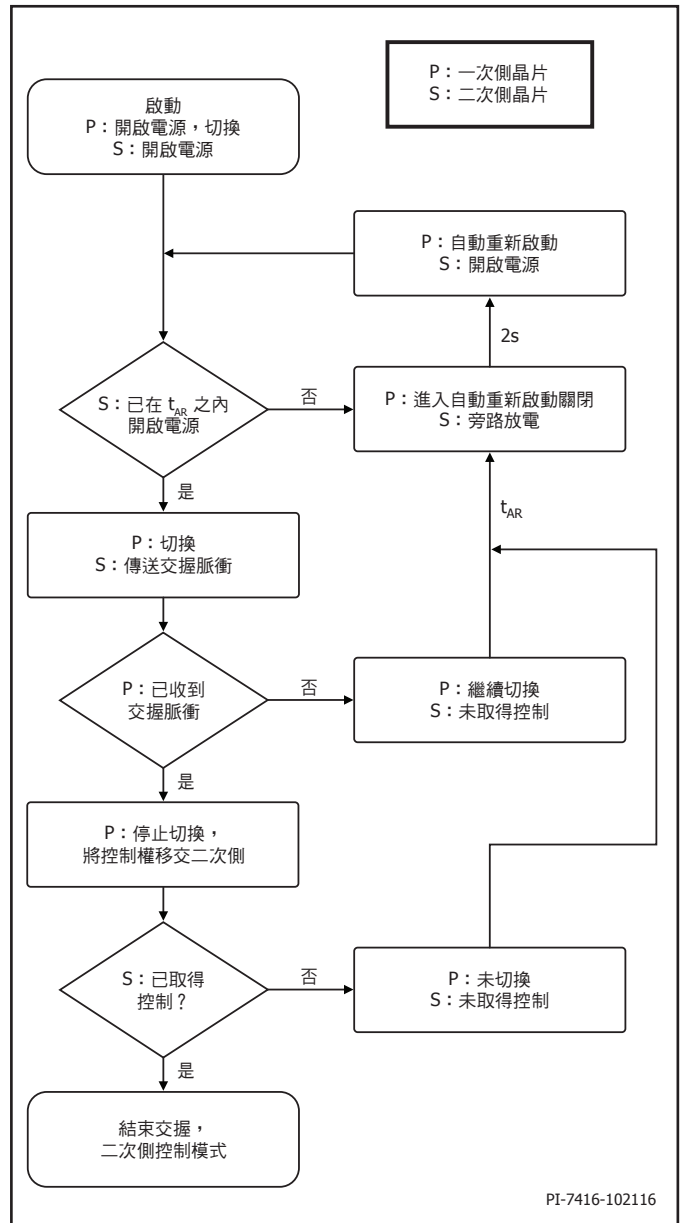


圖 7. 一次側與二次側交握流程圖



當一次側因短暫線間退出或電壓關閉事件而停止切換時，最有可能需要其他交握。當一次側恢復運作時，它會依預設進入啟動狀態，並嘗試偵測來自二次側的交握脈衝。

如果二次側未偵測到一次側回應要求達 14 個連續週期，或二次側偵測到一次側在沒有週期要求的情況下切換，則二次側控制器會啟動第二個交握序列。

此保護模式也可在一次側進行切換時提供額外保護，避免發生 SR MOSFET 跨導通狀況。當二次側仍掌握控制權且存在輕/中等負載情況下，此保護模式也可在一次側進行重設時避免發生輸出過壓。

#### 線電壓監測器

電壓監測器接腳用於在欠壓與過壓感測及保護功能下輸入。

8 MΩ 電阻器連接於高電壓大 DC 電容器 (在橋之後，或透過一組二極體從橋的 AC 側連接)、高電壓小電容器、洩漏電阻器 (以實現 AC 快速重設) 與電壓監測器接腳之間，以啟用此功能。若要停用此功能，應將電壓監測器接腳連接至一次側 BYPASS 接腳。

在開機時，BPP 充電並鎖定  $I_{LIM}$  之後、切換電壓監測器接腳狀態之前，將檢查電流以確認其高於電壓啟動 ( $I_{UV+}$ ) 且低於過壓關機臨界值 ( $I_{OV+}$ )，然後繼續啟動。

在正常運作期間，若電壓監測器接腳電流低於電壓關閉 ( $I_{UV-}$ ) 臨界值，且持續低於電壓啟動 ( $I_{UV+}$ ) 臨界值的時間超過  $t_{UV-}$ ，控制器將進入自動重新啟動，並進入短暫的自動重新啟動關閉時間 (約 200 ms)。只有在電壓監測器接腳電流高於電壓啟動臨界值 ( $I_{UV+}$ ) 的時間超過約 150 ms 時，切換才會繼續。

在正常運作期間，若電壓監測器接腳電流高於過壓臨界值 ( $I_{OV+}$ ) 的時間超過  $t_{OV}$ ，控制器將進入自動重新啟動，並進入短暫的自動重新啟動關閉時間 (約 200 ms)。只有在電壓監測器接腳電流低於  $I_{OV-}$  的時間超過約 150 ms 時，切換才會繼續。

#### 二次側控制器

裝置一旦進入短暫的自動重新啟動關閉時間，一次側 BYPASS 接腳將啟動內部洩漏功能，以便將輸入大電容器放電。回授驅動器區塊會驅動 FluxLink 通訊迴路將切換脈衝要求傳輸到一次側 IC。

如圖 4 的區塊圖所示，二次側控制器是透過 4.45 V 調整器區塊，經由連接到二次側 BYPASS 接腳的 VOUT 或順向接腳供電。二次側 BYPASS 接腳連接到外部去耦電容器，並從調整器區塊內部饋入。

順向接腳也連接到同時用於交握和計時的下降邊緣偵測區塊，以開啟連接到同步整流器驅動接腳的同步整流器 MOSFET (SR FET)。順向接腳亦可用於感測當 FET 上的電阻電壓降至  $V_{SR(TH)}$  以下時，何時關閉以不連續模式運作的 SR FET。

以連續模式運作時，SR FET 會在傳送脈衝要求以請求下一個切換週期時關閉，這提供了優異的同步，而不會與在連續模式下運作時關閉的 FET 有任何重疊。

介於 VOUT 與二次側接地接腳之間的外部分壓電阻器網路的中點，會接到回授接腳來調節輸出電壓。內部電壓比較器參考電壓為  $V_{REF}$  (1.265 V)。

IS 與二次側接地接腳之間連接的外部電流感測電阻器用於在定電流模式下調節輸出電流。內部電流感測比較器臨界值  $IS_{VTH}$  用於確認對電源供應器輸出電流進行調節時的值。

#### 二次側控制器振盪器

典型的振盪器頻率在內部設為平均頻率 100 kHz。

振盪器整合了引入小幅度頻率抖動 (通常是 6 kHz 的峰值間頻率) 的電路，以將 EMI 輻射降至最低。頻率抖動的調變率設為 1 kHz，最大程度地降低 EMI 的平均值和準峰值。

#### 輸出過壓保護

如果感測到回授接腳上的電壓比穩壓臨界值高出 2%，則會對 VOUT 接腳施加 ~10 mA 的洩漏電流。如果回授接腳電壓上升至超過內部回授接腳參考電壓達 20%，則此洩漏電流會增加至 140 mA。減少 VOUT 接腳上的電流是為了針對瞬間過衝事件來放電輸出電壓。二次側不會在此模式運作期間放棄對於一次側的控制。

#### 回授接腳短路偵測

如果回授接腳電壓在啟動時低於  $V_{FB(OFF)}$  臨界值，則二次側會完成一次側/二次側交握，並停止要求脈衝以啟動自動重新啟動。二次側會停止要求週期達  $t_{AR(SK)}$ ，以開始  $t_{AR(OFF)SH}$  的一次側自動重新啟動。在此狀況下，真實 AR 關閉時間為  $t_{AR(SK)} + t_{AR(OFF)SH}$ 。在正常運作期間，當回授接腳電壓降至  $V_{FB(OFF)}$  臨界值以下時，二次側會停止來自一次側啟動自動重新啟動週期的要求脈衝。 $V_{FB(OFF)}$  上的抗擾動濾波器少於 10 μs。

#### 纜線壓降補償 (CDC)

當與 CHY103 或任何電流源回授搭配使用時，纜線壓降補償量是與定電流調節臨界值相關之負載的函數，如圖 8 所示。如果透過變更回授分壓器 (如 CHY100/101) 進行調整，則 CDC 是  $V_{OUT}$  的 6%。

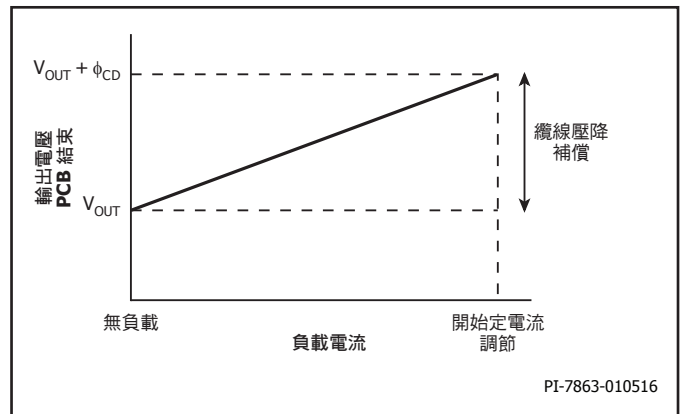


圖 8. 纜線壓降補償特性

下方回授接腳電阻器必須連接至二次側接地接腳 (而非 ISENSE 接腳)，才能啟用輸出纜線壓降補償。

**輸出電壓接腳自動重新啟動臨界值**

VOUT 接腳也包含比較器，用於偵測輸出電壓降至  $V_{OUT(AR)}$  臨界值以下的持續時間何時超過  $t_{VOUT(AR)}$ 。在偵測到回授接腳降至  $V_{OUT(AR)}$  以下的持續時間超過  $t_{VOUT(AR)}$  時，二次側控制器會放棄控制。此臨界值可用於限制定電流 (CC) 工作的範圍。

**輸出定電流和恆功率調節**

InnoSwitch-CP 會調節流經 ISENSE 與二次側接地接腳 ( $IS_{VTH}$ ) 之間電阻器的輸出電流，以及控制 VOUT 接腳上感測的輸出功率與輸出電壓。若不需要定電流調節或恆功率，必須將該接腳連接至接地接腳。

InnoSwitch-CP 的定電流調節低於 5 V，恆輸出功率配置高於  $V_{PK}$  臨界值。傳輸至負載的最小輸出功率是由  $V_{PK}$  臨界值設定，而程式化的定電流則是由 ISENSE 與二次側接地接腳之間的電阻器設定。

**SR 停用保護**

在逐週期基礎上，僅當二次側控制器要求週期且在順向接腳上偵測到下降邊緣時，才會使用 SR。若 ISENSE 接腳上的電壓超過  $IS_{VTH}$  臨界值大約 3 倍，將會停用 SR MOSFET 驅動，直到突波電流降至標準等級為止。

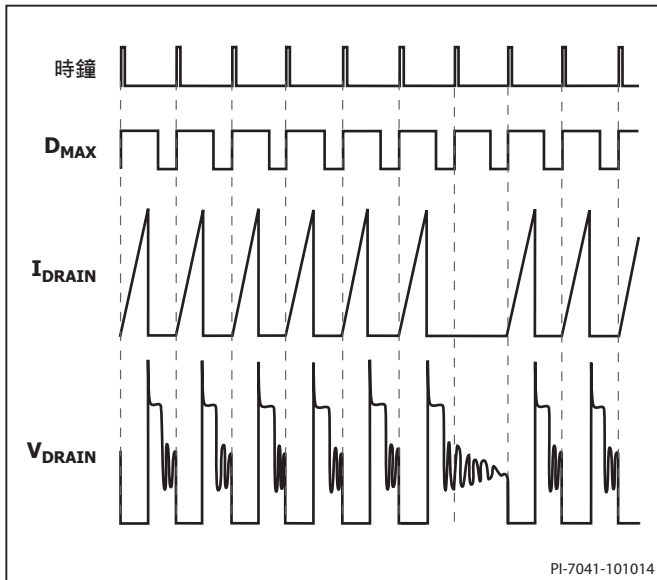


圖 9. 在接近最大負載下運作

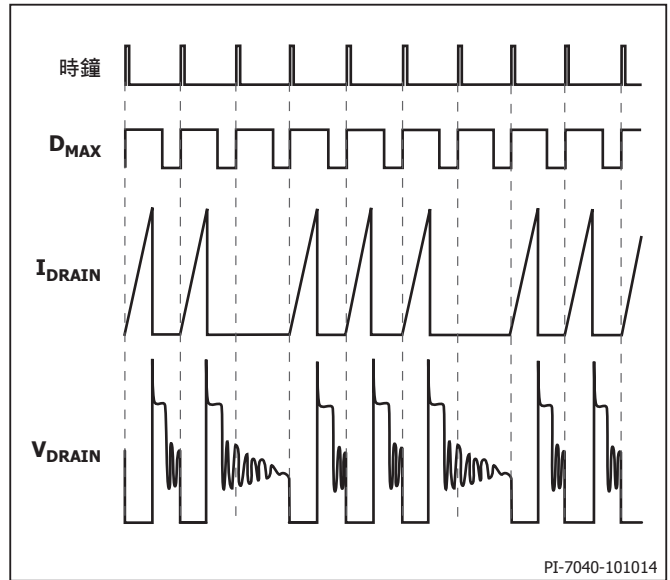


圖 10. 在較重負載下運作

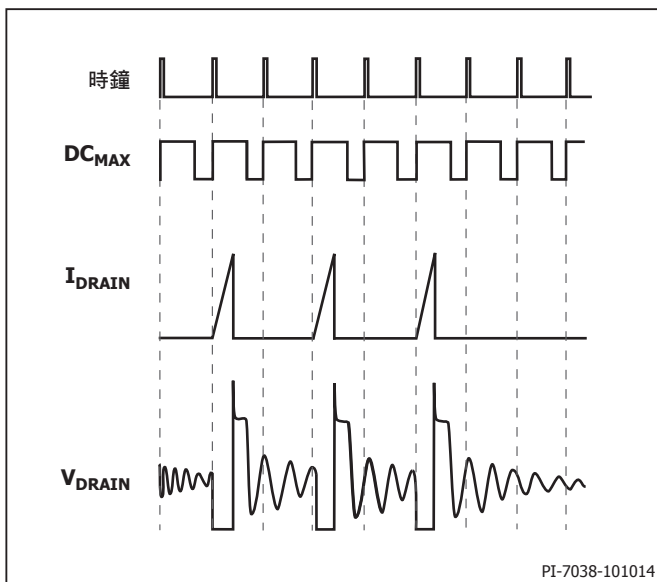


圖 11. 在中等負載下運作

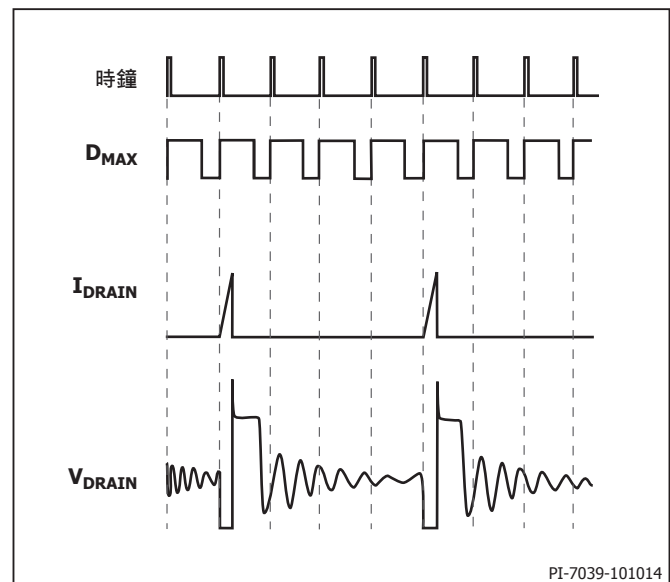


圖 12. 在極輕負載下運作

## InnoSwitch-CP 運作

InnoSwitch-CP 裝置在限電流模式下運作。在啟用之後，振盪器會在每個週期開始時，開啟功率 MOSFET。當電流上升至限電流時，或在達到  $DC_{MAX}$  限值時，MOSFET 就會關閉。由於 InnoSwitch-CP 設計的最高限電流等級與頻率是恆定的，因此傳輸至負載的功率與變壓器的一次側電感及一次側峰值電流的平方成正比。因此，電源供應器的設計涉及計算變壓器的一次側電感，以得出所需的最大輸出功率。如果根據功率等級適當選擇 InnoSwitch-CP，已計算電感中的電流將在達到  $DC_{MAX}$  限值之前上升至限電流。

InnoSwitch-CP 會使用電阻分壓器感測回授接腳上的輸出電壓，來決定是否要繼續下一個切換週期。週期的順序用於確定限電流。週期一經啟動，一律會完成該週期。此操作使得電源供應器的輸出電壓漣波由輸出電容器及每個切換週期的能量總額決定。

## 使用限電流狀態機執行開/關操作

InnoSwitch-CP 的內部時鐘會永遠持續運作。在每個時鐘週期開始時，回授接腳上的電壓比較器會決定是否實作切換週期，並根據多個週期的取樣順序來確定適當的限電流。在高負載下，狀態機會將限電流設為其最高值。在較輕負載下，狀態機會將限電流設為較低值。

在接近最大負載下，InnoSwitch-CP 會在其幾乎所有時鐘週期內導電 (圖 9)。在稍低負載下，它將「跳離」額外週期，以維持電源供應器輸出端的電壓調節 (圖 10)。在中等負載下，將跳離週期並降低限電流 (圖 11)。在極輕負載下，將進一步降低限電流 (圖 12)。僅會發生少部分的週期，以滿足電源供應器的功耗要求。

相較於 PWM 控制，開/關控制方案的回應時間極快。這帶來準確的調節效果和優異的暫態回應。

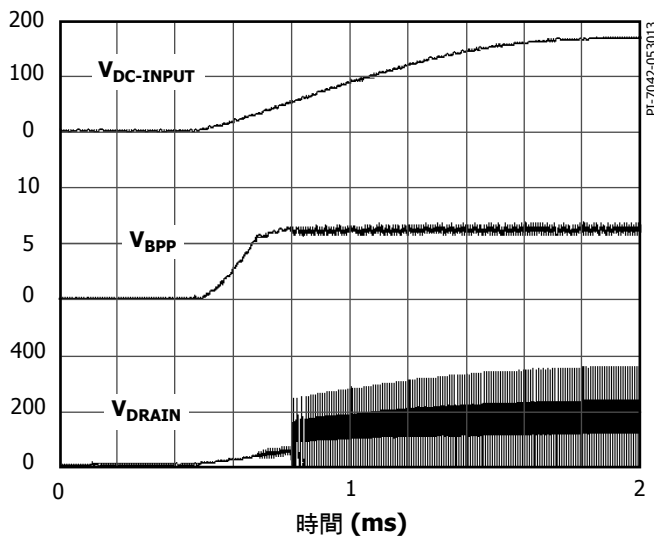


圖 13. 開機

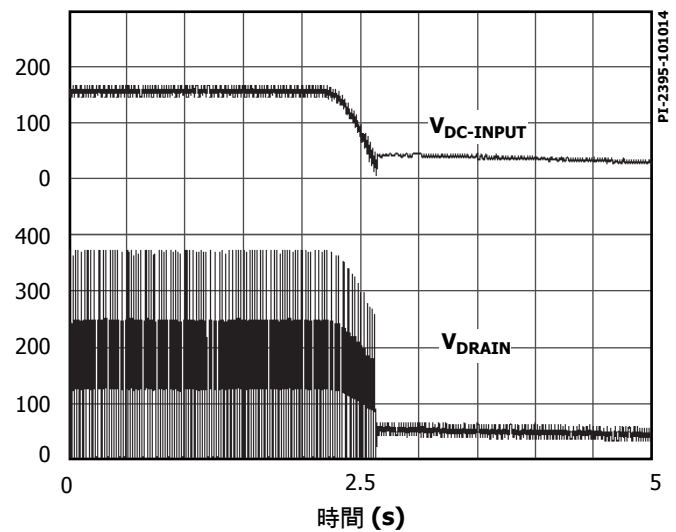


圖 14. 正常關機時序

應用範例

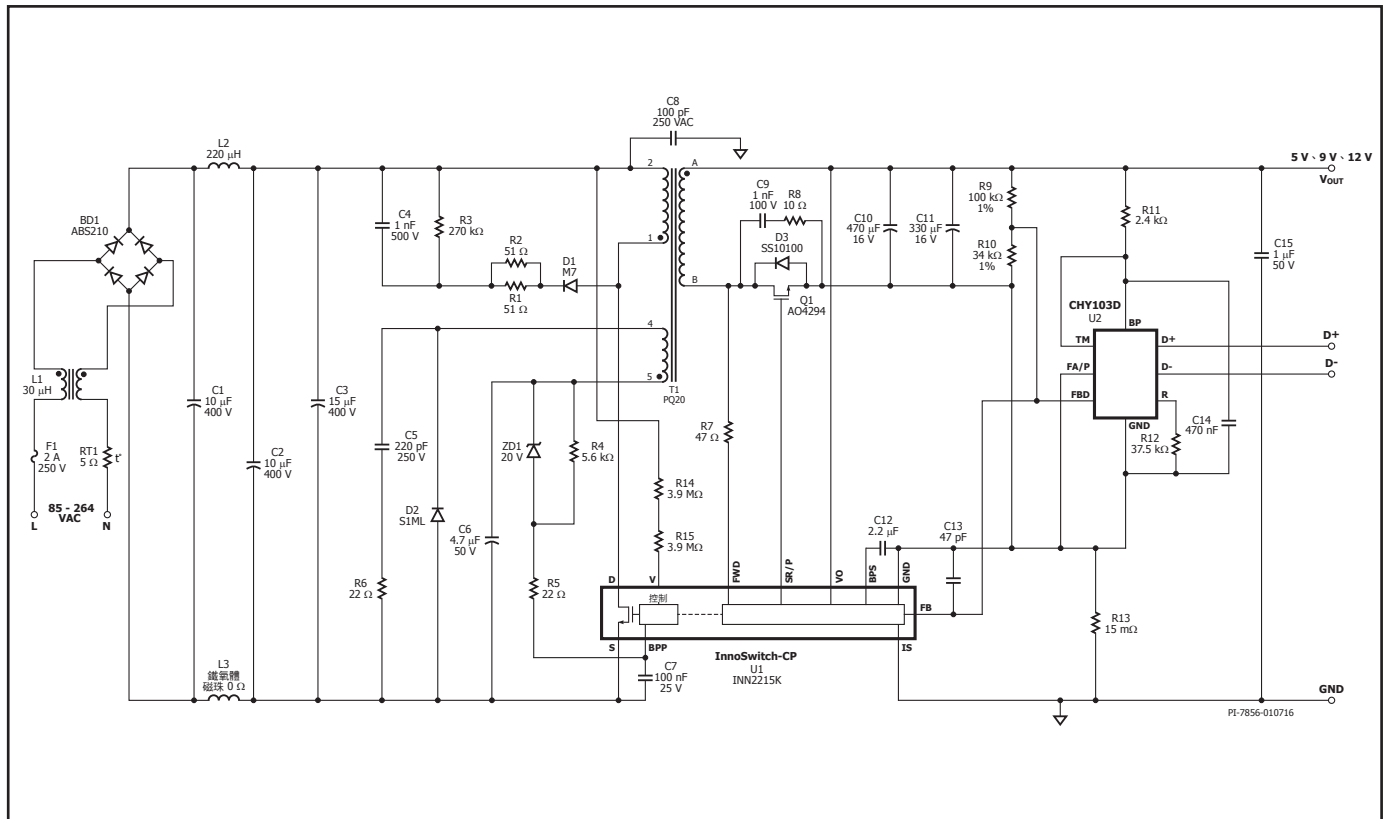


圖 15. 符合 QC 3.0 標準的 5V、3A；9V、2A；12V、1.5A 充電器/轉換器

圖 15 所示電路是使用 INN2215K 的低成本、高效率快速充電轉換器。此設計符合 DoE 第 6 級與 EC CoC 5 標準。InnoSwitch-CP 提供的整合可將元件數量從超過 60 個減少至只有 41 個。充電器在 3A、2A 和 1.5A 條件下可分別提供 5V、9V 和 12V。按照 QC 3.0 通訊協定的規定，可以 200 mV 的增量來連續調整輸出，將輸出電壓設定為其他的值。

橋式整流器 BR1 可對 AC 輸入電源供應器進行整流。電容器 C1、C2 和 C3 提供整流 AC 輸入的濾波，並與電感器 L2 共同構成 pi 濾波器以削減差模 EMI。電感器 L1 和電容器 C8 提供共模雜訊濾波。電源供應器輸出端連接的電容器 C15 可協助降低高頻輻射性 EMI。將電源供應器連接至輸入 AC 電源供應器時，熱敏電阻器 RT1 會限制突波電流。輸入保險絲 F1 能提供保護，防止因電源供應器中的元件發生災難性故障而導致輸入電流過大。

變壓器一次側的一端連接到整流 DC 匯流排，另一端則連接到 InnoSwitch-CP IC (U1) 內 MOSFET 的汲極端子。由二極體 D1、電阻器 R1、R2 與 R3 及電容器 C4 構成的低成本 RCD 箝位會在 U1 內關閉 MOSFET 的瞬時限制 U1 汲極峰值電壓。該箝位有助於釋放變壓器 T1 的漏電抗中儲存的能量。InnoSwitch-CP IC 可自行啟動，會在初次施加 AC 時，利用內部高電壓電流源為 BPP 接腳電容器 (C7) 充電。在正常運作期間，一次側區塊由變壓器 T1 上的輔助繞組供電。輔助 (或偏壓) 繞組的輸出是由二極體 D2 進行整流，由電容器 C6 進行濾波。電阻器 R4 會限制為

InnoSwitch-CP IC (U1) 的 BPP 接腳提供的電流。輸出調節是利用開/關控制來達成的，而啟用的切換週期的數目是根據輸出負載來進行調整。在高負載下，會啟用大多數切換週期，而在輕負載或無負載下，會停用或跳離大多數週期。週期一經啟用，MOSFET 就會維持在開啟狀態，直到一次側電流上升至裝置在特定運作狀態下的限電流。一共安排了四種工作狀態 (限電流)，使一次側電流切換模式的含頻量維持在可聞範圍外，直到處於輕負載，此時變壓器磁通密度以及產生的可聞雜訊處於極低等級。InnoSwitch-CP IC 的二次側提供輸出電壓、輸出電流感測並驅動 MOSFET 提供同步整流。

變壓器二次側由二極體 D3 進行整流，由電容器 C10 與 C11 進行濾波。切換暫態期間產生的高頻振盪，可透過突波吸收器 (電阻器 R8 與電容器 C9) 加以降低，否則會產生輻射性 EMI。為了降低二極體 D3 中的消耗，MOSFET Q1 提供同步整流 (SR)。Q1 的閘極是由 IC U1 內的二次側控制器根據透過電阻器 R7 感測並饋送至 IC 之 FWD 接腳的繞組電壓進行開啟。在連續導通模式下運作時，MOSFET 會在二次側控制來自一次側的新切換週期之前關閉。在不連續導通模式下運作時，功率 MOSFET 會在 MOSFET 上的壓降降至約 -24 mV 的臨界值以下時關閉。對一次側功率 MOSFET 進行二次側控制可避免兩個 MOSFET 跨導通的可能性，並提供非常可靠的同步整流。由於 SR MOSFET 並非在整個切換週期內都開啟，因此仍需要一個小的低電流二極體 (D3) 以實現同類最佳的效率。



IC 的二次側可從二次側繞組順向電壓或輸出電壓自行供電。電容器 C12 連接到 InnoSwitch-CP IC U1 的 BPS 接腳，為內部電路提供去耦合。在 CC 操作模式期間，當輸出電壓下降時，裝置會直接從二次側繞組自我供電。在一次側功率 MOSFET 開啟期間，二次側繞組上出現的順向電壓將用於透過電阻器 R7 和內部調節器為去耦合電容器 C12 充電。這可讓輸出電流調節持續降低至約 3 V。低於此水平時，裝置就會進入自動重新啟動，直到輸出負載降低。輸出電流是在 IS 和 GND 接腳之間進行感測，臨界值為大約 33 mV，以減少損失。一旦超過電流感測臨界值，裝置就會調整切換脈衝數目以維持固定的輸出電流。在發生故障（例如輸出短路）期間，由於輸出電容器 C10 與 C11 透過短路放電，因此大電流將流經電流感測電阻器 R13。輸出電壓是透過分壓電阻器 R9 和 R10 感測的。輸出電壓會進行調節，以在回授接腳上達到 1.265 V 電壓。電容器 C13 可提供回授接腳訊號的雜訊濾波。

CHY103 介面 IC 提供 QC 3.0 和 QC 2.0 介面。電阻器 R11 可向 IC U2 供電，電容器 C14 提供去耦合。IC U2 可透過分壓器（由電阻器 R9 或 R10 構成）增減電流來提高或降低充電器的輸出電壓。

## 主要應用考量

### 輸出功率表

本產品規格型錄輸出功率表（表 1）展示了最小實際連續輸出功率等級，在以下假定的條件下可獲得該等級：

1. 在 85 VAC 輸入下的最小 DC 輸入電壓為 90 V 或以上，或在 230 VAC 輸入下為 220 V 或以上，或者在使用倍壓器時為 115 VAC。輸入電容值應經過調整，以符合這些 AC 輸入設計標準。
2. 效率高於 82%。
3. 產品規格型錄最小值為  $I^2t$ 。
4. 變壓器一次側電感公差為  $\pm 10\%$ 。
5. 反射輸出電壓 ( $V_{OR}$ ) 為 110 V。
6. 採用同步整流器的僅輸出電壓為 12 V。
7. 為峰值與開放式架構功率欄選擇了更高的限電流，為轉換器欄則選擇了標準限電流。
8. 零件安裝於板上，源極接腳焊接在足夠大的銅區域上，且/或使用散熱片將源極接腳的溫度維持在 110 °C 或以下。
9. 開放式架構設計的環境溫度為 50 °C，密封式轉換器則為 40 °C。

\* 值小於 1 時， $K_p$  是漣波與峰值一次側電流之比。建議使用大於 0.25 的暫態  $K_p$  限制，以防切換週期過早終止導致功率傳輸降低。這會防止在 MOSFET 開啟時超過初始限電流 ( $I_{INT}$ )。

### 過壓保護

InnoSwitch-CP IC 提供的輸出過壓保護使用內部鎖定，大約 7.6 mA 的臨界值電流流入一次側 BYPASS 接腳時會觸發該鎖定。除內部濾波器外，一次側 BYPASS 接腳電容器構成外部濾波器，以提供雜訊抗擾性來防止意外觸發。若要旁路電容器像高頻濾波器那樣有效，電容器應盡量靠近裝置的源極和一次側 BYPASS 接腳。

藉由從已整流和已濾波偏壓繞組電源將積納二極體連接至一次側 BYPASS 接腳（與圖 15 中的 R4 並聯），即可實現一次側感測的 OVP 功能。選擇高於偏壓繞組電壓約 6 V 的積納二極體電壓（22 V 偏壓繞組為 28 V），可以為大部分設計提供較好的 OVP 效能，但可以進行調整，以補償漏電感中的變化。插入一個與偏壓繞組二極體和/或 OVP 積納二極體串聯的低值（10  $\Omega$  至 47  $\Omega$ ）電阻器，可以增加其他濾波。與 OVP 積納二極體串聯的電阻器也會限制流入 BYPASS 接腳的最大電流。

### 減少無負載功耗

InnoSwitch-CP IC 可從經由內部電流源充電的 BYPASS 接腳電容器，以自行供電模式啟動。但在 InnoSwitch-CP IC 開始運作後，就必須使用偏壓繞組來為一次側 BYPASS 接腳提供電流。變壓器上的輔助或偏壓繞組便是為此用途提供的。新增偏壓繞組為一次側 BYPASS 接腳提供偏壓供電，可讓電源供應器設計的無負載功耗降至 30 mW 以下。圖 15 所示的電阻器 R4 應加以調整，才能達到最低無負載輸入功率。

### 可聞雜訊

InnoSwitch-CP IC 中所使用的週期跳離模式，會在變壓器中產生音頻分量。為抑制產生此雜訊，設計變壓器時應使峰值磁芯磁通密度低於 3000 高斯（300 mT）。遵照這個準則，並採用標準的變壓器浸凡立水的製造技術，基本上就能消除雜訊。請勿對變壓器採用真空浸漬方式，這會引起較高的一次側電容，因而造成更大損失。也可使用更高的磁通密度，然而必須仔細對變壓器雜訊進行評估，最好在設計核准前使用量產變壓器樣品進行測試。使用諸如 Z5U 等電介質的陶瓷電容器在用於箱位電路，尤其是偏壓電源供應器時（圖 15 中的 C5 和 C9），也可能會產生噪音。此時，可嘗試將其更換為採用其他不同電介質或構造的電容器，例如，箱位使用薄膜類型的電容器，或偏壓使用電解類型的電容器。

## 選擇元件

### InnoSwitch-CP 一次側電路的元件

#### BPP 電容器

從 InnoSwitch-CP IC 的一次側 BYPASS 接腳連接的電容器，為一次側控制器提供去耦合，也會選擇限電流。依照 InnoSwitch-CP 產品規格型錄中的指示，可以使用 0.1  $\mu$ F、10  $\mu$ F 或 1  $\mu$ F 的電容器。雖然可以使用電解電容器，但在雙面電路板上偏好使用表面接合多層陶瓷電容器，因為這種電容器可裝配於靠近 IC 的位置，有利於設計小尺寸的切換式電源供應器。建議選用額定 16 V 或 25 V 的 X5R 或 X7R 電介質電容器，以確保符合最小電容要求。

#### 偏壓繞組和外部偏壓電路

從 MOSFET 的汲極接腳連接到 InnoSwitch-CP 一次側控制器之一次側 BYPASS 接腳的內部穩壓器，會為連接到一次側 BYPASS 接腳的電容器充電以進行啟動。變壓器應提供偏壓繞組並採用適當的整流器和濾波電容器，以建置可用於為一次側 BYPASS 接腳供應至少 1 mA 電流的偏壓電源供應器。

應選擇偏壓繞組的圈數比，以便在最低負載（或無負載）情況下，電源供應器處於最低額定輸出電壓時，偏壓繞組的電壓為 9 V。如果電壓低於此值，則無負載輸入功率將高於預期值。

來自外部電路的偏壓電流應設為約 300  $\mu\text{A}$ ，以便電源供應器在無負載和 230 VAC 輸入電壓條件下運作時，實現最低的無負載功耗。建議選擇低接面電容的玻璃鈍化標準恢復整流器二極體，以防快速或超快速二極體特有的瞬間恢復功能導致較高的輻射性 EMI。

建議選用的濾波電容器為：至少 22  $\mu\text{F}$ ，且電壓額定值為電容器產生之最高電壓的 1.2 倍。當電源供應器在最低輸入 AC 供應電壓條件下以最高額定輸出電壓和額定負載運作時，此電容器通常會產生最高電壓。

#### 線電壓欠壓與過壓保護

從 V 接腳連接到 DC 匯流排的電阻器可感測輸入電壓，以針對典型的通用電壓輸入應用提供線電壓欠壓與過壓保護，建議的電阻值為大約 8 M $\Omega$ 。圖 16 所示電路配置可以有選擇地僅啟用線電壓欠壓或過壓功能。

InnoSwitch-CP 具備一次側感測的過壓保護功能，該功能可用於關閉電源供應器。關閉電源供應器後，若 V 接腳電流降至零，會重設電源供應器。關閉電源供應器後，即使在關閉輸入供電之後，仍需要很長時間才能重設 InnoSwitch-CP 控制器，因為 DC 匯流排中儲存的能量仍會繼續向控制器提供偏壓供電。使用圖 17 所示的修改後電路配置，可以快速重設 AC。在輸入供電中斷連接後，電容器  $C_s$  上的電壓會快速降低，從而會快速降低流入 InnoSwitch-CP IC 輸入電壓監測器接腳的電流，並重設 InnoSwitch-CP 控制器。

#### 一次側感測的 OVP（過壓保護）

偏壓繞組輸出產生的電壓會追蹤電源供應器輸出電壓。雖然不是十分精確，但使用偏壓繞組電壓的一次側控制器偵測輸出電壓狀況的準確度仍令人滿意。從偏壓繞組輸出連接到一次側 BYPASS 接腳的積納二極體，能夠可靠偵測導致輸出電壓增加至超過所設限值的故障狀況，進而使一次側控制器鎖閉以避免元件因故障狀況而損壞。

建議應針對滿載額定負載和最低額定輸入電壓下的正常穩態條件，以及在暫態負載條件下，測量偏壓繞組輸出的最高電壓。額定值為此測得電壓 1.25 倍的積納二極體，通常可確保 OVP 保護功能不會在任何正常工作條件下運作，而只會出現在出現故障狀況時運作。

強烈建議使用一次側感測的 OVP 保護。

#### 一次側突波吸收器箝位

應在一次側使用突波吸收器電路，如電路範例所示。這可防止在每個切換週期內一關閉 MOSFET，MOSFET 的汲極就立即產生過量的電壓突波。雖然可以使用傳統的 RCD 箝位，但 RCDZ 箝位的效率最高。圖 15 顯示的電路範例採用 RCD 箝位，並且有電阻器與箝位二極體串聯。此電阻器可抑制汲極的振盪，還能限制在反向恢復期間流經箝位二極體的

反向電流。建議選擇低接面電容的標準恢復玻璃鈍化二極體，它們可以從箝位恢復部分能量，進而提高效率。

#### InnoSwitch-CP 二次側電路的元件

##### 二次側 BYPASS 接腳 – 去耦電容器

應使用 2.2  $\mu\text{F}$ 、25 V 多層陶瓷電容器為 InnoSwitch-CP IC 的二次側 BYPASS 接腳去耦。太高的值會使輸出電壓在啟動期間過衝，而低於 1.5  $\mu\text{F}$  的值會導致運作異常。此電容器需放置在與 IC 接腳相鄰的位置。由於陶瓷電容器的電容會因施加的電壓下降，因此需要 25 V 額定值才能保證運作時的實際值。基於此原因，不建議採用額定值為 10 V 的電容器。應選用具有 X5R 或 X7R 電介質的電容器，以達到最佳效果。

##### 順向接腳電阻器

建議選用 47  $\Omega$ 、5% 電阻器，以確保 IC 供應電流足夠。不應使用較高或較低的電阻器值，因為會影響裝置運作，例如同步整流器驅動時序。

##### SR MOSFET 運作與選擇

雖然簡單的二極體整流器和濾波器足以用於二次側繞組，但使用 SR MOSFET 可將運作效率大幅提升到符合歐盟行為準則 (CoC) 與美國能源部效率要求。

一旦返馳週期開始，二次側控制器就會立即開啟 SR MOSFET。SR MOSFET 閘極應直接連接至 InnoSwitch-CP IC 的同步整流器驅動接腳，且在 SR MOSFET 的閘極電路中不應連接其他電阻器。

當 SR MOSFET 的汲極電壓降至  $-24 \text{ mV}$  [ $V_{\text{SR(TH)}}$ ] 以下時，SR MOSFET 就會關閉。因此，選用  $R_{\text{DS(ON)}}$  極小的 MOSFET 會產生不良後果，因為它會縮短 MOSFET 的開啟時間，並將電流整流到 MOSFET 的主體二極體或外部並聯蕭特基二極體（若選用）。

對於額定值 5 V、2 A 輸出的設計來說，18 m $\Omega$   $R_{\text{DS(ON)}}$  的 MOSFET 是理想選擇。SR MOSFET 驅動器採用二次側 BYPASS 接腳來做為其電源軌，而此電壓通常是 4.4 V，因此具有太高臨界值電壓的 MOSFET 並不適用。雖然可能採用臨界值電壓（絕對最大值）高達 4V 的 MOSFET，但具有 1.5 V 到 2.5 V 低臨界值電壓的 MOSFET 才是理想之選。

返馳週期開始與 SR MOSFET 關閉之間有短暫延遲。在這段延遲時間裡，SR FET 的本體二極體會導通。如果選用外部並聯蕭特基二極體，此電流大部分會流經蕭特基二極體。一旦 InnoSwitch-CP IC 偵測到返馳週期結束，SR MOSFET  $R_{\text{DS(ON)}}$  上的電壓會降至  $-24 \text{ mV}$  以下，而返馳週期的剩餘部分會利用整流到 SR MOSFET 的主體二極體或外部並聯蕭特基二極體的電流來完成。

額外選用與 SR MOSFET 並聯的蕭特基二極體，可提供更高效率，且通常一個 1 A 表面接合蕭特基二極體就足夠。對 5 V、2 A 的設計而言，增益並不高，外部二極體在 85 VAC 條件下的滿載效率增加約 0.1%，在 230 VAC 下則增加約 0.2%。

根據變壓器所用的圈數比而定，蕭特基二極體和 SR MOSFET 的電壓額定值應至少為預期反向峰值電壓 (PIV) 的 1.3 到 1.4 倍。額定電壓為 60 V 的 MOSFET 和二極體適用於大多數使用  $V_{OR}$  低於 60 V 的 5 V 設計。

二次側漏電抗與 MOSFET 電容 (COSS) 之間的相用作用，會導致因為一次側 MOSFET 開啟而使繞組上電壓反轉的情況下，電壓波形發生振盪。可以使用 SR FET 上連接的突波吸收器來抑制此振盪。可使用 10  $\Omega$  到 47  $\Omega$  範圍的突波吸收電阻器，但太高的電阻值會大幅降低效率。對大多數設計而言，1 nF 到 1.5 nF 電容即已足夠。

**輸出電容器**

低 ESR 鋁電解電容器適合與大多數高頻率返馳切換式電源供應器搭配使用，但普遍使用的是鋁聚合物固體電容器，因為後者具有尺寸小巧、溫度穩定、極低 ESR 和高 RMS 漣波電流額定值等特性。這些電容器適合用於小尺寸充電器和轉換器的設計。

一般而言，200  $\mu$ F 到 300  $\mu$ F 的鋁聚合物電容就足以用於每種安培的輸出電流。另一個影響電容選擇的因素是輸出漣波。應注意確保所使用之電壓額定值高於最大輸出電壓的電容器具有足夠的餘裕 (>20%)。

**輸出電壓回授電路**

標準輸出電壓回授接腳電壓是 1.265 V [ $V_{FB}$ ]。分壓網路應連接於電源供應器的輸出來分流輸出電壓，如此，當輸出電壓處於所設定的標準電壓時，回授接腳上的電壓就會是 1.265 V。下方回授分壓電阻器應連接至二次側接地接腳。300 pF 或更小的去耦電容器應在 InnoSwitch-CP IC 的回授接腳連接至二次側接地接腳。此電容器應放置在接近 InnoSwitch-CP IC 的位置。R-C 網路也可連接到回授分壓網路中的上方分壓電阻器。通常，1 nF 電容和 1 k $\Omega$  電阻 RC 網路可確保優異的暫態回應，防止輸出電壓在啟動時過衝，並且避免脈衝群聚。

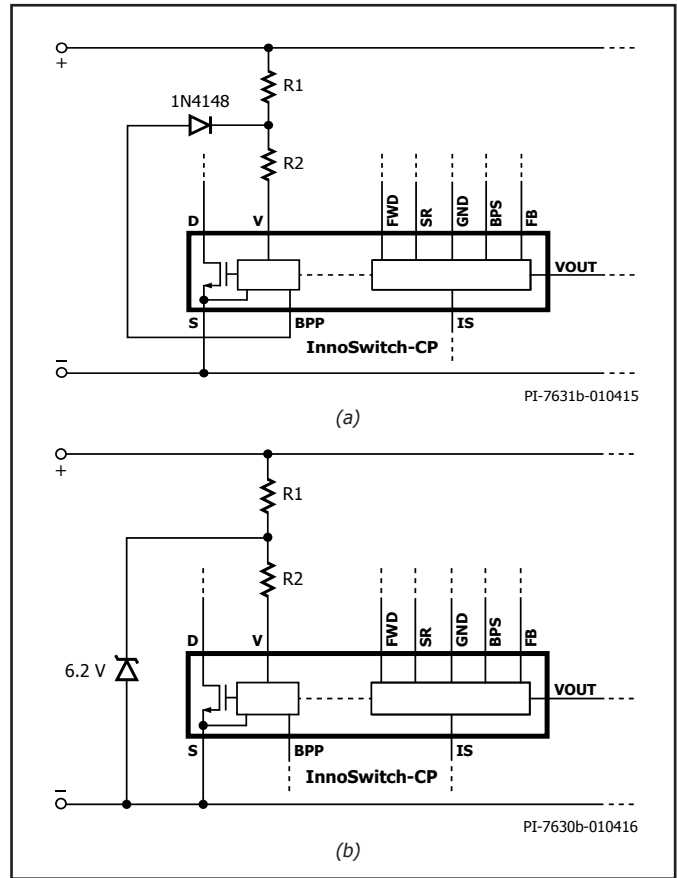


圖 16. (a) 僅線電壓過壓；(b) 僅線電壓欠壓

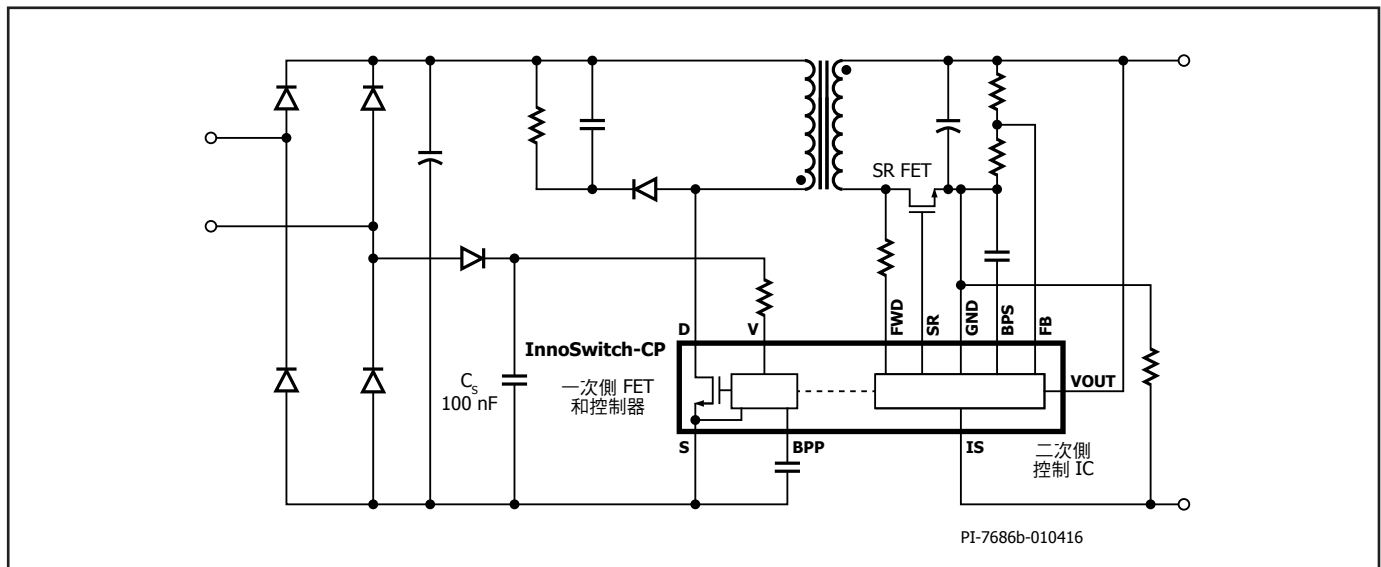


圖 17. 快速 AC 重設配置



## 二次側電壓分流的保護二極體

InnoSwitch-CP IC 包含二次側電流感測功能，可進行精準的 CC 模式運作，而這能用作限電流保護。電源供應器會在輸出電流超過產品規格型錄中指定的定電流調節臨界值時，自動從 CV 轉換到 CC 模式。

若要感測輸出負載電流，需要在 IC 的 IS 接腳與接地接腳之間連接電流感測電阻器。負載電流流經該電阻器時，該電阻器將用作電流分流裝置。當分流電壓超過 ~50 mV 時，將會轉換至 CC 模式運作，極低的感測電壓可確保該分流電阻器中的消耗極低。

在輸出短路期間，輸出濾波電容器（圖 1 中的 C10）會即時透過內部分流進行放電。根據輸出電壓、輸出電容值及短路阻抗而定，在分流時耗散的能量可能非常高。

為了防止 IC 損壞，對於電源供應器輸出短路會導致 IS 接腳電壓超出 9 V 的設計，建議在 ISENSE 與二次側接地接腳之間使用外部 1 A 蕭特基二極體。使用此二極體時，陽極應連接到 ISENSE 接腳，陰極應連接到二次側接地接腳。

## 電路板佈局的建議

請參閱圖 18，以取得建議用於 InnoSwitch-CP IC 的電路板佈局。

### 單點接地

從輸入濾波電容器到連接至源極接腳的銅箔使用單點接地連接。

### 旁路 (BP) 電容器

一次側 BYPASS 接腳和二次側 BYPASS 接腳電容器的位置必須各自緊鄰一次側 BYPASS-源極接腳和二次側 BYPASS-二次側接地接腳，且這些電容器必須以短 Trace 佈線連接。

### 一次側迴路面積

連接輸入濾波電容器、變壓器一次側及 InnoSwitch-CP IC 的一次側迴路的面積應盡可能小。

### 一次側箝位電路

使用箝位電路來限制關閉時汲極接腳上的電壓峰值。在一次側繞組上使用 RCD 箝位電路或積納二極體（約 200 V）和二極體箝位電路，可以達到此目的。若要降低 EMI，應盡量縮短從箝位元件至變壓器和 InnoSwitch-CP IC 之間的迴路。

### 散熱考量

源極接腳自內部連接到 IC 導線架，並提供從裝置中去除熱能的主路徑。因此，源極接腳應連接至 InnoSwitch-CP IC 下的銅箔，以不僅作為單點接地，也兼有散熱片的功能。由於此區域連接至無干擾的源極節點，因此區域應盡可能大，以更好地散熱。輸出 SR MOSFET 也是如此，封裝上連接至接腳的 PCB 區域應盡可能大，SR MOSFET 就能達到良好的散熱效果。

電路板上應有足夠大的銅箔，以便將 InnoSwitch-CP IC 溫度安全地保持在絕對最大限值以下。建議為焊接 InnoSwitch-CP IC 之源極接腳所在的銅板提供足夠大的銅箔，以便在電源供應器以滿載額定值及最低額定輸入 AC 供應電壓運作時，將 IC 溫度保持在 85 °C 以下。可以根據其他特定要求實施進一步調降。

## Y 電容器

Y 電容器應該直接置於一次側輸入濾波電容器正端到變壓器二次側的輸出正端或迴線端之間。這樣的放置方式會將高幅度共模突波電流引離 InnoSwitch-CP IC。注意 - 如果使用輸入  $\pi$  (C、L、C) 形 EMI 濾波器，其中的電感器應該置於輸入濾波電容器的負端之間。

## 輸出 SR MOSFET

為獲得最佳能效，連接二次側繞組、輸出 SR MOSFET 與輸出濾波電容器的迴路區域應該盡可能縮小。此外，應在 SR MOSFET 的端子提供足夠的銅箔，以供散熱。

## ESD

在一次側電路與二次側電路之間應留有足夠間隔 (8 公釐以上)，以利符合任何 ESD/Hi-Pot 要求。

火花間隙最好是直接放置在輸出正導軌與其中一個 AC 輸入端之間。在這個配置中，通常 5.5 mm 的火花間隙就足以符合許多適用之安全標準的規程距離與間隔要求。這個距離小於一次側與二次側的間距，因為火花間隙上的電壓不會超過 AC 輸入的峰值。

## 汲極節點

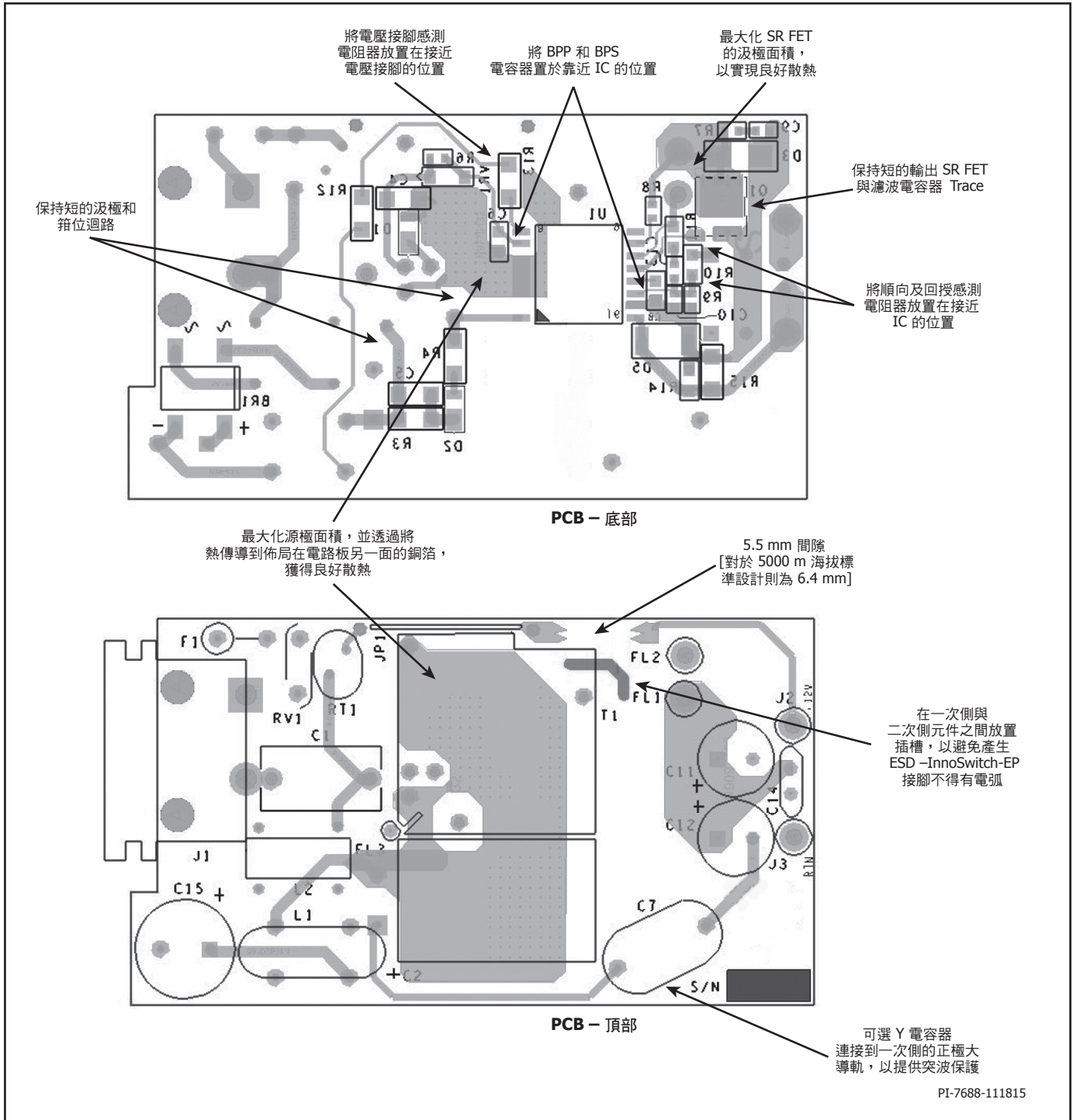
汲極切換節點是主要的雜訊產生器。因此，連接到汲極節點的元件應置於接近 IC 但遠離敏感的回授電路的位置。箝位電路元位的位置應盡可能遠離一次側 BYPASS 接腳和相關電路，而此電路中的 Trace 長度應盡可能短。

由輸入整流濾波電容器、一次側繞組及 InnoSwitch-CP IC 一次側 MOSFET 構成之迴路的迴路面積應盡可能小。

圖 15 顯示採用 InnoSwitch-CP IC 之電源供應器設計適用的設計範例。此設計中提供的考慮因素均在圖上清楚標示並於下文列明：

## 降低 EMI 的建議

1. 適當放置元件，以及盡可能縮小一次側與二次側電源電路的迴路面積，有助於將輻射性和傳導性 EMI 降到最低。應注意使這些迴路的迴路面積盡可能小。
2. 與一次側上的箝位二極體並聯的小尺寸電容器，有助於降低輻射性 EMI。
3. 與偏壓繞組串聯的電阻器，有助於降低輻射性 EMI。
4. 電源供應器的輸入通常需要使用共模扼流圈來大幅減弱共模雜訊。在變壓器上使用遮蔽繞組也可達到相同目的。遮蔽繞組也可用於和位於輸入的共模濾波電感器搭配使用，以達到改善傳導性與輻射性 EMI 餘裕的目的。
5. 連接至輸出 SR MOSFET 之 RC 突波吸收器的元件值，有助於降低高頻率傳導性與輻射性 EMI。
6. 由差模電感器和電容器構成的  $\pi$  形濾波器，可用於在輸入整流器電路中減少低頻率差模 EMI。
7. 在連接到電源供應器的輸出時，1  $\mu$ F 陶瓷電容器有助於降低輻射性 EMI。



PI-7688-111815

圖 18. PCB 佈局準則。底部 (左側)，頂部 (右側)

**抑制可聞雜訊的建議**

InnoSwitch-CP IC 中所用的狀態機會自動調整限電流，藉此調整輕負載時的工作頻率。這有助於消除電源供應器在極輕負載時間歇性切換所產生的可聞雜訊。

如果電源供應器存在可聞雜訊，請考慮實施以下準則來降低可聞雜訊：

1. 確保將返馳式變壓器浸凡立水。
2. 可聞雜訊通常來自於陶瓷電容器。請檢查偏壓繞組與一次側箝位電容器。尋找將箝位電容器取代為金屬薄膜類型，以及將偏壓取代為電解類型的零件。到目前為止，最常用的零件是偏壓電容器。
3. 如果雜訊是由偏壓繞組濾波電容器所產生的，通常使用電壓額定值較高的電容器即可解決此問題。如果受限於電路板佈局和任何實體外殼尺寸，則可考慮改用電解電容器。



- 降低變壓器的 AC 磁通密度 ( $\Delta B$ ) 亦可減少鐵芯產生的可聞雜訊。
- 如果二次側繞組終接於飛線，請確認金屬線是否因為線軸或彼此而震動。
- 如果電路板出現任何脈衝群聚的現象 (多個切換週期後沒有任何切換活動)，這可能是導致可聞雜訊的原因。不正確的電路板佈局，致使回授節點受到切換雜訊的影響，就會導致脈衝群聚。可以評估針對回授接腳去耦合提供的準則及本說明中描述的相位超前 RC 網路。確認遵循與回授分壓網路相關聯的電路板佈局建議。

### 變壓器設計的建議

變壓器設計必須確保電源供應器可在最低工作電壓條件下供應額定功率。電源供應器的整流 DC 匯流排最低電壓取決於所使用之濾波電容器的電容。建議至少  $2 \mu\text{F}/\text{W}$ ，即可讓 DC 匯流排電壓始終保持在 70 V 以上，但  $3 \mu\text{F}/\text{W}$  可提供足夠餘裕。應測量 DC 匯流排的漣波並謹慎核實此電壓，以確認設計對於變壓器一次側繞組電感選擇的計算。

### 輸出反射電壓， $V_{OR}$ (V)

此參數是二極體/SR 導通期間的二次側繞組電壓，透過變壓器的圈數比反映回一次側。 $V_{OR}$  為 60 V，適用於大多數正好 5 V 的設計。為了使設計達到最佳化，請務必牢記以下事項：

- 較高的  $V_{OR}$  允許  $V_{MIN}$  提高功率傳輸，這會將輸入電容器的值降至最小，並將特定 InnoSwitch-CP 裝置的功率傳輸升至最高。
- 較高的  $V_{OR}$  可降低輸出二極體和 SR MOSFET 的電壓應力。
- 較高的  $V_{OR}$  會增加漏電感，並會降低電源供應器的效率。
- 較高的  $V_{OR}$  會增加二次側的峰值與 RMS 電流，可能會增加二次側銅與二極體損失。

### 波與峰值電流比， $K_p$

值小於 1 時，表示連續導通模式， $K_p$  是漣波與峰值一次側電流之比 (圖 19)。

$$K_p \equiv K_{RP} = \frac{I_R}{I_P}$$

值為 1 時，表示不連續導通模式， $K_p$  是一次側 MOSFET 關閉時間與二次側二極體導通時間之比。

$$K_p \equiv K_{DP} = \frac{(1-D) \times T}{t} = \frac{V_{OR} \times (1-D_{MAX})}{(V_{MIN} - V_{DS}) \times D_{MAX}}$$

在最小 DC 匯流排電壓為 70 V (大多數 InnoSwitch-CP 設計應採用) 條件下，建議  $K_p$  接近 0.9。 $K_p$  值小於 1 時，會透過降低一次側有效值電流 (RMS) 來提高變壓器效率，但一次側 MOSFET 切換損失會升高，進而導致 InnoSwitch-CP 溫度上升。

### 鐵芯類型

合適鐵芯的選擇條件，取決於電源供應器所用之外殼的實體設計限制。建議應僅選用低損失的鐵芯，因為電源供應器設計通常都會面臨小尺寸外殼要求的散熱難題。

### 安全餘裕，M (mm)

對於要求一次側與二次側之間安全隔離，但不使用三層絕緣線的設計，需在此輸入每邊使用的線軸安全餘裕寬度。通用電壓輸入設計通常需要共計 6.2 mm 的餘裕，繞組的每側需要 3.1 mm。若是垂直線軸，餘裕可能不對稱，但如果需要共計 6.2 mm 的餘裕，則實際餘裕將僅放置在線軸的一側。

對於使用三層絕緣線的設計，可能仍需要使用小的餘裕，以滿足所需的安全安規距離。通常，有很多適用每種鐵芯大小的線軸存在，每個都有不同的機械空間。請參照線軸產品規格型錄或向您的安全專家或變壓器供應商尋求指引，以決定需要什麼特定的餘裕。

由於餘裕減小繞組的可用區域，餘裕構造可能不適合小型鐵芯。對於採用 InnoSwitch-CP IC 的小尺寸電源供應器設計 (建議在二次側使用三層絕緣線) 則不需要餘裕。

### 一次側層數，L

一次側層數的範圍需為  $1 < L < 3$ ，一般而言，應為符合一次側電流密度限制 (CMA) 的最低數目。 $\geq 200 \text{ Cmil}/\text{Amp}$  的值適合做為大多數設計的啟動值，但散熱設計限制可能需要更高的值。3 層以上的值雖可行，但必須考量增加的漏電感，以及繞組實際上是否適合。分割一次側構造可能對漏電感箝位電路功耗太高的設計有幫助。在分割一次側構造的三層式安排中，半數的一次側繞組置於二次側 (與偏壓) 繞組的任一側。這種安排通常不利於低功率設計，因為這通常需要額外的共模濾波器，導致成本的增加。

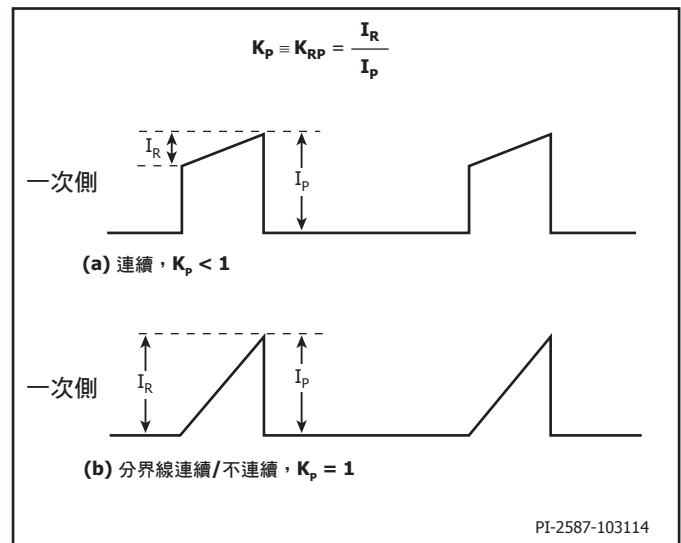


圖 19. 連續模式電流波形， $K_p \leq 1$

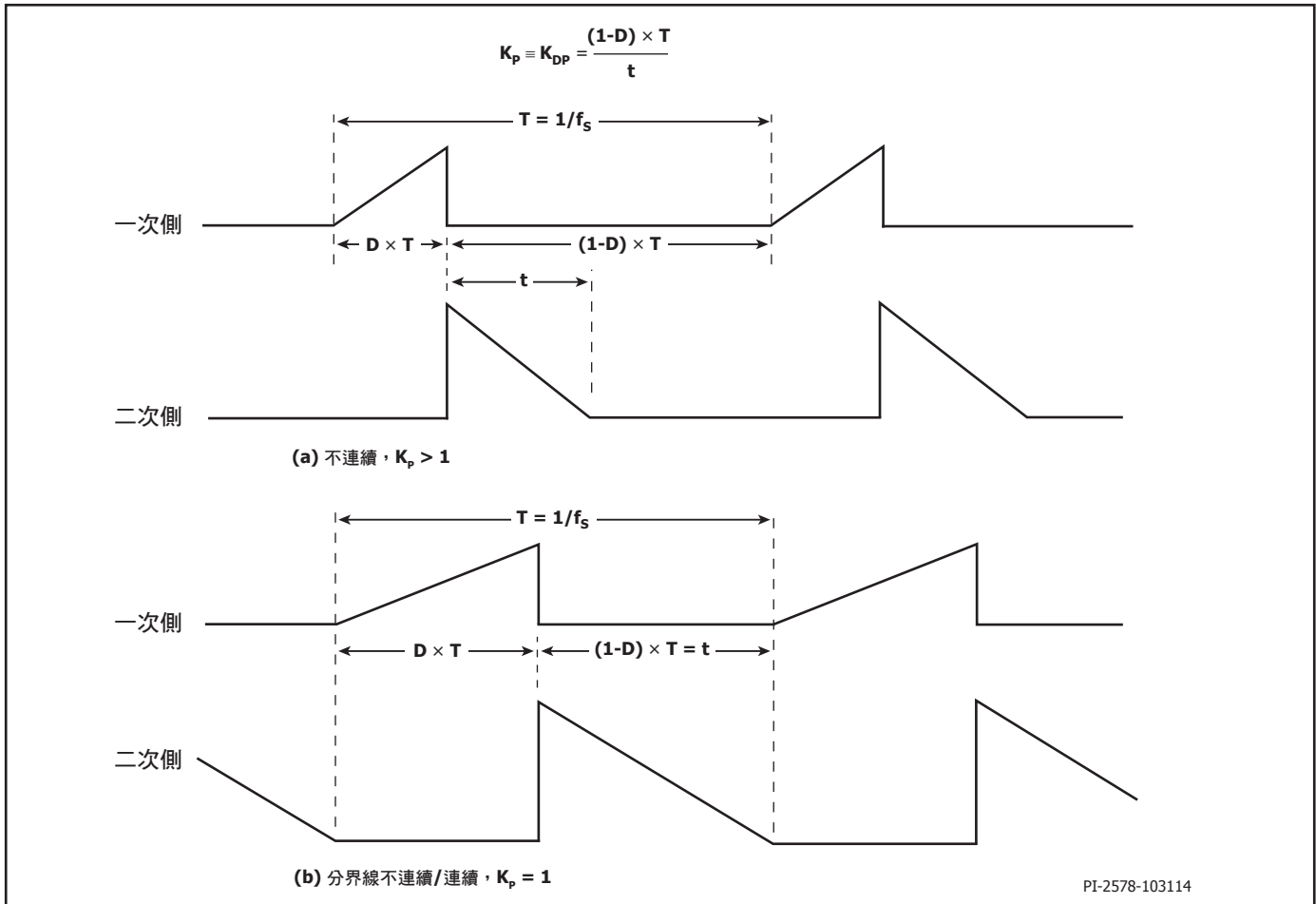


圖 20. 不連續模式電流波形,  $K_p \geq 1$

### 最大工作磁通密度, $B_M$ (高斯)

在啟動與輸出短路狀況時, 建議使用正常工作期間的最高 3000 高斯的值限制最大磁通密度。在這些狀況下, 輸出電壓很低, 且在 MOSFET 關閉時會引起變壓器重設。這會讓變壓器磁通密度累積到超過正常工作水平。在所選裝置的峰值限電流下採用 3000 高斯, 搭配內建 InnoSwitch-CP IC 保護功能, 可提供足夠的餘裕, 在啟動或輸出短路條件下避免鐵芯飽和。

### 變壓器的一次側電感, ( $L_p$ )

一旦確定最低工作電壓及所需的  $V_{OR}$ , 即可計算變壓器的一次側電感。應注意確保選擇的電感值符合 InnoSwitch-CP IC 產品規格型錄中的最大工作週期規格。PIXIs 設計試算表是 PI Expert Suite 免費軟體的一部分, 可用於協助設計變壓器。

### 快速設計檢查清單

與電源供應器設計相同, 所有 InnoSwitch-CP 設計都應該進行實際驗證, 以確保在最差條件下不會超出元件規格。

強烈建議至少要進行以下測試：

1. 最大汲極電壓 – 確認在最高輸入電壓和峰值 (過載) 輸出功率條件下,  $V_{DS}$  不會超過 600 V。此電壓與 650 V  $BV_{DSS}$  規格之間的 50 V 餘裕讓設計者可以對設計進行多種變化。
2. 最大汲極電流 – 在最高環境溫度、最大輸入電壓和峰值輸出 (過載) 功率條件下, 確認啟動時的汲極電流波形, 查看是否有變壓器飽和的任何徵兆以及過大的上升邊緣電流突波。在穩態條件下重複操作, 並確認上升邊緣電流突波在  $t_{LEB(MIN)}$  結束時低於  $I_{LIMIT(MIN)}$ 。在所有情況下, 最大汲極電流應低於指定的絕對最大額定值。
3. 散熱檢查 – 在指定的最大輸出功率、最小輸入電壓和最大環境溫度下, 確認 InnoSwitch-CP IC、變壓器、輸出 SR MOSFET 和輸出電容器未超出溫度規格。InnoSwitch-CP IC 不同零件的  $R_{DS(ON)}$  有所差異 (如產品規格型錄中所指定), 因此應留有足夠的散熱餘裕。

考慮到這些差異, 在低線間電壓和最大功率條件下, 建議 InnoSwitch-CP 源極接腳最高溫度為 110 °C。

## 絕對最大額定值<sup>1、2</sup>

汲極接腳電壓.....	-0.3 V 至 650 V
汲極接腳峰值電流 <sup>3</sup> INN2214.....	1360 (2550) mA
INN2215.....	1680 (3150) mA
一次側 BYPASS/二次側 BYPASS 接腳電壓.....	-0.3 V 至 9 V
一次側 BYPASS/二次側 BYPASS 接腳電流.....	100 mA
順向接腳電壓.....	-1.5 V 至 150 <sup>7</sup> V
回授/電流感測接腳電壓.....	-0.3 至 9 V
SR/P 接腳電壓.....	-0.3 至 9 V <sup>6</sup>
輸出電壓接腳電壓.....	-0.3 至 15 <sup>8</sup> V
儲存溫度.....	-65 至 150 °C
運作接面溫度 <sup>4</sup> .....	-40 至 150 °C
環境溫度.....	-40 至 105 °C
焊接溫度 <sup>5</sup> .....	260 °C

附註：

1. 所有電壓均參考源極和二次側接地， $T_A = 25\text{ °C}$ 。
2. 一次可以套用一個指定的最大額定值，而不會造成產品永久損壞。在絕對最大額定值情況下長時間運行可能會影響產品的可靠性。
3. 當汲極電壓同時低於 400 V 時，允許使用較高的峰值汲極電流。
4. 通常由內部電路限制。
5. 1/16"。焊接時間為 5 秒。
6. -1.8 V，持續時間  $\leq 500\text{ Nsec}$ 。請參見圖 24。
7. 順向接腳電壓低於接地電壓時，順向接腳流出的最大電流為 -40 mA。
8. 在 15 V 時，流入 VOUT 接腳的最大電流不應超過 10 mA。

## 熱阻

熱阻：K 封裝：

$(\theta_{JA})$ .....	65 °C/W <sup>2</sup> , 69 °C/W <sup>1</sup>
$(\theta_{JC})$ .....	12 °C/W <sup>3</sup>

附註：

1. 焊接至 0.36 sq. in (232 mm<sup>2</sup>)、2 oz. (610 g/m<sup>2</sup>) 銅箔。
2. 焊接至 1 sq. in (645 mm<sup>2</sup>)、2 oz. (610 g/m<sup>2</sup>) 銅箔。
3. 殼體溫度是在位於封裝頂部的塑膠表面上測量。

參數	條件	額定值	單位
----	----	-----	----

### UL1577 的額定值 (轉換器功率額定值是降額後的功率能力)

一次側電流額定值	從接腳 (3-6) 到接腳 1 的電流	1.5	A
一次側功率額定值	$T_{AMB} = 25\text{ °C}$ (裝置接合於插槽中，導致 $T_{CASE} = 120\text{ °C}$ )	1.35	W
二次側功率額定值	$T_{AMB} = 25\text{ °C}$ (裝置接合於插槽中)	0.125	W

參數	符號	條件 源極 = 0 V $T_{JI} = -40\text{ °C}$ 至 $+125\text{ °C}$ (附註 C) (除非另有指定)	最小值	典型值	最大值	單位

### 控制功能

輸出頻率 一次側和二次側控制器均適用	$f_{OSC}$	$T_J = 25\text{ °C}$	平均值	93	100	107	kHz
			峰值間頻率抖動		6		
最大工作週期	$DC_{MAX}$	$T_J = 0\text{ °C}$ 至 $125\text{ °C}$	60				%
一次側 BYPASS 接腳供電電流	$I_{S1}$	$T_J = 25\text{ °C}$ , $V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ (MOSFET 未切換) 請參閱附註 B	235	260	290		$\mu\text{A}$
	$I_{S2}$	$T_J = 25\text{ °C}$ , $V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ (MOSFET 於 $f_{OSC}$ 切換) 請參閱附註 A、C	INN2214	790	900		
INN2215			970	1100			

參數	符號	條件 源極 = 0 V $T_{Jl} = -40\text{ °C 至 } +125\text{ °C}$ (除非另有指定)	最小值	典型值	最大值	單位	
<b>控制功能 (續)</b>							
一次側 BYPASS 接腳充電電流	$I_{CH1}$	$T_J = 25\text{ °C}$ , $V_{BP} = 0\text{ V}$ 請參閱附註 D、E	-7.1	-6.3	-5.6	mA	
	$I_{CH2}$	$T_J = 25\text{ °C}$ , $V_{BP} = 4\text{ V}$ 請參閱附註 D、E	-5.0	-4.2	-3.4		
一次側 BYPASS 接腳電壓	$V_{BPP}$	請參閱附註 D	5.70	5.95	6.15	V	
一次側 BYPASS 接腳電壓磁滯	$V_{BPP(H)}$		0.40	0.56	0.70	V	
一次側 BYPASS 分流電壓	$V_{SHUNT}$	$I_{BPP} = 2\text{ mA}$	6.15	6.45	6.75	V	
<b>線電壓故障保護</b>							
UV/OV 接腳電壓啟動臨界值	$I_{UV+}$	$T_J = 25\text{ °C}$ 請參閱附註 F	10.7	11.9	13.1	$\mu\text{A}$	
UV/OV 接腳電壓關閉臨界值	$I_{UV-}$	$T_J = 25\text{ °C}$ 請參閱附註 A、F、G、H		$0.87 \times I_{UV+}$			
電壓關閉延遲時間	$t_{UV-}$	請參閱附註 F、H	30	34	38	ms	
UV/OV 接腳線電壓過壓臨界值	$I_{OV+}$	$T_J = 25\text{ °C}$	53.2	55.75	58.3	$\mu\text{A}$	
UV/OV 接腳線電壓過壓恢復臨界值	$I_{OV-}$	$T_J = 25\text{ °C}$		$0.94 \times I_{OV+}$			
UV/OV 接腳過壓抗擾動濾波器	$t_{OV+}$	請參閱附註 A		5		$\mu\text{s}$	
電壓監測器接腳臨界值電壓	$V_V$	$I_V = 30\text{ }\mu\text{a}$	3.1	3.7	4.3	V	
<b>電路保護</b>							
標準限電流 (BPP) 電容器 = 0.1 $\mu\text{F}$	$I_{LIMIT}$ 請參閱附註 E	$di/dt = 186\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	INN2214	799	850	901	mA
		$di/dt = 213\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	INN2215	893	950	1007	
降低的限電流 (BPP) 電容器 = 10 $\mu\text{F}$	$I_{LIMIT-1}$ 請參閱附註 E	$di/dt = 186\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	INN2214	682	750	818	mA
		$di/dt = 213\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	INN2215	773	850	927	
提高的限電流 (BPP) 電容器 = 1 $\mu\text{F}$	$I_{LIMIT+1}$ 請參閱附註 E	$di/dt = 186\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	INN2214	864	950	1036	mA
		$di/dt = 213\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	INN2215	955	1050	1145	

參數	符號	條件 源極 = 0 V $T_{JI} = -40\text{ °C 至 } +125\text{ °C}$ (除非另有指定)	最小值	典型值	最大值	單位	
<b>電路保護 (續)</b>							
功率係數	$I^2f$	標準限電流， $I^2f = I_{LIMIT(TYP)}^2 \times f_{OSC(TYP)}$ 請參閱附註 A	INN2214-2215	$0.87 \times I^2f$	$I^2f$	$1.15 \times I^2f$	A <sup>2</sup> Hz
		降低的限電流， $I^2f = I_{LIMITed(TYP)}^2 \times f_{OSC(TYP)}$ 請參閱附註 A	INN2214-2215	$0.84 \times I^2f$	$I^2f$	$1.18 \times I^2f$	
		提高的限電流， $I^2f = I_{LIMITInc(TYP)}^2 \times f_{OSC(TYP)}$ 請參閱附註 A	INN2214-2215	$0.84 \times I^2f$	$I^2f$	$1.18 \times I^2f$	
初始限電流	$I_{INIT}$	$T_J = 25\text{ °C}$ 請參閱附註 A		$0.75 \times I_{LIMIT(TYP)}$			mA
前緣雜訊消除 (Leading Edge Blanking) 時間	$t_{LEB}$	$T_J = 25\text{ °C}$ 請參閱附註 A		170	250		ns
限電流延遲時間	$t_{ILD}$	$T_J = 25\text{ °C}$ 請參閱附註 A、F			170		ns
過溫保護	$T_{SD}$	請參閱附註 A	135	142	150		°C
過熱關機磁滯溫度	$T_{SD(H)}$	請參閱附註 A		75			°C
一次側 BYPASS 接腳關機臨界值電流	$I_{SD}$		5.6	7.6	9.6		mA
一次側 BYPASS 開機重設臨界值電壓	$V_{BPP(RESET)}$	$T_J = 25\text{ °C}$	2.8	3.0	3.3		V
$f_{OSC}$ 下的自動重新啟動開啟時間	$t_{AR}$	$T_J = 25\text{ °C}$ 請參閱附註 G	64	77	90		ms
自動重新啟動觸發跳離時間	$t_{AR(SK)}$	$T_J = 25\text{ °C}$ 請參閱附註 A、G		1			s
$f_{OSC}$ 下的自動重新啟動關閉時間	$t_{AR(OFF)}$	$T_J = 25\text{ °C}$ 請參閱附註 G			2		s
$f_{OSC}$ 下短暫的自動重新啟動關閉時間	$t_{AR(OFF)SH}$	$T_J = 25\text{ °C}$ 請參閱附註 A、G		0.5			s



參數	符號	條件 源極 = 0 V $T_{J1} = -40\text{ °C 至 } +125\text{ °C}$ (除非另有指定)		最小值	典型值	最大值	單位
		IN	OUT				
<b>輸出</b>							
開啟狀態電阻	$R_{DS(ON)}$	INN2214 $I_D = 950\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ °C}$		2.30	2.70	$\Omega$
			$T_J = 100\text{ °C}$ 請參閱附註 A		3.60	4.20	
		INN2215 $I_D = 1050\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ °C}$		1.70	2.00	
			$T_J = 100\text{ °C}$ 請參閱附註 A		2.70	3.10	
關閉狀態汲極漏電流	$I_{DSS1}$	$V_{BPP} = 6.2\text{ V}, V_{DS} = 80\% BV_{DSS}, T_J = 125\text{ °C}$ 請參閱附註 H				200	$\mu\text{A}$
關閉狀態汲極漏電流	$I_{DSS2}$	$V_{BPP} = 6.2\text{ V}, V_{DS} = 325\text{ V}, T_J = 25\text{ °C}$ 請參閱附註 A、H			15		$\mu\text{A}$
崩潰電壓	$BV_{DSS}$	$V_{BPP} = 6.2\text{ V}, T_J = 25\text{ °C}$ 請參閱附註 I		650			V
汲極供應電壓				50			V
<b>二次側</b>							
回授接腳電壓	$V_{FB}$	$T_J = 25\text{ °C}$		1.250	1.265	1.280	V
輸出電壓接腳自動重新啟動臨界值	$V_{OUT(AR)}$	於纜線末端測得		2.90	3.17	3.45	V
無負載時的二次側 BYPASS 接腳電流	$I_{SNL}$	$T_J = 25\text{ °C}$		265	300	335	$\mu\text{A}$
纜線壓降補償係數	$\phi_{CD}$	$T_J = 25\text{ °C}$ 請參閱附註 J	INN2214	250	300	350	mV
			INN2215	250	300	350	
二次側 BYPASS 接腳電壓	$V_{BPS}$			4.25	4.45	4.65	V
二次側 BYPASS 接腳欠壓臨界值	$V_{BPS(UVLO)}$			3.45	3.8	4.15	V
二次側 BYPASS 接腳欠壓磁滯	$V_{BPS(HYS)}$			0.10	0.65	1.2	V
輸出 (IS 接腳) 限電流電壓臨界值	$IS_{VTH}$	$T_J = 25\text{ °C}$		48.75	50	51.25	mV
VOUT 接腳自動重新啟動計時器	$t_{VOUT(AR)}$			50			ms
回授接腳短路	$V_{FB(OFF)}$			80	100	120	mV
恒功率臨界值	$V_{PK}$	$T_J = 25\text{ °C}$	INN2214	5.3			V
			INN2215	6.3			

參數	符號	條件 源極 = 0 V $T_{JI} = -40\text{ °C 至 } +125\text{ °C}$ (除非另有指定)	最小值	典型值	最大值	單位
<b>同步整流器<sup>1</sup></b>						
同步整流器接腳臨界值	$V_{SRTH}$	$T_J = 25\text{ °C}$	-19	-24	-29	mV
同步整流器接腳上拉電流	$I_{SRPU}$	$T_J = 25\text{ °C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$ , $f_s = 100\text{ kHz}$	135	162	185	mA
同步整流器接腳下拉電流	$I_{SRPD}$	$T_J = 25\text{ °C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$ , $f_s = 100\text{ kHz}$	210	250	330	mA
同步整流器接腳驅動電壓	$V_{SR}$	請參閱附註 A	4.2	4.4	4.6	V
上升時間	$t_R$	$T_J = 25\text{ °C}$ , $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$ , 請參閱附註 A	0-100%	71		ns
			10-90%	40		
下降時間	$t_F$	$T_J = 25\text{ °C}$ , $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$ , 請參閱附註 A	0-100%	32		ns
			10-90%	15		
輸出上拉電阻	$R_{PU}$	$T_J = 25\text{ °C}$ , $V_{SPS} = 4.4\text{ V}$ , $I_{SR} = 10\text{ mA}$ , 請參閱附註 A		11.5		$\Omega$
輸出下拉電阻	$R_{PD}$	$T_J = 25\text{ °C}$ , $V_{SPS} = 4.4\text{ V}$ , $I_{SR} = 10\text{ mA}$ , 請參閱附註 A		3.5		$\Omega$

附註：

- A. 此參數源自特性。
- B.  $I_{S1}$  是無負載時裝置電流消耗的估計值，因為這些條件下的操作頻率非常低。無負載時的裝置總功耗為  $I_{S1}$  和  $I_{DSS2}$  的總和 (不包含二次側損失)
- C. 由於輸出 MOSFET 處於切換狀態，因此很難將切換電流與汲極供應電流隔離開來。替代方案是測量 6.2 V 下的一次側 BYPASS 接腳電流。
- D. 一次側 BYPASS 接腳並非用作外部電路供應電流的來源。
- E. 為確保限電流正確，建議使用標準 0.1  $\mu\text{F}$ /1  $\mu\text{F}$ /10  $\mu\text{F}$  電容器。此外，在目標應用的環境溫度內，BPP 電容器值公差應等於或優於以下所示。最小與最大電容器值由特性保證。

標準一次側 BYPASS 接腳電容器值	相對於標準電容器值的公差	
	最小	最大
0.1 $\mu\text{F}$	-60%	+100%
1 $\mu\text{F}$	-50%	+100%
10 $\mu\text{F}$	-50%	N/A

- F. 此參數源自  $I_{LIMIT}$  規格中所示的 1X 和 4X di/dt 時測量的限電流變更。
- G. 自動重新啟動開啟時間與振盪器有相同的溫度特性 (與頻率成反比)。
- H.  $I_{DSS1}$  是在 80% 的  $BV_{DSS}$  和最大運作接面溫度的最差條件下的關閉狀態漏電流規格。 $I_{DSS2}$  是最差應用情況下 (整流後的 230 VAC) 的典型規格，用於無負載功耗計算。
- I. 可透過將汲極電壓升至 (但不超過)  $BV_{DSS}$  最小值，來根據  $BV_{DSS}$  規格最小值檢查崩潰電壓。
- J. 當與電流源電路 (如 CHY103) 搭配使用時。

典型效能特性

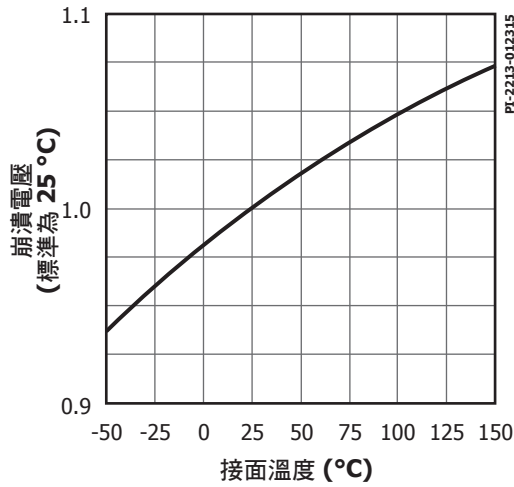


圖 21. 崩潰電壓與溫度關係圖

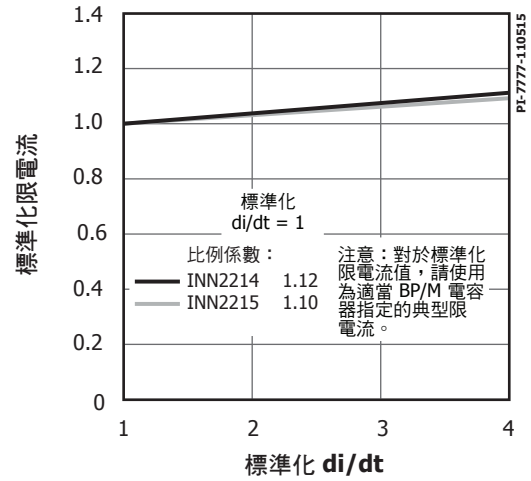


圖 22. 標準限電流與 di/dt 關係圖

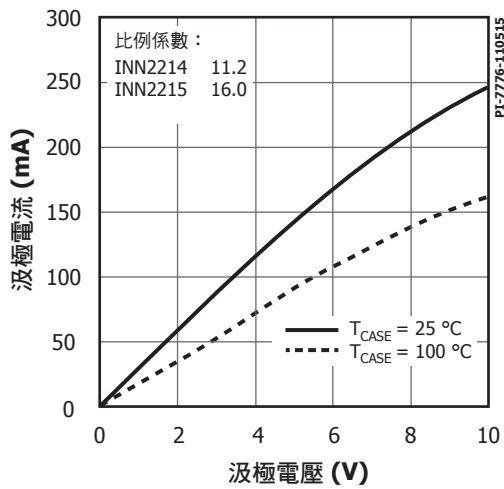


圖 23. 輸出特性

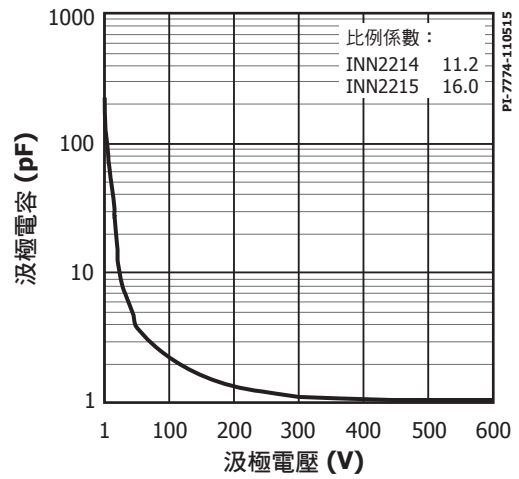


圖 24.  $C_{OSS}$  與汲極電壓關係圖

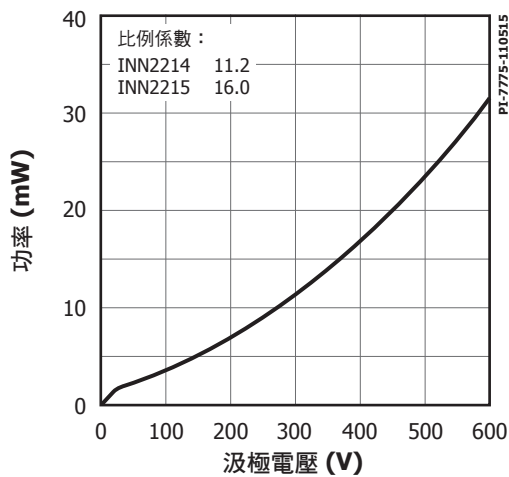


圖 25. 汲極電容功率

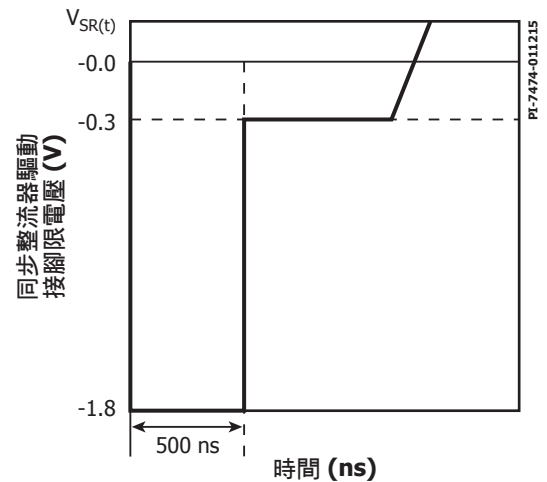
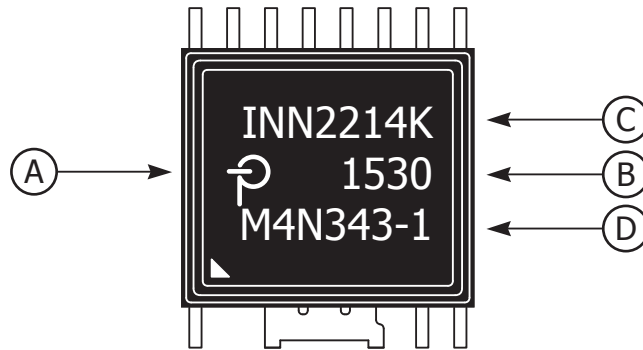


圖 26. 同步整流器驅動接腳負電壓



## 封裝標誌

## eSOP-R16B



- A. Power Integrations 註冊商標
- B. 裝配日期代碼 (前兩位數為工作週，後兩位數為年份)
- C. 產品識別 (零件編號/封裝類型)
- D. 批次 ID 編碼

PI-7786-111015



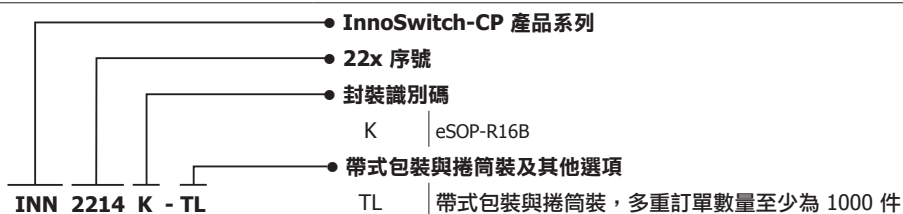
## MSL 表格

零件編號	MSL 等級
INN2214	3
INN2215	3

## ESD 與鎖閉表

測試	條件	結果
於 125 °C 鎖閉	JESD78D	在所有接腳上大於 ±100 mA 或大於 $1.5 \text{ V} \times V_{\text{MAX}}$
人體模型 ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-001-2014	在所有接腳上大於 ±2000 V
機器模型 ESD	JESD22-A115C	在所有接腳上大於 ±200 V

## 零件訂購資訊



---

附註

修訂	附註	日期
A	代碼 A。	1 月 16 日
B	已更新第 1 頁項目符號文字。	2016 年 2 月 12 日
C	已修正 IS <sub>VTH</sub> 的下限/上限。	2016 年 6 月 1 日
D	更正第 2 頁 (圖 5)、第 4 頁 (圖 7)、第 5 頁、第 19 頁 (I <sub>DSS1</sub> ) 和第 24 頁的多個錯誤。	10 月 16 日

### 如需最新更新資訊，請參考我們的網站：[www.power.com](http://www.power.com)

Power Integrations 保有隨時對其產品進行變更以提升可靠性或可製造性的權利。Power Integrations 對因使用此處所述的任何裝置或電路所造成的損失概不負責。Power Integrations 在本文中不提供任何保證，並明確否認所有保證，包括但不限於對適售性、特定目的之適用性以及不侵犯第三方權利的默示保證。

### 專利資訊

Power Integrations 的一項或多項美國及國外專利 (或可能正在申請的美國及國外專利) 可能涵蓋本文件中所示的產品和應用 (包括產品外部的變壓器結構和電路)。www.power.com 上提供了 Power Integrations 專利的完整清單。Power Integrations 授予其客戶某些特定專利權的授權，詳情請參閱 <http://www.power.com/ip.htm>。

### 生命支援政策

未經 Power Integrations 總裁明確的書面許可，不可將 Power Integrations 產品用作生命支援裝置或系統的關鍵元件。具體說明如下：

1. 生命支援裝置或系統係指 (i) 透過外科手術植入人體的裝置，或 (ii) 支援或維持生命的裝置，以及 (iii) 根據合理推斷，遵循使用指示正確使用而無法正常執行功能時，會導致使用者重大傷害或死亡的裝置。
2. 關鍵元件係指生命支援裝置或系統中，根據合理推斷，無法正常執行功能時會導致生命支援裝置或系統出現故障，或是影響其安全或有效性的任何元件。

PI 標誌、TOPSwitch、TinySwitch、SENZero、SCALE-iDriver、Qspeed、PeakSwitch、LYTSwitch、LinkZero、LinkSwitch、InnoSwitch、HiperTFS、HiperPFS、HiperLCS、DPA-Switch、CAPZero、Clampless、EcoSmart、E-Shield、Filterfuse、FluxLink、StakFET、PI Expert 和 PI FACTS 均為 Power Integrations, Inc. 的商標。其他商標為其個別公司之財產。©2016, Power Integrations, Inc.

## Power Integrations 全球銷售支援地點

### 全球總部

5245 Hellyer Avenue  
San Jose, CA 95138, USA  
總機：+1-408-414-9200  
客戶服務：  
電話：+1-408-414-9665  
傳真：+1-408-414-9765  
電子郵件：[usasales@power.com](mailto:usasales@power.com)

### 中國 (上海)

Rm 2410, Charity Plaza, No. 88  
North Caoxi Road  
Shanghai, PRC 200030  
電話：+86-21-6354-6323  
傳真：+86-21-6354-6325  
電子郵件：[chinasales@power.com](mailto:chinasales@power.com)

### 中國 (深圳)

17/F, Hivac Building, No. 2, Keji Nan  
8th Road, Nanshan District,  
Shenzhen, China, 518057  
電話：+86-755-8672-8689  
傳真：+86-755-8672-8690  
電子郵件：[chinasales@power.com](mailto:chinasales@power.com)

### 德國

Lindwurmstrasse 114  
80337 Munich  
Germany  
電話：+49-895-527-39110  
傳真：+49-895-527-39200  
電子郵件：[eurosales@power.com](mailto:eurosales@power.com)

### 德國

HellwegForum 1  
59469 Ense  
Germany  
電話：+49-2938-64-39990  
電子郵件：[igbt-driver.sales@power.com](mailto:igbt-driver.sales@power.com)

### 印度

#1, 14th Main Road  
Vasanthanagar  
Bangalore-560052 India  
電話：+91-80-4113-8020  
傳真：+91-80-4113-8023  
電子郵件：[indiasales@power.com](mailto:indiasales@power.com)

### 義大利

Via Milanese 20, 3rd.Fl.  
20099 Sesto San Giovanni (MI) Italy  
電話：+39-024-550-8701  
傳真：+39-028-928-6009  
電子郵件：[eurosales@power.com](mailto:eurosales@power.com)

### 日本

Kosei Dai-3 Bldg.  
2-12-11, Shin-Yokohama,  
Kohoku-ku  
Yokohama-shi, Kanagawa  
222-0033 Japan  
電話：+81-45-471-1021  
傳真：+81-45-471-3717  
電子郵件：[japansales@power.com](mailto:japansales@power.com)

### 韓國

RM 602, 6FL  
Korea City Air Terminal B/D, 159-6  
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,  
Seoul, 135-728, Korea  
電話：+82-2-2016-6610  
傳真：+82-2-2016-6630  
電子郵件：[koreasales@power.com](mailto:koreasales@power.com)

### 新加坡

51 Newton Road  
#19-01/05 Goldhill Plaza  
Singapore, 308900  
電話：+65-6358-2160  
傳真：+65-6358-2015  
電子郵件：[singaporesales@power.com](mailto:singaporesales@power.com)

### 台灣

台灣台北市11493  
內湖區  
內湖路 1 段 318 號 5 樓  
電話：+886-2-2659-4570  
傳真：+886-2-2659-4550  
電子郵件：[taiwansales@power.com](mailto:taiwansales@power.com)

### 英國

Cambridge Semiconductor,  
一家 Power Integrations 公司  
Westbrook Centre, Block 5, 2nd Floor  
Milton Road  
Cambridge CB4 1YG  
電話：+44 (0) 1223-446483  
電子郵件：[eurosales@power.com](mailto:eurosales@power.com)