

# INN20x3-20x5 InnoSwitch-CH 系列

具備整合式 MOSFET、同步整流和回授的  
離線 CV/CC 返馳式切換開關 IC

## 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
- 採用 FluxLink™ 技術並整合了 HIPOT 隔離回授連結
- 卓越的 CV/CC 準確度，不受變壓器設計或外部元件的影響
- 瞬間暫態反應  $\pm 5\%$  CV，負載步階為 0%-100%-0%

EcoSmart™ - 節能

- 由變壓器偏壓繞組供電時，在 230 VAC 條件下的無負載功耗低於 10 mW
- 輕易達成全球所有節能法規
- 低散熱

進階保護/安全功能

- 一次側感測的輸出過壓保護 (OVP)
- 二次側感測的過衝電壓箝位
- 二次側感測的輸出過電流保護 (OCP) 至零輸出電壓
- 磁滯回復過溫保護

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
- 絕緣電壓高於 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)

綠色環保封裝

- 無鹵素且符合 RoHS 標準

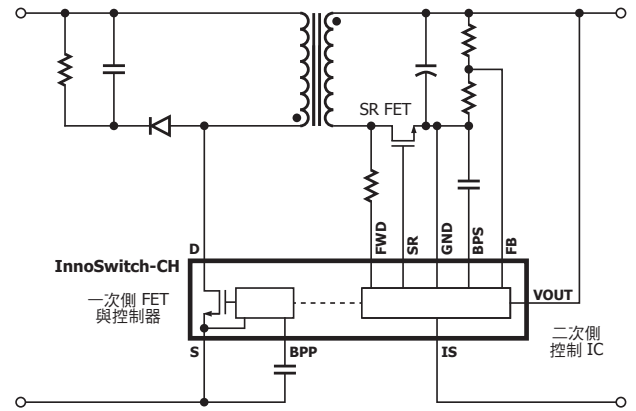
應用

- 適用於智慧型行動裝置的充電器和轉換器
- 高效率、低電壓、高電流電源供應器

說明

InnoSwitch™-CH IC 系列產品大幅簡化了低電壓、高電流電源供應器的開發與製造程序，特別是外殼尺寸小或必須滿足高效率要求的電源供應器。InnoSwitch-CH 創新架構可讓裝置同時將一次側和二次側控制器、感測元件及安全額定回授機制整合到單一 IC 之中。

將鄰近元件聚攏並創新採用整合式通訊連結，讓裝置得以精確控制二次側同步整流 MOSFET 並最佳化一次側切換，從而在整個負載範圍內維持高效率。此外，通訊連結所要求最小的 DC 偏壓，可讓系統在智慧型行動裝置充電器這類富有挑戰性的應用中達到無負載功耗低於 10 mW 的目標。



PI-6986-103014

圖 1. 典型應用/效能。



圖 2. 高沿面、符合安全要求的 eSOP 封裝。

## 輸出功率表

產品 <sup>3,4</sup>	85-265 VAC	
	轉換器 <sup>1</sup>	峰值或開放式架構 <sup>2</sup>
INN20x3K	12 W	15 W
INN20x4K	15 W	20 W
INN20x5K	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. 最小峰值功率能力。
3. 封裝：eSOP-R16B。
4. x = 0 (無纜線補償)、x = 2 (6% 纜線補償)。

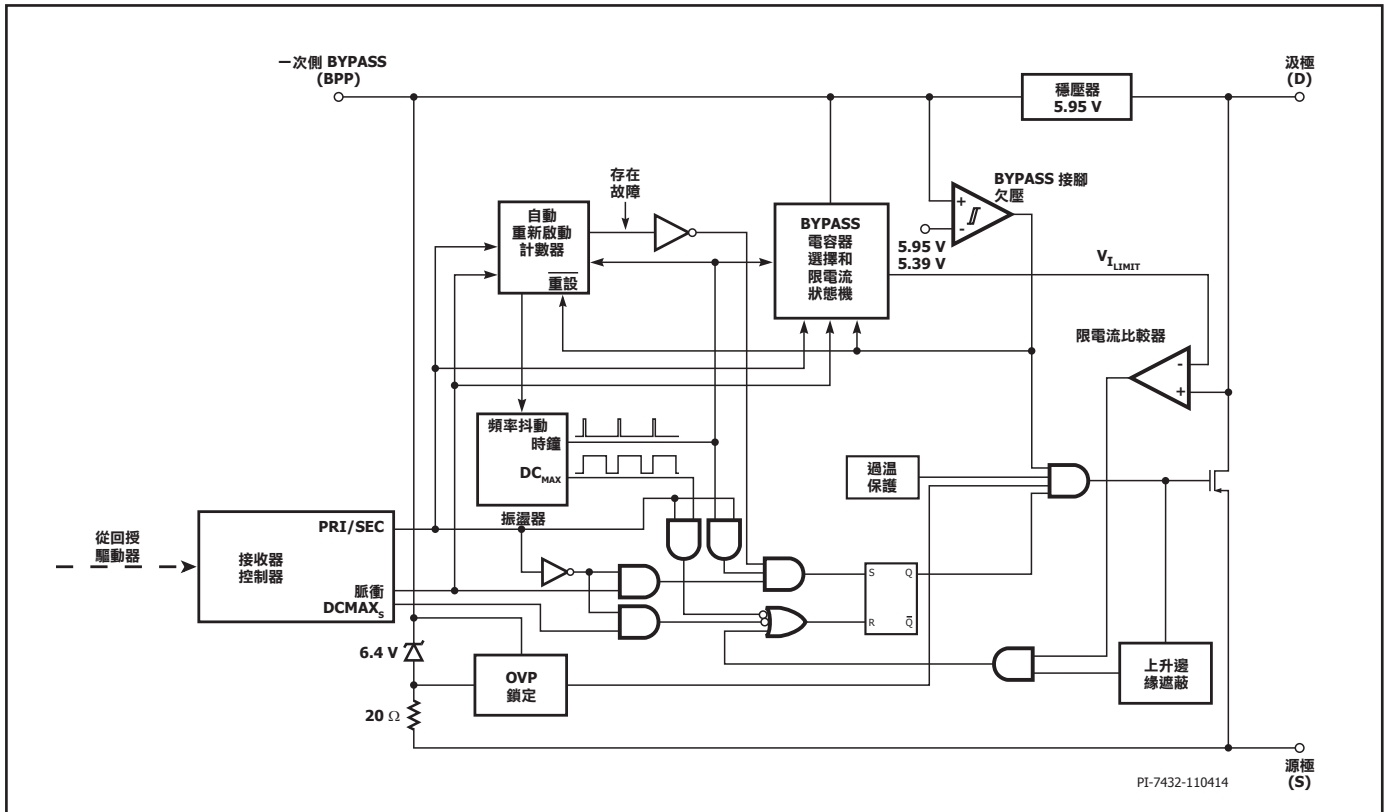


圖 3. 一次側控制器區塊圖。

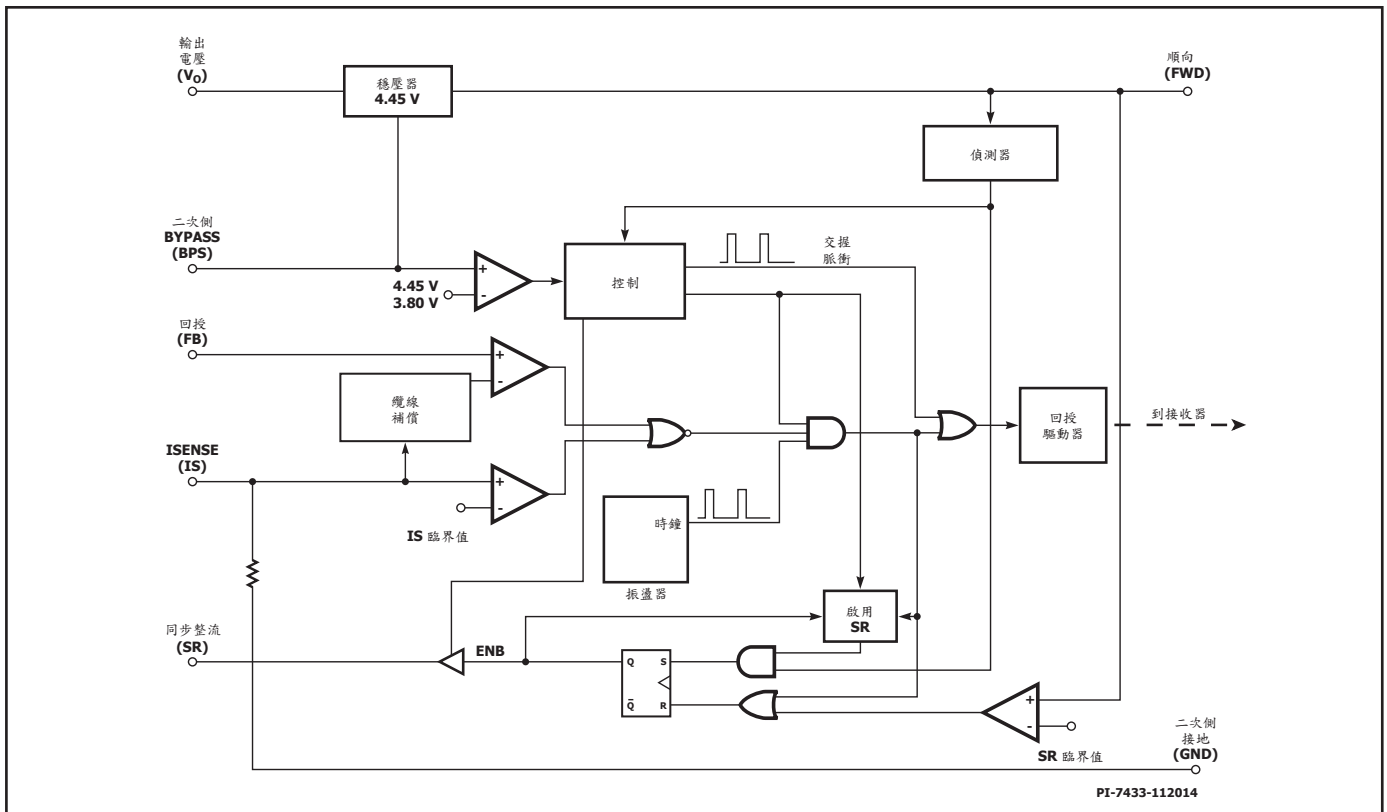


圖 4. 二次側控制器區塊圖。

## 接腳功能說明

### 汲極 (D) 接腳 (接腳 1)

此接腳是功率 MOSFET 的汲極接腳。

### 源極 (S) 接腳 (接腳 3-6)

此接腳是功率 MOSFET 的源極接腳。它也是 BYPASS 接腳和回授接腳的接地參考。

### 一次側 BYPASS (BPP) 接腳 (接腳 7)

它是一次側 IC 電源供應器之外部旁路電容器的連接點。

### 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 IC 電源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。

### ISENSE (IS) 接腳 (接腳 16)

連接到電源供應器輸出端。內部電流感測是這個接腳與二次側接地接腳之間的電路連接。

## InnoSwitch-CH 功能說明

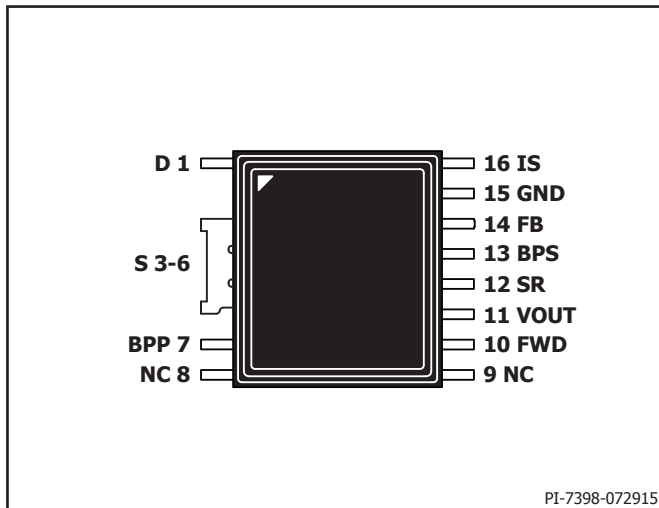


圖 5. 接腳配置。

InnoSwitch-CH 將高電壓功率 MOSFET 切換開關及一次側和二次側控制器結合在一個裝置中。回授方案採用專利的 FluxLink 耦合設計，此設計使用封裝導線架和黏接線提供一種可靠且低成本的方法，可直接準確感測二次側上的輸出電壓和輸出電流，以將資訊傳送給一次側 IC。與傳統的 PWM (脈波寬度調變) 控制器不同，FluxLink 使用簡單的開/關控制來調節輸出電壓和電流。這個一次側控制器包含一個振盪器、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 調整器、過壓電路、限電流選擇電路、過溫保護、前緣雜訊消除和一個 650 V 功率的 MOSFET。InnoSwitch-CH 二次側控制器包含磁性耦合至一次側接收器的發射器電路、定電壓 (CV) 和定電流 (CC) 控制電路、二次側 BYPASS 接腳上的 4.45 V 調整器、同步整流器 MOSFET 驅動器、頻率抖動振盪器，並且具備整合式保護功能。圖 3 和 4 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-CH 可以依靠自汲極接腳汲取的電流持續運作。

此外，還有一個分流調整器，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-CH 供電，進而將無負載功耗降至低於 10 mW (5 V 輸出設計)。

### 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  $V_{BPP}$  以上，才能啟用功率 MOSFET 切換。

### 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-CH 會進入自動重新啟動 (AR) 操作模式。在自動重新啟動操作模式下，功率 MOSFET 切換會停用  $t_{AR(OFF)}$ 。在二次側已取得控制後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送連續週期要求而不跳離週期的時間超過  $t_{AR}$ 。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輸出啟用和停用功率 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，自動重新啟動計數器就會重設。

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 ( $t_{LEB}$ ) 和限電流 ( $t_{ILD}$ ) 延遲時間內達到電流限制 ( $I_{LM}$ )，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。

圖 6 顯示交握流程圖。

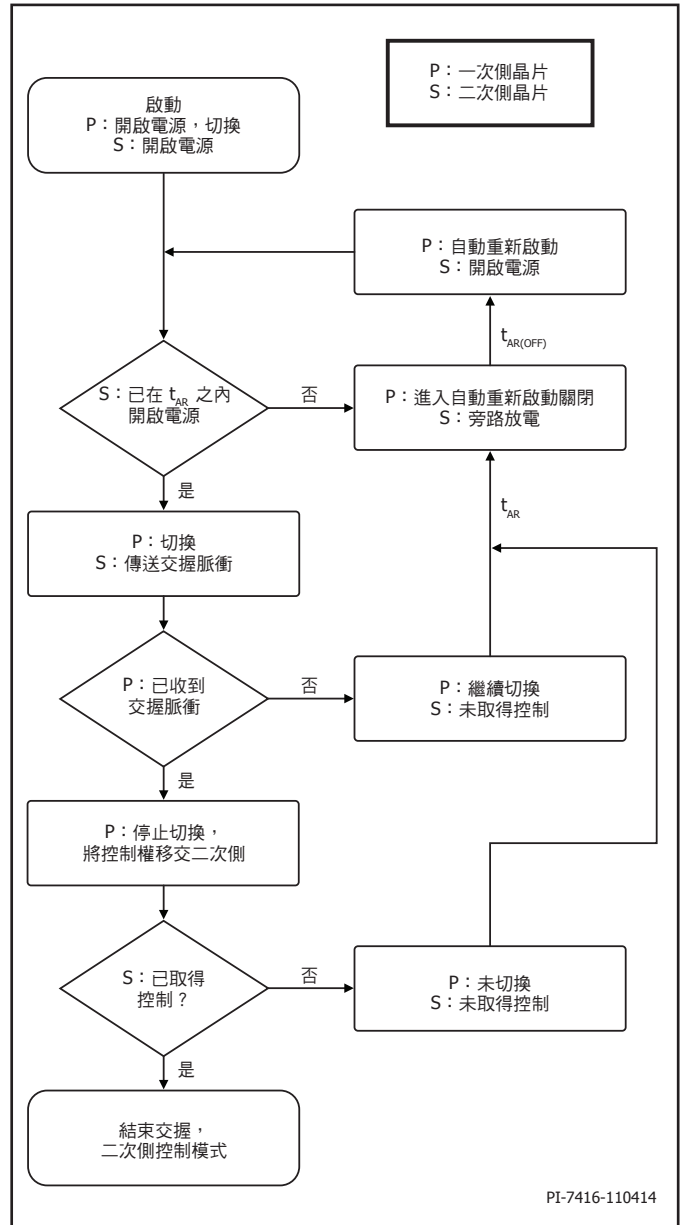


圖 6. 一次側與二次側交握流程圖。

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送的週期要求，則會模擬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。

當一次側因短暫線間退出或電壓關閉事件而停止切換時，最有可能出現需要其他交握的狀況。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。

此通訊相當強大。已實施通訊中斷測量措施，以使裝置容許極端狀況，例如，突波、ESD 事件或外部元件故障（單點故障）。

如果二次側未偵測到一次側回應要求達 3 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達 3 個或更多連續週期，則二次側控制器會發起第二個交握序列。

此保護模式也可在一次側於掌握控制權情況下進行切換時，提供額外保護以避免發生 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。

#### 二次側控制器

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合電容器，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  $V_{REF}$  (1.265V)。

連接於 IS 與二次側接地接腳之間的電阻器屬於黏接線感測電阻器，它可用於在定電流穩壓器模式下調節輸出電流。ISENSE 接腳連接到內部黏接線感測電阻器，並使用 33 mV  $IS_{V(TH)}$  臨界值比較器來決定要調節電源供應器輸出電流的值。

#### 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/二次側交握並停止啟動自動重新啟動的要求脈衝。二次側會停止要求週期達  $t_{AR(SK)}$ ，以開始  $t_{AR(OFF)}$  的一次側自動重新啟動。在此狀況下，真實 AR 關閉時間為  $t_{AR(SK)} + t_{AR(OFF)}$ 。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  $\mu$  秒。在偵測到回授接腳短路至接地後，二次側會放棄控制。

#### 回授接腳自動重新啟動臨界值

回授接腳也包含比較器，用於偵測輸出電壓降至  $V_{FB(AR)}$  臨界值以下的持續時間何時超過  $t_{FB(AR)}$ 。在偵測到回授接腳降至  $V_{FB(AR)}$  以下的持續時間超過  $t_{FB(AR)}$  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。

#### 纜線壓降補償 (CDC)

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，如下面圖 7 所示。

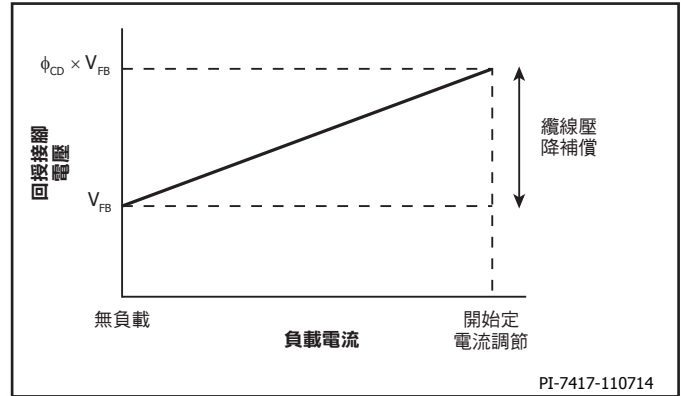


圖 7. 纜線壓降補償特性。

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。

纜線壓降補償僅適用於 5 V 設計。纜線壓降補償功能對於較高輸出電壓設計是停用的。

#### 輸出定電流調節

InnoSwitch-CH 會透過 ISENSE 與二次側接地接腳之間黏接線上的內部感測來調節輸出電流。ISENSE 與二次側接地接腳上可能需要外部二極體，以便在發生故障狀況時限制黏接線上的峰值電壓。當輸出電容較大（尤其是在輸出電壓較高時）時，放電至短路輸出的輸出電容器會超過黏接線保險絲電流。

#### 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。當 ISENSE 接腳上的電壓超過  $IS_{V(TH)}$  臨界值大約三倍時，將會停用 SR MOSFET 驅動，直到突波電流降低至標準水平。

InnoSwitch-CH 運作

InnoSwitch-CH 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-CH 設計的最高限電流等級和頻率是恆定的，傳輸至負載的功率就與變壓器的一次側電感以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-CH，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-CH 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。

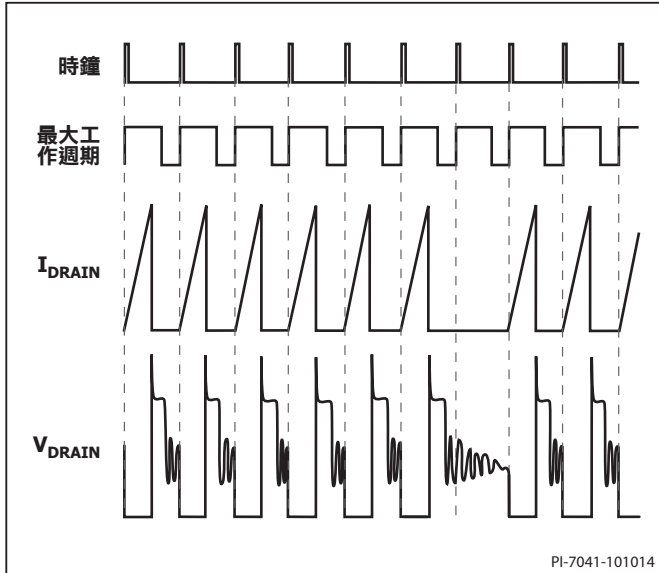


圖 8. 在接近最大負載下運作。

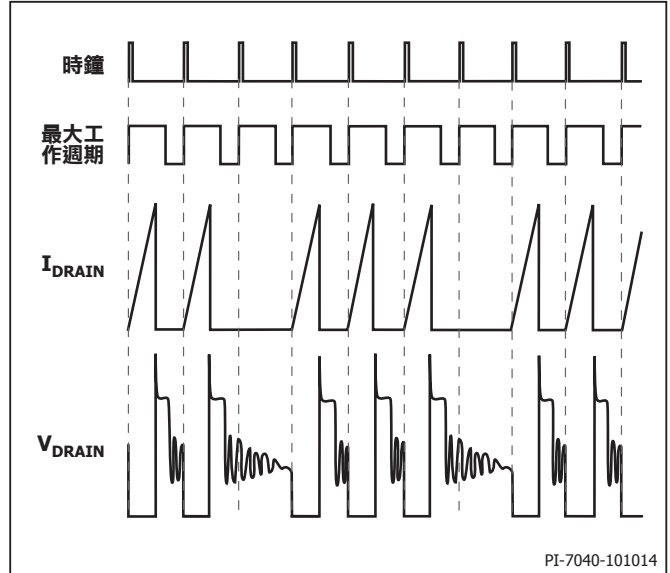


圖 9. 在較重負載下運作。

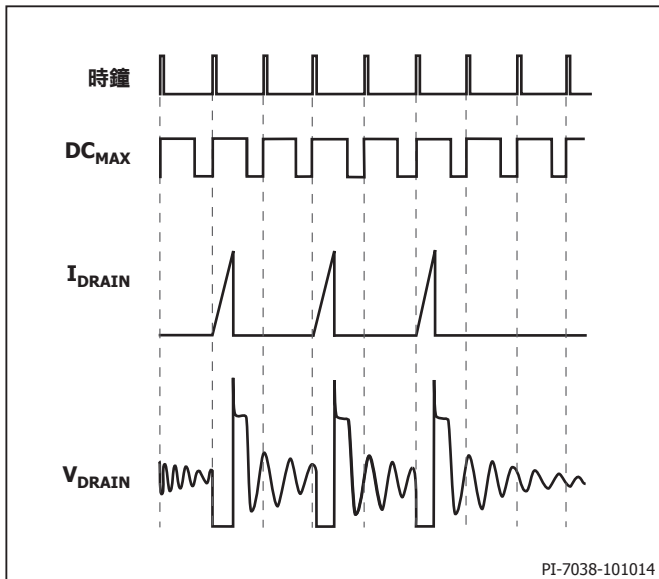


圖 10. 在中等負載下運作。

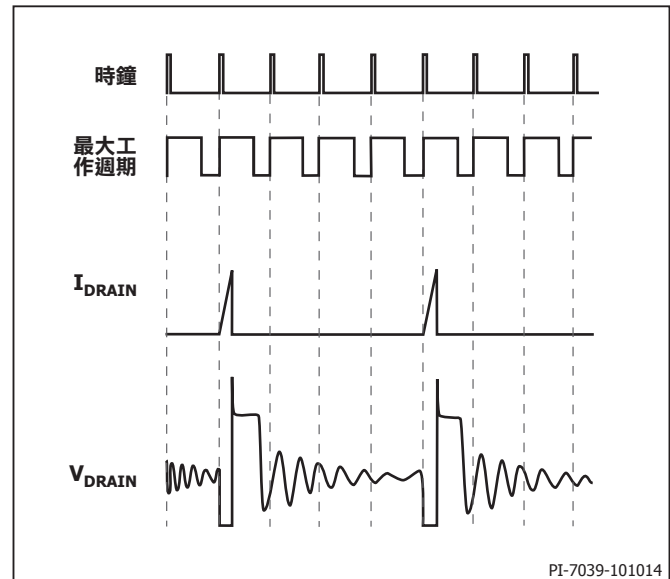


圖 11. 在極輕負載下運作。

使用限電流狀態機執行開/關操作

InnoSwitch-CH 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-CH 會在其幾乎所有時鐘週期內導電 (圖 8)。在稍低負載下，其將「跳離」額外週期，以維持電源供應器輸

出端的電壓調節 (圖 9)。在中等負載下，將跳離週期並減少限電流 (圖 10)。在極輕負載下，將進一步降低限電流 (圖 11)。僅會發生少部分的週期，以滿足電源供應器的功耗要求。

與 PWM 控制相較，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。

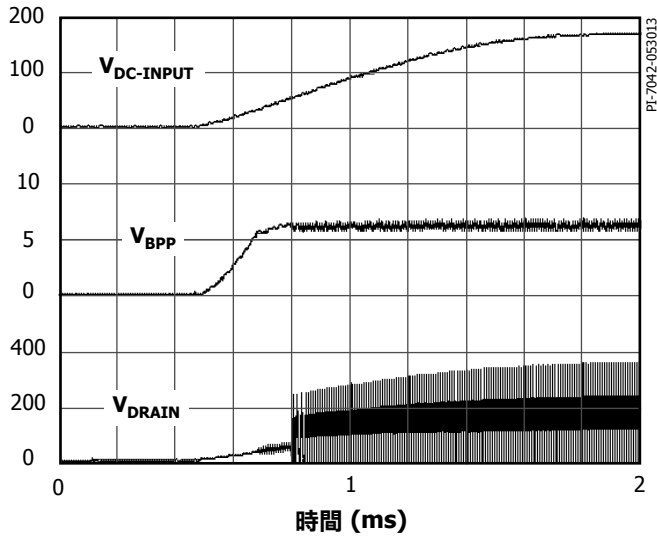


圖 12. 開機時序。

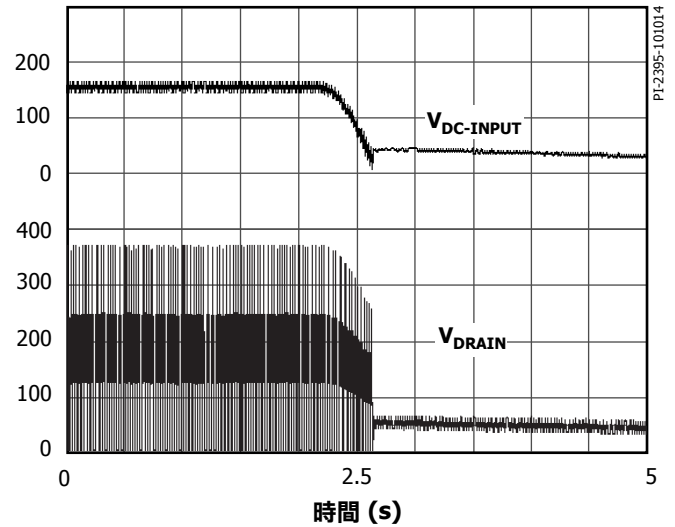


圖 13. 正常關機時序。

應用範例

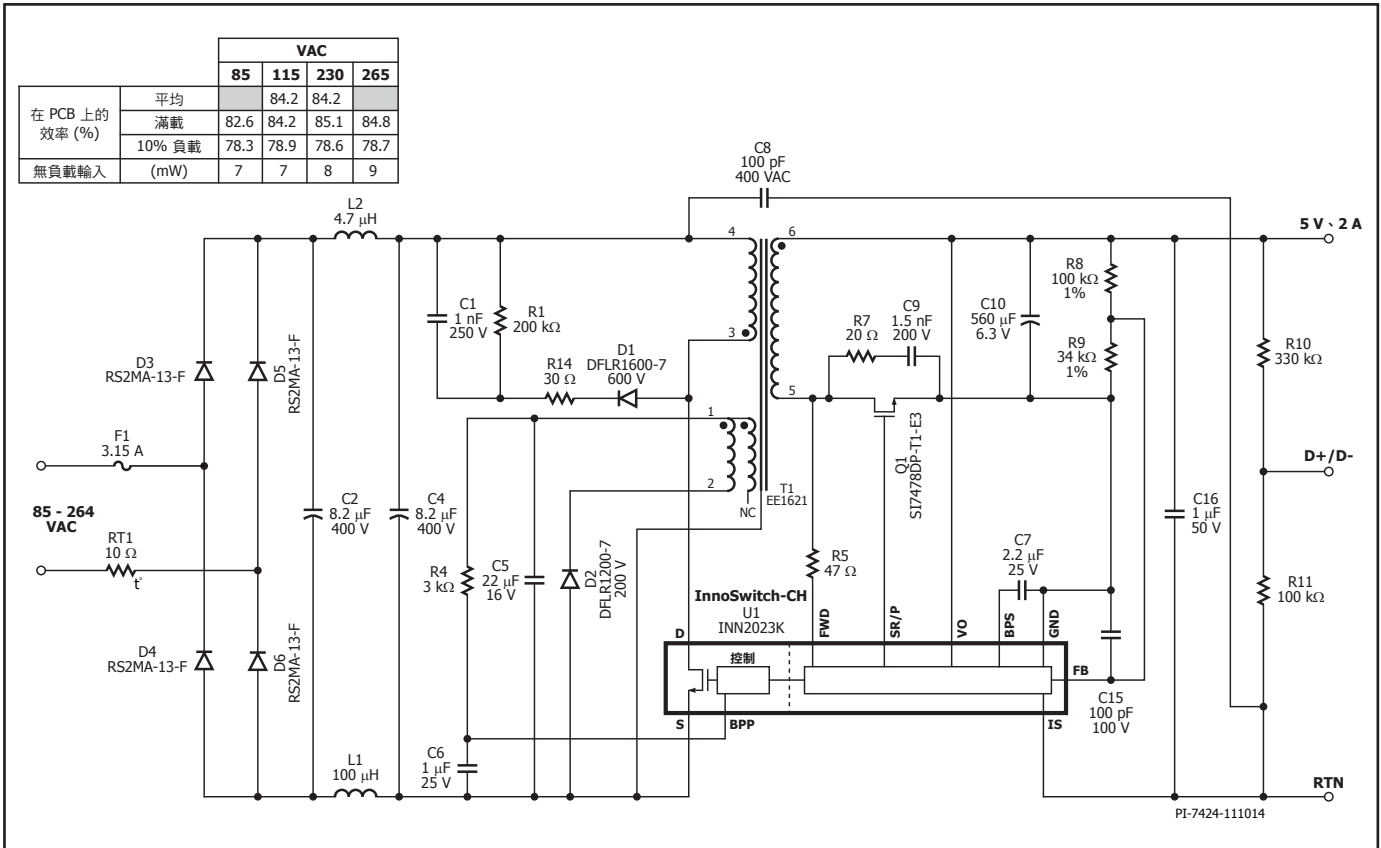


圖 14. 5 V、2 A 全輸入電壓充電器。

圖 14 顯示的電路是低成本、極高效率的充電器設計，可使用 INN2023K 整合式電源供應器控制器進行 5 V、2 A CV/CC 充電。

此單一 5 V 輸出充電器設計符合 DoE 第 6 級和 EC CoC 5 標準 (要求為 79%，測得 84%)，且無負載輸入功率低於 10 mW。InnoSwitch-CH 裝置的整合性，可將元件總數從通常的 45 個以上減少至僅僅 32 個。U1 內建的二次側同步整流 (SR) 控制器，可讓設計者將昂貴的高電流蕭特基屏障二極體取代為低成本的 MOSFET，既可提升效率，又能摒除熱點。藉由二次側的控制，將可在各種條件下消除通常與 SR 關聯的跨導通問題。

輸入階段需要使用小型熱敏電阻 (RT1)，以避免浪湧電流超過 D3-D6 的規範進而導致開啟保險絲 F1。

電容器 C2 和 C4 的總輸入電容足以在 85 VAC 條件下穩定提供全輸出功率，讓轉換器得以在下一個 AC 週期重新整理輸入之前以最小 DC 電壓運作。DC 電壓會施加至 T1 的一次側繞組。一次側繞組的另一端是由 InnoSwitch-CH IC 內的 MOSFET 驅動。

低成本 RCD 箝位是由二極體 D1、電阻器 R1 和 R14、電容器 C1 所構成，它會在一關閉 MOSFET 時立即限制 InnoSwitch-CH IC 的峰值汲極電壓。此箝位有助於消耗儲存在變壓器 T1 之漏電抗中的能量，進而有效地將 U1 之汲極接腳的關閉電壓突波限制在安全值範圍內。

InnoSwitch-CH 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一次側 BYPASS 接腳電容器 (C6) 充電。在正常運作期間，一次側控制器是由變壓器 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 C5 進行濾波。電阻器 R4 會將供應給 InnoSwitch-CH IC (U1) 之一次側 BYPASS 接腳的電流限制為接近 IC 供應電流，以使無負載輸入功率降至最小。

輸出調節是利用開/關控制達成的，啟用切換週期的數目則是根據輸出負載來調整。在高負載情況下，會啟用大多數切換週期，而在輕負載或無負載時，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。設置的運作模式 (限電流) 有四種，可讓一次側電流切換模式的頻率含量維持在可聞範圍之外，直到變壓器磁通密度處於輕負載，進而大幅減少可聞雜訊的產生。

InnoSwitch-CH 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 MOSFET Q1 進行整流，由電容器 C10 進行濾波。電阻器 R7 和 C9 會在切換暫態期間限制高頻率振盪，以避免其產生輻射性 EMI。Q1 的閘極是由 InnoSwitch-CH IC 內的二次側控制器根據透過電阻器 R5 感測並饋送至 IC 之順向接腳的繞組電壓進行開啟。



以連續導通模式運作時，Q1 會在二次側控制來自一次側的新切換週期之前關閉。以不連續導通模式運作時，Q1 會在 MOSFET 上的壓降降至約  $-24 \text{ mV}$  [ $V_{\text{SR(TH)}}$ ] 的臨界值以下時關閉。

當 SR 和一次側 MOSFET 控制同時位於二次側，將會完全消除兩個 MOSFET 發生跨導通的可能性。反之則可無限延長 Q1 處於開啟的時間，以將損失降到最低，還能移除並聯蕭特基二極體及/或使用低成本但  $R_{\text{DS(ON)}}$  較高的裝置來達到媲美單件式 SR 控制器的效率。

InnoSwitch-CH 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 C7 連接到 InnoSwitch-CH IC (U1) 的二次側 BYPASS 接腳，為內部電路提供去耦合。

在 CC (定電流) 工作期間，當輸出電壓下降時，裝置將會直接從二次側繞組自行供電。在一次側功率 MOSFET 的開啟期間，二次側繞組上出現的順向電壓將用於透過電阻器 R5 和內部調節器為去耦合電容器 C7 充電。這可讓輸出電流調節持續降低至  $2.5 \text{ V}$  以下。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 ISENSE 接腳和二次側接地接腳之間內部感測的，臨界值約為  $33 \text{ mV}$  ( $I_{\text{S(TH)}}$ )，以降低損失。一旦超過內部電流感測臨界值，裝置就會調整切換脈衝數目以維持固定的輸出電流。

低於 CC 臨界值時，裝置會以定電壓模式運作。輸出電壓是透過分壓電阻器 R8 和 R9 感測的。輸出電壓會進行調節，以在回授接腳上達到  $1.265 \text{ V}$  電壓。電容器 C15 為回授接腳提供去耦合，可確保穩定運作並避免在耦合至 IC 時產生切換雜訊。

### 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  $85 \text{ VAC}$  輸入下的最小 DC 輸入電壓為  $90 \text{ V}$  或以上，或在  $230 \text{ VAC}$  輸入下為  $220 \text{ V}$  或以上，或者在使用倍壓器時為  $115 \text{ VAC}$ 。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  $I_f$ 。
4. 變壓器一次側電感公差為  $\pm 10\%$ 。
5. 輸出反射電壓 ( $V_{\text{OR}}$ ) 為  $110 \text{ V}$ 。
6. 採用同步整流器的僅輸出電壓為  $12 \text{ V}$ 。
7. 為峰值與開架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  $110 \text{ }^\circ\text{C}$  或以下。
9. 開放式架構設計的環境溫度為  $50 \text{ }^\circ\text{C}$ ，密封式轉換器則為  $40 \text{ }^\circ\text{C}$ 。

\* 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 ( $I_{\text{LIMIT}}$ )。

#### 過壓保護

InnoSwitch-CH IC 提供的輸出過壓保護使用內部鎖定，大約  $7.6 \text{ mA}$  的臨界值電流入一次側 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 14 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  $6 \text{ V}$  的積納二極體電壓 ( $22 \text{ V}$  偏壓繞組為  $28 \text{ V}$ )，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 ( $10 \text{ } \Omega$  至  $47 \text{ } \Omega$ ) 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-CH 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-CH 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  $10 \text{ mW}$  以下。圖 14 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。

#### 噪音

InnoSwitch-CH 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鐵芯磁通密度低於  $3000 \text{ 高斯}$  ( $300 \text{ mT}$ )。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，因而導致更大損失。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。諸如 Z5U 等電介質的陶瓷電容器在用於箝位電路，尤其是偏壓電源供應器 (圖 14 中的 C1 和 C5) 時，可能也會產生雜訊。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，箝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-CH 一次側電路的元件

##### BPP 電容器

從 InnoSwitch-CH IC 的一次側 BYAPSS 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。可能使用  $0.1 \text{ } \mu\text{F}$ 、 $10 \text{ } \mu\text{F}$  或  $1 \text{ } \mu\text{F}$  電容器，依 InnoSwitch-CH 產品規格型錄中的指示為準。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-CH 一次側控制器之一次側 BYPASS 接腳的內部調節器，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，以使偏壓繞組在充電器處於最低（或無負載）負載情況的最低額定輸出電壓條件下產生 9V 電壓。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  $\mu$ A，才能使充電器在無負載和 230 VAC 輸入電壓條件下運作時的無負載功耗低於 10 mW。

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  $\mu$ 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。

#### 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值和最低額定輸入電壓下的穩態條件，以及在暫態負載狀況下，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 14 顯示的電路範例採用 RCD 箝位，並且有一個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-CH 二次側電路的元件

### 二次側 BYPASS 接腳 - 去耦合電容器

應選用 2.2  $\mu$ F、25 V 多層陶瓷電容器來為 InnoSwitch-CH IC 的二次側 BYPASS 接腳去耦合。太高的值會使輸出電壓在啟動期間過衝，而太低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，不建議採用範例的 10 V 額定值。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 閘極應直接與 InnoSwitch-CH IC 的同步整流器驅動接腳連接，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 mV [ $V_{SR(TH)}$ ] 以下時，SR MOSFET 就會關閉。因此，選用  $R_{DS(ON)}$  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 $\Omega$   $R_{DS(ON)}$  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-CH IC 偵測到返馳週期即將結束，SR MOSFET  $R_{DS(ON)}$  上的電壓會降至 24 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%。

根據變壓器所用的數圈比而定，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。可選用連接到 SR FET 的 RC 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，但過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 鋁電解電容器適用於大多數高頻率返馳切換式電源供應器，但普遍使用的是鋁聚合物固體電容器，因為它具有尺寸小巧、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 或更小的去耦合電容器應在 InnoSwitch-CH IC 的回授腳連接至二次側接地接腳。此電容器應放置在確實接近 InnoSwitch-CH 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。

#### 二次側電壓分流的保護二極體

InnoSwitch-CH IC 包含二次側電流感測功能，可進行精準的 CC 模式運作。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。

為了感測輸出，負載電流會透過內部分流從 ISENSE 接腳流到 IC 的二次側接地接腳。當分流電壓超過 ~33 mV 時將會轉換至 CC 模式運作，極低的感測電壓可確保功耗非常低。

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，建議在輸出電壓高於 5 V 的設計中，於 ISENSE 和二次側接地接腳之間使用外部 1 A 蕭特基二極體，以使電源供應器可在輸出端短路。使用此二極體時，陽極應連接到 ISENSE 接腳，而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 15，以取得建議用於 InnoSwitch-CH 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-CH 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。為了降低 EMI，應盡量縮短從箝位元件至變壓器和 InnoSwitch-CH 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-CH 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-CH IC 溫度安全地保持在絕對最大限值以下。建議為焊接 InnoSwitch-CH IC 之源極接腳所在的銅板提供足夠大的銅箔，以便在充電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  $^{\circ}$ 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-CH 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。

火花間隙的最佳位置是直接放置在輸出正導軌與其中一個 AC 輸入的中間。在這個配置中，通常 5 公釐的火花間隙就足以符合許多適用之安全標準的沿面與間隔要求。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-CH 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-CH IC 之充電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. 充電器的輸入通常需要使用共模電感器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 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  $\mu\text{F}$  陶瓷電容器有助於降低輻射性 EMI。

抑制可聞雜訊的建議

InnoSwitch-CH 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之為金屬薄膜類型，以及將偏壓取代之為電解類型的零件。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。
4. 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。
5. 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。
6. 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。

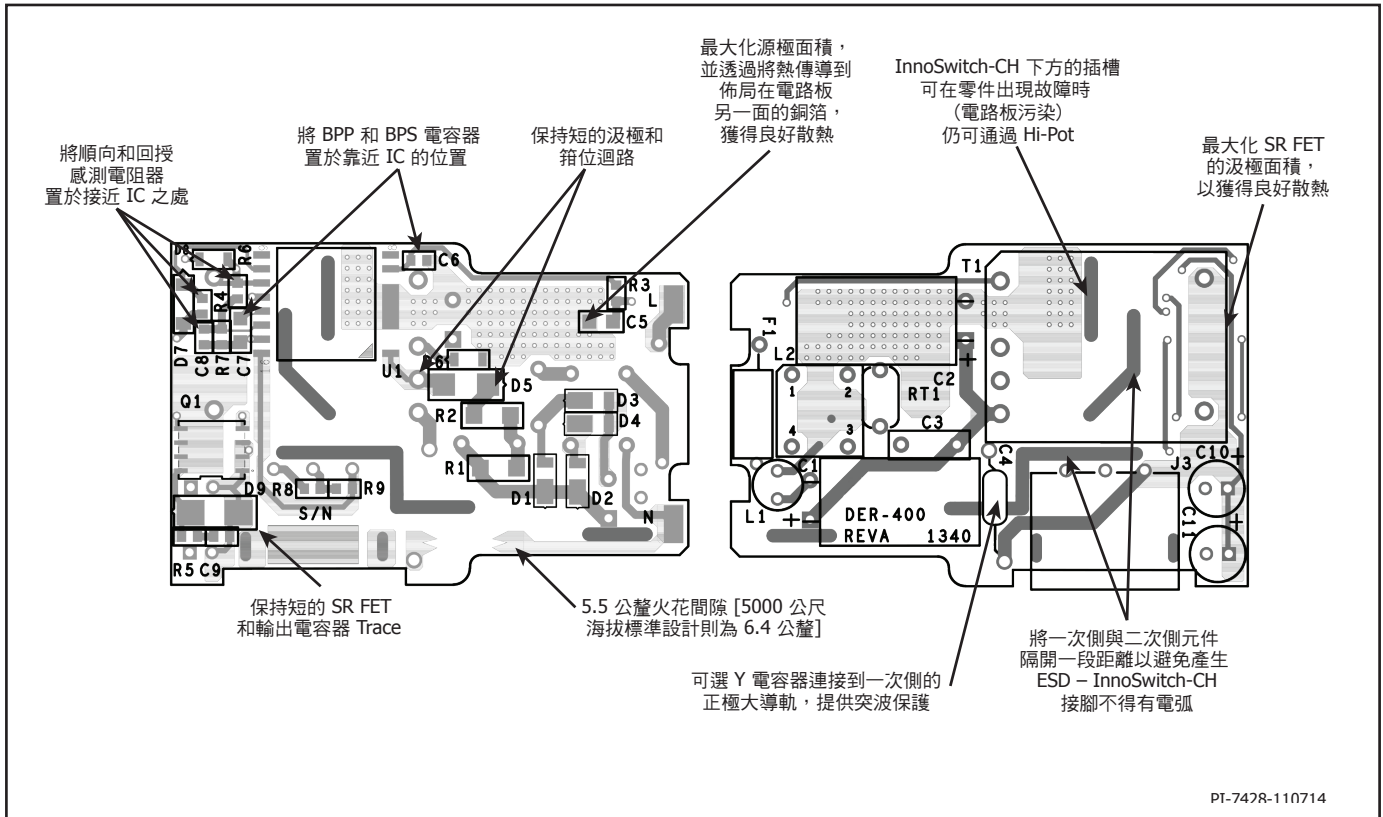


圖 15. PCB 佈局準則。底部 (左側)，頂部 (右側)。

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 μF/W，即可讓 DC 匯流排電壓始終保持在 70 V 以上，但 3 μF/W 可提供足夠餘裕。應測量 DC 匯流排的濾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：

1. 較高的  $V_{OR}$  讓功率可在  $V_{MIN}$  傳輸，這會將輸入電容器的值降至最小，並將特定 InnoSwitch-CH 裝置的功率傳輸升至最大。
2. 較高的  $V_{OR}$  可降低輸出二極體和 SR MOSFT 的電壓應力。
3. 較高的  $V_{OR}$  會增加漏電感，這會降低電源供應器的效率。
4. 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 16)。

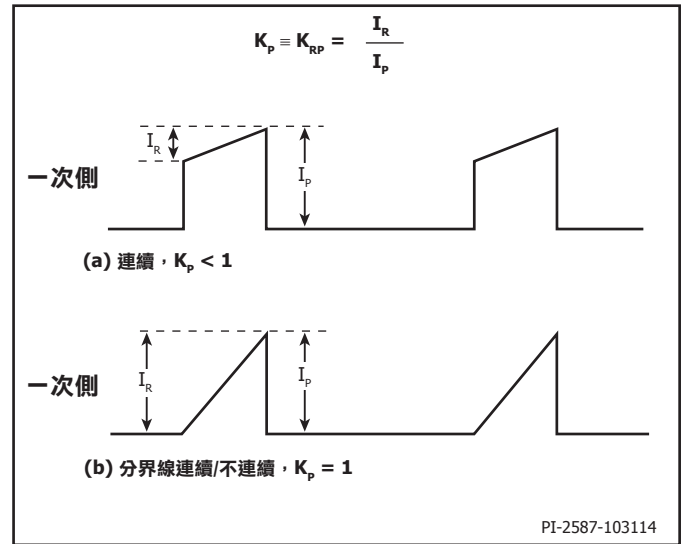


圖 16. 連續模式電流波形,  $K_p \leq 1$ 。

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

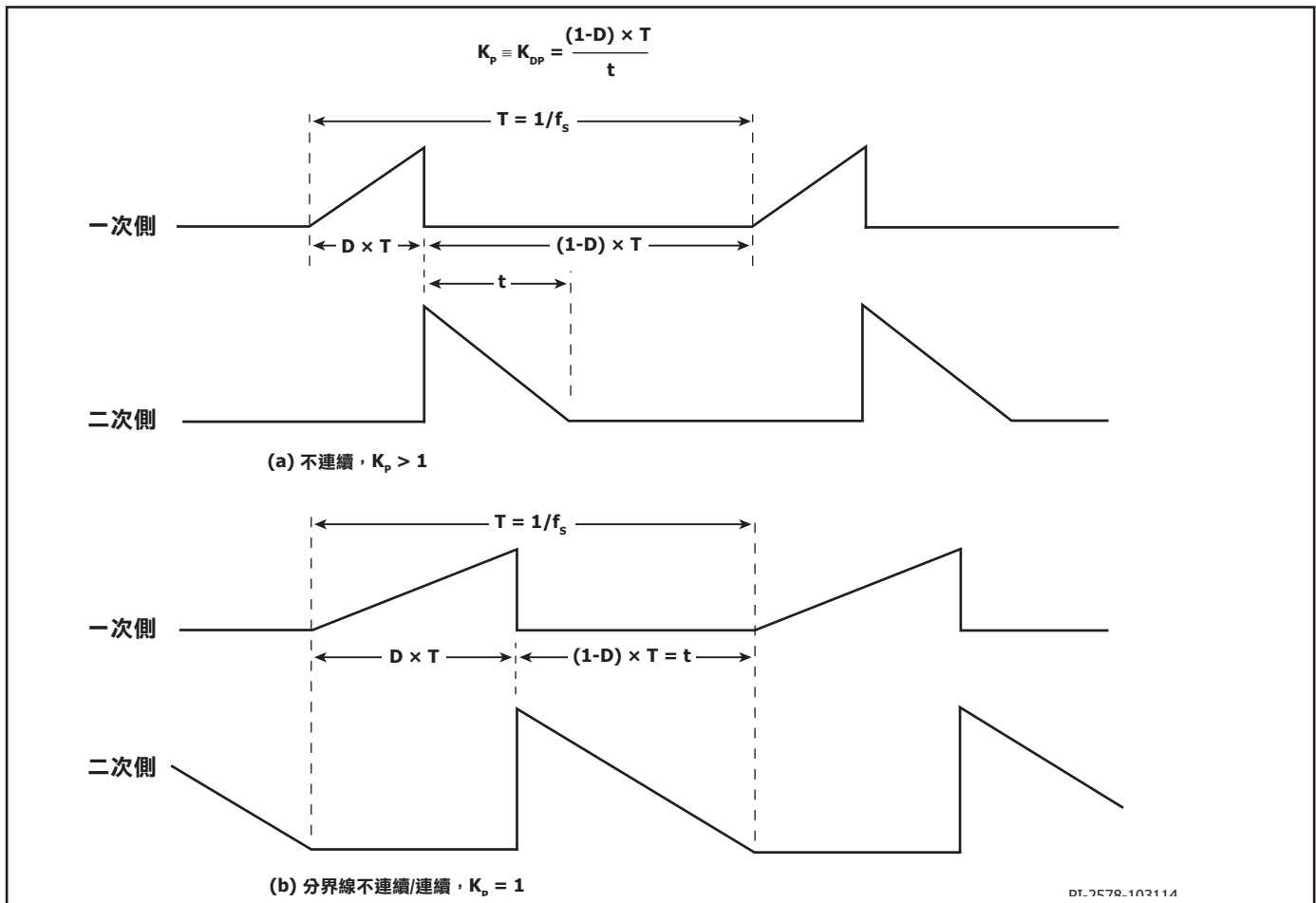


圖 17. 不連續模式電流波形,  $K_p \geq 1$ 。

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。

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

在最小 DC 匯流排電壓為 70 V (大多數 InnoSwitch-CH 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-CH 溫度上升。

#### 鐵芯類型

合適鐵芯的選擇條件，取決於充電器所用之外殼的實體設計限制。建議僅選用低損耗的鐵芯，因為充電器設計通常都會面臨小尺寸外殼要求的散熱難題。

#### 安全邊緣，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邊緣寬度。一般而言，通用輸入設計需要 6.2 mm 的總邊緣，在試算表中輸入的值為 3.1 mm。若是垂直線軸，邊緣可能不對稱，但如果需要 6.2 mm 的總邊緣，則仍要輸入 3.1 mm，即便邊緣實際僅存在線軸的一邊。

對於使用三層絕緣線的設計，可能仍需要使用小的邊緣值，以滿足所需的安全沿面距離。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邊緣。

由於邊緣減小繞組的可用區域，邊緣構造可能不適合小型鐵芯。對於採用 InnoSwitch-CH IC 的小尺寸充電器設計，建議在二次側使用三層絕緣線，即不需要邊緣。

#### 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。 $\geq 200$  Cmil/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充電器設計，因為需要額外的共模濾波器，這將會增加成本。

#### 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。所選裝置處於峰值限電流時磁感應強度值為 3000 高斯，搭配 InnoSwitch-CH IC 內建的保護功能，可提供足夠的餘裕，避免在啟動或輸出短路狀況下發生鐵芯飽和。

#### 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-CH IC 產品規格型錄中載明的最大工作週期。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

如同一切電源供應器設計，所有 InnoSwitch-CH 設計都應該實際驗證，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-CH IC、變壓器、輸出二極體和輸出電容器未超出溫度規格限制。InnoSwitch-CH 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-CH 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> INN20x3 .....	1200 (2250) mA
INN20x4 .....	1360 (2550) mA
INN20x5 .....	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>4,7</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. 在不導致產品永久損壞情況下，一次可以套用一個指定的最大額定值。在絕對最大額定值情況下長時間運行可能影響產品可靠性。
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，持續時間不超過 500 nsec。請參見圖 23。
7. 當順向接腳電壓為負時，從順向接腳流出的最大電流為 -40 mA。
8. 流入 VOUT 接腳的最大電流不應超過 10 mA。

熱阻

熱阻：eSOP-R16B 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
二次側電流額定值	從接腳 16 到接腳 15 的電流	2.5	A
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 $T_{JI} = -40\text{ °C to }+125\text{ °C}$ (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				%

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
控制功能 (續)							
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			250		$\mu\text{A}$
	$I_{S2}$	$T_J = 25\text{ °C}$ , $V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ (MOSFET 於 $f_{OSC}$ 切換) 請參閱附註 A、C	INN20x3		635	750	
			INN20x4		790	900	
			INN20x5		970	1100	
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		-5.4	-4.5	-3.6	mA
	$I_{CH2}$	$T_J = 25\text{ °C}$ , $V_{BP} = 4\text{ V}$ 請參閱附註 D、E		-3.8	-2.9	-2.0	
一次側 BYPASS 接腳電壓	$V_{BPP}$	請參閱附註 D		5.73	5.95	6.15	V
一次側 BYPASS 接腳電壓 磁滯	$V_{BPP(H)}$			0.48	0.56	0.65	V
一次側 BYPASS 分流電壓	$V_{SHUNT}$	$I_{BPP} = 2\text{ mA}$		6.15	6.45	6.75	V
電路保護							
標準限電流 (BPP) 電容器 = 0.1 $\mu\text{F}$	$I_{LIMIT}$ 請參閱附註 E	$di/dt = 138\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	INN20x3	611	650	689	mA
		$di/dt = 168\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	INN20x4	705	750	795	
		$di/dt = 213\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	INN20x5	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	$di/dt = 138\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	INN20x3	500	550	600	mA
		$di/dt = 168\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	INN20x4	591	650	709	
		$di/dt = 213\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	INN20x5	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	$di/dt = 138\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	INN20x3	682	750	818	mA
		$di/dt = 168\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	INN20x4	773	850	927	
		$di/dt = 213\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	INN20x5	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	
電路保護 (續)							
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	INN20x3-20x5	$0.87 \times I^2f$	$I^2f$	$1.15 \times I^2f$	A <sup>2</sup> Hz
		降低的限電流， $I^2f = I_{LIMITred(TYP)}^2 \times f_{OSC(TYP)}$ 請參閱附註 A	INN20x3-20x5	$0.84 \times I^2f$	$I^2f$	$1.18 \times I^2f$	
		提高的限電流， $I^2f = I_{LIMITinc(TYP)}^2 \times f_{OSC(TYP)}$ 請參閱附註 A	INN20x3-20x5	$0.84 \times I^2f$	$I^2f$	$1.18 \times I^2f$	
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 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	
短時自動重新啟動 $f_{OSC}$ 下的關閉時間	$t_{AR(OFF)SH}$	$T_J = 25\text{ °C}$ 請參閱附註 A、G		0.5		s	
輸出							
開啟狀態電阻	$R_{DS(ON)}$	INN20x3 $I_D = 750\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ °C}$		3.50	4.10	$\Omega$
			$T_J = 100\text{ °C}$ 請參閱附註 A		5.50	6.30	
		INN20x4 $I_D = 850\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ °C}$		2.30	2.70	
			$T_J = 100\text{ °C}$ 請參閱附註 A		3.60	4.20	
		INN20x5 $I_D = 1050\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ °C}$		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	$I_{DSS1}$	$V_{BPP} = 6.2\text{ V}$ ， $V_{DS} = 520\text{ V}$ ， $T_J = 125\text{ °C}$ 請參閱附註 H			200	$\mu\text{A}$	

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
<b>輸出 (續)</b>						
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	$V_{OUT(AR)}$	請參閱附註 K	3.00	3.45	3.65	V
纜線壓降補償係數	$\phi_{CD}$	$T_J = 25\text{ °C}$	INN202x	1.05	1.06	1.07
			INN200x	-	1.00	-
無負載時的二次側 BYPASS 接腳電流	$I_{SNL}$	$T_J = 25\text{ °C}$		265	315	$\mu\text{A}$
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	$IS_{V(TH)}$	$T_J = 25\text{ °C}$		33		mV
定電流調節臨界值	$I_{CC}$	$T_J = 0\text{ °C 至 } 100\text{ °C}$	2.0	2.2	2.4	A
標準化輸出電流	$I_O$	$T_J = 25\text{ °C}$	1.00	1.04	1.08	
回授接腳 AR 計時器	$t_{FB(AR)}$		8			ms
回授接腳短路	$V_{FB(OFF)}$			0.1	0.14	V
<b>同步整流器</b>						
同步整流器接腳臨界值	$V_{SR(TH)}$	$T_J = 25\text{ °C}$	-19	-24	-29	mV
同步整流器接腳上拉電流	$I_{SR(PU)}$	$T_J = 25\text{ °C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}, f_s = 100\text{ kHz}$	125	162	200	mA

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
同步整流器 <sup>1</sup> (續)							
同步整流器接腳下拉電流	$I_{SR(PD)}$	$T_J = 25\text{ °C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$ , $f_s = 100\text{ kHz}$		230	280	315	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. 僅供參考。這是限電流臨界值的總範圍，它可校正電流感測黏接線中的變化。這兩者均已經過刪修，可設定標準化輸出定電流。
- K. 在裝置的 VOUT 接腳上測量。在處於負載下的纜線末端，視在自動重新啟動臨界值較低。

典型效能特性

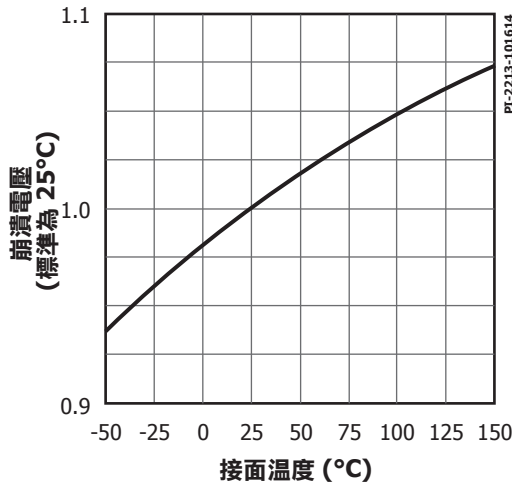


圖 18. 崩潰電壓與溫度關係圖。

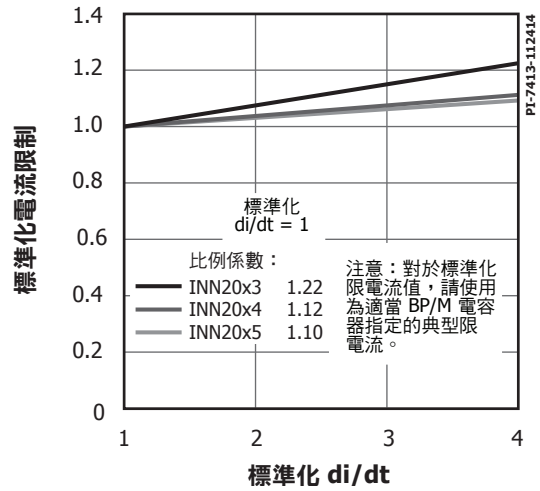


圖 19. 標準限電流與 di/dt 關係圖。

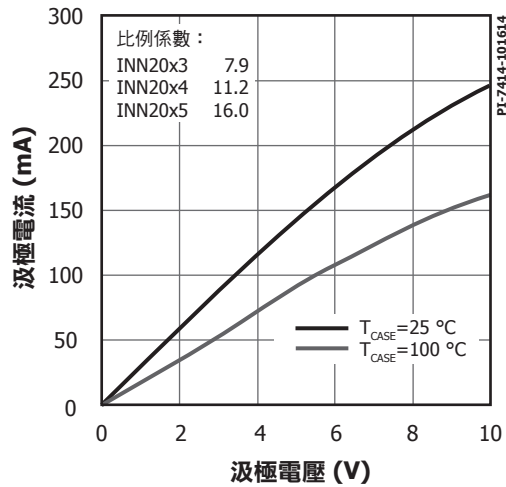


圖 20. 輸出特性。

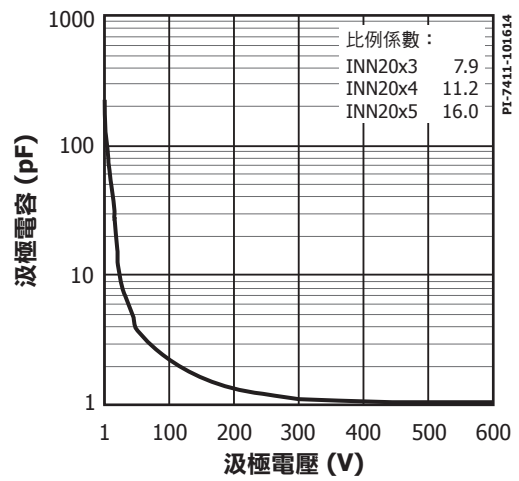


圖 21.  $C_{oss}$  與汲極電壓關係圖。

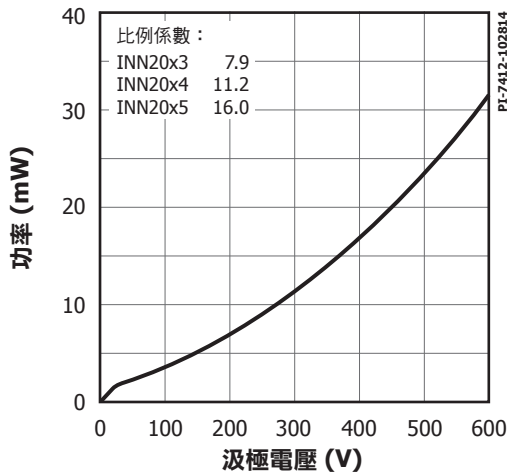


圖 22. 汲極電容功率。

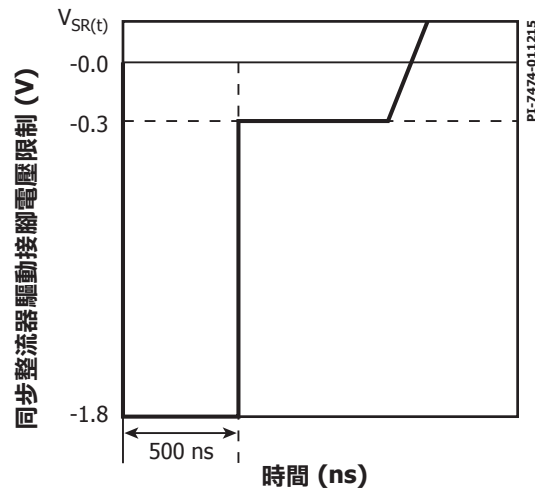
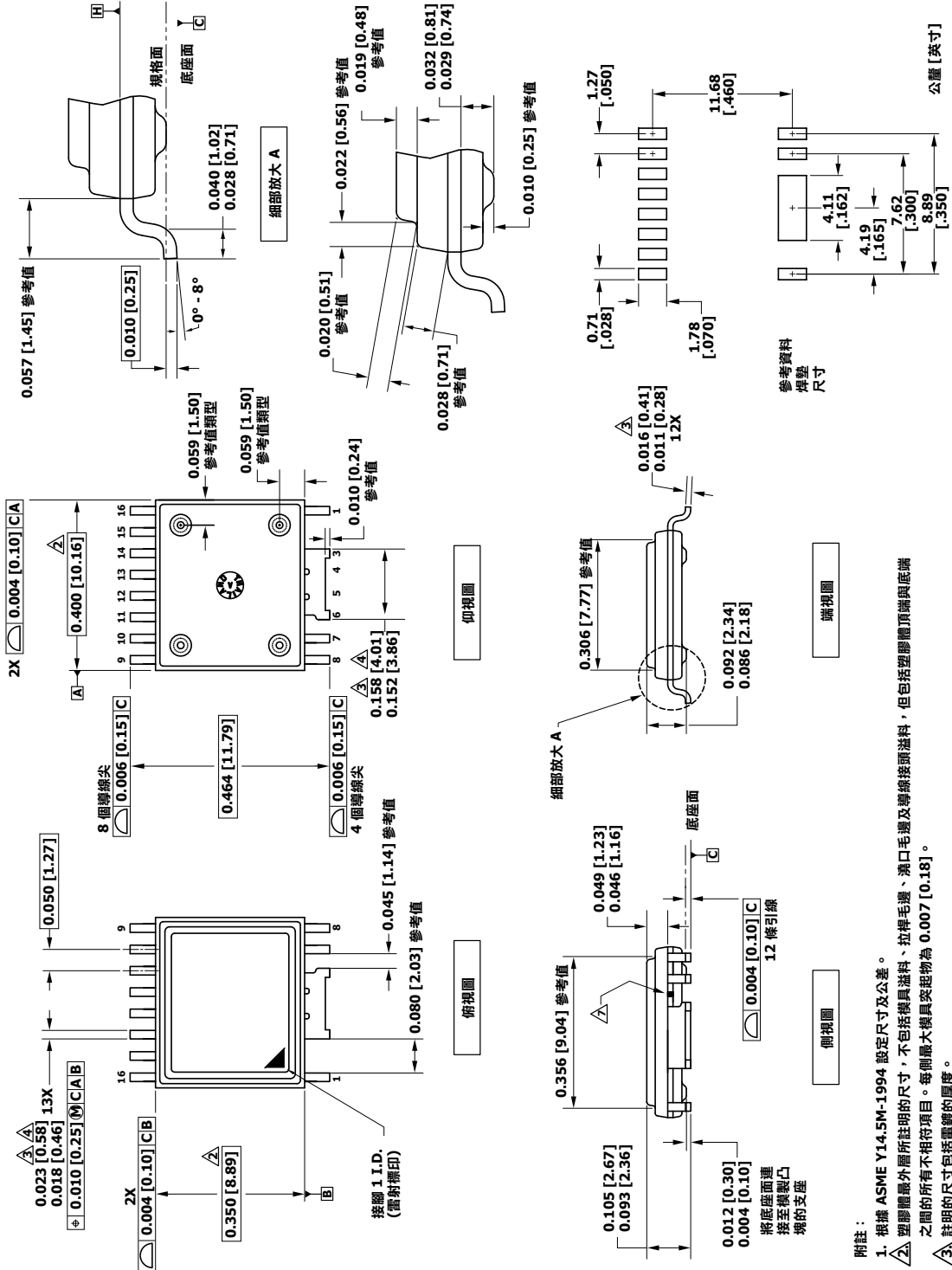


圖 23. 同步整流器驅動接腳負電壓

eSOP-R16B



PI-6995-010615  
POD-eSOP-R16B 修訂版本 B

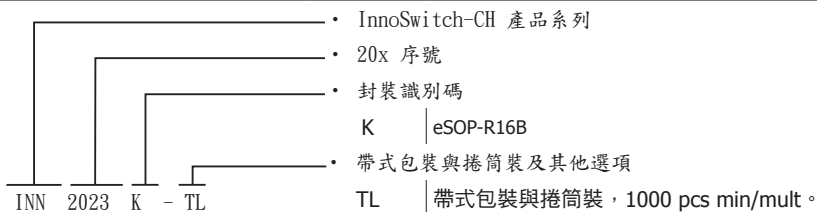
零件訂購表

產品	纜線補償
INN2003 INN2023	0% 6%
INN2004 INN2024	0% 6%
INN2005 INN2025	0% 6%

MSL 表格

零件編號	MSL 評等
INN2003 INN2023	3
INN2004 INN2024	3
INN2005 INN2025	3

零件訂購資訊



修訂	附註	日期
A	初始版本。	11/14
B	已新增附註 4 至表 1，已更新「自動重新啟動」一節，已新增 $V_{FB(OFF)}$ 至參數表，新的圖 23，已新增零件訂購表，並且已新增附註 6 和 7 至絕對最大額定值表格。	01/15
C	已將二次側自動重新啟動從回授接腳的相對規格更正為 VOUT 接腳的絕對臨界值，舊版中的記錄不正確。已根據大量生產資料更新 $I_{SR(PD)}$ 、 $I_{SR(PU)}$ 和 $V_{BPP}$ 限制。	05/15
D	已在第 5 頁新增與纜線壓降補償 (CDC) 功能相關的額外資訊。	07/15
E	已根據 UL 報告 E358471 進行更新。儲存裝置、運作接面和環境的溫度均已增加，並增加側電流額定值參數。不再需要「Abs Max 額定值表格」中的舊版附註 7 並已將其刪除。已更新圖 5、第 1 頁和 $R_{DS(ON)}$ 條件參數。	08/15

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 對因使用此處所說明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、LinkSwitch、LYTSwitch、InnoSwitch、DPA-Switch、PeakSwitch、CAPZero、SENZero、LinkZero、HiperPFS、HiperTFS、HiperLCS、Qspeed、EcoSmart、Clampless、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。©2015, 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)

德國  
Lindwurmstrasse 114  
80337 Munich  
德國  
電話：+49-895-527-39110  
傳真：+49-895-527-39200  
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 Kanagwan  
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)

台灣  
台灣11493 台北市內湖區內湖路 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)

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)

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)

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)

英國  
Cambridge Semiconductor (Power  
Integrations 的一家公司)  
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)

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)

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)

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)

---