

# 應用說明 AN-72

## InnoSwitch3 系列

### 設計指南

---

#### 簡介

InnoSwitch™3 裝置將高壓功率 MOSFET 切換開關與一次側和二次側控制器、創新的高速磁耦合通訊技術和同步整流驅動器組合到一個隔離的安全額定裝置中。藉助 Fluxlink™ 的整合，現在可跨越絕緣屏障進行安全可靠的資訊傳送，從而避免了使用光耦合器 - 光耦合器用於傳統功率轉換電路的回授迴路中。這減少了所需的元件數量，並消除了光耦合器回授裝置固有的壽命和可靠性限制。InnoSwitch3 積體電路採用可變頻率、可變峰值電流控制設計，此設計與準諧振切換開關和同步整流相結合，可確保在整個負載範圍內實現極高的轉換效率。該系列可用於打造高達 65 W 輸出的電源供應器，包括 CV/CC 充電器，其可輕鬆滿足平均電源供應效率要求，並提供極低的空載輸入功率和出色的待機效能。InnoSwitch3 IC 中使用的 Power Integrations EcoSmart™ 技術實現了空載功耗低至 15 mW 的設計，使該系列成為必須達到節能標準的應用的理想選擇，相應標準範例是美國能源部 DoE 6、加州能源委員會 (CEC) 和歐盟行為準則。

InnoSwitch3 中的一次側返馳式控制器可以在 DCM、QR 和 CCM 切換之間無縫轉換。一次側控制器包括啟動電路、頻率抖動振盪器、磁性耦合至二次側的接收器電路、限電流控制器、降低噪音引擎、過壓偵測電路、無功損輸入線感測電路、過溫保護和 650 V 或 725 V 功率 MOSFET。

InnoSwitch3 二次側控制器由一個磁性耦合到一次側的發射器電路、定電壓 (CV) 和定電流 (CC) 控制電路、同步整流器 - MOSFET 驅動器、QR 模式電路和一系列整合式保護功能組成，這些保護功能包括輸出過壓、過載、功率限制和滯熱回復過溫保護。

在啟動時，一次側控制器限制為最大 25 kHz 的切換頻率和 70% 的最大程式化限電流。自動重新啟動功能限制了切換 MOSFET、變壓器及輸出 SR MOSFET 在過載、短路和開迴路故障情況時的功率消耗。

### 基礎電路配置

圖 1 中的電路顯示使用 InnoSwitch3 設計之返馳式電源供應器的基本配置。對於某些電路元件而言，不同的輸出功率等級可能需要不同的值，但一般電路配置保持相似。線路過壓和欠壓保護、一次側或二次側感測輸出過壓保護以及定電流限制程式化等進階功能僅使用極少的被動元件予以實施。

式電源供應器中使用的基本配置如圖 1 所示，這也是本應用說明通篇描述中所用之元件識別的參考電路。

除了本應用說明之外，讀者也可參考包含工程原型板以及裝置樣品（提供了可運作的電源供應器）的 InnoSwitch3 參考配套設計（RDK）。如需要有關下載 PI Expert 及取得 RDK 與文件更新的詳細資訊，請造訪 [www.power.com](http://www.power.com)。

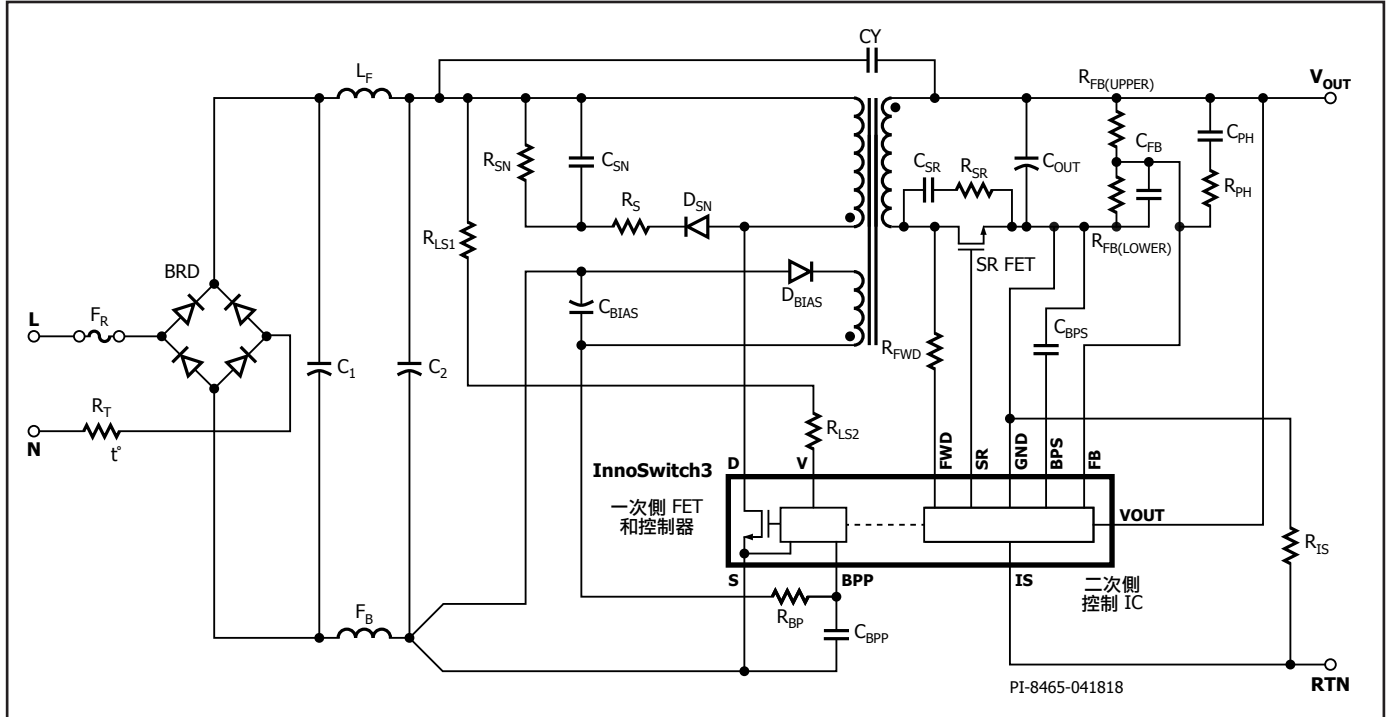


圖 1. 採用 InnoSwitch3 的典型轉接器電源供應器原理圖，具有線電壓欠壓鎖定、電壓過壓關機、恒定輸出電流限制和準諧振同步 MOSFET 整流器，同時整合輸出過壓保護。

### 適用範圍

本應用說明專供使用 InnoSwitch3 系列裝置來設計隔離 AC-DC 返馳式電源供應器或充電器的工程師使用。其提供相關準則，供工程師快速選取主要元件，同時完成適合的變壓器設計。為了協助簡化工作，本應用說明直接參考可線上取得 (<https://piexpertonline.power.com/site/login>) 的 PI Expert™ 設計軟體套件中的 PIXIs 設計試算表。InnoSwitch3 返馳

### 快速入門

熟悉電源供應器設計和 Power Integrations 設計軟體的讀者可以選擇跳過後面描述的逐步設計方法，同時可以使用以下資訊快速設計變壓器並選擇第一個原型的元件。對於此方法，僅需將下述資訊鍵入 PIXIs 試算表中；系統會基於典型設計自動選取其他參數。試算表行參考號以方括號表示，如：[行參考號]。

- 鍵入 AC 輸入電壓範圍和線電壓頻率：VAC\_MIN [B3]、VAC\_MAX [B4]、LINEFREQ [B6]
- 鍵入輸入電容：CAP\_INPUT [B7]
  - 針對全輸入電壓 (85-265 VAC) 或單一電壓 (100/115 VAC) 線路輸入 3  $\mu\text{F}/\text{W}$ 。更加激進的 2  $\mu\text{F}/\text{W}$  值可用於許多不需要滿足電壓維持時間要求的充電器設計
  - 對 230 VAC 或單一 (185-265 VAC) 線電壓使用 1  $\mu\text{F}/\text{W}$ 。如果該儲存格留空，則計算 VMIN 的電容值為 70 V (通用輸入) 或 150 V (單一 230 VAC)。通常這將形成最佳輸入濾波器電容值
- 鍵入標準輸出電壓 VOUT [B8]
- 鍵入所需的纜線壓降補償 PERCENT\_CDC [B9]
  - 「0%」代表無纜線補償
  - 「1% - 6%」代表功能性 H 代碼調整
- 鍵入連續輸出電流 IOUT [B10]
- 輸入預估效率 EFFICIENCY [B12]
  - 全電壓輸入電壓 (85-265 VAC) 或單一 100/115 VAC (85-132 VAC) 設計為 0.83，單一 230 VAC (185-265 VAC) 設計為 0.85。在最大負載和 VACMIN 條件下測量第一個原型板的效率後相應調整數字。
- 選擇電源供應器外殼 ENCLOSURE [B14]
- 選擇限電流模式 ILIMIT\_MODE [B19]
  - 我們提供兩種限電流配置：STANDARD 或 INCREASED
- 從下拉清單中選擇 InnoSwitch3 並直接輸入 [B20]
  - 根據輸出功率、輸入電壓和應用從表 1 中選擇裝置
    - InnoSwitch3-CE for CV/CC 返馳式應用
    - 帶 725 V MOSFET 的 InnoSwitch3-CE for CV/CC 返馳式應用
- 輸入滿載時所需的最大切換頻率 FSWITCHING\_MAX [B34]
- 輸入所需的輸出反射電壓 VOR [B35]
- 從下拉功能表輸入鐵芯類型 (如果需要) CORE [B63]
  - 如果沒有輸入，則會自動選擇建議的鐵芯尺寸 [B63]
  - 對於自訂鐵芯，請輸入 CORE CODE [B64]，且鐵芯參數為從 [B65] 到 [B72]
- 輸入二次側圈數 [B88]

如果產生任何警告，請按照試算表欄 D 中的說明變更設計。

- 按照「變壓器結構」索引標籤中的建議打造變壓器
- 選擇關鍵元件
- 根據需要構建原型和重新設計，同時將測量值輸入試算表中使用預估值的位置 (例如，效率  $V_{\text{MIN}}$ )。請注意，初始效率預估值非常保守。

### 輸出功率表

產品 <sup>3</sup>	230 VAC $\pm$ 15%		85-265 VAC	
	轉換器 <sup>1</sup>	開放式架構 <sup>2</sup>	轉換器 <sup>1</sup>	開放式架構 <sup>2</sup>
<b>INN3162C</b>	10 W	12 W	10 W	10 W
<b>INN3163C</b>	12 W	15 W	12 W	12 W
<b>INN3164C</b>	20 W	25 W	15 W	20 W
<b>INN3165C</b>	25 W	30 W	22 W	25 W
<b>INN3166C</b>	35 W	40 W	27 W	36 W
<b>INN3167C</b>	45 W	50 W	40 W	45 W
<b>INN3168C</b>	55 W	65 W	50 W	55 W

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。在上述條件下，封裝溫度不得高於 125 °C。
2. 最小峰值功率容量。
3. 封裝：InSOP-24D。

### 輸出功率表

產品 <sup>3</sup>	230 VAC $\pm$ 15%	85-265 VAC
	峰值或開放式架構 <sup>1,2</sup>	峰值或開放式架構 <sup>1,2</sup>
<b>INN3672C</b>	12 W	10 W
<b>INN3673C</b>	15 W	12 W
<b>INN3674C</b>	25 W	20 W
<b>INN3675C</b>	30 W	25 W
<b>INN3676C</b>	40 W	36 W
<b>INN3677C</b>	45 W	40 W

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。在上述條件下，封裝溫度不得高於 125 °C。
2. 最小峰值功率容量。
3. 封裝：InSOP-24D。

表 1. InnoSwitch3-CE 和 EP 的輸出功率表。

逐步設計程序

此設計程序使用 PI Expert 設計軟體 (可從 Power Integrations 取得)，該軟體自動執行 InnoSwitch3 返馳式電源供應器設計所需的關鍵計算。藉助 PI Expert，設計人員可避免執行典型的高度迭代設計流程。在適當的情況下，本程序中提供了查找表和經驗設計準則，以簡化設計任務。

重新進行設計以消除警告。任何建議值範圍外的參數都可以依照右手邊欄位的指引修正。清除所有警告後，輸出變壓器設計參數可用於建立原型變壓器。

步驟 1 – 應用變數

輸入：VIN\_MIN、VIN\_MAX、LINEFREQ、CAP\_INPUT、VOUT、PERCENT\_CDC、IOUT、EFFICIENCY、FACTOR\_Z 和 ENCLOSURE

最小和最大輸入電壓 V\_MIN、V\_MAX (VAC)

根據表 2 確定輸入電壓範圍以滿足特定區域的要求。

線電壓頻率，LINEFREQ (Hz)

針對通用輸入電壓或單一電壓 100 VAC，輸入 50 Hz，針對單一電壓 115 VAC 輸入，輸入 60 Hz。針對單一電壓 230 VAC 輸入，輸入 50 Hz。這些值代表典型線電壓頻率，而不是最低值。對於大多數的應用，這給予了適當的總體設計餘裕。對於絕對最差條件狀況或基於產品規格，請將這些數字降低 6% (47 Hz 或 56 Hz)。

總輸入電容，CAP\_INPUT (µF)

鍵入總輸入電容 (使用表 3 做為指引)。

2	應用變數				設計標題
3	VIN_MIN	85	85	V	最小 AC 輸入電壓
4	VIN_MAX	265	265	V	最大 AC 輸入電壓
5	VIN_RANGE		通用電壓		AC 輸入電壓的範圍
6	LINEFREQ		60	Hz	AC 輸入電壓頻率
7	CAP_INPUT		40.0	µF	輸入電容器
8	VOUT	5.00	5.00	V	電路板上的輸出電壓
9	PERCENT_CDC	0%	0%		滿負載時所需的 (輸出電壓) 纜線壓降補償百分比
10	IOUT	4.00	4.00	A	輸出電流
11	POUT		20.00	W	輸出功率
12	效率	0.89	0.89		考慮到轉換器在整流的最小輸入 AC 電壓的谷值處切換，在滿載時 AC-DC 效率估算的
13	FACTOR_Z		0.50		Z 係數估算
14	ENCLOSURE	ADAPTER	ADAPTER		電源供應器外殼

圖 2. 具有填滿灰色的儲存格的 InnoSwitch3-CE 設計試算表的[應用變數]區段。

區域	標準輸入電壓 (VAC)	最小輸入電壓 (VAC)	最大輸入電壓 (VAC)	標準線電壓頻率 (Hz)
日本	100	85	132	50 / 60
美國、加拿大	120	90	132	60
澳大利亞、中國、歐盟國家、印度、韓國、馬來西亞、俄羅斯	230	185	265	50
印度尼西亞、泰國、越南	220	185	265	50
歐洲其他地區、亞洲、非洲、美洲和世界其他國家/地區	115、120、127	90	155	50 / 60
	220、230	185	265	50 / 60
	240	185	265	50

造訪：[https://en.wikipedia.org/wiki/Mains\\_electricity\\_by\\_country](https://en.wikipedia.org/wiki/Mains_electricity_by_country)

表 2. 標準全球輸入線電壓範圍和線電壓頻率。

AC 輸入電壓 (VAC)	每瓦輸出功率的 總輸入電容 ( $\mu\text{F}/\text{W}$ )	每瓦輸出功率的 總輸入電容 ( $\mu\text{F}/\text{W}$ )
	全波整流	
	具有電壓維持時間要求的轉接器	沒有電壓維持時間要求的開放式架構或充電器/ 轉接器
100 / 115	3	2
230	1	1
85-265	3	2

表 3. 對於不同的輸入電壓範圍建議的總輸入電容。

此電容用於計算整個大電容器中的最小與最大 DC 電壓，並加以選擇以保持最小 DC 輸入電壓， $V_{\text{MIN}}$  大於 70 V。

#### 標準輸出電壓， $V_{\text{OUT}}$ (V)

鍵入主輸出在滿載時的標準輸出電壓。通常，主輸出是產生回授的輸出。

#### 纜線補償， $\text{PERCENT\_CDC}$ (%)

根據設計的纜線選擇，選擇合適的纜線補償。如果此電源供應器未隨附纜線，請使用預設值 0%。(InnoSwitch3-EP 未提供此功能)

#### 電源供應器輸出電流， $I_{\text{OUT}}$ (A)

這是電源供應器的最大連續負載電流。

#### 輸出功率， $P_{\text{OUT}}$ (W)

這是一個計算得出的值，該值將根據所選的纜線補償自動調整。

#### 電源供應器效率， $\text{EFFICIENCY}$ ( $\eta$ )

鍵入在峰值負載狀況與最差線電壓 (通常是最低輸入電壓) 下，於輸入和輸出端測量的整個電源供應器的估計效率。可將下表用作參考。一旦原型架構完成，應鍵入測得的效率，並且可根據需要執行進一步的變壓器反復運算。

#### 電源供應器損失分配係數， $\text{FACTOR\_Z}$

該係數描述了電源供應器的一次側和二次側之間的損失分配。Z 係數與效率一起使用，確定該功率階段必須提供的實際功率。例如，在輸入階段的損失 (EMI 濾波器、整流等) 並未由此功率階段進行處理 (透過變壓器傳送)，因此雖然效率降低，但變壓器設計並不會受影響。

$$Z = \frac{\text{Secondary Losses}}{\text{Total Losses}}$$

對於沒有峰值功率要求的設計，建議值為 0.5。對於有峰值功率要求的設計，則輸入 0.65。較高的數字表示二次側損失較大。

#### 外殼

功率裝置的選擇還取決於應用環境。對於工作環境溫度低於密封式轉換器的開放式框架應用，PIXIs 將建議使用相同輸出功率的較小元件。

效率也是輸出功率的函數，低功率設計的效率最可能為大約 84% 至 85%，而採用同步整流器 (SR)，效率通常會達到 90%。

標準輸出 電壓 ( $V_{\text{OUT}}$ )	典型低線間電壓範圍		典型通用電壓範圍		典型高線間電壓範圍	
	85 VAC - 132 VAC		85 VAC - 265 VAC		185 VAC - 265 VAC	
	蕭特基二極體 整流器	同步整流器	蕭特基二極體 整流器	同步整流器	蕭特基二極體 整流器	同步整流器
5	0.84	0.87	0.84	0.88	0.87	0.89
12	0.86	0.90	0.86	0.90	0.88	0.90

表 4. 無輸出纜線的預估效率。

## 步驟 2 – 一次側控制器選擇

輸入：裝置限電流模式 **ILIMIT** 和一般裝置代碼 **DEVICE\_GENERIC**

18	一次側控制器選擇					
19	ILIMIT_MODE	標準		標準		裝置限電流模式
20	DEVICE_GENERIC	自動		INN31X5		一般裝置代碼
21	DEVICE_CODE			INN3165C		實際裝置代碼
22	POUT_MAX			22	W	基於散熱效能的裝置功率能力
23	RDSON_100DEG			3.47	Ω	在 100 degC 時的一次側 MOSFET 導通時間汲極電阻
24	ILIMIT_MIN			0.88	A	一次側 MOSFET 的最小限電流
25	ILIMIT_TYP			0.95	A	一次側 MOSFET 的典型限電流
26	ILIMIT_MAX			1.02	A	一次側 MOSFET 的最大限電流
27	VDRAIN_BREAKDOWN			650	V	裝置崩潰電壓
28	VDRAIN_ON_MOSFET			0.87	V	一次側 MOSFET 導通時間汲極電壓
29	VDRAIN_OFF_MOSFET			508.4	V	關閉期間一次側 MOSFET 上的峰值汲極電壓

圖 3. 帶限電流模式選擇的 InnoSwitch3-CE 設計試算表的「一次側控制器」區段。

一般裝置代碼，**DEVICE\_GENERIC**

預設選項根據輸入電壓範圍、最大輸出功率和應用 (即轉換器或開放式架構) 自動選擇。

要手動選擇裝置尺寸，請參考產品規格型錄中的 InnoSwitch3 功率表，並根據峰值輸出功率選擇裝置。然後將連續功率與功率表中的轉換器欄號進行比較 (如果電源供應器採用全密閉式設計)，或者與開放式架構欄 (如果電源供應器採用開放式架構設計) 進行比較。如果連續功率超過功率表 (表 1) 中指定的值，則應選擇尺寸第二大的裝置。同樣，如果連續功率接近功率表中指定的最大轉換器功率，則可能必須根據測得的原型散熱效能切換為較大的裝置。

裝置限電流模式，**ILIMIT\_MODE**

對於可輕鬆散熱 (例如開放式架構應用) 且最低成本是關鍵要求的設計，ILIMIT MODE 允許選擇增加的限電流模式，此模式將設定裝置的峰值電流等效於下一個更大裝置的限電流，並允許更高的輸出功率。預設情況下，ILIMIT 設定為 STANDARD。

導通時間汲極電壓，**VDRAIN\_ON\_MOSFET (V)**

基於 RDSON\_100DEG 和一次側有效值電流 (RMS) 計算此參數。

汲極峰值電壓，**VDRAIN\_OFF\_MOSFET (V)**

該參數是在關閉期間裝置可看到的假設性汲極電壓。相應的計算假設內部 MOSFET 的崩潰電壓額定值的最小餘裕為 10%，並在超出此值時發出警告。

$$VDRAIN < (VIN\_MAX * 1.414) + VOR + VLK_{PRI} - (BV_{DSS} * 10\%)$$

$VLK_{PRI}$  是 MOSFET 關閉時變壓器漏電感引起的電壓。

其他電氣參數根據產品規格型錄顯示：

**RDSON\_100DEG**、**ILIMIT\_MIN**、**ILIMIT\_TYP**、**ILIMIT\_MAX**、**VDRAIN\_BREAKDOWN**。

## 步驟 3 – 最差情況下的電氣參數

輸入：FSWITCHING\_MAX、VOR 和 LPRIMARY\_TOL 或 VMIN

33	最差情況下的電氣參數					
34	FSWITCHING_MAX	80000		80000	Hz	在滿負載和整流最小 AC 輸入電壓的谷值時的最大切換頻率
35	VOR			65.0	V	當一次側 MOSFET 關閉時反射到一次側的二次側電壓
36	VMIN			85.95	V	滿功率時的整流最小 AC 輸入電壓的谷值
37	KP			0.66		測量連續/不連續運作模式
38	MODE_OPERATION			CCM		運作模式
39	工作週期			0.433		一次側 MOSFET 工作週期
40	TIME_ON			7.46	us	一次側 MOSFET 導通時間
41	TIME_OFF			7.09	us	一次側 MOSFET 關閉時間
42	LPRIMARY_MIN			805.6	uH	最小一次側電感
43	LPRIMARY_TYP			830.5	uH	典型一次側電感
44	LPRIMARY_TOL	3.0		3.0	%	一次側電感公差
45	LPRIMARY_MAX			855.4	uH	最大一次側電感
46						
47	一次側電流					
48	IPEAK_PRIMARY			0.95	A	一次側 MOSFET 峰值電流
49	IPEDESTAL_PRIMARY			0.30	A	一次側 MOSFET 電流基座
50	Iavg_PRIMARY			0.25	A	一次側 MOSFET 平均電流
51	IRIPPLE_PRIMARY			0.76	A	一次側 MOSFET 漣波電流
52	IRMS_PRIMARY			0.41	A	一次側 MOSFET 有效值電流
53						
54	二次側電流					
55	IPEAK_SECONDARY			12.24	A	二次側繞組峰值電流
56	IPEDESTAL_SECONDARY			3.79	A	二次側繞組電流基座
57	IRMS_SECONDARY			6.44	A	二次側繞組 RMS 電流

圖 4. 具有填滿灰色的儲存格的 InnoSwitch3-CE 設計試算表的[最差情況下的電氣參數]區段。

## 切換頻率，FSWITCHING\_MAX (Hz)

該參數是最小整流 AC 輸入電壓滿載時的切換頻率。InnoSwitch3 在正常操作情況下的最大切換頻率為 100 kHz，並且典型的過載偵測頻率為 110 kHz。在正常操作條件下，滿載時的切換頻率不應接近過載偵測頻率。

可程式化的切換頻率範圍為 25 至 95 kHz，但應注意的是，一次側電感和峰值電流公差不會導致平均頻率高於 110 kHz，因為這會因過載而觸發自動重新啟動。建議將頻率提高以減小變壓器尺寸，但表 5 提供了基於內部高電壓 MOSFET 尺寸的建議頻率，並給出平衡整體裝置損失 (即導通和切換損失) 的最佳折衷方案。

## 輸出反射電壓，VOR (V)

此參數是二極體/同步整流器 MOSFET (SR FET) 導通期間的二次側繞組電壓，透過變壓器的圈數比反射回一次側。表 6 提供了 VOR 的建議值。可以調整 VOR 以實現不違反變壓器和 SR FET 設計規則的設計，同時實現一次側 MOSFET 的足夠低的汲源極間電壓。可以根據需要調整

InnoSwitch3 系列	最大切換頻率
INN3xx2C 和 INN3xx3C	85 - 90 kHz
INN3xx4C 和 INN3xx5C	80 kHz
INN3xx6C	75 kHz
INN3xx7C	70 kHz
INN3xx8C	65 kHz

表 5. 建議的最大切換頻率。

VOR，以確保不會觸發試算表中的警告。出於設計最佳化目的，應考慮以下係數：

- 較高的 VOR 允許 VMIN 提高功率傳輸，這會將輸入電容器的值降至最小，並將特定裝置的功率傳輸升至最高。

- 較高的 VOR 降低了輸出二極體和 SR FET 上的電壓應力，這在某些情況下可能允許較低的額定電壓以實現更高的效率。
- 較高的 VOR 可增大漏電感，這會降低電源供應器的效率。
- 較高的 VOR 會增加二次側的峰值與 RMS 電流，這可能會增加二次側銅、二極體與 SR FET 損失，從而降低效率。

應該注意的是，本指引也有例外情況，特別是對於非常高的輸出電流，應該降低 VOR 以獲得最高效率。較高的輸出電壓（高於 15 V）應採用較高的 VOR，以在輸出 SR FET 上保持可接受的反向峰值電壓 (PIV)。

VOR 值的最佳選擇取決於具體應用，並且基於上述係數之間的折衷。

輸出電壓	建議的 VOR 值	建議範圍
5 V	55 V	45 V - 60 V
9 V	85 V	80 V - 90 V
12 V - 20 V	110 V	100 V - 120 V

表 6. 建議的 VOR 值。

運作模式， $K_p$

$K_p$  衡量切換模式的不連續性或連續性。 $K_p > 1$  表示處於不連續運作 (DCM)，而  $K_p < 1$  表示處於連續運作 (CCM)。

波與峰值電流比， $K_p$

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 5)。

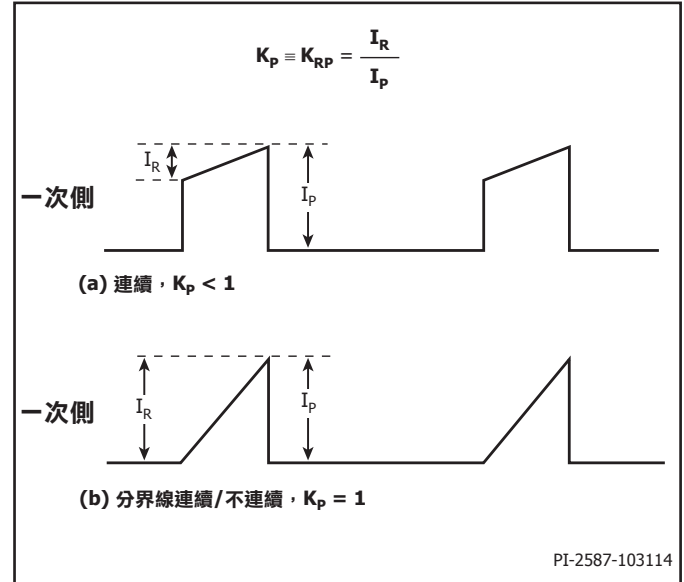


圖 5. 連續模式電流波形， $K_p \leq 1$ 。

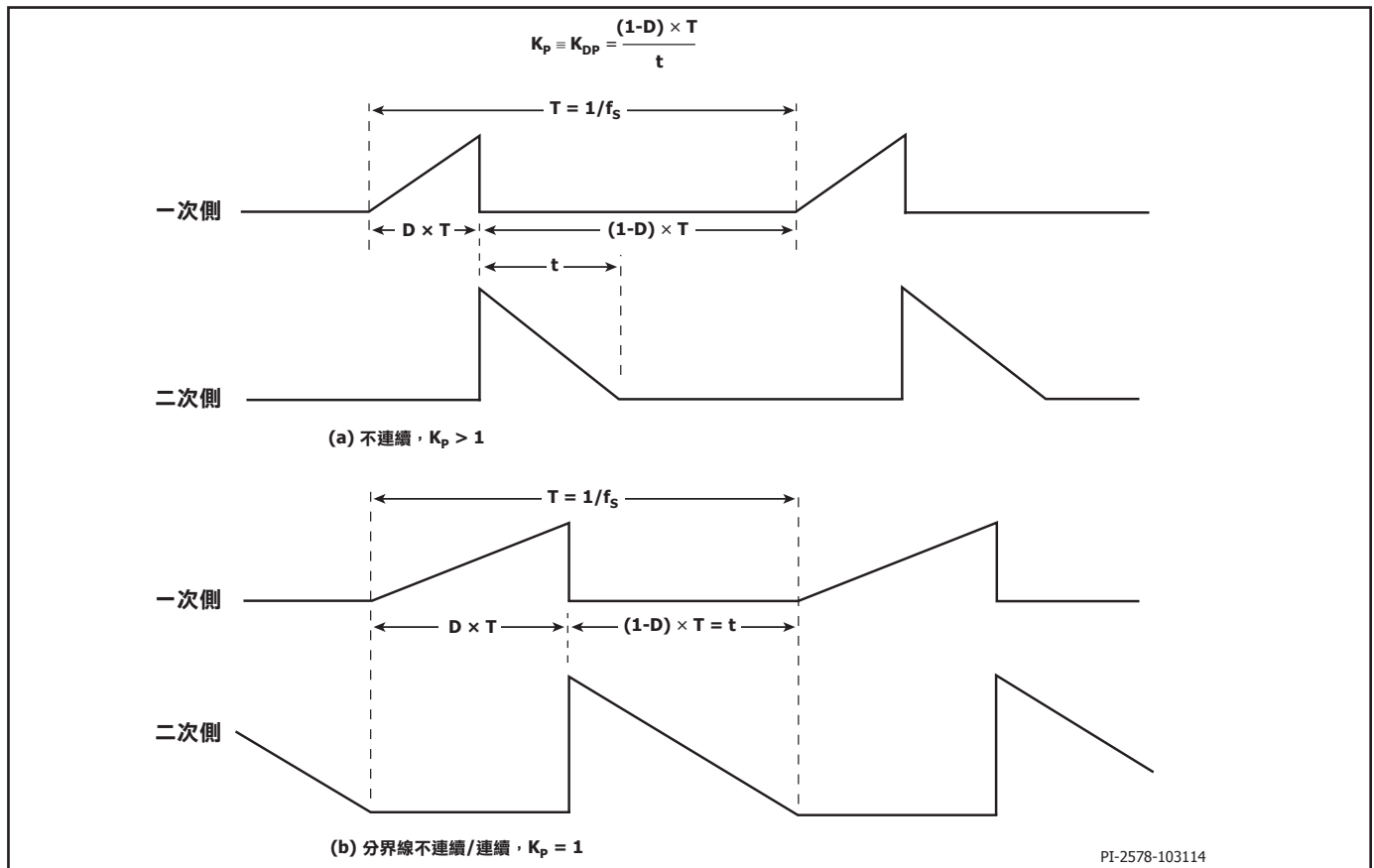


圖 6. 不連續模式電流波形， $K_p \geq 1$ 。

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

值大於 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 SR\_FET 導通時間之比。

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

$K_p$  的值應在  $0.5 < K_p < 6$  的範圍內。如果  $K_p$  的值超出此範圍，則在附註儲存格中給出指引。

經驗表明，透過確保大多數充電器設計所需的 DCM 或臨界模式運作 (CRM)， $K_p$  值在 0.8 和 1 之間將產生更高的效率。

試算表將根據這些參數的選擇計算設計的峰值一次側電流、一次側 RMS 電流，一次側漣波電流、一次側平均電流和最大工作週期。

#### 一次側典型電感，LPRIMARY\_TYP (μH)

這是典型的變壓器一次側電感目標值。

#### 一次側電感公差，LPRIMARY\_TOL (%)

該參數是假設的一次側電感公差。預設情況下使用值 7%，但如果從變壓器供應商提供特定資訊，則可以在填滿灰色的儲存格中輸入該資訊。7% 的值有助於減少裝置間的變化，並且很容易滿足大多數磁性元件供應商的要求。3% 的值將有助於進一步提高生產公差，但對供應商來說將更具挑戰性。

其他重要的電氣參數由試算表自動計算。這些參數可用於適當選擇電路中的其他元件，如輸入保險絲 ( $F_R$ ) 和 EMI 濾波器 ( $L_F$ )、橋式整流器 ( $B_{RD}$ )、輸出整流器 ( $SR_{FET}$ ) 以及電容器 ( $C_{OUT}$ )，如圖 1 所示。

#### 一次側電流

IPEAK\_PRIMARY – 一次側峰值電流

IPEDESTAL\_PRIMARY – CCM 模式下的一次側 MOSFET 電流基座

IAVG\_PRIMARY – 一次側 MOSFET 平均電流

IRIPPLE\_PRIMARY – 一次側 MOSFET 漣波電流

IAVG\_PRIMARY – 一次側 MOSFET RMS 電流

#### 二次側電流

IPEAK\_SECONDARY – 二次側峰值電流

IPEDESTAL\_SECONDARY – 二次側繞組電流基座

IRMS\_SECONDARY – 二次側繞組 RMS 電流

#### 最小整流輸入電壓，VMIN

基於輸入電容 (CAP\_INPUT) 計算全功率下的最小整流 AC 輸入電壓的谷值。

步驟 4 – 變壓器結構參數

輸入：CORE、AE、LE、AL、VE、BOBBIN、AW、BW、MARGIN

根據最大輸出功率選擇鐵芯和線軸。

61	變壓器結構參數					
62	鐵芯選擇					
63	鐵芯	RM6	資訊	RM6		變壓器繞組可能不適用：選取更大的鐵芯或線軸，並參閱「變壓器參數」索引標籤進行適配計算
64	鐵芯代碼			PC95RM06Z		鐵芯代碼
65	AE			37.00	mm <sup>2</sup>	鐵芯截面積
66	LE			29.20	mm	鐵芯磁路徑長度
67	AL			2150	nH/turns <sup>2</sup>	無間隙鐵芯有效電感
68	VE			1090.0	mm <sup>3</sup>	鐵芯體積
69	線軸			B-RM06-V		線軸
70	線軸繞組面積			15.52	mm <sup>2</sup>	線軸的窗口面積
71	BW			6.20	mm	線軸寬度
72	邊緣			0.0	mm	安全邊緣寬度 (一次側至二次側安規距離的一半)
73						
74	一次側繞組					
75	NPRIMARY			77		一些圈數
76	BPEAK			3125	高斯	峰值磁通密度
77	BMAX			2844	高斯	最大磁通密度
78	BAC			933	高斯	AC 磁通密度
79	ALG			140	nH/turns <sup>2</sup>	典型間隙鐵芯有效電感
80	LG			0.310	mm	鐵芯間隙長度
81	LAYERS_PRIMARY	4		4		一次側層數
82	AWG_PRIMARY			30	AWG	一次側繞組的線徑 AWG
83	OD_PRIMARY_INSULATED			0.303	mm	帶絕緣的一次側繞組線外徑
84	OD_PRIMARY_BARE			0.255	mm	不帶絕緣的一次側繞組線外徑
85	CMA_PRIMARY			248	Cm/A	一次側繞組線的線徑 CMA
86						
87	二次側繞組					
88	NSECONDARY	6		6		二次側圈數
89	AWG_SECONDARY			19	AWG	二次側繞組的線徑 AWG
90	OD_SECONDARY_INSULATED			1.217	mm	輸出 1 的帶絕緣繞組線外徑
91	OD_SECONDARY_BARE			0.912	mm	輸出 1 的不帶絕緣二次側繞組線外徑繞組線外徑
92	CMA_SECONDARY			216	Cm/A	二次側繞組的線徑 CMA
93						
94	偏壓繞組					
95	NBIAS			15		偏壓圈數

圖 7. InnoSwitch3 PIXLs 試算表的「變壓器鐵芯和結構變數」區段。

鐵芯類型，CORE

預設情況下，如果鐵芯類型儲存格保留為空，則試算表將選擇適合指定連續 (平均) 輸出功率的最小通用鐵芯。如果使用者首選鐵芯不可用，

可從下拉清單中選擇不同的鐵芯類型和尺寸，填滿灰色的儲存格 (AE、LE、AL、VE、AW 和 BW) 可用於輸入直接來自自製造商產品規格型錄的鐵芯和線軸參數。

75 kHz 下的輸出功率	鐵芯和線軸表								
	鐵芯	代碼	鐵芯				線軸		
			AE (mm <sup>2</sup> )	LE (mm)	AL (nH/T <sup>2</sup> )	VE (mm <sup>3</sup> )	代碼	線軸繞組面積 (mm <sup>2</sup> )	BW (mm)
0 W – 10 W	EE10	PC47EE10-Z	12.1	26.1	850	300	B-EE10-H	12.21	6.60
0 W – 10 W	EE13	PC47EE13-Z	17.1	30.2	1130	517	B-EE13-H	18.43	7.60
0 W – 10 W	EE16	PC47EE16-Z	19.2	35.0	1140	795	B-EE16-H	14.76	8.50
0 W – 10 W	EE19	PC47EE19-Z	23.0	39.4	1250	954	B-EE19-H	29.04	8.80
10 W – 20 W	EE22	PC47EE22-Z	41.0	39.4	1610	1620	B-EE22-H	19.44	8.45
10 W – 20 W	EE25	PC47EE25-Z	41.0	47.0	2140	1962	B-EE25-H	62.40	11.60
20 W – 50 W	EE30	PC47EE30-Z	111.0	58.0	4690	6290	B-EE30-H		13.20
0 W – 10 W	RM5	PC95RM05Z	24.8	23.2	2000	574	B-RM05-V		4.90
10 W – 20 W	RM6	PC95RM06Z	37.0	29.2	2150	1090	B-RM06-V		6.20
20 W – 30 W	RM8	PC95RM08Z	64.0	38.0	5290	2430	B-RM08-V	30.00	8.80
30 W – 50 W	RM10	PC95RM10Z	96.6	44.6	4050	4310	B-RM10-V		10.00

表 7. 通用鐵芯以及這些鐵芯可用於典型設計的功率等級。

**安全餘裕, MARGIN (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。一般而言，通用 (85 – 265 VAC) 輸入設計需要 6.2 mm 的總邊緣，在試算表中應輸入的值为 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，可能仍需要輸入小的邊緣值，以滿足所需的安全沿面距離。通常，有多個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尋求指引，以決定需要什麼特定的餘裕。

餘裕會減小繞組的可用區域，且餘裕的構造可能不適合小型鐵芯。如果在輸入餘裕後需要超過 3 個一次側層，則建議選擇更大的鐵芯或使用三層絕緣線將設計切換為零餘裕方法。

**一次側圈數, NPRIMARY**

這是基於 VOR 和二次側圈數計算的變壓器一次側繞組圈數。

**峰值磁通密度, BPEAK (Gauss)**

建議最大值為 3800 高斯，以限制最大限電流和 132 kHz 運轉時的峰值磁通密度。在輸出短路條件下，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。在所選裝置的最大限電流下採用 3800 高斯，搭配內建 InnoSwitch3 保護功能，可提供足夠的餘裕，在輸出短路條件下避免鐵芯飽和。

**最大磁通密度, BMAX (Gauss)**

由輕載條件引起的低頻率操作可以在變壓器內產生可聞頻率元件，尤其是在使用長鐵芯的情況下。為抑制產生噪音，設計變壓器時應使最大鐵芯磁通密度低於 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，基本上就能消除噪音。必須仔細對變壓器噪音進行評估，最好在設計核准前使用量產變壓器樣品進行測試。

**AC 磁通密度, BAC (Gauss)**

BAC 值可用於計算鐵芯損失。

**有間隙鐵芯有效電感, ALG : (nH/N<sup>2</sup>)**

用於指定鐵芯間隙 [LG]。

**一次側層數, LAYERS\_PRIMARY**

預設情況下，如果填滿的儲存格為空，則假定值為 3。一次側層數應在  $1 \leq L \leq 3$  的範圍內，對於沒有強制冷卻的設計，一般情況下應滿足當前容量準則：200 - 500 圓密爾/安培。一次側繞組線徑規格 AWG\_PRIMARY 在儲存格 [E82] 中計算。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。在此方法中，半數的一次側繞組置於三層式安排中二次側 (與偏壓) 繞組的任一側。

**一次側繞組線的線徑規格, AWG\_PRIMARY (AWG)**

預設情況下，如果填滿的儲存格為空，則假定使用雙線線徑並選擇標準線徑。填滿灰色的儲存格可用於直接由使用者輸入線徑規格，或者如果使用的線與標準雙線線類型不同，則也可在此輸入。

**二次側圈數，NSECONDARY**

默認情況下，如果填滿灰色的儲存格留空，則計算最小二次側圈數，使峰值工作磁通密度  $B_{PEAK}$  保持低於建議的最大值 3800 高斯 (380 mT)。通常，除了需要較低工作磁通密度的設計之外，不必在填滿的儲存格中輸入數字。

**偏壓圈數，NBIAS**

根據 VBIAS 設定電壓或二次側圈數確定此參數。

其他由試算表自動計算的變壓器參數包括：

- OD\_PRIMARY\_INSULATED (mm)，帶絕緣一次側繞組線外徑
- OD\_PRIMARY\_BARE (mm)，不帶絕緣的外徑
- CMA\_PRIMARY (Cmil/A)，繞組 CMA
- OD\_SECONDARY\_INSULATED (mm)，帶絕緣的二次側繞組線外徑
- OD\_SECONDARY\_BARE (mm)，不帶絕緣的外徑
- CMA\_SECONDARY (Cmil/A)，繞組 CMA

**步驟 5 – 一次側元件選擇**

輸入：BROWN-IN VOLTAGE、VBIAS、VF\_BIAS

**欠壓輸入實際值**

在欠壓輸入期間，當欠壓輸入臨界值電流低於 IUV- 臨界值時，電源供應器將禁止切換。

**線電壓過壓，OVERVOLTAGE\_LINE**

這是輸入 AC 電壓，在此電壓中，一旦超出過壓臨界值 ( $I_{OV+}$ )，電源供應器將立即停止切換；當達到切換線電壓過壓磁滯 ( $I_{OV(H)}$ ) 水平時，將重新啟用切換。線電壓過壓電壓近似等於  $I_{OV+} \times (RLS1 + RLS2) / 1.414$ 。

**整流偏壓電壓，VBIAS**

假定採用 12 V 的預設值。可以將電壓設定為不同的值 (例如，適用於將偏壓繞組輸出也用作非絕緣的一次側輔助輸出的應用)。較高的電壓通常會增加無負載輸入功率。不建議採用低於 10 V 的值，因為在輕載的情況下，可能沒有足夠的電壓來為一次側 BYPASS 接腳提供電流，這將增加無負載輸入功率。建議對偏壓繞組整流濾波電容器 CBIAS 使用 22 mF、50 V 低 ESR 鋁電解電容器。低 ESR 鋁電解電容器可改善無負載輸入功率。

**BPP 接腳電容器，CBPP**

電容值由所需的 ILIMIT\_MODE 決定。對於標準限電流為 0.47 mF，對

99	一次側元件選擇					
100	線電壓欠壓					
101	所需的電壓啟動	74.0		74.0	V	所需的 AC RMS 線電壓電壓啟動臨界值
102	RLS			3.74	MΩ	將 1.87 MOhm 電阻器連線至 V 接腳以實現所需的 UV/OV 臨界值
103	實際的電壓啟動			75.0	V	實際的 AC RMS 電壓啟動臨界值
104	欠壓輸入實際值			67.8	V	實際的 AC RMS 欠壓輸入臨界值
105						
106	線電壓過壓					
107	OVERVOLTAGE_LINE			312.5	V	實際的 AC RMS 線電壓過壓臨界值
108						
109	偏壓二極體					
110	VBIAS			12.0	V	整流的偏壓電壓
111	VF_BIAS			0.70	V	偏壓繞組二極體順向降電壓
112	VREVERSE_BIASDIODE			84.73	V	偏壓二極體反向電壓 (不考慮寄生電壓振盪)
113	CBIAS			22	uF	偏壓繞組整流電容器
114	CBPP			0.47	uF	BPP 接腳電容器

圖 8. InnoSwitch3 PIXLs 試算表的「一次側元件」區段。

**所需的線路欠壓電壓啟動，BROWN-IN REQUIRED**

這是輸入 AC 電壓，在此電壓下，電源供應器將啟動 (在超出了電壓啟動臨界值 (IUV+) 之後)。典型值是比最小 AC 輸入電壓 (VIN\_MIN) 低 20%。可以將電壓啟動電壓變更為儲存格 [C101] 上所要求的特定電壓。

**線電壓欠壓/過壓感測電阻器，RLS**

PIXLs 將根據電壓啟動電壓計算電阻值。它們在圖 13 中顯示為 RLS1 + RLS2，通常在橋式整流器之後連線。RLS1 + RLS2 典型總計值是 3.8 MΩ。RLS 近似等於  $V_{BROWN-IN} \times 1.414 / I_{UV+}$ 。

於增加的限制電流則為 4.7 mF。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。建議使用額定電壓至少為 25 V 的陶瓷 X7R (或更佳) 型電容器。

**偏壓二極體順向降電壓，VF\_BIAS**

使用預設值 0.7 V，但可以變更此值以符合用於整流偏壓繞組的二極體類型。

## 步驟 6 – 二次側元件

輸入：RFB\_UPPER

118	二次側元件					
119	RFB_UPPER			100.00	kΩ	上方回授電阻器 (連線至第一個輸出電壓)
120	RFB_LOWER			34.00	kΩ	下方回授電阻器
121	CFB_LOWER			330	pF	下方回授電阻器去耦合電容器

圖 9. InnoSwitch3 PIXLs 試算表的「二次側元件」區段。

125	多輸出參數					
126	輸出 1					
127	VOUT1			5.00	V	輸出 1 電壓
128	IOUT1			4.00	A	輸出 1 電流
129	POUT1			20.00	W	輸出 1 功率
130	IRMS_SECONDARY1			5.95	A	二次側的均方根值輸出 1 的電流
131	IRIPPLE_CAP_OUTPUT1			4.41	A	二次側波形上的電流漣波輸出 1
132	AWG_SECONDARY1			19	AWG	輸出 1 的線徑尺寸
133	OD_SECONDARY1_INSULATED			1.217	mm	輸出 1 的帶絕緣二次側繞組線外徑
134	OD_SECONDARY1_BARE			0.912	mm	輸出 1 的不帶絕緣二次側繞組線外徑
135	CM_SECONDARY1			1191	Cm	輸出 1 的裸線有效面積 (以圓密爾為單位) 輸出 1
136	NSECONDARY1			6		輸出 1 的圈數
137	VREVERSE_RECTIFIER1			34.09	V	輸出 1 的 SR FET 反向電壓 (不考慮寄生電壓振盪)
138	SRFET1	自動		AON6266		輸出 1 的 SR FET 選擇
139	VF_SRFET1			0.076	V	輸出 1 的 SR FET 導通時間汲極電壓
140	VBREAKDOWN_SRFET1			60	V	輸出 1 的 SR FET 崩潰電壓
141	RDSON_SRFET1			19.0	mΩ	輸出 1 在 25degC 和 VGS=4.4V 時的 SR FET 導通時間汲極電阻

圖 10. InnoSwitch3 PIXLs 試算表的「二次側元件」區段。

## 上方回授電阻器，RFB\_UPPER

RFB\_UPPER 電阻器值的計算基於 VOUT 和 IC 的標準內部參考電壓 (1.265 V)。

## 下方回授電阻器，RFB\_LOWER

RFB\_LOWER 電阻器值的計算基於 VOUT 和 1.265 V 的內部參考電壓。如果指定的值用於 RFB\_UPPER 電阻器，則該值將發生變化。

## 下方回授電阻器去耦合電容器，CFB\_LOWER

建議使用 330 pF 的表面接合陶瓷 X7R 型電容器 (或更佳)，因為它可以靠近 IC 的 FEEDBACK 和 GROUND 接腳放置。

## 步驟 7 – 多輸出參數

本部分可讓使用者設計最多三個二次側輸出 (不包括偏供應器壓)，並為同步整流選擇合適的 MOSFET 尺寸。如果多個輸出的總功率超過 POUT 儲存格中描述的功率，則試算表將發出警告。

對於單一輸出設計，儲存格 VOUT1、IOUT1 和 POUT1 將是在部分 1 中衰弱的主要輸出參數。

每個輸出均在下拉功能表中提供一系列同步整流器 MOSFET (SRFET) (參見表 10)。基於 SR FET 選擇的開啟狀態順向電壓 VF\_SRFET (V)、崩潰電壓 VBREAKDOWN\_SRFET (V) 和導通時間汲極電阻 RDSON\_SRFET (mΩ) 將顯示在試算表中。

試算表還計算每個二次側輸出的關鍵電氣參數：

## 二次側輸出的 RMS 電流，IRMS\_SECONDARY (A)

– 用於確定二次側繞組線的尺寸。

## 二次側上的電流漣波，IRIPPLE\_CAP\_OUTPUT (A)

– 用於確定輸出濾波電容器的尺寸。

## – 用於輸出的圈數，NSECONDARY

– 針對每個輸出計算的圈數。

在此也提供了磁線的其他資訊：AWG\_SECONDARY (AWG)、OD\_SECONDARY\_INSULATED (mm) 和 OD\_SECONDARY\_BARE (mm)。

143	輸出 2					
144	VOUT2			0.00	V	輸出 2 電壓
145	IOUT2			0.00	A	輸出 2 電流
146	POUT2			0.00	W	輸出 2 功率
147	IRMS_SECONDARY2			0.00	A	二次側的均方根值輸出 2 的電流
148	IRIPPLE_CAP_OUTPUT2			0.00	A	二次側波形上的電流漣波輸出 2
149	AWG_SECONDARY2			0	AWG	輸出 2 的線徑尺寸
150	OD_SECONDARY2_INSULATED			0.000	mm	輸出 1 的帶絕緣輸出 2 的絕緣
151	OD_SECONDARY2_BARE			0.000	mm	輸出 1 的不帶絕緣二次側繞組線外徑輸出 2 的絕緣
152	CM_SECONDARY2			0	Cm	輸出 1 的裸線有效面積 (以圓密爾為單位) 輸出 2
153	NSECONDARY2			0		輸出 2 的圈數
154	VREVERSE_RECTIFIER2			0.00	V	輸出 2 的 SR FET 反向電壓 (不考慮寄生電壓振盪)
155	SRFET2	自動		NA		輸出 2 的 SR FET 選擇
156	VF_SRFET2			NA	V	輸出 2 的 SR FET 導通時間汲極電壓
157	VBREAKDOWN_SRFET2			NA	V	輸出 2 的 SR FET 崩潰電壓
158	RDSON_SRFET2			NA	mΩ	輸出 1 在 25degC 和 VGS=4.4V 時的 SR FET 導通時間汲極電阻
159						
160	輸出 3					
161	VOUT3			0.00	V	輸出 3 電壓
162	IOUT3			0.00	A	輸出 3 電流
163	POUT3			0.00	W	輸出 3 功率
164	IRMS_SECONDARY3			0.00	A	二次側的均方根值輸出 3 的電流
165	IRIPPLE_CAP_OUTPUT3			0.00	A	二次側波形上的電流漣波輸出 3
166	AWG_SECONDARY3			0	AWG	輸出 3 的線徑尺寸
167	OD_SECONDARY3_INSULATED			0.000	mm	輸出 1 的帶絕緣輸出 3 的絕緣
168	OD_SECONDARY3_BARE			0.000	mm	輸出 1 的不帶絕緣二次側繞組線外徑輸出 3 的絕緣
169	CM_SECONDARY3			0	Cm	輸出 1 的裸線有效面積 (以圓密爾為單位) 輸出 3
170	NSECONDARY3			0		輸出 3 的圈數
171	VREVERSE_RECTIFIER3			0.00	V	輸出 3 的 SR FET 反向電壓 (不考慮寄生電壓振盪)
172	SRFET3	自動		NA		輸出 3 的 SR FET 選擇
173	VF_SRFET3			NA	V	輸出 3 的 SR FET 導通時間汲極電壓
174	VBREAKDOWN_SRFET3			NA	V	輸出 3 的 SR FET 崩潰電壓
175	RDSON_SRFET3			NA	mΩ	輸出 1 在 25degC 和 VGS=4.4V 時的 SR FET 導通時間汲極電阻
176						
177	PO_TOTAL			20.00	W	所有輸出的總功率
178	負輸出	N/A		N/A		如果存在負輸出，則輸入輸出號；例如，如果 VO2 是負輸出，則選擇 2

圖 11. InnoSwitch3 PIXLs 試算表的「多輸出參數續」區段。

### 步驟 8 – 公差分析

這是 InnoSwitch3 PIXIs Designer 試算表中非常有用的部分，它為使用者提供切換參數，例如用於裝置限電流極限值 **CORNER\_ILIMIT** 和變壓器一次側電感 **CORNER\_LPRIMARY** 的切換頻率 (**FSWITCHING**)。

182	公差分析					
183	CORNER_VAC			85	V	要評估的輸入 AC 有效值電壓極限
184	CORNER_ILIMIT	TYP		0.95	A	要評估的限電流極限
185	CORNER_LPRIMARY	TYP		830.5	uH	待評估的一次側電感拐點
186	MODE_OPERATION			CCM		運作模式
187	KP			0.728		測量連續/不連續運作模式
188	FSWITCHING			67267	Hz	滿載時的切換頻率和整流後的最小 AC 輸入電壓的谷值
189	工作週期			0.433		穩定狀態工作週期
190	TIME_ON			6.44	us	一次側 MOSFET 導通時間
191	TIME_OFF			8.43	us	一次側 MOSFET 關閉時間
192	IPEAK_PRIMARY			0.91	A	一次側 MOSFET 峰值電流
193	IPEDESTAL_PRIMARY			0.25	A	一次側 MOSFET 電流基座
194	IAVERAGE_PRIMARY			0.25	A	一次側 MOSFET 平均電流
195	IRIPPLE_PRIMARY			0.66	A	一次側 MOSFET 漣波電流
196	IRMS_PRIMARY			0.40	A	一次側 MOSFET 有效值電流
197	CMA_PRIMARY			252	Cm/A	一次側繞組線的線徑 CMA
198	BPEAK			2835	高斯	峰值磁通密度
199	BMAX			2641	高斯	最大磁通密度

圖 12. InnoSwitch3 PIXIs 試算表的「公差分析」區段。

步驟 9 – 重要的外部元件選擇

圖 13 中的電路圖顯示了實際單一輸出 InnoSwitch3 設計所需的必備外部元件。元件選擇標準如下：

二次側 BYPASS 接腳電容器 ( $C_{BPS}$ )

該電容用作二次側控制器的供應去耦合電容器。為實現令人滿意的 IC 運轉，建議使用表面接合的 2.2  $\mu\text{F}$ 、25 V 多層陶瓷電容器。在輸出電壓達到目標電壓之前，二次側 BYPASS 接腳的電壓需要達到 4.4 V。明顯更高的 BPS 電容值可能導致啟動期間輸出電壓過衝。低於 1.5  $\mu\text{F}$  的

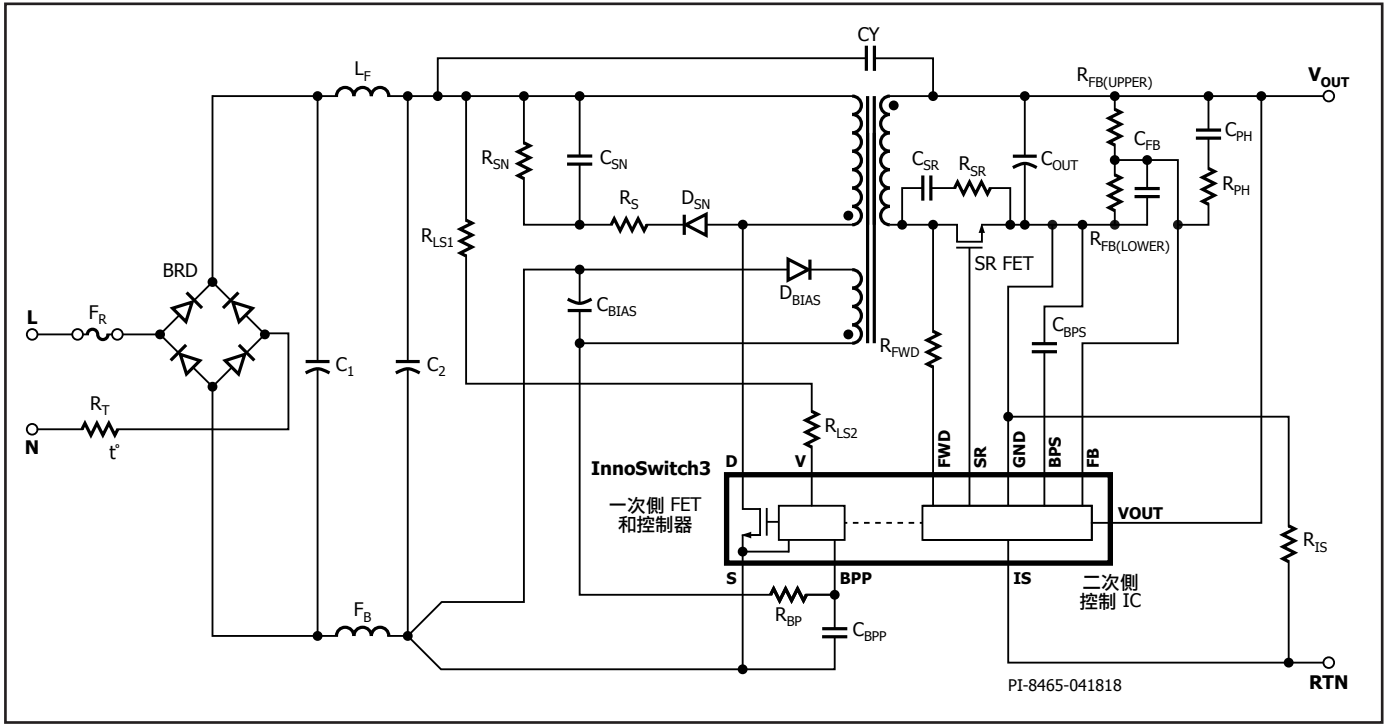


圖 13. 典型的 InnoSwitch3 返馳式電源供應器。

一次側 BYPASS 接腳電容器 ( $C_{BPP}$ )

該電容器充當內部一次側控制器的供電去耦合電容器，並且確定內部 MOSFET 的限電流。對於 4.7  $\mu\text{F}$  或 0.47  $\mu\text{F}$  電容器，請分別選擇增加的限電流或標準限電流。雖然可以使用電解電容器，但在雙面電路板上通常偏好使用表面接合多層陶瓷電容器，因為它們可使電容器裝配於靠近 IC 的位置。建議使用額定電壓為 25 V 的表面接合多層陶瓷 X7R 電容器。

為確保限電流正確，建議僅使用 0.47  $\mu\text{F}$ /4.7  $\mu\text{F}$  電容器。此外，考慮到目標應用的環境溫度，BPP 電容器公差應等於或優於以下所示。最小和最大可接受的電容器公差值根據 IC 特性設定 (表 8)。

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
0.47 $\mu\text{F}$	-60%	+100%
4.7 $\mu\text{F}$	-50%	+100%

表 8. BYPASS 接腳電容器公差值。

值將導致不可預測的操作。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足夠電容。基於此原因，不建議採用額定值為 10 V 的電容器。為獲得最佳結果，應使用帶 X5R 或 X7R 電介質的電容器。

順向接腳電阻器 ( $R_{FWD}$ )

順向接腳連線到同步整流器 MOSFET (SR FET) 的汲極端子。該接腳用於感測 SR FET 的汲極電壓，並可實現精確的開啟和關閉控制。當輸出電壓低於 BPS 電壓時，該接腳還用於為 BPS (二次側 BYPASS 接腳) 電容器充電。建議使用 47  $\Omega$ 、5% 的電阻器以確保有足夠的 IC 供應器電流，並可在各種輸出電壓範圍內正常工作。

不應使用較高或較低的電阻器值，因為會影響裝置運作和同步整流器時序。

應注意確保順向接腳的電壓不超過其絕對最大電壓。如果在任意設計中，順向接腳電壓超過順向接腳絕對最大電壓，IC 將會損壞。

### 回授接腳分壓網路 (RFB<sub>UPPER</sub>、RFB<sub>LOWER</sub>)

應將合適的電阻分壓器從電源供應器的輸出連線到 InnoSwitch3 IC 的回授接腳，以便在所需的輸出電壓下，回授接腳上的電壓為 1.265 V。建議將 330 pF 的去耦合電容器 (C<sub>FB</sub>) 從回授接腳連線到接地接腳。這將充當回授接腳的去耦合電容器，以防止切換雜訊影響 IC 的正常工作。

### 在一次側繞組上的一次側箝位網路

(D<sub>SN</sub>、R<sub>S</sub>、R<sub>SN</sub> 和 C<sub>SN</sub>)

請參見圖 13。R2CD 箝位是低功耗電源供應器中最常用的箝位。對於更高功率的設計，可以使用積納箝位或 R2CD 加上積納箝位來實現更高的效率。建議在最壞情況下（最大輸入電壓、最大過載功率或輸出短路）將峰值汲極電壓限制在 BV<sub>DSS</sub> 的 90%。圖 13 中的箝位二極體 D<sub>SN</sub> 必須是標準恢復玻璃鈍化型二極體，或者是反向恢復時間小於 500 ns 的快速恢復型二極體。透過使用標準恢復玻璃鈍化二極體，即可從每個切換週期中恢復一些箝位能量並有助於提高平均效率。每次 InnoSwitch3 內的 MOSFET 關閉時，二極體瞬間導通，且來自漏電抗的能量傳輸給箝位電容器 C<sub>SN</sub>。串聯路徑中的電阻器 R<sub>S</sub> 用作阻尼器，可防止由於漏電抗和箝位電容器 C<sub>SN</sub> 之間的諧振引起的過度振盪。電阻器 R<sub>SN</sub> 放出儲存在電容器 C<sub>SN</sub> 中的能量。使用該系列中不同 InnoSwitch3 裝置的電源供應器將具有不同的峰值一次側電流和漏電感，因此會引發能量洩漏。由此，必須為每種設計優化電容器 C<sub>SN</sub>、電阻器 R<sub>SN</sub> 和 R<sub>S</sub>。作為一般規則，建議最小化電容器 C<sub>SN</sub> 的值並最大化電阻器 R<sub>SN</sub> 和 R<sub>S</sub> 的值，同時在最高輸入電壓和滿載時仍滿足 90% BV<sub>DSS</sub> 限值。R<sub>S</sub> 的值應足夠大，以便在所需時間內減弱振盪，但該值不能太大，否則會導致汲極電壓超過 BV<sub>DSS</sub> 的 90%。當用於 C<sub>SN</sub> 的箝位電路時，使用諸如 Z5U 的電介質的陶瓷電容器可能產生可聞雜訊，因此應使用聚脂薄膜型電容器。

作為指引，可以使用以下公式來計算 R2CD 元件值：

$$R_{SN} = \left[ \frac{V_C^2}{\frac{1}{2} L_{LK} \times I_{PK}^2 \times \frac{V_C \times F_S}{(V_C - V_{OR})}} \right] \quad ; \text{Eq.(1)}$$

$$C_S = \frac{V_C}{R_{SN} I \times F_S \times dV_{CSN}} \quad ; \text{Eq.(2)}$$

$$R_S = \left( \frac{L_{LK}}{C_{SN}} \right)^{\frac{1}{2}} \quad ; \text{Eq.(3)}$$

其中：

V<sub>C</sub>：箝位電路上的電壓

I<sub>PK</sub>：峰值切換電流

F<sub>S</sub>：切換頻率

L<sub>LK</sub>：漏電感

V<sub>OR</sub>：輸出反射電壓

dV<sub>CSN</sub>：箝位電容器上的最大漣波電壓 (10%)

例如：

If V<sub>C</sub> = 205 V, F<sub>S</sub> = 100 kHz, I<sub>PK</sub> = 1 A, V<sub>OR</sub> = 100, L<sub>LK</sub> = 5 mH and dV<sub>SN</sub> = 20 V

套用以上公式，

R<sub>RSN</sub> = 92.4 kΩ, C<sub>S</sub> = 1.08 nF and R<sub>S</sub> = 68 Ω

### 常見一次側箝位配置

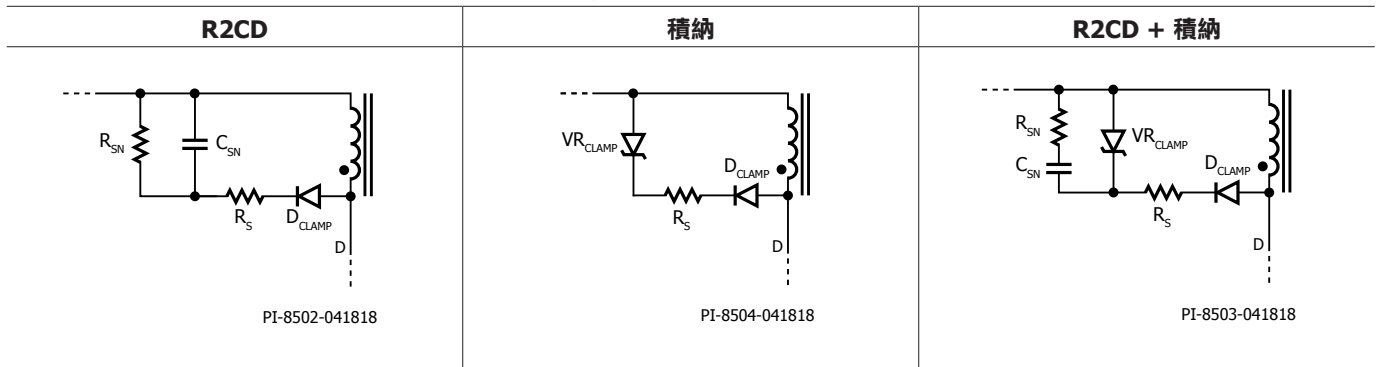


圖 14. 建議的一次側箝位元件

### 一次側箝位電路

優點	R2CD	積納	R2CD + 積納
元件成本	低	中	高
無負載輸入功率	高	低	中
輕載效率	低	高	中
EMI 抑制	高	低	中

表 9. 一次側箝位電路的優點。

**外部偏壓供電元件 ( $D_{BIAS}$ ,  $C_{BIAS}$ ,  $R_{BP}$ )**

每當功率 MOSFET 關閉時，一次側 BYPASS 接腳的內部調整器就會從 DRAIN 接腳汲取電流，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介面節點。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。此外，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  $V_{SHUNT}$ 。如此便可透過偏壓繞組從外部為 InnoSwitch3 供電，以將無負載功耗降至 15 mW 以下 (5 V 輸出設計中)。

建議的偏壓電壓是 12 V。較高的電壓會增加無負載輸入功率。建議使用超快速二極體作為偏壓繞組整流器，以降低無負載功耗。

建議對偏壓供電濾波器  $C_{BIAS}$  使用 A 22  $\mu$ F, 50 V 低 ESR 鋁電解電容器。低 ESR 鋁電解電容器可降低無負載輸入功率。不建議使用陶瓷表面結合電容器，因為可能由於陶瓷電容器機械結構的壓電激發而引起可聞雜訊。

為實現最小的空載輸入功率和高滿載效率，應選擇電阻器  $R_{BP}$ ，以使通過該電阻器的電流高於一次側 BYPASS 接腳電流。

正常工作頻率下的一次側 BYPASS 接腳供電電流可按以下所示的公式計算：

$$I_{SSW} = \frac{F_{SW}}{132 \text{ kHz}} \times (I_{S2} - I_{S1}) + I_{S1}$$

其中：

- $I_{SSW}$ ：工作切換頻率下的一次側 BYPASS 接腳供應器電流
- $F_{SW}$ ：工作切換頻率 (kHz)
- $I_{S1}$ ：無切換下的一次側 BYPASS 接腳供應電流 (請參閱產品規格型錄)
- $I_{S2}$ ：132 kHz 下的一次側 BYPASS 接腳供應電流 (請參閱產品規格型錄)

當偏壓電流高於一次側 BYPASS 接腳供應電流時，BPP 電壓內部箝位至 5.3 V。如果 BPP 電壓為  $\sim 5.0$  V，則表明通過 RBP 的電流小於一次側 BYPASS 接腳供應電流，並且從汲極接腳吸取充電電流，以使一次側 BYPASS 接腳的電壓保持在 5.0 V 以上，但啟動時除外。

確定  $R_{BP}$  的最大值；

$$R_{BP} = [V_{BIAS(NO-LOAD)} - V_{BPP}] / I_{SSW} = 5.3 \text{ V}$$

**輸出同步整流器 MOSFET (SR FET)**

InnoSwitch3 具有內建同步整流器 (SR) 驅動器，可以使用低成本低壓 MOSFET 進行同步整流，並提高系統效率。由於 SR 驅動器以輸出 GND 為參考，因此 SR FET 位於返回線路中。GND 是典型的臨界值，可確保 SR FET 在返馳式導通時間結束時關閉 ( $V_{SR(TH)}$ )。返馳週期開始與 SR FET 開啟之間有短暫延遲，從而避免電流擊穿。在 SR FET 導通期間，儲存在電感器中的能量傳送到負載，電流將繼續下降，直到 SR FET 的  $R_{DS(ON)}$  上的電壓降至 0 V，此時同步整流器接腳將閘極下拉以瞬間關閉 SR FET。在回授時間的剩餘期內，最小電流將流過 SR FET 本體二極體 (參見圖 15)。在 SR FET 上放置蕭特基二極體可以進一步提高效率 0.1% - 0.2%，具體取決於所使用的設計和 SR FET。以連續導通模式 (CCM) 運作時，SR FET 會在回授脈衝發送到一次側以要求下一個切換週期時關閉，這提供了優異的同步操作，並且在 SR FET 和一次側 MOSFET 之間不會有任何跨導通。

SR FET 驅動器使用二次側 BYPASS 接腳作為其電源軌，此電壓通常為 4.4 V。因此，具有高臨界值電壓的 SR FET 不適用。建議使用閘極電壓臨界值電壓範圍 ( $V_{G(TH)}$ ) 為 1.5 V 至 2.5 V 的 SR FET。

由於 SR FET 的導通時間終止是基於導通週期期間 MOSFET 的汲極極間電壓達到 0V 時，因此使用具有超低  $R_{DS(ON)}$  ( $< 5 \text{ m}\Omega$ ) 的 SR MOSFET 可能導致 SR FET 驅動訊號的提前終止。這將導致二次側電流通過其體二極體導通，與 SR FET 的  $R_{DS(ON)}$  相比，它具有更高的壓降，這將略微降低系統效率 (參見圖 16)。

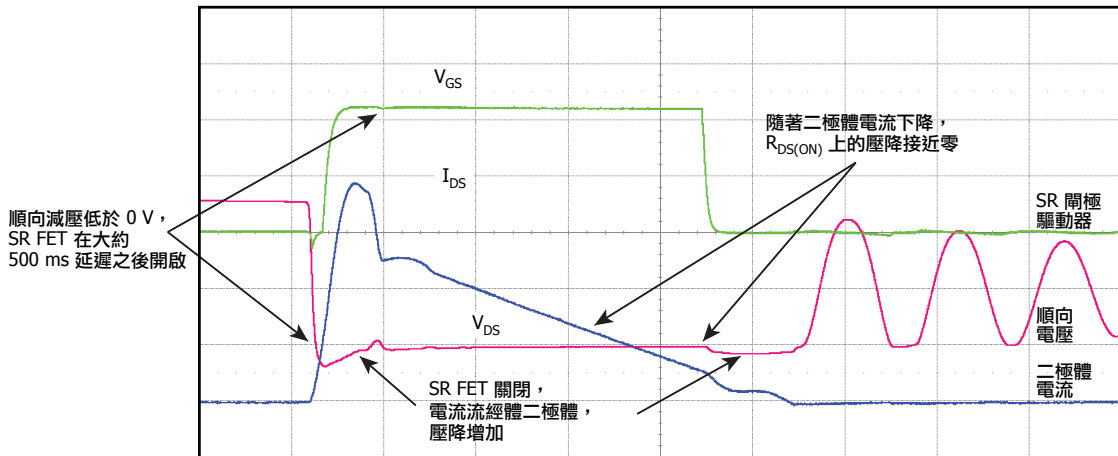


圖 15. DCM 運作期間的 SR FET 開啟和關閉事件。

PI-8514-091318

帶有  $18\text{ m}\Omega$   $R_{DS(ON)}$  的 SR FET 適用於  $5\text{ V}$ 、 $2\text{ A}$  輸出，而帶有  $8\text{ m}\Omega$   $R_{DS(ON)}$  的 SR FET 則適用於額定輸出功率為  $12\text{ V}$ 、 $3\text{ A}$  的設計。  
建議的最佳 SR FET 汲源極間導通電阻 ( $R_{DS(ON)}$ ) 近似，

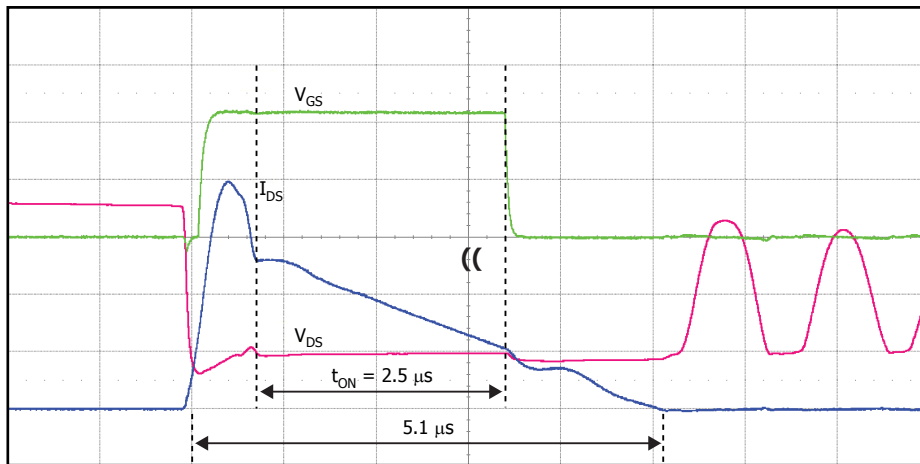
$$R_{DS(ON)} \approx \frac{0.16 \times V_o}{I_p \times VOR}$$

一些適用於同步整流並符合本節所述標準的 SR FET 如表 10 所示。

SR FET 的額定電壓應至少為預期反向峰值電壓 (PIV) 的 1.3 倍。反向峰值電壓是施加的最大輸入 DC 匯流排電壓乘以變壓器的一次側與二次側圈數比。試算表在第 137 列將此估算值作為 VREVERSE\_RECTIFIER1 提供。我們仍應實際測量該電壓，以確認 SR FET 和反並聯二極體 (如果使用) 的  $BV_{DSS}$  有足夠的餘量。

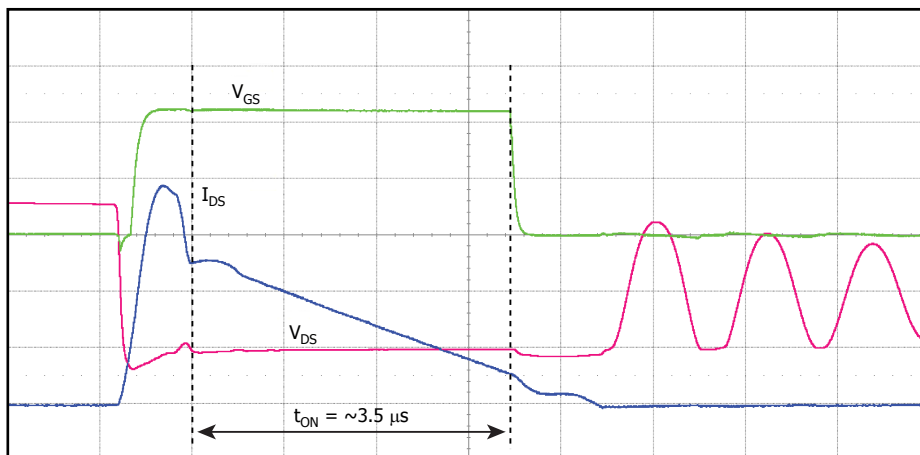
SR FET 可顯著提高效率，並且由於降低了低壓 MOSFET 的價格，因此不會提升成本。允許使用蕭特基或快速恢復二極體進行輸出整流，方法是將閘級驅動器 SYNCHRONOUS RECTIFIER 接腳短接到地面。對於高壓輸出，這可能是優選方法。

MOSFET 的 DC 額定電流需要比平均輸出電流高 2 個單位以上。根據溫度上升和峰值負載狀況的持續時間，一旦建成原型，就可能需要增加 SR FET 電流額定值和散熱面積。



PI-8516-050918

$R_{DS(ON)} = 7.5\text{ m}\Omega$  顯示 SR FET 短導通時間  $2.5\text{ }\mu\text{s}$ 。



PI-8515-050918

$R_{DS(ON)} = 16\text{ m}\Omega$  顯示 SR FET 長導通時間  $3.5\text{ }\mu\text{s}$ 。

圖 16.  $R_{DS(ON)}$  對 SR FET 導通時間的影響。

零件	PIV	I <sub>DRAIN</sub>	V <sub>GS(TH)</sub> 最大值	V <sub>GS(TH)</sub> 最小值	CISS	CRSS	CRSS/ CISS	R <sub>G</sub>	R <sub>DS(ON)</sub>	T <sub>RR</sub>	封裝	製造商
	(V)	(A)	(V)	(V)	(pF)	(pF)	(%)	(W)	(W)	(ns)		
AO4260	60	18.0	2.4	1.3	4940	32.0	0.65	0.9	6.3	22	8-SOIC (0.154" , 3.90 mm 寬)	Alpha & Omega
AO4264	60	12.0	2.5	1.4	2007	12.5	0.62	1.2	13.5	15	8-SOIC (0.154" , 3.90 mm 寬)	Alpha & Omega
AON6244	60	85.0	2.5	1.5	3838	14.5	0.38	1.0	6.2	17	8-PowerSMD , 扁平引線	Alpha & Omega
AON6266	60	30.0	2.5	1.5	1340	10.0	0.75	1.5	19.0	17	8-PowerSMD , 扁平引線	Alpha & Omega
AON7246	60	34.5	2.5	1.5	1340	10.0	0.75	1.5	19.0	15	8-PowerVDFN	Alpha & Omega
AO4294	100	11.5	2.4	1.4	2420	11.0	0.45	0.6	15.5	25	8-SOIC (0.154" , 3.90 mm 寬)	Alpha & Omega
AON7292	100	23.0	2.6	1.6	1170	8.0	0.68	0.7	32.0	24	8-WDFN 裸露的焊墊	Alpha & Omega
AO4292	100	8	2.7	1.6	1190	7	0.59	3	33	20	SOIC-8	Alpha & Omega
AO4294	100	11.5	2.4	1.4	2420	11	0.45	3	15.5	25	SOIC-8	Alpha & Omega
AO4296	100	13.5	2.3	1.3	3130	12.5	0.40	3	10.6	28	SOIC-8	Alpha & Omega
AOD294A	100	55	2.5	1.5	2305	11.5	0.50	3	15.5	30	TO-252	Alpha & Omega
AOD296A	100	70	2.3	1.3	3130	12.5	0.40	3	10.6	30	TO-252	Alpha & Omega
AOD2910	100	31	2.7	1.6	1190	7	0.59	3	33	30	TO-252	Alpha & Omega
AOD2916	100	25	2.7	1.6	870	3.5	0.40	3	43.5	20	TO-252	Alpha & Omega
AOD2544	150	23.0	2.7	1.7	675	4.0	0.59	2.9	66.0	37	TO-252 DPAK	Alpha & Omega
AON7254	150	17.0	2.7	1.7	675	4.0	0.59	2.9	66.0	37	8-WDFN 裸露的焊墊	Alpha & Omega

表 10. 適用於同步整流的 MOSFET 清單。

由於一次側 MOSFET 開啟而在繞組處產生電壓反轉的情況下，輸出繞組的漏抗與 SR FET 電容 (C<sub>OSS</sub>) 之間的相互作用會導致電壓波形發生振盪。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 Ω 到 47 Ω 的突波吸收電阻器 (太高的電阻值會大幅降低效率)。對大多數設計而言，1 nF 到 2.2 nF 電容值即已足夠。

當一次側 MOSFET 開啟時，快速上升的電壓透過變壓器跨越 SR FET 的汲源極傳輸到二次側 MOSFET。這種高 dv/dt 與 C<sub>GD</sub> 和 CISS MOSFET 電容的高比率相結合，將在 SR FET 上引發閘極源極電壓。如果引發的閘極電壓超過最小閘極臨界值電壓 V<sub>GS(TH)</sub>，那麼它將開啟 SR FET，從而導致可能引發災難性故障的跨導通狀況。建議的 C<sub>GD</sub> (CRSS) 小於 35 pF，並且 CRSS 與 CISS 的比率小於 2%。

選擇 SR FET 時的另一個重要參數是其體二極體的逆向恢復時間 (T<sub>RR</sub>)。當一次側 MOSFET 開啟時，SR FET 體二極體的逆向恢復特性會影響汲極上的電壓應力水平。如圖 17 所示，與具有快速體二極體的 SR FET 相比，具有慢速體二極體 (> 40 ns T<sub>RR</sub>) 的 SR FET 有著兩倍的電壓應力。建議的體二極體最大反向恢復時間 (T<sub>RR</sub>) 為小於 40 ns。

#### 輸出濾波器電容 (C<sub>OUT</sub>)

輸出電容器的電流漣波額定值應大於試算表中的計算值 IRIPPLE\_CAP\_OUTPUT1。然而，在具有高峰值到連續 (平均) 功率的設計中以及具有長持續時間峰值負載狀況的設計中，可能需要增加電容器額定值。在此情況中的選擇應基於在最糟糕情況負載和環境溫度條件下測量得到的電容器溫度上升。試算表使用平均輸出功率計算輸出電容器漣波電流。因

此，電容器的實際額定值取決於設計的峰值與平均功率比。在大多數情況下，該假設將保持有效，因為電容器漣波額定值是一種熱限制，並且大多數峰值負載持續時間短於電容器的熱時間常數（通常  $< 1$  s）。

在任何一種情況下，如果找不到合適的電容器，則可以並聯使用兩個或更多個電容器，以實現等於各個電容器漣波額定值之和的組合漣波電流額定值。由於電容器作業溫度會從其產品規格型錄中的最大值降低，因此很多電容器製造商都會提供增加漣波電流額定值的係數。這是為了確保電容器不會尺寸過大。

由於其緊湊的尺寸、穩定的溫度特性、極低的 ESR 和高 RMS 漣波電流額定值，鋁聚合物固體電容器的使用得到了相當程度的普及。這些電容器適用於超小尺寸充電器和轉換器的設計。通常，每安培輸出電流  $200\ \mu\text{F}$  至  $300\ \mu\text{F}$  的鋁聚合物電容即已足夠。另一個影響電容選擇的因素是容許的輸出漣波。確保僅有電壓額定值高於最大輸出電壓的電容器使用適當的餘裕。

切換漣波電壓等於峰值二次側電流乘以輸出電容器的 ESR。因此，選擇低 ESR 電容器類型以降低漣波電壓就顯得非常重要。通常，選擇高漣波電流額定電容器會產生可接受的 ESR 值。

電容器的額定電壓應至少為輸出電壓 (VOUT) 的 1.2 倍。

#### 輸出電流感測電阻器 ( $R_{IS}$ )

對於定電流 (CC) 輸出操作，外部電流感測電阻器  $R_{IS}$  應在 IC 的 IS 接腳和二次側接地接腳之間連線。若不需要定電流 (CC) 調節，必須將 IS 接腳直接連線至 IC 的接地接腳。

將電阻器上產生的電壓與大約  $35\ \text{mV}$  的內部限電流電壓臨界值 ( $I_{SV(TH)}$ ) 進行比較。

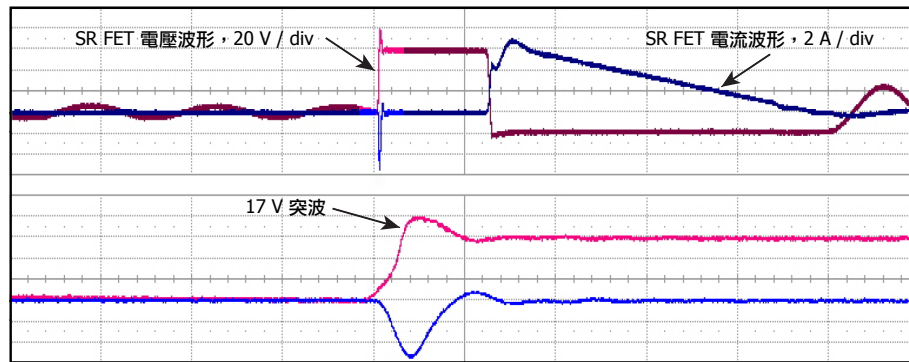
外部電流感測電阻器  $R_{IS}$  可透過使用如下方式進行估算；

$$R_{IS} = I_{SV(TH)} / I_{OUT(CC)}$$

電阻器上產生的電壓連線到內部參考電壓  $V_{SV(TH)}$  ( $35\ \text{mV}$ )， $R_{IS}$  電阻器必須靠近 IS 和帶短 Trace 的接地接腳放置，以防止在定電流運轉中產生接地阻抗雜訊不穩定性。

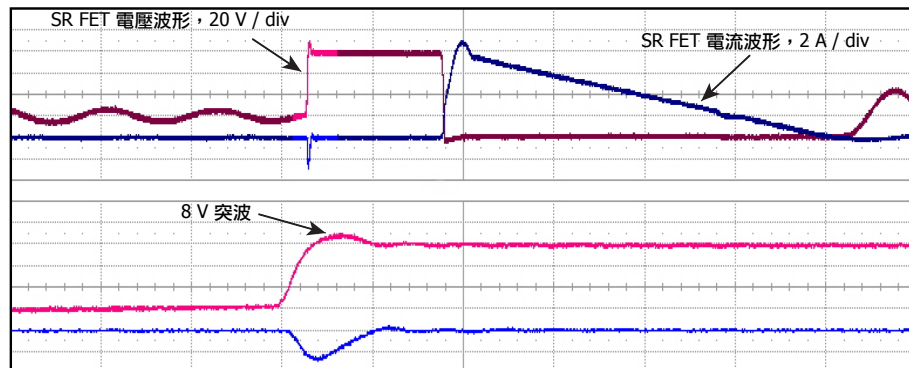
#### 輸出後置濾波器元件 ( $L_{PF}$ 、 $C_{PF}$ )

如有必要，可新增後置濾波器 ( $L_{PF}$  和  $C_{PF}$ ) 以減少高頻率切換雜訊和漣波。電感器  $L_{PF}$  應在  $1\ \mu\text{H}$  -  $3.3\ \mu\text{H}$  範圍內，且額定電流大於峰值輸出電流。電容  $C_{PF}$  應在  $100\ \mu\text{F}$  至  $330\ \mu\text{F}$  的範圍內，且額定電壓  $\geq 1.25 \times V_{OUT}$ 。如果使用後置濾波器，則應先連線輸出電壓感測電阻器，然後再連線後置濾波器電感器。



具有慢速體二極體的 SR FET，顯著的高電壓突波，17 V。

PI-8517-100118



具有快速體二極體的 SR FET，顯著的低電壓突波，8 V。

PI-8518-100118

圖 17. 體二極體反向恢復時間對  $V_{DS}$  的影響。

主要應用設計考量

輸出功率表

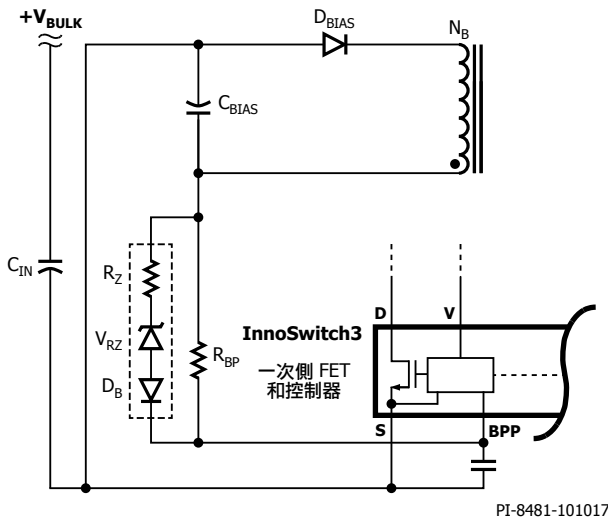
本產品規格型錄輸出功率表 (表 1) 展示了最大實際連續輸出功率，在以下假定的條件下可獲得該功率：

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)。輸入電容器電壓應經過調整，以符合這些 AC 輸入設計標準。
2. 有效的假設取決於功率等級。最小裝置的功率等級假設效率高於 84%；而對於最大的裝置，此效率增大到高於 89%，且這是相當保守的數字。
3. 變壓器一次側電感公差為 ±10%。
4. 對於通用線電壓，將輸出反射電壓 ( $V_{OR}$ ) 設定為在最低輸入電壓時保持為  $K_p = 0.8$ ；而對於高線電壓設計，則將  $V_{OR}$  設定為  $K_p = 1$ 。
5. 適配器的最大導通損耗限制為 0.6 W，而對於開放式架構設計，則限制為 0.8 W。
6. 為峰值與開放式架構功率設計選擇了更高的限電流，為轉換器設計則選擇了標準限電流。

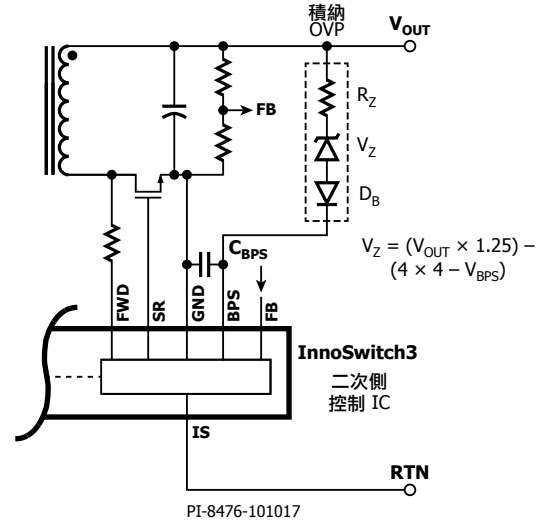
7. 零件安裝於板上，源極接腳焊接在足夠大的銅區域上，且/或使用散熱片將源極接腳的溫度維持在 110 °C 或以下。
8. 確保開放式架構設計的環境溫度為 50 °C，密封式轉換器則為 40 °C。
9. 使用大於等於 0.5 的暫態  $K_p$  限制，以防切換週期過早終止導致功率傳輸降低。這會防止在 MOSFET 開啟時超過初始限電流 ( $I_{INT}$ )。
10. InnoSwitch3 的一個獨有功能是，根據變壓器設計，設計人員可以將運轉切換頻率設定為 25 kHz 至 95 kHz 之間。有效降低裝置溫度的方法之一是將變壓器設計為在低切換頻率下工作，對於較大裝置 (例如 8 號尺寸的裝置)，良好的起始切換頻率為 60 kHz，但對於尺寸為 2 的較小元件，80 kHz 是合適的切換頻率。

一次側過壓保護

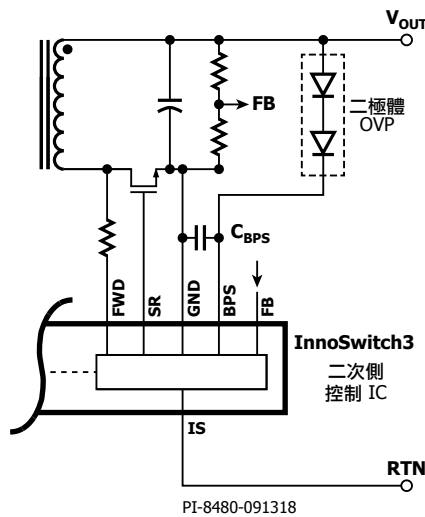
InnoSwitch3 IC 提供的一次側輸出過壓保護使用內部鎖定，當臨界值電流  $I_{SD}$  流入一次側 BYPASS 接腳時會觸發該鎖定。若要旁路電容器像高頻濾波器那樣有效，電容器應盡量靠近裝置的源極和一次側 BYPASS 接腳。



a. 透過積納  $V_{RZ}$  將具有高電流的一次側 OVP 推入 BPP。



b. 透過積納  $V_Z$  和電阻器  $R_Z$  將具有高電流的二次側 OVP 推入 BPS。



c. 透過兩個二極體將具有高電流的二次側 OVP 推入 BPS (僅適用於 5 V 輸出)。

圖 18. 輸出過壓保護電路。



**Y 電容**

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 IC。注意，如果使用輸入 pi EMI 濾波器 C1、L<sub>F</sub>、C2，其中的電感器應該置於輸入濾波電容的負端之間。

**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。SR FET 源極和 InnoSwitch3 接地接腳之間的距離需要很短。可防止負電流流過一次側 MOSFET。

**ESD 耐受性**

在一次側電路與二次側電路之間應留有足夠間隔 (8 mm 以上)，以利符合任何 ESD 或 Hi-Pot 絕緣要求。火花間隙的最佳位置是直接放置在輸出迴線和/或正端與其中一個 AC 輸入的中間 (保險絲之後)。在這個配置

中，6.4 mm (可接受 5.5 mm - 取決於客戶需求) 的火花間隙就足以符合大多數適用之安全標準的安規距離與間隔要求。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。請參閱圖 21 中的佈局範例。

共模電感器或電感器上的火花間隙有助於為由於 ESD 或共模突波引起的高能量放電提供低阻抗路徑。

**汲極節點**

汲極切換節點是主要的雜訊產生器。因此，連線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 寬度和長度應盡可能短。

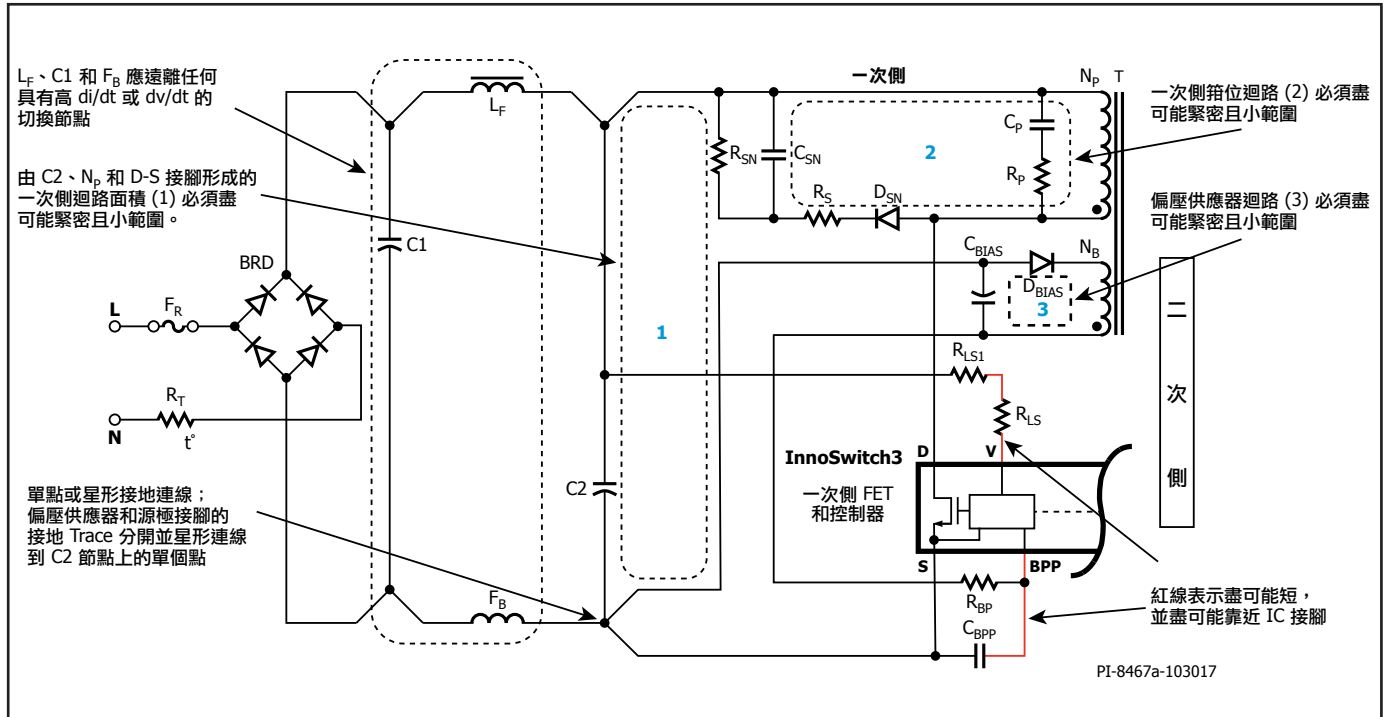


圖 20. InnoSwitch3 二次側的典型示意圖，其中顯示關鍵迴路面積、關鍵元件軌跡和單點或星形接地。包含選購的 LC 後置濾波器。

## 佈局範例

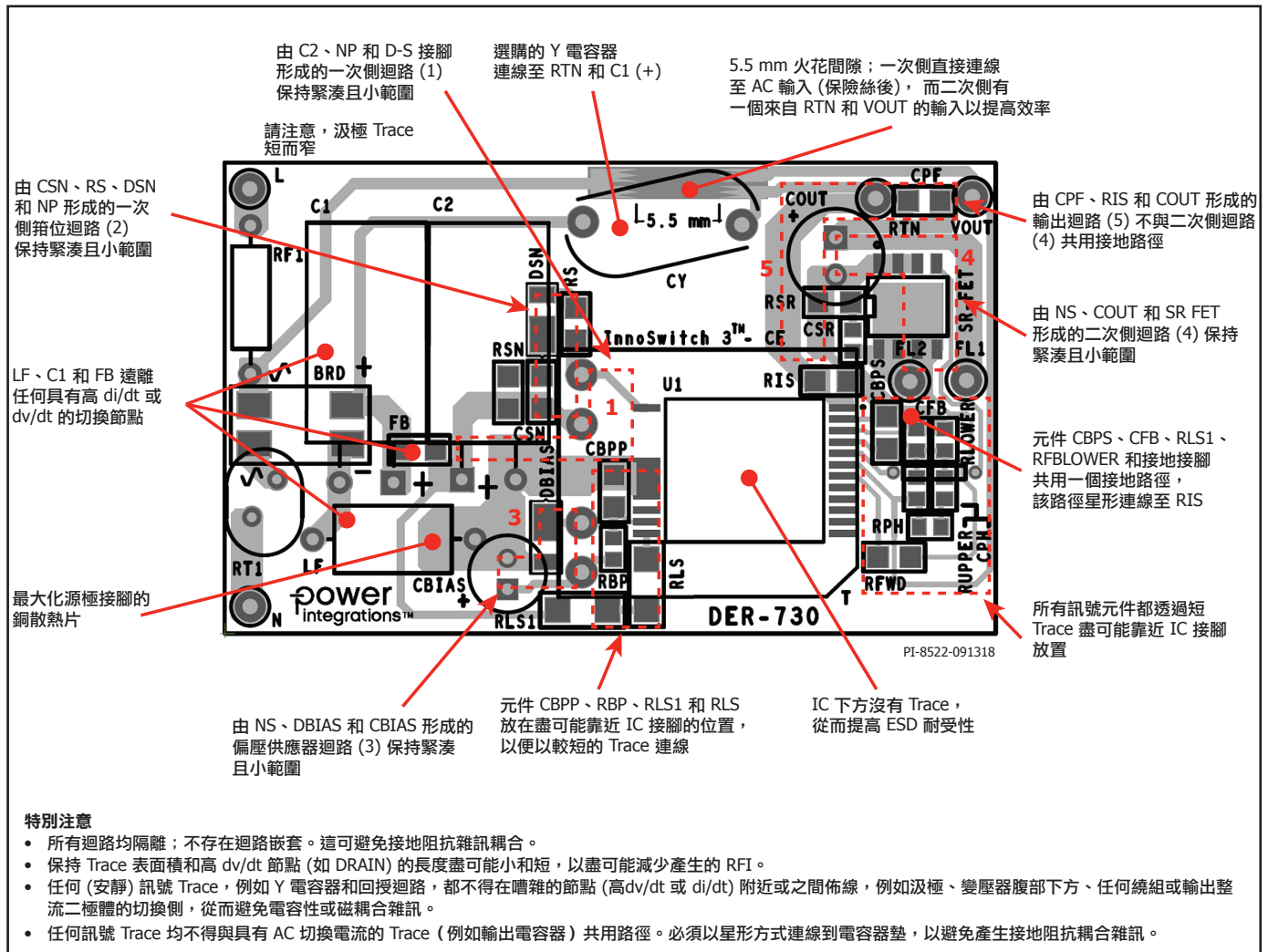


圖 21. 頂部和底部 - 理想佈局範例顯示具有高 dv/dt 和 di/dt 電路的緊密迴路面積，同時顯示元件放置和火花間隙位置，請參閱圖 19 和 20。

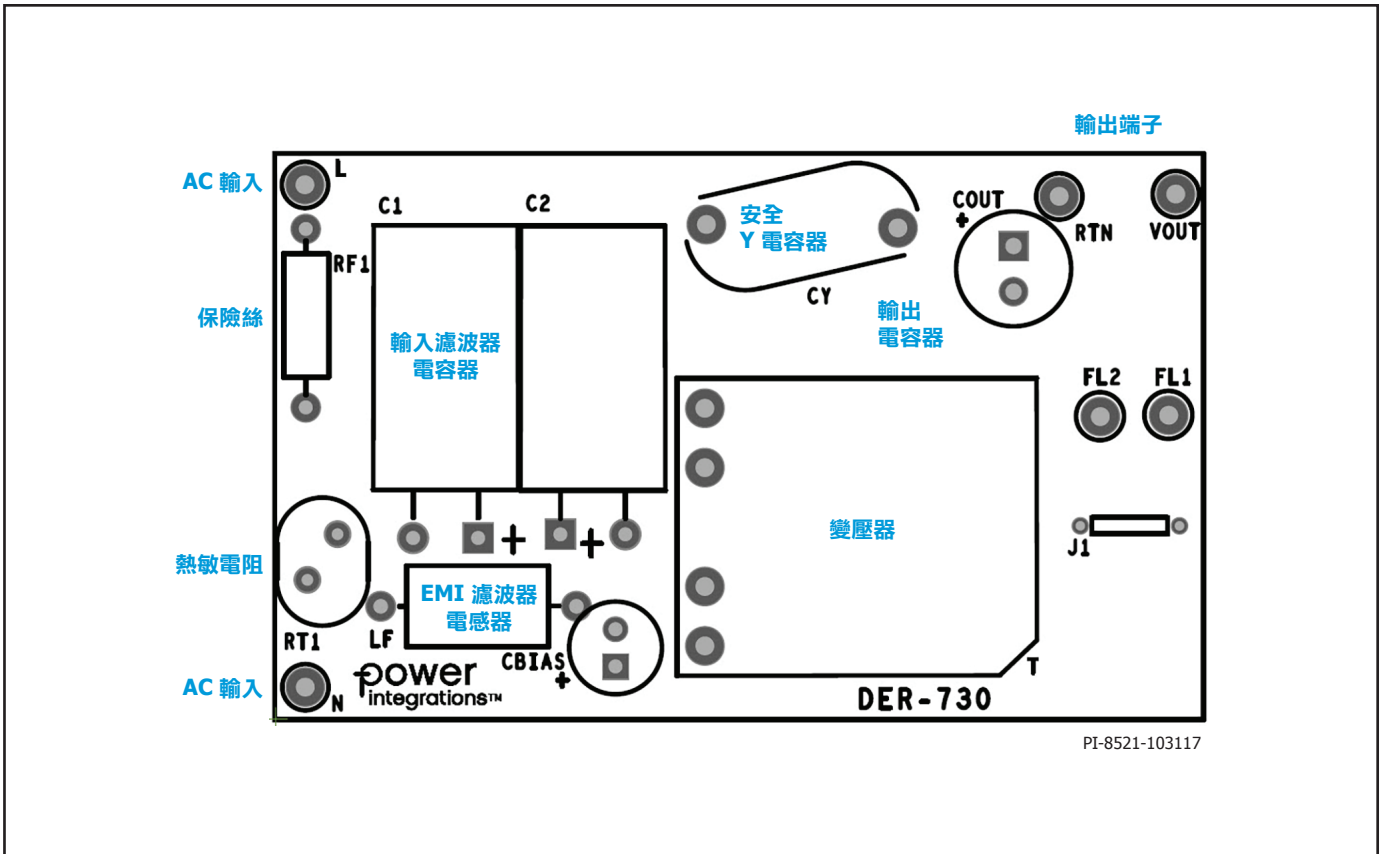


圖 22. 頂部 - 顯示穿孔式元件的佈局範例。

**InSOP-24D 封裝相對於變壓器的建議位置**

位於變壓器和 InSOP-24D 下方的 PCB 必須是剛性的。如果在電路板上大型變壓器鐵芯與薄 PCB (<1.5 mm) 結合使用，建議將變壓器從

InSOP 封裝中移除。通常不建議切割 PCB 中靠近 InSOP 封裝或位於其下方的插槽，因為這會削弱 PCB。對於長尺寸 PCB 的情況，建議在電路板中間或靠近 InSOP 封裝的位置放置機械支撐體或柱體。

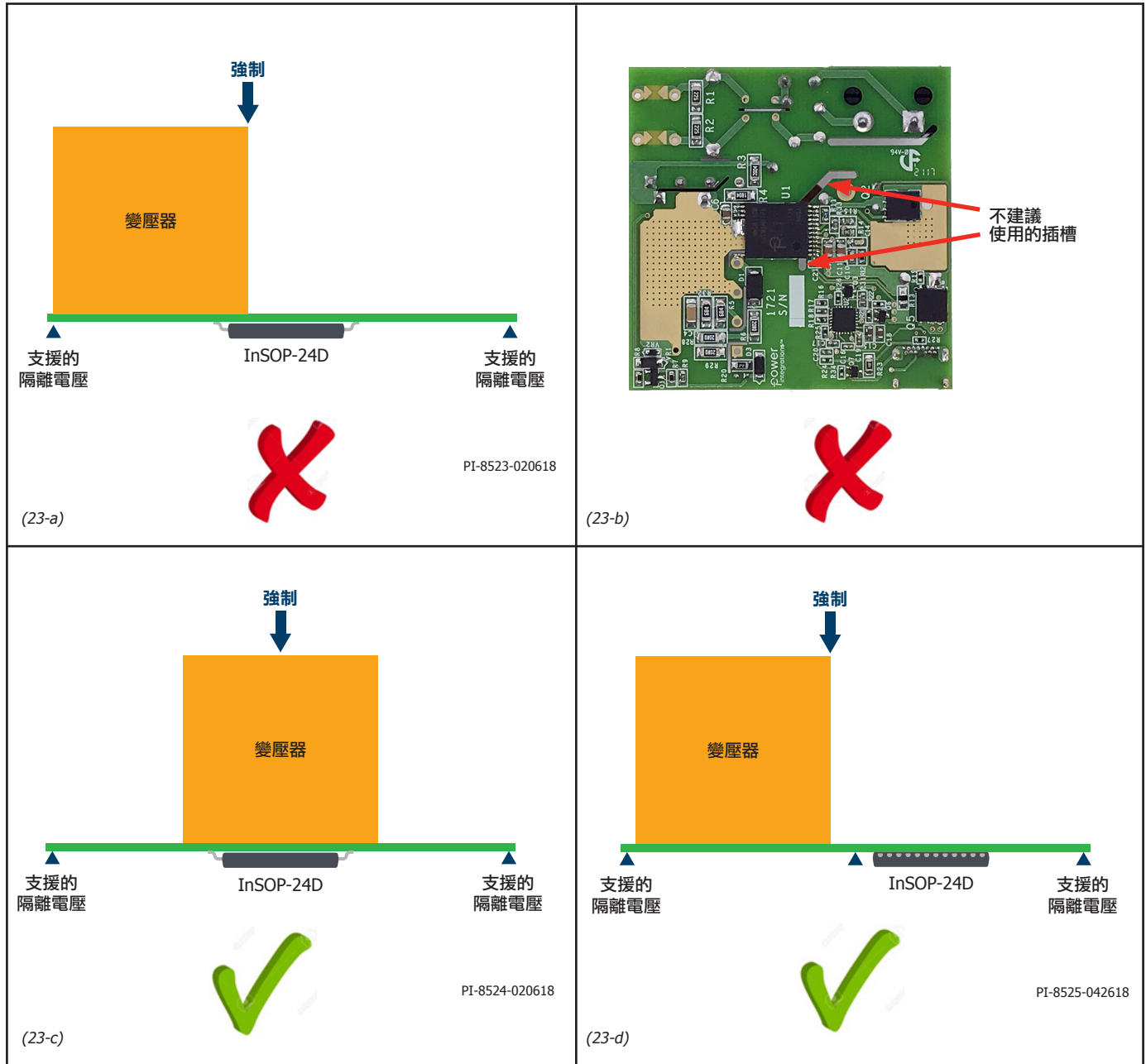


圖 23. 以勾選符號顯示的 InSOP-24D 封裝的建議位置。

**減少無負載功耗的建議**

InnoSwitch3 IC 將從經由內部電流源充電的 BYPASS 接腳電容器汲取能量，以啟動自行供電模式。在 InnoSwitch3 IC 開始切換後，就必須使用偏壓繞組為一次側 BYPASS 接腳提供電流。偏壓繞組為一次側 BYPASS 接腳供電，可讓電源供應器設計的無負載功耗降至 15 mW 以下。圖 13 所示的電阻器  $R_{BP}$  應加以調整，才能達到最低無負載輸入功率。

其他有助於進一步降低無負載功耗的區域包括：

1. 一次側箝位電容器  $C_{SN}$  的低值。
2. 偏壓供電整流器  $D_{BIAS}$  的蕭特基二極體或超快速二極體。
3. 偏壓供電濾波電容器  $C_{BIAS}$  的低 ESR 電容器。
4. 低值 SR FET RC 突波吸收電容器  $C_{SR}$ 。
5. 一次側繞組層之間的膠帶以及一次側和二次側繞組之間的多層膠帶降低了繞組間的電容。

**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。應注意使迴路面積盡可能小。(請參見圖 19 和 20)
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 (2 – 47  $\Omega$ ) 有助於降低輻射性 EMI。
4. 一次側 (如圖 20 所示) 或二次側繞組 (<100 pf) 中串聯的小尺寸電阻器和陶瓷電容器 (<22 pf) 可降低傳導性和/或輻射性 EMI。但是，如果值很大，那麼無負載功耗將會增大。
5. 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。然而，在變壓器中使用遮蔽繞組也可達到相同的效能。遮蔽繞組還可用於和位於輸入的共模濾波電感器搭配使用，以降低傳導性與輻射性 EMI。
6. 調整 SR MOSFET RC 突波吸收器元件值有助於降低高頻輻射性和傳導性 EMI。
7. 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。可新增鐵氧體磁珠 (如圖 20 所示) 以進一步改善 EMI，同時盡可能降低成本。
8. 差模電感器內的電阻器可降低其 Q 係數，並在 10 Mhz 以上降低 EMI。但是，這可能會在 5 Mhz 以下稍微增大 EMI。
9. 在連線到電源供應器的輸出時，1  $\mu$ F 陶瓷電容器可能有助於降低輻射性 EMI。
10. 慢偏壓整流器 ( $D_{BIAS}$ ) 二極體 (即  $250 \text{ ns} < t_{RR} < 500 \text{ ns}$ ) 通常可在 20 Mhz 以上降低傳導性 EMI 並在 30 Mhz 以上降低輻射性 EMI。

**增加 ESD 耐受性的建議**

1. 在一次側電路與二次側電路之間應留有足夠間隔 (8 mm 以上)，特別是在 InSOP 封裝和變壓器的下方。
  - a. 不建議在 InSOP 封裝附近或之間放置火花間隙。
2. 使用連線至二次側端子 (輸出迴線和正端) 和保險絲之後某個 AC 輸入的兩個火花間隙 (參閱圖 21)。在這個配置中，通常至少 5.4 mm 的火花間隙就足以符合適用之安全標準的安規距離與間隔要求。
  - a. 對於帶有 USB 接頭的應用，請將連線到接頭支腳的 PCB 焊墊浮起。
3. 在共模電感器或電感器之間使用火花間隙，為由於 ESD 或共模突波引起的高能量放電累積提供低阻抗路徑。
4. 使用從正或負輸出端子連線到輸入大電容器正端子和保險絲後 AC 輸入的 Y 電容器。
5. 採用良好的佈局實踐並遵循應用說明中的 PCB 佈局建議。
6. 在偏壓和二次側繞組之間以及二次側繞組和一次側繞組之間貼上多層膠帶。

**散熱管理考量**

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 IC 下的銅箔，以不僅作為單點接地，也兼有散熱片的功能。由於此銅箔連接至無干擾的源極節點，因此其應儘可能大，這樣可以更好地散熱，同時不會造成 EMI 問題。輸出 SR MOSFET 也是如此，封裝上連線至接腳的 PCB 區域應儘可能大，這樣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 IC 溫度安全地保持在絕對最大限值以下。建議焊接 IC 之源極接腳所在的銅板足夠大，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 90 °C 以下 (在標準環境下)。可根據需要進一步調低功率。

**熱擴散板**

為符合嚴格的散熱要求，可將 IC 放置在變壓器附近，如圖 23-d 所示。這將減少從變壓器到 IC 的熱傳遞。對於封閉的高功率應用，如筆記本電腦轉接器或周圍環境溫度高的類似應用，使用 PCB 作為散熱片可能不足以使 IC 在規定的工作溫度下工作，因此可能需要金屬熱擴散板來保持 IC 的低溫。除非使用陶瓷材料作為散熱片，否則必須採取必要的措施提升安全性。熱擴散板由熱擴散板材料 (銅或鋁)、用於增強絕緣效果的 0.4 mm 聚酯薄膜墊和導熱墊組合製成，以更好地將熱量從 IC 傳遞到熱擴散板。

圖24 顯示如何實現熱擴散板與 InSOP-24D 封裝的連線，同時保持 InnoSwitch3 IC 的一次側和二次側接腳之間安規距離的基本思路。

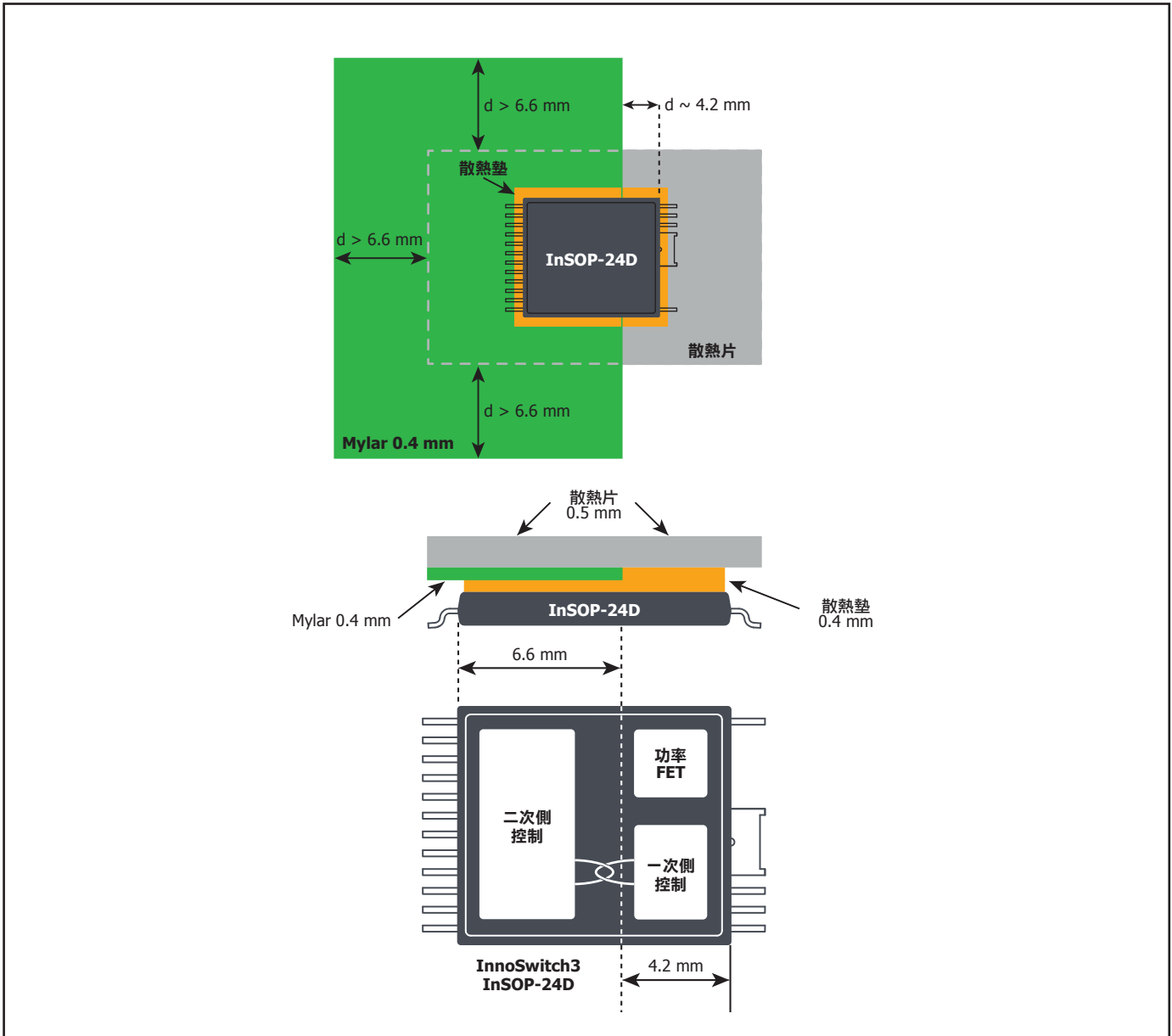


圖 24. InSOP-24D 封裝中熱擴散板附件的簡化示意圖。

### 快速設計檢查清單

與所有電源供應器相同，所有 InnoSwitch3 設計的操作都應該進行實際驗證，以確保在最差條件下不會超出元件限制。最低限度下，強烈建議執行如下測試：

#### 最大汲極電壓

確認在正常運作下和啟動期間的最高輸入電壓和峰值（過載）輸出功率條件下，InnoSwitch3-CE 和 SR FET 的  $V_{DS}$  不會超過崩潰電壓的 90%。

#### 最大汲極電流

在最高環境溫度下，最大輸入電壓和峰值輸出（過載）功率。檢查汲極電流波形，查看在啟動期間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。在穩態條件下重複測試，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，一次側 MOSFET 的最大汲極電流應低於指定的絕對最大額定值。

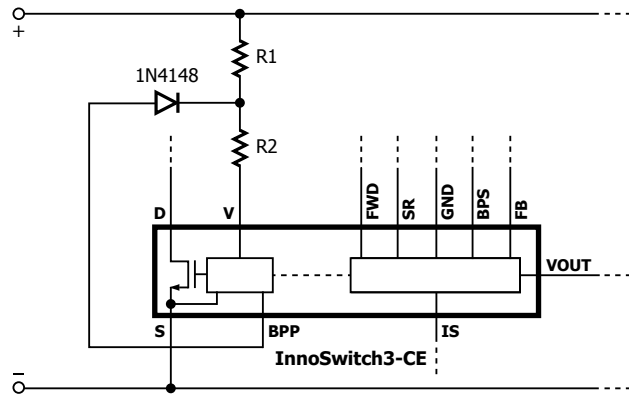
#### 散熱檢查

在指定的最大輸出功率、最小輸入電壓和最大環境溫度下，確認未超出 InnoSwitch3 IC、變壓器、輸出 SR FET 和輸出電容器的溫度規格限制。MOSFET  $R_{DS(ON)}$  的不同零件有所差異，因此應留有足夠的散熱餘裕。考慮到  $R_{DS(ON)}$  差異，在低線間電壓和最大功率條件下，建議 InnoSwitch3 源極接腳最高溫度為 110 °C。

簡單電路設計理念

**僅限線路 OV**

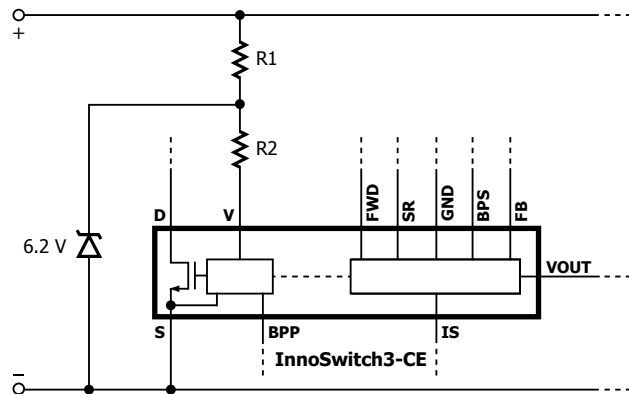
二極管從 BPP 偏壓，並透過 R2 向電壓接腳提供高於  $I_{UV}$  臨界值的定電流，從而停用 IC 的 UV 功能。



PI-8403-081617

**僅限線路 UV**

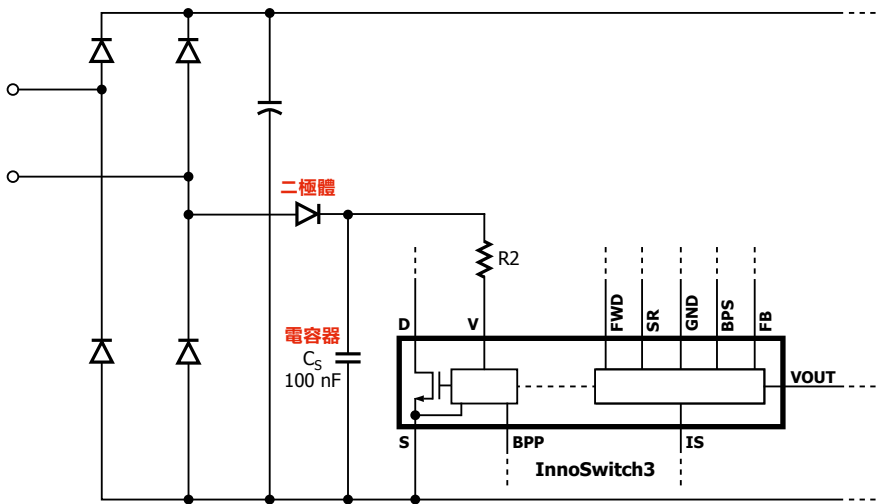
積納箝位 R1-R2 節點上的電壓，並提供高於  $I_{UV}$  臨界值的定電壓，從而停用 IC 的 OV 功能。



PI-8404-081617

**具有 OV 鎖定功能的 IC 的快速 AC 重設**

二極體可讓電壓接腳監控線電壓，以進行 OV/UV 偵測。調整電容器的尺寸以濾波線電壓漣波。C<sub>S</sub> 必須很小，以使電壓接腳放電足夠快，從而低於  $I_{UV}$  臨界值，即可重設鎖定。

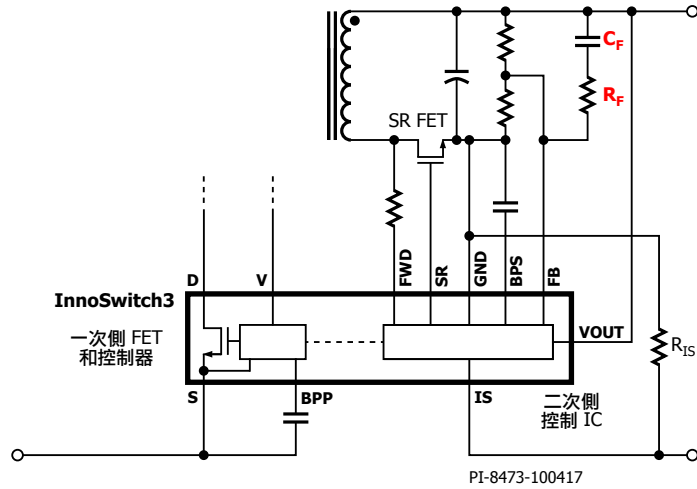


PI-8468-100417

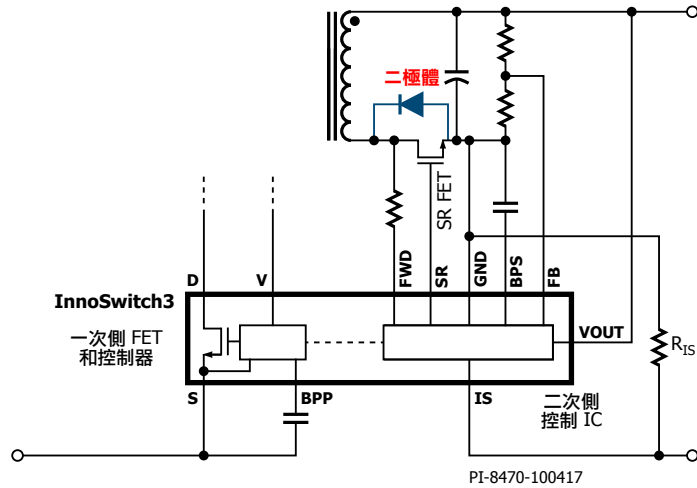
圖 25. 增強設計的電路理念。

**RFB<sub>UPPER</sub> 上的 RC 網路**

在某些需要低輸出漣波電壓的應用中，必須透過新增與上方回授電阻器並聯的 RC 相位提升網路電路來加速回授感測。良好的起始值是 1 nF 和 1 kΩ。

**SR FET 上的二極體**

在 SR FET 上放置蕭特基二極體可以進一步提高效率 0.1 – 0.2%，具體取決於所使用的輸入和 SR FET。

**輸出電壓-接地接腳上的電容器**

在輸出電壓接腳到接地接腳之間放置一個小型陶瓷電容器 (最多 10 μF) 可以減少輸出漣波

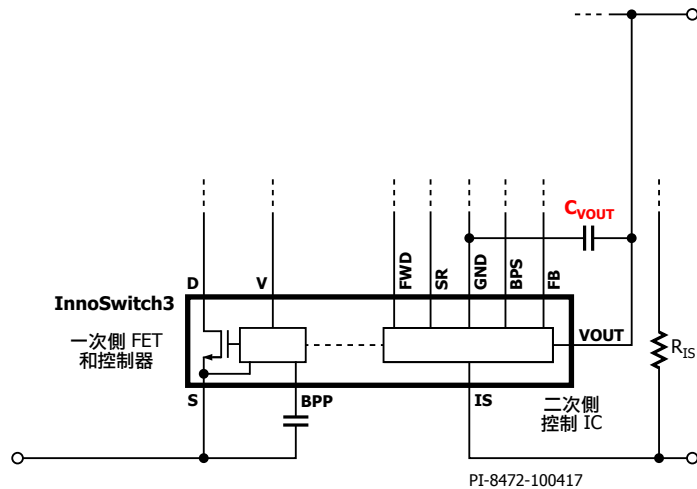
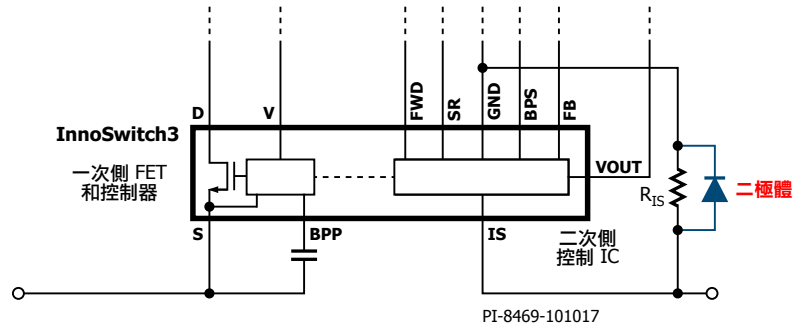


圖 25 (續). 增強設計的電路理念。

電流感測  $R_{IS}$  上的二極體

位於電流感測電阻器 ( $R_{IS}$ ) 兩端的二極體 (蕭特基或超快速) 用作旁路, 用於在短路期間產生非常高的電流和電壓突波, 而這可能會損壞 ( $R_{IS}$ )。對於具有高輸出電壓和高輸出濾波器電容的設計, 更有可能發生這種情況。



電流感測  $R_{IS}$  上的電容器

當  $R_{IS}$  稍微遠離 IC 放置時, 在 IS 和接地接腳上放置一個電容器 (10 - 100 nF) 將減少 CC 運轉中的脈衝分組 (群聚)。

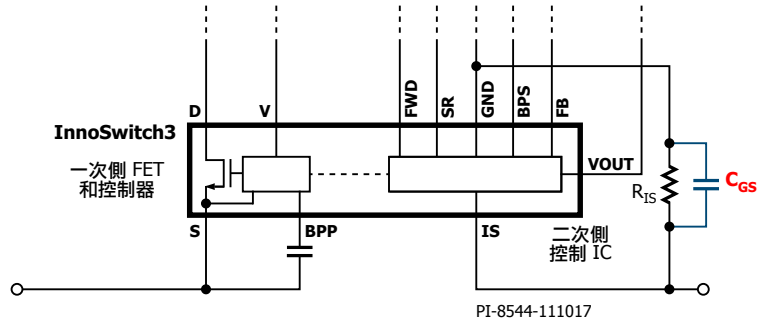


圖 25 (續). 增強設計的電路理念。

## 應用範例

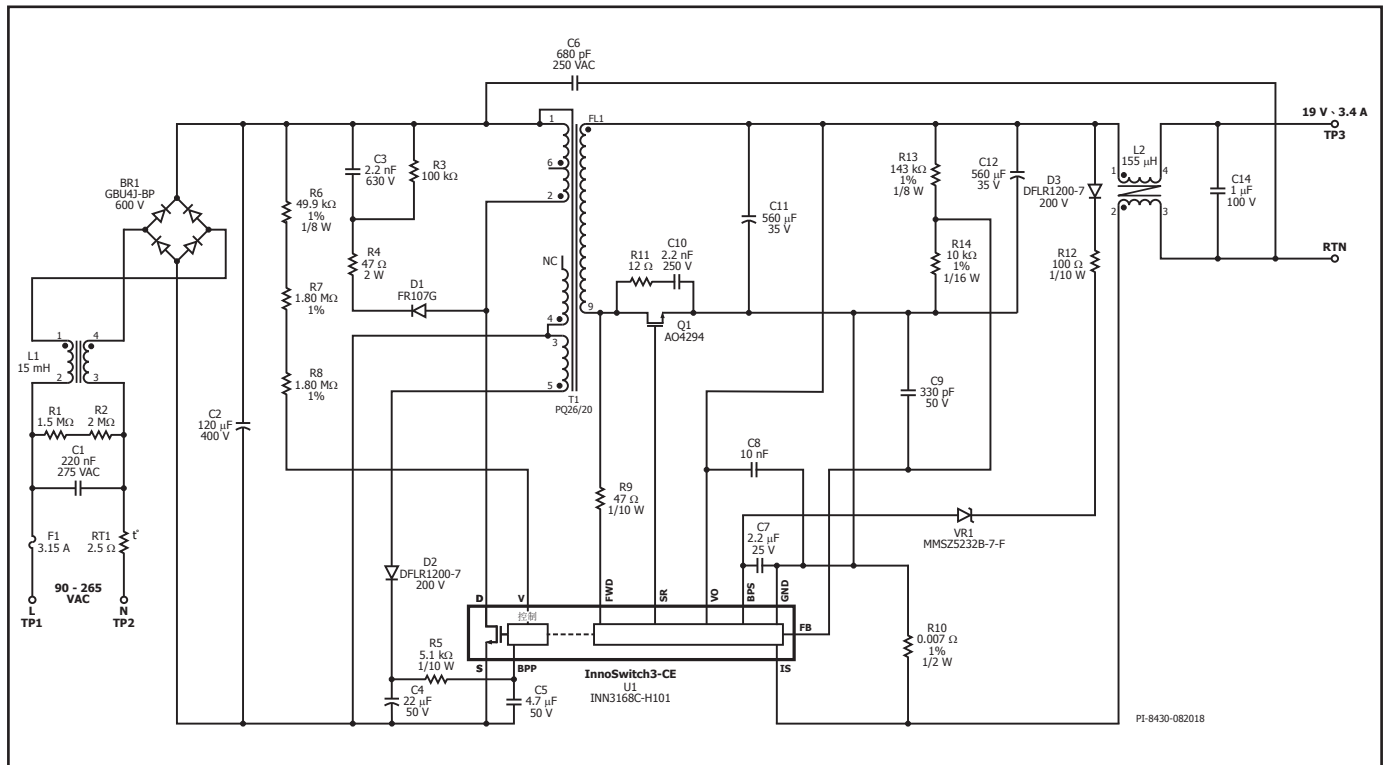


圖 26. 使用 INN3168C 的 DER-535 65 W、19 V 電源供應器示意圖。

### 高效率、65 W 通用輸入電源供應器 (InnoSwitch3-CE)

對於 INN3168C，圖 26 所示電路在 90 VAC 至 265 VAC 輸入下的平均效率高於 90% 時，輸出功率為 65 W（在 3.4 A 時為 19 V）。

洩放電阻器 R1 和 R2 用於釋放 C1 中儲存的能量以滿足安全要求。輸入電容器 C2 足以在 90 VAC 輸入端保持全輸出功率，電阻器 R6、R7 和 R8 則提供線電壓感測。若施加大約 100 V DC，通過這些電阻器的電流會超過線電壓欠壓臨界值，這就會啟用 U1。若施加大約 420 V DC，通過這些電阻器的電流會超過線電壓過壓臨界值，這就會停用 U1。低成本 RCD 箝位由 D1、R3、R4 和 C3 構成，可限制因變壓器漏電抗與輸出 Trace 電感的互動而產生的峰值汲極電壓。

INN3168C 的二次側提供輸出電壓和輸出電流感測並驅動同步整流 MOSFET。SR FET Q1 提供針對 19 V 輸出的輸出整流。極低的 ESR 電容器 C11 和 C12 提供濾波。由 R11 與 Q1 的 C11 構成的 RC 突波吸收器網路可減弱 SR FET 上的高頻振盪，該振盪由變壓器繞組的漏電感及二次側 Trace 電感產生。電容器 C8 可保護 U1 免受 ESD 影響。在輸出電壓接腳和接地接腳之間新增一個小型 SMD 陶瓷電容器可以改善 ESD 和突波保護。OVP 感測積納二極體 VR1 透過 R12 提供二次側輸出過壓保護。輸出共模電感器 L2 可降低高頻共模雜訊，並保護 U1 免受共模突波的影響。

在最大環境溫度下，在滿負載、低壓線路中工作時，需要使用熱擴散板將 InnoSwitch3 元件的溫度保持在 110 °C 以下。

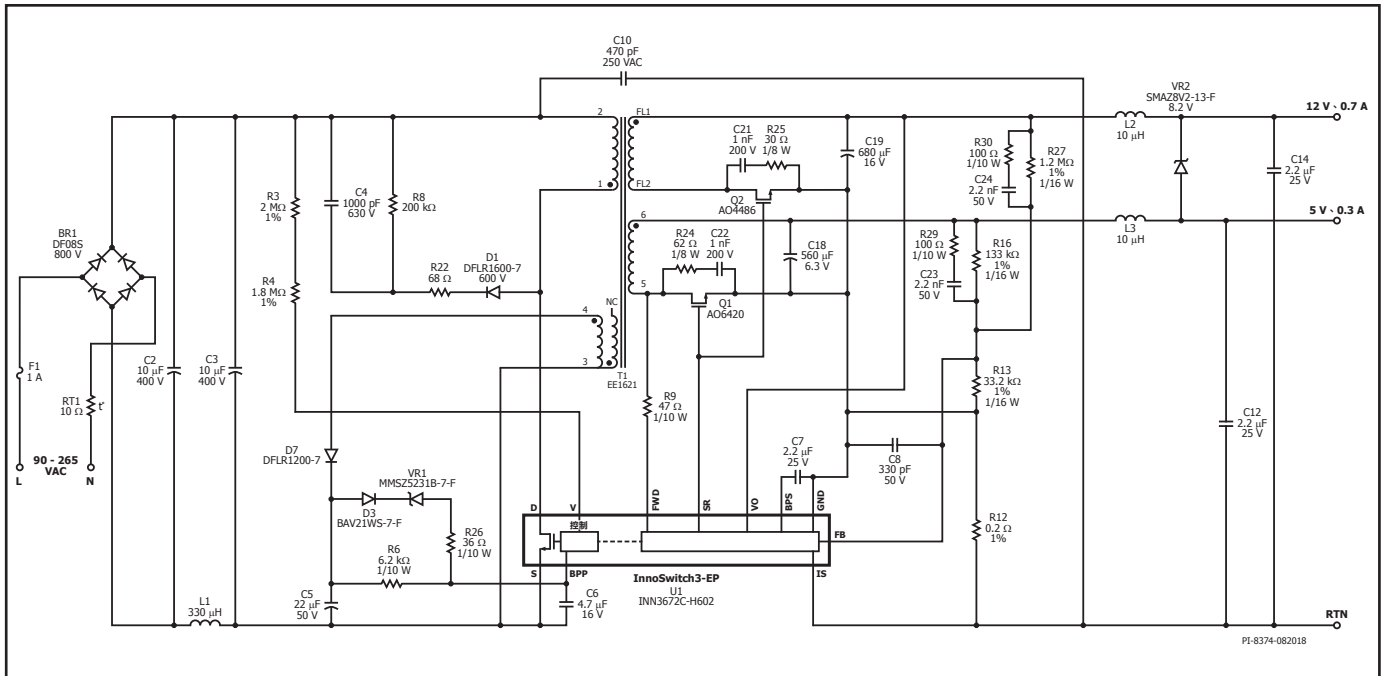


圖 27. 面向 HVAC (供熱、通風和空調) 應用的 DER-611、5 V、0.3 A 和 12 V、0.7 A 電路圖。

**高效率、10 W 雙輸出 - 通用輸入電源供應器 (InnoSwitch3-EP)**  
圖 27 中的電路可在 90 VAC 至 265 VAC 輸入範圍內提供 10 W 輸出功率。在滿負載情況下，90 VAC 輸入時的效率高於 84% (使用 InnoSwitch3-EP 系列中的 INN3672C)，並藉助兩個 SR FET 在兩個輸出之間提供精確的交叉調節。

交叉調節可使用積納二極體 VR1 實現一次側過壓保護。若輸出存在過壓，偏壓繞組輸出的高電壓會導致積納二極體 VR1 導通，並觸發 InnoSwitch3-EP IC 一次側控制器內的 OVP 鎖定。

SR FET Q1 提供針對 5 V 輸出的輸出整流，而 SR FET Q2 提供針對 12 V 輸出的輸出整流。Q1 和 Q2 開啟的時間由透過 R9 和 IC 的順向接腳感測的 5 V 繞組電壓控制。電阻器 R16、R27 與 R13 構成電壓分壓器網路，該網路可感測兩個輸出端的輸出電壓，以提供更優的交叉調節。12 V 和 5 V 輸出之間的回授電流比為 1:3，從而更好地調節 5 V 輸出和實現良好的交叉調節。由電容器 C23 和 C24 組成的回授補償網路降低了輸出漣波電壓。電容器 C8 可針對影響電源供應器運作的高頻雜訊提供去耦合。當 12 V 輸出上無負載時，積納二極體 VR2 僅在滿負載 5 V 輸出時改善交叉調節。

---

# 附註

修訂	附註	日期
A	初始版本。	10/18

### 如需最新更新資訊，請瀏覽我們的網站：[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 將某些特定專利授權給客戶，詳情請參閱 [www.power.com/ip.htm](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。

Power Integrations、Power Integrations 標誌、CAPZero、ChiPhy、CHY、DPA-Switch、EcoSmart、E-Shield、eSIP、eSOP、HiperPLC、HiperPFS、HiperTFS、InnoSwitch、功率轉換技術的創新、InSOP、LinkSwitch、LinkZero、LYTSwitch、SENZero、TinySwitch、TOPSwitch、PI、PI Expert、SCALE、SCALE-1、SCALE-2、SCALE-3 和 SCALE-iDriver 均為 Power Integrations, Inc. 的商標。其他商標為其各自公司之財產。

©2018, 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：  
全球：+1-65-635-64480  
美洲：+1-408-414-9621  
電子郵件：[usasales@power.com](mailto:usasales@power.com)

### 中國 (上海)

中國上海漕溪北路 88 號  
聖愛廣場 2410 室  
郵遞區號：200030  
電話：+86-21-6354-6323  
電子郵件：[chinasales@power.com](mailto:chinasales@power.com)

### 中國 (深圳)

中國深圳南山區科技南八道 2 號路豪  
威大廈 17 樓，郵遞區號：518057  
電話：+86-755-8672-8689  
電子郵件：[chinasales@power.com](mailto:chinasales@power.com)

### 德國 (AC-DC/LED 銷售)

Lindwurmstrasse 114  
D-80337 München  
Germany  
電話：+49-89-5527-39100  
電子郵件：[eurosales@power.com](mailto:eurosales@power.com)

### 德國 (閘極驅動器銷售)

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  
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  
電子郵件：[eurosales@power.com](mailto:eurosales@power.com)

### 日本

Yusen Shin-Yokohama 1-chome Bldg.  
1-7-9, Shin-Yokohama, Kohoku-ku  
Yokohama-shi,  
Kanagawa 222-0033 Japan  
電話：+81-45-471-1021  
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  
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  
電子郵件：  
[singaporesales@power.com](mailto:singaporesales@power.com)

### 台灣

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

### 英國

Building 5, Suite 21  
The Westbrook Centre  
Milton Road  
Cambridge  
CB4 1YG  
電話：+44 (0) 7823-557484  
電子郵件：[eurosales@power.com](mailto:eurosales@power.com)