

TOP264-271 TOPSwitch-JX 系列

適用於高效率電源供應器且運用 EcoSmart™ 技術的
整合離線式切換開關

產品特色

EcoSmart – 節能

- 適用於 10 W 到 245 W 範圍內的應用
- 在整個負載範圍內均可節能
- 在 265 VAC 條件下，無負載功耗低於 100 mW
- 在 230 VAC 條件下，對於 1 W 的輸入功率，待機輸出功率可高達 750 mW

高設計彈性，低系統成本

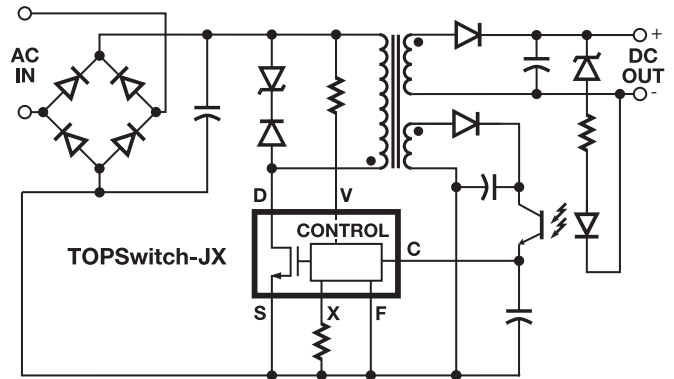
- 在所有負載條件下，多模 PWM 控制都能發揮最大效率
- 132 kHz 的運作頻率可減小變壓器和電源供應器的尺寸
 - 可選擇 66 kHz 的頻率，以滿足最高效率要求
- 精確的可程式化限電流
- 已針對線電壓漣波拒斥將前饋線電壓最佳化
- 頻率抖動功能可降低 EMI 濾波器成本
- 完全整合式緩啟動功能，可使啟動應力降至最小
- 採用額定電壓為 725 V 的 MOSFET
 - 可輕鬆滿足設計降額要求

廣泛的保護功能

- 發生過載故障時，自動重新啟動可將功率傳輸限制在 3% 以下
 - 輸出短路保護 (SCP)
 - 輸出過電流保護 (OCP)
 - 輸出過載保護 (OPP)
- 輸出過壓保護 (OVP)
 - 使用者可程式化的磁滯/關機鎖定
 - 簡單的快速 AC 重設
 - 一次側或二次側感測
- 線電壓欠壓 (UV) 偵測可防止出現關閉擾動
- 線電壓過壓 (OV) 關機可提高對線電壓突波的耐受度
- 具有高磁滯時間的精準回復過溫保護 (OTP)

進階封裝選項

- eDIP™-12 封裝：
 - 採用 PCB/金屬散熱片，擁有 43 W/117 W 通用電壓輸入功率輸出容量
 - 薄型水平定位，實現超薄設計
 - 可將熱量傳導至 PCB 和散熱片
 - 選用的外部散熱片所具有的熱阻抗與 TO-220 等效
- eSIP™-7C 封裝：
 - 177 W 通用電壓輸入功率輸出容量
 - 垂直定位，實現最低的 PCB 佔位面積
 - 使用夾扣來固定的簡單散熱片，其具有的熱阻抗與 TO-220 等效
- eSOP™-12 封裝：
 - 66 W 通用電壓輸入輸出功率容量
 - 薄型表面接合，實現超薄設計
 - 可透過裸露的焊墊和源極接腳，將熱量傳導至 PCB
 - 支援波焊或迴焊
- 延長了至汲極接腳的安規距離
- 散熱片連接至源極，可降低 EMI



PI-5578-090309

圖 1. 典型返馳式應用。

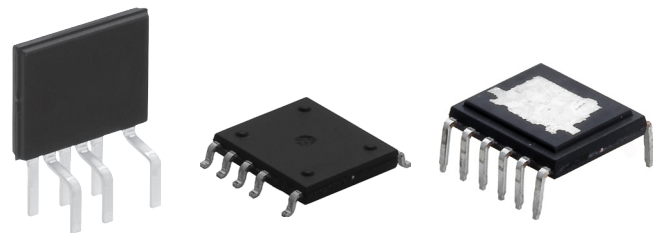


圖 2. 封裝選項。

說明

TOPSwitch™-JX 以具有成本效益的方式，將 725 V 功率 MOSFET、高壓切換式電流源、多模 PWM 控制、振盪器、過溫保護電路、故障保護及其他控制電路整合至一部單晶片裝置中。

典型應用

- 筆記型電腦或膝上型電腦轉換器
- 通用轉換器
- 印表機
- LCD 螢幕
- 機上盒
- PC 或 LCD 電視待機
- 音訊放大器

輸出功率額定值

見下頁。

輸出功率表

產品 ⁵	PCB 銅箔 ¹				產品 ⁵	金屬散熱片 ¹			
	230 VAC ±15% ⁴		85-265 VAC			230 VAC ±15% ⁴		85-265 VAC	
	轉換器 ²	開放式架構 ³	轉換器 ²	開放式架構 ³		轉換器 ²	開放式架構 ³	轉換器 ²	開放式架構 ³
TOP264VG	21 W	34 W	12 W	22.5 W	TOP264EG/VG	30 W	62 W	20 W	43 W
TOP264KG	30 W	49 W	16 W	30 W					
TOP265VG	22.5 W	36 W	15 W	25 W	TOP265EG/VG	40 W	81 W	26 W	57 W
TOP265KG	33 W	53 W	20 W	34 W					
TOP266VG	24 W	39 W	17 W	28.5 W	TOP266EG/VG	60 W	119 W	40 W	86 W
TOP266KG	36 W	58 W	23 W	39 W					
TOP267VG	27.5 W	44 W	19 W	32 W	TOP267EG/VG	85 W	137 W	55 W	103 W
TOP267KG	40 W	65 W	26 W	45 W					
TOP268VG	30 W	48 W	21.5 W	36 W	TOP268EG/VG	105 W	148 W	70 W	112 W
TOP268KG	46 W	73 W	30 W	50 W					
TOP269VG	32 W	51 W	22.5 W	37.5 W	TOP269EG/VG	128 W	162 W	80 W	120 W
TOP269KG	50 W	81 W	33 W	55 W					
TOP270VG	34 W	55 W	24.5 W	41 W	TOP270EG/VG	147 W	190 W	93 W	140 W
TOP270KG	56 W	91 W	36 W	60 W					
TOP271VG	36 W	59 W	26 W	43 W	TOP271EG/VG	177 W	244 W	118 W	177 W
TOP271KG	63 W	102 W	40 W	66 W					

表 1. 輸出功率表。

附註：

1. 如需詳細資料，請參閱<主要應用考量>一節。
2. 在典型無通風設計的密封式轉換器中，環境溫度為 +50°C 條件下所測得的最大連續功率。
3. 在開放式架構設計中，環境溫度為 +50°C 條件下的最大連續功率。
4. 230 VAC 或 110/115 VAC (使用倍壓器)。
5. 封裝：E：eSIP-7C，V：eDIP-12，K：eSOP-12。請參閱<零件訂購資訊>一節。

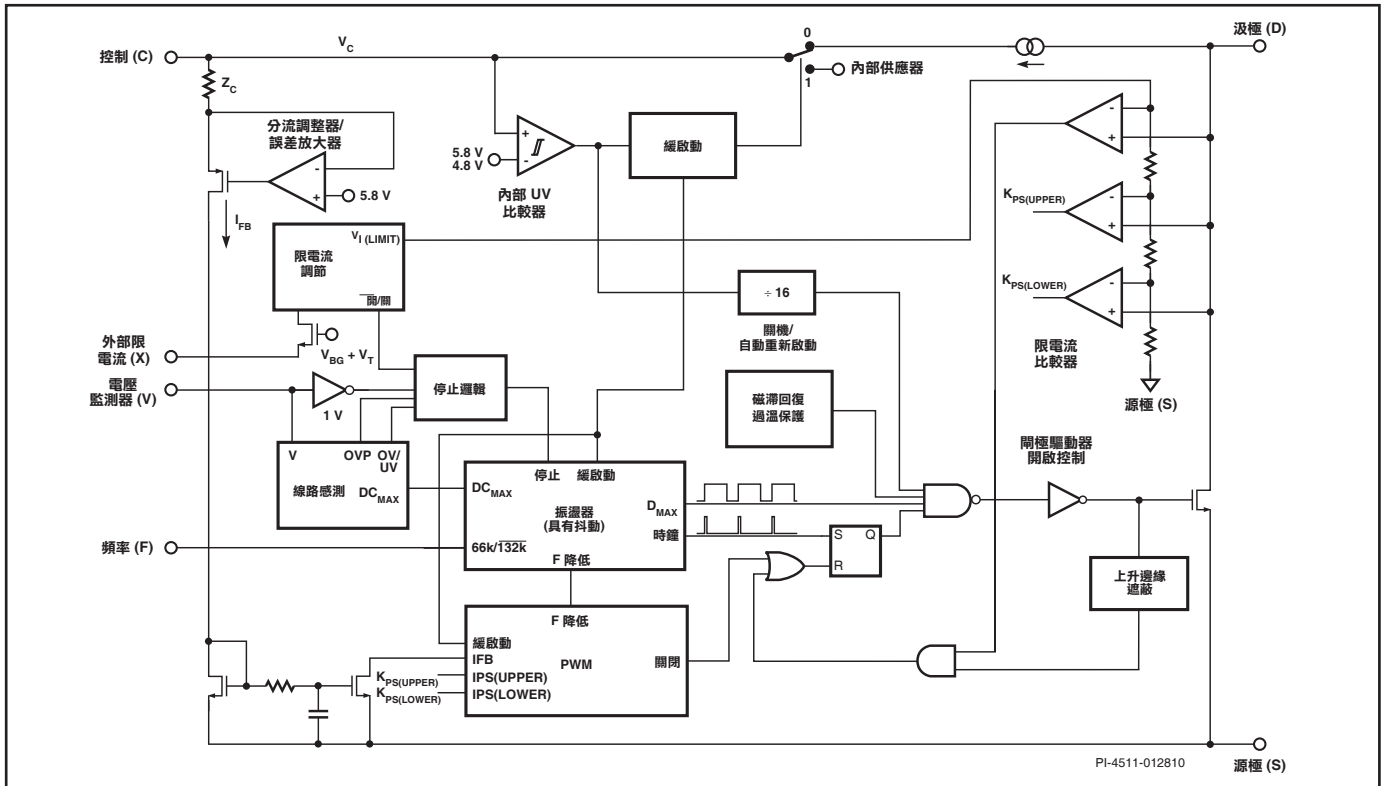


圖 3. 功能區塊圖。

接腳功能說明

汲極 (D) 接腳：

高壓功率 MOSFET 汲極接腳。透過高壓切換式電流源，從此接腳汲取內部啟動偏壓電流。汲極電流的內部限電流感測點。

控制 (C) 接腳：

用於工作週期控制的誤差放大器和回授電流輸入接腳。內部分流調整器接頭，可在正常運作期間提供內部偏壓電流。它還用作供應 BYPASS 與自動重新啟動補償電容器的連接點。

外部限電流 (X) 接腳：

用於外部限電流調節遠端開/關與裝置重設的輸入接腳。與源極接腳相連接，可停用此接腳的所有功能。此接腳不應保持浮接狀態。

電壓監測器 (V) 接腳：

OV、UV、已降低 DC_{MAX} 的前饋線電壓、輸出過壓保護 (OVP)、遠端開/關的輸入端子。與源極接腳相連接，可停用此接腳的所有功能。此接腳不應保持浮接狀態。

頻率 (F) 接腳：

輸入接腳，若連接至源極接腳，可選取切換頻率 132 kHz，若連接至控制接腳，則可選取 66 kHz。此接腳不應保持浮接狀態。

源極 (S) 接腳：

用於高壓功率迴線的輸出 MOSFET 源極接頭。一次側控制電路共用和參考點。

無連接 (NC) 接腳：

內部未連接，浮接電位接腳。

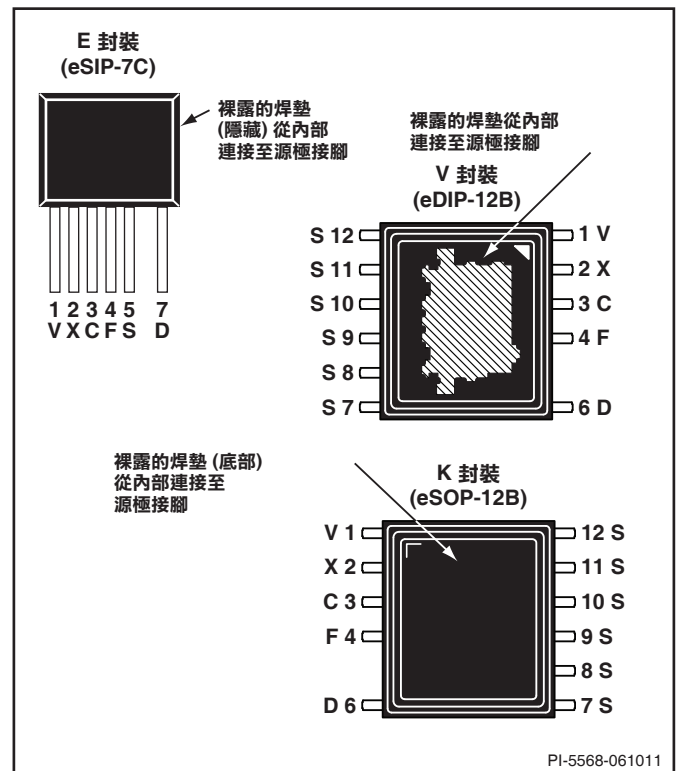
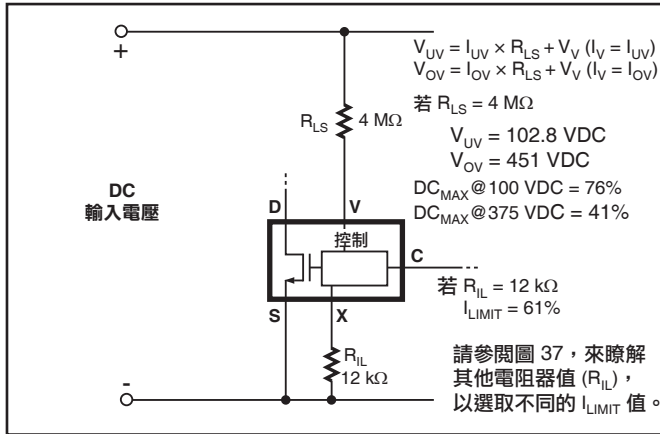


圖 4. 接腳配置 (俯視圖)。



PI-5579-111210

圖 5. 封裝線路感測和外部設定的限電流。

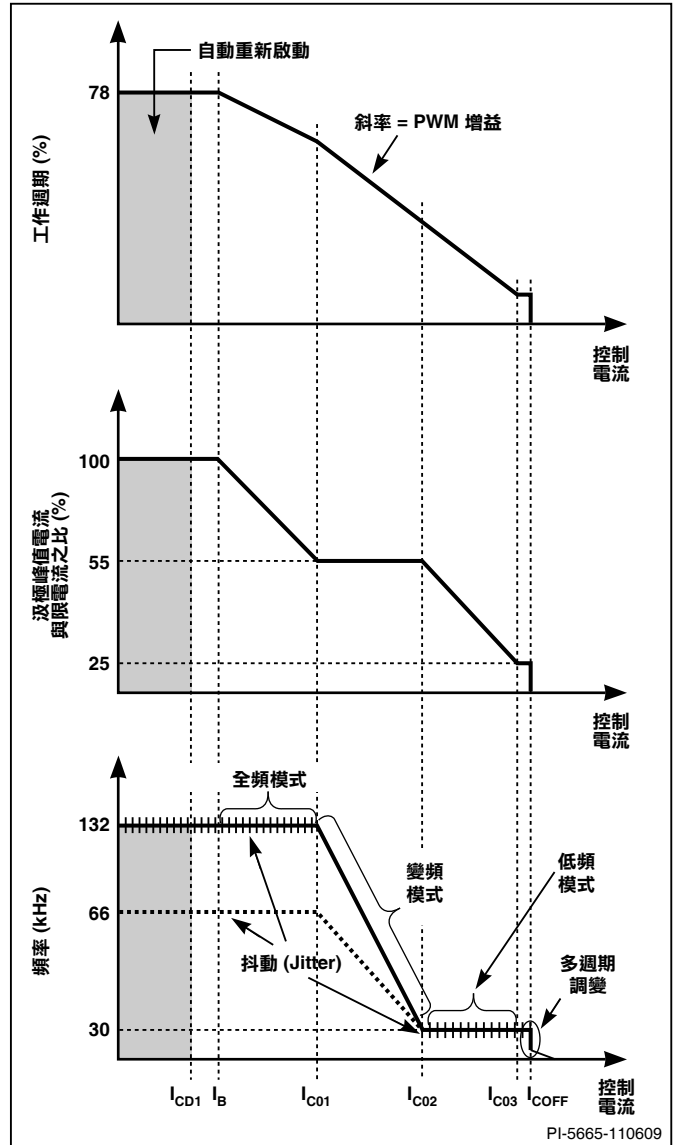
TOP264-271 功能說明

與 TOPSwitch-HX 一樣，TOP264-271 是一款整合式切換模式電源供應器晶片，可將高壓功率 MOSFET 中控制輸入端的電流轉換成開汲極輸出端的工作週期。在正常運作期間，功率 MOSFET 的工作週期會隨著控制接腳電流的增加而呈線性降低 (如圖 6 所示)。

除了三端子 TOPSwitch 功能 (例如高壓啟動、逐週期限電流、迴路補償電路、自動重新啟動和過熱關機) 以外，TOP264-271 還整合了諸多其他功能，可降低系統成本並提高電源供應器效能和設計彈性。獲得專利的高壓 CMOS 技術能讓高壓功率 MOSFET 和所有低壓控制電路以具有成本效益的方式，整合至一個單晶片中。

使用了三端子、頻率、電壓監測器和外部限電流，以實作部分新功能。這些端子可連接至源極接腳，以在類似於 TOPSwitch 的三端子模式下運作 TOP264-271。然而，即便在此三端子模式下，TOP264-271 也提供諸多無需任何外部元件的透明功能：

1. 完全整合的 17 ms 緩啟動，藉由從低至高線性升高限電流和頻率，來限制啟動期間的峰值電流和電壓，進而顯著減少或完全消除大多數應用中的過衝電壓 (output overshoot)。
2. 達到最大工作週期 (DC_{MAX}) 的 78% 時，允許使用更小的輸入儲存電容器，可降低輸入電壓要求及/或提高功率容量。
3. 多重模式操作可最佳化並提升整個負載範圍內的電源供應器效率，同時在多重輸出電源供應器中維持良好的交叉調節。
4. 切換頻率達 132 kHz 時，可減小變壓器尺寸，且對 EMI 沒有明顯的影響。
5. 在高負載條件下，頻率抖動可減少全頻模式下的 EMI。



PI-5665-110609

圖 6. 控制接腳特性 (多重模式操作)。

6. 磁滯過溫關機可確保能夠提供過熱故障保護。
7. 省去了接腳和引線成型的封裝能提供較大的汲極安規距離。
8. 降低自動重新啟動工作週期和頻率，可增強開迴路故障、短路或無法調節期間對電源供應器和負載的保護能力。
9. I_{UV} 功率係數、限電流降低、PWM 增益和過熱關機臨界值的公差更嚴格。

電壓監測器 (V) 接腳通常用於線路感測，具體方式為透過從此接腳將 4 MΩ 電阻器連接至經過整流的 DC 高壓匯流排，來實作線電壓過壓 (OV)、欠壓 (UV)，以及已降低 DC_{MAX} 的雙斜率型前饋線電壓。在此模式下，電阻器的值決定 OV/UV 臨界值，且 DC_{MAX} 以雙斜率呈線性降低，進而改善線電壓漣波拒斥。此外，還提供另一個臨界值來實作鎖定和磁滯輸出過壓保護 (OVP)。在使用 I_{UV} 臨界值的情況下，可利用該接腳執行遠端開/關。

外部限電流 (X) 接腳的作用是，透過電阻器將此接腳連接至源極，從外部將限電流降低至接近工作峰值電流的值。該接腳還可用作遠端開/關輸入端子。

連接至源極接腳時，頻率 (F) 接腳會將全頻 PWM 模式下的切換頻率設定為 132 kHz 的預設值。若將此接腳改為連接至控制接腳，則可選擇 66 kHz 的半頻選項。建議不要將此接腳保持開路。

控制 (C) 接腳運作

控制接腳是低阻抗節點，能接收組合的供應與回授電流。在正常運作期間，分流調整器用於將回授訊號與供應電流分離開來。控制接腳電壓 V_C 是控制電路 (包括 MOSFET 閘極驅動器) 的供應電壓。需要在控制與源極接腳之間就近連接一個外部 BYPASS 電容器，以提供瞬間閘極驅動電流。連接至此接腳的總電容量也會設定自動重新啟動計時以及控制迴路補償。在啟動期間向汲極接腳施加經過整流的 DC 高壓時，MOSFET 一開始就會關閉，且控制接腳電容器會透過汲極與控制接腳之間內部連接的高壓切換式電流源進行充電。當控制接腳電壓 V_C 達到約 5.8 V 時，將啟動控制電路，緩啟動開始執行。緩啟動電路會在約 17 ms 內，逐漸增大汲極峰值電流和切換頻率，將汲極峰值電流從低的起始值增大為全頻條件下的最大汲極峰值電流。如果在緩啟動結束前，沒有任何外部回授/供應電流饋送至控制接腳，則會關閉高壓電流源，控制接腳將開始放電，以回應控制電路所汲取的供應電流。如果電源供應器設計得當，且未發生故障狀況 (例如開迴路或短路輸出)，則在控制接腳電壓有機會放電至約 4.8 V 的較低臨界電壓 (內部供應器欠壓鎖閉臨界值) 之前，回授迴路將會閉合，為外部控制接腳提供電流。當外部饋送電流將控制接腳充電至 5.8 V 的分流調整器電壓時，超出晶片消耗量的電流將透過 NMOS 電流鏡分流至源極 (如圖 3 所示)。NMOS 電流鏡的輸出電流可控制功率 MOSFET 的工作週期，以提供閉合迴路調節。分流調整器具有有限的低輸出阻抗 Z_C ，當用於一次側回授結構時，可設定誤差放大器的增益。控制接腳的動態阻抗 Z_C 與外部控制接腳電容共同設定控制迴路的主極點。

當故障狀況 (例如開迴路或短路輸出) 使得外部電流無法流入控制接腳時，控制接腳上的電容器會放電至 4.8 V。在 4.8 V 條件下，會啟動自動重新啟動，此時會關閉輸出 MOSFET，並將控制電路置於低電流待機模式。高壓電流源開啟，並再次為外部電容充電。磁滯內部供應器欠壓比較器會藉由開啟和關閉高壓電流源，將 V_C 保持在某個範圍 (通常為 4.8 V 至 5.8 V) 之內，如圖 8 所示。自動重新啟動電路具有十六等分計數器，可防止輸出 MOSFET 再次開啟，直到完成十六次放電/充電循環為止。

達成此目的的方式是，僅在十六等分計數器達到全計數 (S15) 時，才啟用輸出 MOSFET。計數器藉由降低自動重新啟動工作週期 (通常降低至 2%)，可有效限制 TOP264-271 的功率消耗。自動重新啟動模式會保持，直到透過回授迴路閉合來重新實現輸出電壓調節為止。

振盪器與切換頻率

內部振盪器會在兩個電壓等級之間，對內部電容進行線性充電和放電，以便為脈衝寬度調變器的時序建立三角形的波形。此振盪器會在每個週期開始時，設定脈衝寬度調變器限電流鎖定。

為了儘量減小變壓器的尺寸，同時保持基礎 EMI 頻率低於 150 kHz，於是選用了 132 kHz 的標準全切換頻率。頻率接腳與控制接腳短接時，會將全切換頻率降至 66 kHz (半頻)，這在某些情況中 (例如對雜訊敏感的視訊應用或高效率待機模式) 可能更為適用。對於其他情況，應將頻率接腳連接至源極接腳，以使用預設的 132 kHz 頻率。

為了進一步降低 EMI 等級，會對全頻 PWM 模式下的切換頻率進行頻率抖動 (頻率調變)，即以 250 Hz (典型值) 的頻率對切換頻率進行約 2.5 kHz (如果以 66 kHz 運作) 或 5 kHz (如果以 132 kHz 運作) 的調節，如圖 7 所示。隨著系統進入具有固定峰值汲極電流的變頻模式，會逐漸關閉頻率抖動。

脈衝寬度調變器

脈衝寬度調變器透過使用與流入控制接腳的電流 (超出晶片內部供應電流) 成反比的工作週期來驅動輸出 MOSFET，藉此執行多模式控制 (請參見圖 6)。RC 網路 (典型轉角頻率為 7 kHz) 會濾除過剩電流形式的回授錯誤訊號，以降低晶片供應電流中由 MOSFET 閘極驅動器所產生之切換雜訊的影響。

為了最佳化電源供應器的效率，實作了四種不同的控制模式。在最大負載的情況下，調變器會在全頻 PWM 模式下運作；隨著負載降低，調變器會自動先轉換至變頻 PWM 模式，再轉換至低頻 PWM 模式。在輕負載的情況下，控制作業會從 PWM 控制切換至多週期調變控制，而調變器會在多週期調變模式下運作。雖然不同模式以不同運作方式來使模式之間的轉換平順，但是所有三種 PWM 模式下，都會保持工作週期和週剩控制接腳電流 (如圖 6 所示) 之間的簡單關係。請參閱以下各個部分，以瞭解各模式的運作與模式之間轉換的詳細資訊。

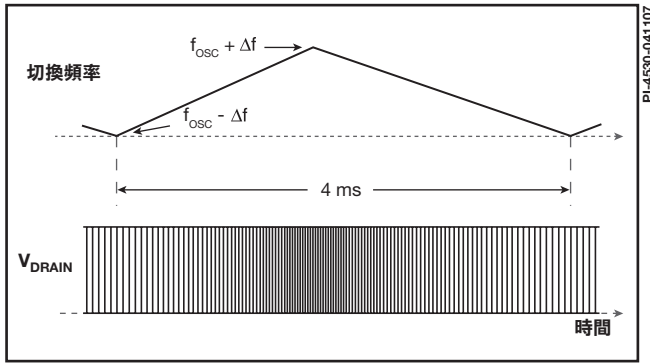


圖 7. 切換頻率抖動 (理想的 V_{DRAIN} 波形)。

全頻 PWM 模式：PWM 調變器會在控制接腳電流 (I_C) 達到 I_B 時進入全頻 PWM 模式。在此模式下，平均切換頻率恆定地保持在 f_{OSC} (透過接腳可選取 132 kHz 或 66 kHz)。當 I_C 增加至超過 I_B 時，工作週期會透過縮短導通時間而自 DC_{MAX} 降低。此運作與其他所有 TOPSwitch 系列的 PWM 控制完全相同。

TOP264-271 僅在以下情況中才會在此模式下運作：逐週期峰值汲極電流保持高於 $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT}(set)$ ，其中， $k_{PS(UPPER)}$ 是 55% (典型值)， $I_{LIMIT}(set)$ 是透過外部限電流 (X) 接腳於外部設定的限電流。

可變頻 PWM 模式：當峰值汲極電流由於電源供應器負載減少而降低至 $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT}(set)$ 時，PWM 調變器會開始轉換為變頻 PWM 模式，並逐漸關閉頻率抖動。在此模式下，峰值汲極電流恆定地保持在 $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT}(set)$ ，而切換頻率從最初的全頻率 f_{OSC} (132 kHz 或 66 kHz) 降至最小頻率 $f_{MCM(MIN)}$ (典型值為 30 kHz)。延長關閉時間可縮短工作週期。

低頻 PWM 模式：當切換頻率達到 $f_{MCM(MIN)}$ (典型值為 30 kHz) 時，PWM 調變器會開始轉換為低頻模式。在此模式下，切換頻率恆定地保持在 $f_{MCM(MIN)}$ ，且工作週期透過縮短導通時間而降低 (類似於全頻 PWM 模式)。峰值汲極電流從初始值 $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT}(set)$ 降至最小值 $k_{PS(LOWER)} \times I_{LIMIT}(set)$ ，其中， $k_{PS(LOWER)}$ 為 25% (典型值)， $I_{LIMIT}(set)$ 是透過 X 接腳於外部設定的限電流。

多週期調變模式：當峰值汲極電流降至 $k_{PS(LOWER)} \times I_{LIMIT}(set)$ 時，調變器會轉換為多週期調變模式。在此模式下，每次開啟時，調變器都會以 $f_{MCM(MIN)}$ 的切換頻率 (30 kHz 時為 4 或 5 個連續脈衝)、 $k_{PS(LOWER)} \times I_{LIMIT}(set)$ 的峰值汲極電流啟用輸出切換，持續時間達 $T_{MCM(MIN)}$ ，然後保持關閉，直到控制接腳電流降至 $I_{C(OFF)}$ 以下為止。此運作模式不僅會將峰值汲極電流維持在較低狀態，還可以最大限度地減少 6 kHz 與 30 kHz 之間的諧波頻率。藉此方式避免變壓器諧振頻率，可以極大地抑制所有潛在的變壓器可聞雜訊。

最大工作週期

最大工作週期 DC_{MAX} 的預設最大值設定為 78% (典型值)。但是，若透過具有適當值 (典型值為 4 MΩ) 的電阻器將電壓監測器連接至經過整流的 DC 高壓匯流排，可在輸入線電壓以雙增益斜率從 88 V 增至 380 V 時，使最大工作週期從 78% 降至 40% (典型值)。

誤差放大器

在一次側回授應用中，分流調整器也可執行誤差放大器的功能。分流調整器電壓準確地從溫度補償能隙參考取得。控制接腳動態阻抗 Z_C 會設定誤差放大器的增益。控制接腳會將外部電路訊號箝制在 V_C 電壓等級。超出供應電流的控制接腳電流由分流調整器分流，並成為脈衝寬度調變器的回授電流 I_{FB} 。

晶片上的可從外部進行程式化的限電流

逐週期峰值汲極限電流電路將輸出 MOSFET 開啟電阻用作感測電阻。限電流比較器會將輸出 MOSFET 開啟狀態下的汲源極間電壓 $V_{DS(ON)}$ 與臨界電壓進行比較。汲極大電流會導致 $V_{DS(ON)}$ 超出臨界電壓，並使輸出 MOSFET 關閉，直到啟動下一個時鐘週期為止。限電流比較器臨界電壓已經過溫度補償，以儘量降低因輸出 MOSFET 之 $R_{DS(ON)}$ 的溫度相關變化而產生的限電流差異。TOP264-271 的預設限電流是內部預先設定的。但是，若在外限電流 (X) 接腳與源極接腳之間連接電阻器，則可在外部將限電流設定為介於預設限電流的 30% 和 100% 之間的更低等級。透過設定較低的限電流，可以使用較功率所需的必要裝置更大的 TOP264-271，以利用更低的 $R_{DS(ON)}$ 來滿足效率更高/散熱更少的需求。若於外限電流 (X) 接腳與經過整流的 DC 高壓匯流排之間再連接一個電阻器，則限電流會隨線電壓的升高而降低，從而可以針對線電壓變化而執行真正的功率限制操作。使用 RCD 箝位電路時，此功率限制技術可降低高線電壓時的最大箝位電壓。這就可以進行更高反射電壓的設計，以及降低箝位電路的消耗。

開啟輸出 MOSFET 後，上升邊緣遮蔽電路會在短期內禁止使用限電流比較器。上升邊緣遮蔽時間已設為適當的值，以便在電源供應器設計得當的情況下，因一次側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。上升邊緣遮蔽時間結束後的短期內，限電流會降低。這是由於 MOSFET 的動態特性所致。在啟動期間和出現故障的情況下，控制器會降低切換頻率，以防止汲極電流過大。

線電壓欠壓偵測 (UV)

在開啟電源時，UV 會使 TOP264-271 保持關閉，直到輸入線電壓達到欠壓臨界值。在關閉電源時，UV 可阻止系統在輸出無法調節後嘗試自動重新啟動。這可消除諸如待機電源供應器等應用中，大輸入儲存電容器的慢速放電所導致的電源關閉擾動。

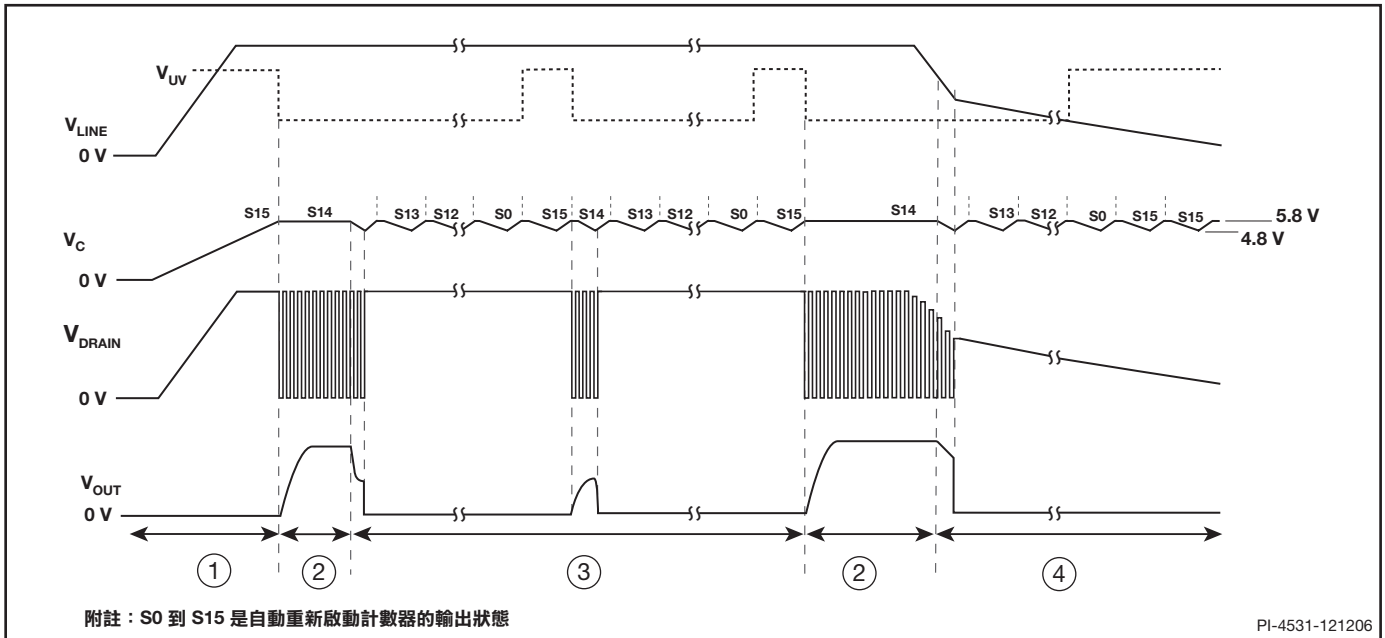


圖 8. (1) 開啟電源 (2) 正常運作 (3) 自動重新啟動 (4) 關閉電源的典型波形。

電壓監測器接腳與經過整流的 DC 高電壓匯流排之間連接的單一電阻器，會設定開啟電源時的 UV 臨界值。一旦電源供應器成功開啟，UV 臨界值就會降至初始 UV 臨界值的 44%，以允許使用更大的輸入電壓工作範圍 (UV 低臨界值)。如果在運作期間達到 UV 低臨界值，且電源供應器並非無法調節，則裝置將會關閉，並保持關閉狀態，直到再次達到 UV (高臨界值)。如果在達到 UV 低臨界值之前，電源供應器無法調節，則裝置會自動重新啟動。每個自動重新啟動週期 (S15) 結束時，都會啟用 UV 比較器。如果未超過 UV 高臨界值，MOSFET 將會在下一個週期停用 (請參閱圖 8)。可以停用 UV 功能，而不依賴於 OV 功能。

線電壓過壓關機 (OV)

用於 UV 的同一個電阻器也可以設定過壓臨界值，一旦超過此值，就會立即強制 TOP264-271 停止切換 (在完成目前的切換週期之後)。如果此情況持續至少 100 μ s，則會強制 TOP264-271 輸出進入關閉狀態。當線電壓恢復正常 (OV 臨界值會有少量磁滯以防止雜訊觸發) 時，狀態機會設定為 S13，並強制 TOP264-271 先完成整個自動重新啟動順序，然後嘗試再次切換。OV 與 UV 臨界值之比預設為 4.5 (如圖 9 所示)。當功率 MOSFET 關閉時，因為汲極沒有反射電壓和漏感突波，所以經過整流的 DC 高電壓承受突波的能力會上升至功率 MOSFET 的電壓額定值 (725 V)。可以停用 OV 功能，而不依賴於 UV 功能。為了降低 TOP264-271 設計的無負載輸入功率，V 接腳會以極小的電流運

作。這要求在設計 PCB 時審慎佈局，以避免雜訊耦合。連接至 V 接腳的 Trace 和元件不可與承載切換電流的任何 Trace 相鄰，包括汲極、箝位電路網路、偏壓繞組迴線或來自其他轉換器的功率 Trace。如果使用了線路感測功能，則必須將感測電阻置於 V 接腳的 10 mm 距離內，才能使 V 接腳節點面積最小。DC 匯流排則應連接至線路感測電阻器。請注意，不可將外部電容連接至 V 接腳，因為這可能會導致 V 接腳相關的功能出現異常。

磁滯或鎖定輸出過壓保護 (OVP)

磁滯或鎖定輸出過壓保護 (OVP) 的偵測，是透過觸發線電壓過壓臨界值而達成的。V 接腳電壓將降低 0.5 V，控制器會在此電壓下降後立即測量外部連接的阻抗。如果 I_V 超過 $I_{OV(LS)}$ (典型值為 336 μ A) 長達 100 μ s 以上，TOP264-271 將鎖定為永久關閉狀態，以執行鎖定 OVP。僅當 I_V 超過 $I_{X(TH)} = -27 \mu$ A (典型值)，或 V_C 低於電源開啟重設臨界值 ($V_{C(RESET)}$) 後再回到正常值時，才可重設此值。如果 I_V 未超過 $I_{OV(LS)}$ ，或超過的時長不足 100 μ s，則 TOP264-271 會啟動線電壓過壓和磁滯 OVP。其行為與前一部分詳述的線電壓過壓關機 (OV) 完全相同。出現由於失去回授而導致的故障時，輸出電壓會快速升至標準電壓以上。輸出電壓的上升也會導致偏壓繞組輸出的電壓升高。如果偏壓繞組輸出的電壓超出積納二極體 (從偏壓繞組輸出端連接至 V 接腳) 的電壓額定值與 V 接腳電壓的總和，則會導致超出 I_V 的電流流入 V 接腳，進而觸發 OVP 功能。

如果在發生開迴路時，電源供應器在重負載或低輸入線電壓條件下運作，則輸出電壓可能不會顯著升高。在這些狀況下，除非負載或線電壓情況有所改變，否則不會執行關機鎖定。但是，當線電壓或負載情況發生變化時，該操作會透過阻止輸出電壓顯著升高，來提供所需的保護。在典型應用中，使用 TOP264-271 的一次側 OVP 保護將在開迴路狀況下，可防止標準 12 V 輸出電壓升高到約 20 V 以上。如果需要更高的精準度，建議使用二次側感測 OVP 電路。

降低 DC_{MAX} 時的前饋線電壓

用於 UV 和 OV 的同一電阻器也可實施線電壓前饋，從而使輸出線電壓漣波降至最小，並降低電源供應器輸出對線路暫態的敏感度。請注意，對於相同的控制接腳電流，線電壓較高會導致運作的工作週期較小。作為新增功能，最大工作週期 DC_{MAX} 也會從電壓略低於 UV 臨界值時的 78% (典型值) 降至 OV 臨界值時的 36% (典型值)。在高線電壓下選擇使用 36% 的 DC_{MAX} ，可確保 TOP264-271 的功率容量在正常運作下不會受到此功能的限制。TOP264-271 採用以下兩種降低斜率，從而更適用於理想的前饋：-1%/ μA 用於所有低於 195 V (針對 4 M Ω 線電壓阻抗的典型值) 的匯流排電壓；-0.25%/ μA 用於所有大於 195 V 的匯流排電壓。

遠端開/關

可藉由控制進入電壓監測器接腳的電流，或流出外部限電流接腳的電流，來開啟或關閉 TOP264-271。此外，電壓監測器接腳在其輸入端連接了一個 1 V 臨界值比較器。此電壓臨界值還可用於執行遠端開/關控制。

當電壓監測器接腳或外部限電流接腳收到訊號，以透過任何接腳功能 (例如 OV、UV 和遠端開/關) 停用輸出時，TOP264-271 總是會先完成其電流切換週期，然後再強制關閉輸出。

如上所述，遠端開/關功能也可用作待機或功率切換開關來關閉 TOP264-271，並使其保持在極低功耗狀態達無限長的時間。如果 TOP264-271 處於遠端關閉狀態的時間足夠長，讓控制接腳可以放電至內部供應器欠壓臨界值 4.8 V (若控制接腳電容為 47 μF ，則時間約為 32 ms)，則控制接腳會進入磁滯調節模式。在此模式下，控制接腳會在 4.8 V 與 5.8 V 之間完成交替充電和放電週期 (請參閱上文的控制接腳運作部分)，並完全關閉高壓 DC 輸入，但仍有極低功耗 (在 230 VAC 條件下且 X 接腳保持開路時，典型值小於 100 mW)。進入此模式後，如果從遠端開啟 TOP264-271，則在下次控制接腳達到 5.8 V 時，會以緩啟動開始正常啟動序列。在最差的情況下，從遠端開啟到啟動之間的

電壓監測器與外部限電流接腳表格*

圖編號	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
三端運作	✓											
線電壓欠壓 (UV)		✓	✓	✓						✓	✓	
線電壓過壓 (OV)		✓	✓		✓					✓	✓	
前饋線電壓 (DC_{MAX})		✓	✓							✓	✓	
輸出過壓保護 (OVP)			✓									
過載功率限制 (OPP)							✓					
外部限電流						✓	✓		✓	✓	✓	✓
遠端開/關								✓	✓	✓		
裝置重設								✓	✓	✓		
快速 AC 重設												✓
AC 欠壓輸入												✓

*此表格僅列出了眾多可能的電壓監測器與外部限電流接腳配置中的一部分。

表 2. 電壓監測器 (V) 接腳與外部限電流 (X) 接腳配置選項。

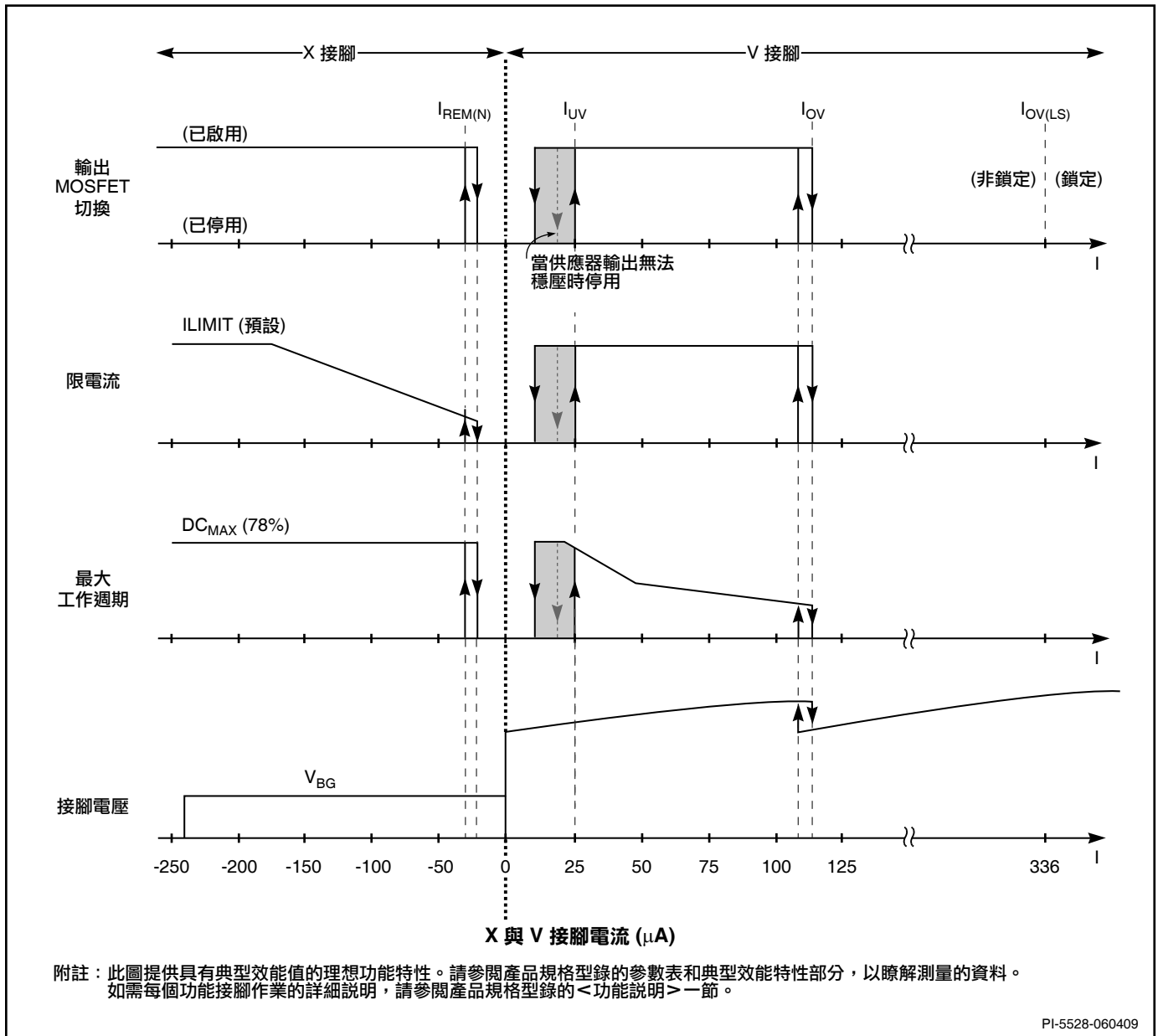


圖 9. 電壓監測器與外部限電流接腳特性。

延遲時間可能等於控制接腳的完整放電/充電週期時間，若控制接腳電容器為 47 μF，則該時間約為 125 ms。使用這種功耗更低的遠端關閉模式，就不必使用昂貴且不可靠的嵌入機械切換開關。此外，它還允許使用微處理器控制的開啟和關閉順序，在某些應用（例如噴墨和雷射印表機）中可能需要此類順序。

緩啟動

17 ms 緩啟動先透過低頻 PWM 模式和變頻模式進行運作，然後再進入全頻模式，藉此將峰值汲極電流和切換頻率從最小值線性升高至最大值。除了啟動之外，還會在自動重新啟動期間每次嘗試重新啟動時，以及由於遠端關閉或過熱關機狀況而對控制接腳電壓 (V_c) 進行磁滯調節後重新啟動時啟用緩啟動。緩啟動可以有效地最大限度緩和輸出 MOSFET、箝位電路及輸出整流器在啟動時的電流和電壓的壓力。此功能也有助於在啟動時將過衝電壓 (output overshoot) 降至最低，並防止變壓器達到飽和。

關機/自動重新啟動 (以進行 OCP、SCP、OPP)

為了在過電流 (OC)、短路 (SC) 或過載功率 (OP) 等故障狀況下，將 TOP264-271 功率消耗降至最低，關機/自動重新啟動電路會在無法調節的情況下，以自動重新啟動工作週期 (典型值為 2%) 開啟和關閉電源供應器。無法調節會中斷流入控制接腳的外部電流。如控制接腳運作部分中所述， V_C 調節會從分流模式變更為磁滯自動重新啟動模式。當故障狀況消除時，電源供應器輸出將變為調節狀態， V_C 調節恢復分流模式，且電源供應器繼續正常運作。

磁滯過溫保護 (OTP)

精準類比電路提供過溫保護，當接面溫度超過過熱關機溫度 (典型值為 142°C) 時，會關閉輸出 MOSFET。當接面溫度降至較低的磁滯溫度之下時，會恢復正常運作，從而實現自動恢復。提供了 75°C (典型值) 的高磁滯溫度，用於防止 PC 板因持續故障而過熱。在磁滯模式下將對 V_C 進行調節，並且在過熱關機時，控制接腳上將呈現 4.8 V 至 5.8 V (典型值) 的三角波形。

能隙參考

所有的 TOP264-271 內部臨界電壓都是從溫度補償能隙參考取得。此電壓參考用於產生所有其他內部電流參考，對後者進行了調節，以準確設定切換頻率、MOSFET 閘極驅動電流、限電流以及線電壓 OV/UV/OVP 臨界值。TOP264-271 具有經過改進的電路，可使上述所有關鍵參數保持在極嚴格的絕對公差和溫度公差範圍內。

高壓偏壓電流源

此高電壓電流源會從汲極接腳加偏壓於 TOP264-271，並在啟動或磁滯運作期間，對控制接腳外部電容進行充電。在自動重新啟動、遠端關閉與過溫關機期間，都會進行磁滯運作。在此模式下運作時，電流源會以大約 35% 的有效工作週期進行開啟和關閉操作。此工作週期由控制接腳充電 (I_C) 與放電電流 (I_{CD1} 和 I_{CD2}) 的比率確定。當輸出 MOSFET 正在切換時，此電流源會在正常運作期間關閉。在汲極接腳的電壓波形上可以看到，電流源切換的後果是產生小的擾動，這是正常現象。

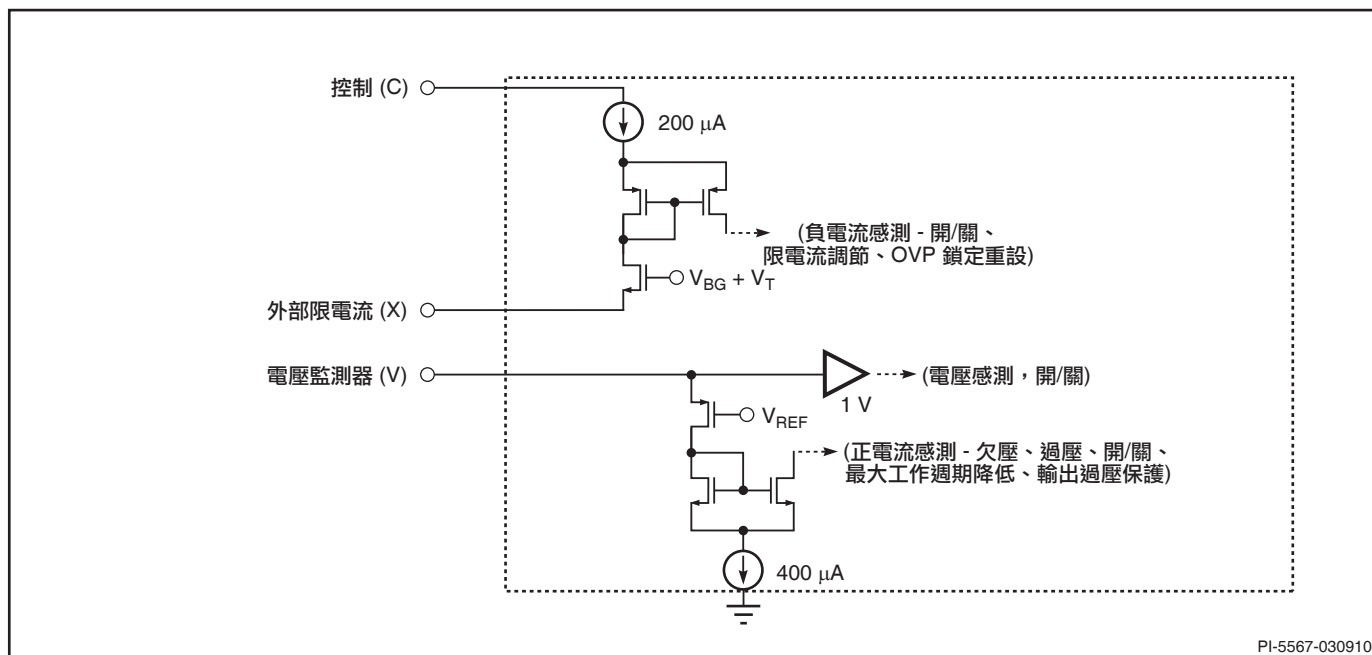


圖 10. 電壓監測器 (V) 與外部限電流 (X) 接腳輸入簡化電路圖。

頻率 (F) 接腳的典型使用

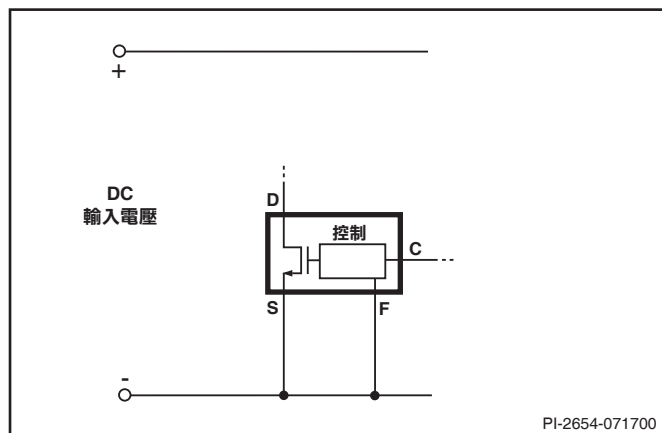


圖 11. 全頻運作 (132 kHz)。

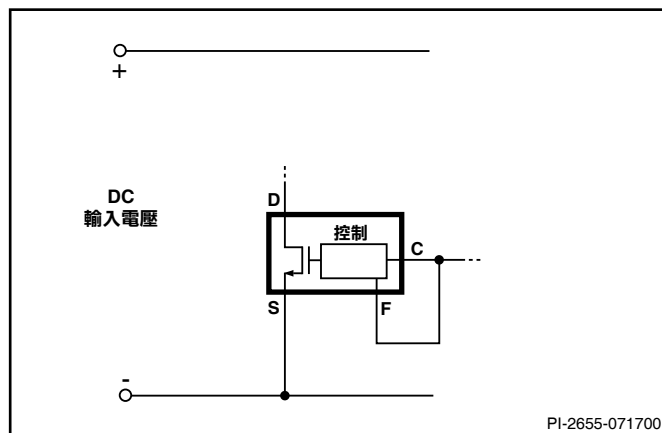
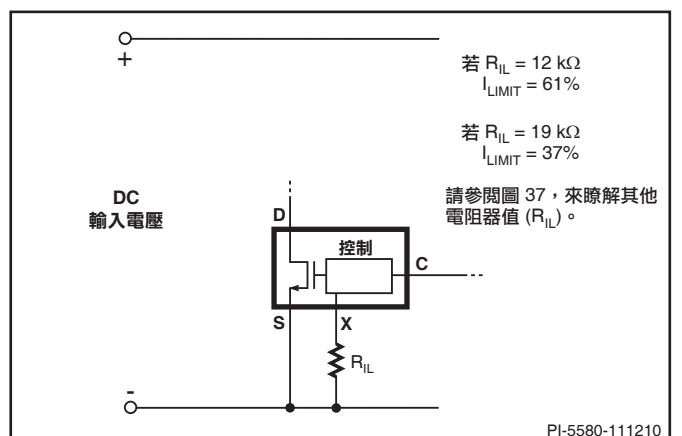
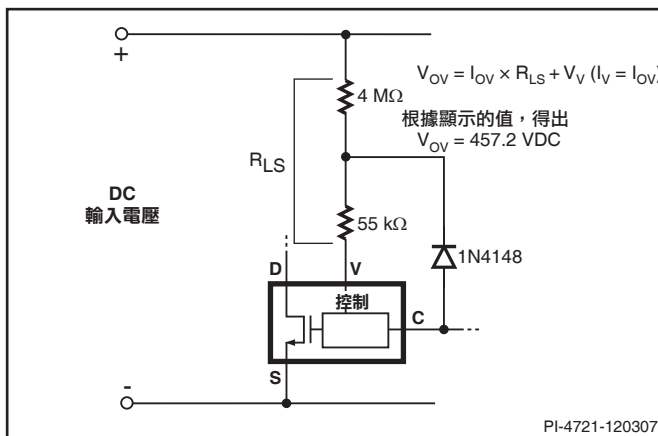
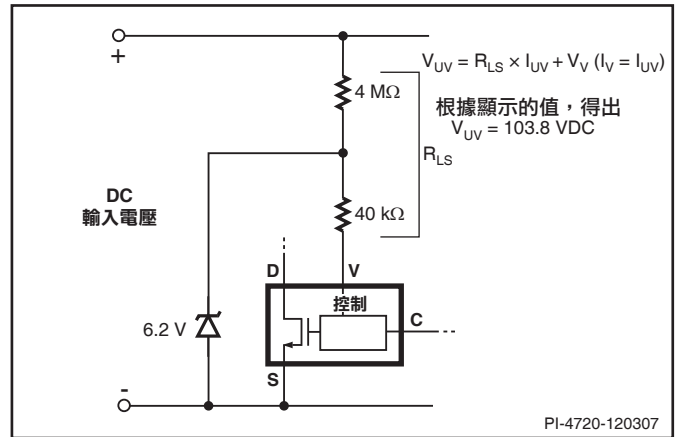
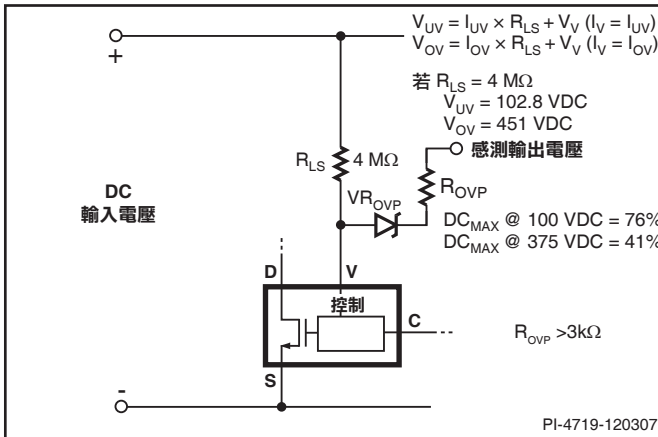
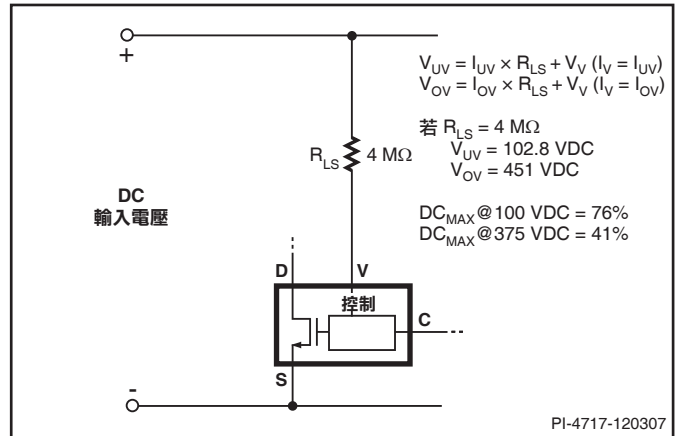
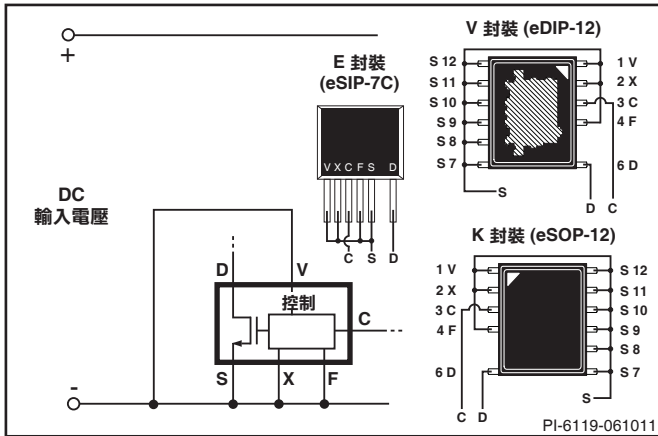


圖 12. 半頻運作 (66 kHz)。

電壓監測器 (V) 與外部限電流 (X) 接腳的典型使用



電壓監測器 (V) 與外部限電流 (X) 接腳的典型使用 (續)

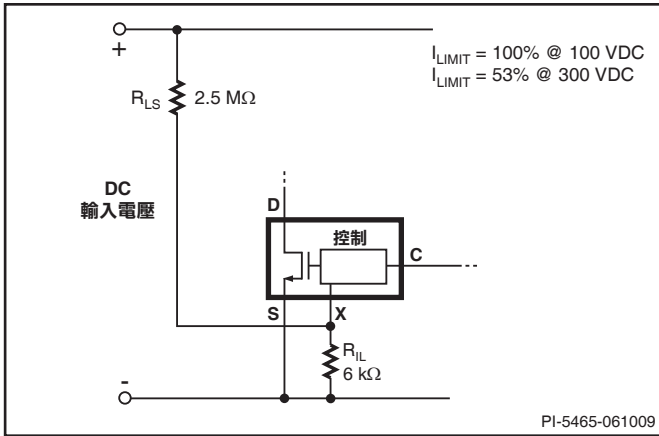


圖 19. 限電流隨線電壓升高而降低。

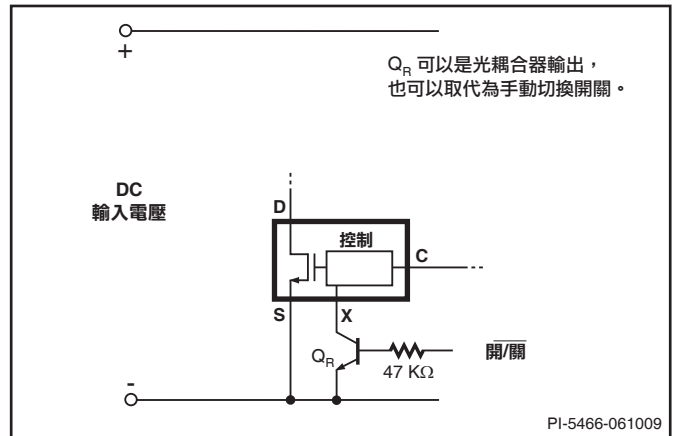


圖 20. 主動開啟 (自動防止故障危害) 遠端開/關，以及鎖定重設。

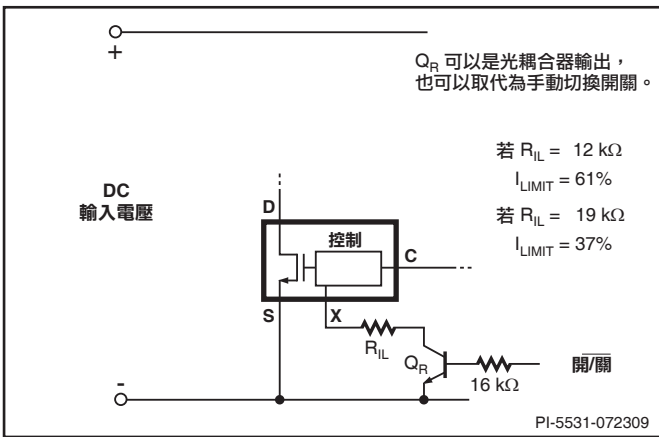


圖 21. 具有外部設定限電流的主動開啟遠端開/關，以及鎖定重設。

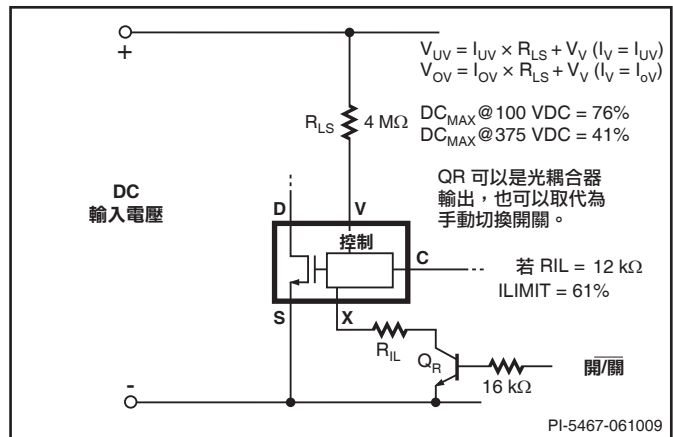


圖 22. 具有線路感測和外部限電流的主動開啟遠端開/關，以及鎖定重設。

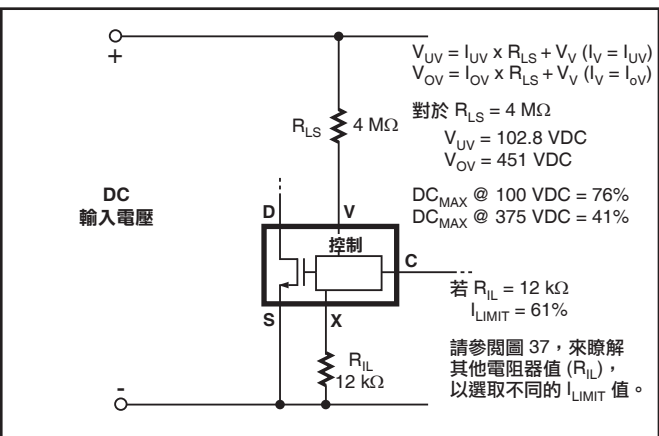


圖 23. 線路感測和外部設定的限電流。

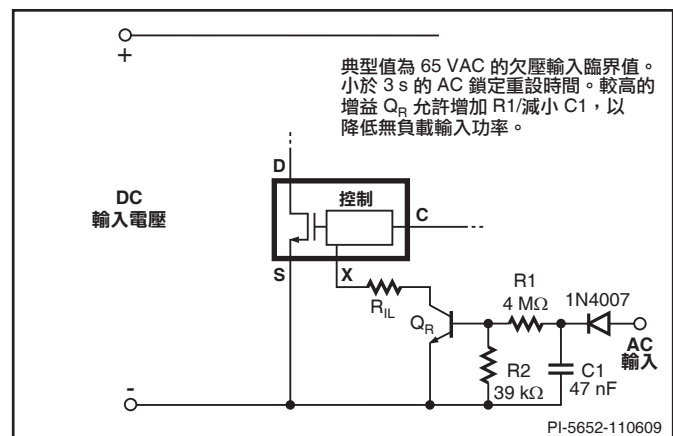


圖 24. 外部設定的限電流、快速 AC 重設鎖定和欠壓輸入。

應用範例

低無負載功耗、高效率、65 W、通用電壓輸入轉換器電源供應器

圖 25 所示的電路展示了採用 90 VAC 至 265 VAC 輸入、19 V、3.42 A 輸出的電源供應器，專門為在密閉型轉換器外殼類型中運作而設計。該設計的目標是實現最高滿載效率、最高平均效率 (25%、50%、75% 和 100% 負載點的平均效率) 以及極低的無負載功耗。其他要求包括鎖定輸出過壓關機，以及符合安全機構限功率電源 (LPS) 限制。電路圖展示的表格概述了測得的效率和無負載效能，這些資料可輕鬆超越目前的能源效率要求。

為了達成這些設計目標，執行了以下重要的設計決策。

PI 零件選擇

- 選用了比功率傳輸所需尺寸更大的單一裝置，以提高效率

TOPSwitch-JX 的限電流程式化功能允許選用比功率傳輸所需尺寸更大的裝置。這樣可透過降低 MOSFET 導通損失 ($I_{RMS}^2 \times R_{DS(ON)}$) 來提高滿載、低線電壓效率，同時保持過載功率、變壓器及其他元件尺寸不變，如同使用了較小的裝置一樣。

對於此設計，選用了比功率傳輸所需尺寸更大的單一裝置 (如功率表所推薦)。這樣通常可以達到更高的效率。進一步加大裝置尺寸通常會導致效率不變或更低，這是因為與較大 MOSFET 相關的切換損失會增加。

線路感測電阻器值

- 線路感測電阻從 4 MΩ 增加至 10.2 MΩ，以將無負載輸入功率消耗減少 16 mW

線路感測由電阻器 R3 和 R4 提供，可設定線電壓欠壓和過壓臨界值。這些電阻器的總值從標準的 4 MΩ 提高至 10.2 MΩ。如此可減少電阻器的消耗，進而將無負載輸入功率從約 26 mW 降至約 10 mW。為了補償 UV (開啟) 臨界值中產生的變化，在控制與電壓監測器接腳之間新增了電阻器 R20。這樣就增加了大約 16 μA 的 DC 電流流入電壓監測器接腳，只需透過 R3 和 R4 提供 9 μA 即可達到 25 μA 的電壓監測器接腳 UV (開啟) 臨界值電流，並將 UV 臨界值設定為 95 VDC。

此技術可在產生的 OV 臨界值從約 450 VDC 升至約 980 VDC 時，有效停用線電壓 OV 功能。然而，對此設計沒有任何影響，因為輸入電容 (C2) 的值足以讓設計承受住超過 2 kV 的線電壓差動電壓突波，而不會讓峰值汲極電壓達到 U1 的 BV_{DSS} 額定值。

TOPSwitch-JX 應用說明 (AN-47) 中提供了 R20 值的具體準則及詳細計算方法。

箱位電路配置 – RZCD 與 RCD

- 選用了 RZCD (積納二極體洩漏) 而非 RCD 箱位電路，可提高輕負載效率並降低無負載功耗

箱位網路由 VR2、C4、R5、R6、R11、R28、R29 和 D2 構成。它可將漏電感引起的峰值汲極電壓突波降至內部

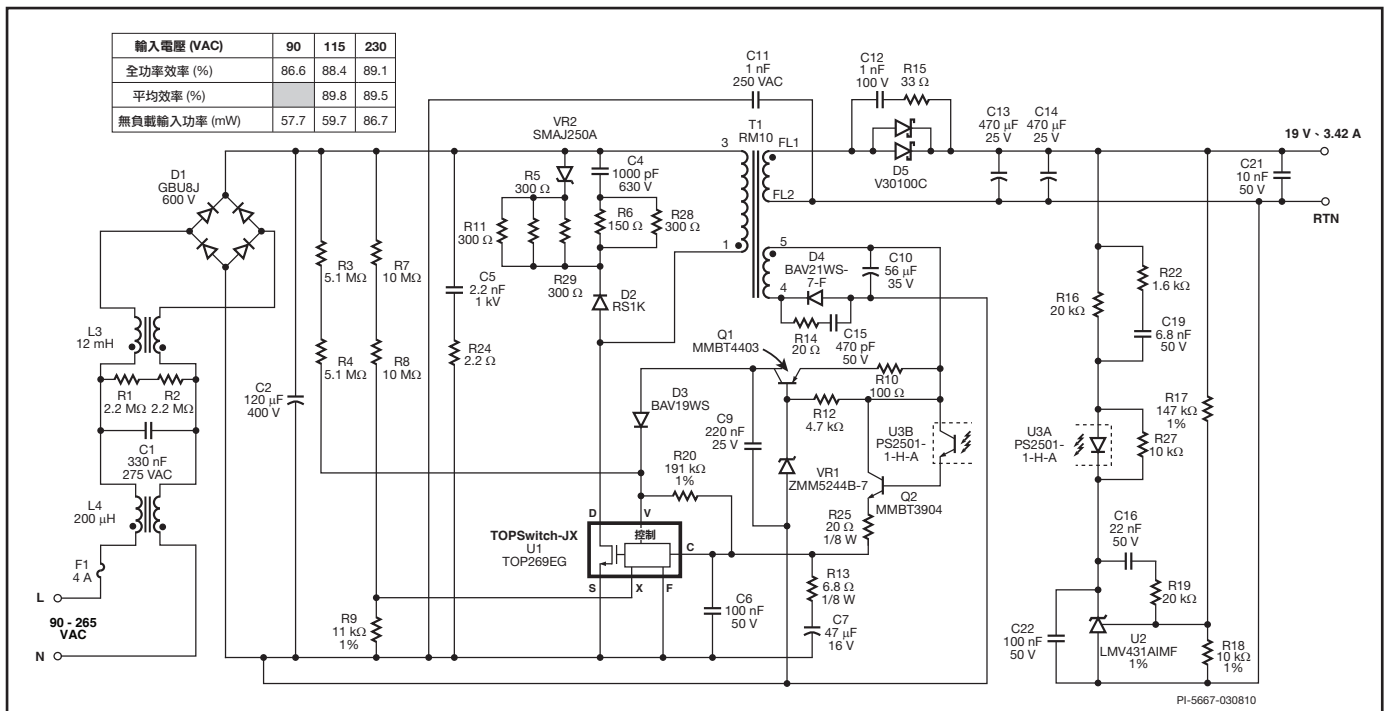


圖 25. 低無負載功耗、高效率、19 V、65 W、通用電壓輸入返馳式供應器的電路圖。

TOPSwitch-JX MOSFET 的 V_{DSS} 額定值以下。選用這種安排 (而非標準 RCD 箝位電路)，可提高輕負載效率和無負載輸入功率。

在標準 RCD 箝位電路中，會由並聯電阻器對 C4 進行放電，而不是由電阻器和串聯積納二極體放電。在 RCD 箝位電路中，選取的電阻器值可限制滿載和過載狀況下的峰值汲極電壓。不過，在輕載或無負載狀況下，由於漏電感能量和切換頻率較低，因此這個電阻器值會導致電容器電壓大量放電。由於在每個切換週期中，必須將電容器再次充電至輸出反射電壓之上，因此較低的電容電壓意味著浪費能量。導致的後果是讓箝位電路的消耗成為很大的負擔，就像其連接至電源供應器的輸出端一樣。

RZCD 排列方式解決了這一問題，它可防止電容器上的電壓放電至最小值 (由 VR2 的電壓額定值定義) 以下，進而將輕載和無負載狀況下的箝位電路消耗降至最低。

電阻器 R6 和 R28 提供高頻振盪阻尼，以降低 EMI。由於與 VR2 串聯的電阻限制了峰值電流，可使用標準功率積納二極體來降低成本，而不是 TVS 類型 (雖然由於 SMD 版本可供使用而選用了 TVS 類型)。選用了積納二極體 D2 來提供 800 V 的額定值 (典型額定值為 600 V)，因為其反向恢復時間較長，達 500 ns。這樣可在二極體反向恢復時間內恢復部分箝位能量，以提高效率。由於使用了 SMD 元件，因此以並聯方式使用多個電阻器來分擔功耗。

回授結構

- 與光耦合器電晶體一起構成達靈頓 (Darlington) 連接，以減少二次側回授電流，進而降低無負載輸入功率。
- 二次側使用低電壓、低電流電壓參考 IC，來減少二次側回授電流，進而降低無負載輸入功率。
- 無負載、高線電壓條件下的偏壓繞組電壓已調到約 9 V，以降低無負載輸入功率。

在高線電壓條件下，通常流入控制接腳的回授電流約為 3 mA。此電流源自偏壓繞組 (C10 上的電壓)，且直接來自輸出。這兩者都代表電源供應器輸出上的負載。

為了將無負載條件下的偏壓繞組功耗降至最低，偏壓繞組圈數和 C10 的值都經過調整，以便在 C10 上提供約 9 V 的最小電壓。這是保持光耦合器處於偏壓狀態所需的最小值。為了將二次側回授電路的功耗降至最低，新增了 Q2，以便與 U3B 一起構成達靈頓 (Darlington) 連接。這可將二次側回授電流減少至約 1 mA。增加的迴路增益 (由於電晶體的 h_{FE} 所致) 透過提高 R16 的值以及新增 R25 來補償。使用 1.24 V LMV431 來取代標準 2.5 V TL431 電壓參考，以將供應電流需求從 1 mA 降至 100 μ A。

輸出整流器選擇

- 為輸出整流器選用了具有較高電流額定值和低 V_f 的蕭特基整流器二極體。

為 D5 選用了雙 15 A、100 V 蕭特基整流器二極體，5 A 條件下的 V_f 為 0.455 V。此電流額定值高於必要值，以減少電阻和順向電壓損失，進而提高滿載和平均效率。可使用 100 V 蕭特基，因為變壓器一次側與二次側圈數比較高 ($V_{OR} = 110$ V)；而由於 TOPSwitch-JX 內部 MOSFET 的高壓額定值，得以實現高圈數比。

輸出過壓關機敏感度提高

- 新增了電晶體 Q1 和 VR1，以提高輸出過壓關機敏感度。

發生開迴路狀況時，輸出電壓會上升，偏壓繞組電壓因此也會上升。當此電壓超過 VR1 電壓加上 V_{BE} 壓降時，Q1 會開啟，且電流饋送至電壓監測器接腳。新增 Q1 可確保當供應器在低線電壓條件下運作時，即便輸出處於滿載狀態，流入電壓監測器接腳的電流也足以超過關機鎖定臨界值，因為在此條件下，輸出電壓過衝相對較小。

輸出過載功率限制透過 X 接腳的限電流程式化功能以及 R7、R8 和 R9 提供。電阻 R8 和 R9 可以降低裝置限電流 (透過增大線電壓)，以提供大體平順的過載功率特性，使其低於 100 VA 限制功率源 (LPS) 要求。為了在單一故障狀況 (例如 R8 開路) 下也能符合這一要求，過載期間發生的偏壓電壓上升也用於觸發關機鎖定。

極低無負載功耗、高效率、30 W、通用電壓輸入、開放式架構的電源供應器

下圖 26 所示的電路展示了採用 85 VAC 至 265 VAC 輸入、12 V、2.5 A 輸出的電源供應器。設計目標是實現最高滿載效率、平均效率 (25%、50%、75% 和 100% 負載點的平均效率) 和極低的無負載功耗。其他要求包括鎖定輸出過壓關機，以及符合安全機構限功率電源 (LPS) 限制。電路圖展示的表格概述了實際效率和無負載效能，這些結果可輕鬆超越現行的節能要求。

為了達成這些設計目標，執行了以下重要的設計決策。

PI 零件選擇

- 環境溫度為 40°C，使得單一裝置尺寸小於功率表所示的尺寸

為此設計選用的裝置是基於 85-265 VAC、開放式架構以及功率表 (表 1) 的 PCB 散熱欄。由於環境溫度規格為 40°C (而功率表中假設的溫度為 50°C)，且裝置散熱片採用最佳 PCB 面積和佈局，因此選用了較小的單一裝置尺寸 (TOP266V 與 TOP267V 對比)。之後的散熱和效率資料證實了這一選擇。在滿載、40°C、85 VAC、47 Hz (最差情況) 條件下的裝置最大溫度為 107°C，平均效率超過 83% 能源之星和 EuP 第 2 階段要求。

變壓器鐵芯選擇

- 132 kHz 切換頻率允許選用較小的鐵芯，以降低成本。

磁性鐵芯尺寸是切換頻率的函數。選擇了 132 kHz 的較高切換頻率，如此便可使用較小尺寸的鐵芯。較高的切換頻率不會因汲源極間電容 (C_{OSS}) 小於分離式 MOSFET 的汲源極間電容而對 TOPSwitch-JX 設計的效率產生負面影響。

線路感測電阻器值

- 線路感測電阻從 4 M Ω 增加至 10.2 M Ω ，以將無負載輸入功率消耗減少 16 mW。

線路感測由電阻器 R1 和 R2 提供，可設定線電壓欠壓和過壓臨界值。這些電阻器的總值從標準的 4 M Ω 提高至 10.2 M Ω 。如此可減少流入電壓監測器接腳的電流，進而將無負載輸入功率從約 26 mW 降至約 10 mW。為了補償 UV 臨界值中產生的變化，在控制與電壓監測器接腳之間新增了電阻器 R12。這樣就增加了大約等於 16 μ A 的 DC 電流流入電壓監測器接腳，只需透過 R1 和 R2 提供 9 μ A 即可達到 25 μ A 的電壓監測器接腳 UV 臨界值電流，並將 UV 臨界值設定為約 95 VDC。

此技術可在產生的 OV 臨界值從約 450 VDC 升至約 980 VDC 時，有效停用線電壓 OV 功能。然而，對此設計沒有任何影響，因為輸入電容 (C3) 的值足以讓設計承受住超過 1 kV 的線電壓差動電壓突波，而不會讓峰值汲極電壓達到 U1 的 BV_{DSS} 額定值。

TOPSwitch-JX 應用說明中提供了具體的準則以及 R12 值的詳細計算方法。

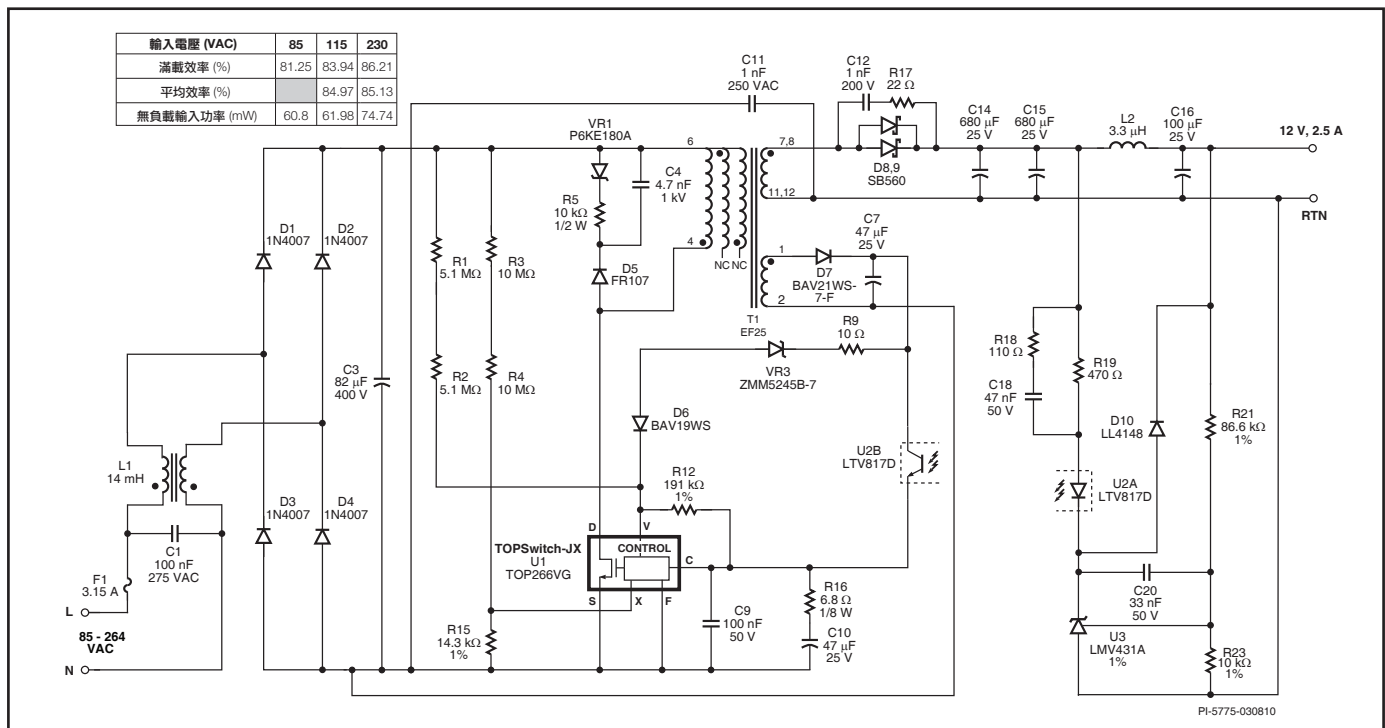


圖 26. 高效率、12 V、30 W、通用電壓輸入返馳式電源供應器 (極低無負載功耗) 的電路圖。

箝位電路配置 – RZCD 與 RCD

- 選用了 RZCD (積納二極體洩漏) 而非 RCD，以提高輕負載效率並減少無負載功耗。

箝位網路由 VR1、C4、R5 和 D5 構成。它可將漏電感引起的峰值汲極電壓突降降至內部 TOPSwitch-JX MOSFET 的 BV_{DSS} 額定值以下。選用這種安排 (而非標準 RCD 箝位電路)，可提高輕負載效率和無負載輸入功率。

在標準 RCD 箝位電路中，會由並聯電阻器對 C4 進行放電，而不是由電阻器和串聯積納二極體放電。在 RCD 箝位中，選取的電阻器值 R5 可限制滿載和過載條件下的峰值汲極電壓。不過，在輕載或無負載狀況下，由於漏電感能量和切換頻率較低，因此這個電阻器值會導致電容器電壓大量放電。由於在每個切換週期中，必須將電容器再次充電至輸出反射電壓之上，因此較低的電容電壓意味著浪費能量。導致的後果是讓箝位電路的消耗成為很大的負擔，就像其連接至電源供應器的輸出端一樣。

RZCD 排列方式透過防止電容器上的電壓放電至最小值 (由 VR1 的電壓額定值定義) 以下，進而將輕載和無負載狀況下的箝位消耗降至最低，從而解決了這一問題。積納二極體 VR1 顯示為可承受高峰值功耗的 TVS，但是由於流過元件的峰值電流很低，因此也可使用較低成本的標準積納二極體。

在許多設計中，可將小於 $50\ \Omega$ 的電阻器值與 C4 串聯使用，以減弱高頻振盪並改善 EMI，但是在此情況下並不需要。

回授結構

- 使用高 CTR 光耦合器來減少二次側偏壓電流並降低無負載輸入功率。
- 在二次側使用的低電壓、低電流電壓參考 IC，可以降低二次側回授電流與無負載輸入功率。
- 無負載、高線電壓條件下的偏壓繞組電壓已調到約 9 V，以降低無負載輸入功率。

在高線電壓條件下，通常流入控制接腳的回授電流約為 3 mA。此電流源自偏壓繞組 (C10 上的電壓)，且直接來自輸出。這兩者都代表電源供應器輸出上的負載。

為了將無負載狀況下的偏壓繞組消耗降至最低，偏壓繞組圈數和 C7 的值都進行了調整，以向 C7 提供約 9 V 的最小電壓。這是保持光耦合器處於偏壓狀態且輸出處於穩壓狀態所需的最小值。

為了儘量降低二次側回授電路的消耗，使用了高 CTR (CTR 為 300 – 600%) 光耦合器類型。這樣會將二次側光電電流從約 3 mA 減小為小於約 1 mA，進而降低了輸出端的有效負載。使用 1.24 V LMV431 來取代標準 2.5 V TL431 電壓參考，可將此元件的供應電流需求從 1 mA 降至 100 μ A。

輸出整流器選擇

- 使用了高 V_{OR} ，如此便可使用 60 V 蕭特基二極體來實現高效率並降低成本。

由於 TOPSwitch-JX 具有更高的 BV_{DSS} 額定值 725 V (典型功率 MOSFET 的額定值為 600 V 或 650 V)，因此可以使用更高的變壓器一次側與二次側圈數比 (輸出反射電壓或 V_{OR})。這樣就緩和了輸出二極體電壓的壓力，並且可以使用更廉價、效率更高的 60 V (而非 80 V 或 100 V) 蕭特基二極體。由於較低電壓二極體的順向壓降更低，使得效率得以提升。為了降低成本並提高效率，選用了兩個並聯的軸式 5 A、60 V 蕭特基整流器二極體。這樣就可以進行二極體的 PCB 散熱以降低成本，同時還可將效率維持在與散熱片上固定的一個高電流、TO-220 封裝二極體的效率相當的水準。對於此配置，建議每個二極體的電流額定值為輸出電流的兩倍，且這些二極體共用陰極 PCB 區域進行散熱，以便追蹤其溫度。實際上，透過監控每個二極體的溫度可以發現，二極體電流的分擔非常有效。

輸出電感器後置濾波器緩關閉

- 電感器 L2 可用於提供輸出緩關閉，且不必使用電容器。

為防止啟動期間出現過衝電壓 (output overshoot)，會使用 L2 上的電壓提供緩關閉功能。L2 上的電壓超過 U2A 的順向壓降時，D10 電流會流經光耦合器 LED 並提供回授給一次側。此排列方式可以限制輸出電壓升高的速度，直到其達到穩壓為止，並且不需要使用通常置於 U3 上提供相同功能的電容器。

主要應用考量

TOPSwitch-JX 與 TOPSwitch-HX

表 3 比較了 TOPSwitch-JX 與 TOPSwitch-HX 之間的功能和效能差異。許多新功能都不需要使用其他分離式元件。其他功能可提高設計的穩健度，從而降低變壓器和其他功率元件的成本。

TOP264-271 設計考量

功率表

本產品規格型錄功率表 (表 1) 展示了實際最大連續輸出功率，所依據的條件如下：

- 12 V 輸出。
- 蕭特基二極體或高效率輸出二極體。
- 135 V 反射電壓 (V_{OR}) 和效率預估值。
- 在 85-265 VAC 條件下，DC 匯流排最低 100 VDC，在 230 VAC 條件下，最低 250 VDC。
- 充分散熱，以將裝置溫度保持在不超過 110°C。
- 功率表所示 V 封裝裝置的功率等級假設在密封式轉換器中，610 g/m² 銅散熱片面積為 6.45 cm²；在開放式架構中，為 19.4 cm²。

提供的峰值功率取決於個別裝置的限電流。

TOPSwitch-HX 與 TOPSwitch-JX

功能	TOPSwitch-HX	TOPSwitch-JX	TOPSwitch-JX 的優點
工作週期為 0% 時的控制電流 $I_{C(OFF)}$	$I_{C(OFF)} = I_B + 3.4 \text{ mA}$ (TOP256-258) $I_B =$ 外部偏壓電流	$I_{C(OFF)} = I_B + 1.6 \text{ mA}$ (TOP266-268)	<ul style="list-style-type: none"> • 控制電流更小 • 無負載效能更佳 (<0.1 W) • 待機效能更佳
eDIP-12/eSOP-12 封裝	尚未提供	可用	<ul style="list-style-type: none"> • 為 DIP 樣式無散熱片設計提供 66/132 kHz 頻率選項 • 散熱效能更佳，與 DIP-8/SMD-8 封裝相比擁有更高的功率容量
崩潰電壓 BV_{DSS}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ 時的最小值為 700 V	$T_J = 25^\circ\text{C}$ 時的最小值為 725 V	<ul style="list-style-type: none"> • 可輕鬆滿足客戶的降額要求 (例如 80%) • 線電壓突波耐受性更好
快速 AC 重設	有 3 個外部電晶體電路使用 V 接腳	有 1 個外部電晶體電路使用 X 接腳	<ul style="list-style-type: none"> • 節省 5 個元件

表 3. TOPSwitch-HX 與 TOPSwitch-JX 之間的比較。

TOP264-271 選擇

如何選擇最佳的 TOP264-271 取決於所需的最大輸出功率、效率、散熱限制、系統需求和成本目標。TOP264-271 可以選擇從外部降低限電流，因此可用於需要較高效率或可使散熱達到最少的較低功率應用中。

輸入電容器

必須選擇可提供 TOP264-271 轉換器所需最小 DC 電壓的輸入電容器，才能在最低指定輸入電壓和最大輸出功率時維持穩壓。由於 TOP264-271 具有很高的 DC_{MAX} 限值和最佳化的雙斜率前饋線電壓 (用於漣波拒斥)，因此可以使用較小的輸入電容器。對於 TOP264-271，若變壓器設計得當，則對通用電壓輸入可以每瓦使用 2 μF 電容。

一次側箝位電路與輸出反射電壓 V_{OR}

需要使用一次側箝位電路來限制峰值 TOP264-271 汲源極間電壓。箝位積納所需的零件極少，佔用的電路板空間也極小。為提高效率，所選箝位積納的電壓應至少為輸出反射電壓 V_{OR} 的 1.5 倍，因為這樣可以維持較短的漏感突波導通時間。在通用電壓輸入應用中使用箝位積納時，考慮到積納二極體的絕對公差和溫度變化，建議使用小於 135 V 的 V_{OR} 值。這將確保箝位電路的有效運作，還會將最大汲極電壓保持在 TOP264-271 MOSFET 的額定崩潰電壓以下。需要很高的 V_{OR} ，才能利用 TOP264-271 更寬的 DC_{MAX} 。RCD (或 RCDZ) 箝位電路提供比箝位積納更嚴格的箝位電壓公差，並允許 V_{OR} 高達 150 V。透過降低作為輸入線電壓函數的外部限電流，可將 RCD 箝位電路消耗降至最低 (請參閱圖 19)。RCD 箝位電路比箝位積納更具成本效益，但需要更謹慎的設計 (請參閱「快速設計檢查清單」)。

輸出二極體

選擇輸出二極體來應對應用中的反向峰值電壓、輸出電流和散熱狀況 (包括散熱、空氣循環等)。TOP264-271 較高的 DC_{MAX} 以及適當的變壓器圈數比，可允許使用 80 V 蕭特基二極體，以提高輸出電壓達 15 V 時的效率。

偏壓繞組電容器

由於在無負載時以低頻運作，建議採用至少 10 μF 的偏壓繞組電容。請確保在零負載時最小偏壓繞組電壓大於 9 V，以進行正確運作和輸出電壓調節。

緩啟動

通常，電源供應器在已啟動且回授迴路達到穩壓之前的壓力最大。在 17 ms 時間內，晶片上緩啟動會從低起始值，將汲極峰值電流和切換頻率線性增大到各自的最大值。這會導致輸出電壓有序上升，從而提供時間供回授迴路控制工作週期。這樣就緩和了 TOP264-271 MOSFET、箝位電路和輸出二極體的壓力，同時有助於防止啟動時變壓器飽和。此外在許多應用中，緩啟動會限制輸出電壓過衝的量，且不必使用緩關閉電容器。請注意，一旦迴路閉合，即便 17 ms 緩啟動期間尚未結束，緩啟動功能也會停止。

EMI

頻率抖動功能可以在很窄的頻帶範圍內調變切換頻率，藉此降低與基礎切換頻率的諧波相關的傳導性 EMI 峰值。這尤其有益於平均偵測模式。如圖 27 和 28 所示，由於頻率偏差增大，頻率抖動的優越性隨切換諧波的順序而愈加顯著。頻率接腳有 132 kHz 或 66 kHz 的切換頻率選項可供選擇。在汲極節點需要功能強大的突波吸收器以降低高頻輻射雜訊的應用 (例如，諸如 VCR、DVD、監測器、電視等對視訊雜訊敏感的應用) 中，以 66 kHz 頻率運作可減少突波吸收器損失，進而提高效率。此外，在變壓器大小並不重要的應用中，選擇使用 66 kHz 可使 EMI 更低且效率更高。請注意，66 kHz 的第二個諧波仍然低於 150 kHz，若高於此值，傳導性 EMI 規格將變得更加嚴格。若不超過 10 W，可使用簡易電感器來取代成本更高的 AC 輸入共模扼流圈，以符合全球傳導性 EMI 限制。

變壓器設計

建議將變壓器設計為，在最大限電流條件下的最大工作磁通密度為 3000 高斯，峰值磁通密度為 4200 高斯。選擇圈數比的依據應是：如果使用箝位積納，則反射電壓 (V_{OR}) 不超過 135 V，如果使用限電流會隨線電壓升高而減小 (過載保護) 的 RCD 箝位電路，則反射電壓不超過 150 V (最大值)。對於工作電流明顯低於預設限電流的設計，建議使用接近工作峰值電流的外部設定的限電流，以降低峰值磁通密度和峰值功率 (請參閱圖 18)。

待機功耗

頻率降低可顯著減少輕負載或無負載條件下的功率損失，尤其是使用箝位積納時。若二次側功耗極低，請使用 TL431 穩壓器進行回授控制。典型的 TOP264-271 電路會在無負載條件下自動進入 MCM 模式，在輕負載條件下自動進入低頻模式，使得無負載或待機狀況下的損失極低。

高功率設計

TOP264-271 系列含有可傳輸高達 162 W 功率的零件。高功率設計需要特別考量。《TOP264-271 設計指南 (AN-47)》提供了高功率設計的準則。

TOP264-271 佈局考量

TOP264-271 具有多個接腳，可在高功率等級下運作。請務必謹慎遵守以下準則。

一次側連接

請在用於源極接腳和偏壓繞組迴線之輸入濾波電容器的負端使用單點 (Kelvin) 連接。這樣可藉由將突波電流從偏壓繞組直接傳回至輸入濾波電容器，來提高承受突波的能力。控制接腳 BYPASS 電容器應儘量靠近源極和控制接腳，且不可與主 MOSFET 切換電流共用其源極連接 Trace。所有連接至電壓監測器 (V) 接腳或外部限電流 (X) 接腳的源極接腳參考元件，也應儘可能靠近其各自接腳與源極之間。再次請您注意：主 MOSFET 切換電流不可共用這些元件的源極連接 Trace。經由不與連接至控制、電壓監測器或外部限電流接腳的元件共用的單獨 Trace，

將 SOURCE 接腳切換電流傳回至輸入電容器負端，這一點非常重要。這是因為源極接腳也是控制器接地參考接腳。連接至電壓監測器接腳、外部限電流接腳或控制接腳的任何 Trace，應儘可能短並遠離汲極 Trace，以防止雜訊耦合。電壓監測器的電阻器 (圖 14、15、19、22、23、26、30 中的 R_{LS}) 與圖 29 和 30 中的一次側 OVP 電路元件 V_{ZOV}/R_{OV} 應靠近電壓監測器接腳，以儘量縮短電壓監測器接腳端的 Trace 長度。連接至電壓監測器接腳或外部限電流接腳的電阻器應儘量靠近大電容器正端，同時將這些連接的佈線遠離功率切換電路。除了 47 μ F 控制接腳電容器外，還應並聯使用一個高頻 BYPASS 電容器 (C_{BP})，以提高雜訊耐受性。回授光耦合器輸出也應靠近 TOP264-271 的控制接腳和源極接腳，並遠離汲極和箝位元件 Trace。一次側箝位電路的位置應使變壓器端 (與汲極共用) 和箝位電容器的迴路面積最小。偏壓繞組迴線節點應透過專用 Trace 直接連接至大電容器，而不是連接至源極接腳。這樣可確保突波電流的佈線會遠離 TOPSwitch-JX 的源極接腳。

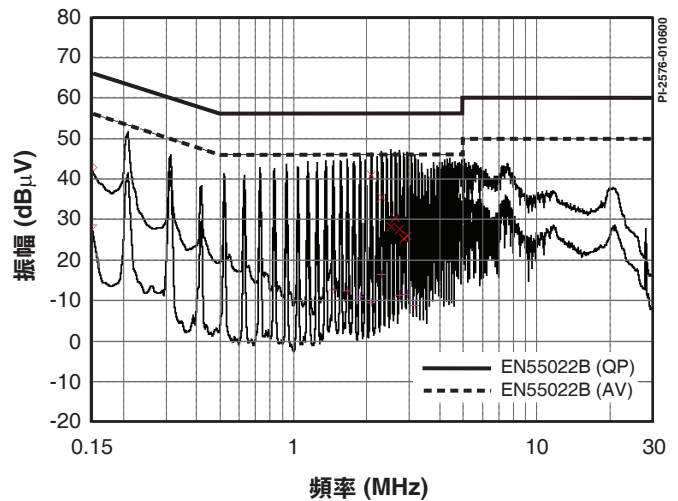


圖 27. 無頻率抖動時的固定頻率運作。

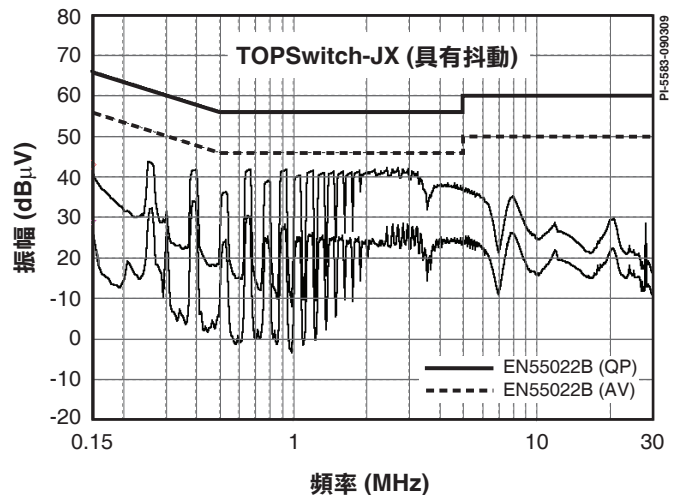


圖 28. 相同電路和條件下的 TOPSwitch-JX 全範圍 EMI 掃描 (132 kHz，進行頻率抖動)。

Y 電容器

Y 電容器在連接時應靠近變壓器的二次側輸出迴線接腳和正極一次側 DC 輸入接腳。如果將 Y 電容器透過迴線連接至輸入大電容的負端 (而非正端)，則必須使用專用 Trace 來進行此連接。這樣在出現共模突波時，會「引導」漏電流遠離源極接腳。

散熱

E 封裝 (eSIP-7C)、K 封裝 (eSOP-12) 和 V 封裝 (eDIP-12) 的裸露的焊墊在內部以電氣方式連接至源極接腳。為了避免環流，連接至裸露的焊墊的散熱片不應以電氣方式連接至 PCB 上的任何一次側接地/源極節點。在雙面電路板上，可以使用透過通孔連接的頂部和底部區域來增加有效散熱面積。K 封裝裸露的焊墊可直接焊接在銅箔上，以實現最佳散熱效果。此外，應在輸出二極體的陽極與陰極引線上提供足夠的銅箔，以進行散熱。在圖 29 中，輸出整流器與輸出濾波電容器之間有一條窄 Trace。此 Trace 用作整流器與濾波電容器之間的熱風焊盤，以防止電容器過熱。

快速設計檢查清單

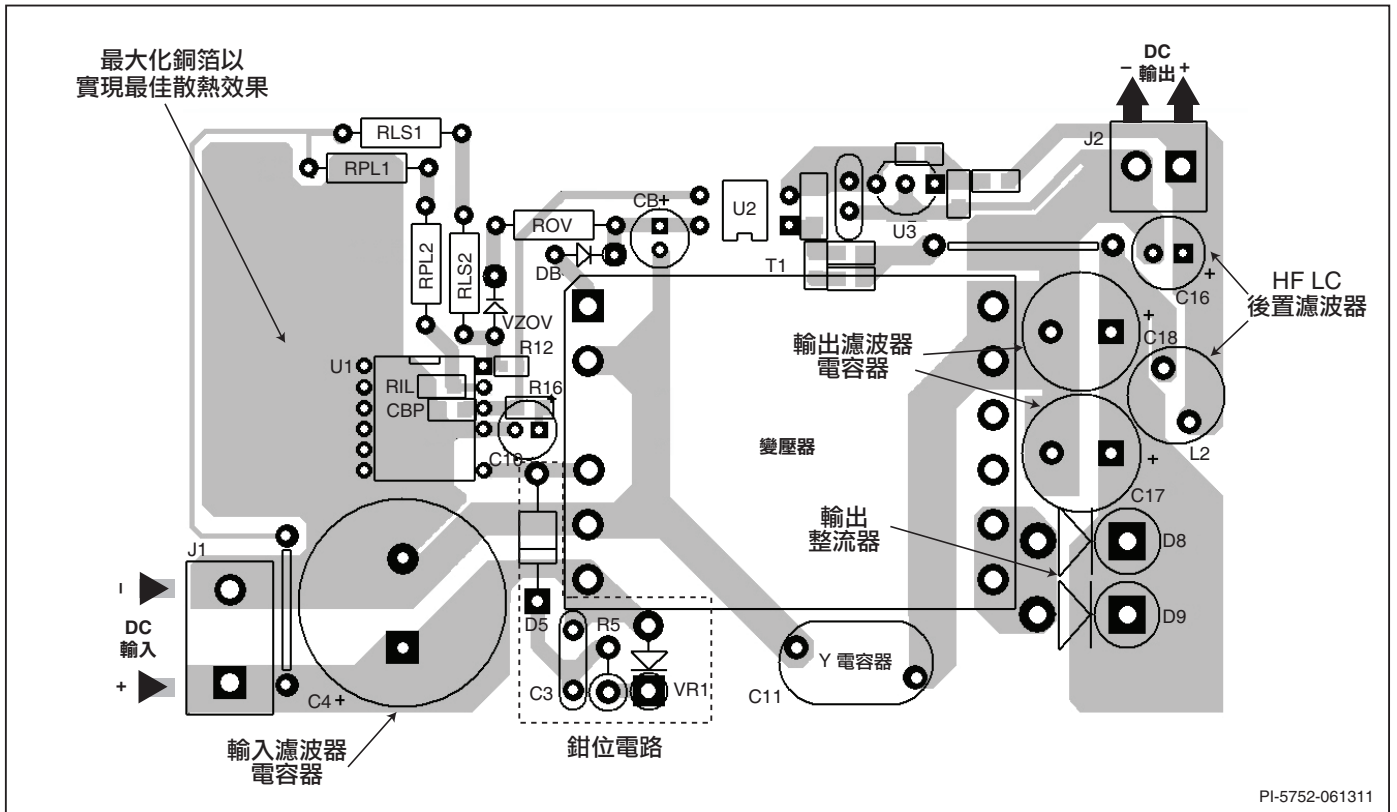
為了降低 TOP264-271 設計的無負載輸入功率，電壓監測器接腳會以極低的電流運作。這要求在設計 PCB 時審慎佈局，以避免雜訊耦合。連接至電壓監測器接腳的 Trace 和元件不應緊鄰任何承載切換電流的 Trace。包括汲極、箝位電路網路、偏壓繞組迴線或來自其他轉換器的功率 Trace。若使用線路感測功能，則感測電阻器必須放置在距離電壓監測器接腳 10 mm 的範圍內，才能使電壓監測器接腳節點面積最小。DC 匯流排則應連接至線路感測電阻器。請注意，不得將外部電容連接至電壓監測器接腳，因為這可能導致電壓監測器接腳相關功能出現異常。

如同任何電源供應器設計，所有 TOP264-271 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幾組測試：

1. 最大汲極電壓 – 確認在最高輸入電壓和最大過載輸出功率條件下，峰值 V_{DS} 不會超過 675 V。當電源供應器進入自動重新啟動 (無法調節) 之前，恰好輸出過載達到某個等級時，便會出現最大超載輸出功率。
2. 最大汲極電流 – 在最高環境溫度、最大輸入電壓和最大輸出負載條件下，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。TOP264-271 的上升邊緣遮蔽時間為 220 ns，可防止開啟週期過早終止。請確認在 220 ns 遮蔽期間結束時，上升邊緣電流突波低於汲極電流波形允許的限電流包絡線 (請參見圖 34)。
3. 散熱檢查 – 在最高輸出功率、最小和最大電壓及環境溫度條件下，確認 TOP264-271、變壓器、輸出二極體和輸出電容器均未超出溫度規格。TOP264-271 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。所需的餘裕可根據參數表中的值進行計算，也可透過將外部電阻與汲極接腳串聯並連接至同一個散熱片進行計算，使電阻值等於受測試裝置測出的 $R_{DS(ON)}$ 與最差條件下的最大規格之差。

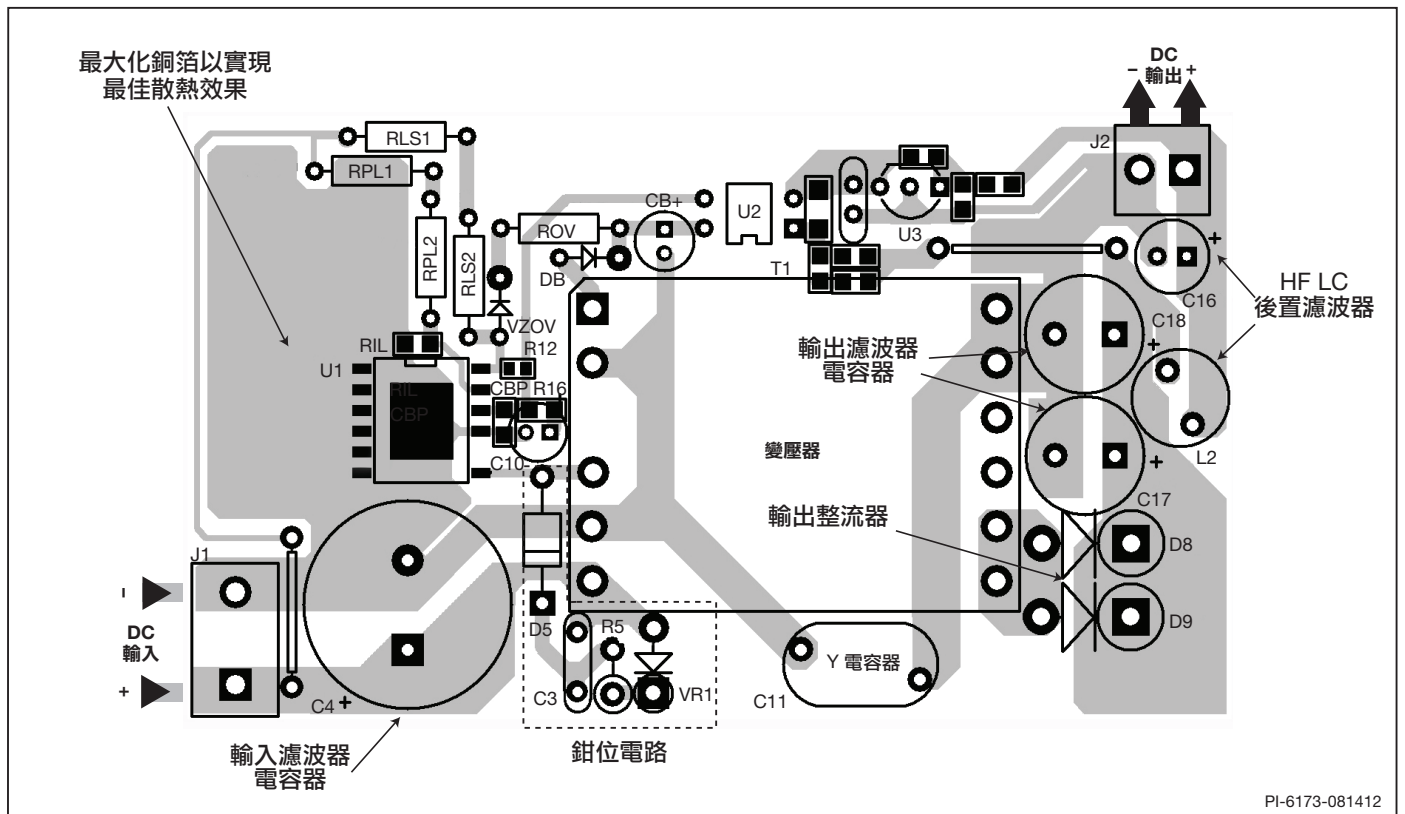
設計工具

Power Integrations 網站上提供了有關設計工具的最新資訊，網址為：www.power.com



PI-5752-061311

圖 29. TOPSwitch-JX 的佈局考量 (使用 V 封裝且運作頻率為 132 kHz)。



PI-6173-081412

圖 30. TOPSwitch-JX 的佈局考量 (使用 K 封裝且運作頻率為 132 kHz)。

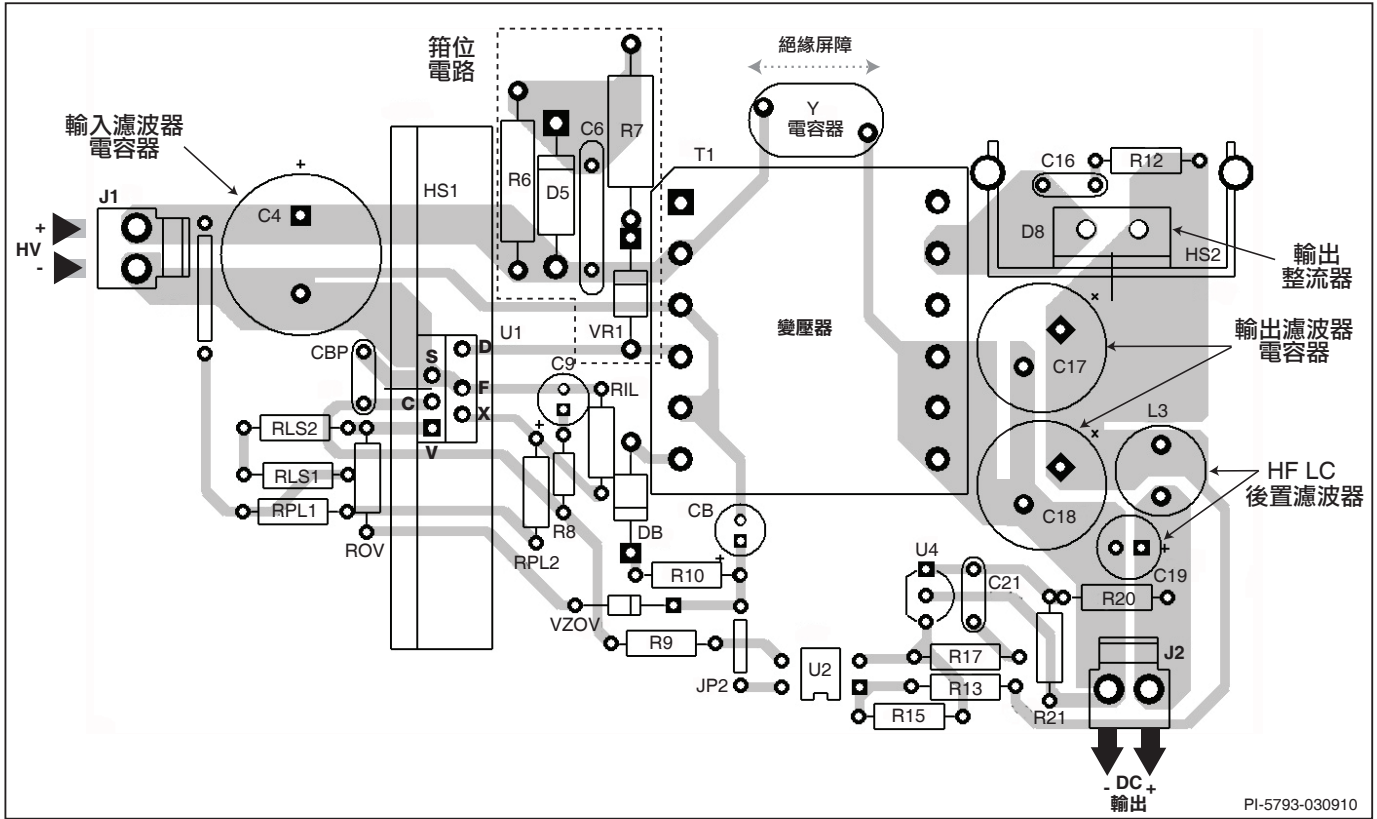


圖 31. TOPSwitch-JX 的佈局考量 (使用 E 封裝且運作頻率為 132 kHz)。

絕對最大額定值⁽²⁾

汲極接腳峰值電壓.....	-0.3 V 至 725 V
汲極接腳峰值電流：TOP264	2.08 A
汲極接腳峰值電流：TOP265	2.72 A
汲極接腳峰值電流：TOP266	4.08 A
汲極接腳峰值電流：TOP267	5.44 A
汲極接腳峰值電流：TOP268	6.88 A
汲極接腳峰值電流：TOP269	7.73 A
汲極接腳峰值電流：TOP270	9.00 A
汲極接腳峰值電流：TOP271	11.10 A
控制接腳電壓.....	-0.3 V 至 9 V
控制接腳電流.....	100 mA
電壓監測器接腳電壓	-0.3 V 至 9 V
限電流接腳電壓	-0.3 V 至 4.5 V

頻率接腳電壓	-0.3 V 至 9 V
儲存溫度	-65°C 至 150°C
工作接面溫度.....	-40°C 至 150°C
焊接溫度 ⁽¹⁾	260°C

附註：

- 1/16 英寸。焊接時間為 5 秒。
- 在不導致產品永久損壞的情況下，可以一次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。

熱阻

熱阻：E 封裝

(θ_{JA})	105°C/W ⁽¹⁾
(θ_{JC})	2°C/W ⁽²⁾

V 封裝

(θ_{JA})	68°C/W ⁽³⁾ , 58°C/W ⁽⁴⁾
(θ_{JC})	2°C/W ⁽²⁾

K 封裝

(θ_{JA})	45°C/W ⁽³⁾ , 38°C/W ⁽⁴⁾
(θ_{JC})	2°C/W ⁽²⁾

附註：

- 無散熱片，無支撐。
- 於墊片的背面測量。
- 焊接 (包括用於 K 封裝的裸露的焊墊) 至典型應用 PCB，其散熱面積為 0.36 sq. in. (232 mm²)、2 oz. (610 g/m²) 銅箔。
- 焊接 (包括用於 K 封裝的裸露的焊墊) 至典型應用 PCB，其散熱面積為 1 sq. in. (645 mm²)、2 oz. (610 g/m²) 銅箔。

參數	符號	條件		最小值	典型值	最大值	單位		
		源極 = 0 V ; T _J = -40°C 至 125°C 請參閱圖 35 (除非另有指定)							
控制功能									
全頻模式下的切換頻率 (平均值)	f _{OSC}	T _J = 25°C	頻率接腳連接至源極		119	132	145	kHz	
			頻率接腳連接至控制		59.4	66	72.6		
頻率抖動偏差	Δf			在 132 kHz 下運作		±5	kHz		
				在 66 kHz 下運作		±2.5			
頻率抖動調變率	f _M				250		Hz		
最大工作週期	DC _{MAX}	I _C = I _{CD1}	I _V ≤ I _{V(DC)} V _V = 0 V		75	78	83	%	
			I _V = 95 μA		30				
緩啟動時間	t _{SOFT}	T _J = 25°C			17		ms		
PWM 增益	DC _{REG}	T _J = 25°C I _B < I _C < I _{CO1} 請參閱附註 C	TOP264-265		-62	-50	-40	%mA	
			TOP266-268		-54	-44	-34		
			TOP269-271		-50	-40	-30		
		TOP264-265		-61	-51	-41			
		TOP266-268		-60	-50	-40			
		TOP269-271		-57	-48	-38			
PWM 增益溫度漂移		請參閱附註 B			-0.01		%mA/°C		
外部偏壓電流	I _B	在 66 kHz 下運作		TOP264-265		0.8	1.4	2.0	mA
				TOP266-268		0.9	1.5	2.1	
				TOP269-271		1.0	1.6	2.2	

參數	符號	條件 源極 = 0 V ; $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 125°C (除非另有指定)	最小值	典型值	最大值	單位	
控制功能 (續)							
外部偏壓電流	I_B	在 132 kHz 下運作	TOP264-265	0.9	1.5	2.1	mA
			TOP266-268	1.2	1.8	2.4	
			TOP269-271	1.5	2.1	2.8	
工作週期為 0% 時的控制電流	$I_{C(OFF)}$	在 66 kHz 下運作	TOP264-265		2.9	3.9	mA
			TOP266-268		3.1	4.1	
			TOP269-271		3.3	4.3	
		在 132 kHz 下運作	TOP264-265		3.1	4.1	
			TOP266-268		3.4	4.4	
			TOP269-271		3.8	4.8	
動態阻抗	Z_C	$I_C = 2.5 \text{ mA}$; $T_J = 25^{\circ}\text{C}$, 請參閱圖 33	13	21	25	Ω	
動態阻抗溫度漂移				0.18		$\%/^{\circ}\text{C}$	
控制接腳內部濾波器極點				7		kHz	
上峰值電流與所設定限電流的比率	$K_{PS(UPPER)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 請參閱附註 C	50	55	60	%	
下峰值電流與所設定限電流的比率	$K_{PS(LOWER)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 請參閱附註 C		25		%	
多週期調變切換頻率	$f_{MCM(MIN)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		30		kHz	
最小多週期調變開啟時間	$T_{MCM(MIN)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		135		μs	
關機/自動重新啟動							
控制接腳充電電流	$I_{C(CH)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$V_C = 0 \text{ V}$	-5.0	-3.5	-1.0	mA
			$V_C = 5 \text{ V}$	-3.0	-1.8	-0.6	
充電電流溫度漂移		請參閱附註 B		0.5		$\%/^{\circ}\text{C}$	
自動重新啟動上臨界電壓	$V_{C(AR)U}$			5.8		V	
自動重新啟動下臨界電壓	$V_{C(AR)L}$		4.5	4.8	5.1	V	
電壓監測器 (V) 與外部限電流 (X) 輸入							
自動重新啟動磁滯電壓	$V_{C(AR)HYST}$		0.8	1.0		V	
自動重新啟動工作週期	DC_{AR}			2	4	%	
自動重新啟動頻率	f_{AR}			0.5		Hz	
線電壓欠壓臨界值電流和磁滯電流 (V 接腳)	I_{UV}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	臨界值	22	25	27	μA
			磁滯		14		μA
線電壓過壓臨界值電流和磁滯電流 (V 接腳)	I_{OV}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	臨界值	107	112	117	μA
			磁滯		4		μA

參數	符號	條件 源極 = 0 V ; $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 125°C (除非另有指定)		最小值	典型值	最大值	單位
電壓監測器 (V) 與外部限電流 (X) 輸入 (續)							
輸出過壓關機鎖定臨界值電流	$I_{OV(LS)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		269	336	403	μA
V 接腳遠端開/關電壓	$V_{V(TH)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.8	1.0	1.6	V
X 接腳遠端開/關及鎖定重設反向臨界值電流與磁滯電流	$I_{REM(N)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	臨界值	-35	-27	-20	μA
			磁滯		5		
V 接腳短路電流	$I_{V(SC)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$V_V = V_C$	300	400	500	μA
X 接腳短路電流	$I_{X(SC)}$	$V_X = 0\text{ V}$	正常模式	-260	-200	-140	μA
			自動重新啟動模式	-95	-75	-55	
V 接腳電壓 (正電流)	V_V	$I_V = I_{OV}$	TOP264-TOP271	2.83	3.0	3.25	V
V 接腳電壓磁滯 (正電流)	$V_{V(HYST)}$		$I_V = I_{OV}$	0.2	0.5		V
X 接腳電壓 (負電流)	V_X		$I_X = -50\ \mu\text{A}$	1.23	1.30	1.37	V
			$I_X = -150\ \mu\text{A}$	1.15	1.22	1.29	
最大工作週期降低啟動臨界值電流	$I_{V(DC)}$	$I_C \geq I_B, T_J = 25^{\circ}\text{C}$		18.9	22.0	24.2	μA
最大工作週期降低斜率		$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$I_{V(DC)} < I_V < 48\ \mu\text{A}$		-1.0		$\%/\mu\text{A}$
			$I_V \geq 48\ \mu\text{A}$		-0.25		
遠端關閉汲極供應電流	$I_{D(RMT)}$	$V_{DRAIN} = 150\text{ V}$	X 或 V 接腳浮接		0.6	1.0	mA
			V 接腳與控制接腳短路		1.0	1.6	
遠端開啟延遲	$t_{R(ON)}$	從遠端開啟到汲極開啟 請參閱附註 C	66 kHz		3.0		μS
			132 kHz		1.5		
遠端關閉設定時間	$t_{R(OFF)}$	在汲極開啟之前至停用週期的 最短時間 請參閱附註 C	66 kHz		3.0		μS
			132 kHz		1.5		
頻率輸入							
頻率接腳臨界電壓	V_F	請參閱附註 B			2.9		V
頻率接腳輸入電流	I_F	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$V_F = V_C$	10	55	90	μA

參數	符號	條件 源極 = 0 V ; $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 125°C (除非另有指定)		最小值	典型值	最大值	單位
電路保護							
自我保護限電流 (請參閱附註 D)	I_{LIMIT}	TOP264 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$di/dt = 270 \text{ mA}/\mu\text{s}$	1.209	1.30	1.391	A
		TOP265 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$di/dt = 350 \text{ mA}/\mu\text{s}$	1.581	1.70	1.819	
		TOP266 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$di/dt = 530 \text{ mA}/\mu\text{s}$	2.371	2.55	2.728	
		TOP267 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$di/dt = 625 \text{ mA}/\mu\text{s}$	2.800	3.01	3.222	
		TOP268 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$di/dt = 675 \text{ mA}/\mu\text{s}$	3.023	3.25	3.478	
		TOP269 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$di/dt = 720 \text{ mA}/\mu\text{s}$	3.236	3.48	3.723	
		TOP270 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$di/dt = 870 \text{ mA}/\mu\text{s}$	3.906	4.20	4.494	
		TOP271 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$di/dt = 1065 \text{ mA}/\mu\text{s}$	4.808	5.17	5.532	
初始限電流	I_{INIT}	請參閱附註 C		$0.70 \times I_{LIMIT(MIN)}$			A
功率係數	P_{COEFF}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, 請參閱附註 E	$I_x \leq -165 \mu\text{A}$	$0.9 \times I^2f$	I^2f	$1.2 \times I^2f$	A^2kHz
			$I_x \leq -117 \mu\text{A}$	$0.9 \times I^2f$	I^2f	$1.2 \times I^2f$	
上升邊緣遮蔽時間	t_{LEB}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, 請參閱圖 34			220		ns
限電流延遲時間	$t_{IL(D)}$				100		ns
過熱關機溫度				135	142	150	$^{\circ}\text{C}$
過熱關機磁滯溫度					75		$^{\circ}\text{C}$
開機重設臨界電壓	$V_{C(RESET)}$	圖 35 (S1 開路情況)		1.75	3.0	4.25	V

參數	符號	條件 源極 = 0 V ; $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 125°C (除非另有指定)		最小值	典型值	最大值	單位	
輸出								
開啟狀態電阻	$R_{DS(ON)}$	TOP264 $I_D = 150\text{ mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		5.4	6.25	Ω	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		8.35	9.70		
		TOP265 $I_D = 200\text{ mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		4.1	4.70		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		6.3	7.30		
		TOP266 $I_D = 300\text{ mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		2.8	3.20		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		4.1	4.75		
		TOP267 $I_D = 400\text{ mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		2.0	2.30		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		3.1	3.60		
		TOP268 $I_D = 500\text{ mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.7	1.95		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		2.5	2.90		
		TOP269 $I_D = 600\text{ mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.45	1.70		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		2.25	2.60		
		TOP270 $I_D = 700\text{ mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.20	1.40		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		1.80	2.10		
		TOP271 $I_D = 800\text{ mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.05	1.20		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		1.55	1.80		
汲極供應電壓		$T_J \leq 85^{\circ}\text{C}$, 請參閱附註 F	18				V	
			36					
關閉狀態汲極漏電流	I_{DSS}	$V_V = \text{浮接}$, 裝置未切換, $V_{DS} = 580\text{ V}$, $T_J = 125^{\circ}\text{C}$			470		μA	
崩潰電壓	BV_{DSS}	$V_V = \text{浮接}$, 裝置未切換, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$, 請參閱附註 G	725				V	
上升時間	t_R	於典型的返馳式 轉換器應用中測得		100			ns	
下降時間	t_F			50			ns	
供應電壓特性								
控制供應/放電電流	I_{CD1}	已啟用輸出 MOSFET $V_X, V_V = 0\text{ V}$	在 66 kHz 下運作	TOP264-265	0.6	1.2	2.0	mA
				TOP266-268	0.9	1.4	2.3	
				TOP269-271	1.1	1.6	2.5	
			在 132 kHz 下運作	TOP264-265	0.8	1.4	2.1	
				TOP266-268	1.2	1.7	2.4	
				TOP269-271	1.5	2.1	2.9	
	I_{CD2}	已停用輸出 MOSFET $V_X, V_V = 0\text{ V}$		0.3	0.5	1.2		

附註：

- A. 測試期間頻率為 132 kHz 時從參數 DC_{MAX} 、 I_B 和 $I_{C(OFF)}$ 得出。
- B. 對於使用負值的規格，負溫度係數表示溫度升高時增大，正溫度係數表示溫度升高時降低。
- C. 由特性保證。未在生產環境下測試。
- D. 對於外部調節限電流值，請參閱〈典型效能特性〉一節中的圖 36 和 37 (限電流與外部限電流電阻關係圖)。指定的公差僅適用於全限電流條件。
- E. I^2f 的計算依據是 I_{LIMIT} 和 f_{OSC} 的典型值，即 $I_{LIMIT(TYP)}^2 \times f_{OSC}$ ，其中， $f_{OSC} = 66 \text{ kHz}$ 或 132 kHz ，具體取決於頻率接腳連接。請參閱 f_{OSC} 規格以取得詳細資料。
- F. 裝置將在 $18 V_{DC}$ 汲極電壓條件下啟動。溫度低於 0°C 時，電解電容器的電容顯著下降。若要在零度以下時以 18 V 電壓穩定啟動，設計人員必須確保電路電容器符合建議的電容值。
- G. 可透過將汲極接腳電壓升至 (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。

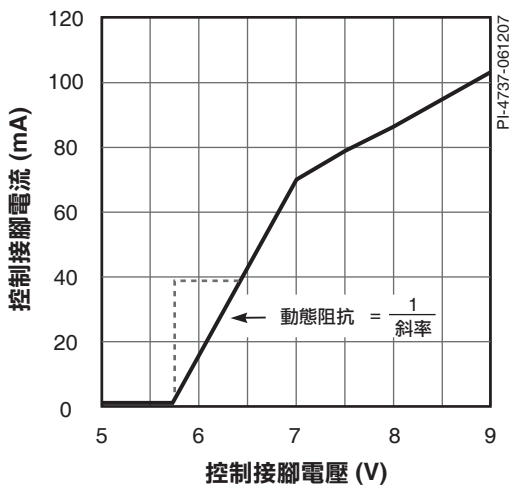
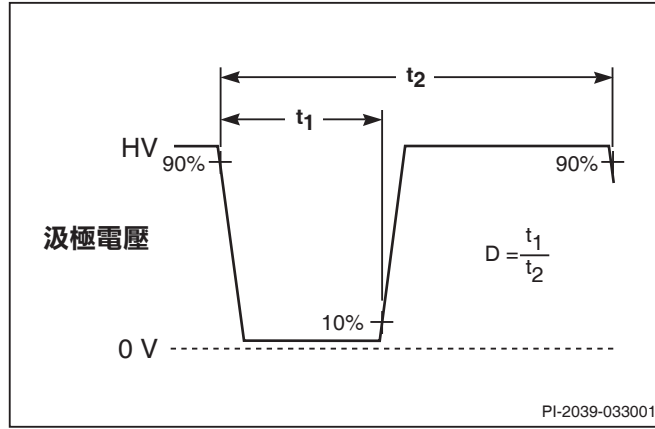


圖 33. 控制接腳 I-V 特性。

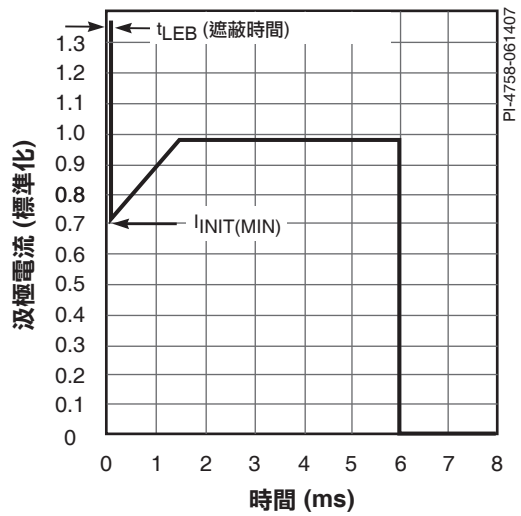


圖 34. 汲極電流運作包絡線。

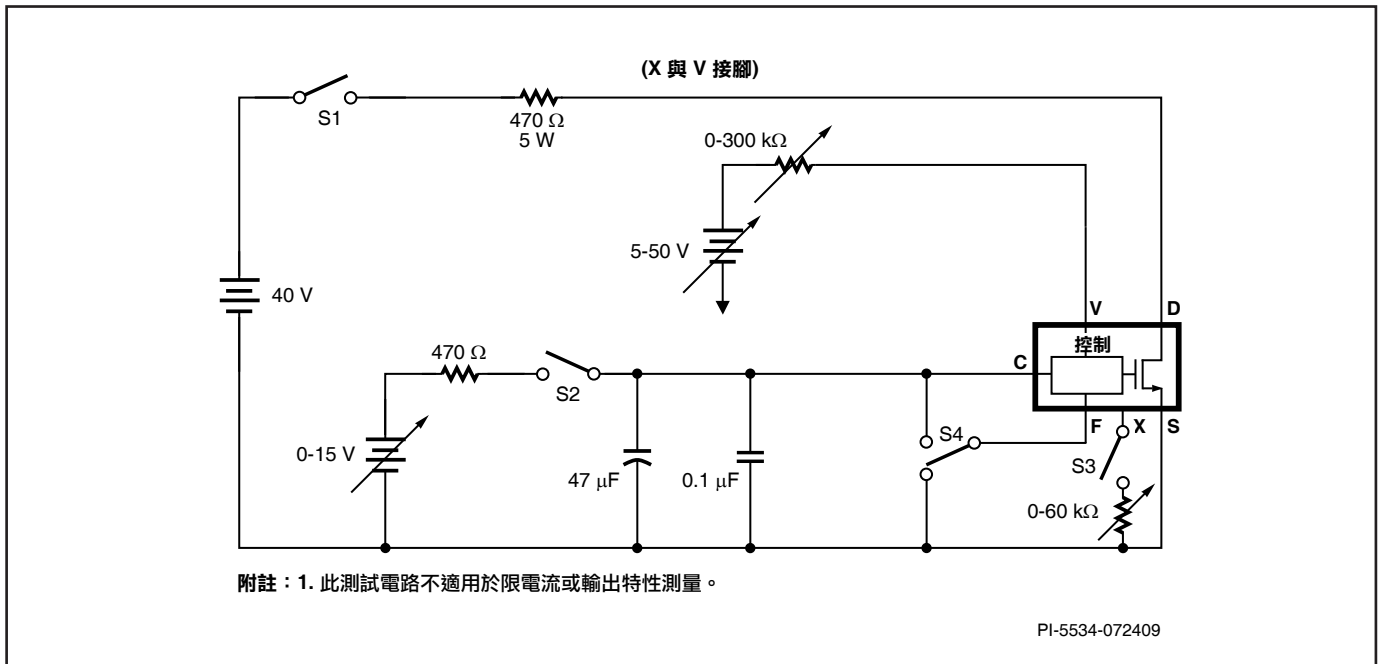


圖 35. TOPSwitch-JX 一般測試電路。

典型效能特性

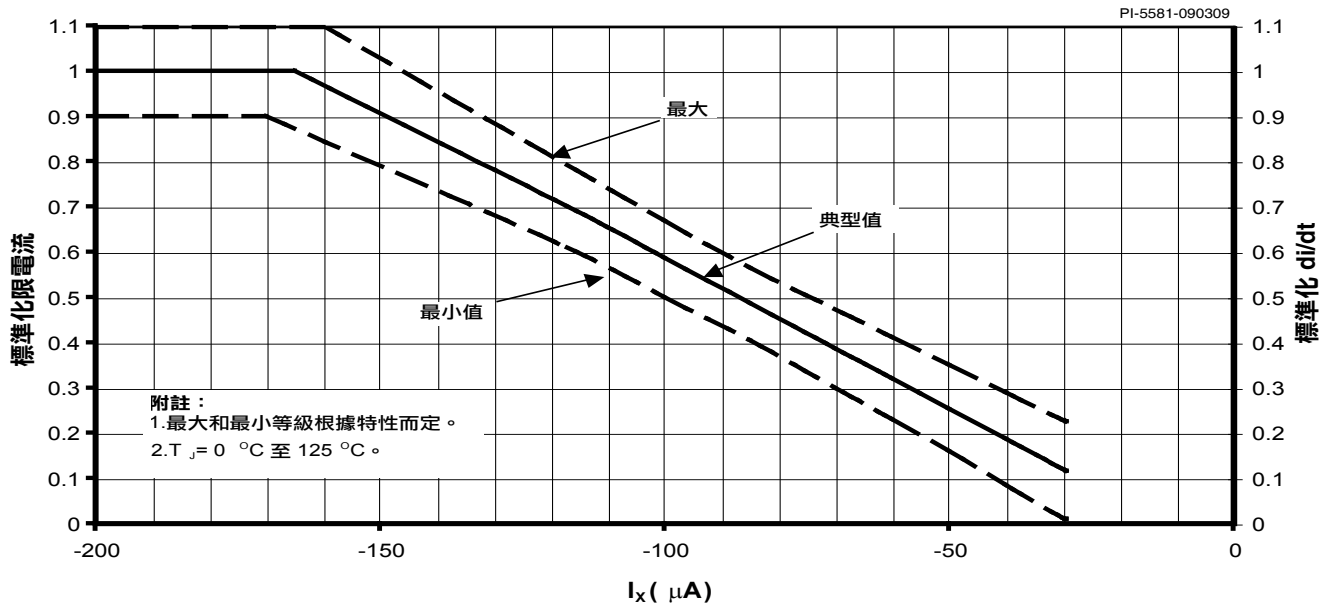


圖 36. 標準化限電流與 X 接腳電流關係圖。

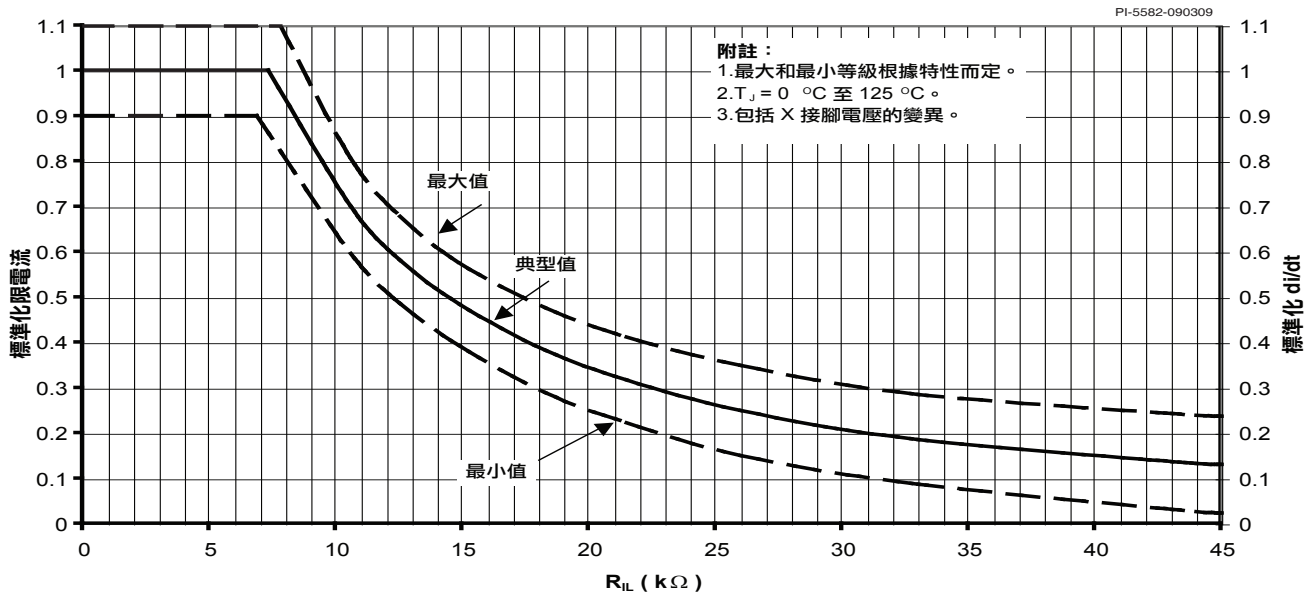


圖 37. 標準化限電流與外部限電流電阻關係圖。

典型效能特性 (續)

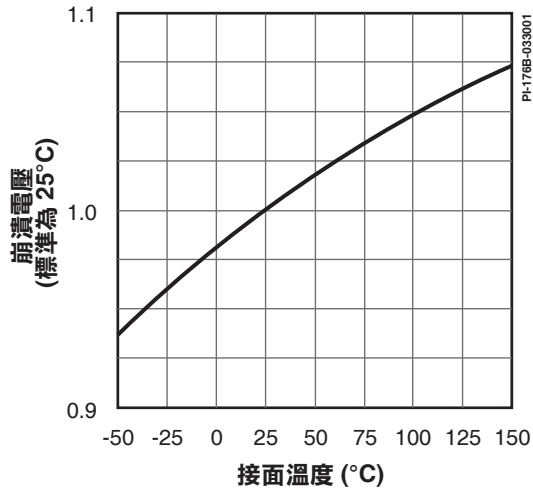


圖 38. 崩潰電壓與溫度關係圖。

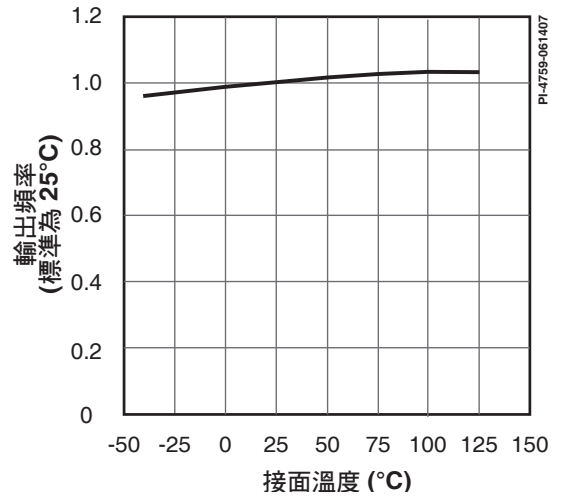


圖 39. 頻率與溫度關係圖。

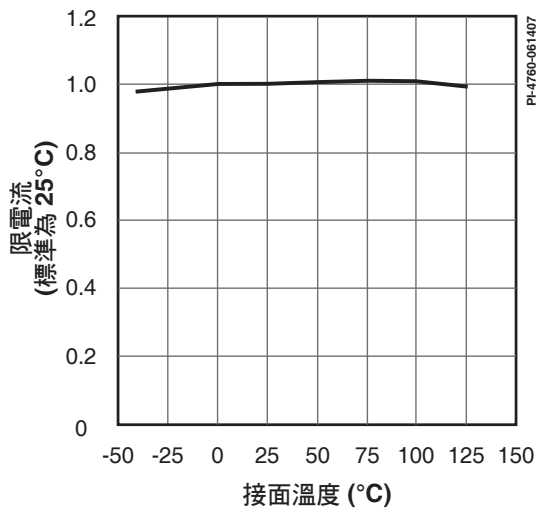


圖 40. 外部限電流與溫度關係圖。

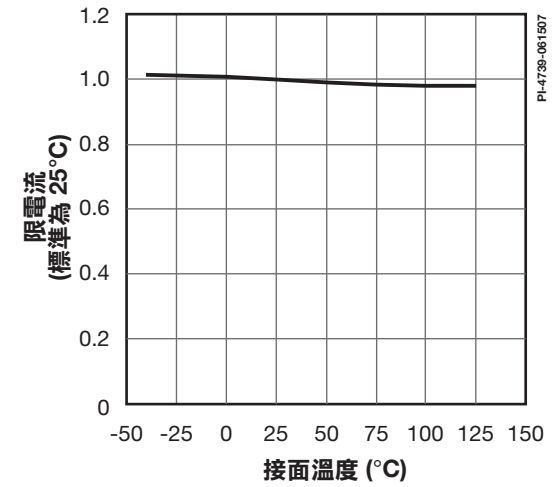


圖 41. 外部限電流與溫度關係圖 ($R_L = 10.5 \text{ k}\Omega$)。

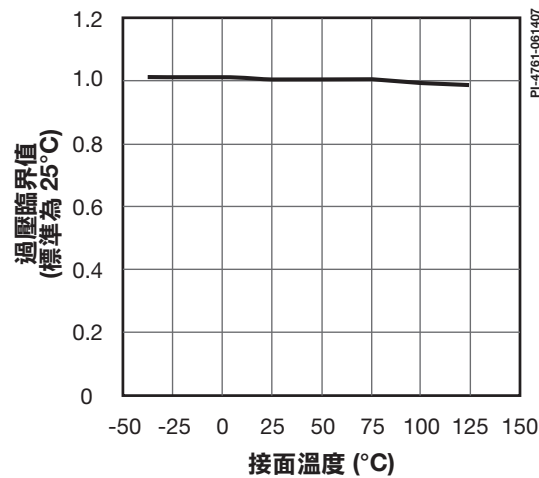


圖 42. 過壓臨界值與溫度關係圖。

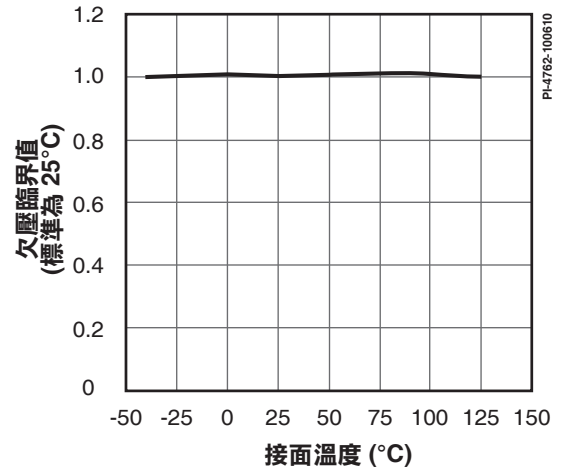


圖 43. 欠壓臨界值與溫度關係圖。

典型效能特性 (續)

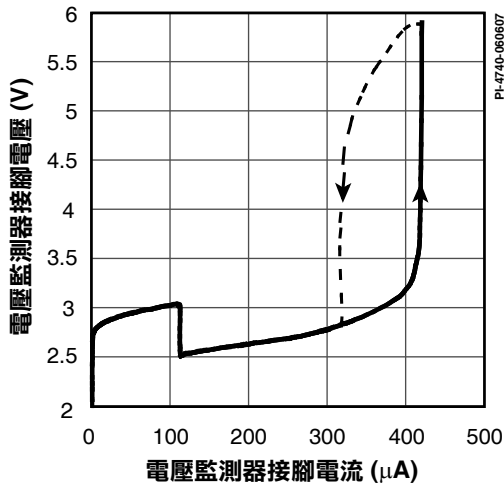


圖 44. 電壓監測器接腳與電流關係圖。

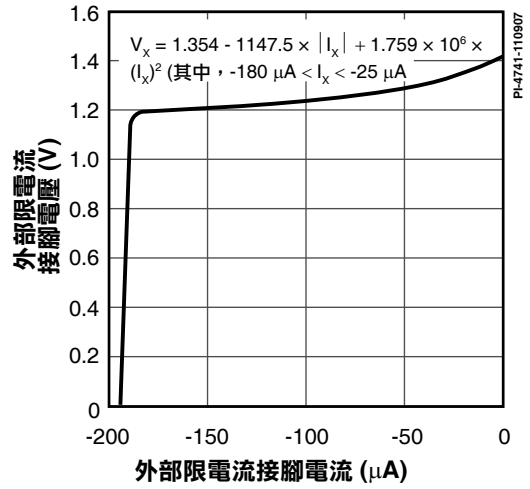


圖 45. 外部限電流接腳電壓與電流關係圖。

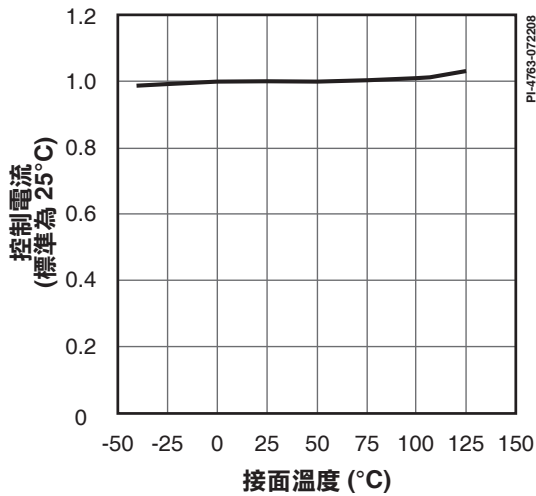


圖 46. 工作週期為 0% 時控制電流輸出與溫度關係圖。

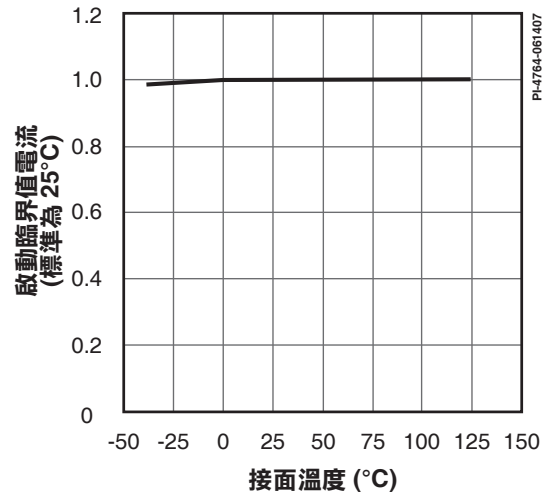


圖 47. 最大工作週期降低啟動臨界值電流與溫度關係圖。

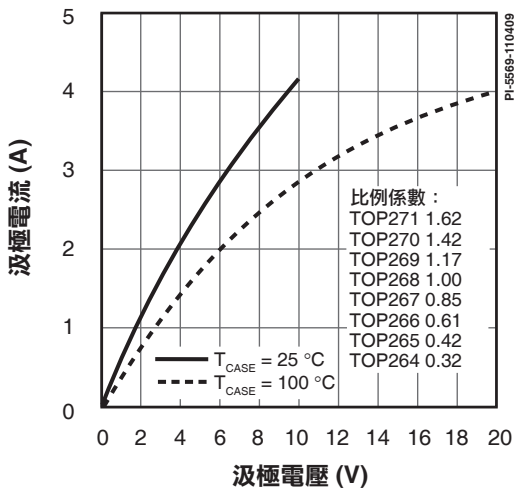


圖 48. 輸出特性。

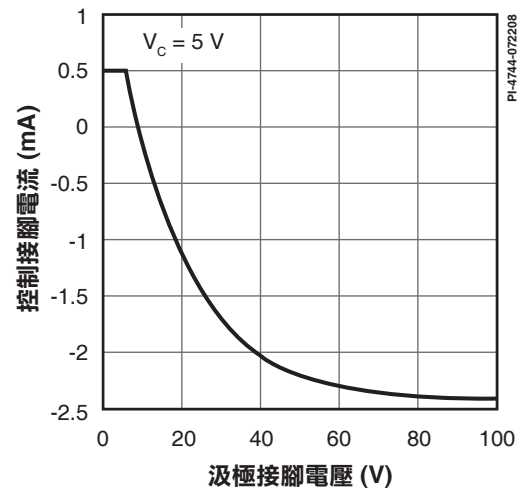


圖 49. I_c 與汲極電壓關係圖。

典型效能特性 (續)

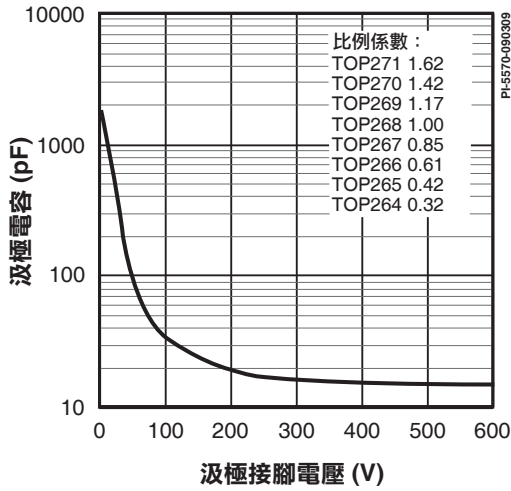


圖 50. C_{OSS} 與汲極電壓關係圖。

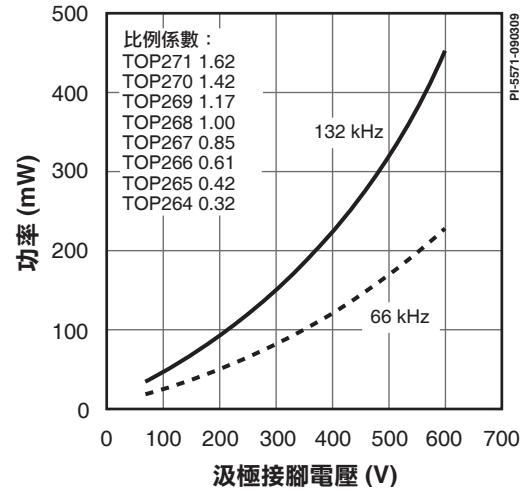


圖 51. 汲極電容功率。

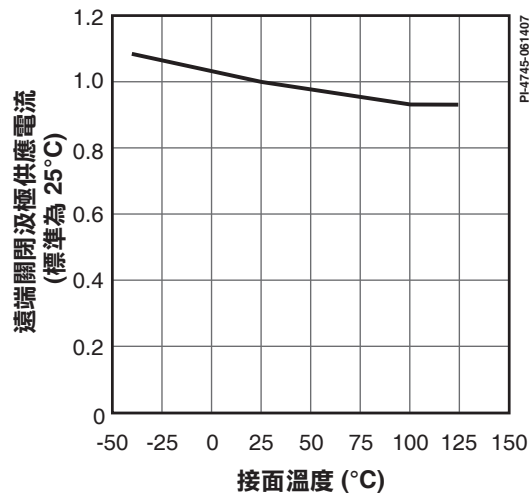
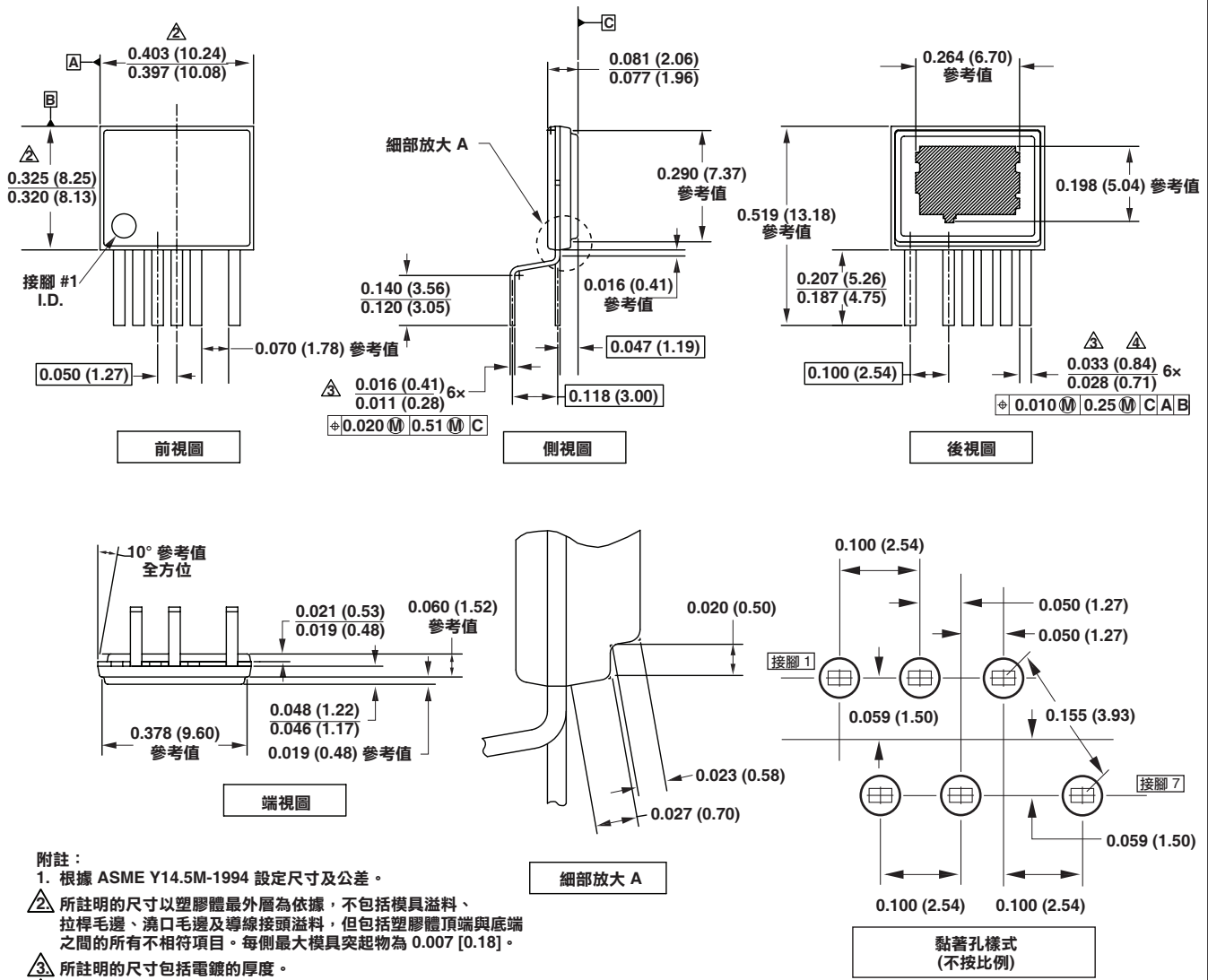


圖 52. 遠端關閉汲極供應電流與溫度關係圖。

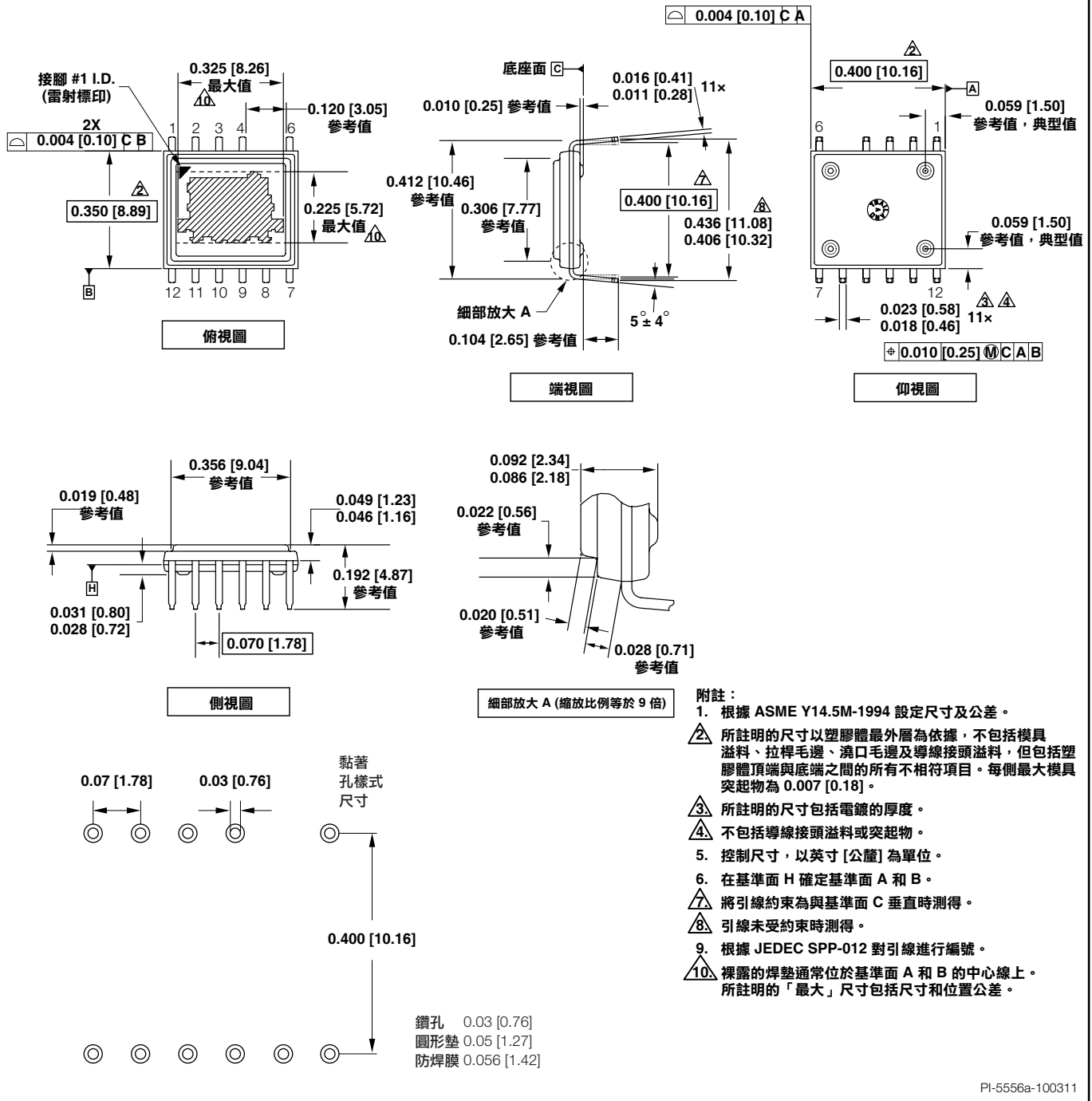
eSIP-7C (E 封裝)



附註：
 1. 根據 ASME Y14.5M-1994 設定尺寸及公差。
 所註明的尺寸以塑膠體最外層為依據，不包括模具溢料、拉桿毛邊、澆口毛邊及導線接頭溢料，但包括塑膠體頂端與底端之間的所有不相符項目。每側最大模具突起物為 0.007 [0.18]。
 所註明的尺寸包括電鍍的厚度。
 不包括導線接頭溢料或突起物。
 5. 控制尺寸，以英寸 (公釐) 為單位。

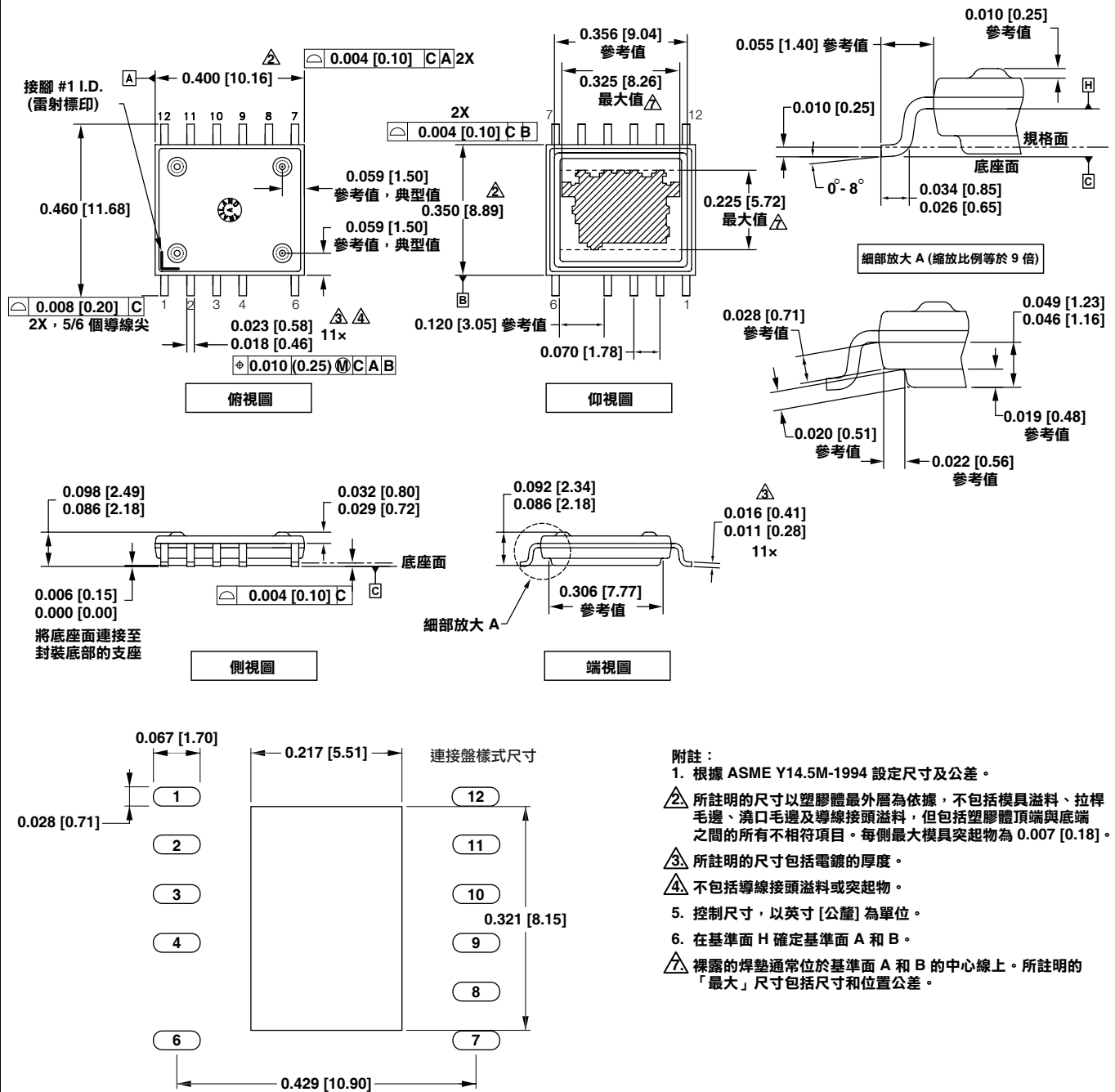
PI-4917-061510

eDIP-12B (V 封裝)



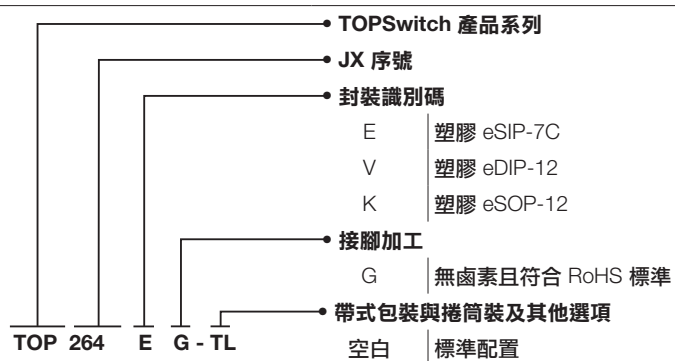
PI-5556a-100311

eSOP-12B (K 封裝)



PI-5748a-100311

零件訂購資訊



修訂	附註	日期
A	發行產品規格型錄。	2010 年 1 月
B	已新增 eDIP 零件。	2010 年 1 月
B	第 4 頁的「鎖定」變更為「磁滯」。表 3 已更新。	2010 年 3 月
B	<線路感測電阻器值>一節中的句子已更新。	2010 年 7 月
C	已新增 K 封裝零件。	2010 年 11 月
D	已更新 K 與 V 封裝圖紙。	2011 年 6 月
E	已新增 eDIP-12B 與 eSOP-12B 封裝。已移除 eDIP-12 與 eSOP-12 封裝。	2011 年 10 月
E	已更新圖 2 與 K 封裝佈局。	2012 年 8 月
F	使用新品牌風格進行了更新。	2015 年 5 月

如需最新更新資訊，請瀏覽我們的網站：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、LinkSwitch、LYTSwitch、InnoSwitch、DPA-Switch、PeakSwitch、CAPZero、SENZero、LinkZero、Hi perPFS、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

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

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

台灣

台灣台北市內湖區內湖路 1 段
318 號 5 樓
郵遞區號：11493
電話：+886-2-2659-4570
傳真：+886-2-2659-4550
電子郵件：taiwansales@power.com

中國(上海)

中國上海
天目西路 218 號嘉裡不夜城
第一座 1601/1610 室
郵遞區號：200070
電話：+86-21-6354-6323
傳真：+86-21-6354-6325
電子郵件：
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

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

英國

First Floor, Unit 15, Meadway
Court, Rutherford Close,
Stevenage, Herts.SG1 2EF
United Kingdom
電話：+44 (0) 1252-730-141
傳真：+44 (0) 1252-727-689
電子郵件：eurosales@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
傳真：+86-755-8672-8690
電子郵件：
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

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