

TOP264-271 TOPSwitch®-JX Family

Integrated Off-Line Switcher with EcoSmart® Technology
 for Highly Efficient Power Supplies

產品特色

EcoSmart® - 節能

- 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

為了降低系統成本採用了靈活度高的設計

- 在任何負載條件下，多模式 PWM 控制都能發揮最大的效率
- 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
- 可精準設定限電流
- 已針對線間漣波拒斥將前饋線間電壓最佳化
- 頻率抖動 (Jitter) 可降低 EMI 濾波器的成本
- 完全整合的軟啟動，可最大限度地緩和啟動的壓力
- 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為 <3%
 - 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)
 - 使用者可針對磁滯/關機鎖定進行設定
 - 可簡易快速地進行 AC 重設
 - 已感測一次側或二次側
- 線間電壓欠壓 (UV) 偵測可防止出現關閉擾動
- 線間電壓過壓 (OV) 關機可提高對線間突波的承受力
- 具有長磁滯時間的精準過熱關機保護 (OTP)

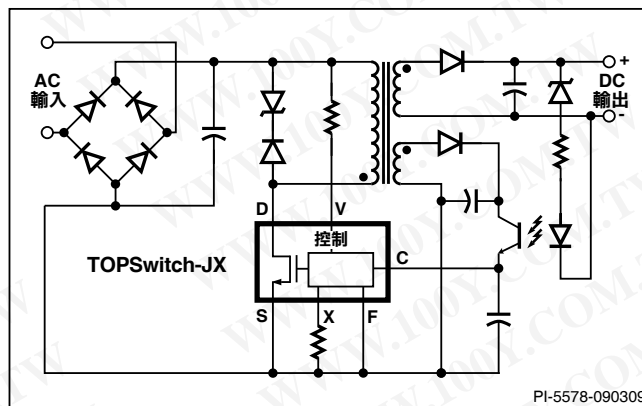


圖 1： 典型返馳式應用。

進階封裝選項

- eDIP™-12 封裝：
 - 薄型水平定位，實現超薄設計
 - 可將熱量傳導至 PCB 和散熱片
 - 選購的外部散熱片具有的熱阻抗與 TO-220 相等
- eSIP®-7C 封裝：
 - 垂直定位，實現最低的 PCB 佔位面積
 - 使用夾來固定的簡單散熱片，其具有的熱阻抗與 TO-220 相等
 - 延長了至汲極接腳的沿面距離
 - 散熱片連接至源極，以降低 EMI

說明

TOPSwitch-JX 極具成本效益地將 725 V 功率 MOSFET、高電壓切換開關電流源、多模式 PWM 控制、振盪器、過熱關機電路、故障保護及其他控制電路都整合在一個單晶片裝置上。

輸出功率表

產品 ⁵	PCB 銅面積 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
TOP265VG	22.5 W	36 W	15 W	25 W	TOP265EG/VG	40 W	81 W	26 W	57 W
TOP266VG	24 W	39 W	17 W	28.5 W	TOP266EG/VG	60 W	119 W	40 W	86 W
TOP267VG	27.5 W	44 W	19 W	32 W	TOP267EG/VG	85 W	137 W	55 W	103 W
TOP268VG	30 W	48 W	21.5 W	36 W	TOP268EG/VG	105 W	148 W	70 W	112 W
TOP269VG	32 W	51 W	22.5 W	37.5 W	TOP269EG/VG	128 W	162 W	80 W	120 W
TOP270VG	34 W	55 W	24.5 W	41 W	TOP270EG/VG	147 W	190 W	93 W	140 W
TOP271VG	36 W	59 W	26 W	43 W	TOP271EG/VG	177 W	244 W	118 W	177 W

表 1： 輸出功率表。

附註：

1. 如需詳細資訊，請參閱「主要應用考量」部分。
2. 在一般不通風的封閉式轉換器中，環境溫度為 +50 °C 條件下所測出的最小連續功率。
3. 在開放式架構設計中，環境溫度為 +50 °C 條件下的最小連續功率。
4. 230 VAC，或 110/115 VAC (具倍壓器)。
5. 封裝：E: eSIP-7C，V: eDIP-12。請參閱零件分類資訊。

目錄

功能區塊圖	3
接腳功能說明	3
TOP264-271 功能說明	4
控制 (C) 接腳的運作	5
振盪器與切換頻率	5
脈衝寬度調變器	5
最大工作週期	6
誤差放大器	6
晶片上的可從外部設定的限電流	6
線間電壓欠壓 (UV) 偵測	6
線間電壓過壓 (OV) 關機	7
磁滯或鎖定輸出過壓保護 (OVP)	7
降低 DC_{MAX} 時的前饋線間電壓	7
遙控開/關	7
軟啟動	8
關機/自動重新啟動 (以進行 OCP、SCP、OPP)	9
磁滯過溫保護 (OTP)	9
能隙參考	9
高電壓偏壓電流源	9
頻率 (F) 接腳的典型使用	11
電壓監測器 (V) 與外部限電流 (X) 接腳的典型使用	12
應用範例	14
低無負載功耗、高效率、65 W、全輸入轉換器電源供應器	14
極低無負載功耗、高效率、30 W、全輸入、開放式架構電源供應器	15
主要應用考量	17
TOPSwitch-JX 與 TOPSwitch-HX 比較	17
TOP264-271 設計考量	17
TOP264-271 佈局考量	19
快速設計檢查清單	19
設計工具	19
產品規格與測試條件	21
典型效能特性	28
封裝概要	32
零件分類資訊	33

勝特力材料 886-3-5753170
 勝特力电子(上海) 86-21-34970699
 勝特力电子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

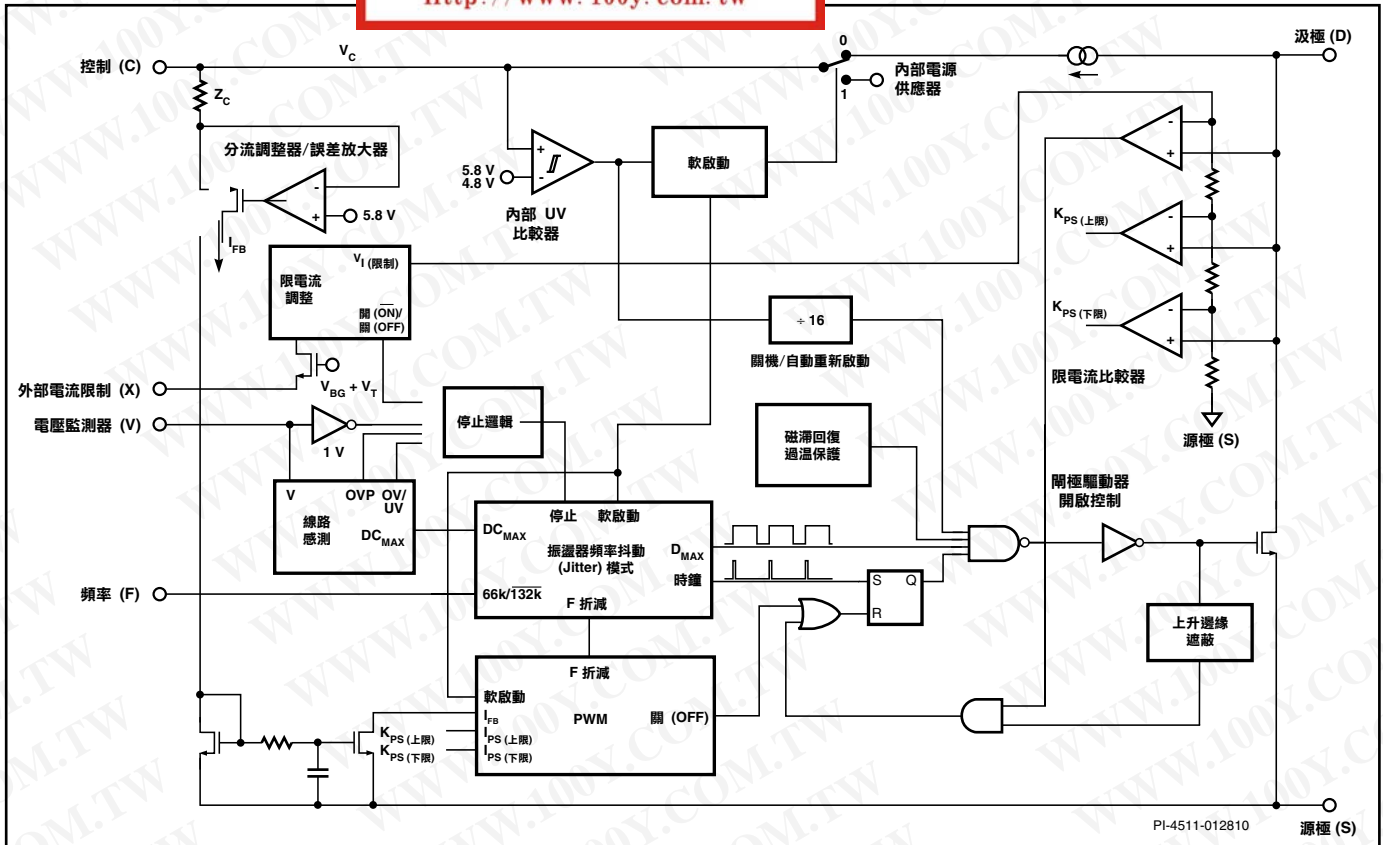


圖 2：功能區塊圖 (E 與 V 封裝)。

接腳功能說明

汲極 (D) 接腳：

高電壓功率 MOSFET 的汲極接腳。透過切換開關高電壓電流源從此接腳提供內部啟動偏壓電流，是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與回饋電流輸入接腳。與內部分流調整器的連接可在正常運作期間提供內部偏壓電流。它也用作供應器旁路與自動重新啟動/補償電容的連接點。

外部限電流 (X) 接腳：

用於外部限電流調整遙控開/關與裝置重設的輸入接腳。若連接至源極接腳，則會停用此接腳上的所有功能。

電壓監測器 (V) 接腳：

用於 OV、UV、降低 DC_{MAX} 時的前饋線間電壓、輸出過壓保護 (OVP)、遙控開/關的輸入。若連接至源極接腳，則會停用此接腳上的所有功能。

頻率 (F) 接腳：

用於選擇切換頻率為 132 kHz (若連接至源極接腳) 或 66 kHz (若連接至控制接腳) 的輸入接腳。

源極 (S) 接腳：

用於高電壓功率迴線的輸出 MOSFET 源極連接。一次側控制電路的共用和參考點。

無連接 (NC) 接腳：

內部未連接 (浮接) 的接腳 (可能有)。

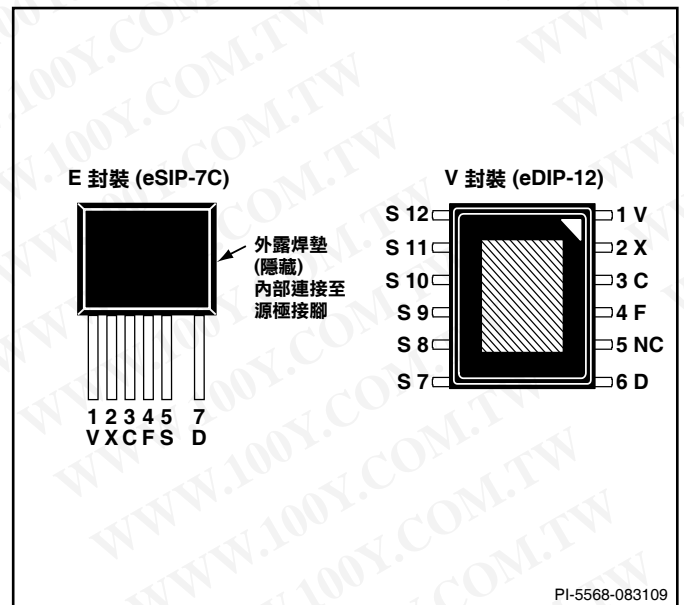


圖 3：接腳配置 (俯視圖)。

TOP264-271

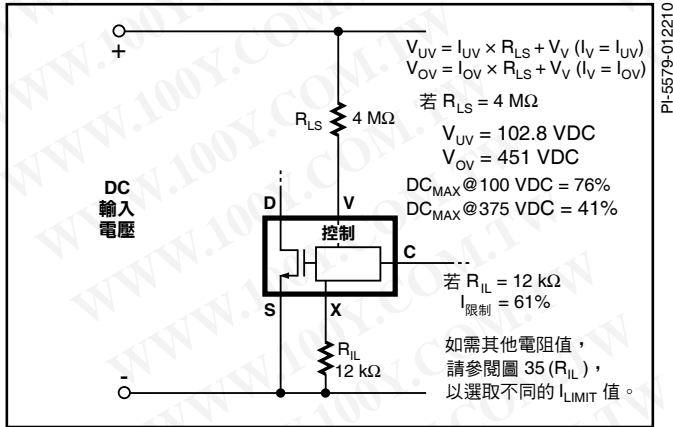


圖 4：封裝線路感測和外部設定的限電流。

TOP264-271 功能說明

與 TOPSwitch-HX 類似，TOP264-271 是整合的切換開關模式電源供應器晶片，能將控制輸入端的電流轉換成高電壓功率 MOSFET 的開汲極輸出端的工作週期。在正常運作期間，隨控制接腳電流的增大，功率 MOSFET 的工作週期會線性減小，如圖 5 所示。

除了三端 TOPSwitch 功能 (例如高電壓啟動、逐週期電流限制、迴路補償電路、自動重新啟動與過熱關機) 之外，TOP264-271 還包括許多其他功能，可降低系統成本、提高電源供應器效能及設計靈活性。使用取得專利的高電壓 CMOS 技術，可以極具成本效益地將高電壓功率 MOSFET 與所有低電壓控制電路整合在一個單晶片上。

已將三端 (即頻率、電壓監測器和外部限電流) 用於實現某些新功能。可將這些端連接至源極接腳，以便以類似 TOPSwitch 的三端模式來運作 TOP264-271。不過，即使在此三端模式下，TOP264-271 也會提供許多不需要任何外部元件的通透功能：

1. 完全整合的 17 ms 軟啟動，藉由從低至高線性升高限電流和頻率，以限制啟動期間的峰值電流和電壓，可顯著減少或完全消除大多數應用中的輸出過衝。
2. 78% 的最大工作週期 (DC_{MAX}) 允許使用更小的輸入儲存電容，可降低輸入電壓需求及/或提高功率傳輸能力。
3. 多模式運作可最佳化並改善電源供應器在整個負載範圍內的效率，同時讓多重輸出供應器的交叉調節保持良好。
4. 132 kHz 的切換頻率可減小變壓器尺寸，同時對 EMI 並無明顯影響。
5. 在高負載條件下，頻率抖動 (Jitter) 可降低全頻率模式下的 EMI。
6. 鎖定過溫關機可確保進行過熱故障保護。
7. 具有省略接腳和腳端整形的封裝，可提供很大的汲極沿面距離。
8. 減小了自動重新啟動工作週期和頻率，從而改善了在發生開迴路故障、短路或無法穩壓時對電源供應器和負載的保護。
9. 對 I_f 功率係數、限電流降低、PWM 增益及過熱關機臨界值採用更嚴格的公差。

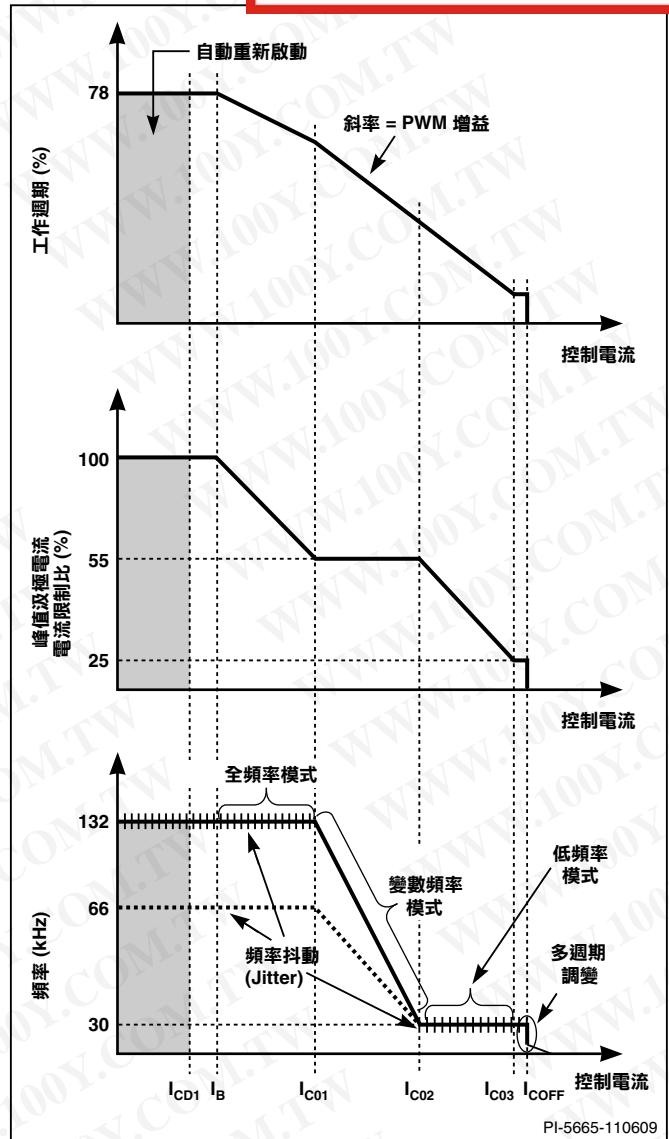


圖 5：Control 接腳特性 (多模式運作)。

電壓監測器 (V) 接腳通常用於線間電壓感測，方法是在此接腳與整流 DC 高電壓匯流排之間連接 4 MΩ 電阻，以實現線間電壓過壓 (OV)、欠壓 (UV) 及降低 DC_{MAX} 時的雙斜率前饋線間電壓。在此模式下，該電阻的值可確定 OV/UV 臨界值，而 DC_{MAX} 會以雙斜率線性減小，以改善線間漣波拒斥。此外，它還提供另一個臨界值，來執行鎖定和磁滯輸出過壓保護 (OVP)。使用 I_{UV} 臨界值，也可將該接腳用於遙控開/關。

外部限電流 (X) 接腳可用於從外部將限電流減小為接近運作峰值電流的值，方法是在此接腳與源極接腳之間連接電阻。也可將此接腳用作遙控開/關輸入。

將頻率 (F) 接腳連接至源極接腳時，會將全頻率 PWM 模式下的切換頻率設為預設值 132 kHz。如果將此接腳改為連接至控制接腳，則可以選擇 66 kHz 的半頻選項。不建議將此接腳保持為未連接狀態。

控制 (C) 接腳的運作

控制接腳是低阻抗節點，能接收供應和回饋兩者結合的電流。在正常運作期間，分流調整器用於使回饋訊號與供應電流分離。控制接腳電壓 V_C 是提供給控制電路 (包括 MOSFET 閘極驅動器) 的供應電壓。需要在控制接腳和源極接腳之間就近連接外部旁路電容，才能提供瞬間閘極驅動電流。連接至此接腳的電容總量也會設定自動重新啟動時序及控制迴路補償。在啟動期間將整流 DC 高電壓施加於汲極接腳時，MOSFET 起初處於關閉狀態，透過汲極接腳和控制接腳之間內部連接的切換開關高電壓電流源對控制接腳電容進行充電。當控制接腳電壓 V_C 達到約 5.8 V 時，將啟動控制電路，軟啟動開始執行。軟啟動電路會在約 17 ms 內，逐漸增大汲極峰值電流和切換頻率，將汲極峰值電流從起初很小的值增大為全頻率條件下的最大汲極峰值電流。如果軟啟動結束時，沒有任何外部回饋/供應電流饋送至控制接腳，則會關閉高電壓電流源，控制接腳將開始放電，以回應控制電路所提供的供應電流。如果電源供應器設計得當，且沒有發生故障 (例如開迴路或輸出短路)，則在控制接腳電壓有機會放電至約 4.8 V 的更低臨界值電壓 (內部供應器欠壓保護臨界值) 之前，回饋迴路就會閉合，以提供外部控制接腳電流。當外部饋送電流對控制接腳進行充電，使其達到 5.8 V 的分流調整器電壓時，會經由 NMOS 電流鏡將超過晶片消耗量的電流分流至源極，如圖 2 所示。該 NMOS 電流鏡的輸出電流會控制功率 MOSFET 的工作週期，以提供閉合迴路穩壓。分流調整器具有限定的低輸出阻抗 Z_C ，可在用於一次側回饋配置時設定誤差放大器的增益。控制接腳的動態阻抗 Z_C 加之外部控制接腳電容，可設定控制迴路的主極點。

當發生故障 (例如開迴路或輸出短路) 導致外部電流無法流入控制接腳時，控制接腳上的電容會放電，其電壓會逐漸下降到 4.8 V。達到 4.8 V 時，會啟動自動重新啟動功能，進而關閉輸出 MOSFET，並將控制電路置於低電流待機模式。高電壓電流源會開啟，並再次對外部電容進行充電。磁滯內部供應器欠壓比較器會藉由開啟和關閉高電壓電流源，使 V_C 保持在某個範圍 (通常為 4.8 V 至 5.8 V) 之內，如圖 7 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繼續保持，直到透過回饋迴路的閉合而輸出電壓再次達到穩壓為止。

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，會對全頻率 PWM 模式下的切換頻

率進行頻率抖動 (Jitter) (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 6 所示。隨著系統進入具有固定峰值汲極電流的可變頻率模式，會逐漸關閉頻率抖動 (Jitter)。

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 (請參見圖 5)，藉此執行多模式控制。RC 網路 (典型轉角頻率為 7 kHz) 會濾除過剩電流形式的回饋錯誤訊號，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，採用了四種不同的控制模式。在最大負載的情況下，調變器會在全頻率 PWM 模式下運作；隨著負載降低，調變器會自動先轉換至可變頻率 PWM 模式，再轉換至低頻率 PWM 模式。在極輕負載的情況下，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過剩控制接腳電流 (如圖 5 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。

全頻率 PWM 模式：控制接腳電流 (I_C) 達到 I_C 時，PWM 調變器會進入全頻率 PWM 模式。在此模式下，平均切換頻率保持不變，大小為 f_{OSC} (即可透過接腳選取的 132 kHz 或 66 kHz)。當 I_C 增大，超過 I_B 時，會藉由縮短開啟時間，讓工作週期從 DC_{MAX} 開始下降。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 $k_{PS(LIMIT)} \times I_{LIMIT}$ (設定值)，其中 $k_{PS(LIMIT)}$ 是 55% (典型值)， I_{LIMIT} (設定值) 是透過 X 接腳於外部設定的限電流。

可變頻率 PWM 模式：當電源供應器負載降低，導致峰值汲極電流降至 $k_{PS(LIMIT)} \times I_{LIMIT}$ (設定值) 時，PWM 調變器將開始轉換至可變頻率 PWM 模式，並逐漸關閉頻率抖動 (Jitter)。在此模式下，峰值汲極電流保持不變，大小為 $k_{PS(LIMIT)} \times I_{LIMIT}$ (設定值)，同時切換頻率會從初始的全頻率 f_{OSC} (132 kHz 或 66 kHz) 逐漸降至最低頻率 $f_{MCM(MIN)}$ (典型值為 30 kHz)。延長關閉時間可減小工作週期。

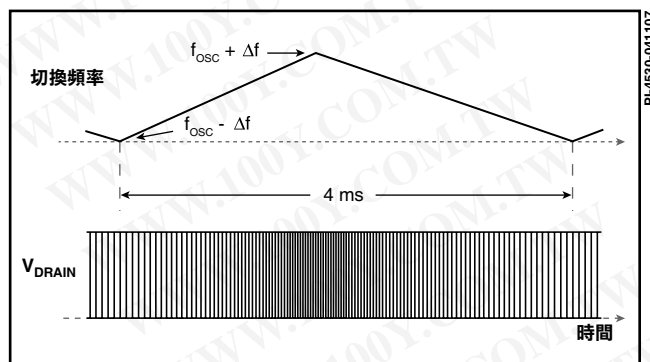


圖 6： 切換頻率抖動 (Jitter) (理想的 V_{DRAIN} 波形)。

低頻率 PWM 模式：當切換頻率達到 $f_{MCM(MIN)}$ (典型值為 30 kHz) 時，PWM 調變器開始轉換至低頻率模式。在此模式下，切換頻率保持不變，大小為 $f_{MCM(MIN)}$ ，並透過縮短開啟時間來減小工作週期 (類似於全頻率 PWM 模式)。峰值汲極電流會從初始值 $k_{PS(上限)} \times I_{LIMIT}$ (設定值) 逐漸降至最小值 $k_{PS(下線)} \times I_{LIMIT}$ (設定值)，其中 $k_{PS(下線)}$ 是 25% (典型值)， I_{LIMIT} (設定值) 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 $k_{PS(下線)} \times I_{LIMIT}$ (設定值) 時，調變器會轉換至多週期調變模式。在此模式下，每次開啟時，調變器會啟用輸出切換，在 $T_{MCM(MIN)}$ 期間內，以切換頻率 $f_{MCM(MIN)}$ (30 kHz 的 4 或 5 次連續脈衝) 使用大小為 $k_{PS(下線)} \times I_{LIMIT}$ (設定值) 的峰值汲極電流，然後保持關閉狀態，直到控制接腳電流降至 $I_{C(OFF)}$ 以下。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。藉由此方式避開變壓器諧振頻率，可以大幅抑制所有可能的變壓器噪音。

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，透過將 VOLTAGE MONITOR 經由具有適當阻值 (典型值為 4 M Ω) 的電阻，連接至整流 DC 高電壓匯流排，在輸入線間電壓以增益雙斜率從 88 V 增加為 380 V 時，最大工作週期可從 78% 降至 40% (典型值)。

誤差放大器

在一次側回饋應用中，分流調整器也能執行誤差放大器的功能。分流調整器的電壓精準地源自溫度補償的能隙參考。控制接腳的動態阻抗 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位於 V_C 電壓等級。超出供應電流的控制接腳電流會由分流調整器分流，成為脈衝寬度調變器的回饋電流 I_{FB} 。

晶片上的可從外部設定的限電流

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 $V_{DS(ON)}$ 與臨界值電壓進行比較。汲極大電流會導致 $V_{DS(ON)}$ 超出臨界值電壓，並使輸出 MOSFET 關閉，直到啟動下一個時鐘週期為止。限電流比較器臨界值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 EXTERNAL CURRENT LIMIT (X) 接腳與源極接腳之間連接電阻，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 $R_{DS(ON)}$ 滿足效率更高/散熱更少的需求。若於外部限電流 (X) 接腳與整流 DC 高電壓匯流排之間再連接一個電阻，則限電流會隨線間電壓的升高而降低，從而可以針對線間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間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功耗。

開啟輸出 MOSFET 後，上升邊緣遮蔽 (Leading edge blanking) 電路會在短期內禁止使用限電流比較器。已將上升邊緣遮蔽 (Leading edge blanking) 時間設定為適當的值，以便如果電源供應器設計得當，則一次側電容所產生的電流突波和二次側整流器反向恢復時間應該不會導致切換脈衝過早終止。上升邊緣遮蔽 (Leading edge blanking) 時間結束後的短期內，限電流會較低。這是 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。

線間電壓欠壓 (UV) 偵測

在開啟電源時，UV 會使 TOP264-271 保持關閉，直到輸入線間電壓達到欠壓臨界值。在關閉電源時，UV 會在輸出位於穩壓範圍之外後防止重新啟動。這可消除諸如待機電源供應器等應用中，大輸入儲存電容的慢速放電所導致的電源關閉擾動。電壓監測器接腳與整流 DC 高電壓匯流排之間連接的單一電阻，會設定開啟電源時的 UV 臨界值。在成功開啟電源供應器後，UV 臨界

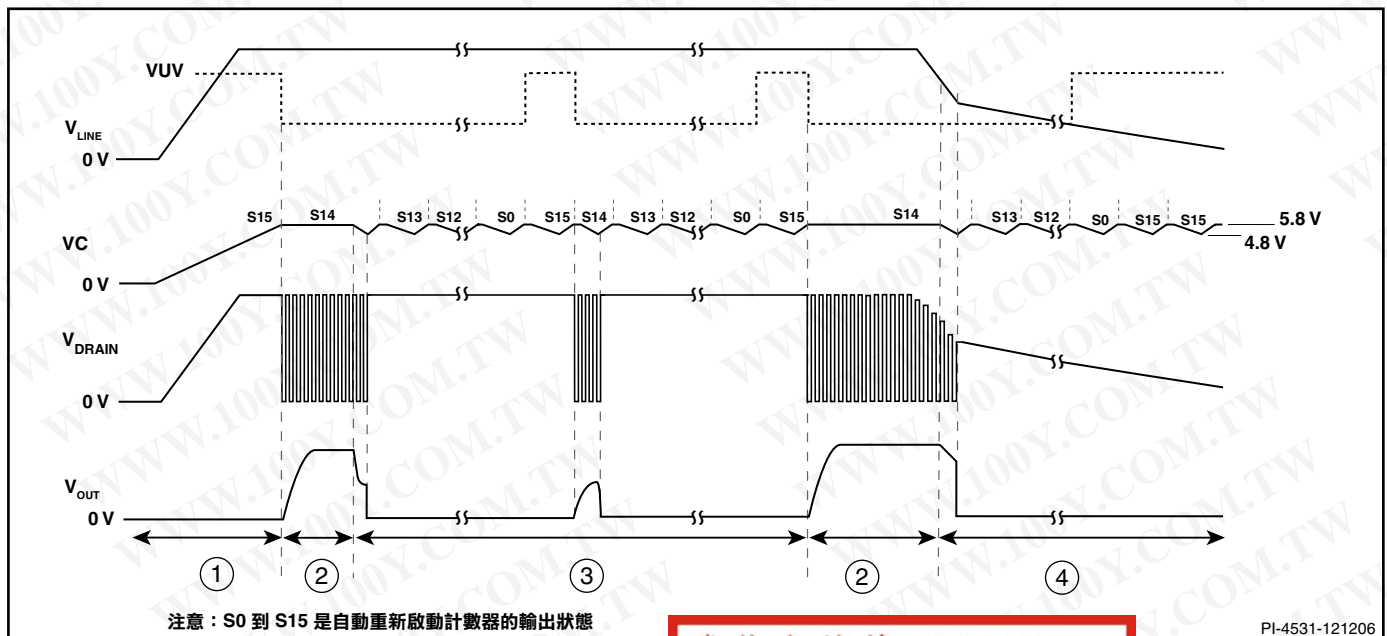


圖 7：(1) 開啟電源 (2) 正常運作 (3) 自動重新啟動 (4) 關閉電源的典型波形。

勝特力材料 886-3-5753170
 勝特力电子(上海) 86-21-34970699
 勝特力电子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

PI-4531-121206

值會降至初始 UV 臨界值的 44% (UV 低臨界值)，以允許使用更大的輸入電壓運作範圍。如果在運作期間達到 UV 低臨界值，且電源供應器並非無法穩壓，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，電源供應器無法穩壓，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，則在下個週期會停用 MOSFET (請參見圖 7)。可以停用 UV 功能，而不依賴於 OV 功能。

線間電壓過壓 (OV) 關機

用於 UV 的同一個電阻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。當線間電壓恢復正常 (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 臨界值的比率預先設定為 4.5，如圖 8 所示。MOSFET 關閉時，因為汲極缺少反射電壓和漏感突波，整流 DC 高電壓突波容量會增至 MOSFET 的額定電壓 (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。應將 DC 匯流排連接至線路感測電阻。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，是透過觸發線間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 超出 $I_{OV(ULS)}$ (典型值為 336 μ A) 的時間超過 100 μ s，TOP264-271 就將鎖定為永久關閉狀態，以執行鎖定 OVP。只有在 I_X 超出 $I_{X(TH)} = -27 \mu$ A (典型

值)，或 V_O 低於電源開啟重設臨界值 ($V_{C(復位)}$) 然後回到正常值時，才能進行重設。如果 I_V 未超出 $I_{OV(ULS)}$ ，或是超出的時間不足 100 μ s，則 TOP264-271 會啟動線間電壓過壓和磁滯 OVP。其行為與前一部分詳述的線間電壓過壓關機 (OV) 完全相同。出現由於失去回饋而導致的故障時，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。

如果發生開迴路時，電源供應器在負載很重或輸入線間電壓很低的情況下運作，則輸出電壓可能不會顯著升高。在這些情況下，除非負載或線間電壓情況有所改變，否則不會執行關機鎖定。但是，當線間電壓或負載情況變更時，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 保護將在開迴路情況下，防止標準 12 V 輸出升高到約 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} 時的前饋線間電壓

用於 UV 和 OV 的同一個電阻也可實施線間電壓前饋，從而使輸出線間漣波降至最小，並降低電源供應器輸出對線間暫態的敏感度。請注意，對於相同的控制接腳電流，線間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} 還會從電壓稍低於 UV 臨界值時的 78% (典型值) 降至 OV 臨界值時的 36% (典型值)。在高線間電壓的情況下，選擇 36% 的 DC_{MAX} 可確保 TOP264-271 的功率能力在正常運作時不受此功能的限制。TOP264-271 採用以下兩種降低斜率，從而更適用於理想的前饋：-1%/ μ A 用於所有低於 195 V (針對 4 M Ω 線間阻抗的典型值) 的匯流排電壓；-0.25%/ μ A 用於所有高於 195 V 的匯流排電壓。

遙控開/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。此電壓臨界值也可用於執行遙控開/關控制。

電壓監測器和外部限電流接腳表*

圖編號	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
三端運作	✓											
線間電壓欠壓 (UV)		✓	✓	✓						✓	✓	
線間電壓過壓 (OV)		✓	✓		✓					✓	✓	
前饋線間電壓 (DC_{MAX})		✓	✓							✓	✓	
輸出過壓保護 (OVP)			✓									
過載功率限制 (OPP)							✓					
外部限電流						✓	✓		✓	✓	✓	✓
遙控開/關								✓	✓	✓		
裝置重設								✓	✓	✓		
快速 AC 重設												✓
AC 暫時限制用電												✓

*此表僅列出許多可能的電壓監測器和外部限電流接腳配置中的一部分。

表 2：電壓監測器 (V) 接腳和外部限電流 (X) 接腳配置選項

勝特力材料 886-3-5753170
 勝特力电子(上海) 86-21-34970699
 勝特力电子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

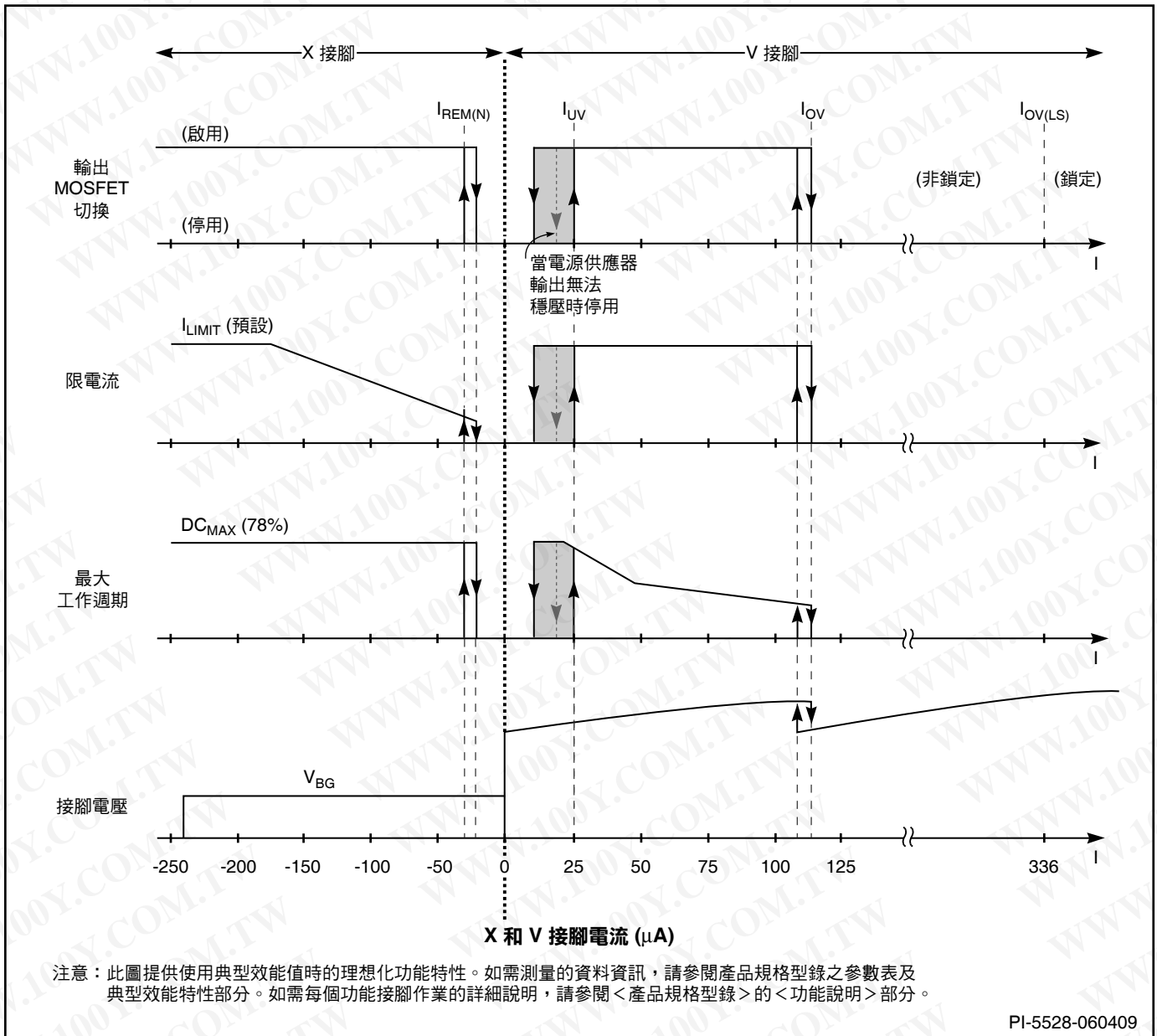


圖 8： 電壓監測器和外部限電流 (E 和 V 封裝) 接腳特性

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 和遙控開/關) 停用輸出時，TOP264-271 總是會先完成其目前的切換週期，然後再強制關閉輸出。

如上文所示，遙控開/關功能也可用作待機/通電開關，用以關閉 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 處於遙控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穩壓模式。在此模式下，控制接腳會經過 4.8 V 與 5.8 V 之間的交替充放電週期 (請參閱上文的控制接腳運作部分)，然後完全關閉高電壓 DC 輸入，但仍有極低功耗 (X 接腳開路情況下，230 VAC 時的典

型值 <100 mW)。進入此模式後，如果遙控開啟 TOP264-271，則在下次控制接腳達到 5.8 V 時，會以軟啟動開始正常啟動順序。在最差的情況下，從遙控開啟至啟動之間的延遲時間可達控制接腳的完整放電/充電週期時間，若控制接腳電容為 47 μF ，則該時間約為 125 ms。使用這種功耗更低的遙控關閉模式，就不必使用昂貴且不可靠的內嵌機械開關。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。

軟啟動

17 ms 軟啟動透過先經由低頻率 PWM 模式和可變頻率模式進行運作，然後再進入全頻率模式，藉以從最小值至最大值線性升高峰值及極電流和切換頻率。除了開機之外，還會在每次自動重新

啟動，以及由於出現遙控關閉或過熱關機的情況在控制接腳電壓 (V_c) 進行磁滯穩壓後重新啟動時啟用軟啟動。軟啟動可以有效地最大限度地緩和輸出 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輸出過衝降至最低，並防止變壓器達到飽和。

關機/自動重新啟動 (以進行 OCP、SCP、OPP)

為了在發生故障 (例如電流過大 (OC)、短路 (SC) 或功率過大 (OP)) 時將 TOP264-271 的功耗降至最低，關機/自動重新啟動電路會在無法穩壓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。如果無法穩壓，則會中斷流入控制接腳的外部電流。 V_c 穩壓會從分流模式變更為磁滯自動重新啟動模式，如控制接腳運作部分所述。故障排除後，電源供應器輸出會變為已穩壓狀態， V_c 穩壓將回到分流模式，電源供應器恢復正常運作。

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 進行穩壓，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

所有關鍵的 TOP264-271 內部電壓均源自溫度補償的能隙參考。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、限電流以及線間 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。

高電壓偏壓電流源

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、遙控關閉與過溫關機期間，都會進行磁滯運作。在此運作模式下，會以有效工作週期 (約 35%) 開/關電流源。此工作週期由控制接腳充電電流 (I_C) 和放電電流 (I_{CD1} 和 I_{CD2}) 的比率確定。在正常運作期間切換輸出 MOSFET 時，會關閉此電流源。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。

勝特力材料 886-3-5753170
 勝特力电子(上海) 86-21-34970699
 勝特力电子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

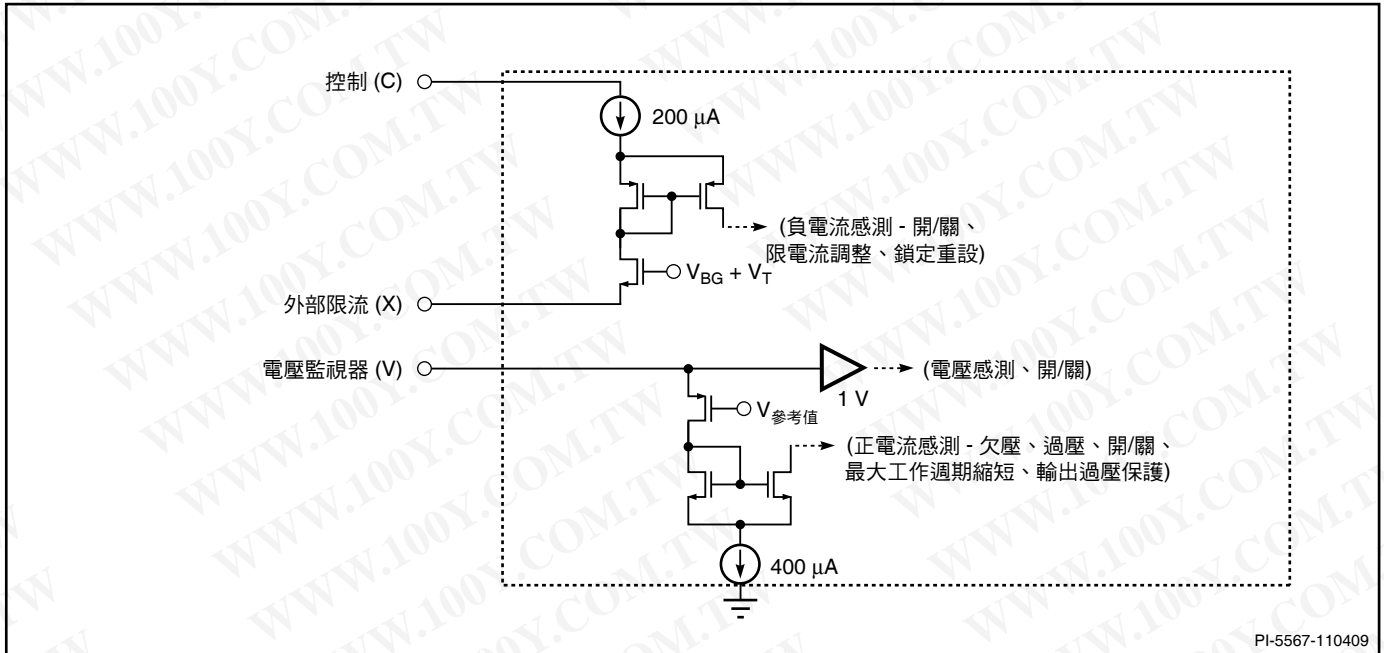


圖 9：電壓監測器 (V) 接腳和外部限電流 (X) 接腳輸入簡化電路圖。

勝特力材料 886-3-5753170
 勝特力电子(上海) 86-21-34970699
 勝特力电子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

頻率 (F) 接腳的典型使用

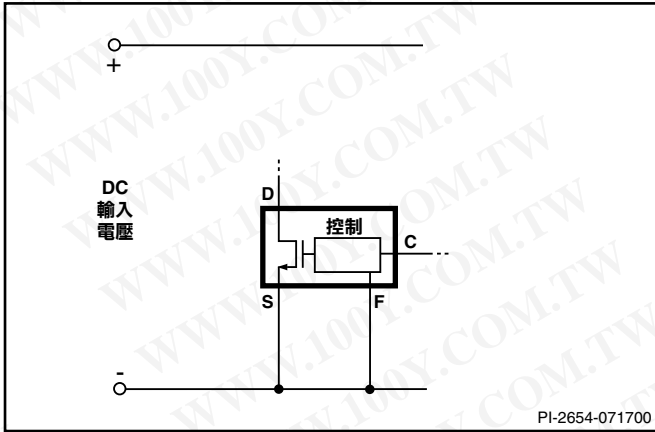


圖 10：全頻率運作 (132 kHz)

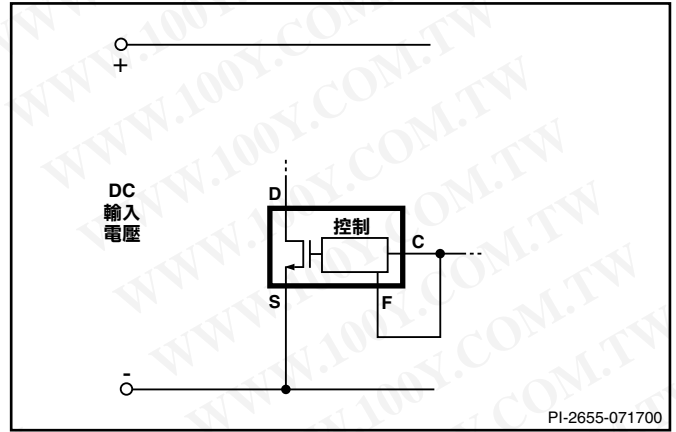


圖 11：半頻率運作 (66 kHz)

勝特力材料 886-3-5753170
 勝特力电子(上海) 86-21-34970699
 勝特力电子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

電壓監測器 (V) 與外部限電流 (X) 接腳的典型使用

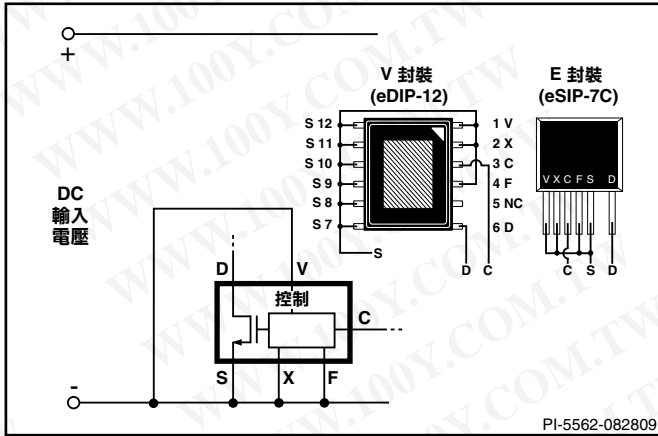


圖 12：三端運作 (電壓監測器和 EXTERNAL CURRENT LIMIT 功能已停用。頻率接腳連接至源極或控制接腳。)

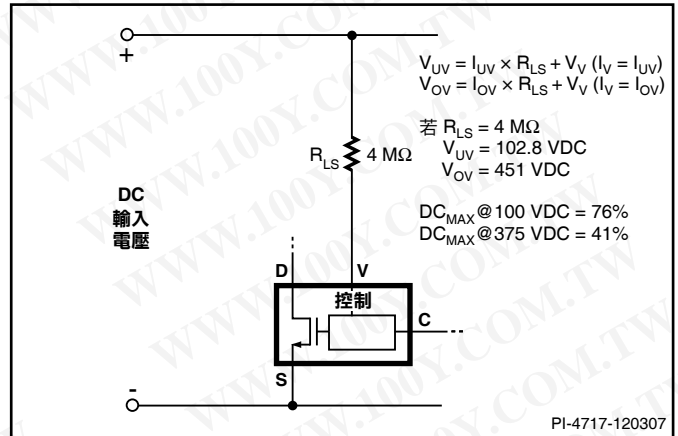


圖 13：欠壓、過壓和前饋線間電壓的線路感測

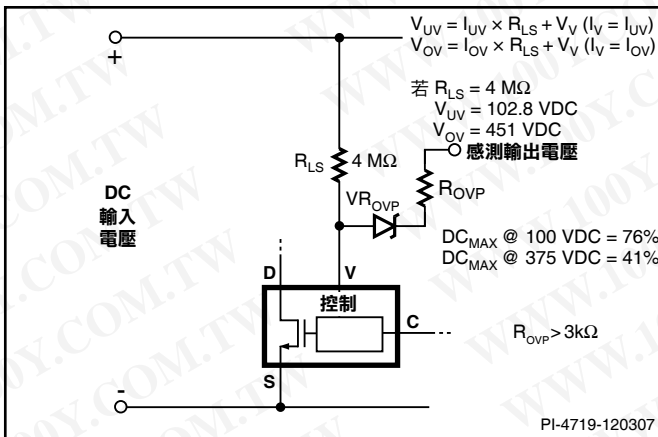


圖 14：欠壓、過壓、前饋線間電壓和磁滯輸出過壓保護的線路感測

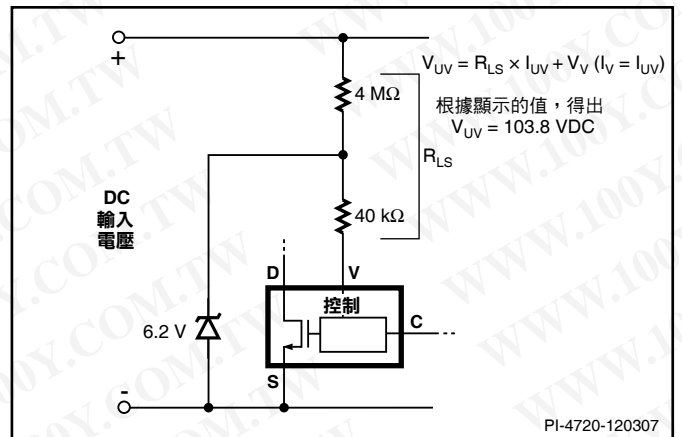


圖 15：僅用於欠壓 (過壓已停用) 的線路感測

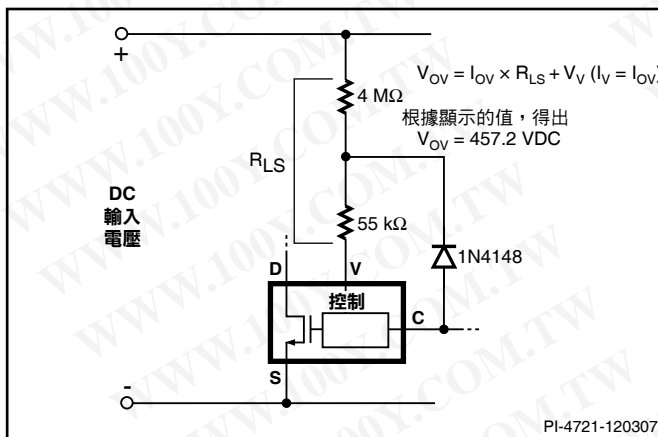


圖 16：僅用於過壓 (欠壓已停用) 的線路感測最大工作週期 (低線間電壓條件下將減小，並且隨線間電壓的增大而進一步減小。)

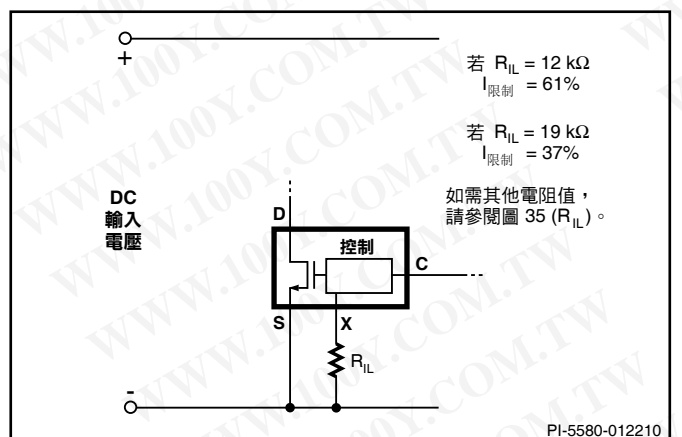


圖 17：外部設定的限電流

電壓監測器 (V) 和外部限電流 (X) 接腳的典型使用 (續)

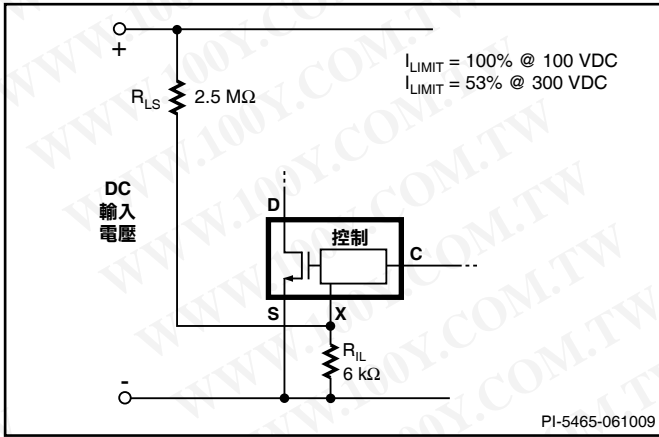


圖 18：限電流隨線間電壓升高而降低。

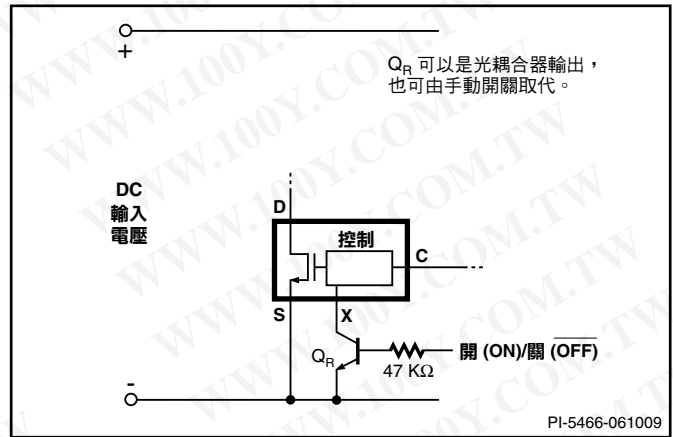


圖 19：主動開啟 (自動防止故障危害) 遙控開/關，以及鎖定重設

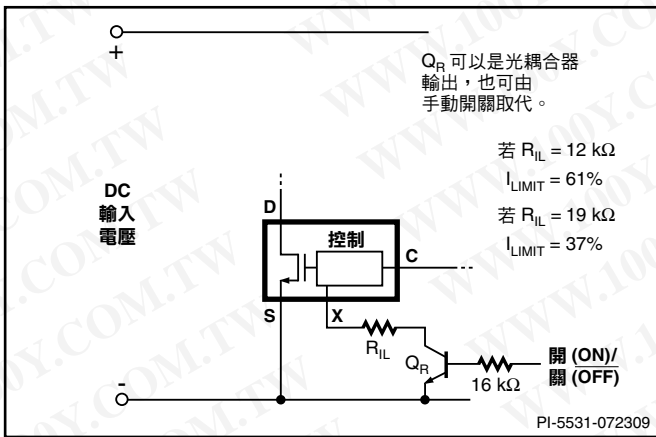


圖 20：主動開啟遙控開/關 (使用外部設定的限電流) 以及鎖定重設

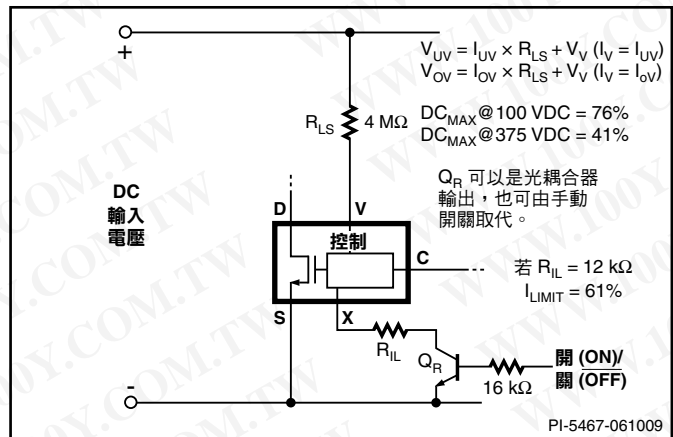


圖 21：主動開啟遙控開/關 (使用線路感測和外部限電流) 以及鎖定重設。

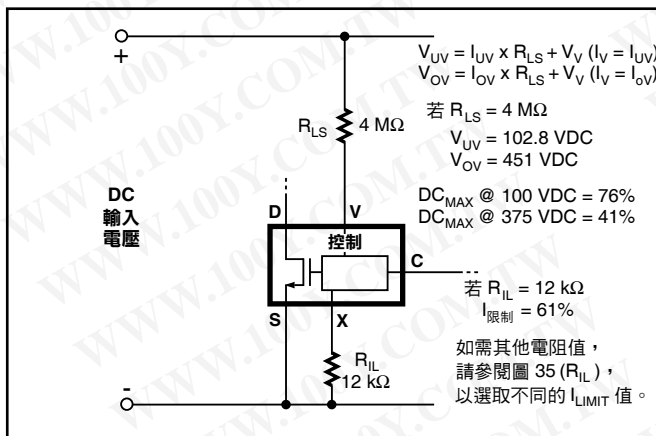


圖 22：線路感測和外部設定的限電流

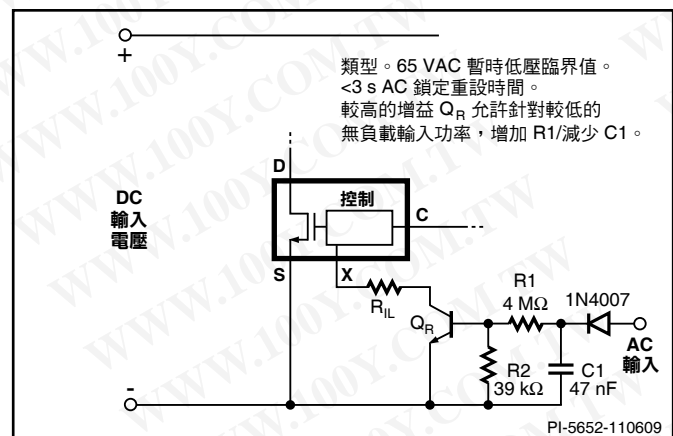


圖 23：外部設定的限電流、快速 AC 鎖定重設和暫時限制用電

應用範例

低無負載功耗、高效率、65 W、全輸入轉換器電源供應器

圖 24 所示電路展示了 90 VAC 至 265 VAC 輸入、19 V、3.42 A 的輸出電源供應器，該電源供應器設計為在密封型轉換器機殼中進行運作。設計目標是取得最高滿載效率、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。其他需求包括鎖定輸出過壓關機和符合安全標準機構的限制功率源 (LPS) 限制。電路圖中所示的表格摘要了測出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

- 選擇大於功率傳輸所需的裝置可提高效率

TOPSwitch-JX 的限電流設定功能允許選擇大於功率傳輸所需的裝置。這樣可以藉由降低 MOSFET 導通損失 ($I_{RMS}^2 \times R_{DS(ON)}$) 來使滿載低線間電壓時的效率更高，但保持過載功率、變壓器尺寸和其他元件尺寸，就像使用了較小的裝置一樣。

本設計中選擇了一個大於功率傳輸 (按照功率表中的建議) 所需的裝置。這樣通常可以達到更高的效率。如果進一步增大裝置尺寸，則由於較大的 MOSFET 會產生較大的切換損失，因此通常不會提高效率，甚至會使效率降低。

線路感測電阻值

- 將線路感測電阻從 4 MΩ 增至 10.2 MΩ 可將無負載輸入功耗降低 16 mW

線路感測由電阻 R3 和 R4 提供，可設定線間電壓欠壓和過壓臨界值。將這兩個電阻相加的值從標準 4 MΩ 增至 10.2 MΩ。這樣會降低電阻功耗，因此可將無負載輸入功率從約 26 mW 降至約 10 mW。為了補償對 UV (開啟) 臨界值產生的變更，在控制和電壓監測器接腳之間連接了電阻 R20。這樣可以增加約 16 μA 的 DC 電流流入 V 接腳，從而僅需要透過 R3 和 R4 提供 9 μA 電流，即可達到 V 接腳 UV (開啟) 臨界值電流 25 μA，同時設定 UV 臨界值為 95 VDC。

當產生的 OV 臨界值從約 450 VDC 升至約 980 VDC 時，此技術能有效停用線間電壓 OV 功能。不過在本設計中沒有任何影響，因為輸入電容 (C2) 的值已足以允許設計承受大於 2 kV 的差模線間突波，而不會讓峰值及極電壓達到 U1 的 BV_{DSS} 額定值。

「TOPSwitch-JX 應用說明 (AN-47)」中提供了 R20 值的具體準則和詳細計算方式。

箝位電路配置 – RZCD (而非 RCD)

- 選擇了 RZCD (Z 表示積納二極體洩漏) 箝位電路 (而非 RCD 箝位電路)，以使輕載時的效率更高，無負載功耗更低

箝位網路由 VR2、C4、R5、R6、R11、R28、R29 和 D2 構成。它可將漏電感導致的峰值及極電壓突波限制在內部 TOPSwitch-JX MOSFET 的 BV_{DSS} 額定值以下。選擇這種安排 (而非標準 RCD 箝位電路)，可改善輕載時的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 (而非電阻和串聯積納二極體) 對 C4 進行放電。在 RCD 箝位電路中，會選擇電阻值，

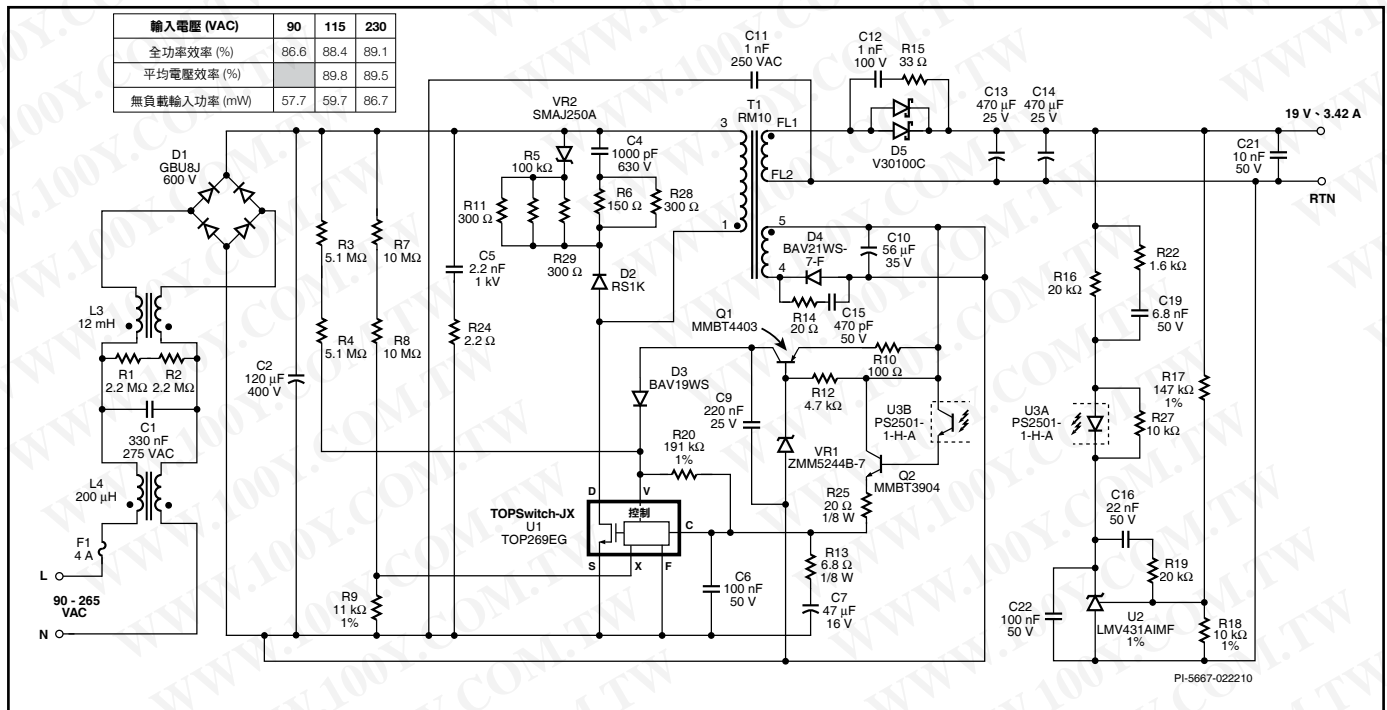


圖 24： 高效率、19 V、65 W、全輸入返馳式電源供應器 (低無負載功耗) 的電路圖

來限制滿載和過載情況下的峰值汲極電壓。不過，在輕載或無負載條件下，由於漏電感能量和切換頻率較低，因此所選電阻值會導致電容電壓大量放電。由於在每個切換週期中，必須將電容再次充電至反射輸出電壓之上，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功耗成為很大的負擔，就像其連接至電源供應器的輸出端一樣。

RZCD 安排透過防止電容上的電壓放電至低於最小值 (由 VR2 的電壓額定值定義)，使輕載和無負載條件下箝位電路的功耗降至最低，從而解決了這一問題。

電阻 R6 和 R28 提供了高效率振盪阻尼，可降低 EMI。由於 VR2 會串聯電阻以限制峰值電流，因此可以使用標準功率積納二極體 (而非 TVS 類型的二極體) 來降低成本 (本設計中選擇了 TVS 類型是因為可以使用 SMD 形式的二極體)。選擇具有 800 V (而非典型值 600 V) 額定值的二極體 D2，是因為其反向恢復時間更長，可達 500 ns。這樣，在二極體的反向恢復時間內，箝位電路能量可以部分恢復，從而提高效率。由於使用了 SMD 元件，因此並聯使用多個電阻以分擔功耗。

回饋配置

- 採用的達靈頓 (Darlington) 連接以及光耦合器電晶體可以降低二次側回饋電流，從而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，可以降低二次側回饋電流，從而降低無負載輸入功率。
- 無負載、高線間電壓條件下，偏壓繞組電壓調整至約 9 V，可以降低無負載輸入功率。

高線間電壓條件下，通常流入控制接腳的回饋電流約為 3 mA。此電流是源自偏壓繞組 (C10 上的電壓) 的電流和直接源自輸出端的電流兩者之和。兩者均為電源供應器輸出端的負載。為了儘量降低無負載條件下來自偏壓繞組的功耗，對偏壓繞組圈數和 C10 的值進行了調整，以向 C10 提供約 9 V 的最低電壓。這是對光耦合器施加偏壓所需的最低電壓。為了儘量降低二次側的功耗，加入了回饋電路 Q2 以形成與 U3B 的達靈頓 (Darlington) 連接。這樣可將二次側的回饋電流減小至約 1 mA。藉由增大 R16 的值並加入 R25 來補償增大的迴路增益 (由於電晶體的 h_{FE} 所致)。使用 1.24 V LMV431 取代標準 2.5 V TL431 電壓參考，以將供應電流需求從 1 μ A 降至 100 μ A。

輸出整流器選擇

- 為輸出整流器選擇了電流額定值更高、 V_f 很低的蕭特基整流器二極體

為 D5 選擇了雙輸出 15 A、100 V 的蕭特基整流器二極體 (在 5 A 條件下 V_f 為 0.455 V)。其電流額定值大於所需的值，可降低電阻上的電壓損失和順向電壓損失，從而提高滿載效率和平均效率。可以使用 100 V 蕭特基二極體的原因在於變壓器一次側與二次側的圈數比很高 ($N_{OR} = 110$)，而後者的原因在於 TOPSwitch-JX 內部 MOSFET 的電壓額定值很高。

增加輸出過壓關機敏感度

- 加入了電晶體 Q1 和 VR1 以改善輸出過壓關機敏感度

在開迴路情況下，輸出電壓會增大，進而偏壓繞組電壓也會增大。當超出 VR1 電壓加上 V_{BE} 壓降時，Q1 會開啟，電流將饋送

至 V 接腳。加入 Q1 可確保即使在電源供應器於低線間電壓運作的情況下 (此時輸出電壓過衝相對較小) 輸出處於滿載狀態時，進入 V 接腳的電流也足以超出關機鎖定臨界值。

透過 X 接腳的限電流設定功能和 R7、R8 與 R9 提供輸出過載功率限制。電阻 R8 和 R9 可以降低裝置限電流 (透過增大線間電壓)，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。為了在其中一個電阻出現故障 (例如 R8 開路) 的情況下仍符合此要求，還會使用過載情況下發生的偏壓電壓升高來觸發關機鎖定。

極低無負載功耗、高效率、30 W、全輸入、開放式架構電源供應器

以下圖 25 中所示的電路展示了 85 VAC 至 265 VAC 輸入、12 V、2.5 A 的輸出電源供應器。設計目標是取得最高滿載效率、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。其他需求包括鎖定輸出過壓關機和符合安全標準機構的限制功率源 (LPS) 限制。電路圖中所示的表格摘要了實際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

- 40 °C 的環境溫度允許使用小於功率表所示的裝置。

為本設計選擇裝置的根據是功率表 (表 1) 的「85-265 VAC」、「開放式架構」和「PCB 散熱」欄。由於環境溫度規格為 40 °C (而非功率表中假設的 50 °C)，且基於最佳 PCB 面積和裝置散熱片佈局方面的考量，選擇了較小的裝置 (TOP266V，而非 TOP267V)。後續的散熱和效率資料確認此選擇正確無誤。在滿載、環境溫度為 40 °C、輸入電壓為 85 VAC/47 Hz 的條件 (最差情況) 下，裝置最高溫度為 107 °C，平均效率超過能源之星和 EuP 第 2 階段要求的 83%。

變壓器鐵芯選擇

- 132 kHz 的切換頻率允許選擇較小的鐵芯以降低成本

磁性鐵芯尺寸是切換頻率的函數。選擇較高的切換頻率 132 kHz，可以使用較小的鐵芯尺寸。較高的切換頻率不會對 TOPSwitch-JX 設計的效率產生負面影響，因為其汲源極間電容 (C_{OSS}) 比分離式 MOSFET 的更小。

線路感測電阻值

- 將線路感測電阻從 4 M Ω 增至 10.2 M Ω 可將無負載輸入功耗降低 16 mW

線路感測由電阻 R1 和 R2 提供，可設定線間電壓欠壓和過壓臨界值。將這兩個電阻相加的值從標準 4 M Ω 增至 10.2 M Ω 。這樣會降低電阻功耗，因此可將無負載輸入功率從約 26 mW 降至約 10 mW。為了補償對 UV 臨界值產生的變更，在控制和電壓監測器接腳之間連接了電阻 R12。這樣可以增加約 16 μ A 的 DC 電流流入 V 接腳，從而僅需要透過 R1 和 R2 提供 9 μ A 電流，即可達到 V 接腳 UV 臨界值電流 25 μ A，同時設定 UV 臨界值約為 95 VDC。

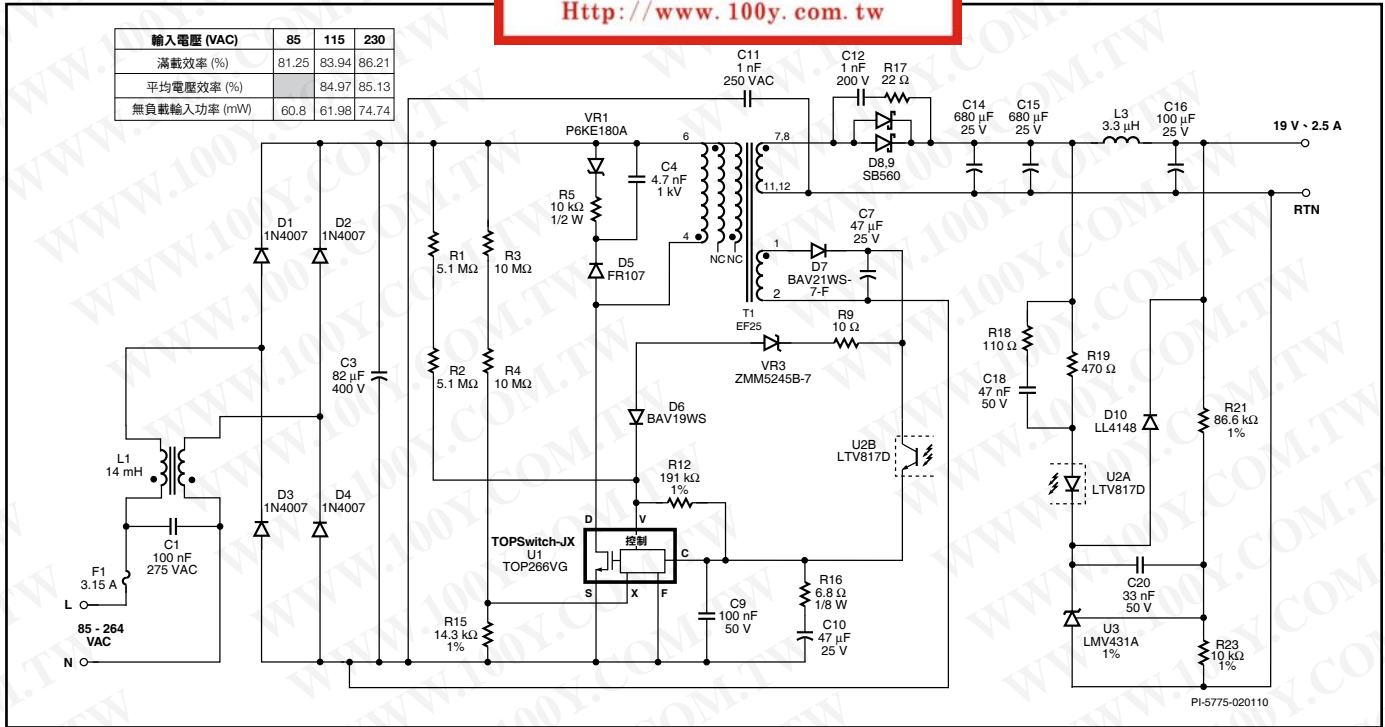


圖 25： 高效率、12 V、30 W、全輸入返馳式電源供應器 (極低無負載功耗) 的電路圖

當產生的 OV 臨界值從約 450 VDC 升至約 980 VDC 時，此技術能有效停用線間電壓 OV 功能。不過在本設計中沒有任何影響，因為輸入電容 (C3) 的值已足以允許設計承受大於 1 kV 的差模線間突波，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 R12 值的具體準則和詳細計算方式。

箝位電路配置 – RZCD (而非 RCD)

- 選擇了 RZCD (Z 表示積納二極體洩漏) 箝位電路 (而非 RCD 箝位電路)，以使輕載時的效率更高，無負載功耗更低

箝位網路由 VR1、C4、R5 和 D5 構成。它可將漏電感導致的峰值汲極電壓突波限制在內部 TOPSwitch-JX MOSFET 的 BV_{DSS} 額定值以下。選擇這種安排 (而非標準 RCD 箝位電路)，可改善輕載時的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 (而非電阻和串聯積納二極體) 對 C4 進行放電。在 RCD 箝位電路中，會選擇 R5 的電阻值，來限制滿載和過載情況下的峰值汲極電壓。不過，在輕載或無負載條件下，由於漏電感能量和切換頻率較低，因此所選電阻值會導致電容電壓大量放電。由於在每個切換週期中，必須將電容再次充電至反射輸出電壓之上，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功耗成為很大的負擔，就像其連接至電源供應器的輸出端一樣。

RZCD 安排透過防止電容上的電壓放電至低於最小值 (由 VR1 的電壓額定值定義)，使輕載和無負載條件下箝位電路的功耗降至最低，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，可以使用低於 50 Ω 的電阻與 C4 串聯，以減弱高頻振盪並改善 EMI，但是在此情況下並不需要。

回饋配置

- 使用高 CTR 光耦合器以降低二次側偏壓電流和無負載輸入功率。
- 在二次側使用的低電壓、低電流電壓參考 IC，可以降低二次側回饋電流與無負載輸入功率。
- 無負載、高線間電壓條件下，偏壓繞組電壓調整至約 9 V，可以降低無負載輸入功率。

高線間電壓條件下，通常流入控制接腳的回饋電流約為 3 mA。此電流是源自偏壓繞組 (C10 上的電壓) 的電流和直接源自輸出端的電流兩者之和。兩者均為電源供應器輸出端的負載。

為了儘量降低無負載條件下來自偏壓繞組的功耗，對偏壓繞組圈數和 C7 的值進行了調整，以向 C7 提供約 9 V 的最低電壓。這是對光耦合器施加偏壓並對輸出進行穩壓所需的最低電壓。

為了儘量降低二次側回饋電路的功耗，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 取代標準 2.5 V TL431 電壓參考，以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

- 使用高 VOR，從而可以使用 60 V 蕭特基二極體以提高效率和降低成本

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 (反射輸出電壓或 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較低，因此提高了效率。為了降低成本並提高效率，選擇了兩個並聯的軸式 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軟關閉

- 電感器 L2 可用於提供輸出軟關閉，且不必使用電容

為防止啟動期間發生輸出過衝，會使用 L2 上的電壓提供軟關閉功能。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 並提供回饋給一次側。此安排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。

主要應用考量

TOPSwitch-JX 與 TOPSwitch-HX

表 4 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。

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	外部偏壓電流 I_b +3.4 mA (TOP256-258)	外部偏壓電流 I_b +1.6 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 封裝	尚未提供	已提供	<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 對於較 DIP-8 封裝更高的功率能力，散熱效能更佳
崩潰電壓 BV_{DSS}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ 時最小為 700 V	$T_J = 25^\circ\text{C}$ 時最小為 725 V	<ul style="list-style-type: none"> 可輕鬆滿足客戶的降額要求 (例如 80%) 線間突波耐受性更好
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 4：TOPSwitch-HX 與 TOPSwitch-JX 之間的比較。

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}) 和效率估計值。
- 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，以保持裝置溫度 $\leq 110^\circ\text{C}$ 。
- 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。

TOP264-271 選擇

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

必須選擇可提供 TOP264-271 轉換器所需最小 DC 電壓的輸入電容，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間電壓 (用於漣波拒斥)，因此可以使用較小的輸入電容。對於 TOP264-271，若變壓器設計得當，則對全輸入可以每瓦使用 2 μF 電容。

一次側箝位電路和輸出反射電壓 V_{OR}

需要使用一次側箝位電路來限制 TOP264-271 汲源極間峰值電壓。積納二極體箝位電路需要的零件很少，佔據的電路板空間很

TOP264-271

小。為提高效率，應該選擇至少是輸出反射電壓 V_{OR} 1.5 倍的箝位積納二極體，因為這樣才能使漏感突波導通時間很短。在全輸入應用中使用積納二極體箝位電路時，考慮到積納二極體的絕對公差和溫度變化，建議使用 V_{OR} 低於 135 V 的積納二極體。這可確保箝位電路的有效運作，也可保持最大汲極電壓低於 TOP264-271 MOSFET 的額定崩潰電壓。需要很高的 V_{OR} ，才能充分利用 TOP264-271 更寬的 DC_{MAX} 。RCD (或 RCDZ) 箝位電路提供比積納二極體箝位電路更嚴格的箝位電壓公差，並允許 V_{OR} 為 150 V。藉由降低外部限電流 (透過提高輸入線間電壓，請參見圖 18)，可以將 RCD 箝位電路功耗降至最低。相較於積納二極體箝位電路，RCD 箝位電路更具成本效益，但需要更謹慎的設計 (請參見「快速設計檢查清單」)。

輸出二極體

針對應用的反向峰值電壓、輸出電流和散熱條件 (包括散熱、空氣循環等) 來選擇輸出二極體。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

由於在無負載時以低頻率運作，因此建議使用最小 10 μ F 的偏壓繞組電容。請確保在零負載時最小偏壓繞組電壓 >9 V，以進行正確運作和輸出電壓穩壓。

軟啟動

通常，電源供應器在已啟動且回饋迴路達到穩壓之前的壓力最大。在 17 ms 時間內，晶片上軟啟動會從低起始值，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，從而提供時間供回饋迴路控制工作週期。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，軟啟動會限制輸出電壓過衝的量，且不必使用軟關閉電容。請注意，一旦迴路閉合，軟啟動功能就會停止，即使這發生在 17 ms 軟啟動期間結束之前，也是如此。

EMI

頻率抖動 (Jitter) 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 EMI 峰值。這尤其有益於平均偵測模式。如圖 25 和 26 所示，由於頻率偏差增大，頻率抖動 (Jitter) 的優越性隨切換諧波的順序而愈加顯著。可在頻率接腳選擇 132 kHz 或 66 kHz 的切換頻率。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、監視器、電視等對視訊雜訊敏感的應用) 中，以 66 kHz 頻率運作將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，效率更高。請注意，第二個諧波 66 kHz 仍低於 150 kHz (高於 150 kHz 的傳導 EMI 規格會嚴格許多)。若不超過 10 W，可使用簡單的電感器取代更昂貴的 AC 輸入共模電感器，以符合全球傳導 EMI 限值。

變壓器設計

建議將變壓器設計為最大運作磁通密度為 3000 Gauss，在最大限電流條件下的峰值磁通密度為 4200 Gauss。選擇圈數比的依據應是：如果使用積納二極體箝位電路，則反射電壓 (V_{OR}) 不超過 135 V，如果使用限電流會隨線間電壓升高而減小 (過壓保護)

的 RCD 箝位電路，則反射電壓不超過 150 V (最大值)。對於運作電流顯著低於預設限電流的設計，建議使用外部設定的接近運作峰值電流的限電流，以降低峰值磁通密度和峰值功率 (請參見圖 17)。

待機功耗

在輕載或無負載條件下，特別是使用積納二極體箝位電路時，降低頻率可以顯著降低功率損失。對於極低的二次側功耗，請使用 TL431 穩壓器進行回饋控制。典型的 TOP264-271 電路會自動進入 MCM 模式 (在無負載時) 及低頻率模式 (在輕載時)，這會使無負載或待機條件下的損失非常低。

高功率設計

TOP264-271 系列包含傳輸功率可高達 162 W 的零件。高功率設計需要特殊考量。「TOP264-271 設計指南 (AN-43)」提供了高功率設計的準則。

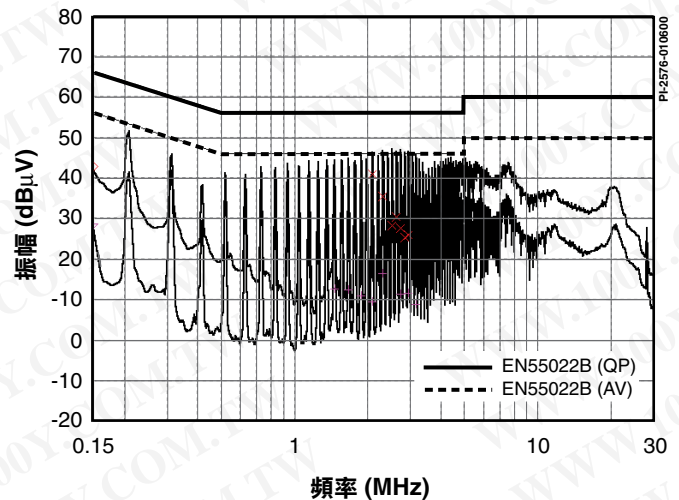


圖 26：固定頻率運作 (無頻率抖動 (Jitter))。

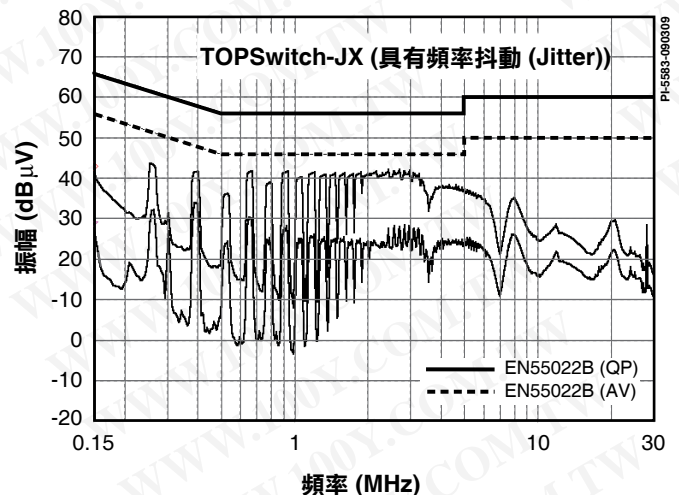


圖 27：在完全相同的電路和條件下，TOPSwitch-JX 全範圍 EMI 掃描 (132 kHz，進行頻率抖動 (Jitter))

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，從而提高承受突波的能力。控制接腳旁路電容的位置應儘可能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。連接至電壓監測器 (V 接腳) 或外部限電流 (X 接腳) 的所有源極接腳參考元件，也應儘可能靠近其各自接腳和源極之間。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。經由單獨的 (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) Trace 將源極接腳切換電流傳回至輸入電容負端，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 V、X 或 C 接腳的所有 Trace 應儘可能短，且遠離汲極追蹤以防止雜訊耦合。電壓監測器電阻 (圖 13、14、18、21、22、25、29 中的 R_{LS}) 和圖 (28、29) 中的一次側 OVP 電路元件 V_{ZOV}/R_{OV} 應儘可能靠近 V 接腳，以儘量縮短 V 接腳端的 Trace 長度。連接至 V 或 X 接腳的電阻應儘可能靠近大電容正端，同時這些連接的佈線應遠離功率切換電路。除了控制接腳的 47 μF 電容之外，應使用並聯高頻率旁路電容 (C_{BP}) 以使雜訊耐受性更佳。回饋光耦合器輸出端的位置也應該靠近 TOP264-271 的控制和源極接腳，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) 和箝位電容的迴路面積最小。應透過專用 Trace 將偏壓繞組迴線節點直接連接至大電容，而非連接至源極接腳。這樣可確保突波電流的佈線會遠離 TOPSwitch-JX 的源極接腳。

Y 電容

Y 電容應該靠近二次側輸出迴線接腳以及變壓器的一次側 DC 輸入正極接腳。如果將 Y 電容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

已將 E 封裝 (ESIP-7C) 和 V 封裝 (EDIP-12) 的外露焊墊在內部以電氣方式連接到源極接腳。為了避免渦電流，不可將外露焊墊貼附的散熱片以電氣方式連接到 PC 板上的任何一次側接地/源極節點。在雙面電路板上，與 VIAS 連接的正面和背面區域可用於增大有效散熱面積。此外，應在輸出二極體的陽極和陰極焊接位置，提供足夠的銅面積以進行散熱。圖 28 中，輸出整流器

和輸出濾波電容之間有一條窄 Trace。此 Trace 可在整流器和濾波電容之間進行散熱，以防止電容過熱。

快速設計檢查清單

為了降低 TOP264-271 設計的無負載輸入功率，V 接腳會以極低電流運作。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。應將 DC 匯流排連接至線路感測電阻。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。對於任何電源供應器設計，都應該實際驗證所有 TOP264-271 設計，以確保在最差條件下不會超出元件規格。強烈建議至少要進行以下測試：

1. 最大汲極電壓 – 確認在最高輸入電壓和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 (無法穩壓) 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 (Leading edge) 電流突波。TOP264-271 的上升邊緣遮蔽 (Leading edge blanking) 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 (Leading edge) 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 32)。
3. 散熱檢查 – 在最高輸出功率，最小和最大電壓及環境溫度下，確認 TOP264-271、變壓器、輸出二極體和輸出電容未超出溫度規格。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。可以依據參數表中的值計算所需餘裕，也可以透過以下方式留出散熱餘裕：將外部電阻與 汲極接腳串聯並貼附相同散熱片，使該電阻等於裝置在測試條件下測出的 $R_{DS(ON)}$ 和最差條件下最大規格之差。

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.powerint.com

勝特力材料 886-3-5753170
 勝特力電子(上海) 86-21-34970699
 勝特力電子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

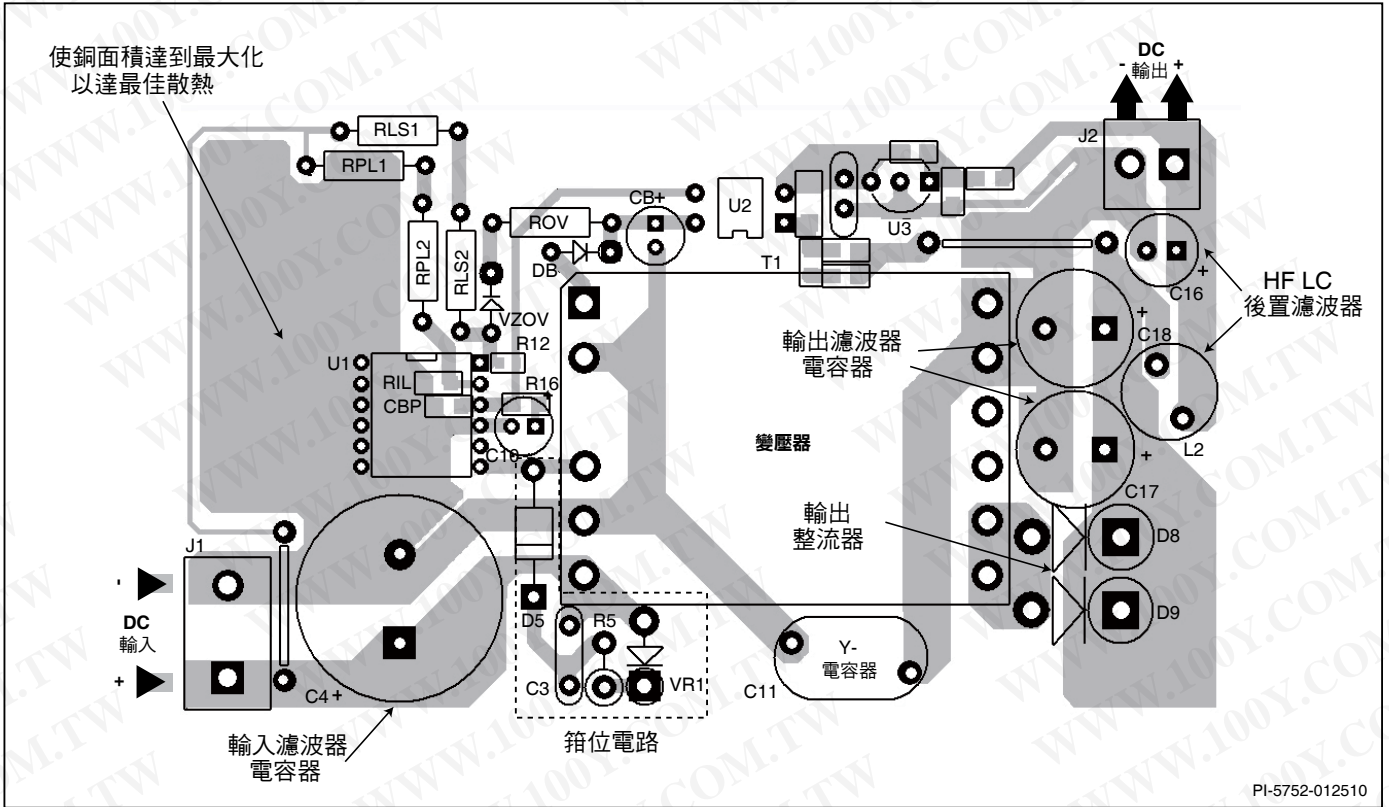


圖 28 : TOPSwitch-JX 的佈局考量 (使用 V 封裝且運作頻率為 132 kHz)。

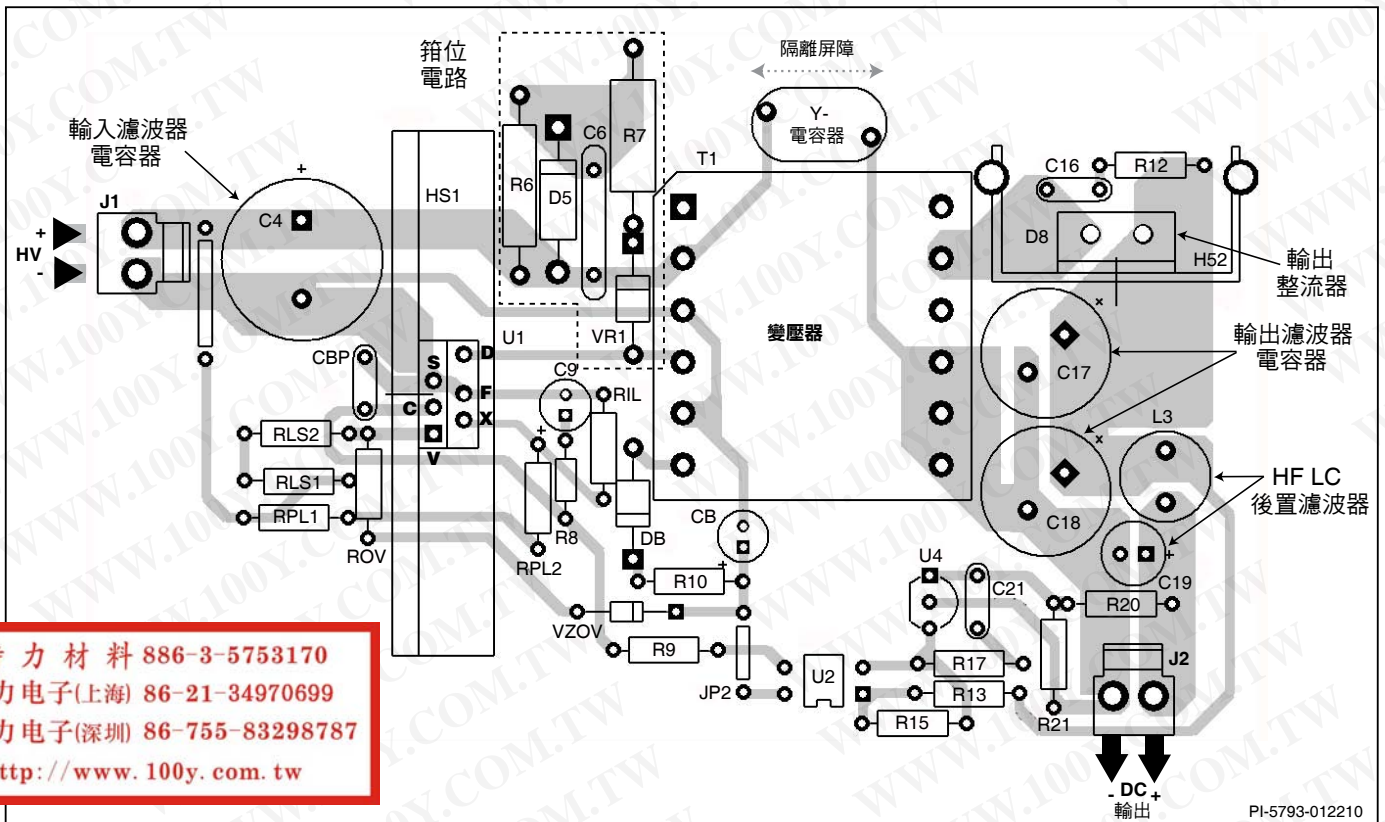


圖 29 : TOPSwitch-JX 的佈局考量 (使用 E 封裝且運作頻率為 132 kHz)。

勝特力材料 886-3-5753170
 勝特力电子(上海) 86-21-34970699
 勝特力电子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

絕對最大額定值⁽²⁾

汲極接腳峰值電壓	-0.3 V 至 725 V	頻率接腳電壓	-0.3 V 至 9 V
汲極接腳峰值電流：TOP264	2.08 A	儲存溫度	-65 °C 至 150 °C
汲極接腳峰值電流：TOP265	2.72 A	運作接面溫度	-40 °C 至 150 °C
汲極接腳峰值電流：TOP266	4.08 A	焊接溫度 ⁽¹⁾	260 °C
汲極接腳峰值電流：TOP267	5.44 A	附註：	
汲極接腳峰值電流：TOP268	6.88 A	1. 1/16 英寸。焊接時間為 5 秒。	
汲極接腳峰值電流：TOP269	7.73 A	2. 在不導致產品永久損壞情況下，可以一次套用一個所指定的最大額定值。在絕對最大額定值情況下運行很長時間會影響產品的可靠性。	
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		
CURRENT LIMIT 接腳電壓	-0.3 V 至 4.5 V		

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⁾

附註：

- 無散熱片，無支撐。
- 於墊片的背面測量。
- 焊接至 0.36 sq. in. (232 mm²)、2 oz. (610 g/m²) 銅箔。
- 焊接至 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
		SOURCE = 0 V ; T _J = -40 至 125 °C 請參見圖 32 (除非另有指定)					
控制功能							
全頻率模式下的切換頻率 (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 (Jitter) 偏差	Δf		在 132 kHz 下運作		±5		kHz
			在 66 kHz 下運作		±2.5		
頻率抖動 (Jitter) 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			
軟啟動時間	t _{SOFT}		T _J = 25 °C		17		ms
PWM 增益	DC _{reg}	T _J = 25 °C I _B < I _C < I _{CO1} 請參見附註 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			請參見附註 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		最小值	典型值	最大值	單位
		SOURCE = 0 V ; T _J = -40 至 125 °C (除非另有指定)					
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 mA ; T _J = 25 °C , 請參見圖 31		13	21	25	Ω
動態阻抗溫度漂移					0.18		%/°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(上限)}	T _J = 25 °C 請參見附註 C		50	55	60	%
下峰值電流與所設定限電流的比率	k _{PS(下限)}	T _J = 25 °C 請參見附註 C			25		%
多週期調變切換頻率	f _{MCM(MIN)}	T _J = 25 °C			30		kHz
最小多週期調變開啟時間	T _{MCM(MIN)}	T _J = 25 °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 °C	V _C = 0 V	-5.0	-3.5	-1.0	mA
			V _C = 5 V	-3.0	-1.8	-0.6	
充電電流溫度漂移		請參見附註 B			0.5		%/°C
自動重新啟動上臨界值電壓	V _{C(AR)U}				5.8		V
自動重新啟動下臨界值電壓	V _{C(AR)L}			4.5	4.8	5.1	V
電壓監測器 (V) 和外部限電流 (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
線間電壓欠壓臨界值電流和磁滯電流 (V 接腳)	I _{UV}	T _J = 25 °C	臨界值	22	25	27	μA
			磁滯		14		μA
線間電壓過壓臨界值電流和磁滯電流 (V 接腳)	I _{OV}	T _J = 25 °C	臨界值	107	112	117	μA
			磁滯		4		μA

勝特力材料 886-3-5753170
 勝特力电子(上海) 86-21-34970699
 勝特力电子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

參數	符號	條件 SOURCE = 0 V ; $T_J = -40$ 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) 和外部限電流 (X) 輸入 (續)							
輸出過壓關機鎖定臨界值電流	$I_{OV(LS)}$	$T_J = 25$ °C	269	336	403	μ A	
V 接腳遙控開/關電壓	$V_{V(TH)}$	$T_J = 25$ °C	0.8	1.0	1.6	V	
X 接腳遙控開/關和鎖定重設反向臨界值電流和磁滯電流	$I_{REM (N)}$	$T_J = 25$ °C	臨界值	-35	-27	-20	μ A
			磁滯		5		
V 接腳短路電流	$I_{V(SC)}$	$T_J = 25$ °C	$V_V = V_C$	300	400	500	μ A
X 接腳短路電流	$I_{X(SC)}$	$V_X = 0$ V	正常模式	-260	-200	-140	μ A
			自動重新啟動模式	-95	-75	-55	
V 接腳電壓(正向電流)	V_V	$I_V = I_{OV}$	TOP264-TOP271	2.83	3.0	3.25	V
V 接腳電壓磁滯 (正向電流)	$V_{V(hyst)}$		$I_V = I_{OV}$	0.2	0.5		V
X 接腳電壓 (反向電流)	V_X		$I_X = -50$ μ A	1.23	1.30	1.37	V
			$I_X = -150$ μ A	1.15	1.22	1.29	
最大工作週期降低啟動臨界值電流	$I_{V(DC)}$	$I_C \geq I_B$, $T_J = 25$ °C		18.9	22.0	24.2	μ A
最大工作週期降低斜率		$T_J = 25$ °C	$I_{V(DC)} < I_V < 48$ μ A		-1.0		$\%$ / μ A
			$I_V \geq 48$ μ A		-0.25		
遙控關閉汲極供應電流	$I_{D(RMT)}$	$V_{DRAIN} = 150$ 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	
遙控開啟延遲時間	$t_{R(ON)}$	從遙控開啟至汲極開啟 請參見附註 C	66 kHz		3.0		μ S
			132 kHz		1.5		
遙控關閉設定時間	$t_{R(OFF)}$	在汲極開啟之前至停用週期的 最短時間請參見附註 C	66 kHz		3.0		μ S
			132 kHz		1.5		
頻率輸入							
頻率接腳臨界值電壓	V_F	請參見附註 B			2.9		V
頻率接腳輸入電流	I_F	$T_J = 25$ °C	$V_F = V_C$	10	55	90	μ A

勝特力材料 886-3-5753170
 勝特力電子(上海) 86-21-34970699
 勝特力電子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

參數	符號	條件 SOURCE = 0 V ; T _J = -40 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 (請參見附註 C)	I _{LIMIT}	TOP264E/V T _J = 25 °C	di/dt = 270 mA/μs	1.209	1.30	1.391	A	
		TOP265E/V T _J = 25 °C	di/dt = 350 mA/μs	1.581	1.70	1.819		
		TOP266E/V T _J = 25 °C	di/dt = 530 mA/μs	2.371	2.55	2.728		
		TOP267E/V T _J = 25 °C	di/dt = 625 mA/μs	2.800	3.01	3.222		
		TOP268E/V T _J = 25 °C	di/dt = 675 mA/μs	3.023	3.25	3.478		
		TOP269E/V T _J = 25 °C	di/dt = 720 mA/μs	3.236	3.48	3.723		
		TOP270E/V T _J = 25 °C	di/dt = 870 mA/μs	3.906	4.20	4.494		
		TOP271E/V T _J = 25 °C	di/dt = 1065 mA/μs	4.808	5.17	5.532		
初始限電流	I _{INIT}	請參見附註 C		0.70 × I _{LIMIT(MIN)}			A	
功率係數	P _{COEFF}	T _J = 25 °C , 請參見附註 E	I _X ≤ - 165 μA	0.9 × I _f	I _f	1.2 × I _f	A ² kHz	
			I _X ≤ - 117 μA	0.9 × I _f	I _f	1.2 × I _f		
上升邊緣遮蔽 (Leading Edge Blanking) 時間	t _{LEB}	T _J = 25 °C , 請參見圖 32			220		ns	
限電流延遲時間	t _{IL(D)}				100		ns	
過熱關機溫度					135	142	150	°C
過熱關機磁滯溫度						75		°C
開機重設臨界值電壓	V _{C (reset)}	圖 33 (S1 開路情況)			1.75	3.0	4.25	V

勝特力材料 886-3-5753170
 勝特力电子(上海) 86-21-34970699
 勝特力电子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

參數	符號	條件 SOURCE = 0 V ; T _J = -40 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 _b = 150 mA	T _J = 25 °C		5.4	6.25	Ω			
			T _J = 100 °C		8.35	9.70				
		TOP265 I _b = 200 mA	T _J = 25 °C		4.1	4.70				
			T _J = 100 °C		6.3	7.30				
		TOP266 I _b = 300 mA	T _J = 25 °C		2.8	3.20				
			T _J = 100 °C		4.1	4.75				
		TOP267 I _b = 400 mA	T _J = 25 °C		2.0	2.30				
			T _J = 100 °C		3.1	3.60				
		TOP268 I _b = 500 mA	T _J = 25 °C		1.7	1.95				
			T _J = 100 °C		2.5	2.90				
		TOP269 I _b = 600 mA	T _J = 25 °C		1.45	1.70				
			T _J = 100 °C		2.25	2.60				
		TOP270 I _b = 700 mA	T _J = 25 °C		1.20	1.40				
			T _J = 100 °C		1.80	2.10				
		TOP271 I _b = 800 mA	T _J = 25 °C		1.05	1.20				
			T _J = 100 °C		1.55	1.80				
		汲極供應電壓		T _J ≤ 85 °C，請參見附註 F		18				V
						36				
關閉狀態汲極 漏電流	I _{DSS}	V _v = 浮接，裝置未切換， V _{DS} = 580 V，T _J = 125 °C				470	μA			
崩潰 電壓	BV _{DSS}	V _v = 浮接，裝置未切換， T _J = 25 °C，請參見附註 G		725			V			
上升時間	t _R	在典型返馳式 轉換器應用中所測			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}	輸出 MOSFET 已 啟用 V _x 、V _v = 0 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}	輸出 MOSFET 已停用 V _x 、V _v = 0 V		0.3	0.5	1.2				

附註：

- A. 測試時源自頻率為 132 kHz 時的 DC_{MAX} 、 I_B 和 $I_{C(OFF)}$ 參數。
- 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縮小。
- C. 由特性保證。未在生產環境下測試。
- D. 對於外部調整的限電流值，請參考「典型效能特性」部分的圖 34 和 35 (限電流與外部限電流電阻)。指定的公差僅適用於全限電流條件。
- E. I_f 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 ，實際取決於 F 接腳連接方式。請參見 f_{OSC} 規格，以取得詳細資訊。
- F. 裝置會在汲極電壓為 $18 V_{DC}$ 時啟動。電解電容的值在溫度低於 0°C 時會顯著下降。如需溫度在零度以下時以 18V 汲極電壓穩定啟動，設計者必須確保電路的電容符合建議的電容值。
- 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。

勝特力材料 886-3-5753170
勝特力电子(上海) 86-21-34970699
勝特力电子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

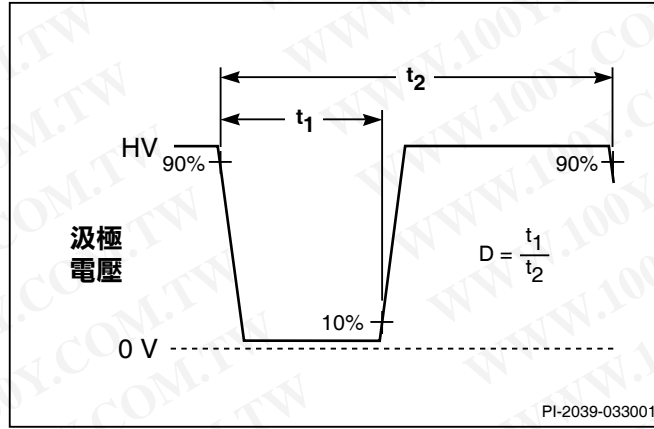


圖 30：工作週期的測量。

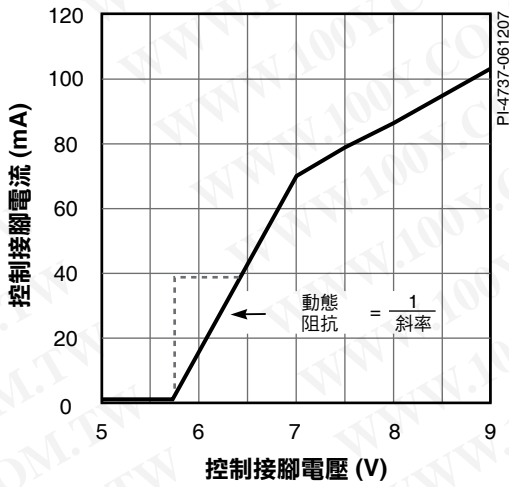


圖 31：控制接腳 I-V 特性。

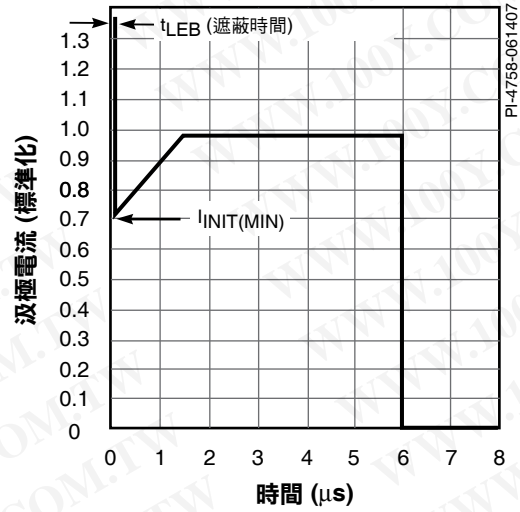
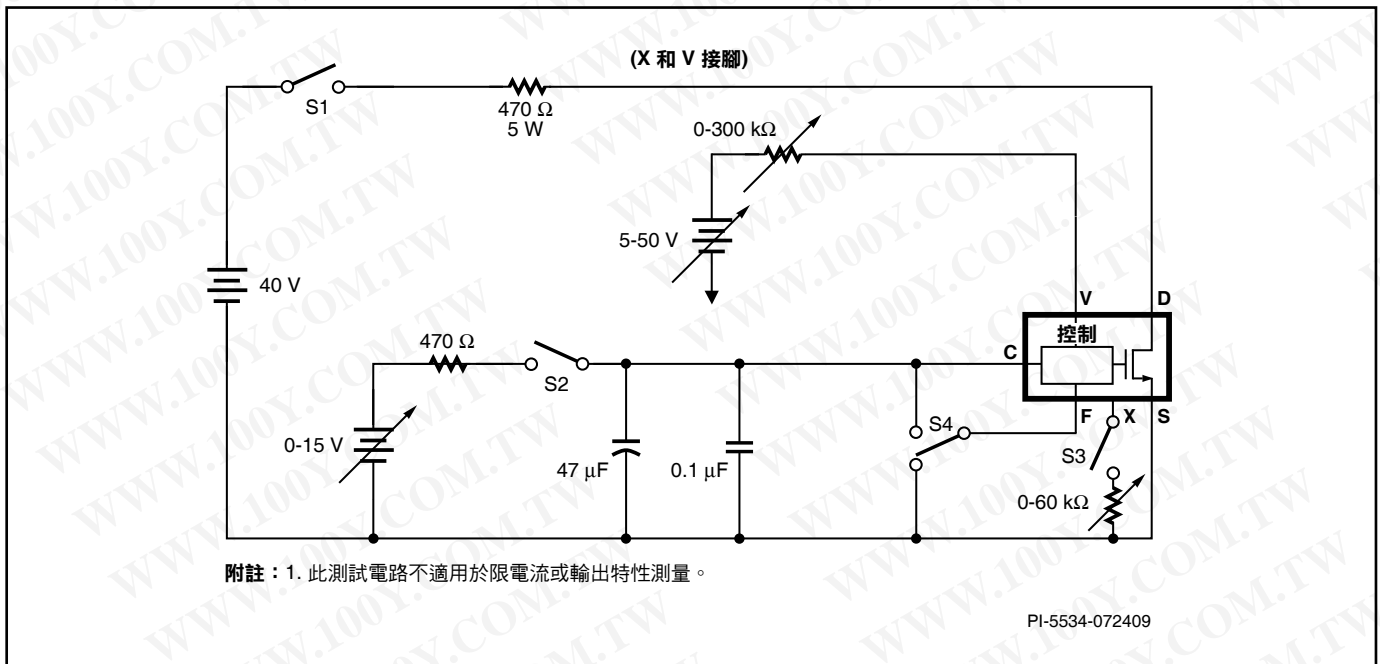


圖 32：汲極電流運作包絡線。



PI-5534-072409

圖 33：TOPSwitch-JX 一般測試電路。

典型效能特性

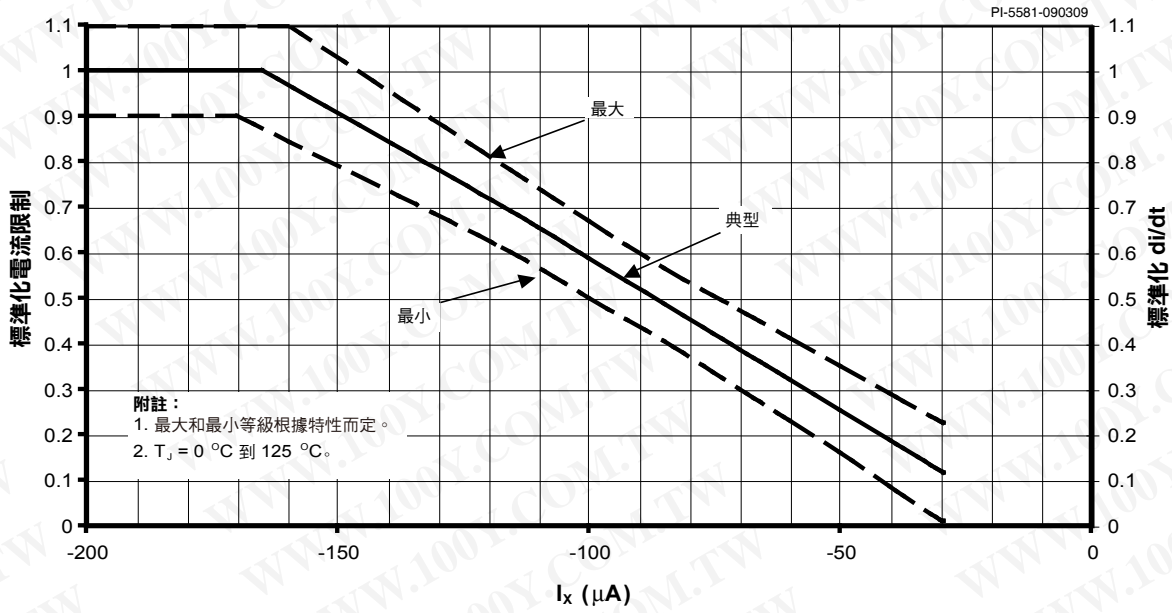


圖 34：標準化限電流與 X 接腳電流關係圖。

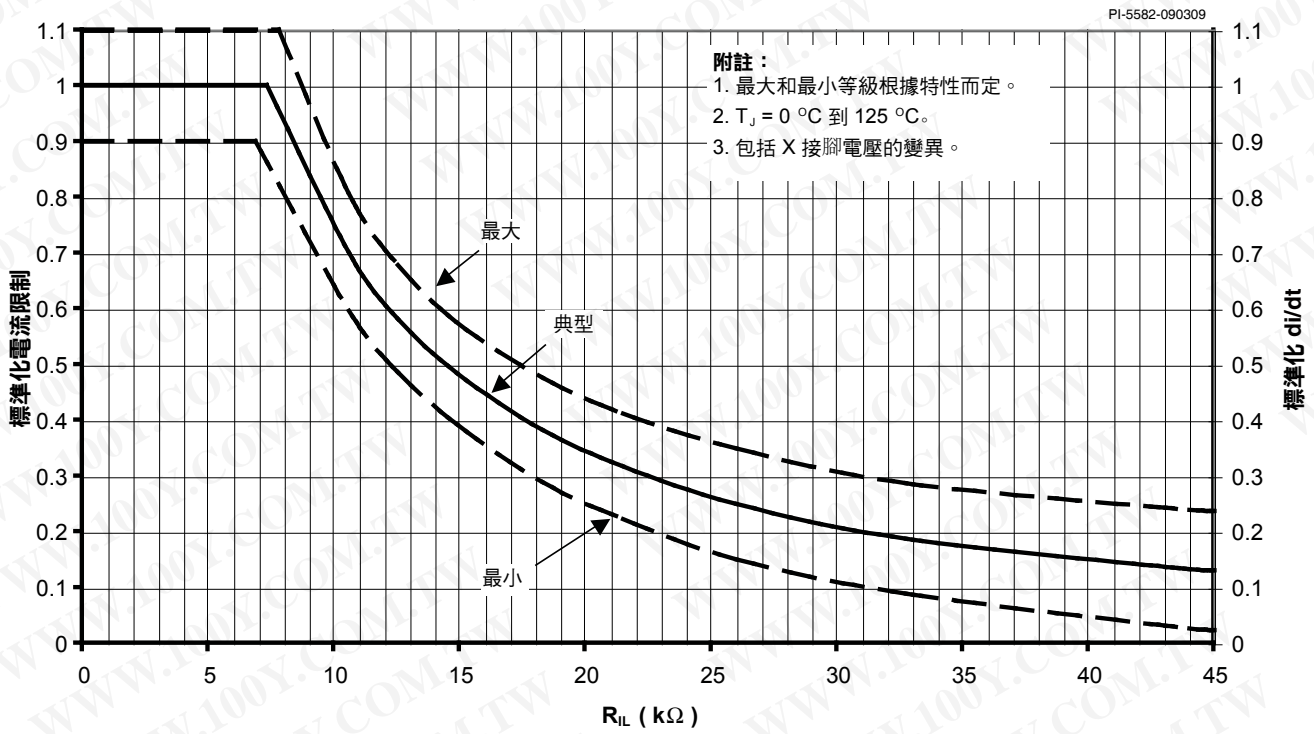


圖 35：標準化限電流與外部限電流電阻關係圖。

典型效能特性 (續)

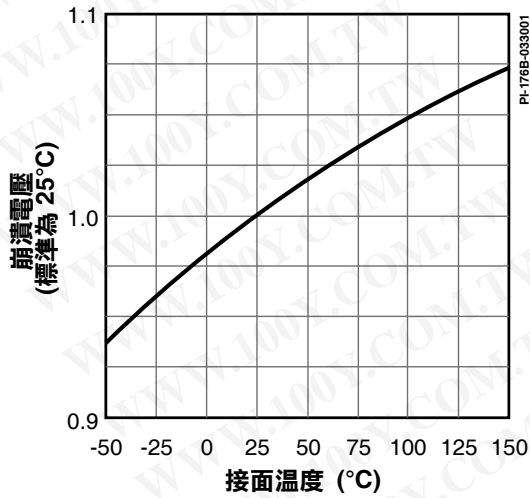


圖 36: 崩潰電壓與溫度關係圖。

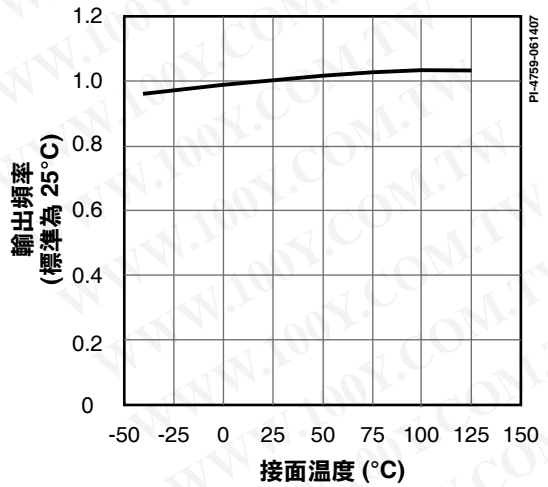


圖 37: 頻率與溫度關係圖。

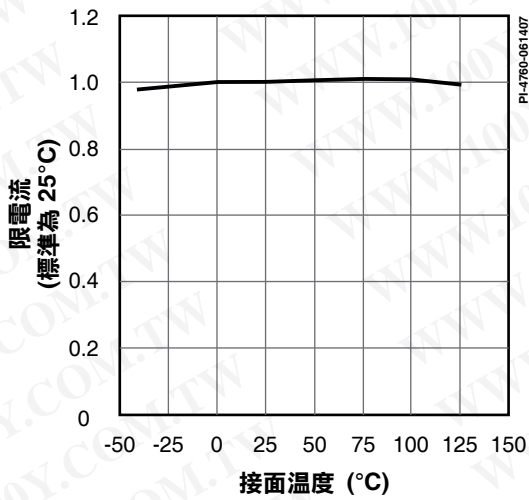


圖 38: 內部限電流與溫度關係圖。

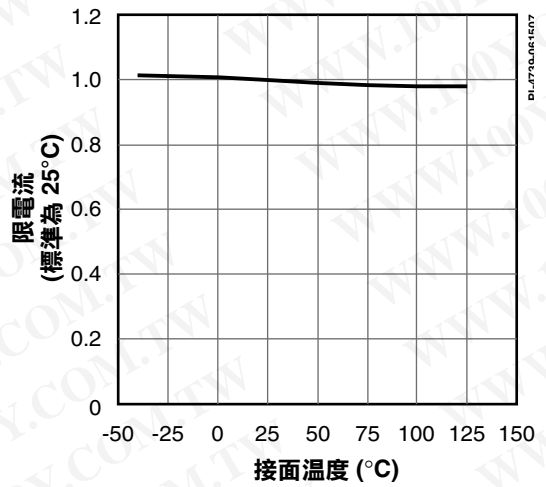


圖 39: 外部限電流與溫度關係圖 ($R_L = 10.5 \text{ kW}$)。

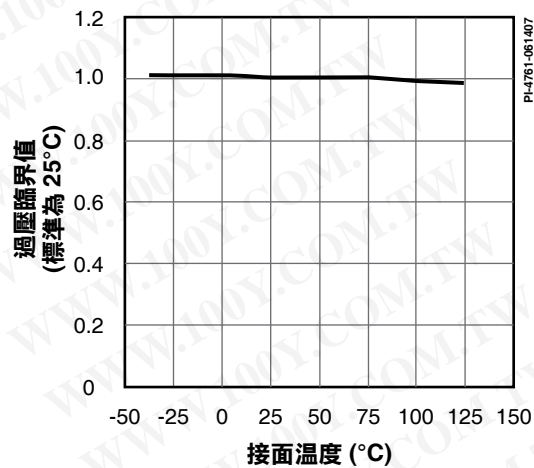


圖 40: 過壓臨界值與溫度關係圖。

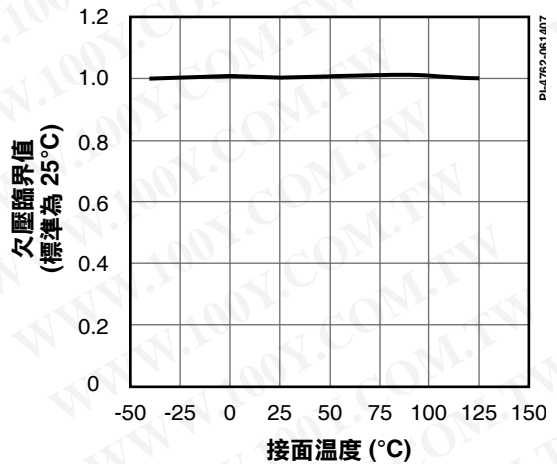


圖 41: 欠壓臨界值與溫度關係圖。

典型效能特性 (續)

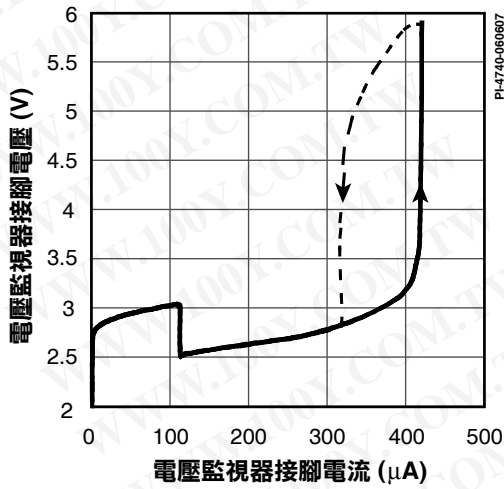


圖 42: 電壓監測器接腳電壓與電流關係圖。

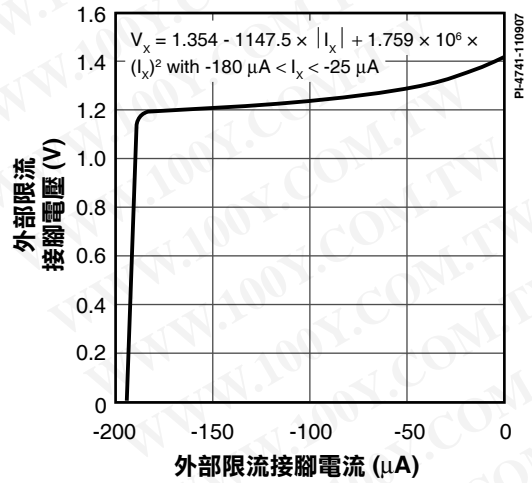


圖 43: 外部限電流接腳電壓與電流關係圖。

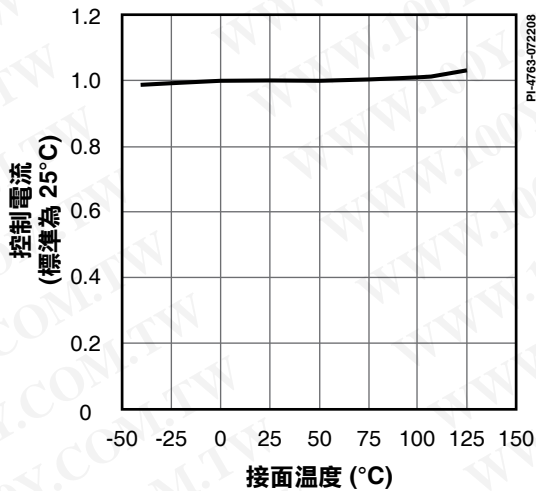


圖 44: 工作週期為 0% 時的控制電流輸出與溫度關係圖。

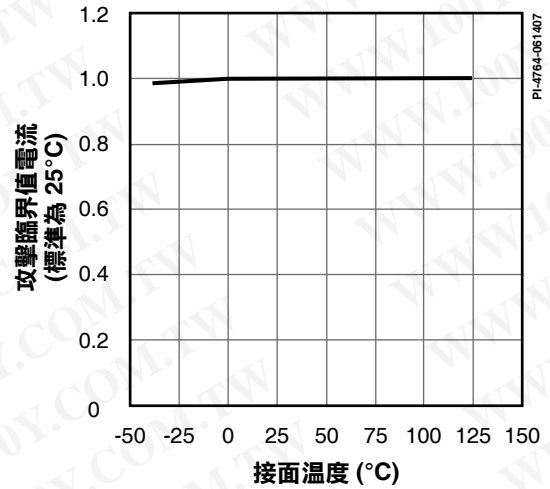


圖 45: 最大工作週期降低啟動臨界值電流與溫度關係圖。

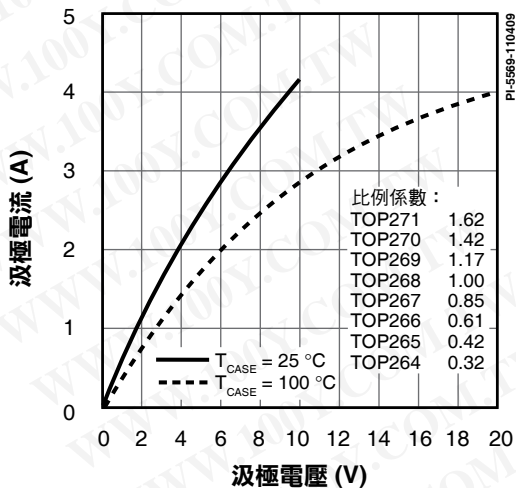


圖 46: 輸出特性。

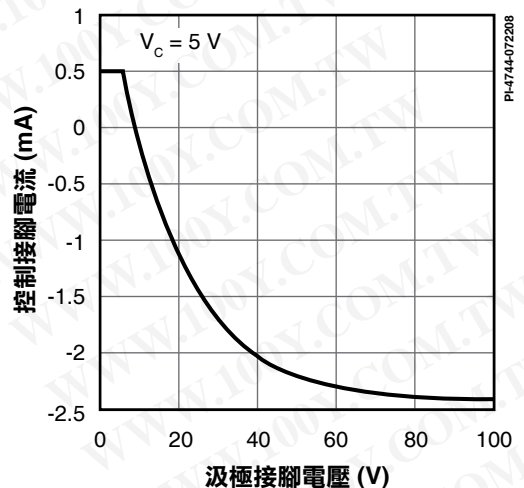


圖 47: I_c 與汲極電壓關係圖。

典型效能特性 (續)

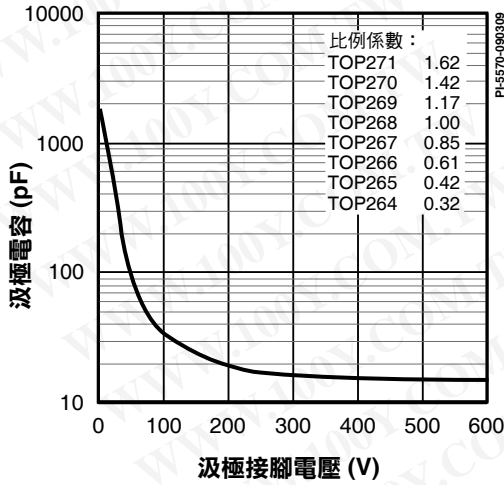


圖 48 : C_{oss} 與汲極電壓關係圖。

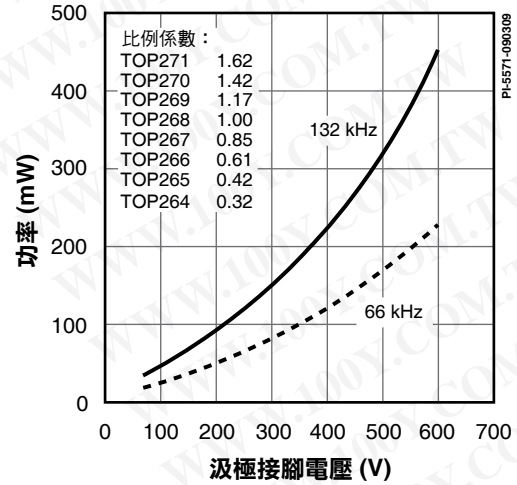


圖 49 : 汲極電容功率。

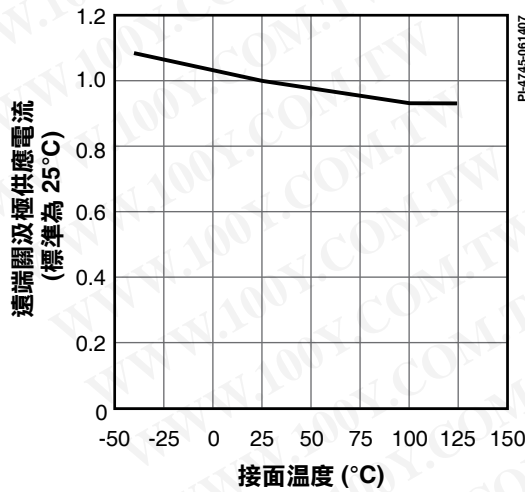
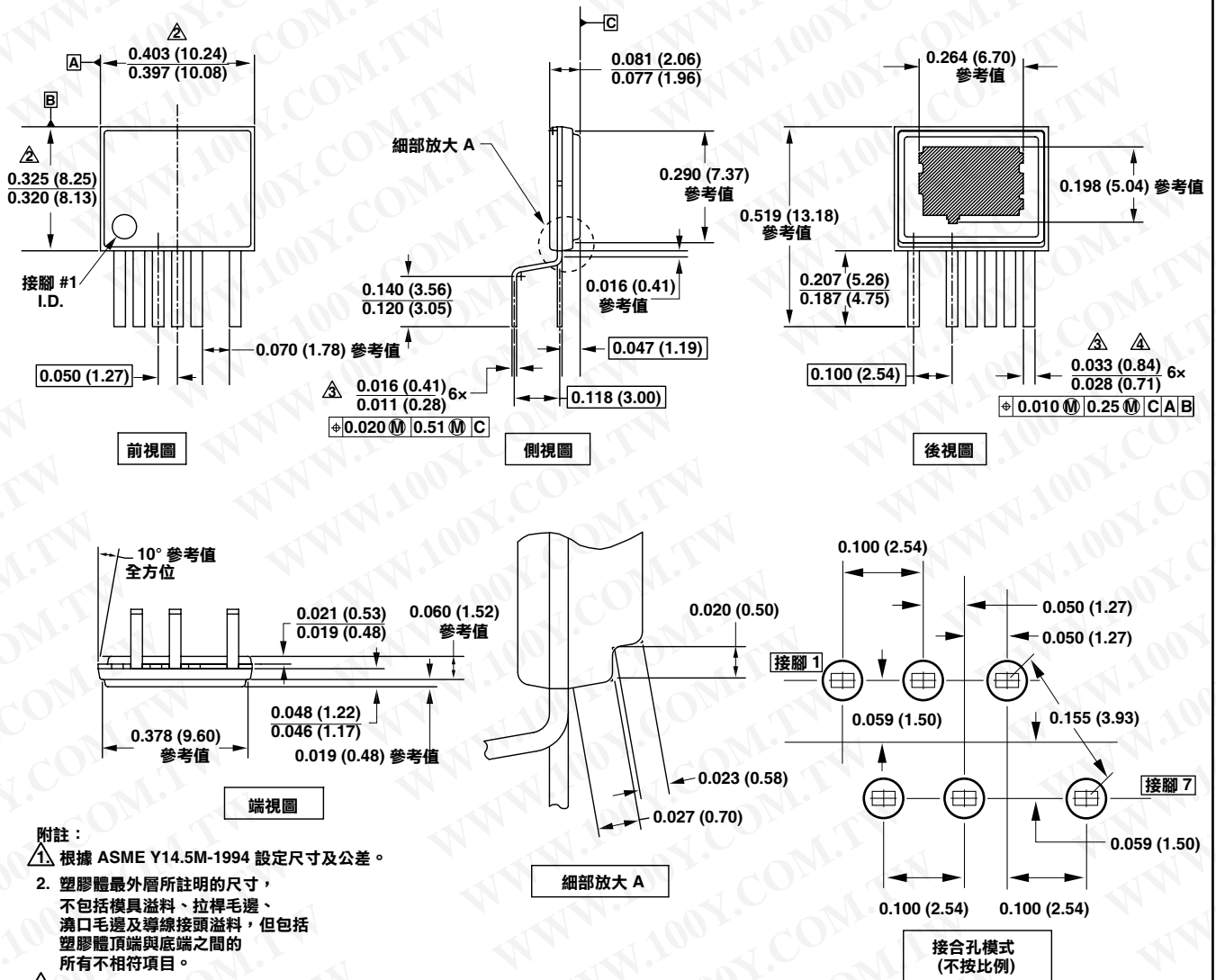


圖 50 : 遙控關閉汲極供應電流與溫度關係圖。

勝特力材料 886-3-5753170
 勝特力电子(上海) 86-21-34970699
 勝特力电子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

eSIP-7C (E 封裝)

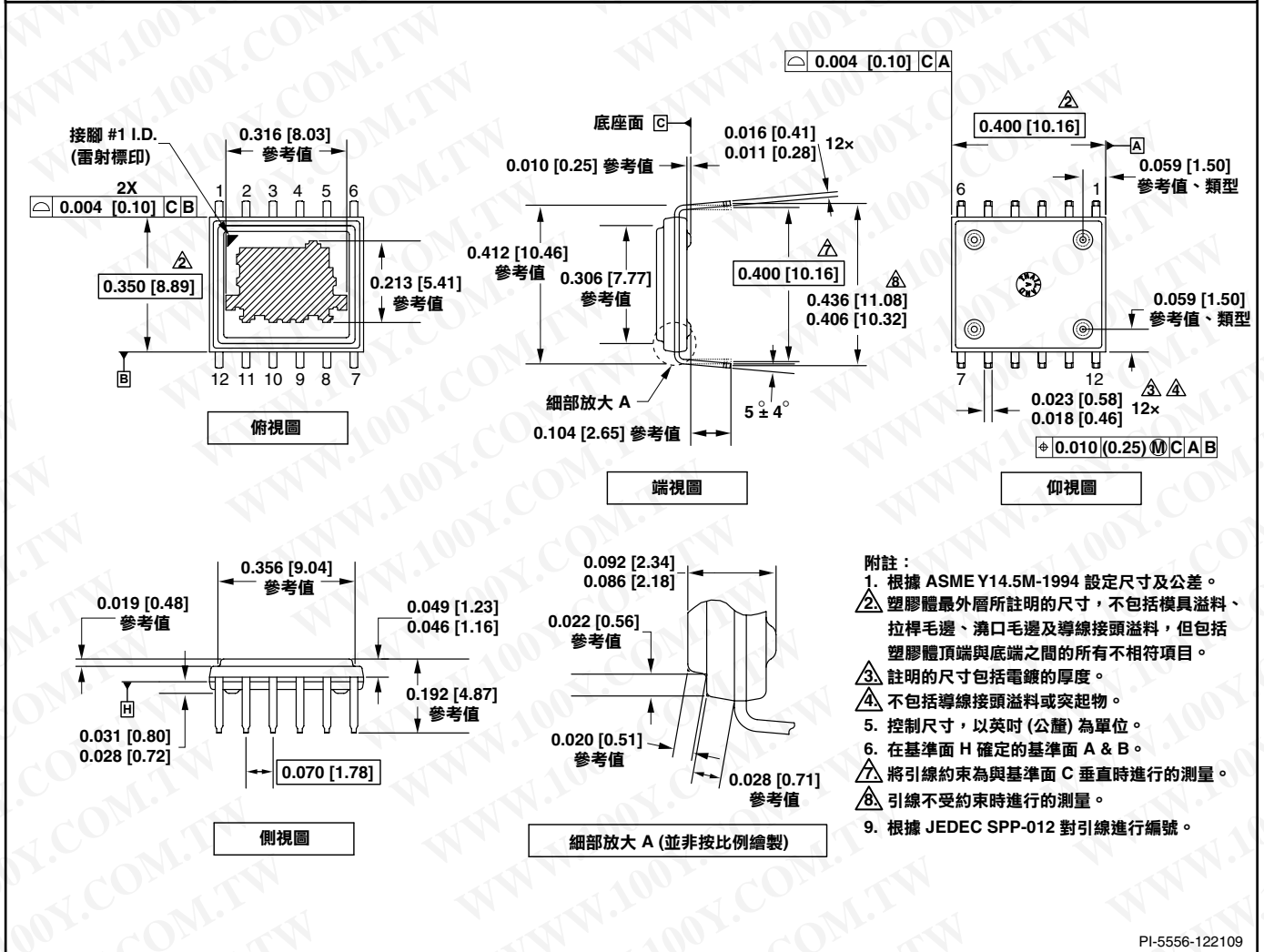


- 附註：
- 根據 ASME Y14.5M-1994 設定尺寸及公差。
 - 塑膠體最外層所註明的尺寸，不包括模具溢料、拉桿毛邊、澆口毛邊及導線接頭溢料，但包括塑膠體頂端與底端之間的所有不相符項目。
 - 註明的尺寸包括電鍍的厚度。
 - 不包括導線接頭溢料或突起物。
 - 控制尺寸，以英吋 (公釐) 為單位。

PI-4917-121609

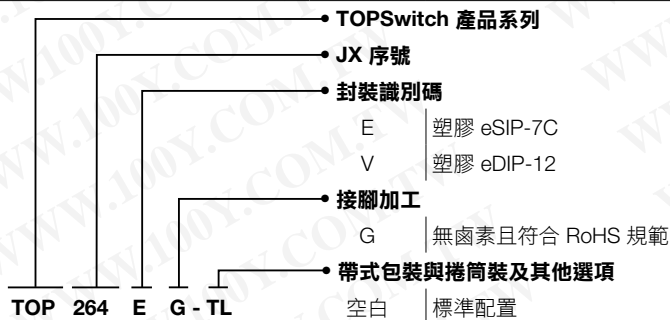
勝特力材料 886-3-5753170
 勝特力電子(上海) 86-21-34970699
 勝特力電子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

eDIP-12 (V 封裝)



PI-5556-122109

零件分類資訊



勝特力材料 886-3-5753170
 勝特力电子(上海) 86-21-34970699
 勝特力电子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

勝特力材料 886-3-5753170
勝特力电子(上海) 86-21-34970699
勝特力电子(深圳) 86-755-83298787
[Http://www.100y.com.tw](http://www.100y.com.tw)

修訂	附註	日期
A	發行產品規格型錄	01/10
B	新增 eDIP 部分	01/10

如需最新更新資訊，請造訪我們的網站：www.powerint.com

Power Integrations 保留隨時變更本產品之權利，以改善可靠性或可製造性。Power Integrations 對於此處描述的裝置或電路使用，一概不予負責。POWER INTEGRATIONS 在此不提供任何保固且明確拒絕提供所有保固，包括但不限於，可售性之暗示保固、合於特別使用目的，以及第三方未侵權之權利。

專利資訊

本產品及此處圖示之應用項目 (包括變壓器構造及產品電路外部) 可能已包含一或多項美國及外國專利，或可能屬於 Power Integrations 申請中的美國及外國專利應用項目。www.powerint.com 提供了 Power Integrations 專利的完整清單。客戶可前往 <http://www.powerint.com/ip.htm> 根據確定的專利權，取得 Power Integrations 授權。

生命維持政策

若無 POWER INTEGRATIONS 總裁明確書面核准，POWER INTEGRATIONS 產品無權作為生命維持裝置或系統的重要元件。本文如下：

1. 生命維持裝置或系統為一 (i) 用於手術植入人體，或 (ii) 支援或維持生命，且 (iii) 依指示進行一般使用時，遭遇故障會導致使用者重傷或死亡。
2. 重要元件即該元件故障就會導致生命維持裝置或系統故障的元件，或會影響生命維持裝置或系統安全性或有效性的元件。

PI logo、TOPSwitch、TinySwitch、LinkSwitch、DPA-Switch、PeakSwitch、EcoSmart、Clampless、E-Shield、Filterfuse、StakFET、PI Expert 及 PI FACTS，皆為 Power Integrations, Inc 的商標。其他商標均為各企業所有之財產。

© 2010, Power Integrations, Inc.