

TFS7701-7708 HiperTFS™-2 系列

將雙開關順向式和返馳式電源供應器控制器與整合式高電壓 MOSFET 結合在一起

產品增強功能

- 可選擇 132 kHz 主要切換頻率，以實現較低的成本和較小的磁性元件
- 主要峰值功率較 HiperTFS-1 增加
- 自偏壓高壓側驅動器可免去高壓側偏壓繞組和二極體
- 封裝引腳成型與接腳引出已經過修改，插入操作和 PC 電路板佈局更容易
- 更嚴苛的 $UV_{(ON)}$ 待機臨界值公差
- 已改善待機無負載效能

主要優點

- 適用於雙開關順向式主電源 (66 kHz/132 kHz) 和返馳式 (132 kHz) 待機的單一 IC 解決方案
- 高度整合的設計，尺寸外型更小，功率密度更高的設計，並減少所需的元件數
- 整合控制、閘極驅動器以及三個功率 MOSFET
- 使用 Level shift 技術，減少脈衝變壓器的需求
- 保護功能包括：UV、OV、OTP、OVP、待機 OPC、SCP 和 I_{LIMIT}
- 變壓器重設控制可在所有情況下防止發生飽和
- 主電源工作週期運作為 50% 以上，降低了有效值電流以及實現更低的輸出二極體電壓額定值
- 在整個輸入電壓範圍中，待機過載功率的變化低於 10%
- 極輕薄小巧的封裝，峰值輸出功率高達 586 W

- 滿載下的效率超過 90%
- 可輕易將晶片裝載至散熱片，無需絕緣墊
- 無鹵素且符合 RoHS 標準

一般應用

- PC (80 PLUS® 銅牌認證與 80 PLUS 銀牌認證)
- 印表機
- LCD 電視
- 電視遊樂器
- 高功率轉換器
- 工業機具和家電用品

輸出功率表

產品 ³	雙開關順向式 380 V		返馳式 100 V - 400 V
	連續 ¹ (50 °C)	峰值 ²	連續 (50 °C)
TFS7701H	148 W	187 W	20 W
TFS7702H	190 W	297 W	20 W
TFS7703H	229 W	375 W	20 W
TFS7704H	251 W	419 W	20 W
TFS7705H	269 W	466 W	20 W
TFS7706H	298 W	513 W	20 W
TFS7707H	322 W	553 W	20 W
TFS7708H	343 W	586 W	20 W

表 1. 輸出功率表。

附註：

1. 在散熱足以使散熱片溫度保持在 ≤ 95 °C 的開放式架構設計中，指定溫度環境下所測出的最大實際連續功率 (如需更多資訊，請參閱「主要應用考量」)。
2. 峰值負載低於 10 秒且平均功率低於最大連續負載。
3. 封裝：eSIP-16F. (注意：可直接連接到散熱片，無需絕緣 SIL 墊)。

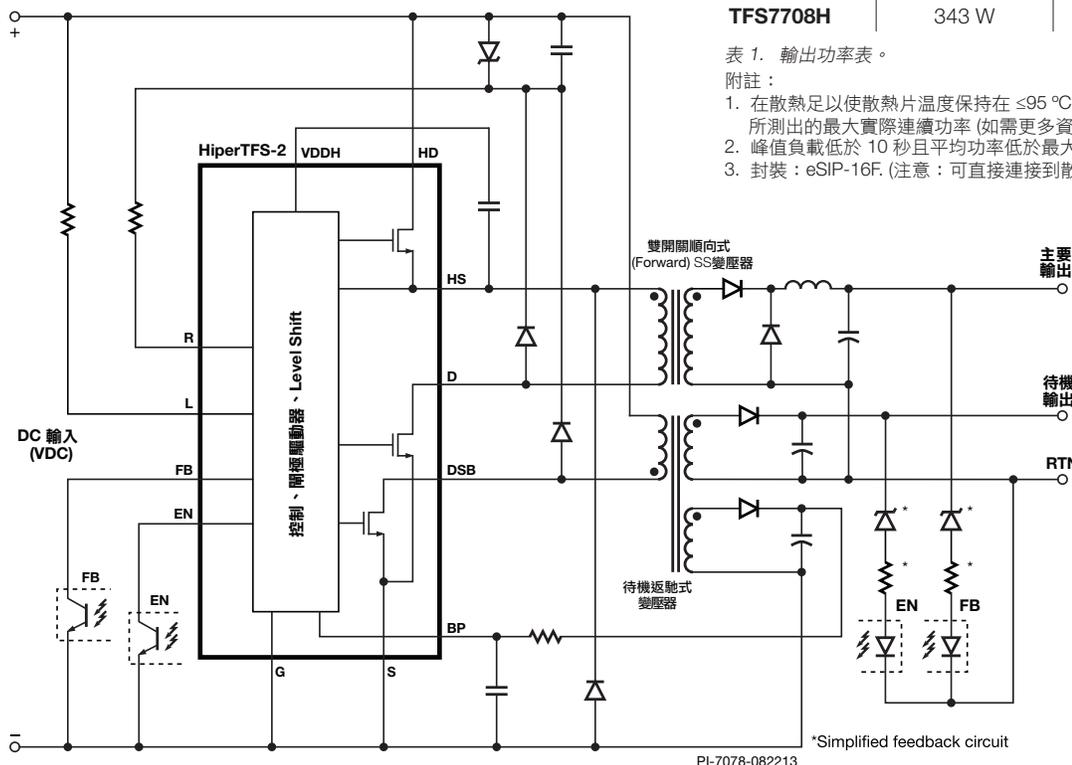
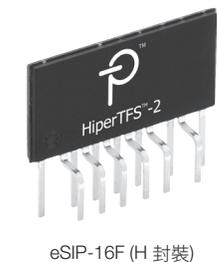


圖 1. 雙開關順向式和返馳式轉換器的電路圖。



eSIP-16F (H 封裝)
圖 2. 封裝選項。

目錄

說明	3
產品特色	3
接腳功能說明	5
接腳配置	5
功能區塊圖	6-7
功能說明	8
設計、組裝和佈局考量	14
佈局考量	17
變壓器二次側和輸出二極體	21
主電源轉換器的典型波形	22
快速設計檢查清單	23
設計範例	25
絕對最大額定值	27
參數表	27
封裝細部	34
零件分類資訊	40
零件打標資訊	41

說明

HiperTFS-2 裝置系列成員將高功率雙順向式轉換器和中功率返馳式 (待機) 轉換器整合為輕薄的單一 eSIP™ 功率封裝。這項單一晶片解決方案為雙順向式和返馳式轉換器、高低側驅動器、三個高壓功率 MOSFET 提供了控制器，而且減少了為轉換器加裝昂貴外部脈衝變壓器的需求。對於同時需要高達 586 W 峰值之主電源功率轉換器 (雙順向式) 以及高達 20 W 之待機轉換器 (返馳式) 的高功率應用環境而言，這項裝置是理想的選擇。HiperTFS-2 包含了 Power Integrations 全面保護標準功能，例如整合式緩啟動、故障與過載保護，以及磁滯回復過溫保護。HiperTFS-2 運用先進的功率封裝技術，簡化了雙順向式佈局、裝載與散熱管理的複雜度，同時以單一輕巧封裝提供了非常高的功率能力。這些裝置可在相當廣泛的輸入電壓範圍中運作，並且可在功率因數修正階段 (例如 HiperPFS) 之後使用。

要求成效效益轉換器 (必須具備高效率、快速暫態回應以及對線電壓變化的高抵抗力) 的應用，通常會選用雙開關順向式電源轉換器。HiperTFS-2 裝置整合了雙開關順向式控制器，允許在高達 50% 工作週期以上進行工作，因此能改善典型架構。這項改善減少了有效值電流導通損失，使大電容器的尺寸和成本降至最低，也使輸出二極體電壓額定值降至最小。進階設計也包含變壓器磁通重設控制 (飽和防護) 和高壓端 MOSFET 的充電恢復切換，進而減少切換損失。這樣的創新結合，促成電源供應器使用更小 MOSFET、更少主動和隔離式元件及更低成本、體積更小的變壓器，且非常節能。

HiperTFS-2 的返馳式待機控制器和 MOSFET 解決方案採用廣受好評的 TinySwitch™ 技術為基礎，該技術因為操作簡易、輕載效率及耐用、可靠的效能，已用於數十億個電源轉換器 IC。這個返馳式轉換器可提供高達 20 W 的輸出功率，而內建的過載功率補償會減少元件設計餘裕。

產品特色

保護型雙開關順向式和返馳式組合解決方案

- 整合了三個高壓功率 MOSFET、主電源待機控制器和閘極驅動器
- 使用 Level shift 技術，減少脈衝變壓器的需求
- 可設定的線電壓欠壓 (UV) 偵測，可預防關閉擾動
- 可設定的線電壓過壓 (OV) 偵測；鎖定和不鎖定
- 精準的磁滯回復過溫保護 (OTP)
- 精準的可選逐週期限電流 (主電源和待機)
 - 線間補償待機 MOSFET 限電流，可進行待機過載功率補償 (OPC)

- 完全整合緩啟動功能，可使啟動應力降至最小
- 可簡易快速地進行 AC 重設
- EMI 降低
 - 同步的 66/132 kHz 順向式和 132 kHz 返馳式轉換器
 - 頻率抖動 (Jitter)
- 減少高達 30 個分離式元件，可靠性更高且成本更低

不對稱雙開關順向式可降低損失

- 允許 50% 以上的工作週期運作
 - 減少一次側有效值電流和導通損失
 - 可使大電容器的尺寸和成本均降至最低
 - 使電容得以降低或電壓維持時間得以拉長
 - 允許使用更小的電壓輸出二極體達成更高效率
- 變壓器重設控制
 - 避免變壓器在各種條件下飽和
 - 延長工作週期以滿足 AC 週期壓降穿越
- 工作週期緩啟動
 - 可透過輸出端的大電容滿足 2 ms ~ 20 ms 啟動
- 自偏壓高壓側驅動器可免去高壓側偏壓繞組 (66 kHz)
- 遙控開/關功能
- 具限電流的電壓模式控制器

可選擇限功率的 20 W 返馳式

- 採用 TinySwitch-III 為基礎的轉換器
- 可選擇功率限制 (10 W、12.5 W、15 W、20 W)
- 內建過載功率補償 (OPC)
 - 平順的過載功率與輸入電壓
 - 可降低過載時的元件應力
 - 可降低變壓器和輸出二極體所需的設計餘裕
- 透過快速 AC 重設提供輸出過壓 (OVP) 保護
 - 鎖定、不鎖定或自動重新啟動
- 藉由自動重新啟動功能提供輸出短路保護 (SCP)

適用於高功率應用的進階封裝

- 極輕薄小巧的封裝，峰值輸出功率容量高達 586 W
- 僅使用夾子即可輕易接合在散熱片上
 - 無需絕緣墊，可直接連接到散熱片
 - 提供比 TO-220 更低的熱阻
 - 連接接地的散熱塊可減少 EMI 噪訊
- 兩列引腳成型，插入 PC 電路板更容易
- 雙電源轉換器適用的單一封裝解決方案可降低組裝成本與佈局尺寸

功能	典型雙開關順向式	HiperTFS-2	HiperTFS-2 的優點
標準工作週期	33%	45%	更寬的工作週期使有效值切換電流降低了 17%。 使 $R_{DS(ON)}$ 損失降低了 31%
最大工作週期	<50%	63%	
切換電流 (有效值)	100%	83%	
輸出箝位二極體電壓額定值	100%	79%	更低的損失。更寬的 D_{MAX} 藉由減少箝位二極體電壓額定值的 $V_O + V_D/D_{MAX}$ 來降低箝位二極體額定值
箝位電壓	將二極體從零重設為 V_{IN}	從零重設為 $(V_{IN} + 130 V)$	藉由混用快/慢二極體，允許電荷恢復進而限制高壓側 MOSFET C_{OSS} 損失
過溫保護	---	118 °C 關機/ 55 °C 磁滯	HiperTFS-2 提供整合式 OTP 裝置保護
電流感測電阻器	0.5 V 壓降 (0.33 Ω , 300 W 時)	無需感測電阻器	改善了效率。MOSFET $R_{DS(ON)}$ 感測免除了使用感測電阻器的必要性
高壓側驅動	需要閘極驅動變壓器 (高成本)	內建高壓側驅動	更低的成本；元件免除使用。去除高成本閘極驅動變壓器 (EE10 或環形)
元件數	較高	較低	視規格而定，可省下高達 30 個元件
TinySwitch 過載功率補償與輸入電壓	---	內建補償	更安全的設計；更容易設計電源供應器。可使待機過載輸出功率與線電壓之間的對抗平穩
封裝 PC 電路板安規距離	TO-220 = 1.17 公釐	eSIP16/12 = 2.3 公釐	HiperTFS-2 符合封裝接腳的功能安全間距
封裝組裝	2 x TO-220 封裝、 2 x SIL (絕緣)、 1 個主電源控制器、 1 個待機控制器	1 種封裝	無需 SIL (絕緣) 墊

表 2. HiperTFS-2 與其他典型高功率電源供應器的差異摘要

接腳功能說明

主電源汲極 (D) 接腳

低壓側 MOSFET 電晶體順向式轉換器的汲極。

待機汲極 (DSB) 接腳

待機電源供應器的 MOSFET 汲極。

接地 (G) 接腳

此接腳會提供訊號電流路徑給低壓側控制器的基材。之所以提供這個接腳，是為了允許單獨 Kelvin 連接至低壓側控制器的基材，以消除源極接腳中的高切換電流可能形成的電感電壓。此接地接腳並非用於載運高電流，而是僅當成電壓參考連接使用。

源極 (S) 接腳

待機電源供應器與主電源供應器共用的源極接腳。

重設 (R) 接腳

此接腳會提供資訊來限制最大工作週期，這是一種功能，會將電流饋入線路感測和重設接腳以防止主電源變壓器發生逐週期飽和。這個接腳也可以上拉來形成旁通，藉此僅發訊號至主電源轉換器的遙控開/關。

啟用 (EN) 接腳

這是適用於待機控制器的啟用和限電流選取接腳。在啟動之前，會偵測從啟用連接至旁通的電阻器值，以選取數種內部待機限電流值當中的一種。

線路感測 (L) 接腳

此接腳提供輸入大電壓線路感測功能。主電源和待機的欠壓和過壓偵測電路都會使用此資訊。這個接腳也可以上拉以形成旁通，也可以下拉至源極，藉此同時實作待機電源供應器和主電源供應器的遙控開/關。線路感測接腳會與重設接腳搭配使用，以實作工作週期限制功能。線路感測接腳會補償待機限電流的值，如此會使用作輸入電壓功能的輸出過載功率特性平順。

回授 (FB) 接腳

此接腳會提供回授給主電源雙電晶體順向式轉換器。從回授接腳至接地的汲取電流增加時，會減少運作工作週期。這個接腳也會在啟動時選取主電源裝置限電流 (啟用接腳的方法類似)。

旁路 (BP) 接腳

這是用於低壓側控制器的去耦工作電壓接腳。啟動時，連接至此接腳的電容器會從內部電流源進行充電。在正常運作期間，電容器電壓會藉由從待機電源供應器上低壓側偏壓繞組汲取電流來維持。這個接腳也會用於實作主電源控制器的遙控開/關。方法是，在我們想要啟動主電源控制器時，將額外的電流驅動至旁路 (BP) 接腳。旁路 (BP) 接腳也會實作鎖閉功能，以便在旁路 (BP) 接腳電流超過臨界值時停用待機和主電源。當線路感測接腳降至 UV (關閉) 待機臨界值以下時，就會重設鎖定。旁路 (BP) 接腳電容器值會針對 66 kHz (1 μ F) 或 132 kHz (10 μ F) 主電源切換頻率而選取。

高壓側工作電壓 (VDDH) 接腳

這是約 11.5 V 的高壓側偏壓 (VDD)，這個電壓會藉由來自低壓側待機偏壓電源供應器的內部高電壓電流源和/或自舉升壓二極體的電流來維持。

高壓側源極 (HS) 接腳

高壓側 MOSFET 的源極接腳。

高壓側汲極 (HD) 接腳

高壓側 MOSFET 的汲極接腳。此 MOSFET 會隨低壓側源極和接地而浮動。

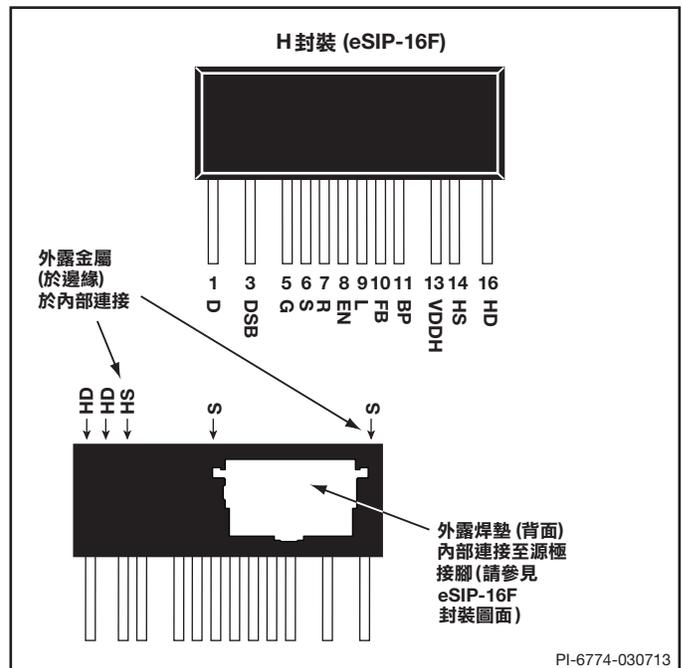


圖 2. 接腳配置

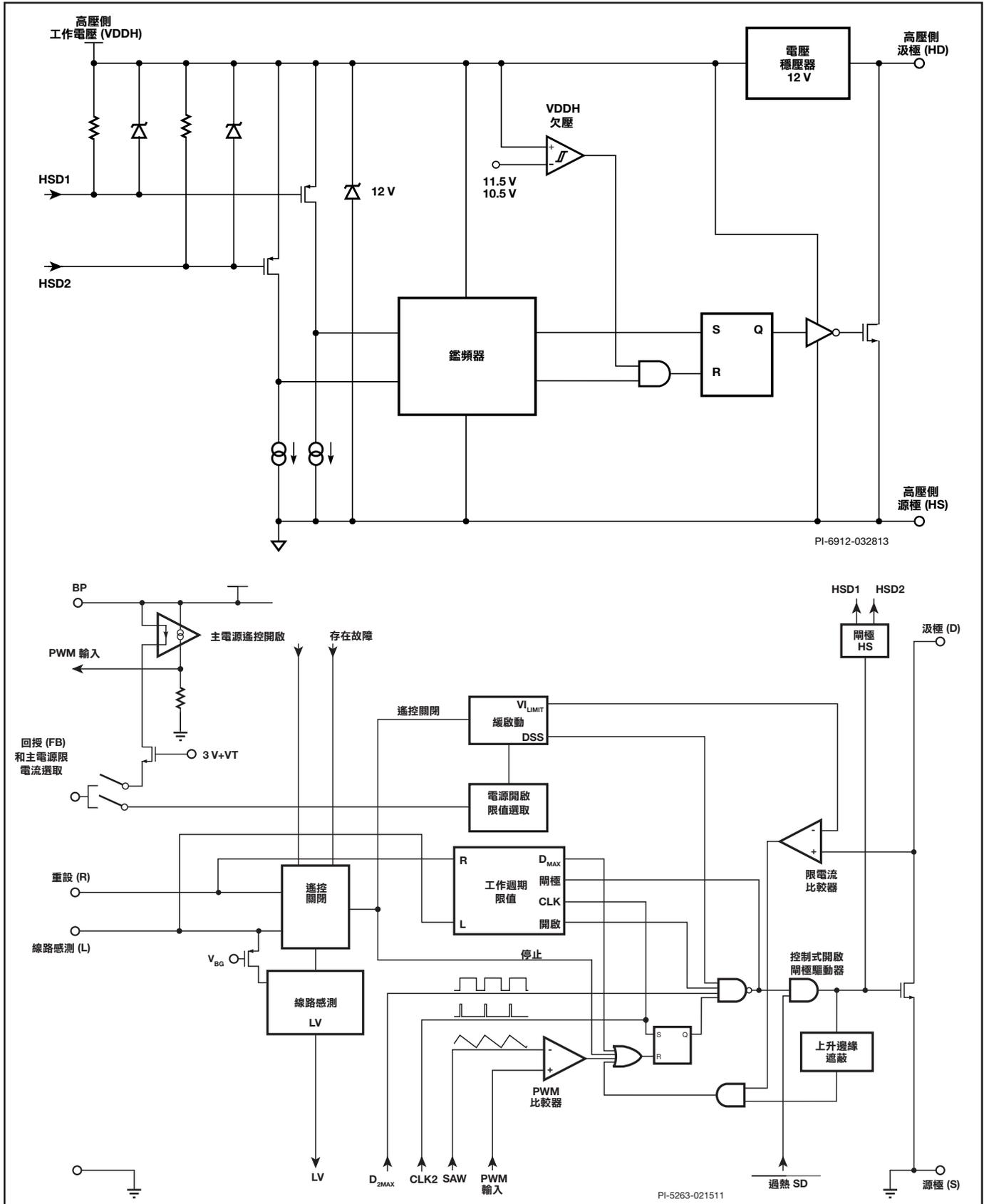


圖 3. 雙開關順向式轉換器的功能區塊圖。

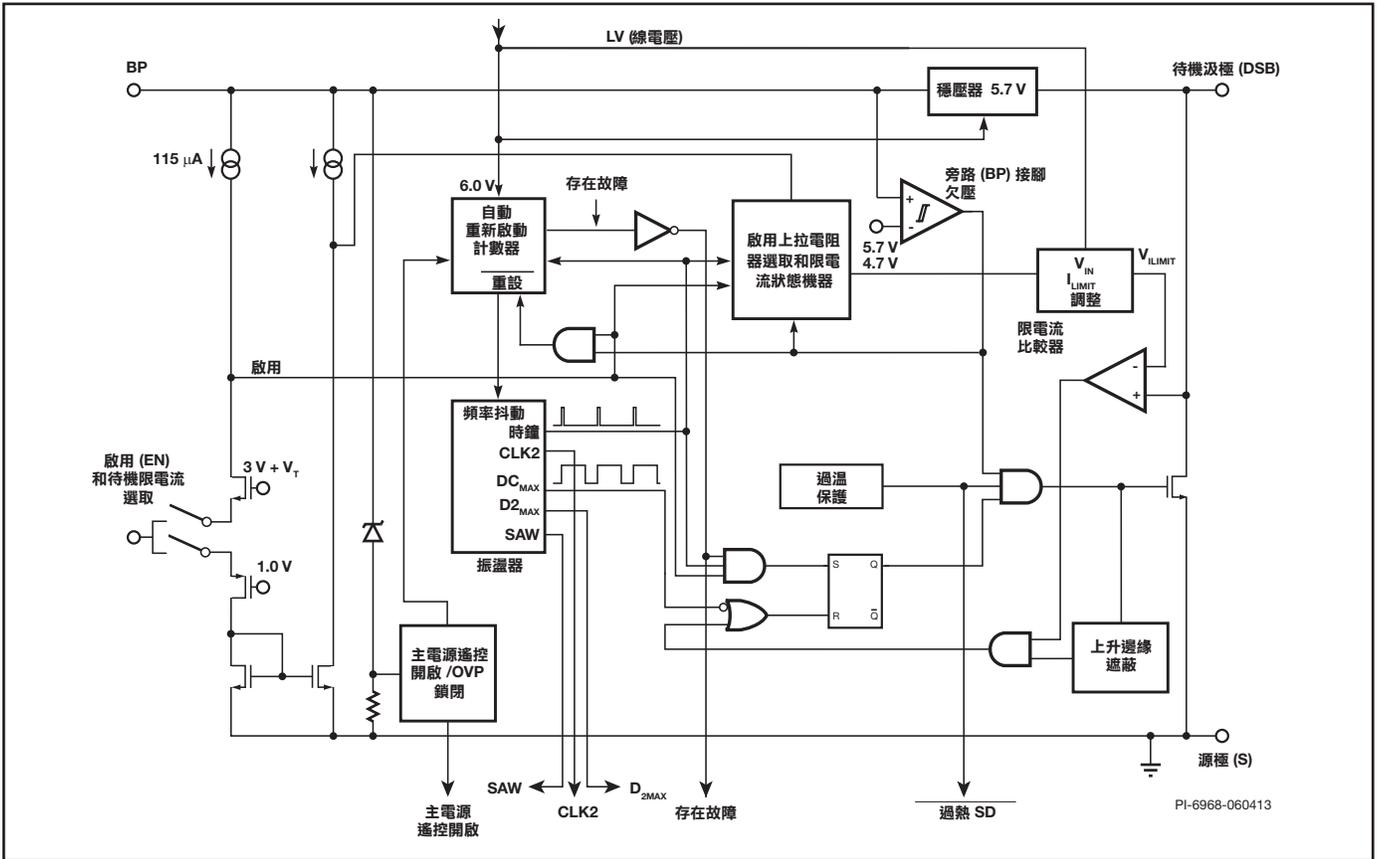


圖 4. 返馳式/待機轉換器的功能區塊圖。

功能說明

HiperTFS-2 包含兩個開關模式的電源供應器控制器和相關的低壓側 MOSFET (連同高壓側驅動器) 和高壓側 MOSFET。

- HiperTFS-2 雙開關順向式包括一個控制器 (連同低壓側功率 MOSFET)、高壓側 MOSFET、高壓側驅動器和可選擇 66/132 kHz 的主電源切換頻率 (與待機同步)。主電源轉換器會以固定頻率，在電壓模式下運作 (線性工作週期控制) (這正好是 66 kHz 模式時，待機控制器工作頻率的一半)。此控制會將電流輸入 (回授接腳) 轉換為開汲極 MOSFET 主電源汲極接腳的工作週期，以降低工作週期，同時增加源自回授接腳的電流。
- HiperTFS-2 固定頻率 (132 kHz) 待機返馳式包括一個採用 TinySwitch-4 的控制器和功率 MOSFET。此裝置以多層開/關限電流控制模式運作。在源自啟用接腳的電流低於臨界值時，開汲極 MOSFET (待機汲極接腳) 會開啟，而啟用接腳電流超過臨界值時，開關切換會停用。

除了基本功能 (例如高電壓啟動、逐週期限電流、迴路補償電路、自動重新啟動與過熱關機) 之外，HiperTFS-2 主電源控制器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。

主電源轉換器一般簡介

用於 HiperTFS-2 的主電源轉換器是一種雙開關順向式轉換器 (但 HiperTFS-2 應與其他雙開關架構搭配使用)。此架構包含一個低壓側和高壓側功率 MOSFET，這兩個會同時切換。若是 HiperTFS-2，低壓側 MOSFET 是一個 725 V MOSFET (基材連接至源極接腳)。高壓側 MOSFET 則是一個 530 V MOSFET (基材連接至高壓側汲極 (HD) 接腳)。低壓側和高壓側 MOSFET 的這類基材都會連接至無雜訊電路節點 (分別是 0 V 和 V_{IN})，這表示這兩個 MOSFET 都使用不帶電的基材 - 這有利於 EMI。

低壓側 MOSFET 具有極低的 C_{OSS} 電容，因此可以硬切換，而不會影響效能。由於外部箝位配置，所以可能可以在高負載時顯著緩切換高壓側 MOSFET (藉此去除大比例的高壓側電容切換損失)，並且改善效率。低壓側 MOSFET 上較高的崩潰電壓允許變壓器重設電壓超過輸入電壓，進而允許在超過 50% 的工作週期時運作。較高的工作週期運作會導致降低有效值切換電流，同時會降低輸出二極體電壓額定值，這兩者都有助於改善效率。

HiperTFS-2 也包含一個高壓側驅動器，用於控制高壓側 MOSFET。此外部自舉升壓二極體 (或內部自偏壓) 高壓側驅動器，免除了開極驅動器變壓器的必要性，這是一種昂貴的元件，許多其他雙開關順向式電路都需要使用這個元件。

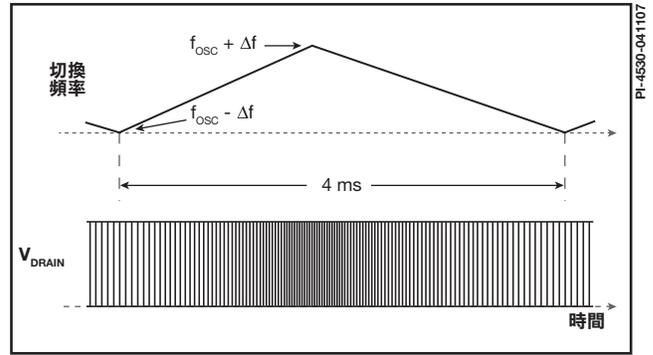


圖 5. 切換頻率抖動 (Jitter) (理想的 V_{DRAIN} 波形)。

主電源啟動運作

一旦返馳式 (待機) 轉換器已啟動並執行，有兩項功能可以停用主電源轉換器。第一種情況是，旁路 (BP) 接腳遙控開關電流必須超過遙控開啟臨界值 ($I_{BP(ON)}$)，這由外部遙控開/關電路提供。此電流臨界值具有可預防雜訊干擾的磁滯。一旦達到 BP 遙控開啟，HiperTFS-2 也會要求線路感測接腳電流超過 UV 主電源開啟 ($I_{LIMA-UV(ON)}$)，這對應於使用 4 M Ω 線路感測接腳電阻器時約 336 VDC 輸入電壓。一旦達到線路感測接腳臨界值，HiperTFS-2 將進入 60 ms 預先充電期間 ($t_{D(CH)}$)，以允許 PFC 降壓階段達到穩壓，之後主電源再將負載施加至大電容器。此外，在此預先充電期間，高壓側驅動器會透過自舉升壓二極體 (或自偏壓) 從低壓側輔助電壓進行充電，並在主電源低壓側 MOSFET 開啟時充電，此時，主電源高壓側 MOSFET 會保持關閉。結束預先充電期間時，PFC 升壓式電壓應該等於或大於標準升壓式電壓。HiperTFS-2 開始切換，以完成緩啟動期間 (t_{CS})。在緩啟動期間，最大工作週期會以 30% 開始，並在 12 ms 期間內逐漸提高至最大值。逐漸提高的工作週期會控制啟動期間輸出的

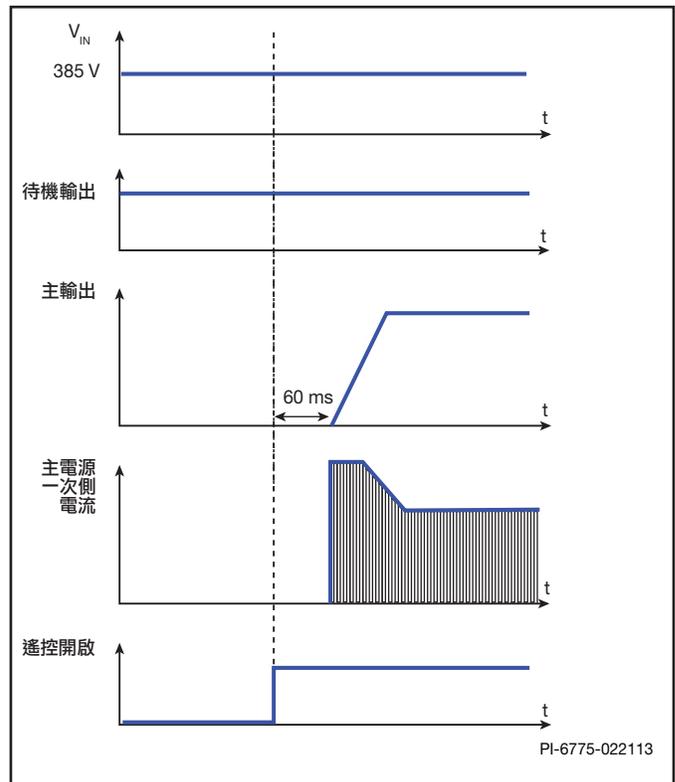


圖 6. 遠端開啟的供電啟動順序

升斜率，以允許良好控制啟動，同時在控制迴路接管穩壓邁向緩啟動的結束時促成平順轉換。當輸出端有大量電容負載時，這會讓主電源能在應用所要求的期間內啟動（通常 PC 主電源應用為 <20 ms）。

主電源轉換器控制回授 (FB) 接腳運作

回授接腳是來自主電源控制迴路的控制迴路回授輸入。在正常運作期間，回授接腳會用於提供工作週期控制給主電源轉換器。偵測到的系統輸出電壓會轉換為回授電流。當越來越多的電流源自回授接腳，以在約 2.1 mA 條件下達到零工作週期時，主電源轉換器的工作週期將會降低。回授接腳的標準電壓會維持約 3.5 V。回授接腳上的內部極點設為約 12 kHz，以便促成最佳的控制迴路回應。

主電源轉換器的最大工作週期是由線路感測接腳和重設接腳定義的，並且是根據線路感測接腳和重設接腳而動態算出的值。

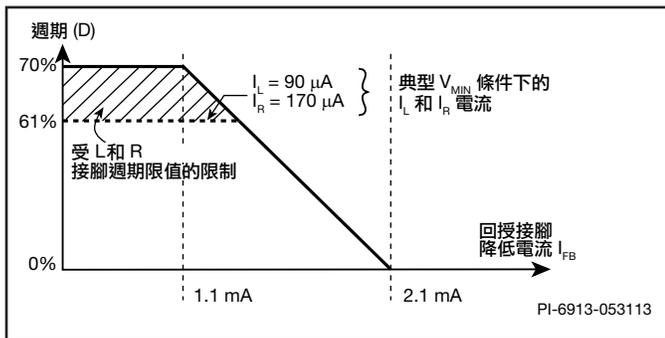


圖 7. PWM 工作週期與控制電流關係圖。

主電源高壓側驅動器

高壓側驅動器是一種電氣浮接於高壓側 MOSFET 源極 (HS) 接腳的裝置。此裝置提供閘極驅動給高壓側主電源 MOSFET。低壓側主電源和高壓側主電源 MOSFET 會同時切換。高壓側驅動器使用高壓側工作電壓的供電器接腳。外部電路或內部源極提供工作電流，並提供高壓側工作電壓接腳。高壓側工作電壓具有一個內部 12 V 分流調整器。此裝置在驅動高壓側 MOSFET 時約消耗 2.3 mA。

高壓側工作電壓接腳具有一個欠壓鎖閉臨界值，可在供電電壓降至安全臨界值以下時防止閘極驅動。在啟動時，高壓側驅動器會保持在關閉狀態，直到高壓側工作電壓接腳充電超過 10.5 V，此時高壓側驅動器會啟用。高壓側驅動器起初透過連接至高壓側工作電壓接腳的自舉升壓二極體，從低壓側待機輔助電源 (約 12 V) 或從內部高壓電流源極進行充電。在啟動期間，高壓側 MOSFET 保持關閉，但低壓側 MOSFET 會開啟 60 ms，以允許預先充電高壓側工作電壓至 12 V。在經過這段時間之後，高壓側工作電壓會由自舉升壓二極體貨內部電流源供應。

高壓側驅動器運作後，就會從低壓側裝置接收經過 level shift 的驅動指令。這些驅動指令會導致高壓側 MOSFET 的開啟和關閉驅動與低壓側主電源 MOSFET 的開啟和關閉驅動同步。

高壓側驅動器也包含一個晶片上的過溫保護，但設定的溫度高於低壓側裝置的過溫保護溫度。因此，低壓側永遠會先關機。

主電源轉換器的最大工作週期

線路感測接腳電阻會將輸入電壓轉換為線路感測接腳電流訊號。重設接腳電阻器則會將重設電壓轉換為重設接腳電流訊號。線路感測接腳和重設接腳電流允許 HiperTFS-2 根據逐週期來決定最大工作週期包絡線。此功能可確保有足夠的時間，讓變壓器進行逐週期重設，同時也保護避免單一週期變壓器飽和，並且在高輸入電壓時限制最大工作週期，以防止變壓器在開啟期間內達到不安全的磁通密度。這些功能都允許從主電源變壓器中獲得最佳效能。工作週期限制會在生產期間進行修整。

線路感測接腳和重設接腳會緊接在下一個主電源週期的開啟之前進行取樣。執行此動作是為了在系統中最小雜訊的時間點進行取樣。由於低電流訊號輸入至線路感測接腳和重設接腳，因此請審慎防止這些接腳發生雜訊注入。(相關詳細資訊，請參閱 <應用> 部分的配置準則)。

主電源晶片上的可從外部選取的限電流

在啟動期間，回授接腳和啟用接腳都會用於分別選取主電源和待機轉換器的內部限電流。偵測期間發生在初始啟動裝置時，以及主電源或待機 MOSFET 開始切換之前。這項動作是為了使雜訊干擾降至最低。

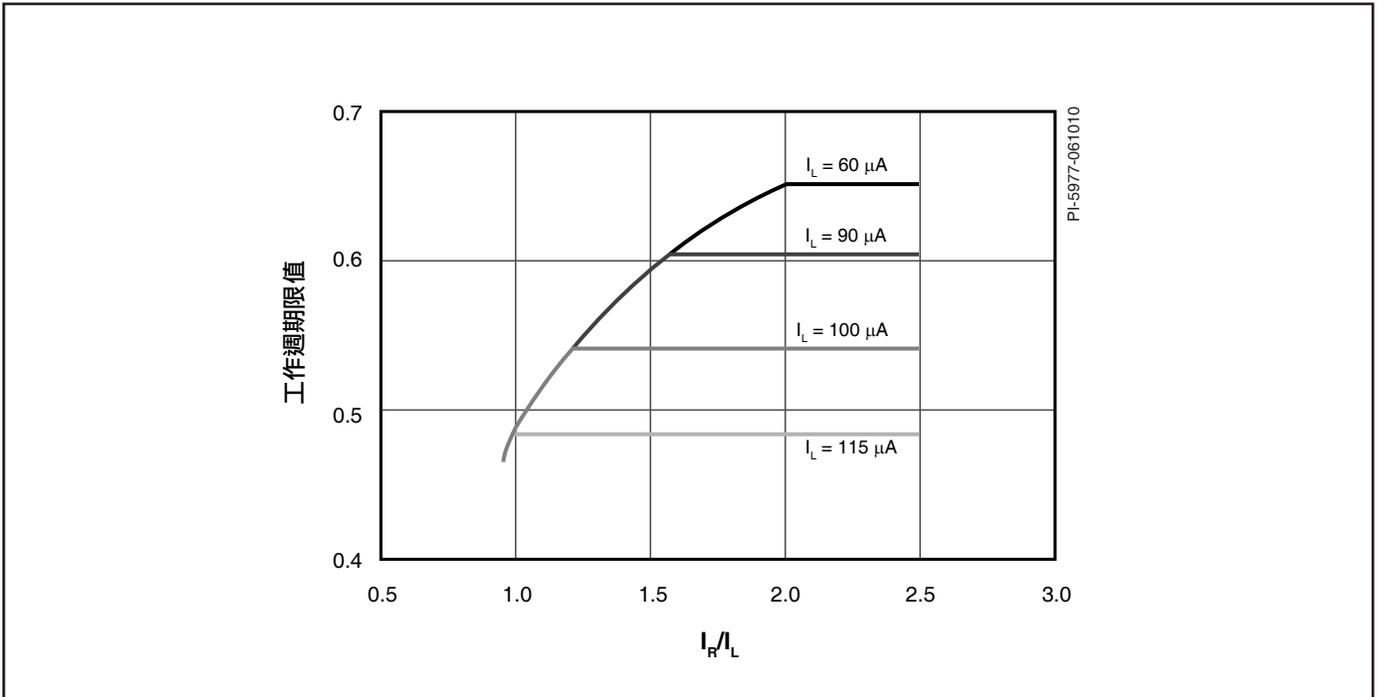


圖 8. 工作週期限限制與過 L 接腳電流 R 接腳電流的比率

電阻器 R_{FB} 從旁路 (BP) 接腳連接至回授接腳。此電阻器會將電流饋入回授接腳 (在此偵測期間內, 會將接腳電壓箝制在約 1 V)。流入回授接腳的電流取決於電阻器的值, 所以輸入電流 (和間接的電阻器值) 會根據下表選取內部限電流。

主電源線電壓欠壓 (UV) 偵測

線路感測接腳電阻器連接至 V_{IN} 並產生一個與 V_{IN} 成正比的電流訊

號。裝置會將線路感測接腳電壓固定在 1.2 V。線路感測接腳電流訊號會用於觸發待機和主電源轉換器的欠壓/過壓臨界值。假設使用 4 MΩ 的線路感測接腳電阻器, 待機會在線路感測接腳電流超過 ($I_{L(SB-UVON)}$) 臨界值時開始運作, 這通常約 100 V。不過, 主電源應保持在關閉狀態, 直到線路感測接腳電流超過 ($I_{L(MA-UVON)}$) 臨界值, 4 MΩ 通常是 336 V。主電源和待機欠壓關閉臨界通常都有磁滯, 來允許餘裕足夠, 以避免意外觸發, 並提供足夠的餘裕來達成電壓維持時間需求。請謹記, 主電源轉換器在最後關閉之前, 可能會開始執行寬鬆調整。這是因為動態工作週期限制可能箝制工作週期低於較低輸入電壓時穩壓所需的工作週期。一旦輸入電壓降至 215 V ($I_{L(MA-UVOFF)}$) 臨界值以下, 主電源將關閉, 但待機將持續運作。當輸入電壓降至約 40 V ($I_{L(SB-UVON)}$) 以下時, 待機將會關閉。

I_{FB} (臨界值)	I_{LIMIT} (主電源)			$R_{FB(1\%)}^{(SELECT)}$	
0.0 - 5.1 μA	L1	70%	mA	開啟	kΩ
5.1 - 11.9 μA	L2	90%	mA	511.0	kΩ
11.9 - 23.8 μA	L3	100%	mA	232.0	kΩ

表 3. 回授接腳主電源限電流選取。

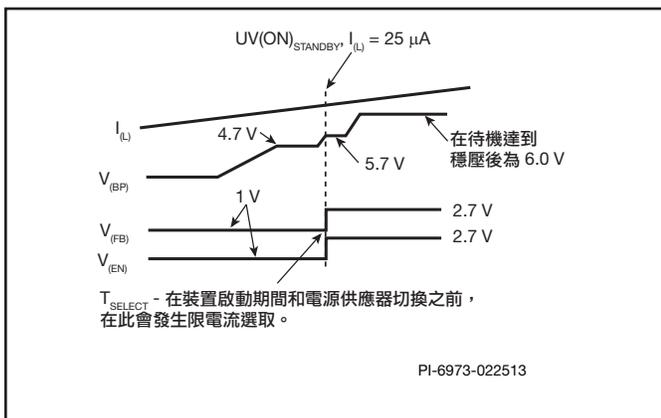


圖 9. 限電流選取。

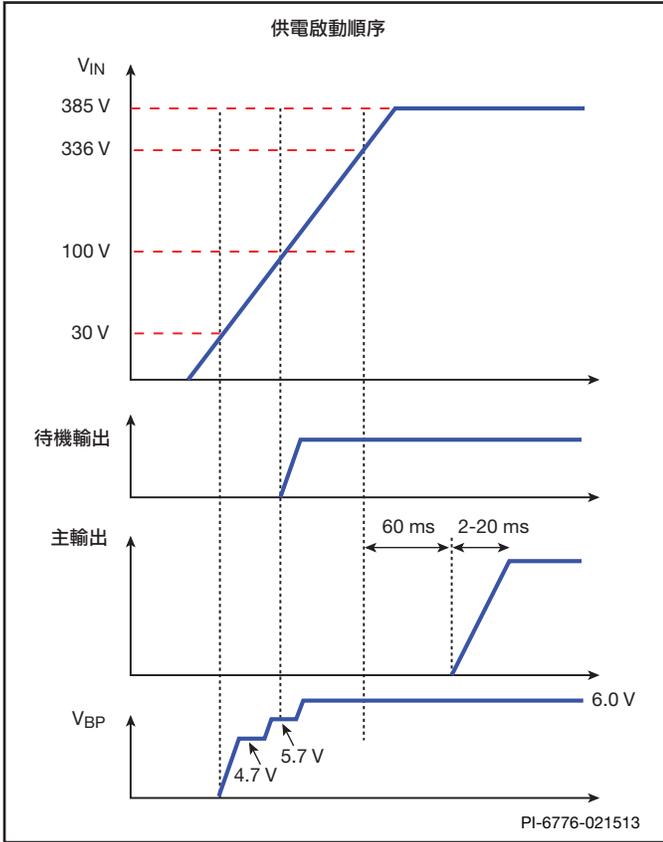


圖 10. 主電源和待機啟動。

主電源重設過壓偵測

此外，重設接腳還有過壓臨界值。觸發時，重設過壓只會關閉主電源，保留待機仍在運作中。

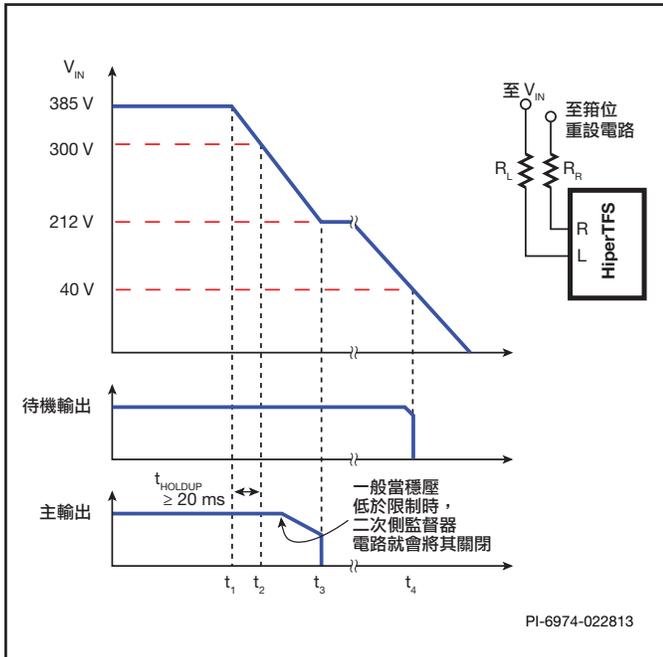


圖 11. L 和 R 接腳工作週期限制模式。

待機電源一般簡介

待機是一種寬範圍電源供應器，通常是返馳式轉換器，在寬輸入電壓 (85-265 VAC) 範圍內運作，並提供高達 20 W 的連續輸出功率。待機電源供應器在大部分的高功率應用中提供兩種功能。提供直接二次側輸出，但也提供偏壓功率給其他一次側裝置 (尤其是 PFC 升壓式轉換器)。

HiperTFS-2 待機保留 TinySwitch-III 的大部分功能，例如自動重新啟動、過溫保護、多層限電流開/關控制等。HiperTFS-2 待機控制器有一些地方與 TinySwitch-III 不同：

- 共有 4 種限電流可透過啟用接腳進行選取 (而不是如同 TinySwitch-III 使用不同的旁路 (BP) 接腳電容器)。共有 4 種使用者可選取的限電流：500、550、650、750 mA 設計，適用於二次側待機輸出功率 10、12.5、15 和 20 W。
- 二次側 OVP 關機鎖定。這會透過電流超出旁路 (BP) 接腳關機鎖定臨界值 ($I_{BP(SD)} = 15 \text{ mA}$) 時觸發。
- 用於偵測線電壓的專用線路感測接腳提供絕對 UV 和 OV 開/關臨界值 (不同於 TinySwitch-4 只在重新啟動時偵測輸入電壓)。此外，對於 UV(ON) 臨界值的精準度更高。
- 限電流會透過輸入電壓功能進行補償以維持過載特性與輸入電壓之間平穩對抗。

在高功率系統中，待機電源供應器是第一個開始運作的電源供應器。主電源轉換器會在待機處於運作時才會開始工作。相同的，主電源轉換器會在電壓超過待機時關閉，因此待機永遠是最後一個關閉的電源供應器。

待機晶片上的可從外部選取的限電流

在啟動期間，回授接腳和啟用接腳都會用於分別選取主電源和待機轉換器的內部限電流。偵測期間發生在初始啟動裝置時 (就在達到旁路 (BP) 接腳電壓 4.7 V 之後)，以及主電源或待機 MOSFET 開始切換之前。這項動作是為了使雜訊干擾降至最低。

I EN (臨界值)	I _{LIMIT} (待機)		R EN (選取) (1%)	
0 - 5 μA	L1	500 mA	開啟	k Ω
5 - 12 μA	L2	550 mA	511	k Ω
12 - 24 μA	L3	650 mA	232	k Ω
24 - 48 μA	L4	750 mA	107	k Ω

表 4. 啟用接腳待機限電流選取。

啟用接腳的運作方式與回授接腳選取的方式相似。在偵測期間的選取期間，啟用接腳會箝制為 1 V。藉此為啟用接腳和回授接腳選取相同的電阻器值。啟用接腳內部電流選取是根據上表選擇的。

當旁路 (BP) 接腳第一次達到 4.7 V 時，回授接腳和啟用接腳就會選取限電流。短路偵測期間一完成，旁路 (BP) 接腳會逐漸升至 5.7 V，而回授接腳則允許浮接至 3.5 V 的標準電壓。

待機線路補償限電流以平穩輸出過載功率

在大多數的電源供應器中，電源供應器的功率輸出能力會隨著輸入電壓增加而大幅增加。這是指，大多數的電源供應器在較高輸入電壓下運作時（相較於較低輸入電壓工作），都能將高出許多的功率（最多高出 30-40% 功率）提供至故障的過載。這可能導致問題，因為許多規格均要求更嚴格管理裝置的輸出過載功率能力。

若是 HiperTFS-2，待機限電流會透過線路功能（輸入電壓）進行調整，藉此方式以永遠提供相同可觀的最大過載功率能力。輸入電壓會透過線路感測接腳電流進行偵測，裝置的內部待機限電流則會逐週期進行調整。這表示 HiperTFS-2 待機只會在高壓下提供約多 5% 的過載功率，就其在低壓所執行的作業相同。此功能提供更安全的設計。

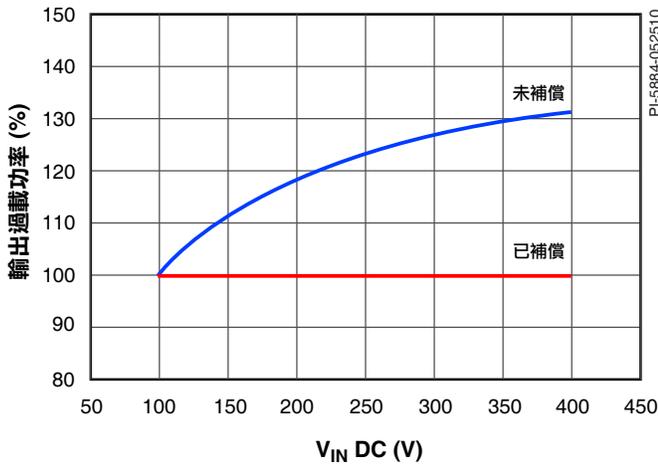


圖 12. 顯示補償 (TFS-2) 待機和一般未補償待機的輸出過載功率。

待機線電壓欠壓 (UV) 偵測

線路感測接腳電阻器連接至 V_{IN} 並產生一個與 V_{IN} 成正比的電流訊號。裝置會將線路感測接腳電壓固定在 1.2 V。線路感測接腳電流訊號會用於觸發待機和主電源轉換器的欠壓/過壓臨界值。假設使用 4 M Ω 的線路感測接腳電阻，待機會在大約 100 V 時開始運作（如 $I_{L(SB_UVON)}$ 定義）。當輸入電壓低於 100 V，如果失去穩壓，待機將會關閉。不過，如果此輸入電壓降至約 40 V（由 $I_{L(SB_UVOFF)}$ 定義）以下，待機將強制關閉。

主電源和待機振盪器和切換頻率

待機轉換器以 132 kHz 頻率運作。在 66 kHz 模式下，主電源轉換器會以正好該頻率的一半運作。這兩個轉換器都包括一個共用的頻率抖動 (Jitter) 設定檔，用於在 4 ms 抖動 (Jitter) 期間改變主電源的切換頻率 ± 4 kHz（待機抖動頻率範圍 ± 8 kHz 則為兩倍）。頻率抖動 (Jitter) 有助於降低準峰值和平均 EMI 排放。

在啟動時，會根據旁路 (BP) 接腳電容器，針對 66 kHz 或 132 kHz 選取 HiperTFS-2 主電源切換頻率。

請注意，HiperTFS-2 以 66 kHz 執行時，有一個碰撞避免方案，在這個方案中，主電源轉換器是主端，待機是從端，藉此避免主電源與待機切換在完全一樣的時間交換。最常見的狀況是接近 50% 工作週期，如果主電源（主端）即將接換（關閉），則待機（從端）會等短暫片刻（200 ns）後再開始其下一個週期。待機會用作從端，因為相較於主電源轉換器的線性迴路控制，HiperTFS-2 待機的開/關控制較不容易因切換的突然延遲而中斷。當待機和主電源同時以 132 kHz 執行時，將不需要此碰撞避免功能。

待機和主電源過溫保護

HiperTFS-2 提供過溫保護功能，(OTP) 來保護 HiperTFS-2。此磁滯回復過溫保護允許裝置自動從任何過熱故障事件中復原。過溫保護會在晶片溫度約為 118 °C 時觸發，並且具有高磁滯，以確保平均裝置溫度在安全等級範圍內。在設計良好的系統中，HiperTFS-2 過溫保護不會在任何正常運作中觸發，只會以安全功能的形式存在，以便在異常或故障情況下提供保護。

旁路 (BP) 接腳運作

旁路 (BP) 接腳是整個 HiperTFS-2 裝置的供電接腳。旁路 (BP) 接腳在內部透過待機汲極功率 MOSFET 連接到高電壓電流源。此高電壓源極在初始啟動期間會對旁路 (BP) 接腳充電至 4.7 V。當旁路 (BP) 接腳達 4.7 V 時，旁路 (BP) 接腳將會檢查主電源和待機限電流選取（分別是回授接腳和啟用接腳電阻器）。此選取所花時間極為短暫，之後旁路 (BP) 接腳會持續接受充電直到達到 5.7 V 為止。在這段充電期間內，會確定旁路 (BP) 接腳電容器的值。此值會針對主電源切換頻率 (1 μ F = 66 kHz) 和 10 μ F = 132 kHz) 來選取，在選取頻率完成時，待機電源供應器即準備好開始運作。與 TinySwitch-4 相似，如果旁路 (BP) 接腳降至 5.7 V 以下，高電壓電流源極會持續為此接腳充電。但是，在大多數典型的應用中，電阻器（通常為 7.5 k Ω ）會從一次側偏壓 (12 V) 連接至旁路 (BP) 接腳。此

電阻器提供工作電流給旁路 (BP) 接腳，藉此免於需要從高電壓電流源極提取電力。與 TinySwitch 相似，旁路 (BP) 接腳也包含一個分流調整器，當旁路 (BP) 接腳電壓透過外部方式驅動至 5.7 V 以上時，這個調整器就會啟用。旁路 (BP) 接腳分流電流用於兩個功能：

1. 首先是主電源遙控開啟的 4 mA 臨界值 ($I_{BP(ON)}$)。當旁路 (BP) 接腳電流超過此臨界值，主電源就會啟用。
2. 第二個是待機二次側 OVP 鎖閉的 15 mA 臨界值 ($I_{BP(SD)}$)。當旁路 (BP) 接腳電流超過此臨界值，待機和主電源轉換器就會鎖閉。此鎖定可以藉由將線路感測接腳拉動至低於線電壓欠壓臨界值 ($I_{L(SB-LVOFF)}$) 或使旁路 (BP) 接腳放電至低於 4.7 V 的方式來重設。

主電源和待機線電壓過壓偵測 (OV)

過壓臨界值包含在裝置中，可用於在過壓期間停用裝置 (使用額外的外部訊號積納二極體)。過壓臨界值會設定在夠高的值，以足以防止升壓式 PFC 過衝情況下的意外觸發。觸發過壓條件時，主電源和待機會同時關閉。過壓功能主要與外部元件搭配使用 (電路)，以設定與欠壓臨界值無關的過壓臨界值 (相關詳細資訊，請參閱 <應用> 部分)。

高功率 eSIP 封裝

HiperTFS-2 封裝設計為盡量縮減裝置的實體尺寸，同時維持接腳具有低熱阻和足夠的電氣空間。此封裝具有 12 個可正常運作的接腳，為了增加高電壓接腳之間的接腳間距，已移除 4 個接腳。低電壓側雙開關順向式和返馳式 MOSFET 與封裝背面上露出的焊墊之間，具有低於 1 °C/W 的熱阻。由於此焊墊參照至源極接腳 (源極)，因此位於電氣接地電位，藉此可以連接至散熱片，而不需要使用電氣絕緣。高壓側 MOSFET 則透過過度塑形，以達成電氣絕緣，藉此也允許直接連接至散熱片。

設計、組裝和佈局考量

功率表

本產品規格型錄功率表 (表 1, 第 1 頁) 展示了建議最大連續輸出功率 (受散熱條件限制), 所依據的條件如下:

1. +12 V 輸出 PC 主電源和 +12 V 待機。
2. 標準電壓為 385 VDC 且最小值為 300 VDC 的主電源的穩壓 DC 輸入。
3. HiperTFS-2 結合了滿載時主電源和待機效率達 87% 的優點。
4. 蕭特基高效率輸出二極體。
5. 待機 115 VDC 至 385 VDC 的 DC 輸入。
6. 充足的散熱與風扇冷卻以維持散熱片溫度低於 95 °C。
7. 變壓器設計為採用標準工作週期係數 45%。

HiperTFS-2 選擇

選擇最佳 HiperTFS-2 取決於連續輸出功率、峰值功率、散熱管理、(散熱) 以及最大環境工作溫度。OEM 應用通常指定 50 °C 的最大環境溫度, 而組裝 PC 電源供應器通常指定 25 °C 的環境溫度。高效率可以使用較大的裝置並選擇較低的裝置限電流來達成。任何指定裝置都可以透過設定主電源和待機的限電流, 來自訂最大輸出功率。

主電源頻率選擇

對於單輸出應用而言, 建議主電源轉換器使用 132 kHz 工作, 以縮減主電源變壓器和輸出電感器的尺寸和成本。在最佳化磁性元件設計之下, 效率可媲美 66 kHz 設計的效率。對於多輸出設計, 則建議使用 66 kHz 工作, 以提供輸出較佳的電壓中心。

電壓維持時間

輸入電容器是一個確保達成指定最小電壓維持時間的重要元件。正確設計順向式轉換器的標準工作週期和足夠的一次側繞組箝位電壓以便能達到主電源變壓器的有效磁化重設, 也非常重要。PIXIs (PI Expert 設計試算表) 可計算這些值, 您也可以參閱 AN-51 的公式。

高壓側驅動器的偏壓支援

HiperTFS-2 的高壓側 MOSFET 驅動器會透過內部方式, 由高電壓電流源提供偏壓。對於 66 kHz 工作而言, 外部偏壓電流並不需要。使用內部偏壓時, 請使用 4.7 μF 作為 C1。使用外部偏壓時, 66 kHz 工作支援可能在某些情況下, 可以改善主電源轉換器的極高負載效率。

132 kHz 工作需要外部偏壓。(圖 13 中的 D1、R1 和 C2) 它源自待機低壓側一次側偏壓 (V_{AUX}) 的超快自舉升壓二極體 (D1), 應該在待機轉換器上於零負載時提供典型最小值 15 V, 以保證提供高壓側驅動器所需的 12 V 偏壓。使用外部偏壓時, 請使用 0.1 μF VDDH BP 旁路電容器 (C1)。請注意, 66 kHz 與 132 kHz 工作的 R1 值不同。

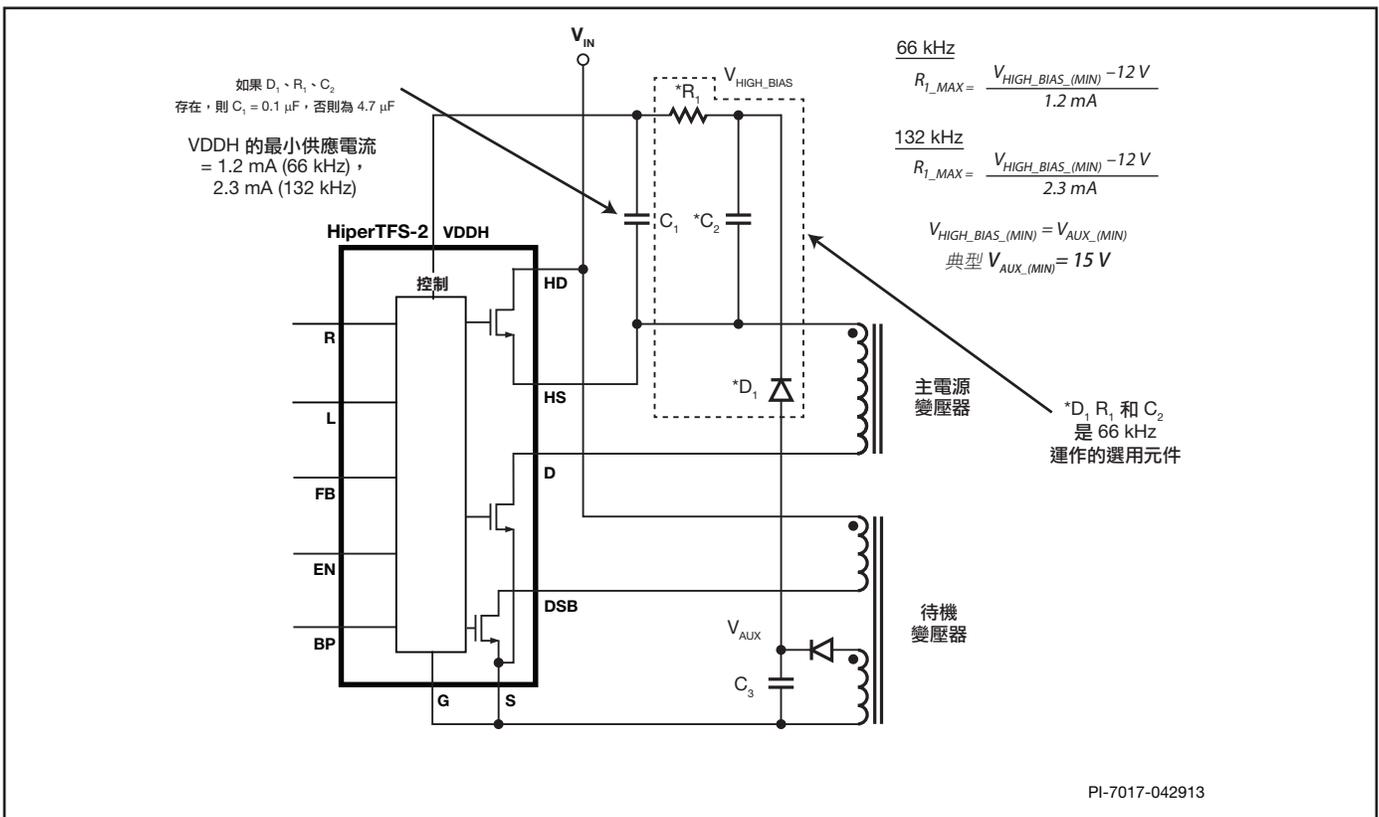


圖 13. VDDH 的自舉升壓電源和元件計算。 V_{AUX_MIN} 的典型值為 17 V。132 kHz 工作時的典型值為 1 kΩ, 如果將偏壓支援電路用於 66 kHz, 則為 2 kΩ。

一次側偏壓支援

待機轉換器提供最小 15 V 的低電壓側偏壓輸出，用於透過電阻器加偏壓於 HiperTFS-2 的旁路 (BP) 接腳，以防止內部高電壓偏壓電流源極啟用。低壓側偏壓輸出 (V_{AUX}) 也是遙控開/關控制電路和輸出 OVP 鎖定觸發電路的來源。此輸出應該能夠提供至少 20 mA，加上來自其他一次側電路 (如 PFC 控制器) 的任何額外負載。一次側 V_{AUX} 濾波電容器應該至少為 330 μ F，才能在啟動和待機輸出負載傾倒期間保持 V_{AUX} 。

啟動

順向式轉換器一般需要在主電源回授迴路上使用緩啟動電路，以防止啟動時發生電壓過衝。此緩啟動電路會在輸出仍在上升時，就關閉回授迴路。不過，此緩啟動電路本身可能不會在輸出上升期間防止微小的輸出擾動，這可能會違反任何輸出單調性規格。若要防止此問題，主電源回授迴路緩啟動必須搭配 HiperTFS-2 內部緩啟動運作。HiperTFS-2 主電源轉換器具有兩個內建緩啟動機制：限電流和工作週期限制，這會在 30 % 時啟動，然後開啟至 78 % 超過 12 ms。回授迴路緩啟動 (圖 16 中的 R11 和 C5) 需要關閉回授迴路 (光耦合器需要啟動導通)，並控制輸出上升，此時 HiperTFS-2 仍在限電流啟動階段。

EMI

頻率抖動 (Jitter) 功能可以在很小的頻帶範圍內調變切換頻率，藉此降低所測得與基礎切換頻率的諧波相關的傳導 EMI 平均值和準峰值。這尤其有利於取樣頻寬很窄時的平均導通模式。此調變率標準為 250 Hz，足以降低 EMI，但低到足以對輸出漣漪產生極小影響 (遭到控制迴路的拒絕)。

變壓器設計

建議您將變壓器設計為在標準輸入電壓和最大輸出功率下連續運作，AC p-p 磁通密度為 ~2900 高斯，以及最大峰值間斷態磁通密度不得高於 4000 高斯。您應該針對在 385 VDC 輸入條件下標準工作週期係數為 45% 情況選擇圈數比。如此可在切換有效值電流、輸出二極體電壓額定值以及電壓維持時間結束時的最小輸入電壓之間達到良好的取捨。

即使漏電感能量只是回收其中部分而已，仍建議使用低漏電感結構 (如分割一次側，二次側會以三層方式連接在串聯一次側半側之間)。

如需最佳的主電源和待機變壓器設計，請參閱 AN-51 並使用 PIXIs 試算表。對於超過 10 A 的輸出，建議使用金屬箔二次側繞組。

一次側箝位電路圖

圖 2 顯示兩種一次側箝位電路圖。箝位對電源軌結構可提供較高的效率，而箝位對接地結構則允許穩壓至較低的輸入電壓，以延長電壓維持時間或允許使用更小的輸入大電容器。HiperTFS-2 試算表允許選取任一種電路圖。

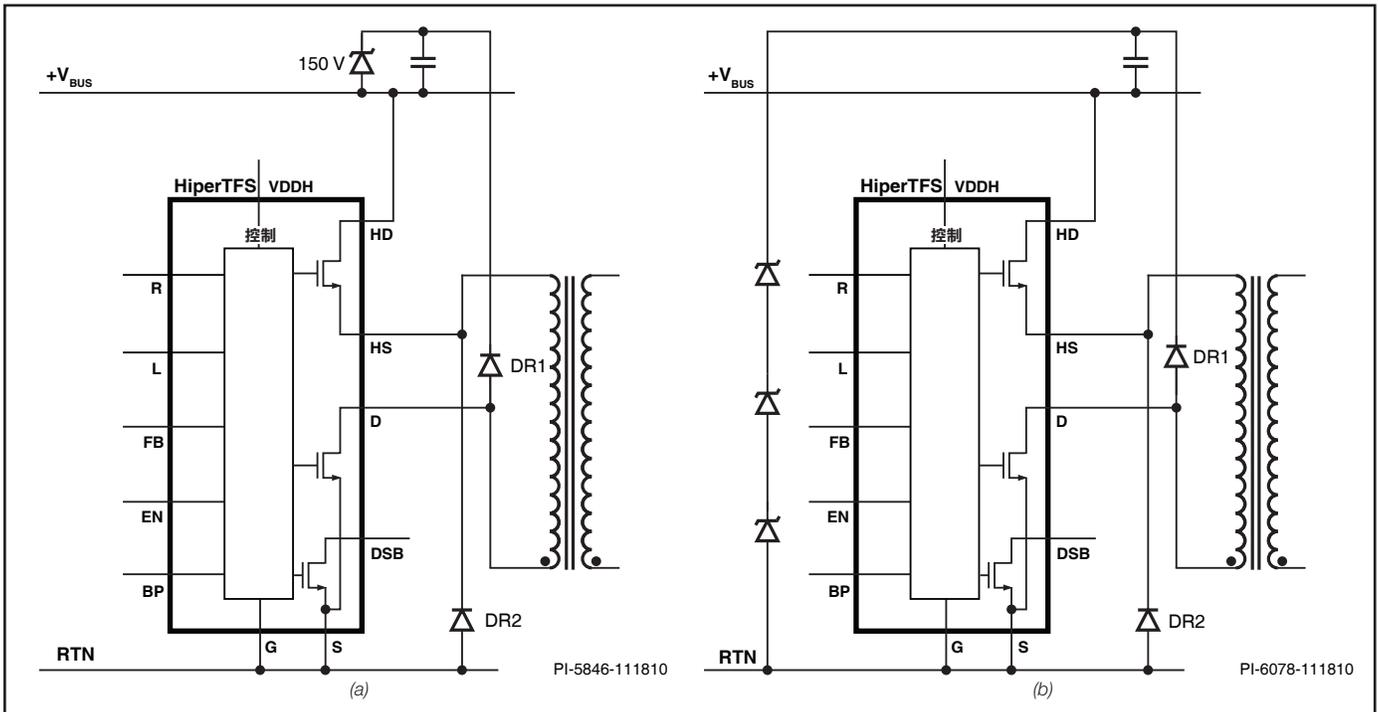


圖 14. 兩種一次側箝位電路圖：(a) 箝位對電源軌 (效率較高) 以及 (b) 箝位對接地 (可使輸出在穩壓狀態中保持為較低的輸入電壓)。

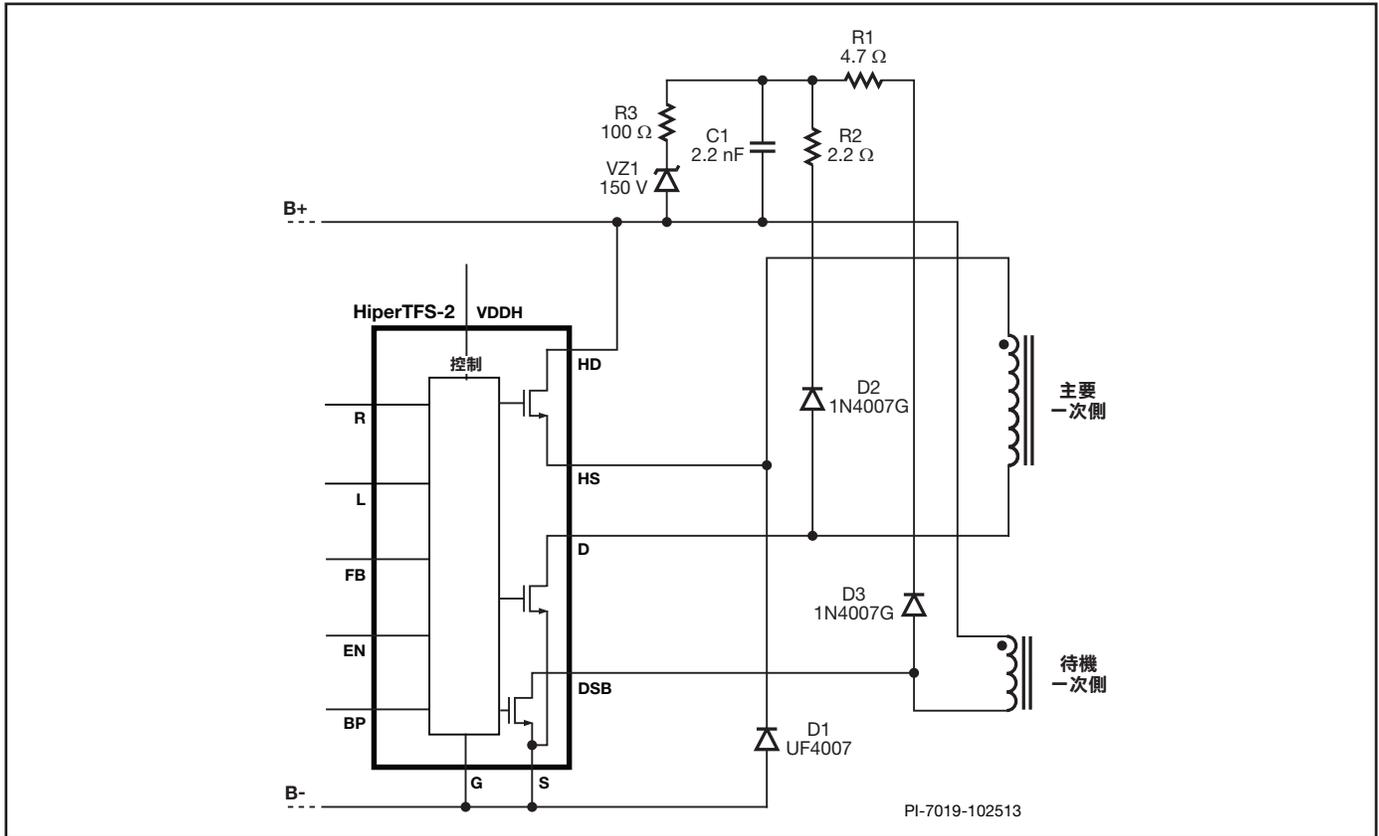


圖 15. 箝位對電源軌電路圖的標準值。這些適用於所有功率範圍和 66 與 132 kHz。將標準恢復二極體用於 CR2 和 CR3 可局部回收漏電感能量並改善效率。R1 和 R2 會限制峰值反向電流，並提供高頻率阻尼，而 R3 則允許 VZ1 用作「洩漏」而不是硬箝位，以改善效率。

輸出電感器

建議使用粉狀鐵（成本較低）或鐵鋁矽合金（即「Kool-Mu」，效率較高）鐵芯材料。粉狀鐵芯或鐵鋁矽合金鐵芯的電感會隨負載而明顯變化。輕載時的電感會比滿載時的電感高出許多，以允許順向式轉換器保持在連續導通模式（CCM），降至極輕負載。

對於多輸出而言，電感器的圈數比應與主電源變壓器二次側的相同。將繞組均勻展開在環形上，可改善耦合與互穩壓。

輸出電容器

順向式轉換器中的輸出電容器不會看到高 AC 漣漪電流。極低 ESR 電容器並不需要。不過，電容器的 ESR 對輸出漣漪電壓（如果未使用後置濾波器）和快速負載暫態回應有直接影響。電容則對中速負載暫態回應有影響。固態（固態電解）電容器則不需要，如果需要極小的尺寸時，則可用於輸出電容器。但是，這個小電容可能需要並聯連接一個額外的低成本（適中 ESR）電解電容器，以維持足夠的電容來進行迴路穩定與暫態回應。

待機模式功耗

為了改善待機轉換器的輕載效率，應該將 7.5 kΩ 偏壓電阻器連接到 V_{AUX} 與旁路（BP）接腳之間。如此會關閉內部高電壓電流源極，這個源極會以其他方式供電給旁路（BP）接腳。

散熱

HiperTFS-2 封裝為 eSIP-16F。有一個金屬外露焊墊，提供散熱片的低熱阻路徑給低壓側主電源 MOSFET 和待機功率 MOSFET。在封裝的背面還有一個過度塑形的電氣隔離部分，用於提供散熱片與內部高電壓主電源 MOSFET 之間的隔離。裝置後面的散熱片溫度不得超過 95 °C，才能提供足夠的散熱餘裕，來避免啟動過溫關機。此裝置不需要絕緣焊墊（SIL 焊墊）。請參閱 Power Integrations 網站「塑膠夾與金屬夾接合」。固定夾提供 20N 的箝力（最小 15N，最大 50N）。需要散熱片複合材料才能達到最佳散熱效能。

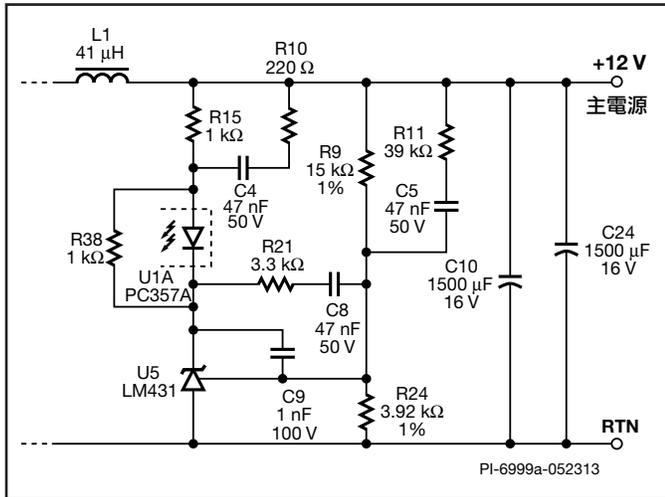


圖 16. LM431 回授迴路元件。

回授迴路設計

HiperTFS-II 是一種電壓模式控制器。主電源順向式電源處理器回授迴路極點和零點為：

- 輸出 LC 濾波雙極 – 通常在 800 Hz、微欠阻尼情況下。
- 輸出電容器 ESR 零點 – 通常在 3-5 kHz 情況下。
- 光耦合器和回授接腳系統極點 – 通常在 8-12 kHz 情況下。
(HiperTFS-2 具有低阻抗的回授接腳，可改善光耦合器的頻寬)

請參見圖 16，補償器應該具有：

- 位於原點的極點 (可使穩態錯誤降至最少的集成器)。這由 C9 實作。
- 接近 LC 雙極點位置的零點。這由 R21 搭配 C8 共同實作。
- 位於交越頻率附近中心的相位提升電路 – 採用 R10 和 C4 來實作。這可改善相位餘裕並增加交越頻率。

藉由以上補償，加上使用低 ESR 電解電容器，可達成 7-9 kHz 的增益交越頻率且大於 55° 的增益餘裕。

電阻器 R11 和 C5 用於緩啟動。這些電阻器對於增益相位特性沒有明顯的貢獻：

當 TL431 完全「開啟」或飽和時 (陰極上為 2.5 V)，電阻器 R15 應設定在可導通約 10 mA 的尺寸。這也是一個整體增益設定電阻器，會影響到整個頻率範圍。它、還有相位提升網路 (R10 + C4) 都是主要的高頻率增益設定元件。

電阻器 R38 用於提供最小偏壓電流給 LM431。電容器 C9 會在極高頻率時降低 LM431 增益。

過壓保護

過壓保護電路可以藉由將 >15 mA 供電至旁路 (BP) 接腳使兩個轉換器同時鎖閉的方式來進行。重設需要使旁路 (BP) 接腳電壓降至 4.8 V 以下。

佈局考量

源極和接地接腳

將源極和接地接腳同時連接到 PCB 上。所有高電流 Trace (例如來自大電容器) 都應該佈線至源極接腳。所有小訊號 Trace 和低電壓 BY 電容器都應該連接至接地接腳。請參見圖 17。如果違反此規則，討論中的連線必須非常接近源極或接地接腳。

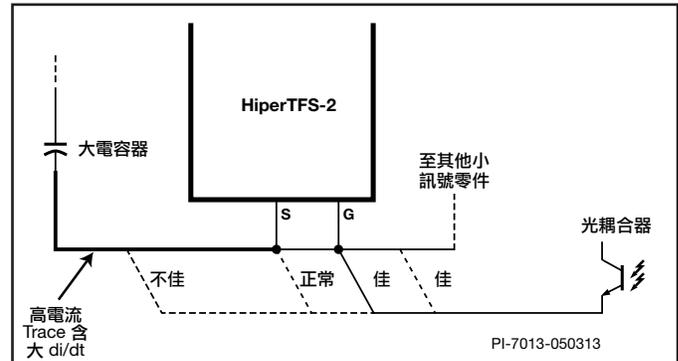


圖 17. 大電容器至源極接腳之間的 PCB Trace 包含具有大 di/dt 的電流。請勿將任何小訊號接地連線回接至此 Trace，如小訊號旁路電容器或光耦合器。

旁路電容器

旁路 (BP) 接腳和啟用接腳旁路電容器必須以短 Trace 連接至接地接腳。相同地，VDDH 旁路電容器必須以短 Trace 連接至高壓側源極接腳。

HiperTFS-2 和 PFC MOSFET 的一次側迴線 (B-) 佈線

當 HiperTFS-2 與 HiperPFS 或其他 PFC MOSFET 共用散熱片時，有可能會發生雜訊耦合進而導致行為異常，因為與 PFC 二極體反向恢復相關的 di/dt 非常高。HiperTFS-2 背面的金屬在內部會連接至源極接腳，因此散熱片會位於源極接腳電位。散熱片不應用於導通電流。HiperTFS-2 需要在源極接腳到大電容器 B- 接腳之間使用專用的 PCB Trace。HiperPFS (或 PFC MOSFET 源極) 與大電容器 B- 接腳之間需要獨立的 PCB Trace。大電容器最好放置在 HiperPFS 和 HiperTFS-2 之間。散熱片必須單一連接至 PFC 源極接腳，必須盡可能接近 PFC MOSFET。因為 PFC 具有較高的 di/dt，因此大電容器應該比 HiperTFS-2 更靠近 PFC。請參見圖 18。

待機一次側偏壓 (V_{AUX}) 電容器接地佈線

一次側 V_{AUX} 輸出濾波電容器負端應該佈線至大電容 B- 端子。這是為了防止大雜訊電流在共模突波和 ESD 期間流動、防止流入 HiperTFS-2 小訊號 PCB 接地 Trace 以及防止產生接地彈跳問題。

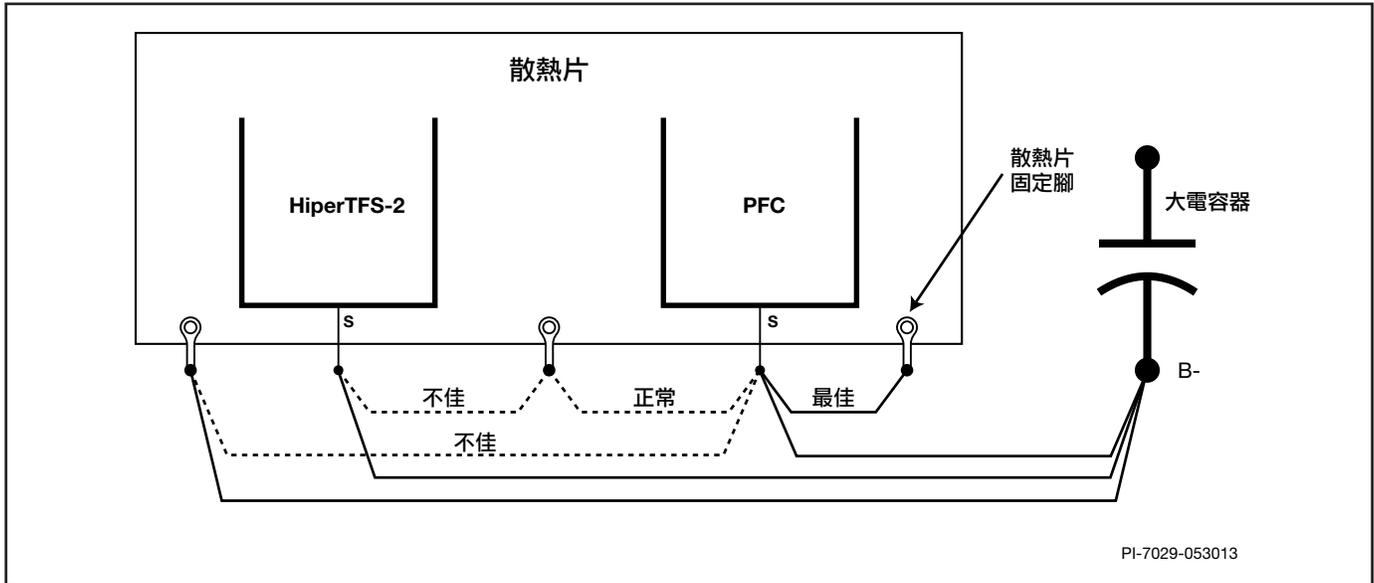


圖 18. 為防止干擾，必須將散熱片、TFS-2 和 PFC 正確連接至大電容器。PFC 和 HiperTFS-2 都需要接至大電容器 B- 的專用迴線 Trace。大電容器最好放置在 PFC 和 HiperTFS-2 之間。

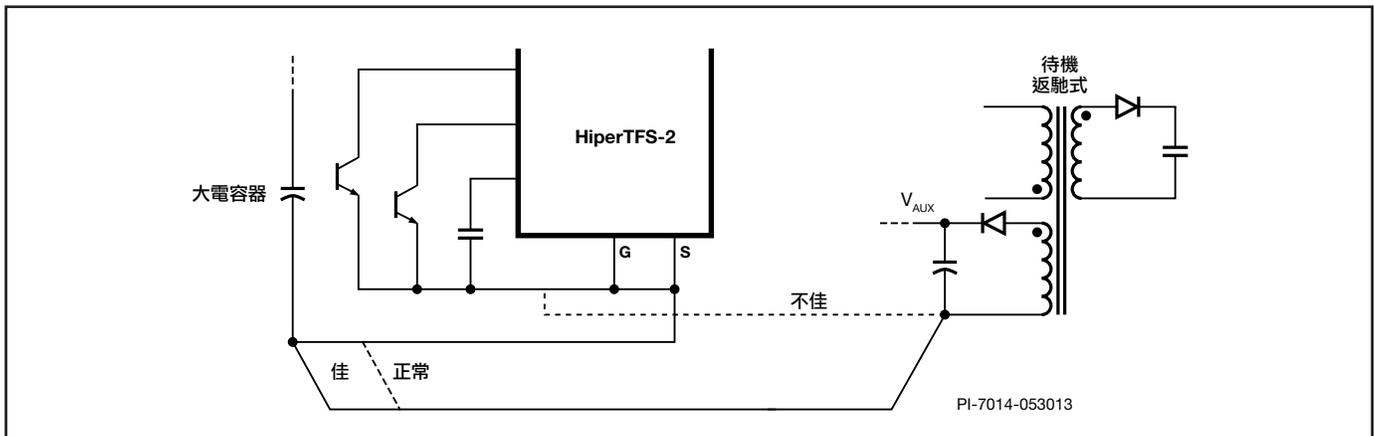


圖 19. V_{AUX} 電容器的 (-) 端子應連接至大電容器的 B-，而不是接至接地 Trace。如此將可移除閃電突波和 ESD 耐受性，因為電容式位移電流會經由返馳式變壓器中的一次側至二次側電容流動。

Y 電容器連接

連接在絕緣屏障上的 Y 類安全電容器，應該直接佈線至大電容的正端，最好是連接至 B+，而不是 B-，以便從 HiperTFS-2 小訊號元件和 PCB Trace，將突波與 ESD 電流分流出去。請參見圖 20。

這也可以改善突波和 ESD 耐受性。Y 電容器的二次側應該連接至主電源變壓器二次側迴線接腳。這可以減少輸出漣漪中，與主電源轉換器切換邊緣同時存在的薄型「突波」高度，此漣漪來自共模切換雜訊。請參見圖 21。

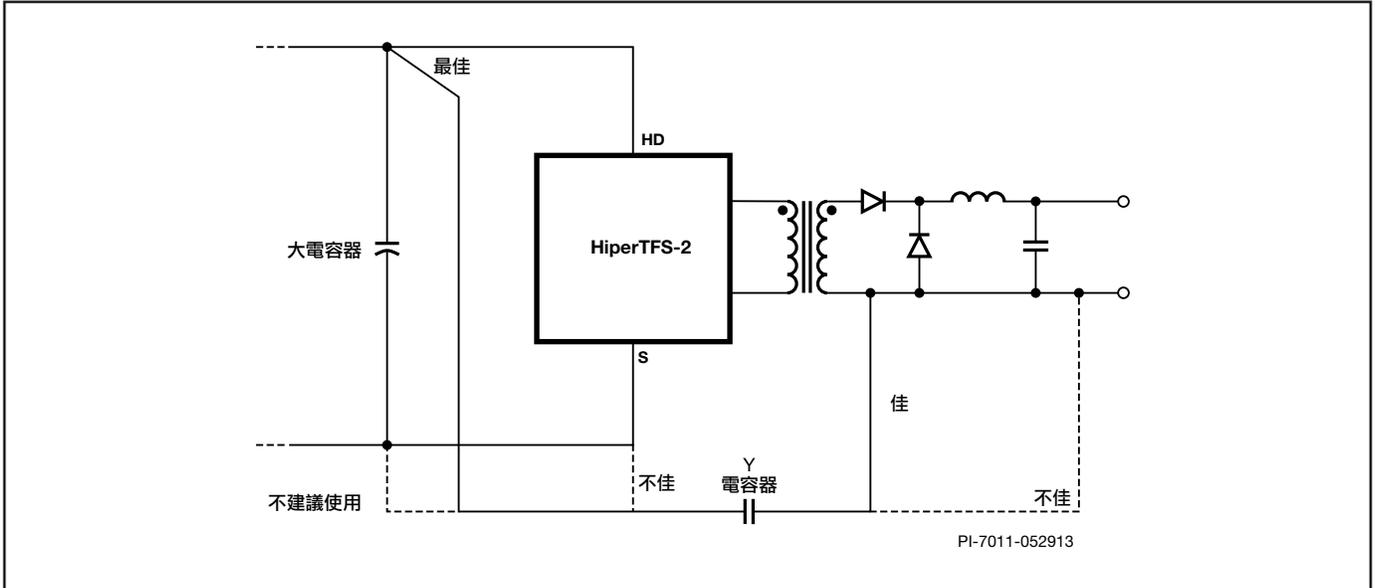


圖 20. 建議使用 Y 電容器連接以改善突波和 ESD 耐受性以及輸出漣漪高頻率雜訊。

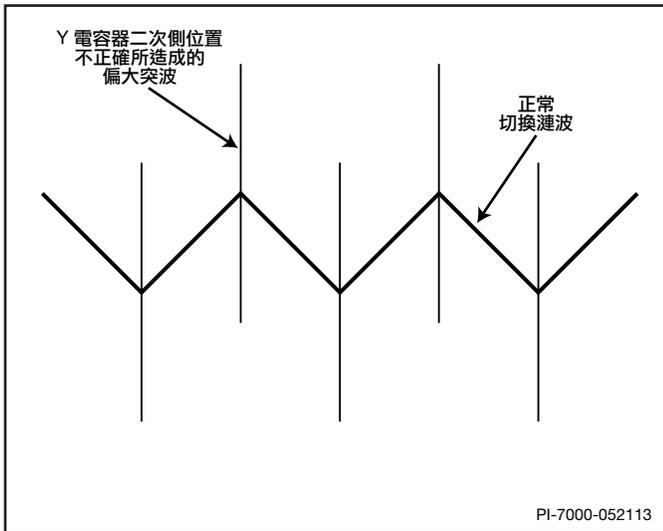


圖 21. 顯示大突波的輸出漣漪電壓特寫。對顯示於輸出端上的噪音進行共模切換通常會造成這些突波。二次側佈局或 Y 電容器不佳連接至輸出連接器而不是變壓器二次側接地接腳可能導致突波。

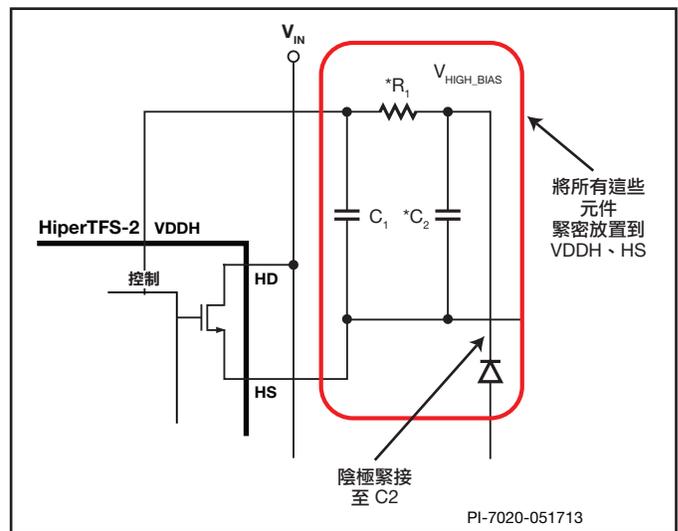


圖 22. VDDH 元件產生大電壓微分，所以應該緊接至高壓側源極和 VDDH 接腳。二極體應該緊接合至 VDDH 接腳，才能使陰極 Trace 更短。陽極 Trace 連接至 V_{AUX} 且安靜。

待機汲極、主電源汲極、高壓側源極和高壓側工作電壓接腳

待機汲極、主電源汲極、高壓側源極和高壓側工作電壓接腳都是具有高電壓微分的高電壓切換節點，必須盡可能遠離連接至低電壓小訊號接腳 (例如線路感測、重設、回授、啟用接腳) 的 Trace。在這些接腳之間的雜散電容會導致電容雜訊注入。連接至高壓側工作壓力接腳的小元件也具有與其他小訊號 Trace 有關的高電壓微分。請將這些元件放置在接近高壓側工作電壓接腳的位置，並遠離其他小訊號 Trace。此外，也將自舉升壓二極體 (如使用，在 132 kHz 時需要) 放置在接近高壓側工作電壓接腳的位置。

線路感測和重設

請小心謹慎，避免雜訊注入線路感測和重設接腳。這些接腳具有多個串聯電阻器，用以降低每個電阻器的電壓應力。請參見圖 23。每個串聯鏈中的串聯電阻器，類型或值並不需要相同。如果這些電阻器的最高電壓額定值不同，則應該具有不同的值，並且與其電壓額定值成正比。如果電阻器的類型不同、耐受電壓額定值也不同 (例如 0805 SMD 用於 R25 和 R36，其他使用穿孔式)，電阻器的值應該與其電壓額定值成正比 (同時維持正確總串聯值)。

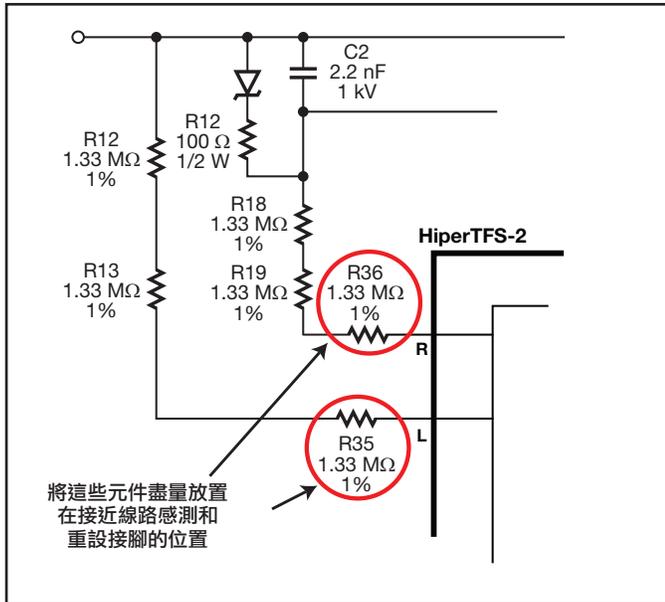


圖 23. 線路感測和重設接腳電阻器鏈。強調顯示的電阻器應為 SMD 類型並盡量接近其對應接腳的位置。

串聯鏈中的最後一個電阻器，應該連接至線路感測和重設接腳 (圖 23 中的 R35 和 R36)，必須採用 SMD 類型，並且放置在極接近其相關接腳的位置。

饋電給這些接腳的 Trace 和額外的串聯電阻器不可放置在接近任何高電壓微分 Trace 和具有高電壓切換的區域位置。這些接腳上的雜訊可能會導致由線路感測和重設接腳決定的各種功能發生失真，如線路感測接腳 UVLO 和線路感測和重設接腳工作週期限制。為了獲得最佳效能，線路感測和重設接腳會放置在具有 DC 電壓的 BP 和接地接腳之間，如此一來，連接至 DC 電壓的 Trace 即可當成連接至線路感測和重設接腳之 Trace 的法拉第遮蔽。請參見圖 24。

回授和啟用接腳

同樣地，回授和啟用接腳應保持遠離有雜訊的高電壓切換區域。如果無法避免長 Trace 連接至回授接腳，則將這些 Trace 並聯佈線至接近無雜訊的低阻抗 Trace (當成法拉第遮蔽)，如 V_{AUX} 或 BP。

變壓器二次側和輸出二極體

返馳式佈局

二極體和輸出電容器應該接合在接近二次側繞組的位置，並以短 Trace 進行佈線。待機一次側偏壓 (V_{AUX}) 電容器和二極體應接合在接近繞組的位置。

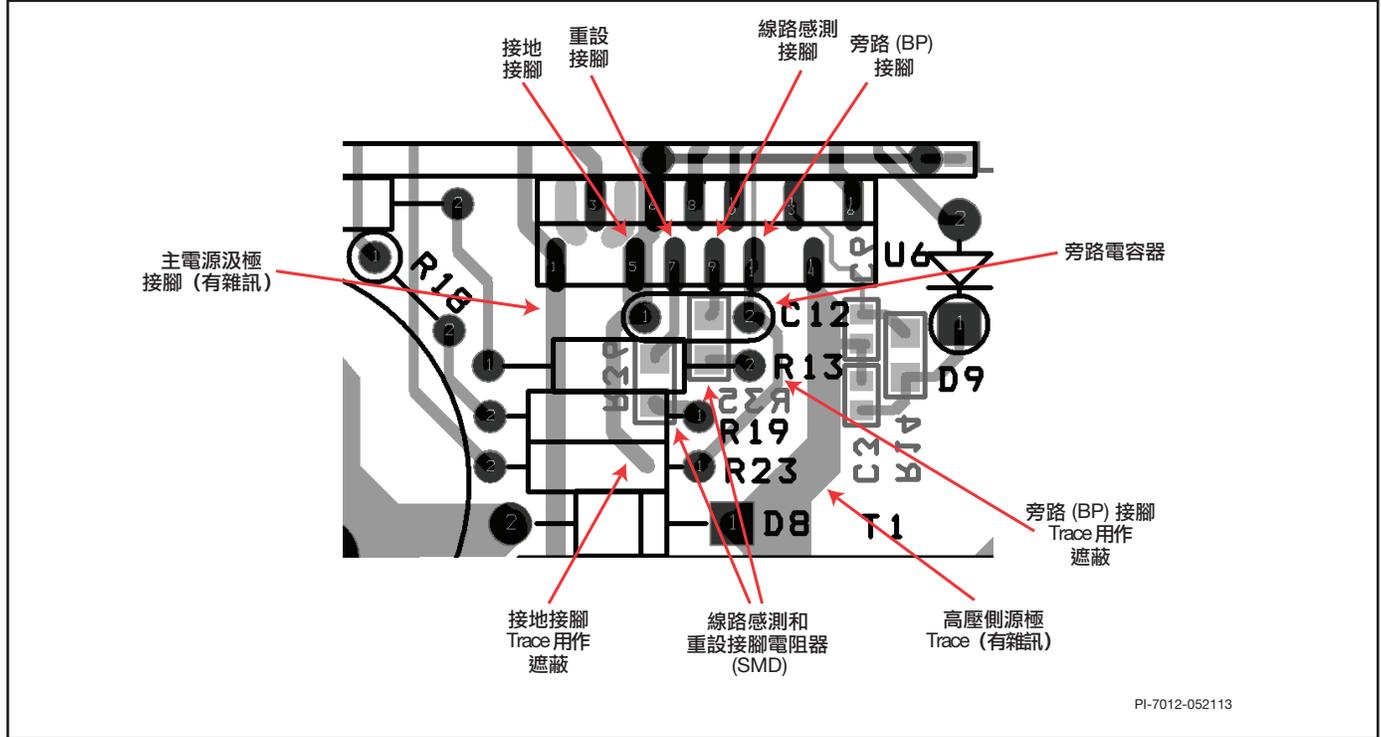


圖 24. 線路感測和重設接腳電阻器佈局連接至線路感測和重設接腳的 2 個電阻器應該為 SMD 以及接地和旁路 (BP) 接腳 Trace 則提供法拉第遮蔽，來遮擋高壓側源極和主電源汲極接腳 Trace。旁路電容器為穿孔式類型，因此連接至接腳的 Trace 才能達到極短。

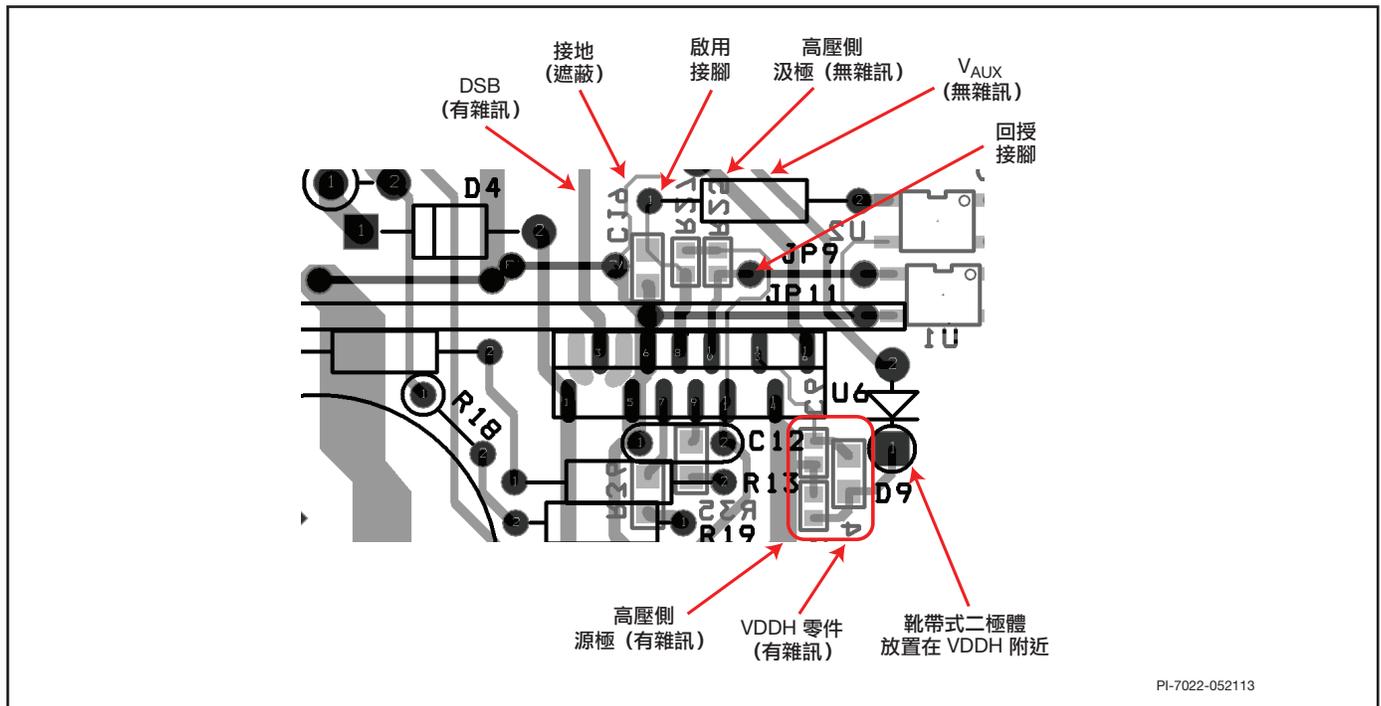


圖 25. 啟用接腳和回授接腳周圍佈局。使用安靜 Trace 作為法拉第遮蔽來遮擋有雜訊 Trace，尤其是連接至光耦合器的 Trace 偏長時更要如此。

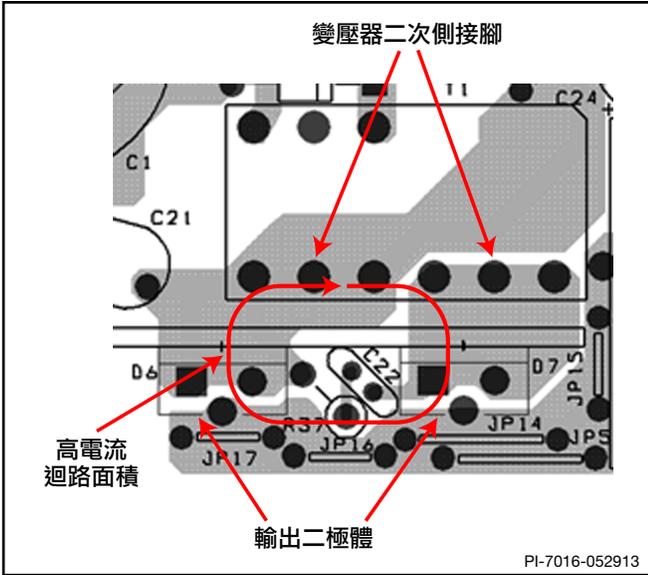


圖 26. 順向式變壓器二次側和輸出二極體的佈局。二極體和二次側接腳應緊接合在一起，以使產生的迴路面積最小。

主電源轉換器的典型波形

主電源變壓器一次側電感和諧振頻率

在零載時，請檢查汲極電壓中顯示的諧振頻率。這是一次側電感與反射至一次側的總電感 (MOSFET、變壓器自電容、輸出二極體電容) 之間的諧振頻率。請參見圖 27。緩慢的諧振頻率會妨礙鐵芯無法在低壓和連續模式輕載時正確重設，並且可能導致鐵芯階梯式飽和。請參見圖 29。一次側電感過多會導致汲極上升時間極為緩慢，進而損害鐵芯重設伏特-秒。如果測出的諧振頻率低於 120 kHz (適用於 132 kHz 工作) 或低於 60 kHz (適用於 66 kHz 工作)，請藉由增加鐵芯間隙來減少變壓器的一次側電感。這個初始測試就是基本原則。最終測試是檢查鐵芯是否在剛好超過分界線連續工作的輕載條件，極低輸入電壓情況下進行完整重設 (剛好超過主電源 UVLO 臨界值)。將一次側電感減少至低於完整鐵芯重設所需的值時，將會降低效率。

滿載

圖 16 顯示典型的滿載波形。檢查啟動時的高壓側 V_{COS} 。這通常低於 40% 的輸入電壓。如果超過，請確定低壓側 MOSFET 箝位二極體是否是標準恢復 (慢速) 整流器 (1N4007)，而高壓側 MOSFET 箝位二極體 (連接至接地) 是否為超快類型 (如 UF4005)。若降低 20-30% 的一次側電感，也會減少此電壓，在某些情況下，可能會改善滿載效率。

返馳式待機轉換器

產品規格型錄的待機最大功率額定值指的是最小實際連續輸出功率等級，這是在下列假設條件下所取得的值：

1. 最小 DC 輸入電壓為 115 V。
2. 滿載、最小標準輸入時的效率為 80%。

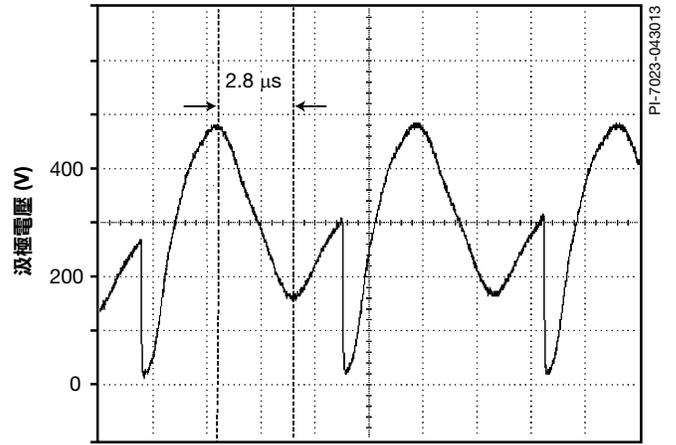


圖 27. 零負載條件下的汲極電壓，用於測量磁化諧振頻率。在上面的範例中，游標已設為測量半週期。諧振頻率的計算方式為 $f_0 = 1/(2.8 \text{ ms} \times 2) = 177 \text{ kHz}$ 。

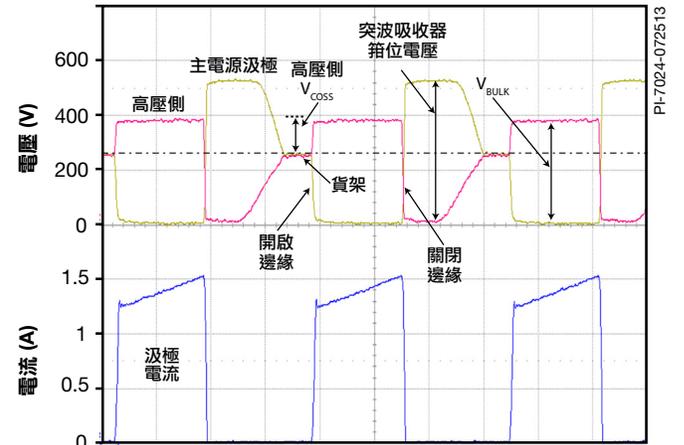


圖 28. 典型的主電源汲極滿載波形。高壓側 MOSFET 源極和汲極電流。

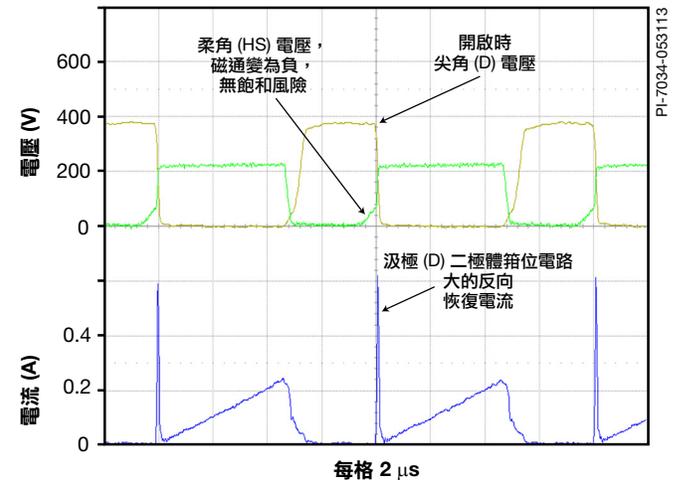


圖 29. 低壓運作 (在主 UV-OFF 臨界值正上方)，在分界線連續模式下。輸出將失去穩壓。這是測試鐵芯是否完整重設的條件。開啟時 (HS) 電壓中的柔角代表反接磁化電流，藉此完成鐵芯重設。汲極 (D) 波形中的尖角代表汲極 (標準恢復) 箝位整流器中的硬反向恢復。這是暫態條件可接受的 (如電壓維持時間)

3. 產品規格型錄最小值為 I_{F} 。
4. 變壓器一次側電感公差為 $\pm 10\%$ 。
5. 輸出反射電壓 (V_{OR}) 為 100 V。
6. 使用蕭特基型二極體，電壓僅輸出 5 V。
7. 暫態 K_p * 值為 0.25 的連續導通模式操作。
8. 選取最高的待機限電流。
9. 散熱片最大溫度為 95 °C。

* 值小於 1 時， K_p 是漣波與峰值一次側電流之比。建議使用大於等於 0.25 的暫態 K_p 限制，以防因切換週期過早終止導致功率能力降低。這是因為在 MOSFET 開啟時超過初始限電流 (I_{LIMIT})。

減少無負載功耗

旁路 (BP) 接腳可以從高壓側汲極接腳中的內部高電壓電流源極供電，但圖 30 中的 R16 (7.5 k Ω) 會從較低電壓提供旁路 (BP) 接腳電流並禁用內部高電壓電流源極，藉此降低無負載功耗。

噪音

待機變壓器上的標準浸凡立水作業可防止待機轉換器產生可能的噪音。此外，峰值鐵芯磁通密度也應該保持低於 3000 高斯 (300 mT)。不建議對變壓器進行抽真空，因為這會增加因一次側電容增加而導致的待機無負載損失。您也可使用更高的磁通密度，然而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。使用諸如 Z5U 等電介質的陶瓷電容器在用於具有高漣漪電壓的箝位電路時，也可能會產生噪音。此時，可嘗試將其更換為採用其他不同電介質或結構的電容器 (例如，薄膜類型的電容器)。

建議使用一次開機程序

將一個小型快熔低電容保險絲安裝在大電容器與 HiperTFS-2 電路之間。使用限電流的平台電源供應器供電給 HiperTFS-2 轉換器，而不使用 PFC 或 AC 主電源。在 DC 模式下使用可設定的平台 AC 電源時應該審慎小心，因為當其隨大型大電容器載入且其輸出已關閉時，AC 電源的輸出可能會下衝至負電壓並損壞 HiperTFS-2。如果有遙控開啟電路，請使其保持關閉，如此只有待機才會執行。將一個電壓和電流探棒放置在待機汲極接腳上。慢慢提高大電容器的電壓，直到待機開啟。檢查波形是否正確 (峰值電壓，並檢查鐵芯飽和) 以及檢查輸出穩壓。檢查 VAUX 電壓。檢查是否有過熱元件。慢慢增加負載和輸入電壓。再次檢查是否有過熱元件。

將電壓碳棒放置在汲極和高壓側源極接腳上。將電流碳棒放在汲極接腳上。如果有遙控開啟電路，請將遙控轉至 ON (開啟) 位置。保持輸入電壓低於 UV 啟動臨界值 (典型值為 330 V)。慢慢增加輸入電壓，直到主電源轉換器啟動。檢查波形是否正確，並檢查輸入穩壓。檢查是否有過熱元件，尤其是汲極箝位二極體和相關的突波吸收器元件。慢慢增加輸入電壓和負載。再次檢查是否有過熱元件。

快速設計檢查清單

返馳式

1. 最大待機汲極電壓 - 確認 DSB 電壓在最高輸入電壓和峰值 (過載) 輸出功率情況下不會超過 675 V。725 V BVDSS 規格的這個 50 V 餘裕在元件間差異留下餘裕。
2. 最大 DSB 電流 - 在最高環境溫度、最大輸入電壓和峰值輸出 (過載) 功率條件下，確認啟動時的待機汲極電流波形，查看是否有變壓器飽和的任何徵兆以及過大的上升邊緣電流突波。在穩態條件下重複操作，並確認上升邊緣電流突波在 $t_{LEB(MIN)}$ 結束時低於 $I_{LIMIT(N)(MIN)}$ 。在所有情況下，最大待機汲極電流應低於指定的絕對最大額定值。
3. 散熱檢查 - 主電源轉換器已關閉 (且任何系統風扇也都關閉) - 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 HiperTFS-2、變壓器、輸出二極體和輸出電容器未超出溫度規格限制。

主電源 (順向式) 轉換器

檢查 20% 負載和標準輸入電壓條件下的電壓和電流。測量並檢查下列各項：

- 切換頻率
- 工作週期
- 峰值電壓

在滿載情況下重複測量。請注意電源供應器過熱情況，並使用強力的風扇。測量每個穩態切換週期 (圖 28) 在開啟時，高壓側 MOSFET 的源極電壓 (HS)。這應該小於 40% 的大電壓。計算並確認電流波形中的 K_p ，然後使用試算表進行確認。此外也要檢查峰值負載時的峰值電流 - 請勿在峰值負載時駐留超過數秒，以免發生過熱。

檢查汲極電流包絡線中是否有任何可見振盪。

啟動

檢查啟動電壓和電流。峰值啟動電流應接近裝置的 I_{LIMIT} 。檢查輸出電壓單調性。檢查高壓測是否再啟動期間熄火。如果省略使用自舉升壓二極體 (僅限 66 kHz)，則 VDDH 電容器應為 $\geq 4.7 \mu F$ 才能防止熄火。啟動應該可以採用遙控開/關切換方式，也可以透過啟動具有已聲稱遙控啟動的 HVDC 供應器方式。檢查最大預期輸入電壓時的啟動。

關閉

滿載時，降低輸入電壓直到輸出正好降至失去穩壓的情況。請記下 HVDC 輸入電壓，接著測量工作週期，然後檢查波形確認鐵芯是否完整重設。進一步減少輸入電壓，直到輸出正好降至穩壓以下 (目前處於「LR 模式」)，檢查鐵芯是否完整重設時，進一步減少輸入電壓，來找出轉換器在多少電壓時會關閉 (主電源 UVLO)。

溫度

使用熱顯像攝影機並檢查裝置熱點溫度，以及突波吸收器、輸出二極體和磁性元件的溫度。

輕載

檢查極輕載情況下的高壓側 MOSFET 源極波形。當負載減少，工作週期會開始降低，當負載夠輕時，高壓側源極電壓將不會到達接地。持續降低負載並檢查高壓側 MOSFET 中是否有熄火情況。在 132 kHz 工作時，可能會在極輕載下發生某些熄火情況，但是在變壓器浸凡立水時，主電源變壓器中不會聽到任何噪音雜訊的低工作週期中，應該會發生熄火情況。

迴路穩定性

檢查第一次檢查時，請執行 50% 至 100% 負載的負載步驟，然後檢查是否有振盪或過大振盪。從 100% 至峰值負載時也要檢查 (請小心，以免在峰值負載操作時導致過熱)。

檢查順向式與返馳式輸出之間是否有串音。將暫態負載施加至某個輸出時，另一個輸出應該只顯示極小的擾動，並且低於輸出漣漪規格。

使用增益相位分析器，並檢查滿載下的增益和相位餘裕。也要檢查較低頻率時的最小相位。檢查負載降低時的最小相位 (正好足以進行連續模式工作)。

設計範例

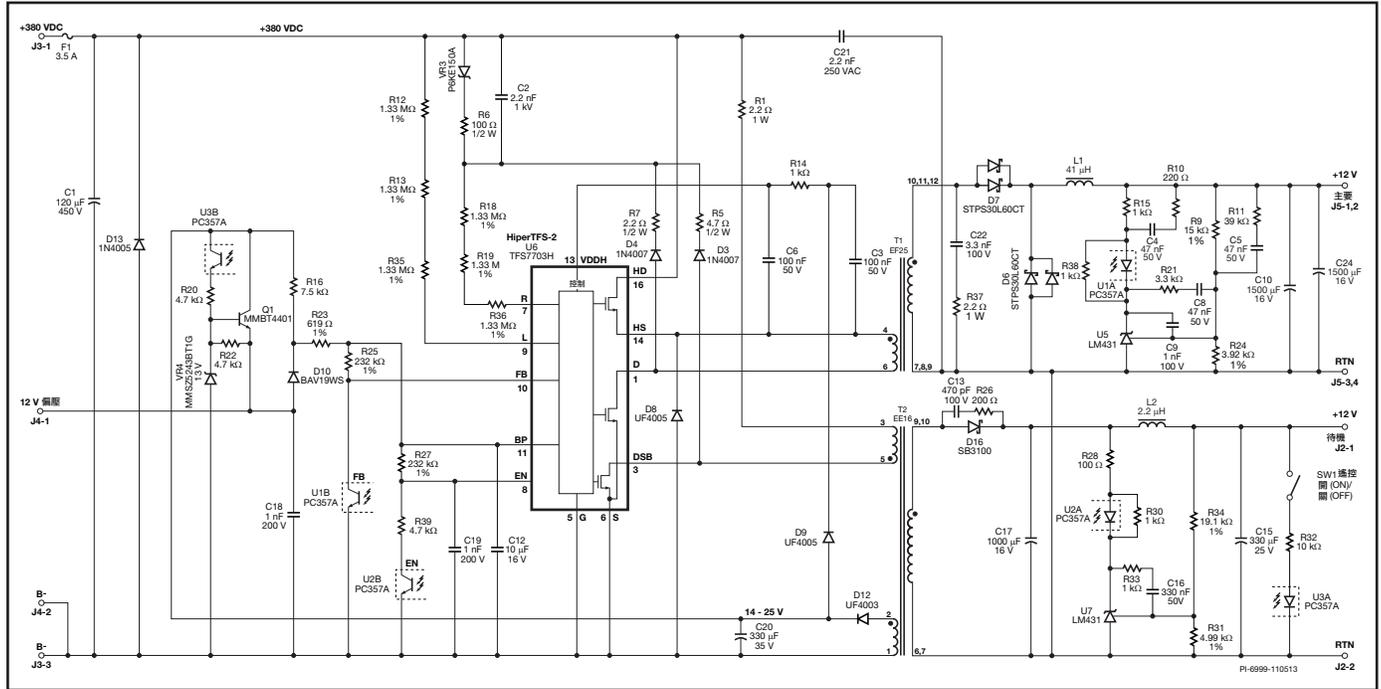


圖 30. 設計範例：12 V / 15 A 主電源輸出，12 V，0.83 A 待機。

高效率 +12 V~15 A 主輸出和 12 V~0.83 A

圖 30 中的電路是使用 HiperTFS-2 提供 180 W +12 V 順向式主電源轉換器，以及從 HiperTFS-2 返馳式控制器提供 10 W、12 V 待機輸出的一個設計範例。將兩個完整轉換器高度整合於單一封包，可立即顯示整個設計極低外部零件數量的效果。HiperTFS-2 的主電源轉換器和返馳式部分均設計為提供極高效率。

主電源轉換器利用了可在超過 50% 工作週期係數時操作的能力，來降低有效值切換電流並允許將更低電壓、更有效率的蕭特基二極體用於輸出端。返馳式待機部分使用 Power Integrations 的 TinySwitch 技術，這項技術通常用於要求高效率和低無負載輸入功耗的設計中。圖 30 中的設計主要搭配通常提供 385 VDC 輸入的 PFC 升壓式前端運作。主電源轉換器會在 300 VDC 和 385 VDC 之間調節至滿載。此電壓範圍可保證使用 C1 (120 μ F) 時的電壓維持時間大於 20 ms。R27 會選取 650 mA 待機 MOSFET 限電流，而 R25 會選取 3.24 A 主電源轉換器限電流。待機部分設計為無論升壓式 PFC 階段開啟或關閉均會運作。待機因此設計為工作範圍為 100 VDC 至 385 VDC，這涵蓋了標準的 90 VAC 至 265 VAC 全電壓輸入範圍。

啟動順序始於 HiperTFS-2 透過內部高電壓電流源極，為旁路 (BP) 接腳電容器充電。接著會透過回授接腳和啟用接腳電阻器，進行限電流選取。HiperTFS-2 然後會透過線路感測接腳電阻器串聯鏈 R12、R13、R35 來感測輸入電壓。當輸入電壓到達 100 V VDC 時，會達到線路感測接腳 UV 待機臨界值，待機轉換器就會開啟。在經過數毫秒之後，待機輸出會達到穩壓，而一次側 V_{AUX} 14-25 V 偏壓將會穩定。R16 (7.5 k Ω) 會提供偏壓電流作為旁路 (BP) 接腳的工作電流來禁用內部高電壓電流源極，藉此降低零負載功耗。

當輸入大電壓到達 336 VDC，也就是主電源轉換器的 UV 臨界值時，只要從二次側啟動遙控開啟指令，主電源轉換器就會起始開啟順序。此特別設計的二次側遙控開啟切換 (SW1) 可讓使用者透過開啟遙控開啟光耦合器來手動啟動該主電源轉換器。在實際的 PC 設計中，遙控開啟會由電腦開啟指令控制。

此光耦合器會將 6 mA (由 R23 所設定) 電壓送入 HiperTFS-2 的旁路 (BP) 接腳，這大於主電源轉換器啟動開啟順序的臨界值電流。主電源轉換器會先開啟底部開關，來允許高壓側驅動接收自舉升壓偏壓。在經過 60 ms 之後，主電源轉換器會在 132 kHz (由 C12 的值設定，也就是 10 μ F) 時開始切換高壓側和低壓側主電源開關，而主輸出電壓將上升。當穩壓器 U5 啟用時，電流會流經光耦合器 U1。U1 的集極會從回授接腳汲取電流，以調整到適當的工作週期來維持穩壓。標準工作汲取電流介於 1 mA 至 2 mA。D9 為高壓側驅動器供電接腳 VDDH 提供自舉升壓充電。R14 會限制來自自舉升壓的電流。

在標準和關閉操作期間，重設接腳會透過電阻器鏈 R36、R18、R19 來感測關閉箝位電壓，而內部控制器會藉由比較重設接腳電流與線路感測接腳電流，來判斷最大工作週期係數。此功能可保證變壓器在包括關閉和負載暫態在內的所有條件下，都能完全避免飽和。

線路感測接腳也具有一個 UV 低臨界值，會在輸入電壓低於 212 V 時關閉主電源轉換器。此設計尤其用於在滿載時搭配強制氣冷運作，以便保持散熱片在滿載和最差環境溫度的情況下依然低於 95 °C。待機使用自動重新啟動來保護待機輸出免於輸出過載。主電源開關路應的已選取內部一次側限電流會限制主輸出的電流。

請參見圖 31 的 PCB 佈局。HiperTFS-2 小訊號去耦合電容器放置在接近 HiperTFS-2 的位置。連接至 HiperTFS-2 的小訊號元件及 Trace 會遠離或遮蔽避免具有大切換電壓的 Trace。光耦合器會放置在其訊號 Trace 與具有高電壓切換的 Trace 之間，以降盡減少電感耦合。小訊號接地迴線和導通大切換電路的接地會隔離。觀察到高電壓接腳和 Trace 之間，以及低電壓 Trace 與元件之間的 PCB 間距空間適當。

Y 電容器 (C21) 則放置在與大電容器 B+ 接腳 (C1) 和變壓器二次側接腳 (T1) 之間直接連接最短的位置。輸出整流器 (D6 和 D7) 則放置在接近二次側接腳的位置。主輸出電容器 (C10) 則放置在接近主輸出連接器的位置。跳線會用於擴增高電流二次側 Trace 中的 PCB Trace。

一次側偏壓二極體 (D12) 和電容器 (C20)、待機輸出二極體 (D16) 和電容器 (C17) 放置在接近待機變壓器 (T2) 的位置。C20 負端會佈線至大電容器 B- 接腳，而不是接至 HiperTFS-2 源極或接地接腳。第二個待機輸出濾波電容器 (C15) 則放置在接近待機輸出連接器 (J2) 的位置。

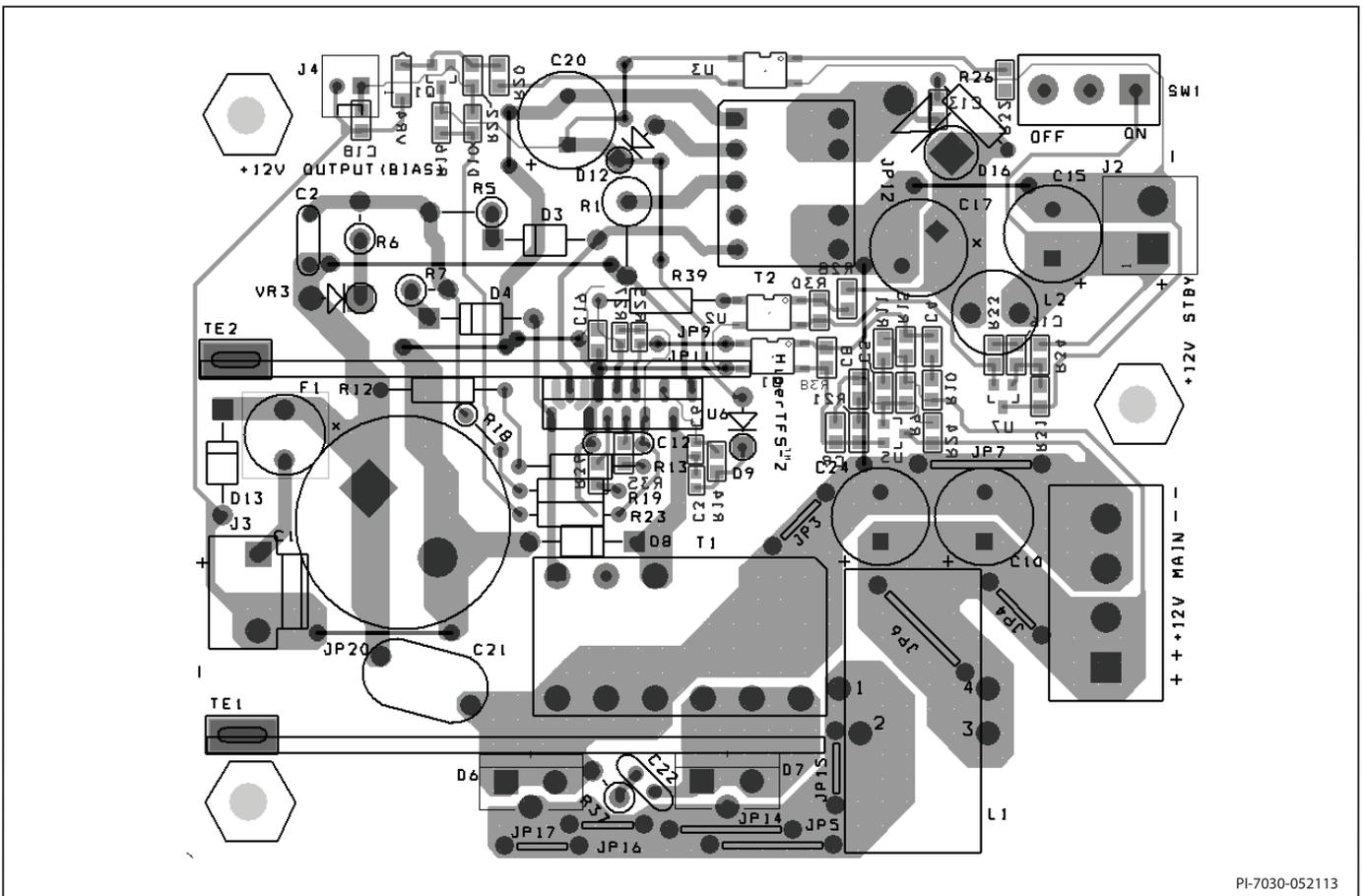


圖 31. 圖 30 中的設計範例 PCB 佈局電路圖。

絕對最大額定值^(1,5)

汲極電壓高壓側 MOSFET-0.3 V 至 530 V	重設 (R) 接腳電壓 -0.3 V 至 9 V
汲極電壓低壓側 MOSFET-0.3 V 至 725 V	重設 (R) 接腳電流 100 mA
汲極峰值電流低壓側		旁路 (BP) 接腳供電 (BP) 接腳電壓 -0.3 V 至 9 V
和高壓側 :TFS77012.6 (5.0) ⁽⁴⁾ A	BP 供電 (BP) 接腳電流 100 mA
TFS77024.2 (8.0) ⁽⁴⁾ A	高壓側 (VDDH) 供電接腳電壓-0.3 V 至 13.4 V
TFS77035.0 (9.3) ⁽⁴⁾ A	高壓側 (VDDH) 供電接腳電流 50 mA
TFS77045.7 (10.7) ⁽⁴⁾ A	儲存溫度-65 °C 至 150 °C
TFS77056.1 (11.4) ⁽⁴⁾ A	運作接面溫度 ⁽²⁾-40 °C 至 150 °C
TFS77066.4 (12.1) ⁽⁴⁾ A	焊接溫度 ⁽³⁾260 °C
TFS77077.2 (13.4) ⁽⁴⁾ A	附註:	
TFS77088.3 (15.5) ⁽⁴⁾ A	1. 所有電壓均參考源極, $T_J = 25\text{ °C}$ 。	
汲極電壓待機 MOSFET-0.3 V 至 725 V	2. 通常由內部電路限制。	
汲極峰值電流待機 MOSFET1.20 (2.25) ⁽⁴⁾ A	3. 1/16 英寸 (1.59 公釐) 焊接時間為 5 秒。	
啟用 (EN) 接腳電壓 -0.3 V 至 9 V	4. 當汲極電壓同時低於 400 V 時, 允許使用較高峰值汲極電流。	
啟用 (EN) 接腳電流 100 mA	5. 在不導致產品永久損壞情況下, 一次可以套用一個指定的最大額定值。在絕對最大額定值情況下長時間運行可能影響產品可靠性。	
回授 (FB) 接腳電流 -0.3 V 至 9 V		
回授 (FB) 電流 100 mA		
線路感測 (L) 接腳電壓-0.3 V 至 9 V		
線路感測 (L) 接腳電流 100 mA		

熱阻

高壓側 MOSFET (θ_{JC}) TFS7701-77065 °C/W	低壓側 MOSFET (θ_{JC})1 °C/W
TFS7707-77084 °C/W	附註:	
		1. 所有電壓以源極為參考, $T_A = 25\text{ °C}$ 。	

參數	符號	條件		最小值	典型值	最大值	單位
		源極 = 0 V ; $T_J = 0\text{ °C}$ 至 100 °C (除非另有指定)					
控制功能							
切換頻率 – PC 主電源	$f_{S1(MA)}$	$T_J = 25\text{ °C}$	平均值	62	66	70	kHz
			峰值間頻率抖動 (Jitter)		4		
	$f_{S2(MA)}$	$T_J = 25\text{ °C}$	平均值	124	132	140	
			峰值間頻率抖動 (Jitter)		8		
頻率抖動 (Jitter) 調變率	$f_{M1(MA)}$			250		Hz	
	$f_{M2(MA)}$			250			
遙控開啟主電源							
旁路 (BP) 接腳遙控開啟電流	$I_{BP(ON)}$	$V_{EN} = \text{開}$		4.3	5.3	6.3	mA
旁路 (BP) 接腳遙控關閉電流磁滯	$I_{BP(HYST)}$	66 kHz	TFS7701		3.8		mA
			TFS7702		3.7		
			TFS7703		3.6		
			TFS7704		3.6		
			TFS7705		3.5		
			TFS7706		3.4		
			TFS7707		3.4		
			TFS7708		3.4		
	$I_{BP(HYST)}$	132 kHz	TFS7701		3.6		
			TFS7702		3.5		
			TFS7703		3.3		
			TFS7704		3.2		
			TFS7705		3.1		
			TFS7706		2.9		
			TFS7707		2.8		
			TFS7708		2.7		

參數	符號	條件 源極 = 0 V ; $T_J = 0^\circ\text{C}$ 到 100°C (除非另有指定)	最小值	典型值	最大值	單位	
遙控開啟主電源 (續)							
旁路 (BP) 接腳關機鎖定 臨界值	$I_{BP(SD)}$			17		mA	
主電源/待機 遙控開啟延遲	$t_{R(ON)}$			2.5		μs	
主電源/待機 遙控關閉延遲	$t_{R(OFF)}$			2.5		μs	
緩啟動							
高壓側啟動充電時間	$t_{D(CH)}$			60		ms	
緩啟動期間	t_{SS}	請參見附註 D		12		ms	
回授接腳							
PWM 增益	$DC_{REG(MA)}$	$-1800\ \mu\text{A} < I_{FB} < -1500\ \mu\text{A}$, $I_L = 60\ \mu\text{A}$, $I_R = 160\ \mu\text{A}$		-70		%/mA	
PWM 增益 溫度漂移	TC_{DCREG}			0.05		%/ $^\circ\text{C}$	
回授接腳回授啟動電流	$I_{FB(ON)}$	$I_L = 100\ \mu\text{A}$, $I_R = 170\ \mu\text{A}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$		-1.2		mA	
零工作週期時的回授接腳 電流	$I_{FB(OFF)}$			-2.1		mA	
回授接腳內部濾波器極點	$f_{P(FB)}$			12		kHz	
回饋接腳電壓	V_{FB}	$I_{FB} = I_{FB(ON)}$		2.9		V	
線路感測接腳 (線電壓)							
線電壓過壓臨 界值 - 待機	$I_{L(SB-UVON)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	臨界值	23.75	25	26.25	μA
	$I_{L(SB-UVOFF)}$		臨界值	9.0	10.5	12	
線電壓欠壓臨 界值 - 主電源	$I_{L(MA-UVON)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	臨界值	80	84	88	μA
	$I_{L(MA-UVOFF)}$		臨界值	47	54	58	
線電壓欠壓臨界值 - 主電源和待機	$I_{L(MA-OVON)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	臨界值	119	130	146	μA
	$I_{L(MA-OVOFF)}$		臨界值	135	144	164	
線路感測接腳電壓	V_L	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$I_L = 79\ \mu\text{A}$	0.75	1.27	1.55	V
			$I_L = 149\ \mu\text{A}$	1.0	1.45	1.85	
線路感測接腳短路	$I_{L(SC)}$	$V_L = V_{BP}$			3900	μA	
重設接腳 (工作週期限制/僅限主電源的遙控關閉)							
重設過壓臨界值	$I_{R(MA-OVON)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	臨界值	165	205	245	μA
	$I_{R(MA-OVOFF)}$		臨界值	175	215	255	
重設接腳電壓	V_R	$I_R = 155\ \mu\text{A}$		1.55		V	
重設接腳短路電流	$I_{R(SC)}$	$V_R = V_{BP}$		3750		μA	
工作週期 - 可設定的限值	$DC_{LIMIT(MA)}$	$I_L = 100\ \mu\text{A}$, $I_R = 110\ \mu\text{A}$		50.5		%	
		$I_L = 115\ \mu\text{A}$, $I_R = 170\ \mu\text{A}$		48.2			
	$DC_{MAX(MA)}$	$I_L = 90\ \mu\text{A}$, $I_R = 170\ \mu\text{A}$		61			

參數	符號	條件 源極 = 0 V ; $T_J = 0^\circ\text{C}$ 到 100°C (除非另有指定)	最小值	典型值	最大值	單位
限電流設定						
回授接腳限電流 偵測範圍 #1	$I_{LIM(1)(MA)}$	啟動 請參見附註 B		0-5		μA
回授接腳限電流 偵測範圍 #2	$I_{LIM(2)(MA)}$	啟動 請參見附註 B		5-12		μA
回授接腳限電流 偵測範圍 #3	$I_{LIM(3)(MA)}$	啟動 請參見附註 B		12-24		μA
最大限電流						
限電流	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7701 $T_J = 25^\circ\text{C}$ $F_S = 66\text{ kHz}$	$di/dt = 175\text{ mA}/\mu\text{s}$		1.19	
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 224\text{ mA}/\mu\text{s}$		1.53	
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 249\text{ mA}/\mu\text{s}$	1.58	1.70	1.82
	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7702 $T_J = 25^\circ\text{C}$ $F_S = 66\text{ kHz}$	$di/dt = 267\text{ mA}/\mu\text{s}$		1.82	
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 343\text{ mA}/\mu\text{s}$		2.34	
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 381\text{ mA}/\mu\text{s}$	2.40	2.60	2.78
	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7703 $T_J = 25^\circ\text{C}$ $F_S = 66\text{ kHz}$	$di/dt = 333\text{ mA}/\mu\text{s}$		2.26	
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 428\text{ mA}/\mu\text{s}$		2.91	
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 475\text{ mA}/\mu\text{s}$	2.99	3.24	3.46
	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7704 $T_J = 25^\circ\text{C}$ $F_S = 66\text{ kHz}$	$di/dt = 370\text{ mA}/\mu\text{s}$		2.52	
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 475\text{ mA}/\mu\text{s}$		3.24	
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 528\text{ mA}/\mu\text{s}$	3.33	3.60	3.85
	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7705 $T_J = 25^\circ\text{C}$ $F_S = 66\text{ kHz}$	$di/dt = 409\text{ mA}/\mu\text{s}$		2.78	
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 525\text{ mA}/\mu\text{s}$		3.58	
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 584\text{ mA}/\mu\text{s}$	3.68	3.98	4.26
	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7706 $T_J = 25^\circ\text{C}$ $F_S = 66\text{ kHz}$	$di/dt = 448\text{ mA}/\mu\text{s}$		3.05	
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 576\text{ mA}/\mu\text{s}$		3.92	
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 639\text{ mA}/\mu\text{s}$	4.03	4.36	4.66
	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7707 $T_J = 25^\circ\text{C}$ $F_S = 66\text{ kHz}$	$di/dt = 482\text{ mA}/\mu\text{s}$		3.28	
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 619\text{ mA}/\mu\text{s}$		4.22	
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 688\text{ mA}/\mu\text{s}$	4.33	4.69	5.01
	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7708 $T_J = 25^\circ\text{C}$ $F_S = 66\text{ kHz}$	$di/dt = 509\text{ mA}/\mu\text{s}$		3.47	
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 655\text{ mA}/\mu\text{s}$		4.46	
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 727\text{ mA}/\mu\text{s}$	4.58	4.96	5.30
低壓側主電源 MOSFET						
開啟狀態電阻	$R_{DS(ON)}$	TFS7701 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		4.3	4.95
			$T_J = 100^\circ\text{C}$		6.5	7.48
		TFS7702 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.7	3.10
			$T_J = 100^\circ\text{C}$		4.1	4.70
		TFS7703 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.0	2.30
			$T_J = 100^\circ\text{C}$		3.0	3.45
		TFS7704 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		1.55	1.78
			$T_J = 100^\circ\text{C}$		2.35	2.70

參數	符號	條件 源極 = 0 V ; $T_J = 0\text{ }^\circ\text{C}$ 到 $100\text{ }^\circ\text{C}$ (除非另有指定)	最小值	典型值	最大值	單位
低壓側主電源 MOSFET (續)						
開啟狀態 電阻	$R_{DS(ON)}$	TFS7705 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		1.3	1.49
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		1.95	2.24
		TFS7706 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		1.1	1.26
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		1.65	1.90
		TFS7707 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		1.0	1.15
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		1.45	1.67
		TFS7708 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		0.9	1.03
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		1.3	1.50
關閉狀態汲極漏電流	$I_{DSS(D)}$	TFS7701	$V_L, V_R = 0\text{ V},$ $I_{BP} = 6\text{ mA},$ $V_{DS} = 560\text{ V},$ $T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$			150
		TFS7702				150
		TFS7703				150
		TFS7704				150
		TFS7705				170
		TFS7706				170
		TFS7707				470
		TFS7708				470
崩潰電壓	$BV_{DSS(D)}$	$V_L, V_R = 0\text{ V}, I_{BP} = 6\text{ mA}, T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	725			V
上升時間	$t_{R(D)}$			100		ns
下降時間	$t_{F(D)}$			50		ns
高壓側主電源 MOSFET						
開啟狀態電阻	$R_{DS(ON)(HD)}$	TFS7701 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1\text{ V}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$			1.90
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		2.40	
		TFS7702 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1\text{ V}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$			1.90
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		2.40	
		TFS7703 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1\text{ V}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$			1.20
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		1.50	
		TFS7704 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1\text{ V}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$			1.20
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		1.50	
		TFS7705 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1\text{ V}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$			0.90
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		1.10	
		TFS7706 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1\text{ V}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$			0.90
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		1.10	
		TFS7707 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1\text{ V}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$			0.71
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		0.90	
		TFS7708 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1\text{ V}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$			0.71
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		0.90	
有效輸出電容	$C_{OSS(EFF)(HD)}$	TFS7701	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}, V_{GS} = 0\text{ V}$ $V_{DS} = 0\text{ V}$ 至 $80\% V_{DSS(HD)}$			55
		TFS7702				55
		TFS7703				82
		TFS7704				82
		TFS7705				110
		TFS7706				110
		TFS7707				165
		TFS7708				165

參數	符號	條件 源極 = 0 V ; $T_J = 0\text{ }^\circ\text{C}$ 到 $100\text{ }^\circ\text{C}$ (除非另有指定)	最小值	典型值	最大值	單位	
高壓側主電源 MOSFET (續)							
崩潰電壓	$BV_{DSS(HD)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	530			530	
關閉狀態汲極漏電流	$I_{DSS(HD)}$	$V_D = 424\text{ V}$, $T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$	TFS7701		60	μA	
			TFS7702		60		
			TFS7703		60		
			TFS7704		60		
			TFS7705		80		
			TFS7706		80		
			TFS7707		110		
TFS7708		110					
開啟電壓 上升時間	$t_{R(HD)}$			30		ns	
關閉電壓 下降時間	$t_{F(HD)}$			25		ns	
高壓側偏壓 分流電壓	$V_{DDH(SHUNT)}$	$I_{DDH} = 5\text{ mA}$ 請參見附註 A		12.2		V	
高壓側欠壓開啟臨界值	$V_{DDH(UVON)}$	請參見附註 A		11.5		V	
高壓側欠壓關閉臨界值	$V_{DDH(UVOFF)}$	請參見附註 A		10.3		V	
高壓側分流磁滯電壓	$V_{DDH(HYST)}$	請參見附註 A		1.1		V	
待機 MOSFET							
開啟狀態 電阻	$R_{DS(ON)(DS)}$	$I_{DSB} = 10\% I_{LIM(4)(DSB)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		8.5	9.7	Ω
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		12.8	14.6	
關閉狀態汲極漏電流	$I_{DSS1(DS)}$	$V_{BP} = 6.2\text{ V}$ $V_{EN} = 0\text{ V}$ $V_{DS} = 560\text{ V}$ $T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$			200	μA	
	$I_{DSS2(DS)}$	$V_{BP} = 6.2\text{ V}$ $V_{EN} = 0\text{ V}$	$V_{DS} = 375\text{ V}$, $T_J = 50\text{ }^\circ\text{C}$		15		
崩潰電壓	$BV_{DSS(DS)}$	$V_{BP} = 6.2\text{ V}$, $V_{EN} = 0\text{ V}$, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	725			V	
汲極 供應電壓	$V_{DSB(START)}$		50			V	
待機控制器							
模式標準下的 輸出頻率	$f_{S(SB)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	平均值	124	132	140	kHz
			峰值間頻率抖動 (Jitter)		8		
最大工作週期	$DC_{MAX(DSB)}$	$I_L = 40\text{ }\mu\text{A}$	66	69	72	%	
啟用接腳 上方關閉 臨界值電流	I_{DIS}		-150	-105	-80	μA	
啟用接腳電壓	V_{EN}	$I_{EN} = -25\text{ }\mu\text{A}$	2.7	3.6	4.5	V	

參數	符號	條件 源極 = 0 V ; $T_J = 0\text{ }^{\circ}\text{C}$ 到 $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ (除非另有指定)	最小值	典型值	最大值	單位
待機控制器 (續)						
旁路 (BP) 接腳 充電電流	I_{CH1}	$V_{BP} = 0\text{ V}$, $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	-5	-4.0	-2	mA
	I_{CH2}	$V_{BP} = 4\text{ V}$, $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	-4	-2.1	0	
旁路 (BP) 接腳電壓	V_{BP}	$V_{DS} = 50\text{ V}$	5.60	5.80	6.00	V
旁路 (BP) 接腳 電壓磁滯	$V_{BP(HYST)}$		0.80	1.1	1.3	V
旁路 (BP) 接腳 分流電壓	$V_{BP(SHUNT)}$	$I_{BP} = 2\text{ mA}$	5.8	6.15	6.4	V
待機電路保護						
啟用接腳限電流選取範圍 #1	$I_{LIM(1)(DSB)}$	啟動		0-5		μA
啟用接腳限電流選取範圍 #2	$I_{LIM(2)(DSB)}$	啟動		5-12		μA
啟用接腳限電流選取範圍 #3	$I_{LIM(3)(DSB)}$	啟動		12-24		μA
啟用接腳限電流選取範圍 #4	$I_{LIM(4)(DSB)}$	啟動		24-48		μA
待機限電流	$I_{LIM(1)(DSB)}$	$I_L = 20\text{ }\mu\text{A}$, $di/dt = 95\text{ mA}/\mu\text{s}$, $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	450	500	540	mA
	$I_{LIM(2)(DSB)}$	$I_L = 20\text{ }\mu\text{A}$, $di/dt = 105\text{ mA}/\mu\text{s}$, $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	500	550	600	
	$I_{LIM(3)(DSB)}$	$I_L = 20\text{ }\mu\text{A}$, $di/dt = 123\text{ mA}/\mu\text{s}$, $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	610	650	690	
	$I_{LIM(4)(DSB)}$	$I_L = 20\text{ }\mu\text{A}$, $di/dt = 143\text{ mA}/\mu\text{s}$, $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	690	750	810	
	ΔI_{LIM}	$I_{LIM}(I_L = 100\text{ }\mu\text{A}) / I_{LIM}(I_L = 20\text{ }\mu\text{A})$ $di/dt = 125\text{ mA}/\mu\text{s}$		84		%
一般電路保護						
功率係數	I^2f	$I^2f = I_{LIM(3)(DSB)(TYP)} \times f_{S(SB)(OSC)(TYP)}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	$0.9 \times I^2f$	I^2f	$1.12 \times I^2f$	A^2Hz
初始限電流	I_{INIT}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 請參見附註 D	$0.75 \times I_{LIM(MIN)}$			
上升邊緣遮蔽 (Leading EdgeBlanking) 時間 (主電源)	$t_{LEB(D)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		150		ns
上升邊緣遮蔽 (Leading EdgeBlanking) 時間 (待機)	$t_{LEB(DSB)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 請參見附註 D	170	215		ns
限電流 延遲 (主電源)	$t_{ILD(D)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		150		ns

參數	符號	條件 源極 = 0 V ; $T_J = 0\text{ }^\circ\text{C}$ 到 $100\text{ }^\circ\text{C}$ (除非另有指定)	最小值	典型值	最大值	單位
一般電路保護 (續)						
限電流 延遲 (待機)	$t_{ILD(DSB)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		150		ns
過熱關機溫度	T_{SD}	請參見附註 D		118		$^\circ\text{C}$
過熱關機磁滯溫度	$T_{SD(HYST)}$			55		$^\circ\text{C}$
f_{OSC} 下的自動重新啟動開 啟時間 (待機)	t_{AR}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		64		ms
自動重新啟動工作週期 (待機)	DC_{AR}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		2.2		%
電源供應器電流						
汲極供應電流	I_{S1}	EN 電流 $> I_{DIS}$ (無 MOSFET 切換)	200	550	800	μA
	I_{S2}	EN 開啟 (待機 MOSFET 切換於 f_{OSC})	360	710	960	

附註:

- A. $V_{DDH(SHUNT)}$ 減去 $V_{DDH(UV_ON)}$ 等於 250 mV 最小值。
 B. 第 1 級 R_{FB} = 開啟, 第 2 級 $R_{FB} = 511\text{ k}\Omega$, 第 3 級 $R_{FB} = 232\text{ k}\Omega$ 。
 C. 第 1 級 R_{EN} = 開啟, 第 2 級 $R_{EN} = 511\text{ k}\Omega$, 第 3 級 $R_{EN} = 232\text{ k}\Omega$, 第 4 級 $R_{EN} = 107\text{ k}\Omega$ 。
 D. 由特性保證。未在生產環境下測試。

典型效能特性

附註：以 $f_{S1(MA)} = 66 \text{ kHz}$ 和 $f_{S(SB)} = 132 \text{ kHz}$ 顯示曲線。

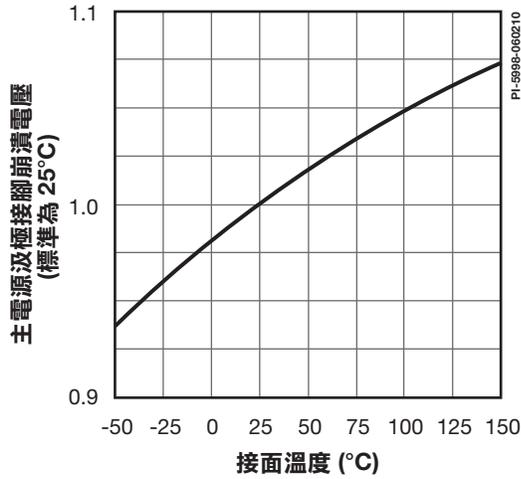


圖 32. 主電源。崩潰電壓與溫度關係圖。

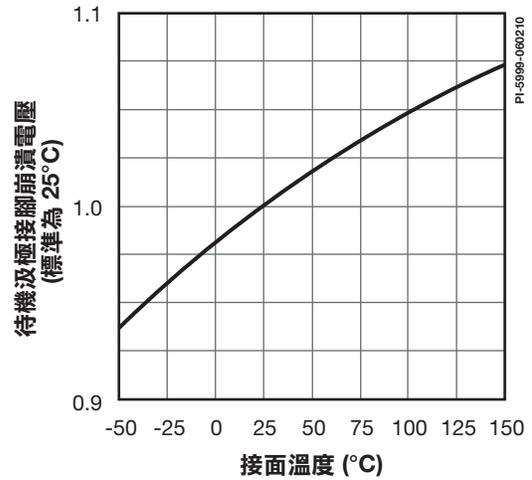


圖 33. 待機電源供應器。崩潰與溫度關係圖。

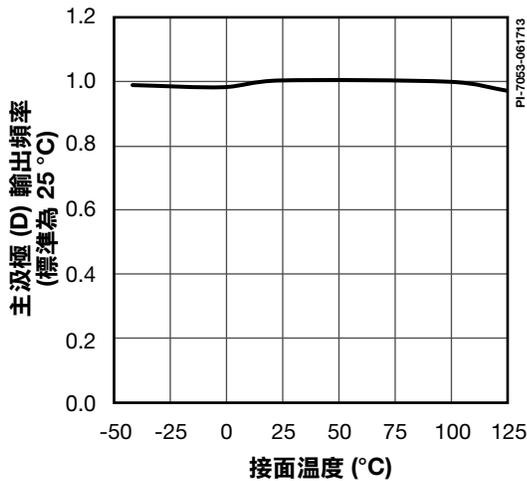


圖 34. 主電源切換頻率與溫度關係圖。

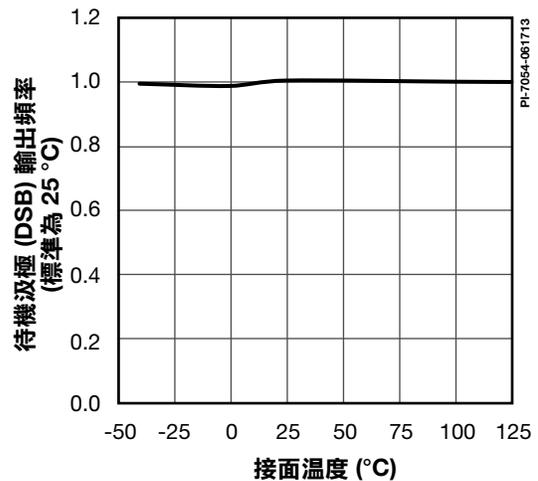


圖 35. 待機切換頻率與溫度關係圖。

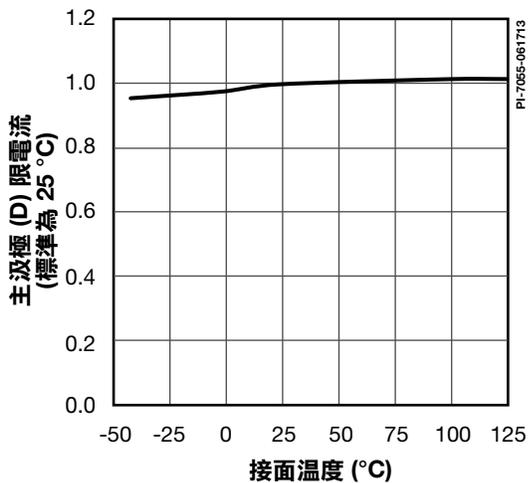


圖 36. 主電源汲極 (D) 限電流與溫度關係圖。

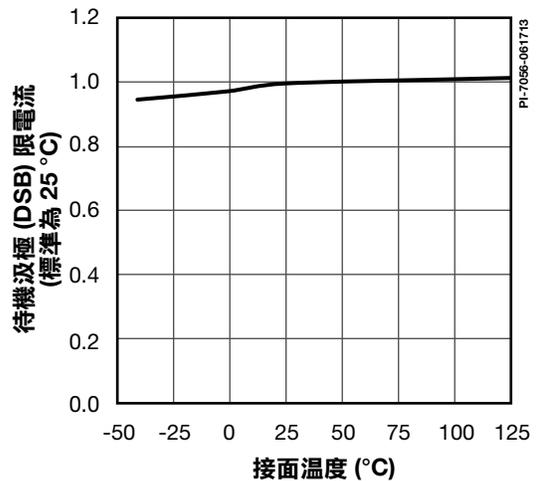


圖 37. 待機汲極 (DSB) 限電流與溫度關係圖。

典型效能特性 (續)

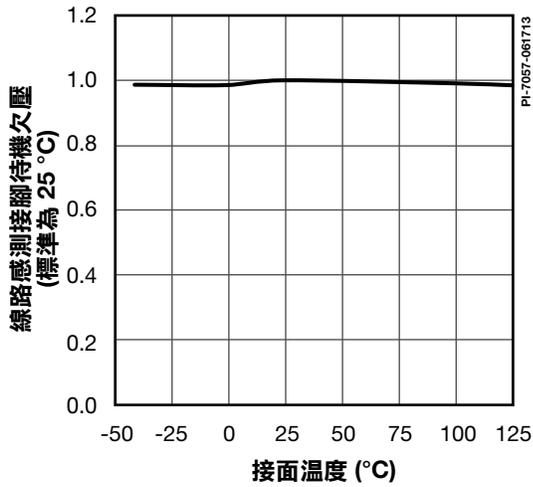


圖 38. 待機電源供應器。欠壓臨界值與接面溫度關係圖。

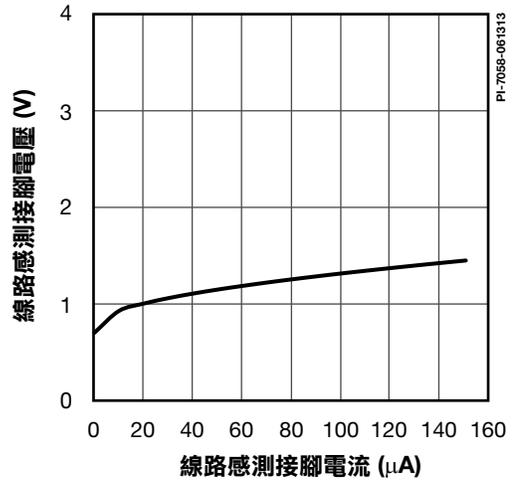


圖 39. 線路感測 (L) 接腳電壓與電流關係圖。

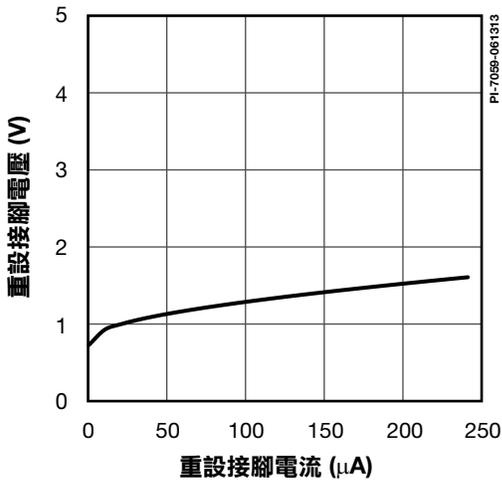


圖 40. 重設 (R) 接腳電壓與電流關係圖。

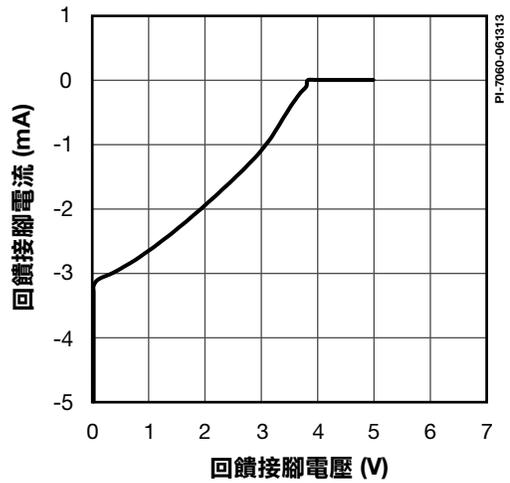


圖 41. 回授 (FB) 接腳電流與電壓關係圖。

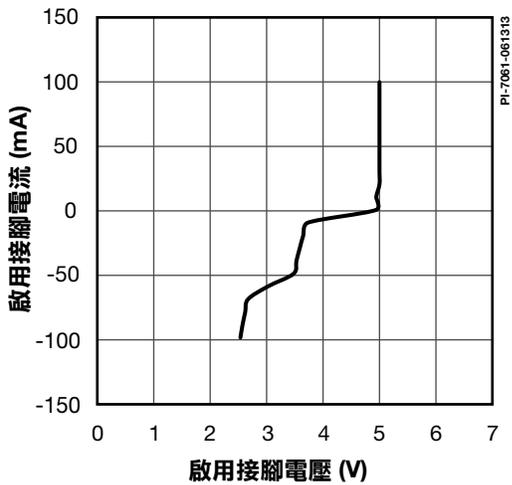


圖 42. 啟用 (EN) 接腳電流與電壓關係圖。

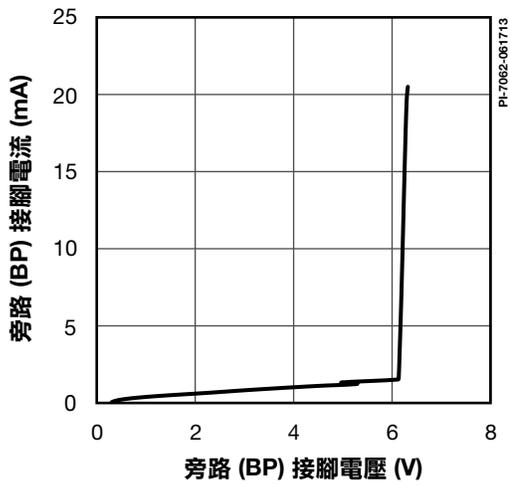


圖 43. 旁路 (BP) 接腳電流與電壓關係圖。

典型效能特性 (續)

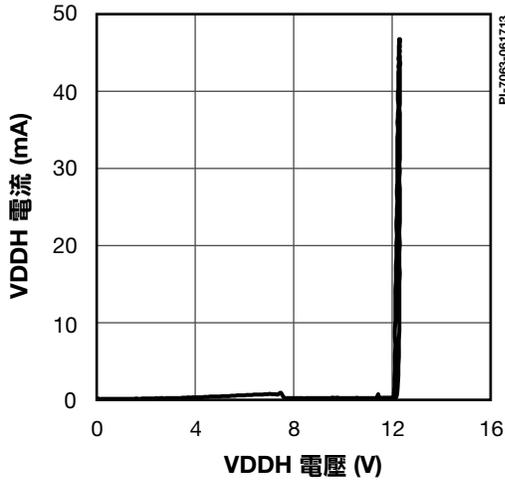


圖 44. VDDH 接腳電流與電壓關係圖。

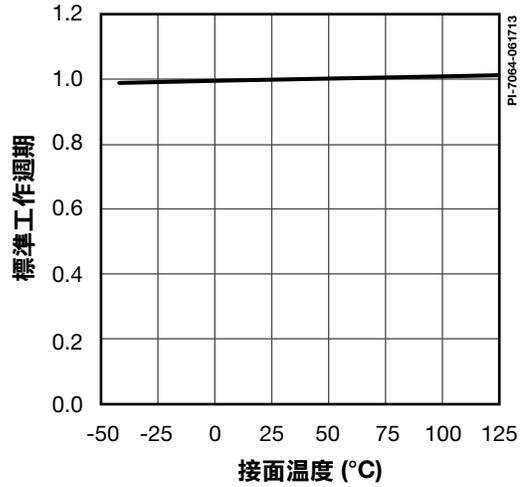


圖 45. 工作週期與溫度關係圖 ($I_L = 100 \text{ mA}$, $I_R = 110 \text{ mA}$)。

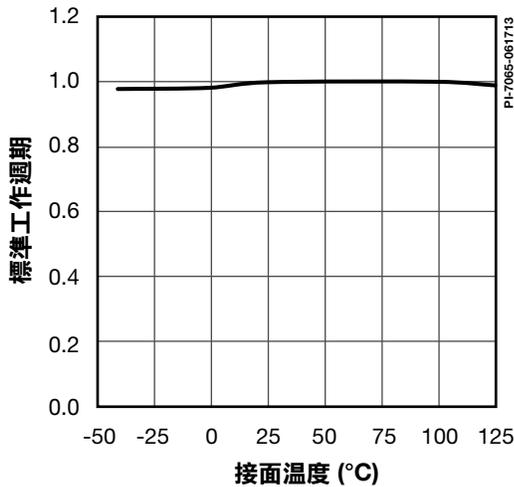


圖 46. 工作週期與溫度關係圖 ($I_L = 115 \text{ mA}$, $I_R = 170 \text{ mA}$)

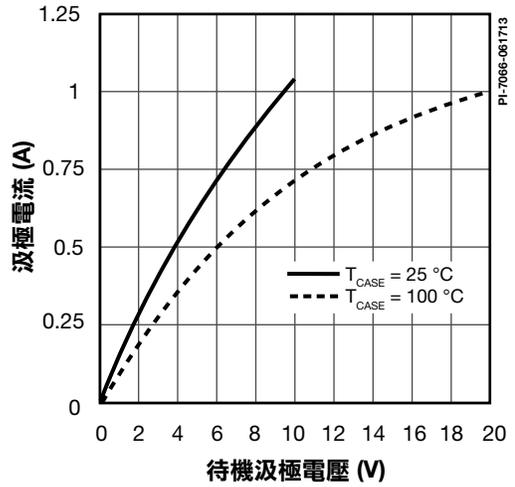


圖 47. 待機電源。輸出特性。

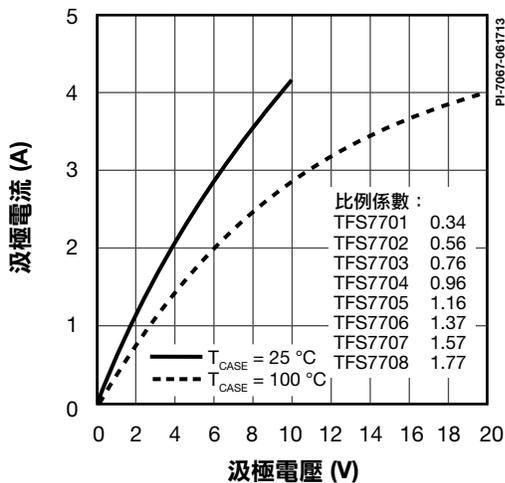


圖 48. 汲極電源。輸出特性。

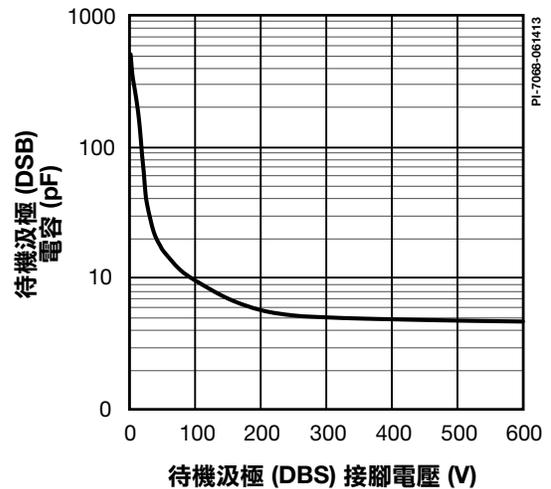


圖 49. 待機汲極電容與汲極電壓關係圖。

典型效能特性 (續)

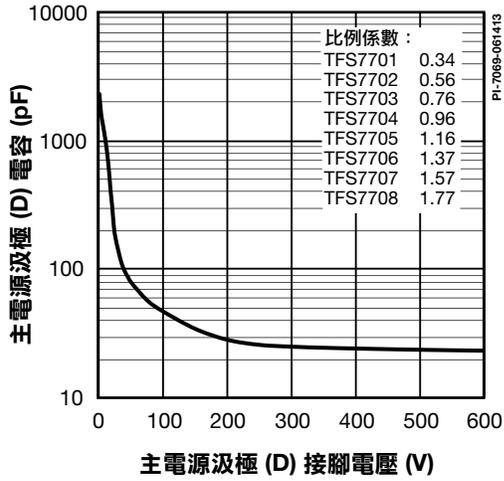


圖 50. 主電源汲極電容與汲極電壓關係圖。

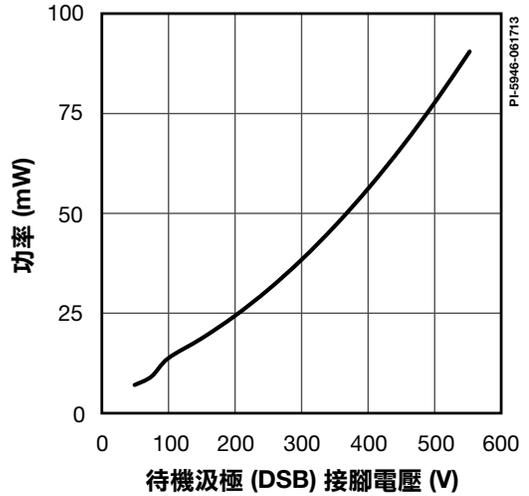


圖 51. 待機汲極切換功率與汲極電壓關係圖。

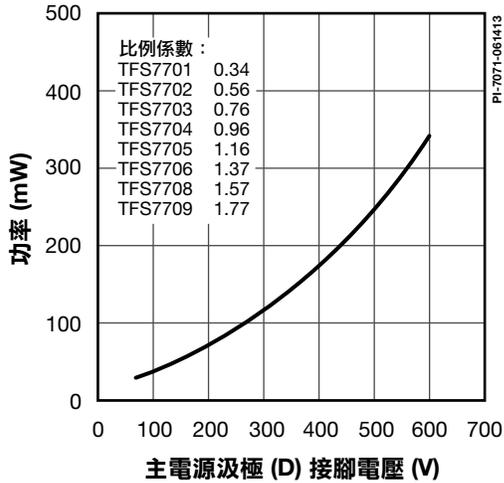


圖 52. 主電源汲極切換功率與汲極電壓關係圖。

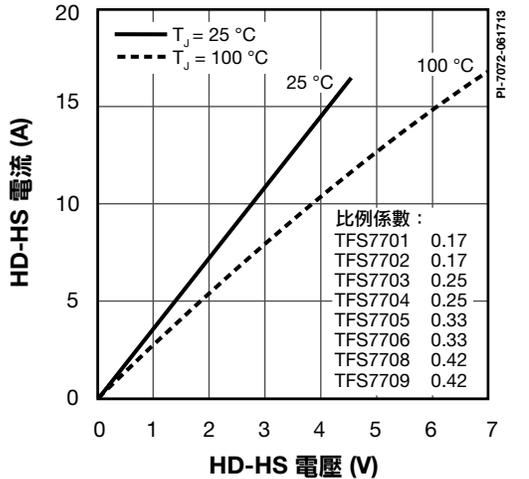


圖 53. 高壓側 MOSFET (HD-HS) 汲極電流與汲極電壓關係圖。

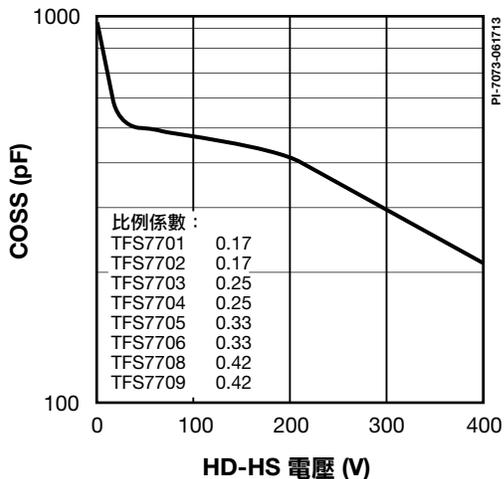


圖 54. 高壓側 MOSFET (HD-HS) 汲極電容與汲極電壓關係圖。

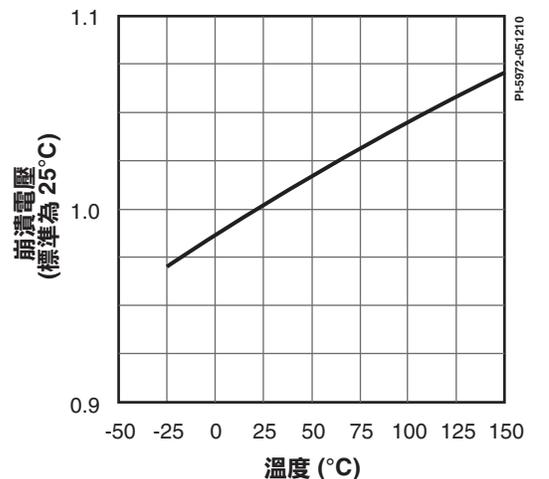


圖 55. 高壓側 MOSFET 崩潰電壓與溫度關係圖。

典型效能特性 (續)

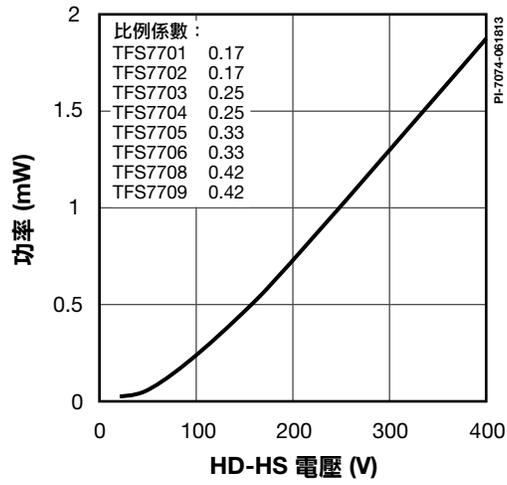


圖 56. 高壓側 MOSFET (HD-HS) 功率與汲極電壓關係圖。

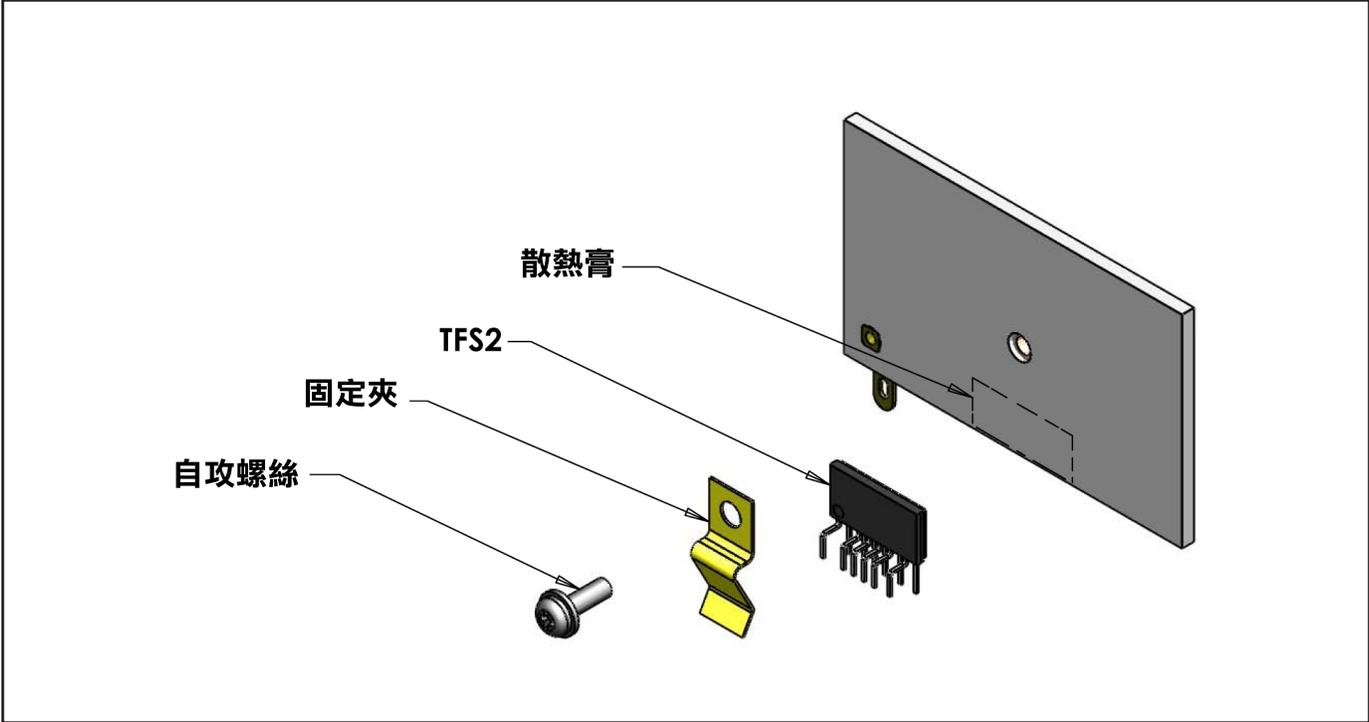
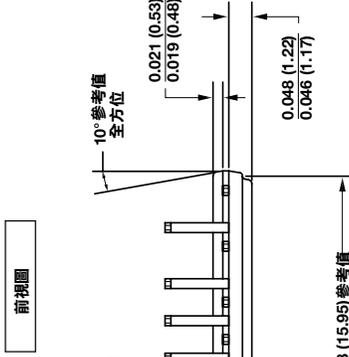
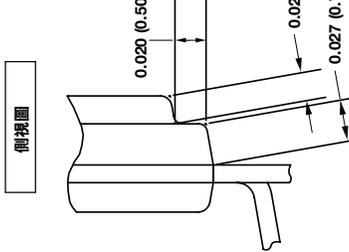
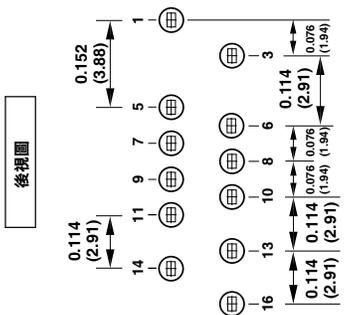
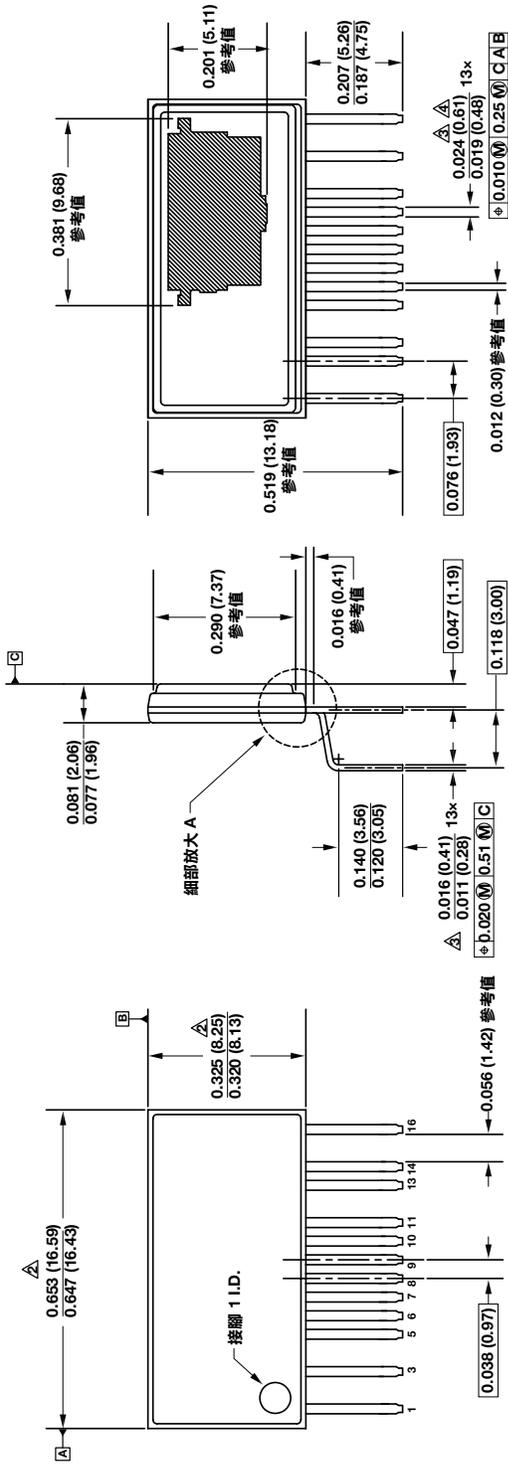


圖 57. 散熱片組裝 - 使用導熱矽膠膏。

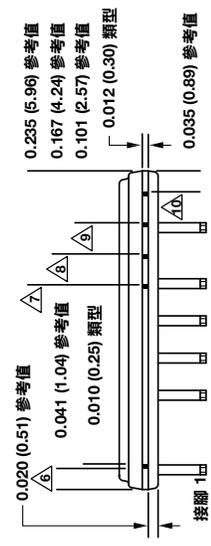
eSIP-16F (H 封裝)



接合孔模式 (N.T.S)
所有尺寸以英寸 (公厘) 為單位

細部放大 A 縮放比例等於 9 倍

端視圖



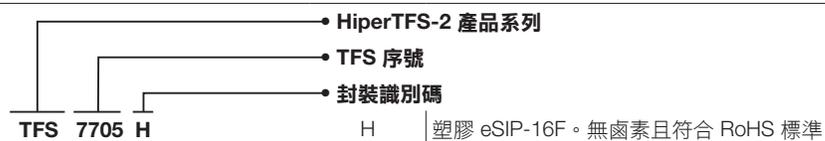
俯視圖 B-B
外層金屬拉桿的位置

- 附註:
1. 根據 ASME Y14.5M-1994 註定尺寸及公差。
 2. 塑膠層外層所註明的尺寸，不包括噴漆塗料，拉桿毛邊、溝口毛邊及噴漆塗料，但包括塑膠層頂端與底端之間的所有不相符項目。每個最大噴漆塗料厚度為 0.007 [0.18]。
 3. 註明的尺寸包括電鍍的厚度。
 4. 不包括噴漆塗料或突起物。
 5. 控制尺寸，以英寸(公厘)為單位。
 6. 7. 連接至 SOURCE (接腳 6)。
 8. 連接至 HS (接腳 14)。
 9. 10. 連接至 HD (接腳 16)。

零件訂購資訊

零件編號	選項	數量
TFS7701H	管裝	30
TFS7702H	管裝	30
TFS7703H	管裝	30
TFS7704H	管裝	30
TFS7705H	管裝	30
TFS7706H	管裝	30
TFS7707H	管裝	30
TFS7708H	管裝	30

零件打標資訊



修訂	附註	日期
A	代碼 A。	11/13
B	已移動第 3 頁中「輸出短路保護 (SCP)」項目符號的位置。	04/15

如需最新更新，請造訪我們的網站：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 對因使用此處所說明的任何裝置或電路所造成的損失概不負責。POWER INTEGRATIONS 在本文中不提供任何保證，並明確否認所有保證，包括但不限於對適售性、特定目的之適用性以及不侵犯第三方權利的默示保證。

專利資訊

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

生命支援政策

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

1. 生命支援裝置或系統係指 (i) 用於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。

標誌、TOPSwitch、TinySwitch、LinkSwitch、LYTSwitch、InnoSwitch、DPA-Switch、PeakSwitch、CAPZero、SENZero、LinkZero、HiperPFS、HiperTFS、HiperLCS、Qspeed、EcoSmart、Clamless、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。©2014, 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

中國 (上海)

Rm 1601/1610, Tower 1,
Kerry Everbright City
No. 218 Tianmu Road West,
Shanghai, P.R.C. 200070
電話：+86-21-6354-6323
傳真：+86-21-6354-6325
電子郵件：
chinasales@power.com

中國 (深圳)

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

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

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

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

日本

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

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

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

台灣

5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1
Nei Hu Dist.
Taipei 11493, Taiwan R.O.C.
電話：+886-2-2659-4570
傳真：+886-2-2659-4550
電子郵件：
taiwansales@power.com

UK

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