

應用說明 AN-69

LinkSwitch-4 系列

設計指南與考量

簡介

LinkSwitch™-4 IC 系列藉由免除光耦合器及二次側控制電路，大幅簡化了低功率定電壓 (CV)/定電流 (CC) 充電器/轉換器設計。LinkSwitch-4 系列智慧型 BJT 驅動技術採用組合的基極-射極切換功能來提升切換效能，並提供更高的效率、更寬廣的反向偏壓安全工作區 (RBSOA) 餘裕，以及適應各種低成本 BJT 的彈性。該裝置整合了多重模式 PWM/PFM 控制器與準諧振切換，能使效率達到最大，實現無負載功耗低於 30 mW，同時在 0% 到 100% 的負載變更範圍內維持高於 4.3 V 的快速動態響應。

進階效能特色

- 動態基極驅動技術透過動態最佳化 BJT 切換特性，提供選擇 BJT 電晶體的彈性
- 擴大 BJT 的 RBSOA
- 大幅降低對 BJT 增益的敏感度
- 可補償變壓器電感公差
- 可補償輸入線電壓變化
- 可補償纜線壓降
- 可補償外部元件的溫度變化
- 運用專利的微調技術，達成極精確的 IC 參數公差
- 頻率最高至 65 kHz，縮小變壓器的尺寸
- 最低峰值電流固定，改善暫態負載反應

進階保護/安全功能

- 單一故障輸出過壓與短路時的保護
- 過溫保護

EcoSmart™ – 節能

- 透過最佳化的準諧振切換 PWM/PFM 控制，符合 DoE 6 與 CoC V5 2016 標準
- 在 230 VAC 輸入條件下，無負載功耗低於 30 mW

綠色環保封裝

- 無鹵素，符合 RoHS 標準的封裝

應用

- 行動/無線電話、PDA、MP3/可攜式音訊裝置、轉換器等的充電器

LinkSwitch-4 系列

有四個主要系列群組，涵蓋標準 2 W 至 18 W 的功率範圍，並且採用 SOT23-6 或 SO-8 封裝。群組進一步細分為 0%、3% 和 6% 的纜線壓降補償等級。

LNK43xxx 和 LNK4x15D 裝置進一步最佳化基極驅動，可減少 BJT 損失。例如，LNK4322S 可以使用 TO92 13003 BJT 而不是 TO251 13005 來輸出 5 W 的功率，並保持散熱安全。LNK43x3 裝置還可以在偵測到低輸出電壓後啟動防回跳延遲，以防止在嘈雜環境中錯誤地觸發 UVP 限流保護。

輸出功率表

產品 ^{3、4}	85 - 265 VAC	
	功能 ⁵	轉換器 ¹ 開放式架構 ²
LNK43x2S	13003 驅動	5 W
LNK40x2S	STD	6.5 W
LNK40x3S	STD	8 W
LNK4323S	STD	8 W
LNK40x3D	STD	10 W
LNK4323D	STD	10 W
LNK40x4D	STD	15 W
LNK4114D	輕鬆啟動	15 W
LNK4214D	輕鬆啟動 + 恆定功率	15 W
LNK4115D	輕鬆啟動	18 W
LNK4215D	輕鬆啟動 + 恆定功率	18 W

表 1. 以輸出功率為基礎的 LinkSwitch-4 選擇表

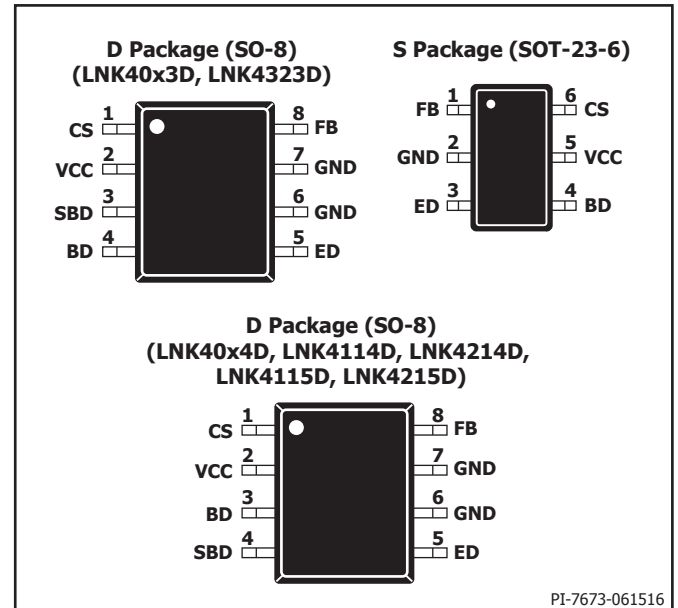


圖 1. LinkSwitch-4 封裝

請注意，LNK4xx3D 和 LNK4xx4D SO-8 封裝的輔助基極驅動 (SBD) 接腳和基極驅動 (BD) 接腳已更換。這是為了避免充電器/轉換器可靠性問題。額定 10 W 的 LNK40X3D 會在 15 W LNK40X4D 設計中工作，並可以通過生產最終測試，但會壓力過大且很有可能導致現場發生故障。

適用範圍

本應用說明專供使用 LinkSwitch-4 系列裝置來設計隔離 AC-DC 返馳式電源供應器的工程師使用。其提供相關準則，供工程師快速選取主要元件，並完成適合的變壓器設計。為了簡化工作，本應用說明直接參考 PI Expert 套裝設計軟體中的 PIXIs 設計試算表。

基本電路架構

圖 2 中的電路顯示使用 LinkSwitch-4 設計之返馳式電源供應器的基本架構。由於 LinkSwitch-4 高度整合，因此，幾乎沒有需要外部解決的設計問題，從而產生一個適用於所有應用的通用電路結構。例如，對於某些電路元件而言，不同的輸出功率等級可能需要不同的值，但電路架構保持不變。例外情況就是與 SO-8 封裝零件搭配使用的選用 SBD 電阻器。這增加了功率更高之設計的可用基極驅動電流，但不會增加封裝功率消耗。

電路圖特色

- R_{IN} 在開啟和暫態突波狀況下提供突波電流限制。
- C_{IN1} 、 C_{IN2} 和 L_{FILT} 提供濾波來減少對 AC 電源供應器產生的切換噪音，電容器還提供能量儲存，用於在整流後 AC 的谷值期間為轉換器供電。
- R_{HT} 提供啟動電流，BJT 會放大此電流，以便透過射極驅動器 (ED) 和電壓供應 (VCC) 接腳向定電壓 (CV)/定電流 (CC) 充電。
- R_{CS} 將一次側正上升電流轉換為反上升電壓，此電壓由一次側電流感測 (CS) 接腳監測。它允許週期性峰值一次側電流，從而實現輸出功

率控制和一次側電流限制，並且藉由變壓器圈數比，設定最大輸出限電流。

- R_{CS2} 可降低所有裝置上的 ESD 易感性。雖然強烈推薦，但在 LNK40x2S 零件上並非嚴格需要。在其餘零件上，它可設定四個最低一次側電流等級中的一個，以控制無負載行為。
- R_{SBD} 僅在採用 SO-8 封裝形式的零件上使用。它可在功率更高的設計中實現額外基極驅動，但不會大幅增加封裝消耗。
- T1 是返馳式變壓器。它將能量儲存在一次側繞組中，然後將能量傳輸至二次側和偏壓繞組。通常還有其他屏蔽繞組 (未顯示) 來降低 EMI。
- 偏壓二極體和 C_{VCC} 向控制器 IC 提供運作功率。
- 偏壓繞組還用於測量二次側繞組上的輸出電壓等級。
- 對於回授 (FB) 接腳正向電壓劇增狀況， R_{FB1} 、 R_{FB2} 以及二次側與偏壓繞組之間的圈數比可設定輸出電壓。
- 對於反向電壓劇增狀況，回授接腳是一個虛擬接地放大器，可向 R_{FB1} 供應電流來保持在零伏特。此電流會在內部轉換成電壓，用以表示 C_{IN2} 上的 HT 電壓。這用於提供輸入欠壓偵測、電壓關閉偵測和 BJT 去飽和偵測。
- R_{OUT} 是用於控制無負載行為的假負載。

除了本應用說明外，您還可找到 LinkSwitch-4 設計範例報告 (DER)。如有關下載 PI Expert、設計範例報告與本文件之更新的詳細資訊，請造訪 www.power.com。

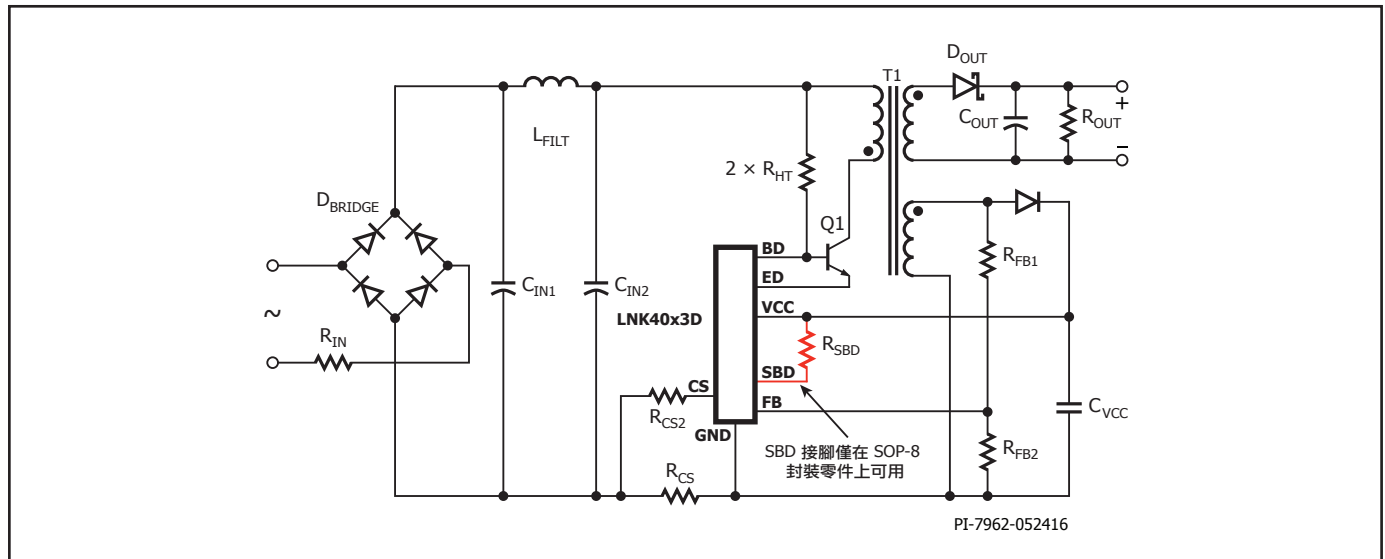


圖 2. 典型 LinkSwitch-4 電路架構

快速入門

若想快速入門，請使用以下資訊來快速設計變壓器，並選取第一個原型所使用的元件。僅需將下列所述資訊輸入 PIXIs 試算表 [B] 欄的灰色儲存格中。一些灰色儲存格含有粗體字型的項目，這些儲存格包含下拉式選擇。如果所選項目無效，[C] 欄和 [D] 欄將顯示 [資訊] 或 [警告] 文字，[H] 欄將顯示錯誤描述。將自動計算其他參數和元件值。試算表儲存格位置參照以方括號表示，如：[儲存格參照]。

空白試算表中提供的預設設計適用於具有 6% 纜線補償和標準通用電壓 AC 輸入電壓範圍的 5 V-2 A 轉換器。所有灰色儲存格均為空白，但包含粗體文字下拉式選擇的儲存格除外，這些儲存格設定為適用於預設轉換器的選項。預設值顯示在 [E] 欄和 [F] 欄中。在 [B] 欄的灰色儲存格中輸入項目後，其值會傳輸至 [E] 欄和 [F] 欄中對應的儲存格，並在這裡用於計算。

僅在 [B] 欄的值不同於 [E] 欄的預設值時，才需要在 [B] 欄中輸入值。

- 如果需要非標準 AC 輸入電壓範圍，請根據需要在 [B3, B4, B5] 儲存格中輸入 V_{AC_MIN} 、 V_{AC_MAX} 和 f_L 的值。
- 輸入標準輸出電壓 (如果適用，位於纜線末端) V_O [B6]。
- 輸入輸出二極體順向壓降 (如果不同於標準蕭特基值) V_D [B8]。
- 輸入所需的最小輸出電流值 I_O [B9]。請注意，[E10] 儲存格會使用 ICC 的建議最小定電流 (CC) 值進行更新。請參閱圖 4。
- 輸入所需的定電流 (CC) 限制 ICC [B10] (如果高於建議的最小 I [E10])。請參閱圖 4。
- 輸入預估效率 η [B12]。使用適用效率標準中的目標數字。
- 使用 [B19] 中的下拉式選擇功能表來選取所需的纜線補償。PCB 的輸出電壓 VO_PCB 現於 [E7] 中提供。
- 建議的最小大電容值 ($C_{IN1} + C_{IN2}$) 在 [E13] 中提供。如果要使用更大的值或標準值，請在 [B13] 中輸入其總值。使用 [E11] 儲存格中 [額定輸出功率] 的值，使用第 1 頁的表 1 來選擇正確的 LinkSwitch-4 裝置。使用 [B18] 中的下拉式選擇功能表來選取該裝置。
- 會根據輸出功率，自動選取 BJT 類型 TS13003 和 TS13005。若要使用其他 BJT，請在 [B24, B25, B26, B27] 中輸入 PART_NUMBER、HFE_STARTUP (低電流增益)、HFE (高電流增益) 和 VSWMAX (V_{CBO})。
- 使用 [B35] 中的下拉式選擇功能表來選取 [自動]。適合的鐵芯、線軸和參數將自動輸入 [E35 - E43] 儲存格中。
- 若要最佳化效率，請在 [B49] 中為輸出反射電壓 VOR 輸入替代值，預設值為 100 V。嘗試使用其他值時，請觀察 KCRMV [E65] 中的變化，力求得到一個介於 0.95 和 0.98 之間的值。同時，確保 VCRMV-VMIN [E56-E57] 低於 15 V，但 VCRMV 越高越好。如果 VOR 保留預設值 100 V，試算表將產生一個合理的解決方案。
- 修正 [B50] 中的二次側圈數，而清除 VOR 值 [B49] 可進一步實現最佳化。
- 預設一次側電感公差為 10%，可以在 [B88] 中輸入替代值。公差越嚴格，生產中的平均效率就越高。
- 預設的一次側繞組層數為 3 [E98]，如果一次側電流密度 [E103] 小於 3.8 A/mm²，則可以透過在 [B98] 中輸入值，使層數減少至 2。如果大於 10 A/mm²，請增加至 4，等等。層數越少，漏電感越佳，效率因此越高。
- 預設計算出的偏壓繞組圈數 NB [E105]，是以提供可實現最低無負載功率的無負載偏壓電壓 V_{B_NOLOAD} [E107] 為基礎。然而，啟動可能會受到影響，因此請在 V_{B_NOLOAD} [B107] 中輸入一個介於 8 和 9 之間的值。將重新計算 NB；檢查 $V_{B_NOLOAD_MEASURED}$ [E109] 的值是否介於 8 V 和 9 V 之間。如果不是，請在 [B107] 中調整值，然後重新檢查。
- 二次側層數為 1 時可提供最佳效率，但如果因輸出電壓高而導致二次側繞組 DIAS [E120] 薄到不切實際，可以在 LS [B116] 中輸入值來增加層數。試算表會對三層絕緣線尺寸進行計算，然後以 [E116] 中提供的整數層數填充線軸寬度。
- 對於低電壓設計，尤其是功率較高及鐵芯較大時，線粗會厚到不切實際，而無法繞線。透過在二次側利用多個並聯導線繞線，線粗會減少至合理值，漏電感也會降低，從而提高效率。若要使用多個導線，請在 Filars [B117] 中輸入值，然後重新檢查新計算出的線徑尺寸 DIAS [E120]。
- 在 SWITCH_DERATING [B126] 中輸入 BJT 電壓降額因數 (如果需要除 0.10 (10%) 以外的值)。
- 使用 V_{CS_MIN} [B135] 中的下拉式選擇功能表，來設定無負載條件下一次側峰值電流的最小值。它以 R_{CS} 上的峰值 mV 表示。對於 LNK40X2S 裝置，僅應選取 88 mV，並為 R_{CS2} 使用 1 k Ω 的值，以進行濾波。對於其他裝置，請選取最低值 (56 mV) 進行第一次反覆運算。
- 如果應用需要無負載到部分負載或滿載暫態功能 (輸出電壓不得降至最小值以下，如 USB 充電器應用中)，請檢查 CBIAS [E138] 的值，如果大於 2 μ F，請在 [B138] 中輸入值「2」。檢查 DELTA_BIAS [E139] 是否小於 1.6 V。
- 用於啟動至電阻負載的輸出電容器計算：使用 LOAD_TYPE [B141] 中的下拉式選擇功能表來選取 [電阻負載]。試算表會計算電路將啟動至的最大輸出電容值，例如在 CBIAS 電量耗盡之前。
- 對於啟動時的定電流 (CC) 負載，請使用 [B141] 來選取 [定電流 (CC) 負載]。預設的啟動定電流 (CC) 負載電流為額定輸出電流 I_O (不是定電流 (CC) 限制值) 的 75%，如果指定了其他值，請在 ICC_STARTUP [B142] 中輸入此值。
- 如果需要將建議的輸出電容值取整進位到偏好的值，請在 COUT_FINAL [B145] 中輸入此值。

如果需要無負載到部分負載或滿載暫態步階 (如 USB 充電器中)：

- 在 I_LOADSTEP [B148] 中輸入負載步階值 (如果不同於額定輸出電流)。
- 在 V_UNDERSHOOT [B149] 中輸入無負載到部分負載或滿載暫態測試期間所允許的最小負載電壓。
- 檢查 [E154] 中的 FSW_NOLOAD 值是否大於 [E150] 中的 FSW_UNDERSHOOT。如果不是，請為 VCS_MIN [B135] 選取一個較低的值，如果已經是最低設定，或者正在使用 LNK40x2S 裝置，請為 R_PRELOAD [B152] 輸入一個較低的值，直到符合條件為止。
- 檢查是否符合無負載功率規格 P_NOLOAD_TOTAL [E174]，如果不符，請選取較高的 VCS_MIN [B135] (而非 LNK40X2S) 值，然後重新檢查是否符合 FSW_NOLOAD > FSW_UNDERSHOOT 和無負載功率要求。如果使用的是 LNK40X2S，則可以增加 R_PRELOAD [B152]，但不可超過兩倍。

如果沒有暫態步階要求：

- 選取 VCS_MIN [B135] 和 R_PRELOAD [B153] 的值，使 FSW_NOLOAD 介於 1 kHz 和 2 kHz 之間，同時仍符合無負載規格。
- 在 STARTUP_TIME [B156] 中輸入允許的最大啟動時間 (如果不是 1 秒)。或者在 R_STARTUP [B157] 中輸入偏好的值，STARTUP_TIME_FINAL [E158] 中會提供所產生啟動時間的新值。

輔助基極驅動

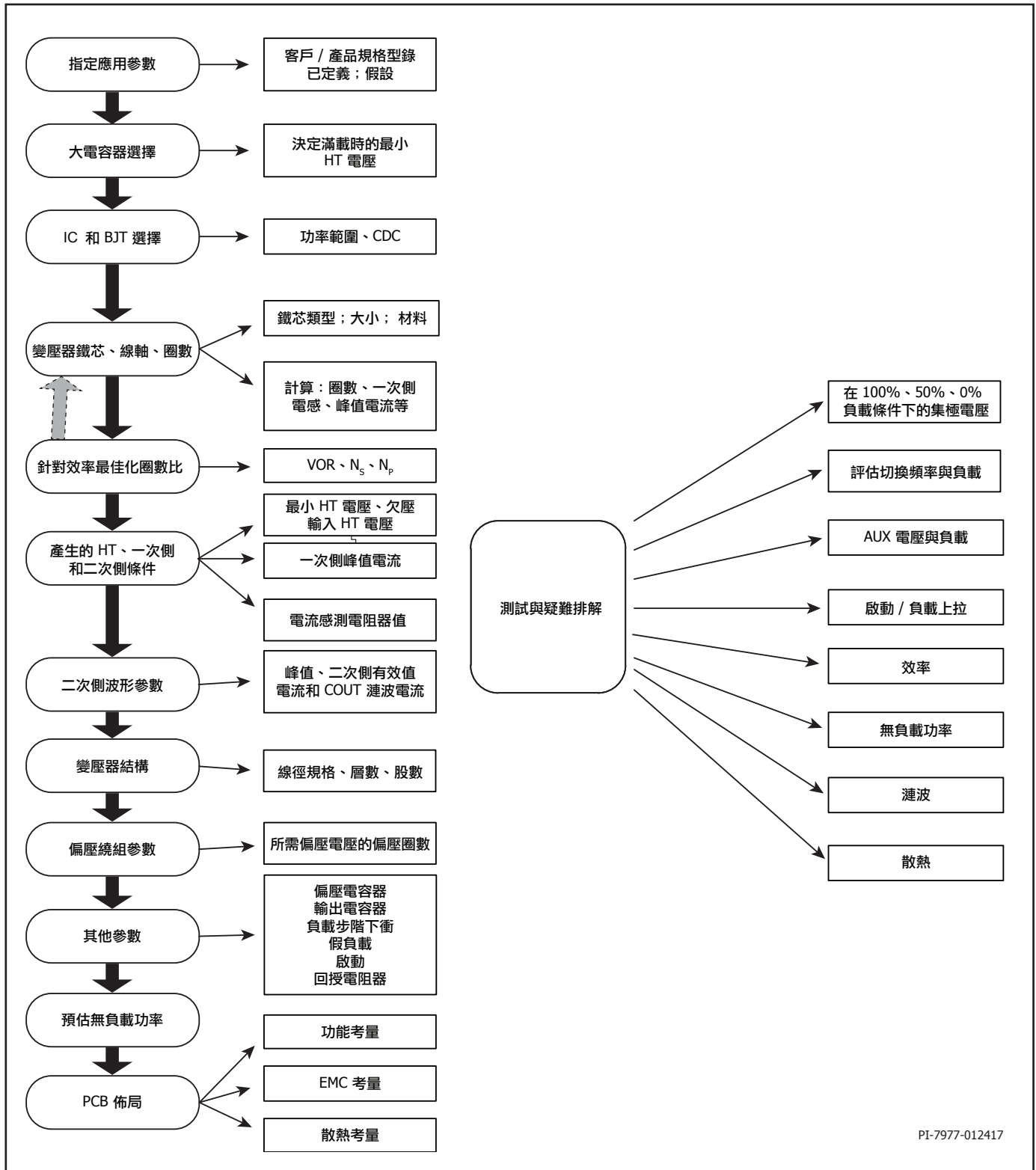
電阻器 R_{SBD} 用在採用 SO-8 封裝形式的裝置上，可在較高功率的應用 (7.5 W 至 18 W) 中提供額外基極驅動。在標準設計中，此電阻器的值應介於 390 Ω 和 220 Ω 之間，或者在使用 EasyStart 功能的應用中，其值應為 120 Ω 。請參閱「設計測試」部分，檢查是否已選取正確的值。

設計的元件值可在以下位置找到：

$C_{IN1} + C_{IN2}$, CIN [E13]
 選取的裝置 - [E20]
 Q1 BJT - [E24]
 T1 鐵芯 - [E35]
 T1 線軸 - [C37]
 T1 一次側圈數 - [E51]
 T1 一次側層數 - [E98]
 T1 一次側線徑 - [E101, E102]
 T1 二次側圈數 - [E50]
 T1 二次側層數 - [E116]
 T1 二次側股數 - [E117]
 T1 二次側線徑 - [E120, E121]
 T1 偏壓圈數 - [E106]
 T1 鐵芯間隙 - [E93]
 C_{VCC} , 偏壓電容器值 - [E138]
 總輸出電容 C_{OUT} , [E145]
 輸出電容漣波 - [E81]
 R_{OUT} 假負載 - [E152]
 R_{HT} 啟動電阻器 - [E157]
 R_{FB1} 上方回授電阻器 - [E161]
 R_{FB2} 下方回授電阻器 - [E162]
 R_{CS} 電流感測電阻器 - [E74]
 R_{CS2} V_{CSMIN} 設定電阻器 - [E136]
 偏壓二極體 V_{RRM} - [E129], 通常是 1N4148
 D_{OUT} V_{RRM} - [E128]
 D_{OUT} 峰值電流 - [E79]
 D_{OUT} 有效值電流 - [E780]

如需詳細參考資料，請查看試算表。

逐步設計程序



PI-7977-012417

圖 3. 設計流程圖

PIXIs 設計試算表的一般使用指南

僅需將下列所述資訊輸入 PIXIs 試算表 [B] 欄的灰色儲存格中。一些灰色儲存格已含有粗體字型的項目，這些儲存格包含下拉式選擇。如果所選項目無效，[C] 欄和 [D] 欄將顯示 [資訊] 或 [警告] 文字，[H] 欄將顯示錯誤描述。將自動計算其他參數和元件值。試算表儲存格位置參照以方括號表示，如：[儲存格參照]。

空白試算表中提供的預設設計適用於具有 6% 纜線補償和標準通用電壓 AC 輸入電壓範圍的 5 V、2 A 轉換器。所有灰色儲存格均為空白，但包含粗體文字下拉式選擇的儲存格除外，這些儲存格設定為適用於預設轉換器的選項。預設值顯示在 [E] 欄和 [F] 欄中。在 [B] 欄的灰色儲存格中輸入項目後，其值會傳輸至 [E] 欄和 [F] 欄中對應的儲存格，並在這裡用於計算。

在輸入所有資料之前，請勿讀出計算出的元件值等。

僅在 [B] 欄的值不同於 [E] 欄的預設值時，才需要在 [B] 欄中輸入值。

步驟 1 – 輸入應用變數 $V_{AC\ MIN}$ 、 $V_{AC\ MAX}$ 、 f_L 、 V_o 、 V_D 、 I_o 、 I_{CC} 、 η

AC 輸入電壓範圍， $V_{AC\ MIN}$ 、 $V_{AC\ MAX}$

從表 2 中確定用於常用選擇的輸入電壓，或者在 [B3, B4] 中輸入應用規格值。

標準輸入電壓 (VAC)	$V_{AC\ MIN}$	$V_{AC\ MAX}$
100/115	85 段	132 段
230 段	195 段	265 段
通用電壓	85 段	265 段

表 2. 標準全球輸入線電壓範圍

附註：對於具有 DC 而不是 AC 輸入的設計，請直接在設計試算表上填滿灰色的儲存格中，輸入最小和最大 DC 輸入電壓 V_{MIN} [B57] 和 V_{MAX} [B58] (請參閱圖 5)。

線電壓頻率， f_L

針對通用電壓或單一電壓 100 VAC 輸入，典型線電壓頻率為 50 Hz，針對單一電壓 115 VAC 輸入，為 60 Hz，針對單一電壓 230 VAC 輸入，為 50 Hz。這些值代表典型頻率，而不是最低頻率。對於大多數的應用，這給予了適當的總體設計餘裕。若要針對絕對最差情況或基於產品規格進行設計，請將這些數字降低 6% (降至 47 Hz 或 56 Hz)。對於半波整流，請使用 $F/2$ 。對於 DC 輸入，請直接在 V_{MIN} [B57] 和 V_{MAX} [B58] 儲存格中輸入電壓。

標準輸出電壓， V_o (V)

對於具有定電壓 (CV)/定電流 (CC) 和僅具有定電壓 (CV) 的設計， V 是在載有標準輸出電流的已連接纜線末端測得的標準輸出電壓。輸出電壓公差為 $\pm 5\%$ (包括初始公差和整個產品規格型錄接面溫度範圍)。

輸出二極體順向壓降， V_D (V)

輸入輸出二極體的平均順向壓降。蕭特基二極體使用 0.4 V，或針對 PN 接面二極體使用 0.7 V (如果指定的二極體資料無法使用)。 V_D 具有 0.4 V 的預設值。

所需的最小輸出電流， I_o (A)

這是標示電流，必須在標示電壓處供應此電流後， V_I 曲線才會遵循下降的電壓定電流 (CC) 特性。它是採用效率測量的輸出電流等級。請參閱圖 4。

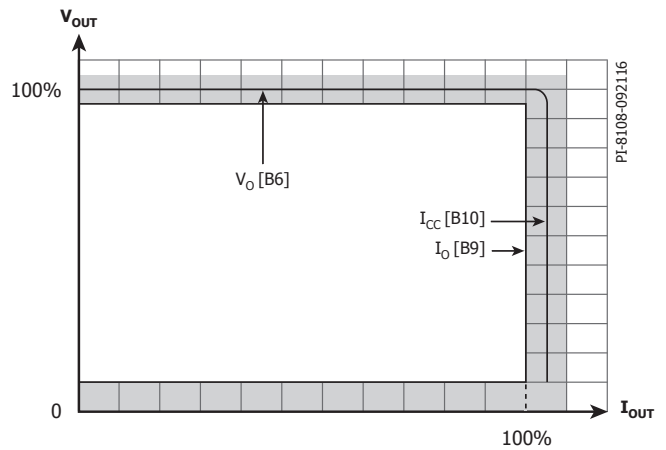


圖 4. 已識別參數位置的 VI 曲線

定電流 (CC) 模式電流輸出等級， I_{CC} (A)

在定電流 (CC) 模式下，輸出電流會調節至 I_{CC} 值。調節的值具有 7% 的整體公差，因此，試算表會自動將此等級預設設定為 $I_o + 8\%$ 。可以在 [B10] 中輸入值，將 I_{CC} 設定為更高的等級，更高的值將有助於啟動至定電流 (CC) 和/或高電容負載。建議 I_{CC} 小於 $I_o + 20\%$ ，否則效率會大幅降低。

電源供應器效率， η

輸入整個電源供應器在輸出纜線端測量到的估計效率 (如果適用)。在實際情況下，使用適用的節能標準值。如果完整的電源供應器不符合這一效率值，某些元件可能會超負載運作，但由於設計不符合效率規則，因此無論如何都需要進行修改，然後才能被採納用於生產。

總輸入電容， C_{IN}

這是在 $V_{AC\ MIN}$ 、允許的最小大電容器電壓 (V_{MIN} ，標準為 80 V，轉換器將在此電壓下有效運作) 和線電壓頻率 (F_L) 條件下汲取自大電容器的最大功率計算得出。[E13] 中計算得出的值 ([B13] 為空白) 是所需的最小電容。可在 [B13] 中輸入較高的值，以取整進位到最接近的標準值，或提高整個 AC 輸入電壓範圍內轉換器階段的運作效率。接著將 C_{IN} 的總值分為兩個大約相等的值 C_{IN1} 和 C_{IN2} ，以提供輸入 PI 濾波器。建議至少將 C_{IN2} 設為低 ESR 類型。

可使用以下公式來計算所需的最小電容：

$$C_{IN1} + C_{IN2} \geq \frac{P_o}{(\eta F_{L(MIN)}) \times (2 \times V_{ACMIN}^2 - V_{MIN}^2)} \times \arccos\left(\frac{-V_{MIN}}{\sqrt{2} \times V_{ACMIN}}\right)$$

使用較高的值來允許電容器公差。

輸入應用變數			設計標題
VACMIN		90 V	最小 AC 輸入電壓
VACMAX		265 V	最大 AC 輸入電壓
fL		50 Hz	AC 主電源頻率
VO		5.00 V	纜線末端的輸出電壓
VO_PCB		5.30 V	PCB 的輸出電壓。隨纜線補償選擇而變化
VD		0.40 V	輸出繞組二極體順向壓降
IO		2.00 A	滿載額定電流。用於所有波形相關計算
ICC		2.16 A	定電流 (CC) 設定點。必須大於或等於 IO+7%。影響 Rcs
PO		10.60 W	額定輸出功率 (包括纜線壓降補償)。從 IO 計算
n		0.80 %/100	預估效率
CIN		20.0 uF	總輸入大電容

圖 5. 設計試算表的「應用變數」部分

步驟 2 – 輸入 LinkSwitch-4 選擇

選取纜線壓降補償選項

從 [B19] 的下拉式選擇功能表中選取纜線補償選項，以便與輸出纜線中的輸出壓降百分比最相符。例如，纜線阻抗為 150 mΩ 的 5 V、2 A LNK40x4D 設計具有 -0.3 V 的纜線壓降。當所需的標準輸出電壓為 5 V (在纜線末端) 時，表示壓降為 6%。在此情況下，請選取 +6% 的補償，以使誤差最小。可以選取 0%、3% 或 6%。

選取正確的 LinkSwitch-4 零件

使用 [E11] 儲存格中 [額定輸出功率] 的值，使用第 1 頁的表 1 來選擇正確的 LinkSwitch-4 裝置。使用 [B18] 中的下拉式選擇功能表來選取該裝置。[E20] 中提供了完整零件編號。

標準 LinkSwitch-4 裝置的滿載切換頻率為 65 kHz。

輸入 BJT 選擇

會根據輸出功率，自動選取 BJT 類型 TS13003 (最高 5 W) 和 TS13005 (最高 18 W)。在特殊情況下可使用額定值為 800 V 和 900 V 的 TS13003 零件，例如無突波吸收器的設計或較高的 AC 輸入電壓 (如 420 VAC)。若要使用其他 BJT，請在 [B24, B25, B26, B27] 中輸入 PART_NUMBER、HFE_STARTUP (低電流增益)、HFE (高電流增益) 和 VSWMAX (V_{CB0})。

輸出功率表

產品 ^{3,4}	85 - 265 VAC	
	功能 ⁵	轉換器 ¹ 開放式架構 ²
LNK43x2S	13003 驅動	5 W
LNK40x2S	STD	6.5 W
LNK40x3S	STD	8 W
LNK4323S	STD	8 W
LNK40x3D	STD	10 W
LNK4323D	STD	10 W
LNK40x4D	STD	15 W
LNK4114D	輕鬆啟動	15 W
LNK4214D	輕鬆啟動 + 恆定功率	15 W
LNK4115D	輕鬆啟動	18 W
LNK4215D	輕鬆啟動 + 恆定功率	18 W

表 3. 依功率和最大 BJT 射極電流 (一次側電流) 的 LinkSwitch-4 零件選擇表

BJT	輸出功率
TS13005	最高達 15 W
TS13003	最高達 5 W

表 4. 建議的 BJT

輸入 LINKSWTCH-4 變數			
LinkSwitch-4	LNK40X4D		選取 LNK-4
纜線壓降補償選項	6%	6%	選取纜線壓降補償等級
裝置		LNK4024D	採用選定纜線壓降補償
FSW		65000 Hz	選項的選定零件編號的完整參考
ILIM_MAX		1.10 A	LinkSwitch-4 典型切換頻率
電晶體			最大射極接腳汲取電流
PART_NUMBER		TS13005	
HFE_STARTUP		12	目前應用的電晶體範例
HFE		25	無負載和啟動時的最低 DC 電流增益。影響啟動延遲
VSWMAX		700 V	負載暫態時的最低 DC 電流增益
V_CGND_ON		3.0 V	切換崩潰電壓
			BJT + LNK-4 開啟狀態集極到接地電壓 (若未提供更好的資訊則使用 3V)

圖 6. LinkSwitch-4 和 BJT 選擇

步驟 3 – 基於輸出功率的鐵芯和線軸選擇，並輸入 A_E 、 L_E 、 A_L 、 B_W 、 M

這些符號分別代表鐵芯有效截面積 A_E (cm²)、鐵芯有效路徑長度 L_E (cm)、鐵芯無間隙有效電感 A_L (nH/Turn²)、線軸寬度 B_W (mm) 以及安全餘裕寬度 M (mm)。

由於這些功率等級會導致變壓器尺寸較小，通常會在二次側使用三層絕緣線，因此不會使用安全餘裕寬度，將其設定保留為預設設定「0」。如果安全餘裕方法是偏好的方法並使用標準繞線，則輸入安全餘裕寬度。試算表會將此寬度加倍並從線軸寬度 (B_W) 中減去此寬度，然後提供有效線軸寬度或繞組寬度 (B_{WE})。通用電壓輸入設計一般需要 6.2 mm 的總餘裕，在 [B42] 中輸入的值為 3.1 mm。試算表使用 B_{WE} 的值來計算所需的線徑，用於填充可用的線軸寬度，以便儘量減少漏電感。

對於使用三層絕緣線的設計，可能仍需要輸入小的餘裕，以滿足所需的安全安規距離。通常，有很多適用於每種鐵芯尺寸的線軸存在，每個都有不同的機械間距。請參閱線軸產品規格型錄，或向您的安全專家或變壓器供應商尋求指引，以決定您的設計需求。由於餘裕會減小繞組的可用區域，因此餘裕結構可能不適合鐵芯較小的變壓器。如果輸入餘裕後，需要超過 3 個一次側層數 (L)，請選取較大的鐵芯或切換至使用三層絕緣線的無餘裕設計。

如果使用 [B35] 中的下拉式選擇功能表並選取 [自動]，則試算表會依據 A_E 選取符合峰值磁通密度限制的最小鐵芯尺寸。使用者可從常用鐵芯下拉式清單中選取替代鐵芯 (如表 6 所示)。表 5 提供特定鐵芯尺寸之功率能力的相關指引。

如果使用者所擁有的偏好鐵芯不在清單中，則可在 [B36 – B42] 中輸入適當的參數。

鐵芯尺寸	輸出功率能力
EF12.6	3.3 W
EE13	3.3 W
EE16	6.1 W
EF20	10 W

表 5. LinkSwitch-4 設計中常用尺寸的輸出功率能力

變壓器鐵芯尺寸	
EE10	EF32
EF12.6	EFD15
EE13	EFD25
E24/25	EFD30
EE16	EI16
EE19	EI19
EE22	EI22
EEL16	EI25
EE16W	EI28
EEL19	EI30
EEL22	EI35
EE25	EI40
EEL25	EPC17
EEL28	EPC19
EER28	EPC25
EER28L	EPC30
EER35	ETD29
EER40	ETD34
EES16	ETD39
EF16	EE42/21/15
EF20	EE55/28/21
EF25	EF32
EF30	

表 6. LinkSwitch-4 PIXIs 試算表中提供的鐵芯清單

輸入變壓器鐵芯/結構變數			
鐵芯類型	EPC17	EPC17	鐵芯類型
自訂鐵芯 (選用)			如果使用自訂鐵芯 - 請在此處輸入零件編號
線軸		零件編號 :	BEPC-17-1110CPH
AE		0.23 cm ²	鐵芯有效截面積
LE		4.02 cm	鐵芯有效路徑長度
AL		1150 nH/T ²	無間隙鐵芯有效電感
BW		9.55 mm	線軸實體繞組寬度
M		0 mm	安全邊緣寬度 (一次側至二次側安規距離的一半)
BWE		9.6 mm	有效線軸寬度

圖 7. 變壓器鐵芯選擇

步驟 4 – 選取反射電壓和二次側圈數

這些是會影響效率的主要最佳化輸入，以及轉換器在滿載條件下運作時使用的最小 DC 大電容器電壓。試算表將產生合理最佳化的設計，但可以進行進一步改進。若要針對效率最佳化，請在 [B49] 中輸入輸出反射電壓 VOR 的替代值，預設值是 100 V。嘗試輸入不同的值時，觀察 KCRMV [E65] 中的變化，目的是達到 0.95 和 0.98 之間，儘管 0.945 到 1.05 也是可接受的。同時確保 VCRMV-VMIN [E56-E57] 小於 15 V。VCRMV 越高，效率越高，但代價是在 ICC 和 VO (最大功率點) 條件下輸出中的線電壓頻率濾波會有兩倍之多。修正 [B50] 中的二次側圈數，而清除 VOR 值 [B49] 可進一步實現最佳化。

預設一次側電感公差為 10%，可以在 [B88] 中輸入替代值。公差越嚴格，生產中的平均效率就越高。

F_RES 是處於應用中時變壓器的閒置振盪頻率，因此包含 BJT 集極電容和突波吸收器電容效應。如果沒有其他數字可供使用，請使用預設值 400 kHz。一旦應用測試完成，可輸入真實的數字，並可視需要進一步執行最佳化。通常，應用中較低的 F_RES 將有負面效應，但可能需要大幅減少，以具備可測量效應，假設為 -25%。

主電源最佳化輸入			
圈數和比率			
VOR		100.00 V	輸出反射電壓。使用目標搜尋，賦予 VCRMV 所需值
NS		6	二次側圈數。根據 VOR 調高或調低可提高效率
NP		105	一次側繞組圈數

圖 8. VOR 和二次側圈數選擇 - 主要最佳化值

DC 輸入電壓參數			
VCRMV		94 V	在最大 LP 公差下 CRMV 時的 V _{bulk} 。一般而言，值越高，效率越高
VMIN		82.6 V	VACMIN 時的大電容器「波谷」電壓。留白以透過電容和負載計算
VMAX		375 V	最大 DC 輸入電壓
VBROWN		51 V	無法調節時的大電壓

圖 9. DC 輸入參數項目和 VCRMV 最佳化觀察值

一次側波形參數			
F_RES		400 kHz	一次側的預期諧振頻率 (180<F _{trf} <1200)
KCRMV		0.95	一次側切換開關關閉期間與二次側導通之比加上首次波谷時間
IRMS		0.25 A	一次側有效值電流 (在負載為 IO 與 VMIN 的條件下計算得出)
IP		0.60 A	一次側峰值電流 (在負載為 IO 與 VMIN 的條件下計算得出)
		0.79 A	逐脈衝限電流。處於大負載暫態及電壓關閉
IOCP			作業時顯示
IAVG		0.16 A	一次側平均電流 (在負載為 IO 與 VMIN 的條件下計算得出)
IP_CRMV		0.56 A	Vin=V _{crmv} 時的 I _{peak}
F_CRMV		65000 Hz	Vin=V _{crmv} 時的 F _{sw}
FVMIN		62410 Hz	VMIN 時的 F _{sw} 。如果小於 65kHz，則處於降低頻率模式
VCS_VMIN		0.273 V	處於 VMIN 和負載為 IO 時的 V _{cs_pk}
RCS		0.453 Ω	計算得出的 RCS 值。隨 I _{cc} 和 VOR 變化

圖 10. 一次側波形參數和 KCRMV 最佳化觀察值

二次側波形參數			
ISP		10.53 A	VMIN 時的二次側峰值電流
ISRMS		3.67 A	VMIN 時的二次側有效值電流
IRIPPLE		3.08 A	VMIN 時的輸出電容器有效值濾波電流

圖 11. 二次側波形設計參數

步驟 5 – 變壓器鐵芯參數

預設峰值鐵芯磁通設為 3900 高斯。如果使用者選取的鐵芯材料需要不同的值，請將其輸入 [B86] 中。

一次側電感上的預設公差為 ±10%。更嚴格的公差可在生產中獲得更佳的平均效率，可將替代值輸入 [B88] 中。

步驟 6 – 變壓器一次側繞組設計參數

預設一次側繞組層數為 3，但是，如果 [H103] 指示電流密度偏低，則層數為 2，甚至為 1，可將該值輸入 [B98] 中，線徑將會相應地減少。一次側層

數越低，漏電感可能也越低。但是，在兩個一次側層之間夾入二次側會導致以更複雜的變壓器結構提供最低的漏電感。

如果 [H103] 指示電流密度偏高，則必須將較高的值輸入 [B98] 中。3 個以上的一次側層將導致一次側到二次側漏電感偏高，從而對 BJT 產生高壓應力或增加箝位/突波吸收器損失，因此可能需要在一次側層之間夾入二次側。

變壓器鐵芯參數			
BP		3900 高斯	最大 IOCP 與最大 LP 條件下的峰值磁通密度。3900 高斯。較低的 BP 可能會降低效率
LP		1099 uH	標準一次側電感
LP 公差		10	一次側電感公差。更嚴格的公差可在生產中獲得更佳平均效率
ALG		100 nH/T^2	有間隙鐵芯有效電感
BM		2763 高斯	PO、VMIN、LP (BM<3000) 條件下的最大磁通密度
BAC		1381 高斯	用於鐵芯損失曲線的 AC 磁通密度 (0.5 X 峰間值)
ur		1614	無間隙鐵芯的相對磁導率
LG		0.26 mm	間隙長度 (Lg > 0.1 mm)

圖 12. 變壓器鐵芯工作參數

變壓器一次側設計參數			
L		3.0	一次側層數
OD		0.25 mm	最大一次側線徑，包括用於填滿層的絕緣層
INS		0.05 mm	估計絕緣層總厚度 (= 2 * 薄膜厚度)
DIA		0.20 mm	裸線直徑
AWG		33 AWG	一次側線徑規格 (取整進位到下一個較小的標準 AWG 值)
一次側電流密度 (J)		5.23 Amps/mm^2	一次側繞組電流密度 (3.8 < J < 10)
偏壓/回授繞組			
NB		9 圈數	建議的偏壓/回授繞組圈數
VDB		0.70 V	偏壓繞組二極體順向壓降
VB_NOLOAD		7.40 V	無負載時的所需最小偏壓電壓
PB_NOLOAD		4.14 mW	無負載時的預估偏壓繞組功耗
VB_NOLOAD_MEASURED		7.40 V	無負載時測得的偏壓電壓

圖 13. 變壓器一次側設計參數

步驟 7 – 偏壓/回授繞組設計參數

偏壓/回授繞組會執行兩個功能，如其名稱所建議。首先，會在啟動期間後向控制器供電，其次，會提供回授訊號以監測輸出電壓和大電容器電壓。

在啟動期間，控制器由 V_{CC} 電容器 C_{VCC} 上的電量供電。在 C_{VCC} 上的電壓下降至 $V_{VCC(SLEEP)}$ 4.5 V 之前，偏壓繞組的輸出電壓必須超過 $V_{VCC(SLEEP)} + V_{DB}$ 。啟動期間偏壓繞組的電壓與二次側繞組上的電壓相關，反過來，與輸出電容器（正在從 0 V 充電至 V_{OUT} ）上的電壓相關。因此，偏壓繞組上的圈數越多，從高輸出電容或定電流負載開始就越容易，但會造成更高的無負載功率。反之，較低的圈數會導致輸出電容或定電流負載啟動功能降低，但會減少無負載功率。好的起點會產生 8 V 到 9 V 之間的無負載 V_{CC} 電壓，7 V 為最低值。 V_{CC} 的無負載等級由二次側圈數比和偏壓圈數確定，然而，套用了負載的 V_{CC} 等級會透過漏電感中排出的能量增加，對計算來說不切實際。檢查完成的設計中的 V_{CC} 等級，確認在最大 AC 輸入電壓和最大負載條件下或在啟動時， V_{CC} 不會超過 16.5 V。

$$N_{BIAS} = \frac{V_{CC(No-Load)} + V_{DBIAS}}{V_{OUT} + V_{DOUT}} \times N_S$$

偏壓供電二極體應是矽接面裝置，蕭特基具有大量反向漏電，可能會阻止啟動。試算表中輸入了 0.7 V 做為偏壓供電二極體的預設順向壓降，適合矽接面二極體。必要時，可在 [B106] 中輸入替代值。

試算表預設為計算所需的偏壓繞組圈數，以提供至少 7 V 和整數的圈數。計算的圈數在 [E105] 中提供，無負載時的結果 V_{CC} 等級在 [E109] 中提供。如先前所討論，建議在 8 V 到 9 V 之間，因此在 [B107] 中輸入「8」。試算表將重新計算圈數，以獲得至少 8 V 的等級。修訂的偏壓繞組圈數在 [E105] 中提供，無負載時的實際 V_{CC} 等級在 [E109] 中提供。

對於具有嚴苛啟動條件、定電流 (CC) 負載和/或高輸出電容的應用，可在 [B107] 中輸入較高的目標 V_{CC} 值，例如 9 V。但是，請注意，[E108] 中提

供的偏壓繞組功率會隨著偏壓電壓增加。確認 [E174] 中的無負載功率估算在規格範圍內。檢查完成的設計中的 V_{CC} 等級，確認在最大 AC 輸入電壓和最大負載條件下或在啟動時， V_{CC} 不會超過 16.5 V。

偏壓供電二極體選擇

大多數情況下，1N4148 已足夠。如果需要更多的洩漏能量，例如，在協助啟動時，可能會使用更高的電流超快速矽質二極體。偏壓二極體間的最大反向電壓在 [E129] 中計算，請在選取合適的零件之前將餘裕新增到此值。建議的零件在表 7 中提供。

$$V_{DBIAS(MAX)} = \sqrt{2} \times V_{ACMAX} \frac{N_A}{N_P} + V_{CC(MAX)}$$

其中，最差情況下 $V_{CC(MAX)} = 16.5 V$ 。

類型	T_{RR} (ns)	V_{RRM} (V)	V_{FD} (V) @	I_F (A)
1N4148	4	75	1.0	0.15
1N4933	50	50	1.0	1.0
SF11G	35	50	1.0	2.0
UF4001	50	50	1.0	2.0
BYV27-50	25	50	1.0	2.0
UG1A	25	50	1.0	3.0
ES1A	35	50	1.0	3.0
STTH1R02	15	200	1.0	3.0

表 7. 建議的偏壓供電二極體

步驟 8 – 二次側繞組設計參數

一般針對二次側僅會使用一個繞組層，但對於高輸出電壓設計或非常狹窄的繞組窗口線軸，則可能需要更多的層。但是，要注意，更多的層意味著更多的漏電感，可能會降低效率。

試算表預設為 1 層並計算所需的線徑，進而會將線軸寬度填入計算的二次側圈數。

預設二次側線絕緣厚度為 0.1 mm，如同在可用的三層絕緣線上所發現。此值會加倍，以在 [E119] 中提供線軸上絕緣所需的空間。可在 [B119] 中輸入自訂值（絕緣厚度的兩倍）。[E120] 提供裸線直徑，此值可用於選取最接近的可用直徑，例如，範例中的值 0.56 mm 可以向下捨去至 0.55 mm（標準直徑）。[E121] 提供最接近的向下捨去 AWG 標準線徑規格。如果使用 AWG 尺寸的線，請確認向下捨去的 AWG 尺寸不會過多減少最佳尺寸，且不會填滿線軸寬度。如果減少程度過大，向 [B50] 中的值新增一

變壓器二次側設計參數				
LS			1.0	二次側層數
FilarS			2	並聯二次側線數
ODS			0.76 mm	最大二次側線徑，包括用於填滿層的絕緣層
INSS			0.20 mm	估計絕緣層總厚度 (= 2 * 薄膜厚度)
DIAS			0.56 mm	裸線直徑
AWGS			24 AWG	二次側線徑規格 (取整進位到下一個較小的標準 AWG 值)
二次側電流密度 (J)			7.56 Amps/mm ²	繞組電流密度 (3.8 < J < 10)

圖 14. 變壓器二次側設計參數

如果增加線徑需要使用更多的層，請將值輸入 [B116] 中。

對於具有寬線軸寬度的低電壓設計，填滿線軸寬度的所需線厚度可能會導致線厚度過大，無法輕鬆地繞到線軸上。若要解決此問題，二次側可以並聯或並排的方式相互纏繞大量的繞線股數（多股）。試算表會計算保留線徑實用所需的建議繞線股數（在 [E117] 中顯示）。直徑外大約 1 mm 是試算表目標限制，但透過在 [B117] 中輸入所需的繞線股數，可根據需要減少或增加線徑。

從有效線軸寬度、圈數、層數和繞線股數，計算二次側線的最大外徑。可在 [B118] 中輸入自訂值，但不會重新計算層數或繞線股數。這會在 [E120] 中重新計算裸線直徑，對調查二次側繞組電流密度的效應很有用。

圈，並檢查建議的 AWG 尺寸是否接近於最佳直徑。然後重新檢查一次側繞組結果。對 [B49] 中的反射電壓 VOR 進行微調，可用於最佳化一次側繞組，以填滿線軸繞組寬度。

二次側繞組電流密度在 [E122] 中提供，低於 10 的值應為限制滿載時變壓器溫升的目標。如果值低於 3.8，則可能是變壓器較小，但這還由一次側繞組參數所決定。

步驟 9 – 電壓應力參數

電壓應力參數			
SWITCH_DERATING		0.10 %/100	切換開關的所需減額因數
VCOLLECTOR		605 V	預估最大集極電壓 (包括漏電感效應)
PIVS		27 V	輸出整流器最大反向峰值電壓
PIVB		49 V	偏壓整流器最大反向峰值電壓

圖 15. 電壓應力參數

預設 BJT 切換降額因數在 [E126] 中提供為 10%，必要時，在 [B126] 中輸入自訂值。[E127] 會根據最大大電容器電壓、VOR 以及漏電感突波估算，提供切換 BJT 的最大集極電壓估算。如果此值超過允許的最大 BJT 集極電壓，則 [C127] 中會給出一個警告。如果給出了警告，請確認 BJT 降額因數是否正確，如果是，請選取具有較高 V_{CBO} 的 BJT。

二次側二極體中的最大反向電壓在 [E128] 中計算，請在選取合適的零件之前將餘裕新增到此值。對於低輸出電壓設計 (例如 5 V)，輸出二極體的順向壓降會大幅影響效率，因此通常會選擇較高的電流零件，以協助獲取目標效率，即額定輸出電流的 10 倍以上。

序號	類型	VR 範圍 (V)	I_F (A)	封裝	製造商
1N5817 至 1N5819	蕭特基	20-40	1	引腳	Vishay
SB120 至 SB1100	蕭特基	20-100	1	引腳	Vishay
11DQ50 至 11DQ60	蕭特基	50-60	1	引腳	Vishay
1N5820 至 1N5822	蕭特基	20-40	3	引腳	Vishay
MBR320 至 MBR360	蕭特基	20-60	3	引腳	Vishay
SB320 至 SB360	蕭特基	20-60	3	引腳	Vishay
SB520 至 SB560	蕭特基	20-60	5	引腳	Vishay
MBR1045	蕭特基	35/45	10	引腳	Vishay
UF4002 至 UF4006	超快	100-600	1	引腳	Vishay
UF5401 至 UF5408	超快	100-800	3	引腳	Vishay
MUR820 至 MUR860	超快	200-600	8	引腳	Vishay
BYW29-50 至 BYW29-300	超快	50-200	8	引腳/SMD	Vishay
ESA1A 至 ES1D	超快	50-200	1	SMD	Vishay
ES2A 至 ES2D	超快	50-200	2	SMD	Vishay
SL12 至 SL23	蕭特基 (低 V_F)	20-30	1	SMD	Vishay
SL22 至 SL23	蕭特基 (低 V_F)	20-30	2	SMD	Vishay
SL42 至 SL44	蕭特基 (低 V_F)	20-30	4	SMD	Vishay
SBR1045SD1	蕭特基 (低 V_F)	45	10	引腳	二極體
SL42 至 SL4	蕭特基 (低 V_F)	20-30	4	SMD	Vishay
SBR1045SP5	蕭特基 (低 V_F)	45	10	SMD	二極體

表 8. 可與 LinkSwitch-4 設計搭配使用的建議二次側二極體清單

步驟 10 – 其他參數

偏壓電容器 - CVCC

偏壓電容器				
CBIAS			5.38 μF	偏壓電容器大於 2 μF ！無法預測動態響應為改進和重複利用動態響應，請保持電容器值小於 2 μF
DELTA_V_BIAS			100 mV	無負載時 VCC 電容器上的電壓漣波（應介於 0.05 V 與 1.6 V 之間）

圖 16. 偏壓電容器選擇

偏壓電容器有三個用途：

1. 啟動程序期間的能量儲存。偏壓電容器會向控制器供電，直到偏壓繞組產生足夠的電壓（受輸出電容器上電壓的限制）可向控制器供電為止。
2. 在切換週期之間做為能量保留，以向控制器供電，尤其是在切換頻率較低時的無負載情況下。
3. 形成無負載時切換頻率振盪器的定時機制零件。

為了輕鬆地進入大輸出電容，可輸入較大的偏壓電容器值。但是，必須是陶瓷型電容器，電解電容器會漏電並可能阻止啟動，尤其在達到其使用期限時。此外，偏壓電容器不得過大，以使 VCC 接腳上的漣波電壓在零負載切換頻率時小於 50 mV。如果漣波在零負載時小於 50 mV，控制器將停止切換和供電週期。必須在變壓器放電時偵測 VCC 中的步階，以在零負載時移至切換週期的下一個狀態。

如果設計擁有零負載到部分負載或滿載暫態需求（如 USB 充電器設計中所發現，其中輸出電壓不得降到提供的限制以下），偏壓電容器值不得超過 2 μF 。較大的偏壓電容器值會導致電容器間非常淺的放電曲線。此曲線的電壓移位版用於與內部切換頻率振盪器電容器充電電壓相交，以開始下一個切換週期。如果交集角度過淺，則散熱雜訊會降低觸發點的可預期性，零負載頻率會不規律地變化。平均頻率將能使零負載以下的輸出電壓保持在規格範圍內，但如果暫態與低頻率週期衝突，產生的最小頻率將允許暫態負載將輸出電壓拉到允許的最小值以下。

偏壓電容器漣波不得超過 1.6 V。如果在切換週期中 V_{CC} 下降量超過 1.6 V，則會發出額外的最小一次側電流脈衝。這將重新為偏壓電容器充電，以防

止 V_{CC} 不小心下降到睡眠等級，從而導致功率重設週期。如果該情況發生頻率過高，則輸出電壓將升高，且可能會超過規格。

試算表會計算偏壓電容器尺寸，以提供 100 mV 的漣波 [E139]。可在 [B138] 中輸入替代值，新的漣波等級 (Delta_Vbias) 將在 [E139] 中提供。

零負載集極峰值電流

VCS_MIN 是控制器在 R_{CS} 電阻器中可設定的最小峰值電壓。這會設定最小一次側電流，然後設定每個切換週期的最小能量。在 LNK4x3x、LNK4x14D 和 LNK4x15D 裝置上，可設定四個分離式等級：58 mV、73 mV、94 mV 和 127 mV。這些值可由電阻器 R_{CS2} 設定，可分別為 100 Ω 、270 Ω 、470 Ω 或 1 k Ω 。不可使用任何其他值，沒有 VCS_MIN 的中間值。LNK40x2S 裝置僅有一個 VCS_MIN 等級，88 mV。

VCS_MIN 用於控制電路的零負載行為，尤其是零負載切換頻率。VCS_MIN 等級越高，零負載切換頻率越低，且零負載功率也越低。但是，存在零負載暫態需求時，零負載切換頻率越低，輸出電容器必須越大。較大的輸出電容器需要較大的偏壓電容器，在此情況下不得大於 2 μF 。

1 kHz 到 2 kHz 之間的零負載切換頻率應是 [E154] 中計算的目標。使用 [B145] 中的下拉式選擇表選取所需的 VCS_MIN。 R_{CS2} 的所需值在 [E136] 中提供。頻率越高，啟動和滿足零負載暫態需求越容易，但零負載功率將越大。

假負載電阻器 R_{OUT}

$R_{PRELOAD}$ (R_{OUT}) 的值可用於透過在 [B152] 中輸入值來調整零負載切換頻率 [E154]。旨在擁有不低於無負載時偏壓繞組功率 [E108] 的假負載功率消耗 [E153]。這有助於在生產期間保持一致的零負載行為。

零負載集極峰值電流				
VCS_MIN		73	73 mV	無負載時驅動峰值電流。影響無負載頻率與消耗以及 0-100% 負載步階
RCS2			270 Ω	用於設定 VCS_MIN 的電阻

圖 17. 無負載峰值集極電流選擇

假負載和無負載				
R_PRELOAD			5620 Ω	預載電阻器 (1%)。影響 FSW_NOLOAD、零負載功耗以及 0-100% 負載步階驟降
P_PRELOAD			4.4 mW	無負載時的預載電阻器功耗
FSW_NOLOAD			1116 Hz	無負載時的估計切換頻率。根據 VCS_MIN 和 R_PRELOAD 調整

圖 18. 假負載電阻器選擇

輸出電容器 C_{OUT}

試算表將計算電路將啟動至其中之輸出電容器的最大尺寸。此尺寸主要由偏壓電容器的尺寸 [E138] (必須在啟動期間向控制器供電)，以及二次側和偏壓繞組圈數之比所決定。可選取透過 [B141] 中的下拉式選擇功能表針對啟動時定電流負載或電阻負載計算此值。啟動時的定電流負載等級可在 [B142] 中設定，預設等級為 IO [E9] 的 75%。電阻負載會變為與汲取 IO [E9] 所需的負載相同，且包含所選纜線補償隱含的任何纜線電阻 [E19]。

計算不會考慮一次側到二次側漏電感的效應。偏壓繞組在搜集一些此能量時非常有效，並允許輸出電容大於 [E144] 中提供的電容。如果終端設計在預先生產運作期間經過徹底測試，則在 [B145] 中輸入高於 [E144] 中提供之值 25 % 的值是合理的。

輸出電容器必須額定為擁有足夠的電流漣波容量，例如大於或等於 [E81]。請勿僅僅增加電容器值以符合漣波需求，否則可能會啟動困難，電容不得超過 [E145]。選取具有較高電壓額定值的電容器還會獲得較高的漣波電流額定值。將電容器電壓選取為大於或等於 $1.2 \times VO_{PCB}$ 。

負載步階和下衝

在此部分中，將估算零負載動態響應。重要的是，在 [E154] 中提供大於 [E150] 中提供之最小下衝切換頻率的零負載切換頻率。調整 VCS_MIN [B135]、COUT_FINAL [E144 到 B145] 和 R_{OUT} [B152] 可實現該目的。可在 [B148] 中輸入負載步階電流參數，在 [B149] 中設定最小下衝電壓。

零負載切換頻率需求來自於一次側感測返馳式轉換器的操作。控制器只能在變壓器放電期間結束時取樣輸出電壓。如果負載暫態僅在放電期間後發生，則輸出電容器會放電，直至下一個切換週期測量輸出電壓降為止。因此，如果輸出不會下降太多，則必須頻繁取樣輸出。

啟動

將允許的啟動時間輸入 [B156]，1 秒是預設值。試算表將從偏壓電容器 C_{VCC} 充電所需的電流計算啟動電阻器的尺寸 (從零到「執行電壓」V_{CC(RUN)})，將其除以 BJT 低電流增益，然後加上接腳漏電流。

將 [E157] 中的值向下捨去至最接近的標準值，然後將該值輸入 [B157] 中。啟動時間估算在 [E158] 中提供。

輸出電容器		電阻負載	電阻負載	
LOAD_TYPE				選取負載類型以進行啟動測試。這將有助於預估最大輸出電容，此電容允許在任何正常工作條件下進行正常啟動
ICC_STARTUP			1.50 A	不用於電阻啟動計算
R_LOAD			2.65 Ω	置於 PCB 末端用於模擬負載和纜線的等效電阻負載
COUT_ADVISED			2281 uF	用於保證正常啟動和穩定性的最大數目
COUT_FINAL			2281 uF	電源供應器二次側的總輸出電容

圖 19. 輸出電容器選擇

負載步階和下衝				
RCABLE_EST			0.150 Ω	估計充電器纜線電阻
I_LOADSTEP			2.00 A	所需的最大電流負載步階 (從無負載起)
V_UNDERSHOOT			3.70 V	在最大負載步階期間可接受的下衝
FSW_UNDERSHOOT			877 Hz	無負載時為滿足下衝需求的最低頻率

圖 20. 負載步階與下衝參數

啟動				
STARTUP_TIME			1.00 秒	所需啟動延遲時間
R_STARTUP			14.70 MΩ	啟動電阻器 (預設計算假設所需啟動時使用標準電阻器)
STARTUP_TIME_FINAL			1.00 秒	假設電阻器值 Rstartup 情況下的最終啟動時間

圖 21. 啟動電阻器值

回授電阻器

R_{FB1} 設定啟動時的最小 HT 電壓，將允許控制器繼續執行。 $\text{root}(2) \times V_{AC_MIN}$ 的 73% 是預設值，一般會滿足於大多數設計，但針對特殊情況，可在 [B160] 中輸入替代值。還會設定為此值 43% 的電壓關閉等級。

R_{FB2} 搭配 R_{FB1} 可設定輸出電壓，並在 [E162] 中計算。兩個串聯電容器可用於構成 R_{FB1} ，一個高值和一個低值。可以在值中調整低值，以獲得精確

的輸出電壓。事實上，試算表將趨向於提供稍高的輸出電壓，因為使用的是輸出二極體壓降的高電流值，但晶片會在二次側放電電流接近零時測量輸出電壓。

步驟 11 – 無負載功率估算程式

此處，會計算所有無負載損耗並進行彙總，以提供無負載功率估算。以 27 mW 為目標應會產生具有足夠餘裕的 30 mW 設計。

回授電阻器			
V_UV+		92.9 V	電源供應器啟動時的 DC 電壓
RFB1		7500 Ω	頂部回授電阻器的初始估計值 (標準值，使用 1% 公差)
RFB2		2370 Ω	底部回授電阻器的初始估計值 (標準值，使用 1% 公差)

圖 22. 回授電阻器值

無負載功率評估器			
EFF_NOLOAD		0.60 %/100	無負載時的假定效率 (若未提供更好的資料，則使用 0.6)
VAC_INPUT		230 V	用於無負載功率估算的 AC 輸入電壓
PB_NOLOAD		4.1 mW	無負載時的預估偏壓繞組功耗
P_PRELOAD		4.4 mW	無負載時的預載電阻器功耗
P_STARTUPRES		7.2 mW	啟動電阻器所消耗的能量
PSW		6.6 mW	切換開關和雜位的功率損失
P_NOLOAD_TOTAL		28 mW	估計的無負載功耗。受 V_{cs_min} 影響

圖 23. 無負載功率估算

步驟 12 – 結果檢查

由於已輸入所有變數，因此可以評定結果。

1. 確認輸入的值和選項正確無誤。
2. 檢查鐵芯間隙是可製造的 [E93]，通常大於 0.1 mm。如果不是，請增加二次側圈數 [B50] (將增加相同電感的間隙)，或減少磁通密度 [B86] (會降低電感)，然後重新最佳化變壓器。
3. 檢查一次側電流密度 [E103]。如果低，嘗試減少層數 [B98]。這會減少漏電感並改進效率。
4. 如果一次側電流密度過高，請增加層數。
5. 確認無負載 [E107] 時的偏壓電壓介於 8 V 和 9 V 之間。較低的電壓會改進無負載功率，較高的電壓有助於啟動至困難負載。
6. 確認二次側線徑對於在使用的線軸上繞線來說可行，即不是太大。如果是，請增加繞線股數 [B117]，如果這會導致二次側電流密度過高 [E122]，請增加層數 [B116]。或者，僅將單股線徑尺寸減少至可接受的直徑。這不會完整填滿線軸繞組窗口寬度，且漏電感會增加，但可接受。將二次側繞組均勻展開在線軸寬度上會減少漏電感增加量。
7. 確認峰值集極電壓 [E127] 低於降額的最大等級。
8. 確認套用至輸出二極體 [E128] 的 PIV 低於所選輸出二極體的降額電壓額定值。
9. 確認套用至偏壓二極體 [E129] 的 PIV 低於所選偏壓二極體的降額電壓額定值。
10. 根據二次側有效值電流 [E81] 檢查所選輸出電容器的高頻率漣波電流額定值。
11. 確認無負載 [E139] 時的偏壓電壓差異介於 50 mV 和 1.6 V 之間。往往是幾百 mV。
12. 如果設計存在無負載暫態測試，確認 [E150] 小於 [E154]。由於 [E154] 是估算值，必須在原型電路上測試和驗證此關係。

設計的元件值可在以下位置找到：

$C_{IN1} + C_{IN2}$, CIN	[E13]
選取的裝置	[E20]
Q1 BJT	[E24]
T1 鐵芯	[E35]
T1 線軸	[C37]
T1 一次側圈數	[E51]
T1 一次側層數	[E98]
T1 一次側線徑	[E101, E102]
T1 二次側圈數	[E50]
T1 二次側層數	[E116]
T1 二次側繞線股數	[E117]
T1 二次側線徑	[E120, E121]
T1 偏壓圈數	[E106]
T1 鐵芯間隙	[E93]
C_{VCC} , 偏壓電容器值	[E138]
總輸出電容 C_{OUT}	[E145]
輸出電容漣波	[E81]
R_{OUT} 假負載	[E152]
R_{HT} 啟動電阻器	[E157]
R_{FB1} 上方回授電阻器	[E161]
R_{FB2} 下方回授電阻器	[E162]
R_{CS} 電流感測電阻器	[E74]
R_{CS2} V_{CSMIN} 設定電阻器	[E136]
偏壓二極體 V_{RRM}	[E129] 通常 1N4148
D_{OUT} V_{RRM}	[E128]
D_{OUT} 峰值電流	[E79]
D_{OUT} 有效值電流	[E780]

如需詳細參考資料，請查看試算表。

步驟 13 - 進一步元件選擇輸入階段

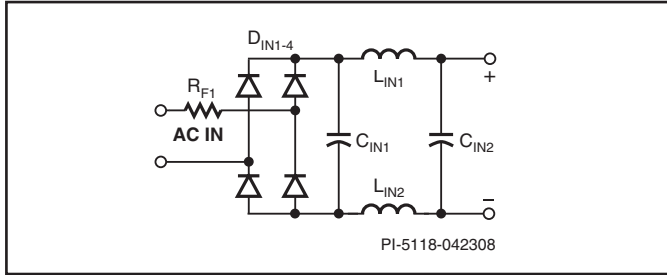


圖 24. 輸入階段

建議的輸入階段如圖 24 所示。其包含一個可熔元件 (R_{F1})、輸入整流 (D_{IN1-4}) 以及線濾波器網路 (C_{IN1} 、 C_{IN2} 、 L_{IN1} 和 L_{IN2})。

可熔元件可以是可熔電阻器或是保險絲。如果選取可熔電阻器來限制突波電流的切換，請採用防火類型的可熔電阻器。

根據線電壓高壓輸入突波要求，可能需要使用繞線類型。避免使用金屬薄膜或碳膜類型，因為這類電阻器可能會因 VAC 反復施加至電源供應器時的突波電流而失效。值為 10Ω 、 2 W 是典型值。

C_{IN1} 和 C_{IN2} 是大致相等的值，以提供輸入 PI 濾波器。建議至少將 C_{IN2} 設為低 ESR 類型。

L_{IN1} 應介於 $220 \mu\text{H}$ 到 2.2 mH 之間，並擁有近似的電流額定值：

$$I_{L_{IN1}} = (40 \times 10^3 \times C_{IN2}) + \frac{P_{OUT}}{V_{HT(MIN)}}$$

雖然電感器擁有指定溫升的電流額定值，但該電流通常是電感已下降至其低電流值 90% 時的等級。因此，鑒於電感器飽和且會減少電感是不需要的，請減少其篩選功能，這是合理的指導，雖然電感器將使用遠低於其額定值的平均電流運作。

最好的 EMI 結果並非總是透過放入最高的可用電感器值獲得的。電感器將擁有自諧振頻率 (SRF)，此值往往會隨電感器值而減少。高值電感器很可能擁有與其中一個切換產生頻率相衝突的 SRF，且將對其擁有最小衰減效應。減少電感器值可將 SRF 移出感應頻帶，並提供更好的 EMI 結果。或者，可以與電感器並聯的方式放置電阻器，以箝制 SRF，大約 $4.7 \text{ k}\Omega$ 已足夠。

L_{IN2} 是可選的，有助於提供較高頻率的 EMI 輻射 (大於 20 MHz)。通常為 150Ω 到 1000Ω 阻抗順序 (100 MHz 條件下) 的低值 SMT 鐵氧體磁珠電感器。

一次側箝位元件

- D_{C1} : 1N4007/FR107、1 A、1000 V
- R_{C1} : 100Ω 到 300Ω
- C_{C1} : 220 pF 到 1000 pF 500 V
- R_{C2} : $330 \text{ k}\Omega$ 到 $680 \text{ k}\Omega$

圖 25 所示的箝位排列適用於 LinkSwitch-4 設計。將 C_{C1} 的值最小化，將 R_{C2} 最大化，同時將峰值集極電壓維持在小於 $(V_{CBO} \times \text{降額因素})$ 。較大的

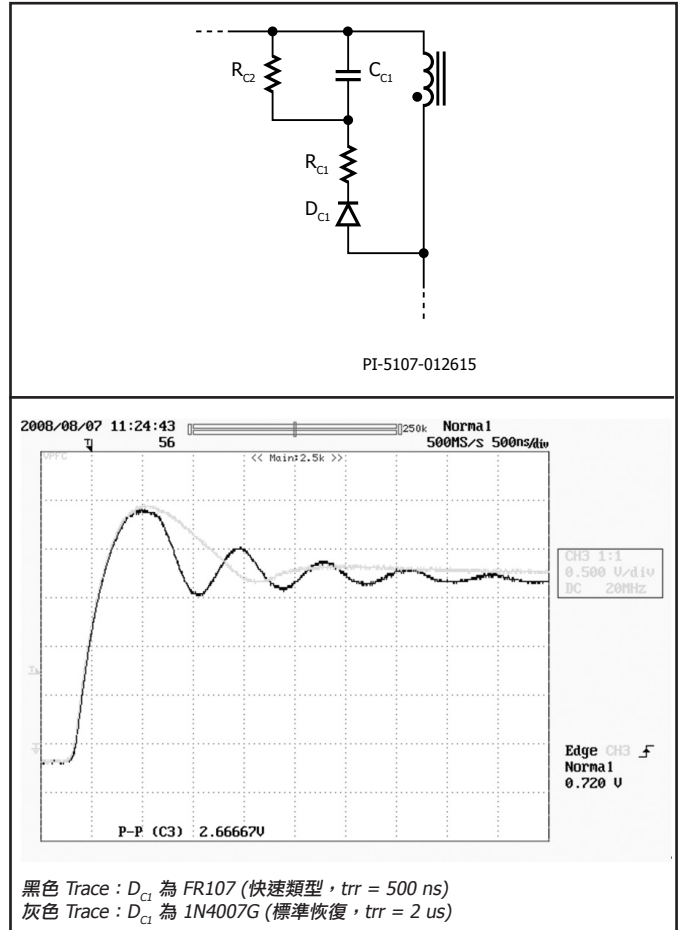


圖 25. 一次側箝位元件和回授接腳電壓二極體恢復時間的效應

C_{C1} 值可能會因箝位電壓穩定時間較長而導致輸出漣波電壓較高，從而影響回授繞組上的取樣電壓，尤其在低負載時。 $470 \text{ k}\Omega$ (對於 C_{C1} 為 470 pF 的 R_{C2}) 和 100Ω (對於 R_{C1}) 值是 RCD 設計的建議起點。確認在全部線電壓和負載 (包含啟動) 條件下峰值集極電壓小於 $(V_{CBO} \times \text{降額因素})$ 。

箝位二極體選擇由提供給各種效能因數和成本的重量所決定。客戶通常青睞 LinkSwitch-4 裝置所涵蓋之功率等級和應用類型皆以最低成本運作。這表示使用低成本 1N4007 慢速恢復型二極體。依據圖 25 的說明，慢速恢復二極體具有較低頻率振盪以及更快的穩定時間，這對於降低 EMI 而言很有幫助。

選擇突波吸收器元件會影響無負載功率、無負載頻率、無負載輸出電壓穩定性、集極峰值電壓、效率和 EMI。

降低 C_{C1} 會降低箝位的能源損失、降低無負載切換頻率，進而降低無負載功率。代價是集極峰值電壓會增加，並且 EMI 輻射可能也會增加，不過只要仍在所設定的限制範圍內，即可使用此方法來控制無負載功率。

輔助基極驅動

SO-8 封裝裝置將使用電阻器 R_{SBD} ，以便為高功率應用 (7.5 W – 18 W) 提供額外的基極驅動，而不會增加封裝消耗。

若為標準設計，電阻器的值應介於 220 Ω 到 390 Ω 之間；若為使用「輕鬆啟動」功能的應用，則應介於 100 Ω 到 150 Ω 之間。請參閱「步驟 15 – 首次啟動與疑難排解」，檢查是否選取了正確的值。

輸出二極體突波吸收器

建議您考慮將輸出二極體突波吸收器用於應用設計。這可能不是必需的，但當 PCB 上存在分配給這些元件的空間時，將有助於 EMC 部署。突波吸收器由電阻器和電容器串聯後與輸出二極體並聯組成。突波吸收器在操作時會消耗能量並降低效率，因此建議僅提供符合 EMC 要求所需的吸收量。開始時最好將 10 Ω 電阻器與 1 nF 陶瓷電容器串聯。作為指引，該電容器電壓額定值應等於或大於輸出二極體電壓額定值。

電流感測電阻器 R_{CS}

可能需要對 R_{CS} [E74] 的值進行一定調整，才能獲得所需的最大輸出電流，即 VI 曲線之定電流區域所在位置。這是由於偏壓繞組、一次側箝位和鐵芯損失會汲取本應流入二次側之能量導致的。計算中提供標稱修正因數，但所需的修正量會隨功率等級和變壓器設計而變化。一旦該值經過調整後能夠提供所需電流等級，在整個特定設計生產期間將不會進行大幅度變更。由於元件公差的影响，集中化設計時可能需要進行一些處理，以便於生產期間始終符合規格。

 $V_{CS(MIN)}$ 設定電阻器 R_{CS2}

LNK4xx2S 零件不需要對此電阻器設定 $V_{CS(MIN)}$ ，但應包括 1 k Ω 電阻器以增強 ESD 耐受性。

電壓回授電阻器 R_{FB1}

如果 R_{FB1} 設定為 SMT，則大小至少應為 0805，且最好將兩個電阻器串聯。發生 ESD 事件時，可能會有大電壓施加在此電阻器上，因此可能會遭到損壞。

步驟 14 - 變壓器架構

變壓器設計的起點不盡相同，具體取決於操作頻率與變壓器大小等限制。變壓器會與幾乎所有其他設計考量互動，因此無法在隔離狀態下設計變壓器。這些互動需要進行不斷的考量和審查，變壓器設計作業需要反覆進行多次，以適應整個電源供應器設計期間作出的可接受妥協。

為獲得最佳效率，請使用截面積較大且經濟實惠的鐵芯。同時，確保繞組窗口寬度足以容納二次側繞組。目的是二次側單層完全填滿繞組寬度；而在相同功率等級下，12 V 設計所需的寬度大於 5 V 設計所需的寬度。

常見 LinkSwitch-4 變壓器架構

簡易型三繞組變壓器結構經過開發，可適合高達 18 W 之所有 LinkSwitch-4 設計。在 7.5 W 或更高的功率條件下，對於包括箔屏蔽在內的五繞組，可能需要使用更為複雜的三層式二次側型結構，以最大程度地降低一次側到二次側漏電感，進而最佳化轉換器效能。不過，在特定應用中，五繞組結構並不一定優於三繞組設計。考慮到成本與製造的簡便性，建議首先嘗試三繞組變壓器。

透過更改補償繞組的圈數，可最佳化 EMI 傳導性輻射。偏壓繞組設計用於為 LinkSwitch-4 控制器供電時，其圈數保持不變。偏壓繞組圈數與補償繞組圈數並不對等，二者纏繞方向相反，進而提供補償效果。通常， ± 2 圈以內可達到最佳平衡。可對補償繞組使用分數圈數，以達到最佳平衡。

BJT 的切換邊緣速度比功率 MOSFET 慢，因此通常不需要在一次側和鐵芯之間使用屏蔽繞組。它往往會大幅增加集極節點的電容，使效率和無負載功率降低。

選擇的線徑尺寸應使每層皆可完整填滿線軸繞組寬度。為獲得最佳 EMI 輻射效能，在補償繞組中增加或減少一或兩圈時，這可能會稍微受影響。

對一次側進行 Z 型繞線 (每層末端纏繞回開端，然後再纏繞下一層)，可降低層間電容的影響並大幅降低無負載功率。

請不要使用不必要的膠帶層，這會增加漏電感並降低效率。

簡易型三繞組變壓器

三繞組變壓器的纏繞方式是以一次側為先，並以集極節點接腳作為起點，使後續的一次側層與二次側之間形成屏蔽。

第二個繞組是由偏壓繞組和補償繞組組合而成，以三股繞組的方式纏繞。根據安排，偏壓繞組和補償繞組纏繞方向相反。通常這往往會讓三股繞組沒有淨靜電電壓變化，使其可用作箔屏蔽，儘管並不完美。兩股用於偏壓繞組，還有一股用於補償繞組。用於偏壓繞組和補償繞組的股數可以互換，以協助達到更好的補償平衡，或在最大負載時降低過高的 V_{CC} 。

第三個繞組是二次側繞組，以三層絕緣線纏繞。

鐵芯材料的觸點是以鍍錫銅線製成並連接到 +HT。

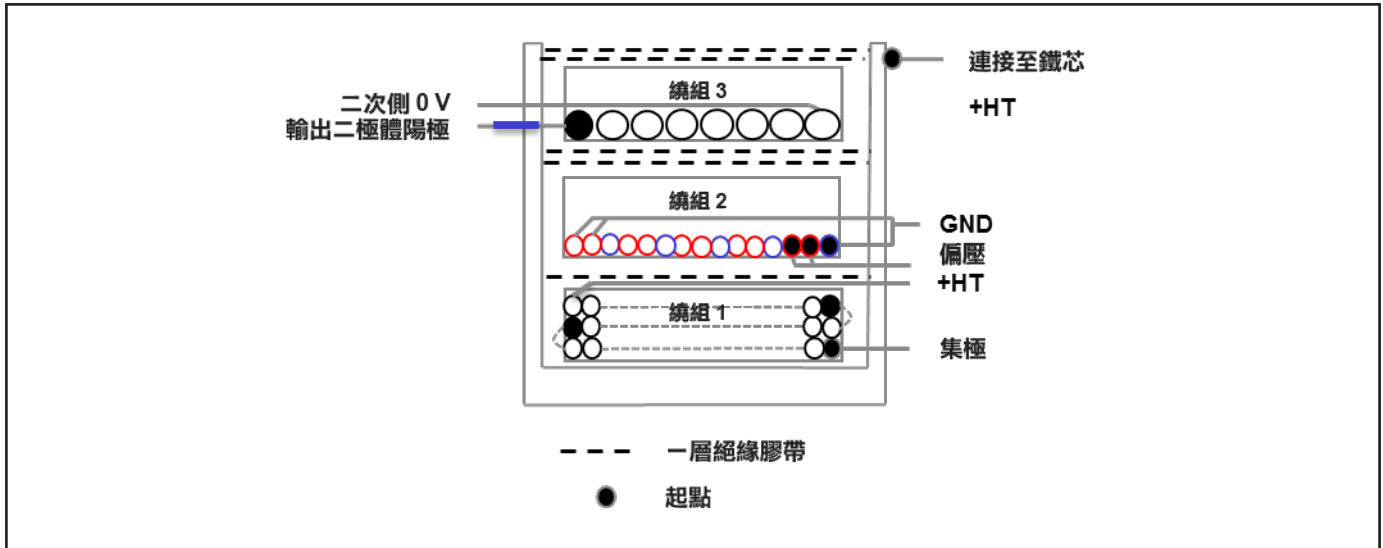


圖 26. 3 繞組變壓器結構

五繞組變壓器

五繞組變壓器的纏繞方式是以一次側為先，並以集極節點接腳作為起點，使後續的一次側層與二次側之間形成屏蔽。

第二個繞組是一圈完整的銅箔，其寬度與線軸繞組窗口同寬。應注意確保銅箔末端用膠帶絕緣，使其不形成短路線圈。此繞組連接到偏壓繞組接地接腳。

第三個繞組是二次側繞組，以三層絕緣線纏繞。

第四個繞組是由偏壓繞組和補償繞組組合而成，以三股繞組的方式纏繞。根據安排，偏壓繞組和補償繞組纏繞方向相反。通常這往往會讓三股繞組沒有淨靜電電壓變化，使其可用作箔屏蔽，儘管並不完美。兩股用於偏壓繞組，還有一股用於補償繞組。容許互換偏壓繞組和補償繞組的股數，以協助達到更好的補償平衡，或在最大負載時降低過高的 V_{CC} 。

第五個繞組是剩餘的一次側圈數。

鐵芯材料的觸點是以鍍錫銅線製成並連接到 + HT。

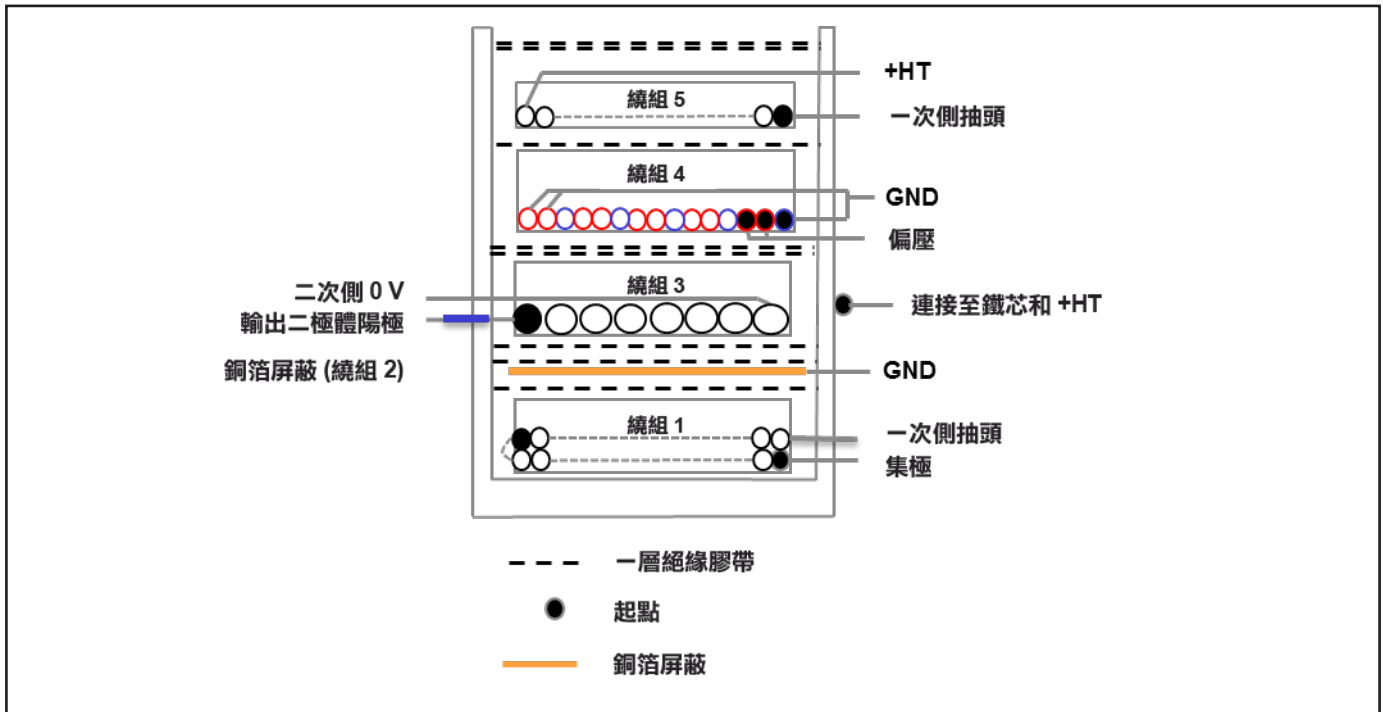


圖 27. 5 繞組變壓器結構

步驟 14 – PCB 佈局準則

良好的佈局做法有助於：

- 實現低 EMI
- 優異的 ESD 耐受性
- 散熱最佳化
- 適合製造的設計

適用於佈線的一些簡單、務實做法與準則如下：

- 使走線寬度適合於承載電流
- 根據之間的電壓差隔開走線
- 盡量縮短走線長度。
- 優先處理關鍵路徑：最高優先權者最先（高電流、高頻率、高電壓）
- 使薄走線遠離電路板邊緣
- 將走線佈線到連接墊的中央

功能考量

承載快速邊緣的迴路（訊號路徑和接地迴線）是輻射性 EMI 的潛在來源。電流波動愈快、愈大，輻射 EMI 功率也愈高。此外，迴路包圍的面積愈大，EMI 等級也愈高。良好的 PCB 設計有助於解決第二個問題，不良的設計則會使問題愈趨嚴重。關鍵是使電流迴路小，並將外側走線/迴線彼此靠近。這麼做可縮小迴路面積並降低輻射發射。

關鍵連接

- 回授電阻器 R_{FB2} 與 LinkSwitch-4 接地接腳之間的走線應盡可能短，以避免效能欠佳。 C_{VCC} 重新充電電流和接地接腳輸出的一次側電流不得在 GND 走線中產生壓降，否則會因 GND 連接 R_{FB2} 而干擾回授接腳上的電壓。
- 驅動回授接腳的阻抗相當高。因此，回授接腳波形很容易因來自一次側 BJT 切換開關的寄生電容耦合而失真。佈局 PCB 時，重要的是盡量減少切換開關與回授節點之間的雜散電容。這可透過將 R_{FB1} 和 R_{FB2} 電阻器放置在回授接腳附近，以縮小回授節點面積來達成。
- BJT 基極和射極到 IC 的 BD 和 ED 接腳之間的走線應盡可能短，以避免 EMI 效能欠佳。
- 變壓器與 BJT 集極之間的走線必須盡可能短，總面積盡可能小。如果採用一次側箝位電路，二極體陽極應連接到集極而非電阻器 R_{C1} ，以將高電壓微分節點面積縮到最小。
- 電流感測電阻器 R_{CS} 會針對電源供應器進行編排，以便為其提供所需的額定電流。接點應盡可能小，而走線應盡可能寬。 R_{CS} 電阻很小，任何走線電阻都會影響電源供應器的運作。 R_{CS} 與 C_{IN2} 和 R_{CS2} 之間應採用專用走線。圖 29 反白顯示節點。
- 將 R_{CS2} 裝配在非常接近 IC 之 CS 接腳的位置。
- 將 IC 接地處的星點連接到所有接地元件，有助於提升 EMC 和電路的效能，請參見圖 28。請注意，偏壓繞組上的 D_{BIAS} 和 C_{VCC2} 會形成其自己的小型封閉迴路，然後其 GND 會連接到星點。

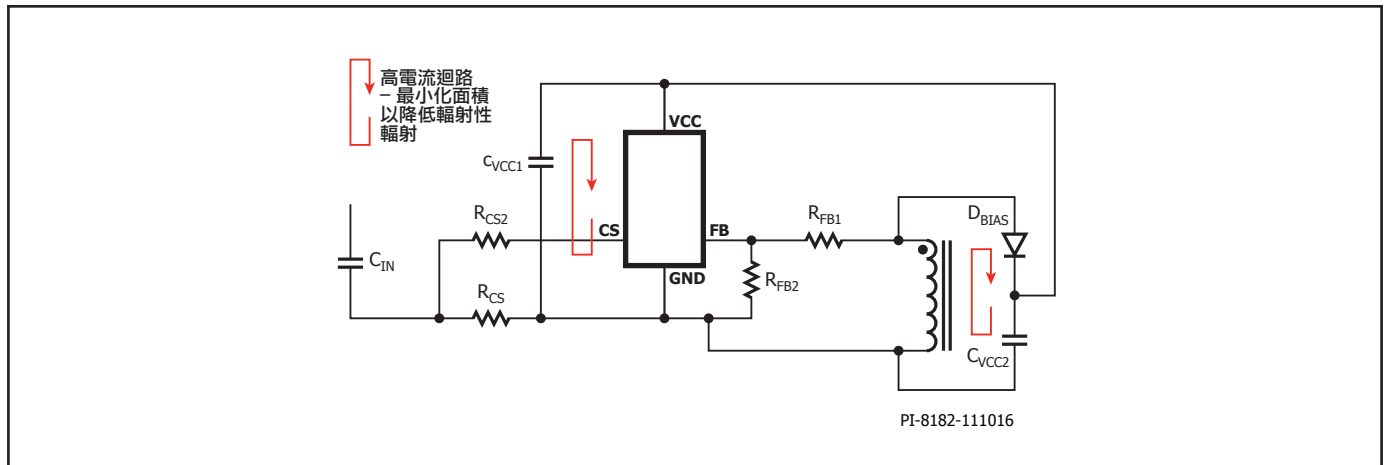


圖 28. 星點接地連接

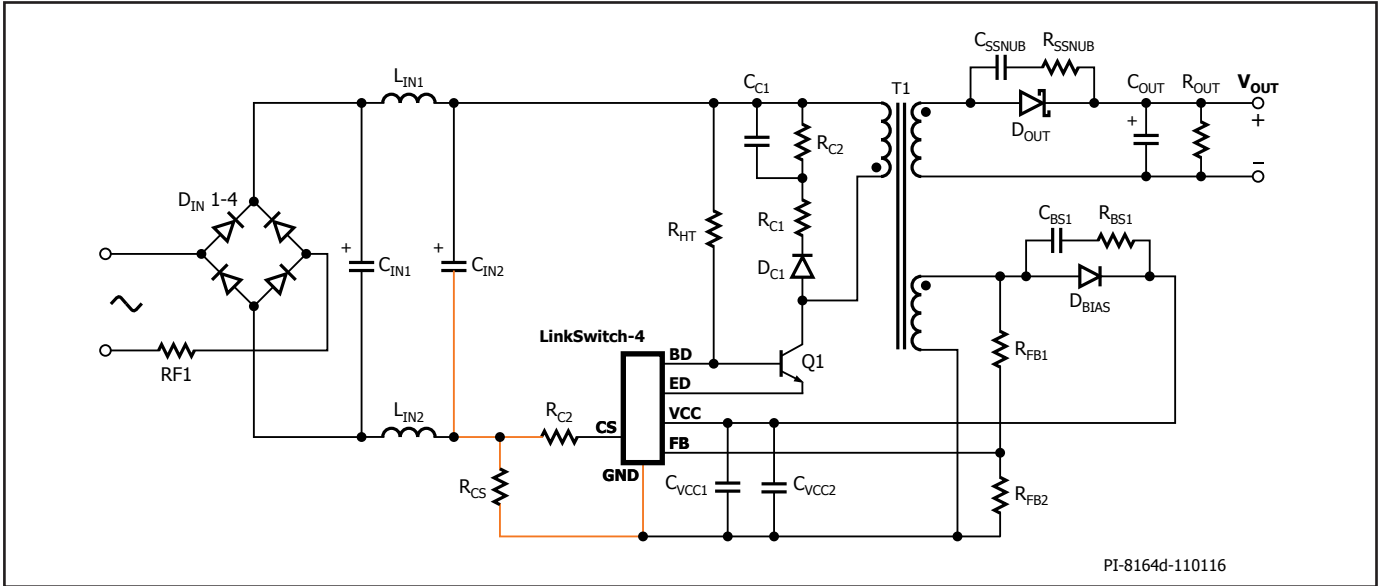


圖 29. 晶片 GND、 R_{CS} 、 R_{CS2} 、 C_{IN2} 連接

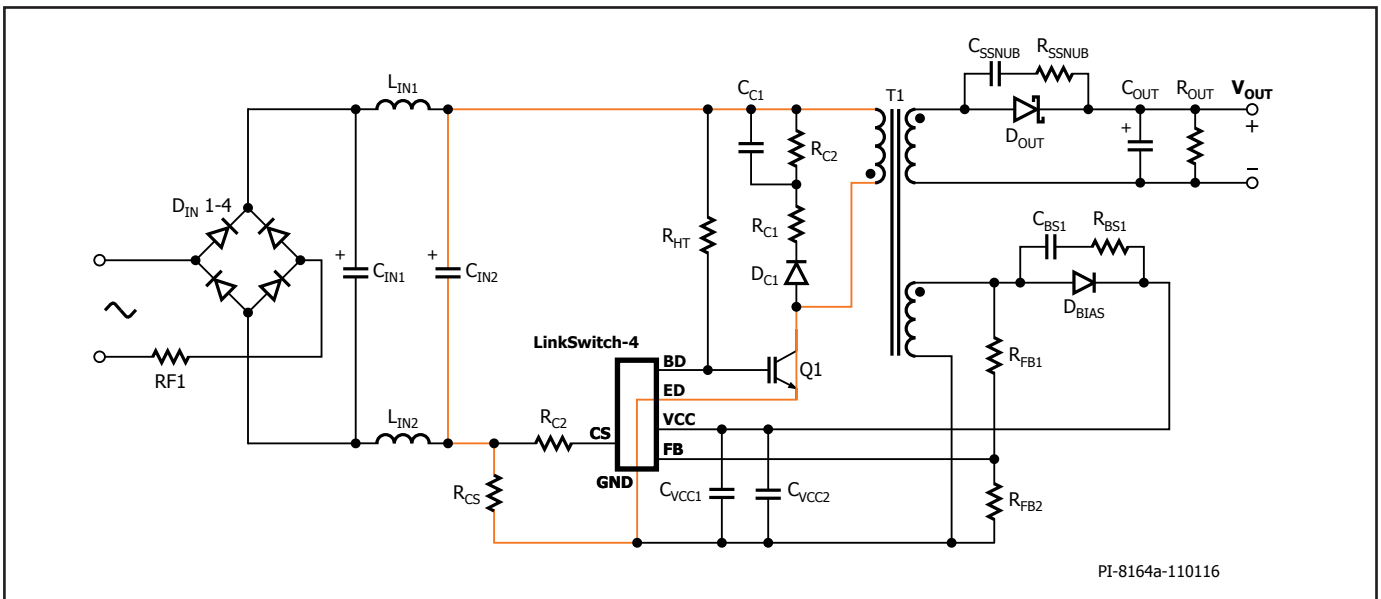


圖 30. 一次側電流迴路

- 一次側電流迴路 (圖 30 中加強標記處) 應盡可能小, 因為它具有適中振幅和快速邊緣, 所以需要低阻抗 (短且寬) 路徑。包圍的面積應盡可能小, 這會有助於降低阻抗和 EMI。
- V_{CC} 電源軌必須嚴格去耦合, 以減少因 BJT 切換動作和為 V_{CC} 電容器重新充電所引起的任何 EMI; 圖 31 中加強標記處。通常需要兩個 V_{CC} 電容器, 每個電容器的值為 [E138] 所指定值的一半。 D_{BIAS} 和 C_{VCC2} 應盡量放置在非常接近變壓器上偏壓繞組接腳的位置, 以形成非常緊密的迴路來供應偏壓電容器重新充電電流, 如此可大幅提高輻射 RF EMC。 C_{VCC1} 必須非常接近 V_{CC} 和 IC 的接地接腳。
- 雖然可以使用一個電容器, 但也需要將 IC 放置在變壓器偏壓繞組接腳旁邊, 而這會難以佈置。
- 來自輸出二極體的電流流經的輸出電路徑會由輸出電解電容器進行平滑處理, 以產生 DC 輸出並降低 EMI。由於高振幅和快速的切換電壓與電流, 因此將變壓器、二極體和電容器構成的迴路盡可能縮小非常重要。使二次側突波吸收器迴路小也會有所助益。二次側與輸出二極體陽極節點的走線面積必須保持較小, 以來自高電壓微分值的電容耦合降到最低。如果使用的是穿孔式輸出二極體且垂直於 PCB 進行裝配, 則將此二極體陽極端放置在 PCB 旁邊, 並將陰極端終端引線迴路往下到輸出電容器 + V_E 走線。遺憾的是, 這不是良好散熱冷卻二極體的最佳做法。陰極端走線可以大一點, 因為它僅有小的 AC 漣波電壓。它可用作散熱片, 但二極體熱能現在會在到達走線之前沿著陰極引線流動。可能需要進行測試, 以確定最佳折衷方案。SMT 二極體沒有這方面的問題。

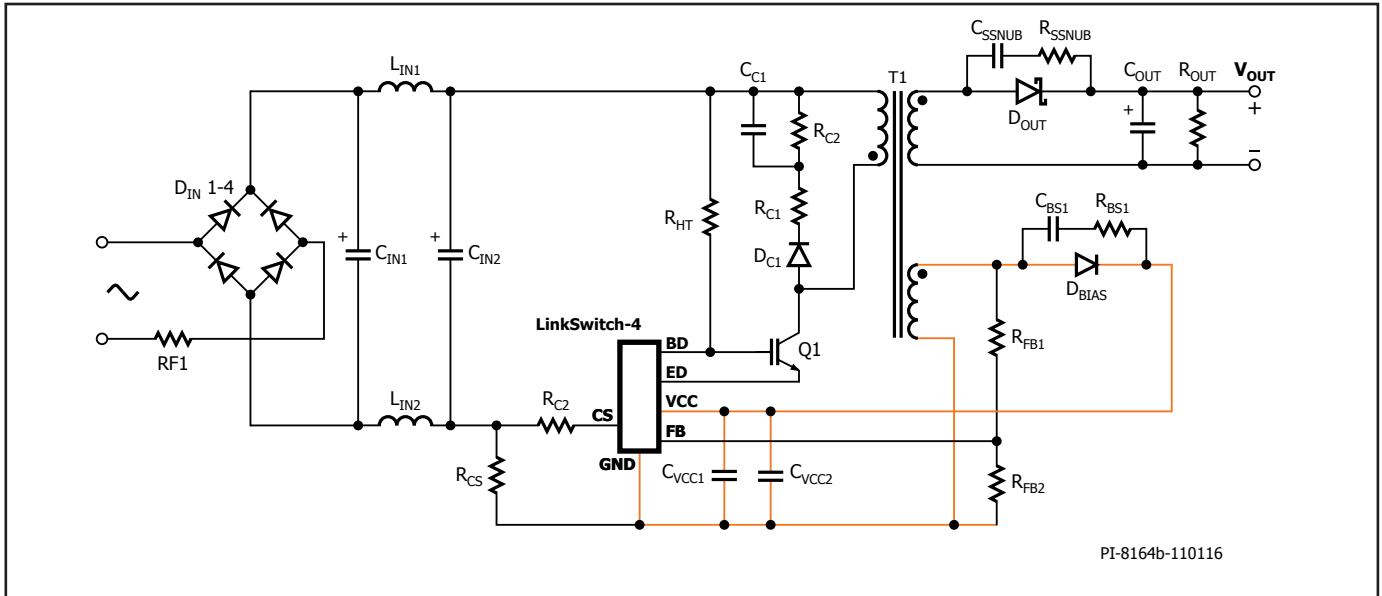
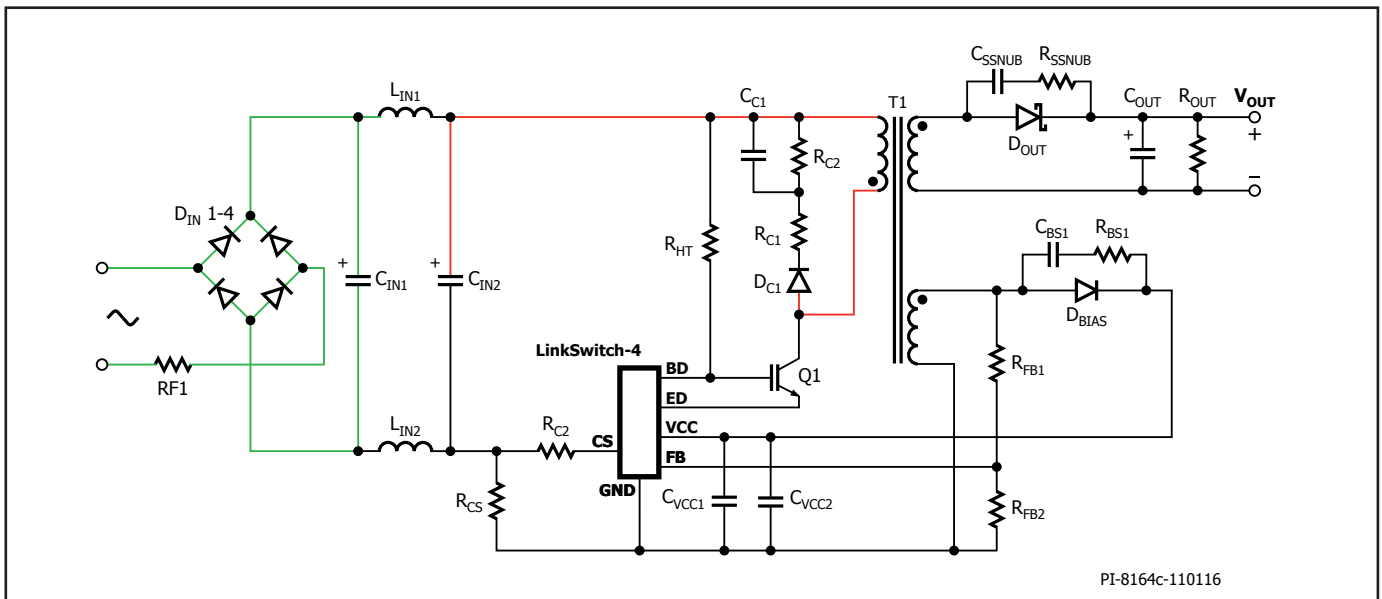
圖 31. V_{CC} 和偏壓電流迴路

圖 32. 易受 BJT 集極節點噪音影響的輸入元件和軌道

- 對於一次側箝位電路，可透過確保較小的迴路面積來降低 EMC。元件應盡可能接近變壓器一次側接腳。
- 雜訊路徑（如圖 32 中紅色所示）應盡可能遠離輸入迴路（以綠色顯示），以減少電容耦合並改善 EMC。尤其是將 BJT 遠離輸入二極體 L_{IN1} 和 R_{IN} 。BJT 集極節點的雜訊最高。
- Y 電容器可有效降低 EMI 傳導性輻射，特別是在 10 MHz 以上的較高頻帶。10 W 以上功率等級能受益於採用 Y 電容器。不過，由於漏電流

存在令人不快的輕微觸電風險，因此牆面轉換器只應採用低值，大約在 470 pF 以下。Y 電容器應從變壓器一次側的 +HT 接腳連接到二次側輸出的 $-V_E$ ，如圖 33 所示。Y 電容器提供高頻電流流經變壓器的路徑，從一次側繞組到二次側繞組進行電容耦合，以迴歸到一次側，而非透過 EMI 測試設備 (LISN) 在迴路中沿輸出引線流下，然後透過 AC 輸入引線在迴路中重新回到一次側。LISN 不會測量流經 Y 電容器的電流，因此將得到較低的測量結果。

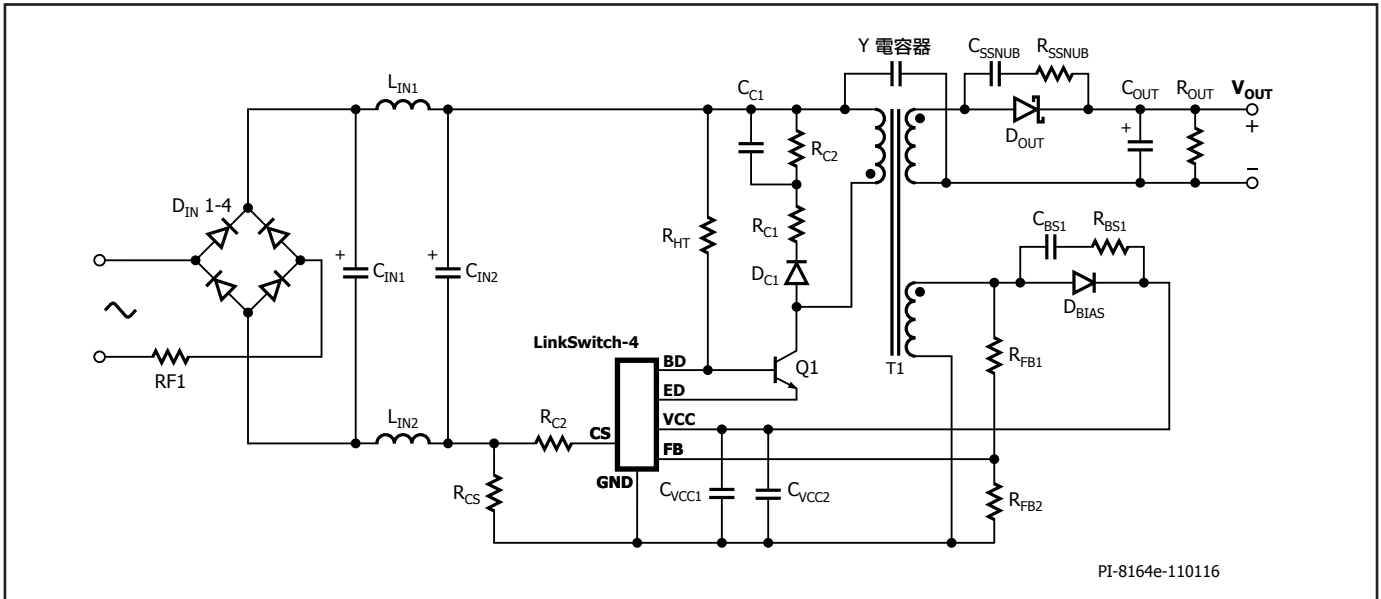


圖 33. Y 電容器連接

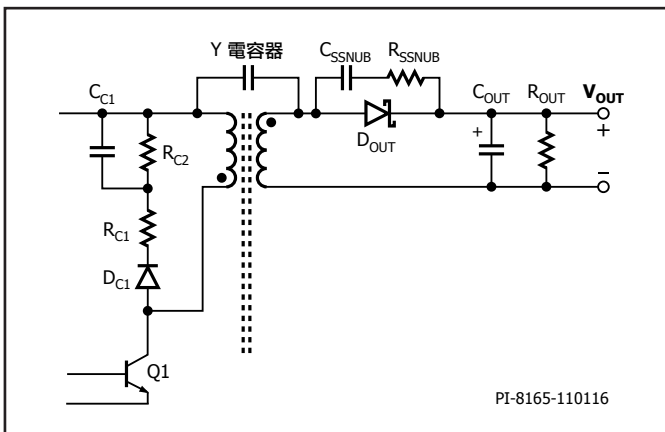


圖 34. 替代 Y 電容器連接

- 圖 34 顯示的替代 Y 電容器連接和輸出二極體佈置，可在某些設計中達到更高效率。

散熱考量

對於密封的電源供應器，散熱管理是一項巨大挑戰。PCB 通常是單面，因此無法用大量的銅將熱能從熱點導離。在密封的塑膠外殼中，幾乎沒有空氣循環。請考慮採用下列幾種做法：

- 增加印刷電路板的銅用量 (與一些 EMC 考量事項相反)。
- 讓發熱元件盡量遠離其他元件。
- 每平方英寸採用 2 盎司銅。
- 採用雙面電路板。

熱度最高的元件可能是 BJT 和輸出二極體。

BJT 散熱管理

LinkSwitch-4 驅動 BJT 的方式是大幅降低導通和切換損失。然而，散熱管理依然十分重要。為了達到良好的 EMC，BJT 需要靠近變壓器和輸入電容器，而這些元件在運作時也會發熱。因此，請勿將 BJT 主體接觸任何其他元件。雖然集極節點實際上應保持較小以降低 EMI，但可使用該連接將熱能從 BJT 傳導到變壓器。基極和射極連接可以寬一點，有助於將熱能從 BJT 傳導到 PCB 基材。

為 GND 接腳佈置大量的銅。這些接腳可將熱能傳導到晶片之外，特別是消耗更高功率的 SO8 封裝零件。

輸出二極體散熱管理

輸出二極體會消耗大量功率。放置二極體時，請考慮以下事項：

- 變壓器二次側與二極體 (通常為陽極) 之間的連接有高频電壓，因此接點應盡可能小，以減少雜散電容和輻射性 EMI。
- 變壓器可用作二極體的散熱片，因此連接應盡可能短。
- 如果軸式二極體上的引線過長，會增加晶片到 PCB 的熱阻。將二極體平放可縮短引線總長。
- 連接到二極體 (通常為陰極) DC 端的印刷電路板銅可以大一點也不會輻射性 EMI，因此可用作散熱片。

ESD 考量事項

ESD 的 PCB 佈局應透過主電源供應器，確保從輸出的 ESD 暫態來源到接地的阻抗是低的。變壓器絕緣的突波阻抗應高於火花間隙的阻抗。火花間隙必須先擊穿，才能擊穿變壓器絕緣。

火花間隙不會將 ESD 事件的所有能量分流遠離控制電路。ESD 擊穿是低阻抗、非常高的電壓微分事件，並且二次側、偏壓、屏蔽和一次側繞組之間的電容會導致高電流從二次側流到一次側走線，特別是從變壓器 GND 和 +HT 接腳。此外，當火花間隙擊穿時，變壓器電容會放電，導致高電流反向流動。電路的某個方向可能比另一個方向更容易受到影響，因此，如果初始擊穿沒有效果，火花間隙擊穿可能導致故障。

PCB 必須透過火花間隙向接地提供盡可能低的阻抗。

- 火花間隙點之間的距離應為最小值，且不得更高。
- 有些客戶可以使用間隙為 4.6 mm 的佈線槽，在設計 PCB 前，請先向客戶確認。標準狀態是 6.4 mm。
- 火花間隙的走線應盡可能短且寬，且走線兩端應盡可能靠近輸出端和主電源端子。
- 它應該通到橋式整流器的 AC 端而非 DC 端，並直接連接 AC 端子，而不是流經任何輸入突波限制電阻器。
- 一次側到二次側安規距離路徑，即 PCB 表面上的路徑，必須以最短距離直通火花間隙。
- 火花間隙長度與其他一次側到二次側安規距離之間的差越大越好。
- 應指向火花間隙端子，以將火花過壓降到最低。
- 需注意通過空氣的放電路徑（例如，從輸出電容器到鐵芯）。共路徑是從二次側端子到鐵芯，通常連接到 +HT，這不會產生問題；但它可出於 EMI 目的連接到晶片的 GND，而這會導致故障發生。
- 將穿孔式元件的引線切割成與焊料圓角齊平，因此沒有尖點，也就不會沿不需要的路徑產生火花。
- 輸入濾波電感器 L_{IN1} 和 L_{IN2} 應具有與其並聯的單點短火花間隙，以防止電感器在發生 ESD 事件期間損壞，特別是在使用 Y 電容器的情況下。此火花間隙可以是 PCB 佈局規則允許的最小間隙，例如 0.25 mm。間隙的每一端都應該是單點，如此可至少在電感器上增加額外電容，這可能降低其濾波效率。
- 由於大量電流可能沿著晶片 GND 走線傳輸，因此遵循 GND 走線佈局指引十分重要。
- 務必在 1 k Ω 的 LNK4xx2S 設計中採用 R_{CS2} 。它能保護一次側電流感測接腳不會在 ESD 事件中損壞。
- 採用低值電阻器與 1.2 Ω 的 D_{BIAS} 串聯。這會大幅增強 ESD 耐受性。它的副作用是會將無負載輸出電壓略微提升約 50 mV/ Ω ，電阻越高，提升幅度越大。
- 有些客戶需要高達 20 kV+ 的 ESD 耐受性，這帶來不小的挑戰。在基極驅動接腳與射極驅動接腳之間加入一個 100 pF/220 pF 電容器，可以提供更高的耐受性。晶片可能出現陷入重新啟動週期的小故障，但不在較高的測試電壓下發生災難性故障。

步驟 15 – 首次啟動與疑難排解

安全

離線電源供應器（特別是在開發條件下）可能存在一些危險情況，包括但不限於電擊、高溫、起火和冒煙，因此僅應由受過訓練的合格人員操作及使用。尤其是以下特定情況：

- 對裝置進行測試之前，應先檢查是否有設計與建置錯誤，然後再施加主電源；
- 受測裝置應透過合適的隔離變壓器與自耦變壓器供電；
- 在正常與非正常工作條件下，均存在危險電壓；
- 高電壓與低電壓零件之間的絕緣體未必能夠提供安全絕緣；
- 所有連接均應視為「有效」和「有危險」；
- 在修改電路或施加烙鐵以新增/移除元件之前，必須將大電容器完全放電。此外，還必須將 C_{VCC} 電容器完全放電。當 C_{VCC} 電容器上有電荷時，如果對晶片接腳或相關元件施加烙鐵，將可能損壞晶片。此外，電容器上的殘留電荷也會引發常見的觸電危險。

附加測試點並將示波器探棒連接到：

1. 集極節點，使用 HV x 100 探棒、每格 50 V、DC、GND 夾扣到晶片 GND 節點；
2. VCC 節點，每格 5 V、DC、GND 夾扣到晶片 GND 節點；
3. -HT/RCS 節點，每格 20 mV、DC 已轉換（為表述清晰）、GND 夾扣到晶片 GND 節點。在 R_{CS} 上，這應該是迴路面積小的 RF 類型連接，以獲取精確的波形。

使用 DMM 或計量 AC 電源監測 AC 輸入，使用 DMM 或電子負載監測輸出。

設定為零 AC 電壓輸入和無負載。將示波器設定為自動執行，且以每格 10 ms 為時間基準。

採用標準設計；

開啟 AC 電源並增加到約 40 VAC。

集極節點應增加至 $\sqrt{2} \times$ AC 輸入。

V_{CC} 應上升至 $V_{CC(RUN)}$ ，然後快速放電回到 $V_{CC(SLEEP)}$ ，接著再次上升，然後重複此循環。輸出保持在零伏特。

如果 V_{CC} 保持在約 0.7 V 左右的低值，則檢查晶片是否正確裝配。測量射極驅動接腳電壓，若其高出 V_{CC} 電平約 0.7 V，表示晶片已損壞，必須更換。

將示波器切換為「標準」掃描，並從 V_{CC} 節點通道 -ve 邊緣觸發，然後將電平設定為一降到 $V_{CC(RUN)}$ 以下就觸發。拉近到 V_{CC} 剛剛開始下降之處，然後找到集極和 V_{RCS} 脈衝。

擷取的波形應與圖 35 相似。

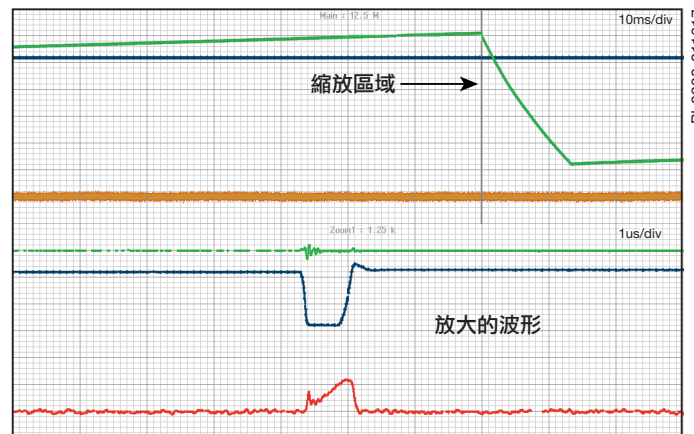


圖 35. V_{IN} 低於 UVLO 等級的啟動波形
CH1 = 集極節點，CH2 = V_{RCS} ，CH3 = V_{CC}

事件順序：

1. V_{CC} 上升至 $V_{CC(RUN)}$ ，約 13.5 V；
2. 將 LinkSwitch-4 喚醒，它初始化並汲取更高電流 $I_{VCC(RUN)}$ ，且 C_{VCC} 開始放電。
3. 一旦初始化完成，就會發出單脈衝（探棒脈衝）。這會透過一次側/偏壓繞組圈數比加上電阻器 R_{FB1} 的值來測量 +HT 的電壓等級；
4. 當 AC/HT 等級低於 UVLO 時，探棒脈衝會在約 600 ns 後終止；

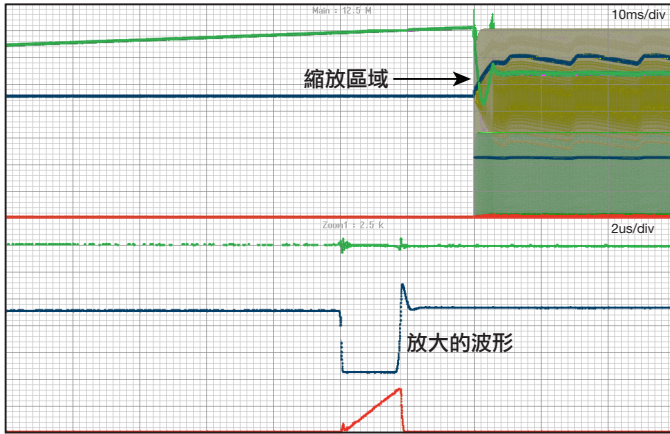


圖 36. V_{IN} 高於 UVLO 等級的啟動波形
CH1 = 集極節點, CH2 = V_{RCS} , CH3 = V_{CC}

5. 不會再發出脈衝, 且 V_{CC} 會放電至 $V_{CC(SLEEP)}$, 約 4.5 V;
6. LinkSwitch-4 進入睡眠模式, 且 V_{CC} 會再次上升, 接著重複此循環。

將 AC 電源增加到約 90 VAC, 電路應會連續運行, 且輸出電壓應上升到所設計的電平。

若要在 V_{IN}/HT 高於 UVLO 等級時比較探棒脈衝, 請關閉 AC 電源, 將大電容器和 V_{CC} 電容器放電, 然後將示波器設定為單擊 (Single shot)。開啟 AC 電源, 示波器將在接近探棒脈衝時觸發。產生的波形應與圖 36 相似。

請注意, BJT 開啟時間已增加至約 1.8 μ s, 且 V_{RCS} 達到 R_{CS2} 所設定的 $V_{CS(MIN)}$ 等級或 LNK40X2S 零件所設定的單一等級。它是超過 UVLO 等級時終止探棒脈衝的 $V_{CS(MIN)}$ 臨界值。在探棒脈衝之後的這段時間, 電路會以最大速率繼續切換, 直到輸出電壓達到所設計的電平。LinkSwitch-4 會從 C_{VCC} 電容汲取功率, 直到偏壓繞組產生足夠電壓來為電容充電並為晶片供電, 如圖 37 和圖 38 所示。

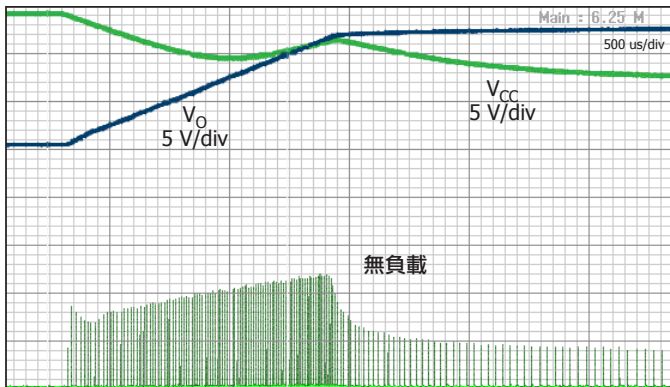


圖 37. 無負載啟動詳細資訊

V_{CC} 電壓的設計是在無負載時達到 8 V – 9 V, 但是在處於負載或啟動期間向輸出提供電流時, 或是當輸出電容在充電時, 較高的一次側電流會在漏電感中儲存更多能量。這是由偏壓繞組收集, 該偏壓繞組更緊密地耦合到一次側, 並導致 V_{CC} 上升到無負載等級以上。

務必小心確保 V_{CC} 不會上升至 16 V 以上, 否則晶片可能會損壞。

偏壓繞組電壓與輸出電壓的關係由二次側/偏壓圈數比決定。起初, 由於輸出電容上的零電荷而導致輸出電壓為零, 並且輸出電壓需要一點時間才能上升至某個等級, 使偏壓繞組產生足夠的電壓來為晶片供電。啟動進入無負載狀態時, 所有產生的輸出電流 I_{CC} 都為輸出電容充電, 因此輸出電壓快速上升, 使偏壓繞組很快達到能夠為晶片供電的等級。在此期間, C_{VCC} 上的電壓將僅下降約 5 V。

在滿載狀態下啟動時, 尤其是進入定電流 (CC) 負載狀態時, 為輸出電容充電所需的時間要長得多, 因為可用於為輸出電容充電的電流現在僅為 $I_{CC} - I_{LOAD}$ 。這可讓 V_{CC} 下降更低, 以便使偏壓繞組可以供電, 請參閱圖 38。如果允許 V_{CC} 降至 $V_{CC(SLEEP)}$, 晶片將停止切換, 啟動程序將再次開始, 且電路可能永遠不會完全啟動。若要避免此情況, 請確保 V_{CC} 在啟動期間不會降至 6 V 以下, 或最低降至 5.5 V (絕對最小值), 但生產公差會降低。

啟動進入高電容負載狀態也會面臨相同的風險。

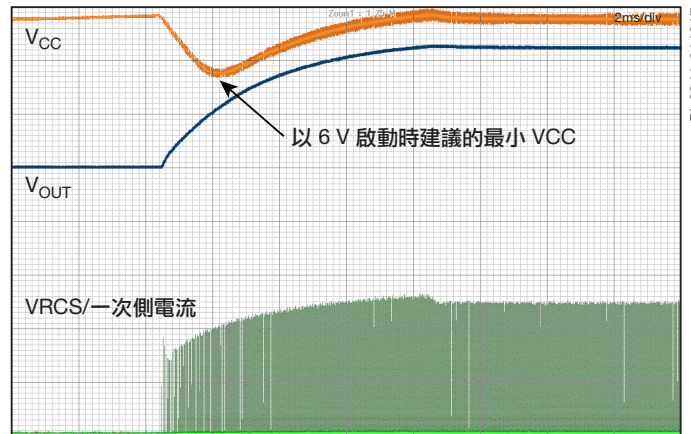


圖 38. 滿載啟動

如果發生啟動問題:

1. 降低輸出電容。保持電容器尺寸可提高電壓額定值, 並維持電解電容器的 ESR 和電流額定值。如果有無負載暫態規格, 請降低要補償的 $V_{CS(MIN)}$, 即提高無負載頻率。
2. 提高設計的最大電流 I_{CC} 的值, 以便更快速地為輸出充電。
3. 提高 C_{VCC} 的值, 但不要超過 2.2 μ F。
4. 使用具備「輕鬆啟動」功能的 LNK40x4D。

無負載功率

使用設計工具建議的元件值以及採用「Z」形繞線的一次側, 通常可輕鬆實現 30 mW 無負載功率的目標。

餘裕不足或者為了符合 USB 動態響應而提高了無負載功率等級時, 可能需要最佳化。

若要改進無負載功率，可採取以下步驟：

1. 可以增加啟動電阻器。30 M Ω 的值通常用來提供不到 1 秒的快速啟動，但 40 M Ω 應是通用電壓輸入應用中生產範圍內的合適值。在較高溫度下發生高於 40 M Ω 的基極驅動接腳洩漏可能會導致問題。
2. 可以減少一次側箝位/突波吸收器元件的損耗。如果使用慢速箝位二極體 (1N4007)，則降低電容器的值很有用。這將降低無負載頻率。
3. 提高假負載電阻器的值。理想情況下，假負載消耗的功率應等於 IC 消耗的功率。這有助於將無負載輸出電壓控制到生產變化範圍內的所需等級。漏電感可能允許假負載電阻增加 25% 或 50%，而不會造成無負載輸出電壓漂移 (通常是向上漂移)。

(2) 和 (3) 將導致無負載頻率降低，由於在 230 VAC 條件下切換損失明顯，因此對無負載功率有利，但這可能會降低 USB 動態響應效能。在 LNK40x3/4 裝置上，選取較低等級的 $V_{CS(MIN)}$ 可以還原無負載頻率和 USB 動態響應效能。無負載頻率將再次提高，但每週期消耗的能量已減少。

需要執行全面的生產前測試，檢查這些變更在偏離建議的安全設計值時是否適用。

SBD 電阻器檢查

透過參閱圖 46，對於標準設計，如果 SBD 電阻器的值正確，則在監測基極驅動接腳電壓時，時間段 $t_3 - t_4$ 應可見。它將顯示為在基極驅動期間結束時略微下降，並且在通用電壓輸入設計上應顯示從 90 VAC 到 240 VAC。超過 240 VAC 時，期間可能會降為零，這是可以的，並不重要。透過參閱圖 50，對於採用「輕鬆啟動」的設計， $t_3 - t_4$ 必須顯示為最高 264 VAC，以便「輕鬆啟動」在所有輸入電壓範圍內都能運作並有助於啟動。

初始基本設計檢查清單

- 檢查是否符合設計規格要點，例如 VI 曲線、無負載功率、效率、啟動時間。
- 檢查最大負載以及最大和最小輸入電壓下的元件溫度。
- 在最大負載 I_{CC} 下，峰值 CS 電壓應大約為 $V_{CS(MAX)}$ 的 70-85%。
- 檢查最大功率下的 R_{CS} 電壓波形、最大和最小輸入電壓下的負載暫態和啟動，查看是否有變壓器飽和的徵兆。
- 檢查最大負載下的峰值集極電壓、最大輸入電壓下的暫態負載和啟動。
- 檢查輸出和偏壓二極體的最大反向電壓應力。
- 檢查在 R_{CS} 短路和未短路時，最大輸入電壓下的短路輸出電流。
- 檢查在 R_{CS} 短路時，最大輸入電壓下的無負載輸出電壓。
- 在無負載條件下，AUX 電壓峰值必須大於 6.5 V。
- 檢查最大輸出功率和最大輸入電壓下的 AUX 電壓。
- 從電路中移除變壓器後，使火花間隙閃爍的 ESD 電壓是多少？是否在火花間隙以外的其他點發生 PCB 閃爍？
- 在一次側和二次側接腳短路並通過電路測試時，使一次側與二次側之間發生變壓器閃爍的 ESD 電壓是多少？此電壓是否大於 PCB 火花間隙 ESD 崩潰電壓？

LinkSwitch-4 功能說明

回授接腳

透過對偏壓 (回授) 繞組電壓進行分壓並將訊號饋送至 FB 節點，來監測變壓器電壓。該訊號包含 BJT 電壓調節、電流調節、谷值切換和保護所需的所有資訊：

1. 輸入電壓 (V_{HT})。
2. 集極電壓。
3. 閒置振盪電壓峰值和谷值。
4. 輸出二極體之前的輸出電壓。
5. 充電時間 (一次側導通)。
6. 放電時間 (二次側導通)。

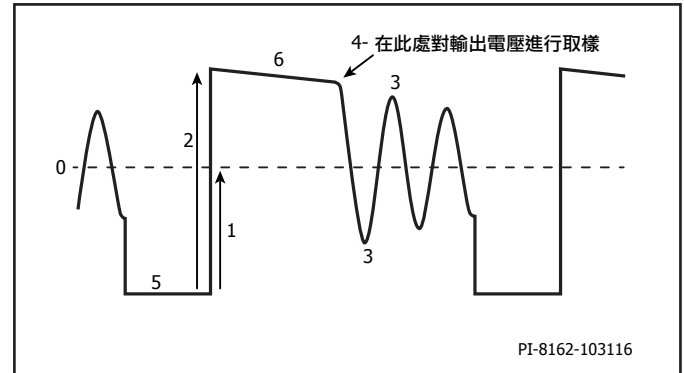


圖 39. 偏壓繞組回授波形

當偏壓繞組電壓變為反向電壓時，主動式內部電路會提供將回授接腳保持在零伏特所需的電流。源自回授接腳的電流與上方回授電阻器 R_{FB1} 中的電流相符。下方回授電阻器 R_{FB2} 中的電流為零。源自回授接腳的電流會在內部轉換為正向電壓，表示調整後的體電壓。

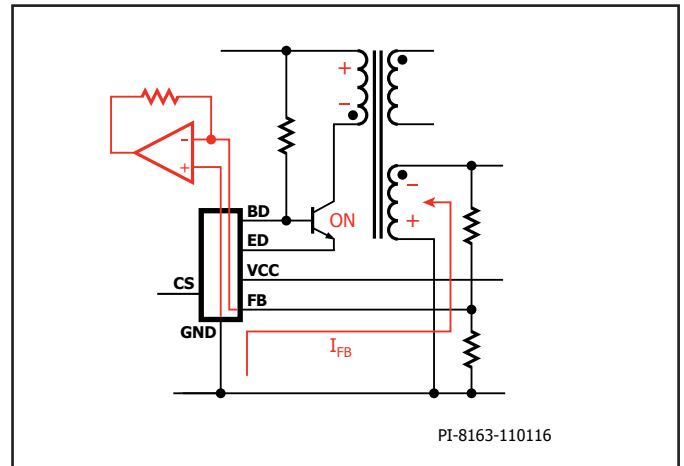


圖 40. 內部虛擬接地放大器可使回授接腳在 $-V_e$ 輸入時間內保持零伏特

控制器會測量 FB 源極電流來確定一次側電壓，並套用兩個臨界值 $I_{FBHT(LO)}$ 和 $I_{FBHT(START)}$ 。

$I_{FBHT(LO)}$ 是一次側電壓可能低到無法維持正常運作的臨界值，或者可能表示因故障導致回授接腳未連接至回授繞組的臨界值。偵測到此值後，會停用一次側切換開關驅動，因此 V_{CC} 會降低。當 V_{CC} 降至 $V_{CC(LOW)}$ 時，控制器會要求新切換週期，但這會由於低主電源條件而遭到否定。因此，電壓會繼續降至 $V_{CC(SLEEP)}$ ，控制器會進入睡眠狀態，並且會啟動重新啟動週期。

$I_{FBHT(START)}$ 由第一個脈衝（探棒脈衝）使用，以確定 HT 電壓等級高到足以安全維持啟動週期，並使單向輸出電壓平穩升高。

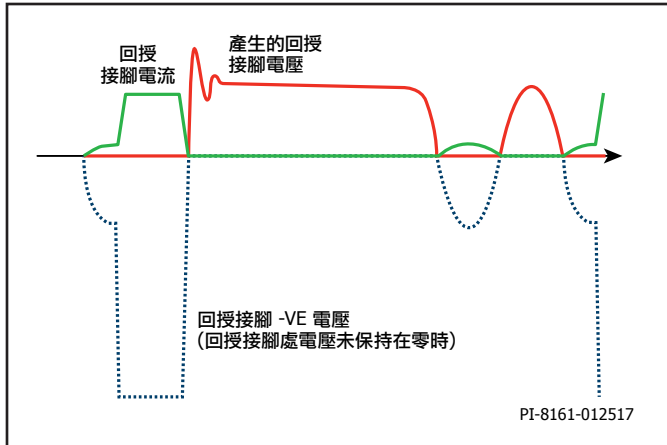


圖 41. 回授繞組電壓波形和 $-V_E$ 輸入期間流入回授接腳的電流

一次側上這些臨界值所等同的實際電壓等級，由一次側/偏壓圈數比和 R_{FB1} 的值控制。

例如，對於 HT 電壓關閉的電壓：

$$V_{HTLO} = R_{FB1} \times I_{FBHT(LO)} \times N_P / N_B$$

計算 AC 輸入啟動電壓：

$$V_{INSTART} = \sqrt{2} \times R_{FB1} \times I_{FBHT(START)} \times N_P / N_B$$

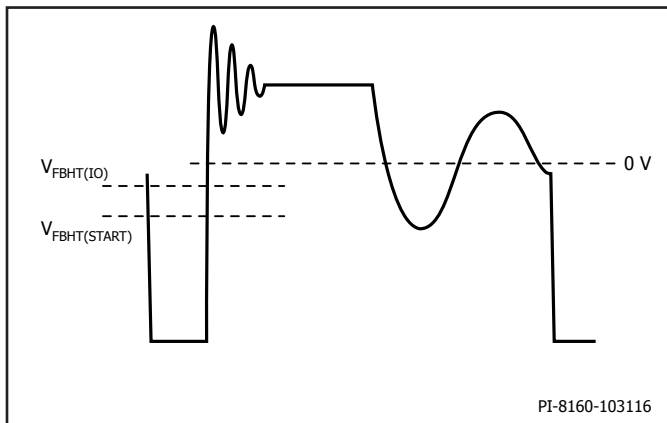


圖 42. 以電壓形式表示的回授繞組參考點

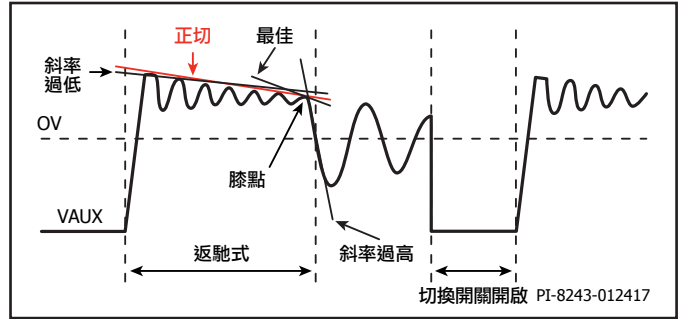


圖 43. 拐點斜率偵測

回授接腳，測量輸出電壓

為了取得輸出電壓的準確測量值，會在二次側電流降至接近零時，於二次側放電期間結束時對回授波形進行取樣（圖 42）。這可避免因與輸出二極體、二次側繞線、追蹤和輸出電容器 ESR 之電阻相關的電阻壓降而導致結果不準確。

使用了斜率偵測器來偵測這個點（「拐點」）：每當輸入訊號的電壓微分等於斜率偵測器值時，即會對回授波形進行取樣。

每次斜率偵測器觸發時，即會進行取樣，即便在漏電感振盪期間也如此，每次取樣都會覆蓋先前的取樣。在回授波形通過 0 V（回授接腳電壓轉換為電流）之前進行的最後一次取樣，其值用於確定當時的輸出電壓。

為了確保使用正確的過零點，提供一個遮蔽時間 t_{FBBL} 來屏蔽漏電感振盪，在漏電感振盪期間，振盪可能會穿過零並導致最終取樣偵測錯誤。在無負載條件下，二次側放電時間必須超過 t_{FBBL} ，使得不會遮蔽真正的過零點（圖 43）。設計軟體會檢查此項。

會為 t_{FBBL} 設定不同的值，具體取決於所選的 $V_{CS(MIN)}$ 等級以及是否顯然處於定電流模式。

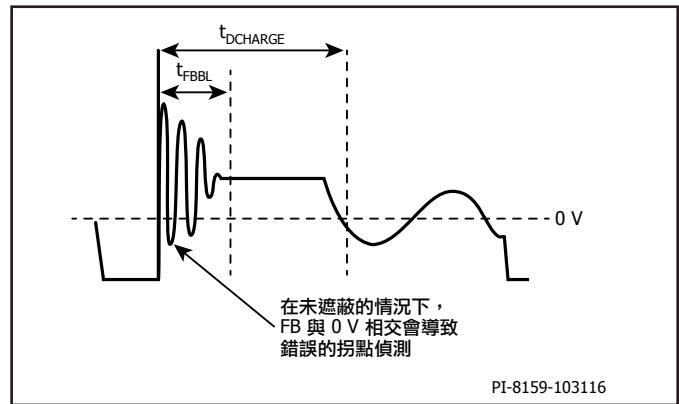


圖 44. 回授接腳遮蔽時間 t_{FBBL}

輸出電壓由以下公式確定：

$$V_{OUTCV} = V_{FB(REG)} \times \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} \times \frac{N_S}{N_B}$$

由於使用 R_{FB1} 來設定電壓關閉和啟動電壓，因此使用 R_{FB2} 來設定輸出電壓。

電壓控制迴路旨在將取樣值維持在 $V_{FB(REG)}$ (約 1.98 V)，請參閱產品規格型錄。

$$R_{FB2} = \frac{R_{FB1} \times V_{FB(REG)}}{V_{OUT(CV)} \times \frac{N_B}{N_S} - V_{FB(REG)}}$$

可以稍微變更 R_{FB1} ，以微調輸出電壓。

如果回授接腳上沒有訊號 (例如，開路 R_{FB1} 或短路 R_{FB2} ，或者開路追蹤)，切換將停止，且電路將由於缺少訊號而繼續執行啟動週期 (暫時性延誤)。

準諧振切換

僅當一次側切換開關上的電壓振盪到最小值 (電壓谷值，準諧振切換) 時，才會開啟一次側切換開關。這會減少 EMI 和切換開關開啟損失。同樣地，使用了斜率偵測器來感測回授接腳訊號中的閒置振盪谷值。如果閒置振盪已衰減且無法偵測，則無需等到谷值偵測即會開始下一個切換週期。

纜線補償

每個變異體的纜線補償都是固定的。控制器會改變在 V_{FB} 與 $V_{FB(REG)}$ 比較期間所產生的電壓控制訊號，因此進行必要的調整來補償纜線上的輸出壓降。在 V_I 輸出曲線的右上方，纜線補償的設定值準確無誤，例如，定電流 (CC) 設定，而不一定是標章電流額定值，後者通常較低。

電壓供電接腳

VCC 接腳為內部電路供電。有一個超低功率串聯穩壓器，為邏輯和模擬電路供電。驅動 BJT 的定電流源直接源自 VCC 接腳。用作超低功率調整器的結果是速度並不是非常快，因此 VCC 接腳必須透過 C_{VCC} 非常緊密地去耦合到接地接腳。

VCC 接腳有多個臨界值，用於提示控制器採取特定動作。

1. $V_{VCC(SLEEP)}$ ；如果 V_{CC} 低於 $V_{VCC(SLEEP)}$ ，控制器將停止切換並進入睡眠模式，而透過電壓供電接腳汲取的電流會降至數毫安培 ($I_{VCC(SLEEP)}$)。
2. $V_{VCC(RUN)}$ ；如果處於睡眠模式且 V_{CC} 升至 $V_{VCC(RUN)}$ ，控制器將初始化且電壓供電接腳電流將增加至 $I_{VCC(RUN)}$ ，同時會發出探棒脈衝 (請參閱〈啟動序列〉部分和〈步驟 15 - 首次啟動〉)。
3. $V_{VCC(LOW)}$ ；如果控制器處於執行模式且 V_{CC} 電壓降至 $V_{VCC(LOW)}$ ，則會立即發出額外的切換脈衝 (只要不與已發出的脈衝重疊)。存在高負載到無負載暫態時，此功能很有用。輸出電壓將稍微過衝，且將導致頻率低於要設定的設計無負載頻率。此頻率的期間可能過長，致使 V_{CC} 電壓降至低於穩定無負載狀態期間的電壓。為了防止 V_{CC} 電壓降至 $V_{VCC(SLEEP)}$ 並導致關機和功率週期序列，會發出額外的無負載類型脈衝，從而會為 C_{VCC} 增加電量並防止關機。不利影響就是從輸出電壓過衝恢復所需的時間稍長，但至少切換操作是連續的，且避免了功率週期擾動。
4. $\Delta V_{VCC(PFM)}$ ；在無負載操作期間，這是因切換週期期間 C_{VCC} 充電和放電導致的峰值與最小 V_{CC} 電壓之差。在無負載操作期間，必須偵測到

C_{VCC} 電壓至少上升了 50 mV，才能繼續執行切換週期的下一階段，否則切換將停止， V_{CC} 將下降，並且發生功率週期序列。如果 V_{CC} 下降 1.6 V，即便 V_{CC} 高於 $V_{VCC(LOW)}$ ，也會發出額外的切換脈衝，如同 V_{CC} 降至 $V_{VCC(LOW)}$ 一樣。

電流感測接腳

電流感測接腳發揮兩個作用：

1. 在初始化模式下的啟動期間，測量 R_{CS2} 值的方法是，直接從電流感測接腳供應定電流，並使用 2 位元 ADC 測量產生的電壓。這會偵測到四個可能的值之一，用於在內部暫存器中設定所選等級的 $V_{CS(MIN)}$ 。請參閱產品規格型錄，瞭解電阻器的可用值以及 $V_{CS(MIN)}$ 的對應等級。

LNK40X2S 零件只有一個固定等級的 $V_{CS(MIN)}$ ，因此不會執行此例程序。然而， R_{CS2} 應仍顯示 1 kΩ 的值，作為 ESD 防護措施。

2. 電流感測接腳會測量 CS 電阻器 R_{CS} 上的 $-V_E$ 電壓，這是由 R_{CS} 上因一次側電流導致的壓降引起的。

此電壓在內部進行調整，並與控制電壓及過電流保護臨界值 ($V_{CS(OCF)}$) 進行比較，以確定何時應關閉切換 BJT。請注意，如果達到過電流感測臨界值，則會由於內部傳播延遲導致 BJT 的關閉時間稍微延遲 ($t_{CS(OFF)}$)。這使得觀察到的 OCP 等級高於預期值，並且取決於當時的 HT 電壓。相反，當 R_{CS} 上的電壓由控制電壓決定時，觀察到的 R_{CS} 電壓將完全等於預期電壓，因為延遲由控制回授迴路補償。在正常調節中， R_{CS} 上的最大電壓值限制為 $V_{CS(MAX)}$ 。這用作動態期間或在低 HT 電壓下執行時的最大功率限制。請注意，動態功率限制通常高於 $V_{OUT} \times I_{CC}$ 穩態電路功率限制。

電流感測接腳設有上升邊緣遮蔽 (leading-edge blanking) 時間 $t_{CS(B)}$ ，因此，為雜散電容充電不會導致錯誤觸發 BJT 關閉。

如果 R_{CS} 電阻器採用開路，則一次側電流將流經接地接腳與電流感測接腳之間的內部 ESD 保護二極體，電流感測接腳上的電壓將很快達到 OCP 或控制電壓決定的等級，並且切換 BJT 將關閉。這將導致一次側的能量極少，因此在無負載條件下，輸出電壓可能正確，但在套用負載時，輸出電壓將下降。

如果 R_{CS} 電阻器發生短路，或者與電流感測接腳的連接在啟動時為開路，控制器將不會啟動。它將發出探棒脈衝並立即進入睡眠模式，然後會嘗試重新啟動。它將暫時性延誤。如果輸出上無負載，輸出電容器將充電至某個等級，具體取決於洩漏 (假負載) 電阻器的值以及暫時性延誤率。由於控制器未適當喚醒，輸出過壓保護將不會處於作用中狀態。

控制器能夠偵測在正常執行期間 R_{CS} 是否短路或者連接是否為開路。這是透過偵測回授接腳訊號中的切換 BJT 去飽和來完成的。如果此狀況持續了預定義的期間，則控制器會進入睡眠模式。如果輸出電壓在預定義的期間到期之前就達到輸出過壓臨界值，則控制器會進入睡眠模式。

在 R_{CS} 短路時難以預測輸出電壓，因此必須在無負載和最大輸入電壓下測量輸出電壓。

依據電流感測接腳平均電壓的定電流控制

控制器會評估 R_{CS} 上的平均電壓。這用於控制電路的最大輸出電流。電流控制迴路旨在將平均電壓限制為 $V_{CS(CC)}$ 。在達到此限制之前，電壓控制迴路佔主導地位，但在達到及超過此限制時，電流控制迴路佔主導地位。

$$Average_primary_current = \frac{V_{CS(CC)}}{R_{CS}}$$

因此依據變壓器一次側與二次側圈數比：

$$I_{OUT(CC)} = \frac{N_P}{N_S} \frac{V_{CS(CC)}}{R_{CS}}$$

但是， V_{CC} 供應器和一次側箝位會從變壓器取用能量，因此實際電路將略低於這個計算出的值。可以透過 R_{CS} 進行微調，而一旦設計已固定，此誤差便在整個生產中保持相對恆定。因此，一旦對設計進行微調，最大輸出電流便在整個生產中保持一致。

射極驅動接腳

射極驅動接腳在內部連接至下拉 MOSFET。這會在切換週期的「充電」期間將切換 BJT 射極連接至 GND。此 MOSFET 必須能夠對一次側峰值電流進行導通，而不會造成重大功率損失。還有一對 ESD 保護二極體，一個從接地接腳連接至射極驅動接腳，另一個從射極驅動接腳連接至電壓供電接腳。第二個二極體用於在啟動週期期間為電容器 C_{VCC} 充電，方式是將 BJT 的射極自舉升壓 (Bootstrap) 電流從射極驅動接腳傳遞至電壓供電接腳。

此接腳的切換與基極驅動接腳同步，以便以受控方式快速安全地切換 BJT，請參閱圖 45 和圖 46。

基極驅動接腳

基極驅動接腳透過切換 BJT 基極提供電流，以便快速將其開啟，但僅提供剛好足夠的電量來保持 BJT 的飽和狀態，同時允許其快速關閉。與射極驅動接腳一樣，也有下拉 MOSFET，但用於關閉 BJT。此 MOSFET 也必須能夠對一次側峰值電流進行導通，因為在射極驅動接腳 MOSFET 關閉時，一次側電流會流經 BJT 基極。這可加速關閉 BJT。

基極驅動週期有四個階段，請參閱圖 45 和圖 46：

1. 高等級的初始基極電流，持續時間短，「強制開啟脈衝」，振幅 $I_{F(ON)}$ ，持續時間 $t_{F(ON)}$ 。
2. 基於輸出功率需求的受控等級和持續時間的基極驅動。此等級與控制電壓成正比，且持續時間由回授迴路控制，此回授迴路旨在將從拉低基極到集極上升約 30 V 之間的時間保持在 100 ns 左右。可透過輔助基極驅動接腳由 SBD 電阻器提供額外電流，目前此功能適用於採用 SO-8 封裝裝置的較高功率設計。
3. 在此期間，基極驅動接腳處於高阻抗狀態，且 BJT 消耗儲存在基極區域中的電量，以便對一次側電流進行導通。
4. 基極驅動接腳會下拉，以關閉 BJT。射極驅動接腳會同時進入高阻抗狀態。

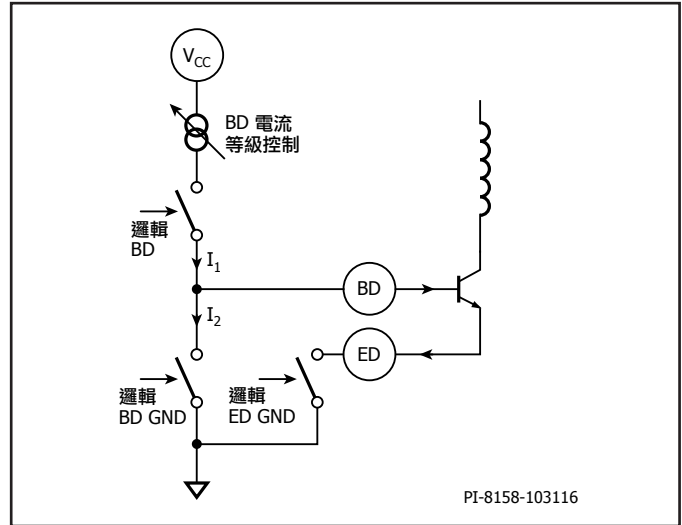


圖 45. 簡化的基極驅動電路

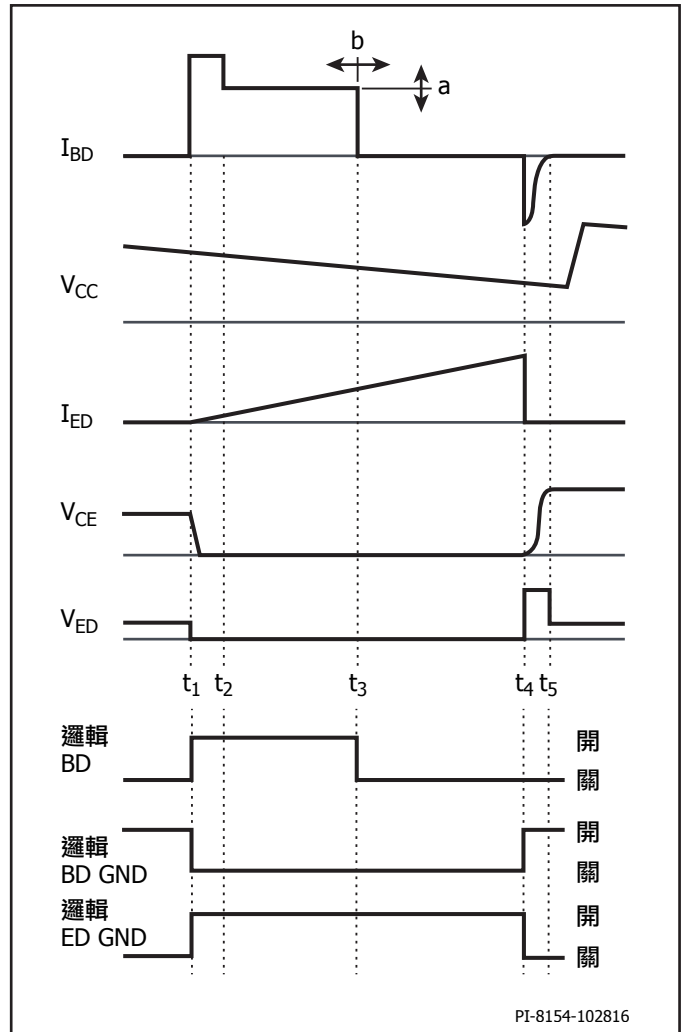


圖 46. BJT 切換週期波形

此方案能以最小功率損失高效驅動廣泛的 BJT HFE 特性。由於驅動基本上是「共基極」，因此可以使用 BJT 的完整 RBSOA，即 V_{CBO} 額定值是主導值，而非 V_{CEO} 。

- (t1 - t2) 強制開啟脈衝 (「fon」)。
- (t2 - t3) 可變智慧型基極驅動。
- (t3 - t4) BJT 儲存時間。
- (t4) 基極驅動接腳拉至 GND，射極釋放。
- (t4 - t5) VCE 上升時間，BJT 關閉。

輔助基極驅動接腳

採用 SO-8 封裝形式的 LinkSwitch-4 零件具有輔助基極驅動接腳。電阻器將輔助基極驅動接腳連接至 VCC 供應器。在圖 46 的 t2 至 t3 時間段內，輔助基極驅動接腳連接至基極驅動接腳，從而增加較高功率設計中的基極驅動電流。此方法的優勢在於，SBD 電阻器消耗的功率發生在 SO-8 封裝以外，因此，封裝散熱預算可以集中在內部 ED 切換開關。

啟動序列

為了以低功耗提供快速啟動並省去額外元件，設計使用 BJT 的增益來儘量減少自舉升壓 (Bootstrap) 電阻器 R_{HT} 的功率消耗。請參閱圖 47。

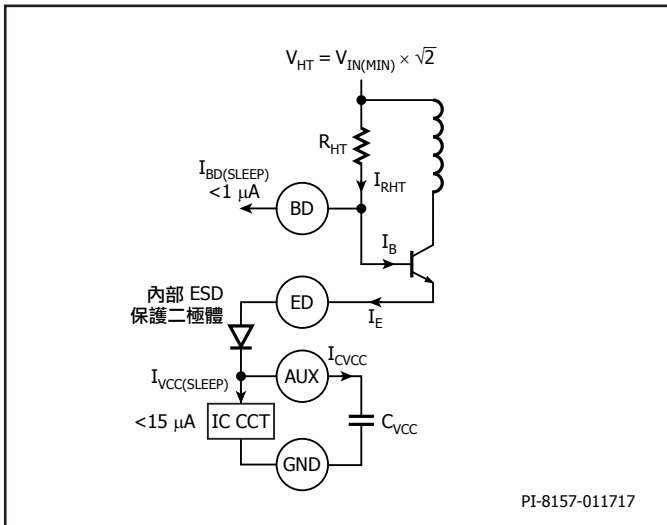


圖 47. 啟動電路

啟動電路運作。

1. $I_{RHT} = V_{HT} / R_{HT}$ 。
2. $I_B = I_{RHT} - I_{BD(SLEEP)}$ 。此電流由 BJT 的 HFE 放大，成為 I_E 。
3. I_E 流入射極驅動接腳，經過內部 ESD 保護二極體，並從電壓供應接腳流出，但減去 $I_{VCC(SLEEP)}$ 成為 I_{CVCC} 。
4. I_{CVCC} 為 C_{VCC} 充電以達到 $V_{CC(RUN)}$ 。

影響初始啟動程序持續時間 (即，需要多久達到 $V_{CC(RUN)}$) 的重要參數是 I_{RHT} 和 $I_{BD(SLEEP)}$ 。如果將 R_{HT} 設得過大而無法降低無負載功率，則 $I_{RHT} - I_{BD(SLEEP)}$ 會變得極小且 V_{CC} 可能永遠不會達到 $V_{CC(RUN)}$ ，否則需要 10 s。

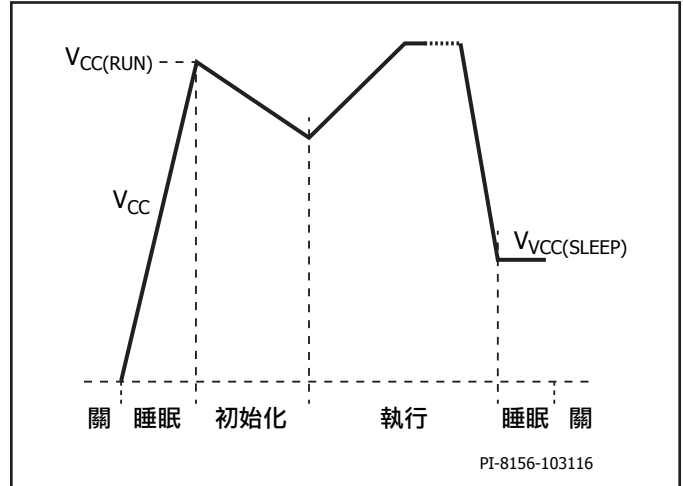


圖 48. 啟動期間的電壓供應接腳

當 V_{CC} 達到 $V_{VCC(RUN)}$ 時，會發出短暫的基極驅動脈衝，在此期間，源自回授接腳的電流會將 FB 上的電壓保持在 GND 電位。此電流取決於整流後的主電源電壓、一次側與輔助圈數比，以及電阻器 R_{FB1} 。此電流的測量可讓控制器將整流後的主電源輸入電壓與允許下一個啟動階段的臨限值進行比較。

如果輸入電壓過低 (I_{FB} 小於 $I_{FBHT(START)}$)，控制器將不會進一步發出驅動脈衝，VCC 電壓將放電至 $V_{VCC(SLEEP)}$ ，且開機序列將重複。

如果輸入電壓足夠高 (I_{FB} 大於 $I_{FBHT(START)}$)，控制器將進入執行模式，並且將發出更多驅動脈衝。若要順暢開機 (V_{OUT} 平順升高)， C_{VCC} 必須大到足以為 IC 供電 (在初始化模式期間以及執行模式的前幾個週期期間)，直到變壓器偏壓繞組提供足夠的功率為止。

如需詳細資訊，請參閱步驟 15 - 首次啟動與疑難排解。

切換頻率與脈衝寬度調變

控制器透過調變切換頻率和一次側峰值電流 (PWM) 來調節輸出功率。針對指定輸出設定的 V_{CS} 臨限值與控制電壓成正比。切換頻率隨著控制電壓的升高而提高：從最小切換頻率 (依 $V_{CS(MIN)}$ 和電路無負載功耗進行設定) 提高到最大切換頻率 (65 kHz，當控制電壓達到最大值的 70% 時)。圖 49 展示了這一關係。綠線顯示 X 軸上控制電壓與右側 Y 軸上 R_{CS} 電壓 (或者電流感測接腳 - V_{CS} ，到達此等級時 BJT 將關閉) 之間的關係。藍線顯示控制電壓與左側 Y 軸上切換頻率之間的關係。VI 曲線右上方 (最大功率點) 的 $V_{CTRL(FL)}$ 是控制電壓，會轉換成電流感測接腳電壓 $V_{CS(MAXACT)}$ 和切換頻率 F_{MAX} 。通常要計算設計，使 $V_{CS(MAXACT)}$ 為 $V_{CS(MAX)}$ 的 85%。這會將操作頻率置於模板中央的 F_{MAX} 處，使電感及其他元件的公差不會導致在低於 F_{MAX} 時發生最大負載切換。此外， $V_{CTRL(FL)} / V_{CS(MAXACT)}$ 與 $V_{CTRL(MAX)} / V_{CS(MAX)}$ 之間也有足夠的餘裕，以提供良好的動態響應。確保最大負載下 F_{MAX} 處的運作可提高整個生產中 EMI 輻射的一致性。但是，這種「中分」設計可能無法提供最大效率。增加一次側電感將提高效率，因為這降低了一次側峰值電流，從而減少了一次側電阻性損失。這將使圖 49 中的最大負載運作點左移，達到 $V_{CS(MAX)}$ 的 70-75% 左右。這樣一來，就必須進行更多測試，以確認在元件公差的生產範圍內符合操作規格。

PI Expert 的目的是提供更高的效率，因此 $V_{CTRL(FL)}$ 運作點往往會在 $V_{CTRL(MAX)}$ 85% 的左側。

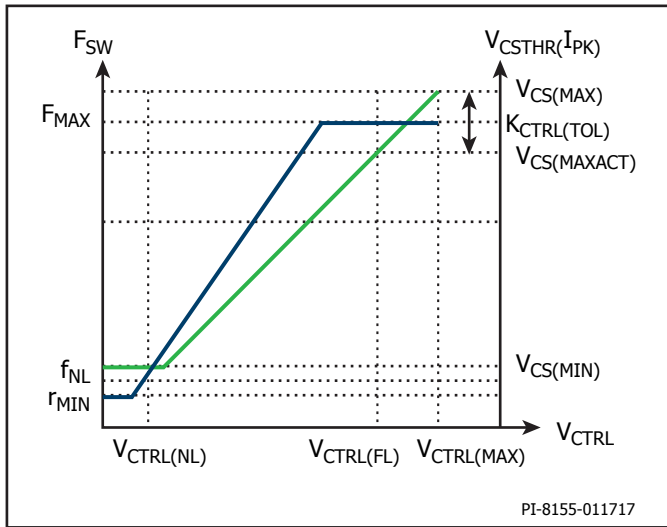


圖 49. 控制電壓、切換頻率和 V_{CS} 臨界值之間的關係

「輕鬆啟動」功能

某些轉換器設計 (尤其是用於網路設備的轉換器設計) 需要運用連接至輸出的較大額外電容 (約 3000 μF)。而這些轉換器通常為 12 V 輸出，讓啟動變得十分困難，這一事實使情況變得更加複雜。在標準設計中，最大電流 (定電流) 為標章輸出電流加 7%，因此在標章負載電流下將電容充電至標章電壓會花費很長時間。這就需要幾十 μF 的大 C_{VCC} 來給 IC 供電，直到偏壓繞組的電壓足以重新給 C_{VCC} 充電為止。另一種選擇就是使最大電流遠高於額定負載電流，但這一解決方案價格昂貴，因為至少要使用超大型的變壓器，才能在更高的電流下運作。

LNK4x14D 和 LNK4x15D 已啟用了「輕鬆啟動」功能，因此可以使用 C_{VCC} 的正常值，同時能夠在啟動後達到較高的輸出電容值。可在啟動時充電的輸出電容器尺寸僅受限於實現此目的所允許的時間。

「輕鬆啟動」功能會修改 BD 及 ED 切換週期的時機，以便在圖 46 和圖 50 中的 t_3 至 t_4 (BJT 儲存時間) 期間，射極驅動接腳下拉處於關閉狀態。一個額外的快速、低電壓二極體將從 BJT 射極連接到 C_{VCC} (請參閱圖 51)，以便在射極上升至 C_{VCC} 電壓等級時，射極電流會流入為其充電的 C_{VCC} 。

「輕鬆啟動」只有在 V_{CC} 低於 6 V 時才會啟動，因此當偏壓繞組開始為 V_{CC} 供電，並使其維持在 8 V 以上的通常設計等級以上時，「輕鬆啟動」功能將不會再次啟動，且不會影響效率和無負載功率等效能。

額外的二極體只需要為低電壓 20 V 以上，且必須在最低 AC 輸入電壓條件下在工作週期內支援峰值一次側電流。ESD1 或 UF4001 類型會比較適合。

若要加強「輕鬆啟動」的運作，就需要最大化圖 49 的 t_3 至 t_4 時間段，因此 R_{SBD} 應從 100 Ω 減少至 150 Ω 。這會加快進入基極區的電荷速度，同時縮短 t_2 至 t_3 時間段並延長 t_3 至 t_4 時間段。

該技術的限制在於，它在通用電壓輸入設計中高壓電壓下的效用會降低。 t_1 至 t_3 時間段在啟動期間會保持相當恆定的狀態，但整個期間 t_1 至 t_5 會隨著 HT 電壓增加而減少，這會縮短 C_{VCC} 重新充電時間 t_3 至 t_4 。它在 240 VAC 時通常會處於有效狀態，但在 264 VAC 時則會變為臨界狀態。監測射極驅動和電源供應器接腳，將會測量出「輕鬆啟動」在較高輸入電壓下的效用。

當遇到困難時，請將 R_{SBD} 降至 100 Ω ，或提高一次側電感和最小輸入電壓。

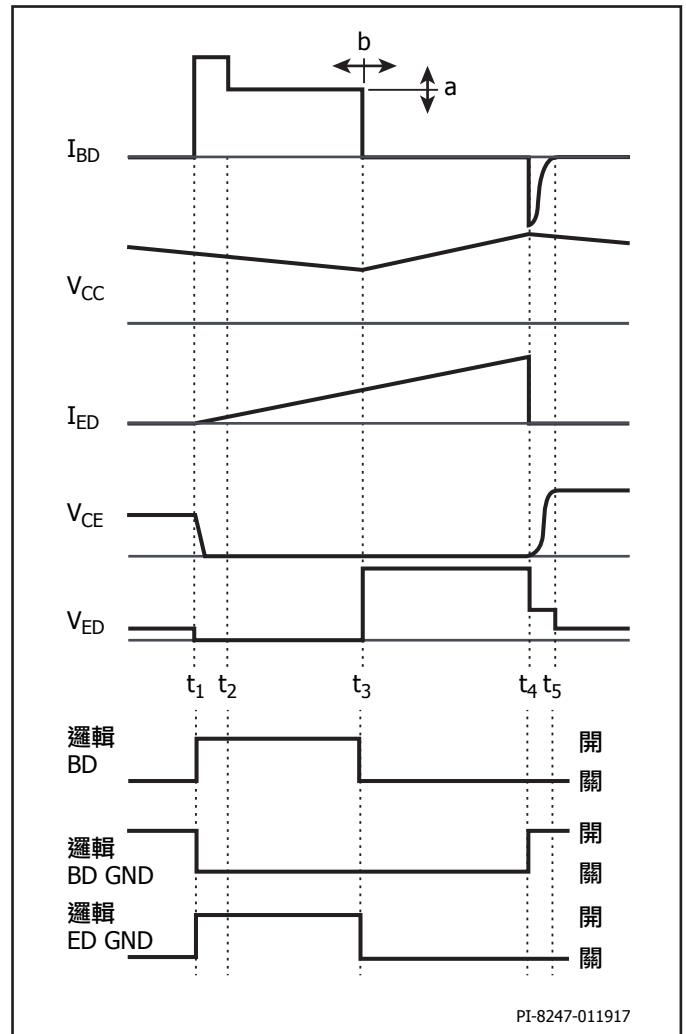


圖 50. 「輕鬆啟動」功能的修改後基極驅動和射極驅動時序

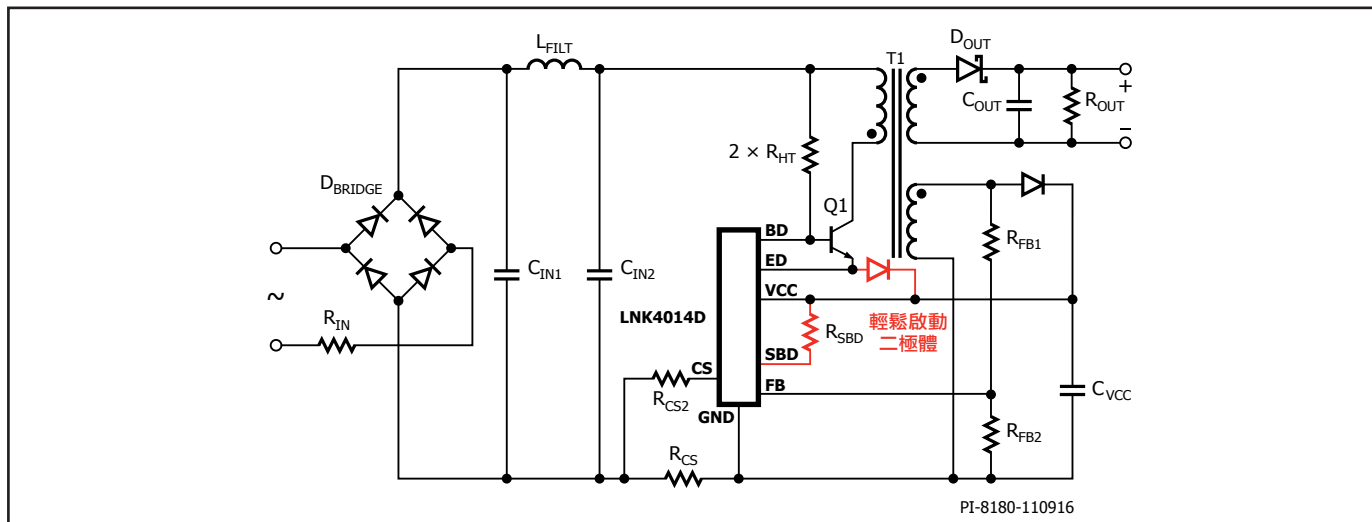


圖 51. 含額外「輕鬆啟動」功能二極體的電路圖

過溫保護

LinkSwitch-4 具備過溫保護功能。如果 IC 的接面溫度超過 T_{SD} (約 140 °C)，晶片將關機並終止切換。當溫度下降 $T_{SD(H)}$ 時，晶片將重新啟動，執行正常啟動週期並繼續運作。

恆定功率 (CP) 選項

除「輕鬆啟動」以外，LNK4214D 和 LNK4215D 裝置的 VI 曲線還具有一個恆定功率部分，請參閱圖 52。此項功能的主要作用在於進一步減少大電容負載 (12 V 時 5000 μ F) 的啟動時間。啟動時，VI 特性的定電流 (CC) 上拉設定點 (圖 52 右下方) 是由變壓器圈數比、 R_{CS} 的值和裝置參數 $V_{CC(SC)}$ 的值來設定。 $V_{CC(SC)}$ 在 LNK4214D 和 LNK4215D 上的值比在 LNK4014D 和 LNK4115D 上高出約 75%，因此對於指定的變壓器和 R_{CS} 值來說，定電流 (CC) 等級 $I_{OUT(EXT)}$ 將比標準 CV/定電流 (CC) VI 曲線部分高出約 75%，為輸出電容提供了額外 75% 的啟動電流，並有助於順利地快速啟動。隨著輸出電壓升高，控制器會調節定電流 (CC) 模式，直到其超過設計 CV 等級約 50%。接著，控制器會以限制功率 (CP) 模式工作，直到電壓達到設計 CV 設定點，在此點處它將變為 CV 模式調節。此點處的 I_{OUT} ，即 $I_{OUT(CP)}$ 將高於 $I_{OUT(EXT)}$ 的 57%。確切的態勢在某種程度上取決於 HT 等級 (主電源輸入等級)。這是由於控制器在 VI 曲線的 CP 部分內以開迴路模式工作，即回授在此部分內無效，因此由於 CP 部分內效率變化或主電源輸入等級造成的誤差均未得到修正。因此，某種設計不會只有一條 CP 曲線，而是有最小和最大曲線，實際的曲線介於兩者之間，如需瞭解低主電源和高主電源，請參閱圖 52 中的 $I_{OUT(CP(TYP))}$ 。恆定功率值是由滿載切換頻率參數 F_{SW} 、一次側電感、峰值一次側電流 (由裝置參數 $V_{CS(MAX)}$ 除以 R_{CS} 的值來設定) 以及轉換效率來設定。由於在 CP 部分以開迴路模式操作，一次側電感公差、切換頻率、 R_{CS} 、 $V_{CS(MAX)}$ 和 V_{CSCC} 對 VI 曲線 CP 部分的準確度都起著十分重要的作用。當著手進行 CP 應用設計時，必須要將這一因素納入考量範圍。

一次側電感公差應為 $\pm 5\%$ 或更高， F_{SW} 公差為 $\pm 7\%$ ， V_{CSCC} 為 $\pm 2\%$ ， $V_{CS(MAX)}$ 為 $\pm 5.5\%$ ，而 R_{CS} 應為 $\pm 1\%$ 或更好。

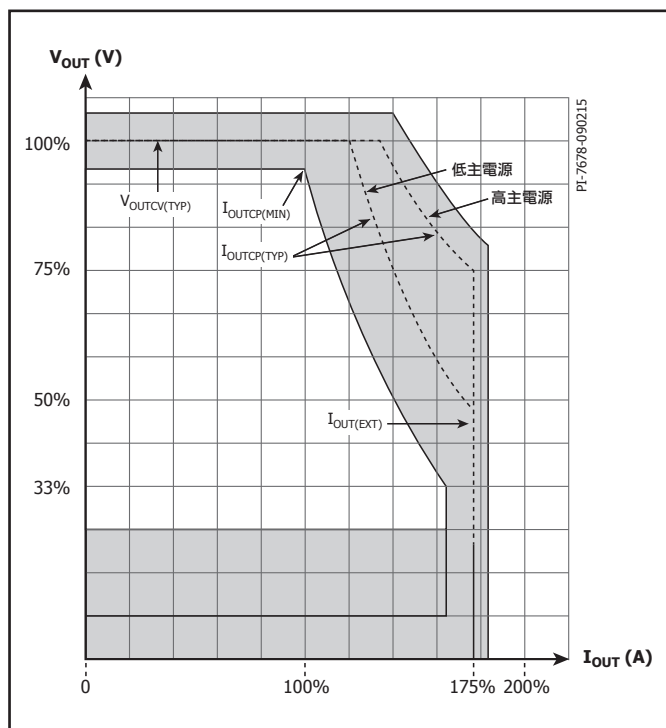


圖 52. 典型 LNK4214D 和 LNK4215D CP 輸出特性

第一步是使用 LinkSwitch-4 PIXIs 工具設計與 CV/CP 電路等效之 CV/定電流 (CC) 的變壓器和元件值。需要重點考量的因素是，讓 CV/CP 電路能在標章輸出電壓下為負載至少提供規格標章輸出電流，即圖 52 中的 $I_{OUTCP(MIN)}$ 必須大於或等於跨元件公差的標章電流。在最差情況下，這意味著必須要允許 15.5%。實際上，10% 應該是可接受的，這主要是由於晶片的參數公差安全餘裕，以及在同一電路板上獲取最差值的統計資料。

將標章輸出電流的值加 10% 輸入 [B10] 中，或者遵循上文所述的 CV/定電流 (CC) 設計程序。這會產生將在標章電流下高效執行的變壓器和元件集，如果使用的是標準 CV/定電流 (CC) LinkSwitch-4，則 CV 至定電流 (CC) 的轉換點就會處於正確的等級。

LNK4214D 和 LNK4215D 具有修改後的 V_{CSCC} 值。該值會更高，以便電路在定電流 (CC) 條件前達到功率限制 CP 條件，並提供圖 52 中給定的 VI 曲線。這就需要一個新 R_{CS} 值，以便在輸出提供 [B10] 中輸入的電流 (即在 V_o 時為 I_{CC}) 時能達到 $V_{CS(MAX)}$ 。這可以透過以下公式計算：

$$R_{CS} = \sqrt{\frac{L_P \times V_{CSMAX}^2 \times F_{SW} \times Eff_{OUT}}{2 \times I_{CC} \times V_o (1 + G_{CAB})}}$$

最大輸出電流 I_{OUTEXT} 可透過以下公式計算：

$$I_{OUTEXT} = N \times \frac{V_{CSCC}}{R_{CS}}$$

其中：

- L_p = 以亨利為單位的標準一次側電感。
- $V_{CS(MAX)}$ = 以伏特為單位的 LinkSwitch-4 裝置的 $V_{CS(MAX)}$ ，標準為 0.36 V。
- F_{SW} = 以 Hz 為單位的 LinkSwitch-4 的最大切換頻率，標準為 65000 Hz。
- Eff_{OUT} = 從一次側到二次側輸出的預估轉換效率。如果無法透過測量取得其他數字，則預設為 0.9。
- I_{CC} = 標章額定輸出電流加上餘裕，通常為 +10%。
- V_o = 標章輸出電壓。
- G_{CAB} = I_{CC} 時的設計纜線補償。例如 0.03 代表 3%。
- N = 變壓器一次側與二次側圈數比。
- V_{CSCC} = 以伏特為單位的適當 LinkSwitch-4 裝置定電流控制參考等級。

由於對 Eff_{OUT} 的估算，計算得出的 R_{CS} 值可能必須經過微調，才能獲得正確的 CV 至 CP 拐點位置。

謹慎起見，請檢查得出的變壓器 VI 曲線 (因最大和最小一次側電感而帶有間隙)，以確保滿足所需的 I_o 。

檢查輸出二極體的額定值，輸出電流現在可以比 CV/定電流 (CC) 設計高出 75%，但可能僅限於在啟動期間 (視使用情況而定)。

CP 零件也具備「輕鬆啟動」功能，因此必須使用「輕鬆啟動」二極體，否則會損壞 LinkSwitch-4。

	裝置	最小值	典型值	最大值	單位
定電流 (CC) 操作 V_{CSCC} 適用的一次側 電流感測臨界值	除 LNK4115D、LNK4214D、LNK4215D 外	-62	-60.8	-59.6	mV
	僅限 LNK4115D		-68		
	僅限 LNK4214D		-105		
	僅限 LNK4215D		-119		

附註

修訂	附註	日期
A	初始版本。	01/17

如需最新更新，請瀏覽我們的網站：www.power.com

Power Integrations 保有隨時對其產品進行變更以提升可靠性或可製造性的權利。Power Integrations 對因使用此處所述的任何裝置或電路所造成的損失概不負責。Power Integrations 在本文中不提供任何保證，並明確否認所有保證，包括但不限於對適售性、特定目的之適用性以及不侵犯第三方權利的默示保證。

專利資訊

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

生命支援政策

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

1. 生命支援裝置或系統係指 (i) 透過外科手術植入人體的裝置，或 (ii) 支援或維持生命的裝置，以及 (iii) 根據合理推斷，遵循使用指示正確使用而無法正常執行功能時，會導致使用者重大傷害或死亡的裝置。
2. 關鍵元件係指生命支援裝置或系統中，根據合理推斷，無法正常執行功能時會導致生命支援裝置或系統出現故障，或是影響其安全或有效性的任何元件。

PI 標誌、TOPSwitch、TinySwitch、SENZero、SCALE-iDriver、Qspeed、PeakSwitch、LYTSwitch、LinkZero、LinkSwitch、InnoSwitch、HiperTFS、HiperPFS、HiperLCS、DPA-Switch、CAPZero、Clampless、EcoSmart、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。©2017, 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)

中國上海漕溪北路 88 號
聖愛廣場 2410 室，
郵遞區號：200030
電話：+86-21-6354-6323
傳真：+86-21-6354-6325
電子郵件：chinasales@power.com

中國 (深圳)

中國深圳南山區科技南八道 2 號路豪
威大廈 17 樓，郵遞區號：518057
電話：+86-755-8672-8689
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

德國

HellwegForum 1
59469 Ense
Germany
電話：+49-2938-64-39990
電子郵件：
igbt-driver.sales@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, Kanagawa
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

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

英國

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