

應用說明 AN-60 LYTSwitch-0 系列

設計指南

簡介

LYTSwitch™-0 系列將高電壓功率 MOSFET 和開/關控制器整合到單一裝置中。LYTSwitch-0 零件可完全由汲極接腳自行供電，所具備的頻率抖動 (Jitter) 可降低 EMI，並且能在發生故障時獲得完全保護。自動重新啟動功能可在過載和輸出短路時限制裝置和電路的損耗。LYT0002 IC 是此系列中唯一不具備此功能的成員。但過溫保護會在過載過熱時關閉切換。過溫保護臨界值適用於高環境溫度 (如 LED 替換燈泡) 的應用，因為高磁滯時間可保護 PCB 和周圍元件不受高溫損害。

LYTSwitch-0 是專為 LED 照明應用中的非隔離式驅動器而設計的，這些應用包括燭台燈、GU10、A19、燈管、照明燈和緊急出口指示燈。經過配置之後，LYTSwitch-0 即可在所有常見的照明架構 (Topology) 中運作，提供火線或地線參考輸出，或是轉化/非轉化的輸出 (請參閱表 1)。

本 IC 會被動調整電流，以符合美國 (0.7) 和歐盟 (0.55) 的功率因數 (PF) 要求。

內容

本應用說明的適用對象為使用 LYTSwitch-0 系列為裝置設計非隔離式電源供應器的工程師。本文件說明降壓式架構 (Topology) 的設計程序。我們提供完整的設計程序和準則，讓使用者用以選擇轉換器的主要元件。

由於將功率 MOSFET 和控制器整合到單一 IC 中，因此設計流程大幅簡化。降壓式結構的零件數少，且不需要變壓器。除了本應用說明外，PIXIs 工具還提供設計試算表，該工具是 PI Expert™ 套裝設計軟體的一部分。設計人員也可參考 LYTSwitch-0 參考配套設計 (RDK) 和設計範例 (DER)，作為可實際運作的電源供應器實用範例。如需支援工具與本文件更新的詳細資訊，請造訪 www.power.com。

視 LED 串電壓而定，LYTSwitch-0 可在許多架構 (Topology) 中使用，如表 1 所示。但是我們建議任何電壓適宜的 LED 串設計均採用降壓式轉換器，可將整體系統成本降到最低。

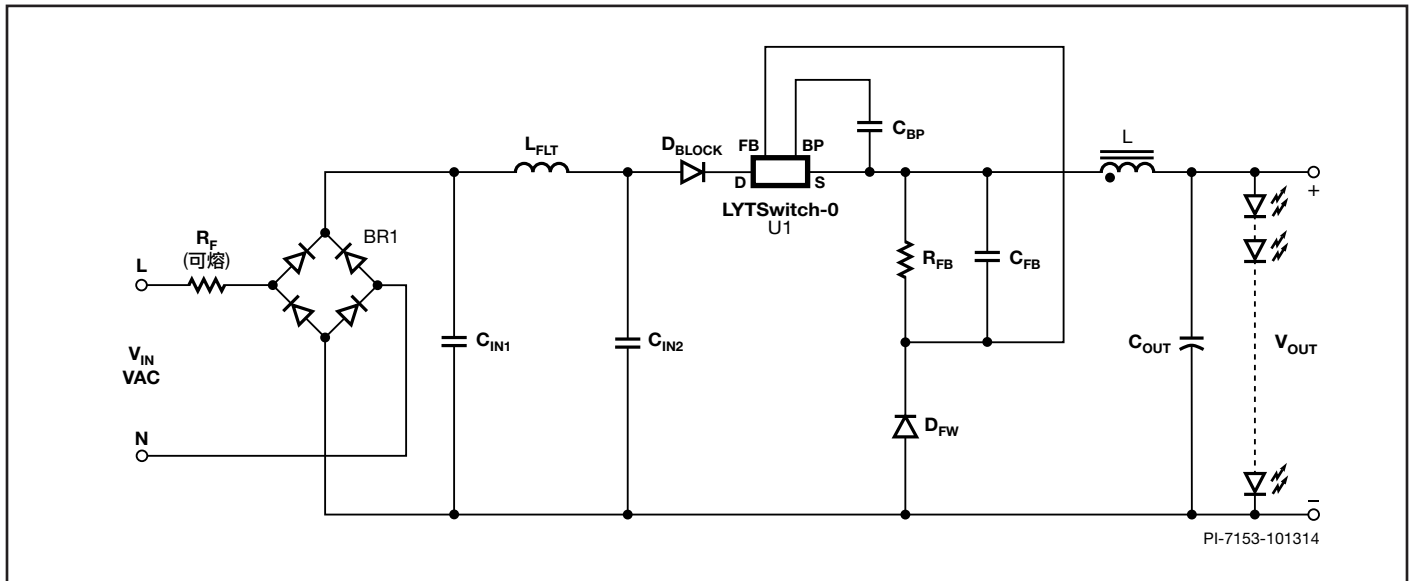


圖 1. 使用降壓式架構 (Topology) 的典型 LYTSwitch-0 LED 驅動器

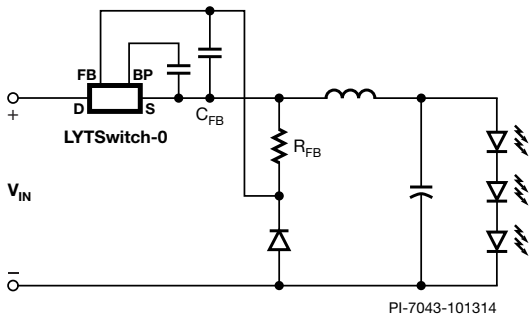
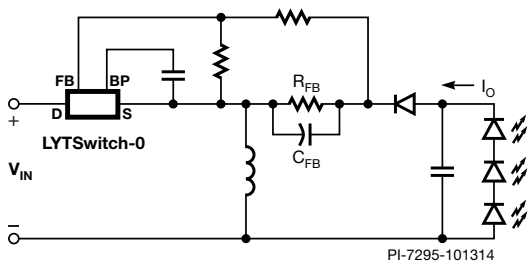
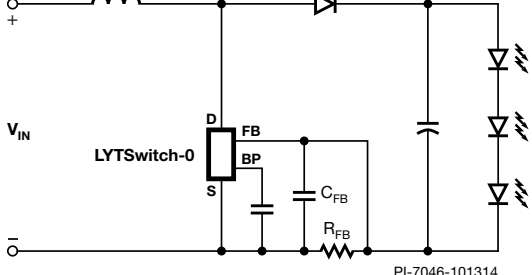
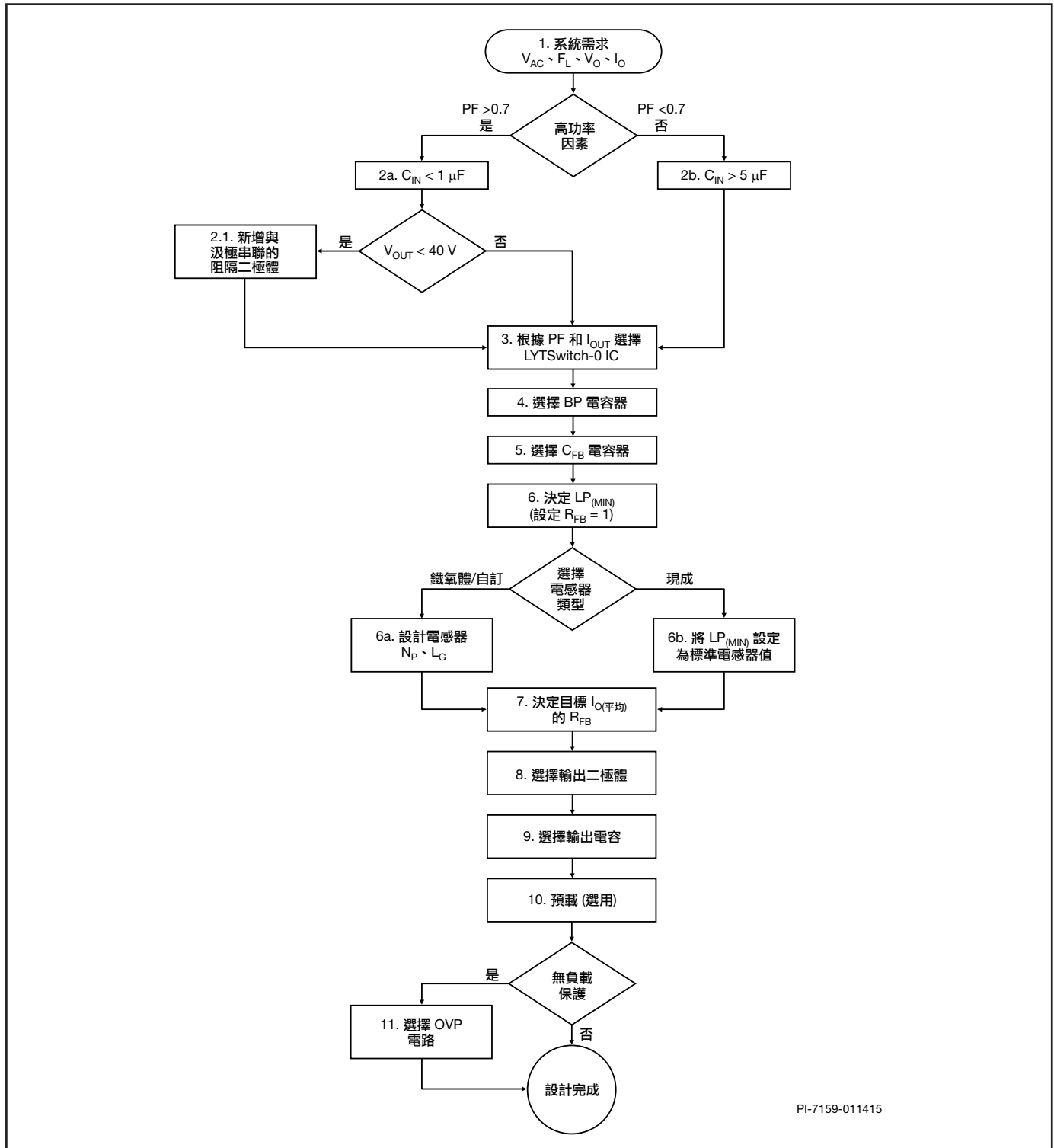
架構 (Topology)	基本電路圖	主要特性
<p>高壓降壓式 – 直接回授定電流 LED 驅動器</p>		<ul style="list-style-type: none"> • 輸出參考輸入 • 正向輸出 (V_O) 與 $-V_{IN}$ 相關 • 降壓式 (Step Down) – $V_O < V_{IN}$ • 低成本直接回授 (CC 輸出 $\pm 5\%$ 典型值)
<p>高壓升降壓式 – 定電流 LED 驅動器</p>		<ul style="list-style-type: none"> • 輸出參考輸入 • 反向輸出 (V_O) 與 $+V_{IN}$ 相關 • 升降壓式 (Step Up/Down) – $V_O > V_{IN}$ 或 $V_O < V_{IN}$ • 低成本直接回授 ($\pm 5\%$ 典型值) • 失效保護 – 當內部功率 MOSFET 失效時，輸出不受輸入電壓的影響 • 適用於驅動 LED – 比高壓降壓式定電流 LED 驅動器具備更佳的準確度和溫度穩定性
<p>低壓升壓式 – 定電流 LED 驅動器</p>		<ul style="list-style-type: none"> • 輸出參考輸入 • 正向輸出 (V_O) 與 $-V_{IN}$ 相關 • 升壓式 (Step Up) – $V_O > V_{IN}$ • 低成本直接回授 ($\pm 5\%$ 典型值) • 適用於驅動高電壓 LED 串 – 優異的準確度和溫度穩定性

表 1. 使用 LYTSwitch-0 驅動 LED 的通用電路配置

降壓式轉換器的設計流程

降壓式轉換器架構 (Topology) 有助於產生最簡單且成本最低的設計。
圖 2 展示完整設計程序的設計流程圖。



PI-7159-011415

圖 2. LYTSwitch-0 設計流程圖

LYTSwitch-0 電路設計

LYTSwitch-0 的運作

圖 1 展示採用 LYTSwitch-0 之降壓式轉換器的基本電路配置。

採用開/關控制方案來調節輸出，如表 2 所示。由於切換是以逐週期為基礎決定的，因此產生的電源供應器具有非常良好的暫態回應，並且不需要控制迴路補償元件。如果未收到回授的時間達到 50 ms，電源供應器就會進入自動重新啟動 (LYT0004、LYT0005 和 LYT0006)。

<p>參考電路圖和關鍵</p>	<p>PI-7154-120613</p>	
<p>正常操作</p>	<p>PI-3767-121903</p>	<p>在每個週期開始時，會對回授 (FB) 接腳進行取樣。</p> <ul style="list-style-type: none"> • 如果 $I_{FB} < 49 \mu A$，就會發生下一個切換週期 • 如果 $I_{FB} > 49 \mu A$ ($V_{FB} > 1.65 V$)，則會跳離下一個切換週期 <p>低輸入電壓 - 跳離週期少</p> <p>高輸入電壓 - 跳離週期多</p>
<p>自動重新啟動 (僅 LYT0004 至 LYT0006)</p>	<p>PI-3768-083004</p>	<p>如果無回授 ($V_{FB} < 1.65 V$) 時間在 50 ms 以內，則輸出切換會停用大約 800 ms。</p>

表 2. LYTSwitch-0 的運作

降壓式轉換器的輸出電壓範圍

降壓式轉換器的建議輸出電壓範圍由輸入電壓、匯流排電壓特性 (DC 或半正弦波形) 和電感所限制。

輸入電壓範圍 (VAC)	V_{OUT} 範圍 (V) (PF > 0.5)	V_{OUT} 範圍 (V) (PF < 0.5)
90-265 或 90-132	25-70	12-120
190-265	25-125	12-180

表 3. 降壓式架構 (Topology) 輸出電壓範圍與輸入電壓和所需功率因數 (PF) 比較表

選擇導通工作模式 – MDCM 和 CCM 工作模式

在設計一開始時，請選擇主要採用不連續導通模式 (MDCM) 或連續導通模式 (CCM)。選擇哪一種工作模式，將影響 LYTSwitch-0 裝置、飛輪二

極體和電感器的選用。建議選擇 MDCM，需要特定裝置尺寸提供最大輸出電流的應用可以選擇 CCM，但裝置功耗會較高。如果有兩種裝置尺寸可供選擇 (採用 CCM 的較小裝置，或採用 MDCM 的較大裝置)，請選擇採用 MDCM 的較大裝置，不但可降低裝置溫度，還能提高效率。表 4 摘要說明兩種工作模式的利弊得失。

CCM 和 MDCM 之間的不同點還包括 DCM 的暫態回應較佳，而 CCM 的切換輸出漣波較低 (就採用同一個電容器 ESR 而言)。不過，對於高功率因數 (低 C_{IN}) LYTSwitch-0 應用來說，這些差異通常可以忽略不計。

降壓式轉換器的導通模式 (CCM 或 MDCM) 選擇，主要是依據輸入電壓、輸出電壓、輸出電流電感和裝置限電流而定。對於高輸入電容 (低功率因數 (PF))，輸入電壓、輸出電壓和輸出電流均為固定參數。LYTSwitch-0 裝置和功率電感器 (L) 的限電流是可用於設定導通模式的設計參數。

對於低輸入電容 (高功率因數 (PF)) CCM，如果整流後的輸入電壓偏低，且裝置以大工作週期運作時，週期將以每半線週期出現。「主要採用不連續」一詞是與開/關控制搭配使用的，因為少數切換週期可能出現連續電感器電流，但大多數切換週期會處於不連續導通模式。

比較 CCM 和 MDCM 工作模式

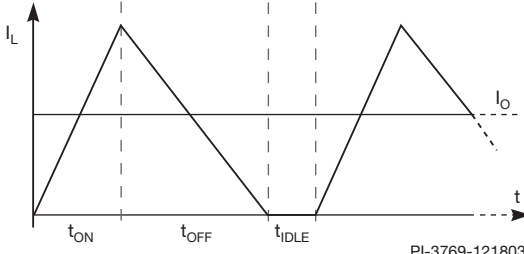
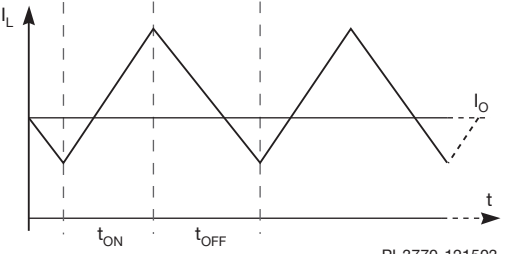
工作模式	MDCM	CCM
工作說明	 <p>PI-3769-121803</p> <p>在 t_{OFF} 期間，電感器電流會降至零，在 $t_{IDLE} = 0$ 時形成 MDCM 與 CCM 之間的界線。緊接在跳離週期之後的已啟用切換週期可以是 CCM。</p>	 <p>PI-3770-121503</p> <p>在整個切換週期持續時間內，電流會持續流入電感器。</p>
電感器	低成本 低價值、小尺寸。	高成本 高價值、大尺寸。
飛輪二極體	低成本 75 ns 超快速反向恢復類型。 (≤ 35 ns 適用於環境溫度 > 70 °C)。	高成本 需要 35 ns 超快速恢復類型。
LYTSwitch-0	成本可能較高 可能需要較大的裝置來傳輸所需的輸出電流 – 視所需的輸出電流而定裝置溫度較低。	成本可能最低 可能允許較小的裝置來傳輸所需的輸出電流 – 視所需的輸出電流而定裝置溫度較高。
效率	高效率 切換損失較低。	低效率 切換損失較高。
整體	普遍低成本	普遍高成本

表 4. 比較主要採用不連續導通 (MDCM) 和連續導通 (CCM) 的工作模式

設計逐步程序

步驟 1 – 確定系統需求 VAC_{MIN} 、 VAC_{NOM} 、 VAC_{MAX} 、 V_O 、 I_O 、 f_L

使用表 3 來確認在指定的輸入電壓和功率因數 (PF) 條件下，可以達到需要的輸出電壓。在 PIXIs 試算中使用表 5 的值輸入 VAC_{MIN} 、 VAC_{NOM} 和 VAC_{MAX} 。

輸入電壓範圍	VAC_{MIN}	VAC_{NOM}	VAC_{MAX}
僅低線間	90	120	132
僅高線間	190	230	265
範圍大 (建議僅用於低 C_{IN} 設計，以獲得最佳線間調節)	90	180	265*

表 5. AC 輸入電壓範圍

線間電壓頻率, f_L : 50 或 60 Hz
 輸出電壓, V_O : 單位為 V
 輸出電流, I_O : 單位為 mA

*只要在任何狀況下都不超過汲極接腳的最大電壓額定值，就可以將轉換器設計為在高於 265 VAC 條件下運作。採用高於最小電感的設計，可避免達到汲極接腳的絕對最大額定值：

$$LP_{MIN} > L_{MIN(SOA)} = \frac{V_{IN(PEAK)}}{0.9 \times I_{D(PEAK)}} \times t_{ON(MIN)}$$

其中：

- LP_{MIN} : 最小功率電感值 (包含公差)
- $L_{MIN(SOA)}$: 避免達到絕對最大汲極電流額定值的最小功率電感
- $V_{IN(PEAK)}$: 最大瞬間峰值輸入電壓
- $I_{D(PEAK)}$: 產品規格型錄中的絕對最大峰值汲極電流額定值
- $t_{ON(MIN)}$: 最小開啟時間

步驟 2 – 設計輸入級

輸入級由可熔電阻器、輸入整流二極體和線間濾波器網路構成。可熔電阻器應為可熔、防火，並且可能需要使用繞線類型 (取決於差模線間輸入突波要求)。可熔電阻器能防止嚴重故障、限制浪湧電流，以及削減差模雜訊。應使用全橋整流器來進行輸入整流，以避免可見閃光。使用 4 種分離式二極體 (若空間足夠) 或使用封裝的全橋整流器來實現更小巧的設計。對於使用壽命長、最佳化線間調節和高功率因數 (PF) 的應用 (被動做法；低線間時 >0.7，高線間時 >0.5)，建議電容 <1 μF 。估算表 6 中 $C_{IN(Total)}$ ($C_{IN1} + C_{IN2}$) 的值。較大的 C_{IN1} 值可減少驅動器的差模 EMI 雜訊。但是，讓 $C_{IN1} \ll C_{IN2}$ 可將 RMS 輸入電流降到最低。請根據裝置的實際效能調整這些值。

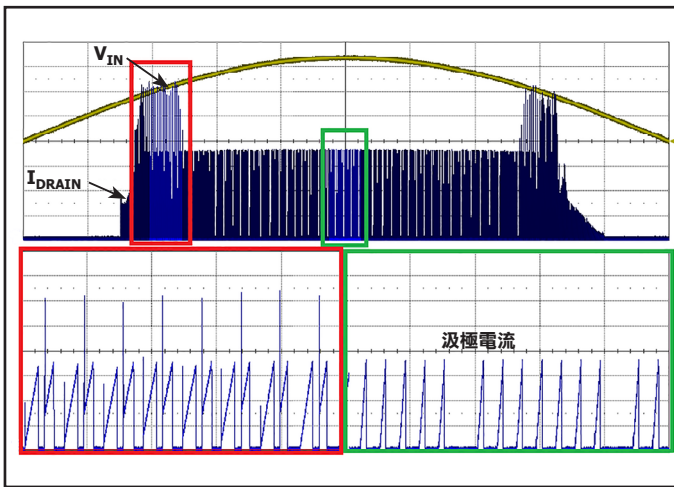
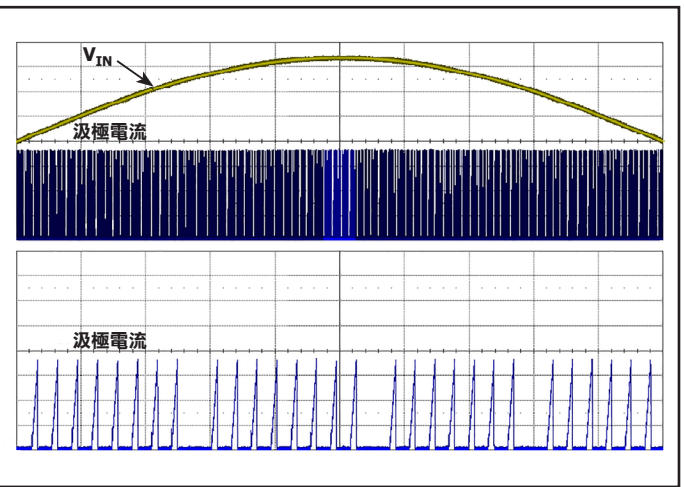
如果應用不需要高功率因數 (PF)，則適合採用高輸入電容。電解電容器不但成本低於薄膜類型的電容器，也不需要輸入端使用 MOV 來輸送 2.5 kV 差模振盪波和 500 V 差模線間突波。另一項優點是整個工作溫度範圍 (-20 $^{\circ}C$ 至 +125 $^{\circ}C$) 的輸出電流調節 (於標準輸入電壓下 $\pm 5\%$) 更優異。建議的電容：僅高線間 (HLO) 為 1 $\mu F / W$ ；僅低線間 (LLO) 或各種應用為 2 $\mu F / W$ 。

輸出功率 (W)	輸入電壓	輸出電壓 (VDC)	L1 濾波器	$\approx C_{IN1}$	$\approx C_{IN2}$	$\approx C_{IN(TOTAL)}$
2-3	低線間 (PF >0.7)	>38 V	4.7 mH	22 nF	100 nF	122 nF
2-3	高線間 (PF >0.5)	>25 V	4.7 mH	22 nF	330 nF	352 nF
2-3	大範圍	>43 V	4.7 mH	22 nF	100 nF	122 nF
3-5	低線間 (PF >0.7)	>36 V	2.2 mH	22 nF	220 nF	242 nF
3-5	高線間 (PF >0.5)	>25 V	4.7 mH	47 nF	680 nF	727 nF
3-5	大範圍	>36 V	4.7 mH	33 nF	220 nF	253 nF
5-7	低線間 (PF >0.7)	>31 V	4.7 mH	47 nF	470 nF	517 nF
5-7	高線間 (PF >0.5)	>25 V	4.7 mH	47 nF	680 nF	727 nF
6-8	低線間 (PF >0.7)	>44 V	4.7 mH	47 nF	330 nF	377 nF
6-8	大範圍	>50 V	4.7 mH	47 nF	330 nF	377 nF
>7	高線間 (PF >0.5)	>50 V	4.7 mH	47 nF	470 nF	517 nF

表 6. 設計試算表中所用之輸入電容估算的參考表

參數	低 $C_{IN(TOTAL)} < 1 \mu F$	高 $C_{IN(TOTAL)} > 5 \mu F$
功率因數 (PF)	高	低
線間電壓調節	最優	優 (單一輸入電壓範圍)
輸出電流溫度變化	優	最優
線間電壓突波	需要 $> 500 V$ 的 MOV	不需要 MOV
薄膜電容器使用壽命長	是	否
EMI	優	最優
輸出電流漣波	高	低
需要串聯阻隔二極體與汲極接腳	是 (若 $V_{OUT} < 40 V$)	否
輸出電壓選取範圍	較小 (表 6)	較大 (表 3)
成本	低	最低

表 7. 輸入電容的比較

圖 3. 低 C_{IN} 的汲極電流波形。一定會存在一些連續模式工作圖 4. 高 C_{IN} 的取樣汲極電流波形

步驟 2.1 – 阻隔二極體 D_{BLOCK} ($V_{OUT} < 40 V$)

對於低輸入電容，請以串聯方式多接一個阻隔二極體到裝置，以避免在啟動和關閉期間出現反向電流。此二極體的額定值應為 $\geq 200 V$ ，且 $t_{rr} \leq 150 ns$ 。

裝置	阻隔二極體
LYT0002-5	BAV21 或等級品
LYT0006	RS1D 或等級品

表 8. $V_{OUT} < 40 V$ 之設計的阻隔二極體參考

步驟 3 – 根據輸出電流和限電流選擇 LYTSwitch-0 裝置

選定工作模式 – 請參考表 4。

MDCM 工作模式的輸出電流 (I_O) 應低於或等於產品規格型錄中所選裝置之最小限電流值的一半。

$$I_{LIMIT_MIN} \geq 2 \times I_{OUT}$$

對於 CCM 工作模式，所選裝置的輸出電流 I_O 應介於最小限電流 I_{LIMIT_MIN} 的 50% 到 80% 之間。

$$0.5 \times I_{LIMIT_MIN} < I_{OUT} < 0.8 \times I_{LIMIT_MIN}$$

請參閱產品規格型錄以瞭解 LYTSwitch-0 的限電流值。

步驟 4 – 選擇 BP 電容器 (C_{BP})

請採用最小額定值為 $0.1 \mu F$ 、 $16 V_{MIN}$ ，並且可在 $125^\circ C$ 條件下工作的陶瓷型電容器。

步驟 5 – 選擇回授電容器 (C_{FB})

電容器 C_{FB} 會濾波 R_{FB} 上的電壓，該電壓由漣波電流調變。 C_{FB} 的值應該夠大，才能將施加於回授接腳的漣波電壓降到最低，特別是採用 MDCM 的設計。選擇的 C_{FB} 值應使 R_{SENSE} 和 C_{FB} 的時間常數 (t) 比切換期間 ($15 \mu s$) 的時間常數大 20 倍。 C_{FB} 上的峰值電壓為 $\approx V_{FB}$ ($1.65 V$)。這還能透過提供並聯電路徑來降低 R_{FB} 的電流感測損失。使用 $22 \mu F$ 、 $10 V$ 陶瓷電容器作為起點。

步驟 6 – 決定輸出電感器的最小電感

您可以使用 PI Expert 軟體設計套件中的 PIXIs 試算表，來精確計算最小電感值和 RMS 電流額定值。計算最小電感是為了在開迴路的最小輸入電壓條件下提供 110% 的輸出電流 (所有切換週期均為啟用的調節限制)。在試算表中輸入 $R_{FB}=1$ 以設定開迴路功率計算。然後使用目標搜尋或手動輸入 LP_{MIN} ，直到：

$$LP_{TYP} = LP_{MIN} \times (1 + L_{TOL})$$

使用此值作為電感值的最小參考值。得出：

$$I_{O_VAC_MIN} = 1.1 \times I_{OUT}$$

其中：

- $I_{O_VAC_MIN}$ ：最小 AC 輸入電壓條件下的輸出電流。
- LP_{TYP} ：功率電感器的標準電感。
- LP_{TOL} ：功率電感器的公差。

步驟 7 – 選擇輸出電感器的類型

選擇使用鐵氧體/自訂電感器或是標準電感器。(如果一般計算的電感與標準電感器的電感非常接近，則可使用標準電感器。)考量設計的最終結果 – 它會產生潛在的磁通短路嗎？如果外殼是完全密封的金屬殼，則適合使用有遮蔽的鐵芯類型。表 9 提供標準電感器值。針對輸出規格選擇下一個最接近 (較高) 的電感和電流。考量當電流增大時，標準鼓式鐵芯/「狗骨式」(I 型鐵芯) 電感器的公差，以及電感的下降量。使用 -20% 公差可因應最差的情況。

標準現成電感器值

680 μ H	2.2 mH
820 μ H	2.7 mH
1 mH	3.3 mH
1.2 mH	3.9 mH
1.5 mH	4.7 mH
1.8 mH	5.6 mH

表 9. 標準電感器值

由於低 DC 電阻和高 RMS 額定值，建議所選電感器的值應接近 LP_{MIN} ，且不超過 $1.5 \times LP_{MIN}$ 。680 μ H 的下限用於限制最大 di/dt ，以防止輸入達到 265 VAC 時出現極高的峰值電流值。

$$680 \mu H < LP_{MIN} < L < 1.5 \times LP_{MIN}$$

如果尺寸至關重要，請使用自訂電感器，它能夠比標準電感器更好地遮蔽和維護電感。

決定要使用的電感器類型後，請計算實際的最低電感 (LP_{MIN})。然後在 PIXIs 中使用此值。

步驟 8 – 選擇回授感測電阻器 (R_{FB})

選取 R_{FB} 值可在回授接腳上的電壓達到 V_{FB} (1.65 V) 時，使線間的輸出電流進行調節並達到最佳化。此電壓是針對回授接腳電壓 (V_{FB}) 指定的，而臨界值會將電流降低 49 μ A。

在步驟 6 使用電感，可以透過目標搜尋或手動輸入可產生 $I_{O(AVERAGE)}$ 的最接近值來計算 R_{FB} 。

輸出線間調節是在 PIXIs 試算表的底部估算。

*附註：在開迴路操作 ($R_{FB}=1$) 期間，輸出電流會隨輸入電壓上升。請觀察當 R_{FB} 增加時， $I_{O(AVERAGE)}$ 何時開始下降。增加 R_{FB} 直到達到目標輸出電流。這可在正常操作期間避免觸發不必要的自動重新啟動。

R_{FB} 的功率額定值是，

$$P_{RFB} = \frac{1.65 V^2}{R_{FB}}$$

步驟 9 – 選擇飛輪二極體

在 LED 照明應用中，內部環境溫度通常會達到 80 $^{\circ}$ C，建議使用超快速二極體類型 ($t_{RR} \leq 35$ ns)。

選擇反向峰值電壓具有 25% 餘裕的飛輪二極體：

$$V_{PV} > 1.25 \times V_{MAX}$$

此二極體必須能夠傳導滿載電流。因此：

$$I_F > 1.25 \times I_{OUT}$$

步驟 10 – 選擇輸出電容器

此驅動器沒有輸出電容限制。它可在 100 nF 到電路板可容納的最大電容範圍內運作。在使用壽命長的 LED 驅動器應用中，此驅動器可以採用非電解輸出電容器。為了限制輸出電容，LED 的最大峰值電流將等同於 IC 的限電流。在燈管應用中，可能需要用到 100 nF 電容器或共模電感器，以降低 LED 串尺寸引起的輻射性與傳導性雜訊。

在某些限制最大 LED 電流的應用中，建議使用電解電容器。在本例中，請選用 RMS 電流額定值為 80% I_{OUT} 的最小電容。輸出電流漣波與 LED 負載的輸出電容和電阻成反比。建議使用實際的 LED 負載來完成設計。

在低輸入電容的情況下，將由輸入線間頻率控制輸出電流漣波。如圖 5 和圖 6 所示，輸出電流漣波的頻率是輸入線間頻率的兩倍。

在非功率因數 (PF) 應用 (高輸入電容) 中, 應根據輸出電流漣波需求來選用通常由電容器之 ESR 控制的輸出電容器。其估算方式為:

$$ESR_{MAX} = \frac{R_D \times I_{OUT_RIPPLE}}{I_{LIM}}$$

其中 R_D 是 LED 負載的總電阻、 I_{OUT_RIPPLE} 是最大輸出漣波規格、 I_{LIMIT} 是 LYTSwitch-0 限電流。電容器 ESR 值應以切換頻率 (66 kHz) 指定。

步驟 11 – 選擇預載電阻器 (選用)

除非需要利用快速輸出衰減來消除持續輸出, 否則 LED 驅動器應用不需要預載電阻器。

步驟 12 – 選擇過壓保護 (選用)

在實際運作中 (LED 改良式燈具), 負載始終是接通的, 因此可省略 OVP

電路以節省成本。在測試 (製造中) 期間, 若要在負載中斷時提供保護以防止輸出過衝, 可對輸入施加 40 VAC 電壓; 如果未測量輸出電流, 則不會接通負載。此測試可讓電路板安全無損地進行初始通電, 而無需使用過壓保護電路。

圖 7 顯示簡單且低成本的方法, 即是在輸出端上新增積納二極體 VR1。在無負載情況下, 積納二極體會避免短路以保護輸出電容器。積納二極體短路電流將由 IC U1 限電流限制。請注意, 在發生過壓事件後, 就必須更換積納二極體。

圖 8 顯示自動恢復電路, 一旦 AC 輸入回收達到 2s, 裝置就會在負載接通時正常運作。優點是無負載功耗最低, 且電路可重設。

圖 9 顯示定電壓操作的配置。沒有 AC 回收時, 負載可以接通。缺點是輸出需要一些預載電阻, 而這會降低效率。您可以將預載電阻取代為與電阻器串聯的正確額定積納二極體來提升效率。

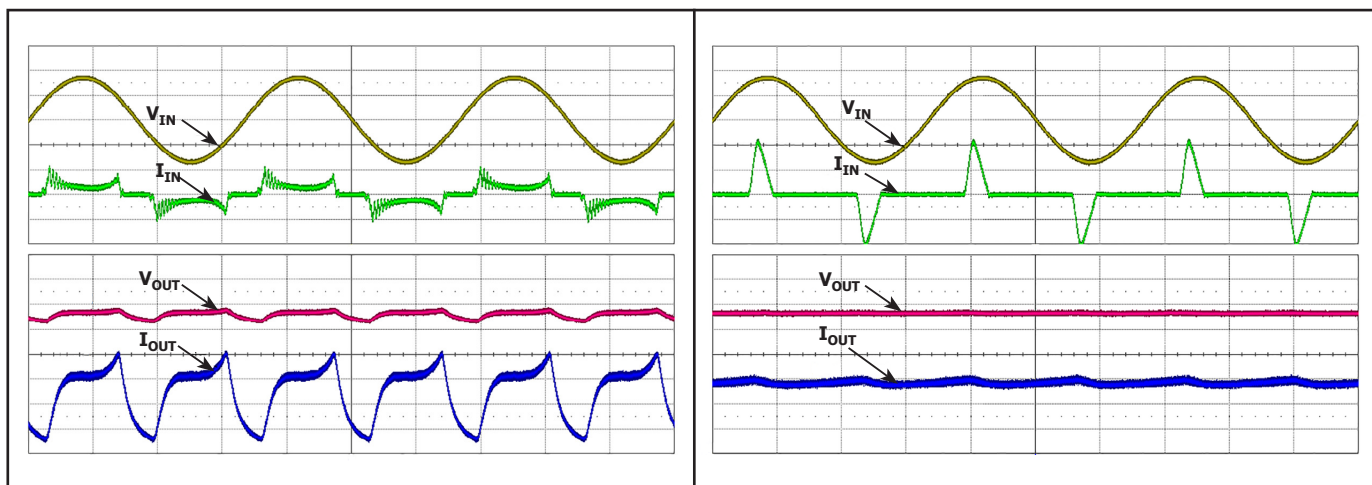


圖 5. 低輸入電容的取樣波形

圖 6. 高輸入電容的取樣波形

OVP 保護	優點	缺點
積納二極體	<ol style="list-style-type: none"> 1. 最便宜, 且簡單易用。 2. 無負載時 $V_{OUT} \approx 0V$; 安全可靠。 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 無自動恢復功能。需要更換為積納二極體以使驅動器正常運作。
SCR 閉鎖	<ol style="list-style-type: none"> 1. 自動恢復功能。 2. 最低無負載消耗。 3. 無負載時 $V_{OUT} \approx 0V$; 安全可靠。 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 成本。 2. 需要 AC 回收來進行恢復。 <p>注意: 在下一個 AC 功率週期之後, 積納二極體也可能會使開路失效。</p>
定電壓模式	<ol style="list-style-type: none"> 1. 熱插拔, 可隨時接通負載。 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 消耗更多功率。 2. 無負載時殘留電壓。 3. 成本。

表 10. OVP 電路選項摘要

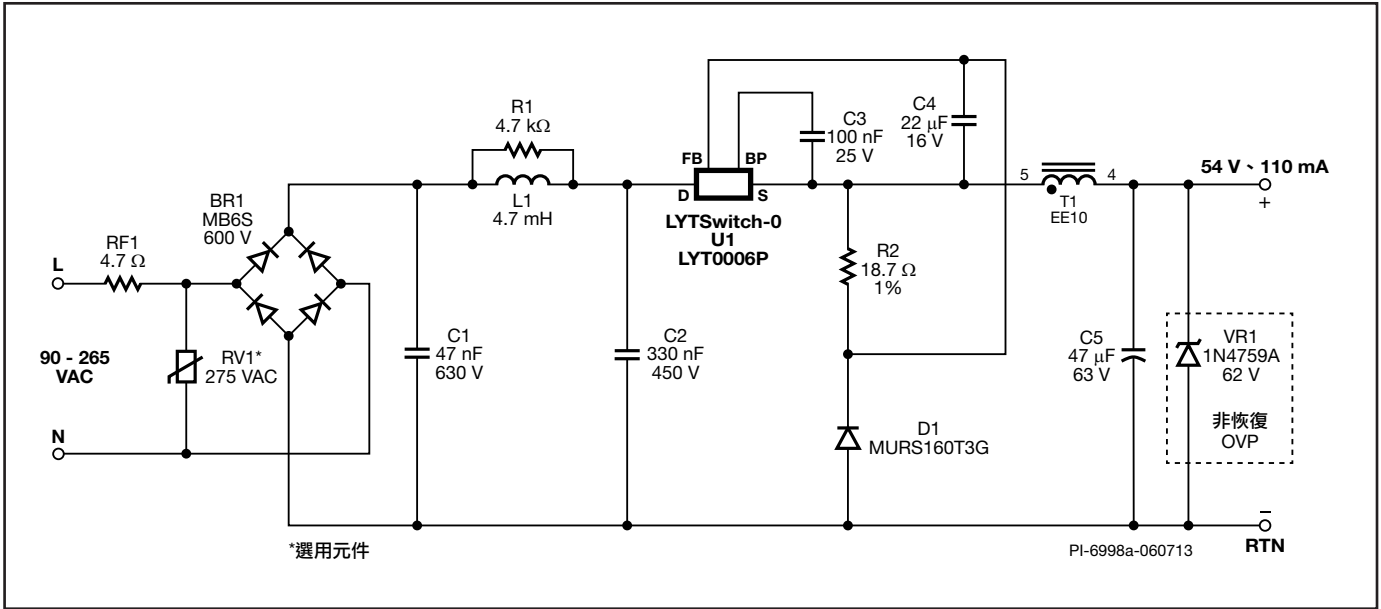


圖 7. 使用積納二極體的最低成本負載中斷保護

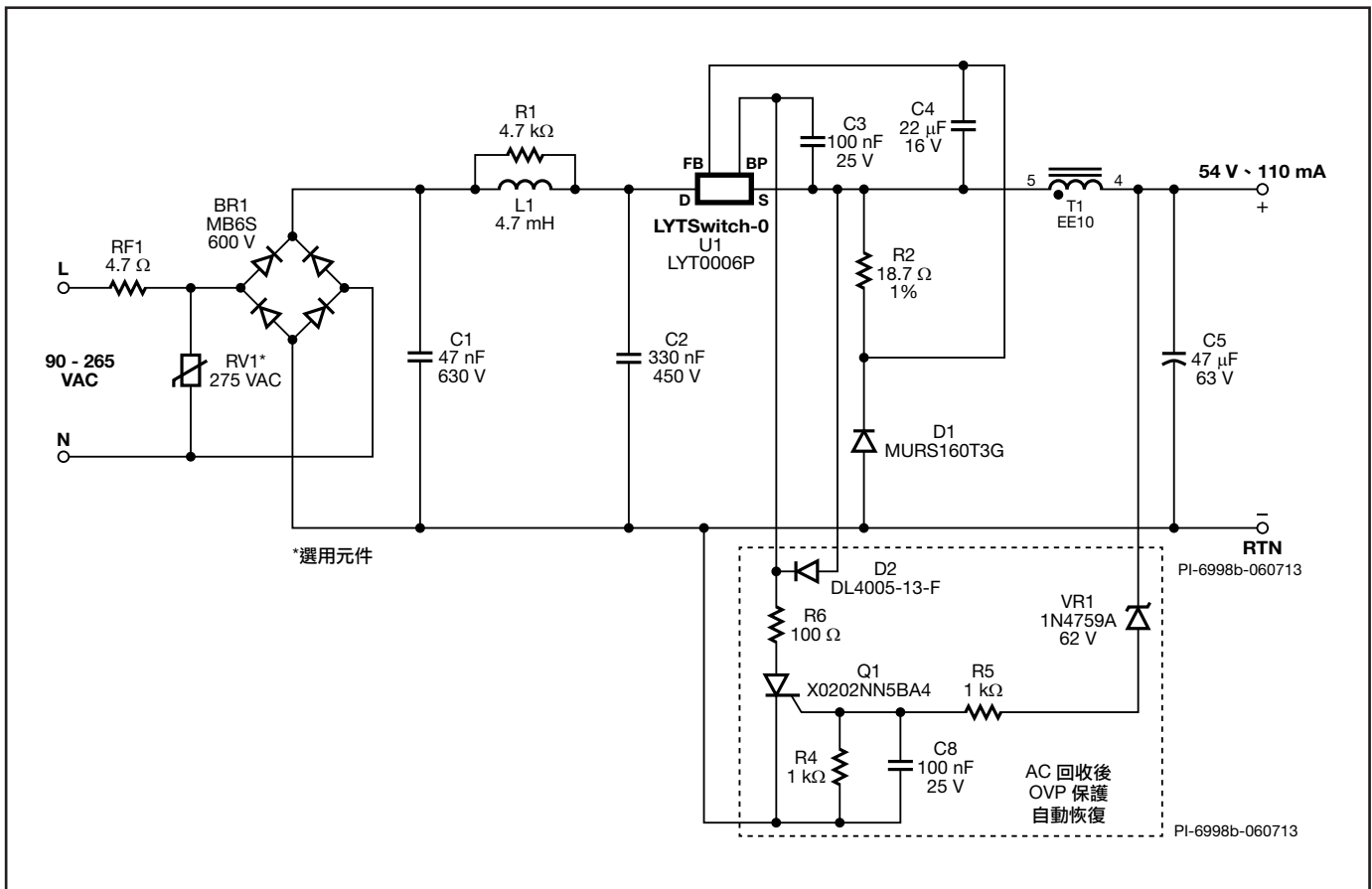


圖 8. 使用 SCR 的自動恢復負載中斷保護

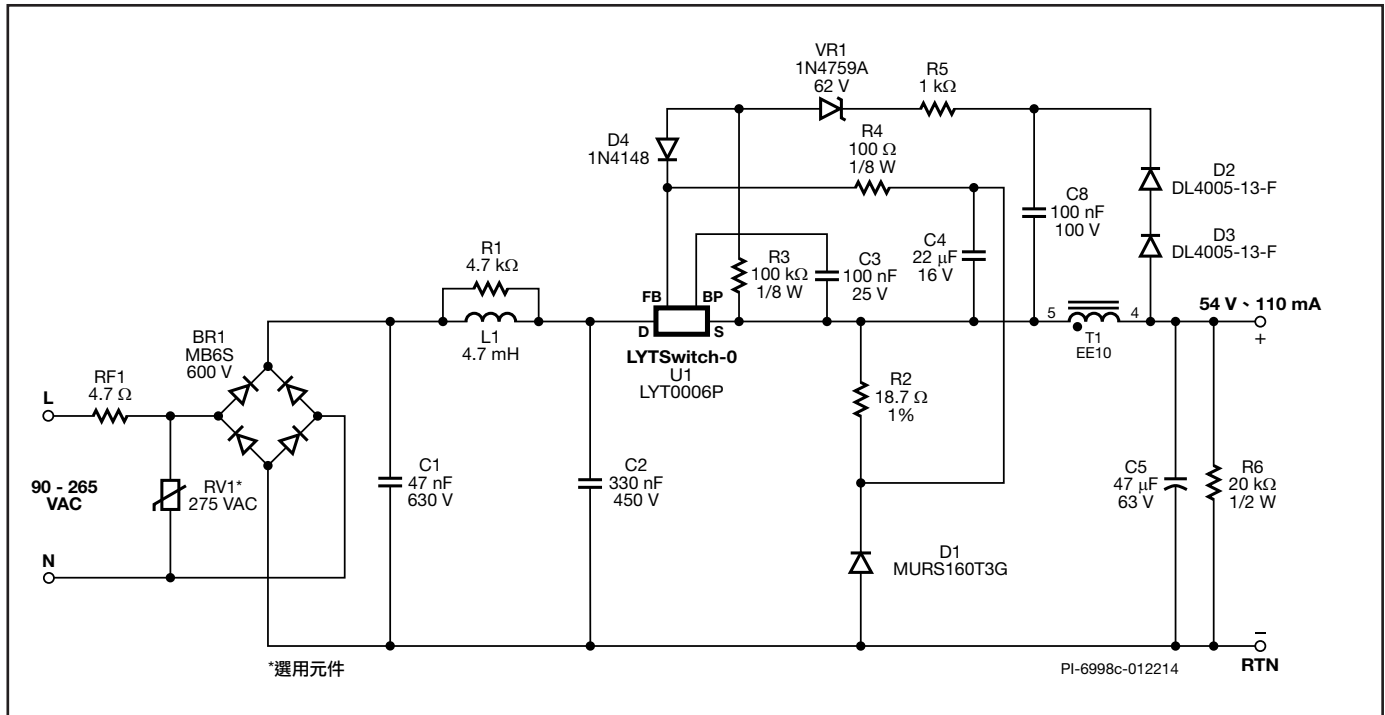


圖 9. 定電壓 (CV) 模式負載中斷保護

其他資訊

最佳輸出電壓

如果可行，請在最佳範圍內設計輸出電壓 (LED 串)，以實現最具成本效益的設計。低線間電壓 (LLO) 的範圍是 50 V 到 70 V，而高線間電壓 (HLO) 的範圍則是在 80 V 到 120 V 之間。

最佳電感

利用最低電感 (MDCM) 進行設計，可將輸出二極體產生之上升邊緣突波所導致的切換損失降低到最低。

隨時檢查電感器的電壓額定值，以避免鐵芯和繞組之間產生電弧。有一些標準電感器的額定值低於 200 V。絕緣損壞而產生電弧可能是潛在的故障原因。

可聞雜訊

如果出現可聞雜訊，請將磁性元件浸凡立水。減少電感有助於未來降低可聞雜訊。通常，鼓式電感器不會有雜訊，因為繞組面積受控制，且繞組面積的覆蓋更均勻。

散熱環境

為了確保良好的散熱效能，源極接腳應保持在 100 °C 以下。請在最高環境操作溫度下建置並測試電源供應器，以確保擁有足夠的散熱餘裕。

在燈具設計中使用時，所有零件的溫度額定值應高於 100 °C。

根據最高操作溫度降額所有電阻器。通常，電阻器的功率額定值將在超過 70 °C 時開始下降。

建議的佈局考量

荷載高電流的 Trace 應盡可能短且寬。這些 Trace 會與輸入電容器、LYTSwitch-0 及飛輪二極體連接。

大多數現成的電感器屬於「鼓式鐵芯」或「狗骨式」類型。這些電感器類型沒有遮蔽，因此會產生差模雜訊耦合。請考慮將電感器裝配在盡量遠離 AC 輸入和 EMI 濾波器的位置。

將無遮蔽 EMI 濾波器電感器裝配在遠離卡銷/螺線座 (燈具應用) 的位置，以避免電感器的磁通短路。

修訂版本	附註	日期
A	初始版本。	01/15
B	更新了品牌樣式。	03/15

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

PI 標誌、TOPSwitch、TinySwitch、LinkSwitch、LYTSwitch、InnoSwitch、DPA-Switch、PeakSwitch、CAPZero、SENZero、LinkZero、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。©2015, Power Integrations, Inc.

Power Integrations 全球銷售支援地點

全球總部

5245 Hellyer Avenue
San Jose, CA 95138, USA.
總機：+1-408-414-9200
客戶服務：
電話：+1-408-414-9665
傳真：+1-408-414-9765
電子郵件：usasales@power.com

中國 (上海)

Rm 2410, Charity Plaza, No. 88
North Caoxi Road
Shanghai, PRC 200030
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

臺灣

臺灣臺北市
11493 內湖區
內湖路 1 段 318 號 5 樓
電話：+886-2-2659-4570
傳真：+886-2-2659-4550
電子郵件：taiwansales@power.com

英國

Cambridge Semiconductor
(Power Integrations 的一家公司)，
Westbrook Centre, Block 5, 2nd Floor
Milton Road
Cambridge CB4 1YG
電話：+44 (0) 1223-446483
電子郵件：eurosales@power.com