

AN-50 應用說明

LinkSwitch-PL 系列

設計指南 (返馳式架構)

簡介

LinkSwitch-PL 高度整合單晶片離線式切換開關 IC 系列可實作 Single-stage 隔離式或非隔離式、功率因數修正定電流輸出驅動器，適用於 LED 照明應用。非隔離式設計與採用 TRIAC 為基礎的低成本調光器相容，提供 >300:1 的調光範圍。所需元件極少，可簡化符合 LED 改良設計 (如 A19 和燭台燈尺寸) 的空間限制，而 >0.9 PF、低 THD 和諧波輸入電流讓單一驅動器設計可以用於全球。

範圍

本應用說明專供設計驅動定電流 LED 負載的隔離式或非隔離式 AC 轉 DC 電源供應器的工程師之用。提供有關使用 PIXIs 設計試算表 (為 PI Expert™ 套裝軟體的元件)、選擇關鍵元件，以及最佳化專門針對 TRIAC 調光器的設計等的逐步步驟指引。LinkSwitch-PL 可同時用於返馳式或升降壓式架構，不過，本文件的內容僅涵蓋返馳式架構。已預計採用獨立的 PIXIs 試算表，對升降壓式架構提供支援，將來會納入獨立的應用說明中。

除本應用說明外，讀者可能也會發現「參考配套設計 (RDK)」非常實用。每個套件都含有功能齊全的工程原型板、工程報告與裝置樣品。如需有關下載 PI Expert、取得 RDK、檢閱其他設計範例報告 (DER) 與本文件更新的進一步詳細資訊，請造訪 www.powerint.com。

基礎電路配置

以下所示為雙向閘流器 (TRIAC) 調光、非隔離式 LED 驅動器的典型應用電路圖。採用 TRIAC 相位角控制調光器的介面所需的電路塊標示有「被動」、「主動阻尼器」和「洩放器」，非調光應用可移除這些電路塊。

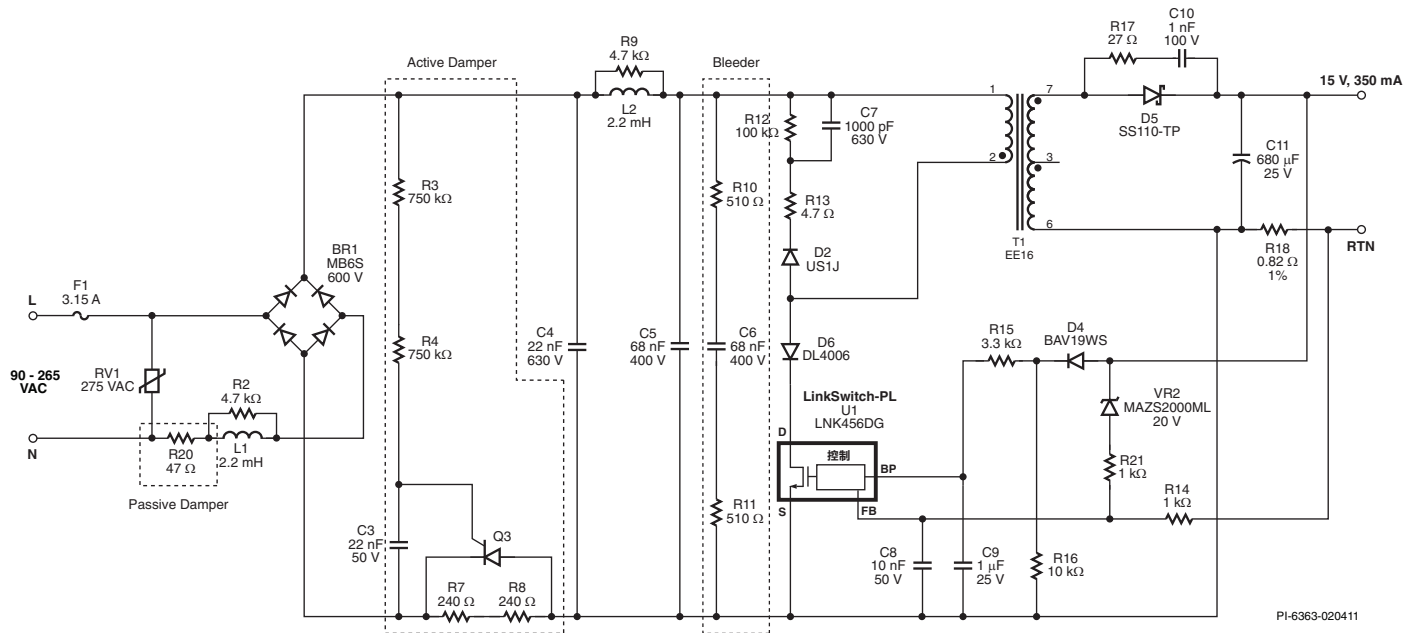


圖 1. 使用 LinkSwitch-PL 裝置的典型雙向閘流器 (TRIAC) 調光應用電路圖。

快速入門

熟悉電源供應器設計與 Power Integrations 設計軟體的讀者可選擇跳過之後所描述的逐步設計方法，並可使用以下資訊快速設計變壓器及選擇第一個原型所需要的元件。關於此方法，僅需將下列所述資訊輸入 PIXIs 試算表，其他參數會根據一般設計要求自動選取。試算表儲存格位置 (可在 PIXIs 軟體中顯示) 參照以方括號表示，如：[儲存格參照]。

- 輸入 AC 輸入電壓範圍 V_{AC_MIN} 、 V_{AC_MAX} 與最低線間電壓頻率 f_L [B3、B4、B5]。
- 輸入標準輸出電壓 V_O [B6]。
- 輸入標準輸出電流 I_O [B9]。
- 輸入預估效率 [B10]。
- 輸入損失分配係數 Z [B11]。
- 按一下儲存格 [B12] 來選取外殼類型，然後按一下向下箭頭，選取「開放式架構」或「改良式燈具」應用。
- 透過下拉式功能表選取調光或非調光設計，或直接輸入 Yes 或 No [B13]。
- 輸入輸出二極體順向式壓降 [B15]。若是快速或超快速二極體，請使用 0.7 V；若是蕭特基二極體，則使用 0.5 V。
- 如果產生任何警告，請根據試算表 F 欄的指示變更設計。
- 依照變壓器構造表的指示建置變壓器。
- 選取主要元件。請參閱步驟 3 和 6。
- 視必要建置原型與重新設計，以適當的測出值取代試算表中的預估值 (例如：效率)。
- Power Integrations 提供變壓器原型設計服務，以及與其他供應商的連結：如需詳細資訊，請參閱 www.powerint.com/componentsuppliers.htm。

變壓器設計逐步程序

步驟 1: 輸入應用變數 V_{AC_MIN} 、 V_{AC_MAX} 、 f_L 、 V_O 、 $V_{O(MIN)}$ 、 $V_{O(MAX)}$ 、 I_O 、 η 、 Z 、外殼、調光應用、 P_O 和 V_D

根據表 1 決定輸入電壓範圍。

線間電壓頻率, f_L

針對全輸入電壓或單一電壓 230 VAC 輸入為 50 Hz，針對單一電壓 115 VAC 輸入為 60 Hz。針對單一電壓 100 VAC 輸入為 50 Hz。線間電壓頻率不是直接設計參數，但會用於試算表以正確計算出一次側有效值電流等參數。

標準輸出電壓, V_O (V)

輸入標準輸出電壓。

標準輸入電壓 (VAC)	V_{AC_MIN}	V_{AC_MAX}	附註
100/115	85	132	日本 / 美國
230/240	195	265	EU / 其他國家
277	250	308	全球 單相
通用	85	265	美國 3 相

表 1: 輸入電壓範圍。

建議典型工作電壓範圍為 $V_O \pm 25\%$ 。進行比較時，預期的 LED 燈串電壓變化 (包括公差與溫度效應在內) 為 $< \pm 15\%$ 。考量下述實際限制時，輸出電壓變化可能更寬。

最小輸出電壓, $V_{O(MIN)}$

輸入最小 LED 燈串電壓。

最小輸出電壓取決於高線間電壓條件下發生週期跳離時的輸出功率等級。週期跳離操作會維持輸出電流穩定，但會使 PF 和 THD 降級。當輸出電流感測電阻器 (圖 1 中的 R18) 的電壓 ≥ 520 mV 時，週期跳離便會發生。如果輸入的輸出電壓會導致發生此情況，將會顯示警告。

最大輸出電壓, $V_{O(MAX)}$

輸入最大 LED 燈串電壓。

實際限制取決於最大汲極峰電壓 (輸出反射電壓的效應)。

標準輸出電流, I_O (A)

輸入平均輸出電流。 I_O 是所需的平均輸出電流。轉換器的輸出電流是 DC 電流，施加超強的線間電壓頻率漣波作為 AC 元件。漣波的振幅取決於輸出電容和負載電阻量。

電源供應器效率, η

輸入整個電源供應器在最差情況下線間輸入電壓，輸出端測量到的估計效率。最差情況發生於最低或最高輸入電壓時。請從 78% 的值開始，直到可測量原型。

電源供應器損失分配係數, Z

此係數代表一次側與二次側電源供應器之間的損失比例。 Z 係數與效率數字一併使用，以判斷功率階段必須傳輸的實際功率。例如：在輸入階段的損失 (EMI 濾波器、整流、阻尼器、洩放器等) 並未由此功率階段進行處理 (透過變壓器傳送)，因此，雖然效能降低，但變壓器設計並不會受到其對效率的影響所影響。

$$Z = (\text{二次側損失}) / (\text{總損失})$$

輸入應用變數				
VACMIN	85	85	V	最小 AC 輸入電壓
VACMAX	265	265	V	最大 AC 輸入電壓
FL		50	Hz	最小線間電壓頻率
VO	15.00	15.0	V	標準輸出電壓
VO_MIN		15.0	V	最小輸出電壓公差
VO_MAX		15.0	V	最大輸出電壓公差
IO	0.40	0.400	A	平均輸出電流
n		0.7	%/100	電源供應器總效率
Z		0.5		損失分配係數。
外殼	開放式架構	開放式架構		外殼選擇決定散熱狀況和最大功率。
調光應用		是		調光應用通常需要較低的磁通密度，以避免噪音問題。
PO	是	6.00	W	平均輸出功率
VD		0.5	V	輸出二極體順向式壓降

圖 2. LinkSwitch-PL 試算表的 [應用變數] 區段。

一次側損失範例為發生在輸入整流器與 EMI 濾波器的損失、MOSFET 傳導損耗與一次側繞組損失。二次側損失範例包括二次側二極體、二次側繞組損失與鐵芯損失、一次側箝位電路與偏壓繞組的損失。

起始值：若是非調光設計，值為 0.5，若是調光設計，則為 0.4。

外殼

選取「開放式架構」或「改良式燈具」。在試算表發出過熱警告前，開放式架構外殼允許更高的輸出功率。「改良式燈具」應用則假定 LED 負載自行加熱，藉此降低允許的裝置功耗，所以輸出功率會降低。

調光應用

若是 LED 調光，輸入「YES」，若是非調光應用，則輸入「NO」。

平均輸出功率， P_o (W)

這是在 V_o 和 I_o 條件下，計算出的平均輸出功率。

輸出二極體順向式壓降， V_D (V)

輸入預估的輸出二極體順向式壓降。若是超快速整流器，請使用 0.7，若是蕭特基二極體，則使用 0.5。

步驟 2：輸入 LinkSwitch-PL 設計變數

裝置

輸入所需的裝置或選取 [自動] (自動選取裝置)。表 2 和 3 提供以輸出功率、LED 驅動電流和每燈串 LED 數目 (V_o) 為主的指引。

從表 2 或表 3 選取裝置。

輸出反射電壓， V_{OR} (V)

V_{OR} 是反射回一次側繞組的輸出電壓。 $V_{OR} = (V_o + V_D) \times (N_p/N_s)$ 。

圈數比

變壓器一次側與二次側圈數比 (N_p/N_s)。

MOSFET 開啟期間， t_{ON} (μ s)

當輸入電壓位於 V_{AC_MIN} 時的 MOSFET 最短開啟期間。此資訊僅提供作為參考。

切換頻率， F_{SW}

當輸入電壓位於 V_{AC_MIN} 時的預期最大切換頻率。

工作週期

在 V_{AC_MIN} 的預期最大工作週期

輸出功率表

產品	85-265 VAC	
	最小輸出功率	最大輸出功率
LNK454D	1.5 W	3 W
LNK456D	3 W	6 W
LNK457D/K/V	4 W	8 W
LNK458K/V	6 W	11.5 W
LNK460K/V	8 W	16 W

表 2：輸出功率表。

串聯式 LED 數目	輸出電流			
	350 mA	500 mA	700 mA	1000 mA
1	LNK454	LNK454	LNK454	LNK456
2	LNK454	LNK456	LNK456	LNK457
3	LNK456	LNK456	LNK457	LNK458
4	LNK456	LNK457	LNK458	LNK460
5	LNK457	LNK458	LNK460	
6	LNK457	LNK458	LNK460	
7	LNK458	LNK460		
8	LNK458	LNK460		
9	LNK458	LNK460		
10	LNK460			
11	LNK460			
12	LNK460			

表 3：以輸出 LED 串聯长度和電流為基礎的裝置選擇。假設每一個 LED 典型壓降為 3.5 V。

V_{DRAIN} (V)

預期最大 MOSFET 汲極電壓。此電壓假設具有標準變壓器漏電感和適當設計之汲極箝位電路的典型設計。

一次側有效值電流， I_{RMS} (A)

計算出的一次側最大有效值電流。這是同時在 V_{AC_MIN} 和 V_{AC_MAX} 下，顯示兩個值之較大者時，於整個 AC 週期上計算的值。

一次側峰電流， I_{PK} (A)

計算出的側峰汲極電流。

裝置峰電流， $I_{LIM(MAX)}$ (A)

裝置的最大內部限電流。

關閉期間與重設時間的比較， K_{DP}

開關關閉期間與鐵芯重設時間的比率。

LinkSwitch-PL 設計變數				
裝置	自動	LNK457		選擇開放式架構的裝置 PO 最大值：7.36W，改良式燈的 PO 最大值：6.89 W
VOR		102.3	V	輸出反射電壓
圈數比		6.6		一次側與二次側圈數比
TON		3.32	us	在低線間電壓與 PO 的預期 MOSFET 導通時間
FSW		122.1	kHz	在低線間電壓與 PO 的預期切換頻率
工作週期		40.6	%	在低線間電壓與 PO 的預期操作工作週期
VDRAIN		569	V	最差情況下在 V_{ACMAX} 與 V_{O_MAX} 的預計汲極電壓
IRMS		0.161	A	最差情況下在 V_O 的一次側有效值電流
IPK		0.834	A	最差情況下在 V_O 的一次側峰電流
ILIM_MAX		1.020	A	裝置峰電流
KDP		1.25		在 V_{ACMIN} 的開關關閉期間與鐵芯重設時間之間的比率

圖 3. 試算表的 [設計變數] 區段。

$$K_P \equiv K_{DP} = \frac{(1-D) \times T}{t}$$

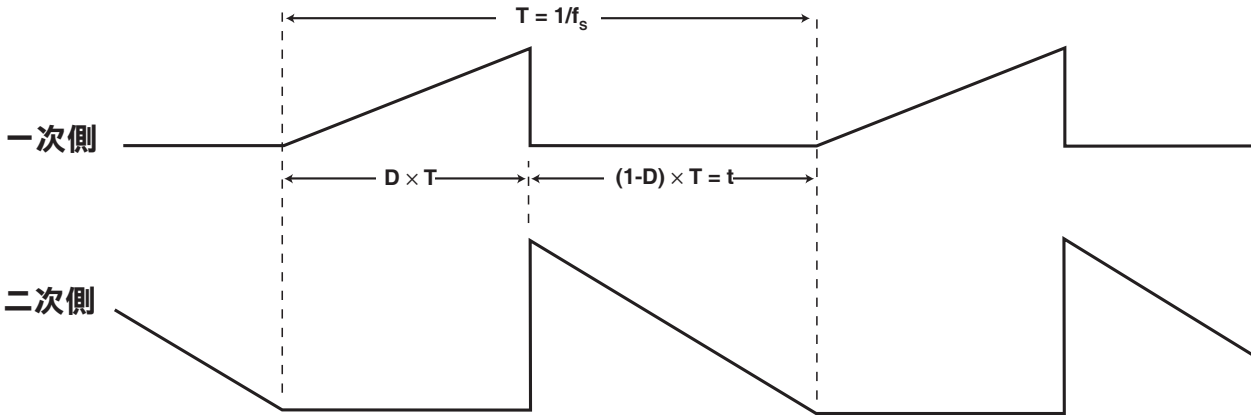
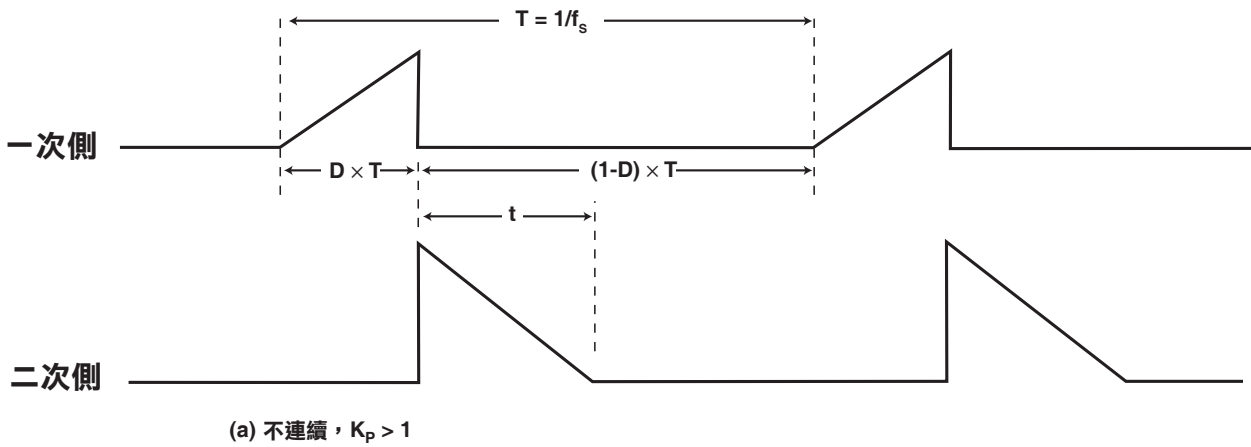


圖 4. 不連續模式電流波形, $K_P \geq 1$ 。

步驟 3: LinkSwitch-PL 外部元件計算

輸出電流感測電阻器, R_{SENSE}

R_{SENSE} 是計算將輸出電流設定為 I_O 的輸入值時所需的輸出電流感測電阻值。輸入不同的值, 會改變建造原型時的平均輸出電流。您也必須在試算表的 [應用變數] 區段中變更 I_O 的值, 以便將這項變更輸入試算表。

標準 R_{SENSE}

這是 R_{SENSE} 的最接近標準 1% 值。

感測電阻器的消耗功率, P_{SENSE} (W)

這是 R_{SENSE} ($P_{SENSE} = I_O^2 \times R_{SENSE}$) 計算出的功率消耗。

步驟 4: 輸入變壓器鐵芯/構造變數

鐵芯類型

輸入鐵芯類型。如果輸入在試算表資料庫中的鐵芯類型, A_E 、 L_E 、 A_L 和 BW 的值會顯示在試算表的輸出欄中。如果輸入的鐵芯不在資料庫中, 請如下所述輸入值。

鐵芯有效截面積, A_E (mm²)

輸入鐵芯的有效截面積。

鐵芯有效路徑長度, L_E (mm)

輸入鐵芯的有效路徑長度。

無間隙鐵芯有效電感, A_L (nH/T²)

輸入鐵芯的無間隙電感常數 (nH/T²)。

LinkSwitch-PL 外部元件計算					
RSENSE			0.725	Ω	輸出電流感測電阻器
標準 RSENSE			0.73	Ω	RSENSE 的最接近 1% 值
PSENSE			0.116	W	RSENSE 消耗的功率

圖 5. 試算表的 [外部元件計算]。

輸入變壓器鐵芯/構造變數					
鐵芯類型	EE19		EE19		鐵芯類型
鐵芯零件編號			PC40EE19-Z		鐵芯零件編號 (如果有)
線軸零件編號			BE-19-118CPH		線軸零件編號 (如果有)
AE			23.00	mm ²	鐵芯有效截面積
LE			39.40	mm	鐵芯有效路徑長度
AL			1250	nH/T ²	無間隙鐵芯有效電感
線軸寬度			9	mm	線軸實體繞組寬度
L			3		一次側繞組層數
NS			18	圈數	二次側圈數

圖 6. 試算表的 [變壓器鐵芯/構造變數]。

線軸實體繞組寬度, BW (mm)

輸入線軸的繞組寬度。在隔離式設計 (僅限非調光) 中, 請利用總擋牆膠帶寬度減少 BW 的值 (若是 230 VAC, 寬度為 6.4 mm, 或是 115 VAC, 則為 4 mm)。

一次側層數, L

輸入所需的一次側繞組層數。若要使漏電感保持在可管理的等級, 建議保留一次側層數為 3 或以下。如果 [變壓器一次側設計參數] 區段中的 CMA 低於 200 Cmiils/A (大於 9.75 A/mm²), 請使用較大的鐵芯尺寸。

二次側圈數, N_s

這是二次側繞組圈數。

步驟 5: 變壓器的一次側設計參數**一次側電感, L_p (mH)**

這是所需的標準一次側電感。

一次側電感公差, L_p

這是一次側電感公差規格。預設為 10%。

一次側繞線的圈數, N_p

這是所需的一次側圈數。

有間隙鐵芯有效電感, A_{LG} (nH/T²)

這是有間隙鐵芯有效電感。

工作磁通密度, B_M (高斯)

若要避免鐵芯飽和, 建議的最大磁通密度為 3000 高斯 (0.3 T)。在調光應用中, 建議使用 2000 高斯 (0.2 T) 的值以使噪音降至最低。

BAC

最差情況下的鐵芯損失曲線的 AC 磁通密度 (0.5 × 峰間值)。

峰值磁通密度, B_p (高斯)

這是啟動或暫態線間電壓/負載狀況期間可能發生的峰值磁通密度。建議使用 3600 高斯 (0.36 T) 的限值以防止鐵芯飽和, 尤其是工作鐵芯溫度偏高的設計。

鐵芯間隙, L_G (mm)

這是所需一次側電感所需的鐵芯間隙長度。如果是在實驗室進行鐵芯間隙, 則這點很有用。指定給供應商時, 應該使用 A_{LG}。

線軸寬度, BWE (mm)

這是有效線軸寬度。其計算方式為: 線軸寬度乘以一次側層數。

一次側線徑, OD (mm)

這是將會佈線到 BWE 的最大一次側線徑。如果實際 OD 與試算表計算出的值有出入, 可輸入實際 OD。這可改善一次側繞組電流密度計算的精準度。

變壓器一次側設計參數					
LP			0.660	mH	一次側電感
LP 公差			10	%	一次側電感公差
NP			120	圈數	一次側繞組圈數
ALG			46	nH/T ²	有間隙鐵芯有效電感
BM			1995	高斯	操作磁通密度
BAC			998	高斯	最差情況下的鐵芯損失曲線的 AC 磁通密度 (0.5 × 峰間值)
BP			2683	高斯	計算出的最差情況下的峰值磁通密度 (BP < 3600 G)
LG			0.631	mm	間隙長度 (L _G > 0.1 mm)
BWE			27	mm	有效線軸寬度
OD			0.23	mm	最大一次側線徑 (包括絕緣層)
INS			0.04	mm	估計絕緣層總厚度 (= 2 * 薄膜厚度)
DIA			0.18	mm	導線直徑
AWG			33	AWG	一次側線徑規格 (四捨五入為下一個較小的標準 AWG 值)
CM			51	Cmiils	導線有效面積 (以圓密爾為單位)
CMA			315	Cmiils/Amp	一次側繞組電流能力 (200 < CMA < 500)
一次側電流密度 (J)			6.34	A/mm ²	一次側繞組電流密度 (3.8 < J < 9.75 A/mm ²)

圖 7. 試算表的 [變壓器一次側設計參數]。

絕緣厚度, INS (mm)

這是用於一次側線 (= 2 × 絕緣厚度) 的估計總絕緣厚度。這會用於計算裸銅線厚度 (DIA)。

DIA (mm)

這是以指定層數將佈線於線軸的最大裸銅線厚度。

AWG

建議的一次側線徑規格。

CM

一次側裸線有效面積 Cmil²。

CMA

CMA 是一次側線電流能力。如果 CMA 低於 200 Cmil/Amp (>9.75 A/mm²)，效率將會降低，且可能發生無法接受的變壓器溫升。若要增加 CMA，請增加一次側層數 (L)，或降低二次側圈數 (N_s) 來增加最大磁通密度 (B_M)。如果一次側層數 (L) 在第 3 層，最大磁通密度 (B_M) 在 3000 高斯。則需要較大的變壓器鐵芯才能增加 CMA。

一次側電流密度 (J)

一次側電流密度和 CMA 相關。建議將電流密度保持在 3.8 A/mm² 與 9.75 A/mm² 之間。

步驟6: 變壓器的二次側設計參數

二次側峰值電流, I_{SP} (A)

此值決定通過輸出整流器的峰值電流和輸出切換雜訊電壓 (I_{SP} × 輸出電容器的 ESR)。

二次側繞組電流, I_{SRMS} (A)

二次側繞組有效值電流。

輸出電流, I_O (A)

I_O 是平均輸出電流。請選取電流額定值等於或超過此值的輸出二極體。

反向峰值電壓 PIVs (V)

此值是施加於輸出整流器的二次側反向峰值電壓。PIVS 值包括反向二次側電壓突波的 10% 餘裕。請選取等於或超過此值的二極體電壓額定值。

CMS1

建議的輸出繞組導線 (單位為圓密爾數)。

AWGS (mm)

建議的輸出繞組線徑規格。

DIAS (mm)

建議的最小導線直徑。

最大線徑, ODS (mm)

最大外徑 (使用三層絕緣線時很有用)。注意：僅隔離式設計需要三層絕緣線。

LinkSwitch-PL 應用範例

圖 9 顯示的電路可提供 15 V LED 串電壓、350 mA 的單一定電流輸出。您可以使用標準 AC 主電源 TRIAC 調光器，將輸出電流降低至 1% (3 mA)，而不會有 LED 負載不穩定和閃爍的情形。本電路板與低成本前緣觸發及更精密的後緣調光器皆可相容。

本電路板已進行最佳化，能夠在全電壓 AC 輸入電壓範圍 (85 VAC 至 265 VAC, 47 Hz 至 63 Hz) 上操作，但是在 0 VAC 至 300 VAC 的輸入範圍中也不會有損壞。這可以提升現場使用可靠性，也可以增加線間弛波與突波期間的使用壽命。LinkSwitch-PL 所採用的設計可以提供高功率因數 (於 115 VAC / 230 VAC 時大於 0.9) 以及低 THD (於 230 VAC 時小於 15%，於 115 VAC 時小於 10%)，能夠遵守所有目前的國際要求，並讓單一設計能夠在全世界通用。

選擇電路板尺寸外型，以符合標準梨形 (A19) LED 替換燈泡的要求。輸出為非隔離類型，並且需要機械設計的外殼才能將供應器及 LED 負載與使用者隔離開來。

二次側設計參數					
ISP			5.56	A	最差情況下的二次側峰值電流
ISRMS			1.23	A	最差情況下的二次側有效值電流
IO			0.40	A	輸出電流
PIVS			71.8	V	在 VO_MAX 時輸出二極體的反向峰值電壓
CMS1			246	Cmil	輸出繞組導線最小圓密爾數
AWGS			26	AWG	線徑規格 (四捨五入為下一個較大標準 AWG 值)
DIAS			0.41	mm	最小導線直徑
ODS			1.50	mm	線的最大外徑

圖 8. 試算表的 [二次側設計參數]。

AC 線間電壓 TRIAC 調光器介面電路

為了提供低成本的輸出調光功能，採用 TRIAC 的上升邊緣相位調光器在設計時有許多取舍。

由於 LED 照明所消耗的功率相對的要小得多，因此燈泡所產生的電流會低於 TRIAC 調光器的吸持電流。這可能會導致不良狀況，例如調光範圍受限和/或閃爍。TRIAC 開啟時對輸入電容進行充電的浪湧電流會產生電流振盪。這同樣會引起不良狀況，因為振盪可能導致 TRIAC 電流降至零，並且在 AC 週期的剩餘時間內關閉、或是快速地開啟和關閉 TRIAC 電流。

為了解決這些問題，設計會加入三種電路塊、一個被動阻尼器、一個主動阻尼器以及一個洩放器。這些電路塊的缺點是會增加功率消耗，進而降低供應器的效率。在這個設計中，選取的值可以在高線間電壓中，利用單一調光器連接到單一燈泡的方式，允許不閃爍的操作。如果是使用多個燈泡並聯或是僅在低線間電壓 (100/115 VAC) 的情況下進行不閃爍操作，那麼您可以將這些值最佳化，以減少功率消耗並提高效率。

由於這些電路塊僅為調光應用所需，所以使用非調光設計時，您可以使用跳線來取代 R7、R8 和 R20，以省去這些元件。

主動和被動阻尼器電路

電阻器 R20 會組成被動阻尼器，搭配主動阻尼器可限制 TRIAC 於每半個週期啟動一次時所產生的峰值浪湧電流。這可防止會導致 TRIAC 電流降為零，因而造成 TRIAC 關閉的輸入電流振盪發生。當 TRIAC 在一個 AC 循環中開啟又關閉數次時，這會導致輸出 LED 負載閃爍及/或閃光。電阻器 R20 應採用防火類型，以在單點發生故障 (例如橋式整流器故障) 時安全地斷電。最差情況的消耗會發生於 90 度 TRIAC 導通角的期間。

主動阻尼器電路會使用輸入整流器，每半個 AC 週期就連接串聯電阻 (R7 和 R8) 一次，然後透過並聯 SCR (Q3)，於 AC 週期的剩餘時間內進行旁路。電阻器 R3、R4 和 C3 會在 Q3 開啟前決定延遲時間，然後 Q3 會讓阻尼電阻器 R7 和 R8 發生短路。

洩放器電路

電阻器 R10、R11 和 C6 會組成一個洩放器網路，確保初始的輸入電流夠高，能夠符合 TRIAC 吸持電流的要求，尤其是在使用小型導通角時更是如此。如果是非調光應用，則可以省去 R10、R11 和 C6。

輸入整流器和 EMI 濾波器

EMI 濾波功能是由 L1 以及 C4、L2 和 C5 所組成的 Pi (π) 濾波器所提供。電阻器 R2 和 R9 可以抑制濾波器階段的自我諧振，並減少傳導性 EMI 頻中產生的峰值。如圖所示，本設計裕餘大於 20 dB，符合 EN55015 傳導性限制。

輸入 AC 會由 BR1 進行整流，並由 C4 和 C5 進行濾波。選取有效輸入電容總和，也就是 C4 和 C5 的總和，以確保 LinkSwitch-PL 裝置可以偵測到正確的調光操作所需的正確 AC 輸入過零處。

主要元件

LNK456DG 裝置 (U1) 整合了電源切換裝置、振盪器、CC 控制引擎、啟動和保護的功能。整合式 725 V 電源 MOSFET 提供了更大的設計餘裕，即使是在高線間電壓應用中，也可以在線間突波發生期間提高穩健度。本裝置是透過去耦合電容器 C9，從 BYPASS 接腳開啟電源。啟動時，C9 會由 U1 透過汲極接腳，從內部電流源進行充電，然後在正常操作期間，透過 R15 和 D4 由輸出進行供電。如果是非調光式設計，則可以省去 D4 和 R15。

經過整流和濾波的輸入電壓會套用到 T1 一次側繞組的一端。變壓器的一次側繞組另外一端則會由 U1 中的整合式電源 MOSFET 驅動。漏電感峰值汲極電壓突波會受到含 D2、R13、R12 和 C7 的 RCD-R 箝位所限制。

二極體 D6 是用來保護 IC，使其不會在電源 MOSFET 關閉且輸入電壓低於輸出反射電壓 (V_{OR}) 時產生反向振盪 (汲極電壓低於源極電壓)。

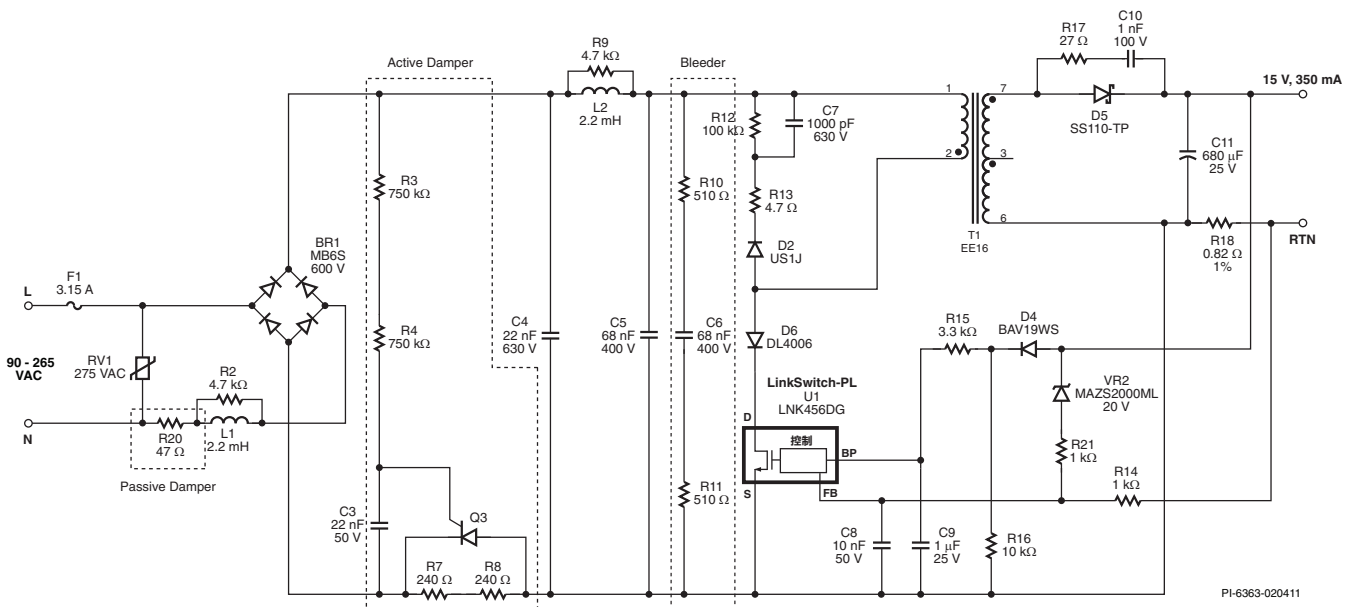


圖 9. 適用於 A19 白熾燈替換燈泡之 5 W、15 V LED 驅動器的電路圖。

輸出整流

變壓器的二次側會由 D5 (一種蕭特基屏障類型, 能提供高效率) 進行整流, 並由 C11 進行濾波。電阻器 R17 及 C10 會減弱高頻率振盪, 並改善傳導性與輻射性 EMI。

輸出回授

CC 模式的設定點取決於 R18 中出現的壓降, 然後會饋入 U1 的回授接腳。VR2 及 R21 會提供輸出過壓保護。

應用考量

輸入電容器選擇

若要在調光期間進行正確的作業, LinkSwitch-PL 裝置必須偵測線間電壓過零處。會透過汲極節點, 在 DC 匯流排降至小於 19 V 時進行內部感測。對於 DC 匯流排必須在每半個週期達到此等級的要求, 會限制輸入橋式整流器 (圖 9 中的 C4 + C5) 之 DC 側上的最大電容。一般來說, 高功率因數所需的最大電容值也會導致開發期間都需符合 19 V 的限制, 而此電壓必須在示波器中進行驗證。

如果電容需要縮減, 而這導致了傳導性 EMI 增加, 那麼可以在輸入整流器之前加入電容, 讓整流器能夠有效地將傳導性 EMI 從匯流排電容中隔絕出來。

如果是用來與上升邊緣 TRIAC 調光器搭配運用的應用, 則建議您使用薄膜電容器, 因為陶瓷電容器通常會製造噪音。

輸出電容器選擇

輸出電容對於輸出負載 (LED) 漣波電流有直接的影響。電容越大, 漣波電流就會越低。過大的電容可能會阻止輸出在自動重新啟動的時間內達到穩壓, 並且會導致啟動失敗或需要嘗試多次啟動 (暫時性延誤)。太小的電容可能會導致回授接腳的電壓超過週期跳離模式的臨界值、降低 PF 並造成調光時產生輸出閃爍。

因此, 輸出電容值的選取應使輸出電流感測電阻器 (圖 9 的 R18) 中出現漣波電壓, 並且以 290 mVp-p 的目標值饋送至 $100 \text{ mVp-p} \leq V_{\text{回授}} \leq 400 \text{ mVp-p}$ 範圍內回授接腳。

輸出電容器的類型並不重要。非電解電容器在使用壽命 (陶瓷及固態電介質類型不含一段時間後就會蒸發的電解液) 方面較吸引人, 但是電解類型能夠提供最好的效率與成本。如果選取了多層陶瓷, 請驗證電容與施加之電壓的產品規格型錄曲線, 以及溫度係數。典型的電容值在不同溫度之間可能會下降 50%, 且/或接近於電壓額定值。針對所有選取的電容器類型, 請驗證選取的電容器是否額定為輸出漣波電流。如果是電解類型, 這就需要選取低 ESR 類型。建議在溫度 105 °C 或以上的環境中使用, 以延長使用壽命。如果是典型的設計, 則會有輕微的輸出電容器本身發熱的問題, 因此使用壽命取決於內部環境溫度, 並且基本上會依照阿瑞尼亞斯公式 (Arrhenius) 的模式, 例如作業溫度每降 10 °C, 使用壽命就會增加一倍。舉例來說, 在 105 °C 環境中的額定使用壽命為 5,000 小時的電容器選擇, 在 75 °C 時就可以預期有 40,000 小時的使用壽命。電解電容器的使用壽命期限定義通常是 ESR 加倍時, 電容就會減少 20%。對一般使用者來說, 這個部分對效能的影響並不大, 還能夠擴展預期使用壽命適合程度。

回授接腳訊號

在一般的非調光 (全功率) 操作期間, 回授接腳臨界值電壓 (在電流感測電阻器中產生的電壓) 為 290 mV。為了要獲得最佳的輸出電流調節, 建議使用 100 mVp-p 至 400 mVp-p 之間的漣波電壓。您可以選取適當的輸出電容及電流感測電阻值, 以達到這種電壓。如果漣波電壓的峰值超過 520 mV, 裝置就會進入週期跳離模式, 降低 PFC 效能 (降低 PF 並提高 THD)。

搭配上上升邊緣 TRIAC 調光器

使用變壓器的考量

TRIAC 開啟時, 因為磁通突然改變, 所以變壓器會產生噪音。選取具有較高機械諧振頻率的鐵芯, 就可以減少這個問題的發生。應避免使用窄長腳的鐵芯 (例如 EEL 類型)。RM 及其他陶芯種類也是不錯的選擇, 這些鐵芯種類在相同的磁通密度之下所產生的噪音會比 EE 鐵芯少。減少鐵芯磁通密度 (B_m) 也可以減少噪音的產生。1500 高斯以下的值通常會消除任何噪音的產生, 但是也會降低所選鐵芯尺寸的功率能力。

使用 TRIAC 調光器

為了提供低成本的輸出調光功能, 採用 TRIAC 的上升邊緣相位調光器在設計時有許多取捨。

如果是正確的操作, 則白熾相位角度調光器一般會有指定的最低負載, 通常是 230 VAC 額定單位適用的 ~40 W。這是為了要確保通過內部 TRIAC 的電流可以保持其指定的吸持電流臨界值以上。

由於 LED 照明所消耗的電力小得多, 因此燈泡所汲取的輸入電流會低於調光器內的 TRIAC 吸持電流。驅動器的輸入電容會允許大型浪湧電流在 TRIAC 啟動時流動。接著, 就會產生具有輸入階段的輸入電流振盪, 以及可能會造成電流降低至 TRIAC 吸持電流以下的線路電感。這兩種機制都會導致不良狀況, 例如調光範圍受限和/或閃爍。

為了克服這些問題, 調光應用中整合了兩塊電路塊、阻尼器以及洩放器。這些電路的缺點是會增大功耗, 進而降低電源供應器的效率。

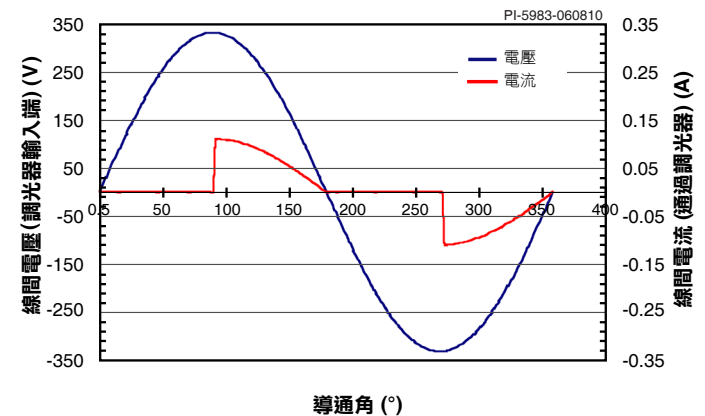


圖 10. 上升邊緣 TRIAC 調光器在 90° 導通角時理想的輸入電壓和電流波形。

圖 10 顯示上升邊緣 TRIAC 調光器輸入端的線間電壓和電流。在此範例中, TRIAC 導通角為 90 度。

圖 10 顯示所需的整流匯流排電壓和電流。

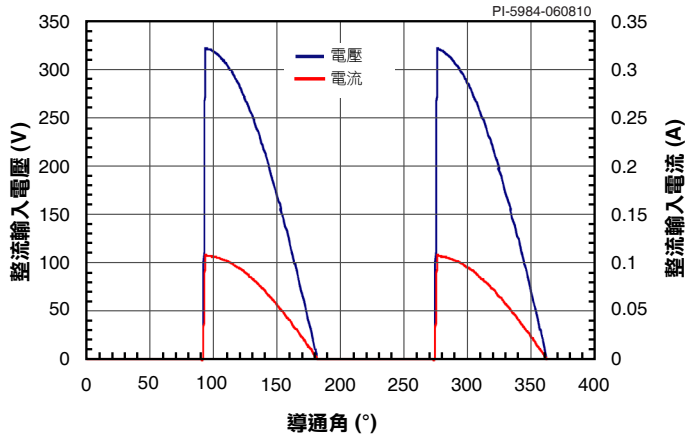


圖 11. 理想的 TRIAC 調光器輸出整流後產生的波形。

圖 12 顯示 TRIAC 過早關閉並重新啟動時，不需要的整流匯流排電壓和電流。在第一個半週期中，這是輸入電流振盪低於 TRIAC 吸持電流 (由初始浪湧電流引起) 所致。第二個半週期也顯示 TRIAC 關閉是電流低於朝向導通角一端的吸持電流所致。這種在交替半週期中的情況差異，經常視為兩個操作象限之間的 TRIAC 吸持電流差異所致。

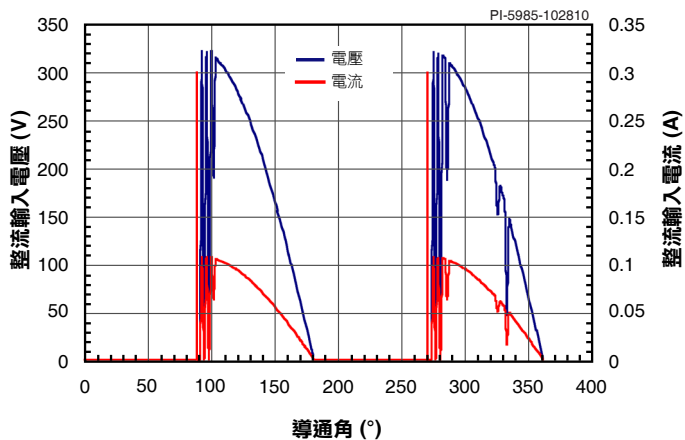


圖 12. 顯示異常啟動的相位角調光器範例。

如果 TRIAC 在半週期結束之前關閉，或快速開啟並關閉，則需要洩放器和阻尼器電路。一般來說，隨著洩放器和阻尼器電路中消耗的功率增加，調光相容性也會增加。

起初先將洩放器網路安裝在具有 0.1 μF 初始值、1 $\text{k}\Omega$ 總電阻及 2 W 功率額定值的整流電源匯流排中 (圖 9 中的 R10、R11 和 C6)。降低電容值可尋找最小的可接受值。降低電容值會降低功率消耗，並因此增加效率。

如果洩放器電流無法維持 TRIAC 導通，則請加入阻尼器。阻尼器的目的是要限制浪湧電流 (在輸入電容充電時) 以及發生在 TRIAC 開啟時的相關振盪。

起初先加入被動阻尼器，它是 AC 輸入的簡易電阻器 (圖 9 中的 R20)。在 10 Ω 至 100 Ω 範圍內之值的上限範圍常受限於允許消耗/溫度在效率上的上升和降低。低於 10 Ω 的值也會使用，但效率較低，特別是在高 AC 線間輸入設計中。

如果被動阻尼器不足以防止不正確的 TRIAC 操作，則可再加入主動阻尼器。由於當 TRIAC 啟動時流動的浪湧電流相當大，這在高線間電壓應用中是很典型的。低成本的主動阻尼器電路由圖 9 中的 R3、R4、C3、Q3、R7 和 R8 構成。電阻器 R7 和 R8 會限制浪湧電流，並在僅一部分線間週期的電路中時可以有比被動情況下更大的值。在由 R3、R4 和 C3 定義的延遲之後，矽膠控制的整流器 (SCR) Q3 會使 R7 和 R8 短路。該延遲經調整，才提供最短的時間來供給可接受之調光效能，以便將電阻器的消耗降至最低。所需的 SCR 為低電流且低成本的裝置，可符合相當低的閘極電流要求。所選取 SCR 的閘極驅動要求搭配最小指定線間電壓，可定義 R3 和 R4 的最大值。建議使用低閘極觸動電流的 SCR (表 4)。在阻尼器和洩放器的電阻器中，最大消耗會發生於 90 度 TRIAC 導通角時，因此應該在此條件下進行散熱測試，以驗證元件溫度。若是高線間電壓設計，可能需要使用繞線構造於主動阻尼電阻器，以防止發生故障。這是因為第一次施加 AC 時，瞬間功耗偏高。此情況下，可接受單一電阻器，例如，Vishay 的 CRF 系列。

調光器的運作方式經常會隨著製造商和功率額定值而有所不同。例如，相較於 600 W 或 1000 W 調光器，300 W 調光器需要的阻尼更低且要求洩放器的功率損失更低，這是因為使用通常具有較低吸持電流的較低額定電流 TRIAC。線間阻抗的差異也會引起變異情況，所以為了維持一致性，建議在過程中使用 AC 電源，但仍應執行使用 AC 主電力來源的測試。

電子後緣調光器

圖 13 顯示使用電子後緣調光器時電源供應器輸入端的線間電壓和電流。在此範例中，調光器導通角為 90 度。這種類型的調光器通常使用功率 MOSFET 或 IGBT 來提供切換功能，因此沒有吸持電流的必要性。同時也因為導通會在過零處開始，因此不會有高電流突波和線間電壓振盪的問題。使用這些類型的調光器通常不需要阻尼和洩放器電路。

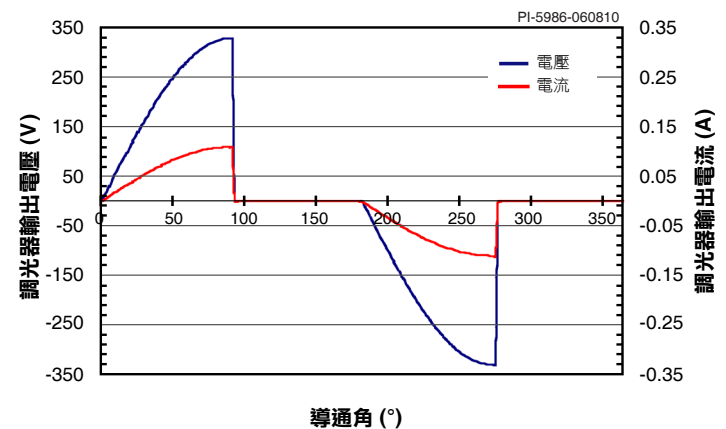


圖 13. 後緣調光器在 90° 導通角時理想的調光器輸出電壓和電流波形。

散熱考量

照明應用呈現了電源供應器設計人員獨特的熱能挑戰。在許多情形下，LED 負載和相關聯的散熱片會決定電源供應的環境溫度。因此適度的散熱及確認所有裝置的操作溫度是很重要的。對 LinkSwitch-PL 裝置而言，源極接腳 (D 封裝) 或是外露焊墊 (K 或 V 封裝) 的溫度建議為 $<115^{\circ}\text{C}$ ，以在元件間差異留下餘裕。最糟糕的狀況通常是最大輸出功率、最大外部環境溫度以及最大或最小輸入電壓。

PCB 佈局考量

一次側連接

BYPASS 接腳電容器應儘可能接近 BYPASS 接腳，並儘可能接近源極接腳。源極接腳 Trace 不可與主功率 MOSFET 切換電流共用。連接至源極接腳的所有回授接腳元件都應與 BYPASS 接腳電容器遵循相同的準則。

主功率 MOSFET 切換電流應經由儘可能短的路徑返回大電容器，這一點很重要。如果大電流路徑過長，會產生過多的傳導性與輻射性雜訊。

二次側連接

輸出整流器和輸出濾波電容器應該儘可能接近。變壓器的輸出迴線接腳至輸出濾波電容器迴線側的 Trace 應該很短。這些電流不應流經一次側源極接腳電流。應該使用短迴線來連接一次側源極接腳和二次側迴線。

零件編號	供應商	規格
MCRZZ-6	On Semi	1.5 A, 400 V, TO-92, 200 μ A
P0118DA	ST	0.8 A, 400 V, TO-92, 5 μ A

表 4：適合主動阻尼器的 SCR 範例。

快速設計檢查清單

最大汲極電壓

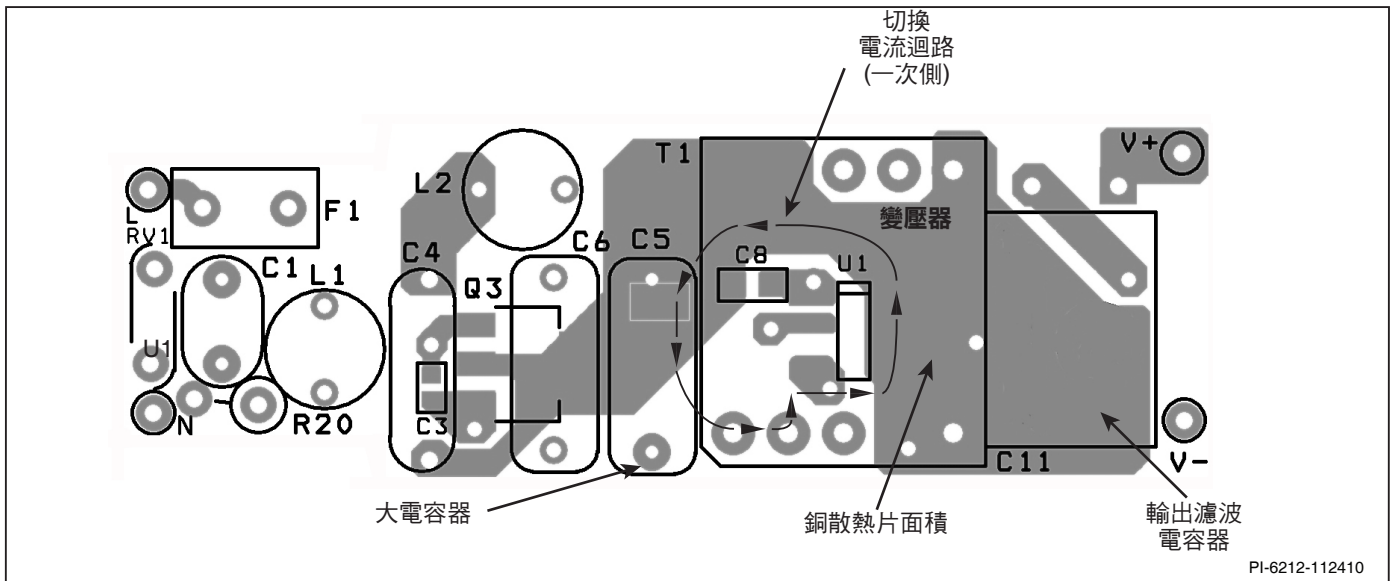
確認在所有工作條件 (包括啟動和故障情況) 下, 峰值 V_{DS} 不會超過 700 V。

最大汲極電流

測量所有工作條件 (包括啟動和故障狀況) 下的峰值汲極電流。查看有無變壓器飽和的跡象 (通常發生於高環境溫度時)。確認峰值電流低於 <絕對最大額定值> 部分所載明的值。

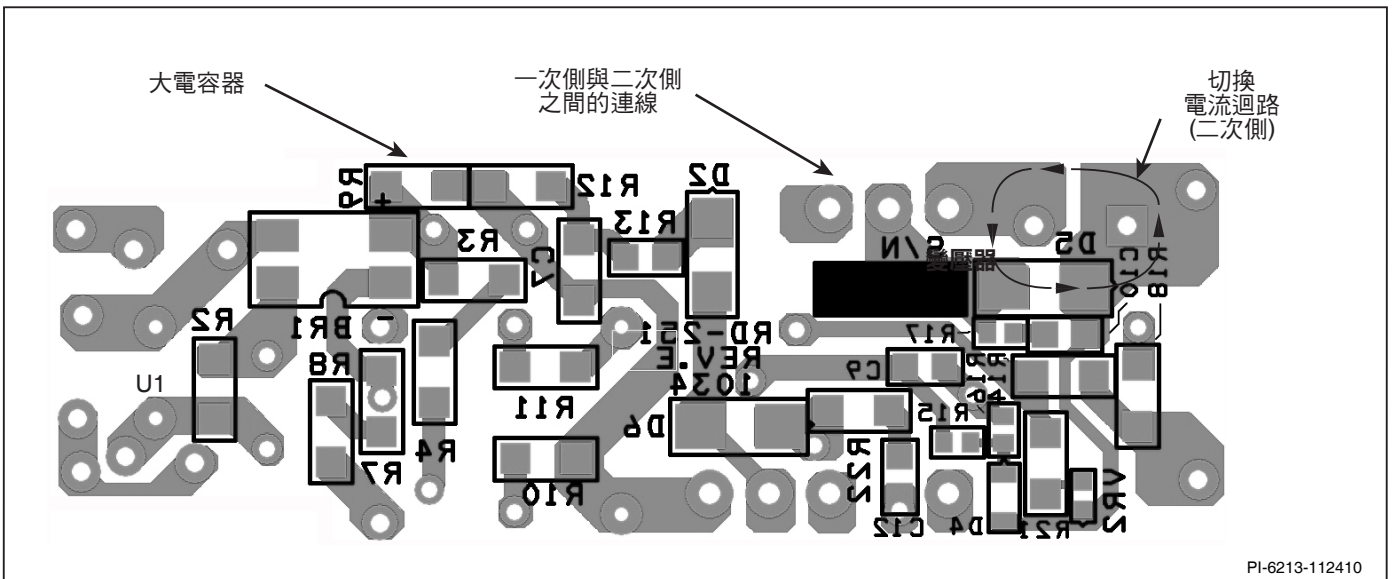
散熱檢查

在最大輸出功率、最小和最大線間電壓及環境溫度下, 確認未超出 LinkSwitch-PL、變壓器、輸出二極體、輸出電容器和汲極箝位電路元件的溫度規格。



PI-6212-112410

圖 14. RD-251 PCB 俯視圖。



修訂	附註	日期
A	初始版本	02/10

如需最新更新，請造訪我們的網站：www.powerint.com

Power Integrations 保留隨時變更其產品以提高可靠性或可製造性的權利。Power Integrations 不承擔因使用此處所述的任何裝置或電路而產生的任何責任。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構造和電路)。www.powerint.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.powerint.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、DPA-Switch、PeakSwitch、CAPZero、SENZero、LinkZero、HiperPFS、HiperTFS、Qspeed、EcoSmart、Clampless、E-Shield、Filterfuse、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。© 2011, 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@powerint.com

中國 (上海)

Room 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@powerint.com

中國 (深圳)

Rm A, B & C 4th Floor, Block C,
Electronics Science and
Technology Bldg., 2070
Shennan Zhong Rd,
Shenzhen, Guangdong,
China, 518031
電話：+86-755-8379-3243
傳真：+86-755-8379-5828
電子郵件：
chinasales@powerint.com

德國

Rüeckertstrasse 3
D-80336, Munich
Germany
電話：+49-89-5527-3910
傳真：+49-89-5527-3920
電子郵件：
eurosales@powerint.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@powerint.com

義大利

Via De Amicis 2
20091 Bresso MI
Italy
電話：+39-028-928-6000
傳真：+39-028-928-6009
電子郵件：
eurosales@powerint.com

日本

Kosei Dai-3 Bldg.
2-12-11, Shin-Yokomana,
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@powerint.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@powerint.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@powerint.com

台灣

114 台灣台北市內湖區
內湖路一段
318 號 5 樓
電話：+886-2-2659-4570
傳真：+886-2-2659-4550
電子郵件：
taiwansales@powerint.com

歐洲總部

1st Floor, St. James's House
East Street, Farnham
Surrey GU9 7TJ
英國
電話：+44 (0) 1252-730-141
傳真：+44 (0) 1252-727-689
電子郵件：
eurosales@powerint.com

應用服務熱線

全球 +1-408-414-9660

應用服務傳真

全球 +1-408-414-9760