

# 應用說明 AN-75 LYTSwitch-6 系列

## 設計指南

### 簡介

LYTSwitch™-6 系列的 IC 可大幅簡化離線式 LED 驅動器的開發和製造，尤其針對小型機殼或具有高效率要求的 LED 驅動器。LYTSwitch-6 IC 基礎架構是革命性的創新，它可讓裝置將一次側和二次側控制器與感測元件及安全額定回授機制整合在單一 IC 中。

藉助極短的元件鄰接距離以及創新使用整合式通訊連結 FluxLink™ 技術，可利用一次側整合式高電壓 MOSFET 的準諧振切換來精準控制二次側同步整流 MOSFET。此技術與專有的智慧型限電流、可變頻率控制設計結合使用，可在整個負載範圍內保持高效率。

LYTSwitch-6 IC 的革命性控制架構可輕鬆實施 3 合 1 調光和 DALI 調光。也可透過被動單級切換填谷式功率功率因數修正 (SVFS2PFC) 電路輕鬆實現高功率因數。

### 適用範圍

本應用說明適用於使用 LYTSwitch-6 系列裝置設計隔離 AC-DC 單級切換填谷式功率因數修正 (SVFS2PFC) 返馳式電源供應器的工程師。其中針對所有電路元件的選擇提供了逐步設計程序。

本應用說明利用了 PIXIs Designer，它是以試算表為基礎的應用程式，可讓電源供應器工程師更好地掌控整個設計過程。該軟體是 PI Expert™ 設計軟體套件的一部分，您可從 <http://www.power.com/en/design-support/pi-expert-design-software> 下載此套件。也可從 <http://piexpertonline.power.com> 取得線上版本。

除本應用說明外，設計人員還可參考 [www.power.com](http://www.power.com) 上的許多設計範例。這些範例均可用作新設計的起點。

### 快速入門

熟悉電源供應器設計和 Power Integrations 設計軟體的讀者可以選擇跳過逐步設計方法，並使用以下資訊快速設計變壓器並選擇第一個原型的元件。對於這種方法，只需要將下面描述的資訊輸入 PIXIs 試算表。其他參數將根據典型設計要求自動選擇。試算表儲存格位置參照以方括號表示，如：[儲存格參照]。

- 鍵入 AC 輸入電壓範圍和線電壓頻率： $V_{ACMIN}$  [C3]、 $V_{ACNOM}$  [C4]、 $V_{ACMAX}$  [C5]、FL [C6]、[C7]
- 鍵入標準輸出電壓  $V_o$  [C10]
- 鍵入連續輸出電流  $I_o$  [C11]
- 選擇限電流模式 DEVICE\_MODE [C20]
  - 選擇「標準」或「增加」
- 從下拉清單中選擇 LYTSwitch-6 裝置並直接輸入 [C21]
  - 根據輸出功率和輸入電壓選擇裝置(請參見表 3)
- 輸入最小切換頻率  $F_{S\_MIN}$  [C38]
  - 選擇低於 50 kHz 的值 (可最佳化 SVFS2PFC)
- 輸入 PFC 電感與返馳式電感比率 RATIO\_LBST\_LFB [C50]
  - 低線間/寬範圍應用的起始比率為 0.8
  - 僅高線間應用的起始比率為 1
- 選擇升壓式電感器鐵芯類型 CR\_TYPE\_BOOST [C56]
- 鍵入升壓層數 L\_BOOST [C72]
- 輸入所需的輸出反射電壓  $V_{OR}$  [C78]
- 選擇返馳式變壓器鐵芯類型 CR\_TYPE [C84]
- 鍵入一次側層數 L [C102]
  - 如果 BOB\_FILLFACTOR [D94] 上有顯示警告，請調整層數
  - 如果 CMA [D106] 上顯示有警告或資訊，請調整層數

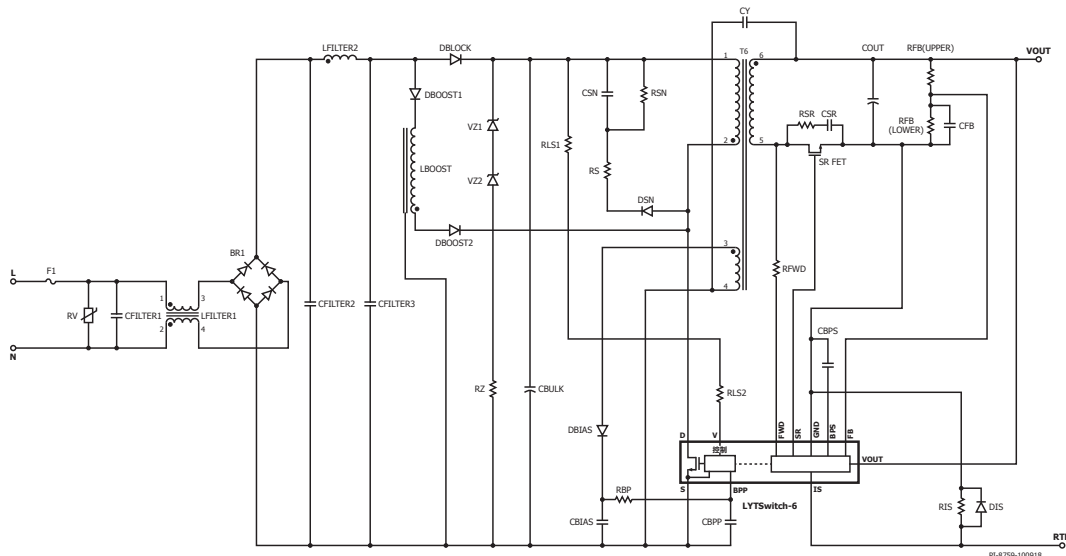


圖 1.  $V_o < 24 V$  的典型應用電路圖。

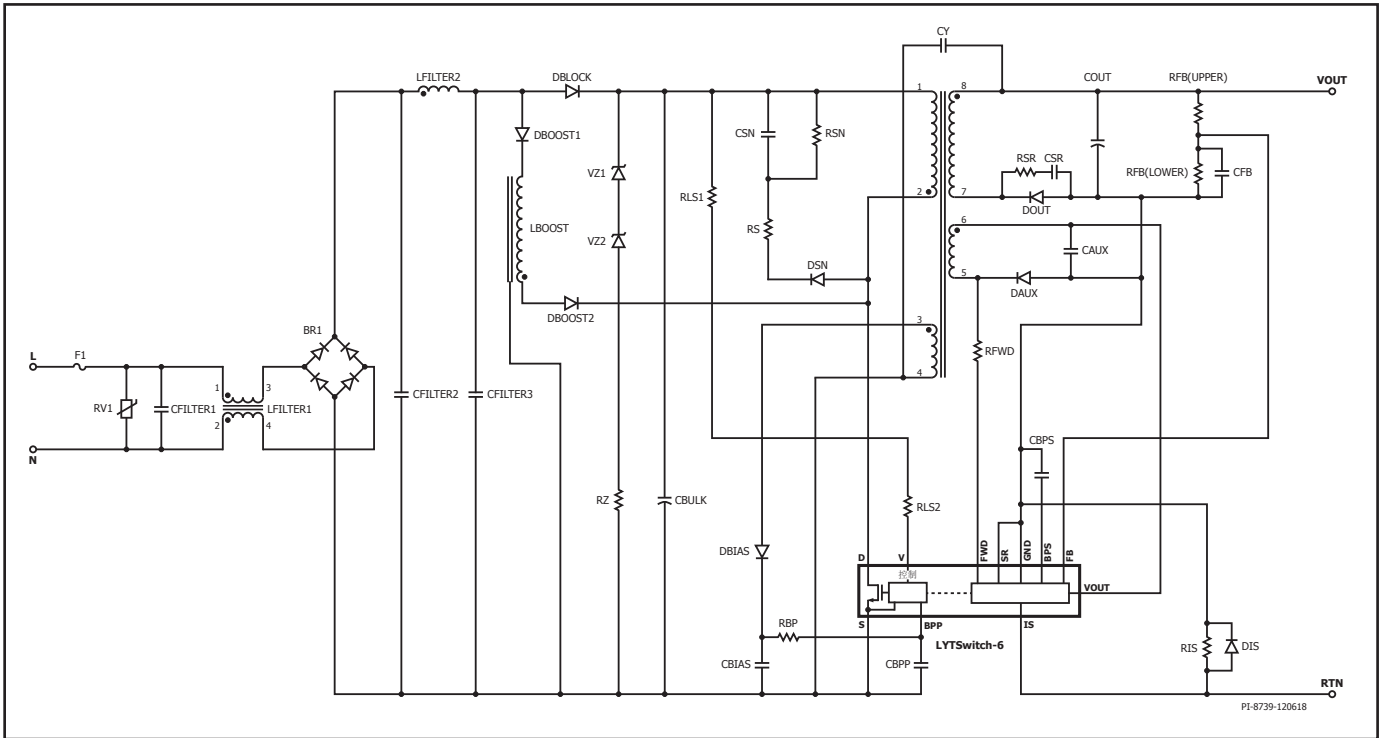


圖 2.  $V_o > 24\text{ V}$  的典型應用電路圖。

### 逐步設計程序

#### 步驟 1 – 應用變數

輸入：VACMIN、VACNOM、VACMAX、FL、CIN、VO、IO、n、Z

1	ACDC_Flyback_PF_LYTSwitch-6_040618 ; 修訂版 1.3 ; 版權所有 Power Integrations 2018	輸入	資訊	輸出	裝置	切換填谷式單級 PFC (SVF S <sup>2</sup> 2PFC)
2	應用變數					
3	VACMIN			90	V	最小輸入 AC 電壓
4	VACNOM			230	V	標準輸入 AC 電壓
5	VACMAX			265	V	最大輸入 AC 電壓
6	VACRANGE			通用電壓		輸入電壓範圍
7	FL			50	Hz	線電壓頻率
8	CIN			60.02	μF	最小輸入電容
9	V_CIN			450	V	輸入電容建議額定電壓
10	VO	40.00		40.00	V	輸出電壓
11	IO	1.00		1.00	A	輸出電流
12	PO			40.01	W	總輸出功率
13	N			88.00	%	估計效率
14	Z			0.50		損失分配係數

圖 3. 設計試算表的「應用變數」部分。

## 電壓和線電壓頻率：

 $V_{ACMIN}$  (V)、 $V_{ACNOM}$  (V)、 $V_{ACMAX}$  (V)、 $F_L$  (Hz)

根據表 1 確定輸入電壓範圍和線電壓頻率。

區域	標準輸入電壓 (VAC)	最小輸入電壓 (VAC)	最大輸入電壓 (VAC)	標準線電壓頻率 (Hz)
日本	100	85	132	50 / 60
美國、加拿大	120	90	132	60
澳大利亞、中國、歐盟國家、印度、韓國、馬來西亞、俄羅斯	230	185	265	50
印度尼西亞、泰國、越南	220	185	265	50
歐洲其他地區、亞洲、非洲、美洲和世界其他國家/地區	115、120、127	90	155	50 / 60
	220、230	185	265	50 / 60
	240	185	265	50

造訪：[https://en.wikipedia.org/wiki/Mains\\_electricity\\_by\\_country](https://en.wikipedia.org/wiki/Mains_electricity_by_country)

表 1. 輸入線電壓範圍和線電壓頻率。

使用表 2 作為選擇大電容的指引。建議的電壓額定值由  $V_{CIN}$  給出。

輸入電壓 (VAC)	每瓦輸出功率的輸入大電容器 ( $\mu F/W$ )
100 / 115	1 至 1.5
230	0.5 至 1
85 - 265	1 至 1.5

表 2. 建議的大電容。

標準輸出電壓， $V_O$  (V)

鍵入主輸出在恆定電壓操作區域中的標準輸出電壓。建議該值至少比最大 LED 電壓高 3 V。

輸出電流， $I_O$  (A)

輸入最大連續 LED 負載電流。

輸出功率， $P_O$  (W)

這是基於輸出電壓和電流計算得出的值。

估計效率， $\eta$ 

預設值是 88%。完成原型後，使用測量的效率更新值並微調元件。

損失分配係數， $Z$ 該係數代表電源供應器的一次側和二次側中的損失比例。 $Z$  係數與效率一起使用，確定該功率階段必須提供的實際功率。例如，在輸入階段的損失 (EMI 濾波器、整流等) 並未由此功率階段進行處理 (透過變壓器傳送)。雖然效率降低，但變壓器設計並不會受這些損失的影響。

對於沒有峰值功率要求的設計，建議值為 0.5。對於有峰值功率要求的設計，則輸入 0.65。數字越大，表示二次側損失的比例越高。

$$Z = \frac{\text{Secondary Losses}}{\text{Total Losses}}$$

## 步驟 2 – 參數式計算基礎值

選擇：PARcalcBASIS、Flyback\_Ind\_Basis、Boost\_Ind\_Basis

1	ACDC_Flyback_PF_LYTSwitch-6_040618 ; 修訂版 1.3 ; 版權所有 Power Integrations 2018	輸入	資訊	輸出	裝置	切換填谷式單級 PFC (SVF S^2PFC)
15	計算基礎					
16	PARcalcBASIS	Worst_Case		Worst_Case		基於所選 VAC - VACNOM、VACMAX、VACMIN 或僅限最差情況的計算結果
17	Flyback_Ind_Basis	標準值		標準值		基於所選 LP - Min = LP_MIN、Nom = LP_NOM、Max = LP_MAX 的計算結果
18	Boost_Ind_Basis	標準值		標準值		基於所選 LBOOST - Min = LBOOSTMIN、Nom = LBOOSTNOM、Max = LBOOSTMAX 的計算結果

圖 4. 設計試算表的「參數化計算基礎」部分。

1	ACDC_Flyback_PF_LYTSwitch-6_040618 ; 修訂版 1.3 ; 版權所有 Power Integrations 2018	輸入	資訊	輸出	裝置	切換填谷式單級 PFC (SVF S^2PFC)
30	基於指定基礎的 計算電氣參數					
31	升壓式轉換器					
32	IBOOSTRMS			439.72	mA	升壓 RMS 電流
33	IBOOSTMAX			1092.16	mA	升壓峰值電流
34	IBOOSTAVG			313.88	mA	升壓 AVG 電流
35	IINRMS			673.27	mA	輸入 RMS 電流
36	PF_est			0.7524		估算的功率因數

圖 5. 設計試算表的「已計算電氣參數」部分。

**參數式計算基礎值，PARcalcBASIS**

此參數提供有關設定輸入電壓下轉換器電氣參數的資訊。該參數影響升壓電流、FET 電流、返馳式變壓器電流 (RMS、最大值、平均值) 以及估計的功率因數和  $K_p$ 。

建議選擇「Worst\_Case」，以確認在最差情況下  $K_p$  和  $FS_{MAX}$  等重要參數在可接受的限制範圍內。

**返馳式電感基礎值，Flyback\_Ind\_Basis**

選擇將在計算中使用的返馳式電感公差。預設情況下，該公差設定為標準 (Nom)。

**升壓電感基礎值，Boost\_Ind\_Basis**

選擇將在計算中使用的升壓電感公差。預設情況下，該公差設定為標準 (Nom)。

**PF 估計值，PF\_est**

如果在最差情況輸入電壓和元件公差下進行計算，則估計功率因數 PF\_est 可能會顯示較低。除非需要在最小輸入電壓下保證 PF 值，否則建議在估算功率因數時使用 VACNOM 執行計算，並在原型測試期間驗證實際值。

## 步驟 3 – 一次側控制器選擇

輸入：裝置名稱、限電流模式、崩潰電壓

1	ACDC_Flyback_PF_LYTSwitch-6_040618; 修訂版 1.3; 版權所有 Power Integrations 2018	輸入	資訊	輸出	裝置	切換填谷式單級 PFC (SVF S <sup>2</sup> PFC)
19	一次側控制器選擇					
20	DEVICE_MODE	增加		增加		裝置限電流模式
21	DEVNAME	LYT6068C		LYT6068C		PI 裝置名稱
22	RDSON			1.53	Ohm	100degC 下的裝置 RDSON
23	ILIMITMIN			1.683	A	最小限電流
24	ILIMITTYP			1.850	A	典型限電流
25	ILIMITMAX			2.017	A	最大限電流
26	POUT_MAX			55.000	W	基於散熱效能的裝置功率能力
27	BVDSS	自動		650	V	汲源極間峰值崩潰電壓
28	VDS			2.00	V	開啟狀態下的汲源極間電壓
29	VDRAIN			544.77	V	FET 關閉期間的汲源極間峰值電壓

圖 6. 設計試算表的「參數化計算基礎」部分。

## 裝置限電流模式，DEVICE\_MODE

該裝置有兩個限電流選項 – 「標準」或「增加」。預設情況下，DEVICE\_MODE 設定為「標準」。對於最低成本是關鍵要求的設計，請選擇「增加」限電流模式以使相同裝置能夠以更高功率運行。確保散熱效能可接受。

## 裝置代碼，DEVNAME

LYTSwitch-6 產品規格型錄中的功率表基於非 PF 配置。對於新增 SVFS<sup>2</sup>PFC 電路，在選擇 LYTSwitch-6 裝置時，建議使用 20% 的功率降額，以實現最佳效率和最佳化散熱管理。

崩潰電壓選擇，BV<sub>DSS</sub> (V)

LYTSwitch-6 IC 提供 650 V 或 725 V 一次側切換選項。例如，LYT6063C 描述了 650 V MOSFET 裝置，LYT6073C 則代表 725 V。

此選項僅適用於裝置代碼 DEVNAME 設為「自動」的情況。

產品	277 VAC ± 15%	85-305 VAC	380 VDC / 450 VDC
	SVFS <sup>2</sup> PFC 的建議額定功率		
LYT6063C/6073C	12 W	9.6 W	20 W
LYT6065C/6075C	24 W	20 W	32 W
LYT6067C/6077C	40 W	36 W	48 W
LYT6068C	55 W	45 W	

表 3. 基於 SVFS<sup>2</sup>PFC 級操作的裝置選擇。

步驟 4 – 輸入最小切換頻率

1	ACDC_Flyback_PF_LYTSwitch-6_040618 ; 修訂版 1.3 ; 版權所有 Power Integrations 2018	輸入	資訊	輸出	裝置	切換填谷式單級 PFC (SVF S^2PFC)
37	返馳式轉換器					
38	FSMIN	45000		45000	Hz	線電壓期間的最小切換頻率
39	FSMAX			108744.24	Hz	線電壓期間的最大切換頻率
40	KPmin			0.5187		針對 PARcalcBASIS 所指定 VAC 的線電壓期間最小 KP
41	IFETRMS			803.16	mA	FET RMS 電流
42	IFETMAX			1864.84	mA	FET 峰值電流
43	IPRIRMS			0.6058	A	一次側繞組 RMS 電流
44	IPRIMAX			1.6647	A	一次側繞組峰值電流
45	IPRIAVG			0.2479	A	一次側繞組 AVG 電流
46	IPRIMIN			929.59	mA	一次側繞組最小電流
47	ISECRMS			1.69	A	二次側 RMS 電流
48	ISECMAX			4.31	A	二次側峰值電流

圖 7. 設計試算表的「返馳式轉換器」部分。

最小切換頻率，FSMIN (Hz)

圖 8 顯示了典型的 LYTSwitch-6 + SVFS<sup>2</sup>PFC 切換頻率曲線。最小頻率出現在過零點處並隨曲線增加。這類似於半線週期中的 M 形狀。建議將 FSMIN 設定在 50 kHz 以下，以盡量減少切換損失。如果 FSMAX 上出現警告標誌，則調整 FSMIN。

最大切換頻率，FSMAX (Hz)

此參數是基於所選 FSMIN 和參數化計算進行計算的最大工作頻率。理想情況下，FSMAX 應小於 100 kHz，以盡量減少切換損失。允許採用更高的頻率，但應透過實際測試驗證調節結果、效率和散熱效能。

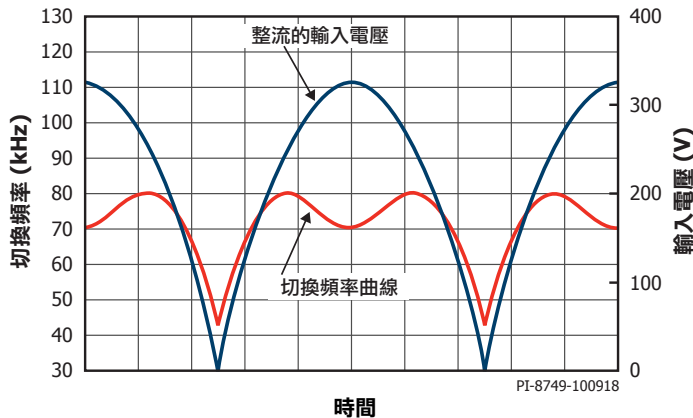


圖 8. LYTSwitch-6 + SVFS<sup>2</sup>PFC 切換頻率曲線 (模擬)。

運作模式，KP

KP 衡量切換的不連續性或連續性。KP > 1 表示不連續導通模式 (DCM)，而 KP < 1 對應於連續導通模式 (CCM)。

KP < 1

在連續導通模式 (CCM) 中，KP 定義為漣波電流與一次側峰值電流之比。

$$KP \equiv KRP = \frac{I_R}{I_P}$$

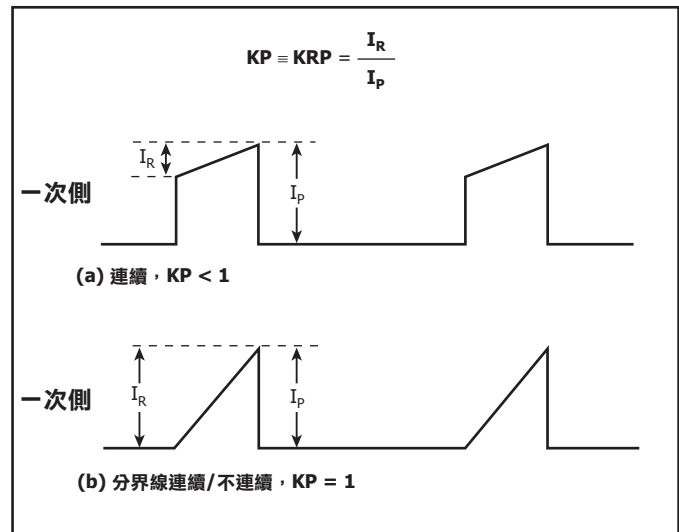


圖 9. 連續導通模式電流波形，KP < 1。

**KP > 1**

如果  $KP > 1$ ，則表示轉換器在非連續導通模式 (DCM) 下工作。在此情況下， $KP$  定義為一次側 MOSFET 關閉時間與二次側整流器導通時間之比。

$$KP \equiv KDP = \frac{(1-D) \times T}{t} \\ = \frac{V_{OR} \times (1-D_{MAX})}{(V_{MIN} - V_{DS}) \times D_{MAX}}$$

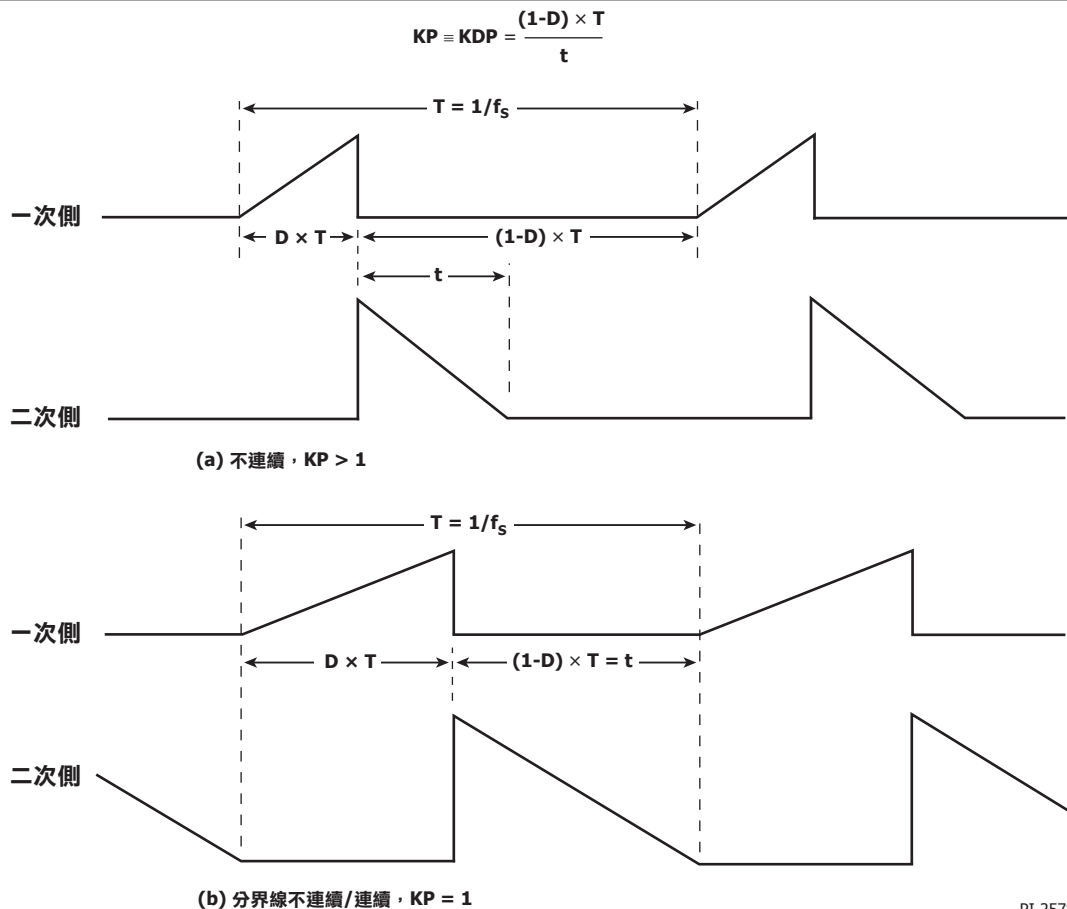
**最小 KP，KPMIN**

KPMIN 根據所選參數提供有關最小操作  $KP$  的資訊。

$KP$  值  $> 1$  是理想情況，通常可以取得最高的效率。然而，對於通用輸入和高功率設計，可能必須使用  $KP < 1$ 。驗證最差情況下的  $KP_{MIN}$  值並將目標  $KP_{MIN}$  值定在 0.5 以上。連續性操作越多，PFC 電感器在 CCM 狀態下運轉的可能性就越大。PFC 電感器需要在 DCM 模式下運轉才能正常工作，因此如果  $KPMIN$  值太低，這將迫使升壓電感與返馳式電感比 (RATIO\_LBST\_LFB) 也降低，從而可能會降低效率。

要增加  $KP_{MIN}$  值：

- 使用「增加」限電流
- 使用較大的裝置
- 增加  $V_{OR}$
- 增加大電容



PI-2578a-082718

圖 10. 不連續導通模式電流波形， $K_p > 1$ 。

步驟 5 – PFC (升壓) 參數

輸入：RATIO\_LBST\_LFB、LBOOSTTOL

1	ACDC_Flyback_PF_LYTSwitch-6_040618 ; 修訂版 1.3 ; 版權所有 Power Integrations 2018	輸入	資訊	輸出	裝置	切換填谷式單級 PFC (SVF S^2PFC)
49	升壓式電感器構造參數					
50	RATIO_LBST_LFB	0.8		0.8000		升壓電感和返馳式一次側電感比率
51	LBOOSTMIN			512.07	μH	最小升壓電感
52	LBOOSTNOM			568.96	μH	標準升壓電感
53	LBOOSTMAX			625.86	μH	最大升壓電感
54	LBOOSTTOL			10.00	%	升壓電感公差

圖 11. 設計試算表的「PFC (升壓) 電感器」部分。

升壓電感與返馳式一次側電感比, RATIO\_LBST\_LFB

選定的 FSMIN 確定所需的返馳式一次側電感。PFC (升壓) 電感由 RATIO\_LBST\_LFB 儲存格中的值決定, 即升壓電感 (LBOOST\_NOM) 與返馳式電感 (LP\_NOM) 之間的比率。

$$RATIO\_LBST\_LFB = \frac{LBOOSTNOM}{LPNOM}$$

低線間/通用輸入的預設值為 0.8。對於高線間, 預設值是 1。較低的比率會增加 PF (參見圖 12), 但會降低效率 (參見圖 13)。表 4 總結了選擇較低比率的利弊。

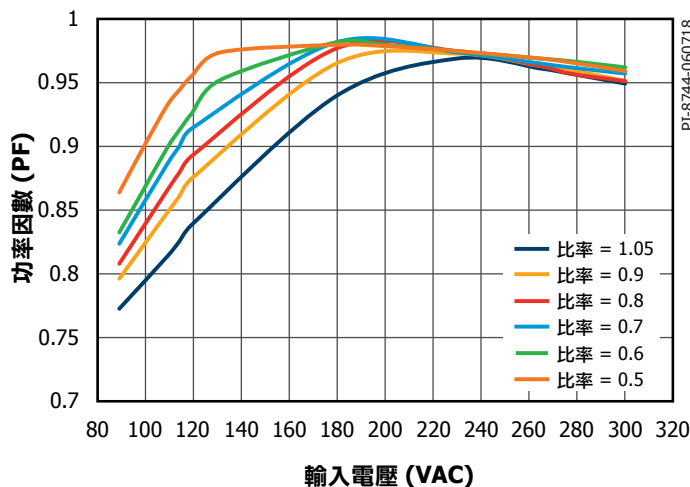


圖 12. 功率因數 (PF) 與 RATIO\_LBST\_LFB。

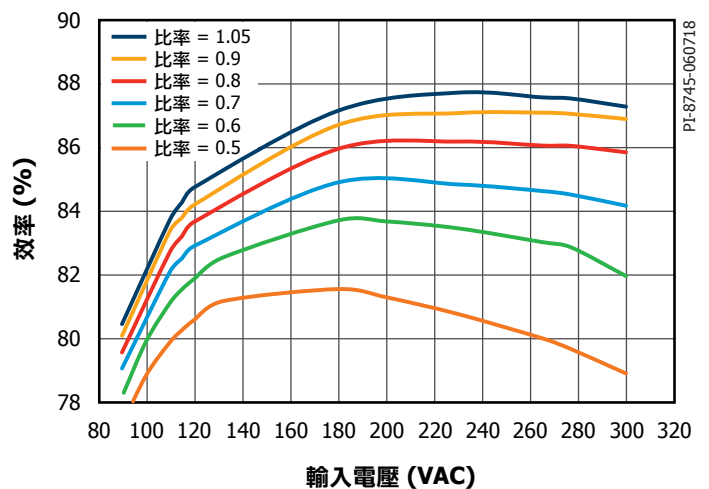


圖 13. 效率與 RATIO\_LBST\_LFB。

降低 RATIO\_LBST\_LFB 值對各種參數的影響

參數	影響
功率因數 (PF)	較高
效率	較低
A-THD	較低
無負載輸入功率	較高
無負載大電壓	較高
最大工作切換頻率	較高

表 4. 降低 RATIO\_LBST\_LFB 對各種參數的影響。

最小升壓電感, LBOOST\_NOM

這是典型升壓電感的目標值。該值取決於 RATIO\_LBST\_LFB 和返馳式電感。升壓電感器應在非連續導通模式 (DCM) 下運轉。

升壓電感公差, LBOOST\_TOL

該參數是升壓電感的假定公差。預設情況下使用 10% 的值, 但可以在填滿灰色的儲存格中輸入不同的值。對於大多數磁性元件供應商而言, 10% 的值很容易滿足, 但較低的值有助於提高生產公差。



## 步驟 6 – 升壓電感器設計

輸入：升壓參數 (AE、LE、AL、VE、AW、BW、NBOOST、L\_BOOST、AWG\_BOOST)

1	ACDC_Flyback_PF_LYTSwitch-6_040618 ; 修訂版 1.3 ; 版權所有 Power Integrations 2018	輸入	資訊	輸出	裝置	切換填谷式單級 PFC (SVF S <sup>2</sup> PFC)
56	CR_TYPE_BOOST	自動		EE13		升壓鐵芯
57	CR_PN_BOOST			PC40EE13-Z		升壓鐵芯代碼
58	AE_BOOST			17.10	mm <sup>2</sup>	升壓鐵芯截面積
59	LE_BOOST			30.20	mm	升壓鐵芯磁路徑長度
60	AL_BOOST			1130.00	nH/turns <sup>2</sup>	升壓無間隙鐵芯有效電感
61	VE_BOOST			517.00	mm <sup>3</sup>	升壓鐵芯體積
62	BOBBINID_BOOST			548		線軸
63	AW_BOOST			22.20	mm <sup>2</sup>	線軸的窗口面積
64	BW_BOOST			7.40	mm	線軸寬度
65	MARGIN_BOOST			0.00	mm	安全邊緣寬度
66	BOBFILLFACTOR_Boost			84.21	%	升壓線軸填充係數
67	升壓繞組詳情					
68	NBOOST			107.00		升壓式電感器圈數
69	BP_BOOST			3735.79	高斯	升壓峰值磁通密度
70	ALG_BOOST			49.70	nH/turns <sup>2</sup>	升壓無間隙鐵芯有效電感
71	LG_BOOST			0.41	mm	升壓鐵芯間隙長度
72	L_BOOST			6.50		升壓層數
73	AWG_BOOST			27		升壓繞組的線徑 AWG
74	OD_BOOST_INSULATED			0.418	mm	升壓繞組線徑輸出直徑 (帶絕緣)
75	OD_BOOST_BARE			0.361	mm	升壓繞組線徑輸出直徑 (不帶絕緣)
76	CMA_BOOST			471.92	圓密爾/安培	升壓繞組線徑 CMA

圖 14. 設計試算表的「升壓電感器構造設計」部分。

## 升壓電感器鐵芯類型，CR\_TYPE\_BOOST

預設情況下，試算表將選擇適合指定輸出功率的最小通用鐵芯。可從下拉清單中選擇不同的鐵芯類型和尺寸，並且如果使用者首選鐵芯不可用，則填滿灰色的儲存格 (AE\_BOOST、LE\_BOOST、AL\_BOOST、VE\_BOOST、AW\_BOOST 和 BW\_BOOST) 可用於直接輸入鐵芯和線軸參數。

表5提供了基於輸出功率的鐵芯選擇準則。可以使用現成的鼓式電感器，但建議使用遮蔽型以最大限度地減少 EMI 輻射。

## 升壓電感器圈數，NBOOST

這是基於所需升壓電感器計算的升壓繞組圈數。

## 升壓層，L\_BOOST；升壓繞組線徑規格，AWG\_BOOST

使用者可以設定升壓層 L\_BOOST 或 AWG\_BOOST 以最佳化線軸填充 BOBFILLFACTOR\_Boost 和繞組電流能力 CMA\_BOOST，建議採用介於 200 到 500 Cmil / A 之間的值。

75 kHz 下的輸出功率	鐵芯和線軸表								
	鐵芯						線軸		
	鐵芯	代碼	AE	LE	AL	VE	代碼	線軸繞組面積	BW
		(mm <sup>2</sup> )	(mm)	(nH/T <sup>2</sup> )	(mm <sup>3</sup> )		(mm <sup>2</sup> )	(mm)	
低於 15 W	EE8.3	B-EE8-H	7.0	19.2	610	154	B-EE8.3-H	6.96	4.78
15 W – 30 W	EE10	PC47EE10-Z	12.1	26.1	850	300	B-EE10-H	12.21	6.60
30 W – 45 W	EE13	PC47EE13-Z	17.1	30.2	1130	517	B-EE13-H	18.43	7.60
> 45 W	EE16	PC47EE16-Z	19.2	35.0	1140	795	B-EE16-H	14.76	8.50

表 5. 通用鐵芯以及這些鐵芯可用於典型升壓電感器設計的功率等級。

步驟 7 – 設計返馳式變壓器

輸入：VOR、鐵芯參數、L、AWG、NS

1	ACDC_Flyback_PF_LYTSwitch-6_040618 ; 修訂版 1.3 ; 版權所有 Power Integrations 2018	輸入	資訊	輸出	裝置	切換填谷式單級 PFC (SVF S^2PFC)
77	返馳式變壓器結構參數					
78	VOR	100.00		100.00	V	一次側繞組中反映的二次側電壓
79	LP_MIN			640.08	μH	最小返馳式電感
80	LP_NOM			711.20	μH	標準返馳式電感
81	LP_MAX			782.33	μH	最大返馳式電感
82	LP_TOL			10.00	%	返馳式電感公差
83	返馳式鐵芯和線軸選擇					
84	CR_TYPE	PQ26/20		PQ26/20		返馳式鐵芯
85	CR_PN			PQ26/20-3F3		返馳式鐵芯代碼
86	AE			121.00	mm^2	返馳式鐵芯截面積
87	LE			45.00	mm	返馳式鐵芯磁路徑長度
88	AL			5200.00	nH/turns^2	返馳式無間隙鐵芯有效電感
89	VE			5470.00	mm^3	返馳式鐵芯體積
90	線軸			BPQ26/20-1112CPFR		返馳式線軸
91	線軸繞組面積			31.10	mm^2	返馳式線軸的窗口面積
92	BW			9.00	mm	返馳式線軸寬度
93	邊緣			0.00	mm	安全邊緣寬度
94	BOBFILLFACTOR			58.69	%	返馳式線軸填充係數
95	返馳式繞組詳情					
96	NP			37.00		一次側圈數
97	BP			3630.38	高斯	返馳式峰值磁通密度
98	BM			3484.88	高斯	返馳式最大磁通密度
99	BAC			1408.39	高斯	返馳式 AC 磁通密度
100	ALG			519.51	nH/turns^2	返馳式無間隙鐵芯有效電感
101	LG			0.26	mm	返馳式鐵芯間隙長度
102	L			2.00		返馳式層數
103	AWG			26		一次側繞組的線徑 AWG
104	OD			0.465	mm	一次側繞組線徑輸出直徑 (帶絕緣)
105	DIA			0.405	mm	一次側繞組線徑輸出直徑 (不帶絕緣)
106	CMA			467.83	圓密爾/安培	一次側繞組線的線徑 CMA
107	NB			5.00		偏壓圈數
108	AWGpBias			32		偏壓線徑 AWG
109	NS			15.00		二次側圈數
110	AWGS			25		二次側繞組的線徑 AWG
111	ODS			0.760	mm	二次側繞組線徑輸出直徑 (帶絕緣)
112	DIAS			0.455	mm	二次側繞組線徑輸出直徑 (不帶絕緣)
113	CMAS			200.71	圓密爾/安培	二次側繞組的線徑 CMA

圖 15. 設計試算表的「返馳式變壓器構造」部分。

**輸出反射電壓，VOR**

此參數是二極體/同步整流器 MOSFET (SR FET) 導通期間的二次側繞組間電壓，透過變壓器的圈數比反射回一次側。可以調整 VOR 以限制一次側 MOSFET 的汲源極間電壓。應調整 VOR 以消除試算表上出現的警告。出於設計最佳化目的，應考慮以下內容：

- 較高的 VOR 可降低輸出二極體和 SR MOSFET 的電壓應力。在某些情況下，這可能允許採用更低的額定電壓和更高的效率。
- 較高的 VOR 可增大漏電感，這會降低電源供應器的效率。
- 較高的 VOR 會增加二次側的峰值與 RMS 電流，這可能會增加二次側銅、二極體與 SR MOSFET 損失，並且降低效率。
- 較高的 VOR 會使 KP 值更高 (更多不連續或更少連續)，這有助於防止裝置在 VACMIN 的情況下進入深度 CCM 狀態。

應該注意的是，上述存在例外情況，特別是對於非常高的輸出電流，此時應該抑制 VOR 以獲得高效率，並且應該透過較高的 VOR 支援高於

15 V 的更高輸出電壓，以在輸出 SR FET 中保持可接受的反向峰值電壓 (PIV)。VOR 的最佳選擇取決於具體應用，並且基於上述係數之間的折衷。

**標準返馳式電感，LP\_NOM**

這是標準變壓器一次側電感的目標值。

**返馳式電感公差，LP\_TOL**

該參數是變壓器一次側電感的假定公差。預設情況下使用 10% 的值，但可以在填滿灰色的儲存格中輸入不同的值。雖然 10% 的值很容易得到滿足，但較低的值會降低生產所面臨的挑戰。

**返馳式變壓器鐵芯類型，CR\_TYPE**

預設情況下，試算表將選擇適合指定輸出功率的最小通用鐵芯。可以從下拉清單中選擇不同的鐵芯類型和尺寸。如果使用者首選鐵芯不可用，則填滿灰色的儲存格 (AE、LE、AL、VE、AW 和 BW) 可用於直接輸入鐵芯和線軸參數。

75 kHz 下的 輸出功率	鐵芯和線軸表								
	鐵芯	代碼	鐵芯				線軸		
			AE (mm <sup>2</sup> )	LE (mm)	AL (nH/T <sup>2</sup> )	VE (mm <sup>3</sup> )	代碼	線軸繞組 面積 (mm <sup>2</sup> )	BW (mm)
0 W – 10 W	EE10	PC47EE10-Z	12.1	26.1	850	300	B-EE10-H	12.21	6.60
0 W – 10 W	EE13	PC47EE13-Z	17.1	30.2	1130	517	B-EE13-H	18.43	7.60
0 W – 10 W	EE16	PC47EE16-Z	19.2	35.0	1140	795	B-EE16-H	14.76	8.50
0 W – 10 W	EE19	PC47EE19-Z	23.0	39.4	1250	954	B-EE19-H	29.04	8.80
10 W – 20 W	EE22	PC47EE22-Z	41.0	39.4	1610	1620	B-EE22-H	19.44	8.45
10 W – 20 W	EE25	PC47EE25-Z	41.0	47.0	2140	1962	B-EE25-H	62.40	11.60
20 W – 50 W	EE30	PC47EE30-Z	111.0	58.0	4690	6290	B-EE30-H	41.79	13.20
0 W – 10 W	RM5	PC95RM05Z	24.8	23.2	2000	574	B-RM05-V	10.17	4.90
10 W – 20 W	RM6	PC95RM06Z	37.0	29.2	2150	1090	B-RM06-V	15.52	6.20
20 W – 30 W	RM8	PC95RM08Z	64.0	38.0	5290	2430	B-RM08-V	30.00	8.80
30 W – 50 W	RM10	PC95RM10Z	96.6	44.6	4050	4310	B-RM10-V	45.69	10.00
20 W – 30 W	PQ2020	PQ20/20-3F3	62.6	45.7	2650	2850	P-2036	36.0	12.0
30 W – 50 W	PQ2620	PQ26/20-3F3	121.0	45.0	5200	5470	BPQ26/20	31.1	9.0

表 6. 典型返馳式變壓器設計支援的通用可用鐵芯和相關功率範圍。

**安全餘裕，MARGIN (mm)**

預設情況下，安全餘裕設為 0，其中假設針對二次側繞組使用三層絕緣線。如果未使用三層絕緣線，則輸入 3.1 用於 230 VAC 或通用輸入設計，並輸入 1.5 用於低線間輸入（僅限）設計。

**返馳式一次側圈數，NP**

這是基於 VOR 和二次側圈數計算的變壓器一次側繞組圈數。

**峰值磁通密度，BP**

建議最大值為 3600 高斯，以限制最大限電流和 132 kHz 運轉時的峰值磁通密度。在輸出短路期間，輸出電壓很低，且在 MOSFET 關閉時會引起變壓器重設。這會讓變壓器磁通密度累積到超過正常工作極限，但是在所選裝置的最大限電流下採用 3600 高斯的值，搭配內建 LYTSwitch-6 IC 保護功能，可提供足夠的餘裕，在這些輸出短路條件下避免鐵芯飽和。

**最大磁通密度，B<sub>MAX</sub> (Gauss)**

由輕載引起的低頻率操作可以在變壓器內產生可聞頻率元件，且此頻率將由變壓器的結構進行增幅，尤其是在使用長鐵芯的情況下。為抑制產生可聞雜訊，設計變壓器時應使最大鐵芯磁通密度低於 3000 高斯。遵照這個準則，並採用標準的變壓器浸凡立水的製造技術，基本上就能消除可聞雜訊，但應在設計核准前使用簡單生產變壓器替代產品最佳化可聞雜訊。

**AC 磁通密度，BAC (Gauss)**

BAC 值可用於計算鐵芯損失。

**有間隙鐵芯有效電感，ALG (nH/N<sup>2</sup>)**

用於指定鐵芯間隙。

**返馳式一次側層數，L**

一次側層數應在 1 至 3 的範圍內，對於沒有強制冷卻的設計，一般情況下應滿足當前容量準則：200 – 500 圓密爾/安培。3 層以上的值雖可行，但必須考量增加的漏電感，以及實際上是否適合。

**一次側繞組線的線徑規格，AWG**

如果填充儲存格留空，則試算表將根據指定的主要層數 L 計算 AWG 線徑尺寸。

**一次側偏壓圈數，NB**

確定依據：

$$NB = \text{Ceiling}\left(NS \times \frac{VBIAS}{VO}\right)$$

**二次側圈數，Ns**

預設情況下，計算最小二次側圈數，使峰值工作磁通密度 BP 保持低於建議的最大值 3600 高斯。通常，除了需要較低工作磁通密度的設計之外，不必在填滿的儲存格中輸入數字。

## 步驟 8 – 一次側元件選擇

輸入：電壓啟動電壓、 $V_{BIAS}$ 、 $V_{F\_BIAS}$ 、箝位積納

1	ACDC_Flyback_PF_LYTSwitch-6_040618; 修訂版 1.3; 版權所有 Power Integrations 2018	輸入	資訊	輸出	裝置	切換填充式單級 PFC (SVF S^2PFC)
114	一次側元件選擇					
115	線電壓欠壓					
116	BROWN_IN_REQUIRED	70.00		70.00	V	所需的 AC RMS 線電壓電壓啟動臨界值
117	RLS			1.74	MOhm	此值的兩個電阻器串聯到 V 接腳
118	BROWN_IN_ACTUAL			69.80	V	實際的 AC RMS 電壓啟動臨界值
119	線電壓過壓					
120	OVERVOLTAGE_LINE			290.83	V	實際的 AC RMS 線電壓過壓臨界值
121	偏壓電壓					
122	VBIAS			12.00	V	整流的偏壓電壓
123	VF_BIASDIODE			0.70	V	偏壓繞組二極體順向降電壓
124	VRRM_BIASDIODE			62.64	V	偏壓二極體反向電壓
125	CBIAS			22.00	μF	偏壓繞組整流電容器
126	CBPP			4.70	μF	BPP 接腳電容器
127	大電容器積納箝位					
128	使用箝位	是		是		需要大電容器箝位? 是、否或不適用
129	VZ1_V			200.00	V	積納 1 額定電壓 (串聯到積納 2)
130	PZ1_W			1.25	W	積納 1 最小額定功率
131	VZ2_V			200.00	V	積納 2 額定電壓
132	PZ2_W			1.25	W	積納 2 最小額定功率
133	RZ			4700.00	Ohm	與積納 1 和 積納 2 串聯的電阻器

圖 16. 設計試算表的「一次側元件選擇」部分。

## 電壓啟動電壓，BROWN\_IN\_REQUIRED (V)

這是輸入 AC 電壓，在此電壓下，電源供應器將啟動 (在超出了電壓啟動臨界值 ( $I_{UV+}$ ) 之後)。

## 線路感測電阻器，RLS (MΩ)

線路感測電阻器 RLS 設定電壓啟動電壓和線電壓過壓臨界值。它通常顯示為串聯 RLS1 和 RLS2 的兩個電阻器，並連線到大電容。

$$RLS = \frac{V_{BROWN\_IN\_REQUIRED} \times \sqrt{2}}{I_{UV+}}$$

## 線電壓過壓，OVERVOLTAGE\_LINE (V)

這是輸入 AC 電壓，在此電壓下，只要其超出了過壓臨界值 ( $I_{OV}$ )，電源供應器就將停止切換。當達到線電壓過壓磁滯值 ( $I_{OV(H)}$ ) 時，就會重新啟用切換功能。

$$OVERVOLTAGE\_LINE = \frac{I_{OV} \times RLS}{\sqrt{2}}$$

## 整流偏壓電壓，VBIAS (V)

假定採用 12 V 的預設值。可以將電壓設定為不同的值，例如將偏壓繞組輸出也用作一次側 (非絕緣) 輔助輸出的應用時。較高的電壓通常會增加無負載功耗。不建議採用低於 10 V 的值，因為在輕載的情況下，可能沒有足夠的電壓來為一次側 BYPASS 接腳提供電流，這將大幅度增加無負載輸入功耗。

## 偏壓二極體順向降電壓，VF\_BIASDIODE (V)

採用 0.7 V 的預設值。應根據偏壓繞組整流所用的二極體類型變更此值。

## BPP 接腳電容器，CBPP (μF)

CBPP 確定裝置的 ILIMIT\_MODE 操作。對於標準限電流使用 0.47 μF，對於增加的限電流則使用 4.7 μF。電容器可以是電解型或陶瓷型。在雙面電路板上偏好使用表面接合多層陶瓷電容器，因為它們可使電容器裝配於靠近 IC 的位置。建議使用額定電壓至少為 25 V 的陶瓷 X7R (或更好) 電容器。

## 一次側偏壓供應器元件 (CBIAS、DBIAS、RBP)

每當功率 MOSFET 關閉時，一次側 BYPASS 接腳的內部調整器就會從汲極接腳電壓汲取電流，將一次側 BYPASS 接腳電容器充電至  $V_{BPP}$ ，此時通常使用透過附加一次側輔助繞組實施的外部偏壓供應器。這將降低 IC 的無負載功耗。

建議對偏壓供電濾波器 CBIAS 使用 A 22 μF, 50 V 低 ESR 鋁電解電容器。建議使用低 ESR 電解電容器，因為它可降低無負載輸入功率。不建議使用陶瓷表面結合電容器，因為這可能由於電容器機械結構的壓電激發而引起可聞雜訊。

偏壓繞組整流二極體 DBIAS 可以是標準恢復型或快速恢復型。前者傾向於提供較低的輻射 EMI，而後者則會形成較低的無負載輸入功率。

選擇電阻器 RBP 以確保一次側偏壓電源供應器提供的電流高於一次側 BYPASS 接腳電源供應器電流  $I_{SSW}$ 。 $I_{SSW}$  計算如下：

$$I_{SSW} = \frac{F_{SW}}{132 \text{ kHz}} \times (I_{S2} - I_{S1}) + I_{S1}$$

其中：

- $I_{SSW}$ ：工作切換頻率下的一次側 BYPASS 接腳供應器電流。
- $F_{SW}$ ：工作切換頻率 (kHz) – F<sub>SMIN</sub> 和 F<sub>S</sub>MAX 之間的平均值。
- $I_{S1}$ ：非切換一次側 BYPASS 接腳器電流 (請參閱產品規格型錄)。
- $I_{S2}$ ：132 kHz 下的一次側 BYPASS 接腳供應電流 (請參閱產品規格型錄)。

如果偏壓電流高於一次側 BYPASS 接腳電源供應器電流，BPP 電壓將為 ~5.3 V。如果 BPP 電壓為 ~5.0 V，則表明通過 RBP 的電流小於所需的一次側 BYPASS 接腳電源供應器電流。確保一次側 BYPASS 接腳上的電壓不會低於 5.0 V – 但啟動期間除外。

RBP 以如下方式確定：

$$RBP = \left( \frac{V_{BIAS_{NO-LOAD}} - 5.3V}{I_{SSW}} \right)$$

#### 大電容器積納箱位選擇

設為「是」時，試算表將計算積納電壓額定值 (VZ1\_V, VZ2\_V)、額定功率 (PZ1\_W, PZ2\_W) 和串聯電阻器 RZ。

#### PFC 二極體，DBoost1 和 DBoost2

PFC 二極體 (DBoost1、DBoost2) 與 PFC 電感器 LBoost 串聯放置，其為儲存在 PFC 電感器中的能量提供電流路徑，此能量在 MOSFET 關閉期間必須傳輸到二次側。但是，當 MOSFET 關閉時，來自 PFC 電感器的諧振電壓振盪會在 PFC 二極體上產生大規模電壓振盪。根據以下項目選取 PFC 二極體：

- 對於高線間/通用輸入，請使用串聯的 2 × 600 V 超快恢復型二極體。
- 對於低線間輸入，請使用 1 × 600 V 超快恢復型二極體。
- 在大多數應用中，額定電流為 1A 已足夠，但如有需要，可以使用更高的額定電流值來降低裝置溫度。

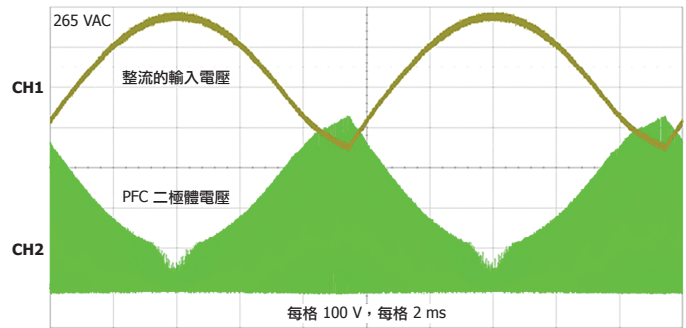


圖 17. PFC 二極體中的電壓應力。

#### 連線至大電容器的阻隔二極體，DBLOCK

阻隔二極體 DBLOCK 將整流的 AC 輸入與大電容器隔離。它為大電容器的充電提供電流路徑，這可有效提高效率，尤其是在低線間電壓時。

建議使用標準恢復型二極體，其額定電壓為 600 V，額定電流為 1A。



## 步驟 9 – 二次側控制器元件選擇

1	ACDC_Flyback_PF_LYTSwitch-6_040618 ; 修訂版 1.3 ; 版權所有 Power Integrations 2018	輸入	資訊	輸出	裝置	切換填谷式單級 PFC (SVF S^2PFC)
134	二次側元件選擇					
135	IS 接腳電路					
136	R_ISpin			33.60	mOhm	IS 接腳 1% 電阻器的非標準值
137	回授元件					
138	RFB_UPPER			102.00	kOhm	上方回授 1% 電阻器
139	RFB_LOWER			3.30	kOhm	下方回授 1% 電阻器
140	CFB_LOWER			330.00	pF	與至少 5V 額定值電容器去耦合的下方回授電阻器
141	CBPS			2.20	μF	BPS 接腳電容器

圖 18. 設計試算表的「二次側元件選擇」部分。

**電流感測電阻器，RIS (mΩ)**

外部電流感測電阻器 R\_ISPIN 設定恆定電流 (CC) 臨界值。在試算表中，假設指定的輸出電流 IO 也是 CC 臨界值。因此，電流感測電阻器值計算為：

$$R_{ISPIN} = \frac{I_{SV(TH)}}{IO}; I_{SV(TH)} = 35.9 \text{ mV}$$

**電流感測保護二極體，DIS**

此二極體在電流感測電阻器兩端相連，以在輸出短路期間保護裝置。

**上方回授電阻器，RFB\_UPPER (kΩ)**

輸出電壓接腳與二次側接地接腳之間的外部分壓電阻器網路的中點 (RFB\_UPPER, RFB\_LOWER)，會連線到回授接腳來調節輸出電壓。內部電壓比較器參考電壓為 V\_REF (1.265 V)。

RFB\_UPPER 的預設值是 102 kΩ。但是，對於具有嚴格無負載輸入功率要求的應用，可以調整該值以減少無負載功耗，尤其是在額定輸出電壓高於 20 V 時。

**下方回授電阻器，RFB\_LOWER (kΩ)**

使用 RFB\_UPPER 值計算 RFB\_LOWER 電阻器。

**下方回授電阻器去耦合電容器，CFB\_LOWER (pF)**

建議使用 330 pF 表面接合 X7R 陶瓷電容，其連線到 IC 的回授和接地接腳附近。

**二次側 BYPASS 接腳電容器，CBPS (μF)**

該電容用作集成二次側控制器的電壓供應去耦合電容器。建議使用 2.2 μF 表面接合 X5R 或 X7R 陶瓷電容 (電壓為 25 V)。

**順向接腳電阻器，RFWD (Ω)**

順向接腳連線到同步整流器 MOSFET (SR FET) 的汲極端子。該接腳用於感測 SR FET 的汲極電壓，並可實現精確的裝置開啟和關閉控制。當輸出電壓低於二次側 BYPASS 接腳電壓 (CBPS) 時，該接腳也可用於為二次側 BYPASS 接腳電容器充電。

建議使用 47 Ω、5% 的電阻器以確保有足夠的 IC 供應器電流，並可在各種輸出電壓範圍內正常工作。變更該值可能會對同步整流器驅動器的時序產生不利影響。應注意確保順向接腳的電壓不超過其絕對最大電壓。如果順向接腳電壓超過順向接腳絕對最大電壓 (參見產品規格型錄)，IC 將會損壞。

如果使用輔助繞組，例如當輸出電壓 > 24 V 時，則順向接腳通常通過 RFWD 連線到輔助繞組。

## 步驟 10 – 二次側輔助繞組設計

輸入：VAUX、VF\_AUX、CAUX

1	ACDC_Flyback_PF_LYTSwitch-6_040618 ; 修訂版 1.3 ; 版權所有 Power Integrations 2018	輸入	資訊	輸出	裝置	切換填谷式單級 PFC (SVF S^2PFC)
142	二次側輔助部分 - 僅適用於 VO > 24V					
143	二次側輔助二極體					
144	VAUX			12.00	V	整流輔助電壓
145	VF_AUX			0.70	V	輔助繞組二極體順向降電壓
146	VRRM_AUXDIODE			62.64	V	輔助二極體反向電壓
147	CAUX			22.00	μF	輔助繞組整流電容器
148	NAUX_SEC			5.00		二次側輔助圈數
149	AWGSAUX			32		二次側輔助繞組 AWG

圖 19. 設計試算表的「二次側輔助」部分。

**二次側輔助電壓，VAUX (V)**

輸出電壓 (VOUT) 接腳的最大額定電壓為 27 V。對於輸出電壓要求高於 24 V 的設計，建議在 VOUT 和 FWD 接腳感測中新增輔助繞組。

預設情況下，二次側輔助電壓設定為 12 V。

**輔助二極體順向降電壓，VF\_AUX (V)**

使用預設值 0.7 V，但應變更此值以符合用於輔助繞組整流的二極體類型。

**輔助整流器反向電壓，VRRM\_AUXDIODE (V)**

該參數是二次側整流器在最大輸入電壓下的最大電壓應力 – 忽略漏電突波的影響。

**二次側偏壓供應器元件 (CAUX, DAUX)**

建議對二次側輔助供電濾波器 CAUX 使用 22 μF、50 V 低 ESR 鋁電解電容器。

輔助繞組整流器二極體 DAUX 應為標準恢復型，其額定電壓為 200 V。雖然計算出的 VRRM\_AUXDIODE 可能較低，但在冷啟動等條件下漏電突波可能超過 100 V。它不應超過 150 V，該值是順向 (FWD) 接腳的最大額定電壓。甚至超過此值的短脈衝也可能導致 IC 損壞。主輸出整流器上的 R-C 突波吸收器通常足以防止這種情況發生。在 DAUX 上新增 R-C 突波吸收器是可選方法，但如果漏電突波接近 150 V 限值，則應該考慮此方法。



## 步驟 11 – 輸出整流器和電容器選擇

1	ACDC_Flyback_PF_LYTSwitch-6_040618 ; 修訂版 1.3 ; 版權所有 Power Integrations 2018	輸入	資訊	輸出	裝置	切換填谷式單級 PFC (SVF S^2PFC)
154	輸出元件					
155	VF			0.70	V	輸出二極體順向壓降
156	VRRM			191.93	V	輸出二極體反向電壓
157	COUT			222.22	μF	輸出電容器 - 電容
158	COUT_VOpercentRip			2.50	%	VOUT 的輸出電容器漣波 %
159	ICOUTrms			1.37	A	輸出電容器估算漣波電流
160	ESRmax			232.28	mOhm	輸出電容器最大建議 ESR

圖 20. 設計試算表的「輸出整流器和電容器」部分。

**輸出整流器順向降電壓，VF (V)**

使用預設值 0.7 V，但可以變更此值以符合用於整流二次側主輸出繞組的不同二極體類型。

**輸出整流器反向電壓，VRRM (V)**

該參數是二次側整流器在最大輸入電壓下的最大電壓應力 – 忽略漏電突波的影響。在選擇裝置的額定電壓時，必須提供額外的餘裕以應對漏電突波。

$$VRRM = VOUT + VACMAX \times 1.414 \times \frac{NS}{NP}$$

**輸出整流器，DOUT**

盡可能使用同步整流器 FET (SR FET) 以取得最高效率。SR 接腳驅動電壓的典型值為 4.4 V。選擇 SR FET 時，閘極臨界電壓為 1.5 V – 2.5 V 是理想選擇。也可以使用臨界值電壓高達 4.4 V 的 MOSFET，但前提是產品規格型錄為 4.5 V 的閘極電壓規定了各種問題下的  $R_{DS(ON)}$ 。

對於所計算  $VRRM > 150$  V 的高輸出電壓設計，同步整流器驅動接腳需要連線到二次側接地接腳，從而可使用低成本的超快速二極體代替 SR FET。

**輸出整流器突波吸收器，RSR (Ω)、CSR (nF)**

輸出繞組漏電抗與輸出整流器的輸出電容 ( $C_{OSS}$ ) 之間的相合作用，會導致因為一次側 MOSFET 開啟而使繞組上電壓反轉的情況下，電壓發生振盪。可選用連線到輸出整流器的 RC 突波吸收器來抑制此振盪。應使用 10 Ω 到 47 Ω 範圍的突波吸收電阻器 (太高的電阻值會大幅降低效率)。對大多數設計而言，1 nF 到 2.2 nF 的電容器值即已足夠。

**針對電容器尺寸的目標輸出電壓漣波，COUT\_VOpercentRip (%)**

此參數設定目標輸出電壓漣波百分比，該值用於計算最小輸出電容。

**輸出電容，COUT (μF)**

建議的最小輸出電容 COUT 基於目標電壓漣波 COUT\_VOpercentRip 進行計算。如果需要較低的輸出電流漣波，則可以使用較高的電容。需要使用實際 LED 負載進行驗證。不同的 LED 燈串具有不同的動態阻抗特性，這些特性決定了實際的漣波電流。低 ESR 型電容器通常用於降低輸出電壓漣波。

步驟 12 – 其他重要的元件選擇

一次側箝位網路 (DSN、RS、RSN 和 CSN)

建議使用一次側箝位，以確保在最差情況下 (例如最大輸入電壓下的輸出短路) 不超出 IC 的  $BV_{DS}$  額定電壓。

圖 21 顯示了設計中的三種常見箝位配置。表 7 列出了每種電路方法的利弊。

輸入濾波器和保護

圖 22 顯示了典型 LYTSwitch-6 設計中使用的典型輸入保護元件和 EMI 濾波器元件排列。

保險絲 F1 提供過流保護，並在發生災難性故障時將電源供應器與 AC 線路隔離。延時保險絲通常用於防止由來自大電容器充電的高突波電流引發的啟動期間斷電。對於 230/240 VAC 輸入系統，可使用 250 VAC

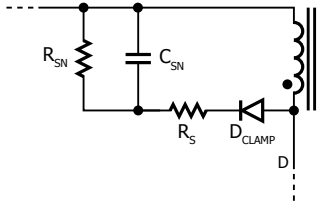
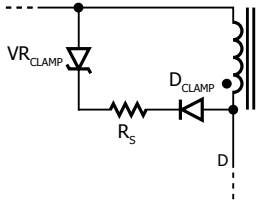
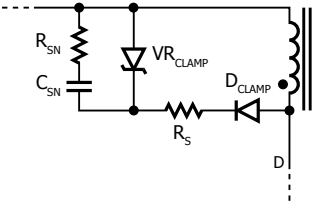
常見一次側箝位配置		
R2CD	積納	R2CD + 積納
 <p>PI-8502-041818</p>	 <p>PI-8504-041818</p>	 <p>PI-8503-041818</p>

圖 21. 建議的一次側箝位元件

一次側箝位電路			
優點	R2CD	積納	R2CD + 積納
元件成本	低	中	高
無負載輸入功率	高	低	中
輕載效率	低	高	中
EMI 抑制	高	低	中

表 7. 一次側箝位電路的優點。

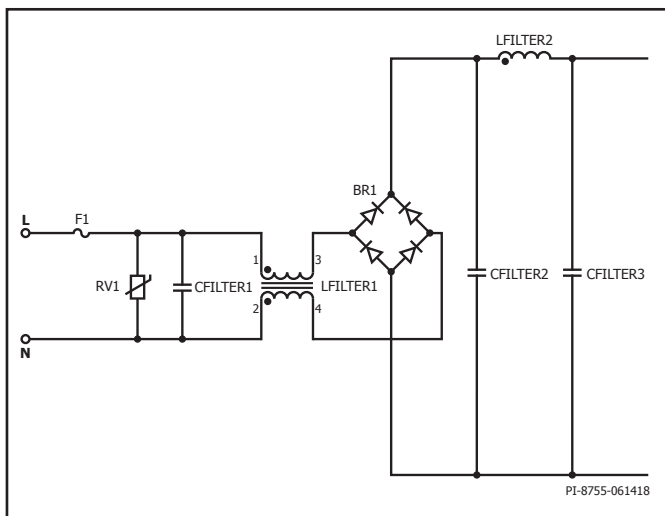


圖 22. LYTSwitch-6 設計中的輸入濾波器配置。

額定值；對於 277 VAC 輸入系統，可使用 300 VAC 額定值。額定電流應大於最小輸入電壓下的最大電流。確保  $I^2t$  額定值大於突波事件期間測量的  $I^2t$  值。

橋式整流器 BR1 可對 AC 線電壓進行整流。建議橋式整流器的額定電壓為 1 kV，特別是在需要 2.5 kV 振盪波抗擾度時。電流額定值應大於最大工作電流。根據功率消耗和散熱測量值選擇合適的封裝尺寸。

電阻器 RV1 在突波事件期間保護裝置。其額定電壓應高於最大 AC 線電壓。

EMI 濾波器涵蓋 CFILTER1、LFILTER1、CFILTER2、LFILTER2 和 CFILTER3。CFILTER2 應放置在橋式整流器之後，特別是在需要較大的  $L_{FILTER2}$  值時。在線電壓突波或振盪波期間，LFILTER2 加法可能產生顯著的振盪，其可能超出橋式整流器的額定電壓。

為了保持高功率因數，總輸入電容不能太大。應採用合適的近似值，在確定濾波器電容的大小時可使用 10 nF/W。

## 主要應用設計考量

### 無負載/輕載運轉期間的大電壓

在每個切換週期中，大電容器先放電（當它供電時），然後充電。升壓電感器中儲存的能量將傳輸到輸出端，並對電容器充電。

在無負載或極輕負載條件下（小於額定功率的 10%），大電壓具有急遽升高的趨勢，因為來自升壓電感器的能量（對大電容器充電）大於轉換器所需的能量。

如果在無負載期間允許自動重新啟動，則整合式線電壓過壓保護已足夠。但是，在 3 合 1 調光或 DALI 調光等應用中，負載可在 0 到 100% 之間變化，此時不允許自動重新啟動。

有幾種方法可以最大限度地降低大電壓急遽升高：

1. 使用較高的 **RATIO\_LBST\_LFB** 值。如圖 23 所示，隨著比率降低，無負載大電壓升高。除非需要較低的比率來滿足所需的 PF 或 THD，否則不要將比率設定為較低值，因為這會影響無負載大電壓。

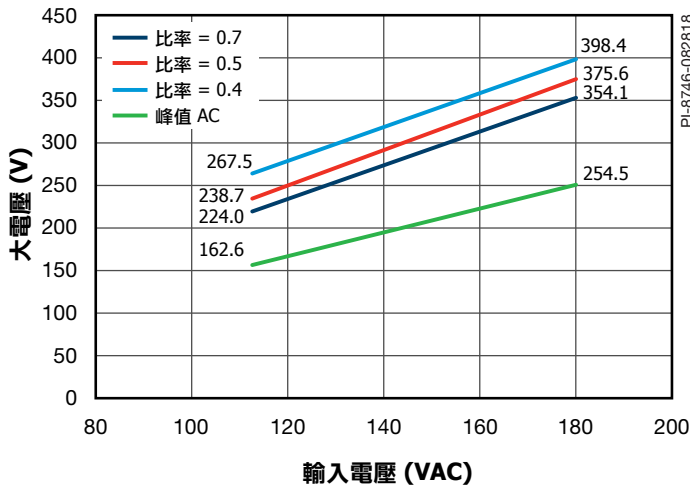


圖 23. 無負載大電壓與 LPFC/NOM 比率。

2. 使用較高的額定電壓電容器。在低功率設計中，增加大電容器的額定電壓可能已足夠。
3. 在汲極到源極之間連線 **R-C-D** 箝位。這是一種具有成本效益的解決方案，但會導致效率降低和較高的無負載功率。

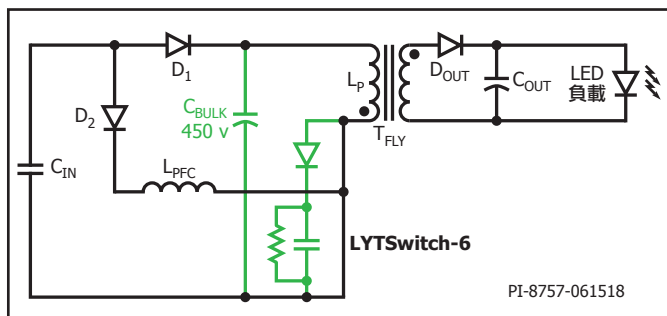


圖 24. 從汲極連線到源極的 RCD 箝位。

4. 在大電容器上連線積納箝位。這樣可提供最佳效能，但代價是新增兩個高壓積納二極體和一個電阻器

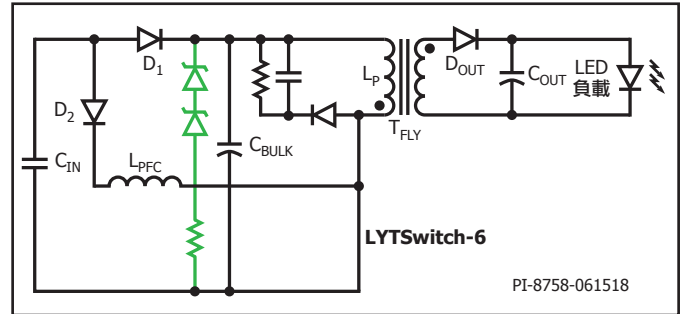


圖 25. 大電容器中連線的積納箝位。

### 使用輔助繞組進行 **VOUT** 接腳和 **FWD** 接腳感測時 **CCM** 設計中的功率傳輸

在 DCM 操作中，當 **FWD** 接腳中的峰值電壓上升到超出輸出電壓等級時，使用此電壓對一次側控制器中「開路」週期的二次側請求進行門控。如果將設計轉移至 CCM，則停用稱為智能準諧振模式切換的功能。

如果透過輔助繞組完成 **FWD** 接腳電壓感測，則存在控制器不會進入 CCM 模式的風險，因為輔助繞組給出的資訊與二次側二極體的實際狀態不相符。在典型情況下，主整流器仍處於導通狀態，但二次側控制器確定它處於 DCM 狀態 (**FWD** 接腳電壓超過 0 V，這就向控制器表明通過整流器的電流已降至 0)。發生這種情況時，將阻止轉換器進入 CCM 模式，從而降低功率輸出。圖 30 顯示了 CCM 誤偵測對輸出電流調節的影響。

有兩種方法可以應對此情況：

1. 使用標準恢復型二極體作為輔助電路。圖 27 顯示了使用標準恢復型二極體的 **FWD** 接腳電壓波形。圖 28 顯示了使用超快速二極體的不同波形，將這兩張圖進行對比。慢速反向恢復回應會使二次側控制器在整流器仍處於導通 (CCM) 狀態時啟動切換請求。對於超快速二極體，**FWD** 接腳電壓超過 0 V，這會使二次側控制器判定其處於 DCM 工作狀態。在這種情況下，直到 **FWD** 接腳超過 **VO** 接腳電壓才會發生切換請求。
2. 使用三層式輔助繞組技術（參見圖 26）。二次側繞組和輔助繞組之間的耦合可讓控制器感測到電流訊號。圖 29 顯示了使用三層式輔助技術時 **FWD** 接腳電壓波形。

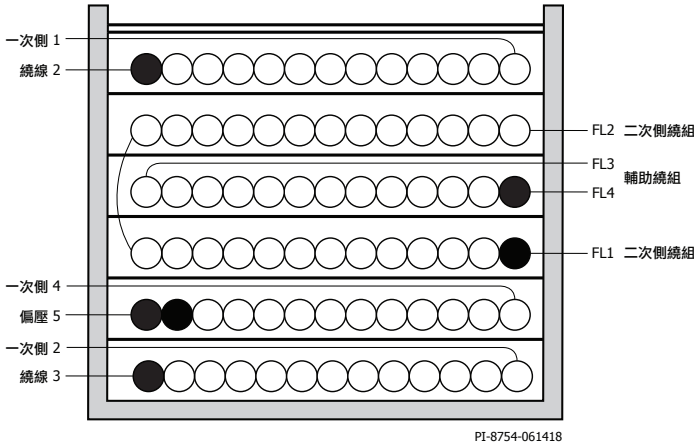


圖 26. 三層式二次側輔助繞組變壓器構造。

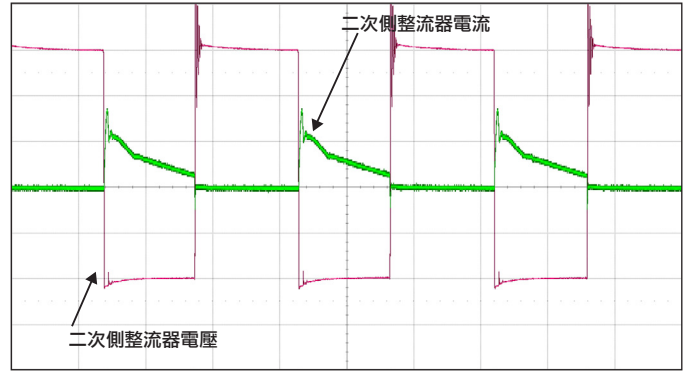


圖 29. 具有超快二極體和三層式輔助繞組的二次側整流器波形。

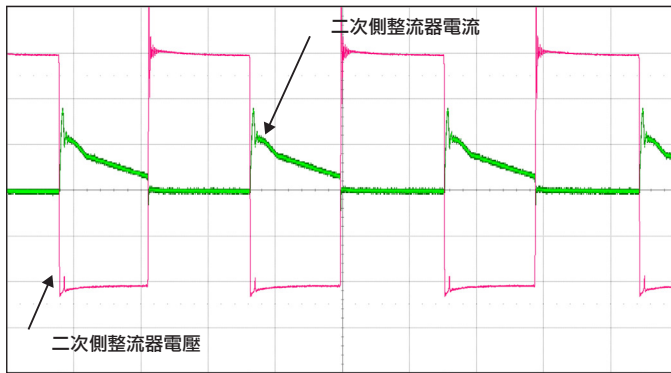


圖 27. 具有慢速恢復二極體的二次側整流器波形。

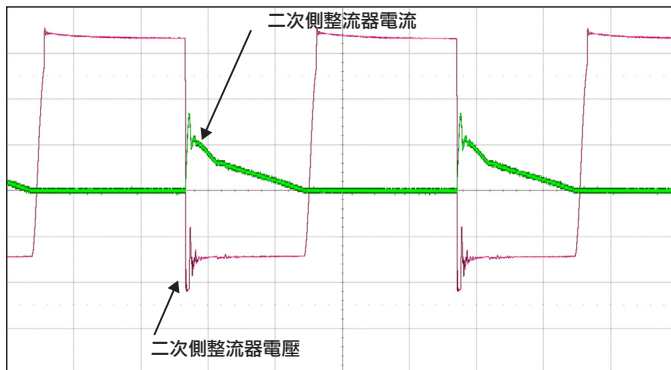


圖 28. 具有超快速二極體的二次側整流器波形。

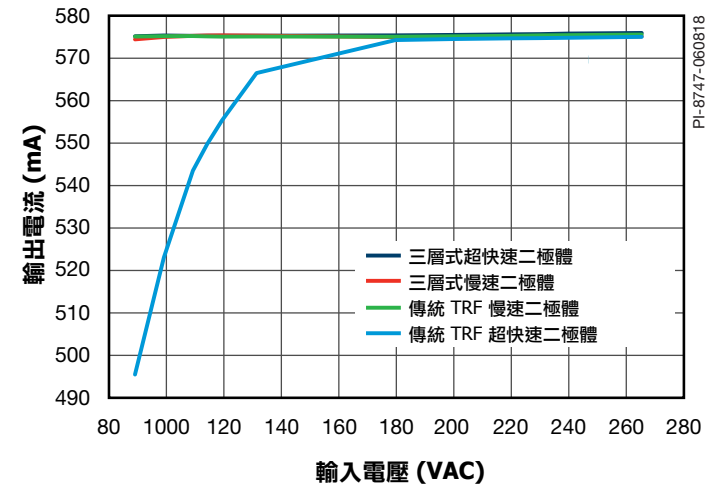


圖 30. 線間電壓調節比較。

### 降低 A-THD 的建議

- 使用實際的 LED 負載。
- 使用較低的 RATIO\_LBST\_LFB。
- 選取不同的 VOR。在接近  $KP = 1$  的情況下操作。
- 降低輸入濾波器電容並增加濾波器電感。

### 增加功率因數的建議值 (或影響 PF 的因數)

- 使用實際的 LED 負載進行測試。
- 使用較低的 RATIO\_LBST\_LFB。
- 降低輸入濾波器電容並增加濾波器電感。
- 確認升壓電感器在 DCM 模式下運轉。
- 增加大電容。

### 減少無負載功耗的建議

- 調整 RFB(UPPER) 和 RFB(LOWER)。
- 調整 RBP 值。
- 減少一次側箝位電容。
- 針對偏壓供電整流器 DBIAS 使用蕭特基二極體或超快速二極體。
- 針對偏壓供電濾波電容器 CBIAS 使用低 ESR 電容器。
- 降低 SR FET RC 突波吸收電容器 CSR。
- 新增一次側繞組層之間的膠帶以及一次側和二次側繞組之間的多層膠帶，降低了繞組間的電容。

**降低 EMI 的建議**

- 適當放置元件，以及確保盡可能縮小一次側與二次電源電路的迴路面積，有助於將輻射性和傳導性 EMI 降到最低。應注意使迴路面積盡可能小。
- 與一次側上的箝位二極體並聯的小尺寸電容器，這將有助於降低輻射性 EMI。
- 與偏壓繞組串聯的電阻器 (2 – 47  $\Omega$ ) 有助於降低輻射性 EMI。
- 一次側或二次側繞組 (<100 pF) 中串聯的小尺寸電阻器和陶瓷電容器 (<22 pF) 可降低傳導性和/或輻射性 EMI。請注意，更多電容會影響無負載功耗。
- 電源供應器的輸入通常需要使用共模扼流圈來減弱共模雜訊。在變壓器上使用遮蔽繞組也可達到相同效能。遮蔽繞組還可用於和位於輸入的共模濾波電感器搭配使用，以降低傳導性與輻射性 EMI。
- 調整 SR MOSFET RC 突波吸收器元件值有助於降低高頻輻射性和傳導性 EMI。
- 由差模電感器和電容器構成的 pi 形濾波器，可用在輸入整流器電路之後以減少低頻率差模 EMI。可新增鐵氧體磁珠以進一步改善 EMI，同時盡可能降低成本。
- 差模電感器內的電阻器可降低其 Q 係數，並在 10 Mhz 以上降低 EMI。這可能導致低於 5 MHz 的低頻 EMI 略微增加。
- 在連線到電源供應器的輸出時，1  $\mu$ F 陶瓷電容器可能有助於降低輻射性 EMI。
- 慢偏壓整流器 ( $D_{BIAS}$ ) 二極體 (即  $250 \text{ ns} < t_{RR} < 500 \text{ ns}$ ) 通常可在 20 Mhz 以上降低傳導性 EMI 並在 30 Mhz 以上降低輻射性 EMI。

**散熱管理考量**

源極接腳自內部連線到 IC 導線架，並提供從裝置中去除熱能的主路徑。因此，源極接腳應連接至 IC 下的銅箔，以不僅作為單點接地，也兼有散熱片的功能。由於此區域連接至無干擾的源極節點，因此區域可盡可能大，以更好地散熱。輸出 SR MOSFET 也是如此，封裝上連線至接腳的 PCB 區域應盡可能大，這樣就能達到良好的散熱效果。

電路板上應有足夠大的銅箔，以便將 IC 溫度保持在絕對最大值以下。建議為焊接 IC 之源極接腳所在的銅板提供足夠大的銅箔，以便在電源供應器以滿載額定值及最低額定輸入 AC 供應電壓運作時，將 IC 溫度保持在 90 °C 以下。可根據需要進一步調低功率。

**快速設計檢查清單**

與所有電源供應器相同，所有 LYTSwitch-6 設計的操作都應該進行實際驗證，以確保在最差條件下不會超出元件限制。建議至少執行以下測試：

**最大汲極電壓** – 確認在正常運作下和啟動期間的最高輸入電壓和峰值 (過載) 輸出功率條件下，LYTSwitch-6 IC 和 SR FET 的  $V_{DS}$  不會超過崩潰電壓的 90%。

**最大汲極電流** – 在最高環境溫度下，最大輸入電壓和峰值輸出 (過載) 功率。檢查汲極電流波形，檢視在啟動和穩定狀態期間是否有變壓器飽和的任何徵兆以及過大的上升邊緣電流突波。在所有情況下，一次側 MOSFET 的最大汲極電流應低於產品規格型錄中指定的絕對最大額定值。

**散熱檢查** – 在指定的最大輸出功率、最小輸入電壓和最大環境溫度下，確認未超出 LYTSwitch-6 IC、變壓器、輸出 SR FET 和輸出電容器的溫度規格限制。LYTSwitch-6 一次側 MOSFET  $R_{DS(ON)}$  的不同零件有所差異，因此應留有足夠的散熱餘裕。考慮到這些差異，在低線間電壓和最大功率條件下，建議 LYTSwitch-6 源極接腳最高溫度為 110 °C。



## PCB 佈局建議

### 單點接地

從輸入濾波電容到連接至源極接腳的銅區域使用單點接地連線。

### 旁路 (BP) 電容器

一次側 BYPASS (CBPP)、二次側 BYPASS (CBPS) 和回授去耦合電容器必須直接位於一次側 BYPASS -源極、二次側 BYPASS – 二次側接地和回授 – 二次側接地接腳附近。與這些電容器的連線應採用短 Trace 進行佈線。

### 訊號元件

用於監控回授資訊的外部元件 RLS、RBP、RFB(UPPER)、RFB(LOWER) 和 RIS 必須盡可能靠近帶有短 Trace 的 IC 接腳放置。

### 關鍵迴路面積

高  $dv/dt$  或  $di/dt$  電路應盡可能小且緊湊。連接輸入濾波電容器、變壓器一次側及 IC 的一次側迴路的面積也應儘可能小。理想情況下，迴路區域不應嵌套放置。這將盡可能減少電路之間的串音。

### 一次側箝位電路

使用箝位電路來限制關閉時汲極接腳上的電壓峰值。在一次側繞組上使用 RCD 箝位電路或積納二極體 (約 200 V) 和二極體箝位電路，可以達到此目的。若要降低 EMI，應盡量縮短從箝位元件至變壓器和 IC 之間的迴路。

### Y 電容

Y 電容器應在一次側大電容器負端和變壓器二次側繞組的任一端之間連線。由於存在阻隔二極體，建議不要連線到一次側大電容正端。

### 輸出整流器二極體

為獲得最佳效能，連線二次側繞組、輸出整流器二極體與輸出濾波電容器的迴路區域應該儘可能縮小。此外，應在整流器二極體的端子中提供足夠的銅箔面積，以供有效散熱。

### ESD 耐受性

LED 驅動器應用通常不需要 ESD 抗擾度。但是，以下建議適用於具有 ESD 抗擾度要求的情況。

在一次側電路與二次側電路之間應留有足夠間隔 (8 mm 以上)，以確保符合 ESD 或 Hi-Pot 測試要求。火花間隙的最佳位置是直接放置在輸出回線和/或正端與其中一個 AC 輸入的中間 (保險絲之後)。在這個配置中，6.4 mm (可接受 5.5 mm – 取決於客戶需求) 的火花間隙就足以符合適用之安全標準的安規距離與間隔要求。這個距離可小於一次側與二次側的間距，因為火花間隙上的電壓不會超過 AC 輸入的峰值。

### 汲極節點

汲極切換節點是主要的雜訊產生器。因此，連線到汲極節點的元件應置於接近 IC 但遠離敏感回授電路的位置。箝位電路元件的位置應盡可能遠離一次側 BYPASS 接腳。應盡可能減少此電路的 Trace 寬度和長度。

PCB 佈局範例

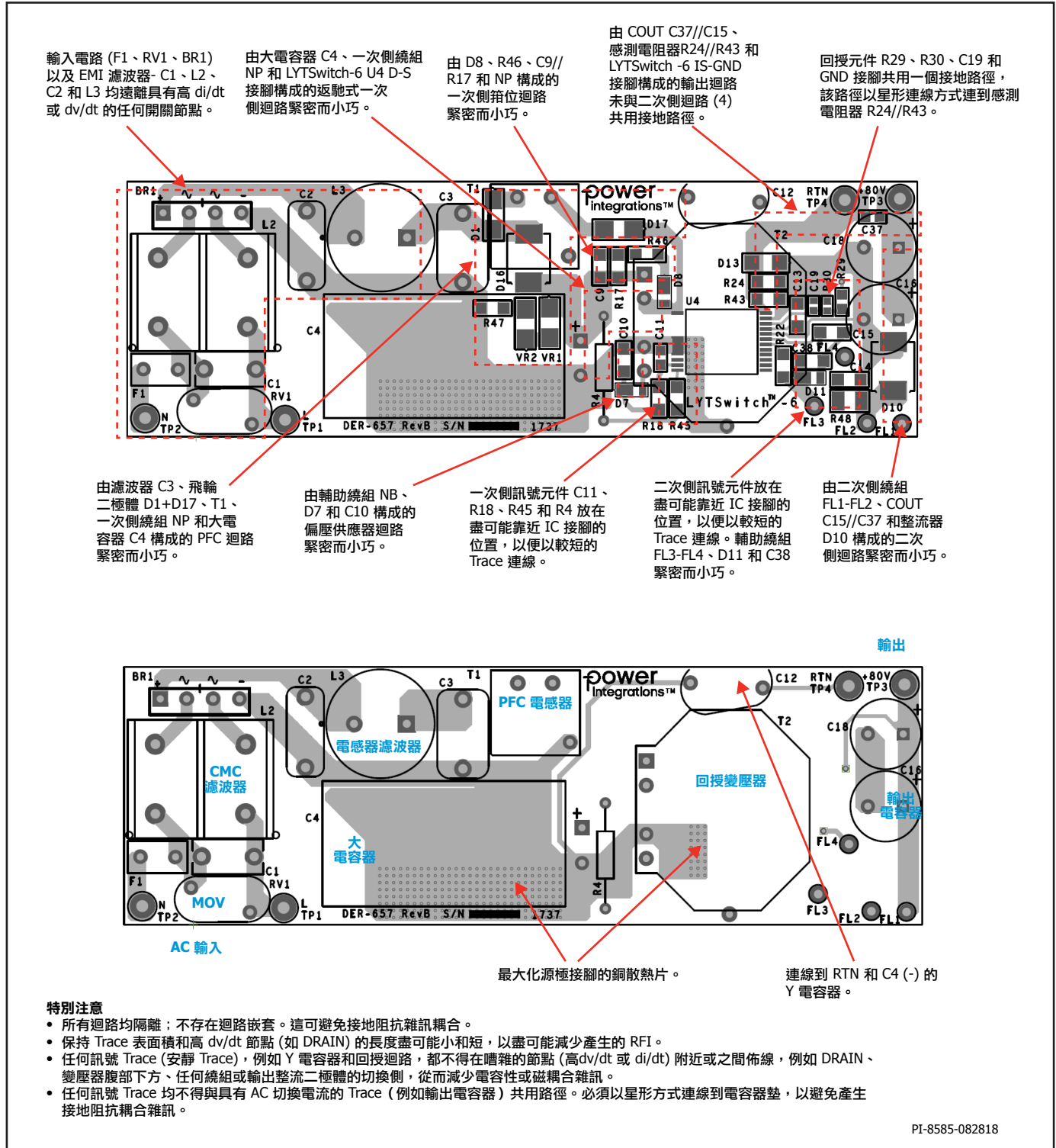


圖 31. 頂部和底部 - 理想佈局範例顯示具有高 dv/dt 和 di/dt 電路的緊密迴路面積，同時顯示元件放置和火花間隙位置，請參閱圖 19 和 20。

應用範例

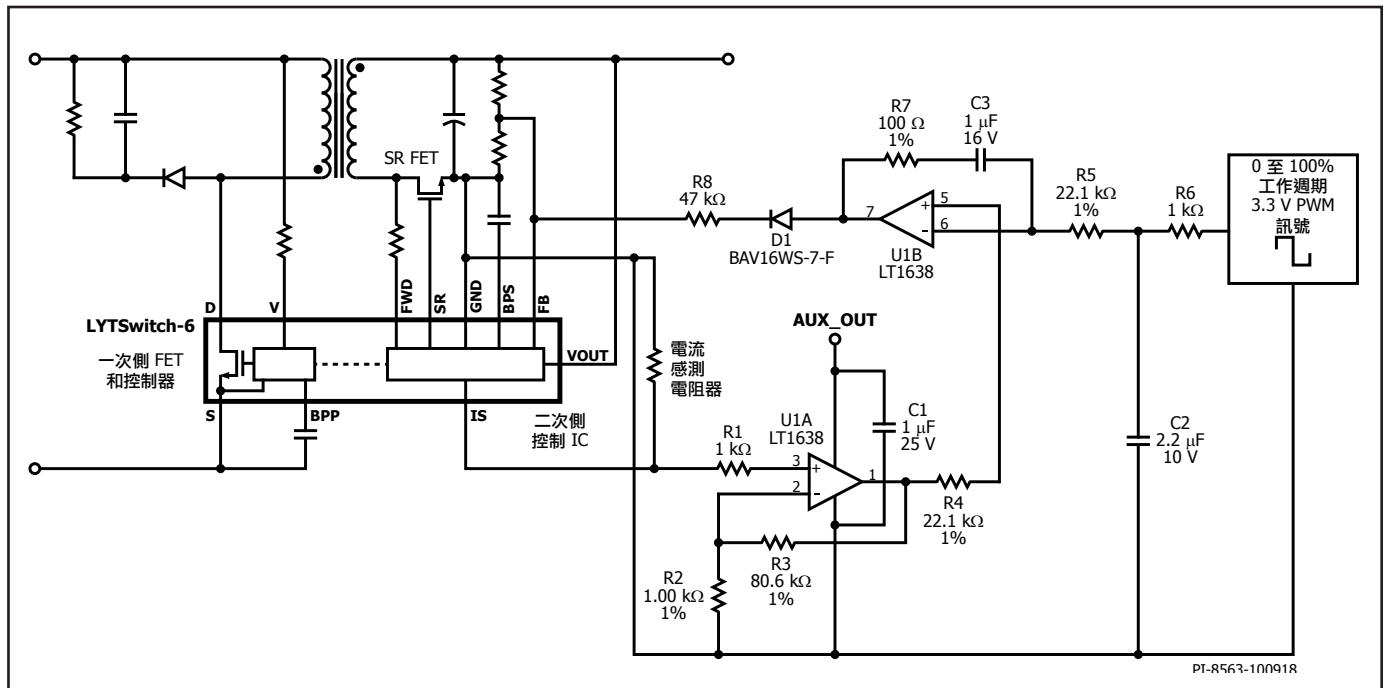


圖 32. PWM 電路。

**PWM 調光電路**

首選透過以下方式調光：感測輸出電流，放大訊號，將其與可變參考值進行比較並將切換器電流注入回授 (FB) 引腳。該電路僅限於定電流操作，例如驅動 LED 負載時。

輸出電流透過 IS 接腳感測，其臨界值為 35.9 mV ( $V_{REF}$ )。然後，訊號通過非反相放大器電路 R1、R2、R3、U1 和 C1。增益透過 R2 和 R3 設定。非反相放大器的最大電壓必須限制在最大 PWM 電源電壓的 90% – 95%。

$$V_{REF} \times \left( \frac{R3}{R2} + 1 \right) = Derating_{FACTOR} \times VDD$$

其中

$V_{REF}$  = IS 接腳參考電壓 (35.9 mV)

R3 = 同相運算放大器的回授電阻器  $R_f$

R2 = 非反相運算放大器的輸入電阻器  $R_i$

VDD = PWM 源極的最大輸出電壓

$Derating_{FACTOR}$  = 介於 0.9 – 0.95 VDD 的值

假設 R2 的值 (1 kΩ)，然後求解 R3：

$$R3 = R2 \times \left( \frac{Derating_{FACTOR} \times VDD - V_{REF}}{V_{REF}} \right)$$

運算放大器的輸出 (接腳 1) 透過 R4 連線到正輸入 (接腳 5)。進入負輸入 (接腳 6) 的訊號來自 PWM 源極 (例如，BLE 模組或 MCU)。電阻器

R6 和 C2 整合 PWM 訊號以產生 DC 偏壓，並透過 R5 將其輸入到運算放大器。誤差放大器的輸出 (接腳 7) 透過 D1 和 R8 連線到回授接腳。為實現迴路穩定性，需要採用電阻器 R7 和 C3。

在滿載啟動 (定電流模式) 條件下，PWM 輸出設定為 100%，以防止調光電路將電流注入回授迴路。一旦整流的 PWM 輸出低於 ( $Derating_{FACTOR} \times VDD$ ) 參考電壓，電流就會被注入回授迴路。

注入電流時，回授電壓將持續上升。這通常會降低輸出電壓。但是，由於 LED 負載是定電壓狀態，因此電壓是固定的，輸出電流則會降低。

電流注入迴路的速度必須足夠緩慢，以避免在施加 100% 至 0% 的步驟負載時觸發過壓保護。這是透過增加 R8 的值來實現的。

此外，建議使用低輸入偏移運算放大器來降低裝置間的可變性。將調光電路靠近 IS 接腳和回授接腳也很重要，這樣可防止雜訊干擾迴路。

運算放大器電源供應器 AUX\_OUT 可以直接連線到輸出軌或輔助偏壓電源供應器。確保它不會超過運算放大器的最大額定電壓。





SR FET 的應用設計範例

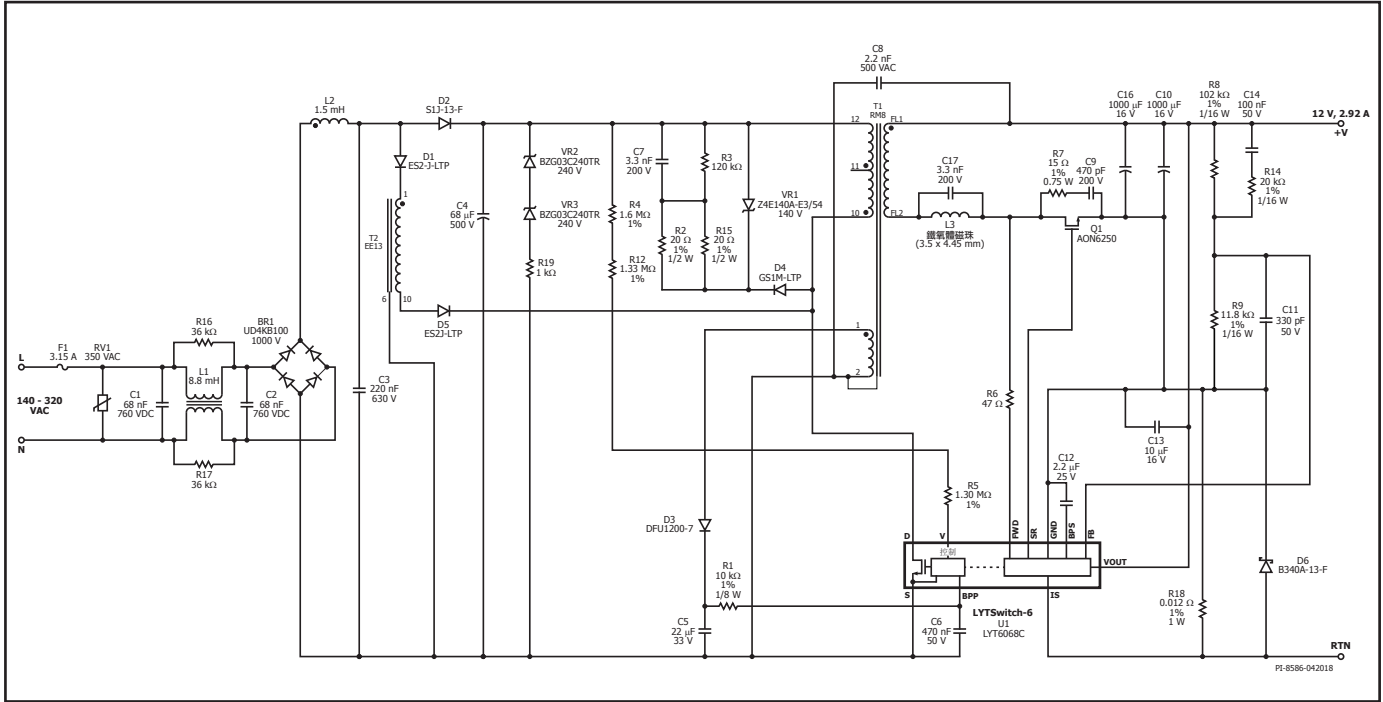


圖 34. 採用帶同步整流的 LYTSwitch-6 LYT6068C 的 DER-637、35 W、12 V、2.92 A、140 VAC - 320 VAC 電路圖。

高效率、35 W、12 V 通用電源供應器 LED 鎮流器 (具有同步整流功能)

圖 34 所示電路是 35 W 隔離返馳式電源供應器，帶有用於 LED 照明應用的單級功率因數修正電路。它設計用於提供 12 V 的定電壓，並提供高達 2.92 A 輸出電流的精確電壓調節。這通常適用於將後置穩壓器用於多 LED 燈串設計的應用，例如 RGB 智慧型照明。對於單 LED 燈串應用，它提供定電流並具備 2.92 A 電流的精確電壓調節 (12 V 至 3 V 輸出)，並防止線電壓引起的漣波。該電路經過最佳化處理以實現高效率，可在 140 至 320 VAC 的輸入電壓範圍內提供精確的線電壓和負載調節，並可提供大於 0.9 的 PF，同時在 230 VAC 時的 A-THD 小於 20%。

輸入級

保險絲 F1 提供開路保護，可在發生災難性組件故障時將電路與輸入線路隔離。電阻器 RV1 箝位任何電壓突波至安全等級，同時保護在保險絲後方連線的電路免受線路動態或突波引起的過壓損壞。橋式二極體 BR1 可對 AC 線電壓進行整流，並在輸入濾波器電容器 C3 與 C4 中提供提供全波整流的 DC。電路使用 2 級 LC EMI 濾波器，其包括 C1、L1、C2、L2 和 C3，可抑制 PFC 和返馳式切換階段產生的差模和共模雜訊。

一次側返馳階段

大電容器 C4 提供線電壓漣波電壓的濾波，並提供能量儲存以為返馳階段供應 DC 電壓。變壓器 (T1) 一次側繞組的一端連線到大電容器 (C4) 的正端，另一端則連線到 LYTSwitch-6 IC (U1) 中集成的 650 V 功率 MOSFET 的 DRAIN 接腳。電容器 C4 還可對差模電流進行鋁箔，從而降低導感性 EMI 雜訊。由 D4、R2//R15 和 R3//C7 組成的低成本 RCD 一次側箝位限制了由 LYTSwitch-6 IC 內部功率 MOSFET 的汲極和源極接腳上出現的變壓器漏電感引發的電壓突波。使用箝位積納二極體 VR1

將啟動期間的汲極電壓突波箝位在 320 VAC 下的滿載狀態。RCD 一次側箝位也可降低輻射性和傳導性 EMI。對大電容器 (C4) 中的電壓進行感測，並透過輸入過壓接腳電阻 (R4 和 R12) 轉換為電流，同時偵測線電壓過壓和欠壓電壓。過壓臨界值 ( $I_{OV+}$ ) 決定了輸入過壓的限制值，而欠壓臨界值 ( $I_{UV+}$ ) 則決定了線路開啟電壓。

LYTSwitch-6 IC 可自行啟動，會在初次施加 AC 時，利用內部高電壓電流源為一次側 BYPASS 接腳電容器 (C6) 充電。在正常運作期間，一次側塊塊由變壓器 T1 上的輔助繞組供電。所使用一次側 BYPASS 接腳電容器 C6 的值为 470 nF，其適用於標準限電流。輔助 (或偏壓) 繞組的輸出是由二極體 D3 進行整流，由電容器 C5 進行濾波。電阻器 R1 會限制為一次側 BYPASS 接腳提供的電流。

功率因數修正階段

功率因數電路包括與阻隔二極體 (D1 和 D5) 串聯的電感器 (T2)，其連線到 LYTSwitch-6 IC 的 DRAIN 接腳。使用切換填谷式單級 PFC (SVFS<sup>2</sup>PFC) 電路實現高功率因數修正，該技術在不連續導通模式 (DCM) 下工作。當 C3 上的整流電壓小於 C4 上的 DC 電壓時，來自電感器 T2 的 DCM 切換電流就將輸入電流形成為準正弦曲線。這就提供了高功率因數。

在 MOSFET 開啟期間，能量儲存在 PFC 電感器 (T2) 和返馳式變壓器 (T1) 中。在 MOSFET 關閉期間，來自 PFC 和返馳式變壓器的能量透過返馳式變壓器 T1 傳輸到二次側。

二極體 D2 將 C3 上的整流 AC 輸入與 C4 隔離，並為大電容器 C4 的充電提供電流路徑 (特別是在低線間電壓時)，這樣可提高效率。飛輪二極體 D1 和 D5 為儲存在 PFC 電感器中的能量提供了傳輸路徑，以便其在 MOSFET 關閉期間傳輸到二次側。二極體 D1 和 D5 串聯連線，以承受 MOSFET 關閉時來自 PFC 電感器的諧振電壓振盪。

在無負載或輕載 (即 <10% 負載) 期間，儲存在 PFC 電感器 (T2) 中的能量可能大於二次側負載所需的能量，這時來自 PFC 電感器的多餘能量會被再利用到大電容器 C4，這會提升體電壓。使用連線到大電容器 C4 的積納電阻器箱位 (與 R19 串聯的 VR2 和 VR3)，以避免電壓上升超出其安全水平。此積納箱位電壓應  $\leq 500$  V (大電容器 C4 的最大額定電壓)。在線電壓突波或暫態的情況下，將發生過壓引起的 IC 關閉。

### 二次側階段

LYTSwitch-6 IC 的二次級側控制提供恆定輸出電壓和恆定輸出電流。變壓器的二次側由 SR FET Q1 進行整流，由輸出電容器 C10 與 C16 進行濾波。在 SR FET 上加入 RC 突波吸收器 (R7 和 C9) 可降低其中的電壓應力。

IC 的二次側由二次側繞組順向電壓 (透過順向接腳) 或者輸出電壓 (透過輸出電壓接腳) 自我供電。電容器 C13 連線到 LYTSwitch-6 IC (U1) 的二次側 BYPASS 接腳，為內部電路提供去耦合。

在定電壓操作期間，透過感測經由網路分壓器電阻器 R8 和 R9 的輸出電壓來實現輸出電壓調節。在回授接腳中監控 R9 中的電壓，並將此電壓與內部參考電壓臨界值 1.265 V 進行比較以保持精確電壓調節。將旁路電容器 C11 放在回授接腳和二次側接地接腳之間，以此篩選出高頻雜訊，這些高頻雜訊會耦合到回授訊號並引發非必要的行為，例如脈衝分組。

在定電流操作期間，最大輸出電流由感測電阻器 R18 設定；為保持定電流調節，將感測電阻器的中電壓與 ISENSE 接腳內部參考臨界值 35.9 mV 進行比較。與電流感測電阻器 R18 並聯的二極體 D6 箱位 ISENSE 接腳和二次側接地接腳上的電壓，從而保護免受輸出短路條件下輸出電容器的高電流突波。

### 輔助繞組和 3 合 1 DAIL 調光的應用設計案例

圖 35 顯示了 DER-740 的電路圖。詳細資訊請參閱 DER-740。

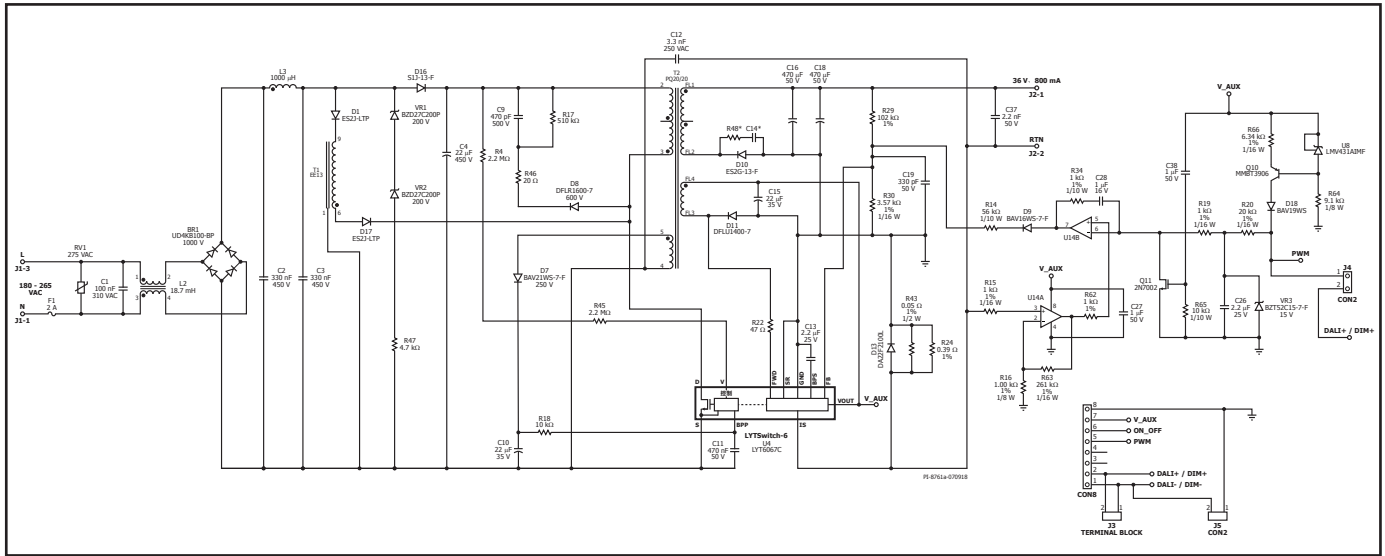


圖 35. DER-740 電路圖。

附錄 – 帶 SVFS<sup>2</sup>PFC 電路分析的 LYTSwitch-6

概述

SVFS<sup>2</sup>PFC 代表切換填谷式單級單級功率因數修正。透過在 LYTSwitch-6 返馳式電路前方放置一個小電容器  $C_{\text{FILTER}}$ 、阻隔二極體  $D_{\text{PFC}}$  和  $D_{\text{BLOCK}}$  以及 PFC 電感器  $L_{\text{PFC}}$  形成此電路。

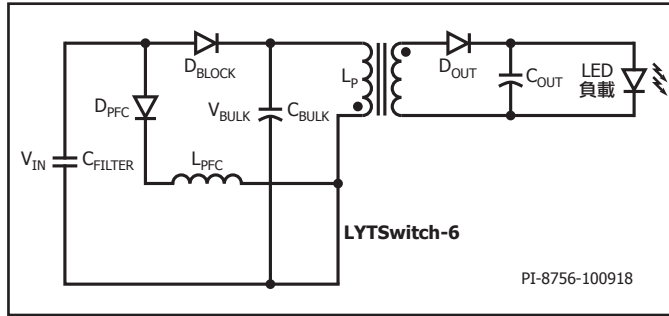


圖 36. 簡化的 SVFS<sup>2</sup>PFC 電路圖。

除了實現  $> 0.9$  的功率因數外，該電路的主要優點是消除了低頻輸出電流漣波 (參見圖 37)。

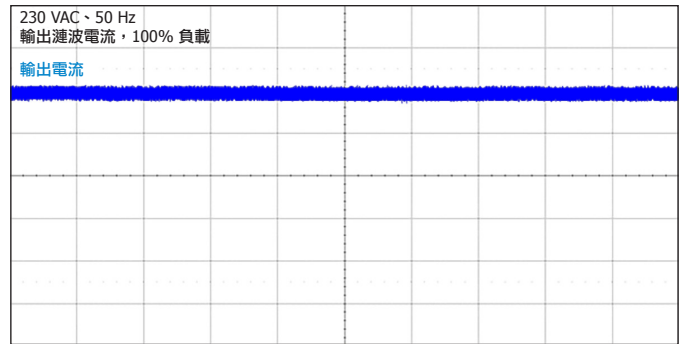


圖 37. 使用 LYTSwitch-6 + SVFS<sup>2</sup>PFC 的輸出電流漣波曲線。

SVFS<sup>2</sup>PFC 電路分析

假設：

- 返馳式電路工作於 DCM 或 CCM 模式。
- PFC 電感器工作於 DCM 模式。需要採用此模式以取得良好的功率因數。
- 整流輸入電壓  $V_{\text{IN}}$  接近過零點處。
- 大電壓電容器已經預先充電。

t0 至 t1 – 一次側 FET 開啟

PFC 電流  $I_{PFC}$

當 FET 開啟時，PFC 二極體  $D_{PFC}$  將順向偏壓。電流將從輸入流向 PFC 電感器。PFC 電流將按此公式中的定義上升：

$$\frac{di_{PFC}}{dt(t_0-t_1)} = \frac{V_{IN}}{L_{PFC}}$$

在 DCM 中，峰值 PFC 電流由如下給定：

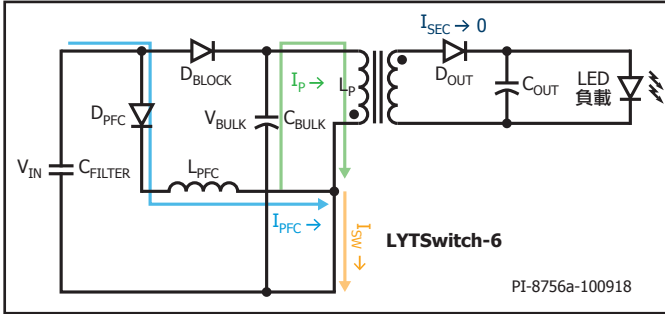


圖 38. 從 t0 流向 t1 的電流。

$$I_{PFC(PEAK)}, t_0 - t_1 = \frac{V_{IN}}{L_{PFC}} \times t_{ON}$$

一次側繞組電流  $I_P$

一次側變壓器電流斜率由如下給定：

$$\frac{di_P}{dt(t_0-t_1)} = \frac{V_{BULK}}{L_P}$$

峰值一次側繞組電流  $I_P$  是

$$I_{P(PEAK)}, t_0 - t_1 = \frac{V_{BULK}}{L_P} \times t_{ON}$$

LYTSwitch-6 切換電流  $I_{SW}$

切換電流  $I_{SW}$  是來自 PFC 電感器  $I_{PFC}$  的電流和來自變壓器繞組  $I_P$  的電流之和。

$$I_{SW(t_0-t_1)} = I_{PFC} + I_P$$

PFC 電流的貢獻小於返馳式電流的貢獻，因為此時整流輸入  $V_{IN}$  非常低。

隨著  $V_{IN}$  增加，PFC 電流將增大，而返馳式電流將減小。

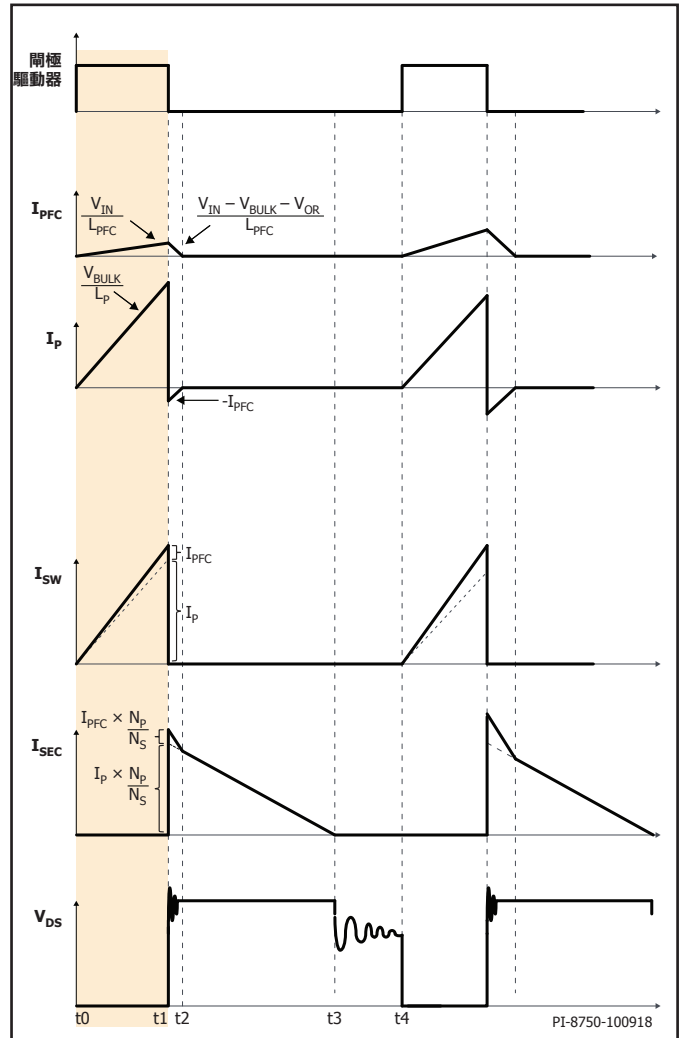


圖 39. SVFS²PFC 計時圖，t0 至 t1。

t1 至 t2 – 一次側 FET 關閉

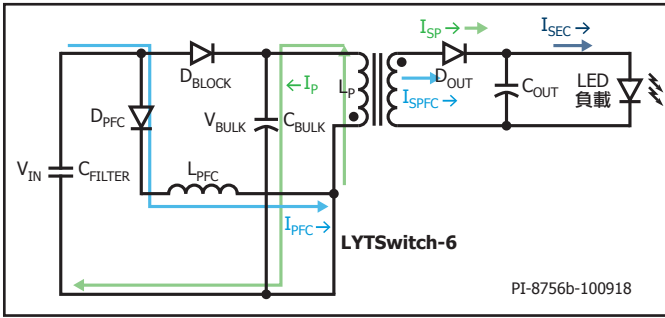


圖 40. 從 t1 流向 t2 的電流。

**PFC 電流  $I_{PFC}$**

當 FET 關閉時，儲存在 PFC 中的能量透過返馳式變壓器傳輸到二次側。同時，電流將通過變壓器繞組流到大電容器上。

進入一次側繞組的 PFC 電流的斜率由下式定義

$$\frac{di_{PFC}}{dt(t1-t2)} = \frac{V_{IN} - V_{BULK} - V_{OR}}{L_{PFC}}$$

相關的二次側  $I_{SPFC}$  是

$$I_{SPFC(t1-t2)} = \frac{N_P}{N_S} \times I_{PFC}$$

**一次側繞組電流  $I_P$**

返馳式與此不同，電流將從返馳式變壓器繞組流回大電容器。電流為負值，因為它以相反的方向進入且等於 PFC 電流。

**二次側二極體電流  $I_{SEC}$**

二次側二極體將順向偏壓，並將電流供應給 LED 負載。二極體電流包含來自返馳式變壓器中儲存的能量和來自 PFC 電感器中的能量產生的電流。如果整流輸入電壓較低，則二次側二極體電流主要來自返馳式變壓器。隨著整流輸入電壓的上升，PFC 電流的貢獻將增加，而返馳式變壓器的貢獻將下降。

$$I_{SEC(t1-t2)} = \frac{N_P}{N_S} \times (I_{PFC} + I_P)$$

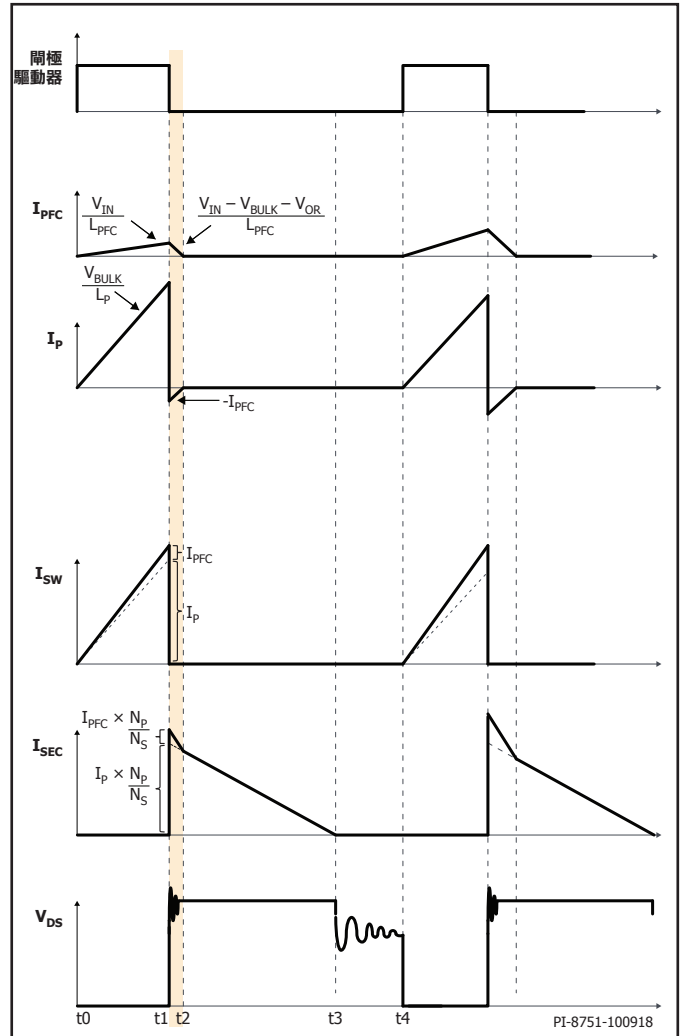


圖 41. SVFS²PFC 計時圖，t1 至 t2。

## t2 至 t3 – PFC 能量完全放電

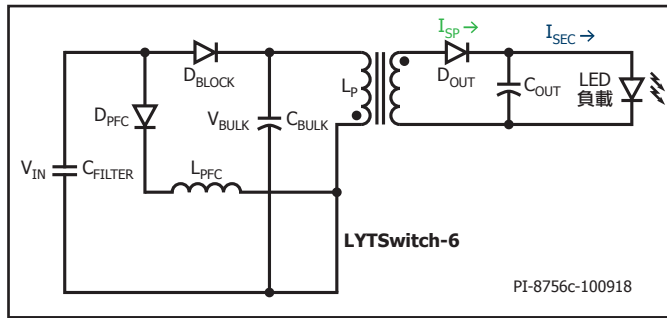


圖 42. 從 t2 流向 t3 的電流。

**PFC 電流  $I_{PFC}$** 

PFC 電感器設計為工作於 DCM 模式。在時間 = t2 時，PFC 電感器上儲存的能量已經耗盡。

**一次側繞組電流  $I_p$** 

沒有更多電流流過一次側繞組。

**二次側二極體電流  $I_{SEC}$** 

二極體電流僅包含來自返馳式變壓器中儲存的能量。

$$I_{SEC(t2-t3)} = \frac{N_P}{N_S} \times I_P$$

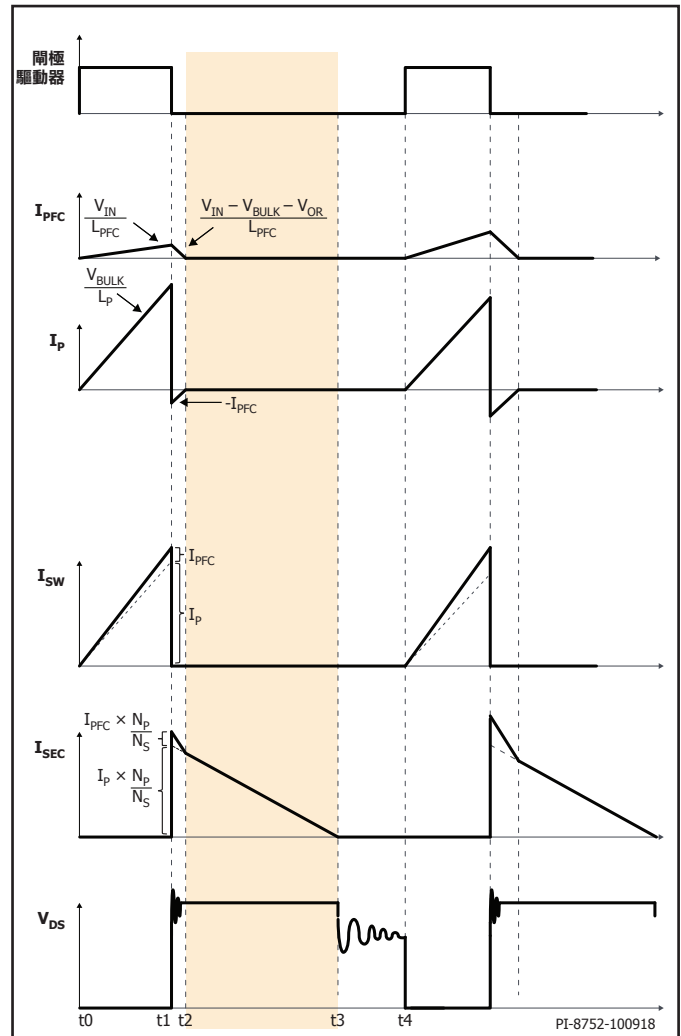


圖 43. SVFS²PFC 計時圖，t2 至 t3。

t3 至 t4 – PFC 能量完全放電

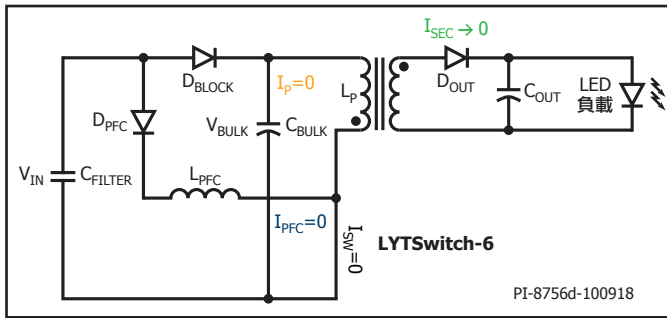


圖 44. 沒有電流從 t3 流向 t4。

僅當裝置工作在非連續導通模式 (DCM) 模式中時，才會發生從 t3 到 t4 的時間。

下一個切換週期的變化

在下一個切換週期中，整流輸入電壓  $V_{IN}$  升高。檢視 PFC 電感器的公式，可瞭解到峰值 PFC 電流也將升高，而一次側繞組電流將變低。

一個線電壓週期中的合併波形

作為總結，

- PFC 電流  $I_{PFC}$  遵循輸入線電壓的形狀。
- 一次側繞組電流在過零點處最大，在  $90^\circ$  相位角時最低。
- 汲極電流在過零點處最低並隨線電壓增加。
- 切換頻率在過零點處最低並隨線電壓增加。

如何實現 PF ?

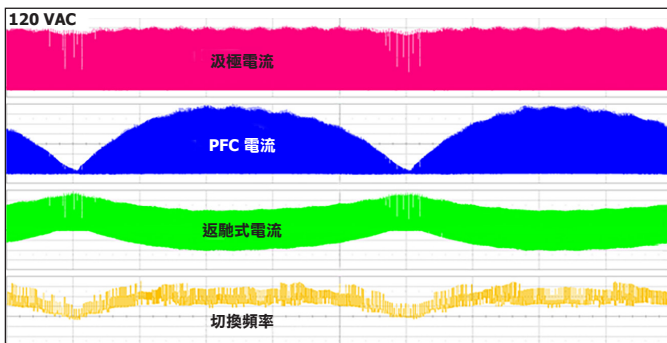


圖 45. 電流波形，1 個線電壓週期。

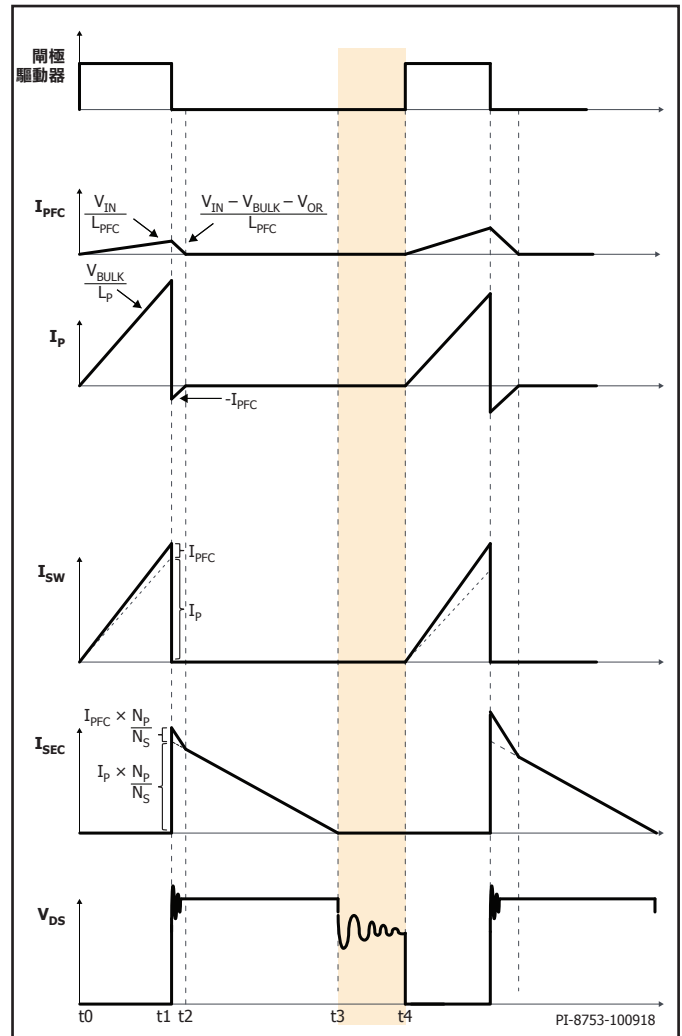


圖 46. SVFS²PFC 計時圖，t3 至 t4。



參見圖 47，其中輸入電流是 PFC 電流  $I_{PFC}$  和  $I_{DBLOCK}$  之和，它是大電容器從輸入汲取電流時的電流值。這種關係構成了術語「切換填谷式」的基礎；即，只要大電容器沒有從輸入端汲取電流，PFC 電路就會填充「谷值」。

圖 48 顯示了非 PF 返馳式轉換器的典型輸入電流波形。其中，大電容器為電路提供功率。轉換器從輸入汲取電流的唯一時間點是大電壓降至輸入電壓以下時。典型的導通時間為 3 ms。

對於 SVFS<sup>2</sup>PFC 電路，PFC 電路可產生偽正弦輸入電流，從而顯著提高功率因數（參見圖 49）。

作為獎勵，更高輸入線電壓處的 PF 和 THD 甚至更佳（參見圖 50）。這是因為 PFC 電路還在每個切換週期中重新填充大電容器中的能量。在高線電壓上，如果 PFC 電路提供大電容器的能量大於轉換器汲取的能量，

則會導致大電壓升高。有些設計可以升高大電壓，使其始終高於輸入電壓（參見圖 51）。這意味著輸入電流完全取決於輸入電壓之後的 PFC 電流，這會產生更高的功率因數。

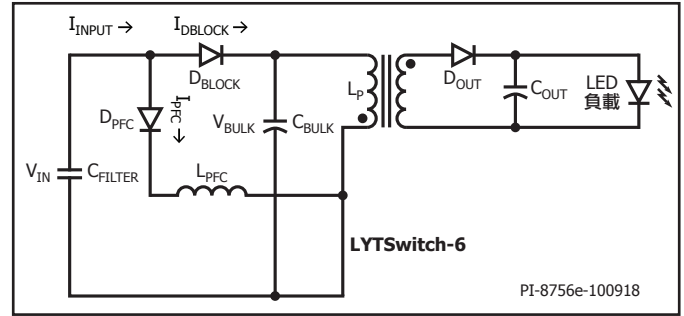


圖 47. 輸入電流，SVFS<sup>2</sup>PFC。

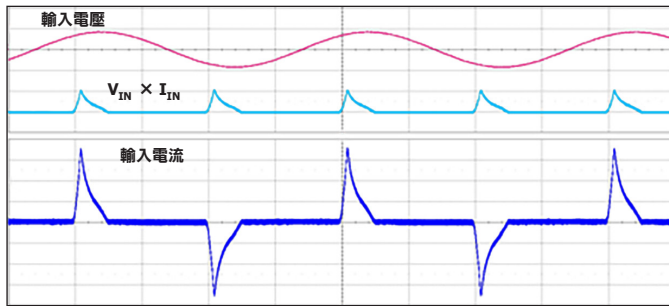


圖 48. 輸入電流波形，典型非 PF 返馳式，120 VAC。

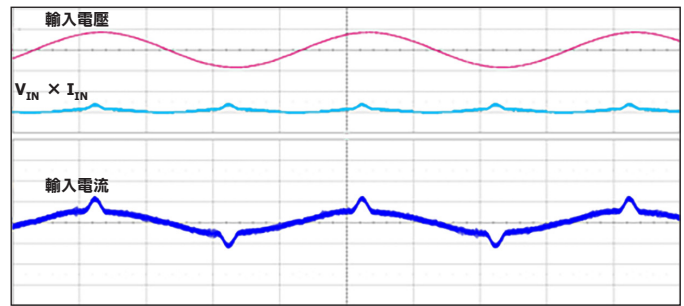


圖 49. 輸入電流波形，SVFS<sup>2</sup>PFC + LYTSwitch-6 返馳式，120 VAC

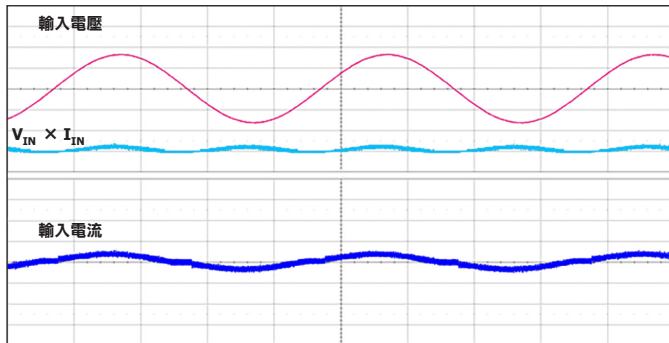


圖 50. 輸入電流波形，SVFS<sup>2</sup>PFC + LYTSwitch-6 返馳式，230 VAC。

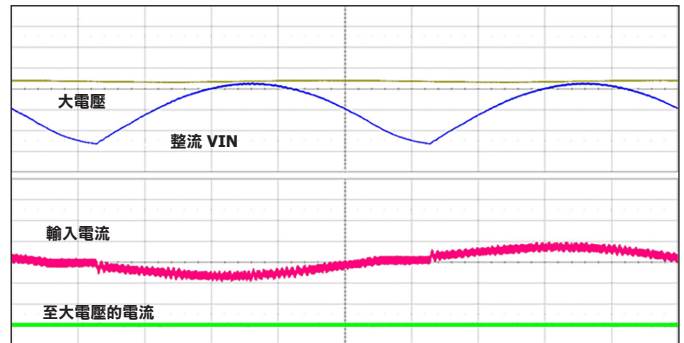


圖 51. 大電壓波形，SVFS<sup>2</sup>PFC + LYTSwitch-6 返馳式，230 VAC。

修訂	附註	日期
A	初始版本。	10/18
B	更新第 2 頁上的圖 2	01/19

### 如需最新更新，請瀏覽我們的網站：[www.power.com](http://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 將某些特定專利授權給客戶，詳情請參閱 [www.power.com/ip.htm](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。

Power Integrations、Power Integrations 標誌、CAPZero、ChiPhy、CHY、DPA-Switch、EcoSmart、E-Shield、eSIP、eSOP、HiperPLC、HiperPFS、HiperTFS、InnoSwitch、功率轉換技術的創新、InSOP、LinkSwitch、LinkZero、LYTSwitch、SENZero、TinySwitch、TOPSwitch、PI、PI Expert、SCALE、SCALE-1、SCALE-2、SCALE-3 和 SCALE-iDriver 均為 Power Integrations, Inc. 的商標。其他商標為其各自公司之財產。©2019, 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：  
全球：+1-65-635-64480  
美洲：+1-408-414-9621  
電子郵件：[usasales@power.com](mailto: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  
電子郵件：[chinasales@power.com](mailto: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  
電子郵件：[chinasales@power.com](mailto:chinasales@power.com)

### 德國 (AC-DC/LED 銷售)

Einsteinring 24  
85609 Dornach/Aschheim  
Germany  
電話：+49-89-5527-39100

### 德國 (閘極驅動器銷售)

HellwegForum 1  
59469 Ense  
Germany  
電話：+49-2938-64-39990  
電子郵件：  
[igbt-driver.sales@power.com](mailto:igbt-driver.sales@power.com)

### 印度

#1, 14th Main Road  
Vasanthanagar  
Bangalore-560052 India  
電話：+91-80-4113-8020  
電子郵件：[indiasales@power.com](mailto:indiasales@power.com)

### 義大利

Via Milanese 20, 3rd.Fl.  
20099 Sesto San Giovanni (MI) Italy  
電話：+39-024-550-8701  
電子郵件：[eurosales@power.com](mailto:eurosales@power.com)

### 日本

Yusen Shin-Yokohama 1-chome Bldg.  
1-7-9, Shin-Yokohama, Kohoku-ku  
Yokohama-shi,  
Kanagawa 222-0033 Japan  
電話：+81-45-471-1021  
電子郵件：[japansales@power.com](mailto: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  
電子郵件：[koreasales@power.com](mailto:koreasales@power.com)

### 新加坡

51 Newton Road  
#19-01/05 Goldhill Plaza  
Singapore, 308900  
電話：+65-6358-2160  
電子郵件：  
[singaporesales@power.com](mailto:singaporesales@power.com)

### 台灣

台灣台北市內湖區1  
318 號 5 樓  
郵遞區號：11493  
電話：+886-2-2659-4570  
電子郵件：  
[taiwansales@power.com](mailto: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](mailto:eurosales@power.com)