

# 應用說明 AN-65 LYTSwitch-5 系列

## 設計指南與考量

### 簡介

LYTSwitch™-5 系列適用於 Single-Stage 功率因數修正定電流 LED 驅動器，這些驅動器可用於高達 25 W 的燈管、燈泡和嵌燈裝置。每部裝置在單一封裝中融入了高壓功率 MOSFET、可變頻率和導通時間控制引擎、快速啟動與柔性截止以及保護功能（包括瞬間線電壓過壓關機、輸出短路自動重新啟動、輸出過壓鎖閉以及採用過溫關機的過熱限流保護），從而大幅減少元件數目。其內部回授控制器具備直接和間接輸出電流感測功能（可透過外部程式化電阻器進行設定），由此免除光耦合器，尤其是對於隔離式設計應用。

整合式 725 V 功率 MOSFET 可在高壓輸入 AC 應用中提供較大的汲極電壓餘裕，從而提高可靠性。還提供 625 V 功率 MOSFET 選項，可在功率 MOSFET 的電壓應力較低的應用中降低成本。

架構中立的 LYTSwitch-5 以不連續導通模式 (DCM) 操作，可在線電壓輸入範圍和工作溫度內實現嚴格公差輸出電流調節，並透過內部控制演算法以極低的諧波電流實現高功率因數 (PF)。結合使用低壓側切換架構、透過不帶電之源極接腳的冷卻技術、頻率抖動 (Jitter) 以及 DCM 操作（在功率 MOSFET 處於關閉狀態時，此操作模式會從本質上消除來自輸出二極體的反向電流，從而降低了高頻率噪音）。如此便可使用簡單小巧的輸入 pi 濾波器，而且產生的 EMI 也低（請注意，低輸入電容可降低總諧波失真 (THD) 並提高功率因數 (PF)）。

### 輸出功率表

產品	輸出功率
	90-308 VAC
LYT5225D	9 W
LYT5216D、LYT5226D	16 W
LYT5218D、LYT5228D	25 W

表 1. LYTSwitch-5 輸出功率表。請參閱 LYTSwitch-5 產品規格型錄，以瞭解詳細資訊

### 典型電路結構

LYTSwitch-5 裝置系列是架構中立的裝置系列，可用於降壓式（抽頭降壓式）、升降壓式（抽頭升降壓式）、升壓式和返馳式（隔離式和非隔離式）等任何切換結構中，使其廣泛應用於任何設計需求，而不論 LED 燈串電壓為何。藉由 LYTSwitch-5 系列的高度整合，能夠輕鬆實現轉換器和 EMI 部分的最佳化，進而縮短開發時間。

圖 1 和圖 2 中的電路顯示所需元件較少的典型通用 LED 驅動器，它們分別採用 LYTSwitch-5 降壓式和隔離返馳式結構。

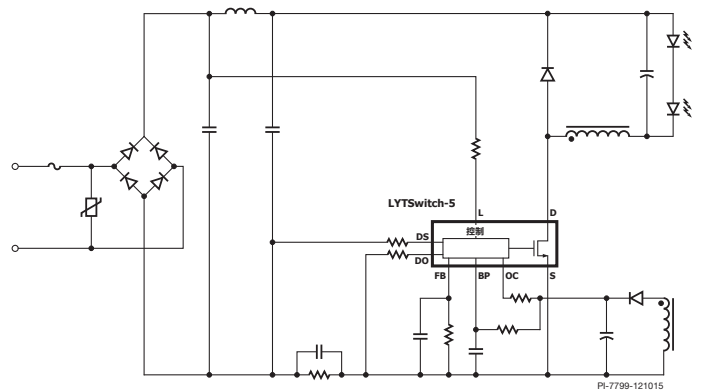


圖 1. 所需元件較少的典型電路降壓式架構，採用 LYTSwitch-5 (21 個外部元件)

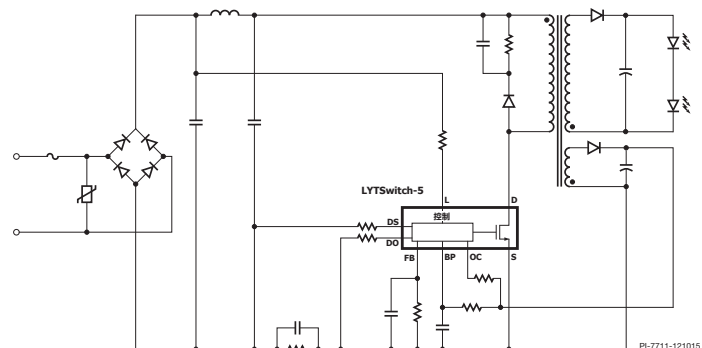


圖 2. 所需元件較少的典型電路隔離返馳式架構，採用 LYTSwitch-5 (23 個外部元件)

**適用範圍**

本應用說明僅供使用 LYTSwitch-5 系列裝置來設計 AC-DC LED 驅動器的使用者使用。簡化的逐步指示將引導使用者選取主要元件，尤其是在設計快速開始設計流程並找出一個可行原型設計所需的磁性元件時。本應用說明直接參考 PIXIs 設計試算表，此試算表是 PI Expert™ 設計軟體套件 (<https://piexpertonline.power.com/site/login>) 的一部分。

在本應用說明中，使用者可能會發現產品的參考配套設計 (RDK) 和設計範例報告 (DER) 也很有用。它們包含原型板、工程報告 (內含完整設計資訊，包括印刷電路板 (PCB) 相關的 Gerber 檔案) 連結，以及測試資

料和產品樣品。如需下載 PI Expert、RDK 與本文件更新的詳細資訊，請瀏覽 Power Integrations 網站，網址為 [www.power.com](http://www.power.com)。

**選擇切換架構**

LYTSwitch-5 裝置系列可用於降壓式 (抽頭降壓式)、升降壓式 (抽頭升降壓式)、升壓式和返馳式 (隔離式和非隔離式) 等任何切換架構結構中，使其廣泛應用於任何設計需求，而不論 LED 燈串電壓為何。有時，選擇要使用的適合架構具有挑戰性，但若採用 LYTSwitch-5，設計人員在選擇要使用的適合架構時只需知道輸出電壓、效率和電壓諧波失真 (ATHD) 目標即可。表 2 顯示架構選擇指南。

輸出電壓 (V)		建議的架構					備註
低壓/ 全輸入	高壓輸入	抽頭降壓式 或升降壓式	降壓式	升降壓式	升壓式	返馳式	
< 12	< 25	✓					在最小輸入電壓下受裝置最大工作週期的限制
13 - 60	27 - 100		✓				在最大輸入下，最小電壓受裝置最大導通時間的限制
> 24	> 48			✓			最大輸入電壓受電晶體崩潰電壓的限制
$V_{OUT} > V_{IN}$					✓		
任何電壓 > 3						✓	
預估最低效率		> 80%	> 87%	> 85%	> 90%	80%	
電壓諧波失真率 (ATHD%)		> 15%	> 15%	5% < x < 15%	> 25%	5% < x < 15%	

表 2. 建議的架構選擇指南

## 設計範例

設計一個採用 LYTSwitch-5、輸出電壓為 75 V、輸出電流為 160 mA、調節公差為  $\pm 5\%$ 、輸入電壓範圍為 90 VAC 至 264 VAC、最低效率達 89% 且總諧波失真 (THD) 小於 15% 的 12 W 非隔離式 LED 驅動器。

## 逐步設計程序

參考表 2 得知，升降壓式架構適合此特定規格，因此將使用對應的 PIXIs Designer 試算表。所有 PIXIs Designer 試算表都可從 Power Integrations 網站取得，網址為 <https://pixipertonline.power.com/site/login>

### 步驟 1：輸入應用變數

輸入：最小、標準和最大輸入電壓； $V_{AC\_MIN}$  [C3]、 $V_{AC\_NOM}$  [C4]、 $V_{AC\_MAX}$  [C5]、 $F_L$  [C6]

2	輸入應用變數				設計標題
3	VACMIN	90.0		90.0 VRMS	最小 AC 線電壓。
4	VACNOM	230.0		230.0 VRMS	標準 AC 線電壓。
5	VACMAX	265.0		265.0 VRMS	最大 AC 線電壓。
6	FL			50 赫茲	AC 線電壓頻率。
7	VO_MIN			67.5 VDC	確保可維持輸出調節的最小 VO。
8	VO	75.0		75.0 VDC	最差情況下的正常工作輸出電壓。
9	VO_OVP_MIN			85.3 VDC	啟動輸出電壓保護所需的最小電壓。
10	IO	160.0		160.0 mA	平均輸出電流規格。
11	效率	0.89		0.89 無尺寸	電源供應器總效率。
12	Z			0.50 無尺寸	損失分配係數。
13	PO			12.00 瓦特	輸出功率。

圖 3. PIXIs 設計試算表的「應用變數」部分

LYTSwitch-5 適合廣泛的輸入電壓應用。它可在整個輸入範圍內維持高效率、高功率因數 (PF)、低總諧波失真 (THD) 和嚴格調節。

使用表 3 作為特定區域需求的輸入範圍參考。

區域	標準輸入 (VAC)	最小輸入 (VAC)	最大輸入 (VAC)	標準頻率 (Hz)
日本/美國	100/115	85 段	132 段	50/60
歐洲/世界其他地方	230/240	195 段	264 段	50/60
美國商用建築大樓中的照明，(208 VAC 相位間)	208/277	177 段	308 段	60 段

表 3. 標準全球輸入線電壓範圍和線電壓頻率

輸入：標準輸出電壓  $V_o$  [C8]、輸出電流  $I_o$  [C10]、效率 [C11]、損失分配係數  $Z$  [C12]

在高功率因數 Single stage LED 驅動器中，輸出將具有極大的低頻率漣波（達到輸入線電壓頻率的兩倍），因此建議在測量輸出功率時使用功率錶，以提高精確度。PO [E13] 是根據 VO [C8] 與 IO [C10] 的積分乘積計算得出，結果用於選擇裝置尺寸。

$$P_o = \int I_{o(t)} \times V_{o(t)} dt$$

LYTSwitch-5 具有內建的鎖定輸出過壓保護功能，一旦經由 OC 接腳的電流超出  $I_{Oov}$  臨界值，IC 將觸發鎖定以停用切換，由此防止輸出進一步升高。需要回收 AC 電源供應器，才能從鎖閉狀態重設此保護模式。

透過偏壓供電偵測輸出過壓，PIXIs 將其計算為  $VO\_OVP\_MIN$ 。過壓設定點的精確度將取決於偏壓繞組與輸出繞組之間的互感 (M)，即，耦合越佳，精確度越高。因此，建議靠近主繞組來纏繞偏壓繞組。

對於直接輸出電壓感測， $NS/NB = 1$ 。或者對於 PIXIs 計算，請輸入  $VBIAS [C76] = VO [C8]$ 。

啟動輸出電壓保護所需的最小電壓根據  $VO\_OVP\_MIN [E9]$  儲存格進行計算。

$$VO_{(OVP)MIN} = (R_{OC} \times I_{Oov} + V_{OC}) \times N/NB$$

其中，

$R_{OC}$ ：從整流後的偏壓電源供應器連接至 OC 接腳的回授電阻器。會根據標準輸出電壓和輸出電流，使用 100  $\mu A$  OC 電流 ( $I_{OC}$ ) 來設定典型電阻值。

$$R_{OC} = (V_{BIAS} - V_{OC}) / I_{OC}$$

$I_{Oov}$ ：鎖定過壓電流臨界值。下限為 127  $\mu A$ 。

$V_{OC}$ ：OC 接腳電壓。典型值為 2.2 V。

$N$ ：輸出繞組圈數。

$N_b$ ：偏壓繞組圈數。

$I_{OC}$ ：100  $\mu A$ ；用於設定輸出電流的預設值。

### 最小輸出電壓， $VO\_MIN [E7]$

這可計算維持嚴格調節所需的最小輸出電壓。

### 效率 [C11]， $\eta$

使用表 2 中的預估效率。一旦實際單位可供使用，請輸入測出的效率，以微調輸出電流。

$$\eta = \frac{P_o}{P_{IN}}$$

### 損失分配係數， $Z [E12]$

分配係數是輸出與總損失之比。它用於轉換器 DC-DC 部分的效率，可計算 LYTSwitch-5 所感測的輸入功率和汲極電流。典型值為 0.5。

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

步驟 2：LYTSwitch-5 設計變數

17	LYTSwitch-5 設計變數				
18	BREAKDOWN VOLTAGE	725		725 VDC	在 650 V 和 725 V 之間進行選擇。
19	GENERIC DEVICE	自動		LYT52X6D	選擇 LYTSwitch-5 一般裝置。
20	ACTUAL DEVICE			LYT5226D	選擇 LYTSwitch-5 裝置代碼。
21	ILIMITMIN			1.767 安培	最小裝置限電流。
22	ILIMITTYP			1.900 安培	典型限電流。
23	ILIMITMAX			2.033 安培	最大限電流。
24	IP_MOSFET			1.520 安培	最差情況下 MOSFET 的峰值汲極電流。
25	TON_MIN			1.192 us	最差情況下 MOSFET 的最小導通時間。
26	TON_MAX			3.138 us	最差情況下 MOSFET 的最大導通時間。
27	I AVG_MOSFET			0.141 安培	最差情況下 MOSFET 的平均汲極電流。
28	IRMS_MOSFET			0.301 安培	最差情況下 MOSFET 的最大有效值電流。
29	KDP			1.118 無尺寸	MOSFET 關閉時間與二次側二極體導通時間之比。
30	VDRAIN			490.7 VDC	最差情況下 MOSFET 的預估汲極電壓。

圖 4. PIXIs 設計試算表的 LYTSwitch-5 「設計變數」部分

將根據計算出的輸出功率以及輸入電壓，自動選取 ACTUAL DEVICE [E20]。在 BREAKDOWN VOLTAGE [E18] 儲存格中，會針對高壓輸入自動選擇 725 V 零件，針對低壓輸入自動選擇 650 V。但是，使用者可以根據需求覆寫預設選取項目，如果 MOSFET 上實際測出的應力電壓遠遠小於 650 V，可以選擇 650 V 零件，而/或如果溫度餘裕要求並不重要，可以選擇 MOSFET 更小的裝置。

會顯示所選裝置對應的產品規格型錄限電流規格 ( $I_{LIMIT(MIN)}$  [E21]、 $I_{LIMIT(TYP)}$  [E22] 和  $I_{LIMIT(MAX)}$  [E23])，需要使用這些規格來計算其他設計磁性元件參數。

**MOSFET 峰值電流，IP\_MOSFET [E24]**

為確保 DCM 操作，理論上的最高工作峰值電流不應超過裝置的最小限電流。

**最小導通時間，TON\_MIN [E25]**

最小導通時間操作基於最小輸出電壓 VO\_MIN [E7]，以確保嚴格輸出電流調節。

**最大導通時間，TON\_MAX [E26]**

最大導通時間操作 (TON\_MAX) 基於輸出電壓的最大公差 (假設為 110%)，以確保嚴格輸出電流調節。

**裝置 MOSFET 平均電流與有效值電流，I AVG\_MOSFET [E27]，IRMS\_MOSFET [E28]**

提供的 MOSFET 平均電流 (I AVG\_MOSFET) 與有效值電流 (IRMS\_MOSFET) 用於預估裝置 MOSFET 的導通損失。

**漣波與峰值電流比，KDP [E29]**

MOSFET 關閉時間與二次側二極體導通時間之比 (圖 5)，建議 KDP 大於 1，確保以不連續導通模式操作。

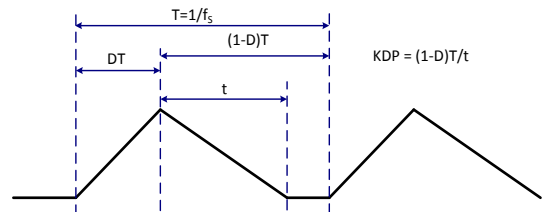


圖 5. 電感器電流示意圖。KDP 大於 1 可確保以不連續導通模式 (DCM) 操作

**MOSFET 汲源極間電壓應力，VDRAIN [E30]**

汲源極間電壓應力 ( $V_{DRAIN}$ ) 是根據最大輸入電壓和 120% 的  $V_o$  進行計算，以將過壓狀況納入考量。

步驟 3：裝置程式化參數

34	裝置程式化參數			
35	RDO		6 kΩ	DO 接腳電阻器。
36	RDS		6 kΩ	連接至升降壓式轉換器的 DS 接腳的電流感測程式化電阻器。

圖 6. 設計試算表的裝置程式化參數輸入

**資料輸出電阻器, RDO [E35]**  
預設值為 6 kΩ。

**架構選擇電阻器 RDS [E36]**

每個 PIXIs 設計試算表會為電阻器 RDS 指派一個預設值。為維持良好調節, LYTSwitch-5 使用兩種方式來感測輸出電流, 即間接 (PSR) 和直接 (SSR)。這些方式取決於架構, 並透過 RDS 電阻器值進行程式化。如果架構中 IC 控制器的輸出接地參考與輸入接地參考不共用 (例如降壓式或隔離返馳式), 會使用間接電流感測 (PSR), 這將免除使用複雜的光耦合器或 Level Shifter 電路。感測是透過 RDC 感測電阻器來完成的, 在此方式中, 訊號透過 RDS 電阻器饋送至 IC 的驅動器電流感測 (DS) 接腳。訊號在內部進行處理, 且置換值會輸出至回授 (FB) 接腳, 繼而由  $C_{FB}$  和  $R_{FB}$  進行濾波 (圖 7)。如果輸入與輸出電路之間共用接地參考, 則使用後者。透過直接感測 (SSR),  $R_{DS}$  電阻器僅僅是連接至源極接腳, 而

回授接腳用於透過與負載串聯的  $R_{FB2}$  感測電阻器來直接感測輸出電流, 並且需要小型的低通濾波器 ( $R_{FB}$  和  $C_{FB}$ ) 對回授訊號進行濾波 (圖 7)。

RDS (Ω)	電流感測	架構
6 k	間接或一次側感測調節 (PSR)	降壓式、升降壓式、隔離返馳式
24 k	直接或二次側感測調節 (SSR)	非隔離返馳式、升壓式

表 4. 用於架構電流感測的 RDS 電阻器選擇

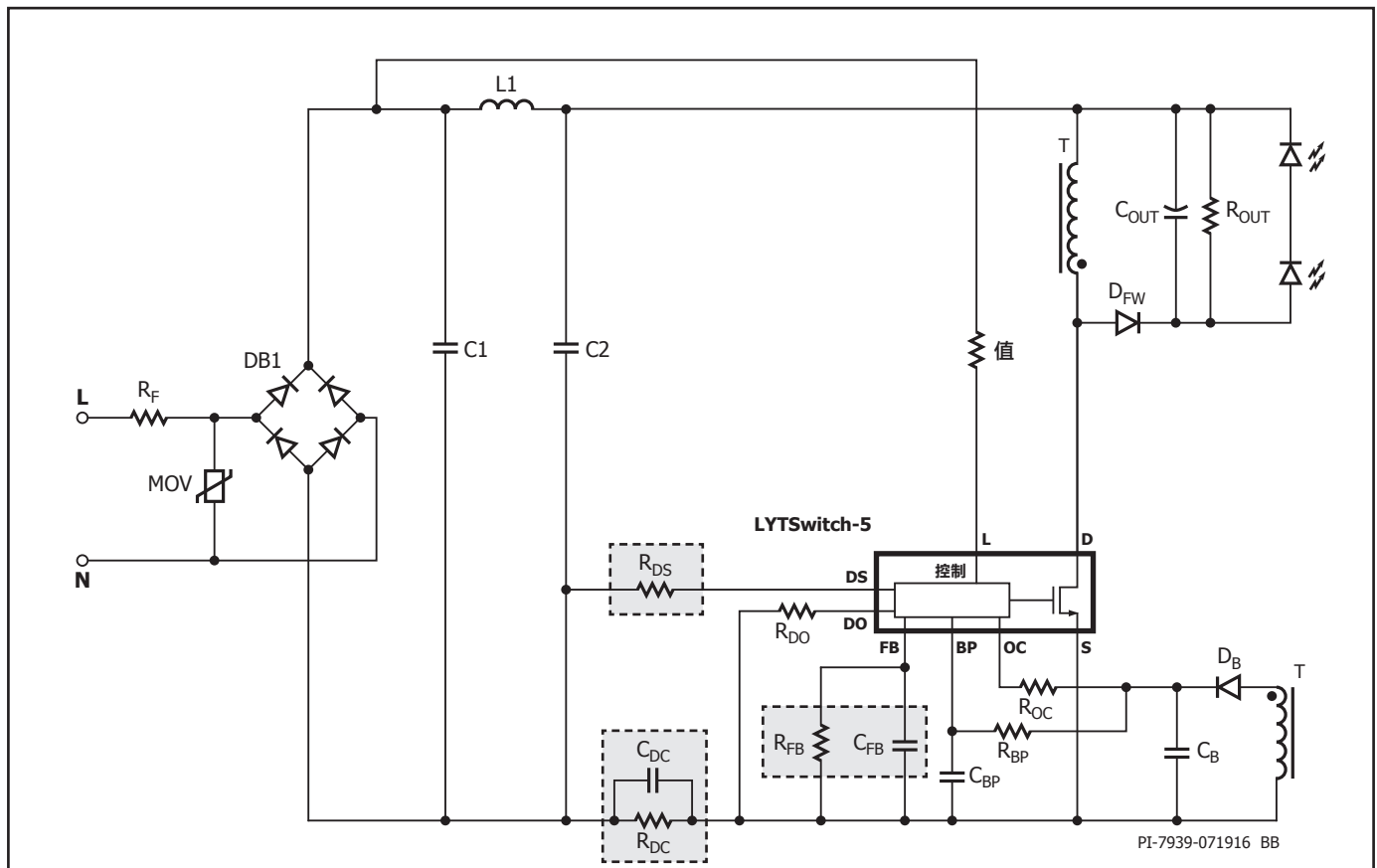
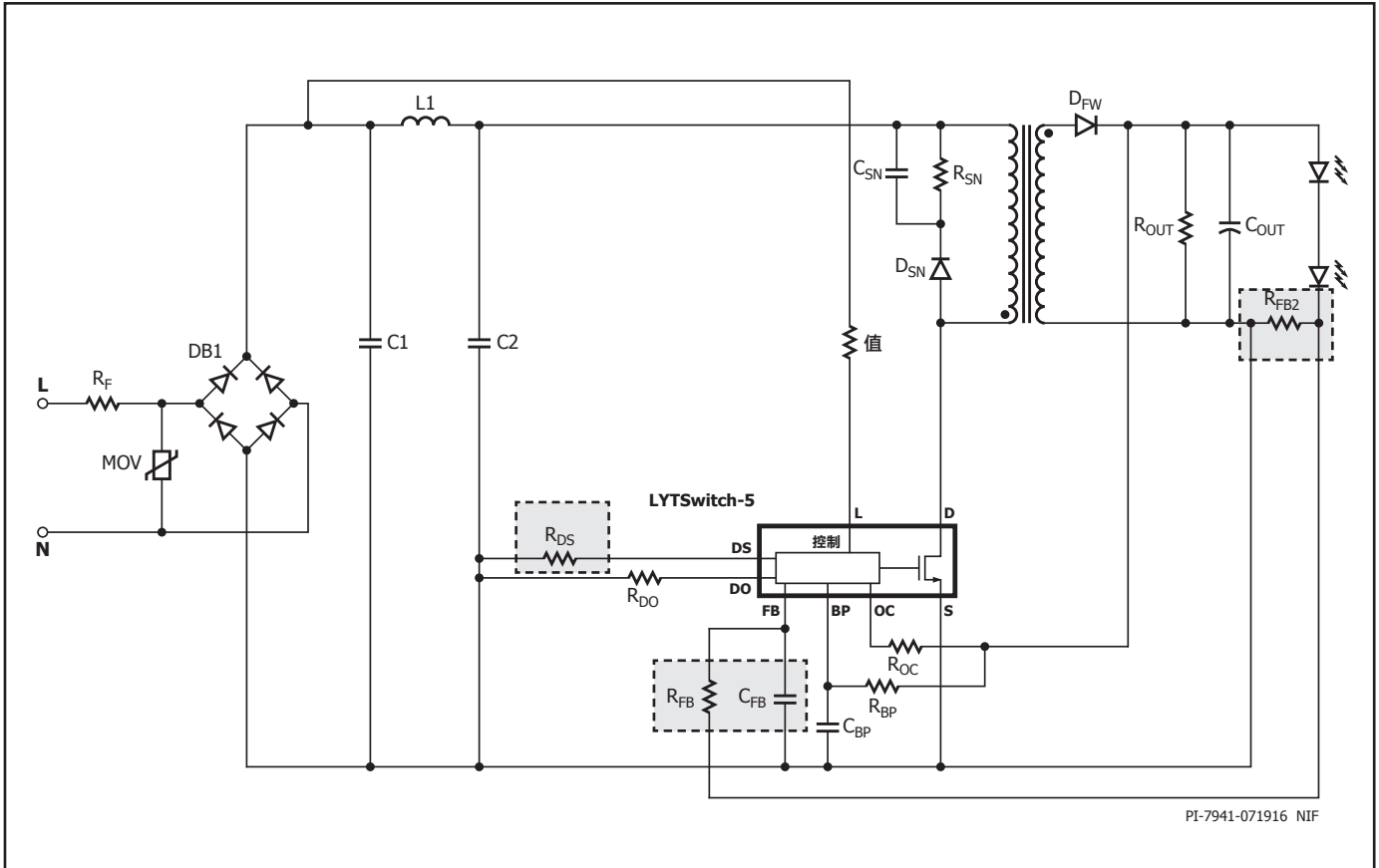


圖 7. 電路圖顯示用於間接感測升降壓式架構之輸出電流的  $R_{DS}$ 、 $R_{DC}$ 、 $R_{FB}$  和  $C_{FB}$



PI-7941-071916 NIF

圖 8. 電路圖顯示用於直接感測非隔離返馳式架構之輸出電流的  $R_{DS}$ 、 $R_{FB2}$ 、 $R_{FB}$  和  $C_{FB}$

請參閱附錄 A 中其他架構的電路圖。

**步驟 4：輸入電感器鐵芯與結構變數**

**CORE TYPE、AE、LE、AL、VE、AW、BW**

40	輸入電感器鐵芯/結構變數			
41	CORE TYPE	EFD15	EFD15	鐵芯類型。
42	AE		15.00 mm <sup>2</sup>	鐵芯有效截面積。
43	LE		34.00 mm	鐵芯有效路徑長度。
44	AL		700 nH/T <sup>2</sup>	無間隙鐵芯有效電感。
45	VE		510 mm <sup>3</sup>	鐵芯體積。
46	AW		19.03 mm <sup>2</sup>	線軸的窗口面積。
47	BW		8.85 mm	線軸實體繞組寬度。

圖 9. 設計試算表的電感器鐵芯與結構變數輸入

預設的鐵芯類型選取項目設定為 [自動]。試算表將自動選擇最小、但適用於指定輸出功率的常用鐵芯。如果設計人員想要使用其他類型的鐵芯，可以從 PIXIs 試算表 Core Type [C41] 儲存格的下拉式功能表中選取常用鐵芯清單，或為要使用的所需鐵芯手動輸入參數。

可以使用填滿的儲存格，在 AE [C42]、LE [C43]、AL [C44]、VE [C45]、AW [C46] 和 BW [C47] 儲存格上輸入鐵芯和線軸參數。如果偏好的鐵芯不在清單上，或是指定的鐵芯或線軸資訊與試算表中參考的資訊不同，這會很有用。

## 步驟 5：輸入變壓器設計參數

51	變壓器設計參數				
52	電感參數				
53	INDUCTANCE	325		325 uH	典型電感值。
54	INDUCTOR_TOL	5		5 %	電感公差。
55	INDUCTANCE_MIN			309 uH	最小電感值。
56	INDUCTANCE_MAX			341 uH	最大電感值。
57	N	121		121	圈數
58	ALG			22.20 nH/T <sup>2</sup>	有間隙鐵芯有效電感。
59	BM			2857 高斯	最大磁通密度。
60	BP			3822 高斯	峰值磁通密度。
61	BAC			1429 高斯	最差情況下鐵芯損失曲線的 AC 磁通密度 (0.5 X 峰值間)。
62	LG			0.8 mm	鐵芯間隙長度。
63	LAYERS_DESIRED			5 無尺寸	所需的電感器繞組層數。
64	LAYERS_ACTUAL			4.61 無尺寸	實際電感器繞組層數。
65	AWG			29 AWG	電感器線徑規格。
66	OD_INDUCTOR_INSULATED			0.337 mm	含絕緣層的電感器繞組線外徑。
67	OD_INDUCTOR_BARE			0.286 mm	不含絕緣層的電感器繞組線外徑。
68	IRMS_INDUCTOR			0.452 安培	流經電感器繞組的最大有效值電流。
69	CMA_INDUCTOR			280 Cmil/A	電感器繞組 CMA。
70	J_INDUCTOR			7.04 A/mm <sup>2</sup>	電感器繞組電流密度。
71	PRIMARY WINDING FILL FACTOR			72% 無尺寸	電感器繞組填充的線軸窗口百分比。

圖 10. 「變壓器設計參數」部分：設計試算表的電感參數

## 電感 [E53]

這是主要電感器的目標標準一次側電感。如果留白，試算表將根據 VAC\_MIN [E53] 計算電感，確保在整個輸入範圍內以不連續導通模式操作。使用者可以根據所需的操作，彈性覆寫 [C53] 儲存格上的計算並最佳化電感。

## 電感器公差 [E54]，Inductance\_Min [E55] 與 Inductance\_Max [E56]

可以在 [C54] 儲存格中指派預期的電感生產公差。此公差用於計算一次側電流和操作工作週期之電氣參數的最差情況。

## 電感器圈數，N [E57]

這是一次側繞組的圈數。試算表將根據預估的最大磁通密度 BM [E59] 和最差情況下的 AC 磁通密度 BAC [E61]，自動最佳化圈數。使用者可以在 [C57] 儲存格上指派圈數，以進行必要的調整。

$$N = \text{INDUCTANCE}_{(MAX)} \times IP_{(MOSFET/BM)} \times A_E$$

## 有間隙鐵芯有效電感，ALG [E58]

ALG (nH/T<sup>2</sup>) 在鐵芯生產中用於設定變壓器的電感。變壓器供應商使用此電感來指定鐵芯中心接腳空氣間隙。這是針對鐵芯上所纏繞之平方圈數而取得的電感值。

## 最大工作磁通密度，BM [E59]

為避免在正常操作期間於最大工作溫度下發生鐵芯飽和，建議使用 3300 高斯的最大值。

## 峰值磁通密度，BP [E60]

建議使用 4200 高斯的最大值，以避免鐵芯飽和。峰值磁通密度通常發生於啟動和/或輸出短路狀況期間。會預估最大裝置限電流下的峰值磁

通密度。務必要驗證，在最大環境溫度和最大負載下啟動時，不會發生鐵芯飽和。

$$BP = \text{INDUCTANCE}_{(MAX)} \times I_{LIMIT(MAX)/N} \times A_E$$

## AC 磁通密度，BAC [E61]

此磁通密度用於預估穩態條件下給定鐵芯材料和體積的鐵芯損失。BAC = 0.5 × BM。

## 鐵芯間隙長度，LG [E62]

變壓器生產中使用的間隙，用於根據鐵芯材料磁導率 (AL) 設定正確的電感。

## Layers\_Desired [E63] 和 Layers\_Actual [E64]

繞組層數，用於預估要置於變壓器線軸中的磁線的尺寸。

## 變壓器線詳細資訊，OD\_Diameter\_Insulated [E66]

會使用最大直徑來計算含絕緣層的線外徑，如此可讓線適用於給定的一次側圈數 (N)、線軸寬度 (BW) 以及指派的繞組層數 (L)。

## 電感器有效值電流，IRMS\_Inductor [E68]

有效值電流可用於預估電感器的繞組銅損失。

試算表中提供的其他有用磁性元件參數包括：

OD\_Inductor\_Bare [E67]，不含絕緣的線直徑。

CMA\_Inductor [E69]，電感器繞組有效圓密爾面積。

Current\_Density [E70]，電感器繞組有效電流密度。

Primary Winding Fill Factor [E71]，一次側繞組填充的線軸窗口百分比，用於預估是否有足夠的空間。

可以使用填滿的儲存格 [C53]、[C54]、[C57]、[C63] 和 [C65]，來輸入所需的參數。

**步驟 6：變壓器偏壓繞組和偏壓元件**

向 BYPASS 接腳供電所需的偏壓電源供應器，使得即使在所有輸入和輸出條件下也能正常操作，同時還向 OC 接腳提供回授資訊以進行調節。整流器二極體可以是電壓額定值高於設計試算表 (PIVBS [E77]) 中所給定值 (通常大於 200 V) 且電流額定值大於 200 mA 的任何快速或超快速恢復型二極體。1N4936 和 UF4004 就是很好的範例。

**輸出整流器最大反向峰值電壓，PIV<sub>BS</sub> [E77]**

這是最大輸入電壓下偏壓二極體的最大應力電壓。

$$PIV_{BS} = BIAS_{TURNS/N} \times VAC_{MAX} \times \sqrt{2} + BIAS$$

可以使用填滿的儲存格 [C74] 和 [C76]，分別為  $V_{D_{BIAS}}$  和  $V_{BIAS}$  輸入所需的參數。

73	偏壓繞組參數				
74	VD_BIAS		0.70	VDC	偏壓繞組二極體順向降壓。
75	BIAS TURNS		21	圈數	偏壓繞組圈數。
76	VBIAS		12.0	VDC	偏壓電壓。檢查最小 VO 和 VACMAX 下的效能。
77	PIVBS		77.0	VDC	輸出整流器最大反向峰值電壓 (於 VACMAX 下計算得出)
78	CBIAS		22.0	uF	偏壓繞組整流電容器。
79	RBP		6.36	kΩ	偏壓供電電阻器，假設需要 1mA 電流才能向 BP 接腳供電。
80	CBP		2.2	uF	最小 BP 接腳電容。

圖 11. 設計試算表的變壓器偏壓繞組參數

**偏壓二極體順向壓降，VD\_BIAS [E74]**

偏壓整流器二極體的典型順向壓降的預設值為 0.7 V。

**偏壓繞組圈數，BIAS<sub>TURNS</sub> [E75]**

這是根據所選偏壓電壓及輸出電壓計算的偏壓繞組圈數。

$$BIAS_{TURNS} = (V_{BIAS} + VD_{BIAS}) / (V_O + VF_{DIODE}) \times N$$

**偏壓電壓，V<sub>BIAS</sub> [E76]**

預設值為 12 V (最小值)，以確保為偏壓提供電壓來支援 IC。不建議採用過大的電壓漣波，必須至少使用 10 μF 的電解電容濾波器，如果使用陶瓷型電容器，則建議使用 22 μF 值，以將電容器類型的巨大公差納入考量。

對於需要較寬 LED 電壓操作範圍的設計，建議將偏壓電壓增加至 20 V，以較低的 LED 電壓維持嚴格調節。

**步驟：7 二次側輸出二極體參數**

使用超快速二極體進行輸出整流，且建議的二極體額定值應是輸出電流的兩倍 (即  $2 \times I_O < I_{AVG(DIODE)}$ )，以提高效率。

**輸出二極體壓降，VF\_DIODE [E85]**

輸入輸出二極體的平均順向壓降。

針對 PN 二極體使用 0.7 V。此二極體的預估順向功率損失是採用  $I_O \times V_F$  的乘積來估算的。

**輸出二極體有效值電流，IRMS\_DIODE [E86]**

會計算經由二極體的有效值電流，此電流可用於計算電感器的銅損失。

**輸出二極體峰值電流，IP\_DIODE [E87]**

輸出二極體的峰值電流是在最差情況下計算得出，以引導使用者選取二極體電流額定值和封裝尺寸。

**二極體反向峰值電壓，PIV\_DIODE [88]**

在選取輸出二極體的電壓額定值時，請使用此參數。最差情況下反向峰值電壓是在開路負載狀況 (即最差情況) 下計算得出。

針對升降壓式：

$$PIV_{DIODE} = VAC_{MAX} \times \sqrt{2} + VO_{MAX}$$

84	二次側二極體參數				
85	VF_DIODE		0.7	VDC	輸出二極體順向壓降。
86	IRMS_DIODE		0.375	安培	LP_MIN、VACMIN 和 PO_MAX 條件下的二極體有效值電流。
87	IP_DIODE		1.520	安培	LP_MIN、VACMAX 和 PO_MAX 條件下的二極體峰值電流。
88	PIV_DIODE		506.0	VDC	VO_MAX 條件下輸出二極體的反向峰值電壓。

圖 12. 設計試算表的二次側二極體參數



### 步驟 8：包含微調的回授和保護參數

此部分將引導使用者選取要在設計中使用的外部零件，以達到目標輸出電流。如果將此部分留白，則建議在原型中使用初始值。建置原型後，可以使用填滿的儲存格 [C93]、[C96]、[C98]、[C99] 和 [C101] 來微調輸出電流。

建議使用低 ESR 的陶瓷型電容器。鋁電解電容器由於尺寸、成本、較高的 ESR 和高電容公差等原因，因此不建議使用。

#### 實際偏壓電壓，VBIAS\_MEASURED [E98]

輸入實際偏壓電壓，以用於微調輸出電流。由於變壓器的漏電感，實際值可能與計算出的值大不相同。

92	回授和保護參數 (包含微調)				
93	值			3.74 MΩ	標準 (E96/1%) L 接腳電阻器。
94	OVP_LINE			317.3 VRMS	基於所用之實際 L 接腳電阻器的線電壓過壓。
95	RDC_THEORETICAL			2.84 Ω	理論上的 DS 接腳感測電阻器。
96	RDC			2.87 Ω	標準 (E96/1%) DS 接腳感測電阻器。
97	CDC			10.0 μF	與 DS 接腳感測電阻器並聯的標準電容器。
98	VBIAS_MEASURED			12.0 VDC	實際驗證中測出的實際偏壓電壓 (偏壓電容器上)。
99	VO_MEASURED			75.0 VDC	實際驗證中測出的實際負載電壓。
100	ROC			100.0 kΩ	標準 (E96/1%) OC 接腳電阻器。
101	IO_ACTUAL			160.0 mA	實際驗證中測出的實際輸出電流。
102	RFB_THEORETICAL			41.8 kΩ	使用 RDS、ROVP 和 RL 的標準值，計算出的 RFB 值。
103	RFB			42.2 kΩ	標準 (E96/1%) F 接腳電阻器。
104	CFB			150.0 nF	連接至 F 接腳的標準電容器。

圖 13. 設計試算表的回授和保護參數 (包含微調)

#### 線路感測電阻器，RL [E93]

線路感測電阻器用於線電壓補償以進行調節、相位角調光測量、線電壓輸入過壓偵測。要實現精準的輸出電流調節和精準的線電壓測量，建議使用公差為 1% 的電阻器。此外，建議針對高壓應用使用 2-1206 或 2-1/4 W 封裝電阻器，針對低壓應用使用 1-1206 或 1-1/4 W 電阻器。

$$R_L = VAC_{MAX} \times \sqrt{2} / I_{LOV}$$

#### 線電壓過壓，OVP\_LINE [E94]

此保護用於防止線電壓突波或線電壓上升。達到臨界值時，裝置將進入自動重新啟動。試算表將計算相等的有效值輸入電壓，以提供 OVP。

$$OVP_{LINE} = R_L \times I_{LOV} \times \sqrt{2}$$

其中；

$I_{LOV}$ ：產品規格型錄中採用 120 μA 典型值時發生輸入過壓的電流臨界值。

#### 理論上的汲極電流感測電阻器，RDC\_THEORETICAL [E95]

會計算要用於汲極電流感測的理想電阻器值。電阻器上的壓降透過 DS 接腳進行感測，此感測電阻器上建議的平均壓降為 200 mV。

#### 標準汲極電流感測電阻器，RDC [E96]

這可確定最接近 RDC\_THEORETICAL 的標準 1% 電阻器值，以減少並聯另一部電阻器來集中輸出的必要性，還可節省成本和空間 (圖 8)。

#### 汲極電流感測電阻器上的電容，CDC [E97]

這是汲極電流感測電阻器 (RDC) 上的電容器 (CDC)，可對切換汲極電流進行濾波，以減少感測電阻器上的 IRMS 功率消耗。

#### 實際輸出電壓，VO\_MEASURED [E99]

輸入 LED 負載下的實際輸出，以用於微調輸出電流。

#### 輸出電流補償電阻器，ROC [E100]

透過經由補償電阻器 (ROC) 的偏壓電壓，監控負載變化、輸出過壓保護和輸出短路。試算表將根據實際偏壓電壓 (VBIAS\_MEASURED) 來計算此電阻。建議在此位置使用公差為 1% 的電阻器，以實現嚴格輸出電流公差。

#### 實際輸出電流，IO\_ACTUAL [E101]

輸入從實際驗證中測出的實際電流，以用於微調外部元件，將輸出集中至所需位準。

#### 理論上的回授電阻器，RFB\_THEORETICAL [E102]

試算表會根據測出的實際輸出電流來計算回授電阻器的確切電阻，以設定輸出電流。

#### 回授電阻器，RFB [E103]

試算表將確定要用於 RFB 的最接近的單一電阻，以避免並聯元件來取得所需電流。但是，如果應用需要嚴格輸出電流公差，則使用由 RFB\_THEORETICAL 計算的電阻。

#### 回授濾波器電容，CFB [E104]

回授電流的濾波器電容，用於將訊號均分為所需的回授接腳電壓平均等級。所需的時間常數在 3 ms 至 6 ms 範圍內，以透過嚴格電流調節維持穩定操作。

$$t_C = C_{FB} \times R_{FB}$$

其他架構的 PIXIs 設計試算表可從 PI 公用網站 (<https://piexpertonline.power.com/site/login>) 取得

附錄 A :

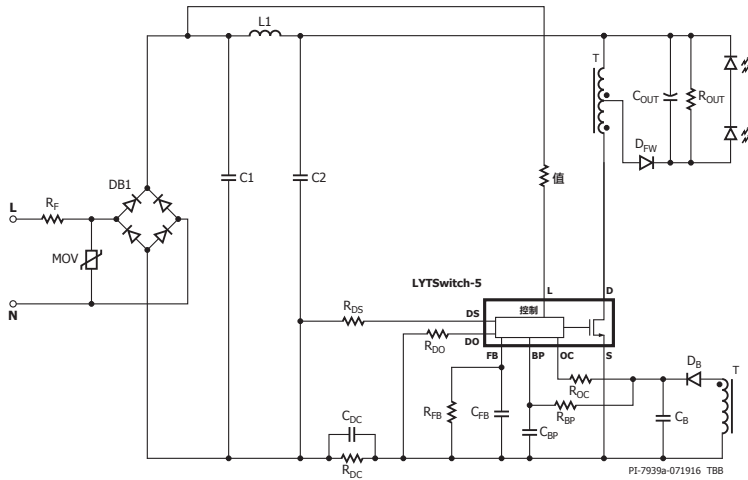
LYTSwitch-5 架構結構

基本電路圖	主要特性
<p>PI-7938-071916 降壓式</p>	<p><b>降壓式</b></p> <p><b>優點</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• 最高效率</li> <li>• 所需元件最少 – 尺寸小</li> <li>• 簡單的低成本功率電感器</li> <li>• 汲源極間電壓應力低</li> <li>• 濾波器最佳 EMI/所需元件最少</li> </ul> <p><b>限制</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• 非隔離式</li> </ul>
<p>PI-7939-071916 BB</p>	<p><b>升降壓式</b></p> <p><b>優點</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• 適用於非隔離式高輸出電壓設計</li> <li>• 高效率</li> <li>• 所需元件極少</li> <li>• 可以使用簡單的通用低成本功率電感器</li> <li>• 總諧波失真 (THD) 最低</li> </ul> <p><b>限制</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• 最大 V<sub>OUT</sub> 受 MOSFET 崩潰電壓的限制</li> <li>• 非隔離式</li> </ul>
<p>PI-7942-071916 升壓式</p>	<p><b>升壓式</b></p> <p><b>優點</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• 適用於非隔離式高輸出電壓設計 ; V<sub>o</sub> &gt; V<sub>in</sub></li> <li>• 最高效率</li> <li>• 所需元件最少</li> <li>• 簡單的通用低成本功率電感器</li> </ul> <p><b>限制</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• 最大 V<sub>OUT</sub> 受 MOSFET 崩潰電壓的限制</li> <li>• 單一輸入線電壓範圍</li> <li>• 非隔離式</li> <li>• 總諧波失真 (THD) 高</li> </ul>

圖 16. 升壓式架構

基本電路圖

主要特性



抽頭升降壓式

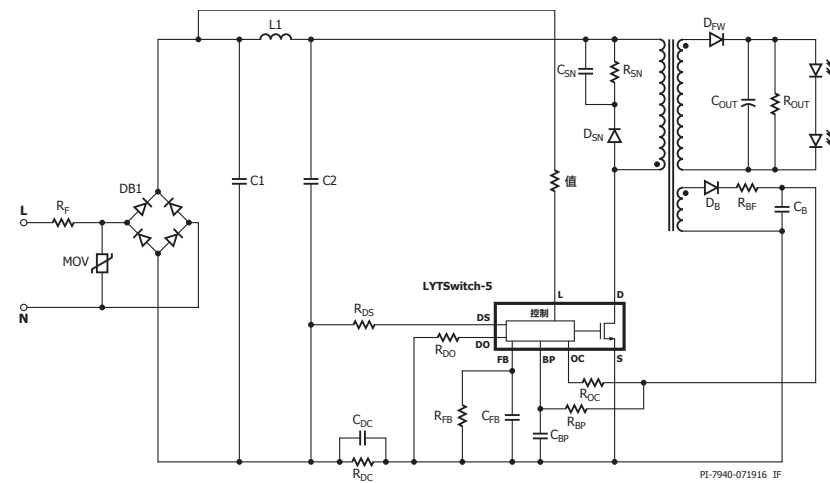
優點

- 適用於低輸出電壓設計 (小於 25 V)
- 簡單的通用低成本抽頭電感器
- 總諧波失真 (THD) 低

限制

- 最大 VOUT 受 MOSFET 崩潰電壓的限制

圖 17. 抽頭升降壓式架構



隔離返馳式

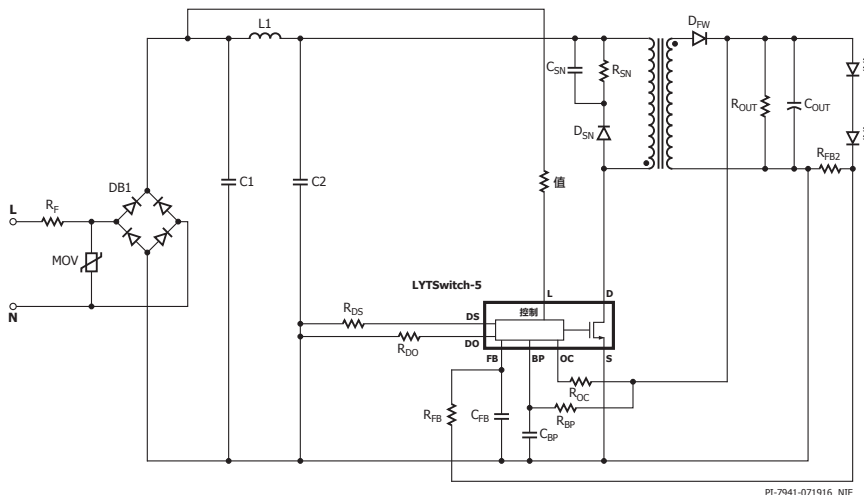
優點

- 提供隔離式輸出
- 支援的輸出電壓範圍最廣
- 總諧波失真 (THD) 最低

限制

- 返馳式變壓器
- 變壓器中的寄生電容和電感會降低整體效率
- 較大的 PCB 面積以達到隔離需求
- 需要額外元件 (一次側箝位和偏壓)
- 較高的有效值切換與繞組電流增加損失並降低效率

圖 18. 隔離返馳式架構



非隔離返馳式

優點

- 直接感測輸出電流
- 支援的輸出電壓範圍最廣
- 總諧波失真 (THD) 低

限制

- 返馳式變壓器
- 變壓器中的寄生電容和電感會降低整體效率
- 較大的 PCB 面積以達到隔離需求
- 需要額外元件 (一次側箝位和偏壓)
- 較高的有效值切換與繞組電流增加損失並降低效率

圖 19. 非隔離返馳式架構

修訂	附註	日期
A	初始版本。	7月16日

### 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 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、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。©2016, 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](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  
傳真：+86-21-6354-6325  
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  
傳真：+86-755-8672-8690  
電子郵件：[chinasales@power.com](mailto:chinasales@power.com)

### 德國

Lindwurmstrasse 114  
80337 Munich  
Germany  
電話：+49-89-527-39110  
傳真：+49-89-527-39200  
電子郵件：[eurosales@power.com](mailto: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](mailto: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](mailto: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](mailto: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](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  
傳真：+82-2-2016-6630  
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  
傳真：+65-6358-2015  
電子郵件：  
[singaporesales@power.com](mailto: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](mailto: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](mailto:eurosales@power.com)