

應用說明 AN-70

LinkSwitch-TN2 系列

設計指南

簡介

LinkSwitch™-TN2 IC 將高電壓 (725 V) 功率 MOSFET 切換開關和開/關控制器整合在單晶片 IC 上。將頻率抖動 (Jitter) 加入切換頻率以降低 EMI，並在發生故障時讓 IC 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，而過溫保護功能則會在發生過熱故障時停用內部功率 MOSFET。過溫保護臨界值非常適用於高環境溫度的應用，因為高磁滯時間可保護 PCB 和周圍元件不受平均高溫損害。

LinkSwitch-TN2 系列專為任何需要非隔離供電器的應用而設計，例如家電 (咖啡機、電鍋、洗碗機、微波爐等)、夜燈、緊急出口指示燈和 LED 驅動器。LinkSwitch-TN2 IC 可以在所有常見架構 (Topology) 中進行配置，以提供火線或接地參考輸出，以及轉化或非轉化輸出電壓，非常適合使用 TRIAC

進行 AC 負載控制的應用。使用切換電源供應器而非被動式降壓器 (電容式或電阻式) 可提供許多優點，其中一些列出如下。

- 通用電壓輸入 – 同一個電源供應器/產品可在全球使用
- 高功率密度 – 尺寸更小，大多數設計通常都不需要 X 級電容
- 高效率 – 滿載效率超過 75%，這是 12 V 輸出、120 mA 的典型值
- 優異的線電壓與負載調節
- 在輕負載下達到高效率 – 即使在輕負載下，開/關控制也能維持高效率
- 非常節能 – 在無負載時，輸入功率低於 30 mW
- 完全可使用 SMD 元件製造
- 在發生故障時獲得完全保護 (過載、短路和過熱故障)
- 可擴展 – LinkSwitch-TN2 系列可讓相同的基本設計在小於 50 mA 到 360 mA 範圍內使用。

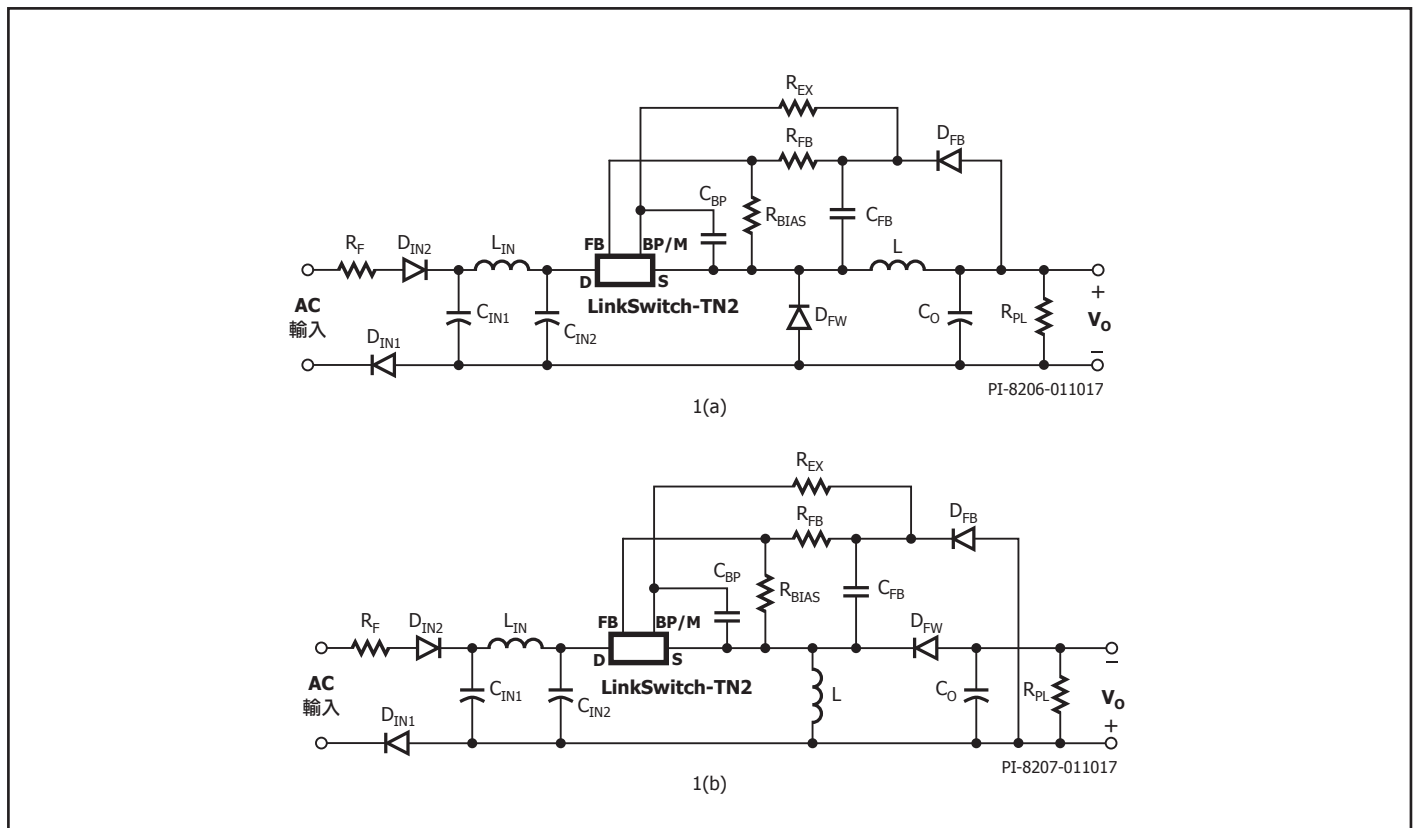


圖 1. 在降壓式轉換器 1(a) 和升降壓式轉換器 1(b) 中採用 LinkSwitch-TN2 的基本配置

適用範圍

本應用說明適用於使用 LinkSwitch-TN2 系列裝置設計非隔離式電源供應器。本文件說明使用 LinkSwitch-TN2 整合離線式切換開關系列的降壓式和升降壓式轉換器的設計程序。本文件的目的是為電源供應器工程師提供準則，讓他們能夠使用低成本的現成電感器，快速地建置以降壓式或升降壓式轉換器為基礎的高效且低成本的電源供應器。會提供完整的設計公式，用於選擇轉換器的主要元件。由於功率 MOSFET 和控制器整合在單一 IC 中，因此大幅簡化了設計流程，電路配置的零件很少，也不需要變壓器。因此，我們提供了「快速入門」部分，可讓您選擇將現成的元件用於典型的輸出電壓和電流。為了簡化工作，本應用說明直接參考 PI Expert™ 設計軟體套件中的 PIXIs 設計試算表。LinkSwitch-TN2 電源供應器中使用的基本配置如圖 1 所示，這也是本應用說明通篇描述中所用之元件識別的參考電路。

除了本應用說明之外，讀者也可參考包含工程原型板、工程報告和裝置樣品的 LinkSwitch-TN2 參考配套設計 (RDK)，作為可運作的電源供應器範

例很有用。如需有關下載 PI Expert、取得 RDK 與本文件更新的詳細資訊，請造訪 www.power.com。

快速入門

讀者若想快速入門，可利用以下資訊為新設計快速選擇元件，並使用圖 1 及表 1 和表 2 做為參考。

1. 對於 AC 輸入設計，請選擇輸入級 (表 10)。
2. 選擇架構 (Topology) (表 1 和表 2)。如果需要優於 ±5% 的輸出調節，則需要使用具有適當參考 (例如 TL431 或精密積納二極體) 的光耦合器回授。
3. 選擇 LinkSwitch-TN2 裝置 (L 、 R_{FB} 或 V_Z 、 R_{BIAS} 、 C_{FB} 、 R_Z) 和 D_{FW} 的反向恢復時間 (表 4: 降壓式, 表 5: 升降壓式)。
4. 選擇飛輪二極體以滿足在步驟 3 中確定的 t_{RR} (表 3)。
5. 對於直接回授設計，如果最小負載小於 3 mA，則計算 $R_{PL} = V_O/3 \text{ mA}$ 。
6. 選擇 C_O 做為 $100 \mu\text{F} \cdot 1.25 \times V_O$ ，低 ESR 類型。
7. 架構原型，並驗證設計。

架構 (Topology)	基本電路圖	主要特性
高壓側降壓式 - 直接回授		<ol style="list-style-type: none"> 1. 輸出參考輸入。 2. 正向輸出 (V_O) 與 $-V_{IN}$ 相關。 3. 降壓式: $V_O < V_{IN}$。 4. 低成本直接回授 (±5% 典型值)。 5. 需要輸出負載以維持調節 (附註 2)。
高壓側升降壓式 - 直接回授		<ol style="list-style-type: none"> 1. 輸出參考輸入。 2. 正向輸出 (V_O) 與 $-V_{IN}$ 相關。 3. 降壓式: $V_O < V_{IN}$ 或 $V_O > V_{IN}$。 4. 低成本直接回授 (±5% 典型值)。 5. 故障保護 - 當內部 MOSFET 故障時，輸出不受輸入電壓的影響。 適用於驅動 LED - 比低壓側降壓式定電流 LED 驅動器具備更佳的準確度和溫度穩定性。 6. 需要輸出負載以維持調節 (附註 2)。

表 1. 採用直接感測回授的 LinkSwitch-TN2 電路配置

附註：

1. 低成本的直接感測回授通常可為 12 V 的設計實現 ±5% 的整體調節公差及 3 mA 預載。
2. 為了確保輸出調節，可能需要預載以維持最低的 3 mA 負載電流 (僅降壓式和升降壓式)。
3. 也可以採用升壓式架構 (Topology) (升壓)，但本文不展示。

架構 (Topology)	基本電路圖	主要特性
高壓側降壓式 – 光耦合器回授	<p>PI-7844a-011017</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 輸出參考輸入 2. 正向輸出 (V_O) 與 $-V_{IN}$ 相關 3. 降壓式: $V_O < V_{IN}$ 4. 光耦合器回授 <ul style="list-style-type: none"> - 準確性僅受參考選擇限制 - 低成本、非安全額定的光耦合器 - 無需預載 5. 最低無負載消耗
低壓側降壓式 – 光耦合器回授	<p>PI-7845a-011017</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 輸出參考輸入 2. 反向輸出 (V_O) 與 $+V_{IN}$ 相關 3. 降壓式: $V_O < V_{IN}$ 4. 光耦合器回授 <ul style="list-style-type: none"> - 準確性僅受參考選擇限制 - 低成本、非安全額定的光耦合器 - 無需預載
低壓側升降壓式 – 光耦合器回授	<p>PI-7848a-011017</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 輸出參考輸入 2. 正向輸出 (V_O) 與 $+V_{IN}$ 相關 3. 升降壓式: $V_O > V_{IN}$ or $V_O < V_{IN}$ 4. 光耦合器回授 <ul style="list-style-type: none"> - 準確性僅受參考選擇限制 - 低成本、非安全額定的光耦合器 - 無需預載 5. 故障保護 – 當內部功率 MOSFET 故障時, 輸出不受輸入電壓的影響 6. 最低無負載消耗

表 2. 採用光耦合器回授的 LinkSwitch-TN2 電路配置

附註:

1. 光耦合器回授的調節僅受參考 (積納二極體或 IC) 的準確度限制。
2. 光耦合器不需要安全認證。
3. 參考偏壓電流提供最低負載。 R_Z 的值取決於積納二極體測試電流或參考 IC 偏壓電流, 通常在 470 Ω 到 2 k Ω 之間, 1/8 W, 5%。
4. 也可以採用升壓式架構 (Topology) (升壓), 但本文不展示。
5. 光耦合器回授提供最低無負載功耗。

零件編號	V_{RRM}	I_F	t_{RR}	封裝	製造商
	(V)	(A)	(ns)		
MUR160	600	1	50	引線	Vishay
UF4005	600	1	75	引線	Vishay
BYV26C	600	1	30	引線	Vishay/Philips
FE1A	600	1	35	引線	Vishay
STTA10 6	600	1	20	引線	ST Microelectronics
STTA10 6U	600	1	20	SMD	ST Microelectronics
US1J	600	1	75	SMD	Vishay

表 3. 適合用做為飛輪二極體的超快二極體清單

V _{OUT}	I _{OUT(MAX)}	電感器			LNK320X	模式	二極體 t _{RR}	R × FB	V _Z
		μH I _{RMS(mA)}	Token	Coilcraft					
5	≤63 80	2000 122 2000 84	–	–	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	3.48 k	3.9 V
	120 160	870 210 870 167	–	–	LNK3204	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	680 327 680 236	SBC4-681-211 SBC4-681-211	RFB0810-681 RFB0810-681	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	225 360	680 485 680 364	SBC6-681-211 SBC6-681-211	RFB1010-681 RFB1010-681	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
12	≤63 80	2000 88 2400 84	–	–	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	11.8 k	11 V
	85 120 160	870 152 870 151 1500 167	SBC4-152-251	RFB0810-152	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	870 265 870 236	–	–	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	680 336 1200 364	SBC6-681-431	RFB0810-681 RFB1010-122	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
15	≤63 80	2000 80 3000 84	–	–	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	15.4 k	13 V
	70 120 160	870 142 1200 160 1500 167	SBC4-152-251	RFB0810-122 RFB0810-152	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	750 223 1000 230	–	RFB1010-102	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	680 323 1500 364	SBC6-681-211 SBC6-152-451	RFB1010-681 RFB1010-152	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
24	≤63 80	2400 80 3600 84	–	–	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	25.5 k	22 V
	50 120 160	870 118 1500 158 2200 167	SBC4-152-221 SBC4-222-211	RFB0810-152 RFB0810-222	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	1000 227 1000 236	SBC6-102-561 SBC6-102-561	RFB1010-102 RFB1010-102	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	225 360	750 282 2000 364	–	–	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		

其他標準元件

R_{BIAS} : 2.49 kΩ, 1%, 1/8 W

C_{BP} : 0.1 μF, 50 V Ceramic

C_{FB} : 10 μF, 1.25 × V_O

D_{FB} : 1N4005GP

R_Z : 470 Ω 到 2 kΩ, 1/8 W, 5%

表 4. 降壓式轉換器的元件快選。*選擇最接近的標準值或標準值組合

V_{OUT}	$I_{OUT(MAX)}$	電感器			LNK320X	模式	二極體 t_{RR}	$R \times FB$	V_z
		μH $I_{RMS(mA)}$	Token	Coilcraft					
5	≤65 80	1200 70 1500 80	SBC3-152-251	RFB0807-122 RFB0807-152	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	3.57 k	3.9 V
	120 160	680 220 680 230	SBC2-681-211 SBC2-681-211	RFB0807-681 RFB0807-681	LNK3204	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	680 340 680 320	SBC3-681-361 SBC4-681-431	RFB0810-681 RFB0810-681	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	225 360	680 440 680 430	SBC4-681-431 SBC4-681-431	RFB0810-681 RFB0810-681	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
12	≤63 80	2200 70 3300 90	SBC3-222-191 SBC3-332-151	RFB0807-222 RFB0807-332	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	11.8 k	11 V
	85 120 160	680 180 1200 220 1800 210	SBC4-152-251	RFB0807-681 RFB1010-122 RFB0807-182	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	820 320 1200 310	-	RFB0807-821 RFB0810-122	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	280 360	820 410 1800 410	-	RFB0810-821 RFB1010-182	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
15	≤63 80	2200 70 3900 90	SBC3-222-191	RFB0807-222 RFB0807-392	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	15 k	13 V
	70 120 160	680 180 1500 220 2200 220	SBC2-681-211 SBC3-152-251 SBC4-222-211	RFB0807-681 RFB0807-152 RFB0810-222	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	1000 320 1500 320	SBC4-102-291 SBC4-152-251	RFB0810-102 RFB0810-152	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	280 360	1200 400 2200 410	SBC6-222-351	RFB0810-122 RFB1010-222	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
24	≤63 80	3300 70 6800 100	SBC3-332-151 SBC3-682-111	RFB0807-332 RFB0807-682	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	25.5 k	22 V
	50 120 160	680 180 2200 210 3300 210	SBC2-681-211 SBC3-222-191 SBC4-332-161	RFB0807-681 RFB0810-222 RFB0810-332	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	1800 300 2200 290	SBC4-222-211	RFB0810-182 RFB1010-222	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	280 360	1800 370 3300 410	-	RFB1010-182	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		

其他標準元件

 R_{BIAS} : 2.49 k Ω , 1%, 1/8 W C_{BP} : 0.1 μF , 50 V Ceramic C_{FB} : 10 μF , $1.25 \times V_O$ D_{FB} : 1N4005GP R_z : 470 Ω 到 2 k Ω , 1/8 W, 5%

表 5. 升降壓式轉換器的元件快選。*選擇最接近的標準值或標準值組合。上表所示的電感器值是保守估計值。在某些設計中，可以進一步根據評估結果來降低電感值

LinkSwitch-TN2 電路設計

LinkSwitch-TN2 運作

使用 LinkSwitch-TN2 IC 的降壓式轉換器的基本電路配置如圖 1(a) 所示。若要調節輸出，可採用開/關控制設計，如表 6 所示。由於切換開關是

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動態響應，並且不需要控制迴路補償元件。如果在 50 ms 內未收到回授，電源供應器會進入自動重新啟動運作模式，並且在一段時間內禁止切換以限制功率消耗。

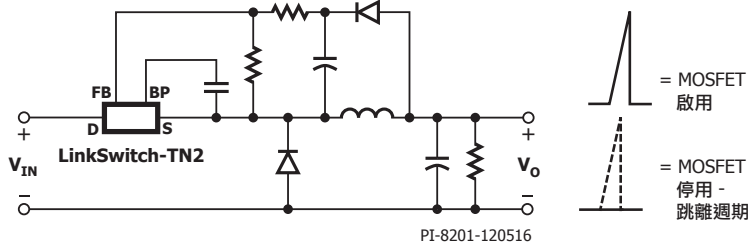
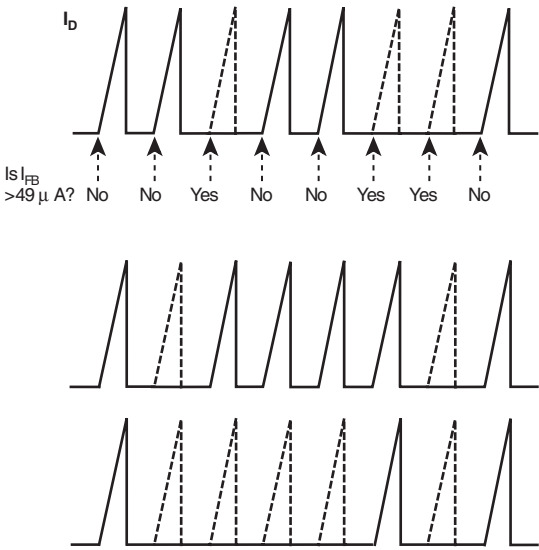
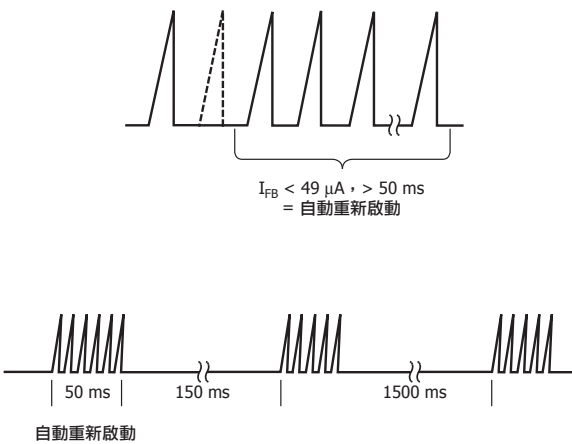
<p>參考電路圖和關鍵</p>	 <p style="text-align: right;">PI-8201-120516</p>
<p>正常工作</p>	 <p style="text-align: right;">PI-3767-121903</p>
<p>自動重新啟動</p>	 <p style="text-align: right;">PI-8208-120616</p>

表 6. LinkSwitch-TN2 工作

為了能夠在不需要參考 (積納二極體或參考 IC) 的情況下直接感測輸出電壓，回授接腳電壓在整個工作溫度範圍內都會採用嚴格公差。例如，這會允許整體輸出公差為 $\pm 5\%$ 的 12 V 設計。若要獲得更高效能，可以將光耦合器與參考搭配使用，如表 2 所示。由於光耦合器只提供 level shift，因此不需要進行安全額定或通過安全認證。使用光耦合器，也彈性地確定裝置的位置，例如它允許在低壓側迴線導軌中使用具有 LinkSwitch-TN2 IC 的降壓式轉換器配置，進而降低 EMI，因為源極接腳和連接的元件已不再是切換節點的一部分。

選擇架構 (Topology)

如果可能，請使用降壓式架構 (Topology)。降壓式架構 (Topology) 可來自特定 LinkSwitch-TN2 IC 和電感器值的可用輸出功率最大化。此外，與升降壓式架構 (Topology) 相比，在降壓式架構中，電源切換開關和飛輪二極體上的電壓應力，以及流經輸出電感器的平均電流都會略低。

選擇工作模式 – MDCM 和 CCM 工作模式

在設計一開始時，請在主要不連續導通模式 (MDCM) 和連續導通模式 (CCM) 之間進行選擇，因為這決定了 LinkSwitch-TN2 裝置、飛輪二極體

和電感器的選擇。對於最大輸出電流，請選擇 CCM，對於所有其他情況，則建議採用 MDCM。整體而言，請選擇可使得整體解決方案成本最低的工作模式和元件。表 7 摘要說明了這兩種工作模式的利弊。

CCM 和 MDCM 之間的差異還包括 DCM 的動態響應較佳，而 CCM 的輸出漣波較低 (針對同一個電容器 ESR)。不過，在 LinkSwitch-TN2 應用的低輸出電流下，這些差異通常可以忽略不計。

降壓式或升降壓式轉換器的導通模式 CCM 或 MDCM，主要依輸入電壓、輸出電壓、輸出電流和裝置限電流而定。輸入電壓、輸出電壓和輸出電流都是固定的設計參數；因此，LinkSwitch-TN2 限電流是設定導通模式的唯一設計參數。

「主要不連續」一詞與開/關控制搭配使用，因為少數切換週期可能會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。設計可以做到完全不連續，但這樣會限制可用的輸出電流，進而降低設計的成本效益。

比較 CCM 和 MDCM 工作模式

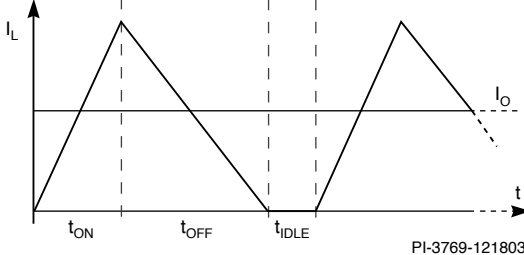
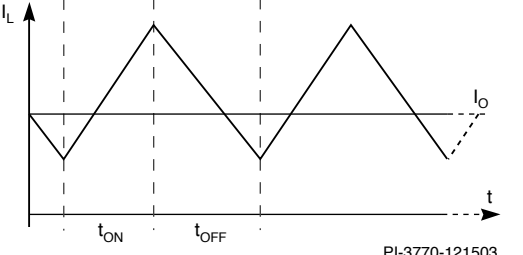
工作模式	MDCM	CCM
工作說明	 <p>PI-3769-121803</p> <p>在 t_{OFF} 期間，電感器電流會降至零，在 $t_{IDLE} = 0$ 時形成 MDCM 與 CCM 之間的界線。</p>	 <p>PI-3770-121503</p> <p>在整個切換週期持續時間內，電流會持續流入電感器。</p>
電感器	低成本 低價值、小尺寸。	高成本 高價值、大尺寸。
飛輪二極體	低成本 75 ns 超快速反向恢復類型 (≤ 35 ns 適用於環境溫度 $> 70^\circ\text{C}$)。	高成本 需要 35 ns 超快速恢復類型。
LinkSwitch-TN2	IC 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。	IC 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。
效率	高效率 切換損失較低。	低效率 切換損失較高。
整體		通常成本較高

表 7. 比較主要不連續導通 (MDCM) 和連續導通 (CCM) 工作模式

逐步設計程序

步驟 1 – 鍵入應用變數 VAC_{MIN} 、 VAC_{MAX} 、 f_L 、 V_O 、 I_O 、 η 、 C_{IN}

鍵入應用變數			
線電壓範圍		通用	AC 線電壓範圍
VACMIN	85.00	85.00 VAC	最小 AC 線電壓
VACTYP		115.00 VAC	典型 AC 線電壓
VACMAX	265.00	265.00 VAC	最大 AC 線電壓
fL		50.00 Hz	AC 主電源頻率
LINE RECTIFICATION TYPE	H	H	選擇全波整流或半波整流
t_CONDUCTION		2.72 ms	鍵入橋式整流器導通時間
VOUT	12.00	12.00 VDC	輸出電壓
IOUT	0.120	0.120 A	平均輸出電流
EFFICIENCY_ESTIMATED		0.75	輸出端的預估效率
EFFICIENCY_CALCULATED		0.82	根據實際元件和工作點算出的效率
POUT		1.44 W	連續輸出功率
CIN	9.40	9.40 uF	輸入電容器
VMIN		86.0 VDC	整流輸入電壓的谷值
VMAX		374.8 VDC	整流最大輸入 AC 電壓的峰值
T_AMBIENT		50 C	工作環境溫度 (攝氏度)
INPUT STAGE RESISTANCE		10 mΩ	輸入級電阻 (毫歐姆 (mΩ)) (包含保險絲、熱敏電阻、濾波元件)
PLOSS_INPUTSTAGE		0.000 W	輸入級損失估算

圖 2. LinkSwitch-TN2 設計試算表的 [應用變數] 區段

輸入電壓

根據表 8 確定輸入電壓範圍。

標準輸入電壓 (VAC)	VAC_{MIN}	VAC_{MAX}
100/115	85 段	132 段
230 段	195 段	265 段
通用	85 段	265 段

表 8. 標準全球輸入線間電壓範圍

線電壓頻率, f_L

針對通用輸入電壓或單一電壓 100 VAC, 輸入 50 Hz, 針對單一電壓 115 VAC 輸入, 輸入 60 Hz。針對單一電壓 230 VAC 輸入, 輸入 50 Hz。這些值代表典型線電壓頻率, 而不是最低值。對於大多數的應用, 這給予了適當的總體設計餘裕。對於絕對最差條件狀況或基於產品規格, 請將這些數字降低 6% (47 Hz 或 56 Hz)。對於半波整流, 請使用 $f_L/2$ 。

標準輸出電壓, V_{OUT} (V)

鍵入主輸出在連續負載狀態期間的標準輸出電壓。通常, 主輸出是產生回授的輸出。

輸出功率, I_{OUT} (A)

鍵入電源供應器的輸出電流。如果電源供應器是多重輸出電源供應器, 請鍵入所有輸出的等效電流總和, 主輸出電壓除以總功率。

在多重輸出設計中, 主輸出 (一般是取得回授的輸出) 的輸出功率應該會增加, 使得適用的最大連續輸出功率符合設計中所有輸出的輸出功率總和。然後, 應在試算表底部鍵入個別輸出電壓與電流。

電源供應器效率, η

鍵入在峰值負載狀況與最差線電壓 (通常是最低輸入電壓) 下, 於輸出端測量的整個電源供應器的估計效率。如果沒有更好的參考資料, 請從 12 V 輸出的值為 0.7, 5 V 輸出的值為 0.55 開始, 對於輸出功率多半來自 12 V 或更大輸出電壓的設計, 這是典型的做法。一旦原型架構完成, 應鍵入測得的效率。

總輸入電容, C_{IN} (μ F)

鍵入總輸入電容 (使用表 9 做為指引)。

此電容用於計算整個大電容器中的最小與最大 DC 電壓, 並加以選擇以保持最小 DC 輸入電壓, V_{MIN} 大於 70 V。

AC 輸入電壓 (VAC)	每瓦輸出功率的總輸入電容 μ F/W	
	全波整流	半波整流
100/115	2	4-5
230 段	1	1-2
85-265	2	4-5

表 9. 對於不同的輸入電壓範圍建議的總輸入電容值

步驟 2 – 確定 AC 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。建議選擇防火可熔電阻器，此外，根據差動線電壓輸入突波要求，可能需要使用繞線類型。可熔電阻器可提供保險絲安全、限制突波電流，以及減少差模雜訊。透過在較低的迴線導軌中增加第二個二極體，可以提高半波整流設計的 EMI 效能。如此可提供 EMI 閘控 (EMI 電流只會和二極體導通時流經)，並且由於突波電壓在兩個二極體之間共享，還會讓差模突波耐受性加倍。表 10 顯示根據通用電壓輸入設計的輸出功率建議的輸入級，而表 9 則顯示如何調整其他輸入電壓範圍的輸入電容。

步驟 3 – 根據 AC 輸入電壓確定最小和最大 DC 輸入電壓 V_{MIN} 和 V_{MAX}

計算 V_{MAX} ，如下所示：

$$V_{MAX} = \sqrt{2} \times V_{ACMAX} \quad (1)$$

假設輸入可熔電阻器的值很小，因此可忽略該電阻器上的壓降。

導出最小輸入電壓 V_{MIN} 。

半橋整流器：

$$V_{MIN} = \sqrt{\left(2 \times V_{ACMIN}^2\right) - \frac{2 \times P_o \left(\frac{1}{f_L} - t_c\right)}{\eta \times C_{IN(TOTAL)}}} \quad (2)$$

全橋整流器：

$$V_{MIN} = \sqrt{\left(2 \times V_{ACMIN}^2\right) - \frac{2 \times P_o \left(\frac{1}{2 \times f_L} - t_c\right)}{\eta \times C_{IN(TOTAL)}}} \quad (3)$$

如果 V_{MIN} 小於或等於 70 V，則增加 $C_{IN(TOTAL)}$ 的值。 t_c 是橋式整流器導通時間。

步驟 4 – 根據輸出電流和限電流選擇 LinkSwitch-TN2 裝置

決定工作模式 – 請參考表 7。

對於 MDCM 工作模式，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。

$$I_{LIMIT_MIN} > 2 \times I_o \quad (4)$$

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。

$$0.5 \times I_{LIMIT_MIN} < I_o < 0.8 \times I_{LIMIT_MIN} \quad (5)$$

請參閱產品規格型錄以瞭解 LinkSwitch-TN2 的限電流值。

典型的 LinkSwitch-TN2 零件可以進行程式設計，以在兩個限電流之一下運作。降低 (「RED」) 的限電流使得能夠在降低的限電流下運作，因此當要在比額定輸出電流低得多的電流位準下使用該零件時，建議使用該限電流。在大多數應用中，會選擇標準 (「STD」) 限電流來最佳化 BP 電容器成本。

使用 0.1 μ F 電容器可產生標準限電流值。使用 1 μ F 電容器會降低限電流，進而促成使用最低成本表面接合降壓式電感器的設計。

POUT	≤ 0.25 W	0.25 - 1 W	> 1 W
85 - 265 VAC 輸入級			
	R_{F1}, R_{F2} : 100-470 Ω , 0.5 W, 可熔 C_{IN} : $\geq 2.2 \mu$ F, 400 V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1 A, 1000 V	R_{F1} : 8.2 Ω , 1 W 可熔 R_{F2} : 100 Ω , 0.5 W, 防火 C_{IN1}, C_{IN2} : $\geq 3.3 \mu$ F, 每個 耐壓 400 V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1 A, 1000 V	R_{F1} : 8.2 Ω , 1 W 可熔 L_{IN} : 470 μ H - 2.2 mH, 0.05 A - 0.3 A C_{IN1}, C_{IN2} : $\geq 4 \mu$ F/ W_{OUT} , 每個耐壓 400 V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1 A, 1000 V
註解	*選用，可改善 EMI 和線電壓突波效能。對於迴線導軌中不需要阻抗的設計，請去除此元件。 **增加值可滿足要求的線電壓高壓突波效能。		

表 10. 針對通用電壓輸入建議的 AC 輸入級

步驟 5 – 選擇輸出電感器

請選擇符合設計要求的任何標準現成電感器。如下圖所示，建議使用材料為單一鐵氧體元素的「鼓式」或「狗骨式」、「I 型」鐵芯電感器，因為它具有成本低且噪音極低的特性。不過，應選用凡立水類型的電感器，以降低噪音。

表 4 和表 5 根據設計計算表中的計算結果，提供常見輸出電壓和電流的電感器值和 RMS 電流額定值。請選擇高於所需輸出規格的下一個最接近的較高電壓和/或電流。或者，PI Expert 軟體設計套件中的 PIXIs 試算表工具或附錄 B 可用於計算準確的電感器值 (公式 C13) 和 RMS 電流額定值 (公式 C29)。由於較低的 DC 電阻和較高的 RMS 額定值，建議所選的電感器值應更接近 L_{TYP} ，而非 $1.5 \times L_{TYP}$ 。680 μ H 的下限可限制最大 di/dt，以防止出現極高的峰值電流值。表 4 和表 5 提供兩個供應商的標準電感器參考零件編號。

$$680 \mu H < L < 1.5 \times L_{TYP}$$

對於 LinkSwitch-TN2 設計，工作模式與電感器值無關。工作模式是所選裝置的負載電流和限電流的函數。電感器值只會設定平均切換頻率。圖 4 顯示典型電感器製造商的產品規格型錄。當電流增加時，現成的「鼓式鐵芯 / 狗骨式 / I 型鐵芯」電感器的值最多會下降 20%。公式 (C14) 和設計試算表中的常數 K_{L_TOL} 可針對此下降和初始電感值公差進行調整。例如，如果需要 680 mH, 360 mA 的電感器 (請參見圖 4)，公差為 10%，並且工作電流 (約 $[0.36/0.38] \times 10$) 下的電感估計減少 9.5%。因此， K_{L_TOL} 的值 = 0.195 (19.5%)。如果沒有資料可用，則假設 K_{L_TOL} 為 0.15 (15%)。

由於 LinkSwitch-TN2 裝置之後的損失，電感器 (繞組和鐵芯電阻損失)、飛輪二極體、回授電路、輸出電容器損失和預載，並非所有儲存在電感器

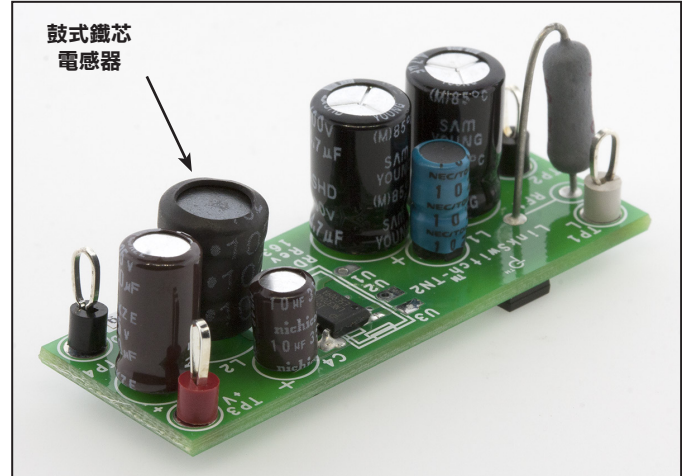


圖 3. 鼓式鐵芯電感器的範例

中的能量都會傳輸至負載。如此將會限制最大功率傳輸能力，進而降低最大輸出電流。最小電感必須補償這些損失，才能傳輸指定的滿載功率。為了補償這一點，將使用損失係數 K_{LOSS} 。其建議值介於公式 6 所算出的總電源供應器損失的 50% 和 66% 之間。例如，整體效率 (η) 為 0.75 的設計將具有介於 0.875 和 0.833 之間的 K_{LOSS} 值。

$$K_{LOSS} = 1 - \left(\frac{1 - \eta}{2} \right) \text{ to } 1 - \left(\frac{2(1 - \eta)}{3} \right) \quad (6)$$

● SBC3 系列 Model	電感和公差	升高 20 °C 的電流額定值	升高 40 °C 的電流額定值	值降低 10% 的電流額定值
	Inductance L(mH) at 10 kHz	Rdc (Ω) max.	Rated Current (A) $\Delta T = 20^\circ C$	Current (Reference Value) (A) L change rate -10%
681-361	680 \pm 10%	1.62	0.36	0.38
102-281	1000 \pm 10%	2.37	0.28	0.31
152-251	1500 \pm 10%	3.64	0.25	0.26
222-191	2200 \pm 10%	5.62	0.19	0.21
332-151	3300 \pm 10%	7.66	0.15	0.17

圖 4. 標準電感器產品規格型錄的範例

PI-3783-030217

步驟 6 – 選擇飛輪二極體

對於 t_{AMB} 小於或等於 70 °C 時的 MDCM 工作模式，請選擇 t_{RR} 小於或等於 75 ns 的超快二極體。在 t_{AMB} 大於 70 °C 時， t_{RR} 小於或等於 35 ns。對於 CCM 工作模式，請選擇 t_{RR} 小於或等於 35 ns 的超快二極體。讓飛輪二極體具有 25% 的設計餘裕，

$$V_{PIV} > 1.25 \times V_{MAX} \quad (7)$$

二極體必須能夠傳導滿載電流。因此：

$$I_F > 1.25 \times I_O \quad (8)$$

表 3 列出了常見的飛輪二極體選擇。

步驟 7 – 選擇輸出電容器

應根據輸出電壓漣波需求來選擇輸出電容器。通常，輸出電壓漣波由電容器 ESR 控制，其估算方式為：

$$ESR_{MAX} = \frac{V_{RIPPLE}}{I_{RIPPLE}} \quad (9)$$

其中 V_{RIPPLE} 是最大輸出漣波規格，而 I_{RIPPLE} 是 LinkSwitch-TN2 輸出漣波電流（請參見 C2 和 C3）。

電容器 ESR 值應以約為 66 kHz 的切換頻率指定。不建議使用大於 100 μ F 的電容器值，因為它們會使得輸出電壓無法在自動重新啟動之前的 50 ms 期間內達到穩壓。如果需要更多電容，則應加入緩啟動電容器（請參閱「設計秘訣」一節）。選擇電壓額定值，使 V_{RATED} 大於或等於 $1.25 \times V_O$ 。

步驟 8 – 選擇回授電阻器

選擇 R_{FB} 和 R_{BIAS} 的值，使得在調節輸出電壓時，回授接腳上的電壓 (V_{FB}) 為 2 V。此電壓是針對 49 μ A 的回授接腳電流 (I_{FB}) 指定的。

讓 R_{BIAS} 的值等於 2.49 k Ω ；如此會對電流約為 0.8 mA 的回授網路加偏壓。因此， R_{FB} 的值可由以下公式得出：

$$R_{FB} = \frac{V_O - V_{FB}}{\frac{V_{FB}}{R_{BIAS}} + I_{FB}} = \frac{(V_O - V_{FB}) \times R_{BIAS}}{V_{FB} + (I_{FB} \times R_{BIAS})} \quad (10)$$

步驟 9 – 選擇回授二極體和電容器

對於回授電容器，請使用電壓額定值大於或等於 $1.25 \times V_O$ 的 10 μ F 通用型電解電容器。對於回授二極體，請使用電壓額定值大於或等於 $1.25 \times V_{MAX}$ 的玻璃鈍化 1N4005GP 或 1DFLR1600-7 裝置。

步驟 10 – 為 BYPASS 接腳選擇外部偏壓電阻器

為了降低電源供應器的無負載輸入功率，建議使用應用範例圖 9 中的電阻器 R5（從回授電容器 C3 連接至 BYPASS 接腳）。這適用於輸出電壓高於 $V_{BP(SHUNT)}$ 的電源供應器。

為了達到最低無負載功耗，饋入 BYPASS 接腳的電流應略高於 120 μ A。為了獲得最佳的滿載效率和散熱效能，饋入 BYPASS 接腳的電流應略高於下面所述的電流值：

零件編號	Bypass 電流
LNK3202	195 μ A
LNK3204	222 μ A
LNK3205	269 μ A
LNK3206	290 μ A

表 11. 當 MOSFET 切換時的 Bypass 接腳注入電流

在最大輸出電壓時（通常在輸出電壓處於無負載的情況下），BYPASS 接腳電流不應超過 16 mA ($I_{BP(MAX)}$)。

步驟 11 – 選擇預載電阻器

在最小負載低於 3 mA 的高壓側直接回授設計中，需要預載電阻器來維持輸出調節。這可確保有足夠的電感器能量，可透過 D_{FB} 將回授電容器 C_{FB} 的電感器端拉到輸入迴線。應選擇 R_{PL} 值以提供最小輸出負載 3 mA。

在採用光耦合器的設計中，積納二極體或參考偏壓電流會提供 1 mA 至 2 mA 的最小負載，以防止「脈衝群聚」及零負載下輸出漣波的增加。

設計秘訣

啟動到非電阻負載

如果整體系統電容大於 100 μF 或輸出電壓大於 12 V，則在啟動期間，輸出可能無法在 50 ms 內達到穩壓，從而可能觸發自動重新啟動保護功能。當負載為非電阻式時（例如，輸出正在為馬達或風扇供電）也可能發生這種情形。若要增加啟動時間，可以在回授電阻器上增加一個緩啟動電容器，如圖 5 所示。此緩啟動電容器的值通常在 0.47 μF 到 47 μF 的範圍內，且電壓額定值為 $1.25 \times V_o$ 。在一些類似於切換週期聚束的設計中，增加此電容器可能導致不穩定，因此應該透過在不同工作條件下測量輸出漣波來仔細驗證此建議。

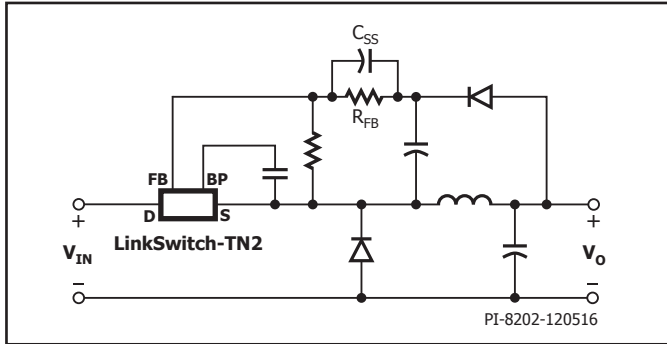


圖 5. 顯示緩啟動電容器放置的電路圖範例

產生反向輸出和正向輸出

在家電應用中，通常需要同時產生參考 AC 線的正向輸出和反向輸出，這可使用圖 6 的電路來達成。兩個積納二極體為每個軌道提供接近於所需輸出電壓的電壓額定值，以確保在一個軌道的負載較輕而另一個軌道的負載較重時維持穩壓。LinkSwitch-TN2 電路設計為採用單一輸出電壓，而其輸出電流等於正向和反向輸出的總和。在此範例中，輸出電壓的大小總和為 12 V。

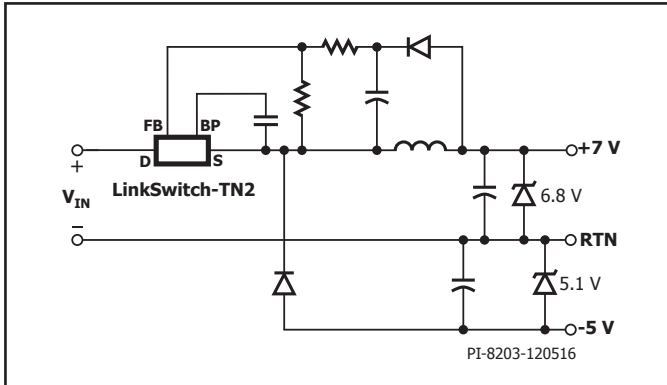


圖 6. 電路範例 - 產生雙輸出電壓

定電流電路配置 (LED 驅動器)

圖 7 顯示的電路非常適用於驅動定電流負載，例如 LED。它使用 LinkSwitch-TN2 IC 的公差嚴格且溫度穩定的回授接腳作為參考，提供準

確的輸出電流。為了產生定電流輸出，平均輸出電流會由電阻器 R_{SENSE} 和電容器 C_{SENSE} 轉換成電壓，然後透過 R_{FB} 和 R_{BIAS} 饋送至回授接腳。使用所示的 R_{BIAS} 和 R_{FB} 的值時，應選擇 R_{SENSE} 的值，以在所需的輸出電流下產生 2 V 的壓降。電容器 C_{SENSE} 會濾波整個 R_{SENSE} 上的電壓，該電壓由電感器漣波電流調變。 C_{SENSE} 的值應該足夠大，才能將漣波電壓降到最低，特別是在 M_{DCM} 設計中。選擇的 C_{SENSE} 值應使 R_{SENSE} 和 C_{SENSE} 的時間常數 (t) 比切換期間 (15 μs) 的時間常數大 20 倍。 C_{SENSE} 上的峰值電壓等於 $R_{SENSE} \times I_{LIMIT(MAX)}$ 。輸出電容器為可選元件；不過，若沒有輸出電容器，負載將會達到所選 LinkSwitch-TN2 裝置的全峰值電流 (I_{LIMIT})。增加 C_o 的值 (典型值為 100 nF 到 10 μF)，可將峰值電流降至負載可接受的等級。

當負載中斷時，回授會丟失，而所產生的高輸出電壓會導致電路故障。為了避免發生這種情況，可加入第二個電壓控制迴路 D_{FB} 和 V_{RFB} ，如圖 7 所示。此外，也需要在電路中採用電容器 C_o 。處於定電流工作狀態時，選擇積納二極體的電壓作為 LED 燈串中最大電壓之上的下一個標準值。相同的設計公式/設計試算表可用於標準的升降壓式設計，但需考量以下其他事項。

1. $V_o = LED V_f \times$ 每個燈串的 LED 數目。
2. $I_o = LED I_f \times$ 燈串數目。
3. R_{SENSE} 損失導致預估效率降低 (在設計試算表中鍵入 R_{SENSE} 作為電感器電阻)。
4. 設定 $R_{BIAS} = 2 \text{ k}\Omega$, $R_{FB} = 300 \Omega$ 。
5. $R_{SENSE} = 2/I_o$ 。
6. $C_{SENSE} = 20 \times (15 \mu\text{s}/R_{SENSE})$ 。
7. 根據流經負載的可接受輸出漣波電流選擇 C_o 。
8. 如果可將負載中斷，或是用於提供額外的故障保護，可在 C_o 之外加入電壓回授元件 D_{FB} 和 V_{RFB} 。

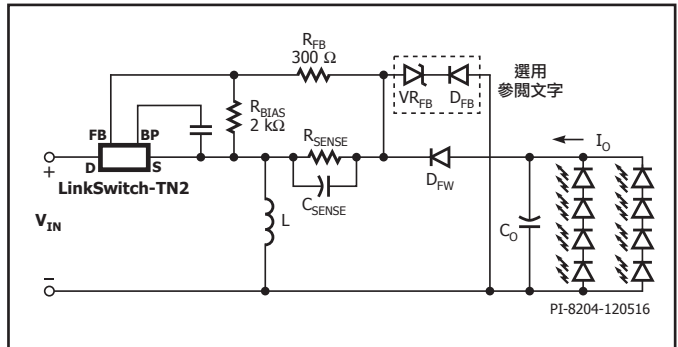


圖 7. 高壓側升降壓式定電流輸出配置

散熱環境

為了確保良好的散熱效能，應透過提供足夠的散熱，將源極接腳溫度保持在 100 $^{\circ}\text{C}$ 以下。對於環境溫度較高 (50 $^{\circ}\text{C}$ 以上) 的應用，建議在最高工作環境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。產品規格型錄中規定的最大輸出電流取決於具體的工作條件，並且可能需要進行熱降額。此外，建議在更高的工作溫度 (70 $^{\circ}\text{C}$ 以上) 下使用超快速 ($\leq 35 \text{ ns}$) 低反向恢復二極體。如果裝置溫度在環境溫度為 25 $^{\circ}\text{C}$ 時超過 85 $^{\circ}\text{C}$ ，則建議選擇此系列中的下一個較大裝置用於此應用。

當源極接腳為切換節點時，建議使用電池供電的熱電偶溫度計進行測量。或者，可以提高環境溫度來指示過溫保護的餘裕。

建議的佈局考量

在降壓式或升降壓式轉換器架構中，由於 LinkSwitch-TN2 裝置的源極接腳是切換節點，因此連接到源極的銅箔應盡可能縮小，以便在設計的散熱限制內將 EMI 降至最低。

在升壓式配置中，由於源極接腳連接到 DC 迴線，因此連接到源極的銅箔可以盡可能加大，以改善散熱效果。

圖 8 是圖 9 所示電路圖的印刷電路板佈局設計範例。在 LinkSwitch-TN2、電感器 (L1)、飛輪二極體 (D1) 和輸出電容器 (C2) 之間形成的迴路應盡可能的小。輸入電容器 C5、IC 汲極接腳、源極接腳、飛輪二極體陰極與陽極之間的迴路應盡可能的小。BYPASS 接腳電容器 C1 (圖 9) 應放置在接近源極和 BYPASS 接腳的位置。

大多數現成的電感器屬於鼓式鐵芯電感器或狗骨式電感器。這些電感器沒有良好的閉合磁路，並且是顯著磁耦合的來源。它們是差模雜訊的來源。為了盡量減少從切換節點的直接耦合，LinkSwitch-TN2 IC 應放置在遠離 AC 輸入線路的位置。將電容器 C4 和 C5 放在 LinkSwitch-TN2 裝置與 AC 輸入端之間，可能會比較有利。在鼓式鐵芯電感器中，繞組通常

纏繞成多層。在特定設計中，EMI 效能和調節的結果，會因電感器的哪一端連接到輸出電容器、哪一端連接到 IC 的源極接腳而變更。因此，建議驗證變更電感器方向所產生的效果，然後採用有利的電感器方向。一旦確定有利的方向，應在製造的所有電路板上一致採用相同的方向，以確保可重複效能。通常會標記電感器以指示繞組的起點和終點。這些標記可用於在組裝時正確地定向電感器。

雖然二次側整流器二極體 D4 是選用元件，但若採用此元件，可以帶來更好的 EMI 效能和更高的線電壓突波耐受性能力。

輸送高電流的 Trace 應盡可能短且寬。這些 Trace 會與輸入電容器、LinkSwitch-TN2 IC、電感器、飛輪二極體及輸出電容器連接。

符合安全標準的設計

電源供應器必須能夠耐受突波電壓，此類突波電壓一般是由於諸如雷擊的事件所導致。預計這類事件不會引發任何元件故障或功能喪失。IEC61000-4-5 等標準定義了突波電壓、電流波形以及源極阻抗，其模擬典型最差暫態，以測試線間連接電源電路與資料線間連接裝置的保護機制。

電源供應器輸入級所使用的可熔電阻器、EMI 濾波器及電容器的元件，能在這類事件發生期間，協助限制電源供應器的元件所受的電壓及電流應力。

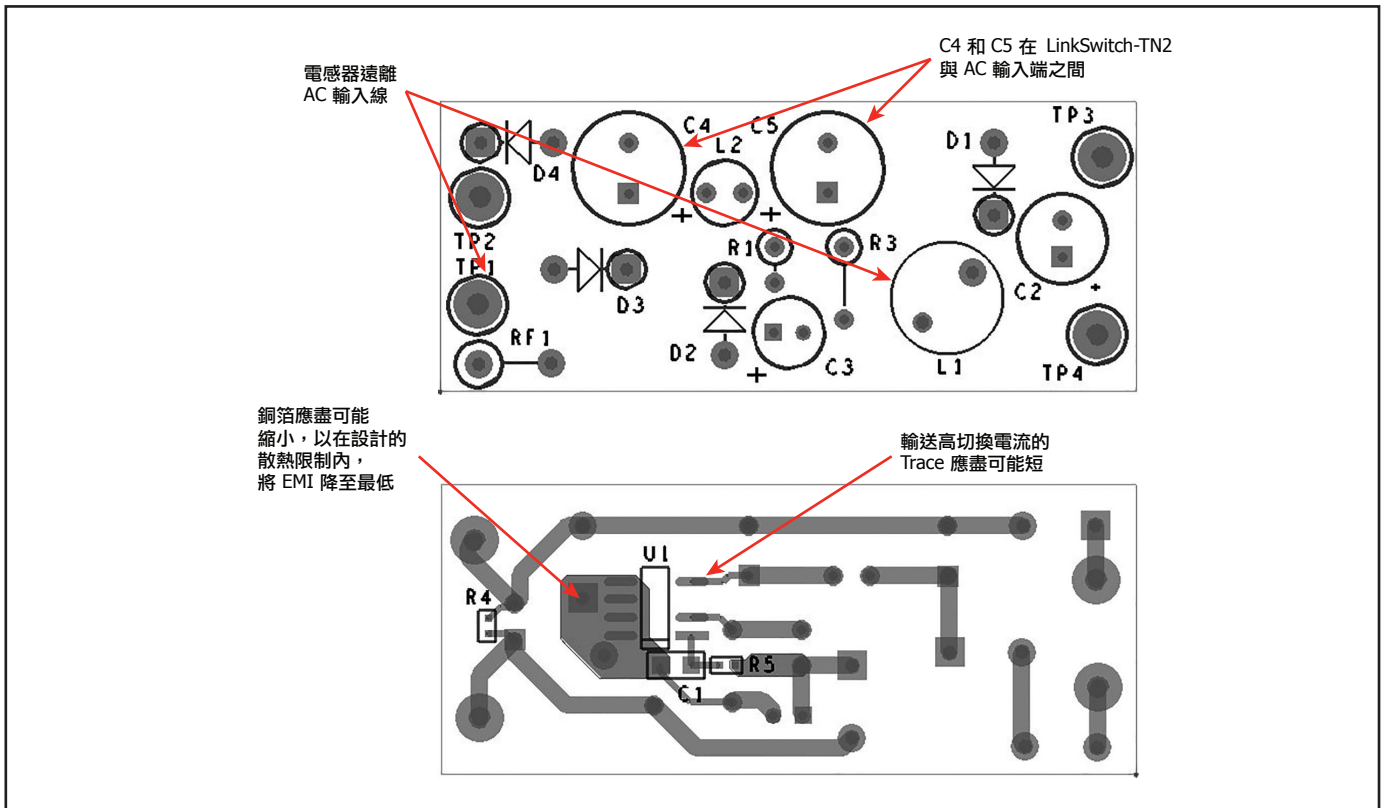


圖 8. LinkSwitch-TN2 (採用 D 封裝) 的建議印刷電路佈局

PI-8209-120616

若突波等級為高 (DM 突波 > 1 kV)，往往需要在電源供應器的輸入端加裝 MOV。這類 MOV 放在輸入保險絲之後的位置，在突波事件發生時，協助箝制電源供應器輸入端的電壓。

可利用以下檢查清單，確保設計符合適用的要求：

- 界定 LinkSwitch-TN2 轉換器的目標市場。
- 判定裝置類別，以確定共模 (CM) 與差模 (DM) 突波量級。
- 如果 DM 突波 > 1000 V，很可能需要在 EMI 濾波器前端的 AC 線間加裝 MOV。
- 對於北美 115 VAC 或通用電壓輸入應用，所選擇的 MOV 在正常工作時要有足夠的隔離電壓，並且也要有足夠的額定突波電流和能量容量。
- 以下是選擇 MOV 的範例：假設您在類別 3 裝置安裝中有一個北美應用，需要選擇 AC 線間連接的 MOV 進行差模保護。DM 突波能量低於 6.9 J。額定值 150 VAC 連續工作的裝置可為 115 VAC 標準工作提供足夠的隔離電壓。Littlefuse 零件編號 V150LA5 有 25 J 以及 2500 A 突波承受能力，並有充分的餘裕，能使 MOV 壽命中累積電擊所導致的效能衰退降至最低。對於通用電壓輸入設計，V320LA10 具有 48 J 和 2500 A 突波承受能力。
- 對轉換器執行共模與差模突波測試，觀察重要元件上的電壓及所需之處的電流，以驗證元件的 SOA 工作。驗證是否所有電壓和電流極端值

都合乎各 X 及 Y 電容器的額定規格。如果不是，請指定額定值更高的元件。

- 驗證所使用橋式整流器的突波暫態電流額定值。
- 驗證 MOSFET 開關 BV 額定值是否大於切換節點上的突波電壓。如果不是，可能需要增加大電容器的尺寸，以防止突波能量將電容器電壓增加至可接受範圍之外。
- 確定測試過程中未超出大電容器的突波電壓額定值。若超出突波電壓額定值，可能需要提高電容。有些電容器能在短時間內承受高於額定值的突波電壓，但請務必遵循電容器製造商的指示。
- 選擇的 AC 線間可熔電阻器要有 I^2t 額定值，能容納最高線間電壓下的電源開啟突波電流，這同時也是連續 AC 線間電流的額定值，不會由於 I^2t 突波而中斷。切勿在抵擋暫態電流所必需的範圍之外使用過大的保險絲，以確保萬一線間 MOV 故障，保險絲可中斷線間電流。

在線電壓突波或安全測試過程中對電源供應器進行測量時，請注意確保測試裝置已進行電氣隔離。如果因為連接測試探棒而形成突波能量的替代路徑，測試結果會不正確。在使用額定適用於高電壓測量的電壓探棒時請務必謹慎，測試中可能有電壓過高的情形。

附錄 A – 應用範例

A 1.44 W 通用電壓輸入降壓式轉換器

圖 9 所示的電路是一個 12 V、120 mA 非隔離電源供應器的典型實作，這類電源供應器用於電器控制，如電鍋、洗碗機或其他白色家電。此電路也適用於適合採用非隔離供電器的其他應用，例如夜燈、LED 驅動器、電表，以及家用暖氣控制器。

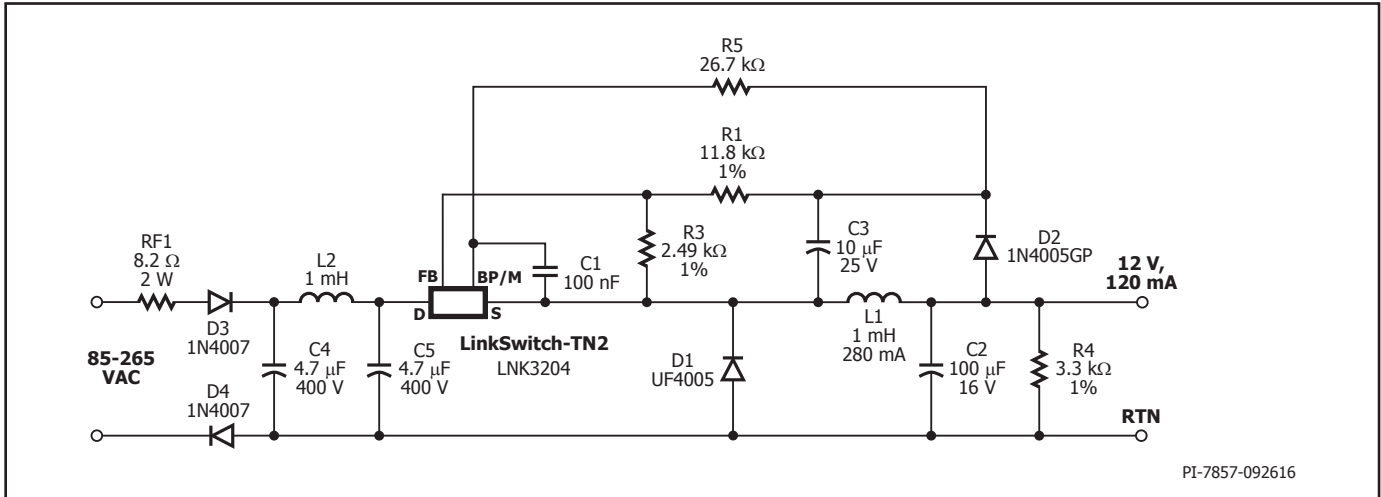


圖 9. 採用 LinkSwitch-TN2 的通用電壓輸入、12 V、120 mA 定電壓電源供應器

附錄 B

計算降壓式和升降壓式架構 (Topology) 的電感器值

無論線間電壓和工作模式為何，都需要有一個最小電感值，才能提供指定的輸出功率。

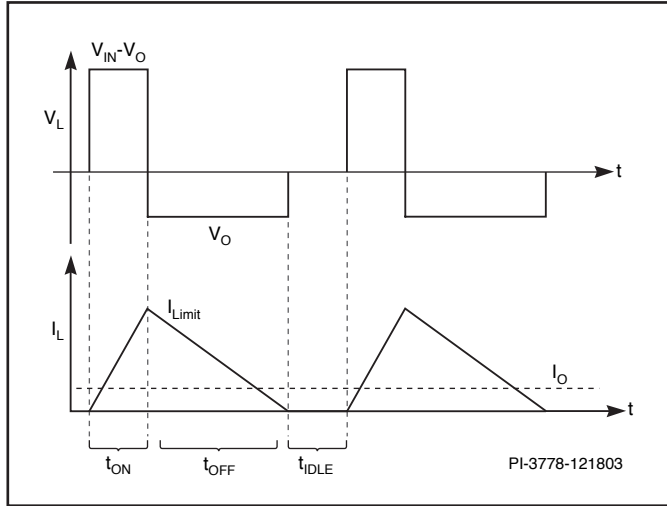


圖 10. 降壓式轉換器在 DCM 模式下的電感器電壓和電感器電流

圖 10 顯示一般情況下不連續導通模式 (DCM) 下的電感器電流。以下運算式同時適用於 CCM 和 DCM 工作。DCM 有三個獨特的間隔，如圖 10 所示。間隔 t_{ON} 代表 LinkSwitch-TN2 IC「開啟」，飛輪二極體「關閉」。電感器中的電流會從初始值零開始上升。峰值電流是裝置的限電流 I_{LIMIT} 。間隔 t_{OFF} 代表 LinkSwitch-TN2 IC「關閉」，飛輪二極體「開啟」。在此間隔期間，電流會降低至零。間隔 t_{IDLE} 代表 LinkSwitch-TN2 IC 和飛輪二極體均「關閉」，且電感器電流為零。

在 CCM 中，不存在此間置狀態，因此 $t_{IDLE} = 0$ 。

可將降壓式轉換器中間隔 t_{ON} 結束時的電流震盪表示為：

$$\Delta I(t_{ON}) = I_{RIPPLE} = \frac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{L_{MIN}} \times t_{ON} \quad (C1)$$

$$I_{RIPPLE} = 2 \times (I_{LIMIT_MIN} - I_O) \quad t_{IDLE} = 0 \text{ (for CCM)} \quad (C2)$$

$$I_{RIPPLE} = 2 \times (I_{LIMIT_MIN}) \quad t_{IDLE} > 0 \text{ (for MDCM)} \quad (C3)$$

其中

I_{RIPPLE} = 電感器漣波電流

I_{LIMIT_MIN} = 最小限電流

V_{MIN} = 最小 DC 匯流排電壓

V_{DS} = 開啟狀態下的汲源極間壓降

V_O = 輸出電壓

L_{MIN} = 最小電感

同樣，可將間隔 t_{OFF} 結束時的電流震盪表示為：

$$\Delta I(t_{OFF}) = I_{RIPPLE} = \frac{V_O + V_{FD}}{L_{MIN}} \times t_{OFF} \quad (C4)$$

每個切換週期開始時流經電感器的初始電流可表示為：

$$I_{INITIAL} = I_{LIMIT_MIN} - I_{RIPPLE} \quad (C5)$$

一個切換週期內流經電感器的平均電流等於輸出電流 I_O 。此電流可表示為：

$$I_O = \frac{1}{T_{SW_MAX}} \left(\frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times t_{ON} + \frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times t_{OFF} + 0 \times t_{IDLE} \right) \quad (C6)$$

其中

I_O = 輸出電流。

T_{SW_MAX} = 與最小切換頻率 F_{SMIN} 對應的切換間隔。

將公式的 (C1) 和 (C4) 代入 t_{ON} 和 t_{OFF} ，求得：

$$I_O = \frac{1}{T_{SW_MAX}} \left(\frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times \frac{I_{RIPPLE} \times L_{MIN}}{V_{MIN} - V_{DS} - V_O} + \frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times \frac{I_{RIPPLE} \times L_{MIN}}{V_O + V_{FD}} + t_{IDLE} \right) \quad (C7)$$

$$L_{MIN} = \frac{2 \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{(I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times F_{SMIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C8)$$

對於 MDCM 設計， $I_{INITIAL} = 0$ ， $I_{RIPPLE} = I_{LIMIT_MIN}$ 。

$$L_{MIN} = \frac{2 \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{I_{LIMIT_MIN}^2 \times F_{SMIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C9)$$

對於 CCM 設計， $t_{IDLE} = 0$ 。

$$I_O = \frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \quad (C10)$$

$$I_{INITIAL} = I_{LIMIT_MIN} \quad (C11)$$

$$L_{MIN} = \frac{(V_O + V_{FD}) \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{2 \times (I_{LIMIT_MIN} - I_O) \times F_{SMIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C12)$$

若輸出電壓大於 20 V，請使用 V_{MAX} 來計算 L_{MIN} (公式 C8)。若輸出電壓小於 20 V，請使用 V_{MIN} 來計算 L_{MIN} ，以補償限電流延遲時間過衝。

但此計算並未說明電感器內的損失 (繞組的電阻和鐵芯損失) 及飛輪二極體的損失，所以會限制輸送最大功率的能力，進而降低最大輸出電流。最小電感必須補償這些損失，才能傳輸指定的滿載功率。可以透過估計電源供應器的總損失來估計這些損失，然後將這些損失的部分分配給電感器和二極體。這可透過損失係數 K_{LOSS} 來完成，此係數可相應地增加電感器的大小。再者，此類應用的典型電感器均屬於線軸鐵芯或狗骨式電感器。指定的電流額定值是指溫度升高 20 °C 或 40 °C，電感降低 10%。必須在最小電感的運算式中納入電感公差係數 K_{L_TOL} ，以說明此製造公差。因此，典型電感值可表示為：

$$L_{TYP} = \frac{(1 + K_{L_TOL}) \times L_{MIN}}{K_{LOSS}} \quad (C13)$$

其中

K_{LOSS} 是損失係數，用於說明電感器的關閉狀態總損失。

K_{L_TOL} 是電感器公差係數，介於 10% 到 20% 之間。典型值為 0.15。利用此典型電感，可以將最大輸出功率表示為：

$$P_{O_MAX} = L_{TYP} \times FS_{MIN} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times \frac{V_O \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})}{2 \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O) \times (V_O + V_{FD})} \times \frac{K_{LOSS}}{(1 + K_{L_TOL})} \quad (C14)$$

同樣，升降壓式架構 (Topology) 的運算式中的 L_{TYP} 和 P_{O_MAX} 是：

$$L_{TYP} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times FS_{MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)} \quad (C15)$$

$$P_{O_MAX} = L_{TYP} \times FS_{MIN} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times \frac{V_O \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)}{2 \times (V_{MIN} - V_{DS}) \times (V_O + V_{FD})} \times \frac{K_{LOSS}}{(1 + K_{L_TOL})} \quad (C16)$$

平均切換頻率

由於 LinkSwitch-TN2 使用開關型控制，因此切換頻率會由於週期跳離而不一致。可以透過在公式 C14 中代入最大功率作為輸出功率來平均計算此切換頻率。簡化之後，即求得：

$$FS_{AVG} = \frac{2 \times (1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{K_{LOSS} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C17)$$

同樣，將升降壓式轉換器的公式 C16 簡化後，即求得：

$$FS_{AVG} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)} \quad (C18)$$

計算 RMS 電流

流經電感器的 RMS 電流值主要用於確保電感器大小適當，不會過熱。此外，需要流經 LinkSwitch-TN2 IC 和飛輪二極體的 RMS 電流來估計電源供應器的損失。假設，在 CCM 工作中，處於穩定狀態的電感器中的初始電流由以下運算式計算得出：

$$I_{INITIAL} = I_{LIM_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t_{OFF} \quad (C19)$$

t_{OFF} 代表 MOSFET 關閉。

在 DCM 工作中，此初始電流將為零。

流經 LinkSwitch-TN2 的電流作為時間函數由以下運算式計算得出：

$$i_{SW}(t) = I_{INITIAL} + \frac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{L_{TYP}} \times t, 0 < t \leq t_{ON} \quad (C20)$$

$$i_{SW}(t) = 0, t_{ON} < t \leq T \quad (C21)$$

t_{ON} 代表 MOSFET 開啟。

流經飛輪二極體的電流作為時間函數由以下運算式計算得出：

$$i_D(t) = 0, 0 < t \leq t_{ON} \quad (C22)$$

$$i_D(t) = I_{LIM_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t, t_{ON} < t \leq t_{OFF} \quad (C23)$$

$$i_D(t) = 0, t_{OFF} < t \leq T \quad (C24)$$

t_{OFF} 代表飛輪二極體開啟。

流經電感器的電流作為時間函數由以下運算式計算得出：

$$i_L(t) = i_{SW}(t) + i_D(t) \quad (C25)$$

根據 RMS 電流的定義，可以將流經切換開關、飛輪二極體和電感器的 RMS 電流表示如下：

$$i_{SW_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{AVG}} \int_0^T i_{SW}(t)^2 \times dt} \quad (C26)$$

$$i_{D_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{AVG}} \int_0^T i_D(t)^2 \times dt} \quad (C27)$$

$$i_{L_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{AVG}} \int_0^T (i_{SW}(t) + i_D(t))^2 \times dt} \quad (C28)$$

由於切換開關和飛輪二極體電流會分別在開啟和關閉間隔期間降至零，因此 RMS 電感器電流可簡化為：

$$i_{L_RMS} = \sqrt{i_{SW}^2 + i_D^2} \quad (C29)$$

表 C1 列出採用降壓式和升降壓式架構 (Topology) 的重要參數的設計公式。

參數	降壓式	升降壓式
L_{TYP}	$L_{TYP} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times FS_{MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})}$	$L_{TYP} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times FS_{MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)}$
FS_{AVG}	$FS_{AVG} = \frac{2 \times (1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})}$	$FS_{AVG} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)}$
$i_{sw}(t)$ LinkSwitch-TN2 電流	$i_{sw}(t) = I_{INITIAL} + \frac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{L_{TYP}} \times t, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_{sw}(t) = 0, t_{ON} < t \leq T$	$i_{sw}(t) = I_{INITIAL} + \frac{V_{MIN} - V_{DS}}{L_{TYP}} \times t, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_{sw}(t) = 0, t_{ON} < t \leq T$
$i_D(t)$ 二極體順向式 電流	$i_D(t) = 0, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_D(t) = I_{LIMIT_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t, t_{ON} < t \leq t_{OFF}$ $i_D(t) = 0, t_{OFF} < t \leq T$	$i_D(t) = 0, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_D(t) = I_{LIMIT_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t, t_{ON} < t \leq t_{OFF}$ $i_D(t) = 0, t_{OFF} < t \leq T$
$i_L(t)$ 電感器電流	$i_L(t) = i_{sw}(t) + i_D(t)$	$i_L(t) = i_{sw}(t) + i_D(t)$
最大汲極電壓	V_{MAX}	$V_{MAX} + V_O$

表 C1. 降壓式和升降壓式架構 (Topology) 的電路特性

附錄 C – 返馳式應用的保護功能

磁滯輸出過壓保護

在返馳式架構 (Topology) 中, LinkSwitch-TN2 IC 提供的輸出過壓保護使用自動重新啟動, 只要進入 BYPASS 接腳的電流大於 $I_{BP(SD)}$ 便會觸發此功能。為了防止意外觸發此功能, 除了內部濾波器外, BYPASS 接腳電容器也提供外部濾波。若要旁路電容器像高頻濾波器一樣有效, 電容器應盡量靠近裝置的源極和 BYPASS 接腳。

將積納二極體從輸出連接到 BYPASS 接腳, 可以在非隔離返馳式轉換器實現 OVP 功能。圖 11 所示的電路範例說明了實作輸出過壓保護的簡單方法。插入一個與 OVP 積納二極體串聯的低值 ($10\ \Omega$ 到 $47\ \Omega$) 電阻器, 可讓 OVP 偵測功能增加更多濾波。與 OVP 積納二極體串聯的電阻器也會限制流入 BYPASS 接腳的最大電流。電流應限制在 $16\ \text{mA}$ 以下。

由於失去回授而導致故障時, 輸出電壓會快速升至標準電壓以上。如果輸出端的電壓超出積納二極體的電壓額定值與 BYPASS 接腳電壓的總和, 將會導致超出 $I_{BP(SD)}$ 的電流流入 BYPASS 接腳, 進而觸發自動重新啟動並保護電源供應器不受過壓影響。

線電壓過壓保護

在返馳式轉換器架構中, 於功率 MOSFET 開啟時間內, LinkSwitch-TN2 可根據電路配置, 監控流入回授接腳的電流, 藉此間接感測 DC 匯流排過壓狀況。圖 12 顯示一種可能的電路實作。在功率 MOSFET 開啟時間內, 二次側繞組上的電壓與一次側繞組上的電壓成正比。因此, 流經電晶體 Q3 的射極和基區的電流與 V_{BUS} 電壓直接成正比。

$$V_{PRI} = V_{BUS} - V_{DS} \quad (D1)$$

V_{DS} 比可忽略的匯流排電壓小的多。

二次側繞組上的電壓與一次側繞組上的電壓成正比。

$$V_{SEC} = \frac{V_{PRI}}{n} \quad (D2)$$

$$-V_{BP} + V_{Q3(EB)} + V_{D3} + V_{VR3} + V_{R3} = V_{SEC} \quad (D3)$$

因此, 積納二極體 VR3 上的電壓取決於 V_{BUS} 。當線間電壓高於其臨界值且積納二極體 VR3 導通時, 電晶體 Q3 也會導通, 且電流將從 BYPASS 接腳電容器流經電晶體 Q3, 流入回授接腳。當饋送電流高於回授接腳即時關機電流 $I_{FB(SD)}$ 達至少 2 個連續切換週期時, 即會觸發線電壓過壓保護, 且 LinkSwitch-TN2 IC 會進入自動重新啟動模式。

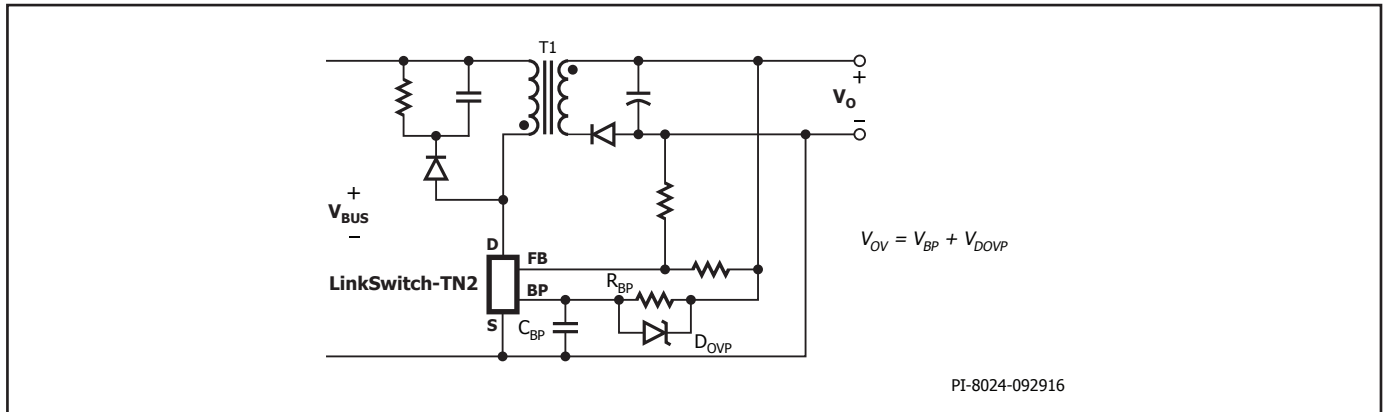


圖 11. 具有輸出過壓保護功能的非隔離返馳式轉換器

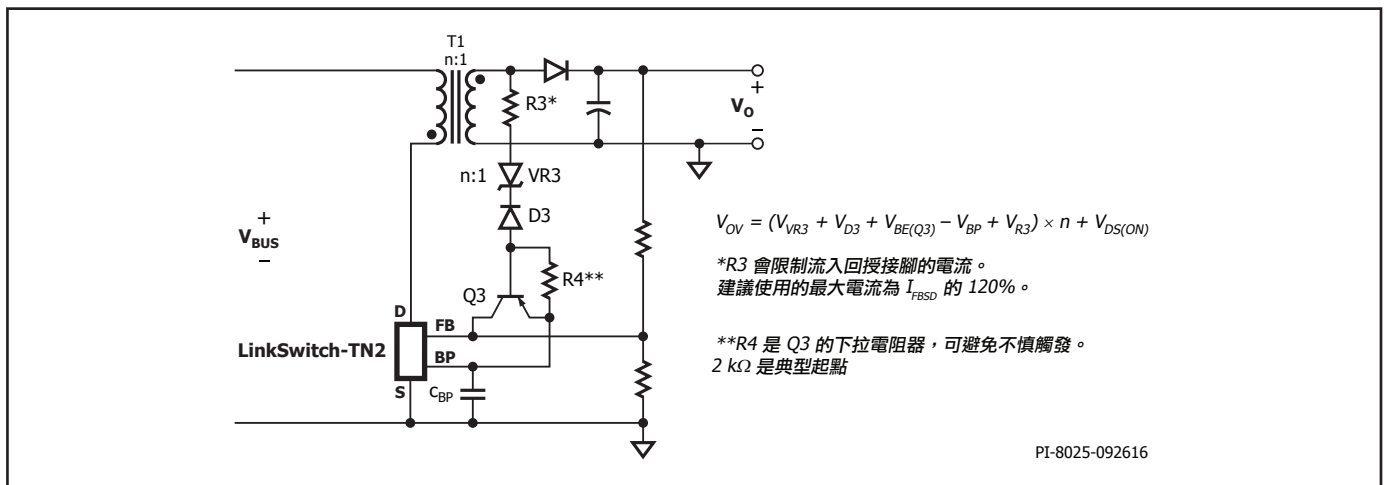


圖 12. 使用回授接腳, 進行線路感測以提供過壓保護

匯流排過壓的臨界值為：

$$V_{OV} = (-V_{BP} + V_{Q3(EB)} + V_{D3} + V_{VR3} + V_{R3}) \times n + V_{DS} \quad (D4)$$

間接線路感測會使典型一次側線電壓過壓偵測電路中產生的功率消耗降至最低。

電阻器 R4 用作弱下拉電阻器，可在正常工作期間避免 Q3 發生意外導通。2 kΩ 電阻器可用於 R4。根據選擇的積納二極體和電晶體，可能需要調整 R4 的值。R3 用於限制流入回授接腳的電流。流經電阻器 R3 的電流，等於流經 R4 的電流與流經 Q3 的射極和基極的電流之和，即：

$$I_{R3} = I_{Q3(EB)} + I_{R4} \quad (D5)$$

從公式 D4：

$$I_{R3} = \frac{V_{R3}}{R3} = \frac{(V_{BUS} - V_{DS})}{N} + V_{BP} - V_{Q3(EB)} - V_{D3} - V_{VR3} \quad (D6)$$

和

$$I_{R4} = \frac{V_{BE(Q3)}}{R4} \quad (D7)$$

從公式 D6 和 D7：

$$I_{Q3(EB)} = \frac{(V_{BUS} - V_{DS})}{N} + V_{BP} - V_{Q3(EB)} - V_{D3} - \frac{V_{BE(Q3)}}{R4} \quad (D7)$$

如果電晶體未飽和，則流入回授接腳的電流是 Q3 的集極電流，計算公式如下：

$$I_{Q3(EC)} = h_{FE} \times I_{Q3(EB)} = h_{FE} \times \left[\frac{(V_{BUS} - V_{DS})}{N} + V_{BP} - V_{Q3(EB)} - V_{D3} - \frac{V_{BE(Q3)}}{R4} \right] \quad (D8)$$

$I_{Q3(EC)}$ 的電流不應超過 $I_{FB(SD)}$ 的 120%，以限制流入回授接腳的電流。

為了產生準確的線電壓 OV 臨界電壓，同時達到良好的效率、調節效能和穩定性，應盡可能降低變壓器漏電感。低漏電感可使二次側繞組振盪降至最低，並提供精準的線電壓 OVP 偵測。通常，在高電壓功率 MOSFET 導通後 280 ns 內，會對流入回授接腳的電流取樣，並與 $I_{FB(SD)}$ 相比較。

在某些設計中，如果二次側繞組的振盪超過 280 ns，則可能需要在整流器二極體上採用 RC 突波吸收器來抑制振盪，以確保精確偵測線間電壓。

以下是使用 33 V 積納二極體 (VR3) BZX74-C33 的範例，臨界值為 308 V。當匯流排電壓高於臨界值時，電源供應器會進入自動重新啟動。第一次判斷出故障時，關閉時間為 150 ms ($t_{AR(OFF)}$ - 第一次關閉時間)。如果故障狀況持續存在，後續的關閉時間長度為 1500 ms ($t_{AR(OFF)}$ 後續期間)。

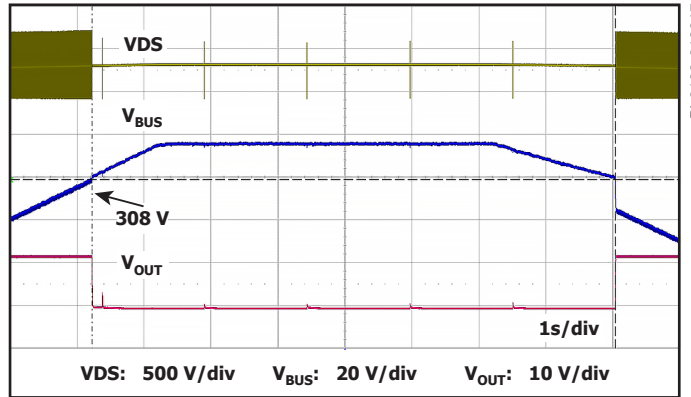


圖 13. 用於過壓保護的間接線路感測

PI-8198-012317

附註

修訂	附註	日期
A	初始版本。	01/17

如需最新更新，請瀏覽我們的網站：www.power.com

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

專利資訊

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

生命支援政策

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

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

PI 標誌、TOPSwitch、TinySwitch、SENZero、SCALE-iDriver、Qspeed、PeakSwitch、LYTSwitch、LinkZero、LinkSwitch、InnoSwitch、HiperTFS、HiperPFS、HiperLCS、DPA-Switch、CAPZero、Clampless、EcoSmart、E-Shield、Filterfuse、FluxLink、StakFET、PI Expert 和 PI FACTS 均為 Power Integrations, Inc. 的商標。其他商標為其個別公司之財產。©2017, Power Integrations, Inc.

Power Integrations 全球銷售支援地點

全球總部

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

中國 (上海)

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

中國 (深圳)

中國深圳南山區科技南八道 2 號路豪
威大廈 17 樓，郵遞區號：518057
電話：+86-755-8672-8689
傳真：+86-755-8672-8690
電子郵件：chinasales@power.com

德國

Lindwurmstrasse 114
80337 Munich
Germany
電話：+49-895-527-39110
傳真：+49-895-527-39200
電子郵件：eurosales@power.com

德國

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

印度

#1, 14th Main Road
Vasanthanagar
Bangalore-560052 India
電話：+91-80-4113-8020
傳真：+91-80-4113-8023
電子郵件：indiasales@power.com

義大利

Via Milanese 20, 3rd.Fl.
20099 Sesto San Giovanni (MI) Italy
電話：+39-024-550-8701
傳真：+39-028-928-6009
電子郵件：eurosales@power.com

日本

Kosei Dai-3 Bldg.
2-12-11, Shin-Yokohama,
Kohoku-ku
Yokohama-shi, Kanagawa
222-0033 Japan
電話：+81-45-471-1021
傳真：+81-45-471-3717
電子郵件：japansales@power.com

韓國

RM 602, 6FL
Korea City Air Terminal B/D, 159-6
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,
Seoul, 135-728, Korea
電話：+82-2-2016-6610
傳真：+82-2-2016-6630
電子郵件：koreasales@power.com

新加坡

51 Newton Road
#19-01/05 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
電話：+65-6358-2160
傳真：+65-6358-2015
電子郵件：
singaporesales@power.com

台灣

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

英國

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