

LNK454/456-458/460 LinkSwitch-PL 系列



具 TRIAC 調光、Single-Stage PFC 和定電流控制的 LED 驅動器 IC，適用於非隔離應用

產品特色

大幅簡化離線 LED 驅動器

- 不閃爍、透過相位控制的 TRIAC 調光
- Single stage 功率因數修正且精準的定電流 (CC) 輸出
- 所需元件極少，具小型非電解大電容，可作為小型替代照明燈設計
- 小型 SO8、eSOP 與 eDIP 封裝
- 完全消除控制迴路補償

進階效能特色

- 已針對非隔離式返馳式設計進行最佳化
- 頻率抖動可大幅縮減 EMI 濾波器尺寸和成本
- 低消耗直接感測 LED 電流

進階保護和安全功能

- 針對異常低輸出功率進行週期跳離調節，以箝制峰值輸出電流的輸送
- 725 V 整合功率 MOSFET 提供小型大電容，並發揮最大功率
- 短路、過載、開放式回授與輸出過壓保護
- 磁滯回復過溫保護
- 在 PCB 板上和封裝上，符合汲極 (DRAIN) 與所有其他接腳之間的高壓沿面距離

EcoSmart™ - 節能

- 高功率因數可將每輸入 VA 獲得的系統流明數最佳化
- 控制演算法可平衡線路和負載上的切換及導通損失，以維持最佳效率

說明

LinkSwitch-PL 系列實現了相當小且低成本的 Single-stage 功率因數修正定電流驅動器，適用於固態照明。針對 LED 電流的直接感測進行最佳化之後，LinkSwitch-PL 可在相當廣泛的輸入電壓範圍中運作，傳輸的輸出功率高達 16 W。LinkSwitch-PL 控制演算法以最少的外部元件提供不閃爍 TRIAC 調光功能。

每部裝置都將一個 725 V 額定功率的 MOSFET、新穎的不連續模式可變頻率變數開啟時間控制器、頻率抖動、逐週期電流限制和磁滯回復過溫關機保護全部整合到單晶片 4 接腳 IC 中，可用於 SO-8C、eSOP-12 和 eDIP-12 封裝。

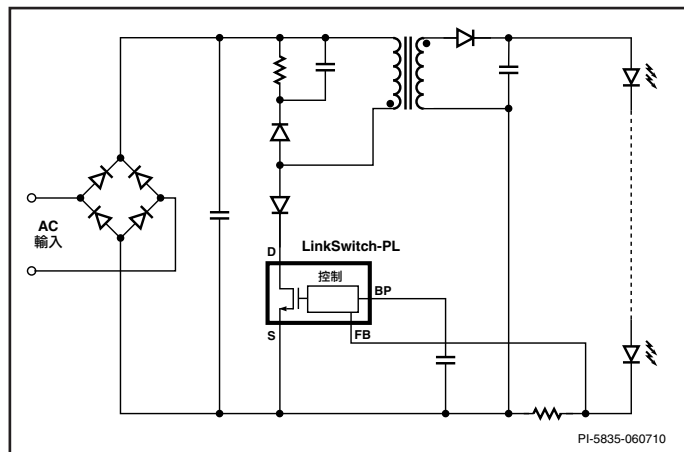


圖 1：基礎應用電路圖。

輸出功率表

產品 ²	85-265 VAC	
	最小輸出功率	最大輸出功率 ¹
LNK454D	1.5 W	3 W
LNK456D	3 W	6 W
LNK457D/K/V	4 W	8 W
LNK458K/V	6 W	11.5 W
LNK460K/V	8 W	16 W

表 1：輸出功率表。

附註：

1. 在散熱足夠的開放式架構設計中，環境溫度為 50 °C 條件下所測出的最大實際連續功率 (如需更多資訊，請參閱「關鍵應用考量」)。
2. 封裝：D: SO-8C、G: eSOP-12、V: eDIP-12。

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

圖 2：以輸出 LED 串聯長度和電流為基礎的裝置選擇。假設每一個 LED 典型壓降為 3.5 V

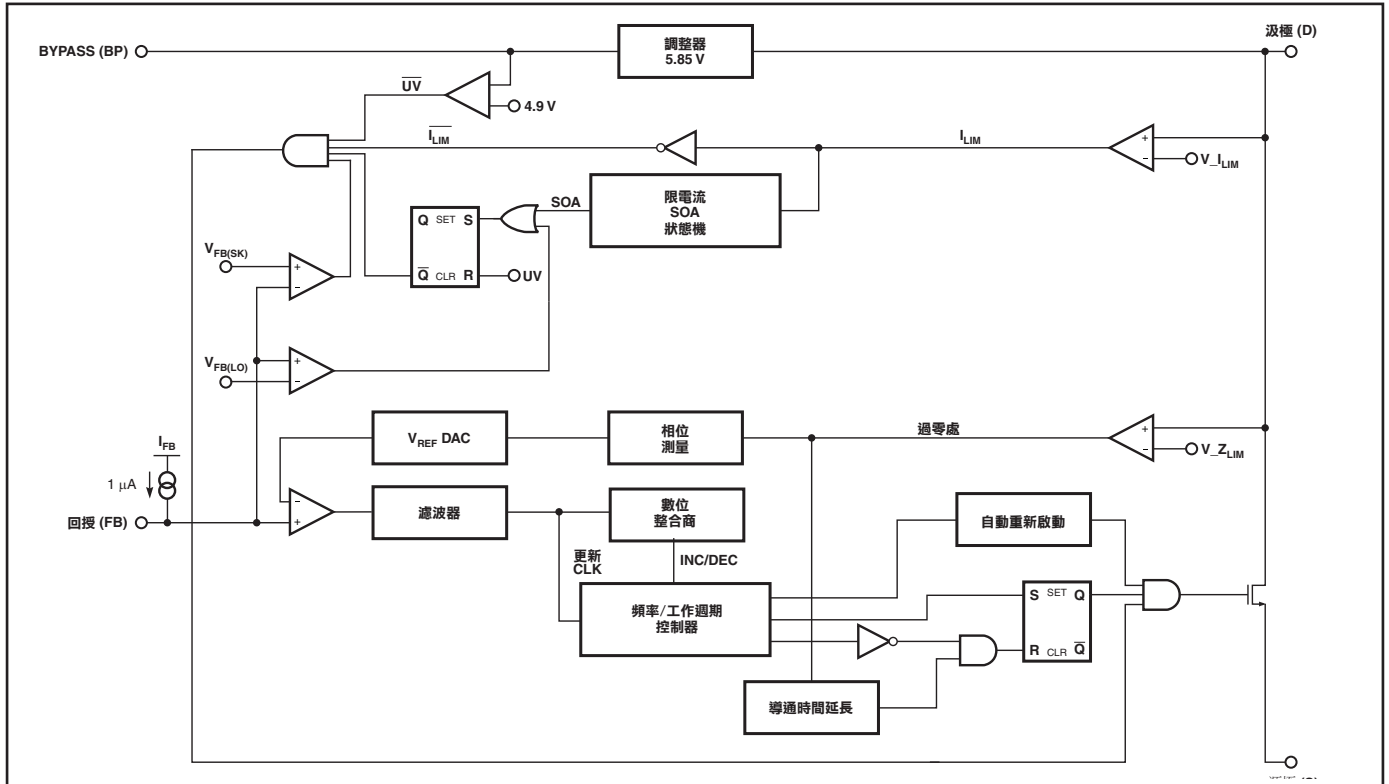


圖 2： 功能區塊圖。

接腳功能說明

汲極 (D) 接腳：

高電壓功率 MOSFET 的汲極連接。透過切換開關高電壓電流源從此接腳提供內部啟動偏壓電流，也會使用此接腳執行汲極電流感測和相關聯的控制器功能。

源極 (S) 接腳：

功率 MOSFET 的源極連接。BP 和回授接腳的接地參考。

BP 接腳：

內部產生 5.85 V 電源供應之外部旁路電容的連接點。

回授 (FB) 接腳：

LED 電流感測接腳。在正常運作期間，290 mV 臨界值會決定流過負載感測電阻的電流平均值。

第二臨界值會對過量輸出電流漣波進行箝位。

第三高的臨界值用於提供輸出短路和過壓情況下的保護 (請參閱圖 5)。

功能說明

LinkSwitch-PL 將高壓功率 MOSFET 切換開關及電源供應器控制器結合在一部裝置中。IC 提供 Single Stage 功率因數修正以及 LED 電流控制。LinkSwitch-PL 控制器由以下元件構成：振盪器、回授 (感測和邏輯) 電路、5.85V 調整器、磁滯過溫保護、頻率抖動、逐週期限電流、迴路補償電路、自動重新啟動、切換開啟期間延長、功率因數和定電流控制。

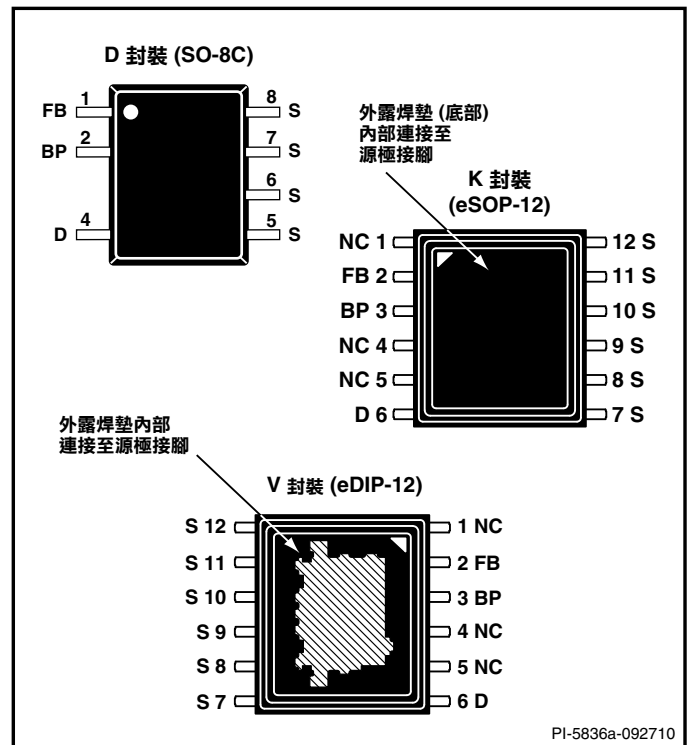


圖 3： 接腳配置 (俯視圖)。

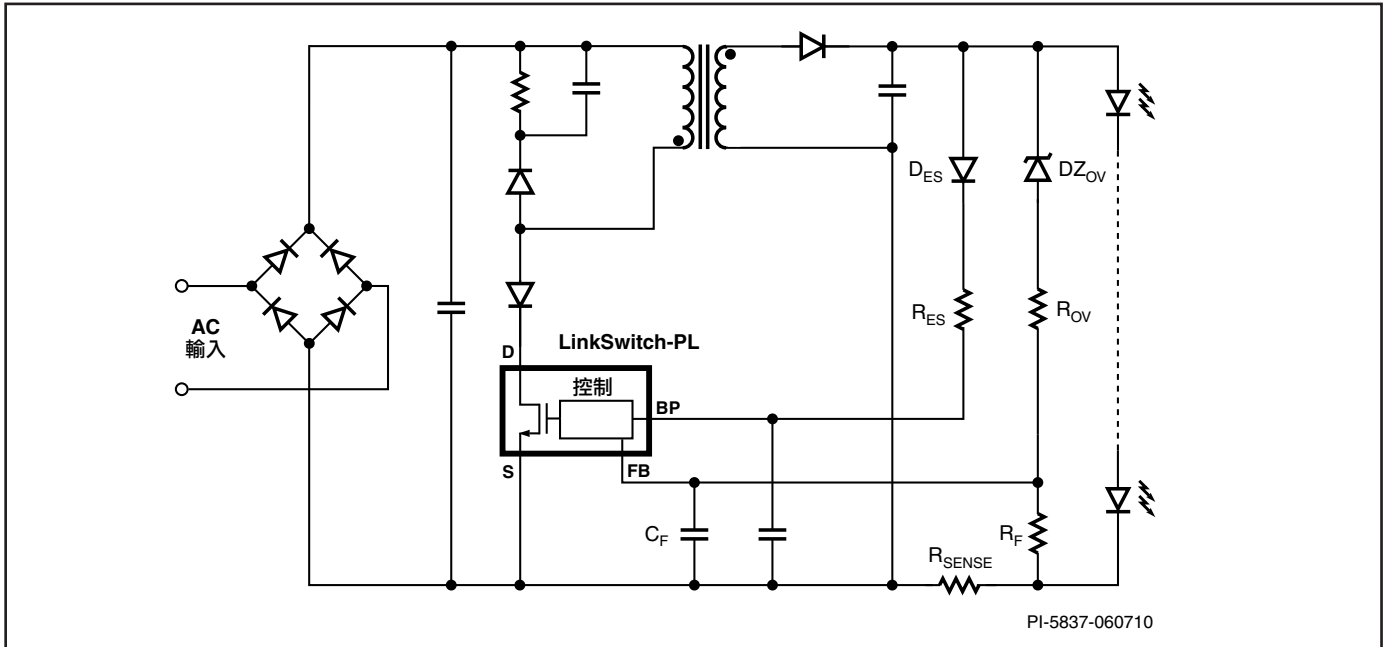


圖 4： 典型應用電路圖。

在 LED 電流直接感測的配置中，平均回授接腳電壓為 LED 電流的複本，由感測電阻 (如圖 4 的 R_{SENSE}) 進行分級。小型的低通濾波器 (如圖 4 的 R_F 和 C_F) 可減低回授接腳中的高頻雜訊。圖 5 說明回授接腳電壓的工作區域。LinkSwitch-PL 會設定其工作點，使得回授接腳電壓在穩態操作狀態下的平均值為 290 mV。將此臨界值設得較低是為了將感應電阻消耗降到最低。只要每輸入一次 AC 半週期，就會更新內部 MOSFET 切換頻率與開啟時間，以調節輸出電流並維持高功率因數。

如果回授接腳峰值電壓超過 520 mV，則會觸發週期跳離模式，並以逐週期基礎來箝位受整合式功率 MOSFET 處理的功率。在輸入電壓半週期時，切換頻率可能會有所改變，以降低輸出 LED 的熱應力。

回授接腳電壓超過 2 V 時，會觸發自動重新啟動保護功能。此功能可提供輸出電壓過壓保護 (透過 DZ_{OV} 和 R_{OV} ，如圖 4)，此保護功能會觸發 IC 進入自動重新啟動模式。

TRIAC (透過相位控制) 調光

LinkSwitch-PL 整合多樣功能，可在使用透過相位控制的 TRIAC 調光器時，改善調光範圍並減少外部電路複雜度。輸出 LED 電流受回授接腳電壓控制，回授接腳電壓的變更與 TRIAC 調光器導通角成正比。導通角縮小時，回授接腳電壓便會下降，導致平均 LED 電流減小。

回授接腳參考電壓調整會在 AC 線間電壓半週期持續時間的大約 25% 處啟動。超出 (ϕOS) 臨界值時， V_{FB} 和輸出 LED 電流會持續降低，直到達到第二個相位角臨界值為止。此時，由於 TRIAC 導通角很小，IC 會依恆定的頻率和工作週期運作在開迴路狀態 (ϕOL 階段)，由於輸入電壓銳減而導致整合式功率 MOSFET 消耗的功率很小，因此產生的光輸出極暗。

在調光控制 LED 電流漣波期間，520 mV 的箝位回授臨界值也會以線性方式降低。

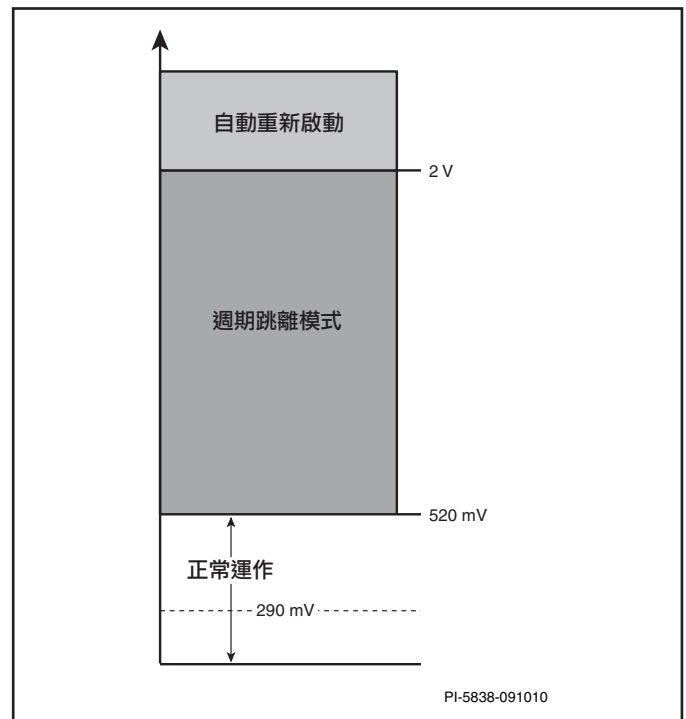


圖 5： 回授接腳操作臨界電壓。

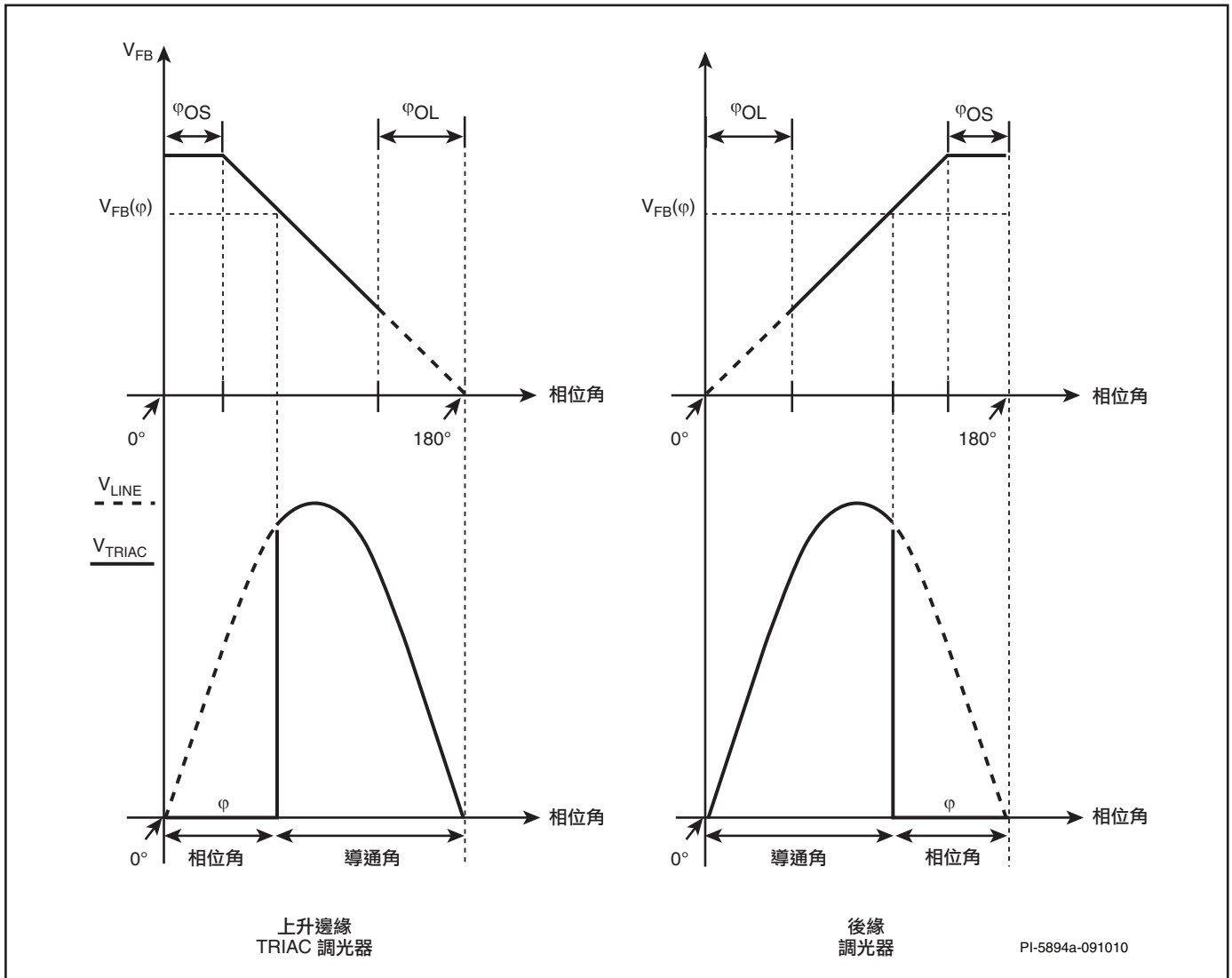


圖 6： 回授電壓與相位角調光特性。

IC 供應器與 BP 接腳

每當功率 MOSFET 關閉時，內部 5.85 V 調整器就會從汲極接腳電壓汲取電流，將連接至 BP 接腳的旁路電容充電至 5.85 V。BP 接腳是內部供應電壓節點。當功率 MOSFET 開啟時，裝置會利用旁路電容內儲存的能量進行運作。由於內部電路的功耗極低，因此 LinkSwitch-PL 可以依靠自 DRAIN 接腳汲取的電流持續運作。旁路電容值為 1 μF ，對於高頻率去耦和能量儲存而言已經足夠。調光應用可能需要更高的旁路電容值。

在相位角調光期間，如果導通角很小，則 AC 輸入電壓只在一小段時間內起作用。在這種情況下，IC 不應依賴整合的高壓電流源，而應使用外部偏壓電路從輸出 (圖 4 中的 D_{ES} 和 R_{ES}) 為 IC 供電。如果輸出電壓低於 7 V，則應使用外部偏壓電路。在變壓器上新增輔助繞組即可實行，變壓器之後會透過二極體 (超快) 和電容進行整流與濾波。應適當選取繞組電壓 (圈數)，使工作輸出電流最低時仍支援最大 IC 功耗。

啟動、切換頻率與導通時間範圍

啟動時，控制器會使用初始的切換頻率 f_{MIN} 和最小導通時間 $t_{ON(MIN)}$ 。對輸出電容的充電以及傳輸到輸出 LED 的能量，使功率 MOSFET 切換頻率逐步增大，在每個 AC 輸入電壓半週期，都會更新導通時間。

線間電壓、LED 上的壓降和轉換器效率決定了穩定狀態切換頻率和導通時間。

在輕負載的情況下，裝置達到最低頻率 f_{MIN} 和最短導通時間 $t_{ON(MIN)}$ 時，控制器會跳離週期來調節裝置。在這種工作模式下，不會對輸入電流進行功率因數修正，不能保證平均輸出電流下降到正常範圍內。回授接腳週期跳離臨界值原本為正常調節等級的兩倍，而現在調降到只比這些狀況下限制輸出功率傳輸所需的等級高一點。在正常負載狀況下，設計得當的供應器不會在這種模式下運作。正確設計的電源供應器會在切換頻率範圍 [f_{MIN} ... f_{MAX}] 內運作，連接至正常負載時，導通時間則下降為 $t_{ON(MIN)}$ 和 $t_{ON(MAX)}$ 之間。

過載保護

如果發生過載情況，系統會提高每個 AC 半週期的工作頻率和導通時間，直到達到最高頻率和最長導通時間為止。達到該狀態時，控制器將進入自動重新啟動保護模式，會禁止使用功率 MOSFET 的閘極大約 1.28 s (如果主電源線間電壓頻率為 50 Hz) 或 1.02 s (如果主電源線間電壓頻率為 60 Hz)。經過此自動重新啟動關閉時間之後，會重新啟用功率 MOSFET 並正常進行啟動，即使用 f_{MIN} 和 $t_{ON(MIN)}$ ，進而逐步增大，直到再次達到調節為止。如果發生持續過載的狀況，則自動重新啟動工作週期 DC_{AR} 大約為 33%。

如果 TRIAC 導通工作週期小於 60%，則相位調光期間會禁止使用過載保護。

輸出過壓保護

如果供應器輸出為無負載狀況，則輸出過壓積納二極體 (圖 4 的 DZ_{OV}) 在達到其臨界值後將導通。回授接腳上將出現超過 $V_{FB(AR)} = 2\text{ V}$ 的電壓 V_{OV} ，IC 會進入自動重新啟動模式。

輸出短路

如果供應器的輸出 (如 LED 負載) 發生短路，則會有大量的能量傳輸至感測電阻，導致回授接腳產生高電壓。在此狀況下，如果回授接腳電壓超過 2 V，IC 會將此事件解讀為輸出短路，並會進入自動重新啟動模式。

安全工作區 (SOA) 保護

如果在上升邊緣遮蔽時間之後，功率 MOSFET 電流超出限電流，導致功率 MOSFET 有 3 個連續週期過早終止，則會觸發 SOA 保護模式，IC 會進入自動重新啟動模式。

磁滯回復過溫保護

過溫保護電路會感測晶片的接面溫度。過溫保護臨界值設為 142 °C (磁滯溫度通常為 75 °C)。如果晶片溫度上升超過此臨界值 (142 °C)，將停用功率 MOSFET，直到晶片溫度下降達 75 °C 時才會重新啟用功率 MOSFET。

LinkSwitch-PL 應用範例

圖 7 顯示的電路可提供 15 V LED 串電壓、350 mA 的單一定電流輸出。您可以使用標準 AC 主電源 TRIAC 調光器，將輸出電流降低至 1% (3 mA)，而不會有 LED 負載不穩定和閃爍的情形。本電路板與低成本前緣觸發及更精密的後緣調光器皆可相容。

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

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

PI 零件選擇

選取比要求的尺寸大一號的裝置，以提高效率並減少裝置的溫度上升。這樣通常可以達到最高的效率。如果進一步增大裝置尺寸，則由於較大的 MOSFET 會產生較大的切換損失，因此通常不會提高效率，甚至會使效率降低。

AC 線間電壓 TRIAC 調光器介面電路

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

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

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

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

主動和被動阻尼器電路

電阻器 R20 會組成被動阻尼器，搭配主動阻尼器可限制 TRIAC 於每半個週期啟動一次時所產生的峰值浪湧電流。電阻器 R20 應採用防火類型，以在單點發生故障 (例如橋式整流器失敗) 時安全地斷電。

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

洩放器電路

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

輸入整流器和 EMI 濾波器

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

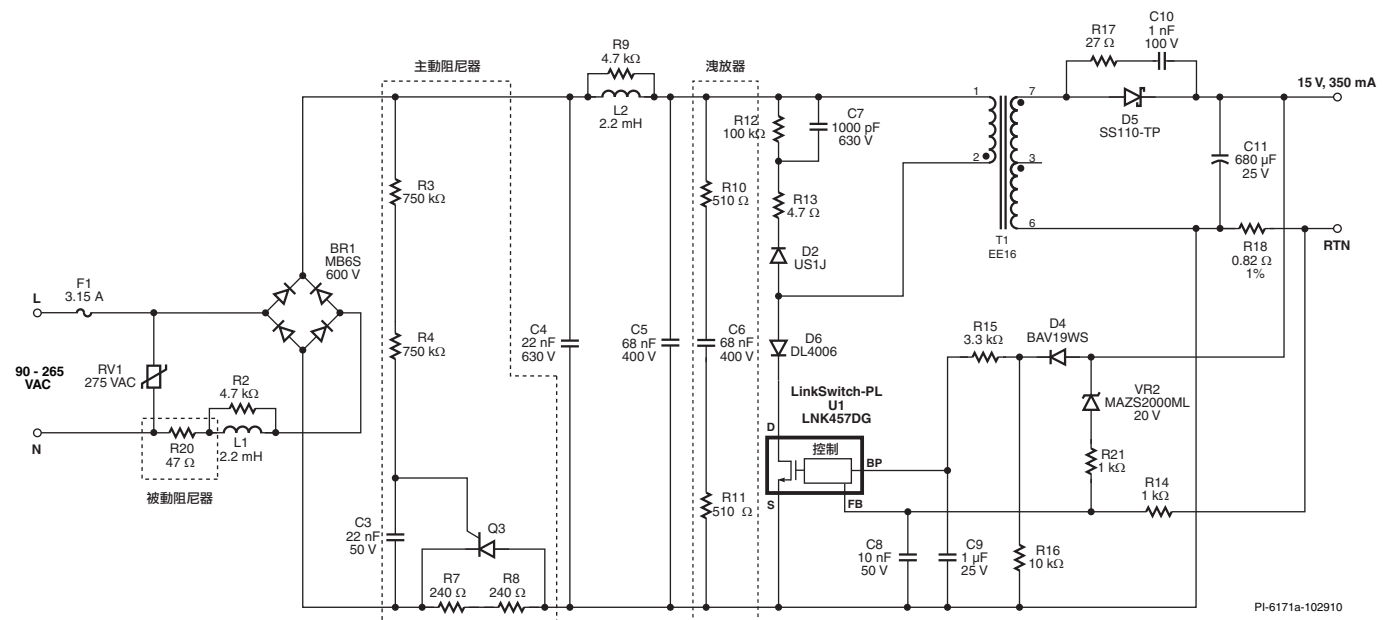


圖 7：適用於 A19 白熾燈替換燈泡之 5 W、15 V LED 驅動器的電路圖。

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

主要元件

LNK457DG 裝置 (U1) 整合了電源切換裝置、振盪器、CC 控制引擎、啟動和保護的功能。整合式 725 V 電源 MOSFET 提供了更大的設計餘裕，即使是在高線間電壓應用中，也可以在線間突波事件期間提高穩健度。本裝置是透過耦合電容 C9，從 BP 接腳開啟電源。啟動時，C9 會由 U1 透過 DRAIN 接腳，從內部電流源進行充電，然後在正常操作期間，透過 R15 和 D4 由輸出進行供電。如果是非調光式設計，則可以省去 D4 和 R15。

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

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

輸出整流

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

輸出回授

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

應用考量

輸入電容器選擇

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

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

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

輸出電容選擇

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

因此，輸出電容值的選取應使輸出電流感測電阻 (圖 7 的 R18) 中出現漣波電壓，並且以 290 mVp-p 的目標值饋送至 $100 \text{ mVp-p} \leq V_{\text{回授}} \leq 400 \text{ mVp-p}$ 範圍內回授接腳。

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

回授接腳訊號

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

搭配上升邊緣 TRIAC 調光器

使用變壓器的考量

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

使用 TRIAC 調光器

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

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

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

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

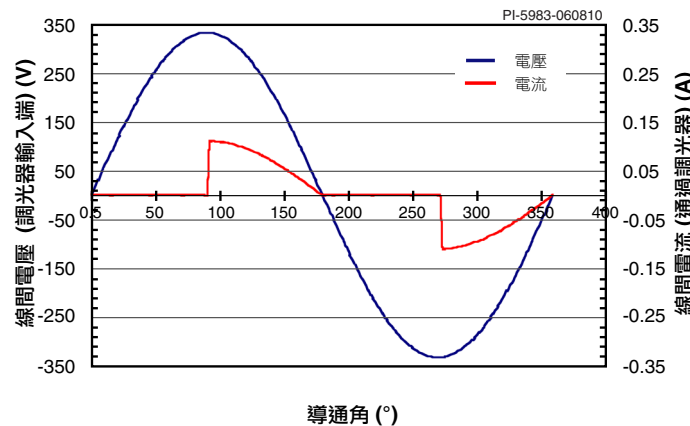


圖 8： 上升邊緣 TRIAC 調光器在 90° 導通角時理想的輸入電壓和電流波形。

圖 8 顯示上升邊緣 TRIAC 調光器輸入端的線間電壓和電流。在此範例中，TRIAC 導通角為 90 度。

圖 9 顯示所需的整流匯流排電壓和電流。

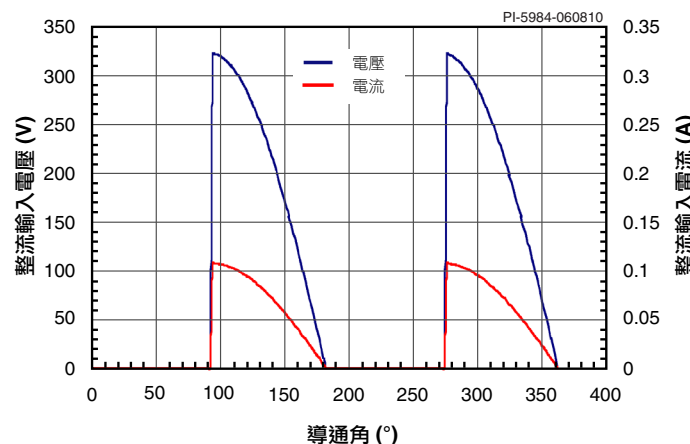


圖 9： 理想的 TRIAC 調光器輸出整流後產生的波形。

圖 10 顯示 TRIAC 過早關閉並重新啟動時，不需要的整流匯流排電壓和電流。在第一個半週期中，這是輸入電流振盪低於 TRIAC 吸持電流 (由初始浪湧電流引起) 所致。第二個半週期也顯示 TRIAC 關閉是電流低於朝向導通角一端的吸持電流所致。這種在交替半週期中的情況差異，經常視為兩個操作象限之間的 TRIAC 吸持電流差異所致。

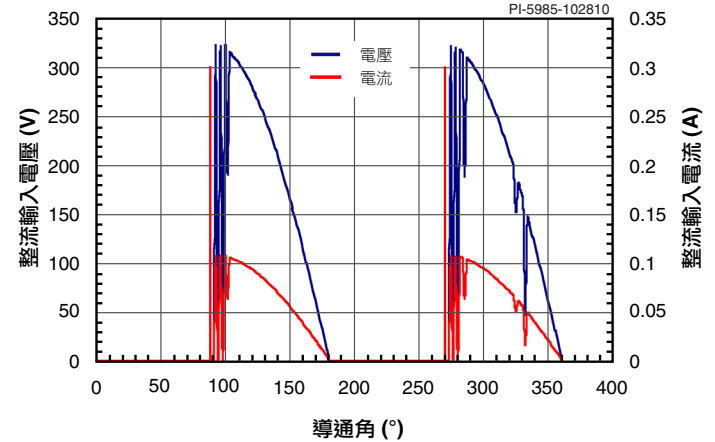


圖 10： 顯示異常啟動的相位角調光器範例。

如果 TRIAC 在半週期結束之前關閉，或快速開啟並關閉，則需要洩放器和阻尼器電路。

一般來說，隨著洩放器和阻尼器電路中消耗的功率增加，調光相容性也會增加。

起初先將洩放器網路安裝在具有 0.1 μ F 初始值、1 k Ω 總電阻及 2 W 功率額定值的整流電源匯流排中 (圖 7 中的 R10、R11 和 C6)。降低電容值可尋找最小的可接受值。降低電容值會降低功率消耗，並因此增加效率。

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

起初先加入被動阻尼器，它是 AC 輸入的簡易電阻 (圖 7 中的 R20)。在 10 Ω 至 100 Ω 範圍內之值的上限範圍常受限於允許消耗/溫度在效率上的上升和降低。低於 10 Ω 的值也會使用，但效率較低，特別是在高 AC 線間輸入設計中。

如果被動阻尼器不足以防止不正確的 TRIAC 操作，則可再加入主動阻尼器。由於當 TRIAC 啟動時流動的浪湧電流相當大，這在高線間電壓應用中是很典型的。低成本的主動阻尼器電路由圖 7 中的 R3、R4、C3、Q3、R7 和 R8 構成。電阻器 R7 和 R8 會限制浪湧電流，並在僅一部分線間週期的電路中時可以有比被動情況下更大的值。在由 R3、R4 和 C3 定義的延遲之後，矽膠控制的整流器 (SCR) Q3 會使 R7 和 R8 短路。該延遲經調整，才提供最短的時間來供給可接受之調光效能，以便將電阻器的消耗降至最低。SCR 為低電流且低成本的裝置，可以透過相當低的閘極電流要求，提供於 TO-92 封裝中。所選取 SCR 的閘極驅動要求搭配最小指定線間電壓，可定義 R7 和 R8 的最大值。

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

電子後緣調光器

圖 11 顯示使用電子後緣調光器時電源供應器輸入端的線間電壓和電流。在此範例中，調光器導通角為 90 度。這種類型的調光器通常使用功率 MOSFET 或 IGBT 來提供切換功能，因此沒有吸持電流的必要性。同時也因為導通會在過零處開始，因此不會有高電流突波和線間電壓振盪的問題。使用這些類型的調光器通常不需要阻尼和洩放器電路。

散熱考量

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

佈局考量

一次側連接

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

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

二次側連接

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

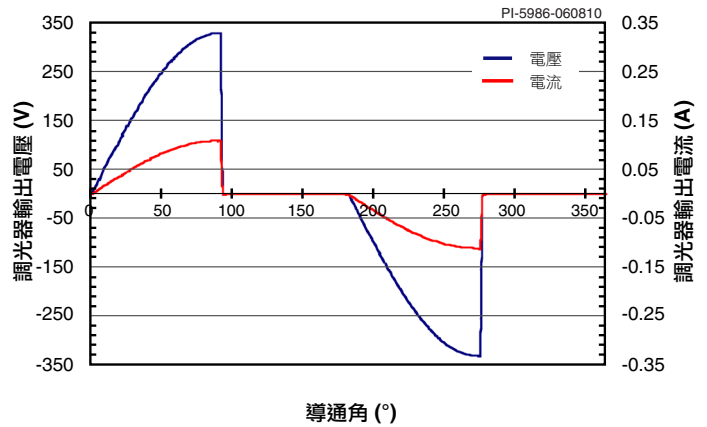


圖 11：後緣調光器在 90° 導通角時理想的調光器輸出電壓和電流波形。

快速設計檢查清單

最大汲極電壓

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

最大汲極電流

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

散熱檢查

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

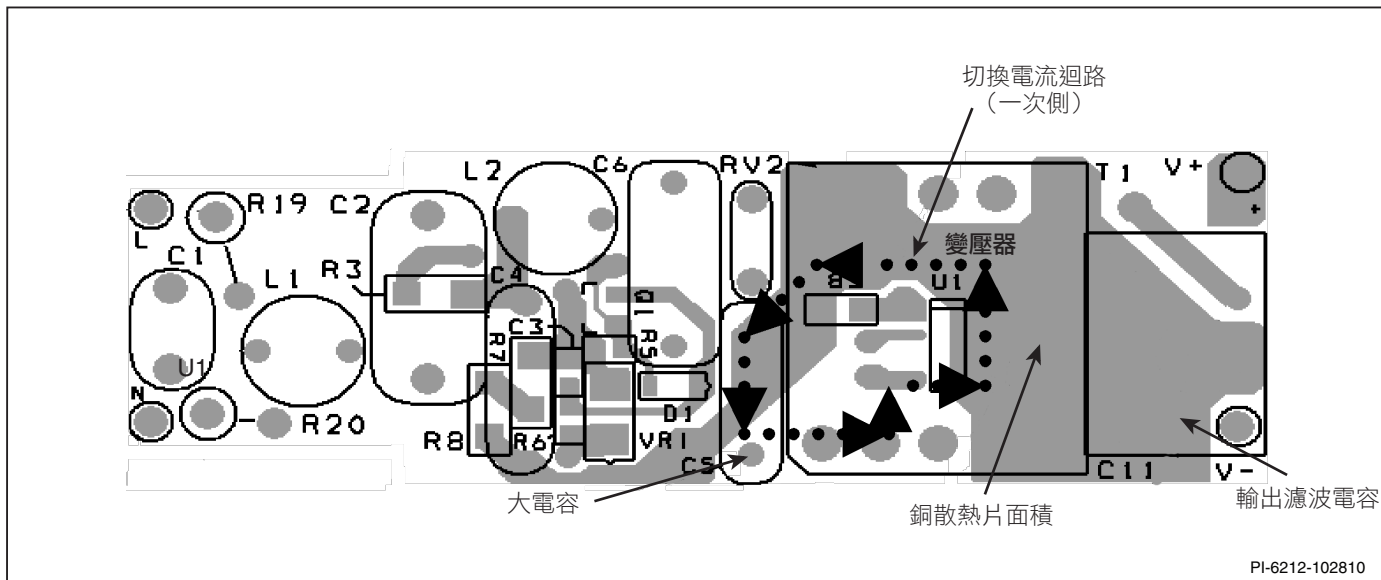


圖 12： RD-251 PCB 俯視圖。

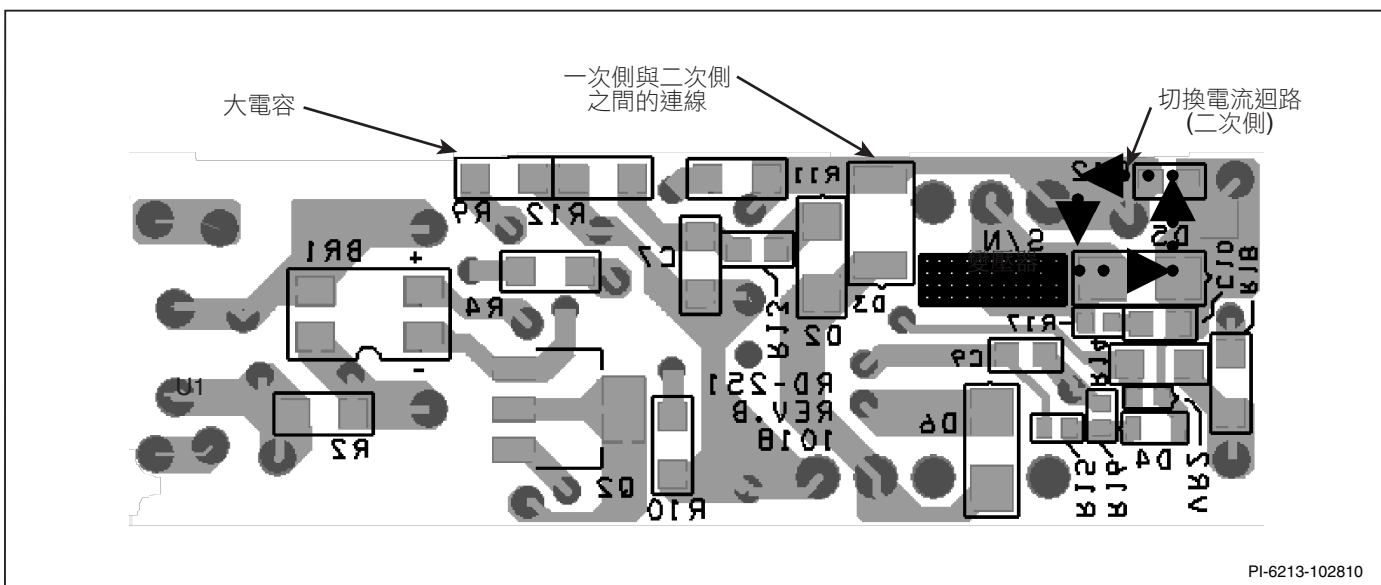


圖 13： RD-251 PCB 仰視圖。

絕對最大額定值^(1,4)

DRAIN 接腳峰值電流 ⁽⁵⁾ : LNK454	400 mA (750 mA)
LNK456	850 mA (1,450 mA)
LNK457	1,350 mA (2,000 mA)
LNK458	1750 mA (2650 mA)
LNK460	2700 mA (5100 mA)
DRAIN 接腳電壓	-0.3 V 至 725 V
回授接腳電壓	-0.3 至 9 V
BP 接腳電壓	-0.3 至 9 V
焊接溫度 ⁽³⁾	260 °C
儲存溫度	-65 至 150 °C
運作接面溫度 ⁽²⁾	-40 至 150 °C

附註：

1. 所有電壓均參考源極， $T_A = 25\text{ °C}$ 。
2. 通常由內部電路限制。
3. 1/16 英吋。焊接時間為 5 秒。
4. 在不導致產品永久損壞情況下，可以一次套用一個所指定的絕對最大額定值。在絕對最大額定值情況下運行很長時間可能影響產品可靠性。
5. 當汲極電壓同時低於 400 V 時，允許使用較高峰值汲極電流 (括號內)。

熱阻

熱阻：D (SO-8C) 封裝：

(θ_{JA})	100 °C/W ⁽¹⁾ , 80 °C/W ⁽²⁾
(θ_{JC})	30 °C/W ⁽³⁾
K (eSOP) 封裝：	
(θ_{JA})	69 °C/W ⁽¹⁾ , 49 °C/W ⁽²⁾
(θ_{JC})	2 °C/W ⁽⁴⁾
V (eDIP) 封裝：	
(θ_{JA})	76 °C/W ⁽¹⁾ , 64 °C/W ⁽²⁾
(θ_{JC})	2 °C/W ⁽⁴⁾

附註：

1. 焊接至 0.36 sq. in. (232 mm²) ~ 2 oz. (610g/m²) 銅箔、無貼附外部散熱片。
2. 焊接至 1 sq. in. (645 mm²) ~ 2 oz. (610g/m²) 銅箔、無貼附外部散熱片。
3. 在接近塑膠介面的源極接腳上測量。
4. 於外露焊墊的表面測量。

參數	符號	條件		最小值	典型值	最大值	單位
		SOURCE = 0 V ; $T_J = -40$ 至 $+125\text{ °C}$ (除非另有指定)					
控制功能							
最大輸出頻率	f_{MAX}	$T_J = 25\text{ °C}$	平均值	110	122	134	kHz
			峰值間頻率抖動		6		%
最小輸出頻率	f_{MIN}	$T_J = 25\text{ °C}$	平均值	25.8	28.7	31.6	kHz
			峰值間頻率抖動		6		%
最大切換開啟時間	$t_{ON(MAX)}$	$T_J = 25\text{ °C}$			5.74		μs
最小切換開啟時間	$t_{ON(MIN)}$	$T_J = 25\text{ °C}$			1.2		μs
最大工作週期	DC_{MAX}				70		%
回授接腳電壓	V_{FB}	$T_J = 25\text{ °C}$ 非調光 (全功率) 操作		280	290	300	mV
回授接腳電壓觸發週期 跳離模式	$V_{FB(SK)}$	非調光 (全功率) 操作			520		mV
自動重新啟動功能的 回授接腳電壓	$V_{FB(AR)}$				2		V
回授上拉電流	I_{FB}			-1.3	-1.0	-0.7	μA

參數	符號	條件 SOURCE = 0 V ; $T_J = -40$ 至 $+125$ °C (除非另有指定)	最小值	典型值	最大值	單位	
控制功能 (續)							
汲極供應電流	I_{S1}	$V_{FB} > V_{FB(SK)}$ (MOSFET 未切換)		450		μA	
	I_{S2}	$V_{FB} = 0$ V (MOSFET 於 f_{MAX} 切換)	LNK454		530		μA
			LNK456		585		
			LNK457		650		
			LNK458		730		
	LNK460		1050				
BP 接腳充電電流	I_{CH1}	$V_{BP} = 0$ V , $T_J = 25$ °C	LNK454	-5.9	-4.2	-2.5	mA
			LNK456/457/458	-8.3	-5.9	-3.5	
			LNK460	-11.9	-8.5	-5.1	
	I_{CH2}	$V_{BP} = 4$ V , $T_J = 25$ °C	LNK454	-3.4	-2.4	-1.4	mA
			LNK456/457/458	-5.2	-3.7	-2.2	
	LNK460	-8.0	-5.7	-3.4			
BP 接腳電壓	V_{BP}		5.60	5.85	6.15	V	
BP 接腳分流電壓	V_{SHUNT}	$I_{BP} = 2$ mA	5.9	6.2	6.6	V	
電路保護							
限電流	I_{LIMIT}	$di/dt = 160$ mA/ μs $T_J = 25$ °C	LNK454	255	290	325	mA
		$di/dt = 325$ mA/ μs $T_J = 25$ °C	LNK456	510	580	650	
		$di/dt = 490$ mA/ μs $T_J = 25$ °C	LNK457	800	910	1020	
		$di/dt = 650$ mA/ μs $T_J = 25$ °C	LNK458	1012	1150	1288	
		$di/dt = 980$ mA/ μs $T_J = 25$ °C	LNK460	1637	1860	2083	
上升邊緣遮蔽 (Leading Edge Blanking) 時間	t_{LEB}	$T_J = 25$ °C	160	200		ns	
限電流延遲時間	t_{ILD}	°C		150		ns	
過熱關機溫度	T_{SD}		135	142	150	°C	
過熱關機磁滯溫度	$T_{SD(H)}$			75		°C	
BP 接腳開機重設臨界值 電壓	$V_{BP(RESET)}$			4.9		V	

參數	符號	條件		最小值	典型值	最大值	單位			
		SOURCE = 0 V ; T _J = -40 至 +125 °C (除非另有指定)								
輸出										
開啟狀態電阻	R _{DS(ON)}	LNK454 I _D = 26 mA	T _J = 25 °C		23.1	26.6	Ω			
			T _J = 100 °C		34.4	39.8				
		LNK456 I _D = 53 mA	T _J = 25 °C		11.7	13.5				
			T _J = 100 °C		17.5	20.2				
		LNK457 I _D = 85 mA	T _J = 25 °C		6.9	7.9				
			T _J = 100 °C		10.4	11.9				
		LNK458 I _D = 110 mA	T _J = 25 °C		4.4	5.1				
			T _J = 100 °C		6.7	7.6				
		LNK460 I _D = 170 mA	T _J = 25 °C		2.2	2.6				
			T _J = 100 °C		3.3	3.9				
		關閉狀態漏電流	I _{DSS1}	V _{BP} = 6.2 V , V _{FB} > V _{FB(SK)} , V _{DS} = 580 V , T _J = 125 °C					50	μA
		崩潰電壓	BV _{DSS}	V _{BP} = 6.2 V , V _{FB} > V _{FB(SK)} , T _J = 25 °C		725				V
汲極供應電壓				50			V			
自動重新啟動關閉時間	t _{AR(OFF)}	f _{MAIN} = 50 Hz			1.28		s			
		f _{MAIN} = 60 Hz			1.02					
自動重新啟動工作週期	DC _{AR}				33		%			

典型效能特性

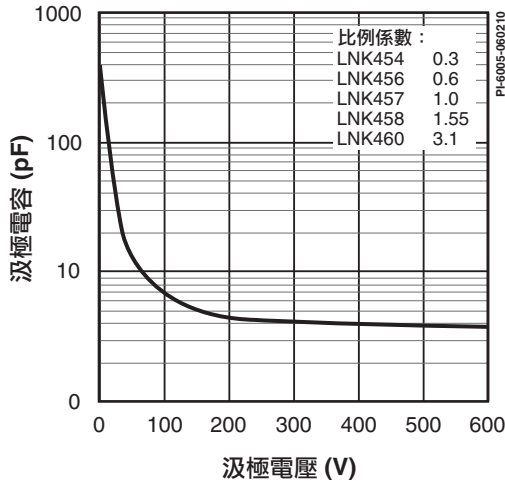


圖 7: 汲極電容與汲極電壓關係圖。

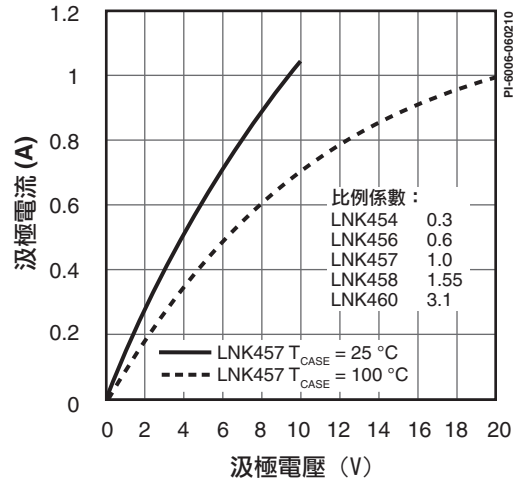


圖 8: 汲極電流與汲極電壓關係圖。

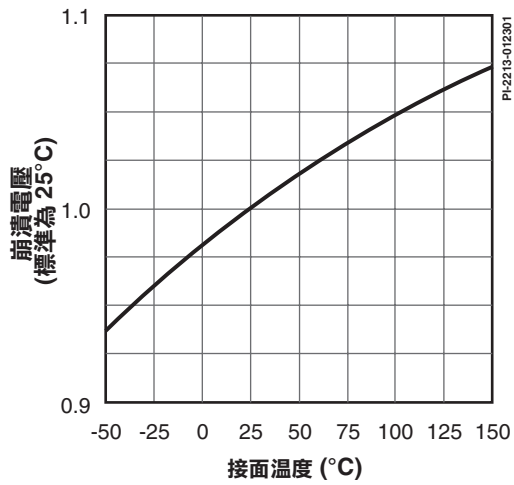


圖 9: 崩潰電壓與溫度關係圖。

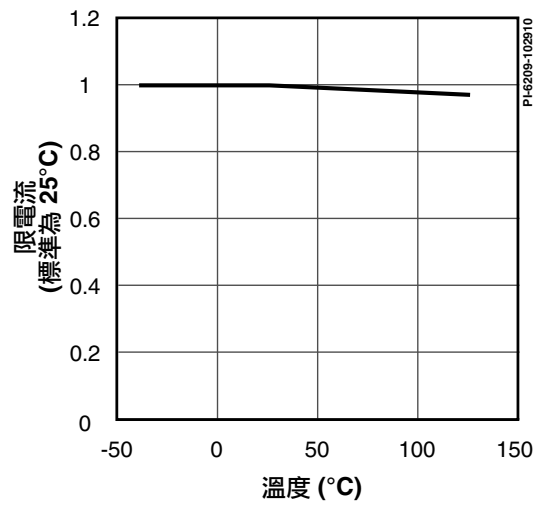
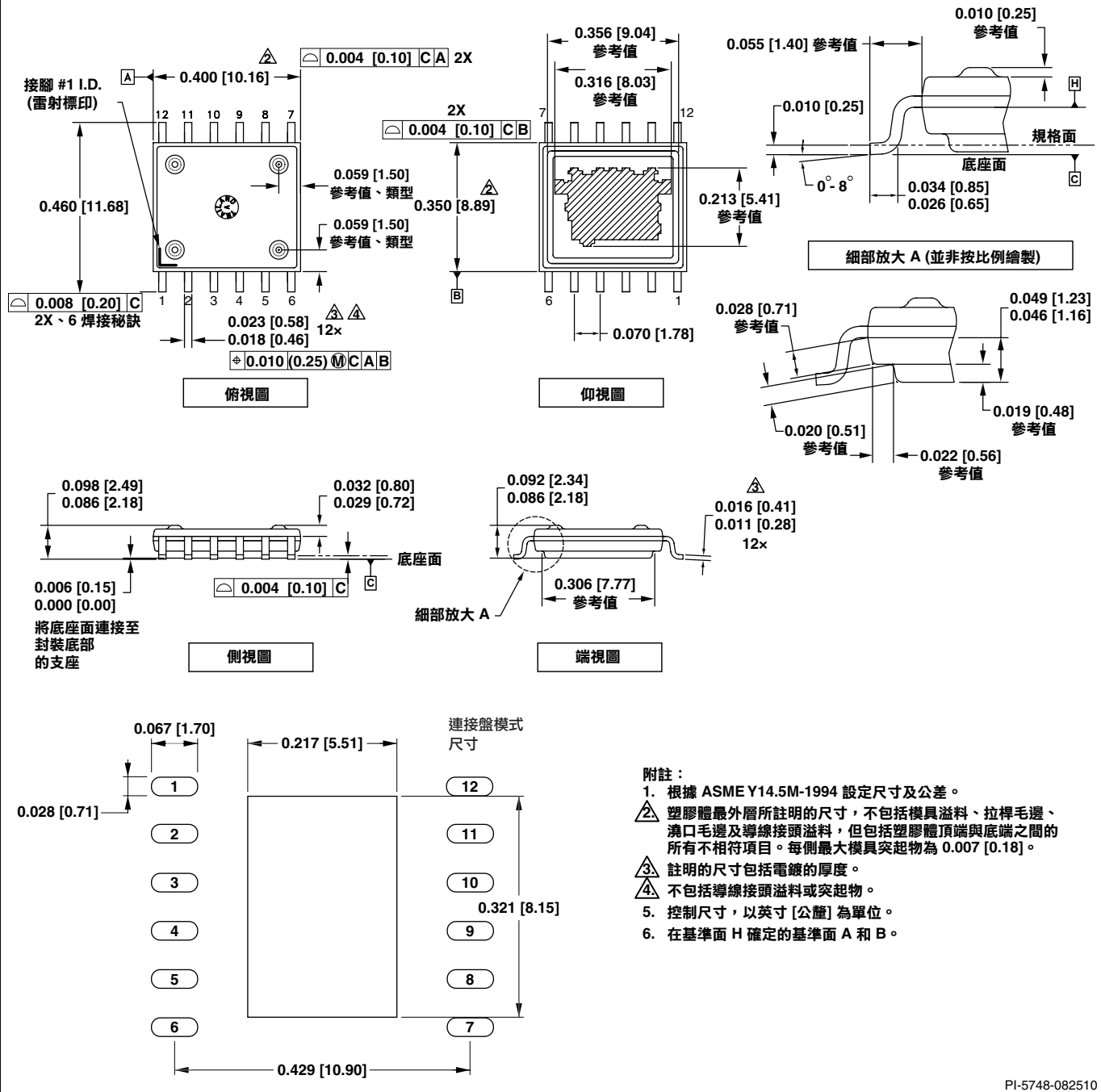


圖 10: 標準限電流與溫度關係圖。

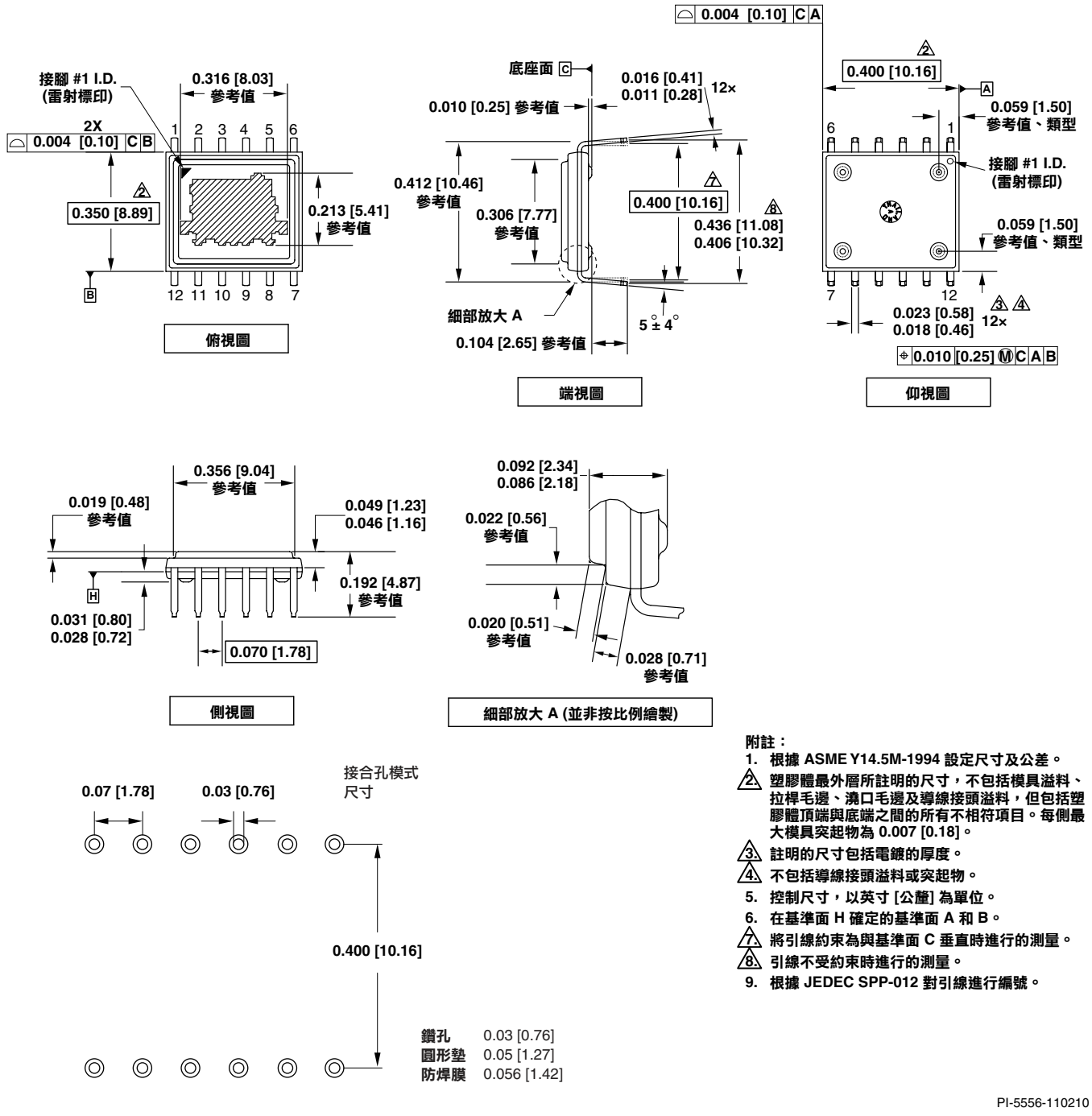
eSOP-12 (K 封裝)



附註：
 1. 根據 ASME Y14.5M-1994 設定尺寸及公差。
 2. 塑膠體最外層所註明的尺寸，不包括模具溢料、拉桿毛邊、澆口毛邊及導線接頭溢料，但包括塑膠體頂端與底端之間的所有不相符項目。每側最大模具突起物為 0.007 [0.18]。
 3. 註明的尺寸包括電鍍的厚度。
 4. 不包括導線接頭溢料或突起物。
 5. 控制尺寸，以英寸 [公釐] 為單位。
 6. 在基準面 H 確定的基準面 A 和 B。

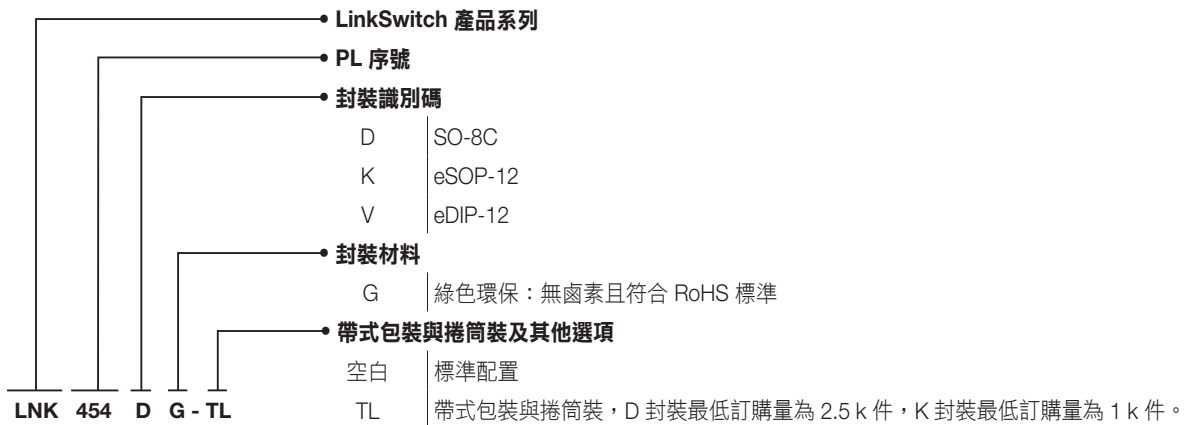
PI-5748-082510

eDIP-12 (V 封裝)



PI-5556-110210

零件分類資訊



修訂	附註	日期
A	初始版本	11/01/10

如需最新更新，請造訪我們的網站：www.powerint.com

Power Integrations 保留隨時變更其產品以提高可靠性或可製造性的權利。Power Integrations 不承擔因使用此處所述的任何裝置或電路而產生的任何責任。POWER INTEGRATIONS 在本文中不提供任何保證，並明確否認所有保證，包括但不限於對適售性、特定目的之適用性以及不侵犯第三方權利的默示保證。

專利資訊

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

生命支援政策

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

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

PI 標章、TOPSwitch、TinySwitch、LinkSwitch、DPA-Switch、PeakSwitch、CAPZero、SENZero、EcoSmart、Clamless、E-Shield、Filterfuse、StakFET、PI Expert 和 PI FACTS 均為 Power Integrations, Inc. 的商標。其他商標為其個別公司之財產。

© 2010, 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.
主要聯絡電話：+1-408-414-9200
客戶服務：
電話：+1-408-414-9665
傳真：+1-408-414-9765
電子郵件：
usasales@powerint.com

中國 (上海)

Room 1601/1610, Tower 1
Kerry Everbright City
No. 218 Tianmu Road West
Shanghai, P.R.C. 200070
電話：+86-21-6354-6323
傳真：+86-21-6354-6325
電子郵件：
chinasales@powerint.com

中國 (深圳)

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

德國

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

印度

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

義大利

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

日本

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

韓國

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

新加坡

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

台灣

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

歐洲總部

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

申請熱線

全球 +1-408-414-9660

申請傳真

全球 +1-408-414-9760