

LNK403-409EG

LinkSwitch-™-PH 系列



具 TRIAC 調光、Single-Stage PFC 和一次側定電流控制的 LED 驅動器 IC

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 功率因數修正的精準定電流 (CC) 輸出
- 免除光耦合器與所有二次側電流控制電路
- 免除所有控制迴路補償電路
- 簡單的一次側 PWM 調光介面
- 全輸入電壓範圍
- 實現無電解式設計

精準且一致的效能

- 可補償變壓器電感公差
- 可補償線間輸入電壓變化
- 頻率抖動功能可大幅縮減 EMI 濾波器尺寸和成本

進階保護和安全功能

- 可提供短路保護的自動重新啟動功能
- 開路故障偵測模式
- 具磁滯回復的自動過溫重新啟動
- 在 PCB 板上和封裝上，滿足汲極 (DRAIN) 與所有其他單一接腳之間的高壓沿面距離要求

EcoSmart™ - 節能

- 低待機功率遠端開/關功能 (在 230 VAC 下，小於 50 mW)
- 不需電流感測電阻器 - 發揮最大的效率
- 高效率運作，可達 85% 以上

綠色環保封裝

- 無鹵素，符合 ROHS 標準的封裝

應用

- 離線 LED 驅動器

說明

LinkSwitch-PH 大幅簡化了實作需要 PF > 0.9、具 TRIAC 調光功能及高效率的 LED 驅動器。由於採用了 Single-stage PF 和定電流控制器，因此不再需要使用功率因數修正所需的被動電路和電解大電容。LinkSwitch-PH 裝置所使用的先進一次側控制技術，可提供精準的定電流控制，而且不再需要使用光耦合器及二次側電流控制電路。

LinkSwitch-PH 將 725 V 的功率 MOSFET、連續模式 PWM 控制器、用於自偏壓的高電壓切換電流源、頻率抖動、逐週期限電流與磁滯過溫保護電路全部整合到單晶片 IC 中。

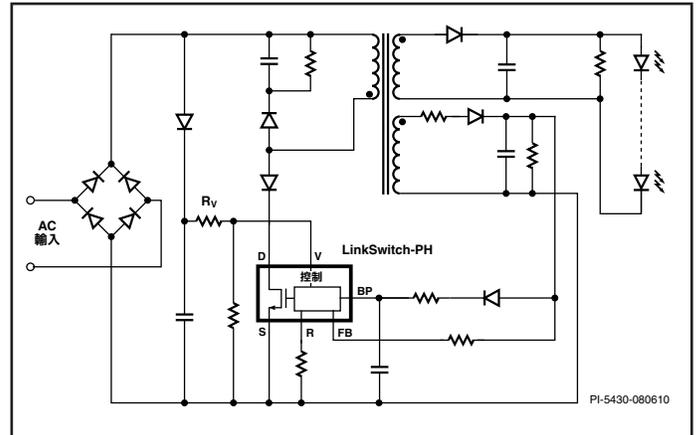


圖 1：典型應用電路圖。

輸出功率表^{1,2}

產品	$R_V = 2 \text{ M}\Omega$		$R_V = 4 \text{ M}\Omega$	
	85-132 VAC		85-308 VAC	
	最小輸出功率 ³	最大輸出功率 ⁴	最小輸出功率 ³	最大輸出功率 ⁴
LNK403EG	2.5 W	4.5 W	6.5 W	12 W
LNK404EG	2.5 W	5.5 W	6.5 W	15 W
LNK405EG	3.8 W	7.0 W	8.5 W	18 W
LNK406EG	4.5 W	8.0 W	10 W	22 W
LNK407EG	5.5 W	10 W	12 W	25 W
LNK408EG	6.8 W	13.5 W	16 W	35 W
LNK409EG	8.0 W	20 W	18 W	50 W

表 1：輸出功率表。

附註：

1. 在散熱足夠的開放式架構中，裝置本機環境溫度為 70 °C 條件下所測出的連續功率。
2. 根據效率 > 80% 的典型 LED 串電壓計算出的功率等級。
3. $C_{BP} = 10 \mu\text{F}$ 時的最小輸出功率。
4. $C_{BP} = 100 \mu\text{F}$ 時的最大輸出功率。LNK403EG $C_{BP} = 10 \mu\text{F}$ 。

嘉利源科技 網址：www.jlytek.com/ 全先生 電話：15602907416 QQ:997974311

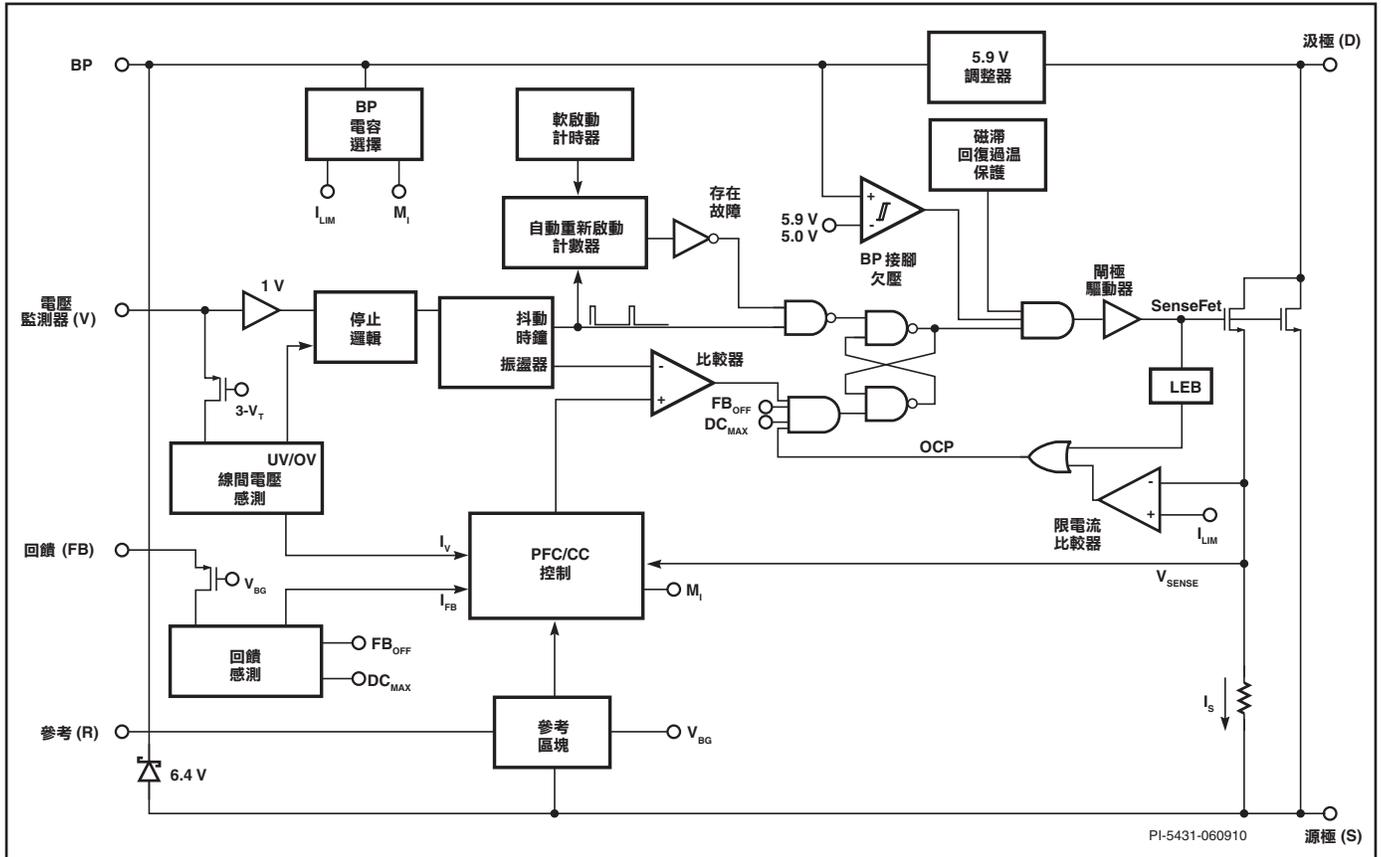


圖 2：功能區塊圖。

接腳功能說明

汲極 (D) 接腳：

此接腳是功率 MOSFET 的汲極接腳。它也會提供內部工作電流，用於啟動和穩態操作。

源極 (S) 接腳：

此接腳是功率 MOSFET 的源極接腳。它也是 BP、回饋、參考和電壓監測器接腳的接地參考。

BP 接腳：

這是內部所產生 5.9 V 電源之外部旁路電容的連接點。透過選擇 BP 接腳電容值，還可以藉由此接腳選擇輸出功率。

回饋 (FB) 接腳：

回饋接腳用於輸出電壓回饋。流入回饋接腳的電流與輸出電壓成正比。回饋接腳也包括可針對開路負載和過載輸出情況提供保護的電路。

參考 (R) 接腳：

此接腳連接至外部精準電阻，用於在調光與非 TRIAC 調光操作模式之間進行選擇。

電壓監測器 (V) 接腳：

此接腳會連接外部輸入線間電壓峰值偵測器 (由整流器、濾波電容和電阻構成)。提供的電流用於控制線間欠壓 (UV)、過壓 (OV) 的停止邏輯，提供前饋電壓來控制輸出電流和遙控開關功能。

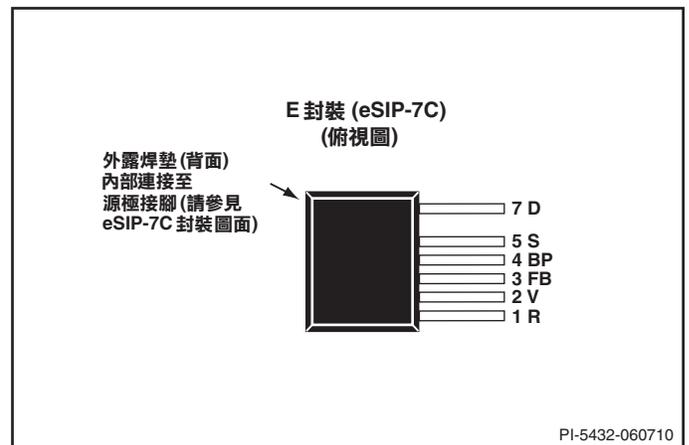


圖 3：接腳配置。

功能說明

LinkSwitch-PH 裝置在單晶片上將控制器和高電壓功率 MOSFET 整合到單一封裝。控制器會在 Single stage 中實作高功率因數和定電流輸出。LinkSwitch-PH 控制器由以下元件構成：振盪器、回饋 (感測和邏輯) 電路、5.9 V 調整器、磁滯過溫保護、頻率抖動、逐週期限電流、自動重新啟動、電感修正、功率因數和定電流控制。

回饋接腳電流控制特性

下圖展示了回饋接腳電流的工作範圍。高於 $I_{FB(SKIP)}$ 時會停用切換，低於 $I_{FB(AR)}$ 時裝置會進入自動重新啟動模式。

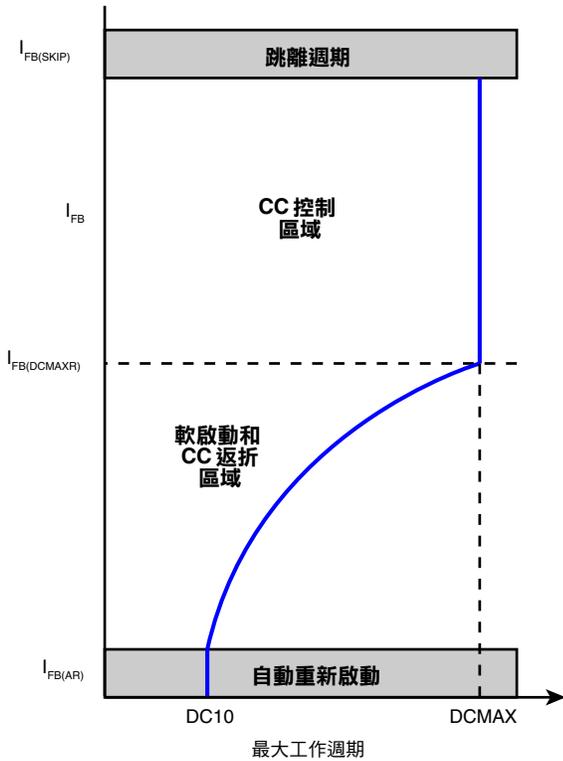


圖 4：回饋接腳電流特性。

回饋接腳電流也用於箝制最大工作週期，以限制過載和開迴路情況下的可用輸出功率。此工作週期縮短特性也可改進單向輸出電流啟動特性，進而防止過衝。

參考 (R) 接腳

參考接腳透過外部電阻接地 (源極)。為外部電阻選擇的值將設定內部參考，從而確定操作模式 (調光還是非調光) 以及電壓監測器接腳的欠壓和過壓臨界值。對於非調光或 PWM 調光應用，外部電阻應為 $24.9 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ ；對於相位角 AC 調光，則應為 $49.9 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ 。建議使用 1% 電阻，因為電阻公差會直接影響輸出公差。

BP 接腳電容功率增益選擇

LinkSwitch-PH 裝置具有將內部增益調整為全輸出功率設定或較小輸出功率設定的功能。如此可以基於散熱和效率的原因，選擇較大的裝置以使功耗降至最低。BP 接腳電容值將確定功率增益。如果使用 $100 \mu\text{F}$ 電容，將選擇全功率設定；如果使用 $10 \mu\text{F}$ 電容，則會選擇較小的功率設定 (以取得更高的效率)。BP 接腳電容會設定內部功率增益，以及過電流保護 (OCP) 臨界值。LNK403 與較大的裝置不同，不可設定前者的功率增益。請針對 LNK403 使用 $10 \mu\text{F}$ 電容。

切換頻率

切換頻率為 66 kHz 。為了進一步降低 EMI 等級，會對切換頻率進行約 $\pm 1 \text{ kHz}$ 的頻率抖動 (頻率調變)。

軟啟動

控制器包括軟啟動計時功能，會在軟啟動期間 (t_{SOFT}) 禁用自動重新啟動保護功能，以區分此次啟動是由故障 (短路) 所造成還是大輸出電容所造成。在啟動時，LinkSwitch-PH 會箝制最大工作週期以減小輸出功率。軟啟動期間總長為 t_{SOFT} 。

遙控開/關與節能

電壓監測器接腳在輸入端連接了 1 V 臨界值比較器。此電壓臨界值用於遙控開/關控制。電壓監測器接腳收到停用輸出的訊號時 (電壓監測器接腳透過光耦合器光電晶體接地)，LinkSwitch-PH 會先完成其目前的切換週期，然後再強制關閉內部功率 MOSFET。

遙控開/關功能也可用作節能模式或電源開關，用以關閉 LinkSwitch-PH 並使其保持極低功耗狀態達無限長的時間。進入此模式後，如果遙控開啟 LinkSwitch-PH，則在下次 BP 接腳達到 5.9 V 時，會以軟啟動方式啟動正常啟動順序。在最差的情況下，從遙控開啟至啟動之間的延遲時間可達 BP 接腳的完整放電/充電週期時間。使用這種功耗更低的遙控關閉模式，就不必使用昂貴且不可靠的內嵌機械開關。

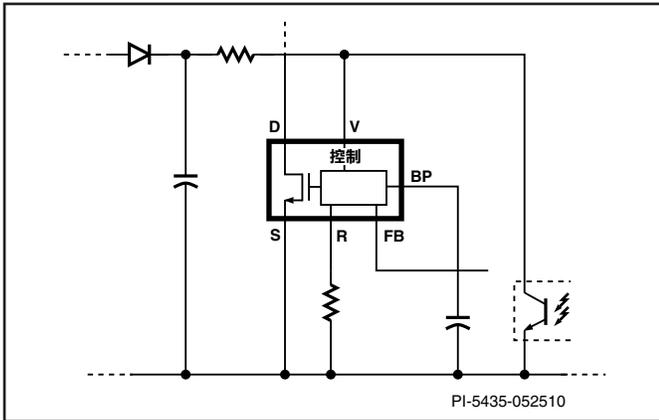


圖 5：遙控開/關電壓監測器接腳控制

5.9 V 調整器/分流電壓箝位電路

每當功率 MOSFET 關閉時，內部 5.9 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 5.9 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操作。由於內部電路的功耗極低，因此 LinkSwitch-PH 可以依靠自汲極接腳汲取的電流持續運作。旁路電容值為 10 或 100 μF 對於高頻率去耦合和能量儲存而言已經足夠。此外，還存在 6.4 V 分流調整器，可以在透過外部電阻為 BP 接腳提供電流時，將 BP 接腳的電壓箝制在 6.4 V。這樣便於透過偏壓繞組從外部為 LinkSwitch-PH 供電，以提高操作效率。建議正常操作期間，從偏壓繞組為 BP 接腳提供電流。

自動重新啟動

如果出現開迴路故障（回饋接腳電阻開路或回饋繞組的線路中斷）、輸出短路或過載情況，控制器會進入自動重新啟動模式。在軟啟動期間後，一旦回饋接腳電流降低至低於 $I_{\text{FB(AR)}}$ 臨界值，控制器便會說明出現短路及開迴路情況。為了在出現此類故障時將功率消耗降至最低，關機/自動重新啟動電路會以自動重新啟動工作週期（通常為 DC_{AR} ）開啟（與軟啟動期間相同）及關閉電源供應器，直到故障情況消失。如果在自動重新啟動的關閉時間內排除了故障，電源供應器將保持自動重新啟動模式，直到完整關閉時間計數完成為止。必須對輸出電容器的適當尺寸進行特別考量，以確保在軟啟動期間（ t_{SOFT} ）之後，回饋接腳電流會高於 $I_{\text{FB(AR)}}$ 臨界值，從而確保電源供應器能順利啟動。在軟啟動期間後，只有在回饋接腳電流降至 $I_{\text{FB(AR)}}$ 以下，或已觸發 I_{UV} 和 I_{OV} 時，才會啟動自動重新啟動。

過電流保護

限電流電路會感測功率 MOSFET 中的電流。如果該電流超出內部臨界值（ I_{LIMIT} ），則會在該週期的剩餘時間內關閉功率 MOSFET。開啟功率 MOSFET 後，上升邊緣遮蔽電路會在短期（ t_{LEB} ）內禁止使用限電流比較器。已將此上升邊緣遮蔽時間設定為適當的值，讓電容和整流器反向恢復引起的電流突波不會導致功率 MOSFET 導通過早終止。

線間欠壓/過壓保護

本裝置兼具欠壓和過壓偵測功能，可限制透過電壓監測器接腳偵測的最小啟動電壓和最大工作電壓。若要透過電阻為電壓監測器接腳提供輸入線間峰值電壓，需要使用由二極體和電容構成的外部峰值電壓偵測器。開啟電源後， I_{UV} 會使 LinkSwitch-PH 保持關閉，直到輸入線間電壓達到欠壓臨界值為止。關閉電源後， I_{UV} 會在輸出位於穩壓範圍之外後防止重新啟動。

用於 UV 的同一電阻也可以設定線間過壓 (OV) 關機臨界值，一旦超過此值，就會強制 LinkSwitch-PH 停止切換（在完成目前的切換週期之後）。如果線間電壓恢復正常，裝置會在自動重新啟動的關閉時間之後，繼續正常運作。在 OV 臨界值上，會提供少許磁滯，以防止雜訊觸發。當功率 MOSFET 關閉時，因為汲極沒有反射電壓和漏感突波，所以整流 DC 高電壓承受突波的能力會上升至功率 MOSFET 的額定電壓（725 V）。

磁滯回復過溫保護

過溫保護電路會感測控制器的晶片溫度。典型臨界值設為 142 °C（磁滯溫度為 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。

安全工作區 (SOA) 保護

本裝置還具有安全工作區 (SOA) 保護模式功能，如果有連續週期的開啟時間小於 $t_{\text{ON(SOA)}}$ ，則此功能會停用 MOSFET 切換。在 LED 發生短路的情況下，以及在軟啟動期間禁止使用自動重新啟動保護時，此保護模式可保護裝置。SOA 保護模式在正常操作時會保持作用中狀態。

應用範例

14 W 雙向開流器 (TRIAC) 調光高功率因數 LED 驅動器設計範例

圖 6 所示的電路圖展示了採用 LinkSwitch-PH 裝置系列中之 LNK406EG 裝置的雙向開流器 (TRIAC) 調光高功率因數 LED 驅動器。該驅動器已經過最佳化，可在 28 V 電壓下以定電流 0.5 A ($\pm 5\%$) 驅動 LED 串，是 PAR 燈改良應用的理想選擇。此設計在 90 VAC 至 265 VAC 的全輸入電壓範圍內運作，但是具有 90 VAC 至 132 VAC 線間電壓範圍內的指定輸出電流公差 (可針對僅高線間電壓應用藉由簡易元件值變更對此進行設定)。

此設計的主要目標包括：與標準上升邊緣 TRIAC AC 調光器的相容性、極大的調光範圍 (1000:1, 500 mA:0.5 mA)、高效率 ($>85\%$)，以及高功率因數 (>0.9)。此設計能在發生故障 (如無負載、過載和輸出短路) 及過溫狀況下獲得完全保護。

電路說明

LinkSwitch-PH 裝置 (U1) 將功率 MOSFET、控制器和啟動功能整合到單一封裝中，相較於一般實作，元件數更少。U1 被設為隔離式連續導通模式返馳式轉換器的一部分，可透過其內部控制演算法以及設計的小輸入電容，提供高功率因數。連續導通模式操作會降低一次側峰值和 RMS 電流。這可減少 EMI 雜訊 (進而使 EMI 濾波元件更簡單、體積更小) 並提高效率。維持輸出電流調節不需要進行二次側感測，這就不必使用電流感測電阻，同時提高了效率。

輸入級

保險絲 F1 可在發生元件故障時提供保護，同時 RV1 會在出現差模線間突波期間進行箝制，使 U1 的汲極電壓峰值保持低於內部功率 MOSFET 的 725 V 額定值。橋式整流器 BR1 可對 AC 線間電壓進行整流。L1-L3、C1、R16 和 R17 以及安全額定 Y 類電容 (C7) 共同提供 EMI 濾波功能，這些元件在一次側和二次側之間構成安全隔離屏障。電阻 R16 和 R17 可抑制 L1、L2、C1 和 AC 線間阻抗之間形成的任何諧振。需要使用小型大電容 (C2) 為一次側切換電流提供低阻抗來源。對 C1 和 C2 的最大值進行了限制，以保持功率因數大於 0.9。

LinkSwitch-PH 一次側

為了提供峰值線間電壓資訊給 U1，輸入整流 AC 峰值電壓會透過 D2 為 C3 充電。然後該電壓將以透過 R2 和 R3 的電流形式饋送至 U1 的電壓監測器接腳。裝置也會使用此感測電流，來設定線間輸入過壓和欠壓保護臨限值。電阻 R1 為 C3 提供放電路徑，時間常數遠大於整流 AC 的時間常數，以防止產生線間頻率漣波。

會在內部使用電壓監測器接腳電流和回饋接腳電流，以控制平均輸出 LED 電流。對於 TRIAC 相位調光應用，在參考接腳上使用了 49.9 k Ω 電阻 (R4)，同時在電壓監測器接腳上使用了 4 M Ω (R2+R3) 電阻，以便使輸入電壓和輸出電流之間形成線性關係，使調光範圍最大。電阻 R4 也會設定內部線間輸入欠壓和過壓保護臨限值。

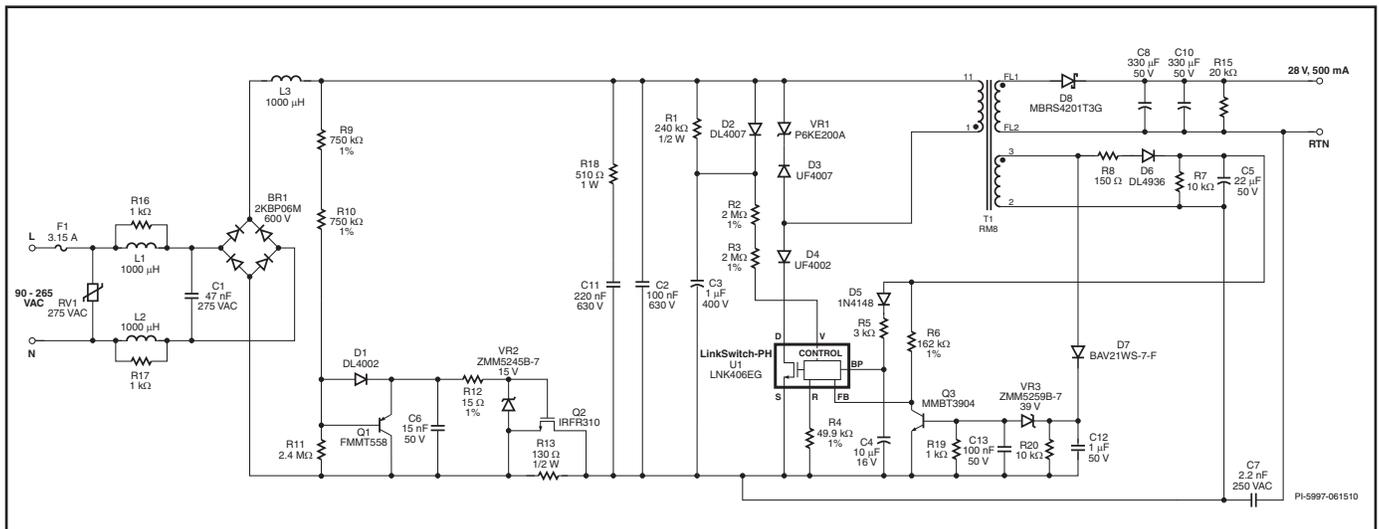


圖 6：隔離式、雙向開流器 (TRIAC) 調光、高功率因數、全輸入 14 W LED 驅動器的電路圖。

由於存在漏電感的影響，二極體 D3 和 VR1 會將汲極電壓箝制在安全等級。為了在整流 AC 輸入電壓 (C2 上的電壓) 低於反射輸出電壓 (V_{OR}) 期間防止反向電流流經 U1，需要使用二極體 D4。

二極體 D6、C5、R7 和 R8 會從變壓器上的輔助繞組供應一次側偏壓。電容 C4 會為 U1 的 BP 接腳 (內部控制器的供電接腳) 提供本機去耦合。在啟動期間，會從裝置汲極接腳連接的內部高電壓電流源將 C4 充電至約 6 V。這樣，零件就可以在透過 R5 從偏壓供電元件提供操作供電電流時啟動切換。電容 C4 也可選擇輸出功率模式 (為了輸出較低功率，選擇了 10 μ F，以降低 U1 的功耗並提高效率)。

回饋

偏壓繞組電壓與輸出電壓成正比 (由偏壓繞組和二次側繞組之間的圈數比設定)。這樣不必使用二次側回饋元件也可監測輸出電壓。電阻 R6 會將偏壓電壓轉換成電流，再將該電流饋送至 U1 的回饋接腳。U1 的內部引擎會結合回饋接腳電流、電壓監測器接腳電流和汲極電流資訊，在固定線間輸入電壓條件下，於 1.5:1 的輸出電壓變化 (LED 串電壓變化範圍是 $\pm 25\%$) 範圍內提供輸出定電流。

為了限制無負載狀況下的輸出電壓，使用 D7、C12、R20、VR3、C13、Q3 和 R19 構成輸出過壓保護電路。如果輸出負載斷路，則偏壓電壓會上升，直到 VR3 導通為止，從而開啟 Q3 並減小流入回饋接腳的電流。當該電流降至 20 μ A 以下時，零件會進入自動重新啟動模式，將停用切換 800 ms，以提供時間讓輸出電壓和偏壓電壓下降。

輸出整流

變壓器二次側繞組由 D8 進行整流，由 C8 和 C10 進行濾波。出於提高效率的目的選擇了蕭特基勢壘二極體，而適當選擇 C8 和 C10 的總值，則是為了使峰值間和 LED 漣波電流等於平均值的 40%。對於需要更低漣波的設計，可以增大輸出電容值。R15 會提供小的預載，這樣可以限制無負載條件下的輸出電壓。

TRIAC 相位調光控制相容性

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 照明所消耗的功率小得多，因此整體燈具所汲取的電流會低於調光器內 TRIAC 的吸持電流。這可能會導致不良狀況，例如調光範圍受限和/或在 TRIAC 啟動時不一致地閃爍。開啟 TRIAC 時，LED 燈相對較大的阻抗會因對輸入電容充電的浪湧電流而導致大幅振盪。這同樣會引起不良狀況，因為振盪可能導致 TRIAC 電流降至零並關閉。

為了解決這些問題，採用了主動阻尼器和被動洩放器這兩個電路。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。對於非調光應用，省略這些元件即可。

主動阻尼器包含元件 R9、R10、R11、R12、D1、Q1、C6、VR2 以及與 Q2 搭配使用的 R13。此電路透過串聯 R13，可在 TRIAC 開啟時，於 TRIAC 導通的第 1 ms 內限制對 C2 充電的浪湧電流。約 1 ms 後，Q2 會開啟，從而使 R13 短路。這樣可保持 R13 功耗較低，並允許電流限制期間使用較大的值。電阻 R9、R10、R11 和 C6 會在 TRIAC 導通後提供 1 ms 延遲時間。TRIAC 未導通時，電晶體 Q1 會將 C6 放電，VR2 將 Q2 的閘極電壓箝制在 15 V。

被動洩放器電路由 C11 和 R18 構成。此電路有助於在每個 AC 半週期內對應於有效驅動電阻的輸入電流增大時，保持輸入電流高於 TRIAC 的吸持電流。

使用增強線間電壓調節的 7 W 高功率因數非調光 LED 驅動器設計範例

圖 7 所示的電路圖展示了採用 LinkSwitch-PH 裝置系列中之 LNK403EG 裝置的高功率因數 LED 驅動器。該驅動器已經過最佳化，可在 21 V 電壓下以定電流 0.33 A 驅動 LED 串，是 PAR20/ PAR30 燈改良應用的理想選擇。此設計可以在 90 VAC 至 265 VAC 的全輸入電壓範圍內運作，設定用於非調光應用。調光與非調光配置之間的主要電路差異在於，後者不需使用洩放器和阻尼器電路 (相位控制調光器正確運作需要這些電路)，而且連接至 U1 的電壓監測器接腳及參考接腳之電阻與 R19 的配置將裝置設定為用於非調光模式。針對非調光操作設定時，隨線間電壓變化的輸出電流變化會降低。要重點注意的是，雖然未針對調光進行最佳化，但是如果一般使用者使用相位控制調光器來操作設計，不會導致電路損壞。

電路說明

輸入級

保險絲 F1 可在發生元件故障時提供保護，同時 RV1 會在出現差模線間突波期間進行箝制，使 U1 的汲極電壓峰值保持低於內部功率 MOSFET 的 725 V 額定值。橋式整流器 BR1 可對 AC 線間電壓進行整流。L1-L3、C2 以及安全額定 Y 類電容 (C7) 共同提供 EMI 濾波功能，這些元件在一次側和二次側之間構成安全隔離屏障。電阻 R2 和 R3 可抑制 L1、L2、C2 和 AC 線間阻抗之間形成的任何諧振。需要使用小型大電容 (C3) 為一次側切換電流提供低阻抗來源。對 C2 和 C3 的最大值進行了限制，以保持功率因數大於 0.9。

LinkSwitch-PH 一次側

為了提供峰值線間電壓資訊給 U1，輸入整流 AC 峰值電壓會透過 D6 為 C8 充電。然後該電壓將以透過 R4、R7 和 R8 的電流形式饋送至 U1 的電壓監測器接腳。會在內部使用電壓監測器接腳電流和回饋接腳電流，以控制平均輸出 LED 電流。非調光應用需要在參考接腳上使用 24.9 k Ω 電阻，此電阻會修改內部調節特性，以使輸出電流與輸入電壓變更保持一致。連接至電壓監測器接腳的 R4、R7 和 R8 的總值 (3.909 M Ω) 和 R11、R12 (1.402 M Ω) 可以在 90 VAC 至 265 VAC 輸入電壓範圍內提供優異的線間電壓調節功能。

裝置也會使用電壓監測器接腳電流，來設定線間輸入過壓和欠壓保護臨界值。

由於存在漏電感的影響，二極體 D1 和 VR1 會將汲極電壓箝制在安全等級。為了使元件數最少及效率最高，選擇了積納二極體箝位電路。為了在 AC 輸入電壓低於反射輸出電壓 (V_{OR}) 期間，防止反向電流流經 U1，需要使用二極體 D3。此設計選擇了 RM6 鐵芯以節省空間。RM 鐵芯幾何有助於使可聞雜訊降至最低，但需要使用飛線才能符合安全空間需求。

二極體 D3、C6、R5、R9 和 R18 會從變壓器上的輔助繞組供應一次側偏壓。電阻 R5 會對漏電感產生電壓突波進行濾波，以改善偏壓電壓和輸出電壓的追蹤。它也會與 C6 在約 100 Hz 處形成極點。電阻 R9 和 R19 用作小負載，以便在輸出短路期間 U1 進入自動重新啟動操作時確保降低偏壓電壓，以保護電源供應器。

輸出過壓和負載斷路保護功能由 D8、C14、R24、VR3、C15、R23 和 Q2 提供。如果輸出 LED 負載斷路，輸出電壓將會上升，從而使 C14 上的偏壓繞組電壓隨之上升。如果該電壓超過 VR3 的電壓額定值，Q2 就會開啟，以降低 U1 的回饋接腳電壓，並啟動自動重新啟動操作。進入自動重新啟動模式後，低操作工作週期 (約 3%) 以及輸出端的小預載會阻止輸出電壓上升至很高。重新連接輸出負載後，即會繼續正常操作。

電容 C12 會為 U1 的 BP 接腳 (內部控制器的供電接腳) 提供本機去耦合。在啟動期間，會從裝置汲極接腳連接的內部高電壓電流源將 C4 充電至約 6 V。偏壓電壓上升進入調節後，會透過 R10 提供操作供應電流。在啟動期間，二極體 D4 會阻止 U1 對 C6 進行充電，因為這會延長啟動延遲時間。電容 C12 也可選擇輸出功率模式，為了降低裝置功耗並提高 LED 燈泡散熱環境所需的效率，選擇了較低功率模式 (C12 = 10 μ F)。

回饋

偏壓繞組電壓與輸出電壓成正比 (由偏壓繞組和二次側繞組之間的圈數比設定)。這樣不必使用二次側回饋元件也可監測輸出電壓。電阻 R15 會將偏壓電壓轉換成電流，再將該電流饋送至 U1 的回饋接腳。U1 的內部引擎會結合回饋接腳電流、電壓監測器接腳電流和汲極電流資訊，於 2:1 的輸出電壓變化範圍內提供輸出定電流。

輸出整流

變壓器二次側繞組由 D2 進行整流，由 C4 和 C5 進行濾波。出於提高效率的目的選擇了蕭特基勢壘二極體，而適當選擇 C4 和 C5 的總值，則是為了提供可接受的 LED 漣波電流。對於需要更低漣波的設計，可以增大輸出電容值。R6 會提供小的預載，這樣可以限制無負載條件下的輸出電壓。

主要應用考量

功率表

本產品規格型錄功率表 (表 1) 展示了實際最小和最大連續輸出功率，所依據的條件如下：

1. 效率為 80%
2. 裝置本機環境溫度為 70 °C
3. 充分散熱，以保持裝置溫度低於 100 °C
4. 對於最小輸出功率欄
 - 反射輸出電壓 (V_{OR}) 為 120 V
 - 回饋接腳電流為 135 μ A
 - BP 接腳電容值為 10 μ F
5. 對於最大輸出功率欄
 - 反射輸出電壓 (V_{OR}) 為 65 V
 - 回饋接腳電流為 165 μ A
 - BP 接腳電容值為 100 μ F (對於 LNK403EG 則為 10 μ F)

請注意，輸入線間電壓在 85 VAC 以上時，不會變更 LinkSwitch-PH 裝置的功率傳輸能力。

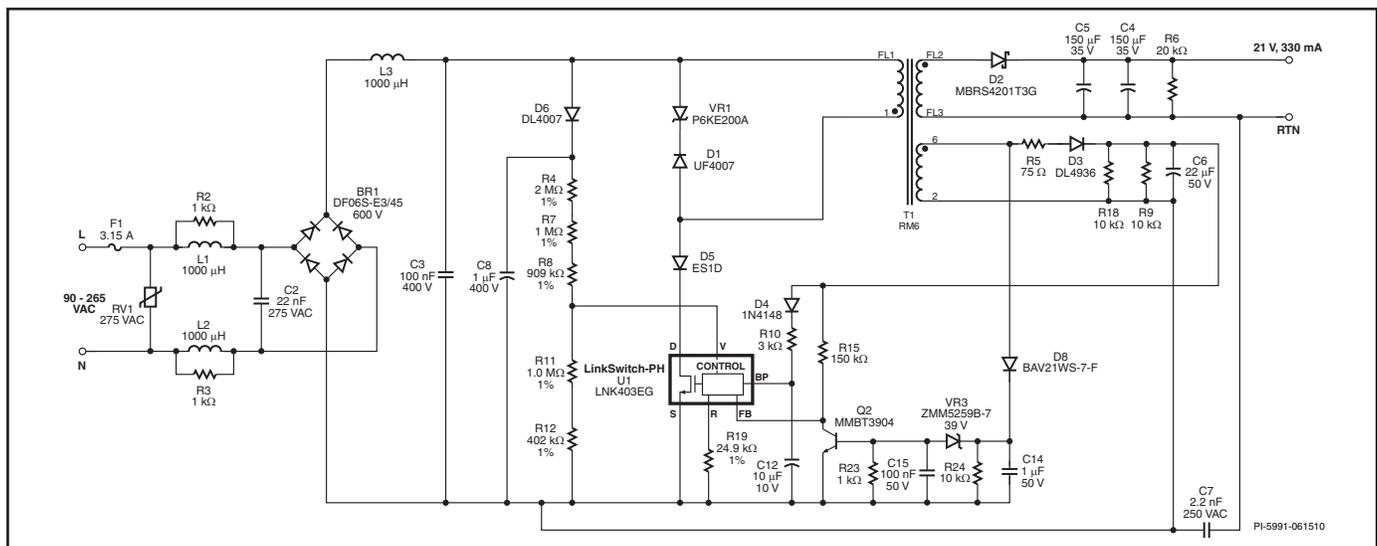


圖 7：隔離式、非調光、高功率因數、全輸入 7 W LED 驅動器的電路圖。

裝置選擇

請比較所需輸出功率與表 1 的值以選擇裝置大小。對於散熱要求很高的設計 (例如在 LinkSwitch-PH 裝置本機環境溫度很高和/或散熱空間極小的條件下使用替代白熾燈)，請使用最小輸出功率欄。可以透過使用 10 μF BP 接腳電容來進行此選擇，這會降低裝置限電流，從而減低導通損失。對於開放式架構設計或有足夠散熱空間的設計，請參閱最大輸出功率欄。對於所有裝置 (除 LNK403 外，該裝置只有一種功率設定)，可以透過使用 100 μF BP 接腳電容來進行此選擇。任何情況下，為了獲得最佳輸出電流公差，請保持裝置溫度低於 100 $^{\circ}\text{C}$ 。

最大輸入電容

為了達到高功率因數，必須限制 EMI 濾波和整流 AC 去耦合 (大電容) 所用的電容值。該最大值是設計輸出功率的函數，會隨輸出功率降低而降低。對於大多數的設計，請將總電容限制在 200 nF 以下 (大電容的值为 100 nF)。建議使用薄膜電容而非陶瓷電容，因為前者可以將使用上升邊緣相位調光器的操作時產生的可聞雜訊降至最低。在 EMI 濾波器中，請從 10 nF 的電容開始逐漸增大電容值，直到有足夠的 EMI 餘裕為止。

參考接腳電阻值選擇

針對調光或非調光應用，可以透過參考接腳電阻來設定 LinkSwitch-PH。若是調光應用，請使用 49.9 $\text{k}\Omega$ 電阻值。這可以使調光範圍最大，但會降低線間電壓調節效能。若是非調光應用 (輸出電流隨 AC 輸入電壓變化的變化最小)，請使用 24.9 $\text{k}\Omega$ 值。

電壓監測器接腳電阻網路選擇

為了使 AC 相位角調光範圍最大，請使用 4 $\text{M}\Omega$ 電阻連接至線間電壓峰值偵測器電路。請確保電阻的電壓額定值足以承受峰值線間電壓。如有必要，請使用多個串聯電阻。

為了使線間電壓調節最佳，請使用總值為 3.909 $\text{M}\Omega$ 的串聯電阻連接至線間電壓峰值偵測器。此外，請在電壓監測器接腳到源極接腳之間，將 1 $\text{M}\Omega$ 電阻與 402 $\text{k}\Omega$ 電阻串聯 (總值為 1.402 $\text{M}\Omega$)。若要取得良好的精準度，請使用 1% 公差電阻。使用 PIXIs 試算表的微調區段，可進一步改善線間電壓調節。請參閱 LinkSwitch-PH 應用說明以取得更多資訊。

一次側箝位電路和輸出反射電壓 V_{OR}

需要使用一次側箝位電路來限制峰值汲源電壓。積納二極體箝位電路需要的元件和電路板空間最少，並可提供最高的效率。RCD 箝位電路也可以接受，但是應該小心確認啟動和輸出短路期間的峰值汲極電壓，因為箝位電壓會隨峰值汲極電流顯著變化。

為了獲得最高效率，應該選擇箝位電壓至少是輸出反射電壓 V_{OR} 的 1.5 倍，這樣才能使漏感突波導通時間很短。在全輸入應用或只有高線間電壓應用中使用積納二極體箝位電路時，考慮到積納二極體的絕對公差和溫度變化，建議使用 V_{OR} 低於 135 V 的積納二極體。這可確保箝位電路的有效運作，也可保持最大汲極電壓低於 MOSFET 的額定崩潰電壓。RCD (或 RCDZ) 箝位電路提供的箝位電壓公差比積納二極體箝位電路更嚴格。相較於積納二極體箝位電路，RCD 箝位電路更具成本效益，但需要更謹慎的設計，以確保最大汲極電壓不會超過功率 MOSFET 崩潰電壓。這些 V_{OR} 限制都是以內部 MOSFET 的 BV_{DSS} 額定值為基礎，對於大多數設計， V_{OR} 的典型值是 60 V 至 100 V，該值可提供最佳 PFC 和調節效能。

串聯汲極二極體

若要阻止反向電流流經裝置，需要在汲極串聯超快型或蕭特基二極體。電壓額定值必須超過輸出反射電壓 V_{OR} 。電流額定值應該是一次側平均電流的兩倍以上，峰值額定值應等於所選 LinkSwitch-PH 裝置的最大汲極電流。

線間電壓峰值偵測器電路

LinkSwitch-PH 裝置使用峰值線間電壓來調節傳送至輸出的功率。建議使用 1 μF 至 4.7 μF 的電容值，以使線間電壓漣波降至最小，並使功率因數最高 (>0.9)，也可接受更小的值，但是會導致 PF 降低、線間電流失真增大。

相位控制調光器的操作

調光器透過不導通 (遮蔽) 部分 AC 電壓 Sine 波，以切換控制白熾燈亮度。這會降低施加於燈泡的 RMS 電壓，進而降低亮度。這稱為自然調光，設定 LinkSwitch-PH 裝置進行調光時，會隨 RMS 線間電壓降低而降低 LED 電流，以利用自然調光。藉由此性質，會有意降低線間電壓調節效能，以增大調光範圍，且更接近模擬白熾燈泡的操作。使用 49.9 $\text{k}\Omega$ 參考接腳電阻時，請選擇自然調光模式操作。

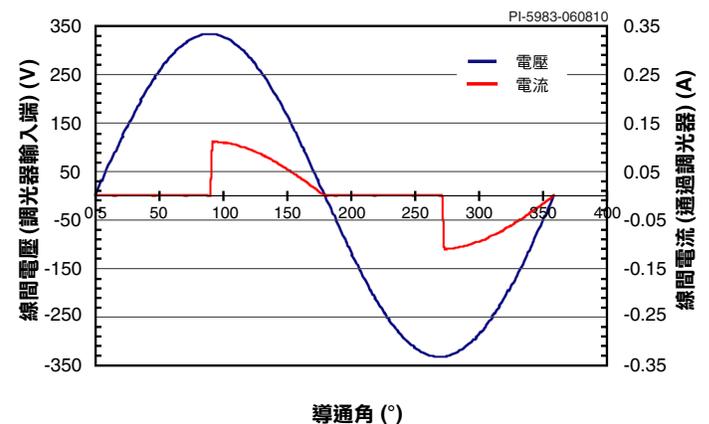
上升邊緣相位控制調光器

為了提供低成本的不閃爍輸出調光功能，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 照明所消耗的功率小得多，因此整體燈具所汲取的電流會低於調光器內 TRIAC 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。開啟 TRIAC 時，LED 燈相對較大的阻抗會因對輸入電容充電的浪湧電流而導致大幅振盪。這同樣會引起不良狀況，因為振盪可能導致 TRIAC 電流降至零並關閉。

為了解決這些問題，採用了主動阻尼器和被動洩放器這兩個電路。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。因此對於非調光應用，省略這些元件即可。

圖 8(a) 顯示上升邊緣 TRIAC 調光器輸入端的線間電壓和電流，圖 8(b) 則顯示產生的整流匯流排電壓。在此範例中，TRIAC 導通角為 90 度。



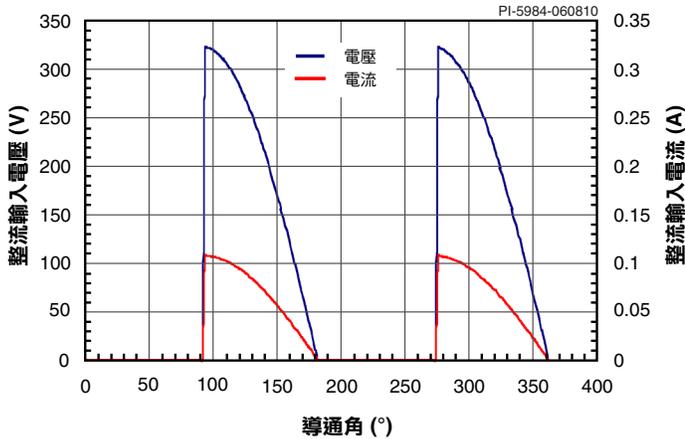


圖 8：(a) 上升邊緣 TRIAC 調光器在 90° 導通角時理想的輸入電壓和電流波形。
(b) TRIAC 調光器輸出整流後產生的波形。

圖 9 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。

如果 TRIAC 在半週期結束之前就異常關閉，或是交替的半 AC 週期有不同的導通角，則 LED 燈會出現閃爍，這是輸出電流發生變化的緣故。加入洩放器和阻尼器電路即可解決此問題。

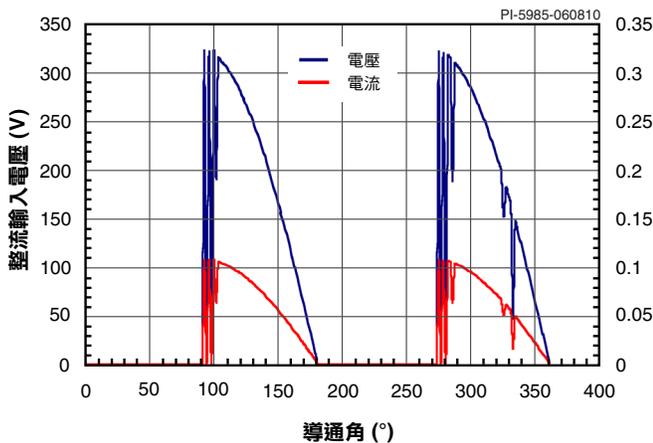


圖 9：顯示異常啟動的相位角調光器範例

調光器的運作方式會隨不同製造商和功率額定值而不同，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，這是因為驅動電路和 TRIAC 吸持電流規格不同。線間電壓也有顯著影響，如果特定輸出功率的線間電壓很高，會降低輸入電流，進而降低 TRIAC 電流，但是輸入電容充電時的峰值浪湧電流會更高，進而產生更多振盪。最後，如果由同一調光器驅動多個並聯的燈泡，可能會由於並聯裝置時電容增大導致產生更多振盪。所以，測試調光器操作時，請在多個機型、不同線間電壓以及單一驅動器和多個並聯驅動器的各種情況下進行確認。

從加入洩放器電路開始。請在整流匯流排上加入串聯的 0.44 μF 電容和 510 Ω 1 W 電阻 (圖 6 中的 C11 和 R18)。如果這樣做可以產生令人滿意的操作，請將該電容值降至產生可接受效能的最小值，以降低損失並提高效率。

如果洩放器電流無法維持 TRIAC 導通，則加入主動阻尼器，如圖 6 所示。該電路包含元件 R9、R10、R11、R12、D1、Q1、C6、VR2 以及與 R13 搭配使用的 Q2。此電路透過串聯 R13，可在 TRIAC 開啟時，於 TRIAC 導通的第 1 ms 內限制對 C2 充電的浪湧電流。約 1 ms 後，Q2 會開啟，從而使 R13 短路。這樣可保持 R13 功耗較低，並允許電流限制期間使用較大的值。增加電阻 R9 和 R10 的值來增加 Q2 開啟前的延遲時間，可改善調光器相容性，但是也會導致 R13 消耗更多功率。進行調整時，請監測電源供應器輸入端的 AC 線間電流和電壓。請延長延遲時間，直到 TRIAC 可正常運作，但基於效率考量，應使延遲時間儘量最短。

根據一般規則，洩放器和阻尼器電路中消耗的功率越多，可與驅動器一起運作的調光器類型越多。

後緣相位控制調光器

圖 10 顯示使用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。其中許多調光器使用背靠背連接的功率 MOSFET，而不是使用 TRIAC 來控制負載。這樣就避免了 TRIAC 的吸持電流問題，且因為導通在過零處開始，因此可將高電流突波和線間電壓振盪降至最低。通常，這些調光器類型不需要使用阻尼和洩放器電路。

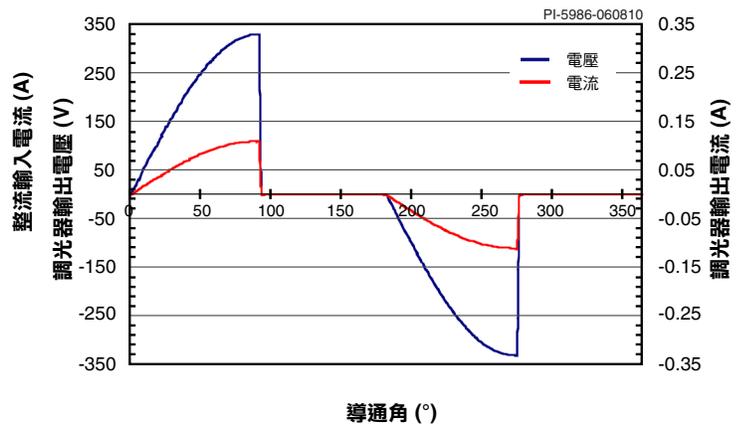


圖 10：(a) 後緣調光器在 90° 導通角時理想的調光器輸出電壓和電流波形。

使用上升邊緣調光器時的可聞雜訊考量

通常使用輸入電容、EMI 濾波電感器和變壓器進行調光時，會產生雜訊。在每個 AC 半週期，輸入電容和電感器的 di/dt 和 dv/dt 值都很高，這是因為 TRIAC 已啟動，浪湧電流對輸入電容進行充電。選擇薄膜電容 (而不是陶瓷電容)、使電容值最小，並選擇實體短且寬的電感器可以使雜訊降至最低。

變壓器也可能產生雜訊，避免使用窄長腳的鐵芯（機械諧振頻率很高）可將此雜訊降至最低。例如，對於相同磁通密度，RM 鐵芯產生的可聞雜訊小於 EE 鐵芯。降低鐵芯的磁通密度，也能降低雜訊。將最大磁通密度 (BM) 降低為 1500 高斯，通常可消除任何可聞雜訊，但是必須權衡特定輸出功率所需的較大鐵芯尺寸。

散熱與使用壽命考量

照明應用的驅動器散熱面臨嚴峻挑戰。許多情況下，LED 負載功耗會決定驅動器的工作環境溫度，因此應對最終機殼內的驅動器進行散熱評估。溫度對驅動器和 LED 使用壽命有直接影響。溫度每上升 10 °C，元件壽命就會縮短一倍。因此，正確使用散熱片並確認所有裝置的工作溫度非常重要。

佈局考量

一次側連接

請在用於源極接腳和偏壓迴線之輸入濾波電容的負端使用單點 (Kelvin) 連接。這樣可藉由將突波電流從偏壓繞組直接傳回至輸入濾波電容，從而提高承受突波的能力。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饋接腳元件都應與 BP 接腳電容遵循相同的規則。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。

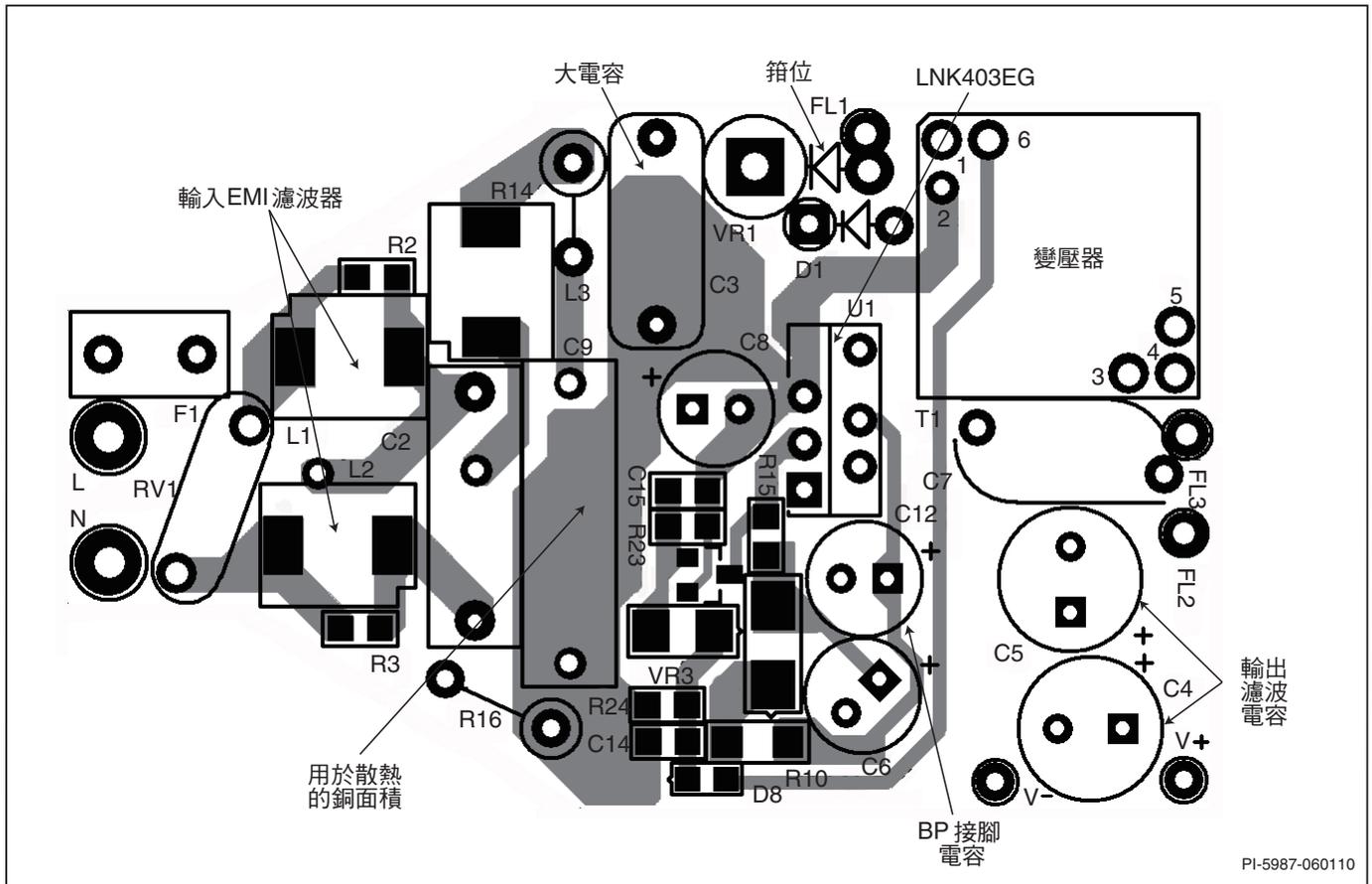
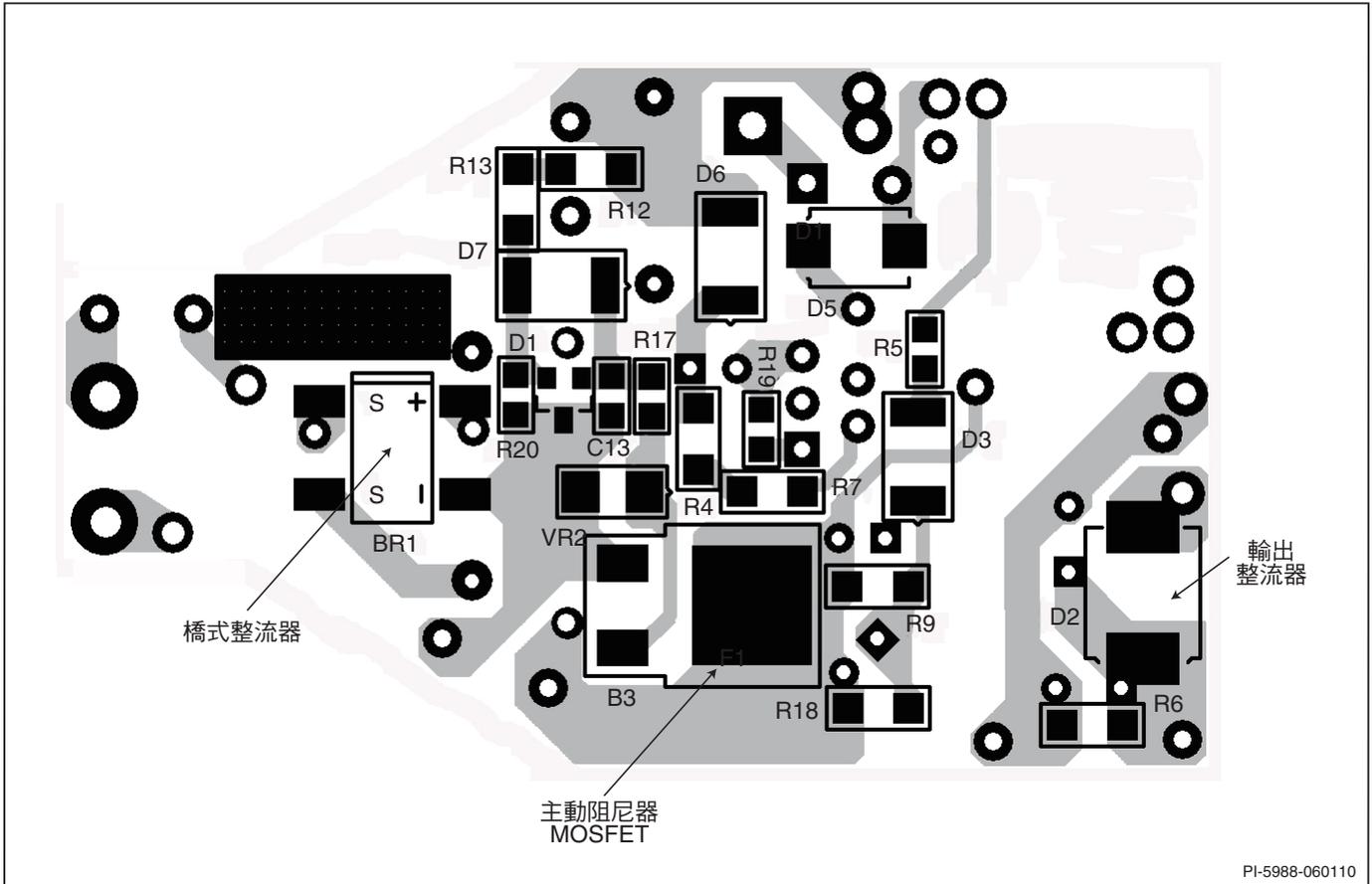


圖 11 : RD-193.7 W 佈局範例 (頂層)。



PI-5988-060110

圖 12 : RD-193 7 W 佈局範例 (底層)。

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。

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 725 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 (通常發生於工作環境溫度最高時)。確認峰值電流低於產品規格型錄中「絕對最大額定值」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-PH、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。

絕對最大額定值^(1,4)

汲極接腳峰值電流 ⁽⁵⁾ : LNK403.....	1.37 A	焊接溫度 ⁽³⁾	260 °C
LNK404.....	2.08 A	儲存溫度	-65 至 150 °C
LNK405.....	2.72 A	運作接面溫度 ⁽²⁾	-40 至 150 °C
LNK406.....	4.08 A	附註:	
LNK407.....	5.44 A	1. 所有電壓均參考源極, $T_A = 25\text{ °C}$ 。	
LNK408.....	6.88 A	2. 通常由內部電路限制。	
LNK409.....	7.73 A	3. 1/16 英寸。焊接時間為 5 秒。	
汲極接腳電壓	-0.3 至 725 V	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。	
BP 接腳電壓	-0.3 至 9 V	5. 當汲極電壓同時低於 400 V 時, 允許使用峰值汲極電流。另請參見圖 17。	
BP 接腳電流	100 mA		
電壓監測器接腳電壓	-0.3 至 9 V		
回饋接腳電壓	-0.3 至 9 V		
參考接腳電壓	-0.3 至 9 V		

熱阻

熱阻: eSIP 封裝:

(θ_{JA})	105 °C/W ⁽¹⁾	附註:
(θ_{JC})	2 °C/W ⁽²⁾	1. 無散熱片, 無支撐。
		2. 於背面的墊片處測量。

參數	符號	條件		最小值	典型值	最大值	單位
		SOURCE = 0 V ; $T_J = -20\text{ °C}$ 至 125 °C (除非另有指定)					
控制功能							
切換頻率	f_{OSC}	$T_J = 25\text{ °C}$	平均值	62	66	70	kHz
			峰值間頻率抖動		9		
頻率抖動 (Jitter) 調變率	f_M	$T_J = 25\text{ °C}$ 請參見附註 B			1		kHz
BP 接腳 充電電流	I_{CH1}	$V_{BP} = 0\text{ V},$ $T_J = 25\text{ °C}$	LNK403	-5.0	-4.2	-3.4	mA
			LNK404	-9.6	-8.0	-6.4	
			LNK405-409	-15	-11.9	-8.8	
	I_{CH2}	$V_{BP} = 5\text{ V},$ $T_J = 25\text{ °C}$	LNK403	-1.6	-1.2	-0.6	
			LNK404	-4.2	-3.5	-2.8	
			LNK405-409	-8.2	-6.4	-4.6	
充電電流 溫度漂移		請參見附註 A			0.5		%/°C
BP 接腳電壓	V_{BP}	$0\text{ °C} < T_J < 100\text{ °C}$		5.7	5.9	6.1	V
BP 接腳電壓 磁滯	$V_{BP(H)}$	$0\text{ °C} < T_J < 100\text{ °C}$			0.85		V
BP 接腳 分流電壓	$V_{BP(SHUNT)}$	$I_{BP} = 2\text{ mA}$ $0\text{ °C} < T_J < 100\text{ °C}$		6.0	6.4	6.7	V
軟啟動時間	t_{SOFT}	$T_J = 25\text{ °C}$		27			ms

參數	符號	條件		最小值	典型值	最大值	單位
		SOURCE = 0 V ; T _J = -20 °C 至 125 °C (除非另有指定)					
控制功能 (續)							
汲極供應電流	I _{CD2}	0 °C < T _J < 100 °C MOSFET 未切換		1.0	1.3	1.6	mA
	I _{CD1}	0 °C < T _J < 100 °C MOSFET 於 f _{OSC} 切換		0.9	1.5	2.25	
電壓監測器接腳							
線間電壓啟動 (Brown-In) 臨界值電流	I _{UV+}	T _J = 25 °C	R _R = 24.9 kΩ	21.0	22.5	24.0	μA
			R _R = 49.9 kΩ	22.8	24.5	26.2	
線間電壓關閉 (Brown-Out) 臨界值電流	I _{UV-}	T _J = 25 °C	R _R = 24.9 kΩ		18.5		μA
			R _R = 49.9 kΩ		15		
線間過壓/欠壓 磁滯	I _{UV(H)}	T _J = 25 °C	R _R = 24.9 kΩ	1	4		μA
			R _R = 49.9 kΩ	5	9.2		
線間電壓過壓臨界值	I _{OV}	T _J = 25 °C R _R = 24.9 kΩ R _R = 49.9 kΩ	臨界值	107	112	117	μA
			磁滯		4		
電壓監測器接腳電壓	V _V	0 °C < T _J < 100 °C I _{UV-} < I _V < I _{OV}		2.5	3.0	3.5	V
電壓監測器接腳短路電流	I _{V(SC)}	V _V = 5 V T _J = 25 °C		170	190	210	μA
遙控開/關 臨界值	V _{V(REM)}	T _J = 25 °C		0.5			V
回饋接腳							
啟動最大工作週期時的回饋 接腳電流	I _{FB(DC MAXR)}	0 °C < T _J < 100 °C				85	μA
回饋接腳電流 跳離週期臨界值	I _{FB(SKIP)}	0 °C < T _J < 100 °C		220			μA
最大工作週期	DC _{MAX}	I _{FB(DC MAXR)} < I _{FB} < I _{FB(SKIP)} 0 °C < T _J < 100 °C		90		99.9	%
回饋接腳電壓	V _{FB}	I _{FB} = 150 μA 0 °C < T _J < 100 °C		2.18	2.40	2.62	V
回饋接腳 短路電流	I _{FB(SC)}	V _{FB} = 5 V T _J = 25 °C		320	400	480	μA
工作週期降低	DC10	I _{FB} = I _{FB(AR)} , T _J = 25 °C, 請參見附註 B		10			%
	DC40	I _{FB} = 40 μA, T _J = 25 °C			20		
	DC60	I _{FB} = 60 μA, T _J = 25 °C			36		

參數	符號	條件 SOURCE = 0 V ; $T_J = -20\text{ }^\circ\text{C}$ 至 $125\text{ }^\circ\text{C}$ (除非另有指定)	最小值	典型值	最大值	單位
自動重新啟動						
自動重新啟動開啟時間	t_{AR}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	27			ms
自動重新啟動工作週期	DC_{AR}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		3.1		%
SOA 最小切換開啟時間	$t_{ON(SOA)}$	$0\text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100\text{ }^\circ\text{C}$			1.75	μs
自動重新啟動時的回饋接腳電流	$I_{FB(AR)}$	$0\text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100\text{ }^\circ\text{C}$			20	μA
參考 (R) 接腳						
參考接腳電壓	V_R	$R_R = 24.9\text{ k}\Omega$ $0\text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100\text{ }^\circ\text{C}$	1.215	1.245	1.275	V
參考接腳電流	I_R		48.45	49.70	50.95	μA
限電流/電路保護						
全功率限電流 ($C_{BP} = 100\text{ }\mu\text{F}$)	$I_{LIMIT(F)}$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	di/dt = 160 mA/ μs	LNK404E	1.00		A
		di/dt = 165 mA/ μs	LNK405E	1.24		
		di/dt = 215 mA/ μs	LNK406E	1.48		
		di/dt = 245 mA/ μs	LNK407E	1.76		
		di/dt = 265 mA/ μs	LNK408E	2.37		
		di/dt = 395 mA/ μs	LNK409E	3.12		
降低的功率限電流 ($C_{BP} = 10\text{ }\mu\text{F}$)	$I_{LIMIT(R)}$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	di/dt = 160 mA/ μs	LNK403E	0.75		A
		di/dt = 180 mA/ μs	LNK404E	0.81		
		di/dt = 185 mA/ μs	LNK405E	1.00		
		di/dt = 230 mA/ μs	LNK406E	1.19		
		di/dt = 260 mA/ μs	LNK407E	1.42		
		di/dt = 300 mA/ μs	LNK408E	1.73		
di/dt = 445 mA/ μs	LNK409E	2.35				
最小開啟時間脈衝	$t_{LEB} + t_{IL(D)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	300	500	700	ns
上升邊緣遮蔽時間	t_{LEB}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 請參見附註 B	150		500	ns
限電流延遲時間	$t_{IL(D)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 請參見附註 B		150		ns
過溫保護溫度			135	142	150	$^\circ\text{C}$
過溫保護磁滯				75		$^\circ\text{C}$
BP 接腳開機重設臨界值電壓	$V_{BP(RESET)}$	$0\text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100\text{ }^\circ\text{C}$	2.25	3.5	4.25	V

參數	符號	條件		最小值	典型值	最大值	單位
		SOURCE = 0 V ; T _J = -20 °C 至 125 °C (除非另有指定)					
輸出							
開啟狀態電阻	R _{DS(ON)}	LNK403 I _D = 100 mA	T _J = 25 °C		9.00	10.35	Ω
			T _J = 100 °C		13.50	15.5	
		LNK404 I _D = 100 mA	T _J = 25 °C		5.40	6.25	
			T _J = 100 °C		8.35	9.7	
		LNK405 I _D = 150 mA	T _J = 25 °C		4.10	4.7	
			T _J = 100 °C		6.30	7.3	
		LNK406 I _D = 150 mA	T _J = 25 °C		2.80	3.2	
			T _J = 100 °C		4.10	4.75	
		LNK407 I _D = 200 mA	T _J = 25 °C		2.00	2.3	
			T _J = 100 °C		3.10	3.6	
		LNK408 I _D = 250 mA	T _J = 25 °C		1.60	1.85	
			T _J = 100 °C		2.40	2.8	
		LNK409 I _D = 350 mA	T _J = 25 °C		1.40	1.6	
			T _J = 100 °C		2.1	2.45	
關閉狀態汲極漏電流	I _{DSS}	V _{BP} = 6.4 V V _{DS} = 560 V T _J = 100 °C				50	μA
崩潰電壓	BV _{DSS}	V _{BP} = 6.4 V T _J = 25 °C		725			V
最小汲極供應電壓		T _J < 100 °C		36			V
上升時間	t _R	在典型返馳式中測量			100		ns
下降時間	t _F				50		ns

附註：

- A. 對於使用負值的規格，負溫度係數表示溫度升高時增大，正溫度係數表示溫度升高時降低。
B. 由特性保證。未在生產環境下測試。

典型效能特性

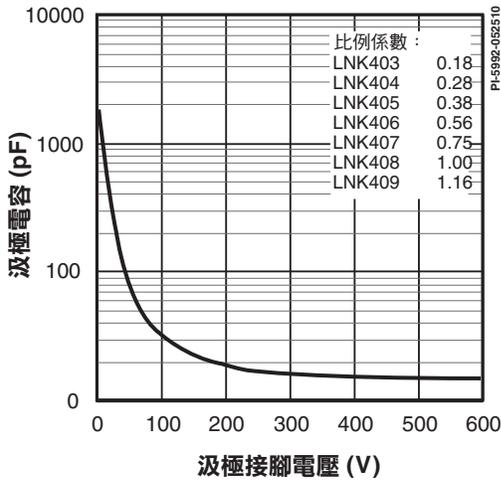


圖 14 : 汲極電容與汲極接腳電壓關係圖。

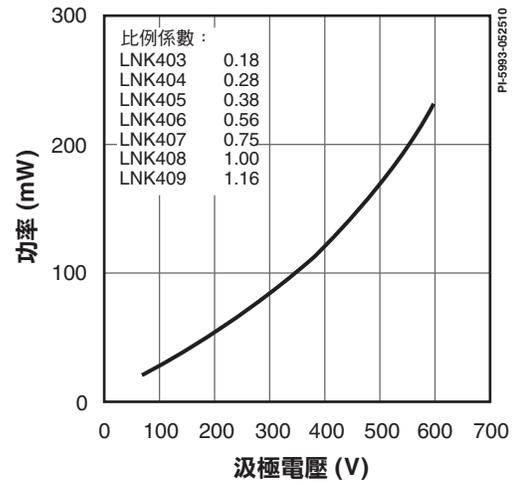


圖 15 : 功率與汲極電壓關係圖。

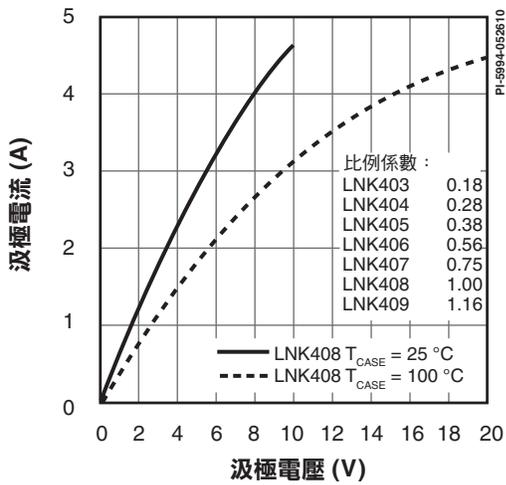


圖 16 : 汲極電流與汲極電壓關係圖。

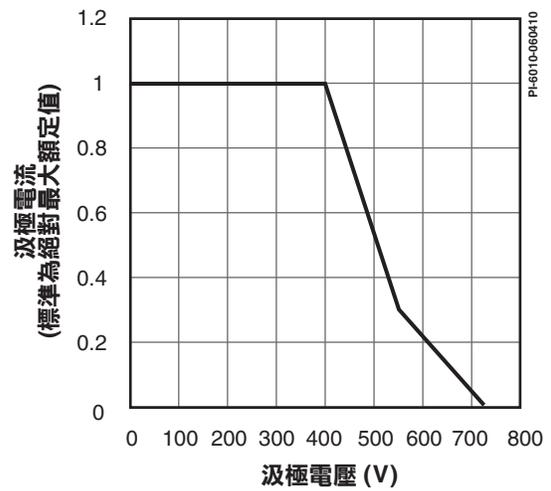
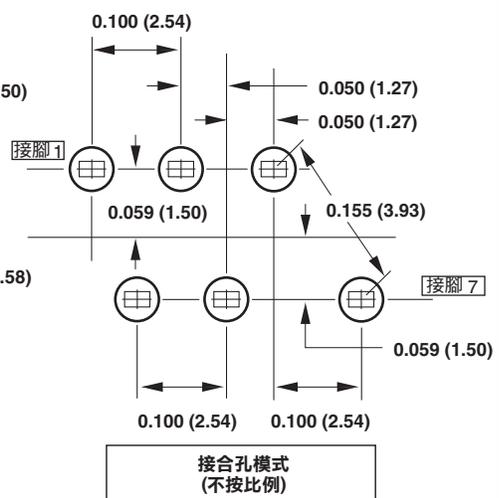
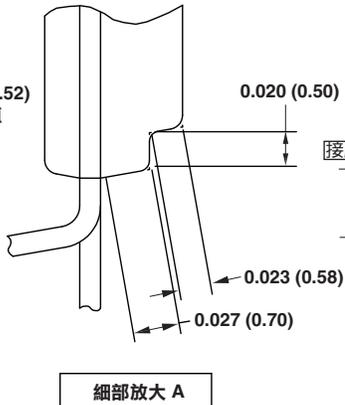
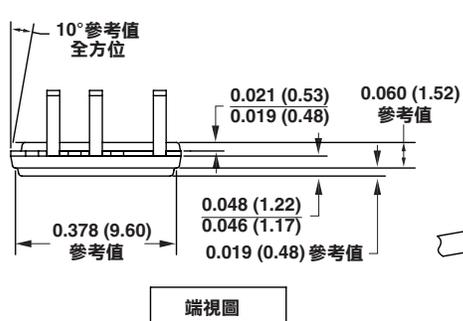
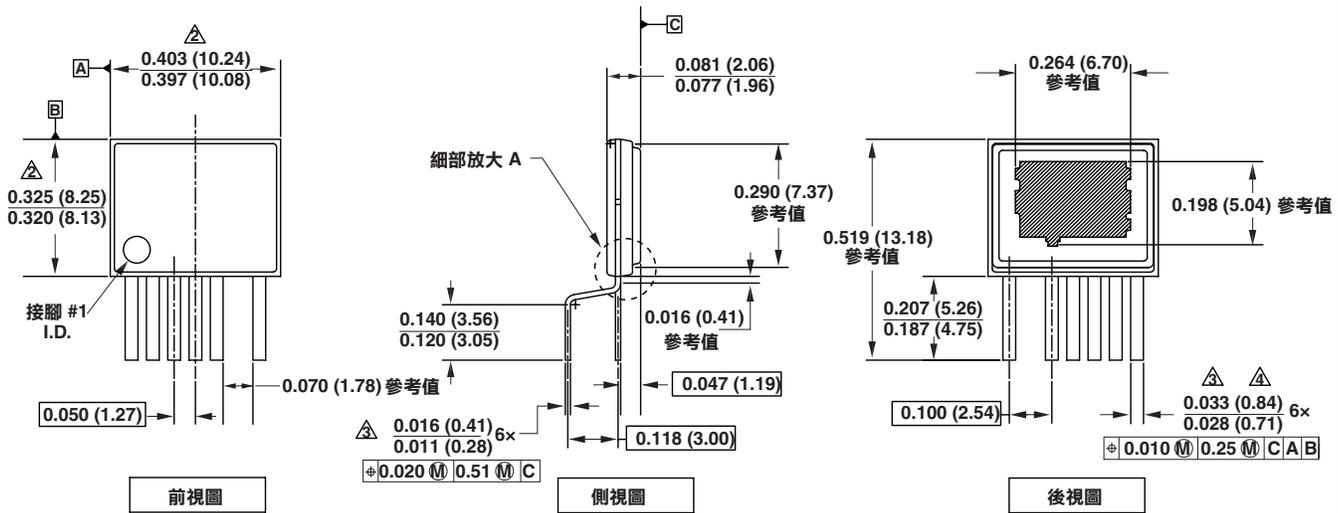


圖 17 : 最大允許的汲極電流與汲極電壓關係圖。

eSIP-7C (E 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。

PI-4917-061510

零件分類資訊

