簡介

以下您將要閱讀的是與 PI 學院視訊課程「*修正元件過熱的返馳式電源供應器*」相關的課程要點，在本課程中，您將瞭解切換模式下導致電源供應器中元件過熱的各種原因，以及診斷及修正問題的步驟。

開始本課程之前

瞭解降格限值

開始本課程前，如果您的公司或客戶已指定工作溫度的降格限值，則您應瞭解電路板上各個主要元件的降格限值。如果沒有指定，請參閱製造商的資料表，以瞭解各個元件的最高工作溫度。

Component	Temp. Limit
Class B transformer	120°C
DC bulk capacitor	20°C derating
Input inductor or common mode choke	100°C
Clamp diode	115°C
Clamp Zener	115°C
PI device	110°C
Output diodes	115°C
Output capacitors	20°C derating
Bridge rectifier	115°C
Inrush limiter (thermistor)	150°C
MOV (metal oxide varistor)	40°C

保守的溫度限值

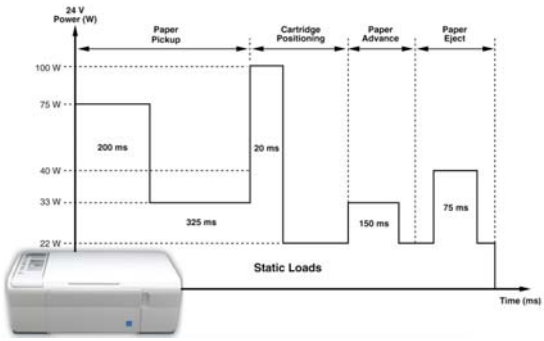
此處展示了各個主要元件之工作溫度限值的保守清單，供您參考。其中內容表示的是在最高環境溫度以及最小和/或最大線間電壓下進行測量的最差情況。可以降低元件的溫度以符合特定的安全需求，或藉此延長元件的使用壽命。例如，電解電容所允許的工作溫度與元件的預期使用壽命息息相關。額定值為 105°C/2,000 小時的電容，如果在 70°C 下持續運作，預期使用壽命大約為 20,000 小時。

在最小和最大線間電壓且滿載的情況下執行時，您應該測量並判斷出其中哪些元件已超出其最高工作溫度。

驗證負載特性

請先驗證負載所消耗的功率並未高於您的設計所指定的功率，然後再繼續。

例如，此處所示為噴墨式印表機的負載特性。雖然印表機所需的靜態負載僅為 22 W，但是包括暫態時，平均功率將為 31 W，峰值功率可達 100 W。如果該印表機連接到 22 W 的電源供應器上，則電源供應器在使用期間將會過熱。

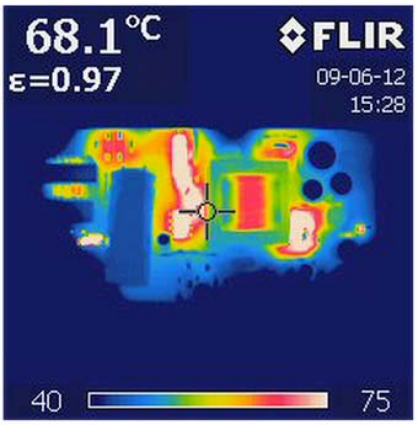


噴墨式印表機負載特性

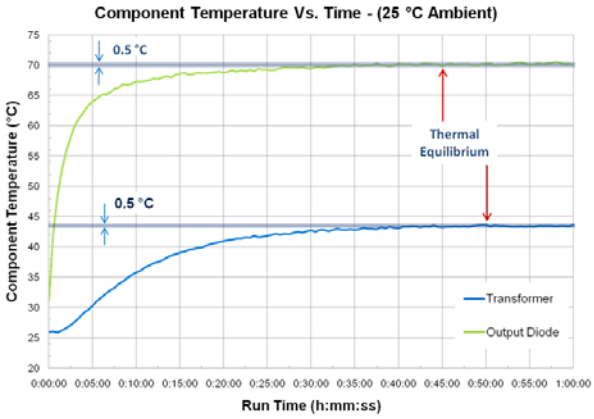
確認負載特性的方法是：連接電子負載，將其功耗設定為 *PI Expert*(R) 所指定的平均輸出功率總計。

測試使用電子負載的情況時，如果過熱問題不再出現，則應該重建負載的特性，並使用 *PI Expert* 重新設計您的電源供應器。

 (c) Power Integrations, Inc.



元件的熱視圖



達到熱平衡

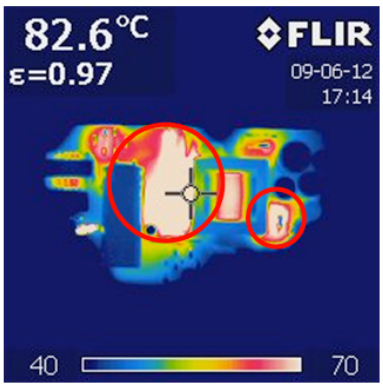
在過熱非常明顯 (例如電阻冒煙) 的情況下，不需要在測量溫度之後才去解決問題。對於所有其他的測量，應留出足夠的時間讓電源供應器達到熱平衡，然後再進行測量。某些情況下，可能會耗時一小時以上。達到熱平衡的一個非常好的評估標準是，元件在 10 分鐘內的溫度變化低於 0.5°C。

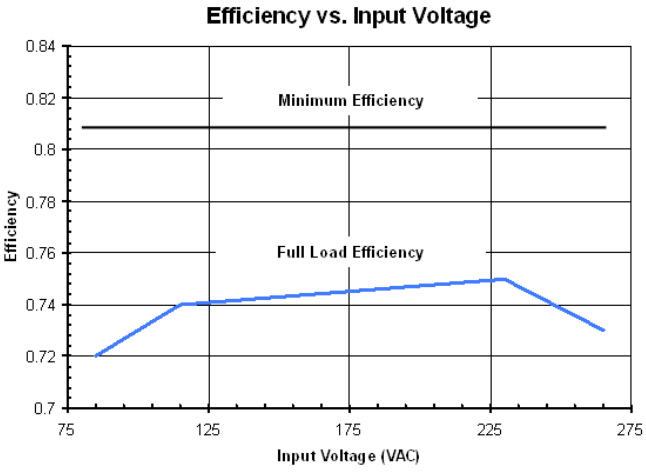
依元件類型進行過熱分析

如果設計中的以下任一元件過熱，請先測量電源供應器的效率，然後再繼續：

- 輸出二極體
- 變壓器
- 輸入電感或共模電感器
- 橋式整流器
- 輸入電容
- Power Integrations 裝置

如果該效率較 *PI Expert* 中輸入的目標值低 5% 或更多，則表示電路中的損耗高於預期值。返馳式電源供應器的功率損耗已轉換成熱量，這就是有些元件過熱的原因。請先解決此問題，然後再繼續。





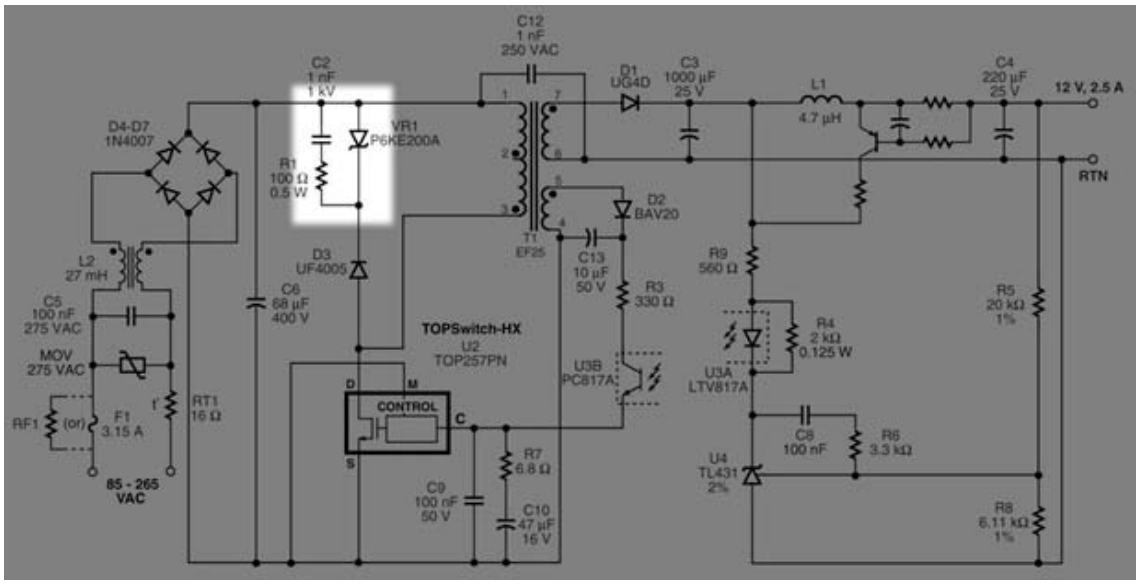
功率損耗可能導致過熱

注意：PI 學院課程要點「*測量效率的技術*」中提供了測量電源供應器效率所需的設備和程序。

如果測得效率和目標值的差距不超過 5%，請繼續本課程以解決此問題。

箝位過熱

如果箝位過熱，則表示設計有問題。



箝位過熱表示存在嚴重的設計問題

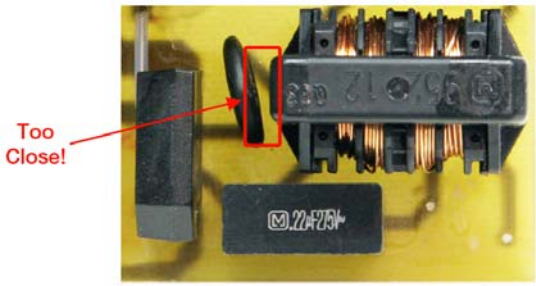
要診斷此問題，需要確認箝位電路中的所有元件大小均正確 (請參閱附錄 A 的「箝位大小設計指南」)。

變壓器過熱

如果變壓器過熱，則表示設計存在其他問題。您需要對變壓器設計進行偵錯，以解決此問題。如需解決此問題的協助，請聯絡當地的 Power Integrations 技術支援代表。

輸入電感或共模電感器過熱

如果輸入共模電感器過熱，請先驗證周圍是否有在極高溫下工作的元件 (例如熱敏電阻)。如果有，則需要重新配置電路板的佈局，讓高溫元件遠離共模電感器。



驗證共模電感器的位置

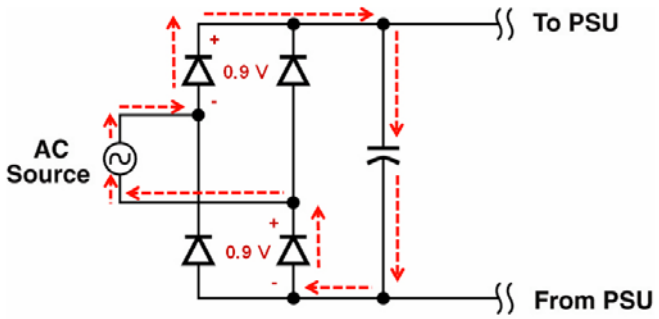
如果電感本身過熱，這表示電感繞組之串聯電阻的功率耗散過大。若要減小功率耗散，請使用額定電流較高的電感來更換該電感。這會增大線徑並減小串聯電阻。

橋式整流器過熱

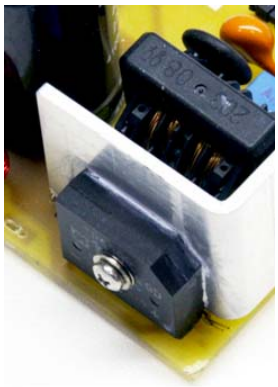
橋式整流器的功率損耗，等於平均輸入電流乘以兩個二極體最差情況下的順向壓降 (大約 1.8 V)。選取額定電流較大的二極體，可減少電阻損失，並降低元件溫度。

對於輸出功率大於 30 到 40 W 左右的設計，可能需要選取可以貼上散熱片的封裝橋式整流器。

$$P_{diode} = [0.9\ V + 0.9\ V] \times I_{Avg\ Input\ Current}$$



橋式整流器的功率損耗

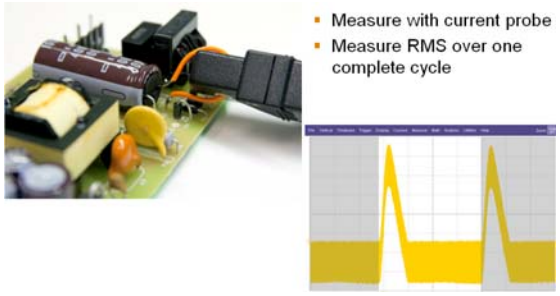


將封裝橋式整流器接到散熱片

輸入電容過熱

電解電容中的熱量由流經其等效串聯電阻 (即 ESR) 的漣波電流產生。如果您的設計使用全波整流，請先檢查橋式整流器的二極體是否有故障。造成開路的二極體會使橋式整流器成爲半波整流器。這會大幅增加流經輸入電容的漣波電流。

接下來，請驗證電容的漣波電流額定值是否符合或超過流經電容的實際漣波電流有效值。可使用以下兩種方式的任何一種來測量流入輸入電容的漣波電流有效值。第一種也是最直接的方式爲，在電容和電路板之間插入電流迴路，並使用示波器和電流探棒測量流入和流出電容的電流有效值總量。請確保將有效值和範圍的平均時段設爲測量一個完整的週期。



使用電流探棒來測量漣波電流有效值

或者，可以使用以下所示公式來估算漣波電流有效值。

$$I_{BRMS} = \sqrt{\left(\frac{I_{CHP}}{3} + \frac{1-D_S}{D_S} * I_{DCHAV}^2\right) * \frac{T_C}{T_B} + \frac{I_{DCHAV}^2}{D_S} * \frac{T_B - T_C}{T_B}}$$

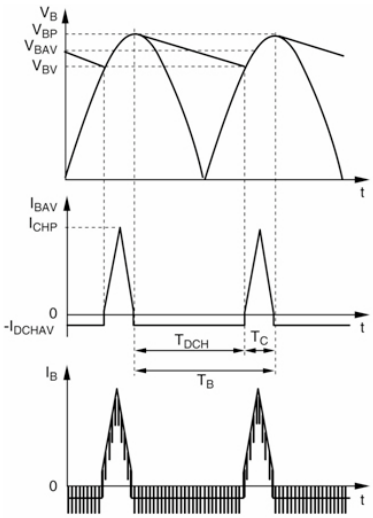
$$V_{BV} = VMIN \rightarrow PIExpert$$

$$V_{BP} = \sqrt{2} * VACMIN \rightarrow PIExpert \qquad T_B = \frac{1}{2} * \frac{1}{f_L}$$

$$V_{BAVG} = V_{BV} + (V_{BP} - V_{BV}) * \frac{1}{2} \qquad T_C \rightarrow PIExpert$$

$$I_{CHP} = 2 * C_{IN1} * \frac{V_{BP} - V_{BV}}{T_C} \qquad VOR \rightarrow PIExpert$$

$$I_{DCHAV} = \frac{T_C}{T_B - T_C} * \frac{I_{CHP}}{2} \qquad D_S = \frac{VOR}{V_{BAVG} + VOR}$$



Huber, Laszlo and Jovanovic, Milan M. "Evaluation of Flyback Topologies for Notebook AC/DC Adapter/Charger Applications." (www.deltartp.com)

計算一次側電容漣波電流

在此公式中：

- T_B 是一個電容充電/放電週期的總時間，等於全波整流設計之線間電壓期間的一半
- V_{BV} 是 DC 匯流排的最低電壓，等於 *PI Expert* 爲指定的輸入電容值計算的 VMIN 值。
- V_{BP} 是 DC 匯流排的電壓峰值，等於 *PI Expert* 中指定的 VACMIN 乘以 √2
- T_C 是 *PI Expert* 中指定的橋式整流器導通時間
- I_{CHP} 和 I_{DCHAV} 分別是大電容的充電電流峰值和放電電流平均值 (兩者皆可透過所提供的公式進行計算)
- D_S 表示切換 MOSFET 的工作週期

爲了達到基本近似，將使用電源供應器的平均工作週期。因爲橋式整流器的導通時間相對較短，所以可以假定 DC 匯流排電壓的平均值等於 VMIN 加上漣波電壓總值的一半。由此，可以透過重新改寫返馳式電源供應器的傳輸函數來計算 D 平均值。

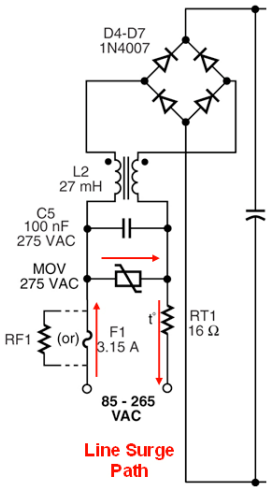
如果電容額定值正確，請增大電容值或使用兩個並聯的電容，以上兩種方式皆可降低起作用的 ESR。或者，可以選取其他系列的電容值相同但 ESR 較低的電容。如果變更輸入大電容的值，則應在 *PI Expert* 中使用新值再次進行設計。

金屬氧化物可變電阻過熱

金屬氧化物可變電阻 (MOV) 可用於箝制差模線間突波。如果您的設計中使用了 MOV，請驗證其電壓額定值是否高於 AC 輸入線間電壓最大值。通常全輸入電源供應器的 MOV 電壓爲 275 V 或 320 V。

經歷多次突波事件之後，MOV 會降級，即降低其電壓額定值，並導致功率耗散增大。如果 MOV 未遭遇多次線間突波，則可能是因爲元件有瑕疵。

不論哪種情況，如果電壓額定值正確，且 MOV 執行時發熱，請將其更換爲新元件。



降級導致的 MOV 過熱

輸出電容過熱

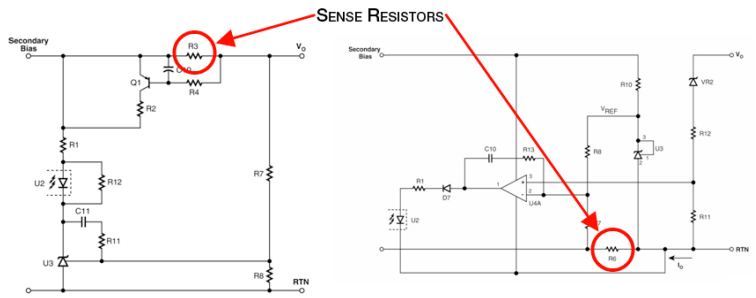
首先，請驗證電容的漣波電流額定值是否符合或超過 *PI Expert* 所指定的值。可以在「Output Capacitor RMS Ripple Current (輸出電容漣波電流有效值)」欄位的「Design Results (設計結果)」索引標籤中查得所指定的值。如果電容的額定值正確，請透過選取 ESR 較低的電容，或透過並聯多個電容 (以降低 ESR 總值) 來降低其功率耗散。

在單一輸出中並聯使用多個輸出電容時，請驗證到各個電容的 PCB 布局 Trace 長度是否相等，以確保漣波電流能平均散佈在所有電容上。如果 PCB 布局 Trace 長度不相等，則其中一個電容的溫度會高於其他電容，此時您需要重新配置電路板的佈局。

輸出電流感測過熱

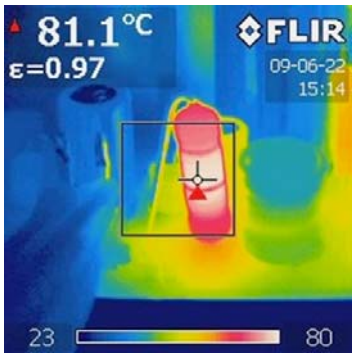
輸出電流感測電阻中耗散的功率等於 V^2/R，其中 V 是感測電壓，R 是感測電阻值。以電晶體爲基礎的感測，通常感測電壓爲 0.3 到 0.7 V，如果是以運算放大器爲基礎的電路，則通常爲 50 到 100 mV。

如果電阻的大小不足以承擔耗散的功率，則其溫度會很高。電阻的額定功率值通常是針對表面溫度爲 70°C 的情況而指定的。如果電阻工作時高於此溫度，其使用壽命會大幅縮短。



- Voltage drop = 0.7 V
- Voltage drop = 0.1 V

感測電壓



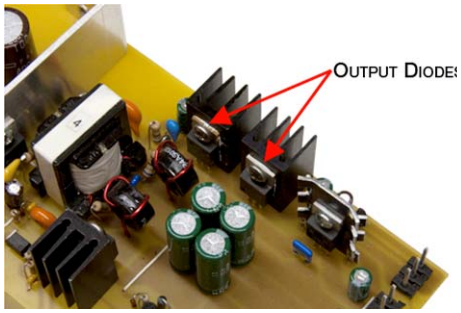
電阻過熱

若要降低電阻的溫度，請考慮將其垂直安裝在 PCB 上 (如果尚未如此)。這可改善電阻週遭的通風，並增加引腳長度以協助散熱。或者，考慮使用功率額定值較高的電阻。

其他解決方案是降低電阻中的功率耗散量。可以使用兩種方式來降低電流感測電阻的功率耗散。一種方式爲將該功率分散到多個並聯電阻上，另一種方式爲，如果使用以電晶體爲基礎的感測電路，則改用以運算放大器爲基礎的設計，以減少電阻上的壓降。

輸出二極體過熱

輸出二極體通常是電路板上最熱的元件之一，正常情況下，即使貼有外部散熱片，其溫度也會高於環境 50°C。如果輸出二極體的溫度居高不下，請首先確認根據 *PI Expert* 的指定內容，所用二極體的類型和額定值正確無誤。



輸出二極體過熱

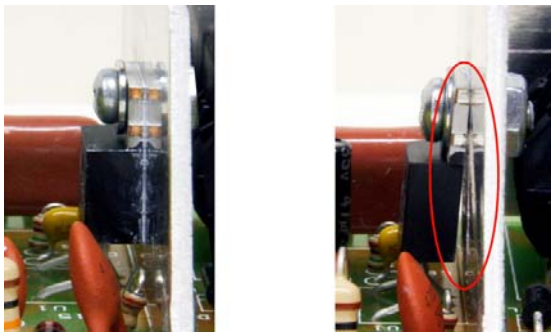
返馳式轉換器應只使用超快速恢復型或蕭特基型二極體作爲輸出整流器。切勿使用標準整流器二極體。如果快速或超快速恢復型二極體過熱，而該二極體的反向峰值電壓很低（允許使用蕭特基型二極體)，則將其更換爲額定值相近的蕭特基型二極體可以降低溫度。可在 *PI Expert* 的「Design Results (設計結果)」索引標籤中查得輸出二極體的反向峰值電壓。

爲現有二極體以並聯方式新增額定值相近的另一個二極體，也會降低其溫度。使用電流額定值較大（因此電阻較小）的二極體，也能改善過熱問題。

如果二極體的大小和類型正確，則必須使用較大的散熱片。

對於 TO-220 封裝二極體，使用散熱膏或散熱墊可以降低外殼和散熱片之間的熱阻。不過在使用散熱膏時，請注意將塗層厚度減至最小。如果塗層太厚，會使表面之間的熱傳導減低，從而升高裝置的溫度。

此外，請確保裝置與整個散熱片表面緊密貼合。請勿過度旋緊安裝螺絲，以免因此導致封裝和散熱片分離。



確保緊密貼合

如果需要，請選取較大的散熱片來降低溫度。

對於軸式二極體，您需要在 PCB 上增大二極體陰極處的銅面積。如果使用 1 盎司的銅箔電路板，則將銅厚度增加到 2 盎司，也能讓使用 PCB 散熱片的軸式二極體降溫。

Power Integrations 裝置過熱

如果 Power Integrations 裝置運作時過熱或是進入過熱關機狀態，則應增加設計中所用散熱片的數量。

如果使用 DIP 封裝或表面貼裝封裝的裝置，請重新配置電路板的佈局，儘可能擴大熱源平面的銅面積。這是裝置的主要散熱機制。

如果使用 1 盎司的銅箔電路板，則將銅厚度增加到 2 盎司，也能讓使用 PCB 散熱片的每個元件 (包括 Power Integrations 裝置) 降溫。如果電路板上熱源平面的散熱效果仍然不足，請考慮改用可貼裝外部散熱片的封裝類型，或選取再大一級的 Power Integrations 裝置。如果 R_{dson} 較低，則可減少導通損耗，從而降低裝置溫度。

請注意，有些 Power Integrations 裝置系列允許透過程式設定內部限電流，因此您不必重新設計電路板即可使用較大的裝置。

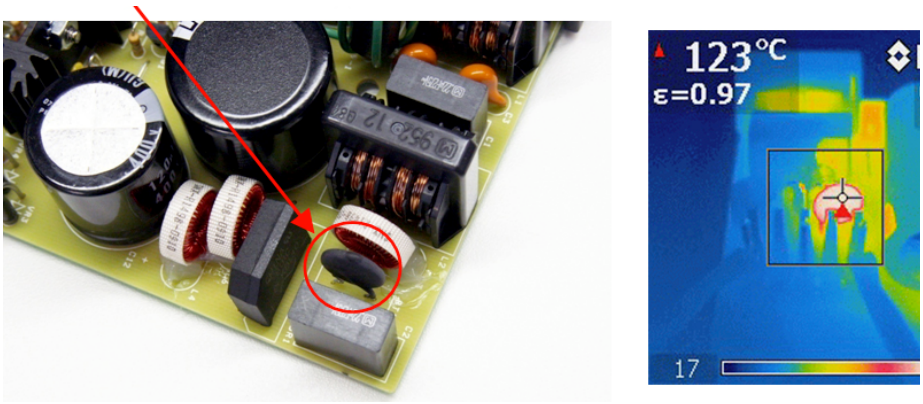
將外部散熱片貼上 Power Integrations 裝置時，使用散熱膏可以減少外殼和散熱片之間的熱阻，但是請注意儘可能減小塗層的厚度。如果塗層太厚，會使表面之間的熱傳導減低，從而升高裝置的溫度。

此外，請確保裝置與整個散熱片表面緊密貼合。請勿過度旋緊安裝螺絲，以免因此導致封裝和散熱片分離。

熱敏電阻過熱

輸入浪湧電流熱敏電阻的設計決定了它在工作時溫度會很高。正常運作時，所測量的溫度通常高於環境 100°C。其電阻會隨溫度升高而降低，這意味著較冷時阻抗會很高，可以限制浪湧電流；溫度升高時阻抗會快速降低，可以防止功率耗散過多。

熱敏電阻的溫度 = $T_{ambient}$ + 100°C



熱敏電阻過熱

請確保熱敏電阻電流額定值與 *PI Expert* 中「Design Results (設計結果)」索引標籤中的「Average Diode Bridge Current (橋式整流器平均電流)」相符。

輸入可熔電阻過熱

因爲可熔電阻屬於耗散元件，所以應只用於輸出功率在大約 10 W 以下的設計中。如果您的設計所傳輸的功率超過此值，請將可熔電阻更換爲保險絲。如果您的設計小於 10 W，請驗證電路板適用的可熔電阻值是否符合設計所指定的值。

不建議僅透過減小電阻值來降低功率耗散和溫度，否則，在初次施加交流電壓時，可能會因爲浪湧電流較大而導致嚴重故障。

如需更多資訊

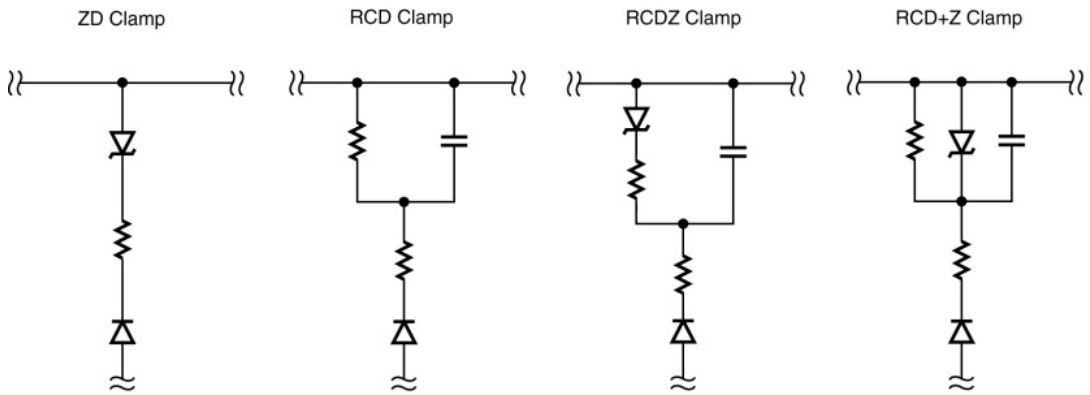
對於本課程所提供的資訊，如有任何疑問或意見，請寄電子郵件到 PIUniversity@powerint.com。

附錄 A
箝位大小設計指南

(c) Power Integrations, Inc.

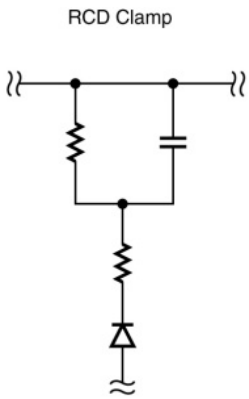
簡介

本文件針對使用 *PI Expert*(R) 設計的返馳式電源供應器，提供了說明如何調整每一種 (共四種) 主要箝位類型電路中元件大小的逐步程序。在適當時，會注明使用的所有假設或近似值。請注意，使用 *PI Expert* 所建立的箝位電路設計，可能較使用此處所提供演算法產生的設計稍顯保守。在初始設計箝位電路之後，應架構原型，並驗證其在電源供應器中的效能。如果結果與預期相差很大，請重新進行設計。



四種箝位電路類型

調整 RCD 箝位電路的大小



1. 測量變壓器的一次側漏電感 L_L
2. 檢查 *PI Expert* 中所用設計的切換頻率 f_s
3. 確定正確的一次側電流 I_P，如下所示：
   (注意：在 *PI Expert* 中可找到所有值)
   a. 如果設計使用功率限值程式設定，則 $I_P = I_{LIMITEXT}$
   b. 如果設計使用外部限電流程式設定，則 $I_P = I_{LIMITEXT}$
   c. 對於其他所有設計，$I_P = I_{LIMITMAX}$
4. 確定一次側 MOSFET 上的允許電壓總值，並計算 $V_{maxclamp}$，如下所示：
   $$V_{MOSFETmax} = (VAC_{HighLine} * \sqrt{2}) + V_{maxclamp}$$
   (注意：對 MOSFET 執行 BVDSS 時，建議留出至少 50 V 的餘裕，另外再留出 30 至 50 V 的餘裕以便將暫態電壓考慮在內。對於全電壓輸入設計，建議 $V_{maxclamp} < 200$ V。$V_{maxclamp}$ 不得低於約 1.5*VOR。)
5. 確定箝位電路上的漣波電壓 V_{delta}
   (注意：建議通常使用 $V_{maxclamp}$ 值的 10%。)
6. 計算箝位電路上的最小電壓，如下所示：
   $$V_{minclamp} = V_{maxclamp} - V_{delta}$$

7. 計算箝位電路上的平均電壓 V_{clamp}，如下所示：

$$V_{clamp} = V_{maxclamp} - \frac{V_{delta}}{2}$$

8. 計算漏電抗中儲存的能量，如下所示：

$$E_{LL} = \frac{1}{2} * L_L * I_P^2$$

(注意：並非所有的漏電抗能量都會傳輸至箝位電路。因此，應該使用上述公式來計算箝位電路所耗散的實際能量，但需要將一次側電流峰值 I_P 換成僅流入箝位電路中的電流：I_C。由於 I_C 難以計算或測量，因此，我們將使用已知的比例因子調整 E_{LL}，以估算箝位電路中所耗散的能量：E_{clamp}。)

9. 估算箝位電路中所耗散的能量 E_{clamp}，如下所示：

$1.5\ W \le P_{out} \le 50\ W$ $\quad E_{clamp} = 0.8 * E_{LL}$

$50\ W < P_{out} \le 90\ W$ $\quad E_{clamp} = E_{LL}$

$90\ W < P_{out}$ $\quad E_{clamp} = E_{LL} * \left(\frac{V_{clamp}}{V_{clamp} - VOR}\right)$

(注意：連續輸出功率 < 1.5 W 的電源供應器通常不需要使用箝位電路。)

10. 計算箝位電阻值，如下所示：

$$R_{clamp} = \frac{V_{clamp}^2}{E_{clamp} * f_s}$$

(注意：此處算出的 R_{clamp} 值是第一個近似值。建置電源供應器後，請測量平均電壓 V_{clamp} 並與此處所用的值進行比較。如果測得的值低於預期值，請增大 R_{clamp} 的值，直到測得的值與此處計算的結果相符。如果測得的值高於預期值，請減小 R_{clamp} 的值。)

11. 箝位電阻額定功率應大於：

$$\frac{V_{clamp}^2}{R_{clamp}}$$

12. 計算箝位電容值，如下所示：

$$C_{clamp} = \frac{E_{clamp}}{\frac{1}{2} * [V_{maxclamp}^2 - V_{minclamp}^2]}$$

13. 箝位電容電壓額定值應大於：$1.5*V_{maxclamp}$

14. 快速或超快速恢復型二極體應用作箝位電路中的阻隔二極體。

(注意：某些情況下，使用標準恢復型二極體可能會讓效率和 EMI 有所改善。針對此目的使用的標準恢復型二極體**必須**具有所列的指定反向恢復時間。應小心留意此二極體中的反向恢復電流，確保其低於可接受的限值。未經全面評估，不建議核准採用標準恢復型二極體的設計。)

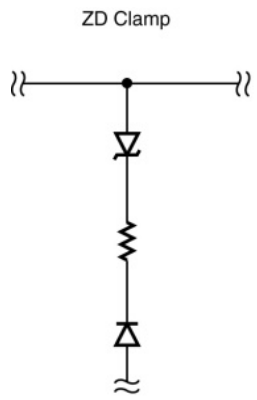
15. 阻隔二極體的 PIV 應大於：$1.5*V_{maxclamp}$

16. 阻隔二極體的正向峰值重複電流額定值應大於：I_P
如果產品規格型錄中沒有列出此參數，則平均正向電流額定值應大於：$0.5*I_P$
(注意：二極體的平均正向電流額定值可能有較低的指定值，主要受限於熱效能。應在穩態工作期間於最低輸入電壓的情況下測量阻隔二極體的溫度，以確定額定值是否適宜。散熱片、元件方向及最終產品外殼對二極體的工作溫度均有影響。)

17. 調整阻尼電阻 (如有使用) 的大小，如下所示：
$$\frac{20}{0.8*I_p}\ \Omega \le R_{damp} \le 100\ \Omega$$
(注意：如果是最大持續輸出功率不低於 20 W 的系統，應僅在絕對必要時才使用 R_{damp}，且應將其限制爲很小的值：$1\Omega \le R_{damp} \le 4.7\ \Omega$。)

18. 阻尼電阻額定功率應大於：
$$I_p^2 * R_{damp}$$

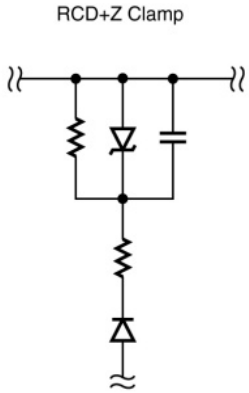
調整 ZD 箝位電路的大小



1. 測量變壓器的一次側漏電感 L_L
2. 檢查 *PI Expert* 中所用設計的切換頻率 f_s
3. 確定正確的一次側電流 I_P，如下所示：
(注意：在 *PI Expert* 中可找到所有值)
   a. 如果設計使用功率限值程式設定，則 $I_P = I_{LIMITEXT}$
   b. 如果設計使用外部限電流程式設定，則 $I_P = I_{LIMITEXT}$
   c. 對於其他所有設計，$I_P = I_{LIMITMAX}$
4. 確定一次側 MOSFET 上的允許電壓總值，並計算 $V_{maxclamp}$，如下所示：
$V_{maxclamp}$ as: $V_{MOSFETmax} = (VAC_{HighLine} * \sqrt{2}) + V_{maxclamp}$
(注意：對 MOSFET 執行 BVDSS 時，建議留出至少 50 V 的餘裕，另外再留出 30 至 50 V 的餘裕以便將暫態電壓考慮在內。對於全電壓輸入設計，建議 $V_{maxclamp} < 200$ V。$V_{maxclamp}$ 不得低於約 1.5*VOR。)
5. 計算漏電抗中儲存的能量，如下所示：
$$E_{LL} = \frac{1}{2} * L_L * I_P^2$$
(注意：並非所有的漏電抗能量都會傳輸至箝位電路。因此，應該使用上述公式來計算箝位電路所耗散的實際能量，但需要將一次側電流峰值 I_P 換成僅流入箝位電路中的電流：I_C。由於 I_C 難以計算或測量，因此，我們將使用已知的比例因子調整 E_{LL}，以估算箝位電路中所耗散的能量：E_{clamp}。)
6. 估算箝位電路中所耗散的能量 E_{clamp}，如下所示：
$1.5\ W \le P_{out} \le 50\ W$ $\quad E_{clamp} = 0.8 * E_{LL}$
$50\ W < P_{out} \le 90\ W$ $\quad E_{clamp} = E_{LL}$
$90\ W < P_{out}$ $\quad E_{clamp} = E_{LL} * \left(\frac{V_{clamp}}{V_{clamp} - VOR}\right)$
(注意：連續輸出功率 < 1.5 W 的電源供應器通常不需要使用箝位電路。)
7. 將 TVS 崩潰電壓指定爲：$V_{maxclamp}$
(注意：視情況需要執行進位。因爲積納二極體無法承受裝置所耗散的瞬間峰值功率，所以必須使用 TVS。)
8. TVS 功率額定值應至少爲 $1.5*E_{clamp}*f_s$
(注意：如果需要，請使用並聯的多個 TVS 元件以實現功率降格。電源供應器在滿載且最低輸入電壓條件下工作時，測量 TVS 的溫度，以驗證 TVS 功率額定值是否正確。在 25°C 環境中工作時，TVS 的溫度永遠不得超過 70°C。如果 TVS 溫度高於此值，請使用功率額定值更高的元件或並聯使用多個 TVS 元件。)

9. 快速或超快速恢復型二極體應用作箝位電路中的阻隔二極體。
(注意：某些情況下，使用標準恢復型二極體可能會讓效率和 EMI 有所改善。針對此目的使用的標準恢復型二極體**必須**具有所列的指定反向恢復時間。應小心留意此二極體中的反向恢復電流，確保其低於可接受的限值。未經全面評估，不建議核准採用標準恢復型二極體的設計。)
10. 阻隔二極體的 PIV 應大於：$1.5*V_{maxclamp}$
11. 阻隔二極體的正向峰值重複電流額定值應大於：I_P
如果產品規格型錄中沒有列出此參數，則平均正向電流額定值應大於：$0.5*I_P$
(注意：二極體的平均正向電流額定值可能有較低的指定值，主要受限於熱效能。應在穩態工作期間於最低輸入電壓的情況下測量阻隔二極體的溫度，以確定額定值是否適宜。散熱片、元件方向及最終產品外殼對二極體的工作溫度均有影響。)
12. 調整阻尼電阻 (如有使用) 的大小，如下所示：
$$\frac{20}{0.8*I_p}\ \Omega \le R_{damp} \le 100\ \Omega$$
(注意：如果是最大持續輸出功率不低於 20 W 的系統，應僅在絕對必要時才使用 R_{damp}，且應將其限制爲很小的值：$1\ \Omega \le R_{damp} \le 4.7\ \Omega$。)
13. 阻尼電阻額定功率應大於：
$$I_p^2 * R_{damp}$$

調整 RCD+Z 箝位電路的大小



1. 測量變壓器的一次側漏電感 L_L
2. 檢查 *PI Expert* 中所用設計的切換頻率 f_s
3. 檢查由 *PI Expert* 預測的一次側電流峰值 I_P
4. 確定一次側 MOSFET 上的允許電壓總值，並計算 $V_{maxclamp}$，如下所示：
$$V_{MOSFETmax} = (VAC_{HighLine} * \sqrt{2}) + V_{maxclamp}$$
(注意：對 MOSFET 執行 BVDSS 時，建議留出至少 50 V 的餘裕，另外再留出 30 至 50 V 的餘裕以便將暫態電壓考慮在內。對於全電壓輸入設計，建議 $V_{maxclamp} < 200$ V。$V_{maxclamp}$ 不得低於約 1.5*VOR。)
5. 確定箝位電路上的漣波電壓 V_{delta}
(注意：建議通常使用 $V_{maxclamp}$ 值的 10%。)
6. 計算箝位電路上的最小電壓，如下所示：
$$V_{minclamp} = V_{maxclamp} - V_{delta}$$
7. 計算箝位電路上的平均電壓 V_{clamp}，如下所示：
$$V_{clamp} = V_{maxclamp} - \frac{V_{delta}}{2}$$
8. 計算漏電抗中儲存的能量，如下所示：
$$E_{LL} = \frac{1}{2} * L_L * I_P^2$$
(注意：並非所有的漏電抗能量都會傳輸至箝位電路。因此，應該使用上述公式來計算箝位電路所耗散的實際能量，但需要將一次側電流峰值 I_P 換成僅流入箝位電路中的電流：I_C。由於 I_C 難以計算或測量，因此，我們將使用已知的比例因子調整 E_{LL}，以估算箝位電路中所耗散的能量：E_{clamp}。)

9. 估算箝位電路中所耗散的能量 E_{clamp}，如下所示：

$1.5\ W \le P_{out} \le 50\ W \qquad E_{clamp} = 0.8 * E_{LL}$

$50\ W < P_{out} \le 90\ W \qquad E_{clamp} = E_{LL}$

$90\ W < P_{out} \qquad E_{clamp} = E_{LL} * \left(\frac{V_{clamp}}{V_{clamp} - VOR}\right)$

(注意：連續輸出功率 < 1.5 W 的電源供應器通常不需要使用箝位電路。)

10. 計算箝位電阻值，如下所示：

$$R_{clamp} = \frac{V_{clamp}^2}{E_{clamp} * f_s}$$

(注意：此處算出的 R_{clamp} 值是第一個近似值。建置電源供應器後，請測量平均電壓 V_{clamp} 並與此處所用的值進行比較。如果測得的值低於預期值，請增大 R_{clamp} 的值，直到測得的值與此處計算的結果相符。如果測得的值高於預期值，請減小 R_{clamp} 的值。)

11. 箝位電阻額定功率應大於：

$$\frac{V_{clamp}^2}{R_{clamp}}$$

12. 計算箝位電容值，如下所示：

$$C_{clamp} = \frac{E_{clamp}}{\frac{1}{2} * [V_{maxclamp}^2 - V_{minclamp}^2]}$$

13. 箝位電容電壓額定值應大於：$1.5*V_{maxclamp}$

14. 將 TVS 崩潰電壓指定爲約等於以下值：$V_Z = V_{maxclamp} + 20\ V$
(注意：因爲積納二極體無法承受開啓裝置時的瞬間峰值功率，所以必須使用 TVS。)

15. 應調整 TVS 功率額定值的大小，以處理正常操作與過載時所儲存能量的差異：

$$P_{TVS} > \frac{1}{2} * L_L * [I_{LIMITMAX}^2 - I_P^2] * f_s$$

(注意：在 *PI Expert* 中可找到所有電流限值。)

16. 快速或超快速恢復型二極體應用作箝位電路中的阻隔二極體。
(注意：某些情況下，使用標準恢復型二極體可能會讓效率和 EMI 有所改善。針對此目的使用的標準恢復型二極體**必須**具有所列的指定反向恢復時間。應小心留意此二極體中的反向恢復電流，確保其低於可接受的限值。未經全面評估，不建議核准採用標準恢復型二極體的設計。)

17. 阻隔二極體的 PIV 應大於：$1.5*V_{maxclamp}$

18. 阻隔二極體的正向峰值重複電流額定值應大於：I_P
如果產品規格型錄中沒有列出此參數，則平均正向電流額定值應大於：$0.5*I_P$
(注意：二極體的平均正向電流額定值可能有較低的指定值，主要受限於熱效能。應在穩態工作期間於最低輸入電壓的情況下測量阻隔二極體的溫度，以確定額定值是否適宜。散熱片、元件方向及最終產品外殼對二極體的工作溫度均有影響。)

19. 調整阻尼電阻 (如有使用) 的大小，如下所示：

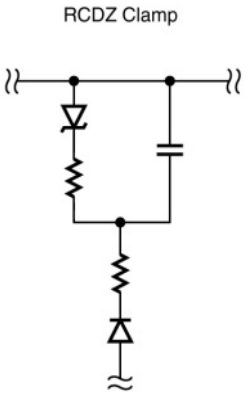
$$\frac{20}{0.8 * I_p}\ \Omega \le R_{damp} \le 100\ \Omega$$

(注意：如果是最大持續輸出功率不低於 20 W 的系統，應僅在絕對必要時才使用 R_{damp}，且應將其限制爲很小的值：$1\ \Omega \le R_{damp} \le 4.7\ \Omega$。)

20. 阻尼電阻額定功率應大於：

$$I_p^2 * R_{damp}$$

調整 RCDZ 箝位電路的大小



1. 測量變壓器的一次側漏電感 L_L
2. 檢查 *PI Expert* 中所用設計的切換頻率 f_s
3. 確定正確的一次側電流 I_P，如下所示：
   (注意：在 *PI Expert* 中可找到所有值。)
   a. 如果設計使用功率限值程式設定，則 $I_P = I_{LIMITEXT}$
   b. 如果設計使用外部限電流程式設定，則 $I_P = I_{LIMITEXT}$
   c. 對於其他所有設計，$I_P = I_{LIMITMAX}$
4. 確定一次側 MOSFET 上的允許電壓總值，並計算 $V_{maxclamp}$，如下所示：
   $$V_{MOSFETmax} = (VAC_{HighLine} * \sqrt{2}) + V_{maxclamp}$$
   (注意：對 MOSFET 執行 BVDSS 時，建議留出至少 50 V 的餘裕，另外再留出 30 至 50 V 的餘裕以便將暫態電壓考慮在內。對於全電壓輸入設計，建議 $V_{maxclamp}$ < 200 V。$V_{maxclamp}$ 不得低於約 1.5*VOR。)
5. 確定箝位電路上的漣波電壓 V_{delta}
   (注意：建議通常使用 $V_{maxclamp}$ 值的 10%。)
6. 計算箝位電路上的最小電壓，如下所示：
   $$V_{minclamp} = V_{maxclamp} - V_{delta}$$
7. 計算箝位電路上的平均電壓 V_{clamp}，如下所示：
   $$V_{clamp} = V_{maxclamp} - \frac{V_{delta}}{2}$$
8. 計算漏電抗中儲存的能量，如下所示：
   $$E_{LL} = \frac{1}{2} * L_L * I_P^2$$
   (注意：並非所有的漏電抗能量都會傳輸至箝位電路。因此，應該使用上述公式來計算箝位電路所耗散的實際能量，但需要將一次側電流峰值 I_P 換成僅流入箝位電路中的電流：I_C。由於 I_C 難以計算或測量，因此，我們將使用已知的比例因子調整 E_{LL}，以估算箝位電路中所耗散的能量：E_{clamp}。)
9. 估算箝位電路中所耗散的能量 E_{clamp}，如下所示：
   $$1.5\,W \le P_{out} \le 50\,W \qquad E_{clamp} = 0.8 * E_{LL}$$
   $$50\,W < P_{out} \le 90\,W \qquad E_{clamp} = E_{LL}$$
   $$90\,W < P_{out} \qquad E_{clamp} = E_{LL} * \left(\frac{V_{clamp}}{V_{clamp} - VOR}\right)$$
   (注意：連續輸出功率 < 1.5 W 的電源供應器通常不需要使用箝位電路。)
10. 將積納二極體崩潰電壓指定爲：$V_Z \ge VOR$
    (注意：視情況需要執行進位。永遠不得將 V_Z 指定爲小於 VOR 的值。)
11. 計算箝位電阻值，如下所示：
    $$R_{clamp} = \frac{[V_{clamp} - V_Z]^2}{E_{clamp} * f_s}$$

12. 計算箝位電阻的功率額定值，如下所示：

$$1.5 * \frac{[V_{clamp} - V_Z]^2}{R_{clamp}}$$

(注意：此處算出的 R_{clamp} 值是第一個近似值。建置電源供應器後，請測量平均電壓 V_{clamp} 並與此處所用的值進行比較。如果測得的值低於預期值，請增大 R_{clamp} 的值，直到測得的值與此處計算的結果相符。如果測得的值高於預期值，請減小 R_{clamp} 的值。)

13. 應將積納二極體功率額定值指定爲大於：

$$1.5 * V_Z * \left[\frac{E_{clamp} * f_S}{V_{clamp}}\right]$$

(注意：如果需要，請使用串聯的多個積納二極體以實現功率降格。如果功率額定值對於積納二極體而言太大，則可改用 TVS。電源供應器在滿載且最低輸入電壓條件下工作時，測量積納二極體的溫度，以驗證積納二極體功率額定值是否正確。在 25°C 環境中工作時，積納二極體的溫度永遠不得超過 70°C。)

14. 計算箝位電容值，如下所示：

$$C_{clamp} = \frac{E_{clamp}}{\frac{1}{2} * [V_{maxclamp}^2 - V_{minclamp}^2]}$$

15. 箝位電容電壓額定值應大於：$1.5*V_{maxclamp}$

16. 快速或超快速恢復型二極體應用作箝位電路中的阻隔二極體。
(注意：某些情況下，使用標準恢復型二極體可能會讓效率和 EMI 有所改善。針對此目的使用的標準恢復型二極體**必須**具有所列的指定反向恢復時間。應小心留意此二極體中的反向恢復電流，確保其低於可接受的限值。未經全面評估，不建議核准採用標準恢復型二極體的設計。)

17. 阻隔二極體的 PIV 應大於：$1.5*V_{maxclamp}$

18. 阻隔二極體的正向峰值重複電流額定值應大於：I_P
如果產品規格型錄中沒有列出此參數，則平均正向電流額定值應大於：$0.5*I_P$
(注意：二極體的平均正向電流額定值可能有較低的指定值，主要受限於熱效能。應在穩態工作期間於最低輸入電壓的情況下測量阻隔二極體的溫度，以確定額定值是否適宜。散熱片、元件方向及最終產品外殼對二極體的工作溫度均有影響。)

19. 調整阻尼電阻 (如有使用) 的大小，如下所示：

$$\frac{20}{0.8 * I_p}\ \Omega \le R_{damp} \le 100\ \Omega$$

(注意：如果是最大持續輸出功率不低於 20 W 的系統，應僅在絕對必要時才使用 R_{damp}，且應將其限制爲很小的值：$1\ \Omega \le R_{damp} \le 4.7\ \Omega$。)

20. 阻尼電阻額定功率應大於：

$$I_p^2 * R_{damp}$$

如需更多資訊

如對本文件中的資訊有任何疑問，請在 PI 電源供應器設計論壇 發布問題。