

简介

本课程讲义将在[PI大学](#)视频课程“修复存在过热元件的反激式电源”中同步播放。在本次课程中，您将了解到造成开关电源中元件过热的各种原因，以及诊断和修复这些问题的方法步骤。

课前准备

了解相关元件的降额限值

在学习本课程之前，如果您的公司或客户指定了工作温度的降额限值，那么您应该知道您的电路板上各主要元件的降额限值是多少。如不清楚，可查阅制造商提供的数据手册，了解各元件的最高工作温度。

| 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 |

最高温度限值

为便于参考，这里提供了部分主要元件的最高工作温度限值。这些数据是在最高环境温度以及最小和/或最大输入电压下测得的，代表最差工作条件。您可以降低元件额定温度，以满足特定安全要求或延长元件使用寿命。

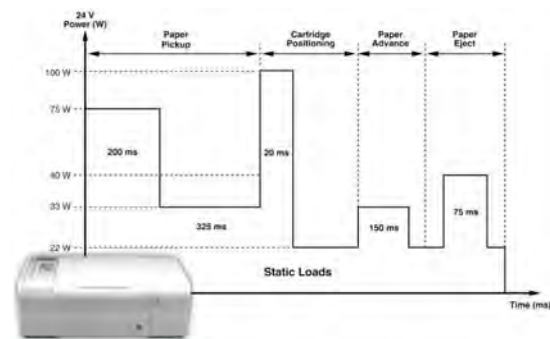
例如，电解电容的允许工作温度与元件的预期使用寿命成函数关系。一个额定温度 105°C、额定使用寿命 2,000 小时的电容，在 70°C 下连续工作时，其预期使用寿命可达到约 20,000 小时。

您应该通过测量判断出哪些元件在最小及最大输入电压下满载运行时，超过了其最高工作温度限值。

确认负载特性

首先，应确认您的负载所吸收的功率并没有超出设计的规定值。

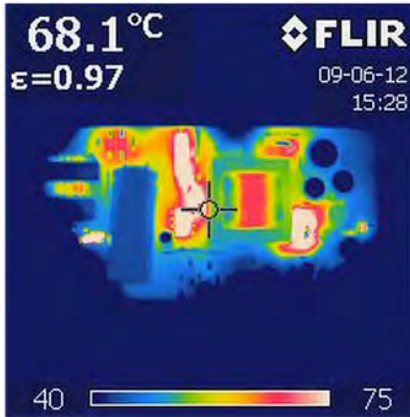
举例来说，这里是喷墨打印机的负载特性图。虽然该打印机要求的静态负载仅为 22 W，但包括瞬态负载在内平均功率为 31 W，峰值功率可达 100 W。如果将该打印机连接到一个 22 W 的电源，电源就会在使用期间出现过热情况。



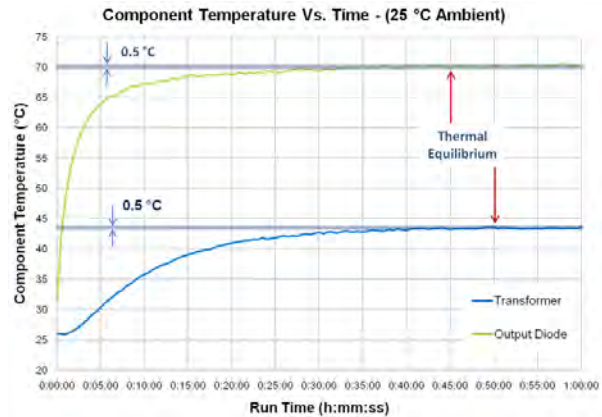
喷墨打印机的负载特性

可以连接一个电子负载装置来吸收您在[PI Expert™](#)中指定的总平均输出功率，以此来确认负载特性。

如果用电子负载测试电源时过热问题消失，则应重新分析负载特性，在[PI Expert](#)中重新设计电源。



元件的热像图



达到热平衡

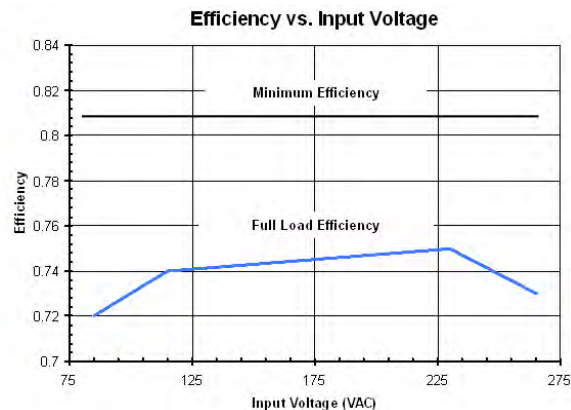
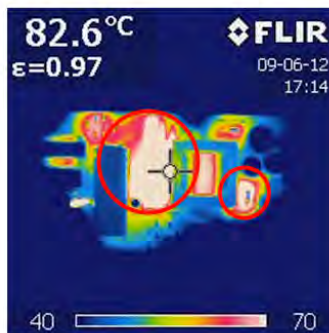
在元件过热问题十分明显的情况下，比如电阻冒烟时，就没有必要在解决问题之前测量其温度了。在进行所有其他测量时，需要为电源留出足够的时间，以便在测量之前使其达到热平衡。有时，可能需要留出一个小时以上的时间。一个判断电源是否达到热平衡的简单方法是，看元件的温度变化在 10 分钟之内是否始终小于 0.5°C。

按元件类型进行过热分析

如果在您的设计中有任何以下元件出现过热，您需要先测量电源的效率，然后再进行后续操作：

- 输出二极管
- 桥式整流管
- 变压器
- 输入电容
- 输入电感或共模扼流圈
- Power Integrations 器件

如果电源效率低于 *PI Expert* 中所输入目标值的 5% 或更多，则说明电路中的损耗高于预期值。反激式电源中损耗的功率可转换为热量，这就是某些元件出现过热的原因所在。请先解决这一问题，然后再继续下一操作。

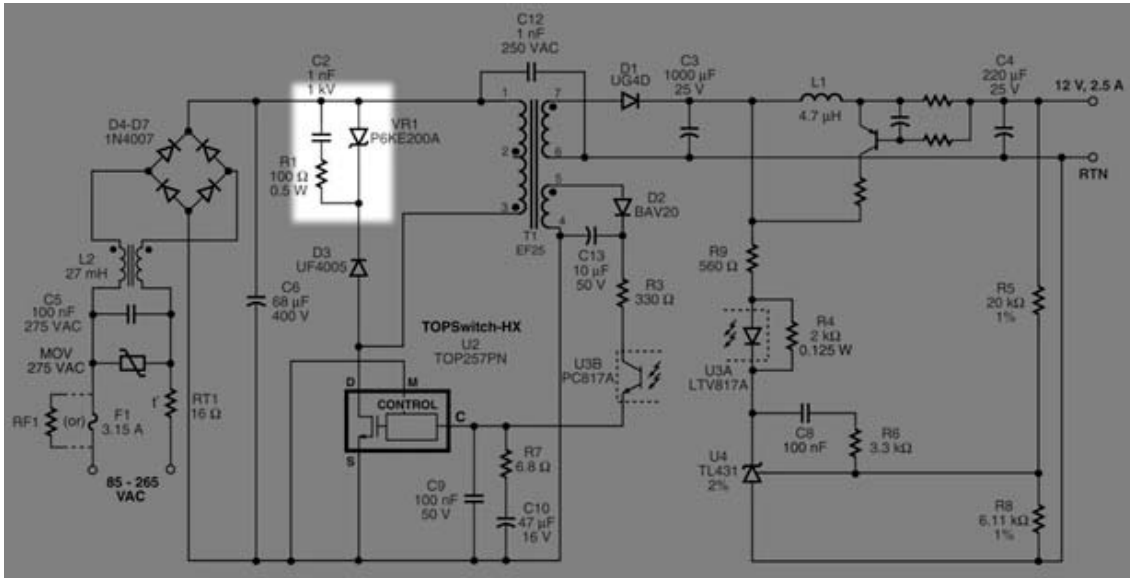


功率损耗可造成过热

注释：有关测量电源效率所需设备及方法的详细信息，请参见PI大学课程讲义[电源效率测量方法](#)。
如果测出的效率在低于目标值 5% 的范围之内，请继续学习本课程，了解解决问题的方法。

箝位过热

如果箝位出现过热，这说明设计存在问题。



箝位过热表明存在严重设计问题

要诊断这一问题，您需要确认箝位中所有元件的尺寸是否都是正确的（参见附录 A 中的“确定箝位大小的设计指南”）。

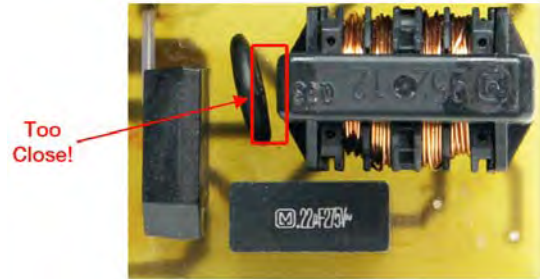
变压器过热

如果变压器出现过热，这可能是由其他设计原因引起的。您需要通过调试变压器设计来解决此问题。在解决这一问题若需提供帮助，请与当地 Power Integrations 技术支持代表联系。

输入电感或共模扼流圈过热

如果输入共模扼流圈出现过热，请先确认它没有靠近工作温度极高的元件放置，例如热敏电阻。如果位置太近，您需要重新调整电路板布局，将高温元件从共模扼流圈移开。

如果电感自身过热，这说明电感绕组的串联电阻所耗散的功率过大。要降低功率耗散，需换用额定电流较高的电感。这会增大线径，降低其串联电阻。

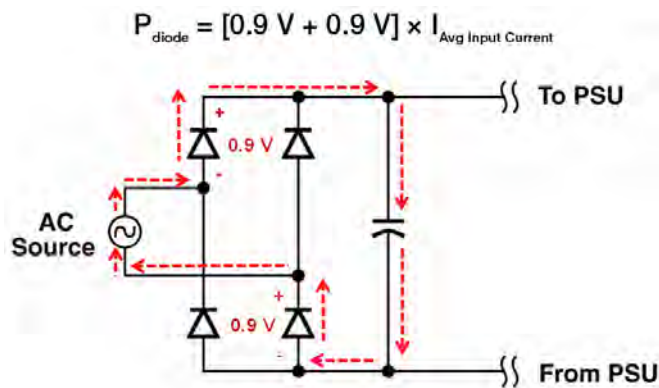


检查共模扼流圈的位置

整流桥过热

二极管整流桥的功耗等于平均输入电流乘以两个二极管在最差条件下的正向电压降，约为 1.8 V。选用较高额定电流的二极管可减小阻性损耗和降低元件温度。

对于输出功率高出约 30 到 40 W 的设计，可能需要选用一个封装的整流桥，将其连接到散热片。



二极管整流桥中的功率损耗

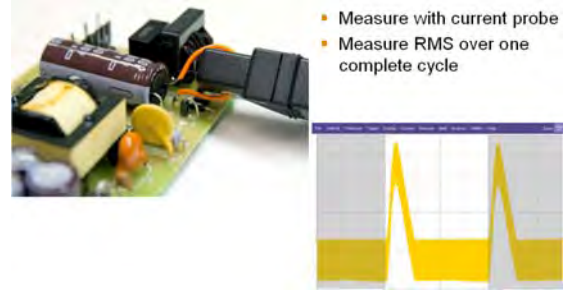


将封装的整流桥连接到散热片

输入电容过热

电解电容中的热量由流经其等效串联电阻或称为 ESR 的纹波电流产生。如果您的设计采用全波整流，应首先检查整流桥中的二极管都没有发生故障。只要有一个二极管发生开路故障，那么整流桥就会转换为半波整流管。这样会显著增大输入电容中的纹波电流。

接下来，确认电容的纹波电流额定值是否符合或超出流经电容的实际 RMS 纹波电流。流入输入电容的 RMS 纹波电流可通过两种方法来测量。第一种也是最直接的方法是，在电容和电路板之间插入一个电流环路，然后用一个示波器和一个电流探针测量流入和流出电容的总 RMS 电流。确保设置示波器的 RMS 和平均时长，测量一个完整的周期。



使用一个电流探针测量 RMS 纹波电流

或者，可使用这里所示的公式来计算 RMS 纹波电流的近似值。

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

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

$$V_{BP} = \sqrt{2} * V_{ACMIN} \rightarrow PIExpert$$

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

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

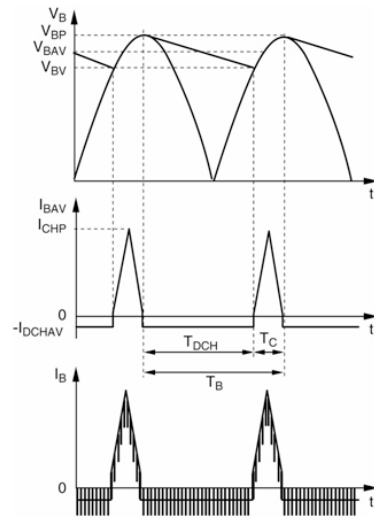
$$I_{DCHAV} = \frac{T_C}{T_B - T_C} * \frac{I_{CHP}}{2}$$

$$T_B = \frac{1}{2} * \frac{1}{f_L}$$

$$T_C \rightarrow PIExpert$$

$$VOR \rightarrow PIExpert$$

$$D_S = \frac{VOR}{V_{BAVG} + VOR}$$



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

计算主电容的纹波电流

在这个公式中：

- T_B 是一个电容充电/放电周期的总时间，它等于全波整流设计的输入电压时长的一半
- V_{BV} 是DC总线的最低电压，它等于 [PI Expert](#) 为指定输入电容值计算的 V_{MIN} 值
- V_{BP} 是DC总线的峰值电压，它等于 [PI Expert](#) 中指定的 V_{ACMIN} 乘以 $\sqrt{2}$
- T_C 是二极管整流桥的导通时间，由 [PI Expert](#) 指定
- I_{CHP} 和 I_{DCHAV} 分别是大容量电容的峰值充电电流和平均放电电流（两者都可以通过给出的公式进行计算）
- D_S 表示开关 MOSFET 的占空比

如果是基本近似，请使用电源的平均占空比。由于二极管整流桥的导通时间相对较短，您可以假设平均 DC 总线电压等于 V_{MIN} 加上总纹波电压的一半。由此，您可以调整反激式电源的传递函数，从而计算出 D 的平均值。

如果电容额定值设置正确，那么可以增大电容值，也可以使用两个并行的电容，其电阻都会小于等效 ESR。或者，从其他产品系列中选择一个 ESR 较小的电容。如果改变了输入电容量电容的值，则应该使用新值在 [PI Expert](#) 中反复调整设计。

金属氧化物压敏电阻过热

金属氧化物压敏电阻(MOV)用于箝位输入差模浪涌。如果您的设计使用了 MOV，请确认其电压额定值是否高于最大 AC 输入线电压。输入电源的典型 MOV 电压为 275 V 或 320 V。

经过多次浪涌侵袭后，MOV 的性能将有所下降，这样会降低其电压额定值并导致功耗增大。即使 MOV 不受多次浪涌侵袭的影响，该元件也有可能发生故障。

在电压额定值正确的情况下，只要 MOV 工作温度显著升高，就需要换用新的元件。

输出电容过热

首先，确认电容的纹波电流额定值是否符合或超出

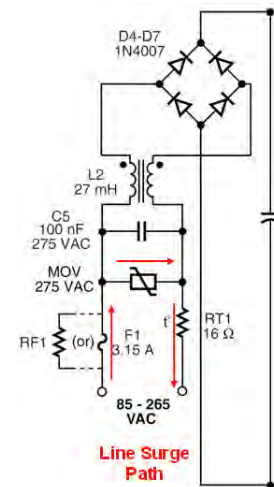
[PI Expert](#) 指定的值。您可以在“设计结果”选项卡下的输出电容“RMS 纹波电流”字段中看到该指定值。如果电容额定值设置正确，那么可以选取一个 ESR 较小的电容，或并行放置多个电容来减小总 ESR，从而达到降低功耗的目的。

在单路输出上使用多个并行输出电容时，需要确认 PCB 布板到每个电容的走线长度是否都相同，以确保纹波电流能被平均分配到所有电容上。如果 PCB 布板的走线长度存在差异，其中一个电容的工作温度将高于其他几个，此时需要重新调整电路板布局。

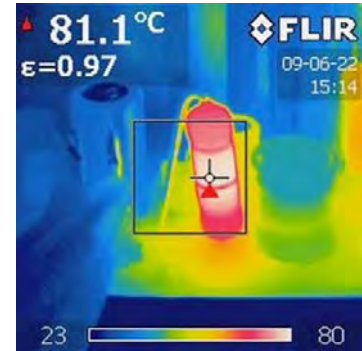
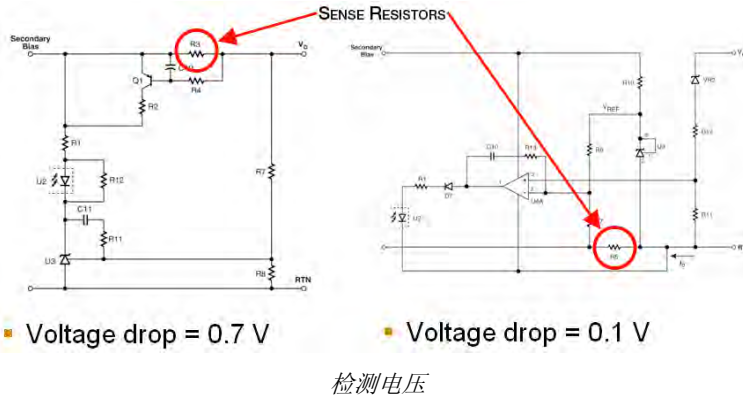
输出电流检测电阻过热

输出电流检测电阻的功耗等于 V^2/R ，其中 V 是检测电压， R 是检测电阻值。用于晶体管检测的检测电压通常为 0.3 V 到 0.7 V，而光耦电路的检测电压则为 50 mV 到 100 mV。

相对于所吸收的功率而言，如果电阻的尺寸够大，它将会变得非常热。电阻的功率额定值通常是根 70°C 的表面温度来指定的。如果电阻的工作温度超过这一数值，则会大幅缩短其使用寿命。



性能下降造成 MOV 过热



电阻过热

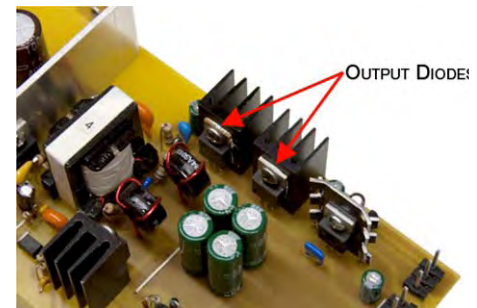
要降低电阻的温度，可以尝试将电阻垂直安装到 PCB 上，如果以前从未这样做的话。这样将增强电阻周围的气流和增加引线长度，有利于散热。或者，可以考虑使用额定功率较高的电阻。

另外一个方法是降低电阻吸收的功率。有两种方法可以降低电阻吸收的功率，均可通过电流检测电阻来实现。第一种方法是将多个并联电阻之间的功率分隔开来；另外一种方法是，如果使用的是晶体管检测电路，可以通过将该电路更改为光耦电路来降低电阻上的压降。

输出二极管过热

输出二极管通常是电路板上温度最高的元件之一，即使在有外部散热片的情况下，所测得的温度通常会超过环境温度 50 °C 以上。如果输出二极管的温度仍然过高，首先要确定您使用的二极管类型和额定值是否符合 [PI Expert](#) 的规定。

反激式转换器只能使用超快速恢复二极管或肖特基二极管作为输出整流器。绝不要使用标准整流二极管。如果快速或超快速恢复二极管过热，且二极管上的峰值反向电压低至可使用肖特基二极管，则用额定值相当的肖特基二极管进行替代将可降低温度。输出二极管上的峰值反向电压值见 [PI Expert](#) 中的“设计结果”选项卡。



输出二极管过热

在现有二极管旁并联另外一个额定值相当的二极管，同样可降低二极管的温度。选用额定电流较高的二极管，可使电阻减小，同样可降低温度。

如果二极管的大小和类型相符，则必须使用散热效果更好的二极管。

对于 TO-220 封装二极管，使用散热膏或散热垫将会降低电源外壳与散热片之间的热阻。但在使用散热膏时，请注意将涂敷层的厚度控制到最薄。如果涂敷层较厚，将会阻碍表面间的热传导，从而导致器件温度升高。

同时，还应确保器件表面紧贴整个散热片的表面。避免过度旋拧固定螺丝，否则可能导致封装脱离散热片。



确保准确共面

必要时，可以选用较大的散热片来降低温度。

对于轴向二极管，可增大 PCB 上二极管阴极垫片的铺铜区域。如果使用一盎司的覆铜电路板，将铜箔涂覆厚度增加到两盎司，也可降低利用 PCB 散热的轴向二极管的温度。

Power Integrations 器件过热

如果 Power Integrations 器件工作温度过高，或进入热关断模式，您则需要在设计中提高散热量。

如果使用的是 DIP 或表面贴装的封装器件，请重新调整电路板布局，增大源极处的铺铜区域。这是器件的主要散热方式。

如果使用一盎司的覆铜电路板，将铜箔涂覆厚度增加到两盎司，可降低各个利用 PCB 散热的元件的温度，其中包括 Power Integrations 器件。如果通过电路板源极处仍然无法充分散热，可以考虑换用允许使用外部散热片的封装类型，或选择再大一点的 Power Integrations 器件。如果器件的 $R_{ds(on)}$ 较低，可减小导通损耗并降低器件温度。

请注意，一些 Power Integrations 器件系列允许对内部流限进行设定，以便使用更大的器件，而无需重新设计您的电路。

将 Power Integrations 器件固定到外部散热片上时，可使用散热膏来降低电源外壳与散热片之间的热阻，但应将涂敷层的厚度控制到最薄。如果涂敷层较厚，将会阻碍表面间的热传导，从而导致器件温度升高。

同时，还应确保器件表面紧贴整个散热片的表面。避免过度旋拧固定螺丝，否则可能导致封装脱离散热片。

热敏电阻过热

输入浪涌热敏电阻可在高温下工作。在正常工作情况下，所测得的温度通常比环境温度高出 100 °C。热敏电阻的阻抗值可随着温度的升高而减小：当温度降低时表现出高阻抗，可限制浪涌输入涌电流；在温度升高时电阻迅速降低，以防止过度散耗。

热敏电阻温度 = $T_{\text{ambient}} + 100^{\circ}\text{C}$

$$\text{Thermistor} = T_{\text{ambient}} + 100^{\circ}\text{C}$$



热敏电阻过热

确保热敏电阻的电流额定值符合在 *PI Expert* 的“设计结果”选项卡中指定的“二极管整流桥平均电流”。

输入可熔电阻过热

由于可熔电阻属于耗散性元件，因此只能用于输出功率低于大约 10 W 的设计中。如果电源设计的输出功率超过 10 W，请用保险丝替代可熔电阻。如果电源设计的输出功率低于 10 W，请确认电路板上安装的可熔电阻的值是否符合您的设计要求。

不建议仅通过降低电阻值来降低耗散和温度。否则，首次加电时产生的较高浪涌电流，会导致严重故障。

有关详情

如果您对本课所提供的信息有任何疑问或看法，请发送电子邮件至：

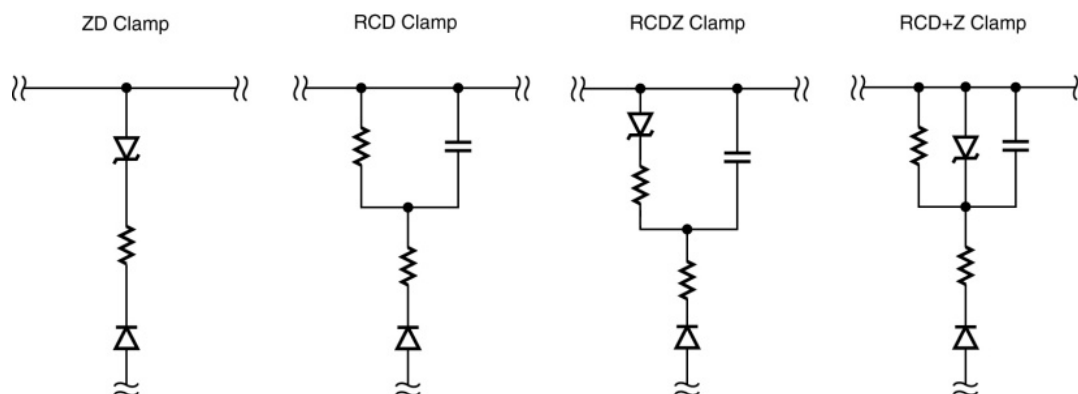
PIUniversity@powerint.com。



附录A 确定箝位大小的设计指南

简介

本指南将介绍使用 *PI Expert*[™]设计的反激式电源所用到的四大箝位类电路，以及确定每种电路中的元件大小所需的详细步骤。所作的任何假设或所使用的近似值都根据需要附有注释。请注意，使用 *PI Expert*创建的箝位设计可能比用下面的算法所生成的设计略为保守些。初步完成箝位电路设计后，应制作原型并在电源中验证其性能。如果测试结果与预期相差悬殊，则需要重新进行设计。



四种箝位类型

确定 RCD 箝位的大小

1. 测量变压器的初级漏感 L_L
2. 检查使用 *PI Expert*设计的电源的开关频率 f_s
3. 确定正确的初级电流 I_P ，方法如下：
 - (注释：以上所有值均在 *PI Expert*中提供)
 - a. 如果您的设计采用功率限制设定，则 $I_P = I_{LIMITEXT}$
 - 如果您的设计采用外部流限设定，则 $I_P = I_{LIMITEXT}$
 - b. 对于所有其他设计， $I_P = I_{LIMITMAX}$
4. 确定初级 MOSFET 所允许的总电压，并根据以下公式计算

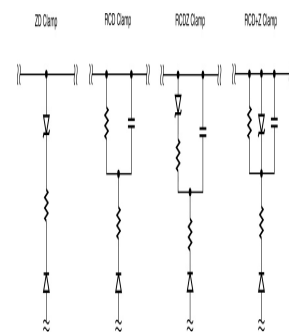
$V_{maxclamp}$:

$$V_{MOSFETmax} = (V_{AC_{HighLine}} * \sqrt{2}) + V_{maxclamp}$$

(注释：建议至少应维持低于 MOSFET 的 BVDSS 50 V 的电压裕量，并另外留出 30 V 到 50 V 的电压裕量以满足瞬态电压要求。对于通用输入设计，建议 $V_{maxclamp} < 200$ V。 $V_{maxclamp}$ 不应小于约 $1.5 * V_{OR}$ 。)

5. 确定箝位电路的电压纹波 V_{delta}
 - (注释：建议典型值应为 $V_{maxclamp}$ 的 10%。)
6. 根据以下公式计算箝位电路的最小电压：

$$V_{minclamp} = V_{maxclamp} - V_{delta}$$



PI886-1173

7. 根据以下公式计算箝位电路的平均电压 V_{clamp} ：

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

8. 根据以下公式计算漏感中贮存的能量：

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

(注释：并非所有的漏感能量都会转移到箝位。因此，在计算箝位所耗散的真实能量时应使用以上公式，同时将峰值初级电流 I_P 替代为仅流入箝位的电流 I_C 。由于 I_C 难以计算或测量，我们将根据已知的比例因数调整 E_{LL} ，从而估算出箝位中耗散的能量： E_{clamp})

9. 根据以下公式估算箝位中的能量耗散 E_{clamp} ：

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

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

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

(注释：连续输出功率 < 1.5 W 的电源通常不要求使用箝位电路。)

10. 根据以下公式计算箝位电阻值：

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

(注释：这里计算出的 R_{clamp} 值是第一近似值。在电源制作完成后，应测量平均电压 V_{clamp} ，然后将其与这里所使用的值进行比较。如果测量值低于预期值，应增大 R_{clamp} 的值，直到测量值与这些计算结果相符。如果测量值高于预期值，应减小 R_{clamp} 的值。)

11. 箝位电阻的功率额定值应大于：

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

12. 根据以下公式计算箝位电容值：

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

13. 箝位电容的电压额定值应大于： $1.5 * V_{maxclamp}$

14. 应使用快速或超快恢复二极管，将其用作箝位电路中的阻断二极管。

(注释：在有些情况下，使用标准恢复二极管有助于提高电源效率及 EMI 性能。作此用途的标准恢复二极管**必须**列明指定的反向恢复时间。使用这种二极管时应特别注意，确保其反向恢复时间低于可接受的限值。如果未经全面评估，不建议批准基于标准恢复二极管的设计。)

15. 阻断二极管的 PIV 值应大于： $1.5 * V_{maxclamp}$

16. 阻断二极管的正向反复峰值电流额定值应大于： I_P

如果数据手册中未提供该参数，则平均正向电流额定值应大于： $0.5 * I_P$

(注释：二极管的平均正向电流额定值可指定为较低值，它主要受热性能的约束。应在稳态工作期间及最低输入电压条件下测量阻断二极管的温度，以确定其额定值是否正确。散热性能、元件方位以及最终产品外壳都会影响到二极管的工作温度。)

17. 根据以下公式确定阻尼电阻的大小（如使用）：

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

（注释：对于最大连续输出功率为 20 W 或更大的电源系统， R_{damp} 只能在绝对必要时使用，并且应限制为非常小的值： $1 \Omega \leq R_{damp} \leq 4.7 \Omega$ 。）

18. 阻尼电阻的功率额定值应大于：

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

确定 ZD 箝位的大小

1. 测量变压器的初级漏感 L_L
2. 检查使用 [PI Expert](#) 设计的电源的开关频率 f_s
3. 确定正确的初级电流 I_p ，方法如下：
（注释：以上所有值均在 [PI Expert](#) 中提供）

如果您的设计采用功率限制设定，则 $I_p = I_{LIMITEXT}$

如果您的设计采用外部流限设定，则 $I_p = I_{LIMITEXT}$

对于所有其他设计， $I_p = I_{LIMITMAX}$

4. 确定初级 MOSFET 所允许的总电压，并根据以下公式计算

$V_{maxclamp}$ ：

$$V_{maxclamp} \text{ as: } V_{MOSFETmax} = (V_{AC_{HighLine}} * \sqrt{2}) + V_{maxclamp}$$

（注释：建议至少应维持低于 MOSFET 的 $BVDSS$ 50 V 的电压裕量，并另外留出 30 V 到 50 V 的电压裕度以满足瞬态电压要求。对于通用输入设计，建议 $V_{maxclamp} < 200$ V。 $V_{maxclamp}$ 不应小于约 $1.5 * V_{OR}$ 。）

5. 根据以下公式计算漏感中贮存的能量：

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

（注释：并非所有的漏感能量都会转移到箝位。因此，在计算箝位所消耗的真实能量时，应使用以上公式并将峰值初级电流 I_p 替代为仅流入箝位的电流 I_C 。由于 I_C 难以计算或测量，我们将根据已知的比例因数调整 E_{LL} ，从而估算出箝位中耗散的能量： E_{clamp} 。）

6. 根据以下公式估算箝位中的能量耗散 E_{clamp} ：

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

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

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

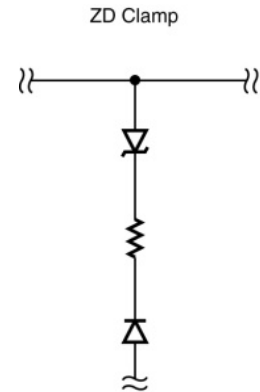
（注释：连续输出功率 < 1.5 W 的电源通常不要求使用箝位电路。）

7. TVS 击穿电压被指定为： $V_{maxclamp}$

（注释：必要时修约到整数。由于齐纳二极管无法承受器件中的瞬时峰值功耗，因此必须使用一个 TVS。）

8. TVS 的功率额定值至少应为 $1.5 * E_{clamp} * f_s$

（注释：必要时，可使用多个并联的 TVS 元件来实现功率降额。在电源满载及最低输入电压条件下测量 TVS 的温度，检验其功率额定值是否正确。TVS 在 25°C 的环境温度下工作时，管体温度不得超过 70°C。如果 TVS 的温度高于该值，请使用额定功率更高的元件，或使用多个并联 TVS 元件。）



9. 应使用快速或超快恢复二极管，将其用作箝位电路中的阻断二极管。
(注释：在有些情况下，使用标准恢复二极管有助于提高电源效率及 EMI 性能。用作此用途的标准恢复二极管**必须**列明指定的反向恢复时间。使用这种二极管时应特别注意，确保其反向恢复时间低于可接受的限值。如果未经全面评估，不建议批准基于标准恢复二极管的设计。)
10. 阻断二极管的 PIV 值应大于： $1.5 * V_{maxclamp}$
11. 阻断二极管的正向反复峰值电流额定值应大于： I_P
如果数据手册中未提供该参数，则平均正向电流额定值应大于： $0.5 * I_P$
(注释：二极管的平均正向电流额定值可指定为较低值，它主要受热性能的约束。应在稳态工作期间及最低输入电压条件下测量阻断二极管的温度，以确定其额定值是否正确。散热性能、元件方位以及最终产品外壳都会影响到二极管的工作温度。)
12. 根据以下公式确定阻尼电阻的大小（如使用）：
$$\frac{20}{0.8 * I_P} \Omega \leq R_{damp} \leq 100 \Omega$$

(注释：对于最大连续输出功率为 20 W 或更大的电源系统， R_{damp} 只能在绝对必要时使用，并且应限制为非常小的值： $1 \Omega \leq R_{damp} \leq 4.7 \Omega$ 。)
13. 阻尼电阻的功率额定值应大于：
$$I_P^2 * R_{damp}$$

确定 RCD+Z 箝位的大小

1. 测量变压器的初级漏感 L_L
2. 检查使用 [PI Expert](#) 设计的电源的开关频率 f_s
3. 检查 [PI Expert](#) 所预测的峰值初级电流 I_P
4. 确定初级 MOSFET 所允许的总电压，并根据以下公式计算

$V_{maxclamp}$ ：

$$V_{MOSFETmax} = (V_{AC_{HighLine}} * \sqrt{2}) + V_{maxclamp}$$

(注释：建议至少应维持低于 MOSFET 的 BVDSS 50 V 的电压裕量，并另外留出 30 V 到 50 V 的电压裕度以满足瞬态电压要求。对于通用输入设计，建议 $V_{maxclamp} < 200 V$ 。 $V_{maxclamp}$ 不应小于约 $1.5 * V_{OR}$ 。)

5. 确定箝位电路的电压纹波 V_{delta}
(注释：建议典型值应为 $V_{maxclamp}$ 的 10%。)

6. 根据以下公式计算箝位电路的最小电压：

$$V_{minclamp} = V_{maxclamp} - V_{delta}$$

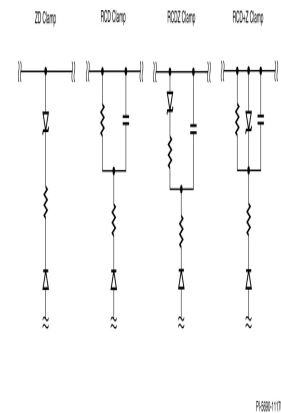
7. 根据以下公式计算箝位电路的平均电压 V_{clamp} ：

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

8. 根据以下公式计算漏感中贮存的能量：

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

(注释：并非所有的漏感能量都会转移到箝位。因此，在计算箝位所消耗的真实能量时，应使用以上公式并将峰值初级电流 I_P 替代为仅流入箝位的电流 I_C 。由于 I_C 难以计算或测量，我们将根据已知的比例因数调整 E_{LL} ，从而估算出箝位中耗散的能量： E_{clamp} 。)



9. 根据以下公式估算箝位中的能量耗散 E_{clamp} :

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

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

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

(注释: 连续输出功率 < 1.5 W 的电源通常不要求使用箝位电路。)

10. 根据以下公式计算箝位电阻值:

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

(注释: 这里计算出的 R_{clamp} 值是第一近似值。在电源制作完成后, 应测量平均电压 V_{clamp} , 然后将其与这里所使用的值进行比较。如果测量值低于预期值, 应增大 R_{clamp} 的值, 直到测量值与这些计算结果相符。如果测量值高于预期值, 应减小 R_{clamp} 的值。)

11. 箝位电阻的功率额定值应大于:

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

12. 根据以下公式计算箝位电容值:

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

13. 箝位电容的电压额定值应大于: $1.5 * V_{maxclamp}$

14. 根据以下公式指定 TVS 击穿电压的近似值: $V_Z = V_{maxclamp} + 20 V$

(注释: 由于齐纳二极管在导通时无法承受器件中的瞬时峰值功耗, 因此必须使用一个 TVS。)

15. TVS 的功率额定值大小应能够处理在正常工作及过载条件下所贮存能量的差异。

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

(注释: 所有流限值均在 [PI Expert](#) 中提供。)

16. 应使用快速或超快恢复二极管, 将其用作箝位电路中的阻断二极管。

(注释: 在有些情况下, 使用标准恢复二极管有助于提高电源效率及 EMI 性能。用作此用途的标准恢复二极管 **必须** 列明指定的反向恢复时间。使用这种二极管时应特别注意, 确保其反向恢复时间低于可接受的限值。如果未经全面评估, 不建议批准基于标准恢复二极管的设计。)

17. 阻断二极管的 PIV 值应大于: $1.5 * V_{maxclamp}$

18. 阻断二极管的正向反复峰值电流额定值应大于: I_P

如果数据手册中未提供该参数, 则平均正向电流额定值应大于: $0.5 * I_P$

(注释: 二极管的平均正向电流额定值可指定为较低值, 它主要受热性能的约束。应在稳态工作期间及最低输入电压条件下测量阻断二极管的温度, 以确定其额定值是否正确。散热性能、元件方位以及最终产品外壳都会影响到二极管的工作温度。)

19. 根据以下公式确定阻尼电阻的大小 (如使用):

$$\frac{20}{0.8 * I_P} \Omega \leq R_{damp} \leq 100 \Omega$$

(注释: 对于最大连续输出功率为 20 W 或更大的电源系统, R_{damp} 只能在绝对必要时使用, 并且应限制为非常小的值: $1 \Omega \leq R_{damp} \leq 4.7 \Omega$ 。)

20. 阻尼电阻的功率额定值应大于:

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

确定 RCDZ 箝位的大小

1. 测量变压器的初级漏感 L_L
2. 检查使用 [PI Expert](#) 设计的电源的开关频率 f_s
3. 确定正确的初级电流 I_P ，方法如下：
(注释：所有值均在 [PI Expert](#) 中提供。)
如果您的设计采用功率限制设定，则 $I_P = I_{LIMITEXT}$
如果您的设计采用外部流限设定，则 $I_P = I_{LIMITEXT}$
对于所有其他设计， $I_P = I_{LIMITMAX}$
4. 确定初级 MOSFET 所允许的总电压，并根据以下公式计算

$V_{maxclamp}$:

$$V_{MOSFETmax} = (V_{AC_{HighLine}} * \sqrt{2}) + V_{maxclamp}$$

(注释：建议至少应维持低于 MOSFET 的 $BVDSS$ 50 V 的电压裕量，并另外留出 30 V 到 50 V 的电压裕量满足瞬态电压要求。对于通用输入设计，建议 $V_{maxclamp} < 200$ V。 $V_{maxclamp}$ 不应小于约 $1.5 * V_{OR}$ 。)

5. 确定箝位电路的电压纹波 V_{delta}
(注释：建议典型值应为 $V_{maxclamp}$ 的 10%。)
6. 根据以下公式计算箝位电路的最小电压：
 $V_{minclamp} = V_{maxclamp} - V_{delta}$
7. 根据以下公式计算箝位电路的平均电压 V_{clamp} ：

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

8. 根据以下公式计算漏感中贮存的能量：

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

(注释：并非所有的漏感能量都会转移到箝位。因此，在计算箝位所耗散的真实能量时应使用以上公式，同时将峰值初级电流 I_P 替代为仅流入箝位的电流 I_C 。由于 I_C 难以计算或测量，我们将根据已知的比例因数调整 E_{LL} ，从而估算出箝位中耗散的能量： E_{clamp} 。)

9. 根据以下公式估算箝位中的能量耗散 E_{clamp} ：

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

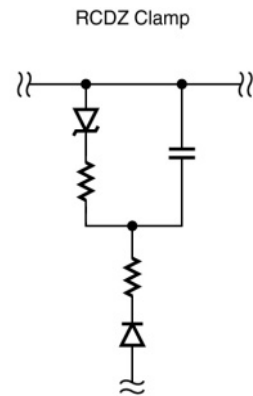
$$50 W < P_{out} \leq 90 W \quad E_{clamp} = E_{LL}$$

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

(注释：连续输出功率 < 1.5 W 的电源通常不要求使用箝位电路。)

10. 齐纳二极管击穿电压被指定为： $V_Z \geq V_{OR}$
(注释：必要时约等到整数。 V_Z 的取值绝不能小于 V_{OR} 。)
11. 根据以下公式计算箝位电阻值：

$$R_{clamp} = \frac{[V_{clamp} - V_Z]^2}{E_{clamp} * f_s}$$



12. 根据以下公式计算箝位的功率额定值:

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

(注释: 这里计算出的 R_{clamp} 值是第一近似值。在电源制作完成后, 应测量平均电压 V_{clamp} , 然后将其与这里所使用的值进行比较。如果测量值低于预期值, 应增大 R_{clamp} 的值, 直到测量值与这些计算结果相符。如果测量值高于预期值, 应减小 R_{clamp} 的值。)

13. 齐纳二极管的功率额定值应大于:

$$1.5 * V_z * \left[\frac{E_{clamp} * f_s}{V_{clamp}} \right]$$

(注释: 必要时, 可使用多个并联的齐纳二极管, 以实现功率降额。如果齐纳二极管的功率额定值过大, 可换用 TVS。在电源满载及最低输入电压条件下测量齐纳二极管的温度, 检验其功率额定值是否正确。齐纳二极管在 25°C 的环境温度下工作时, 管体温度不得超过 70°C。)

14. 根据以下公式计算箝位电容值:

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

15. 箝位电容的电压额定值应大于: $1.5 * V_{maxclamp}$

16. 应使用快速或超快恢复二极管, 将其用作箝位电路中的阻断二极管。

(注释: 在有些情况下, 使用标准恢复二极管有助于提高电源效率及 EMI 性能。用作此用途的标准恢复二极管**必须**列明指定的反向恢复时间。使用这种二极管时应特别注意, 确保其反向恢复时间低于可接受的限值。如果未经全面评估, 不建议批准基于标准恢复二极管的设计。)

17. 阻断二极管的 PIV 值应大于: $1.5 * V_{maxclamp}$

18. 阻断二极管的正向反复峰值电流额定值应大于: I_p

如果数据手册中未提供该参数, 则平均正向电流额定值应大于: $0.5 * I_p$

(注释: 二极管的平均正向电流额定值可指定为较低值, 它主要受热性能约束。应在稳态工作期间及最低输入电压条件下测量阻断二极管的温度, 以确定其额定值是否正确。散热性能、元件方位以及最终产品外壳都会影响到二极管的工作温度。)

19. 根据以下公式确定阻尼电阻的大小 (如使用):

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

(注释: 对于最大连续输出功率为 20 W 或更大的电源系统, R_{damp} 只能在绝对必要时使用, 并且应限制为非常小的值: $1 \Omega \leq R_{damp} \leq 4.7 \Omega$ 。)

20. 阻尼电阻的功率额定值应大于:

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

有关详情

如果您对本指南中所提供的信息有任何问题, 欢迎在[PI电源设计论坛](#)中提出。