

应用手册

应用 IRIS40xx 系列单片集成开关 IC 开关电源 的反激式变压器设计

索引:

- | | |
|---------------|------------|
| 1) 反激式变压器设计介绍 | 6) 导线线规表 |
| 2) 电源设计所需的标准 | 7) 参考资料 |
| 3) 变压器设计步骤 | 8) 变压器元件来源 |
| 4) 变压器结构 | |
| 5) 磁芯类型 | |

1) 反激式变压器设计介绍

反激式电源变换器设计的关键因素之一 是变压器的设计。在此我们所说的变压器不是真正意义上的变压器，而更多的是一个能量存储装置。在变压器初级导通期间能量存储在磁芯的气隙中，关断期间存储的能量被传送给输出。初次级的电流不是同时流动的。因此它更多的被认为是一个带有次级绕组的电感。

反激电路的主要优势是成本，简单和容易得到多路输出。反激式拓扑对于 100W 以内的系统是实用和廉价的。大于 100W 的系统由于着重降低装置的电压和电流，其它诸如正激变换器方式就变得更有成效。

反激式变压器设计是一个反复的过程，因为与它的变量个数有关，但是它不是很困难，稍有经验就可快速和容易的处理。在变压器设计之前的重点是定义电源参数，诸如输入电压，输出功率，最小工作频率，最大占空比等。根据这些我们就可以计算出变压器参数，选择合适的磁芯。如果计算参数没有落在设计范围内，重复计算是必要的。利用网站上的 EXCEL 电子表格可以容易的处理这些步骤。

属于 ISMPS IC 的 IR40xx 系列最初设计应用于准谐振方式，这意味变压器工作于不连续模式（磁场不连续，当变压器中的能量传递到次边后磁场反回到零）。在 PRC 模式中的变压器通常也工作于不连续状态，若工作于连续状态时工作频率设置的很低（约 20KHZ 时一般不实用，因为需要较大尺寸的磁芯）。因此本应用手册仅包含不连续设计的实例。

2) 电源设计所需的标准

在开始变压器设计之前，根据电源的规范必须定义一些参数如下：

- 1) 最小工作频率— f_{min}
- 2) 预计电源效率— $\eta \approx 0.85 \sim 0.9$ (高压输出)， $0.75 \sim 0.85$ (低压输出)
- 3) 最小直流总线电压— V_{min} 如 110V 时最小输入电压 85Vac，可有 10V 抖动)
- 4) 最大占空比— D_m (建议最大值为 0.5)
- 5) 串联谐振电容值— C_{res} (建议取值范围为 100pf~1.5nf，见图 1)

3) 变压器设计步骤

首先计算总输出功率，它包括所有次级输出功率，辅助输出功率和输出二极管的压降。通常主要输出电流若大于 1A 使用肖特基二极管，小于 1A 使用快恢复二极管，当小电流输出时辅助绕组可用 1N4148 整流（建议辅助电压为 18V，电流为 30mA）

$$P_o = ((V_{O_1} + V_{D_1}) \times I_{O_1} + \dots + ((V_{O_n} + V_{D_1}) \times I_{O_1}) + ((V_B + V_{D_B}) \times I_B$$

输出功率 (P_o) 计算的是总的输出功率。

根据 P_o 变压器的初级电感可由下式计算出。

$$L_p = \frac{(V_{min} \times D_m)^2}{\left(\sqrt{\frac{2 \times P_o \times f_{min}}{\eta}} + V_{min} \times \pi \times f_{min} \times D_m \times \sqrt{C_{res}} \right)^2}$$

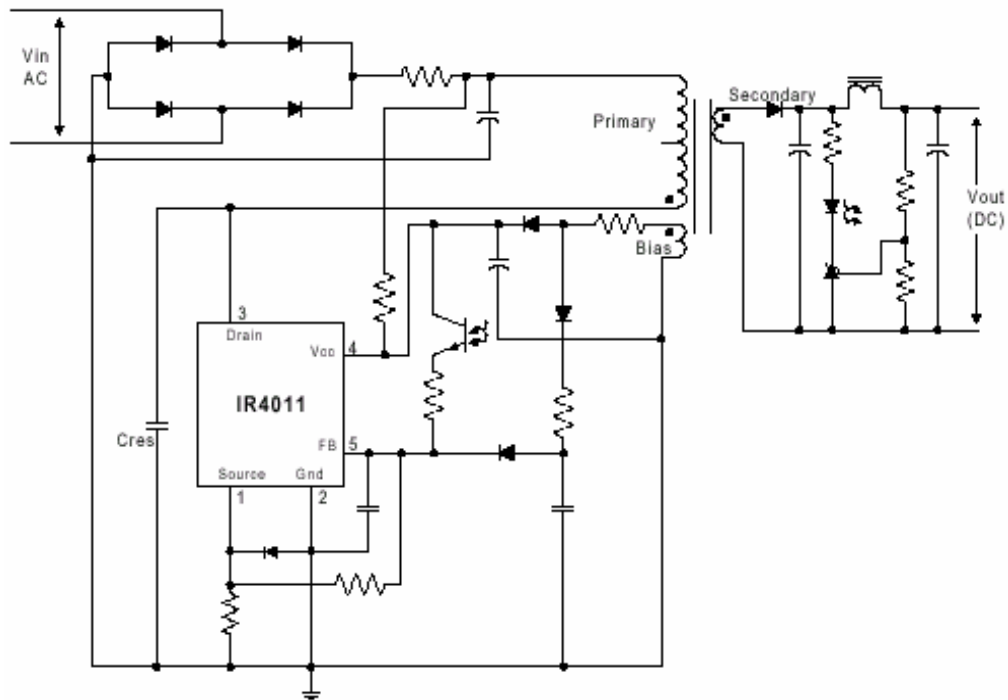


图 1 IR40xx 系列反激电路典型应用

下一步是计算初级，次级和辅助绕组的变比。下式给出初级 (N_p) 和次级 (N_s) 变比的计算公式：

$$N_p = N_s \times \frac{V_{\min}}{V_o + V_D} \times \frac{D_m}{1 - D_m}$$

此处 V_o 是次级输出电压， V_D 是次级输出整流管的正向压降。一个好的方法是先计算次级每

$$N_B = N_s \times \frac{V_B}{V_o + V_D}$$

伏的匝数，依此可计算出初级的匝数。辅助绕组的匝数 N_B 可依下式算出。

对于多路输出电源需要反复计算找出最佳变比，需要对输出电压采取一些折中以确保匝数为整数，没有半匝。

现在就可计算出带气隙磁芯的有效电感。这需从磁芯生产商处获得所需有气隙磁芯的 $A_l g$ 值

或者使用标准磁芯通过研磨中间段得到所需的 A_{LG} 值它也可以用下式由初级电感 L_p (μH) 和初级匝数 N_p 计算出。

$$A_{LG} = 1000 \times \frac{L_p}{N_p^2} \quad \text{Nh/匝数}^2$$

初级平均电流 I_{AV} 可由假定效率 η ，所需总输出功率 P_o 及最小直流总线电压 V_{min} 算出。

$$L_{AV} = \frac{P_o}{\eta \times V_{min}}$$

所需初级峰值电流 I_p 可由下式算出

$$I_p = I_{AV} \times \frac{2}{D_M}$$

图 2 给出不连续模式初级电流波形。可以看出在 t_1 导通期间 有一斜坡电流，其上升斜率受直流总线电压和初级电感 L_p 控制，最终达到刚才所计算的峰值电流值 I_p 。在 t_2 关断期间初级无电流流过。在 $I=I_p$ 处出现峰值磁通。由于 IR40xx 是自准谐振电路， t_1 与 t_2 的转换依赖于输出负载和输入电压。计算时我们可采用变压器最坏情况下的最低频率，最低直流总线电压和最大负载。

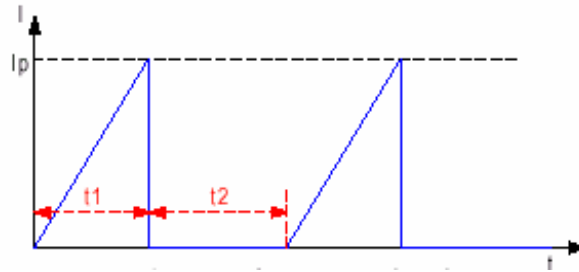


图 2 不连续反激电路初级电流波形

根据初级 RMS 电流 I_{rms} 能够算出所需导线线径，见下式。

$$I_{rms} = I_p \times \sqrt{\frac{D_m}{3}}$$

下一步是计算所需磁芯尺寸和气隙。首先选择磁芯尺寸，可以应用第五部分给出的磁芯类型和尺寸选择适当的功率等级。根据下式由有效截面积 A_e (cm^2) 计算

出最大磁通密度 B_m ，作为磁芯选择依据（ B_m 应在 2000~3000 高斯之间，低于 2000 磁芯未被充分利用，高于 3000 依据所用铁氧体材料可能发生饱和）。

$$B_m = \frac{N_p \times I_p \times A_{LG}}{10 \times A_e}$$

一个可选方法是由 B_m （如 2500）计算所需磁芯的最小 A_e 。见下式。

$$A_e = \frac{N_p \times I_p \times A_{LG}}{10 \times B_m}$$

通过改变次级匝数 (N_s) 可使 B_m 在所需范围内，也可直接改变初级匝数 (N_p)。对于专门磁芯增加次级匝数将降低 B_m ，反过来减少次级匝数将增大 B_m 。

交流磁密 B_{AC} 的应用可依据厂商提供的磁芯损耗曲线。它给出磁通的交流成分而不是峰峰值。这对不连续变压器设计可很方便由下式算出。

$$B_{AC} = \frac{B_m}{2}$$

下一步是计算所需气隙。这意味着先要计算无隙磁芯的相对导磁率 μ_r ，它可由磁芯参数 A_e （有效截面积 cm^2 ）， L_e （有效磁路长度 cm^2 ）， A_L （电感系数 $\text{nH}/\text{匝}^2$ ）计算出。

$$\mu_r = \frac{A_L \times L_e}{0.4\pi \times A_e \times 10}$$

现在可以计算气隙的厚度了。气隙仅在磁芯的中间部分研磨，这样有助于防止磁芯边沿磁通泄漏对周围元件产生 EMI 噪声（然而对于发展中或小的产品用绝缘材料垫在磁芯外部获得所需气隙是可以接受的。但必须切记外部气隙是计算值的一半）。 l_g 最小是 0.051mm，这是 A_{lg} 的约束和研磨容许误差。 l_g 计算公式如下：

$$l_g = \left(\frac{0.4\pi \times N_p^2 \times A_e}{L_p \times 100} - \frac{L_e}{\mu_r} \right) \times 10$$

随着参数的计算和确定我们现在需要计算合适的导线规格。首先需要根据实际骨架宽度 (BW) 计算可用骨架宽度 (BWA)，初级绕组 (L) 层数，余留宽度 (M)。初级可绕 1, 2 层或 3 层但要尽量减少层数以降低初级绕组电容（也可用胶带绝缘初级能有效的降低绕组电容）和漏电感。余留尺寸取决于由系统输入电压和安全处理决定的所需绝缘程度（详见第 4 部分变压器结构）。另一可行办法是次级

绕组绝缘增大 3 倍就无需余留空间，这一方法通常应用于主要考虑变压器尺寸的场所，此法能减小变压器尺寸，但通常引起成本增加。

$$BW_A = L \times (BW - (2 \times M))$$

现在根据可利用的绕组宽度计算出初级导线规格，由初级匝数计算出包括绝缘层在内的导线外（OD，mm）。计算的目的是为了让初级绕组覆盖整个骨架宽度以产生最强的耦合。

$$OD = \frac{BW_A}{N_P}$$

现在由第 5 部分的导线规格表（它是个好的开始）或者厂商提供的合适的导线规格表可以选择与所计算 OD 值相匹配的导线规格。依此能得到导线的圆密尔值（CM），进一步可以计算初级绕组电流容量（它是反推电流密度的基础）它被定义为“圆密尔每安培”或 CMA。

$$CMA_p = \frac{CM}{I_{rms}}$$

计算的 CMA_p 值应在 200~500 之间，低于 200 的电流密度太高，它会导致发热和功率损耗，高于 500 导线未被利用到额定电流容量值。如果计算的 CMA_p 低于 200 需重复计算，可以增加绕组层数或选择大一规格的磁芯。如果 CMA_p 高于 500 就减少绕组层数或小一规格的磁芯进行重复计算。作为一个规范初级导线规格应在 26AWG 之内。这是因为在高频时电流只在导线表面流动，大规格导线的中心没有被利用，电流集中在导线表面，这样就减小了导线有效截流截面。可以用多股导线克服这以问题，例如多股标准 26AWG 导线可给出相同的有效 CMA。

现在我们需要计算辅助绕组导线规格和次级绕组导线规格（或多路输出电源的绕组）。利用下式能够计算出适当绕组的次级峰值电流。

$$I_{SPX} = \left(I_P \times \frac{N_P}{N_{SX}} \right) \times \frac{P_{OX}}{P_O}$$

此处 P_{ox} 是所计算的次级绕组的输出功率，P_o 是先前计算的总输出功率。这确保所计算的次级峰值电流和特定输出功率相匹配，这一点对多路输出电源很重要，能保证次级导线规格不超标，这假定次级是单独绕组。一个可选的办法是叠加

次级绕组，通过合并输出返回连接端能够减少骨架所需引脚数。这两种次级绕组安排见图 3。

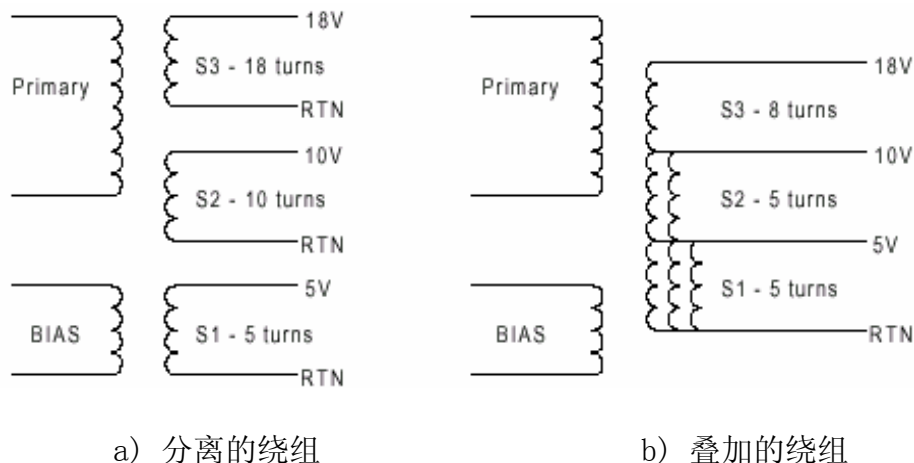


图 3 次级绕组的两种不同安排

在图 3 所示例子中次级 S1 传导 S1, S2, S3 的和电流，次级 S2 传导 S2, S3 的和电流，因此导线的规格必须于之相适应。I_{SPX} 计算公式变为下式：

$$I_{SPX} = \left(I_P \times \frac{N_P}{N_{SX}} \right) \times \frac{\sum P_{OX}}{P_O}$$

此处 $\sum P_{OX}$ 是各绕组功率之和，例如在图 3 b) 中 S1+S2+S3 为 S3 绕组，S1+S2 为 S2 绕组。S3 仍旧传导它自己的电流，计算是简单的。现在次级 RMS 电流 (I_{Srms}) 可以下式计算：

$$I_{Sxrms} = I_{SXP} \times \sqrt{\frac{1-D_m}{3}}$$

图 4 给出 IR40xx 漏极电压，初级电流，变压器次级电压和次级电流。据此可以看出初、次级之间的关系，初、次级电流是如何不在同一时间流动的。

现在根据所计算的次级 RMS 电流 (I_{Sxrms}) 得出所需次级导线的规格。公式如下：

$$CM_{SX} = CMA_P \times I_{Sxrms}$$

注意此处计算的初级所用 CMA（电流容量）要确保与初级和次级的电流容量相匹配。由所计算的 CM 值从导线规格表中选择合适的导线。若可能的话总是在相邻低点的 AWG 号（它是相邻较大导线规格）附近取值。次级导线规格大于 26AWG 时建议不使用单根导线，其原因在前面关于初级导线规格时已提及到，所以绕组就需要用小规格的导线或者绞合线（它通常是多股导线编织而成这种导线一般是定做，价格昂贵，但它使用效果好）并联使用。当使用并联导线时应确信全部 CM 值在前面计算值的 10%之内。同法可计算出辅助绕组所需的导线规格。

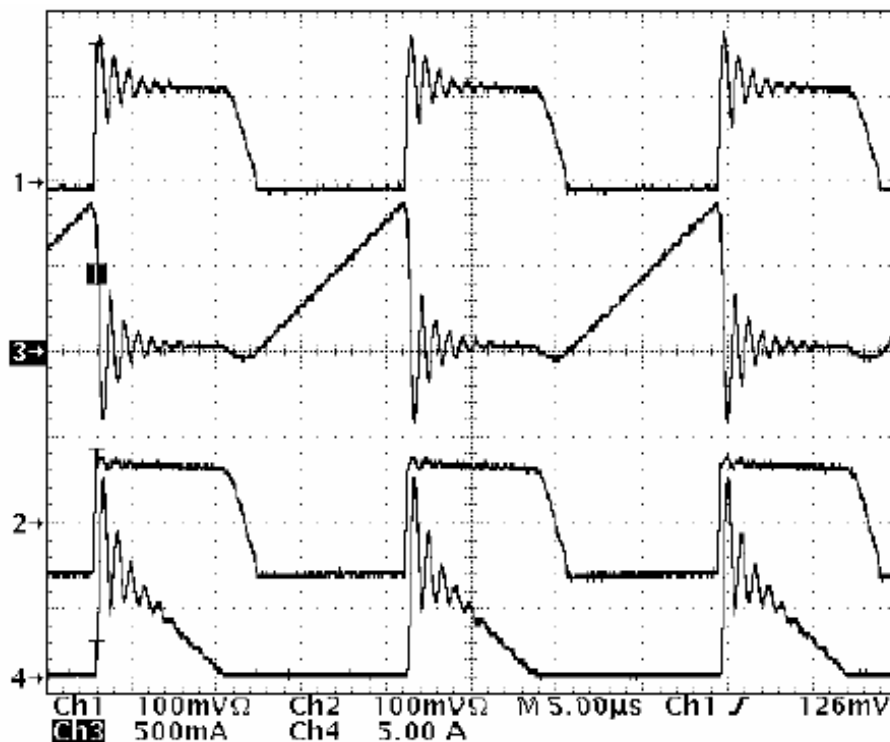


图 4 一个 12V/2A 的电源在 90Vac 输入带 1.5A 负载时
IR40xx 的漏极电压 (CH1—00/div)、初级电流
(CH3)、次级电压 (CH2—20V/div) 和次级电流 (CH4)

为了初、次级间有最强的耦合，次级绕组应充满整个骨架宽度。由于次级绕组通常只有很少的匝数，所以能通过绕组并联达到此目的。

变压器制造商在制作变压器时需要以下参数：

- 磁芯和骨架序列号（及所需气隙 AL 值（ALG））
- 每一绕组的导线规格和绝缘类型
- 安全和漏电要求
- 初级电感
- 每一绕组（ N_p 、 N_b 、 N_s ）匝数

- 骨架引脚连接关系
- 绕组结构和放置
- 工作温度等级（例如，等级 A=105°C）

4) 变压器结构

对于反激变压器的结构有两种主要的设计方法，它们是：

- 1) 边沿空隙法 (Margin Wound) —方法是在骨架边沿留有空余以提供所需的漏电和安全要求。
- 2) 3 层绝缘法 (Triple Insulated) —次级绕组的导线被做成 3 层绝缘 以便任意两层结合都满足电气强度要求。

安全要求、漏电和电气强度要求以适当的标准列出，例如对于 ITE，在美国包含于 UL1950 中，在欧洲包含于 EN60950 (IEC950)。5—6mm 的漏电距离通常就足够了，因此在边沿的应用中初、次级间通常留有 2.5—3mm 的空间。图 5 给出边沿空隙法结构和 3 层绝缘法结构。边沿空隙法结构是最常用的类型。边沿空隙法结构由于材料成本低具有很高的性价比。3 倍绝缘法结构变压器体积可以做的很小，因为绕组可以利用骨架的全部宽度，边沿不需要留空隙，但是材料成本和绕组成本比较高。

图 5 a) 给出边沿空隙法结构，此例中边沿空间由被切割成所想要边沿宽度的带子实现，这种带子通常需要 1/2 爬电距离（如 6mm 爬电距离时为 3mm）。边沿带子绕的层数与绕组高度相匹配。磁芯的选择应是可利用的绕组宽度至少是所需爬电距离的 2 倍以维持良好的耦合和使漏感减到最小。初级绕组是骨架中的第一个绕组，绕组的起始端（和初级紧密相连）是和 IR40xx 的漏极引脚相连的末端。这就使通过其它绕组使最大电压摆动点得到保护。进而使能耦合到印制板上其它元件的 EMI 最小。如果初级绕组多于一层，在两绕组层 之间应放置一个基本的绝缘层（切割成充满两边余留之间宽度），可以减小两层之间可能出现的击穿现象，也能减小两层之间的电容。另一绝缘层放在初级绕组的上面，辅助绕组在此绝缘层之上。在辅助绕组上放置 3 层胶带（切割成充满整个骨架宽度）以满足初、次级之间的绝缘要求。在此层之上放置另一边沿空隙，次级绕在它们之间，所以在初、次级之间就有 6mm 的有效爬电距离和完全电压绝缘。最后在次级绕组上缠 3 层胶带（整个骨架宽度）以紧固次级绕组和保证绝缘。

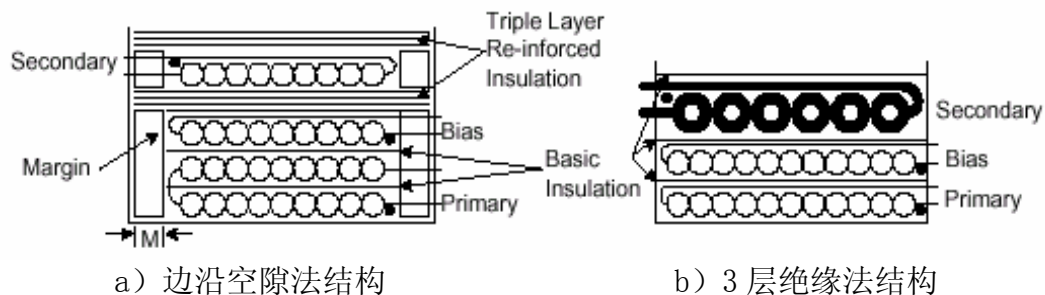


图 5 边沿空隙法和 3 层绝缘法类型的变压器结构

图 5 b) 给出 3 层绝缘法结构。可以看出初级充满整个骨架宽度，和辅助绕组之间仅有一层胶带，在辅助绕组上缠一层胶带以防止损坏次级绕组导线的 3 倍绝缘层。次级绕组缠在其上，最后缠一单层胶带进行保护。注意绕线和焊接时绝缘不被损坏。

4.1) 变压器材料

铁芯

有许多厂家的铁芯可被用作反激变压器。下面的材料适合使用：

TDK—PC40 或 PC44 材质

飞利浦—3C85、3C90 或 3F3

西门子—N27 或 N67

有许多形状的磁芯可用但反激变压器一般用 E 形磁芯，原因是它成本低、易使用。其它类型磁芯如 EF、EFD、ETD、EER 和 EI 应用在有高度等特殊要求的场合。RM、toroid 和罐形磁芯由于安全绝缘要求的原因不适合使用。低外形设计时 EFD 较好，大功率设计时 ETD 较好，多路输出设计时 EER 较好。

骨架

对骨架的主要要求是确保满足安全爬电距离，初、次级穿过磁芯的引脚距离要求以及初、次级绕组面积距离的要求。骨架要用能承受焊接温度的材料制作。

绝缘胶带

聚酯和聚酯薄膜是用作绝缘胶带最常用的形式，它能定做成所需的基本绝缘宽度或初、次级全绝缘宽度（例如 3M# 1296 或 1P801）。边沿胶带通常较厚少数几层就能达到要求，它通常是聚酯胶带如 3M# 44 或 1H860。

励磁导线

励磁导线的护套首选尼龙/聚亚安酯，它在和熔化的焊料接触时阻燃，这样就允许变压器浸泡在焊料锅中。不建议使用标准的瓷釉导线，由于在焊接前要剥去绝缘层。

3 层绝缘导线

在 3 层绝缘结构中次级绕组导线使用 3 层绝缘导线，和励磁导线相似主导线是单芯，但是它有不同 3 个绝缘层，即使三层中任意两层接触都满足绝缘要求。

护套

边沿空隙结构变压器绕组的首、尾端需要护套。护套必须经相关安全机构认证至少有 0.41mm 壁厚以满足绝缘要求，由于热阻要求通常使用热缩管，要确保在焊接温度时不被熔化。

浸漆

通常使用浸漆锁定绕组和磁芯间的空间，可以防止噪声和湿气进入变压器。它有助于提高耐压能力和热传导性能。然而这是一个很慢的步骤。

4.2) 绕线方式

C 型绕线

这是最常用的绕线方式。图 6) 示出有 2 层初级绕组的 C 型绕线。C 型绕线容易实现且成本低，但是导致初级绕组间电容增加。可以看出初级从骨架的一边绕到另一边再绕回到起始边，这是一个简单的绕线方法。

Z 型绕线

图 7) 示出有 2 层初级绕组的 Z 型绕线方式。可以看出这种方法比 C 型绕线复杂、制造价格较贵，但是减小了绕组间的电容。

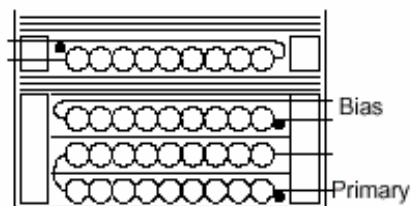


图 6) 初级 C 型绕线

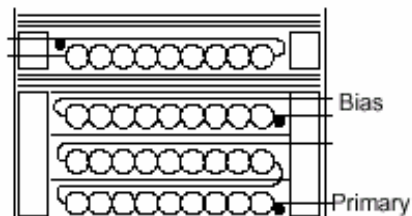


图 7) 初级 Z 型绕线

4.3) 绕组顺序

初级绕组一般绕在最里层这样能使每匝长度最小，并能减小初级电容。如前面讨论的把初级绕组放在最里层的方式可以使它受到其它绕组的保护，减小耦合到印制板上其它元件的噪音。通过使绕组的始端（初级最里层的末端）成为和 IR40xx 的漏极相连的末端也可以减小耦合噪音，该连接点（具有最大电压波动）也受到其它绕组的保护。在初级绕组两层之间缠一层胶带对初级绕组的电容（作为四个要素中之一尽可能减小它）有很大影响。

辅助绕组和次级绕组的放置依赖于所用的调节方式。如果是次边调节则次级绕组在最外层，相反辅助绕组调节则它是最外层。边沿空隙设计时为了减小所需边沿和绝缘层数把次级绕组作为最外层。如果辅助绕组作为最外层绕组对初级的耦合将减弱，对次级的耦合将增强，改善了输出调节性能，同时通过漏电感减小了辅助源电容的峰值充电电流。

4.4) 多路输出

高功率的多路输出设计相对初级绕组来说次级应当是闭合的，能够减小漏电感和确保最佳耦合。次级应尽可能的充满可绕线的宽度，这样如前面所讨论的使多路次级制作较容易，它也改善了高频时导线使用率。

使用前面所讲的次级叠加技术能够改善辅助输出的负载调节性能，减小次级总匝数和骨架引脚数。

4.5) 漏电感

变压器结构对初级绕组的漏电感有很大影响。漏电感会导致 MOSFET 关断时产生感应电压，使漏电感最小能够降低感应电压和降低甚至不需要初级缓冲电路。

变压器绕组的顶部互相之间应同轴以便使耦合最强，减小漏电感。由于此原因不使用平板和分段骨架。

另一把初级绕组分开绕制的方法也可以减小漏电感（图 8）。分开的初级绕组是最里边第一层绕组，第二层初级绕在外边。这需要骨架有空余引脚让初级绕组的中心点连接其上，但是对改善耦合有意义。

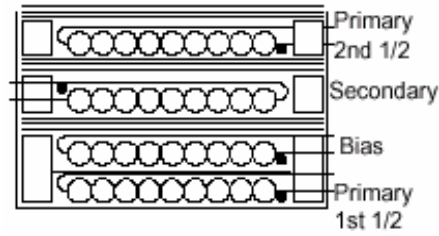


图 8) 变压器初级分开绕制

5) 变压器磁芯类型

图 9) 示出可用作反激变压器的不同类型磁芯。

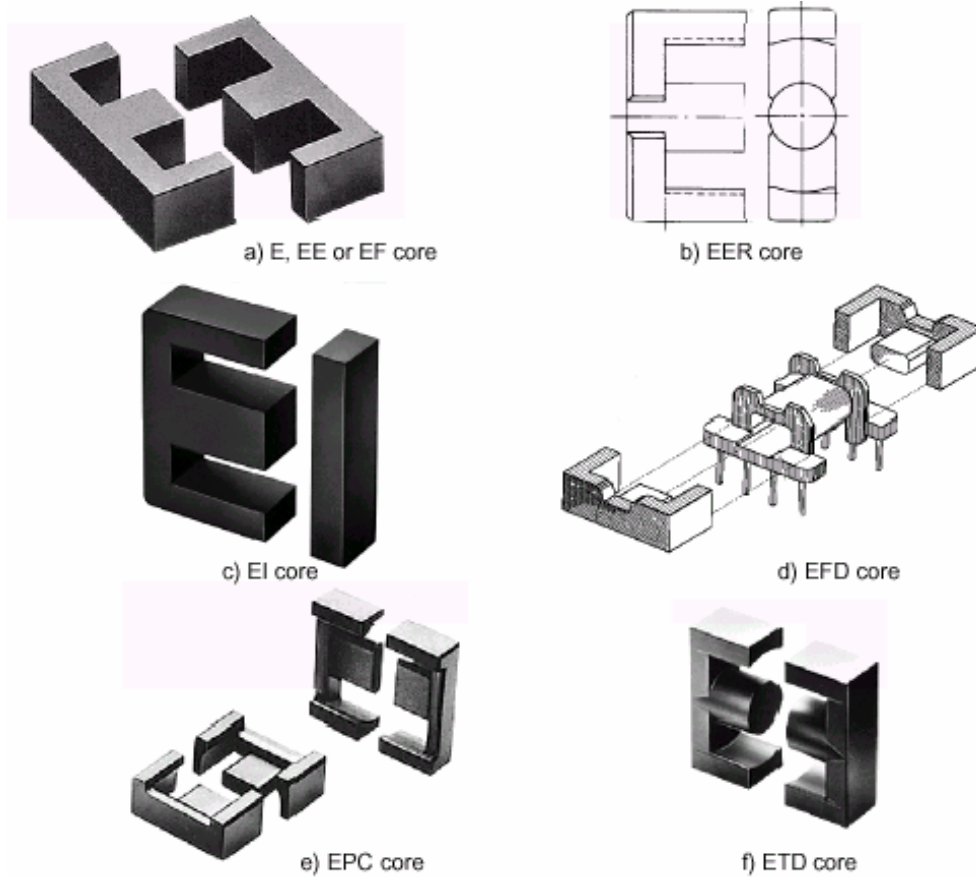


图 9) 反激电源变压器磁芯类型

磁芯类型的选择主要受尺寸限制。EFD 和 EPC 磁芯应用在需要低外形的场合，应用垂直或水平骨架 E、EE 和 EF 磁芯较好。ETD 和 EER 磁芯通常较大，但有较大的绕线区域，它们对大功率或多路输出设计有显著的好处。

谨记边沿空隙类型的变压器比 3 层绝缘类型的变压器需要较大的磁芯以便边沿空间。下面的磁芯表有助于磁芯尺寸和类型的选择。

输出功率	推荐磁芯型号
0-10W	EFD15 SEF16 EF16 EPC17 EE19 EF (D) 20 EPC25 EF (D) 25
10-20W	EE19 EPC19 EF (D) 20 EE, EI22 EF (D) 25 EPC25
20-30W	EI25 EF (D) 25 EPC25 EPC30 EF (D) 30 ETD29 EER28 (L)
30-50W	EI28 EER28 (L) ETD29 EF (D) 30 EER35
50-70W	EER28L ETD34 EER35 ETD39
70-100W	ETD34 EER35 ETD39 EER40 E21

表 1) 变压器磁芯表

6) 线规表

线规表对于计算是一个良好的开始，但是要从生产商处查对由于不同绝缘厚度所用导线的实际外径。此表包含标准单层绝缘励磁导线外径，不包括3层绝缘导线，详细资料查阅供应商。

AWG 线径	类似的 SWG 线径	类似的公 制线径	Bare 导通面积		外尺寸	
			Cm2 10-3	x CIR-MIL	CM	INCH
14	16	1.6	20.82	4109	0.171	0.0675
15	17	1.4	16.51	3260	0.153	0.0602
16		1.32	13.07	2581	0.137	0.0539
17	18	1.12	13.39	2052	0.122	0.0482
18	19	1.00	8.228	1624	0.109	0.0431
19	20	0.9	6.531	1289	0.098	0.0386
20	21	0.8	5.188	1024	0.0879	0.0346
21	22	0.71	4.116	812.3	0.0785	0.0309
22		0.63	3.243	640.1	0.0701	0.0276
23	24	0.56	2.588	510.8	0.0632	0.0249
24	25	0.5	2.047	404.0	0.0566	0.0223
25	26	0.45	1.623	320.4	0.0505	0.0199
26		0.4	1.280	252.8	0.0452	0.0178
27	29	0.355	1.021	201.6	0.0409	0.0161
28	30	0.315	0.8046	158.8	0.0366	0.0144
29	31	0.3	0.647	127.7	0.033	0.013
30	33	0.25	0.5067	100.0	0.0294	0.0116
31	34	0.236	0.4013	79.21	0.0267	0.0105
32		0.2	0.3242	64.00	0.0241	0.0095
33		0.18	0.2554	50.41	0.0216	0.0085
34		0.16	0.2011	39.69	0.0191	0.0075
35		0.14	0.1589	31.36	0.017	0.0067
36	39	0.132	0.1266	25.00	0.0152	0.006
37	41	0.112	0.1026	20.25	0.014	0.0055
38	42	0.100	0.08107	16.00	0.0124	0.0049
39	43	0.090	0.06207	12.25	0.0109	0.0043
40	44	0.08	0.04869	9.61	0.0096	0.0038
41	45	0.071	0.03972	7.84	0.00863	0.0034
42	46	0.060	0.03166	6.25	0.00762	0.003

43	47	0.05	0.02452	4.84	0.00685	0.0027
44			0.0202	4.00	0.00635	0.0025

表 2) 线规表

7) 参考资料

- 1) International Rectifier, AN 1018 "Using the IR40xx Series SMPS ICs"
- 2) Clol. WT. Mclymon, Trandformer and Inductor Design Handbook
 Second Edition, New York, MarcelDekker Inc., 1988 ISBN:0-8247-7828-6

8) 变压器元件来源铁芯

- TDK 磁芯 (www.components.tdk.com)
- 飞利浦磁芯 (www.acm.components.philips.com)
- Epcos 磁芯 (www.epcos.com) (原 Siemens Matsushita)

骨架

上面的磁芯供应商也提供骨架，但也可从下面公司获得。
 Lodestone Pacific, 4769 Wesley Drive, Anaheim, CA. 92807 USA
 Web: www.lodestonepacific.com

绝缘胶带

Lodestone Pacific, 4769 Wesley Drive, Anaheim, CA. 92807 USA
 Web: www.lodestonepacific.com

3M Electronic Specialty Markets (ESM)

web: www.3m.com/esm/index.html

励磁导线

Belden Wire&Cable, 2200 U. S. 27 South, Richmond, IN 47374
 Web: www.belden.com

MWS Wire Industries, 31200 Cedar Valley Drive, Westlake, CA 91362

Web: www.mwswire.com

3 层绝缘导线

Rubadue Wire Co., Inc., 5150 E. LaPalma Avenue. Suite 108, Anaheim Hills. CA92807. Web: www.rubaduewire.com