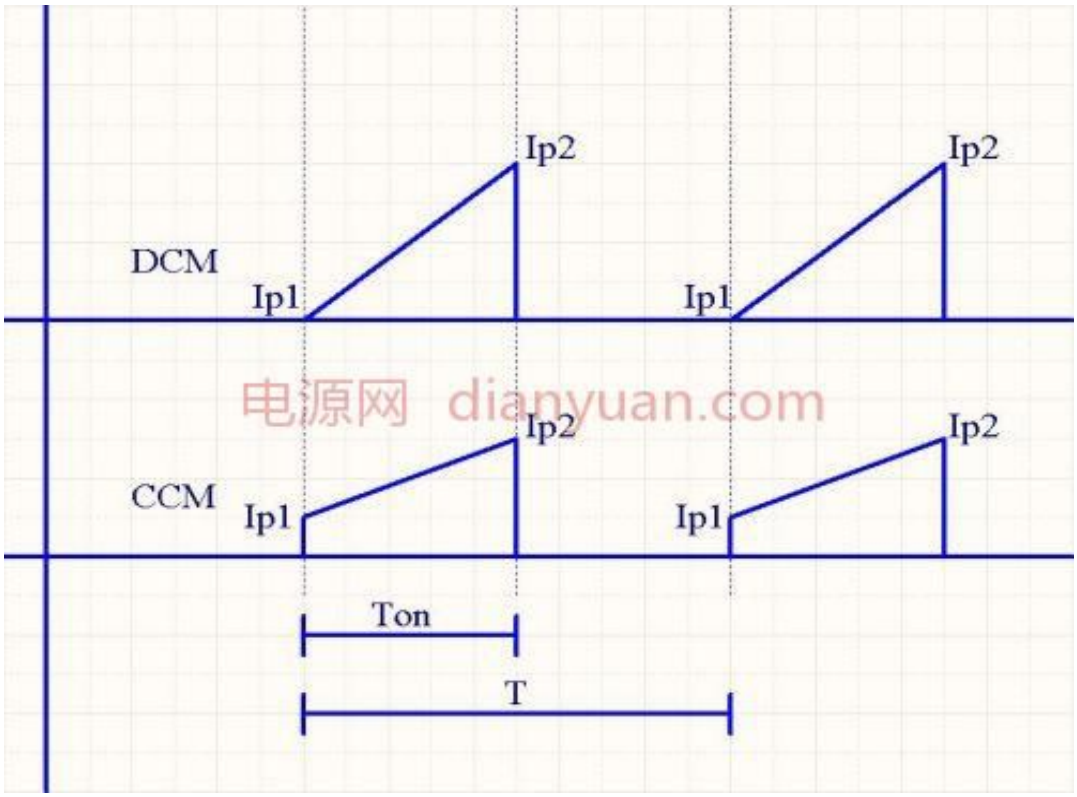
反激变压器设计

图中为变压器电流波形



对于如图所示的两种工作模式，图中所示，是最低输入电压 V_{inmin} 时变压器初级电流波形。

根据实际情况来计算纹波电流

那么可以知道平均电流为：

$$I_{avg}=(I_{p1}+I_{p2})\times T_{onmax}/(2\times T)$$

$$=(I_{p1}+I_{p2})\times D_{max}/2$$

假如输出功率是 P_{out}，效率为 η，那么

$$P_{out}/\eta=V_{inmin}\times I_{avg}$$

$$=V_{inmin}\times D_{max}\times(I_{p1}+I_{p2})/2$$

$$I_{p1}+I_{p2}=2\times P_{out}/(V_{inmin}\times\eta\times D_{max})$$

对于 DCM 模式而言，$I_{p1}=0$，对于 CCM 模式而言，有两个未知数，I_{p1}、I_{p2}。那么该怎么办呢？

这里有个经验性的选择了。一般选择 $I_{p2}=2\sim3\times I_{p1}$，不要让 I_{p2}与 I_{p1}过于接近。那样电流的斜率不够，容易产生振荡。

一：电感量计算

计算出 I_{p2}与 I_{p1}后，我们就可以算出变压器初级电感量的值了。

根据：

$(V_{inmin}/L_p)T_{onmax}=I_{p2}-I_{p1}$，可以得到：

$L_p=(V_{inmin}\times D_{max})/(f_s\times(I_{p2}-I_{p1}))$，其中，$f_s$是开关频率。

二：选择一个合适的磁芯

下一步，选择磁芯。

AP 法是最常用的用来选择磁芯的一个公式，

$$AP = AwAe = \left(\frac{L\times I_p^2\times 10^4}{450\times \Delta B\times K_0}\right)^{1.143} cm^4$$

电源网 dianyuan.com

其中，

L 单位为 H

I_p为峰值电流，单位为 A

ΔB 是磁感应强度变化量，单位为 T

450是电流密度可以选择400到600之间，强散热的时候可以选择800

K_0是窗口利用率，取0.2～0.4

具体要看绕组结构等。比如挡墙胶带会占去一部分空间，而如果磁芯是矮型的，那么挡墙所占部分肯可能就占很大比例了，这时候，磁芯的窗口利用率就要取的低。而如果，采用了三重绝缘线，那么窗口利用率高，K_0就可以取的大一点。对于铁氧体磁芯来说，考虑到温度升高后，饱和点下移，一般ΔB 应该取值小于0.3。ΔB 过大，磁芯损耗大，也容易饱和。ΔB 过小，磁芯体积会很大。功率小的电源，ΔB 可以大一点，因为变压器表面积与体积之比大，散热条件好。而功率大的电源，ΔB 则应该小一些，因为变压器的表面积与体积之比小，散热条件变差了。开关频率高的，ΔB 也要小一点，因为频率高了，磁芯损耗也会变大。

三：计算初级线圈圈数

根据计算出来的 AP 值，我们可以选择到合适的磁芯。

有了磁芯，那么就可以计算初级侧的绕组匝数了。

$$N_P = \frac{L\times I_p}{\Delta B\times Ae}\times 10^4$$

电源网 dianyuan.com

其中，

L 是初级电感量，单位 H

I_p是初级峰值电流，单位 A

ΔB 是磁感应强度变化量，单位为 T

Ae 是磁芯截面积，单位 cm^2

四：计算次级绕组

已经有了初级匝数，那么次级的匝数就可以计算出来了。不过，计算次级匝数的时候，要考虑到次级输出整流二极管的压降，特别是输出电压很低的时候，二极管的压降要占很大的比例。对于肖特基整流管，我们可以考虑取正向压降为0.8V 左右，对于快恢复整流管，可以考虑取正向压降为1.0V。那么，对于常用的次级输出绕组匝数可以按下面的公式计算：

$$N_s=Np*(V_{out}+V_D)\times(1-Dmax)/vin*Dmax$$

V_{out} 是次级某绕组输出电压

V_D 是输出整流二极管压降。肖特基管取0.8V，快恢复管取1.0V。

五：计算输出二极管耐压

次级绕组匝数计算出来有，次级整流二极管的电压应力也就出来了：

$$V_{DR}=V_{inmax}\times N_s/N_p+V_{out}$$

实际上的二极管耐压要高于这个数值。对于 CCM 模式的电路，还必须在这个二极管上并联 RC 吸收回路，来降低反向恢复造成的电压尖峰和振荡。

六：计算有效线径

绕组线径的选取，首先我们要计算出每个绕组的电流的 RMS 值，关于计算电流 RMS 值，我记得有个小软件的。可以很方便计算。然后根据每平方毫米5A 的电流密度选择导线。同时，要注意高频下的趋肤效应，趋肤深度可以按照

$$\Delta=\frac{75}{\sqrt{f}}\text{mm}$$

来计算，f 是频率，单位 Hz

也就是说，单根导线的直径不要大于两倍趋肤深度。如果单根导线不够满足电流密度的要求，那么就用多线并绕。

DCM 有效值电流和峰值电流关系：$I_1=I_{1p}\sqrt{\frac{D_{max}}{3}}$ 次级：$I_{2p}=nI_{1p}$

CCM 有效值电流：$I_1=\sqrt{D(I_{1a}^2+\frac{\Delta I^2}{12})}$ （ I1a 是脉动平均电流处）

七：rcd 设计

下面对吸收过程以及参数设计作个分析。

当 MOS 关断后，MOS 的漏极电压迅速上升，当漏极电压达到 Vin+Vf 时，次级二极管导通，把变压器初级电压箝位在 Vf 上。而由于漏感是不受次级箝位的，所以，MOS 管漏极电压继续上升，直到 Vin+Vc 电压，Vc 是 RCD 箝位电容上的电压。这时候，箝位二极管 D 导通，漏感给电容 C 充电。由于电容容量足够大，箝位电压 Vc 基本保持不变。MOS 的漏极电压也就被箝位在 Vin+Vc。

当箝位二极管 D 导通后，漏感电流在箝位电压的作用下线性下降到零。有公式：

$(V_c-V_f)\times t/L_{lk}=I_p$，那么可以计算出这段时间 t 为：

$t=I_p\times L_{lk}/(V_c-V_f)$

由于吸收二极管的电流波形是个峰值为 I_p 三角波，所以，每周期 RCD 吸收电路中耗散的能量为：

$V_c\times I_p\times t/2$

那么漏感输入到 RCD 中的功率为：

$P=f_s\times V_c\times I_p\times t/2$

代入上面 t 的表达式，得到：

$$P=\frac{1}{2}L_{lk}I_p^2\frac{V_c}{V_c-V_f}f_s$$

电源网 dianyuan.com

从这个公式中可以看出，V_c 取值大一些，有助于降低 RCD 吸收电路的耗散功率。太小的 V_c 会导致 RCD 电路的耗散功率过大。有一个经验性的取值，取 $V_c=2\sim2.5\times V_f$，但是，V_c 的数值同时也受 MOS 耐压的限制。特别是对于低耐压的 MOS，没有足够的耐压空间。故而，V_c 的取值要和 MOS 的耐压、V_f 以及工作占空比综合考虑。如果要让工作占空比比较大，那么就要增加 Vf 的值，那么也就要增加 Vc 的值，那么就要用耐压足够高的 MOS。如果 MOS 的耐压已定，由 $V_c+V_{inmax}<$MOS 耐压的90%，那么 Vc 的值就可以确定了，然后 Vf 的值和工作占空比也就可以定下。

所以，反激电源中，很多参数之间有互相制约关系。不同的设计出发点，会得到不同的设计结果。

我们知道了耗散功率 P，确定了箝位电压 V_c，下面我们就可以根据

$P=V_c^2/R$，来计算得到吸收电路中，R 的阻值。

接下来，我们来确定箝位电容的容量。

在前面的计算中，我们一直是假设 V_c 是不变的，事实上，V_c 是略有波动的。V_c 波动的大小，是和 RCD 吸收电容的容量相关的。一般我们可以接受 Vc 电压有5%～10%峰峰值波动。那么，假如我们选择5%的波动，在 MOS 关断瞬间，漏感造成 V_c 电压的变化，可以有如下的公式：

$$\frac{1}{2}L_{lk}\times I_p^2=\frac{1}{2}C(1.05\times V_c)^2-\frac{1}{2}CV_c^2$$

$$C=\frac{L_{lk}I_p^2}{V_c^2(1.05^2-1)}$$

电源网 dianyuan.com

八：输入输出电容设计

输入输出电解电容的计算。

输入侧的电解电容，我们一般按照在最低输入电压下，最大输出的情况下，要求电解电容上的纹波电压低于多少个百分点来计算。当然，如果有保持时间的要求，那么需要按照保持时间的要求重新计算，二者之中，取大的值。

假如在最低输入电压下，电源的输入功率为 P_{in}，最低输入交流电压有效值为 $V_{inacmin}$，那么我们一般认为此时整流后的直流电压为 $V_{inmin}=1.2\times V_{inacmin}$，由于在交流两次充电周期间，对后面变换器的供电都是由电容储能来保证的，那么电压跌落是可以计算出来的：

$C\times\Delta V=I\times\Delta t$，

ΔV 是电压纹波，一般取 V_{inmin} 的10%～20%，I 是电容对后面电路的放电电流$=P_{in}/V_{inmin}$

而 Δt 则是两次充电的时间间隔，可以按照$0.8\times1/(2\times f_{ac})$来考虑，说白了，就是交流整流后的半正弦周期中，80%的时间是靠电解电容储能来供应给后面的变换器的。

那么由此我们就可以计算出输入端的交流整流后滤波电解电容容量了。

输出侧的电解电容。输出端的电解电容工作在高频下，纹波电流对其影响很大，我们一般按照纹波电流的限制条件来计算输出侧的电解电容。

电解电容上的纹波电流有效值与次级整流二极管的电流有效值以及输出电流的关系为：

$$I_{crms}=\sqrt{I_{Drms}^2-I_{out}^2}$$

电源网 dianyuan.com

电解电容的生产厂家通常会给出电解电容在某个频率下，某个温度时的额定纹波电流 I_{RCrms}。但实际使用过程中，我们需要考虑温度效应与频率效应。实际电容可以使用的纹波电流为 $I_{RCrms}\times$温度系数$\times$频率系数。不同的厂商，提供温度系数和频率系数参考点可能不同，要注意换算。如果厂商没有提供，那么下面的数值可以供参考：

温度系数：

105℃：1

85℃：1.7

65℃：2.1

频率系数：

100KHz：1

10KHz：0.9

1KHz：0.8

120Hz：0.5

50Hz：0.32

单个电解如果纹波电流不够，可以用多个并联使用。另外，多个并联使用也有助于降低输出电压纹波。

实际最终电解电容的选择是否合适，除了要保证足够的电压裕量。更主要的就是电解电容的温度和温升。电解电容的温度每升高10度，那么寿命减半。所以电解电容的工作温度，将受到电源设计寿命的限制。

另一方面，由于电容的温升可能是外来的热量造成的，也可能是自身的损耗造成的。所以，我们这里还有一个限制条件，就是，自温升<5℃。

九：输出 LC 滤波设计

我们知道，有的时候，次级尖峰电流比较大，会在输出滤波电容上形成比较高的电压纹波，可能使我们的输出指标达不到设计要求。那么这时候，我们可以在输出端增加一级 LC 滤波电路。

关于这个滤波电路有一些限制条件：LC 的转折频率不能太低，以免对反馈环路设计产生大的影响，通常我取转折频率在1/5的开关频率处。

另外，L 的值不能太大，以免影响动态响应速度。我对 L 的一个经验计算方法的思路是：假如负载由空载突变到满载，输出产生一个 $\Delta I=I_{out}$ 的电流增幅，而输出电解电容因为无法立刻得到电流补充，产生了一个 $\Delta V=2\%\times V_{out}$ 的电压跌落，那么电感 L 在两端电压差的作用下，电流上升到输出电流的时间是10个开关周期，那么有：

$I_{out}=(2\%\times V_{out}/L)\times10\times T$

$L=0.2\times V_{out}/(I_{out}\times f_s)$

有了 L，就可以根据转折频率来计算出 C 的数值了。

但由于实际的电解电容有 ESR 和 ESL，而这么计算出来的 C，是理想电容的情况。为了保证 LC 滤波的效果，可以把计

算出来的 C 加大一倍，同时把 L 的数值减小一倍。
这个计算的前提是，前面整流二极管后的电容已经足够大的情形。
有的设计要降低成本，考虑到反正后面有 LC 滤波电容，所以就把整流二极管后面的电容减小。那么整流二极管后面的电容上的纹波就比较大。这时候，选择转折频率可以按照转折频率之后，每增加10倍频，对信号抑制能力为40dB 的斜率来考虑转折频率。同时，还是需要考虑 LC 滤波器对输出响应能力的影响。

其它设计

保险丝和负温度系数热敏电阻

反激式变换器的输入端通常串联保险丝盒一个标称阻值几欧到几十欧的负温度系数热敏电阻(NTC)，保险丝的作用显而易见，在电路出现短路或者过流时，为整个电路提供最 后一道保护屏障。负温度系数热敏电阻则在电路启动时起到了减小浪涌电流的作用。当输入 端接通电源时，对于没有 PFC 功能的电路，输入滤波大电容将造成输入端出现大的浪涌电 流，接入 NTC 后，由于启动瞬间 NTC 温度较低，阻值较大，有效抑制了浪涌电流。随着电 源的工作，NTC 流过电流发热，阻值减小，NTC 造成的线电压损耗也随之降低。
由于保险丝和热敏电阻都属于阻性元件所以选取时根据有效值电流计算。例如图七所 示的电路中，输出 5V/2A，预估效率 75%，我们首先计算出电源输入端的最大有效值电流：

$$I_{rms}^{\max}=\frac{P_{in}}{V_{rms}^{\min}}=\frac{P_{in}}{V_{in}^{\min}}=\frac{P_o}{\eta V_{in}^{\min}}=\frac{5\times 2}{0.75\times 85}=0.157(A)$$

那么，我们选择保险丝的时候，要求额定电流大于这个值，考虑到浪涌电流对保险丝寿命的 影响，我们通常选择额定电流比这个值大数倍的保险丝。另外需要注意的是保险丝的额定电压，如果选择的保险丝额定电压低于电源最高输入电压，可能造成保险丝的两极之间出现拉 弧现象。例如图六中选择了 1A/250V 的保险丝。
对于热敏电阻，我们首先需要了解稳定情况下的阻值，然后根据阻值和最大有效值电 流得出电阻上的功耗，最后选取额定功率大于计算值的电阻。对于小功率的开关电源，通常 省去了热敏电阻。

5.2 共模电感和安规 X 电容的选取

共模电感和安规 X 电容一起组成了共模滤波器。在开关电源中，这两者的参数相对变化较小。对于共模滤波器电感，电感量在几 mH 到几十 mH，一般情况下，功率越大时，共模 电感的电感量越小。安规 X 电容恰恰相反，功率越大时，该电容的容量通常越大。安规 Y 电容的容量一般在 100nF 到几百 nF。
共模电感和安规 X 电容的具体参数很难通过公式计算，通常应用中，依据经验值大概 确定电感量和电容量的大小，然后在测试者对参数调整。共模电感选取的另一个要点是保证 输入电流不会导致磁芯的饱和。对于成品化的共模电感，可以提供输入功率等参数进行选购。

5.3 输入整流二极管的选择

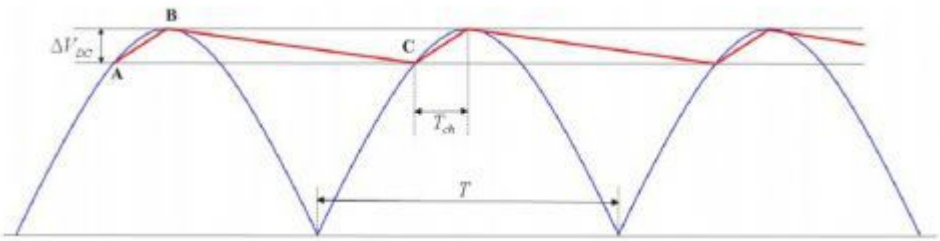
市电输入一般为 50Hz 或 60Hz 的工频信号，输入整流二极管一般为高压 PiN 二极管， 因此二极管的功耗主要是导通损耗。导通损耗等于二极管的正向压降与正向平均电流的乘积，对于交流正弦输入和全桥整流的应用，平均二极管电流等于有效值电流乘以正弦因子， 计算公式如下：

所以理论上计算得到所需的二极管最大整流电流只需大于 75mA。但是考虑到额定电流 更大的二极管发热更低，并且在大的输入滤波电容作用下，流过整流二极管的电流波形为尖 脉冲，为了增加二极管的寿命和可靠性，通常选择额定电流远大于计算所得到的最大平均电 流。整流二极管的另一个重要参数是最大反向工作电压，桥式整流中，二极管承受的最大反 向电压即市电输入最高电压。在实际应用中，为了安全起见，一般选择最大方向工作电压为 市电最高输入电压 2 倍的二极管。图七所示的电路中选取了 1A/600V 的整流桥。

5.4 输入滤波电容的选取

输入滤波电容使整流后的半正弦信号变为相对平坦的直流电，电容量的大小决定了直流的平坦度。假设充放电阶段电容上的电压都是线性变化的，我们可以得到图九所示的波形。 一个周期内，在 AB 段，市电通过整流二极管向电容充

电，电容上的电压上升，在 BC 段， 电容向后级负载放电，电容上的电压下降。电容上的电压周期性地波动，周期为工频周期的 一半。



图九 电容上的直流电压波形 输入滤波电容上的电压即变换器的输入电压，为了较为准确地得到变换器输入直流电压的范围，我们需要计算电容上电压的波动值。我们假设一个周期内电容的充电时间为 Tch， 并且规定充电时间占周期时长的百分比 Dch，根据经验，Dch 一般取 0.2 到 0.3，我们得到如下的计算过程：

$$\Delta V_{DC} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I\left(T - T_{ch}\right)}{C}$$

其中，I 表示电容后接负载的平均电流，在电容上电压波动不大的情况下，我们通过下 式估算：

$$I = \frac{P_{in}}{\sqrt{2}V_{in-ac}}$$

其中 Pin 为反激变换器的输入功率，等于输出功率与系统效率的比值。最后我们得到电 容上电压波动范围计算式如下：

$$\Delta V_{DC} = \frac{P_{in}\left(T - T_{ch}\right)}{\sqrt{2}V_{in-ac}C} = \frac{P_{in}\left(1 - D_{ch}\right)}{\sqrt{2}V_{in-ac}C \cdot 2f_{in}} = \frac{P_{o}\left(1 - D_{ch}\right)}{\eta \cdot \sqrt{2}V_{in-ac}C \cdot 2f_{in}}$$

其中 fin 表示工频频率，50 或 60Hz， η为系统的效率。从上面的计算可以看出，变换器 输入直流电压的波动正比于输入功率，反比于输入电容容量。对于离线式反激式变换器，一 般按照每 W 输出功率 2—3μF 选取输入滤波电容。在确定输入滤波电容容量后，就可以得 到变换器的输入直流电压范围。例如，对于图七所示电路，输入 85V—265V 交流市电，预 估效率为 0.75，取 Dch=0.2，得到如下计算结果：

$$\Delta V_{DC}^{\max} = \frac{P_{\text{out}}\left(1 - D_{ch}\right)}{\eta \cdot \sqrt{2}V_{in-ac}C \cdot 2f_{in}} = \frac{5 \times 2 \times \left(1 - 0.2\right)}{0.75 \times \sqrt{2} \times 85 \times 22 \times 10^{-6} \times 2 \times 50} \approx 40\left(V\right)$$

$$V_{DC}^{\min} = \sqrt{2}V_{in-ac}^{\min} - \Delta V_{DC}^{\min} = \sqrt{2} \times 85 - 40 \approx 80\left(V\right)$$

$$V_{DC}^{\max} = \sqrt{2}V_{in-ac}^{\max} = \sqrt{2} \times 265 \approx 375\left(V\right)$$