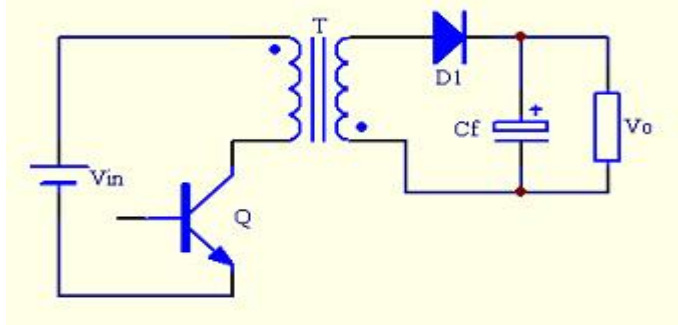
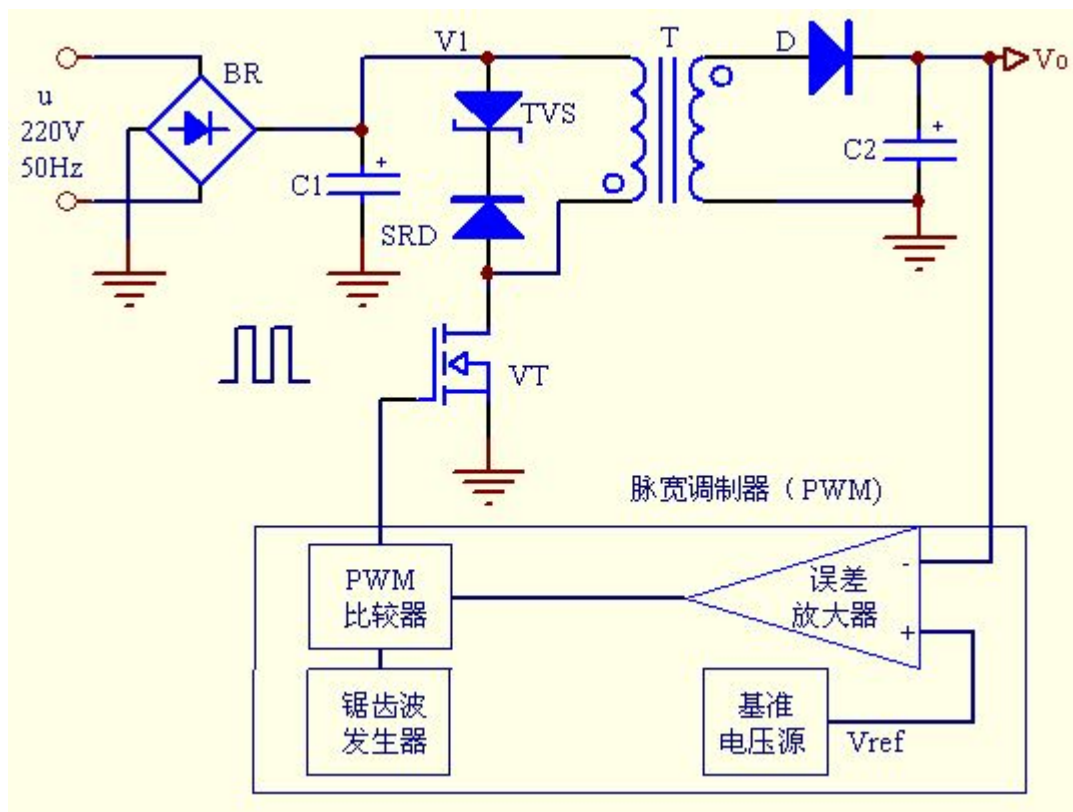


## 反激式开关电源的设计计算

一、反激式开关电源变换器：也称 Flyback 变换器，是将 Buck/Boost 变换器的电感变为变压器得到的，因为电路简洁，所用元器件少，成本低，是隔离式变换器中最常用的一种，在 100W 以下 AC-DC 变换中普遍使用，特别适合在多输出场合。其中隔离变压器实际上是耦合电感，注意同名端的接法，原边绕组和副边绕组要紧密耦合，而且用普通导磁材料铁芯时必须要有气隙，以保证在最大负载电流时铁芯不饱和。



二、AC-DC 变换器的功能框图：



交流 220V 电压经过整流滤波后变成直流电压  $V_1$ ，再由功率开关管（双极型或 MOSFET）斩波、高频变压器  $T$  降压，得到高频矩形波电压，最后通过整流滤波器  $D$ 、 $C_2$ ，获得所需要的直流输出电压  $V_o$ 。脉宽调制控制器是其核心，它能产生频率固定而脉冲宽度可调的驱动信号，控制功率开关管的通断状态，来调节输出电压的高低，达到稳压目的；锯齿波发生器提供时钟信号；利用误差放大器和比较器构成闭环调节系统。

三、设计步骤：

### 1. 基本参数：

交流输入电压最小值  $U_{min}$

交流输入电压最大值  $U_{max}$

电网频率  $F_a$ ：50Hz 或 60Hz

开关频率  $f$ ：大于 20kHz，常用 50kHz~200kHz

输出电压  $V_o$

输出功率  $P_o$

损耗分配系数 Z: 代表次级损耗与总损耗的比值, 一般取 0.5

电源效率 k: 一般取 75~85%。低电压 (5V 以下) 输出时, 效率可取 75%, 高压 (12V 以上) 输出, 效率可取 85%; 中等电压 (5V 到 12V 之间) 输出, 可选 80%。

## 2. 确定输入滤波电容 $C_{in}$ :

对于宽范围交流输入 (85~265Vac),  $C_1/P_o$  的比例系数取 2~3, 即每输出 1W 功率, 对应 3uF 电容量

对于 100V/115V 交流固定输入,  $C_1/P_o$  的比例系数取 2~3, 即每输出 1W 功率, 对应 3uF 电容量

对于 230V±35V 交流固定输入,  $C_1/P_o$  的比例系数取 1, 即每输出 1W 功率, 对应 1uF 电容量

若采用 100V/115V 交流倍压输入方式, 需两只容量相同的电容串联, 此时  $C_1/P_o$  的比例系数取 2

## 3. 直流输入电压最小值 $V_{imin}$ 的计算:

$$V_{imin} = \sqrt{2u_{min}^2 - \frac{2P_o \left( \frac{1}{2F_a} - t_c \right)}{kC_{in}}} \quad \text{其中: } t_c \text{ 为整流桥的响应时间, 一般为 3ms}$$

也可以由要求的直流输入电压最小值  $V_{imin}$  来反推需要的输入滤波电容  $C_{in}$  的精确值:

$$C_{in} = \frac{2P_o \left( \frac{1}{2F_a} - t_c \right)}{k(2u_{min}^2 - V_{imin}^2)}$$

## 4. 确定初级感应电压 $V_{or}$ :

对于宽范围交流输入 (85~265Vac), 初级感应电压  $V_{or}$  取 135V

对于 100V/115V 交流固定输入, 初级感应电压  $V_{or}$  取 60V

对于 230V±35V 交流固定输入, 初级感应电压  $V_{or}$  取 135V

## 5. 确定钳位二极管反向击穿电压 $V_b$ :

高温大电流下二极管钳位电压要高于标称值, 所以选用 TVS 钳位电压  $V_b=1.5V_{or}$

对于宽范围交流输入 (85~265Vac), 钳位二极管反向击穿电压  $V_b$  取 200V

对于 100V/115V 交流固定输入, 钳位二极管反向击穿电压  $V_b$  取 90V

对于 230V±35V 交流固定输入, 钳位二极管反向击穿电压  $V_b$  取 200V

当功率开关管关断而次级电路处于导通状态时, 次级电压会感应到初级上, 感应电压  $V_{or}$  就与  $V_i$  叠加后加到开关管漏极上, 与此同时初级漏感也释放能量, 并在开关管漏极上产生尖峰电压  $V_L$ 。必须给初级增加钳位保护电路来吸收尖峰电压的瞬间能量, 使  $V_i+V_{or}+V_L$  低于开关管漏源的击穿电压  $V_{dsbr}$ 。

有经验公式: 最大漏源击穿电压  $V_{dmax} > V_{imax} + 1.4 \times 1.5V_{or} + 20V$

## 6. 确定最大占空比 $D_{max}$ : 典型值为 67%, 在输入电压最小值 $U_{min}$ 时得到

$$D_{max} = \frac{V_{or}}{V_{or} + V_{imin} - V_{dson}} \times 100\% \quad \text{其中: } V_{dson} \text{ 为开关管漏源导通电压}$$

## 7. 选取初级纹波电流 $I_r$ 与初级峰值电流 $I_p$ 的比值 $K_{rp}$ :

$K_{rp}$  是表征开关电源工作模式的重要参数:  $K_{rp}$  的取值范围 0~1

$K_{rp}=1$ :  $I_r=I_p$ , 电流从 0 开始上升到峰值  $I_p$ , 再迅速降到 0, 为不连续工作模式, 存储在高频变压器中的能量在每个开关周期内都要完全释放掉。

$K_{rp}<1$ :  $I_r<I_p$ , 电流从一定幅度开始上升到峰值  $I_p$ , 然后又迅速回 0, 为连续工作模式, 存储在高频变压器中的能量在每个开关周期内不能完全释放掉。

$K_{rp}=0$ :  $I_r=0$ , 为理论上的极端连续模式, 此时初级电感量  $L_p$  为无穷大, 初级开关电流为矩形。

$K_{rp}$  较小, 意味着更为连续的工作模式和较大的初级电感量, 且初级的  $I_p$  和  $I_{rms}$  值较小, 此时可选用较小功率的 MOSFET, 但要用较大尺寸的高频变压器;  $K_{rp}$  较大, 表示连续度较差, 此时须采用较大功率的 MOSFET, 但可配尺寸较小的高频变压器。在输入电压和输出功率相同时, 连续模式的初级电感量大约是不连续模式的 4 倍。设计成连续模式, 初级电路中的交流成分要比不连续模式少, 可减小 MOSFET 和

**高频变压器的损耗，提高电源效率。**

对于宽范围交流输入（85~265Vac），K<sub>rp</sub> 最小值（连续模式）0.4，最大值（不连续模式）1.0

对于 100V/115V 交流固定输入，K<sub>rp</sub> 最小值（连续模式）0.4，最大值（不连续模式）1.0

对于 230V±35V 交流固定输入，K<sub>rp</sub> 最小值（连续模式）0.6，最大值（不连续模式）1.0

一般可从连续模式时的最小值选起，在迭代计算过程中逐渐增大 K<sub>rp</sub> 值，但不能超过最大值。

**8. 计算初级波形的参数：**

输入电流的平均值 I<sub>avg</sub>: 
$$I_{avg} = \frac{P_o}{kV_{i\min}}$$

初级峰值电流 I<sub>p</sub>: 
$$I_p = \frac{I_{avg}}{(1-0.5K_{rp}) \cdot D_{\max}} = \frac{2P_o}{V_{i\min} \cdot D_{\max} \cdot k(2-K_{rp})}$$

初级纹波电流 I<sub>r</sub>: I<sub>r</sub>=K<sub>rp</sub>I<sub>p</sub>

初级有效值电流 I<sub>rms</sub>: 
$$I_{rms} = I_p \sqrt{D_{\max} \left( \frac{K_{rp}^2}{3} - K_{rp} + 1 \right)}$$

**9. 根据 I<sub>p</sub> 选择适合的 MOSFET 或内置 MOSFET 的芯片：**

极限电流最小值 I<sub>limit</sub> 应满足： 0.9I<sub>limit</sub>>I<sub>p</sub>

这是因为高温时极限电流最小值会减小 10%，为使器件有更高的可靠工作范围而留余量。

**10. 计算功率开关管结温 T<sub>j</sub>：**

$$T_j = \left[ I_{rms}^2 \cdot R_{dson} + \frac{1}{2} C_{xt} \cdot (V_{i\max} + V_{or})^2 f \right] \cdot R_{ta} + 25$$

其中：R<sub>ta</sub> 为结到器件表面的热阻

C<sub>xt</sub> 是漏极电路结点的等效电容，即高频变压器初级绕组的分布电容，带 C<sub>xt</sub> 的乘积项代表当交流输入电压较高时，由于 C<sub>xt</sub> 在每个开关周期开始时泄放电荷而引起的开关损耗，用 P<sub>cxt</sub> 表示

在计算时发现 T<sub>j</sub>>100℃，就要选用功率较大的 MOSFET 或带 MOSFET 的芯片

**11. 验算 I<sub>p</sub>：**

I<sub>p</sub>=0.9I<sub>limit</sub>

输入新的 K<sub>rp</sub> 值，从最小值开始迭代，直到 K<sub>rp</sub>=1.0，检查 I<sub>p</sub> 值是否符合要求

**12. 计算高频变压器的初级电感量 L<sub>p</sub> (uH)：**一般 Z 取 0.5，k=0.8

$$L_p = \frac{10^6 P_o}{I_p^2 \cdot K_{rp} \left( 1 - \frac{K_{rp}}{2} \right) f} \cdot \frac{Z(1-k) + k}{k}$$

**13. 选择磁芯骨架等相关参数：**依据功率选择适合的磁芯

高频变压器的最大承受功率 P<sub>m</sub> 与磁芯截面积 S<sub>j</sub> (cm<sup>2</sup>) 之间的关系：  $S_j = 0.15 \sqrt{P_m}$

依据计算出的磁芯截面积 S<sub>j</sub> (cm<sup>2</sup>)，通过查找磁芯的规格书来选择最适合的磁芯，一般可按下表：

输出功率范围 Po (W)	常规漆包线绕制的铁氧体磁芯型号	三重绝缘线绕制的铁氧体磁芯型号
0~10	EE20 EF20 EEL16/EEL19 EPC25 EPD25	EE16/EE19 EI16/EI19 EFD15 EF16 EPC17
10~20	EE22 EE25 EEL19 EPC25 EPD25	EE19/EE20 EI19/EI22 EPC19 EF20 EPD20
20~30	EE28/EE30 EI30 EF30 EFD30 EPC30 EER28 ETD29	EE24/EE25 EI25/EI28 EF25 EFD25 EPC25
30~50	EE30/EE35 EER28/EER28L/EER35 EI30 ETD29	EI28/EI30 EF30 EER28 ETD29
50~70	EE40 ETD34/ETD39 EER35	EE35 EI35 EER35 ETD34

70~100	EE40/EE45 ETD39 EER40	EE40 EI40 ETD34 EER35
--------	-----------------------	-----------------------

(磁芯的规格书见附表, 也可查相关磁芯厂家的产品规格书)

小型化开关电源可选低成本的 EE 或 EI 型 (二者截面积相同) 磁芯; 多路输出宜采用 EFD 型磁芯, 因为能提供较大的窗口以便容纳多个次级绕组; 大功率开关电源适配 ETD 型 (圆中心柱) 磁芯; 一般不用环形、POT、RM (罐形) 磁芯, 因为泄漏磁场较大。

选定磁芯后, 查出磁芯以下参数, 用于下面的计算:

磁芯有效截面积  $S_j$  (cm<sup>2</sup>), 即有效磁通面积

磁芯的有效磁路长度  $L$  (cm)

磁芯在不留间隙时与匝数相关的等效电感  $A_l$  (uH/匝<sup>2</sup>)

骨架宽度  $b$  (mm)

#### 14. 计算次级绕组匝数 $N_s$ :

对于宽范围交流输入 (85~265Vac) 和 230V±35V 交流固定输入,  $K_{ns}$  取 0.6

对于 100V/115V 交流固定输入,  $K_{ns}$  取 1

$N_s = (V_o + V_{f1}) K_{ns}$  取大整数 其中:  $V_{f1}$  为输出二极管的正向压降

取硅二极管的正向压降为 0.7V, 肖特基二极管正向压降为 0.4V

#### 15. 选取初级层数 $d$ :

为减小漏感, 初级层数一般取  $d=2$ , 在计算过程中也保证  $1 < d < 2$ , 否则要用包裹次级的绕法

#### 16. 计算次级绕组匝数 $N_p$ :

$$N_p = N_s \cdot \frac{V_{or}}{V_o + V_{f1}} \quad \text{取大整数}$$

#### 17. 计算每伏匝数: 在多路输出时需要计算此值, 便于计算其他几路的匝数

$$n_0 = \frac{N_s}{V_{o1} + V_{f1}} \quad \text{其中: } N_s \text{ 为此路匝数, } V_{o1} \text{ 为此路输出电压, } V_{f1} \text{ 为此路整流管导通压降}$$

#### 18. 计算其他各路输出的匝数: 在多路输出时需要计算出每路输出的匝数

$$N_{Si} = n_0 (V_{oi} + V_{fi})$$

#### 19. 计算反馈绕组匝数 $N_f$ : $V_{fb}$ 为反馈绕组需要的输出电压, $V_{f2}$ 为反馈回路整流二极管的正向压降

$$N_f = N_s \cdot \frac{V_{fb} + V_{f2}}{V_o + V_{f1}}$$

#### 20. 计算有效骨架宽度 $be$ (mm): 骨架宽度为 $b$ , 安全边距 $M$

$$be = d(b - 2M)$$

对于宽范围交流输入 (85~265Vac) 和 230V±35V 交流固定输入,  $M=3\text{mm}$

对于 100V/115V 交流固定输入,  $M=1.5\text{mm}$

使用三重绝缘线时,  $M=0$

计算初级导线的外径 (带绝缘层)  $D_{pm}$ :  $D_{pm} = be/N_p$

#### 21. 计算并验证初级导线的电流密度 $J$ : $J = (4 \sim 10) \text{ A/mm}^2$

$$J = \frac{1980}{\frac{1.27\pi D_{pm}^2}{4I_{rms}} \cdot \left(\frac{1000}{25.4}\right)^2} = \frac{1.28I_{rms}}{D_{pm}^2}$$

若  $J > 10\text{A/mm}^2$ , 应选较粗的导线并配较大尺寸的磁芯和骨架, 以使  $J < 10\text{A/mm}^2$

若  $J < 4\text{A/mm}^2$ , 宜选用较细的导线和较小的磁芯骨架, 以使  $J > 4\text{A/mm}^2$ , 也可适当增加  $N_p$  的匝数

若符合  $4\text{A/mm}^2 < J < 10\text{A/mm}^2$ , 则在线规表中选用接近的较大直径线规

**22. 计算并验证磁芯中的最大磁通密度  $B_m$ :**

$$J = \frac{100I_p L_p}{N_p S_j}$$

若  $B_m > 0.3T$ , 则需增加磁芯的截面积或增加初级匝数, 使  $B_m$  在  $0.2 \sim 0.3T$  之间

若  $B_m < 0.2T$ , 就应选择尺寸较小的磁芯或者减小  $N_p$  值

**23. 计算磁芯的气隙宽度  $t$ :** 单位 mm, 不留间隙时的等效电感  $A_l = 2.4\mu H/\text{匝匝}$

$$t = 40\pi S_j \left( \frac{N_p^2}{1000L_p} - \frac{1}{1000A_l} \right)$$

气隙应加在磁芯的磁路中心处, 且大于  $0.051\text{mm}$ , 若小于此值, 需增大磁芯尺寸或增加  $N_p$   
气隙在  $0.2 \sim 0.4$  之间最佳, 气隙过大会使漏感增加, 造成开关管漏极上的尖峰电压  $V_L$  过高  
试制时可逐渐增大气隙, 安装上线圈测初级电感和漏感, 漏感要小于  $3\%L_p$ , 达到要求后定型

**24. 计算留有气隙时磁芯的等效电感  $A_{lg}$ :** 单位  $\mu H/\text{匝匝}$

$$A_{lg} = \frac{L_p}{N_p^2}$$

**25. 确定次级参数:** 这是对单路输出的计算

次级峰值电流: 
$$I_{sp} = nI_p = \frac{N_p}{N_s} \cdot I_p$$

次级有效电流: 
$$I_{srms} = I_{sp} \sqrt{(1 - D_{\max}) \cdot \left( \frac{K_{rp}^2}{3} - K_{rp} + 1 \right)}$$

输出滤波电容上的纹波电流: 
$$I_{r1} = \sqrt{I_{srms}^2 - I_O^2}$$

次级导线最小直径: 
$$D_{sm} = \sqrt{\frac{4I_{srms}}{1.27\pi} \cdot \frac{1980}{J} \cdot \frac{2.54}{1000}} = 1.13 \sqrt{\frac{I_{srms}}{J}}$$
 其中:  $J = 5.18\text{A}/\text{mm}^2$

当  $D_{sm} > 0.4\text{mm}$  时, 应采用  $0.4\text{mm}$  双线并绕。双线并绕可改善趋肤效应, 减小漏感。

次级导线最大外径 (带绝缘层) 为: 
$$D_{sm\max} = \frac{b - 2M}{N_s}$$

对于多路输出时, 也依照上面参数和公式分别计算出每路的峰值电流、有效电流、线径

**26. 计算次级整流管的最高反向峰值电压:** 对多路输出要算出每路的整流管反向峰值电压

$$V_{brs} = V_O + V_{i\max} \cdot \frac{N_s}{N_p}$$

**27. 钳位二极管和阻塞二极管的选用:**

对于宽范围交流输入 ( $85 \sim 265\text{Vac}$ ), 钳位电压为  $200\text{V}$ , 钳位二极管 TVS 用 P6KE200( $200\text{V}/5\text{W}$ ), 阻塞二极管 SRD 用 BYV26C ( $600\text{V}/1\text{A}$ )

对于  $230\text{V} \pm 35\text{V}$  交流固定输入, 钳位电压为  $200\text{V}$ , 钳位二极管 TVS 用 P6KE200, 阻塞二极管 SRD 用 BYV26C

对于  $100\text{V}/115\text{V}$  交流固定输入, 钳位电压为  $90\text{V}$ , 钳位二极管 TVS 用 P6KE91( $91\text{V}/5\text{W}$ ), 阻塞二极管 SRD 用 BYV26B ( $400\text{V}/1\text{A}$ )

也可使用 RC 钳位保护电路: 电容常用  $2200\text{p}/1\text{kV}$ , 电阻常用  $100\text{k}/1\text{W}$ 。对于较大功率的开关电源, 可适当加大电容容量 (到  $1\text{nF}$ ) 和减小电阻阻值 (到  $10\text{k}$ ), 电阻功率也要加大 (到  $2\text{W}$ )。

初级线圈还可并联 RC 串联支路，电容可选用 47uF/500V，电阻选用 3.9k/1W~6.2k/1W。

## 28. 选择输出滤波电容 Cout:

连续工作模式下输出纹波电流的有效值可估算：
$$I_{r1} = I_o \sqrt{\frac{D_{\max}}{1 - D_{\max}}}$$

滤波电容的标称纹波电流（105℃）要大于 Ir1

要选择等效串联电阻 ESR 低的电解电容，纹波电压 Vr1=IspESR

为减小输出纹波电流 Ir1，可将几只滤波电容并联使用，以降低 ESR 和等效电感 L0

Cout 容量与最大输出电流 Iom 有关：如 Iom=1A，Cout 一般为 330uF；Iom=2A，则 Cout=1000uF

## 29. 输出 LC 滤波器:

当输出端的纹波电压超过规定值时，要增加一级 LC 滤波器:

滤波电感 L=2.2~4.7uH，当 Iom<1A 时可采用非晶合金材料的磁珠，大电流时选用磁环绕制的扼流圈

为减小 L 上的压降，要选用直流电阻小的电感或增大线径，通常取 L=3.3uH 的中间值

滤波电容 C 取 120uF，要求 ESR 要小，

## 30. 计算反馈电路整流管的最高反向峰值电压:

$$V_{brfb} = V_{fb} + V_{i\max} \cdot \frac{N_f}{N_p}$$

选用的二极管反向耐压 Vrm 要大于 1.25 倍的最高反向峰值电压 Vbrfb，反馈电路中常用的整流管:

1N4148: 玻封开关二极管，Vrm=75V

BAV21: 超快恢复二极管，Vrm=200V

UF4003: 超快恢复二极管，Vrm=200V

31. 选择反馈滤波电容: 一般为 0.1uF/50V 的陶瓷电容器

## 32. 选择反馈电路方式:

隔离式反馈电路一般有稳压管式和使用 TL431 的两种:

使用稳压管的反馈电路，精度一般为±5%，负载调整率可达±1%，要设计适当的稳压管工作点

使用 TL431 的反馈电路，精度可达±1%，负载调整率可达±0.2%，但要设计适当的反馈时间常数

33. 选择整流桥: 一般使用 1N4007 (1A 1000V) 或 1N5408 (3A 1000V)

反向工作电压 Vbr: 
$$V_{br} > 1.25\sqrt{2} \cdot u_{\max}$$

输入有效值电流 Irms: 
$$V_{rms} = \frac{P_o}{k u_{\min} \cos \phi}$$
 其中: 效率为 k, 功率因数一般为 0.5~0.7

整流桥额定的有效值电流 Ibr 一般取 Irms 的 2 倍，以有足够的余量

## 34. 补充公式:

验证初级电感量 Lp: 
$$L_p = \frac{10^6 (V_{i\min} - V_{dson}) D_{\max}}{I_r f}$$

交流磁通密度 Bac: 
$$B_{ac} = \frac{B_m K_{rp}}{Z} = \frac{10^8 (V_{i\min} - V_{dson}) D_{\max}}{2 f S_j N_p}$$

其中最大磁通密度 Bm 可从厂家提供的磁芯手册上查到

磁芯无气隙时的相对导磁率 ur: 
$$u_r = \frac{A_l l}{4\pi S_j}$$

其中: Al 为磁芯不留间隙时的等效电感, l 为有效磁路长度, Sj 为磁芯有效横截面积, 可在磁芯资料查到

$$\text{气隙宽度 } t: t = \frac{0.04\pi N_p^2 S_j}{L_p} - \frac{10l}{u_r}$$

因为设计参数众多，公式繁杂，一般使用 EXCEL 的公式计算法，作成电子表格，在调整相关参数（如  $K_{rp}$ ）时，相应参数跟随变动，迅速而直观。

$$\text{最大占空比 } D_{\max} \text{ 与初次级匝数比 } n \text{ 的关系: } D_{\max} = \frac{V_o + V_{f1}}{\frac{1}{n} \bullet V_{i\min} + V_o + V_{f1}}$$

$$\text{变换一下形式: } n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{D_{\max} V_{i\min}}{(1 - D_{\max})(V_o + V_{f1})}$$

$$\text{匝数比还决定初级感应电压 } V_{or}: V_{or} = n(V_o + V_{f1})$$

在关断期间，MOSFET 漏极电压等于初级直流电压  $V_i$ 、感应电压  $V_{or}$ 、漏感引起的尖峰电压的和，因受到 MOSFET 漏源反向耐压的限制，也就限制了初次级匝数比，也限制了开关电源的最大占空比。

磁芯的输出功率与开关频率也有一定关系，可用下式估算： $P_o = 1.6 * f * A_e * A_c$

$$\text{趋肤效应深度: } \Delta = \frac{6.61}{\sqrt{f}} k = \frac{k_m}{\sqrt{f}}$$

$$\text{其中材质常数 } k = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r \rho_c}} \begin{cases} \rho \text{ 为工作温度时的电阻率} \\ \rho_c \text{ 为 Cu 在 } 25^\circ\text{C} \text{ 的电阻率 } 1.724 \times 10^{-6} \Omega/\text{cm} \\ \mu_r \text{ 为导体的相对磁导率，非导磁材料为 } 1 \end{cases}$$

其中： $k_m$  是和物质和温度有关的常数，Cu 在  $20^\circ\text{C}$  时为 65.5， $100^\circ\text{C}$  时为 75

选用线径不超过穿透深度的 2~3 倍。

50kHz 下，趋肤深度为 0.335mm，线径 0.67mm 以下为宜

67kHz 下，趋肤深度为 0.29mm，线径 0.58mm 以下为宜

100kHz 下，趋肤深度为 0.237mm，线径 0.47mm 以下为宜

#### 四、高频变压器的绕制：

目前，开关电源的设计已模块化和集成化，最关键和繁琐的就是高频变压器的计算和绕制。

- 1. 初级绕组必须在最里层：**这样可以缩短每匝导线的长度，减小其分布电容，同时初级绕组还能被其他绕组屏蔽，降低其电磁干扰。首先要在骨架上缠一层绝缘胶带，然后再绕制线圈。
- 2. 初级绕组的起始端应接到 MOSFET 漏极：**利用初级绕组的其余部分和其他绕组将其屏蔽，较小从初级耦合到其他地方的电磁干扰。
- 3. 初级绕组设计成 2 层以下：**这样能把初级分布电容和漏感降到最低，在初级各层间加 1 绝缘层，能将分布电容减小到原来的 1/4 左右。
- 4. 绕制多路输出的次级绕组：**输出功率最大的次级绕组应靠近初级，以减小漏感。如次级匝数少，无法绕满一层，可在匝间留间隙以便充满整个骨架，当然最好是采用多股并绕的方法。安全边距要用绝缘胶带缠好，次级与初级间要缠 3 层绝缘胶带。
- 5. 反馈绕组一般在最外层：**此时反馈绕组与次级绕组间耦合最强，对输出电压的变化反应灵敏，还能减小反馈绕组与初级绕组的耦合程度以提高稳定性。反馈绕组要用 3 层绝缘胶带与其他绕组隔离。
- 6. 屏蔽层的设计：**在初、次级之间增加屏蔽层可减小共模干扰，最经济的办法是在初次级间专绕一层漆包线，一端接  $V_i$ （或  $V_d$ ），另一端悬空并用绝缘带绝缘而不引出，线径可选 0.35mm。
- 7. 铜片屏蔽带：**可用 1 铜片环绕在变压器外部，构成屏蔽带，相当于短路环，对泄漏磁场起抑制作用，屏蔽带应与  $V_d$  连通

8. **安全试验:** 变压器绕好后在外面缠 3 层绝缘胶带, 插入磁芯, 浸入清漆, 然后进行安全测试。对于 110V 电源, 初次级间应能承受 2000V 交流试验电压, 持续时间 60s, 漏电距离为 2.5~3mm; 对于 220V 电源, 需承受 3000V 的交流试验电压, 漏电距离为 5~6mm。各绕组首尾引出端需加绝缘套管, 套管壁厚不得小于 0.4mm。
9. **初级电感量的测量:** 将各次级绕组和反馈绕组全开路, 用 RLC 电桥测量初级电感  $L_p$  的电感量
10. **初级漏感量的测量:** 将各次级绕组和反馈绕组全短路, 用 RLC 电桥测量初级电感  $L_p$  的电感量, 最好以接近工作频率测量, 要求漏感小于 3% $L_p$ 。

## 五、多路输出开关电源的特殊要求:

1. **要算出总输出功率并确定主输出:** 总输出功率为各路输出功率的总和, 主输出的稳定性要求最高。
2. **多路输出开关电源一般选择连续模式:** 因此时变压器外形尺寸已不是重要问题
3. **各次级绕组取相同的每伏匝数:**

$$n_0 = \frac{N_s}{V_{O1} + V_{f1}} \quad \text{其中: } N_s \text{ 为此路匝数, } V_{O1} \text{ 为此路输出电压, } V_{f1} \text{ 为此路整流管导通压降}$$

据此计算各次级绕组的匝数, 还要计算出各路电流的平均值和有效值, 然后选定各绕组导线线径

4. **选择整流管:** 额定工作电流至少为该路最大输出电流的 3 倍, 最高反向耐压高于计算出的最低耐压  $V_r$
5. **推荐多股导线并绕:** 保证导线对骨架的良好覆盖性, 增加初次级绕组间的耦合程度
6. **用 TL431 反馈电路时:** 除主输出作为主要反馈信号, 其他辅助输出也可按一定比例反馈到 2.5V 基准。

如图: 如果只有主输出 5V 引出反馈电路 ( $R_4=R_6=10k$ ), 当 5V 输出的负载电流变化时会影响 12V 输出稳定性, 解决方法是给 12V 输出也增加反馈, 增加  $R_6$ 。

12V 的反馈量由  $R_6$  的阻值来决定, 假定要求 12V 输出与 5V 输出的反馈量相等, 各占总反馈量的一半, 此时通过  $R_6$  和  $R_4$  上的电流应相等。

$$I_{R4} = \frac{V_{O1} - V_{ref}}{R_4} = 250\mu A$$

增加  $R_6$  后, 一半电流通过  $R_6$ :

$$R_6 = \frac{V_{O2} - V_{ref}}{I_{R6}} = 76k\Omega$$

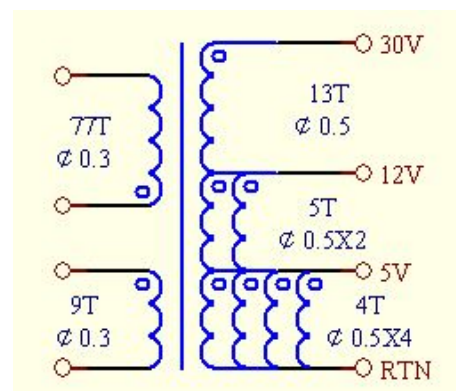
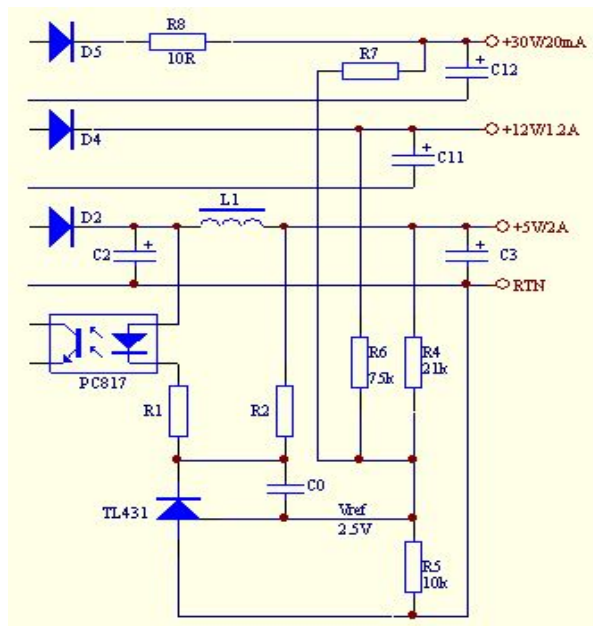
同样也计算出修正后的  $R_4$  为 20k, 考虑到增加  $R_6$  后 5V 的稳定度会略有下降, 应稍增加  $R_4$  的值来补偿, 取 21k。

当反馈比例系数为  $K$  时, 可计算  $R_6$ :

$$R_6 = \frac{V_{O2} - V_{ref}}{K \cdot I_{R4}}$$

同样还可以给 30V 输出增加反馈电路: 假定 5V、12V、30V 三路输出的反馈比为 50%: 40%: 10%, 需在 30V 输出端至  $V_{ref}$  端之间再并联一只电阻  $R_7$ , 为使总反馈电流不变 (仍为 250 $\mu A$ ), 流过  $R_4$ 、 $R_6$ 、 $R_7$  上的反馈电流依次为 125 $\mu A$ 、100 $\mu A$ 、25 $\mu A$ , 可得到:  $R_4=21k$ ,  $R_6=95k$ ,  $R_7=1.1M$ 。

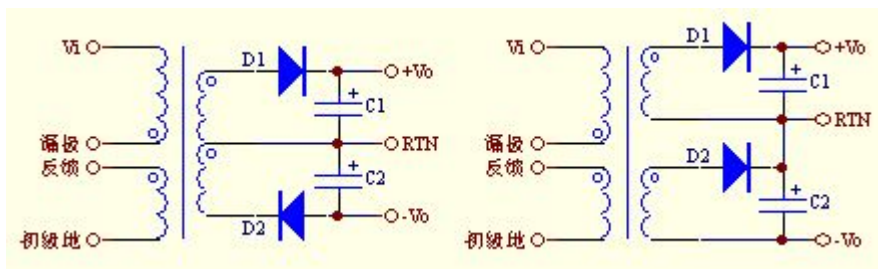
7. **分离式绕法:** 各次级绕组相互独立, 各绕组排列灵活, 但制造成本高, 骨架上引脚多, 总体漏感大
8. **堆叠式绕法:** 低压输出绕组为高压绕组提供部分匝数和接地端, 可节省导线, 减小线圈体积, 降低成本, 还加强了





次级绕组间的耦合程度，但安排次级绕组时灵活性较差。

9. **改善轻载时的负载调整率：**除利用稳压管对输出电压进行钳位或并联假负载电阻外，还可以采用加虚拟负载的办法，如图中 R2。
10. **消除峰值充电效应：**由于高频变压器存在漏感，产生的次级尖峰电压可将输出滤波电容反复充电到峰值电压，这将导致输出电压远高于按变压器输出匝数计算出的设定值，在轻载的 30V 输出端更显著。如图，需串联 10 欧姆的小电阻 R8，R8 与 C12 构成高频滤波器，滤除漏感产生的尖峰电压，防止 C12 充电到峰值。
11. **软启动电路：**为避免刚接通电源时输出电压产生过冲，可在 TL431 的 AK 极之间并联电容，这样在刚上电时  $V_{ka}=0$ ，光耦在导通起控状态。随着输出电压逐渐升高，流过光耦中 LED 的电流和流过 R2 的电流对 Cak 充电，然后使 TL431 进入正常工作状态。输出电压在这段延迟时间内缓慢上升，最后达到 +5V 设定值。
12. **正负对称输出：**



**六、提高开关电源效率的方法：**开关电源的大部分功耗是由 MOSFET、控制芯片、钳位二极管、输出整流管、共模扼流圈、整流桥所产生，其他元件的损耗较小。

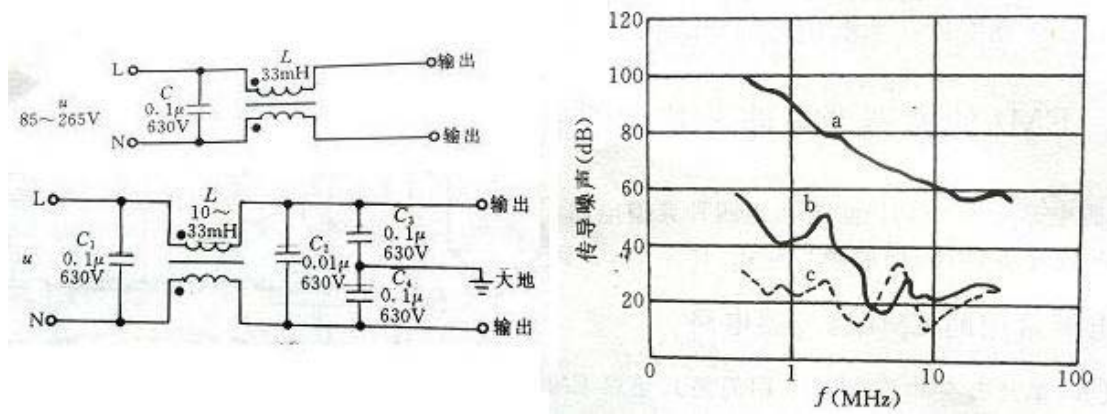
1. **输出电压高的开关电源效率较高：**适当选用较高的输出电压可提高电源效率
  2. **采用低压降的肖特基整流二极管：**因输出整流管的损耗约占全部损耗的 1/4~1/5，是关键因素，选用低压降、低损耗的肖特基二极管有优势，但肖特基管的击穿电压较低，注意不要击穿
  3. **输出整流管的标称电流值至少为连续输出电流典型值的 3 倍：**可降低前向压降和温升造成的损耗
  4. **提高初级电感量：**使开关电源工作在连续模式可降低电流有效值及导线上的损耗
  5. **初级钳位保护电路尽量不采用 RCD 吸收电路：**由 TVS、SRD 组成的钳位电路损耗较低
  6. **多路输出的高频变压器采用堆叠式绕法：**可减小漏感
  7. **适当增大输入整流桥、输出整流管的电流容量：**降低前向压降而减低功耗
  8. **条件允许情况下去掉最小负载电路：**电阻要消耗功率
  9. **选用  $P_{om}$  较大、 $R_{on}$  较低的 MOSFET 或包含 MOSFET 的芯片：**导通功耗较低
  10. **给 MOSFET 和输出整流管加装散热片：**高温工作状态的损耗会加大
  11. **输入端接入 NTC：**仅在刚通电时起限流作用，工作时为热态（低阻），减小能量损耗
  12. **正确估算输入滤波电容值：**使输入纹波在适当范围内
  13. **选择较大尺寸的磁芯：**有助于降低磁芯损耗，还要选择低损耗的磁芯材料、合适的形状
  14. **高频变压器的交变磁通量不得超过规定范围：**典型值为 0.04~0.075T，避免磁芯损耗增加
  15. **输出滤波电容上的交流电流标称值应是纹波电流的 1.5~2 倍：**避免电容上损耗加大，甚至发热损坏
  16. **开关电源应尽量工作在最大占空比  $D_{max}$  下：**这时输出整流管正向电流增大，而反向压降则降低
  17. **适当选择开关频率：**开关频率高，变压器体积小，能提高效率，但磁损耗铜损耗、整流管开关管的开关损耗也随之加大，导致效率降低。100kHz 较适中，电磁干扰也较弱。
  18. **采用多股并绕方式绕制次级线圈：**减小因高频趋肤效应产生的损耗，100kHz 时最大线径为 0.4mm
  19. **减小变压器初级漏感：**漏感应为初级电感的 1%~3%，漏感大效率低
  20. **减小初级绕组匝数：**漏感与初级绕组匝数的平方成正比，初级绕组不超过 2 层能减小漏感和分布电容
  21. **选用较大高宽比的磁芯：**横截面接近正方形的磁芯有较大高宽比，漏感小，如 EE、EI、ETD、EC 型
  22. **使用三重绝缘线：**用普通漆包线绕制初级和反馈级，用三重绝缘线绕次级，不需安全边距，体积小
- 七、开关电源的 PCB 设计注意事项：**因开关电源存在高压、大电流、高频脉冲信号，对 PCB 绘制

有相应的特殊要求。

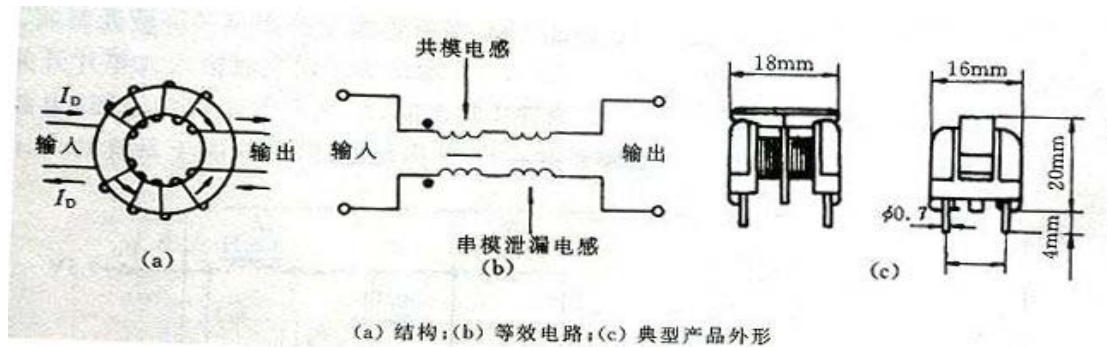
1. **初级绕组的引线要短：**因变压器初级有高频电流通过，易造成电磁干扰，因此与 C1、MOSFET 间的引线应尽量短，使环路面积最小。
2. **漏极钳位电路引线要尽量短：**TVS、SRD 与初级绕组间的引线也会造成电磁干扰，线短有利
3. **MOSFET 的漏极应尽量靠近初级绕组的同名端和阻塞二极管的正极：**也是为减小干扰
4. **输入电容 C1 负极要直接连到 MOSFET 源极：**连线间不应有其他分支线，分支线在外侧接入
5. **Y 电容应通过宽而短的导线分别接至相应返回端：**Y 电容目的是降低干扰
6. **MOSFET 的源极要和初级绕组直接相连：**其间会流过高压脉冲大电流，易对其他电路造成干扰
7. **反馈级整流管和滤波电容要尽量靠近反馈绕组和控制端：**避免外来电磁干扰的影响
8. **输出整流二极管和滤波电容要靠近次级绕组：**减小环路面积并使用宽导线以承受较大电流
9. **MOSFET 源极要采用单点接地法：**亦称开尔文 Kelvin 连接，几处分支线在源极处汇合

总体原则是：有脉冲大电流通过的环路要使环路面积最小，小信号检测控制端也要减少被干扰的可能  
此外，还要注意高压间漏电距离是否达到要求，不然后要开槽：对于 110V 电源，漏电距离为 2.5~3mm；对于 220V 电源，漏电距离为 5~6mm。

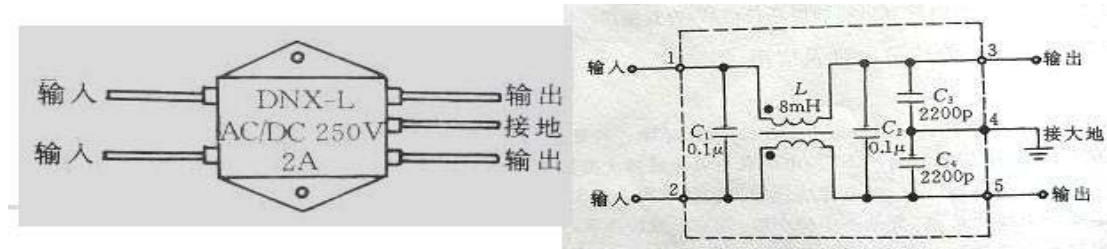
八、EMI 滤波器：为减低开关电源的电磁干扰，电源输入端要加 EMI 滤波器，电路与特性如下图：



a 为无滤波器的传导噪声特性曲线，b 为加简单滤波器后的曲线，衰减 40dBuV，c 为加完整滤波器的曲线，衰减 50~70dBuV。而滤波器中关键器件是共模扼流圈，主要用于抑制传导干扰，频谱主要在 10kHz~30MHz，最高到 150MHz：



目前这种滤波器已制作成模块，可供用户选用：



其中：C1、C2 采用薄膜电容，容量 0.01~0.47uF，主要用来滤除串模干扰。耐压 630Vdc 或 250Vac。

C3、C4 能有效抑制共模干扰，宜选用陶瓷电容，容量 2200p~0.1uF，为减小漏电流，容量小为好。

共模扼流圈 L 有两个线圈，分别绕在高磁导率的铁氧体磁环上，电感量 L 与流过的额定电流有关：

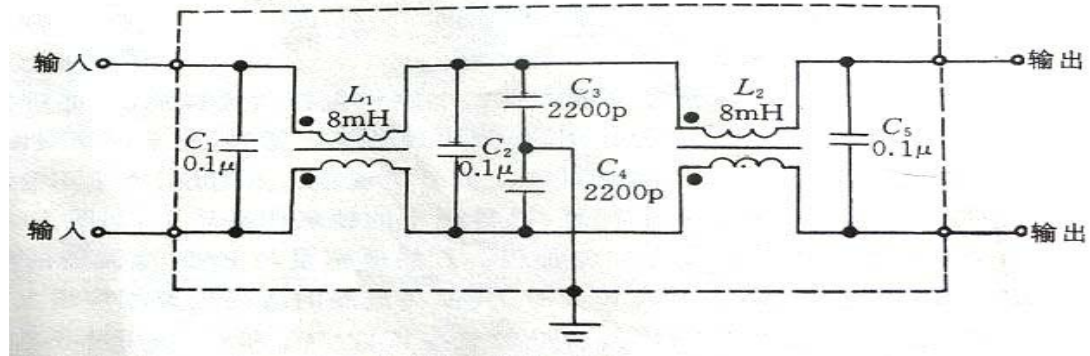
额定电流 A	1	3	6	10	12	15
电感范围 mH	8~33	2~4	0.4~0.8	0.2~0.3	0.1~0.15	0.07~0.08

滤波器对地漏电流由 C3 和 C4 决定： $I_d = 2\pi f C V_c$

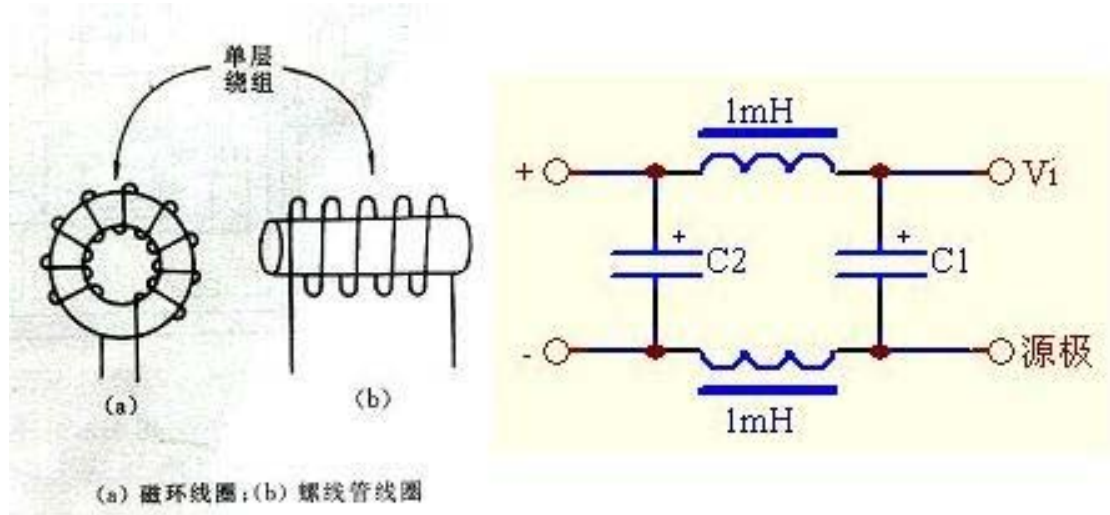
其中：C 为 C3 和 C4 的并联值， $V_c$  为 C3 或 C4 上的压降，都为线路电压的一半，f 为市电频率

可算出如图电路的漏电流为 0.15mA。漏电流与电容成正比，一般应为几百微安。

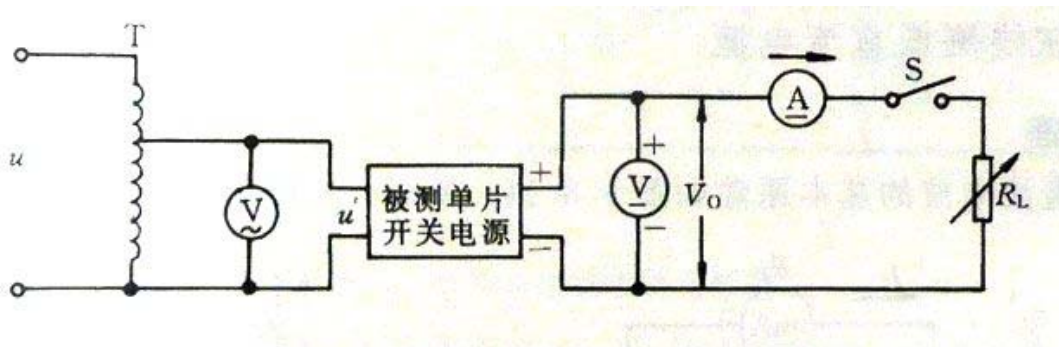
为达到更好的滤波效果，可采用两级滤波的复合式滤波器电路：



对于小功率开关电源可采用简易式 EMI 滤波器：用两个分立的铁氧体磁环线圈或螺线管线圈所构成，用于 5W 以下，电感 1mH



### 九、开关电源主要参数的测试：



1. 输出电压的准确度：开关电源加上标称输入电压和额定负载，用实测输出电压并与标称电压比较

$$\gamma_v = \frac{V_o' - V_o}{V_o} \cdot 100\%$$

在输入电压范围内  $U_{imin} \sim U_{imax}$  测量输出电压的准确度

2. **电压调整度:** 开关电源加上额定负载, 先测出标称输入电压下的输出电压, 然后连续调节交流输入电压, 使之从规定的最小值  $U_{imin}$  一直变化到最大值  $U_{imax}$ , 记下输出电压与标称值的最大偏差, 计算:

$$S_v = \frac{\Delta V_o'}{V_{oo'}} \cdot 100\%$$

3. **负载调整率:** 在标称输入电压下, 分别测出满载与空载下的输出电压值, 计算:

$$S_i = \frac{V_2 - V_1}{V_1} \cdot 100\%$$

通常负载调整率是  $I_o$  从满载的 10% 变化到 100% 时测得的,  $V_2$  应为 10%  $I_{om}$  时的输出电压。

4. **输出纹波:** 通常用峰峰值或最大值来表示, 要用 20MHz 以上带宽的示波器来观察峰峰值。

5. **高频变压器在 3kV 试验电压下的漏电流:** 分 0.25mA、0.75mA、3.5mA 三个级别

**附 1: 国内漆包线的规格:**

公制裸线径 mm	近似 AWG 美规	近似 SWG 英规	最大外径 mm	截面积 mm <sup>2</sup>	可绕匝数/cm
0.050	43	47	0.065	0.00196	153.8
0.060	42	46	0.080	0.00283	125.0
0.070	41	45	0.090	0.00385	111.1
0.080	40	44	0.100	0.00503	100.0
0.090	39	43	0.110	0.00636	90.9
0.100	38	42	0.125	0.00785	80.0
0.110	37	41	0.135	0.00950	74.0
0.130	36	39	0.155	0.01327	64.5
0.140	35		0.165	0.01539	60.6
0.160	34	37	0.190	0.02011	52.6
0.180	33		0.210	0.02545	47.6
0.200	32	35	0.230	0.03142	43.4
0.230	31		0.265	0.04115	37.7
0.250	30	33	0.290	0.04909	34.3
0.290	29	31	0.330	0.06605	30.3
0.330	28	30	0.370	0.08553	27.0
0.350	27	29	0.390	0.09621	25.6
0.400	26	28	0.440	0.1257	22.7
0.450	25		0.490	0.1602	20.4
0.560	24	24	0.610	0.2463	16.3
0.600	23	23	0.650	0.2827	15.3
0.710	22	22	0.760	0.3958	13.1
0.750	21		0.810	0.4417	12.3
0.800	20	21	0.860	0.5027	11.6
0.900	19	20	0.960	0.6362	10.4
1.000	18	19	1.07	0.7854	9.3
1.250	16	13	1.33	1.2266	7.5
1.500	15		1.58	1.7663	6.3
2.000	12	14	2.09	3.1420	4.7

2.500			2.59	4.9080	3.8
3.00				7.0683	

欧美国家常用圆密耳作导线横截面积单位，为 1 密耳（0.001 英寸）线径的横截面积， $1\text{mm}^2=1980$  圆密耳

**附 2：三重绝缘线的规格：**三重绝缘线中间是芯线，外面第一层是几微米的金黄色的聚酰胺薄膜，可承受 3kV 脉冲高压，第二层为高绝缘性的喷漆涂层，最外的第三层是透明的玻璃纤维层，总厚度 20~100um。绝缘强度高，层间可承受 3000V 高压，不需要加阻挡层以保持安全边距，也不用在级间绕绝缘胶带层。三重绝缘线需加温到 200~300℃才能变软进行绕制，绕完后遇冷，线圈自动成型。

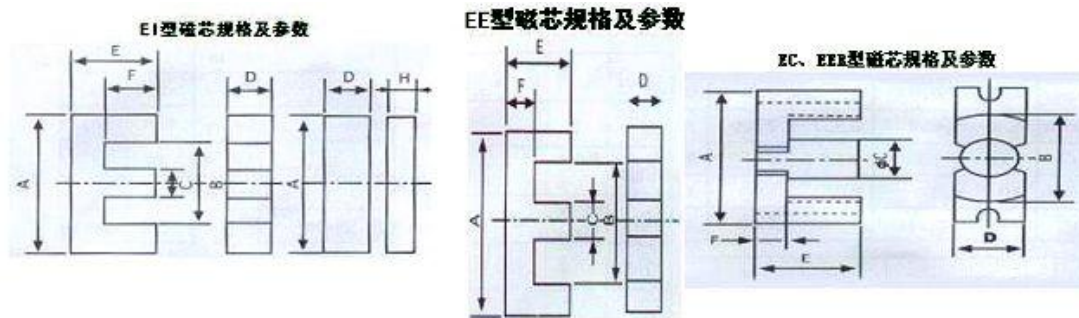
日本古河电气 TEX-E 三重绝缘线的规格表：

导线直径 mm	容许公差 mm	标称外径 mm	最大外径 mm	导线电阻 $\Omega/\text{km}$	质量 kg/km
0.20	$\pm 0.008$	0.400	0.417	607.6	0.398
0.22	$\pm 0.008$	0.420	0.437	498.4	0.465
0.24	$\pm 0.008$	0.440	0.457	416.2	0.537
0.26	$\pm 0.010$	0.460	0.477	358.4	0.616
0.28	$\pm 0.010$	0.480	0.497	307.3	0.697
0.30	$\pm 0.010$	0.500	0.520	262.9	0.786
0.35	$\pm 0.010$	0.550	0.570	191.2	1.033
0.40	$\pm 0.010$	0.600	0.625	145.3	1.316
0.50	$\pm 0.010$	0.700	0.725	91.43	1.985
0.60	$\pm 0.020$	0.800	0.825	65.26	2.793
0.70	$\pm 0.020$	0.900	0.925	47.47	3.741
0.80	$\pm 0.020$	1.000	1.030	36.08	4.829
0.90	$\pm 0.020$	1.100	1.130	28.35	6.056
1.00	$\pm 0.030$	1.200	1.230	23.33	7.422

三重绝缘线是靠被膜来强化绝缘的，如被膜受外力或热力而发生严重变形、损伤，安全就无法保证，变压器骨架如有毛刺也会损伤绝缘层，切断的导线末端十分锐利，也会损坏绝缘层。

三重绝缘线被膜剥离时要一边熔化一边剥离，不然可能损伤导线。焊接也比较麻烦，最好有浸锡槽。

**附 3：常用磁芯的规格尺寸：**



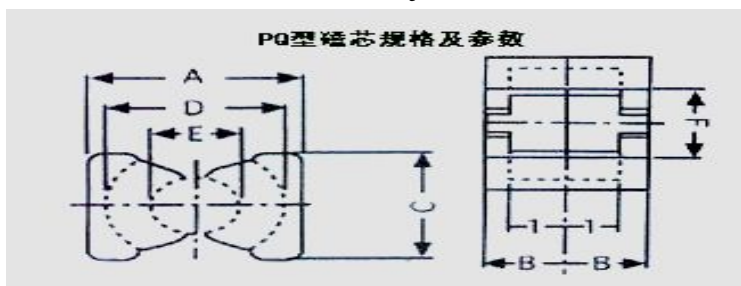
型号	A	B	C	D	E	F	H	Ae cm <sup>2</sup>	Le cm	Ve cm <sup>3</sup>	Al nH/n <sup>2</sup>	ue
EI16	16	-	-	5	12.2	-	2	0.198	3.46	0.67	1100	1575
EI19	20	-	-	5.2	13.55	-	2.3	0.24	3.96	0.95	1400	1825
EI22	22	12.6	6	6	14.3	10.3	4.5	0.42	3.93	1.63	2400	2255
EI25	25.3	19	6.5	7	15.5	12.2	2.7	0.41	4.7	1.927	2140	1962
EI28	28	18.6	7.5	11	16.5	12.0	3.5	0.86	4.82	4.145	4300	1960
EI30	30	19	11	11	21	16	5.5	1.11	5.8	6.44	4750	1984
EI33	33	-	-	13	23.5	-	9.7	1.185	6.75	8.00	4450	2030

EI35	35	24.5	10	10	24	18	4.6	1.01	6.71	6.80	3950	2100
EI40	40	26.8	12	12	27.25	21	7.5	1.48	7.7	11.3	5000	2070
EI50	50	34	15	15	33	24.5	9	2.3	9.4	21.6	6300	2070
EI60	60	44	16	16	36	28	8.5	2.47	10.9	27.1	6000	2126

型号	A	B	C	D	E	F	Ae cm <sup>2</sup>	Le cm	Ve cm <sup>3</sup>	Al nH/n <sup>2</sup>	ue
EE10	10.2	8	2.4	4.75	5.5	1.3	0.12	2.61	0.315	1006	1767
EE13	13	10	2.7	6.15	6	1.3	0.171	3.02	0.517	1100	1550
EE16	16	12	4	5	7	2	0.19	3.40	0.65	1200	1728
EE19	19	14	4.8	4.9	8	2.6	0.22	3.90	0.86	1350	1880
EE25	25	15.6	6.6	6.5	9.5	3.3	0.40	4.90	1.96	2000	1952
EE30	30	20	11	11	13	5	1.09	5.80	6.32	4750	2000
EE33	33	-	-	13.7	13.8	-	1.15	7.55	8.71	3840	2000
EE35	34.9	26.5	9.3	9.5	14.2	4	1.06	7.00	7.39	3790	1990
EE40	40	28	11	11	16.5	6.5	1.48	7.70	11.40	4250	2040
EE42	42	29.6	12.2	15.2	21	6.2	1.82	9.70	17.60	4700	2510
EE50	50	35	15	15	21	8.5	2.26	9.60	21.7	6250	2125
EE55	56	37.6	17.2	21.0	27.5	9	3.54	12.3	43.5	7100	1977
EE60	60	44.6	16	16	22	8.3	2.47	11.0	27.2	6000	2135
EE70	71	46.6	22.2	20	54	11.1	4.45	23.18	103.0	4820	1990
EE72	72.3	53.5	19	19	20	9.5	3.58	13.4	48.1	6700	1995
EE80	79.3	59.4	20	19.8	37.5	9.5	3.81	18.3	69.8	5200	1980

型号	A	B	φC	D	E	F	E-E	Ae cm <sup>2</sup>	Le cm	Ve cm <sup>3</sup>	Al nH/n <sup>2</sup>	ue
EC90	91	71.2	30	30	45	9.6	91/90	6.24	21.6	13.5	5550	-
EC70	71	43.4	16.8	16.8	34.5	11.7	71/69	2.79	14.4	40.1	4800	1963
EIC70	70	44	16.2	16.2	29.8	6.8	70/39	2.79	-	-	-	-
EC52	53	32.1	13.75	13.75	24.2	8.7	53/49	1.8	10.5	18.8	4200	1942
EER49	49	37.4	16.9	16.9	27	8.4	49/54	2.46	11.8	29.09	5700	1900
EER49	49	37	16.9	16.9	21.5	6.5	49/43	2.55	10.0	25.5	5700	1900
EER49	49	37.3	17	17.2	19	6.5	49/38	2.291	9.72	22.26	5500	1860
EER42	42	32.5	17.3	19.5	21.3	5.9	42/43	2.40	9.86	23.64	5760	1900
EER42	42	31.3	15.1	15.5	22.4	5.7	42/45	1.825	10.18	18.57	4200	1860
EER40	40	29.4	13.3	13.3	22.4	7	40/45	1.528	10.24	15.64	3450	1840
EER28	28	21.9	10	11.4	17	4.3	28/34	0.814	7.55	6.14	2500	1900

对 EE、EI 型磁芯，磁芯截面积  $S_j=CxD$ ，对 EC、EER 磁芯， $S_j=\pi DD/4$ ，注意单位转换。



型号	A	B	C	D	E	F	I	Ae cm <sup>2</sup>	Le cm	Ve cm <sup>3</sup>	Al nH/n <sup>2</sup>	ue
PQ20/16	20.5	8.2	14	18	8.7	12.5	5.4	0.62	3.74	2.31	3880	1868
PQ20/20	20.5	10.2	14	18	8.7	12.5	7.4	0.62	4.54	2.79	3310	1944
PQ26/20	26.5	10.2	19	23	12	12.6	5.9	1.19	4.63	5.49	6170	1920
PQ26/25	26.5	12.5	19	22.5	12.2	15.5	7.9	1.18	5.55	6.53	5250	1972
PQ32/20	32	10.4	22	27.5	13.7	19	5.6	1.70	5.55	9.42	7310	1896
PQ32/30	32	15.3	22	27.5	13.7	19	10.5	1.61	7.46	11.97	5140	1898
PQ35/35	35	17.5	26	32	14.6	23.5	12.35	1.96	8.79	17.26	4860	1733
PQ40/40	41	20.0	28	37	15.2	27.5	14.6	2.01	10.19	20.45	4300	1738
PQ50/50	50	25.1	32	44	20.35	31.5	17.9	3.28	11.3	37.24	6720	1850

对 PQ 型磁芯，磁芯截面积  $S_j = \pi EE/4$ ，注意单位转换。

#### 附 4：常用功率铁氧体材料的特性：

##### 常用铁氧体磁芯规格、型号与技术参数

功率铁氧体磁芯

EI	EE	EE	PQ	EC
EI60	EE80	EE35	PQ50/50	EC90
EI50	EE72	EE30	PQ40/40	EC70
EI40	EE70	EE25	PQ35/35	EC52
EI35	EE60	EE19	PQ32/30	ECI70
EI33	EE55	EE16	PQ32/20	EER49/54
EI30	EE50	EE13	PQ26/25	EER49/43
EI28	EE49	EE10	PQ26/20	EER49/38
EI25	EE42	—	PQ20/20	EER42/43
EI22	EE42/20	—	PQ20/16	EER42/45
EI19	—	—	—	EER40/45
EI16	—	—	UF102	EER26L

常用功率铁氧体材料牌号技术参数

项目	条件	单位	PC30	PC40	2500B	B25	3C8	N27
$\mu$	—	—	2500	2300	2500	2300	2000	2000
B <sub>ms</sub>	H=1200A/m	mT	510	510	490	510	450	510
B <sub>r</sub>	H=800A/m	mT	117	95	100	130	—	—
H <sub>c</sub>	—	A/m	12	14.3	15.9	15.9	18.8	20
T <sub>c</sub>	—	°C	>230	>215	>230	>220	>200	>220
P	200mT23°C	KW/m <sup>3</sup>	130	600	95	600	900	48
—	25KHz80°C	KW/m <sup>3</sup>	90	—	70	—	—	—
—	100°C	KW/m <sup>3</sup>	100	—	75	—	—	—
—	100mT60°C	KW/m <sup>3</sup>	—	450	—	450	—	—
—	100KHz100°C	KW/m <sup>3</sup>	—	410	—	410	—	—
公司	—	—	TDK	TDK	TOKIN	TOKIN	FERROCLUBE	SIEMENS

（本文主要摘自《新型单片开关电源的设计与应用》沙占友等编著 电子工业出版社 2001 年版 dwenzhao 整理）