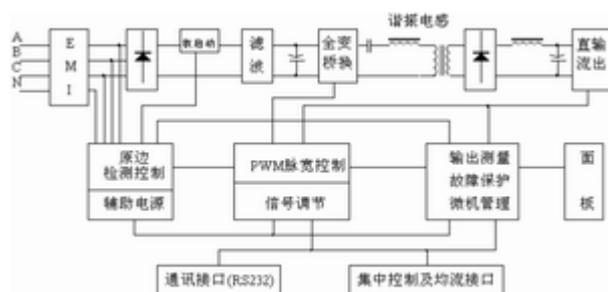


# 电力操作电源主电路参数设计

## 引言

随着电力电子技术的发展，移相全桥软开关控制技术逐渐应用于电力操作电源中，因为它不但可以减少电源的开关损耗、电磁干扰，还能改善电路的输出特性，提高电路的效率、稳定性和可靠性。在移相全桥软开关电力操作电源研究中，涉及了很多方面，如主电路的参数选择与设计、控制电路的设计、防电磁干扰的设计以及参数的影响等，本文在此只分析电力操作电源主电路参数设计。



740)this.width=740" border=undefined>

图 1 操作电源模块原理框图

## 电力操作电源工作原理

本电源模块的原理框图如图 1 所示，三相交流输入电源经输入三相整流、滤波变换成直流，全桥变换电路再将直流电变换成高频交流电，然后经高频变压器变压隔离、经整流器整流、滤波器滤波转换成稳定的直流输出。电源主电路采用移相 ZVS 全桥软开关变换电路，每一个桥臂采用两个功率管并联。

该变换器在一个变换周期内共有 12 种工作状态，4 个开关管轮流导通，实现零电压开通和零电压关断，从而降低了功耗。同时为了抑制直流分量，采用了隔离电容；为了减小占空比，采用了饱和电感，使电源工作更加可靠。

## 电源主电路参数的设计

### 主电路设计主要指标

#### 1. 输入三相交流电压：

$380V_{-20\%}^{+15\%}$  740)this.width=740" border=undefined>,  $50_{-5}^{+5}$  740)this.width=740" border=undefined>

=undefined>

2. 输出直流额定电压：220V，在 180V~320V 范围内连续可调
3. 输出电流：10A
4. 输出最大功率：3200W
5. 输出纹波系数：≤0.2%
6. 工作频率：34KHz
7. 综合效率：≥90%

输入滤波电容的选择

大功率开关电源采用三相 380V 交流电输入，经全桥整流后得到脉动的直流电压，输入滤波电容  $C_{in}$  用来平滑这一直流电压，使其脉动减小。

相电压有效值：

$$380V_{-20\%}^{+15\%} \quad 740)this.width=740" border=undefined> =304V - 437V$$

为了保证整流滤波后的直流电压最小值  $V_{in(min)}$  符合要求，每个周期中  $C_{in}$  所提供的能量约为：

$$W_{in} = \frac{P_{in}}{3 \times f_{min}} = \frac{P_{out} / \eta}{3 \times f_{min}} = \frac{2200 / 0.85}{3 \times 45} = 19J \quad 740)this.width=740" border=undefined>$$

经整理后，可得输入滤波电容为：

$$C_{in} = 676 \mu F \quad 740)this.width=740" border=undefined>。$$

谐振电感的设计

设计谐振电感时，为了实现滞后桥臂的零电压开关，必须满足下式：

$$\frac{1}{2} L_r I^2 = \frac{4}{3} C_{MOS} V_{in}^2 \quad 740)this.width=740" border=undefined>$$

其中， $L_r$  是谐振电感， $I$  是滞后开关管关断时原边电流的大小， $C_{MOS}$  是开关管漏-源极电容， $V_{in}$  是整流滤波后的直流电压。

在实际设计中，考虑到滞后管在 1/3 满载以上时实现零电压开关， $V_{in}$  应取最大值，同时，负载电流为 1A 时，滤波电感的电流  $I_{Lf}$  临界连续，也就是说，其脉动量  $\Delta I_{Lf}$  为 2A。在 1/3

负载时，

$$I = \frac{I_{0(\max)} / 3 + \Delta i_{if} / 2}{K} = \frac{10 / 3 + 2 / 2}{1} = 4.44$$

(A)，开关管 IXFX2780Q 的漏-源电容  $C_{MOS}=750\text{pF}$ ， $V_{in(\max)}=618\text{V}$ ， $L_f=39\mu\text{H}$ 。

本谐振电感磁芯选用西门子公司的 G42 型号罐型磁芯，取气隙  $\delta=2\text{mm}$ ，那么根据公式：

$$L = \frac{\mu_0 N^2 A_e}{\delta}$$

式中： $\mu_0$  是导磁率，大小为  $4\pi \times 10^{-7}\text{H/cm}$ ； $A_e$  为磁芯的导磁截面积，大小为  $388\text{mm}^2$ 。将  $\mu_0$ 、 $A_e$  和  $\delta$  代入式上式，可得：绕组匝数  $N=4$ 。实际中，用 6 根线径  $0.62\text{mm}$  的导线绞结绕制而成。

## 高频变压器设计

### 1. 主变压器原副边变比

设计高频变压器时，原副边变比应尽可能大一些，同时，变压器的变比应按最低输入电压  $V_{in}$  选择。这里假设副边的最大占空比为 0.85，则可计算出副边电压  $V_{S(\min)}$  的大小：

$$V_{S(\min)} = \frac{V_{0(\max)} + V_D + V_{L_f}}{D_{\max}} = \frac{320 + 2.5 + 2.5}{0.85} = 382\text{V}$$

其中， $V_{0(\max)}$  是最高输出电压； $V_D$  是输出整流二极管的通态压降； $V_{L_f}$  是输出滤波电感上的直流压降。

故变压器原副边变比为：

$$K = \frac{V_{in(\min)}}{V_{S(\min)}} = \frac{396}{382} = 1.04 \approx 1$$

### 2. 磁芯的材料选择

变换器中，高频变压器传递的是频率为  $34\text{kHz}$  以上的前沿陡峭的高频方波电压。因此，变压器磁芯采用的是西门子公司生产的 N27 系列铁氧体材料。由于本电源输出功率为  $2.2\text{kW}$ ，根据磁芯规格和功率关系，可采用 PM74 型号的磁芯。根据 B~H 温度特性曲线，在本设计中选用的最大工作磁通密度  $B_M$  为：

$$B_m = \frac{1}{3} B_s = \frac{1}{3} \times 0.45 = 0.15(T)$$

### 3. 原边和副边匝数

选定 N27 系列的 PM74 型号磁芯后，则副边就可以由下式确定：

$$N_s = \frac{V_{s(\min)} \times D_{max}}{4 f_s A_e B_m}$$

式中  $A_e$  为磁芯的有效导磁截面积。

查手册可知， $A_e=790\text{mm}^2$ ， $V_{s(\min)}=V_{in(\min)}/K=396\text{V}$ ，所以可得出  $N_s=20$ ，采用  $N_s=21$ ，根据变比  $K=1$ ，同时根据应使变压器变比最大的原则，取原边匝数  $N_f=23$ 。

### 4. 确定变压器绕组导线线径和股数

确定绕组的导线线径时，应使用电流有效值：

$$I_{see} = I_0 \sqrt{0.5} = 10 \times \sqrt{0.5} = 7.071\text{A}$$

同时，也要考虑导线的集肤效应，在 34KHz 频率下，穿透深度  $\Delta=0.35\text{mm}$ ，因此，绕组应选用线径小于 0.70mm 的铜导线。若电流密度取  $4\text{A}/\text{mm}^2$ ，则导线截面积为：

$$S = \frac{7.071}{4} = 1.768\text{mm}^2$$

查表，可选用 6 根线径为 0.62mm、截面积为  $0.3019\text{mm}^2$  的导线绞结绕制。同时，因变压器原边和副边都是一组绕组，变比为 1，即原边也用 6 根线径为 0.62mm 的导线绞结绕制而成。

### 5. 校核窗口面积

因为  $N_f=23$ ， $N_s=21$ ， $A_1=6 \times 0.62=3.7\text{mm}^2=A_2$ ，可以估算窗口面积  $S_0 \geq 790\text{mm}^2$  (磁芯面积)，可得占空系数  $K_m$  为：

$$K_m = \frac{N_f \times A_1 + N_s \times A_2}{S_0} = 0.20$$

这说明所设计的变压器的窗口面积能容纳所有绕组。

输出电感的设计

从输出滤波器侧来看，PWM 型 DC/DC 全桥变换器实际上类似于一个降压变换器，只不过它的工作频率为开关频率的 2 倍。因此，在设计 PWM 型 DC/DC 全桥变换器的输出滤波电感和输出滤波电容时，可以选用降压变换器的计算公式，但要将其开关频率  $f_s$  改变为  $2f_s$ 。

输出电感可按下式计算：

$$L_f = \frac{V_{0(\min)}}{2 \cdot (2f_s) \cdot (10\% I_{0(\max)})} \times \left[ 1 - \frac{V_{0(\max)}}{\frac{V_{in(\max)}}{K} - V_{if} - V_D} \right]$$

本电源输入电压最高为 618V，输出电压最低为 180V，设  $V_{if}+V_D \approx 5V$  时，经计算： $L_f=920\mu F$ 。

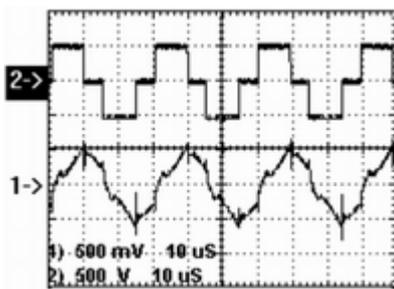


图 2 变压器初级电流/电压波形

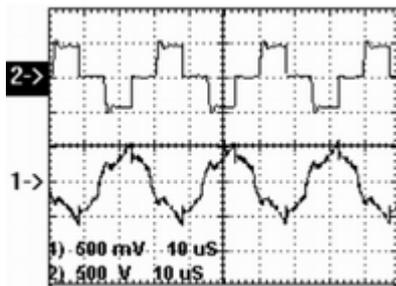


图 3 变压器次级电流/电压波形

(1-Ip:2A/div 2-Up:200V/div t:10us/div) (1-Is:2A/div 2-Us:200V/div t:10us/div)

图 2 变压器初级电流/电压波形 图 3 变压器次级电流/电压波形

### 输出滤波电容的选择

根据实际要求，纹波系数要  $\leq 0.2\%$ ，由于本电力操作电源额定输出电压为 220V，则输出电压的纹波副值  $\Delta V_{out} < 0.44V$ ，考虑到功率开关管开/关和输出整流二极管开/关时造成的电压尖峰以及直流母线电压残留的纹波，可令输出电压的交流纹波为： $\Delta V_{out} = 100mV$ ，而  $I_o = 10A$ ，最小

的输出电容可用下式计算：

$$C = \frac{0.2I_o}{8f \cdot \Delta V_{out}} = 74 \mu F$$

$I_o$ ：输出电流； $\Delta V_{out}$ ：允许的输出电压纹波峰峰值； $f$ ：工作频率。

这样算出的电容值是最小值，考虑到实际需求，选择 560mF/400V 的输出滤波电容。

主功率器件和

输出整流二极管的选择

通常，开关管和整流二极管的选取取决于它的电压应力与电流应力。依据输入最高电压时输出最大电流的要求来确定其电压与电流等级，并预留 1.5~2 倍的电压和 2~3 倍的电流裕量。由于整流滤波后的直流电压最大值为 618V，变压器原边电流最大值为  $I_p=12A/K=12A$ ，所以功率管采用 IXYS 公司生产的 IXFX27N80Q 功率管，额定电压为 800V，额定电流为 27 A。

因为变压器副边采用全桥整流电路，整流管上承受的最大反向电压为  $V_{VD}=618V$ ，而整流管流过的最大电流为： $I_{0VDmax} \geq 2I_{0max}=24A$ ，所以选取 IXYS 公司生产的 DSEI30 二极管，能承受的最高电流为 26A(高于 2 倍的输出额定电流)，最大反向电压 1200V。

实验结果及分析

为了考察选择的参数是否达到了设计的要求，本文利用 TDS3012 记忆示波器采集了变压器初次级电压/电流波形和次级整流器输出波形进行分析。

图 2 给出了输入交流电压 380V，输出 220V/6.5A 时的变压器初级电压/电流波形。从图中可以看出，初级变压器的电压波形很纯净，原边电流也因为谐振电感的存在，没有了传统硬开关变换器所出现的开通电流尖峰。同时，原边电流在上冲或者下冲时斜率很大，很快上升到负载电流，说明谐振电感此时几乎处于饱和状态，导致占空比丢失大大减小。

图 3 给出了输入交流电压 380V、输出为 220V/6.5A 时的变压器次级电压/电流波形。从图中可以看出，副边电流波形很纯净，并且在换向时，尖峰也没有原边电流那么大。同时，副

边电压有少许振荡，这是由输出整流管的反向恢复和变压器的副边漏感造成的。

图 4 是次级整流器输出电压波形，由图中可以看出，次级回路输出电压几乎没有后沿尖峰，这也从侧面说明了主变压器漏感较小，以及磁芯用 PM 型可以减少漏磁。

## 结语

在电力操作电源的研究中，主电路的设计对整个电源的性能起非常重要的作用。经实际测量得知，利用上述设计方法对主电路进行设计，整个电源的性能稳定，输出电压尖峰大大减小，效率较高。