

的最小时间可以通过改变延时电容器的值来进行调整。电容值可以从 8-17 的曲线图中求出。

## 第九章 集成开关稳压电源设计实例

随着半导体集成技术的飞速发展，众多集成开关稳压器芯片层出不穷。这些电路的广泛应用，使得开关电源的整体性能日益提高。采用集成电路脉冲宽度调制器设计制作隔离式开关稳压电源比采用分立元件设计制作开关稳压电源具有效率高、省时、省力、成本低、速度快的特点。其设计的主要过程就是根据使用目的、要求设计开关电源的整体方案，选择变换器电路的结构。然后，选择集成电路，设计输入部分电路、高频变压器和输出整流滤波电路，而最中心的工作就是设计计算高频变压器。

选择集成脉宽调制器主要是根据稳压电源的输出功率和输入电源电压的情况来决定，而选择变换器方案也是要依据稳压电源输出功率和输入电源电压的情况来进行，本章将对高频变压器、高反压功率晶体管、保护电路以及输出整流滤波电路的设计计算方法进行详细介绍，并与整机设计相结合，给出一个完整的设计实例，供读者参考。

### 第一节 单端反激式变换器 开关稳压电源的设计

单端反激式变换器电路的工作原理在第三章已经进行了详

细的讨论,本章主要以 UC3842PWM 控制器为核心,设计一个单端反激式变换器开关稳压电源,根据笔者的实际经验给出其设计计算的全过程。

例:设计一个+5V, 2A; +12V, 2A, 输出功率 $P_{out}$ 为34W, 变换器频率 $f$ 为68kHz的开关电源, 其输入电压范围为AC180~260V。我们所选择的电路结构示意图见图9-1。

如上图所示,当输入电压为交流 220V 时,它通过 R1F 噪声滤波器后直接整流滤波,大约获得 300V 直流高压,当该电压在高频下通过高频变压器时,有效地降低输入电压获得低压输出。高频变压器的通断由集成脉宽控制器控制的高反压 VMOS 管 VT<sub>1</sub> 来决定,而集成电路的工作电源电压先由电阻 R<sub>m</sub> 和电容 C<sub>m</sub> 来提供,待晶体管进入工作状态之后,由变压器附加绕组 L<sub>c</sub> 提供。

当晶体管 VT<sub>1</sub> 导通时, 输出线圈的整流二极管处于反向偏置, 能量储存在初级线圈的电感之中, 当晶体管 VT<sub>1</sub> 关闭时, 线圈 L<sub>p</sub> 的电压极性发生翻转, 变压器初级线圈中储存的能量释放到次级线圈, 整流二极管正向偏置, 整流滤波后的稳定电压供给负载。

在变压器次级,由误差放大器对输出误差进行取样,并由光电耦合器放大后送给控制器,进行脉冲宽度调整,并使输出电压稳定,由于采用了光电隔离器件,使输出部分与输入部分线路完全实现了隔离。

当负载加重或功率开关晶体管 VT<sub>1</sub> 过流时, 电阻 R<sub>1</sub> 上的电压降会相应增大, 如果采用电流型控制器件 UC3842, 则它能自动根据电感线圈的峰值电流调节振荡脉冲宽度或进行逐个脉冲间的保护, 这种 PWM 控制器提高了整个电源的可靠性。

由此可见,设计电路的主要任务是设计和计算起动电阻

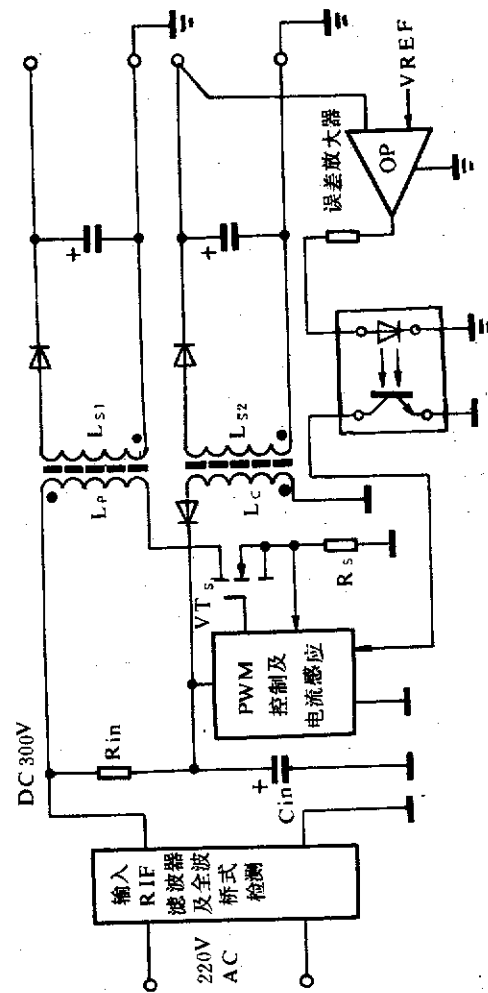


图 9-1 隔离单端反激式变换器开关电源结构示意图

$R_m$ 、电容  $C_m$ 、高频变压器、磁芯和绕组、晶体管 VT 的缓冲保护电路元件以及低压部分的输出整流滤波电路。

采用 UC3842 单端脉宽调制器制作的小功率开关电源电路如图 9-2 所示, 对该电路的讨论适用于图 9-1 决定的各类单端脉宽调制器。

### 一、输入部分电路的设计

由图 9-2 看出, 输入部分电路主要由热敏电阻 RT、保险管、滤波线圈  $L_m$  和由 VD1~VD4 组成的整流桥及滤波电容  $C_m$  组成。

输入整流二极管的反向耐压应大于 400V, 其承受的冲击电流应大于额定整流电流的 7~10 倍, 且整流电流是由电源输出功率和输入电压决定的, 一旦计算出额定整流电流, 则还应注意, 选定的整流二极管的稳态电容量应为计算值的二倍。因此, 我们选用 1N4007 作整流二极管, 其耐压为 1000V, 额定电流为 1A。

热敏电阻 RT 是一个负温度特性 (NTC) 电阻, 主要作用是限制启动时对  $C_m$  的充电电流峰值, 当冲击过后, 该电阻的阻值会降得很小, 其消耗的功率可忽略不计。RT 选用阻值为 6 $\Omega$  的 NTC 电阻。压敏电阻 RV 用于交流输入的过压保护, 即浪涌吸收, 选其标称电压值为 600V。

滤波线圈  $L_m$  和电容  $C_1$  构成共模抑制滤波器, 可将电源的噪声和电网的噪声进行隔离, 防止电网污染。本例中,  $L_m$  选用 1A 电流滤波电感,  $C_1$  取值为 0.1 $\mu$ F/250V, 选择原则见第二章, 其目的是使电源能够达到抑制 EMI-RFI 的要求。

若按交流输入电压为 220V $\pm$ 20V 计算, 即其输入值为 AC180~260V, 整流滤波后的空载峰值电压为 DC253~365V。

当滤波后在最低线路电压  $V_{in\ min}$  (即峰值为 253V 的电容电压) 时, 若达到满载输出功率 (34W), 仅容许其电压降至 180V, 或者说为保持 34W 的输出功率, 最低线路电压必须保持在 180V 以上。这样, 才能在该周期内提供电源输出所需的全部能量。

设该电源效率  $\eta$  为 80%, 交流电流频率为 50Hz, 每个线路周期的能量  $E_m$  为:

$$E_m = \frac{P_{out}(\text{输出功率})}{\eta(\text{效率}) \cdot f(\text{交流频率})} = \frac{34}{0.8 \times 50} = 0.85(\text{焦耳})$$

若考虑纹波电压限制, 应使最小输入交流电压  $V_{in\ min}$  保持 200V 以上。

从基本的能量关系式可知, 在每个周期内, 电网为电源提供的能量应为:

$$E_{in} = \frac{1}{2} C_{in} \cdot V_{pk}^2 - \frac{1}{2} C_{in} \cdot V_{in\ min}^2$$

$$2E_{in} = C_{in} (V_{pk}^2 - V_{in\ min}^2)$$

公式中,  $V_{pk}$  为输入最低交流电压经整流后的直流峰值电压,  $V_{in\ min}$  为最低工作直流电压值。

则,

$$C_{in} = \frac{2E_{in}}{V_{pk}^2 - V_{in\ min}^2} = \frac{2 \times 0.85}{253^2 - 200^2} = 70.8 \times 10^{-6} = 70.8(\mu\text{F})$$

取  $C_m$  的标称值应为 82 $\mu$ F, 反向截止电压为 400V 以上。

### 二、启动电阻和电容的计算

在图 9-2 电路中, R1 为启动电阻, C2 为启动电容。当直流输入电压达到 250V 以上时, 集成脉宽调制器 UC3842 应启动开始工作, 启动电阻 R1 应由线路直流电压和启动所需电容来

当滤波后在最低线路电压  $V_{in\ min}$  (即峰值为 253V 的电容电压)

时, 流过电感  $L$  的电流  $I_L$  应满足由电感  $L$  的感抗  $X_L$  决定的

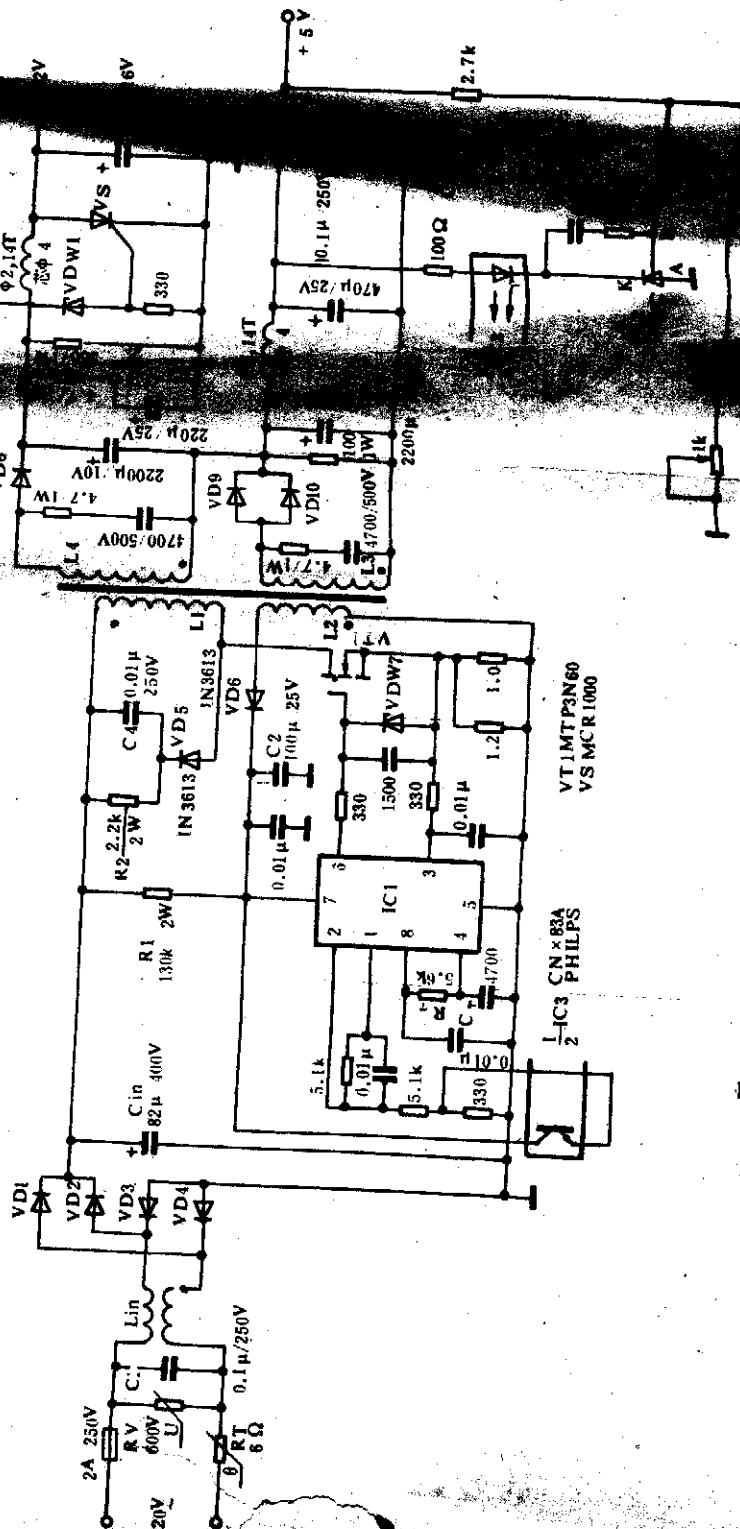


图 9-2 采用 UC3842 单端脉宽调制器制作的小功率开关电源电路

在图 9-2 电路中,  $K1$  为后级电阻,  $L1$  为后级电感。当且仅当输入电压达到 250V 以上时, 集成脉宽调制器 UC3842 应启动。启动时, 启动电阻  $R1$  应由线路直流电压和启动所需电流来

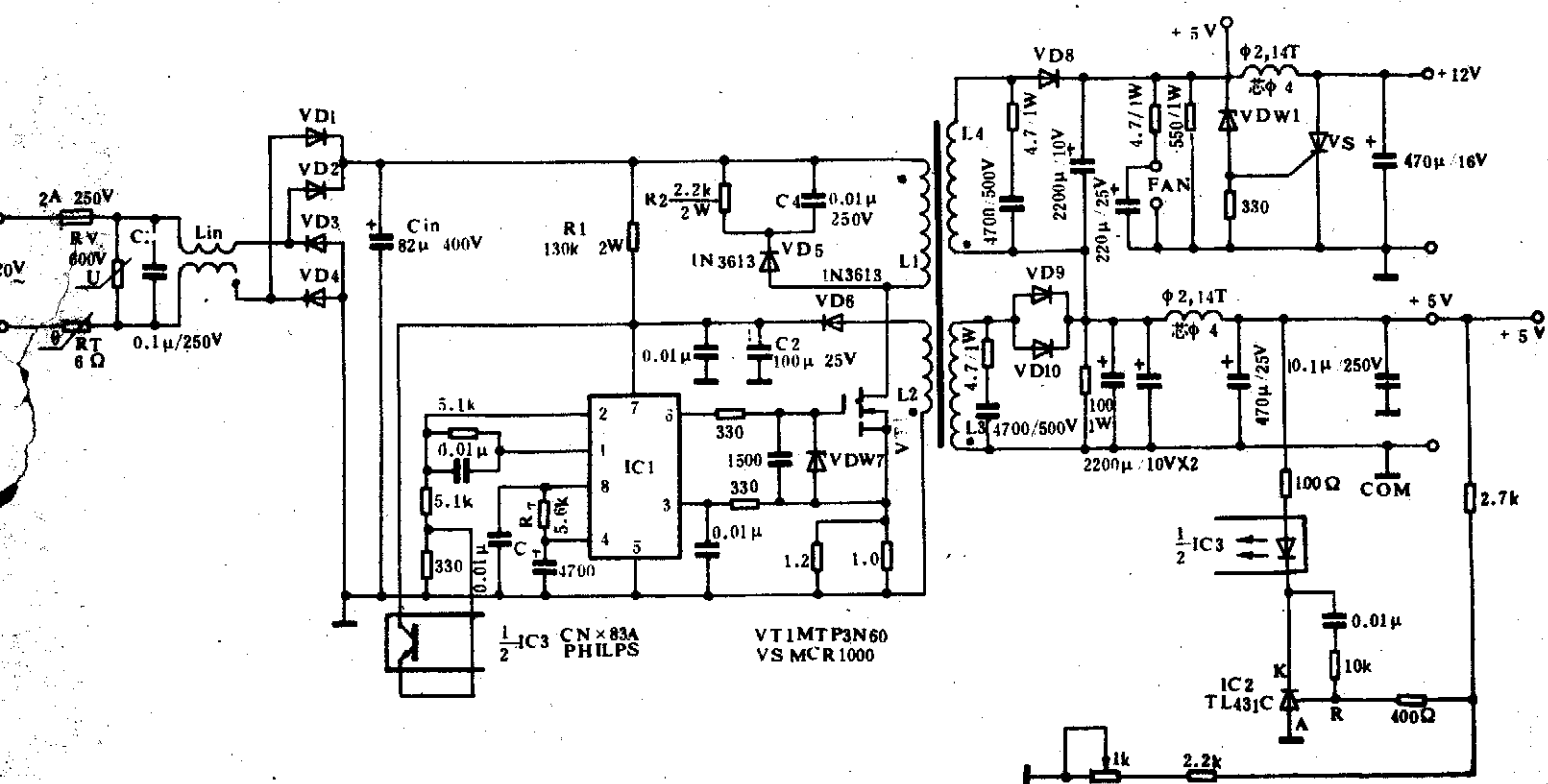


图 9-2 采用 UC3842 单端脉宽调制器制作的小功率开关电源电路图

确定。

对 UC3842 的分析如下: 当启动电压  $V_{cc} < 16V$  时, UC3842 的整个电路仅消耗  $1mA$  电流, 也就是说, UC3842 的典型启动电压值  $V_{cc}$  为  $16V$ , 所需电流仅  $1mA$ 。考虑到外围电路消耗约  $0.8mA$  电流, 即整个电路启动电流总和  $I_o = 1 + 0.8 = 1.8mA$ 。这样, 在输入电压为 AC180V 时,  $R1$  的取值应为:

$$R1 = \frac{V_{in\ min} - V_{cc}}{I_o} = \frac{250 - 16}{1.8} = 130(k\Omega)$$

功耗:  $P = I_o^2 \times R1 = 1.8 \times 1.8 \times 130 = 421 (mW)$  (取该电阻为  $0.5W$  以上)

当电源关闭时, 电阻  $R1$  也是电容  $C2$  的放电通路。

启动完成之后, UC3842 的消耗电流将随着对高压反压 MOS 管的驱动而增至  $100mA$  左右 (主要随负载变化), 该电流由电容  $C2$  在启动时储存的电荷量来提供。这时, 电容  $C2$  上的电压会发生跌落, 当电容上的电压跌落到  $10V$  以上, UC3842 仍能保持工作。 $L2$  绕组实现自馈电的时间  $T_{on}$  根据开关周期决定, 一般  $20kHz$  以上都在  $5ms$  以内, 于是电容  $C2$  的容量可由下式计算出来:

$$C2 = \frac{I_o \cdot T_{on}}{\Delta V_{cc}} = \frac{100 \times 5 \times 10^{-6}}{16 - 10} = 83.3(\mu F)$$

取标称值电容  $C2 = 100\mu F$ 。如果需要对高压反压开关管提供更大一些的驱动电流, 可将  $C2$  取值更大一些。另外,  $C2$  的容量加大, 会使启动过程减慢, 可起到软启动电路的作用。

### 三、高频变压器的设计和计算

在单端反激式开关电源中, 高频变压器的设计计算是核心工作, 设计时, 要保证电源的调整率和对线圈的漏感要求, 还

要对高频变压器的外形尺寸及整个成本进行综合考虑。

高频变压器的磁芯一般用铁氧体制作成 EE 型或 EI 型, 国产材料为 MXXO-2000, 用这种结构绕制方便、耦合性能好、漏感很小。近年来, 我国引进了许多品质优良的磁性材料, 如汤姆逊和 TDK 公司的产品。这些磁性材料, 有较高的饱和磁通密度, 设计高频变压器更为容易。

在设计计算变压器之前, 我们首先应明确二个最基本的道理:

第一, 当我们要使开关变压器输入工作电压升高时, 其工作脉冲宽度的占空比就会减小, 为了能够使开关变压器工作状态比较理想, 我们应对占空比作出调整。

第二, 由于输入工作电压的升高, 使得占空比减小, 为了使工作变压器有一定占空比, 我们计算的变压器的电感量要比工作在输入电压为交流  $110V$  的变压器的初级电感量要大一些。

事实上, 我们可以假定在交流  $110V$  输入电压下进行设计和计算, 得出数据之后, 再进行相应的调整, 主要的方法是通过调整气隙和变压器的初级匝数, 使工作在交流  $220V$  电压下的电感初级匝数较原计算增加  $1.5 \sim 1.7$  倍, 总电感量较原计算值增加  $1.5 \sim 1.8$  倍。但这样做, 有较强的实践性, 需要多次试验, 才能使变压器工作在最佳工作状态。下面的算法, 可以直接计算出所需的变压器匝数, 按照这种方法计算出来的变压器参数, 稍加调整, 即可使用。笔者采用此法设计过多种开关电源, 工作状况及性能均良好。

第一步: 计算初级电感峰值电流

假设在最高输入电压 AC260V 时, 最大占空比为  $\delta_{max} = 0.25$ , 由于最低输入电压为 AC180V, 所以,

$$V_{in\ min}=180 \times 1.4 - 22 = 230V$$

其中 22V 为输出电压纹波和整流器压降。

所以, 根据公式 5-15 计算峰值电流为

$$I_p = \frac{2P_{out}}{V_{in\ min} \cdot \delta_{max}} = \frac{2 \times 34}{230 \times 0.25} = 1.18A$$

这个初级电感的峰值电流也为我们确定功率开关晶体管的最大集电极电流提供了依据。

第二步: 确定最小占空比  $\delta_{min}$

最大输入交流电压经整流后的直流电压为:

$$V_{in\ max}=260 \times 1.4 = 364V$$

$$K = \frac{V_{in\ max}}{V_{in\ min}} = \frac{364}{230} = 1.58$$

按照公式 5-16 计算  $\delta_{min}$ :

$$\begin{aligned} \delta_{min} &= \frac{\delta_{max}}{(1-\delta_{max})K + \delta_{max}} \\ &= \frac{0.25}{(1-0.25) \times 1.58 + 0.25} \\ &= 0.174 \end{aligned}$$

所以, 当输入直流电压在  $230V < V_{in} < 364V$  范围内, 变换器将工作在占空比的范围是:

$$0.174 < \delta < 0.25 \text{ 之间}$$

第三步: 计算变压器初级电感量

由公式 5-17 可得:

$$L_p = \frac{V_{in\ min} \cdot \delta_{max}}{I_p \cdot f} = \frac{230 \times 0.25}{1.18 \times 68 \times 10^3} = 0.716 \text{ (mH)}$$

所以, 初级电感量为  $716\mu H$  (式中  $f = 68 \times 10^3 \text{ Hz}$  是根据公式 7-6 及图 9-2 中给出的  $R_T$ 、 $C_T$  数值计算出来的)。

第四步: 选择磁芯及确定骨架尺寸

在这里, 我们可以参照第五章提供的计算方法, 但也可以参照下述经验公式进行计算, 一般磁芯输出功率和磁芯截面积的经验关系式为:

$$A_e \approx 0.15 \sqrt{P_t} \text{ 设 } P_t = 40W \text{ 则 } A_e = 0.948 \text{ (cm}^2\text{)}$$

$A_e$  为变压器磁芯的有效截面积;  $P_t$  为高频变压器的输入输出功率的平均值。

选择 TDK E128 型磁芯, 其  $A_e = 1.21 > 0.948 \text{ (cm}^2\text{)}$ , 可以满足设计要求。我们将依据这种磁芯, 进行绕组设计。

第五步: 计算空气隙  $L_g$

通过查 TDK E128 型磁材的饱和磁通密度  $B_{sat} = 4000 \times 10^{-4} \text{ T}$ ,  $100^\circ \text{C}$  时, 为了使变压器工作在低磁损状态, 选工作最大磁通密度  $B_{max} = 1100 \times 10^{-4} \text{ T}$ 。

由公式 5-20 可得:

$$\begin{aligned} L_g &= \frac{0.4\pi L_p \cdot I_p^2}{A_e \cdot B_{max}^2} \\ &= \frac{0.4 \times 3.14 \times 0.716 \times 10^{-3} \times 1.18^2}{1.21 \times 1100^2 \times 10^{-8}} \\ &= \frac{125217.98}{1464100} \\ &= 0.0855 \text{ (cm)} \end{aligned}$$

第六步: 计算变压器初级线圈匝数  $L1$

由公式 5-22 可得:

$$\begin{aligned} L1 &= \frac{(L_p \cdot I_p) \times 10^4}{A_e \cdot B_{max}} \\ &= \frac{(0.716 \times 10^{-3} \times 1.18) \times 10^4}{1.21 \times 1100 \times 10^{-4}} \\ &= \frac{0.845 \times 10^5}{1331} \\ &= 63.48 \text{ (匝)} \end{aligned}$$

同样, 利用公式 5-21 也可得:

$$\begin{aligned} L1 &= \frac{B_{\max} \cdot Lg \times 10^4}{0.4\pi I_p} \\ &= \frac{1100 \times 10^{-4} \times 0.0855 \times 10^4}{0.4 \times 3.14 \times 1.18} \\ &= \frac{94.05}{1.48} \\ &= 63.54 \text{ (匝)} \end{aligned}$$

二种算法计算结果是接近的, 取整数  $L1=64$  (匝)。

第七步: 利用公式 5-23 计算各次级线圈绕组

(1) 计算自馈电绕组  $L2$

$$\begin{aligned} L2 &= \frac{L1(V_{\text{out}} + V_D)(1 - \delta_{\max})}{V_{\text{in min}} \cdot \delta_{\max}} \\ &= \frac{64(16 + 1)(1 - 0.25)}{230 \times 0.25} = 14 \text{ (匝)} \end{aligned}$$

(2) 计算 5V 直流输出绕组  $L3$

$$\begin{aligned} L3 &= \frac{L1(V_{\text{out}} + V_D)(1 - \delta_{\max})}{V_{\text{in min}} \cdot \delta_{\max}} \\ &= \frac{64(5 + 1)(1 - 0.25)}{230 \times 0.25} = 5 \text{ (匝)} \end{aligned}$$

(3) 计算 12V 直流输出绕组  $L4$

$$\begin{aligned} L4 &= \frac{L1(V_{\text{out}} + V_D)(1 - \delta_{\max})}{V_{\text{in min}} \cdot \delta_{\max}} \\ &= \frac{64(12 + 1)(1 - 0.25)}{230 \times 0.25} = 11 \text{ (匝)} \end{aligned}$$

第八步: 在计算出各绕组线径及所用线号之后, 应认真编出高频变压器的绕制工艺说明书, 工艺说明书包括三个主要部分:

(1) 电原理图;

(2) 结构俯视图;

(3) 绕制工艺流程图和详细的绕制工艺说明书。

#### 四、高频变压器工艺制作过程

第一步, 根据输出电流计算所使用的线尺寸

本例中, 初级峰值电流  $I_p = 1.18\text{A}$

采用电流密度为  $400\text{c. m. /A}$  的铜线, 则

$$400 \times 1.18 = 472\text{c. m.}$$

同理, 计算出自馈电绕组、5V 输出绕组和 12V 输出绕组的值, 由于 UC3842 输出晶体管的最大峰值电流为 1A, 5V 输出绕组和 12V 输出绕组的输出电流为 2A, 所以:

$$400 \times 1 = 400\text{c. m.}$$

$$400 \times 2 = 800\text{c. m.}$$

$$400 \times 2 = 800\text{c. m.}$$

查表 5-2, 选中的数据应该等于或略大于计算值的表项, 如,  $472\text{c. m.}$  应对应  $511\text{c. m.}$  一项, 因此, 各绕组对应的线号及线径为:

$$D_{L1} = 0.64\text{mm} \text{ 线号为 AWG23}$$

$$D_{L2} = 0.58\text{mm} \text{ 线号为 AWG24}$$

$$D_{L3} = 0.798\text{mm} \text{ 线号为 AWG21}$$

$$D_{L4} = 0.798\text{mm} \text{ 线号为 AWG21}$$

为了避免趋肤效应, 防止变压器过热, 应将  $L3$  和  $L4$  采用多股合并绕制, 这里采用二线并绕, 二线并绕的直径对应 AWG 24 号线。

第二步, 确定变压器电原理图

在确定所使用的线径之后, 应根据电路的设计及制作电路板的实际需要来分配每个插座的引出线, 给出变压器的电原理



图,并标出各绕组的同名端和匝数,以备查找时一目了然。本原理图如图 9-3 所示。

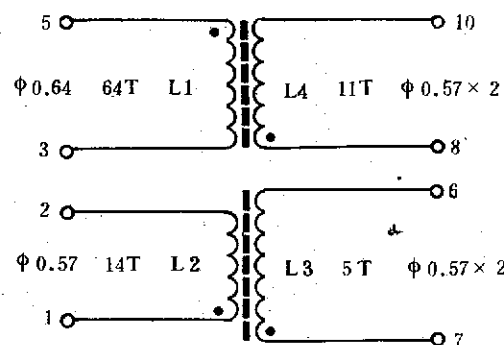


图 9-3 高频变压器的电原理图

第三步,确定变压器的结构,并查出骨架结构俯视图。

在此应将高频变压器的骨架选定,并按原理图的含义,仔细标出变压器的各绕组的入,出顺序和引脚分配,并以俯视图的形式给出,本例的结构俯视图如图 9-4 所示。

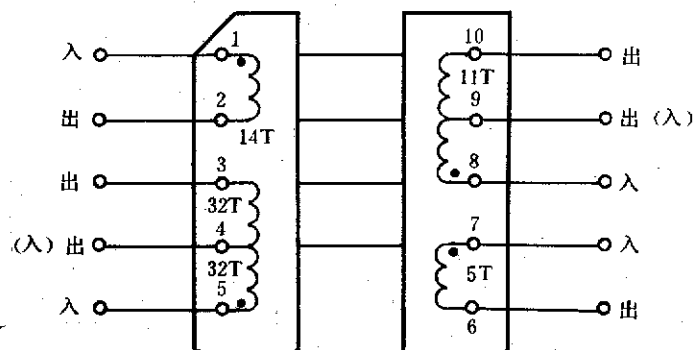


图 9-4 高频变压器的结构俯视图

第四步,编制绕制工艺流程,并给出工厂使用的绕制工艺流程图。

6 层			
5 层	1—2	$\phi 0.57$	14T
4 层	4—3	$\phi 0.64$	32T
3 层	8—10	$\phi 0.57 \times 2$	11T
2 层	7—6	$\phi 0.57 \times 2$	5T
1 层	5—4	$\phi 0.64$	32T

图 9-5 高频变压器绕制工艺流程图

为了使变压器绕制完成后,有很小的漏感,通常采用分层绕制,最内层(1 层)为初级线圈的一半,并由抽头引出,然后分别绕制次级各绕组,再将初级绕组由抽头处绕完。最外层为自馈电绕组。本例的绕制工艺流程如图 9-5 所示。

第五步,在工艺流程确定后,还应附加详尽的

工艺说明,本例的工艺说明注释如下:

- (1) 一律居中绕线,并加边胶带;
- (2) 层间至少二层隔离胶带;
- (3) 磁导线规格: L1: AWG23;  
L2: AWG24;  
L3: AWG24 双线并绕  
L4: AWG24 双线并绕

第六步,对电感的测量应加以误差说明,本例的说明为:

绕制完成后,应对初、次级电感量进行测量,其中初级 L<sub>1</sub> 的电感量 L<sub>p</sub> 应为 716 $\mu$ H,允许误差  $\pm 2\%$ ,次级绕组电感量分别为:

$$L_2 = 41\mu\text{H};$$

$$L_3 = 17\mu\text{H};$$

$$L_4 = 36\mu\text{H};$$

至此, 一个完整的高频变压器的设计过程便完成了。

### 五、功率开关管的选择

小功率开关电源的可靠性主要取决于开关晶体管的选取及其质量。在本例中, 其最大峰值开关电流  $I_{cm}$  应大于  $I_{sc}$ ,  $I_{sc}$  为短路保护时变压器初级线圈流过的最大电流。 $I_{sc}$  按 1.3 倍的  $I_p$  计算。

$$I_{sc} = 1.3 \times I_p = 1.18 \times 1.3 \approx 1.5 \text{ (A)}$$

由于本电路选用的是 VDMOS 管, 所以漏极电流  $I_d \geq 1.5\text{A}$ , 取  $3\text{A}$ 。

峰值漏极电压  $V_{ds}$  应大于总电压  $590\text{V}$ , 一般取保险系数为 0.7, 即取其  $V_{ds} \geq 590/0.7 = 850\text{V}$ 。

本例中选 VDMOS 管的型号为 MTP3N85, 即其  $I_d = 3\text{A}$ ,  $V_{ds} = 850\text{V}$ , 可以满足要求。

### 六、缓冲保护电路的设计

本电路中, 由  $R_2$ 、 $C_4$ 、 $VD_5$  组成一个缓冲网络, 该网络主要用于限制高频变压器漏感引起的尖峰电压, 它产生在开关管 VT1 由饱和转向关断的过程中, 漏感中的能量通过  $VD_5$  向  $C_4$  充电。 $C_4$  上的电压可能充到反电势与漏感电压的叠加值, 即  $V_{reset} + \Delta V_{pp}$ ,  $C_4$  的作用则是将该部分的能量吸收掉。因此, 其容量由下式来决定:

$$C_4 = \frac{L_e \cdot I_{sc}^2}{(V_{reset} + \Delta V_{pp})^2 - V_{reset}^2}$$

公式中,

$L_e$ : 漏感, 在单端反激式变换器中, 一般  $L_e = 40 \sim 100\mu\text{H}$ ,

若低于  $40\mu\text{H}$  时可不予考虑, 一般情况按  $50\mu\text{H}$  计算。

$V_{reset}$ : 反电动势, 其值约为  $120\text{V}$ 。

$\Delta V_{pp}$ : 漏感电动势的峰值, 其值约为  $100\text{V}$ 。

$$\text{所以, } C_4 = \frac{50 \times 10^{-6} \times 1.5^2}{(120 + 100)^2 - 120^2} = \frac{1.125 \times 10^{-4}}{34000} = 0.003\mu\text{F}$$

$C_4$  在实际选择时, 可考虑选值大一些, 这里取  $0.01\mu/2\text{kV}$ 。

VT1 在下半周由截止变为导通的过程中,  $C_4$  上的能量经  $R_2$  进行释放, 直到  $C_4$  上的电压降到下次晶体管关断之前的反电动势  $V_{reset}$ 。在放电过程中, 漏感电动势  $\Delta V_{pp}$  是不变的。通过这个放电时间常数  $R_2 \cdot C_4$  与 VT1 的关断时间的关系, 可以求出电阻  $R_2$  的值。VT1 的关断时间可以按  $0.63T$  计算, 即它占整个周期  $T$  的 63%。所以, 有下面关系式存在:

$$R_2 \cdot C_4 = 0.63T \times \frac{V_{reset} + \Delta V_{pp}}{\Delta V_{pp}}$$

$$R_2 = \frac{0.63 \times (120 + 100)}{0.01 \times 10^{-6} \times 68 \times 10^3 \times 100} = 2.037\text{k}\Omega$$

这里的二极管  $VD_5$  是在开关管关闭期间为电感线圈向  $C_4$  充电提供通路。当开关管导通时, 可以阻止电容  $C_4$  通过  $VD_5$  放电, 由于二极管  $VD_5$  的反向恢复时间的影响, 电阻  $R_2$  应适当取值大一些, 这里取  $R_2$  为  $2.2\text{k}\Omega$ , 且  $R_2$  上的功耗基本上就是储存在漏感中的能量通过电容转化过来的能量。其功耗值为:

$$P = \frac{1}{2} L_e \cdot I_{sc}^2 \cdot f$$

$$= \frac{1}{2} \times 50 \times 10^{-6} \times 1.5^2 \times 68 \times 10^3 = 3.825 \text{ (W)}$$

由于二极管  $VD_5$  和电容  $C_4$  均有功耗, 而且放电时间可能还要短, 所以该电阻的实际功耗可按计算值的一半来考虑。

所以,  $P$  (实际)  $= 1/2 P = 1.9 \text{ (W)}$  (取  $2\text{W}$  电阻即可)

## 七、低压输出电路的设计

在高频变压器次级的整流滤波电路中,选择整流二极管时,对应低压大电流(如本例为5V, 2A以上),应选择肖特基整流二极管;对应较高电压较小电流(如12V, 2A),可选用超快恢复二极管。滤波电容可视输出对纹波电压的要求来确定,一般按每安培电流 $1000\mu\text{F}$ 电解电容的容量来进行选择。并尽可能选择无感电容,也可用多个容量小的电容并联达到较高的容值,滤波电容值的基本量值计算可参考第六章的滤波电容计算部分。

开关电源各参数设计计算完毕之后,就要进行印刷电路板的布线设计。在布线设计中,还要注意布线的合理性,以防各种干扰。在制板完成之后,即进行整机装配,装配应按下面顺序进行。

- (1) 首先焊装低功耗电阻及小容值电容。
- (2) 装焊大功率电阻,并与印刷电路板有一定距离,有利于散热。
- (3) 装入整流二极管和开关二极管。
- (4) 安装控制IC。
- (5) 装配高频变压器(最好是专业厂定制的)。
- (6) 装入所有体积较大的电容器,并注意电解电容的极性。
- (7) 安装大电流整流肖特基二极管,并同时装好散热器。
- (8) 安装高反压开关管。安装时,先将开关管固定在散热器上,尔后进行焊装,对焊装VDMOS管,应先焊装管子的源极,再焊装栅极,最后焊装漏极。这样,可避免管子的失效损坏。

所有元件安装完毕之后,应进行仔细检查,方可加电试验。

## 第二节 高频开关电源的加电试验过程

在加电试验之前,应首先对电路性能是否正确进行验证。验证脉冲宽度调制的方法如下。

1. 配备双路稳压直流电源一台,应分别能提供可调电压5~50V,将其中一路加在高频变压器初级侧的控制电路供电端,另一路电源加在作为调整取样的输出电压两端,当初级回路电压在16V以下时,用示波器观察UC3842芯片的第六脚,应无输出驱动波形(此时次级电源先不开),当初级所加电压大于16V时,这时应能观察到驱动波形。再使次级输出所加电压逐渐提高至5V或略大于5V,此时,可看到驱动波形开始变化,其占空比由宽变窄,直至最后达到保护,停止工作。通过这一实验,就可确定初级与次级的控制部分工作是否正常。

2. 验证自馈电绕组的电压及其稳定性,具体方法是:在桥式整流器正极和地之间加50V直流电压(次级可加轻度负载),用另一组电源加在芯片的供电端,激励一下(用16V左右电压激励),使电源开始工作,这时,用示波器测量自馈电绕组的馈电情况及馈电电压,这个电压应在13V~20V之间为佳,并观察自馈电压经滤波后的纹波情况,如果纹波电压很大,则不能加AC220V进行试验,而应先查清情况及原因,否则,会出现电源烧毁的故障。如果自馈电电压过高,一方面会使芯片进入保护状态(大于34V),另一方面会使电源处在不稳定工作状态。这时,应调整自馈电绕组的匝数,使自馈电电压达到最佳值。只有这样,才能保证电源工作在稳定的状态。

3. 验证其它绕组的输出情况。在第二种情况下,还应测量

$R_m$ 、电容  $C_m$ 、高频变压器、磁芯和绕组、晶体管 VT<sub>1</sub> 的缓冲保护电路元件以及低压部分的输出整流滤波电路。

采用 UC3842 单端脉宽调制器制作的小功率开关电源电路如图 9-2 所示, 对该电路的讨论适用于图 9-1 决定的各类单端脉宽调制器。

### 一、输入部分电路的设计

由图 9-2 看出, 输入部分电路主要由热敏电阻 RT、保险管、滤波线圈  $L_m$  和由 VD1~VD4 组成的整流桥及滤波电容  $C_m$  组成。

输入整流二极管的反向耐压应大于 400V, 其承受的冲击电流应大于额定整流电流的 7~10 倍, 且整流电流是由电源的输出功率和输入电压决定的, 一旦计算出额定整流电流, 则还应注意, 选定的整流二极管的稳态电流容量应为计算值的二倍。因此, 我们选用 1N4007 作整流二极管, 其耐压为 1000V, 额定电流为 1A。

热敏电阻 RT 是一个负温度特性 (NTC) 电阻, 主要作用是限制启动时对  $C_m$  的充电电流峰值, 当冲击过后, 该电阻的阻值会降得很小, 其消耗的功率可忽略不计。RT 选用阻值为 6Ω 的 NTC 电阻。压敏电阻 RV 用于交流输入的过压保护, 即浪涌吸收, 选其标称电压值为 600V。

滤波线圈  $L_m$  和电容 C1 构成共模抑制滤波器, 可将电源的噪声和电网的噪声进行隔离, 防止电网污染。本例中,  $L_m$  选用 1A 电流滤波电感, C1 取值为 0.1μF/250V, 选择原则见第二章, 其目的是使电源能够达到抑制 EMI-RFI 的要求。

若按交流输入电压为 220V ± 20V 计算, 即其输入值为 AC180~260V, 整流滤波后的空载峰值电压为 DC253~368V,

当滤波后在最低线路电压  $V_{in, min}$  (即峰值为 253V 的交流电压) 时, 若达到满载输出功率 (34W), 仅容许其效率为 0.85, 或者若保持 34W 的输出功率, 最低线路电压必须保持 260V 以上。这样, 才能在该周期内提供电源输出所需的总能量。

设该电源效率  $\eta$  为 80%, 交流电流频率为 50Hz, 每个周期的能量  $E_m$  为:

$$P_{out}(\text{输出功率}) = \frac{34}{\eta(\text{效率}) \cdot f(\text{交流频率})} = \frac{34}{0.8 \times 50} = 0.85(\text{焦耳})$$

若考虑纹波电压限制, 应使最小输入交流电压  $V_{in, min}$  保持 200V 以上。

从基本的能量关系式可知, 在每个周期内, 电网为电源提供的能量应为:

$$E_{in} = \frac{1}{2} C_m \cdot V_{in}^2 - \frac{1}{2} C_m \cdot V_{in, min}^2$$

$$2E_{in} = C_m (V_{in}^2 - V_{in, min}^2)$$

公式中,  $V_{in}$  为输入最低交流电压经整流后的直流峰值电压,  $V_{in, min}$  为最低工作直流电压值。

则,

$$C_m = \frac{2E_{in}}{V_{in}^2 - V_{in, min}^2} = \frac{2 \times 0.85}{253^2 - 200^2}$$

$$= 70.8 \times 10^{-6} = 70.8(\mu F) \quad \eta = 80\%$$

取  $C_m$  的标称值应为 82μF, 反向截止电压为 400V 以上。

### 二、启动电阻和电容的计算

在图 9-2 电路中, R1 为启动电阻, C2 为启动电容。当直流输入电压达到 250V 以上时, 集成脉宽调制器 UC3842 应启动开始工作, 启动电阻 R1 应由线路直流电压和启动所需电流来

