

## 实验四十八 DC/DC 单端反激式变换电路设计实验

(信号与系统—电力电子学—检测技术综合实验)

### 一、实验原理

#### 1. 单端反激变换电路基本原理

在基本的直流/直流变换器中引入隔离变压器，可以实现变换器的输入端和负载端的电气隔离，从而提高运行的安全性和电磁兼容性。同时当电源电压  $V_s$  和负载所需的输出电压  $V_o$  相差较大时，也不会导致占空比  $D$  接近 1 或 0。而且引入变压器后，可以设置多个二次绕组输出几个不同的直流电压。

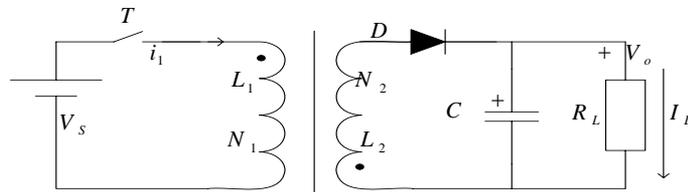


图 48-1 隔离式单端反激电路的原理

图 48-1 是单端反激变换电路原理图。电路仅有一个开关管，隔离变压器的磁通只能单方向变化。当有正向偏压加在开关晶体管  $T$  的基极上时， $T$  导通，当集电极—发射极间的电压达到饱和电压  $V_{CE(sat)}$  时，输入电压加在变压器的初级绕组上的电压。同时，在变压器的次级绕组中感应出反极性的电压，次极的二极管  $D$  中没有电流流过，次级绕组处于开路状态。这时变压器内部并没有能量传递，电源提供给初级绕组的能量全部存储在变压器中。开关管断开时，电源停止向初级绕组提供电能，同时变压器绕组产生反向电动势，次级电路的二极管  $D$  导通。变压器内存储的能量向输出侧释放出来，给负载供电，因此该电路称为单端反激变换电路。

#### 2. 自激式单端反激变换器原理及其设计

图 48-2 是一种常见的自激式单端反激变换电路，简称 RCC 电路 (Ringling Choke Converter)，广泛应用于 50W 以下的开关电源，它不需要专门的振荡电路，结构简单，由输入电压与输入、输出电流改变频率。

##### (1) 自激原理

RCC 电路的电压和电流波形如图 48-3 所示。输入电压  $V_1$  是输入交流电压经整流的直流电压。

当  $V_1$  加到输入端时， $V_1$  通过电阻  $R_B$  和晶体管 VT1 的基—射级给 VT1 的基极一个正的偏置电压，使 VT1 导通，变压器 T1 的初级绕组流过励磁电流，而此时感应到次级的电

压 $V_2$  由于二极管的阻挡而不能向负载提供能量，所以电源提供的能量完全积聚在变压器中。 $VT_1$  的导通使基极绕组 $N_p'$ 获得正偏置电压，供给 $VT_1$ 基极电流，给基极电容 $C_B$ 充电，同时使 $VT_1$ 进一步导通，初级电流持续增加，最终使 $VT_1$ 饱和导通，变压器初级绕组电压 $V_{t1}$ 近似为电源电压 $V_1$ 。

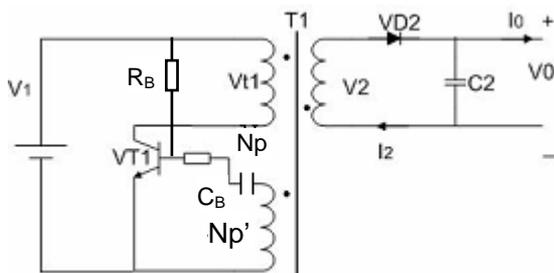


图 48-2 RCC 基本电路

由于电压为直流，根据 $V_1 = L \Delta I / \Delta t$ ，其中 $L$ 为初级绕组电感， $\Delta t = t_{on}$ ，可知初级绕组电流为

$$I_1 = \int_0^{t_{on}} \Delta I dt = \int_0^{t_{on}} V_1 / L dt = \frac{V_1}{L} \cdot t$$

即为斜率为 $V_1 / L$ 的直线，如图 48-3(a)所示。

由于 $t_{on}$ 期间能量全部积聚在变压器中，所以初级绕组电流持续增加，并激励磁通增加。增加到一定程度时，变压器磁路达到饱和，磁通的变化率 $d\phi / dt = 0$ ，因而感应到基极绕组 $N_p'$ 的电压为零，基极回路电容 $C_B$ 上的电压（此时极性为左负右正）通过 $N_p'$ 绕组— $VT_1$ 的基极—基极电阻—电容 $C_B$ 构成的回路放电，放电电流与使 $VT_1$ 导通的基极电流相反，因此 $C_B$ 放电是抽取了 $VT_1$ 的基极电流，使 $VT_1$ 的集电极电流减小，即变压器初级电流 $I_1$ 减小。 $I_1$ 减小又使电流的变化率 $di_1 / dt < 0$ ，磁通变化率相应变负，因而感应到基极绕组上的电压由零变负，形成的电流与 $C_B$ 放电方向相同，加速了抽取 $VT_1$ 基极电流的过程，使 $VT_1$ 加速关断。 $VT_1$ 关断后，变压器初级绕组电压反向，次级绕组电压向电容 $C_2$ 充电负载给负载提供能量。当变压器中积聚的能量放完后，电路回复到初始状态，即电源 $V_1$ 又通过 $R_B$ 给 $VT_1$ 的基极正偏置电压，使其导通，自动进入下一个周期。如此循环往复，形成自激式振荡，将电源能量传递给次级。

$VT_1$ 基极绕组及电阻电容构成的回路，在 $VT_1$ 导通时起着加速其导通的作用，在其截止时起加速关断的作用，这是一种正反馈的作用，故成为正反馈回路。正反馈和变压器的饱和特性，是电路能产生自激振荡的基础。

电路在 $VT_1$ 导通 $t_{on}$ 期间，变压器 $T_1$ 从输入侧积蓄能量，在下次截止 $t_{off}$ 期间，变压器 $T_1$ 积蓄的能量释放供给输出负载。 $t_{off}$ 结束时，变压器电压 $V_{t1}$ 波形自由振荡返回到0，见图 48-3(c)。电压 $V_{t1}$ 通过基极绕组 $N_p'$ 加到开关管 $VT_1$ 的基极，因此 $VT_1$ 触发导通，进入开始下一个工作周期。

$t_{on}$ 时的等效电路如图 48-4(a)所示。晶体管 $VT_1$ 导通，因此变压器 $T_1$ 的初级线圈 $L_1$ 两端加上输入电压 $V_1$ 。另一方面，在变压器次级 $C_2$ 放电，供给输出电流 $I_0$ 。此期间，输出二极管 $VD_1$ 中无电流，因此，变压器初次级不产生相互作用。 $L_1$ 中蓄积的能量为 $L_1 \times I_1^2 / 2$ 。

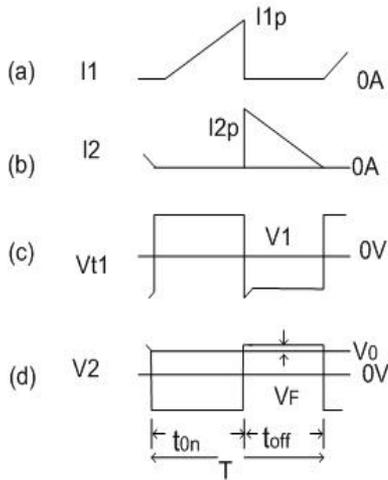


图 48-3 电压和电流波形

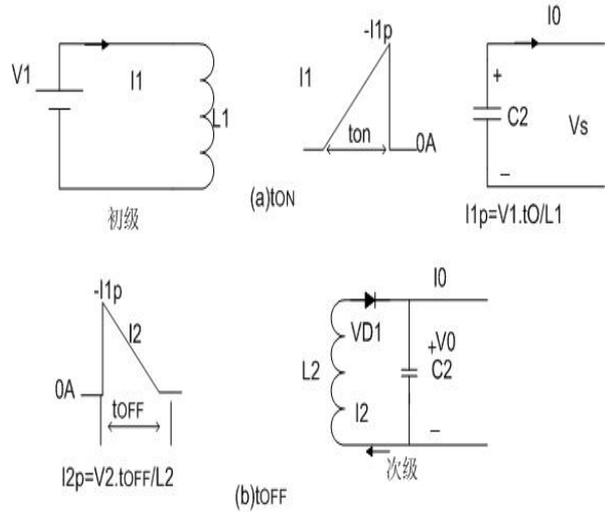


图 48-4 RCC 的等效电路

(a)  $t_{on}$ 时

(b)  $t_{off}$ 时

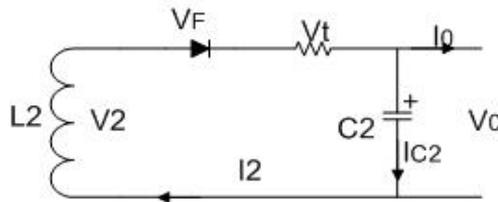


图 48-5 次级侧电压与电流之间关系

$t_{off}$ 时等效电路如图 48-4 (b)所示,因初级侧无电流,所以图中未画初级。 $t_{on}$ 时  $L_1$  中蓄积的能量通过变压器  $T_1$  的次级侧线圈  $L_2$  释放给次级侧。从  $t_{on}$  转换到  $t_{off}$  瞬间,初次级侧线圈的安匝相等原理仍成立,因此,若变压器次级侧能量全部传递给次级侧,则  $N_1 \times I_{1p} = N_2 \times I_{2p}$ , 匝比  $N$  为  $N = N_2 / N_1$ 。

电感  $L_2$  与  $L_1$  之比是与绕组匝数平方成正比例,即

$$N^2 = \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 = \frac{L_2}{L_1} \quad (48-1)$$

传递给次级侧能量变为输出功率。图 48-5 示出了次级侧电压与电流之间的关系。设变压器输出功率为  $P_2$ , 则

$$P_2 = V_0 \times I_0 \quad (48-2)$$

$$P_2 = \frac{1}{2} \times L_2 \times I_{2p}^2 \times f \times \eta \quad (48-3)$$

$$V_2 = V_0 + V_F + V_1 \quad (48-4)$$

式中， $\eta$  为变压器的效率。若变压器的次级侧能量不全部传递给次级侧，则其一部分能量变为变压器的热耗。

根据(48-1)~(48-4)式，有

$$I_{1p} = \frac{2 \times P_2 \times T}{\eta \times V_1 \times t_{on}} \quad (48-5)$$

$$N = \frac{V_2(T - t_{on})}{V_1 \times t_{on}} \quad (48-6)$$

$$L_1 = \frac{V_1^2 \times t_{on}^2 \times \eta}{2 \times V_2 \times I_0 \times T} = \frac{V_1 \times t_{on}}{I_{1p}} \quad (48-7)$$

这些等式可改写为

$$I_{1p} = \frac{2 \times P_2}{\eta} \times \left( \frac{N}{V_2} + \frac{1}{V_1} \right) \quad (48-8)$$

$$t_{on} = I_{1p} \times L_1 / V_1 \quad (48-9)$$

$$T = \frac{L_1 \times I_{1p}^2 \times \eta}{2 \times P_2} \quad (48-10)$$

多路输出时，如图 48-6 所示， $P_2$  为

$$P_2 = V_2 \times I_{01} + V_3 \times I_{02} \quad (48-11)$$

占空比  $D = t_{ON}/T$ ，它是 RCC 设计时决定电路特性的重要参数。开关晶体管  $VT_1$  的集电极电流  $I_c$  等于  $I_1$ ，因此，

$$I_c \propto \frac{1}{D} \quad (48-12)$$

由图 48-7 所示波形可知， $t_{off}$  时  $VT_1$  的集电极与发射极间所加电压  $V_{ce}$  为

$$V_{ce} = \frac{V_2}{N} + V_1 \propto \frac{1}{1-D} \quad (48-12)$$

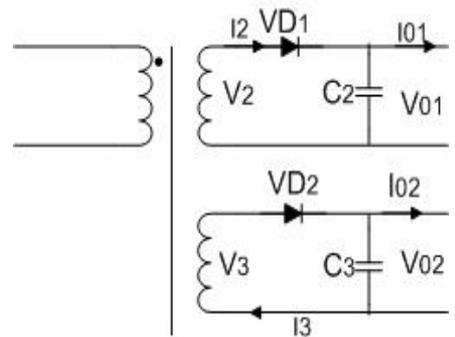


图 48-6 多路输出电路

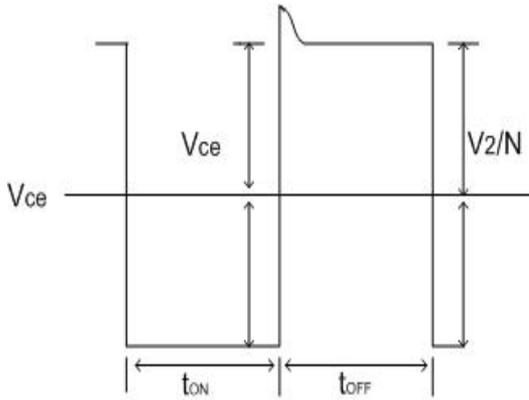


图 48-7 开关晶体管的发射极与集电极间电压  $V_{ce}$

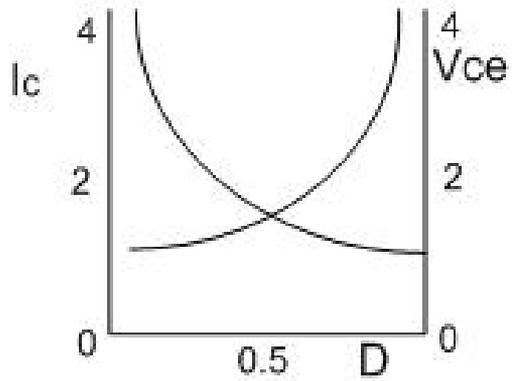


图 48-8 晶体管电流和电压与  $D$  关系

图 48-8 示出了改变  $D$  时,  $I_c$  与  $V_{ce}$  相对值的变化关系。 $D$  较大时,  $I_c$  较小, 但  $V_{ce}$  较高, 因此, 务必选用高耐压晶体管。 $D$  较小时,  $V_{ce}$  也较低, 但是  $I_c$  增大。另外,  $D$  与变压器设计以及输出二极管和输出电容选用也有关系。输入电压最低时  $D$  选为 0.3~0.5 进行参数设计是适宜的。

### (2) 利用负反馈控制实现 PWM 控制

当输入电源电压变化, 或负载变化时, 若占空比按照上述原则选择固定值, 则输出电压会随输入电压幅值的增大而升高, 或随负载的减轻而升高。因此需要采用 PWM 控制方式自动调节占空比, 以维持输出电压在各种扰动作用下恒定。

单端反激电路在自激的基础上, 再增加一个负反馈电路即可实现 PWM 调压控制。调压原理为: 检测输出电压, 当输入电源电压升高, 或负载减轻, 导致输出电压升高时, 通过负反馈电路抽取 VT1 基极电流, 使正在导通的 VT1 的总基极电流减小, 通过正反馈电路 (基极绕组及电阻电容等) 迫使 VT1 提前关断, 传递到变压器次级的电压  $V_2$  的脉冲宽度变窄, 整流滤波后的输出电压降低到所需要的幅值。

负反馈电路连接着输出电压和输入侧的晶体管 VT1, 由于单端反激电路用于需要隔离的场合, 因此负反馈电路需要采用隔离器件。可以采用变压器隔离的方式, 或者光耦器件隔离。

采用变压器隔离的电路及其原理介绍见实验 44, 以及本实验附录四 (实验板 B07-单端反激变换器电路原理图)。实验板 B07 的电路是典型的 RCC 电路, 具有高输入电压和多路相互隔离的低压输出, 输出有 1 组  $\pm 12V$  和 2 路  $+20V$ , 通常用作功率变换器的辅助电源 (控制电源和驱动电源)。

采用光耦器件隔离的方式及电路, 参见本实验附录的设计举例。

## 二、 实验目的

通过本实验进一步了解单端反激变换器这种应用很广的电路的原理, 掌握其设计方法, 以及各种单端反激电路的特点和应用场合。

### 三、实验内容

按照实验原理，采用实验室提供的单端反激实验模块（实验电路板 B07）完成具有彼此隔离的、高电压输入多路低电压输出的单端反激变换器的相关实验：

1. 输入电源电压为最低输入电压时，电路的自激起振情况；
2. 输入电源电压为额定值、负载为额定负载时，各路输出电压的稳压情况；
3. 输入电源电压在最低电压和最高电压之间变化时，各路输出电压的稳压情况。
4. 参照实验 44，自行设计负反馈电路，完成上述实验。归纳总结实验结果和得出的主要结论。

或参照附录，自行设计并搭建单端反激式电路，完成上述实验。

### 四、实验设备

1. 电力电子实验装置：相关实验模块（实验挂箱）；实验控制电路板；功率供电电源、控制电源；实验箱面包板，等
2. 示波器

### 五、实验步骤

实验电路输入电压范围为 80V~120V，即额定电压为 100V，最低电压为 80V。自激式单端反激电路一般不能在输入电压为零或很低时接通电路，以免影响自激起振。通常根据电路工作电压范围确定最低输入电压，将电源电压调节到最低允许输入电压时，再突然接通电路，使电路正常起振工作。

根据以上注意事项，以及实验内容，自行拟定实验步骤。

### 六、实验报告

1. 画出单端反激实验电路，采用自行设计的实验电路时，画出自行设计部分的电路以及标明电路参数；简要说明电路工作原理。
2. 记录你自己觉得是单端反激电路的主要电路波形（电压或电流波形，例如 VT1 的  $V_{ce}$ ；变压器的  $V_{t1}$  和  $V_2$ ；输出电压  $V_{o'}$ （三端稳压块前端电压）），将计算机导出的实验波形附于实验报告上，并根据工作原理说明它们的形状与电路工作过程及电路元件参数之间的图形联系。
3. 改变输入电压的幅值，测量并记录以上波形以及幅值，观察稳压情况。分析总结实验中出现的现象和问题以及主要原因，并加以讨论；提出解决方案或思路。

### 七、实验思考题

1. 本实验室提供的实验模块（实验电路板 B07）采用了变压器隔离的方式获得反馈电压，实现负反馈 PWM 控制。这样的反馈实际上不是直接反馈的输出电压，它与本实验附录中采用光耦隔离方式实现的反馈有什么不同（关键在哪里）？
2. 开关电源和线性电源的区别是什么？各用在什么场合？

3. 本实验电路若采用光耦隔离方式，主要优点是什么？采用光耦应注意哪些问题？

## 附录

### 附录一 参考文献

- [1] 何希才. 新型开关电源及其应用. 北京：人民邮电出版社，1996 年第 1 版  
 [2] 张占松，蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 北京：电子工业出版社，1998 年第 1 版

### 附录二 自激式单端反激电路设计举例

(注：本设计例涉及面较宽，作为理解单端反激变换器原理及设计原则的讲解，可作为课程设计(Project)的参考；本实验不要求做此全面设计)

#### 技术指标

输入电压	单相交流 100V
输入电压变动范围	交流 85V ~ 132V
输入频率	50/60 HZ
输出为 2 路	
1 路输出：	电压 $V_{01} = 5V$ 电流 $I_{01} = 3A$
2 路输出：	电压 $V_{02} = 12V$ 电流 $I_{02} = 0.4A$
总的输出功率	19.8W

#### ① 占空比 $D$ 与工作频率 $f$ 的选定

本例选定  $D = t_{on}/T = 0.5$ 。最低工作频率  $f_{min}$  为 25kHz。工作频率较低时，噪声较大；频率较高时，开关损耗增大，但可使变压器、电容等小型化。

#### ② 输入直流电压 $V_1$ 的计算

$V_1$  的计算方法可以参照正向激励变换器。交流输入电压  $E_1$  为 85V ~ 132V, 则  $V_1 = 100V \sim 186V$

#### ③ 变压器次级电流峰值 $I_{1p}$ 和匝比 $N$ ，以及初级电感 $L_1$ 的计算

变压器次级电流峰值  $I_{1p}$  按输入电压最低，而输出电流  $I_0$  为过流保护设定点的电流，即  $I_0$  的 120% 进行计算。对于 RCC 方式，过流保护设定点的  $I_{1p}$  最大，而  $f$  最低。

设  $V_F = 0.55V$ ,  $V_L = 0.35V$ ,  $\eta = 0.94$ ,

由  $V_{01} = 5V$  计算出  $V_2$  为：

$$V_2 = V_{01} + V_F + V_L = 5 + 0.55 + 0.35 = 5.9 (V)$$

类似地可以计算出另一次级绕组电压  $V_3$  为：

$$V_3 = 12 + 0.9 + 0.1 = 13 (V)$$

输出电压为 5V 而过电流检测点时的输出电流为  $3A \times 1.2$ , 则变压器输出功率  $P_2$  为:

$$P_2 = 5.9 \times 3 \times 1.2 + 13 \times 0.4 = 26.4(\text{W})$$

根据(48-5)式, 
$$I_{1p} = \frac{2 \times 26.4 \times 2}{0.94 \times 100} \approx 1.1(\text{A})$$

导通时间: 
$$t_{on} = D \times T = \frac{1}{2 \times f} = 20(\mu\text{s})$$

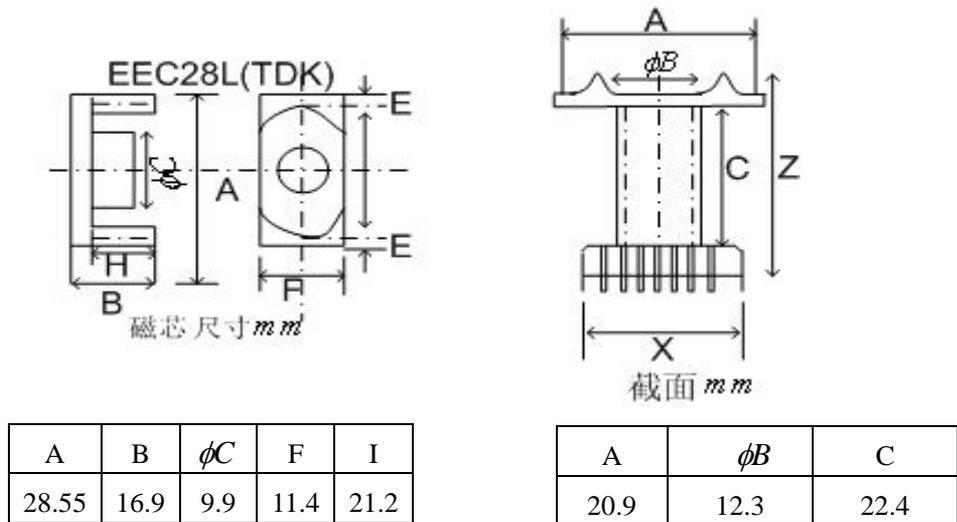
根据(48-6)式, 输出为 5V 时, 初次级匝比  $N_{12}$  为

$$N_{12} = \frac{5.9}{100} = 0.059$$

根据(48-7)式, 初次绕组电感  $L_1$  为 
$$L_1 = \frac{100 \times 20 \mu\text{s}}{1.1} \approx 1.8(\text{mH})$$

#### ④ 磁芯的选用以及匝数 $N_1$ 、 $N_2$ 和 $N_3$ 的确定

原则是根据变压器设计参数选用最适宜的磁芯, 如果不合适, 再重新选用, 反复多次直到合适为止。这里选用 TDK 的 EEC28L 磁芯, 其磁芯与截面尺寸如附图 48-1 所示。



附图 48-1 磁芯与截面的尺寸

变压器次级绕组匝数  $N_2$  选取原则为:

$$N_2 > \frac{N_{12} \times I_{1p} \times L(\text{mH})}{S \times B_m} \times 10^7$$

式中,  $S$  为磁芯有效截面积( $\text{mm}^2$ ),  $B_m$  为最大磁通密度 (3000 高斯)。所以

$$N_2 > \frac{0.059 \times 1.1 \times 1.8}{81.4 \times 3000} \times 10^7 \approx 4.8(\text{匝})$$

取整数， $N_2$  选用 5 匝。

初级绕组匝数  $N_1$  为：

$$N_1 = N_2 / N_{12} = 5 / 0.059 \approx 85(\text{匝})$$

变压器次级绕组匝数  $N_3$  为：

$$N_3 = N_2 \times V_3 / V_2 = 5 \times 13 / 5.9 \approx 11(\text{匝})$$

### ⑤ 变压器的设计

#### 流经变压器绕组中电流大小和绕组匝数：

当输入电压  $V_1$  最低，而输出电流  $I_{O1}$  和  $I_2$  最大时，变压器绕组中电流最大。这时变压器输出功率  $P_2$  为：

$$P_2 = 5.9 \times 3 \div 13 \times 0.4 = 22.9(\text{W})$$

根据 (48-8) 式， $I_{1p}$  为：

$$I_{1p} = \frac{2 \times 22.9 \times 2}{0.94 \times 100} \approx 0.97(\text{A})$$

电流波形如附图 48-2 所示， $I_1$  的有效值为：

$$I_{1rms} = I_{1p} / \sqrt{6} \approx 0.40(\text{A})$$

根据输出电流  $I_{O1}$ ，采用下式求得流经输出 5V

绕组中  $I_{2p}$  电流的峰值  $I_{2p}$  为：

$$I_{2p} = \frac{2 \times I_{O1}}{D} = \frac{2 \times 3}{0.5} = 12(\text{A})$$

有效值  $I_{2rms} = I_{2p} / \sqrt{6} = 12 / \sqrt{6} \approx 4.9(\text{A})$

类似地求得输出 12V 绕组中电流有效值为

$$I_{3rms} = \frac{2 \times I_{O2}}{D \times \sqrt{6}} = \frac{2 \times 0.4}{0.5 \times \sqrt{6}} \approx 0.66(\text{A})$$

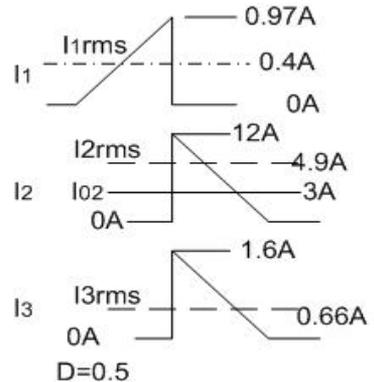
根据图 48-2，变压器中需要有供给晶体管 VT1 基极电流  $I_B$  的绕组，即正反馈绕组。设其绕组匝数为  $N_B$ ，电路如附图 48-3 所示。

输入电压  $V_1$  最低时，基极电路需要 5.5V 的电压  $V_B$ ，据此求得：

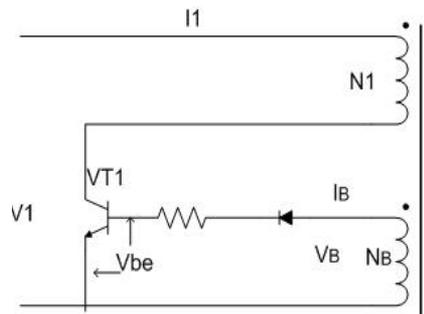
$$N_B = \frac{V_B \times N_1}{V_1} = \frac{5.5 \times 85}{100} \approx 4.7(\text{匝})$$

故  $N_B$  选为 5 匝。

晶体管 VT1 的基极电流  $I_B$  为：



附图 48-2 线圈绕组中电流波形



附图 48-3 基极绕组的设计

$$I_B = I_{1p} / h_{FE} = 0.97 / 10 = 0.097(A)$$

通常大功率晶体管的  $h_{FE}$  不会很大, 约在 5~25 之间。上式中,  $h_{FE}$  设为 10。

$I_B$  的有效值为为:

$$I_{Brms} = I_B / \sqrt{2} = 69(mA)$$

### 绕组所用漆包线的规格

如果绕组用的漆包线太细, 则电阻过大, 热耗较大。因此, 漆包线的粗细指标由其电流密度  $J_d$  决定。电流密度  $J_d$  为单位面积允许通过的电流 ( $A/mm^2$ ),  $J_d = I/S$ , 式中  $I$  为电流,  $S$  为漆包线的截面积。 $J_d$  由变压器的允许温度、磁芯温度特性以及使用的绝缘材料的最高使用温度决定。

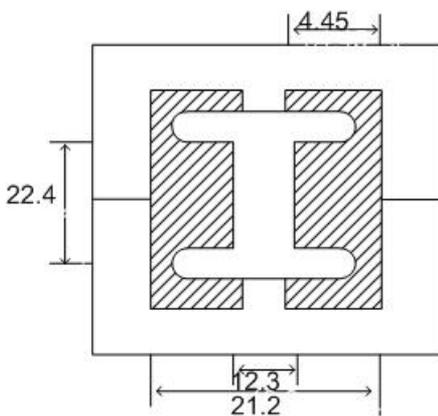
变压器的环境温度是气温加上内部上升的温度, 但准确计算出内部上升的温度是比较困难的, 电流密度(或绕组损耗)与变压器温度上升之间关系是比较复杂的, 自然风冷与强迫风冷有很大不同。因此, 以往的经验数据是非常有用的。

自然风冷时  $J_d$  选为  $1.5 - 4 A/mm^2$ , 强迫风冷时  $J_d$  选为  $3 - 6 A/mm^2$  较适宜。变压器较小时可以选用较大电流密度, 而较大时可以选用较小的电流密度。磁芯与绕组的最佳温度只能在实际工作时测量变压器温度而确定。这里以  $J_d = 4 A/mm^2$  进行设计。

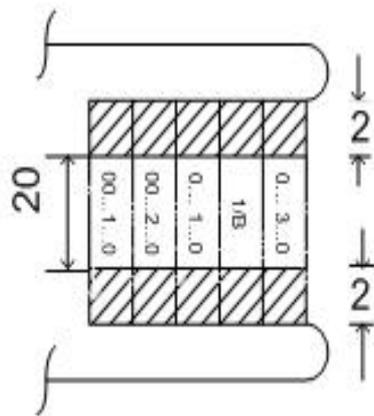
下面求绕组所用漆包线的线径。先计算初级绕组所用的漆包线的线径, 需要的截面积  $S$  为  $S = I_{1rms} / J_d = 0.40 / 4 = 0.1(mm^2)$

截面积比计算的  $S$  大的最细的漆包线内径为  $\phi 0.4$ , 截面积为  $0.1257(mm^2)$ , 其漆包线的外径为  $\phi 0.456$ 。其它绕组也类似地进行计算。次级绕组用 3 根并绕。绕组的空间根据使用的磁芯与线圈骨架进行计算, 如附图 48-4 所示。

绕制方法说明如下, 绕法不同时漏感(漏磁)要变化, 因此, 统制线困的方法要保证初次级间磁耦合良好。确保初次级的绝缘是保证安全的重要措施, 各国对安全规格, 绝缘材料的厚度与绝缘距离都有明细的规定。



附图 48-4 绕组空间



附图 48-5 绕组截面示意图

这里采用附图 48-5 所示的绕制方法。初次级绕组主要交互重叠绕制，使磁耦合最佳。考虑到适应 *UL*（美国）和 *CSA*（加拿大）的安全规格，在线圈骨架两端垫入  $2\text{mm}$  厚的绝缘条，消除初次级以及 3 次绕组的表面距离。为此，实际绕组空间高度为  $24.2 - 2 \times 2 \approx 20\text{mm}$ 。初次级以及 3 次绕组间叠入 3 层绝缘条，其耐压达到  $1250\text{V}$ 。绕组空间高度为  $20\text{mm}$  时，可计算各绕组绕几层。

对于初级绕组，每层绕的匝数为

$$20/r - 1 = 20/0.456 - 1 = 42.9(\text{匝}), \text{取 } 42 \text{ 匝。}$$

式中， $r$  为绕组外线径，层数为  $N_1/42 = 85/42 = 2.02$ ，取 3 层。

因此，初级组绕 3 层，但第 3 层的匝数较少，剩下空间绕制屏蔽线圈。最后验证这些绕组是否能容下。总的绕组的厚度  $d$  为

$$d = (\sum r \times l + \sum dt) \times 1.2$$

式中， $r$  为线径， $l$  为层数， $dt$  为绝缘条厚度，而且必须有 1.2 倍的余裕量，再重新进行计算。

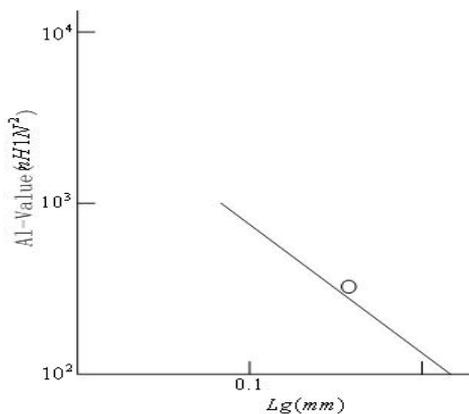
设绝缘条厚度为  $0.05\text{mm}$ ，则

$$d = (0.456 \times 3 + 0.776 + 0.560 + 0.05 \times 15) \times 1.2 \approx 4.14 < 4.45$$

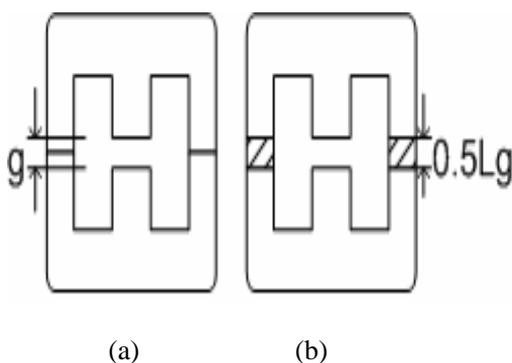
验算结果表明可以绕下。

初级绕组的电感  $L_1$  为  $1.8\text{mH}$ ，磁芯有间隙，使磁芯的 *Al-Value* 值减小。必需值

$$\text{为 } Al-Value = \frac{L_1}{N_1^2} = \frac{1.8}{85^2} \approx 249(nH/N^2)$$



附图 48-6 *Al-Value* 与间隙关系



(a) (b)

附图 48-7 间隙的形式

(a)中间有间隙(b)加入垫片有间隙

由附图 48-6 可知，间隙  $L_g$  为  $0.5\text{mm}$ 。附图 48-7(a)是磁芯中间脚留有间隙，这对厂家依赖性较大，但在不易得到适宜的 *Al-Value* 的磁芯时，必须修改设计适合于容易获

得的磁芯的  $Al-Value$ 。附图 48-7(b) 是一种垫入材料形成间隙而获得必要的  $Al-Value$  的方法。然而，这种方法的漏磁大，漏磁将成为噪声源，因此尽量采用附图 48-7(a) 所示方法。

### ⑥ 开关晶体管 VT1 的选用

首先根据设计的变压器计算有关参数。

$$\text{匝比 } N_{12} = N_2/N_1 = 5/85 = 0.059$$

根据(48-8)式，

$$I_{1p} = \frac{2 \times P_2}{\eta} \times \left( \frac{N}{V_2} + \frac{1}{V_1} \right) = \frac{2 \times 26.4}{0.94} \times \left( \frac{0.059}{5.9} + \frac{1}{100} \right) \approx 1.1(A)$$

根据(48-9)式，

$$t_{on} = I_{1p} \times L_1/V_1 = 1.1 \times 1.8/100 = 19.8(\mu s)$$

根据(48-10)式，

$$T = \frac{L_1 \times I_{1p}^2 \times \eta}{2 \times P_2} = \frac{1.8 \times 1.1^2 \times 0.94}{2 \times 26.4} = 38.8(\mu s)$$

因此，

$$f = 1/T = 1/38.8\mu s = 25.7(kHz)$$

$$D = t_{on}/T = 19.8/38.8 \approx 0.51$$

$$B_m = \frac{I_{1p} \times L_1}{S \times N_1} \times 10^7 = \frac{1.1 \times 1.8}{81.4 \times 85} \approx 2862(\text{高斯})$$

当输入电压  $V_1$  最高，输出电流  $I_{01}$  和  $I_{02}$  最大时进行计算开关晶体管 VT1 的定额。这时，

$$V_1 = 186V$$

$$P_2 = 5.9 \times 3 + 13 \times 0.4 = 22.9(W)$$

根据(48-8)式：

$$I_{1p} = \frac{2 \times 22.9}{0.94} \times \left( \frac{0.059}{5.9} + \frac{1}{186} \right) \approx 0.75(A)$$

根据(48-9)~(48-10)式：

$$t_{ON} = 0.75 \times 1.8/186 \approx 7.3(\mu s)$$

$$T = \frac{1.8 \times 0.75^2 \times 0.94}{2 \times 22.9} \approx 20.8(\mu s)$$

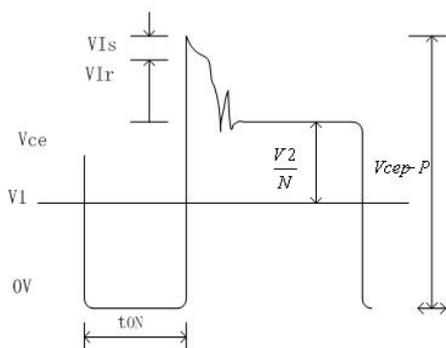
因此， $f = 48kHz, D = 0.35$ 。

晶体管 VT1 的电压  $V_{ce}$  波形如图 48-7 所示，但实际电压波形如附图 48-8 所示。 $V_{1r}$

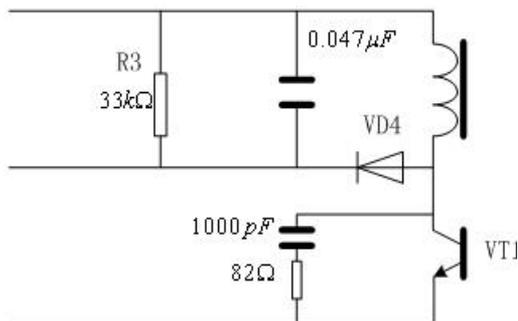
是由于  $VT_1$  从导通到截止时变压器漏磁通由初级传递到次级的能量而形成的电压。漏磁通的计算非常复杂，设计时采用下式：

$$\frac{V_2}{N} + V_{1r} \approx 1.5 \times \frac{V_2}{N}$$

由于  $V_2/N = 100(V)$ ，所以  $V_{1r} = 50(V)$ 。



附图 48-8 晶体管  $V_{ce}$  的波形



附图 48-9 恢复电路与吸收电路

附图 48-9 示出初级的恢复电路与吸收电路。恢复电路中的  $R_3$  在此例中设为  $33k\Omega$ ，但根据工作时的  $V_{ce}$  波形对其进行调整，使  $V_{1r} = 50V$  来确定  $R_3$  值， $V_{1s}$  是初级回路中电感而形成的浪涌电压，采用晶体管两端接入的  $RC$  吸收电路限制其电压峰值。

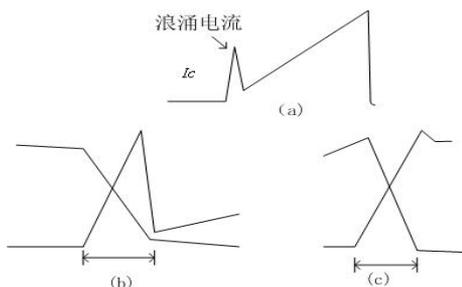
$RC$  值由试探法确定，作为设计时参考。 $VT_1$  集电极最高电压  $V_{cep}$  为

$$V_{cep} = \frac{V_2}{N} + V_{1r} + V_{1s} + V_{1max} = 100 + 50 + 30 + 186 = 366(V)$$

附图 48-9 中  $VD_4$  的反向电压与  $V_{cep}$  相同。因此选用  $V_{cep} = 450V$  的晶体管。 $VT_1$  集电极电流峰值  $I_{CP} = I_{1p} = 1.1A$ 。

根据以上计算值，选用 2SC4051 晶体管即可。2SC4051 晶体管的  $v_{ceo}$  为  $450V$ ， $I_{cp}$  为  $6A$ 。

晶体管  $VT_1$  由截止转为导通时，其电流波形就是吸收电路中电容放电的电流波形，如附图 48-10 (a) 所示，而附图 48-10 (b) 是这时  $V_{ce}$  和  $I_c$  的放大波形。这时电流峰值随电容值而改变，此例中为  $I_{cp}/2$ 。另一方面， $VT_1$  从导通转为截止时，电压和电流波形如附图 48-10 (c) 所示。



附图 48-10 通断时晶体管电流与电压

导通损耗  $P_r$  与断开损耗  $P_f$  可按式计算:

设  $t_r = t_f = 0.3\mu\text{s}$  :

$$P_r = \frac{V_{1\max} \times I_{cp} \times t_r}{6 \times 2 \times T} = \frac{186 \times 1.1 \times 0.3}{6 \times 2 \times 21} \approx 0.24(\text{W})$$

$$P_f = \frac{V_{cep} \times I_{cp} \times t_r}{6 \times T} = \frac{366 \times 1.1 \times 0.3}{6 \times 21} \approx 0.96(\text{W})$$

设 VT1 的饱和电压  $V_{sat} = 1.0\text{V}$  , 通态功耗  $P_{ON}$  为

$$P_{ON} = \frac{1}{2} \times I_{cp} \times V_{sat} \times D = \frac{1}{2} \times 1.1 \times 1 \times 0.36 \approx 0.20(\text{W})$$

VT1 的全部功耗  $P_q$  为  $1.4\text{W}$  。PN 结与管壳间温度  $T_k$  为

$$T_k = P_q \times R_{jc} = 1.4 \times 3.12 \approx 4.4\text{ }^\circ\text{C}$$

$T_{cf}$  即 VT1 的集电极与散热器间温度非常低。如果散热器温度为  $100^\circ\text{C}$  , 结温就为  $110^\circ\text{C}$  以下。

### ⑦ 输出二极管 $VD_2$ 的选用

二极管  $VD_2$  中电流与附图 48-10 所示电流  $I_2$  相同。但实际上  $t_{off}$  时必须考虑反向漏电流。  $t_{off}$  时反向电压  $V_{dr}$  为:

$$V_{dr} = V_{01} + V_1 \times N_{12}$$

$V_{dr}$  其最大值为:

$$V_{dr\max} = 5 + 186 \times 0.059 \approx 16(\text{V}) \text{ } VD_2$$

因此采用肖特基二极管  $D5SM3M$  , 它的峰值反向电压额定值为  $30\text{V}$  , 有足够的余裕量。计算二极管功耗从而确定散热器大小。二极管流经正向电流时功耗  $P_f$  为:

$$P_f = \frac{I_{2p}}{2} \times V_F \times (1 - D_{\min}) = \frac{12}{2} \times 0.55 \times (1 - 0.35) \approx 2.1(\text{W})$$

流经反向漏电流时功耗  $P_r$  为

$$P_r = V_r \times I_r \times D = 16 \times 2\text{mA} \times 0.35 \approx 11.2(\text{mW})$$

从产品目录上查到  $V_r = 17\text{V}$  ,  $T_c = 100^\circ\text{C}$  时, 二极管反向漏电流为  $2\text{mA}$  。所以  $I_r = 2\text{mA}$  ,  $V_r$  由上述计算出  $V_r = 16\text{V}$  。这功耗非常小可以忽略。

由 PN 结散热器间热阻  $R_{jf}$  与  $P_f$  计算出

$$T_{jf} = 6 \times 2.2 = 13.2^\circ\text{C}$$

若  $T_{j\max} = 100^\circ\text{C}$  , 环境温度为  $60^\circ\text{C}$  , 需要的散热器的热阻为

$$R_{ja} = \frac{T_{j\max} - T_{jf} - T_a}{P_f} = \frac{100 - 13.2 - 60}{2.1} \approx 12.8(^\circ\text{C}/\text{W})$$

再计算12V 输出电路中所用二极管的参数:

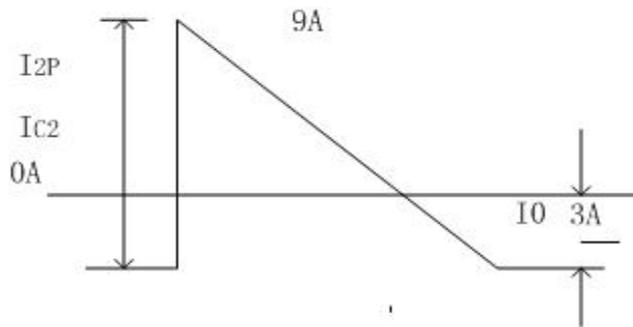
反向电压最大值为

$$V_{r\max} = \frac{N_3}{N_1} \times V_{1\max} + V_{02} = \frac{11}{85} \times 186 + 12 \approx 36(V)$$

因此, 选用高耐压肖特基二极管 S2S6M, s2S6M 的反向峰值电压为 60V, 输出电流为 1.3A。

### ⑧ 输出电容 $C_2$ 与 $C_3$ 的选用

流经电容  $C_2$  的纹波电流  $I_{c2}$  为  $I_{c2} = I_2 - I_0$ , 如附图 48-11 所示。



附图 48-11 输出电流中纹波电流

$I_{c2}$  的有效值为:

$$I_{c2rms} = \left[ \frac{t_{On}}{3T} (I_{2P}^2 - I_{2P} \times I_0 + I_0^2) + \frac{t_{OFF}}{T} \times I_0^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

输入电压最低, 输出功率最大时, 其值最大:

$$I_{c2r\max} = \left[ \frac{1}{3 \times 2} (12^2 - 12 \times 3 + 3^2) + \frac{1}{2} \times 3^2 \right]^{\frac{1}{2}} \approx 4.9(A)$$

12V 输出电路中电容  $C_3$  的纹波电流也以类似方法进行计算:

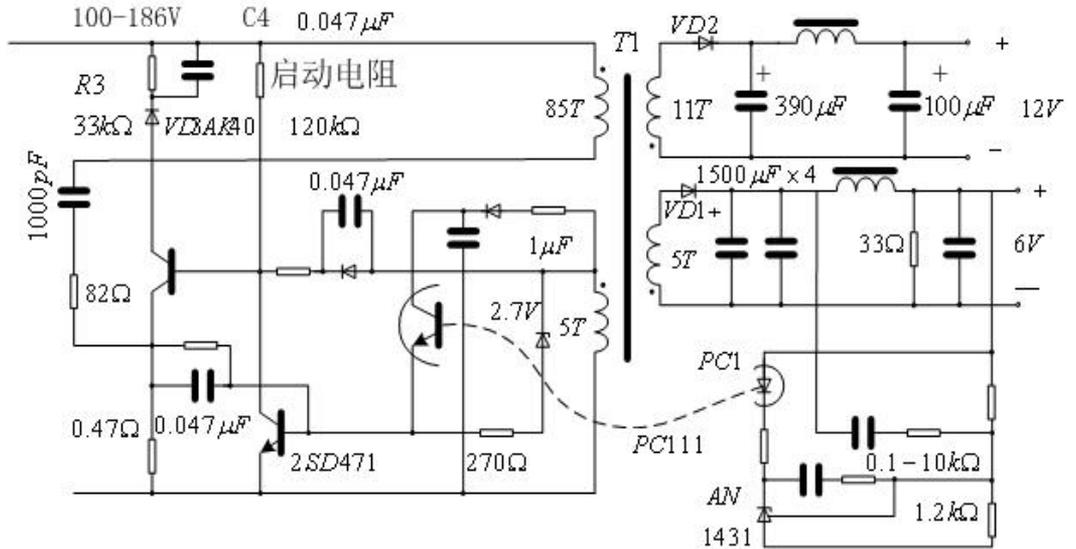
$$I_{c3rms} = \left[ \frac{1}{3 \times 2} (4.9^2 - 4.9 \times 0.4 + 0.4^2) + \frac{1}{2} \times 0.4^2 \right]^{\frac{1}{2}} = 1.94(A)$$

电容  $C_2$  选用 PL 系列  $1500 \mu F/10V$  的 4 个电容并联, 每个电容允许纹波电流为 1440mA, 因此有:

$$1440 \text{ mA} \times 4 = 50.76(A) > 49(A)$$

电容  $C_3$  选用电容, 其电容允许纹波电流为 730mA, 选用 3 个并联, 对于 1.94A 的计算值而言有足够的裕量。输出纹波电压较大时, 在输出回路中接入 LC 滤波器, 抑制

纹波电压,如附图 48-12 所示。L 选用几  $\mu\text{H}$ ~ $50\mu\text{H}$  的电感, C 选用  $C_2$  或  $C_3$  容量的  $1/4$  即可。

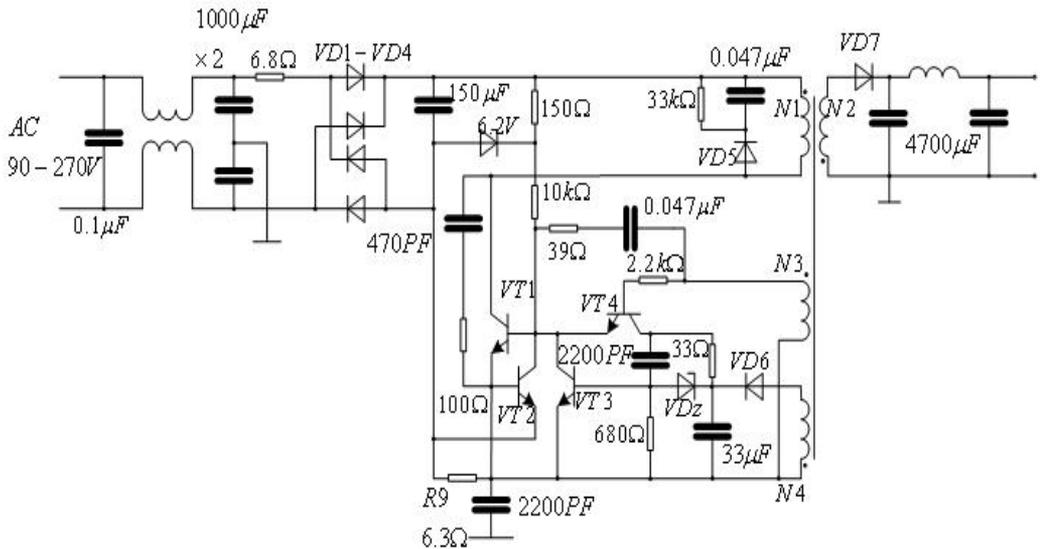


附图 48-12 RCC 实际设计电路

### ⑨ 控制电路的设计

RCC 控制电路实例如附图 48-20 所示。本电路中  $5\text{V}$  输出电压通过光电耦合器  $PC_1$  进行反馈,控制  $t_{on}$  时间,使输出电压稳定,从而获得高稳定度输出电压的电源。输出电压上升时,  $t_{on}$  变窄,从而使输出电压下降,保持输出电压不变。

### 附录三 输入电压范围宽的 RCC 方式开关稳压电源简介



附图 48-13 宽输入电压范围的 RCC 开关稳压电源

输入电压范围宽的 RCC 方式开关稳压电源如附图 48-13 所示, 反馈采用变压器隔离方式, 其输入交流电压为 90~270V, 输出直流电压为 12V, 输出直流电流 0.5~3.0A。电路中由 VT1 和变压器次级绕组 N1 与反馈绕组 N3 构成自激回路。

N4 为电压检测绕组, 即负反馈绕组。绕组电压保持恒定控制 VT1 的导通时间。从变压器次级绕组 N2 上取得输出电压, 其大小与 N4 和 N2 匝数比成比例, 输出电压也保持恒定。利用 N4 获得恒定电压, 控制 VT1 的基极电 K 流的直流分量。晶体管 VT4 与其基极接的  $2.2k\Omega$  电阻以及接在集电极的  $33\Omega$  电阻构成恒流驱动电路。VT3 与稳压二极管  $VD_z$  构成电压检测电路。VT2 是用于 VT1 的过电流保护。

电路中各元件选用如下:

VT1: 2SC4311

VT3~VT4: 2SC2710

VD5: EG01C

VD6: U01Z

VD7: FMB26

$VD_z$ : 5.1V/500mW 稳压管

其它类型的单端反激电路, 请自行查阅资料。

#### 附录四 实验板 B07(单端反激变换器)的电路原理图

