

图 6-12 间隙与 Al-Value 之间关系

$$\text{Al-Value} = \frac{L}{N^2} = \frac{4.6 \times 10^{-6}}{6^2} \approx 127 \times 10^{-9}$$

查图 6-12 所示曲线 Al-Value 值, 可得间隙为 1.4mm。

最大磁通密度 B_m 为

$$B_m = \frac{N \times I_0}{S} \times (\text{Al-Value}) \times 10^4 = \frac{6 \times 20}{85} \times 127 \times 10 \approx 1793 (\text{高斯})$$

磁芯的最大磁通密度与变压器一样需要 3000 高斯以下。

6-2 RCC 变换器的设计

一、RCC 变换器的电路结构

RCC 变换器是 Ringing Choke Converter 的简称, 广泛应用 50W 以下的开关电源中。它不需要自励式振荡电路, 结构简单, 由输入电压与输出电流改变频率。

RCC 的基本电路如图 6-13 所示, 电压和电流波形如图 6-14 所示。在 VT_1 导通 t_{ON} 期间变压器 T_1 从输入侧蓄积能量, 在下次截止期间 t_{OFF} 变压器 T_1 蓄积的能量释放供给输出负载。 t_{OFF} 结束时, 变压器电压 V_{11} 波形自由振荡返回到 0V, 见图 6-14(c)。这电压通过基极绕组加到开关晶体管 VT_1 的基极, 因此, 晶体管 VT_1 触发导通, VT_1 一导通就进入开始下一个工作周期。输入电压 V_1 是输入交流电压经整流的直流电压。

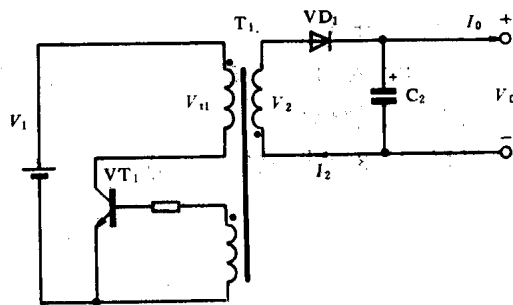


图 6-13 RCC 基本电路

t_{ON} 时的等效电路如图 6-15(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 。

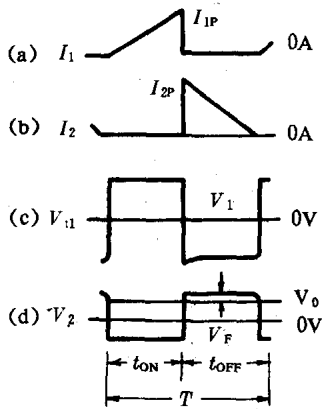


图 6-14 电压和电流波形

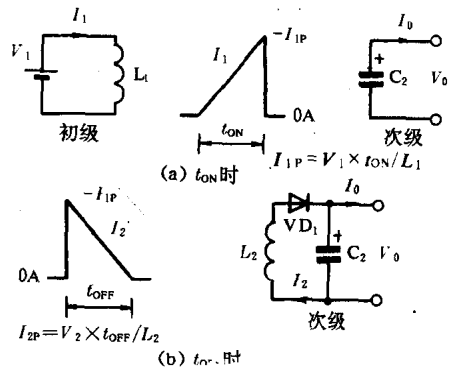


图 6-15 RCC 的等效电路
(a) t_{ON} 时; (b) t_{OFF} 时

另一方面,在变压器次级侧 C_2 放电,供给输出电流 I_0 。这期间,输出二极管 VD_1 中无电流,因此,变压器初次级侧不产生相互作用。 L_1 中蓄积的能量为 $L_1 \times I_1^2 / 2$ 。

t_{OFF} 时等效电路如图 6-15(b) 所示,因初级侧无电流,所以,图中未画出。 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,若变压器初级侧能量全部传递给次级侧,则

$$N_1 \times I_{1P} = N_2 \times I_{2P} \quad (6-32)$$

匝比 N 为

$$N = N_2 / N_1 \quad (6-33)$$

电感 L_2 与 L_1 之比是与绕组匝数平方成正比例,即

$$N^2 = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 = \frac{L_2}{L_1} \quad (6-34)$$

传递给次级侧能量就变为输出功率。图 6-16 示出次级侧电压与电流之间关系。

设变压器输出功率为 P_2 , 则

$$P_2 = V_0 \times I_0$$

$$P_2 = \frac{1}{2} \times L_2 \times I_{2P}^2 \times \eta \times f \quad (6-35)$$

$$V_2 = V_0 + V_F + V_1 \quad (6-36)$$

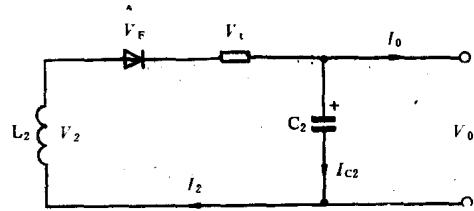


图 6-16 次级侧电压与电流之间关系

式中, η 为变压器的效率。但是,若变压器的初级侧能量不全部传递给次级侧,其一部分能量变为变压器的热耗。

根据(6-32)式~(6-36)式,有

$$I_{1P} = \frac{2 \times P_2 \times T}{\eta \times V_1 \times t_{ON}} \quad (6-37)$$

$$N = \frac{V_2 (T - t_{ON})}{V_1 \times t_{ON}} \quad (6-38)$$

$$L_1 = \frac{V_1^2 \times t_{ON}^2 \times \eta}{2 \times V_2 \times I_0 \times T} = \frac{V_1 \times t_{ON}}{I_{1P}} \quad (6-39)$$

这些等式可改写为

$$I_{1P} = \frac{2 \times P_2}{\eta} \times \left(\frac{N}{V_2} + \frac{1}{V_1} \right) \quad (6-40)$$

$$t_{ON} = I_{1p} \times L_1 / V_1 \quad (6-41)$$

$$T = \frac{L_1 \times I_{1p}^2 \times \eta}{2 \times P_2} \quad (6-42)$$

多路输出时,如图 6-17 所示, P_2 为

$$P_2 = V_2 \times I_{01} + V_3 \times I_{02} \quad (6-43)$$

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, 根据(6-37)式,

$$I_C \propto \frac{1}{D} \quad (6-44)$$

由图 6-19 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

$$V_{ce} = \frac{V_2}{N} + V_1 \propto \frac{1}{1-D} \quad (6-45)$$

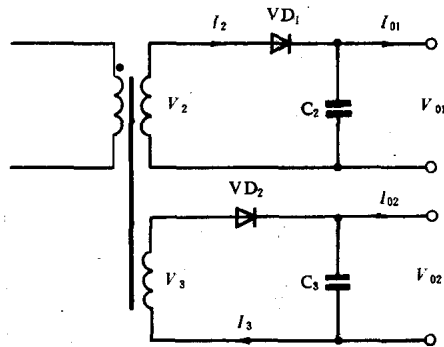


图 6-17 多路输出电路

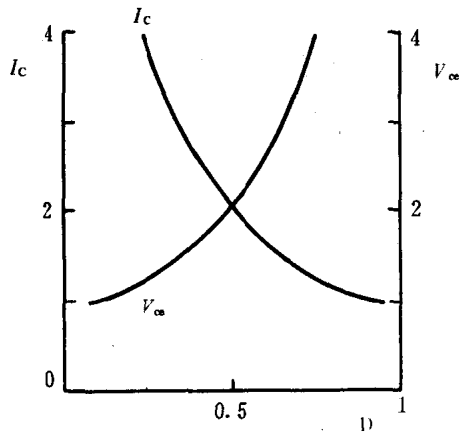


图 6-18 晶体管电流和电压与 D 之间关系

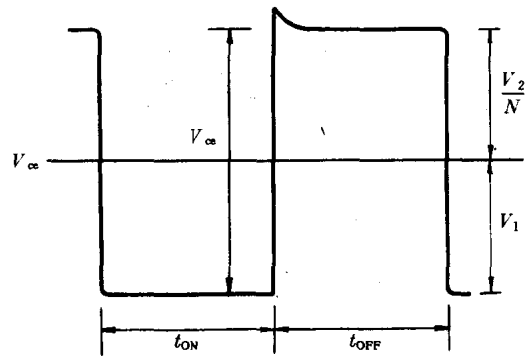


图 6-19 开关晶体管的发射极与集电极间电压 V_{ce}

图 6-18 示出改变 D 时, I_C 与 V_{ce} 相对值的变化。 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 I_C 增大。另外, 这与变压器设计以及输出二极管和输出电容的选用也有关系。输入电压最低时 D 选为 0.3~0.5 进行参数设计是适宜的。

二、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	50/60Hz				
输出为 2 路					
1 路输出	<table border="0"> <tr> <td>电压</td> <td>$V_{01} = 5V$</td> </tr> <tr> <td>电流</td> <td>$I_{01} = 3A$</td> </tr> </table>	电压	$V_{01} = 5V$	电流	$I_{01} = 3A$
电压	$V_{01} = 5V$				
电流	$I_{01} = 3A$				
2 路输出	<table border="0"> <tr> <td>电压</td> <td>$V_{02} = 12V$</td> </tr> <tr> <td>电流</td> <td>$I_{02} = 0.4A$</td> </tr> </table>	电压	$V_{02} = 12V$	电流	$I_{02} = 0.4A$
电压	$V_{02} = 12V$				
电流	$I_{02} = 0.4A$				
总的输出功率	19.8W				

三、占空比 D 与工作频率 f 的选定

此处选定 $D=t_{ON}/T=0.5$ 。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。

四、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

$$V_1 = 100V \sim 186V$$

五、变压器次级电流峰值 I_{IP} 和匝比 N ,以及初级电感 L_1 的计算

输入电压最低,而输出电流 I_o 以过流保护设定点的电流,即 I_o 的 120% 进行计算。对于 RCC 方式,这点的 I_{IP} 最大,而 f 最低。

设 $V_F=0.55V, V_L=0.35V, \eta=0.94$, 由 $V_{o1}=5V$ 计算出 V_2 为

$$V_2 = V_{o1} + V_F + V_L = 5 + 0.55 + 0.35 = 5.9(V)$$

类似计算出 V_3 为

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

输出为 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

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

根据(6-37)式,

$$I_{IP} = \frac{2 \times 26.4 \times 2}{0.94 \times 100} \approx 1.1(A)$$

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

根据(6-38)式,输出为 5V 时,初次级匝比 N_{12} 为

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

根据(6-39)式,初级绕组电感 L_1 为

$$L_1 = \frac{100 \times 20\mu s}{1.1} \approx 1.8(mH)$$

六、磁芯的选用以及匝数 N_1, N_2 和 N_3 的确定

要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 EEC 28L 磁芯,其磁芯与截面尺寸如图 6-20 所示。

变压器次级绕组匝数 N_2 为

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

式中, S 为磁芯的有效截面积(mm^2), B_m 为最大磁通密度(3000 高斯)

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

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

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

七、变压器的设计

首先求出流经变压器绕组中电流大小。输入电压 V_1 最低，而输出电流 I_{O1} 和 I_{O2} 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

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

根据(6-37)式, I_{1P} 为

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

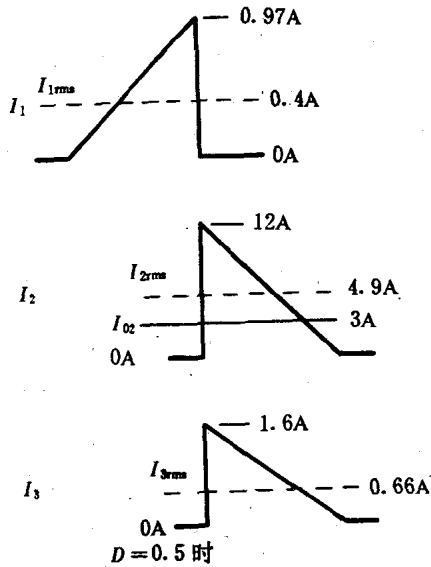


图 6-21 线圈绕组中电流波形

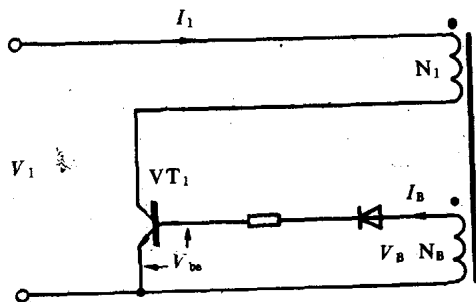


图 6-22 基极绕组的设计

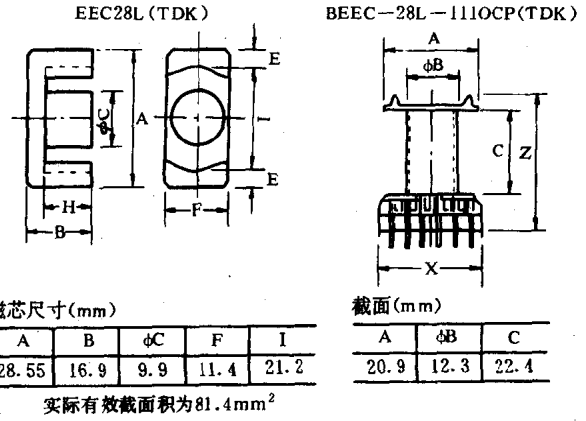


图 6-20 磁芯与截面的尺寸

电流波形如图 6-21 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_2 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

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

变压器中需要有供给晶体管 VT_1 基极电流 I_B 的绕组, 因此, 下面计算其绕组匝数 N_B , 电路如图 6-22 所示。

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

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

N_B 选为 5 匝。

晶体管 VT_1 的基极电流 I_B 为

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

式中, h_{FE} 设为 10。

I_B 的有效值为

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

下面计算绕组所用漆包线的规格。如果绕组的漆包线太细, 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、磁芯温度特性以及所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 $1.5 \sim 4 \text{ A/mm}^2$,强迫风冷时 J_d 选为 $3 \sim 6 \text{ A/mm}^2$ 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 $J_d = 4 \text{ A/mm}^2$ 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

$$S = I_{1\text{rms}}/J_d = 0.40/4 = 0.1(\text{mm}^2)$$

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,如图 6-23 所示。

绕制方法说明如下,绕法不同时漏感(漏磁)要变化,因此,绕制线圈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。

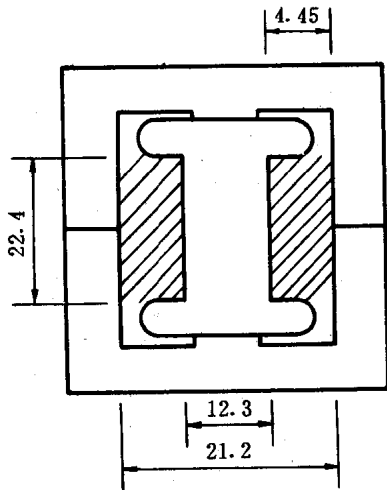


图 6-23 绕组空间

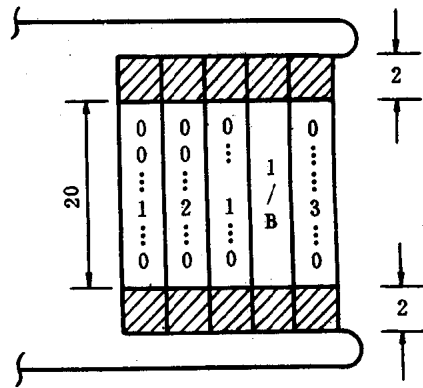


图 6-24 绕组截面示意图

这里采用图 6-24 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。考虑到适合 UL(美国)和 CSA(加拿大)的安全规格,在线圈骨架两端垫入 2mm 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 1250V。绕组空间高度为 20mm 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

$$N_1/42 = 85/42 = 2.02, \text{取 } 3 \text{ 层。}$$

因此,初级绕组绕 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, 如果没有余裕量, 再重新进行计算。

设绝缘条厚度为 0.05mm, 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 1.8mH, 磁芯有间隙, 使磁芯的 Al-Value 值减小。必需值为

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

由图 6-25 可知, 间隙 L_g 为 0.5mm。图 6-26(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。图 6-26(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, 它成为噪声源, 因此尽量采用图 6-26(a) 所示方法。

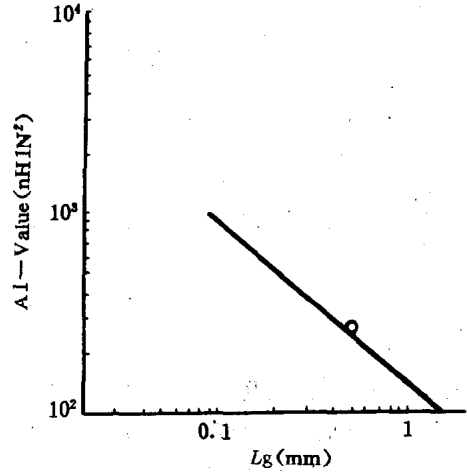


图 6-25 Al-Value 与间隙之间的关系

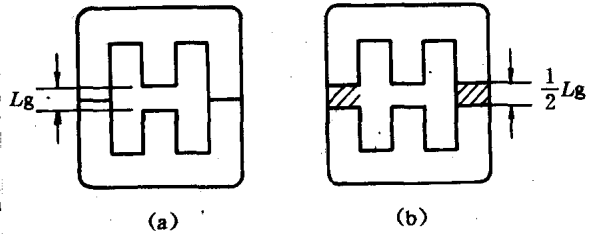


图 6-26 间隙的形成
(a) 中间有间隙; (b) 加入垫片形成间隙

八、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(6-40)式,

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

根据(6-41)式,

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

根据(6-42)式,

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

因此, $f = 1/T = 1/38.8 \mu\text{s} = 25.7 (\text{kHz})$

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

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

当输入电压 V_1 最高, 输出电流 I_{o1} 和 I_{o2} 最大时进行计算。

这时, $V_1 = 186\text{V}$,

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

根据(6-40)式

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

根据(6-41)式

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

根据(6-42)式

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

因此, $f=48\text{kHz}$, $D=0.35$

晶体管 VT_1 的电压 V_{ce} 波形如图 6-19 所示, 但实际电压波形如图 6-27 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。

$$\frac{V_2}{N} + V_{1r} \approx 1.5 \times \frac{V_2}{N} \quad (6-46)$$

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

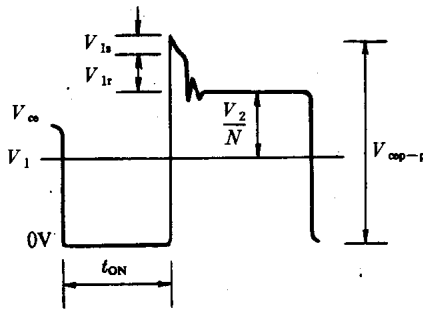


图 6-27 晶体管 V_{ce} 的波形

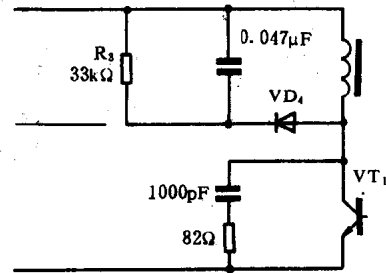


图 6-28 恢复电路与吸收电路

图 6-28 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 $33\text{k}\Omega$, 但根据工作时的 V_{ce} 波形对其进行调整, 使 $V_{1r}=50\text{V}$ 来确定 R_3 值, V_{1r} 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

$$V_{\text{cep}} = \frac{V_2}{N} + V_{1r} + V_{1s}$$

$$+ V_{1\text{max}} = 100 + 50 + 30 + 186 = 366(\text{V})$$

图 6-28 中 VD_1 的反向电压与 V_{cep} 相同。因此选用 $V_{\text{cep}}=450\text{V}$ 的晶体管。 VT_1 集电极电流峰值 $I_{\text{cp}}=I_{1p}=1.1\text{A}$ 。

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, 如图 6-29

(a) 所示, 而图 6-29(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

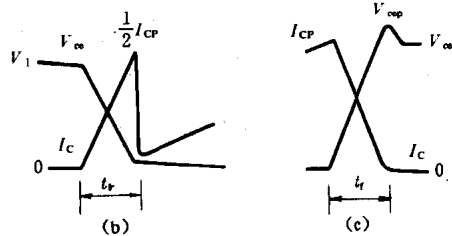
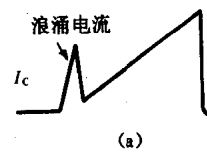


图 6-29 通断时晶体管的电流与电压

为 $I_{cp}/2$ 。另一方面, VT_1 从导通转为截止时, 电压和电流波形如图 6-29(c) 所示。导通损耗 P_r 与断开损耗 P_f 可按式计算。

设 $t_r = t_f = 0.3\mu s$

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

$$P_f = \frac{1}{6} \times V_{cep} \times I_{cp} \times t_f/T = \frac{1}{6} \times 366 \times 1.1 \times 0.3/21 \approx 0.96(W)$$

设 VT_1 的饱和电压 $V_{sat} = 1.0V$, 通态功耗 P_{ON} 为

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

VT_1 的全部功耗 P_q 为 1.4W。

PN 结与管壳间温度 T_{jc} 为

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

T_{cj} 即 VT_1 的集电极与散热器间温度非常低。如果散热器温度为 $100^\circ C$, 结温就为 $110^\circ C$ 以下。

九、输出二极管 VD_2 的选用

二极管 VD_2 中电流与图 6-21 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

$$V_{dr} = V_{o1} + V_1 \times N_{12}$$

其最大值为

$$V_{drmax} = 5 + 186 \times 0.059 \approx 16(V)$$

VD_2 采用肖特基二极管 D5SM3M, 它的峰值反向电压额定值为 30V, 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

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

流经反向漏电流时功耗 P_r 为

$$P_r = V_r \times I_r \times D = 16.0 \times 2mA \times 0.35 \approx 11.2(mW)$$

从产品目录上查到 $V_r = 17V, T_c = 100^\circ C$ 时, 二极管反向漏电流为 2mA。所以 $I_r = 2mA, V_r$ 由上述计算出 $V_r = 16.0V$ 。这功耗非常小可以忽略。

由 PN 结散热器间热阻 $R_{j\theta}$ 与 P_f 计算出

$$T_{j\theta} = 6 \times 2.2 = 13.2^\circ C$$

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

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

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

$$V_{drmax} = \frac{N_3}{N_1} \times V_{1max} + V_{o2} = \frac{11}{85} \times 186 + 12 \approx 36(V)$$

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。

十、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 $I_{c2} = I_2 - I_0$, 如图 6-30 所示。 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

$$I_{c2max} = \left[\frac{1}{3 \times 2} (12^2 - 12 \times 3 + 3^2) + \frac{1}{2} \times 3^2 \right]^{\frac{1}{2}} \approx 4.9(A)$$

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。

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

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

$$1440mA \times 4 = 5.76(A) > 4.9(A)$$

C_3 选用耐压 16V, 容量为 $390\mu F$ 电容, 其电容允许纹波电流为 730mA, 选用 3 个并联, 对于 1.94A 来讲有足够的余裕量。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, 如图 6-31 所示。L 选用几 $\mu H \sim 50\mu H$ 电感, C 选用 C_2 或 C_3 容量的 1/4 即可。

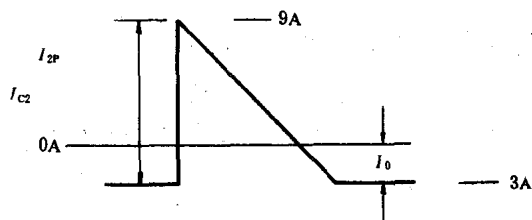


图 6-30 输出电容中纹波电流

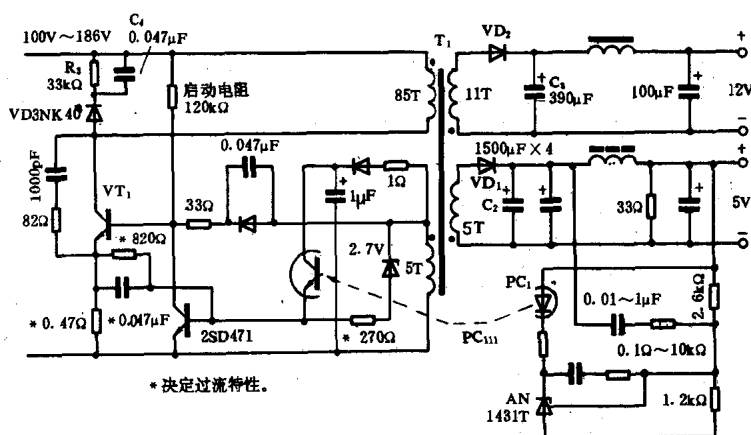


图 6-31 RCC 设计实例

十一、控制电路的设计

RCC 控制电路实例如图 6-31 所示。这电路中 5V 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。