

第十四章

电子镇流器设计实例

第一节 普通荧光灯电子镇流器的设计

荧光灯交流电子镇流器的设计并不是十分困难,但是设计步骤比较繁琐。迄今为止,尚没有比较简单和准确的设计模式可以利用,也没有比较完整的设计程序和方法可以借鉴。本节仅对普通荧光灯电子镇流器的设计作简单介绍。

一、主要技术要求和电路选择

假设电子镇流器 AC 输入电压 $V_{IN} = 220V(50Hz)$, 工作频率 $f = 35kHz$, 配套荧光灯功率 $P_L = 55W$, 额定工作电压 $V_L = 100V$ (灯点火电压 $V_{inr} = 800V$), 对其它技术指标未提出特别要求。

根据上述主要技术要求,我们可以选择普通半桥逆变式荧光灯电子镇流器电路,如图 14-1 所示。

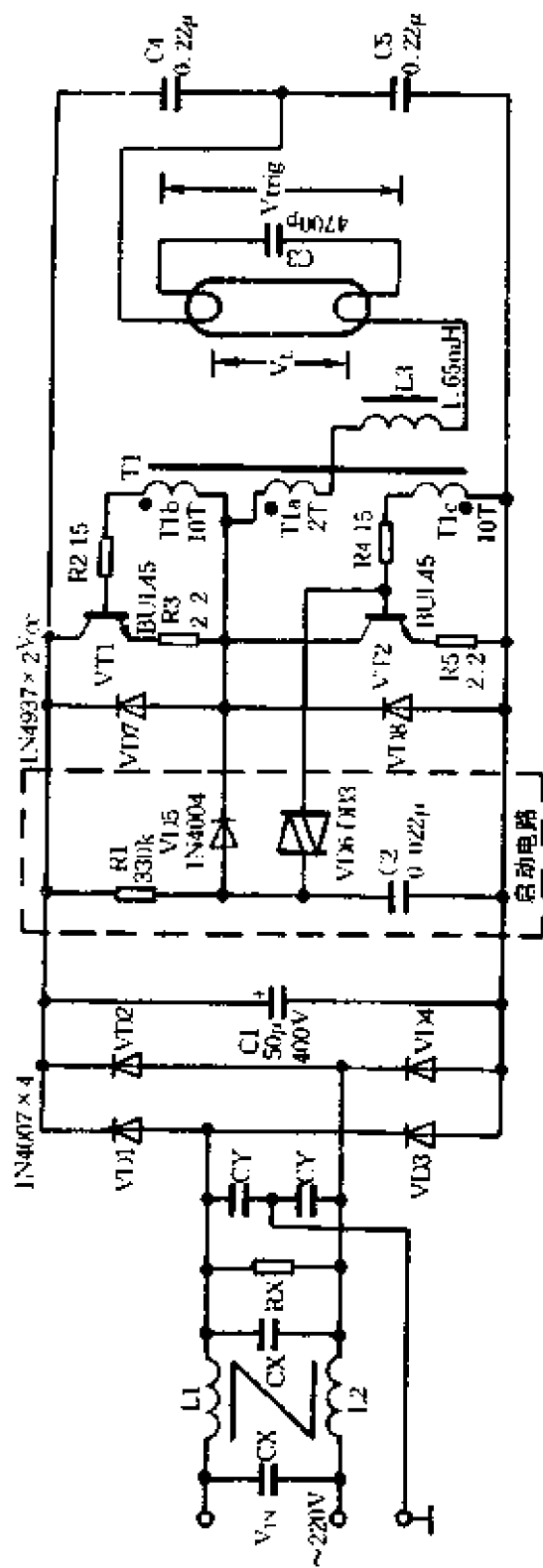


图 14-1 半桥逆变式荧光灯电子镇流器电路

下面我们将根据图 14-1 所示的电路,逐一进行分析,并在此基础上来确定元件参数的选取。

二、设计程序和方法

1. EMI 滤波器

在图 14-1 中, L_1 、 L_2 和 C_X 、 C_Y 等组成 LC 电磁干扰/射频干扰(EMI/RFI)滤波器。关于 EMI 滤波器的工作原理,我们曾在第三章第一节作过介绍。两个电容 C_X 的容量一般为 $0.01 \sim 0.1\mu\text{F}$,在 HID 灯电子镇流器电路中, C_X 容值可达 $1\mu\text{F}$ 。两个 C_Y 的电容量一般为 $2200\text{pF} \sim 0.022\mu\text{F}$ 。电感器 $L_1 = L_2 = 0.2 \sim 40\text{mH}$,具体视输入电流的大小而定。 R_X 是 C_X 的放电电阻,其阻值一般为 $510\text{k}\Omega \sim 3.3\text{M}\Omega$ 。根据 IEC380 和 VDE0806 标准中有关安全的规范条款推荐公式,当 $C_X \geq 0.1\mu\text{F}$ 时, R_X 的数值可表示为:

$$R_X = \frac{t}{2.21 \times (C_X + C_Y)} \quad (14-1)$$

式中, $t = 1\text{s}$ 。当 $C_X = 0.1\mu\text{F}$ 时,根据式(14-1)可得:

$$R_X = \frac{0.1}{2.21 \times (0.1 + 0.1) \times 10^{-6}} \approx 2.2(\text{M}\Omega)$$

本电路中,选取 $C_X = 0.1\mu\text{F}$, $C_Y = 4700\text{pF}$,耐压不低于 AC250V, $R_X = 2.2\text{M}\Omega$ 。电感器 L_1 、 L_2 可采用 EE19 ~ EE25 型磁芯和骨架架、 $\phi 0.4\text{mm}$ 的磁导线绕 2×200 匝。

事实上,EMI 滤波器中元件数值的计算是比较复杂的。即使元件的选取非常正确,但如果电子镇流器外壳封装形式、布线和元件布局不十分合理,对射频干扰的抑制效果则会受到很大影响。EMI 滤波器的主要参数除工作电压、工作电流和插入损

耗外,还有漏电流。由于在滤波器中的相线和零线之间连接有电容器,所以在通电时电流会通过电容器流到地端,这就导致漏电流的存在。出于安全上的考虑和其它一些目的,产品标准对漏电流也作出了限制性规定。

EMI 滤波器在国内外都有专业厂专门生产。在 EMI 滤波器中,除了电感和电容外,往往还封装有瞬态电压抑制器(如压敏电阻)和浪涌电流抑制器(如 NTC 热敏元件)及保险丝等。在安装方式上,又分插座式和表面固定式两类。这类滤波器,必须通过权威机构进行安全认证和产品认证后方可允许销售。著名的瑞士夏弗纳公司生产的 EMI 滤波器,品种规格达 3000 多种,用户可以根据实际需要,选用相应规格的产品。

2. 整流滤波电路

(1) 整流二极管

VD1 ~ VD4 组成桥式整流器。在桥式整流器中,每支二极管所承受的反向峰值电压为 $\sqrt{2} V_{AC}$ 。当交流电源电压 $V_{AC} = 220V$ 时 $1\sqrt{2} V_{AC} = 220\sqrt{2} \approx 310V$ 。考虑到在用电低谷期,电网电压往往高达 270V,此情况下其峰值电压为 $270\sqrt{2} \approx 382V$,故二极管的耐压应不低于 400V。

设电子镇流器效率 $\eta = 80\%$, AC 输入电流为 $I_{IN} = P_O / V_{IN} \cdot \eta = 55 / 220 \times 80\% = 0.31A$ 。在整流二极管的选取上,一般要求其稳态电流容量至少是计算值的 2 倍。据此可选用 1N4007 型硅整流二极管,其电流容量为 1A,耐压为 1000V。

(2) 滤波用铝电解电容器

设滤波电容 C1 两端的直流输出电压纹波峰峰值电压 $\Delta V = 35V$, C1 维持电压电平的时间(或 C1 提供电流的时间)为交流输入电压的半周期,即 $t = 10ms$,整流滤波电路 DC 输出电

压 $E_C \approx 300V$, 负载电流 $I_L = P_L / E_C \cdot \eta = 55 / 300 \times 80\% = 0.23A$, 将这几个数据代入滤波电容的计算公式, 得到:

$$C_1 = \frac{I_L \cdot t}{\Delta V} \quad (14-2)$$

$$C_1 = \frac{0.23 \times 10 \times 10^{-3}}{35} \approx 66(\mu F)$$

C_1 可选用 $50\mu F/400V$ 的高温型 ($105^\circ C$) 铝电解电容器。

3. 启动电路

R_1 、 C_2 、 VD_5 和 VD_6 等组成半桥振荡器的启动电路, 其作用是为触发低端开关 VT_2 导通提供足够的基极电流, 从而启动振荡电路建立振荡。

为避免启动电阻 R_1 的损耗过大, 通过 R_1 的电流一般控制在 $0.5 \sim 1mA$ 。由于直流电压约 $300V$, 可选取 $R_1 = 330 \sim 470k\Omega$, 功耗不低于 $0.25W$ 。

由于 VT_2 的基—射极之间连接有 R_4 、 $T1C$ 和 R_5 , R_4 与 R_5 的电阻值较小, 是一种低阻抗基极网络, 故要求 C_2 能提供足够大的放电电流脉冲注入到 VT_2 的基极。 RC 时间常数一般应为晶体管开通时间的 5% 左右, 本电路围绕 $500ns$, 可选取 $C_2 = 0.22\mu F$, 耐压为 $50V$ 。

VD_6 可选用 DB_3 型双向触发二极管。其击穿(转折)电压一般在 $28 \sim 35V$ 之间, 通态压降 $V_T = 20 \sim 25V$, 正、负双向转折电压差 $\Delta V_B \leq 3V$ 。实际上, 启动电路对 VD_6 的转折电压大小及正、负双向负阻特性的对称性要求并不高, 而关键是其可靠性。实用表明, 国产 DB_3S 型双向触发二极管的失效率较低。这种采用平面工艺制作的双向触发器件, $V_{BO} = 26 \sim 38V$, $V_T = 10 \sim 15V$, $\Delta V_{BO} \leq 3V$, 可替代进口产品。二极管 VD_5 可选用 $1N4004$ 。

4. 半桥式逆变器电路

VT1、VT2 和脉冲变压器 T1 等,组成半桥式逆变器电路。这部分电路是电子镇流器设计的核心和重点内容。

(1) 功率开关晶体管的选择

① 击穿电压

由于 VT1、VT2 的集—射极之间连接有阻尼二极管 VD7、VD8,当 VT1 或 VT2 截止时,其集电极—发射极之间施加的最高电压,是整流滤波电路的 DC 输出电压 V_{CC} 。根据桥式整流器中二极管耐压的选取原则,要求 VT1、VT2 的 $BV_{CEO} \geq 400V$ 。

② 集电极电流

在稳态工作条件下,灯电流 $I_L = P_L/V_L = 55/100 = 550mA$ 。设单个高频灯电流为正弦波,峰值灯电流则为: $I_{LP} = \sqrt{2} I_L = 550\sqrt{2} = 770mA$ 。设输出网络中,LC 串联谐振电路的品质因数 $Q = 3$,在灯启动期间的脉冲电流幅值 $I_{SP} = I_{LP} \cdot Q = 0.77 \times 3 = 2.31A$ 。因此,要求 VT1、VT2 的集电极额定工作电流应在 0.8A 到 1A 之间,并且应能承受 2.5A 以上的峰值电流。

③ 直流电流增益 h_{FE}

生产厂家在晶体管参数表上提供的 h_{FE} 值,是在一定的 V_{CE} 和 I_C 下测量出的结果。高压功率开关晶体管的 h_{FE} 都比较低,这主要是由于要求耐压较高必须选用电阻率较高的半导体材料而决定的。在一定的温度和 V_{CE} 下, h_{FE} 是随 I_C 变化而变的,并且在某一电流 I_C 下有一个最大值 $h_{FE}(PK)$ 。图 14-2 示出的是高压功率晶体管典型的 $h_{FE} - I_C$ 曲线。

从理论上讲,为在晶体管工作电流较大时,具有较小的基极驱动电流和较低的饱和压降,减小输出及驱动电路的开通损耗, h_{FE} 应尽可能高一些。但是,考虑到晶体管开关速度和电压容限

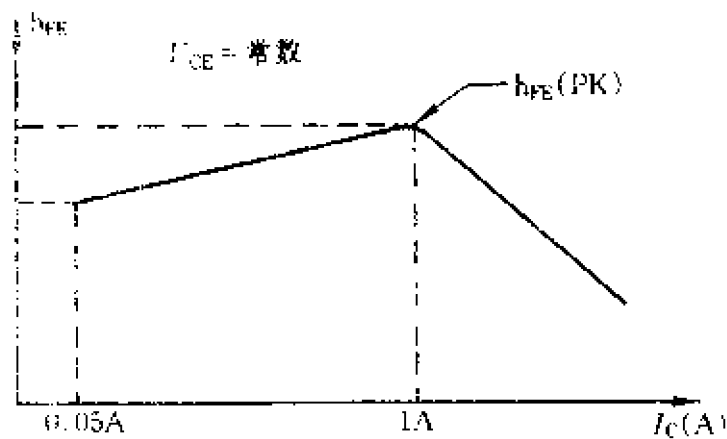


图 14-2 高压功率晶体管典型的 $h_{FE} - I_C$ 曲线

等其它方面的一些因素,并非是 h_{FE} 愈高愈好。如果晶体管的 h_{FE} 过高,往往会导致温升加剧。在本设计中,作为折衷权衡,在 $V_{CE} = 5V$ 和 $I_C = 0.8A$ 条件下, $h_{FE} = 5 \sim 20$ 即可满足要求。

(1) 开关时间

由于晶体管在作为开关使用时,其基极注入电流比较大,所以影响晶体管开关速度的参数并不是延迟时间和上升时间,而是晶体管的存储时间 t_s 。在设计中,一般要求 t_s 应低于电子镇流器开关周期的 20%。由于 $f = 35kHz$,振荡器周期为 $28.6\mu s$,所以要求晶体管的存储时间 $t_s < 5.7\mu s$ 。

根据以上分析要计算,功率开关 VT1、VT2 选用摩托罗拉公司生产的 BUL45 型晶体管。其主要参数指标是: $BV_{CEO} \geq 400V$, $BV_{CES} \geq 700V$, $I_C = 2A$, $I_{CP} = 4A$, $t_s = 2.6 \sim 3.8\mu s$, $h_{FE} \geq 7$ (在 $I_C = 2A$ 、 $V_{CE} = 1V$ 下)。其中, BV_{CES} 为晶体管基极与发射极短路时,集电极与发射极之间的击穿电压; I_{CP} 为峰值集电极电流。

(2) 阻尼二极管及晶体管发射极电阻

二极管 VD7、VD8 的耐压应远高于功率开关 VT1、VT2 的耐压 BV_{CEO} ,并且应选用快速恢复型二极管。本设计中,VD7、VD8 选用 1N4937,其耐压为 $600V$,在 $I_F = 1A$ 下的反向恢复时间

$t_r \leq 0.2\mu s$ 。

VT1、VT2 的发射极串联电阻 R3、R5 对晶体管工作点起稳定作用。R3 和 R5 数值的选择应该在其所允许的功耗和所需的反馈电压之间作折衷考虑。R3 和 R5 两端的反馈电压必须大于 VT1、VT2 基—射极之间的导通电压。对于 55W 的灯管, 选取 $R_3 = R_5 = 2.2\Omega$, 功耗为 1/2W。

(3) 脉冲变压器

电子镇流器中的脉冲变压器都采用可饱和环形磁芯。为使半桥逆变器具有良好的开关特性, 产生优良的振荡波形, 要求脉冲变压器磁环具有如图 14-3 所示的近似矩形的磁滞回线。

在图 14-3 中, B_m 为饱和点对应的最大磁通密度, B_r 为磁场强度 $H = 0$ 时的剩余磁通, H_m 为最大磁场强度点, H_c 为矫顽(磁)力。在 S 形的特性曲线图中, 若以 a 点为起点, 从 a 点到 b 点, 再到 c 点和 d 点, 最后回到原始 a 点, 这样就得到一个完整的磁化周期。这样的磁性材料的磁滞回线有明显的饱和点和饱和段, 而且具有良好的对称性。近似矩形的磁滞回线可使线圈中的电流波形前、后沿较陡, 能较好地满足晶体管的驱动要求。如果磁芯的 S 形特性曲线在 B 的方向上被“压扁”, 会严重影响逆变器的开关特性, 导致晶体管温升加剧。

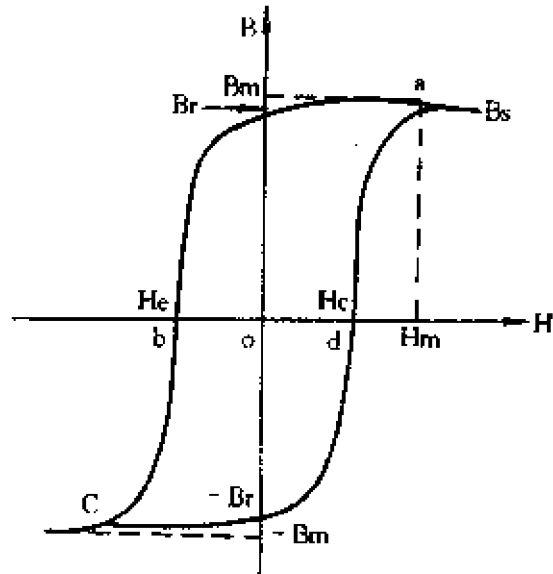


图 14-3 典型磁环的(B-H)磁滞回线

和饱和段, 而且具有良好的对称性。近似矩形的磁滞回线可使线圈中的电流波形前、后沿较陡, 能较好地满足晶体管的驱动要求。如果磁芯的 S 形特性曲线在 B 的方向上被“压扁”, 会严重影响逆变器的开关特性, 导致晶体管温升加剧。

脉冲变压器磁芯和初级绕组的匝数及电压对半桥逆变器的工作频率有着决定性的影响。在理论上, 计算振荡器振荡频率

的公式为：

$$f = \frac{10^4 \cdot V_p}{4 \cdot N_p \cdot B_s \cdot A_e} \quad (14-3)$$

式中, V_p : 变压器初级绕组(T_{1a})两端的电压(V);

N_p : 变压器初级绕组匝数;

B_s : 磁芯饱和磁通密度(T);

A_e : 磁芯有效截面积(cm^2);

f : 振荡器频率(Hz)。

事实上, 考虑到开关晶体管集电极存储时间 t_s 的影响后, 半桥逆变器的实际开关频率为:

$$f = \frac{1}{t_1} + \frac{1}{2 \cdot t_s} \quad (14-4)$$

公式中, t_1 为脉冲变压器磁芯的磁化周期, t_s 为晶体管存储时间。

磁性材料的磁饱和磁场强度由下式决定:

$$H_s = \frac{N_p \cdot I_p}{l_E} \quad (14-5)$$

式中, N_p : 脉冲变压器初级绕组匝数;

I_p : 流入变压器初级线圈的电流(A);

l_E : 磁芯有效磁路长度(cm);

H_s : 饱和磁场强度(A/cm)。

在半桥逆变器电路中的每一个开关晶体管导通时, 集电极电流都通过变压器初级绕组(T_{1a})。图 14-4 为开关晶体管典型的基极电流和集电极电流波形。

从图 14-4 可以发现, 在晶体管进入存储时间阶段, 集电极电流呈增长趋势。因此, 在磁环进入饱和时, 不宜用晶体管峰值集电极电流 I_{CP} 作为 I_p 值。在半桥式逆变电路的设计中, 一般

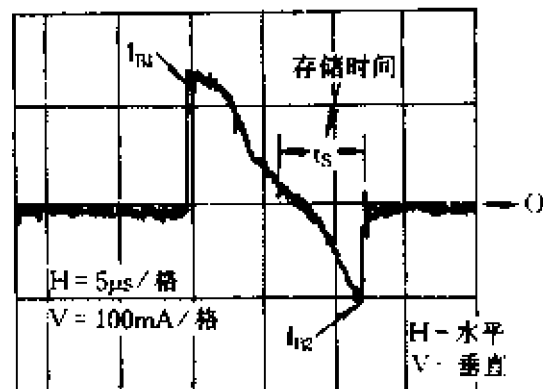
都取 $I_p = 0.5I_{CP}$ 。对于 55W 的灯管, 功率开关晶体管集电极峰值电流 $I_{CP} = 0.77A$, 所以 $I_p = 0.5I_{CP} = 0.385A$ 。

脉冲变压器绕组匝数往往是根据有关参数和所选定的磁芯特性来确定。磁芯性能及其特性曲线由生产厂家提供。由于在设计中总是存在一些假设条件, 所以理论计算的结果只能作为参考数据。计算数值与实际之间的偏差, 可以在样机调试过程中通过试验进行处理。

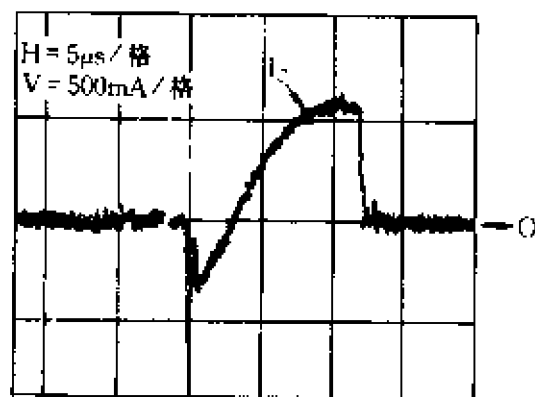
现假设有国际上比较流行的 FT 系列环形磁芯可供选用, 其中适合于电子镇流器脉冲变压器使用的 3 种磁环主要参数如表 14-1 所示。

表 14-1 适合电子镇流器脉冲变压器使用的 3 种磁环主要性能

型号	性能	外径 (mm)	I_k (cm)	A_e (cm ²)	H_s (A/cm)	B_s (T)	初始 磁导率 (μ_i)	材料 型号
FT6.3		6.30	1.60	0.032	0.40	0.51	6000	A4
FT10		10.00	2.50	0.08				
FT16		16.00	4.00	0.20				



(a) 基极电流波形



(b) 集电极电流波形

图 14-4 开关晶体管典型的基极电流与集电极电流波形

首先选用外径为 10mm 的 FT10 型磁环,看其是否能符合要求。该规格磁环的 $l_E = 2.50\text{cm}$, $H_S = 0.40\text{A/cm}$, 根据式 (14-4), 变压器初级绕组匝数为:

$$N_P = \frac{I_E \cdot H_S}{I_P} = \frac{2.50 \times 0.40}{0.385} = 2.6(\text{匝})$$

选取 $N_P = 3$ 匝。

对于 3 匝的初级绕组,其两端电压一般低于 1V, 设 $V_P = 0.8\text{V}$, 将 $B_S = 0.51\text{T}$ 、 $N_P = 3$ 匝和 $A_e = 0.08\text{cm}^2$ 代入式 (14-3), 可得出振荡器的工作频率:

$$\begin{aligned} f &= \frac{10^4 \cdot V_P}{4N_P \cdot B_S \cdot A_e} \\ &= \frac{10^4 \times 0.8}{4 \times 3 \times 0.51 \times 0.08} \\ &= 14297(\text{Hz}) \end{aligned}$$

即使按 $V_P = 1\text{V}$ 计,振荡器频率也只有 20424Hz。考虑到晶体管的存储时间 t_s 的影响,实际工作频率比计算值还要低。很明显,使用 FT10 型磁环,其工作频率比设计指标中规定值 (35kHz) 相差太远。

若采用 FT6.3 型磁环, $l_E = 1.60\text{cm}$, $H_S = 0.40\text{A/cm}$, 初级线圈匝数为:

$$\begin{aligned} N_P &= \frac{I_E \cdot H_S}{I_P} \\ &= \frac{1.60 \times 0.40}{0.385} \\ &= 1.7 \text{ 匝} \end{aligned}$$

选取 $N_P = 2$ 匝。假设 $V_P = 0.6\text{V}$, 振荡器频率为:

$$\begin{aligned}
 f &= \frac{10^4 \cdot V_p}{4N_p \cdot B_s \cdot A_c} \\
 &= \frac{10^4 \times 0.6}{4 \times 2 \times 0.51 \times 0.032} \\
 &= 45956(\text{Hz})
 \end{aligned}$$

BUL45 型开关晶体管的存储时间 t_s 约为 $3.5\mu\text{s}$, 每只开关的实际开通时间应为:

$$\begin{aligned}
 t_{on} &= \frac{1}{2f} + t_s \\
 &= \frac{1}{2 \times 45956} + 3.5 \times 10^{-6} \\
 &= 10.9 \times 10^{-6} + 3.5 \times 10^{-6} \\
 &= 14.4 \times 10^{-6}(\text{s})
 \end{aligned}$$

因此, 实际工作频率为:

$$\begin{aligned}
 f &= \frac{1}{2t_{on}} \\
 &= \frac{1}{2 \times 14.4 \times 10^{-6}} \\
 &= 34722(\text{Hz})
 \end{aligned}$$

该工作频率与设计指标中指定值很接近, 因而选用 FT6.3 磁环是合适的。

在电流源驱动模式的半桥逆变器中, 功率开关晶体管的基—射极之间的驱动绕组即为脉冲变压器的次级绕组 N_s , 设流入 N_s 的电流为 I_s , 那么, 变压器次级绕组匝数为:

$$N_s = N_p \cdot \frac{I_p}{I_s} \quad (14-6)$$

对于所选定的 BUL45 型开关晶体管, 在 $I_C = 2\text{A}$ 、 $V_{CE} = 1\text{V}$ 下, h_{FE} 值不低于 7; 而在多数情况下, 当 I_C 为 0.77A 左右时, 晶

体管的 h_{FE} 值一般不低于 10, 从而产生一个 0.077A 的最小基极电流。0.77A 的集电极电流恰是本电子镇流器功率开关晶体管实际工作电流 (0.55A) 的峰值, 因此, 流入变压器初级绕组的电流 I_p 可近似为晶体管峰值集电极电流的一半, 即 $I_p = 0.5 \times 0.77 = 0.385A$ 。将 $I_p = 0.385A$ 、 $I_s = I_B = 0.077A$ 和 $N_p = 2$ 匝代入公式 14-6, 可求出脉冲变压器每一个次级绕组的匝数:

$$N_s = 2 \times \frac{0.385}{0.077} = 2 \times 5 = 10(\text{匝})$$

根据以上近似处理和计算, 当选用 FT6.3 型磁环时, 初级绕组 $T_{1a} = 2$ 匝, 两个次级绕组 $T_{1b} = T_{1c} = 10$ 匝。模拟试验结果表明, 在 $T_{1a} = 2$ 匝下, $T_{1b} = T_{1c} = 8 \sim 10$ 匝即可满足要求。

VT1、VT2 的基极串联电阻 R2 和 R4, 阻值范围为 6.8 ~ 15Ω。当 R2 和 R4 的数值小一点时, 变压器次级基极驱动绕组的匝数一般也相应减少。

5. 输出谐振电路

在图 14-1 中, 扼流圈 L3 和与灯并联的启动电容 C3 组成 LC 串联谐振网络。由于 $C_4 = C_5 \gg C_3$, 所以谐振时的频率主要由 L3 和 C3 的数值所决定 ($f_0 \approx 1/2\pi \sqrt{L_3 \cdot C_3}$)。在灯被启动之后, L3 用作限制灯电流。在 LC 串联谐振电路中, 若设总直流电阻为 R, 那么, RLC 串联电路的阻抗为:

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (14-7)$$

公式中, $\omega = 2\pi f$ 。在正常的工作频率下, 假设忽略直流电阻 R。在每一个功率开关开通时, 流过脉冲变压器初级线圈的电流为 I_p 。而 T_{1a} 是与扼流圈相串联的, 如果用灯电流近似为通过扼流圈 L3 的电流, LC 串联电路的阻抗为:

$$Z = \frac{V_{CC} - V_L}{I_{L3}} \quad (14-8)$$

式中, $V_{CC} \approx 300V$, 为半桥逆变器电路的直流供电电压;

$V_L = 100V$, 为灯点燃时在灯管两端的电压降;

$I_{L3} \approx I_L = 0.55A$, 为通过 L_3 的电流。

因此可得:

$$Z = \frac{300V - 100V}{0.55A} \approx 363.6(\Omega)$$

若忽略半桥逆变器无源支路上电容 C_4 和 C_5 的阻抗, 那么, L_3 的电感量为:

$$L_3 = \frac{Z}{2\pi f} \quad (14-9)$$

将 $Z = 363.6\Omega$ 、 $f = 30 \times 10^3 \text{Hz}$ 代入式(14-9), 得到:

$$L_3 = \frac{363.6}{2 \times 3.14 \times 35000} = 1.65(\text{mH})$$

在有的外文文献中, 通过扼流圈 L_3 的电流 I_{L3} 的取值采用 $2I_p$ (即开关晶体管集电极工作电流的峰值), 以此计算出来的扼流圈 L_3 的电感量仅约 1.2mH , 与实际应该选取的电感量 ($1.6 \sim 2.0\text{mH}$) 相比较偏差过大。试验表明, 利用式(14-8)和式(14-9)求出的扼流圈电感量, 比较接近于实际。

当电感量确定以后, 磁芯的选取和线圈线径与匝数的确定并不困难, 只是步骤比较烦琐。具体的设计方法将在本章第二节、第三节和第四节中详细介绍。

在 LC 串联电路中, 启动电容 C_3 的计算建立在两个假设条件之上: 一是在启动期间, 在较大的电流下晶体管的 h_{FE} 比较低, 晶体管存储时间比较短; 一是由于非常高的 di/dt , 使磁环迅速进入饱和。在灯启动时的频率是比较高的, 设 $f_0 = 60\text{kHz}$,

C₃ 的容量可用下面公式求出：

$$C_3 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 f_0^2 \cdot L_3} \quad (14-10)$$

将 $f_0 = 60 \times 10^3 \text{Hz}$ 、 $L_3 = 1.65 \times 10^{-3} \text{H}$ 代入式(14-10), 可得：

$$C_3 = \frac{1}{4 \times 3.14^2 \times (60000)^2 \times 1.65 \times 10^{-3}} = 4000(\text{pF})$$

选取 $C_3 = 4700\text{pF}/1\text{kV}$ 的标准电容器。在 $C_3 = 4700\text{pF}$ 时, LC 串联电路的谐振频率约为 58kHz。

在半桥无源侧的电容 C₄ 和 C₅, 对于交流信号来说, 是相当于并联的。C₄ 与 C₅ 的并联电容值一般应为启动电容 C₃ 容量值的 20 ~ 100 倍。在本设计中, 取 $C_4 = C_5 = 0.22\mu\text{F}$, 耐压为 250V。

在设计计算中, 由于出现了一些假设条件, 有些元件的取值在实际工作中宜作适当调整。其中需要通过试验进行调整的主要元件就是脉冲变压器和扼流圈, 其它元件基本无需变动。

第二节 断续传导模式不定频率 APFC 升压式预调整器的设计

断续传导模式不定频率峰值电流控制型 APFC 预调整器, 适用于 300W 以下尤其是 100W 以下的电子镇流器中。韩国三星公司生产的 KA7524 型 APFC 控制器 IC, 适合用作设计 30W 和 40W 及双管荧光灯电子镇流器。这种 IC 在同类产品中价格比较低廉, 而且容易买到。我们现在就以 KA7524 作为控制器, 来设计断续模式不定频率升压式 APFC 预调整器。用 KA7524 作为控制器的 APFC 升压式预调整器电路如图 14-5 所示。