

这部分的设计从控制 IC 开始, 设计时把 UC3845 内部的误差放大器旁路掉, 这就意味着光隔离器要能驱动原来由这个误差放大器所驱动同样的电路。由于误差放大器有一个 1.0mA 的电流源, 为了使电路工作, TL431 要从光隔离器的 LED 上抽取 1.0mA, 所有的控制电流都叠加在这个电流上。假定检测的值是 1mA/V, 这样 R_1 的值为

$$R_1 = \frac{5.0V}{5.0mA} = 1.0k\Omega$$

R_2 (光隔离器 LED 的偏置电阻) 为

$$R_2 = \frac{5.0V - (0.5V + 1.4V)}{6.0mA} = 183\Omega \quad (\text{取 } 180\Omega)$$

检测电流大约取为 1.0mA, 这样 R_3 为

$$R_3 = \frac{2.5V}{1.0mA} = 2.5k\Omega \quad (\text{取 } 2.7k\Omega)$$

实际检测电流为

$$I_{\text{sense}} = \frac{2.5V}{2.7k\Omega} = 0.926mA$$

现在要设计每个正极性输出端占反馈量的比例, 以满足应用要求。+5V 是给微处理器和 HCMOS 逻辑电路供电的, 其误差要严格控制在 0.25V 以内。而 $\pm 12V$ 是给运算放大器和 RS232 驱动供电的, 这部分电路对电源的变化相对来说不敏感。+24V 输出端只要误差在 $\pm 2V$ 以内都可以接受, 所以各部分检测电流占反馈量的比例如下: +5V 占 70%; +12V 占 20%; +24V 占 10%。

+5V 的检测电阻 R_4 为

$$R_4 = \frac{(5V - 2.5V)}{0.7 \times 0.926mA} = 3856\Omega \quad (\text{取 } 3.9k\Omega)$$

R_5 (+12V)

$$R_5 = \frac{12V - 2.5V}{0.2 \times 0.926mA} = 51295\Omega \quad (\text{取 } 51k\Omega)$$

R_6 (+24V)

$$R_6 = \frac{24V - 2.5V}{0.1 \times 0.926mA} = 232k\Omega \quad (\text{取 } 240k\Omega)$$

补偿器的元件参数在稍后进行设计。

电流检测电阻

接在功率 MOSFET 源极上的电流检测电阻大概值为

$$R_{sc} = \frac{V_{sc(\text{max})}}{I_{pk}} = \frac{0.7V}{2.81A} = 0.249\Omega$$

在测试阶段, 如果发现在最小输入电压下, 电源无法提供满载功率, 就需要减小该电阻值。

设计反馈补偿器

所有电流型开关电源的输出滤波特性都是单极点的, 参见附录 B。

在控制到输出特性中, +5V 输出端的最低滤波极点频率为

$$f_{fp} = \frac{1}{2\pi \times (5V/0.75A) \times 300\mu F} = 79.6\text{Hz}$$

由于 +5V 占检测量的比例最大，但它的功率只占到输出功率 65W 中的 5W，所以还要计算输出功率最大的输出端滤波器极点，并根据这个极点来设计补偿器。由于该滤波器极点频率比较低，也使补偿器的零点频率偏低，这样只能提高闭环的相位，但不利于系统的稳定。

$$f_{fp(24)} = \frac{1}{2\pi \times (24V/0.25A) \times 141\mu F} = 11.8\text{Hz}$$

系统的直流增益为

$$A_{DC(max)} = \frac{(340V - 5.0V)^2 \times 3 \text{匝}}{340V \times 1V \times 67 \text{匝}} = 14.77$$

该增益用分贝表示为

$$G_{DC(max)} = 20\lg 14.7 = 23.4\text{dB}$$

假设由输出滤波电容的 ESR 引起的零点位置大致在 20kHz 处。

现在要安排误差补偿器的极点和零点的位置。在轻载时，输出滤波器的极点可以用一个零点进行补偿。

$$f_{ez} = f_{fp(light\ load)}$$

$$f_{ep} = f_{z(ESR)}$$

闭环系统的带宽要等于或小于 10kHz。为了达到这个带宽，补偿器所要增加的增益为

$$G_{sv} = 20\lg\left(\frac{10\text{kHz}}{11\text{Hz}}\right) - 23.4\text{dB} = 36.6\text{dB}$$

即绝对增益为 63。

接下来是确定补偿器元件的参数。这些元件的物理量符号，请参见附录中补偿器元件物理量符号部分。^①

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \times 3.9\text{k}\Omega \times 63 \times 20\text{kHz}} = 32\text{pF}$$

$$R_2 = 3.9\text{k}\Omega \times 63 = 240\text{k}\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 11.8\text{Hz} \times 240\text{k}\Omega} = 0.056\mu\text{F}$$

设计输入 EMI 滤波器部分 (参见附录 E)

在这个例子中，EMI 滤波器选用二阶共模滤波器。EMI 滤波器的主要作用是滤除开关噪声和由输入线引入的谐波。滤波器的设计是从估计开关频率处所需的衰减量开始的。

假设在 50kHz 处所要达到的衰减量为 24dB，这要求共模滤波器的转折频率为

$$f_c = f_{sw} 10^{\frac{Att}{20}}$$

式中，Att 是开关频率处所需衰减量的负 dB 值。

$$f_c = 50\text{kHz} \times 10^{\frac{-24}{20}} = 12.5\text{kHz}$$

① 指附录 B 中图 B-20。——译者注

阻尼因数不应小于 0.707, 这样可以保证在转折频率处有 -3dB 的衰减量, 不会因振荡而产生噪声。另外, 由于安全规程中是用电源阻抗模拟网络 (LISN) 进行测试的, 所用的输入阻抗为 50Ω , 所以这里假设输入的阻抗也为该值。下面来计算滤波器的共模电感和 “ γ ” 联结的电容值:

$$L = \frac{R_L \zeta}{\pi f_c} = \frac{50\Omega \times 0.707}{\pi \times 12.5\text{kHz}} = 900\mu\text{H}$$

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} = \frac{1}{(2\pi \times 12.5\text{kHz})^2 \times 900\mu\text{H}}$$

$$= 0.18\mu\text{F}$$

在实际中, 电容值并不允许取得这么大, 能通过交流漏电流测试的最大电容值是 $0.05\mu\text{F}$, 这个值只有计算值的 27%。所以, 电感值要增大 360%, 以维持转折频率不变。因而电感值要取 3.24mH , 阻尼系数也相应变成了 2.5, 不过这个值还是可以接受的。

共模滤波电感 (变压器) 在市场上有现货可以买到, 最接近的型号是 E3493。通过这个滤波器的设计, 使 $500\text{kHz} \sim 10\text{MHz}$ 的谐波至少有 -40dB 的衰减量。如果在 EMI 测试阶段中发现还要加滤波器时, 可以再加一个三阶的差模滤波器。

最终的幅频和相频特性见图 3-71, 电路图见图 3-72。

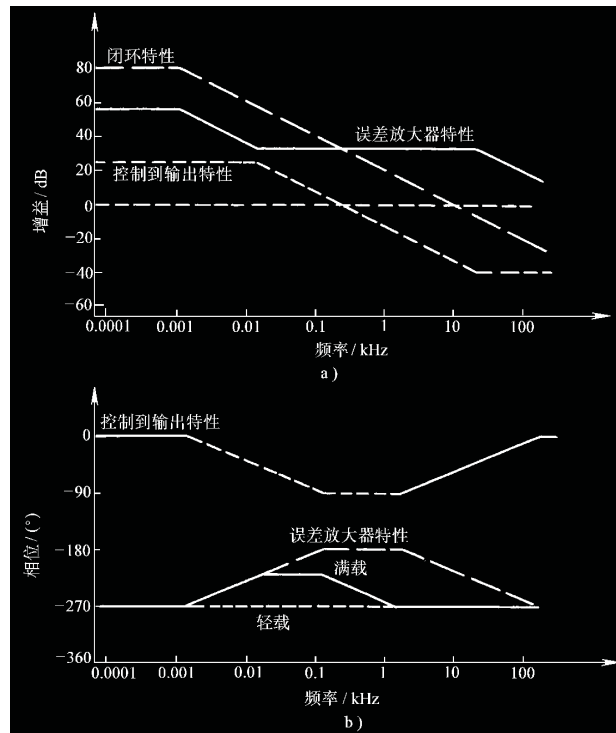


图 3-71 3.15.3 节例中的幅频和相频特性
a) 电源的幅频特性 b) 电源的相频特性

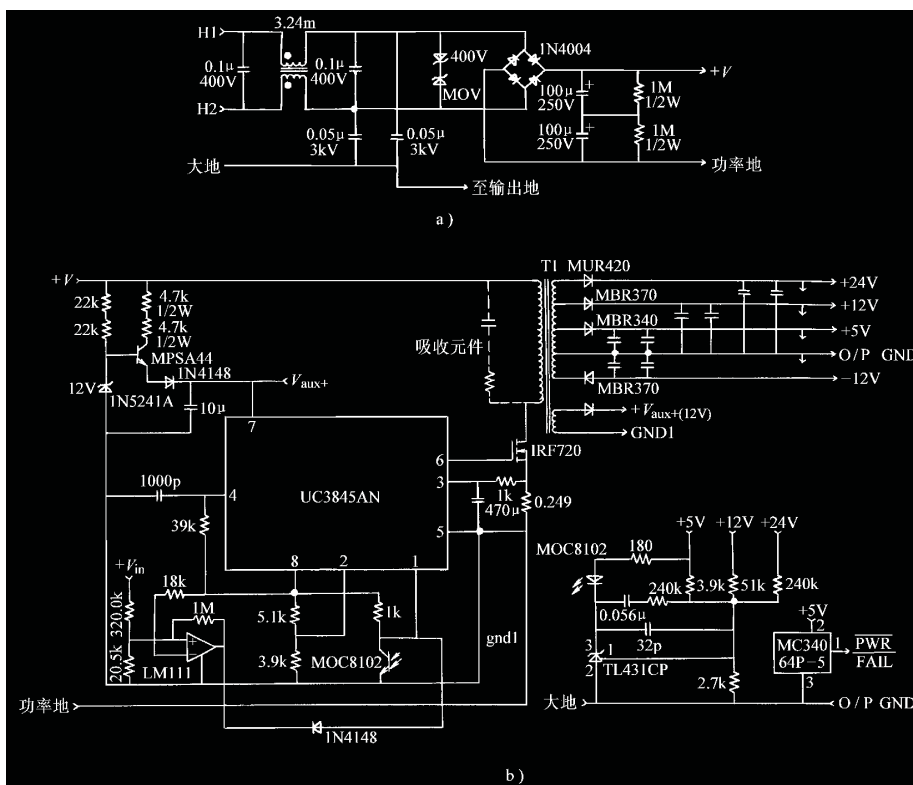


图 3-72 65W 离线反激式变换器
a) 交流输入部分 b) 变换器电路

3.15.4 280W 离线式半桥变换器

这种电源可以在分布式电源系统中应用。它可以为分布式电源系统提供直流 28V 的安全母线电压。这种电源要求交流输入端有一个切换开关，以适应 AC110V 或 AC240V 供电系统，见图 3-77。

技术指标

输入电压范围：AC90 ~ 130V, 50/60Hz

AC200 ~ 240V, 50/60Hz

输出电压：DC + 28V, 最大电流额定值 10A, 最小负载电流 1A

输出纹波电压：50mV (峰峰值)

输出精度：± 2%

成本目标：1000 台批量时，单机 50.00 美元

“黑箱”预先估算

1. 额定输出功率： $p_o = 28V \times 10A = 280W$

2. 估计输入功率： $p_{in(es)} = 280W/0.8 = 350W$

3. 直流输入电压 (AC110V 时要用倍压)

$$\text{a. AC110V 供电时: } V_{\text{in(低)}} = 2 \times 1.414 \times \text{AC90V} = \text{DC254V}$$

$$V_{\text{in(高)}} = 2 \times 1.414 \times \text{AC130V} = \text{DC368V}$$

$$\text{b. AC220V 供电时: } V_{\text{in(低)}} = 1.414 \times \text{AC185V} = \text{DC262V}$$

$$V_{\text{in(高)}} = 1.414 \times \text{AC270V} = \text{DC382V}$$

4. 平均输入电流 (直流)

$$\text{a. 最大平均值: } I_{\text{in(max)}} = 350\text{W}/\text{DC254V} = 1.38\text{A}$$

$$\text{b. 最小平均值: } I_{\text{in(min)}} = 350\text{W}/\text{DC382V} = 0.92\text{A}$$

$$\text{5. 估计最大峰值电流 } I_{\text{pk}} = 2.8 \times 280\text{W}/\text{DC254V} = 3.1\text{A}$$

设计决策

电源采用电流型控制的半桥电路拓扑, 为了减小启动时的浪涌, 加了一个软启动电路。电源要满足 UL、CSA 和 VDE 安全规程。

电源的工作频率定在 100kHz, 控制器 IC 选用 MC34025P。

设计变压器 (参考 3.5.3 节)

磁心采用 E-E 型, 这是因为在所有磁心中, 这种磁心的绕线面积最大。为了通过 VDE 认证, 要加许多绝缘层, 这就要求增大绕线面积。双象限正激式变换器中, 磁心可以不加气隙。磁心材料可以用 3C8 (铁氧体软磁性材料) 或 “F” 材料 (Magnetics 公司)。在这种开关工作频率下, 磁心所产生的铁损是可以接受的。

磁心尺寸的估算值大约是每一边 1.3in (33mm)。最接近这一尺寸的磁心型号是 F-43515。这里除了预定 F-43515 外, 同时预定比这一尺寸大一号的 F-44317, 以防止绕组尺寸超过窗口面积。

如果选用 F-43515 型磁心: 计算一次匝数时, 要考虑电源刚开始启动时的一些情况: 在刚开始工作的几个毫秒内, 整个输入电压都加到一次绕组上。设计时要保证这段时间内变压器不会饱和。变压器要根据最高的环境温度和最大的交流输入电压来进行设计。一次绕组需要的匝数为

$$N_{\text{pri}} = \frac{382\text{V} \times 10^8}{4 \times 100\text{kHz} \times 2800\text{G} \times 0.904\text{cm}^2} = 37.7 \text{ 匝 (取 38 匝)}$$

注意: 这样, B_{max} 在稳态工作时大约在 1300~1500G 之间。

$$N_{\text{sec}} = \frac{1.1 \times (28\text{V} + 0.5\text{V}) \times 38 \text{ 匝}}{(254\text{V} - 2\text{V}) \times 0.95} = 4.97 \text{ 匝}$$

由于 E-E 磁心不能有小数匝, 所以取 5 匝。这样在最小输入电压时得到的最大占空比为

$$\frac{4.95}{5} = \frac{X}{0.95} \quad X = 94\%$$

这个值还是合理的。

对于辅助绕组:

$$\frac{5 \text{ 匝} \times 12.5\text{V}}{28.5\text{V}} = 2.2 \text{ 匝}$$

取 2 匝，因而二次电压就变为 11.4V，这也是可以接受的。

线规：

一次绕组：# 19AWG 或采用其他相当规格的导线。

二次绕组：# 12AWG 或采用其他相当规格的导线。

辅助绕组：# 28AWG

变压器绕线技术

变压器采用交错绕制的方法，一次绕组由 4 股 # 22AWG 组成，二次绕组用 5mil 厚、0.5in (12mm) 宽的铜箔。先把一次绕组的两股线绕在骨架上，接着再绕辅助绕组，绕好后放上三层 1mil 厚的聚酯薄膜胶带进行绝缘。然后再绕上二次绕组，加一层聚酯薄膜后再绕一次绕组的另外两股线。最后用至少两层聚酯薄膜胶带把绕组包扎起来。这些处理见图 3-73。

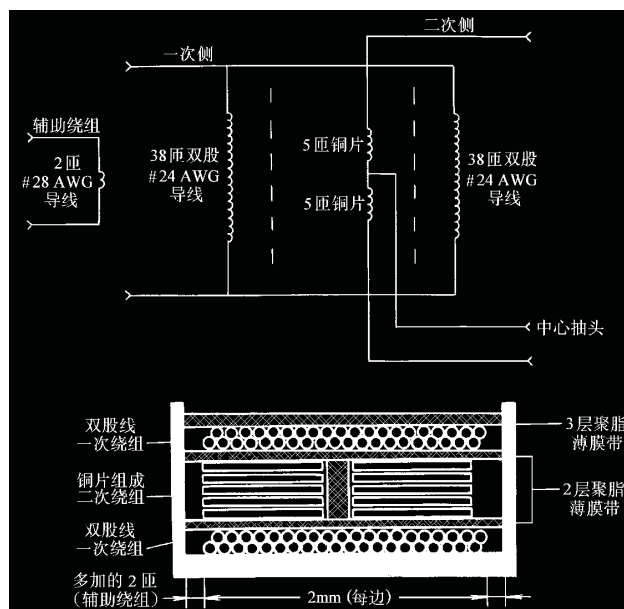


图 3-73 变压器结构

选择功率半导体器件

1. 功率开关管 (参见 3.4 节和 3.7 节)

$$V_{DS} > V_{in} > DC382V, \text{ 取 } 500V$$

$$I_D > I_{in(GW)} > 2.75A, \text{ 取大于 } 4A$$

选用 IRF730 器件。

2. 输出整流二极管：

$$V_R > 2V_{out} = DC56V, \text{ 取大于 } DC70V$$

$$I_{FWD} > I_{out(max)} > 10A, \text{ 取 } 20A$$

选用 MBR20100CT 二极管。

设计输出滤波器

1. 最小输出交流滤波电感值 (参见 3.5.5 节)

$$L_{o(\min)} = \frac{(47\text{V} - 28\text{V}) \times 4.25\mu\text{s}}{1.4 \times 1\text{A}} = 57.6\mu\text{H}$$

用 LI^2 的方法确定 MPP 磁环的大小, 可以选用 P/N55930A2 磁心, 所需的匝数为

$$N_{L_o} = 1000 \sqrt{\frac{0.0576^{\text{①}}}{157}} = 19.2 \text{ 匝 (取 20 匝)}$$

绕在磁环上的导线的线规全部为 #12AWG, 也可以用 100 股的编织线, 以减小集肤效应。

2. 最小输出滤波电容值 (参见 3.6 节)

$$C_{o(\min)} = \frac{10\text{A} \times 4.25\mu\text{s}}{0.05\text{V (峰峰值)}} = 850\mu\text{F}$$

用 4 个 220 μF 铝电解电容并联, 这样通过每个电容的纹波电流就小于 3A。

3. 设计输出直流滤波电感 (参见 3.5.7 节)

参考磁导率与直流偏置曲线 (图 3-22), 在可能的直流偏置下, 所选择的磁导率不能过分低。这里选择在磁场强度为 400e 时, 相对磁导率 μ_r 大于 60 的磁心。

选用与上面磁心大小相同的磁心, 用式 (3-35) 可以得到所需的匝数:

$$N = \frac{400 \times 6.35\text{cm}}{0.4\pi \times 10\text{A}} = 20.2 \text{ 匝 (取 20 匝)}$$

导线的线规要用 #12AWG, 但这种磁心用编织线绕制比较容易, 所以这里选用编织线。要不然, 这种情况下是没有必要用到编织线的。

设计栅极驱动变压器 (参见 3.5.8 节)

这种变压器的设计过程与正激式功率变压器相同。这里选用小的 E-E 磁心, 并且用几层聚酯薄膜胶带把一次绕组和二次绕组隔离开。驱动变压器的电压应力与主变压器的电压应力相同, 所以也要进行相应的绝缘处理。这些绝缘带可以防止 MOSFET 损坏时对控制电路造成影响。

这里用无气隙的 P/N F-41808EC 型 E-E 磁心。

1. 确定一次绕组的匝数 (用式 3-20a、b 或 c, 驱动变压器的设计与正激式功率变压器相同)

$$N_{p1} = \frac{18\text{V} \times 10^8}{4 \times 100\text{kHz} \times 1800\text{G} \times 0.228\text{cm}^2} = 11 \text{ 匝}$$

2. 由于输入控制 IC 的电压大约为 15V, 所以把匝数比定为 1:1, 这样二次匝数也取 11 匝。

绕制的时候, 先绕一次绕组, 然后加两层聚酯薄膜胶带, 再把二次绕组的两股同时绕上, 最后缠上两层聚酯薄膜胶带。所有绕组的导线的线规都用 #30AWG。

① 原文误为 0.576。——译者注

设计启动电路 (参见 3.10 节)

开机启动电路与前面的例子相同。对于有小电压滞环的控制 IC，比如 MC34025，启动电路在发生过电流和启动时，要能提供控制 IC 和驱动 MOSFET 所需的全部电流。从主变压器提供一组辅助电压，它比在启动阶段的“调整”电压高，因而在正常工作时切断流过高损耗的集电极电阻的电流。这样在正常工作时，可以减少几瓦的损耗。

晶体管作为一个线性稳压器（大电流限制），集电极上的电阻消耗了大部分的功率。由于在周围环境温度为 +50°C 时，晶体管消耗的功率大约为 1W，所以要用 TO-220 封装，同时其阻断电压要大于 DC400V。在这里用 TIP50 就足够了。

集电极电阻的大概值（考虑到电压耐量，要用两个电阻串联）为

$$R_{\text{Coll}} = \frac{254\text{V}}{15\text{mA}} = 16.9\text{k}\Omega$$

用两个电阻串联，每个 8.2kΩ。

这些电阻上的功率损耗为

$$P_{\text{D(max)}} = \frac{(382\text{V})^2}{16.4\text{k}\Omega} = 8.8\text{W}$$

如果用两个 8.2kΩ、5W 的电阻串联，这样损耗就分担在两个电阻上，可以保证电阻不会损坏。

基极电阻为

$$R_{\text{base}} = \frac{254\text{V}}{0.50\text{mA}} = 508\text{k}\Omega \text{ (取 } 510\text{k}\Omega)$$

同样，为防止电阻因电压损坏（1/4W 电阻，电压为 250V），用两个 240kΩ、1/4W 的电阻。

设计控制电路

整个控制策略为电流型控制。工业上常用的控制器为 UC3525N 或 MC34025P。这些 IC 可以设置成电流型或电压型控制器，这里设置成电流型控制器。

振荡器频率的设置可以参照定时曲线，为了得到 100kHz 的工作频率， R_T 和 C_T 的值为

$$R_T = 7.5\text{k}\Omega$$

$$C_T = 2200\text{pF}$$

设计电流检测电路

由于半桥电路中无法用电阻检测电流，所以在这个例子中用电流互感器检测主要电流波形。有些变压器制造商用环形磁心生产用于这种目的电流互感器。电流互感器的二次绕组有 50 匝、100 匝和 200 匝的。要根据控制 IC 工作需要来确定二次电压。电流互感器的输出为

$$V_{\text{CT(sec)}} \approx V_{\text{sc}} + 2V_{\text{fwd}} = 1.0\text{V} + 2 \times 0.65\text{V} = 2.3\text{V}$$

选择 100:1 的电流互感器时，二次电流为

$$I_{\text{sec}} = (N_{\text{pri}}/N_{\text{sec}}) \times I_{\text{pri}} = 3.1\text{A}/100 = 31\text{mA}$$

把电流转化成电压所需的电阻为

$$R_{sc} = 2.3V/31mA = 75\Omega$$

由于这个斜率补偿电路始终要通过一个电阻接地，为了改善这个电路，这里把电阻分成两部分，一个电阻加在电流互感器的二次侧，另一个加在整流器后，这两个电阻的阻值均为 150Ω 。当整流二极管导通时，这两个电阻的并联值就和设计的值 75Ω 一致了。在电流检测的输出端，要加一个前缘尖峰滤波器，为了使滤波器引起的信号延时在合理的范围，这里设计的 RC 参数是：电阻 $1k\Omega$ ，电容 $470pF$ 。

斜率补偿器

所有的电流型控制器用在占空比超过 50% 的场合时，在电流波形上要加一个斜率补偿器，否则占空比超过 50% 时，系统会不稳定。通常把振荡器的波形加到电流波形上，使电流波形斜度增加，从而使电流检测的比较器提早翻转。另外，还有个经常被疏忽的问题，就是振荡器的带载能力。这里采用 PNP 管的射极跟随器来提高振荡器的带载能力。这部分电路见图 3-74。

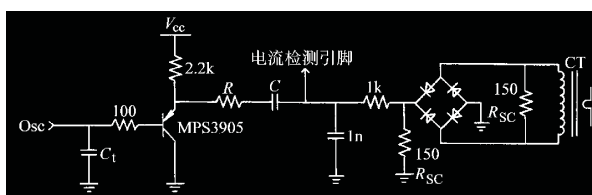


图 3-74 电流斜率补偿器引脚

斜率补偿器的设计只是定性的，最后在试验板上还要进行调整。为使电源系统稳定所加的斜坡电压，可以根据下面式子计算。其中 A_i 是接在变压器输出端和电流检测引脚间的降压比。

$$\begin{aligned} S_e &= \frac{V_{sec} (\Delta_{max} - 0.18) A_i}{L_o} = \frac{V_{sec} (\Delta_{max} - 0.18) N_{sec} N_{ICT} R_{sc}}{L_o N_{pri} N_{2CT}} \\ &= \frac{32V \times (0.94 - 0.18) \times 5 \text{匝} \times 1 \text{匝} \times 75\Omega}{58\mu H \times 38 \text{匝} \times 100 \text{匝}} \\ &= 4.1 \times 10^4 \text{V/s}^{\ominus} \end{aligned}$$

在最大的导通时间结束的时候，需要加到电流斜坡信号上的斜坡电压为

$$\Delta V_r = 4.1 \times 10^4 \text{V/s}^{\ominus} \times 4.25\mu s = 0.174V$$

可以把连在射极跟随器和电流检测滤波电容之间的部分看成是一个电阻分压器。由于引脚 7 要增加一个 $0.17V$ 的电压（通过一个 $1k\Omega$ 的电阻），所以加在这一点上的电流为 $0.17V/1k\Omega$ ，也就是 $170\mu A$ 。PNP 管到引脚 7 的耦合电容主要是把振荡波形叠加到电流斜坡中，所以有

$$R_{sc} = \frac{V_{osc}}{2I_{sc}} = \frac{4.5V - 2.3V}{2 \times 170\mu A} = 6.47k\Omega \text{ (取 } 6.2k\Omega)$$

[⊖] 原文误为 $4.1 \times 10^4 \text{V}/\mu s$ 。——译者注

[⊖] 原文误为 $4.1 \times 10^4 \text{V}/\mu s$ 。——译者注

设计电压反馈环

电压反馈环要使一次侧与二次侧隔离，这里用的是光隔离器隔离的方法。电压反馈电路见图 3-75。

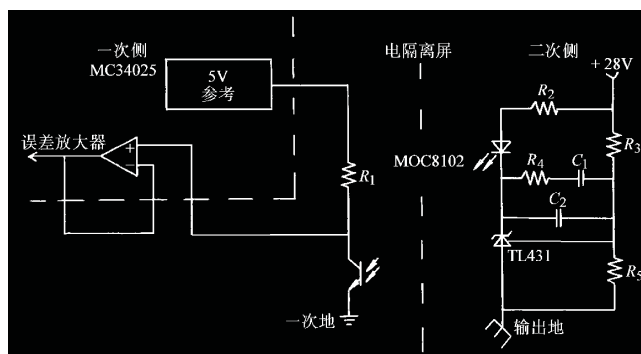


图 3-75 电压反馈电路

MC34025 内部的误差放大器有个图腾柱输出，因此它的输出不容易被屏蔽掉。把这部分当作简单的电压跟随器，误差放大的功能完全由接在二次侧的 TL431 来实现。

电源二次侧中，把通过电压检测电阻分压网络的电流值设置为 1mA（也就是每伏 1kΩ）。用最接近的 2.7kΩ 电阻产生的实际检测电流为 0.926mA。这样就很容易计算出上端的电阻 R_3 ：

$$R_{\text{upper}} = \frac{28\text{V} - 2.5\text{V}}{0.926\text{mA}} = 27.54\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 27\text{k}\Omega)$$

用来给光隔离器和 TL431 提供偏置电流的电阻阻值是由 TL431 工作所需的最小电流 1mA 决定的。如果流过分支的电流为 6mA，这样偏置电阻 R_5 的阻值为

$$\begin{aligned} R_{\text{bias}} &= \frac{28\text{V} - (2.5\text{V} + 1.4\text{V})}{6\text{mA}} \\ &= 4016\Omega \quad (\text{取 } 3.9\text{k}\Omega, 1/4\text{W}) \end{aligned}$$

在一次侧，光隔离器的输出晶体管是一个共发射极放大器。MOC8102 典型的电流传输比为 100%，误差为 ±25%。当 TL431 完全导通的时候，通过 MOC8102 的电流为 6mA，这时晶体管已经进入饱和状态，所以集电极上的电阻为

$$R_{\text{collector}} = \frac{5\text{V} - 0.3\text{V}}{6\text{mA}} = 783\Omega \quad (\text{取 } 820\Omega)$$

到这里就完成了无补偿的电压反馈电路设计

设计电压反馈补偿器（参见附录 B）

电流型控制、正激式变换器具有单极点的滤波特性，最佳的补偿方法是用单极点、单零点的补偿器。

首先要计算控制到输出的特性。

开环时的系统直流增益为

$$A_{DC} = \frac{V_{in}}{\Delta V_c} \cdot \frac{N_{sec}}{N_{pri}}$$

$$= \frac{382V \times 5 \text{匝}}{1V \times 38 \text{匝}} = 50.2$$

用分贝来表示系统的直流增益为

$$G_{DC} = 20\lg(A_{DC}) = 34\text{dB}$$

电源的负载最轻时, 输出滤波器的极点位置最低。负载最轻时, 负载的等效电阻为 $28V/1A$, 即 28Ω , 这样极点的最低位置为

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_L C_o}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 28\Omega \times 880\mu\text{F}}$$

$$= 6.5\text{Hz}$$

控制到输出特性上由于输出滤波电容 ESR 引起的零点位置可以由两种方法来确定: 如果电容的数据手册上有 ESR 的确切值, 零点位置就可以计算出来; 如果没有, 就用粗略估计方法来确定。用四个铝电解电容并联, 使总的 ESR 只有每个电容 ESR 的 $1/4$ 。在这个例子中, 把零点位置估计在 10kHz 。

根据附录 B 的步骤, 误差放大补偿器的极点和零点位置如下:

$$f_{cz} = f_p = 6.5\text{Hz}$$

$$f_{cp} = f_{z(\text{ESR})} = 10\text{kHz}$$

系统的闭环带宽 f_{30} 选择 6kHz , 当然带宽也可以达到 $15 \sim 20\text{kHz}$ 。但是, 在开关频率一半的位置上有一个双重极点, 如果太靠近这个位置会减小闭环的相位和幅度裕度。

为了达到设计的闭环带宽, 误差放大器所要增加的增益为

$$G_{30} = 20\lg\left(\frac{f_{30}}{f_p}\right) - G_{DC}$$

$$= 20\lg\left(\frac{6000\text{Hz}}{6.5\text{Hz}}\right) - 34\text{dB} = 25.3\text{dB}$$

把这个值转换成绝对增益为

$$A_{30} = 10\left(\frac{G_{30}}{20}\right) = 18.4$$

知道或确定了闭环特性上临界点的值后, 就可以计算各个元件的参数 (器件的物理量符号参见图 3-75)。^①

$$C_2 = \frac{1}{2\pi A_{30} R_3 f_{cp}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 18.4 \times 27\text{k}\Omega \times 4000\text{Hz}} = 80\text{pF}$$

$$R_4 = A_{30} R_3$$

$$= 18.4 \times 27\text{k}\Omega = 496\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 510\text{k}\Omega)$$

① 原文误为图 3-69。——译者注

$$\begin{aligned}
 C_2 &= \frac{1}{2\pi R_4 f_{ez}} \\
 &= \frac{1}{2\pi \times 510\text{k}\Omega \times 6.5\text{Hz}} \\
 &= 0.048\mu\text{F} \quad (\text{取 } 0.05\mu\text{F})
 \end{aligned}$$

设计整流器和输入滤波器电路

输入滤波电容的大约值用下式计算:

$$\begin{aligned}
 C_{in} &= \frac{I_{in(av)}}{8fV_{ripple}(p-p)} \\
 &= \frac{1.38\text{A}}{8 \times 120\text{Hz} \times 20\text{V}} = 72\mu\text{F}
 \end{aligned}$$

整流桥上所用的标准整流器件的电流容量要满足在低输入电压时产生的最大平均电流值。这个最大值在前面的黑箱设计阶段就给出了。所以这个整流器件的导通电流要大于 2A，最小阻断电压为两倍的最高输入电压，也就是 764V。可以选用 1N5406。

设计输入 EMI 滤波器 (参见附录 E)

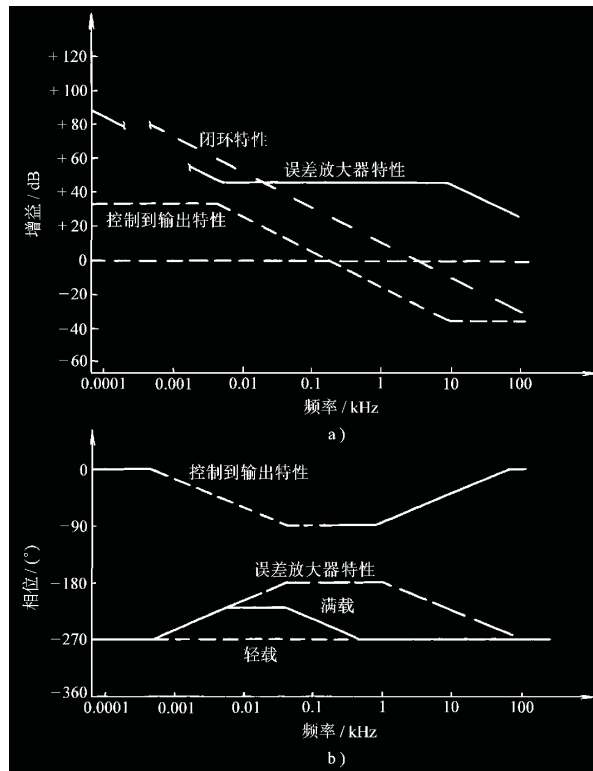


图 3-76 3.15.4 节例中的幅频和相频特性
a) 系统的幅频特性 b) 系统的相频特性

滤波器选用两阶的共模滤波器。由于工作频率为 100kHz，所以在 100kHz 处所需达到的衰减定为 -24dB。共模滤波器的转折频率为

$$f_c = f_{sw} \times 10^{\left(\frac{Att}{40}\right)}$$

式中 Att——在开关频率处衰减的负 dB 值。

$$f_c = 100\text{kHz} \times 10^{\left(\frac{-24}{40}\right)} = 25\text{kHz}$$

阻尼系数取不小于 0.707 是比较合适的，这样在转折频率处有 -3dB 的衰减量，就不会因振荡而产生噪声。另外，由于安全规程中是用 LISN 进行测试的，所用的输入阻抗为 50Ω，所以这里假设输入的阻抗也为该值。下面来计算滤波器

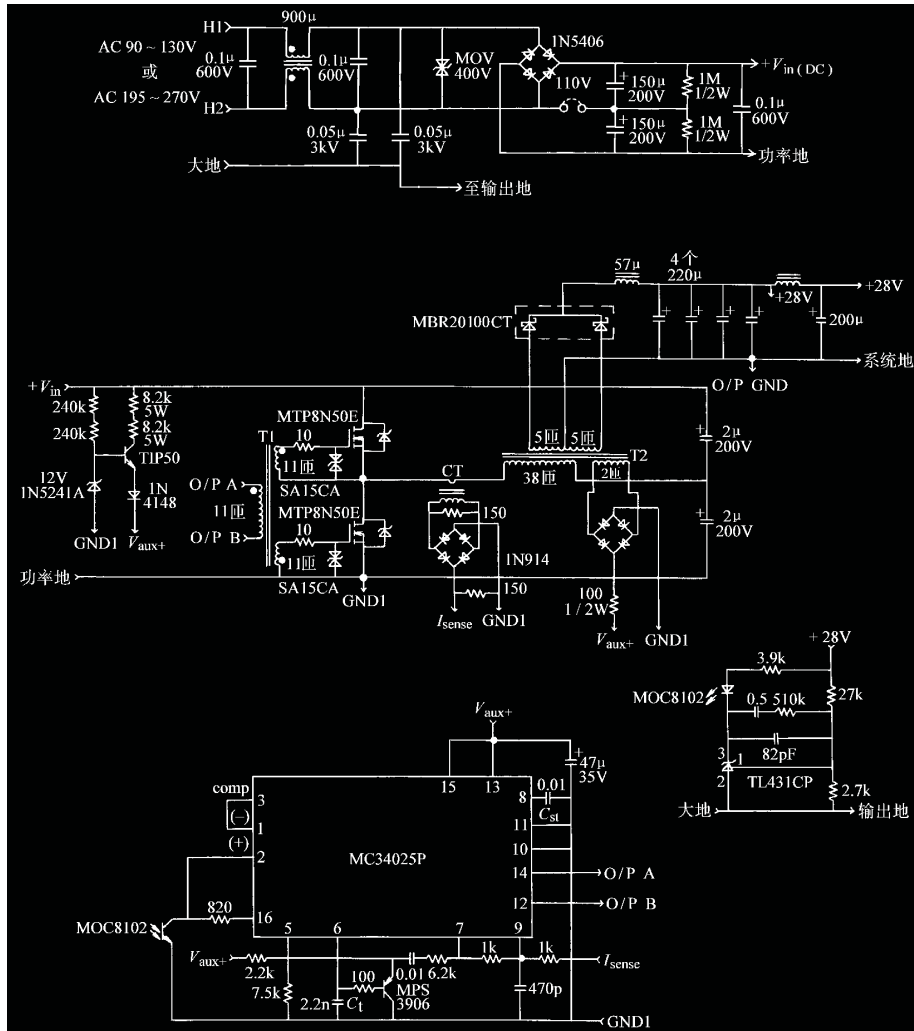


图 3-77 100Hz、280W 半桥变换器电路

的共模电感和“ γ ”联结的电容值:

$$L = \frac{R_l \zeta}{\pi f_c} = \frac{50\Omega \times 0.707}{\pi \times 25\text{kHz}} = 450\mu\text{H}$$
$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} = \frac{1}{(2\pi \times 25\text{kHz})^2 \times 450\mu\text{H}}$$
$$= 0.09\mu\text{F} \quad (\text{取 } 0.1\mu\text{F})$$

在实际中,电容值并不允许取得这么大,能通过交流漏电流测试的最大电容值是 $0.05\mu\text{F}$,只有计算值的50%,所以电感值要增大到200%,以维持相同的转折频率。这样电感值要取 $900\mu\text{H}$,阻尼系数也变成了2.5,不过这个值还是可以接受的。最终的幅频和相频特性见图3-76,电路图见图3-77。

第 4 章 改善开关电源效率的整形技术

过去的 20 年里，在改善基本 PWM 开关电源效率方面已经作了很多研究和努力。20 世纪 80 年代，效率的提高主要通过改进半导体器件和铁氧体磁材料这两种途径实现，使得开关频率提高，并使效率比基于双极型晶体管的设计提高了 5%~10%。最新的技术包括软开关技术。这些技术的改进以及同步整流器的使用（如果适用的话）使得开关电源的效率一般都超过 90%。

现阶段电路技术的努力目标，主要是减少或消除开关期间的电压电流乘积。在基本 PWM 变换器内的这种波形“微调”使电源的效率增加了 5%~10%，尽管实现这种微调会大大增加开发工作量。应注意避免电源功率部分的快速功率开关成为电磁干扰源。在电源的总体设计中，印制电路板的设计也变得很重要。

为了改进效率而进行的任何电源能量传输的改变，必须在适当的地方使这部分能量传输回来，不然效率就无法提高，因而有必要充分理解电源的工作原理和其中的微调电路。

4.1 PWM 开关电源内部的主要损耗

要提高开关电源的效率，就必须分辨和粗略估算各种损耗。开关电源内部的损耗大致可分为四个方面：开关损耗、导通损耗、附加损耗和电阻损耗。这些损耗通常会在有损元器件中同时出现，下面将分别讨论。

3.4 节的表 3-3 给出了一些有关主要损耗的位置和程度。表中数据是效率未经改善的基本开关电源的损耗值，因此这些数据可看作是某个特定电路的最低效率值。在电源内部交流节点处可以观察到主要损耗的分布情况。从单个或多个节点（取决于电路拓扑是否采用变压器隔离），可以观察到功率开关和整流器的开关过程和导通情况。最重要的交流节点是功率开关的漏极或集电极，其次是输出整流器的阳极，在大多数情况下，这些节点是提高开关电源效率的关键点。

与功率开关有关的损耗

功率开关是典型的开关电源内部最主要的两个损耗源之一。损耗基本上可分为两部分：**导通损耗**和**开关损耗**。导通损耗是当功率器件已被开通，且驱动和开关波形已经稳定以后，功率开关处于导通状态时的损耗；开关损耗是出现在功率开关被驱动，进入一个新的工作状态，驱动和开关波形处于过渡过程时的损耗。这些阶段和它们的波形见图 4-1。

导通损耗可由开关两端电压和电流波形乘积测得。这些波形都近似线性，导通期间的功率损耗由式 (4-1) 给出。

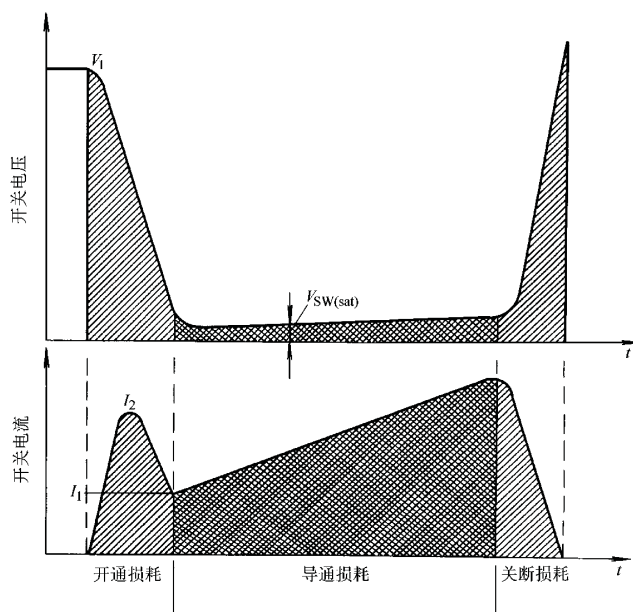


图 4-1 功率开关损耗

$$P_{D(\text{conduc})} = V_{\text{sat}} I_{\text{sat}} \quad (4-1)$$

控制这个损耗的典型方法是使功率开关导通期间的电压降最小。要达到这个目的，设计者必须使开关工作在饱和状态。这些条件由式 (4-2a) 和式 (4-2b) 给出，通过基极或栅极过电流驱动，确保由外部元器件而不是功率开关本身对集电极或漏极电流进行控制。

$$\text{BJT: } P_{D(\text{conduc})} = V_{\text{CE}} I_{\text{C}} \quad (4-2a)$$

$$\text{MOS: } P_{D(\text{conduc})} = I_{\text{D}}^2 R_{\text{DS(on)}} \quad (4-2b)$$

电源开关转换期间的开关损耗就更复杂，既有本身的因素，也有相关元器件的影响。与损耗有关的波形只能通过电压探头接在漏源极（集电极）端的示波器观察得到，交流电流探头可测量漏极或集电极电流。测量每一开关瞬间的损耗时，必须使用带屏蔽的短引线探头，因为任何有长度的非屏蔽的导线都可能引入其他电源发出的噪声，从而不能准确显示真实的波形。一旦得到了好的波形，就可用简单的三角形和矩形分段求和的方法，粗略算出这两条曲线所包围的面积。例如图 4-1 的开通损耗可用式 (4-3) 计算。

$$P_{D(\text{turn-on})} = f_{\text{sw}} \{V_1/2 [I_1 + (I_2 - I_1)/2]\} t_{\text{turn-on}} \quad (4-3)$$

这个结果只是功率开关开通期间的损耗值，再加上关断和导通损耗可以得到开关期间的总损耗值。

与输出整流器有关的损耗

在典型的非同步整流器开关电源内部的总损耗中，输出整流器的损耗占据了

全部损耗的 40% ~ 65%。所以理解这一节非常重要。从图 4-2 中可看到与输出整流器有关的波形。

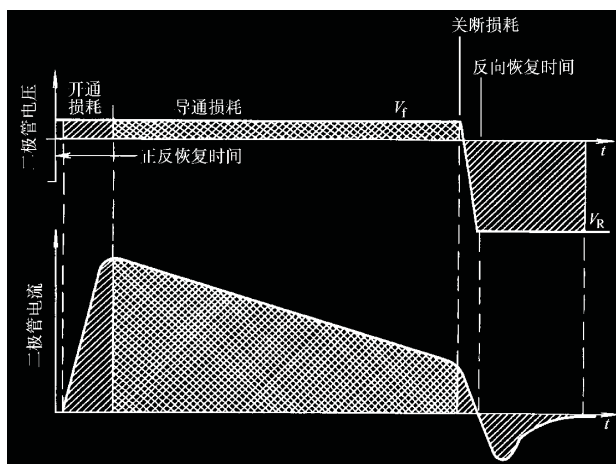


图 4-2 整流器损耗

整流器损耗也可以分成三个部分：开通损耗、导通损耗、关断损耗。

整流器的导通损耗就是在整流器导通并且电流电压波形稳定时的损耗。这个损耗的抑制是通过选择流过一定电流时最低正向压降的整流管而实现的。PN 二极管具有更平坦的正向 V-I 特性，但电压降却比较高 (0.7 ~ 1.1V)；肖特基二极管转折电压较低 (0.3 ~ 0.6V)，但电压-电流特性不太陡，这意味着随着电流的增大，它的正向电压的增加要比 PN 二极管更快。将波形中的过渡过程分段转化成矩形和三角形面积，利用式 (4-3) 可以计算出这个损耗。

分析输出整流器的开关损耗则要复杂得多。整流器自身固有的特性在局部电路内会引发很多问题。

开通期间，过渡过程是由整流管的正向恢复特性决定的。正向恢复时间 t_{on} 是二极管两端加上正向电压到开始流过正向电流时所用的时间。对于 PN 型快恢复二极管而言，这个时间是 5 ~ 15ns。肖特基二极管由于自身固有的更高的结电容，因此有时会表现出更长的正向恢复时间特性。尽管这个损耗不是很大，但它能在电源内部引起其他的问题。正向恢复期间，电感和变压器没有很大的负载阻抗，而功率开关或整流器仍处于关断状态，这使得储存的能量产生振荡，直至整流器最终开始流过正向电流并钳位功率信号。

关断瞬间，反向恢复特性起主要作用。当反向电压加在二极管两端时，PN 二极管的反向恢复特性由结内的载流子决定，这些迁移率受限的载流子需要从原来进入结内的反方向出去，从而构成了流过二极管的反向电流。与此相关的损耗可能会很大，因为在结区电荷被耗尽前，反向电压会迅速上升得很高，反向电流通过变压器反射到一次侧功率开关，增加了功率管的损耗。以图 4-1 为例，可以看到开通期间的电流峰值。