

图 3-63a 所示的是把电容排成一行，依次把它们连接起来的方法，使靠近功率开关管或整流器的电容分到的纹波电流远多于相距较远的电容分到的纹波电流，这会缩短距离较近的电容的寿命。图 3-63b 所示的并联电容的连接方法就比较合理。

设计者要尽量在环路的两边，让电容从纹波电流源开始呈“放射性对称布置”。

3.14.5 开关电源 PCB 制作的最佳方法

开关电源布置的最佳方法与它的电气设计类似。最佳设计流程如下：

1. 放置变压器或电感。
2. 布置功率开关管电流环路。
3. 布置输出整流器电流环路。
4. 把控制电路与交流功率电路连接。
5. 布置输入环路和输入滤波器。

6. 布置输出负载环路和输出滤波器。

有个比较好的规则是把 PCB 尽可能敷铜，也就是要使 PCB 没有大的空白区域。为了把空白区域填满，可以把地线和电源线加粗。这样做有两个好处：第一，改善变换器散热条件；第二，大面积的铜可以捕获射频能量，并通过涡流方式很好地消耗掉。

当然，电源通常是安排到最后来放置的，所以放置的空间很小，位置也不理想，所以没有必要严格地按上面的流程设计 PCB，每位设计者应在掌握电气方面的重要部分的基础上，做出自己最好的设计。

3.15 开关电源设计实例

目前开关电源的设计有两种途径：从最底层开始设计和从数据手册上拷贝电路的方法。目前市场上有很多很好的控制集成芯片，而且这些芯片的数据手册上都有事先准备好的设计步骤。本书的目的是让读者对开关电源设计有更进一步深入、扎实的理解。下面的设计例子包含了开关电源所需的控制 IC 的使用方法。这些设计例子所包含的开关电源基本原理胜过了一些控制 IC 资料提供的电源设计简易方法。这些基本原理在磁性元件、反馈补偿器、输入输出滤波器的设计方

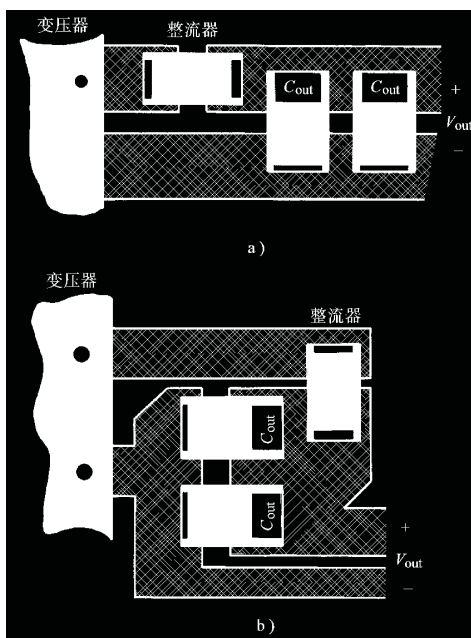


图 3-63 并联电容的布置
a) 并联电容不合理的布置方法
b) 并联电容比较理想的布置方法

面也很有效。

下面的例子虽然乏味，但对理解 PWM 开关电源的设计过程有很大的指导作用。

3.1.5.1 板载的 10W 降压 Buck 变换器

应用场合

在一些线性电源产生的热量对电路来说无法忍受的场合，开关电源就可以作为板载电源使用。前置粗调节器的输出在 +10 ~ +18V 之间变化，板载电源的输出电压为 +3.3V。

在这个设计例子中，特意不用高度集成的 Buck 控制 IC，这是为了更好地演示开关电源器件的选择和设计过程，见图 3-64。

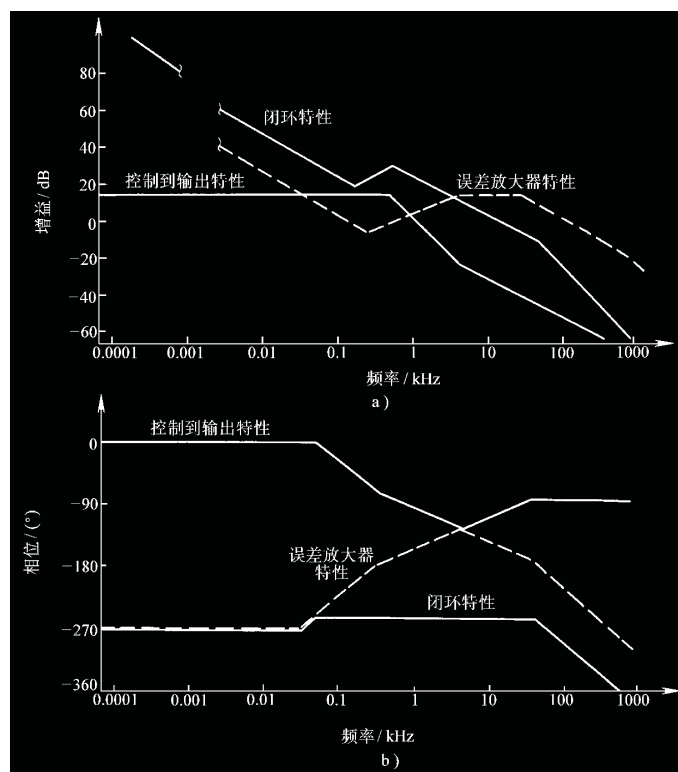


图 3-64 例 3.1.5.1 的幅频和相频博德图
a) Buck 变换器幅频特性 b) Buck 变换器相频特性

技术指标

输入电压范围: DC + 10 ~ + 14V

输出电压: DC + 5V

最大输出电流: 2A

输出电压纹波峰峰值: +30mV

输出精度: $\pm 1\%$

“黑箱”预先估计

输出功率: $+5.0\text{V} \times 2\text{A} = 10.0\text{W}$ (max)

输入功率: $P_{\text{out}}/\eta_{\text{Est}} = 10.0\text{W}/0.80 = 12.5\text{W}$

功率开关损耗: $(12.5\text{W} - 10\text{W}) \times 0.4 = 1.0\text{W}$

续流二极管损耗: $(12.5\text{W} - 10\text{W}) \times 0.6 = 1.5\text{W}$

输入平均电流

低电压输入时: $12.5\text{W}/10\text{V} = 1.25\text{A}$

高电压输入时: $12.5\text{W}/14\text{V} = 0.9\text{A}$

估计峰值电流: $1.4I_{\text{out(max)}} = 1.4 \times 2.0\text{A} = 2.8\text{A}$

要求的工作频率: 100kHz

电感设计 (参考 3.5.5 节)

最差工作条件是发生在高输入电压的情况。

$$L_{\text{min}} = \frac{(V_{\text{in(max)}} - V_{\text{out}}) (1 - V_{\text{out}}/V_{\text{in(max)}})}{1.4I_{\text{out(min)}}f_{\text{sw}}}$$

$$= \frac{(14\text{V} - 5\text{V}) (1 - 5\text{V}/14\text{V})}{1.4 \times 0.5\text{A} \times 100\text{kHz}} = 82.6\mu\text{H}$$

式中 $V_{\text{in(max)}}$ ——输入电压最大值;

V_{out} ——输出电压;

$I_{\text{out(min)}}$ ——最小负载电流;

f_{sw} ——工作频率。

电感采用在 J 型引线塑料安装板上安装的表面安装环形电感。从很多厂商那里都可以得到标准表面安装的电感, 在这里选用 Coilcraft 公司的器件, 型号为 DO3340P-104。

选择功率开关和续流二极管

功率开关: 功率开关选用 P 沟道的功率 MOSFET。最大输入电压是 DC18V, 因而 V_{DS} 额定值要大于 30V。峰值电流为 2.8A, 同时为了使损耗小于 1W, 所以可以估算 R_{DS} 应小于:

$$R_{\text{DS(on-max)}} = P_{\text{D(ESD)}}/I_{\text{pk(ESD)}}^2$$

$$= 1\text{W}/(2.8\text{A})^2 < 0.127\Omega \text{ (最大)}$$

这里选用的是常用的 SO8 封装、导通电阻为 0.045 Ω 的 FDS9435 型 P 沟道 MOSFET。

续流二极管: 为了减小导通损耗和开关损耗, 续流二极管要选用肖特基二极管, 这种二极管在 3A 峰值电流时, 它的导通电压是可以接受的。MBRD330 在流过 3A 电流时的压降为 0.45V (+25 $^{\circ}\text{C}$)。

输出电容 (参考 3.6 节)

输出电容值由下式决定:

$$\begin{aligned}
 C_{\text{out}(\text{min})} &= \frac{I_{\text{out}(\text{avg})} (1 - DC_{(\text{min})})}{f_{\text{sw}} V_{\text{ripple}(\text{p-p})}} \\
 &= \frac{2\text{A} \times (1 - 5\text{V}/14\text{V})}{100\text{kHz} \times 30\text{mV}} = 429\mu\text{F}
 \end{aligned}$$

对输出和输入滤波电容主要关心的是流过这些电容的纹波电流。在这种情况下，纹波电流与电感上电流的交流分量是相同的。电感电流的最大值是 2.8A，纹波电流的峰峰值约为 1.8A，纹波电流的有效值约为 0.6A（大约为峰峰值的 1/3）。

这里选用的是表面安装的钽电容，这种电容的 ESR 只有电解电容的 50%。在周围环境温度为 +85℃ 时，建议将电容的容量降额 30%。

最好是选用 AVX 公司生产的电容，AVX 公司的电容的 ESR 很小，这样就允许流过比较大的纹波电流。这些电容比较特殊，并不常用。下面的任何一种电容都可以满足输出要求。

AVX 公司：

TPSE477M010R0050 470 μF (20%)，10V，50m Ω ，1.625A (有效值)

TPSE477M010R0100 470 μF (20%)，10V，100m Ω ，1.149A (有效值)

Nichicon：

F751A477MD 470 μF (20%)，10V，120m Ω ，0.92A (有效值)

同时满足这种容量、额定电压和 ESR 小的表面安装电容很少。比较可行的办法是把容量不小于设计值一半的两个电容并联起来，这样可选择的电容较多，ESR 也比较小。在这种情况下，可以选用两个 330 μF 、10V 的钽电容并联。下面列出的就是可选用的电容：

KEMET 公司：

T510X337M010AS 330 μF (20%)，10V，35m Ω ，2.0A (有效值)

Nichicon 公司：

F751A337MD 330 μF (20%)，10V，150m Ω ，0.8A (有效值)

输入滤波电容

输入滤波电容的电流与功率开关的电流波形一样，这些电流波形是梯形的，它从 1A 的初始值以很陡的斜率上升到 2.8A。输入滤波电容的工作条件比输出滤波电容要恶劣得多。估计梯形电流的有效值时，可以把电流波形看成是由一个峰值为 1A 的矩形波和峰值为 1.8A 的三角波叠加组成。这样估计得到的电流有效值大约是 1.1A，电容值可以从下式算出：

$$\begin{aligned}
 C_{\text{in}} &= \frac{P_{\text{in}}}{f_{\text{sw}} V_{\text{ripple}(\text{p-p})}^2} = \frac{12.5\text{W}}{100\text{kHz} \times 1.0\text{V}^2} \\
 &= 125\mu\text{F}
 \end{aligned}$$

电容的额定电压越高，它的容量就越小，这样可以用两个 68 μF 的电容并联。可选用的电容如下：

AVX：(每个电源需要 2 个)

TPS686M016R0150 68 μF (20%)，16V，150m Ω ，0.894A (有效值)

AVX: (每个电源需要 3 个)

TAJ476M016 47 μ F (20%), 16V, 900m Ω , 0.27 Ω (等效值)

Nichicon: (每个电源需要 3 个)

F721C476MR 47 μ F (20%), 16V, 750m Ω , 0.19 Ω (等效值)

选择控制器 IC

Buck 控制器 IC 所要考虑的性能如下:

1. 可以直接从输入电压供电工作。
2. 逐周过电流限制。
3. 图腾柱 MOSFET 驱动能力。

市场上有许多 Buck 控制芯片, 在这里选用的是 UC3873。这款芯片的内部电压误差放大器的参考电压为 1.5 (1 \pm 2%) V。

设置工作频率 (C_1)

参考数据手册, 开关频率是按下面公式设置:

$$C_1 = 1 / (15k\Omega \times f_{sw}) = 1 / (15k\Omega \times 100kHz) \\ = 666pF \text{ (取最接近的值为 } 680pF)$$

电流检测电阻 (R_1)

这种 IC 的保护方式是逐周电流检测, 当电流信号超过 0.47V 的阈值时, 就立刻关断功率开关。

在设计时, 在最大的电流峰值与保护的电流阈值之间留了 25% 的裕度 (保护值为 1.25 \times 2.8A = 3.5A)。

$$R_1 = 0.47V / 3.5A = 0.134\Omega$$

最接近的电阻值为 0.1 Ω 。

电压检测电阻分压网络 (R_3 和 R_4)

R_4 (下端的电阻)

$$R_4 = 1.5V / 1mA = 1.49k\Omega \text{ (1\%)}$$

这样检测的电流为 1.006mA。

R_3 (上端电阻)

$$R_3 = (5.0V - 1.5V) / 1.006mA = 3.48k\Omega \text{ (1\%)}$$

电压反馈环补偿 (参考附录 B)

这个例子是电压型正激式变换器, 为了得到最好的暂态响应, 选用 2 个极点, 2 个零点的补偿器。

确定控制到输出特性

输出滤波器的极点是由滤波电感和电容决定的, 超过转折频率后, 以 -40dB/dec 下降。滤波器的转折频率为

$$f_{\phi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_o C_o}} \\ = \frac{1}{2\pi \sqrt{100\mu H \times 660\mu F}} = 619Hz$$

由输出滤波电容的 ESR 引起的零点为 (两个 ESR 为 $120\text{m}\Omega$ 的电容并联):

$$f_{\text{zst}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{est}} C_o} = \frac{1}{2\pi \times 60\text{m}\Omega \times 660\mu\text{F}} = 4020\text{Hz}$$

电路的直流增益绝对值为

$$A_{\text{DC}} \approx V_{\text{in}} / \Delta V_{\text{error}} = 14\text{V} / 3.0\text{V} = 4.66$$

$$G_{\text{DC}} = 20\lg(A_{\text{DC}}) = 13.4\text{dB}$$

设置补偿器极点和零点的位置

闭环幅频特性的穿越频率不能高于 20% 的开关频率 (20kHz)。笔者在设计时发现, 穿越频率在 10~15kHz 之间, 电路性能可以满足多数应用要求。暂态响应时间为 200 μs 。

$$f_{\text{zo}} = 15\text{kHz}$$

首先假设补偿后的系统回路增益是以 -20dB/dec 的斜率下降。为了得到 15kHz 的穿越频率, 放大器要增大输入信号的增益, 使博德图 (曾称为伯德图) 上的曲线上移。

$$G_{\text{zo}} = 20\lg(f_{\text{zo}}/f_{\text{p}}) - G_{\text{DC}} = 20\lg(15\text{kHz}/619\text{Hz}) - 13.4\text{dB} \\ = G_2 = +14.3\text{dB}$$

$$A_{\text{zo}} = A_2 = 5.2 \text{ (绝对值)}$$

这就是为了得到所要的穿越频率而需要的中频带的增益 (G_2)。

在第一个补偿零点处的增益为

$$G_1 = G_2 + 20\lg(f_{\text{ez}}/f_{\text{q1}}) = +14.3\text{dB} + 20\lg(310\text{Hz}/4020\text{Hz}) \\ G_1 = -8\text{dB}$$

$$A_1 = -0.4 \text{ (绝对值)}$$

为了补偿滤波器两个极点, 在滤波极点的一半处设置两个零点:

$$f_{\text{ez1}} = f_{\text{ez2}} = 310\text{Hz}$$

第一个补偿极点设置在电容的 ESR 频率 (4020Hz)。

$$f_{\text{q1}} = 4020\text{Hz}$$

第二个补偿极点通过对高于穿越频率的增益衰减来维持高频的稳定性。

$$f_{\text{q2}} = 1.5f_{\text{zo}} = 22.5\text{kHz}$$

这样就可以计算误差放大器的补偿参数:

$$C_7 = \frac{1}{2\pi f_{\text{zo}} A_2 R_3} = \frac{1}{2\pi \times 15\text{kHz} \times 5.2 \times 3.48\text{k}\Omega} \\ = 586\text{pF} \text{ (取 } 560\text{pF)}$$

$$R_2 = A_1 R_1 = 0.4 \times 3.48\text{k}\Omega = 1.39\text{k}\Omega \text{ (取 } 1.5\text{k}\Omega)$$

$$C_6 = \frac{1}{2\pi f_{\text{ez1}} R_2} = \frac{1}{2\pi \times 310\text{Hz} \times 1.5\text{k}\Omega} \\ = 2.9\mu\text{F} \text{ (取 } 2.2\mu\text{F)}$$

$$R_5 = R_2 / A_2 = 1.5\text{k}\Omega / 0.4 = 3.75\text{k}\Omega \text{ (取 } 3.9\text{k}\Omega)$$

$$C_{10} = \frac{1}{2\pi f_{\text{ez2}} R_5} = \frac{1}{2\pi \times 22.5\text{kHz} \times 3.9\text{k}\Omega}$$

= 1814pF (取 1800pF)

见图 3-65。

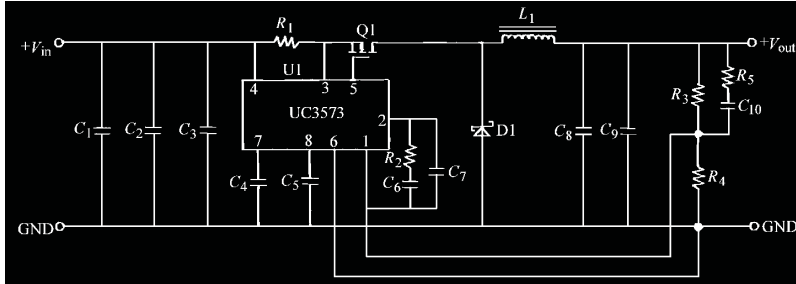


图 3-65 10W Buck (降压) 电路

3.15.2 低成本的 28W PWM 反激式变换器

应用场合

该电源是给一块过程控制仪器供电，这款仪器的输入电源是由带隔离变压器的 +24V 电源提供，见 3-66。

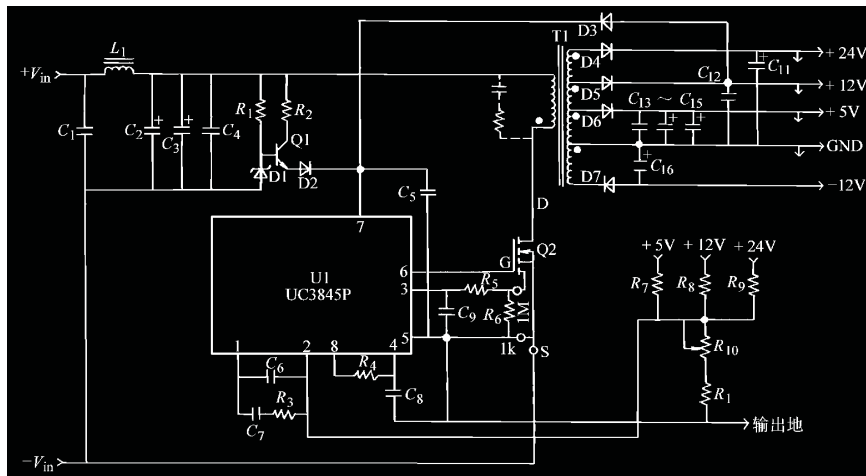


图 3-66 3.15.2 节例中 28W 电流型反激式 DC-DC 变换器电路

技术指标:

V_{out} : DC + 5V, 最大电流 2A, 最小电流 0.5A。

DC + 12V, 电流 0.5A。

DC - 12V, 电流 0.5A。

DC + 24V, 电流 0.25A。

V_{in} : DC18 ~ 36V 可调。

输入额定电压为 DC + 24V。

“黑箱”预先估计 (参考 3.4 节)

$$P_{\text{out}} = 5\text{V} \times 2\text{A} + 12\text{V} \times 0.5\text{A} + 12\text{V} \times 0.5\text{A} + 24\text{V} \times 0.25\text{A} \\ = 28\text{W}$$

$$P_{\text{in}} = P_{\text{out}} / \eta_{\text{est}} = 28\text{W} / 0.75 \\ = 37.3\text{W}$$

$$I_{\text{in}(\text{high})} = P_{\text{in}} / V_{\text{in}(\text{low})} = 37.3\text{W} / 18\text{V} \\ = 2.07\text{A}$$

$$I_{\text{in}(\text{cp})} = P_{\text{in}} / V_{\text{in}(\text{nom})} = 37.3\text{W} / 24\text{V} \\ = 1.55\text{A}$$

从这个电流值可以看出, 变压器一次绕组的绕线要用 # 18AWG 的导线或采用其他相当规格导线。

$$I_{\text{pk}} \approx 5.5 P_{\text{out}} / V_{\text{in}(\text{min})} = 5.5 \times 28\text{W} / 18\text{V} \\ = 8.55\text{A}$$

电源的工作频率选为 40kHz (即 $T_{\text{on}(\text{max})} = 12.5\mu\text{s}$)

设计反激式变压器 (参考 3.5.5 节)

$$L_{\text{pri}} = V_{\text{in}(\text{min})} T_{\text{on}} / I_{\text{pk}} = 18\text{V} \times 12.5\mu\text{s} / 8.55\text{A} \\ = 26.3\mu\text{H}$$

计算磁心功率的吞吐量:

$$P_{\text{out}(\text{est})} = f L_{\text{pri}} I_{\text{pk}}^2 / 2 = 40000\text{Hz} \times 26.3\mu\text{H} \times (8.55\text{A})^2 / 2 \\ = 38.45\text{W} \quad (\text{满足要求})$$

这里选用 MPP 环形磁心, 磁心型号尺寸的选择流程在 3.5.5 节中已介绍了。估计所需的磁心大小为

$$E_L = LI^2 = L_{\text{pri}} I_{\text{pk}}^2 = 0.0263\text{mH} \times (8.55\text{A})^2 \\ = 1.92$$

参考图 3-21, 选择磁导率为 125 的磁心, 其型号为 55310-A2, 这种磁心的 AL 为 90mH/1000 匝。一次绕组的匝数为

$$N_{\text{pri}} = 1000 \sqrt{\frac{L_{\text{pri}}}{A_L}}$$

$$1000 \times (0.0263\text{mH} / 90\text{mH})^{1/2} = 17.09 \text{ 匝 (取 17 匝)}$$

输出电压最低 (+5V) 的二次绕组匝数 (用肖特基整流管):

$$N_{\text{sec}} = \frac{N_{\text{pri}} (V_o + V_D) (1 - \partial_{\text{max}})}{V_{\text{in}(\text{min})} \partial_{\text{max}}}$$

$$N (+5\text{V}) = 17 \text{ 匝} \times (5.0\text{V} + 0.5\text{V}) \times 50\% / (18\text{V} \times 50\%) \\ = 5.19 \text{ 匝 (取 5 匝)}$$

其余绕组 (假设用超快速整流二极管):

$$N_2 = \frac{(V_2 + V_{D2}) N_1}{V_1 + V_{D1}}$$

$$N_{(+12\text{V})} = (12.0\text{V} + 0.9\text{V}) \times 5 \text{ 匝} / (5.0\text{V} + 0.5\text{V})$$

$$= 11.73 \text{ 匝 (取 12 匝)}$$

- 12V 的绕组与这相同。

$$\begin{aligned} N_{(+24V)} &= (24.0V + 0.9V) \times 5 \text{ 匝} / (5.0V + 0.5V) \\ &= 22.6 \text{ 匝 (取 23 匝)} \end{aligned}$$

每个输出端的误差为

$$\begin{aligned} \pm 12V: & +0.3V \\ +24V: & +0.4V \end{aligned}$$

在这里, 二次侧采用自耦变压器的结构, 这样低电压输出端的绕组会包含在高电压输出端的绕组中。这些绕组的匝数和线规如下:

$$\begin{aligned} +5V: & 5 \text{ 匝, } \# 17\text{AWG (或三股 } \# 22\text{AWG)。} \\ +12V: & 7 \text{ 匝, } \# 21\text{AWG。} \\ -12V: & 12 \text{ 匝, } \# 21\text{AWG。} \\ +24V: & 11 \text{ 匝, } \# 26\text{AWG。} \end{aligned}$$

一次绕组: 17 匝, # 19AWG (或两股 # 22AWG)。

变压器绕线技术

把变压器的所有绕组并绕的方法并不经济, 这里选用有选择地并绕的方法: 在绕到磁心上之前把一次绕组与 + 24V 绕组、+ 12V 绕组与 - 12V 绕组分别绞合在一起。+ 24V 绕组作为一次侧的续流绕组, 可以在开关关断时减小电压尖峰。

+ 5V 的绕组先均匀地绕在环形磁心上, 然后再均匀地绕原先绞在一起的一次绕组/ + 24V 绕组, 最后绕原先绞在一起的 + 12V 和 - 12V 绕组。这个绕组可以紧贴在前面的绕组上。

从产品方面考虑, 通常的安装办法是把绕好的磁环放在接线端子上, 然后把它封装起来。这样可以防止操作时损坏, 也易于放置在 PCB 上。这部分成本大约为 2.50 美元。

选择功率开关管和整流二极管

功率开关管: 在这种场合下, 使用 MOSFET 有很明显的优势, MOSFET 的驱动和开关损耗都比较小:

$$\begin{aligned} V_{DS(\min)} &> (V_{\text{out}} + V_D) N_{\text{pri}}/N_{\text{sec}} + V_{\text{in}(\max)} \\ &> (24.4V + 0.9V) \times 17 \text{ 匝}/23 \text{ 匝} + 36V \\ &> 54.7V \text{ (忽略漏感引起的尖峰)} \end{aligned}$$

取 100V。

I_D : 对于反激式变换器, 选择开关管的额定平均电流时, 大约取最大输入平均电流的 1.5 倍是比较理想的。另外要考虑损耗的问题, 通过牺牲一点成本和输入电容, 就可以使电流损耗 $I^2 R_{DS(\text{on})}$ (导通损耗) 减小。

$$I_{D(\min)} > 1.5 \times 2.07A = 3.11A$$

可以选用 MTP10N10M 管子。为了实现电流型控制, 在这里选用的是电流检测型的功率 MOSFET, 这样就可以显著减少测量损耗。

整流二极管: + 5V (输出)

$$\begin{aligned}
 V_{R(\min)} &> V_{\text{out}} - (-V_{\text{in}(\max)} N_{\text{sec}}/N_{\text{pri}}) \\
 &> +5\text{V} + 36\text{V} \times (5 \text{ 匝}/17 \text{ 匝}) = 15.6\text{V} \\
 I_{F(\min)} &\approx I_{\text{out}(\max)} = 2\text{A}
 \end{aligned}$$

可以使用 1N5824 (3A)。

±12V 输出 (与上面步骤相同): 选用 MUR110 (D5 和 D7)。

+24V 输出: 选用 MUR110 (D4)。

输出滤波部分 (参见 3.6 节)

输出滤波电容的值可以用式 (3-36) 确定。

$$C_{\text{out}(\min)} = \frac{I_{\text{out}(\max)} (1 - \Delta_{\min})}{fV_{\text{ripple}(pk-pk)}}$$

$C_{\text{out}(+5\text{V})} = 480\mu\text{F}$, 额定电压为 10V。用两个 $220\mu\text{F}$ 、额定电压为 10V 的钽电容并联 (C_{14} 和 C_{15})。通过电容的并联, 可以减小电容高度和 ESR。

$C_{\text{out}(\pm 12\text{V})} = 122\mu\text{F}$, 额定电压为 20V。选用 $150\mu\text{F}$ 、额定电压为 35V 的钽电容 (C_{12} 和 C_{16})。

$C_{\text{out}(+24\text{V})} = 60\mu\text{F}$, 额定电压为 35V。用两个 $47\mu\text{F}$ 、额定电压为 35V 的钽电容并联 (C_{11})。

PWM 控制器

为了选择控制器 IC, 需要把一些重要的设计要求列出来, 同时列出提升性能的项目。

基本要求	其他要求
器件数目少	欠电压封锁
电流型控制	低 I_{sense} 阈值
MOSFET 驱动输出 (图腾柱)	最大占空比 50% 的限制
单极性驱动	
低成本	

通过浏览常用的控制器 IC 资料后, 可以发现 UC3845P 能满足上面的这些要求 (选择这款芯片也是出于其有示范性)。

参考 Motorola 公司“线性和接口集成电路”数据手册, 在手册中给出了基本的应用电路图, 设计者只要确定定时器的电阻、电容值和检测电阻的值就可以了。 V_{CC} 供电和反馈补偿等其他部分, 将在后面进行设计。参见“定时电阻与振荡频率”曲线图, 为了使电路工作在 40kHz, 选择以下参数:

$$C_1 = C_8 = 200\text{pF}$$

$$R_1 = R_4 = 22\text{k}\Omega$$

R_{sense} :

$$R_s = V / (I_{\text{pk}}/n^{\ominus})$$

$$= 0.6\text{V} \times 1800/8.55\text{A}^{\ominus} = 127\Omega \text{ (取 } 120\Omega)$$

[⊖] n 为电流互感器的匝数比。

[⊖] 原文误为 $R_s = V_s (n/I_{\text{pk}}) = 0.6\text{V} \times 8.5\text{A}/1800$ 。——译者注

这些参数在实验板上还要进行一些调整。

电压反馈部分 (参考 3.9 节)

在多路输出中, 为了提高交叉调整性能, 需对正极性输出端的电压都进行检测。这就要考虑电路各个输出端的负载情况。在这里, 负载的情况假设如下:

+5V 给微控制器和 74HC 逻辑电路供电, V_{10} 误差可以为 $\pm 10\%$ 。

$\pm 12V$ 主要给模拟电路供电, 这部分电路中供电电压波动对其影响比较小。

+24V 给最低电压为 18V 的接口电路供电。在这部分电路中, 要把 5V 的逻辑电平进行转化。

首先, 选择电压分压网络, 检测电流通常取 1mA。确定下端电阻 ($R_{10} + R_{11}$) 值。

$$\begin{aligned} R_{10} + R_{11} &= V_{\text{ref}} / I_{\text{sense(est)}} = 2.5V / 1\text{mA} \\ &= 2.5\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 2.7\text{k}\Omega) \end{aligned}$$

在最后制作的时候, 分压网络中最好加一个 1k Ω 的电位器, 以实现输出电压的调节。这个电位器滑动端与上端连接。使用电位器有一个缺点, 就是当滑动点开路时, 会引入干扰。可调电阻的滑动端上调, 会使输出电压降低, 相反会使输出电压达到最大值, 从而可能损坏其他电路。假设电位器设置在中间值, R_{10} 的取值如下:

$$R_{10} = 2.7\text{k}\Omega - 500\Omega = 2.2\text{k}\Omega$$

实际的检测电流为

$$I_{\text{sense(act)}} = V_{\text{ref}} / (R_{10} + R_{11}) = 2.5V / 2.7\text{k}\Omega = 0.96\text{mA}$$

确定每个输出端检测电流的比例: +5V, 60%; +12V, 20%; +24V, 20%。

确定分压网络上端的电阻值:

$$R_{\text{u-sense}} = (V_{\text{out}} - V_{\text{ref}}) / (I\% I_{\text{sense(act)}})$$

$$+5V: R_7 = (5.0V - 2.5V) / (0.6 \times 0.96\text{mA}) = 4340\Omega \quad (\text{取 } 4.7\text{k}\Omega)$$

$$+12V: R_8 = (12.3V - 2.5V) / (0.2 \times 0.96\text{mA}) = 51\text{k}\Omega$$

$$+24V: R_9 = (24.4V - 2.5V) / (0.2 \times 0.96\text{mA}) = 114\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 110\text{k}\Omega)$$

反馈补偿部分放在最后介绍。

输入滤波器部分 (参见 3.12 节)

$$\begin{aligned} C_{\text{in}}: \quad C_{\text{in}} &\approx \frac{2P_{\text{out}}}{f_{\text{ripple(p-p)}}} \\ &= 2 \times 37.3\text{W} / (40000\text{Hz} \times 1V) \\ &= 186\mu\text{F} \end{aligned}$$

用两个 100 μF 、50V 的铝电解电容和一个 0.1 μF 、100V 的瓷片电容并联。

L_{in} : 由于电源的输入是具有公共地的单输入线, 所以这里选用 MPP 磁环。从厂商提供的“基本磁化曲线”可以看出, 200e 所产生的直流偏置小于磁心饱和和磁通的一半。这里推荐使用相对磁导率 $\mu_r = 125$ 。根据估算的磁心大小, 可以

选用 P/N55120-A2 型磁心，导线采用 # 20AWG 的双股线。所需的匝数如下：

$$\begin{aligned} N &= \frac{H l_m^{\ominus}}{0.4\pi I_{\text{max}}} \\ &= 200\text{e} \times 4.11\text{cm} / (0.4\pi \times 2.04\text{A}) \\ &= 32 \text{ 匝} \end{aligned}$$

启动部分（参见 3.10 节）

虽然输入线电压足够低，可以提供控制器 IC 和驱动 MOSFET 所需的全部电流，但这样会消耗大约 1.2W 的功率，也就是损失将近 4.2% 的效率。采用从输入端提供电源的启动电路来实现比较理想，启动电路只在启动和过电流保护时起作用。在正常工作时，IC 和 MOSFET 从 +12V 的输出端获得电源，参见图 3-59。

D1: 用 11V、500mW 的 1N5241 齐纳管

R_1 : $R_1 = (18\text{V} - 11\text{V}) / 0.4\text{mA} = 17.5\text{k}\Omega$ (取 18k Ω)

Q1: 用 MPSA05

R_2 : $R_2 = (18\text{V} - 12\text{V}) / 5.0\text{mA} = 1.2\text{k}\Omega$

D2: 用 1N4148

D3: 用 MBR030

负反馈补偿器（参见附录 B）

为了得到最佳的交叉调整性能和最快的暂态响应，这里采用单极点—零点的方法进行补偿。由于电流型控制的反激式变换器，其控制到输出特性曲线只有一个极点，所以可以用单极点—零点的补偿器。由于 +5V 输出端的功率最大，占检测电流的分量也最大，所以把它看成主要的输出。输出滤波器的极点、ESR 零点和直流增益如下：

$$\begin{aligned} A_{\text{DC}} &= \frac{(36\text{V} - 5\text{V})^2}{36\text{V} \times 2.5\text{V}} \cdot \frac{5 \text{ 匝}}{17 \text{ 匝}} \\ &= 3.14 \end{aligned}$$

$$G_{\text{DC}} = 20\lg 3.14 = 9.94\text{dB}$$

$$\begin{aligned} f_{\text{fp}(\text{40})} &= \frac{1}{2\pi \times 5\text{V} / 2\text{A} \times 440\mu\text{F}} \\ &= 144\text{Hz} \quad (\text{在额定负载 } 2\text{A} \text{ 时}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_{\text{fp}(\text{0.5})} &= \frac{1}{2\pi \times 5\text{V} / 0.5\text{A} \times 440\mu\text{F}} \\ &= 36.2\text{Hz} \quad (\text{在轻载 } 0.5\text{A} \text{ 时}) \end{aligned}$$

控制到输出的特性曲线见图 3-67。

幅频特性的穿越频率应小于 $f_{\text{sw}}/5$ ，即

$$f_{\text{xo}} < 40\text{kHz} / 5 = 8\text{kHz}$$

接下来要确定在穿越频率处闭环增益为 0dB 时所增加的增益量（参见式 (B-24)）：

\ominus 原文误为 I_m 。——译者注

$$\begin{aligned} G_{s0} &= 20\lg (f_{s0}/f_{fp(0)}) - G_{DC} \\ &= 20\lg (8000/144) - 9.94\text{dB} \\ &= 24.95\text{dB} \quad (\text{只在博德图中使用}) \end{aligned}$$

$$A_{s0} = 52.4 \quad (\text{在后面讨论中要使用绝对增益})$$

把补偿器的零点设置在滤波器呈现出来的最低极点位置, 即

$$f_{ez} = f_{fp} = 36.2\text{Hz}$$

把补偿器的极点设置在电容 ESR 引起的零点频率上, 即

$$f_{ep} = f_{p(\text{ESR})} = 20\text{kHz} \quad (\text{近似值})$$

我们已经知道电压检测网络 + 5V 输出端检测电路的上端电阻值 (4.7kΩ)。

$$\begin{aligned} C_7 &= \frac{1}{2\pi A_{s0} R_1 f_{s0}} \\ &= 1 / (2\pi \times 52.4 \times 4.7\text{k}\Omega \times 8\text{kHz}) \\ &= 80\text{pF} \quad (\text{取 } 82\text{pF}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_3 &= A_{s0} R_7 \\ &= 52.4 \times 4.7\text{k}\Omega \\ &= 246\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 270\text{k}\Omega) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_6 &= \frac{1}{2\pi f_{ez} R_2} \\ &= 1 / (2\pi \times 36.2\text{Hz} \times 270\text{k}\Omega) \\ &= 0.016\mu\text{F} \quad (\text{取 } 0.015\mu\text{F}) \end{aligned}$$

这样完成了反馈补偿器参数的设计, 图 3-66 为电路图, 图 3-67 中给出了误差放大器和补偿后电源的系统特性。

元件清单

C_1 :	0.1 μF 、100V 瓷片电容	
C_2 、 C_3 :	100 μF 、50V 铝电解电容	
C_4 :	0.1 μF 、100V 瓷片电容	
C_5 :	10 μF 、20V 钽电容	L_1 电感 (参见上文)
C_6 :	0.015 μF 瓷片电容	Q1 MP5A05
C_7 :	82pF、50V 瓷片电容	Q2 MIP10N10M 功率 MOSFET
C_8 :	0.022 μF 、50V 瓷片电容	R_1 18k Ω , 1/4W
C_9 :	470pF、35V 瓷片电容	R_2 1.2k Ω , 1/2W
C_{10} :	47 μF 、35V 钽电容	R_3 270k Ω , 1/4W
C_{11} :	100 μF 、20V 钽电容	R_4 18k Ω , 1/4W
C_{12} :	0.1 μF 、50V 瓷片电容	R_5 1k Ω , 1/4W
C_{13} 、 C_{14} :	220 μF 、10V 钽电容	R_6 120 Ω , 1/4W
C_{15} :	100 μF 、20V 钽电容	R_7 4.7k Ω , 1/4W
D1:	11V、500mW 齐纳管 (1N5241)	R_8 51k Ω , 1/4W
D2:	1N4148	R_9 110k Ω , 1/4W

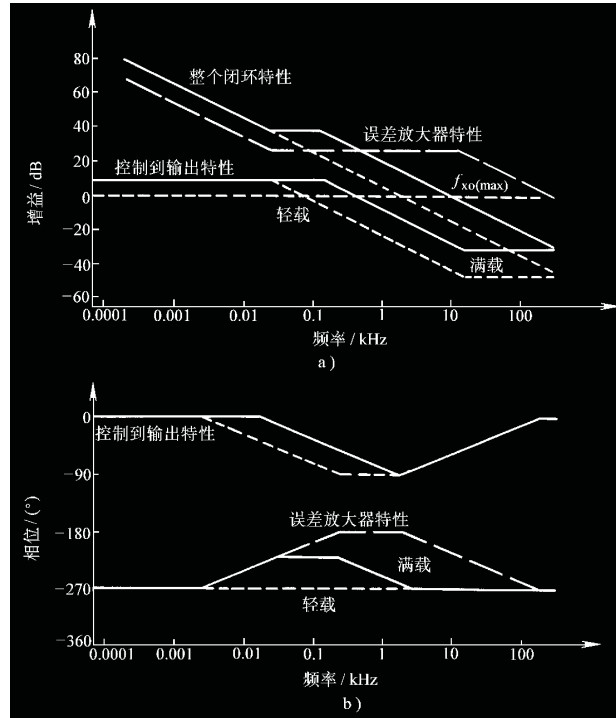


图 3-67 3.15.2 节例中 (补偿器设计) 的幅频和相频特性博德图
a) 电源的幅频特性博德图 b) 电源的相频特性博德图

D3:	MBR030	R_{10} 1k Ω , 可变电阻
D4:	MUR110	R_{11} 2.2k Ω , 1/4W
D5:	MUR110	T1 变压器——定制
D6:	1N5824	U1 IC.UC3845AN
D7:	MUR110	

3.15.3 65W 通用交流输入、多路输出反激式变换器

这种开关电源可以用于 AC85 ~ 240V 输入的电子产品中。这种特殊的开关电源可以提供 25 ~ 150W 的输出功率，可以用在办公室小型分组交换机 (PBX) 等产品中，电路见图 3-72。

技术指标

输入电压范围: AC90 ~ 240V, 50/60Hz

输出:
 DC + 5V, 额定电流 1A, 最小电流 750mA
 DC + 12V, 额定电流 1A, 最小电流 100mA
 DC - 12V, 额定电流 1A, 最小电流 100mA
 DC + 24V, 额定电流 1.5A, 最小电流 0.25A

输出电压纹波: +5V, ±12V: 最大 100mV (峰峰值)

+24V: 最大 250mV (峰峰值)

输出精度: +5V, ±12V: 最大 ±5%

+24V: 最大 ±10%

目标成本: 25.00 美元, 100 台/批

系统保护和其他一些特性:

低电压输入限制: 该电源产品允许最低输入电压为 AC85 (1 ± 5%) V。

微处理器掉电信号: 该电源系统在 +5V 输出端电压低于 4.6 (1 ± 5%) V 时, 提供一个集电极输出开路的信号。

“黑箱” 预先估算 (参见 3.4 节)

$$1. \text{ 总的输出功率: } P_o = 5V \times 1A + 2 \times 12V \times 1A + 24V \times 1.5A \\ = 65W$$

$$2. \text{ 估算输入功率: } P_{in} = P_o / \eta = 65W / 0.8 = 81.25W \quad (\text{式中, } \eta \text{ 为效率})$$

3. 直流输入电压:

$$a. \text{ 从 AC110V 输入: } V_{in(D)} = AC90V \times 1.414 = DC127V$$

$$V_{in(D)} = AC130V \times 1.414 = DC184V$$

$$b. \text{ 从 AC220V 输入: } V_{in(D)} = AC185V \times 1.414 = DC262V$$

$$V_{in(D)} = AC240V \times 1.414 = DC340V$$

4. 平均输入电流:

$$a. \text{ 最大平均电流 } I_{in}: I_{in(max)} = P_{in} / V_{in(min)} \\ = 81.25W / DC127V \\ = DC0.64A$$

$$b. \text{ 最小平均电流 } I_{in}: I_{in(min)} = P_{in} / V_{in(max)} \\ = 81.25W / DC340V \\ = DC0.24A$$

注意: 一次绕组用 #20AWG 导线或采用其他相当规格导线。

$$5. \text{ 估算峰值电流: } I_{pk} = 5.5 P_{out} / V_{in(min)} \\ = 5.5 \times 65W / 127V = 2.81A$$

6. 散热

基于 MOSFET 的反激式变换器的经验方法:

损耗的 35% 是由 MOSFET 产生, 60% 是由整流部分产生。

估计的损耗为 16.25W (效率为 80% 时)。

$$a. \text{ MOSFET: } P_D = (16.25W) (0.35) = 5.7W$$

$$b. \text{ 整流部分: } P_{D(+5V)} = (5/65) (16.25W) (0.6) = 0.75W$$

$$P_{D(\pm 12V)} = (12/65) (16.25W) (0.6) = 1.8W$$

$$P_{D(+24V)} = (24/65) (16.25W) (0.6) = 5.4W$$

注意：这些损耗产生的热量是在自立式封装散热片的散热范围内——可以去申请耐热合金散热片的样品。

设计前的一些考虑

电路拓扑要用隔离型、多输出的反激式变换器，以满足 UL、CSA 和 VDE 的安全规程。这些方面的考虑将影响到最后的封装、变压器以及电压反馈的设计。

控制器 IC 选用电流型控制的 UC3843，工作频率为 50kHz。

设计变压器（参见 3.5.4 节）

在这种场合下，用得最普遍的是 E-E 型磁心。对于这种功率等级，用每边约为 1.1in (28mm) 的磁心就足够了。这里选用 Magnetics 公司的“F”磁心材料 (3C8 铁氧体软磁材料)。

所选的磁心 (Magnetics 公司) 型号为 F-43515-EC 磁心；PC-B3515-L1 骨架。

1. 一次电感最小值为

$$L_{\text{pri}} = \frac{V_{\text{in}(\text{min})} \Delta_{\text{max}}}{I_{\text{pk}} f} = \frac{127\text{V} \times 0.5}{2.81\text{A} \times 50000\text{Hz}}$$

$$= 452\mu\text{H}$$

2. 为防止磁饱和和所要加的气隙为

$$l_{\text{gap}} = \frac{0.4\pi L_{\text{pri}} I_{\text{pk}} \times 10^8}{A_c B_{\text{max}}^2} = \frac{0.4 \times 3.14 \times 0.00045\text{H} \times 2.81\text{A} \times 10^8}{0.904\text{cm}^2 \times (2000\text{G})^2}$$

$$= 0.044\text{cm} = 17\text{mil}$$

最接近这个气隙的磁心是 A_L 为 100mH/1000 匝，气隙为 67mil 的磁心。最后选择的型号是：有气隙的型号为 F-43515-EC-02；没有气隙的型号为 F-43515-EC-00。

3. 一次绕组所需的最大匝数为

$$N_{\text{pri}} = 1000 \sqrt{\frac{L_{\text{pri}}}{A_L}} = 1000 \sqrt{\frac{0.452\text{mH}}{100\text{mH}}}$$

$$= 67.2 \text{ 匝 (取 67 匝)}$$

4. +5V 输出绕组所需匝数为

$$N_{\text{sec}} = \frac{N_{\text{pri}} (V_o + V_D) (1 - \Delta_{\text{max}})}{V_{\text{in}(\text{min})} \Delta_{\text{max}}} = \frac{67 \text{ 匝} \times (5\text{V} + 0.5\text{V}) \times (1 - 0.5)}{127\text{V} \times 0.5}$$

$$= 2.9 \text{ 匝 (取 3 匝)}$$

5. 其余绕组所需匝数为

$$N_{\text{sec2}} = \frac{(V_{o2} + V_{D2}) N_{\text{sec1}}}{V_{o1} + V_{D1}}$$

± 12V:

$$N_{12\text{V}} = \frac{(12\text{V} + 0.9\text{V}) \times 3 \text{ 匝}}{5\text{V} + 0.5\text{V}}$$

$$= 7.03 \text{ 匝 (取 7 匝)}$$

+ 24V:

$$N_{24\text{V}} = \frac{(24\text{V} + 0.9\text{V}) \times 3 \text{ 匝}}{5\text{V} + 0.5\text{V}}$$

= 13.6 匝 (取 14 匝)

绕组匝数确定后,再回头检查相应输出端的电压误差:

$\pm 12\text{V}: 11.93\text{V}$, 满足要求

$+24\text{V}: 24.76\text{V}$, 满足要求

变压器绕线技术

由于变压器必须满足安全规程要求,这里用交错绕组的方法来绕制,见图 3-68。为了满足 VDE 标准,一次侧和二次侧之间用了三层聚酯薄膜带,骨架边缘留了 2mm 的爬电距离,见图 3-68。变压器绕组布置见图 3-69。[⊖]

相应绕组的导线线规如下:

一次绕组: #24 AWG, 单股

+5V: #24 AWG, 4 股

+12V: #20 AWG, 2 股

-12V: #22 AWG, 2 股

+24V: #22 AWG, 2 股

辅助绕组: #26 AWG, 单股

绕组的绕线安排见图 3-69。

设计输出滤波部分 (参见 3.6 节)

输出整流器。+5V 输出:

$$V_R > V_{\text{out}} + \frac{N_{\text{sec}}}{N_{\text{pri}}} V_{\text{in}(\text{max})}$$

$$= 5\text{V} + 3 \text{匝} / 67 \text{匝} \times 340\text{V} > 20.3\text{V}$$

IFWD: $I_F > I_{\text{av}} > 1\text{A}$, 选择 P/N MBR340 肖特基整流二极管。

$\pm 12\text{V}$: 设计与上面相同, 选择 MBR370。

+24V: 选择 MUR420。

确定输出滤波器电容的最小值。

+5V 输出:

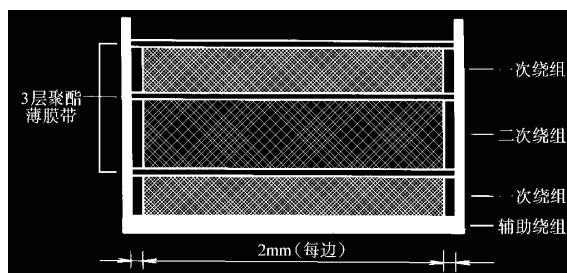


图 3-68 3.15.3 节设计例中的变压器绕线技术

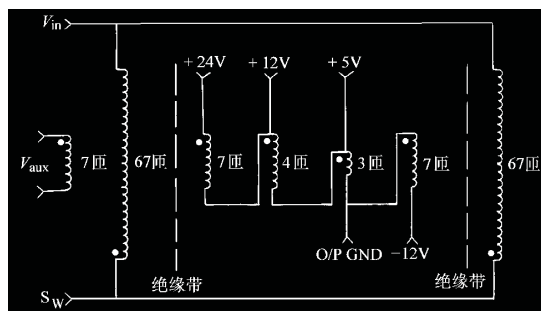


图 3-69 3.15.3 节设计例中的变压器绕组布置

⊖ 本句话为编者所加。——编者注

$$C_{\text{out}(\text{min})} = \frac{I_{\text{out}(\text{max})} T_{\text{off}(\text{max})}}{V_{\text{ripple}(\text{desired})}}$$

$$= 1.5\text{A} \times 18\mu\text{s} / 100\text{mV}$$

$$= 270\mu\text{F}$$

选用两个 10V、150 μF 电容。

$\pm 12\text{V}$ 输出:

$$C_{\text{out}} = 180\mu\text{F}$$

选用两个 20V、100 μF 电容。

+24V 输出:

$$C_{\text{out}} = 180\mu\text{F}$$

选用三个 35V、47 μF 电容。

设计控制器驱动部分

选择功率半导体器件 (参见 3.4 节)。功率开关管 (功率 MOSFET) 要求:

$$V_{\text{DS}} > V_{\text{blk}} = V_{\text{in}(\text{max})} + \frac{N_{\text{pri}}}{N_{\text{sec}}} (V_{\text{out}} + V_{\text{d}})$$

$$= 340\text{V} + (67 \text{匝} / 3 \text{匝}) \times (5\text{V} + 0.5\text{V}) > 462\text{V}$$

I_{D} : 约等于 I_{pk} , 即大于 3A。

选用 IFR740。

选择开关电源控制器 IC。在这个例子中, 影响电源控制器 IC 选择的主要因素是: 需要有 MOSFET 驱动 (图腾柱驱动), 单极性输出, 能把占空比限制在 50% 内, 电流型控制。工业上通常选择 UC3845B。

设计电压反馈环 (参见 3.9 节)

电压反馈环要与输入电压和控制器 IC 隔离, 可以用光隔离器进行隔离。为了减小光隔离器漂移的影响, 二次侧要用到一个误差放大器, 这个误差放大器可以用 TL431CP。图 3-70 给出了反馈电路的拓扑。

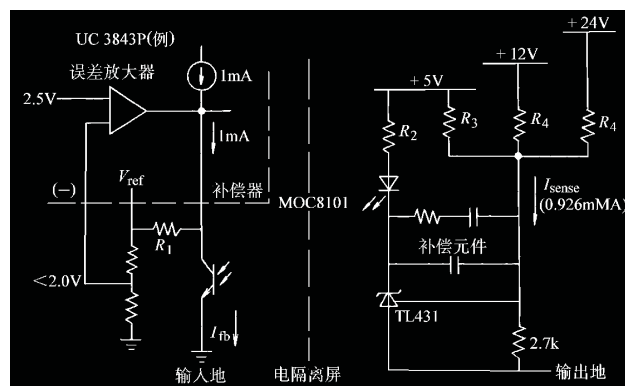


图 3-70 电压反馈电路

为了改善输出交叉调整性能, 可以对每个正极性输出端都进行检测, 这样可以有效地提高每个输出端在负载变化时的响应特性。