



第6章 开关电源设计

6.1 小功率开关电源设计

6.2 大功率高稳定度开关电源设计

6.3 模块化逆变电源设计

6.4 便携式开关电源设计

6.5 多输出高精度直流稳压电源系统

6.6 通信系统电源设计

6.7 基于交错并联技术的励磁电源

6.8 多重变换技术

6.9 电磁兼容技术与噪声



6.1 小功率开关电源设计

6.1.1 实用小功率开关电源设计

本节以实用小型电源的设计为例，说明电源设计的方法。

1. 电源设计指标

小型电源输入、输出参数如下：

输入电压：AC 110/220 V；

输入电压变动范围：90~240 V；

输入频率：50/60 Hz；

输出电压：12 V；

输出电流：2.5 A。





控制电路形式为它激式，采用UC3842为PWM控制电路。电源开关频率的选择决定了变换器的特性。开关频率越高，变压器、电感器的体积越小，电路的动态响应也越好。但随着频率的提高，诸如开关损耗、门极驱动损耗、输出整流管的损耗会越来越突出，对磁性材料的选择和参数设计的要求也会越苛刻。另外，高频下线路的寄生参数对线路的影响程度难以预料，整个电路的稳定性、运行特性以及系统的调试会比较困难。在本电源中，选定工作频率为85 kHz。





2. 电路结构的选择

小功率开关电源可以采用单端反激式或者单端正激式电路，使电源结构简单，工作可靠，成本低。与单端反激式电路相比，单端正激式电路开关电流小，输出纹波小，更容易适应高频化。用电流型PWM控制芯片UC3842构成的单端正激式开关电源的主电路如图6-1所示。



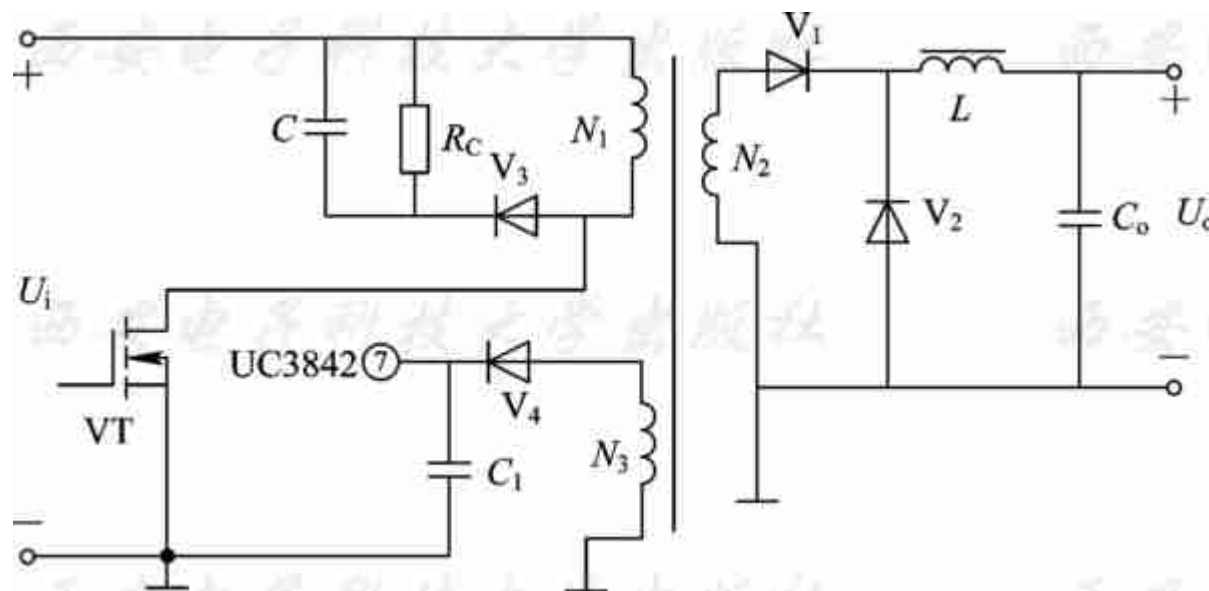


图6-1 单端正激式开关电源的主电路





单端正激式开关电源加有磁通复位电路，以释放励磁电路的能量。在图6-1中，开关管VT导通时 V_1 导通，副边线圈 N_2 向负载供电， V_4 截止，反馈电线圈 N_3 的电流为零；VT关断时 V_1 截止， V_4 导通， N_3 经电容 C_1 滤波后向UC3842⑦脚供电，同时原边线圈 N_1 上产生的感应电动势使 V_3 导通并加在RC吸收回路。由于变压器中的磁场能量可通过 N_3 泄放，而不像一般的RC D磁通复位电路消耗在电阻上，因此可达到减少发热，提高效率的目的。





3. 元件设计

1) 变压器和输出电感的设计

依据UC3842应用方式，选定定时电阻 $R_T=1.8\text{ k}\Omega$ ，定时电容 $C_T=10\text{ }\mu\text{F}$ 。确定开关频率 $f=85\text{ kHz}$ ，周期 $T=11.8\text{ }\mu\text{s}$ 。

设计单端控制开关电源时，一般占空比 D 最大不超过0.5，这里选择 $D=0.5$ ，则

$$T_{\text{ON}}=T\times D=5.9\text{ }\mu\text{s} \quad (6-1)$$



根据电源规格、输出功率、开关频率选择PQ26/25磁芯，磁芯截面积 $S=1.13 \text{ cm}^2$ ，磁路有效长度 $l=6.4 \text{ cm}$ ，饱和磁通密度 $B_S=0.4 \text{ T}$ 。取变压器最大工作磁感应强度 $B_{\max}=B_S/3 \approx 0.133 \text{ T}$ ，则电感系数 A 为

$$A = \frac{0.4\pi}{l} \times 10^{-6} \approx 4.44 \mu\text{H}/\text{N}^2 \quad (6-2)$$

变压器原边线圈匝数 N_1 为

$$N_1 = U_i \times \frac{T_{\text{ON}}}{B_{\max}} \times S \quad (6-3)$$

式中， U_i 为最小直流输入电压。





交流输入电压的最小值约为90 V, $U_i = 90 \times \sqrt{2} \approx 127$ V, 得出 $N_1 = 49.9$ 匝, 取50匝。原边线圈电感 $L = AN_1^2 = 11.1$ mH。

副边线圈匝数为

$$N_2 = \frac{N_1(U_o + U_{DF} + U_L)}{U_i D_{\max}} \quad (6-4)$$

式中, U_{DF} 为整流二极管 V_1 上的压降; U_L 为输出电感 L 上的压降。

取 $U_{DF} + U_L = 0.7$ V, 代入式(6-4), 得 $N_2 = 10$ 匝。副边线圈电感为

$$L_2 = N_2^2 A_L = 444 \mu\text{H} \quad (6-5)$$





开关管断开时， N_1 两端将会产生感应电动势，为了保证开关管正常工作，将感应电动势限制到 $e=300\text{ V}$ 。反馈线圈向UC3842提供 $U=12\text{ V}$ 的工作电压，按电容 C_1 上的电压 $U_C=16\text{ V}$ 计算，以保证有足够的供电电压给UC3842。由 $N_3=(U_C/e)N_1$ 可得 $N_3=2.67$ 匝，取3匝。

变压器副边电流为矩形波，其有效值为

$$I_2 = I_o \sqrt{D_{\max}} = 1.77\text{ A} \quad (6-6)$$

导线电流密度取 4 A/mm^2 ，所需绕组导线截面积为 $1.77/4 \approx 0.44\text{ mm}^2$ 。同样可选择原边绕组导线，原边电流有效值为

$$I_1 = \frac{N_2}{N_1} I_o \sqrt{D_{\max}} = 0.354\text{ A} \quad (6-7)$$





所需绕组导线截面积为 $0.354/4=0.0885 \text{ mm}^2$ ，选用截面积为 0.09621 mm^2 的导线($\phi 0.41 \text{ mm}$)。

取输出电感的电流变化量 $\Delta I_L=0.2I_o=0.5 \text{ A}$ ，则输出电感为

$$L = \frac{U_2 - U_{DF} - U_o}{\Delta I_L} T_{ON} \quad (6-8)$$

式中， U_2 为副边线圈最小电压。

计算得

$$U_2 = \frac{U_o + U_{DF} + U_L}{D} = 25.4 \text{ V} \quad (6-9)$$





取 $U_{DF}=0.5\text{ V}$ ， $U_o=3\text{ V}$ ，代入式(6-8)可得 $L=140\text{ }\mu\text{ H}$ 。
根据输出电感上的电流 $I_L=I_o$ ，所需绕组导线截面积应为
 $2.5/4=0.625\text{ mm}^2$ ，故选择截面积为 0.6362 mm^2 导线
($\phi 0.96\text{ mm}$)。





2) 开关管、整流二极管和续流二极管的选择

由于开关管断开时原边线圈 N_1 两端的感应电动势限制到 $e_L \approx 300 \text{ V}$ ，交流输入电压经全波整流、电容滤波后，直流输入电压的最大值

$$U_{i\max} = 240 \times \frac{N_2}{N_1} = 339 \text{ V} \quad (6-10)$$

所以整流二极管所承受的最高反向电压为

$$U_D = e \frac{N_2}{N_1} = 60 \text{ V} \quad (6-11)$$

续流二极管所承受的最高反向电压为

$$U_P = U_{i\max} \frac{N_2}{N_1} = 68 \text{ V} \quad (6-12)$$





流过整流二极管和续流二极管的最大电流为

$$I_D = I_{2P} = I_o + 0.5 \text{ A} \quad (6-13)$$

得 $I_D = 2.75 \text{ A}$ 。根据以上计算选择肖特基半桥 MBR25120CT，平均整流电流为 25 A，反向峰值电压为 120 V。开关管选用 MOSFET 2SK793，漏源击穿电压为 900 V，最大漏极电流为 3 A。





3) 反馈电路的设计

电流反馈电路采用电流互感器，通过检测开关管上的电流作为采样电流，原理如图6-2所示。电流互感器的输出分为电流瞬时值反馈和电流平均值反馈两路， R_2 上的电压反映电流瞬时值。开关管上的电流变化会使 U_{R_2} 变化， U_{R_2} 接入UC3842的保护输入端③脚，当 $U_{R_2}=1\text{ V}$ 时，UC3842芯片的输出脉冲将关断。通过调节 R_1 、 R_2 的分压比可改变开关管的限流值，实现电流瞬时值的逐周期比较，属于限流式保护。输出脉冲关断，实现对电流平均值的保护，属于截流式保护。两种过流保护互为补充，使电源更为安全可靠。采用电流互感器采样，使控制电路与主电路隔离，同时与电阻采样相比降低了功耗，有利于提高整个电源的效率。



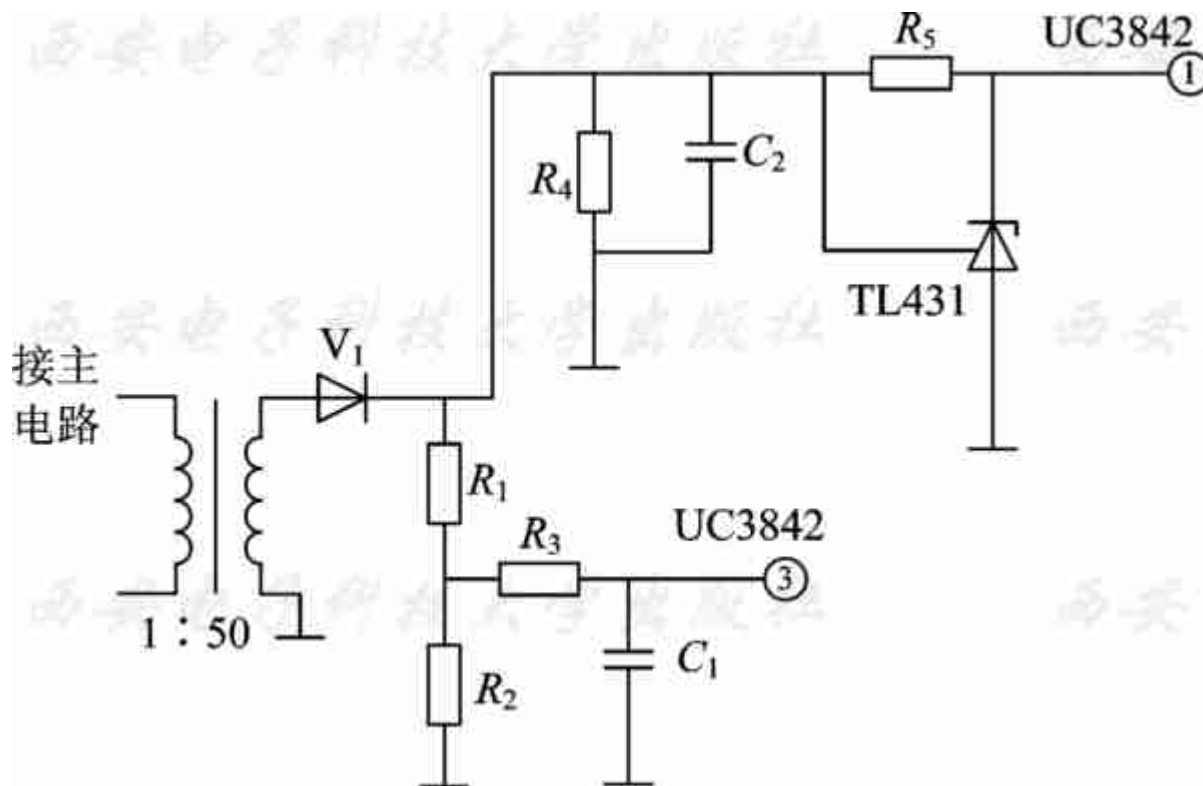


图6-2 电流反馈电路





电压反馈电路如图6-3所示。输出电压通过集成稳压器TL431和光电耦合器反馈到UC3842的①脚，调节 R_1 、 R_2 的分压比可设定和调节输出电压，达到较高的稳压精度。如果输出电压 U_o 升高，则集成稳压器TL431的阴极到阳极的电流增大，使光电耦合器输出的三极管电流增大，即UC3842①脚对地的分流变大，UC3842的输出脉宽相应变窄，输出电压 U_o 减小。同样，如果输出电压 U_o 减小，则可通过反馈调节使之升高。



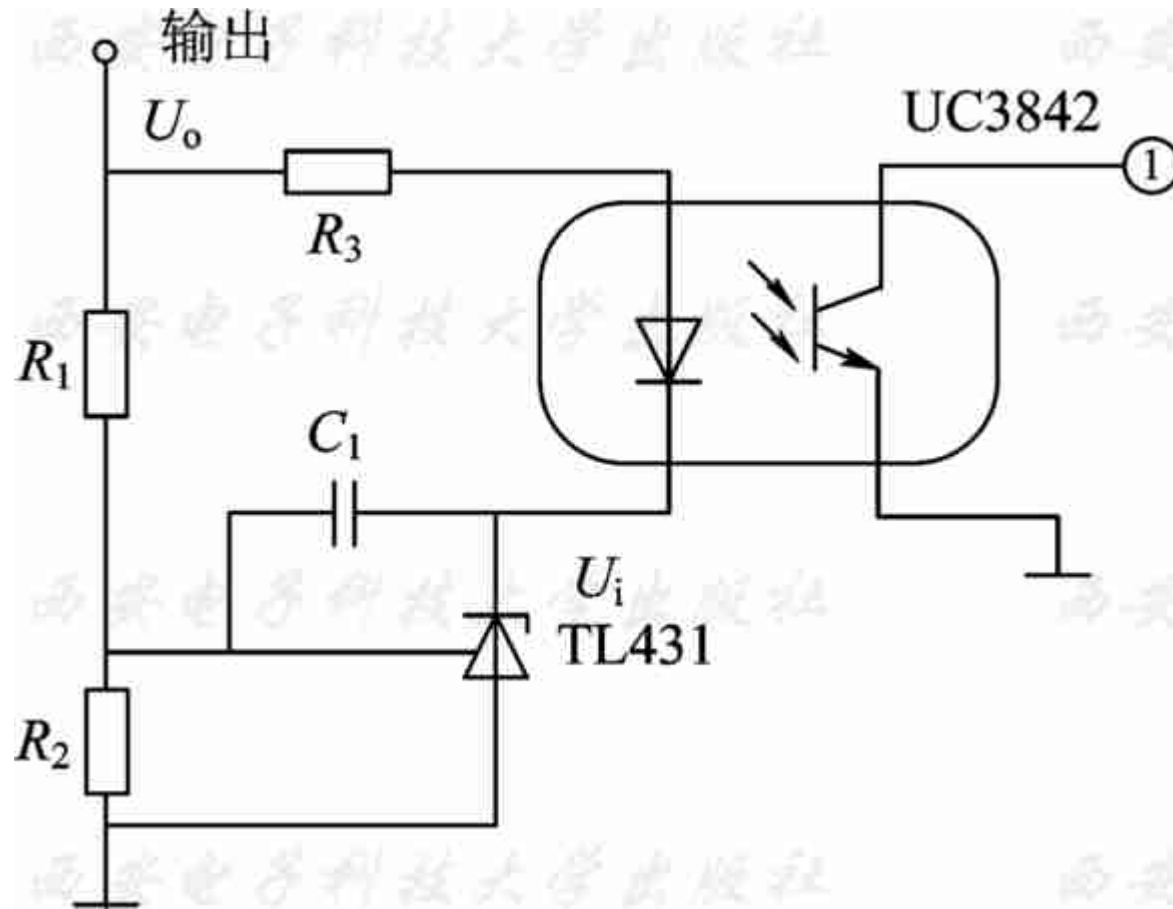


图6-3 电压反馈电路



4) 保护电路的设计

图6-4所示为变压器过热保护电路，NTC为测变压器温度的一个负温度系数的热敏电阻。由NTC、 R_2 、运放 A_1 构成滞环比较器。在正常工作时，变压器温度正常，NTC的阻值较大，运放 A_1 两输入端电压 $U_+ < U_-$ ，输出为零；当变压器异常，温度上升到设定值时，运放 A_1 输出高电平，并送到PWM控制芯片使输出脉冲关断。

图6-5所示为输出过电压保护电路。稳压管VS的击穿电压稍大于输出电压额定值，输出正常时，VS不导通，晶闸管V的门极电压为零，不导通。当输出过压时，VS击穿，V受触发导通，使光电耦合器输出三极管电流增大，通过UC3842控制开关管关断。

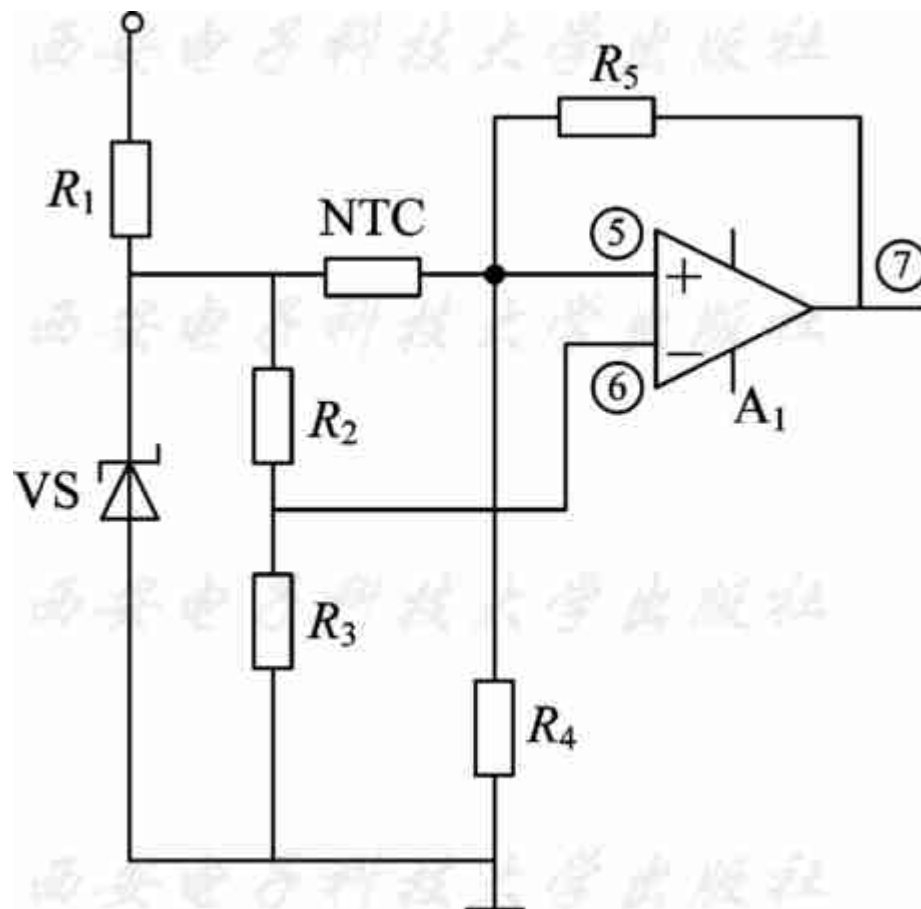


图6-4 变压器过热保护电路



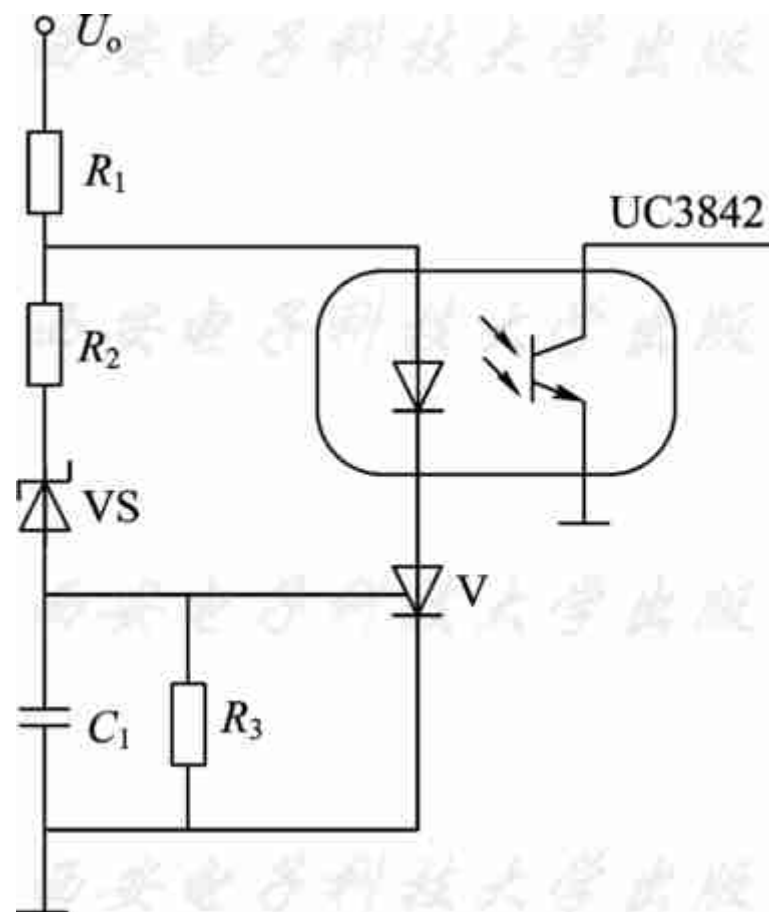


图6-5 输出过电压保护电路





图6-6所示为空载保护电路。为了防止变压器绕组上的电压过高，同时也为了使电源从空载到满载的负载效应较小，开关稳压电源的输出端不允许开路。在图6-6中， R_2 、 R_3 给运放同相输入端提供固定的电压 U_+ 。 R_8 为取样负载电流的分流器，当外电路未接负载 R_L 时， R_8 上无电流，运放的反相输入端电压 $U=0\text{ V}$ ，因而 $U_+>U_-$ ，运放的输出电压较高，使三极管VT饱和导通，将电源内部的假负载 R_7 自动接入。当电源接入负载 R_L 时， R_8 上的压降使 $U_->U_+$ ，运放的输出电压为零，VT截止，将 R_7 断开。



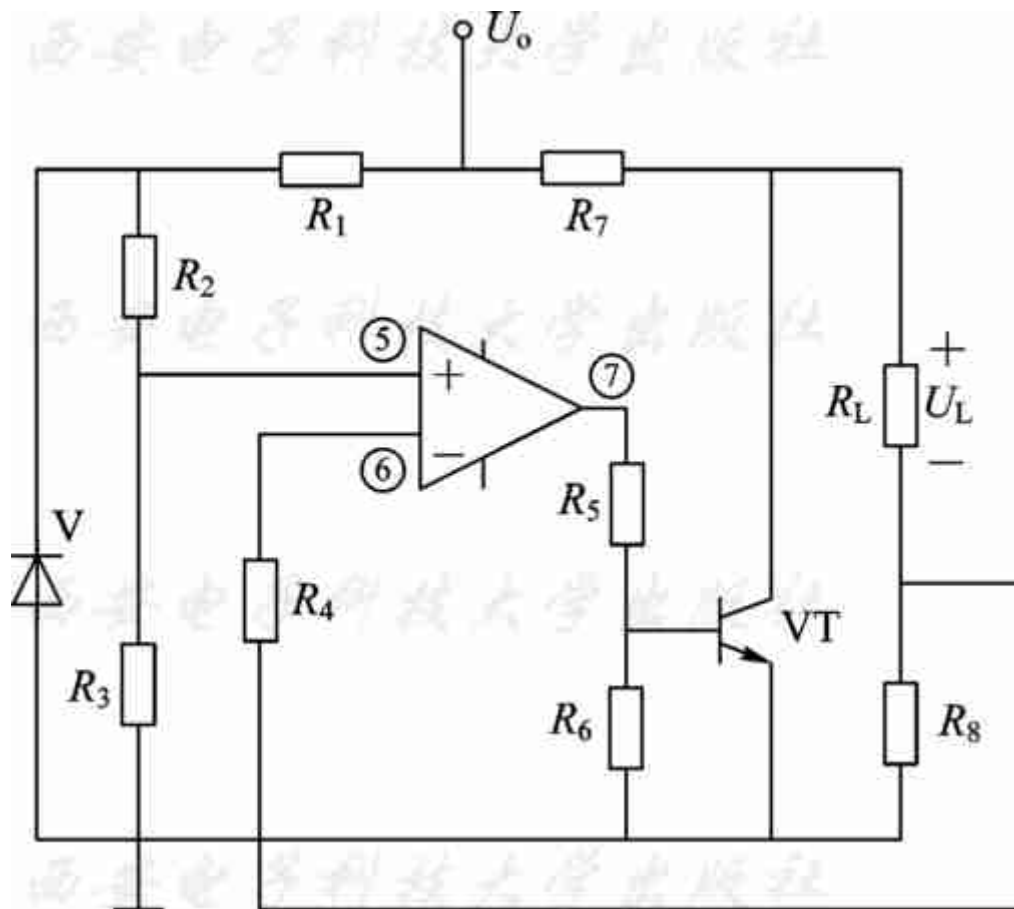


图6-6 空载保护电路





5) 输入滤波电路的设计

输入滤波电路具有双向隔离作用，可抑制从交流电网输入的干扰信号，同时也防止开关电源工作时产生的谐波和电磁干扰信号影响交流电网。图6-7所示滤波电路是一种复合式EMI滤波器， L_1 、 L_2 和 C_1 构成第一级滤波，共模电感 L_3 和电容 C_2 、 C_3 构成第二级滤波。

C_1 用于滤除差模干扰，选用高频特性较好的薄膜电容。电阻 R 给电容提供放电回路，避免因电容上的电荷积累而影响滤波器的工作特性。 C_2 、 C_3 跨接在输出端，能有效地抑制共模干扰。为了减小漏电流， C_2 、 C_3 宜选用陶瓷电容器。



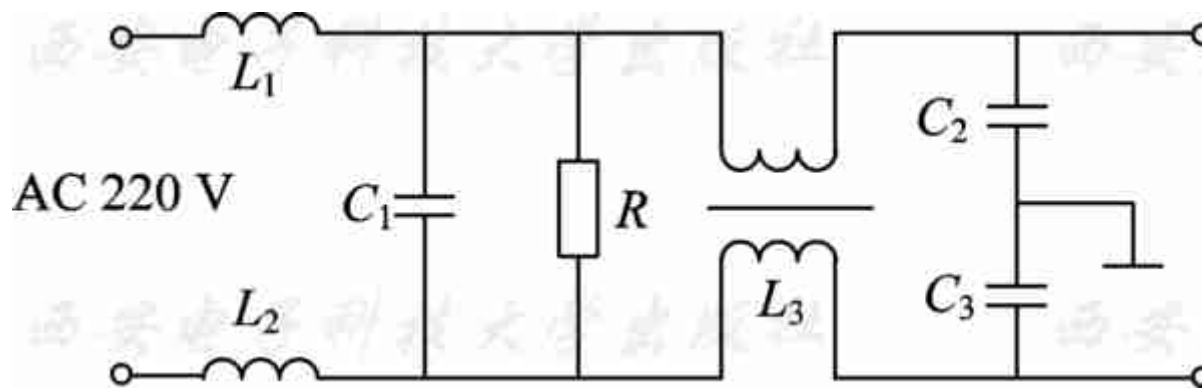


图6-7 输入滤波电路





4. 测试

在输入电压为220 V的条件下，输入功率是脉冲序列，周期为10 ms，即每半个工频周期电源输入端通过整流桥为输入平滑滤波电容充一次电。在各种不同的负载状况下，当输入电压从90 V变化到250 V时，相应的输出电压的测试结果如表6-1所示。

实测各种负载状况下的效率如表6-2所示。

通过实际应用，电源满足了设计要求。





表 6-1 各种负载状况下的输出电压

V

输入电压	输出电压		
	空载	半载(10 Ω)	满载(5 Ω)
90	12.456	12.360	12.242
110	12.459	12.368	12.247
220	12.467	12.375	12.265
250	12.471	12.381	12.262





表 6-2 各种负载状况下的效率

负载	输入功率/W	输出功率/W	效率
空载	3.00	0	0
半载(10 Ω)	20.03	15.29	76.34%
满载(5 Ω)	36.02	30.04	83.40%





6.1.2 120 W/24 V开关电源模块的电路设计

1. 设计要求

输入电压：AC 85~265 V，50 Hz；

输出电压：DC 16~24 V；

输出电流：5.0 A；

电压调整率：±1%。

2. 设计步骤

根据设计要求，现以图6-8所示的原理图来说明设计步骤。



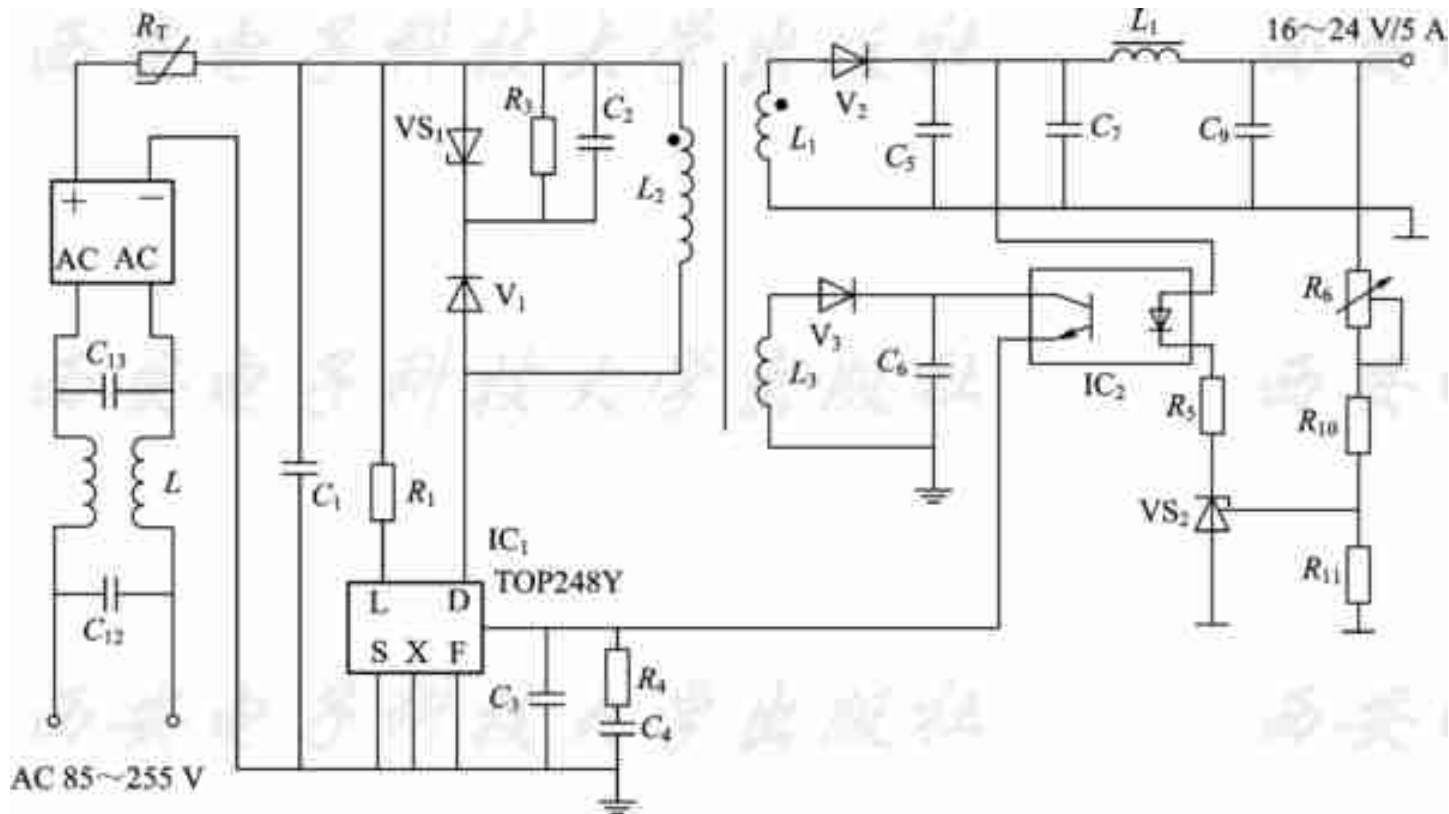


图6-8 120 W/24 V开关稳压电源原理图





1) 器件的选择

根据设计要求选择TOP系列的TOP248Y作为开关器件。

由于TOP248Y工作在输出功率的上限，电流设定在最大值，因此将TOP248Y的X端直接与源极相连。而过压值设定在DC 450 V，若输入电压超过此值，则TOP248Y将自行关断，直到输入电压恢复正常值时，TOP248Y自行恢复启动。频率选择端F也与源极直接相连，此时开关工作频率设定在130 kHz。





2) 脉冲变压器的设计要求

脉冲变压器的初级电感 L_m 中的电流与电压的关系为

$$I_m = \frac{U_{Lm}}{L_m} \times \tau \quad (6-14)$$

式中， U_{Lm} 为初级电感两端的电压； τ 为开关脉冲宽度。

脉冲变压器的初级电感值在 $300 \sim 3000 \mu\text{H}$ 之间，输出功率大的情况应取下限，反之则取上限。变压器初级电感值不能太小，否则会造成TOP248Y中的功率MOSFET的漏极电流太大，使开关损耗增加，同时易造成过流保护动作，使电源难以启动。同样，初级电感值也不能太大，否则不能满足输出功率的要求。





3) 电源次级电路的设计

次级电路设计主要是选择整流管和滤波电容。整流管的选择应根据输出电流和电压进行，其最大值的选择为

$$I_{\text{RLC}} \approx 2I_0 = 2 \times 5 = 10 \text{ A} \quad (6-15)$$

$$U_{\text{RLC}} \geq \frac{U_{\text{imax}}}{N} \quad (6-16)$$

$$n = \frac{U_{\text{imax}}}{U_0} \times D_{\text{min}} \quad (6-17)$$

式中, U_0 为输出电压; I_0 为输出电流; U_{imax} 为最大直流输入电压; D_{min} 为开关的最小占空比; n 为脉冲变压器的变比。





将 $U_{i\max}=375\text{ V}$ ， $U_o=24\text{ V}$ ， D_{\min} 代入式(6-17)，得到脉冲变压器的变比为 $n\approx 4$ 。此时脉冲变压器的初级励磁电流为

$$I_m = \frac{5}{4} = 1.25\text{ A} \quad (6-18)$$

此值远小于TOP248Y的漏极电流7.2 A。

电源次级整流管在输出电压较低的情况下，采用肖特基二极管以减小二极管的损耗。当输出电压较高时，则需要采用快恢复二极管；当开关频率较高时，应采用超快恢复二极管作整流管，以减小其反向电流对初级的影响。滤波电容 C_7 的容量应满足输出电压纹波的要求， L_1 及 C_9 应能有效地滤除开关过程所产生的高频噪声干扰。





4) 反馈电路的设计

图6-8所示电路的反馈电路采用光电耦合器和可调式三端稳压器 VS_2 以及 R_{10} 、 R_{11} 、 R_6 组成的输出电压调整电路， R_5 为光电耦合器的限流电阻。在启动瞬间，检测光电耦合器输出电流，从而改变 IC_1 控制端的电流，实现预调整，以确保电源在低电网电压和满载启动时达到规定的调整值。 C_{11} 和 R_4 、 C_4 组成环路补偿电路。





3. 设计中应注意的问题

在设计电源时应注意以下几个问题:

(1) 因为电源的输出功率较大, 故要求脉冲变压器的漏感应尽可能小, 特别是在低压大电流的情况下更应如此。脉冲变压器的初、次级绕组应相间绕制, 即使这样, 脉冲变压器漏感中储存的能量仍有可能超过瞬态抑制二极管 V_1 的功率容量。因而用 R_3 和 C_2 与 VS_1 并联, 将漏感中的能量部分地损耗在 R_3 上, 以保证 IC_1 的工作可靠性; 同时又将电压钳位在DC 200 V, 使TOP248Y在电源启动与过载条件下, 确保器件内部的功率 MOSFET 的漏极电压低于DC 700 V。





(2) 输出滤波电容的等效串联电阻应尽可能小，特别是在低压、大电流的情况下更应如此，否则会由于电容损耗增大而大大降低电源的可靠性。

(3) 光电耦合器的输出端应靠近TOP248Y控制端C，控制端C的滤波电容应靠近源极S，TOP248Y其它引脚端L、X、F与源极S的连接线也应尽可能短，同时要远离漏极D，以减小电源噪声。





6.2 大功率高稳定度开关电源设计

现有高频开关电源模块的单机功率普遍较小，仅可用于小容量直流系统，但其性能价格比和可靠性比较高。而对于大容量直流系统，就必须并联许多模块，这样将导致直流系统的可靠性大大降低，同时使造价升高。本节介绍的开关电源正是为解决这两方面问题而设计的。





6.2.1 主要技术指标

交流输入电压：三相， $380 \times (1 \pm 20\%) \text{V}$ ，50 Hz；

输出直流电压：0~300 V；

输出直流电流：0~20 A；

稳压稳流精度： $\leq 0.01\%$ ；

效率： $\geq 95\%$ ；

运行方式：100%连续。





6.2.2 控制电路

电源控制电路采用的是TL494芯片，有关内容见本书5.3.4节。TL494各管脚排列如图6-9所示。

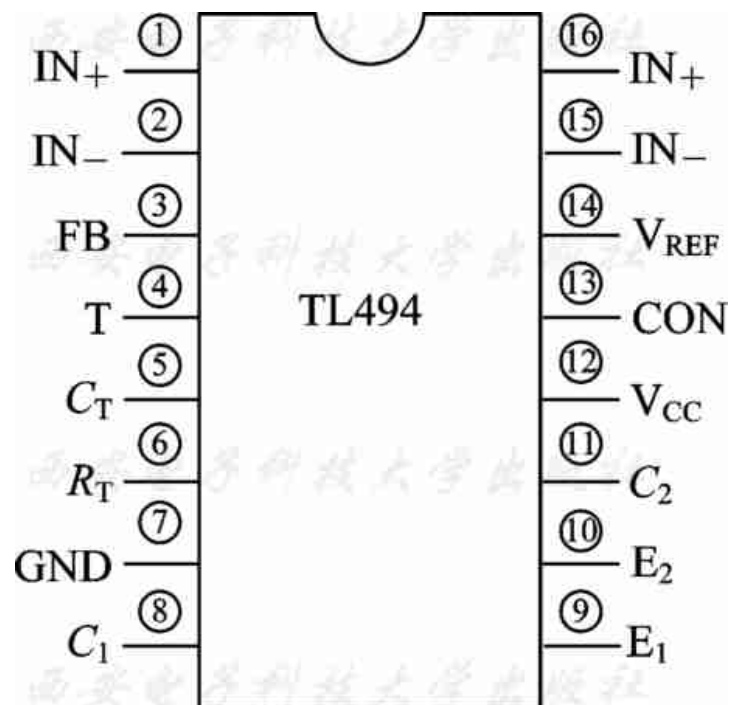


图6-9 TL494各管脚排列



TL494的内部包含两个相同的误差放大器，它们的输出端经二极管隔离后送至PWM比较器的同相端，与反相端的锯齿电压相比较，并决定输出电压的宽度。调宽过程可由③脚上的电压来控制，也可分别由误差放大器来进行控制。两个放大器独立使用，用于反馈电压和过流保护。③脚接RC网络，使整个电路的稳定性得到提高。

TL494是一个固定频率的PWM控制电路，适用于设计所有的(单端或双端)开关电源典型电路，其主要性能如下：





(1) 输入电压为DC 7~40 V，可用非稳压电源作为输入电源，从而使辅助电源简化。TL494末级的两只功率管在7~40 V范围内工作时，最大输出电流可达250 mA。因此，其负载能力较强，既可按推挽方式工作，也可将两路输出并联工作，小功率时可直接驱动。

(2) 内部有5 V参考电压，使用方便。参考电压短路时，有下垂保护特性。

(3) 内部有一对运算放大器，可作反馈放大器及保护之用，控制很方便。

(4) 在高频开关电源中，输出方波必须对称，在其他一些应用中又需要方波人为不对称，即需控制方波的占空比。通过对TL494④脚(死区时间控制端)的控制，既可调节占空比，还可作输出软启动保护用。



(5) 可以选择单端、 并联或交替三种方法输出。

TL494在工作时, 其工作频率仅取决于⑤、 ⑥脚外接在振荡器上的定时元件 R_T 和 C_T 的数值, 一旦定时元件固定后, TL494输出信号的工作频率也就固定不变。锯齿波发生器起振后, 可在⑤脚所接定时电容 C_T 上产生锯齿波电压, 其频率 $f=1.2/(R_T C_T)$, 该锯齿波在片内分别被送到比较器1和2的同相输入端。一般开关电源的稳压控制、 过流保护控制、 过压保护控制等采样电压是加在误差放大器的同相输入端或死区控制输入端的。因此, 片内误差放大器的输出电平与锯齿波在比较器2中进行比较, 而死区控制电平与锯齿波在比较器1中进行比较, 二者的输出分别得到一串具有一定宽度的矩形脉冲。它们同时进入门电路, 经D触发器分频后, 再经相应的门电路去控制TL494内部的两个驱动三极管交替导通和截止, 通过⑧脚和 ⑪脚向外输出相位相差 180° 的脉宽调制控制脉冲。





6.2.3 功率变换部分

电路功率变换部分采用IGBT模块组成半桥电路，如图6-10所示。此部分是开关电源的核心，其性能的好坏直接影响整个电源的性能与可靠性。



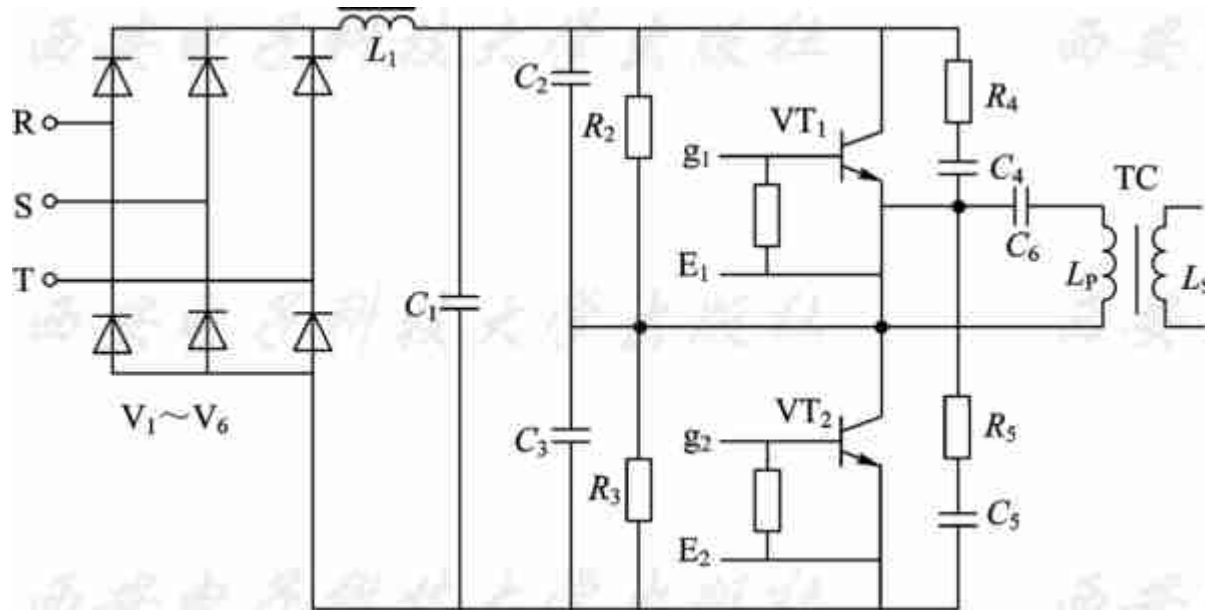


图6-10 功率变换部分电路图





1. 主电路

在图6-10中，经过 $V_1 \sim V_6$ 组成的三相全波整流后，得到约560 V直流电压，再经输入滤波电容 C_2 、 C_3 分压，它们各承受约280 V电压。当 VT_1 的门极电压 U_1 达到一定电平值时， VT_1 导通，电容器 C_2 经过 VT_1 的漏源极、变压器TC的初级绕组放电，给次级传递能量。当 VT_1 截止时， VT_2 的门极电压 U_2 也达到一定的电平值，使 VT_2 由截止转为导通，电容器 C_3 经TC的初级绕组及 VT_2 的漏源极放电，给次级传递能量。为了避免 VT_1 与 VT_2 同时导通造成直通故障而损坏 VT_1 和 VT_2 ，必须要保证 VT_1 和 VT_2 的门极驱动电压有一个共同截止的时间，称为控制脉冲的死区时间，要求死区时间必须大于 VT_1 和 VT_2 的最长导通饱和延迟时间。





2. RC缓冲电路

如图6-10所示，以 VT_1 为例，当 VT_1 截止时，电容器 C_4 通过 R_4 充电；当 VT_1 导通时，电容器 C_4 经 R_4 放电。尽管RC缓冲电路消耗了一定量的功率，但却减轻了开关管关断瞬间的电压应力。RC电路必须保证以下两点：一是在开关管截止期间，必须能使电容器充电到接近正偏电压 U_{GS} ；二是在开关管导通期间，必须使电容器上的电荷经过电阻全部放掉。





3. 门极抗干扰钳位保护电路

如图6-10所示，并联在IGBT的门极与发射极之间的稳压管极性相反，串联在一起使用，其目的是把门极正偏电压限制在20 V以内，将负偏电压限制在15 V以内。把加在门极的电压钳位到预定电平，从而有效地消除了干扰在驱动电路中产生的尖峰电压信号对IGBT的潜在危害。





4. 驱动电路

IGBT的驱动采用专用的混合集成驱动器，常用的有三菱公司的M579系列和富士公司的EXB系列，其内部具有退饱和检测和保护环节，当发生过电流时能快速响应且慢速关断IGBT，并向外部电路给出故障信号。本例采用M57962L芯片，输出的正驱动电压均为+15 V左右，负驱动电压为-10 V。图6-11所示为M57962L型IGBT驱动器的原理图和接线图。



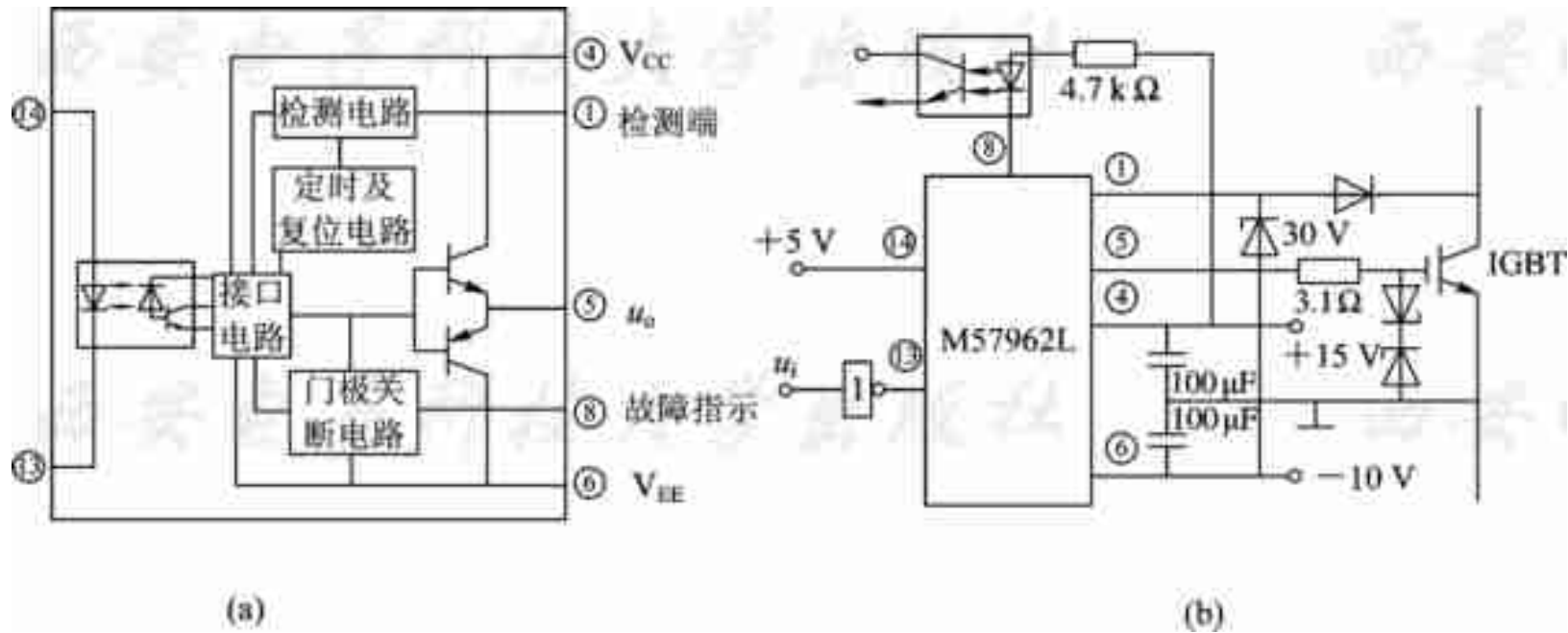


图6-11 M57962L型IGBT驱动器的原理图和接线图

(a) 驱动器原理图;

(b) 驱动器接线图





IGBT的门极驱动电路密切地关系到其静态和动态特性。门极电路的正偏压 U_{GS} 、负偏压 $-U_{GS}$ 和门极电阻 R_C 的大小，对IGBT的通态电压、开关时间、开关损耗、承受短路能力以及 du/dt 参数均有不同程度的影响。设计驱动电路要点如下：

(1) 连线长度。应尽量减小IGBT模块各管脚的连线长度，尤其是门极引线的长度，可以用小磁环或一个小电阻与门极串联。这两个元件应尽量靠近模块的门极，它们可以消除寄生振荡。

(2) 精心布置器件。尽量做到完全对称，连线尽量同长度且尽量减短、加粗，尽可能用多股绞线。





(3) 泄放电阻。在IGBT的门极与源极之间，应加 $11\text{ k}\Omega$ 的泄放电阻。

(4) 正偏电压 U_{GS} 的影响。当 U_{GS} 增加时，开通时间缩短，因而开通损耗减小。 U_{GS} 的增加对减小通态电压和开通损耗有利，但是 U_{GS} 不能随意增加，因为当增加到一定程度后，对IGBT的负载短路能力以及 du/dt 有不利影响，该电路采用 $U_{\text{GS}}=15\text{ V}$ 。





(5) 负偏电压 $-U_{GS}$ 的影响。负偏电压是很重要的门极驱动条件，它直接影响IGBT运行的可靠性。过高的 du/dt 产生较大的位移电流，使门极和源极之间的电压上升，并超过IGBT的门极阈值电压，产生一个较大的漏极脉冲浪涌电流，过大的漏极浪涌电流会使IGBT发生不可控的擎柱现象。为了避免IGBT发生这种误触发，可在门极加反向偏置电压，该电路中 $-U_{GS} = -12\text{ V}$ 。

(6) 门极电阻的影响。门极电阻选用的原则为：在开关损耗不大的情况下，应选用较大的门极电阻，但当门极电阻增大时，IGBT的开通与关断时间增加，进而使IGBT的开通能耗和关断能耗也增加。出于综合考虑，该电路的门极电阻采用 $51\ \Omega$ 。





6.2.4 其他电路

1. 变压器及滤波电路的设计

功率变压器的选材、计算及绕制方法等关系到所设计开关电源的成败及性能的好坏，必须给予高度重视。当电网输入电压最低且稳压电源输出满载时，变压器必须仍能满足稳压系统的正常工作。





设计一个合理的输出电感，可以使开关电源的体积减小，节约原材料。更重要的是，它既可以存储能量，以便在开关功率管截止期间或死区时间内，能够给负载提供连续不断的电流，又能使输出的直流电压更平滑，使输出电压纹波能够达到比较理想的指标。为了使滤波效果显著，可以增加线圈的匝数。为了减少热效应和趋肤效应，线圈绕制时采用多股铜线并绕或采用紫铜带绕制，层与层之间用0.1 mm厚的高强度聚酯薄膜绝缘，所有绕组均要紧密绕制并作浸漆处理。





2. 保护电路

开关电源在工作中，当有异常现象发生时，能否实现自身保护将决定它的可靠性和是否具有适用性。该电源设有输入过压、输入欠压、输出欠压、温度及过流保护电路。各种保护均通过单片机进行分析处理，大大提高了保护动作速度，从而避免了采用模拟电路实现保护所造成的动作速度慢的问题，电源的可靠性就自然而然地提高了。此种保护模式很容易解决主逆变桥共态导通的问题，有故障时，保护动作，电源没有输出，当故障消失后，电源自动恢复工作。





6.3 模块化逆变电源设计

随着逆变技术的进一步发展，越来越多的用户要求逆变电源像直流电源一样模块化，要求设计的电源体积小、成本低。这需要仔细考虑系统方案，简化控制，在保证性能指标的同时，减小体积，降低成本。设计的逆变电源直流输入24 V电压，输出为三相400 Hz，输出电压为68 V，负载电流为3 A。30 s后，要求输出电压无间断地切换为36 V，并提供1 A负载电流，稳压精度为2%，要求输入、输出隔离。





6.3.1 系统设计

1. 主电路设计

系统框图如图6-12所示。主电路首先需将24 V直流输入电压变换为较高的、可调节的直流母线电压。选择性能优良的DC/DC模块，可缩短设计周期，提高产品可靠性。



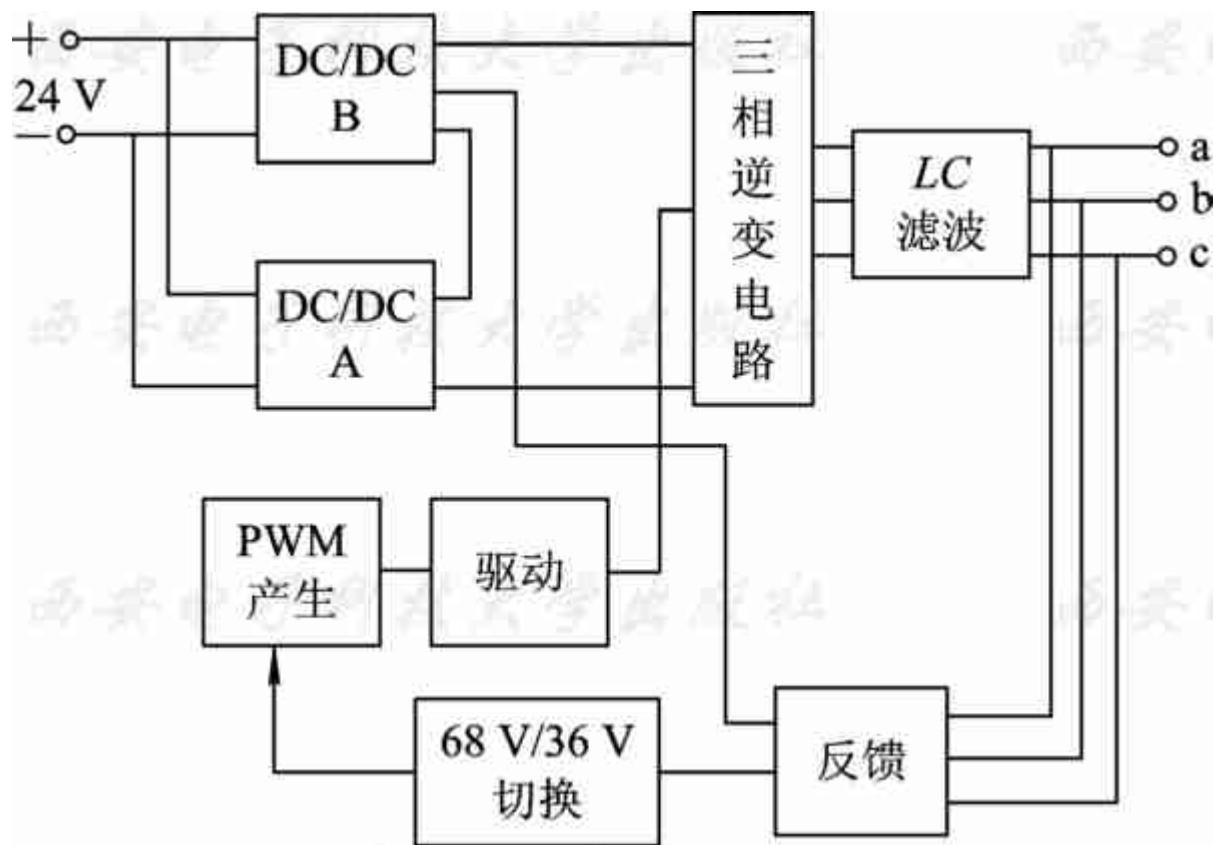


图6-12 系统框图





本节利用比较先进的VICOR系列模块化电源进行逆变电源的设计。该模块种类多，其中的DC/DC模块采用了ZCS/ZVS技术，突出优点是效率高、功率密度高、可靠性高、电磁干扰低，同时可以利用其I/O隔离的特性实现系统的隔离。设计使用两只24 V变48 V、输出功率为150 W的DC/DC模块A、B，输入为A、B并联，输出为A、B串联，以获得96 V的直流母线电压。在不考虑电源的损耗时，电源的最大输出功率为300 W，可以满足系统要求。





电源在正常工作时输出电压为36 V，若直流利用率为0.7，调制度为最大值1，则所需直流电压为 $36/0.7 \approx 51.5$ V。输出电压为68 V时，若直流利用率仍为0.7，调制度为最大值1，则所需直流电压为 $68/0.7 \approx 97$ V，这是空载时所需的直流电压。当带重载时，由于线路阻抗和系统输出阻抗的存在，所需的直流母线电压更高，所以必须采取措施提高直流利用率。计算SPWM数据时，可适当地过调制，并在电路中加大滤波电容器的容量，达到提高和稳定直流母线电压的目的。逆变桥使用功率MOSFET构成三相逆变全桥，滤波网络中的电容采用三角形连接方式以加强滤波作用。





2. 保护与控制电源

电源在有异常情况出现时，有两种方法切断输出：一是封锁控制数据，如选择ROM数据全为零的空页，此法方便快捷；二是断开直流母线电压，此法有利于负载的安全。这里选择后者。V系列模块的GATE-IN端是其功率提升同步端，也是该模块的使能端，拉低该端电压即可关闭模块。以GATE-IN端电位为基准，故检测的过流、过压信号均须以光电耦合与之隔离。控制部分的电源功率很小，采用线性三端稳压器。该稳压器除简便外，还有可靠、电磁干扰小的优点。





6.3.2 PWM波形控制

1. SPWM的基本原理

逆变过程需要控制开关管的动作模式，使得输出波形为正弦波。设计采用SPWM方法对开关管进行控制。在ROM中的PWM数据是离线计算，灵活性大。取得SPWM的方法是通过利用规则采样法计算数据，准确地得到开关器件的导通、关断时间，其原理误差与存储数据时取整带来的误差相比可以忽略。计算程序的入口参数主要有3个，即载波频率 F_c 、调制频率 F_M 和调制度 M ，其中调制度代表预期的输出幅值。输出电压切换前后的幅值相差很大，不能使用一个调制度，所以在ROM中存储两组数据(每组2 KB)，通过控制高位地址线实现电压切换。在启动阶段输出68 V电压时，需适当的过调制，此时SPWM就近似为梯形波比较调制，使直流利用率提高；而正常工作输出36 V电压时，调制度较低，谐波含量将很少。





按SPWM基本原理，自然采样法中要求解复杂的超越方程，难以在实时控制中在线计算，故工程应用不多。而规则采样法是一种工程实用方法，效果接近自然采样法，计算量小得多。规则采样法原理如图6-13所示，三角波两个正峰值之间为一个采样周期 T_c 。在自然采样法中，脉冲中点不和三角波一周期中点重合。规则采样法使两者重合，即每个脉冲中点为相应三角波中点，使计算大为简化。三角波负峰时刻 t_D 对信号波采样得D点，过D作水平线和三角波交于A、B点，在A点时刻 t_A 和B点时刻 t_B 控制器件的通断。脉冲宽度 δ 和用自然采样法得到的脉冲宽度非常接近。



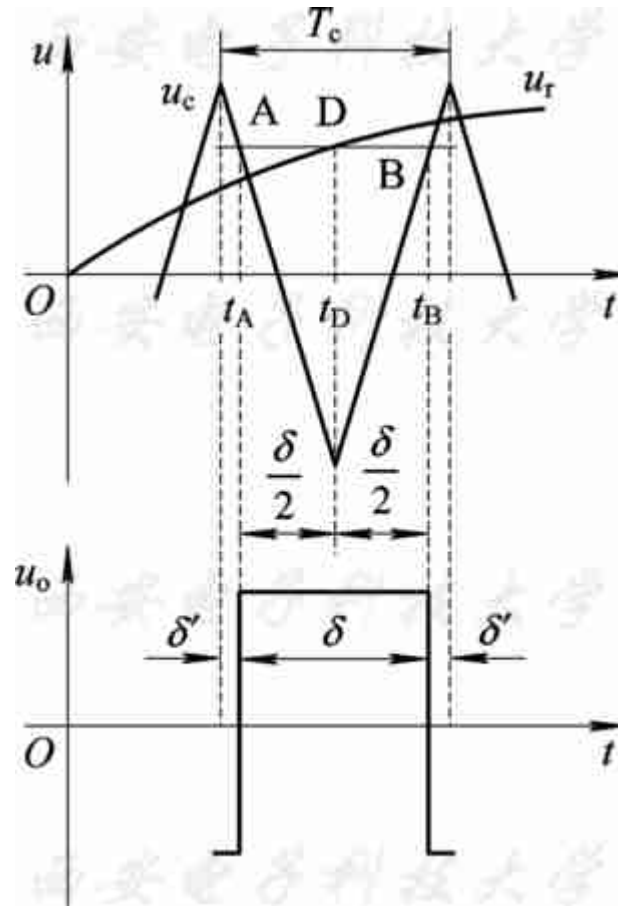


图6-13 规则采样法



2. 规则采样法的计算

规则采样法计算公式推导过程如下。在正弦调制信号波公式中， a 称为调制度， $0 \leq a < 1$ ； ω_r 为信号波角频率。因此从图6-13可得

$$u_r = a \sin \omega_r t \quad (6-19)$$

三角波的一周期内，脉冲两边间隙宽度为

$$\frac{1 + a \sin \omega_r t_D}{\delta / 2} = \frac{2}{T_c / 2} \quad (6-20)$$

对于三相桥逆变电路而言，通常三相的三角波载波公用，三相调制波相位依次差 120° ，同一三角波周期内三相的脉宽分别为 δ_U 、 δ_V 和 δ_W ，脉冲两边的间隙宽度分别为 δ_U' 、 δ_V' 和 δ_W' ，同一时刻三相正弦调制波电压之和为零，由式(6-20)得脉宽为



$$\delta = \frac{T_c}{2}(1 + a \sin \omega_r t_D) \quad (6-21)$$

由式(6-21)得间隙宽度为

$$\delta' = \frac{1}{2}(T_c - \delta) = \frac{T_c}{4}(1 - a \sin \omega_r t_D) \quad (6-22)$$

由式(6-21)可得一个周期内脉冲总宽度为

$$\delta_U + \delta_V + \delta_W = \frac{3T_c}{2} \quad (6-23)$$

同样由式(6-23)可得一个周期内间隙总宽度为

$$\delta'_U + \delta'_V + \delta'_W = \frac{3T_c}{4} \quad (6-24)$$

利用式(6-23)和式(6-24)可简化三相SPWM波的计算。





3. 产生PWM的程序流程图

图6-14是产生PWM数据的程序流程图。程序中以A相数据子程序计算为例，B、C相可以通用。其中一个参数是正弦调制波相位，改变这个参数可分别计算出A、B、C数据，并且可以补偿因滤波元件参数不一致而导致的三相不平衡。计算完各开关点时间后，将时间转换为0、1位串的字节长度，这个过程要进行四舍五入，修正值初值为0.5。为了保证总的字节数成整K，需要以逐次逼近方式修改修正值。在此部分电路中，多谐振荡器产生819.2 kHz时钟信号，经12位计数器进行地址变换，使存储于ROM中的PWM数据周期性地输出，再由驱动芯片IR2110驱动功率MOSFET三相全桥进行逆变。



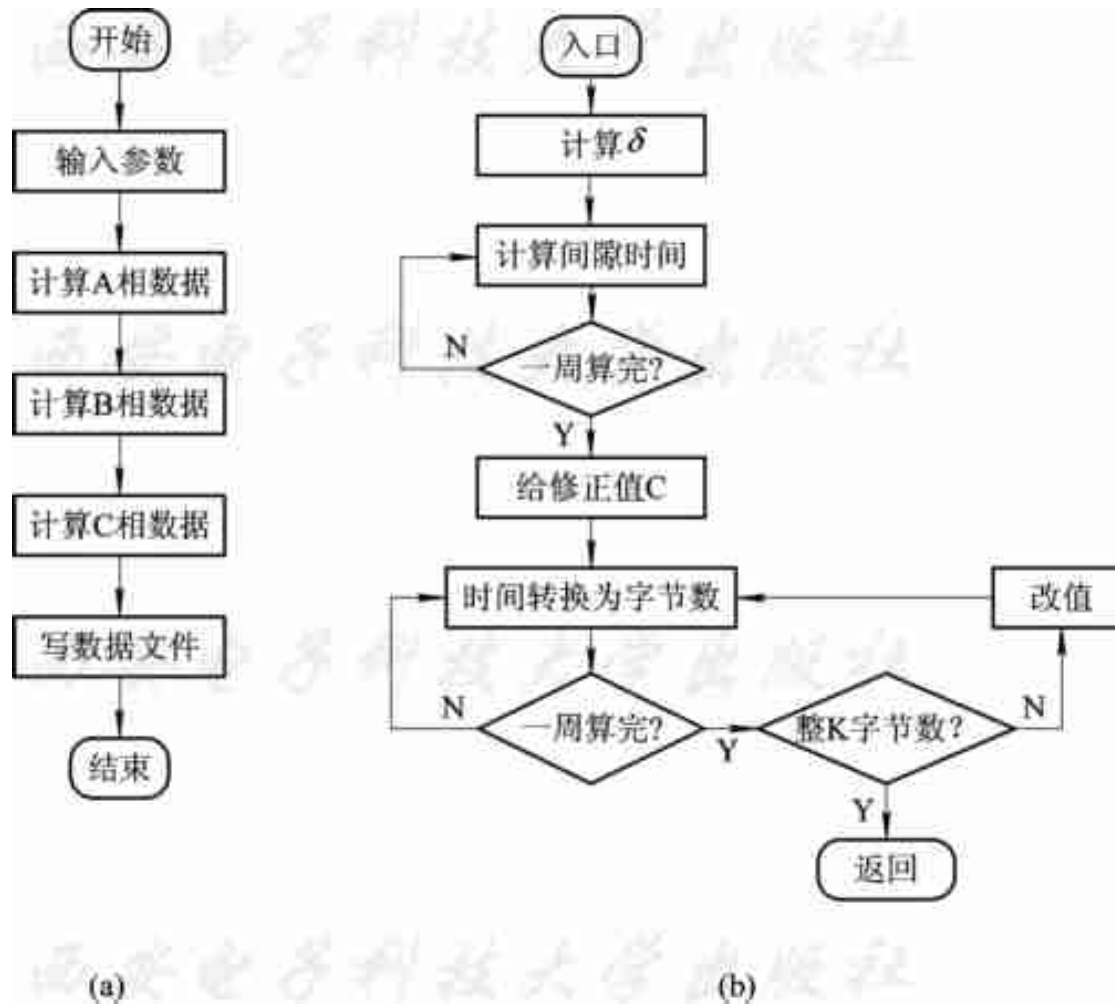


图6-14 产生PWM数据的程序流程图
(a) 主程序; (b) 计算A相数据子程序



6.3.3 输出电压控制

VICOR系列模块的调压原理如图6-15所示，电压调节端TRIM同时也是模块内部误差放大器的电压给定端，经一个 $10\text{ k}\Omega$ 电阻与 2.5 V 基准串联。此端悬空时，误差放大器的给定电压为 2.5 V ，模块输出额定电压。由TRIM端外接电阻到-OUT端，与 $10\text{ k}\Omega$ 电阻对 2.5 V 电压分压，使误差放大器的给定电压降低，模块的输出电压即被按比例地调低；由+OUT端外接电阻到TRIM端，与 $10\text{ k}\Omega$ 电阻对输出电压分压，输出电压亦被按比例地调高。模块的输出电压调节范围是额定值的 $5\%\sim 110\%$ 。TRIM端同时对输出电压进行检测，若TRIM端电压过高，将导致模块的过压保护动作。

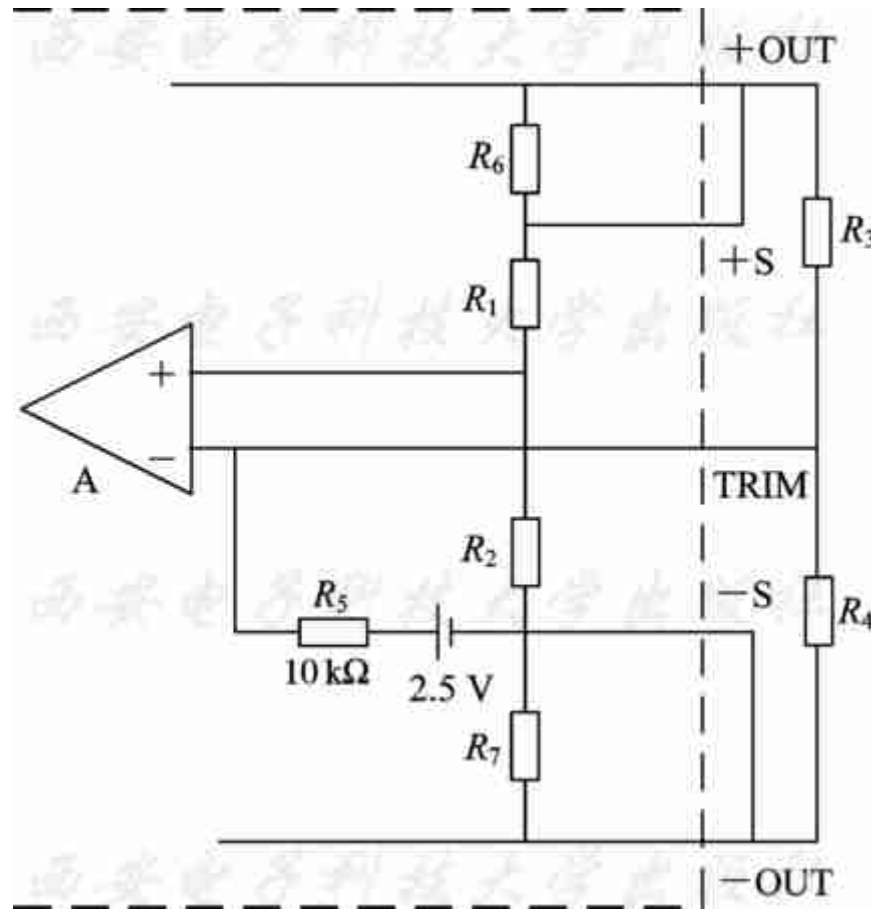


图6-15 VICOR模块调压原理





使模块的电压调节端TRIM随着系统输出电压有效值的变化而反向变化，即可构成负反馈闭环回路。系统有68 V、36 V两次稳压过程，只需在切换数据页的同时相应地改变反馈系数即可。此部分的电路如图6-16所示。

输出的三相电压经整流、滤波后，在电位器 R_{p1} 的滑臂上取得反馈电压，该电压经光电耦合器 IC_1 隔离、反相后送到VICOR模块的TRIM端，即构成了负反馈环。这里光电耦合器 IC_1 的三极管等效为一个接在TRIM和-OOUT端的受控可变电阻，这样有效地防止了TRIM端上的反馈电压过高。

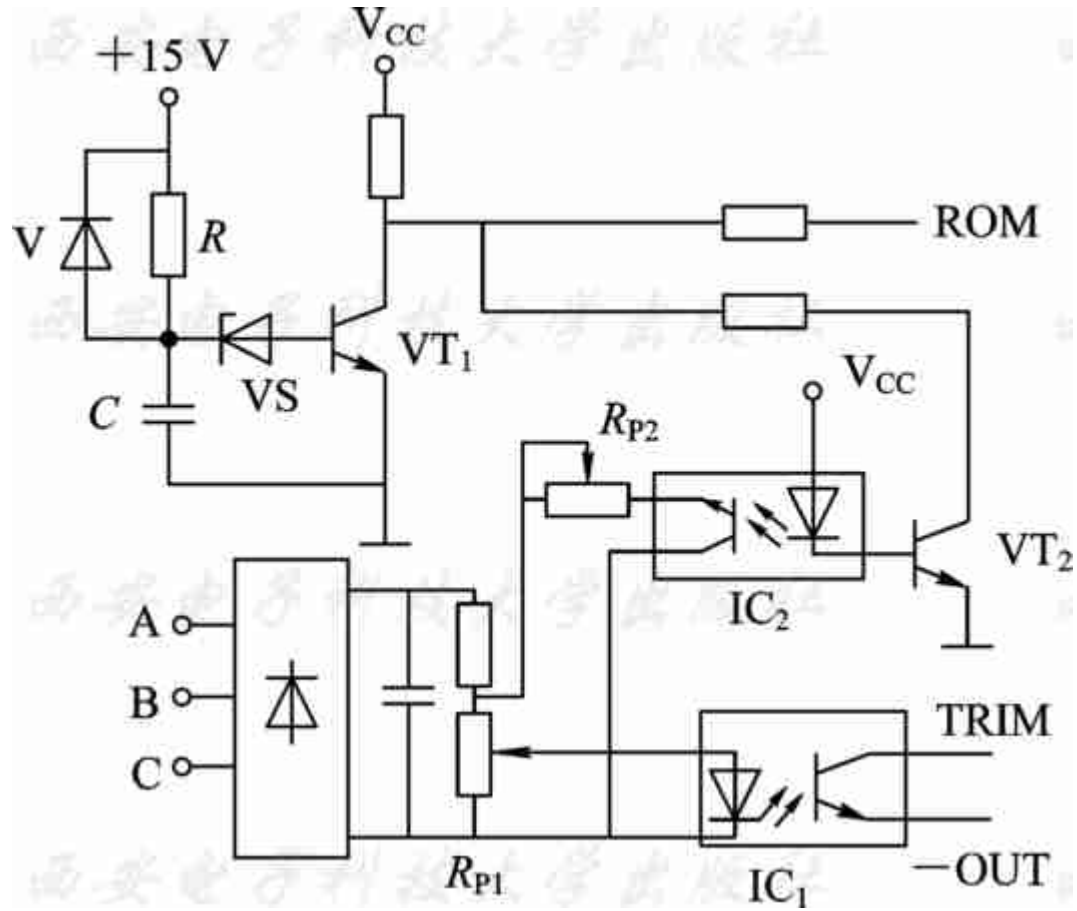


图6-16 电压控制电路





通电后首先+15 V电压经 R 对 C 充电，充电时间常数由二者的乘积决定。当 C 上的电压不超过稳压管 V_S 的稳压值加0.7 V时， VT_1 不导通，集电极输出高电平到ROM，选中ROM里存储68 V数据的页面，同时三极管 VT_2 、达林顿光电耦合器 IC_2 导通，电位器 R_{p2} 与 R_{p1} 并联，这个状态对应于启动阶段输出68 V高电压；当 C 上的电压超过稳压管稳压值加0.7 V时， VT_1 导通，集电极输出低电平到ROM，选中存储36 V数据的页面，同时 VT_2 、 IC_2 截止， R_{p2} 支路断开， R_{p1} 上的反馈电压增大，系统反馈系数也变大，输出将降低，这时对应于正常工作阶段的36 V电压输出。





PWM数据的调制度大致决定了输出电压幅度。断开负反馈环，VICOR模块输出额定电压，系统带满载并能输出预定电压时的调制度为合适的取值。该电源在输出电压为68 V、36 V时的调制度分别取为1.50、0.50，用电位器 R_{p1} 、 R_{p2} 可对输出电压在一定范围内进行微调。输出36 V电压时，仅 R_{p1} 起作用，应先调定 R_{p1} ，再用 R_{p2} 对68 V电压进行调节。取样电阻值选得过小，光电耦合器会出现饱和情况，系统就会振荡；选得过大，光电耦合器不足以导通，负反馈环起不到调节作用。





6.4 便携式开关电源设计

本节为微波发生器设计便携式小型化开关电源。微波发生器要求工作在恶劣环境下，必须能够在 $-55\sim+60^{\circ}\text{C}$ 的宽温域内正常工作，并能经受严酷的冲击、震动、高低温循环、输入电压拉偏以及电磁兼容性等例行试验。微波发生器属于抗恶劣环境的设备，必须具有较强的抗电磁干扰能力。供电网络的各种干扰，特别是传导干扰首先进入稳压电源，另外负载内部产生的各种干扰也经过电源再传入供电网络，从而对其他电子设备产生干扰。所以，稳压电源必须能够抑制来自两个方面的电磁干扰，才能使负载既正常工作又不干扰其他电子设备。

在分析和探讨微波发生器的便携式小型化开关电源方案时，须考虑到工作在恶劣环境下而仍然满足各项电气性能指标。





6.4.1 结构与系统设计

1. 结构设计

结构设计关系到单元使用的方便性和可靠性。依据实践经验和设计要求，应首先考虑采用以下措施：

(1) 采用功率密度更大的DC/DC变换器模块。随着功率电子学的兴起与快速发展，DC/DC变换器集成电源模块已被大量开发并投放市场，而且得到了越来越广泛的应用。但各供应商生产的模块电源，其工作频率、变换效率各不相同，在输出功率相同的情况下，体积、重量相差较大，同时应用环境也各不相同，因而应设计体积小、重量轻且能适应恶劣环境的电源部件。





(2) 优先选用具有多路电压输出的电源模块。单路电压输出与多路电压输出的电源模块各有优缺点：前者只有一路输出电压，是直接受调控的，因而输出电压的精度高；后者输出电压有多路，但只有主回路输出的电压精度高，其余的间接受到控制，因而输出电压的精度比较低。由于多种电压要多块单输出模块来实现，因此要比直接采用多路电压输出模块的体积大。为了减小体积和重量，在满足技术要求的前提下，应优先选用多路电压输出的电源模块。





(3) 采用低压差线性集成稳压器进行二次稳压。在普遍采用开关式集成稳压模块的情况下，线性集成稳压器，特别是低压差的线性集成稳压器仍然广泛地被采用。例如，采用三端低压差线性集成稳压器，将5 V电压经二次稳压得到3.3 V电压，将 ± 15 V电压经二次稳压获得精密的 ± 10 V电压。

(4) 必要的少量外围分立元件也尽量采用体积小、重量轻的片式表面贴装元件。采用集成电源模块组成的电源部件仍有少量的分立元件，如滤波用的电感、X电容、Y电容以及调节电压的电阻等也一律采用贴片式元件。



(5) 当无法从单块电源模块获得电源部件所需的某些非标准输出电压时，可采用标准电压输出的小型电源模块，进行相互串联得到。例如，将体积小的 $\pm 15\text{ V}$ 电源模块作单路输出而得到 $\pm 30\text{ V}$ 电压，再相互串联得到 $\pm 60\text{ V}$ 电压。

(6) 要减小整个电源的体积和重量，将电源模块基板贴在机箱内壁，利用金属壳体散热是非常必要的。





2. 系统设计

设计一个高可靠性的稳压电源，需要在以下几个方面做好准备工作。根据整机负载对电源总的技术要求，包括电源电压种类、输出电流、稳定度、纹波电压、掉电保护、过流保护、过压保护、抗电磁干扰以及重量、体积等，首先对电源进行系统设计，再次是实现高可靠性稳压电源的设计要求。

设计系统时应考虑的几个主要方面如下：

(1) 供电电源的选择。可供选择的供电电源有两种：50 Hz/220 V交流电源和48 V直流电源。两种电源各有优缺点，50 Hz/220 V电源波动小、干扰小，但所需要的器件耐压相对要高，而48 V电源却相反。可根据应用环境和负载特性确定电源类型。



(2) 确定电源的系统方案。电源系统方案的确定在很大程度上决定了电源的性能和可靠性水平，其主要内容有：选择高可靠性的电源元器件；设计电源系统的电路图，并做好必要的试验；采用合理的热设计和电磁兼容性设计；采取其他可靠性设计和可维修性设计。

(3) 选择性能优良、可靠性高的电源元器件。有针对性地对这些器件和电路进行摸底试验，掌握第一手资料是设计高可靠性电源的先决条件。本例选用VICOR电源模块作为主要器件。VICOR电源模块的主要特点是：采用“零电流”开关技术，工作频率高达2 MHz，效率为80%~90%，功率密度为54~100 W/in³，可靠性MTBF ≥ 100万小时，适应输入电压变化范围宽等。



(4) 设计特殊要求的稳压电源。根据需要，整机可能提出某些有特殊要求的非标准稳压电源。例如，某负载需要 $\pm 10\text{ V}$ 精密电源，要求稳定度不大于 0.1% ，纹波电压不大于 2 mV ，温度系数不大于 $0.1\text{ mV}/^\circ\text{C}$ 。为此设计了高性能的线性稳压电源，在 $\pm 15\text{ V}$ 的基础上进行二次稳压得到精密的 $\pm 10\text{ V}$ 稳定电源。

(5) 可靠性设计。重点考虑外围电路的设计以及整机的热设计、电磁兼容性设计和其他可靠性设计。





6.4.2 高可靠性电源设计

1. 主要元件参数计算

1) 输入滤波电容的计算

采用交流220 V供电的开关电源，一般直接将220 V交流电整流、滤波成310 V左右的直流电，再进行DC/DC变换。

现以微波发生器的开关电源为例来计算输入滤波电容，其整流、滤波原理框图如图6-17所示。



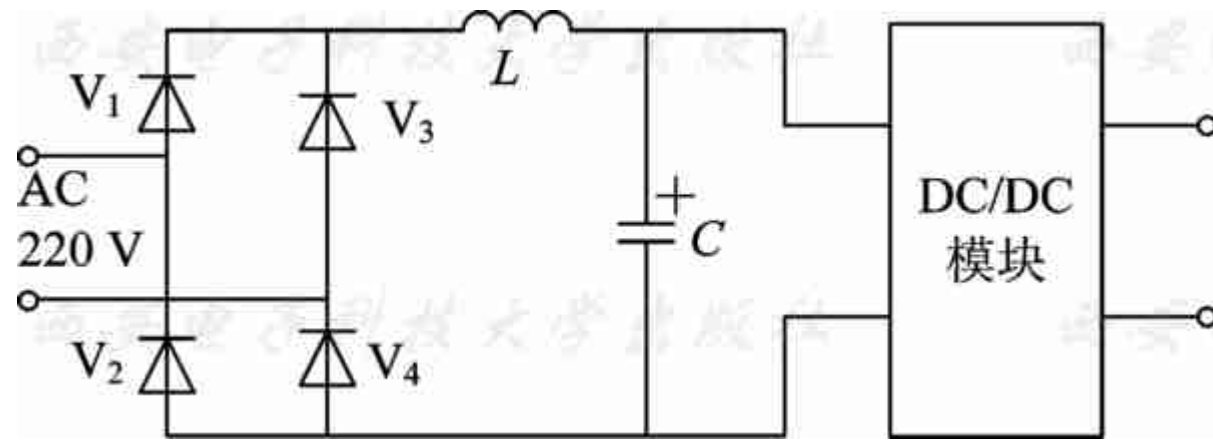


图6-17 整流、滤波原理框图





电容器 C 的功能为平滑滤波作用和储能作用。可根据需要的纹波系数计算输入滤波电容，若要求纹波系数 $r=0.5\%$ ，可得

$$\omega CR_L=90 \quad (6-25)$$

式中， $\omega=2\pi f$ ， $f=50\text{ Hz}$ ； $R_L=310\text{ V}/2.0\text{ A}=155\ \Omega$ 。由式(6-25)可计算出 $C=380\ \mu\text{F}$ 。





2) 掉电保护电路的设计与参数计算

为了在瞬间掉电时不丢失信息，要求电源具有掉电保护功能，如要求电源正常供电时提供一低电平，而在掉电瞬间电压由+5 V下降到4.6 V这一期间提供并维持一高电平。

掉电保护电路如图6-18所示。该电路为DC/DC变换模块，外围元件不多，其中二极管 V_1 的作用是防止输入电源的正、负极插错以及阻止 C_1 向输入侧放电。 IC_1 选用4N27光电耦合器，用以隔离输入、输出地线。



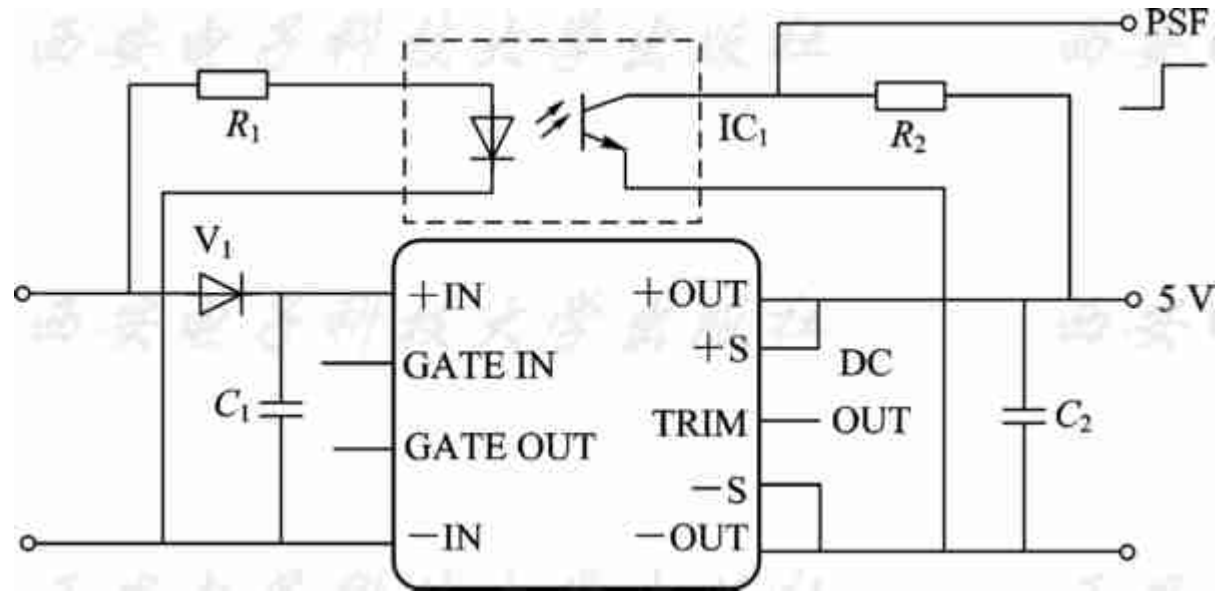


图6-18 掉电保护电路





R_1 的值是根据输入电压和使三极管饱和导通($U_{CE} \leq 0.3 \text{ V}$)的低电平所需流过二极管的最小电流 I_1 确定的。取电流 $I_1 = 15 \text{ mA}$ ，则有

$$R_1 = \frac{28.5 - 0.3}{0.015 \times 100} = 1.9 \text{ k}\Omega \quad (6-26)$$

损耗功率为

$$P_m = (28.5 - 0.7) \times 0.015 = 0.417 \text{ W} \quad (6-27)$$

故选RJ2W/1.8 k Ω 。

R_2 由+5 V电压和流经三极管的电流 I_2 确定。取 $I_2 = 5 \text{ mA}$ ，则有

$$R_2 = \frac{5 - 0.3}{0.005 \times 100} \approx 1 \text{ k}\Omega \quad (6-28)$$





$$P_{R2}=5 \times 0.005=0.025 \text{ W} \quad (6-29)$$

故选RJ-0.125 W/1 k Ω 。

3) 模块输出电压调节

微波机电源的DC/DC变换模块为了方便使用，设置了输出电压调节端。当输出电流较大、传输线路较长时，为弥补线路上的压降，需要将输出电压调高。如电子组件的+5 V电源就设置了一个调压电阻 R_3 ，调节原理如图6-19所示。调节过程就是改变基准电压，电阻 R_3 基准电压调高后，输出电压将同比例提高。



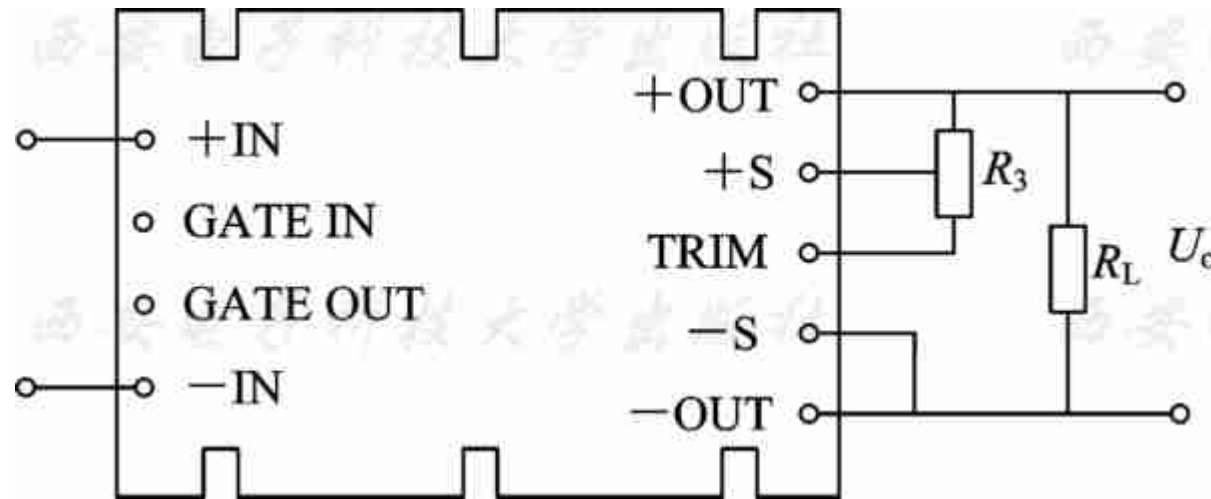


图6-19 输出电压调整电路





2. 保护电路设计

集成电源一般都设有过流保护电路。VICOR系列模块的VI-200系列设有过流、过压和过热保护电路，设置的过压保护电路采用图6-20所示电路。

当+5 V电压过压时，+15 V电压使晶闸管导通，使光电耦合器饱和导通，低电平信号进入GATE IN端，从而禁止DC/DC变换器工作，使输出电压为零。



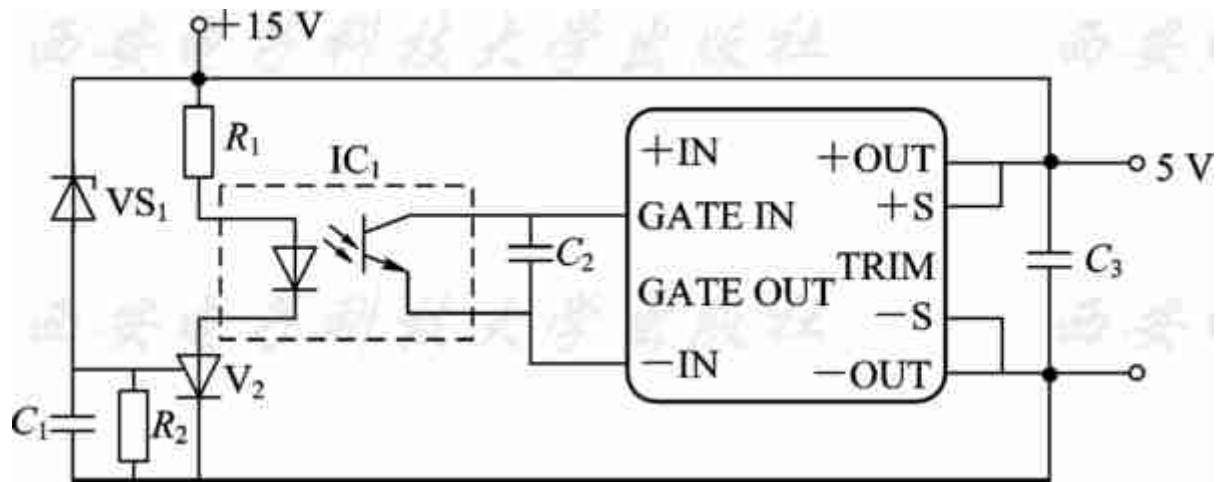


图6-20 过压保护电路





3. 电磁兼容性设计

电磁兼容性(EMC)设计是一门涉及知识面较广的技术。

就电源的EMC设计而言，主要可采取以下措施。

(1) 在输入端加电磁干扰(EMI)滤波器是必要的，但必须设计或购买适用于该系统的滤波器，这样才能抑制传导干扰，达到预期目的。

(2) 采用VICOR前端模块 A_{IM} (交流输入)和 I_{AM} (直流输入)，它们都具有抑制EMI的功能。

(3) 尽量减小输出电压的纹波和噪声，可采用LC滤波或加纹波衰减模块RAM。





(4) 在输入线之间加电容和在输入、输出端子与基板间加电容，可分别抑制差模干扰和共模干扰。

(5) 良好的屏蔽是减少电磁辐射的有效措施。

对印制板的设计要求是：合理布线，并尽量加宽、缩短大电流的功率线；将电压输出线与+S和-S采样线分开接到插头处；尽量避免在模块底部走线；尽量将插头上的插针全用上，减小接触电阻，这对大电流输出的电源更为重要。

整个微波发生器电源系统框图如图6-21所示。经试用工作正常，满足设计要求。



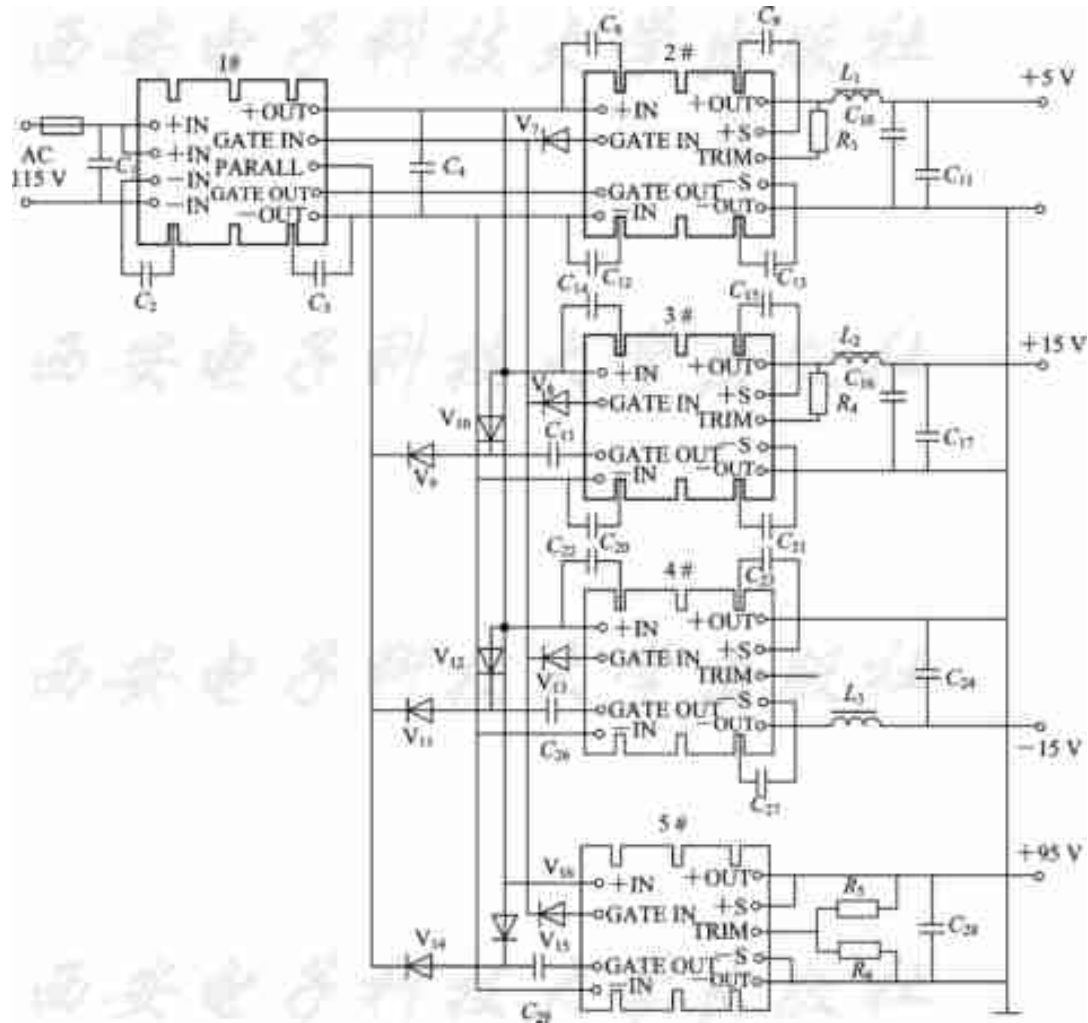


图6-21 微波发生器电源系统框图





6.4.3 机载小型化开关电源设计

1. 机载仪表小型化电源的设计实例

该电源是一台DC/DC变换电源，将单一48 V直流变换为多种直流，以供仪器所需。设计采用模块电源组合实现。

机载仪表对电源的技术要求如下：

- (1) 输入电压: 48 V。
- (2) 输出电压: +5 V、 ± 15 V、 ± 24 V、 ± 60 V。
- (3) 输出电流: 5 A、2 A、1 A、0.5 A。
- (4) 稳压精度: $\leq \pm 1\%$, $\leq \pm 1\%$, $\leq \pm 1.5\%$, $\leq \pm 2\%$ 。
- (5) 纹波噪声峰峰值: 50 mV, 80 mV, 100 mV, 100 mV。
- (6) 工作温度: $-55 \sim +60^{\circ}\text{C}$ 。



2. 电源部件的设计方案

由于该电源部件输出电压种类多，给定的外形尺寸小，且输入电压变化范围大，工作温度范围宽，因此必须选用小型、高可靠性的电源模块。

(1) 5 V(5 A)电源选用GAA电源模块，输出为5 V(5 A)，工作温度为 $-55\sim+100^{\circ}\text{C}$ ，采用金属壳封装。

(2) ± 15 V(2 A)电源选用VICOR电源模块，输出为 ± 15 V(3 A)，工作温度为 $-55\sim+100^{\circ}\text{C}$ ，采用金属壳封装。

(3) ± 24 V(1 A)电源选用两块VICOR电源模块，输出为24 V(2 A)，工作温度为 $-55\sim+100^{\circ}\text{C}$ 。

(4) ± 60 V(0.5 A)电源选用VICOR电源模块，输出为30 V(1 A)，将两块串联可得60 V电压，工作温度均为 $-55\sim+100^{\circ}\text{C}$ 。





3. 电源电路的结构

电源电路的结构如图6-22所示。

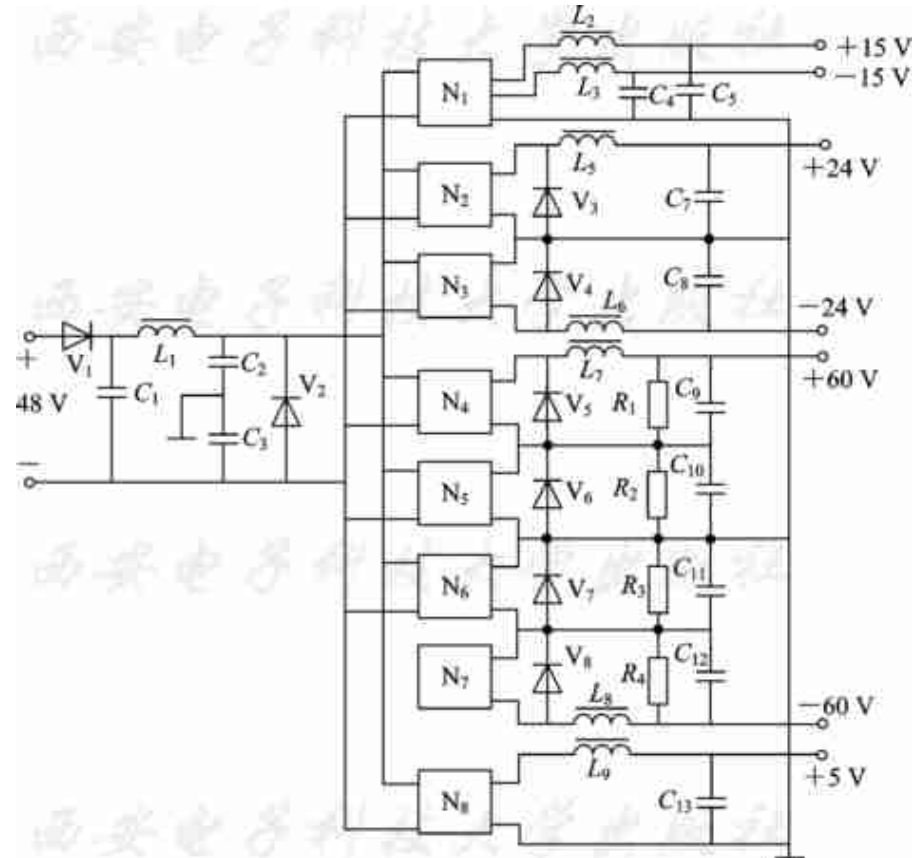


图6-22 电源电路结构图



4. 元件的安装

(1) 由于各种电源模块的厚度不同，为了将模块基板贴靠箱体散热，在计算机箱体的后壁作适当结构处理，使不同高度的模块基板都能紧靠机箱后壁，并在中间涂导热胶或加散热护垫，以减小接触热阻。

(2) 为减小体积，滤波电容采用片式固体电解质钽电容器，其大小为 $3\text{ mm} \times 4.3\text{ mm} \times 2.8\text{ mm}$ ，滤波电感采用小型磁心绕制的电感器。





(3) 40 V输入端采用TVS瞬变电压吸收二极管和小型抗干扰滤波器。

该电源部件中的所有元器件全部组装在180 mm×110 mm的板面上，元器件最大高度不超过15 mm，总重量不超过0.8 kg。电源经各项性能测试和高低温试验，并与仪表联试，其各项技术性能均达到设计要求，满足整机需要。





6.4.4 机载三相交流稳压电源设计

机载交流稳压电源的主要功能是为特种电子系统中的传感器提供交流激磁信号，要求性能稳定、体积小、重量轻、效率高、可靠性高。国外使用的交流稳压电源采用了变压器补偿式稳压技术，其原理是用多个补偿变压器组合，通过控制电路，切换补偿变压器进行补偿。补偿是有级的，而且所需的补偿变压器和切换开关较多，电路较复杂，补偿精度低。由于使用的中频补偿变压器较多，因此交流稳压电源的体积、重量都较大。





近年来，国内关于交流稳压电源研究的主要内容之一是线性谐振型交流稳压电源及其改进，以及开关型交流稳压电源。线性谐振型交流稳压电源通过 LC 谐振参量的改变使交流输出电压得到调整，以连续可调方式获得优越的稳压性能。其主电路中不含电力半导体器件，线路简单，可靠性高，但是由于存在输入电压范围不够宽、源端空载无功电流和谐波电流较大以及容易发生振荡等缺点，故发展和应用受到了限制，特别是在大功率场合的应用比较少。开关型交流稳压电源采用了先进的高频开关电源技术，可以减小体积、重量，节省材料，具有效率高、响应速度快等优点。它先将交流电整流成脉动的直流电，再通过高频脉宽调制技术，将脉动的直流电逆变成交流电，最后通过相位跟踪与转换电路取得与输入侧同频同相的补偿电压，加在输入与输出之间，使输出电压稳定。这项技术成为当今交流稳压电源技术发展的方向。





1. 电路基本原理

如图6-23所示，该电源是一种AC/AC变换器，其关键部分是单相48 V、400 Hz AC/AC变换稳压电路。设计采用的是高频PWM斩波器调感法构成的新型交流稳压电源电路，它具有产生谐波小、抗各类电磁干扰能力强、稳压精度高、动态响应快等诸多优点。



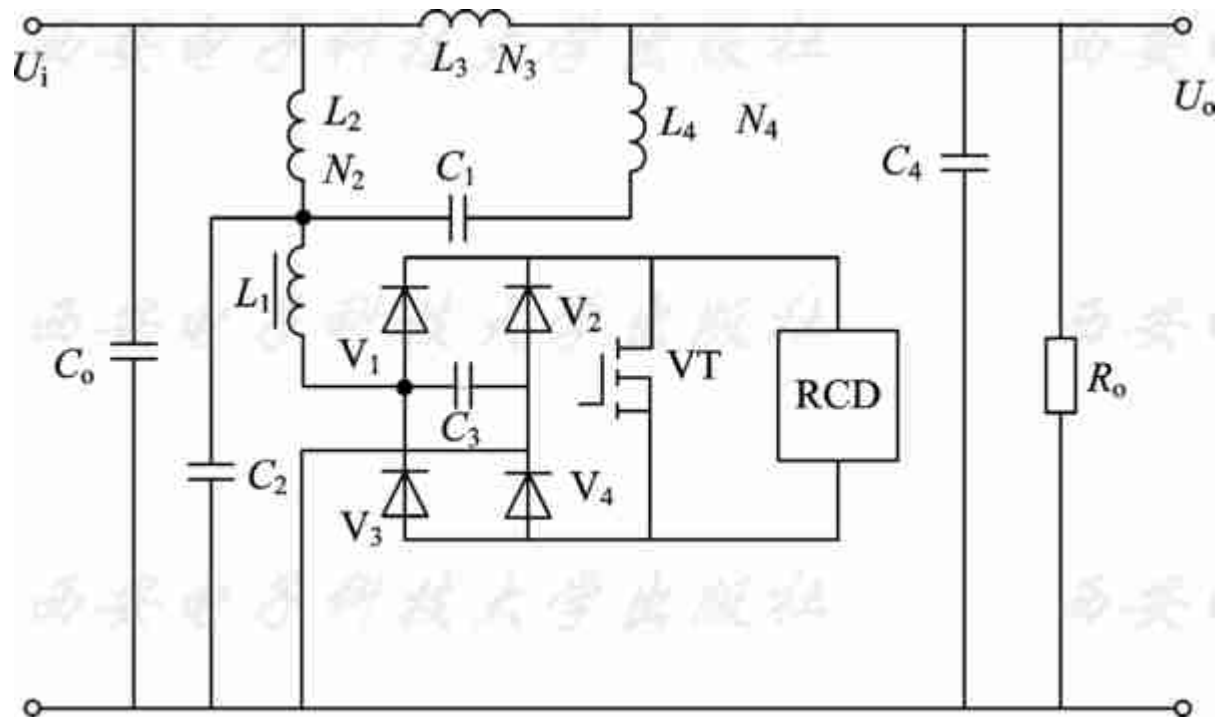


图6-23 高频PWM斩波器式稳压电源原理图





在图6-23中，由 L_1 、 $V_1 \sim V_4$ 、 C_3 、VT等构成高频PWM斩波电路。为减小MOS场效应管VT的开关损耗，加入了由电阻、电容和二极管等元器件组成的开通关断缓冲电路RCD。图6-23中的电感 L_1 和高频PWM斩波支路可用等效电感 L_X 表示， L_X 是功率场效应管VT导通占空比的函数，经推导可得

$$L_X = \frac{L_1}{D} \quad (6-30)$$

式中， D 为VT的导通占空比。

同理，图6-23中 L_X 、 C_2 并联电路的阻抗 Z 也是 D 的函数：

$$Z = j\omega L_X(1 - \omega_2 C_2 L_X) \quad (6-31)$$

式中， ω 为输入电压 U_i 的角频率。





当输入电压降低或负载加重引起输出电压降低时， D 增大， L_2 、 C_2 支路呈感性，支路电流在线性电感线圈 N_2 上的压降与 U_i 同相，耦合到 N_3 线圈上的电压 U_N 与 U 串联相加后补偿了输入电压的不足。

当输入电压升高或负载减轻引起输出电压升高时， D 减小， L_x 、 C_2 支路呈容性，支路电流在线性电感线圈 N_2 上的压降与 U_i 反相，耦合到 N_3 线圈上的电压 U_N 与 U_i 串联相减后抵消了过剩的输入电压。由以上分析可知，通过对输出电压进行采样闭环反馈，控制导通占空比 D 的大小，自动改变 N_3 线圈上电压的大小和相位，可实现输出电压的稳定。





2. 电路参数的选择

将 L_1 和 高频PWM斩波器支路等效为一电感 L_X 后，则图6-23所示电路可认为是一线性电路，将其中的耦合电感 L_2 、 L_3 进行去耦等效，并忽略 L_4 、 C_1 滤波支路后，对等效电路运用基尔霍夫定律列回路方程，可解得

$$U_o = \frac{R_o U_i}{(L_2 + L_M) \times \frac{R_o + j\omega(L_2 + L_3 + 2M + L_M)}{L_2 + M + L_M} - j\omega(L_2 + M + L_M)} \quad (6-32)$$

式中

$$L_M = \frac{L_X}{(1 - \omega^2 C_2 L_X)}$$





由于 U 与 U_o 同相，故忽略两者的相位差，可得

$$|U_o| = \sqrt{\frac{R_o^2(L_2 + M + L_m)^2}{R_o^2(L_2 + L_m)^2 + \omega^2 L_2^3 L_m^2}} \cdot |U_i| \quad (6-33)$$

式中， $M = \sqrt{L_2 L_3}$ 为耦合电感 L_2 、 L_3 的互感。

根据式(6-33)所提供的输入和输出电压之间的函数关系式，即可根据系统需求确定 L_1 、 L_2 、 L_3 ，从而设计出满足性能要求的主电路。在实际的电路参数选择中，为加快设计速度，提高设计质量，采用根据工程估算并结合仿真软件进行优化设计的方法。根据以下原则估算 L_1 、 L_2 、 L_3 等的参数：





(1) 由电感 L_2 、 L_3 、 C_2 等构成正弦能量分配网络，其自然谐振频率应设在输入源频率的1.5~2倍之间，以保证源频率变化对网络的影响较小。在本设计中由于源频率为400 Hz，故网络谐振频率应取为520~800 Hz。

(2) N_3/N_2 是决定输入电压范围的主要参数， N_3/N_2 过小时，输入电压的范围不够宽； N_3/N_2 过大时，则导致系统的瞬态响应特性变坏，负载适应能力下降。实际的 N_3/N_2 取0.4~0.7，可获得良好的瞬态响应性能和负载特性等。



(3) 电路中由于谐波失真等指标的限制， L_1 不能过小。在实际的开关控制中，由于采用的是高频PWM斩波方式，因此输出的高次谐波只要用小容量的电容器 C_3 即可消除。这样，当频率为400 Hz时，PWM开关频率取80 kHz。在主电路中， $L_1=20$ mH时， $C_3=110$ pF，即可滤掉高频斩波器中的高次谐波。

(4) 在主电路中， N_4 和 C_1 支路具有滤波和减少电流波形失真的功能。电容 C_1 的取值不可过大，当 C_1 的值过分增大时，电路的调节极性将逆转，不再具有稳压功能。





3. 电路计算机仿真

根据上述原则估算得出一组参数值后,在输出为AC 48 V/400 Hz/50 W的条件下,运用ISSPICE4模拟及数字混合电路仿真软件对主电路进行仿真,仿真电路如图6-24所示。

在仿真电路中,分别用电压源 E_1 和 E_2 等效输入源和PWM高频脉冲源,输出负载用一纯电阻等效。在输入分别为AC 55 V/400 Hz和AC 40 V/400 Hz的条件下,电路输入和输出的仿真波形如图6-25所示。

由以上仿真结果可以看出,当输入源在AC 40~55 V/400 Hz范围内变化时,输出始终稳定在AC 36 V/400 Hz上。



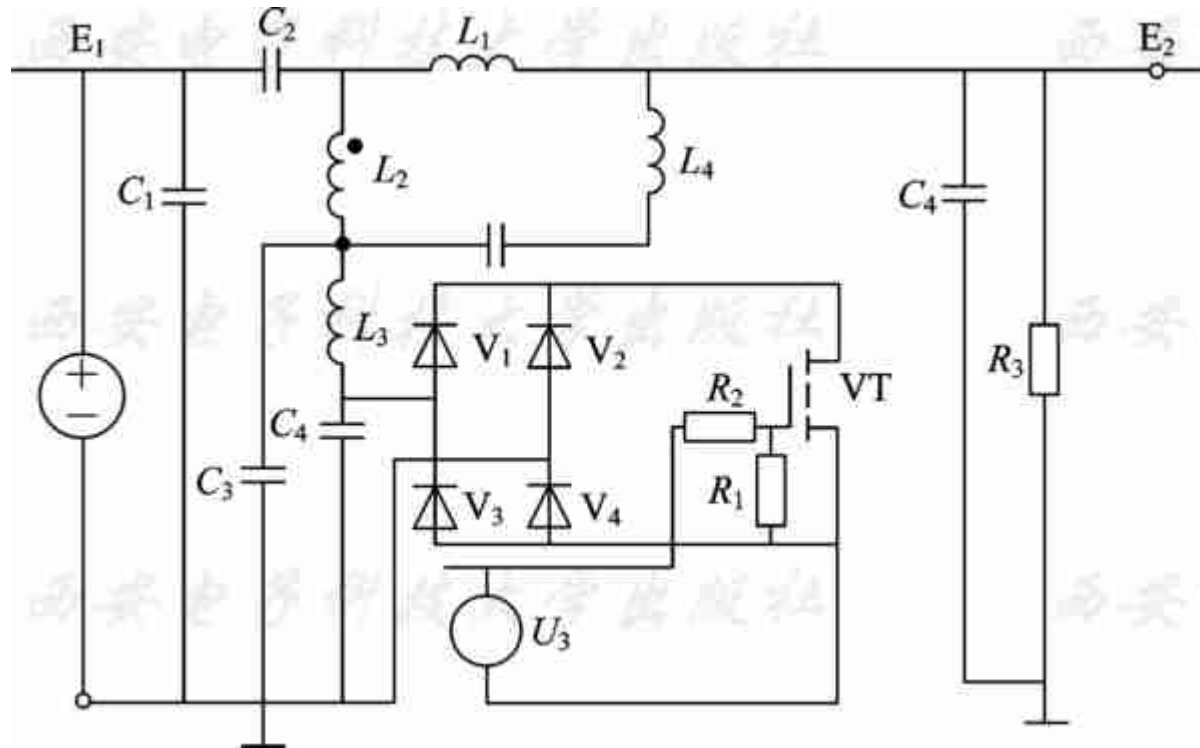


图6-24 主电路的仿真电路



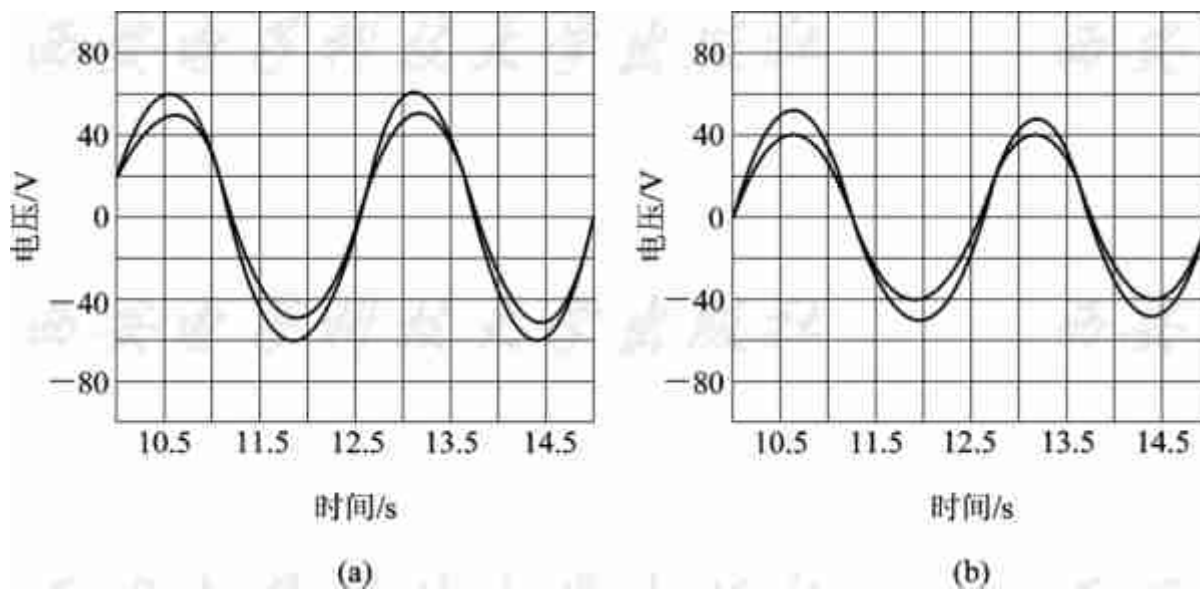


图6-25 仿真输入与输出电压波形

(a) 输入为AC 55 V / 400 Hz时的仿真波形； (b) 输入为AC 40 V / 400 Hz时的仿真波形





4. 总体设计

设备要求为三相输出，利用设计的高频PWM斩波调感式稳压电路具有各相电压可以分别调整的特点将三台电源并联为三相平衡式交流稳压电源。此处用了相位控制电路，使得各电源输出电压相位相差 120° 。至此，依据以上电路就完成了总输出功率为150 W的三相400 Hz交流稳压电源设计。





6.5 多输出高精度直流稳压电源系统

本节要求设计一个多输出的直流开关电源，每路输出回路具有高精度稳压和隔离，设计采用多个双输出变换器来实现。每个双输出变换器都有单独的控制和保护环节，从结构上可视为一个独立的电源，但它们间的工作是通过同步电路和时序电路来协调的，用这种方法构成的电源实际上是一个电源系统。与单个集中电源相比，其控制更加复杂，但性能更加优越。





设计为有5路输出的电源，每路输出的电压和电流如表6-3所示。设计采用3个变换器实现各路输出的精密稳压，用变换器 I 实现输出1，为单输出电源；用变换器 II 实现输出2、输出3和输出4，为三输出电源；用变换器 III 实现输出5和两个+12 V 辅助电源，为三输出电源。其中变换器 I 和变换器 II 为有源钳位正激电路，变换器 III 为反激电路，副边的整流二极管均采用肖特基二极管。





表 6-3 每路输出的电压和电流

变换器	I	II			III
输出电压 U_o	输出 1	输出 2	输出 3	输出 4	输出 5
输入 24~36 V	5.0 V, 15 A	9.0 V, 5.0 A	12.0 V, 3.5 A	15.0 V, 2.5 A	-9 V, 1.0 A





6.5.1 电源系统的结构和原理

图6-26所示是电源系统的结构图，它由3个变换器、输入滤波器、同步电路和检测保护电路四大部分组成。每个变换器都构成一个单独的可工作电源，用以提供相应的输出。图6-26所示系统的工作原理如下：在接通输入后，先由三极管和稳压管等构成的一线性稳压器启动变换器III的PWM控制电路，产生具有最大占空比输出的信号去驱动变换器III的主开关，从而使其输出一个D触发器，产生两列反相的方波，经微分后分别作为变换器I和变换器III的同步控制信号。这样使得变换器I和变换器II的工作频率相同，相位相差 180° ，此电路的结构还可减小输入电流纹波，从而减小输入EMI滤波器的体积。在整个系统的设计中，变换器I和变换器II的工作频率是100 kHz，变换器III的工作频率是200 kHz。



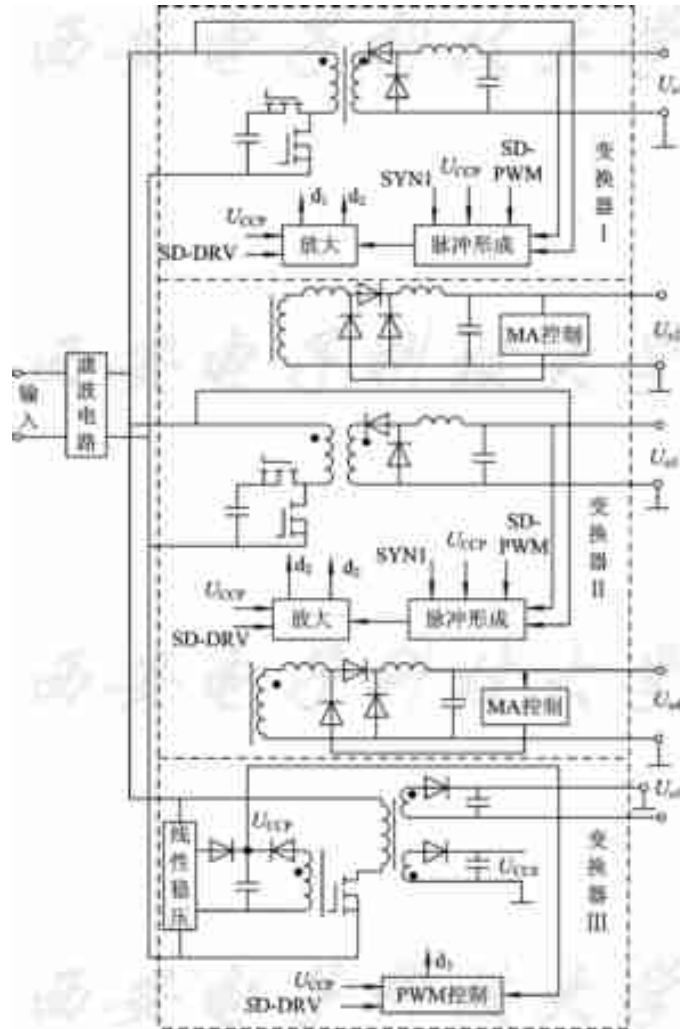


图6-26 电源系统的结构图





为了保证系统可靠工作，系统设计有两套检测保护电路。其中检测保护电路 I 用以保护输入过、欠压和输出 U_{o5} 的过压。一旦这些故障发生后，便产生一个 SD-DRV 信号去关闭变换器 I 和变换器 III 的驱动电路，同时也关闭变换器 III 的 PWM 控制器，结果是整个系统关机，从而保护系统的各个部分。检测保护电路 II 则用来保护变换器 I 和变换器 II 的输出过压和过流。如果某个变换器产生过压或过流，则经此保护电路产生一个 SD-PWM 信号去封锁变换器 I 和变换器 II 的 PWM 控制器(由脉冲形成和放大部分组成)，从而切断变换器 I 和变换器 II 的工作。





输入EMI滤波器的设计既要满足EMI的要求，又要满足输入浪涌电流以及系统稳定性的要求。由于接入EMI滤波器后，常常会由于其输出阻抗和后置变换器的输入阻抗的匹配问题而引起振荡，为消除振荡，常常要加大电容，从而会引起浪涌电流的增加，因此EMI滤波器的设计也需折衷考虑。





6.5.2 系统各控制单元原理简介

电源系统的功率级有3个，其中2个采用有源钳位正激变换器，用以实现主要的输出，第3个则采用反激电路，以实现辅助电源和第5个输出。电源系统各部分控制电路的原理如下。

1. 变换器 I 和变换器 II 的PWM控制电路

变换器 I 和变换器 II 的PWM控制电路是整个系统的核心控制，它包括电压、电流检测电路，误差放大电路，斜坡补偿电路，PWM发生器，同步控制器和驱动器等。其中，将驱动器放在变换器的原边，如图6-27所示；将其他控制单元放在变换器的副边，而在它们之间采用一个脉冲变压器加以隔离，如图6-28所示。



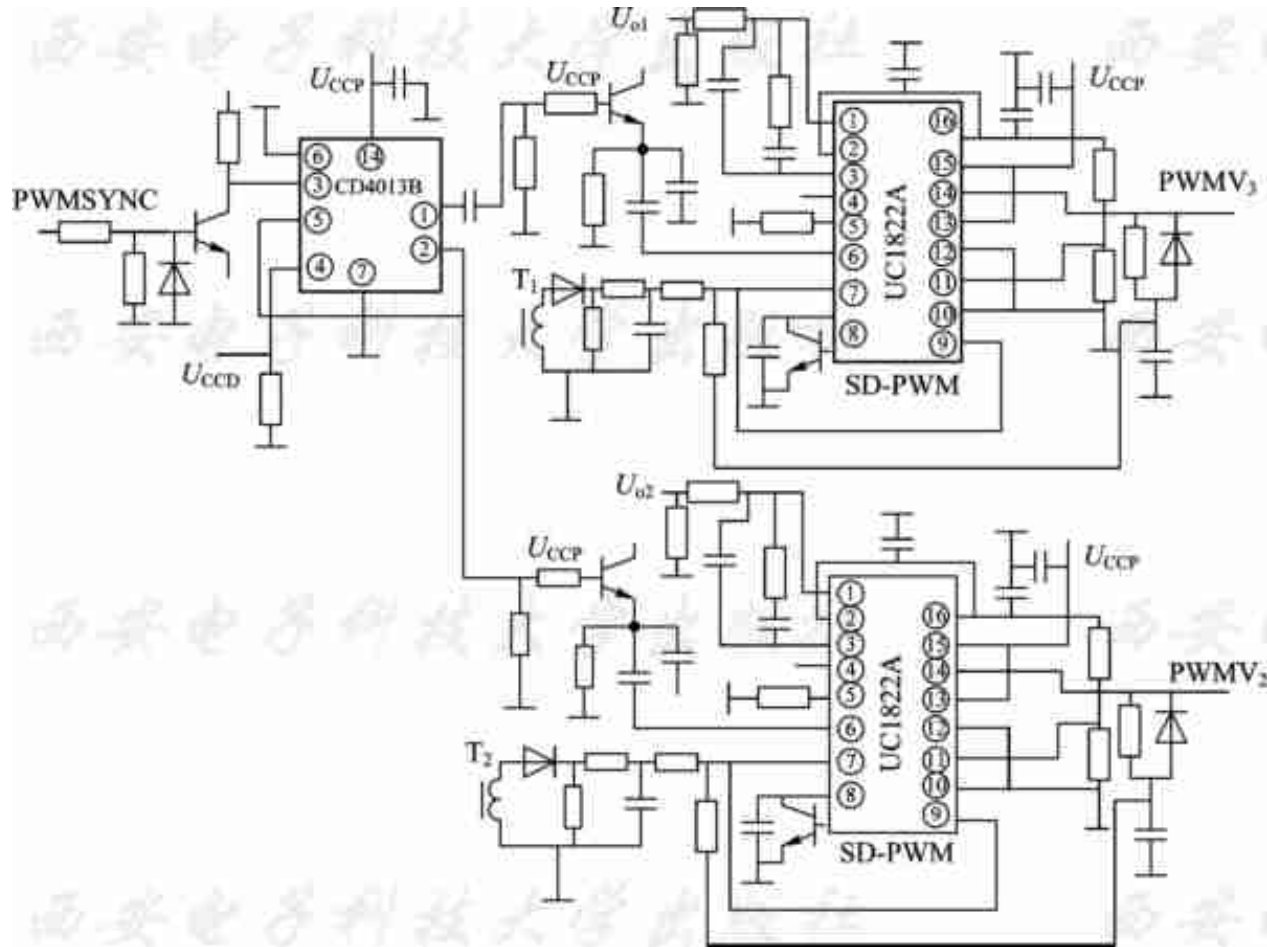


图6-27 原边控制电路



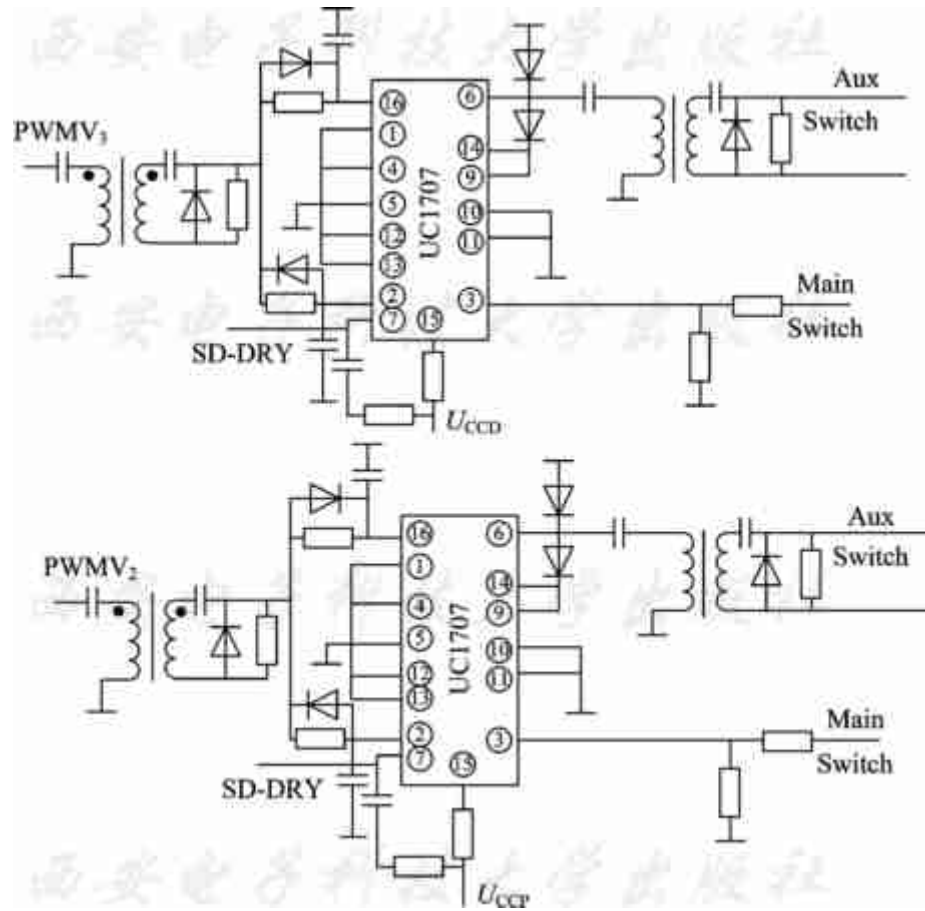


图6-28 副边控制电路





两个UC1822A是集成PWM控制器，经由同步电路CD4013B、双D触发器产生的两列尖脉冲加至每一UC1822A的⑥脚，使两控制器产生同频且反相的控制信号。每个控制器都将检测的开关电流加上斜坡信号，由PWM输出信号端⑩脚产生，加至各自芯片的电流端⑦脚。电压信号 U_{o1} 经取样电阻分压和误差放大器补偿后产生一输出信号加至③脚，此信号与⑦脚信号比较后产生输出占空比信号PWMV3、PWMV2，再由脉冲变压器隔离和原边驱动器UC1707产生两列互补驱动且死区时间可调的脉冲驱动变换器的主管和钳位管。合适的参数设计，尤其是电压补偿器和斜坡补偿的选择将使系统稳定、可靠地工作。





2. 反激变换器的控制电路

变换器III用来产生两个辅助电源和一个主输出，两个辅助电源 U_{CCP} 和 U_{CCS} 分别作为原边控制电路和副边控制电路的供电电源。变换器III的PWM控制同样采用UC1822A，原理与变换器I和变换器II的PWM控制相似，只是振荡频率是它们的两倍，用此信号分频后即可同步另外两个变换器。

变换器III的控制电路如图6-29所示。由于反激电路提供辅助电源，故需先用临时电源启动UC1822A，使它工作后，再断开临时电源，进入系统的自供运行状态。这种工作方式与传统的反激式开关电源类似。

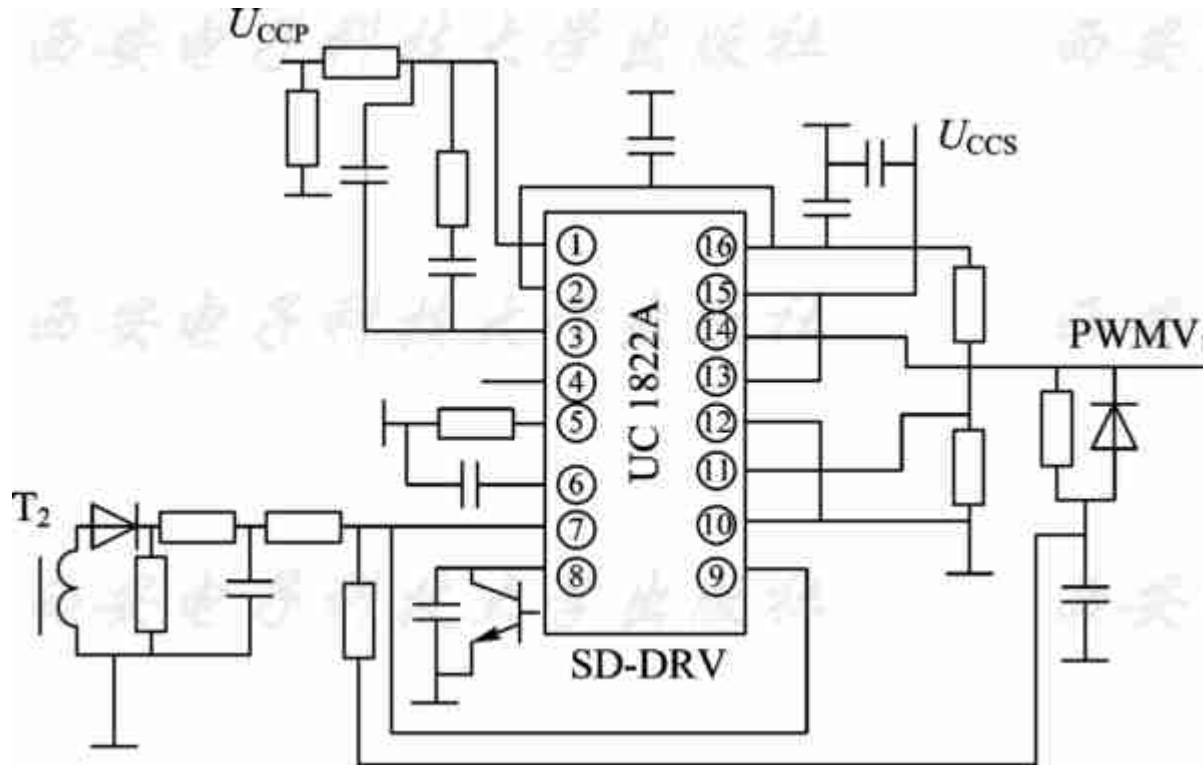


图6-29 变换器III的控制电路





3. 变换器 II 的磁放大器控制电路

变换器 II 是一个三输出变换器，它的第一个输出被用来反馈和控制原边开关的占空比，而另外两个输出的稳压则是通过磁放大器来实现的。具体的磁放大器控制电路如图 6-30 所示。它由 UC1822A 集成控制器和电压检测、误差放大、输出驱动等少量外围电路组成。这种多输出的稳压电路具有体积小、效率高和精度高等优点。



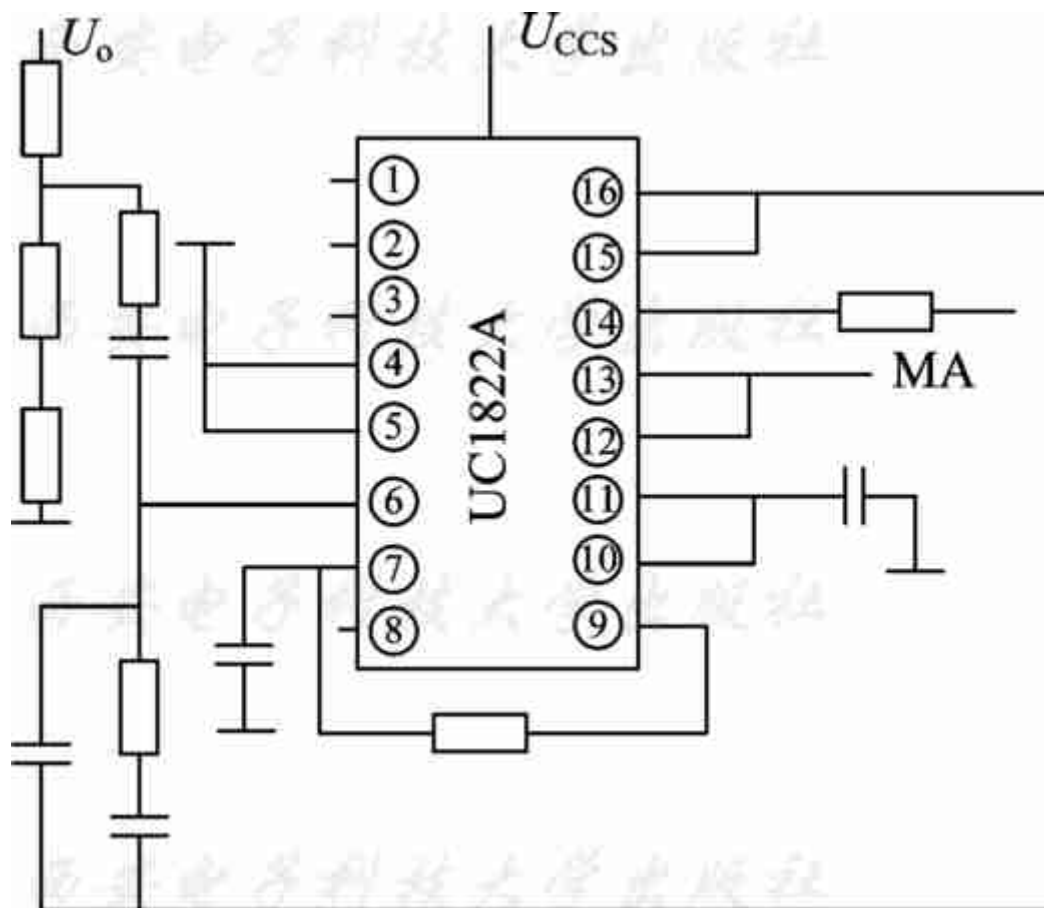


图6-30 磁放大器控制电路





4. 保护电路

本系统的保护电路主要由比较器和D触发器组成，有下面几种保护功能：

(1) 输入过 / 欠压保护。保护电路动作的结果是封锁辅助电源的脉冲和关闭变换器 I 与变换器 II 的原边驱动器，如图6-31所示。当辅助电源的变换器 III 停止工作时，副边输出电压 U_{CCS} 将自动降为零，变换器 I 和变换器 II 的副边控制电路便被关断，而原边 U_{CCP} 仍然存在。因此信号 SD-DRV 需同时关闭变换器 I 和变换器 II 的原边驱动器，从而实现系统的真正保护。

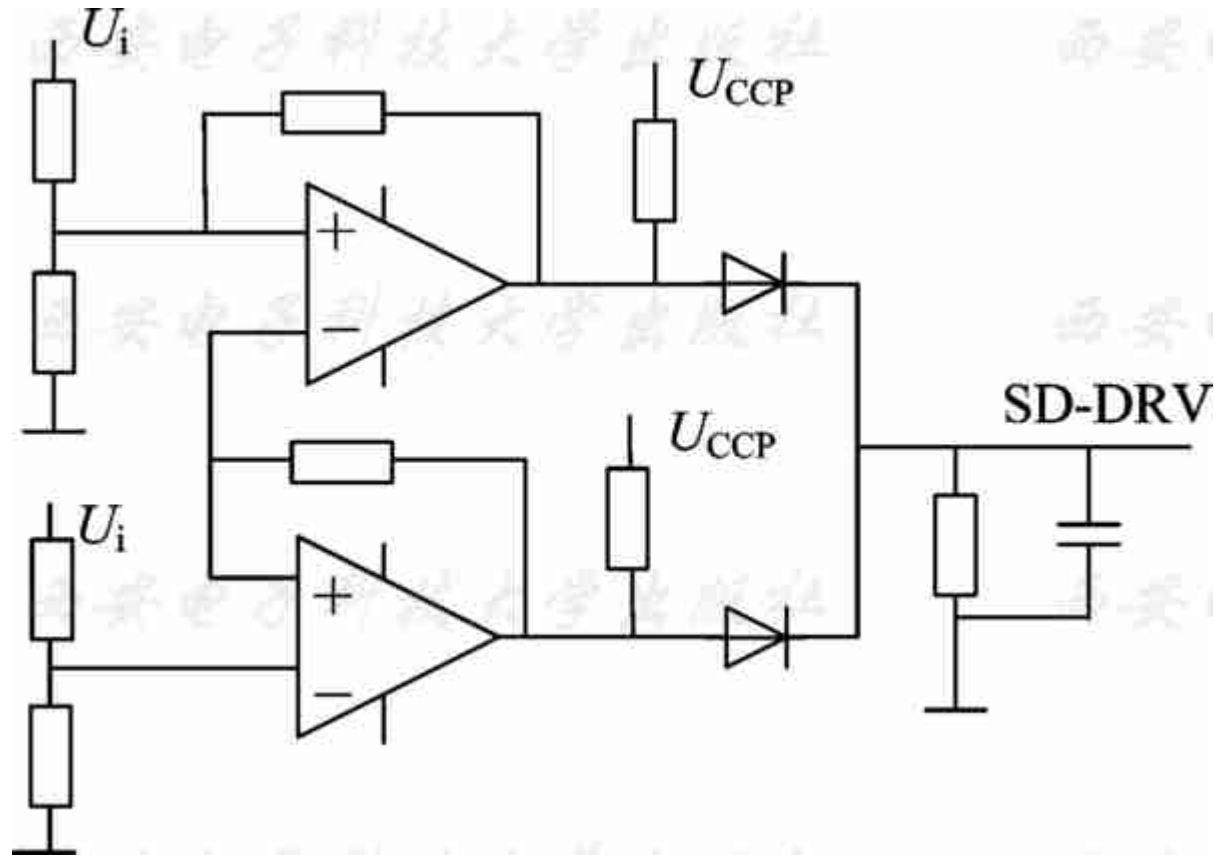


图6-31 输入保护电路





(2) 变换器III的输出过压和过流保护电路。保护电路动作的结果也是封锁它的PWM控制器和变换器 I 和变换器 II 的原边驱动电路，实现系统的完全断开，如图6-32 所示。

(3) 变换器 I 和变换器 II 的输出过压和过流保护电路。变换器 I 和 II 的输出一旦产生过压或过流，保护电路便产生一个SD-PWM信号去关闭这两个变换器，具体电路如图6-33 所示。



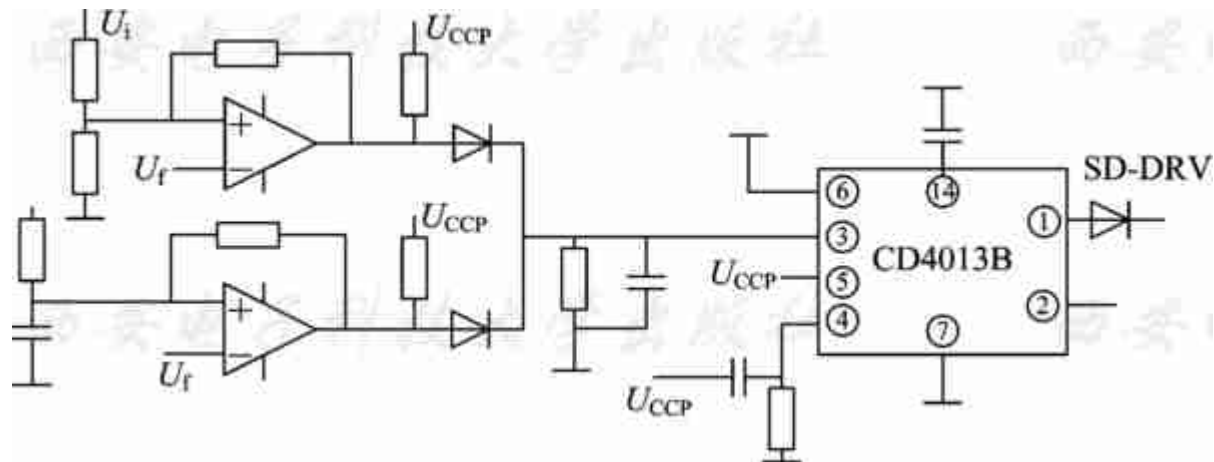


图6-32 变换器III的保护电路



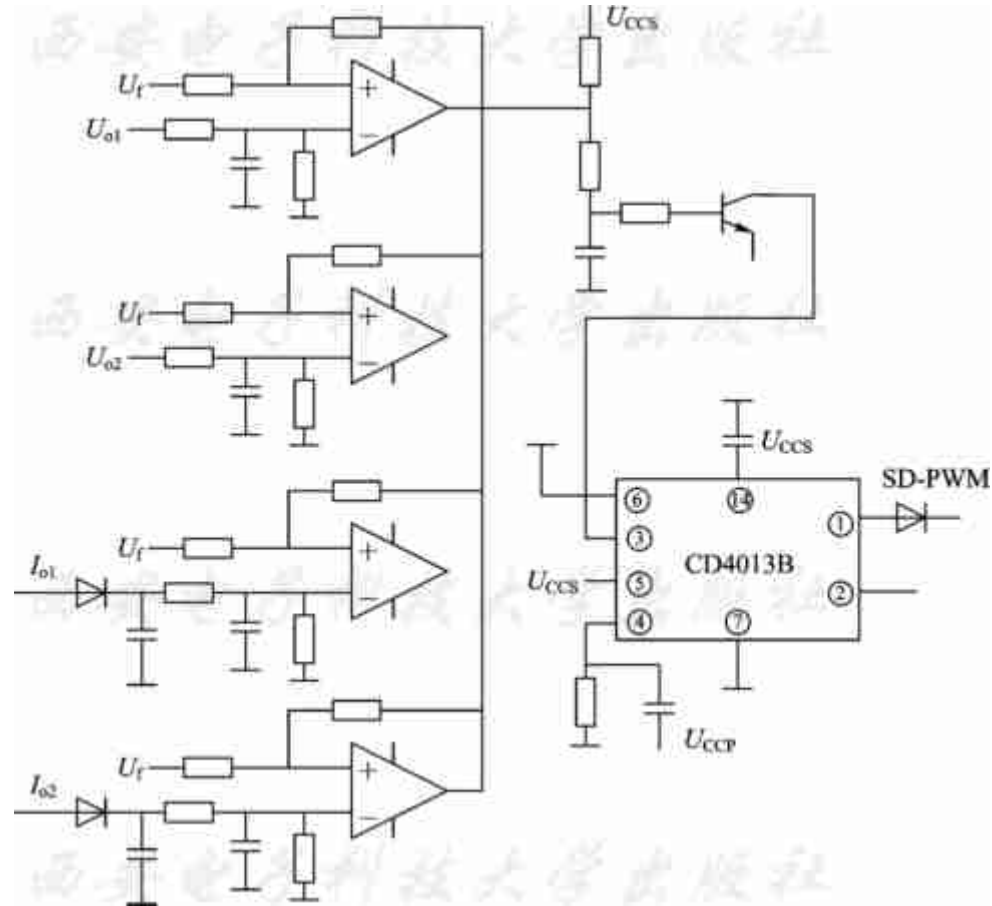


图6-33 变换器 I、II 的保护电路





6.6 通信系统电源设计

通信系统的特点是需要多路低电压大电流共同输出的供电电源。由于MCU或DSP的处理速率很高，因此消耗的电流也很大，如16路ADSI局端板的3.3 V电源需要高达8 A的电源，而1.8 V电源需要的供电电流则更大。虽然传统的开关电源模块能够满足上述要求，但在成本、体积、热损耗等方面仍给电源的系统设计带来很高的要求。本节分析几种优化的通信系统电源实际电路。





传统的通信产品需要的电源通常以+5 V为主输出，但是随着高速、宽带通信系统的出现，DSP或MCU所需要的供电电压越来越低，内核电压已降至3.3 V、2.5 V甚至1.8 V。另外，通信产品为了能与外部芯片，例如FLASH、SDRAM及其他外围器件接口，还需要5 V、3.3 V供电电压。对于这类需要多组电源供电的通信产品，电源设计面临着体积大、价格昂贵、低压大电流输出，特别是多路输出时效率较低等诸多挑战。如果完全采用电源模块，则会使产品成本增加、系统供电压力增大，更重要的是所占PCB面积较大，从而造成系统PCB布局困难。因此，设计时需合理地将电源模块与DC/DC变换器相结合，对电源进行优化设计。





6.6.1 利用线性调节器获得低压输出

利用线性调节器从5 V或3.3 V电源中采用降压方式来获得所需要的3.3 V、2.5 V或1.8 V电压。在系统所需低压电源电流较小时，采用图6-34所示电路是一种较好的低成本解决方案。另外由于线性电源具有干扰小、输出噪声低等优点，它还能能为DSP或MCU内核提供很稳定的电压。然而，如果内核需要的低压电流较大时，如有的16路ADSL可能需要1.8 V电源提供10 A的输出电流，负载系统要求3.3 V电源提供8 A的电流。对于前者，如果从3.3 V电源中采用线性电源降压方式获得1.8 V电压，则该电源消耗的功率为

$$P_1=(3.3-1.8)\times 10=15\text{ W} \quad (6-34)$$

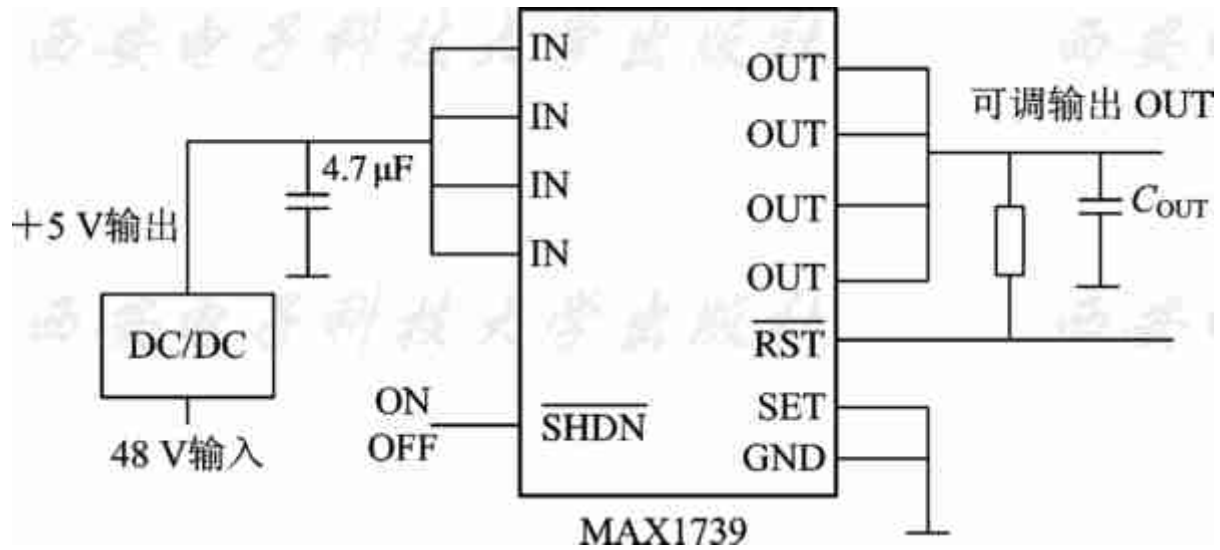


图6-34 采用线性调节器的低压输出电路





转换效率 η 仅为

$$\eta = \frac{P_o}{P_1 + P_o} = \frac{18}{33} = 0.54 \quad (6-35)$$

式中， P_o 为电源输出的功率。

除此之外，该电源为了保证正常工作，需要占用很大的PCB面积以便散热，同时负载还需要与该电源保持一定距离，否则系统性能会由于温升太高而受到影响。





6.6.2 采用升压型DC/DC开关变换器

如果系统的外围器件所需要的3.3 V或5 V电源电流较小，比如2 A以下，而DSP或MCU所需的3.3 V或5 V电源电流较大，比如5 A以上，可采用图6-35所示的降压方案，但消耗的热量较多，因此占用的PCB面积也多。假定+5 V/40 W电源模块与+3.3 V/35 W模块具有相同的价格和相同的转换效率85%，并假定图6-36与图6-35所示电路中的开关电源具有相同的变换效率90%，则升压电路的输入功率为11.1 W，而降压电路的输入功率为18.3 W，因此5 V电源模块需要的总功率为37.3 W，而3.3 V模块只需要27.6 W就可满足供电要求。采用图6-36所示方案可有效地减小功耗。



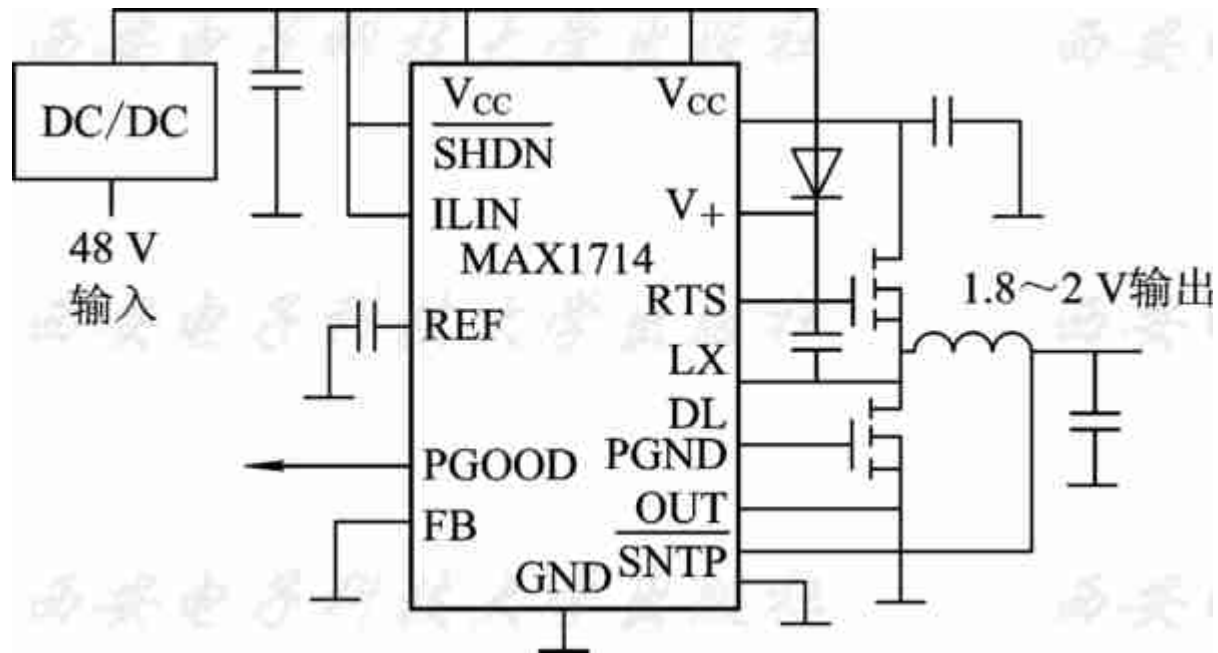


图6-35 低压大电流电路



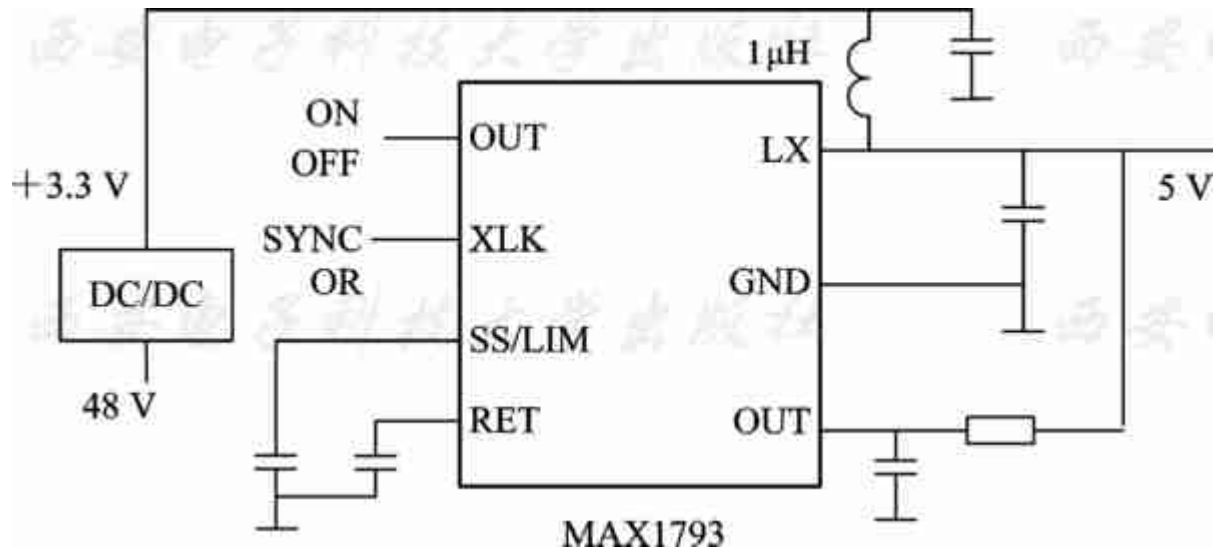


图6-36 升压输出电路





6.6.3 采用降压开关电源

设计电源时除了功耗、价格、体积等因素必须考虑外，电源的输出噪声，特别是输出纹波的大小也必须考虑。如果DSP或MCU消耗的电流保持不变，而工作电压降低到1.8 V，外围电路的供电要求为+3.3 V/2 A，此时，如果继续采用图6-35所示方案，那么电路中的前级开关电源模块在将输入电压48 V直接变换到内核所需的+1.8 V(5 A)电压时，其输出噪声通常会超过内核电压所允许的波动范围($\pm 50 \sim \pm 100$ mV)。虽然增加滤波电路会降低噪声，但占用的PCB面积较大，同时，由于1.8 V输出的开关电源的转换效率比+3.3 V输出的开关电源的效率更低，因此热损耗更大，加之需要由它升压提供3.3 V/2 A电源，从而进一步加剧了发热问题。如果利用图6-36所示的降压型电路，由DC/DC转换模块提供3.3 V电源，由于图中的MAX1714的偏置电压最低不小于4.5 V，因此需要增加一个升压芯片将3.3 V电压变为5 V，而MAX1714内部控制及偏置电路所需的5 V电源仅需要不到40 mA的电流。所以，利用图中虚线所示的电荷泵电源MAX619即可解决问题。MAX1714由于采用了同步开关整流技术，转换效率比普通变换器提高了7%~8%，因而其电源的转换效率可高达90%以上。





6.6.4 高效DC/DC变换器设计

DC/DC变换器是电源设备中最常用的功能电路之一，其质量和效率直接影响负载设备的正常运行。本节分析以BUCK变换器为原理，采用功能完善的SG3524控制芯片和MOSFET器件，设计DC/DC变换电路，完成从40 V至12 V的电压变换，为载波机提供较为理想的直流电源，电路具有简单、调试方便的优点。





1. 控制芯片

SG3524是该电源的核心，其管脚图如图6-37所示。

SG3524的功能全面，可以直接向功率转换电路的MOSFET管IRF840提供PWM信号，管脚⑥和⑦对地分别接电阻和电容，由此确定其开关频率，取样电压经管脚①引入比较放大器的反向输入端；管脚⑨对地接有串联1000 pF电容和20 kΩ的电阻，以实现频率补偿。SG3524工作过程是：直流电源 V_{CC} 从脚⑮接入后在内部分为两路，一路加到或非门；另一路送到基准电压稳压器的输入端，产生稳定的+5 V基准电压。+5 V再送到内部(或外部)电路的其他元器件作为电源。振荡器脚⑦外接电容 C_T ，脚⑥外接电阻 R_T 。振荡器的频率为

$$f = \frac{1.18}{R_T C_T} \quad (6-36)$$

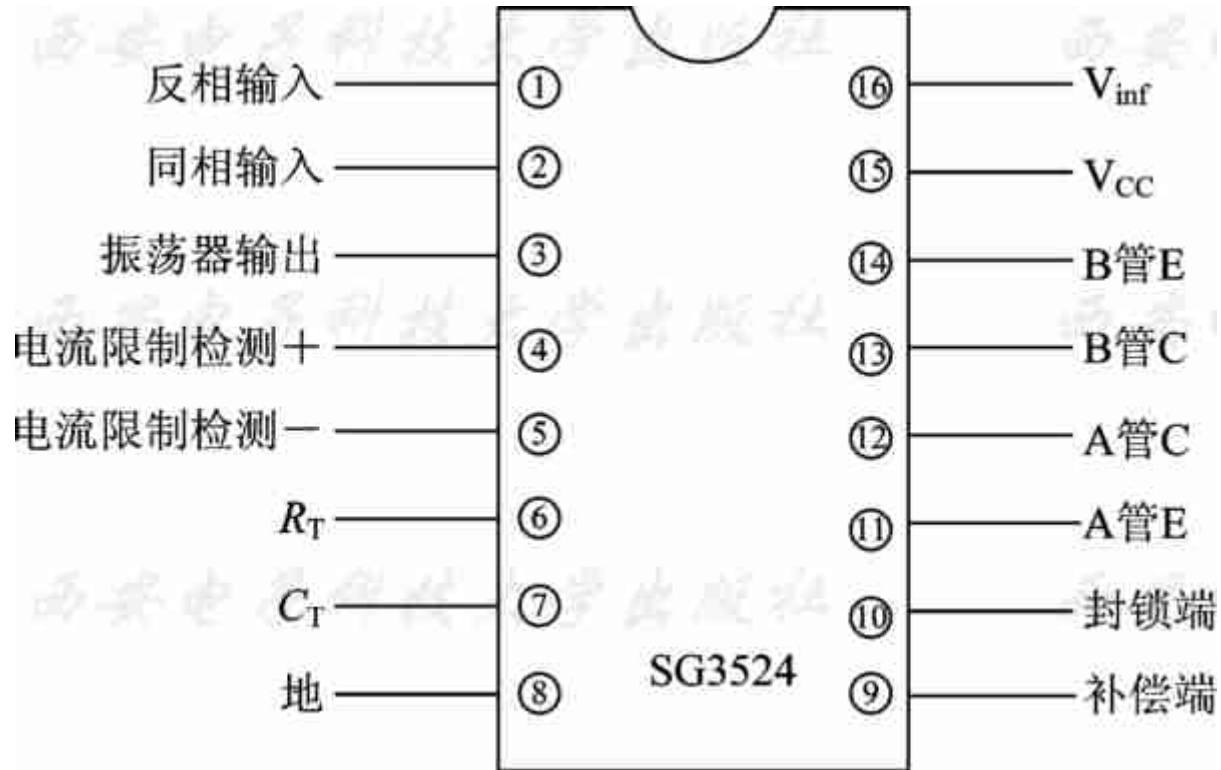


图6-37 SG3524管脚分布





本设计中电路的开关频率定为10 kHz，其中取 $C_T = 0.003 \mu\text{F}$ ， $R_T = 3.3 \text{ k}\Omega$ ，仅用了一路振荡器输出驱动MOSFET管。SG3524内部误差放大器实际上是个差分放大器，脚①为其反相输入端，脚②为其同相输入端。一个输入端连到脚⑬的基准电压的分压电阻上，以取得2.5 V的电压。另一个输入端接控制反馈信号电压。本系统电路图中，SG3524芯片的脚①接输出反馈信号电压，脚②接在基准电压的分压电阻上。误差放大器的输出与锯齿波电压在比较器中进行比较，从而在比较器的输出端出现一个随误差放大器输出电压高低而改变宽度的方波脉冲，再将此方波脉冲送到或非门的一个输入端。或非门的另两个输入端分别为双稳态触发器和振荡器锯齿波。双稳态触发器的两个输出端互补，交替输出高低电平，其作用是将PWM脉冲送至MOSFET的栅极，使MOSFET源极输出脉冲宽度调制波，输出脉冲的占空比范围为0~50%，脉冲频率为振荡器频率的1/2。在本方案中，将脚⑫、脚⑪分别与脚⑬、脚⑭并联，将总的输出脉冲展宽，使原来两路占空比为0~50%脉冲展宽为占空比为0~100%的一路脉冲。在实际使用中，为防止由于脉冲过宽而引起的主电路过流，脚⑨加有RC限幅电路。



2. 稳压过程

图6-38是采用SG3524构成的输出电压为12 V的稳压电源的电路原理图。通过采样电阻取出输出电压信号，然后送到SG3524芯片的误差放大器的反相端脚①，误差放大器的同相端脚②接参考电平(2.5 V)。SG3524的输出脉冲的占空比受该反馈信号的控制。调节过程是当输出电压因突加负载而降低时，使加在SG3524脚①的输入反馈电压下降，迅速导致SG3524输出脉冲占空比增加，从而使得电源电路输出电压升高，反之亦然。通过SG3524的脉宽调制组件的控制作用，便实现了整个电源输出的自动稳压调节功能。

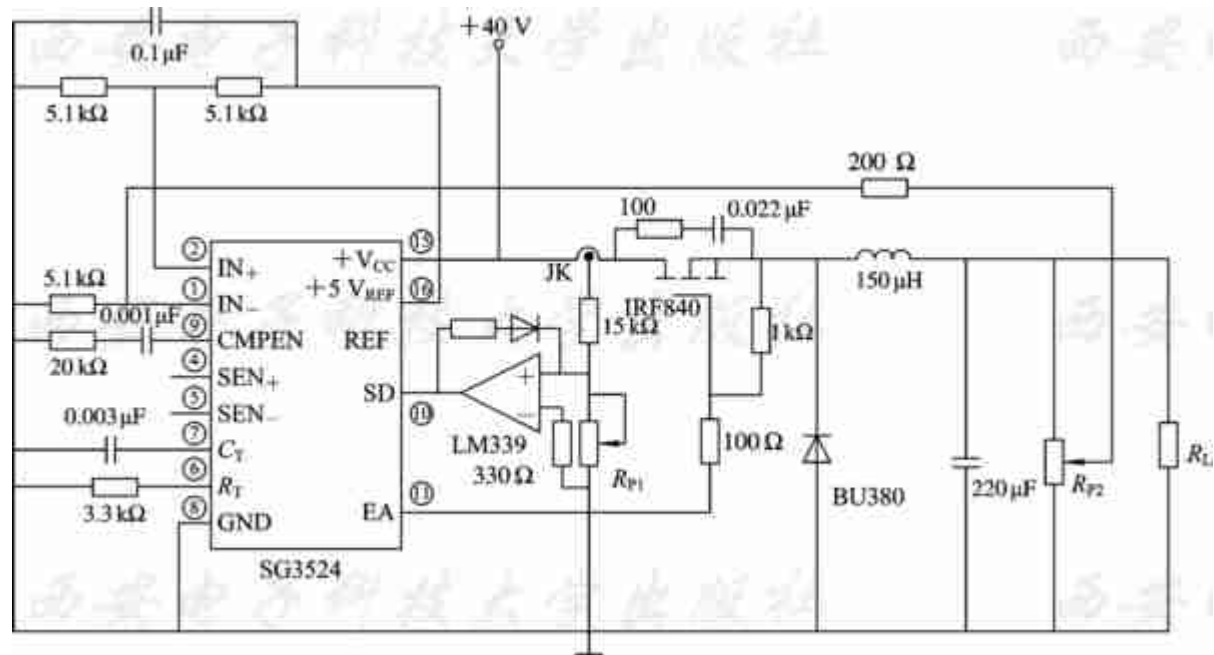


图6-38 稳压电源电路原理图





3. 过流保护电路

过流保护是保证电源可靠性的必要措施。本设计是利用SG3524的脚⑩加高电平后封锁脉冲输出的功能完成的。当脚⑩为高电平时，SG3524的脚⑪上输出的脉宽调制脉冲立即消失，输出为零。过流信号通过采样互感器JK取自场效应晶体管，经电阻分压送入比较器LM339。若有过流发生，比较器将输出高电平加至SG3524的脚⑩，封锁PWM脉冲，SG3524电路停止工作，从而达到过流保护的目。 R_{p1} 用于调节过流保护的动。作电流值。





4. 功率开关管的选用

功率开关管选用型号为IRF840，是一种电力场效应晶体管，即MOSFET。MOSFET在导通时只有一种极性的载流子参与导电，是单极型晶体管。电力场效应晶体管是用栅极电压来控制漏极电流的，因此它的一个显著特点是驱动电路简单，驱动功率小；第二个显著特点是开关速度快，工作频率高，输入阻抗高，因而开关速度可以提高。





MOSFET的栅极驱动需要考虑保护、隔离等问题。IRF840是电压控制型器件，静态时几乎不需要输入电流，但由于栅极输入电容 C_{in} 的存在，因此在开通和关断过程中仍需要一定的驱动电流来给输入电容充放电。栅极电压 U_G 的上升时间为 t_r ，采用放电阻止型缓冲电路，其缓冲电路的电容 C_S 和电阻 R_S 是按希望MOSFET在关断信号到来之前将缓冲电容所积累的电荷放净的原则来选择的。如果缓冲电路电阻过小，则会使电流波动，MOSFET开通时的漏极电流初始值将会增大。实验证明，缓冲电阻的功耗与其阻值无关，经计算选取图6-38所示的缓冲电路和元件参数。





当SG3524的⑪脚输出的脉冲信号是高电平时，MOSFET管导通，其G、S极间接一 $1\text{ k}\Omega$ 电阻；当脉冲信号是低电平时，电流经过控制极G流向⑪脚，以防止有遗漏的电流流过开关管的漏极D而使开关管导通。BU380是快速二极管，起续流作用，当开关管关闭时，为电感中的电流形成回路，使负载继续有电流通过。电感电容起滤波作用，负载端与开关电源集成控制器的①端相连，形成反馈，以控制开关管的打开与闭合的时间。





5. 输出滤波元件的选用

输出滤波元件决定了电源的稳定性,是DC/DC变换器设计中最关键部分。重点是要选择两个元件,一个是输出电感 L ,另一个是输出电容 C 。影响电源稳定性的最关键参数是输出电容的ESR,一般越小越好。电容的数据手册一般都会给出电容的最大ESR,而最小ESR通常为最大ESR的40%~60%。可以通过多个电容并联的方法来降低ESR,提高电路的瞬态响应。此外,在选择电容的时候,电容ESR的温漂也要适当考虑。





1) 电感值的计算

输出电感 L 具有存储能量和滤去纹波两大功能，电感的选择主要是由输入、输出电压以及开关频率决定的。电感的额定电流必须大于最大输出电流(本设计为3 A)。电感值的选取可以由下式计算得到：

$$L = \frac{U_o D T_s}{2I_o} \quad (6-37)$$

式中， L 为临界电感量，本设计取 $L=150 \mu\text{H}$ ； U_o 为输出电压； D 为占空比； T_s 为开关工作频率； I_o 为输出电流值。





2) 电容值的计算

电容的选择要从电容直流额定电压、电源的最大输出纹波电压和电源的稳定性等因素去考虑。电容额定电压必须大于输出电压，一般至少要比输出电压高出10%，以控制纹波和瞬态响应。电容值的选取可由下式计算得到：

$$C = \frac{U_o T_S^2 (1-D)}{8L \Delta U_o} \quad (6-38)$$

式中， ΔU_o 为输出纹波电压，其他定义同式(6-37)。本设计取 $C=220 \mu\text{F}$ 。





这种新的控制方案使整个系统结构简单、容易实现、稳定、反映灵敏、调压精度高。该电路无须调整，加电即可工作，输出电压非常稳定。需要指出的是，本设计仅适用于线性负载，当驱动类似整流桥等非线性负载时，输出电压将含有较大的谐波成分。





6.7 基于交错并联技术的励磁电源

良好的发电机励磁系统要求调节精度高、响应速度快、调节稳定。励磁系统本身对电力系统运行有重要的影响。本节在研究并联运行实现低压大电流电源的基础上，采用交错运行，较好地解决了励磁系统输出纹波问题，以N个模块运行为例，从理论上分析减小输出纹波、降低电压、减小电磁干扰的机理以及相关计算方法，设计了2个模块的实用励磁电源系统，并取得了良好的效果。整体设计开发的同步发电机励磁装置，可用于0.4 kV低压发电机组，适用于800 kW以下各类发电机组，其中包含了稳压电源、电压调节单元、空载过励保护单元和脉冲移相单元等。





6.7.1 交错并联结构

交错运行属于并联运行方式，若 N 个模块并联交错运行，要求各模块同频率运行，开关导通时刻依次滞后 $1/N$ 个开关周期。这种方式有并联运行变换器的多种优点，输出电流电压纹波峰值大为减小，从而减小了所需的滤波电感值以及整个变换器的尺寸，提高了变换器的功率密度。这里以 N 个Buck变换器并联交错运行为例做出分析，如图6-39所示。



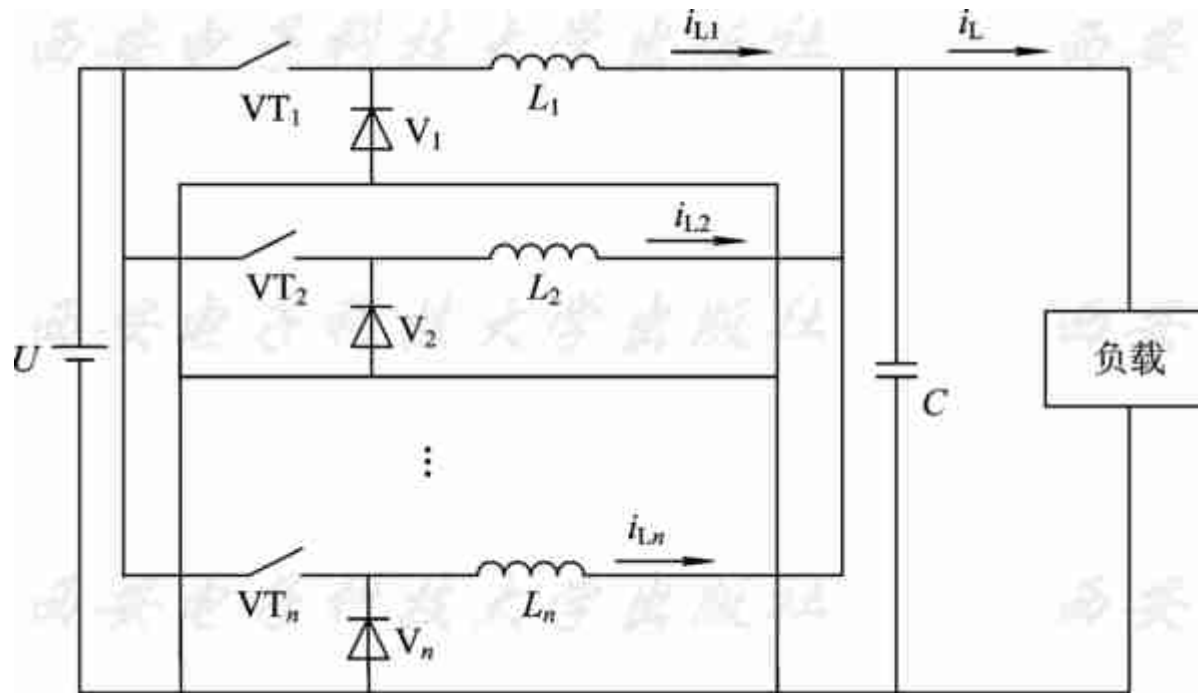


图6-39 N 个Buck电路组成的并联电源系统





6.7.2 工作模式

设图6-39所示电路工作于CCM模式，当 VT_i 管导通时，电感电流 i_{Li} 上升，设占空比为 D ，电路工作周期为 T ，则有

$$U_i - U_o = L \frac{di}{dt} \quad (6-39)$$

得到

$$\Delta I_{up} = \frac{U_i - U_o}{L} D \cdot T \quad (6-40)$$

当 VT_i 管关断时，电感电流 i_{Li} 下降，得出

$$U_o - U_i = L \frac{di}{dt} \quad (6-41)$$

此时， $U_i=0$ ， t 的区间 $T - T_{ON}$ ，可表示为 $(1-D)T$ ，因此

$$\Delta I_{down} = \frac{U_o}{L} (1-D)T \quad (6-42)$$





在一个工作周期中 $\Delta I_{\text{up}} = \Delta I_{\text{down}}$ ，得出

$$U_o = U_i \cdot D \quad (6-43)$$

单Buck电路模块电感电流的变化率表示为

$$\Delta I_i = \frac{U_o}{f \cdot L} (1 - D) \quad (6-44)$$

由图6-40所示电流波形示意图可见，当 N 个模块系统并联交错运行在CCM模式时，有如下结论：

- (1) 并联交错的模块数量越多，并联后总的电流纹波与单一模块的纹波相比减小的越多，交错带来的效果越明显。
- (2) 当占空比 D 接近于0或1时，降低纹波幅值的效果不明显；当占空比在0.5附近时，降低纹波幅值的效果明显。



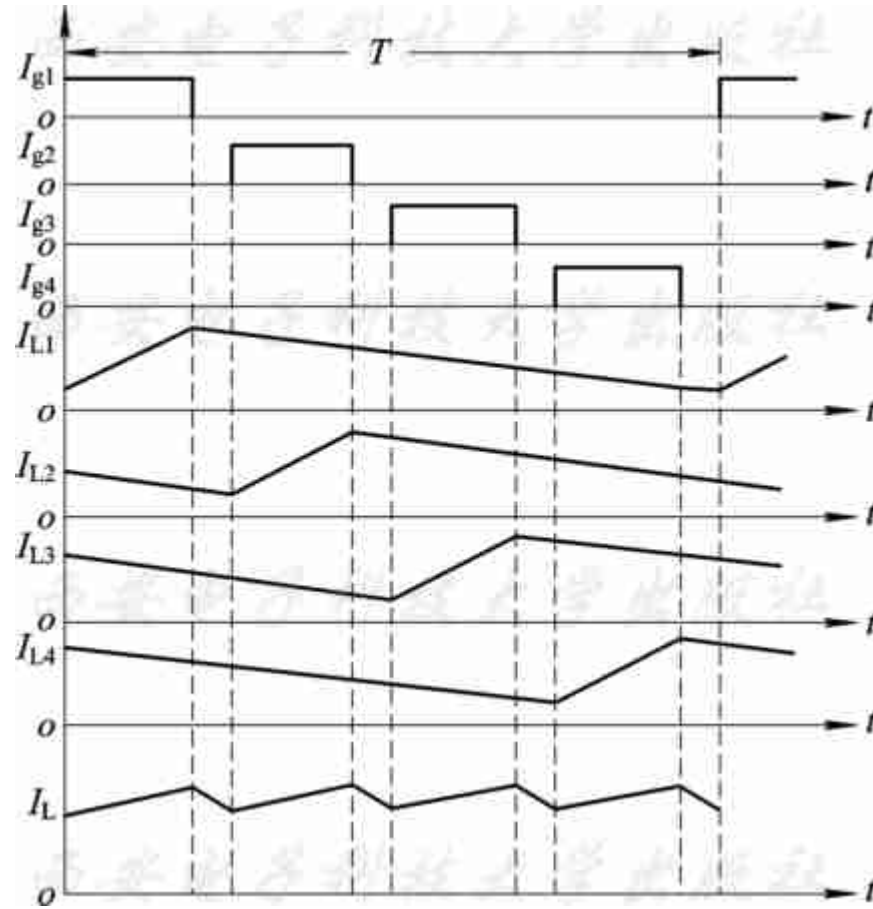


图6-40 电流波形示意图





上述分析说明，当系统工作在CCM模式或DCM模式且占空比 $D \geq 1/N$ (电感电流不为零)时，交错运行均能使输出电流的纹波幅值与单个模块相比大为减小，频率上升为原来的 N 倍；当系统工作在DCM模式且占空比 $D < 1/N$ (电感电流不为零)时，交错运行仅能提高输出的纹波频率，不能降低纹波幅值。





6.7.3 应用方案

以图6-41所示交错并联($N=2$)的电路结构为例, 讨论通过原边电路开关与副边电路开关控制信号的不同组合, 分析电路工作原理和开关控制方法, 以及开关驱动信号与输出纹波电流波形之间的关系, 达到实现减小输出电流纹波的目的。

(1) $0\sim t_1$ 时刻: VT_1 、 VT_6 、 VT_7 、 VT_8 导通, VT_2 、 VT_3 、 VT_4 、 VT_5 关断, 变压器 TC_1 次级下端和变压器 TC_2 次级为零电位, 电感电流 i_{L1} 上升, i_{L2} 、 i_{L3} 、 i_{L4} 下降;

(2) $t_1\sim t_2$ 时刻: VT_3 、 VT_5 、 VT_6 、 VT_8 导通, VT_1 、 VT_2 、 VT_4 、 VT_7 关断, 变压器 TC_1 次级和变压器 TC_2 次级下端为零电位, i_{L3} 上升, i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L4} 下降;



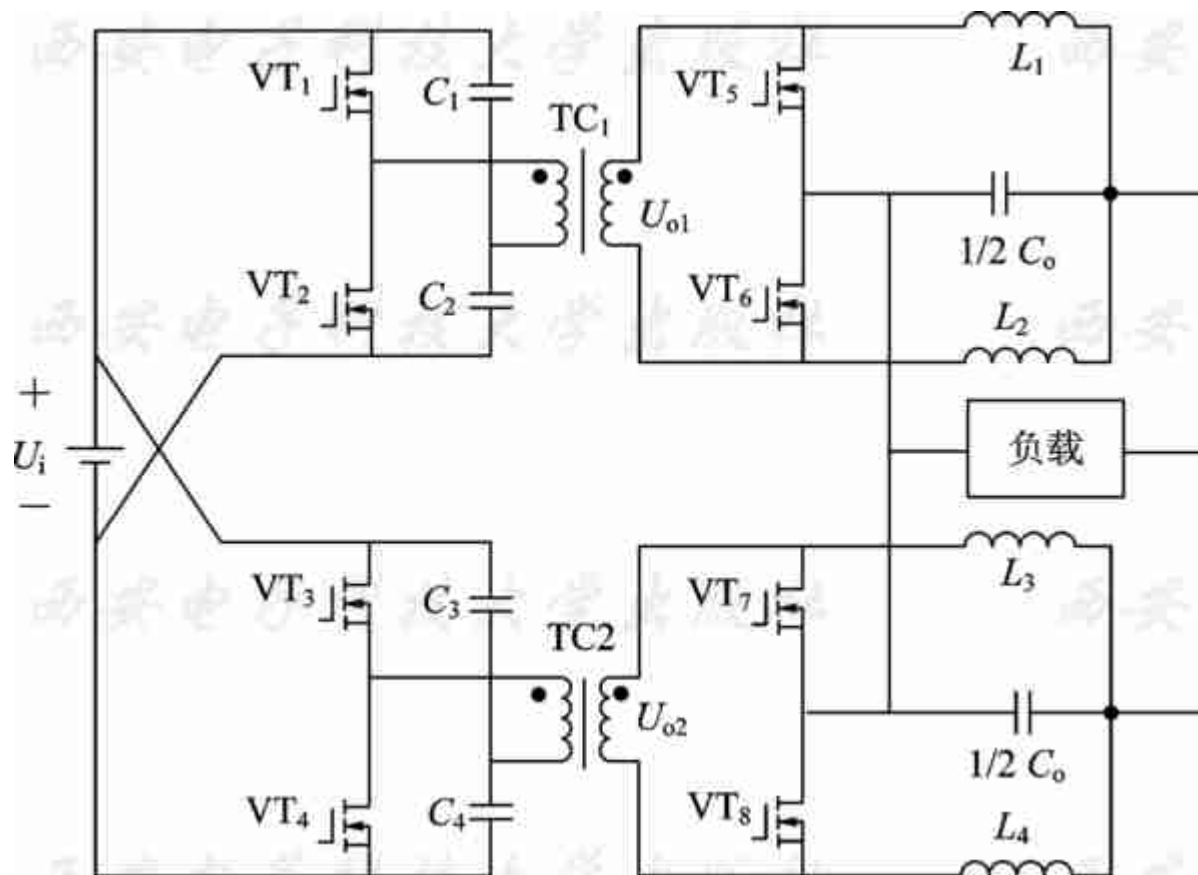


图6-41 电路原理图





(3) $t_2 \sim t_3$ 时刻: VT_2 、 VT_5 、 VT_7 、 VT_8 导通, VT_1 、 VT_3 、 VT_4 、 VT_6 关断, 变压器 TC_1 次级上端和变压器 TC_2 次级绕组为零电位, i_{L2} 上升, i_{L1} 、 i_{L3} 、 i_{L4} 下降;

(4) $t_3 \sim t_4$ 时刻: VT_4 、 VT_5 、 VT_6 、 VT_7 导通, VT_1 、 VT_2 、 VT_3 、 VT_8 关断, 变压器 TC_1 次级绕组和变压器 TC_2 次级上端为零电位, i_{L4} 上升, i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} 下降。

此种并联DC/DC变换器遵循以下规则运行: 电感以 $L_1 \rightarrow L_3 \rightarrow L_2 \rightarrow L_4$ 的顺序依次充电, 其余电感处于放电状态。控制开关时间不同, 每个电感依次导通充电, 时间保持一致; 每路电感电流经过移相叠加至输出电容 C_o , 降低了输出电流纹波。各开关控制信号波形如图6-42所示。



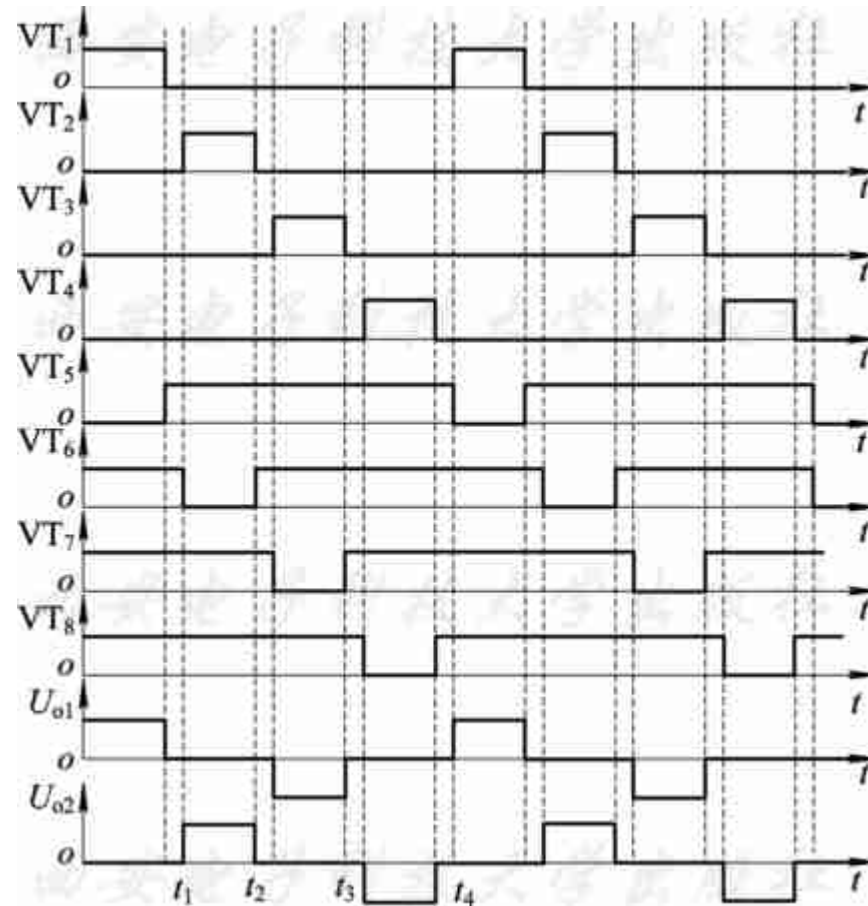


图6-42 开关控制信号波形





由图6-41所示的两个交错并联结构组成的输出端，延长了滤波电感 L 的放电时间。因充电时间不变，放电电流的斜率减小，使得 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} 、 i_{L4} 相互抵消，减小了叠加电流纹波。在同样的纹波电流指标条件下，可以取小的滤波电感值，既减小了变换器体积，又提高了变换器的动态响应特性。

以上分析表明，采用交错并联DC/DC变换器结构的优点有如下几点：

(1) 交错并联控制方式与非交错并联相比，次级的开关频率仅为原来的1/2，相应的开关损耗亦为原来的1/2。由于变换器的开关损耗在总损耗中占很大比例，因此交错并联技术极大地提高了变换器的整机效率。





(2) 在频率保持不变的情况下，在输出纹波的峰峰值不变的情况下，此种结构不但能有效减小滤波电感值，从而减小整个变换器的尺寸，而且还能加快整个变换器的动态响应时间。

此外，交错运行的并联系统还有其他一系列优点：可以有效减小励磁系统滤波电容的电流纹波，在同样滤波电容电流纹波情况下，通过大幅度减小滤波电感值，可以减小整个变换器的尺寸，提高励磁系统的瞬态响应特性，同时不增加开关频率和器件应力，改善输入电流波形，提高输入端功率因数，减小输入端EMI，提高系统效率和功率密度等。文中虽然以两个倍流整流结构交错并联为例，但该方案同样适用于多个整流结构交错并联的励磁系统。





6.8 多重变换技术

多重变换技术构成的逆变电路的基本思想是：把多个功率器件按一定的拓扑结构连接成可以提供多种电平输出的电路，然后使用适当的控制逻辑将几个电平台阶合成阶梯波，以逼近正弦输出电压。这种逆变器和高—低—高间接结构的高压变换器相比较，减少了输出变压器，直接输出高电压，因而系统结构更简洁，效率增加。多重变换功率变换器采用多级直流电压合成阶梯波，随电平级数的增加，合成的输出阶梯波级数增加，输出越来越逼近正弦波，谐波含量大大减小。多重变换器不仅能够输出更高等级电压，并且能够大大降低输出波形的谐波含量。其中单元级联型多电平逆变电路是多重变换逆变器的一种结构形式，它既有多电平功率变换电路共有的优良输出性能，又具有和自身拓扑结构相应的特点，因而应用前景广阔。





我国在多重变换技术领域研究还处在起步阶段，但已经引起越来越多学者的重视，并开始对级联型逆变器作进一步的研究。研究变换电路的拓扑结构及控制策略，以及与之相适应的数字化控制方法，在理论研究和实际应用中都具有现实意义。在此基础上，开发实用化、高性能的中压大功率调压设备在国内将具有广阔的市场。





6.8.1 多重变换器的技术特点

1. 技术优势

级联型逆变器具有以下优势：

- (1) 多种输出电平改善输出波形和控制效果。
- (2) 低的 dv/dt ，较低的开关损耗，降低了对开关器件的要求，使中等功率的开关器件可用于高电压场合。
- (3) 降低了输入电流的谐波，减小了对环境的污染。
- (4) 用于三相感应电动机驱动时，可以减小或消除中性点电平波动。
- (5) 安全性更高，母线短路的危险性大大降低。





2. 技术特点

除此之外，级联型逆变器还有自己独到的技术特点：

- (1) 结构上易于模块化和扩展。级联型逆变器是一种串联结构，每个H桥臂结构相同，易于模块化生产。逆变器拆卸和扩展都很方便，这是其他多电平逆变器所不具有的。
- (2) 级联型逆变器每相的某一输出电压存在多种级联单元的状态组合。各级联单元的工作是完全独立的，其输出只影响输出总电压，不会对其他级联单元造成影响。





(3) 便于实现软开关技术。通过对H桥加入谐振电感、电容，采用适当的控制策略比较容易实现软开关，从而可以去除缓冲电路，减少散热装置的体积。

(4) 级联型逆变器是多电平逆变器中输出同样数量电平而所需器件最少的一种。





6.8.2 多重级联变换器的结构

对于 N 重相同的H桥臂串联的级联型变换器，若能输出 M 个电平，则该变换器称为 N 重 M 电平级联型逆变器，其中， $M=2N+1$ 。由此可知，由两个级联单元组成的级联型逆变器可输出 $+2E$ 、 E 、 0 、 $-E$ 、 $-2E$ 五种电平，它由H型全桥逆变电路作为功率单元级联而成。例如图6-43所示的3重7电平级联型逆变器，其特点如下：

(1) 每个功率逆变单元的直流侧采用相互独立的直流电源，不存在电压不平衡问题，易于实现PWM控制；



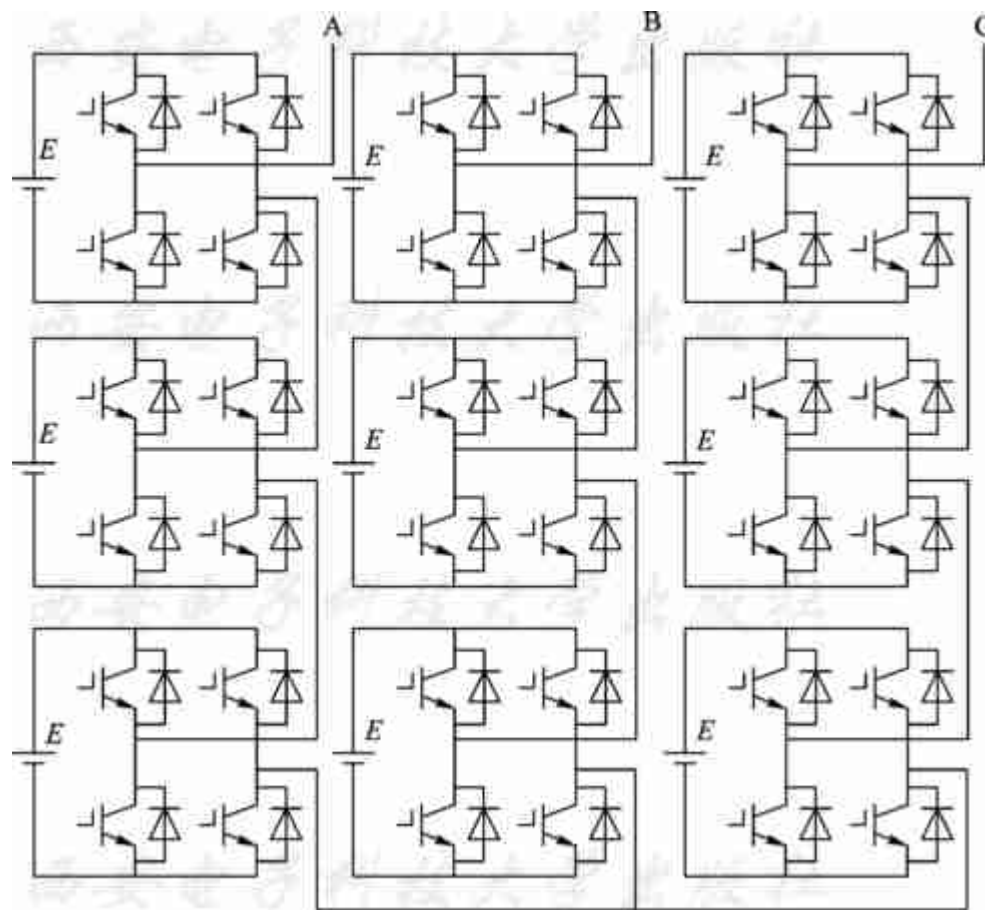


图6-43 3重7电平级联型逆变器的通用结构





(2) 每一个功率单元的结构相同，给模块化设计和制造带来方便，而且装配简单；

(3) 系统可靠性高，某一功率单元发生故障时可以被旁路掉，其他单元仍可以正常工作，不间断供电；

(4) 由于没有钳位二极管或钳位电容器的限制，因此这种结构功率变换器的输出电平数可以更多，在输出电压提高的同时，谐波含量更小。





6.8.3 变换电路的工作原理及数学模型

本小节以2重5电平逆变器为例、分析级联多电平功率变换电路的工作原理，并建立其数学模型。

1. 单元级联型功率变换电路的工作原理

逆变单元主电路为电压型单相全桥逆变器亦称H桥逆变单元。图6-44所示为H桥逆变单元的主电路拓扑结构。

H桥逆变单元的直流电压源由三相或单相交流电压整流成脉动的直流电压，经电容滤波后获得。H桥由 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 和 VT_4 四只IGBT及反并联二极管组成。每两个IGBT串联构成一个桥臂(VT_1 和 VT_2 串联构成左桥臂， VT_3 和 VT_4 串联构成右桥臂)，两个桥臂并联后连接到直流母线上。通过对逆变桥进行PWM控制，使左、右桥臂的中点L、R之间输出幅值和频率可变的交流电压。



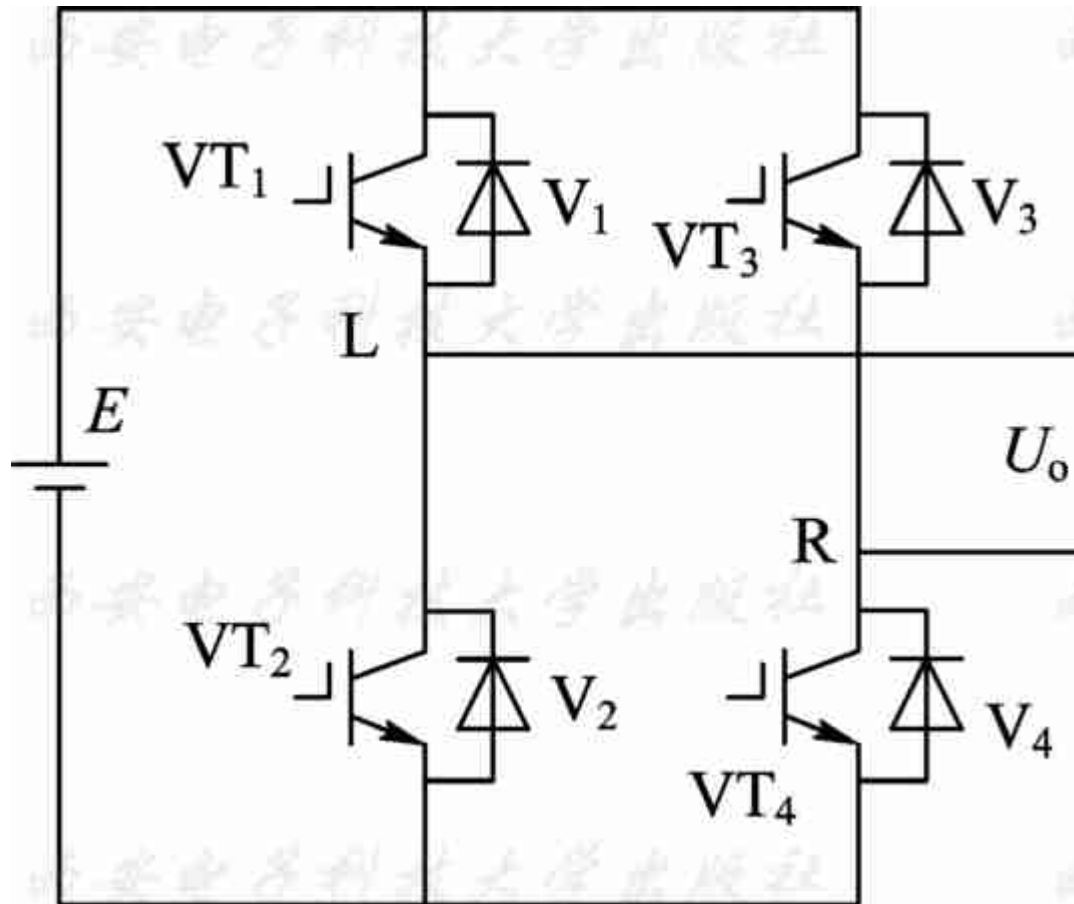


图6-44 H桥逆变单元的主电路拓扑结构





为防止直流母线发生短路，同一桥臂的两个IGBT不能同时导通，因而来自控制系统的IGBT的触发信号中，VT1和VT2触发信号反相，VT3和VT4触发信号反相。四个IGBT共有四种有效的组合状态：

(1) 当VT₁和VT₄导通而VT₂和VT₃关断时，左、右桥臂的中点L、R之间输出电压为+E，即 $U_o=+E$ 。

(2) 当VT₂和VT₃导通而VT₁和VT₄关断时，左、右桥臂的中点L、R之间输出电压为-E，即 $U_o=-E$ 。

(3) 当VT₁和VT₃导通而VT₂和VT₄关断时，左、右桥臂的中点L、R之间输出电压为0，即 $U_o=0$ 。



(4) 当 VT_2 和 VT_4 导通而 VT_1 和 VT_3 关断时，左、右桥臂的中点L、R之间输出电压为0，即 $U_o=0$ 。

因此，根据四个IGBT不同的状态组合，每个逆变功率单元能够输出三种不同电平的电压，即 $+E$ 、0和 $-E$ ，如图6-45所示。



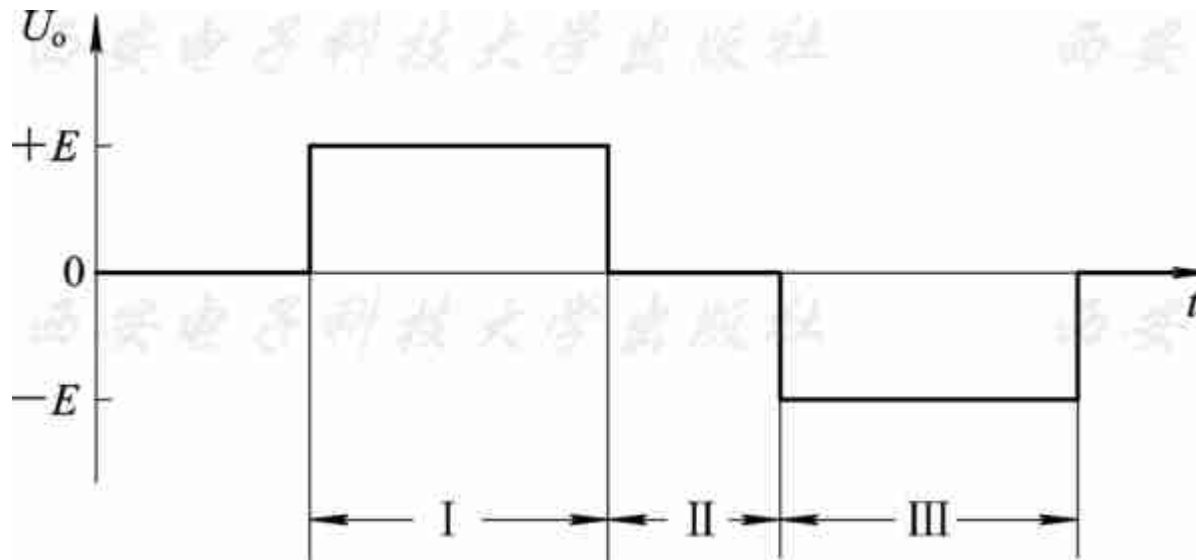


图6-45 H桥逆变单元输出电压





2. 单元级联型逆变电路

单元级联型多电平功率变换器每一相均由 N 个结构相同的逆变单元将交流输出电压串联组成, 叠加后形成多电平功率变换电路的某一相输出, 如A相输出相电压 U_{AN} 为

$$U_{AN}=U_{o1}+U_{o2}+\dots+U_{oN} \quad (6-45)$$

多电平功率变换器每相输出的电压是 N 个级联的功率单元输出电压之和, 每一功率单元可以输出 $+E$ 、 0 和 $-E$ 三种电压, 故每一相可以输出 M 种电平: $-NE$, $-(N-1)E, \dots$, $-E$, 0 , E , \dots , $(N-1)E$, NE 。



多电平功率变换电路中输出电压的合成方式灵活，每种电平的输出电压对应多种开关组合方式。图6-46(a)所示为两单元级联功率变换电路A相电路原理图，输出相电压 U_{AN} 由不同的开关组合方式合成五种电平输出，如图6-46(b)所示。表6-4列出了A相不同电平输出对应的各种开关组合及开关状态，其中“0”代表对应的功率元件处于关断状态，“1”代表对应的功率元件处于导通状态。



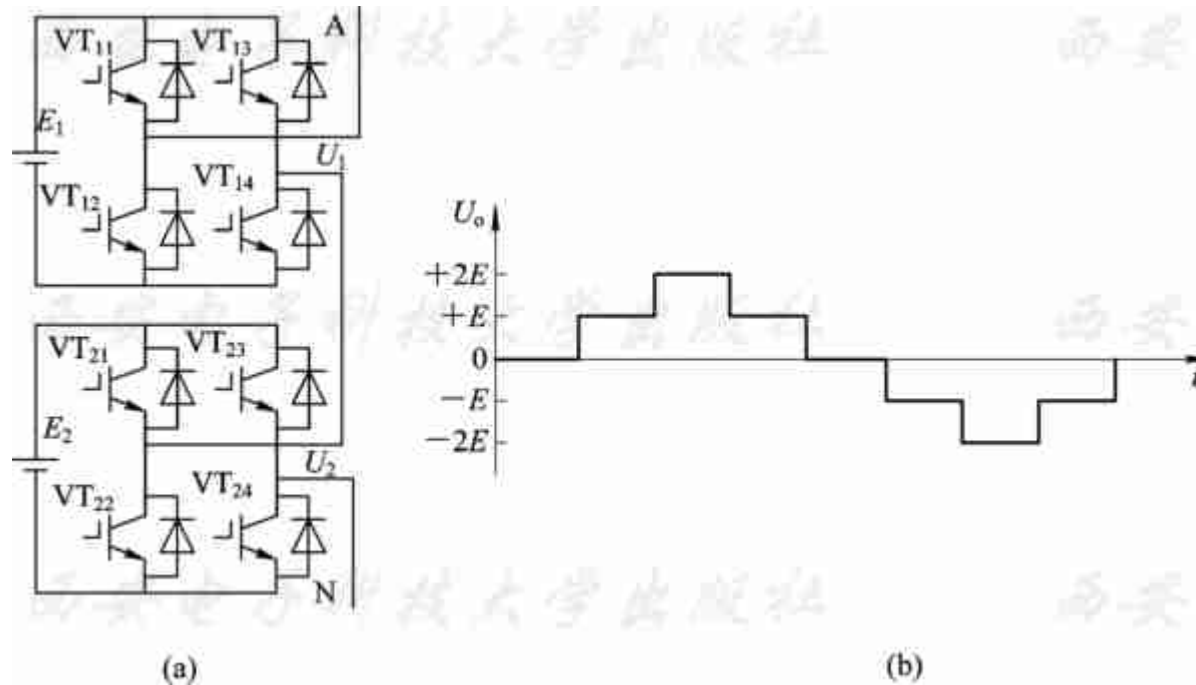


图6-46 两单元级联功率变换器A相电气连接图及输出电压波形
(a) 电路结构； (b) 波形图





表 6-4 输出电压组合与开关状态表

输出相电压 U_{AN}	开关状态							
	VT ₁₁	VT ₁₂	VT ₁₃	VT ₁₄	VT ₂₁	VT ₂₂	VT ₂₃	VT ₂₄
$U_{AN} = +2E$	1	0	0	1	1	0	0	1
$U_{AN} = +E$	1	0	0	1	1	0	1	0
	1	0	0	1	0	1	0	1
	1	0	1	0	1	0	0	1
	0	1	0	1	1	0	0	1
$U_{AN} = 0$	1	0	1	0	1	0	1	0
	0	1	0	1	1	0	1	0
	1	0	1	0	0	1	0	1
	0	1	0	1	0	1	0	1
	1	0	0	1	0	1	1	0
	0	1	1	0	1	0	0	1
$U_{AN} = -E$	0	1	1	0	1	0	1	0
	0	1	1	0	0	1	0	1
	1	0	1	0	0	1	1	0
	0	1	0	1	0	1	1	0
$U_{AN} = -2E$	0	1	1	0	0	1	1	0





3. 简化模型分析

级联型逆变器的简化电路模型如图6-47所示，一组相互隔离的直流电源串联起来，开关所处的位置决定直流电源是否参与能量的输出。当开关处于左侧时，直流电源为总输出提供能量，此时级联单元处于“输出”状态；当S开关处于右侧时，直流电源不参与总输出，级联单元处于续流状态，仅提供了一个电流回路。



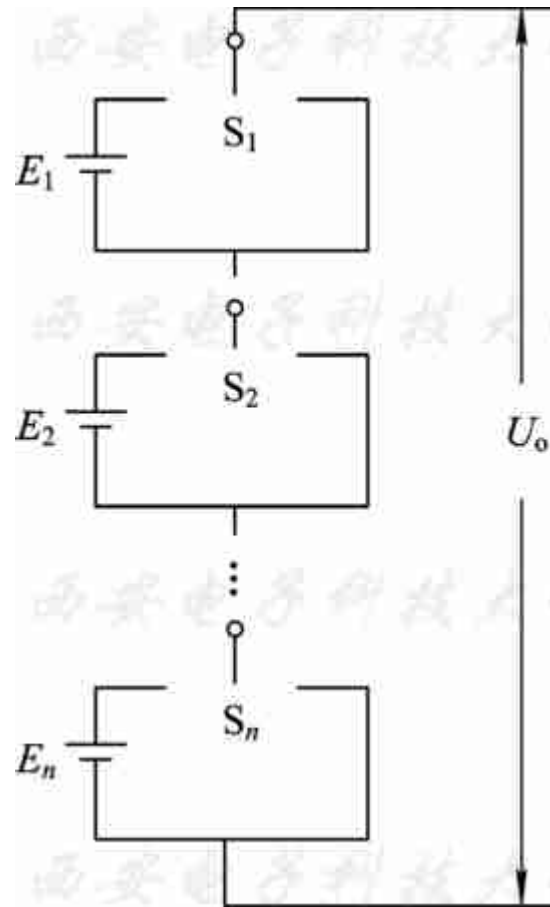


图6-47 级联型逆变器的简化电路模型





4. 级联型逆变器的冗余分析

冗余状态指对应于某一输出电压，存在多种工作模式。级联型逆变器由于采用了较多的电源和器件，因此发生故障的概率增大了，但和同等容量的单重逆变器相比，故障的危险性大大降低了，这是因为内部输出回路经过了多个开关器件，多个器件同时短路的可能性极小。单个H桥由于输入直流源的电压较低，因此H桥短路的危险性大大降低了。本课题研究的级联单元由直流电源和H桥臂组成，因此将冗余状态分为直流电源冗余状态和H桥臂冗余状态。如以级联单元为基本单元，则逆变器存在线电压冗余状态和相电压冗余状态。



5. 线电压冗余与相电压冗余

三相多电平逆变器存在线电压冗余状态。以5电平逆变器为例，可输出电压2、1、0、-1、-2，则可知当 $(U_a, U_b, U_c) = (1, 1, 0)$ 、 $(2, 2, 1)$ 或者 $(0, 0, -1)$ 时，空间矢量是一致的。线电压冗余存在于各种三相多电平逆变器中。

级联型逆变器不仅存在线电压冗余，还存在相电压冗余。相电压冗余是针对单相而言的，当某相输出某一电压时，对应于多种级联单元的状态组合。如对于5电平逆变器，不同输出电平时与级联单元的状态如表6-5所示。由表可见，当输出 E 时，有两种冗余状态；而对于零电平，则有三种冗余状态；当输出 $2E$ 时，则对应于确切的工作模式。



表 6-5 冗余状态

V_0	V_{01}	V_{02}
0	E	$-E$
	$-E$	E
	0	0
E	0	E
	E	0
$2E$	E	E





对于 N 重级联型逆变器，可输出 $NE, (N-1)E, \dots, 0, -(N-1)E, -NE$ 。对于输出电平 E_i ($i>0$)而言，级联单元的冗余状态数量 n_1 用数学组合方式表达为

$$n_1 = C_N^i N \quad (6-46)$$

表明有 i 个级联单元输出电平 E ，而对于其他的 $N-i$ 个单元，输出电压为零。由前面的分析可知，当级联单元输出电压为零时，对应两种不同续流方向——向上续流或向下续流。因此冗余开关组合的数量 n_2 用数学组合方式表达为

$$n_2 = C_N^i N 2^{N-i} \quad (6-47)$$





6. 冗余状态存在对电路的影响

冗余状态和冗余开关组合是级联型逆变器的一个重要特点，其优点在于：

(1) 降低对于元件的要求，状态和开关组合可交替轮换，避免某一工作单元长时间工作，从而可降低对元件的要求，并可避免系统工作时局部过热。

(2) 提高系统的可靠性，在某一元件失效时，系统可通过重组将故障元件旁路，系统可以继续运行。

冗余状态和冗余开关组合带来的负面影响在于，为使各单元具有相同的寿命周期，提高系统的可靠性和使用寿命，各单元的利用率应趋于相同，因此需要引入均衡控制。



6.8.4 单元级联型功率变换电路的数学模型

1. 基本功率单元

级联型功率变换电路是由基本功率单元组成的,因而基本功率单元的数学模型是建立完整功率变换电路数学模型的基础。对于基本功率单元H桥逆变单元,为获得基本功率单元的数学描述,引入开关变量 S ,并分别用 S_L 和 S_R 作为控制左、右桥臂的开关变量。定义

$$S = \begin{cases} 1 & (S_1 \text{导通且} S_2 \text{截止或} S_3 \text{导通且} S_4 \text{截止}) \\ 0 & (S_2 \text{导通且} S_1 \text{截止或} S_4 \text{导通且} S_3 \text{截止}) \end{cases} \quad (6-48)$$

对于左桥臂, L点对n点的输出电压 $U_L = S_L E$,左桥臂的电流 $I_L = S_L I$;同理对于右桥臂, R点对n点的输出电压 $U_R = S_R E$,左桥臂的电流 $I_R = -S_R I$ 。



根据基尔霍夫电压电流定律，有

$$U_o = (S_L - S_R)E \quad (6-49)$$

$$I_o = I_L + I_R = (S_L - S_R)I \quad (6-50)$$

式(6-49)和式(6-50)即为基本功率单元的数学模型。





2. 三相单元功率变换电路

三相单元功率变换电路如图6-48所示，电路由三个基本功率单元组成，每相数学模型可依上述分析过程建立，结果为

$$U_{ao} = (S_{La} - S_{Ra})E \quad (6-51)$$

$$I_{ea} = (S_{La} - S_{Ra})I_a \quad (6-52)$$

$$U_{bo} = (S_{Lb} - S_{Rb})E \quad (6-53)$$

$$I_{eb} = (S_{Lb} - S_{Rb})I_b \quad (6-54)$$

$$U_{co} = (S_{Lc} - S_{Rc})E \quad (6-55)$$

$$I_{ec} = (S_{Lc} - S_{Rc})I_c \quad (6-56)$$



其中， S_{La} 、 S_{Ra} 、 S_{Lb} 、 S_{Rb} 、 S_{Lc} 、 S_{Rc} 分别为A、B、C三相功率单元左、右桥臂的开关信号； U_{ao} 、 U_{bo} 、 U_{co} 分别为A、B、C三相功率单元输出电压； I_{ea} 、 I_{eb} 、 I_{ec} 分别为A、B、C三相功率单元电源E的输出电流。



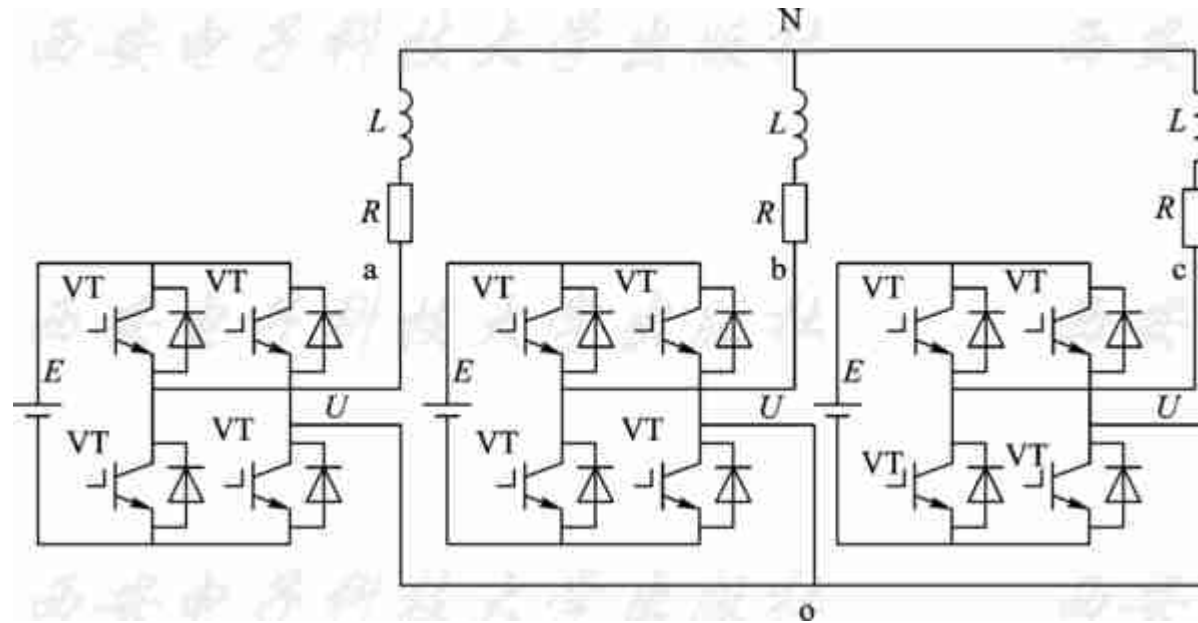


图6-48 三相单元功率变换电路图





3. 状态方程的建立

对A、B、C三相所在的三条支路利用基尔霍夫电压定律列写回路方程：

$$L \frac{d I_a}{d t} = U_{a0} + U_{ON} - I_a R \quad (6-57)$$

$$L \frac{d I_b}{d t} = U_{b0} + U_{ON} - I_b R \quad (6-58)$$

$$L \frac{d I_c}{d t} = U_{c0} + U_{ON} - I_c R \quad (6-59)$$

对于中性点不接地的三相系统有

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (6-60)$$





对于三相对称负载，依据上式有

$$U_{\text{ON}} = -\frac{1}{3}(U_{\text{ao}} + U_{\text{bo}} + U_{\text{co}}) \quad (6-61)$$

可得图6-48所示功率变换电路的状态方程：

$$\begin{bmatrix} L \frac{dI_a}{di} \\ L \frac{dI_b}{di} \\ L \frac{dI_c}{di} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2S_{\text{La}} - S_{\text{Lb}} - S_{\text{Lc}} - (2S_{\text{Ra}} - S_{\text{Rb}} - S_{\text{Rc}}) \\ 2S_{\text{Lb}} - S_{\text{Lc}} - S_{\text{La}} - (2S_{\text{Rb}} - S_{\text{Rc}} - S_{\text{Ra}}) \\ 2S_{\text{Lc}} - S_{\text{La}} - S_{\text{Lb}} - (2S_{\text{Rc}} - S_{\text{Ra}} - S_{\text{Rb}}) \end{bmatrix} E \quad (6-62)$$





6.8.5 三相多单元级联功率变换电路

1. 三相多单元级联功率变换电路

三相多单元级联功率变换电路如图6-49所示。三相多单元级联功率变换器每相电路仍由基本功率单元级联而成,其数学模型仍可按6.8.4节分析过程建立:

$$U_{ai} = (S_{Lai} - S_{Rai})E_i \quad (6-63)$$

$$I_{eai} = (S_{Lai} - S_{Rai})I_a \quad (6-64)$$

$$U_{bi} = (S_{Lbi} - S_{Rbi})E_i \quad (6-65)$$

$$I_{ebi} = (S_{Lbi} - S_{Rbi})I_b \quad (6-66)$$

$$U_{ci} = (S_{Lci} - S_{Rci})E_i \quad (6-67)$$





$$I_{eci} = (S_{Lci} - S_{Rci})I_c \quad (6-68)$$

其中, S_{Lai} 、 S_{Rai} 、 S_{Lbi} 、 S_{Rbi} 、 S_{Lci} 、 S_{Rci} 为A、B、C三相第*i*个级联功率单元左、右桥臂的开关信号; U_{ai} 、 U_{bi} 、 U_{ci} 为A、B、C三相第*i*个级联功率单元输出电压; I_{eai} 、 I_{ebi} 、 I_{eci} 为A、B、C三相第*i*个级联功率单元电源 E_i 的输出电流。





2. 状态方程的建立

对于图6-49所示的 n 单元级联功率变换电路,其每相输出电压为

$$U_{ao} = \sum_{i=1}^n U_{ai} \quad (6-69)$$

$$U_{bo} = \sum_{i=1}^n U_{bi} \quad (6-70)$$

$$U_{co} = \sum_{i=1}^n U_{ci} \quad (6-71)$$

建立的A、B、C三相所在的三条支路电压方程式,对于对称负载中性点不接地的三相系统依然成立。综合上述分析计算可得图6-49所示功率变换电路的状态方程

$$LI=AI+BE \quad (6-72)$$



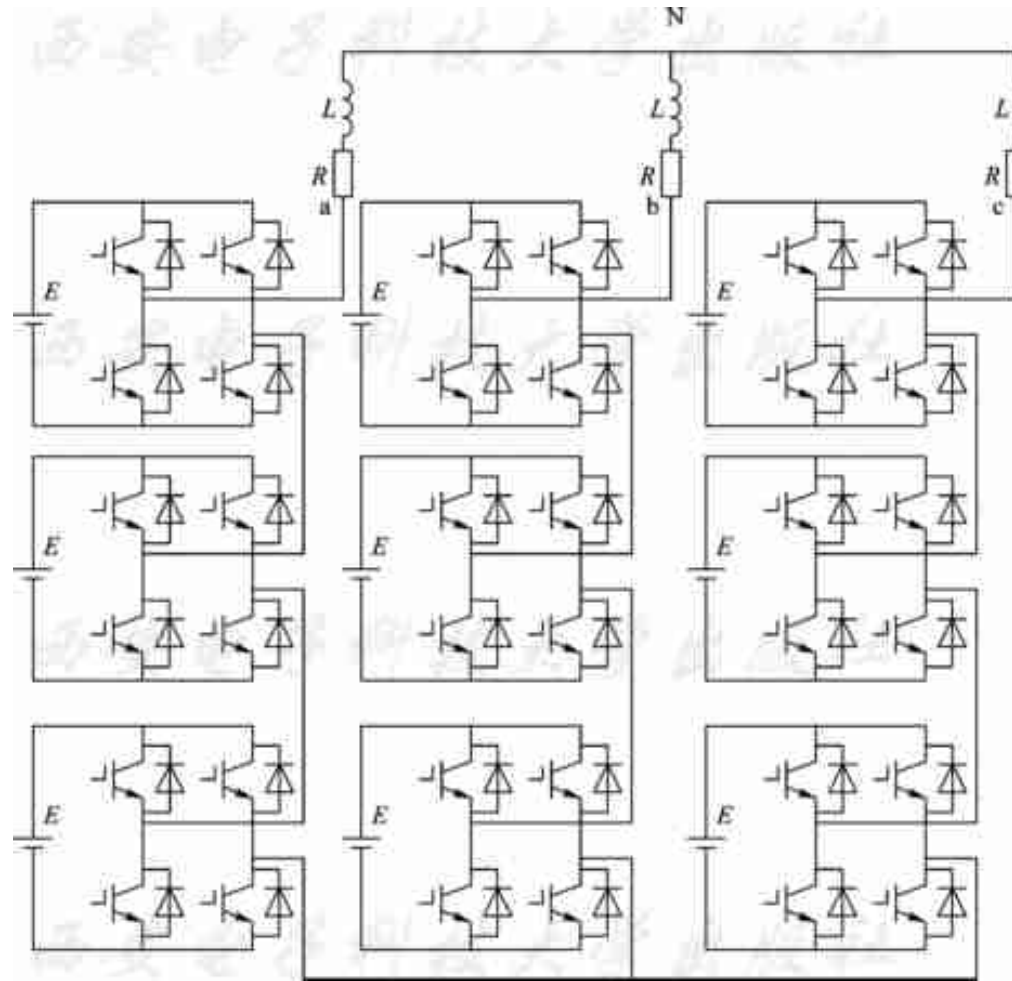


图6-49 三相多单元级联功率变换电路图





其中

$$I = [I_a \quad I_b \quad I_c]^T$$

$$E = [E_1 \cdots E_i \cdots E_n]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix}$$





$$B = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}(S_{La1} - S_{Ra1}) - \frac{1}{3}(S_{Lb1} - S_{Rb1}) - \frac{1}{3}(S_{Lc1} - S_{Rc1}) \cdots \\ -\frac{1}{3}(S_{La1} - S_{Ra1}) + \frac{2}{3}(S_{Lb1} - S_{Rb1}) - \frac{1}{3}(S_{Lc1} - S_{Rc1}) \cdots \\ -\frac{1}{3}(S_{La1} - S_{Ra1}) - \frac{1}{3}(S_{Lb1} - S_{Rb1}) + \frac{2}{3}(S_{Lc1} - S_{Rc1}) \cdots \\ \frac{2}{3}(S_{Lai} - S_{Rai}) - \frac{1}{3}(S_{Lbi} - S_{Rbi}) - \frac{1}{3}(S_{Lci} - S_{Rci}) \cdots \\ -\frac{1}{3}(S_{Lai} - S_{Rai}) + \frac{2}{3}(S_{Lbi} - S_{Rbi}) - \frac{1}{3}(S_{Lci} - S_{Rci}) \cdots \\ -\frac{1}{3}(S_{Lai} - S_{Rai}) - \frac{1}{3}(S_{Lbi} - S_{Rbi}) + \frac{2}{3}(S_{Lci} - S_{Rci}) \cdots \\ \frac{2}{3}(S_{Lan} - S_{Ran}) - \frac{1}{3}(S_{Lbn} - S_{Rbn}) - \frac{1}{3}(S_{Lcn} - S_{Rcn}) \\ -\frac{1}{3}(S_{Lan} - S_{Ran}) + \frac{2}{3}(S_{Lbn} - S_{Rbn}) - \frac{1}{3}(S_{Lcn} - S_{Rcn}) \\ -\frac{1}{3}(S_{Lan} - S_{Ran}) - \frac{1}{3}(S_{Lbn} - S_{Rbn}) + \frac{2}{3}(S_{Lcn} - S_{Rcn}) \end{bmatrix}$$





式(6-72)适用于任何具有相同拓扑结构的级联型功率变换电路，不论是普通级联型多电平电路还是混合级联型多电平电路。





6.8.6 多电平控制方法

适应多电平变换器的控制方法要分为三角载波PWM技术和空间电压矢量PWM(SVPWM)技术两大类。三角载波PWM技术可分为消谐波PWM(SHPWM)、三角载波移相PWM(PSPWM)和开关频率最优PWM(SFOPWM)等方法。研究合适的控制方法是研究的重要内容之一。

首先有以下定义：

调制频率 f_m ：调制波的频率，即功率变换电路输出电压基波频率。在SPWM中，调制频率即为参考正弦波的频率。





载波频率 f_c : 三角载波的频率, 确定了功率变换电路中功率开关元件的开关频率和系统控制周期。

频率调制比 P_f : 频率调制比定义为载波频率 f_c 与调制频率 f_m 之比, 即

$$P_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (6-73)$$

幅值调制比 P_m : 调制波幅值 A_m 与三角载波幅值 A_c 之比, 即

$$P_m = \frac{A_m}{A_c} \quad (6-74)$$

正电平级数 N : M 电平功率变换器输出正电平数, 有关系式

$$N = \frac{M - 1}{2} \quad (6-75)$$





1. SHPWM方法

SHPWM方法的原理是，电路的每一相使用一个正弦调制波和几个三角载波相比较。例如对于一个正电平级数为 N 的功率变换电路，每相采用 N 个相同频率 f_0 、相同幅值 A_c 的三角波与一个频率为 f_m 、幅值为 A_m 的参考正弦波进行比较，在正弦波与三角波相交的时刻，如果正弦波的幅值大于某个三角波的值，则开通相应的开关器件，否则关断该器件。





2. SFOPWM方法

SFOPWM(Switch Frequency Optional PWM)方法与SHPWM方法类似，它们的载波要求相同，但前者的正弦调制波中注入了零序分量。对于一个三相系统，此零序分量是三相正弦波瞬态最大值和最小值的平均值，所以SFOPWM方法的调制波是通常的三相正弦波减去零序分量后得到的波形。





3. SVPWM方法

SVPWM方法是根据两电平空间矢量控制法推广得到的，其控制思想与两电平一致。所不同的是，多电平的电压矢量更密集，模的大小可选择种类更多，合成时过渡更自然，合成磁链更接近圆形，因而控制更精确，输出电压谐波更小。但是这样也带来了控制上的复杂性，当应用于5电平以上的多电平电路时，其控制算法将变得非常复杂。





4. 三角载波PSPWM方法

三角载波PSPWM(Triangular Carrier Phase Shifting PWM)方法的原理是，每个模块的PSPWM信号都由一个三角载波和一个正弦波比较产生，所有模块的正弦波都相同，但每个模块的三角载波与它相邻模块的三角载波之间有一相移，这一相移使得各模块所产生的PSPWM脉冲在相位上错开，从而使各模块最终叠加输出的PSPWM波的等效开关频率提高。





5. 调制波载波PSPWM方法

级联型多电平每一相由 N 个相同的功率单元级联而成，同相级联不同功率单元的载波仍相互错开 e 角度，每一功率单元由两个正弦参考波与载波比较产生PWM控制脉冲。如果电压的调节通过改变参考波的幅值实现，则这种控制方法即为载波移相PWM(载波PSPWM)。如果电压的调节通过改变参考波之间的夹角实现，同时保持参考波幅值不变，也可以调节输出电压，则这种控制方法称为调制波载波移相PWM。





6.8.7 基于离散自然采样法的PWM控制策略

1. 自然采样法

级联型功率变换器拓扑结构较传统两电平结构复杂、控制繁琐。级联型逆变器由基本功率单元级联而成，每一个功率单元为全桥逆变电路，由左、右两个桥臂组成，每一桥臂高压侧和低压侧的两只功率元件不能同时导通。可以用一路PWM控制信号和它的反相信号分别控制同一桥臂的两只功率元件，这样每一功率单元需要两路独立的PWM信号控制。





对于三相 N 级多电平逆变器，每相由 N 个功率单元级联构成，整个逆变器有 $3N$ 个功率单元，每个功率单元需要2路独立的PWM控制信号，故逆变器控制器需要 $6N$ 路PWM控制信号。3单元级联7电平输出电压3 kV逆变器共有9个功率单元，需要18路独立PWM控制信号。对于6 kV 6单元级联多电平逆变器，功率单元将需要18个，相应的独立PWM控制信号路数也变为36路。如此数量庞大的PWM控制信号仅由微控制器中的硬件PWM生成单元采用计数器加比较单元的规则采样法产生，那么每一路PWM控制信号都需要一个独立的计数器和一个独立的比较单元。对于通用的信号处理器，使用硬件生成数目如此庞大的PWM信号十分困难，且在每个载波周期中，都要重新计算 $6N$ 路PWM控制信号的占空比，这对控制器的CPU是沉重的负担，且硬件利用率较低。





以3单元级联多电平功率变换电路的PSPWM为例，图6-50给出了生成级联3个单元左、右桥臂的PWM控制原理图。 C_1 、 C_2 、 C_3 为级联3个功率单元左桥臂PWM控制三角载波信号，其反相为 \bar{C}_1 、 \bar{C}_2 、 \bar{C}_3 与调制波比较产生三个功率单元右桥臂的PWM控制信号。比较器实时比较调制波和三角载波的幅值，在 t_1 时刻，调制波幅值大于载波幅值，输出高电平； t_2 时刻后，调制波幅值小于载波幅值，输出低电平； t_3 时刻，调制波幅值再次大于载波幅值，输出跳变为高电平。



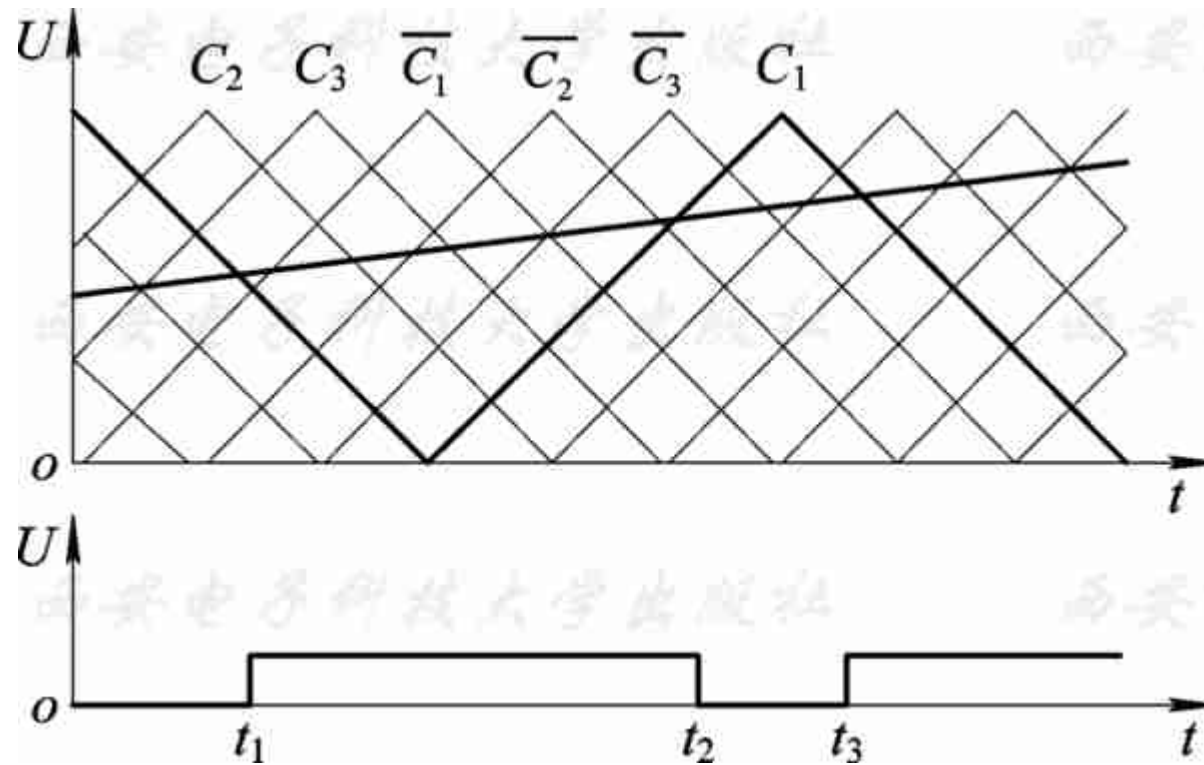


图6-50 自然采样法PWM控制原理图





级联型多电平功率变换器由多个功率单元级联而成，每一相级联功率单元数为 N ，同一相级联的功率单元的参考波相同，两个相邻的功率单元载波有相位差。相位差 e 由以下公式计算：

$$e = \frac{180^\circ}{N} \quad (6-76)$$

从自然采样法PWM生成原理可以看出，该算法需要实时跟踪三角载波和调制波，由比较器实时比较二者的幅值，按比较规则确定正确的输出电平。采用模拟器件生成调制波和载波，由模拟比较器比较输出的方法，结构复杂，受环境影响大。采用数字控制器可避免上述缺陷，但自然采样法需要求解超越方程，并且含有三角函数和多次加法、乘法运算，工作量巨大，需离线计算。



2. 离散自然采样法

鉴于以上分析，本课题对自然采样法进行改造，使其便于用数字控制器实现，以解决硬件产生PWM的困难及自然采样法运算量巨大的问题。规则采样法的特点是把调制波周期分解成多个载波周期，在一个载波周期内，只需一次计算调制波的幅值即可计算出占空比。自然采样法的特点是不需要计算占空比，实时对调制波和载波比较，决定输出。离散自然采样法解决问题的基本思路是结合规则采样法和自然采样法的特点，把一个载波周期平均分成 N 个时间段 T 。与自然采样法对载波和调制波幅值实时进行比较不同，离散自然采样法只在 $0, T, \dots, (N-1)T$ 时刻进行幅值比较，从而确定触发脉冲，生成PWM信号。图6-51是3单元逆变器某一相PSPWM控制原理图。按式(6-76)可计算出相邻功率单元载波的相位差 e 为 60° 。图中 C_1 、 C_2 、 C_3 为控制每个功率单元左桥臂的三角载波，在 $0, T, \dots, (N-1)T$ 时刻调制波与载波比较，比较的结果用于控制每个功率单元的左桥臂。 \bar{C}_1 、 \bar{C}_2 、 \bar{C}_3 分别为 C_1 、 C_2 、 C_3 的反相，与调制波比较的结果用于控制每个功率单元的右桥臂。图中画出了一相的调制波，把调制波移位 120° ，分别与图中的载波比较，可生成另外两相PSPWM控制信号。



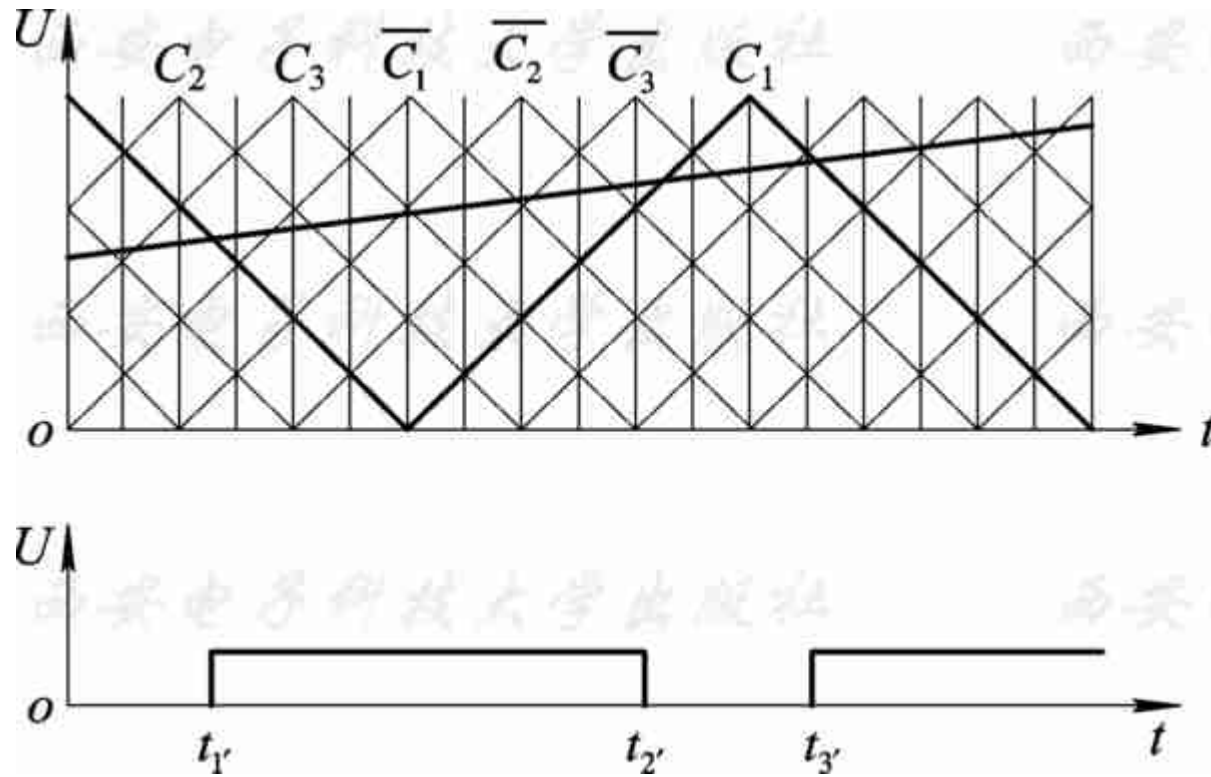


图6-51 离散自然采样法PSPWM控制原理图





3. 误差分析

分析离散自然采样法生成PSPWM控制信号的过程表明，获得高质量输出的关键因素在于时间间隔 T 应足够小。比较图6-50和图6-51，应用自然采样法，输出PWM脉冲 t_1 时刻跳变为高，而对于离散自然采样法，由于 t_1 时刻没有处于 T 整数倍时刻上，因此要经过一段延时后，当 $t=t_1'$ 即 T 的整数倍时刻，进行幅值比较，获得输出。在最不利的情况下， t_1 与 t_1' 的最大误差为 T 。





减小误差的最佳途径是使得时间间隔 T 足够小。为此，应使用高速数字信号处理器并采用汇编语言编程，提高代码运行效率，以期在最短的时间内完成调制波和三角波幅值的运算。若 $T=0$ ，则离散自然采样法演变为自然采样法。减小误差的另一个途径是在进行比较时，不是比较调制波和载波的幅值相等，而是使两者的差在一个小的 U 范围内，即输出相应的电平。





在实际应用中，将正弦波存储在波形表中，采用线性插值法以获得较为准确的幅值。在 T 时间间隔内，由CPU的算术逻辑单元对调制波的幅值与各载波幅值进行比较，依次生成PWM控制信号。离散自然采样算法只需使用定时器和算术逻辑单元等硬件资源，大大减少了对硬件的依赖性。使用这种方法生成PWM信号，可以充分利用DSP的高速运算能力，不依赖于硬件的事件管理器，可以生成多路控制信号。





与级联多电平逆变器容易扩充的结构特点相同，离散自然采样法非常容易扩充。控制程序不需做任何修改、只改变存储的波形表，即可实现其他方式的PWM控制。例如为提高电压利用率，应用中常采用准优化PWM技术，调制波为基波和三次谐波的叠加。基于离散自然采样法的PWM生成算法方便快捷，可缩短程序开发时间。

由于采用插值算法，与基于逻辑可编程器件的直接数字合成技术相比较，离散采样算法更适用于异步调制的方法，在逆变器低频输出时可获得高质量的电压波形，更适用于电机控制。





6.8.8 级联变换器的均衡控制

当各级联单元利用率一致时，逆变器的效能比最大。均衡控制主要包括直流电源的输出功率均衡和开关器件的利用率均衡。当直流电源为蓄电池组时，均衡蓄电池的放电具有特别重要的意义。为此提出了循环分配和交替分配法的均衡控制方法。

1. 循环分配法

图6-52所示为5重级联型逆变器应用循环分配技术的输出波形。在 $0^\circ \sim 180^\circ$ ，每半个正弦波由5段阶梯波组成，每个阶梯波的宽度不同，因此每个直流电源的充放电时间不同。为达到均衡控制，5段阶梯波循环分配，在2.5个周期后，直流电源的充放电总时间达到一致。

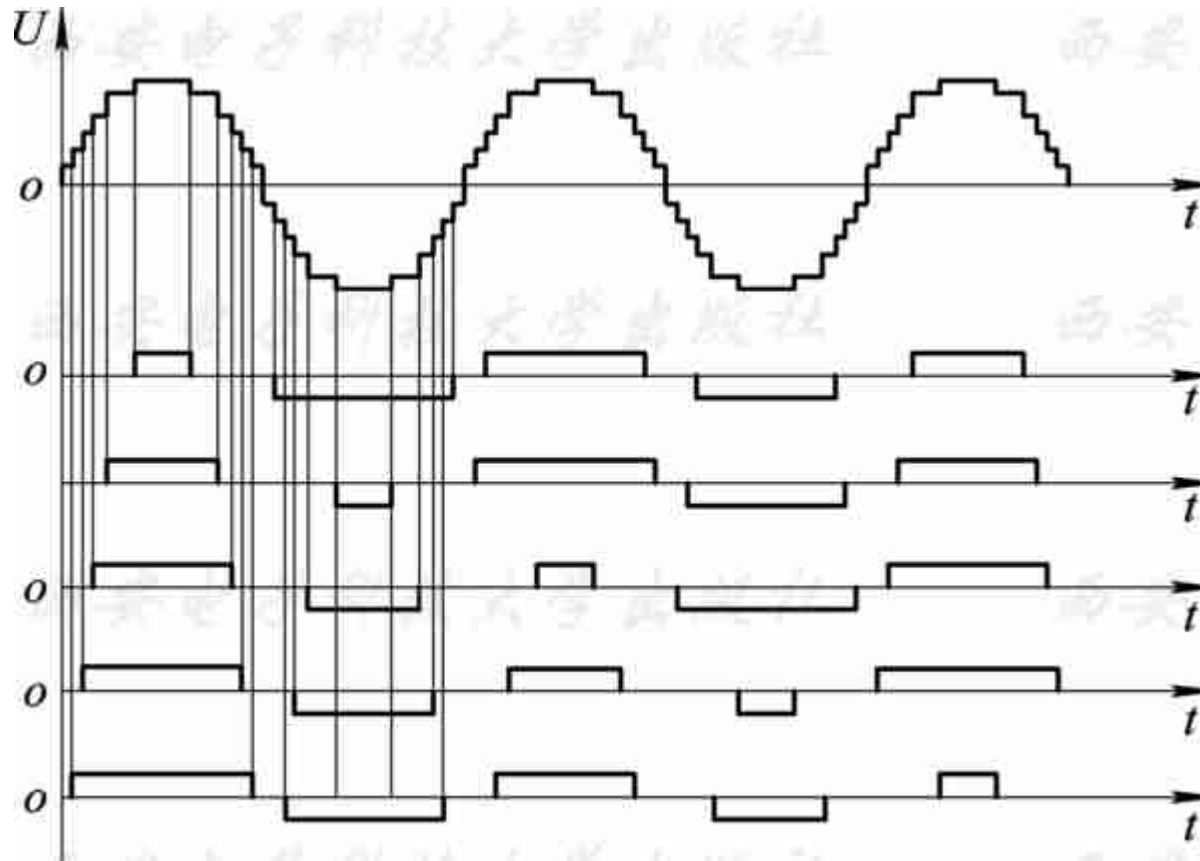


图6-52 5重级联型逆变器的循环分配法





2. 交替分配法

当调制系数较低时，只需一个直流电源提供能量。此时，可将控制器生成的PWM脉冲交替分配给各单体逆变器，从而改善利用率不均衡的情况。图6-53所示为采用交替分配法后3重级联型逆变器的输出情况。这种方法宜适用于低调制系数情况。

上述方法原理都是基于循环分配，只有当循环周期结束时，利用率才能达到一致。当参考信号变化较快时，循环分配的方法难以实现均衡控制。循环分配的方法只适应开环稳定输出，不适应于闭环实时控制，当系统采用SVC控制时，循环分配法无法应用。具体应用请参考有关文献。

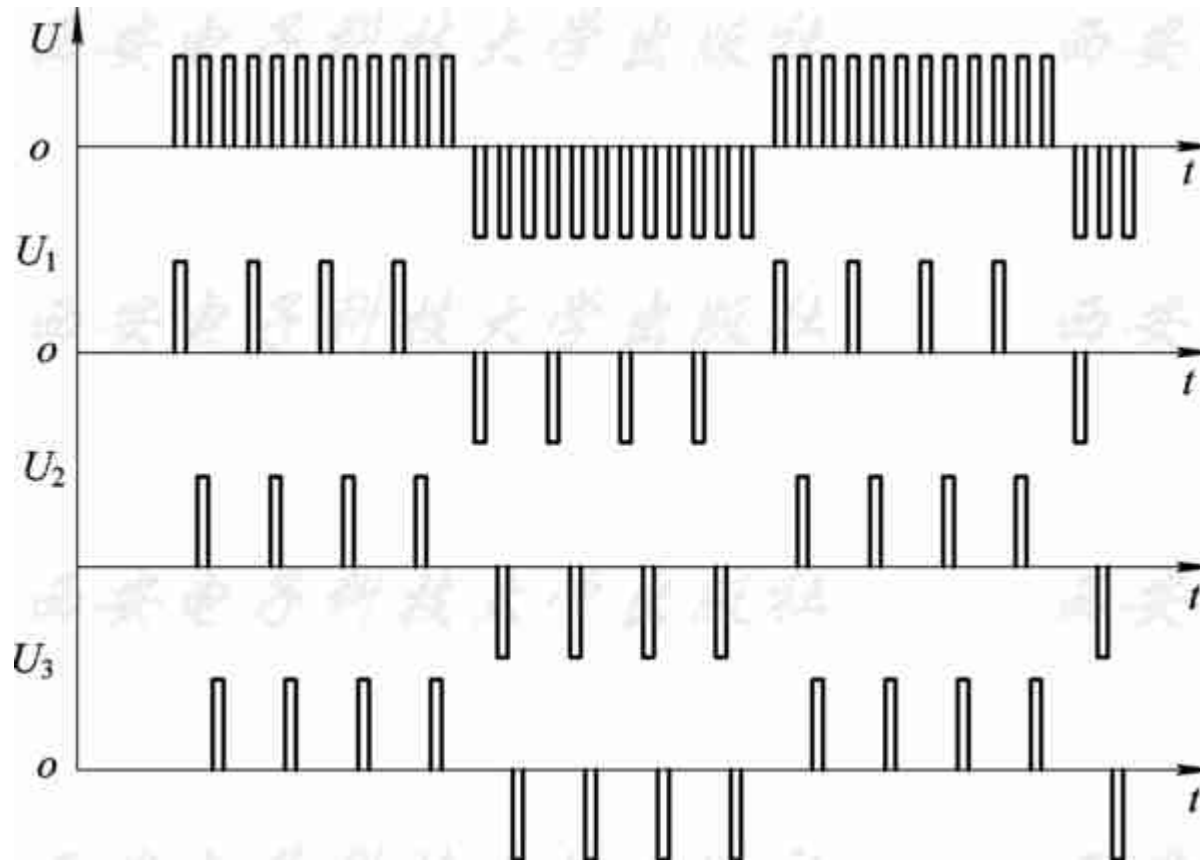


图6-53 3重级联型逆变器的交替分配法





6.9 电磁兼容技术与噪声

6.9.1 电磁兼容性标准

电磁兼容性是指设备或系统在其电磁环境中能正常工作且不对该环境中的任何设备构成不能承受的电磁干扰的能力。

要彻底消除设备的电磁干扰及外部一切电磁干扰信号是不可能的。只能通过系统地制定设备与设备之间的相互允许产生的电磁干扰大小及抵抗电磁干扰的能力的标准，才能使电气设备及系统间达到电磁兼容的要求。国内外大量的电磁兼容性标准为系统内的设备相互达到电磁兼容性制定了约束条件。





国际无线电干扰特别委员会(CISPR)是国际电工委员会(IEC)下属的一个电磁兼容标准化组织,其中,第六分会(SCC)主要负责制定关于干扰测量接收机及测量方法的标准。CISPR16《无线电干扰和抗干扰度测量设备规范》对电磁兼容性测量接收机、辅助设备的性能以及校准方法给出了详细的要求。CISPR17《无线电干扰滤波器及抑制元件的抑制特性测量》制定了滤波器的测量方法。CISPR22《信息技术设备无线电干扰限值和测量方法》规定了信息技术设备在0.15~1000 MHz频率范围内产生的电磁干扰限值。CISPR24《信息技术设备抗扰度限值和测量方法》规定了信息技术设备对外部干扰信号的时域及频域的抗干扰性能要求。其中,CISPR16、CISPR22及CISPR24构成了信息技术设备包括通信开关电源设备的电磁兼容性测试内容及测试方法要求,是目前通信开关电源电磁兼容性设计的最基本要求。





IEC最近出台了大量的基础性电磁兼容性标准，其中最具有代表性的是IEC61000系列标准。美国联邦委员会制定的FCC15，德国电气工程师协会制定的VDE0871、2A1、VDE0871、2A2、VDE0878，都对通信设备的电磁兼容性提出了要求。

1998年，我国信息产业部根据CISPR22、IEC61000系列标准及ITU-T0.41标准，制定了YD/T 983—1998《通信电源设备电磁兼容性限值及测量方法》，详尽规定了通信电源设备包括通信开关电源的电磁兼容性的具体测试项目、要求及测试方法，为通信电源电磁兼容性的检验、达标并通过入网检测明确了设计目标。





国标也等同采用了相应的国际标准。如GB/T 17626.1~12系列标准等同采用了IEC61000系列标准，GB 9254—1998《信息技术设备的无线电干扰限值及测量方法》等同采用了CISPR22，GB/T 17618—1998《信息技术设备抗扰度限值和测量方法》等同采用了CISPR24。





6.9.2 开关电源的电磁兼容性问题

1. 电磁兼容性

在很多场合，开关电源，特别是通信开关电源要有很强的抗电磁干扰能力，如对浪涌、电网电压波动的适应能力，对静电干扰、电场、磁场及电磁波等的抗干扰能力，以保证自身能够正常工作以及对设备供电的稳定性。





一方面，开关电源内部的功率开关管、整流或续流二极管及主功率变压器是在高频开关的方式下工作的，其电压、电流波形多为方波。在高压大电流的方波切换过程中，将产生严重的谐波电压及电流。这些谐波电压及电流一方面通过电源输入线或开关电源的输出线传出，对与电源在同一电网上供电的其他设备及电网产生干扰，使设备不能正常工作。另一方面，严重的谐波电压电流在开关电源内部产生电磁干扰，从而造成开关电源内部工作的不稳定，使电源的性能降低。还有部分电磁场通过开关电源机壳的缝隙，向周围空间辐射，与通过电源线、直流输出线产生的辐射电磁场，一起通过空间传播的方式，对其他高频设备及对电磁场比较敏感的设备造成干扰，引起其他设备工作异常。





因此，对开关电源要限制由负载线、电源线产生的传导干扰及有辐射传播的电磁场干扰，使处于同一电磁环境中的设备均能够正常工作，互不干扰。





2. 电磁兼容性问题产生的要素

电磁兼容性问题产生的三个要素为：干扰源、传播途径及受干扰体。

开关电源因工作在开关状态下，其引起的电磁兼容性问题是相当复杂的。从整机的电磁兼容性讲，主要有共阻抗耦合、线间耦合、电场耦合、磁场耦合和电磁波耦合几种。

(1) 共阻抗耦合主要是干扰源与受干扰体在电气上存在共同阻抗，通过该阻抗使干扰信号进入受干扰对象。

(2) 线间耦合主要是产生干扰电压及干扰电流的导线或PCB线因并行布线而产生的相互耦合。





(3) 电场耦合主要是由于电位差的存在而产生的感应电场对受干扰体产生的耦合。

(4) 磁场耦合主要是大电流的脉冲电源线附近产生的低频磁场对干扰对象产生的耦合。

(5) 电磁波耦合主要是由于脉动的电压或电流产生的高频电磁波，通过空间向外辐射，对相应的受干扰体产生的耦合。





实际上每一种耦合方式是不能严格区分的，仅是侧重点不同而已。在开关电源中，主功率开关管在很高的电压下以高频开关方式工作，开关电压及开关电流均为方波，该方波所含的高次谐波的频谱可达方波频率的1000次以上。同时，由于电源变压器的漏电感及分布电容，以及主功率开关器件的工作状态并非理想，因此在高频开或关时，常常产生高频高压的尖峰谐波振荡。该谐波振荡产生的高次谐波通过开关管与散热器间的分布电容传入内部电路，或通过散热器及变压器向空间辐射。用于整流及续流的开关二极管也是产生高频干扰的一个重要原因。整流及续流二极管工作在高频开关状态，由于二极管的引线寄生电感、结电容的存在以及反向恢复电流的影响，使之工作在很高的电压及电流变化率下而产生高频振荡。整流及续流二极管一般离电源输出线较近，其产生的高频干扰最容易通过直流输出线传出。





开关电源为了提高功率因数，均采用了有源功率因数校正电路。同时，为了提高电路的效率及可靠性，减小功率器件的电应力，大量采用了软开关技术。其中零电压、零电流或零电压/零电流开关技术应用最为广泛。这些技术极大地降低了开关器件所产生的电磁干扰。软开关无损吸收电路多利用L、C进行能量转移，利用二极管的单向导电性能实现能量的单向转换，因此，该电路中的二极管成为电磁干扰的一大干扰源。





开关电源中一般利用储能电感及电容器组成LC滤波电路，实现对差模及共模干扰信号的滤波，以及将交流方波信号转换为平滑的直流信号。由于电感线圈分布电容，因此导致了电感线圈的自谐振频率降低，从而使大量的高频干扰信号穿过电感线圈，沿交流电源线或直流输出线向外传播。滤波电容器随着干扰信号频率的上升，由于引线电感的作用，导致电容量及滤波效果不断下降，直至达到谐振频率以上时，完全失去电容器的作用而变为感性。不正确地使用滤波电容及引线过长，也是产生电磁干扰的一个原因。





开关电源PCB布线、结构设计、电源线输入滤波、输入/输出电源线布线以及检测电路的设计等不合理，均会导致系统工作不稳定，降低对静电放电、电快速瞬变脉冲群、雷击、浪涌及传导干扰、辐射干扰及辐射电磁场等的抗扰性能力。

一般运用CISPR16及IEC61000中规定的电磁场检测仪器及各种干扰信号模拟器、辅助设备，在标准测试场地或实验室内，通过详尽的测试分析，结合对电路性能的理解来分析研究电源电磁兼容性。





3. 解决开关电源的电磁兼容性

根据电磁兼容性的三要素，解决开关电源的电磁兼容性可从三个方面入手：

- (1) 减小干扰源产生的干扰信号；
- (2) 切断干扰信号的传播途径；
- (3) 增强受干扰体的抗干扰能力。

对开关电源产生的对外干扰，如电源线谐波电流、电源线传导干扰、电磁场辐射干扰等，只能用减小干扰源的方法来解决。一方面，可以增强输入/输出滤波电路的设计，改善有源功率因数补偿(APFC)电路的性能，减少开关管及整流、续流二极管的电压、电流变化率，采用各种软开关电路拓扑结构及控制方式等；另一方面，加强机壳的屏蔽效果，改善机壳的缝隙泄漏，并进行良好的接地处理。





对外部的抗干扰能力，如浪涌、雷击，应优化交流输入及直流输出端口的防雷能力。对雷击可采用氧化锌压敏电阻与气体放电管等的组合方法来解决。对于静电放电，采用TVS管及相应的接地保护，加大小信号电路与机壳等的电距离，或选用具有抗静电干扰的器件来解决。减小开关电源的内部干扰，应从以下几个方面入手：注意数字电路与模拟电路PCB布线的正确区分、数字电路与模拟电路电源的正确去耦；注意数字电路与模拟电路单点接地，大电流电路与小电流特别是电流、电压取样电路的单点接地，以减小共阻干扰、减小地环的影响；布线时注意相邻线间的间距及信号性质，避免产生串扰；减小地线阻抗；减小高压大电流线路特别是变压器原边与开关管、电源滤波电容电路所包围的面积；减小输出整流电路及续流二极管电路与直流滤波电路所包围的面积；减小变压器的漏电感、滤波电感的分布电容；采用谐振频率高的滤波电容器等。





在传播途径方面，适当地增加高抗干扰能力的TVS及高频电容、铁氧体磁珠等元器件，以提高小信号电路的抗干扰能力；与机壳距离较近的小信号电路，应加适当的绝缘耐压处理等；功率器件的散热器、主变压器的电磁屏蔽层要适当接地；各控制单元间的大面积接地用接地板屏蔽；在整流器的机架上，要考虑各整流器间电磁耦合、整机地线布置等，以改善开关电源内部工作的稳定性。



