第七章 辅助电路和监控电路设计

7.1 概述

除了功率电路电路以外，保证功率电路正常工作的外围电路对电源正常工作也是非常重要。这些电路包括控制和检测电路，辅助电源，缓冲电路，显示和检测电路以及各种保护电路。这些电路直接影响开关电源的电气性能和运行的可靠性。并提供各种接口，提供显示和监控。

7.2 辅助电源

一般开关电源都要有一个辅助电源，提供控制、保护、驱动和显示电路提供能量。开关电源的启动，首先应启动辅助电源。辅助电源的输出功率是消耗掉的，不参与能量传输，直接影响开关电源的效率。因此，要求辅助电源启动可靠，效率高，控制容易且成本低。小功率开关电源的辅助电源功率小，一般采用自举电路；大功率常采用独立的辅助电源。

1. 自举供电

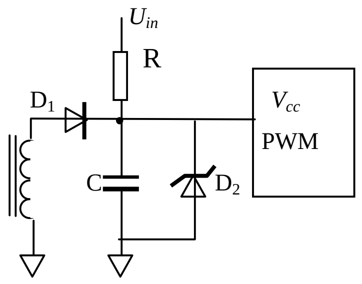


图 7-1 启动以后自举线圈供电

变换器启动以前没有控制电源，但你需要电源来启动变换器。最简单办法是用一个自举电路（图 7-1）。它是用一个电阻和一个电容直接从输入直流母线获得控制电源，当主变换器运行以后，从主变压器上自举线圈获得连续供电。

图 7-1 方法适合于有欠压封锁功能的PWM芯片。当加上U_{in}时，电容C通过电阻R充电，电容电压上升。当达到PWM 芯片的欠压封锁（UVLO）门限电压时，PWM芯片开始工作。由电容提供能量驱动晶体管。变换器工作，由主变压器自举线圈向PWM芯片供电。图 7-1 中稳压二极管D_2避免电容上过高的电压损伤IC，典型采用12~18V稳压二极管。

从接通电源到 PWM 芯片工作，并驱动功率晶体管导通，直至主变压器自举线圈向 PWM 芯片供电正常工作前，一直由电容 C 供电。因此需要一个很大的电容才行。用一个典型的例子来说明：PWM 芯片 UC3825 需要电源提供 33mA 才能运行。在加上 10mA 的栅极驱动电流，以及其它部分数 mA，总共需要大约 50mA。假定变换器进入正常工作需要 10ms。由于在此之前，自举变压器线圈电压为其它线圈电压箝位，在进入主电路稳压前不能提供功率。而 UC3825 的迟滞环宽（回差）仅 400mV，这就意味着如果电容上电压在 10ms 内降落比回差大，PWM 将恢复到欠压锁定状态，随后又通过电阻 R 对电容充电，经过一定时间又达到欠压上门限。在回差范围内循环振荡。因此我们需要电容提供 50mA×10ms=500μC（微库）电荷，降落 400mV 就需要 C=500μC/400mV＝1.25mF(1250μF)如此大的电容!

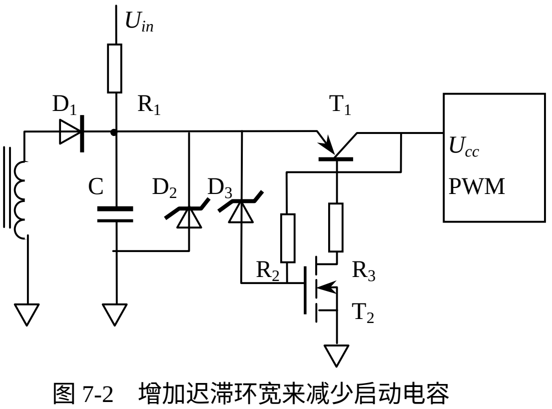


图 7-2 增加迟滞环宽来减少启动电容

如果要想减少储能电容，从上面分析可以看到选择较大回差的PWM芯片。或采用如图 7-2 所示电路。电路中在芯片供电电路中串联一个PNP晶体管T_1，在电容电压达到稳压管D_3稳定电压前MOSFET (T_2)是不导通的。但是，一旦T_2导通，它就保持导通状态。MOSFET转而导通PNP晶体管，晶体管流过芯片全部电流。例如选择稳压管D_3稳压值为 12V，如果MOSFET的开启电压为 2V，12V+2V＝14V，可以得到 14V-9V(UVLO)＝5V回差。这样的回差所需要的电容比小回差减少5V/0.4V=12.5 倍，将 1250μF电容降低到 100μF，当然 100μF比 1250μF体积小得多。

这些电在路中，尽管自举线圈提供PWM芯片大部分能量，电阻R_1仍然要消耗输入电压提供的功率，考虑到电阻值几乎可取任意大，以减少损耗。大电阻对电容充电时间就使接通电源到变换器启动时间延

迟加长，但它不影响变换器软启动时间。例如，对于第二个图，假定电阻是 10kΩ，输入电压是 28V直流，线圈额定电压是 15V。电容充电到 14V需要时间是

$$t_d=\tau\ln\frac{28}{28-14}\approx 0.7\,\mathrm{s} \tag{7.1}$$

即 t=700ms。此电阻的稳态功率损耗仅为

$$P=\frac{(28-15)^2}{10\times10^3}=17mW$$

即使全部输入电压加在电阻上，它的功耗仅 78mW，可以选用（1/8）W 电阻。

如果输入电压为电网整流后的直流电压，电压高，电阻还是损耗较大的功率，应当采用图 7-3 电路。在启动电阻中串联一个 MOSFET（或双极型晶体管）。

图 7-3 中，接通电源后，T_1通过R_2，R_3驱动导通，辅助电源电压U_a随输入电压上升而上升。当U_a达到D_{z1}稳压值（15V）时，U_a稳定在 15V。同时C_1充电到稳压值。D_{z2}击穿电压用来限制栅极最高电压。

当辅助电源达到 PWM 芯片的欠压封锁电压时，PWM 芯片发出驱动脉冲，主变换器工作。

主电路工作以后，由N_a提供辅助电源能量。D_1和C_1组成近似峰值检测。同时T_2导通，将D_{z2}阴极拉到低于 15V，迫使T_1截止。关断R_1供电回路。

此电路仅在主变压器正常工作前提供驱动能量，可选取较小电阻R_1，由输入电源提供足够的驱动电流。一旦启动后，用T_1切断R_1供电电路。为减少功率损耗，R_2为几MΩ，通常由几个电阻串联。图 7-3 参数是一个实际例子。直流母线电压一般是稳定的 400V左右。自举线圈电压峰值变化不大。

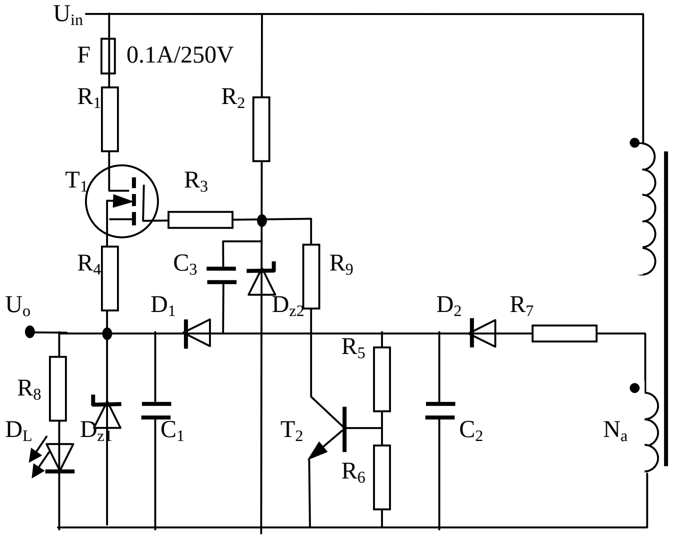


图 7-3 辅助电源启动

T_1-STW5NA90;T_2-BC547; D_{Z1}-BZV85C24;D_{z2}-BZX79C24;

D_1-1N4007; D_2 –UG1B; D_L-LED.

C_3-100NnF; C_1-120μF/63V; C_2-1μF/63V

R_1-680/7W; R_2-2M2MRS25×2; R_3-1k; R_4-10; R_5-10k; R_6-2k2;

R_7-1/MRS25; R_8-2k2; R_9-180k

当输入电压较低（<100V）不必要采用如此复杂电路，采用图 7-1 即可。这种电路适用于输入直流电压变化不大（如有PFC）或功率级为反激拓扑。如果输入为工频电网，又采用电容滤波，直流电压随输入电压和负载变化很大，如果采用图 7-2(或图 7-3)电路，主电路拓扑为正激型（推挽，正激，桥式或半桥）时，主变压器上各线圈的峰值电压也随直流母线电压变化而变化，自举线圈设计困难：满足最低输入电压、最大负载时供电，则在输入电压最高电压、轻载时R（图 7.3-R_7）损耗很大。否则R_1损耗太大。同时T_1应选择更高的耐压值。在这种情况下，建议最好采用如TOPSWICH或MIP芯片构成的独立辅助电源。

2. 独立辅助电压源

大功率开关电源的辅助电源不仅提供 PWM 控制芯片电源，而且还提供显示、报警和外部控制通信等多种用途，同时为保证输入与输入信号隔离常需要多路输出，一般辅助电路供电采用独立辅助电源。如果开关电源输入是交流电网，早先辅助电源采用工频变压器降压、经整流滤波稳压实现。现代辅助电源通常是一个自启动小功率开关电源。基本拓扑主要是反激断续工作模式。也有用正激和推挽变换器。经常使用的功能电路和控制芯片如 TOPSWITCH，MIP 和 3524,UC3842 等。

A．工频变压器降压电路

图 7-4 是一个 54V/30A 输出通信电源的辅助电源，这是工频变压器降压的实际例子。它是一个具有 PFC 和直流变换器两级的通信电源的辅助电源。实际电路中变压器 T 有多个次级线圈，分别提供需

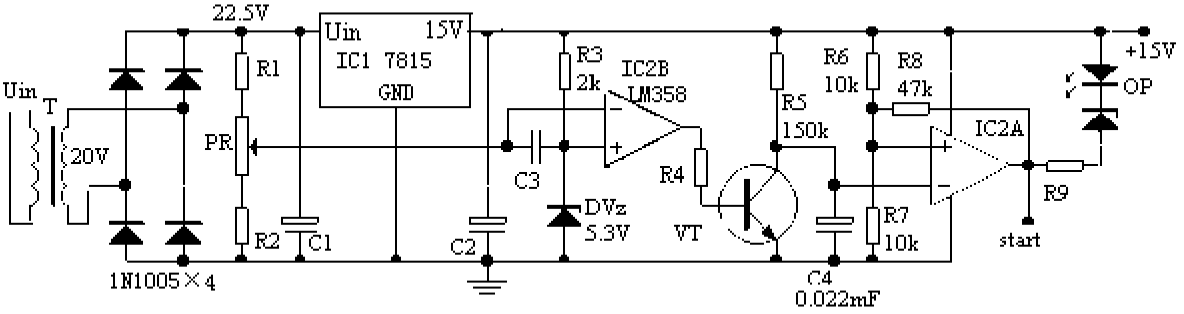


图7 4 辅助电源和启动电路

要隔离的控制和检测、显示电路。由于另外各路负载较轻，或允许电压较大波动，可以用稳压管稳压或不稳压，这里不作介绍。这里只介绍主辅助电源。

主辅助电源除了提供控制电源外，还发出整个开关电源的启动指令。工作原理如下：

变压器T将输入 220V±20%的交流降低到 20V，经 4 个 1N1005 桥式整流、C1 滤波，得到大约 22.5V 直流电压，经IC1 三端稳压器 7815 稳压，输出 15V直流稳定电压。完成恒压输出功能。0.2A输出需 C_1=500μF滤波电容。1A输出需 2000μF滤波电容。实际电路为 2200μF。

电路还包含了欠压保护和启动功能。欠压保护由检测电路R1、R2 和电位器PR，基准R3、DVz以及比较器IC2B组成。基准为 5.3V稳压管，通过R3 提共大于 5mA的偏置电流，保证稳压管较小的动态电阻和温度系数。通过调节PR设定欠压点在输入电压 147V动作。当低于 147V时，IC2B输出高电平，晶体管VT饱和，将C4 上电压箝位于地电位，IC2A输出高电平，封闭所有变换器的控制电路。当输入电网电压超过 147V时，比较器IC2B翻转，输出低电平，晶体管VT截止，启动延时开始。延时时间与R5，C4 以及迟滞比较器IC2A有关。比较器的输出位高电平时，输出电压近似 14V，只要C4 上电压U_{C4}低于通向端电压，比较器输出高电平。这是稳压器IC1 输出接近 15V，R7=R6=10kΩ,R8=47Ω,V_{cc}=15V。U_{o1}=14V（考虑输出饱和压降）。比较器同相端电压近似为

$$U_+ = \frac{R7\times V_{cc}}{R6+R7}\times\frac{R8}{R8+R6//R7}+\frac{U_{o1}\times R6//R7}{R8+R6//R7}=\frac{15\times 47}{2(47+5)}+\frac{5\times 14}{5+47}=8.125\text{ V}$$

从晶体管T截止，C4（22μF）通过R5（150kΩ）充电到U_+的时间为

$$t=\tau\ln(\frac{V_{cc}}{V_{cc}-U_+})=22\times 0.150\times\ln(\frac{15}{15-8.125})=2.57\text{ s}$$

2.5 秒时间足以使得 PFC 的输出电容充电到电网电压的峰值。这是发出启动 PFC 信号，且软启动工作。同时这个启动信号再经过一个短暂延时，提供 DC/DC 变换器。短暂延时保证 PFC 软启动结束稳定工作再启动 DC/DC。

在功率级为 Boost 变换器的 PFC 启动前，由于 Boost 尚未工作，输入整流直接通过升压电感对输出电容充电。但启动时，输出电容电压为零，充电电流非常大，为限制这个冲击电流，通常仔猪电路中串连限流电阻。当电容电压充电达到输入电网电压峰值时，应当切除限流电阻。这时利用 IC2A 的输出变为低电平，使得光耦 OP 输入端激活，光耦输出控制有源器件或继电器将输入限流电阻短路。

B. 采用 PWM 控制芯片独立开关电源

100A 以上输出的通信电源（一般输出电压为 54~56V），功率超过 5kW，通常采用采用三相 380V 交流电网输入，而不是单相 220V 输入。三相交流输入一般采用电感滤波以提高功率因数，整流输出电压大约为 513V 作为辅助电源的供电电压。如果考虑 20%的波动，输入直流电压。达到 650V。图 7-5 是一个通信电源的实际辅助电源。

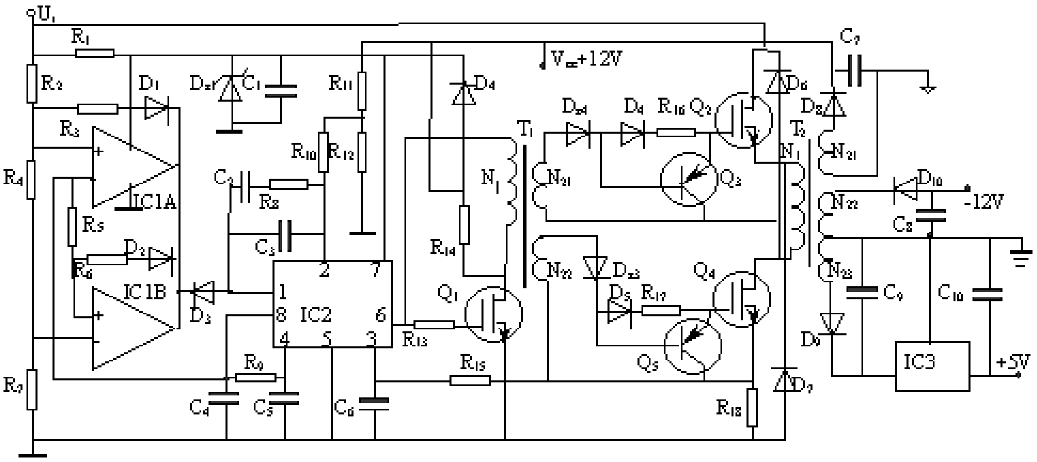


图 7-5　U_i为三相 380V整流输入的DC/DC变换器辅助电源

图 7-5 中，IC1A和IC1B组成欠压和过压保护。IC2 是电流型控制芯片UC3844。辅助电源功率电路为双端反激变换器，由Q_1驱动。提供三个输出：稳定的＋12V，未调节的-12V和经过后继稳压的＋5V三个输出。原辅助电源的＋12V还提供给一个推挽方波变换器，产生多路 15V电压，供给主功率变换电路驱动隔离要求。因为＋12 是闭环高稳定的电压，方波推挽输出只需简单电容滤波即可，提供给不需要精密稳定的驱动电源。欠压和过压电路见监视电路一节。

电流型控制芯片UC3844 的启动电流只有 1mA，欠压保护电压启动电压 16V，关断电压 10V，有6V回差。R_1=110kΩ,电容C_1为 220μF。根据本节自举供电计算，10ms内达到欠压值 10V，可以提供 120mA电流。如果扣除UC3844 的启动电流为 17mA外，提供驱动电流约 100mA，足以驱动功率级MOSFET。D_{z1}的稳压值为 25V, 限制PWM芯片电压不要超过其击穿电压（30V）。U_i为 513V，电路提供PWM芯片平均电流仅 5mA。D当主电路工作以后，反激变换器输出＋12V通过D_4给PWM芯片自举供电。

UC3844 的‘1’脚为补偿端（comp）,即误差放大器的输出端，如果将此端电位拉到低电位，PWM没有输出，即输出被封锁。IC1A 和 IC1B 组成输入欠压和过压保护（详细见欠压过压保护一节），两者组成一个电压窗口（±20%），在窗口（额定电压工作区）内，变换器有辅助电源；在这个电压范围外（过压或欠压），辅助电源关闭。

UC3844 的定时电容C_5（3n3）和定时电阻R_9(5.6kΩ)决定辅助电源工作频率(≈100kHz)，死区时间大约 1μs。R_{11}（1.8k）, R_{12}(470)组成＋12V的输出取样电路，芯片内部误差放大器的同相输入端电压为基准电压的一半，2.5V,因此

$$U_{o+12}=(1+\frac{R_{11}}{R_{12}})\times 2.5=12\,\mathrm{V}$$

UC3844 的电流检测端电压范围为 0～0.8V。电流检测电阻为R_{18}=47Ω，如果最大峰值电流时为 0.7V，芯片的最大最空度为 0.48，额定输入电压时D=0.39，初级电感量为 33.8mH。磁芯采用 3C85 材料，ETD29,截面S_c=0.76cm^2,窗口S_w=1.34cm^2。初级峰值电流为

$$I_{1p}=\frac{U_iDT}{L_1}=\frac{513\times 11\times 10^{-6}\times 0.39}{33.8\times 10^{-3}}=65\,\mathrm{mA}$$

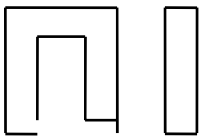
变换器最大输出功率为

$$P_o=\frac{(U_iD)^2}{2L_1f}=\frac{(513\times 0.39)^2}{2\times 33.8\times 10^{-3}\times 90\times 10^3}=6.6\,\mathrm{W}$$

初级线圈与各线圈匝比为N_1:N_{21}:N_{22}＝530:20: 20:20

铁心磁感应ΔB

$$\Delta B=\frac{U_i\times T_{on}}{N_1\times S}=\frac{U_i\times DT}{N_1\times S}=\frac{513\times 0.39\times 11\times 10^{-6}}{530\times 0.76\times 10^{-4}}=0.0545\ \mathrm{T}$$



如果考虑变压器效率为 80%，欠压电压为

$$n=\frac{N_1}{N_2}=\frac{0.5U_{i\min}}{(0.3\sim 0.4)U_o}\sqrt{0.96}=(1.63\sim 1.224)\frac{U_{i\min}}{U_o}$$

C.功率管选择

根据以上的电流和电压选择场效应晶体管 P3N100.3A/1000V.

d.驱动

IC2 的 6 脚输出控制脉冲,最大幅度为 13.5V.驱动变压器,采用正激式.

Π13×10×5　　3C85

7.3 软启动

软启动也称为慢启动。当变换器辅助电源工作正常以后，控制芯片首先得到电源，并发出主电路开关驱动脉冲，主电路工作。但是，变换器输出通常接一个大电容，启动前输出电压为零，输出电压反馈迫使控制芯片输出最大占空度。如果允许这样，将有很高的、危险的大电流从输入端流入，通过变换器功率晶体管，试图对输出电容充电。当输出电容电压上升，一旦输出电容接近额定输出，占空度将达到稳定额定电压对应值。因为只要输出电容电压低于额定值，占空度总是最大，冲击电流很大。因此，经常在启动期间变换器失误，烧毁电路功率元器件。所以，在启动时总是设法将占空度从最小值缓慢增加－软启动来限制输入电流，保护输入整流器和变换器功率管。为了达到有效保护，慢启动时间应当比输出建立时间长。

不仅在启动时需要软启动，而且在过压、欠压、短路和过热等故障保护跳闸，故障消失后恢复启动也应当用软启动。

例如在过流时，电流检测启动保护电路将软启动电容放电，软启动电路使占空度慢慢线性增加，如果过流继续存在，再度将电容放电和软启动，电路处于打嗝工作模式。

某些以前的芯片，没有软启动脚。在这种情况下，从参考地端到误差放大器的同相输入端间加一个 RC 电路，具有相同的效果，使变换器输出电压缓慢增加。有时为了输出与输入隔离，没有用控制芯片的误差放大器，在这种情况下，可以控制误差放大器的输出端（一般为 comp）。因为此电压与三角波比较产生 PWM，只要是该点电压最低（除了 494），则占空度最小。用一个二极管组成负或逻辑，将软启动电容电压引入。在电容上并联一个 NPN 晶体管，作为故障放电。

常用启动电路：

在输入电压是高压时，电源启动是开关电源设计经常碰到的问题，如果设计不好，整机就可能起动失败，造成严重后果。

通常，起动的顺序应当是首先建立辅助电源→PWM IC→软起动→驱动变换器。否则，就是设置了软启动，并不能保证实现软启动，启动仍然要失败。

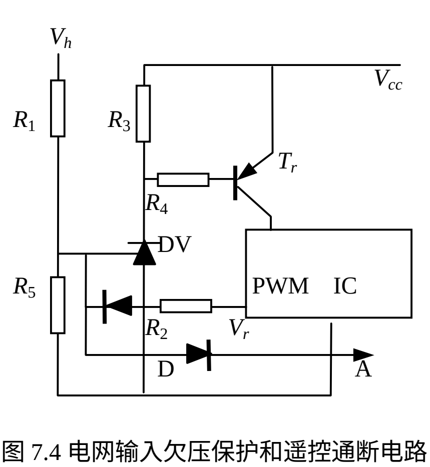


图 7.4 电网输入欠压保护和遥控通断电路

为避免启动失误，首先应当在 PWM IC 电源设置欠压保护。即电源电压尚未达到最低输入电压时，辅助电源虽已正常，但应使 PWM IC 不工作，如果芯片没有软启动功能，外设软启动电路应与 PWM IC 同时供电，如图 7.4 所示；当然，目前不少芯片带有软启动功能，软启动电路应当连接在芯片内部参考电源上，这样，一旦 PWM IC 输出驱动脉

冲，就是软启动开始。

如果软启动时间常数要于输出电路时间常数，一般软启动电阻不应当超过 1MΩ,么采用较大数值电容。

在频繁启动也应当具有软启动功能，要实现这种功能，一旦 PWM IC 断电，必须给大电容快速放电到零，等待下一次软启动。图 7.4 中实现这一功能。

图 1 是PWM IC没有欠压保护的功能，用外电路实现软启动的例子。电路中R_1， R_2 ,DV组成检测比较电路对输入电压监测。当输入电压未达到检测电平时，DV不导通，晶体管及基极高电平，晶体管截至，PWM IC无电源，不工作。当输入电压分压达到DV 基准电平 2.5 伏时,晶体管导通,PWM IC通过晶体管取得电源而工作,如果软启动接在相同电源上,软启动同时工作.

这里DV作为比较器工作.通常一定要设置回差,以避免保护时因检测电压纹波引起振荡.图中R_5引入基准建立一个的回差.

如果整机要求最低电网输入电压为 220V×0.7=154 伏,当不带 PFC 时，电容滤波为 218 伏直流时启动 PWM IC. DV 基准 2.5 伏,因此

$$U = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_i = 2.5\,\mathrm{V}$$

所以,

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_i}{U} - 1 = \frac{218}{2.5} - 1 = 87.2 - 1 = 86.2$$

因为单个电阻不应当超过 1MΩ，又不使功率损耗太大,TL431 的参考端输入电流为 2μA,检测电路电流应当远远大于 2μA.如果选择R_1=510kΩ×3，则R_2=1530/86.2=17.8kΩ.取 18kΩ.实际欠压值为 152V。在最低输入电压时,直流 218V时检测电路电流为 218/1.53M=142μA>>2μA.如果不满足上述关系，应当选择较小电阻。

在最高输入电压 220×1.3=286V 时,直流 404V 时,电阻消耗的最大功率为

$$P = U^2 / R = (404/3)^2 / 510000 = 0.036\,\mathrm{W}$$

所有电阻采用 1/8W>0.036W。精度 1%.

为了在欠压启动之后不受纹波影响,应当设置回差,例如 10%的纹波,即下降到 152V×0.9=136.8V,直流 193V. R_5未连接时R_2电压为

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_i = \frac{18}{18 + 1530} \times 193 = 2.244\,\mathrm{V}$$

因为R_1很大,电压U_2为 2.44V,内阻为R_1的电压源. 假定PWM IC的参考电压为 5V,因此,当连接R_5后,输入电压下降到 193 V, U_2应当为 2.5 V,等效电路如图 7.5 所示。则

$$R_5 = \frac{R_2(5 - 2.5 - 0.6)}{2.5 - 2.244} = 18\frac{1.9}{0.256} = 133\ \mathrm{k\Omega}$$

取R_5=133kΩ.1/20W.

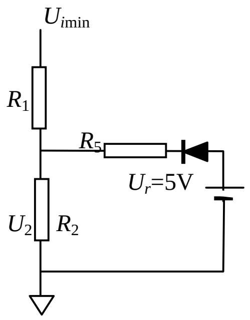


图 7.5 回差等效电路

R_3由TL431 的静态电流I_q和决定T_r的U_{be}决定. I_{qmax}=1μA,高温时U_{be}=0.4V,则

$$R_3 < \frac{U_{be}}{I_q} = \frac{0.4}{1} = 400\,\mathrm{k\Omega}$$

取R_3=200kΩ.

R_4由PWM IC工作电流和T_r的β决定.当参考端为 2.5V时,TL431 通流,晶体管应当饱和导通,应满足

$$R_4 < \beta_{\min}\frac{U_{cc}-U_{be}-U_{ak}}{I_o} = 30\frac{12-0.7-2.5}{100} = \frac{30\times 8.8}{100} = 2.64\,\mathrm{k\Omega}$$

取R_4=2.4kΩ.这里假定PWM IC供电电压U_{cc}=12V;TL431 导通后阳极和阴极之间电压U_{ak}=2.5V,晶体管U_{be}=0.7V; PWM IC工作电流I_o=100mA.

通过二极管D将U_2引到遥控端A,在A端可用门电路控制.高电平接通电源,低点平关断电源.也作为保护控制点.

如果芯片带有欠压功能,如 UC3845.

7.5 次序

开关电源内部控制规律一般要注意次序问题，尤其是大功率电源。否则会造成启动失误。

例如，在具有功率因数校正（APFC）的通信电源中，为保证正常启动，希望在接通电源后，延迟一段时间启动 APFC，接着进入 DC/DC 变换器的软启动。APFC 的功率电路一般为 Boost 变换器，接通电源后，输入电源经整流、升压电感和升压二极管直接对 APFC 的输出电容充电，当输入电压高于欠压保护值启动辅助电源，当辅助电源启动后，经延时发出启动信号，开始启动 APFC 和 DC/DC 变换器软启动使能脉冲。这是因为 APFC 输出电压高，输出电容大，启动时有很大的电流冲击，如果与 DC/DC 变换器一起启动，电流冲击更大，APFC 功率器件应力太大，为此，除了启动时在输入端串连启动限流电阻限流外，延时到升压电容由输入整流管直接充电至大约 310V 以后接通 APFC 控制电路，减少输入电流冲击。然后进入 DC/DC 控制的软启动，确保功率器件启动安全。一般 APFC 软启动快于 DC/DC 变换器。

如果有几组输出，软启动时，不是所有电压同时上升，某些电压先上升并稳定，或者总是有一个电压比另一个高。例如，+5V 电源供给某 TTL 电路，去控制某 12V 继电器，在继电器加功率前，为保证继电器不错误动作，TTL 需要先接通电源。为满足这个要求，反激变换器是一个很好的选择，因为在每个线圈上输出电压被另外输出所箝位。所以每个输出电压成正比：也就是如果输出电压输出+5V 的是 2.5V，那么＋12V 输出就是 6V 等等。

采用电感滤波的变换器不能保证这个结果。输出电压与负载和输出滤波电容有关。这种情况下，在启动时，不同输出的有关电压可能在某种程度上受输出电容大小决定：在 12V 端放一个大电容，它最后上升。

最后，在另外输出允许上升前如果输出完全升起来了并达到稳定，没有选择的可能，但可以用一个开关如 P 沟道 MOSFET。用一个比较器检测第一个电压是否在最小稳压值以上控制此 MOSFET。

一般更少见的要求在变换器关断时依次关断：再以继电器为例，可能需要在 TTL 断电前先去掉 12V。在这种情况下，既不是反激（因为变换器不传输功率，线圈不会被另一个箝位），也不是输出电容的数值（因为负载电流的范围）足以保证次序；实际上大多数由负载决定。开关仅是执行此功能的手段。

7.6 反馈隔离

闭环设计一章详细讨论了反馈控制环路的补偿网络设计，包括控制电压的反馈选择。虽然通常次级你要调节的电压必须与有误差放大器的初级电气绝缘，也就是在两者之间不允许有直流连接点。在这样情况下，在输出取样反馈前需要传递次级直流信号。完成隔离反馈的方法很多。但要注意必须在采样、比较和放大以后再传输到 PWM 控制芯片，避免传输元件的漂移和非线性影响。我们提供几个常用的方法：

1、 如采用光耦合器传输误差信号，也许用第二个光耦作为反馈迫使它线性化。这方法的问题是如果采用单光耦，光增益影响带宽；如果用两个光耦不是同一个封装也有问题；同时温度、寿命带来另外的问题。

2、 有些设计者用电压－频率转换，发送频率（或脉冲宽度）调制信号加在带有光耦的隔离或一个变压器上，抑或一个电容上，然后转换频率返回电压。此法零件太多。

3、 还有人采用一个仪表放大器。即使要你测试高压 500V 端口都行。

图 7.6 是用变压器实现初级与次级电气高压隔离。此电路应用很少的零件，具有不变的带宽，而且几乎不随温度变化。

此法用于反馈检测隔离的反激和正激变换器输出电压。变换器主变压器T_1次级的一个线圈开关信号驱动一个双极型晶体管（BJT），（如果没有续流二极管，例如反激，BJT直接由变压器驱动，且需要与基极串连一个二极管，以避免在功率MOSFET导通时，E-B之间齐纳效应。）当晶体管导通时，输出电压加在一个体积很小的变压器T_2的初级。典型的例子，检测电压为 5V，变压器变比为 1:5，加在小变压器T_2次级肖特基二极管和初级地之间是 25V。肖特基和电容组成峰值检测，此电压分压后降到适当水平提供给误差放大器。此法的误差在于BJT的饱和压降，此压降在低电流时很小。变压器初级线圈电阻也很小，因为电流仅数mA。而肖特基的正向压降是输出电压 25V的几十分之一。用此法可达到 2%的精度，明显超过其它方法。带宽也十分高－它基本上取决于峰值检测电容和检测电阻网络的时间常数。

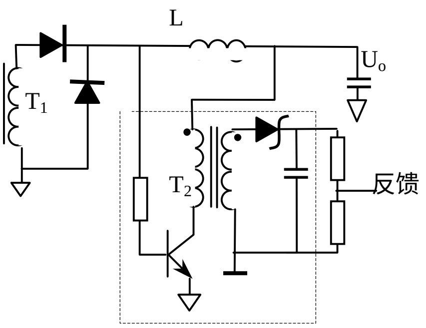


图 7.6 用一个由主变压器驱动的小正激变换器隔离反馈

7.7 限流

电源常常需要限制电流，即它必须以某种方式限制它可提供的输出电流量。例如充电器。电池失去它存储容量的大部分，端电压比额定值低得多，如果充电器以浮充电压对电池充电，由于电压差大而电源内阻小，充电电流非常大，这可能造成充电器失误，也会严重损害电池的寿命，要求限制充电电流。另一方面，由于操作错误或负载故障造成电源短路，也需要对输出电流限制。输出“ 短路 ”时一般在输出回路总有点阻抗，电流不会无穷大。如果短路可忽略的阻抗，称为“ 硬短路 ”，而所有其它短路称为“ 软短路 ”。

尽管使用者要求电源需要硬短路保护，不过从电源保护角度也应当对软短路保护。即不仅保护负载，而且也要保护电源本身避免损坏，不是所有短路都是 0Ω。一般限流的方法是在常规的两电平电流限制的典型 PWM 芯片内完成。与开关串联的电流检测电阻（或电流互感器）输出送到 PWM 的限流脚（此脚通常与电流反馈－电流型控制相同的脚）。如果在此脚电压超过一定值，关断 PWM 进入开关的电流脉冲，并在下一周期前不再启动，这叫做逐个脉冲限流。如果在电流限制脚高电平并达到第二个电平，PWM 关断了脉冲，并再次软启动。后面这种方法通常称为打嗝模式。

限流模式和短路保护是不同概念。限流是稳态反馈调节状态，把对输出电压调节，转换到对输出电流的调节，有稳定性问题；而短路保护往往是瞬态行为。一旦短路要立即进入限流或关闭功率开关，动作时间要求尽可能快。如果两者结合起来当然更好，一般有两个独立的电路执行各自的功能。

如果变换器有许多输出，上述方法还有问题。初级电流检测设置在避免超过额定功率（即每个线圈最大负载之和的全部功率）。但是现在假定仅一个输出短路。如果其它各路运行在最大功率，在电流限制跳闸前几乎全部变换器功率通过一个输出。这个情况的结果要么是烧了此路输出整流器，要么此路变压器线圈烧断（如果拓扑中有电感也有可能烧电感）。无论如何，变换器要保护自身。

似乎没有一个价廉的方法。假定你没有在每个后继调节器设置限流，最好分别检测电流（用一个电阻放在每个输出回线与次级地之间，所以你不需要共模抑制），把每个信号送到集电极开路比较器，并组成“ 或 ”逻辑。“ 或 ”信号用来控制 PWM 芯片的限流或跳闸脚（如果变换器是非隔离）。或通过一个光耦控制这个脚。

7.8 开关频率

变换器的开关频率定义为变换器每秒相同状态的次数。例如一个反激变换器的开关晶体管每秒导通

和截止 20 万次，则其开关频率为 200kHz。

但在选择定时元件设置一个芯片工作的开关频率时必须稍微当心。某些芯片振荡在一个频率，但用第一个脉冲驱动一个输出，而第二个脉冲驱动第二个输出，或为了占空度不大于 50%,第二个脉冲不输出。结果实际变换器频率为振荡频率的一半。因此要求 IC 能振荡 1MHz,变换器实际运行频率却是 500kHz。

最大开关频率还有实际限制。问题不是控制芯片，芯片通常可以振荡在 2MHz。问题是 MOSFET 的栅极电荷。栅极电流正比于频率，所以频率增高，驱动栅极损耗增加。当然开关损耗也与频率有关。新近，MOSFET 制造商开始生产明显减少栅极电荷器件。对于很高开关频率的变换器，需要栅极电荷很小的器件。

7.9 同步

控制电路的最后一个题目是同步。如果多台独立振荡的电源并联，输出电压纹波造成变换器差频干扰。为消除差频干扰，开关电源频率之间需要同步。如果电源给数字电路供电，电源中尖峰精确出现在电路的瞬态的时间，有时需要开关电源频率用数字系统主时钟同步，通常想法是减少噪声的尖峰对数字电路噪声裕度的影响。

有些 PWM 芯片具有同步端，而有些则没有。误差放大器输出（与开关频率比较近似常数）与开关频率斜坡比较产生 PWM 信号。如图 7.7 所示，以一定规律导通开关，并当斜坡与误差放大器输出相等时关断脉冲。当斜坡达到 PWM 内部设定的某一数值以后，下一个脉冲开始(一个短时间以后)。同步的想法是用预先在斜坡顶端注入一个信号迫使斜坡终止（图 7.8）。小的脉冲加在它的顶端，下一个脉冲比它原来的早些开始。

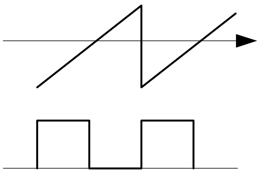


图 7.7 PWM 产生

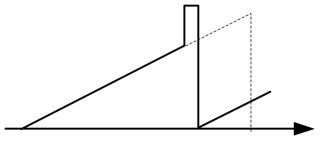


图 7.8 同步原理

从这个说明可清楚地看到要使一个变换器同步：（1）PWM 的自由振荡频率应当低于同步频率；（2）短脉冲具有如下特性：能加到斜坡上，幅值足够大到能翻转 PWM 比较器，并且下降沿与 PWM 新的周期相适应。脉冲必须短，因为当脉冲出现时 PWM 逼迫关断（即脉冲作用象死区时间）。

因此，脉冲可用TTL器件产生，例如，通过一个电容耦合到定时电容（参看图 7.8）。电阻R_1和R_2组成一个分压器，可以决定脉冲幅度。R_1应当小，最大数十Ω，避免斜坡被R_1和定时电容构成的RC积分干扰。此外，来自TTL信号的同步电路端对地应有相当高的阻抗。此法如图 7.7 所示。因为耦合电容十分大，并与定时电容并联，因此可能影响自由振荡频率。

在我们说明如何同步原理看到，由于提前同步斜坡的峰峰值减少了。从闭环路稳定性讨论看到斜坡幅值是直接决定环路增益的因素之一，所以被同步的变换器，直接影响变换器的带宽和相移裕度。你应当限制同步允许的频率范围，以最高频率（即最小斜坡幅值）检验电源的环路稳定性。一般不让同步频率超过 1.5 倍变换器的自由振荡频率。

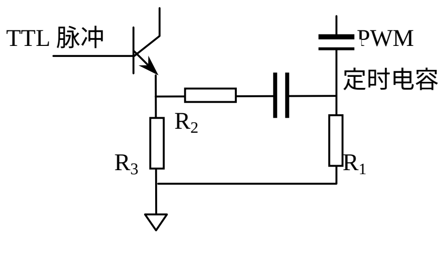


图 7.8 如何同步 PWM

7.10 过压和欠压保护

7.11 监视电路

7.9.1 电压监视

变换器启动以后，当输出电压在它的最小值与最大值之间时，应当指示输出正常。完成这个功能是一个迟滞比较器。根据要求的回差选择选择监视元件值可能很费劲，但是选择了参考电压很容易得到解决。

7.9.2 参考电压

如果规范要求电源调节精度在 5%范围内，你的小心。典型的 PWM 基准电源优百分之几的误差，并且 5%可能包含监视误差，这意味着包含 1%的电阻公差－因为你不可能得到你所需要的更精确电阻值，你已经取标准值了，这再加 0.5%。所以在一个隔离反馈变换器中最后优于 5% 是好的了，因为还

要加上隔离误差。如上所述，即使十分好的电路具有 1%的误差，如果规范要求隔离的输出调节优于 5%，最好在次级增加后续调节电路。

用一个例子来说明，例如芯片 UC3525 的参考电压。手册中说明此电压是 5.1V±1%公差。首先请注意，工业级和军级公差都是 1%,仅型号不同为 UC2525 和 UC1525。而商业级市 2%。但是这 2%仅是在额定条件下数值。如果由于输入电网、负载和温度变化，商业级公差仅 3%,而不是 2%。此外，长时间漂移：在 1000 小时以后，元件值可能再改变 0.5%，这样，实际上最后电源的参考电压是 3.5%公差。

还有，你要用分压器将检测电压降低到参考电压值，假定电阻误差 1%，还要附加 1%误差，这样误差上升到 4.5%。

当然，我们这里说的是极端情况。如果分压器采用相同温度系数电阻；芯片采用稳压供电等等消除电网和负载对芯片的影响，但是参考电压误差仍在 2%。如果你用 稳压管其它 2 或 3 脚器件，情况是相同的。最低情况是如果规范要求输出电压稳定精度大于 5%,你得花点钱买一个好的基准芯片，REF01 是最好的选择。或许最好你得问问是否一定要如此高的精度，稳定性有否问题？

如何监视没有负母线的负电源

如果在一个非隔离的变换器中，

为何总是采用迟滞比较器？

比较器有单门限和双门限比较器。单门限比较器增益是有限的，因此在输入电压很小范围内工作在线性模式。例如，增益为 60dB，即 1000 倍。当输出电压为 10V时（供电电压大于 10V时），输入电压为 10V/1000=10mV，输入在 0~±10mV之间，比较器处于线性放大状态。这很容易一在供电电压之间以摆率振荡。此外作为保护电路，例如用一个比单门限较器实现 12V铅酸电池的过放电保护－欠压保护，一般规定当端电压小于 10.4V断开电池。但是电池是有内阻的，当接近终止电压时，内阻加大，电池电势扣除负载电流在内阻上压降达到 10.4V，比较器翻转，断开电池。然而负载一旦断开，内阻压降为零，端电压就是电池电势，例如 11V，因采用单门限比较器，马上翻转，又接通负载，这样来回振荡，其它保护情况类似。为了使得大到保护电压后不再接通，这里很明显，接通电压应当大于 11V，例如 11.5V。即要求比较器具有从 12V放电到 10.4V断开，从低电压高到 11.5V接通两个门限－双门限比较器，也就是迟滞比较器。两门限之差称为回差U_h，上例为U_h=11-10.4=0.6V。一般单门限比较器用于波形变换；而双门限比较器则用于各种保护。

迟滞比较器电路如图 7.9(a)和 7.10(a)所示。在形式上与放大电路十分相似，但是你应当特别注意，反馈电阻总是接到同相输入端（放大电路反馈接在反向输入端），也就是说是正反馈。图 7.7 中从同相端输入，参考接在反向端，当双电源供电时，两个输入电平为

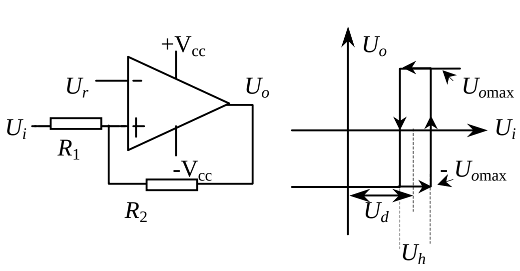
$$U_i=(1+\frac{R_1}{R_2})U_r-\frac{R_1}{R_2}(\pm U_{o\max})$$

如果$\pm U_{o\max}$相等，则回差$U_h=2\frac{R_1}{R_2}U_{o\max}$.当$U_r$=0 时，上下门限时对称于零点；不等于零时，上下门限偏移零点量称为偏移量$U_d=\frac{R_1}{R_2}U_r$。上例中偏移量U_d＝（11+10.4)/2=10.7V。

当参考电压接在同相输入端、输入接在反相输入端时，两个输入电平为

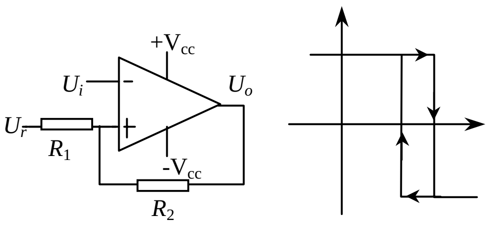
$$U_i=\frac{R_2}{R_1+R_2}U_r+\frac{R_1}{R_1+R_2}(\pm U_{o\max})$$

式中U_{omax}为输出饱和电压。两种情况下输出于输入关系如图 7.9(b)和 7.10(b)所示



(a) (b)

图 7.9 同相端输入迟滞比较器



(a) (b)

图 7.10 反相端输入迟滞比较器

一般保护电路都是单电源供电，下面用一个实际例子说明设计方法。

设计一个额定输入电压 110V，过压值为 1.35×110=149V,回差 10V；欠压保护 0.82×110=90V，回差也为 10V 的**过压和欠压保护电路：采用图 7.11 所示电路。**

用一片LM393-双比较器完成过压和欠压保护。因为 393 是OC输出，R_3是上拉电阻。电压检测是R_1,R_4和R5 组成。U_R为两个迟滞比较器公共基准，可来自控制芯片的基准，一般为 5V。393B构成过压，393A构成欠压保护。一旦出现保护，393 输出为低电平，一般接到控制芯片的COM端，封锁PWM信号。

过压保护：393A

一般控制芯片的U_R=5V。过压前 393B输出高电平，二极管D_3截止，分压器输出电压应当等于同相端电压，即基准电压U_R。则在过压点输入电压时的分压比

$$\frac{U_i}{U_R}=\frac{149}{5}=29.8=\frac{R_1+R_4+R_5}{R_5}$$

如果没有特殊要求，一般选择R_5=10kΩ，则R_4+R_1=29.8×10-10=288kΩ。消耗功率小于 0.05W。

当过压以后，393B输出低电平，二极管D_5导通，同相端电位为

$$U_{o+}=\frac{(U_R-U_D)R_7}{R_7+R_6}+U_D$$

当输出电压下降到 139V 时，393B 回复输出高电平，反相端翻转点电压为

$$U_{o-}=\frac{U_{i\Delta}}{29.8}=\frac{139}{29.8}=4.664\ \text{V}$$

两者相等时翻转，得到

$$\frac{R_7}{R_7+R_6}=0.921$$

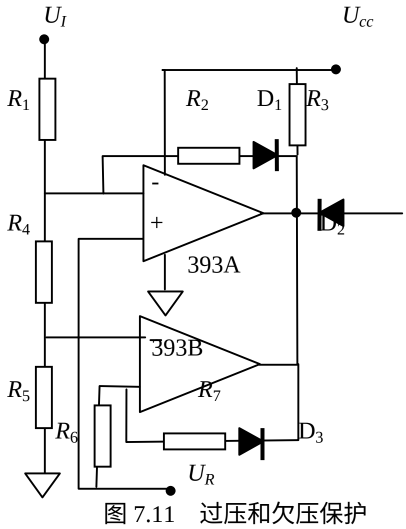


图 7.11 过压和欠压保护

选择R_7=15kΩ，R_6=1.3kΩ。

欠压保护：393A

当输入电压低于 90V 时，393A 输出的电平。

$$\frac{U_R}{U_{i\min}}=\frac{R_4+R_5}{29.8\times10}=\frac{5}{90}$$

得到

R_4=6.5kΩ,R_1=298-10-6.5=282kΩ

当欠压保护后，393A输出低电平，要回复高电平，同相端应当升到 5V。R_2上电流为

$$I_2=\frac{U_{i+}-U_R}{R_1}-\frac{U_R}{R_4+R_5}=\frac{100-5}{282}-\frac{5}{10+6.5}=0.0338\,\text{mA}$$

所以

$$R_2=\frac{U_R-U_D}{I_2}=\frac{5-0.65}{0.0338}=128\,\text{k}\Omega$$

最后数据：R_1=282kΩ，R_2=128kΩ，R_4=6.5kΩ，R_5=10kΩ， R_6 =1kΩ，R_7=12kΩ，选择R_3=2kΩ，接到比较器输入端的电路流过的电流应当远远大于比较器的偏置电流。

评述：所选比较器是 OC 输出，接有上拉电阻，高电平值与输出负载有关，由于反馈回路接有二极管，阻挡了高电平经反馈电路影响分压器，这样过压或欠压点设定比较精确，不受正反馈电路影响。

电阻和分流器

用电阻可以检测电流，但是，在中等电流时应尽量使用较小阻值电阻，避免过大的损耗。此外电阻具有一定的电感，因此如果测量高频电流较量分量的电流，加在电阻上的电压可能是交流分量的倍数，而不是直流分量的倍数，由于交流阻抗大于直流电阻。不要用普通的线绕电阻测量电流，而是采用无感线绕电阻。

分流器也有电感。为了检测高频、大电流，可以用一个电容与分流器并联将电感补偿掉。假定最小分流器 5A，50mV 的分流器加油 20nH 电感，则分流器的时间常数是 L/R=20nH/10mΩ＝2μs，为了补偿电感需要的电容为 $C=t/R$=2μs/10mΩ＝200μF!这是不实际的方法，可用以下将要介绍的解决方法。

为了检测高电压端电流，用一个电阻或分流器串联在电路中（图 7.12）。这里的困难在于被测信号很小，而共模电压很高。因此采用差动放大器（也称为仪表放大器）。

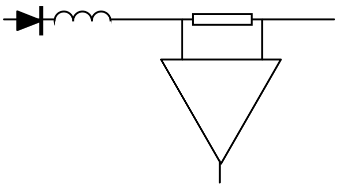


图 7.12 测量高端电流需要差动放大器抑制共模信号

在回线（或地线边）测量电流肯定比高端容易得多。但有时不希望采用回线测量电流（参看图 7.13）：例如，可能有这样的问题，你的负载比实际地高 50~100mV 直流电压，并比交流电位高得多。还有，负载地与电源系统不同的地可能对 EMI 造成有害的影响，所以，由于各种原因希望在高端检测电流。如果在高端测量电流，但不要用一个提升另一个地。

用一个运放救可以构成差动放大器，如图 7.14 所示。图中R_4构成负反馈。如认为运放为理想的，即增益输入电阻均为无穷大，应用线性电路叠加原理很容易得到输入与输出关系。同相端输入电压

$$U_+=\frac{R_2}{R_1+R_2}U_{i1}$$

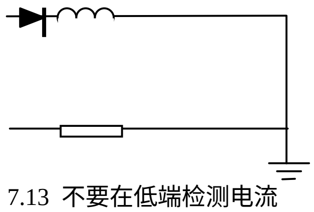


图 7.13 不要在低端检测电流

分别令U_{i1}和U_{i2}为零，将两种情况下输出相加，即为两个输入同时作用与输出的关系。当U_{i1}=0,电路等效为反向放大器，输出为

$$U_{o-}=-\frac{R_4}{R_3}U_{i2}$$

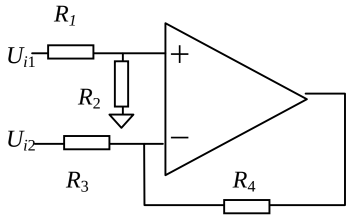


图 7.14 单运放差动放大器

当U_{i2}＝0,电路为一个同相放大器，输出为

$$U_{o+}=\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)U_+=\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)\frac{R_2}{R_1+R_2}U_{i1}$$

如果$R_4/R_3=R_2/R_1$,则

$$U_{o+}=\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)U_+=\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)\frac{R_2}{R_1+R_2}U_{i1}=\frac{R_4}{R_3}U_{i1}$$

于是，两个输入同时作用时，输出电压

$$U_o=U_{o-}+U_{o+}=-\frac{R_4}{R_3}U_{i2}+\frac{R_4}{R_3}U_{i1}=\frac{R_4}{R_3}(U_{i1}-U_{i2})$$

可见，输出电压为两输入信号之差。共模信号被抑制了，仅仅放大差模信号。但是，电阻总是有公差的，如果R_4/R3 与R2/R_1,不匹配，将减少电路抑制共模能力。可以估计差动放大器的由于电阻公差影响共模抑制能力：例如，共模电压为 5V，电阻匹配误差为 1%,即使没有差模信号，输出仍有 50mV输出。如价格允许，可采用公差为 0.1%的电阻。当然可用 1%电阻选配。

如果你想用电容来滤除噪声信号，可得特别当心，任何交流阻抗不平衡，将减少抑制交流共模信号能力。即使你不加电容，仍然有杂散电容的存在，除非使用的电阻很小，这些杂散参数造成中高频共模抑制不足。

也可用两个或三个运放组成差动放大器（仪用放大器以及集成仪用放大器）。它们输入阻抗可以认为什无穷大，减少信号源电流。而大于电流检测，这是无关紧要的，因为电流检测电阻一般非常小。

运用差动放大器可以用一个不大的电容补偿分流器电感，如图 7.15 所示。采用以上相同的例子，2μs 时间常数，所需要的电容 C=t/R=2μs/1kΩ＝2nF。从概念上说，使输出电压不要由于分流器电感突然上升，而是由 RC 滤波积分缓慢增加，又不影响直流检测。

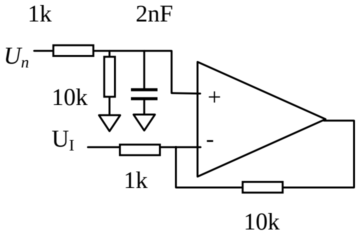


图 7.15 用一个电容补偿分流器电感

故障显示信号应当时低电平