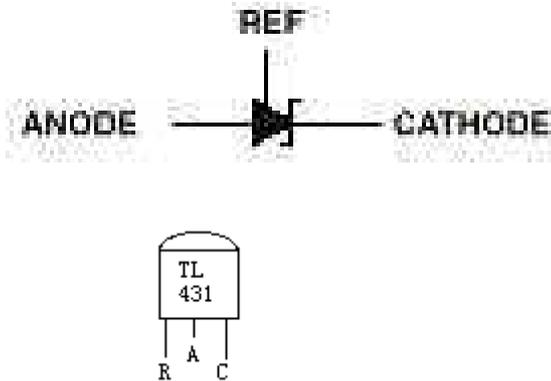


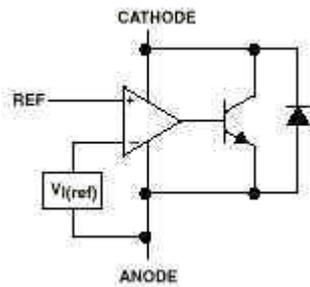
TL431 与 PC817 应用

开关电源的稳压反馈通常都使用 TL431 和 PC817，如输出电压要求不高，也可以使用稳压二极管和 PC817，

德州仪器公司 (TI) 生产的 TL431 是一个有良好的热稳定性能的三端可调分流基准源。它的输出电压用两个电阻就可以任意地设置到从 V_{ref} (2.5V) 到 36V 范围内的任何值 (如图 2)。该器件的典型动态阻抗为 0.2Ω ，在很多应用中可以用它代替齐纳二极管，例如，数字电压表，运放电路、可调压电源，开关电源等等。

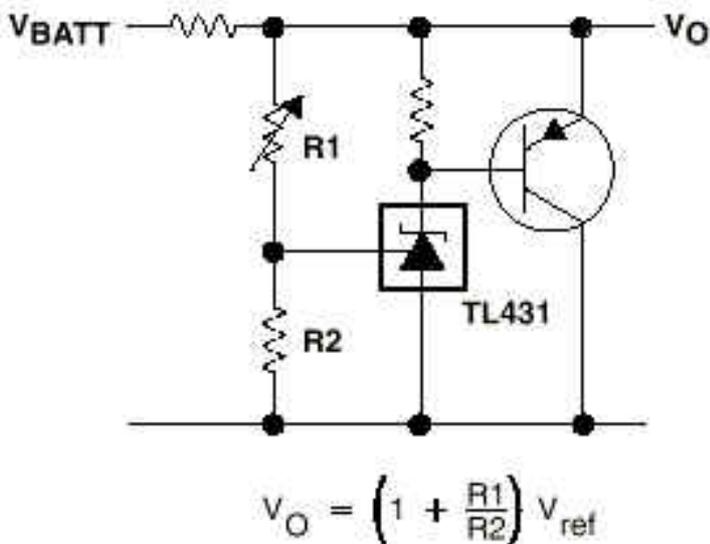


上图是该器件的符号。3 个引脚分别为：阴极 (CATHODE)、阳极 (ANODE) 和参考端 (REF)。



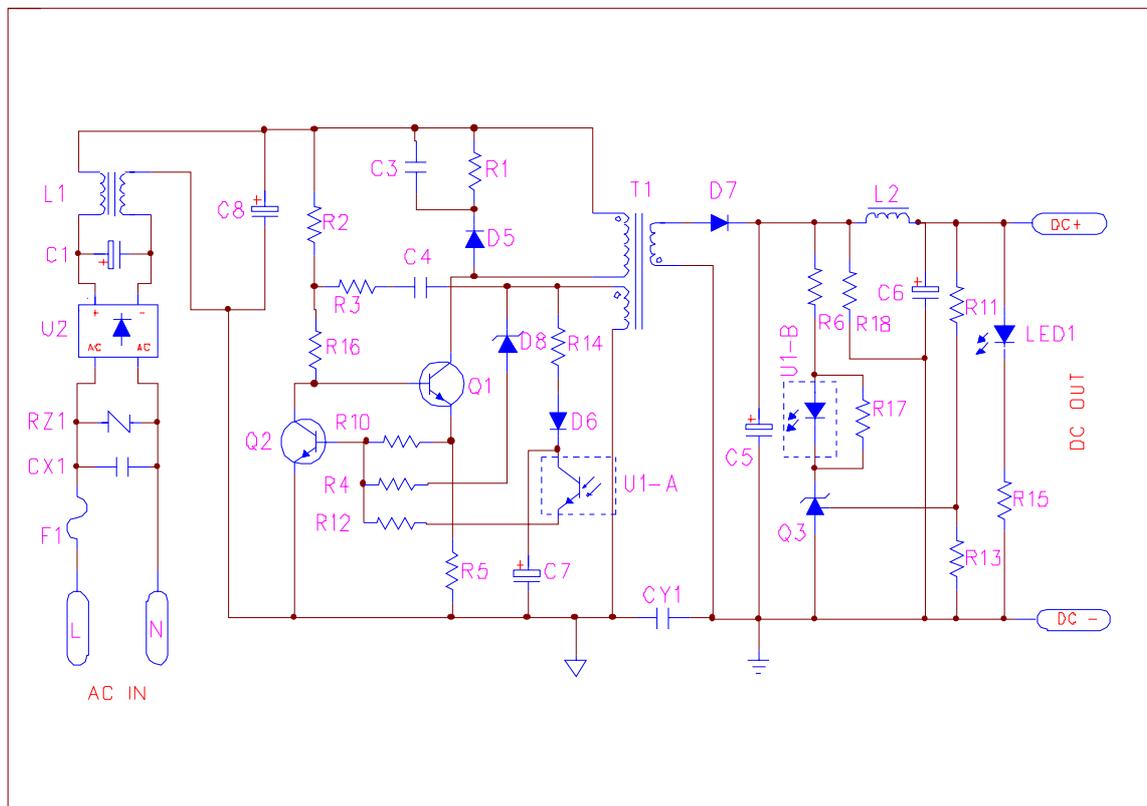
TL431 的具体功能可以用如下图的功能模块示意。

由图可以看到， V_1 是一个内部的 2.5V 基准源，接在运放的反相输入端。由运放的特性可知，只有当 REF 端 (同相端) 的电压非常接近 V_1 (2.5V) 时，三极管中才会有一个稳定的非饱和电流通过，而且随着 REF 端电压的微小变化，通过三极管图 1 的电流将从 1 到 100mA 变化。当然，该图绝不是 TL431 的实际内部结构，所以不能简单地用这种组合来代替它。但如果在设计、分析应用 TL431 的电路时，这个模块图对开启思路，理解电路都是很有帮助的，



前面提到 TL431 的内部含有一个 2.5V 的基准电压，所以当在 REF 端引入输出反馈时，器件可以通过从阴极到阳极很宽范围的分流，控制输出电压。如图 2 所示的电路，当 R1 和 R2 的阻值确定时，两者对 Vo 的分压引入反馈，若 Vo 增大，反馈量增大，TL431 的分流也就增加，从而又导致 Vo 下降。显见，这个深度的负反馈电路必然在 Vi 等于基准电压处稳定，此时 $V_o = (1 + R_1/R_2)V_{ref}$ 。选择不同的 R1 和 R2 的值可以得到从 2.5V 到 36V 范围内的任意电压输出，特别地，当 R1=R2 时，Vo=5V。需要注意的是，在选择电阻时必须保证 TL431 工作的必要条件，就是通过阴极的电流要大于 1mA。

下面我来通过以下典型应用电路来说明 TL431、PC817 的配合问题。电路图如下：



R13 的取值，R13 的值不是任意取的，要考虑两个因素：1) 431 参考输入端的电流，一般此电流为 2uA 左右，为了避免此端电流影响分压比和避免噪音的影响，一般取流过电阻 R13 的电流为参考段电流的 100 倍以上，所以此电阻要小于 $2.5V/200\mu A = 12.5K$ 。2) 待机功耗的要求，如有此要求，在满足 $12.5K$ 的情况下尽量取大值。

TL431 的死区电流为 1mA，也就是 R6 的电流接近于零时，也要保证 431 有 1mA，所以 $R3 \leq 1.2V/1mA = 1.2K$ 即可。除此以外也是功耗方面的考虑，R17 是为了保证死区电流的大小，R17 可要也可不要，当输出电压小于 7.5v 时应该考虑必须使用，原因是这里的 R17 既然是提供 TL431 死区电流的，那么在发光二极管导通电压不足时才有用，如果发光二极管能够导通，就可以提供 TL431 足够的死区电流，如果 Vo 很低的时候，计算方法就改为 $R17 = (V_o - V_k) / 1mA$ (这里 $V_k = V_r - 0.7 = 1.8v$)；当 Vo=3.3V 时 R17 从死区电流的角度看临界最大值 $R17 = (3.3 - 1.8) / 1mA = 1.5k$ ，从 TL431 限流保护的角度看临界最小值为 $R17 = (3.3 - 1.8) / 100mA = 15\Omega$ 。当 Vo 较高的时候，也就是 Vo 大于 $V_k + V_d$ 的时候，也就是差不多 7.5v 以上时，TL431 所需的死区电流可以通过发光二极管的导通提供，所以这是可以不用 R17。

R6 的取值要保证高压控制端取得所需要的电流，假设用 PC817 (U1-B)，其 CTR=0.8-1.6, 取低限 0.8，要求流过光二极管的最大电流 $= 6/0.8 = 7.5mA$ ，所以 R6 的值 $\leq (15 - 2.5 - 1.2) / 7.5 = 1.5K$ ，光二极管能承受的最大电流在 50mA 左右，TL431 为 100mA，所以我们取流过 R6 的最大电流为 50mA， $R6 > (15 - 2.5 - 1.3) / 50 = 226$ 欧姆。要同时满足这两个条件：226 < R6。

有的电路设计中增加提升低频增益电路，用一个电阻和一个电容串接于控制端和输出端，来压制低频 (100Hz) 纹波和提高输出调整率，即静态误差，补偿就是提升相位，要放在带宽频率的前

面来增加相位裕度，具体位置要看其余功率部分在设计带宽处的相位是多少，电阻和电容的频率越低，其提升的相位越高，当然最大只有 90 度，但其频率很低时低频增益也会减低，一般放在带宽的 1/5 初，约提升相位 78 度。

流过 U1-A 的电流 I_c 的电流应在 2—6mA 之间，开关脉宽调制会线性变化，因此 PC817 三极管的电流 I_{ce} 也应在这个范围变化。

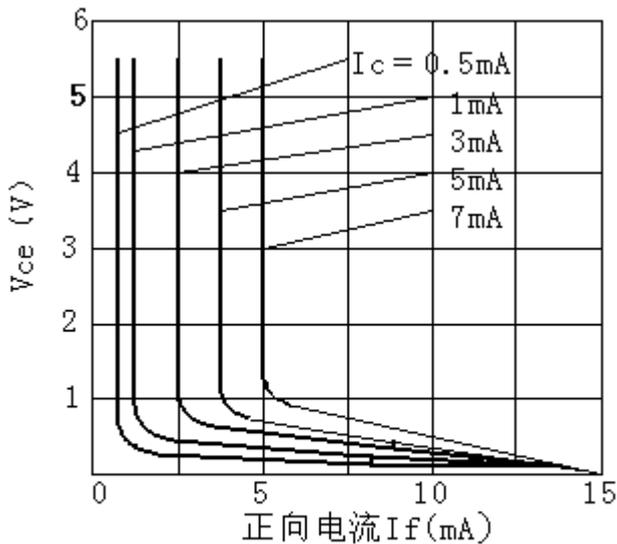


图3 PC817集射电压 V_{ce} 与正向电流 I_f 的关系

而 I_{ce} 是受二极管电流 I_f 控制的，我们通过 PC817 的 V_{ce} 与 I_f 的关系曲线(如图 3 所示)可以正确确定 PC817。

从图 3 可以看出，当 PC817 二极管正向电流 I_f 在 3mA 左右时，三极管的集射电流 I_{ce} 在 4mA 左右变化，而且集射电压 V_{ce} 在很宽的范围线性变化。符合控制要求。因此可以确定选 PC817 二极管正向电流 I_f 为 3mA。再看 TL431 的要求。从 TL431 的技术参数知， V_{ka} 在 2.5V—37V 变化时， I_{ka} 可以在从 1mA 到 100mA 以内很大范围里变化，一般选 20mA 即可，既可以稳定工作，又能提供一部分死负载。因此只选 3-5mA 左右就可以了。

确定了上面几个关系后，那几个电阻的值就好确定了。根据 TL431 的性能， R_{11} 、 R_{13} 、 V_o 、 V_r 有固定的关系： $V_o = (1 + R_{11}/R_{13}) V_r$

式中， V_o 为输出电压， V_r 为参考电压， $V_r = 2.50V$ ，先取 R_{13} 值，例如 $R_{13} = 10k$ ，根据 V_o 的值就可以算出 R_{11} 了。

再来确定 R_6 和 R_{17} 。由前所述，PC817 的 I_f 取 3mA，先取 R_6 的值为 470Ω，则其上的压降为 $V_{r6} = I_f * R_6$ ，由 PC817 技术手册知，其二极管的正向压降 V_f 典型值为 1.2V，则可以确定 R_{17} 上的压降 $V_{r17} = V_{r6} + V_f$ ，又知流过 R_{17} 的电流 $I_{r17} = I_{ka} - I_f$ ，因此 R_{17} 的值可以计算出来： $R_{17} = V_{r17} / I_{r17} = (V_{r6} + V_f) / (I_{ka} - I_f)$

根据以上计算可以知道 TL431 的阴极电压值 V_{ka} ， $V_{ka} = V_o' - V_{r17}$ ，式中 V_o' 取值比 V_o 大 0.1—0.2V 即可。

举一个例子， $V_o = 15V$ ，取 $R_{13} = 10k$ ， $R_{11} = (V_o/V_r - 1) R_{13} = (15/2.5 - 1) * 10 = 50k$ ；取 $R_6 = 470\Omega$ ， $I_f = 3mA$ ， $V_{r6} = I_f * R_6 = 0.003 * 470 = 1.41V$ ； $V_{r17} = V_{r6} + V_f = 1.41 + 1.2 = 2.61V$ ；取 $I_{ka} = 20mA$ ， $I_{r17} = I_{ka} - I_f = 20 - 3 = 17$ ， $R_{17} = V_{r17} / I_{r17} = 2.61 / 17 = 153\Omega$ ；TL431 的阴极电压值 V_{ka} ， $V_{ka} = V_o' - V_{r17} = 15.2 - 2.61 = 12.59V$
结果： $R_6 = 470\Omega$ 、 $R_{17} = 150\Omega$ 、 $R_{11} = 10K\Omega$ 、 $R_{13} = 50K$ 。