

图 1

关于参数的选择各种意见:

一、 这是 CMG 大师的论述:

R6 的取值,R6 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 $2\mu\text{A}$ 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 R6 的电流为参考段电流的 100 倍以上,所以此电阻要小于 $2.5\text{V}/200\mu\text{A}=12.5\text{K}$. 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.

431 要求有 1mA 的工作电流,也就是 R1 的电流接近于零时,也要保证 431 有 1mA ,所以 $R3 \leq 1.2\text{V}/1\text{mA}=1.2\text{K}$ 即可.除此以外也是功耗方面的考虑.

R1 的取值要保证 TOP 控制端取得所需要的电流,假设用 PC817A,其 $\text{CTR}=0.8-1.6$,取低限 0.8,要求流过光二极管的最大电流= $6/0.8=7.5\text{mA}$,所以 R1 的值 $\leq (15-2.5-1.2)/7.5=1.5\text{K}$,光二极管能承受的最大电流在 50mA 左右,431 为 100mA ,所以我们取流过 R1 的最大电流为 50mA , $R1 > (15-2.5-1.3)/50=226$ 欧姆.要同时满足这两个条件: $226R5$ 的取值上面的计算没有什么问题.

R5C4 形成一个在原点的极点,用于提升低频增益,来压制低频(100Hz)纹波和提高输出调整率,即静态误差,R4C4 形成一个零点,来提升相位,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,R4C4 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.

这就是 431 取样补偿部分除补偿网络以外其他元件值的完整的计算方法,对初级任何控制 IC 都使用,补偿网络的计算会在 15 号的研讨会上讲解.

希望对大家有益!!!!!!

二、 V_o 的接法.

反馈电压 V_o 的接法基本上有 2 种.A) 从最终输出段子接;B)在输出的 LC 滤波

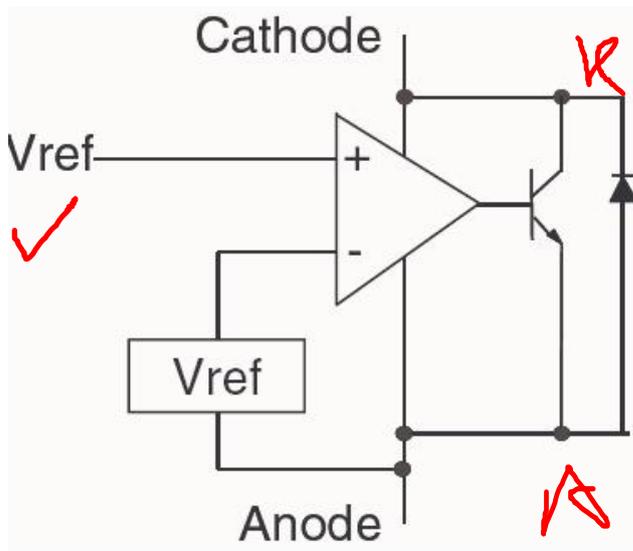
前接. 采用接法 A,可以直接反应输出电压,但是却在整个系统中引入了一个 LC 的二阶系统,不利于反馈调节,而且也会减缓对输出负载变换的动态响应. 采用接法 B,避开了这个 LC 的二阶系统,简化了整个系统.而通过 L 之后,电压降一般都很小,所以通常采用的方法是把 V_o 接在输出的 LC 滤波器前面. 至此,这个由光耦和 TL431 组成的反馈系统直流偏置部分就分析计算完毕.

三、 动态工作点小信号分析以及计算.

当电源工作在一个稳定的状态的时候,就可以进行小信号的交流分析.

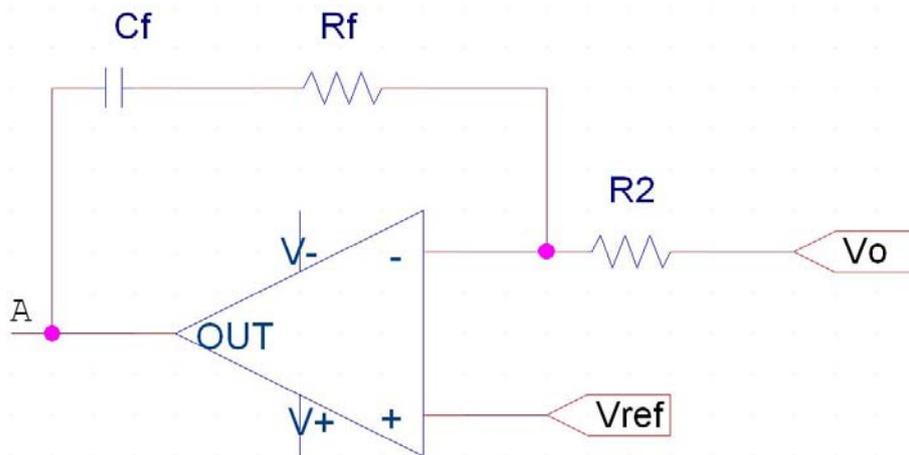
1.基本传递函数的推导及说明.

根据 TL431 的规格书描述,可以把 TL431 描述为图三所示器件组合



图三

从图三所示,可以把 TL431 的内部看成是一个高阻抗输入的运放.则可以把图一的 TL431 部分用图四来表示



则小信号波动时候,从图一中可以得到 ΔV_{fb} 可以表示为以下等式:

$$\frac{\Delta V_{fb}}{Z_p} = \frac{\Delta V_o - \Delta V_A}{R_1} \times CTR \quad (17)$$

其中 Z_p 表示由 R_p 和 C_p 所构成的极点的阻抗:

$$Z_p = \frac{R_p}{1 + sR_p C_p} \quad (18)$$

CTR 表示为光耦的传送比.

A 点的波动, ΔV_A 可以通过图四来计算得知:

$$\Delta V_A = -\frac{Z_o}{R_2} \times \Delta V_o \quad (19)$$

其中 Z_o 表示由 R_f , C_f 所构成的网络的阻抗:

$$Z_o = \frac{1 + sC_f R_f}{sC_f} \quad (20)$$

把等式(20) 插入到等式 (19)中,可以得到:

$$\Delta V_A = \frac{1 + sC_f R_f}{sC_f R_2} \times \Delta V_o \quad (21)$$

把等式(21)和等式 (18) 一起插入到等式(17)中,就可以得到 $\frac{\Delta V_{fb}}{\Delta V_o}$ 的传递函数:

$$\frac{\Delta V_{fb}}{\Delta V_o} = \frac{CTR \times R_p [1 + sC_f (R_f + R_2)]}{sR_1 R_2 C_f (1 + sC_p R_p)} \quad (22)$$

从等式(22)可以看出, R_f 和 R_2 与 C_f 一起为系统提供一个位于 $\frac{1}{C_f (R_f + R_2)}$ 的零点用符号 $\omega_z = \frac{1}{C_f (R_f + R_2)}$ 表示, 系统在原点存在一个极点, 另一个极点由 C_p 和 R_p 来提供, 并且位于 $\frac{1}{C_p R_p}$, 用符号 $\omega_p = \frac{1}{C_p R_p}$ 表示, 这个极点一般都要远大于由 R_f 和 R_2 与 C_f 提供的零点, 系统在原点的增益由 CTR, R_p , R_1 , R_2 和 C_f 来共同提供, 并且值为: $k = \frac{CTR \times R_p}{R_1 R_2 C_f}$ 来表示. 则等式(22)可以表示为以下简化形式:

$$\frac{\Delta V_{fb}}{\Delta V_o} = \frac{k(1 + \frac{s}{\omega_z})}{s(1 + \frac{s}{\omega_p})}$$

形式:

这是一个由着一个零点, 2 个极点的, 典型的 II 类系统.

可以预见,等式(23)所表示的传递函数的波特图中的增益曲线有一个平台,从零点开始进入平台区,一直到极点才结束.平台近似增益由如下等式确定:(PS:注意了,这个平台的意义很重大,要仔细看哦)

$$G = 20\log 10(k) + 20\log 10(\sqrt{2}) - 20\log 10\left(\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_z}{\omega_p}\right)^2}\right) \quad (24)$$

又因为极点远大于零点,所以等式(23)可以做进一步的近似,表示为:

$$G = 20\log 10(k) + 20\log 10(\sqrt{2}) - 20\log 10\left(\frac{\omega_z}{\omega_p}\right) \quad (25)$$

在平台区的任意一点 ω_c 的相位为:

$$\theta = -\frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{\omega_c}{\omega_z}\right) - \arctan\left(\frac{\omega_c}{\omega_p}\right) \quad (26)$$

如果 α 也远小于极点的话,等式(26)可以简化近似为:

$$\theta = -\frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{\omega_c}{\omega_z}\right) \quad (27)$$

零点和极点之间的距离越大,可以提升的相位越大,最多可以提升 90° 的相位.

2.零极点和原点增益的安排规则,及各参数的确定.

确定反馈系统的零极点以及增益,需要首先知道功率部分的传递函数,然后才能做补偿.功率部分的传递函数可以通过计算或者测量得出,可以参见(B.Erickson,D.Maksimovic,"Fundamentals of Power Electronic", Kluwers Academic Publishers,ISBN0-7932-7270-0)

2.1 穿越频率(cross over frequency) f_c 的确定.

穿越频率越高,系统就有越大的带宽,对负载响应和线电压响应就越快.由奈奎斯特(Nyquist)采样定理可得,穿越频率的上限不能超过工作频率的 0.5 倍.带宽越宽,越容易引入噪声,系统的稳定性越差,在一般反激式转换器的穿越频率都设计在几 k 赫兹.本例中设定 f_c 为 2kHz.

2.1 穿越频率(cross over frequency) f_c 的确定.

穿越频率越高,系统就有越大的带宽,对负载响应和线电压响应就越快.由奈奎斯特(Nyquist)采样定理可得,穿越频率的上限不能超过工作频率的 0.5 倍.

带宽越宽,越容易引入噪声,系统的稳定性越差,在一般反激式转换器的穿越频率都设计在几 k 赫兹.本例中设定 f_c 为 2kHz.

2.2 反馈系统设计

反馈系统设计,要使得整体的开环系统的增益曲线从反馈系统的平台中间过零,即穿越频率要落在反馈系统的平台中间.(PS:这个就是设计反馈回路的重要点了.)