

基于 PC817 与 TL431 配合电流型反激开关电源环路补偿设计

陶坤元 珠海格力电器股份有限公司 广东珠海 519070

【文章摘要】

设计反激开关电源的反馈电路时,为了使其满足静态和动态指标的要求,负反馈环路补偿是开关电源设计的关键。文章以一款单输出的电流型反激式开关电源为例,详细分析了环路补偿电路,并且根据分析结果搭建了硬件电路验证。该方法通用性较高,设计满足开关电源稳定性要求。

【关键词】

反激开关电源,穿越频率,动态补偿,环路设计

0 引言

电流型反激式开关电源通过负反馈环路来保证输出的稳定,而反馈环路补偿参数的确定如果由多次试验和测量取得,往往工作量巨大且缺乏效率,通用性不高,无法运用到其他要求的开关电源设计中。本文以三肯 6251 芯片为例,基于 PC817 和 TL431 配合的环路设计,运用开关电源小信号传递函数,对环路进行定性分析和计算,设计合适的补偿环路来满足开关电源的稳定性并实验验证该方法的可行性和通用性。

1 反馈环路设计

反激式开关电源的工作模式有两种:电压型和电流型。电压行控制方式只有一路电压环,通过反馈电压和内部三角波比较产生占空比可变的驱动信号调节输出电压;电流型控制方式有电压和电流两个闭环控制,能够响应更快。图 1 使用的是 PC817 和 TL431 组合精准反馈次级 +15V 电压, TL431, C1, R2 组成环路补偿电路。

2 回路稳定性准则

第一准则:系统的总增益在穿越频率处的斜率应为 -20dB/dec;

第二准则:截止频率的相位裕量大于 45°;

根据以上两条原则进行环路设计,可

以实现输入电压突变或输出负载变化时都能满足输出电压的稳定性。

3 环路常用补偿回路

环路设计的步骤:

(1)根据截止频率补偿前的增益选定误差放大器在截止频率处的增益,使系统总增益在截止频率处为 0dB,为了保证系统稳定,穿越频率选为开关频率的 1/5 ~ 1/4,一般穿越频率必须远远小于开关频率,不然会出现很大的开关纹波;

(2)选择合适的补偿电路,使得总增益曲线在穿越频率附近斜率为 -20dB/dec。

(3)调整误差放大器的增益以获得总增益大于 45° 的所需相位裕度。

4 设计举例

基本参数:见图 1 输入电压交流 85V ~ 265V,整流后直流电压为 120V ~ 375V,输出为 15V/1A,储能电容 C2 为 470μF,初级匝数为 128 匝,初级绕组电感 2.71mH。开关电源最大频率为 50KHZ,取样电阻 Rsense 为 0.11Ω,使用的开关电源芯片是三肯公司的 6251。

4.1 补偿前环路传递函数

采用电流控制方法,其传递函数如下:

$$G(s) = \frac{NR_0(1-D)}{R_{sense}(1+D)} \cdot \frac{(1+SCR_C)[1 - \frac{SLP_D}{NNR_0(1-D)(1-D)}]}{1 + \frac{SCR_C}{1+D}} \quad (1)$$

式中: D 为占空比, $D = NV_o / V_{in} + NV_o$;

R_o 为输出负载电阻;

R_c 为滤波电容的 ESR。

反激开关电源随输入电压及输出负载碧娜话,其工作模式会从 CCM 模式与 DCM 模式之间进行变化,它们之间的特性有很大的不同。但是,如果能够合理设计环路补偿,使其在低输入电压和高负荷输出时能保持稳定,则其在任何模式下都能稳定工作。在这个原则下,知 $N=128/25=5.12$, $D=39%$, $R_o=15\Omega$, $R_c=0.08\Omega$ 。当输入电压为最低,输出为满

载的情况时,传递函数为:

$$G(s) = 306.4 \times \frac{(1+3.76 \times 10^{-5}S)(1-8.42 \times 10^{-6}S)}{1+5.07 \times 10^{-3}S}$$

从传递函数可以看出存在一个零点 Z₁ 和一个极点 P₁;

$$F_{Z1} = 1 / (2\pi \times 3.76 \times 10^{-5}) = 4.23 \text{KHZ}$$

$$F_{P1} = 1 / (2\pi \times 5.07 \times 10^{-3}) = 31.4 \text{HZ}$$

由于开关电源芯片的最高开关频率是 50KHZ,一般穿越频率选其 1/5/4,我选为 12KHZ。可算出补偿前传递函数在 12K 处的增益和相位为:

$$G1 = -0.357$$

$$\theta_1 = \tan^{-1}(12000/4230) - \tan^{-1}(12000/31.4) = 70.6^\circ - 89.9^\circ = -19.3^\circ$$

4.2 补偿电路设计

选用零极点补偿电路调整补偿增益,补偿电路有一个初始极点 P2 和一个零点 Z2。为了使补偿后闭环增益曲线以 -20dB/dec 通过穿越频率,选用补偿电路的零点频率为 12K,为了使补偿后曲线通过穿越频率时的总增益为 0dB,可知补偿电路在 12K 的增益为 0.357dB,设补偿电路的零点频率为 20K,有: $F_{Z2} = 1/2\pi R_2 C_2 = 20\text{K}$ (2)

补偿电路传递函数

$$G2 = (1 + SR_2 C_1) / SR_1 C_1 \quad (3)$$

设 $R_b = 2\text{K}\Omega$, 则 $R_1 = 10\text{K}\Omega$, 已知在频率 12K 时, $S = 73560$, $G = 1.042$ 。求得:

$C_1 = 2.0385$, $R_2 = 3.91\text{K}\Omega$, 取常用电容电阻为 $C_1 = 2\text{nF}$, $R_2 = 3.9\text{K}\Omega$ 。

计算相位裕度:补偿电路工作在负反馈状态,本身有 180° 相移,初始极点有 90° 相移,所以在穿越频率处总相位为:

$$\theta = 180^\circ + 90^\circ + \tan^{-1}(12000/20000) - 19.3^\circ = 281.7^\circ \text{ 有 } 78.3^\circ \text{ 的相位裕量,最后的总环路增益曲线如图 3。}$$

4.3 实验验证(满载测试)

见图 4

启动时间: 10.8ms

纹波: 167mV

5 结束语

通过 PC817 和 TL431 配合设计精准输出的开关电源较为普遍,本文通过示例阐述可以通过合理的设计选择合适的相位裕量来保证开关电源的稳定,示例结果经过试验验证,论文设计过程具有较好的通用性。

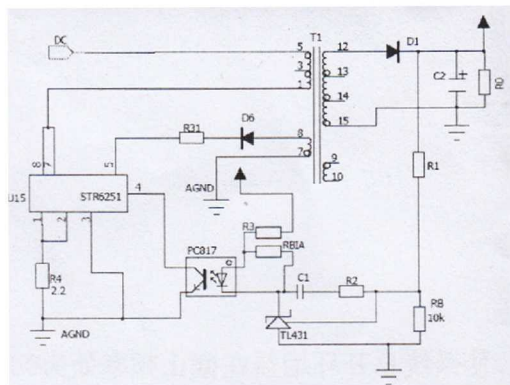


图 1 带 TL431 和 PC817 反馈控制的简易电路

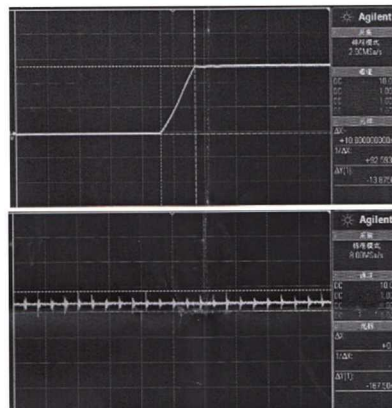


图 4 启动与运行图

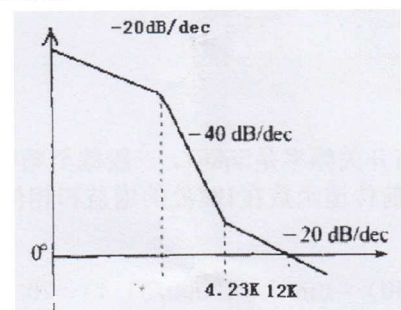


图 3 补偿后的增益曲线