

反激开关电源中基于 PC817A 与 TL431 配合的环路动态补偿设计

韩林华, 吴迺陵, 史小军, 朱 为, 堵国梁
(东南大学电子工程系, 江苏省南京市 210096)

【摘 要】 开关电源市场中占很大份额的单端反激开关电源通常采用 PC817A 与 TL431 配合来组成控制环路。然而, 目前设计这个环路的动态补偿参数, 基本上采用试验方法。文中利用开关电源的小信号传递函数, 对此环路的动态补偿进行了定性分析和定量计算, 通过设计合适的相位裕量来保证开关电源的稳定性。其过程经实验证明具有较好的通用性, 在实际应用中取得了很好的效果。

关键词: 反激开关电源, 环路设计, 动态补偿, 相位裕量

中图分类号: TN86

0 引言

开关电源依靠反馈控制环路来保证在不同的负载情况下得到所需的电流电压。单端反激开关电源的环路设计中, 很多都采用光耦 PC817A 和精密宽电压稳压管 TL431 相配合, 作为参考、隔离、取样和放大, 组成负反馈环路。然而在设计动态补偿参数时, 目前通常采用试验方法, 经过多次反复试验和测量, 取得一组能使开关电源稳定工作的参数。由于开关电源的环路参数设计与许多因素有关, 比如电源的工作频率、输出滤波电容的 ESR (等效串联电阻) 等, 而通过试验得出的结果没有通用性, 往往不能运用于以后不同要求的设计。

本文以单端反激开关电源设计为例, 在基于 PC817A 和 TL431 配合的环路设计中, 将控制论运用于开关电源动态补偿设计中, 利用开关电源的小信号传递函数, 对此环路的动态补偿设计进行了定性分析和定量计算, 通过设计合适的相位裕量来保证开关电源的稳定性。其过程经实验证明具有较好的通用性, 在实际运用中取得了很好的效果。

1 反馈环路设计

开关电源的控制方式有电流控制方式和电压控制方式两种^[1]。电源的传递函数随控制方式的不同而有很大差异, 在环路设计分析时, 应独立分开。本文着重介绍电流控制方式。

图 1 为电流控制方式的单端反激开关电源的反馈环路电路。其中电流型控制芯片 UC3842 放在开关线

圈的初级, 控制功率开关。在次级电路中, 稳压器件 TL431 作为基准和反馈误差放大器, 采样输出, 并产生相应的误差电压。该误差电压通过光耦 PC817A 转变成误差电流, 耦合到初级中, 作为控制芯片 UC3842 的输入。UC3842 通过此输入, 产生相应的占空比信号来控制功率开关。由于在设计中运用了 TL431 内部的反馈运算放大器, 所以在光耦接 UC3842 时, 略过了 UC3842 的内部运放, 直接把误差输入接 UC3842 内部运放的输出端, 这种设计可以把反馈信号的传输时间缩短一个放大器的传输时间, 使电源的动态响应更快。

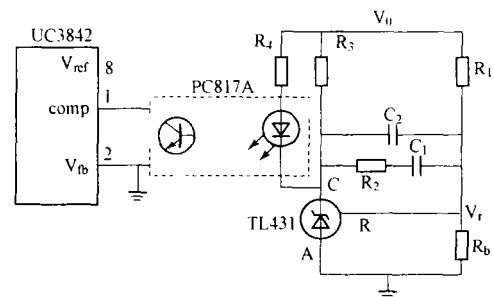


图 1 PC817A 与 TL431 组成的控制环路

2 反馈环路稳定性标准

稳定性通常用相位裕量 ϕ_m 和增益裕量 G_m 两个参数来衡量。 ϕ_m 为当环路增益为单位增益时, 实际相位延迟与 360° 的差值; G_m 为当实际相位延迟为 360° 时, 增益低于单位增益的量。

在工程实践中, 通常要求 $G_m < -10\text{dB}$, $\phi_m > 45^\circ$ ^[2]。按此要求设计的环路, 不仅可以在预定的工作情况下满足稳定条件, 而且当环境温度发生变化或突然加负载等情况下, 也能满足稳定条件。图 1 中 C_1 、

C₂ 和 R₂ 组成环路的动态补偿,本文目的就是要确定它们的组合形式和取值来满足系统有足够的相位裕量和增益裕量。

3 电流型电源环路设计中常用的补偿方法

图 2中展示了在电流型电源环路中用于动态补偿的 3种常用方法。

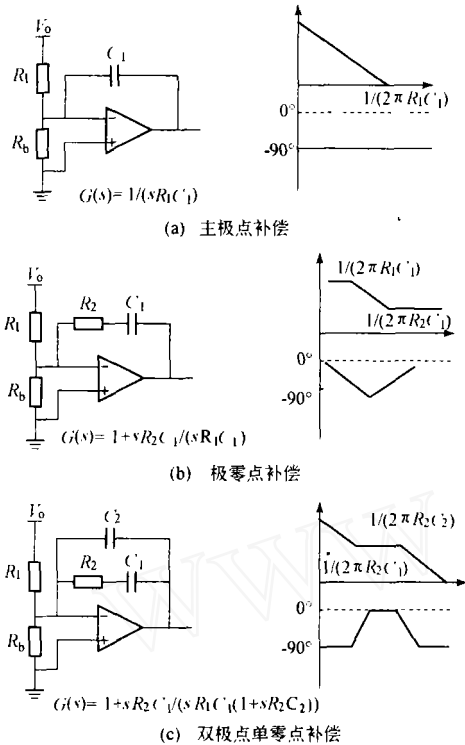


图 2 常用电流控制的补偿方法

图 2(a)为单极点补偿,适用于电流型控制和工作在 DCM (非连续电流模式) 并且滤波电容的 ESR 零点频率较低的电源。其主要作用原理是把环路中的第 1 个极点和其余的极点距离拉开,使相位达到 180 以前使其增益降到 0 dB。这种补偿也称主极点补偿,补偿后的最大带宽小于补偿前第 1 个极点的带宽。

图 2(b)为极零点补偿,其极点相当于主极点补偿中的极点,而零点则把补偿前的第 1 个极点抵消,这时的带宽最大,可以达到补偿前第 2 个极点的带宽,这样既达到了主极点补偿的效果,又增加了带宽。

图 2(c)为双极点单零点补偿 (传递函数已经进行了适当的工程近似和简化),适用于功率部分只有 1 个极点的补偿,例如所有电流型控制和非连续方式电压型控制。

在设计电源动态补偿时要注意的是补偿放大器工作在负反馈状态,本身就有 180 相移,所以留给功率部分和补偿网络的只有 180 度。幅值裕度不用上面哪种补偿方式都是自动满足的,所以设计时一般不需

特别考虑。

由于增益曲线为 -20 dB/dec 时,此曲线引起的最大相移为 90 度;尚有 90 度裕量,所以在设计补偿后,应该使最后合成的整个增益曲线符合 -20 dB/dec 部分穿过 0 dB 横轴。在穿越 0 dB 横轴点前的极点和其之后的极点所引起的最大相移也小于 135 度,满足工程中相位裕量大于 45 度的要求。而在低于 0 dB 带宽中,整个增益曲线最好为 -40 dB/dec,这样从高频往低频看,增益会迅速上升,低频部分增益很高,使电源输出的直流部分误差非常小,即电源有很好的负载和线路调整率。

根据以上原则设计补偿后的整个增益曲线如图 3 所示。

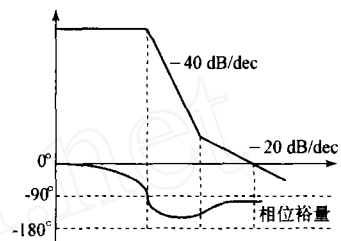


图 3 补偿后的整个增益曲线和相位曲线

4 动态补偿设计方法

通常,主电路是根据应用要求设计的,设计时一般不会提前考虑控制环路的设计。我们的前提就是假设主功率部分已经全部设计完成,然后来探讨环路设计。环路设计一般由下面步骤组成:

- a) 画出已知部分的频响曲线。
- b) 根据实际要求和各个限制条件确定带宽频率,即增益曲线的 0 dB 频率。
- c) 根据步骤 b 确定的带宽频率决定补偿放大器的类型和各频率点,使带宽处的曲线斜率为 20 dB/dec,画出整个电路的频响曲线。

环路带宽希望越高越好,但是由于 RHZ (右半平面零点) 的影响, RHZ 随输入电压、负载、电感量大小而变化,几乎无法补偿,只有把带宽设计得远离它,一般取其 1/4 ~ 1/5^[3]。

主电路参数如下:输入为 85 V ~ 265 V 交流;整流后直流电压 V_{in} 为 100 V ~ 375 V;输出为 12 V/5 A;初级电感量 L_p 为 370 μH;初级匝数为 40,次级匝数为 5,初次级匝数比 N 为 8;次级滤波电容 C 为 1 000 μF × 3 = 3 000 μF;开关频率为 100 kHz;取样电阻 R_{sen} 为 0.33 Ω。

采用电流控制方式,其传递函数如下^[4]:

$$G(s) = \frac{NR_o(1-D)}{R_{sense}(1+D)} \cdot \frac{(1+sCR_c) \left[1 - \frac{sL_p D}{NNR_o(1-D)(1-D)} \right]}{1 + \frac{sCR_o}{1+D}} \quad (1)$$

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。

单端反激开关电源随输入电压的增加和输出负载的减小,其工作模式会从 CCM (连续电流模式) 进入 DCM,它们之间的特性有很大的不同。但是,如果能在设计环路补偿时,使其在低输入电压和重输出负载的情况下,留有足够的相位裕量和增益裕量,则无论在何种模式下都能稳定工作^[3]。在这个原则下,当输入电压为最低、输出为满载的情况时,传递函数为:

$$G(s) = 19.4 \times \frac{(1+sCR_c) \left(1 - \frac{s}{33 \times 1000} \right)}{1 + \frac{s}{33}} \quad (2)$$

式 (2) 中,在频率 33 kHz 处的零点即为 RHZ。为了避免 RHZ 引起过多的相移,一般取环路带宽为其频率的 1/4 ~ 1/5,作者取 1/4 为 8 kHz。

输出滤波电容器的 ESR 对传递函数中的第 1 个零点位置影响很大,而且市场上滤波电容器的 ESR 有很大差别。一般而言,1 000 μ F/16 V 电容器的 ESR 为 130 m Ω ,1 000 μ F/25 V 电容器的 ESR 为 30 m Ω 。

4.1 ESR 比较大时的补偿

对 ESR = 130 m Ω ,则 $R_c = 43.3$ m Ω ,式 (1) 变为:

$$G(s) = 19.4 \times \frac{\left(1 + \frac{s}{1.225} \right) \left(1 - \frac{s}{33 \times 1000} \right)}{1 + \frac{s}{33}} \quad (3)$$

从式 (3) 可以看出,自身阻容形成的零点比较低,这样在 8 kHz 处的相位滞后比较小。图 4 为大 ESR 的补偿设计。

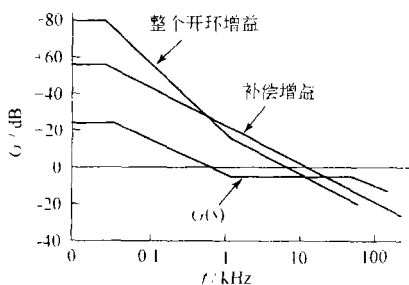


图 4 大 ESR 的补偿设计

从图 4 中可以看到,补偿前传递函数在 8 kHz 处

的相角为:

$$= \arctan \frac{f}{f_{zi}} - \arctan \frac{f}{f_{pi}} = \arctan \frac{8}{1.225} - \arctan \frac{8}{0.033} = -22^\circ \quad (4)$$

另外,可以看到在 8 kHz 处增益曲线为水平,所以可以直接用单极点补偿,这样可满足 -20 dB/dec 的曲线形状。设 R_b 为 5.1 k Ω ,由 TL431 特性,得 $R_1 = 19.4$ k Ω 。8 kHz 处功率部分的增益 G 与 1.225 kHz 处的增益相等,为

$$G = 20 \log 19.4 - 20 \log \frac{1.225}{33} = 5.7 \text{ (dB)} \quad (5)$$

因为补偿后带宽为 8 kHz,即 8 kHz 处为 0 dB,所以 8 kHz 处补偿放大器增益应为 5.7 dB,得方程:

$$20 \log \frac{f_0}{8} = 5.7 \quad (6)$$

式中: f_0 为补偿放大器 0 dB 的增益,可以得到:

$$f_0 = \frac{1}{2 R_1 C_2} \quad (7)$$

由式 (6)、式 (7) 及 R_1 值可得 $C_2 = 0.53$ nF。

相位裕度 m 为:

$$m = 180^\circ + \phi_z - \phi_p = 68^\circ \quad (8)$$

4.2 ESR 比较小时的补偿

对 ESR = 30 m Ω ,则 $R_c = 10$ m Ω ,式 (1) 变为:

$$G(s) = 19.4 \times \frac{\left(1 + \frac{s}{5.3 \times 1000} \right) \left(1 - \frac{s}{33 \times 1000} \right)}{1 + \frac{s}{33}} \quad (9)$$

从式 (9) 可以看出,自身阻容形成的零点比较高,这样在 8 kHz 处的相位滞后比较大。由式 (9) 得出在 8 kHz 处的相角 $\phi = -47^\circ$;如果还用单极点补偿,则带宽处相位裕量为 43 $^\circ$;偏小。图 5 展示了小 ESR 的补偿设计。采用图 2(c) 所示方式。3 个点选取为:第 1 个极点在原点,第 1 个零点一般取在带宽的 1/5 左右,这样在带宽处提升相位 78 左右,此零点越低,相位提升越明显,但太低了就会降低低频增益,使输出调整率降低,此处取 1.6 kHz;第 2 个极点的选取一般是用来抵消 ESR 零点或 RHZ 零点引起的增益升高,保证增益裕度,使带宽处保持 -20 dB/dec 的形状。

补偿前 8 kHz 处功率部分的增益为 -18 dB,所以 8 kHz 处补偿放大器增益应为 18 dB,根据补偿增益曲线,在 5.3 kHz 处增益为 21.6 dB,水平部分增益 G 为 21.6 dB,同时 G 为:

$$G = 20 \log \frac{R_2}{R_1} \quad (10)$$

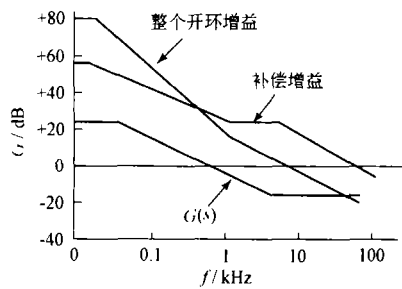


图 5 小 ESR 的补偿设计

由式 (10) 和 R_1 的值得到 $R_2 = 233 \text{ k}$ 。

第 2 个极点频率为 5.3 kHz , 由

$$f_{p2} = \frac{1}{2 R_2 C_2} \quad (11)$$

得到 $C_2 = 127 \text{ pF}$ 。

第 1 个零点频率为 1.6 kHz , 由

$$f_{z1} = \frac{1}{2 R_2 C_1} \quad (12)$$

得到 $C_1 = 0.427 \text{ nF}$ 。

根据式 (4) 可得到相位裕量 m 为:

$$m = 180^\circ - 115^\circ = 65^\circ$$

Dynamic Compensating Design Based on PC817A and TL431 in Single Flyback SMP

Han L inhua, Wu Na iling, Shi X iaojun, Zhu We i, Du Guoliang

(Southeast University, Nanjing 210096, China)

【Abstract】 PC817A in cooperation with TL431 is the general configuration to form the feedback loop of single flyback switching mode power supply (SMP). This kind of power supply occupies a great share in the SMP market. However, the present main method of dynamic compensating design of this loop is trial and error. This article, basing on the theories of automatic control, tries to obtain the control-to-output transfer function by the qualitative analysis and quantitative calculation of the parameters designed for this feedback loop. Experiment shows that the designed procedure with an appropriate phase margin can guarantee the stability of the SMP and is a universal procedure and an effective one.

Keywords: flyback SMP, feedback loop design, dynamic compensation, phase margin

5 结束语

本文把控制论与开关电源反馈环路的设计结合起来,阐述了单端反激开关电源中基于 PC817A 和 TL431 配合环路的动态补偿设计,通过设计合适的相位裕量来保证开关电源的稳定性,其过程经实验证明具有较好的通用性,在实际应用中取得了很好的效果。

参 考 文 献

- [1] On Semiconductor Switch Mode Power Supplies Reference Manual and Design Guide 1999
- [2] 华中理工大学电子学教研室. 电子技术基础(模拟部分). 第 4 版. 北京:高等教育出版社,1999. 308
- [3] Choi Hang-Seok Fairchild Semiconductor Application Note AN4173: Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using FPS
- [4] Erickson R W, Dragan M. Fundamentals of Power Electronics Second Edition New York (NY, USA): Kluwer Academic Publishers 2000. 300 ~ 376

(上接第 7 页)

- [2] Matick R E. Transmission Lines for Digital and Communication Networks New York (NY, USA): McGraw-Hill, 1969
- [3] Yassin G, Withington S. Electromagnetic Models for Superconducting Millimetre-wave and Submillimetre-wave Microstrip Transmission Line. Journal of Physics D: Applied Physics, 1995, 28 (9): 1983 ~ 1991
- [4] Ordal M A, Long L L, Bell R J, et al. Optical Properties of the Metals Al, Co, Cu, Au, Fe, Pd, Ni, Pd, Pt, Ag, Ti, and W in the Infrared and Far Infrared. Applied Optics, 1985, 24 (24): 4493 ~ 4499
- [5] 韦 丹. 固体物理. 北京:北京大学出版社, 2003
- [6] 阎守胜. 固体物理基础. 第 2 版. 北京:北京大学出版社, 2003
- [7] Schwab R, Heidinger R. Open Resonator Studies for the Determination of the Surface Resistance at mm-wave Frequencies. In: Proceedings of Microwave and Optics Conference (MDP '97). Sindelfingen (Germany), 1997. 106 ~ 110
- [8] Lide D R. CRC Handbook of Chemistry and Physics 83rd Edition Boca Raton (FL, USA): CRC Press, 2003