

电流控制型反激变换器控制电路的设计

吴云亚

(盐城工学院 实验教学部, 江苏 盐城 224003)

摘要:推导了由 UC3842 电流控制芯片控制的反激变换器的开环传递函数, 针对其特点, 设计了由稳压管 TL431 和光耦 PC817 构成的动态补偿电路, 通过设计合理的开环增益保证系统有足够的相位裕量和增益裕量, 从而保证系统稳定可靠地工作。实验证明了该补偿取得了较好的控制效果。

关键词:反激变换器; 相位裕量; 开环增益; 动态补偿

中图分类号: TN86 **文献标识码:** A **文章编号:** 1671-5322(2007)03-0020-04

单端反激电源由于其拓扑简单, 所用元器件少, 输入电压范围较宽而占辅助电源市场很高的份额。反激变换器通常由集成 TOPSwitch 电源芯片或者由 UC3842 电流控制型芯片和功率 MOSFET 构成。目前, 有关开关电源的书籍中都提到了控制系统动态补偿的问题^[1], 但是由于其推导和计算过程复杂, 还是有不少工程技术人员通过反复的试验和测量来达到电源输出稳定。通常变换器采用运放构成的 PI 或者 PID 调节器进行环路的动态补偿, 但是由于要实现输入电压和输出电压的电气隔离, 反激变换器辅助电源的反馈补偿电路通常由稳压管 TL431 和线性光耦 PC817 构成^[2]。文献[3]设计了这种反馈补偿电路的参数, 但在设计反馈电路元件参数大小的时候, 如果忽略 TL431 和 PC817 的特性, 也可能使系统不稳定, 所以在进行动态补偿设计中也应该考虑器件的特性。

本文首先推导了电流控制型反激电路各部分的传递函数, 通过分析 TL431 和 PC817 的工作特性以及开环传递函数的伯德图, 合理设计了动态补偿电路中各元件的参数。实验证明系统运行稳定, 该设计方法正确。

1 电流控制型反激变换器的工作原理

电流控制型反激变换器的原理图如图 1 所示。输出电压 U_o 经电阻 R_1 和 R_2 分压以后与

TL431 提供的 2.5 V 的基准电压进行比较, 通过补偿电路稳定 TL431 的 K 端电压, 并由光耦将输出信号传递到 UC3842 的 1 脚(内部放大器的输出端)。通常 PC817 中三极管的电流 I_{ce} 都超过 UC3842 内部放大器的拉电流(0.5 mA), 从而迫使放大器的输出电压降低。如果输出电压稳定, UC3842 内部放大器的输出端电压不变, 则驱动功率管 Q 的 PWM 信号的占空比也不变, 输出电压保持稳定; 当输出电压由于某种原因上升时, 则 R_1 和 R_2 分压后的电压超过 2.5 V 基准电压, 导致了 TL431 的 K 端电压降低, PC817 中二极管的电流 I_f 上升, 对应的 I_{ce} 电流比例上升, UC3842 内部放大器的输出端电流变大, UC3842 的 1 脚电压下降, 则驱动功率管 Q 的 PWM 信号的占空比减小, 输出电压下降, 从而使输出电压稳定; 当输出电压由于某种原因下降时, 同样可以分析得出驱动功率管 Q 的 PWM 信号的占空比变大, 输出电压也会保持稳定。

2 电路传递函数的推导

开关占空比调节器的控制环分为 3 个主要部分: 输出滤波器, PWM 电路和误差放大器补偿。下面首先推导前 3 个环节的传递函数。线性光耦中二极管电流 I_f 满足(1)式。

$$I_f = (U_o - 1.2 - U_K) / R_3 \quad (1)$$

其中 U_K 为 TL431 阴极电压, I_f 和光耦三极管电流

收稿日期: 2007-06-07

作者简介: 吴云亚(1979-), 女, 江苏盐城人, 讲师, 南京理工大学硕士研究生, 主要研究方向为机电一体化。

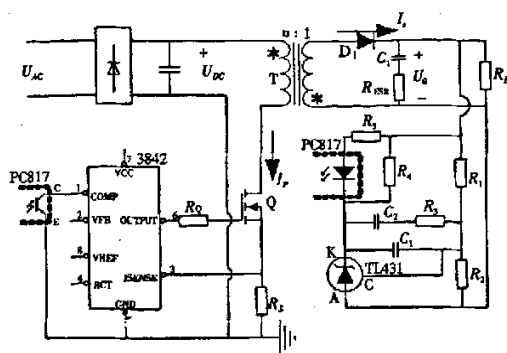


图1 电流控制型反激变换器

Fig.1 The flyback converter with current-mode control

I_{CE} 的关系如(2)式所示。

$$I_{CE} = kI_f \quad (2)$$

由于 UC3842 的 1 脚电压 U_{COMP} 是通过光耦三极管的电流控制的, 当 I_{CE} 超过 UC3842 内部放大器输出电流的上限电流 (0.5mA) 时, U_{COMP} 降低, 其关系满足(3)式。

$$U_{COMP} = 6 - (I_{CE} - 0.5 \times 10^{-3})R_{COMP} \quad (3)$$

R_{COMP} 为运放 UC3842 的 COMP 脚 (当其拉电流超过它的最大输出电流时) 的输出阻抗。由 (1)、(2)、(3) 式得 U_{COMP} 和 U_K 的关系:

$$U_{COMP} = 6 - (k \frac{U_0 - 1.2 - U_K}{R_s} - 0.5 \times 10^{-3})R_{COMP} \quad (4)$$

对 (4) 式进行微分, 可得误差放大器到 UC3842 的 1 脚的传递函数:

$$\frac{\Delta Y_{COMP}}{\Delta U_K} = kR_{COMP}/R_s \quad (5)$$

在 UC3842 内部电路中 U_{COMP} 经两个二极管后再被 $1/3$ 分压, 所得电压大小为 $(U_{COMP} - 1.4)/3$, 再将这个电压与变压器原边电流 I_p 对应的电压值进行比较以产生 PWM 波。所以 I_p 被 U_{COMP} 有效调节:

$$(U_{COMP} - 1.4)/3 = I_p R_s \quad (6)$$

由变压器原边和副边的匝比关系得 U_{COMP} 和 I_s 的关系。

$$(U_{COMP} - 1.4)/(3R_s) = I_s/n \quad (7)$$

对 (7) 式微分后与 (5) 式联立, 可得 PWM 部分的传递函数 G_{PWM} :

$$G_{PWM} = \frac{\Delta I_s}{\Delta U_K} = \frac{\Delta k n R_{COMP}}{3 R_s R_s} \quad (8)$$

输出滤波部分的传递函数如(9)式所示。

$$G_F = \frac{\Delta U_c}{\Delta I_s} = \frac{R_B(1 + R_{ESR}CS)}{(R_B + R_{ESR})CS + 1} \quad (9)$$

其中 U_c 为 TL431 的参考端电压, R_B 为负载电阻与采样电阻并联后的值, R_{ESR} 为滤波电容的等效串联电阻。由 (8) 式和 (9) 式可以得到除补偿网络以外的开环传递函数。

$$G_{PF} = \frac{\Delta U_c}{\Delta U_K} = \left(\frac{k n R_{COMP}}{2 R_s R_s} \right) = \left(\frac{R_B(1 + R_{ESR}CS)}{(R_B + R_{ESR})CS + 1} \right) \quad (10)$$

由 R_1, R_2, R_3, C_1 和 C_2 构成的反馈补偿网络的传递函数如式(11)所示。

$$G_B = \frac{1 + R_3 C_2 S}{R_1 C_2 S (1 + R_3 C_1 S)} \quad (11)$$

3 动态补偿设计

反激变换器辅助电源的主要参数如下: 输入电压 $260\text{V} \sim 375\text{V}$ 直流, 输出 $15\text{V}/2\text{A}$, 变压器原边线圈匝数 113, 副边线圈匝数 7, $n = 16.14$, 滤波电容 $1000\mu\text{f}$, 采样电阻 $R_s = 3.3\Omega$, 开关频率 100kHz 。

由于 TL431 参考端输入电流的典型值为 $2\mu\text{A}$, 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 R_2 的电流为参考段电流的 50 倍以上, 在此基础上, 考虑待机功耗, 所以首先取 $R_2 = 5\text{k}\Omega$ 。TL431 的参考端电压恒定保持在 2.5V , 电源输出电压为 15V , 由此可得 $R_1 = 25\text{k}\Omega$ 。

通过测量, R_{COMP} 的阻值约为 $1.5\text{k}\Omega$ 。根据式 (3), 欲使 U_{COMP} 的电压值在负载变化的范围内线性变化, 光耦三极管电流 I_{CE} 的值应在 3.5mA 左右变化比较合适。在此电流范围内光耦 PC817 的电流传输比 $k \approx 1$ 。所以光耦二极管的电流也应该为 3.5mA 。从 TL431 的技术参数知, U_{KA} 在 $2.5\text{V} \sim 37\text{V}$ 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。可以先选 $R_3 = 510\Omega$, 由于设计流过光耦二极管的电流为 3.5mA , 所以 $R_4 = (3.5 \times 0.51 + 1.2)/(20 - 3.5) = 180\Omega$ 。

绝大多数的铝电解电容在额定的容量和电压下, 其等效电阻和电容值的乘积约等于 65×10^{-6} , 据此得 $R_{ESR} = 0.065\Omega$ 。

根将已知的数据代入 (10) 式中, 得除补偿环节的开环传递函数。

$$G_{PF} = 36 \times \frac{1 + S/15\,385}{1 + S/133.3} \quad (12)$$

式中可以看出由滤波电容等效电阻引起的零点频率为 $f_{ESR} = 2500$ Hz, 传递函数的转折频率为 $f_c = 21.2$ Hz。GPF 对应的伯德图如图 2 所示。

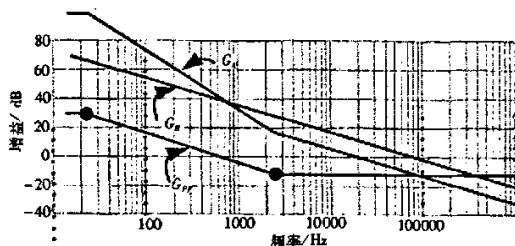


图 2 电流型反激电路的补偿设计

Fig. 2 The compensating design of flyback converter with current-mode control

要进行补偿设计,首先要根据除补偿电路以外传递函数的伯德图设计相应补偿电路的伯德图。补偿后系统的开环伯德图要求:①在低频段有较高的增益以抑制电网的纹波;②在带宽频率(增益为 0 dB 处的频率)处的增益斜率为 -20 dB/10 频率,一方面因为较大斜率时电路的相位变化过快会导致系统不稳定,另一方面为了快速衰减大于带宽频率的干扰信号;③保证在带宽频率处的相位裕量至少有 45° 。

带宽频率的主要限制因素是电源的开关频率。根据采样定理,如果采样频率小于 2 倍信号频率则被采样的信息就不能被完全读取。在开关电源中,开关频率可以从输出纹波中看得出来,它是错误的信息,并且必须不被控制环路所传递。因此,系统的带宽频率必须小于开关频率的一半,否则,开关噪声和纹波会扭曲输出电压中想要得到的信息,并导致系统不稳定。在开关电源系统中,通常取带宽频率为开关频率的 $1/5$,所以取带宽频率 $f_{\infty} = 20$ kHz。

由于零点频率引起相位超前,极点引起相位滞后,所以 f_{ESR} 处的零点和为 f_c 处的极点引起的相位滞后 ϕ 为:

$$\phi = \arctg\left(\frac{20}{0.021}\right) - \arctg\left(\frac{20}{2.5}\right) = 7.06^\circ \quad (13)$$

从图 2 中可以看出,在带宽频率处,GPF 的增益为水平,且相位滞后 ϕ 较小,为了使超出带宽频率的部分信号迅速衰减,可以直接采用单极点补偿,将两者进行叠加,则超出带宽频率处的信号以 -20 dB/dec 衰减,因此 C_2 和 R_3 可以不采用。

在带宽频率处补偿电路的传递函数的增益应该等于 G_{PF} 在该频率处增益的负数。而 G_{PF} 在带宽频率处的增益由(14)式给出。

$$G_{\infty} = 20\log 36 - 20\log(2\,500/21) = -10.38 \text{ dB} \quad (14)$$

所以补偿电路在 20 kHz 处的增益为 10.38 dB,则有:

$$10.38 = 20\log(1/20\,000(2\pi R_1 C_1)) \quad (15)$$

由此得 $C_1 \approx 100$ pF。

相位裕量 $\phi_m = 180^\circ - 90^\circ - 7.06^\circ = 82.94^\circ$ 。

根据求得的已知量得到系统的总的开环传递函数为:

$$G = 36 \frac{1 + S/15\,385}{2.5 \times 10^{-6} S(1 + S/133.3)} \quad (16)$$

图 3 为系统开环传递函数的伯德图,在带宽频率处系统的相位裕量为 83° ,与理论分析一致。

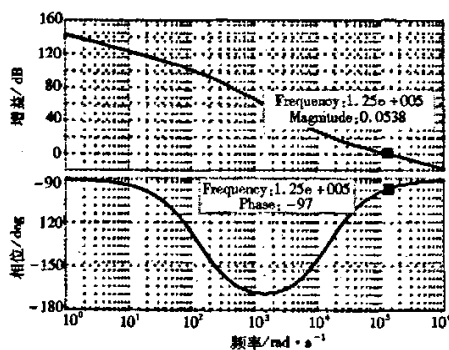


图 3 电流型反激电路的开环伯德图

Fig. 3 The bode diagram of flyback converter with current-mode control

4 实验验证

由第 3 节给出的实验参数设计了 30 W 的反激辅助电源,实验证明,该补偿网络的设计满足了系统在空载(有一定的死负载)至满载范围内的稳定,在突加和突卸负载时未出现振荡。图 4 给出了电路稳定运行时的波形。

图中 U_{DS} 为功率管漏源两端电压, U_{RS} 为检测电阻 RS 的电压波形。从图中可以看出电源开关占空比稳定,系统稳定工作。

功率管漏源两端电压出现了一定的尖峰是因为开关管和电路中的某些寄生电感和寄生电容振荡的结果,可以通过吸收电路或者钳位电路抑制电压尖峰。在开关管刚开通瞬间,检测电阻电压有一个较大的尖峰是因为驱动开关管的电流汇集

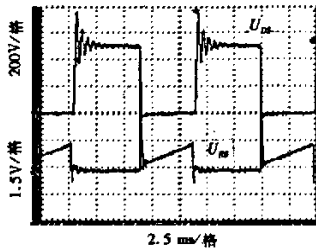


图4 电流型反激电路的稳态工作波形

Fig.4 The stable working waveforms of flyback converter with current - mode control

到采样电阻上。这可以通过一个一阶低通 RC 滤波器滤除这个尖峰。

5 总结

本文在推导得出系统开环传递函数的基础上,分析了其伯德图的特点,选择了简单实用的补偿电路,使系统稳定工作。

参考文献:

- [1] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京:电子工业出版社,2004.
- [2] 王闯瑞,胡荣强,黄庆义,等. 反激型开关电源反馈回路的改进[J]. 通信电源技术,2005,22(2):42-44.
- [3] 韩林华,吴道陵,史小军,等. 反激开关电源中基于 PC817A 和 TL431 配合的环路动态补偿设计[J]. 电子工程师,2005,31(11):29-32.

Design of Control Circuit in Flyback Converter with Current - mode Control

WU Yun-ya

(Department of Experiment Teaching Yancheng Institute of Technology, Jiangsu Yancheng 224003, China)

Abstract: In this paper, the open loop transfer function of flyback converter which is controlled by UC3842 is deduced. Based on this transfer function, the feedback loop which is composed of TL431 and PC817 is designed. The open-loop gain of the system is designed owning enough phase margin and gain margin to assure working in stable state. The validity of the compensating scheme has been verified by the experimental results.

Keywords: flyback converter; phase margin; open-loop gain; dynamic compensation