

基于 UC3842 的反激式开关电源的控制环路设计

刘武祥, 金星, 刘群
(中国地质大学(武汉), 湖北 武汉 430074)

摘要: 电流控制型脉宽调制芯片 UC3842 已广泛应用于反激式开关电源的设计中, 通过一实例给出反激式开关电源控制环路的一般设计方法。

关键词: UC3842 开关电源 控制环路

The control-loop design of flyback SMPS based on UC3842

LIU Wu Xiang, JIN Xing, LIU Qun
(China University of Geosciences(wuhan), Wuhan 430074, China)

Abstract: Current control pulse-duration modulation chip UC3842 has been widely applied in the design of flyback SMPS (Switch-Mode Power Supply). This paper presents a general method to design a control-loop of the flyback SMPS through an example.

Key words: UC3842; SMPS; control-loop

在开关电源的设计过程中, 控制环路设计的优劣直接关系到系统的稳定与否, 因此设计一个优良的控制环路, 对开发一个开关电源系统是至关重要的。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。电源系统的传递函数随控制方式的不同而有很大差异, 因此在环路设计分析时, 应独立分开。本文对基于 UC3842 构建的开关电源的控制环路进行设计分析, 论述开关电源

电流型控制环路设计的一般方法。

1 UC3842 简述

UC3842 是美国 Unlunde 公司生产的一种性能优良的电流控制型脉宽调制芯片, 其内部结构及基本外围电路如图 1 所示, 它集成了振荡器、具有温度补偿的高增益误差放大器、电流检测比较器、图腾柱输出电路、输入和基准欠电压锁定电路及 PWM 锁存器电路。

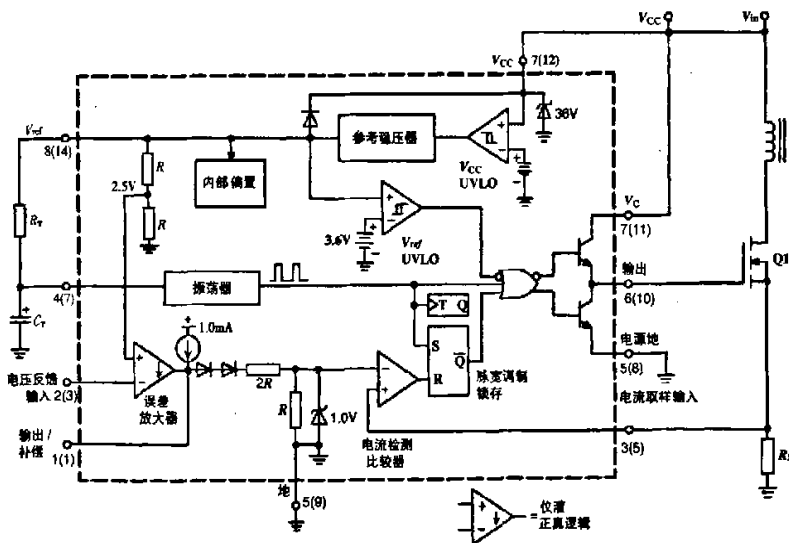


图 1 UC3842 的内部结构及基本外围电路

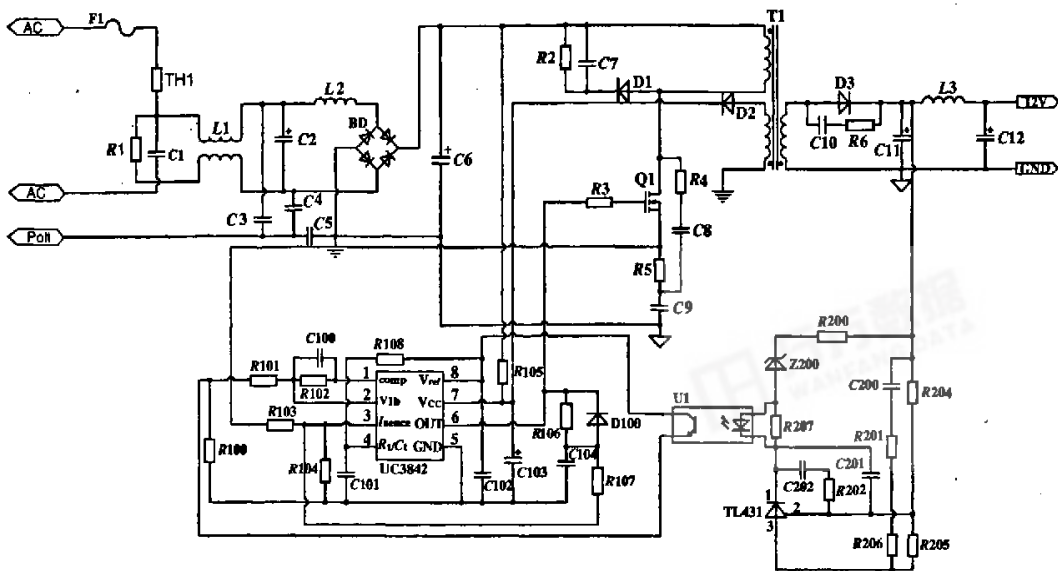


图2 60W反激式开关电源

其应用实例如图2所示,输入为85V~265V交流,输出为12V/5A,初级电感量为370 μ H,初级匝数为40T,次级匝数为5T,开关频率为100kHz。启动电路由R105和C103构成,C103经过R105充电到16V时,UC3842有输出信号,使MOS管Q1导通,能量存储在变压器T1中,T1的一次侧电流通过电阻R5检测并与UC3842内部提供的1V基准电压进行比较,当达到这一电平时,开关管Q1关断,所有变压器的绕组极性反向,输出整流二极管正向偏置,存储于T1中的能量传输到输出电容器中。启动结束后,输出电压信号经光耦回送到误差放大器的反向端(脚2)与UC3842内部的25V基准电压作比较来调整驱动脉冲宽度,从而改变输出电压以实现输出电压的控制。

2 控制环路的设计

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。在这里,假设主功率部分已经全部设计完成,主要介绍环路设计。环路设计一般方法为:

- (1) 画出已知部分的频响曲线。
- (2) 根据实际要求和各限制条件确定带宽频率,即增益曲线的0dB频率。
- (3) 根据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20dB/decade,画出整个电路的频响曲线。

图3是反激电流方式控制环路图,其开环传递函数为 $K=(K_{mod} \times K_{pur} \times K_{LC} \times K_{fb}) \times K_{in} = K1 \times K_{in}$, K_{pur} 是功率部分, K_{LC} 是输出LC滤波部分, K_{fb} 是反馈分压部分, K_{in} 是反馈补偿部分和光耦部分, K_{mod} 是调制器部分。

环路要稳定,必须的条件是环路增益为1(0dB),整个环路的相移小于360°。如果相移接近360°,会产生两个问题:(1)相移可能因为温度、负载及分布参数的变化

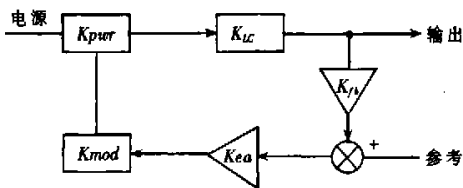


图3 反馈环路框图

而达到360°产生振荡;(2)接近360°,电源的阶跃响应(瞬时加减载)表现为强烈振荡,使输出达到稳定的时间加长,超调量增加。所以环路要留一定的相位裕量,当品质因数 $Q=1$ 时输出是最好的,所以相位裕量的最佳值为52°左右,在设计过程中一般取45°以上。

根据图3可知,除补偿放大器增益 K_{in} 外,图2所示电源系统的环路增益函数为:

$$G(s) = K_{mod} \times (K_{pur} \times K_{LC}) \times K_{fb}$$

$$= 1 \times \frac{N \times R_0 \times (1-D)}{R_{sm} \times (1+D)} \times \frac{(1+sCRc) \times [1 - \frac{sL_p D}{N^2 \times R_0 \times (1-D)^2}]}{1 + \frac{sCR_0}{1+D}} \times 1 \quad (1)$$

式中, $D = NV_0 / (V_{in} + NV_0)$, C 为输出电容, R_0 为负载电阻, N 为匝数比, L_p 为初级电感, R_{sm} 为电流检测电阻。

为了避免引起过多的相移,一般取增益带宽为其工作频率的1/4~1/5。据此,可以计算出环路的增益。一般情况下,环路增益 $G(s)$ 在0dB时的频率与预期设定的增益带宽是有差异的,这就需要对其进行补偿。常用的电流控制补偿方法有主极点补偿、极零点补偿、双极点零点补偿,这要根据实际情况确定使用何种补偿方法。图4为补偿放大部分。图中 C_{20} 、 C_{21} 、 R_{20} 构成补偿网络。可分以下两种情况进行补偿设计。

- (1) 输出电容 ESR 较大

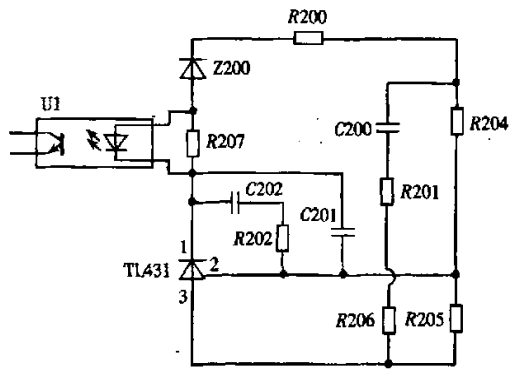


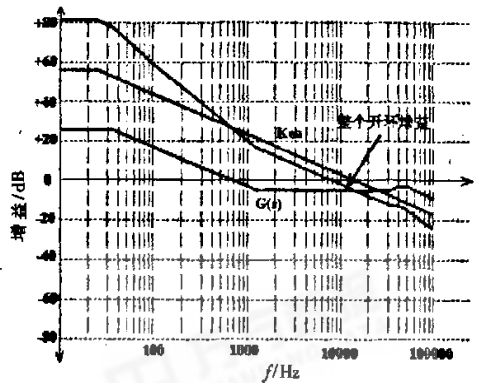
图4 60W系统中补偿放大部分

输出滤波电容的内阻比较大,自身阻容形成的零点比较低,这样在带宽处的相位滞后比较小。以图2所示电源系统为例,输出滤波电容为 $1000\mu\text{F}/16\text{V}$, $\text{ESR}=130\text{m}\Omega$ 时,其环路增益波特图如图5所示,设带宽为 8kHz ,从图中可以看出 8kHz 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 $-20\text{dB}/\text{decade}$ 的曲线形状。省掉补偿部分的 R_{zm} 、 C_{zm} 。

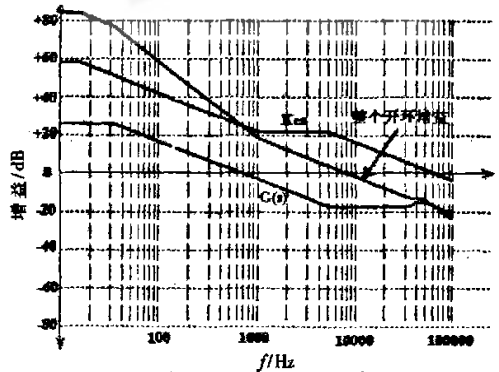
补偿后在 8kHz 处环路增益为 0dB 。图6(a)为其结果仿真图。

(2) 输出电容 ESR 较小

输出滤波电容为 $1000\mu\text{F}/16\text{V}$, $\text{ESR}=30\text{m}\Omega$ 时,由于输出滤波电容的内阻比较小,自身阻容形成的零点就比较高,这样在带宽处的相位滞后比较大。如果还用单极点补偿,则带宽处相位裕量就会偏小。可采用双极点零点补偿来提升。三个点的选取,第一个极点在原点,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。第二个极点的选取一般



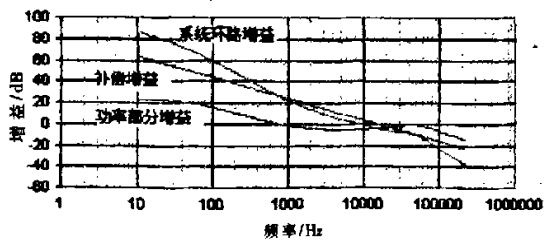
(a) 大 ESR 环路增益波特图



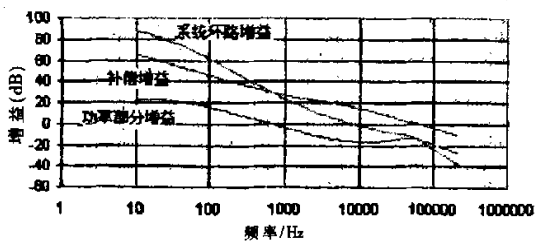
(b) 小 ESR 环路增益波特图

图5 环路增益波特图

用来抵消 ESR 零点或 RHZ 零点引起的增益升高,保证增益裕度。在这里用它来抵消 ESR 零点,使带宽处保持 $-20\text{dB}/\text{decade}$ 的曲线形状。在此例中,两个补偿极点的位置分别取 $f_1=0\text{Hz}$, $f_2=1.6\text{kHz}$,零点为 $f_0=5.1\text{kHz}$ 。图6(b)为其结果仿真图。



(a) 大 ESR 补偿结果仿真图



(b) 小 ESR 补偿结果仿真图

图6 补偿结果仿真图

(下转第 168 页)

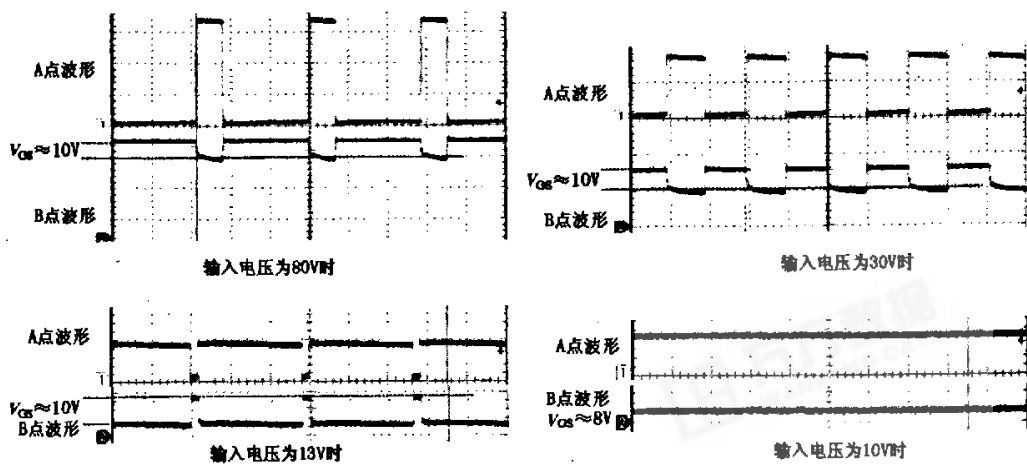


图5 不同输入电压时A点和B点的实测波形

2.4 恒流源的动态特性

由图5可以看出,恒流源在输入不同电压时,在R2两端产生的电压 V_{GS} 应始终保持10V左右,以保证在宽电压范围内可靠工作。为了验证快速动态跟踪性能,在输入端上加了50Hz、60V的交流电压,图6为当输入电压为交流时,图3中A、B点及 V_{GS} 的工作波形。从中可以看出,当输入电压在很大范围内改变时, V_{GS} 近似保持在10V左右,即图中阴影带部分。

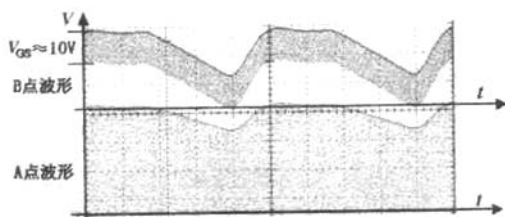


图6 当输入电压为交流时A点、B点和 V_{GS} 的波形

实验结果表明,采用MOSFET和特殊的恒流开关驱动方式的开关电源,能够使开关管在10V~100V宽电压范围内始终得到理想的驱动电压,因此效率高、工作稳定、电路简单。

参考文献

- [1] 顾亦磊,顾晓明,吕征宇,等.一种新颖的宽范围双管正激型DC/DC变换器[J].中国电机工程学报,2005,25(2):44-48.
- [2] 陈颖,尹华杰.一种具有较宽输入电压范围的电源适配器的设计[J].通信电源技术,2006,23(4):44-46.
- [3] 芦炜,吴新科,钱照明.一种交错并联控制的宽范围输入直流变换器[J].电力电子技术,2006,40(6):87-89.
- [4] 刘华毅,李霞,徐景德.基于单片机的宽范围连续可调直流稳压电源[J].电力电子技术,2001,35(6):7-8.
- [5] 王恒.基于LM2576的高可靠MCU电源设计[J].中国西部科技,2006(29):22-23.

(收稿日期:2007-05-28)

(上接第165页)

采用UC3842设计的电流控制型开关电源,相对于电压控制模式,具有更好的电源调整率、更简单的零极点补偿电路。实验证明,将控制论与反馈环路的设计结合起来,通过设计合适的相位裕量来保证开关电源稳定性,具有较好的通用性,而且在实际应用中也取得了很好的效果。

参考文献

- [1] 张占松.开关电源的原理与设计(M).修订版.北京:电子工业出版社,2004.
- [2] 聂神怡,杨洪强.基于电流控制模式的开关电源的稳定性分析.电源,2005,(6).
- [3] LLOYD H. DIXON, Jr. Current-mode control of switching power supplies.www.dianyuan.com, 2004.

[4] UC384X datasheet, www.21ic.com. 2002.

(收稿日期:2007-05-24)

欢迎订阅 电子技术应用

《电子技术应用》月刊创刊于1975年。本刊连续荣获第二、第三届国家期刊奖及历届信息产业部精品期刊奖。本刊主要栏目有:本期专题、前沿报道、行业聚焦、嵌入式技术、集成电路应用、通信与网络、计算机技术与应用、信息安全、电源技术与应用等。邮发代号:2-889,定价16元/期。欢迎广大读者到各地邮局订阅。