

基于 UC3842 的反激变换器建模与补偿控制

薛蒙

(青岛理工大学, 山东 青岛 266520)

摘要: 通过分析建立反激变换器小信号模型, 提出了一种新型反激变换器补偿控制方法, 分析了基于 UC3842 的反激式开关电源用于输出直接反馈的可行性。实验表明, 与传统的控制方法相比, 该设计具有动态响应快、闭环增益高、稳定性好、电压纹波小、负载调整率低、电压调整率低的优点。

关键词: 小信号模型; 反激; 补偿控制; 开关电源; PWM

中图分类号: TM91

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2011)19-0024-04

Modeling and compensating control of flyback converter based on UC3842

Xue Meng

(Qingdao Technological University, Qingdao 266520, China)

Abstract: Through the analysis of establishing flyback converter small signal model, the paper puts forward to a new flyback converter compensating control method, and analyses the feasibility of flyback type switch power used in output feedback based on UC3842. Compared with outperforms conventional control method, this method has quick dynamic response, high stability of closed-loop gain, good voltage ripple, small load regulation rate and low voltage adjustment rate.

Key words: small signal model; flyback; compensation control; switch power supply; PWM

反激式变换器实际是一个带隔离变压器的 Buck-Boost 变换器, 由于所用元件少、电路和控制简单, 在小功率开关电源中获得广泛的应用。本文分析建立了反激变换器小信号模型, 并基于 UC3842 的补偿控制, 提出了一种新型补偿控制方法。

目前用于反激电路的 UC3842 大多采用离线式结构, 虽然其电路简单, 但由于反馈不能直接从输出电压取样, 因此输出电压中仍有大约 $\pm 2\%$ 的纹波, 而且负载变化时输出电压变化大、响应慢, 不适合精度要求较高或负载变化范围较宽的情况。本文提出了输出直接反馈的新方法, 实验证明该方法可以提高电源精度, 而且负载调整率和电压调整率也明显好于传统用法。

1 小信号建模与补偿控制

UC3842 为双列 8 脚单端输出的开关电源驱动集成电路, 其内部集成了振荡器、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 锁存器电路等。图 1 所示为 UC3842 内部框图和引脚图, UC3842 采用固有工作频率脉冲宽度可控调制方式, 共有 8 个引脚。

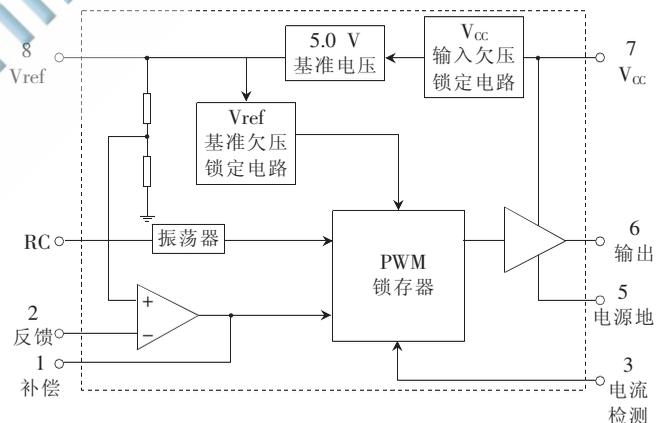


图 1 UC3842 内部框图和引脚图

UC3842 主要用于高频中小容量开关电源, 用它构成的传统离线式反激变换器电路在驱动隔离输出的单端开关时, 通常将误差比较器的反向输入端通过反馈绕组经电阻分压得到的信号与内部 2.5 V 基准电压进行比较, 误差比较器的输出端与反向输入端接成 PI 补偿网络, 误差比较器的输出端与电流采样电压进行比较, 从而控制 PWM 序列的占空比, 达到电路稳定的目的。

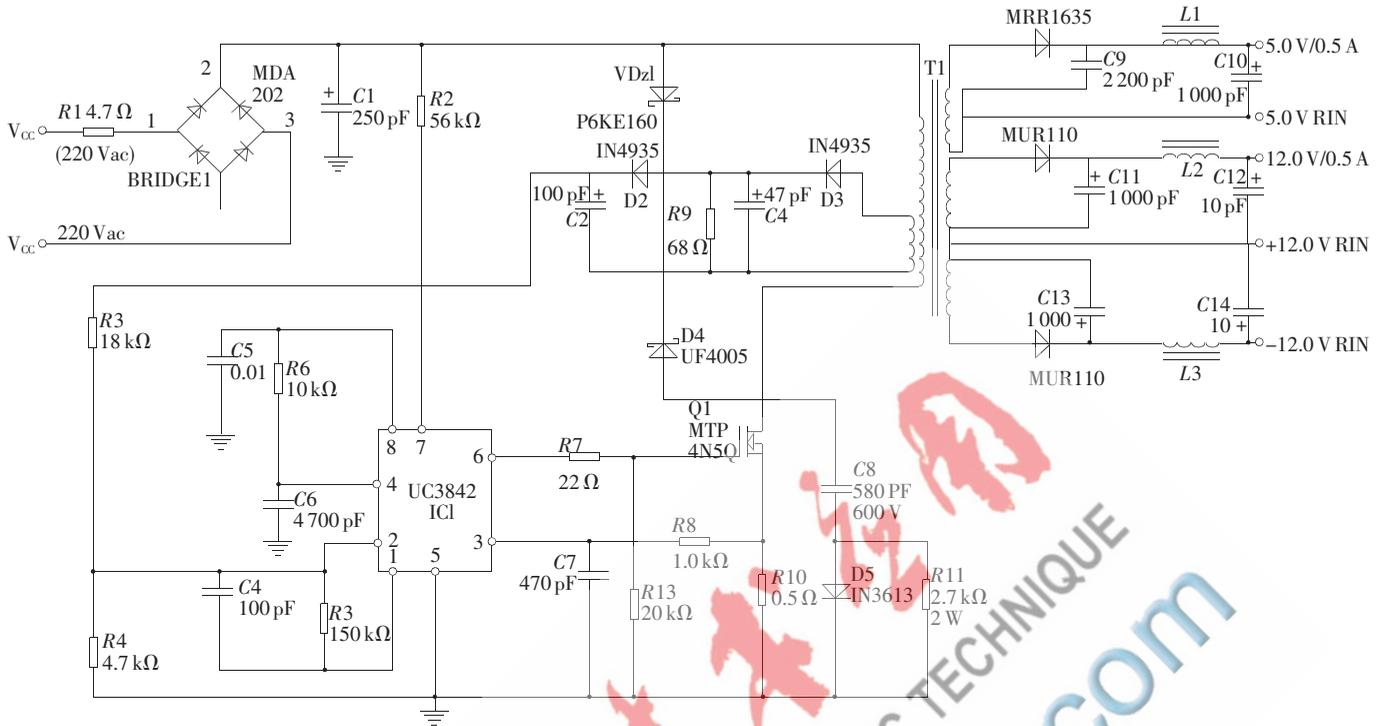


图2 UC3842 构成的离线式电路

UC3842 用于反激变流器时采用电流峰值控制,由其构成的离线式电路如图 2 所示。

首先对在 CCM 工作方式下的反激变流器小信号交流模型进行分析,并作如下假设:

- (1) 系统所施扰动幅值较低,即小信号扰动;
- (2) 小信号扰动的频率低于开关频率;
- (3) 电路中所有半导体器件均为理想器件;
- (4) 电路中所有无源器件均为线性器件。

反激式变换器的一个工作周期可以分成两个工作阶段:阶段 1 为功率开关导电阶段;阶段 2 为功率开关关断阶段,反激式变换器的等效电路如图 3 所示。

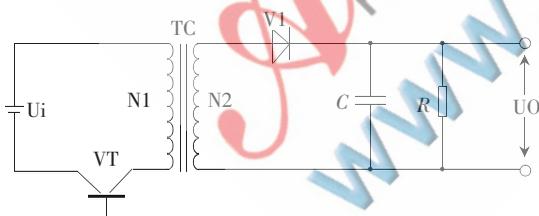


图3 反激式变换器等效电压

忽略电感电流、电容电压和电源电压在一个开关周期中的纹波,得到电感特性方程、电容特性方程和输入电流开关周期的平均值方程,即反激式变换器状态空间平均方程式,如式(1)。

$$\begin{cases} L \frac{di(t)}{dt} = d(t)(V_g(t) - d(t)i(t)R_{on}) - d'(t)\left\{\frac{v(t)}{n}\right\} \\ C \frac{dv(t)}{dt} = d'(t)\frac{i(t)}{n} - \frac{v(t)}{R} \\ i_g(t) = d(t)i(t) \end{cases} \quad (1)$$

显然式(1)是非线性方程。同样,采用扰动和线性化处理方法,经整理消去直流项忽略二阶小项,得到电感电流、电容电压小信号状态方程和输入电流方程:

$$\begin{cases} L \frac{di(t)}{dt} = Dv_g(t) - D' \frac{v(t)}{n} + \left(V_g + \frac{V}{n} - IR_{on}\right)d(t) - DR_{on}i(t) \\ C \frac{dv(t)}{dt} = \frac{D'i(t)}{n} - \frac{v(t)}{R} - \frac{Id(t)}{n} \\ i_g(t) = Di(t) + Id(t) \end{cases} \quad (2)$$

控制至输出的传递函数为:

$$G(s) = \frac{v}{d} \left\{ \left[\frac{V_g + \frac{V}{n}}{D} + \frac{sLV}{DD'R} \right] \left[\frac{nD}{D'} \right] \left[\frac{1}{s^2CL/D^2 + sL/RD^2 + 1} \right] \right\} \quad (3)$$

UC3842 采用峰值控制法(CPM),在式(1)的基础上作拉氏变换,推导其小信号模型,得到式(3):

$$\begin{cases} L \frac{di(s)}{dt} = Dv_g(s) - D' \frac{v(s)}{n} + \left(V_g + \frac{V}{n} - IR_{on}\right)d(s) - DR_{on}i(s) \\ C \frac{dv(s)}{dt} = \frac{D'i(s)}{n} - \frac{v(s)}{R} - \frac{Id(s)}{n} \\ i_g(s) = Di(s) + Id(s) \end{cases} \quad (4)$$

假定电路脉动很小且峰值补偿幅度很小时,引入峰值控制信号,令 $\hat{i}(s) \approx \hat{i}_c(s)$,在式(4)中消去 \hat{d} ,则在电流控制模式下,电路的传递函数 $G_{cc}(s) = \hat{v}(s) / \hat{i}_c(s)$ ($\hat{v}_g = 0$),经过近似,反激变流器在 CPM 下的传递函数与式(4)有相同的形式,下面用式(4)对应的交流小信号模型和控制框图进行分析。

图 4 是等效的控制框图, $G_c(s)$ 是反激变流器传递函数, $G_m(s)$ 是脉宽调制器的传递函数, $G_m(s) = IV_m$ (V_m 为调制锯齿波的峰值); $H(s)$ 是反馈电压采样数; $G_1(s)$ 即是所需要设计的补偿网络。

《微型机与应用》2011 年第 30 卷第 19 期

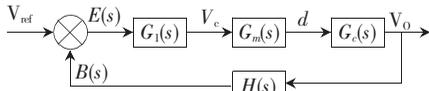


图4 式(4)等效的控制框图

传统的 OFFLINE 反激交流器的补偿后的幅频特性以 -20 dB 穿越 0 dB, 系统有一定的相位裕度和幅值裕度, 但是在 -180° 时, 反激交流器的重极点刚好发生谐振, 造成幅值裕度很小, 而且系统的通频带变窄, 闭环增益很小, 这样电路的快速响应性能受到一定影响, 造成输出电压纹波较大, 而且负载突变时瞬态响应较慢。

本文电路采用 UC3842 新用法, 采用带斜坡补偿的电流峰值控制, 并利用 TL431 线性稳压器和 PC817 线性光耦构成反馈环, 如图 5 所示。

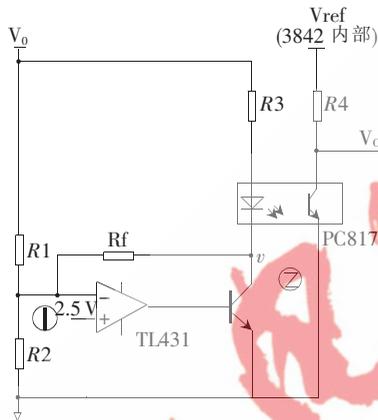


图5 反馈环电路

该网络由两级系统构成, 前级为 TL431 线性可调稳压器对输出电压反馈, 其传递函数为 $G_{11}(s) = \gamma v_2 / \gamma v_1$, 后级为 PC817 线性光耦输出电压误差信号提供电流峰值基准, 其传递函数为 $G_{12}(s) = \gamma v_1 / \gamma v_2$, 输出取样传递函数 $H(s) = R_2 / (R_1 + R_2)$, 同时, UC3842 内部电压误差比较器反向端接地。

电路中将 UC3842 内部误差放大器 (ERROR AMP) 的反向输入端 2 脚直接接地, 从 8 脚基准电压脚拉一个 2kΩ 的电阻到 ERROR AMP 的输出端 1 脚, 利用光耦集-射极间的动态电阻与 R1 分压, 略过芯片内部的放大器, 用 1 脚做反馈, 通过反馈网络调节误差比较器的输出, 然后与电流采样的第 3 脚电压进行比较, 产生一个 PWM 序列, 再与时钟信号、电压检测信号和死区信号合成后生成 PWM 驱动信号, 实现 +5V 主输出闭环控制的目的。这样一般无需在反馈的高压端加 RC 网络, 简化了设计步骤。1 脚的反馈利用三极管集-射极的动态电阻控制 1 脚电压, 从而控制峰值电流的值, 与电感电流的采样输入端 3 脚比较后控制占空比 D。电路图如图 6 所示。

《微型机与应用》2011 年第 30 卷第 19 期

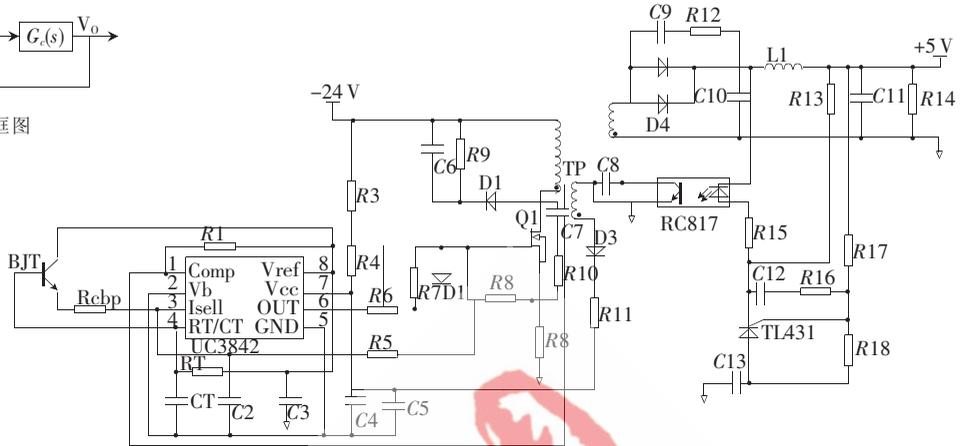


图6 新补偿方法电路图

PC817 是线性光耦, 集-射极的动态电阻由初级电流和集电极电流决定, 利用三端可调稳压管 TL431 进行反馈控制。当 $V_o \uparrow \rightarrow V(TL431) \downarrow \rightarrow i_F \uparrow \rightarrow V_{CE} \downarrow \rightarrow D \downarrow \rightarrow V_o \downarrow$ 时, 则可实现输出电压稳定; 反之 $V_o \downarrow$ 亦能稳定。集-射极间动态输出电阻为光耦输出特性曲线在工作点附近斜率的倒数, 是一个微变参数:

$$\begin{cases} \Delta V_{CE} = \Delta i_F r_{ce} = CTR \Delta i_F r_{CE} \\ V_{CE} = r_{CE} / (R_1 + r_{CE}) \end{cases} \quad (5)$$

其中, V_{CE} 与 i_F 构成负反馈, 以保证输出的稳定。

TL431 有一个与高压侧隔离的内置高增益误差放大器, 该放大器经过光耦直接控制 UC3842 内部 ERROR AMP 的输出端, 其精确度并不会降低。试验中通过用示波器测试发现, 负载阶跃变化时 D 没有延时性变化, 也没有不稳定的现象。

2 试验结果及分析

实验的电路图如图 7 所示。

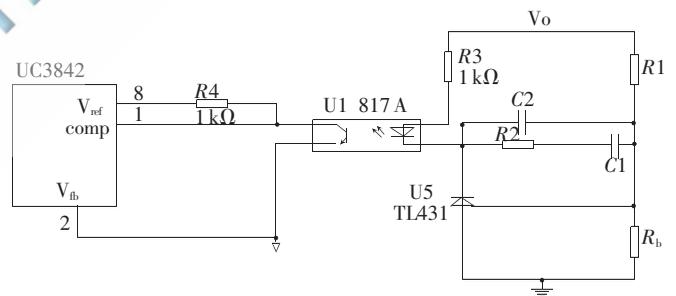


图7 利用 UC3842 及 TL431 所做实验电路图

输入: 85~265 V 交流, 整流后直流 100~375 V;

输出: 12 V/5 A;

初级电感量: 370 μH;

初级匝数: 40 T, 次级: 5 T;

次级滤波电容: 3 000 μF;

震荡三角波幅度: 2.5 V;

开关频率: 100 kHz;

电流型控制时, 取样电阻取 0.33 Ω。下面用峰值电流型控制来设计此电源环路。所有设计取样点在输出小

LC 前面。如果取样点在小 LC 后面,由于受 LC 谐振频率限制,带宽不能很高。

电流型控制时假设用 UC3842, 传递函数如下:

$$G(s) = 19.4 \times \frac{(1+s/1.225) \times (1-s/33000)}{1+s/33}$$

$$G(s) = K_{\text{mod}} \times (K_{\text{pr}} \times K_{\text{ic}}) \times K_{\text{fb}} = K_{\text{mod}} \times \left\{ \frac{V_{\text{in}}}{(1-D)^2} \frac{N_s}{N_p} \right\} \left\{ \frac{(1+\frac{s}{W_{z1}})(1-\frac{s}{W_{z2}})}{1+\frac{s}{W_{pQ}} + \frac{s^2}{W_0^2}} \right\}$$

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 8 kHz 处的相位滞后比较小。

Phase angle = arctan(8/1.225) - arctan(8/0.033) - arctan(8/33) = -22°。

另外可看到在 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/decade 的曲线形状。省掉补偿部分的 R2 和 C1。设 R_b 为 5.1 kΩ, 则 R1 = [(12-2.5)/2.5] × R_b = 19.4 kΩ。8 kHz 处功率部分的增益为 -20 × log(1.225/33) + 20 × log 19.4 = -5.7 dB。理论上 8 kHz 处应为 0 dB, 所以 8 kHz 处补偿放大器增益应为 5.7 dB, 5.7 - 20 × log(F₀/8) = 0 dB

F₀ 为补偿放大器 0 dB 增益频率, F₀ = 1/(2 × π × R1C2) = 15.42 Hz

$$C2 = 1/(2 \times \pi \times R1 \times 15.42) = 1/(2 \times 3.14 \times 19.4 \times 15.42) = 0.53 \text{ nF}$$

相位裕度: 180 - 22 - 90 = 68°

仿真图如图 8 所示。

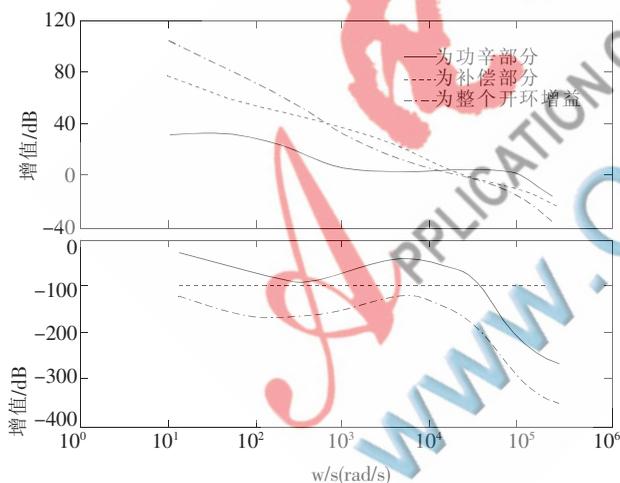


图 8 实验仿真图

本文分析了反激变流器在 CPM 控制模式下的小信号模型,推导出开环传递函数,通过比照 UC3842 传统补偿和新型补偿方式对整个系统性能的影响,提出了一种综合性能较好的输出直接反馈的控制策略。该电路的性能指标明显好于传统用法,且设计相对简单,反馈环节易于调整。但该电路使用元件稍多于传统电路,成本稍高。在对电源精度要求较高或负载条件较差的情况下,本文提出的反激式开关电源是较适合的。

参考文献

- [1] Texas Instruments Incorporated. UC3842 provides low-cost current mode control [Z]. Uniprode Application Note, 1999.
- [2] ERICKSON R. W., MAKSIMOVIC D. Fundamentals of power electronics[M]. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [3] 朱建华, 罗方林. 多元件功率谐振变流器的小信号模型[J]. 电工电能新技术, 2003, 22(2): 125.
- [4] 方宇, 邢岩. 基于 UC3842 的单端反激式隔离开关稳压电源的设计[J]. 微电子与基础产品, 2002, 28(2): 49-55.
- [5] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京: 科学出版社, 2001.
- [6] 潘腾, 林明耀. 基于 TOP224Y 芯片的单端反激式开关电源[J]. 电力电子技术, 2003, 37(2): 20-22.
- [7] 汤伟, 蔡宣三. 单端反激变换器的优化设计与分析[J]. 通信学报, 1986, 7(1): 52-59.
- [8] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [9] MARTY B. 开关电源设计指南[M]. 徐德鸿, 沈旭, 杨成林, 等译. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [10] 邱关源. 现代电路理论[M]. 北京: 高等教育出版社, 2001.
- [11] 贾正春, 马志源. 电力电子学[M]. 北京: 中国电力出版社, 2002.
- [12] 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, 1998.
- [13] 郭家荣, 孟祥瑞, 周耀. DC-DC 开关电源管理芯片的设计[J]. 微计算机信息, 2005, 21(1): 152-153.

(收稿日期: 2011-05-09)

作者简介:

薛蒙, 男, 1986 年生, 硕士研究生, 主要研究方向: 电子电子。