

# 基于 UC3842 的反激式开关电源设计

房绪鹏, 郭良兵, 李春杰, 孙小景

(山东科技大学 信息与电气工程学院, 山东 青岛 266510)

**摘要:**采用安森美公司的电流控制型脉宽调制芯片 UC3842 为一款 1 kW 铅酸蓄电池充电器控制电路设计了输出功率为 25 W 的辅助电源。根据文献[5]设计了 UC3842 的外围电路,分析了输出反馈控制回路用元器件参数的计算方法,并结合给定功率场效应管最大耐压值设计了反激式高频变压器,最后将按照设计参数制作的样机安装到充电器控制板上,充电器在满载状态下工作稳定。实验结果表明:样机工作稳定可靠,具有良好的静态特性和动态特性。

**关键词:**反激;开关电源;高频变压器

中图分类号:TM433

文献标志码:A

文章编号:1672-3767(2011)04-0099-06

## Design of Flyback Switch Power Supply Based on UC3842

FANG Xupeng, GUO Liangbing, LI Chunjie, SUN Xiaojing

(College of Information & Electrical Engineering, Shandong University of Science and Technology, Qingdao, Shandong 266510, China)

**Abstract:** In this paper, a 25 W auxiliary power supply was designed with current control type chip-PWM IC UC3842 made by Ansenmei Co. for the control circuit of 1 kW lead-acid battery charger. The external circuit of UC3842 was designed according to [5]. The calculating method of component parameters used in output feedback control loop was analyzed and a flyback high frequency transformer in accordance with the maximum  $V_{ds}$  of MOSFET was designed. Finally, the test data verified that this prototype 1kW charger could work stably under full load.

**Key words:** flyback; switch power supply; high frequency transformer

高频开关稳压电源由于具有效率高、体积小、重量轻等突出优点而得到了广泛应用。传统的开关电源控制电路普遍为电压型拓扑,只有输出电压单闭环控制环路,系统响应慢,线性调整率精度偏低。随着 PWM 技术的飞速发展产生的电流型模式拓扑很快被大家认同和广泛应用。电流型控制系统是电压电流双闭环系统,一个是检测输出电压的电压外环,一个是检测开关管电流且具有逐周期限流功能的电流内环,具有更好的电压调整率和负载调整率,稳定性和动态特性也得到明显改善。UC3842 是一款单电源供电,带电流正向补偿,单路调制输出的高性能固定频率电流型控制集成芯片<sup>[1]</sup>。本设计采用 UC3842 制作一款 1 kW 铅酸蓄电池充电器控制板用的辅助电源样机,并对其进行工作环境下的测试。

## 1 UC3842 的工作原理

UC3842 内部组成框图如图 1 所示。其中:1 脚是内部误差放大器的输出端,通常此脚与 2 脚之间接有

收稿日期:2011-03-11

基金项目:山东省自然科学基金项目(ZR2009FM017);中国博士后科学基金项目(20090461254);山东省博士后创新专项资金项目(200903034)。

作者简介:房绪鹏(1971—),男,山东汶上人,副教授,博士后,主要从事电力电子与电力传动方面的研究。

E-mail: xpfang69@yahoo.com.cn.

反馈网络,以确定误差放大器的增益和频响。2脚是反馈电压输入端,将取样电压加到误差放大器的反相输入端,再与同相输入端的基准电压(一般为2.5V)进行比较,产生误差电压。3脚是电流检测输入端,与取样电阻配合,构成过流保护电路。当电源电压异常时,功率开关管的电流增大,当取样电阻上的电压超过1V时,UC3842就停止输出,可以有效地保护功率开关管。4脚外接锯齿波振荡器外部定时电阻与定时电容,决定振荡频率。5脚接地。6脚是输出端,此脚为图腾柱式输出,能提供±1A的峰值电流,可驱动双极型功率开关管或MOSFET。7脚接电源,当供电电压低于16V时,UC3842不工作,此时耗电在1mA以下。输入电压可以通过一个大阻值电阻从高压降压获得<sup>[2]</sup>。芯片工作后,输入电压可在10~30V之间波动,低于10V则停止工作。工作时耗电约为15mA。8脚是基准电压输出,可输出精确的5V基准电压,电流可达50mA。由图1(b)可见,它主要包括误差放大器、PWM比较器、PWM锁存器、振荡器、内部基准电源和欠压锁定等单元。UC3842的电压调整率可达0.01%,工作频率为500kHz。

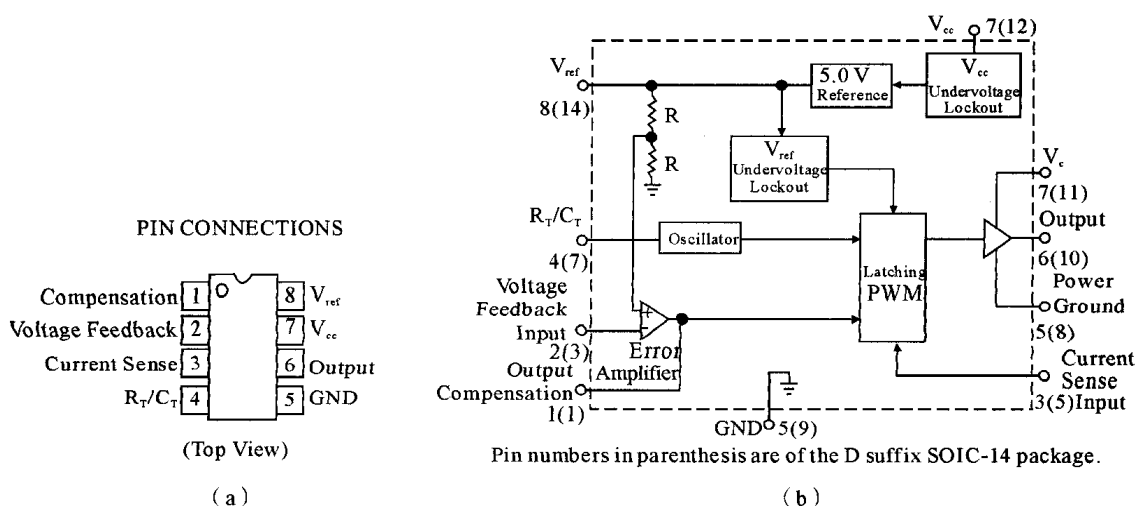


图 1 UC3842 管脚图和内部结构图

Fig. 1 The connection diagram and internal structure diagram of UC3842

## 2 反激变换器的设计

此次设计的反激变换器是从1kW充电器全桥开关电源初级侧高压直流部分取电作为输入电压。反激变换器预定技术指标如下。

输入电压:240~380V DC;输出电压:12V DC;输出电流:2A;纹波电压:±500mV;输出功率:25W;效率:85%;开关频率:65kHz;占空比:小于40%。

如图2所示,电路由主电路、控制电路、启动电路和反馈电路4部分组成。主电路采用单端反激式拓扑,它是升降压斩波电路演变后加隔离变压器构成的<sup>[3]</sup>,该电路具有结构简单,效率高,输入电压范围宽等优点。工作模式选择在断续模式到临界模式之间。功率开关管选用N-MOSFET STP9NK70ZFP(700V,5A)。次级整流二极管选用肖特基二极管SR540(40V,5A)。

控制电路是整个开关电源的核心,控制的好坏直接决定了电源整体性能。这个电路采用峰值电流型双环控制,即在电压闭环控制系统中加入峰值电流反馈控制。电路电流环控制采用UC3842内部电流环,电压外环采用TL431和光耦PC817构成的外部误差放大器,误差电压直接送到UC3842的1脚。误差电压与电流比较器的同相输入端3脚经采样电阻采集到初级侧电流进行比较,从而调节输出端脉冲宽度<sup>[4]</sup>。2脚接地。R4,C5是UC3842的定时元件,决定UC3842的工作频率,此设计中R4=5.6kΩ,C5=3300pF。当UC3842的1脚电压低于1V时,输出端将关闭;当3脚上的电压高于1V时,电流限幅电路将开始工作,UC3842的输出脉冲中断。开关管上波形出现“打嗝”现象,从而可以实现过压、欠压、限流等保护功能<sup>[5]</sup>。

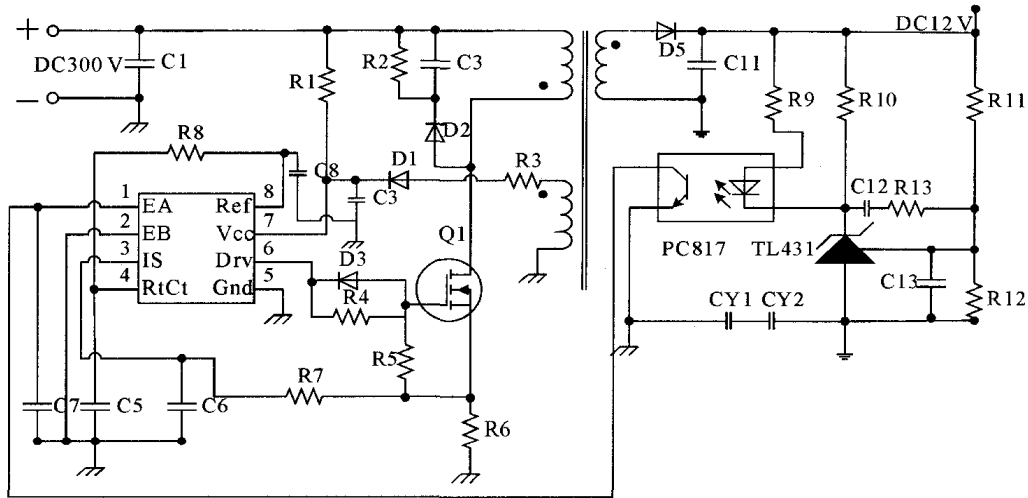


图 2 系统原理图

Fig. 2 The schematic diagram of the system

起动电路由电容 C2 和电阻 R3 构成, C2 经电阻 R1 降压后充电, 当 C2 电压达到 UC3842 的启动门限电压 16 V 时, 6 脚开始有驱动脉冲输出, 启动过程完成后其正常的工作电压由辅助线圈和 D1、R3、C2 整流滤波后提供。

### 3 反馈回路参数的计算

反馈电路采用精密稳压源 TL431 和线性光耦 PC817 构成外部误差电压放大器。并将输出电压和初级侧隔离。如图 2 所示, R11、R12 是精密稳压源的外接控制电阻, 决定输出电压的高低, 和 TL431 一并组成外部误差放大器。当输出电压  $V_o$  升高时, 取样电压  $V_{R13}$  也随之升高, 设定电压大于基准电压 (TL431 的基准电压为 2.5 V), 使 TL431 内的误差放大器的输出电压升高, 致使片内驱动三极管的输出电压降低, 使输出电压  $V_o$  下降, 最后  $V_o$  趋于稳定; 反之, 输出电压下降引起设定电压下降, 当输出电压低于设定电压时, 误差放大器的输出电压下降, 片内驱动三极管的输出电压升高, 最终使 UC3842 的脚 1 的补偿输入电流随之变化, 促使片内对 PWM 比较器进行调节, 改变占空比, 达到稳压的目的<sup>[4]</sup>。

从 TL431 技术资料可知, 参考输入端的电流为  $2 \mu\text{A}$ , 为了避免此端电流影响分压比和避免噪声的影响, 通常取流过电阻 R13 的电流为 TL431 参考输入端电流的 100 倍以上<sup>[6]</sup>, 所以

$$R13 < \frac{2.5}{0.002 \times 100} = 12.5 (\text{k}\Omega). \quad (1)$$

这里选择  $R13 = 10 \text{ k}\Omega$ , 根据 TL431 的特性可以计算 R12,

$$R12 = (V_o - U_{\text{ref}}) \frac{R13}{U_{\text{ref}}} = 38 (\text{k}\Omega). \quad (2)$$

其中, TL431 参考输入端电压  $U_{\text{ref}} = 2.5 \text{ V}$ 。

TL431 的工作电流  $I_{\text{ka}}$  范围为  $1 \sim 150 \text{ mA}$ , 当 R9 的电流接近于零时, 必须保证  $I_{\text{ka}}$  至少为  $1 \text{ mA}$ , 所以

$$R10 < \frac{U_f}{1} = 1.2 (\text{k}\Omega). \quad (3)$$

其中, 发光二极管的正向压降  $U_f = 1.2 \text{ V}$ 。

UC3842 的误差放大器输出电压摆幅  $0.8 \text{ V} < V_o < 6 \text{ V}$ , 三极管集射电流  $I_c$  受发光二极管正向电流  $I_f$  控制, 通过 PC817 的  $V_{\text{ce}}$  与  $I_c$  关系曲线 (图 3) 可以确定 PC817 二极管正向电流  $I_f$ 。由图 3 可知, 当 PC817 二极管正向电流  $I_f$  在  $7 \text{ mA}$  左右时, 三极管的集射电流  $I_c$  在  $7 \text{ mA}$  左右变化, 而且集射电压  $V_{\text{ce}}$  在很宽的范围内线性

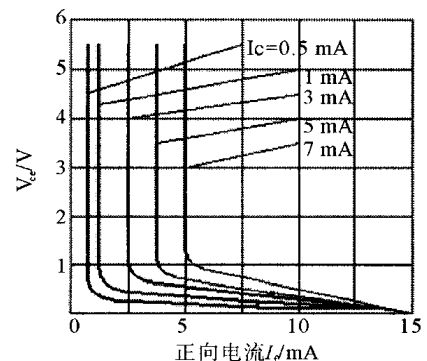


图 3 PC817 集射极电压  $V_{\text{ce}}$  与二极管正向电流  $I_f$  的关系图

Fig. 3 The collector-emitter saturation voltage  $V_{\text{ce}}$  vs. forward current  $I_f$  of PC817

变化,符合 UC3842 的控制要求。

PC817 的电流传输比  $CTR=0.8\sim 1.6$ ,当  $I_c=7\text{ mA}$  时,考虑最坏的情况,取  $CTR=0.8$ ,此时要求流过发光二极管最大电流

$$I_f = I_c / CTR = 7 / 0.8 = 8.75(\text{mA}), \quad (4)$$

所以

$$R9 < \frac{V_o - U_{ka} - U_f}{8.75} = \frac{12 - 2.5 - 1.2}{8.75} \approx 949(\Omega). \quad (5)$$

其中,  $U_{ka}$  为 TL431 正常工作时的最低工作电压,  $U_{ka} = 2.5\text{ V}$ 。发光二极管能承受的最大电流为  $50\text{ mA}$ , TL431 最大电流为  $150\text{ mA}$ ,故取流过 R9 的最大电流为  $50\text{ mA}$ ,

$$R9 > \frac{V_o - U_{ka} - U_f}{50} = \frac{12 - 2.5 - 1.4}{50} \approx 162(\Omega) \quad (6)$$

R9 的取值要同时满足式(5)和式(6),即  $162 < R9 < 949$ ,可以选用  $750\ \Omega$ 。

#### 4 基于 MOS 管最大耐压值的反激变压器设计

由变换器预定技术指标可知变压器初级侧电压  $V_{d\text{min}} = 240\text{ V}$ ,  $V_{d\text{max}} = 380\text{ V}$ ,预设效率  $\eta = 85\%$ ,工作频率  $f = 65\text{ kHz}$ ,电源输出功率  $P_{\text{out}} = 25\text{ W}$ 。

变压器的输入功率

$$P_{\text{in}} = \frac{P_{\text{out}}}{\eta} = \frac{25}{0.85} \approx 29.4(\text{W}). \quad (7)$$

根据面积乘法来确定磁芯型号,为了留有一定裕量,选用锰锌铁氧体磁芯 EE25/20,电感量系数  $A_L = 1\ 750\text{ nH/N}^2$ ,初始磁导率  $\mu_i = 2\ 300$ ,有效截面积  $A_e = 42.2\text{ mm}^2$ 。

因为所选的 MOS 管的最大耐压值  $V_{\text{MOSmax}} = 700\text{ V}$ 。在  $150\text{ V}$  裕量条件下所允许的最大反射电压<sup>[7]</sup>

$$V_f = V_{\text{MOSmax}} - V_{d\text{max}} - 150 = 700 - 380 - 150 = 170(\text{V}), \quad (8)$$

最大占空比

$$D_{\text{max}} = \frac{V_f}{V_{d\text{min}} + V_f} = \frac{170}{240 + 170} \approx 0.41, \quad (9)$$

初级电流

$$I_p = \frac{P_{\text{in}}}{D_{\text{max}} V_{d\text{min}}} \times 2 = \frac{29.4}{0.41 \times 240} \times 2 \approx 0.59(\text{A}), \quad (10)$$

初级最大电感量

$$L_p = \frac{D_{\text{max}} V_{d\text{min}}}{f I_p} = \frac{0.41 \times 240}{65 \times 0.59} \approx 2.57(\text{mH}). \quad (11)$$

其中,  $f$  是开关频率, Hz。

初次级匝数比

$$n = \frac{V_f}{V_o} = \frac{170}{12} \approx 14.17, \quad (12)$$

初级匝数

$$N_p = L_p \frac{I_p k}{B_w A_e} \times 10^3 = 2.57 \times \frac{0.59 \times 1}{0.23 \times 42.2} \times 10^3 \approx 156, \quad (13)$$

其中,磁感应强度  $B_w = 0.23\text{ T}$ ;由于此变换器设计在断续工作模式  $k=1$ (连续模式  $k=0.5$ )。

磁芯气隙

$$l_g = \frac{0.4\pi N_p^2 A_e}{L_p} \times 10^{-7} \approx 0.05(\text{cm}), \quad (14)$$

次级匝数

$$N_s \frac{N_p}{n} = \frac{156}{14.17} \approx 11, \quad (15)$$

辅助绕组匝数

$$N_a \frac{N_s V_a}{V_o} = \frac{11 \times 16}{12} \approx 15. \quad (16)$$

其中,  $V_a$  是辅助绕组电压, V。

为了减小变压器漏感,采用夹心式绕法,初级绕组分  $N_{p1}$  (78 T) 和  $N_{p2}$  (78 T) 两部分绕制,如图 4 所示,  $N_{p1}$  绕在骨架最里层,次级绕组  $N_s$  绕在  $N_{p1}$  和  $N_{p2}$  之间,辅助绕组绕  $N_a$  在最外层。

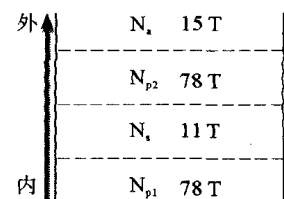


图 4 变压器绕制示意图

Fig. 4 The sketch of transformer winds

## 5 样机测试结果及分析

直流输入电压 300 V 时所测结果如图 5 所示。

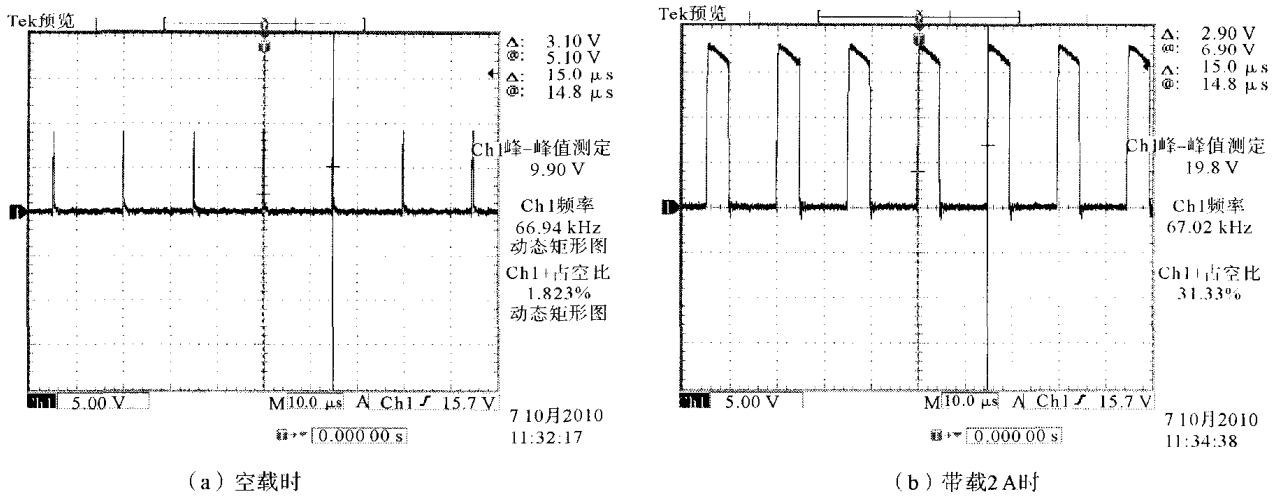


图 5 MOSFET 栅源极电压波形图

Fig. 5 The  $V_{gs}$  of MOSFET

从图 5 可以看出:开关管驱动脉冲前沿电压比较陡峭,电压上升很快,而且上升沿有一定过冲,可以加快开关管的开通,驱动电平适中,满足驱动要求。开关管驱动脉冲占空比随着负载的加大而增大,以满足输出电压的需要。带载 2 A 时,占空比达到 31.33%。

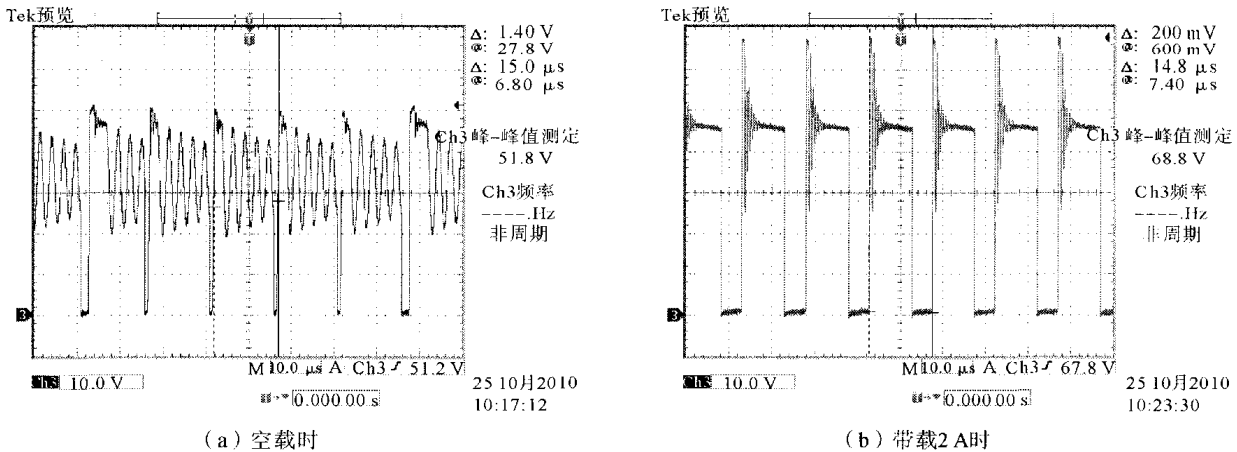


图 6 MOSFET 漏源极间电压波形图

Fig. 6 The  $V_{ds}$  of MOSFET

从图 6 可以看出:当负载为额定负载 2 A 时,变换器可靠地工作在断续模式。继续加大负载可以看到变换器的工作状态从断续模式到连续模式的过渡过程。钳位电路经调试以后,使漏源极电压小于 MOSFET 的最大耐压 750 V,并有一定余量,从而保护了 MOSFET,延长使用寿命。

如图 7 所示,PWM 控制器 UC3842 从采样电阻取得的流经 MOSFET 电流波形。2 A 额定负载下峰值 0.93 V,小于 1 V,控制器内部限幅电路不工作,变换器可以稳定工作。大于 1 V 时,控制器会关闭驱动输出,变换器停止工作。实现过载保护功能。

从图 5—图 7 可以看到,从轻载到重载的负载条件过渡中,所设计的变换器从电流断续模式到电流临界

连续模式下工作。满载效率 87.8%，负载调整率 2.5%，电压调整率 0.056%。测试结果证明样机工作稳定可靠，具有良好的静态特性而且符合预定的性能指标。

参考文献：

- [1] KEITH B. 开关电源手册[M]. 2版. 张占松, 汪仁煌, 谢丽萍, 译. 北京: 人民邮电出版社, 2006.
- [2] Basso C. P. 开关电源 SPICE 仿真与实用设计[M]. 吕章德, 译. 北京: 电子工业出版社, 2009.
- [3] 戴志平, 乔恩明. 开关电源工程调试技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2009.
- [4] 陈小敏, 黄声华, 万山明, 等. 基于 UC3843 的反激式开关电源反馈电路的设计[J]. 通信电源技术, 2006, 23(5): 38-39.  
CHEN Xiaomin, HUANG Shenghua, WAN Shanming, et al. The design of feedback circuit of the flyback switching mode power supply based on UC3843[J]. Telecom Power Technologies, 2006, 23(5): 38-39.
- [5] 胡荣强, 黄庆义, 王闯瑞, 等. 电流型脉宽调制器 UC3842 的外围电路的改进[J]. 电气应用, 2005, 24(7): 77-80.  
HU Rongqiang, HUANG Qingyi, WANG Chuangrui, et al. The improvement for the peripheral circuit of current mode controller UC3842[J]. Electrotechnical Application, 2005, 24(7): 77-80.
- [6] 赵同贺, 刘军. 开关电源设计技术与应用实例[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2007.
- [7] 吕利明, 肖建平, 钟智勇, 等. 高频开关电源单端反激变压器的原理与设计方法[J]. 磁性材料及器件, 2006, 34(1): 36-38.  
LV Liming, XIAO Jianping, ZHONG Zhiyong, et al. Design of single-ended flyback transformer in high-frequency switching power supply[J]. Journal of Magnetic Materials and Devices, 2006, 34(1): 36-38.

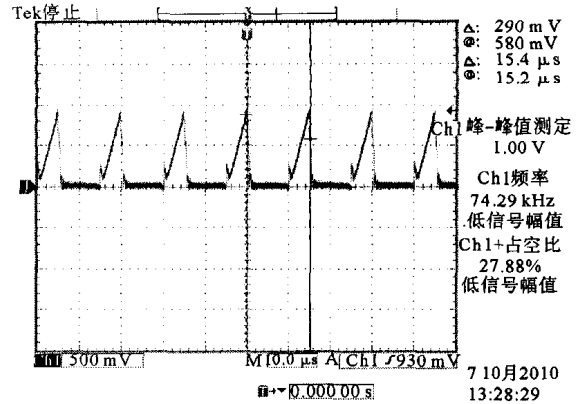


图7 3脚 C/S 端电流检测波形图(带载 2 A 时)

Fig. 7 The  $I_d$  of MOSFET

(上接第 98 页)

参考文献：

- [1] DODD P E, SEXTON F W, HASH G. L. Impact of technology trends on SEU in CMOS SRAMs[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 1996, 43(6): 2797-2804.
- [2] ZOUTENDYK J A, E SECREST C, BEMDT D F. Investigation of single-event upset (SEU) in an advanced bipolar process [J]. IEEE Transaction on Nuclear Science, 1988, 35(6): 1573-1577.
- [3] WOODRUFF R L, RUDECK P J. Three-dimensional numerical simulation of single event upset of an SRAM Cell[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 1993, 40(6): 1795-1803.
- [4] HODGES D A, JACKSON H G, SALEH R A. Analysis and design of digital integrated circuits in deep submicron technology[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- [5] KOHLER R A. SEU characterization of hardened CMOS SRAMs using statistical analysis of feedback delay in memory cells[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 1989, 36(6): 2318-2323.
- [6] SEXTON F W, HORN K M, DOYLE B L. Relationship between IBICC imaging and SEU in CMOS ICs[J]. IEEE Transaction on Nuclear Science, 1993, 40(6): 1787-1794.