

基于 Saber 下多路输出反激变换器的研究

李世光, 秦静

中国矿业大学信电学院, 江苏徐州 (221008)

E-mail: 1510530@163.com

摘要: 以 UC3842 为核心, 设计了基于 RCD 箝位反激变换器, 该反激变换器具有宽范围电压输入, 多路输出, 成本低廉的特点, 并分析设计了其高频变压器; 并通过仿真软件 Saber 对两种不同工作模式进行验证, 指出其优缺点; 仿真结果表明与理论一致。此外通过实践证明 Saber 仿真软件能够胜任电源研究工作, 有效缩短产品开发周期。

关键词: UC3842; 箝位; 反激变换器; Saber; 多路输出

中图分类号: TM9

1. 引言

人随电力电子变换器广泛应用于飞机、导弹、舰艇、工业控制系统、微型计算机、家用电器等领域, 正朝高功率密度、高变换效率、高可靠性、无污染的方向发展。

这些电子产品都需要由多路稳压电源来供电。在电子仪器、自控装置中也要给各种模拟与数字电路提供多路电源。如何实现低成本、高性能的设计, 是现代电力电子的研究方向。下面将详细介绍低成本的基于峰值电流模式反激变换器的设计, 采用高性能的 UC3842 芯片设计一种宽电压输入, 固定多路输出的反激变换器, 使用 Saber 仿真软件有效地缩短了产品开发周期^{[1][2]}。

2. UC3842简介

根据英国 Unitrode 公司电流控制型 IC 芯片 UC384X(UC3842/3/4/5)系列, 为单端输出式脉宽调制器, 其内部结构框图如图 1。是高性能固定电流模式控制器专为离线和直流至直流变换器应用而设计, 为设计人员提供只需最少外部元件就能获得成本效益高的解决方案。这些集成电路具有可微调的振荡器, 能进行精确的占空比控制、温度补偿的参考、高增益误差放大器。电流取样比较器和大电流图腾柱式输出, 是驱动功率 MOSFET 的理想器件。其它的保护特性包括输入和参考欠压锁定, 各有滞后、逐周是流限制、可编程输出静区时间和单个脉冲测量锁存^{[3][4]}。

这些器件可提供 8 脚双列直插封装和 14 脚塑料表面贴装封装。UCX842/4 有 16 伏(通)和 10 伏(断)低压锁定门限, 十分适合于离线变换器。UCX843/5 是专门为低压应用设计的, 低压锁定门限为 8.5 伏(通)和 7.6 伏(断)。该芯片主要有以下性能:

- (1)可调整振荡器的放电电流以产生精确占空比;
- (2)最高开关频率可达 500kHz;
- (3)带锁定的 PWM, 可以实现逐个脉冲电流限制;
- (4)具有内部可调整的参考电源, 可进行欠压锁定;
- (5)图腾柱输出电路能够提供大电流输出, 输出电流可达 1A, 可直接对 MOSFET 进行驱动;
- (6)带滞环的欠压锁定电路可有效地防止电路在阈值电压附近工作时的振荡;
- (7)起动电流和工作电流低, 启动电流小于 1mA, 正常工作电流为 15mA^[5]。

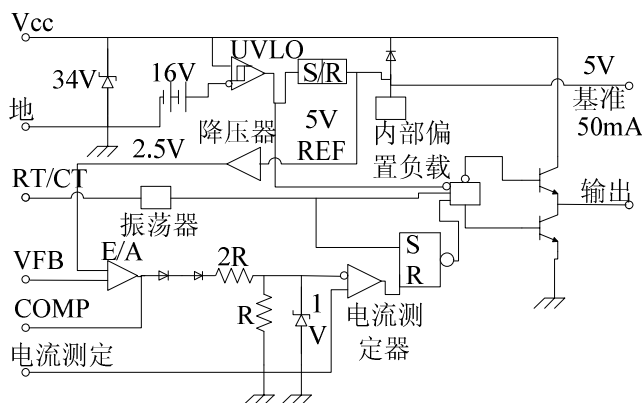


图 1 UC3842 内部框图[3]

2.1 基于 UC3842 的单端反激式开关电源的工作原理

通反激变换器原理图如图 2 所示, 直流电压输入 48~72V, 启动电路由 R_1 和 C_4 构成经电阻 R_2 充电, C_4 的电压达到 16V 时, UC3842 有输出, 使 MOS 开关要 S 开通能量存贮在变压器 T 中, 此时, 由于二次侧各路整流二极管反向偏置, 故能量不能传到 T 的二次侧, T 的一次侧电流通过电阻 R_{25} 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, S 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, 存贮在 T 中的能量传输到输出电容器中。启动结束后, 通过 TL431 和光耦 PC817 组成的隔离反馈电路回送到误差放大器的反向端(脚 2)和 UC3842 内部的 2.5V 基准电压作比较来调整驱动脉冲宽度。

注意: C_2 在刚开始时必须存贮足够的能量以维持控制系统工作,直到 C_{19} 上的电压充电至 13V。

电流反馈回路由取样电阻 R_{25} 和 R_5 、 C_6 滤波电路组成, R_{25} 两端的取样电压经 3 脚加在当输入电压发生改变时, 原边电流发生变化, 然后加到 UC3842 内的电流比较器的一个输入端与另一端的误差电压进行比较, 当该电压等于误差电压 (最大值为 1V) 时, UC3842 的输出脉冲被中断, 从而实现限流保护。该电源采用直接驱动电路, R_4 的作用是限制峰值驱动电流, R_5 、 C_5 组成误差放大器的补偿网络, R_{22} 、 C_{29} 确定振荡频率和死区时间, R_3 、 C_{24} 、D1 组成浪涌吸收电路以保护开关管。开关电源在 UC3842 输出驱动脉冲的作用下, 开关管交替导通与关断, 开关变压器的次级可得到交流电压, 该电压经整流滤波后, 可获得稳定直流输出电压^{[6][7][8]}。

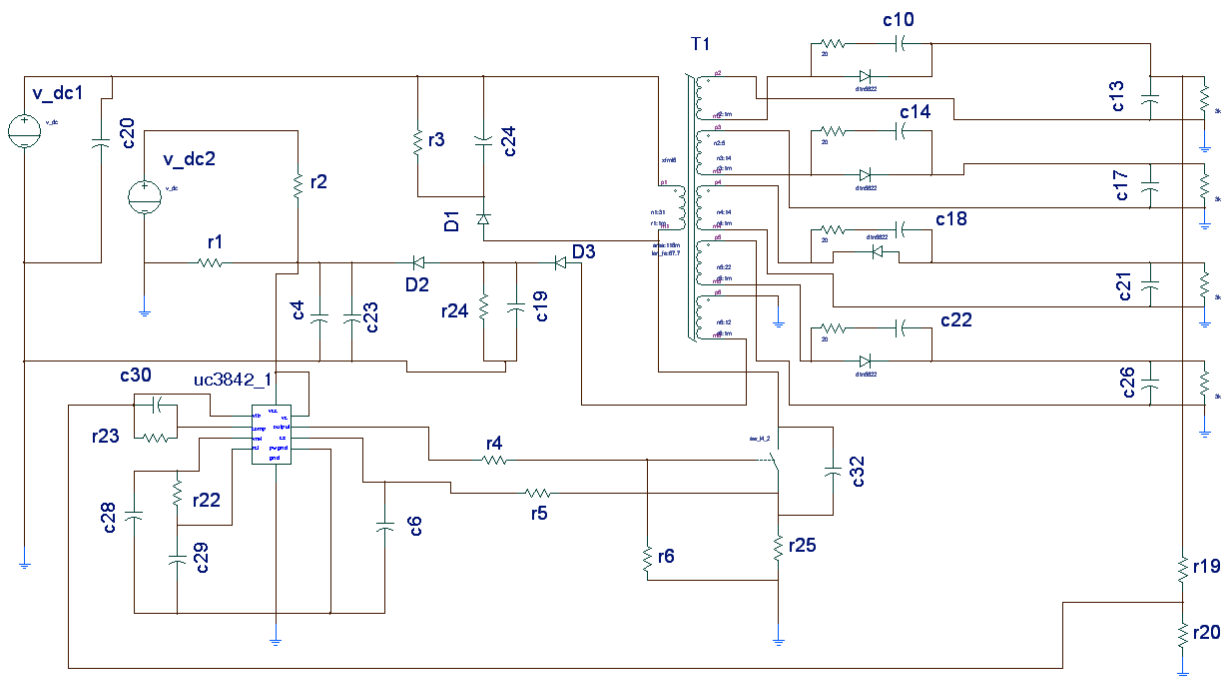


图 2 系统原理图

2.2 单端反激变换器的设计

通根据单端反激变换器的电路拓扑,其变压器起双重作用,根据变压器磁通的连续性将反激变换器分成电流连续模式(CCM)、电流临界连续模式(BCM)和电流断续模式(DCM)即根据在原边开通前,副边电流是否下降为零。

● CCM 模式参数设计

1、变压器设计参数

在制作单端反激式高频开关电源时,高频变压器的设计与计算是至关重要的,其工作量也是比较大的。这里,我们只给出一些数据。高频变压器选用软磁铁氧体 JP3,选择铁芯型号 EI33 型铁芯;气隙取 0.067cm,原边 N_1 取 31 匝,次级 N_2 取 5 匝, N_3 和 N_4 取 14 匝, N_5 取 22 匝, N_6 取 12 匝。导线线径选为 $d=0.38\text{mm}$ 的导线, N_1 并绕根数取 5 根;同理得 N_2 、 $N_3 = N_4$ 、 N_5 、 N_6 并绕根数分别为,取 4 根;取 2 根;取 4 根;取 1 根^{[8][9]}。

2、关键器件的参数设计

(1) 功率开关管的选择

根据电流电压应力,开关管 S 选用 IRF2223(4A/150V)。

(2) 箝位电路的设计:

根据计算 $C_{23} = 17.9\text{nF}$,选用 $1\mu\text{F}$, $R_3 = 33\text{k}\Omega$ ^[10]。

(3) 输出滤波电容的计算

根据参考文献输出滤波电容为:

$$C \geq \frac{5T_s}{8K\%R} \quad (1)$$

式中, $K\% = U_{\text{opp}}/U_o$, R 为负载电阻。所以 $C_{19} \geq 11.16\mu\text{F}$ 选 $12\mu\text{F}$; $C_{10} \geq 125\mu\text{F}$, 选 $150\mu\text{F}$; $C_{17} = C_{21} \geq 20.8\mu\text{F}$, 选 $22\mu\text{F}$; $C_{26} \geq 31.25\mu\text{F}$, 选 $33\mu\text{F}$ [11]。

● DCM 模式参数设计

1、变压器设计参数

高频变压器选用软磁铁氧体 JP3, 选择铁芯型号 EI28 型铁芯; 气隙取 0.0609cm , 原边 N1 取 36 匝, 次级 N2 取 6 匝, N3 和 N4 取 16 匝, N5 取 26 匝, N6 取 14 匝。导线线径选为 $d = 0.38\text{mm}$ 的导线, N1 并绕根数取 4 根; 同理得 N2、N3=N4、N5、N6 并绕根数分别为, 取 3 根; 取 2 根; 取 2 根; 取 1 根。

2、关键参数设计

功率开关管、输出滤波电容、滤波电感的选择方法和 CCM 模式相同, 所用元器件也一样。

箝位电路的设计:

根据计算 $C_{23} = 72.7\text{nF}$, 选用 $1\mu\text{F}$, $R_3 = 82\Omega$ 。在实际应用中应根据波形调整 [12]。

3. 基于Saber软件的仿真实验

3.1 基于 CCM 工作模式下的仿真研究

通过 Saber 软件对变压器和电路原理图的建模, 观察波形, 然后对箝位电路电容电阻和检测电阻的参数值进行调整。

● CCM 模式下暂态分析

根据技术指标 2 要求, 四路输出: $5\text{V}/1\text{A}$; $+15\text{V}/0.5\text{A}$; $-15\text{V}/0.5\text{A}$; $24\text{V}/1.2\text{A}$, 仿真结果如图 3 所示, 这四路输出在 5ms 达到输出技术指标要求。

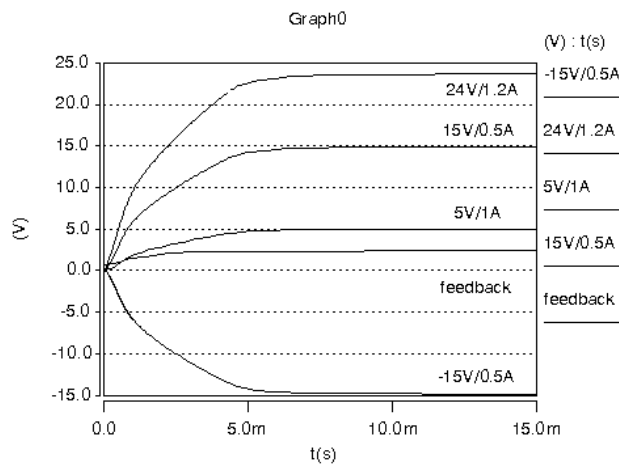


图3 输出暂态分析

● CCM 模式下关键节点波形分析

如图 4 所示, 这是在输入 $U_{\text{inmin}} = 48\text{V}$ 时功率管 S 的驱动电压 U_{GS} 和漏源电压 U_{DS} 波形, 占空比为 $D=0.45$ 。

图 5 是变压器原边 N1 和副边 N2 的电流波形, 当功率管 S 开通之前, 副边电流 i_{N2} 尚未

下降为零, 变换器工作在 CCM 模式。

图 6 是检测电阻两端电压 (sample resistor) 及 UC3842 的管脚 3 的采样信号电压 (sample signal) 波形, 检测电阻电压通过一个小滤波电路后得到采样信号电压, 锯齿形采样信号电压与 UC3842 的误差放大器输出控制占空比的大小。

图 7 是原边 N1 电压和箝位电容 C_{23} 两端电压波形, 分析结果可知, 箝位电容值的大小适中, 箝位效果明显。

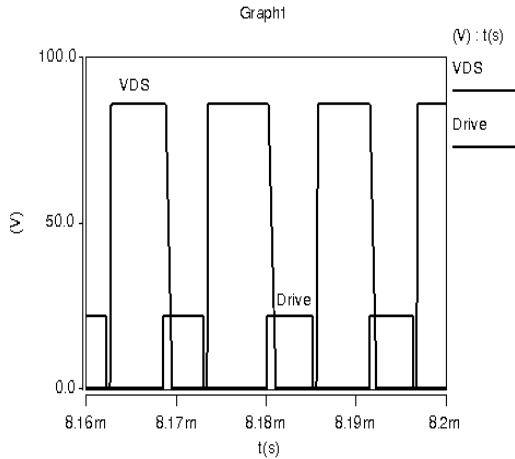


图 3 驱动电压 U_{GS} 和漏源电压 U_{DS}

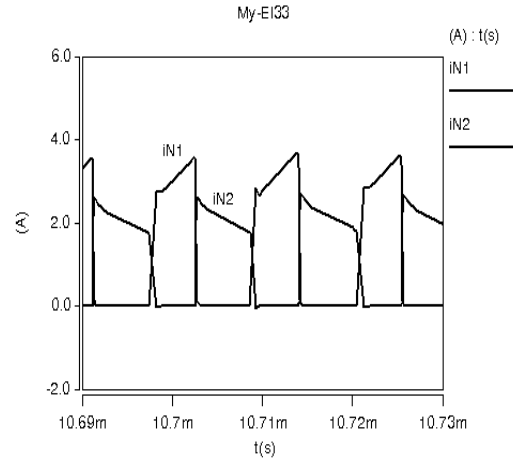


图 4 原副边电流波形

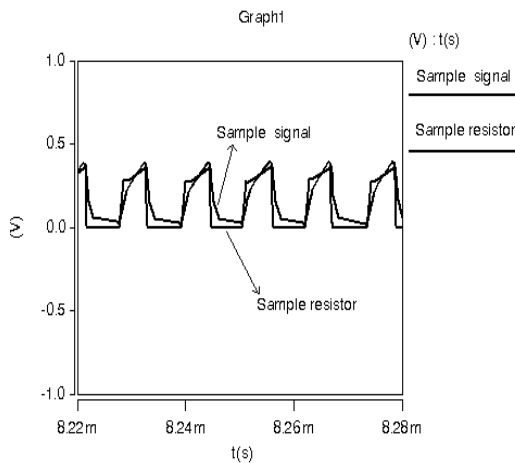


图 5: 检测电阻电压和采样信号电压波形

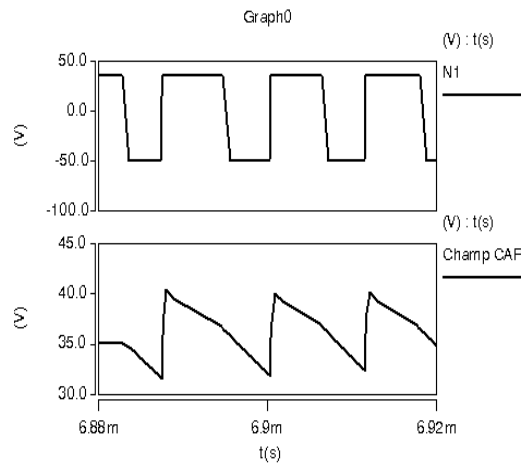


图 6: 原边电压和箝位电容两端电压波形

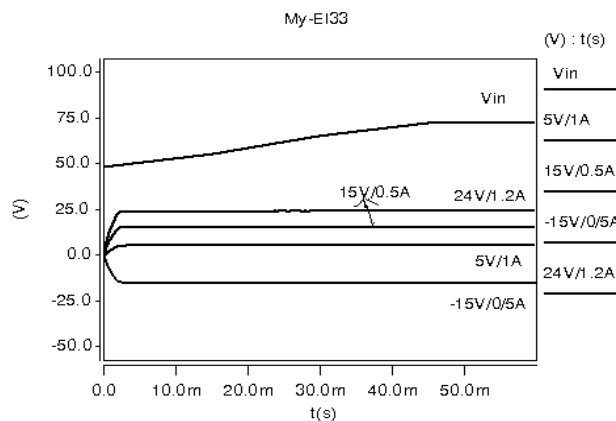


图 7 在 48~72V 输入电压下输出暂态响应

- 宽范围输入电压下输出暂态响应

根据技术要求,在 48~72V 的直流输入条件下,保证变换器正常工作,输入电压波形如曲线 V_{in} ,从 48V 变化到 72V,除主反馈回路有微小调节之外,可以看出在输入电压变化过程中输出电压保持稳定输出,达到设计要求。

- 在突加负载和突减负载下输出暂态响应

图 8 是在额定负载情况下,在 15ms 时突减负载至空载的输出暂态响应。如图可知,当负载突变时,系统依然保持收敛,稳定性好。

图 9 是在空载情况下,在 15ms 突加额定负载的输出暂态响应,从图中可以看出在突加空载条件下电压比额定电压稍高,当加上额定负载后经过微小的调节过程后输出达到稳定的额定输出电压。

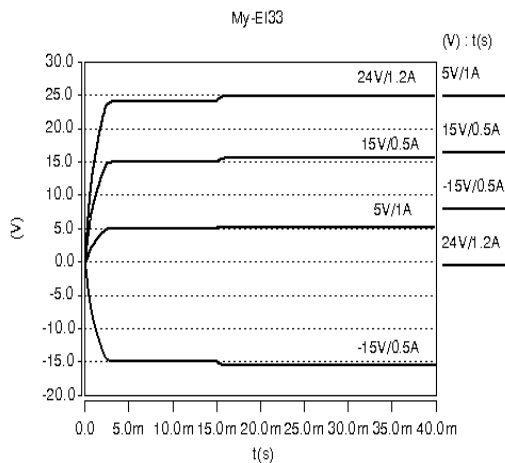


图 8 突减额定负载的输出暂态响应

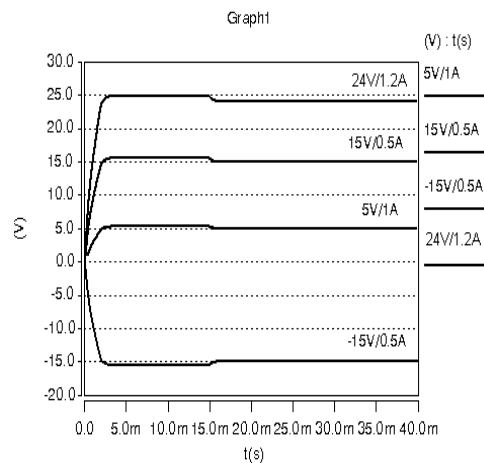


图 9 突加额定负载下输出暂态响应

3.2 基于 DCM 工作模式下的仿真研究

- DCM 模式下的输出暂态响应

如图 10 所示,在 DCM 模式下四路输出达到技术要求,除此之外,我们可以发现 DCM 模式下输出电压在 2.5ms 就达成稳定输出,输出响应速度比 CCM 模式下更快。

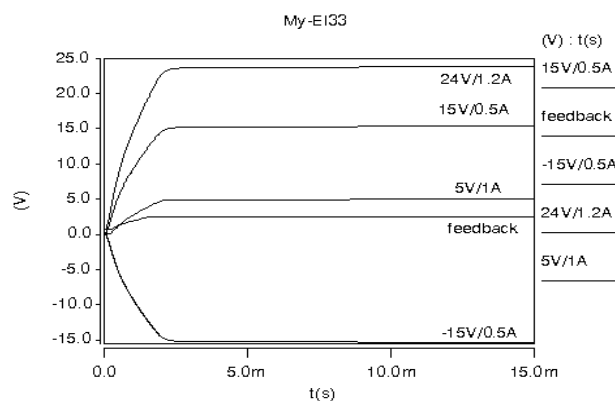


图 10 DCM 输出暂态分析

● 关键节点波形分析

图 11 是功率管 S 的驱动电压 U_{GS} 和漏源电压 U_{DS} 波形，DCM 模式副边绕组电流下降到零时，原边功率管仍未开通，变压器电感与功率管漏源间寄生电容产生谐振，所以可以看到漏源电压 U_{DS} 波形出现振荡。图 12 是驱动电压与检测电阻波形。

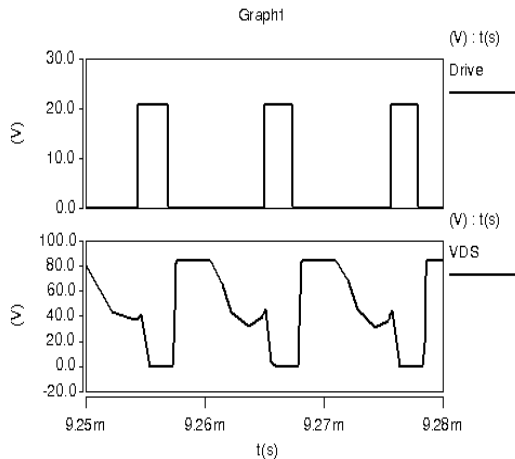


图 11 驱动电压和漏源电压波形

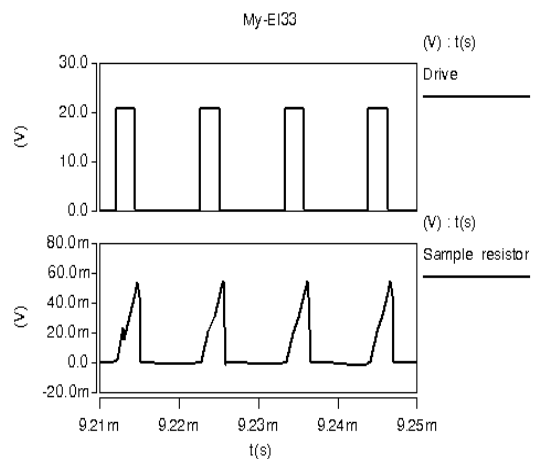


图 12 驱动电压和检测电阻电压波形

3.3 基于 CCM 工作模式下的仿真研究

(1)功率开关管承受的电压尖峰：DCM 模式时，由于较大的峰值电流引起较大的漏感能量，关断电压尖峰比 CCM 模式时大。[13][14]

(2)整流二极管的反向恢复：DCM 模式时，副边整流二极管在功率开关管再次导通前电流已下降到零，没有由于二极管反向恢复引起的高频振铃和由此引起的无线电干扰问题。

(3)DCM 模式下比 CCM 模式下输出响态更快 [15][16]。

4. 总结

本文对基于峰值电流控制技术的反激变换器进行了理论分析，完成了四路输出反激变换器的仿真研究。主要工作概括如下：

(1)本文详细介绍了 UC3842 芯片，阐述了芯片各功能特点，以及其外围电路的设计。

(2)通过深入分析反激变换器的仿真波形，分析了箝位电路设计原理和箝位电容对缓冲效果的影响。

(3)完成了基于 RCD 箝位的反激变换器的设计，包括 CCM 和 DCM 模式下四路输出 (5V/1A; +15V/0.5A; -15V/0.5A; 24V/1.2A)，66W 的反激变换器；根据技术指标，选择关键器件。

(4)对设计好的 CCM 模式下和 DCM 工作模式下的进行仿真研究，并根据仿真波形对器件参数进行微调，并对关键节点波形进行分析。根据两种模式性能比较得出基于 RCD 的 CCM 模式反激变换器性能较好，与理论一致。

参考文献

- [1] 李定宣.开关稳定电源设计与应用.中国电力出版社, 2006
- [2] 刘凤君编著.高频开关电源技术及应用.电子工业出版社, 2008
- [3] UC384x datasheet,2003.
- [4] Unitrode's Product Application Handbook. 1994~1995(10):61-68
- [5] 方宇、邢岩、赵修科.基于 UC3842 的单端反激式隔离开关稳压电源的设计.电子工程师.2002, 28 卷 (2): 48-49
- [6] 陈小敏、黄声华、万山明.基于 UC3843 的反激式开关电源反馈电路的设计.通信电源技术.2006, 23 卷 (5): 38-39
- [7] 朱俊林、刘细平、许伦辉.基于 UC3842 的电流控制型脉宽调制开关稳压电源的研究.现代电子技术.2003, (5): 38-39
- [8] 王闯瑞、胡荣强、黄庆义等.反激型开关电源反馈回路的改进.通信电源技术.2005, 22 卷 (2): 42-43
- [9] 胡君臣.用 UC3842 芯片设计开关电源.仪表技术.2005, (3): 79-80
- [10] 张兰红.基于电流控制技术反激 DC/DC 变换器研究(硕士学位论文).南京航空学院, 2001
- [11] 胡炎申、谢运祥.功率管关断瞬间尖峰电压的抑制方法.电气应用.2004, 24 卷(8): 36-37
- [12] 黄敏超.高频链逆变技术的研究(博士论文).浙江大学, 1998
- [13] 王闯瑞、胡荣强、黄庆义等.反激型开关电源反馈回路的改进.通信电源技术.2005, 22 卷 (2): 42-43
- [14] 张占松、蔡宣三编著.开关电源的原理与设计.电子工业出版社, 1999
- [15] U. Boeke, High Efficiency Flyback Converter Technology,2007.
- [16] 全安.基于 UC3842 开关电源的分析及应用.辽宁教育行政学院报.2006, (6): 133-134 码.

Study on Multiple-output Flyback Converter Based on Saber

Cosmo Lee, Qinjin

School of Information and Electrical Engineering, China University of Mining and Technology
Xuzhou, Jiangsu (221008)

Abstract

Using UC3842,a Based on RCD-champed flyback coverter is studied in this paper.the flyback coverter has universal input and multi-output voltage.Transformer is designed and analyzed .A comparison of two different mode for CCM and DCM,the advantages or disavantages of the mode were pointed out in the paper.Besides,the simulation results are identical with theory analysis by Saber simulator.Through the research,the Saber simulation software is suitable for the research of power supply.

Keywords: UC3842; RCD; Saber; flyback coverter; multiple-output