

文章编号:1005-0523(2012)02-0036-06

# 一种优化同步整流 AC/DC 变换器的应用研究

黄占伟<sup>1</sup>,周娟<sup>2</sup>,谢承旺<sup>2</sup>

(1. 江西省宜春市科学技术情报所,江西 宜春 336000; 2. 华东交通大学软件学院,江西 南昌 330013)

**摘要:**同步整流的零电流开关、零电压开关是高效率开关电源的研究热点,首先对反激拓扑的零电流开关同步整流原理进行了分析,说明了真值零电流检测与实现零电流开关同步整流的关系,再应用理论计算,推导出优化的效率,最后利用 NCP4303 说明其控制实现,并进行了电路的验证。

**关键词:**反激拓扑;同步整流;效率优化;交流/直流(AC/DC)变换器

**中图分类号:**TM401

**文献标志码:**A

随着高频开关电源技术的不断发展,对电源设计提出了越来越高的要求<sup>[1-3]</sup>。电源设计不仅要满足电源负载设备的一般性参数要求,更重要的是要设计出高效率的电源产品,满足节能,低碳,环保,低成本和高可靠性电源的要求。因此,效率设计是电源设计中的一个关键参数<sup>[4-5]</sup>。

在优化效率设计过程中,主开关电路已经大量采用了各种优化拓扑结构,这一定程度上提高了电源效率,但是,如果二次侧仍然采用普通二极管整流电路,将影响效率的提高,尤其是在数字化电源负载要求日益增加的情况下,低压大电流输出的应用,将使普通整流电源效率很低。

用普通整流电路,其整流管是串联在电源主输出回路中的,其压降一般为 0.8 VDC(直流电压)<sup>[6]</sup>。以 132 W 3.3 V/40 A 输出的电源为例(参见 4.2.5),整流电路功率损耗为 51.751 W,可见普通整流的功率损失非常大。采用同步整流 SR(synchronous rectifier),将极大地提高效率,尤其在低压大电流输出的情况下。在同步整流电路中,MOSFET 关断时,内部的体二极管承受反向电压,MOSFET 导通时,导通损耗主要由开关电流流过 MOSFET 的导通电阻  $R_{\text{dson}}$  决定。 $R_{\text{dson}}$  一般为 2 m $\Omega$  左右,在同样输出电压/电流的电源中,其功耗仅为 1/5,同步整流功耗非常低。并且,可以采用并联同步整流 MOSFET 的方式,降低等效通态电阻  $R_{\text{dson}}$ ,降低 MOSFET 的通态功耗,进一步提高同步整流效率。

从上世纪 90 年代末期同步整流技术诞生以来,同步整流技术经历了传统的自驱动同步整流技术,外驱动电压型同步整流技术<sup>[7-10]</sup>,随着节能减排压力不断增大,对电源产品效率的要求越来越高,当前同步整流的前沿研究是零电流开关同步整流、零电压开关同步整流的实现<sup>[11-13]</sup>。

## 1 同步整流控制 IC 主要功能

选用一款可以优化同步整流效率的控制芯片 NCP4303(框图如图 1,引脚功能描述如表 1),其最大特点是可以调整关断阈值电压来补偿分布参数引起的 MOSFET 关断电流采样电压变化,实现对同步整流 MOSFET 精确零电流真值检测,实现真正的零电流关断,因此,在低端电源 Flyback 应用中,实现了同步整流的效率优化。该芯片也具有设定最小开通时间和最小关断时间的功能,屏蔽开关瞬间振铃对同步整流电路误开通和误关断,从而消除了其引起效率下降的不利影响,确保同步整流电路稳定和可靠工作。在低

收稿日期:2012-01-24

基金项目:国家自然科学基金项目(61165004);江西省自然科学基金项目(20114BAB201025);江西省科技支撑计划项目(20112BBE50026);江西省教育厅科技项目(GJJ12307)

作者简介:黄占伟(1954—)男,工程师,研究方向为自动化电器。

压大电流的应用中,还可多并联 MOSFET 的方式,进一步减小同步整流管的通态电阻,提高效率。

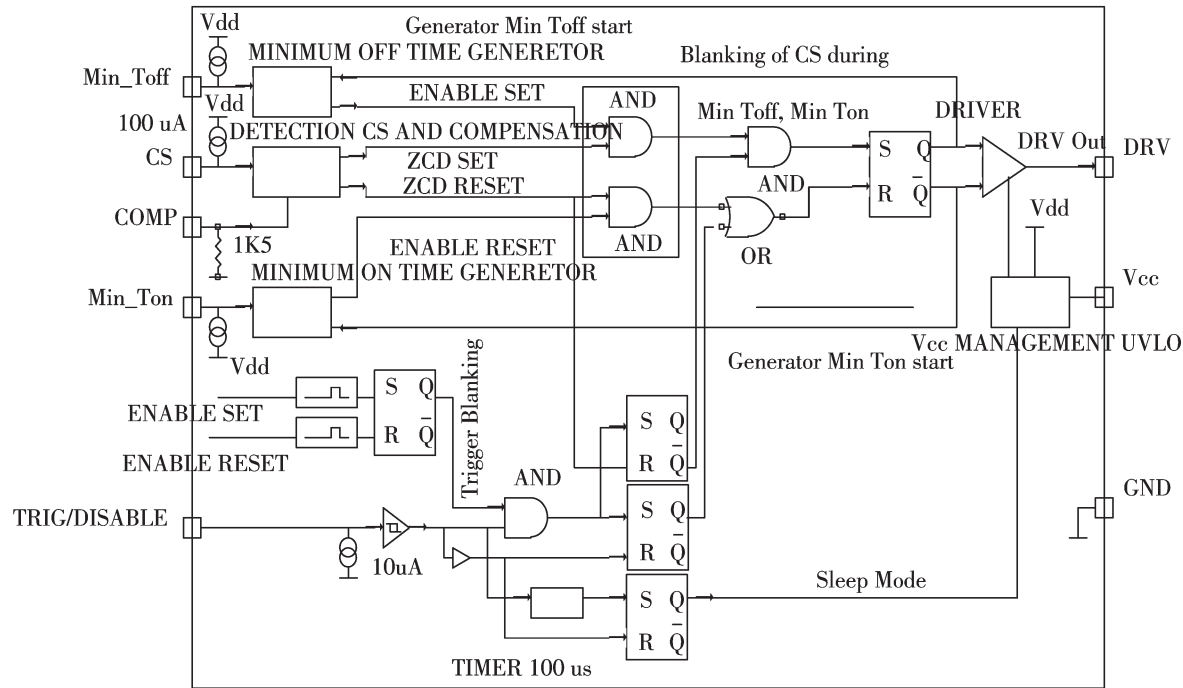


图1 NCP4303的框图  
Fig.1 Diagram of NCP4303

图中 MINIMUM OFF TIME GENERATOR 为最小关断时间产生器;MINIMUM ON TIME GENERATOR 为最小开通时间产生器;ZCD 为零电流检测;DETECTION CS and COMPENSATION 为电流检测与补偿;DRIVER 为驱动器;TIMER 为计时器;SLEEP MODE 为休眠模式;VCC MANAGEMENT UVLO 为控制电压欠压锁定;OR 为或门;AND 为与门;R,S,Q 均为 RS 触发器。

表1 NCP4303的引脚功能描述

Tab. 1 Pin function description of NCP4303

| 引脚号 | 引脚名          | 功能               | 引脚描述                                                                                        |
|-----|--------------|------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------|
| 1   | Vcc          | 芯片电源             | 控制芯片的供电。                                                                                    |
| 2   | Min_toff     | 最小关断时间调整         | 用接地电阻调整最小关断时间。                                                                              |
| 3   | Min_ton      | 最小开通时间调整         | 用接地电阻调整最小开通时间。                                                                              |
| 4   | TRIG/DISABLE | 强迫复位输入           | 在连续模式应用时,此超快输入脚关断同步整流 MOSFET。若上拉时间超过 100 us,睡眠模式被激活。                                        |
| 5   | CS           | 同步整流 MOSFET 电流传感 | 检测是否电流流过同步整流 MOSFET 或其体二极管。关断检测的默认阈值为 0 mV。如需改变阈值,可用改变串接电阻值的方式实现。                           |
| 6   | COMP         | 感抗补偿连接           | 对辅助补偿感抗用开尔文连接工作方式                                                                           |
| 7   | GND          | 芯片地              | 对同步整流 MOSFET 驱动和电源解耦电容接地。对最小开通和关断调整电阻以及触发脚接地。此 GND 脚应直接连接到同步整流 MOSFET 的源极脚,PCB 布线需用开尔文连接方式。 |
| 8   | DRV          | 门极驱动输出           | 同步整流 MOSFET 的驱动输出。                                                                          |

2 同步整流应用的原理分析

应用 NCP4303 的反激同步整流电路原理如图 2,该电路为 3.3 V/40 A 单输出 132 W 的 AC/DC 电源。



则可求出与初级( $N_p$ )与次级( $N_s$ )的匝数比

$$n = \frac{V_{pk} - V_{dc\max}}{V_o + 1} \quad n = 24.802$$

### 3.1.2 计算最大导通时间

由伏秒平衡原理可知 
$$t_{on}(V_{dc} - 1) = (V_o + 1) \frac{N_p}{N_s} t_r \quad (1)$$

式中: $V_{dc}$ 表示直流电压,开关管Q1和整流管D1都取1V压降。设导通时间 $t_{on}$ 加恢复时间 $t_r$ 为开关周期 $T$ 的80%,即

$$t_{on} + t_r = 0.8T \quad (2)$$

由(1)(2)式可得

$$t_{on} = \frac{(V_o + 1)n0.8T}{(V_{dc\min} - 1) + (V_o + 1)n} = 7.416 \times 10^{-6}$$

### 3.1.3 计算初级电感 $L_p$

输入功率为

$$P_{in} = \frac{1}{2} L_p I_p^2 \frac{1}{T} \quad (3)$$

输入功率也可表示为

$$P_{in} = \eta \frac{V_o^2}{R_o} \quad (4)$$

式中: $\eta$ 为效率; $R_o$ 为输出电阻。

由(3)(4)

$$L_p = \frac{R_o \eta}{2T} (V_{dc\min} \frac{t_{on}}{V_o})^2$$

### 3.1.4 计算初级电流峰值

初级峰值电流 $I_p$

$$I_p = \frac{V_{dc\min} t_{on}}{L_p}$$

### 3.1.5 计算初级电流有效值

初级电流为三角波,其表达式为

$$i(t) = \frac{I_p}{t_{on}} t$$

则初级电流有效值 $I_{rms\_pri}$ 为

$$I_{rms\_pri} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} i(t)^2 dt} = \frac{I_p \sqrt{t_{on}}}{\sqrt{3T}} = 2.423$$

### 3.1.6 计算次级电流有效值

次级电流也是三角波,且次级电流峰值为

$$I_s = n I_p$$

次级电流恢复时间 $t_r$ 设为

$$t_r := 0.8T - t_{on}$$

则次级电流有效值 $I_{rms\_sec}$

$$I_{rms\_sec} = \frac{I_p n \sqrt{t_r}}{\sqrt{3T}} = 64.663$$

根据初级和次级电流有效值,即可确定各绕组的线径。

### 3.1.7 变压器初级绕组匝数设计

选用MPP材料磁芯,并且选电感常数为

$$A_l = 14 \times 10^{-9}$$

变压器初级匝数为

$$N_p = \sqrt{\frac{L_p}{A_l}} = 97.794$$

### 3.1.8 变压器次级绕组匝数设计

变压器次级匝数为

$$N_s = 3.943$$

$N_s$ 必须为整数,取整为4,则: $N_p$ 取为99。 $N_p/N_s = 99/4 = 24.75$ 其值约等于 $n$ 的计算值24.80。

### 3.2 同步整流 IC NCP4303 的控制电路设计

#### 3.2.1 同步整流 MOSFET 最小开通时间调整电阻 $R_{\text{on\_min}}$ 计算

设最小开通时间  $t_{\text{on\_min}} = 0.1T$

$$\text{则} \quad R_{\text{on\_min}} = \frac{0.1T - 4.66 \times 10^{-8}}{9.82 \times 10^{-11}}$$

式中:  $R_{\text{on\_min}}$  就是图 2 中的 R1, 取值为 19.6 k $\Omega$ 。

#### 3.2.2 同步整流 MOSFET 最小关断时间调整电阻 $R_{\text{off\_min}}$ 计算

设最小关断时间  $t_{\text{off\_min}} = 0.2T$

$$\text{则} \quad R_{\text{off\_min}} = \frac{0.2T - 5.4 \times 10^{-8}}{9.56 \times 10^{-11}}$$

式中:  $R_{\text{off\_min}}$  就是图 2 中的 R2, 取值为 41.2 k $\Omega$ 。

#### 3.2.3 同步整流 MOSFET 关断阈值调整电阻 $R_{\text{adj}}$ 计算

预设关断电压  $V_{\text{adj\_th}} = 0.2 \text{ V}$

$$\text{则} \quad R_{\text{shift}} = \frac{V_{\text{adj\_th}}}{I_{\text{shift}}} = 2 \times 10^3$$

式中:  $R_{\text{shift}}$  为电平移动电阻, 就是图 2 中的 R8, 初步取值为 2 k $\Omega$ , 调整时, 根据时间寄生参数产生的实际关断阈值再适当调整  $R_{\text{off\_min}}$  的阻值。  $I_{\text{shift}}$  表示电平移动电流。

#### 3.2.4 同步整流电路的功率损耗计算

同步整流电路功率损耗  $P_{\text{loss\_sec}}$  主要有 3 部分组成, 就是 MOSFET 导通损耗  $P_{\text{loss\_on}}$ , 和 MOSFET 开关损耗  $P_{\text{loss\_sw}}$ , 以及 MOSFET 体二极管瞬态瞬态导通损耗  $P_{\text{loss\_diode}}$ 。

设  $R_{\text{dson}} = 2.5 \times 10^{-3}$ ;  $C_{\text{oss}} = 100 \times 10^{-12}$ ;  $V_{\text{d}} = 1$ ;  $I_{\text{d}} = I_{\text{p}} n$ 。其中  $C_{\text{oss}}$  表示 MOSFET 的输出电容,  $V_{\text{d}}$  表示 MOSFET 寄生二极管压降,  $I_{\text{d}}$  表示 MOSFET 寄生二极管电流。

$$\begin{aligned} \text{则} \quad P_{\text{loss\_on}} &= I_{\text{rms\_sec}}^2 R_{\text{dson}} \\ P_{\text{loss\_sw}} &= \frac{1}{2} C_{\text{oss}} \left( \frac{V_{\text{dc max}}}{n} + V_{\text{o}} \right)^2 f \\ P_{\text{loss\_diode}} &= V_{\text{d}} I_{\text{d}} T_{\text{rl}} \\ P_{\text{loss\_sec}} &= P_{\text{loss\_on}} + P_{\text{loss\_sw}} + P_{\text{loss\_diode}} = 10.454 \end{aligned}$$

求得: 同步整流电路功率损耗  $P_{\text{loss\_sec}}$  为 10.454 W。

#### 3.2.5 比较同步整流与肖特基二极管整流的功耗差异

估算用肖特基二极管整流电路在同等条件下的功率损耗。

设肖特基二极管正向导通压降  $V_{\text{dl}} = 0.8 \text{ V}$ , 肖特基整流二极管的估算功耗  $P_{\text{loss\_rect}}$  为:

$$P_{\text{loss\_rect}} = V_{\text{dl}} I_{\text{rms\_sec}} = 51.731$$

求得: 在同等条件下, 肖特基整流二极管的功耗为 51.731 W, 是同步整流 MOSFET 功耗的 5 倍。因此, 在低压大电流应用中, 同步整流显著降低功耗, 提高了效率。

## 4 实验结果

由于电源设计中采用了精确的电流检测和可调整电流采样电压关断阈值的方式, 实现了同步整流管的零电流关断, 优化并进一步降低了同步整流的损耗, 样机实测效率为 80.2%, 普通整流的同功率 3.3 V 电源效率仅为 66%, 因此, 优化的同步整流电源, 极大的提高了电源效率。

## 5 结束语

对于大电流输出电源,尤其是低压大电流输出电源,采用SR工作方式,并且采用SR MOSFET精确零电流真值检测,在低端电源实现真正的零电流关断,优化了电源效率,使其成为低碳环保的高性价比电源。

### 参考文献:

- [1] ABRAHAM I PRESSMAN. Switching Power Supply Design[M]. 2版. 北京:电子工业出版社,2005:96-99.
- [2] 普利斯曼,比得斯. 开关电源设计[M]. 王志强,译. 北京:电子工业出版社,2010:15-17.
- [3] 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,2004:51-52.
- [4] 刘凤君. 现代高频开关电源技术及应用[M]. 北京:电子工业出版社,2008:225-228.
- [5] 叶满园. 预测平均电流控制PFC Boost变换电路[J]. 华东交通大学学报,2011,28(2):24-28.
- [6] 宋辉淇,林维明. 反激同步整流变换器的损耗模型分析[C]//西安:中国电工技术学会电力电子学会第十届年会,2006:78-80.
- [7] ON SEMICONDUCTOR. The NCP4303A/B specification. Semiconductor Components Industries[EB/OL]. (2010-04-02)[2012-01-11]. <http://www.onsemi.com/orderlit>.
- [8] 田书欣,钟莉娟,杨喜军,等. 高频变压器次级串联开关电源的实现[J]. 电力电子技术,2011,45(3):100-105.
- [9] 崔彬,汤宁平. 同步整流技术在降低BLDC控制器损耗中的应用[J]. 福州大学学报:自然科学版,2011,39(3):410-414.
- [10] IONEL DAN JITARU. High efficiency flyback converter using synchronous rectification[C]//Dallas TX USA: In Proceedings of IEEE-APEC, 2002:867-871.
- [11] 张望. 基于同步整流技术的反激变换器分析[J]. 现代商贸工业,2011(12):284-285.
- [12] 王芳. 一种电流型驱动同步AC/DC反激变流器的设计[J]. 微计算机信息,2009,25(6):304-306.
- [13] 姜凤贤,王燕涛,马军辉. 肖特基势垒光电二极管原理及应用[J]. 硅谷,2011(16):122-123.

## On Application of an Optimized Synchronous Rectification AC/DC Converter

Huang Zhanwei, Zhou Juan, Xie Chengwang

(1. Institute of Science and Technology Information of Yichun, Yichun 336000, China; 2. School of Software, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

**Abstract:** The research trend of high efficiency power supply is the zero current switch (ZCS) and zero voltage switch (ZVS) for synchronous rectifier (SR). In this thesis, the SR principle of ZCS of flyback topology is analyzed to show the relationship between true zero current detecting and ZCS synchronous rectification. Then, a theory calculation is used to deduce the optimizing efficiency. Finally, NCP4303 is utilized to show its controlling implement, and the circuit is tested.

**Key words:** flyback topology; synchronous rectification; efficiency optimization; AC/DC converter