

# 一种新型自驱动同步整流技术的研究

刘志勇, 王志强, 梁少毅

(华南理工大学, 广东 广州 510640)

**摘要:** 研究了一种基于谐振变换器的新型自驱动同步整流电路, 介绍了其工作原理, 研制出基于全桥谐振变换器的同步整流电源装置, 给出了实验结果。

**关键词:** 变换器; 整流器; 谐振

中图分类号: TM461

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X (2004)06-0075-02

## Study of a New Self-driven Synchronous Rectification

LIU Zhi-yong, WANG Zhi-qiang, LIANG Shao-yi

South China University of Technology, Guangzhou 510640, China

**Abstract:** This paper investigates a novel self-driven synchronous rectifying circuit on the basis of serial parallel resonant converter and describes its operation principle. By usage of the proposed technology, a synchronous rectifying power supply was developed. Finally, the experimental results and given.

**Key words:** converter; rectifier; resonant

### 1 引言

近年来, 开关电源正朝着小型化、高效率、低 EMI 的方向发展。谐振变换器因其高效率、低 EMI 及好的动态响应等特性倍受重视, 这方面已有许多研究报告<sup>[1,2]</sup>。集成电路对低电压、大电流电源的要求使其成为开关电源的一个新的研究热点<sup>[3,4]</sup>。然而, 在同步整流应用于谐振变换器方面却鲜有研究。本文研究了一种基于全桥谐振变换器的新型自驱动同步整流技术, 分析了其工作原理, 设计研制了一台 48V 输入, 3.3V/50A 输出的电源, 给出了实验结果。

同步整流应用于低电压 (3.3V 或更低)、大电流电源就是利用 MOSFET 的低导通压降提高电源的效率  $\eta$ , 所以提高同步整流效率的关键是降低同步整流 MOSFET 的导通压降, 而其导通压降与其导通电阻有直接的关系, 减小导通压降主要靠减小导通电阻, 一般可通过并联多个器件来实现。然而, 多个 MOSFET 并联也会影响 MOSFET 的其他参数。当  $N$  个 MOSFET 并联时, 其导通电阻为  $R_{ds(on)}/N$  ( $R_{ds(on)}$  为单个 MOSFET 的导通电阻), 栅极电阻为  $R_g/N$  ( $R_g$  为单个 MOSFET 的栅极电阻), 但是 MOSFET 的寄生电容也随 MOSFET 的并联而变化, 输入电容  $C_{gd}$ ,  $C_{gs}$ ,  $C_{ds}$  都变为单个 MOSFET 的  $N$  倍。在同步整流中, MOSFET 的损耗包括驱动损耗、开关损耗和导通损耗。在研究同步整流的损耗时, MOSFET 的驱动损耗也是不可

忽略的一部分, MOSFET 的  $C_{gs}$  因器件的并联而倍增。当方波作为驱动信号时, 驱动损耗为  $CV^2f$ , 这样通过并联器件减小  $R_{ds(on)}$  就受到驱动损耗增大的限制了。同步整流的效率可能因驱动损耗的增加大于导通损耗的减小而降低。

在一些谐振电路中, 应用自驱动同步整流, MOSFET 的寄生电容可作为功率变换器的一部分。在这种电路中, MOSFET 的寄生电容作为谐振电路的一部分, 谐振电容充放电时, MOSFET 开通或关断, 这样就不需要额外的能量给 MOSFET 的寄生电容充放电了。因此通过并联来减小  $R_{ds(on)}$  时就不用考虑 MOSFET 的寄生电容对驱动损耗的影响<sup>[5]</sup>。

### 2 基本电路拓扑和原理

图 1 示出电路原理及其波形。

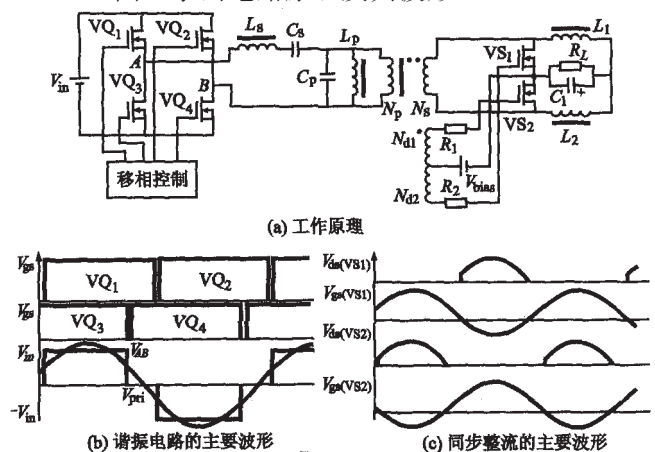


图 1 电路原理及其波形

图中 $L_s$ —— 串联谐振电感	$C_s$ —— 串联谐振电容
$L_p$ —— 并联谐振电感	$C_p$ —— 并联谐振电容
$N_{d1}, N_{d2}$ —— 两个驱动绕组	$R_1, R_2$ —— 移相电阻
$V_{bias}$ —— 直流偏置电压	

定稿日期: 2004-07-09

作者简介: 刘志勇(1977-), 男, 湖南株洲人, 硕士生, 研究方向为谐振变换器和同步整流技术。

图 1a 为电路拓扑。移相全桥电路由  $VQ_1 \sim VQ_4$  组成; 串-并联谐振电路由  $L_s, C_s, L_p, C_p$  组成; 倍流同步整流电路由  $VS_1, VS_2, L_1, L_2$  组成。串联谐振频率等于并联谐振频率, 电路工作在谐振频率, 即开关频率等于谐振频率。全桥串-并联谐振变换器采用移相 PWM 控制。图 1b 为电路基本波形。图中  $R_1, R_2$  和  $V_{bias}$  共同调节驱动信号和变压器次级电压之间的相位和两个驱动信号的死区时间, 从而调节同步整流的死区时间使同步整流获得最高的效率。图 1c 为同步整流的电压和驱动信号波形。驱动信号为一有直流偏置的正弦波, MOSFET 的漏-源电压也为正弦波。

### 3 自驱动同步整流的全桥谐振变换器的设计

#### 3.1 谐振变换器的设计

电路工作在谐振频率上, 全桥逆变的开关频率等于谐振频率 (设定串联谐振频率和并联谐振频率相等)。因变压器为正弦输入, 故输入仅含基波分量,

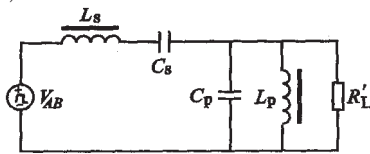


图 2 变换器等效电路

图中  $V_{AB}$ ——两桥臂中点间电压, 见图 1b。这样可得图 2 所示的整个变换器等效电路。

负载折算到变压器初级的等效电阻为:

$$R'_L = R_L (N_p/N_s)^2 \quad (1)$$

式中  $R_L$ ——负载电阻

串联谐振频率为:  $\omega_{SR} = 1/\sqrt{L_s C_s}$  (2)

串联谐振品质因数为:  $Q_{SR} = \omega_{SR} L_s / R'_L$  (3)

在分析和设计谐振电路和变换器时只考虑该基波分量。

并联谐振频率为:  $\omega_{PR} = 1/\sqrt{L_p C_p}$  (4)

并联谐振品质因数为:  $Q_{PR} = R'_L / \omega_{PR} L_p$  (5)

考虑到谐振电路的电流和电压应力, 应选择恰当的品质因数, 使得并联谐振电路的电流应力和串联谐振电路的电压应力不会太大。由于实际元件需要消耗功率, 所以电流和电压应力对于谐振电路的功耗有很大的影响, 从而影响电源的效率。

#### 3.2 同步整流电路的设计

自驱动同步整流的设计主要是驱动电路的设计, 在本文研究的同步整流电路中自驱动电路包括两个自驱动绕组, 两个移相电阻  $R_1, R_2$  和一个直流偏置电压  $V_{bias}$ 。在设计自驱动绕组时主要考虑电压幅值不超过 MOSFET 的最大驱动电压。设定适当的  $R_1, R_2$  和  $V_{bias}$ , 同步整流的驱动信号和 MOSFET 的电压相位到达最优, 从而使变换器获得最大效率。

#### 3.3 变压器对同步整流效率的影响

高频变压器包括初级、次级和两个驱动绕组, 变压器各个绕组间的耦合程度将影响同步整流的电压和驱动信号间的相位关系, 两者间的相位关系对同步整流的效率有着很大的影响。尽量提高变压器的耦合系数对提高变换器的效率非常重要。在仿真和实验研究中发现, 如果变压器的耦合系数不够高, 变换器的效率将非常低或不能工作。

### 4 实验结果

采用 TI 公司的 UCC3895 作为控制芯片, 研制出一台 DC48V 输入, 3.3V/50A 输出的开关电源。获得与理论和仿真分析一致的结论。图 3 示出实验波形。

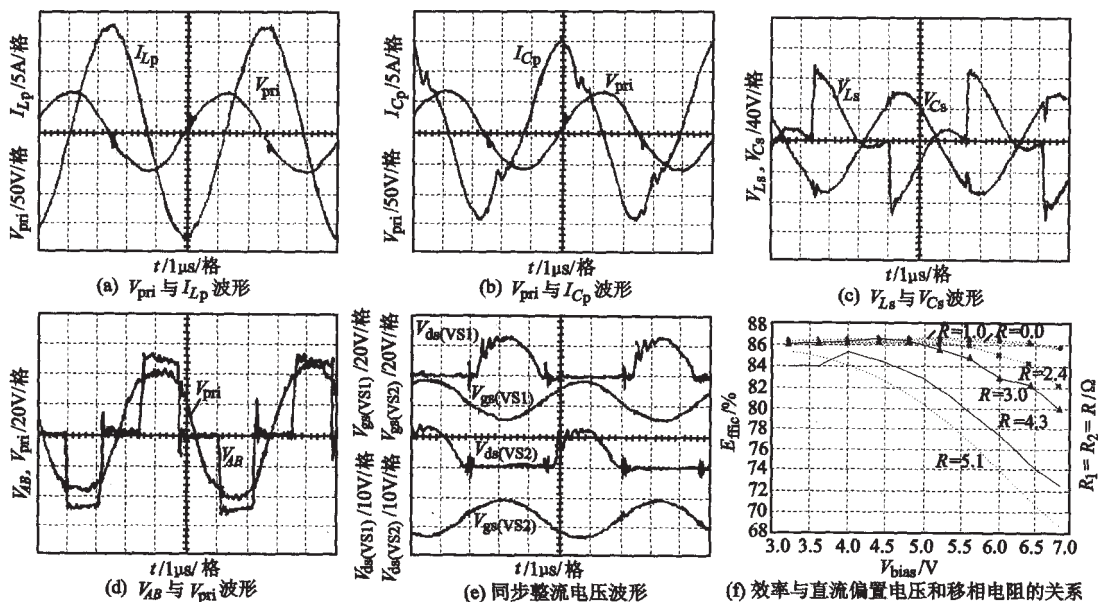


图 3 实验波形

(下转第 79 页)

用,而且当算法收敛时,因 $\lim_{k \rightarrow \infty} \mu_{ojk}(k) = 0, \lim_{k \rightarrow \infty} \mu_{ijk}(k) = 0$ ,而完全消除了动量因子引入的误调噪声。

### 4 系统控制效果

对韶关冶炼厂冶炼系统的整流设备进行了改造。表 1 出现场测试数据。由表 1 可知,通过这种自适应神经网络控制可使可控整流的 6 条支路电流基本均衡,由于电流互感器的差异,整流输出的直流电流与 6 条支路电流的总和之间有一定的差别。图 3 示出采用自适应神经网络控制前、后的  $I_0$  波形。

表 1 应用自适应神经网络控制前、后各电流的情况

	$\bar{I}_A/A$	$\bar{I}_B/A$	$\bar{I}_C/A$	$\bar{I}_D/A$	$\bar{I}_E/A$	$\bar{I}_F/A$	$\bar{I}/A$	$I_r/A$
控制前	1430	1282	1373	1414	1255	1240	7993	8000
控制后	1334	1336	1332	1331	1335	1334	8001	8000

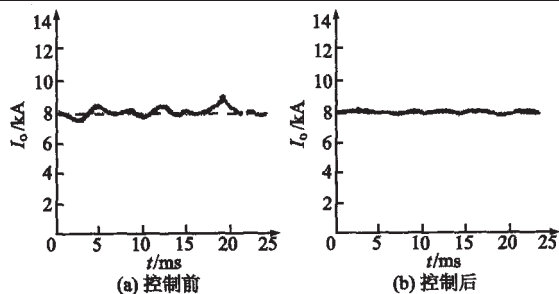


图 3 应用自适应神经网络控制前后直流输出波形

由图可见,通过对整流系统的 6 条支路电流进行自适应神经网络控制,使得 6 条支路的电流基本相等,且  $I_0$  的输出更加平稳,波动小。因此能有效地改善整流系统中  $I_0$  的稳定性并提高其控制精度。

### 5 结论

提出了一种基于自适应神经网络的晶闸管支路电流解耦控制方案,提高了系统的稳定性和控制精度,降低了直流输出纹波。这样既能改善直流输出质量,提高电解质量,又能降低电解整流系统的能量损耗,创造良好的经济效益。

#### 参考文献

- [1] 李明超.应用于电解铝的大功率整流器控制系统的设计[J].机车电传动,1999, (2):20~22.
- [2] 陈昌锐.企业大功率可控整流设备工程设计[J].湖南有色金属,2002 (3):15~18.
- [3] Wilson E.Adaptive Profile Optimization for the EAF [A].Steel Technology International [C].1997:140~144.
- [4] 张志华,朱章森,李儒兵.几种修正的自适应神经网络学习算法及其应用 [J].中国地质大学学报,1998,23 (2):179~182.
- [5] 王永骥,涂健.神经元网络控制[M].北京:机械工业出版社,1999.

(上接第 76 页) 图 3a,b,c 中的变压器初级输入电压  $V_{pri}$ 、并联谐振电感电流  $I_{Lp}$ 、串联谐振电容电压  $V_{Cs}$  都为正弦波;而并联谐振电容电流  $I_{Cp}$ 、串联谐振电感电压  $V_{Ls}$  为近似正弦。图 3d 为  $V_{pri}$  和  $V_{AB}$  两点间电压。 $V_{pri}$  的幅值与  $V_{AB}$  的幅值和脉宽有关,通过移相控制可改变  $V_{AB}$  的脉宽和  $V_{pri}$  的幅值,使变换器适应  $V_{pri}$  的变化和负载电流  $I_L$  的变化。图 3e 为驱动信号与同步整流 MOSFET 电压的关系。驱动信号为有直流偏置的正弦波。驱动信号和 MOSFET 电压间的相位可通过  $V_{bias}$  和  $R_1, R_2$  调节。图 3f 为满载条件下采用不同  $R_1, R_2$ , 调节  $V_{bias}$ , 获得的不同  $\eta$  与  $V_{bias}$  的关系曲线。在  $V_{bias}=5.2V, R_1=R_2=1\Omega$  时,变换器获得最高效率,为 86.77%。

### 5 结论

- (1) 提出一种新型自驱动同步整流技术方案。
- (2) 移相控制的全桥谐振变换器工作在固定频率(谐振频率)下,简化了变压器和滤波电感的设计。
- (3) 变压器的输入电压和同步整流 MOSFET 的电压为正弦波,减少了电路的 EMI 和开关的电压、电流应力。
- (4) 在新型自驱动同步整流中,并联多个

MOSFET 并不增加同步整流的驱动损耗,解决了由于并联带来的驱动损耗增加的问题。

#### 参考文献

- [1] Marian K., Kazimierczuk, Nandakumar, Shan Wang. Analysis of Serial-Parallel Resonant Converter [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1993, 29 (1): 88~98.
- [2] A.K.S.Bhat, A.Biswas, B.S.R.Iyengar. Analysis and Design of LC-LC-Type Serial-Parallel Resonant Converter [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1995, 31 (3): 1098~1105.
- [3] Yuri Panov, Milan M Jonanvic. Design and Performance Evaluation of Low-Voltage/High-Current DC/DC On-Board Modules [A]. IEEE APEC '99 [C]. 1999, 545~552.
- [4] Alou P, Cobos J A, Uceda J, et al. Design of a Low Voltage DC/DC Converter for Telecom Application with a New Scheme for Self-Driven Synchronous Rectification [A]. IEEE APEC '99 [C]. 1999, 866~872.
- [5] Cobos J A, Sebastian J, Uceda J, et al. Study of the Applicability of Self-Driven Synchronous Rectification to Resonant Topologies [A]. IEEE PESC '92 [C]. 1992, 933~940.