

同步整流器两种驱动方式的分析和比较

胡宗波, 张 波

(华南理工大学, 广州 510640)

摘要:结合电压驱动同步整流器和电流驱动同步整流器的最新研究成果,对同步整流器电压驱动方式和电流驱动方式进行了分析和比较。阐述了在低电压大电流 DC/DC 功率变换器中,同步整流技术对提高功率变换器性能,特别是提高变换器效率的重要性。

关键词:整流器/电压驱动;电流驱动

中图分类号:TM46 文献标识码:A 文章编号:1000-100X(2001)06-0056-05

Analysis and Comparison of Two Methods to Drive Synchronous Rectifiers

HU Zongbo, ZHANG Bo

(South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: Based on the latest research results of voltage driven synchronous rectifier and current driven synchronous rectifier, two methods to drive synchronous rectifiers (SR), i. e. voltage driven and current driven, are analyzed and compared. The importance of synchronous rectification for improving the performance, especially for increasing the efficiency of the low voltage and large current DC/DC converter are described.

Key words: rectifier; voltage drive; current drive

1 引言

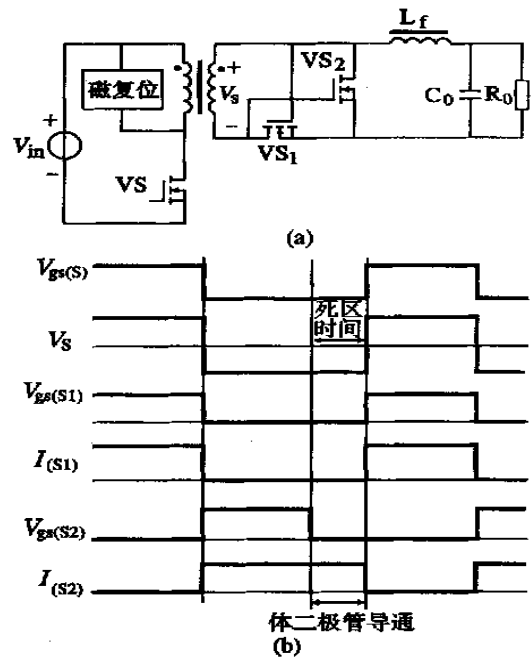
目前,微处理器等很多高速数字逻辑电路都需要低电压大电流功率变换器。随着功率变换器输出电压的降低,整流损耗成为变换器的主要损耗。为使变换器效率达到 90% 以上,必须降低整流损耗。采用低导通电阻的 MOSFET 进行整流,是提高变换器效率的一种有效途径。根据 MOSFET 的控制特点,同步整流技术应运而生,实现同步整流功能的 MOSFET 称作同步整流管。MOSFET 不能像二极管那样自动截止反向电流,必须控制 MOSFET 的导通和关断。MOSFET 的导通和关断取决于栅极驱动信号,因此必须仔细设计栅极驱动信号的大小和时序,以确保同步整流器正常工作。按照驱动信号的不同,同步整流器有两种驱动方法:电压驱动法和电流驱动法。

2 电压驱动同步整流器

2.1 传统电压驱动同步整流器

电压驱动同步整流器以其结构简单、经济高效而受到广泛关注。当变换器输出电压在 5V 左右时,可以直接利用变压器次级电压驱动同步整流管;当变换器输出电压明显高于 5V 或很低 (2.2V

以下)时,一般附加一个绕组,利用附加绕组电压驱动同步整流管。现阶段的研究主要集中在如何有效驱动同步整流管,以减小体二极管的续流导通时间。



(a) 原理电路
(b) 主要波形

图 1 传统电压驱动同步整流器

图 1 是传统电压驱动同步整流器的原理图和主要波形,主拓扑结构为正激变换器,是最简单的隔离降压式 DC/DC 变换器,其输出端的 LC 滤波器非常适合输出大电流,可有效抑制输出电压纹波。所以,正激变换器成为低电压大电流功率变换器的首选拓

收稿日期:2001-04-28

定稿日期:2001-06-18

作者简介:胡宗波(1976-),男,湖北广水人,硕士研究生。研究方向为低电压大电流功率变换器拓扑结构。

扑结构。正激变换器必须采用磁复位电路,以确保变压器励磁磁通在每个开关周期开始时复位。常见的磁复位电路如图 2 所示。

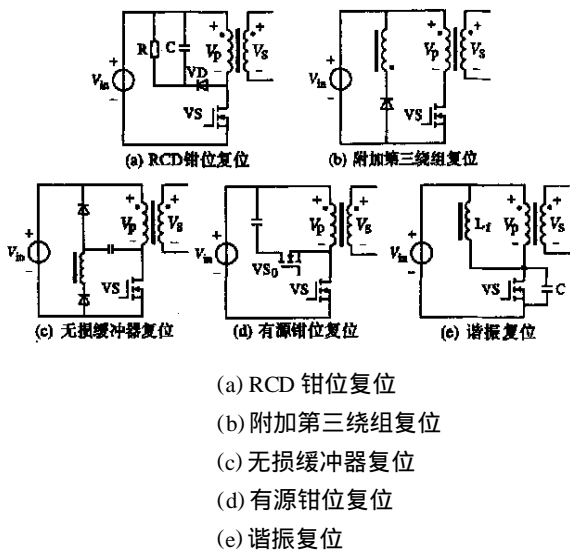


图 2 正激变换器常见磁复位方法

如果采用图 2b 所示的磁复位电路,在磁复位过程结束之后,变压器电压降为零,并且保持为零,直到下一个周期开始。在变压器电压保持为零的死区时间内,输出电流流经续流同步整流管 VS_2 ,但 VS_2 栅极无驱动电压,所以输出电流必须流经 VS_2 的体二极管。 VS_2 体二极管的正向导通电压高,反向恢复特性差,导通损耗非常大,使采用 MOSFET 整流的优势大打折扣,这是传统电压驱动同步整流技术的主要缺点。为了解决死区时间内体二极管导通问题,可以在 VS_2 漏-源极之间并联一个肖特基二极管^[1],以代替 VS_R 体二极管续流,或采用有源钳位技术复位^[2]。

尽管肖特基二极管比普通二极管的导通压降低,反向恢复特性好,但其导通压降仍比 MOSFET 高得多。特别当变换器输出电压低于 2.2V 时,肖特基导通续流的损耗太大,不能满足高频工作时输出大电流的需求。另外,并联肖特基二极管增加了变换器的成本和体积,也没有充分利用 MOSFET 的作用。有源钳位技术通过控制辅助开关管的导通和关断,缩短死区时间,但是辅助功率开关管及其控制逻辑电路增加了电路的成本和复杂性。

2.2 栅极电荷保持电压驱动同步整流器

2.2.1 栅极电荷保持电压驱动的基本原理

栅极电荷保持的基本原理如图 3 所示^[3]。在 t_0 时刻之前,输入信号 V_{in} 为零,开关 VS 关断。电容 C 的初始电压为零。在 t_0 时刻,输入信号 V_{in} 为

正,并通过二极管 VD 对电容 C 正向充电。在 t_1 时刻,输入信号 V_{in} 为零。二极管 VD 承受反向电压截止。只要开关 VS 保持关断,电容 C 上的电荷得以保持, V_{out} 维持高电平。

在 t_2 时刻,开关 VS 导通,电容 C 通过开关 VS 放电, V_{out} 变为零。如果 C 是 MOSFET 的栅极寄生电容, VD 是一个辅助开关,那么在 t_1 到 t_2 这段时间内,当输入驱动信号 V_{in} 降为零时, MOSFET 栅极电压仍可保持高电平。

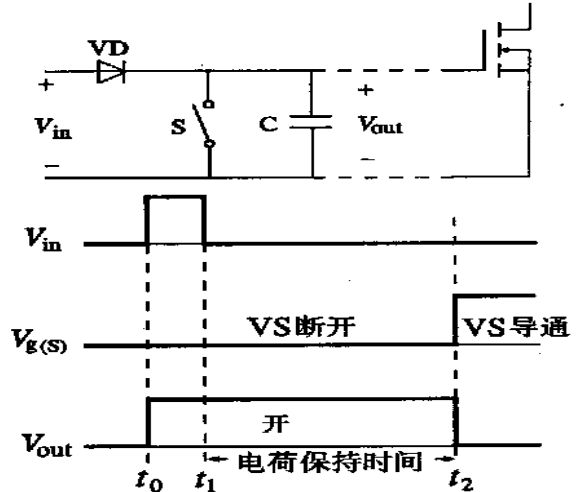


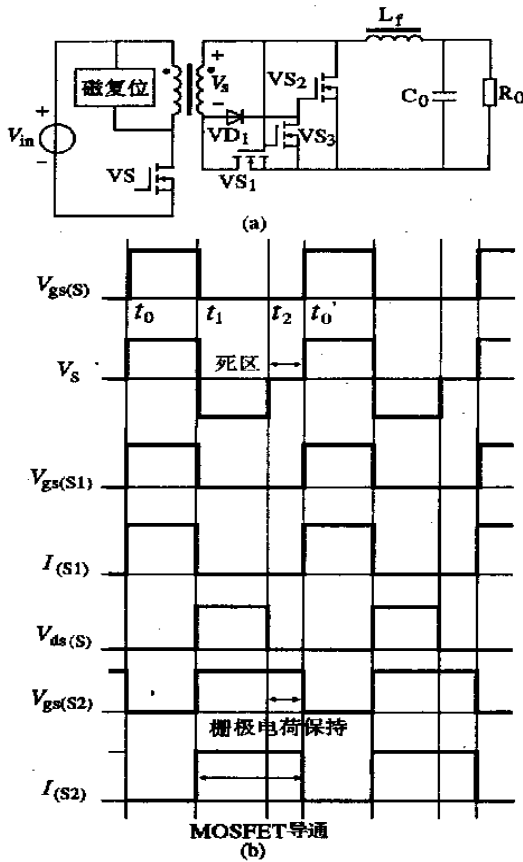
图 3 栅极电荷保持电压驱动的基本原理

2.2.2 栅极电荷保持电压驱动 VS_R 正激变换器

利用栅极电荷保持技术很容易解决图 1 中的死区时间问题。图 4 给出了栅极电荷保持电压驱动同步整流器应用于正激变换器的原理电路和主要波形^[3]。其中,外加的 VS_3 和 VD_1 用来实现栅极电荷保持。

在 t_0 到 t_1 的时间内,主开关管 VS 导通。变压器次级电压驱动 VS_1 和 VS_3 并使其导通。 VS_2 栅-源极寄生电容通过 VS_3 放电, VS_2 的栅极电压降低为零, VS_2 关断,输出电流流经 VS_1 。电路工作模式和传统的电压驱动 VS_R 正激变换器相同。

在 t_1 时刻主开关管 VS 关断,励磁电流流经磁复位电路。变压器次级电压反向, VS_1 和 VS_3 关断。 VS_2 的栅-源极寄生电容由流经 VD 的电流充电。输出电流由 VS_2 续流。在 t_2 时刻,磁复位结束,变压器次级电压为零。因为 VD_1 承受反压截止, VS_3 关断, VS_2 的栅极驱动电压不变,因此即使变压器次级电压为零, VS_2 保持导通续流。 VS_2 栅极驱动电压一直保持到下一个开关周期开始,且 VS_3 导通之时。这就解决了死区时间内体二极管导通的问题。栅极电荷保持技术在实际运用中,必须注意以下几个问题:



(a) 原理电路
(b) 主要波形

图 4 栅极电荷保持电压驱动 V_{SR} 正激变换器

(1) 栅极电荷的保持时间

在栅极电荷保持阶段, V_{S2} 的栅极电荷可能经过 VD_1 、 V_{S2} 和 V_{S3} 放电。用作同步整流的 MOSFET 的典型栅源极寄生电容大约为 60nF, 栅源极漏电流大约为 100nA, 漏源极漏电流大约为 100 μ A。肖特基二极管的反向漏电流大约为 1mA, 快恢复二极管的反向漏电流大约为 1 μ A。如果栅极阈值电压为 2V, 其初始栅极电压为 5V。当 VD_1 采用肖特基二极管时, 栅极电压保持在阈值电压之上的时间大约为 33 μ s。当采用快恢复二极管时, 这个时间会更长。在开关频率高于 50kHz 时, 这一时间足够保持 V_{SR} 在死区时间内的续流要求, 并且可以适当提高开关频率。

(2) 变压器次级电流出现环流

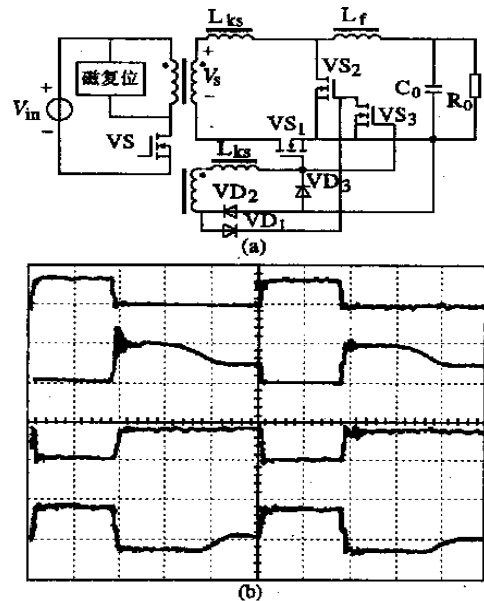
在 t_0 时刻, 主开关管 V_S 导通。变压器次级感应电压开通 V_{S1} , 关断 V_{S2} 。然而, 只有当 V_{S3} 导通且 V_{S2} 的栅极电荷全部释放时, V_{S2} 才关断。这就意味着必须同时建立 V_{S3} 的栅极电压和 V_{S2} 的漏极电压, 这就要求 V_{S2} 流经大的反向电流, 因而增加了 V_{S2} 的损耗。

(3) 变压器次级电压有时可能太低或者太高而不能直接驱动 V_{SR}

当输出电压明显高于 5V 时, 驱动电压可能超过了 MOSFET 栅极驱动电压限值。同时, 当输出电压为 2.2V 或更低时, 次级电压又可能太低而不能有效地驱动 V_{SR} 。

第二个问题和第三个问题可以通过外加辅助绕组得到解决。选取合适的辅助绕组和初级绕组的匝数, 就可以得到理想的驱动电压。辅助开关 V_{S3} 的关断信号从变压器初级直接耦合而来, 不再依赖 V_{S2} 的漏极电压, 因此解决了环流问题。辅助绕组的另一个优点是, 可以减小变压器漏感引起的 V_{SR} 导通的延迟时间。

图 5a 示出一种外加辅助绕组的电荷保持电压驱动 V_{SR} 正激变换器的实用电路^[3]。钳位二极管 VD_3 的作用是: V_{S1} 栅极驱动电压为零时不继续降低, 因此减小了 V_{S1} 的驱动损耗。该电路的实验波形如图 5b 所示, 其中输入电压为 48V, 输出电压为 2.2V, 输出电流为 20A, 开关频率为 200kHz。



(a) 电路拓扑结构
(b) 实验波形

图 5 栅极电荷保持电压驱动同步整流器实验

- 图中
- Ch1 —— V_S 栅极电压 (20V/格)
 - Ch2 —— V_S 漏极电压 (100V/格)
 - Ch3 —— V_{S2} 的栅极电压 (10V/格)
 - Ch4 —— V_{S1} 的栅极电压 (10V/格)

3 电流驱动同步整流器

3.1 传统的电流驱动同步整流器

传统的电流驱动同步整流器结构模块和原理电

路如图 6 所示^[4]。

电流驱动 V_{SR} 就象一个二极管,能够自动地开通和关断。相对于电压驱动,电流驱动的拓扑结构独立。也就是说,在已有的开关电源拓扑结构中,可以用电流驱动 V_{SR} 代替整流二极管,因此,它具有通用性。对于图 6 所示的电流驱动 V_{SR} ,为了减小电流检测产生的损耗,外加的电流检测元件的压降必须尽可能小。如果采用变流器进行电流检测,就需要一个高绕组比的变流器。这种方法的缺点是:变流器的效果不理想;高变比变流器的低变流比和大漏感效应,会在开关动作时引起长的时间延迟,恶化了 V_{SR} 的性能。以上问题集中体现在传统的电流驱动 V_{SR} 不适合高频工作。

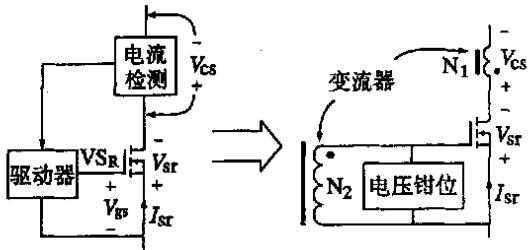


图 6 传统电流驱动同步整流器结构模块和原理电路

3.2 能量恢复电流驱动同步整流器

能量恢复电流驱动 V_{SR} 如图 7 所示^[5]。

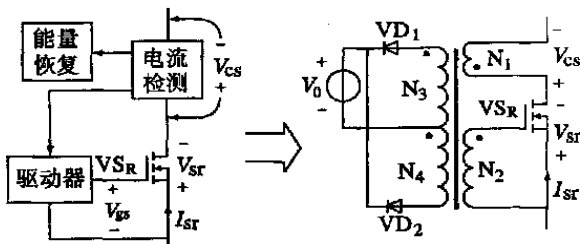


图 7 能量恢复电流驱动 V_{SR} 的结构模块和原理电路图

当电流从 V_{SR} 的源极流到漏极并流经变流器绕组 N_1 时,二极管 VD_1 导通,能量从 N_1 绕组传递到直流电源 V_0 。该直流电源可以是变换器中任一处直流电压,它通常是变换器的输出电压。绕组 N_2 的感应电压驱动 V_{SR} 导通。只要 V_{SR} 上的电流继续流经变流器,并且直流电压是稳定的, V_{SR} 的驱动电压则保持恒定而不随输入电压变化。当 V_{SR} 正向电流降低到零,并反向流动时,二极管 VD_1 截止,同时二极管 VD_2 导通进行磁复位, V_{SR} 的栅极电压变为负值而关断,因此无反向电流流经 V_{SR} 。这种电流驱动 V_{SR} 的工作特性和理想二极管一样。

考虑各绕组励磁电感、 V_{SR} 的栅源极寄生电容和引线电感,进行稳态分析、开通瞬态和关断瞬态分析,可以得到能量恢复电流驱动 V_{SR} 额外损耗最小

时各绕组计算方程^[5]:

$$N_3 = N_1 \sqrt{\frac{DV_{D1(on)} V_0 I_{SR(max)} T_s}{V_{th} V_{g(on)} V_{BD(on)} C_g}} \quad (1)$$

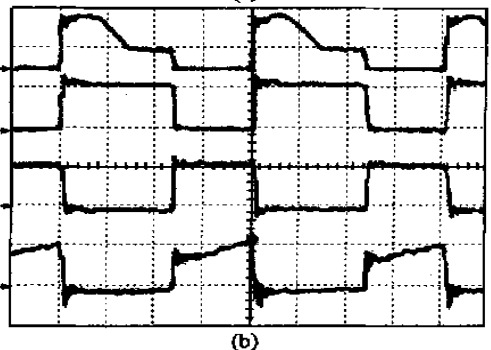
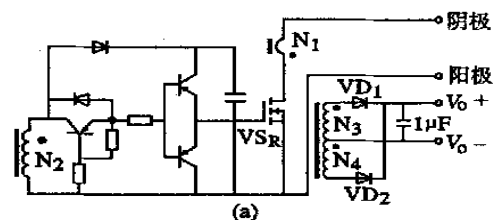
$$N_2 = N_3 \frac{V_{g(on)}}{V_0} \quad (2)$$

$$N_4 = N_3 \left(\frac{1}{D} - 1 \right) \quad (3)$$

式中 $N_1 \sim N_4$ ——四个绕组的匝数
 D —— V_{SR} 的等效占空比
 $V_{D1(on)}$ ——二极管 VD_1 的正向导通压降
 V_0 ——变换器输出电压
 $I_{SR(max)}$ —— V_{SR} 的最大正向电流
 T_s ——开关周期
 V_{th} —— V_{SR} MOSFET 的栅极门槛电压
 $V_{g(on)}$ ——栅极驱动电压
 $V_{BD(on)}$ ——体二极管正向导通压降
 C_g —— V_{SR} 栅极寄生电容

N_1 一般为 1 匝。 N_4 和 VD_2 用作磁复位,可以采用低功率元件。在 V_{SR} 电流较高时,能量传输二极管 VD_1 导通损耗较大。为了减小这一损耗,可以采用低导通压降的肖特基二极管代替 VD_1 。

为了进一步改善能量恢复电流驱动同步整流器的性能,让其工作在高频状态,应尽量缩短开通延迟和关断延迟的时间。在驱动绕组 N_2 和 V_{SR} 的栅源极电容之间加简单的图腾柱驱动电路,可以加速开通过程。影响开通延迟时间和关断延迟时间的主要参数是 V_{SR} 的栅源极电容,栅源极电容越小,延迟时间越短。若驱动器的电流增益是 A ,驱动器等效输入电容即为 C_g/A ,因此开通延时和关断延时可以大大缩短。



(a) 能量恢复电流驱动 V_{SR} 模块
 (b) 实验波形

图 8 能量恢复电流驱动 V_{SR} 模块及其应用举例

图中 Ch1 ——初级 MOSFET 漏极电压(100V/格)
Ch2 ——续流 V_{SR} 栅极电压(10V/格)
Ch3 —— V_{SR} 正向栅极电压(10V/格)
Ch4 —— V_{SR} 正向电流(10A/格)

图 8a 是一种电流驱动 V_{SR} 模块^[5]。该模块有 4 个端口,两个端口是 V_{SR} 的漏极和源极,另两个端口是能量恢复端口,分别和直流输出端的正极和负极连接。它可以用在各种开关电路中代替二极管整流,具有通用性。图 8b 为该电流驱动模块代替图 1 中的 MOSFET 的实验波形,其中输入为 48V,输出电压为 5V,输出电流为 10A,开关频率为 250kHz。

3.3 能量恢复电流驱动 V_{SR} 的优点

(1) 输入电压范围宽

在输入电压变化时,驱动电压保持恒定,所以适用于输入电压范围较宽的情况。具有连续模式(CCM)和非连续模式(DCM)双工作模式,在输入电压较低时,变换器工作在 CCM;当输入电压较高时,变换器工作在 DCM。通过调节绕组匝数,很容易调节 V_{SR} 的驱动电压。在 N_2 绕组和 V_{SR} 栅极之间外加图腾柱驱动电路以加速开通和关断。

(2) 电流驱动 V_{SR} 变换器易于并联

传统的电压驱动 V_{SR} 变换器不适合直接并联运行。原因是 V_{SR} MOSFET 是一个双向导通的开关,电流既可以从漏极流向源极,也可以从源极流向漏极。如果两个电压驱动的 V_{SR} 变换器并联,在某些极端情况下,一个变换器提供电能,而另外一个变换器消耗电能,引起系统崩溃。然而,如果变换器采用电流驱动 V_{SR} ,因为电流驱动 V_{SR} 具有二极管自动截止特性,变换器中就不会流经反向电流。

(3) 通用性

能量恢复电流驱动 V_{SR} 可以方便地应用在正激变换器、反激变换器、推挽变换器、半桥变换器、全桥变换器和谐振变换器中代替二极管整流,并且不需要作任何变动,具有通用性。

4 结束语

本文结合电压驱动同步整流器和电流驱动同步整流器的最新研究成果,详细分析了电压驱动同步整流器和电流驱动同步整流器的工作原理,给出了实用电路和实验波形,同时比较了两种驱动方式的优缺点。随着通讯和计算机事业的迅猛发展,低电压大电流 DC/DC 功率变换器的广泛需求,同步整流技术必然得到进一步的发展。

参考文献:

- [1] Yamashita N., et al. Conduction Power Loss in MOSFET Synchronous Rectifier with Parallel Connected Schottky Barrier Diode [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, 134:667 ~ 673.
- [2] Ji H. K., et al. Active Clamp Forward Converter with MOSFET Synchronous Rectification [C]. Power Electronics Specialists Conference '94, 1994(2):895 ~ 901.
- [3] Xie X. F., et al. Two Methods to Drive Synchronous Rectifiers During Dead Time in Forward Topologies [C]. APEC 2000, 2000:993 ~ 999.
- [4] Acker B., et al. Current-controlled Synchronous Rectification [C]. APEC '94, 1994(1):185 ~ 191.
- [5] Poon N. K., et al. Synchronous Rectification in Power Modules Design [C]. Proceedings of the Fourth Hong Kong IEEE Workshop on Switch Mode Power Supplies, 2000:56 ~ 63.

(上接第 51 页)

- [3] Lin Bor2Ren, et al. Real2Time Digital Control of PWM In2verter with Fuzzy Logic Compensator for Nonlinear Loads [C]. IEEE2LAS '93, 1993, Part 2(of 3):862 ~ 869.
- [4] Tzou Ying2Yu, et al. Fuzzy Control of a Closed2Loop Reg2ulated PWM Inverter under Large Load Variation [C]. IEEE2IECON '93, 1993(1):267 ~ 272.
- [5] Jung Shih2Liang, et al. Self2Tuning Discrete Sliding Mode Control of a Closed2Loop Regulated PWM Inverter with Optimal Sliding Surface [C] 1Power Electronics Specialist Conference, PESC '96, 27th Annual IEEE, 1996(2):1506 ~ 1512.
- [6] Toshimasa, et al. Waveform Compensation of PWM In2

- verter Cyclic Fluctuating Loads [J] IEEE Trans. on Industry Application, 1988, 24(4):582 ~ 589.
- [7] Tzou Ying2Yu, et al. Adaptive Repetitive Control of PWM Inverters for Very Low THD AC2Voltage Regulation with Unknown Loads [J] IEEE Trans. on Power Electronics, 1999, 14(5):971 ~ 981.
- [8] Gokhale, K. P., et al. Deadbeat Microprocessor Control of PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Sys2tem. PESC '85, 1985:28 ~ 36.
- [9] 张凯等 1 逆变电源的重复控制技术:原理与设计——国家自然科学基金委员会工程与材料学部电力电子及电力谐波问题研讨会 [C]. 2000(3):221 ~ 2281