

# 基于模块并联的新型交流斩控变换器研究

张杰, 邹云屏, 张允, 林磊

(华中科技大学电气与电子工程学院, 湖北省 武汉市 430074)

## Research on AC Chopper Power Converter With Module Parallel Control

ZHANG Jie, ZOU Yun-ping, ZHANG Yun, LIN Lei

(College of Electrical and Electronics Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei Province, China)

**ABSTRACT:** The paper focuses on the AC/AC chopper system of AC voltage regulation. Based on the single-phase AC chopper circuit, a novel AC chopper topology with the fixed PWM method is proposed. To improve high voltage performance, both mean voltage and instantaneous voltage dual-loop control of is used in this paper, with duty-cycle feed-forward control. At last, parallel operation control method is used to get the high current sharing performance. The experimental results verify the correctness and feasibility of the proposed control scheme.

**KEY WORDS:** AC voltage regulation; duty-cycle feed-forward; dual-loop control; digital control; parallel operation

**摘要:** 对现有的交流调压技术进行了研究,以单相交流斩波电路为基础,提出了一种新颖的交流斩波电路拓扑及一种改进的交流斩波 PWM 控制方法。为了改善输出电压的波形质量,该文采用了输出占空比前馈,并结合输出电压的平均值和瞬时值的双环控制方案。在该控制方案的基础上,实现了交流模块的并联控制,并取得较好的并联效果。实验结果证明了该控制方法的可行性和有效性。

**关键词:** 交流调压; 占空比前馈; 双环控制; 数字控制; 并联运行

## 0 引言

近年来,相控交流调压电路由于存在输出电压谐波含量大,深控时电源侧功率因数低,网侧电流谐波含量高等缺点,已逐步被交流斩波调压电源所取代<sup>[1-2]</sup>。

目前,应用于现代舞台调光正弦波交流斩波电源必须具备以下条件<sup>[3-4]</sup>: 1) 拓扑结构简单,采用交交斩波电路拓扑; 2) 采用输出并联的模块化设计实现可扩展的负载能力; 3) 采用共零线的模块化设计从而满足最少的舞台灯光连线的要求; 4) 装置

有一定的负载适应能力,在一定范围内实现高输出电压的波形要求; 5) 输入侧要求高功率因数和低电流谐波含量。

一般而言,在小功率应用场合,交流斩波调压电源采用单管双向电子开关实现硬开关或软开关交流斩波调压,通过缓冲电路或谐振软化电路减小死区间隔造成的电流开路而产生的电压尖峰的影响。但由于单开关管存在双向开关关断时的输出电流的续流问题,因而限制了该类型电路的应用范围<sup>[5-6]</sup>。

而在交流调压的中大功率场合,则多采用双向开关管分别实现交流斩波和关断续流功能,其PWM控制方式分为互补控制和非互补控制2种。对于互补控制而言,由于输出电感电流的连续,PWM的死区时间会造成开关管产生很大的电压尖峰,而无电流检测的非互补PWM控制则存在一定的负载失控区<sup>[7-10]</sup>。

为了消除失控现象,非互补控制采用有电流检测方案,即通过输出电压和电流的状态共同来决定控制信号的时序。由于斩控电路的输出电流一般为锯齿状纹波,因此有电流检测的非互补控制方式应用起来既增加了系统成本,又加大了控制难度。目前,国内的各种交流斩波系统在实际应用中均面临着上述的问题。

针对上述问题,本文提出一种改进的交流调压电流拓扑和无电流检测的非互补PWM控制方法,既克服了无电流检测时的失控现象,又降低了控制难度和减小了系统成本,而且在一定程度上合理地解决了互补控制方式造成的电压尖峰问题。并在此基础上,本文基于交流斩波调压模块的交错互连控制和并联均流控制,实现交流斩波调压模块的并联运行<sup>[11-12]</sup>。该变换器兼具有拓扑简单、低成本、控制

容易等优点, 实现多路扩展简单, 具有较高的实用价值<sup>[13-16]</sup>。

### 1 工作原理

为了简化起见, 先以图1所示的单相交流调压电路为例分析工作原理:  $S_1$ 和 $S_2$ 均为双向开关管,  $S_1$ 为主开关管,  $S_2$ 为续流开关管。在运行中, 既不允许两个开关同时导通而造成输入短路, 也应避免二者同时关断造成输出侧电流开路<sup>[1]</sup>。

双向开关器件一般可分为单管和双管双向开关器件2类, 如图2所示。本文提出一种单管双向开关和双管双向开关相结合的新型的交流调压变换电路, 如图3所示。 $S_1$ 是1个单管双向开关,  $S_2$ 则为双管双向开关。

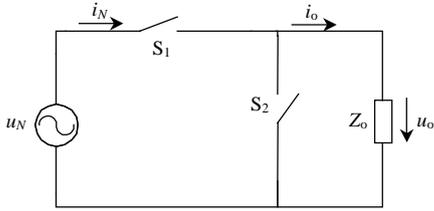


图1 单相交流调压电路

Fig. 1 Basic single-phase AC chopping circuit

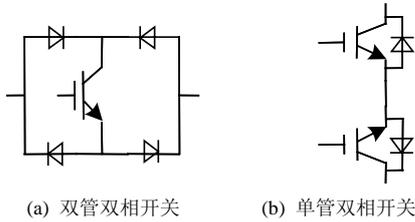


图2 双向开关器件

Fig. 2 Dual-direction switching component

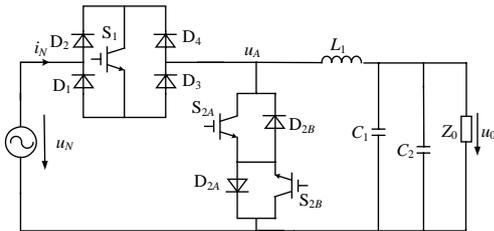


图3 新型单相交流调压变换电路

Fig. 3 Single-phase AC chopping basic circuit

其工作原理如下: 主开关管根据输入输出电压的比率产生固定的 PWM 调制波形, 而续流开关管则根据输入电压的方向选择工作在非互补导通状态或互补导通状态。

该方案的工作过程根据电压和电流的相互关系分为3个阶段, 输入电压  $u_N$ 、输出电压  $u_o$ 、输出电流  $i_o$  及  $S_1$ 、 $S_{2A}$  和  $S_{2B}$  的驱动信号的典型波形如图4所示。

1) 当主开关管  $S_1$  开通时, 斩波输出电压  $u_A$  等于输入电压, 斩波输入电流  $i_N$  等于输出电感电流。

2) 当主开关管  $S_1$  关断时, 斩波输入电流  $i_N$  等于零。当输入电压为正半波,  $S_{2A}$  工作在  $S_1$  的互补 PWM 控制方式,  $S_{2B}$  工作在开通状态。由于输出电感电流的连续, 此时续流开关管实现零电压开通, 斩波输出电压  $u_A$  为零。

3) 而当输入电压和输出电感电流反相时,  $S_{2A}$  工作在  $S_1$  的互补 PWM 控制方式,  $S_{2B}$  开通, 但此时电感电流处于负半波, 因此  $S_{2B}$  实际没有导通 因此续流开关管实际工作在互补开关状态。当  $S_{2A}$  处于互补 PWM 开通状态时, 由于电感电流保持连续,  $S_{2A}$  续流,  $u_A$  为零; 而当  $S_{2A}$  和  $S_1$  同时处于关断时, 由于并联在续流开关管的等效电容  $C_{S2}$  很小, 电感电流会在斩波输出电压  $u_A$  产生一个较大的电压尖峰, 其大小如式(1)所示。

$$\Delta u = \frac{i_{L1}}{C_{S2}} \Delta t_{dt} \tag{1}$$

式中,  $\Delta t_{dt}$  为  $S_1$  和  $S_2$  互补 PWM 开关的死区时间。此时的斩波电压实际大小为输入电压叠加斩波尖峰电压。由于交交斩波频率很高, 因此滤波电感一般很小, 滤波电感引起的相移一般可以忽略。在一定的负载功率角的范围内, 电路工作在状态(c)的输入电压和电感电流也一般比较小, 因而叠加产生的实际斩波电压一般也远低于器件允许的安全电压值。

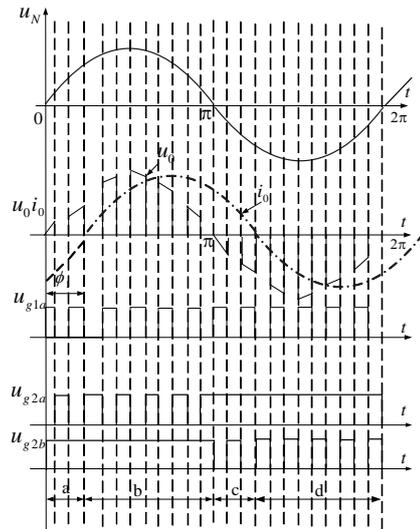


图4 主要工作波形

Fig. 4 Principle operating waveform

## 2 模块化设计分析

### 2.1 变换器特性

图5给出了实际电路拓扑, 如果仅凭续流开关管

的寄生来维持输出电感电流的连续，在死区时间仍然会产生在较大的电压浪涌。为了进一步减小电压尖峰，续流维持电容 $C_3$ 被并接在续流开关管的两端。

当主开关管开关时，二极管的反相恢复电流会在开关管两端上产生很大的浪涌电压。为了限制浪涌电压可能对开关管造成的损害，在双向开关器件的两个端子间并联一个高频电容来提供高频低阻分流之路以限制浪涌电压。另一方面，当主开关管导通时，这个电压浪涌保护电容 $C_2$ 则可能产生很大的放电电流，从而损害开关装置。因此，采用了如图 5 所示的开关缓冲电路，充分利用了电路的杂散电感和寄生电容，避免主开关管的开通和关断不至于产生很大的 $dv/dt$ 和 $di/dt$ ，从而有效的保障了电路的工作安全。

另一方面，由于变换器在轻载或空载下为无阻尼或欠阻尼二阶系统，很容易产生振荡。如图 5 所示的 LC 滤波器的传递函数为

$$G(S) = \frac{1}{s^2 L_f C_f + s(L_f / R_L + R_s \cdot C_f) + 1 + R_s / R_L} \quad (2)$$

其谐振频率为

$$f_r = 1 / 2\pi \sqrt{L_f \cdot C_f} \quad (3)$$

由图 6 可知， $R_L \rightarrow \infty$ ， $G(f_r) \rightarrow \infty$ 。如果采取并联假负载的办法势必增加损耗，降低效率，并进一步加大散热难度。为了解决空载和轻载情况下的系统振荡问题，本文采用可调阻尼滤波器，调整了系统固有的谐振频率，并削弱了系统的谐振峰值，从而有效地克服了在空载和轻载情况下的系统振荡问题。

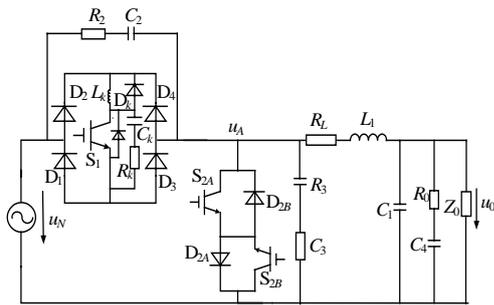


图 5 新型单相交流调压变换电路

Fig. 5 Single-phase AC chopping revised circuit

改进后系统的输出电压相对于前端电压的传递函数分别为

$$G(S) = (s + \frac{1}{R_p C_p}) / \{L_f C_f [s^3 + s^2(\frac{1}{R_L C_f} + \frac{1}{R_p C_p} + \frac{1}{R_p C_f} + \frac{R_s}{L_f}) + s(1 + \frac{1}{R_L R_p C_f C_p}) + \frac{1}{R_p C_p}]\} \quad (4)$$

由劳斯定理可以判定，由于 $R_p \neq 0$ ，系统的稳定条件恒成立。如图 6 所示，由上述二者的波特图可以看出，LC 阻尼滤波器明显的减小了系统谐振峰值，从而大大增强了系统空载情况下的稳定性。

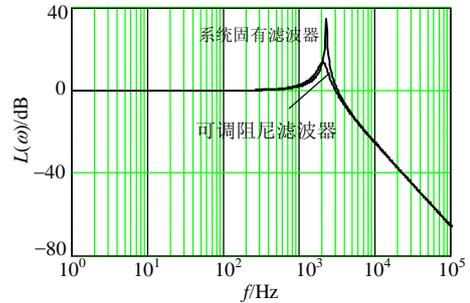


图 6 主电路波特图

Fig. 6 Bode diagram of main circuit

## 2.2 PWM 控制实现及预测改进

通过上述分析，为了生成上述 PWM 控制信号，本文提出了一种简单的 PWM 合成方法，即通过检测输入电压方向并与主控 PWM 信号合成产生续流开关管 PWM 信号，如图 7 所示，从而无需进行对电感电流的检测。

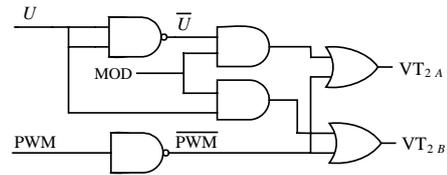


图 7 PWM 合成电路示意图

Fig. 7 PWM synthesized circuit

因此，该 PWM 控制方案最少需要检测输入电压和输出电压。由于输入电压和输出电压存在同频同相关系，通过检测输出电压可以对输入电压的频相关系进行判断并进一步预测其幅值大小。

根据以上分析和前面提出的 PWM 合成控制方法，本文提出一种无需检测输入电压并实现交流斩波调压的控制方法，即通过加入 MOD 模式变换信号来改变系统的工作模式，如图 7 所示。系统开始启动时，输出电压尚未建立起来或幅值太小，因此无法准确判断其相位关系，在输出电压较小时采用互补 PWM 控制启动。此时由于输出电流很小，因此死区产生的电压尖峰不会很大，而且过零点处实际电压也比较小，因而对系统不会造成很大的影响。等到输出电压到一定的幅值后，可以对输入电压的频相关系进行准确的判断，此时就可以进行正常状态下的非互补 PWM 控制，实现交流斩控调压。

在此基础上，根据实际输出电压和占空比进行计算，预测出当前输入电压的大小，并根据设定输

出电压的大小来改变占空比前馈的数值，从而提高系统的输出电压波形和动态特性。

### 2.3 控制系统分析

由于单一控制器难以兼顾系统在稳压精度和波形品质两个方面品质要求，因此本文采用的是电压平均值和瞬时值的双闭环控制以及与占空比前馈相结合的方案，其系统总体框图如图 8 所示。

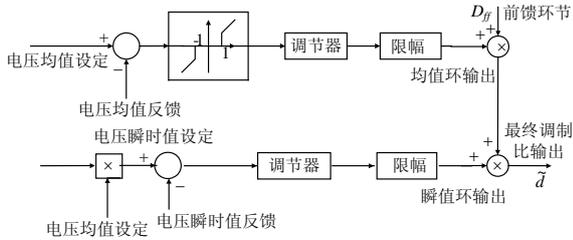


图 8 控制系统框图

Fig. 8 Control system diagram

为了改善波形质量和动态特性，系统采用占空比前馈控制，如式(5)。从而减轻了后续调节器的负担，从而改善了系统的动态性能和输出波形质量。

$$D_{ff} = \frac{U_{set}}{U_{in}} \quad (5)$$

在系统的双环控制中，均值控制可以较大的低频增益，从而保证了系统的稳压精度；另一方面，瞬时控制环具有较大的带宽，提高了系统的中频增益，从而获得更好的动态性能，进而改善了输出电压的波形质量。

### 3 并联分析

在现代电源的设计中，往往采用模块化结构的构造方法，将一定规格的模块化电源按照并联或串连方式，达到功率扩展的目的。

图 9 为模块化交流调压变换器并联的原理图。模块 1 和模块 2 共用一个输入 EMI 滤波器。

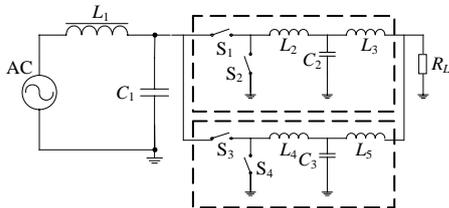


图 9 并联系统示意图

Fig. 9 Parallel system diagram

为了简化起见，对系统并联原理进行分析<sup>[12-13]</sup>，如图 10 所示，并可表示为

$$I_1^* = \frac{U_1(\cos \varphi_1 + j \sin \varphi_1) - U_0}{Z_s} \quad (6)$$

$$S_1 = U_0 \left[ \frac{U_1(\cos \varphi_1 + j \sin \varphi_1) - U_0}{Z_s} \right] \quad (7)$$

由于交流斩波变换器不改变输入电压的频相关系，令  $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$ ，可以得到

$$\Delta I = (I_1 - I_2) = \frac{(U_1 - U_2) \cdot (\cos \varphi + j \sin \varphi)}{Z_s} = \frac{\Delta U \cdot (\cos \varphi + j \sin \varphi)}{Z_s} \quad (8)$$

由于  $\omega L_s \ll r_s$ ，则  $Z_s \approx r_s$ ， $\varphi \approx 0$ 。

$$I_H = |\Delta I| / 2 = |\Delta U| / 2 r_s \quad (9)$$

由上述分析可看出，交流调压电路不改变输入电压的频相关系，因此其并联均流则类似直流电源系统，可以通过调节输出电压幅值来实现系统的均流。本文在控制系统中适当引入模块间的电流差异，同时利用下垂特性适当的调节各模块的电压参考值来减小模块间的电流差，如图 11 所示。

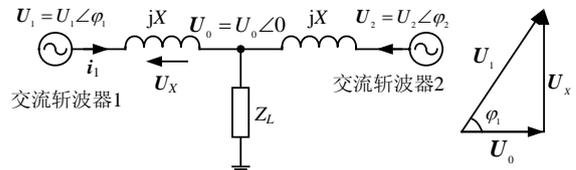


图 10 并联系统示意图

Fig. 10 Current sharing system diagram

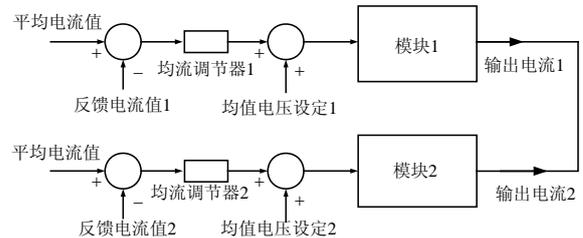


图 11 均流控制框图

Fig. 11 Current sharing control system diagram

### 4 实验验证

本文在 2 个 1.5 kW 交流模块上进行实验研究，负载为分别为 1kw 的照明白炽灯泡。控制系统采用 TI 的 DSP 处理器 TMS320LF2407A 为主控制芯片，其实验参数如表 1 所示。

表 1 实验参数  
Tab. 1 Experimental parameters

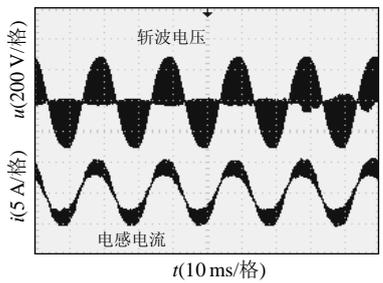
额定输入电压/V	220	阻尼滤波电阻/Ω	10
额定输出功率/kW	1.5	阻尼滤波电容/μF	10
额定输出电压/V	220	输出并联电感/μH	200
滤波电感/μH	270	浪涌抑制电容/nF	10
		续流吸收电容/nF	10
		浪涌抑制电阻/Ω	10
滤波电容/μF	20	续流吸收电阻/Ω	10

图 12(a)为开环时斩波电压和滤波电感电流，图 12(b)为滤波后输出电压和输出电流输出。由图 12(a)

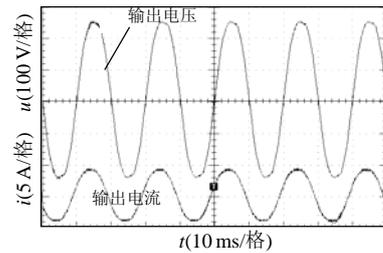
可知, 未经LC滤波器的斩波器的输入电压与电流均含有大量的高频分量, 经过LC滤波器后的输入电压电流波形如图 12(b)所示, 高频分量已大部分被滤除, 电压电流接近正弦, 由于未加任何控制, 所以在输出电压里含有低频的谐波, 进行波形分析, 此时输出电压的总畸变率 $\eta_{THD}$ 为 5.570%。

图 13 为加入双闭环后的输出电压波形及 $\eta_{THD}$ 分析。输出电压的波形得到很大的改善, 总 $\eta_{THD}$ 约为 0.942%。实验证明了该控制方案对改善输出波形的有效性。

图 14 是交流调压模块并联控制时的输出电流。



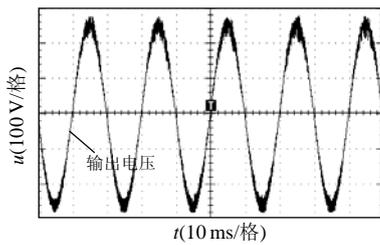
(a) 开环时斩波电压和滤波电感电流



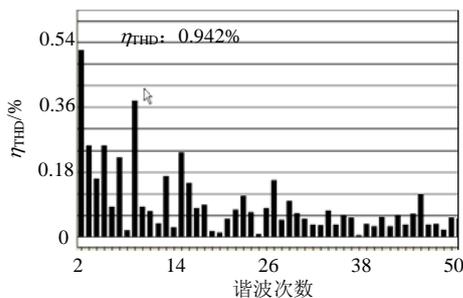
(b) 滤波后输出电压和输出电流

图 12 实验结果

Fig. 12 Experiment results



(a) 闭环时输出电压



(b) 输出电压 THD 分析

图 13 实验结果

Fig. 13 Experiment results

由波形图可以看出, 该控制方案基本能实现系统的均流功能, 并能获得较好的均流效果。

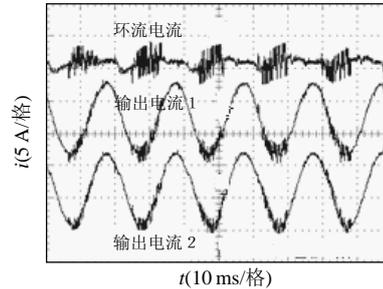


图 14 均流实验结果

Fig. 14 Current sharing experiment results

### 5 结论

本文提出了一种新型的交流斩控调压变换电路及控制方案。该方案在现有交流斩控电路的基础上进行了改进, 通过将输入电压方向与互补控制 PWM 合成来控制续流双向开关管, 无需判断输出电流的方向, 从而降低了检测成本和控制难度。有效使用双环控制加前馈控制获得较好的波形效果和动态响应, 并实现了交流模块的并联均流。实验结果证明了上述方案的可行性和有效性。

### 参考文献

- [1] 林渭勋. 现代电力电子电路[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 2002: 222-230.
- [2] Dorf R C, Bishop R H. 现代控制系统[M]. 北京: 高等教育出版社, 2001: 251-257.
- [3] 王旭光, 卫永琴. 斩控式交流调压器输出电压的谐波分析[J]. 电气传动自动化, 2005, 27(3): 28-30.  
Wang Xuguang, Wei Yongqin. Analysis of harmonic output voltage of chopping AC regulator[J]. Proceedings of the Electric Drive Automation, 2005, 27(3): 28-30.
- [4] Sund K, Kumar A P. Voltage harmonic elimination in PWM AC chopper using genetic algorithm[J]. Proceedings of Electronic Power Applications, 2004, 151(1): 26-31.
- [5] Kwon B H, Min B D, Kim J H. Novel topologies of AC choppers[J]. Proceedings of Electronic Power Applications, 1996, 143(4): 323-330.
- [6] 杨旭, 石勇, 何群, 等. 一种新的开关拓扑变换方法及新型多电平交-交交流电路[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(9): 86-91.  
Yang Xu, Shi Yong, He Qun, et al. A novel deduction approach of switching topologies and multi-level AC-AC converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(9): 86-91(in Chinese).
- [7] Gyu Ha Choe, Alan K, Park Min-Ho. An improved PWM technique for AC choppers[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1989, 4(4): 496-505.
- [8] 石勇, 杨旭, 王兆安. 新型三电平交流斩波电路的输出频谱结构分析[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(6): 106-110.  
Shi Yong, Yang Xu, Wang Zhaoan. Research on the output frequency structure of novel three-level AC chopper[J]. Proceedings of the

- CSEE, 2004, 24(6): 106-110(in Chinese).
- [9] Min B D, Kim J H. Novel PWM line conditioner with fast output voltage control[J]. Proceedings of Electronic Power Applications, 1998, 145(2): 85-91.
- [10] Kwon B H, Min B D, Kim J H. Automatic voltage regulator with fast dynamic speed[J]. Proceedings of Electronic Power Applications, 1999, 146(2): 201-207.
- [11] 程璐璐, 阮新波, 章涛. 输入串联输出并联的直流变换器控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(22): 67-73.  
Cheng Lulu, Ruan Xinbo, Zhang Tao. Control strategy of input-series output-paralleled DC-DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(22): 67-73(in Chinese).
- [12] 张宇, 段善旭, 康勇, 等. 逆变器并联系统中谐波环流抑制的研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 26(12): 67-72.  
Zhang Yu, Duan Shanxu, Kang Yong, et al. The research of harmonic circulating current restrain in parallel inverter systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 26(12): 67-72(in Chinese).
- [13] 王汝文, 姚建军, 苏丽花. 斩控交流调压器开关缓冲电路参数的优化[J]. 西安交通大学学报, 2003, 37(2): 127-131.  
Wang Ruwen, Yao Jianjun, Sun Lihua. Parameter optimization of snubber for switch of AC voltage regulator with chop control [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2003, 37(2): 127-131.
- [14] 张方华, 严仰光. 高频耦合 AC-AC 变压器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(12): 149-153.  
Zhang Fanghua, Yan Yangguang. Research on high-frequency-linked AC-AC transformer[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(12): 149-153 (in Chinese).
- [15] Huh D Y, Cho G H. Electronic Step down (220/110V) Transformer Using a new quantum series resonant converter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1993, 8(4): 439-444.
- [16] Geraldo C R S, Arnaldo J P. High pressure sodium lamp high power factor electronic ballasts using AC-AC converters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, 22(3): 804-814.



张杰

收稿日期: 2007-12-05。

作者简介:

张杰(1979—), 男, 湖北武汉人, 博士研究生, 研究方向为电力电子变换器及其控制, zhangjie\_hust@sina.com;

邹云屏(1945—), 男, 湖南祁东人, 教授, 博士生导师, 从事新型电力电子电路、装置与变换控制技术及应用基础研究(含信号检测、变换与处理)。

(编辑 王彦骏)