

基于虚拟磁链直接功率控制的 四象限级联型多电平逆变器简化结构

吴凤江, 刘大为, 孙力, 赵克

(哈尔滨工业大学电气工程系, 黑龙江省哈尔滨市 150001)

A Simplified Structure of Four-quadrant Cascade Multilevel Inverter Based on Virtual-flux-linkage Direct Power Control Strategy

WU Feng-jiang, LIU Da-wei, SUN Li, ZHAO Ke

(Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, Heilongjiang Province, China)

ABSTRACT: Traditional four-quadrant cascade multi-level inverter (FCMI) that consisted of a few four-quadrant power cells needs so many sensors and filter inductors that makes the system volume and cost increase remarkably. Through combining the PWM rectifier based on virtual-flux-linkage direct power control strategy (VF-DPC) with traditional H bridge inverter, a novel simplified structure of FCMI is proposed. The active and reactive power can be calculated through the virtual flux linkage, then the AC voltage sensors are not needed and the differential calculus of input current is avoided. By increasing the inductance of input transformer properly, the function of filter is realized, thus the filter inductances of power cells are removed. The proposed simplified structure has the merits: smaller volume, fewer sensors, stronger ant-jamming ability, bidirectional power flowing freely, lower harmonic of both input and output currents. The simulation and experimental results indicate its validity and feasibility.

KEY WORDS: cascade inverter; four-quadrant; virtual-flux-linkage direct power control; carried phase-shifted sinusoidal pulse width

摘要: 传统四象限级联型逆变器由多个四象限电压胞组成, 需要大量电量传感器及滤波电感, 造成系统体积和成本显著增加。该文提出一种四象限级联型逆变器的新型简化结构, 将基于虚拟磁链直接功率控制策略(virtual-flux-linkage direct power control strategy, VF-DPC)的 PWM 整流器与传统 H 桥逆变器相结合, 引入虚拟磁链的概念并用于计算瞬时有功和无功功率, 无需检测输入变压器二次侧输出电压, 省去了交流电压传感器, 并避免计算输入电流的微分; 通过适当提高

变压器感抗以起到滤波作用, 从而取代了电压胞输入端滤波电感。所提出的简化结构具有体积小, 有效降低传感器数量, 抗干扰能力强, 能量自由双向传递, 输入、输出电流谐波含量较低等优点。仿真和实验结果证明了该新型简化结构及其控制策略的正确性和可行性。

关键词: 级联型逆变器; 四象限; 虚拟磁链直接功率控制; 载波移相正弦脉宽调制

0 引言

基于H桥逆变器(电压胞)串联的级联型多电平逆变器因其具有无需高压功率器件、易于提高输出电压等级以及低输出电流谐波等优点在高压大功率场合得到了越来越多的应用^[1-3]。能量可双向传递的四象限级联型逆变器的出现, 进一步拓展了其应用场合^[4]。目前的四象限级联型逆变器均采用PWM整流器与H桥逆变器相结合的拓扑结构, 由于每个四象限电压胞均需检测交流输入电压, 对于三相结构, 每个电压胞至少需要 2 个交流电压传感器和 3 个滤波电感。而一个级联型逆变器是由多个结构相同的四象限电压胞级联组成, 造成系统体积和成本均显著增加^[4-6], 阻碍了其在实际场合的应用。

本文提出一种四象限级联型多电平逆变器的简化结构, 将基于VF-DPC控制策略的PWM整流器^[7-8]引入到级联型逆变器中, 无需交流电压传感器, 并将滤波电感嵌入到输入变压器中, 有效降低了系统体积和成本。仿真和实验结果证明了该新型简化结构的正确性和可行性。

1 四象限级联型逆变器的简化结构

本文提出的新型四象限级联型多电平逆变器

基金项目: 国家自然科学基金项目(50477009)。

Project Supported by National Science Foundation of China (50477009).

简化结构是在对单个电压胞改进的基础上实现的。主电路拓扑和传统四象限级联型逆变器类似,如图1所示。对电压胞改造的基本思想是:对于每一个电压胞,将基于VF-DPC控制策略的无交流电压传感器三相PWM整流器和H桥逆变器相结合,同时重新设计输入变压器,通过适当提高其二次侧绕组感抗,取代各个电压胞输入侧电感起到滤波的作用,可以显著降低系统体积,其拓扑如图2。下面对该简化结构的控制策略及工作特性进行详细分析,变压器的参数设计将在后续文章中进行阐述。

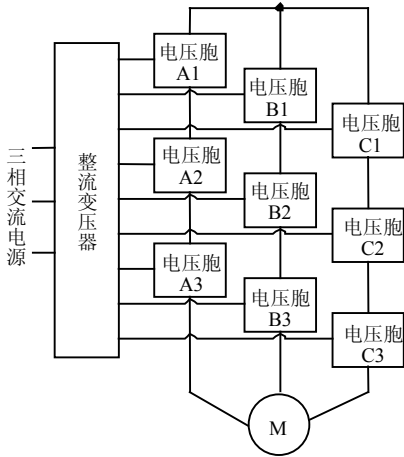


图1 级联型多电平逆变器拓扑结构图
Fig.1 Topology of cascade multi-level inverter

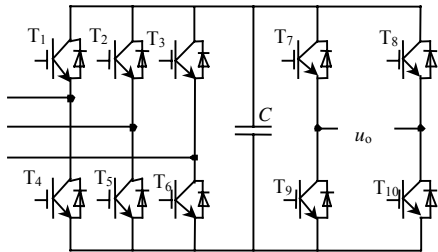


图2 四象限电压胞简化结构图
Fig.2 Simple structure of four-quadrant power cell

2 简化结构的控制策略

2.1 输入整流器的控制

由四象限级联型逆变器的结构特点,将其分为输入PWM整流器和H桥逆变器两部分,进行独立控制,下面详细阐述其控制策略。

由于每个电压胞的输入端结构相同,并相互独立,只需阐述一个PWM整流器的控制策略。

PWM整流器的直接功率控制策略因其无电流控制环节,无需进行旋转坐标变换,算法简单,具有较好的动静态控制性能而得到了越来越多的关注^[9-10]。但是传统的DPC控制策略需要根据输入电压、电流计算瞬时有功和无功功率,同样需要交流

电压传感器。为了取消交流电压传感器,引入虚拟磁链的概念用于计算瞬时有功和无功功率。将图3中虚线部分等效为一个交流电动机,变压器输出电压等效为由虚拟磁链产生,在两相静止坐标系下,定义虚拟磁链矢量 Ψ 为

$$\Psi = \int u dt \quad (1)$$

式中 u 为变压器输出电压矢量,为

$$u = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int u_\alpha dt \\ \int u_\beta dt \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: u_{ab} 、 u_{bc} 为变压器输出线电压; u_α 、 u_β 为变压器输出电压矢量在两相静止坐标系下的电压分量。

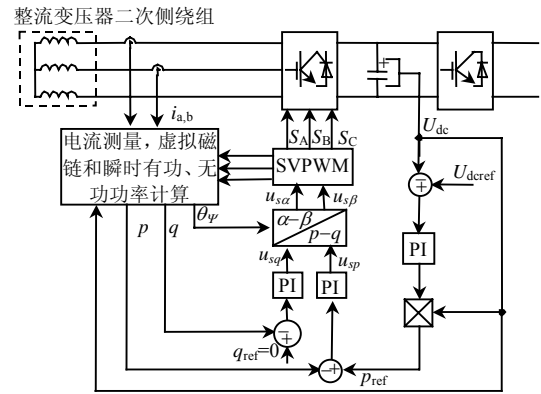


图3 定频VF-DPC算法原理图

Fig.3 Principle of constant frequency VF-DPC
输入电流矢量 i 为

$$i = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 3/2 & 0 \\ \sqrt{3}/2 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: i_{ab} 、 i_b 为电压胞输入相电流; i_α 、 i_β 为两相静止坐标系下的输入电流分量。

整流器逆变电压矢量 u_s 为

$$u_s = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: U_{dc} 为母线电压; $S_x(x=A,B,C)$ 分别为三相桥臂开关信号。

则整流变压器二次侧输出电压为

$$u = \frac{d\Psi}{dt} \Big|_\alpha + \frac{d\Psi}{dt} \Big|_\beta + j\omega(\Psi_\alpha + j\Psi_\beta) \quad (6)$$

式中 ω 为交流电压角频率。

功率的表达式为

$$\begin{cases} p = \text{Re}(\mathbf{u} \otimes \mathbf{i}^*) \\ q = \text{Im}(\mathbf{u} \otimes \mathbf{i}^*) \end{cases} \quad (7)$$

式中： \mathbf{i}^* 是电压胞输入电流的共轭； p 和 q 分别为瞬时有功和无功功率。

对于三相平衡系统， $d\Psi/dt=0$ ，因此将式(4)和(6)带入上式，得

$$\begin{cases} p = \omega(\Psi_\alpha i_\beta - \Psi_\beta i_\alpha) \\ q = \omega(\Psi_\alpha i_\alpha + \Psi_\beta i_\beta) \end{cases} \quad (8)$$

两相静止坐标系下，三相PWM整流器数学模型^[11]为

$$\begin{cases} u_\alpha = L \frac{di_\alpha}{dt} + u_{s\alpha} \\ u_\beta = L \frac{di_\beta}{dt} + u_{s\beta} \end{cases} \quad (9)$$

式中 L 为变压器二次侧等效电感。

将上式带入式(3)得

$$\begin{cases} \Psi_\alpha = Li_\alpha + \int u_{s\alpha} dt \\ \Psi_\beta = Li_\beta + \int u_{s\beta} dt \end{cases} \quad (10)$$

由式(8)和式(10)可知，通过检测瞬时交流输入电流和整流器逆变电压即可计算瞬时功率，无需检测交流电压，并避免了计算电流的微分，同时该算法无需同步旋转坐标变换，简化了算法。

VF-DPC系统控制框图如图3所示。取直流母线电压为外环PI闭环控制，调节器的输出作为参考电流值，并与母线电压值相乘得到有功功率参考值，无功功率参考值设为0，以保证整流器以单位功率因数运行。

内环包括瞬时有功和无功功率的控制，均采用PI闭环调节器，其输出作为逆变电压的给定，其给定进行坐标反变换到两相静止直角坐标，即可与传统SVPWM调制方法相接口^[12]，实现PWM整流器的定频VF-DPC控制，变换公式为

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \theta_\psi & -\cos \theta_\psi \\ \cos \theta_\psi & -\sin \theta_\psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sp} \\ u_{sq} \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中： θ_ψ 为虚拟磁链在两相静止坐标系下的向量角，为

$$\theta_\psi = \arctan \frac{\Psi_\beta}{\Psi_\alpha} \quad (12)$$

由于各个电压胞结构相同，其输入端PWM整流器相互独立，因此实现级联型逆变器的四象限运

行，只须将各个PWM整流器的输入端通过整流变压器二次侧绕组并联即可，各个PWM整流器采取相同的控制策略，大大降低了系统的复杂程度。

2.2 H桥逆变器的控制

每个H桥逆变器采用三电平电压输出控制策略，用相位相差 180° 的两路三角载波 C_L 、 C_R 与同一个调制波 U_{ref} 进行比较生成PWM波形，再分别取反后，形成四路PWM波形，分别控制H桥逆变器左桥臂和右桥臂的功率器件。需要注意的是为了获得三电平电压输出，右桥臂上管的驱动信号为载波 C_R 形成的PWM波取反后的波形^[13]。

为了实现整个逆变器的多电平电压输出，将载波移相SPWM技术引入到级联型逆变器中，即将每个H桥逆变器的载波错开一定角度，以叠加上多电平电压波形。每个电压胞载波的最佳移相角为

$$\theta_{\text{shift}} = \frac{180^\circ}{N} \quad (13)$$

式中 N 为逆变器每相的电压胞数量。

在这种控制方法下，逆变器输出电平数为

$$N_{\text{out}} = 2N + 1 \quad (14)$$

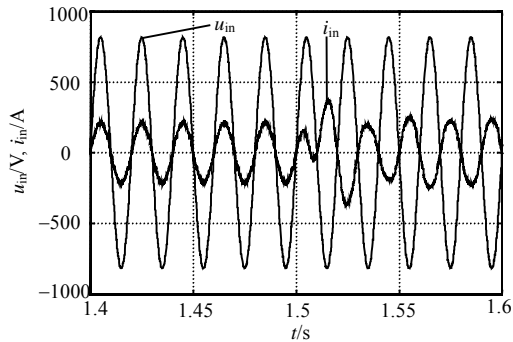
整个逆变器输出电压的等效载波频率为 N 倍的电压胞载波频率，可以有效降低输出电压、电流谐波，而幅值并不损失^[14-15]。

3 仿真结果及分析

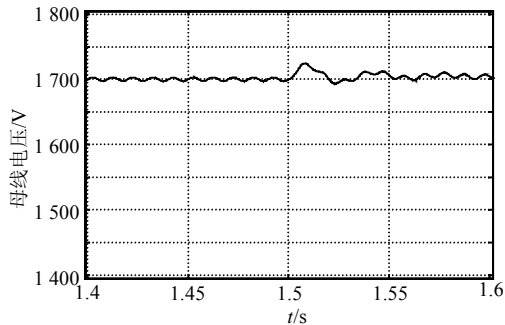
为验证所提出新型简化结构的正确性，在Matlab/Simulink环境下对三相输入单相输出三单元四象限级联型逆变器进行了仿真研究，仿真参数为：输入线电压有效值 $u_a=3\ 000\text{ V}$ ；输入电压频率 $f_{in}=50\text{ Hz}$ ；电压胞线电压有效值 $u_{a1}=3\ 000\text{ V}$ ；母线电压给定 $U_{cref}=1\ 700\text{ V}$ ；PWM整流器采样周期 $f_s=10\text{ kHz}$ ；H桥逆变器载波频率 $f_c=2.5\text{ kHz}$ ；H桥逆变器输出电压频率： $f_{out}=50\text{ Hz}$ ；输入变压器二次侧等效电感 $L=5\text{ mH}$ ；滤波电容 $C=5\ 000\ \mu\text{F}$ ；负载电阻 $R_L=100\ \Omega$ ；负载电感 $L_L=50\text{ mH}$ 。在1.5s时刻在输出回路串联幅值为9 000 V、频率为50 Hz的交流电压，以模拟负载发电状态。

图4为四象限电压胞简化结构的仿真波形。可见，定频VF-DPC控制策略很好地计算出瞬时有功和无功功率，具有良好的动态响应能力；输入电流波形与电网电压同相位，正弦性较好，谐波含量较低；在负载处于发电状态时，输入电流自动反相，母线电压保持为恒定值，实现了能量的双向流动。

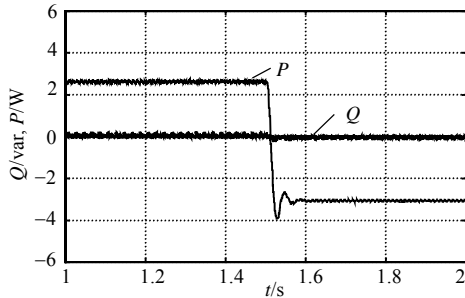
图5为单相三单元四象限级联型逆变器仿真波形,图5(a)为总的输入电压、电压波形,可以看出,电流与电压同相位,在负载转变为发电状态时,电流反向,能量由负载流向电网。图5(b)为逆变器输出电压波形,输出电压幅值为电压胞幅值的3倍,



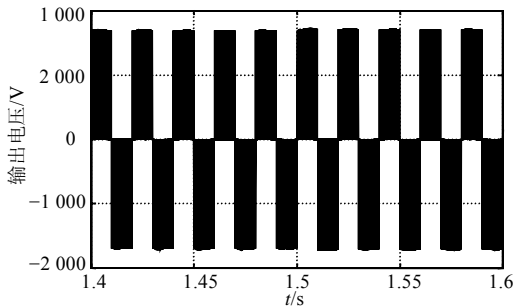
(a) 输入电压、电流(电流放大10倍)



(b) 母线电压



(c) 有功与无功功率

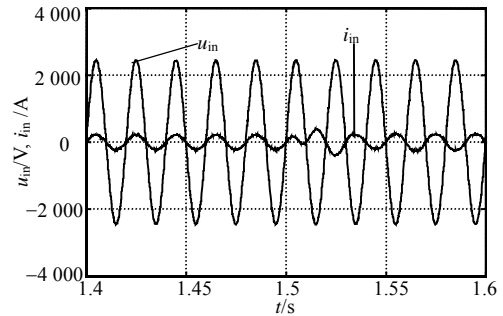


(d) 输出电压

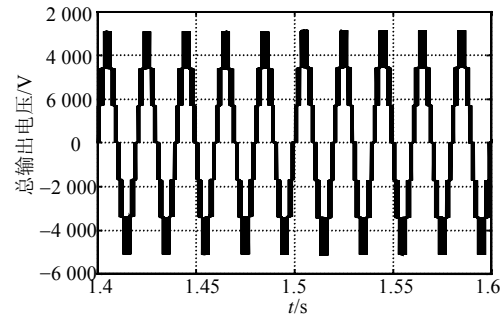
图4 四象限电压胞简化结构仿真波形

Fig.4 Simulation waves of simple structure of four-quadrant power cell

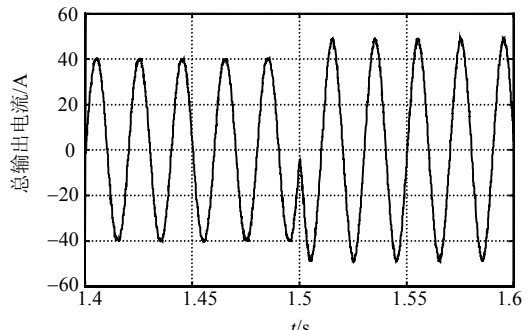
为七电平输出。在负载转变为发电状态时,输出电压保持平稳,实现了级联型逆变器的四象限运行。图5(c)为输出电流波形,由图可见,电流波形具有较好的正弦性,谐波含量较低。



(a) 总输入电压、电流(电流放大10倍)



(b) 总输出电压



(c) 总输出电流

图5 四象限级联型逆变器简化结构仿真波形

Fig.5 Simulation waves of simple structure of four-quadrant cascade inverter

4 实验验证

对低压单相三单元四象限级联型逆变器的负载电动运行状态进行了实验验证。逆变器三相输入相电压为75V;电压胞母线电压给定为80V;单相负载电阻阻值为200Ω,电感为10mH;输入输出电压频率均为50Hz。图6(a)为电压胞输入相电压、相电流实验波形;图6(b)、图6(c)分别为三单元逆变器输出电压、电流实验波形。由图可见,电压胞输入电流近似正弦,系统以近似单位功率因数

运行，输出电压为 7 电平波形，有效降低了负载电流谐波。

上述仿真结果是在理想条件下得到的，并只给出了低压缩比系统的稳态实验结果，需要进一步深入研究该系统的诸如电磁兼容、输入输出逆变器的协调控制，进一步降低输入电流谐波等具体问题，以适应高电压等级应用场合的实际需要，上述问题将是后续研究工作的重点。

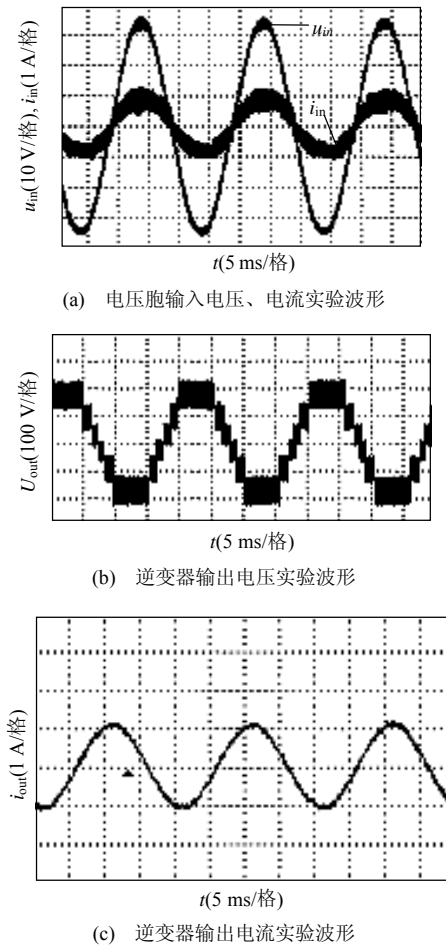


图 6 三单元四象限级联型逆变器简化结构的实验波形

Fig.6 Experimental waves of three units four-quadrant cascade inverter simple structure

5 结论

所提出的四象限级联型多电平逆变器简化结构，是将 VF-DPC 控制策略引入到各个电压源输入端的 PWM 整流器中，进而取消了交流电压传感器和滤波电感，具有如下特点：

(1) 输入电流正弦性好，逆变器以近似单位功率因数运行；在负载处于发电状态时，输入电流自动反相，并保持母线电压恒定，使能量从负载流向电网，具有良好的动静态性能。

(2) 控制算法简单，易于实现，降低了对数字信号处理器性能的要求，各个电压源中无需交流电压传感器和滤波电感，有效降低了系统体积和成本。

(3) 将载波移相 SPWM 技术引入到级联型逆变器中，输出电压为多电平阶梯波，等效开关频率提高 N 倍，显著降低了输出电压、电流谐波。

(4) 仿真和实验结果证明了所提出的新型简化结构的正确性和可行性，使四象限级联型逆变器应用于实际场合成为可能。

参考文献

- [1] Peng F Z, Lai J S, John W Mckeever. A multilevel voltage source inverter with separate DC source for static var generation[J]. IEEE Trans. on Industry Application, 1996, 32(5): 1130-1137.
- [2] Lai J S, Peng F Z. Multilevel converters-a new breed of power converters[J]. IEEE Trans. on Industry Application, 1996, 32(3): 509-517.
- [3] 林平, 王立乔, 李建林, 等. 基于级联型错时采样空间矢量调制多电平变频器的 APF 研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(8): 70-74.
Lin Ping, Wang Liqiao, Li Jianlin, et al. Research on cascade multi-level inverters with sample time staggered svm and its application to APF[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(8): 70-74(in Chinese).
- [4] Rodriguez J, Lai J S, Peng F Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-738.
- [5] Rodriguez J, Moran L, Pontt J, et al. High-voltage multilevel converter with regeneration capability[J]. IEEE trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 839-845.
- [6] Rodriguez J, Pontt J, Silva E, et al. Topologies for regenerative cascaded multilevel inverters[C]. PESC'03, Acapulco, MEXICO, 2003.
- [7] 赵仁德, 贺益康. 无电网电压传感器三相 PWM 整流器虚拟电网磁链定向矢量控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(20): 56-61.
Zhao Rende, He Yikang. Virtual line-flux-linkage oriented vector control of three-phase voltage source PWM rectifier without line voltage sensors[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(20): 56-61(in Chinese).
- [8] Malinowski M, Kazmierkowski M P, Hansen S, et al. Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers [J]. IEEE Trans. on Industry Application, 2001, 37(4): 1019-1027.
- [9] 王久和, 李华德, 王立明. 电压型 PWM 整流器直接功率控制系统 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(18): 54-60.
Wang Jiuhé, Li Huade, Wang Liming. Direct power control system of three phase Boost type PWM rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(18): 54-60(in Chinese).
- [10] 王久和, 李华德. 一种新的电压型 PWM 整流器直接功率控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(16): 47-52.
Wang Jiuhé, Li Huade. A new direct power control strategy of three

- phase boost type PWM rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(16): 47-52(in Chinese).
- [11] Rodriguez J, Wiechmanm E. High power factor rectifiers [C]. European Power Electronics Conference, Sevilla, Spain, 1995.
- [12] 杨贵杰, 孙力, 崔乃政, 等. 空间矢量脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 79-83.
- Yang Guijie, Sun Li, Cui Naizheng, et al. Study on method of the space vector PWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(5): 79-83(in Chinese).
- [13] Giuseppe G, Carrara S, Marchesoni M, et al. A new multilevel PWM method: a theoretical analysis[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1992, 7(3): 497-505.
- [14] 吴洪洋, 何湘宁. 多电平载波 PWM 法与 SVPWM 法之间的本质联系及其应用[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(5): 10-15.
- Wu Hongyang, He Xiangning. Relationship between multilevel carrier-based SPWM and SVPWM and its applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(5): 10-15(in Chinese).
- [15] Wang liqiao, Li Jianlin, Zhang Zhongchao. Carrier phase shifted SPWM based on current sourced multi-modular converter for active power filter[J]. Journal of ZheJiang University Science, 2004, 5(7): 861-866.
- 收稿日期: 2007-04-06.
- 作者简介:
吴凤江(1980—), 男, 博士研究生, 研究方向为新型逆变器拓扑及其应用, wfjhit@163.com;
刘大为(1978—), 男, 博士研究生, 研究方向为电机智能驱动与控制技术, shimeng@hit.edu.cn;
孙力(1960—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机驱动与控制技术, 新型逆变器拓扑及电磁兼容, motor611@sina.com.
- (编辑 王彦骏)

2008 年设备状态检测与故障诊断国际学术会议在京圆满结束

2008 年设备状态检测与故障诊断国际学术会议(2008 International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis, CMD2008)于 4 月 21—23 日在北京中苑宾馆举行, 会议由华北电力大学高电压与电磁兼容北京市重点实验室主办, 华北电力大学副校长、高电压与电磁兼容北京市重点实验室主任李成榕教授担任大会主席。CMD 是设备状态检测与故障诊断领域最高水平的国际性学术会议之一, 由电气与电子工程师协会(IEEE)、国际电介质与电气绝缘学会(IEEE DEIS)、国际大电网会议(CIGRE)和国际工程技术学会(IET)等国际性学术组织技术支持, 此次会议吸引了来自全球 26 个国家和地区的 243 位正式代表和 27 家展商。

CMD2008 以“推动电力系统设备状态检测和故障诊断技术向前发展”为主旨, 为专业人士提供了大会全体报告、特邀报告、分组报告、墙报和特别专题分组讨论等多形式的交流平台。大会共设置了 6 个讨论主题, 包括: ①设备老化、劣化和失效的现象与机理; ②局部放电检测技术的基础研究; ③发电机、变压器、GIS、电力电缆、开关、绝缘子等电气设备的状态检测; ④基于状态检测的设备资产管理; ⑤神经网络、人工智能等先进技术在设备状态检测与故障诊断领域的应用; ⑥局部放电测量与抗干扰的先进技术。会议还设置了两个特别专题讨论, 分别是基于 UHF(特高频)的局部放电测量技术和电力变压器 FRA(频率响应分析)的测量与诊断技术。会议交流论文 320 多篇。

莅临 CMD2008 会议的境外知名学者有: CIGRE 荣誉会员、荷兰德尔夫特(Delft)技术大学的 J.J.Smit 教授, IEEE Fellow、日本早稻田(Waseda)大学的 T.Tanaka 教授, 日本中央电力研究院的 T.Okamoto 教授, “IEEE Trans. DEI”编委、日本名古屋(Nagoya)大学的 H.Okubo 教授, IEEE DEIS 主席 W.Mcdermid, 任职于加拿大 Iris Power Engineering、曾任 IEEE DEIS 主席的 G.C.Stone, IEEE Fellow、“IEEE Trans. DEI”编委、意大利博洛尼亚(Bologna)大学的 G.C.Montanari 教授, CIGRE D1 组主席、德国汉诺威大学的 E. Gockenbach 教授等。与会的国内知名学者有: 西安交通大学严璋教授、清华大学深圳研究生院院长关志成教授、天津大学杜伯学教授、西安交通大学李彦明教授、西南交通大学吴广宁教授、西安交通大学张冠军教授等。与会代表较多的国家有: 日本(35 位), 韩国(23 位), 英国(18 位), 印度尼西亚(18 位), 印度(11 位), 荷兰(9 位), 匈牙利(9 位), 中国(61 位)。

会议开幕式上, 国家电网公司特高压建设部刘泽洪副主任作了《关于中国特高压输电技术研究和发状况》的报告。会议闭幕后, 与会代表参观了位于国家电网公司特高压直流输电试验基地。与会代表对我国特高压输电技术的研究和发状况给予了高度的评价。

CMD2010 将于 2010 年 9 月 11—14 日在日本东京举办, 会议主题包括: 电力系统及其设备、电厂的状态监测及诊断、电介质及其老化机理、电力设备的老化评估、通信技术在状态监测及诊断领域的应用等。