

适用于风力发电的三相脉宽调制整流器接口电路

杜雄¹, 时颖², 周维维¹

- (1. 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室(重庆大学), 重庆市沙坪坝区 400044;
2. 重庆大学自动化学院, 重庆市沙坪坝区 400044)

Research on a Three-Phase PWM Rectifier Interface Circuit Suitable for Wind Power Generation

DU Xiong¹, SHI Ying², ZHOU Luo-wei¹

- (1. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology(Chongqing University), Shapingba District, Chongqing 400044, China; 2. College of Automation, Chongqing University, Shapingba District, Chongqing 400044, China)

ABSTRACT: The interface circuit of AC-DC rectifier for wind power generation has to provide reactive power for induction generator or permanent magnet synchronous generator. Using space vector analysis, the research on traditional series dual-boost three-phase PWM rectifier, which is used for unit power factor correction, is conducted. The result of analysis on the active and reactive power processing ability of this kind of PWM rectifier show that it can work within the range of power factor angle from lagging 30° to leading 30° , so it is suitable to the interface circuit of three-phase PWM rectifier for wind power generation system. Meanwhile, the amplitude of common-mode voltage generated by this kind of PWM rectifier in which only two high frequency active switches are employed is 67% of that generated by conventional six-switch PWM rectifier, so this kind of PWM rectifier possesses certain practical engineering value.

KEY WORDS: wind power generation; PWM rectifier; interface circuit; common-mode voltage

摘要: 用于风力发电的 AC-DC 整流器接口电路, 需要对感应发电机或永磁同步发电机提供无功功率。采用空间矢量分析方法, 对一种传统的用于单位功率因数校正的串联双 Boost 型三相脉宽调制(pulse width modulation, PWM)整流器进行了研究, 并分析了该电路的有功和无功处理能力, 表明该电路可以在超前或滞后 30° 功率因数角的范围内工作, 适用于风力发电系统中的三相 PWM 整流器接口电路。同时该电路的共模电压幅值比常规的 6 开关 PWM 整流器减少 33%, 且仅用 2 个高频开关, 因而具有一定的工程实用价值。

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50507020); 重庆市科委自然科学基金资助项目(CSTC2006BB6210)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50507020); Project Supported by Science and Technology Project Foundation of Scientific Committee of Chongqing (CSTC2006BB6210)。

关键词: 风力发电; 脉宽调制整流器; 接口电路; 共模电压

0 引言

风力发电已成为世界各国广泛研究和利用的一种可再生能源, 通常通过电力电子变换器接入电网^[1]。按照变换器处理发电机输出功率的大小, 可将风电系统分为部分功率变换结构和全功率变换结构。处理部分功率的风电系统通常采用双馈感应电机^[2-6], 这种结构是目前普遍采用的一种结构; 如果风速变化范围过大, 变换器处理的功率等级也会增加。全功率变换结构中虽然变换器处理的功率容量大, 但因具有运行维护成本低、低风速时高效率等优点, 越来越得到推崇, 目前也是风电的一个大的分支^[7-11]。全功率变换风电系统通常采用 AC-DC 整流器将感应发电机或永磁同步发电机的交流输出整流为直流, 然后通过另一级 DC-AC 逆变器将风电接入电网或直接给负载供电。感应发电机需通过整流器来提供无功励磁电流, 而永磁同步发电机虽然不需外部励磁, 但如果能够通过定子绕组实现部分外部励磁, 将会减小永磁体的体积。因此, 用于风力发电的 AC-DC 整流器需要能够处理无功功率^[7,12-13]。通常采用传统的 6 开关三相电压源脉宽调制(pulse width modulation, PWM)整流器来减小发电机的谐波电流, 由于三相 6 开关整流器所用到的高频开关数量多, 成本高, 控制复杂。因此寻求结构简单、适合于全功率变换风力发电的三相 PWM 整流器具有重要的实用价值。

三相串联型双 Boost 型 PWM 整流器仅用 2 个高频

开关^[14]，可实现单位功率因数，所用高频开关数量少、成本低、控制简单，目前的文献仅讨论了其单位功率因数运行模式。本文采用空间矢量分析方法^[12,15]对这种串联双Boost电路的工作模式进行了分析，表明该电路可工作在非单位功率因数模式，并对其输出有功、无功范围进行了讨论，同时对其产生的共模电压进行了分析，分析结果表明这种电路适用于风力发电的AC-DC接口电路，为全功率变换风力发电接口电路提供了一种新的低成本选择方案。

1 串联双 Boost 电路的无功处理能力分析

1.1 串联双 Boost 电路工作原理

串联双 Boost 电路的拓扑结构如图 1 所示^[14]。图中 S_a 、 S_b 、 S_c 为双向开关，工作在 2 倍工频， S_p 与 S_n 工作在高频。

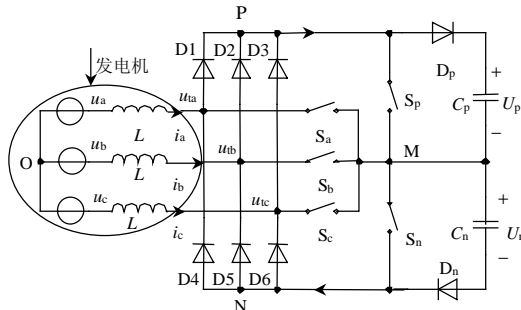


图 1 串联双 Boost 电路拓扑结构

Fig. 1 The topology of series dual-Boost converter

将三相交流电压分为如图 2 所示的 6 个区间，即区间 I~VI。

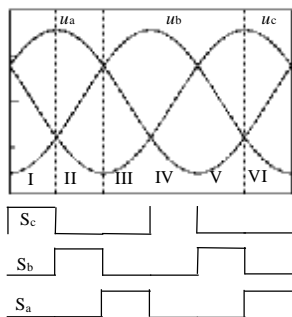


图 2 三相电压区间划分与双向开关控制

Fig. 2 The division of three-phase voltage and the control of bi-directional switches

在每个区间内分别控制 3 个双向开关中的 1 个导通，如在区间 I 内双向开关 S_c 导通，其余双向开关均关断，即三相电压大小居中的相所对应的双向开关导通。6 个区间中的双向开关导通情况也如图 2 所示。在每个区间内，均可将图 1 所示的电路简化为串联的双 Boost 电路。如在区间 I 内，其等效电路如图 3 所示，稳态工作时 2 个输出电容上的电

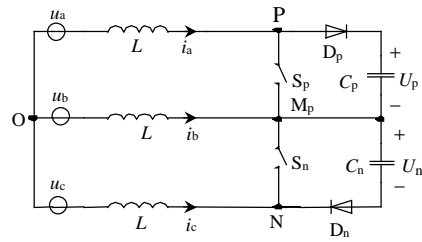


图 3 串联双 Boost 电路区间等效电路

Fig. 3 The equivalent circuit of serials dual-Boost converter 压 $U_p=U_n=U_{dc}$ 。

在图 3 所示的等效电路中通过 2 个 Boost 电路来控制两相电流为正弦波便可实现三相电路的功率因数校正。这种双 Boost 型功率因数控制电路由于只用到 2 个高频开关 S_p 、 S_n ，在大功率应用中具有一定的优势。

1.2 空间矢量分析

针对图 1 所示的电路，目前的文献仅限于讨论其单位功率因数运行的情况，对其输入功率因数是否可以调节尚未见相关报道。本文采用在三相 6 开关全桥电路中常用的空间矢量分析方法^[12,15]（本文采用相量表示法）来对其进行分析。三相 6 开关全桥电路构成的空间相量如图 4 所示^[15]，图中 $\mathcal{U}_1^* \sim \mathcal{U}_6^*$ 分别表示 6 个电压相量，串联双 Boost 电路的整流桥输入端电压也可以构成如图 4 所示的空间相量。在图 2 所示的不同区间内，高频开关 S_p 、 S_n 在不同的开关状态将使得整流桥的输入端电压 u_{ta} 、 u_{tb} 、 u_{tc} 构成不同的空间相量。如在区间 I 内，低频开关 S_c 导通，高频开关 S_p 、 S_n 的通断情况会构成 4 种开关状态，如表 1 所示。表 1 中的电压矢量与图 4 中

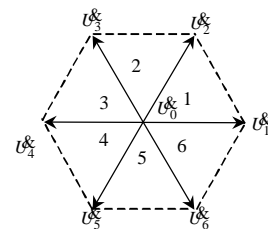


图 4 空间相量图

Fig. 4 Space phasor diagram

表 1 区间 I 内开关状态和电压相量

Tab. 1 The switching states and voltage phasor in interval I

开关	开关状态①	开关状态②	开关状态③	开关状态④
S_p	1	1	0	0
S_n	1	0	1	0
S_c	1	1	1	1
电压相量	\mathcal{U}_0^*	\mathcal{U}_6^*	\mathcal{U}_1^*	\mathcal{U}_6^*

注：约束条件为 $i_a > 0, i_b < 0$ 。

的矢量相对应, $U_6^{\&}$ 为扇区 6 内产生的冗余电压相量, 具体见下文的分析结果。

在不同的开关状态下, 将整流桥的输入端电压 u_{ta} 、 u_{tb} 、 u_{tc} 从三相静止 a-b-c 坐标系变换到两相静止 a、b 坐标系。变换方程为

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

用 a、b 分量定义空间相量

$$f_{ab} = f_a + jf_b \quad (2)$$

在①、②、③状态下可计算出其对应的相量分别为

$$U_{1①}^{\&} = 0 + j0 = U_0^{\&} \quad (3)$$

$$U_{1②}^{\&} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left(\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) = U_6^{\&} \quad (4)$$

$$U_{1③}^{\&} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} (1 - j0) = U_1^{\&} \quad (5)$$

在第④开关状态下, 计算出其相量为

$$U_{1④}^{\&} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left(\frac{3}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) = U_1^{\&} + U_6^{\&} = U_6^{\&} \quad (6)$$

由于第④开关状态下, 开关 S_p 和 S_n 均关断, 由于 S_p 和 S_n 的导通时间并无相互约束, 因此第④开关状态持续的时间由前 3 个开关状态决定而非独立状态, 因此其形成的相量可以由 $U_1^{\&}$ 和 $U_6^{\&}$ 合成, 而非独立相量。

由于整流桥二极管的单相导电性, 在区间 I 内, 在整流桥输入端能够正确合成电压相量的约束条件是 $i_a > 0$, $i_b < 0$ 。

由上述分析可以看出, 在区间 I 内, 开关 S_p 、 S_n 的通断构成的电压相量可通过控制开关 S_p 、 S_n 的占空比使得电压相量分布在图 4 所示空间相量图的第 6 扇区。

可采用类似的分析方法来分析图 2 中其余 5 个区间 II~VI 的情况。在其它 5 个区间内的开关状态和电压相量如表 2 所示。

表 2 区间 II~VI 内开关状态和电压相量

Tab. 2 The switching states and voltage phasor of interval II to VI

项目	开关状态	开关状态	开关状态	开关状态	约束条件	
	①	②	③	④		
开关	S_p	1	1	0	0	
	S_n	1	0	1	0	
电压相量	区间 II	$U_0^{\&}$	$U_5^{\&}$	$U_1^{\&}$	$U_1^{\&}$	$i_a > 0, i_c < 0$
	区间 III	$U_0^{\&}$	$U_2^{\&}$	$U_3^{\&}$	$U_2^{\&}$	$i_b > 0, i_c < 0$
	区间 IV	$U_0^{\&}$	$U_4^{\&}$	$U_3^{\&}$	$U_3^{\&}$	$i_b > 0, i_a < 0$
	区间 V	$U_0^{\&}$	$U_4^{\&}$	$U_5^{\&}$	$U_4^{\&}$	$i_c > 0, i_a < 0$
	区间 VI	$U_0^{\&}$	$U_5^{\&}$	$U_5^{\&}$	$U_5^{\&}$	$i_c > 0, i_b < 0$

表 2 中的电压相量也与图 4 中的相量相对应, $U_1^{\&} \sim U_5^{\&}$ 分别为扇区 1~5 内产生的冗余电压相量。可以看出, 在区间 II~VI 内, 整流桥输入端的电压相量分别位于空间相量的 1~5 扇区。在一个工频周期内, 整流桥端的电压相量刚好完整充满整个相量空间, 与三相全桥变换器的空间相量相类似。所不同的是, 在每个电源电压区间内, 均存在约束条件, 这些约束条件正好决定了这种双 Boost 电路的无功处理能力。本文以第 I 区间为例进行分析。

在第 I 区间内, 需要满足的约束条件是 $i_a > 0$, $i_b < 0$ 。同样将输入电流也转化为空间相量, $i_a > 0$ 将会要求电流相量位于分界线 l_a 的右侧, $i_b > 0$ 将会要求电流相量位于分界线 l_b 的右下方, 如图 5 所示。

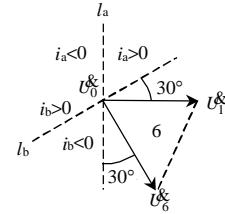


图 5 输入电流限制相量图

Fig. 5 Phasor diagram of input current constraint

由图 5 可以看出, 区间 I 的约束条件将输入电流相量限制在第 6 扇区超前和滞后 30° 的区域。为保证在所有电压相量下, 均能实现相同的电压电流相位关系, 电流相量超前或滞后电压相量的最大角度应限制在 30° 以内。

其他 5 个电压区间可采用类似的分析方法得到相同的结论。通过空间矢量分析说明这种串联双 Boost 电路在整流桥输入端可实现最大功率因数角 $\pm 30^\circ$ 的调节, 表明该电路具有无功处理能力, 可满足感应发电机等输出整流器接口电路需处理无功功率的需要。

2 有功和无功容量分析

将风力发电机简化为理想电压源和定子漏感, 图 1 即表示风力发电机与串联双 Boost 接口电路相连接。本文分析这种发电机系统的有功、无功容量时采用标么制。

定义发电机相电压有效值 U_g 为电压基值, 电流基值参考定义为

$$I_B = \frac{U_g}{2\pi f_1 L} \quad (7)$$

式中 f_1 为发电机输出电压频率。阻抗基值定义为

$$Z_b = 2\pi f_1 L \quad (8)$$

发电机输出电压电流的 a 相等效电路和标么值相量图如图 6 所示, 图中 Z 为 a 相等效阻抗。

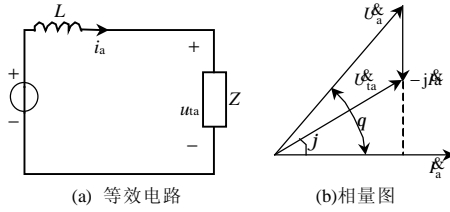


图 6 a 相等效电路和相量图

Fig. 6 Equivalent circuit and phasor diagram of phase a

发电机输出有功和无功功率的标么值为

$$P = U_{ta} I_a \cos j \quad (9)$$

$$Q = U_{ta} I_a \sin j \quad (10)$$

式中: U_{ta} 、 I_a 均为有效值标么值。由于整流桥输入端相电压和相电流的相位差必须满足

$$-30^\circ \leq j \leq 30^\circ \quad (11)$$

负载阻抗 Z 可表示为

$$Z = k \angle j \quad (12)$$

式中 k 为阻抗标么值, 可在 $0 \sim \infty$ 范围内取值。

发电机输出复功率可表示为

$$S = u_{ta} (i_a)^* = \frac{k(\cos j + j \sin j)}{j + k(\cos j + j \sin j)} \cdot \left(\frac{1}{j + k(\cos j + j \sin j)} \right)^* \quad (13)$$

根据式(13), 使 k 在 $0 \sim \infty$, j 在 $\pm 30^\circ$ 之内取值, 可绘出发电机输出有功和无功平面, 如图 7 所示。其中的阴影部分面积确定了同步发电机的 P - Q 平面。

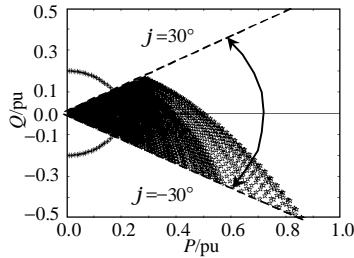


图 7 有功和无功容量平面

Fig. 7 Active and reactive power plane

由图 7 可以看出, 整流器可工作在第四象限, 为发电机提供无功功率。由于本文的分析以发电机的定子漏感作为阻抗参考, 导致很大的功率基值。通常发电机有最大输出功率限制, 图 7 以 0.2 为例绘出了发电机的最大输出功率限制, 这样就共同确定了同步发电机的有功和无功输出区域。

3 共模电压分析

发电机与 PWM 变换器连接时产生的共模电压

会在电机上产生轴承漏电流, 对电机的可靠性产生影响^[16]。本节将对这种双 Boost 变换器的共模电压与传统的 6 开关三相 PWM 整流器进行比较。

共模电压的大小可表示为

$$u_{cm} = \frac{u_{ta} + u_{tb} + u_{tc}}{3} \quad (14)$$

由表 1、2 所示的开关状态可以看出, 仅在第 ②、③ 开关状态会产生共模电压, 共模电压的峰值为

$$U_{cm} = \pm \frac{U_{dc}}{3} \quad (15)$$

而在传统的 6 开关三相 PWM 整流器中, 如果直流侧输出电压与文中的 U_{dc} 相同, 在零相量情况下产生共模电压的峰值为 $\pm \frac{U_{dc}}{2}$ ^[16]。

由式(15)可以看出, 采用本文分析的这种 PWM 整流器结构, 共模电压峰值减少了 33.3%, 这将有利于提高风力发电机的可靠性。

4 仿真实验

采用三相电压源加固定电感对发电机进行等效代替, 应用 Saber 软件对本文的电路进行仿真实验。仿真参数为: 相电压有效值 $U_g=220$ V, 电源频率 50 Hz, 整流器输出功率 20 kW, 直流侧电容电压 $U_{dc}=600$ V, 电感 $L=2$ mH, 采用滞环控制。功率因数角分别为 $\pm 20^\circ$ 时的仿真结果如图 8(a)、(b)所示。可以看出, 在功率因数角超前和滞后的情况下, 串联双 Boost 整流器均能正常工作, 证明了文中分析结论的正确性, 表明该整流器适合于风力发电应用。

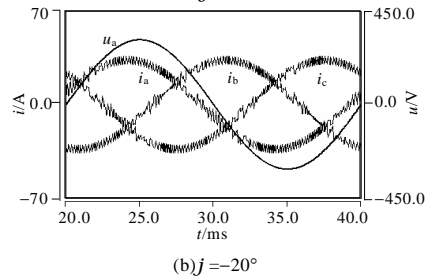
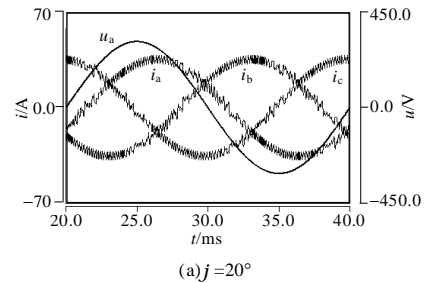


图 8 不同功率因数角时的电压和电流波形
Fig. 8 Voltage and current waveforms at different power factor angles

串联双 Boost 型 PWM 整流器的共模电压波形如图 9 所示。由图 9 可以看出, 串联双 Boost 电路的共模电压峰值为直流侧电容电压 600 V 的 1/3, 即 200 V, 与理论分析结果一致。

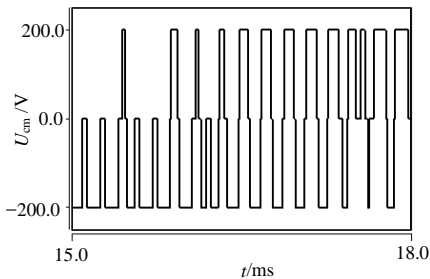


图 9 共模电压波形

Fig. 9 Waveforms of common-mode voltage

5 结论

(1) 串联双 Boost 型 PWM 整流器可运行在功率因数角 $-30^\circ \leq \phi \leq 30^\circ$ 的范围内, 能够满足应用于风力发电的感应发电机或永磁同步发电机需要提供无功功率的要求。

(2) 带串联双 Boost 型 PWM 整流器的发电机的有功、无功输出能力的分析结果可为其功率控制范围提供理论依据。

(3) 串联双 Boost 型 PWM 整流器, 相对传统三相 6 开关 PWM 整流器, 其共模电压峰值减小 33.3%, 可减少电机轴承电流, 有利于发电机的安全运行。

参考文献

- [1] 叶杭治. 风力发电系统控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [2] 李晶, 宋家骅, 王伟胜. 大型变速恒频风力发电机组建模与仿真[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(6): 100-105.
Li Jing, Song Jiahua, Wang Weisheng. Modeling and dynamic simulation of variable speed wind turbine with large capacity[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(6): 100-105(in Chinese).
- [3] 刘其辉, 贺益康, 张建华. 交流励磁变速恒频风力发电机的运行控制及建模仿真[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 43-50.
Liu Qihui, He Yikang, Zhang Jianhua. Operation control and modeling-simulation of AC-excited variable-speed constant-frequency(AEVSCF) wind power generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(5): 43-50(in Chinese).
- [4] 黄科远, 贺益康, 卞松江. 矩阵式变换器交流励磁的变速恒频风力发电系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(11): 100-105.
Huang Keyuan, He Yikang, Bian Songjiang. Investigation of a matrix converter-excited variable-speed constant-frequency wind-power generation system[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(11): 100-105(in Chinese).
- [5] 廖勇, 杨顺昌. 交流励磁发电机励磁控制[J]. 中国电机工程学报,

1998, 18(2): 87-90.

- Liao Yong, Yang Shunchang. The excitation control of alternation current excited generator[J]. Proceedings of the CSEE, 1998, 18(2): 87-90(in Chinese).
- [6] 辜承林, 韦忠朝, 黄声华, 等. 对转子交流励磁电流实行矢量控制的变速恒频发电机—(第一部分: 控制模型与数值仿真)[J]. 中国电机工程学报, 1996, 16(2): 119-124.
Gu Chenglin, Wei Zhongzhao, Huang Shenghua, et al. VSCF generator with vector control for rotor AC exciting current-Part I control model and numerical simulation[J]. Proceedings of the CSEE, 1996, 16(2): 119-124(in Chinese).
- [7] Karrari M, Rosehart W, Malik O P. Comprehensive control strategy for a variable speed cage machine wind generation unit[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2005, 20(2): 415-423.
- [8] Polinder H, van der Pijl F F A, de Vilder G. -J, et al. Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2006, 21(3): 725-733.
- [9] Yang Chuanwei, Liang Hui, Jiang Jiuchun. Modeling and simulation of AC-DC-AC converter system for MW-level direct-drive wind turbine grid interface[C]. IEEE PESC, 2006.
- [10] Wang Fengxiang, Hou Qingming, Bo Jianlong, et al. Study on control system of low speed PM generator direct driven by wind turbine[C]. IEEE ICEMS, 2005.
- [11] Wang Fengxiang, Jin Rei, Wang Zheng, et al. A multi-pole low speed doubly fed brushless generator for direct driven VSCF wind power system[C]. IEEE PowerCon, 2006.
- [12] Miller S, Sun J. Comparative study of three-phase PWM rectifiers for wind power conversion[C]. IEEE APEC, 2006.
- [13] Morimoto S, Kato H, Sanada M, et al. Output maximization control for wind generation system with interior permanent magnet synchronous generator[C]. IEEE IAS, 2006.
- [14] Salmon J C. Operating a three-phase diode rectifier with a low-input current distortion using a series-connected dual boost converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1996, 11(4): 592-603.
- [15] Bose B K. Modern power electronics and AC drivers[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [16] 姜艳姝, 刘宇, 徐殿国. PWM 变频器输出共模电压及其抑制技术的研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(9): 47-53.
Jiang Yanshu, Liu Yu, Xu Dianguo. Research on common-mode voltage generated by a PWM inverter and its cancellation technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(9): 47-53(in Chinese).

收稿日期: 2007-08-19.

作者简介:

杜 雄(1979—), 男, 博士, 讲师, 从事电力电子拓扑与控制、电能质量监测与治理、可再生能源发电接入电网等方面的研究工作, E-mail: dubearxiong@yahoo.com.cn;

时 颖(1977—), 女, 硕士, 助教, 从事电力电子技术和微机控制的教学、研究工作;

周维维(1954—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子技术、电路理论及应用等。

(责任编辑 马晓华)