

文章编号: 1001-0920(2012)06-0845-05

## 基于功率预测模型的单相 PWM 整流器直接功率控制

唐雄民, 朱燕飞, 章云

(广东工业大学 自动化学院, 广州 510006)

**摘要:** 提出一种基于功率预测模型的单相 PWM 整流器控制策略. 该控制策略通过构造与网侧电压、电流正交的虚拟电压、电流分量来形成  $d-q$  坐标系; 在采用瞬时功率理论及功率预测算法获得电路有、无功变化量的基础上, 推导了整流器交流侧的电压控制矢量, 并采用单极性调制方法来保证整流器工作频率的恒定; 由于取消了电流调节内环, 该控制策略具有控制系统设计简单、电路抗扰动能力强、系统动态过程短等特性. 仿真结果验证了所提出的控制策略的有效性.

**关键词:** 单相 PWM 整流器; 直接功率控制; 预测算法; 恒频

中图分类号: TM461

文献标识码: A

## Model-based predictive direct power control of single-phase pulse width modulation rectifier

TANG Xiong-min, ZHU Yan-fei, ZHANG Yun

(School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China. Correspondent: TANG Xiong-min, E-mail: tangxiongmin@126.com)

**Abstract:** A predictive direct power control strategy for single-phase pulse-width-modulation rectifier(PWM) is presented. With the actual single-phase input current and voltage, a virtual quartered current and voltage are constructed. Based on the actual and virtual current and voltage, a  $d-q$  synchronous frame is formed. The control vector of single PWM rectifier is achieved by using power predictive algorithm and instantaneous active and reactive power theory. Furthermore, single pole modulation strategy is used to generate the required switch pulse of converter in a constant switching frequency. Because there is no current loop in control strategy, the strategy has a lot of excellent characteristics, such as easy designing, strong anti-disturbing, fast responding, etc. Simulation results show the effectiveness of the control strategy.

**Key words:** single phase PWM converter; direct power control(DPC); predictive algorithm; constant switch frequency

### 1 引言

随着绿色能源的发展, 电力用户对电能质量的要求不断提高. 作为电网与用户的接口, 整流器的性能对电能质量极为重要. 传统的不可控整流器会引起网侧电流的畸变, 带来电磁干扰和谐波污染; 而 PWM 整流器可以实现网侧电流近似正弦波, 单位功率因数和能量双向传递, 很好地解决了前者存在的问题<sup>[1]</sup>.

近年来, 单相电压型 PWM 整流器的研究主要集中在主电路拓扑结构、各类辅助系统<sup>[2-7]</sup>及系统控制策略设计等方面, 其中对控制策略的研究是最为活跃的部分, 许多学者在这一领域取得了富有成果的研究. 例如, 文献 [7] 提出了间接电流控制策略; 文献 [8-10] 提出了预测电流控制、滞环电流控制以及  $d-q$  轴电

流同步控制策略. 这些研究成果极大地提升了单相 PWM 整流器的性能, 并得到了良好的应用. 但这些控制策略的主要缺点是控制算法中未考虑逆变电路的非线性特性. 为保证电路的稳定性和响应的快速性, 必须准确地获得主电路的参数并精心设计控制系统的电流内环和电压外环的参数<sup>[1, 12-13]</sup>, 这会降低控制策略的鲁棒性并限制了这些控制策略的应用范围. 为解决这类问题, 近年来直接功率控制日益受到关注. 这种控制策略通过三相坐标变换分离出 PWM 整流电路的有功和无功分量<sup>[13-14]</sup>以实现 PWM 整流电路的功能. 该控制策略已成功地应用于三相 PWM 整流电路<sup>[15-16]</sup>. 但到目前为止, 鲜有在单相 PWM 整流电路中应用的报道.

收稿日期: 2010-12-10; 修回日期: 2011-02-28.

基金项目: 广东省重大科技专项项目(2009A08030411).

作者简介: 唐雄民(1977-), 男, 副教授, 博士, 从事电力电子电源技术的研究; 章云(1963-), 男, 教授, 博士生导师, 从事智能控制、图像处理等研究.

为了能在单相PWM电路中应用直接功率控制策略, 本文通过虚拟与网侧电流正交电压、电流分量并结合瞬时功率理论及功率预测控制算法, 提出一种能在单相PWM整流器中使用的直接功率控制策略. 该控制策略通过预测算法, 在计算整流电路的有功和无功误差的基础上, 获得整流电路交流侧电压矢量在 $d$ - $q$ 坐标下的控制量表达式, 并采用单极性调制策略来确保逆变电路以恒定的开关频率工作.

## 2 单相PWM整流器的直接功率控制策略

### 2.1 单相电路的有功、无功分量求取<sup>[17]</sup>

在单相PWM整流电路采用直接功率控制, 首先必须获得电路的瞬时有功、无功分量, 但单相PWM整流器系统只有一相网侧电压和电流(见图1), 因而无法应用瞬时无功理论求取电路的瞬时有功和无功分量, 必须构造一个与网侧电流正交的电压、电流分量. 根据参考文献[17], 可构造如下的电流分量和电压分量:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-sT/4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_s \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-sT/4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_s \\ u_s \end{bmatrix}. \quad (2)$$

其中:  $i_\alpha, i_\beta, e_\alpha$  和  $e_\beta$  为求取电路瞬时有功和无功构造的正交分量;  $e^{-sT/4}$  为电网周期1/4的延时, 这里  $s$  为拉普拉斯变换符号,  $T$  为电网周期;  $i_s$  和  $u_s$  分别为网侧电压和电流. 通过式(1)和(2), 可得单相正弦电路的有功和无功分量为

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (3)$$

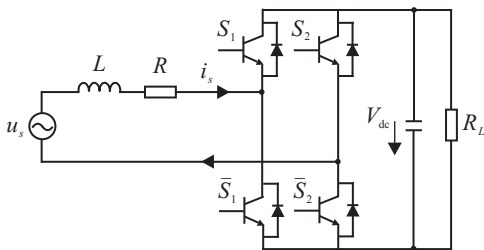


图1 单相PWM整流器的拓扑结构

### 2.2 $d$ - $q$ 坐标下的电路约束关系

在交流系统中, 为达到同直流系统近似的控制效果, 往往需要进行 $d$ - $q$ 坐标变换, 因此, 本文提出的控制策略也在 $d$ - $q$ 坐标下进行. 下式给出了 $d$ - $q$ 坐标与 $\alpha$ - $\beta$ 坐标间的转换关系(见图2):

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix}. \quad (4)$$

在忽略补偿电感电阻的情况下, 单相PWM整流

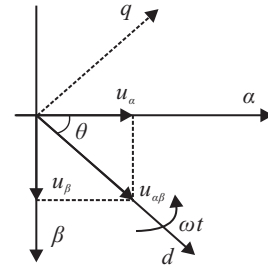


图2  $d$ - $q$ 与 $\alpha$ - $\beta$ 坐标间的转换关系

电路满足如下约束关系:

$$L \frac{di_s}{dt} = u_s - u_{pwm}. \quad (5)$$

其中:  $L$  为补偿电感的数值,  $u_{pwm}$  为PWM整流器交流侧的电压矢量. 为便于分析, 可设 $d$ - $q$ 坐标的 $d$ 轴与 $u_\alpha$ 和 $u_\beta$ 在 $\alpha$ - $\beta$ 坐标下的合成矢量 $u_{\alpha\beta}$ 的方向一致(图2中 $\omega$ 为电网角频率). 由此可得

$$u_s = V_m \cos(\omega t), \quad (6)$$

$$i_s = i_d \cos(\omega t) - i_q \sin(\omega t), \quad (7)$$

$$u_{pwm} = u_{pwm d} \cos(\omega t) - u_{pwm q} \sin(\omega t). \quad (8)$$

其中:  $V_m, i_d, i_q, u_{pwm d}, u_{pwm q}$  分别为电网电压峰值及 $i_s$ 和 $u_{pwm}$ 在 $d$ - $q$ 坐标下的 $d, q$ 分量.

将式(6)~(8)代入(5), 并分离出正弦和余弦分量, 可得

$$L \begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega L i_q - u_{pwm d} + V_m \\ \omega L i_d - u_{pwm q} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

### 2.3 单相PWM整流器的直接功率控制策略

将式(4)代入(3), 可得在 $d$ - $q$ 坐标下单相PWM的输入有功和无功的表达式为

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e_d & e_q \\ e_q & -e_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \quad (10)$$

其中:  $e_d, e_q, i_d$  和  $i_q$  分别为 $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha$  和  $i_\beta$  在 $d$ - $q$ 坐标下的数值;  $P$  和  $Q$  为电路的瞬时有功和无功.

将式(10)在 $k$ 时刻离散化, 可得单相PWM整流电路在 $k$ 时刻的瞬时有功和无功的表达式

$$\begin{bmatrix} P(k) \\ Q(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e_d(k) & e_q(k) \\ e_q(k) & -e_d(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}. \quad (11)$$

由式(11)可得, 在采样周期 $T_s$ 内, 有功和无功的变化为

$$2 \begin{bmatrix} \Delta P(k) \\ \Delta Q(k) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} e_d(k) & e_q(k) \\ e_q(k) & -e_d(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d(k+1) & e_q(k+1) \\ e_q(k+1) & -e_d(k+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix}. \quad (12)$$

其中:  $\Delta P(k) = P(k+1) - P(k)$ ,  $\Delta Q(k) = Q(k+1) - Q(k)$ .

在  $d$ - $q$  坐标下,  $e_d$  和  $e_q$  的数值为直流, 故有

$$\begin{cases} e_d(k+1) = e_d(k), \\ e_q(k+1) = e_q(k). \end{cases} \quad (13)$$

由式(12)和(13)可得

$$2 \begin{bmatrix} \Delta P(k) \\ \Delta Q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d(k) & e_q(k) \\ e_q(k) & -e_d(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix}. \quad (14)$$

其中:  $\Delta i_d = i_d(k+1) - i_d(k)$ ,  $\Delta i_q = i_q(k+1) - i_q(k)$ .

将式(9)采用前向欧拉公式离散化, 并整理得

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} -\omega L i_q(k) - u_{\text{pwm}d}(k) + V_m \\ \omega L i_d(k) - u_{\text{pwm}q}(k) \end{bmatrix}. \quad (15)$$

结合式(14)和(15)可得

$$\begin{bmatrix} V_{\text{pwm}d}(k) \\ V_{\text{pwm}q}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega L i_q(k) + V_m \\ \omega L i_d(k) \end{bmatrix} - \frac{2L}{T_s e_d^2} \begin{bmatrix} e_d(k) & e_q(k) \\ e_q(k) & -e_d(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P(k) \\ \Delta Q(k) \end{bmatrix}, \quad (16)$$

其中  $e_d^2 = e_d^2(k) + e_q^2(k)$ . 如果采用图2所示的  $d$ - $q$  坐标定位方案, 有  $e_q(k) = 0$ ,  $e_{dq} = e_d$ , 则式(16)可以简化为

$$\begin{bmatrix} V_{\text{pwm}d}(k) \\ V_{\text{pwm}q}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega L i_q(k) + V_m \\ \omega L i_d(k) \end{bmatrix} - \frac{2L}{T_s e_d^2} \begin{bmatrix} e_d(k) & 0 \\ 0 & -e_d(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P(k) \\ \Delta Q(k) \end{bmatrix}. \quad (17)$$

显然, 要将式(16)和(17)用于单相PWM整流电路控制中, 必须在第  $k$  时刻预测出有功  $\Delta P(k)$  和无功  $\Delta Q(k)$  的变化值.

## 2.4 有功和无功功率变化量的预测

设在第  $k$  周期开始时, 系统存在的有功误差  $\delta P(k)$  和无功误差  $\delta Q(k)$  分别为

$$\begin{bmatrix} \delta P(k) \\ \delta Q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P^*(k) - P(k) \\ Q^*(k) - Q(k) \end{bmatrix}, \quad (18)$$

其中  $P^*(k)$  和  $Q^*(k)$  为第  $k$  周期开始时系统的有功和无功给定.

采用直接功率控制的目标是在  $k+1$  周期到来时满足

$$\begin{bmatrix} \delta P(k+1) \\ \delta Q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (19)$$

根据这一原则, 在一个控制周期内有功和无功的改变量为

$$\begin{bmatrix} \Delta P(k) \\ \Delta Q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P^*(k+1) - P^*(k) + \delta P(k) \\ Q^*(k+1) - Q^*(k) + \delta Q(k) \end{bmatrix}. \quad (20)$$

通常情况下, 功率给定环节一般使用零阶保持器, 即第  $k$  周期和第  $k+1$  周期开始时功率给定满足

$$\begin{bmatrix} P^*(k+1) \\ Q^*(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P^*(k) \\ Q^*(k) \end{bmatrix}. \quad (21)$$

将式(21)代入(20), 可得在第  $k$  周期内需要改变的有功和无功变化为

$$\begin{bmatrix} \Delta P(k) \\ \Delta Q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta P(k) \\ \delta Q(k) \end{bmatrix}. \quad (22)$$

将式(22)代入(17)可得

$$\begin{bmatrix} u_{\text{pwm}d}(k) \\ u_{\text{pwm}q}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega L i_q(k) + V_m \\ \omega L i_d(k) \end{bmatrix} - \frac{2L}{T_s e_d^2} \begin{bmatrix} e_d(k) & 0 \\ 0 & -e_d(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta P(k) \\ \delta Q(k) \end{bmatrix}. \quad (23)$$

结合式(8)和(23), 可得单相PWM整流电路的控制量为

$$u_{\text{pwm}}(k) = u_{\text{pwm}d}(k) \cos(\omega t) - u_{\text{pwm}q}(k) \sin(\omega t). \quad (24)$$

显然, 在求得控制量  $u_{\text{pwm}}$  的基础上, 便能应用双极性调制和单极性调制<sup>[2]</sup>等调制方法来保证整流器工作频率的恒定.

## 3 仿真结果及分析

### 3.1 仿真模型说明

为验证本文提出控制策略的有效性, 在 Matlab 7.0 下搭建了如图3所示的仿真模型, 其中电路的参数如表1所示.

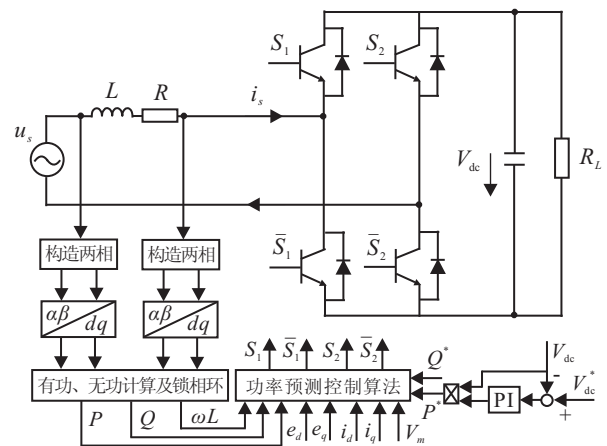


图3 直接功率控制的单相PWM电路仿真模型

表1 仿真模型中的参数

开关周期 $T_s / \mu\text{s}$	50
补偿电感电阻 / $\Omega$	0.5
补偿电感电感量 / mH	5
直流侧电容数值 / $\mu\text{F}$	3300
负载电阻 / $\Omega$	50
电源相电压峰值 / V	311
电源频率 / Hz	50
整流电路工作频率 / kHz	20
整流器额定功率 / kW	3.5

### 3.2 仿真结果及其分析

#### 3.2.1 有功、无功给定突变状况下电路的分析

图4(a)给出了有功给定突变状况下电路中相关的波形图(此时电路的无功给定为0kVar),其中在0.5s处,电路有功由2.8kW跃迁为3.5kW;在0.7s处,电路有功由3.5kW跃迁为4.2kW.图4(b)则给出了有功和无功给定同时突变状况下电路中相关的波形图.在图4中, $V_{dc}$ 为整流器的直流输出电压,有功的1PU为3.5kW,无功的1PU为2.5kVar.通过分析仿真结果,可得出以下结论:

- 1) 本文提出的直接功率控制策略是有效的;
- 2) 在无功给定发生改变时,整流器输出的直流电压 $V_{dc}$ 保持不变,符合电路有功和无功定理;
- 3) 整流电路的电流跟随有功、无功改变只需数微秒;
- 4) 当电路无功和有功给定变化时,电路具有良好的跟随性,且电路电流无过冲现象出现.

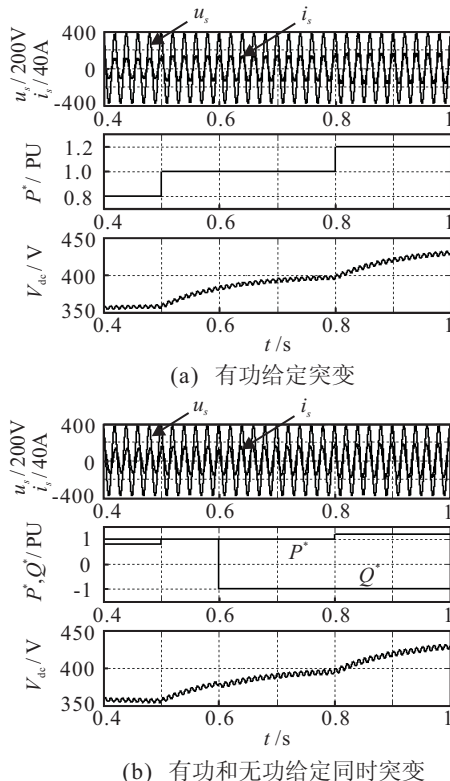


图4 有功和无功给定突变状况下电路的相关波形

#### 3.2.2 补偿电感计算数值对电路的影响分析

从式(23)可以看出,电路交流侧控制量只与电路电感的数值有关,因此可以通过改变式(23)中 $L$ 的计算数值来探讨本文控制策略的有效性和参数鲁棒性.图5(a)和图5(b)分别给出了 $L$ 计算数值误差为+30%(即此时式(25)中 $L$ 数值为实际数值的70%,下同)和-30%的条件下无功和有功给定发生变化时,PWM整流器的网侧电压和电路波形图.其中有功给定由

2.8kW在0.5s时跃迁为4.2kW,无功给定为0kVar.通过对比图5中的(a)和(b)可以发现,电感计算数值的改变对电路的运行几乎没有影响.另外,通过仿真结果还可验证,当电路的无功给定变化时,电感计算数值的改变对电路的运行也几乎没有影响.这也间接表明了本文提出的直接功率控制策略具有良好的鲁棒性.

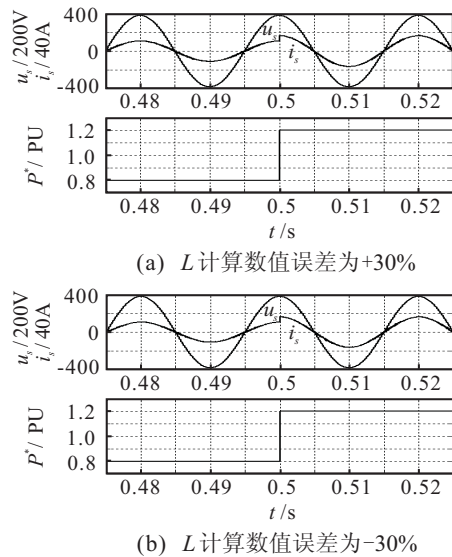


图5 不同 $L$ 数值下电路的相关波形

此外,仿真结果还表明,本文的控制策略对电网电压畸变也有良好的抑制作用.

## 4 结论

本文提出了一种基于预测模型直接功率控制策略,并对该控制策略在单相PWM整流器中的应用进行了分析.根据直接功率控制需在下一控制周期内实现功率无差跟踪这一要求,给出了电路有功和无功的预测模型.基于这一模型和电路的约束关系,推导了单相PWM整流器的交流侧的控制矢量,并采用单极性调制策略保证电路工作频率的恒定.文中以额定功率为3.5kW的单相PWM整流电路为研究对象,对本文控制算法进行了仿真分析.仿真结果表明,该控制算法无电流调节环,具有动态性能好、控制精度高和鲁棒性好等特点,具有良好的应用前景.

### 参考文献(References)

- [1] 张崇巍,张兴. PWM整流器及其控制[M]. 北京:机械工业出版社,2003:112-125.  
(Zhang C W, Zhang X. PWM rectifier and its control[M]. Beijing: China Machine Press, 2003: 112-125.)
- [2] 林渭勋. 现代电力电子技术[M]. 北京:机械工业出版社,2006:298-300.  
(Lin W X. Modern power electronics[M]. Beijing: China Machine Press, 2006: 298-300.)

- [3] 宋文胜, 葛兴来, 冯晓云. 基于预测电流控制的三电平四象限变流器的研究[J]. 电气传动, 2008, 38(4): 55-58.  
(Song W S, Ge X L, Peng X Y. Research on 3-level 4-quadrant converter based on predictive current control[J]. Electric Drive, 2008, 38(4): 55-58.)
- [4] 李芬, 邹旭东, 王成智, 等. 基于双PWM变换器的交流电子负载研究[J]. 高压电技术, 2008, 34(5): 930-934.  
(Li F, Zou X D, Wang C Z, et al. Research on AC electronic load for testing AC power based on dual single-phase PWM converter[J]. High Voltage Engineering, 2008, 34(5): 930-934.)
- [5] In-Dong Kim, Eui-Cheol Nho, Seong Hun Choi, et al. Simple ZVT PWM single-phase rectifier with reduced conduction loss and unity power factor[C]. Power Electronics Specialists Conference. Jeju: IEEE Press, 2006: 1-7.
- [6] Tsuno K, Shimizu T, Wada K, et al. Optimization of the DC ripple energy compensating circuit on a single-phase voltage source PWM rectifier[C]. Power Electronics Specialists Conf. Aachen: IEEE Press, 2004(1): 316-321.
- [7] Wang Chengzhi, Zou Yunping, Li Fen, et al. Research on the filters used in the PWM VSR[C]. Applied Power Electronics Conf and Exposition. Austin: IEEE Press, 2008: 1353-1357.
- [8] Dixon J W, Boon-Teck Ooi. Indirect current control of an unity power factor sinusoidal current boost type three-phase rectifier[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1988, 35(4): 508-515.
- [9] Ryan M J, Lorenz R D. A synchronous-frame controller for a single-phase sine wave inverter[C]. Applied Power Electronics Conf. Atlanta: IEEE Press, 1997, (2): 813-819.
- [10] Richard S Zhang. Control of single-phase power converter in  $d-q$  rotating coordinates[P]. United States: 6621252. 2003-09-16.
- [11] Salaet J, Alepuz S, Gilabert, et al. Comparison between two methods of DQ transformation for single phase converters control[C]. Power Electronics Specialists Conf. Aachen: IEEE Press, 2004, (1): 214-220.
- [12] 林炯康, 郑家伟, 柳明, 等. 基于线性模型跟随的风力发电功率解耦控制[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(2): 311-315.  
(Lin J K, Zheng J W, Liu M, et al. Power-decoupling control for wind energy conversion system based on linear model following control[J]. Control Theory & Applications, 2008, 25(2): 311-315.)
- [13] 何东升, 刘永强. 直驱式永磁风力发电机软并网与功率调节的控制集成[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(2): 357-360.  
(He D S, Liu Y Q. Integrated control of soft cut-in and power regulation for direct-drive permanent magnet wind turbine generator[J]. Control Theory & Applications, 2008, 25(2): 357-360.)
- [14] Depenbrock M. Direct self-control(DSC) of inverter-fed induction machine[J]. IEEE Trans on Power Electronic, 1988, 3(4): 420-429.
- [15] Malinowski M, Jasinski M, Kazmierkowski M P. Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation(DPC-SVM)[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2004, 51(2): 447-454.
- [16] Abdelouahab Bouafia, Jean-Paul Gaubert, Fateh Krim. Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation(PWM) rectifier using space-vector modulation(SVM)[J]. IEEE Trans on Power Electronic, 2010, 25(1): 228-236.
- [17] 杨君, 王兆安, 邱关源. 单相电路谐波及无功电流的一种检测方法[J]. 电工技术学报, 1996, 11(3): 42-46.  
(Yang J, Wang Z A, Qiu G Y. A detecting method for harmonics and reactive currents in single-phase circuit[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 1996, 11(3): 42-46.)

(上接第844页)

- [10] Audun J. The beta reputation systems[C]. Proc of the 15th Bled Electronic Commerce Conf. Bled, 2002: 1-14.
- [11] Marques J P. Pattern recognition concepts, methods and application[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2002: 51-74.
- [12] Leonard D, Yao Z M, Rai V. On lifetime-based node failure and stochastic resilience of decentralized peer-to-peer networks[J]. IEEE Trans on Networking, 2007, 15(3): 644-657.
- [13] Luketeacy W T, Patel J, Jenninqs N. Coping with inaccurate reputation sources: Experimental analysis of a probabilistic trust model[C]. Proc of the 4th Int Conf on Autonomous Agents and Multi Agent Systems. Utrecht, 2005: 1125-1132.