

三相电压型 PWM 变换器无电压传感器 和不平衡输入的控制策略*

邓志奇, 余夫良

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:针对三相电压型脉宽调制(PWM)变换器在无电网电压传感器和不平衡电网电压状况下的运行,研究了其控制策略。通过构建虚拟磁链作为 PWM 变换器的同步信号源实现了无电压传感器运行。通过正、负序分量分离方法,减少由输入相电压中的奇次谐波引起的直流母线电压上的偶次谐波含量,实现了 PWM 变换器在电网电压不平衡状况下的运行。然后通过 Matlab/Simulink 进行仿真和正确性验证。最后,搭建了实验平台,实现了三相电压型 PWM 变换器的整流与逆变工作状态。研究结果表明,该控制策略具有良好的动态响应。

关键词:脉宽调制变换器;虚拟磁链;无传感器;正、负序分量

中图分类号:TM461

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2011)08-1000-06

Regulation of voltage-source PWM converters without line voltage sensors under unbalanced input voltage condition

DENG Zhi-qi, YU Fu-liang

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at the situation that the moving of voltage-source pulse width modulation(PWM) converters without line voltage sensors under unbalanced input voltage condition, control strategy was investigated respectively. Virtual flux linkage was constructed as the synchronization source of voltage-source PWM converter. The positive and negative sequence separating method was used to reduce the even order harmonics in the dc output voltage which resulted from the odd order harmonic contents in the unbalanced input phase current. Then, the proposed control scheme was simulated and proved correctly using Matlab/Simulink. Finally, the experiment platform was built, the rectification and inversion were realized. The research result shows that the proposed control strategy has good dynamic performance.

Key words: pulse width modulation(PWM) converter; virtual flux linkage; sensorless; positive and negative sequence

0 引 言

电压型 PWM 变换器因其出色的性能广泛应用于各种工业领域。PWM 变换器实现了网侧电流正弦化,且运行于单位功率因数,能量可以双向传输。与传统不控整流和相控整流相比,PWM 变换器对电容、电感这类无源滤波或储能元件的需求大大降低,动态性能也有了很大提高^[1-2]。

常规三相 PWM 变换器的控制系统需要 3 类传感器即电网电压传感器、电流传感器和直流母线电压传感器。这些传感器的应用增加了系统成本,并降低了运行可靠性。减少传感器使用的控制策略成为研究热点。在通常情况下,直流母线电压稳定是 PWM 变换器正常工作的必要条件,直流母线电压传感器用于检测直流电压,并构成直流电压外环控制,因此直流母线电压传感器一般不宜省去。另外,交流电流传感器用于检测网侧电流,以构成电流内环控制,同时还可进行

收稿日期:2010-12-16

基金项目:国家科技重大专项课题资助项目(2009ZX04010-013)

作者简介:邓志奇(1985-),男,湖南岳阳人,主要从事 PWM 整流、电机控制相关技术方面的研究. E-mail: dzq@zju.edu.cn

交流过载及输出短路保护,因此也不宜省去。电网电压传感器用于检测电网电压,以构成三相同步信号源。实际应用中可以通过构建虚拟磁链来得到虚拟三相同步信号源^[3-6]。

在电网电压平衡条件下,PWM 变换器一般采用正序旋转坐标系下的电压、电流双闭环控制方式。而在实际电网中,电网电压处于波动中,含有大量的谐波分量,也可能不对称,此时,仅采用基于正序旋转坐标系的双闭环控制策略已不再适用^[7-11]。本研究采用正、负序分量分离的方法,对传统的双闭环控制策略进行改进。

本研究对于 PWM 变换器在无电网电压传感器和电网电压不平衡两种工况下的运行,利用 Matlab/Simu-link 进行系统仿真实验,其结果表明所采用的虚拟磁链和正、负序分量分离的方法,对 PWM 变换器在两种工况下的运行具有很好的动态响应。最后,搭建实验平台,实现了三相电压型 PWM 变换器的整流与逆变工作状态。

1 虚拟磁链的构建

PWM 变换器主电路如图 1 所示。它包括网侧和交流侧两部分。网侧主要由电网电压,滤波电感和电阻三部分组成。当忽略网侧电阻时,电网电压 u_α 、 u_β 可由电感电压和交流侧输出电压相加得到,即:

$$\begin{cases} u_\alpha = L \frac{di_\alpha}{dt} + v_\alpha \\ u_\beta = L \frac{di_\beta}{dt} + v_\beta \end{cases} \quad (1)$$

式中: L —网侧外部电感值, i_α 、 i_β 和 v_α 、 v_β —网侧电流和交流侧输出电压在两相静止坐标系下的分量。

i_α 、 i_β 可通过电流传感器得到,而 v_α 、 v_β 可通过三相全控桥各桥臂的开关函数和直流母线电压得到,即:

$$\begin{cases} v_\alpha = \frac{2}{3} V_{dc} \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ v_\beta = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (2)$$

式中: V_{dc} —母线电压, S_a 、 S_b 、 S_c —三相桥臂的开关函数。

$S_{a,b,c} = 1$ 表示相应桥臂上管导通, $S_{a,b,c} = 0$ 表示相应桥臂下管导通。

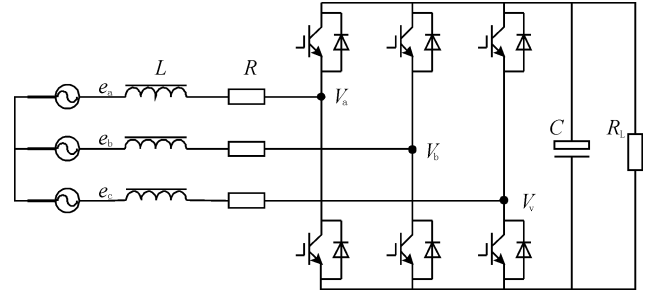


图1 三相电压型 PWM 变换器主电路

通过式(1)、式(2)即可得到电网电压值,实现无电网电压传感器控制。在实现的过程中,需要涉及到电流的微分,这在实时系统的数值计算中,不容易处理。因此,对式(1)两边积分即可消去由微分量引起的干扰:

$$\begin{cases} \int u_\alpha dt = L \frac{di_\alpha}{dt} + \int v_\alpha dt \\ \int u_\beta dt = L \frac{di_\beta}{dt} + \int v_\beta dt \end{cases} \quad (3)$$

式(3)的右边已经消去了电流微分量,而左边是电网电压的积分。对于三相电机来说,电压的积分可以看作磁链。本研究把式(3)的左边定义为虚拟磁链 ψ_α 、 ψ_β 。当利用相电流和交流侧输出电压,联合式(3)得到虚拟磁链后,即可计算得到虚拟同步角:

$$\theta = \arctan \frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha} \quad (4)$$

由于电网电压超前于虚拟磁链 90° ,在虚拟同步角的基础上加上超前角 90° ,即可得到基于电网电压的同步角。采用电压、电流双闭环控制的三相电压型 PWM 变换器的控制框图如图 2 所示。

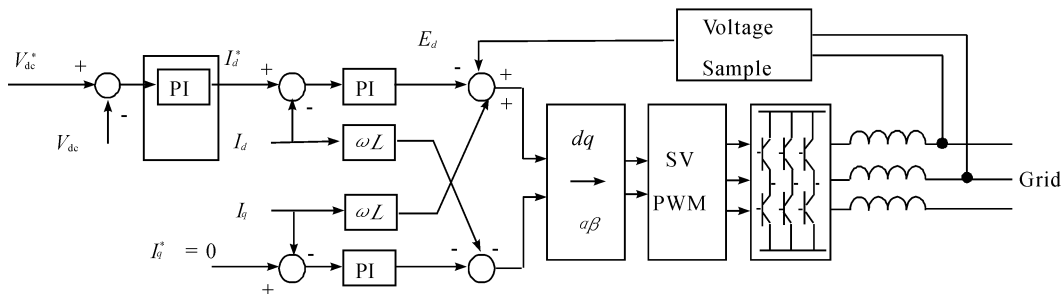


图2 三相电压型 PWM 变换器电压、电流双闭环控制框图

同理可以得到 e_b^p 、 e_c^p 、 e_a^n 、 e_b^n 、 e_c^n 。但是这种检测方法存在 $2/3$ 个电网周期的延迟,并且需要保存大量的数据,实际应用效率不高。为解决此问题,可利用三角函数求导之间的关系将延迟 $2/3$ 个周期采样转变为采样实时值。因为:

$$\frac{d\cos(\theta)}{dt} = \frac{d\cos(\theta)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = -\omega \sin(\theta) \quad (10)$$

将式(9)联合式(10),有:

$$\begin{aligned} e_b \left(t + \frac{T}{3} \right) &= E_{bm} \cos(\theta_b) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) - \\ E_{bm} \sin(\theta_b) \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) &= -\frac{1}{2} E_{bm} \cos(\theta_b) + \\ \frac{\sqrt{3}}{2} E_{bm} \frac{d\cos(\theta_b)}{\omega \cdot dt} &= -\frac{1}{2} e_b + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\omega} \cdot \frac{de_b}{dt} \end{aligned} \quad (11)$$

同理可得:

$$e_c \left(t + \frac{2T}{3} \right) = -\frac{1}{2} e_c - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\omega} \cdot \frac{de_c}{dt} \quad (12)$$

联合式(9, 11, 12),有:

$$\begin{aligned} e_a^p &= \frac{1}{3} \left[e_a + \left(-\frac{1}{2} e_b + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\omega} \cdot \frac{de_b}{dt} \right) + \right. \\ &\quad \left. \left(-\frac{1}{2} e_c - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\omega} \cdot \frac{de_c}{dt} \right) \right] \end{aligned}$$

于是三相静止坐标系下的正、负序分量 e_a^p 、 e_b^p 、 e_c^p 、 e_a^n 、 e_b^n 、 e_c^n 便可快速计算出来。

4 仿真结果

为验证上述无电网电压传感器和不平衡输入工况下分别采用的控制策略的正确性,本研究利用 Matlab/Simulink 搭建了仿真模型,并进行了仿真实验验证。仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

电感	负载电阻	电容	设定电压	输入电压	频率
8 mH	120 Ω	2 200 μ F	150 V	53 V	50 Hz

如图 4 所示,正常工况下,启动过程较平滑,直流母线电压平稳,相电流波形正弦,且与相电压同相位,基本实现了单位功率因数。

无电网电压传感器工况下,采用虚拟磁链作为同步信号源的波形如图 5 所示。可以看出,启动过程有抖动,达到稳态后,直流母线电压平稳,相电压、相电流波形正弦同相位,基本与有电网电压传感器一致。如图 6 所示,由电网电压计算的同步角和虚拟磁链计算的同步角波形,前者超前后者约 90° ,这是因为后者为前者的积分所引起的相位差。因此:本研究利用虚拟磁链计算出的同步角能够作为很好的三相电压型

PWM 变换器的无传感器控制的同步信号源。

不平衡输入状况下,采用平衡控制策略和不平衡控制策略的波形结果如图 7、图 8 所示。不平衡状况采用不平衡电压输入,即: $U_a = 60$ V, $U_b = 53$ V, $U_c = 46$ V,其它条件不变。本研究比较两种控制策略仿真结果,可以发现:当采用平衡控制策略时,直流母线电压存在二倍频分量,这是由于不平衡输入电压分量中的奇次谐波引起的。同时,相电流波形也出现了畸变。当采用不平衡控制策略后,消去了直流母线电压上的二倍频分量。相电流波形接近正弦。

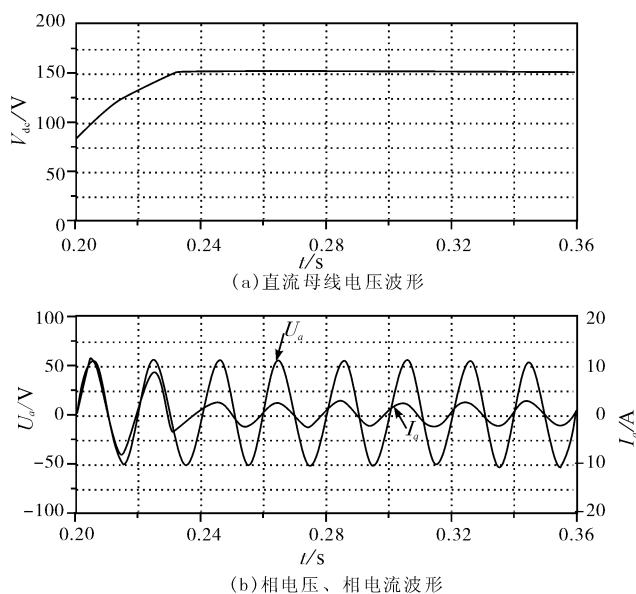


图 4 正常工况下直流母线电压,相电压和相电流波形

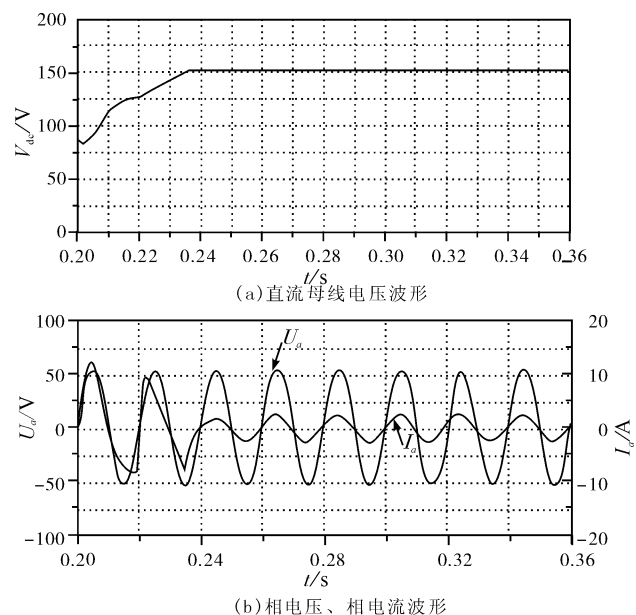


图 5 无电网电压传感器工况下直流母线电压,相电压和相电流波形

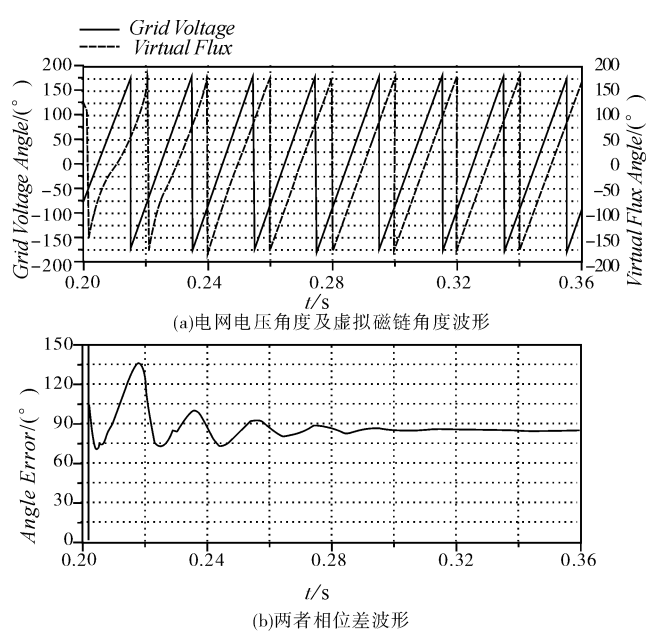


图 6 无电网电压传感器工况下电网电压角度、虚拟磁链角度和两者相位差波形

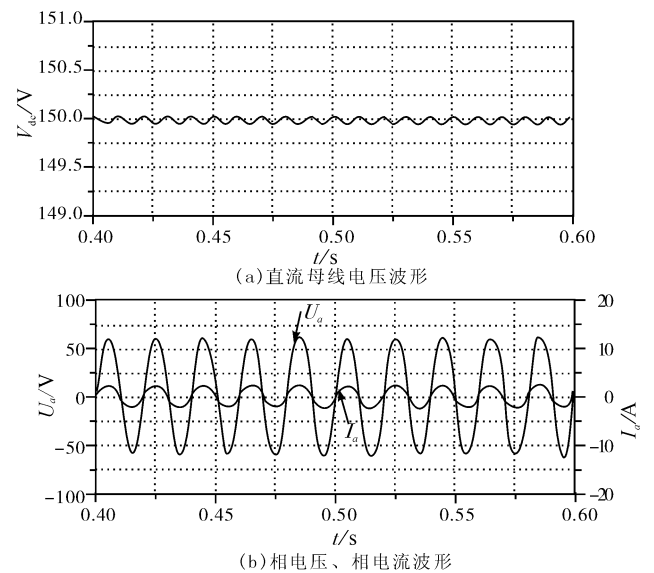


图 7 不平衡工况下采用平衡控制策略的直流母线电压、相电压和相电流波形

5 实验结果

在仿真结果的基础上,本研究搭建了三相 PWM 变换器实验平台,分别进行了整流与逆变实验。实验参数如表 2、表 3 所示。

表 2 整流实验参数

电感	8 mH	负载电阻	200 Ω
电容	2 200 μF	设定电压	150 V
输入电压	53 V	频率	50 Hz
控制芯片	TI 2812		

表 3 逆变实验参数

电感	8 mH	负载电阻	200 Ω
电容	2 200 μF	设定电压	150 V
输入电压	53 V	频率	50 Hz
控制芯片	TI 2812	直流电源	240 V

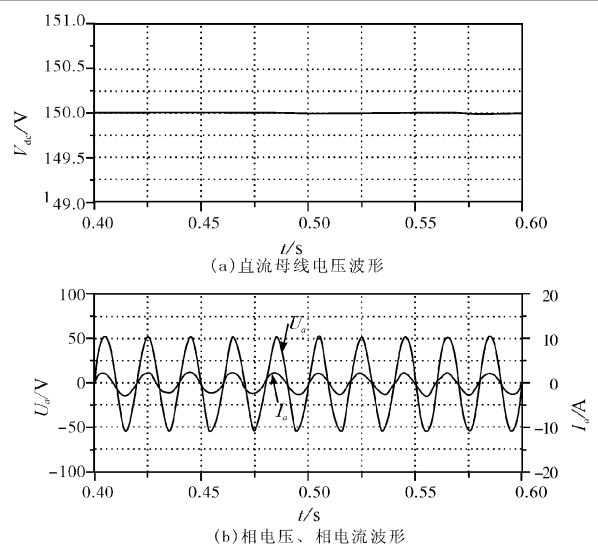


图 8 不平衡工况下采用不平衡控制策略的直流母线电压、相电压和相电流波形

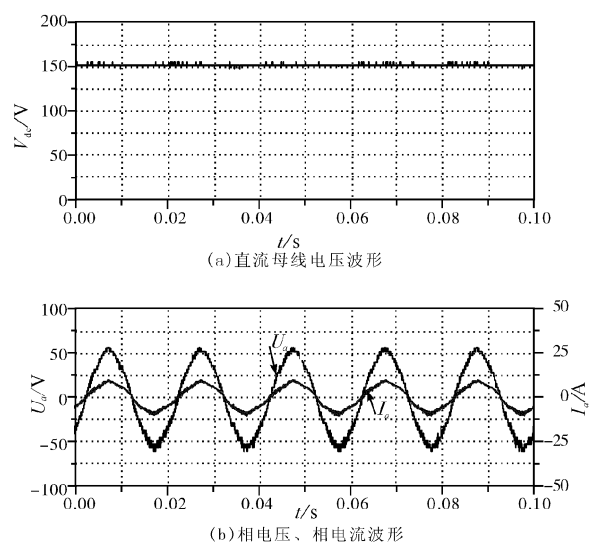


图 9 三相 PWM 变换器工作在整流状态下的直流母线电压、相电压和相电流波形

如图 9 所示,三相 PWM 变换器工作整流状态下,直流母线电压平稳,相电流波形正弦,且与相电压同相位,基本实现了单位功率因数。

如图 10 所示,三相 PWM 变换器工作整流状态下,直流母线电压平稳,相电流波形正弦,且与相电压同反相,基本实现了单位功率因数。

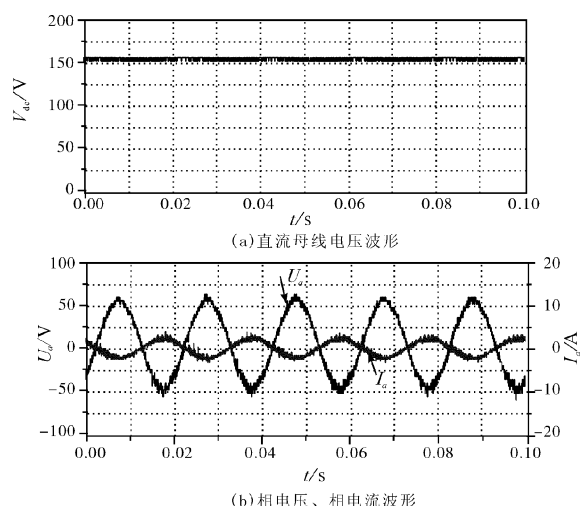


图 10 三相 PWM 变换器工作在逆变状态下的
直流母线电压、相电压和相电流波形

6 结束语

本研究通过对电压型 PWM 变换器在无电网电压传感器和不平衡输入两种工况的分析,分别提出两种控制策略。通过仿真验证了控制策略的正确性。通过搭建实验平台,进行了三相 PWM 变换器在整流和逆变实验。研究结果表明,本研究采用的控制策略具有很好的动态响应以及一定的实际应用意义。

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.

- [2] 毛鸿,吴兆麟. 基于三相 PWM 整流器的无死区空间矢量调制策略[J]. 电机工程学报, 2001, 21(11): 100-104.
- [3] 赵仁德,贺益康. PWM 整流器虚拟电网磁链定向矢量控制仿真研究[J]. 电力系统及其自动化学报, 2005, 17(5): 94-98.
- [4] 吕观顺,李春静. 无交流电压传感器 PWM 整流器启动性能改善[J]. 电力电子技术, 2008, 42(9): 70-72.
- [5] 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]. 电机工程学报, 2005, 25(20): 56-61.
- [6] AGIRMAN I, BLASKO V. A novel control method of a VSC without AC line voltage sensors[J]. **IEEE Transactions on Industrial Applications**, 2003, 39(2): 519-524.
- [7] OHNUKI T, MIYASHITA O, LATAIRE P, et al. A Three-phase PWM Rectifier without Voltage Sensors[C]// In Proceeding of EPE'97, Norway, 1997: 881-886.
- [8] 何鸣明,贺益康,潘再平. 不对称电网故障下 PWM 整流器的控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2007, 19(4): 13-17.
- [9] 徐金榜,何顶新,赵金,等. 电压不平衡情况下 PWM 整流器功率分析方法[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(16): 80-85.
- [10] SONG H, NAM K. Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions [J]. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 1999, 46(5): 953-959.
- [11] XU L, ANDERSEN B R, CARTWRIGHT P. VSC transmission operating under unbalanced AC conditions—analysis and control design[J]. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 2005, 20(1): 427-434. [编辑:张翔]

(上接第 985 页)

参考文献 (References) :

[1] 周国富,谢超,钟远东,等. 城市电梯监控网主要实施内容探讨[J]. 机电工程技术, 2004, 8(33): 45-48.

[2] 张汇川,牛连强. 基于 C/S 结构的电梯监控与管理系统[J]. 仪器技术与传感器, 2005(10): 13-14.

[3] BILGIN O, ALTUN Y, MULTUER M. Remote Monitoring and Diagnostic System of PLC Controlled an Elevator using SCADA [C]//Electrical, Electronic and Computer Engineering in 2010 National conference. Bursa: [s. n.], 2010: 212-216.

[4] YU Hai-yan, HU Qing, ZHANG Jing. Linear Elevator Velocity Control System based on Correction Factor Fuzzy PID [C]//Control and Decision Conference, CCDC2008. Yantai: [s. n.], 2008: 2650-2653.

[5] 王晓东. 电梯群控技术发展趋势初探[J]. 中国西部科技, 2009, 8(23): 27-30.

[6] 张建民. 电梯核心控制器网络化关键技术设计与实现[D]. 天津:天津大学, 2007: 3-10.

- [7] 李丽娜,石高涛,廖明宏. 传感器网络操作系统 TinyOS 关键技术分析[J]. 哈尔滨商业大学学报:自然科学版, 2005, 21(6): 724-746.
- [8] 孙利民,李建中,陈渝. 无线传感器网络[M]. 北京:清华大学出版社, 2005.
- [9] 崔莉鞠,海玲,苗勇. 无线传感器网络研究进展[J]. 计算机研究与发展, 2005, 1(21): 45-70.
- [10] Hill J L. System Architecture for Wireless Sensor Networks [D]. Los Angeles: PhD dissertation of the University of California, 2003.
- [11] EDGAR H C. Wireless Sensor Networks: Architectures and Protocols [M]. Florida: CRC Press LLC, 2004.
- [12] AKYILDIZ IF, SU W, SANKARASUBRAMANIAM Y, et al. Wireless sensor networks: a survey [J]. **Computer Networks**, 2007, 38(4): 393-422.
- [13] EDGAR H C. Wireless Sensor Networks: Architectures and Protocols [M]. Florida: CRC Press LLC, 2004.

[编辑:李辉]