

# 矩阵变换器-异步电机矢量控制系统仿真研究

姜香菊<sup>a</sup>, 刘二林<sup>b</sup>

(兰州交通大学 a. 自动化与电气工程学院 b. 机电工程学院, 兰州 730070)

**摘要:**研究了将矩阵变换器的空间矢量脉宽调制与异步电机转子磁场定向矢量控制相结合的组合控制策略, 并采用 MATLAB 对矩阵变换器的输入电压波形、输入电流波形、电机空载启动转矩波形、电机空载启动转速波形以及在电机突加负载时的转矩波形等进行仿真。仿真结果表明了采用组合控制策略的矩阵变换器-异步电机矢量控制系统具备良好的调速性能, 并且较交-直-交电压型 PWM 变频调速系统而言具有更多的优势。

**关键词:**矩阵变换器; 矢量控制; 组合控制; 异步电机; 控制策略

**中图分类号:**TP301 **文献标志码:**A **文章编号:**1000-0682(2012)01-0076-04

## Simulation research of matrix converter and asynchronous motor control system

JIANG Xiangju<sup>a</sup>, LIU Erlin<sup>b</sup>

(a. School of Information & Electrical Engineering;

b. School of Mechatronic Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

**Abstract:** Space vector pulse width modulation of matrix converter and rotor field oriented vector control of asynchronous motor are combined, and the paper researchs combination strategy for vector control of the matrix converter and rotor field oriented vector control of asynchronous motor. Input voltage and current of matrix converter are simulated by MATLAB, at the same time, no-load starting torque and speed waveform and the electrical load torque waveform of motor are simulated. The simulation results show that the combined control strategy for matrix converter-asynchronous vector control system has good speed performance, and has the advantage of a AC-DC-AC voltage type PWM variable frequency speed regulation system.

**Key words:** matrix converter; vector control; composite control; asynchronous motor; control strategy

## 0 引言

在矩阵变换器-异步电动机矢量控制系统中, 由于矩阵变换器一边连接电网, 另一边连接着电动机负载, 所以矩阵变换器的输出侧电能质量会直接影响到异步电动机的运动控制性能, 为此, 将对矩阵变换器的调制和对异步电动机的矢量控制两方面相结合的组合控制来研究异步电机控制系统<sup>[1-2]</sup>。

## 1 组合控制策略系统研究

### 1.1 组合控制策略分析

在矩阵变换器驱动异步电动机的组合控制系统

中, 利用了基于电流模型的磁链观测器来观测并且估算转子磁链的空间位置角。下面按照异步电动机定子电流的  $d-q$  轴分量再利用电流模型从而得到异步电动机的定子角频率  $\omega_s$  为:

$$\omega_s = \omega_r + \frac{i_q}{\tau_r i_{mr}} \quad (1)$$

式中:  $i_{mr}$  为励磁电流;  $\tau_r$  为转子时间常数,  $\tau_r = L_r/R_r$ ; 转子角频率用  $\omega_r$  表示。

由于转子磁链的旋转角速度与定子角频率在异步电动机中大小相同, 因此利用对  $\omega_s$  积分来间接计算出异步电动机转子磁链的空间位置角:

$$\theta_r = \int \omega_s dt \quad (2)$$

在应用控制系统当中, 通过对电动机码盘信号的计算来求得  $\omega_r$ , 另外需要以下 3 步来完成对定子电流的检测程序<sup>[6]</sup>: 第 1 步, 通过采样控制电路检测

收稿日期: 2011-11-07

作者简介: 姜香菊(1979), 女, 讲师, 硕士, 主要研究方向为模式识别, 智能控制技术。

矩阵变换器的输出电流,此电流即为异步电动机的定子电流,然后再将三相电流  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  进行数字化。第2步,通过三相到两相坐标变换计算出定子电流分量  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  为:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (3)$$

第3步,通过静止/旋转坐标变换得到定子电流旋转分量  $i_d$ 、 $i_q$ ,然后将此旋转分量作为电流控制环的反馈输出,即:

$$\begin{cases} i_d = i_\alpha \cos \theta_f + i_\beta \sin \theta_f \\ i_q = -i_\alpha \sin \theta_f + i_\beta \cos \theta_f \end{cases} \quad (4)$$

上面通过对异步电动机转子磁链的定向控制,从而计算求得矩阵变换器的输出电压参照值,也就是异步电动机定子电压的参照值。将电动机定子电压参考值  $U_\alpha^*$  和  $U_\beta^*$  进行空间矢量合成,得出输出电压空间矢量参照值  $U_{ol}$  [3-7],如图1所示。

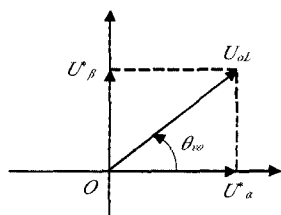


图1 矩阵变换器输出线电压空间矢量合成

在图1中,  $\theta_{vo}$  是空间矢量合成中  $U_{ol}$  的位置角,  $\theta_{vo}$  的大小范围为  $0 \leq \theta_{vo} \leq 2\pi$ , 下面对  $U_\alpha^*$  和  $U_\beta^*$  进行反三角函数计算可得

$$\theta_{vo} = \begin{cases} \arctan(U_\beta^*/U_\alpha^*) & U_\alpha^* > 0, U_\beta^* \geq 0 \\ \arctan(U_\beta^*/U_\alpha^*) + \pi & U_\alpha^* < 0, U_\beta^* \geq 0 \\ \arctan(U_\beta^*/U_\alpha^*) + \pi & U_\alpha^* < 0, U_\beta^* < 0 \\ \arctan(U_\beta^*/U_\alpha^*) + 2\pi & U_\alpha^* > 0, U_\beta^* < 0 \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $U_{slim}$  表示电压空间矢量幅值上限,它与电机额定电压相对应。  $U_{ol}$  的幅值用空间矢量调制系数  $m$  来表示,即  $m = \sqrt{(U_\alpha^*)^2 + (U_\beta^*)^2} / U_{slim}$ ,  $0 \leq m \leq 1$ 。

根据空间扇区定义的要求,通过对  $\theta_{vo}$  的计算从而得到输出线电压空间矢量扇区代码  $S_{vo}$  和扇区角  $\theta_{sc}$ 。

矩阵变换器输入相电流空间矢量脉宽调制与电压空间矢量脉宽调制相同,也需要由3个步骤来完成。第一步通过采样电路检测输出,得到矩阵变换器输入电压模拟量,然后再经过 A/D 转换得到  $U_{a0}$ 、 $U_{b0}$ 、 $U_{c0}$  的电压值。第二步再将所得的三相输入

电压经过三相/两相(3/2)变换,进而得到在两相静止坐标系下的电压分量  $U_{ia}$ 、 $U_{ib}$  为:

$$\begin{bmatrix} U_{ia} \\ U_{ib} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{a0} \\ U_{b0} \\ U_{c0} \end{bmatrix} \quad (6)$$

通过  $U_{ia}$ 、 $U_{ib}$  可以计算出输入相电压空间矢量  $U_{i\phi\beta}$  的位置角  $\theta_{vi}$ , 计算方法和输出线电压空间矢量位置角  $\theta_{vo}$  的计算方法完全相同,将  $\theta_{vi}$  与输入相位差  $\varphi_i$  相减,这样就得到输入相电流空间矢量的位置角  $\theta_{ci}$ , 然后再按照与计算  $S_{vo}$ 、 $\theta_{sc}$  相同的步骤,得到输入相电流空间矢量代码  $S_{ci}$  和扇区角  $\theta_{sc}$ 。

通过上面计算得出了  $m$ 、 $\theta_{vo}$  和  $\theta_{sc}$ , 根据前面研究的矩阵变换器间接空间矢量调制原理,可以求得在每个采样时钟周期里,各个开关状态的工作时间  $T_{a1}$ 、 $T_{b1}$ 、 $T_{c1}$ 、 $T_{a2}$ 、 $T_{b2}$ 、 $T_{c2}$ 、 $T_{a3}$ 、 $T_{b3}$ 、 $T_{c3}$ 、 $T_{a4}$ 、 $T_{b4}$ 、 $T_{c4}$ 、 $T_{a5}$ 、 $T_{b5}$ 、 $T_{c5}$ 、 $T_{a6}$ 、 $T_{b6}$ 、 $T_{c6}$ 、 $T_{a7}$ 、 $T_{b7}$ 、 $T_{c7}$ 、 $T_{a8}$ 、 $T_{b8}$ 、 $T_{c8}$ 、 $T_{a9}$ 、 $T_{b9}$ 、 $T_{c9}$ 、 $T_{a10}$ 、 $T_{b10}$ 、 $T_{c10}$ 、 $T_{a11}$ 、 $T_{b11}$ 、 $T_{c11}$ 、 $T_{a12}$ 、 $T_{b12}$ 、 $T_{c12}$ 、 $T_{a13}$ 、 $T_{b13}$ 、 $T_{c13}$ 、 $T_{a14}$ 、 $T_{b14}$ 、 $T_{c14}$ 、 $T_{a15}$ 、 $T_{b15}$ 、 $T_{c15}$ 、 $T_{a16}$ 、 $T_{b16}$ 、 $T_{c16}$ 、 $T_{a17}$ 、 $T_{b17}$ 、 $T_{c17}$ 、 $T_{a18}$ 、 $T_{b18}$ 、 $T_{c18}$ 。矩阵变换器-异步电动机矢量控制系统的组合策略中,将5个开关状态的作用时间利用 PWM 生成单元以 PWM 脉冲的形式传送到开关换流控制器当中。然后再将输入以及输出的扇区代码  $S_{ci}$  和  $S_{vo}$  也一同传送给开关换流控制器 [11-12]。再接收到  $S_{ci}$ 、 $S_{vo}$  以及5路 PWM 脉冲信号后的开关换流控制器,立刻产生18路驱动控制信号,这些驱动信号决定主电路中18个 IGBT 开关的导通与关断,整个矩阵变换器的空间矢量脉宽调制结束 [13-15]。

## 1.2 组合控制策略设计

组合控制策略框图如图2所示。它完成了矩阵变换器的空间矢量脉宽调制和异步电动机的矢量控制的有效融合。

按照电机运动控制系统的要求来设置转子磁链的电流参考数值  $i_d^*$  和异步电动机的转子角频率参考值  $\omega_r^*$ 。而转速误差量经过 PI 调节器调节以后得出转矩电流参考值  $i_q^*$ , 而磁链电流误差和转矩电流误差在由 PI 调节以后得到异步电动机定子电压参考值在同步旋转坐标系条件下的  $d-q$  轴分量  $U_d^*$  和  $U_q^*$ 。  $U_d^*$  和  $U_q^*$  经由旋转/静止坐标变换以后,便得到定子电压参考值在  $\alpha-\beta$  坐标系下的  $\alpha$  轴分量电压  $U_\alpha^*$  和  $\beta$  轴的分量电压  $U_\beta^*$ :

$$\begin{cases} U_\alpha^* = U_d^* \cos(\theta_f) - U_q^* \sin(\theta_f) \\ U_\beta^* = U_d^* \sin(\theta_f) + U_q^* \cos(\theta_f) \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $\theta_f$  表示在空间中转子磁链的位置角。

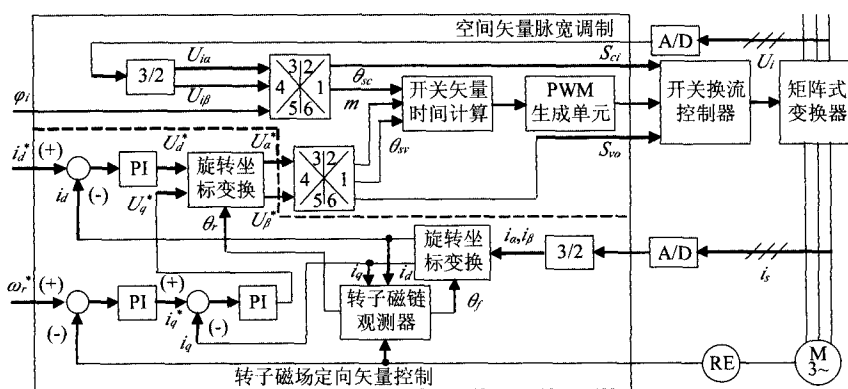


图2 矩阵式变换器-异步电动机调速系统组合控制策略

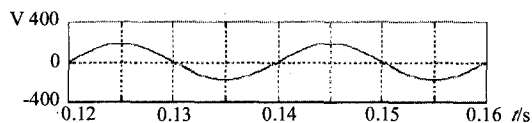
## 2 系统仿真运行特性分析

矩阵变换器-异步电动机矢量控制系统是将矢量控制良好的传动性能和矩阵变换器的输入侧电流谐波少、功率因数高、能量双向流通等优点集于一身,从而实现了更高性能的交流调速。下面介绍基于矩阵变换器-异步电动机组合控制策略的调速系统仿真模型与结果,考察了异步电动机启动特性、稳定过程以及突加负载转矩情况下的波形。

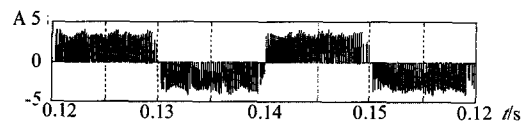
根据以上的研究,使用 MATLAB7.5 版本中的模块,再结合超强的 S-功能函数对采用组合控制策略的矩阵变换器-异步电动机矢量控制系统进行了仿真验证<sup>[16-22]</sup>,仿真过程中的换流策略采用 4 步换流。

矩阵变换器连接的负载为三相绕线式异步电动机,下面给出异步电动机空载及带负载为  $200 \text{ N} \cdot \text{m}$  两种情况下的仿真参数:电机极对数  $p=4$ ,额定功率  $P_N=2 \text{ kW}$ ,额定电压  $U_N=380 \text{ V}$ ,定子电阻  $R_s=0.435 \Omega$ ,电感  $L_s=2 \text{ mH}$ ,转子绕组电阻折算值  $R_r'=0.816 \Omega$ ,电感折算值  $L_r'=2 \text{ mH}$ ,负载转矩  $T_L=0$ ,转动惯量  $J=0.089 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。

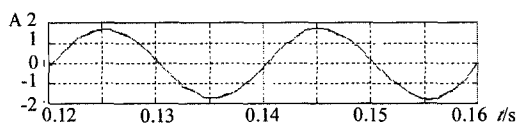
图3所示为矩阵变换器的输入电压、滤波前以及滤波后输入电流波形,另外还对输入电流滤波后的频谱图做了仿真。输出仿真频率为  $50 \text{ Hz}$ ,所用输入滤波器电阻  $R=0.5 \Omega$ ,电感为  $L=2 \text{ mH}$ ,电容  $C=6 \mu\text{F}$ 。



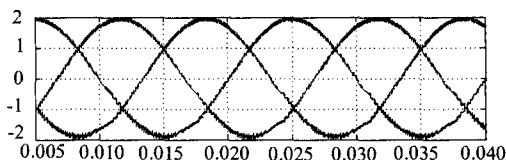
(a) 输入电压波形



(b) 滤波前的输入电流波形



(c) 滤波后的输入电流波形



(d) 矩阵变换器三相输出线电流仿真结果

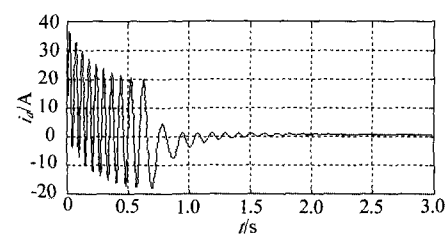
图3 系统空载运行输入量仿真结果

矩阵变换器-异步电动机矢量控制系统中,一是要保证变换器高质量的输入电压波形,才能实现良好的对异步电动机的传动性能,另外还必须同时确保输入侧的电流为正弦波形,从而防止对电网造成谐波干扰。

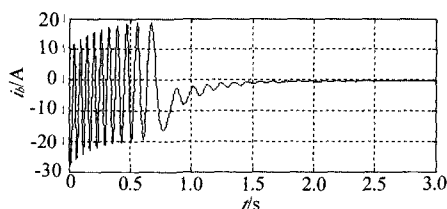
从图3仿真结果中可以看出,矩阵变换器的输入电流近似成正弦波形,同时也验证了 4 步换流策略的可行性,波形中除基波外,其他谐波含量很少,可以完全忽略。经滤波后的输入电流与输入电压相角相差甚微,可以认为是同步,已经达到了移相功率因数的最大值 1,明显而有效地验证了采用组合控制策略的矩阵变换器-异步电动机矢量控制系统的输入、输出稳态性能良好,很大程度上减少了对电网的谐波污染。

交流变频调速系统中的一个基本性能指标就是电动机的启动性能。图4给出了矩阵变换器供电下的异步电动机从空载开始启动到稳定工作运行的过程当中,转子三相电流变化曲线、电机的电磁转矩以及转速波形仿真结果。

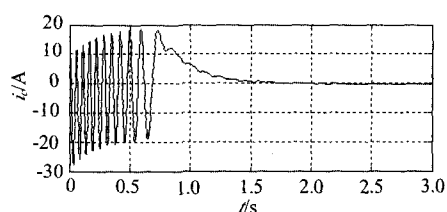
转速环 PI 调节器参数设定为  $K_{pn}=7$ 、 $K_{in}=0.007$ , $d$  轴电流环和  $q$  轴电流环均采用一样的调节器参数  $K_{pc}=4$ 、 $K_{ic}=0.0625$ 。



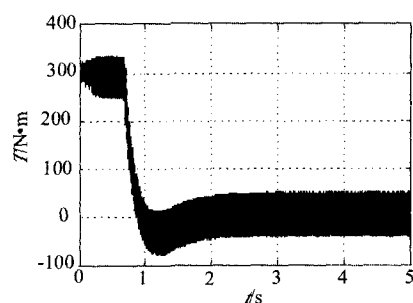
(a) a相电流



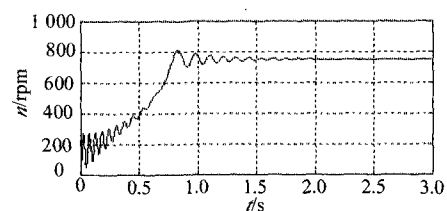
(b) b相电流



(c) c相电流



(d) 电磁转矩波形



(e) 电机转速波形

图4 空载时系统仿真波形

从图4中可以看出空载时电机转速在1.5s左右便可达到稳定值,电动机开始稳定运行,进一步验证了在矩阵变换器供电状态下,异步电动机不仅启动迅速,具有较快的动态响应,而且运行平稳,电磁转矩和电动机转速的脉动都较小,此时的定子电流为正弦,转子电流为零。

图5所示为系统在运行到3.5s的时候,突然给

组合控制策略系统中的异步电动机施加200 N·m负载的电磁转矩仿真波形。

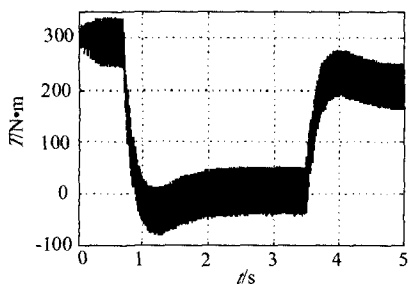


图5 突加负载时的电磁转矩仿真

由图5所示的波形仿真结果可以看出,在3.5s时突加负载时的电机电磁转矩增加响应迅速,0.5s后从初始值的0 N·m变为200 N·m,较最开始时候的300 N·m小。

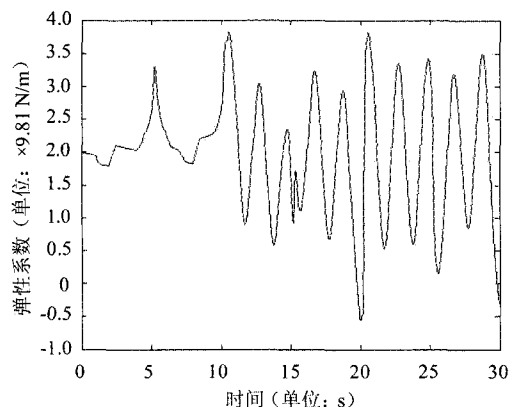
### 3 结论

由以上的仿真波形可以看出,采用矩阵变换器-异步电动机调速系统是完全可行的。采用组合控制策略后,系统具有与交-直-交电压型PWM变频调速系统类似的良好调速性能,并且具有更大的优越性。其优越性表现在:1)无需大容量的滤波电容,使体积大幅度减小;2)减少了对电网的谐波污染;3)由于在整流器中采用了双向开关,所以可以实现能量的回馈功能;4)由于矩阵开关使用了4步换流策略,使得换流过程可靠而稳定;5)无需大容量的电解电容,延长了系统中矩阵变换器的使用寿命等。

#### 参考文献:

- [1] 王勇,文辉清,吕征宇,等. 基于MATLAB的矩阵变换器空间相量调制研究[J]. 电力系统及其自动化学报, 2004(5):14-19.
- [2] 郭前岗. 矩阵变换器及其电机驱动控制系统关键技术研究[D]. 西安:西北工业大学,2006.
- [3] 栗梅. 矩阵变换器-异步电动机高性能调速系统控制策略研究[D]. 长沙:中南大学,2005.
- [4] Casadei D, Serra G, Tani A. The use of matrix converters in direct torque control of induction machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(6):1057-1064.
- [5] 姚远,刘文良,王杰. 基于矩阵变换器的异步电机矢量控制系统仿真研究[J]. 天津科技大学学报,2007,22(4):60-63.
- [6] Wheeler P W, Clare J C, Empringham L. A vector controlled MCT matrix converter induction motor drive with

(下转第112页)



(c) 噪声  $\sigma_i$  幅值为 0.490 5 N

图 7 噪声  $\sigma_i$  不同幅值时  $k_e$  辨识情况

分析以上仿真结果,可以得到下面几点结论:

1) 比较所有的辨识曲线,可以得出:在随机噪声  $\sigma_i$  的幅值小于 0.490 5 N 时,  $k_e$  辨识的曲线同  $k_e$  的变化曲线是比较一致的,但在时间上都有所滞后,这是由于解超定方程组需要该时刻前较多的测量信息造成的。

2) 比较患肢质量不同时的  $k_e$  辨识曲线可知:对于相同大小的白噪声,不同的患肢质量对辨识结果无影响,辨识具有一定的鲁棒性。

3) 参数辨识结果对噪声相对比较敏感,噪声越大,辨识结果的准确性越差。在所有的辨识结果曲线中,图 7a 的噪声最小,  $\sigma_i$  的幅值为  $9.81 \times 10^{-3}$  N,肌张力  $f_e$  的最大值约为 9.81 N,则噪声约为 0.1%,得到的结果最好。而图 7c 的辨识结果与  $k_e$  的变化曲线有较大的差异(噪声约为 5%)。

4) 由于噪声的存在,该算法的参数估计结果与真实值有一定的误差,但由于在参数估计时利用了较多的测量信息,在一定的噪声范围内,参数辨识结果可保持较高的精度,因此增加了辨识结果的可靠性。

5) 在患肢位置接近于 0 (尤其是当  $t = 5$  s) 时辨识结果有跳变现象,其原因主要是因为当患肢位置接近于 0 时,此时方程组成为“病态”方程组,位置

矩阵和力信息的微小变化会使方程的解  $k_e$  产生比较大的变化。

## 5 结束语

综上所述,该文提出的解超定方程法辨识患肢动力学参数效果良好,在一定的噪声范围内具有较强的鲁棒性,可以用于实际的远程康复训练机器人的患肢动力学参数辨识。

### 参考文献:

- [1] 胡宇川,季林红. 从医学角度探讨偏瘫上肢康复训练机器人的设计[J]. 中国临床康复,2004,34(8):7754-7756.
- [2] 谢欲晓,白伟,张羽. 下肢康复训练机器人的研究现状与趋势[J]. 中国医疗器械信息,2010(2):5-8.
- [3] 李会军,宋爱国. 上肢康复训练机器人的研究进展及前景[J]. 机器人技术与应用,2006(4):32-36.
- [4] 王月娇,李会军,宋爱国. 单自由度远程康复训练机器人系统设计[J]. 测控技术,2009,28(7):42-45.
- [5] 徐国政,宋爱国,李会军. 基于模糊逻辑的上肢康复机器人阻抗控制实验研究[J]. 机器人,2010,32(6):792-798.
- [6] 郭晓波,宋爱国,翟雁. 基于神经网络辨识的变增益控制在康复中的应用[J]. 工业仪表与自动化装置,2008(3):3-7.
- [7] Erickson D, Weber M. Contact stiffness and damping estimation for robotic system[J]. International Journal of Robotics Research,2003,22(1):41-57.
- [8] N Diolaiti, C Melchiorri, S Stramigioli. Contact Impedance Estimation for Robotic Systems[C]. RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, 2004:305-314.
- [9] Love L J, Book W J. Force Reflecting Teleoperation with Adaptive Impedance Control[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, And Cybernetics-Part B: Cybernetics, 2004,34(1):159-165.
- [10] 李宝家,刘昊阳. 超定方程组的一种解法[J]. 沈阳工业大学学报,2002,24(1):76-77.

(上接第 79 页)

minimized commutation times and enhanced waveform quality [C]. Proceedings IEEE IAS2002, 2002: 466-472.

- [7] Mutschler P, Marcks M. A direct control method for matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2002,49(2):362-369.
- [8] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统——运动控制系统[M]. 3 版. 北京:机械工业出版社,2003.
- [9] 姜田贵,周波. 用于驱动无刷直流电机的矩阵变换器

闭环调制[J]. 中国电机工程学报,2009,29(36):88-95.

- [10] 刘芙蓉. 矩阵变换器的建模与仿真[J]. 中国电机工程学报,2005,25(9):62-67.
- [11] 刘宇,贾石峰. 矩阵变换器实现感应电机矢量控制系统方法[J]. 重庆理工大学学报,2010,24(2):99-102.
- [12] 葛红娟. 基于矩阵变换器的永磁同步电机矢量控制系统[D]. 南京:南京航空航天大学,2006.