

# 基于预测算法和变结构的矩阵变换器驱动 感应电机无差拍直接转矩控制

王晶鑫, 姜建国

(上海交通大学电子信息与电气工程学院, 上海市 闵行区 200240)

## A Deadbeat Direct Torque Control Strategy With Prediction Algorithm and Variable Structure Controller for Induction Motor Driven by Matrix Converter

WANG Jingxin, JIANG Jianguo

(School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiaotong University,  
Minhang District, Shanghai 200240, China)

**ABSTRACT:** This paper proposed a new deadbeat direct torque control strategy to improve the performance of induction motors driven by matrix converters using prediction algorithm and variable structure controller which causes the variation of the load angle, and delivers the estimated value of the stator flux to the deadbeat direct torque controller based on prediction algorithm to obtain the voltage vector controlled by the predictive stator. Combining with the modulation method of space vector, the constant switching frequency of matrix converters and low torque ripples were achieved. The experimental results showed that this novel direct torque control strategy can retain the advantage of fast torque response of the traditional direct torque control for induction motors driven by matrix converters, and in addition, guarantee constant switching frequency and reduce the torque ripples, so as to effectively improve the static and dynamic performance of the system.

**KEY WORDS:** matrix converter; induction motor; deadbeat direct torque control; predictive algorithm; variable-structure

**摘要:** 提出一种新型的基于预测算法和变结构的矩阵变换器驱动感应电机无差拍直接转矩控制方法, 变结构控制器产生负载角度变化值, 并与定子磁链给定值送入基于预测算法的无差拍直接转矩控制器中, 得到预测定子控制电压矢量, 结合矩阵变换器双空间矢量调制方法, 实现矩阵变换器开关频率恒定, 并有效地减小了转矩脉动。实验结果表明, 通过使用该方法, 既可以保留传统矩阵变换器驱动感应电机直接转

矩控制转矩快速响应的特点, 又可以保证开关频率恒定和减小转矩脉动, 有效地改善了系统的动静态性能。

**关键词:** 矩阵变换器; 感应电机; 无差拍直接转矩; 预测算法; 变结构

## 0 引言

矩阵变换器(matrix converter, MC)是一种交-交直接变换拓扑, 与电压源逆变器(voltage source inverter, VSI)相比, 矩阵变换器具有双向功率流动、无储能电容、正弦输入/输出电流、输入功率因数可调等优点<sup>[1-12]</sup>。由于目前对电能质量和能源效率的日益重视, 矩阵变换器在工业应用领域越来越受到人们的关注。

日本学者 I.Takahashi 提出了一种 VSI 驱动感应电机直接转矩控制<sup>[13]</sup>(direct torque control, DTC)方法, 该方法通过选择合适的空间电压矢量直接对电机的转矩和磁链进行控制, 由于此方法在每个采样周期内只作用单一的电压矢量, 因此造成较大的转矩脉动。意大利学者 Domenico Casadei 在 2001 年提出了将矩阵变换器用于感应电机直接转矩控制中<sup>[2]</sup>, 将矩阵变换器和直接转矩的优点结合起来, 提出了一种新的基于矩阵变换器的感应电机直接转矩控制的开关表, 实验结果表明, 此方法不仅具有传统直接转矩控制方法的优点, 而且可以得到单位输入功率因数的优点, 但是仍然存在转矩脉动大和开关频率不恒定的缺点。针对传统直接转矩控制方法存在的缺点, 各国学者提出了多种改进型的直接转矩控制方法<sup>[3-4, 14-26]</sup>。文献[3]提出了一种基于无

基金项目: 国家重点基础研究发展计划项目(973 项目)(2005CB221505)。

The National Basic Research Program of China (973 Program) (2005CB221505)。

差拍的直接转矩控制方法,该方法通过使用一个PI调节器来产生负载角度变化值,然后将该角度变化值和定子磁链给定值送入到无差拍磁链控制器中,得到定子控制电压矢量。

近年来,预测直接转矩控制由于具有优异的动静态性能,越来越受到人们的关注<sup>[15-18]</sup>。文献[16]提出了一种基于电机离散时间状态模型的感应电机两步预测直接转矩控制,文献[17]提出了一种基于模型预测的直接转矩控制方法,该方法通过预测开关状态,选择合理的电压矢量顺序来使得转矩和磁链误差保持在各自的滞环比较器的滞环宽度内,但该方法采用的仍然是滞环比较器,开关频率不恒定。

变结构控制方法本质上是一种非线性、不连续的开关型的控制方法,并且系统响应快速,对系统参数变化不敏感,结构简单,易于实现<sup>[21-26]</sup>。本文将预测算法和变结构控制方法应用到矩阵变换器驱动感应电机无差拍直接转矩控制中,利用变结构控制器产生负载角度变化值,然后与定子磁链幅值

给定值送入基于预测算法的无差拍直接转矩控制器中,得到控制电压矢量,并结合矩阵变换器双空间矢量调制算法,以期达到快速转矩响应、低转矩脉动和开关频率恒定的性能。

## 1 基于预测算法和变结构的感应电机无差拍直接转矩控制

### 1.1 控制系统概述

图1为基于预测算法和变结构的矩阵变换器驱动感应电机无差拍直接转矩控制系统结构图。根据电机的电压和电流信号实时计算出定子磁链和转子磁链,经过预测算法得到 $t(k+1)$ 时的定子磁链和转子磁链预测值,通过计算出的转矩预测值与转矩给定值相比较,经过变结构控制器得到一个采样周期内的负载角度变化值 $\Delta\theta_{sr}$ , $\Delta\theta_{sr}$ 和定子磁链幅值经过定子磁链无差拍控制得到静止坐标系下的控制电压,并结合输入电流矢量进行矩阵变换器双空间矢量调制。

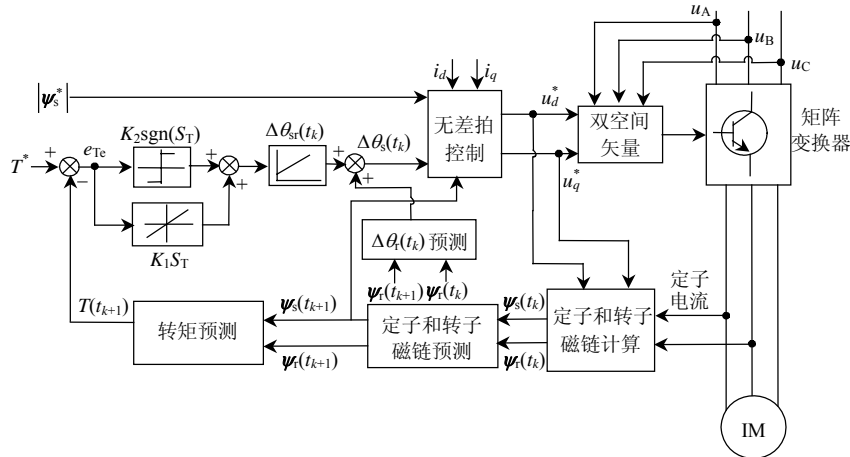


图1 基于预测算法和变结构的无差拍直接转矩控制

Fig. 1 Deadbeat Direct Torque Control Based on Predictive and Variable-Structure Scheme

### 1.2 感应电机的数学模型

感应电机状态方程在静止坐标系下可表示为

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{i}_s R_s + p\boldsymbol{\psi}_s \quad (1)$$

$$0 = \mathbf{i}_r R_r - j\omega_r \boldsymbol{\psi}_r + p\boldsymbol{\psi}_r \quad (2)$$

式中: $\mathbf{u}_s$ 为定子电压矢量; $\mathbf{i}_s$ 和 $\mathbf{i}_r$ 分别为定子电流和转子电流矢量; $R_s$ 和 $R_r$ 分别为定子电阻和转子电阻; $\boldsymbol{\psi}_s$ 和 $\boldsymbol{\psi}_r$ 分别为定子磁链和转子磁链矢量; $\omega_r$ 为电机速度; $p$ 为微分算子。

定子磁链和转子磁链矢量可表示为

$$\boldsymbol{\psi}_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r = L_r \mathbf{i}_r + L_m \mathbf{i}_s \quad (4)$$

式中 $L_s$ 、 $L_r$ 和 $L_m$ 分别为定子电感、转子电感和互感。

电磁转矩方程为

$$T = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\boldsymbol{\psi}_s| |\boldsymbol{\psi}_r| \sin(\theta_{sr}) \quad (5)$$

式中: $P$ 为极对数; $\sigma$ 为漏感系数, $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ ; $\theta_{sr}$ 为定子磁链矢量和转子磁链矢量的夹角。

### 1.3 变结构转矩控制

变结构控制器用来实现快速和准确的电磁转矩控制,其中设计适当的滑模面对于实现变结构控制良好的动态质量和较高的鲁棒性具有重要的意义。为了达到对电磁转矩的控制,本文设计的滑模面为

$$S_T = T^* - T \quad (6)$$

式中： $T^*$  为转矩给定值； $T$  为转矩反馈值。

基于变结构控制的负载角度变化值选择为

$$\Delta\theta_{sr} = (K_p + K_I/s)[K_1 S_T + K_2 \text{sgn}(S_T)] \quad (7)$$

式中： $K_p$  为 PI 调节器比例系数； $K_I$  为 PI 调节器积分系数； $K_1$  和  $K_2$  为变结构控制增益； $\text{sgn}()$  为符号函数，变结构控制器后面增加 PI 调节器用来实现转矩稳态无误差的性能<sup>[25]</sup>。由式(7)可以看出，该变结构控制算法使用的是基于“趋近律”的设计方法，其形式为  $\dot{S}_T = -K_1 S_T - K_2 \text{sgn}(S_T)$ ，“趋近律”决定了系统的动态性能<sup>[27]</sup>，由式(7)可以看出，当系统从远离滑模面的位置趋近滑模面时， $S_T$  较大，则  $\dot{S}_T$  较大，系统趋近速度快；当系统靠近滑模面时， $S_T$  较小，则  $\dot{S}_T$  较小，系统趋近速度变慢。因此，可以得到快速趋近滑模面且具有低抖动的性能。

### 1.4 基于预测算法的无差拍定子磁链控制

图 2 为单个采样周期内的定子磁链和转子磁链矢量变化图，则定子磁链矢量在  $t(k+1)$  时刻的表达式可表示为

$$\psi_s(t_{k+1}) = |\psi_s(t_{k+1})| e^{j[\Delta\theta_s(t_k) + \theta_s(t_k)]} \quad (8)$$

式中： $\Delta\theta_s(t_k)$  为单个采样周期内定子磁链矢量角度变化值； $|\psi_s(t_{k+1})|$  为定子磁链矢量的幅值，在直接转矩控制中，由于控制周期很短，可以认为在单个采样周期内的定子磁链幅值和转子磁链幅值不变。

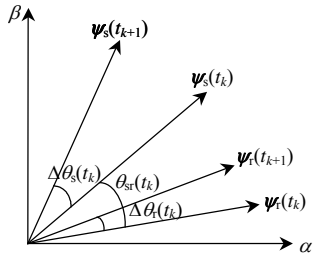


图 2 单个采样周期内定子磁链和转子磁链变化图  
Fig. 2 Stator and rotor flux variation during one sample time

由图 2 可以得出

$$\Delta\theta_s(t_k) = \Delta\theta_{sr}(t_k) + \Delta\theta_r(t_k) \quad (9)$$

式中  $\Delta\theta_{sr}(t_k)$  为变结构电磁转矩控制器的输出值，且有  $\Delta\theta_{sr}(t_k) = \theta_{sr}(t_{k+1}) - \theta_{sr}(t_k)$ ， $\Delta\theta_r(t_k)$  为转子磁链矢量变化角。

感应电机转子磁链状态方程为

$$\frac{d}{dt} \psi_r = \left(\frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r}\right) \psi_s + \left(j\omega_r - \frac{R_s}{\sigma L_s}\right) \psi_r \quad (10)$$

在单个采样周期内将其离散化可得

$$\psi_r(t_{k+1}) = \psi_r(t_k) + \left[\left(\frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r}\right) \psi_s(t_k) + \left(j\omega_r - \frac{R_s}{\sigma L_s}\right) \psi_r(t_k)\right] t_{sp}$$

$$(j\omega_r - R_s/\sigma L_s)\psi_r(t_k)t_{sp} \quad (11)$$

式中  $t_{sp}$  为采样时间，根据式(11)可得  $t(k+1)$  时刻转子磁链角  $\theta_r(t_{k+1})$ ，将其与  $t(k)$  时刻的转子磁链角  $\theta_r(t_k)$  相减，可得转子磁链矢量变化角  $\Delta\theta_r(t_k)$ 。

通过以上分析，结合离散化后的式(1)可得

$$u_s(t_k) = \frac{\psi_s(t_{k+1}) - \psi_s(t_k)}{t_{sp}} + R_s i_s(t_k) \quad (12)$$

## 2 矩阵变换器双空间矢量调制

矩阵变换器的空间矢量调制策略是将矩阵变换器等效为前级交-直虚拟整流环节和后级虚拟直-交逆变环节，如图 3 所示，然后在虚拟整流和逆变环节中分别采用空间矢量调制方法，通过中间直流电压和直流电流相等的原则消去中间直流环节，综合得到矩阵变换器的控制策略。图 4 为输出电压矢量和输入电流矢量合成示意图，图 5 为输出电压矢量和输入电流矢量的扇区示意图，根据图 5 矢量区间的划分，假设此时输出电压矢量位于扇区 1，则可以用与之相邻的电压矢量  $U_1$  和  $U_6$  及零矢量来合成，各矢量的作用时间为

$$U_1 \text{ 矢量的占空比: } d_\alpha = \frac{2}{\sqrt{3}} m_u \sin(60^\circ - \theta_v) \quad (13)$$

$$U_6 \text{ 矢量的占空比: } d_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}} m_u \sin \theta_v \quad (14)$$

$$\text{零矢量的占空比: } d_{0u} = 1 - d_\alpha - d_\beta \quad (15)$$

式中  $m_u$  为电压调制系数。

对于虚拟整流部分也采取同样的方法获得输入相电流空间矢量调制的方案。当需要单位输入功率因数时，则可根据输入相电压矢量的扇区和位置角来确定电流矢量，假设此时输入相电压矢量位于扇区 1，则输入电流矢量可以用与之相邻的电流矢量  $I_1$  和  $I_6$  及零矢量来合成，各矢量的作用时间为

$$I_1 \text{ 矢量的占空比: } d_\mu = \frac{2}{\sqrt{3}} m_i \sin(60^\circ - \theta_i) \quad (16)$$

$$I_6 \text{ 矢量的占空比: } d_\gamma = \frac{2}{\sqrt{3}} m_i \sin \theta_i \quad (17)$$

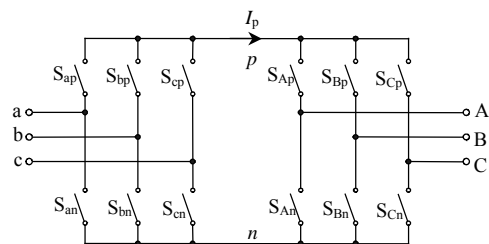


图 3 矩阵变换器的等效交-直-交结构  
Fig. 3 Equivalent AC-DC-AC structure of matrix converter

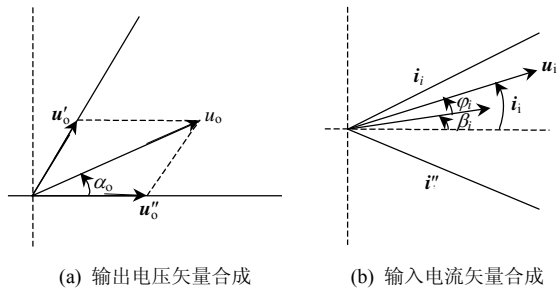


图4 输出电压矢量和输入电流矢量的合成示意图  
Fig. 4 Synthesis schematic of output voltage vector and input curve vector

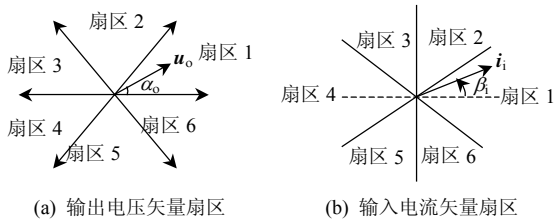


图5 输出电压矢量和输入电流矢量的扇区示意图  
Fig. 5 Sector diagram of output voltage vector and input current vector

$$\text{零矢量的占空比: } d_{0i} = 1 - d_{\mu} - d_{\gamma} \quad (18)$$

式中  $m_i$  为电流调制系数。

最后通过两个空间矢量相互嵌套的方法来实现矩阵变换器双空间矢量调制算法,即用于矢量合成的空间电流和电压矢量分别是  $I_1$ 、 $I_6$  和  $U_1$ 、 $U_6$  和零矢量,整个输入相电流和输出线电压矢量合成过程共有  $I_1-U_1$ 、 $I_1-U_6$ 、 $I_6-U_1$ 、 $I_6-U_6$  4 个有效矢量组合和零矢量  $I_0-U_0$  5 种组合。其中各矢量组合的占空比为

$$T_1: d_{\mu\alpha} = m \sin(60^\circ - \theta_i) \sin(60^\circ - \theta_v) \quad (19)$$

$$T_2: d_{\mu\beta} = m \sin(60^\circ - \theta_i) \sin \theta_v \quad (20)$$

$$T_3: d_{\gamma\alpha} = m \sin \theta_i \sin(60^\circ - \theta_v) \quad (21)$$

$$T_4: d_{\gamma\beta} = m \sin \theta_i \sin \theta_v \quad (22)$$

$$T_5: d_0 = 1 - d_{\mu\alpha} - d_{\mu\beta} - d_{\gamma\alpha} - d_{\gamma\beta} \quad (23)$$

式中  $m$  为调制系数。

### 3 实验研究

为了验证文中所提出控制方法的正确性,对文中所提出的控制策略进行了实验研究,并与传统的矩阵变换器驱动感应电机直接转矩控制方法进行比较分析。

矩阵变换器输入滤波器包含三相滤波电感(5mH),三相滤波电容(25μF);矩阵变换器双向开关采用 600V 40A 的 IGBT 进行反并联。三相输入和输出侧加装由二极管、电容和电阻组成的阻容吸收电路,如图6所示。图6中,电阻  $R$  为限流电阻,其值

取 100Ω;电阻  $R_c$  和电容  $C$  为吸收电阻和电容,其值分别为 33kΩ和 30μF。

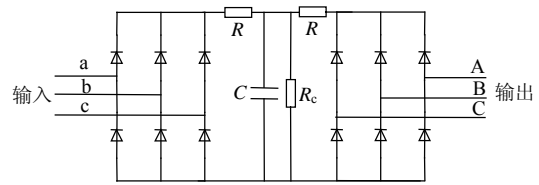
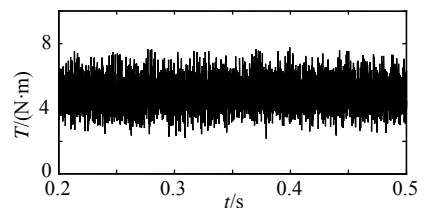


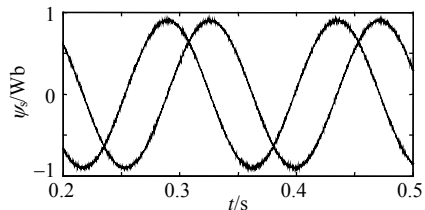
图6 阻容吸收电路  
Fig. 6 RC snubber circuit

电机参数如表 1 所示。变结构控制参数:  $K_p=0.0001$ ,  $K_i=10$ ,  $K_1=40000$ ,  $K_2=10$ 。实验控制器采用 TI 公司 TMS320F2812 和 Xilinx 公司 FPGA XC3S50AN-TQ144。其中, DSP 完成外部电压、电流和转速等信号采样和控制算法;FPGA 负责完成矩阵变换器双向开关的 4 步换流策略和脉冲触发。图 7 为传统直接转矩在转速为 200 r/min 时的转矩和定子磁链波形,图 8 为基于预测算法和变结构的无差拍直接转矩控制在转速为 200 r/min 转矩和定子磁链波形,图 9、10 分别为传统直接转矩和改进后的直接转矩在 900 r/min 时的转矩和定子磁链波形。在传统直接转矩控制中,由于每个控制周期只采用单一的电压矢量来控制转矩误差,因此造成较大的转矩脉动,对比图 7(a)和图 8(a),图 9(a)和图 10(a)可以看出,改进后的无差拍直接转矩控制的转矩脉动大大减小。

图 11、12 分别为传统直接转矩和改进后的直接转矩控制转矩响应波形和定子磁链幅值波形,从图 11(a)可以看出,改进后的直接转矩控制方法的转矩响应速度保持了传统直接转矩控制转矩快速响



(a) 转矩



(b) 定子磁链

图7 传统直接转矩转矩和定子磁链波形  
Fig. 7 Torque and stator flux waveform of classic direct torque control

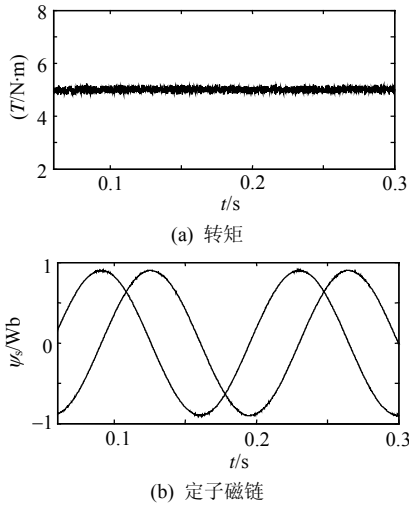


图 8 改进后的无差拍直接转矩转矩和磁链波形  
Fig. 8 Torque and stator flux waveform of proposed deadbeat torque control

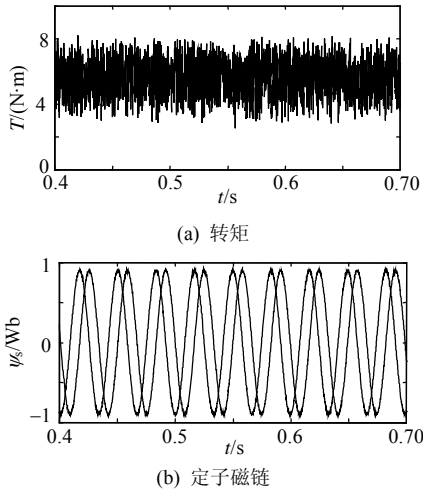


图 9 传统直接转矩转矩和定子磁链波形  
Fig. 9 Torque and stator flux waveform of classic direct torque control

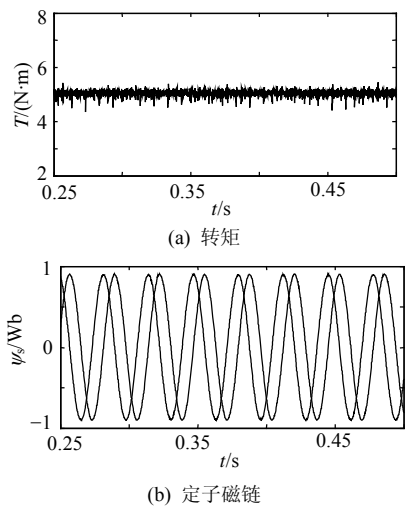


图 10 改进后的无差拍直接转矩转矩和磁链波形  
Fig. 10 Torque and stator flux waveform of proposed deadbeat torque control

应的特点，并在转矩响应的动态过程中，定子磁链幅值并没有发生变化，具有良好的动态性能。因此，本文提出的基于预测算法和变结构的矩阵变换器驱动感应电机无差拍直接转矩控制方法具有良好的动静态性能。

表 1 感应电机参数

Tab. 1 Parameters of induction motor

参数	数值	参数	数值
额定电压/V	380	转子电阻/ $\Omega$	1.483
额定功率/kW	5.5	转子电感/mH	174
定子电阻/ $\Omega$	1.517	互感/mH	172
定子电感/mH	174	极对数	2

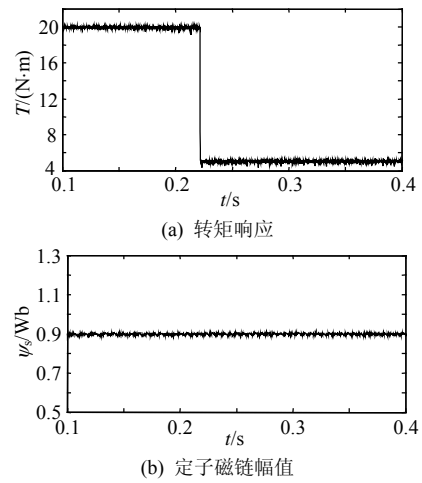


图 11 改进后的无差拍直接转矩转矩响应和磁链幅值  
Fig. 11 Torque response and flux magnitude of proposed deadbeat direct torque control

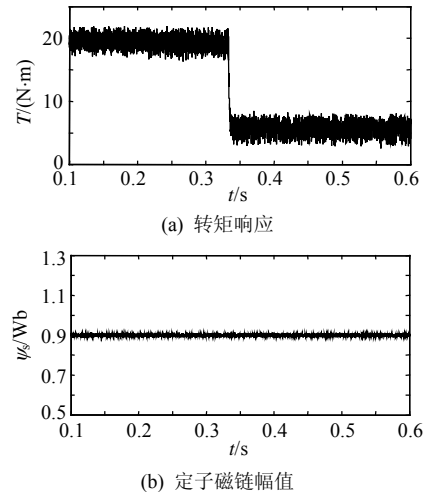


图 12 传统直接转矩转矩响应和磁链幅值  
Fig. 12 Torque response and flux magnitude of classic direct torque control

#### 4 结论

本文提出了一种新型的矩阵变换器驱动感应电机直接转矩控制方法。该方法与传统的直接转矩控制方法相比，具有较低的转矩脉动的优点，并且保

留了传统直接转矩控制方法中转矩动态响应速度快的优点。

## 参考文献

- [1] Casadei D, Giovanni S. Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state[J]. IEEE Trans. Industry Electronics, 2002, 49(2): 370-381.
- [2] Casadei D, Giovanni S. The use of matrix converter in direct torque control of induction machines[J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2001, 48(6): 1057-1064.
- [3] Lee K B, Blaabjerg F. An improved DTC-SVM method for sensorless matrix converter drives using an overmodulation strategy and a simple nonlinearity compensation[J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2007, 54(6): 3155-3166.
- [4] Lee K B, Blaabjerg F. Sensorless DTC-SVM for induction motor driven by a matrix converter using a parameter estimation strategy [J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2008, 55(2): 512-521.
- [5] Lee K B, Blaabjerg F. Improved sensorless vector control for induction motor drives fed by a matrix converter using nonlinear modeling and disturbance observer[J]. IEEE Trans. on Energy Conversion, 2006, 21(1): 52-59.
- [6] 王勇, 吕征宇, 陈威, 等. 一种基于空间矢量调制的矩阵变换器死区补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 42-45.  
Wang Yong, Lü Zhengyu, Chen Wei, et al. Dead-time compensation based on the improved space vector modulation strategy for matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(11): 42-45(in Chinese).
- [7] 刘洪臣, 陈希有, 沈涛, 等. 用于抑制矩阵变换器共模电压的零输出换相策略[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(3): 29-32.  
Liu Hongchen, Chen Xiyu, Shen Tao, et al. The zero-output commutation strategy for reducing common-mode voltage of matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(3): 29-32(in Chinese).
- [8] 粟梅, 孙尧. 矩阵变换器输入滤波器的多目标优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(1): 70-75.  
Su Mei, Sun Yao. An multi-objective optimized design of input filter of matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(1): 70-75 (in Chinese).
- [9] Sato I, Jun-ichi I, Ohguchi H. An improvement method of matrix converter drives under input voltage disturbances[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, 22(1): 132-138.
- [10] Arias A, Lee Empringham. Elimination of waveform distortions in matrix converters using a new dual compensation method[J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2007, 54(4): 2079-2087.
- [11] Arias A, Silva C A. Use of a matrix converter to enhance the sensorless control of a surface-mount permanent-magnet AC motor at zero and low frequency[J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2006, 53(2): 440-449.
- [12] Casadei D, Serra G, Tani A, et al. Optimal use of zero vectors for minimizing the output current distortion in matrix converters [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2009, 56(2): 326-336.
- [13] Noguchi T T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1986, 22(5): 820-827.
- [14] Abdel Y. Direct instantaneous torque control in direct drive permanent magnet synchronous motors-a new approach[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22(4): 829-838.
- [15] Correa P, Pacas M, Rodriguez J. Predictive torque control for inverter-fed induction machines[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2007, 54(2): 1073-1079.
- [16] Miranda H, Cortes P, Yuz J, et al. Predictive torque control of induction machines based on state space models[J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2009, 56(6): 1916-1924.
- [17] Geyer T, Papafotiou G, Morari M. Model predictive direct torque control-part I: concept, algorithm and analysis[J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2009, 56(6): 1894-1905.
- [18] Papafotiou G, Kley J, Papadopoulos K, et al. Model predictive direct torque control-part II: Implementation and experimental evaluation [J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2009, 56(6): 1906-1915.
- [19] Ryu J H, Lee K W, Lee J S. A unified flux and torque control method for DTC-based induction-motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(1): 234-242.
- [20] Buja G S, Kazmierkowski M P. Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors-a survey[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2004, 51(4): 744-757.
- [21] 贾洪平, 孙丹, 贺益康. 基于滑模变结构的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2006, 20(10): 134-138.  
Jia Hongping, Sun Dan, He Yikang. The PMSM DTC based on variable structure sliding mode[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 20(10): 134-138(in Chinese).
- [22] Xu Z, Rahman M F. Direct torque and flux regulation of an IPM synchronous motor drive using variable structure control approach [J]. IEEE Trans. on Trans on Power Electronics, 2007, 22(6): 2487-2498.
- [23] 王焕钢, 徐文立, 黎坚, 等. 一种新型的感应电动机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 107-111.  
Wang Huangang, Xu Wenli, Li Jian, et al. A new approach to reduce torque control of induction machines[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(1): 107-111(in Chinese).
- [24] Lasca C, Boldea I, Blaabjerg F. Very-low-speed variable-structure control of sensorless induction machine drives without signal injection [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2005, 41(2): 591-598.
- [25] Lasca C, Boldea I, Blaabjerg F. Direct torque control of sensorless induction motor drives: a sliding-mode approach[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2004, 40(2): 582-590.
- [26] Lasca C, Traynadlowski A M. Combining the principles of sliding mode, direct torque control, and space vector modulation in a high-performance sensorless AC drive[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2004, 40(1): 170-177.
- [27] Naassani A, Monmasson E, Louis J P. Synthesis of direct torque and rotor flux control algorithms by means of sliding-mode theory [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2005, 52(3): 785-799.



王晶鑫

收稿日期: 2010-05-13。

作者简介:

王晶鑫(1982), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动, powerleon82@gmail.com;  
姜建国(1956), 男, 教授, 博士生导师, IEEE高级会员, 研究方向为电力电子与电力传动。

(责任编辑 吕鲜艳)