

基于 NNs-MRAS 无速度传感器双馈电机 LQR 控制

刘毅,谭国俊,何凤有,安琪

中国矿业大学信息与电气工程学院江苏省电力传动与自动控制工程技术研究中心 徐州 221008

摘要 针对双馈电机无速度传感器控制系统,提出了一种基于定子磁链的神经网络-模型参考自适应系统(NNs-MRAS)的速度观测法,采用差分算法设计了神经网络(NNs)模型,通过偏差反传算法对神经网络模型进行训练,使其具有良好的转速观测能力;设计了基于两相同步旋转坐标系下转子电流的线性二次型最优控制算法的控制器(LQR),并给出了状态反馈控制增益,实现了电流闭环参数的最优控制,改善了系统的动、静态性能。详尽地推导所述控制方案的实现过程,并通过基于 DSP 实现的样机试验,验证了控制方案的正确性和有效性。

关键词: 双馈电机 神经网络 模型参考自适应系统 线性二次型控制器 最优控制

中图分类号: TM346; TM921

LQR Controller for Doubly Fed Induction Motor with Speed Sensorless Control Based on NNs-MRAS Method

Liu Yi, Tan Guojun, He Fengyou, An Qi

Jiangsu Electrical Drive & Control Engineering Technology Research Center China University of Mining and Technology Xuzhou 221008 China

Abstract Concerning the doubly fed induction motor(DFIM) control system without speed sensor, a speed estimation algorithm based on neural networks and model reference adaptive system (NNs-MRAS) is proposed. Differentiation method is adopted to design the neural networks model, and the good speed estimation of DFIM is obtained by training of the neural networks(NNs) through error back propagation. The linear quadratic regulator(LQR) optimal control algorithm is proposed to control the rotor currents in two-phase rotating coordinate system, and the state feedback gain is also designed in this paper. The proposed controller exhibits advanced features as: the parameters of current loop optimal control, improved dynamic and static performances of the control system. Detailed implementation of control strategies is deduced. The control schemes is verified correctly and validly via experimental results of prototype based upon DSP.

Keywords: DFIM, Neural networks(NNs), MRAS, LQR, optimal control

1 引言

高动、稳态性能的双馈电机调速控制系统需要安装速度传感器来获得准确的电机转速进行闭环控制^[1]。但是,高精度速度传感器价格昂贵,安装维护困难,与此同时,速度信号经信号线传输途中极

易串入干扰噪声,降低了速度观测的准确性。倘若观测的速度信息丢失,将直接导致双馈电机磁链与转矩的解耦不彻底,影响控制系统性能,甚至会导致电机的起动电流冲击过大,这将直接损坏变频器及电机。

近年来双馈电机的无速度传感器控制逐渐引起学者们的广泛关注。早期的直接开环算法,虽然

收稿日期 2013-04-15 改稿日期 2013-06-09

作者简介: 刘毅 男,1987年生,博士研究生,研究方向为大功率交流传动系统及其控制。谭国俊 男,1962年生,教授,博士生导师,研究方向为电力电子变换器、大功率传动控制等。

直观性较强，但无任何误差校正环节，电机参数波动对观测的准确性影响突出。针对开环观测方法的不足，文献[2-16]分别提出了不同的闭环观测方法，典型的有基于转矩角、功率角、励磁电流、定子电压、模型参考自适应（MRAS）以及非线性策略的闭环速度观测法。对现有文献进行分析，基于转矩角的闭环观测方法需要对转子电压作积分运算，引入了积分漂移；基于功率角的速度观测方法避免了转子电压的积分运算，但其速度观测受电流内环控制精度的影响；基于励磁电流和定子电压的观测方法，原理简单且控制明了，但其速度观测回路与双馈电机控制回路之间相互耦合，系统设计较为复杂，难以保证其高效性；文献 [16]提出了将扩展卡尔曼滤波法应用于双馈电机转速观测，计算量太大，转速估算精度同样受电机参数变化的影响。分析可得，目前具有良好应用前景的双馈电机速度观测方法多基于 MRAS，但 MRAS 在动态情况下转速辨识的精度会下降^[17]。为了弥补 MRAS 的不足，本文采用基于定子磁链的神经网络-模型参考自适应

（Neural networks-MRAS, NNs-MRAS）速度观测方法，通过偏差反传算法对人工神经网络进行训练，使其具有良好的参数辨识能力，能够有效实现双馈电机转速的观测。

与此同时，在双馈电机控制系统中，多采用基于矢量控制的双闭环结构，决定系统控制效果的内环控制器多为传统的 PI 控制器，而 PI 控制器仅考虑了系统在某一运行状态附近的稳态模型，忽略了其瞬态特性，其动态响应较慢。鉴于该系统具有变量多、耦合性强的特点，同时速度观测模型是一个动态变化的子系统，此时，PI 参数难于整定，因此如何实现控制器参数的优化设计成为了学者研究的热点之一。基于线性二次型最优控制算法（LQR）的控制器具备控制目标明确、实现简单、动态性能好等优点，广泛应用于有源电力滤波器控制^[18]、风力发电桨距控制^[19]、笼型电机调速控制^[20]等领域，本文以双馈电机为控制对象，设计了 LQR 控制器，实现了内环控制器的最优设计，改善了系统的动、静态性能。最后，基于样机试验平台进行了验证性实验分析，证实了所述控制策略的有效性和可实现性。

2 NNs-MRAS 速度观测模型

神经网络-模型参考自适应（NNs-MRAS）速

度观测模型如图 1 所示，图中， u 为 NNs-MRAS 速度观测模型输入量， X 和 \hat{X} 为具有相同物理意义的状态量， ε 为状态量的偏差值。NNs-MRAS 速度观测方法源于 MRAS 转速估测法，将不含转速信息的数学方程作为 MRAS 的参考模型，而可调模型为神经网络（NNs）模型，参考模型与 NNs 模型的输出量具有相同物理意义，基于两个模型输出量获得的偏差信息量经反传算法输出。电机固有参数以神经网络权值 $w_i(i=1,2,3\cdots)$ 的形式在该方法中体现出来，并以此进行转速估计。该速度观测方法无需提前进行网络的离线学习与训练，只要经过必要的在线学习，便可实现对转速的辨识估计。

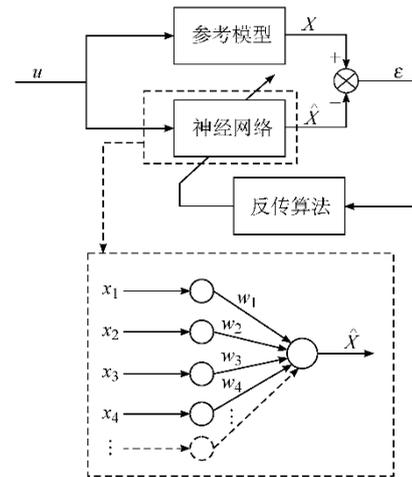


图 1 神经网络速度观测原理框图

Fig.1 Schematic diagram of neural networks speed observation

基于定子磁链的 NNs-MRAS 速度观测法来实现双馈电机转速的估测，NNs 速度观测模型可由双馈电机在两相静止坐标系下的数学模型得到，定子磁链的电压模型和电流模型的矩阵表达式如下所示：

$$\begin{pmatrix} p\psi_{s\alpha} \\ p\psi_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} p\psi_{s\alpha} \\ p\psi_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{pmatrix} +$$

$$\begin{pmatrix} -\frac{R_s L_s}{L_m} & -\omega_r \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \\ \omega_r \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} & -\frac{R_s L_s}{L_m} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} +$$

$$\begin{pmatrix} -\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} p & 0 \\ 0 & -\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (2)$$

将式(1)所示不含待测物理量 ω_r 的电压模型作为NNs-MRAS速度观测法的参考模型,而NNs模型用式(2)所示电流模型表示。考虑到参考模型由双馈电机在两相静止坐标系下的数学模型得到,若采用纯积分容易引起直流偏移及积分饱和等问题,本文采用一阶低通滤波器级联的形式替代纯积分。在NNs-MRAS速度观测模型中,假设双馈电机参数恒定,分析待观测物理量 ω_r 和NNs模型输出定子磁链 ψ_s 。为分析方便,现将式(2)所示NNs模型进行变换,分离出含有转速观测信息 ω_r 的表达式

$$\begin{pmatrix} p\psi_{s\alpha} \\ p\psi_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{R_s L_s}{L_m} - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} p & 0 \\ 0 & -\frac{R_s L_s}{L_m} - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} + \omega_r \begin{pmatrix} 0 & -\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \\ \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (3)$$

基于后项差分法对式(3)进行离散化处理,得到构建NNs模型的离散化方程,如下:

$$\begin{pmatrix} \hat{\psi}_{s\alpha}(k) \\ \hat{\psi}_{s\beta}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{\psi}_{s\alpha}(k-1) \\ \hat{\psi}_{s\beta}(k-1) \end{pmatrix} + T_s \begin{pmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{r\alpha}(k-1) \\ u_{r\beta}(k-1) \end{pmatrix} + T_s \begin{pmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\psi}_{s\alpha}(k-1) \\ \hat{\psi}_{s\beta}(k-1) \end{pmatrix} + T_s \begin{pmatrix} a & 0 \\ 0 & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha}(k-1) \\ i_{r\beta}(k-1) \end{pmatrix} + \omega_r T_s \begin{pmatrix} 0 & -b \\ b & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha}(k-1) \\ i_{r\beta}(k-1) \end{pmatrix} \quad (4)$$

式中 T_s ——采样周期;

$$a = -L_s(R_s + L_r)/L_m + L_m + 1;$$

$$b = L_s L_r / L_m - L_m。$$

将式(4)写成神经网络单元形式,有

$$\hat{\psi}_s(k) = w_1 x_1 + w_2 x_2 + w_3 x_3 + w_4 x_4 + w_5 x_5 \quad (5)$$

式中 $x_i (i=1,2,3,4,5)$ ——NNs模型的状态变量;

$w_i (i=1,2,3,4,5)$ ——状态变量对应的权系数;

$$w_1 = 1; \quad x_1 = (\hat{\psi}_{s\alpha}(k-1) \quad \hat{\psi}_{s\beta}(k-1))^T; \quad w_2 = \omega_r T_s;$$

$$x_2 = (-\hat{\psi}_{s\beta}(k-1) \quad \hat{\psi}_{s\alpha}(k-1))^T; \quad w_3 = -a T_s;$$

$$x_3 = (-i_{r\alpha}(k-1) \quad -i_{r\beta}(k-1))^T; \quad w_4 = \omega_r T_s b;$$

$$x_4 = (-i_{r\beta}(k-1) \quad i_{r\alpha}(k-1))^T; \quad w_5 = L_s T_s;$$

$$x_5 = (u_{r\alpha}(k-1) \quad u_{r\beta}(k-1))^T;$$

$$\hat{\psi}_s(k) = (\hat{\psi}_{s\alpha}(k) \quad \hat{\psi}_{s\beta}(k))^T。$$

至此可构建NNs模型,如图2所示,五个输入节点分别表示定子磁链、转子电流及转子电压的前一采样时刻的离散数值,权值 w_2 和 w_4 分别同双馈电机转速成线性比例关系,NNs模型输出为当前采样时刻的定子磁链估测值。

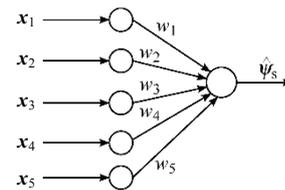


图2 NNs模型

Fig.2 Neural networks model

结合MRAS控制思想,通过调整NNs模型的权值,使NNs模型和参考模型输出的定子磁链相等,则双馈电机转速估测值和实际值相等。假设NNs模型和参考模型输出不等,定义状态广义偏差为 $e(k)$,定义误差函数为 J ,有

$$e(k) = \psi_s(k) - \hat{\psi}_s(k) \quad (6)$$

$$J = \frac{1}{2} e(k)^2 \quad (7)$$

与双馈电机转速信息相关的权值调整式为

$$\Delta w_2(k) = -\eta \frac{\partial J}{\partial w_2} = -\eta \frac{\partial J}{\partial \hat{\psi}_s(k)} \frac{\partial \hat{\psi}_s(k)}{\partial w_2} \quad (8)$$

$$\Delta w_4(k) = -\eta \frac{\partial J}{\partial w_4} = -\eta \frac{\partial J}{\partial \hat{\psi}_s(k)} \frac{\partial \hat{\psi}_s(k)}{\partial w_4} \quad (9)$$

结合方程式(4)~式(9)整理可得

$$\Delta w_2(k) = \eta \left\{ -[\psi_{s\alpha}(k) - \hat{\psi}_{s\alpha}(k)] \hat{\psi}_{s\beta}(k-1) + [\psi_{s\beta}(k) - \hat{\psi}_{s\beta}(k)] \hat{\psi}_{s\alpha}(k-1) \right\} \quad (10)$$

$$\Delta w_4(k) = \eta \left\{ -[\psi_{s\alpha}(k) - \hat{\psi}_{s\alpha}(k)] i_{r\beta}(k-1) + [\psi_{s\beta}(k) - \hat{\psi}_{s\beta}(k)] i_{r\alpha}(k-1) \right\} \quad (11)$$

权值 w_2 和 w_4 均和待观测的转速信息成简单的线性关系, 均方便由权值 w_2 和 w_4 得到转速估测信息。考虑到权值 w_4 的调整不仅涉及到转子动态电流, 还涉及双馈电机的转子参数, 不利于速度观测的准确性, 本文采用权值 w_2 进行转速估测, 估测的转速值如下式所示:

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k) &= \hat{\omega}_r(k-1) + \frac{\Delta w_2(k)}{T_s} \\ &= \hat{\omega}_r(k-1) - \eta [\psi_{s\alpha}(k) - \hat{\psi}_{s\alpha}(k)] \frac{\hat{\psi}_{s\beta}(k-1)}{T_s} + \\ &\quad \eta [\psi_{s\beta}(k) - \hat{\psi}_{s\beta}(k)] \frac{\hat{\psi}_{s\alpha}(k-1)}{T_s} \end{aligned} \quad (12)$$

3 双馈电机 LQR 控制

3.1 LQR 控制器设计

考虑电网为无穷大电网, 电网电压幅值和频率恒定, 并且电机定子磁链定向准确且恒定, 结合两相旋转坐标系下的双馈电机数学模型, 可将双馈电机内环控制的数学模型表示成离散形式的矩阵方程式

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(k-1) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (13)$$

式中, \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 、 \mathbf{C} 为恰当维数的实参数矩阵; 定义输入变量矩阵为 $\mathbf{u}(k) = (u_{rd}(k) \ u_{rq}(k))^T$, 输出变量矩阵为 $\mathbf{y}(k) = (i_{rd}(k) \ i_{rq}(k))^T$, 状态变量矩阵为 $\mathbf{x}(k) = (\psi_{sd}(k) \ \psi_{sq}(k) \ i_{rd}(k) \ i_{rq}(k))^T$ 。

为保证控制系统的动态特性, 引入 输出变量误差函数 (e_s), 以此对矩阵方程式 (13) 进行增扩, 定义的输出变量误差函数为

$$e_s(k) = \mathbf{y}^*(k) - \mathbf{y}(k) \quad (14)$$

式中, $\mathbf{y}^*(k) = (i_{rd}^*(k) \ i_{rq}^*(k))^T$ 。

结合式 (13)、式 (14), 设计状态变量的增扩矩阵方程式为

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X}(k) + \mathbf{M} \cdot \Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{N} \cdot \Delta \mathbf{E}(k+1) \quad (15)$$

式中

$$\mathbf{X}(k) = (e_s(k-1) \ \Delta e_s(k) \ \Delta x(k) \ \Delta u(k))^T;$$

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_2 & \mathbf{I}_2 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{I}_2 & E(\mathbf{I}_4 - \mathbf{A}) & -E\mathbf{B} \\ 0 & 0 & \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{M} = (0 \ 0 \ 0 \ \mathbf{I}_2)^T;$$

$$\mathbf{N} = (0 \ \mathbf{I}_2 \ 0 \ 0)^T;$$

$$\Delta \mathbf{E}(k+1) = \mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}^*(k)。$$

定义控制系统的目标函数为

$$J = \sum_{j=0}^{\infty} \mathbf{X}(j+1)^T \mathbf{Q} \mathbf{X}(j+1) + \Delta \mathbf{u}(j)^T \mathbf{R} \Delta \mathbf{u}(j) \quad (16)$$

式中, 加权矩阵 $\mathbf{Q} \geq 0$, $\mathbf{R} > 0$, 并且有

$$\mathbf{Q}_{10 \times 10} = \begin{pmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 & L \\ 0 & q_2 & 0 & 0 & L \\ 0 & 0 & q_3 & 0 & L \\ 0 & 0 & 0 & q_4 & L \\ M & M & M & M & 0 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{R} = \begin{pmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{pmatrix}。$$

LQR 最优设计需要设计出状态反馈控制器, 从而使二次型目标函数 J 取最小值, 而状态反馈控制器由加权矩阵 \mathbf{Q} 与 \mathbf{R} 唯一决定。设计 LQR 控制器的最优控制律为

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(k) &= g_1 \sum_{n=0}^{k-1} e_s(n) + g_2 e_s(k) + g_3 \mathbf{x}(k) + g_4 \mathbf{u}(k-1) + \\ &\quad \sum_{j=0}^m K_{ij} [\mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}^*(j)] \end{aligned} \quad (17)$$

状态反馈控制器的前向增益为

$$\mathbf{G} = (g_1 \ g_2 \ g_3 \ g_4) = -(\mathbf{R} + \mathbf{M}^T \mathbf{P} \mathbf{M}^{-1}) \mathbf{M}^T \mathbf{P} \mathbf{H} \quad (18)$$

\mathbf{P} 矩阵可在 Matlab 环境下求解 Riccati 方程式

得到, Riccati 方程式如下式所示:

$$P = Q + H^T P H - H^T P M [R + M^T P M]^{-1} M^T P H \quad (19)$$

进而解得输出变量误差增益 K_{rj} 为

$$K_{rj} = -[R + M^T P M]^{-1} M^T [(H + M G)^T]^{j-1} N \quad (20)$$

$j=1, 2, \dots, m$

综上, 可以设计 LQR 控制器, 如图 3 所示。

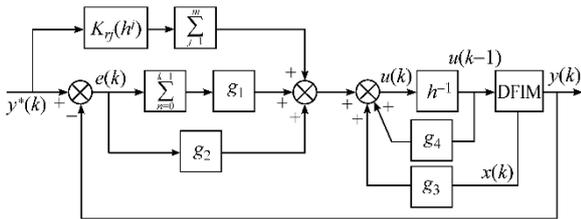


图 3 LQR 控制器结构框图

Fig.3 Structure of LQR controller

3.2 双馈电机 LQR 控制系统

双馈电机调速是通过控制其转子电流矢量, 使转子端电压矢量可控, 进而实现对其定子电流的矢量控制, 以达到电磁转矩和功率控制的目的。在控制系统设计中, 双馈电机控制系统的输入变量矩阵 $u = (u_{rd} \ u_{rq})^T$, 其输出变量矩阵 $y = (i_{rd} \ i_{rq})^T$, 结合图 3 设计的 LQR 控制器, 可以得到双馈电机 LQR 控制系统如图 4 所示, 转速外环的反馈量为基于 NNs-MRAS 速度观测模型的转速观测量, 转速外环的输出偏差经 PI 控制器作为双馈电机转矩分量给定, 系统无功功率的要求可通过转子电流励磁分量给定实现, 内环采用设计的 LQR 控制器实现电流的最优控制, 以此保证控制系统良好的动态性能。

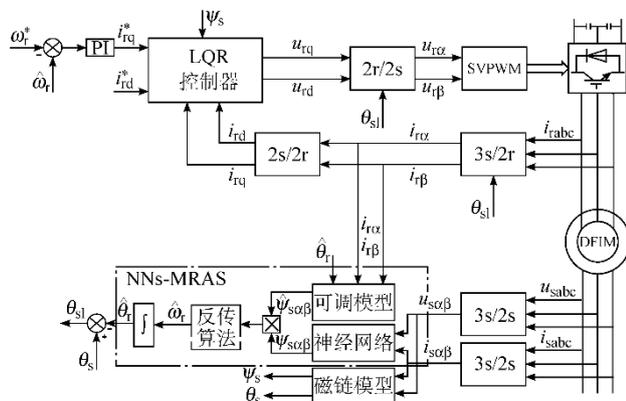


图 4 双馈电机 LQR 控制系统框图

Fig.4 Structure of DFIM control system based on LQR

4 实验验证

为了验证所述方法的可行性, 搭建了基于 DSP2812 控制器的双馈电机调速机实验平台进行实验验证, 实验采用的双馈电机的参数见下表, 在 LQR 控制器中, $q_1=1, q_2=1\ 000, q_3=q_4=2\ 000, r_1=r_2=4$ 。

表 双馈电机主要参数

Tab. Main parameters of DFIM

参数	数值
额定线电压/V	380
定子电阻/ Ω	0.448 5
定子漏感/mH	3.1
转子电阻/ Ω	0.388 5
转子漏感/mH	3.1
互感/mH	70.2
极对数	4
转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.38

受样机实验平台的功率开关器件容量所限, 实验时, 变频器电网侧电压通过三相变压器转换为 60V。采用 LQR 控制器, 双馈电机稳定运行条件下, 有功电流给定阶跃变化时, 双馈电机转子电流动态响应波形如图 5 所示波形由 DSP2812+FPGA/CPLD 电机控制板上 D-A 通道经 Agilent MSO6014A 示波器测得。可见, 采用 LQR 控制器, 能够实现了内环电流的有效解耦及快速动态响应, 使系统具备良好的动、稳态性能。

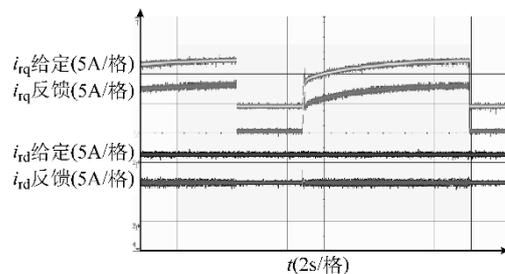
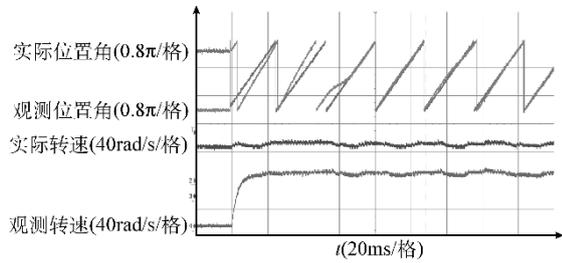


图 5 双馈电机转子电流波形

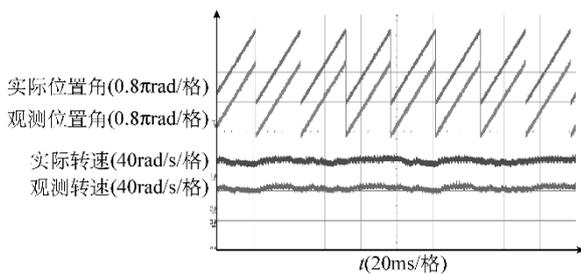
Fig.5 Waveforms of DFIM rotor currents

在双馈电机 LQR 控制的基础上, 投入 NNs-MRAS 速度观测模型, 双馈电机给定转速为

80rad/s, 双馈电机转子位置角及转速观测波形如图 6 所示, 实际转速数据由光电编码器获得。



(a) NNs-MRAS 投入运行



(b) 双馈电机稳定运行时

图 6 双馈电机转子位置角及转速观测波形

Fig.6 Waveforms of DFIM rotor angles and speed

双馈电机从亚同步速到超同步速的加、减速过渡过程的实验波形图 7 和图 8 所示。图 7 所示为双馈电机从亚同步速到超同步速的升速过程, 图 8 为双馈电机从超同步速到亚同步速的减速过程。

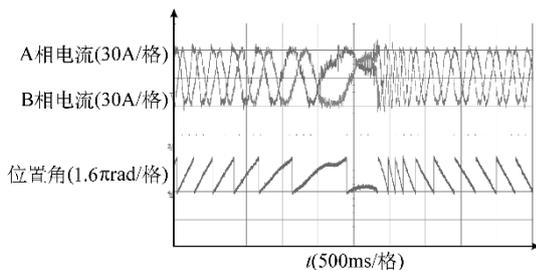


图 7 亚同步速到超同步速升速过程双馈电机
电流波形及转子位置角

Fig.7 Waveforms of DFIM rotor currents and rotor angle
when speed changed from subsynchronous to
supersynchronous

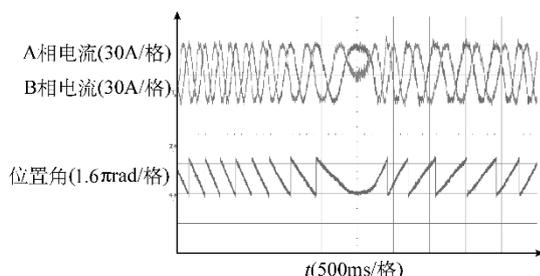


图 8 超同步速到亚同步速降速过程双馈电机

电流波形及转子位置角

Fig.8 Waveforms of DFIM rotor currents and rotor angle
when speed changed from supersynchronous to
subsynchronous

由图 6~图 8 所示, 双馈电机在稳态运行及转速动态变化的过程中, 采用基于 NNs-MRAS 的速度观测方法能较好的对双馈电机转速进行跟踪及观测, 稳态时, 观测值良好跟随电机实际转速, 几乎无误差; 双馈电机的转速在亚同步速和超同步速之间动态变换过程中, 转子电流正弦度较好, 且能较好的观测转子位置信息, 即便在同步速附近, 双馈电机转子位置信息也没有丢失, 双馈电机控制性能良好, 体现了所述控制策略的有效性。

5 结论

针对双馈电机无速度传感器控制, 提出了基于定子磁链的神经网络-模型参考自适应系统 (NNs-MRAS) 速度观测方法, 设计了神经网络模型, 通过偏差反传算法对神经网络模型进行训练, 有效的实现了双馈电机转速的观测。设计了基于线性二次型最优控制算法的控制器 (LQR), 该控制器实现简单、动态性能好, 可实现内环转子电流的最优控制, 改善了整体控制系统的动、稳态性能。

参考文献

- [1] Mohammed O A, Liu Z, Liu S. A novel sensorless control strategy of doubly fed induction motor and its examination with the physical modeling of machines[J]. IEEE Transactions on Magnetic, 2005, 41(5): 1852-1855.
- [2] Xu Longya, Cheng Wei. Torque and reactive power control of a doubly-fed induction machine by position sensorless scheme[J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 1995, 31(3): 636-642.
- [3] 刘志强, 王娜, 魏学森. 无速度传感器转子电流定向双馈电机的矢量控制调速系统 [J]. 中小型电机, 2002, 29(6): 38-42.
Liu Zhiqiang, Wand Na, WeiXuesen. Speed variable vector control system of doubly fed motor without speed sensor based on rotor current oriented[J]. S&M Electric Machines, 2002, 29(6): 38-42.
- [4] Iwanski G, Koczara W. Sensorless direct voltage control of the stand-alone slip-ring induction generator[J].

- IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(2): 1237-1239.
- [5] Jain A, Ranganathan V. Wound rotor induction generator with sensorless control and integrated active filter for feeding nonlinear loads in a stand-alone grid[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 54(1): 218-228.
- [6] Forchetti D, Garcia G O, Valla M I. Sensorless control of stand-alone doubly fed induction generator with an adaptive observer[C]. In Proc. of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Cambridge, U. K., 2008: 2444-2449.
- [7] Pena R S, Cardenas R, Proboste J, et al. Sensorless control of doubly-fed induction generators using a rotor-current-based MRAS observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 330-339.
- [8] Forchetti D G, Garcia G O. Adaptive observer for sensorless control of stand-alone doubly fed induction generator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(10): 4174-4180.
- [9] Cardenas R, Pena R, Clare J, et al. MRAS observers for sensorless control of doubly-fed induction generators [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 23(3): 1075-1084.
- [10] Yuan Guofeng, Li Yongdong, Chai Jianyun, et al. A novel position sensor-less control scheme of doubly fed induction wind generator based on MRAS method [C]. In Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008: 2723-2727.
- [11] Carmeli M S, Castelli Dezza F, Iacchetti M, et al. Effect of the errors in the rotor position estimation on the stability of a double fed induction motor where the mechanical quantities are estimated by a MRAS [C]. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008: 1233-1238.
- [12] Krzeminski Z, Popenda A, Melcer M, et al. Sensorless control system of double fed induction machine with predictive current controller[C]. In Proc. of 9th European Conference on Power Electronics and Applications, 2001: 3-9.
- [13] Shen B, Ooi B. Novel sensorless decoupled P-Q control of doubly-fed induction generator(DFIG) based on phased locking to γ - δ frame[C]. In Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2005: 2670-2675.
- [14] 秦涛, 吕跃刚, 肖运启, 等. 基于模型参考自适应的无速度传感器双馈风力发电机组控制技术研究 [J]. 现代电力, 2008, 25(4): 64-70.
Qin Tao, Lü Yuegang, Xiao Yunqi, et al. Speed sensorless control strategy of induction motor for doubly-fed wind power generation system based on MRAS observer[J]. Modern Electric Power, 2008, 25(4): 64-70.
- [15] Cardena R, Pena R, Proboste J, et al. MRAS observer for sensorless control of stand-alone doubly fed induction generators[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2005, 20(4): 710-718.
- [16] Eric Maldonado, Cesar Silva, Manuel Olivares. Sensorless control of a doubly fed induction machine based on an extended Kalman filter[C]. In Proc. of 14th European Conference on Power Electronics and Applications, 2011: 1-10.
- [17] 陈伯时, 杨耕. 无速度传感器高性能交流调速控制的三条思路及其发展建议[J]. 电气传动, 2006, 36(1): 3-8.
Chen Boshi, Yang Geng. Three approaches to the control strategies of sensorless high-performance ASD systems and proposals for their development[J]. Electric Drive, 2006, 36(1): 3-8.
- [18] Bachir Kedjar, Kamal Al Haddad. DSP-based implementation of an LQR with integral action for a three-phase three-wire shunt active power filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 2821-2828.
- [19] Li Jianlin, Xu Hongyan, Zhang Lei, et al. Disturbance accommodating LQR method based pitch control strategy for wind turbines[C]. Second International Symposium on Intelligent Information Technology Application, 2008: 766-770.
- [20] Osama S, Ebrahim Praveen. LQR-based stator field oriented control for the induction motor drives[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008: 1126-1131.