

基于自适应模糊神经网络的无轴承异步电机控制

杨泽斌¹, 汪明涛¹, 孙晓东²

(1. 江苏大学电气信息工程学院, 镇江 212013; 2. 江苏大学汽车工程研究院, 镇江 212013)

摘 要: 针对无轴承异步电机多变量、非线性、强耦合等特点, 为实现其稳定悬浮控制, 提出了一种基于自适应模糊神经网络推理系统 (adaptive neuro-fuzzy inference system, ANFIS) 的控制新策略。在分析无轴承异步电机径向悬浮力产生机理的基础上, 推导出无轴承异步电机数学模型, 基于 ANFIS 控制原理, 完成了控制器设计, 包括控制变量和隶属函数的选取、通过 PID 控制对输入输出数据的采集、根据选定的误差准则修正隶属函数参数以及采用 Sugeno 型 ANFIS 控制器训练 FIS (fuzzy inference system) 模型。基于 MATLAB/Simulink 仿真平台, 对转速为 6 000 r/min 的无轴承异步电机控制系统的悬浮、转速、转矩响应进行了仿真分析。仿真结果表明该控制策略能在 0.12 s 内实现转子的稳定悬浮, 且当负载转矩突变时, 转子的悬浮性能并没有受到影响, 转子径向偏移小于 0.001 mm。在转速突变后, 控制系统也能较好的跟踪给定转速, 稳定时的转速误差小于 20 r/min, 控制系统具有良好的动、静态性能。最后在无轴承异步电机控制系统试验平台上对所提策略开展了试验研究, 试验结果同样表明, 该控制策略能实现无轴承异步电机的稳定悬浮工作, 转子径向位移峰值范围可以保持在 80 μ m 以内, 系统响应快, 鲁棒性强, 控制精度较高, 验证了该文提出的 ANFIS 控制方法的正确性和有效性。

关键词: 电机; 控制; 悬浮; 无轴承异步电机; 自适应模糊神经网络

doi: 10.3969/j.issn.1002-6819.2014.02.011

中图分类号: TM346

文献标志码: A

文章编号: 1002-6819(2014)-02-0078-09

杨泽斌, 汪明涛, 孙晓东. 基于自适应模糊神经网络的无轴承异步电机控制[J]. 农业工程学报, 2014, 30(2): 78 - 86.

Yang Zebin, Wang Mingtao, Sun Xiaodong. Control system of bearingless induction motors based on adaptive neuro-fuzzy inference system[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2014, 30(2): 78 - 86. (in Chinese with English abstract)

0 引 言

异步电机具有结构简单、成本低、气隙均匀、可靠性高等优点, 而且齿槽脉动转矩低、具有宽弱磁范围^[1-3], 被广泛应用于农业生产机械中。然而随着现代农业装备和先进生产过程向高速、高精方向的飞速发展, 对高速、超高速电机传动系统的性能要求越来越高, 传统异步电机在高速运行时的机械轴承磨损和来自有害气体、液体的腐蚀改变了系统原有的性能和精度, 造成电机气隙不均匀、绕组发热、温升增加, 降低了电机的工作效率, 缩短了使用寿命^[4-7]。无轴承异步电机 (bearingless induction

motor, BIM) 利用磁轴承与异步电机定子结构的相似性, 把磁轴承中产生径向悬浮力的绕组叠压到异步电机定子绕组上, 使径向悬浮力绕组产生的磁场和异步电机定子绕组产生的磁场合成一个整体, 同时实现了电机转子的旋转和稳定悬浮^[8-11]。BIM 不但具有传统异步电机的所有特点, 而且具有磁轴承无磨损, 无需润滑, 使用寿命长等优点, 可实现高速、超高速运行, 在高速离心泵、机械加工、离心干燥机、飞轮储能装置、小型农用发电设备、透平压缩机、高速高精数控机床等特种电气驱动/传动领域具有广阔的应用前景^[12-15]。

高性能的 BIM 驱动控制是电机稳定运行的基础, 驱动系统不仅需要快速转速响应能力, 而且在电机参数发生变化或受到外部扰动时, 还应具有转度快速跟踪能力。传统的参数固定 PID 控制在受到较大扰动时, 控制容易出现积分饱和而无法满足这一要求^[16-17]。目前, 国内外相关文献给出了一些自适应控制器的设计方法, 如模型参考自适应控制^[18-20]、平滑模型控制^[21-24]等。这些控制器在一定程度上能提高电机驱动系统的性能, 但是它们都要依赖系统模型的固定参数和结构, 在系统模型未知时, 将使控

收稿日期: 2013-06-18 修订日期: 2013-12-23

基金项目: 国家自然科学基金项目 (61104016、51305170、61174055); 中国博士后科学基金资助项目 (2012M521012); 江苏省自然科学基金项目 (BK20130515); 江苏高校优势学科建设工程项目 (苏政办发[2011]6号)。

作者简介: 杨泽斌 (1976 -), 男, 湖北孝感人, 副教授, 博士, 主要从事农业电气装备自动化、磁悬浮传动技术及电机非线性智能控制。镇江 江苏大学电气信息工程学院, 212013。Email: zbyang@ujs.edu.cn

通信作者: 汪明涛 (1987 -), 男, 武汉人, 主要从事无轴承电机本体优化设计与非线性智能控制。镇江 江苏大学电气信息工程学院, 212013。Email: meekomiss@163.com

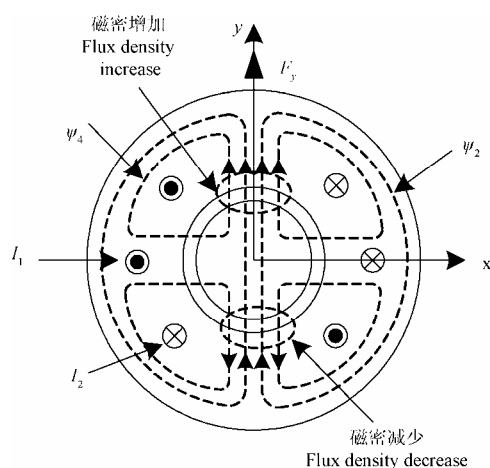
制系统陷入复杂计算。近年来模糊逻辑在计算机自动控制技术中的广泛应用^[25-27],促进了智能控制的发展。然而在模糊逻辑控制中,隶属度函数与模糊规则的确定要依赖专家提供或设计,难以自动获取。为了解决这个问题,本文将神经网络引入到模糊输入信号和模糊权值,提出了基于自适应模糊神经网络推理系统(adaptive neuro-fuzzy inference system, ANFIS)的BIM驱动控制。

本文以一台2极转矩绕组,4极径向悬浮力绕组的BIM为研究对象,采用ANFIS方法对BIM进行驱动控制。在基于MATLAB/Simulink仿真平台上开展了BIM的ANFIS控制系统的仿真研究,并在BIM数字控制系统平台上进行了试验研究。仿真和试验结果均表明该文提出的控制方法的正确性和有效性,为无轴承异步电机及其控制系统在现代农业生产机械与装备中的应用提供参考。

1 BIM运行机理及数学模型

1.1 BIM运行机理

BIM绕组结构示意图如图1所示。2套三相绕组叠绕在同一个定子槽内,包括 P_1 对极、电角频率为 $\omega_1(\text{rad/s})$ 的转矩绕组,以及 P_2 对极、电角频率为 $\omega_2(\text{rad/s})$ 的径向悬浮力绕组。当2套绕组的极对数满足 $P_1=P_2\pm 1$,电角频率满足 $\omega_1=\omega_2$ 时,电机中产生可控的径向悬浮力^[28-30]。



注： I_1 、 I_2 分别为转矩绕组电流和径向悬浮力绕组电流，A； ψ_2 、 ψ_4 分别为2极磁链和4极磁链，Wb； F_y 为y方向上的径向悬浮力，N。

Note: I_1 、 I_2 are the torque winding current and radial suspension force winding current, respectively. A; ψ_2 、 ψ_4 are the 2-pole flux and 4-pole flux, respectively. Wb; F_y is the component of radial suspension force in y axis, N.

图1 径向悬浮力产生机理图

Fig.1 Principle of radial suspension force for BIM

在转矩绕组和径向悬浮力绕组中分别通入电流 I_1 、 I_2 ,则分别产生2极磁链 ψ_2 和4极磁链 ψ_4 。 x 、 y 代表互相垂直的转子位置控制坐标轴。在空载

情况下,如转子需要沿 y 正方向的径向悬浮力,应通入如图1所示的电流 I_1 和 I_2 。由于在气隙上侧 ψ_2 和 ψ_4 同向,则气隙磁密增加,在气隙下侧 ψ_2 和 ψ_4 反向,则气隙磁密减少,从而产生沿 y 正方向的径向悬浮力 F_y 。在径向悬浮力绕组中通入反相电流,可产生沿 y 反方向的径向悬浮力。同理,沿 x 轴方向的径向力可以通过在径向悬浮力绕组中通入与 I_1 垂直的电流获得。无轴承异步电机的转矩同普通异步电机一样,是基于洛伦兹力产生的。

1.2 BIM数学模型

1) 径向悬浮力与旋转部分数学模型分析

以转矩绕组极对数 $P_1=1$ 、径向悬浮力绕组极对数 $P_2=2$ 的BIM为研究对象,基于电磁场理论可以得到径向悬浮力在 x 、 y 上的分量为:

$$\begin{cases} F_x = K(i_{s2d}\psi_{1d} + i_{s2q}\psi_{1q}) \\ F_y = K(i_{s2q}\psi_{1d} - i_{s2d}\psi_{1q}) \end{cases} \quad (1)$$

式中： i_{s2d} 、 i_{s2q} 分别为径向悬浮力绕组电流在 d 、 q 轴上的分量，A； ψ_{1d} 、 ψ_{1q} 分别为转矩绕组气隙磁链在 d 、 q 轴上的分量，Wb； K 为常数， $K=K_m+K_l$ ， K_m 为麦克斯韦力常数， K_l 为洛伦兹力常数，且

$$K_m = \frac{\pi p_1^2 p_2^2 L_{m2}}{18 \mu_0 l r W_1 W_2}, \quad K_l = \frac{p_1 W_2}{2 r W_1}; \quad L_{m2} \text{ 为径向悬浮力}$$

绕组互感，H； l 为铁芯有效长度，m； r 为转子外径，m； μ_0 为空气磁导率，H/m； W_1 、 W_2 分别为转矩绕组和径向悬浮力绕组每相串联的有效匝数； P_1 、 P_2 分别为转矩绕组和径向悬浮力绕组极对数。

当转子发生偏心时，不平衡磁拉力表达式为：

$$\begin{cases} F_{sx} = k_s x \\ F_{sy} = k_s y \end{cases} \quad (2)$$

式中： k_s 为径向位移刚度，N/m， $k_s = k \frac{\pi r B_1^2}{2 \mu_0 g_0}$ ； k

为衰减因子，一般取0.3； B_1 为电机气隙磁密，T； g_0 为定、转子中心重合时的平均气隙长度，mm； x 、 y 为转子在 x 、 y 轴上的偏移，mm。

因为径向悬浮力绕组的加入,使得BIM变为比普通异步电机更为复杂、高阶的非线性系统,为简化起见,认为径向悬浮力绕组只产生旋转磁场,而忽略其产生的转矩,由此得到电机磁链方程、转子电压方程及转矩方程。

磁链方程：

$$\begin{cases} \psi_{s1} = L_{s1} i_{s1} + L_{m1} i_{r1} \\ \psi_{r1} = L_{m1} i_{s1} + L_{r1} i_{r1} \end{cases} \quad (3)$$

转子电压方程：

$$\begin{cases} U_{r1d} = R_{r1} i_{r1d} + p \psi_{r1d} - (\psi_{r1q} + L_{r1l} i_{r1q})(\omega_l - \omega_r) = 0 \\ U_{r1q} = R_{r1} i_{r1q} + p \psi_{r1q} + (\psi_{r1d} + L_{r1l} i_{r1d})(\omega_l - \omega_r) = 0 \end{cases} \quad (4)$$

转矩方程：

$$T_e = P_1(i_{s1q}\Psi_{r1d} - i_{s1d}\Psi_{r1q}) \quad (5)$$

式中： Ψ_{s1} 、 Ψ_{r1} 为转矩绕组定子磁链和转子磁链，Wb； L_{s1} 、 L_{m1} 、 L_{r1} 分别为转矩绕组的定子自感，互感和转子自感，H； i_{s1} 、 i_{r1} 分别为转矩绕组定子和转子电流，A； i_{r1d} 、 i_{r1q} 为转矩绕组转子电流在d、q轴上的分量，A； i_{s1d} 、 i_{s1q} 分别为转矩绕组定子电流在d、q轴上的分量，A； Ψ_{r1d} 、 Ψ_{r1q} 分别为转矩绕组转子磁链在d、q轴上的分量，Wb； L_{r1l} 为转矩绕组转子漏感，H； ω_1 为气隙磁场转速，rad/s； ω_r 为转子转速，rad/s； R_{r1} 为转矩绕组转子电阻， Ω ； p 是微分算子。

基于电机坐标变换，进一步将转矩绕组的气隙磁链表示为：

$$\begin{cases} \Psi_{1d} = L_{m1}(i_{s1d} + i_{r1d}) \\ \Psi_{1q} = L_{m1}(i_{s1q} + i_{r1q}) \end{cases} \quad (6)$$

当转矩绕组采用气隙磁场定向控制时，有：

$$\Psi_{1d} = \Psi_1 \text{ 且 } \Psi_{1q} = 0 \quad (7)$$

根据(6)、(7)则有

$$\begin{cases} i_{r1d} = \frac{\Psi_1}{L_{m1}} - i_{s1d} \\ i_{r1q} = -i_{s1q} \end{cases} \quad (8)$$

将(8)代入转子电压方程得转差率 ω_s 为：

$$\omega_s = \frac{(1 + T_{r1}p)i_{s1q}}{\frac{T_{r1}}{L_{m1}}\Psi_1 - T_{r1}i_{s1d}} \quad (9)$$

式中： $\omega_s = \omega_1 - \omega_r$ ，rad/s； T_{r1} 为转子时间常数， $T_{r1} = L_{r1}/R_{r1}$ ， $T_{r1l} = L_{r1l}/R_{r1l}$ 。

电磁转矩公式改写为：

$$T_e = p_1 \Psi_1 i_{s1q} \quad (10)$$

径向悬浮力的计算公式可简化为：

$$\begin{cases} F_x = K_m i_{s2d} \Psi_1 \\ F_y = K_m i_{s2q} \Psi_1 \end{cases} \quad (11)$$

由上式可知，通过控制径向悬浮力绕组电流即可独立地控制径向悬浮力，控制转矩绕组电流可独立地控制电磁转矩。

2) 电机运动方程

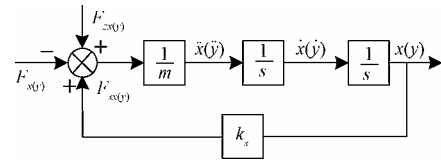
电机运动方程描述如下：

$$\begin{cases} F_{zx} + F_{sx} - F_x = m\ddot{x} \\ F_{zy} + F_{sy} - F_y = m\ddot{y} \\ T_e - T_L = \frac{J}{p_1} \frac{d\omega_r}{dt} \end{cases} \quad (12)$$

式中： m 表示转子质量，kg； J 是转子转动惯量， $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ； T_L 为负载转矩，N·m； F_{zx} 、 F_{zy} 为x、y上外加干扰力

分量，N； F_{sx} 、 F_{sy} 为x、y上的偏心作用力。

根据式(12)得到如图2所示的BIM转子悬浮系统运动方程示意图。



注： $F_{zx}(y)$ 为径向悬浮力在x(y)上的分量，N； $F_{zs}(y)$ 为x(y)上外加干扰力分量，N； $F_{sx}(y)$ 为x(y)上的偏心作用力，N； m 为转子质量，kg； $\ddot{x}(y)$ 为位移x(y)的二阶导数； $\dot{x}(y)$ 为位移x(y)的一阶导数； k_s 为径向位移刚度，N/m； $1/s$ 为积分运算。

Note: $F_{zx}(y)$ is the radial suspension force in x(y) axis, N; $F_{zs}(y)$ is the disturbing force in x(y) axis, N; $F_{sx}(y)$ is the eccentric force in x(y) axis, N; m is the quality of rotor, kg; $\ddot{x}(y)$ and $\dot{x}(y)$ are the second derivative and first derivative of displacement, respectively. $1/s$ is the integral operation. k_s is radial displacement stiffness, N/m.

图2 悬浮系统示意图

Fig.2 Schematic diagram of suspension system

2 ANFIS 控制器设计

ANFIS 将模糊系统和神经网络相结合，充分考虑了二者的互补性，在处理大规模的模糊应用问题方面表现出优良的效果。ANFIS 通过混合学习算法找到输入与输出数据之间对应的映射关系，以确定隶属函数的最优分配，因此，可以通过 ANFIS 方法获得系统模型。ANFIS 通过神经网络来调整 Sugeno 型模糊控制器，用一个单独的反向传播算法或该算法与最小二乘法相结合的方法来完成对系统隶属函数参数的调节。结构上像神经网络，功能上是模糊系统，这是目前研究和应用最多的一类模糊神经网络，其结构如图3所示^[31]。

第1层：这一层中每一个节点*i*都是一个自适应节点，每个节点的输出是输入函数的隶属函数度。

$$\begin{cases} O_{1,i} = \mu_{Ai}(x_1), \text{其中} i=1,2 \\ O_{1,i} = \mu_{Bi}(x_2), \text{其中} i=3,4 \end{cases} \quad (13)$$

如果隶属函数为钟形函数，则：

$$\mu_x = \frac{1}{1 + \left| \frac{x-c}{a} \right|^{2b}} \quad (14)$$

式中： $\{a, b, c\}$ 为参数设置； x_1 和 x_2 为输入值； $O_{1,i}$ 为隶属函数度； μ_{Ai} 、 μ_{Bi} 分别为语言变量A和B的隶属函数； μ_x 为一般隶属函数。

第2层：这一层的输出为所有输入信号的乘积，用来匹配模糊规则的前件，计算出每条规则的使用度。

$$O_{2,i} = w_i = \mu_{Ai}(x_1) \times \mu_{Bi}(x_2), \text{其中} i=1,2 \quad (15)$$

第3层：去模糊层，实现归一化计算。

$$O_{3,i} = \bar{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2}, \text{其中} i=1,2 \quad (16)$$

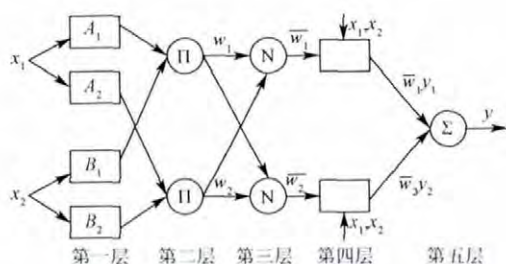
第4层: 每一个节点为一个节点函数。

$$O_{4,i} = \bar{w}_i y_i = \bar{w}_i (c_{i1} x_1 + c_{i2} x_2 + c_{i0}), \text{其中 } i=1,2 \quad (17)$$

式中: $\{c_{i1}, c_{i2}, c_{i0}\}$ 为节点参数设置; w_i 为规则使用度; \bar{w}_i 为归一化计算值; y_i 为节点函数设置。

第5层: 实现清晰化计算, 并采用加权平均法。

$$O_{5,i} = \sum \bar{w}_i y_i = \frac{\sum w_i y_i}{\sum w_i}, \text{其中 } i=1,2 \quad (18)$$



注: x_1 和 x_2 为输入; w_1 和 w_2 为规则使用度; A_1, A_2, B_1, B_2 为语言变量; \bar{w}_1 和 \bar{w}_2 为归一化计算结果; $\bar{w}_1 y_1$ 和 $\bar{w}_2 y_2$ 为节点函数; y 为输出。

Note: x_1 and x_2 are the input. w_1 and w_2 are the rules using degrees. A_1, A_2, B_1, B_2 are linguistic variable. \bar{w}_1 and \bar{w}_2 are normalized calculation results.

$\bar{w}_1 y_1$ and $\bar{w}_2 y_2$ are node function. y is the output.

图3 模糊神经网络结构图

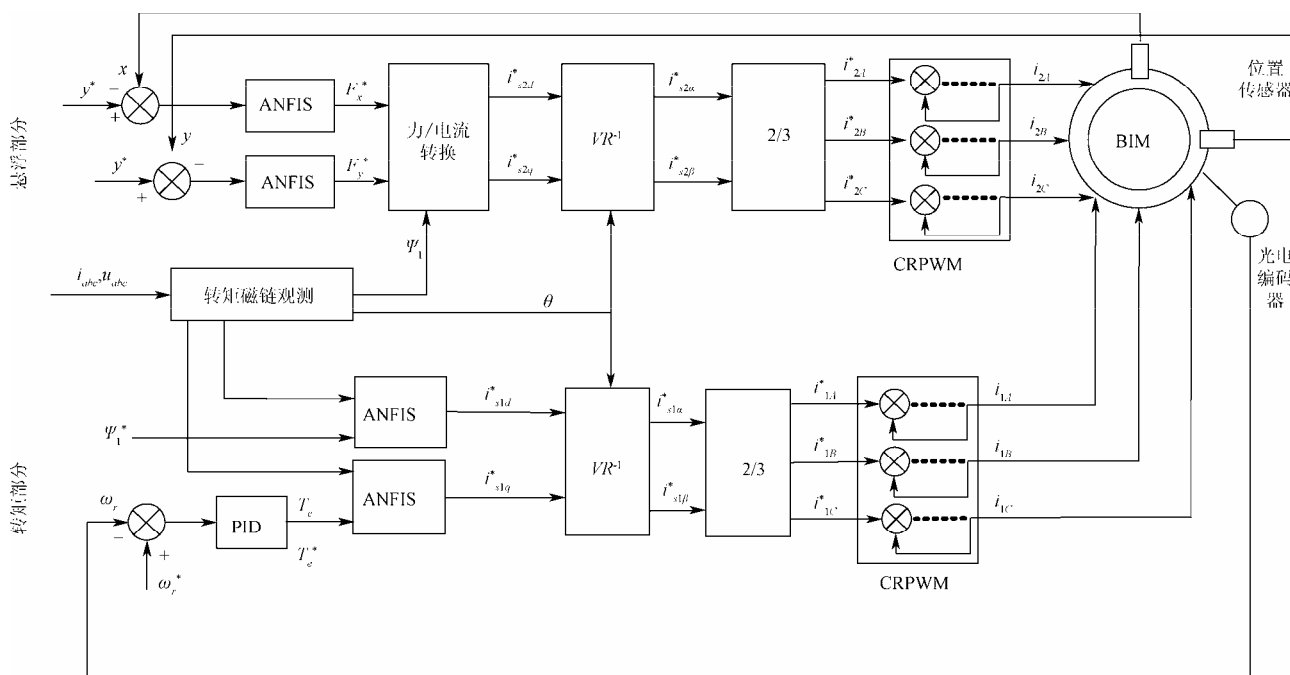
Fig.3 Structure diagram of ANFIS

Matlab 中的 ANFIS 编辑工具箱用来训练 ANFIS。本文的 ANFIS 为一阶 Sugeno 模型, 输入量 $\Delta\psi$, ΔTe , Δx , Δy 的模糊子集为 7, 隶属函数为高斯型函数, 允许误差为 10^{-3} , 训练次数为 1300, 输入数据包括转矩的误差和误差变化率, 气隙磁链的误差和误差变化率, x 和 y 位置上的偏移和偏移变化率, 输出数据包括转矩绕组定子电流在 d 、 q 轴上的分量和径向悬浮力在 x 、 y 方向上分量, 输入、输出数据从 PID 仿真控制试验中获得。

3 仿真与试验研究

3.1 仿真与分析

基于 ANFIS 的 BIM 控制系统如图 4 所示, 该系统由转矩部分和悬浮部分 2 部分组成。转矩部分 BIM 的气隙磁链偏差和转矩磁链偏差分别经过 ANFIS 控制器和电流坐标变换得到转矩绕组电流三相给定值。悬浮部分由位移传感器测得径向位移, 与位置给定值比较后, 将 x 、 y 方向上的偏差量分别经过 ANFIS 控制器和力/电流变换得到径向悬浮力绕组定子电流, 通过坐标变换和电流滞环调节即可实现对 BIM 径向悬浮力绕组电流的控制。



注: ψ_1^* 、 ψ_1 分别为给定气隙磁链和观测气隙磁链, Wb; T_e^* 、 T_e 分别为给定转矩和观测转矩, N·m; i_{s1d}^* 、 i_{s1q}^* 分别为转矩绕组励磁分量电流和转矩分量电流, A; $i_{s1\alpha}^*$ 、 $i_{s1\beta}^*$ 为转矩绕组电流在 α 、 β 轴上的分量, A; F_x^* 、 F_y^* 分别为径向悬浮力在 x 、 y 方向上的给定值, N; i_{s2d}^* 、 i_{s2q}^* 为径向悬浮力绕组电流在 d 、 q 方向给定值, A; θ 为电机旋转变换角, ($^\circ$); x^* 、 y^* 、 x 、 y 分别为转子在 x 、 y 方向上的给定位置和反馈位移, mm; ω_r^* 、 ω_r 分别为给定转速和反馈转速, rad/s; i_{2A}^* 、 i_{2B}^* 、 i_{2C}^* 、 i_{1A}^* 、 i_{1B}^* 、 i_{1C}^* 分别为径向悬浮力绕组电流和转矩绕组电流的三相给定值, A; VR^{-1} 指旋转坐标变换。

Note: ψ_1^* and ψ_1 are the given air-gap flux and the observation air-gap flux, respectively. Wb. T_e^* and T_e are the given torque and observation torque, respectively. N·m. i_{s1d}^* and i_{s1q}^* are the torque winding current in d and q axis, respectively. A. $i_{s1\alpha}^*$ and $i_{s1\beta}^*$ are the torque winding current in α and β axis, respectively. A. F_x^* and F_y^* are the given radial suspension force in x and y axis, respectively. N. i_{s2d}^* and i_{s2q}^* are the radial suspension force winding current in d and q axis, respectively. A. θ is the rotation angle, ($^\circ$). x^* , y^* , x , y are the given rotor position and feedback displacement in x and y axis, respectively. mm. ω_r^* and ω_r are the given speed and feedback speed, respectively. rad/s. i_{2A}^* , i_{2B}^* , i_{2C}^* , i_{1A}^* , i_{1B}^* , i_{1C}^* are the given three-phase current value of torque winding and radial suspension force winding, respectively. A. VR^{-1} is rotating coordinate transformation.

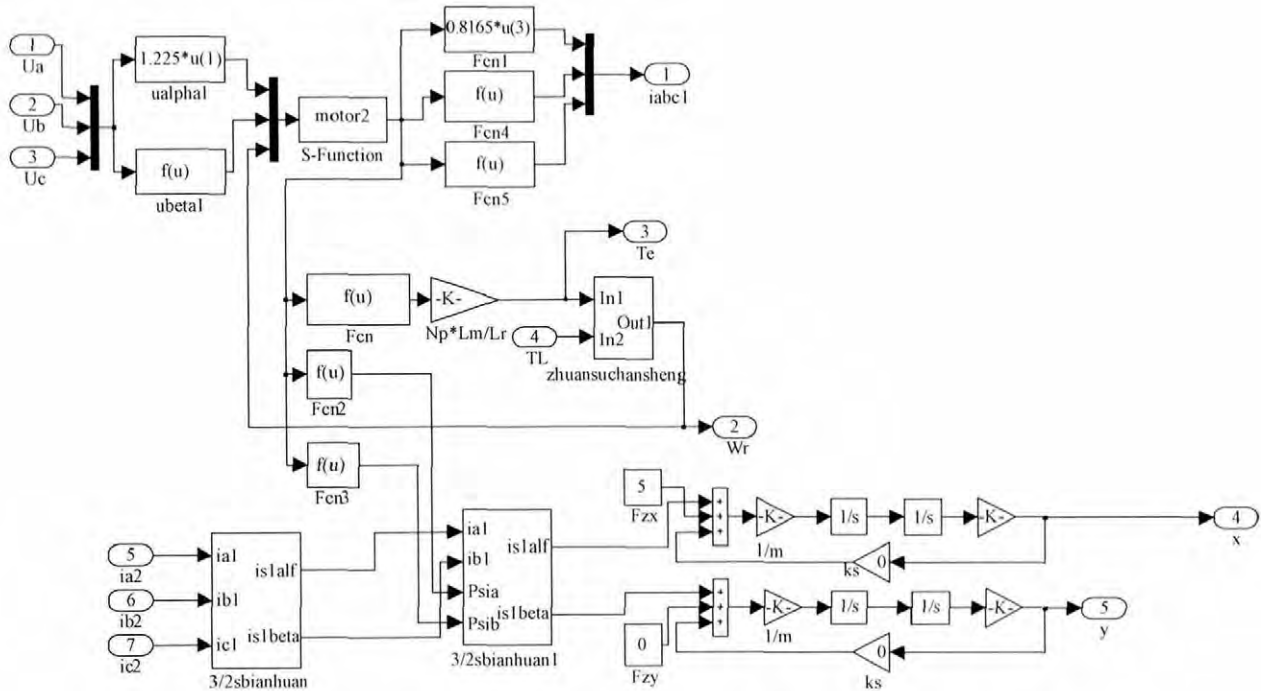
图4 基于 ANFIS 的 BIM 控制框图

Fig.4 Decoupling control configuration diagram of a BIM based on ANFIS

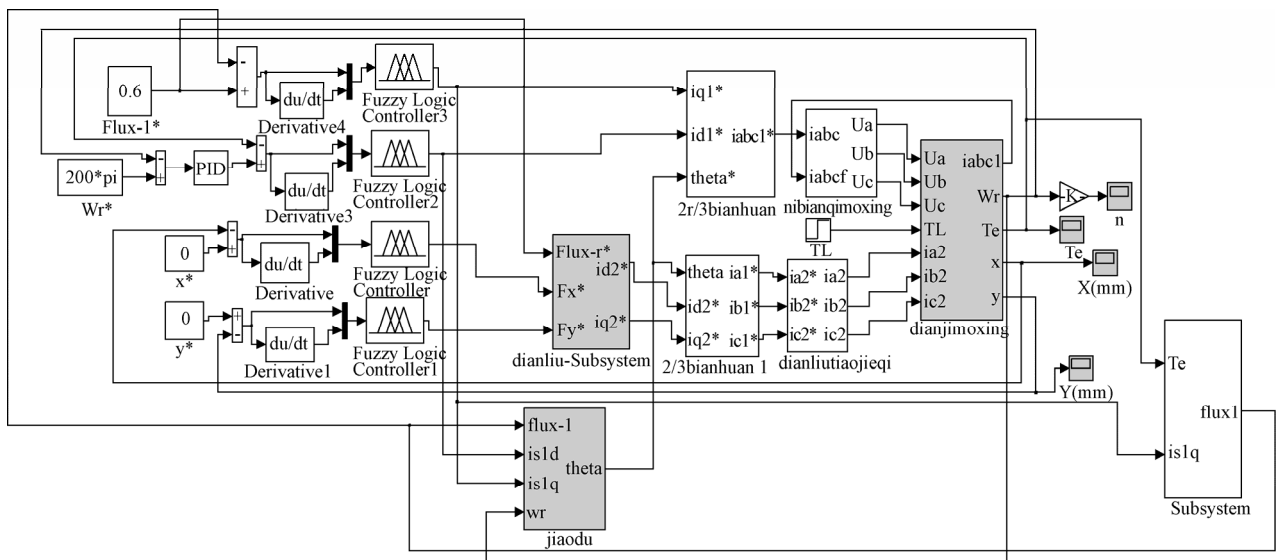
仿真和试验中所用样机的参数如下：额定转速 $n=6\ 000\ \text{r/min}$ ，转动惯量 $J=0.00769\ \text{kg}\cdot\text{m}^2$ ，转子质量 $m=2.85\ \text{kg}$ ，转子外径 $r=97.8\ \text{mm}$ ，铁芯长度 $l=105\ \text{mm}$ 。其中转矩绕组：额定功率 $P_1=1\ 000\ \text{W}$ ，额定电流 $I_1=2.86\ \text{A}$ ，定子电阻 $R_{s1}=2.01\ \Omega$ ，转子电阻 $R_{r1}=11.48\ \Omega$ ，定、转子互感 $L_{m1}=0.15856\ \text{H}$ ，定子漏感 $L_{s1l}=0.00454\ \text{H}$ ，转子漏感 $L_{r1l}=0.00922\ \text{H}$ ，极对数 $P_1=1$ 。悬浮绕组：额定功率 $P_2=500\ \text{W}$ ，额定电流 $I_2=2.86\ \text{A}$ ，定子电阻 $R_{s2}=1.03\ \Omega$ ，转子电阻

$R_{r2}=0.075\ \Omega$ ，定、转子互感 $L_{m2}=0.00932\ \text{H}$ ，定子漏感 $L_{s2l}=0.00267\ \text{H}$ ，转子漏感 $L_{r2l}=0.00542\ \text{H}$ ，极对数 $P_2=2$ 。

仿真模型如图 5 所示。图 5a 为 BIM 仿真模型，图 5b 为 BIM 的 ANFIS 控制仿真模型。图 5a 中的输出为：电磁转矩 T_e ，N·m；三相电流 i_{abc} ，A；电机在 x 、 y 方向上的偏移量，mm；电机转速 ω_r ，rad/s。其中，旋转部分仿真模型由 S 函数得到。



a. 电机仿真模型
a. Simulation model of BIM



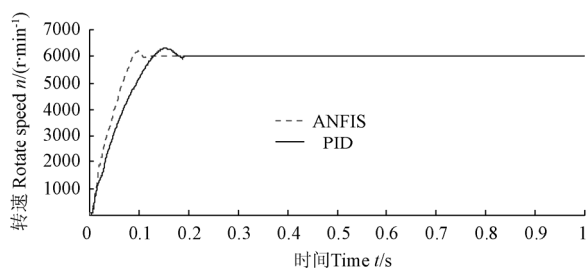
b. 电机的 ANFIS 控制仿真模型
b. ANFIS control of BIM in MATLAB simulink

图 5 仿真模型

Fig.5 Simulation model

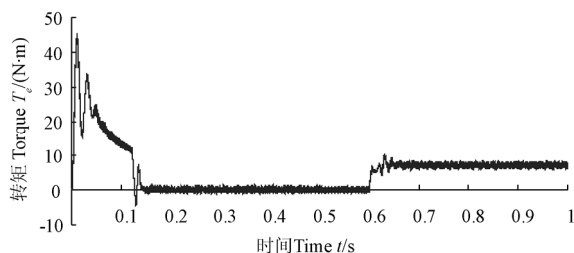
对建好的控制系统进行仿真，仿真时间为1 s。 $t=0$ 时负载转矩 $T_L=0$ ； $t=0.6$ s时， $T_L=7$ N·m。仿真结果如图6所示。

图6a为采用PID控制和ANFIS控制时电机转速响应比较图，通过与PID控制比较可以看出，采用ANFIS控制时，电机转速发生极短时间的抖动，超调量极小，转速响应更快。验证了本文所提的基于ANFIS的BIM控制策略的有效性。从图6b,6c,6d可知，电机稳定运行后，转子在径向位置上的偏移小于0.015 mm，电机具有良好的悬浮性能，且当负载转矩突变时，转子悬浮性能并没有受到影响。



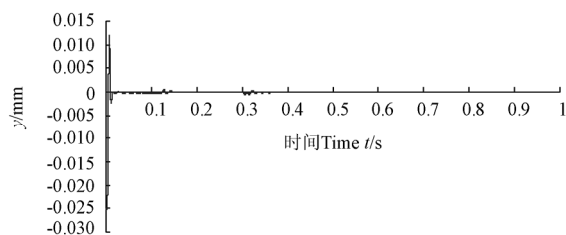
a. 2种控制法的转速响应比较

a. The comparison of the speed response between the two control methods



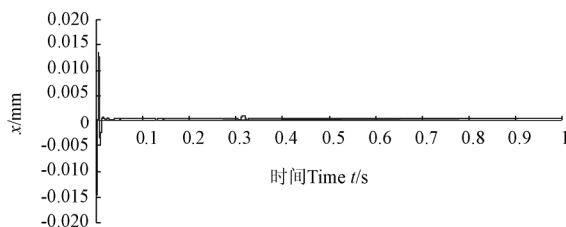
b. 转矩响应

b. Torque response



c. y轴上偏移

c. Offset in y-axis



d. x轴上偏移

d. Offset in x-axis

图6 仿真结果

Fig.6 Simulation results

图7为在 $t=0.5$ s，转速 n 突变为3 000 r/min时ANFIS的转速跟踪曲线图。

由图7可看出，转速突变后，ANFIS控制能较好的跟踪给定转速，稳定误差小。通过以上分析可知，基于ANFIS的BIM控制转速响应快，电机在0.12s即达到稳定转速，且对外界干扰波动很小，稳定运行后转速超调小于20r/min，自适应能力很强，突加负载后，转矩经过0.03s即达到稳定状态，控制精度高，稳定后转子的径向偏移小于0.001mm，稳态误差小，具有更好的适应性和鲁棒性。

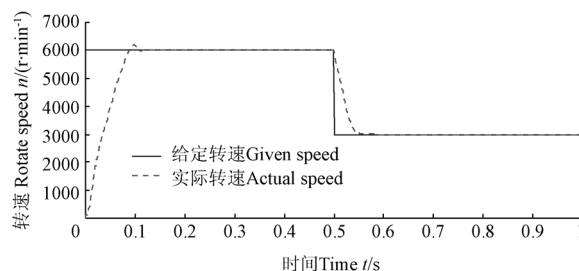
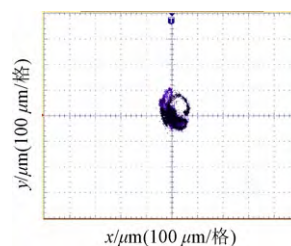


图7 转速辨识

Fig.7 Speed identification for BIM based on ANFIS

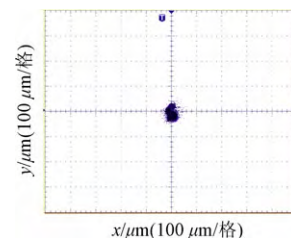
3.2 试验与分析

为了进一步验证本文所提控制策略的有效性，在无轴承异步电机数字控制系统平台上进行了试验研究。图8所示为无轴承异步电机在额定转速6 000 r/min时的稳定悬浮运行时水平 x 方向与垂直 y 方向径向位移关系试验波形图，其中图8a为采用PID控制方法时波形图，图8b为采用ANFIS控制方法时的波形图。



a. PID控制时的波形图

a. Waveform figure of PID control



b. ANFIS控制方法时的波形图

b. Waveform figure of ANFIS control

图8 试验结果

Fig.8 Experimental results

在试验中,为了研究无轴承异步电机系统的抗干扰性,模拟了农业机械带负载运行时负载突变的情况,即模拟出现冲击载荷的苛刻状况。从图 8 中可以看出,采用传统 PID 控制方法时,转子在水平 x 方向和垂直 y 方向的径向位移峰峰值范围在 $120\ \mu\text{m}$ 左右,而且当负载突变的时候,径向位移峰峰值范围也发生一定程度的突变;采用 ANFIS 控制方法时转子在水平 x 方向和垂直 y 方向的径向位移峰峰值范围可以保持在 $80\ \mu\text{m}$ 以内,而且当负载突变时径向位移基本不受影响。通过比较 PID 控制和 ANFIS 控制的试验结果可以看出,采用 ANFIS 控制方法时无轴承异步电机可以实现稳定的悬浮运行,控制精度高,特别是在负载突变的工况下具有很强的鲁棒性,实用价值高。

4 结 论

针对 BIM 这一非线性、多变量、强耦合系统,提出了基于 ANFIS 的 BIM 控制策略。ANFIS 将模糊逻辑方法和神经网络方法有机的融合在一起,对选择的大量样本数据进行学习之后,优化了控制规则、各语言变量的隶属函数及每条规则的输出函数,根据仿真和试验结果得到以下结论:

1) 由于 ANFIS 控制器的参数可以在学习过程中自动获取,故 ANFIS 控制器的设计相对简单。

2) 通过与 BIM 的 PID 控制的比较,ANFIS 控制的转速经过 0.12s 即达到稳定转速,响应快,稳定运行的转速超调小于 20 r/min ,适合高性能应用。

3) ANFIS 控制的瞬态响应好,实现了 BIM 的稳定悬浮控制,转子的径向偏移小于 $80\ \mu\text{m}$,控制系统具有很好自适应性和鲁棒性,控制精度高。

[参 考 文 献]

- [1] 何飏, 齐智平, 冯之钺. 无速度传感器矢量控制系统的电机参数测算[J]. 农业机械学报, 2005, 36(2): 85 - 88.
He Biao, Qi Zhiping, Feng Zhiyue. Estimation of induction motor equivalent circuit parameters in speed sensorless vector control inverter[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2005, 36(2): 85 - 88. (in Chinese with English abstract)
- [2] 陈伟, 于泳, 徐殿国, 等. 基于自适应补偿的异步电机静止参数辨识方法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(6): 156 - 162.
Chen Wei, Yu Yong, Xu Dianguo, et al. Parameters estimation of induction motors at standstill with adaptive nonlinearity compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(6): 156 - 162. (in Chinese with English abstract)
- [3] 孙东森, 葛宝明, 吴伟亮, 等. 极相调制感应电机的建模与控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 80 - 87.
Sun Dongsen, Ge Baoming, Wu Weiliang, et al. Modeling and control of induction machines with pole-phase modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(18): 80 - 87. (in Chinese with English abstract)
- [4] 年珩, 贺益康. 感应型无轴承电机磁悬浮力解析模型及其反馈控制[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 139 - 144.
Nian Heng, He Yikang. Analytical modeling and feedback control of the magnetic levitation force for an induction-type bearingless motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(11): 139 - 144. (in Chinese with English abstract)
- [5] Chiba A, Akamatsu D, Fukao T, et al. An improved rotor resistance identification method for magnetic field regulation in bearingless induction motor drives[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2008, 55(2): 852 - 860.
- [6] 王喜莲, 葛宝明, 王旭东. 一种无轴承开关磁阻电机悬浮性能分析[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(1): 7 - 12.
Wang Xilian, Ge Baoming, Wang Xudong. Magnetic suspension performance analysis of a bearingless switched reluctance motor[J]. Electric Machines and Control, 2013, 17(1): 7 - 12. (in Chinese with English abstract)
- [7] 戈素贞. 新型无轴承无刷直流电动机结构与模型研究[J]. 农业工程学报, 2008, 24(2): 131 - 135.
Ge Suzhen. Configuration and model of innovative direct current motor without bearing and brush[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2008, 24(2): 131 - 135. (in Chinese with English abstract)
- [8] 朱广泽. 无轴承异步电机悬浮性能分析及优化[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2008.
Zhu Guangze. Performance Analysis and Optimization Strategy of Bearingless Induction Motor[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2008. (in Chinese with English abstract)
- [9] Chiba A, Power D T, Rahman M A. Analysis of no load characteristics of a bearingless induction motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(1): 77 - 83.
- [10] Rodriguez E F, Santisteban J A. An Improved Control System for a Split Winding Bearingless Induction Motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8): 3401 - 3408.
- [11] 朱志莹, 孙玉坤. 群优化支持向量机的磁轴承转子位移预测建模[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(33): 118 - 123.
Zhu Zhiying, Sun Yukun. Predictive modeling of rotor displacement for magnetic bearing using particle swarm optimized-least squares support vector machines[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(33): 118 - 123. (in Chinese with English abstract)
- [12] Chiba A, Asama J. Influence of rotor skew in induction type bearingless motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(11): 4646 - 4649.

- [13] Schuhmann T, Hofmann W, Werner R. Improving operational performance of active magnetic bearings using Kalman filter and state feedback control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 821 - 829.
- [14] Fang J, Zheng S, Han B. Attitude sensing and dynamic decoupling based on active magnetic bearing of MSDGCMG[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2012, 61(2): 338 - 348.
- [15] 卜文绍, 万山明, 黄声华, 等. 无轴承电机的通用可控磁悬浮力解析模型[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(30): 84 - 89.
Bu Wenshao, Wan Shanming, Huang Shenghua, et al. General analytical model about controllable magnetic suspension force of bearingless motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(30): 84 - 89. (in Chinese with English abstract)
- [16] Hsu C F, Lee B K. FPGA-based adaptive PID control of a DC motor driver via sliding-mode approach[J]. Expert Systems with Applications, 2011, 38(9): 11866 - 11872.
- [17] Hou B J, Gao J S, Li X Q, et al. Study on repetitive PID control of linear motor in wafer stage of lithography[J]. Procedia Engineering, 2012, 29(1): 3863 - 3867.
- [18] 尹忠刚, 刘静, 钟彦, 等. 基于双参数模型参考自适应的感应电机无速度传感器矢量控制低速性能[J]. 电工技术学报, 2012, 27(7): 124 - 130.
Yin Zhonggang Liu Jing, Zhong Yan, et al. Low-Speed performance for induction motor sensorless vector control based on Two-Parameter model reference adaptation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(7): 124 - 130. (in Chinese with English abstract)
- [19] 张勇军, 孙寅飞, 王京. 基于单维离散滑模的模型参考自适应转速辨识方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 54 - 58.
Zhang Yongjun, Sun Yinfei, Wang Jing. A speed estimation algorithm based on single-manifold discrete time sliding mode model reference adaptive system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(4): 54 - 58. (in Chinese with English abstract)
- [20] 王高林, 杨荣峰, 张家皖, 等. 一种感应电机转子时间常数 MRAS 的在线辨识方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 48 - 53.
Wang Gaolin, Yang Rongfeng, Zhang Jiawan, et al. Rotor time constant on-line estimation of induction motors based on MRAS[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(4): 48 - 53. (in Chinese with English abstract)
- [21] 丁明, 吴建锋, 朱承治, 等. 具备荷电状态调节功能的储能系统实时平滑控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(1): 22 - 29.
Ding Ming, Wu Jianfeng, Zhu Chengzhi, et al. A real-time smoothing control strategy with SOC adjustment function of storage systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(1): 22 - 29. (in Chinese with English abstract)
- [22] 刘志文, 夏文波, 刘明波. 基于复合储能的微电网运行模式平滑切换控制[J]. 电网技术, 2013, 37(4): 908 - 913.
Liu Zhiwen, Xia Wenbo, Liu Mingbo. Control method and strategy for smooth switching of microgrid operation modes based on complex energy storage[J]. Power System Technology, 2013, 37(4): 908 - 913. (in Chinese with English abstract)
- [23] 党存禄, 林国富. 基于超导储能的直驱风电系统功率平滑控制[J]. 中国电力, 2013, 46(1): 21 - 24.
Dang Cunlu, Lin Guofu. Smoothing control of directly-driven wind power system with superconducting magnetic energy storage[J]. Electric Power, 2013, 46(1): 21 - 24. (in Chinese with English abstract)
- [24] 陈波, 吴政球. 基于约束因子限幅控制的双馈感应发电机有功功率平滑控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 131 - 137.
Chen Bo, Wu Zhengqiu. Power smoothing control strategy of doubly-fed induction generator based on constraint factor extent-limit control[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(27): 131 - 137. (in Chinese with English abstract)
- [25] 武俊峰, 王世明. 一种基于模糊控制的两步法预测控制方法[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(7): 75 - 80.
Wu Junfeng, Wang Shiming. Research method on a two-step general predictive control based on fuzzy control[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(7): 75 - 80. (in Chinese with English abstract)
- [26] 杜健, 陈宏滨, 赵峰. 基于模糊逻辑的数字家庭业务调度算法[J]. 计算机科学, 2013, 40(6): 63 - 66.
Du Jian, Chen Hongbin, Zhao Feng. Digital home service scheduling algorithm based on fuzzy logic[J]. Computer Science, 2013, 40(6): 63 - 66. (in Chinese with English abstract)
- [27] Khan L, Umair K M. Adaptive fuzzy control of vehicle suspension systems[J]. Journal of University of Science and Technology of China, 2012, 42(9): 689 - 698.
- [28] 朱焜秋, 成秋良. 基于磁链等效虚拟绕组电流分析方法的无轴承电机径向悬浮力控制[J]. 科学通报, 2009, 54(9): 1590 - 1598.
Zhu Huangqiu, Cheng Qiuliang. Bearingless motor's radial suspension force control based on flux equivalent with virtual winding current analysis method[J]. Chinese Science Bulletin, 2009, 54(9): 1590 - 1598. (in Chinese with English abstract)
- [29] Sun X D, Zhu H Q, Pan W. Decoupling control of bearingless permanent magnet-type synchronous motor using artificial neural networks-based inverse system method[J]. International Journal of Modelling, Identification and Control, 2009, 8(2): 114 - 121.
- [30] Silber S, Amrhein W, Boesch P N, et al. Design aspects of bearingless slice motors[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2005, 10(6): 611 - 617.
- [31] Ustun S V, Demirtas M. Modeling and control of V/f controlled induction motor using genetic-ANFIS algorithm[J]. Energy Conversion and Management, 2009, 50(3): 786 - 791.

Control system of bearingless induction motors based on adaptive neuro-fuzzy inference system

Yang Zebin¹, Wang Mingtao¹, Sun Xiaodong²

(1. College of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China;

2. Automotive Engineering Research Institute, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: Bearingless induction motors, which were multivariable, were strongly coupled, along with a higher order nonlinear system. To obtain the stable suspension control of a bearingless induction motor, a new control strategy based on Adaptive Neuro Fuzzy Inference System was proposed. First, in the analysis of the generation mechanism of a bearingless induction motor's radial suspension force, the mathematical model of a bearingless induction motor was achieved. Based on the control principle of an Adaptive Neuro Fuzzy Inference System, the Adaptive Neuro Fuzzy Inference System had been built to design the controller, including the option of control variables and membership functions. By the PID control, the input data and output data could be collected. The selected criterion of error was set to correct the membership function parameters. In addition, the Fuzzy Inference System (FIS) model was trained by a Sugeno type Adaptive Neuro Fuzzy Inference System controller. Then, aiming at the performances of rotor suspending, speed, and torque response, the simulation and analysis of the control system for bearingless induction motors had been carried out on the basis of MATLAB/Simulink simulation platform. Moreover, the motor speed was set to 6000r/min. The simulation results showed that the stable suspension of a bearingless induction motor can be quickly achieved by this presented control strategy. Through the comparison with PID control, the speed response was faster, and the speed overshoot was smaller in the Adaptive Neuro Fuzzy Inference System control. Further, the suspension performance of the rotor was not affected by the sudden change in the load torque. When the rotor speed suddenly changed from 6000r/min to 3000r/min at the time of 0.5 seconds, the speed response of the control system could track the given speed well, and with a very small steady state error. The control system has a fine dynamic and static performance. Finally, the control system test platform of a bearingless induction motor was built based on Adaptive Neuro Fuzzy Inference System controller. The experimental results of the control system also showed that this control strategy could achieve the stable suspension of a bearingless induction motor. The control system has a quickly response, a high control precision, and the strong robustness to load torque disturbance. The correctness and effectiveness of the Adaptive Neuro Fuzzy Inference System control method was verified in this paper.

Key words: motors; control; suspensions; bearingless induction motor; adaptive neuro-fuzzy inference system

(责任编辑：信世强)