

无轴承异步电机悬浮系统的非线性滤波器自适应逆控制

孙宇新, 杨玉伟[†]

(江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘要: 讨论了基于非线性自适应滤波器的无轴承异步电机(bearingless induction motor, BIM)悬浮系统自适应逆解耦控制问题. 利用非线性自适应滤波器, 建立系统模型和逆模型. 复制逆模型, 将其串联在悬浮系统之前作为逆控制器, 并采用改进的最小均方(least mean square, LMS)算法在线调整权值, 从而实现转子的悬浮控制. 相比于传统的控制方法, 此方法不必依靠转矩系统来传递磁链信息, 从而避免了各自的控制策略之间的相互制约问题. 仿真结果验证了该方法的有效性, 完成了系统模型和逆模型的建立, 并且能够实现两自由度径向悬浮力之间解耦.

关键词: 无轴承异步电机; 悬浮系统; 解耦控制; 自适应滤波器; 建模; 自适应逆

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Adaptive inverse control for levitation system of bearingless induction motors based on nonlinear filters

SUN Yu-xin, YANG Yu-wei[†]

(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang Jiangsu 212013, China)

Abstract: The adaptive inverse decoupling control based on nonlinear adaptive filter for levitation system of bearingless induction motor (BIM) is investigated. Nonlinear adaptive filters are used to build the model and the inverse model of the system. Based on the inverse model, the adaptive inverse controller which is cascaded in front of levitation system is designed by using the improved least mean square (LMS) algorithm to adjust the weighting factors online. Compared with the traditional control method, the flux information is not needed to be transferred with the torque control system. As a result, the mutual restriction between torque windings and levitation windings is avoided. Finally, we demonstrate the effectiveness of our proposed method with simulations. This method realizes not only the establishment of the system model and the inverse model, but also the decoupling control of levitation forces of two degrees of freedom.

Key words: bearingless induction motor; levitation system; decoupling control; adaptive filters; modeling; adaptive inverse control

1 引言(Introduction)

无轴承异步电机具有结构紧凑简单、无摩擦、弱磁容易、高速和超高速运行等优点^[1], 但是无轴承异步电机具有复杂的电磁关系, 是多变量、非线性、强耦合的系统. 其旋转力和径向悬浮力之间、 x 方向和 y 方向上的悬浮力之间都存在着复杂的非线性耦合关系, 要实现电机转子稳定悬浮和可控旋转, 必须对其进行非线性动态解耦控制. 解耦困难使得无轴承异步电机的稳定控制问题变得比较复杂.

针对这一问题, 国内外已经有很多研究成果^[2-9]. 文献[3-4]对无轴承异步电动机的气隙磁场定向矢量控制策略进行了研究, 实现了电磁转矩和悬浮力的解

耦控制. 但是在此控制策略下, 气隙磁链仍然受转矩电流的影响, 并且转矩绕组电流的转矩分量和励磁分量存在相互耦合, 没有实现真正意义上的解耦控制. 文献[5]的作者研究了转子磁场定向矢量控制策略, 此方法实现了较好的解耦控制, 但需要从转矩系统向悬浮系统传递气隙磁链信息, 并且其转子磁通检测精度受转子时间常数的影响, 因而此方法没有实现独立的解耦控制. 文献[6-7]采用逆系统方法对无轴承异步电机进行解耦, 此方法解耦线性化的实现依赖于被控对象的精确数学模型, 但实际上电机的精确模型很难得到, 使得精确建模难以实现, 因此逆系统方法在实际应用中效果欠佳. 文献[8-9]分别针对无轴承异步电

收稿日期: 2015-04-27; 录用日期: 2015-11-12.

[†]通信作者. E-mail: 524991123@qq.com; Tel.: +86 15262903001.

本文责任编辑: 贾英民.

国家自然科学基金项目(61174055)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (61174055).

机系统和径向两自由度悬浮系统, 采用神经网络逆系统方法实现了电机的动静解耦控制, 然而所构造的神经网络系统结构复杂, 学习收敛速度较慢, 降低了其可用性.

自适应逆控制^[10]是美国斯坦福大学B. Widrow提出, 此方法用被控对象的逆作为串联控制器来对系统的动态特性做开环控制, 从而避免了因反馈而可能引起的不稳定问题, 同时又能做到对系统动态特性的控制与对象扰动的控制分开处理而互不影响. 由于其简单、稳定的特性, 近年来被广泛应用于各个领域^[11-15].

本文基于无轴承异步电机转矩与悬浮力独立控制^[16]的基础理论, 将非线性自适应滤波器能够在未知环境下良好运作、跟踪输入统计量随时间变化以及逼近非线性系统的能力和逆系统的解耦线性化特点相结合, 应用到无轴承异步电机的悬浮控制系统. 利用非线性自适应滤波器对被控对象进行建模与逆建模, 并运用逆模型构造自适应逆控制器串接于系统之前, 同时采用一种变步长最小均方 (least mean square, LMS) 算法在线调节其权值系数. 与传统的控制方法相比, 一方面此方法不需要辨识转矩绕组气隙磁链, 另一方面利用非线性滤波器可解决精确建模的问题, 并在建模过程中解决各变量间的耦合问题, 完成悬浮系统的动态解耦.

2 自适应逆悬浮控制系统的设计 (Design of adaptive inverse levitation control system)

2.1 无轴承异步电机悬浮基本机理 (The basic levitation principle of BIM)

无轴承异步电机有转矩绕组 (极对数 P_1 , 电角频率 ω_1) 和悬浮绕组 (极对数 P_2 , 电角频率 ω_2) 两套绕组. 研究发现, 当两套绕组满足 $P_2 = P_1 \pm 1$, $\omega_1 = \omega_2$ 时, 径向悬浮力可以通过悬浮转子径向位移的负反馈来实现控制, 从而实现转子稳定悬浮^[17].

无轴承异步电机的径向悬浮力表达式为

$$\begin{cases} F_x = k_m(i_{2sd}\psi_{1d} + i_{2sq}\psi_{1q}), \\ F_y = k_m(i_{2sq}\psi_{1d} - i_{2sd}\psi_{1q}), \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中: $k_m = \frac{\pi P_1 P_2 L_{2m}}{12\mu_0 l r N_1 N_2}$ 为磁悬浮力系数, l 为电机铁芯长度, r 为转子外径, N_1, N_2 为旋转和悬浮绕组每组串联绕组的有效匝数, i_{2sd}, i_{2sq} 分别为悬浮绕组电流在 d, q 轴上的电流分量, ψ_{1d}, ψ_{1q} 分别为转矩绕组气隙磁链在 d, q 轴上的磁链分量.

根据动力学模型, 无轴承异步电机悬浮系统的运动方程如下:

$$\begin{cases} m\ddot{x} = F_x - F_{zx} - F_{sx}, \\ m\ddot{y} = F_y - F_{zy} - F_{sy} - mg. \end{cases} \quad (2)$$

式(2)中: F_{zx}, F_{zy} 分别为在 x, y 方向施加的外部干扰力, m 为转子质量, g 为重力加速度, F_{sx}, F_{sy} 分别为转子偏心在 x, y 方向产生的固有麦克斯韦力, 其表达式可写为以下形式:

$$F_{sx} = k_s x, F_{sy} = k_s y, \quad (3)$$

式中: $k_s = \frac{k\pi r l B^2}{2\mu_0 \delta_0}$ 为径向位移刚度系数, k 为衰减系数, B 为转矩系统的气隙磁通密度, δ_0 为电机平均气隙长度.

2.2 非线性自适应滤波器及LMS算法 (Nonlinear adaptive filter and LMS algorithm)

对象建模所使用的滤波器结构和修改权值的自适应算法是自适应逆控制的基础. 由于无轴承异步电机是复杂的高度耦合的非线性对象, 因此本文采用非线性自适应滤波器^[10], 如图1所示. 输入信号施加于一个抽头延迟线结构上, 信号分别在抽头处加权, 平方后再加权, 然后把所有的加权信号求和输出. SQ表示平方, Z^{-1} 表示信号延迟, $w_{11}, \dots, w_{1n}, w_{21}, \dots, w_{2n}$ 表示滤波器的权值.

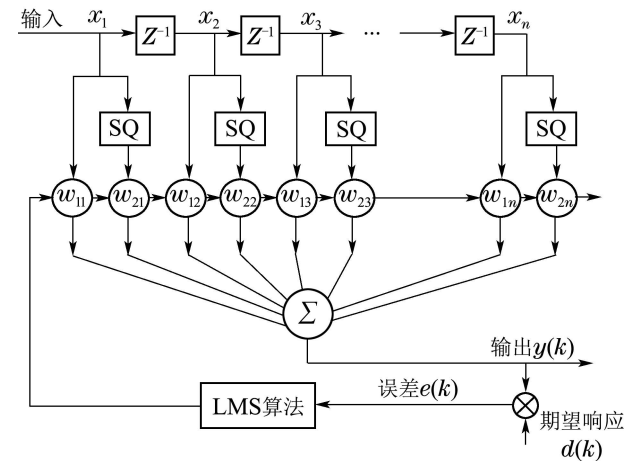


图1 带有LMS算法的非线性自适应滤波器

Fig. 1 Nonlinear adaptive filter with LMS algorithm

该滤波器在 k 时刻的输出为

$$y(k) = \sum_{i=1}^n [w_{1i}x_i(k) + w_{2i}x_i^2(k)]. \quad (4)$$

期望响应与输出的误差为

$$\begin{aligned} e(k) &= \\ & d(k) - y(k) = \\ & d(k) - \sum_{i=1}^n [w_{1i}x_i(k) + w_{2i}x_i^2(k)]. \end{aligned} \quad (5)$$

根据LMS算法将 $e(k)$ 值平方并对其进行微分求得梯度估计:

$$\hat{\nabla}_k =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial e^2(k)}{\partial w_{11}} \\ \frac{\partial e^2(k)}{\partial w_{21}} \\ \vdots \\ \frac{\partial e^2(k)}{\partial w_{2n}} \end{bmatrix} = 2e(k) \begin{bmatrix} \frac{\partial e(k)}{\partial w_{11}} \\ \frac{\partial e(k)}{\partial w_{21}} \\ \vdots \\ \frac{\partial e(k)}{\partial w_{2n}} \end{bmatrix} = -2e(k) \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_1^2(k) \\ \vdots \\ x_n^2(k) \end{bmatrix}. \quad (6)$$

由此可得非线性自适应滤波器的LMS权矢量的递推表达式为

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(k+1) &= \mathbf{w}(k) + \mu(k)(-\hat{\nabla}_k) = \\ &= \mathbf{w}(k) + 2\mu(k)e(k)\mathbf{x}(k). \end{aligned} \quad (7)$$

步长因子 $\mu(k)$ 的选取直接影响LMS算法的稳定性和自适应速度. 小步长确保稳态时具有较小的失调, 但是算法收敛速度慢, 对非稳态系统的跟踪能力差; 大步长使算法具有更快的收敛速度和较好的跟踪能力, 但是会带来大的失调. 为了解决这个矛盾, 本文在前人研究的基础上, 利用误差的相关值 $|e(k)e(k-1)|$ 来调节步长, 使用如下的步长计算算法^[18-20]. 该算法的步长计算公式为

$$\mu(k) = \beta(1 - e^{-\alpha\sqrt{e(k)e(k-1)}}). \quad (8)$$

式(8)中: $\alpha > 0, \beta > 0$.

由式(5)的误差公式可得

$$d(k) = e(k) + \mathbf{x}_1^T(k)\mathbf{w}_1(k) + \mathbf{x}_2^T(k)\mathbf{w}_2(k). \quad (9)$$

式(9)中: $\mathbf{x}_1 = (x_1, \dots, x_n)^T$, $\mathbf{x}_2 = (x_1^2, \dots, x_n^2)^T$, $\mathbf{w}_1 = (w_{11}, \dots, w_{1n})^T$, $\mathbf{w}_2 = (w_{21}, \dots, w_{2n})^T$.

假设期望响应为

$$d(k) = \eta(k) + \mathbf{x}_1^T(k)\mathbf{w}_{10} + \mathbf{x}_2^T(k)\mathbf{w}_{20}. \quad (10)$$

式中: $\eta(k)$ 是期望系统的介入噪声, 假设它是白噪声, 与 $\mathbf{x}(k)$ 不相关; $\mathbf{w}_{10}, \mathbf{w}_{20}$ 分别为最优权系数, 令 $\Delta\mathbf{w}_1 = \mathbf{w}_1(k) - \mathbf{w}_{10}$, $\Delta\mathbf{w}_2 = \mathbf{w}_2(k) - \mathbf{w}_{20}$ 分别表示现在时刻权系数矢量与最优权系数之差.

则由式(9)-(10)得

$$e(k) = \eta(k) - \mathbf{x}_1^T(k)\Delta\mathbf{w}_1 - \mathbf{x}_2^T(k)\Delta\mathbf{w}_2, \quad (11)$$

所以

$$\begin{aligned} e(k)e(k-1) &= \\ &= \eta(k)\eta(k-1) - \eta(k)\mathbf{x}_1^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_1 - \\ &= \eta(k)\mathbf{x}_2^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_2 - \eta(k-1)\mathbf{x}_1^T(k)\Delta\mathbf{w}_1 + \\ &= \Delta\mathbf{w}_1^T\mathbf{x}_1(k)\mathbf{x}_1^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_1 + \Delta\mathbf{w}_1^T\mathbf{x}_1(k) \times \\ &= \mathbf{x}_2^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_2 - \eta(k-1)\mathbf{x}_2^T(k)\Delta\mathbf{w}_2 + \\ &= \Delta\mathbf{w}_2^T\mathbf{x}_2(k)\mathbf{x}_1^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_1 + \Delta\mathbf{w}_2^T\mathbf{x}_2(k) \times \\ &= \mathbf{x}_2^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_2. \end{aligned} \quad (12)$$

误差信号相关值的特性可以通过计算期望值得到

$$\begin{aligned} E[e(k)e(k-1)] &= \\ &= E[\eta(k)\eta(k-1)] - E[\eta(k)\mathbf{x}_1^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_1] - \\ &= E[\eta(k)\mathbf{x}_2^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_2] - E[\eta(k-1)\mathbf{x}_1^T(k) \times \\ &= \Delta\mathbf{w}_1] + E[\Delta\mathbf{w}_1^T\mathbf{x}_1(k)\mathbf{x}_1^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_1] + \\ &= E[\Delta\mathbf{w}_1^T\mathbf{x}_1(k)\mathbf{x}_2^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_2] - E[\eta(k-1) \times \\ &= \mathbf{x}_2^T(k)\Delta\mathbf{w}_2] + E[\Delta\mathbf{w}_2^T\mathbf{x}_2(k)\mathbf{x}_1^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_1] + \\ &= E[\Delta\mathbf{w}_2^T\mathbf{x}_2(k)\mathbf{x}_2^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_2]. \end{aligned} \quad (13)$$

因为 $\eta(k)$ 是白噪声, 不同时刻的值互不相关, 但其均值为0, 并且与 $\mathbf{x}(k)$ 不相关, 所以由式(13)有

$$\begin{aligned} E[e(k)e(k-1)] &= \\ &= E[\Delta\mathbf{w}_1^T\mathbf{x}_1(k)\mathbf{x}_1^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_1] + \\ &= E[\Delta\mathbf{w}_1^T\mathbf{x}_1(k)\mathbf{x}_2^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_2] + \\ &= E[\Delta\mathbf{w}_2^T\mathbf{x}_2(k)\mathbf{x}_1^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_1] + \\ &= E[\Delta\mathbf{w}_2^T\mathbf{x}_2(k)\mathbf{x}_2^T(k-1)\Delta\mathbf{w}_2]. \end{aligned} \quad (14)$$

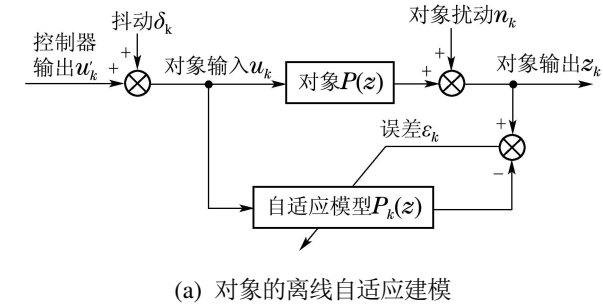
由式(14)可看出, 误差信号相关值不受噪声 $\eta(k)$ 的影响, 使得步长只与输入信号 $\mathbf{x}(k)$ 相关, 与噪声 $\eta(k)$ 无关. 然而利用 $|e(k)|$ 或 $e^2(k)$ 调节步长^[18], 数学期望 $E[e(k)]$ 表达式中存在 $E[\eta(k)]$ 项, $E[e^2(k)]$ 表达式中存在 $E[\eta^2(k)]$ 项, 由于这两项的存在, 步长不再是自适应的准确响应, 在干扰噪声严重时, 噪声 $\eta(k)$ 将影响LMS算法的效果. 因此这种LMS算法使用 $|e(k)e(k-1)|$ 来调节步长, 具有收敛快、稳态误差小的特点, 在低信噪比的环境中可以保持较好的性能.

2.3 自适应逆控制系统的设计(Design of adaptive inverse control system)

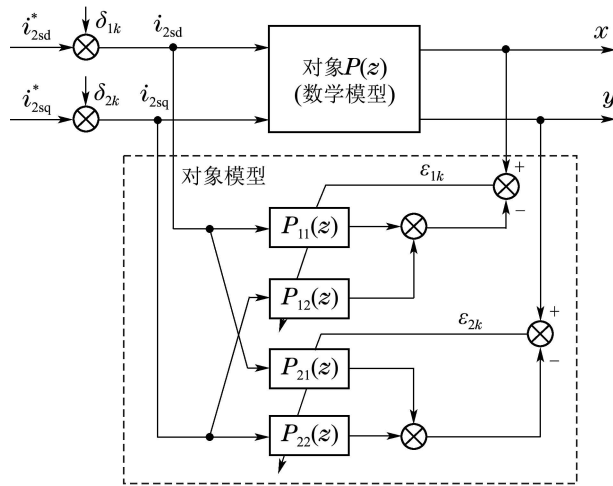
针对磁场定向控制易受电机参数变化影响, 悬浮系统控制必需转矩系统传递磁链信息, 以及逆系统控制方法需要电机精确数学模型的问题, 本文采用上述非线性自适应滤波器建立无轴承异步电机悬浮绕组系统的模型以及逆模型, 使用MATLAB的S函数编程实现, 并构建自适应逆控制器.

使用滤波器建立对象模型描述对象特性, 系统结构如图2(a)所示, 此建模结构要求抖动尽可能小.

按照自适应逆系统控制的步骤, 首先需采集对象 $P(z)$ 的输入和输出数据作为滤波器训练样本用于离线建立自适应模型 $P_k(z)$, 本实验中采样10000组数据; 由于悬浮系统是双输入双输出的对象, 并且每个输出量都受到所有输入变量的影响, 因此采用图2(b)所示的对象模型结构, 其中 $P_{11}(z), P_{12}(z), P_{21}(z), P_{22}(z)$ 代表4个滤波器. 将输入输出数据送入滤波器, 离线训练400次, 并且达到一定的训练精度要求, 获得对象模型.



(a) 对象的离线自适应建模

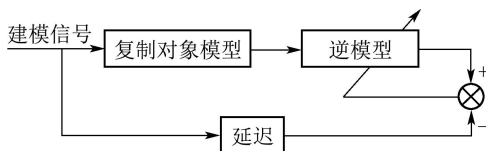


(b) 双输入双输出对象的自适应模型

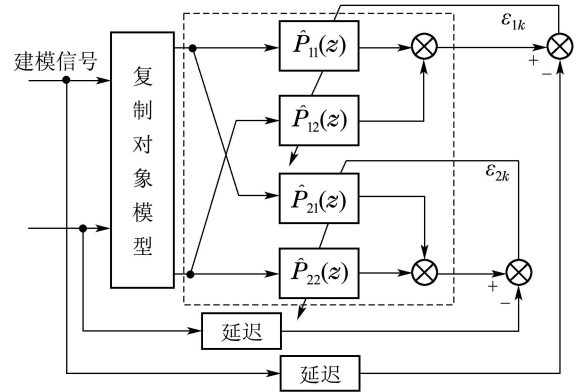
图2 带有LMS算法的非线性自适应滤波器
Fig. 2 Nonlinear adaptive filter with LMS algorithm

无轴承异步电机悬浮绕组系统的可逆性已经得到证明^[17]. 虽然非线性对象并不具有严格的逆, 但是可以确定非线性自适应滤波器的权值, 使得对于给定的输入信号, 这个非线性自适应滤波器和非线性对象的级联产生一个输出, 这个输出与给定输入信号相匹配.

训练滤波器描述对象的逆模型. 由于被控对象与对象模型具有相同的动态响应, 而且对象模型不受扰动的影响, 因此本文不是找被控对象的逆, 而是从对象模型中得到逆, 逆建模结构框图如图3(a)所示. 由于逆模型也是双输入双输出模型, 可采用与对象模型一样的滤波器组合结构, 如图3(b)所示, 其中 $\hat{P}_{11}(z), \hat{P}_{12}(z), \hat{P}_{21}(z), \hat{P}_{22}(z)$ 代表4个滤波器. 复制训练好的对象模型, 使用建模信号驱动对象模型, 同样采集10000组输入输出数据, 对象模型的输出作为逆模型的输入, 对象模型的输入与逆模型的输出之差通过LMS算法调节逆模型中滤波器的权值, 离线训练400次, 并且达到一定的精度要求, 得到对象的逆模型.



(a) 对象逆模型的形成



(b) 双输入双输出对象逆模型

图3 离线逆建模

Fig. 3 Offline inverse modeling

复制逆模型串连在悬浮系统之前作为自适应逆控制器, 其内部结构与逆模型一致, 如图4所示, 其中 $\hat{C}_{11}(z), \hat{C}_{12}(z), \hat{C}_{21}(z), \hat{C}_{22}(z)$ 代表4个滤波器. 复制训练好的逆模型的权值参数, 作为悬浮系统自适应逆控制器的初始值, 以防止控制的初始阶段出现较大的误差而出现长时间振荡. 利用自适应逆控制器的给定输入和被控对象的输出之差在线调节控制器中滤波器的权值.

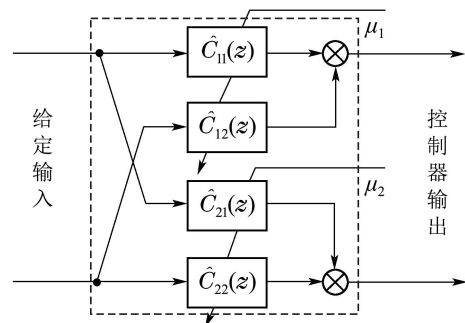


图4 自适应逆控制器结构

Fig. 4 The structure of the adaptive inverse controller

基于自适应逆控制理论, 图5设计了无轴承异步电机悬浮系统的自适应逆控制系统. 图中: 悬浮控制系统是由给定的 x^* 和 y^* 直接经过自适应逆控制器, 得到在 d, q 旋转坐标轴上的电流分量 i'_{2sd} 和 i'_{2sq} , 与检测得到的电流 i_{2sd} 和 i_{2sq} 之差经过 $2r/3s$ 变换和电流跟踪型PWM(CRPWM)产生悬浮绕组所需的三相参考电流. 电机转子的实际位置由传感器检测得到, x 和 y 分别与其给定值相比较, 偏差量经过改进的LMS自适应算法直接修改自适应逆控制器的权值参数, 使其控制效果达到最优, 其中对象模型和对象逆模型可以消除系统的扰动, 增强系统的抗干扰能力. $2r/3s$ 变换的角度 θ 由转子角速度 ω_r 与转差角速度 ω_s 之和的积分获得, ω_s 可由 $\omega_s = \frac{T_e R_r}{P_1 \psi_r^2}$ 运算得到. 转矩控制系统则采用SVM-DTC控制方法.

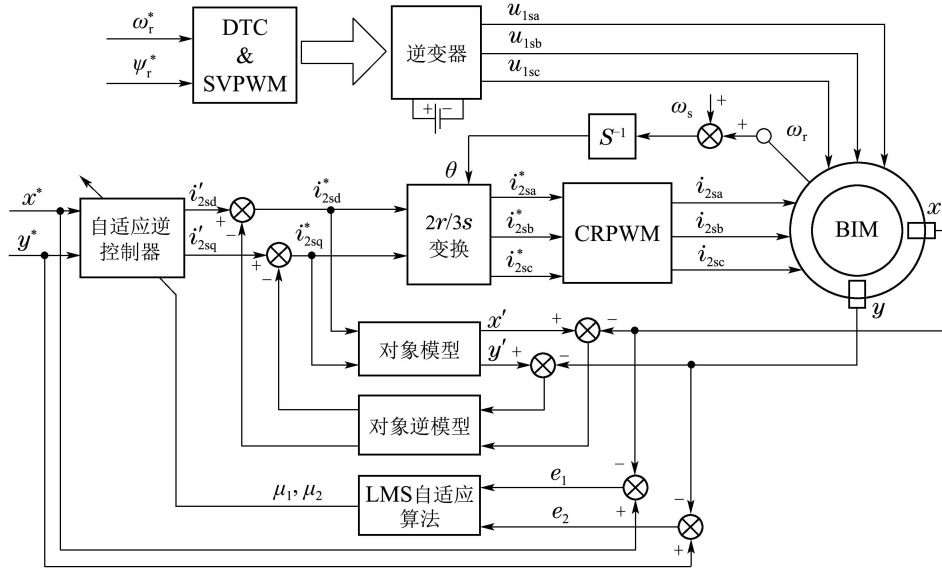


图5 无轴承异步电机悬浮系统自适应逆控制系统

Fig. 5 Adaptive inverse control for levitation control system of bearingless induction motors

3 仿真研究(Simulation)

3.1 系统建模仿真(Simulation of system modeling)

以二自由度无轴承异步电机悬浮绕组系统为研究对象. 原理样机的参数为: 转子质量 $m = 2.85 \text{ kg}$, 转动惯量 $J = 0.00769 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 电机气隙长度 $\delta = 0.3 \text{ mm}$, 转矩绕组

$$P_1 = 1, R_{1s} = 2.01 \Omega, R_{1r} = 11.48 \Omega,$$

$$L_{1m} = 0.2378 \text{ H}, L_{1sl} = 0.00454 \text{ H},$$

$$L_{1rl} = 0.00922 \text{ H};$$

悬浮绕组

$$P_2 = 2, R_{2s} = 1.03 \Omega,$$

$$R_{2r} = 0.075 \Omega, L_{2m} = 0.00932 \text{ H}.$$

使用非线性自适应滤波器为悬浮绕组系统建模和逆建模, 系统的两个建模信号分别为幅值为0.1的正弦信号和余弦信号, 模型和逆模型所用滤波器的权值数目分别取为100和60, 仿真过程误差曲线如图6-7所示.

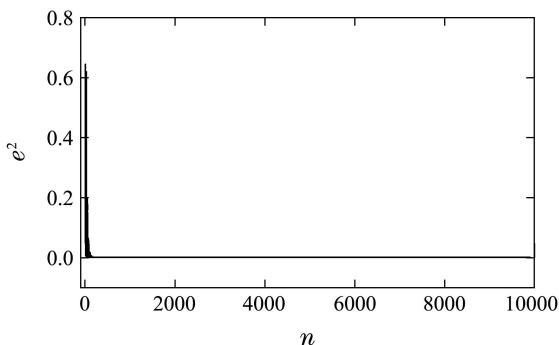


图6 x 方向建模过程误差曲线

Fig. 6 The error curve of modeling for the x direction

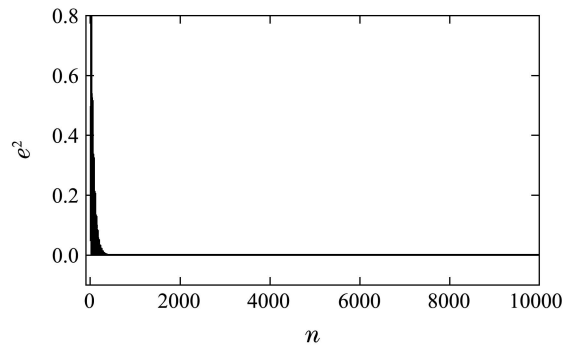


图7 x 方向逆建模过程误差曲线

Fig. 7 The error curve of inverse modeling for the x direction

3.2 自适应逆系统仿真(Simulation of adaptive inverse system)

按图5所示系统建立自适应逆控制系统的仿真模型, 将基于非线性自适应滤波器的自适应逆控制方法与逆系统方法进行比较. 逆系统方法中悬浮绕组系统位置调节器 $P = 800, I = 0.01, D = 0.9$ ^[6,8]. 两控制系统初始给定量都为: 转矩绕组定子磁链为 0.5 Wb , 转速为 1500 r/min , x 方向的径向位移为 0.1 mm , y 方向的径向位移为 -0.15 mm .

为了验证效果, 将给定值在不同时刻变化, 图8给出了运用自适应逆控制方法和逆系统方法的悬浮系统的响应结果. $t = 0.25 \text{ s}$ 时, x, y 方向的径向位移不变, 转速突变到 3000 r/min , 由图8(b)和8(c)可以看出, 转速突变时, x, y 的径向位移几乎没有变化, 依然稳定; $t = 0.45 \text{ s}$ 时, 转速与 y 方向的径向位移不变, x 方向的径向位移给定突变到 0.01 mm , 由图8(c)可以看出, 转子的 y 方向的径向位移在出现极短时

间的小波动后, 迅速恢复到原来位置, 波动大小约为 0.005 mm ; $t = 0.65 \text{ s}$ 时, 转速与 x 方向的径向位移不变, y 方向的径向位移给定突变到 -0.01 mm , 同样可由图8(b)看出, x 方向的径向位移在出现瞬时的小波动后, 几乎不受影响。

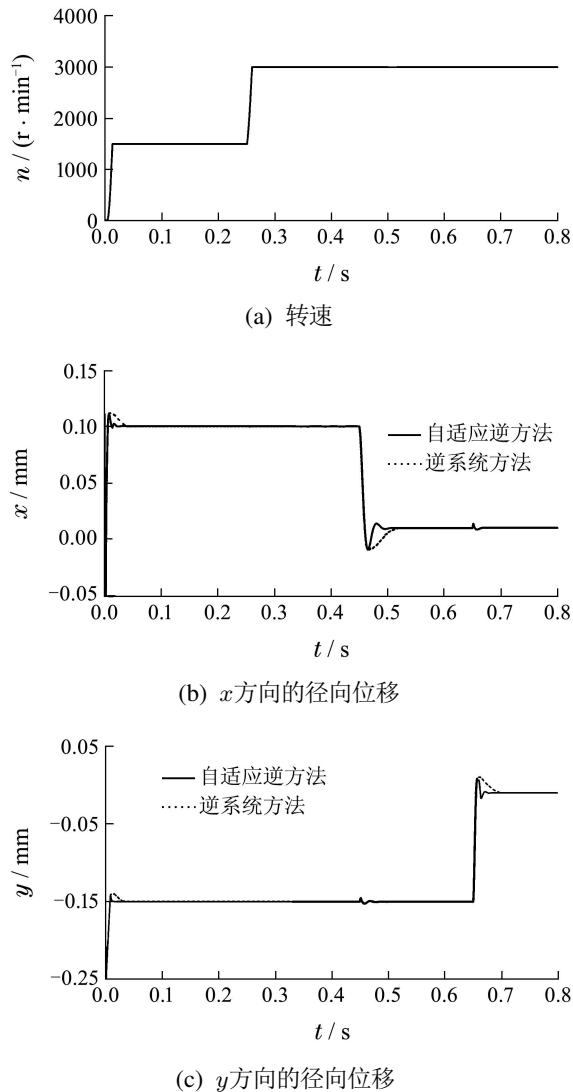


图8 转速突变与径向位移突变时的悬浮绕组控制结果
Fig. 8 The control results of levitation windings when the speed and the radial displacement change

仿真结果表明两种控制方法都能快速达到给定状态, 具有良好的跟踪性能, 并且能够实现无轴承异步电机的转速与径向悬浮力的解耦, 同时使悬浮系统的两径向悬浮力之间也实现了动态解耦, 具有良好的抗干扰能力。但基于非线性自适应滤波器的自适应逆方法比逆系统方法超调量小, 调节时间短。

4 结论(Conclusions)

针对传统控制方法依靠转矩系统传递磁链信息的问题, 本文设计了基于非线性自适应滤波器的无

轴承异步电机自适应逆悬浮控制系统, 系统中悬浮系统不需要转矩系统传递气隙磁链, 而且逆模型的构建不依赖于系统的精确数学模型, 易于实现。与在线建模相比, 非线性自适应滤波器离线训练速度较快。仿真结果表明该控制系统实现了无轴承异步电机的动态解耦, 完成了悬浮系统的两径向悬浮力之间的动态解耦, 系统具有较好的跟随性能, 实现了无轴承异步电机转子的稳定悬浮。

参考文献(References):

- [1] HIROMI T, KATOU T, CHIBA A, et al. A novel magnetic suspension-force compensation in bearingless induction-motor drive with squirrel-cage rotor [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2007, 43(1): 66 – 76.
- [2] KOBAYASHI S, OOSHIMA M, UDDIN M N. A radial position control of bearingless motor based on d - q -axis current control [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2013, 49(4): 1827 – 1835.
- [3] LEI Meizhen, QIU Jianqi, LIN Ruiguang. Levitation mechanism and air-gap-flux orientated control of the induction-type bearingless motor [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2005, 32(7): 35 – 40.
(雷美珍, 邱建琪, 林瑞光. 无轴承异步电机的悬浮机理及其气隙磁场定向控制 [J]. *电机与控制应用*, 2005, 32(7): 35 – 40.)
- [4] DENG Zhiqian, ZHANG Hongquan, WANG Xiaolin, et al. The nonlinear decoupling control of the bearingless induction motors based on the airgap flux orientation [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2002, 17(6): 19 – 24.
(邓智泉, 张宏荃, 王晓琳, 等. 基于气隙磁场定向的无轴承异步电机非线性解耦控制 [J]. *电工技术学报*, 2002, 17(6): 19 – 24.)
- [5] DENG Zhiqian, WANG Xiaolin, ZHANG Hongquan, et al. The nonlinear control of bearingless induction motors based on the motor rotor flux orientation [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2003, 23(3): 89 – 92.
(邓智泉, 王晓琳, 张宏荃, 等. 无轴承异步电机的转子磁场定向控制 [J]. *中国电机工程学报*, 2003, 23(3): 89 – 92.)
- [6] BU W S, LU C X, ZU C L, et al. Research on dynamic decoupling control method of three-phase bearingless induction motor [J]. *International Journal of Control and Automation*, 2014, 7(5): 77 – 86.
- [7] ZHU H Q, ZHOU Y, LI T B, et al. Decoupling control of 5 degrees of freedom bearingless induction motors using α -th order inverse system [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2007, 33(3): 273 – 278.
- [8] WANG Zhengqi, LIU Xianxing. Nonlinear internal model control for bearingless induction motor based on neural network inversion [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2013, 39(4): 433 – 439.
(王正齐, 刘贤兴. 基于神经网络逆系统的无轴承异步电机非线性内模控制 [J]. *自动化学报*, 2013, 39(4): 433 – 439.)
- [9] SUN Xiaodong, ZHU Huangqiu, ZHANG Tao, et al. Dynamic decoupling control for radial position of bearingless induction motor [J]. *Control Engineering of China*, 2010, 17(2): 224 – 227.
(孙晓东, 朱愧秋, 张涛, 等. 无轴承异步电机径向位置的动态解耦控制 [J]. *控制工程*, 2010, 17(2): 224 – 227.)
- [10] WIDROW B, WALACH E. *Adaptive Inverse Control* [M]. New Jersey: Prentice Hall PTR, 1996.
- [11] LIU Fucai, GAO Xue, WU Shichang. Research on adaptive inverse control and its future developments [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2008, 29(12): 2683 – 2688.
(刘福才, 高雪, 吴士昌. 自适应逆控制研究及其未来发展 [J]. *仪器仪表学报*, 2008, 29(12): 2683 – 2688.)

- [12] QU Yongyin, BAI Jing, ZHOU Zhenxiong, et al. Adaptive inverse control variable frequency speed regulation of asynchronous motor [J]. *Control and Decision*, 2007, 22(7): 821 – 824.
(曲永印, 白晶, 周振雄, 等. 自适应逆控制的异步电机变频调速系统研究 [J]. 控制与决策, 2007, 22(7): 821 – 824.)
- [13] WU S, CETINKUNT S. Model reference adaptive inverse control of a single link flexible robot [J]. *Computers & Structures*, 1993, 47(2): 213 – 223.
- [14] SHAFIQ M. Internal model control structure using adaptive inverse control strategy [J]. *ISA Transactions*, 2005, 44(3): 353 – 362.
- [15] GENG Jie, CHEN Zhen, LIU Xiangdong, et al. Adaptive inverse control of permanent magnet synchronous motor [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2011, 26(6): 51 – 55.
(耿洁, 陈振, 刘向东, 等. 永磁同步电机的自适应逆控制 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 51 – 55.)
- [16] DENG Zhiquan, WANG Xiaolin, LI Bing, et al. Study on independent control of the levitation subsystem of bearingless induction motors [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2003, 23(9): 107 – 111.
(邓智泉, 王晓琳, 李冰, 等. 无轴承异步电机悬浮子系统独立控制的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(9): 107 – 111.)
- [17] BU Wenshao, ZU Conglin, LU Chunxiao. Decoupling control strategy of bearingless induction motor under the conditions of considering current dynamic characteristics [J]. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(11): 1561 – 1567.
(卜文绍, 祖从林, 路春晓. 考虑电流动态的无轴承异步电机解耦控制策略 [J]. 控制理论与应用, 2014, 31(11): 1561 – 1567.)
- [18] GAO Ying, XIE Shengli. A variable step size LMS adaptive filtering algorithm and its analysis [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2001, 29(8): 1094 – 1097.
(高鹰, 谢胜利. 一种变步长LMS自适应滤波算法及分析 [J]. 电子学报, 2001, 29(8): 1094 – 1097.)
- [19] ZHANG Jingjing, ZHOU Feifei, XU Shuai. Improved variable step size LMS improved algorithm [J]. *Modern Electronics Technique*, 2014, 37(1): 11 – 13.
(张晶晶, 周菲菲, 许帅. 改进的变步长LMS改进算法 [J]. 现代电子技术, 2014, 37(1): 11 – 13.)
- [20] ZHAO Hongfei, MA Hongzhong, CHEN Kai, et al. Study on algorithm for active noise control in substation [J]. *Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy*, 2014, 33(10): 70 – 74.
(赵宏飞, 马宏忠, 陈楷, 等. 用于变电站噪声有源控制的一种算法研究 [J]. 电工电能新技术, 2014, 33(10): 70 – 74.)

作者简介:

孙宇新 (1968-), 女, 副教授, 硕士研究生导师, 从事电机及控制研究, E-mail: syx4461@ujs.edu.cn;

杨玉伟 (1990-), 男, 硕士研究生, 从事无轴承异步电机自适应逆解耦控制研究, E-mail: 524991123@qq.com.