第 31 卷第 11 期
2014 年 11 月

控 制 理 论 与 应 用
Control Theory & Applications

Vol. 31 No. 11
Nov. 2014

DOI: 10.7641/CTA.2014.30930

考虑电流动态的无轴承异步电机解耦控制策略

卜文绍†, 祖从林, 路春晓

(河南科技大学 信息工程学院, 河南 洛阳, 471023)

摘要: 目前的无轴承异步电机解耦控制策略没有考虑定子电流动态影响, 限制了其控制性能的提高. 为此, 本文首先分析了电机的数学模型, 在考虑转矩系统定子电流动态的前提下, 建立了无轴承异步电机的状态方程; 在系统可逆性分析的基础上, 解析推导出了无轴承异步电机的逆系统动态数学模型; 基于逆系统方法, 研究了转速、转子磁链和两个径向位移分量之间的动态解耦控制策略. 仿真研究结果表明: 控制系统具有优良的动态解耦性能和较强的抗负载挠动能力. 所提出的解耦控制策略是有效的、可行的, 并可在一定程度上简化控制系统结构.

关键词: 异步电机; 无轴承转子; 解耦控制; 定子电流动态; 转子磁链定向控制; 逆系统建模

中图分类号: TM341 **文献标识码**: A

Decoupling control strategy of bearingless induction motor under the conditions of considering current dynamic characteristics

BU Wen-shao†, ZU Cong-lin, LU Chun-xiao

(College of Information Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang Henan 471023, China)

Abstract: For the influence of stator current dynamics not being considered in the existing decoupling control strategy, the improvement of control performance of bearingless induction motor has been limited. To solve the problem, the dynamic model of bearingless induction motor is analyzed firstly. Then, under the conditions of taking the stator current's dynamic characteristics of torque system into account, the state equations of bearingless induction motor has been established. Under the foundation of reversibility analysis, the inverse model of bearingless induction motor has been derived; based on the inverse system method, the dynamic decoupling control strategy between motor speed, rotor flux linkage of torque system, and two radial displacement components of suspension system, has been researched. Simulation results have shown that the control system of bearingless induction motor not only owns higher dynamic decoupling control performance, but also owns stronger anti-interference ability. The presented decoupling control strategy is effective and feasible; adopting the proposed control strategy, the control system of bearingless induction motor can be simplified to some extent.

Key words: induction motors; bearingless rotors; decoupling control; stator current dynamic characteristics; rotor flux orientation control; inverse modeling

1 引言(Introduction)

无轴承电机是一种集旋转驱动与转轴自悬浮功能于一体的新型电机[1–6]. 在无轴承电机的定子槽中嵌放有两套定子绕组, 即: 转矩绕组(磁极对数为p_1, 电流角频率ω_1)和悬浮绕组(磁极对数为p_2, 电流角频率ω_2); 当两套绕组的磁极对数、电流角频率满足"$p_2 = p_1 \pm 1, \omega_1 = \omega_2$"条件时, 即可产生稳定可控的径向电磁悬浮力, 用以实现转子的径向悬浮控制[7]. 无轴承控制技术可用于各种交流电机, 但在诸多机型中, 无轴承异步电机不仅具有无需润滑、无摩擦、无机械噪声等优点, 而且结构健壮, 因而具有广阔的应用前景.

无轴承异步电机中存在复杂的电磁耦合[8–9]. 关于无轴承电机的控制研究, 国内外已有不少研究成果, 但要实现无轴承异步电机的高性能控制, 必须实现其各个变量之间的动态解耦. 逆系统方法是近年来针对复杂非线性强耦合系统提出的一种直接反馈线性化方法. 关于无轴承异步电机的逆系统解耦控制, 国内外已有研究报导. 但是, 为了简化无轴承异步电机的原系统模型, 在现有的逆系统解耦控制研究中, 多以转矩绕组的定子电流为控制输入量, 而忽略了其动态特性的影响[10–12], 从而在一定程度上限制了电机动态解耦控制性能的提高. 在不考虑定子电流动态的逆解耦控制系统中, 为抑制d, q轴转矩绕组电流分量之间

收稿日期: 2013−09−03; 录用日期: 2014−05−16.
†通信作者. E-mail: wsbu@163.com; Tel.: +86 379-64231910.
基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51277053); 河南省国际科技合作项目(114300510029); 河南省教育厅自然基金资助项目(2010B510011).

的交叉耦合, 需要在原系统中进行电流的闭环反馈调节; 而且逆系统模型中存在负载转矩变量, 需要设计相关算法对负载转矩变量进行在线辨识, 从而导致了逆系统实现的复杂性.

本文以带两极悬浮绕组的四极无轴承异步电机为控制对象, 提出了一种新颖的逆系统动态解耦控制策略. 在转矩系统转子磁链定向的基础上, 以转矩绕组电压为控制量, 把转矩绕组定子电流的动态环节引入无轴承异步电机的状态方程; 在此基础上, 利用逆系统方法将无轴承异步电机解耦成4个二阶线性积分子系统, 实现了无轴承异步电机的高性能动态解耦控制. 基于所提解耦控制策略, 不但可以省去原系统中的电流闭环调节环节, 还可以省去逆系统中的负载转矩变量在线辨识环节, 从而可在一定程度上简化无轴承异步电机解耦控制系统的结构.

2 无轴承异步电机的数学模型(Mathematical model of bearingless induction motor)

2.1 四极转矩系统的数学模型(Mathematical model of four-pole torque system)

在无轴承异步电机正常运行中, 转子偏心率很小, 故可忽略悬浮控制磁场对转矩绕组的影响[6]. 考虑到电机内部定子"电流的动态特性"、转子磁场定向的约束条件"$\psi_{\rm r1q}=\dot{\psi}_{\rm r1q}=0, \psi_{\rm r1}=\psi_{\rm r1d}$"等, 可得转矩系统的动态微分方程[6–7],如式(1)所示:

$$\begin{cases} \dfrac{{\rm d}i_{\rm s1d}}{{\rm d}t}=-\dfrac{R_{\rm s1}L_{\rm r1}^2+R_{\rm r1}L_{\rm m1}^2}{\sigma L_{\rm s1}L_{\rm r1}^2}i_{\rm s1d}+\omega_1 i_{\rm s1q}+ \\ \qquad \dfrac{L_{\rm m1}}{\sigma L_{\rm s1}L_{\rm r1}T_{\rm r1}}\psi_{\rm r1}+\dfrac{1}{\sigma L_{\rm s1}}u_{\rm s1d}, \\ \dfrac{{\rm d}i_{\rm s1q}}{{\rm d}t}=-\dfrac{R_{\rm s1}L_{\rm r1}^2+R_{\rm r1}L_{\rm m1}^2}{\sigma L_{\rm s1}L_{\rm r1}^2}i_{\rm s1q}-\omega_1 i_{\rm s1d}- \\ \qquad \dfrac{L_{\rm m1}}{\sigma L_{\rm s1}L_{\rm r1}}\omega\psi_{\rm r1}+\dfrac{1}{\sigma L_{\rm s1}}u_{\rm s1q}, \\ \dfrac{{\rm d}\psi_{\rm r1}}{{\rm d}t}=-\dfrac{1}{T_{\rm r1}}\psi_{\rm r1}+\dfrac{L_{\rm m1}}{T_{\rm r1}}i_{\rm s1d}, \\ \dfrac{{\rm d}\omega}{{\rm d}t}=\dfrac{p_1^2L_{\rm m1}}{JL_{\rm r1}}\psi_{\rm r1}i_{\rm s1q}-\dfrac{p_1}{J}T_{\rm L}, \end{cases} \tag{1}$$

同时, 电机的同步角速度可表示为

$$\omega_1=\omega+\frac{L_{\rm m1}i_{\rm s1q}}{T_{\rm r}\psi_{\rm r1}}, \tag{2}$$

在式(1)–(2)中: $i_{\rm s1d}, i_{\rm s1q}$为转矩绕组定子电流的d, q轴分量; $\psi_{\rm r1}$为转矩系统的转子磁链; ω为转子旋转角频率; ω_1是同步角速度; $L_{\rm m1}$为dq坐标系中等效两相转矩系统的互感; $L_{\rm s1}$为dq坐标系中的等效两相转矩绕组的自感, $L_{\rm s1}=L_{\rm m1}+L_{\rm s1l}$; $L_{\rm r1}$为dq坐标系中的等效两相转子绕组的自感, $L_{\rm r1}=L_{\rm m1}+L_{\rm r1l}$; $L_{\rm s1l}$, $L_{\rm r1l}$分别为转矩系统在dq坐标系中的定、转子漏感; $T_{\rm L}$为负载转矩; $T_{\rm r1}$为转子时间常数; p_1为转矩绕组的磁极对数.

为便于磁悬浮力的解耦控制, 在dq转子磁场定向坐标系下, 可以通过电机气隙磁链和转子磁链之间的关系, 得出转矩系统的气隙磁链信息

$$\begin{cases} \psi_{\rm 1d}=\dfrac{L_{\rm m1}}{L_{\rm r}}(\psi_{\rm r1}+L_{\rm r1l}i_{\rm s1d}), \\ \psi_{\rm 1q}=\dfrac{L_{\rm m1}}{L_{\rm r}}L_{\rm r1l}i_{\rm s1q}, \end{cases} \tag{3}$$

式中$\psi_{\rm 1d}, \psi_{\rm 1q}$分别为转子磁场定向$dq$坐标系下转矩系统气隙磁链的$d, q$轴分量.

2.2 两极磁悬浮系统的数学模型(Mathematical model of two-pole suspension system)

在转矩系统转子磁场定向坐标系下, 无轴承异步电机的可控径向磁悬浮力模型为

$$\begin{cases} F_{\alpha}=K_{\rm m}(i_{\rm s2d}\psi_{\rm 1d}+i_{\rm s2q}\psi_{\rm 1q}), \\ F_{\beta}=K_{\rm m}(i_{\rm s2d}\psi_{\rm 1q}-i_{\rm s2q}\psi_{\rm 1d}), \end{cases} \tag{4}$$

其中$K_{\rm m}$是由电机结构决定的磁悬浮力系数. $K_{\rm m}$的数学表达式为[7]

$$K_{\rm m}=\frac{\pi L_{\rm m2}}{4\mu_0 lrN_1N_2}, \tag{5}$$

式(4)–(5)中: F_{α}, F_{β}为沿静止α, β坐标轴方向的可控磁悬浮力分量; $i_{\rm s2d}, i_{\rm s2q}$分别为两极悬浮绕组的d, q轴控制电流分量; μ_0为气隙磁导率; l为电机定子铁心长度; r为定子内径; $L_{\rm m2}$为三相对称悬浮绕组的单相激磁电感; N_1, N_2分别为三相四极整矩集中转矩绕组、三相二极整矩集中悬浮绕组的每相有效串联匝数.

根据动力学原理, 可得转子径向悬浮运动方程为

$$\begin{cases} m\ddot{\alpha}=F_{\alpha}-f_{\alpha}, \\ m\ddot{\beta}=F_{\beta}-f_{\beta}, \end{cases} \tag{6}$$

式(6)中: m为转子的质量; $f_{\rm x}, f_{\rm y}$是在转子偏心时因气隙磁场分布不平衡而产生的单边电磁拉力. $f_{\rm x}, f_{\rm y}$的表达式可写为以下形式:

$$f_{\alpha}=k_{\rm s}\alpha,\ f_{\beta}=k_{\rm s}\beta, \tag{7}$$

式中$k_{\rm s}$为径向位移刚度系数, 其表达式为

$$k_{\rm s}=\frac{k\pi rlB^2}{2\mu_0\delta_0},$$

其中: δ_0为电机平均气隙长度; B为转矩系统的气隙磁通密度幅值; k为衰减系数[13], 对于一般的无轴承异步电机, 可取$k\approx 0.3$.

3 考虑电流动态的逆系统解耦控制策略(Decoupling control strategy when considering current dynamic characteristics)

3.1 无轴承异步电机的状态方程(State equations of bearingless induction motor)

考虑四极转矩绕组的定子电流动态, 选取系统的输入变量为

$$u=(u_1,u_2,u_3,u_4)^{\mathrm T}=(u_{\mathrm{s1d}},u_{\mathrm{s1q}},i_{\mathrm{s2d}},i_{\mathrm{s2q}})^{\mathrm T},\quad(8)$$

状态变量:

$$\begin{aligned}x=(x_1,x_2,x_3,x_4,x_5,x_6,x_7,x_8)^{\mathrm T}=\\(\alpha,\beta,\dot\alpha,\dot\beta,i_{\mathrm{s1d}},i_{\mathrm{s1q}},\psi_{\mathrm{r1}},\omega)^{\mathrm T},\end{aligned}\quad(9)$$

输出变量:

$$y=(y_1,y_2,y_3,y_4)^{\mathrm T}=(\alpha,\beta,\psi_{\mathrm{r1}},\omega)^{\mathrm T}.\quad(10)$$

把式(8)–(10)代入式(1)–(6), 可得系统的八阶状态方程如下:

$$\begin{cases}\dot x_1=x_3,\\ \dot x_2=x_4,\\ \dot x_3=\dfrac{K_{\mathrm m}}{m}\cdot\dfrac{L_{\mathrm{m1}}}{L_{\mathrm{r1}}}[(x_7+L_{\mathrm{r1l}}x_5)u_3+\\ \qquad L_{\mathrm{r1l}}x_6u_4]-\dfrac{f_{\mathrm x}}{m},\\ \dot x_4=\dfrac{K_{\mathrm m}}{m}\cdot\dfrac{L_{\mathrm{m1}}}{L_{\mathrm{r1}}}[L_{\mathrm{r1l}}x_6u_3-(x_7+\\ \qquad L_{\mathrm{r1l}}x_5)u_4]-\dfrac{f_{\mathrm y}}{m},\\ \dot x_5=-(\gamma-\delta)x_5+(x_8+\dfrac{L_{\mathrm{m1}}\delta x_6}{x_7})x_6+\\ \qquad \xi\delta\eta x_7+\xi u_1,\\ \dot x_6=-(\gamma-\delta)x_6-(x_8+\dfrac{L_{\mathrm{m1}}\delta x_6}{x_7})x_5-\\ \qquad \xi\eta x_7x_8+\xi u_2,\\ \dot x_7=L_{\mathrm{m1}}\delta x_5-\delta x_7,\\ \dot x_8=\mu x_6x_7-\dfrac{p_1}{J}T_{\mathrm L},\end{cases}\quad(11)$$

其中:

$$\gamma=\frac{R_{\mathrm{s1}}}{\sigma L_{\mathrm{s1}}}+\frac{R_{\mathrm{r1}}}{\sigma L_{\mathrm{r1}}},\ \sigma=1-\frac{L_{\mathrm{m1}}^2}{L_{\mathrm{s1}}L_{\mathrm{r1}}},\ \delta=\frac{R_{\mathrm{r1}}}{L_{\mathrm{r1}}},$$
$$\xi=\frac{1}{\sigma L_{\mathrm{s1}}},\ \mu=\frac{p_1^2L_{\mathrm{m1}}}{JL_{\mathrm{r1}}},\ \eta=\frac{L_{\mathrm{m1}}}{L_{\mathrm{r1}}}.$$

3.2 可逆性分析(Reversibility analysis)

采用Interactor算法, 逐次对各输出变量求导, 直到显含输入变量为止. 具体过程为

$$\begin{cases}\dot y_1=x_3,\\ \ddot y_1=\dfrac{K_{\mathrm m}L_{\mathrm{m1}}}{mL_{\mathrm{r1}}}[(x_7+L_{\mathrm{r1l}}x_5)u_3+L_{\mathrm{r1l}}x_6u_4]-\dfrac{1}{m}f_{\mathrm x},\end{cases}\quad(12)$$

$$\begin{cases}\dot y_2=x_4,\\ \ddot y_2=\dfrac{K_{\mathrm m}L_{\mathrm{m1}}}{mL_{\mathrm{r1}}}[L_{\mathrm{r1l}}x_6u_3-(x_7+L_{\mathrm{r1l}}x_5)u_4]-\dfrac{1}{m}f_{\mathrm y},\end{cases}\quad(13)$$

$$\begin{cases}\dot y_3=L_{\mathrm{m1}}\delta x_5-\delta x_7,\\ \ddot y_3=L_{\mathrm{m1}}\delta[-(\gamma-\delta)x_5+(x_8+\dfrac{L_{\mathrm{m1}}\delta x_6}{x_7})x_6+\\ \qquad \xi\delta\eta x_7+\xi u_1]-\delta^2(L_{\mathrm{m1}}x_5-x_7),\end{cases}\quad(14)$$

$$\begin{cases}\dot y_4=\mu x_6x_7-\dfrac{p_1}{J}T_{\mathrm L},\\ \ddot y_4=\mu x_7[-(\gamma-\delta)x_6-(x_8+\dfrac{L_{\mathrm{m1}}\delta x_6}{x_7})x_5-\\ \qquad \xi\eta x_7x_8+\xi u_2]+\mu\delta x_6(L_{\mathrm{m1}}x_5-x_7).\end{cases}\quad(15)$$

令

$$Y=(\ddot y_1,\ddot y_2,\ddot y_3,\ddot y_4)^{\mathrm T}.\quad(16)$$

根据所选状态变量, 式(3)变为

$$\begin{cases}\psi_{\mathrm{1d}}=\dfrac{L_{\mathrm{m1}}}{L_{\mathrm{r1}}}(x_7+L_{\mathrm{r1l}}x_5),\\ \psi_{\mathrm{1q}}=\dfrac{L_{\mathrm{m1}}}{L_{\mathrm{r1}}}L_{\mathrm{r1l}}x_6,\end{cases}\quad(17)$$

根据式(12)–(16), 可得式(16)对输入变量的Jacobi矩阵为

$$A=\frac{\partial Y}{\partial u}=\begin{bmatrix}0&0&\dfrac{K_{\mathrm m}}{m}\psi_{\mathrm{1d}}&\dfrac{K_{\mathrm m}}{m}\psi_{\mathrm{1q}}\\ 0&0&\dfrac{K_{\mathrm m}}{m}\psi_{\mathrm{1q}}&\dfrac{K_{\mathrm m}}{m}\psi_{\mathrm{1d}}\\ \delta\xi L_{\mathrm{m1}}&0&0&0\\ 0&\mu\xi x_7&0&0\end{bmatrix}.\quad(18)$$

系统正常运行中, d轴的转子磁链、气隙磁链值都不为0. 因此$\det(A)\neq0$, $\mathrm{rank}(A)=4$, 雅克比矩阵是满秩的. 系统的相对阶为: $\alpha=(\alpha_1,\alpha_2,\alpha_3,\alpha_4)=(2,2,2,2)$. 且有$\sum\alpha_i=8=n$. 因此, 由式(11)所描述的系统是可逆的.

3.3 无轴承异步电机的逆系统模型(Inverse system mathematical model of bearingless induction motor)

令逆系统的输入量为

$$\nu=(\nu_1,\nu_2,\nu_3,\nu_4)^{\mathrm T}=(\ddot y_1,\ddot y_2,\ddot y_3,\ddot y_4)^{\mathrm T},\quad(19)$$

将式(11)–(15)代入式(19), 整理可得

$$\begin{cases} u_1 = \dfrac{1}{\xi}[\dfrac{1}{\delta L_{\mathrm{m1}}}v_3 + \gamma x_5 - \delta(\xi\eta + \dfrac{1}{L_{\mathrm{m1}}})x_7 - \\ \quad (x_8 + \dfrac{L_{\mathrm{m1}}\delta x_6}{x_7})x_6], \\ u_2 = \dfrac{1}{\xi}[\dfrac{1}{\mu x_7}v_4 + \gamma x_6 + x_5x_8 + \xi\eta x_7x_8], \\ u_3 = \dfrac{L_{\mathrm{r1}}}{L_{\mathrm{m1}}K_{\mathrm{m}}[(x_7 + L_{\mathrm{r11}}x_5)^2 + (L_{\mathrm{r11}}x_6)^2]} \times \\ \quad [(x_7 + L_{\mathrm{r11}}x_5)(m\nu_1 + f_{\mathrm{x}}) + L_{\mathrm{r11}}x_6 \cdot \\ \quad (m\nu_2 + f_{\mathrm{y}})], \\ u_4 = \dfrac{L_{\mathrm{r1}}}{L_{\mathrm{m1}}K_{\mathrm{m}}[(x_7 + L_{\mathrm{r11}}x_5)^2 + (L_{\mathrm{r11}}x_6)^2]} \times \\ \quad [L_{\mathrm{r11}}x_6 \cdot (m\nu_1 + f_{\mathrm{x}}) - \\ \quad (x_7 + L_{\mathrm{r11}}x_5)(m\nu_2 + f_{\mathrm{y}})], \end{cases} \tag{20}$$

式(20)即为考虑电流动态影响后的无轴承异步电机逆系统数学模型. 与现有文献给出的不考虑电流动态的逆系统模型相比, 主要区别在于: 该逆系统模型中不再含有负载转矩变量T_{L}.

4 解耦控制系统的综合(Decoupling control system integration)

将式(20)中的逆系统模型串联在无轴承异步电机的原系统模型之前, 则无轴承异步电机系统即被补偿解耦为4个线性二阶积分子系统. 但考虑到实际应用中电机参数的变化和其他各种因素的影响, 各子系统并非理想线性系统, 需要为各(伪)线性子系统设计附加闭环控制器, 来实现系统的高性能控制.

经逆系统解耦得到的4个子系统, 均为传递函数“$G(s) = 1/s^2$”的线性对象, 选用超前滞后调节器即可获得良好的控制效果. 一般超前滞后补偿器的传递函数可写为

$$G_{\mathrm{c}}(s) = \frac{K(\tau_1 s + 1)}{(\tau_2 s + 1)},$$

则各解耦子系统的开环传递函数为

$$G_{\mathrm{ol}}(s) = \frac{K(\tau_1 s + 1)}{s^2(\tau_2 s + 1)}.$$

系统的开环对数幅频特性为

$$L(\omega) = 20\lg K + 20\lg\sqrt{1 + \omega^2\tau_1^2} - 20\lg\sqrt{1 + \omega^2\tau_2^2} + 40\lg\omega,$$

相频特性为

$$\angle G(\mathrm{j}\omega) = \arctan\tau_1\omega - \arctan\tau_2\omega - 180,$$

相角裕度为

$$\gamma_{\mathrm{m}} = \arctan\tau_1\omega_{\mathrm{c}} - \arctan\tau_2\omega_{\mathrm{c}}.$$

若取转速子系统的补偿器滞后时间常数为$\tau_2 = 0.005$ s, 系统的开环截止频率$\omega_{\mathrm{c}} = 30$ rad/s, 相角裕度$\gamma_{\mathrm{m}} = 1$ rad, 补偿器增益设置为$K = 650$. 可解得该补偿器的超前时间常数为$\tau_2 = 0.0743$ s, 则转速子系统的开环传递函数为

$$G_{\mathrm{ol}}(s) = \frac{9659(s + 13.46)}{s^2(s + 200)},$$

闭环传递函数为

$$G_{\mathrm{ol}}(s) = \frac{9659(s + 13.46)}{s^3 + 200s^2 + 9659s + 2280}.$$

其他子系统闭环控制器的设计方法类似.

图1所示为解耦控制系统原理结构图. 与不考虑定子电流动态的解耦控制系统相比, 采用本文提出的解耦控制策略, 可使控制系统在整体结构上得以简化.

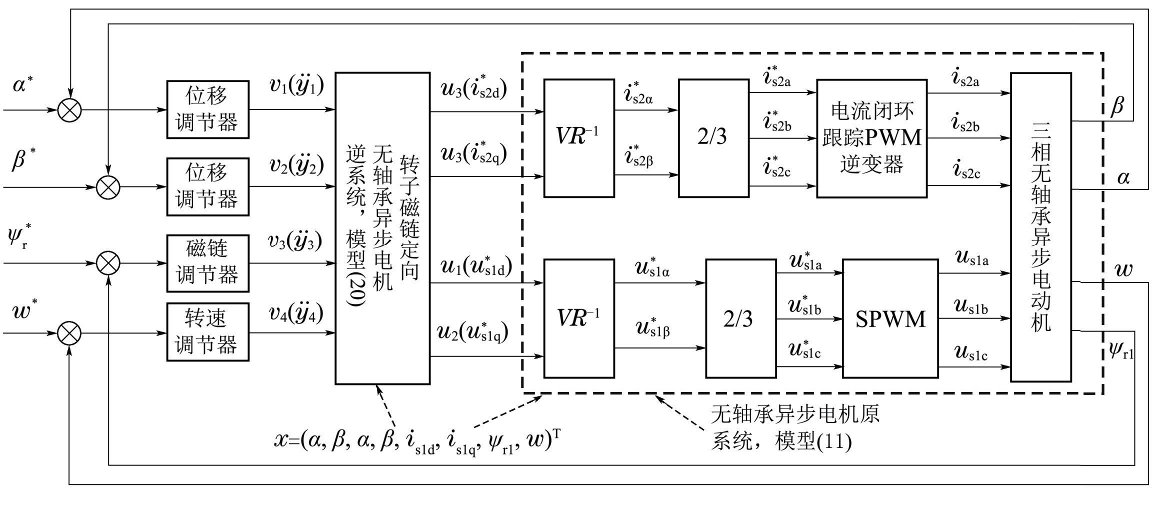

图 1 考虑电流动态的无轴承异步电机解耦控制系统原理图

Fig. 1 Decoupling control system of bearingless induction motor when considering current dynamic characteristics

1) 在不考虑定子电流动态的解耦控制系统中, 原系统以$i_{\rm s1d}$和$i_{\rm s1q}$为控制输入量, 需要设计电流闭环调节器才能有效抑制其间的交叉耦合; 而在考虑电流动态的逆解耦控制系统中, 原系统以$u_{\rm s1d}$和$u_{\rm s1q}$为输入控制量, 两定子电流分量的动态特性已在原系统和逆系统模型中给予考虑, 其间的耦合关系可通过逆系统法给予解除, 从而原系统中的电流闭环已无必要.

2) 不考虑电流动态的无轴承异步电机逆系统模型中存在负载转矩变量; 而考虑电流动态的逆系统模型中, 不存在负载转矩变量, 从而可省掉负载转矩变量的在线辨识环节.

5 系统仿真研究(Simulation research of control system)

为验证本文提出的解耦控制策略的有效性, 以二极悬浮控制的四极无轴承异步电机为对象, 按图1的控制系统结构, 利用MATLAB/Simulink进行了系统仿真研究. 无轴承异步电机原理样机参数: $r=62$ mm, $l=0.82$ mm, $\delta_0=0.6$ mm; 辅助轴承间隙$\delta_1=0.2$ mm; 四极转矩系统: $P=2.0$ kW, $R_{\rm s}=1.6\ \Omega$, $R_{\rm r}=1.423\ \Omega$, $L_{\rm s1l}=0.0043$ H, $L_{\rm r1l}=0.0043$ H, $L_{\rm m1}=0.0859$ H, $J=0.024\ {\rm kg\cdot m^2}$; 二极磁悬浮系统: $R_{\rm s2}=2.7\,\Omega$, $L_{\rm s1l}=0.00398$ H, $L_{\rm r1l}=0.00398$ H, $L_{\rm m2}=0.230$ H.

设置系统的仿真条件: 1) 初始径向位移$\alpha_0=-0.12$ mm, $\beta_0=-0.16$ mm. 2) 系统的初始给定信号分别为: $\omega^*=1500$ r/min, $\psi_{\rm r1}^*=0.9$ Wb; $\alpha^*=\beta^*=0.0$ mm; 系统空载起动. 3) 为验证系统的解耦控制效果, 在仿真过程中使转速、转子磁链、两个径向位移分量等几个给定信号在不同时刻发生“突变”.

如图2–5所示为系统仿真响应曲线, 图中的实线给出了考虑电流动态时的系统响应; 为便于对比分析, 图中还以点线形式给出了不考虑定子电流动态时的系统响应.

由图2–5中的实线可看出:

1) 空载起动时, 电机的转速在0.15 s内能迅速达到给定值, 超调量在5%以内; 转子磁链在0.1 s内达到稳定状态; 转子能够稳定起浮, 两径向位移分量在0.15 s内达到稳定值, 超调都在0.015 mm以内; 系统具有起动响应快、超调量小的优点.

2) 当转子磁链、转速、α, β等4个变量中的任何一个发生变化时, 其余的被控量几乎未受影响, 表明转速、转子磁链和两径向位移分量之间实现了可靠的解耦控制.

3) 当负载扭矩发生突变时, 转速和磁链所受的影响极小, 并能最终很快恢复稳定值; 两个径向位移分量基本未受影响. 仿真结果表明控制系统具有较强的抗负载挠动能力.

根据图2–5中的实线与点线对比: 考虑电流动态特性之后, 电机的动态解耦控制性能得到了明显提高. 具体表现在:

1) 在考虑电流动态时, 电机的转速、转子磁链可以更快地到达稳定状态, 而且转速、转子磁链的超调量相对减小.

2) 在转速突变时, 考虑电流动态后的转子磁链波动更小; 在负载突变时, 若不考虑电流动态, 转速有少量波动, 而考虑定子电流动态之后, 转速基本不受影响.

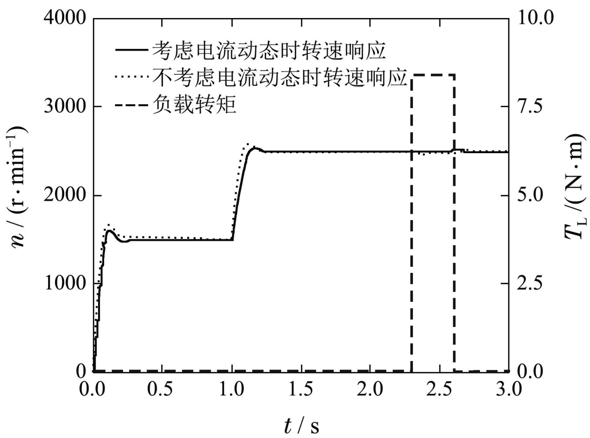

图 2 转速响应曲线

Fig. 2 Response curve of speed

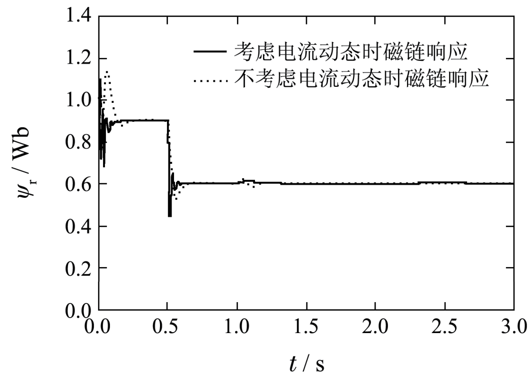

图 3 转子磁链响应曲线

Fig. 3 Response curve of rotor flux linkage

无轴承电机一般运行于较高转速, 但为了对低速时的解耦控制性能有所了解, 进行了低速仿真试验研究. 取系统的初始给定信号与前述相同; 同样, 为验证系统在低速段的解耦控制效果, 使转速、转子磁链、两个径向位移分量等几个给定信号在不同时刻发生突变. 图6–7所示为低速时的转速和磁链响应曲线, 而低速时两径向位移分量的响应曲线与

图4–5基本相同, 鉴于篇幅, 此处不再给出. 通过对“考虑”与“不考虑”电流动态两种情况的响应曲线对比可知: 考虑定子电流动态影响后, 低速时仍能保持各变量之间良好的解耦控制性能; 同等条件下, 与不考虑电流动态环节相比, 虽然低速时转速超调量方面优势不明显, 但仍具有较快的响应速度、相对更强的抗负载挠动能力.

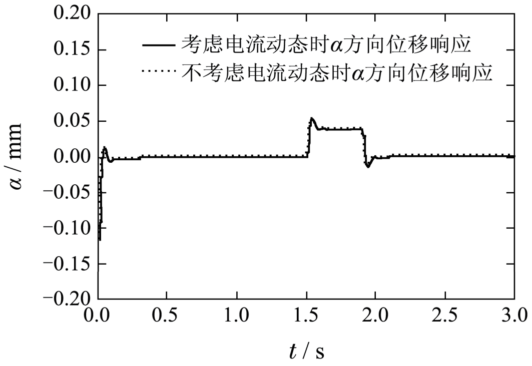

图 4 α方向径向位移响应曲线

Fig. 4 Response curve of α radial displacement

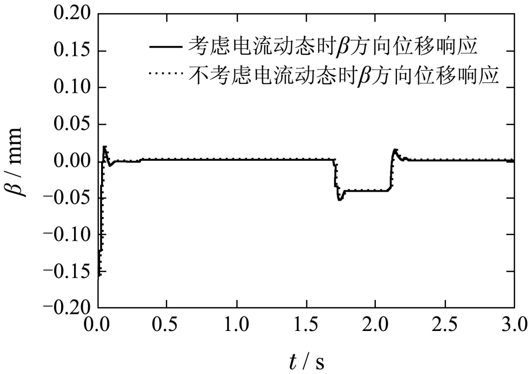

图 5 β方向径向位移响应曲线

Fig. 5 Response curve of β radial displacement

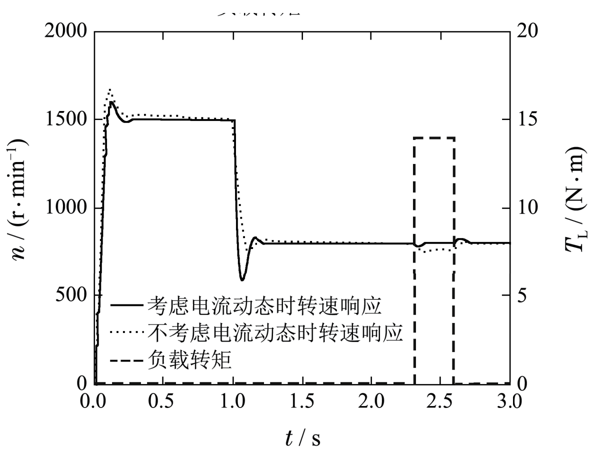

图 6 较低转速时的转速响应曲线

Fig. 6 Response curve of speed on lower speed

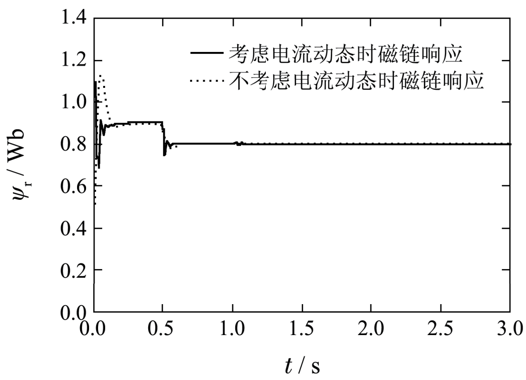

图 7 较低转速时的转子磁链响应曲线

Fig. 7 Response curve of rotor flux on lower speed

6 结论(Conclusions)

针对无轴承异步电机的多变量、非线性、强耦合性问题, 在考虑转矩绕组电流动态的条件下, 建立了无轴承异步电机及其逆系统的动态数学模型; 通过逆系统方法, 把无轴承异步电机系统解耦为转速、转子磁链和两径向位移分量等4个具有线性传递关系的二阶积分子系统, 并进行了子系统的闭环综合设计. 与不考虑定子电流动态的现有方法相比, 采用本文提出的解耦控制策略, 可省去“原系统”中的电流闭环调节环节, 以及“逆系统”中的负载转矩在线辨识环节, 从而在一定程度上简化了无轴承异步电机解耦控制系统的结构. 系统仿真结果证明: 考虑定子电流动态影响后, 不但能实现转速、转子磁链、两个径向位移分量之间的可靠解耦控制, 系统还具有更快速、更稳定的动态响应特性, 以及更强的抗负载挠动能力.

参考文献(References):

[1] ASAMA J, HAMASAKI Y, OIWA T, et al. Proposal and analysis of a novel single-drive bearingless motor [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(1): 129 – 138.

[2] CHIBA A, SANTISTEBAN J A. A PWM harmonics elimination method in simultaneous estimation of magnetic field and displacements in bearingless induction motors [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, 48(1): 124 – 131.

[3] VICTOR V F, QUINTAES F O , LOPES J S B , et al. Analysis and study of a bearingless AC motor type divided winding based on a conventional squirrel cage induction motor [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, 48(11): 3571 – 3574.

[4] 黄雷, 赵光宙, 年珩, 等. 永磁型无轴承电机悬浮系统的H_∞鲁棒控制 [J], 控制理论与应用, 2008, 25(4): 711 – 716.
(HUANG Lei, ZHAO Guangzhou, NIAN Heng, et al. H–infinity robust control of the suspension system for a bearingless motor of permanent magnet type [J]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(4): 711 – 716.)

[5] 王晓琳, 贺鹏. 无轴承扰动补偿悬浮系统的稳定性分析与验证 [J]. 控制理论与应用, 2012, 29(5): 665 – 672.
(WANG Xiaolin, HE Peng. Stability analysis and verification for

bearingless magnetic levitation system with disturbance rejection [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(5): 665 – 672.)

[6] 李炳楠, 黄进, 康敏, 等. 2−4型和4−2型多相永磁无轴承电机电感与悬浮力的对比分析 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(33): 106 – 114.
(LI Bingnan, HUANG Jin, KANG Min, et al. Analysis and comparison of inductance and suspension force for 2−4 type and 4−2 type multiphase permanent magnet bearingless motors [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2013, 33(33): 106 – 114.)

[7] 卜文绍, 王少杰. 三相无轴承异步电机的解耦控制系统 [J]. 电机与控制学报, 2011, 15(12): 32 – 37, 43.
(BU Wenshao, WANG Shaojie. Decoupling control system of three-phase bearingless induction motor [J]. *Electric Machines and Control*, 2011, 15(12): 32 – 37, 43.)

[8] 孙晓东, 朱熀秋, 杨泽斌, 等. 无轴承永磁同步电机最小二乘支持向量机非线性建模 [J]. 控制理论与应用, 2012, 29(4): 524 – 528.
(SUN Xiaodong, ZHU Huangqiu, YANG Zebin, et al. Nonlinear modeling of bearingless permanent magnet synchronous motors with least squares support vector machines [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(4): 524 – 528.)

[9] 王晓琳, 丁强. 基于速度信息观测的无轴承永磁同步电机悬浮解耦控制 [J]. 控制理论与应用, 2011, 28(12): 1803 – 1807.
(WANG Xiaolin, DING Qiang. Levitation decoupling control for permanent-magnet bearingless synchronous motors based on speed information observation [J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(12): 1803 – 1807.)

[10] 王正齐, 刘贤兴. 基于神经网络逆系统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.
(WANG Zhengqi, LIU Xianxing. Nonlinear internal model control for bearingless induction motor based on netual network inversion [J]. *Acta Automatic Sinica*, 2013, 39(4): 433 – 439.)

[11] 朱熀秋, 周阳, 李天博, 等. 五自由度无轴承异步电机α阶逆系统解耦控制 [J]. 自动化学报, 2007, 33(3): 273 – 278.
(ZHU Huangqiu, ZHOU Yang, LI Tianbo, et al. Decoupling control of 5 degrees of freedom bearingless induction motors using α–th order inverse system method [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2007, 33(3): 273 – 278.)

[12] 孙晓东, 朱熀秋. 基于神经网络逆系统理论无轴承异步电动机解耦控制 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(1): 43 – 49.
(SUN Xiaodong, ZHU Huangqiu. Decoupling control of bearingless induction motors based on neural network inverse system method [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2010, 25(1): 43 – 49.)

[13] 朱熀秋, 沈玉祥, 张腾超, 等. 无轴承异步电机数学模型与解耦控制 [J]. 电机与控制学报, 2007, 11(4): 321 – 325.
(ZHU Huangqiu, SHEN Yuxiang, ZHANG Tengchao, et al. Mathematics model and decoupling control for self-bearing induction motors [J]. *Electric Machines and Control*, 2007, 11(4): 321 – 325.)

作者简介:

卜文绍 (1969–), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为新型电机及其电气传动控制理论, E-mail: wsbu@163.com;

祖从林 (1989–), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为电机的非线性解耦控制, E-mail: 876590405@qq.com;

路春晓 (1989–), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为电机的驱动与控制技术, E-mail: luchunxiao1989@163.com.