

无轴承同步磁阻电机逆系统的解耦控制

张婷婷, 朱焜秋

(江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘要: 为了有效解决无轴承同步磁阻电机这一非线性、强耦合的多输入多输出系统的动态解耦问题, 提出了基于 α 阶逆系统理论的无轴承同步磁阻电机解耦控制策略. 本文在阐述了无轴承同步磁阻电机径向悬浮力产生机理的基础上, 推导出其数学模型, 采用 α 阶逆系统方法将原系统解耦并线性化为一个一阶线性积分子系统 and 两个二阶线性积分子系统, 并应用线性系统理论设计了闭环控制器. 最后采用MATLAB软件环境构建了仿真系统, 针对系统的阶跃响应、转子起浮、解耦性能等进行了仿真和分析. 仿真试验表明这种解耦控制策略能够实现无轴承同步磁阻电机电磁转矩与径向悬浮力之间的动态解耦, 并且系统具有良好的动、静态性能.

关键词: 无轴承电机; 同步磁阻电机; 逆系统; 解耦控制

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Decoupling control based on inverse system for bearingless synchronous reluctance motor

ZHANG Ting-ting, ZHU Huang-qiu

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

Abstract: A decoupling control approach based on α -th order inverse system method has been developed for a bearingless synchronous reluctance motor(BSRM), which is a nonlinear, strong-coupled, multiple-input and multiple-output system. The working principle of radial suspension forces for the BSRM is explained and the mathematical models are derived in detail. Using α -order inverse system method, the original system is decoupled into one first-order linear integral subsystem and two second-order linear integral subsystems. The linear system theory is applied to design the closed-loop controllers. Simulation and analysis have been carried out for investigating the step response, rotor suspending forces, decoupling control, etc. Results validate the dynamic decoupling control among the electromagnetic torque and two radial suspension forces with desirable dynamic and static performances.

Key words: bearingless motor; synchronous reluctance motor; inverse system; decoupling control

1 引言(Introduction)

无轴承电机是高速电机传动领域里的一项重大突破, 具有无摩擦、无磨损、不需要润滑、寿命长、高速度、高精度等特点^[1,2]. 无轴承同步磁阻电机除具备一般无轴承电机的优点外, 其转子上没有永磁体, 也不需要励磁绕组, 结构简单、运行可靠、成本低廉, 还因其可以实现很高的凸极比, 从而同时具有高转矩密度、快速动态响应、低转矩脉动、低损耗、高功率因数等优点, 更加适合高速及高精度应用领域. 因而, 研究同步磁阻电机的无轴承技术具有明显的科研价值和工程意义^[1,3].

无轴承同步磁阻电机是一个非线性、强耦合的多输入多输出系统, 要实现无轴承同步磁阻电机稳定可靠工作, 必须对电磁转矩和径向悬浮力进行解

耦控制. 其中文献[3]采用现代控制理论中串接前馈补偿器的方法进行控制系统的解耦, 但解耦补偿器中的参数易受磁饱和影响, 文中没有对此提出有效的解决方法. 而文献[4]提出了一种改进的无轴承同步磁阻电机数学模型. 文中通过简化近似处理, 在线查表和实时参数检测等方法来达到减小磁饱和及减小径向悬浮力和转矩之间耦合的目的. 然而以上文献提出的解耦方法, 只能实现电磁转矩和径向悬浮力之间的静态解耦, 并没有实现完全意义上的动态解耦. 本文采用 α 阶逆系统理论将无轴承同步磁阻电动机这一非线性、强耦合的多输入多输出系统线性化和解耦成为3个互相独立的线性积分子系统, 实现了电磁转矩和径向悬浮力之间的动态解耦, 进而有效提高了整个系统的控制性能.

2 无轴承同步磁阻电机基本原理(Basic principle of BSRM)

2.1 工作原理(Operation principle)

无轴承同步磁阻电机空载条件下转子径向悬浮力产生原理示意图如图1所示. 无轴承同步磁阻电机具有4极励磁绕组 N_a 和2极径向力绕组 N_y , 并且励磁绕组和径向力绕组叠压在同一个定子槽内. 在4极励磁绕组 N_a 和2极径向力绕组 N_y 中通入如图1所示电流, 分别产生4极励磁磁通 ψ_a 和2极磁通 ψ_y . 励磁绕组 N_a 产生的4极磁场和径向力绕组 N_y 产生的2极磁场两者相互作用使得图1中气隙1区域处 ψ_a 和 ψ_y 同向, 磁通密度增强; 气隙3区域处 ψ_a 和 ψ_y 反向, 磁通密度减弱. 不平衡的气隙磁通密度使转子产生沿 y 轴正方向的径向悬浮力 F_y . 同理, 在绕组 N_y 中通以反向电流, 则转子产生沿 y 轴负方向的径向悬浮力. 此外, 无轴承同步磁阻电机中2极径向力绕组 N_x , 用以产生沿 x 轴方向的径向悬浮力, 分别控制径向力绕组 N_x 和 N_y 中电流的大小和方向, 便可实现转子的稳定悬浮.

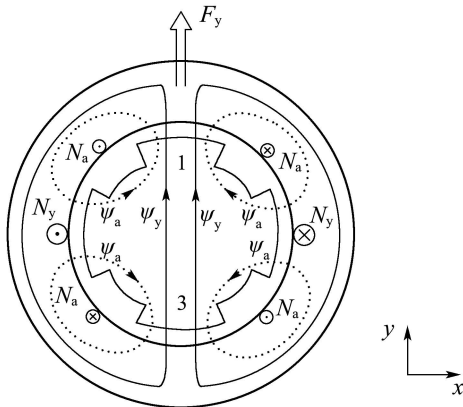


图1 径向力产生原理

Fig. 1 Principle of radial forces generation

2.2 径向悬浮力数学模型(Mathematical model of radial suspension force)

无轴承同步磁阻电机具有凸极转子, 在径向悬浮力的实际计算中, 只考虑转子凸极区域的有效部分, 因而其径向悬浮力数学模型与其他无轴承电机有所不同^[5]. 考虑凸极弧角度为 30° , 转矩绕组极对数 $P_M = 2$, 悬浮力绕组极对数 $P_B = 1$ 的无轴承同步磁阻电机, 忽略磁饱和, 使用麦克斯韦张量法导出径向悬浮力的数学表达式.

设电机有效铁心长度为 l , 转子凸极半径为 r , 转子机械角为 θ , 真空磁导率为 μ_0 , 作用在转子单位面积上的麦克斯韦力为

$$dF = \frac{B^2(\theta)}{2\mu_0} dA, \quad (1)$$

则沿 X, Y 轴方向上的麦克斯韦力分别为

$$\begin{cases} dF_x(\theta) = \frac{lrB^2(\theta)}{2\mu_0} \cos \theta d\theta, \\ dF_y(\theta) = \frac{lrB^2(\theta)}{2\mu_0} \sin \theta d\theta. \end{cases} \quad (2)$$

设 F_1, F_2 分别为转矩绕组和悬浮力绕组产生的气隙磁动势基波幅值; μ, λ 分别为转矩绕组和悬浮力绕组产生的气隙磁动势矢量初始向量角. 则电机气隙中基波磁动势大小为

$$f(\theta) = F_1 \cos(\omega t - 2\theta + \mu) + F_2 \cos(\omega t - \theta + \lambda). \quad (3)$$

设 δ_0 为气隙平均长度; X, Y 分别为 X, Y 轴方向上的转子偏心位移, 转子偏心时转子凸极与定子间气隙长度表达式为

$$\delta_0(\theta) = \delta_0 - x \cos \theta + y \sin \theta, \quad (4)$$

而电机中磁通密度与气隙磁动势的关系式为

$$B(\theta) = \frac{\mu_0 f(\theta)}{2\delta_0(\theta)}. \quad (5)$$

将式(3)~(5)代入式(2), 并在 $0 \sim 2\pi$ 上对 θ 进行积分, 即

$$\begin{cases} F_x = \frac{lr\mu_0}{8} \int_0^{2\pi} \frac{f^2(\theta)}{\delta_0(\theta)} \cos \theta d\theta, \\ F_y = \frac{lr\mu_0}{8} \int_0^{2\pi} \frac{f^2(\theta)}{\delta_0(\theta)} \sin \theta d\theta. \end{cases} \quad (6)$$

假定转子偏心位移远小于气隙长度, 且在实际计算中仅考虑转子凸极区域的有效部分, 在凸极处进行分段积分, 可得

$$\begin{cases} F_x = K_m [2\pi \cos(\mu - \lambda) + 3\sqrt{3} \cos(4\theta - \mu - \lambda)], \\ F_y = K_m [2\pi \sin(\mu - \lambda) + 3\sqrt{3} \sin(4\theta - \mu - \lambda)]. \end{cases} \quad (7)$$

式中 $K_m = \frac{lr\mu_0 F_1 F_2}{48\delta_0^2}$. 为化简上式, 将磁动势用电流及线圈匝数表示, 并将电流矢量转化到 $d-q$ 同步旋转坐标系下, 推导得出转子沿 X, Y 轴方向上的径向悬浮力, 并用矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{m1} i_d & K_{m2} i_q \\ K_{m2} i_q & -K_{m1} i_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix}, \quad (8)$$

式中:

$$K_{m1} = \frac{lr\mu_0 N_1 N_2}{48\delta_0^2} (2\pi + 3\sqrt{3}),$$

$$K_{m2} = \frac{lr\mu_0 N_1 N_2}{48\delta_0^2} (2\pi - 3\sqrt{3}),$$

其中: N_1, N_2 分别为转矩绕组和悬浮力绕组每相串联有效匝数; i_d, i_q 分别为同步旋转坐标系下转矩绕组等效两相电流; i_x, i_y 分别为同步旋转坐标系下悬浮力绕组等效两相电流.

另外, 当转子偏离定子中心时, 转子上会产生与偏心位移成正比的麦克斯韦磁张力, 其大小为

$$\begin{bmatrix} F_{sx} \\ F_{sy} \end{bmatrix} = \frac{k\pi r l B^2}{\mu_0 \delta_0} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = K_s \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}, \quad (9)$$

式中: k 为与电机结构有关的比例系数; x, y 为转子径向偏移量。

假定转子质量为 m , 转子沿 X, Y 轴方向上的外加径向干扰力分别为 F_{zx}, F_{zy} , 则理想状态下转子径向悬浮力子系统的运动方程为

$$\begin{cases} -F_x + F_{sx} + F_{zx} = m\ddot{x}, \\ -F_y + F_{sy} + F_{zy} = m\ddot{y}. \end{cases} \quad (10)$$

2.3 转矩数学模型(Mathematical model of torque)

无轴承同步磁阻电机转矩子系统数学模型与普通同步磁阻电机相同, 其在 d - q 同步旋转坐标系下的数学模型如下:

定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_{s1}i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q, \\ u_q = R_{s1}i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d. \end{cases} \quad (11)$$

定子磁链方程为

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d i_d, \\ \Psi_q = L_q i_q. \end{cases} \quad (12)$$

转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} P_M (L_d - L_q) i_d i_q. \quad (13)$$

旋转运动方程为

$$T_e - T_L = \frac{J}{P_M} \frac{d\omega}{dt}, \quad (14)$$

式中: u_d, u_q 分别为定子电压 d - q 轴分量; i_d, i_q 分别为定子电流 d - q 轴分量; L_d, L_q 分别为电机 d - q 轴电感; R_{s1} 为定子每相电阻; ω 为同步电角速度; Ψ_d, Ψ_q 分别为定子磁链 d - q 轴分量; J 为转子转动惯量; T_e, T_L 分别为电机电磁转矩和负载转矩。

3 无轴承同步磁阻电机解耦控制(Decoupling control of BSRM)

3.1 复合被控对象(Complex controlled object)

无轴承同步磁阻电机是一个非线性、强耦合的多输入多输出系统, 其完整的数学模型极其复杂, 但如果将无轴承同步磁阻电机与供电的三相逆变器及其附加电路看作一个复合的被控对象, 就可以简化其数学模型, 图2为复合被控对象的示意图, 其中无轴承同步磁阻电机数学模型由转矩子系统和径向悬浮力子系统两部分组成, 并且对转矩子系统采用恒定励磁电流矢量控制技术, 即固定电机励磁电流分

量 i_d , 直接通过调节 i_q 的大小控制电磁转矩。

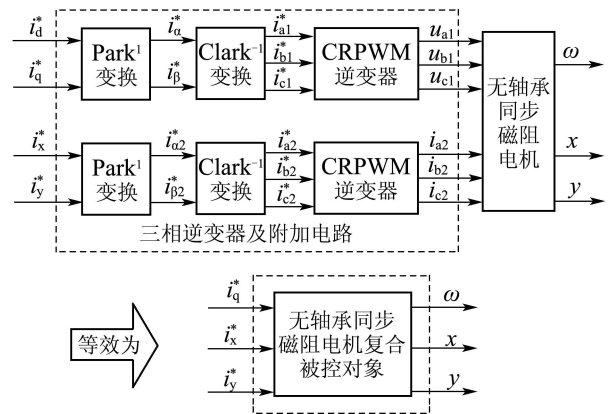


图2 复合被控对象

Fig. 2 The complex controlled object

3.2 逆系统解耦控制分析(Analysis of decoupling control based on inverse system)

在 d - q 同步旋转坐标系下, 选取无轴承同步磁阻电机复合被控对象的状态变量为

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [x \ y \ \dot{x} \ \dot{y} \ \omega]^T. \quad (15)$$

输入变量为

$$u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [i_q \ i_x \ i_y]^T. \quad (16)$$

输出变量为

$$y = [y_1 \ y_2 \ y_3]^T = [x \ y \ \omega]^T. \quad (17)$$

由式(8)~(10)及式(14)的数学关系计算得到复合被控对象的状态方程 $\dot{x} = f(x, u)$, 可表示如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_3, \ \dot{x}_2 = x_4, \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{m} (-K_{m1} i_d u_2 - K_{m2} u_1 u_3 + k_s x_1 + F_{zx}), \\ \dot{x}_4 = \frac{1}{m} (-K_{m2} u_1 u_2 + K_{m1} i_d u_3 + k_s x_2 + F_{zy}), \\ \dot{x}_5 = \frac{3P_M^2}{2J} (L_d - L_q) i_d u_1 - \frac{P_M}{J} T_L. \end{cases} \quad (18)$$

系统输出方程 $y = h(x)$ 可表示为

$$\begin{cases} y_1 = x_1, \\ y_2 = x_2, \\ y_3 = x_5. \end{cases} \quad (19)$$

由系统状态方程可以看出, 无轴承同步磁阻电机复合被控对象是一个具有5个状态变量的非线性、强耦合的3输入3输出系统, 直接对其进行控制存在一定困难. 如果能使用 α 阶逆系统理论构造出原系统(无轴承同步磁阻电机复合被控对象)的逆系统, 并将其串联在原系统之前, 则原MIMO非线性系统被线性化和解耦成为3个互相独立的SISO线性积分子系统(伪线性子系统). 从而复杂的非线性控制

问题就变为简单的线性控制问题^[6,7],从控制的角度上来讲,这是非常理想的。

下面根据Interactor算法^[7],分析系统的可逆性。

首先对输出函数 $y = h(x)$ 不断求导,直到 $Y_q = (y_1^{(\alpha_1)}, y_2^{(\alpha_2)}, \dots, y_q^{(\alpha_q)})^T$ 中的各分量均显含输入 u ,其中 q 为输入变量个数,得到

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = x_3, \\ \ddot{y}_1 = \frac{1}{m}(-K_{m1}i_d u_2 - K_{m2}u_1 u_3 + k_s x_1 + F_{zx}), \\ \dot{y}_2 = x_4, \\ \ddot{y}_2 = \frac{1}{m}(-K_{m2}u_1 u_2 + K_{m1}i_d u_3 + k_s x_2 + F_{zy}), \\ \dot{y}_3 = \frac{3P_M^2}{2J}(L_d - L_q)i_d u_1 - \frac{P_M}{J}T_L. \end{cases} \quad (20)$$

记

$$Y_3 = \begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \\ \dot{y}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{m}(-K_{m1}i_d u_2 - K_{m2}u_1 u_3 + k_s x_1 + F_{zx}) \\ \frac{1}{m}(-K_{m2}u_1 u_2 + K_{m1}i_d u_3 + k_s x_2 + F_{zy}) \\ \frac{3P_M^2}{2J}(L_d - L_q)i_d u_1 - \frac{P_M}{J}T_L \end{bmatrix}, \quad (21)$$

则其对输入 u 的雅可比矩阵可表示为

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial Y_3}{\partial u^T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \ddot{y}_1}{\partial u_1} & \frac{\partial \ddot{y}_1}{\partial u_2} & \frac{\partial \ddot{y}_1}{\partial u_3} \\ \frac{\partial \ddot{y}_2}{\partial u_1} & \frac{\partial \ddot{y}_2}{\partial u_2} & \frac{\partial \ddot{y}_2}{\partial u_3} \\ \frac{\partial \dot{y}_3}{\partial u_1} & \frac{\partial \dot{y}_3}{\partial u_2} & \frac{\partial \dot{y}_3}{\partial u_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{m}K_{m2}u_3 & -\frac{1}{m}K_{m1}i_d & -\frac{1}{m}K_{m2}u_1 \\ -\frac{1}{m}K_{m2}u_2 & -\frac{1}{m}K_{m2}u_1 & \frac{1}{m}K_{m1}i_d \\ \frac{3P_M^2}{2J}(L_d - L_q)i_d & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (22)$$

经计算得

$$\det A = -\frac{3P_M^2 i_d}{2m^2 J}(L_d - L_q)(K_{m1}^2 i_d^2 + K_{m2}^2 u_1^2) \neq 0,$$

即 A 非奇异。又根据向量相对阶定义,在整个Interactor算法中, y_1, y_2, y_3 的导数的最低阶数分别为2, 2, 1,所以系统向量相对阶为

$$\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)^T = (2, 2, 1)^T,$$

系统可逆。

令 $Y_3 = [\ddot{y}_1 \ \ddot{y}_2 \ \dot{y}_3]^T = [\varphi_1 \ \varphi_2 \ \varphi_3]^T$ 作为 α 阶逆

系统的输入,经过计算可得到无轴承同步磁阻电机复合被控对象的 α 阶逆系统的表达式为

$$\begin{cases} u_1 = \frac{2J}{3P_M^2(L_d - L_q)i_d}\varphi_3 + \frac{2T_L}{3P_M(L_d - L_q)i_d}, \\ u_2 = -\frac{mK_{m1}i_d}{K_{m1}^2 i_d^2 + K_{m2}^2 u_1^2}\varphi_1 - \frac{mK_{m2}u_1}{K_{m1}^2 i_d^2 + K_{m2}^2 u_1^2}\varphi_2 + \frac{K_{m1}i_d(k_s x + F_{zx})}{K_{m1}^2 i_d^2 + K_{m2}^2 u_1^2} + \frac{K_{m2}u_1(k_s y + F_{zy})}{K_{m1}^2 i_d^2 + K_{m2}^2 u_1^2}, \\ u_3 = -\frac{mK_{m2}u_1}{K_{m1}^2 i_d^2 + K_{m2}^2 u_1^2}\varphi_1 + \frac{mK_{m1}i_d}{K_{m1}^2 i_d^2 + K_{m2}^2 u_1^2}\varphi_2 + \frac{K_{m2}u_1(k_s x + F_{zx})}{K_{m1}^2 i_d^2 + K_{m2}^2 u_1^2} - \frac{K_{m1}i_d(k_s y + F_{zy})}{K_{m1}^2 i_d^2 + K_{m2}^2 u_1^2}. \end{cases} \quad (23)$$

将 α 阶逆系统和无轴承同步磁阻电机复合被控对象串接起来得到伪线性复合系统,它相当于一个一阶线性积分子系统两个二阶线性积分子系统。这样对无轴承同步磁阻电机复合被控对象这一非线性强耦合的多输入多输出系统的控制转化为对3个线性积分子系统的控制,理论上可以实现无轴承同步磁阻电机的电磁转矩和径向悬浮力的完全解耦,如图3所示。

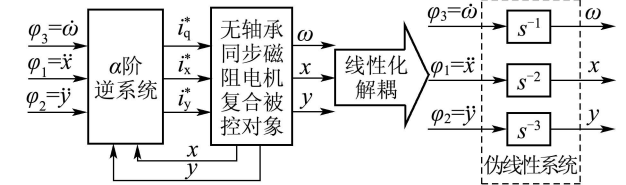


图3 伪线性系统

Fig. 3 The pseudo-linear system

3.3 控制系统设计(Design of control system)

在实际应用中,受各种因素影响,由 α 阶逆系统与无轴承同步磁阻电机复合被控对象串联得到的伪线性系统并不是一个理想的线性系统,必须对线性化解耦后的各线性子系统设计附加控制器。本文中对转矩子系统和径向悬浮力子系统分别设计转速调节器和位置调节器,与 α 阶逆系统一起构成复合控制器,实现转速(电磁转矩)和径向位移(径向悬浮力)之间的解耦控制,如图4所示。

4 控制系统仿真(Control system simulation)

4.1 解耦控制仿真系统(Simulation system of decoupling control)

为了验证无轴承同步磁阻电机 α 阶逆系统解耦控制策略的有效性,本文采用仿真软件MATLAB/Simulink进行系统仿真。无轴承同步磁阻电机绕组参数: $P_M = 2, L_d = 0.035 \text{ H}, L_q = 0.007 \text{ H}, R_{s1} = 0.25 \Omega$; 悬浮力绕组参数: $P_B = 1, d-q$ 轴电

感 $L_x = L_y = 0.02 \text{ H}$, $R_{s2} = 0.15 \Omega$. 电机额定功率为 500 W , 额定转速为 3000 r/min , 转子质量 $m = 1 \text{ kg}$, 转动惯量 $J = 0.002 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 气隙长度 $\delta_0 = 0.25 \text{ mm}$, 转子端部装配的辅助轴承气隙长度为 0.20 mm . 转速控制器选用PI调节器, 位置控制器采用带微分限制环节和积分分离的PID调节器.

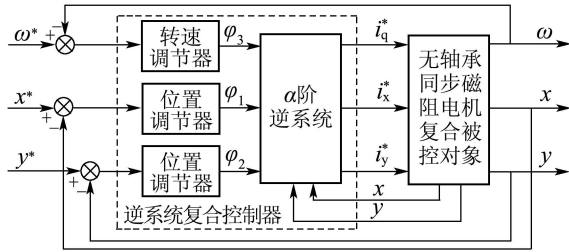


图 4 α 阶逆系统解耦控制框图

Fig. 4 The decoupling control diagram based on α -order inverse method

4.2 仿真结果(Simulation results)

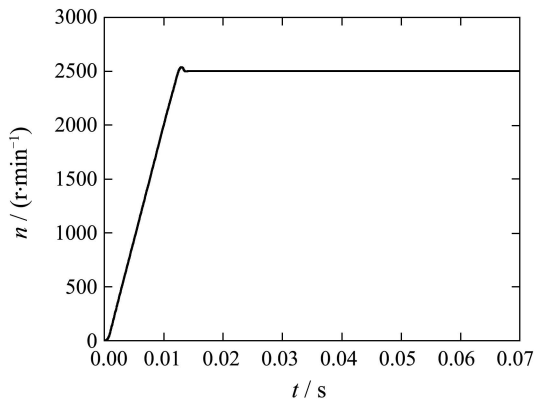
无轴承同步磁阻电机空载起动, X, Y 轴外加径向扰动为 20 N , 给定转速 $n^* = 2500 \text{ r/min}$, 仿真时间为 0.07 s . 为了检验逆系统解耦控制对负载扰动的鲁棒性, 在 $t = 0.05 \text{ s}$ 时给电机加上一个 $1.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的突变负载转矩, 实验仿真波形如图5(a)~(e)所示.

图5(a)为电机由静止起动一直到稳定运行于

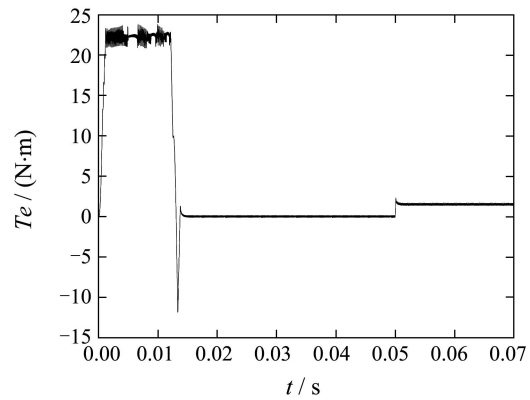
2500 r/min 的转速响应曲线. 如图所示, 转速调节时间约为 0.014 s , 超调量约为 1.5% . 图5(b)为转矩动静态响应曲线. 电机空载起动, 0.014 s 转速稳定后转矩跳变为零, 0.05 s 时突加 $1.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的负载转矩. 如图所示, 转矩变量在出现瞬时的小波动后, 能迅速达到设定值. 可见, 转矩子系统具有良好的动、静态性能.

图5(c)和图5(d)分别为 X, Y 轴径向位移曲线. 转子质心起始位置设为 $x_0 = -0.1 \text{ mm}$, $y_0 = -0.1 \text{ mm}$, 转子给定位置设为 $x^* = 0 \text{ mm}$, $y^* = 0 \text{ mm}$. 如图所示, 位移调节时间小于 0.02 s , 超调量小于 30% , 稳态误差约为 $0.5 \mu\text{m}$. 图5(e)为转子质心从起浮至稳定悬浮的运动轨迹曲线, 转子运动轨迹以内螺旋状逼近中心点, 并能实现在中心位置的稳定悬浮. 如图所示, 在 0.05 s 转矩突变时, X, Y 轴径向位移曲线几乎没有受到影响, 表明电磁转矩与径向悬浮力实现了动态解耦.

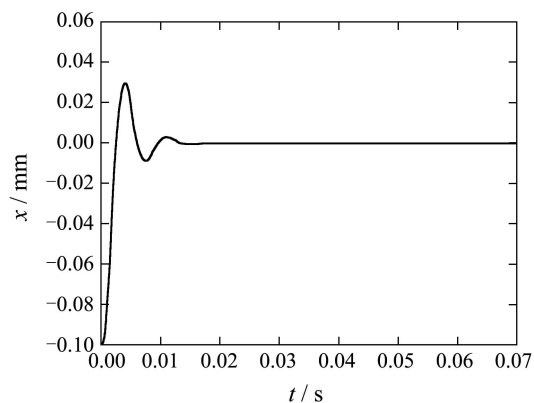
为了检验径向悬浮力子系统在 X, Y 轴方向上的径向悬浮力(径向位移)是否实现解耦控制, 将转子质心起始位置设为 $x_0 = 0.1 \text{ mm}$, $y_0 = 0 \text{ mm}$, 转子位置给定值设为 $x^* = 0.1 \text{ mm}$, $y^* = 0 \text{ mm}$, 在 0.015 s 时 X 轴方向转子位置给定值突变为 $x^* = -0.1 \text{ mm}$, Y 轴方向仍为 $y^* = 0 \text{ mm}$, 并在 0.04 s 时 Y 轴方向转子位置给定值突变为 $y^* = 0.1 \text{ mm}$, X 轴方向仍为 $x^* = -0.1 \text{ mm}$.



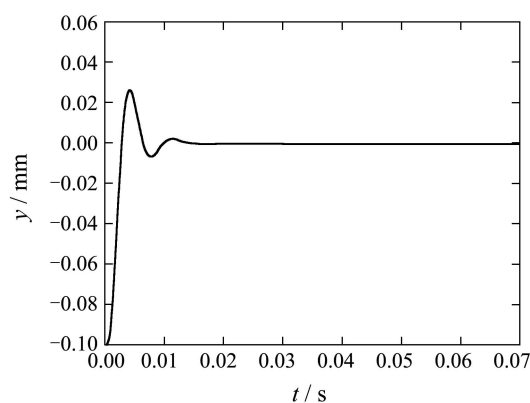
(a) 速度响应曲线



(b) 转矩响应曲线



(c) X轴位移曲线



(d) Y轴位移曲线

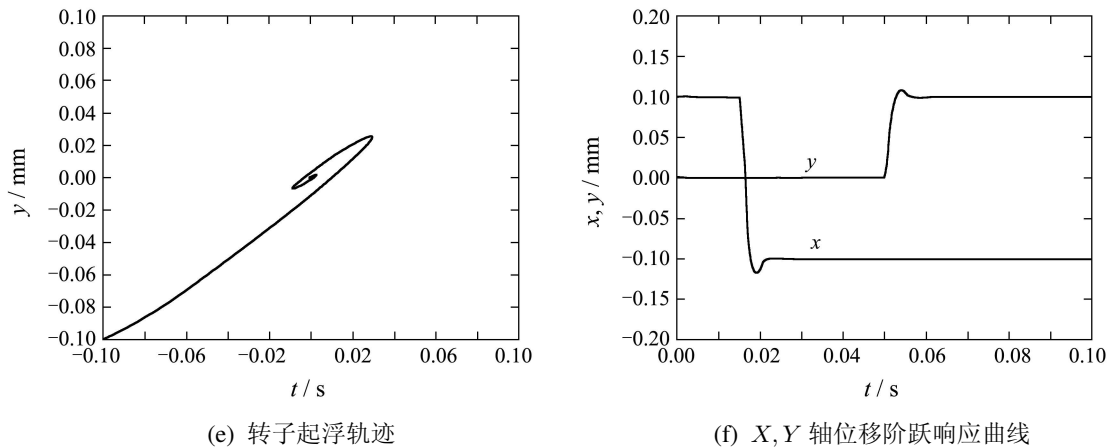


图5 系统仿真结果

Fig. 5 Simulation results of the system

如图5(f)所示, 0.015 s时转子经过小幅振荡后很快稳定悬浮在给定位置, 同时Y轴位移响应曲线基本没有受到X轴位移响应曲线波动的影响. 同样, 0.05 s时Y轴位移响应曲线波动对X轴位移响应曲线基本无影响. 可见, 径向悬浮力在X, Y轴方向上很好的实现了动态解耦.

5 结语(Conclusion)

针对无轴承同步磁阻电机这一非线性、强耦合的多输入多输出系统, 应用 α 阶逆系统方法实现了无轴承同步磁阻电机的动态解耦控制. 理论分析和仿真结果表明, 这种控制策略具有以下优点: 1) 不仅实现了无轴承同步磁阻电机转子的稳定悬浮, 而且使得电机转速、X轴径向位移和Y轴径向位移3者之间实现独立控制; 2) 调节器设计简便, 参数直观, 从而使电机调速和转子悬浮具有简单的控制结构; 3) 所设计的控制系统具有超调量小, 精确度高, 响应速度快, 动静态特性好及抗干扰能力强等一系列优点. 可见, 采用 α 阶逆系统理论对无轴承同步磁阻电机进行解耦控制的方法对新型解耦控制策略的研究具有重要的参考价值.

参考文献(References):

- [1] CHIBA A, FUKAO T, ICHIKAWA O, et al. *Magnetic Bearings and Bearingless Drives*[M]. London: Newnes, 2005: 239 – 249.
- [2] SALAZER A O, CHIBA A, FUKAO T. A review of developments in bearingless motors[C] // *Proceedings of 7th International Symposium on Magnetic Bearings*. Switzerland: Swiss Federal Institute of Technology Zurich, 2000: 335 – 340.
- [3] MICHIOKA C, SAKAMOTO T, ICHIKAWA O, et al. A decoupling control method of reluctance-type bearingless motors considering magnetic saturation[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1996, 32(5): 1204 – 1210.
- [4] HERTLE L, HOFMANN W. Magnetic couplings in a bearingless reluctance machine[C] // *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines*. Helsinki: Helsinki University of Technology, 2000: 1776 – 1780.
- [5] HERTLE L, HOFMANN W. Theory and test results of a high speed bearingless reluctance machine[C] // *Proceedings of Power Conversion Intelligent Motion*. Chemnitz, Germany: Technical University of Chemnitz, 1999: 143 – 147.
- [6] 何丹, 戴先中, 王勤. 神经网络广义逆系统控制[J]. *控制理论与应用*, 2002, 19(1): 34 – 40.
(HE Dan, DAI Xianzhong, WANG Qin. Generalized neural network inverse system control[J]. *Control Theory & Applications*, 2002, 19(1): 34 – 40.)
- [7] 戴先中. 多变量非线性系统的神经网络逆控制方法[M]. 北京: 科学出版社, 2005.
(DAI Xianzhong. *Neural Network Inverse Control for Multivariable Nonlinear Systems*[M]. Beijing: Science Press, 2005.)

作者简介:

张婷婷 (1985—), 女, 硕士研究生, 目前研究方向为无轴承电机非线性解耦控制, Email: yiyu103@sohu.com;

朱焜秋 (1964—), 男, 教授, 博士, 博士生导师, 目前研究方向为无轴承电机、磁悬浮高速传动技术、电机及其运动控制等.