

学术论文

基于逆系统理论的无轴承永磁同步电机 解耦控制研究

费德成, 朱焜秋

(江苏大学电气信息工程学院, 江苏镇江 212013)

[摘要] 应用多变量非线性控制逆系统理论, 对无轴承永磁同步电机的多变量、非线性、强耦合的控制对象进行了动态解耦控制研究; 介绍了逆系统理论, 阐述了无轴承永磁同步电机径向力的产生机理, 建立了转矩力和径向悬浮力状态方程, 分析了基于逆系统理论解耦控制的可行性, 推导出基于逆系统理论的无轴承永磁同步电机转矩力与径向力之间的动态解耦控制算法。仿真结果表明, 这种控制策略能够实现转矩力与径向力之间的动态解耦, 并且系统具有良好的动、静态性能。

[关键词] 无轴承永磁同步电机; 逆系统; 反馈线性化; 解耦控制

[中图分类号] TM34 **[文献标识码]** A **[文章编号]** 1009-1742(2005)11-0048-07

1 引言

无轴承永磁同步电机是一个多变量、非线性、强耦合的被控系统, 电机的电磁转矩力和径向悬浮力之间存在耦合。要实现无轴承永磁同步电机的稳定可靠工作, 必须分别独立控制电机电磁转矩力和径向悬浮力。为此, 笔者采用逆系统理论对无轴承永磁同步电机的电磁转矩力与径向悬浮力进行了动态解耦控制策略研究。

所谓逆系统方法, 是用反馈线性化来研究系统设计理论的一种途径^[1], 其基本思想是, 首先, 利用对象的逆系统构成一个可用反馈方法实现的 α 阶积分逆系统, 将对象补偿成为具有线性传递关系的系统, 即伪线性系统; 然后运用线性系统理论来完成该系统的综合。

笔者应用现代控制理论中多变量非线性控制的逆系统方法, 将无轴承永磁同步电机变频调速的复杂的非线性强耦合系统予以全局线性化, 运用线性系统理论对已经解耦的线性子系统进行综合, 推导出转矩力与径向悬浮力的动态解耦控制算法, 并进行了仿真研究。

2 逆系统理论

2.1 逆系统概念

一个系统, 其输入 $u(t)$ 与输出 $y(t)$ 满足某种关系, 既可以用传递函数(阵)表示, 也可以用微分方程或状态方程表示。从泛函的观点来看, 一个系统相当于一个由输入到输出的算子。如果反过来考虑, 以 $y(t)$ 作为输入, 以 $u(t)$ 作为输出, 就是所谓逆系统问题。

定义 系统 $\Sigma: U \rightarrow Y$ 的状态方程描述为

$$\Sigma: \begin{cases} \dot{X} = f(X, U) & X(t_0) = X_0, X \in R^n, U \in R^m \\ Y = g(X, U) & Y \in R^r \end{cases} \quad (1)$$

式中 U 为 m 维输入变量, X 为 n 维状态变量, Y 为 r 维输出变量。

对 Y 的各分量求导, 直到显含 U 的分量为止, 可得出

$$Y^{(\alpha)} = g^{(\alpha)}(X, U) \quad (2)$$

U 的显式表达式为

$$U = g^{-1}(X, Y^{(\alpha)}) \quad (3)$$

[收稿日期] 2005-01-30; 修回日期 2005-05-18

[基金项目] 国家自然科学基金资助项目(50275067), 江苏省高新技术研究项目(BG2005027), 教育部留学回国人员科研启动基金项目

[作者简介] 费德成(1979-), 男, 江苏邳州市人, 江苏大学电气信息工程学院博士生

令 $Y^{(\alpha)} = \Phi$, 代入式(3), 可得原系统的 α 阶积分逆系统 $\hat{\Sigma}_\alpha: \Phi \rightarrow U$, 其状态方程为

$$\hat{\Sigma}_\alpha: \begin{cases} \dot{X} = f[X, g^{-1}(X, \Phi)] & X(t_0) = X_0, \\ X \in R^n, \Phi \in R^n \\ U = g^{-1}(X, \Phi) & U \in R^m \end{cases} \quad (4)$$

这里 $Y^{(\alpha)} = [y_1^{(\alpha_1)}, y_2^{(\alpha_2)}, \dots, y_r^{(\alpha_r)}]^T$;

$\Phi = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_r]^T = [y_1^{(\alpha_1)}, y_2^{(\alpha_2)}, \dots, y_r^{(\alpha_r)}]^T$ 。

式(4)所表示的系统 $\hat{\Sigma}_\alpha$ 即为所要求 Σ 的 α 阶积分逆系统。

根据文献[1], 一个系统存在的逆系统与该系统存在 α 阶积分逆系统是等价的。因此, 式(4)是式(1)的逆系统。

2.2 非线性解耦控制

2.2.1 解耦线性化 由 α 阶积分逆系统 $\hat{\Sigma}_\alpha$ 串接在原系统 Σ 之前, 根据逆系统定义, 上述复合系统为

$$Y^{(\alpha)} = \Phi \quad (5)$$

式中 Φ 为 α 阶积分逆系统 $\hat{\Sigma}_\alpha$ 的输入。可以看出, 由 α 阶积分逆系统 $\hat{\Sigma}_\alpha$ 与原系统 Σ 组成的复合系统将成为无耦合的线性系统:

$$y_i^{(\alpha_i)} = \varphi_i \quad (i = 1, 2, \dots, r) \quad (6)$$

定理 由式(1)描述的系统, 经过状态反馈, 解耦为式(6)所示线性系统的充要条件是

$$\sum_{i=1}^r \alpha_i \leq n \quad (7)$$

式中 α_i 为相对阶数; n 为系统的阶数。

2.2.2 伪线性系统综合及其控制器设计 式(6)所示的线性系统结构形式虽然是线性的, 但其中部分变量之间的关系依然是非线性或时变的, 因此该系统被称为伪线性系统, 即 $\hat{\Sigma}_\alpha$ 与原系统 Σ 组成的复合系统将成为伪线性系统, 因而可以应用线性系统的理论进行综合。以下将按鲁棒伺服调节器设计方法设计伪线性系统调节器。

在伺服系统中, 鲁棒性是系统渐近跟踪某一类信号的能力。鲁棒调节器的设计目标主要是选取图1中参数 K 和 $T(s)$, 以使系统输出 $Y(t)$ 无静差地

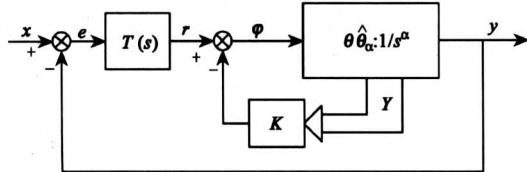


图 1 鲁棒性的伺服系统

Fig.1 The servo system of robustness

跟踪参考输入信号 $X(t)$ 。其中 $T(s)$ 依据“内模原理”确定^[1], 系数 K 根据设定的传递函数确定, $K = [k_0, k_1, \dots, k_{\alpha-1}]^T$, $Y = [y, y^{(1)}, \dots, y^{(\alpha-1)}]^T$ 。

3 无轴承永磁同步电机解耦控制

3.1 无轴承永磁同步电机工作原理

图2给出了无轴承永磁同步电机的径向力产生原理。 N_{m4d} 和 N_{m4q} 为传统四极电机等效 d 轴、 q 轴绕组, N_{s2d} 和 N_{s2q} 为二极径向等效 d 轴、 q 轴绕组; i_{m4d} , i_{m4q} , i_{s2d} 和 i_{s2q} 分别为绕组 N_{m4d} , N_{m4q} , N_{s2d} 和 N_{s2q} 瞬时电流值; Ψ_{m4d} , Ψ_{m4q} , Ψ_{s2d} 和 Ψ_{s2q} 分别为绕组 N_{m4d} , N_{m4q} , N_{s2d} 和 N_{s2q} 产生的磁链; F_x 和 F_y 分别为转子所受径向力在 x 和 y 方向的分量。

在图2中, 四极电机等效绕组电流 i_{m4d} 产生的四极磁通 Ψ_{m4d} 是对称分布的^[2,3], 气隙磁通处于平衡状态。当加入图2所示的径向力两极绕组电流 i_{s2d} 时, 气隙 g_1 处磁通密度加强, 而 g_2 处则减弱, 从而产生沿 x 轴正方向的力 F_x ^[2,4]。同理可以分析产生 y 轴方向的力 F_y 。改变两极绕组电流 i_{s2d} 和 i_{s2q} 的大小和方向, 即可改变 F_x 和 F_y 的大小和方向。

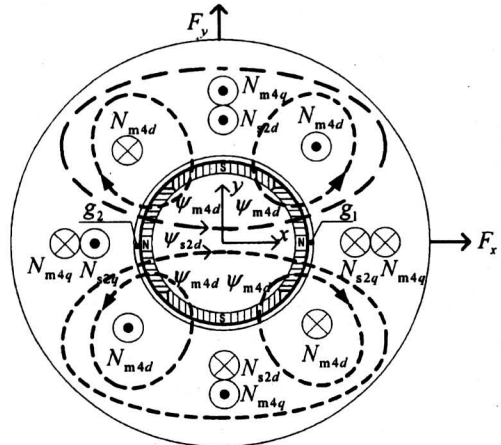


图 2 无轴承永磁同步电机径向力产生原理

Fig.2 The principle of radial suspension force generation of the BPMSM

3.2 径向力 电磁转矩方程

定义 i_{p4} 是永磁体等效电流分量幅值, 则电机绕组和径向悬浮绕组的磁链表示为^[4,5]

$$\begin{bmatrix} \Psi_{m4d} \\ \Psi_{m4q} \\ \Psi_{m2d} \\ \Psi_{m2q} \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} i_{m4d} + i_{p4} \\ i_{m4q} \\ i_{s2d} \\ i_{s2q} \end{bmatrix} \quad (8)$$

在通常情况下 i_{m4d} 几乎为零, 磁链矩阵简化为

$$\begin{bmatrix} \Psi_{m4d} \\ \Psi_{m4q} \\ \Psi_{m2d} \\ \Psi_{m2q} \end{bmatrix} = \mathbf{L} \begin{bmatrix} i_{p4} \\ i_{m4q} \\ i_{s2d} \\ i_{s2q} \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{m4d} & 0 & M'x & M'y \\ 0 & L_{m4q} & M'y & M'x \\ M'x & -M'y & L_{s2d} & 0 \\ M'y & M'x & 0 & L_{s2q} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中 L_{m4d} , L_{m4q} , L_{s2d} , L_{s2q} 分别为四极电机绕组和两极径向绕组的 d 轴、 q 轴自感; M' 为电机绕组与径向力绕组的互感相对于径向力位移的导数。

绕组中储存的磁能表达式为^[2,4,5]

$$W_m = \frac{1}{2} [i_{p4} \quad i_{m4q} \quad i_{s2d} \quad i_{s2q}] \mathbf{L} \begin{bmatrix} i_{p4} \\ i_{m4q} \\ i_{s2d} \\ i_{s2q} \end{bmatrix} \quad (11)$$

如不考虑磁饱和, x 和 y 方向的径向力为 F_x 和 F_y ,

则 $F_x = \frac{\partial W_m}{\partial x}$, $F_y = \frac{\partial W_m}{\partial y}$, 得到

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M'i_{p4} & M'i_{m4q} \\ -M'i_{m4q} & M'i_{p4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s2d} \\ i_{s2q} \end{bmatrix} \quad (12)$$

经过变换得到在静止坐标 α, β 中^[5]:

$$\begin{bmatrix} F_{s2\alpha} \\ F_{s2\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t \\ \sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} \quad (13)$$

$i_{m4\alpha}$, $i_{m4\beta}$ 为静止坐标系 α, β 中电机绕组的等效电流, 设 θ_1, θ_2 为电机绕组、悬浮绕组的初始相位角, 令 $\theta_3 = 2\omega t + \theta_1$, 则

$$\begin{bmatrix} i_{m4\alpha} \\ i_{m4\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_3 & -\sin\theta_3 \\ \sin\theta_3 & \cos\theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{m4d} \\ i_{m4q} \end{bmatrix} \quad (14)$$

径向悬浮绕组电流 i_{s2d} 和 i_{s2q} 变换到静止坐标 α, β 中:

$$\begin{bmatrix} i_{s2\alpha} \\ i_{s2\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t \\ \sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s2d} \\ i_{s2q} \end{bmatrix} \quad (15)$$

无轴承永磁同步电机电磁转矩公式为

$$T_e = 1.5 p_T [\Psi_{p4} \cdot i_{m4q} + (L_{m4d} - L_{m4q}) i_{m4d} \cdot i_{m4q}] \quad (16)$$

忽略凸极效应, 则有 $L_{m4d} = L_{m4q} = L_m$, $L_{s2d} = L_{s2q} = L_s$, 转矩公式可以简化为^[6]

$$T_e = p_T \Psi_{p4} \cdot i_{m4q} \quad (17)$$

式中 p_T 为电机绕组极对数; Ψ_{p4} 为永磁体产生的磁链; L_{m4d} , L_{m4q} 为电机绕组等效 d 轴、 q 轴电感; i_{m4d} , i_{m4q} 为电机绕组等效 d 轴、 q 轴电流。

如果采用转子磁场定向控制, 即 $i_{m4d} = 0$, 可得到最大转矩电流控制, 转矩公式将简化为式(16)。

令 $\theta_4 = \arctan(i_{m4q}/i_{p4})$, $\theta_5 = 2\omega t + \theta_2 + \theta_4$, 则^[2,4,7]

$$\begin{bmatrix} F_{s2\alpha} \\ F_{s2\beta} \end{bmatrix} = M' i_m \begin{bmatrix} -\cos\theta_5 & \sin\theta_5 \\ \sin\theta_5 & \cos\theta_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s2\alpha} \\ i_{s2\beta} \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中 $i_m = \sqrt{i_{p4}^2 + i_{m4q}^2}$

3.3 无轴承永磁同步电机状态方程

图3是两自由度无轴承电机转子的受力分析图。o为转子的质心, 选为坐标原点, 重新定义 x, y 为静止的坐标轴, 则无轴承永磁同步电机系统的运动方程为

$$\begin{cases} m\ddot{x} = F_x - f_x \\ m\ddot{y} = F_y - f_y \\ (J/p_T)\dot{\omega} = T_e - T_1 \end{cases} \quad (19)$$

式中 m 为转子质量; f_x, f_y 为 x, y 方向的外扰力; J 为转子转动惯量; ω 为转子角速度; T_e, T_1 分别为电磁转矩和负载转矩。

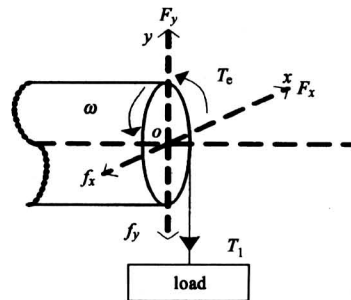


图3 转子受力分析

Fig.3 The analysis of forces acting on the rotor

选取状态变量:

$$\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_7]^T = [x, y, \dot{x}, \dot{y}, \theta_3, \theta_5, \omega]^T \quad (20)$$

输入变量:

$$\mathbf{U} = [u_1, u_2, u_3, u_4]^T = [i_{s2\alpha}, i_{s2\beta}, i_{m4\alpha}, i_{m4\beta}]^T \quad (21)$$

输出变量:

$$\mathbf{Y} = [y_1, y_2, y_3]^T = [x, y, \omega]^T \quad (22)$$

把式 (14)、式 (15)、式 (17)、式 (20)、式 (21) 和式 (22) 代入式 (19), 得出系统的七阶状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_3 \\ \dot{x}_2 = x_4 \\ \dot{x}_3 = \frac{M' i_m}{m} [-u_1 \cos \theta_5 + u_2 \sin \theta_5] - \frac{f_x}{m} \\ \dot{x}_4 = \frac{M' i_m}{m} [u_1 \sin \theta_5 + u_2 \cos \theta_5] - \frac{f_y}{m} \\ \dot{x}_5 = 2x_7 \\ \dot{x}_6 = 2x_6 \\ \dot{x}_7 = \frac{1.5 p_T^2 \Psi_{p4}}{J} \sqrt{u_3^2 + u_4^2} - \frac{p_T T_1}{J} \end{cases} \quad (23)$$

3.4 非线性解耦控制

由系统方程式 (21)、式 (22) 和式 (23) 可以看出, 无轴承永磁同步电机状态方程是一个四输入、三输出七阶非线性系统。需要判断一下系统是否可逆。

首先, 计算输出 $Y = [y_1, y_2, y_3]^T$ 对时间的导

$$\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \mathbf{U}} = \begin{pmatrix} -\frac{M' i_m}{m} \cos \theta_5 & \frac{M' i_m}{m} \sin \theta_5 & \frac{M' u_3}{m i_m} (-u_1 \cos \theta_5 + u_2 \sin \theta_5) & \frac{M' u_4}{m i_m} (-u_1 \cos \theta_5 + u_2 \sin \theta_5) \\ \frac{M' i_m}{m} \sin \theta_5 & \frac{M' i_m}{m} \cos \theta_5 & \frac{M' u_3}{m i_m} (u_1 \sin \theta_5 + u_2 \cos \theta_5) & \frac{M' u_4}{m i_m} (u_1 \sin \theta_5 + u_2 \cos \theta_5) \\ 0 & 0 & \frac{1.5 p_T^2 \Psi_{p4} u_3}{J \sqrt{u_3^2 + u_4^2}} & \frac{1.5 p_T^2 \Psi_{p4} u_4}{J \sqrt{u_3^2 + u_4^2}} \end{pmatrix} \quad (30)$$

所以 $\text{rank} \left[\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \mathbf{U}} \right] = 3$, $\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \mathbf{U}}$ 非奇异。系统的相对阶数 $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3) = (2, 2, 1)$, 可以得出 $\sum_{i=1}^r \alpha_i = 5$, 已知系统的状态方程为七阶, 所以系统可逆。

应用逆系统理论的状态反馈线性化方法, 由矩阵 $\mathbf{A}(\mathbf{U})$ 可以得到

$$\begin{cases} \ddot{y}_1 - \frac{M' i_m}{m} [-u_1 \cos \theta_5 + u_2 \sin \theta_5] + \frac{f_x}{m} = 0 \\ \ddot{y}_2 - \frac{M' i_m}{m} [u_1 \sin \theta_5 + u_2 \cos \theta_5] + \frac{f_y}{m} = 0 \\ \dot{y}_3 - \frac{1.5 p_T^2 \Psi_{p4}}{J} \sqrt{u_3^2 + u_4^2} + \frac{p_T T_1}{J} = 0 \end{cases} \quad (31)$$

令 $\mathbf{A}(\mathbf{U}) = [\ddot{y}_1, \ddot{y}_2, \dot{y}_3]^T = [\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3]^T$, 可得到状态反馈算法公式:

数, 直到显含 $\mathbf{U} = [u_1, u_2, u_3, u_4]^T$ 为止。

$$\dot{y}_1 = x_3 \quad (24)$$

$$\ddot{y}_1 = \dot{x}_3 = \frac{M' i_m}{m} (-u_1 \cos \theta_5 + u_2 \sin \theta_5) - \frac{f_x}{m} \quad (25)$$

$$\dot{y}_2 = x_4 \quad (26)$$

$$\ddot{y}_2 = \dot{x}_4 = \frac{M' i_m}{m} (u_1 \sin \theta_5 + u_2 \cos \theta_5) - \frac{f_y}{m} \quad (27)$$

$$\dot{y}_3 = \frac{1.5 p_T^2 \Psi_{p4}}{J} \sqrt{u_3^2 + u_4^2} - \frac{p_T T_1}{J} \quad (28)$$

取

$$\mathbf{A}(\mathbf{U}) = \begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \\ \dot{y}_3 \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{M' i_m}{m} [-u_1 \cos \theta_5 + u_2 \sin \theta_5] - \frac{f_x}{m} \\ \frac{M' i_m}{m} [u_1 \sin \theta_5 + u_2 \cos \theta_5] - \frac{f_y}{m} \\ \frac{1.5 p_T^2 \Psi_{p4}}{J} \sqrt{u_3^2 + u_4^2} - \frac{p_T T_1}{J} \end{bmatrix} \quad (29)$$

计算矩阵 $\mathbf{A}(\mathbf{U})$ 对 \mathbf{U} 的导数, 得到

$$\begin{cases} u_1 = \frac{m}{M' i_m} \left[\left(\varphi_2 + \frac{f_y}{m} \right) \sin \theta_5 - \left(\varphi_1 + \frac{f_x}{m} \right) \cos \theta_5 \right] \\ u_2 = \frac{m}{M' i_m} \left[\left(\varphi_2 + \frac{f_y}{m} \right) \cos \theta_5 + \left(\varphi_1 + \frac{f_x}{m} \right) \sin \theta_5 \right] \\ u_3 = \frac{J}{1.5 p_T^2 \Psi_{p4}} \left(\varphi_3 + \frac{p_T T_1}{J} \right) \cos \theta_3 \\ u_4 = \frac{J}{1.5 p_T^2 \Psi_{p4}} \left(\varphi_3 + \frac{p_T T_1}{J} \right) \sin \theta_3 \end{cases} \quad (32)$$

经过式 (32) 描述的状态反馈, 系统成为无耦合的线性系统

$$\begin{cases} \ddot{x} = \varphi_1 \\ \ddot{y} = \varphi_2 \\ \dot{\omega} = \varphi_3 \end{cases} \quad (33)$$

从而得到无轴承永磁同步电机的状态反馈解耦线性化结构示意图如图 4 所示。图 4b 方框中的点

代表线性系统。

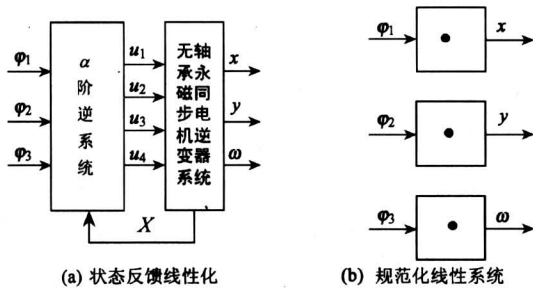


图4 无轴承永磁同步电机状态反馈线性化

Fig.4 The state feedback linearization of the BPMSM

4 系统的综合

4.1 转子位置系统的综合

对于由式(33)描述的规范化线性系统,利用线性系统理论对其进行综合。方程式(33)的前2行为径向力系统的x和y位置系统,即转子中心x和y位置控制系统,属于二阶积分型线性系统。例如转子位置x系统的传递函数为

$$G(s) = \frac{x(s)}{\varphi_1(s)} = \frac{1}{s^2} \quad (34)$$

采用鲁棒伺服调节器设计方法如图5所示,

$T(s) = \frac{a_0 + a_1 s}{s}$ 。系统的闭环传递函数选为

$$\Phi(s) = \frac{\omega_1^2 (s + \delta_1)}{(s + \delta_1)(s^2 + 2\xi_1 \omega_1 s + \omega_1^2)} \quad (35)$$

式中 ξ_1 为阻尼系数, ω_1 决定系统响应的快慢,具体参数选定为 $\delta_1 = 5, \omega_1 = 900 \text{ rad/s}, \xi_1 = \sqrt{2}/2$, 则参数 a_0, a_1, k_0 和 k_1 按式(36)计算:

$$\begin{cases} a_0 = \delta_1 \omega_1^2 = 4\,050\,000 \\ a_1 = \omega_1^2 = 810\,000 \\ k_0 = 2\xi_1 \omega_1 \delta_1 = 4\,500\sqrt{2} \approx 6\,363 \\ k_1 = \delta_1 + 2\xi_1 \omega_1 \approx 1\,277.6 \end{cases} \quad (36)$$

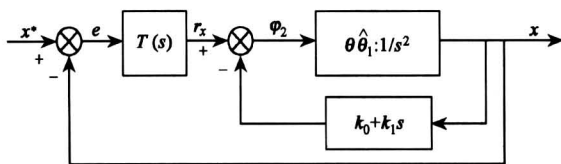


图5 系统转子位置的综合

Fig.5 The composite of displacement subsystem of rotor

4.2 转速系统综合

方程式(33)的第3行为转速 ω 系统,属于一阶积分系统。转速 ω 系统的传递函数为

$$G(s) = \omega/\varphi_3 = 1/s \quad (37)$$

采用鲁棒伺服调节器设计方法,如图6所示,

其中 $T(s) = \frac{a_2(s + \delta_2)}{s}$, 系统闭环传递函数选为

$$\Phi(s) = \frac{2\xi_2 \omega_2 s + \omega_2^2}{s^2 + 2\xi_2 \omega_2 s + \omega_2^2} \quad (38)$$

式中 ξ_2 为阻尼系数, ω_2 决定系统响应的快慢。系统的动态性能指标可以通过以下的仿真结果确定。

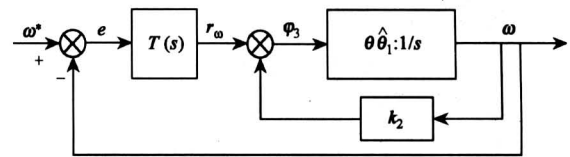


图6 转速系统综合

Fig.6 The composite of mechanical rotational angular speed subsystem of the rotor

4.3 控制子系统综合框图

将位置x, y和转速 ω 子系统进行综合,得到无轴承永磁同步电机基于逆系统方法的控制框图如图7所示。图中电流下标为1表示电机绕组电流,下标为2表示悬浮绕组电流;A, B, C分别表示绕组电流的三相。

5 控制系统仿真

以实验样机为对象,通过计算机仿真进一步验证笔者提出的控制策略。试验电机参数为:四极电机绕组;二极径向悬浮绕组;气隙0.5 mm;永磁体厚度1 mm;每极转矩绕组60匝;每极径向绕组24匝;转子轴长60 mm;定子内半径25 mm;转子外半径23 mm;转子质量 $m = 2.2 \text{ kg}$;转子转动惯量 $J = 0.000\,53 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$;定子两套绕组互感导数 $M' = 3.27 \text{ H/m}$;永磁体等效励磁磁链 $\Psi_{p4} = 0.023\,0 \text{ Wb}$ 。

$$\text{取 } a_2 = \frac{7.5 p_T^2 \Psi_{p4}}{J} \approx 1\,300, \delta_2 = 5, k_2 = 0, \text{ 转速系统的闭环传递函数为}$$

转速系统的闭环传递函数为

$$\Phi(s) = \frac{1\,300s + 6\,500}{s^2 + 1\,300s + 6\,500} \quad (39)$$

5.1 转子浮起过程

图8为 $y = -0.25 \text{ mm}, x = 0$ 时转子在y方向

起浮的响应曲线。该自由度的初始值为 $y = -0.25$ mm。从仿真结果可知，系统的稳态误差接近于 0，系统的超调量非常小，调节时间约为 0.01 s。无轴

承永磁同步电机解耦控制系统的转子位置子系统具有比较好的静、动态性能。图 9 为 $y = -0.25$ mm, $x = 0.2$ mm 起浮时的转子质心轨迹。

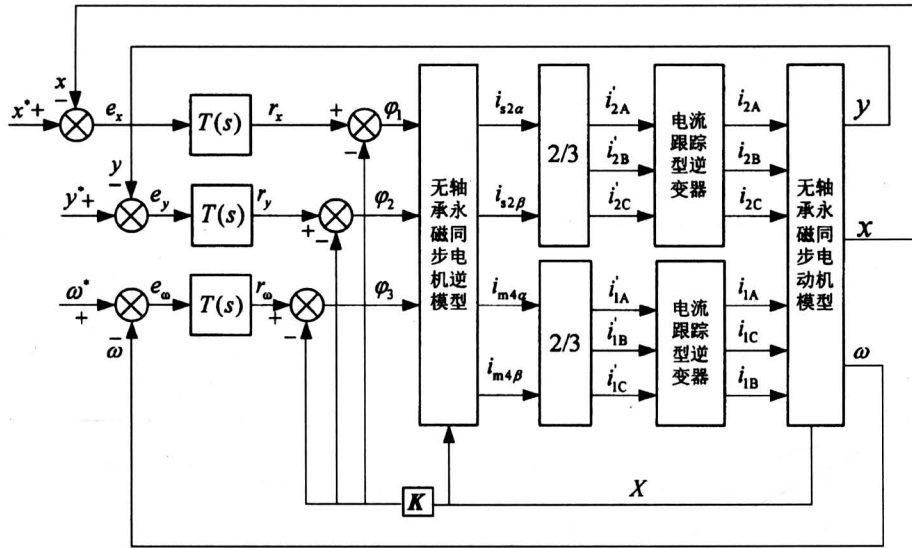


图 7 无轴承永磁同步电机基于逆系统理论的控制框图

Fig.7 The control diagram of the BPMSM based on the inverse system theory

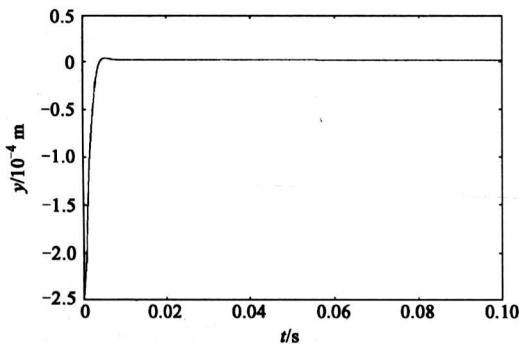


图 8 y 方向起浮响应曲线

Fig.8 The curve of step response of the displacement of rotor in the direction of y

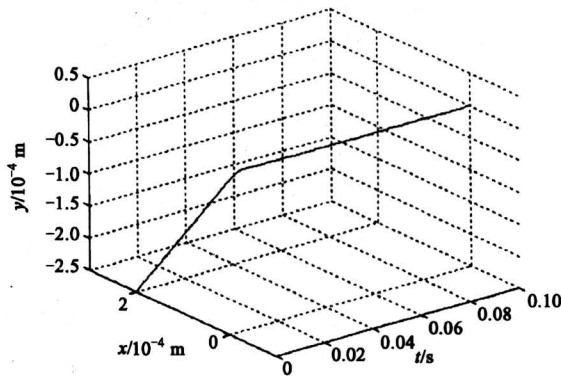


图 9 转子质心轨迹

Fig.9 The trajectory of the mass center of the rotor

5.2 转速系统

图 10 为无轴承电机的阶跃响应，其期望速度为 9 000 r/min。由仿真结果可知，系统的稳态误差接近于 0，超调量约为 0，转速子系统具有满意的性能指标。

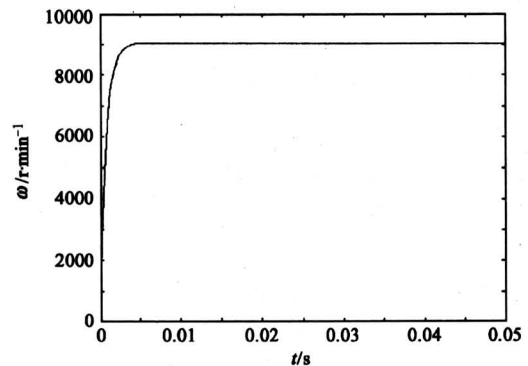


图 10 无轴承电机的转速阶跃响应曲线

Fig.10 The curve of step response of the mechanical rotational angular speed subsystem of the BPMSM

6 结语

笔者运用逆系统理论解耦控制，成功地实现了无轴承永磁同步电机径向位置系统与转矩系统之间的动态解耦。不仅可以实现各个子系统相互之间无耦合，

而且使各子系统变换成线性化,系统设计得以简化,容易实现系统所要求的性能指标。仿真表明:电机转子可以实现稳定悬浮,转矩力和径向悬浮力可以独立控制,并具有良好的动静态性能。下一步将以试验样机为控制对象进行基于逆系统理论的解耦试验研究,以进一步证实逆系统理论的实用性。

参考文献

- [1] 李春文, 冯元琨. 多变量非线性控制的逆系统方法 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1991
- [2] Ooshima M, Miyazawa S, Deido T, et al. Characteristics of a permanent magnet type bearingless motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32 (2): 363~370
- [3] Chiba A, Onoya S, Kikuchi T, et al. An analysis of a prototype permanent magnet bearingless motor using finite element method [A]. 5th International Symposium on Magnetic Bearings [C]. Kanazawa, Japan, August 1996. 351~360
- [4] Ooshima M, Chiba A, Fukao T, et al. Design and analysis of permanent magnet-type bearingless motors [J]. IEEE Trans Indus Electr, 1996, 43 (2): 292~299
- [5] Takemoto M, Uyama M, Chiba A, et al. A deeply-buried permanent magnet bearingless motor with 2-pole motor windings and 4-pole suspension windings [R]. IEEE Industry Applications Society, 2003. 1413~1420
- [6] Zhou J, Tseng K J. A disk-type bearingless motor for use as satellite momentum-reaction wheel [A]. IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference [C]. 2002. 1971~1978
- [7] Ooshima M, Miyazawa S, Chiba A, et al. Performance evaluation and test results of a 11 000 rpm, 4kW surface-mounted permanent magnet-type bearingless motor [A]. 7th International Symposium on Magnetic Bearings [C]. ETH Zürich, August 2000. 23~25

Study on Decoupling Control of Bearingless Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Inverse System Theory

Fei Decheng, Zhu Huangqiu

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

[Abstract] A decoupling control approach based on dynamic inverse system theory has been developed for the bearingless permanent magnet synchronous motor (BPMSM), which is a multi-variable, nonlinear and strong-coupled system. Firstly, inverse system theory is briefly introduced. Secondly, the principle of suspension forces is expounded, and the state equations of torque force and radial suspension forces are set up. Then feasibility of decoupling control based on dynamic inversion theory for BPMSM is discussed in detail, and the dynamic decoupling control arithmetic based on inverse system is deduced. Finally, the simulation results have showed that this kind of control strategy can realize dynamic decoupling control between torque force and radial suspension forces, and the control system has fine dynamic and static performance.

[Key words] BPMSM; inverse system; dynamic feedback linearization; decoupling control