

基于逆系统方法的感应电机调速控制系统*

张兴华 戴先中
(东南大学自控系 南京 210096)

摘要 从一般非线性系统的相对阶定义出发分析了感应电机的可逆性,对感应电机变频调速系统应用逆系统方法,将这一多变量、非线性、强耦合的复杂对象解耦成转速与转子磁链两个二阶线性子系统,并运用线性系统理论对设计的闭环控制器进行控制。仿真结果表明系统具有良好的静态及动态性能。

关键词 逆系统,相对阶,感应电机,解耦控制

分类号 TP 13

Speed Control System of Induction Motor Based on Inverse System Method

Zhang Xinghua, Dai Xianzhong
(Southeast University)

Abstract The invertibility of induction motor and the feasibility of the inverse method to speed control of induction motor are studied via the concept of relative degree of nonlinear systems. The induction motor, which is a multivariable, nonlinear and coupled strongly system, is decoupled into independent second-order pseudo-linear subsystems: speed subsystem and rotor flux magnitude one. Linear controllers are designed for each of subsystems to obtain good static and dynamic performance.

Key words inverse systems, relative degree, induction motor, decoupling control

1 引言

感应电机是一个十分复杂的非线性控制对象。由于变量之间存在交叉耦合,要实现高性能的控制,必须使感应电机的转速和转子磁链实现动态解耦。矢量控制技术的提出,使感应电机的调速达到了与直流电机相近的性能。然而,矢量控制只能实现转速与转子磁链的稳态解耦,不能实现二者间的动态解耦。为此,一些学者将基于微分几何控制理论的反馈线性化方法^[1-3]引入电气传动领域,实现了感应电机转速及转子磁链的动态解耦。

逆系统方法^[4]是一种新的控制策略,其实质是应用反馈线性化方法来实现多变量、非线性、强耦合系统的线性化解耦。由于它不依赖于对非线性系统的求解或稳定性分析,只需讨论系统的反馈变换,因

此是一种更具一般性的方法,其研究对象不限于仿射非线性系统。逆系统方法的基本思想是:对于给定的系统,先用对象的模型生成一种可用反馈方法实现的原系统的“ α 阶积分逆系统”,并将对象补偿成为具有线性传递关系且已解耦的规范化系统(称为伪线性系统),再用线性系统的各种设计理论来完成伪线性系统的综合。逆系统方法不必将问题引入“几何域”中讨论,具有直观、简便和易于理解的特点,便于工程上推广应用。

本文基于逆系统理论,从一般非线性系统的相对阶的定义出发,对感应电机变频调速系统应用逆系统方法,将两相同步旋转坐标系中的 4 阶感应电机模型这一多变量、非线性、强耦合的系统,线性化解耦成转速和转子磁链两个二阶线性系统;在此基础上,应用线性系统理论对已解耦的伪线性系统进行综合,取得了满意的控制效果。

2 非线性系统的相对阶及可逆性

逆系统方法应用于非线性系统控制的前提是系统可逆。对于仿射非线性系统,文献[5, 6]给出了系统可逆的充要条件。本文将可逆性置于更一般的非线性系统的范围内进行讨论: 首先定义非线性系统相对阶, 然后给出系统可逆的充要条件, 进而分析感应电机的可逆性。

考虑由以下方程描述的一般非线性系统

$$\dot{x} = f(x, u), \quad y = h(x, u) \quad (1)$$

其中, $x \in R^n, u \in R^p, y \in R^q, q \leq p; f(x, u), h(x, u)$ 是光滑函数。

定义 1 由方程(1) 描述的系统在点 (x_0, u_0) 具有相对阶 $\{\alpha_1, \dots, \alpha_r\}$, 如果:

1) 在点 (x_0, u_0) 的某邻域有

$$\frac{\partial}{\partial u_j} (L_{f^{(k)}}^{(j)} h_i(x, u)) = 0 \quad 1 \leq j \leq p, 1 \leq i \leq q, k = \alpha_i - 1 \quad (2)$$

其中 $L_{f^{(k)}}^{(j)} h_i(x, u)$ 是 $h_i(x, u)$ 沿 $f(x, u)$ 的 Lee 导数。

2) $q \times p$ 阶矩阵

$$A(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial u_1} L_{f^{(\alpha_1)}}^{(\alpha_1)} h_1(x, u) & \dots & \frac{\partial}{\partial u_p} L_{f^{(\alpha_1)}}^{(\alpha_1)} h_1(x, u) \\ \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial}{\partial u_1} L_{f^{(\alpha_r)}}^{(\alpha_r)} h_r(x, u) & \dots & \frac{\partial}{\partial u_p} L_{f^{(\alpha_r)}}^{(\alpha_r)} h_r(x, u) \end{bmatrix} \quad (3)$$

在 (x_0, u_0) 的秩为 q 。

在定义了系统相对阶之后, 我们将具体分析感应电机的可逆性。为此给出如下的逆系统存在定理, 该定理的证明可参阅文献[4]。

定理 1 系统(1) 在点 (x_0, u_0) 的某一邻域可逆的充分条件是: 系统存在相对阶 $\alpha = \{\alpha_1, \dots, \alpha_r\}$, 且

$$\sum_{i=1}^q \alpha_i = n \quad (4)$$

3 感应电机逆系统方法解耦控制

3.1 感应电机的数学模型

在互感相同和磁路线性的假设下, 转子磁链坐标系中感应电机的动态模型可由以下的 4 阶微分方程描述^[7]。

$$\dot{x} = f(x, u) =$$

$$\begin{cases} -\gamma x_1 + n_p x_2 x_4 + \frac{\alpha L_m}{x_3} x_2^2 + \alpha \beta x_3 + \frac{u_1}{L_s \sigma} \\ \frac{\alpha L_m}{x_3} x_1 x_2 - n_p x_1 x_4 - \gamma x_2 - n_p \beta x_3 x_4 + \frac{u_2}{L_s \sigma} \\ \alpha L_m x_1 - \alpha x_3 \\ \mu x_2 x_3 - \frac{T_l}{J} \end{cases} \quad (5)$$

输出方程为

$$y = h(x) = \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中状态变量

$$x = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T = [i_{sd}, i_{sq}, \Psi_r, \omega]^T$$

控制变量

$$u = [u_1, u_2]^T = [u_{sd}, u_{sq}]^T$$

系统输出

$$y = [y_1, y_2]^T = [\Psi_r, \omega]^T$$

方程中系数

$$\sigma = 1 - \left[\frac{L_m^2}{L_s L_r} \right], \quad \alpha = \frac{R_r}{L_r}, \quad \beta = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$$

$$\gamma = \left[\frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right] + \left[\frac{R_s}{\sigma L} \right], \quad \mu = n_p \frac{L_m}{J L_r}$$

其中, i, Ψ, u, R 分别表示电流、磁链、电压和电阻, 下标 s 和 r 表示定子和转子量, d, q 表示转子磁链坐标系中的两个垂直分量, L_m, L_s, L_r 分别为互感、定子和转子自感, n_p 是极对数。

3.2 逆系统反馈线性化解耦

由于电机模型的非线性及强耦合作用, 若对转速或电磁转矩进行高性能的控制, 必须使感应电机的转速和转子磁链实现动态解耦。应用逆系统方法对感应电机变频调速系统进行解耦控制, 需判断系统是否可逆, 为此要确定系统的相对阶。由式(6) 计算得

$$\begin{aligned} L_{f^{(0)}}^{(0)} h_1(x) &= h_1(x) = x_3 \\ L_{f^{(1)}}^{(1)} h_1(x) &= \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} f(x, u) = \alpha L_m x_1 - \alpha x_3 \\ L_{f^{(2)}}^{(2)} h_1(x) &= -\alpha L_m (\alpha + \gamma) x_1 + \alpha^2 (1 + \beta L_m) x_3 + \\ &\quad \alpha L_m \left[\frac{\alpha L_m}{x_3} x_2 + n_p x_4 \right] x_2 + \frac{\alpha L_m}{L_s \sigma} u_1 \\ L_{f^{(0)}}^{(0)} h_2(x) &= h_2(x) = x_4 \\ L_{f^{(1)}}^{(1)} h_2(x) &= \frac{\partial h_2(x)}{\partial x} f(x, u) = \mu x_2 x_3 - \frac{T_l}{J} \\ L_{f^{(2)}}^{(2)} h_2(x) &= -\mu n_p x_1 x_3 x_4 - \mu (\alpha + \gamma) x_2 x_3 - \\ &\quad \mu n_p \beta x_3 x_4 + \frac{\mu x_3}{L_s \sigma} u_2 \end{aligned}$$

显然

$$\frac{\partial}{\partial u_j}(L_{f^k(x,u)}^k h_i(x)) = 0$$

$$j = 1, 2, i = 1, 2, k = 0, 1 \quad (7)$$

$$A(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial u_1} L_{f^1(x,u)}^1 h_1(x) & \frac{\partial}{\partial u_2} L_{f^1(x,u)}^1 h_1(x) \\ \frac{\partial}{\partial u_1} L_{f^2(x,u)}^2 h_2(x) & \frac{\partial}{\partial u_2} L_{f^2(x,u)}^2 h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha L_m / L_s \sigma & 0 \\ 0 & \mu x_3 / L_s \sigma \end{bmatrix} \quad (8)$$

则 $\text{Det}(A(x, u)) = -\frac{\alpha \mu L_m}{L_s^2 \sigma^2} x_3$ 。当 $x \in \Omega = \{x \in R^4: x_3 \neq 0\}$ 时, $A(x, u)$ 非奇异, $\text{rank}(A(x, u)) = 2$, 故系统的相对阶为 $\alpha = \{2, 2\}$ 。令

$$v_1 = L_{f^1(x,u)}^2 h_1(x), \quad v_2 = L_{f^2(x,u)}^2 h_2(x)$$

由于

$$[y_1^{(2)}, y_2^{(2)}]^T = [L_{f^1(x,u)}^2 h_1(x), L_{f^2(x,u)}^2 h_2(x)]^T = [v_1 \quad v_2]^T = V(x, u) \quad (9)$$

则 $\partial V(x, u) / \partial u = A(x, u)$, $\text{Det}(A(x, u)) \neq 0$ 。由隐函数定理^[8], 方程(9)存在唯一解, 求解该方程可得

$$u_1 = \sigma L_s (\gamma + \alpha) x_1 - \sigma L_s \left(\frac{\alpha L_m}{x_3} x_2 + n_p x_4 \right) x_2 - \alpha \sigma L_s \left(\beta + \frac{1}{L_m} \right) x_3 + \frac{\sigma L_s}{\alpha L_m} v_1 \quad (10)$$

$$u_2 = n_p \sigma L_s x_1 x_4 + \sigma L_s (\gamma + \alpha) x_2 + n_p \beta \sigma L_s x_3 x_4 + \frac{\sigma L_s}{\mu x_3} v_2 \quad (11)$$

以上二式即是由状态反馈实现的感应电机 α 阶逆系统, 式中 v_1, v_2 为 α 阶积分逆系统的输入。将其串联在感应电机模型之前, 复合得线性化解耦后的伪线性系统如图 1 所示, 伪线性系统方程可表示为

$$y_1^{(2)} = v_1, \quad y_2^{(2)} = v_2 \quad (12)$$

其中, $y_1 = \psi_r, y_2 = \omega$ 。

4 系统的闭环控制器设计

对于由逆系统与原系统复合而成的伪线性系(如图 1 所示), 感应电机的转子磁链和转速可分别由输入 v_1 和 v_2 独立控制。运用线性系统理论对其进行综合, 其实现结构如图 2 所示。

系统中定子电流分量及转子转速可直接测量, 转子磁链幅值及相位由磁链观测器估计。转速调节器和转子磁链调节器均选为 PD 调节器, 且调节器参数相同, 均为 $K_p = 1100, K_d = 50$ 。解耦子系统的

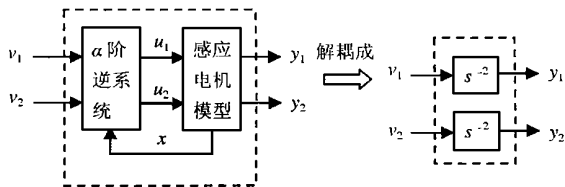


图 1 感应电机与其 α 阶逆系统组成的伪线性系统

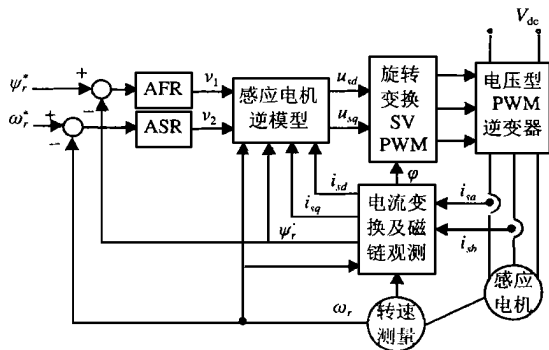


图 2 感应电机的逆系统方法解耦闭环控制

闭环传函为

$$G(s) = \frac{50s + 1100}{s^2 + 50s + 1100} \quad (13)$$

5 仿真结果

对一台额定功率为 15kW 的笼式感应电机, 运用所提出的逆系统解耦控制算法进行了仿真实验。电机参数如下: 额定功率 15kW, 额定转子磁链 1.3Wb, 额定转速 220rad/s, 极对数 1, 定子电感 0.0699H, 转子电感 0.0699H, 互感 0.068H, 转子惯量 0.0586kg·m², 定子电阻 0.18Ω, 转子电阻 0.15Ω, 负载转矩初值 30N·m。

系统输出响应如图 3, 图 4 所示。从图中可以看到, 当转子磁链在 $t = 1.5s$ 由 1.2Wb 跳变为 0.6Wb 时, 转速保持不变; 当转速在 $t = 2s$ 由 200rad/s 变为

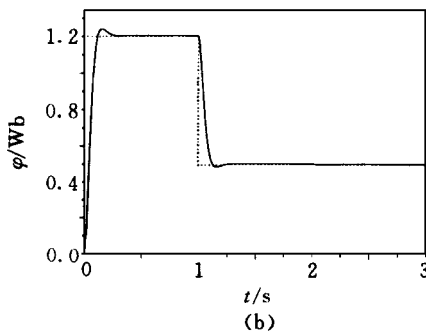


图 3 转子磁链输出响应

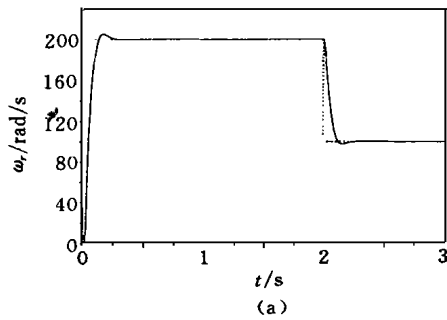


图 4 转速输出响应

- 100rad/s 时, 转子磁链保持不变, 这表明转速与转子磁链之间实现了动态解耦。当负载转矩在 $t = 1s$ 跳变为 $70N \cdot m$, 在 $t = 2.5s$ 再跳变为 $50N \cdot m$ 时, 转子磁链保持不变, 转速超调在 5% 以下, 且可在 0.2s 之内恢复到设定值。这表明系统对负载扰动有较强的鲁棒性, 控制系统的输出响应迅速, 有良好的跟踪性能。

6 结 语

本文基于逆系统理论, 将感应电机这一多变量、非线性、强耦合的复杂对象, 解耦成转速及转子磁链两个单变量二阶线性子系统, 运用线性系统理论对其进行控制, 取得了满意的控制效果。逆系统理论作为非线性系统控制的一种行之有效的方法, 为高性能感应电机控制提供了一条新途径。

参 考 文 献

1 Riccardo Marino, Sergei Peresada, Paolo Valigi. Adap

tive input-output linearizing control of induction motors. IEEE Trans on AC, 1993, 38(2): 208 ~ 221

2 John Chiasson. Dynamic feedback linearization of the induction motor. IEEE Trans on AC, 1993, 38(10): 1588 ~ 1600

3 Riccardo Marino, Sergei Peresada, Patrizio Tomei. Adaptive output feedback control of current-fed induction motors with uncertain rotor resistance and load torque. Automatica, 1998, 34(5): 617 ~ 624

4 李春文, 冯元琨. 多变量非线性控制的逆系统方法. 北京: 清华大学出版社, 1990

5 Ronald M Hirschorn. Invertibility of multivariable nonlinear control systems. IEEE Trans on AC, 1979, 24(6): 855 ~ 865

6 Sahjendra N Singh. Decoupling of invertible nonlinear systems with state feedback and precompensation. IEEE Trans on AC, 1979, 24(6): 1237 ~ 1239

7 夏超英. 交直流传动系统的自适应控制. 北京: 机械工业出版社, 1999. 123 ~ 128

8 陆启韶. 现代数学基础. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1997. 92 ~ 97

作 者 简 介

张兴华 男, 1963 年生。1998 年于无锡轻工大学获硕士学位, 现为东南大学自控系博士生。研究方向为非线性控制, 神经网络, 电机控制等。

戴先中 男, 1954 年生。1986 年于清华大学获博士学位, 现为东南大学自动控制系主任, 教授, 博士生导师。主要研究方向为神经网络, 非线性控制, 机器人控制, 电力系统控制等。