

异步电动机的非线性自适应控制

邓智泉

彭兆行

(南京航空航天大学自动控制系统·南京, 210016) (东北大学机械电子系·沈阳, 110006)

摘要: 本文针对磁场定向的 $d-q$ 坐标系下的 4 阶包含机、电动力学的异步电动机的模型, 运用非线性自适应的反馈线性化的控制方法, 设计一个渐近跟踪负载力矩和转子电阻实际值的非线性辨识算法, 一旦这两个未知常数被辨识, 则可实现速度和磁链调节的解耦控制, 仿真结果证明系统具有良好的稳、动态性能。

关键词: 异步电动机; 非线性自适应控制

1 引言

在过去的十年里, 一些学者用微分几何控制理论中的非线性状态反馈线性化方法^[1], 在确知其参数的情况下, 实现异步电动机的输入输出线性化和系统的稳、动态解耦, 显示出比矢量控制更好的性能^[2,3]; 另一方面, 由于非线性解耦线性化理论的应用要求模型应该是精确的, 然而实际上模型的物理参数常常是不能精确知道的, 而且是经常变化的, 例如电动机在磁场饱和和温度变化的情况下, 它的参数, 特别是它的转子电阻变化很大. 参数的变化使得电动机控制的稳、动态性能变坏。

本文针对在磁场定向的 $d-q$ 坐标系下四阶的异步电动机的模型, 设计了一个能够渐近跟踪负载力矩和转子电阻实际值的二阶非线性辨识系统. 当辨识系统收敛到参数的实际值时, 该控制器就能实现转速和转子磁链的完全解耦. 仿真结果也证明了这种控制器具有良好的自适应性和良好的稳、动态性能。

2 异步电动机的非线性自适应控制

2.1 异步电动机的数学模型

异步电动机的特性可以用在磁场定向的 $d-q$ 坐标系下 ($\varphi_q = 0$) 的四阶模型来描述. 考虑在实际的工况下, 交流异步电动机的负载力矩 T_L 一般是变化的, 不能精确知道, 而转子电阻 R_r 的实际值由于热效应等原因, 其变化幅度较大. 假定电机实际的负载力矩 T_L 和转子电阻 R_r 为未知的常数, 令 $p = (p_1, p_2)^T = (T_L - T_{LN}, R_r - R_{rN})^T$ 为未知常数 T_L, R_r 和其额定值 T_{LN}, R_{rN} 的参数误差, 则在磁场定向坐标系下, 包含着参数误差 p_1, p_2 的交流异步电动机的数学模型写成状态方程的形式为

$$\dot{x} = f(x) + u_d g_d + u_q g_q + p_1 f_1(x) + p_2 f_2(x). \quad (1)$$

其中

$$f(x) = \begin{bmatrix} \mu \varphi_d \dot{i}_q - (T_{LN}/J) - (D\omega/J) \\ -\alpha \varphi_d + \alpha M i_d \\ \alpha \beta \varphi_d - \gamma i_d + n_p \omega i_q + \alpha M (i_q^2/\varphi_d) \\ -\beta n_p \omega \varphi_d - \gamma i_q - n_p \omega i_d - \alpha M (i_q i_d/\varphi_d) \end{bmatrix}, \quad g_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \lambda \\ 0 \end{bmatrix}, \quad g_q = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \lambda \end{bmatrix},$$

$$f_1(x) = \begin{bmatrix} -(1/J) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad f_2(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ -(1/L_r) \varphi_d + (M/L_r) i_d \\ (\beta/L_r) \varphi_d - (M\beta/L_r) i_d + (M/L_r) (i_q^2/\varphi_d) \\ -(M\beta/L_r) i_q - (M/L_r) (i_q i_d/\varphi_d) \end{bmatrix}.$$

ω 为转子旋转角速度(机械角速度), T_L 为负载转矩, J 为系统转动惯量, n_p 为电机极对数, D 为摩擦阻力系数, φ_d, φ_q 为转子两相磁链, i_d, i_q 和 u_d, u_q 分别为定子两相电流值和定子两相电压值, L_r 为电机转子自感, L_s 为电机定子自感, M 为定转子间互感, R_r 为转子电阻, R_s 为定子电阻. $\alpha = (R_{rN}/L_r)$, $\beta = M/(L_s L_r - M^2)$, $\gamma = (M^2 R_{rN} + L_r^2 R_s)/((L_s L_r - M^2) L_r)$, $\mu = (n_p M/J L_r)$, $\lambda = L_r/(L_s L_r - M^2)$.

定向坐标系的旋转角速度 $\omega_1 = n_p \omega + (R_r M/L_r)(i_q/\varphi_d)$, 系统的状态变量为 $x = [\omega, \varphi_d, i_d, i_q]^T$, 输入变量为 $u = [u_d, u_q]^T$.

系统输出函数为: $h_1(x) = \omega$, $h_2(x) = \varphi_d$.

2.2 非线性辨识系统的设计

为了消除在实际运行中的负载力矩和转子电阻的变化对控制系统性能的影响, 可采用包含一个渐近跟踪负载力矩和转子电阻实际值的二阶非线性辨识系统的自适应反馈线性化的控制算法. 根据文献[4~5]中提出的自适应反馈线性化方法, 该控制算法的设计如下:

1° 引入基于参数估计值 $\hat{p}(t)$ 的时变状态空间的坐标变换和时变的非线性状态反馈, 使系统转化成一个包含着参数估计误差的关于转速和磁链近似解耦的系统.

令 $\hat{p}(t) = (\hat{p}_1(t), \hat{p}_2(t))^T = (\hat{T}_L(t) - T_{LN}, \hat{R}_r(t) - \hat{R}_{rN})^T$ 为参数的时变估计值, 且令 $e_p = \begin{bmatrix} e_{p_1} \\ e_{p_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1 - \hat{p}_1(t) \\ p_2 - \hat{p}_2(t) \end{bmatrix}$ 为参数误差.

引入基于参数的估计值 $\hat{p}(t)$ 的时变的状态空间坐标变换

$$\begin{cases} z_1 = h_1(x), \\ z_2 = L_f h_1(x) + \hat{p}_1 L_{f_1} h_1, \\ z_3 = h_2(x), \\ z_4 = L_f h_2(x) + \hat{p}_2 L_{f_2} h_2. \end{cases} \quad (2)$$

定义时变的非线性状态反馈

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = A(x, \hat{p}_2)^{-1} \left[(-b(x, \hat{p}) + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}) \right]. \quad (3)$$

其中

$$A(x, \hat{p}_2) = \begin{bmatrix} 0 & L_{g_q} L_{f_1} h_1 \\ L_{g_d} L_{f_2} h_2 + \hat{p}_2 L_{g_d} L_{f_2} h_2 & 0 \end{bmatrix},$$

$$b(x, \hat{p}) = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1 + \hat{p}_1 L_{f_1} L_{f_1} h_1 + \hat{p}_2 L_{f_2} L_{f_1} h_1 + \frac{d\hat{p}_1}{dt} L_{f_1} h_1 \\ L_f^2 h_2 + \hat{p}_2 L_{f_2} L_{f_2} h_2 + \hat{p}_2 L_{f_1} L_{f_2} h_2 + \frac{d\hat{p}_2}{dt} L_{f_2} h_2 + \hat{p}_2^2 L_{f_1}^2 h_2 \end{bmatrix}.$$

控制输入量设计为

$$\begin{cases} v_d = -k_{d1} z_1 - k_{d2} z_2 + v_{dref}, \\ v_q = -k_{q1} z_3 - k_{q2} z_4 + v_{qref}, \\ v_{dref} = k_{d1} \omega_{ref}(t) + k_{d2} \dot{\omega}_{ref}(t) + \ddot{\omega}_{ref}(t), \\ v_{qref} = k_{q1} \omega_{dref}(t) + k_{q2} \dot{\varphi}_{dref}(t) + \ddot{\varphi}_{dref}(t). \end{cases} \quad (4)$$

利用(2)和(3), 则系统(1)将转化为下面包含着参数误差的关于转速和磁链近似解耦的系统 ($e_{p_1} \rightarrow 0, e_{p_2} \rightarrow 0$):

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + e_{p_1} L_{f_1} h_1, \\ \dot{z}_2 = v_d + e_{p_1} L_{f_1} L_{f_2} h_1 + e_{p_2} L_{f_2} L_{f_1} h_1, \\ \dot{z}_3 = z_4 + e_{p_2} L_{f_2} h_2, \\ \dot{z}_4 = v_q + e_{p_2} (L_{f_2} L_{f_1} h_2 + \hat{p}_2 L_{f_2}^2 h_2). \end{cases} \quad (5)$$

几点说明:

1) 假定参考信号 $\omega_{\text{ref}}(t)$ 和 $\varphi_{d\text{ref}}(t)$ 是二阶可导的有界函数, 且 $\lim_{t \rightarrow \infty} \omega_{\text{ref}}(t) = c_1, \forall t \geq 0, c_1 \in \mathbb{R}$.

2) 控制调节参数 $(k_{d1}, k_{d2}), (k_{q1}, k_{q2})$ 的设计必须使得系统是渐近稳定的.

3) 当异步电动机启动后, 转子磁链 $\varphi_d \neq 0$, 而且在一般情况下, $\hat{R}_r(t) > 0$, 即 $\hat{p}_2(t) + R_{rN} > 0$, 所以, 可以避免当 $\varphi_d = 0$ 或 $\hat{p}_2(t) + R_{rN} = 0$ 时, 因变换矩阵的绝对值 $\det A(x, \hat{p}_2) = -\frac{\hat{p}_2 + R_{rN}}{L_r} \mu \lambda^2 M \varphi_d = 0$ 而导致系统的奇异性.

2° 根据李亚普诺夫稳定性理论, 设计一个能够渐近跟踪负载力矩和转子电阻实际值的二阶非线性辨识系统.

参考模型跟踪误差可定义为 $e = (z_1 - \omega_{\text{ref}}, z_2 - \dot{\omega}_{\text{ref}}, z_3 - \varphi_{d\text{ref}}, z_4 - \varphi_{d\text{ref}})$, 它们的动力特性可从式(4)和(5)中推出, 即为

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \\ \dot{e}_4 \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} L_{f_1} h_1 & 0 \\ L_{f_1} L_{f_2} h_1 & L_{f_2} L_{f_1} h_1 \\ 0 & L_{f_2} h_2 \\ 0 & L_{f_2} L_{f_1} h_2 + \hat{p}_2 L_{f_2}^2 h_2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} e_{p_1} \\ e_{p_2} \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{pmatrix} + W(z, \hat{p}_2) \begin{pmatrix} e_{p_1} \\ e_{p_2} \end{pmatrix}. \quad (6)$$

其中, $e_i(0) = 0, 0 \leq i \leq 4, K = \begin{bmatrix} K_d & 0 \\ 0 & K_q \end{bmatrix}$, $W(z, \hat{p}_2)$ 为回归矩阵.

令 $P = \begin{bmatrix} P_d & 0 \\ 0 & P_q \end{bmatrix}$ 为正定对称矩阵, 且为下面的李雅普诺夫方程的解.

$$K^T P + P K = -Q. \quad (7)$$

其中 $Q = \begin{bmatrix} Q_d & 0 \\ 0 & Q_q \end{bmatrix}$, Q_d 和 Q_q 也为正定对称矩阵, 考虑以下二次型函数

$$V = e^T P e + e_p^T \Gamma e_p. \quad (8)$$

其中参数矩阵 Γ 是正定对称矩阵, 函数 V 的导数为

$$\frac{dV}{dt} = e^T (K^T P + P K) e + 2e_p^T \left[W^T P e + \Gamma \frac{de_p}{dt} \right]. \quad (9)$$

如果定义

$$\frac{de_p}{dt} = -\Gamma^{-1} W^T P e, \quad (10)$$

即

$$\frac{d\hat{p}}{dt} = \Gamma^{-1} W^T P e. \quad (11)$$

它为参数估计 $\hat{p}(t)$ 的动力学微分方程. 利用式(10), 则式(9)变成

$$\frac{dV}{dt} = -e^T Q e. \quad (12)$$

这样就能保证方程(6)是稳定的. 为了证明方程(6)是渐近稳定的, 根据李亚谱诺夫稳定性理论, 先求 $\dot{V} \equiv 0$ 时的 $\varepsilon = [e \ e_p]^T$ 的集合 M_0 .

根据式(12)和式(6)可得

$$M_0 = \{\varepsilon : \dot{V}(\varepsilon) \equiv 0\} = \{\varepsilon : e \equiv 0\} = \{\varepsilon : e = 0, \dot{e} = 0\} = \{\varepsilon : e = 0, W(z, \hat{p}_2)e_p = 0\}. \quad (13)$$

再结合式(6), 从式(13)中可以推出

$$\lim_{t \rightarrow \infty} L_{f_1} h_1 e_{p_1}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \left(-\frac{1}{J} \right) e_{p_1}(t) = 0. \quad (14)$$

$$\text{即} \quad \lim_{t \rightarrow \infty} e_{p_1}(t) = 0. \quad (15)$$

则

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{T}_L(t) = T_L. \quad (16)$$

同理可证, 当电机的电磁力矩不等于零时,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_{p_2}(t) = 0. \quad (17)$$

也就是

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{R}_r(t) = R_r. \quad (18)$$

由式(5)可知, 一旦辨识系统收敛到参数的实际值, 即 $e_{p_1} = 0, e_{p_2} = 0$ 时, 该控制器就能实现转速和磁链的完全线性化解耦.

3 数字仿真

本文提出的自适应算法可用如下的一个四极鼠笼式异步电动机来作仿真说明. 该电机的参数数据如下:

220V/380V, 60Hz, 定子三角形联接					
R_s	0.687Ω	R_r	0.842Ω	i_d	5.9A
L_s	83.97mH	L_r	85.28mH	i_q	11A
M	81.36mH	J	0.03kgm ²	额定功率	2.2kW
D	0.01kgm ² s ⁻¹	φ_d	0.48Wb	额定转速	1750rpm

仿真实验按照以下顺序来进行. 首先, 无负载电动机要求达到额定转速(1750rpm)和额定磁链(0.48Wb), 并且转子电阻的初始估计有 50% 的误差. 在第一秒时, 对控制器未知的并且相对于额定力矩有 50% 误差的负荷力矩加入. 在第三秒时, 电机转速要求达到 2400rpm, 超过额定转速的磁链参考值按照规则 $\varphi_{dref}(t) \times \omega_{ref}(t) = k$ (k 为常数) 来减弱. 转速和定子电流为测量变量, 磁链由文献[6]给出的磁链观测器观测获得. 其中, $R_{rN} = 0.842\Omega, T_{LN} = 12\text{Nm}, (k_{d1}, k_{d2}) = (1000, 150) = (k_{q1}, k_{q2}), Q$ 取单位矩阵, 参数矩阵的逆阵 $\Gamma^{-1} = \text{diag}(1, 4 \times 10^{-3})$. 仿真的结果见图 1~图 2.

图 1(a, b) 为当 $p_1 = 6\text{Nm}, P_2 = 0.421\Omega$ 时, 采用反馈线性化控制时的转速和磁链的跟踪结果. 图中的细实线代表转速和磁链的参考信号, 粗实线代表转速和磁链的跟踪结果. 从图中明显地看出转速和磁链的跟踪结果均有较大的稳态误差. 其中, 转速和磁链的稳态跟踪误差分别 23.8%, 13.6%; 在加入负载后 ($t \geq 1\text{s}$), 转速和磁链的控制是耦合的.

图 2(a, b) 为当 $p_1 = 6\text{Nm}, p_2 = 0.421\Omega$ 时, 采用自适应反馈线性化控制的电机的转速和

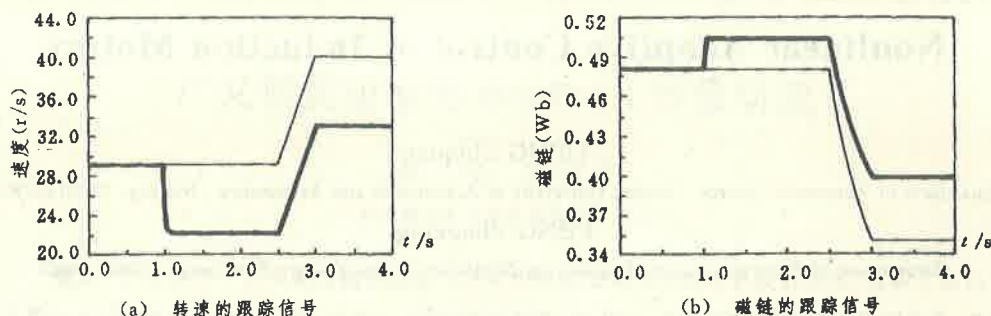


图1 反馈线性化控制的电机转速和磁链的跟踪信号

磁链的跟踪结果。

从图2中可以看出,电机在参数变化的情况下,采用自适应反馈线性化控制的电机的转速的磁链除了在加入负载时($t = 1.0$ s)有很小的误差外,几乎没有稳态误差,而且转速和磁链的控制是解耦的。

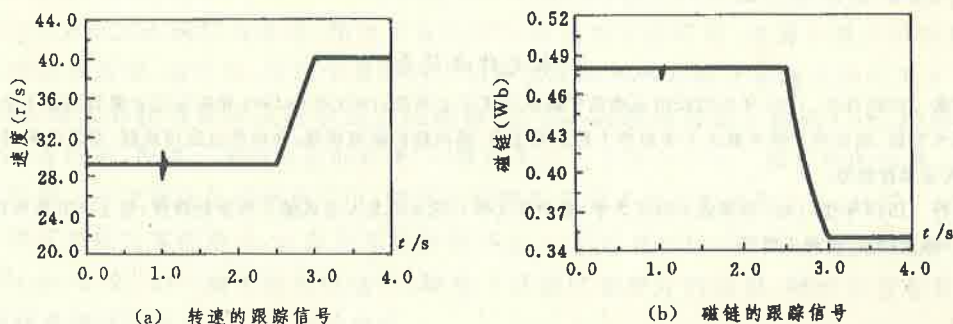


图2 自适应反馈线性化控制的电机转速和磁链的跟踪信号

4 结 论

在这篇文章里,针对实际过程中转子电阻和负载力矩的变化,提出了一个比一般的输入输出解耦控制相比控制性能更优越的自适应解耦线性化控制方法,该方法通过一个收敛的二阶非线性辨识算法辨识了转子电阻和负载力矩,且实现了转速和磁链的线性化解耦。这样在保证电机优良的调速性能的前提下,还可以调节磁链的幅值来提高电机运行效率,从而真正地把提高系统的运行特性和系统运行的经济性有效地结合起来。

参 考 文 献

- 1 Isidori, A. . Nonlinear Control System: An Introduction. 2nd Ed. Berlin;Springer-Verlag, 1989
- 2 Krzeminski, Z. . Nonlinear control of induction motor. Proceeding of the 10th IFAC World Congress, Munich, 1987,3: 349—354
- 3 Kim, D. , Ha, I. and Ko, M. . Control of induction motors via feedback linearization with input-output decoupling. Int. J. Contr. , 1990,51(4):863—883
- 4 Kanellakopoulos, I. , Kokotovic, P. and Marino, R. . An extended direct scheme for robust adaptive nonlinear control. Automatica, 1991,27(2):247—255
- 5 Marino, R. , Persada, S. and Valigi, P. . Adaptive input-output linearizing control of induction motor. IEEE Trans. Automat. Contr. , 1993,AC-38(2):208—221
- 6 Verghese, G. and Sanders, S. . Observers for flux estimation in induction machines. IEEE Trans. , Indust. Elect. , 1988,35(1):85—94

Nonlinear Adaptive Control of Induction Motors

DENG Zhiqun

(Department of Automatic Control, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics • Nanjing, 210016, PRC)

PENG Zhaoxing

(Department of Electromechanical Engineering, Northeastern University • Shenyang, 110006, PRC)

Abstract: In this paper, a nonlinear identification scheme which asymptotically tracks the true values of the load torque and rotor resistance is designed for a four-order model of an induction motor under the Field-Oriented d - q coordinate frame by the method of nonlinear adaptive state feedback input-output linearizing control. Once the those parameters are identified, the decoupling of regulation rotor speed and rotor flux amplitude is realized. The simulations show a good performance of the proposed algorithm.

Key words: induction motor; nonlinear adaptive control

本文作者简介

邓智泉 1969年生, 1990年在西安冶金建筑学院获工学学士学位, 1993年和1996年在东北大学分别获工学硕士学位和工学博士学位, 现在南京航空航天大学做博士后研究工作, 感兴趣的研究领域: 非线性自适应控制, 交流电机的高精度调速, 机器人运动控制等。

彭兆行 1929年生, 1951年毕业于南京大学(前中央大学), 现为东北大学机械工程学院教授, 博士研究生导师, 研究领域: 机电一体化技术, 机器人学等。