

12-13-2019

Design of Feedback Linearization Nonlinear Controller for Asynchronous Motor Power Consumption Efficiency

Li Rui

School of automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China;

Yingnian Wu

School of automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China;

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the Artificial Intelligence and Robotics Commons, Computer Engineering Commons, Numerical Analysis and Scientific Computing Commons, Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons, and the Systems Science Commons

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

Design of Feedback Linearization Nonlinear Controller for Asynchronous Motor Power Consumption Efficiency

Abstract

Abstract: In order to realize precise feedback linearization and optimal control of motor power consumption for MIMO nonlinear affine system, we build the model of induction motor within which dynamic power loss factor is included. Based on the differential geometry theory, *a nonlinear optimization model of the controller is designed for this model to control the asynchronous motor outputs accurately and enhance the power efficiency. This paper presents an optimal control law for multiple inputs multiple outputs affine nonlinear system and the detailed design steps are given combined with examples for multiple outputs tracking problem.* The simulation results show that by applying this method, stable control of induction motor can be achieved, and during the motor start-up phase, the average active efficiency is improved significantly from 47.6% to 64.9%.

Keywords

Asynchronous motor, controllable loss, efficiency model, feedback linearization, nonlinear optimal control

Recommended Citation

Li Rui, Wu Yingnian. Design of Feedback Linearization Nonlinear Controller for Asynchronous Motor Power Consumption Efficiency[J]. Journal of System Simulation, 2019, 31(12): 2845-2852.

电动机功耗效率反馈线性化非线性控制器设计

李睿, 吴迎年

(北京信息科技大学自动化学院, 北京 100192)

摘要: 为实现非线性仿射系统的精确线性化和电机功耗的最优控制。建立含功率损耗因素的感应电动机动态模型; 再依据微分几何理论, 针对该功耗效率模型设计非线性最优控制器, 实现感应电动机输出量的精确控制, 并且达到有效提高感应电动机有功效率的目的。文中给出多入多出仿射非线性系统的最优控制律设计步骤, 并结合电机模型的多个输出量进行跟踪控制。实验表明, 应用此方法可以实现感应电动机的稳定控制, 使得电动机启动阶段的平均有功功率效率从 47.6% 提升到 64.9%。

关键词: 感应电动机; 可控损耗; 效率模型; 反馈线性化; 非线性最优控制

中图分类号: TM921

文献标识码: A

文章编号: 1004-731X (2019) 12-2845-08

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.19-FZ0393

Design of Feedback Linearization Nonlinear Controller for Asynchronous Motor Power Consumption Efficiency

Li Rui, Wu Yingnian

(School of automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China)

Abstract: In order to realize precise feedback linearization and optimal control of motor power consumption for MIMO nonlinear affine system, we build the model of induction motor within which dynamic power loss factor is included. Based on the differential geometry theory, a nonlinear optimization model of the controller is designed for this model to control the asynchronous motor outputs accurately and enhance the power efficiency. This paper presents an optimal control law for multiple inputs multiple outputs affine nonlinear system and the detailed design steps are given combined with examples for multiple outputs tracking problem. The simulation results show that by applying this method, stable control of induction motor can be achieved, and during the motor start-up phase, the average active efficiency is improved significantly from 47.6% to 64.9%.

Keywords: Asynchronous motor; controllable loss; efficiency model; feedback linearization; nonlinear optimal control

引言

根据通常的运动控制电机选型方法:



收稿日期: 2019-06-06 修回日期: 2019-08-01;
基金项目: 北京信息科技大学师资补充与支持计划
(2019-2021) (5111911144), 2018 年促进高校内涵发展
“信息+”项目(5111823311);
作者简介: 李睿(1983-), 男, 黑龙江, 博士, 讲师,
工程师, 研究方向为非线性控制、物联网技术。

(1) 根据负载的启动及运行机械特性, 选出适合于这些特性的电动机, 适应工程实际中的电机转速多啮转矩的解耦控制需求。

(2) 设计合适的电机冷却系统, 保护转子和电极, 避免过热导致电机内部能耗效率稳定, 防止烧毁线路。

(3) 配置大型感应电动机的额定容量时, 充分

<http://www.china-simulation.com>

• 2845 •

考虑工况的极端情况,适当留有控制系统的稳定裕度,通常使电机长时间工作在四分之三额定负载以上,即处于更优的经济稳态运行区间。而实际过程控制系统中,常由于对机械特性的需求是严格的。对于长期运行于低负载或过载状态的电动机,功耗效率有较大的可优化空间,需针对性的重新配置控制律,以降低铁损和铜耗,进而实现更高能耗效率的电机控制。例如:通过优化电机内部能耗模型,设计矢量控制和变频调速效率优化控制策略,以及设计基于参数在线估计的控制器等^[1-4]。曾有研究得出效率最优时的直轴电流解析式,并提出以最优联合控制方法提高交流同步电机的功耗效率^[5-6]。有文献采用反馈线性化补偿的算法,再与PI控制相结合达到改善电机功耗效率的目标^[7]。然而对比相关文献发现,针对融合了功耗效率因素的异步电动机非线性仿射模型,运用基于微分几何理论的精确反馈线性化算法,设计出具有高度非线性形式的控制律完整实例和流程很少见^[8]。本文即针对这一问题采用基于微分几何原理的反馈线性化方法,然后,从非线性鲁棒性设计角度研究设计含有功率损耗的感应电动机非线性控制律,为提高交流异步电动机能效设计提供参考。

1 感应电动机可控损耗模型

本研究针对典型的感应电动机的动态模型^[6]。并且基于如下的假设条件:

(1) 不计外部空间的谐波,所以三相绕组对称,其产生的磁动势沿气隙按标准的正弦状态分布。

(2) 不考虑磁路的饱和效应,由交流异步电机等效电路,推导感应电机损耗模型。在d-q正交坐标系中,相互正交的电感量互感电压为零。所以为了工程设计简便,可忽略定转子漏感,则有如下磁链方程:

$$\begin{cases} i_{qFe} R_{Fe} = \omega_1 \psi_{ds} = \omega_1 \psi_r \\ i_{qFe} R_{Fe} = -\omega_s \psi_{dr} = -\omega_s \psi_r \end{cases} \quad (1)$$

其中,定子铁损以等效电阻 R_{Fe} 的损耗表示,因为同步转速为 $\omega_1 = \omega_s + \omega_r$, 且 $i_{rq} = i_{qFe} - i_{sq}$, 所以得

到转差角频率的模型:

$$\omega_s = \frac{R_r R_{Fe}}{R_r + R_{Fe}} \left(\frac{i_{sq}}{\psi_r} - \frac{\omega_r}{R_{Fe}} \right) \quad (2)$$

$$\sum p = p_{Cus} + p_{Cur} + p_{Fe} + p_{mech} + p_s \quad (3)$$

式中: p_{Cus} 、 p_s 和 p_{mech} 分别为: 定子损耗、杂散辐射损耗、机械能损耗, p_{Fe} 和 p_{Cur} 分别为转子铁损和铜耗。因为经过转子的磁场定向矢量变换之后的磁链 $\psi_{rq} = \psi_{sq} = 0$, 所以本研究优化的对象可控损耗可表示为:

$$p_{ctrl} = p_{Cus} + p_{Cur} + p_{Fe} \quad (4)$$

此损耗模型中转子和定子的铜耗模型分别为:

$$p_{Cur} = i_{rq}^2 R_r = (i_{sq} R_{Fe} - \omega_r \psi_r) \frac{R_r}{(R_r + R_{Fe})^2}$$

$$p_{Cus} = R_s (i_{sq}^2 + i_{sd}^2)$$

$$\text{同时铁损模型为: } p_{Fe} = i_{qFe}^2 R_{Fe} = \frac{\omega_1^2 \psi_r^2}{R_{Fe}}$$

将式(2)代入铁损模型得:

$$p_{Fe} = \left(\frac{i_{qs} R_r + \omega_r \psi_r}{R_r + R_{Fe}} \right)^2 R_{Fe}$$

因为感应电动机输出电磁转矩:

$$T_e = \frac{n_p L_m}{L_r} [(i_{sq} - i_{qFe}) \psi_{rd} - (i_{sd} - i_{dFe}) \psi_{rq}] \quad (5)$$

由式(5)和(4)得到含电磁转矩的电机功率损耗模型:

$$p_{ctrl} = \left(R_s + \frac{R_r R_{Fe}}{R_r + R_{Fe}} \right) \left(\frac{L_r T_e}{n_p L_m \psi_r} \right)^2 + \left(\frac{R_s}{L_m^2} + \frac{R_r \omega_r^2}{R_r + R_{Fe}} \right) \psi_r^2 \quad (6)$$

由式(6)可知,如果设待优化目标函数是电机的功耗效率模型,那么可以通过调节转子的磁链控制输出功率实现(忽略机械损耗和杂散损耗)。

$$\eta = \frac{p_{out}}{p_{in}} = \frac{p_{out}}{p_{out} + p_{ctrl}} = \frac{\omega_r T_e}{\omega_r T_e + p_{ctrl}} = \frac{\omega_r T_e}{\left(R_s + \frac{R_r R_{Fe}}{R_r + R_{Fe}} \right) \left(\frac{L_r T_e}{n_p L_m \psi_r} \right)^2 + \left(\frac{R_s}{L_m^2} + \frac{R_r \omega_r^2}{R_r + R_{Fe}} \right) \psi_r^2 + \omega_r T_e} \quad (7)$$

电机带负载时, 运动方程为:

$$\frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L \quad (8)$$

该效率公式是以转速和转子磁链为自变量的模型。感应电动机的电压方程为:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{sd}}{dt} = -R_s i_{sd} + \omega_1 \psi_{sq} + u_{sd} \\ \frac{d\psi_{sq}}{dt} = -R_s i_{sq} - \omega_1 \psi_{sd} + u_{sq} \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} = -R_r i_{rd} + (\omega_1 - \omega_r) \psi_{rq} \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} = -R_r i_{rq} - (\omega_1 - \omega_r) \psi_{rd} \end{cases}$$

推导出感应电动机的回路电流关系:

$$\begin{cases} i_{dFe} = i_{sd} + i_{rd} \\ i_{qFe} = i_{sq} + i_{rq} \end{cases} \quad (9)$$

考虑到稳态运行时, 式(1)的磁链关系, 得到 $i_{dFe} = -\omega_r \psi_{sd} / R_{Fe}$ 。

综上, 系统的转矩方程如式(5)所示。则进一步得到含损耗因素的异步电机四阶状态模型:

选择状态变量:

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [\omega_r \ \psi_{rd} \ i_{sd} \ i_{sq}]^T, \\ \text{输入变量 } \mathbf{U} &= [u_{sd} \ u_{sq}]^T, \\ \text{输出变量 } \mathbf{Y} &= [\psi_r \ \omega_r]^T. \end{aligned}$$

在电动机稳态运行过程中 $u_{rd} = u_{rq} = 0$ 。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = A(x_2 x_4 - Bx_2^2) - C \\ \dot{x}_2 = \frac{-D}{L_m} x_2 + Dx_3 \\ \dot{x}_3 = Ex_2 - Gx_3 + \omega_1 x_4 + \frac{u_{sd}}{\sigma L_s} \\ \dot{x}_4 = -Fx_1 x_3 - Gx_4 - \omega_1 x_3 + \frac{u_{sq}}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (10)$$

式(10)中,

$$\begin{aligned} A &= \frac{n_p^2 L_m}{J L_r}; B = \frac{\omega_1}{R_{Fe}}; C = \frac{n_p}{J} T_L; \\ D &= \frac{R_r R_{Fe}}{R_r + R_{Fe}}; E = \frac{R_r R_{Fe}}{\sigma L_s L_m (R_r + R_{Fe})}; \\ F &= \frac{R_{Fe}}{\sigma L_s (R_r + R_{Fe})}; G = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r R_{Fe}}{\sigma L_s (R_r + R_{Fe})}; \\ H &= \frac{1}{\sigma L_s} \end{aligned}$$

其中, 绕组的漏磁系数 $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ 。

首先, 选定系统输出函数: $\mathbf{y} = [h_1(x)$

$$h_2(x)]^T = [\psi_r \ \omega_r]^T = [x_2 \ x_1]^T。$$

待控制的含铁损的仿射非线性系统即为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (11)$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} A(x_2 x_4 - Bx_2^2) - C \\ \frac{-D}{L_m} x_2 + Dx_3 \\ Ex_2 - Gx_3 + \omega_1 x_4 \\ -Fx_1 x_3 - Gx_4 - \omega_1 x_3 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ H & 0 \\ 0 & H \end{bmatrix}。$$

2 电动机模型反馈精确线性化

对于 SISO 非线性系统, 如公式(11): 其仿射非线性系统在 x^0 的领域中关系度为 r 。同理 MIMO 系统的每一个输出函数 h_i 都有子关系度 r_i , 有如下定义:

定义 1^[8]: 对于 MIMO 仿射非线性系统, 若有 m 个输出变量的非线性系统关系度集合: $r = \{r_1, r_2, \dots, r_m\}, i = 1, 2, \dots, m$ 。并且其子关系度 r_i 须满足: r_i 对应系统 p 个输入的 Lie 导数集合: $\{L_{g_1} L_f^{r_i-1} h_i(\mathbf{x}), L_{g_2} L_f^{r_i-1} h_i(\mathbf{x}), \dots, L_{g_p} L_f^{r_i-1} h_i(\mathbf{x})\}$, 集合中各元素不全为零, 且对于正整数 $k < r_i$ 的集合: $\{L_{g_1} L_f^k h_i(\mathbf{x}), L_{g_2} L_f^k h_i(\mathbf{x}), \dots, L_{g_p} L_f^k h_i(\mathbf{x})\}$ 中各元素全为零。

根据定义 1, 计算仿射型非线性系统的李导数, 进而得到系统(11)的每个子关系度:

$$\begin{cases} L_{g_1} L_f^0 h_1(\mathbf{x}) = 0 \\ L_{g_2} L_f^0 h_1(\mathbf{x}) = 0 \end{cases}, \begin{cases} L_{g_1} L_f^1 h_1(\mathbf{x}) = DH \\ L_{g_2} L_f^1 h_1(\mathbf{x}) = 0 \end{cases}$$

当 $r_1-1=1$ 时, $h_1(\mathbf{x})$ 相对于各输入的 Lie 导数不全部为 0, 所以 $r_1=2$ 。

$$\begin{cases} L_{g_1} L_f^0 h_2(\mathbf{x}) = 0 \\ L_{g_2} L_f^0 h_2(\mathbf{x}) = 0 \end{cases}, \begin{cases} L_{g_1} L_f^1 h_2(\mathbf{x}) = 0 \\ L_{g_2} L_f^1 h_2(\mathbf{x}) = AHx_2 \end{cases}$$

当 $\psi_r \neq 0$, $r_2 - 1 = 1$ 时, $h_2(\mathbf{x})$ 相对于各输入的 Lie 导数不全部为 0, 所以 $r_2 = 2$ 。由定义 2, 得到的系统关系度集合为: $r = \{r_1, r_2\} = \{2, 2\}$ 。

定理 1^[9]: 如果有矩阵 $g(\mathbf{x}^0)$ 的秩是 m , 那么该状态空间内的精确线性化问题是可解的。存在 \mathbf{x}^0 的一个领域 U , 使得 n 阶仿射非线性系统在 \mathbf{x}^0 处有关系度且 $r = \{r_1, r_2, \dots, r_m\}, i = 1, 2, \dots, m, \sum_{i=1}^m r_i = n$, 其中 $h_1(\mathbf{x}), \dots, h_m(\mathbf{x})$ 在 U 上的 m 个实函数。

根据定理 1, 所以原系统(11)是可精确线性化的, $r_1 + r_2 = 4 = n$ 。映射矩阵为:

$$B(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(\mathbf{x}) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(\mathbf{x}) \\ L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(\mathbf{x}) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix}$$

综上, $i_{sd} \neq 0$ 且 $L_m^2 \neq L_s L_r$ 时, 使 $B(\mathbf{x})$ 是非奇异阵, 系统的相对阶数 $n = 4$ 。

由于非线性系统的输入的控制量数量 $m = 2$ 。根据指标数的选择条件: $m \geq n_1 \geq n_2 \geq n_N, \sum_{i=1}^N n_i = n$, 可选取合适的指标数: $n_1 = m = 2, n_2 = 2$, 即 $N = 2$ 。

step 1: 构成 n 个向量场集合:

$$\begin{cases} D_1 = \{g_1\} \\ D_2 = D_m = \{g_1, g_2\} \\ D_3 = D_{m+1} = \{g_1, g_2, ad_f g_1\} \\ D_4 = D_{m+n_2} = \{g_1, g_2, ad_f g_1, ad_f g_2\} \end{cases}$$

定义 2^[10]: 假设有 k 个 n 维向量场在 $\mathbf{x} = \mathbf{x}^0$ 点处的秩是 k , 若存在增广矩阵: $[g_1 \ g_2 \ \dots \ g_k \ [g_i, g_j]], 1 \leq i, j \leq k$ 。在 $\mathbf{x} = \mathbf{x}^0$ 点处的秩仍是 k , 那么称该向量场集合是对合的, 对应张成的空间 $span\{g_1 \ g_2 \ \dots \ g_k\}$ 称为对合分布, 并且 $D_1 \dots D_4$ 均为对合的。

定理 2^[9]: 对于 MIMO 仿射非线性系统:

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}) + \sum_{i=1}^m g_i(\mathbf{x}) u_i, \text{ 选择指标数 } m = n_1 \geq n_2 \geq \dots \geq n_N, \sum_{i=1}^N n_i = n, n \text{ 为系统维数。如果满足以下两条}$$

则系统可以在 $\mathbf{x} = \mathbf{x}^0$ 的某开集上可以实现以状态反馈转化为完全可控的布鲁诺夫斯基标准型:

$D_n = [g_1 \dots g_{n_1}, ad_f g_1 \dots ad_f g_{n_2}, ad_f^{N-1} g_1 \dots ad_f^{N-1} g_{n_N}]$ 是在该空间的定义域内非奇异的场;

2) 在向量场集合组中:

$$\begin{cases} D_1 = \{g_1\} \dots D_{n_1} = \{g_1 \dots g_{n_1}\} \\ \vdots \\ D_{n_1+1} = \{D_{n_1}, ad_f g_1\} \dots D_{n_1+n_2} = \{D_{n_1}, ad_f g_1 \dots ad_f g_{n_2}\} \\ \vdots \\ D_n = \{D_{n-n_N}, ad_f^{N-1} g_1 \dots ad_f^{N-1} g_{n_N}\} \end{cases}$$

每一个向量场都是对合的。依据定理 2, 再计算空间的基矩阵 D :

$$D_{n \times n} = [g_1, g_2, ad_f g_1, ad_f g_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -AHx_2 \\ 0 & 0 & -DH & 0 \\ H & 0 & GH & -H\omega_1 \\ 0 & H & H(\omega_1 + Fx_j) & GH \end{bmatrix}$$

经线性变换: $D_{n \times n} \rightarrow I_4$, 即 $D_{n \times n}$ 是满秩的。所以断定交流异步电动机的仿射非线性模型是可反馈精确线性化的。

step 2: 设 n 个相互独立的非零向量场:

$\bar{D}_i \dots D_i(\mathbf{x}), i = 1 \dots n$, 考虑 \bar{D}_i 简单化, 可以选择矩阵:

$$\bar{D} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

根据公式:

$$\begin{aligned} \bar{D}_n + \sum_{j=1}^m k_j^{(n)}(\mathbf{x}) g_j(\mathbf{x}) + \sum_{j=1}^{n_2} k_{m+j}^{(n)}(\mathbf{x}) ad_f g_j(\mathbf{x}) + \\ \dots + \sum_{j=1}^{n_N} k_{m+\dots+n_{N-1}+j}^{(n)}(\mathbf{x}) ad_f^{N-1} g_j(\mathbf{x}) = 0 \end{aligned} \quad (12)$$

令: $k_2^{(2)} = x_1; k_2^{(3)} = x_1, k_3^{(3)} = x_2; k_2^{(4)} = x_1, k_3^{(4)} = x_2, k_4^{(4)} = x_3$, 由公式(12)递推解得函数:

$$\begin{aligned} k_1^{(1)} &= -\bar{D}_1 / g_1 \\ k_1^{(2)} &= -(\bar{D}_2 + k_2^{(2)} g_1) / g_2 \\ k_1^{(3)} &= -(\bar{D}_3 + k_2^{(3)} g_1 + k_3^{(3)} g_2) / ad_f g_1 \\ k_1^{(4)} &= -(\bar{D}_4 + k_2^{(4)} ad_f g_1 + k_3^{(4)} g_1 + k_4^{(4)} g_2) / ad_f g_2 \end{aligned}$$

step 3: 不同空间之间的同胚映射关系:

由该向量场 $\bar{D}_1 \cdots \bar{D}_n$ 进一步推导出以新空间变量 w 表示的空间 \mathbb{R}^n , 与原 x 坐标的空间的之间关系式为:

$$F(w_1, \dots, w_n) = \Phi_{\omega_1}^{\bar{D}_1} \circ \dots \circ \Phi_{\omega_n}^{\bar{D}_n}(x) \quad (13)$$

即从 \bar{D}_n 开始, 由递推关系:

$$\frac{d}{dw_i}[x_1, \dots, x_n]^T = \bar{D}_i, x(0) = \Phi_{\omega_n}^{\bar{D}_n}, i=1 \cdots n \quad (14)$$

解得 $x = F(w)$: 相应的线性形式逆映射 $w = F^{-1}(x)$:

$$\begin{cases} w_1 = x_1 \\ w_2 = x_2 - 1 \\ w_3 = x_3 - 1 \\ w_4 = x_4 - 1 \end{cases}$$

step4: 求对应的导出映射:

定义 3^[9]: 在空间映射 $\min_v J = \min_v \frac{1}{2} \int_0^\infty (z^T Qz + v^T Rv) dt$ 下的 $f(x)$ 的导出映射定义为: $\Phi_*(f) = J_\Phi(x)f(x)|_{x=\Phi^{-1}(z)}$, 其中微分同胚坐标映射, 空间中的一个向量场 $f(x)$, J_Φ 表示 $\Phi(x)$ 的雅克比矩阵。

根据定义 3, 对同胚映射求逆 $w = F^{-1}(x)$, 得到原函数的导出映射 $F_*^{-1}(x) = J_{F^{-1}} f(x)$ 再将 x 代入导出的映射, 记:

$$f^{(0)}(w) = \begin{bmatrix} A(w_4+1)(w_2+1) - AB(w_2+1)^2 - C \\ D(w_3+1) - D(w_2+1)/L_m \\ \omega_1(w_4+1) - G(w_3+1) + E(w_2+1) \\ -G(w_4+1) - \omega_1(w_3+1)(1+Fw_1) \end{bmatrix} \quad (15)$$

其中 $J_{F^{-1}}$ 是雅克比矩阵。不妨令过渡变换 R :

$$z_i^{(j)} = \begin{cases} f_{n_j+i}^{(j-1)}(w) & i=1, \dots, n-n_j \\ z_i^{(j-1)} = \omega_i & i=n-n_j+1, \dots, n \end{cases} \quad (16)$$

式(17)中 $f^{(j)}(w) = J_{R_j} f^{(j-1)}(w)$ 。

由 $f^{(0)}(w)$ 式推得:

$$R_1 = \begin{bmatrix} \omega_1(w_4+1) - G(w_3+1) + E(w_2+1) \\ -G(w_4+1) - (\omega_1+F)(w_3+1) \\ w_3 \\ w_4 \end{bmatrix} \quad (17)$$

因考察的系统线性部分 $N=2$, 所以变换 R_1 就是最终需要的由 w 变量空间到向 z 变量空间的同胚

变换。由复合映射定义

$$T \triangleq R_{N-1} F^{-1} \Big|_{w=F^{-1}(x)}$$

在复合坐标变换 T 作用下, 实现了原系统向量场变换, 记: $\tilde{g}(x) = J_T(x)g(x)$, $\tilde{f}(x) = J_T(x)f(x)$ 。

Step 5: 导出 Brunovsky 标准型并计算控制律:

根据上面得到的坐标变换, 令 $z = \tilde{f}(x)$:

$$\begin{cases} z_1 = w_3(x) \\ z_2 = w_4(x) \\ z_3 = \tilde{f}_4(x) \\ z_4 = \tilde{f}_3(x) \end{cases} \quad (18)$$

将原交流异步电动机的仿射型系统映射为线性标准型:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_3 \\ \dot{z}_2 = z_4 \\ \dot{z}_3 = v_1 \\ \dot{z}_4 = v_2 \end{cases} \quad (19)$$

至此, 再做逆映射 $x = \tilde{f}^{-1}(z)$, 可以计算出原非线性系统的高度非线性控制律:

$$u = -b^{-1}(x)a(x) + b^{-1}(x)v \quad (20)$$

式中 $v = [v_1, v_2, \dots, v_m]^T$
 $a(x) = [f_1, \dots, f_m]^T =$

$$\begin{bmatrix} E(Dx_3 - (Dx_2)/Lm) - G(Ex_2 - Gx_3 + \omega_1 x_4) - \omega_1(Gx_4 + \omega_1 x_3 + Fx_1 x_3) \\ G(Gx_4 + \omega_1 x_3 + Fx_1 x_3) - (\omega_1 + Fx_1)(Ex_2 - Gx_3 + \omega_1 x_4) + Fx_3(A_B x_2^2 - Ax_4 x_2 + C) \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$b(x) = \begin{bmatrix} \tilde{g}_{11} & \tilde{g}_{21} \\ \tilde{g}_{12} & \tilde{g}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -GH & H\omega_1 \\ -H(\omega_1 + Fx_1) & -GH \end{bmatrix} \quad (22)$$

Step 6: 设计非线性最优控制器:

继前面所述, 解耦后的系统框图如图 1 所示。

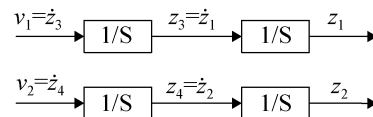


图 1 解耦后的线性系统
Fig. 1 Decoupled linear system

系统经过线性化处理之后, 非线性因素已转移至看似复杂无规律的非线性输入信号 u 之中。那么可以从整个非线性系统外部进一步研究系统输入

输出动态特性,需通过线性系统最优控制的方法设计新坐标中的非线性控制律。经过微分几何算法处理之后,仿射非线性系统对应的布鲁诺夫斯基标准型为:

$$\begin{cases} \dot{z} = \mathbf{A}z + \mathbf{B}v \\ z = \mathbf{C}z \end{cases} \quad (23)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

为了跟踪系统中图 1 所示的独立非线性系统部分的运动参考轨迹 z_{ref} , 并且满足线性化系统的稳定 Hurwitz 判据^[11]。同胚映射出控制律 v 的表达式为:

$$v = \ddot{z}_{ref} + k_1(\dot{z}_{ref} - \dot{z}) + k_2(z_{ref} - z) \quad (24)$$

式中: 系数 k 满足 Hurwitz 多项式 $s^2 + k_1s + k_2 = 0$ 。

本设计采用 LQR (linear quadratic regulator) 方法^[10], 设计线性系统的最优反馈控制律 v^* ,

$$\min_v J = \min_v \frac{1}{2} \int_0^\infty (z^T Qz + v^T Rv) dt \quad (25)$$

求解系统, 将式(23)的模型最优控制问题, 转化为解 Raccati 矩阵模型:

$$\min_v J = \min_v \frac{1}{2} \int_0^\infty (z^T Qz + v^T Rv) dt$$

最优控制律存在的充分条件是当且仅当 Raccati 方程有非负解 P^* 。式(25)中, 权矩阵 Q 与 R 是可调的参数部分。

$$v^* = -B^T P^* z = -K^* z \quad (26)$$

最后再将最优控制律 v^* 代回公式(20), 则原仿射非线性系统的控制律 u^* :

$$\begin{aligned} u^* &= -b^{-1}(x)a(x) + b^{-1}(x)v^* = \\ &= -b^{-1}(x)a(x) - K^* z b^{-1}(x) \end{aligned} \quad (27)$$

依微分几何理论可以证明式(27)也是原仿射非线性系统, 如式(11)所示模型的最优控制^[8]。

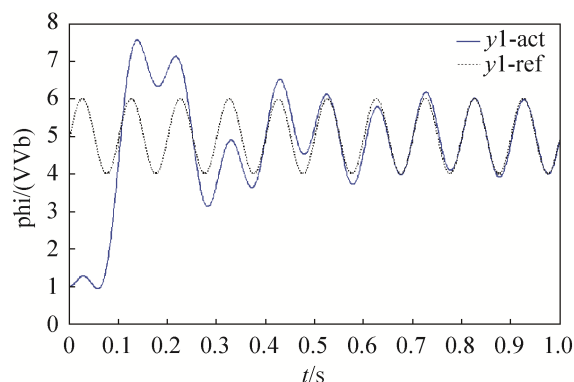
3 仿真测试

(1) 根据本研究所所述的精确反馈线性化控制器设计算法, 作用于原含有能耗因素的交流电机非

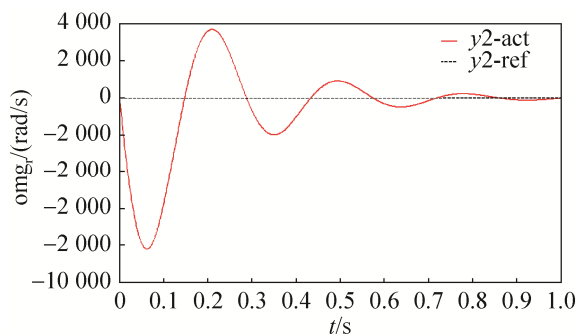
线性系统, 求得的非线性控制律。这里的输出指令信号及初值为:

$$y1_{ref} = \sin(20\pi t) + 5, y1(0) = 0, \quad y2_{ref} = \sin(10\pi t) + 20t, y2(0) = 0.1.$$

仿真测试过程在 MATLAB 软件中完成, 设定仿真的测试时间长度为 $t=1$ s。异步电机的主要参数包括: 额定功率 2.2 kW, 电机转子的极对数为 2, 耦合电感 $M=0.258$ H, 转子的电感 0.27 H, 定子的电感 0.27 H, $R_{Fe}=0.16$ Ω ; 转子绕组的等效电阻 0.81 Ω ; 定子电阻 0.85 Ω ; 转矩系数 $J=0.31$ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 。运行输出的结果如图 2 所示。



(a) 电动机转速跟踪输出



(b) 转子磁链输出

图 2 非线性最优控制输出信号跟踪仿真
Fig. 2 Feedback tracking control of output signals by optimal controller

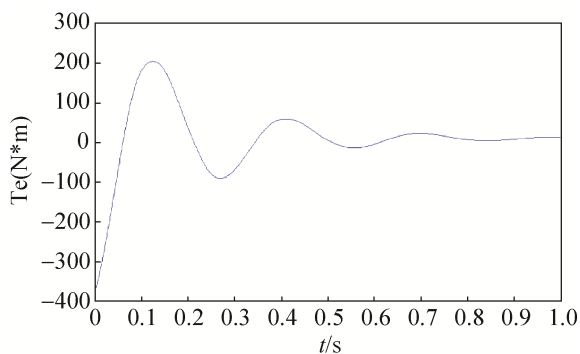
试验结果显示, 在非线控制律 u 的作用下, 系统的输出信号 “ y_{act} ” 能够经过短暂调节过程后跟踪参考信号 “ y_{ref} ”。并且通过非线性鲁棒控制方法实现了两个输出变量的完全解耦。

(2) 为了对比控制效果, 不改变上述电机的参

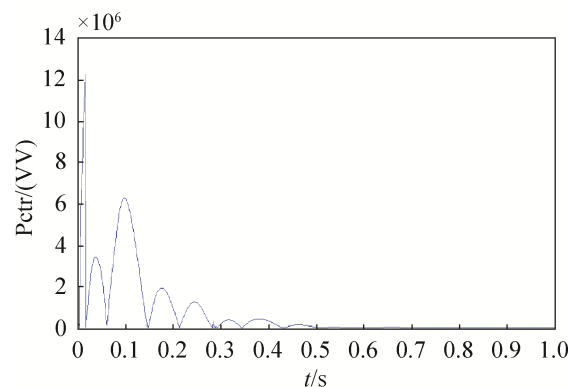
数情况下, 进一步测试电磁转矩和电机效率的输出, 得到仿真结果, 如图 3 所示。仿真结果显示, 感应电动机输出的电磁转矩和电机总体的可控功率损耗部分都能够平稳收敛, 通过非线性控制律,

原仿射非线性系统能够有效镇定。

如图 4 所示, 对比投入最优控制律前后的系统功耗效率, 仿真结果显示电机暂态过程的能耗效率明显提高, 经统计平均损耗从 47.6% 提升到 64.9%。

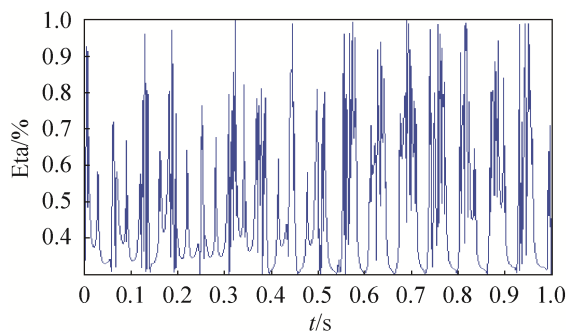


(a) 电动机电磁转矩

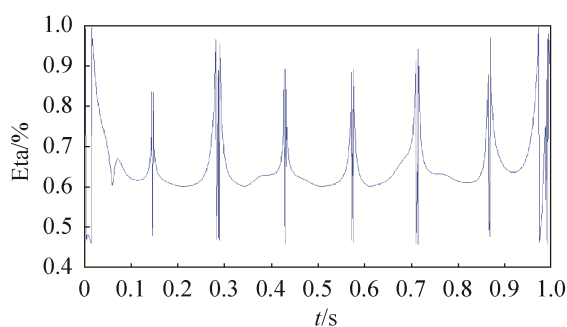


(b) 可控功率损耗

图 3 感应电动机的输出偏差
Fig. 3 Output Deviation of induction motor



(a) 未采用非线性控制率的实时效率



(b) 采用最优控制律的实时效率

图 4 电动机启动阶段的功耗效率控制对比
Fig. 4 Contrast of the motor power consumption efficiency in start-up phase

4 结论

本文研究主要针对高阶非线性含有铁损因素的电动机功耗模型, 进行精确状态反馈线性化处理, 将系统同胚映射为标准型。再通过线性二次型方法求解黎卡提方程。依据微分几何理论的同胚映射原理最后经过反射得到原非线性功耗模型对应的非线性最优控制律。通过本方法实现了感应电机功率损耗的模型线性化处理, 并且达到异步感应电机的转速和转距动态解耦控制效果。在工程实

践中这种方法可以便捷的实现降低电机的功率损耗的目的。仿真测试结果表明该理论推导和算法设计的正确性在非线最优控制率的作用下系统运行稳定。

参考文献:

- [1] 孙佃升. SRM 全转速控制平滑切换方法[J]. 系统仿真学报, 2018, 30(3): 1074-1081.
Sun Diansheng. Smooth Transition Method Over Entire Speed Range of Switched Reluctance Motor[J]. Journal of Systems Simulation, 2018, 30(3): 1074-1081.
- [2] 任晋旗, 李耀华, 王珂. 直线感应电动机的损耗模型

- 与效率优化控制[J]. 电工技术学报, 2009, 24(12): 68-73.
- Ren Jinqi, Li Yaohua, Wang Ke. Loss model and efficiency optimization control of linear induction motor[J]. Journal of Electrical Technology, 2009, 24(12): 68-73.
- [3] 莫红苹, 钟彦儒. 基于铜损等于铁损的感应电动机最佳效率控制[J]. 西安理工大学学报, 2002, 18(2): 167-170.
- Mo Hongping, Zhong Yanru. Optimum efficiency control of induction motor based on copper loss equal to iron loss[J]. Journal of Xi'an University of Technology, 2002, 18(2): 167-170.
- [4] 米增强, 郭旭东, 余洋. 基于参数辨识及 L2 增益的 PMSG 反步控制策略研究[J]. 系统仿真学报, 2017, 29(1): 144-153.
- Mi Zengqiang, Guo Xudong, Yu Yang. Parameter Identification and L2 Gain Based Backstepping Control Strategy for PMSG [J]. Journal of Systems Simulation, 2017, 29(1): 144-153.
- [5] 段建东, 赵克, 孙力, 等. 永磁同步发电机效率最优联合控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 49-55.
- Duan Jiandong, Zhao Ke, Sun Li, et al. Efficiency optimal joint control of permanent magnet synchronous generator[J]. Journal of Electrical Technology, 2012, 27(3): 49-55.
- [6] 袁庆庆, 宋斌, 杨娜. 低开关频率下电励磁同步电机的 MATLAB 仿真研究[J]. 系统仿真学报, 2018,30(6): 2168-2174.
- Yuan Qingqing, Song Bin, Yang Na. MATLAB Simulation for Electrically Excited Synchronous Motors with Low Switching Frequency[J]. Journal of Systems Simulation, 2018, 30(6): 2168-2174.
- [7] 卢强, 梅生伟, 孙元章. 电力系统非线性控制[M]. 北京: 清华大学出版社, 2008, 45: 35-37, 190-192.
- Lu Qiang, Mei Shengwei, Sun Yuanzhang. Power System Nonlinear Control[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2008, 45: 35-37, 190-192.
- [8] Alberto Isidori, 王奔, 庄胜贤(译). 非线性控制系统, (第三版)[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005: 180-183.
- Alberto Isidori, Wang Ben, Zhuang Shengxian. Nonlinear Control System, (Third Edition)[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 180-183.
- [9] 李睿. 基于微分几何的交流电机非线性控制理论研究与应用[D]. 北京: 北京科技大学, 2015.
- Li Rui. Research and application of nonlinear control theory of AC motor based on differential geometry[D]. Beijing: University of Science and Technology Beijing, 2015.
- [10] Damijan Miljavec, Mykhaylo Zagirnyak, Bogomir Zidaric. Rotor-design and on-line starting-performance analysis of a synchronous-reluctance motor[J]. COMPEL International Journal of Computations and Mathematics in Electrical, 2009, 28(3): 570-582.