

基于龙伯格观测器的感应电机预设性能位置跟踪优化控制

刘乐[†], 刘鹏, 王馨, 方一鸣

(燕山大学 工业计算机控制工程河北省重点实验室, 河北 秦皇岛 066004;

智能控制系统与智能装备教育部工程研究中心, 河北 秦皇岛 066004)

摘要: 考虑暂稳态约束、控制参数优化及参数摄动和负载扰动等对感应电机位置跟踪控制性能的影响, 本文提出了一种基于龙伯格观测器的预设性能优化控制方法. 首先, 针对电机转子磁链在实际中不可测的问题, 采用龙伯格观测器对其进行了快速准确的估计. 其次, 基于反步法完成感应电机位置预设性能控制器的设计, 基于变增益指数趋近律完成感应电机磁链滑模控制器的设计, 通过构造干扰观测器对电机系统中由参数摄动和负载扰动引起的不确定项进行观测, 实现了对系统给定值准确的跟踪控制. 再次, 将遗传算法(GA)与改进的粒子群优化(PSO)算法相结合, 对所设计的控制器参数进行优化整定, 进一步提高了系统的收敛速度和稳态精度. 基于李雅普诺夫稳定性理论分析表: 所设计的控制器能够保证位置跟踪误差一直处于预设边界内, 且整个闭环系统是全局一致有界稳定的. 最后, 通过仿真和模拟实验对比分析验证了本文所提方法的有效性及其在实际电机系统中应用的可行性.

关键词: 感应电机; 龙伯格观测器; 预设性能控制; 反步滑模控制; 混合智能优化算法

引用格式: 刘乐, 刘鹏, 王馨, 等. 基于龙伯格观测器的感应电机预设性能位置跟踪优化控制. 控制理论与应用, 2023, 40(6): 1043 – 1052

DOI: 10.7641/CTA.2022.11194

Position tracking optimization control of induction motor with prescribed performance based on Luenberger observer

LIU Le[†], LIU Peng, WANG Xin, FANG Yi-ming

(Key Lab of Industrial Computer Control Engineering of Hebei Province, Yanshan University, Qinhuangdao Hebei 066004, China;

Engineering Research Center of Intelligent Control System and Intelligent Equipment of Ministry of Education,

Qinhuangdao Hebei 066004, China)

Abstract: Considering the influences of transient steady-state constraint, control parameter optimization, parameter perturbation and load disturbance on the position tracking control performance of induction motor, a prescribed performance optimization control method is proposed based on the Luenberger observer. Firstly, aiming at the problem that the rotor flux linkage of induction motor is unmeasurable in practice, the Luenberger observer is used to estimate it quickly and accurately. Secondly, the position prescribed performance controller of the induction motor is designed based on the backstepping method, and the flux sliding mode controller of the induction motor is designed based on the variable gain exponential reaching law. Moreover, the disturbance observers are constructed to observe the uncertainties caused by the parameter perturbations and load disturbance in motor system, then the accurate tracking controls for the given values of the system are realized. Thirdly, the genetic algorithm (GA) is combined with the improved particle swarm optimization (PSO) algorithm to optimize the parameters of the designed controllers, which further improves the convergence speed and steady-state accuracy of the system. The analysis based on the Lyapunov stability theory shows that the designed controllers can ensure that the position tracking error is always within the prescribed boundary, and the whole closed-loop system is globally uniformly bounded and stable. Finally, the effectiveness of the proposed control method and the feasibility of its application in the actual motor system are verified by the comparative researches of simulation and simulated experiments.

Key words: induction motor; Luenberger observer; prescribed performance control; backstepping sliding mode control; hybrid intelligent optimization algorithm

Citation: LIU Le, LIU Peng, WANG Xin, et al. Position tracking optimization control of induction motor with prescribed performance based on Luenberger observer. *Control Theory & Applications*, 2023, 40(6): 1043 – 1052

收稿日期: 2021-12-07; 录用日期: 2022-06-29.

[†]通信作者. E-mail: leliu@ysu.edu.cn; Tel.: +86 335-8057041.

本文责任编辑: 杨萃.

国家自然科学基金项目(61803327, 61873226), 河北省自然科学基金项目(F2020203018), 河北省创新能力提升计划项目(22567619H), 河北省高等学校科学技术研究青年基金项目(QN2022134)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61803327, 61873226), the National Natural Science Foundation of Hebei Province (F2020203018), the Hebei Innovation Capability Improvement Plan Project (22567619H) and the Science and Technology Research Youth Foundation Project in Colleges and Universities of Hebei Province (QN2022134).

1 引言

感应电机具有结构简单、调速范围宽、运转效率高、维护方便等特点,普遍应用在各工业生产领域^[1-3]。然而在工业生产实际中,感应电机易受到外界干扰不确定因素的影响,且电机的持续运行也会使得绕组系数等产生不同程度的摄动,这些均给感应电机的分析及高性能跟踪控制带来了一定的挑战。

为了提高感应电机的位置跟踪控制性能,国内外许多学者进行了广泛而深入的研究。文献[4]给出的滑模控制方法提高了电机位置系统在外部干扰和参数摄动下的鲁棒稳定性能。文献[5]采用神经网络逼近感应电机系统中的不确定项,基于反步法和指令滤波器完成感应电机位置系统控制器的设计,有效地增强了系统的动态性能。文献[6]通过模型参考自适应方法对电机转子电阻进行估计,使得设计的复合自适应控制器能够根据系统摄动参数的变化自行调整。文献[7]将干扰观测器和滑模转子磁链观测器相结合,设计的滑模控制器使得感应电机在不匹配干扰下实现了较精确的位置跟踪控制。

然而上述研究大部分只关注了系统的稳态性能,而未充分考虑系统的暂态性能,如:超调量、收敛速度等。希腊学者Bechlioulis等^[8]提出的预设性能控制则可以很好的兼顾系统的稳态和暂态性能,它在保证系统跟踪误差收敛到一个预先设定区域的同时,使得收敛速度及超调量满足预先设定的条件,这为解决非线性系统控制性能问题提供了一种新的解决方案。文献[9]将障碍李雅普诺夫函数引入到自适应模糊反演控制框架中,设计的控制器能将系统状态保持在预设区域内,并使系统达到预期的跟踪性能。文献[10]针对日益突出的轧机扭振问题,设计的自适应预设性能控制器减小了非线性项、不确定项等因素对系统性能的影响,并抑制了扭振现象的产生,保证了轧机系统可靠稳定运行。

另外,只有准确获取感应电机转子磁链的幅值和相位角才能实现准确的矢量控制,然而实际中无法直接测量感应电机的转子磁链。对此,国内外许多学者采用模型预测法^[11]、电压模型法^[12]、滑模观测器^[13]、龙伯格观测器^[14]等方法来观测转子磁链。其中,文献[14]将定子电流误差作为矫正项构造状态方程,并通过与实际状态方程做差来构造观测误差矩阵,实现了对电机转子磁链的有效观测。此外,该观测器结构框架简单,运行计算量小,收敛速度快,有助于提高系统的矢量控制精度。

需要说明的是,文献[4-14]在控制参数整定时均采用了经验试凑法,但该整定法具有较强的主观性且整个过程较为繁琐。为了充分发挥所提控制方法的控制潜能,智能优化算法被广泛应用在控制参数的优化整定中。然而随着研究问题日趋复杂化,单靠某一种

智能算法已无法取得令人满意的优化结果,如:文献[15]中的粒子群优化(particle swarm optimization, PSO)算法存在早熟和搜索时间长等问题;文献[16]中的飞蛾火焰算法易陷入局部最优。而综合了不同智能优化算法特点的混合算法能有效增强算法的优化能力,提高系统的控制品质。文献[17]提出一种深度军队联合作战-蛙跳混合算法对永磁同步发电机的比例积分微分(proportion integration differentiation, PID)控制参数进行优化整定,实现了发电机在不同风速下的最大功率跟踪。文献[18]采用鲸鱼-花朵授粉混合算法对非线性系统的控制参数进行优化,解决了花朵授粉算法易陷入“维数灾难”的不足。需要说明的是,遗传算法(genetic algorithm, GA)可同时处理群体中的多个个体,降低优化过程中出现局部最优的概率;此外,在常规PSO的更新规则中加入微分项能有效提高PSO算法的收敛速度和稳态精度。为此,本文将GA与改进的粒子群优化(improved PSO, IPSO)算法结合,对控制器参数进行优化整定,以克服GA搜索速度慢和PSO易陷入局部最优的不足,并进一步提高系统的收敛速度和稳态精度。

基于上述分析,并考虑系统的参数摄动和负载扰动等不确定因素对感应电机位置跟踪控制性能的影响,本文提出一种基于龙伯格观测器的预设性能优化控制方法。采用龙伯格观测器对电机的转子磁链进行估计,以解决电机转子磁链在实际中不可测问题。基于反步法设计感应电机位置预设性能控制器,以确保电机位置系统的瞬态性能和稳态性能;基于变增益指数趋近律设计感应电机磁链滑模控制器,以提高电机磁链系统的鲁棒稳定性能;构造干扰观测器对系统不确定项进行观测,以提高系统的跟踪控制精度。采用GA-IPSO混合智能优化算法对所设计控制器的参数进行寻优整定,以进一步提高系统的动态性能和稳态精度。将本文所提预设性能优化控制方法与经验法、文献[19]进行仿真及dSPACE模拟实验对比分析,验证本文方法对感应电机实现有效的跟踪控制,并同时兼顾系统的瞬态和稳态性能。

2 系统描述与控制问题的提出

2.1 系统描述

为便于系统控制器的设计,本文采用 mt 坐标系下的感应电机模型,即

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{sys}_1 : \begin{cases} \dot{\theta} = \omega, \\ \dot{\omega} = a_1 \psi_r i_{st} - n_p T_L / J + D_1, \\ \dot{i}_{st} = -c_1 \psi_r \omega - d_1 i_{st} - f_1 i_{sm} i_{st} / \psi_r - \\ \quad i_{sm} i_{st} + g_1 u_{st} + D_2, \end{cases} \\ \text{sys}_2 : \begin{cases} \dot{\psi}_r = -a_2 \psi_r + f_1 i_{sm}, \\ \dot{i}_{sm} = b_2 \psi_r - d_1 i_{sm} + f_1 i_{st}^2 / \psi_r + \\ \quad g_1 u_{sm} + \omega i_{st} + D_3. \end{cases} \end{array} \right. \quad (1)$$

式中: sys_1 和 sys_2 分别为感应电机的位置和磁链子系统; θ , ω 和 ψ_r 分别为转子位置、角速度和磁链; i_{st} , i_{sm} 和 u_{st} , u_{sm} 分别为沿 t 轴和 m 轴的定子电流分量和定子电压分量; n_p 为磁极对数; J 为转动惯量; T_L 为负载转矩; D_i ($i = 1, 2, 3$)为由参数摄动和负载扰动引起的匹配/非匹配不确定项; $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$ 为漏磁系数. 其它模型参数为 $a_1 = n_p^2 L_m / J L_r$, $a_2 = 1/T_r$, $f_1 = L_m a_2$, $g_1 = 1/\sigma L_s$, $b_2 = c_1 a_2$, $c_1 = L_m / \sigma L_s L_r$, $d_1 = (R_s L_r^2 + R_r L_m^2) / \sigma L_s L_r^2$, 其中: L_s , L_r 和 R_s , R_r 分别为定子和转子的电感和电阻; L_m 为定子和转子间的互感; $T_r = L_r / R_r$ 为转子电磁时间常数.

2.2 预备知识

定义1^[9] 连续函数 $\sigma_1(t) : \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}^+$ 为预设性能函数, 它需同时满足以下两个条件: 1) $\sigma_1(t)$ 是严格单调递减函数, 且始终大于零; 2) $\lim_{t \rightarrow \infty} \sigma_1(t) = \sigma_{1\infty}$.

定义误差变量 $e(t)$, 若要完成预设性能控制, 需将 $e(t)$ 严格制约在 $\sigma_1(t)$ 包围的递减空间内, 即

$$-\sigma_1(t) < e(t) < \sigma_1(t), \quad \forall t \geq 0. \quad (2)$$

根据定义1, 本文选取如下性能函数:

$$\sigma_1(t) = (\sigma_{10} - \sigma_{1\infty})e^{-\rho_1 t} + \sigma_{1\infty}, \quad (3)$$

式中: $0 < \sigma_{1\infty} < \sigma_{10}$, ρ_1 为正常数.

假设1 对于虚拟控制量的导数 $\dot{\alpha}_{id}$, 存在常数 χ_{id} 使得 $|\dot{\alpha}_{id}| < \chi_{id}$ 成立($i = 1, 2, 3$).

假设2 由感应电机参数摄动和负载扰动引起的匹配/非匹配不确定项 D_i 是有界的, 且存在常数 ξ 使得 $|\dot{D}_i| < \xi$ 成立($i = 1, 2, 3$).

2.3 控制问题提出

由电机模型(1)可知: 感应电机在 mt 坐标系中分为位置子系统和磁链子系统, 其具有状态变量多且耦合性强等特征, 并易受到参数摄动和负载扰动等不确定因素的影响. 此外, 为实现感应电机精确的位置跟踪控制, 即 $\theta \rightarrow \theta_d$, 需控制转子磁链使其稳定在给定值上, 即 $\psi_r \rightarrow \psi_{rd}$, 然而感应电机转子磁链的幅值和相位角在实际中无法直接测得. 最后, 在控制器参数整定时, 常规的经验试凑法由于不能保证其取值为全局最优, 已不适用于数量较多且相互影响的系统控制参数整定. 至此, 基于上述分析, 本文感应电机(1)的控制问题可归纳为:

1) 设计磁链观测器, 实现对感应电机转子磁链幅值和相位角的准确估计.

2) 构造干扰观测器, 实现对感应电机不确定项 D_i 的观测估计; 分别设计位置控制器 u_{st} 和磁链控制器 u_{sm} , 实现对感应电机位置准确的跟踪控制, 并能同时兼顾系统的瞬态和稳态性能.

3) 采取智能优化算法, 尤其是混合智能优化算法,

对所设计的控制器参数进行优化整定, 避免算法在寻优过程中出现早熟现象, 同时增强其全局寻优能力, 进一步提高感应电机位置跟踪控制的收敛速度和稳态精度.

3 电机转子磁链龙伯格观测器设计

由于感应电机的转子磁链 ψ_r 在实际中无法直接测得, 本节通过龙伯格观测器对其进行估计. 为保证所设计观测器的观测精度, 本节采用了如下以定子电流($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$)和转子磁链($\psi_{r\alpha}$, $\psi_{r\beta}$)为状态变量的感应电机数学模型:

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = b_2 \psi_{r\alpha} + c_1 \omega \psi_{r\beta} - d_1 i_{s\alpha} + g_1 u_{s\alpha}, \\ \dot{i}_{s\beta} = b_2 \psi_{r\beta} - c_1 \omega \psi_{r\alpha} - d_1 i_{s\beta} + g_1 u_{s\beta}, \\ \dot{\psi}_{r\alpha} = -a_2 \psi_{r\alpha} - \omega \psi_{r\beta} + f_1 i_{s\alpha}, \\ \dot{\psi}_{r\beta} = -a_2 \psi_{r\beta} + \omega \psi_{r\alpha} + f_1 i_{s\beta}, \end{cases} \quad (4)$$

基于式(4)可将龙伯格观测器设计为

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} = b_2 \hat{\psi}_{r\alpha} + c_1 \omega \hat{\psi}_{r\beta} - d_1 \hat{i}_{s\alpha} + g_1 u_{s\alpha} + l_1 e_{s\alpha}^i, \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} = b_2 \hat{\psi}_{r\beta} - c_1 \omega \hat{\psi}_{r\alpha} - d_1 \hat{i}_{s\beta} + g_1 u_{s\beta} + l_2 e_{s\beta}^i, \\ \dot{\hat{\psi}}_{r\alpha} = -a_2 \hat{\psi}_{r\alpha} - \omega \hat{\psi}_{r\beta} + f_1 \hat{i}_{s\alpha} + l_3 e_{s\alpha}^i, \\ \dot{\hat{\psi}}_{r\beta} = -a_2 \hat{\psi}_{r\beta} + \omega \hat{\psi}_{r\alpha} + f_1 \hat{i}_{s\beta} + l_4 e_{s\beta}^i, \end{cases} \quad (5)$$

式中 $l_1 \sim l_4$ 为待设计的观测器增益.

定义转子磁链的观测误差 $e_{s\alpha}^i = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}$, $e_{s\beta}^i = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}$, $e_{r\alpha}^\psi = \psi_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha}$, $e_{r\beta}^\psi = \psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}$, 并分别对其求导, 可求得龙伯格磁链观测器(5)的误差状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{s\alpha}^i \\ \dot{e}_{s\beta}^i \\ \dot{e}_{r\alpha}^\psi \\ \dot{e}_{r\beta}^\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -d_1 - l_1 & 0 & b_2 & c_1 \omega \\ 0 & -d_1 - l_2 & -c_1 \omega & b_2 \\ f_1 - l_3 & 0 & -a_2 & -\omega \\ 0 & f_1 - l_4 & \omega & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{s\alpha}^i \\ e_{s\beta}^i \\ e_{r\alpha}^\psi \\ e_{r\beta}^\psi \end{bmatrix}. \quad (6)$$

为了简化转子磁链观测器增益 $l_1 \sim l_4$ 的分析过程, 这里给出其特征方程为

$$|sI - A| = p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0, \quad (7)$$

式中

$$\begin{cases} p_0 = (a_2 b_2 + c_1 \omega^2) A_1 A_4 + (c_1^2 a_2^2 + c_1^2 \omega^2) A_3 A_4 + (a_2 b_2 + c_1 \omega^2) A_2 A_3 + (a_2^2 + \omega^2) A_1 A_2 > 0, \\ p_1 = b_2 (A_1 A_4 + A_2 A_3) + (a_2^2 + \omega^2) A_2 + 2a_2 A_1 A_2 + (a_2 b_2 + c_1 \omega^2) (A_3 + A_4) + (a_2^2 + \omega^2) A_1 > 0, \\ p_2 = a_2^2 + \omega^2 + 2a_2 (A_1 + A_2) + A_1 A_2 + b_2 (A_3 + A_4), \\ p_3 = 2a_2 + A_1 + A_2 > 0, \\ p_4 = 1 > 0, \end{cases}$$

其中: $A_1 = d_1 + l_1$, $A_2 = d_1 + l_2$, $A_3 = -f_1 + l_3$, $A_4 =$

$-f_1 + l_4; l_1 = z_1 - d_1, l_2 = z_2 - d_1, l_3 = z_3 + f_1, l_4 = z_4 + f_1; z_1 z_2 > 0, z_1 = z_2, z_3 = -z_4, z_1 z_2 > -z_3 z_4 c_1^2$.

由式(7)并结合劳斯判据可知: 转子磁链观测器(5)满足稳定的必要条件是 $p_0 \sim p_4$ 均大于0.

进一步, 将特征方程式(7)的Hurwitz行列式写为如下形式:

$$\Delta = \begin{bmatrix} p_3 & p_1 & 0 & 0 \\ p_4 & p_2 & 0 & 0 \\ 0 & p_3 & p_1 & 0 \\ 0 & p_4 & p_2 & p_0 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

求解式(8) Δ 的1~4阶的主行列式, 可有

$$\begin{cases} \Delta_1 = p_3 > 0, \\ \Delta_2 = 2a_2 p_2 + 6a_2 A_1^2 + 4A_1^2 > 0, \\ \Delta_3 = p_1 \Delta_2 > 0, \\ \Delta_4 = p_0 \Delta_3 > 0. \end{cases} \quad (9)$$

综上, 由于 $p_0 \sim p_4$ 及 $\Delta_1 \sim \Delta_4$ 均大于0, 故根据Hurwita判据可知所构造的转子磁链观测器(5)是全局稳定的. 进一步, 采用直角坐标-极坐标变换, 可求得感应电机转子磁链的幅值及相位角分别为

$$\hat{\psi}_r = \sqrt{\hat{\psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\psi}_{r\beta}^2}, \quad \phi = \arctan(\hat{\psi}_{r\beta}/\hat{\psi}_{r\alpha}).$$

4 感应电机控制器设计

4.1 感应电机位置预设性能控制器设计

由于基于不等式(2)无法直接设计感应电机的位置预设性能控制器, 故本节通过误差转换函数^[20]将式(2)转化为非约束形式. 转换函数的具体形式为

$$\begin{cases} K(\theta) = \theta/((\sigma_1 + \theta)(\sigma_1 - \theta)), \\ K(\theta_d) = \theta_d/((\sigma_1 + \theta_d)(\sigma_1 - \theta_d)), \end{cases} \quad (10)$$

式中: $K(\theta)$ 在开区间 $D = \{\theta \in \mathbb{R} | -\sigma_1 < \theta < \sigma_1\}$ 上连续可微, $K(\theta_d)$ 在闭区间 $\{\theta_d \in \mathbb{R} | -\sigma_1 < \theta_d < \sigma_1\}$ 内连续且有界.

定义误差转换函数 $e_{11} = K(\theta) - K(\theta_d)$, 误差变量 $e_{12} = \omega - \alpha_{11}$, $e_{13} = i_{st} - \alpha_{12}$, 其中: α_{11} 和 α_{12} 为虚拟控制量.

步骤1 虚拟控制量 α_{11} 的设计.

对误差变量 e_{11} 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{e}_{11} &= \dot{K}(\theta) - \dot{K}(\theta_d) = \\ &\gamma_1(e_{12} + \alpha_{11}) - \gamma_d \dot{\theta}_d + \iota_1 - \iota_{1d}, \end{aligned} \quad (11)$$

式中: $\gamma_d = (\sigma_1^2 + \theta_d^2)/(\sigma_1 + \theta_d)^2(\sigma_1 - \theta_d)^2$, $\iota_{1d} = -2\dot{\sigma}_1 \sigma_1 \theta_d/(\sigma_1 + \theta_d)^2(\sigma_1 - \theta_d)^2$, 并且在区间 D_d 内是有界的; $\gamma_1 = (\sigma_1^2 + \theta^2)/((\sigma_1 + \theta)^2(\sigma_1 - \theta)^2)$, $\iota_1 = -2\dot{\sigma}_1 \sigma_1 \theta/(\sigma_1 + \theta)^2(\sigma_1 - \theta)^2$.

选取Lyapunov函数

$$V_{11} = e_{11}^2/2, \quad (12)$$

并对上式求导可得

$$\dot{V}_{11} = e_{11}(\gamma_1(e_{12} + \alpha_{11}) - \gamma_d \dot{\theta}_d). \quad (13)$$

进而可将虚拟控制量 α_{11} 设计为

$$\alpha_{11} = (\gamma_d \dot{\theta}_d - c_{11} e_{11} - \iota_1 + \iota_{1d})/\gamma_1, \quad (14)$$

式中 c_{11} 为待设计的控制参数.

将式(14)代入式(13)可有

$$\dot{V}_{11} = \gamma_1 e_{11} e_{12} - c_{11} e_{11}^2. \quad (15)$$

步骤2 虚拟控制量 α_{12} 的设计.

对误差变量 e_{12} 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{e}_{12} &= \dot{\omega} - \dot{\alpha}_{11} = \\ &a_1 \psi_r (e_{13} + \alpha_{12}) + D_1 - n_p T_L/J - \dot{\alpha}_{11}. \end{aligned} \quad (16)$$

对于式(16)中的不确定项 D_1 , 本节通过构造如下干扰观测器对其进行观测:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}} = a_1 \psi_r i_{st} - n_p T_L/J + \hat{D}_1, \\ \dot{\hat{D}}_1 = L_1 \text{sgn}(\dot{\omega} - \hat{\omega}) + L_1 \hat{D}_1, \end{cases} \quad (17)$$

式中: $L_1 > 0$, \hat{D}_1 为 D_1 的观测值, 定义 $\tilde{D}_1 = D_1 - \hat{D}_1$. 对 \tilde{D}_1 求导, 并将式(17)代入可得

$$\dot{\tilde{D}}_1 = \dot{D}_1 - L_1 \text{sgn} \tilde{D}_1 - L_1 \tilde{D}_1. \quad (18)$$

为了降低系统控制器设计的复杂度, 避免出现“微分爆炸”现象, 本节通过选取如下滤波器来估计式(16)中的 $\dot{\alpha}_{11}$:

$$\tau_1 \dot{\alpha}_{1d} + \alpha_{1d} = \alpha_{11}, \quad \alpha_{1d}(0) = \alpha_{11}(0), \quad (19)$$

式中: $\tau_1 > 0$, α_{1d} 为 α_{11} 的估计值, 并定义 $e_{1d} = \dot{\alpha}_{1d} - \dot{\alpha}_{11}$.

选取Lyapunov函数

$$V_{12} = V_{11} + e_{12}^2/2, \quad (20)$$

并对上式求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{12} &= \dot{V}_{11} + e_{12}(a_1 \psi_r (e_{13} + \alpha_{12}) - \\ &n_p T_L/J + D_1 - \dot{\alpha}_{11}). \end{aligned} \quad (21)$$

进而可将虚拟控制量 α_{12} 设计为

$$\begin{aligned} \alpha_{12} &= (n_p T_L/J + \dot{\alpha}_{1d} - \gamma_1 e_{11} - \\ &c_{12} e_{12} - \hat{D}_1)/a_1 \psi_r, \end{aligned} \quad (22)$$

式中 c_{12} 为待设计的控制参数.

将式(22)代入式(21)可有

$$\begin{aligned} \dot{V}_{12} &= -c_{11} e_{11}^2 - c_{12} e_{12}^2 + e_{12} \tilde{D}_1 + \\ &e_{12} e_{1d} + a_1 \psi_r e_{12} e_{13}. \end{aligned} \quad (23)$$

步骤3 位置子系统控制器 u_{st} 的设计.

对误差变量 e_{13} 求导可得

$$\dot{e}_{13} = -c_1 \psi_r \omega - d_1 i_{st} - f_1 i_{sm} i_{st} / \psi_r -$$

$$i_{sm}\omega + g_1 u_{st} + D_2 - \dot{\alpha}_{12}. \quad (24)$$

同理, 构造如下干扰观测器对 D_2 进行观测:

$$\begin{cases} \dot{i}_{st} = -c_1 \psi_r \omega - d_1 i_{st} - f_1 i_{sm} i_{st} / \psi_r - \\ i_{sm} \omega + g_1 u + \hat{D}_2, \\ \dot{\hat{D}}_2 = L_2 \text{sgn}(\dot{i}_{st} - \hat{i}_{st}) + L_2 \tilde{D}_2, \end{cases} \quad (25)$$

式中: $L_2 > 0$, \hat{D}_2 为 D_2 的观测值, 定义 $\tilde{D}_2 = D_2 - \hat{D}_2$. 对 \tilde{D}_2 求导, 并将式(25)代入可得

$$\dot{\tilde{D}}_2 = \dot{D}_2 - L_2 \text{sgn} \tilde{D}_2 - L_2 \tilde{D}_2. \quad (26)$$

同理, 通过选取如下滤波器估计式(24)中的 $\dot{\alpha}_{12}$:

$$\tau_2 \dot{\alpha}_{2d} + \alpha_{2d} = \alpha_{21}, \quad \alpha_{2d}(0) = \alpha_{21}(0), \quad (27)$$

式中: $\tau_2 > 0$, α_{2d} 为 α_{12} 的估计值, 并定义 $e_{2d} = \dot{\alpha}_{2d} - \dot{\alpha}_{12}$.

选取Lyapunov函数

$$V_{13} = V_{12} + e_{13}^2 / 2, \quad (28)$$

并对上式求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{13} = & \dot{V}_{12} + e_{13} \dot{e}_{13} = \\ & \dot{V}_{12} + e_{13} (-c_1 \psi_r \omega - d_1 i_{st} - i_{sm} \omega - \\ & f_1 i_{sm} i_{st} / \psi_r + g_1 u_{st} + D_2 - \dot{\alpha}_{12}), \end{aligned} \quad (29)$$

则可将感应电机位置预设性能控制器 u_{st} 设计为

$$u_{st} = (c_1 \psi_r \omega + d_1 i_{st} + f_1 i_{sm} i_{st} / \psi_r + i_{sm} \omega - \hat{D}_2 + \dot{\alpha}_{2d} - a_1 \psi_r e_{12} - c_{13} e_{13}) / g_1, \quad (30)$$

将式(30)代入式(29)可有

$$\begin{aligned} \dot{V}_{13} = & -c_{11} e_{11}^2 - c_{12} e_{12}^2 - c_{13} e_{13}^2 + e_{12} \tilde{D}_1 + \\ & e_{13} \tilde{D}_2 + e_{12} e_{1d} + e_{13} e_{2d}. \end{aligned} \quad (31)$$

定理 1 针对感应电机系统(1)中的位置子系统 sys_1 , 若假设1-2成立, 通过选取预设性能函数(3)和滤波器(19)(27), 构造干扰观测器(17)(25), 设计预设性能控制器(30), 则感应电机位置子系统 sys_1 是有界稳定的, 且位置误差满足预先设定的瞬态和稳态性能.

证 选取Lyapunov函数

$$V_1 = V_{13} + \tilde{D}_1^2 / 2 + \tilde{D}_2^2 / 2 + e_{1d}^2 / 2 + e_{2d}^2 / 2, \quad (32)$$

并对上式求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & \dot{V}_{13} - L_1 \tilde{D}_1^2 - L_2 \tilde{D}_2^2 - L_1 \tilde{D}_1 \text{sgn} \tilde{D}_1 + \\ & e_{1d} \dot{e}_{1d} + e_{2d} \dot{e}_{2d} + \tilde{D}_1 \dot{D}_1 + \tilde{D}_2 \dot{D}_2 - \\ & L_2 \tilde{D}_2 \text{sgn} \tilde{D}_2 \leq \\ & -c_{11} e_{11}^2 - c_{12} e_{12}^2 - c_{13} e_{13}^2 - L_1 \tilde{D}_1^2 - L_2 \tilde{D}_2^2 + \\ & e_{12} \tilde{D}_1 + e_{13} \tilde{D}_2 + e_{12} e_{1d} + e_{13} e_{2d} + \\ & e_{1d} \dot{e}_{1d} + e_{2d} \dot{e}_{2d} + \tilde{D}_1 \dot{D}_1 + \tilde{D}_2 \dot{D}_2. \end{aligned} \quad (33)$$

根据Young不等式有

$$\dot{V}_1 \leq -\rho_1 V_1 + M_1, \quad (34)$$

式中: $\rho_1 \leq \min\{c_{11}, c_{12} - 1, c_{13} - 1, L_1 - 1, L_2 - 1, 1/\tau_1 - 1, 1/\tau_2 - 1\}$, $M_1 \geq \chi_{1d}/2 + \chi_{2d}/2 + \xi_1^2/2 + \xi_2^2/2$. 只要满足 $c_{11} > 0$, $c_{12} > 1$, $c_{13} > 1$, $L_2 > 1$, $1/\tau_1 > 1$, $1/\tau_2 > 1$, 则感应电机位置子系统在所提控制方法的作用下是有界稳定的.

进一步, 由式(34)可得 $V(t) \in L_\infty$, 故有 $e_{11} \in L_\infty$. 由于 $K(\theta_d)$ 在闭区间 D_d 内是一个有界函数, 故根据坐标变换 $e_{11} = K(\theta) - K(\theta_d)$ 可知 $K(\theta)$ 在开区间 D 上有界, 且存在两个常数 $-\underline{\sigma}_1$ 和 $\bar{\sigma}_1$ 使输出状态 θ 满足 $-\underline{\sigma}_1 < -\underline{\sigma}_1 \leq \theta \leq \bar{\sigma}_1 < \sigma_1$, 因此有 $|e_{11}| < \sigma_2$, 其中 $\sigma_2 = 2\sigma_1$.

定义感应电机位置跟踪误差 $z_{11} = \theta - \theta_d$, 并结合前面定义的误差转换函数 $e_{11} = K(\theta) - K(\theta_d)$ 可有 $z_{11} = \rho e_{11}$, 其中 $\rho = (\sigma_1^2 - \theta_d^2)(\sigma_1^2 - \theta_1^2) / \sigma_1^2 + \theta \theta_d$. 基于上述分析可知: 存在两个正常数 $\underline{\rho}$ 和 $\bar{\rho}$ 使得 $0 \leq \underline{\rho} \leq \rho \leq \bar{\rho} < \infty$, 因此有 $|z_{11}| < \sigma_3$, 其中 $\sigma_3 = \bar{\rho} \sigma_2$, 进而可知感应电机位置子系统 sys_1 的位置跟踪误差在本文所提控制方法的作用下一一直处于预设的边界内, 并且满足预先设定的瞬态和稳态性能. 证毕.

4.2 感应电机磁链滑模控制器设计

定义误差变量 $e_{21} = \psi_{21} - \psi_{rd}$, $e_{22} = i_{sm} - \alpha_{21}$, 其中: ψ_{rd} 为转子磁链给定值, α_{21} 为虚拟控制量.

步骤 1 虚拟控制量 α_{21} 的设计.

对误差变量 e_{21} 求导可得

$$\dot{e}_{21} = f_1(e_{22} + \alpha_{21}) - a_2 \psi_r - \dot{\psi}_{rd}. \quad (35)$$

选取Lyapunov函数

$$V_{21} = e_{21}^2 / 2, \quad (36)$$

并对上式求导可得

$$\dot{V}_{21} = e_{21} (f_1(e_{22} + \alpha_{21}) - a_2 \psi_r - \dot{\psi}_{rd}), \quad (37)$$

进而可将虚拟控制量 α_{21} 设计为

$$\alpha_{21} = a_2 \psi_r + \dot{\psi}_{rd} - c_{21} e_{21}, \quad (38)$$

式中 c_{21} 为待设计的控制参数.

将式(38)代入式(37)可有

$$\dot{V}_{21} = -c_{21} e_{21}^2 + f_1 e_{21} e_{22}. \quad (39)$$

步骤 2 磁链子系统控制器 u_{sm} 的设计.

对误差变量 e_{22} 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{e}_{22} = & b_2 \psi_r - d_1 i_{sm} + f_1 i_{st}^2 / \psi_r + \\ & \omega i_{st} + g_1 u_{sm} + D_3 - \dot{\alpha}_{21}. \end{aligned} \quad (40)$$

同理, 构造如下干扰观测器对 D_3 进行观测:

$$\begin{cases} \dot{i}_{sm} = b_2\psi_r - d_1i_{sm} + f_1i_{st}^2/\psi_r + \omega i_{st} + \\ \quad g_1u_{sm} + \hat{D}_3, \\ \dot{\hat{D}}_3 = L_3\text{sgn}(\dot{i}_{sm} - \hat{i}_{sm}) + L_3\tilde{D}_3, \end{cases} \quad (41)$$

式中: $L_3 > 0$, \hat{D}_3 为 D_3 的观测值, 定义 $\tilde{D}_3 = D_3 - \hat{D}_3$. 对 \hat{D}_3 求导, 并将式(41)代入可得

$$\dot{\tilde{D}}_3 = \dot{D}_3 - L_3\text{sgn}\tilde{D}_3 - L_3\tilde{D}_3. \quad (42)$$

同理, 通过选取如下滤波器估计式(40)中的 $\hat{\alpha}_{21}$:

$$\tau_3\dot{\hat{\alpha}}_{3d} + \hat{\alpha}_{3d} = \alpha_{21}, \quad \hat{\alpha}_{3d}(0) = \alpha_{21}(0), \quad (43)$$

式中: $\tau_3 > 0$, $\hat{\alpha}_{3d}$ 为 α_{21} 的估计值, 并定义 $e_{3d} = \hat{\alpha}_{3d} - \alpha_{21}$.

选取Lyapunov函数

$$V_{22} = V_{21} + e_{22}^2/2, \quad (44)$$

并对上式求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{22} = & \dot{V}_{21} + e_{22}\dot{e}_{22} = \\ & -c_{21}e_{21}^2 + f_1e_{21}e_{22} + e_{22}(b_2\psi_r - \dot{\alpha}_{21} - \\ & d_1i_{sm} + f_1i_{st}^2/\psi_r + \omega i_{st} + g_1u_{sm} + D_3). \end{aligned} \quad (45)$$

为提高感应电机磁链子系统的动态性能, 削弱系统抖振, 本节选用如下滑模面和变增益指数趋近律:

$$\begin{cases} S = e_{22}, \\ \dot{S} = -\text{sgn}e_{22}\delta(e^{|e_{22}|} - e^{-|e_{22}|})/2 - c_{22}e_{22}, \end{cases} \quad (46)$$

式中: $\delta > 0$, c_{22} 为待设计的控制参数, 待设计变增益项 $\delta(e^{|e_{22}|} - e^{-|e_{22}|})/2$ 可有效削弱系统的抖振.

则可将感应电机的磁链滑模控制器 u_{sm} 设计为

$$\begin{aligned} u_{sm} = & (-b_2\psi_r + d_1i_{sm} - f_1i_{st}^2/\psi_r - \omega i_{st} - \\ & c_{22}e_{22} - \hat{D}_3 + \dot{\alpha}_{3d} - f_1e_{21} - \\ & \text{sgn}e_{22}\delta(e^{|e_{22}|} - e^{-|e_{22}|})/2)/g_1. \end{aligned} \quad (47)$$

将式(47)代入式(45)可有

$$\begin{aligned} \dot{V}_{22} = & -c_{21}e_{21}^2 - c_{22}e_{22} + e_{22}\hat{D}_3 + e_{22}e_{3d} - \\ & e_{22}\text{sgn}e_{22}\delta(e^{|e_{22}|} - e^{-|e_{22}|})/2. \end{aligned} \quad (48)$$

定理 2 针对感应电机系统(1)中的磁链子系统 sys_2 , 若假设1-2成立, 通过选取滑模面和变增益指数趋近律(46)及滤波器(43), 构造干扰观测器(41), 设计滑模控制器(47), 则感应电机磁链子系统是有界稳定的.

证 选取Lyapunov函数

$$V_2 = V_{22} + \tilde{D}_3^2/2 + e_{3d}^2/2, \quad (49)$$

并对上式求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & \dot{V}_{22} - L_3\tilde{D}_3^2 - L_3\tilde{D}_3\text{sgn}\tilde{D}_3 + \tilde{D}_3\dot{D}_3 + \\ & e_{3d}\dot{e}_{3d} - e_{22}\text{sgn}e_{22}\delta(e^{|e_{22}|} - e^{-|e_{22}|})/2 \leq \\ & -c_{21}e_{21}^2 - c_{22}e_{22}^2 - L_3\tilde{D}_3^2 + e_{22}\tilde{D}_3 + \end{aligned}$$

$$e_{22}e_{3d} + e_{3d}\dot{e}_{3d} + \tilde{D}_3\dot{D}_3. \quad (50)$$

进一步, 根据Young不等式有

$$\dot{V}_2 \leq -\rho_2 V_2 + M_2, \quad (51)$$

式中: $\rho_2 \leq \min\{c_{21}, c_{22} - 1, L_3 - 1/2, \delta/2\}$, $M_2 \geq \chi_{3d}/2 + \xi_3^2/2$. 只要满足 $c_{21} > 0$, $c_{22} > 1$, $L_3 > 1$, $1/\tau_3 > 1$, 则感应电机磁链子系统 sys_2 在所提控制方法的作用下是有界稳定的. 证毕.

综合上述, 干扰观测器(17)(25)(41)、滤波器(19)(27)(43)、位置预设性能控制器(30)和磁链滑模控制器(47)的设计步骤, 选取Lyapunov函数 $V = V_1 + V_2$, 并对其求导可得

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 \leq -\rho V + M, \quad (52)$$

式中: $\rho \leq \min\{\rho_1, \rho_2\}$, $M \geq \max\{M_1, M_2\}$.

由上式可知, 感应电机(1)在所设计干扰观测器(17)(25)(41)、滤波器(19)(27)(43)、位置预设性能控制器(30)和磁链滑模控制器(47)的作用下是有界稳定的.

5 控制参数智能优化

由式(30)(47)可以看出, 所设计的位置控制器和磁链控制器中含有较多待设计的控制参数. 若采用经验试凑法确定控制器参数的取值, 则整个过程较繁琐, 且难以充分发挥所提控制算法控制潜能. 对此, 本节采用GA-IPSO混合智能优化算法对所提方法的控制参数进行寻优整定. 其具体优化步骤如下:

步骤 1 编码. GA-IPSO的具体编码规则如下:

$$R = B_d + (B_u - B_d) \times r, \quad (53)$$

式中: R 为编码值, B_d 为变量下限, B_u 为变量上限, r 为 $[0, 1]$ 的随机数.

步骤 2 初始化种群. 先随机产生 N 个个体, 然后重复迭代直到初始群体达到期望的规模.

步骤 3 计算各个种群的适应度值. 将种群适应度函数选取为 $\text{fitness} = \int_0^t (t^2(e_{11}^2 + e_{21}^2))dt$.

步骤 4 IPSO算法对个体进行更新. 为了加快个体的更新速度, 本节选用如下更新规则:

$$\begin{cases} v_i^d(k+1) = \varpi v_i^d(k) + \kappa_1 r_1 (\text{pbest}_i^d(k) - x_i^d(k)) + \kappa_2 r_2 (\text{gbest}^d(k) - x_i^d(k)), \\ W_i^d(k+1) = \text{gbest}^d(k) - \text{gbest}^d(k-1) + \alpha W_i^d(k), \\ x_i^d(k+1) = x_i^d(k) + v_i^d(k+1) + v W_i^d(k+1), \end{cases} \quad (54)$$

式中: $v_i^d(k)$ 和 $x_i^d(k)$ 表示 k 次迭代后个体的速度和位置信息, r_1 和 r_2 均为 $[0, 1]$ 中的一个随机数字, ϖ 为惯性权重, α 为衰减系数, κ_1 和 κ_2 为学习比例系数, v 为微分权重, $\text{pbest}_i^d(k)$ 为 k 次迭代后个体最优值, $\text{gbest}^d(k)$ 为整个种群 k 次迭代后全局最优值.

步骤 5 基于遗传算法对目标函数采取选择、交叉和变异的操作。

步骤 6 终止。将迭代次数设置为 T , 当算法迭代到后终止。

综上, 基于 GA-IPSO 的控制参数优化流程图如图 1 所示。

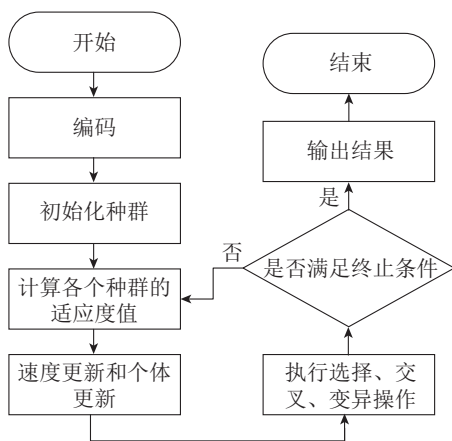


图 1 基于 GA-IPSO 的控制参数优化流程图

Fig. 1 Control parameter optimization flow chart based on GA-IPSO

6 仿真及实验对比分析

6.1 仿真对比分析

在本节, 将本文所提基于龙伯格观测器的预设性能优化控制方法与经验法(本文所提方法未进行控制参数优化)和文献[19]方法进行仿真对比分析。所选用的感应电机参数为: 额定电压 $U_e = 220 \text{ V}$, 额定功率 $P_e = 370 \text{ W}$, 额定转速 $n_1 = 1400 \text{ r/min}$, 定子电阻 $R_s = 10.98 \text{ } \Omega$, 转子电阻 $R_r = 15 \text{ } \Omega$, 定子电感 $L_s = 0.3119 \text{ H}$, 转子电感 $L_r = 0.3119 \text{ H}$, 定转子互感 $L_m = 0.297 \text{ H}$, 磁极对数 $n_p = 2$, 转动惯量 $J = 0.008 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。

假设感应电机(1)的位置和磁链给定值分别为 $\theta_d = \sin(\pi t) \text{ rad}$, $\psi_{rd} = 0.96 \text{ Wb}$ 。负载转矩 $T_L = 0.2\sin(2\pi t) + \Delta T_L \text{ (N} \cdot \text{m)}$, 其中负载扰动 $\Delta T_L = 0.02\sin(2\pi t) \text{ (N} \cdot \text{m)}$; 定子电阻存在 5% 摄动, 即 $R_s = 10.98(1 + 0.05(1 - e^{-0.5t})) \text{ } \Omega$, 转子电阻存在 10% 摄动, 即 $R_r = 15(1 + 0.1(1 - e^{-0.5t})) \text{ } \Omega$ 。基于经验法将本文所提方法的主要控制参数取为: $\sigma_{10} = 24$, $\sigma_{1\infty} = 5$, $\rho_1 = 0.5$, $c_{11} = 10$, $c_{12} = 20$, $c_{13} = 52$, $c_{21} = 35$, $c_{22} = 23755$, $L_1 = 800$, $L_2 = 553$, $L_3 = 500$, $\tau_1 = 0.658$, $\tau_2 = 0.586$, $\delta = 1$; 将龙伯格观测器参数取为 $z_1 = z_2 = 0.51$, $z_3 = 0.01$, $z_4 = -0.01$ 。

本文 GA-IPSO 混合智能优化算法的参数选取如下: $T = 100$, 种群规模选取为 100, 节点总数选取为 13, 交叉概率选取为 0.85, 速度上限 $\nu_{\max} = 1$, 变异概率 $p_m = 0.01$, $\nu = 0.04$, 速度下限 $\nu_{\min} = -1$, $\varpi =$

0.8 , $\kappa_1 = \kappa_2 = 1.494$, $\alpha = 0.9$ 。

图 2 为适应度函数收敛曲线。可知: 在优化系统控制参数的过程中, 适应度函数值随着迭代次数 T 的增加而不断减小, 并最终趋于稳定。

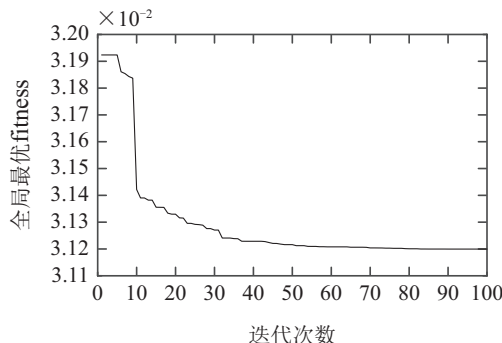
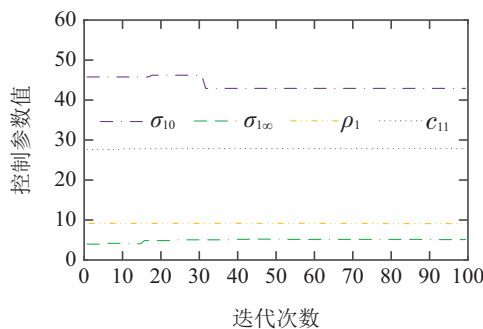


图 2 适应度函数收敛曲线

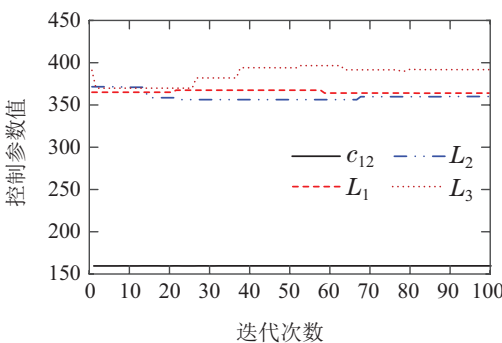
Fig. 2 Convergence curve of the fitness function

图 3 为本文所提方法各控制参数优化过程曲线。可知: 经 GA-IPSO 混合智能算法优化后的感应电机控制器参数随迭代次数 T 的增加均逐渐趋于稳定。基于图 3 可将各控制器参数选取为 $\sigma_{10} = 42.896$, $\sigma_{1\infty} = 5.154$, $\rho_1 = 9.717$, $c_{11} = 27.990$, $c_{12} = 158.972$, $c_{13} = 951.634$, $c_{21} = 1566.019$, $c_{22} = 10843.029$, $L_1 = 366.102$, $L_2 = 362.003$, $L_3 = 394.228$ 。

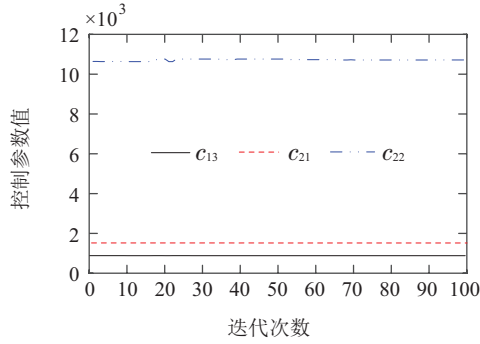
图 4 为感应电机跟踪控制仿真曲线。可知: 在实现 $\theta \rightarrow \theta_d$ 和 $\psi_r \rightarrow \psi_{rd}$ 的跟踪控制过程中, 与经验法(本文所提方法未进行控制参数优化)和文献[19]方法相比, 本文所提预设性能优化控制方法的动态响应速度更快, 与系统给定信号的跟踪拟合度更好。



(a) 控制参数 σ_{10} , $\sigma_{1\infty}$, ρ_1 , c_{11} 的优化过程曲线

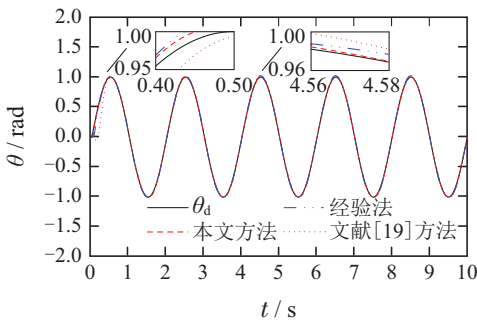


(b) 控制参数 c_{12} , L_1 , L_2 , L_3 的优化过程曲线

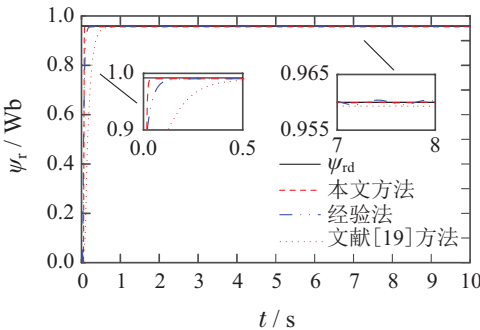


(c) 控制参数 c_{13} , c_{21} , c_{22} 的优化过程曲线
图3 控制参数优化过程曲线

Fig. 3 Optimization process curves of the control parameters



(a) 位置跟踪控制仿真曲线



(b) 磁链跟踪控制仿真曲线

图4 感应电机跟踪控制仿真曲线

Fig. 4 Tracking control simulation curves of the induction motor

图5为感应电机位置输出约束仿真曲线。可知：感应电机的位置输出 θ 对其给定值 θ_d 的跟踪误差 z_{11} 始终被约束在指定区域内，保证了感应电机位置系统预先设定的瞬态和稳态性能。

图6为所构造观测器的观测值曲线。可知：所构造的干扰观测器对感应电机系统中由参数摄动和负载扰动引起的匹配/非匹配不确定项 D_i 进行了有效地观测，从而有助于提高感应电机系统的控制精度。

6.2 实验对比分析

为了验证本文所提预设性能优化控制方法在实际电机系统中应用的可行性，将本文所提方法与文献[19]方法进行了dSPACE实验对比分析。所使用的实验平台包括：PC机(装有ControlDesk软件)，功率驱动

板(开关频率为5 kHz)，控制器面板(DS1104 型号)，感应电机，I/O接口面板(提供外围电路与控制器板的通讯接口)，编码器(对电机角速度进行测量)，磁粉制动器(模拟感应电机的不同负载，由负载驱动器驱动)。dSPACE模拟实验平台如图7所示。

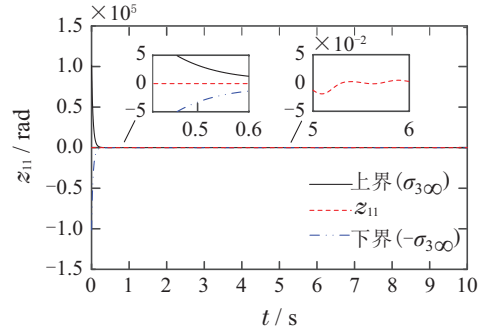


图5 感应电机位置输出约束仿真曲线

Fig. 5 Position output constraint simulation curves of the induction motor

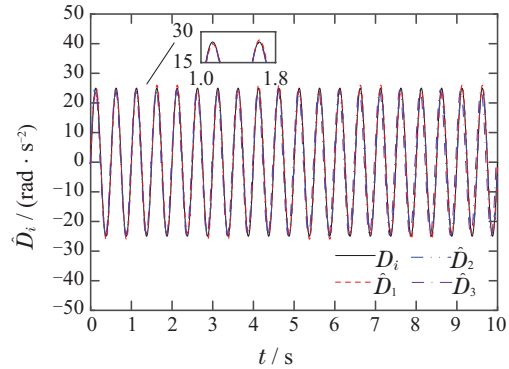


图6 匹配/非匹配不确定项 D_i ($i = 1, 2, 3$)的观测值曲线
Fig. 6 Observed curves of the matched/unmatched uncertainties D_i ($i = 1, 2, 3$)

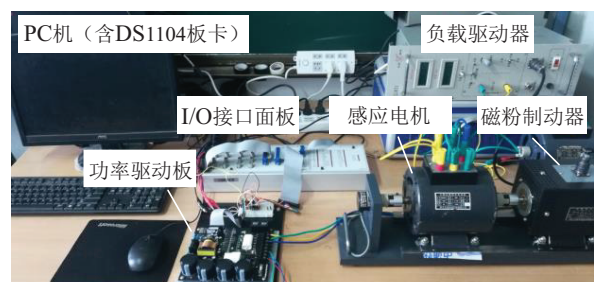
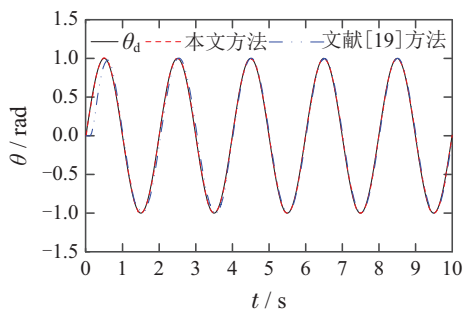


图7 dSPACE模拟实验平台

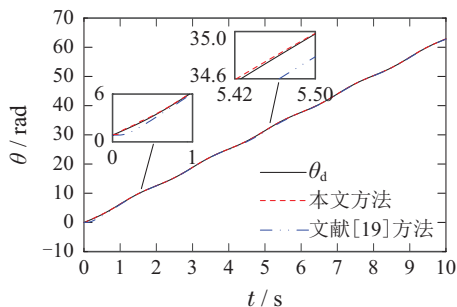
Fig. 7 dSPACE simulated experiment platform

在进行dSPACE模拟实验时，将电机的磁链给定值设定为 $\psi_{rd} = 0.5$ Wb，转子位置给定值分别设定为：1) $\theta_d = \sin(\pi t)$ rad; 2) $\theta_d = 2\pi t + 0.4 \sin(\pi t)$ rad; 3) $\theta_d = 5\pi t/3$ rad; 4) 当 $0 < t < 3$ 时， $\theta_d = 2\pi$ rad，当 $t \geq 3$ 时， $\theta_d = 4\pi$ rad。此外， $T_L = 0.25 + \Delta T_L$ (N·m)，其中，在图8(a)–(c)中 $\Delta T_L = 0.2\sin(2\pi t)$ ；在图8(d)中，当 $0 < t < 2$ 时， $\Delta T_L = 0$ ，当 $t \geq 2$ 时， $\Delta T_L = 0.2$ 。

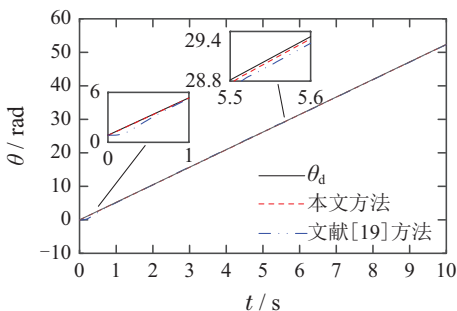
图8为感应电机位置跟踪控制实验曲线，图9为其对应的误差曲线。



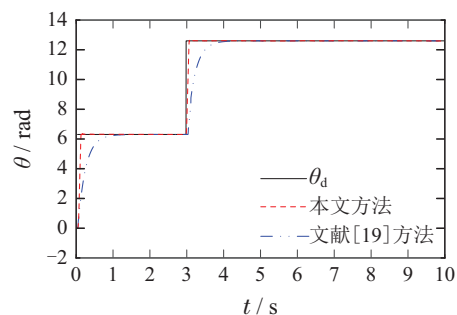
(a) 给定值为正弦信号的位置跟踪控制实验曲线



(b) 给定值为单方向时变信号的位置跟踪控制实验曲线



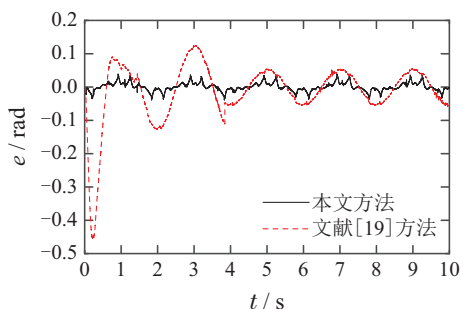
(c) 给定值为斜坡信号的位置跟踪控制实验曲线



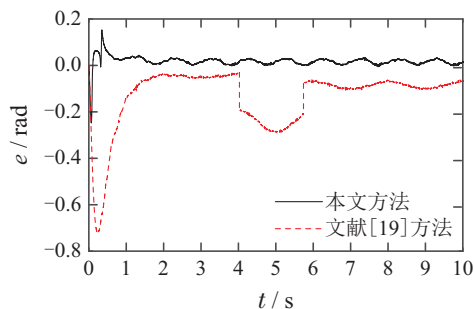
(d) 给定值为阶跃信号的位置跟踪控制实验曲线

图 8 感应电机位置跟踪控制实验曲线

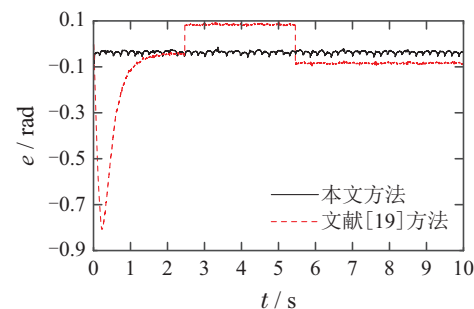
Fig. 8 Position tracking control experiment curves of the induction motor



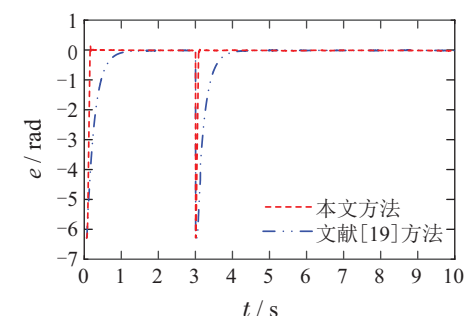
(a) 给定值为正弦信号的位置跟踪控制实验误差曲线



(b) 给定值为单方向时变信号的位置跟踪控制实验误差曲线



(c) 给定值为斜坡信号的位置跟踪控制实验误差曲线



(d) 给定值为阶跃信号的位置跟踪控制实验误差曲线

图 9 感应电机位置跟踪控制实验误差曲线

Fig. 9 Position tracking control experiment error curves of the induction motor

由图8和图9可知: 1) 由图4(a)和图8(a)可以看出, 感应电机转子位置给定信号 θ_d 相同时, dSPACE模拟实验结果与MATLAB仿真结果基本一致, 验证了本文所提控制方法的有效性及其在实际电机系统中应用的可行性。2) 由图8-9可以看出, 在文献[19]方法的作用下, 尽管感应电机实现了对不同转子位置给定信号 θ_d 的跟踪控制, 但电机的动态响应速度较慢, 稳态精度较差; 而在本文所提控制方法的作用下, 感应电机不仅实现了对不同转子位置给定信号 θ_d 的跟踪控制, 而且电机的动态响应速度较快, 稳态精度较高, 鲁棒稳定性较强, 较好地兼顾了系统的瞬态性能和稳态性能。

7 结论

本文研究了暂稳态约束下感应电机位置跟踪优化控制问题. 采用龙伯格观测器对感应电机的转子磁链

进行了快速准确的估计,解决了电机磁链在实际中不可测的问题;基于反步法分别完成了感应电机位置预设性能控制器和磁链变增益滑模控制器的设计,并通过构造干扰观测器对系统的不确定项进行观测,实现了对系统给定值准确的跟踪控制,且位置误差满足预先设定的瞬态和稳态性能;采用GA-IPSO混合智能优化算法对所设计控制器的参数进行优化整定,进一步提高了系统的收敛速度和稳态精度。仿真和实验对比结果表明,本文所提方法实现了对感应电机有效的位置跟踪控制,且兼顾了系统的瞬态和稳态性能,同时验证了其在实际电机系统中应用的可行性。

参考文献:

- [1] SHAILENDRA R, EMMANUEL B, MOSHE A. Simplified algorithm for assessment equivalent circuit parameters of induction motors. *IET Electric Power Applications*, 2020, 14(3): 426 – 432.
- [2] YAN Y, WANG S M, YANG T T, et al. Design and analysis of new asynchronous motor type for electric vehicle. *Journal of Advanced Computational Intelligence and Intelligent Informatics*, 2020, 24(7): 908 – 916.
- [3] PAN Jinghui, ZHANG Weicun. Application of complex extended kalman filter algorithm in direct torque control system of induction motor. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(7): 1562 – 1568.
(潘京辉, 张维存. 复数型扩展卡尔曼滤波算法在感应电机直接转矩控制系统中的应用. *控制理论与应用*, 2020, 37(7): 1562 – 1568.)
- [4] YIN Z G, ZHANG Y Q, DU C, et al. Research on anti-error performance of speed and flux estimation for induction motors based on robust adaptive state observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(6): 3499 – 3510.
- [5] ZHOU Z C, YU J P, YU H S, et al. Neural network based discrete-time command filtered adaptive position tracking control for induction motors via backstepping. *Neurocomputing*, 2017, 260: 203 – 210.
- [6] ZHANG Xing, ZHANG Yuwei, CAO Pengpeng, et al. Stability analysis of on-line identification algorithm for rotor time constant of induction motor based on stator current and rotor flux dot product. *Proceedings of the CSEE*, 2018, 38 (16): 4863 – 4872, 4992.
(张兴, 张雨薇, 曹朋朋, 等. 基于定子电流和转子磁链点乘的异步电机转子时间常数在线辨识算法稳定性分析. *中国电机工程学报*, 2018, 38(16): 4863 – 4872, 4992.)
- [7] CHEN C G, YU H S. Backstepping sliding mode control of induction motor based on disturbance observer. *IET Electric Power Applications*, 2020, 14(12): 2537 – 2546.
- [8] BECHLIOLIS C P, ROVITHAKIS G A. Robust adaptive control of feedback linearizable mimo nonlinear systems with prescribed performance. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2008, 53(9): 2090 – 2099.
- [9] LIU Y C, ZHU Q D, ZHAO N, et al. Adaptive fuzzy backstepping control for non-strict feedback nonlinear systems with time-varying state constraints and backlash-like hysteresis. *Information Sciences*, 2021, 574: 606 – 624.
- [10] HUA Changchun, CHEN Jiaqiang, CHEN Jiannan, et al. Adaptive predetermined performance control for torsional vibration of cold rolling mill with disturbance uncertainties. *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, 2021, 57(4): 202 – 209.
(华长春, 陈佳强, 陈健楠, 等. 未知扰动下冷轧机扭振自适应预定性能控制. *机械工程学报*, 2021, 57(4): 202 – 209.)
- [11] ABBASI M A, HUSAIN A R, IDRIS N R N, et al. Modified model predictive torque control for induction motors with improved robustness against mutual inductance mismatching. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2021, 31(8): e12927.
- [12] WEI Hanpei, ZHU Baopeng, WEI Haifeng, et al. Rotor flux setting for new induction motor considering efficiency maximization. *Electrical Machinery and Control Applications*, 2018, 45(2): 81 – 85.
(韦汉培, 朱保鹏, 魏海峰, 等. 考虑效率最大化的新型感应电机转子磁链给定. *电机与控制应用*, 2018, 45(2): 81 – 85.)
- [13] YANG Z B, DING Q F, SUN X D, et al. Speed sensor less control of a bearing less induction motor based on sliding mode observer and phase-locked loop. *ISA Transactions*, 2021: DOI: 10.1016/J.ISATRA.2021.05.041.
- [14] ZAKARIA B, ZINEB K, ABDELHADI E, et al. Fuzzy improvement on Luenberger observer based induction motor parameters estimation for high performances sensor less drive. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2020, 15(5): 2179 – 2197.
- [15] CHEN Ziyin, LIN Zhe, KANG Jianbing, et al. Servo control of three-phase permanent magnet synchronous motor based on command filtered backstepping. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(4): 515 – 524.
(陈子印, 林喆, 康建兵, 等. 基于滤波反步法的三相永磁同步电机伺服控制. *控制理论与应用*, 2017, 34(4): 515 – 524.)
- [16] WU Y F, CHEN R L, LI C Q, et al. An adaptive sine-cosine moth-flame optimization algorithm for parameter identification of hybrid active power filters in power systems. *IEEE Access*, 2020, 8: 156378 – 156393.
- [17] YANG Bo, ZHU Dena, QIU Dalin, et al. Maximum power tracking of permanent magnet synchronous generator based on deep joint operation algorithm. *Control Theory & Applications*, 2019, 36(8): 1283 – 1295.
(杨博, 朱德娜, 邱大林, 等. 基于深度军队联合作战算法的永磁同步发电机最大功率跟踪. *控制理论与应用*, 2019, 36(8): 1283 – 1295.)
- [18] TAWHID M A, IBRAHIM A M. Solving nonlinear systems and unconstrained optimization problems by hybridizing whale optimization algorithm and flower pollination algorithm. *Mathematics and Computers in Simulation*, 2021, 190: 1342 – 1369.
- [19] LIU Le, GAO Jie, LIU Peng, et al. Position tracking control of AC induction motor based on prescribed performance based on sliding mode observer. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(9): 3432 – 3443.
(刘乐, 高杰, 刘鹏, 等. 基于滑模观测器的交流异步电机预设性能位置跟踪控制. *中国电机工程学报*, 2022, 42(9): 3432 – 3443.)
- [20] ZHAO K, SONG Y D. Neuroadaptive robotic control under time-varying asymmetric motion constraints: A feasibility-condition-free approach. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2020, 50(1): 15 – 24.

作者简介:

刘乐 副教授, 目前研究方向为复杂动态系统建模, 分析与控制, 智能优化控制, E-mail: leliu@ysu.edu.cn;

刘鹏 硕士研究生, 目前研究方向为感应电机暂稳态约束下的位置跟踪优化控制, E-mail: lppyjldn@163.com;

王馨 硕士研究生, 目前研究方向为感应电机故障诊断与容错控制, E-mail: wangxinisere@163.com;

方一鸣 教授, 博士生导师, 目前研究方向为复杂系统的建模仿真与控制, 自适应鲁棒控制理论与应用, E-mail: fyiming@ysu.edu.cn.