

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2015.06.019

基于转动惯量的异步电机参数自整定系统研究

毛丁辉, 邱建琪*, 史涔澍

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:针对异步电机控制系统负载转动惯量变化对控制性能影响较大的问题,从异步电机数学模型出发,对异步电机系统转动惯量辨识和控制参数自整定进行了研究。通过合理的假设和简化,建立了双闭环级联结构速度环 PI 控制器参数与系统转动惯量的联系,提出一种基于转动惯量的参数自整定系统。利用 Matlab/Simulink 软件和 dSPACE 设备搭建半实物联合仿真平台,对电机系统负载转矩变化、转动惯量变化的动态稳态响应进行了测试。研究结果表明,该系统能够依据转动惯量辨识结果自动整定控制参数,拓宽参数选择范围,提高系统动态响应速度,抑制稳态波动,优化负载转动惯量频繁变化电机系统的控制性能。

关键词:异步电机;参数自整定;转动惯量;PI 参数

中图分类号:TH39;TM343

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2015)06-0830-06

Parameter self-tuning system of induction motor based on inertia

MAO Ding-hui, QIU Jian-qi, SHI Cen-wei

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at improving the control performance of induction motors and weakening the influence of load inertia variation, experimental study on inertia identification and parameter self-tuning was carried out based on dSPACE device. Based on the mathematical model of motor, the expression between output and inertia of the system can be transformed to the standard form of least-square method. An improved least-square algorithm was applied to identify the inertia. With some proper assumptions and simplifications, the PI controller factors of the speed loop can be decided by the linear relationship with the moment of inertia. The hardware in loop simulation was established based on Matlab/Simulink and dSPACE device and experiments of load torque variation and inertia variation was carried out. The results indicate that the self-tuning system can tune the control parameters automatically based on the identified inertia, expand parameter selection range, accelerate dynamic performance, restrain fluctuations and improve control performance for variable load.

Key words: induction motor; parameter self-tuning; inertia; PI factors

0 引 言

近年来,随着电力电子技术、计算机控制技术的发展,交流伺服控制在伺服控制领域逐渐占据了主导地位,交流电机特别是异步电机在伺服控制中得到了广泛应用^[1]。

在小型异步电机控制系统中,负载的转动惯量一般是电机转子转动惯量的数倍甚至数十倍,因此负载转动惯量的变化能够对系统的动态特性产生显著影响。例如,在工业控制领域广泛应用的多轴运动机器

人,在传送物体时电机负载的转动惯量会发生较大变化,如果不能实时辨识转动惯量并整定控制参数,会显著影响系统动态性能^[2]。因此,对异步电机控制系统转动惯量进行辨识并实现控制参数自整定是提高系统性能的有效手段^[3]。

在电机参数自整定领域,国内外学者开展了大量研究。文献[4]提出一种 PID 参数模糊自整定控制策略,利用模糊控制规则对永磁同步发电机伺服系统进行参数自整定,取得了较好的仿真效果;文献[5-6]利用惯性系统幅频响应提出一种基于转动惯量辨识的参

收稿日期:2015-01-22

作者简介:毛丁辉(1990-),男,浙江江山人,主要从事电机控制方面的研究. E-mail:temphc@zju.edu.cn

通信联系人:邱建琪,男,副教授,硕士生导师. E-mail:mqj@zju.edu.cn

数自整定策略,取得较好的辨识效果,但缺少自整定部分的实验研究。

本研究采用改进最小二乘法辨识系统转动惯量,基于辨识结果设计参数自整定系统,并利用 dSPACE 设备进行实验验证,以证明该系统能显著改善负载转动惯量频繁变化异步电机系统的动态性能。

1 异步电机转动惯量辨识原理

异步电机机械运动方程可以表示为:

$$J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - B\omega_r \quad (1)$$

式中: J —系统的转动惯量, ω_r —电机转子机械角速度, T_e —电机的输出电磁转矩, T_L —负载转矩, B —阻尼系数。

一般而言,电机的阻尼与电磁转矩、负载转矩相比很小,因此忽略电机的阻尼转矩,并将式(1)离散化得:

$$\omega_r(K) - \omega_r(K-1) = \frac{T}{J(K-1)} [T_e(K-1) - T_L(K-1)] \quad (2)$$

$$\omega_r(K-1) - \omega_r(K-2) = \frac{T}{J(K-2)} [T_e(K-2) - T_L(K-2)] \quad (3)$$

式中: T —采样周期。

通常参数辨识的采样周期很短,在如此短的时间内负载的变化可以忽略不计,因此将式(2)减去式(3)并忽略负载变化,可得:

$$\omega_r(K) - 2\omega_r(K-1) + \omega_r(K-2) = [T_e(K-1) \cdot T \quad T_e(K-2) \cdot T] \begin{bmatrix} \frac{1}{J(K-1)} \\ -1 \\ \frac{1}{J(K-2)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式(4)即为最小二乘辨识的标准形式,运用带遗忘因子的最小二乘法即可进行转动惯量辨识,但遗忘因子会引起辨识结果波动,影响辨识速度。文献[7]对上述方法加以改进,加快辨识速度,取得一定仿真效果,但仿真设置的辨识采样周期为 $10 \mu s$,这在实际应用中需加以改进。一方面采样过快会增加运算量,加重硬件负担,另一方面过短的采样周期可能会引入噪声干扰信号,影响辨识。基于上述考虑,本研究在文献[7]的思想基础上,完善算法结构流程,选用合理的采样周期 $100 \mu s$,使该算法适用于实际硬件系统,并提高了算法鲁棒性。

改进型最小二乘辨识流程图如图1所示。 E_0 是辨识误差给定,输出误差 $E \leq E_0$ 时认为辨识结果稳定。程序启动时输出结果波动,算法处于跟踪状态,开

关 K 断开,检测单元工作而后续的判断单元不工作。经过一段时间后,算法的辨识结果趋于稳定, $E \leq E_0$ 时认为结果达到了第一次稳定,闭合开关 K 以启动判断单元。其后若待辨识量发生变化,则辨识结果跟踪实际值,误差输出 $E > E_0$,判断单元立即动作并触发算法重初始化,清空原先的输入数据与辅助辨识矩阵,开始辨识新的待辨识量。同时为了避免无效的重初始化,在初始化同时切断开关 K 。至此完成一个辨识周期,不断循环上述步骤,即可实现电机转动惯量的辨识。

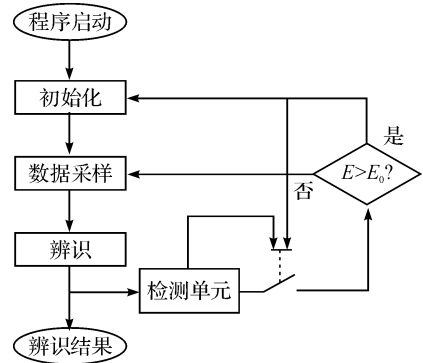


图1 改进型最小二乘辨识流程图

2 异步电机参数自整定原理

由异步电机数学模型可知,笼型异步电机转子内部短路,定子电压方程可以表示为:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + p\psi_{sd} - \omega_1 \psi_{sq} \quad (5)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + p\psi_{sq} + \omega_1 \psi_{sd}$$

定转子 q 轴磁链方程:

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (6)$$

$$\psi_{sd} = L_m i_{sq} + L_r i_{rd}$$

式中: $u_{sd}, u_{sq}, \psi_{sd}, \psi_{sq}$ —定子 dq 轴电压和磁链; $i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}$ —定转子 dq 轴电流; L_s, L_r —定转子自感; L_m —定转子互感; R_s —定子电阻; ω_1 —同步速; p —微分算子。联立式(5,6),得:

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s p i_{sq} + \omega_1 \psi_{sd} \quad (7)$$

其中: σ —电机漏磁系数, $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ 。对于异步电机控制系统而言,电流环的时间常数非常小,远远小于电机的机械时间常数,而且定子的 d 轴磁链受控,因此按动态性能考虑电流环的设计时,可以将 $\omega_1 \psi_{sd}$ 忽略,得到:

$$i_{sq} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \cdot u_{sq} \quad (8)$$

式(8)表示设计电流环时的电机定子近似传递函数。同理,可以写出逆变器的简化传递函数:

$$u_{out} = \frac{K_V}{T_1 s + 1} \cdot u_{in} \quad (9)$$

式中: u_{in}, u_{out} —逆变器的输入、输出电压; K_V, T_V —逆变器电压输出比例系数及等效时间常数。

电流环采用 PI 调节器时, 基于式(8,9)可以求出电流环的开环传递函数:

$$G_i(s) = K_{ip} \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \cdot \frac{K_V}{T_V s + 1} \cdot \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (10)$$

式中: K_{ip}, T_i —电流环调节器等效参数。为简化表达式, 令:

$$K' = \frac{1}{R_s} K_{ip} K_V, T_m = \frac{\sigma L_s}{R_s}。$$

则式(10)可以表示为:

$$G_i(s) = \frac{K'(T_i s + 1)}{s(T_V s + 1)(T_m s + 1)} \quad (11)$$

电流环的 PI 参数可以按照需求来选定, 因此依据零极点对消原理, 可以选取合适的电流环 PI 参数使得 $T_i = T_m$, 在这种情况下式(11)简化为:

$$G_i(s) = \frac{K'}{s(T_V s + 1)} \quad (12)$$

式中: T_V —逆变器的等效时间常数。

一般逆变器的开关频率很高, 在考虑电流环闭环传递函数时, 可以忽略开关器件带来的延时, 从而将电流环闭环传递函数降阶为:

$$G_{iclose}(s) = \frac{s}{1 + \frac{K'}{s}} = \frac{K'}{s + K'} = \frac{1}{\frac{1}{K'} s + 1} \quad (13)$$

异步电机双闭环控制采用的是级联结构, 基于式(13)所示的电流环闭环传递函数, 可以写出速度环开环传递函数如下:

$$G_s(s) = \frac{K_T(K_p s + K_i)}{J s^2(\tau_i s + 1)} \quad (14)$$

式中: τ_i —电流环等效时间常数, $\tau_i = 1/K'$; K_p, K_i —速度环 PI 调节器的比例系数与积分系数; K_T —转矩常数; J —系统转动惯量。如果令:

$$K = \frac{K_T K_i}{J}, \tau_s = \frac{K_p}{K_i} \quad (15)$$

则转速环的开环传递函数可以简写为:

$$G_s(s) = \frac{K(\tau_s s + 1)}{s^2(\tau_i s + 1)} \quad (16)$$

式(16)表明, 在上述假设和简化下, 双闭环结构的外环速度环可以视为典型的 II 型系统。针对该 II 型系统, 根据经典的控制理论, 工程上为了使系统获得较好的稳定性和较快的响应速度, 一般要求^[8-10]:

$$\frac{\tau_s}{\tau_i} = 4 \quad K = \frac{1}{8\tau_i^2} \quad (17)$$

如果采用上述工程参数整定方法, 联立式(15, 17)可得:

$$K_p = \frac{J}{2K_T \tau_i}, K_i = \frac{J}{8K_T \tau_i^2} \quad (18)$$

考虑速度环的整定时, 上式中的 K_T, τ_i 均是常数, 速度环 PI 调节器的比例系数和积分系数均和系统的转动惯量成正比。因此, 在负载转动惯量发生变化时, 原先的速度环 PI 参数就不再适用, 应根据式(18)作参数的重新整定, 提高系统的动态性能。

3 异步电机参数自整定系统仿真

本研究基于上述异步电机参数辨识与自整定理论, 在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型。自整定系统的仿真框图如图 2 所示。首先由转动惯量辨识模块辨识出结果并送入自整定模块, 后者根据当前系统转动惯量值自动整定速度环 PI 参数。

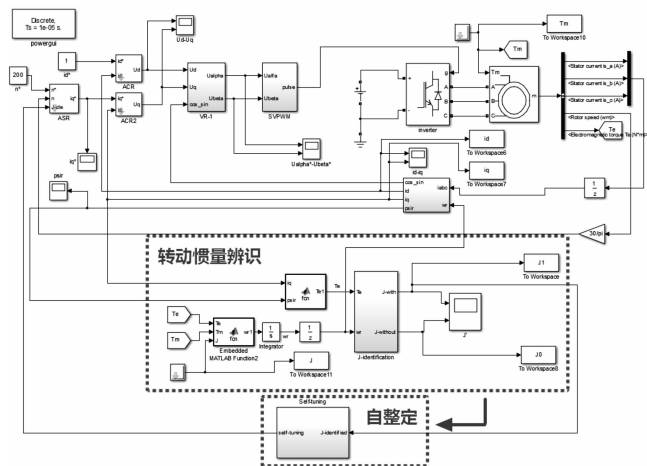


图 2 异步电机参数自整定系统仿真框图

为验证上述改进型递推最小二乘辨识法, 笔者设计仿真过程为异步电机空载起动, $t = 0.4 \text{ s}$ 突加负载转矩 $1 \text{ N} \cdot \text{m}$ 且系统的转动惯量由原先的 $0.013 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 增加为 $0.04 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。普通最小二乘法与改进最小二乘法辨识结果如图 3 所示。可以看出, 两种辨识方法在第一次辨识时并没有差别, 这是因为改进型最小二乘辨识的重初始化单元在辨识结果到达第一次稳定前并没有投入使用。 $t = 0.4 \text{ s}$ 转动惯量发生变化时, 普通最小二乘辨识法在 0.55 s 左右跟踪上新的实际值, 辨识时间为 0.15 s , 而改进型最小二乘辨识法耗时仅 0.03 s , 所需时间是普通最小二乘辨识法的 $1/5$ 。

上述仿真结果说明, 利用改进型最小二乘法辨识异步电机转动惯量, 动态响应比普通最小二乘法快, 能够更快地收敛到新的实际值, 算法改进效果显著。

基于上述转动惯量辨识结果, 为验证自整定理论,

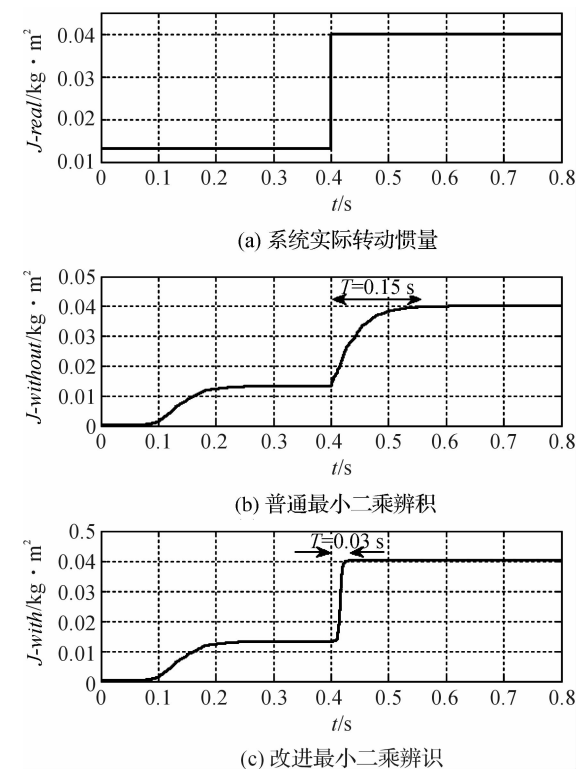


图3 两种转动惯量辨识算法仿真结果图

笔者依据转动惯量是否变化和速度环PI参数是否整定将仿真分为4组,参数自整定系统仿真组设定如表1所示。仿真过程设定为电机空载起动,0.5 s后突加负载转矩 $2\text{ N}\cdot\text{m}$, $t=0.9\text{ s}$ 时突减负载转矩 $2\text{ N}\cdot\text{m}$ 至空载运行。

表1 参数自整定系统仿真组设定

组别	改变 T_L 时是否改变 ΔJ	速度环PI参数
a组	否, $J=0.013\text{ kg}\cdot\text{m}^2$	(k_p, k_i)
b组	否, $J=0.013\text{ kg}\cdot\text{m}^2$	$(3k_p, 3k_i)$
c组	是, $\Delta J=0.026\text{ kg}\cdot\text{m}^2$	(k_p, k_i)
d组	是, $\Delta J=0.026\text{ kg}\cdot\text{m}^2$	自整定

a组和b组全过程转动惯量保持不变,两组的速度环PI参数也保持恒定,唯一的区别在于保持恒定的值不同,b组的 $(3k_p, 3k_i)$ 是因为加载后转动惯量增大为原先的3倍,设置该组的目的是与自整定组d组形成对照。c组和d组在突加突减 $2\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载的同时突加突减 $\Delta J=0.026\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 的转动惯量,两组的区别在于c组的速度环PI参数保持恒定,而d组的速度环 k_p, k_i 随着转动惯量变化,即突加负载后速度环PI参数由原先的 (k_p, k_i) 增大为 $(3k_p, 3k_i)$, $t=0.9\text{ s}$ 后辨识出转动惯量突减后,速度环PI参数减小为初始值。

4组自整定仿真的转速响应曲线如图4所示。图4(a)表示在初始情况下系统只改变负载转矩,突加负载时转速掉落约0.8 s后回升至给定转速,突减负载时转速超出约0.7 s后回落至给定转速。

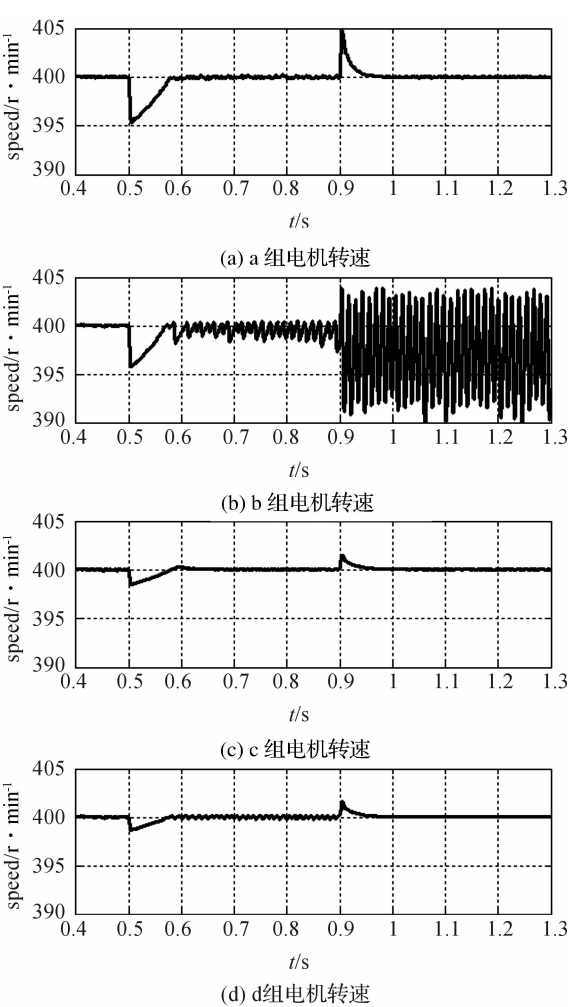


图4 自整定仿真负载变化转速响应

图4(b)组说明自整定系统的动作响应必须跟随转动惯量的变化,如果在突加负载转矩但转动惯量不变的情况下,人为将速度环PI调节器的参数增大为原先的3倍,则会引起稳态时速度较大的波动。突减负载转矩后,由于没有自整定系统,电机转速出现了振荡,说明在转动惯量不变的情况下,简单地将速度环PI参数增大并不能获得更好的动态稳态性能。

考虑转动惯量的突加突减如图4(c)所示,突加后系统转动惯量是原先的3倍,因此电机转速的掉落和图4(a)相比小,只掉落至约 398 r/min ,也正是因为转动惯量变大,系统的动态响应变慢,转速在波动0.13 s后稳定在给定值。

在转动惯量变化的情况下引入参数的自整定,如图4(d)组电机转速所示,突加负载转矩和转动惯量后,电机转速掉落至约 398 r/min ,随后由于自整定系统动作,速度环PI调节器的参数增大为原先的3倍,改善了系统的动态响应,电机转速在波动0.07 s后即稳定到给定值,波动时间和不带自整定系统相比减少46.2%。PI参数的增大有助于改善系统的动态性能,但

也会带来稳态时的波动。由于负载大转动惯量能够在一定程度上抑制转速的变化,在增加系统转动惯量的同时也增强了系统抑制稳态波动的能力,从而拓宽了 PI 参数的选择范围,使得选取一组既能获得快速动态响应,又不会引起过大稳态波动的参数成为可能。突减负载转矩和转动惯量后,速度环 PI 调节器的参数减小为初始值(k_p, k_i),速度响应曲线与 c 组相同,避免转动惯量减小后因控制参数选择不当而引起的稳态转速波动。

上述仿真结果表明,基于转动惯量辨识的参数自整定策略能够有效地改善电机系统的动态响应性能,同时避免较大的稳态波动。

4 参数自整定系统实验及结果分析

该实验围绕 dSPACE 设备搭建半实物电机控制仿真系统,实验系统主控电路如图 5 所示。

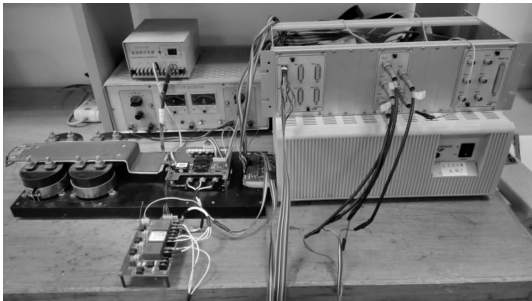


图 5 实验系统 dSPACE 设备和外围电路实物图

本研究在自整定系统仿真中,设计了在稳定转速下突加转动惯量的仿真方案。实际实验受条件限制,在电机已有转速的情况下突加转动惯量较为困难。因此笔者考虑设计 4 组实验相互对照以验证自整定系统的有效性,实验组设置如表 2 所示。

表 2 参数自整定系统实验组设定

组别	转子轴有无附加圆盘	速度环 PI 参数
a 组	无, $J=0.013\text{ kg}\cdot\text{m}^2$	(k_p, k_i)
b 组	无, $J=0.013\text{ kg}\cdot\text{m}^2$	$(3k_p, 3k_i)$
c 组	有, $J=0.041\text{ kg}\cdot\text{m}^2$	(k_p, k_i)
d 组	有, $J=0.041\text{ kg}\cdot\text{m}^2$	自整定

实验 a 组、b 组空载起动, c 组、d 组在电机转子上加装一个固定圆盘后空载起动。原电机转动惯量 $0.013\text{ kg}\cdot\text{m}^2$, 加装圆盘后转动惯量为 $0.041\text{ kg}\cdot\text{m}^2$, 组别间 PI 参数倍数关系简化起见以 3 倍计。各组电机转速稳定后突加突减相同负载。

辨识结果如图 6 所示。未加圆盘时系统转动惯量实际值 $0.013\text{ kg}\cdot\text{m}^2$, 辨识值 $0.0138\text{ kg}\cdot\text{m}^2$, 相对误差约为 6.2%。加装圆盘后, 系统转动惯量实际值 $0.041\text{ kg}\cdot\text{m}^2$, 辨识值 $0.042\text{ kg}\cdot\text{m}^2$, 相对误差约为 2.4%。实验结果表明, 改进型最小二乘辨识法能够应

用于实际电机系统, 可快速辨识系统转动惯量, 且辨识结果相对误差随待辨识量增大而减小。

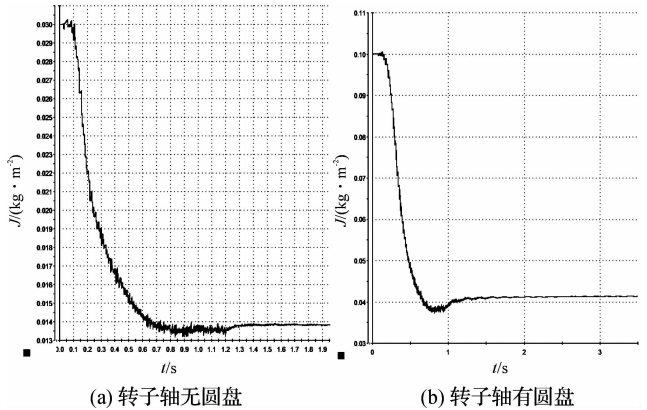


图 6 转动惯量辨识实验结果

电机转速波形如图 7、图 8 所示。a 组电机起动后约 1.5 s 达到给定转速, 稳定后波动幅度小于 10 r/min 。 $t=4.5\text{ s}$ 突加负载转矩, 电机转速掉落至 370 r/min , 经过约 3.5 s 波动后转速回升至给定转速。 $t=14.5\text{ s}$ 电机突减负载至空载运行, 转速上升至 447 r/min , 经约 1 s 波动后回落至给定转速。a 组电机在整个突加突减负载过程中均有较好的动态稳态性能, 说明该组的控制参数(包括速度环 PI 参数)适用于当前的电机系统。

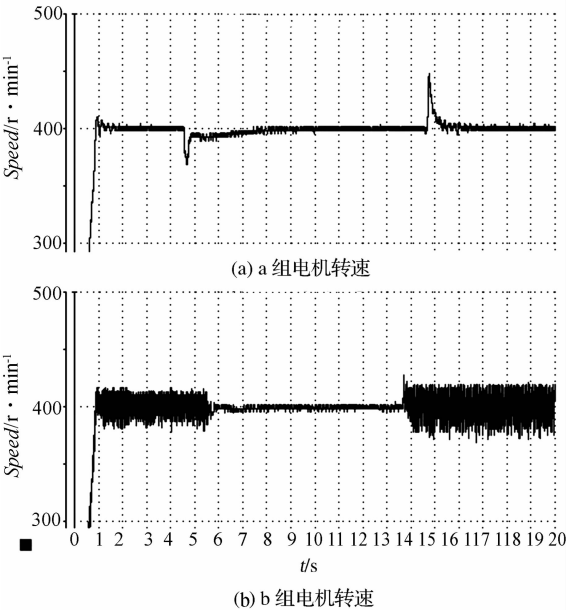


图 7 自整定实验 a 组 b 组转速响应

b 组电机转速在起动过程中有小幅振荡, 稳态转速波动较大, 振荡幅度约为 40 r/min , 电机运行有明显噪声。突加负载后, 电机转速波动减小, 这是因为加载后电流增大, 各种扰动对转速的影响减小, 降低了速度环调节难度。但在 $t=13.5\text{ s}$ 突减负载至空载运行后, 电机稳态转速恢复震荡且运行有明显噪声。上述实验过程说明在当前电机系统中, 速度环 PI 参数设置不合

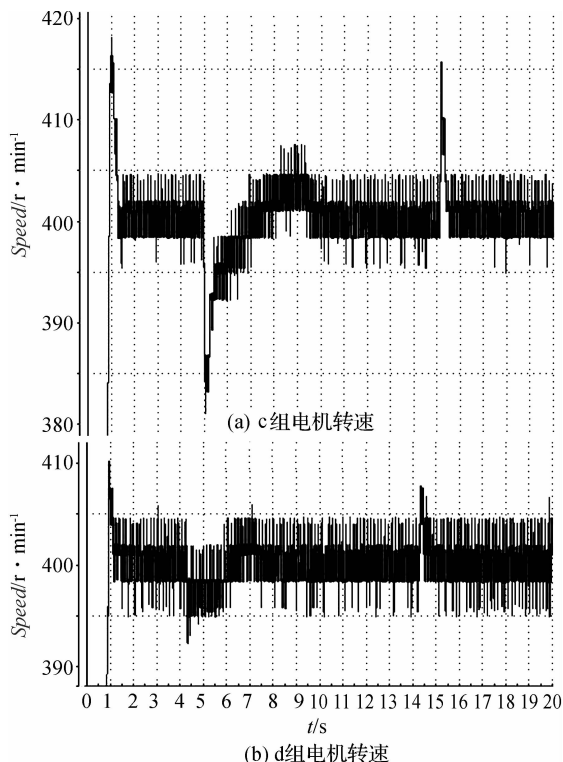


图8 自整定实验c组d组转速响应

理,与d组增加转动惯量后参数自整定作对比。

c组电机起动后约1.5 s稳定在给定转速。 $t=5$ s突加负载,由于转动惯量增大,系统转速掉落为20 r/min,小于a组的30 r/min。经过5 s波动后转速重新稳定,回升过程有明显超调。 $t=15$ s突减负载,电机转速上升至416 r/min后回落到给定转速。

d组电机起动后约1.2 s后稳定在给定转速。 $t=4.2$ s突加负载,由于自整定系统已将d组速度环PI参数整定为 $(3k_p, 3k_i)$,在突加负载转矩后电机转速掉落仅为8 r/min,约为不整定组c组的40%。波动时间约为3 s,是不整定组c组的60%,且无明显超调。 $t=14.5$ s突减负载至空载运行,电机转速上升至408 r/min后回落至给定转速,转速超出给定小于c组的416 r/min。

上述实验结果表明,不附加转动惯量时(a组)一组合适的速度环PI参数在附加转动惯量后,通过参数自整定可以有更优的选择(d组),从而获得比不整定(c组)更好的动态性能,而这种整定的前提必须是转动惯量的改变,如果转动惯量没有发生变化(b组)而人为地整定控制参数,则可能引起转速振荡等不良现象。实验结果表明,本研究所的异步电机自整定系

统有效且具有可行性,能够改善电机系统在转动惯量发生变化时的动态性能。

5 结束语

本研究介绍了一种基于转动惯量辨识的异步电机参数自整定系统。从异步电机数学模型出发,建立了双闭环系统速度环PI调节器参数与系统转动惯量的关联式。

为了优化电机的动态性能,本研究设计参数自整定系统,并利用Simulink和dSPACE设备进行了联合实验验证,结果表明该自整定系统适用于转动惯量频繁变化的场合,能够加快动态响应速度,减小稳态转速波动,优化控制性能。

参考文献(References):

- [1] MATSUO, TAKAYOSHI, THOMAS L. A rotor parameter identification scheme for vector-controlled induction motor drives[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1985(3):624-632.
- [2] HONG S, KIM H, SUL S. A novel inertia identification method for speed control of electric machine[J]. *22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, 1996(2):1234-1239.
- [3] LI Shi-hua, LIU Zhi-gang. Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(8):3050-3059.
- [4] 王竹林,俞迪峰,徐生林. 交流伺服系统中PID参数模糊自整定控制器[J]. *机电工程*, 2009, 26(1):57-59.
- [5] 郭宇婕,黄立培,邱阳. 交流伺服系统的转动惯量辨识及调节器参数自整定[J]. *清华大学学报*, 2002(9):1180-1183.
- [6] 张强,叶林,石航飞,等. 交流伺服系统负载转矩的辨别方法[J]. *兵工自动化*, 2014(4):51-53.
- [7] 刘永钦,沈艳霞,纪志成. 基于改进型最小二乘法的感应电机转动惯量辨识[J]. *电机与控制应用*, 2008(12):13-17.
- [8] 张好明,孙玉坤. 永磁交流调速系统参数辨识与PI自整定研究[J]. *中国农村水利水电*, 2008(5):121-123.
- [9] 吴家彪,马钧华. 伺服系统永磁同步电机参数辨识策略[J]. *轻工机械*, 2013, 31(6):45-50.
- [10] 于乐华. 永磁同步电机伺服系统控制器参数自整定技术的研究[D]. 济南:山东大学机械工程学院, 2012.

[编辑:洪炜娜]

本文引用格式:

毛丁辉,邱建琪,史涔澈. 基于转动惯量的异步电机参数自整定系统研究[J]. *机电工程*, 2015, 32(6):830-835.

MAO Ding-hui, QIU Jian-qi, SHI Cen-wei. Parameter self-tuning system of induction motor based on inertia[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2015, 32(6):830-835.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>