

交流伺服系统控制器在线参数自整定方法

徐 勇

[施耐德电气(中国)有限公司 上海分公司, 上海 201203]

摘 要: 伺服系统转动惯量的变化会影响伺服控制性能。为提高伺服性能需要对转动惯量进行在线辨识, 实现伺服控制器参数的在线自整定。详细介绍了基于模型参考自适应的转动惯量在线辨识方法, 提出了动态调整自适应增益和滤波器时间的方法, 有效解决了自适应算法辨识速度和辨识精度的矛盾。根据转动惯量的辨识结果, 利用对称优化法则, 实时调整伺服控制器参数, 以保证控制器动态性能的一致性和鲁棒性。仿真和试验验证了方法的有效性。

关键词: 交流伺服系统; 转动惯量辨识; 模型参考自适应; 参数在线自整定

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2017)06-0045-06

Auto Tuning Method of Servo Controller for AC Servo System

XU Yong

[Shanghai Branch, Schneider Electric(China) Co., Ltd., Shanghai 201203, China]

Abstract: The inertia variation of the AC servo system highly influences the servo performance. In order to improve the dynamic performance of the servo system, it's necessary to identify the system inertia and to auto tune servo controller at real time. On-line inertia identification method based on MRAS was introduced. A MRAS method with dynamic adaptive gain and filter time was presented to solve the contradiction between identification speed and accuracy. The symmetrical optimum method was used to tune the servo control loop automatically with the identified inertia. The consistent and robust performance of servo controller was obtained in this way. Simulation and experiment results showed the effectiveness of the proposed method.

Key words: AC servo system; inertia identification; model reference adaptive system (MRAS); auto-tuning

0 引 言

交流伺服控制器的控制参数, 特别是速度环的比例和积分增益对永磁同步电机伺服系统的控制性能起关键性作用; 同时交流伺服系统机械参数的变化特别是负载转动惯量的变化会影响伺服控制器的性能。因此为提高伺服控制系统的动态性能和控制精度, 需要实时辨识出伺服系统的转动惯量, 并根据转动惯量的辨识结果在线调整伺服系统速度环比例和积分增益, 从而优化速度环响应性能, 实现伺服控制器参数的自整定, 减少现场调试的工作量, 增加用户的满意度。

伺服系统转动惯量的在线辨识是实现控制器参数在线自整定的先决条件。文献[1]设计特定

的伺服驱动器加速过程, 通过加速过程的转矩电流计算转动惯量。该方法实现简单, 但干涉了伺服驱动器的正常工作。文献[2-3]采用模型参考自适应(Model Reference Adaptive System, MRAS)算法。该算法基于 Landau 离散时间迭代机制实时辨识系统的转动惯量。该方法理论简单, 但存在辨识速度和辨识精度的矛盾。文献[4-6]提出了基于转矩观测器的方法, 通过转矩观测器, 实时检测扰动负载转矩的变化, 应用一定的自适应率实现转动惯量的在线辨识。文献[7]采用了扩展卡尔曼滤波器(Extended Kalman Filter, EKF)的方法, 通过构造永磁同步电机的全维观测器, 实时辨识系统的转动惯量和负载扰动, 但该方法存在算法复杂、运算量大的问题, 需要较高性能的控制器的。

本文提出了一种基于 MRAS 的改进算法,实现伺服系统转动惯量的在线辨识。该改进算法运算简单,具有动态自适应增益和动态滤波时间常数,能够有效解决辨识速度和辨识精度的矛盾。根据转动惯量辨识的结果,应用对称优化法则实时调整速度环的比例和积分增益,实现交流伺服系统控制器参数的在线自整定。

1 基于 MRAS 的转动惯量辨识

1.1 基于 MRAS 的转动惯量辨识原理

典型的 MRAS 算法原理框图如图 1 所示。根据被辨识系统参考模型的结构,构造具有可变参数的自适应模型,通过自适应算法改变自适应模型的参数,直到参考模型和自适应模型的输出误差达到最小^[8]。

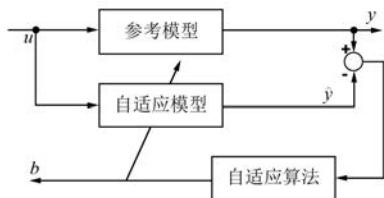


图 1 MRAS 原理框图

永磁同步电机的机械运动学方程为

$$J \frac{dw_m}{dt} = T_e - T_L - B_m w_m \quad (1)$$

式中: J ——电机和负载转矩惯量和;

w_m ——转子机械角速度;

T_e ——电磁转矩;

T_L ——负载转矩;

B_m ——粘滞摩擦因数。

忽略粘滞摩擦项,可以得到永磁同步电机机械运动学方程的离散化表达式为

$$w_m(k) = w_m(k-1) + \frac{T_s}{J} [T_e(k-1) - T_L(k-1)] \quad (2)$$

$$w_m(k-1) = w_m(k-2) + \frac{T_s}{J} [T_e(k-2) - T_L(k-2)] \quad (3)$$

式中: T_s ——辨识算法的采样周期。

考虑到辨识算法的采样周期足够短,因此可以认为在一个采样周期内负载转矩基本不变:

$$T_L(k-1) = T_L(k-2) \quad (4)$$

将式(2)、式(3)相减可得到参考模型表达式:

$$w_m(k) = 2w_m(k-1) - w_m(k-2) + b\Delta T_e(k-1) \quad (5)$$

根据参考模型,可以设计自适应模型表达式:

$$\hat{w}_m(k) = 2w_m(k-1) - w_m(k-2) + \hat{b}\Delta T_e(k-1) \quad (6)$$

其中: $b = T_s/J$;

$$\hat{b} = T_s/\hat{J};$$

$$\Delta T_e(k-1) = [T_e(k-1) - T_e(k-2)]。$$

式中: $\hat{w}_m(k)$ ——实际速度的估计值。

参考模型和自适应模型的输出偏差为

$$\Delta w_m(k) = w_m(k) - \hat{w}_m(k) \quad (7)$$

根据 Landau 提出的离散时间迭代参数辨识机制,自适应算法设计如下^[8-9]:

$$b(k) = b(k-1) + \frac{\beta T_e(k-1)}{1 + \beta \Delta T_e(k-1)^2} \cdot \Delta w_m(k) \quad (8)$$

式中: β ——自适应算法的增益。

图 2 所示为采用 MRAS 算法的转动惯量辨识框图。

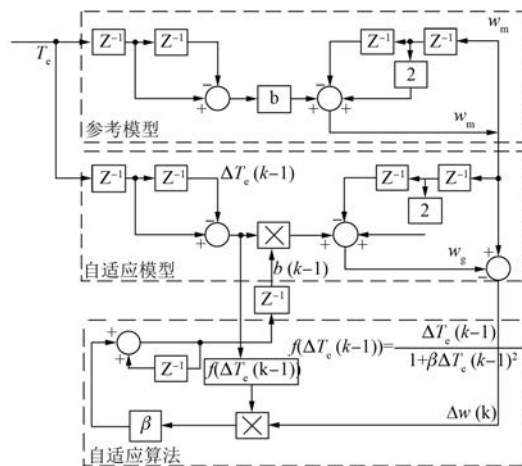


图 2 基于 MRAS 算法的转动惯量辨识框图

1.2 Simulink 仿真

用 MATLAB/Simulink 建立永磁同步电机磁场定向的矢量控制模型,并根据图 2 建立基于 MRAS 算法的转动惯量辨识模型。

仿真时伺服系统工作在速度模式,速度指令为在 0 和 500 r/min 之间交替变化的方波,指令频率

为 12.5 Hz; 采用 400 W 的伺服电机, 电机的额定负载 $T_{\text{Load}} = 1.27 \text{ N} \cdot \text{m}$; 系统的初始转动惯量 $J = 3.1 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 在 1.0 s 时阶跃到 $J = 6.2 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 转动惯量的仿真初始值为 $J = 1.44 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 自适应算法的采样周期 $T_s = 62.5 \mu\text{s}$ 。

自适应增益 $\beta = 0.25$ 时的仿真结果如图 3 所示。转动惯量辨识在 4 个测试周期内已经收敛, 辨识结果的最大误差为 3.2%。

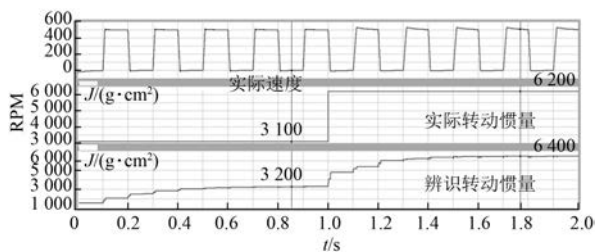


图 3 $\beta = 0.25$ 时转动惯量辨识仿真结果

自适应增益 $\beta = 1.0$ 时的仿真结果如图 4 所示。转动惯量辨识在 2 个测试周期内已经收敛, 辨识结果的最大误差为 6.4%。

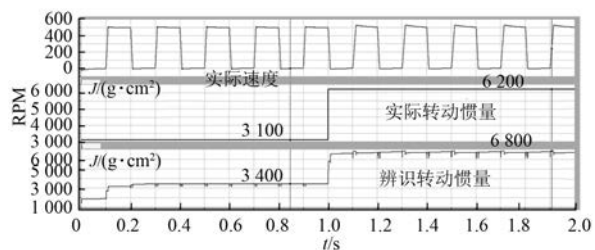


图 4 $\beta = 1.0$ 时转动惯量辨识仿真结果

上述仿真结果从理论上证明了基于 MRAS 算法的转动惯量辨识模型的正确性, 同时表明了自适应参数 β 对辨识结果的影响: 自适应增益小, 辨识精度高, 但收敛速度慢; 自适应增益大, 收敛速度快, 但辨识结果波动大。

1.3 试验结果

为了验证基于 MRAS 算法的转动惯量辨识算法在实际应用中的性能, 搭建如图 5 所示的试验平台。试验平台采用 400 W 的伺服驱动器和 400 W 的永磁同步电机, 试验负载为旋转惯量盘。电机的转动惯量为 $J_{\text{Mot}} = 0.72 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 电机和惯量盘的总惯量为 $J = 6.2 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。自适应算法的采样周期 $T_s = 62.5 \mu\text{s}$ 。

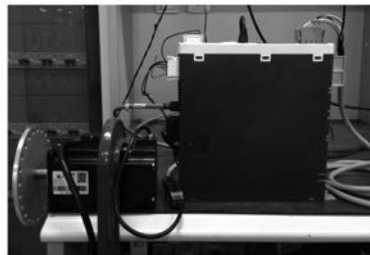


图 5 永磁同步电机伺服系统测试平台

速度指令为在 0~500 r/min 交替变化的方波, 指令频率为 12.5 Hz, 实际速度波形如图 6 所示。

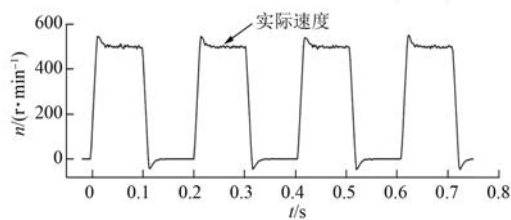


图 6 实际速度的波形

自适应增益 $\beta = 0.25$ 的转动惯量辨识结果如图 7 所示, 辨识算法的初始转动惯量设为 $2J_{\text{Mot}} = 1.44 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ (以下同)。辨识的转动惯量辨识稳态值在 $(6.0 \sim 6.4) \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 变动, 辨识结果的稳态平均值约为 $6.1 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。辨识结果最大波动的误差约为 3.2%。辨识的收敛时间约为 5.5 s (收敛定义为辨识到目标值 90% 处的时间)。

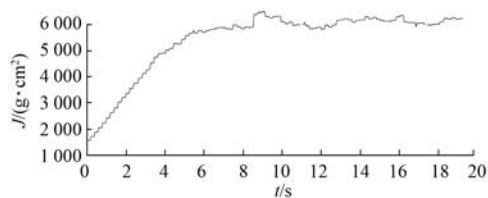
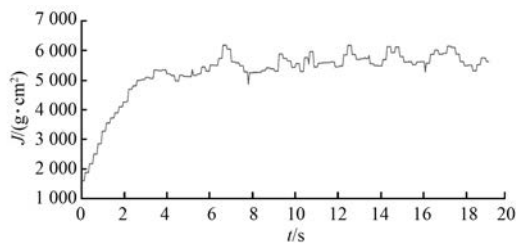
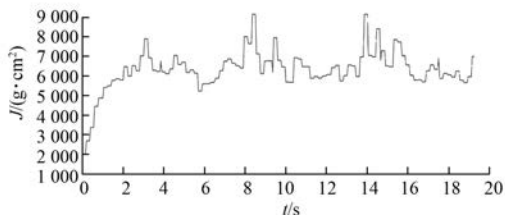


图 7 $\beta = 0.25$ 时的转动惯量辨识结果

自适应增益 $\beta = 0.5$ 的转动惯量辨识结果如图 8 所示。转动惯量辨识的稳态值在 $(6.0 \sim 7.0) \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 变动。辨识的收敛时间约为 2.7 s。

自适应增益 $\beta = 1.0$ 的转动惯量辨识结果如图 9 所示。转动惯量辨识的稳态值在 $(5.8 \sim 9.0) \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 变动。辨识的收敛时间约为 1.0 s。

从图 7~图 9 试验结果的分析可知, 自适应参

图8 $\beta=0.5$ 时的转动惯量辨识结果图9 $\beta=1.0$ 时的转动惯量辨识结果

数 β 对实际辨识结果的影响很大。自适应增益小,辨识精度高但收敛速度慢;自适应增益大,收敛速度快,但辨识结果波动大。在应用中要根据伺服系统性能的实际需求权衡辨识速度和辨识精度的关系。

本试验的伺服系统采用绝对值位置编码器,位置直接采用编码器的输出,转速由位置的微分计算得到。受限于绝对值位置编码器的分辨率和量化误差的影响,直接微分计算得到的速度往往含有较大的微分噪声,就造成了实际辨识结果的精度和波动比仿真结果要差一些。为了减小辨识结果的干扰,一般会设计低通滤波器对转动惯量的辨识值进行滤波。滤波器的滤波时间常数越大,辨识结果波动小,但增加了辨识时间;反之辨识时间短,但辨识结果波动大。针对这种应用,本文提出一种具有动态调整自适应增益和滤波器时间的方法,能够有效解决辨识速度和辨识精度之间的矛盾,如图10所示。

设计通道选择策略,使得辨识的暂态过程具有高自适应增益和小滤波时间常数,辨识的稳态过程具有低自适应增益和大滤波时间常数。在本试验中,暂态快速通道的自适应增益 $\beta=1.0$,滤波时间常数10 ms;稳态慢速通道的自适应增益 $\beta=0.25$,滤波时间常数100 ms。采用这种方法的转动惯量辨识结果如图11所示。转动惯量辨识的

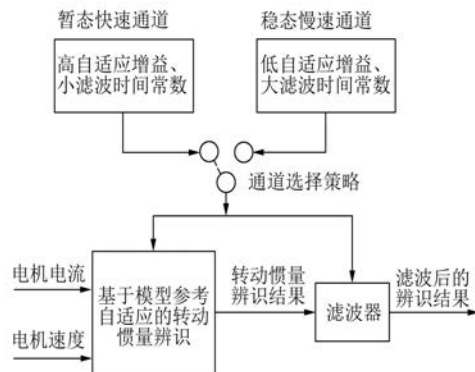


图10 动态自适应增益和滤波器时间常数

稳态平均值为 $6.1 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$,辨识结果的稳态误差约为1.6%,辨识的收敛时间约为1.5 s。从试验结果看,该方法非常有效地解决了收敛速度和辨识精度之间的矛盾。

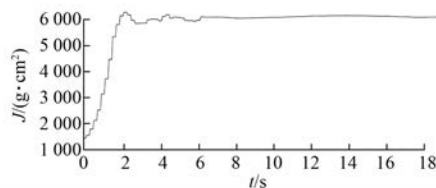


图11 具有动态自适应增益和滤波时间的转动惯量辨识结果

2 控制器参数在线自整定

2.1 伺服系统速度环结构

伺服系统速度环的作用是使伺服电机的实际速度能够跟随速度指令。伺服控制速度闭环主要有速度调节器、电流闭环、负载电机及速度滤波等环节构成,其中电流闭环是速度环的内环^[10]。速度环的结构如图12所示。

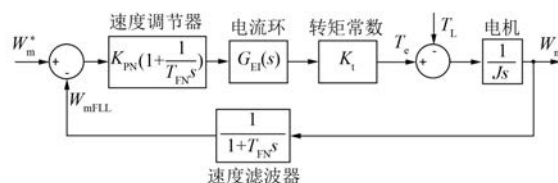


图12 伺服系统速度环结构

速度环调节器采用PI控制器。其传递函数如下:

$$G_C(s) = K_{PN} \left(1 + \frac{1}{T_{NN}s} \right) \quad (9)$$

式中: K_{PN} ——比例增益;

T_{NN} ——积分时间常数。

速度滤波器为一阶低通滤波器。其传递函数如下:

$$G_F(s) = \frac{1}{1 + T_{FN}s} \quad (10)$$

式中: T_{FN} ——低通滤波器的时间常数。

电流环是速度环的内环,截止频率比速度环的截止频率要高很多,因此在速度环里可以将电流环等效为一阶惯性环节。其传递函数如下:

$$G_{EI}(s) = \frac{1}{1 + T_{EI}s} \quad (11)$$

式中: T_{EI} ——电流环等效延时时间常数。

将速度环中所有的延时环节[式(10)和式(11)]融合在一起得到等效的一阶延时环节。其等效延时环节的时间常数为

$$T_{\Sigma N} = T_{FN} + T_{EI} \quad (12)$$

根据以上的分析,可得速度环简化的开环传递函数如下:

$$G_{SO}(s) = \frac{K_t K_{PN}(1 + T_{NN}s)}{T_{NN}Js^2(1 + T_{\Sigma N}s)} \quad (13)$$

式中: J ——电机和负载转矩惯量和。

有很多种方法可以设计调节器的参数,本文采用对称优化法则来设计和优化速度调节器的参数。调节器参数计算如下:

$$T_{NN} = \alpha^2 T_{\Sigma N}, K_{PN} = \frac{J}{\alpha T_{\Sigma N} K_t} \quad (14)$$

式中,可调参数 α 的取值范围一般为[2, 4]。

采用对称优化法则设计的调节器穿越频率 ω_{cN} 和相位裕度 Φ_{RN} 分别为

$$\omega_{cN} = \frac{1}{\alpha T_{\Sigma N}}, \Phi_{RN} = 2 \tan^{-1} \alpha - 90^\circ \quad (15)$$

当 $\alpha=2$ 时, $\omega_{cN}=1\ 667\ \text{rad/s}$, $\Phi_{RN}=36.9^\circ$; 当 $\alpha=3$ 时, $\omega_{cN}=1\ 111\ \text{rad/s}$, $\Phi_{RN}=53.1^\circ$ 。

由式(14)可知,速度环的比例增益与伺服系统的转动惯量成正比,因此伺服控制环的性能非常依赖于伺服系统转动惯量辨识的精度和鲁棒性。通过实时辨识伺服系统的转动惯量,并且根据式(14)实时调整速度环的比例增益和积分增益,速度环的动态响应性能能够在负载和转动惯量变化的情况下始终保持恒定,从而增强控制环的鲁棒性。

2.1 速度环频域响应仿真

根据对称优化法则设计速度调节器,仿真设置如下: $T_{EI}=0.25\ \text{ms}$, $T_{FN}=0.05\ \text{ms}$, $K_t=0.39$, $J=6.2 \times 10^{-4}\ \text{kg} \cdot \text{m}^2$ 。图13所示为速度调节器开环传递函数式(13)分别在 $\alpha=2$ 和 $\alpha=3$ 时的伯德图。

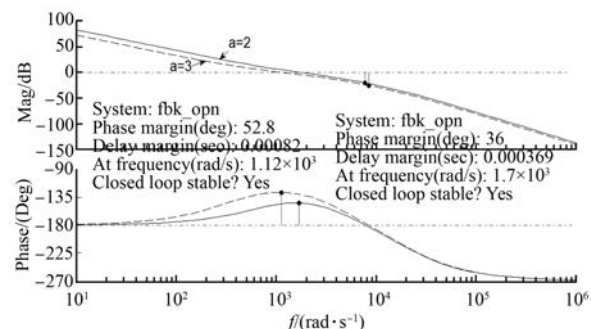


图13 基于对称优化法则设计的开环传递函数伯德图

当 $\alpha=2$, 调节器穿越频率为 $1.7\ \text{k} \cdot \text{rad/s}$, 相位裕度为 36° ; 当 $\alpha=3$, 调节器穿越频率为 $1.12\ \text{k} \cdot \text{rad/s}$, 相位裕度为 52.8° 。

可见,仿真结果与式(14)~式(15)的计算结果非常接近。由仿真可知,根据对称优化法则计算出来的调节器是稳定的。

2.2 控制器参数在线自整定试验结果

当伺服系统初次安装或更换负载后,伺服控制器并不知道负载的机械特性,如系统的转动惯量。本文提出的控制器参数在线自整定方法,能够在伺服电机运行的过程中,在线实时辨识出伺服系统的转动惯量,根据转动惯量的辨识结果实时调整控制器的参数,从而使伺服系统具有良好的动态响应性能。

在伺服系统初次安装首次运行时,伺服系统的转动惯量未知,伺服控制器默认的系统转动惯量为2倍的电机转动惯量,此时系统转动惯量的辨识值为 $2J_{Mot}=1.44 \times 10^{-4}\ \text{kg} \cdot \text{m}^2$ 。试验平台与前文相同,电机的转动惯量为 $J_{Mot}=0.72 \times 10^{-4}\ \text{kg} \cdot \text{m}^2$ 。

在系统转动惯量的辨识值为 $2J_{Mot}=1.44 \times 10^{-4}\ \text{kg} \cdot \text{m}^2$ 时速度环的阶跃响应波形如图14所示。此时阶跃响应的稳定时间约为 $35\ \text{ms}$, 速度过冲约为 24% 。

在伺服系统工作后,伺服系统开始实时辨识系统的转动惯量,并且实时调整伺服控制器的参数。转动惯量在线辨识的过程如图11所示。

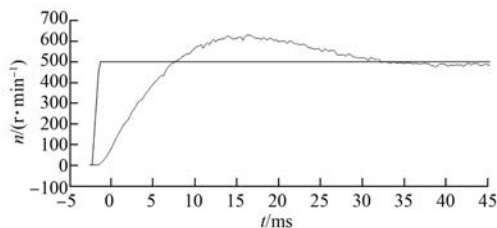


图 14 转动惯量辨识值 $1.44 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 时的速度阶跃响应

在伺服系统转动惯量辨识的过程中速度环的阶跃响应如图 15 所示,以系统转动惯量的当前辨识值为 $3.4 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 为例,此时阶跃响应的稳定时间约为 27 ms,速度过冲约为 8%。

伺服系统转动惯量辨识稳定后速度环的阶跃响应如图 16 所示,转动惯量辨识的稳态平均值为 $6.1 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$,辨识结果的稳态误差约为 1.6%。此时阶跃响应的稳定时间约为 17 ms,速度过冲约为 4%。

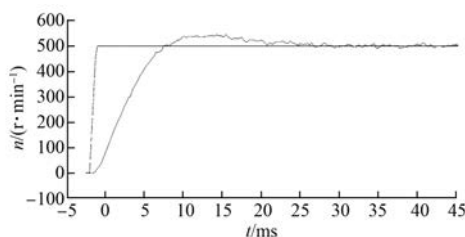


图 15 转动惯量辨识值 $3.4 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 时的速度阶跃响应

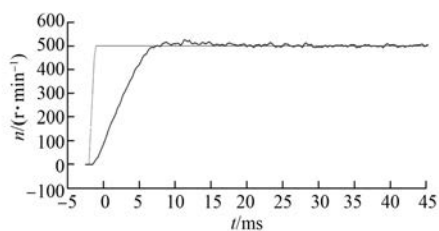


图 16 转动惯量辨识值 $6.1 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 时的速度阶跃响应

由以上试验可知,在控制器刚开始工作时对系统转动惯量一无所知,采用默认的转动惯量调整控制器参数。由于转动惯量默认值与实际值差别较大,因此造成较大的速度过冲和较长的稳定时间。随着系统转动惯量的辨识结果逐渐接近于实际值,速度过冲逐渐降低,稳定时间逐渐减小,最终得到理想的动态响应性能。

3 结 语

本文详细介绍了基于 MRAS 的转动惯量在线辨识方法。该方法的特点:自适应增益小,辨识精度高,但收敛速度慢;自适应增益大,收敛速度快,但辨识结果波动大。本文提出了具有动态自适应增益和滤波器时间的方法,有效解决了自适应算法收敛速度和辨识精度的矛盾。根据转动惯量辨识的结果,利用对称优化法则实时调整控制器的参数,从而实现控制器参数自整定的功能,并且保证控制器动态性能的一致性和鲁棒性。仿真和试验验证了上述算法的有效性。

【参考文献】

- [1] WANG A, XU W Q, LIU C T. On-line PI self-turning based on inertia identification for permanent magnet synchronous motor servo system[C] // PEDS 2009: 1406-1410.
- [2] GUO Y J, HUANG L P, QIU Y, et al. Inertia identification and auto-tuning of induction motor using MRAS [J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 1998, 42(5): 12-15.
- [3] FUJITA K, SADO K. Instantaneous speed detection with parameter identification for ac servo systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 1992, 28(4): 864-872.
- [4] YANG S M, DENG Y J. Observer-based inertial identification for auto-tuning servo motor drives[C] // Industry Applications Conference, 2005, Fourteenth IAS Annual meeting, Hong Kong, China, 2005: 968-972.
- [5] AWAYA I, KATO Y, MIYAKE I, et al. New motion control with inertia identification function using disturbance observer[C] // International Conference on Power Electronics and Motion Control, 1992: 77-81.
- [6] 杜帅,陈阳生.永磁同步电动机伺服系统转动惯量辨识[J].微特电机,2012,40(8): 7-10.
- [7] HONG S J, KIM H W, SUL S K. A novel inertia identification method for speed control of electric machine[C] // Proc, IECON, 1996: 1234-1239.
- [8] LANDAU I D. Adaptive control [M]. New York: Springer, 1998.
- [9] 鲁文其.永磁同步电机工程伺服系统若干关键技术研究[D].南京:南京航空航天大学,2010.
- [10] 陈鹏展.交流伺服系统控制参数自整定策略研究[D].武汉:华中科技大学,2010.

收稿日期: 2016 -09 -11