

考虑测量噪声的朗道自适应惯量辨识方法^{*}

李嘉诚, 全力, 左月飞, 朱孝勇

(江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘要: 传统朗道自适应惯量辨识方法只有一个自适应系数可以调节, 难以同时兼顾辨识速度和辨识精度, 导致速度自适应控制系统在测量噪声较大的情况下容易不稳定。为解决这一问题, 提出了一种考虑测量噪声的朗道自适应惯量辨识方法。该方法采用相同的低通滤波器对速度和电磁转矩同时进行滤波, 保证了辨识模型与无滤波时的相同。在此基础上综合调节自适应系数和滤波器时间常数, 在保证辨识速度的前提下减小辨识系统的噪声, 提高辨识精度, 从而提高了速度自适应控制系统的稳定性。仿真和试验验证了所提方法的正确性和有效性。

关键词: 速度自适应; 转动惯量辨识; 朗道自适应惯量辨识; 模型参考自适应系统; 测量噪声

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)02-0032-08

Landau Adaptive Inertia Identification Method Considering Measurement Noise^{*}

LI Jiacheng, QUAN Li, ZUO Yuefei, ZHU Xiaoyong

(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: Due to the fact that only one adaptive coefficient could be adjusted in traditional Landau method for inertia identification, it was difficult to obtain both good identification speed and identification accuracy, leading to the instability of the speed adaptive control system in the case of large measurement noise. To solve this problem, a Landau method for inertia identification considering measurement noise was proposed. By using the same low-pass filter for both the speed and the electromagnetic torque, the reference model was the same as the one without filter. On this basis, both the adaptive coefficient and the time constant of the filter were adjusted for the same identification speed while with better noise suppression, so as to improve the inertia identification accuracy and the stability of the speed adaptive control system. The correctness and effectiveness of the proposed method were verified by simulations and experiments.

Key words: speed adaptation; moment of inertia identification; Landau adaptive inertia identification; model reference adaptive system (MRAS); measurement noise

0 引言

永磁同步电机(PMSM)因其体积小、动态性能好和效率高等优点被广泛用作伺服电机。除了电机, 伺服系统的性能很大程度上取决于控制方法。传统的单自由度PI控制器存在跟踪性能和

抗扰性能无法独立调节的问题, 已无法满足系统对跟踪性能和抗扰性能的要求。以基于扰动观测器(DOB)的控制和基于扩张状态观测器(ESO)的自抗扰控制(ADRC)等二自由度控制方法在永磁电机控制领域获得了广泛关注和研究^[1]。无论是DOB还是ESO, 其观测扰动转矩的前提是要已知

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51777089, 51477069)

作者简介: 李嘉诚(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机参数辨识。

全力(1963—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电动汽车用新型电机设计和驱动系统等。

左月飞(1989—), 男, 研究方向为永磁同步电机伺服系统控制。

转动惯量。在转动惯量未知或时变的情况下,速度环的控制效果将会受到较大影响^[2-3]。因此,实现系统对惯量辨识的自适应控制非常必要^[4]。

为了避免转动惯量辨识受恒定负载转矩和黏滞摩擦转矩的影响, Awaya 等^[5]于 1992 年提出了基于 DOB 的转动惯量辨识方法,实质是利用正交原理,通过定积分消除总扰动中的负载转矩和黏滞摩擦转矩,只保留惯量不匹配所产生的扰动转矩,从而计算得到惯量增量。文献[2,6]所采用的惯量辨识方法均是基于该原理。尽管积分法具有较好的辨识效果,但其算法比较复杂。另一种不受恒定负载转矩影响的惯量辨识方法是基于离散模型参考自适应系统(MRAS)的辨识方法,主要包括朗道法^[7-8]、梯度法^[9]和最小二乘法^[10]。朗道法具有算法简单、易于实现等优点,应用广泛。文献[11]利用离散朗道自适应方法对转动惯量和负载转矩同时辨识,通过采用 2 套 PI 自适应律来提高参数辨识的动态性能,但该算法需要调节 4 个参数,较为复杂。综上所述,综合考虑方法的效果和算法复杂度,采用朗道自适应单独辨识转动惯量仍然是较好的方案。

在实际情况下,速度通常由位置信号根据 M 法计算得到。由于位置信号存在量化误差, M 法计算得到的速度通常存在较大噪声。另外,采样电流中也会存在测量噪声。传统的朗道自适应惯量辨识方法需要用到角加速度和电磁转矩的微分,加剧了噪声的影响。通过增大速度测量周期可以减小速度测量噪声,但会降低惯量辨识速度。减小自适应参数也可以降低测量噪声的影响,但同样会导致辨识速度变慢。目前,尚无文献研究测量噪声对惯量辨识的影响,传统朗道辨识算法难以同时兼顾辨识速度和精度的问题亟待解决。

为解决上述问题,本文在文献[12]的基础上,提出了一种朗道连续时间惯量辨识方法,并采用相同的低通滤波器同时对速度和电磁转矩进行滤波,可以在保证辨识速度的前提下大幅减小辨识噪声,提高惯量辨识精度。为了验证惯量辨识的有效性,本文利用辨识所得的惯量值实时调整转速控制器的参数,实现了电机的惯量自适应控制。最后,以 1 台表贴式 PMSM 为研究对象,通过 MATLAB/Simulink 和基于 dSPACE DS1103 的试

验平台对所提算法进行仿真和试验验证。仿真和试验结果验证了所提算法的正确性和有效性。

1 朗道自适应惯量辨识

1.1 PMSM 数学模型

PMSM 的机械运动方程为

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

式中: J ——转动惯量;

Ω ——转子机械角速度;

T_L ——恒定负载转矩;

B ——黏滞摩擦因数;

T_e ——电磁转矩, $T_e = K_t i_q$, K_t 为转矩常数, i_q 为转矩电流。

1.2 基于离散模型的朗道自适应惯量辨识

通常黏滞摩擦因数较小,可以忽略。假设采样时间较短,负载转矩在相邻采样时间间隔内保持不变,对式(1)进行微分并离散化可得:

$$\Omega(k) = 2\Omega(k-1) - \Omega(k-2) + au(k-1) \quad (2)$$

其中: $a = T_s/J$, 控制量 $u(k^{-1}) = T_e(k^{-1}) - T_e(k^{-2})$, T_s 为采样时间。

构建可调模型为

$$\hat{\Omega}^0(k) = 2\Omega(k-1) - \Omega(k-2) + \hat{a}(k-1)u(k-1) \quad (3)$$

其中: $\hat{\Omega}^0(k)$ 为可调系统的先验输出,对应的先验误差为

$$\varepsilon_k^0 = \Omega(k) - \hat{\Omega}^0(k) \quad (4)$$

传统朗道惯量辨识算法采用积分自适应律^[8]。 $\hat{a}$ 的自适应律可表示为

$$\hat{a}(k) = \hat{a}(k-1) + \frac{\alpha u(k-1)}{1 + \alpha u^2(k-1)} \varepsilon_k^0 \quad (5)$$

式中: α ——自适应系数。

可得惯量 J 的估计值为

$$J = \frac{T_s}{\hat{a}(k)} \quad (6)$$

在试验中发现,采用该方法辨识转动惯量时,辨识结果会因噪声的影响而远远偏离实际值,甚至不稳定。下面首先构建基于连续模型的朗道自适应惯量辨识方法,然后通过连续模型下的惯量辨识算法来说明以上现象产生的原因。

1.3 基于连续模型的朗道自适应惯量辨识

忽略黏滞摩擦因数时,机械运动方程为

$$J\ddot{\Omega} = T_e - T_L \quad (7)$$

假设负载转矩在相邻采样间隔内保持不变,即 $\dot{T}_L=0$,则由式(7)可得:

$$J\ddot{\Omega} = \dot{T}_e \quad (8)$$

定义状态量 $x = \dot{\Omega}$, 控制增益 $b = 1/J$, 控制量 $u = \dot{T}_e$, 则可将式(8)表示为

$$\dot{x} = bu \quad (9)$$

构建可调模型如下:

$$\dot{\hat{x}} = \hat{b}u \quad (10)$$

其中: $\hat{x}$ 和 $\hat{b}$ 分别为 x 和 b 的估计值。

定义状态跟踪误差为 $e = x - \hat{x}$, 则误差状态方程可表示为

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} = (b - \hat{b})u \quad (11)$$

定义变量 $v = D(s)e$, $w = -w_1 = -\dot{e}$, 其中 $D(s)$ 为线性补偿器。通常 $\hat{b}$ 可用比例积分自适应律来表示, 即:

$$\dot{\hat{b}} = \int_0^t \phi_1(v, t, \tau) d\tau + \phi_2(v, t) + \hat{b}(0) \quad (12)$$

结合式(11)可得:

$$w = \left\{ \int_0^t \phi_1(v, t, \tau) d\tau + \phi_2(v, t) + \hat{b}(0) - b \right\} u \quad (13)$$

式中: $\phi_1(v, t, \tau)$ 、 $\phi_2(v, t)$ —— v 和 t 的非线性函数。

则可确定一个非线性时变反馈系统如图 1 所示。

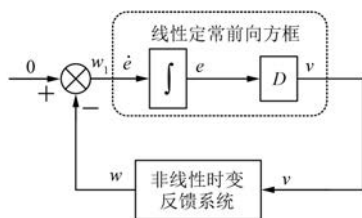


图1 非线性时变反馈系统

为了使系统稳定,需要找到 $\phi_1(v, t, \tau)$ 和 $\phi_2(v, t)$ 的解,使非线性时变反馈系统满足 Popov 积分不等式:

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} v^T w dt \geq -\gamma_0^2 \quad (14)$$

结合式(13),Popov 积分不等式可表示为

$$\begin{cases} \eta(0, t_1) = \eta_1(0, t_1) + \eta_2(0, t_1) \\ \eta_1(0, t_1) = \int_0^{t_1} vu \left[\int_0^t \phi_1(v, t, \tau) d\tau + \hat{b}(0) - b \right] dt \geq -\gamma_{01}^2 \\ \eta_2(0, t_1) = \int_0^{t_1} vu \phi_2(v, t) dt \geq -\gamma_{02}^2 \end{cases} \quad (15)$$

式中: γ_0^2 、 γ_{01}^2 、 γ_{02}^2 ——有限正常数。

利用

$$\int_0^{t_1} \dot{f}(t) k_1 f(t) dt = \frac{k_1}{2} [f^2(t_1) - f^2(0)] \geq -\frac{1}{2} k_1 f^2(0), \quad k_1 > 0 \quad (16)$$

$$\int_0^{t_1} k_2 f^2(t) dt \geq 0, \quad k_2 > 0 \quad (17)$$

可得满足式(15)的 $\phi_1(v, t, \tau)$ 和 $\phi_2(v, t)$ 的解

$$\begin{cases} \phi_1(v, t, \tau) = k_i vu, \quad k_i > 0 \\ \phi_2(v, t) = k_p vu, \quad k_p > 0 \end{cases} \quad (18)$$

式中: k_p 、 k_i ——比例系数和积分系数。

由式(11)确定的等价正向方框的传递函数 $h(s)$ 应当是严格正实的:

$$h(s) = \frac{v}{w_1} = \frac{D(s)}{s} \quad (19)$$

取线性补偿器 $D(s) = s$, $h(s) = 1$, 显然 $h(s)$ 严格正实^[12]。此时有:

$$v = \dot{e} \quad (20)$$

参数自适应辨识算法为

$$\dot{\hat{b}}(t) = k_p \dot{e}u + k_i \int_0^t \dot{e}u dt + \hat{b}(0) \quad (21)$$

惯量估计值可由式(22)计算得到:

$$\hat{J} = 1/\hat{b} \quad (22)$$

综上所述,连续模型下的朗道自适应惯量辨识系统结构框图如图 2 所示。

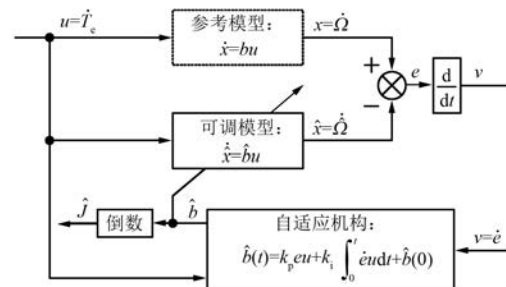


图2 连续模型下的朗道自适应惯量辨识系统结构框图

由式(5)可知,传统离散模型下的朗道自适应惯量辨识方法采用了积分自适应律,只有一个调节参数。对于连续模型下的朗道自适应惯量辨识算法,为了减少调节参数,同样可以只用积分自适应律,只需将 k_p 设为零即可。

由以上分析可看出,本文所提基于连续模型的朗道自适应惯量辨识方法与传统的基于离散模型的朗道自适应惯量辨识方法都是以超稳定性和正性概念为理论基础,且都假设单位辨识周期内负载转矩不变,因此在本质上是相同的。由于不需要考虑离散模型中的一步延迟问题,连续模型下的惯量辨识算法更简单、更易于分析。

速度自适应控制系统如图3所示。采用 $i_d = 0$ 控制方式,电流调节器采用解耦控制器,而速度调节器使用文献[13]提出的复合PI控制器,速度调节器中的转动惯量通过朗道自适应惯量辨识获得。

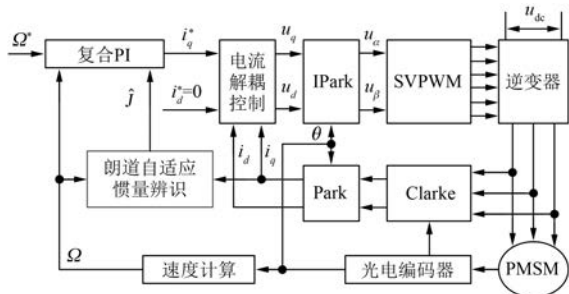


图3 速度自适应控制系统结构框图

1.4 传统朗道自适应惯量辨识存在的问题

如式(21)所示,朗道自适应辨识过程中需要计算转矩的微分 u 和角加速度误差的微分 $\dot{e}$ 。转矩由测量的电流经计算可得,角加速度经角速度微分后得到,而角速度又是由测量的角度经 M 法计算得到。由于位置角存在量化误差,因而计算得到的角速度通常存在较大的噪声。因此,在角速度和电流均含有测量噪声的情况下,传统的朗道自适应辨识方法会受到很大影响,甚至无法使用。同样,在 u 和 $\dot{e}$ 均含有噪声的情况下,增大自适应系数 k_i 必然会放大噪声,影响惯量的辨识精度。因此,从减小噪声的角度考虑,希望 k_i 尽可能小,但是, k_i 越小,惯量的辨识速度越慢。综上所述可知,传统的朗道自适应惯量辨识存在辨识速度与辨识精度之间的矛盾。

2 考虑测量噪声的朗道自适应惯量辨识

由上述分析可知,要想在保证辨识速度的前提下减小辨识噪声,只能减小角速度 Ω 和转矩电流 i_q 的测量噪声。因此,本文引入低通滤波器来减小测量噪声的影响。

2.1 引入低通滤波器的朗道自适应惯量辨识

不妨引入 2 个时间常数分别为 τ_1 和 τ_2 的一阶低通滤波器对 Ω 和 i_q 进行滤波,则滤波后的角速度 Ω_f 和电磁转矩 T_{ef} 可分别表示为

$$\begin{cases} \Omega_f(s) = \frac{1}{\tau_1 s + 1} \Omega(s) \\ T_{ef}(s) = \frac{1}{\tau_2 s + 1} T_e(s) \end{cases} \quad (23)$$

将其代入式(7),可得:

$$\begin{aligned} T_{ef}(s) &= \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_2 s + 1} J s \Omega_f(s) + \frac{1}{\tau_2 s + 1} T_L(s) = \\ &= J s \Omega_f(s) + \frac{1}{\tau_2 s + 1} [T_L(s) + (\tau_1 - \tau_2) J s^2 \Omega_f(s)] \end{aligned} \quad (24)$$

由式(24)可以发现,当 $\tau_1 \neq \tau_2$ 时,系统中存在一项与角速度的二阶导数成正比的等效扰动转矩。由于惯量的准确辨识需要给定变化的转速(例如正弦转速和方波转速),因此式(24)右边第二项为一个变化的等效扰动转矩,那么构建参考模型的前提条件(扰动转矩为恒定值)将不再成立,惯量辨识结果也会因此而产生波动。

为解决上述问题,本文提出采用相同的一阶低通滤波器对 Ω 和 T_e 同时进行滤波。即令 $\tau_1 = \tau_2 = \tau$,则式(24)可简化为

$$T_{ef}(s) = J s \Omega_f(s) + \frac{1}{\tau s + 1} T_L(s) \quad (25)$$

式(25)所表示的系统中等效扰动转矩为经低通滤波后的负载转矩。由于其微分值在 $3\tau \sim 4\tau$ 时间后近似为零,因此根据式(25)构建的参考模型与式(9)所示的参考模型相似。同样可以证明,引入低通滤波器后惯量辨识系统依然是渐进超稳定的。

2.2 滤波器的影响

根据一阶低通滤波器的特性可知,低通滤波

器会导致滤波后的 u 幅值有所衰减,且滤波器截止频率越低,衰减后 u 的幅值越小,从而使得辨识速度越慢。因此,为了保持辨识速度,选取较小的滤波器截止频率需要相应地增大 k_i 。

滤波后等效负载转矩的微分项为 $T_L s / (\tau s + 1)$, 定义 $f = 1 / (2\pi\tau)$ 为截止频率。当 T_L 为 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ 的阶跃信号时,等效负载转矩在 f 分别为 10 Hz 和 200 Hz 时的时域响应曲线如图 4 所示。

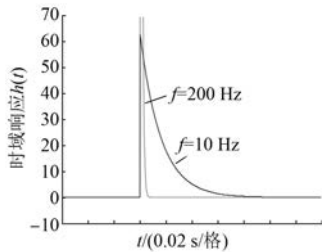


图 4 等额负载转矩的阶跃响应曲线

由图 4 可看出,滤波器的截止频率越大, dT_L/dt 收敛得越快,反之, dT_L/dt 收敛得越慢。朗道自适应惯量辨识达到稳态的前提条件是扰动转矩的变化率为零。由此可以推断,滤波器截止频率 f 越低,负载变化时,惯量辨识恢复速度就越慢。

3 仿真与试验

仿真和试验中所用电机为 1 台表贴式 PMSM,具体参数如表 1 所示。仿真步长设置为 0.1 ms ,试验中逆变器的开关频率设置为 10 kHz ,位置传感器采用 2 500 线的增量式光电编码器。试验中采用如图 5 所示的基于 dSPACE DS1103 的半实物仿真试验平台作为驱动控制系统。

表 1 电机参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率 P_N/kW	0.75	定子电阻 R/Ω	1.638
额定电压 U_N/V	220	直轴电感 L_d/mH	2.8
极对数 p	4	交轴电感 L_q/mH	2.8
额定转速 $n_N/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	3 000	转矩常数 $K_t/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{A}^{-1})$	0.593
额定转矩 $T_N/(\text{N}\cdot\text{m})$	2.39	转动惯量 $J_m/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.19×10^{-3}

在试验过程中,系统中存在随电机旋转方向变化而变化的库伦摩擦力矩,导致扰动转矩的微



图 5 半实物仿真试验平台

分无法收敛到零,从而使得惯量辨识结果存在波动。为了解决这一问题,本文给定带偏置的正弦转速,保证电机始终往一个方向旋转,速度随时间的变化函数可表示为 $500 + 300\sin(20\pi t)\text{ r/min}$ 。下文中,如无特殊说明,速度给定均为这一带偏置的正弦信号。为了与采用积分自适应律的传统朗道离散时间法保持一致,本文所提方法中自适应比例系数 k_p 取零。

3.1 传统朗道自适应惯量辨识

在空载情况下,自适应参数 α 分别设置为 80 和 3,试验结果如图 6 所示。图 6(a)中,惯量只需约 2 s 即可收敛至真实值,但稳态结果波动很大,相对误差最大达到 47%。图 6(b)中,惯量的辨识结果波动较小,相对误差不超过 10%,但需要约 70 s 才能收敛至真实值。由此可知,传统朗道离散时间法辨识惯量难以同时兼顾辨识速度和精度。

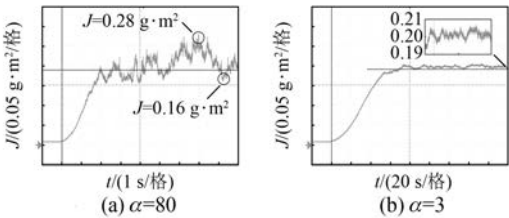


图 6 离散模型下的朗道自适应惯量辨识

为了验证所提连续模型下的朗道自适应惯量辨识算法与传统离散模型下的朗道自适应辨识算法一致,以下在 2 种辨识算法中均采用截止频率为 100 Hz 的一阶低通滤波器对速度和电磁转矩同时进行滤波。本文所提方法的积分系数 k_i 取 0.02 ,传统朗道离散时间法的系数 α 取 $k_i/T_s = 200$ 。2 种方法下的惯量辨识结果如图 7 所示。由图 7 可看出,2 种方法均只需 1.5 s 即可辨识出

真实惯量,且稳态结果相同,最大辨识误差均为4%。该试验结果证明了2种方法在本质上相同。但连续模型下的惯量辨识算法更加简便、易于理解,因此以下均采用该方法。对比图7和图6还可以看出,同时对速度和转矩进行低通滤波后,传统的朗道离散惯量辨识方法,既可以获得较好的动态性能,也能够获得较好的稳态精度。

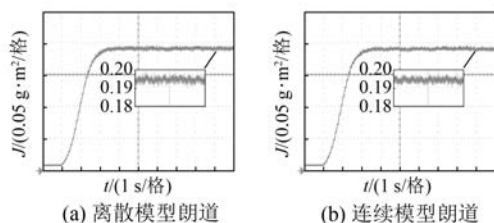


图7 有滤波器时的2种方法对比

3.2 滤波器对惯量辨识的影响

为测试低通滤波器截止频率对辨识结果的影响,分别设置滤波器截止频率为200 Hz和10 Hz。由于试验条件的限制,无法在速度正弦变化过程中加阶跃负载,为此通过仿真给出不同滤波器截止频率下有无负载转矩突变时的惯量辨识结果。试验只给出空载下的惯量辨识结果。

仿真中,电机空载起动,负载转矩在6 s时阶跃为1 N·m, k_i 取0.02。当滤波器截止频率分别为200 Hz和10 Hz时,仿真结果和试验结果如图8所示。图8(a)中, $f=200$ Hz, 惯量的辨识值只需约1 s即可收敛至真实值,但此时辨识结果有较大噪声;负载转矩突变后,惯量在约0.3 s后重新收敛至真实值。图8(b)中, $f=10$ Hz, 惯量的辨识值需要约2.5 s才能收敛至真实值,但辨识结

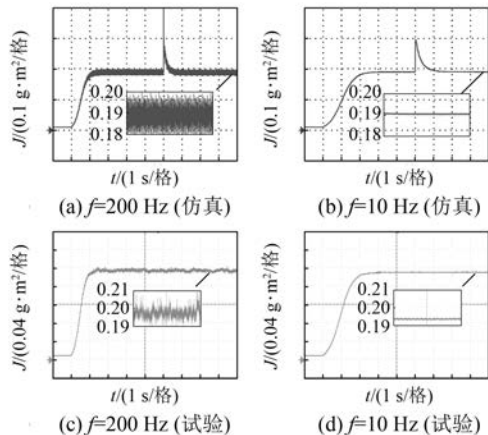


图8 不同截止频率下惯量辨识结果

果中噪声非常小;负载转矩突变后,惯量在大约1.4 s后才重新收敛至真实值。图8(c)、图8(d)中,试验结果的惯量辨识收敛时间与仿真中的相同,证实了试验结果与仿真结果的一致性。综上所述可知,惯量的稳态辨识值不受负载转矩的影响,滤波器截止频率越低,惯量辨识精度越高,但辨识速度越慢,动态性能越差。

为了提高辨识的动态性能,可以增大 k_i 。选取 $f=10$ Hz, k_i 分别取0.02、0.05、0.10时的仿真结果如图9(a)所示。从图9(a)可以看出,虽然辨识系统的噪声也会随着 k_i 的增大而增大,但此时的噪声仍然在可以接受的范围,换言之,在截止频率较低的辨识系统中,响应速度已取代噪声成为了系统的主要问题。尽管可以通过增大 k_i 来提高辨识系统的响应速度,但过大的 k_i 会使得系统在阶跃负载扰动下的响应产生振荡。这是由于辨识系统的响应速度已明显快于等效负载扰动衰减到零的速度。

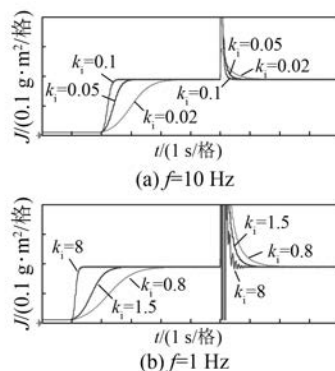


图9 不同 k_i 下的惯量辨识结果(仿真)

取 $f=1$ Hz, k_i 分别取0.8、1.5、8.0时的仿真结果如图9(b)所示,结果与图9(a)中的相似,进一步验证了以上分析的正确性。只是 f 越小,要达到相同响应速度的 k_i 越大,这与前文的理论分析相符。

3.3 方波速度给定下的惯量辨识

考虑到方波转速也是经常用于惯量辨识的转速信号,以下给出方波速度给定下的惯量辨识结果。给定方波转速信号的幅值在300~800 r/min交替变化,周期为0.25 s,自适应系数取0.02,滤波器截止频率 f 分别设置为200 Hz和10 Hz,试验结果如图10所示。

由图10可以看出, f 越大,系统辨识速度越

快,但辨识噪声也越大。当 f 为 200 Hz 时,惯量辨识值可以迅速地收敛。由于电磁转矩的微分量在速度给定突变时会产生较大的尖峰,因此惯量辨识结果中也存在较大尖峰。当 f 为 10 Hz 时,惯量辨识结果中的噪声很小,但辨识收敛时间约为 2 s,与正弦速度给定下的结果相近。可以看出,本文所提辨识方案同样适用于方波速度给定,只是相对正弦速度给定而言,方波速度给定下的辨识需要采用更低截止频率的滤波器以获得较高的辨识精度。

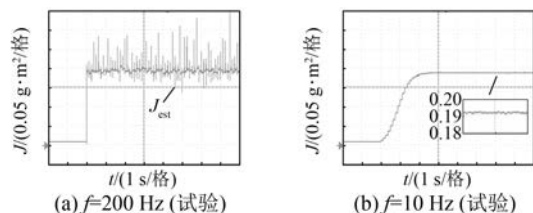


图 10 方波转速下的辨识结果

3.4 速度自适应性能测试试验

为了测试辨识惯量的实用性,将辨识得到的惯量实时修改速度 PI 调节器中的控制增益,实现速度的惯量自适应控制。试验中,使电机运行在如图 11 所示的 2 种工况下:一种是空载,一种是带惯量盘负载。2 种工况下的系统转动惯量分别为 $J_m = 0.19 \text{ g} \cdot \text{m}^2$ 和 $J_m + J_L = 0.7 \text{ g} \cdot \text{m}^2$ 。选取初始惯量 $J_{\text{est}}(0)$ 为两倍的空载惯量,即 $2J_m = 0.38 \text{ g} \cdot \text{m}^2$,空载和带载运行时的自适应系数 k_i 分别取 0.050 和 0.005。

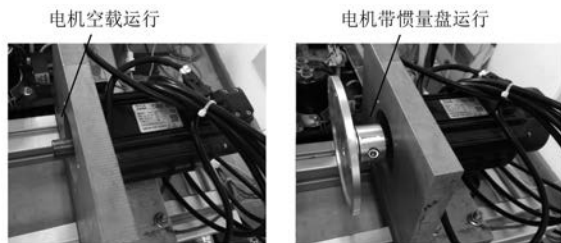


图 11 2 种不同运行工况

传统朗道自适应惯量辨识方法下的速度自适应控制试验结果如图 12 所示。从图 12 中可以看出,无论是空载还是带惯量盘负载,传统辨识方法下均无法准确辨识转动惯量,也无法实现速度的惯量自适应控制。

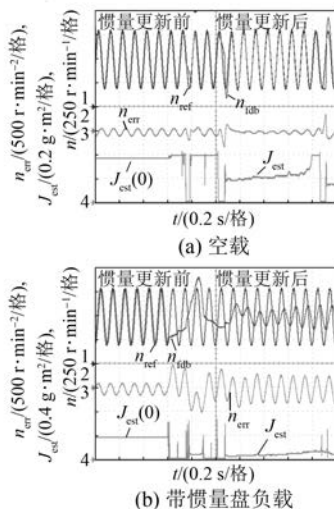


图 12 传统辨识方法下的速度自适应控制

设置滤波器截止频率为 50 Hz,本文所提朗道自适应惯量辨识方法下的速度自适应控制试验结果如图 13 所示。从图 13 可以看出,系统在 2 种工况下均有较好的控制效果。在惯量更新前,系统工作在惯量失配的情况下,空载和带惯量盘负载下的速度跟踪误差分别为 $\pm 70 \text{ r/min}$ 和 $\pm 160 \text{ r/min}$;惯量更新后,随着辨识的惯量趋于真实值,空载和带惯量盘负载下的速度跟踪误差分别逐渐减小至 $\pm 10 \text{ r/min}$ 。这一剩余误差是由速度反馈滤波、黏滞摩擦转矩、控制延时因素等造成的。

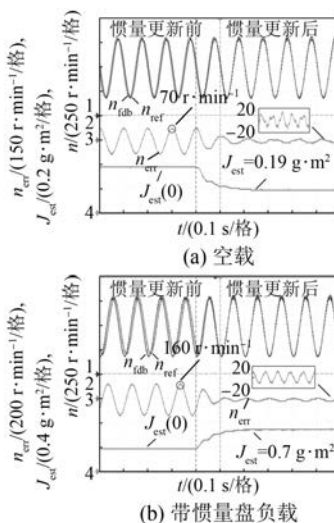


图 13 本文所提辨识方法下的速度自适应控制

综上所述,传统朗道自适应辨识方法由于没

有使用滤波器,无法准确辨识惯量,也无法实现速度的自适应控制。采用本文所提的朗道自适应辨识方法,无论系统的真实惯量比初始估计值大还是小,辨识结果最终都能快速而精确地收敛至真实值,能够很好地实现速度自适应控制。

4 结 语

传统朗道自适应惯量辨识方法由于只有一个自适应系数可以调节,难以同时兼顾辨识速度和辨识精度。为此,本文提出了一种考虑测量噪声的朗道自适应惯量辨识方法,得到的结论如下。

(1) 速度的惯量自适应控制系统需要惯量辨识,具有较好的辨识精度和动态性能。

(2) 为保证数学模型与滤波前的一致,须采用相同低通滤波器对速度和电磁转矩同时进行滤波。

(3) 由于在自适应系数的基础上增加了滤波器时间常数(或截止频率),即增加了调节的自由度,因此可以兼顾系统辨识的精度和速度。

(4) 自适应系数和滤波器的截止频率越小,则系统辨识过程中的噪声越小,但辨识响应越慢,通过减小滤波器的截止频率并增大自适应系数,可以在保证辨识速度的同时减小辨识噪声。

(5) 等效负载的阶跃响应速度会限制系统的辨识速度,因此滤波器的截止频率不可过小,否则所需的较大自适应系数会导致辨识系统对阶跃负载的响应产生振荡。

【参 考 文 献】

- [1] ZUO Y, ZHU X, QUAN L, et al. Active disturbance rejection controller for speed control of electrical drives using phase-locking loop observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66 (3) : 1748. doi:10.1109/TIE.2018.2838067.
- [2] LI S H, LIU Z G. Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 (8) : 3050.
- [3] 左月飞,李明辉,张捷,等.控制增益对永磁同步电动机自抗扰控制性能的影响 [J]. 电工技术学报, 2016, 31 (3) : 58.
- [4] NIU L, XU D G, YANG M, et al. On-line inertia identification algorithm for PI parameters optimization in speed loop [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (2) : 849.
- [5] AWAYA I, KATO Y, MIYAKE I, et al. New motion control with inertia identification function using disturbance observer [C] // Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, 1992: 13.
- [6] ANDOH F. Moment of inertia identification using the time average of the product of torque reference input and motor position [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22 (6) : 2534.
- [7] FUJITA K, SADO K. Instantaneous speed detection with parameter identification for AC servo systems [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28 (4) : 864.
- [8] 鲁文其,胡育文,梁骄雁,等.永磁同步电机伺服系统抗扰动自适应控制 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31 (3) : 75.
- [9] 梁骄雁,胡育文,鲁文其.永磁交流伺服系统的抗扰动自适应控制 [J]. 电工技术学报, 2011, 26 (10) : 174.
- [10] 荀倩,王培良,李祖欣,等.基于递推最小二乘法的永磁伺服系统参数辨识 [J]. 电工技术学报, 2016, 31 (17) : 161.
- [11] 陈炜,郭照升,夏长亮,等.基于转动惯量辨识的交流伺服系统自适应扰动观测器设计 [J]. 电工技术学报, 2016, 31 (16) : 34.
- [12] 朗道.自适应控制:模型参考方法 [M]. 吴百凡,译.北京:国防工业出版社,1985.
- [13] 左月飞,刘闯,张捷,等.永磁同步电动机转速伺服系统 PI 控制器的一种新设计方法 [J]. 电工技术学报, 2016, 31 (13) : 180.

收稿日期: 2018-08-13