

交流伺服系统控制器参数自整定及优化

杨明¹, 张扬¹, 曹何金生¹, 徐殿国¹, 李悦²

(1. 哈尔滨工业大学 电气工程系, 黑龙江 哈尔滨 150001; 2. 北京市电力公司变电公司, 北京 100054)

摘要: 以交流永磁同步电机系统的速度控制器为研究对象, 提出一种新颖、准确、易于实现的转动惯量辨识方法, 并在此基础上提出一种参数自整定控制策略。这种策略的最大特点是: 通过转动惯量辨识值计算得到初始 PI 参数, 之后不再以速度阶跃响应曲线的超调量、上升时间、振荡时间等作为 PI 参数优化的标准, 而是使电机速度以三角波曲线运动, 在运动过程中以评价函数 E 作为衡量控制效果的量化标准。通过实验验证了此种方法的实用性和有效性。优化后的控制参数使评价函数 E 最小, 不仅能够保证动态跟踪性能, 同时提升了系统抗扰性能, 在额定转速时负载 100% 波动最大转速波动仅为 4r/min。

关键词: 永磁同步电机; 转动惯量辨识; 参数自整定; 评价函数; 参数优化

中图分类号: TM 359 文献标志码: A 文章编号: 1007-449X(2010)12-0029-06

Gain self-tuning of PI controller and parameter optimum for PMSM drives

YANG Ming¹, ZHANG Yang¹, CAO He-jin-sheng¹, XU Dian-guo¹, LI Yue²

(1. Dept of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;

2. Beijing Power Transformation Corporation, Beijing 10054, China)

Abstract: Taking AC permanent magnet synchronous motor(PMSM) system as the research target, a novel, accurate and easily realized identification method for moment of inertia is presented. Based on this method, a kind of parameters self-tuning control strategy has been put forward. The marked feature of proposed strategy is that: after calculating initial PI gains by the identified moment of inertia, it has been no longer with speed step response curve, including overshoots, rise time, and oscillation time etc., as PI gains optimization standard, but to make motor speed with triangle wave and take evaluating function E as a quantitative criteria for the control effect. The feasibility and efficiency of the proposed strategy has been verified by the experiential results. The optimized control parameters minimized evaluation function E , and ensured dynamic tracking performance, while increasing the anti-jamming performance. Running with rated speed when impact and release 100% rated load, the fluctuation maximum speed of the system is only 4r/min.

Key words: permanent magnet synchronous motors; identification of inertia; parameters self-tuning; evaluation function; parameters optimal

收稿日期: 2009-05-06

基金项目: 国家自然科学基金(51007012); 哈尔滨工业大学优秀青年教师培养计划资助(HITQNJS. 2009. 026)

作者简介: 杨 明(1978—) 男 博士 研究方向为交流伺服系统、智能控制应用;

张 扬(1984—) 男 硕士研究生 研究方向为交流伺服系统;

曹何金生(1987—) 男 硕士研究生, 研究方向为交流伺服系统;

徐 殿 国(1960—) 男 教授 博士生导师 研究方向为电力电子与电力传动、电机驱动控制、电网统一品质控制研究;

李 悅(1982—) 男 硕士研究生 研究方向为电力电子与电力传动。

0 引言

由于 PID 控制具有算法简单、鲁棒性好和可靠性高等优点，绝大多数交流永磁伺服系统采用 PI 或 PID 控制^[1]，但是 PID 参数调整比较繁琐，于是人们对控制器自动调整优化参数的需求不断增加。

总的来说，可以将控制器参数自整定技术分为两大类：一类是基于对象模型（model-based）设计方法^[2-3]，另一类是不基于参数模型（model-free）设计方法^[4-5]。前者的参数整定法则基于假设的数学模型和前提条件，所以模型与实际的符合程度就直接决定了整定效果的好坏。但是由于系统不可避免存在非线性、扰动和噪声等因素，模型在某些条件下是不准确的，导致其无法获得优异的控制性能。不基于参数模型方法是指在对象的阶跃响应、脉冲响应、频率响应等非参数模型基础上，再应用适当的整定方法或计算公式求得控制器参数。其中比较著名的有 Ziegler-Nichols 方法、继电器整定法等，但是对于一些对象（如含有积分作用的对象），想要获得非参数模型是比较困难的^[6]。

本文在前两种方法的基础上，提出一种新颖的转动惯量辨识方法，这种方法的辨识精确度更高，实用性更强。通过惯量辨识结果计算出速度控制器的初步 PI 参数，然后在电机做速度三角波运动过程中，通过评价函数计算值 E 来评估当前 PI 参数控制效果，再根据 E 值对 PI 参数进一步微调，最后得出最优的控制参数，使系统获得最佳的动静态控制性能。

1 系统矢量控制结构

使用表贴磁钢隐极式永磁同步电机，采用转子磁场定向矢量控制 $I_d = 0$ 解耦方式，这样可以使单位定子电流获得最大的转矩，从而使铜耗下降，提高效率。控制系统实现了位置、速度和转矩的三环控制，示意如图 1 所示。图中 θ 和 ω 代表电机角位移和转速， i_u 、 i_v 和 i_w 为定子三相电流值，

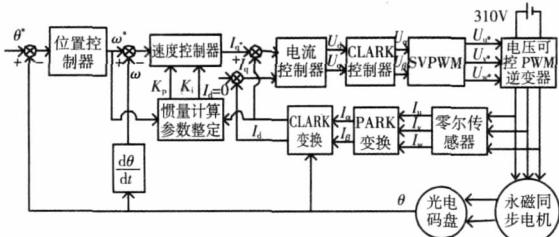


图 1 PMSM 系统控制框图

Fig. 1 Block diagram for PMSM

通过矢量变换后得到电流交轴分量 i_q 值，再由电磁转矩方程 $T_{em} = \frac{3}{2} P_n \Psi_f i_q$ 即可实时获得相应的电磁转矩 T_{em} 。

2 转动惯量辨识算法

在转动惯量辨识的过程中，采用速度环控制方式，速度环的内环是电流环，其速度控制框图如图 2 所示。

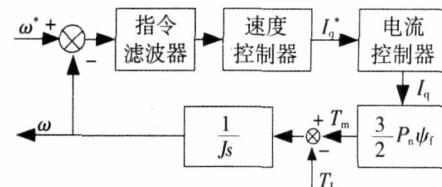


图 2 速度控制器框图

Fig. 2 Block diagram for speed regulator

在忽略系统摩擦条件下，机械运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + T_L = T_{em} \quad (1)$$

对式(1)的等号两边同时取积分，得到

$$J(\omega_{mt} - \omega_{m0}) + \int T_L(t) dt = \int T_{em}(t) dt \quad (2)$$

将式(2)的等号右边写成离散化形式，得到

$$J(\omega_{mt} - \omega_{m0}) + \int T_L(t) dt = \sum_{n=1}^k T_{em}(n) t_c \quad (3)$$

其中 J 是电机和负载的总转动惯量， ω_{mt} 是运行 t 秒后的末速度， ω_{m0} 是初速度， T_c 是电流环的采样时间， T_L 是负载转矩， T_{em} 是电机的电磁转矩，t 是时间。

具体实现过程如下：在规定的时间 t_n 内，使电机以相同大小的加速度由 0r/min 做匀加速运动到 ω ，再匀减速到 0r/min，并在每个电流环控制周期内将电机的 T_{em} 累加保存在转矩寄存器中，于是得到式(4)和式(5)，其中式(4)对应匀加速过程，式(5)

对应匀减速过程 $k = \frac{t_n}{t_c}$ 。重复上面步骤正反转多次

测试求出负载转动惯量 J 的平均值。转动惯量测试过程如图 3 所示。

$$J\omega + \int T_L(t) dt = \sum_{n=1}^k T_{em}(n) t_c \quad (4)$$

$$- J\omega + \int T_L(t) dt = \sum_{n=1}^k T'_{em}(n) t_c \quad (5)$$

将式(4)与式(5)作差，消去 $\int T_L(t) dt$ 后，得到

转动惯量，即

$$J = \frac{\sum_{n=1}^k T_{em}(n) t_e - \sum_{n=1}^k T'_{em}(n) t_e}{2\omega}。 \quad (6)$$

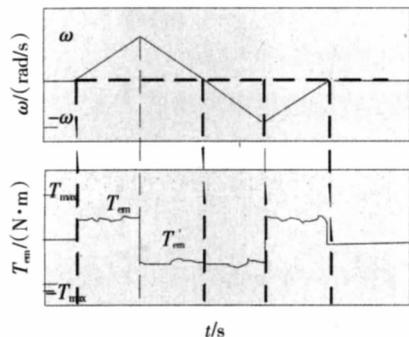


图3 转动惯量测试过程

Fig. 3 The test process of moment of inertia

3 速度控制器 PI 参数自整定

3.1 PI 参数整定计算

电流环是速度环的内环,为了简化速度环的设计,将电流环近似为一个惯性环节,同时忽略负载扰动,本系统中简化为惯性环节的电流控制器的闭环传递函数为 $W_{cli}(s) = \frac{1}{3 \times 10^{-4}s + 1}$ 。速度 PI 控制器

的传递函数为 $W_{ASR}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$, 根据图 2 得到的

速度环开环传递函数为 $G_{so}(s) = \frac{3K_i P_n \psi_f}{2J} \frac{1 + \frac{K_p}{K_i} s}{s^2}$

$\frac{1}{3 \times 10^{-4}s + 1}$ 根据典型 II 型系统的形式,并采用闭环幅频特性峰值 M_r 最小准则,同时选择适中的参

数 $h = 5$, 则有 $\frac{K_p}{3 \times 10^{-4}} = h = 5 \Rightarrow \frac{K_p}{K_i} = \frac{1}{666.6}$, 且 $\frac{3K_i P_n \psi_f}{2J} = \frac{h+1}{2h^2 T^2}$, 其中 $T = 3 \times 10^{-4}$ 那么就得到控制器的参数

$$K_i = \frac{J(h+1)}{3h^2 T^2 P_n \psi_f}, \quad K_p = \frac{J(h+1)}{1999.8h^2 T^2 P_n \psi_f}。 \quad (7)$$

由式(7)可以得出控制器参数值与系统的转动惯量成线性关系,式中的 h, T, P_n, ψ_f 都是固定值,再利用式(6)的 J 辨识值就可以分别求出速度控制器连续 PI 参数。

系统的采用 TI 的 TMS320F2808 作为微处理器,速度 PI 控制器是离散控制器,所以需要将连续控制器参数利用双线性法等效离散化才能得到离散控制器参数。将 $s = \frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}$ 代入连续控制器的传递

函数,其中 T 为采样周期,则 $C(z) = Z\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)E(z)$ 。

整理后得到

$$\Delta c(n) = \frac{2K_p + K_i T}{2}e(n) + \frac{K_i T - 2K_p}{2}e(n-1)。$$

对应离散 PI 控制器为

$\Delta u(n) = K'_p(e(n) - e(n-1)) + K'_i e(n)$ 得到,离散后的控制器参数与连续控制器的参数的关系如式(8),式中 K'_i, K'_p 是离散后的控制器参数。

$$\left. \begin{aligned} K'_i &= K_i T, \\ K'_p &= K_p - \frac{K_i T}{2} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

3.2 评价函数与参数优化

由于系统不可避免存在非线性、扰动和噪声等因素,而且实际系统中存在电流采样误差、转矩脉动和系统摩擦阻力等,直接使用按式(7)和式(8)计算出的速度控制器 PI 参数无法获得最佳的控制性能,所以需要做进一步的优化。

在文献[6-7]中,参数整定优化器根据观测到的速度阶跃响应特性曲线的峰值大小来优化 PI 参数,由于峰值并不能描述速度阶跃曲线的全部特征,使用这种方法可能会出现超调量适当,而上升时间过长或者发生振荡等现象;在文献[8]中,通过速度阶跃响应特性曲线的阻尼、峰值、振荡时间这三个值的大小和变化趋势来选择 PI 参数微调规律。而 PI 参数的具体微调值需要根据式(9)和式(10)来计算和更新,其中下角标 n 代表当前值,下角标 $n+1$ 代表微调后的预测值, D 代表阻尼, M_p 代表峰值, T_{osc} 代表振荡时间。

$$P_{n+1} = F(D, M_p, T_{osc}) \times P_n, \quad (9)$$

$$I_{n+1} = G(D, M_p, T_{osc}) \times I_n。 \quad (10)$$

这种方法的确可以克服上一种方法单纯使用峰值所导致的速度阶跃特性曲线信息量不全面的缺点,但是自变量过多并且自变量与 PI 参数对应规律复杂,导致 $F(D, M_p, T_{osc})$ 和 $G(D, M_p, T_{osc})$ 这两个多维函数难以实现。

提出一种新的参数优化方法。首先,根据伺服系统应用场合的特点来选择目标响应波形,不同的目标响应波形需要不同的评价函数来量化整定效果。一般来说,可以分为标准、定位专用、在定位专用调整基础上抑制超调这 3 种场合,应用场合、目标响应波形和评价公式三者的对应关系,如表 1 所示。需要注意的是,实际应用过程中只能选择其中的一个,而不能同时选择多个评价公式来使用。

表1 评价公式表
Table 1 Estimative formula

| 应用场合 | 目标响应波形 | 评价公式 | 特点 |
|--------------|--------------|----------------------------------|------------|
| 一般通用 | 平方控制 面积最小 | $E_1 = \int_0^{\infty} e^2 dt$ | 超调大,上升时间快 |
| 定位专用 | 控制面积 最小 | $E_2 = \int_0^{\infty} e dt$ | 超调中,上升时间中 |
| 在定位专用基础上抑制超调 | 积累控制 面积最小 | $E_3 = \int_0^{\infty} e t dt$ | 超调小,上升时间略慢 |

注: $e = \omega^* - \omega$ ω^* 代表转速指令 ω 代表实际转速。

当确定评价公式后,使电机按三角波速度曲线运转。根据实际三角波速度响应的情况来设定 PI 参数微调的趋势,如图 4 所示。图中实线代表速度给定,虚线代表实际速度;图 4(a)表明速度响应无振荡,但收敛时间长而且存在静差,此时需要同时增加 PI 参数提高刚度;图 4(b)表明速度响应振荡剧烈,收敛时间长,需要减小 P 参数但可适当增加 I;图 4(c)表明响应略有振荡并带有少量超调,可增大 P 并减小 I 参数;图 4(d)表明响应存在较大超调,需要同时降低 PI 参数以降低刚度。再根据评价函数的计算结果 E 来改变 PI 参数值,PI 参数的具体微调值需要根据下列公式(11)和式(12)来计算和更新。

$$K_{P_{n+1}} = F(E) \times K_{P_n}, \quad (11)$$

$$K_{I_{n+1}} = G(E) \times K_{I_n}. \quad (12)$$

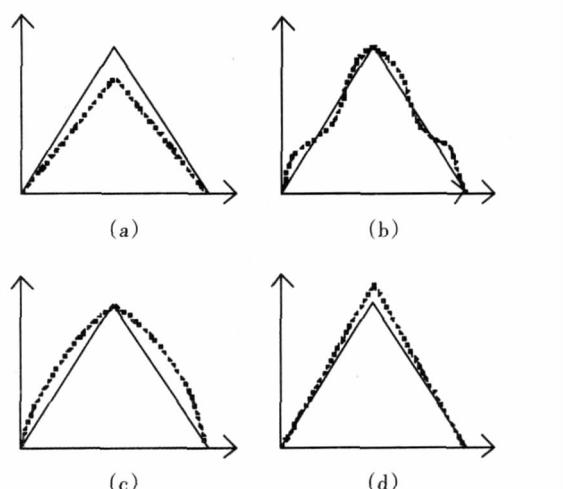


图4 PI参数微调后速度响应趋势

Fig. 4 The tendency of speed response when PI parameters were vernier tuning

多次重复上述过程后直到值小于预先设定好的标注值 E_N , PI 参数微调过程结束,微调过程如图 5。本文并没有在速度阶跃过程中计算 E 值,而是在电机按三角波速度曲线运转过程中计算 E 值,其主要

原因:

- 不同的 PI 参数在速度阶跃过程中算出的 E 值变化率不大;而在三角波过程中算出的 E 值变化率较大,而且实际速度控制效果越差 E 值就越大;
- 在相同的控制效果条件下,随着转动惯量的增加,在速度阶跃过程中算出的 E 值增大而变化率却在减小;在速度三角波过程中算出的 E 值基本保持不变, E 值大小只与 PI 参数的适合程度近似成反比例;
- 不同 PI 参数下 E 的变化率越大,对于 PI 参数的调整就越有利。

综上所述,选择三角波作为 PI 参数微调过程中速度指令波形。而且三角波相比阶跃过程控制起来更加安全、可靠。实验数据如表 2 和表 3 所示。

表2 不同速度波形计算出的 E 值

Table 2 Result of E during different speed response

| n | K_p/Hz | K_i/s^{-1} | 速度阶跃 | | | 速度三角波 | | |
|----|-----------------|---------------------|---------------------|------------------|----------------|---------------------|------------------|----------------|
| | | | E_1/s^{-1} | E_2/rad | E_3/s | E_1/s^{-1} | E_2/rad | E_3/s |
| 1 | 60 | 4 | 198 | 1.343 | 0.57 | 0.558 | 0.795 | 0.35 |
| 1 | 30 | 2 | 193 | 1.179 | 0.65 | 0.693 | 0.719 | 0.32 |
| 20 | 30 | 2 | 2736 | 18.23 | 12.3 | 6.44 | 4.367 | 1.86 |
| 20 | 200 | 20 | 2547 | 12.75 | 5.51 | 0.798 | 0.728 | 0.35 |

注: 惯量比 $n = \frac{\text{电机自身转动惯量} + \text{负载转动惯量}}{\text{电机自身转动惯量}}$

在本系统中,当 $n=1$ 时, $K_p=30$, $K_i=2$ 是合适的参数;当 $n=20$ 时, $K_p=200$, $K_i=20$ 是合适的参数。

表3 不同速度波形 E 值变化率

Table 3 Rate of change of E during different speed response(%)

| 条件 | 速度阶跃 | | | 速度三角波 | | |
|--------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| | E_1 | E_2 | E_3 | E_1 | E_2 | E_3 |
| PI 是合适参数, n 由 1 增加到 20 | 1.219 | 981 | 747 | 15 | 1.3 | 9.4 |
| $n=20$, PI 参数不合适 | 7.4 | 42.9 | 123 | 707 | 499 | 431 |

速度 / (rad/s) ——速度指令 实际速度

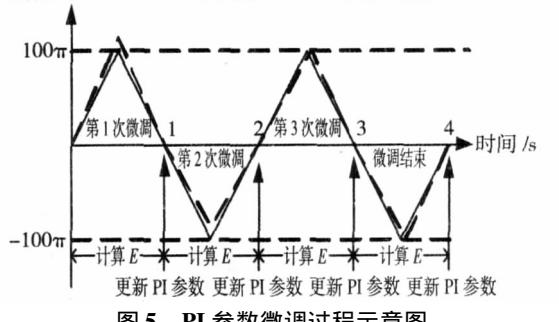


图5 PI参数微调过程示意图

Fig. 5 Diagram of PI optimal process

以评价函数 $E_2 = \int_0^{\infty} |e| dt$ 为例 E_2 的数值大小等于图 6 中阴影面积, 图 6(b) 比 6(a) 的峰值要大很多, 于是 6(b) 比 6(a) 的竖线阴影面积大, 但是因为它们斜线阴影面积相同, 所以它们的阴影面积相差的比例并不大, 也就是 E_2 的变化率较小。随着转动惯量的增加, 加速的时间就会延长, 图 6(c) 与 6(a) 的峰值相同, 但是因为 6(c) 的斜线阴影面积要比 6(a) 大, 所以 6(c) 的 E_2 值就大。

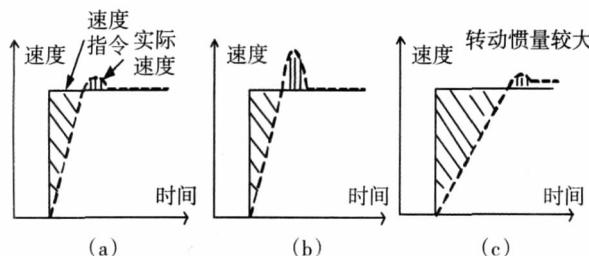


图 6 速度阶跃过程 E 值计算示意图

Fig. 6 Calculation of E during step speed response

4 试验结果和分析

本文的试验平台实现了全数字化, 控制器采用双 DSP 结构, 使用的 DSP 为 TI 公司电机控制专用芯片 TMS320LF2808。主回路采用三菱公司智能功率模块 IPM 配以各种接口电路、检测电路等。电流环采样时间 0.1ms, 速度环采样时间 1ms, 位置环采样时间 1ms, 本系统采取各种补偿及校正措施, 达到较高的伺服性能。实验用永磁交流伺服系统主要性能指标为额定功率为 750W (连续); 电压等级为 AC200~230V; 额定转速为 3 000 r/min; 额定转矩为 2.39 N·m; 最高转速为 5 000 r/min; 转动惯量为 6.72×10^{-5} Kg·m²。

本系统的速度控制器 PI 参数自整定过程如图 7 所示, 由于整定过程具有重复操作性, 当达到理想输出即整定成功结束时, 系统便记录下当前的负载惯量与 PI 参数, 并且构建一个匹配参数数据库, 这样可以方便以后获得理想的 PI 参数。

图 8 是转动惯量辨识过程的电磁转矩和转速曲线, 其中上曲线是电磁转矩, 1N·m/格, 下曲线为速度, 1 000r/min/格。由图可见, 电机转速是固定斜率的斜坡曲线, 峰值是 600r/min。

速度控制器参数自整定实验结果如图 9。实验均在空载条件下进行。图 9(a) 和 9(b) 是电机拖动不同惯量比负载进行 PI 参数微调的速度过程的实验波形。图 9(c) 和 9(d) 是电机拖动不同惯量比负载做 3 000r/min 速度阶跃运动, 其中虚线是使用未经过微调的 PI 参数, 实线是使用微调后的 PI 参数,

可以看到参数微调整后既保证了速度的快速性, 又抑制住了超调量。

需要注意的是, 在本实验中实际微调过程中是不需要速度阶跃响应过程, 但是为了更加清楚地观察到阻尼、峰值、振荡时间等, 采用速度阶跃响应波形来证明 PI 参数微调后的优良性能。

为了验证整定后的 PI 参数使速度控制器具有较强的抗扰能力, 使用 Magtrol 公司的磁滞式测功机测试样机系统, 使电机在额定转速条件下突加突卸 100% 的额定转矩, 如图 10 所示, 速度的最大跌落和最大回调值分别为 1r/min 和 4r/min。

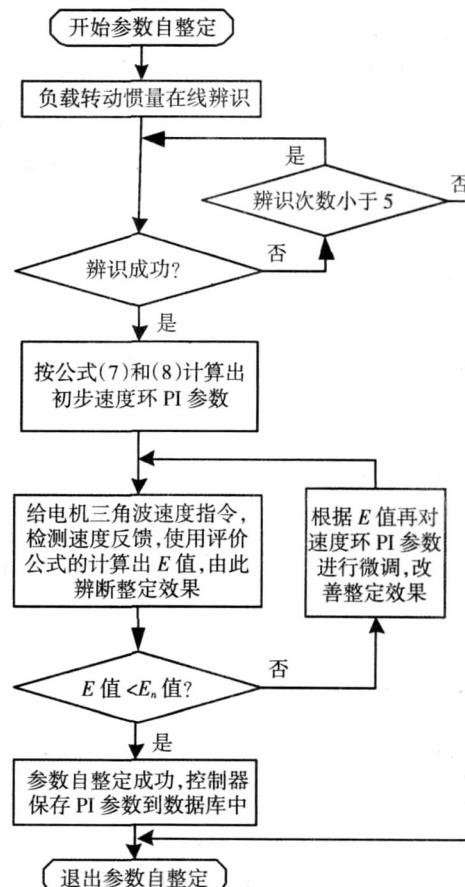


图 7 PI 控制器参数自整定过程示意图

Fig. 7 Diagram of gain self-tuning of PI controller

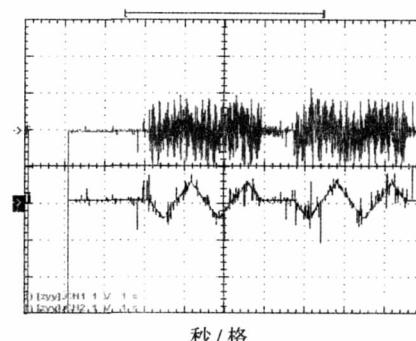


图 8 惯量辨识实验曲线

Fig. 8 Experimental result of identification inertia

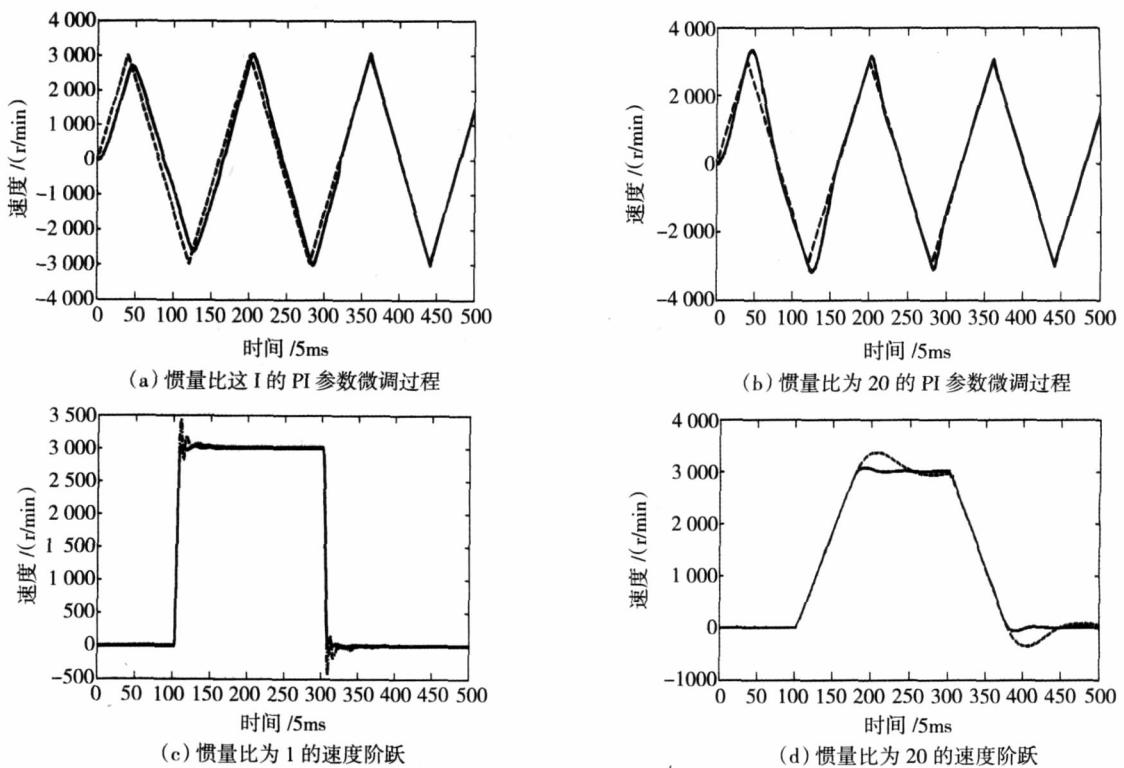


图 9 速度实验曲线

Fig. 9 Experimental result of speed response

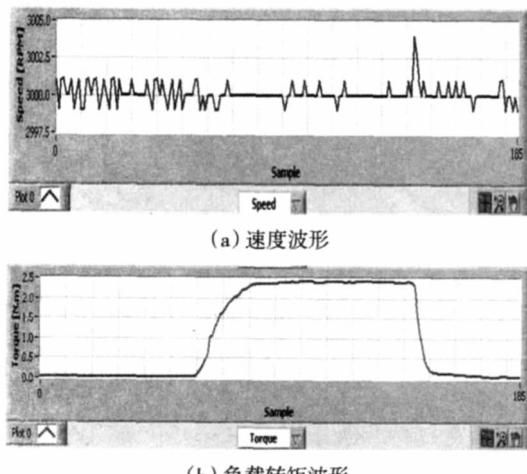


图 10 负载转矩突变时的速度波动曲线

Fig. 10 Speed ripple during load torque changed

5 结语

本文提出了一种实用的基于转动惯量辨识的速度控制器 PI 参数在线调整方法, 给出了惯量辨识的理论根据和流程, 速度控制器参数调整方法的理论推导; 提出一种新颖的 PI 参数优化方法, 通过电机做三角波运动过程中使用评价函数计算出的 E 值来检验整定效果并据此微调 PI 参数。通过实验结果证明了这种方法的有效性和实用性。

参考文献:

[1] 王伟, 张晶涛, 柴天佑. PID 参数先进整定方法综述. 自动化

学报 [J], 2000, 26(3): 347-355.

WANG Wei, ZHANG Jingtao, CHAI Tianyou. A survey of advanced PID parameter tuning methods [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2000, 26(3): 347-355.

- [2] OUBRAHIM B, LEONARD F. PID Auto-tuning by a composed structure [J]. *IEEE International Conference on Control Applications*, 1998, 4: 144-149.
- [3] ZIEGLER J G, NICHOLS N B. Optimum setting for automatic controllers [J]. *Transactions on ASME*, 1942, 64: 759-768.
- [4] ASTROM K J, HAGGLUND T. Automatic tuning of simple regulator with specification on phase and amplitude margins [J]. *Automatica*, 1984, 5: 645-651.
- [5] 刘镇, 姜学智, 李东海. PID 控制器参数整定方法综述 [J]. 电力系统自动化, 1997, 21(8): 2-3.
LIU Zhen, JIANG Xuezhi, LI Donghai. Overview of the tuning methods of the PID controller parameters [J]. *Automation of Electric Power Systems*, 1997, 21(8): 2-3.
- [6] TURSINI Marco, PARASILITI Francesco, ZHANG Daqing. Real-time gain tuning of pi controllers for high-performance PMSM drives [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2002, 38(4): 1018-1019.
- [7] 张桥, 沈安文. 交流伺服系统速度控制器参数在线整定的简便算法 [J]. 微电机, 2008, 41(8): 3-4.
ZHANG Qiao, SHEN Anwen. Simple algorithm for speed controller gains online tuning of AC servo system [J]. *Micromotors*, 2008, 42(8): 3-4.
- [8] 陶永华. 新型 PID 控制及其应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.

(编辑: 刘素菊)