

DOI:10.3969/j.issn.1673-4785.201209043  
网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/23.1538.TP.20130515.0937.009.html>

# PI 参数混合整定法在闭环矢量控制系统中的应用

李鹏<sup>1</sup>, 王胜勇<sup>1</sup>, 卢家斌<sup>1</sup>, 黄心汉<sup>2</sup>

(1. 中冶南方(武汉)自动化有限公司 研发部, 湖北 武汉 430205; 2. 华中科技大学 控制科学与工程系, 湖北 武汉 430074)

**摘 要:**为使闭环矢量控制系统工作在最佳状态,提出了基于模型的离线式整定与模糊 PI 在线整定相结合的混合整定法.该方法首先根据矢量控制原理推导出系统的数学模型,采用恒转矩启动并自由停机的方法计算出转动惯量.然后根据数学模型计算 PI 参数和内环补偿量,构建了模糊 PI 控制器,提出了新的 PI 控制规则表.最后的对比实验表明,PI 参数混合整定法提高了系统的动态性能和稳态精度,优于仅采用单一整定法的系统,验证了方法的有效性.

**关键词:**PI 参数;PI 参数整定;矢量控制;闭环矢量控制;模糊控制

**中图分类号:**TP29   **文献标志码:**A   **文章编号:**1673-4785(2013)05-0446-07

中文引用格式:李鹏,王胜勇,卢家斌,等.PI 参数混合整定法在闭环矢量控制系统中的应用[J].智能系统学报, 2013, 8(5): 446-452.  
英文引用格式:LI Peng, WANG Shengyong, LU Jiabin, et al. The application of hybrid PI parameters tuning method to the closed-loop vector control system[J]. CAAI Transactions on Intelligent Systems, 2013, 8(5): 446-452.

## The application of hybrid PI parameters tuning method to the closed-loop vector control system

LI Peng<sup>1</sup>, WANG Shengyong<sup>1</sup>, LU Jiabin<sup>1</sup>, HUANG Xinhan<sup>2</sup>

(1. Research Department, WISDRI (Wuhan) Automation Co., Ltd, Wuhan 430205, China; 2. Department of Control Science and Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract:**In order to make closed-loop vector control system work in the best status, a hybrid tuning method was introduced, which combines a model-based offline tuning method with a fuzzy PI online tuning method. First of all, the mathematical model of the system was constructed in accordance to the vector control theory, and the moment of inertia was calculated using the method of a constant-torque startup and freely stopping system. After that the PI parameters and the inner loop compensations were calculated according to the mathematical model. Next, a fuzzy PI controller was structured, and the new PI control rule forms were put forward. The final contrastive experiments indicate that the hybrid PI parameters tuning method improves the dynamic performance and the steady-state precision of the system, and it is better than the system which only adopts a single tuning method. The validity of the method was justified.

**Keywords:**PI parameters; PI parameters tuning; vector control; closed-loop vector control; fuzzy control

PID 控制是迄今为止最通用的控制算法. 1915—1940 年 PID 控制器经历了从产生到普及的过程,推动了工业的极大进步.尽管自 1940 年至今,大量的专家学者提出了许多先进控制方法,但 PID 控制器以其结构简单、计算量小、易于实现、鲁棒性强等诸多优点,仍被广泛应用于冶金、化工、电力和机械等各种工业过程控制中<sup>[1-2]</sup>.

在对异步交流电机的控制中,通常采用矢量控制与 PID 控制器相结合的方式,PID 的参数整定可分为离线式和在线式 2 种.离线式整定完全基于系统模型,但交流电机模型复杂,难以构建精确模型;在线式整定一般采用智能算法,如模糊算法<sup>[3-4]</sup>、神经网络<sup>[5-6]</sup>等,不依赖系统模型,但容易陷入局部最优值.当前许多应用中基本都采用较为简单且易实现的在线整定,不用花费大量精力构建系统数学模型,因此整定效果有限<sup>[7-9]</sup>.目前比较流行且有效的

参数自整定主要分为基于规则的自整定<sup>[10-11]</sup>、基于模型的自整定和智能 PID 参数自整定<sup>[1-2]</sup>。

为了使系统工作在最佳状态下,本文采用离线整定与在线整定相结合的方式,首先构建较为精确的异步电机矢量控制数学模型,在系统运行前计算出系统最优 PI 参数,然后启动系统,采用模糊 PI 控制器进行在线实时整定,极大地提高了系统的动态性能。

# PID 参数混合整定法

## 1.1 闭环矢量控制系统及整定算法

异步电机的数学模型是高阶、非线性、强耦合的多变量系统,采用矢量控制可以实现异步电机的高性能控制,本文所采用的闭环矢量控制系统如图 1 所示。由于异步交流电机本身精度较差,要获取较高的控制精度,就需要获取最优的 PID 参数,使整个控制系统工作在最佳状态。目前大多数调速系统都只采用某一种整定方式(离线整定或在线实时整定),如有的系统采用继电振荡法计算出 PID 参数

后,在电机运行过程中便不再改变参数,这是离线式整定;有的系统则采用智能整定法对系统进行实时 PID 参数修正,这是在线实时整定。单一的整定方式都有其局限性,如果只采用离线整定,系统运行过程中通常环境或系统本身会发生变化(如外部干扰或因电机长时间运行导致电机自身电阻、电感等参数发生变化等),仅采用系统运行前整定的参数难以适应这些变化,导致控制系统性能下降甚至无法稳定运行;如果只采用在线实时整定,通常系统启动时的参数都未经整定,若参数选择不合适,会导致实时在线整定时间过长甚至无法正常启动,对于一些精密系统,启动时的较大波动容易引起设备损坏。因此,最佳的整定方法应为离线与在线整定相结合的方式,首先根据系统运行之前的状态整定出较好的 PID 参数,保证系统正常启动,并使系统平滑过渡到在线整定状态;在运行过程中,在线整定可使系统能根据环境或系统自身的变化而自动修正 PID 参数,让系统始终运行在最佳状态。

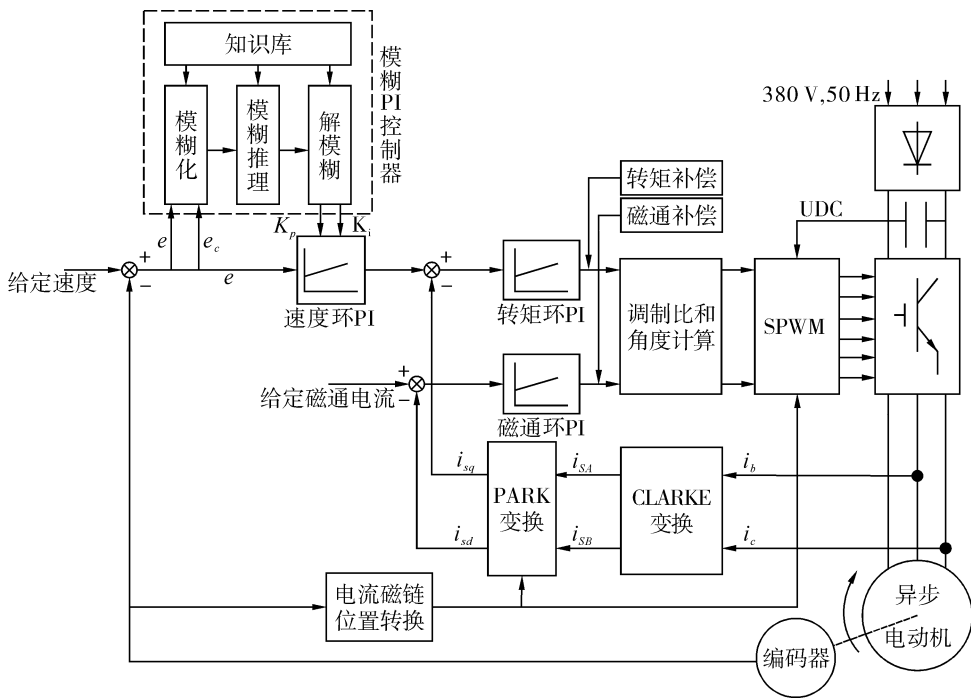


图 1 闭环矢量控制系统  
Fig.1 Closed-loop vector control system

## 1.2 离线整定

为了获得更加优良的控制效果,采用改进的基于模型的整定方法。在实际电机控制系统中,通常都采用 PI 控制。由图 1 可知,整个控制系统是一个双闭环调速系统,转矩环和磁通环属于内环,速度环为外环。未加 PI 调节器的内环和外环的开环传递函数构成的系统都不是典型系统,难以稳定运行,需要添

加适当的 PI 调节器加以校正,将内环(磁通环和转矩环)校正为典型 I 型系统,提高控制系统的动态响应性能,将外环(转速环)校正为典型 II 型系统,提高系统的抗干扰能力。PI 调节器设计的一般原则为从内环到外环<sup>[12-13]</sup>。

### 1.2.1 磁通环 PI 计算

要保持电机稳定运行,则必须使磁通在恒转矩

时保持恒定,在负载变化较大时,使其有较好的跟随性能.磁通环的闭环结构如图 2 所示.

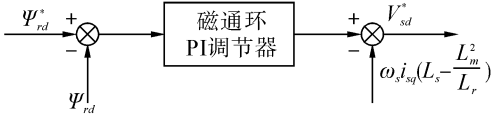


图 2 磁通环结构

Fig.2 Construction of flux loops

易推得磁通环的传递函数为一般典型二阶系统:

$$G(s) = \frac{\Psi_{rd}(s)}{V_{sd}(s)} = \frac{L_m/R_s}{\sigma T_s T_r s^2 + (T_s + T_r)s + 1}.$$

式中:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, T_s = \frac{L_s}{R_s}, \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}.$$

$G(s)$  为一个二阶系统,需要引入 1 个 PI 调节器增加一个零极点以校正为典型 I 型系统.图 2 中  $\omega_s i_{sq} (L_s - \frac{L_m^2}{L_r})$  为耦合项,为了去除耦合影响,需在输出端进行补偿,因此在设计 PI 调节器时不考虑该项,设 PI 调节器的传递函数为

$$K(s) = \frac{K_p(\tau s + 1)}{\tau s}.$$

式中: $K_p$  为比例系数, $\tau$  为积分时间参数.磁通环校正后的传递函数为

$$M(s) = G(s)K(s) = \frac{K_p L_m (\tau s + 1)/R_s}{\tau s (\sigma T_s T_r s^2 + (T_s + T_r)s + 1)} = \frac{K_p L_m (\tau s + 1)/R_s}{\tau s \sigma T_s T_r (As + 1)(Bs + 1)}.$$

式中:

$$A = \frac{2\sigma T_s T}{(T_s + T_r) + \sqrt{(T_s + T_r)^2 - 4\sigma T_s T_r}},$$

$$B = \frac{2\sigma T_s T}{(T_s + T_r) - \sqrt{(T_s + T_r)^2 - 4\sigma T_s T_r}}.$$

根据零极点相消原理,应该将  $\tau$  取值为  $A$ 、 $B$  中较小的那个值以消去一个偏离零轴较远的极点,提高系统响应速度,故  $\tau = A$ .

因此

$$M(s) = \frac{K_p B L_m / R_s}{s \sigma T_s T_r (Bs + 1)}.$$

易知该 I 型系统的阻尼比为

$$\zeta_d = \frac{1}{2\sqrt{K_p B^2 \sigma T_s T_r L_m / R_s}}.$$

通常情况下选择阻尼比  $\zeta = 0.707$ ,但在不同生产流水线上要求会有不同,有的系统要求响应时间

快,有的则需要稳态精度高,因此这里可根据实际情况选择阻尼比.因此,可计算得 PI 参数为:

$$K_p = \frac{R_s}{4\sigma^2 B^2 \sigma T_s T_r L_m},$$

$$K_i = \frac{K_p}{\tau}.$$

在输出端,需对  $V_{sd}$  加入磁通环补偿  $\varepsilon \omega_s i_{sq} (L_s - \frac{L_m^2}{L_r})$ ,  $\varepsilon$  为补偿系数,通常情况下取  $\varepsilon = 1$ ,可根据现场需求适当调大.

### 1.2.2 转矩环 PI 计算

转矩与定子电流  $q$  轴分量成线性关系,因此转矩环实际上是电流内环,由  $q$  轴电压输出分量与反馈电流的关系可推出其闭环结构如图 3 所示.

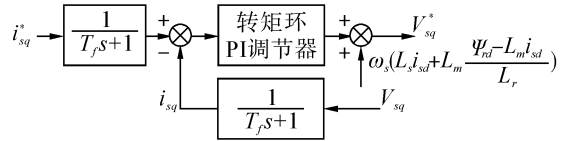


图 3 转矩环结构

Fig.3 Construction of torque loops

反馈电流  $i_{sq}$  由于滤波环节的存在,因此有延迟,故为了消除延迟环节的影响,在前向通道加入 1 个惯性环节  $\frac{1}{T_f s + 1}$ ,  $T_f$  为滤波时间常数,由系统硬件或软件滤波器决定.由图 3 也可知,电压含有转差率的耦合项,因此需在输出端进行补偿,而在设计调节器的时候可将其忽略.转矩环的等效开环传递函数为

$$G(s) = \frac{1}{(R_s + \sigma L_s)(T_f s + 1)}.$$

加入 PI 调节器后的传递函数为

$$M(s) = G(s)K(s) = \frac{K_p(\tau s + 1)/R_s}{\tau s (\frac{\sigma L_s}{R_s} s + 1)(T_f s + 1)}.$$

通常滤波时间常数都很小,因此可视为  $\sigma L_s / R_s > T_f$ ,上式中  $M(s)$  需消去较大的极点,即消去分母中  $(T_f s + 1)$  项,此时  $\tau = T_f$ .

与磁通环计算方法相同,有

$$K_p = \frac{R_s^2 T_f}{4\zeta_q^2 \sigma L_s}, K_i = \frac{K_p}{T_f}.$$

转矩环的闭环传递函数为

$$G_q(s) = \frac{1}{\frac{4\sigma^2 L_s^2 \zeta_q^2}{R_s^2} s^2 + \frac{4\sigma L_s \zeta_q^2}{R_s} s + 1}.$$

在输出端,需对  $V_{sd}$  加入磁通环补偿  $-\beta \omega_s (L_s i_{sd} +$

$\frac{\Psi_{rd}-L_m i_{sd}}{L_r})$ ,  $\varepsilon$  为补偿系数,通常情况下取  $\beta=1$ ,适当增大可减小速度脉动。

1.2.3 转速环 PI 计算

从异步电机输出转矩到转速可以视为一个积分环节。在调速系统中,转速给定的急剧变化容易引起电机系统的不稳定,因此常将其配置成典型 II 型系统。由于速度检测有滞后环节,因此需在速度给定的前向通道上增加一个惯性环节,同时考虑转矩环的等效闭环传递函数,转速环的结构如图 4 所示。

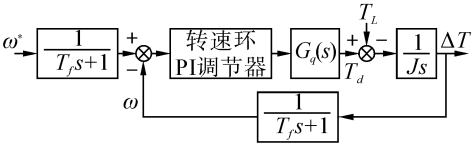


图 4 转速环结构  
Fig.4 Construction of speed loops

容易知道转速环的开环传递函数(包含 PI 调节器)为

$$G(s) = \frac{K_p(\tau s + 1)}{J\tau s^2(\frac{4\sigma^2 L_s^2 \tau^2}{R_s^2} s^2 + \frac{4\sigma L_s \zeta_q^2}{R_s} s + 1)(T_f s + 1)}.$$

式中: $J$  为电机的转动惯量。略去上式分母中高次项,合并小惯性环节,可得转速环开环传递函数近似为

$$G(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(T_{sum} s + 1)}.$$

式中:

$$T_{sum} = T_f + \frac{4\sigma L_s \zeta_q^2}{R_s}, K = \frac{K_p}{J\tau}. \tag{1}$$

设  $H=\tau/T_f$  表示中频段带宽,由最小  $M_r$  设计法可得<sup>[14]</sup>

$$K = \frac{H + 1}{2H^2 T_{sum}^2}. \tag{2}$$

由式(1)和(2)可得

$$K_p = \frac{J(H + 1)}{2HT_{sum}}.$$

式中: $H$  的取值范围通常为 5~11。

1.2.4 转动惯量的计算

转动惯量采用加减速法测定,首先让异步电机以恒转矩从零速启动(如有负载亦可将其视为一个整体),当电机角速度达到  $\omega$  时,记录电机速度上升运行时间  $t_r$ ,根据电机与转动惯量的关系有

$$\frac{J\omega}{n_p t_r} = T_e - T_0. \tag{3}$$

然后立刻关掉转矩给定,让电机靠摩擦力自由停机,此时的负载转矩即为摩擦转矩  $T_0$ 。记录转速从  $\omega$  降为 0 所用的时间  $t_d$ ,有

$$-\frac{J\omega}{n_p t_d} = 0 - T_0. \tag{4}$$

由式(3)和(4)可解得

$$J = \frac{n_p T_e t_r t_d}{\omega(t_r + t_d)}.$$

上述 3 个调节器都是近似计算所得,因此整定出的参数通常只是接近最优参数,在实际调试时需要在整定参数附近根据需要加以调整。

1.3 在线实时整定

当离线整定完毕后,系统 3 个 PI 控制器会计算出各自的 PI 参数,但在系统启动之后,随着运行环境和条件的改变,PI 参数也需要作出相应调整,以保证系统处于最佳运行状态。系统的内环相对稳定,但外环对外界扰动响应较快,因此需要对外环即速度环进行在线的 PI 参数实时调整,并且要求调整时 PI 参数计算必须在极短时间内完成,以免影响整定的实时性。

模糊控制方法目前被视为高性能电机控制系统的良好解决方案,能够对脉冲式负载冲击扰动作出快速响应,增加驱动系统惯量的鲁棒性,且其计算量小、实时性强,因此选择模糊 PI 控制器来进行在线实时 PI 参数整定。

模糊 PI 控制器在整个系统中的位置和结构如图 1 所示,其输入端的  $e_c$  为误差的变化率,它只在离线整定完毕后系统运行过程中启动,实时调整速度环的 PI 参数。

在模糊控制系统中,需先对输入量进行模糊化,而模糊化中的隶属度函数至关重要,其对整个控制系统的稳定性和快速性有着很大影响。一般采用高斯型隶属度函数性能较好,但其计算量较大,在实时性要求高的地方通常选择性能与高斯函数较为接近但计算量小很多的三角函数,如图 5 所示。输入  $e、e_c$  和输出  $K_p、K_i$  的论域可根据实际需求修改。

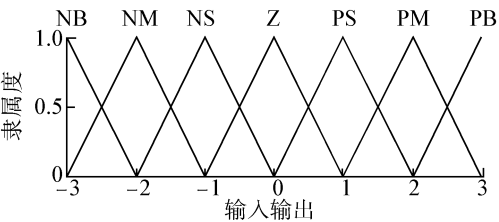


图 5 输入输出的隶属度函数  
Fig.5 Membership function of input and output

在线调节 PI 参数时,其主要在环境发生变化时起作用,如突加突减负载、突然加减速等.以阶跃给定为例(图 6),其中  $e$  和  $e_c$  的变化主要有 4 个阶段:

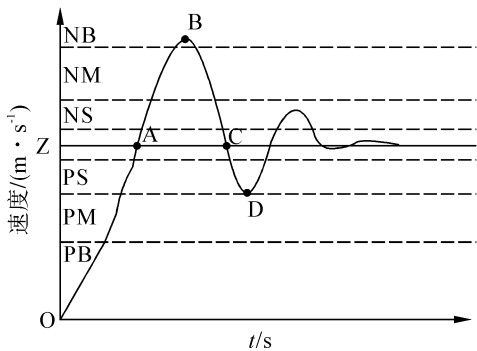


图 6 阶跃响应曲线  
Fig.6 Step response curve

- 1) OA 段:此时  $e>0, e_c>0$ , 误差  $e$  有减小的趋势,  $e$  在 PB 区内时,需增大  $K_p$ , 减小  $K_i$ ; 在 PM、PS 区内时,为了减小超调量,需减小  $K_p$ , 适量增大  $K_i$ ; 在 Z 区内时,保持  $K_p、K_i$  不变.
- 2) AB 段:此时  $e<0, e_c>0$ , 误差  $e$  有增大的趋势,  $e$  在 Z 区内时,保持  $K_p、K_i$  不变; 在 NS、NM 区内时,需增大  $K_p$ , 减小  $K_i$ ; 在 NB 区内时,为了使速度尽快回到给定值,需增大  $K_p$ , 减小  $K_i$ .
- 3) BC 段:此时  $e<0, e_c<0$ , 误差  $e$  有减小的趋势,  $e$  在 NB 区内时,增大  $K_p$ , 减小  $K_i$ ; 在 NM、NS 区内时,减小  $K_p$ , 增大  $K_i$ ; 在 Z 区内时,保持  $K_p、K_i$  不变.
- 4) CD 段:此时  $e>0, e_c>0$ , 误差  $e$  有增大的趋势, 在 Z 内时,保持  $K_p、K_i$  不变; 在 PS、PM 区内时,需增大  $K_p$ , 减小  $K_i$ ; 在 NB 区内时,为了使速度尽快回到给定值,需增大  $K_p$ , 减小  $K_i$ .

系统在加减速时情况相同.输出采用增量式,定义  $e、e_c、\Delta K_p$  和  $\Delta K_i$  的模糊子集为  $\{NB, NM, NS, Z, PS, PM, PB\}$ , 子集中元素分别表示负大、负中、负小、零、正小、正中、正大,其规则表如表 1 和 2 所示.

表 1  $\Delta K_p$  控制规则表  
Table 1 Control rules of  $\Delta K_p$

$e$	$\Delta K_p$						
	$e_c =$ NB	$e_c =$ NM	$e_c =$ NS	$e_c =$ Z	$e_c =$ PS	$e_c =$ PM	$e_c =$ PB
NB	PB	PM	PS	PS	PS	PM	PB
NM	NB	NM	NS	NS	PS	PM	PB
NS	NB	NM	NS	NS	PS	PM	PB
Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z
PS	PB	PM	PS	NS	NS	NM	NB
PM	PB	PM	PS	NS	NS	NM	NB
PB	PB	PM	PS	PS	PS	PM	PB

表 2  $\Delta K_i$  控制规则表  
Table 2 Control rules of  $\Delta K_i$

$e$	$\Delta K_i$						
	$e_c =$ NB	$e_c =$ NM	$e_c =$ NS	$e_c =$ Z	$e_c =$ PS	$e_c =$ PM	$e_c =$ PB
NB	NB	NM	NS	NS	NS	NM	NB
NM	PB	PM	PS	PS	NS	NM	NB
NS	PB	PM	PS	PS	NS	NM	NB
Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z
PS	NB	NM	NS	PS	PS	PM	PB
PM	NB	NM	NS	PS	PS	PM	PB
PB	NB	NM	NS	NS	NS	NM	NB

模糊控制器中的量化因子和比例因子根据控制系统所需达到的精度设定.假定控制系统需要达到的精度为  $\sigma$  (AD 采样值), 则量化因子可选为  $1/\sigma$ , 比例因子可选为  $\sigma$ .

2 实验结果与分析

实验采用 ABB 的 15 kW 异步交流电机, 分别用 4 种方法作 2 个对比实验. 4 种方法分别为: 1) 仅采用继电反馈法整定 PI 参数; 2) 仅采用模型法整定 PI 参数; 3) 仅采用模糊控制整定 PI 参数; 4) 采用混合整定法. 2 个实验为阶跃响应和突加负载对比实验, 突加负载采用直流电机施加反向力矩的方式. 实验步骤如下:

- 1) 采用继电反馈法计算出 PI 参数, 并记录阶跃响应和突加负载的速度曲线.
- 2) 利用继电反馈法整定出 PI 参数作为初始值, 加入模糊 PI 控制器, 记录阶跃响应和突加负载的速度曲线.
- 3) 采用本文的基于模型的离线整定法, 设定内外环相同阻尼比  $\zeta = 0.707$ , 磁通环补偿系数  $\varepsilon = 1$ , 转矩环补偿系数  $\beta = 2$ , 速度环取  $H = 8$ , 计算转动惯量时采用 6% 额定转矩启动, 达到 600 r/min 时自由停机, 整定出 PI 参数, 记录阶跃响应和突加负载的速度曲线.
- 4) 利用离线整定法计算出 PI 参数作为初始值, 加入模糊 PI 控制器, 记录相关速度曲线.

实验结果如图 7 和图 8 所示, 实验数据对比如表 3 所示.

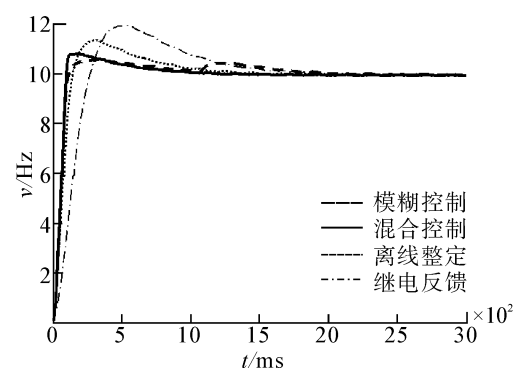


图 7 阶跃响应对比实验  
Fig.7 Comparison of step response

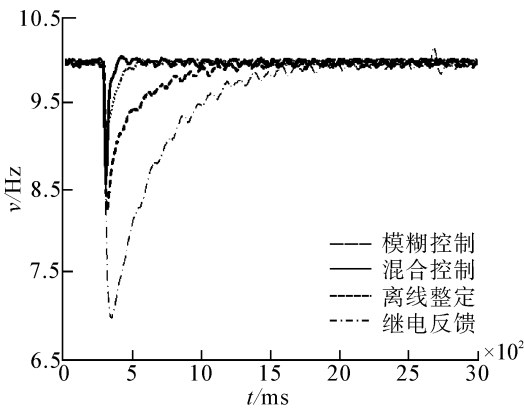


图 8 突加负载对比实验  
Fig.8 Comparison of impact load

表 3 实验数据对比

Table 3 Comparison of experiment data

方法	阶跃响应				突加负载	
	上升 时间/ ms	峰值 时间/ ms	调节 时间/ ms	超调 量/%	恢复 时间/ ms	速度 跌落/ %
继电 反馈	193	499	1 185	20.0	1 091	30.0
模糊 控制	77	290	1 244	6.1	720	17.3
离线 整定	98	315	810	14.1	187	13.6
混合 控制	66	183	435	8.7	98	13.1

由实验结果可以看出:

1) 继电反馈法整定出的 PI 参数在阶跃给定下的响应时间长,超调量大;在突加负载时速度跌落大,恢复时间最长。

2) 在继电反馈法整定出的 PI 参数下,模糊控制器可以很好地调整系统,其在阶跃响应下的超调量

最小,上升时间也仅次于混合控制,但其调节时间太长,容易引起振荡;在突加负载时速度跌落小于继电反馈法,但恢复时间也较长。

3) 基于模型的离线整定法计算出的 PI 参数在阶跃给定下性能优于继电反馈法,超调量大于模糊控制,但调节时间小于模糊控制;在突加负载时性能优于继电反馈法和模糊控制。

4) 本文提出的混合控制方法,既使采用动态性能比较折衷的参数选择,其在阶跃响应和突加负载实验中的综合性能都优于其他方法,完全满足对调速系统性能要求较高的应用。

3 结束语

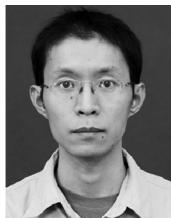
本文提出了基于模型的离线式整定与模糊 PI 在线整定相结合的混合整定法.通过分析矢量控制原理推导出交流调速系统的数学模型,根据数学模型计算 PI 参数和内环补偿量.然后构建了模糊 PI 控制器,根据实际调试经验提出了新的 PI 控制规则.在混合整定过程中,可根据实际需求更改相应的性能参数  $\zeta$  和  $H$ .最后通过实验证明了 PI 参数混合整定法与其他方法相比能极大地提高系统的动态性能和稳态精度,是一种优秀的 PI 参数整定方法.但提出的方法需手动修改性能参数,若在不同阶段需要不同的性能,则该系统难以实现.因此在以后的研究中可尝试加入自适应控制,使得性能参数的修改更为智能化、自动化;而且也可尝试其他智能算法替代模糊控制算法,以求更高的系统性能。

参考文献:

[1] 王伟,张晶涛,柴天佑.PID 参数先进整定方法综述[J].自动化学报,2000,26(3):348-355.  
WANG Wei, ZHANG Jingtao, CHAI Tianyou. A survey of advanced PID parameter tuning methods[J]. Acta Automatica Sinica, 2000, 26(3): 348-355.  
[2] 何颖,鹿蕾,赵争鸣.PID 参数自整定方法概述[J].现代电子技术,2004(24):20-23.  
HE Ying, LU Lei, ZHAO Zhengming. A summarization of PID parameters auto-tuning methods[J]. Modern Electronic Technique, 2004(24):20-23.  
[3] 贺徽,周建中,谭建华,等.基于 Mamdani 模糊 PID 的同步发电机励磁控制[J].华中科技大学学报:自然科学版,2010,38(2):34-37.  
HE Hui, ZHOU Jianzhong, TAN Jianhua, et al. Research and application of a fuzzy PID controller for excitation control systems in synchronous generators using Mamdani model[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology: Nature Science Edition, 2010, 38(2): 34-37.  
[4] 曹青松,周继惠,黎林,等.基于模糊自整定 PID 算法的压

- 电柔性机械臂振动控制研究[J]. 振动与冲击, 2010, 29(12): 181-186.
- CAO Qingsong, ZHOU Jihui, LI Lin, et al. Vibration control of piezoelectric flexible manipulator based on fuzzy self-tuning PID algorithm[J]. Journal of Vibration and Shock, 2010, 29(12): 181-186.
- [5] 刘国海, 杨官学. 基于神经网络广义逆的感应电机变频系统内模控制[J]. 江苏大学学报: 自然科学版, 2010, 31(1): 63-67.
- LIU Guohai, YANG Guanxue. Internal model control of induction motor variable frequency speed control system based on neural network generalized inverse[J]. Journal of Jiangsu University: Natural Science Edition, 2010, 31(1): 63-67.
- [6] 张文辉, 马静, 高九州. 基于神经网络的空间柔性机械臂PID快速学习控制[J]. 应用科技, 2011, 38(5): 1-4.
- ZHANG Wenhui, MA Jing, GAO Jiuzhou. Fast learning PID control over space flexible manipulators based on neural network[J]. Applied Science and Technology, 2011, 38(5): 1-4.
- [7] 李庆春, 沈德耀. 一种PID模糊控制器(fuzzy PI+fuzzy ID型)[J]. 控制与决策, 2009, 24(7): 1038-1042.
- LI Qingchun, SHEN Deyao. Brand-new PID fuzzy controller (fuzzy PI+fuzzy ID) [J]. Control and Decision, 2009, 24(7): 1038-1042.
- [8] 王秀君, 胡协和. 一种改进的单神经元PID控制策略[J]. 浙江大学学报: 工学版, 2011, 45(8): 1498-1501.
- WANG Xiujun, HU Xiehe. An improved control strategy of single neuron PID[J]. Journal of Zhejiang University: Engineering Science, 2011, 45(8): 1498-1501.
- [9] MOHAN B M, SINHA A. The simplest fuzzy PID controllers: mathematical models and stability analysis [J]. Soft Computing, 2006, 10(10): 961-975.
- [10] CHEN Y Q, MOORE K L. Relay feedback tuning of robust PID controllers with iso-damping property[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, 2005, 35(1): 23-31.
- [11] JENG J C, HUANG H P, LIN F Y. Modified relay feedback approach for controller tuning based on assessment of gain and phase margins [J]. Industrial and Engineering Chemistry Research, 2006, 45(12): 4043-4051.
- [12] 方斌. 时滞系统PID控制器增益的稳定范围研究[J]. 信息与控制, 2009, 38(5): 546-551.
- FANG Bin. On gain stabilizing regions of PID controller for time delay systems[J]. Information and Control, 2009, 38(5): 546-551.
- [13] 苏位峰. 异步电机自抗扰矢量控制调速系统[D]. 北京: 清华大学, 2004.
- SU Weifeng. Active disturbances rejection control of field-oriented induction motor drive system[J]. Beijing: Tsinghua University, 2004.
- [14] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京: 科学出版社, 2007.

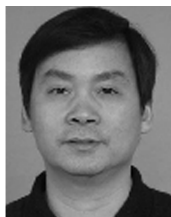
#### 作者简介:



李鹏, 男, 1981年生, 工程师, 主要研究方向为机器人技术、电气传动技术. 发表学术论文15篇, 其中被SCI检索1篇、EI检索11篇, 授权专利2项.



王胜勇, 男, 1971年生, 高级工程师, 主要研究方向为冶金自动化技术. 曾获国家科技进步一等奖、国家优秀工程设计奖及7项行业设计奖, 发表学术论文4篇, 授权专利10项.



卢家斌, 男, 1965年生, 高级工程师, 主要研究方向为冶金自动化技术. 发表学术论文3篇, 授权专利10项.



黄心汉, 男, 1946年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为智能控制、智能机器人、多传感器集成与信息融合、图像处理与模式识别等. 主持了国家自然科学基金项目5项、国家“863”计划项目4项和部级项目多项. 发表学术论文200余篇, 出版专著1部, 授权专利7项.