

基于模糊自适应策略的大功率牵引电机定速控制

李学明, 黄明明, 彭辉, 袁靖

(株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要: 为了提升大功率牵引电机定速控制精度, 提出了一种模糊自适应控制方法。根据外部条件的变化, 利用输入输出的模糊关系来自适应调节给定牵引/制动力矩, 采用 Butterworth 滤波器对输出给定力矩进行滤波并利用积分环节来消除稳态误差, 以获得良好的控制性能。以某型机车大功率牵引电机为测试对象, 对各种复杂运用工况算法控制效果进行对比仿真测试, 验证了所提算法的有效性和优越性。

关键词: 定速控制; 牵引电机; 模糊自适应控制; Butterworth 滤波

中图分类号: TM 922.71 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)08-0040-07

doi: 10.12177/emca.2020.071

Constant Speed Control of High-Power Traction Motor Based on Fuzzy Adaptive Strategy

LI Xueming, HUANG Mingming, PENG Hui, YUAN Jing

(Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou 412001, China)

Abstract: In order to improve the speed control accuracy of high-power traction motor, a fuzzy adaptive control method is proposed. According to the change of external conditions, the fuzzy relationship between input and output is used to adjust the given traction/braking torque adaptively, and then the Butterworth filter is used to filter the output given torque and the integral link is used to eliminate the steady-state error to obtain good control performance. Finally, taking a high-power traction motor of a locomotive as the test object, the control effect tests of various complex operation conditions are carried out, and the effectiveness and superiority of the proposed algorithm are verified.

Key words: constant speed control; traction motor; fuzzy adaptive control; Butterworth filter

0 引言

在轨道交通传动控制系统中, 定速控制(又称恒速控制)是一项重要功能, 当司机设定好期望速度, 按下定速按钮时, 机车能存储此时的车速并通过调节机车牵引电机的给定牵引制动力矩使机车自动跟踪设定速度。传统的定速控制一般采用简单的 PID 控制算法来实现。例如, 文献[1]介绍了 DF_{4B} 内燃机车低恒速控制原理, 采用的是通用的 PI 控制策略。文献[2]将增量式 PI 控制算法应用于 DF_{8B} 型内燃机车低恒速控制, 取得了

良好的应用效果。文献[3]提出了一种基于自抗扰控制的内燃机车低恒速控制方法, 该方法通过建立内燃机车电传动系统数字模型设计自抗扰控制器, 实现机车恒速控制。同时, 对采用自抗扰控制与 PID 控制的系统响应效果进行了仿真和实际应用对比, 验证结果表明自抗扰控制优于传统 PID 控制策略。文献[4]针对和谐号 CRH₃ 型动车组恒速控制问题, 分析对比了采用 PI 调节器和双滞环调节器的控制效果, 仿真结果表明双滞环调节器效果更优。文献[5]为了实现 HX_{D1} 型电力机车平稳性控制, 基于应用经验, 提出了一种牵

收稿日期: 2020-04-17; 收到修改稿日期: 2020-06-03

作者简介: 李学明(1985—), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为牵引系统控制、故障诊断与预测。

引力变斜率控制和准恒速控制算法。文献[6]提出了一种智能 PI 控制算法应用于中国标准动车组等项目,取得了一定的成果。上述方法中,采用传统 PID 算法^[1-2]原理简单、易于实现,适用面广,但 PID 控制的参数整定困难。自抗扰控制方法需建立系统精确数学模型,而滞环控制方法本身是基于偏差进行调节的,因此存在一定的稳态速度波动。文献[5-6]所述的方法需借助大量应用经验来设计相关参数。

为了解决传统工程应用方法不满足大功率牵引电机定速控制,精度不高的问题,本文基于模糊控制理论,提出了一种模糊自适应速度控制方法,实现了速度的快速跟踪和无静差调节,并省去了复杂的参数整定过程,以满足定速控制工程应用需求。同时,以某车型所用大功率牵引电机为仿真对象,将本文所提的模糊自适应控制算法与传统 PID 控制算法在不同工况下进行仿真对比,验证了该算法的有效性。

1 算法原理

采用模糊自适应控制进行定速控制的传动系统原理框图如图 1 所示。定速控制功能单元主要由速度误差变化率计算模块、模糊推理单元以及自适应控制单元组成。机车设定速度 v^* 与速度传感器实时采集的当前实际速度 v 进行比较后,

生成速度误差 e 传送至模糊推理单元、速度变化率计算模块、自适应控制单元;模糊推理模块根据当前速度误差 e 以及从速度变化率计算模块输出的速度变化率 de/dt 进行模糊推理,实时计算出力矩调节因子 γ 。自适应控制单元由符号判断模块、包络限值模块、积分使能模块、求和模块等组成。自适应控制单元计算规则如下:(1)符号判断模块判断速度误差的符号,输出判断结果至包络限值模块,包络限值模块根据误差符号判断结果,并结合模糊推理单元输出的力矩调节因子 γ 进行增益放大处理,得到基本力矩给定值 T_1^* 。(2)积分使能模块实时比较当前速度误差 e 及误差阈值 ε ,若当前速度误差 e 小于或等于阈值 ε ,则置积分使能模块为 1,此时,赋值误差积分模块输出结果至积分力矩给定值 T_2^* ;否则, T_2^* 赋值为 0。(3)求和模块输出 T_1^* 与 T_2^* 的和值作为当前误差给定力矩 T^* 进行实时调节。由于自适应控制单元中积分模块的引入,克服了模糊控制存在稳态误差的缺点^[7],使控制对象具有良好的动、静态性能。定速控制功能单元输出给定力矩 T^* 后,进入 DTC(直接力矩控制)单元,输出脉宽调制(PWM)脉冲控制逆变器 IGBT,从而驱动牵引电机按给定力矩 T^* 发挥^[8],实现整个传动控制系统的高性能定速控制功能。

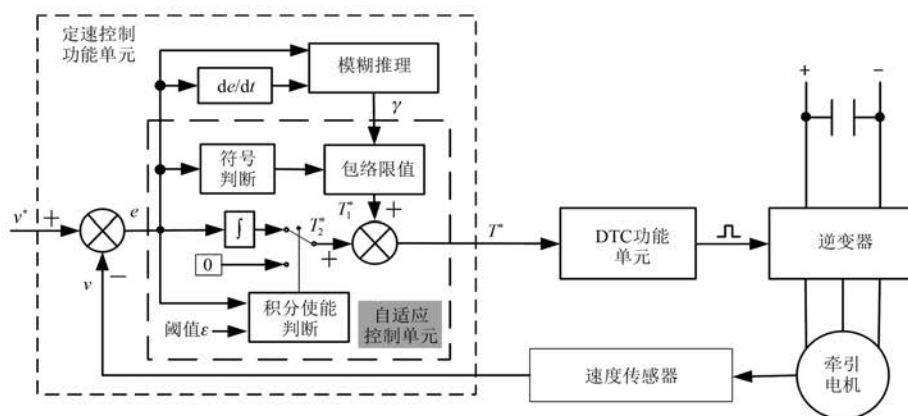


图 1 模糊自适应定速控制原理框图

2 算法实现

2.1 模糊推理系统设计

为了自适应调节给定力矩 T^* ,需要实时计算

当前系统误差 e 和 de/dt ,利用模糊规则进行模糊推理,计算出力矩调节因子 γ 。模糊推理系统结构框图如图 2 所示。主要由输入变量量化、模糊化、模糊推理、解模糊化、输出变量比例缩放等功

能单元组成。模糊推理系统设计主要包括如下内容^[9]: (1) 确定系统的输入变量和输出变量及其隶属度函数、论域; (2) 设计模糊规则; (3) 确立模糊化和解模糊化的方法; (4) 确定模糊控制器的参数(如量化因子、比例因子)。

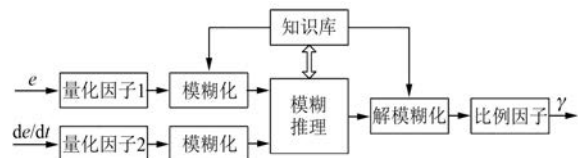


图2 模糊推理系统结构框图

2.1.1 确定系统输入输出语言变量及其隶属度函数、论域

由图2可知,模糊推理系统采用双输入单输出的形式,选择 e 和 de/dt 为输入语言变量,力矩调节因子 γ 为输出语言变量,输入输出语言变量的模糊子集均取为负大(NB)、负中(NM)、负小(NS)、零(ZO)、正小(PS)、正中(PM)、正大(PB),共7种,其论域均为 $[-3, 3]$ 。

输入输出语言变量的隶属度函数 $\mu[e(t)]$ 、 $\mu\left[\frac{de(t)}{dt}\right]$ 、 $\mu[\gamma(t)]$ 均采用如图3所示的三角波函数。

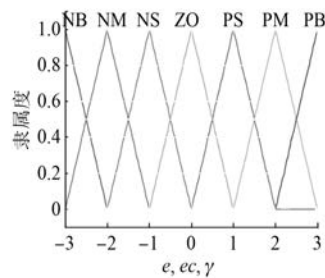


图3 输入输出语言变量的隶属度函数

从左到右语言变量取值为负大(NB)、负中(NM)、负小(NS)、零(ZO)、正小(PS)、正中(PM)、正大(PB)的隶属度函数,其表达式如下:

$$\mu_{NB}(x) = \begin{cases} 1, & x \leq -3 \\ -x - 2, & -3 < x \leq -2 \\ 0, & x > -2 \end{cases} \quad (1)$$

$$\mu_{NM}(x) = \begin{cases} 0, & x \leq -3 \\ x + 3, & -3 < x \leq -2 \\ -x - 1, & -2 < x \leq -1 \\ 0, & x > -1 \end{cases} \quad (2)$$

$$\mu_{NS}(x) = \begin{cases} 0, & x \leq -2 \\ x + 2, & -2 < x \leq -1 \\ -x, & -1 < x \leq 0 \\ 0, & x > 0 \end{cases} \quad (3)$$

$$\mu_{ZO}(x) = \begin{cases} 0, & x \leq -1 \\ x + 1, & -1 < x \leq 0 \\ -x + 1, & 0 < x \leq 1 \\ 0, & x > 1 \end{cases} \quad (4)$$

$$\mu_{PS}(x) = \begin{cases} 0, & x \leq 0 \\ x, & 0 < x \leq 1 \\ -x + 2, & 1 < x \leq 2 \\ 0, & x > 2 \end{cases} \quad (5)$$

$$\mu_{PM}(x) = \begin{cases} 0, & x \leq 1 \\ x - 1, & 1 < x \leq 2 \\ -x + 3, & 2 < x \leq 3 \\ 0, & x > 3 \end{cases} \quad (6)$$

$$\mu_{PB}(x) = \begin{cases} 0, & x \leq 2 \\ x - 2, & 2 < x \leq 3 \\ 1, & x > 3 \end{cases} \quad (7)$$

式中: x 为 $e(t)$ 、 $de(t)/dt$ 、 $\gamma(t)$ 则分别为 $\mu[e(t)]$ 、 $\mu\left[\frac{de(t)}{dt}\right]$ 、 $\mu[\gamma(t)]$ 在模糊子集取值NB、NM、NS、ZO、PS、PM、PB的隶属度函数。

2.1.2 模糊规则设计

根据所定义的输入输出语言变量含义以及工程应用过程中长期积累的专家知识,可得到49条IF-THEN模糊规则。

例如,规则1:如果 e 是NB和 de/dt 是NB,则 $\gamma(t)$ 是NB。表示当速度误差 e 为NB且误差变化率 de/dt 为NB,力矩调节因子 γ 为NB。

力矩调节因子 γ 的模糊规则表如表1所示。

表1 力矩调节因子 γ 的模糊规则表

γ e		de/dt						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB		NB	NB	NM	NM	NS	NS	ZO
NM		NB	NM	NM	NS	NS	ZO	PS
NS		NM	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
ZO		NM	NS	NS	ZO	PS	PS	PM
PS		NS	NS	ZO	PS	PS	PM	PM
PM		NS	ZO	PS	PS	PM	PM	PB
PB		ZO	PS	PS	PM	PM	PB	PB

规则号对应规律为 e 取值为NB,对应表1中

第一行的 7 个规则,规则号从左到右依次为 1~7;依次类推,则 e 取值为 PB 对应表 1 中的第 7 行的 7 个规则,规则号依次为 43~49。

2.1.3 解模糊化

采用重心法解模糊化,调节因子计算式为

$$\gamma(t) = \frac{\int_0^1 x \cdot \max[\min(\mu_{e(t)}^i, \mu_{\frac{de(t)}{dt}}^i)] d\mu}{\int_0^1 \max[\min(\mu_{e(t)}^i, \mu_{\frac{de(t)}{dt}}^i)] d\mu} \quad (8)$$

式中: x 为各个语言变量的中心值; i 为规则序号, $i=1, \dots, 49$ 。

例如,假设 t 时刻输入的经量化后的 $e(t)$ 以及 $\frac{de(t)}{dt}$ 分别为 -2.8 和 -1.5,则其模糊推理整个计算过程如下。

步骤 1:由式(1)~式(7)可以算出,对于 $e(t)$,其语言变量取值 NB 和 NM 的隶属度函数值 $\mu_{NB}[e(t)]$ 和 $\mu_{NM}[e(t)]$ 分别为 0.8 和 0.2,取值为其他 5 个语言变量的隶属度函数值为零;对于 $\frac{de(t)}{dt}$,其语言变量取值为 NM 和 NS 的隶属度函数值 μ_{NM}

$\left[\frac{de(t)}{dt}\right]$ 和 $\mu_{NS}\left[\frac{de(t)}{dt}\right]$ 均为 0.5,取值为其他 5 个语言变量的隶属度函数值为零。则 e 和 de/dt 的输入语言变量隶属度函数不为零的组合有 {NB, NM}、{NB, NS}、{NM, NM} 和 {NM, NS} 共 4 种。

步骤 2:由表 1 可知,当输入语言变量取上述 4 种组合时,其输出语言变量依次为 NB、NM、NM、NM,对应的规则号依次为 2、3、9、10。根据图 3 可知,其输出语言变量为 NB 和 NM 的中心值(即该语言变量隶属度函数值最大时对应的论域值 x)分别为 -3 和 -2。

步骤 3:根据式(8), t 时刻解模糊化后的力矩调节因子 γ 的计算式为

$$\gamma(t) = \frac{-3 \times 0.5 - 2 \times 0.5 - 2 \times 0.2 - 2 \times 0.2}{0.5 + 0.5 + 0.2 + 0.2} \approx -2.36$$

2.2 控制量计算

计算出 $\gamma(t)$ 并经比例因子缩放后,即可根据式(9)实时更新 T^* ,调节因子 $\gamma(t)$ 与给定力矩 T^* 的关系如式(9)所示:

$$T^*(t) = \begin{cases} T_{dmax} \cdot \gamma(t), & \gamma(t) > 0, e(t) > \varepsilon \\ T_{dmax} \cdot \gamma(t) + K_i \cdot \int_{\varepsilon_0}^t e(t) dt, & \gamma(t) > 0, e(t) \leq \varepsilon \\ T_{bmax} \cdot \gamma(t), & \gamma(t) \leq 0, e(t) > \varepsilon \\ T_{bmax} \cdot \gamma(t) + K_i \cdot \int_{\varepsilon_0}^t e(t) dt, & \gamma(t) \leq 0, e(t) \leq \varepsilon \end{cases} \quad (9)$$

式中: T_{dmax} 为给定牵引力矩最大值; T_{bmax} 为给定制动力矩最大值; $K_i \cdot \int_{\varepsilon_0}^t e(t) dt$ 为输出响应稳态误差小于 ε 后积分作用带来的控制增量。

2.3 控制量输出滤波

为了克服控制量输出变化剧烈对系统造成的不利影响,采用二阶 Butterworth 低通数字滤波器^[10]对控制量输出进行滤波。滤波器采样频率 $f_s = 25$ kHz,截止频率 $f_c = 10$ Hz,滤波器设计推导过程如下:

由条件可知,截止角频率 $\Omega_c = 2\pi f_c = 20\pi$,且二阶 Butterworth 低通滤波器的幅度平方函数在 s 平面的解析延拓 $H_a(s)H_a(-s)$ 的极点为

$$s_k = \Omega_c e^{j(\frac{1}{2} + \frac{2k-1}{2N})\pi} \quad (10)$$

其中: $k=1, 2, \dots, 2N; N=2$ 。

$H_a(s)H_a(-s)$ 在左半平面的极点即为 $H_a(s)$ 的极点,即:

$$H_a(s) = \frac{\Omega_c^2}{(s - s_1)(s - s_2)} \quad (11)$$

令式(10)中 $k=1, 2$, 计算得出:

$$s_1 = 10\sqrt{2}\pi(-1 + j) \quad (12)$$

$$s_2 = 10\sqrt{2}\pi(-1 - j) \quad (13)$$

则二阶 Butterworth 低通滤波器的系统传递函数为

$$H_a(s) = \frac{400\pi^2}{s^2 + 20\sqrt{2}\pi s + 400\pi^2} \quad (14)$$

对 $H_a(s)$ 作双线性变换,选择采样周期 $T_s = \frac{1}{f_s} = 40 \mu s$, 可得:

$$H_a(z^{-1}) = H_a(s) \Big|_{s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} = \frac{0.000\ 001\ 576\ 332\ 830\ 044\ 4(1 + 2z^{-1} + z^{-2})}{1 - 1.996\ 445\ 699\ 252\ 24z^{-1} + 0.996\ 452\ 004\ 583\ 56z^{-2}} \quad (15)$$

则滤波器的差分方程为

$$y(k) = 1.996y(k-1) - 0.996y(k-2) + 1.576 \times 10^{-6}u(k) + 3.152 \times 10^{-6}u(k-1) + 1.576 \times 10^{-6}u(k-2) \quad (16)$$

3 仿真测试验证

为了验证本文所提算法的优越性,以某型列车所用大功率牵引电机为测试对象,对比分析工程中使用的 PID 控制算法与本文所提的模糊自适应控制算法,以验证所提算法的合理性和优越性。

3.1 牵引电机及其控制相关参数说明

牵引电机参数如表 2 所示。力矩控制采用文献[8]中所用的 DTC 算法。给定磁链曲线如图 4 所示。给定牵引/制动力矩限制采用如图 5 所示的外包络线。

表 2 牵引电机参数

参数名称	参数值
额定功率/kW	1 224
额定频率/Hz	58
定子电阻/ Ω	0.024 86
转子电阻/ Ω	0.017 56
定子漏感/mH	0.319
转子漏感/mH	0.564
互感/mH	19.686
极对数	2
转动惯量/ $(kg \cdot m^2)$	10

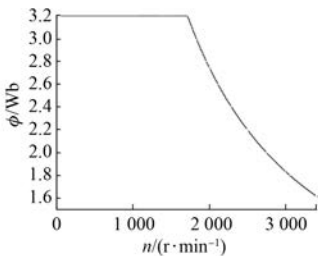


图 4 给定磁链曲线

仿真采样周期 T_s 设为 $40 \mu s$, 控制周期 T_c 为 $1 ms$, PID 控制采用增量式数字 PID 算法,利用试凑法设定一组综合性能较好的 PID 参数, $K_p = 4$ 、

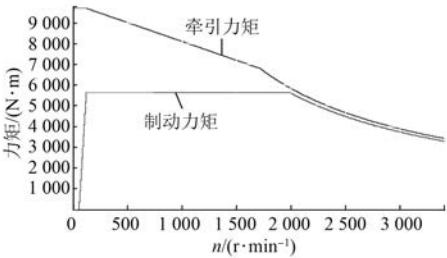


图 5 牵引/制动力矩包络线

$K_i = 3$ 。模糊自适应控制参数设置如下: e 与 de/dt 的量化因子分别为 3 和 0.005, γ 的比例因子为 0.333, $T_{dmax} = 9\ 717\ N \cdot m$, $T_{bmax} = 6\ 818\ N \cdot m$, $K_i = 8$, $\varepsilon = 1\ km/h$ 。

3.2 正常启车定速效果对比

设负载力矩为 $2\ 000\ N \cdot m$, $t = 0.3\ s$ 时设定速度为 $30\ km/h$, $t = 2\ s$ 时设定速度改为 $90\ km/h$, 分别采用模糊自适应算法和 PID 算法进行仿真,结果如图 6、图 7 所示。

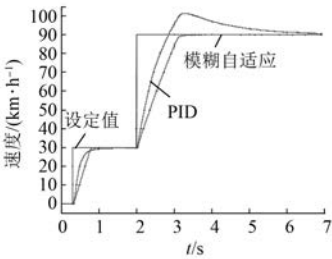


图 6 速度响应曲线

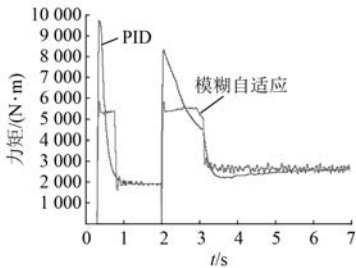


图 7 给力矩响应曲线

从图 6 可以看出,与 PID 控制相比,采用模糊自适应控制,系统输出能快速准确地跟踪设定速

度,并且无超调和无稳态误差。从图 7 可以看出,采用模糊自适应控制给定力矩整体波动较小。

3.3 复杂运行工况定速效果对比

以上是平稳道路上的仿真曲线,实际在线路上运行时,除了受到机车产生的牵引/制动力外,还要受到线路坡道、风、隧道等一些外在的干扰因素影响。牵引电机负载力矩会随着外在环境的变化而发生变化,因此对一些常见负载变化工况进行的仿真分析。

3.3.1 负载突然增加工况(模拟上坡情形)

先使机车在速度 30 km/h 匀速行驶, $t = 2$ s 时,将负载力矩由 2 000 N·m 突然增加至 4 000 N·m,分别采用模糊自适应算法和 PID 算法进行仿真,结果如图 8、图 9 所示。

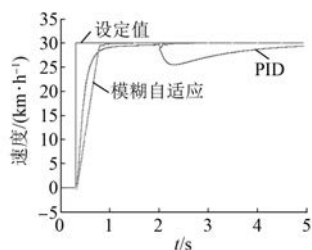


图 8 负载增加时速度响应曲线

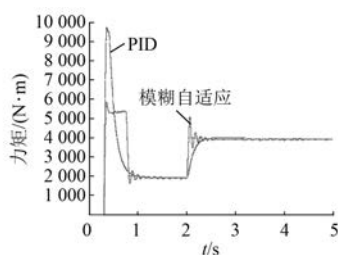


图 9 负载增加时给定力矩响应曲线

从图 8、图 9 可以看出,与 PID 控制相比,当负载突然增加时,模糊自适应控制能迅速响应,速度并无大的波动;而 PID 控制的响应速度较慢,且调节过程很长。

3.3.2 负载突然减小工况(模拟下坡情形)

先使机车在速度 30 km/h 匀速行驶, $t = 2$ s 时,将负载力矩由 2 000 N·m 突然减小至 -2 000 N·m(即负载力矩方向与转速方向相同),分别采用模糊自适应算法和 PID 算法进行仿真,结果如图 10、图 11 所示。

从图 10、图 11 可以看出,与 PID 控制相比,

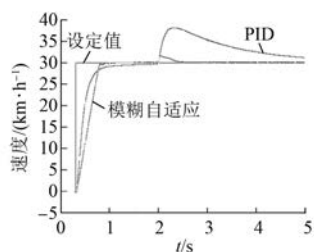


图 10 负载减小时速度响应曲线

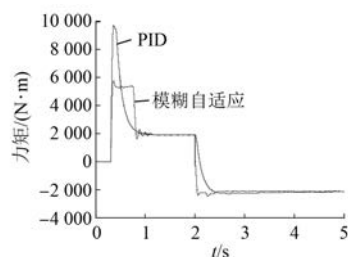


图 11 负载减小时给定力矩响应曲线

当负载突然减小时,模糊自适应控制能迅速响应,速度并无大的波动;而 PID 控制的响应速度和调节时间均较长。

3.3.3 负载脉动工况(模拟外部不确定性干扰)

先使机车在速度 30 km/h 匀速行驶, 2 s 后加入如图 12 所示的负载扰动,分别采用模糊自适应算法和 PID 算法进行仿真,结果如图 13、图 14 所示。

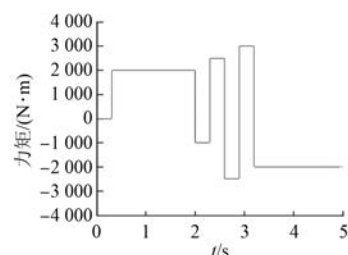


图 12 负载力矩变化曲线

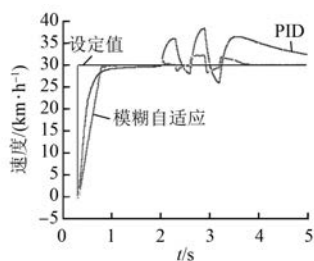


图 13 负载脉动时速度响应曲线

从图 13、图 14 可以看出,当外部负载脉冲变

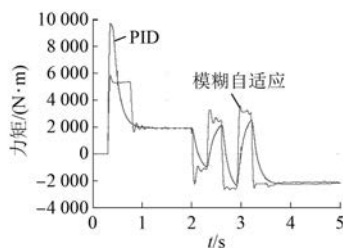


图 14 负载脉动时力矩给定响应曲线

化时,与PID控制相比,采用模糊自适应控制速度变化较小,并无剧烈波动,力矩响应比PID控制反应更加迅速,具有更强的鲁棒性。

4 结 语

本文提出了一种模糊自适应控制算法,并用于列车牵引电机定速控制,通过与工程应用的PID控制不同工况下的控制效果仿真测试对比表明,该方法在响应速度,稳定性,控制精度等方面性能指标均优于传统方法,具有良好的实际应用价值。

【参考文献】

[1] 赵会兰. DF4B型内燃机车低恒速控制系统[J]. 煤

质技术, 2009(5): 36.

[2] 任湘辉, 张伟. DF_{8B}型内燃机车低恒速控制研究[J]. 机车电传动, 2009(4): 19.

[3] 黄志武, 张水文. 基于自抗扰控制的内燃机车低恒速控制系统[J]. 自动化技术与应用, 2010, 29(5): 17.

[4] 丁菊霞, 蒋奎. CRH₃动车组两种恒速控制策略研究与仿真[J]. 铁道机车车辆, 2013, 33(6): 73.

[5] 张涛, 肖家博. HX₁型八轴电力机车平稳性控制策略研究[J]. 机车电传动, 2018(6): 55.

[6] 霍芳, 张森. 动车组新型智能恒速控制系统的设计研究[J]. 湖南铁路科技职业技术学院学报, 2018(1): 41.

[7] 李娟. 一种改善稳态性能的模糊控制器[J]. 控制与决策, 2002, 17(5): 617.

[8] 李学明, 彭辉, 谭永光, 等. HX_{N6}型大功率混合动力内燃机车传动控制[J]. 机车电传动, 2017(6): 41.

[9] 陈冲. 模糊控制在电机变频调速系统中的应用[J]. 电机与控制应用, 2012, 39(8): 55.

[10] 郑勇, 黄庆, 李学明. 基于巴特沃斯滤波的主变流器监控和保护信号处理[J]. 机车电传动, 2016(1): 45.

(上接第23页)

[5] 蔡骏, 邓智泉. 基于电感线性区模型的开关磁阻电机无位置传感器技术[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(15): 114.

[6] 李孟秋, 陈欣, 任修勇, 等. 基于典型位置电感的开关磁阻电机无位置传感器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(13): 3901.

[7] 蔡辉, 王辉, 李孟秋, 等. 考虑饱和和电感特性的开关磁阻电机的无位置传感器控制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(12): 2723.

[8] 蔡骏, 邓智泉. 基于全周期电感法的开关磁阻电机无位置传感器控制技术[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2): 145.

[9] 黄向慧, 朱立群, 周奇勋. 一种开关磁阻电机无位置传感器控制效率优化策略[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(8): 41.

[10] 李姗姗, 李爱民, 王青, 等. 基于特殊位置检测的开关磁阻电机无位置传感器控制策略[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(12): 12.

【期刊订阅】

联系地址: 上海市武宁路505号《电机与控制应用》编辑部

邮编: 200063

电话: 021-62574990-462

邮箱: eec@seari.com.cn

国内邮发代号: 4-199

每册定价: 12.00元

全年定价: 144.00元