

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2015.02.018

# 基于灰色PID控制的智能车差速转向系统研究

秦 刚, 张翔洲, 周振东  
(西安工业大学 电信学院, 陕西 西安 710021)

**摘要:** 针对采用无刷直流电机的智能车差速转向问题,提出了一种基于灰色PID控制器的智能车差速转向控制系统。建立了差速转弯模型和动力学分析,在灰色系统理论之上,将无刷直流电机的数学模型区别成不确定部分和确定部分两部分,对于不确定的部分搭建了灰色控制模型,使用了灰色预估补偿,以此得到了较大程度上白化后的控制系统灰量;对无刷直流电机灰色PID控制调速器进行了仿真,将其与常规PID进行了比较。研究表明,无刷直流电机的调速系统采用灰色PID控制算法后,受到电机参数改变和负载变化的影响很小,转速及转矩具备更高的鲁棒性及控制精度,体现了良好的静态性能和动态性能。新式的智能车无刷直流电机差速转向控制系统使得智能车转弯系统结构简单、环境适应性强,较好地实现了给定速度参考模型的自适应跟踪。

**关键词:** 无刷直流电机; 差速转向; 灰色PID; PID控制

**中图分类号:** U463; TH39      **文献标志码:** A

**文章编号:** 1001-4551(2015)02-240-06

## Intelligent vehicle differential steering system and simulation based on Gray PID controller

QIN Gang, ZHANG Xiang-zhou, ZHOU Zhen-dong  
(Telecommunication Institute, Xi'an Technology University, Xi'an 710021, China)

**Abstract:** Aiming at the problem of differential steering of intelligent vehicle which adopts brushless DC motor, an intelligent vehicle differential steering controlling system based on grey PID controller was proposed. On basis of the grey system theory, a differential steering model and kinetic analysis were established to divide the mathematical model of the brushless DC motor into two parts: the uncertain part and the determined part. As to the uncertain part, a grey controlling model was established and the grey predictive compensation was used, so as to get the ash content of the controlling system after a relatively large degree of whitening. In addition, simulation of the brushless DC motor grey PID control governor was carried out and comparison with common PID was made. The results indicate that after adopting grey PID control algorithm, the impact of the motor parameters change and load change on the speed governing system of brushless DC motor becomes very small. The rotating speed and torque are equipped with higher robustness and control precision, reflecting good static performance and dynamic performance, after adopting intelligent vehicle differential steering controlling system. The steering system of intelligent vehicle has simple structure and strong adaptability to the environment. It better achieves the self-adaptive tracking of the given speed reference model.

**Key words:** brushless direct current motor; differential steering; grey PID; PID control

## 0 引言

智能车是融合了环境感知、规划决策、运动执行等多种功能于一体的综合系统,它结合了计算机控制

系统、现代传感器、系统辨识、自动控制等技术,是典型的高新技术综合体。近年来,智能车已经成为世界车辆工程领域研究的热点和汽车工业增长的新动力,很多发达国家都将其纳入到各自重点发展的智能交

收稿日期: 2014-09-15

作者简介: 秦 刚(1968-),男,陕西西安人,教授,主要从事计算机控制系统、自动控制和人工智能方面的研究. E-mail: 615685363@qq.com

通系统当中<sup>[1]</sup>。

本研究采用差速转向系统,取消了传统转向技术中必备的差速器等机械结构,完全通过电控的方式来控制各个车轮的转速,使车轮以不同的速度转动从而形成转向半径内、外侧车轮的速度差,进而达到转向的目的。

传统的PID控制算法虽然算法简单、鲁棒性较好、可靠性较高,在工业控制中应用广泛。但由于智能车电机机构复杂,难以精确建模,转弯时电机转速突变大变化快,传统PID控制方式智能在明显出现偏差时起作用,属于事后控制方式,故不能很好地抑制系统的超调,使得转弯时偏离预定轨迹,造成不必要的安全事故。

本研究提出无刷直流电机调速系统采用灰色PID控制算法的设计和研究。

## 1 智能车转弯系统

该智能车转弯控制系统的结构是以微控制单元为中心,速度控制器、直流无刷电机形成闭环控制,该闭环的输入为路径判别后经模糊控制处理后的速度给定,输出直接驱动后轮;以车身的位置状况作为道路判别反馈控制器的输入,使输出和路径中心线参数比较形成一个大闭环控制系统<sup>[2-3]</sup>。智能车转向系统示意图如图1所示。

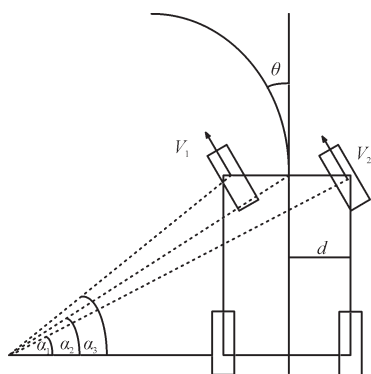


图1 智能车转向系统示意图

智能车的行进中,对偏差角度的控制需要精确。该设计驱动电机使车身转向是通过两个无刷直流电机差速控制实现的,针对偏差角 $\theta$ 有:

当 $\theta > 0$ 时,右电机加速,向左转向, $V_2 > V_1$ ;

当 $\theta < 0$ 时,左电机加速,向右转向, $V_2 < V_1$ ;

当 $\theta = 0$ 时,左右两电机同速运行,直向行驶, $V_2 = V_1$ 。

为了使得智能车能够准确的跟踪导引线并平滑转弯,实时轨迹跟踪,偏移距离 $d$ 和偏移角度 $\theta$ 的耦合关系以及导向电机的控制是关键。

差速控制是完全采用电控方式控制各个车轮的

转速,使车轮以不同速度转动,不但达到转向的目的,同时保证车轮不发生滑动或者漂移,作纯滚动运行。

当智能车转向时,以车体质心的速度作为参考,计算由无刷电机控制的转向车轮绕转向中心运动的线速度,从而得到转向轮必要的电机转动速度,通过向无刷电机控制器发送不同占空比的PWM电压实现电机转速调节,以此调整车轮转动速度,恰当地配置两个无刷电机的输出转矩。

对直线行驶的智能车而言,水平路面上无需差速,仅需将各个车轮的驱动力矩平均分配。而当道路状况改变,需要转向的时候,车体绕圆心做圆周运动,左右及前后车轮对同一弧心转过的距离不等,要使车轮完成没有滑移的平稳转向,后轮速度需小于前轮速度,内侧车轮速度需小于外侧车轮速度。

## 2 电机模型建立

无刷直流电机模型的建立分为理论分析法和系统辨识法<sup>[4]</sup>。工程实践表明,采用无刷直流电机本身具有的相变量去构造时域状态方程以及数学模型不但简洁方便,而且能够得到比较准确的结果<sup>[5]</sup>。无刷直流电机等效电路如图2所示。

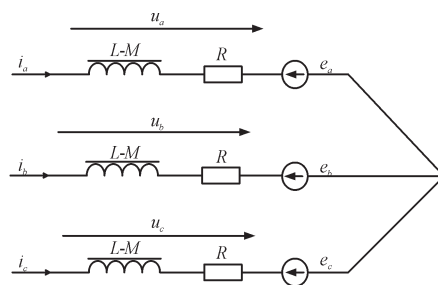


图2 无刷直流电机等效电路

可得三相电压平衡方程是:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $u_a, u_b, u_c$ —A、B、C三相相电压; $i_a, i_b, i_c$ —三相相电流; $e_a, e_b, e_c$ —三相反电动势; $R_a, R_b, R_c$ —三相绕组电阻; $L_a, L_b, L_c$ —三相绕组自感; $M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}, M_{cb}$ —三相互感。

电机转子结构为永磁体,可忽略其影响,因此 $R_a, R_b, R_c, L_a, L_b, L_c, M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}, M_{cb}$ 是恒值并与转子的位置没有关系,即 $R_a = R_b = R_c = R$ ,其中 $R$ 是绕组的电阻, $L_a = L_b = L_c = L$ ,其中 $L$ 是相绕的自感, $M_{ab} = M_{ac} = M_{ba} = M_{bc} = M_{ca} = M_{cb} = M$ ,其中 $M$ 是两相绕组之间的互感。

又由于电机绕组采用Y型接线方式,有:

$$\begin{cases} i_a + i_b + i_c = 0 \\ Mi_a + Mi_b + Mi_c = 0 \end{cases} \quad (2)$$

由式(1,2)得到最终化简后的电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

电机的运动方程为:

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (4)$$

式中:  $B$ —电机的阻尼系数,  $J$ —转子和负载的转动惯量,  $T_L$ —负载的转矩。

电机的电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (5)$$

式中:  $\omega_m$ —电机转子的角速度;  $T_e$ —电机的电磁转矩。

针对电机磁通密度的分布函数  $B_g(\theta)$  分析得到,  $A$  相的绕组反电动势:

$$e_a = K_e \omega B_g(\theta) \quad (6)$$

式中:  $\omega$ —转子的电角度,  $K_e$ —反电动势系数。

电机三相绕组以  $120^\circ$  对称分布于定子内, 因此电机三相的反电动势具有相同的大小, 相位差为  $120^\circ$  电角度, 其幅值是:

$$E_m = K_e \omega \quad (7)$$

### 3 灰色控制理论

#### 3.1 灰色PID控制算法

灰色控制理论是研究信息贫, 数据少的难确定性问题的新思路方法。由于其在不确定性方面的突出作用, 且在一些时候电机的内部参数和负载干扰多种多样, 难以知晓, 电机控制系统可以被视为一个典型灰色控制系统<sup>[6]</sup>。

本研究使用灰色控制系统方法, 针对系统中的不确定部分构造灰色模型, 利用它来使系统里的灰量获得一定幅度白化, 据此提高鲁棒性和控制质量。

考虑由下列  $N$  个非线性不确定子系统组成的复合非线性不确定系统:

$$x(k+1) = Ax(k) + bu(k) + bD(x, k) \quad (8)$$

式中:  $x \in R^n$ ,  $u \in R$ ,  $bD(x, k) \in R$ ,  $A$ — $n \times n$  矩阵,  $b$ — $n$  维列向量。  $bD(x, t)$ —系统满足匹配条件的不确定部分, 包含两部分: 一部分和状态没有关系; 另一部分和状态  $x$  成比例, 可表示为:

$$D(x, t) = V_1 x_1 + V_2 x_2 + \dots + V_n x_n + f(t) = Vx + f(t) \quad (9)$$

式中:  $V = (V_1 \ V_2 \cdots V_n)$ ,  $x^T = (x_1 \ x_2 \cdots x_n)$ 。

设  $V_i (i=1, 2, \dots, n)$  及  $f(t)$  都是慢时间变量, 可认为  $V_i$  及  $f(t)$  是常数。因此假若能够辨识出  $V_i$  及  $f(t)$ , 则可得  $D(x, t)$  与  $x_1, x_2, \dots, x_n$  的关系, 进而就能估算出对应状态  $x$  的不确定量  $D(x, t)$ 。灰色控制系统的研究方法之一, 是把原始数据计算处理, 称其是数的“生成”, 当中为了增强规律性, 弱化随机性采用累加生成, 因此其在灰色控制系统建模里, 具有特殊地位<sup>[7]</sup>。

令离散原始时间函数是:

$$x^{(0)} = (x^{(0)}(1), x^{(0)}(2), \dots, x^{(0)}(n)) \quad (10)$$

若:

$$x^{(1)}(k) = \sum_{m=1}^k x^{(0)}(m) \quad (11)$$

则称  $x^{(1)}(k)$  为  $x^{(0)}(k)$  累加结果, 记为:

$$AGOx^{(0)} = x^{(1)} \quad (12)$$

按灰色控制系统理论, 利用累加生成, 能构造出相似于  $GM(0, N)$  模型的  $D(x, t)$  灰色模型。

令离散时间函数是:

$$\begin{aligned} D^{(0)} &= (D(1) \ D(2) \cdots D(N)) \\ f^{(0)} &= (f(1) \ f(2) \cdots f(N)) \\ x_1^{(0)} &= (x_1(1) \ x_1(2) \cdots x_1(N)) \\ &\vdots \\ x_n^{(0)} &= (x_n(1) \ x_n(2) \cdots x_n(N)) \end{aligned} \quad (13)$$

式中:  $N \geq n+1$ 。

设  $D^{(1)}$ ,  $f^{(1)}$ ,  $x_i^{(1)} (i=1, 2, \dots, n)$  为  $D^{(0)}$ ,  $f^{(0)}$ ,  $x_i^{(0)} (i=1, 2, \dots, n)$  为累加生成数列。

而下式作为不确定部分  $D(x, t)$  灰色模型:  $D^{(1)}(x, t) = V_1 x_1^{(1)} + V_2 x_2^{(1)} + \dots + V_n x_n^{(1)} + f^{(1)}$ 。

作为慢时变干扰, 可认为:

$$\begin{aligned} f^{(1)}(1) &= f(1) = f \\ f^{(1)}(2) &= 2f(1) = 2f \\ &\vdots \\ f^{(1)}(N) &= (N)f \end{aligned} \quad (14)$$

记参数列为:

$$\hat{V}^T = (\hat{V}_1 \ \hat{V}_2 \ \cdots \ \hat{V}_n \ \hat{f})^T \quad (15)$$

记数据矩阵为:

$$B = \begin{bmatrix} x_1^{(1)}(2) & \cdots & x_n^{(1)}(2) & 1 \\ x_1^{(1)}(3) & & x_n^{(1)}(3) & 2 \\ \vdots & & \vdots & \vdots \\ x_1^{(1)}(N) & \cdots & x_n^{(1)}(N) & N-1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

采用最小二乘法, 若  $(B^T B)$  可逆, 则有:

$$\hat{V}^T = (B^T B)^{-1} B^T D_N^{(1)} \quad (17)$$

其中:  $D_N^{(1)} = (D^{(1)}(1) D^{(1)}(2) \cdots D^{(1)}(N))^T$ 。

将累加值还原,可得估计模型:

$$\hat{D}(k) = \hat{V}_1 x_1(k) + \hat{V}_2 x_2(k) + \cdots + \hat{V}_n x_n(k) + \hat{f} \quad (18)$$

### 3.2 无刷直流电机灰色PID控制器设计

无刷直流电机速度控制模型可简化为:

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = -\frac{r_a}{L_a}i - \frac{k_e}{L_a}\Omega + \frac{u}{L_a} \\ \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{B_v}{J}\Omega + \frac{K_r}{J}i - \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (19)$$

式中:  $B_v$ —粘滞摩擦系数,  $J$ —转子转动惯量,  $T_L$ —负载转矩,  $K_r$ —转矩系数,  $r_a$ —绕组电阻,  $L_a$ —绕组等效电感,  $k_e$ —线反电动势系数,  $i$ —电枢电流,  $\Omega$ —转子转速,  $u$ —电枢端电压,  $t$ —时间。

对应的状态方程为:

$$\dot{x} = Ax + Bu + Fw_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_a}{L_a} & \frac{k_e}{L_a} \\ K_r & -\frac{B_v}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \end{bmatrix} u - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \end{bmatrix} T_L \quad (20)$$

如果考虑状态参数的不确定,系统状态方程可进一步表示为:

$$\dot{x} = Ax + Bu + Fw \quad (20)$$

其中:  $w = w_1 + w_2$ ,  $w_2 = V_1 x_1 + V_2 x_2$  代表状态参数不确定引起的扰动。

不确定部分  $w$  无法直接测量,可以由测量数据间接估算:

$$w(x, k) = F^{-1}(\hat{x}(t) - Ax(t) - Bu(t)) \quad (21)$$

式中:  $T$ —采样周期,  $t = kT$ ,  $k = 1, 2, \cdots, N$ 。

为了削弱不确定部分对于控制系统的影响,提高控制系统控制性能并增强其抗干扰性,在整个过程中,第一步利用灰色估计器将不确定部分的模型参数  $V = [V_1, V_2, \omega_1]$  做出估计,第二步给予  $\omega(x, k)$  恰当补偿。其优势在于不存在一般实时辨识具有的数据发散问题。

当采用  $GM(1, 2)$  对无刷直流电机速度控制系统进行预测补偿控制,则灰色估计器的具体算法如下:

(1) 建立原始离散状态序列  $x_i^{(0)}(k)$ , 计算累加离散序列  $x_i^{(1)}(k)$ ,  $i = 1, 2, \cdots, n$ ; 在序列  $x_i^{(0)}(k)$  中, 可以采用等维新息来建模, 也就是每一次采样时刻, 去掉最初的旧息。增加最近的一个新息, 使  $GM(1, 2)$  模型总能反映系统最新行为而又不增加运算量, 即:

$$\begin{aligned} X^{(0)} &= (x^{(0)}(1), x^{(0)}(2), \cdots, x^{(0)}(n)) \\ &\quad \downarrow \text{下一步} \end{aligned} \quad (22)$$

$$X^{(0)} = (x^{(0)}(2), x^{(0)}(3), \cdots, x^{(0)}(n+1))$$

(2) 计算向量  $D = [x_1^{(0)}(2), x_1^{(0)}(3), \cdots, x_1^{(0)}(n)]^T$  和相应

累加序列  $x^{(1)}(k) = \sum_{i=1}^k x^{(0)}(i)$ ;

(3) 计算矩阵:

$$B_1 = \begin{bmatrix} -[x_1^{(0)}(1) + x_1^{(0)}(2)]/2 & x_2^{(0)}(2) & 1 \\ -[x_1^{(0)}(2) + x_1^{(0)}(3)]/2 & x_2^{(0)}(3) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -[x_1^{(0)}(n-1) + x_1^{(0)}(n)]/2 & x_2^{(0)}(n) & 1 \end{bmatrix} \quad (23)$$

(4) 按最小二乘法计算不确定参数估计值:

$$\hat{V}^T = (B_1^T B_1)^{-1} B_1^T D = [\hat{V}_1, \hat{V}_2, \hat{\omega}_1]^T \quad (24)$$

在上述控制律的基础上,按估计参数  $\hat{V}$  加上补偿控制  $u_c$ , 此时:

$$\begin{aligned} u &= u_p + u_c \\ u_c &= -B^{-1} F \left( \sum_{i=1}^n \hat{V}_i x_i + \hat{\omega}_1 \right) \end{aligned} \quad (25)$$

## 4 仿真与调试

由于智能车差速系统通过两个无刷直流电机差速控制实现,故电机调速效果直接影响转向系统的效果。本研究采取灰色PID对无刷直流电机进行转速控制,实验采用Simulink仿真环境<sup>[8]</sup>,所选用的永磁无刷直流电机主要参数如表1所示。

表1 无刷直流电机主要参数

| 项目                             | 参数    |
|--------------------------------|-------|
| 额定电压/V                         | 24    |
| 额定电流/A                         | 2     |
| 额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )    | 2 000 |
| 额定转矩/(N·m)                     | 0.16  |
| 反电势常数 V/(rad·s <sup>-1</sup> ) | 9.6   |
| 转动惯量/(kg·m <sup>2</sup> )      | 0.09  |
| 等效电感/mh                        | 8     |

无刷直流电机的转速及转矩Simulink仿真框图如图3所示。

图3显示基于灰色PID的无刷直流电机双闭环速度控制系统<sup>[9]</sup>。其中内环中电流控制采取常规PID控制,外环的速度环包括两部分,一部分是对当前转速的实时测量,另一部分通过灰色预测器对不确定部分进行估计,通过调整这两部分信号的权值  $K_r$  和  $K_g$ , 可实现对  $\omega(x, k)$  的补偿从而达到灰色PID控制的效果。由于灰色预测控制要根据当前或者之前若干时刻的状态值进行估计,故在灰色预测模块之前应添加 rate transition 模块,实现对连续系统信号采集的目的。外环中离散PID产生的控制信号应加以零阶保持器,实现对连续系统控制的目的。本研究通过灰色PID控制各个车轮的转速,使车轮以不同速度转动,从而达到转向的目的,同时保证车轮不发生滑动或者漂移。

根据转矩与电流的关系,对转矩的控制可以转化为内环对电流的控制<sup>[10]</sup>,其Simulink仿真框图如图4所示。

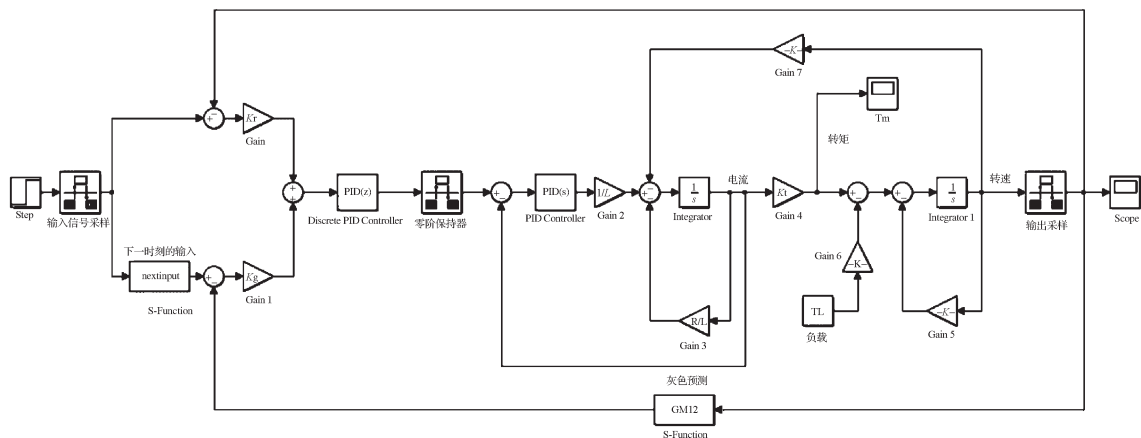


图3 灰色PID的无刷直流电机双闭环转速控制仿真框图

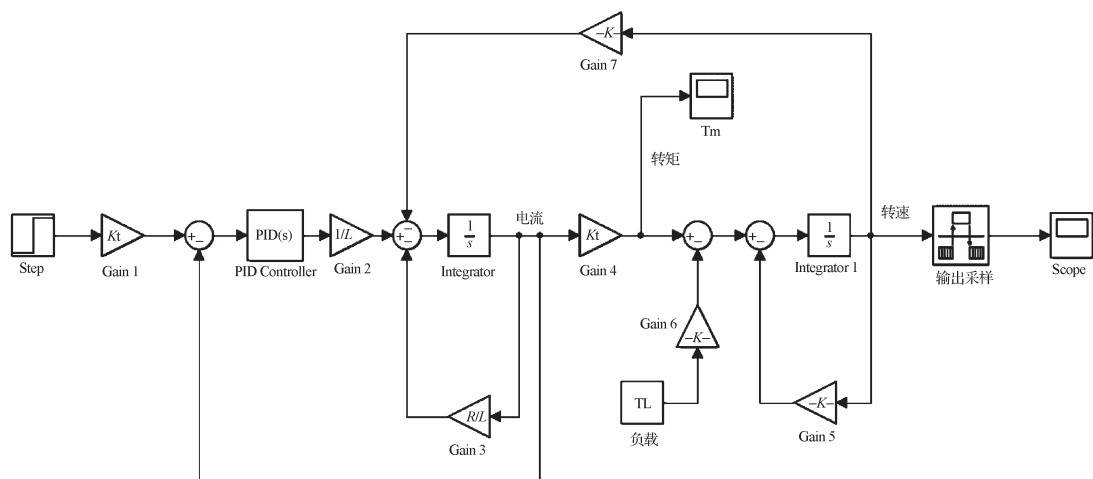


图4 灰色PID的无刷直流电机转矩控制仿真框图

仿真结果如下:

常规PID控制的速度响应曲线<sup>[11]</sup>如图5所示。可以观察到无刷直流电机的速度约在100 ms后达到额定转速2 000 r/min,最大超调达到约2 300 r/min。超过了10%。

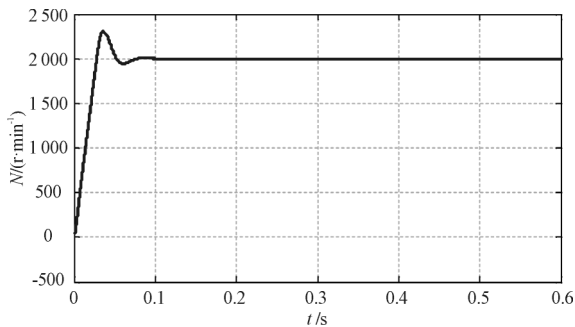


图5 常规PID控制器转速曲线

灰色控制PID速度曲线如图6所示。其上升时间短,很快达到额定转速2 000 r/min,超调量小于2.5%。通过常规PID控制和灰色PID控制对电机转速的调节比较可得,转速在灰色PID的控制下超调小,响应快,具备较好的静态性能,有效地提升了智能车在

直道进弯道或者弯道变直道时速度突变产生的超调过大的不稳定现象。

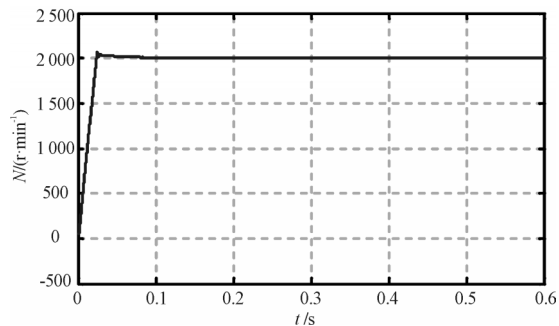


图6 灰色PID控制器转速曲线

常规PID控制转矩曲线图如图7所示。灰色PID控制转矩曲线图如图8所示。从图7和图8的比较中能够得到,灰色PID控制的转矩响应较常规PID控制明显要快并且短时间内就达到稳定。影响的抑制也非常明显。

电机启动后,在0.2 s时突加2 N·m负载时常规PID控制的转速曲线如图9所示。相同情况下,灰色PID控制转速曲线如图10所示。

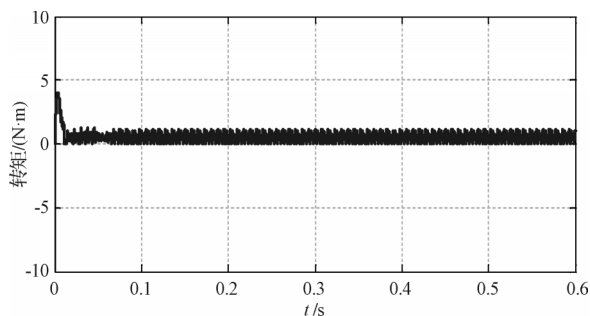


图7 常规PID控制转矩曲线图

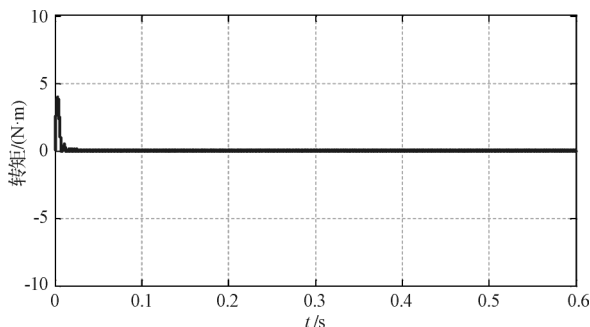


图8 灰色PID控制转矩曲线图

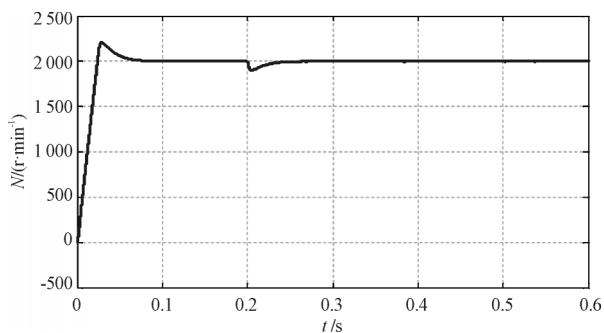


图9 负载突变时常规PID控制转速曲线

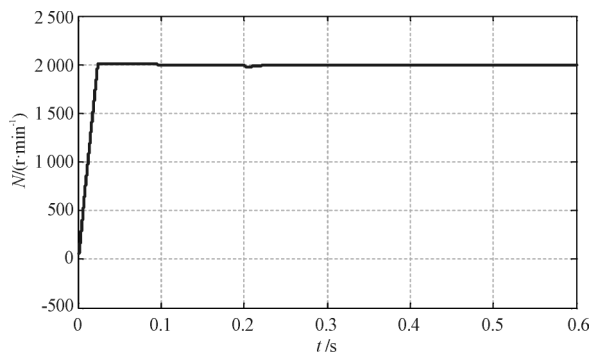


图10 负载突变时灰色PID控制转速曲线

通过图9和图10的比较能够得到,灰色PID控制

具备更好的自调节能力,对于负载扰动影响的抑制也非常明显。

## 6 结束语

本研究以无刷直流电机差速转向为背景,建立了无刷直流电机数学模型,采用了不需要太多的输入信息,同时简单而有效的灰色PID控制算法,设计出一个新式的智能车无刷直流电机差速转向控制系统。

由仿真结果得到结论,采用灰色PID控制算法的无刷直流电机调速系统随电机参数变化的变化很小,具备很高的鲁棒性及控制精度。该系统振荡时间短、转速变化平滑,它还有效地限制了负载扰动引起的速度波动,使得智能车能够平稳快速的入弯出弯以及行驶于弯道中。

## 参考文献(References):

- [1] 吴志红,朱文吉,朱 元. 电动车电子差速控制方法的研究[J]. 电力电子技术,2008(10):64-66.
- [2] 朱小春,董铸荣,贺 萍. 线控转向电动汽车运动控制系统的研究[J]. 机电工程,2014,31(6):779-782.
- [3] 蒲显坤,孔 鹏. 新型直驱式液压转向系统的研究[J]. 机械,2013(10):19-21,49.
- [4] 张 琛. 直流无刷电动机原理及应用[M]. 北京:机械工业出版社,1996.
- [5] 胡 双,马志云,周理兵,等. 永磁无刷直流电机系统建模研究[J]. 电工技术,2003(8):23-26.
- [6] 邓聚龙. 灰色控制系统[J]. 华中科技大学学报,1982,10(3):129-131.
- [7] 刘思峰,党耀国,方志耕,等. 灰色系统理论及应用[M]. 北京:科学出版社,2004.
- [8] 贺益康. 交流电机调速系统计算机仿真[M]. 杭州:浙江大学出版社,1993.
- [9] BUCHNIK Y, RABINOVICI R. Speed and Position Estimation of Brushless DC Motor in Very Low Speeds [C]. 23<sup>rd</sup> IEEE Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel, 2004:317-320.
- [10] XIA Chang-liang, ZHANG Mao-hua, WANG Ying-fa, et al. The direct torque control for permanent magnet brushless DC motors [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2008, 28(6):104-109.
- [11] 金 琨. 先进PID控制及其MATLAB仿真[M]. 北京:电子工业出版社,2004.

[编辑:洪炜娜]

## 本文引用格式:

秦 刚,张翔洲,周振东. 基于灰色PID控制的智能车差速转向系统研究[J]. 机电工程,2015,32(2):240-245.

QIN Gang, ZHANG Xiang-zhou, ZHOU Zhen-dong. Intelligent vehicle differential steering system and simulation based on Gray PID controller[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2015, 32(2):240-245.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>