

# 基于 DMC 预测控制算法的智能四驱车 控制器设计与仿真

吴莹莹, 丁肇红

(上海应用技术大学 电气与电子工程学院, 上海 201418)

**摘要:** 结合动态矩阵算法应用的条件和环境, 针对轮式四驱智能车系统进行运动学建模和线性化处理, 得到多变量智能车控制系统模型; 通过 3 种不同方法设计 MPC 控制器, 利用 MPC 的 DMC 算法实现了对智能车系统的运动控制; 分别基于阶跃响应模型和状态空间模型, 使用相关命令函数设计智能车系统的控制器, 利用 MATLAB 进行仿真实验, 验证了不同参数对阶跃响应性能的影响, 并确定最优参数; 同时, 使用 MATLAB 的 MPC TOOL 工具箱完成智能车控制系统的设计; 最后, 对 3 种方法的仿真结果进行了分析和比较, 进一步验证了 DMC 算法的可行性。

**关键词:** 动态矩阵控制; 模型预测; 智能车

## Design and Simulation of Four-wheel Drive Vehicle Controller Based on Dynamic Matrix Control Algorithm

Wu Yingying, Ding Zhaohong

(School of Electrical and Electronics Engineering, Shanghai Institute of Applied Technology, Shanghai 201418, China)

**Abstract:** In this paper, the dynamic matrix control algorithm (DMC) is explained and the conditions and environment of the application of DMC algorithm are clarified. First, the kinematics modeling and linearization of four-wheel drive intelligent vehicle system are made, and then the MPC controller is designed by three different methods. The control of the intelligent vehicle system is realized based on the DMC algorithm of MPC. According to the step response model and the state space model, some command function is applied to the controller design of the four-wheel drive vehicle system. In addition, the simulation experiment in MATLAB is carried out to verify the influence of different parameters on the step response performance, and the optimal parameters are determined. Meanwhile, the intelligent vehicle control system is designed by MPC TOOL toolbox of MATLAB. Finally, the simulation results of the three methods are analyzed and compared to verify the feasibility of the DMC algorithm.

**Keywords:** dynamic matrix control; model prediction; four-wheel drive intelligent vehicle

## 0 引言

智能车辆具有参数不确定性、时滞及高度非线性动态特性等特点, 是典型的多输入, 多输出复杂耦合动力学系统, 如何构建可处理其时滞及高度非线性等特性的运动控制方法是实现智能车辆自主行驶的重点和难点<sup>[1]</sup>。

文献 [2] 等人提出了横向自适应模糊滑模控制方法, 提高了智能车辆横向运动系统的控制精度和响应特性; 文献 [3] 提出基于线性时变预测模型的车辆横向自适应模型预测控制方法, 实现了车辆横向车道保持的功能, 可有效减低横向位置的偏差和实现较好的车道保持性能。

文献 [4-6] 提出基于输入-输出反馈线性化方法设计横向控制器的方案, 然而, 这是一种基于模型的控制方法,

这种方法最大的缺陷是它需要精确的对象动力学知识。文献 [7-8] 根据专家经验提出了模糊横向控制器, 但是根据专家经验得到的隶属函数和规则库会产生超调或稳态误差。文献 [9-10] 提出了一种遗传模糊控制策略, 并用遗传算法设计了隶属函数参数和规则库。但是, 该算法缺乏模糊控制系统稳定性分析的有效工具。

预测控制最早产生于实际的工业生产过程中, 其主要的思想方法是在 1978 年由 Richalet. J 等人在 1978 年提出的<sup>[11]</sup>。动态矩阵控制 (Dynamic Matrix Control—DMC) 是一种基于系统阶跃响应的预测控制算法, 是目前预测控制理论经常被采用的算法之一<sup>[12-14]</sup>。DMC 算法具有直接处理纯迟延对象的优点, 具备优良的跟踪特性, 并且对系统变化有较好的鲁棒特性, 在建模困难的工业过程控制中表现出了巨大的生命力。

文献 [15] 提出了一种基于动态矩阵控制优化的加热炉出口温度的 PI-PD 控制方法; 文献 [16] 设计了一种基于仿真对象的通用控制开发平台, 动态矩阵控制算法在该控制开发平台达到了比较理想的控制效果。但是, 由于忽略了扰动等不确定因素的影响, 控制对象表达过于简单, 因此后期

收稿日期: 2018-09-10; 修回日期: 2018-10-19。

基金项目: 上海市联盟计划项目资助 (LM201728, LM201769)。

作者简介: 吴莹莹 (1994-), 女, 河南商丘人, 研究生。主要从事机器人控制方向的研究。

丁肇红 (1966-), 女, 山东人, 研究生导师, 副教授, 主要从事智能控制与决策、系统建模方向的研究。

还需要大量的工作来完善平台的设计；文献 [17] 采用动态矩阵控制算法对燃煤锅炉的蒸汽压力回路进行控制器设计，引入了基于误差的反馈校正策略以克服实际控制中存在的干扰，并基于一阶惯性加滞后模型参数整定方法的研究，实现了参数整定；Chiara Foscoliano 等人提出了一种递归神经网络模型，并将动态矩阵控制作为控制生物反应器中含氮化合物的预测控制算法，测试了不同的预测控制器配置，研究了多变量预测控制器在活性污泥法中的应用<sup>[18]</sup>。

本文结合多变量轮式四驱智能车系统模型，提出了基于 DMC 预测控制的智能车运动控制算法，完成了智能车系统的控制器设计和相关仿真实验。

基于 DMC 预测控制的智能车运动控制算法，即保持了预测控制对复杂系统不确定环境的适应性较强，控制效果好、鲁棒性强等优，又结合了 DMC 算法优良的跟踪特性，使得控制器对系统变化有较好的鲁棒特性。

对于弱非线性系统，可采用工作点线性化的方法近似成线性系统，进而应用 DMC 算法；对于不稳定系统，采用的处理方式是先采用 PID 控制使得系统稳定，然后将 DMC 算法应用于系统的控制。因此，DMC 算法可适用于本文所研究的轮式四驱智能车系统。本文针对智能车运动系统的非线性、多变量、强耦合、参数不确定的等特点，对系统进行线性化处理，并将 DMC 预测控制算法应用于该系统的控制，其控制结构由预测模型、滚动优化和反馈校正三部分构成。

本文分别基于阶跃响应模型和状态空间模型，使用相关命令函数设计智能车系统的控制器，验证了不同参数对阶跃响应性能的影响，并确定最优参数。同时，使用 MPC TOOL 工具箱完成智能车控制系统的设计。最后，对 3 种方法的仿真结果进行了分析和比较，进一步验证了 DMC 预测控制算法应用于智能车运动控制系统的可行性。

### 1 系统结构及原理

四轮驱动的智能车是一种非线性、多变量、强耦合、参数不确定的复杂系统，是检验各种控制方法的一个理想装置，受到广大研究人员的重视。为了对其运动进行控制，需要对该智能车系统进行数学建模。

#### 1.1 运动学模型

汽车机器人其运动模型如图 1。

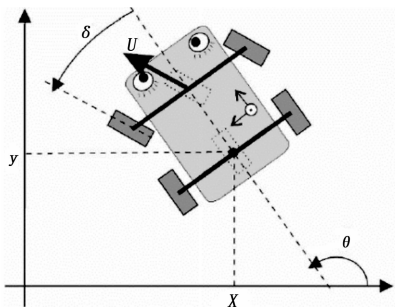


图 1 四驱汽车运动模型

模型中相关参数及意义如下： $L$  为前后轮间距离； $v_A(t)$  为两前轮中心点的速度； $v_M(t)$  为两后轮中心  $M$  点的速度； $\delta(t)$  为前轮转向角； $\theta(t)$  为车体航向角； $x(t)$  为后轮中心点  $M$  距  $X$  轴距离； $y(t)$  为后轮中心点  $M$  距  $Y$  轴距离。

假设两个轮子有相同的速度  $v$  (尽管在实际情况中，转弯时内轮比外轮慢)，一切情况似乎只在位于车轴中心线的两个虚拟轮子上发生。如图 2。

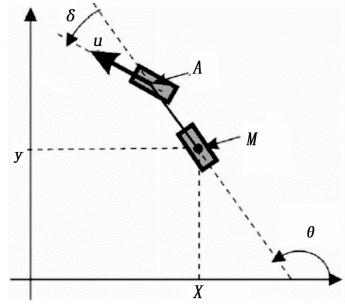


图 2 四驱汽车简化运动模型

由速度合成规则得：

$$v_M(t) = v_A(t) \cos\delta(t) \cos\theta(t) \tag{1}$$

系统演化的基本方程：

$$\dot{\theta}(t) = \frac{[v_A(t) \sin\delta(t)]}{L} \tag{2}$$

$$\dot{x}(t) = v_M(t) \cos\theta(t) \tag{3}$$

$$\dot{y}(t) = v_M(t) \sin\theta(t) \tag{4}$$

由于前轮加速度和前轮转角的角速度不能无穷大，所以有增补方程：

$$\dot{v}(t) = u_1(t) \tag{5}$$

$$\dot{\delta}(t) = u_2(t) \tag{6}$$

#### 1.2 自然坐标模型

自然坐标系的描述如下：原点：在被跟踪轨线上的某一被测到的点； $X$  轴：按右手定则垂直  $X$  轴； $Y$  轴：与过该被测点的切线重合，正方向与车体正方向相同。

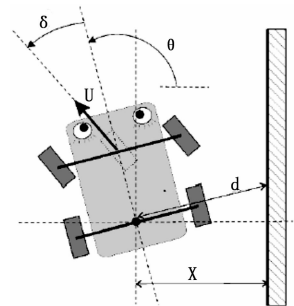


图 3 自然坐标系下的四驱汽车简化模型

如图 3 所示，在汽车的运动过程中，能给予直接控制的有两种：前轮的加速度和方向盘的角度。此处  $\delta$  表示前轮与汽车中轴线之间的夹角，也就是方向盘的角度；汽车的位置需要 3 个量来表示： $\theta$  为汽车中轴线与水平轴之间的夹角；汽车的位置  $(x, y)$  (汽车后桥中心的位置)；以及汽车方向盘角度  $\theta$ 。

当汽车在未知道路形状时, 且没有 GPS 可以定位时, 对汽车的模型进一步研究。此时, 没有了定位系统, 只能以自身建立坐标系,  $y$  失去了意义,  $x$  仍然是与边缘的距离, 将 (1) 式代入 (3) (4) 式, 并去掉  $y(t)$ , 得到:

$$\bar{x}(t) = v_A(t) \cos\delta(t) \cos\theta(t) \quad (7)$$

$$\bar{\theta}(t) = \frac{[v_A(t) \sin\delta(t)]}{L} \quad (8)$$

$$\bar{v}(t) = u_1(t) \quad (9)$$

$$\bar{\delta}(t) = u_2(t) \quad (10)$$

### 1.3 系统数学模型

取状态变量如下:

$$x_1(t) = x(t), x_2(t) = \theta(t), x_3(t) = v(t), x_4(t) = \delta(t)$$

输入变量为前轮加速度  $u_1(t)$  和前轮转角加速度  $u_2(t)$ 。输出变量为后轮中心点 M 距 X 轴距离  $y_1(t) = x(t) \sin\theta(t)$ , 前轮速度  $y_2(t) = v(t)$  和方向盘角度  $y_3(t) = \delta(t)$ 。故得到:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \\ \dot{x}_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 7/3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \\ \dot{x}_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_A(t) \cos\delta(t) \cos\theta(t) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & v_A(t) \sin\delta(t)/L \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ y_3(t) \\ y_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \sin\theta(t) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} \quad (13)$$

若在  $\dot{x} = (5, \pi/2, 7, 0), \dot{u} = (0, 0)$  附近线性化该系统, 并代入参数  $v_A = 7 \text{ km/h}, L = 3 \text{ m}$ , 此时具体的状态空间模型为:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \\ \dot{x}_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 7/3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ y_3(t) \\ y_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} \quad (15)$$

## 2 DMC 模型预测控制算法

动态矩阵控制算法是基于被控对象单位阶跃响应模型而建立的一种预测控制算法, 设计过程中采用固定格式, 控制

变量的最优值增量序列由二次型目标函数决定, 最优值求解通过改变二次型目标函数中的权系数阵来实现<sup>[19]</sup>。智能四驱车系统的 DMC 模型预测控制算法结构如图 4 所示。

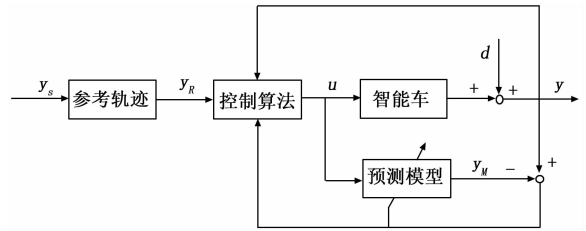


图4 智能车 DMC 结构示意图

在 DMC (Dynamic Matrix Control) 算法中, 不同时刻控制量的优化通过反馈校正和滚动优化环节实现, 以期输出响应逼近期望轨迹<sup>[20]</sup>。整个智能车动态矩阵控制算法是由预测、控制、校正三部分组成的, 该算法结构可用图 5 加以描述。

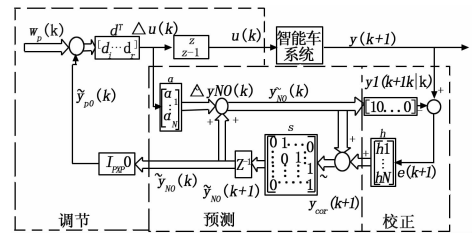


图5 SISO 动态矩阵控制算法结构图

如图 5 所示, 在每个采样时刻的控制增量  $\Delta u(k)$  由该时刻之后  $P$  个时刻的期望输出与预测输出相减所得的偏差向量与动态向量  $d^T$  点乘得到。该控制增量通过积分累加求出作用于被控对象智能车系统的控制量  $u(k)$ ; 该增量与阶跃响应向量  $a$  相乘, 计算出基于阶跃响应的系统预测输出  $\tilde{y}_{NO}(k)$ 。进入下一个采样时刻, 利用测量得到的系统实际输出  $y(k+1)$  与该时刻的预测值算出预测误差  $e(k+1)$ 。该预测误差与校正向量  $h$  相乘得到校正预测的输出值。校正后的预测输出  $\tilde{y}_{cor}(k+1)$  随时间发生移位, 将该值设定为该时刻的预测初值  $\tilde{y}_{NO}(k+1)$ 。 $z^{-1}$  表示时移算子, 如果把后一时刻重新定义为  $k$  时刻, 那么新时刻控制增量由预测初值  $\tilde{y}_{NO}(k)$  的前  $P$  个分量将与期望输出决定。如此循环, 整个过程将反复在线进行。

本文假设阶跃响应控制时域长度为  $M$ , 预测时域长度为  $P$ , 根据频率分辨率取时域截断长度为  $N$ 。基于阶跃响应的预测模型为式 (15):

$$\bar{y}_{ij}(k) = g_{ij}^s u_j(k-1) + \sum_{s=2}^N (g_{ij}^s - g_{ij}^{s-1}) u_j(k-s) \quad (16)$$

$i = 1, 2, \dots, m, j = 1, 2, \dots, n$

其中  $\bar{y}_{ij}(k)$  表示  $k$  时刻时, 第  $j$  个输入量对第  $i$  个输出量的影响,  $g_{ij}^s (s = 1, 2, \dots, N)$  表示第  $i$  个输出量对第  $j$  个输入量的第  $s$  个阶跃响应系数。则第  $i$  个模型输出为:

$$\bar{y}_i(k) = \sum_{j=1}^n \bar{y}_{ij}(k) \quad (17)$$

令  $e_i(k) = y_i(k) - \bar{y}_i(k)$ ，由于采用反馈校正，所以控制量被分为当前时刻及未来时刻未知控制量和过去时刻已知控制量。 $k$  时刻输出的  $P$  步预测为式 (17)：

$$Y_{pi}(k+1) = (y_{pi}(k+1), y_{pi}(k+2), \dots, y_{pi}(k+P))^T = \sum_{j=1}^n G_{ij} \Delta U(k) + \sum_{j=1}^n G_{ij}^0 U_j(k-1) + e_i(k) h_i \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (18)$$

将  $\Delta U_j(k)$  化成全量形式，得到式 (18)：

$$Y_{pi}(k+1) = \sum_{j=1}^n G_{ij} (S U_j(k) - a u_{ij}(k-1)) + \sum_{j=1}^n G_{ij}^0 U_j(k-1) + e_i(k) h_i \quad (19)$$

令： $R_{ij} = G_{ij} S, \gamma_{ij} = G_{ij} a$

则式 (18) 变为：

$$Y_{pi}(k+1) = \sum_{j=1}^n R_{ij} U_j(k) - \sum_{j=1}^n \gamma_{ij} u_j(k-1) + \sum_{j=1}^n G_{ij}^0 U_j(k-1) + e_i(k) h_i \quad (20)$$

设第  $i$  个过程的  $P$  步参数输出为式 (20)：

$$Y_{ri}(k+1) = (y_{ri}(k+1), y_{ri}(k+2), \dots, y_{ri}(k+P))^T \quad (21)$$

为了实现对参考轨迹的跟踪，应满足式 (21)：

$$\min J = \sum_{i=1}^m || Y_{pi}(k+1) - Y_{ri}(k+1) || \quad (22)$$

为使上式性能指标线性化，将式 (21) 改写成式 (22)：

$$\begin{cases} Y_{pi}(k+1) + D_{pi}^- + D_{pi}^+ = Y_{ri}(k+1) \\ \min D_{pi}^-, D_{pi}^+, i = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (23)$$

其中： $D_{pi}^+$  和  $D_{pi}^-$  表示相应维数的正、负偏差变量列向量，对此二向量求其最小指对其  $l_1$ -范数求最小。令：

$$b_{pi} = Y_{ri}(k+1) + \sum_{j=1}^n \gamma_{ij} u_j(k-1) - \sum_{j=1}^n G_{ij}^0 U_j(k-1) - e_i(k) h_i$$

结合式 (21) 和式 (22) 可得：

$$\begin{cases} \sum_{j=1}^n R_{ij} U_j(k) + D_{pi}^- - D_{pi}^+ = b_{pi} \\ \min D_{pi}^-, D_{pi}^+, i = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (24)$$

对控制施加幅值约束，不失一般性，假设控制幅值的下限为零，即：

$$0 \leq U_j(k) \leq u_{jmax} \beta, j = 1, 2, \dots, n \quad (25)$$

其中： $u_{jmax}$  为第  $j$  个控制的最大幅值， $\beta = (1, 1, \dots, 1)^T, 0 = (0, 0, \dots, 0)^T$ 。如果控制幅值的下限约束为负，则可通过坐标或利用线性规划变量非负化的方法使其为零，以满足单纯形法迭代寻优的要求<sup>[11]</sup>。对式 (24) 引入相应维数的正、负偏差变量列向量，使不希望偏差最小化，则式 (24) 可变为：

$$\begin{cases} S U_j(k) + D_{1j}^- - D_{1j}^+ = \Delta u_{jmax} \beta + a u_j(k-1), \min D_{1j}^+ \\ S U_j(k) + D_{2j}^- - D_{2j}^+ = \Delta u_{jmin} \beta + a u_j(k-1), \min D_{2j}^- \\ j = 1, 2, \dots, n \end{cases} \quad (26)$$

动态矩阵控制算法流程图如图 6 所示。

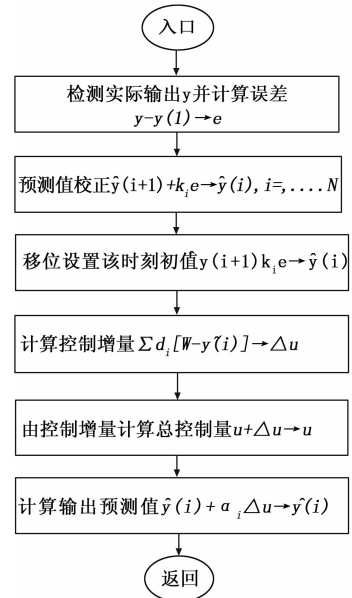


图 6 动态矩阵控制算法流程图

### 3 系统控制器设计

#### 3.1 基于阶跃响应模型的控制器设计

本章选择由第 2 章建立的四驱智能车数学模型，利用 MPC TOOL BOX 命令函数对控制器进行设计。MATLAB 提供了 MPC 状态空间模型的预测控制器设计功能对动态矩阵控制方法的支持，有关的函数能够基于阶跃响应模型的模型预测控制器设计与仿真。

针对四驱智能车系统，本文设计了输入/输出无约束的 MPC 控制器。在利用动态矩阵控制算法设计控制系统的时候，本课题通过对代码中参数试凑并结合工具箱及 Simulink 仿真的方法来确定 DMC 算法的参数值。

#### 3.2 基于 MPC TOOL 界面的控制器设计

MATLAB 的 MPC 工具箱具有强大的设计和分析功能，能够对预测控制中涉及的多种算法进行仿真验证。为了实现对四驱智能车系统的动态矩阵控制，完成通过命令函数实现 MPC 控制器设计之后，本文利用 MPC 模型预测控制工具箱对智能车系统进行控制器设计。

首先，建立智能车系统模型，确立状态空间表达式，并将 sys 函数导入 MPC 工具箱。基于 MPC 控制器的智能车系统 SIMULINK 模型如图 7。

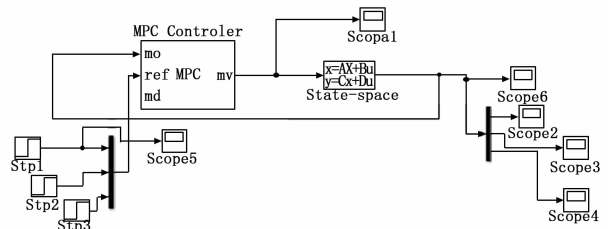


图 7 基于 MPC 控制器的四驱智能车系统控制仿真图

控制器参数模型设置为采样时间为 0.1，预测时段为 6。

控制时域为 2。无约束条件, 输入加权矩阵权值分别为 0.1, 0.05。输出误差权值分别为 0.95, 1, 1。设定点的信号类型为阶跃信号。

### 3.3 基于状态空间模型的控制器设计

在 MATLAB 模型预测控制工具箱中, 提供了 MPC 状态空间模型的预测控制器设计功能。针对四驱智能车系统, 本文设计了输入/输出无约束的状态空间模型预测控制器。取二次型性能指标的输出误差加权矩阵  $ywt$ ;  $uwt$  为二次型性能指标的控制量加权矩阵;  $M$  为控制时域长度;  $P$  为预测时域长度;  $tend$  为仿真的结束时间;  $r$  为输入设定值或参考轨迹; 无约束条件下,  $ulim = []$ ,  $ylim = []$ ;  $kest$  为估计器的增益矩阵;  $z$  为测量噪声;  $v$  为测量扰动;  $w$  为输出未测量扰动;  $wu$  为施加到控制输入的未测量扰动;  $y$  为系统响应;  $u$  为控制变量;  $ym$  为模型预测输出。

## 4 实验结果与分析

### 4.1 基于阶跃响应模型的控制器仿真分析

输出误差加权矩阵取  $[0.95 \ 1 \ 1]$ , 控制量加权矩阵取  $[0.1 \ 0.05]$ , 预测时域  $P$  取 6, 仿真时间为 4 s, 采样时间为 0.1 s, 控制时域  $M$  取 2。仿真结果如图 8。

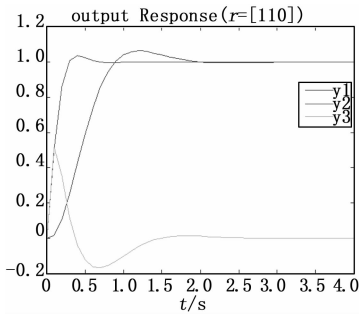


图 8 基于阶跃响应模型的 MPC 控制器阶跃响应曲线

调试过程中, 本论文对影响阶跃响应曲线的几个参数值进行了调试, 并对仿真结果进行分析。仿真过程中, 根据香农定理, 采样时间  $T=0.1$  s。由于系统不存在时滞, 所以不必考虑对象的时滞。为了保证系统的稳定性, 选择预测时域和输出加权矩阵的时候需满足一定的条件。

(1) 为了进一步分析预测时域对控制性能的影响, 本论文分别对  $P=6, 10, 20, 30$  的情况进行了仿真, 仿真结果如图 9 和图 10。

由仿真图 9 和图 10 可知, 预测时域  $P$  的大小对过程的稳定性和快速性有很大影响:  $P$  的取值越大, 系统越稳定, 但是其快速性将会越来越差。 $P$  取 6 时, 系统在 2 s 内达到稳定, 随着  $P$  的增加, 系统达到稳态时间不断增加, 取 30 的时候, 系统快速性较差。实际调试过程中发现, 虽然理论上  $P$  足够小, 即  $P=1$  时, 可以实现最优控制, 但是这种选择方式要求预测模型要足够准确。本论文选择的是经过线性化处理智能车模型, 若预测时域取得较小, 系统会出现模型失配的现象, 尤其是加入噪声干扰后, 系统的鲁棒性非常差。调试发现, 预测时域取值过大时, 虽然能保

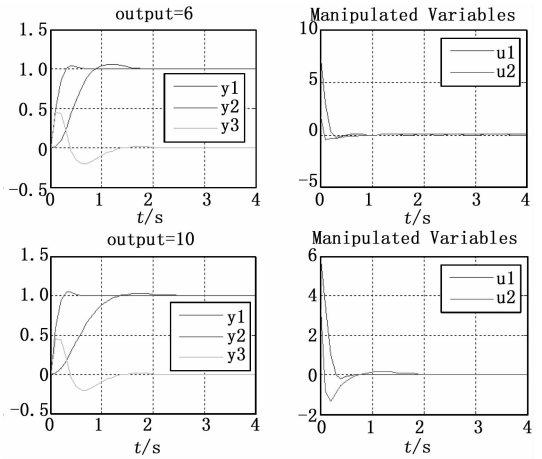


图 9 预测时域  $P$  参数影响仿真第一组结果

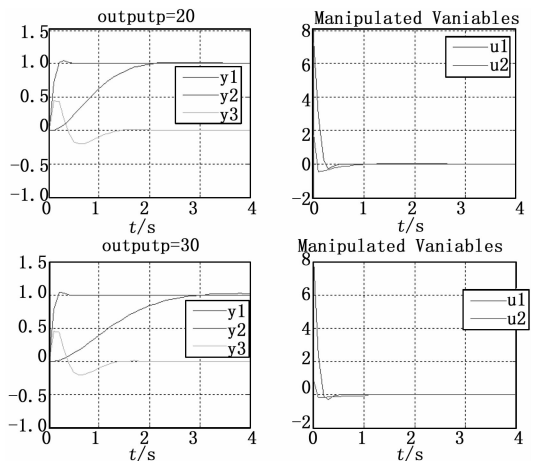


图 10 预测时域  $P$  仿真第二组结果

证系统的稳定性, 但是其动态响应会非常缓慢。因此根据智能车伺服对象的快速性和稳定性的要求, 本论文通过调试, 选择预测时域值为 6。

(2) 为了进一步分析控制时域对控制性能的影响, 本论文分别对控制时域  $M=2, 5, 10, 20$  的情况进行了仿真, 仿真结果如图 11 和图 12。

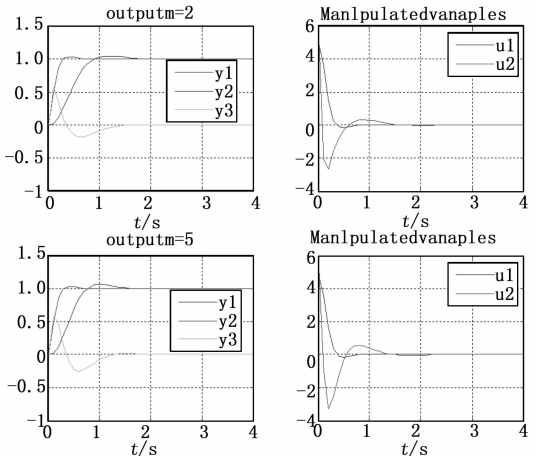


图 11 控制时域  $M$  仿真第一组结果

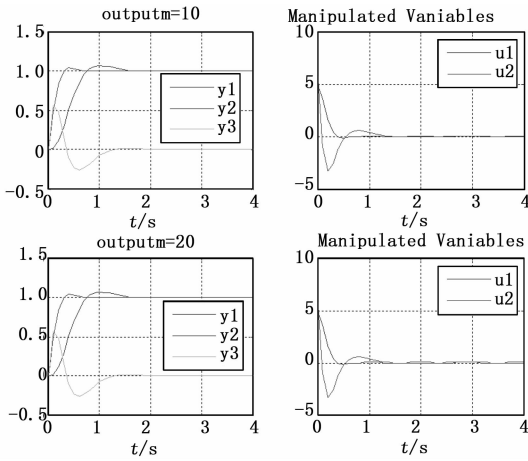


图 12 控制时域 M 仿真第二组结果

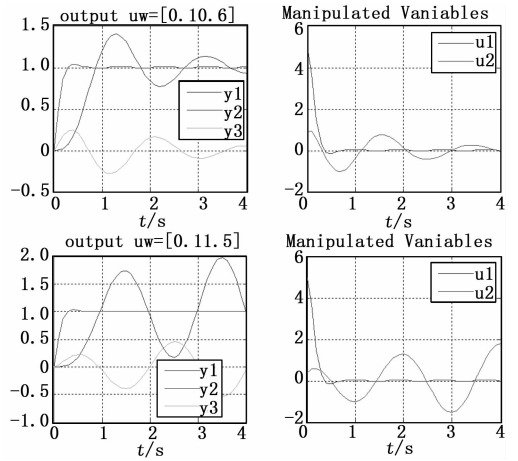


图 14 控制量加权矩阵仿真第二组结果

控制时域长度  $M$  在优化性能指标中表示所要确定的未来控制量的改变数目，即优化变量的个数。由仿真图 11 和图 12 可见，在预测时域长度  $P$  已知的情况下，控制时域长度  $M$  越小，各采样点的输出值跟踪期望输出的性能越差。 $M=2$  时，阶跃响应的超调虽然小于  $M=5$  时，但系统的响应速度较后者明显减慢。可见，对快速性要求不高的系统，控制时域取较小值，容易得到稳定的控制和较好的鲁棒性。同时，随着控制时域长度  $M$  的增大，系统的动态响应不断改善，系统的灵活性和快速性增加，但是系统的稳定性和鲁棒性会变差。为了兼顾快速性和稳定性，本论文的控制时域长度取 2。

(3) 为进一步分析控制量加权矩阵对控制性能的影响，本论文分别对控制量加权矩阵，即程序中的  $uw$  矩阵取  $[0.1 \ 0.05]$ ， $[0.1 \ 0.1]$ ， $[0.1 \ 0.6]$ ， $[0.1 \ 1.5]$  的情况进行了仿真，仿真结果如图 13 和图 14。

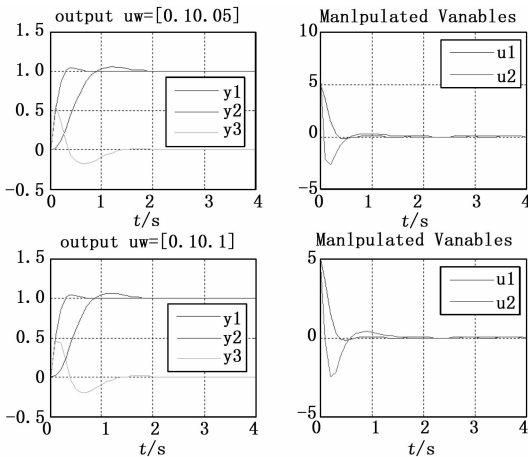


图 13 控制量加权矩阵仿真第一组结果

破坏。经调试，本论文控制量加权矩阵取  $[0.1 \ 0.05]$ 。

(4) 为了进一步分析输出误差加权矩阵对控制性能的影响，本论文分别对输出误差加权矩阵，即程序中的  $yw$  矩阵取  $[0.7 \ 1 \ 1]$ ， $[1.1 \ 1 \ 1]$ ， $[6 \ 1 \ 1]$ ， $[15 \ 1 \ 1]$  的情况进行了仿真，仿真结果如图 15 和图 16。

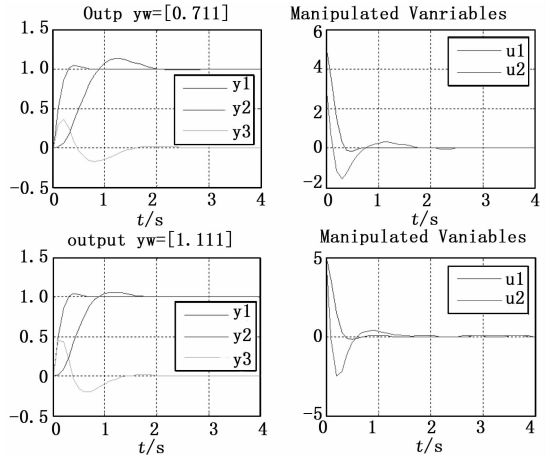


图 15 输出误差加权矩阵仿真第一组结果

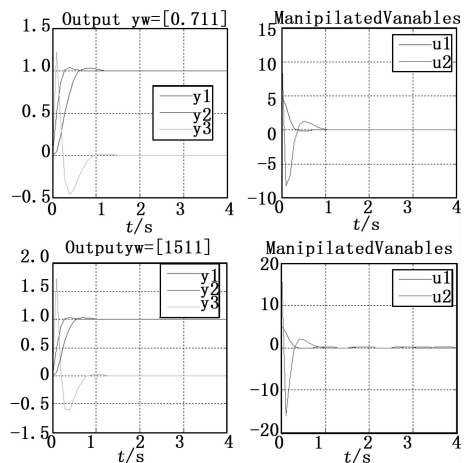


图 16 输出误差加权矩阵仿真第二组结果

控制量加权矩阵元素通常取相同的值，在调试过程中，不仅要保证系统的稳定性，也要减少控制量输入变化的剧烈程度上。根据控制经验，在实际选择控制量加权矩阵时，令其从零增加。由仿真图 13 和图 14 可见，如果控制量加权矩阵的元素取值过大，例如大于 0.6 时，系统稳定性被

由仿真图 15 和图 16 可见, 输出误差加权矩阵元素较小时, 系统的快速性较差。随着元素值增加, 系统的超调减小, 快速性增加。动态性能得到改善。调试过程发现, 如果输出误差过大, 会对其他输出变量造成较大影响。经试凑, 本论文输出误差加权矩阵取  $[0.95 \ 1 \ 1]$ 。

#### 4.2 基于 MPC TOOL 界面的控制器仿真结果

输出变量和输入变量仿真结果如图 17 和图 18。

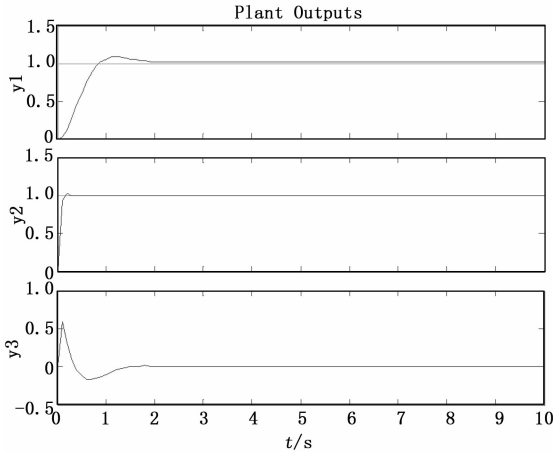


图 17 MPC 控制器阶跃响应曲线

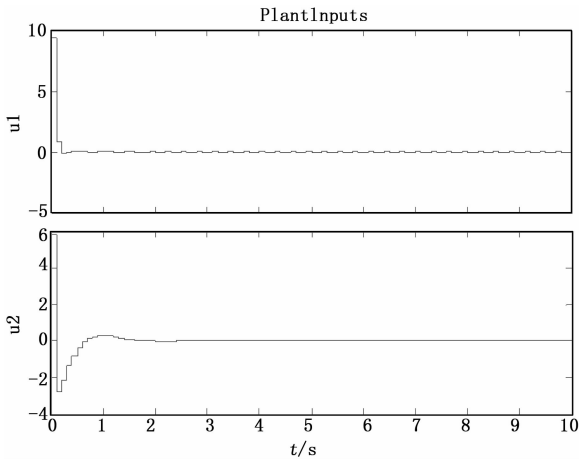


图 18 MPC 控制器输入变量曲线

由仿真结果可见, 利用工具箱可以对智能车系统实现 MPC 控制器设计, 达到良好的阶跃响应控制效果。

基于 MPC 控制器的四驱智能车系统的阶跃响应仿真结果如图 19。

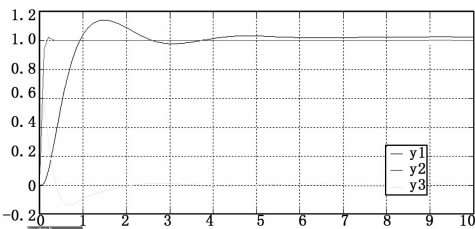


图 19 基于 MPC 控制器的四驱智能车系统仿真图

#### 4.3 基于状态空间模型的控制器设计仿真结果

仿真结果如图 20。

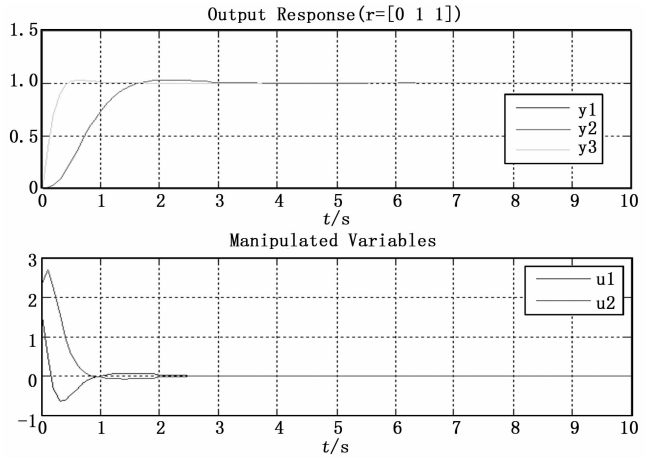


图 20 基于 MPC 状态空间模型控制器设计输出响应和操纵变量曲线

### 5 结束语

综合比较 3 种控制器的仿真结果, 利用输入输出无约束条件下的状态空间模型预测函数, 能够实现四驱智能车系统的动态矩阵控制器设计。通过对取二次型性能指标的输出误差加权矩阵进行参数调节, 可以使系统控制变量变化更平滑, 达到比基于阶跃响应模型的预测函数设计更加良好的控制效果。同时, 利用工具箱可以对智能车系统实现 MPC 控制器设计, 达到良好的阶跃响应控制效果。由此导出 MPC 控制器的工作空间, 进行下一步 SIMULINK 模型的搭建。由 Simulink 仿真波形图可见, 利用 MPC TOOL 工具箱进行控制其设计, 可以达到和代码编程设计相同的结果, 且可视化效果更好, 参数调试更便捷。

有关参数整定的仿真实验结果表明, 经过线性化处理的智能车模型, 若预测时域取得较小, 系统会出现模型失配的现象, 尤其是加入噪声干扰后, 系统的鲁棒性非常差。预测时域取值过大时, 虽然能保证系统的稳定性, 但是其动态响应会非常缓慢; 随着控制时域长度的增大, 系统的动态响应不断改善, 系统的灵活性和快速性增加, 但是系统的稳定性和鲁棒性会变差; 控制量加权矩阵元素取值过大, 会破坏系统稳定性; 输出误差加权矩阵元素较小时, 系统的快速性较差。随着元素值增加, 系统的超调减小, 快速性增加, 动态性能得到改善, 但如果输出误差过大, 会对其他输出变量造成较大影响。

#### 参考文献:

[1] 郭景华, 李克强, 罗禹贡. 智能车辆运动控制研究综述 [J]. 汽车安全与节能学报, 2016, 7 (2): 151-159.  
 [2] Guo J H, Li L H, Li K Q, et al. An adaptive fuzzy-sliding lateral control strategy of automated vehicles based on vision navigation [J]. Vehicle System Dynamics, 2013, 51 (10): 1502-1517.  
 [3] Chen B C, Luan B C, Lee K. Design of lane keeping system using adaptive model predictive control [A]. IEEE International Conference on Automation Science and Engineering [C]. IEEE,

2014; 922 - 926.

[4] Rajamani R, Zhu C, Alexander L. Lateral control of a backward driven front-steering vehicle [J]. *Control Engineering Practice*, 2003, 11 (5): 531 - 540.

[5] Netto M, Blosseville J M, Lusetti B, et al. A new robust control system with optimized use of the lane detection data for vehicle full lateral control under strong curvatures [A]. *IEEE Intelligent Transportation Systems Conference [C]*. IEEE, 2006: 1382 - 1387.

[6] Sotelo M A. Lateral control strategy for autonomous steering of Ackerman-like vehicles [J]. *Robotics & Autonomous Systems*, 2003, 45 (3): 223 - 233.

[7] Hodge N E, Shi L Z, Trabia M B. A distributed fuzzy logic controller for an autonomous vehicle [J]. *Journal of Field Robotics*, 2004, 21 (10): 499 - 516.

[8] Raimondi F M, Melluso M. Fuzzy motion control strategy for cooperation of multiple automated vehicles with passengers comfort [J]. *Automatica*, 2008, 44 (11): 2804 - 2816.

[9] Onieva E, Naranjo J E, Alonso J. Automatic lateral control for unmanned vehicles via genetic algorithms [J]. *Applied Soft Computing Journal*, 2011, 11 (1): 1303 - 1309.

[10] Guo J, Hu P, Li L, et al. Design of Automatic Steering Controller for Trajectory Tracking of Unmanned Vehicles Using Genetic Algorithms [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2012, 61 (7): 2913 - 2924.

[11] Rouhani R, Mehra R K. Model algorithmic control (MAC);  
(上接第 82 页)

表 1 位置跟踪实验数据

算法	误差/(mm)		
	误差均值	最大绝对值	累积误差
PID	0.022 8	0.041 5	12.556 3
ADRC	0.012 4	0.023 5	5.426 3

### 5 结束语

本文设计了基于 STM32 的贴片机电控系统, 控制系统结构简单, 运行稳定, 相比市面上复杂的贴片机电控系统有着更好的操作性和可靠性。针对贴片机电系统高速、高精度的要求, 本文解决了 X, Y 轴高精度的位置跟踪控制, 该系统在运动控制器的设计中采用了具有干扰估计补偿的自抗扰控制器, 较好的处理了因系统快速启停引起抖动等未知内外干扰的影响, 通过与传统 PID 控制比较, 表明了所设计控制器具有较好的控制性能。

#### 参考文献:

[1] 王洪洋, 李述. 自动化贴片机电系统设计与实现[J]. *微电机*, 2017, 50(9): 79 - 82.

[2] 张辉. SMT 表面贴装技术工艺应用探讨[J]. *轻工科技*, 2015, 31(3): 99 - 100.

[3] 王天曦, 王豫明. 贴片机电及其应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2011.

[4] 李记叶. SMT 贴片机电控制系统的硬件设计与调试以及协调控制方法探讨[D]. 苏州: 苏州大学, 2011.

basic theoretical properties [M]. Pergamon Press, Inc. 1982: 401 - 414.

[12] 陈增强, 袁著社, 李玉梅, 等. 工业锅炉的加权预测白校正控制 [J]. *自动化学报*, 1993, 19 (1): 46 - 53.

[13] Mahfouf M, Linkens D A, Asbury A J, et al. Generalized Predictive Control (GPC) in the Operating Theatre [J]. *IEE Proc. D*. 1992, 139 (4): 404 - 420.

[14] Mercangoz M, Doyle F J. Distributed Model Predictive Control of an experimental four-tank system [J]. *Journal of Process Control*, 2007, 17 (3): 297 - 308.

[15] 李海生. 基于预测控制优化的 PI-PD 控制研究 [D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2015, 15 - 25.

[16] 贺敏超. 基于仿真对象的通用控制开发平台设计 [D]. 北京: 北方工业大学, 2015.

[17] 李俊利, 杨绍武, 袁平, 等. 基于动态矩阵控制的燃煤锅炉蒸汽压力控制 [J]. *控制工程*, 2016, 23 (11): 1685 - 1689.

[18] Chiara Foscoliano, Stefania Del Vigo, Michela Mulas, et al. Predictive control of an activated sludge process for long term operation [J]. *Chemical Engineering Journal*, 2016, 304 (11): 1031 - 1044.

[19] 李培德. 动态矩阵控制算法 [J]. *工业控制计算机*, 1994 (4): 8 - 10.

[20] 郭伟, 夏友亮, 周丽, 等. 多变量动态矩阵控制算法研究 [J]. *计算机仿真*, 2014, 31 (8): 360 - 363.

[5] 汤雄, 肖曙红, 田甜. 高速高效贴片机控制系统设计与实现 [J]. *机械与电子*, 2013(7): 44 - 47.

[6] 孙斐. 基于 PLC 的贴片机控制系统 [J]. *信息技术*, 2012, 36 (9): 91 - 93.

[7] 彭志聪, 易思伟, 龙绪明. 基于 DSP 的贴片机运动控制设计 [J]. *电子工艺技术*, 2011, 32(5): 265 - 267.

[8] 王国庆, 张善交, 王红军, 等. 桌面型贴片机可编程自动化控制器研究 [J]. *机械设计与制造*, 2015(7): 257 - 260.

[9] Yu J Q, Qian W T, Wang G Q. Study on an integrated development environment for PAC with complete intellectual property [J]. *Applied Mechanics and Materials, IEEE*, 2012(135 - 136): 944 - 945.

[10] Wang G Q, Ye H, Qu J. A multi-core heterogeneous programmable automation controller system of construction machine [J]. *Telkomnika Indonesian Journal of Electrical Engineering, IEEE*, 2013, 11(12): 7230 - 7234.

[11] 王洪洋, 李述. 自动化贴片机电系统设计与实现 [J]. *微电机*, 2017, 50(9): 79 - 82.

[12] 金耀初, 蒋静坪. 最优模糊控制的两种设计方法 [J]. *中国电机工程学报*, 1996(3): 201 - 204.

[13] 汪海燕, 李娟娟, 张敬华. 自适应模糊 PID 控制的无刷直流电机及仿真 [J]. *微电机(伺服技术)*, 2003(4): 14 - 17.

[14] 刘明晓, 龙绪明. 基于 BP 神经网络的贴片机运动精度控制 [J]. *计算机测量与控制*, 2014, 22(12): 3973 - 3975.

[15] 刘明晓, 龙绪明, 罗爱玲, 等. 贴片机 X/Y 轴快速高精度定位的实现. *现代电子技术*, 2014, 37(17): 157 - 159.

[16] 韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.