

# 一种两轮轮式机器人点镇定智能控制实现

王 牛<sup>1</sup>, 李祖枢<sup>1,2</sup>

(1. 重庆大学 智能自动化研究所, 重庆 400044; 2. 重庆工学院 人工智能系统研究所, 重庆 400050)

**摘要:** 针对实际RoboCup机器人, 分析了采用双闭环轮速跟随电机执行系统的两轮轮式移动机器人的数学模型, 考虑了实际电机系统必然存在的速度饱和、加速度饱和限制对点镇定控制的影响, 基于动觉图式的仿人智能控制理论, 提出了一种两轮轮式机器人点镇定的分段比例智能控制器, 利用遗传算法整定了控制器的参数. 比较了比例控制器, 比例余弦控制器和提出的智能控制器的仿真控制效果, 并在实际RoboCup机器人上有效实现了提出的控制器. 仿真和实际系统实验都证明了该控制器的有效性.

**关键词:** 点镇定; 仿人智能控制; 参数整定; 全自主足球机器人

**中图分类号:** TP273      **文献标识码:** A

## Realization of point stabilization intelligence control for two-wheel robot

WANG Niu<sup>1</sup>, LI Zu-shu<sup>1,2</sup>

(1. Institute of Intelligent Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, China;

2. Institute of Artificial Intelligence System, Chongqing Institute of Technology, Chongqing 400050, China)

**Abstract:** For the practical two-wheel RoboCup robot, we analyze the mathematical model of its double closed-loop controlled DC motor system. The existing saturations in velocity and acceleration are considered. Based on the human simulated intelligence control(HSIC) with Sensory-Motor Intelligence Schema, we propose a multisection proportion-controller for the point stabilization of the two-wheel robot; the parameters of the controller are obtained by using the genetic algorithm(GA). The simulation results of the three controllers we designed—proportion-controller, proportion-cosine-controller and the HSIC-controller are compared. The HSIC controller is applied to the practical RoboCup robot; the validity of the HSIC-controller is confirmed in the simulation and the real experimentation.

**Key words:** point stabilization; human simulated intelligence control; parameter tuning; full-autonomous soccer robot

### 1 引言(Introduction)

到定点的问题是机器人底层控制的基本问题, 即点镇定问题. 点镇定问题描述如下<sup>[1]</sup>:

给定任意位置 $P_r : (x, y)$ , 设计机器人速度控制输入 $v_c = f_c(e, w, K, t)$ , 其中 $e, w, K$ 为位置误差, 参考速度矢量和控制增益矢量, 为使得 $\lim(P_r - P_c) = 0$ , 计算力矩 $\tau(t)$ 使 $t \rightarrow \infty$ 时,  $v_r \rightarrow v_c$ .

由于两轮轮式机器人存在非完整运动约束, 使其包括点镇定控制在内的运动控制具有挑战性, 尽管非完整系统是开环可控的, 但通过设计可微或连续的时不变纯状态反馈控制律不能将其镇定到期望位姿上. 因此对于非完整约束轮式移动机器人的控制问题, 就主要集中在设计光滑或分段光滑的时变状态反馈控制律和不连续的时不变状态反馈控制律两

方面上<sup>[2,3]</sup>. 文献[4,5~8]等借助非线性控制理论或反馈线性化等方法分别设计了不同的光滑时变或非连续的反馈控制律, 其方法即构造微分同态映射或选择合适的输入输出函数, 将一个具有非完整约束的系统转变为链式系统或一个线性的解耦的系统, 从而再设计其满足性能要求的控制律, 文献[9]指出这些控制方法结构复杂, 收敛速度慢, 并进一步提出一种基于人工势场进行导向与控制的非连续位姿镇定方法, 考虑了速度饱和限制和电机输出力矩的影响, 取得了良好的效果. 文献[10]考虑了加速度约束条件下的非完整移动机器人运动控制. 上述方法在相关论文中主要提供了仿真实验的情况, 没有提及在实际系统运用的结果.

实际机器人控制中常采用的是经典的比例(P)控

制及其基础上改进的比例余弦(P-COS)控制<sup>[11]</sup>. P控制采用如下控制率:

$$\begin{cases} v_R = k_d \times e_d + (k_\theta \times e_\theta), \\ v_L = k_d \times e_d - (k_\theta \times e_\theta). \end{cases} \quad (1)$$

对于P控制在不考虑速度和加速度饱和限制在内的一些限制条件下, 可以采用Lyapunov方程判定系统具有渐进稳定性, 但是固定增益 $k_d$ ,  $k_\theta$ 的P控制中, 过大的增益会在大偏差情况下出现失控, 而对于小偏差情况下又会出现爬行现象, 而加上积分环节会降低系统稳定性, 也不利于随动控制.

比例余弦(P-COS)控制采用余弦项一定程度上解决了角度与速度的配合控制问题, 其控制率如下:

$$\begin{cases} v_R = k_d \times e_d \cos e_\theta + (k_\theta \times e_\theta), \\ v_L = k_d \times e_d \cos e_\theta - (k_\theta \times e_\theta). \end{cases} \quad (2)$$

但采用单一比例余弦控制仍然难以解决单一比例控制算法存在的增益参数不适用于所有目标点的问题, 也没有深入考虑机器人运动执行系统对于控制的影响问题.

本文考察了一种具有典型双闭环轮速跟随运动执行系统的实际RoboCup机器人, 运用仿人智能控制理论, 设计并实现了一种多模态切换点镇定控制器; 利用遗传进化算法, 在有效建立实际两轮轮式RoboCup机器人运动系统模型基础上, 整定了控制器参数.

## 2 被控对象及其模型(The model of controlled object)

笔者在文献[12]中提出了典型双闭环轮速跟随电机系统的数学模型, 并给出了具体参数整定方法. 在以上基础上笔者在文献[13]中详细讨论了具有典型双闭环轮速跟随系统两轮轮式机器人的运动执行系统数学模型. 如图1, 该模型由左轮右轮双闭环轮速跟随电机系统数学模型( $G_L$ ,  $G_R$ )和运动模型 $G_M$ 三个模块构成.  $G_L$ 和 $G_R$ 的输入分别为左右轮移动速度给定,  $U = [u_R, u_L]^T$ 输出为轮的线速度. 在不考虑轮的滑动等因素的情况下, 轮的线速度与轮速相等(为方便叙述, 本文用术语“轮速”代表“轮转动导致的水平运动速度”), 轮的转速和其轮速间的关系:

$$v = l \cdot \pi D \cdot n. \quad (3)$$

其中:  $v$ 为轮速,  $n$ 为轮的转速,  $l$ 为变速机构的转速比,  $\pi D$ 为轮周长. 从而输入输出描述为

$$V = \begin{bmatrix} v_R \\ v_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_R & 0 \\ 0 & G_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_R \\ u_L \end{bmatrix}. \quad (4)$$

$G_M$ 为两轮机器人的运动学模型. 机器人运动是由于两个轮转动引起的机器人位置和机器人朝向(合称机器人位姿)变化. 运动学模型完成两轮轮速到机器人位姿的变换. 输入为轮速向量:  $V = [v_R, v_L]^T$ 输出为机器人的位姿向量:  $P = [x, y, \theta]^T$ 机器人的运动学方程为

$$\dot{P} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 \\ \sin \theta & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 \\ 1/L & -1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_R \\ v_L \end{bmatrix}. \quad (6)$$

其中:  $v, w$ 为线速度, 角速度;  $L$ 为机器人两轮轮距;  $v_R$ 为右轮线速度;  $v_L$ 为左轮线速度. 由(4)(5)(6)方程可以得到TWMR驱动系统完整描述:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta/2 & \cos \theta/2 \\ \sin \theta/2 & \sin \theta/2 \\ 1/L & -1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_R & 0 \\ 0 & G_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_R \\ u_L \end{bmatrix}, \\ \dot{P} = G_M \begin{bmatrix} G_R & 0 \\ 0 & G_L \end{bmatrix} U. \end{cases} \quad (7)$$

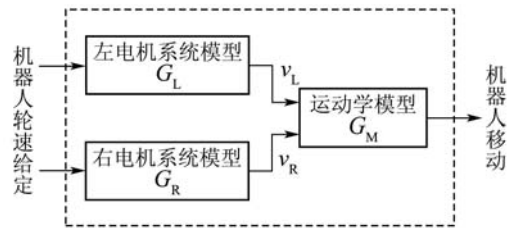


图1 系统模型

Fig. 1 System model

$G_L$ 和 $G_R$ 为双闭环轮速跟随电机系统模型, 在恒定负荷情况下, 可由如下状态和输出方程来描述:

1) 状态方程.

$S_1$ 状态: 系统处于积分达到饱和上限 $+\beta$ 的非线性段,  $\dot{x}_2 = +\beta$ 且 $u \geq u^*$ . 状态方程描述如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = \beta, \\ \dot{x}_1 = (\beta - Ku + \alpha KT_2 x_2)/T_1; \end{cases} \quad (8)$$

$S_2$ 状态: 系统处于线性段 $|\dot{x}_2| < \beta$ . 状态方程描述如下:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + Bu = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \\ & \begin{bmatrix} 0 & -\alpha T_2 \\ T_1 & -\alpha K T_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ K \end{bmatrix} u; \end{aligned} \quad (9)$$

$S_3$ 状态: 系统处于积分达到饱和下限 $-\beta$ 的非线性

段,  $\dot{x}_2 = -\beta$ 且 $u \leq u^*$ . 状态方程描述如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = -\beta, \\ x_1 = (-\beta - Ku + \alpha KT_2 x_2)/T_1. \end{cases} \quad (10)$$

2) 输出方程:

$$y = CX = v = [0 \ T_2] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

方程中输入为给定轮速 $u$ , 输出为系统的实际轮速 $v$  (也就是变量 $y$ ),  $X$ 为状态向量, 状态变量 $x_1$ 和 $x_2$ , 其他的模型参数均为常数(详细含义见文献[12,13]), 需要说明的是 $x_2$ 的变化率限制体现了轮速的加速度限制. 另外对于这些模型参数左右两个电机系统往往存在差异. 系统的仿真乃至控制器的设计应考虑上述问题, 文献[13]利用上述模型对实际系统点镇定运动过程仿真取得了良好效果.

3) 状态在各状态切换时是保持连续变化的. 限于篇幅, 本文对上述方程不作详细介绍, 方程中输入为给定轮速 $u$ , 输出为系统的实际轮速 $v$ (也就是变量 $y$ ),  $X$ 为状态向量, 有两个状态变量 $x_1$ 和 $x_2$ , 其他的模型参数均为常数(详细含义见文献[12,13]), 需要说明的是 $x_2$ 的变化率限制, 正体现了轮速的加速度限制. 另外对于这些模型参数左右两个电机系统往往存在差异. 对于系统的仿真乃至控制器的设计必须考虑上述问题, 文献[13]详细讨论了这个问题, 对于实际系统的点镇定运动过程的仿真取得了很好的效果.

### 3 基于动觉图式的仿人智能控制理论(Sensory-motor intelligence schema human simulated intelligence control)

基于动觉智能图式的仿人智能控制理论是结合图式理论和前期仿人智能控制理论<sup>[11]</sup>. 动觉智能总图式可以用三元组给予描述:  $S_{KG} = \langle S_P, S_M, S_A \rangle$ , 式中:  $S_P$ 为感知图式集,  $S_M$ 为运动图式集,  $S_A$ 为关联图式集.

1) 感知图式负责获取并处理外界环境的传感信息和自身内部的状态信息, 通过特征识别, 形成对客观环境和自身状态的认知. 感知图式可以用一个五重序元关系来描述, 即 $S_P = \langle R, Q, K, \otimes, \Phi \rangle$ . 其中:  $R \in \Sigma^n$ 是输入信息集,  $Q \in \Sigma^m$ 为特征基元集;  $K \in \Sigma^r \times m$ 为关系矩阵,  $\otimes$ 为运算符,  $\Phi \in \Sigma^r$ 为特征模型集. 特征模型作为相关运动图式或关联图式的激活信号.

输入信息集可表示为:  $R = \{r_1, r_2, \dots, r_n\}$ . 其中 $r_i$ 为第 $i$ 个输入变量. 常用的输入变量有被控量的误差 $e$ , 误差的导数 $\dot{e}$ , 误差的峰值 $e_w$ , 被控体的速

度 $v$ , 加速度 $a$ 等.

特征基元集 $Q \in \Sigma^m$ 可以组成为特征基元向量:

$$Q = [q_1, q_2, \dots, q_m]^T.$$

特征基元通过“与”, “或”等运算构成系统的高阶感知图式—特征模态. 特征模态集构成特征模型 $\Phi \in \Sigma^r$ , 表示为:  $\Phi = \{\phi_1, \dots, \phi_i, \dots, \phi_r\}$ . 特征模型 $\Phi \in \Sigma^r$ 与特征基元向量 $Q \in \Sigma^m$ 的关系可以表示为:

$$\Phi = K \otimes Q, \text{ 即 } \phi_i = K_i \otimes Q = \bigcap_{j=1}^m k_{ij} q_j \in \Sigma^r.$$

式中, 关系矩阵 $K \in \Sigma^r \times m$ 中的元素 $k_{ij}$ 值可取 $-1, 0, 1$ 三个值, 分别表示取反、取零和取正. 符号 $\otimes$ 表示一种“与”矩阵相乘关系, 即组成特征模态的各特征基元之间是“与”的关系.

2) 运动图式基于外界环境的刺激信息和自身内部的状态信息构造了多个控制模态.

运动图式群可以用如下一个五重序元关系来描述, 即:  $S_M = \langle R, P, L, \Psi, U \rangle$ .

式中:  $R \in \Sigma^d$ 为输入信息集;  $P \in \Sigma^n$ 为系统的控制模态基元集;  $L \in \Sigma^p \times n$ 为关系矩阵或者是协调与冲突调解规则集;  $\Psi \in \Sigma^p$ 为控制模态集;  $U$ 为控制输出.

由控制模态基元集 $P \in \Sigma^n$ , 可以构成控制模态基元向量:  $P = [p_1, p_2, \dots, p_n]^T$ , 即每一个控制模态基元都是输入信息的函数 $p_i = f(R)$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ . 模态控制基元集中的元素又可以通过融合运算构成控制模态. 设控制模态集 $\Psi \in \Sigma^p$ 为 $\Psi = \{\psi_1, \dots, \psi_i, \dots, \psi_p\}$ . 控制模态集 $\Psi \in \Sigma^p$ 表现为控制输出 $U$ 与输入信息 $R$ 之间定性或定量的关系, 可以表示为:

$$\Psi : U = L \cdot P; \psi_i = L_i \cdot P = \{u_i = \sum_{j=1}^n l_{ij} p_j\} \in \Sigma^p.$$

式中:  $L \in \Sigma^p \times n$ 为模态基元之间的关系矩阵, 其中元素 $l_{ij}$ 取值为 $-1, 0, 1$ , 分别表示取反、取零和取正.

3) 关联图式实现了感知图式到运动图式之间映射. 感知图式与运动图式之间的关联图式即动态协调的启发与直觉推理规则集 $\Omega$ 可以用产生式规则来描述.

$$\begin{aligned} \Omega : \Phi &\xrightarrow{H} \Psi, \Omega = \{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_r\}, \\ \omega_i &= \{\text{if } \bigcup_j^{h_j(x)} \phi_{ij} \text{ then } \psi_i\} \in \Sigma^r, \\ x \in q, h_i(x) &= C_q^y, 1 \leq y \leq q. \end{aligned}$$

式中:  $x$ 表示特征模态 $\Phi_i$ , ( $i = 1, 2, \dots, q$ )的标号,

$h_i(x)$ 表示特征模型 $\Phi$ 中特征模态的标号集 $h_i(q)$ 的一个子集,它由 $y$ 个元素组成.子集中的元素为 $h_i(q)$ 中任意 $y$ 个元素的组合,即 $h_i(x)$ 表示特征模型 $\Phi$ 中的 $q$ 个特征模态中,取 $y$ 个模态的组合.它说明从 $\Phi$ 到 $\Psi$ 之间的映射可能是1对1,或多对1的关系.

基于动觉智能图式的仿人智能控制理论在以上概念的基础上建立了较为完整的控制器设计理论,在包括实物二级倒立摆控制在内的多种难控对象的控制问题上取得了很好效果.对于该理论的详细内容限于篇幅请参阅相关文献.本文将直接利用其理论成果完成对具有典型双闭环轮速跟随运动执行系统的实际RoboCup机器人的控制器设计.

#### 4 控制器的设计和参数整定(Controller design and parameter tuning)

##### 4.1 控制器设计(The design of controller)

设计思想:将机器人与目标的相对距离、机器人朝向和机器人到目标的角度作为运动控制的依据,将整个运动过程划分为不同的模态,针对每个模态采用不同的控制器.

1) 感知图式 $S_p = (R, Q, K, \otimes, \Phi)$ .

输入信息:当前机器人位姿 $R \in \Sigma^n$ ,有3个输入量 $n = 3$ . $R = [r_1 \ r_2 \ r_3] = [x \ y \ \theta]$ .特征信息提取: $[e_d \ e_\theta]^T$ ,其中距离偏差 $e_d$ 为目标点相对于机器人的距离,角度偏差 $e_\theta$ 为目标点相对于机器人的方向角,由式(12)给出.在一个惯性全局坐标系下,式(12)中 $(x, y, \theta)$ 为机器人位姿, $(x_{tar}, y_{tar})$ 为目标点坐标.

$$\begin{cases} e_d = \sqrt{(y_{tar} - y)^2 + (x_{tar} - x)^2}, \\ e_\theta = a \tan 2(y_{tar} - y, x_{tar} - x) - \theta. \end{cases} \quad (12)$$

特征基元集 $Q \in \Sigma^m$ 是对特征信息空间 $S$ 进行的某种形式的划分:

$$Q = \{q_1 | e_d \geq d_1, q_2 | e_d < d_1, q_3 | |e_\theta| \geq \theta_1, q_4 | |e_\theta| < \theta_1, q_5 | |e_\theta| \geq \theta_2, q_6 | |e_\theta| < \theta_2\}. \quad (13)$$

通过关联矩阵 $K$ 和算子 $\otimes$ 得到特征模型:

$$K = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$\phi_i = K_i \otimes Q = \bigcap_{j=1}^m k_{ij} q_i \in \Sigma^r, \quad (15)$$

$$\Phi = K \otimes Q =$$

$$\{\phi_1 | e_d \geq d_1 \cap |e_\theta| \geq \theta_1, \phi_2 | e_d \geq d_1 \cap \theta_1 > |e_\theta| \geq \theta_2, \phi_3 | e_d \geq d_1 \cap |e_\theta| < \theta_2, \phi_4 | e_d < d_1\}. \quad (16)$$

图2显示了在第一象限内的特征模态.

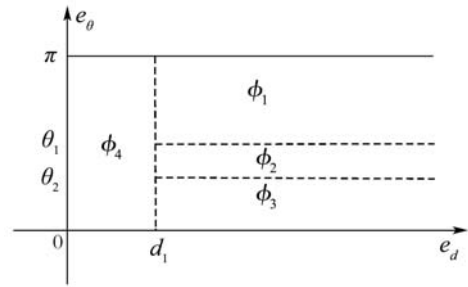


图2 特征模态

Fig. 2 The characteristic mode

2) 运动图式 $S_M = (R, P, L, \Psi, U)$ .

输入变量: $R = [r_1 \ r_2 \ r_3] = [x \ y \ \theta]$ .控制模态基元集:考虑

$$\begin{bmatrix} v_R \\ v_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & L/2 \\ 1 & -L/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix},$$

令:

$$a_1 = p_1 \begin{bmatrix} v_R \\ v_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & L/2 \\ 1 & -L/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} 1 & L/2 \\ 1 & -L/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ k_1 e_\theta \end{bmatrix},$$

$$a_2 = p_2 \begin{bmatrix} v_R \\ v_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & L/2 \\ 1 & -L/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} 1 & L/2 \\ 1 & -L/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ k_2 e_\theta \end{bmatrix},$$

$$a_3 = p_3 \begin{bmatrix} v_R \\ v_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & L/2 \\ 1 & -L/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} 1 & L/2 \\ 1 & -L/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_3 \\ k_3 e_\theta \end{bmatrix},$$

$$a_4 = p_4 \begin{bmatrix} v_R \\ v_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & L/2 \\ 1 & -L/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} 1 & L/2 \\ 1 & -L/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_4 e_d \\ k_5 e_\theta \end{bmatrix},$$

有

$$P = \{a_1, a_2, a_3, a_4\}^T. \quad (17)$$

模态选择运算矩阵:

$$L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (18)$$

算子集合:

$$\otimes : L \otimes P^T = \bigcap_{i,j=1}^4 p_i \cdot l_{i,j}. \quad (19)$$

令:

$$\begin{aligned} b_1 = \psi_1 & \begin{bmatrix} v_R \\ v_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 & k_1 L/2 \\ v_1 & -k_1 L/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e_\theta \end{bmatrix}, \\ b_2 = \psi_2 & \begin{bmatrix} v_R \\ v_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_2 & k_2 L/2 \\ v_2 & -k_2 L/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e_\theta \end{bmatrix}, \\ b_3 = \psi_3 & \begin{bmatrix} v_R \\ v_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_3 & k_3 L/2 \\ v_3 & -k_3 L/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e_\theta \end{bmatrix}, \\ b_4 = \psi_4 & \begin{bmatrix} v_R \\ v_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_4 & k_5 L/2 \\ k_4 & -k_5 L/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_\theta \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

有,运动图式:

$$\Psi = L \otimes P^T = \{b_1, b_2, b_3, b_4\}. \quad (20)$$

3) 关联图式.

这里直接采用反应式进行关联,式(16)中各感知图式 $\phi_j$ 与式(20)中各运动图式 $\psi_j$ 一一对应有

$$\begin{aligned} S_A &= \{\Omega : \Phi \rightarrow \Psi\}, \Omega = \{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_r\}, \\ w_j &: \text{IF } \phi_j \text{ THEN } \psi_j. \end{aligned}$$

4) 动觉智能总图式:  $S_{KG} = \langle S_P, S_M, S_A \rangle$ .

4.2 控制器稳定性(The stability of controller)

1) 首先考虑不同特征模态内部的稳定性问题.

① 如图2和式(17),控制器在 $\phi_4$ 中采用比例控制,只要将比例系数适当调节就在保证在该区域内局部稳定.

② 控制器在 $\phi_1, \phi_2$ 和 $\phi_3$ 中实质是采用的是固定 $v$ ,而采用不同的 $k_\theta$ 得到不同的 $w$ .控制率为:

$$\begin{cases} v = v_0, \\ w = k_\theta \alpha. \end{cases} \quad (21)$$

由式(12)得到的误差向量:

$$e(t) = [e_d, e_\theta]^T = [d, \alpha]^T. \quad (22)$$

这里距离误差 $d \geq 0$ ,角度误差 $\alpha \in (-\pi, +\pi]$ .

误差向量的动态方程为<sup>[11]</sup>:

$$\begin{cases} \dot{d} = -v \cos \alpha, \\ \dot{\alpha} = \frac{1}{d} v \sin \alpha - w. \end{cases} \quad (23)$$

当 $k_\theta > 0$ 时,闭环系统动态方程为

$$\begin{cases} \dot{d} = -v_0 \cos \alpha, \\ \dot{\alpha} = \frac{1}{d} v_0 \sin \alpha - k_\theta \alpha. \end{cases} \quad (24)$$

对函数 $f(\alpha) = \frac{1}{d} v_0 \sin \alpha - k_\theta \alpha = k \sin \alpha - k_\theta \alpha$ ,

$$f'(\alpha) = \frac{v_0}{d} \cos \alpha - k_\theta = k_\theta \left( \frac{v_0/d}{k_\theta} \cos \alpha - 1 \right).$$

当满足条件:

$$k_\theta > \frac{v_0}{d} > 0, \quad (25)$$

$f'(\alpha) < 0$ ,函数单调减少,由式(24) $\alpha = 0$ 时, $\dot{\alpha} = 0$ ;故 $\alpha > 0$ 时, $\dot{\alpha} < 0$ ;  $\alpha < 0$ 时, $\dot{\alpha} > 0$ ;可见系统可以收敛到稳定点 $\alpha = 0$ ;而 $\dot{d} = -v_0 \cos \alpha$ , $\alpha$ 进入区域 $(-\pi/2, \pi/2)$ ,使 $\cos \alpha > 0, \dot{d} < 0$ ,从而使 $d$ 趋于0.

为了保证进入区域 $(-\pi/2, \pi/2)$ 的 $\alpha$ 平稳,可以适当调整 $k_\theta$ 和减小 $v_0$ .这也是划分 $\phi_1, \phi_2$ 和 $\phi_3$ 的原因之一.

2) 不同特征模态间切换的稳定性问题.

$\phi_1, \phi_2$ 和 $\phi_3$ 采用的都是同一算法, $k_\theta$ 尽管大小不同,但都是减小方向角误差,不存在切换时出现震荡的问题.而一旦进入区 $(-\pi/2, \pi/2)$ ,便能保证使 $d$ 不断减小.进入 $\phi_4$ 线速度采用的是比例控制,因此可以使 $d$ 趋于0.

由于对称性,图2第四象限的分析结果是一致的.

4.3 参数整定(Parameter tuning)

对于提出的控制器,需要对控制器的参数( $v_1, v_2, v_3, k_1, k_2, k_3, k_4, k_5, \theta_1, \theta_2, d_1$ )进行整定和优化.考虑到机器人的运动速度上限, $\phi_3$ 时机器人应以尽量快的速度运动,所以取控制器的 $v_3 = 1600$ ;考虑机器人减速性能取 $d_1 = 1500$ ;考虑大角度偏差取 $\theta_1 = 90^\circ$ . ( $v_1, v_2, k_1, k_2, k_3, k_4, k_5, \theta_2$ )8个参数通过遗传算法整定优化.点镇定控制的主要目标是以最短时间达到目标点,因此以时间作为主要指标.选择机器人在规定时间内运动距离目标点的距离作为适应度函数.如果在100个控制周期内已经进入了目标点区域 $\delta$ ,则缩短仿真时间以便寻找更优解.

5 实验(Experiment)

5.1 控制器参数整定(Parameter tuning for controller)

首先按照文献[12]建立的机器人运动的仿真系统,采用提出的控制器,用遗传算法得到响应的控制器参数.系统的仿真时间步为0.05 s,记录每控制器运行5 s(共100步)时间到达目标点(5000, 5000)(单位:mm)的点镇定运动,选择机器人在100个控制周期内运动距离目标点的距离作为适应度函数.遗传算法采用实数编码,个体数20,遗传代数500代.适应度收敛曲线情况如图3.机器人在5 s内运行至距离目标点674.7 mm处.得到的参数为:

$$v_3 = 1600.0, k_3 = 4.100, v_2 = 1336.3, k_2 = 1.400,$$

$v_1 = 276.10, k_1 = 1.600, k_4 = 0.2000, k_5 = 2.800,$   
 $\theta_1 = 90, \theta_2 = 25.8, d_1 = 1500.$

上述参数满足条件式(25).

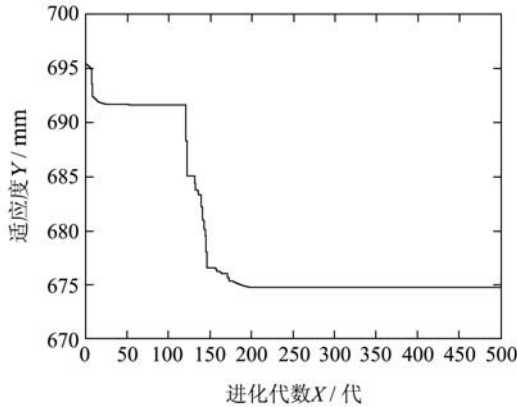


图3 适应度收敛曲线

Fig. 3 The adaptivity convergence curve

5.2 仿真比较(Simulation comparison)

表1是本文控制方法与P控制和P-COS控制的仿真响应指标比较. 考虑到比较的完整性, 采用了分别到8个目标点的运行情况比较. 其中“是否可达”是指控制是否收敛, “否”是指震荡无法靠近目标点, “发散”是指远离目标点.

表1 3种控制的响应比较

Table 1 The response indexes comparison of three types of control systems

目标点/(mm, mm)	P		P-COS		HSIC	
	是否可达	到达时间	是否可达	到达时间	是否可达	到达时间
(4000, 4000)	是	100	是	100	是	90
(4000, 0)	是	76	是	79	是	68
(4000, -4000)	发散	—	是	108	是	100
(0, -4000)	是	154	是	90	是	100
(-4000, -4000)	发散	—	是	162	是	102
(-4000, 0)	发散	—	是	164	是	97
(-4000, 4000)	发散	—	否	—	是	106
(0, 4000)	是	102	是	98	是	79

P控制器到8个点的控制中有4个无法达到目标点, 并发散;

P-COS控制器到8个点的控制中有1个无法达到目标点. 在P控制器控制可达的4个点中, P-COS控制器控制到其中3个点的时间都短于P控制器控制.

HSIC控制器控制机器人可到达所有8个测试目标点. 在P控制器控制可达的4个点中, HSIC控制器控制到所有点的时间都短于P控制器控制; 在P-

COS控制器控制可达的7个点中, HSIC控制器控制到其中6个点的时间都短于P控制器控制.

5.3 实际机器人实验(Experiment of real robot)

实际机器人实验证实仿真中P控制和P-COS控制中不可达的运动均在实际机器人实验中发散; 而采用本文提出的控制器和整定的参数(注: 完全采用仿真中使用的参数不变)能得到良好的效果. 图4为实验用机器人, 机器人的重心和几何中心基本重合, 图5和图6为实际机器人运动的相关效果.



图4 实验机器人

Fig. 4 The robot for experiment

图5中(a)图为机器人在X-Y坐标系下的运动曲线, 即通常说的机器人的运动轨迹曲线, 横、纵坐标单位均为mm; (b)图为机器人朝向变化曲线, 纵坐标为时间, 单位为50 ms, 横坐标为机器人朝向角角度, 单位为度; (c)图为左轮轮速曲线, 纵坐标为时间, 单位为50 ms, 横坐标为轮速, 单位为mm/s,  $u_l$ 为控制器给出的左轮轮速控制量,  $v_l$ 为实际的左轮轮速; (d)图为右轮轮速曲线, 纵坐标为时间, 单位为50 ms, 横坐标为轮速, 单位为mm/s,  $u_r$ 为控制器给出的右轮轮速控制量,  $v_r$ 为实际的右轮轮速,  $v_l$ 为实际的左轮轮速用于观察两轮的相对运动情况.

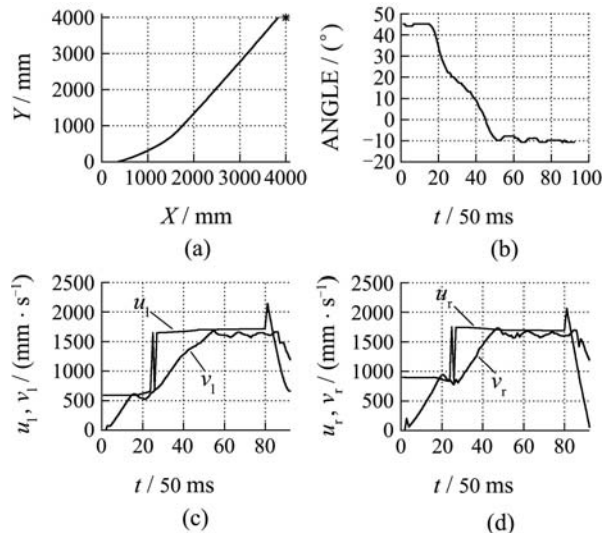


图5 实际系统HSIC控制器到点(4000, 4000)控制效果  
 Fig. 5 The real control effect of HSIC controller to go to point (4000, 4000)

图6给出了HSIC控制到达6个给定目标点(4000, 4000), (4000, 0), (0, -4000), (-4000, 0), (-4000, 4000), (9000, 2500)的运动轨迹曲线。横、纵坐标单位均为mm。

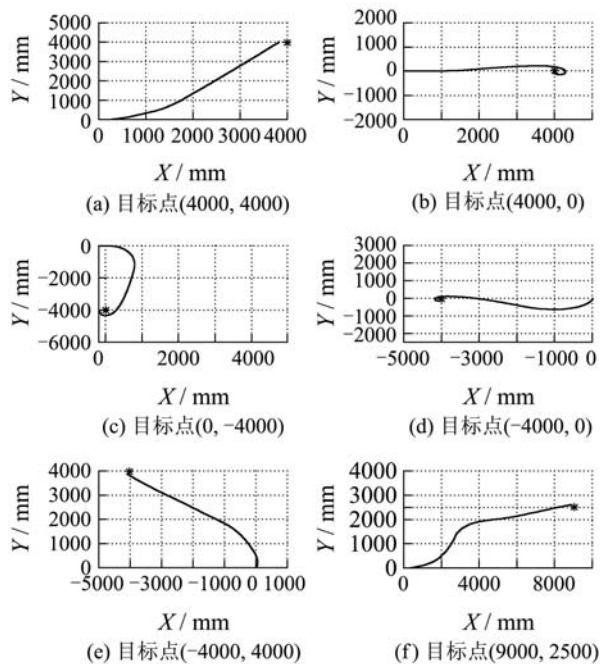


图6 实际系统HSIC控制器控制效果

Fig. 6 The real control effect of HSIC controller

## 6 结论(Conclusion)

本文运用基于图式理论的仿人智能控制理论,设计了一种智能控制器以完成具有典型双闭环轮速跟随运动执行系统的两轮轮式机器人的点镇定控制。利用已得到的机器人执行系统的仿真系统,采用遗传算法整定了控制器的参数,在仿真和实际系统运行中与常见的P控制和P-COS控制进行了对比,实验证明该方法的有效性。本文提出的算法取得了较好的仿真和实际效果,但对于速度和加速度饱和非线性、左右轮不匹配等导致的控制问题没有深入探讨。笔者将另文进一步探讨一种增量式仿人智能控制方法解决上述问题,阐明其控制模态和控制规则的设计依据。

## 参考文献(References):

- [1] 王越超, 景兴建. 轮式移动机器人控制[J]. 机器人, 2000, 22(7): 724 - 729.  
(WANG Yuechao, JING Xingjian. Control of wheeled mobile robot[J]. *Robot*, 2000, 22(7): 724 - 729.)
- [2] KOLMANOVSKY I, MCCLAMROCH N H. Developments in non-holonomic control problems[J]. *IEEE Control System Magazine*, 1995, 15(6): 20 - 36.

- [3] BROCKETT R W. Asymptotic stability and feedback stabilization[M] // *Differential Geometric Control Theory*. Boston: Birkhauser, 1983: 181 - 208.
- [4] SAMSON C. Control of chained systems-application to path following and time-varying point-stabilization of mobile robots[J]. *IEEE Transactions on Automation Control*, 1995, 40(1): 64 - 77.
- [5] 董文杰, 霍伟. 链式系统的轨迹跟踪控制[J]. 自动化学报, 2000, 26(3): 310 - 316.  
(DONG Wenjie, HUO Wei. Trajectory tracking control of chained systems[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2000, 26(3): 310 - 316.)
- [6] SORDALEN O J, EGELAND O. Exponential stabilization of non-holonomic chained systems[J]. *IEEE Transaction on Automatic Control*, 1995, 40(1): 35 - 49.
- [7] PARK K, CHUNG H, LEE J G. Point stabilization of mobile robots via state-space exact feedback linearization[J]. *Robotics and Computer Integrated Manufacturing*, 2000, 16(5): 353 - 363.
- [8] MUKHERJEE M, CHEN D G, SONG G B. Feedback control strategies for a nonholonomic mobile robot using a nonlinear oscillator[J]. *Journal of Robotic Systems*, 1999, 4(16): 237 - 248.
- [9] 王越超, 景兴建. 非完整约束轮式移动机器人人工场导向控制研究[J]. 自动化学报, 2002, 28(5): 777 - 783.  
(WANG Yuechao, JING Xingjian. Steering and control of nonholonomic wheeled mobile robots using artificial fields[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2002, 28(5): 777 - 783.)
- [10] 曹洋, 方帅, 徐心和. 加速度约束条件下的非完整移动机器人运动控制[J]. 控制与决策, 2006, 21(2): 193 - 196.  
(CAO Yang, FANG Shuai, XU Xinde. Motion control of nonholonomic mobile robot under acceleration constraints[J]. *Control and Decision*, 2006, 21(2): 193 - 196.)
- [11] 张春晖. 机器人足球策略系统研究与实现[D]. 沈阳: 东北大学, 2002: 48 - 51.  
(ZHANG Chunhui. *Research and implementation of robotics soccer strategy system*[D]. Shenyang: Northeastern University, 2002: 48 - 51.)
- [12] 李永龙, 李祖枢, 王牛. 直流电机双闭环调速系统(DLM)的建模与辨识[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(6): 1077 - 1080.  
(LI Yonglong, LI Zushu, WANG Niu. Modeling and identification of double loop DC motor(DLM) control system[J]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(6): 1077 - 1080.)
- [13] 王牛, 李祖枢, 李永龙, 等. 带驱动直流电机两轮机器人运动系统仿真[J]. 系统仿真学报, 2008, 9(17): 4633 - 4638, 4646.  
(WANG Niu, LI Zushu, LI Yonglong, et al. Motion system simulation of two wheeled robot with DC motor drive system[J]. *Journal of System Simulation*, 2008, 9(17): 4633 - 4638, 4646.)
- [14] 李祖枢. 仿人智能控制理论和多级倒立摆的摆起控制[M] // 人工智能: 回顾与展望. 北京: 科学出版社, 2006: 174 - 207.

## 作者简介:

王牛 (1974—), 男, 博士, 讲师, 目前研究方向为智能控制、智能机器人、复杂系统控制、模式识别与图像处理, E-mail: wangniuwn123@163.com;

李祖枢 (1945—), 男, 博士生导师, 教授, 目前研究方向为智能控制理论及应用、人工生命、计算智能、智能机器人、模式识别与图像处理。