

摘要: 机器人运动学模型在机器人控制、分析和计算机仿真中尤为重要, 本文系统地介绍了机器人运动学模型, 为更完整地描述操作工具的运动特性引入了工具坐标系的概念和定义了参考方向坐标系, 并以一机器人的结构参数给出了正、运动学、逆、运动学和正、逆微分运动学的解的方法。

## 一、引 言

随着多关节机器人在工业中应用的增加, 对其设计和控制的要求也越来越高, 而要完成此项目的, 必须进行精确的运动学模型和参数辨识问题的研究, 对离线(或在线)产生和跟踪机器人任务空间轨迹, 非常需要运动学和微分运动学模型, 此外这些模型可用于进行坐标系间稳态力(或力矩)变换以及实时处理来自末端效应器力传感器的信息。

多关节机器人是由转动(平动)铰链连接成多刚体环节而组成的多用途操作器, 铰链的一端固定在支撑基上, 而另一端为自由端, 带有工具进行各种操作或完成装配任务, 本文主要涉及到运动学分析, 运动学问题是机器人学的基础理论, 主要关系到机器人臂的空间位形变化过程(不考虑引起运动的力或力矩); 特别是铰链变量空间与机器人臂的末端的位置与方向的关系。

运动学问题通常包括两个方面: 即正运动学与逆运动学问题, 正运动学问题是在给定机器人臂的铰链变量  $\vec{\theta} = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n)^T$  (其中  $n$  是自由度数) 和各种环节几何参数的前提下求出多关节机器人末端相对于一个参考坐标系的方向和位置, 而逆运动学问题是在给定机器人末端相对于参考坐标系的位置, 方向和各种结构参数的前提下求出多关节机器人的末端在希望的位置和方向时的铰链变量  $\theta$ 。由于在多关节机器人中铰链变量是独立变量, 而操作任务一般是用基坐标系或空间坐标来描述的, 所以逆问题常在计算机应用中更为重要。

## 二、运动学参数说明与关节坐标系建立

由图(1), 一个多关节机器人是由一系列刚体组成, 又称为臂, 由转动铰链(或平动铰链)连接每个铰链一臂对构成一个自由度, 因此  $n$  个自由度则具有  $n$  个铰链一臂对和带有  $0$  臂, 附装在一个底座上, 通常以此底座建立一个用于此动力学系统的惯性坐标系, 最后一个臂接有操作工具(例如焊枪、喷头、夹持器等), 铰链和臂从基坐标系向外依次进行标号。

对于机器人的第  $i$  个臂 ( $i = 1, 2, \dots, n-1$ ) 按图(3)来建立第  $i$  个坐标系。

$Z_{i-1}$  轴与第  $i$  个铰链转动轴为同轴, 对转动自由度  $Z_{i-1}$  就是转动轴; 对平动自由度  $Z_{i-1}$  即为直线移动的方向。

$X_i$  轴正交于  $Z_{i-1}$  轴, 即  $X_i = Z_{i-1} \times Z_i$ , 方向服从右手定则;  $Y_i = Z_i \times X_i$  构成右手系。

这样, 即完成第  $i$  个坐标系的建立, 各个坐标系的原点和方向就一一对应着各个臂在卡通空间的位置和方向, 根据上述规定可将第  $0$  个坐标系的位置选在支撑底座使  $Z_0$  轴与第  $1$  个铰链的转动为同轴的任何位置, 最后一个坐标系可在使  $X_n$  轴是  $Z_{n-1}$  轴的正交方向的任何位置。

根据 D-H 变换, 可如下将坐标系  $i-1-1$  绕  $Z_{i-1}$  轴旋转  $\theta_i$  角使  $X_{i-1}$  轴与  $X_i$  轴同向; 2. 沿  $Z_{i-1}$  轴平移  $d_i$  距离, 使  $X_{i-1}$  轴与  $X_i$  轴一致; 3. 沿经过 1, 2 变换后得到的  $X_i$  轴平移  $a_i$  距离使两原

点相同；4最后绕 \$X\_0\$ 轴旋转 \$\alpha\_1\$ 角使两坐标系相同。（亦可见图4）

经过上述变换，就由坐标系 1-1 得到坐标系 1 用 D-H 变换矩阵表示为：

$$A_{1-1}^1 = R_{01}^t(Z_{1-1}, \theta_1) \text{Trans}(a_1, 0, d_1) \text{Trans}(a_1, 0, 0) \text{Rot}(X_1, \alpha_1)$$

$$= \begin{pmatrix} C\theta_1 & -C\alpha_1 S\theta_1 & S\alpha_1 S\theta_1 & 0 & C\theta_1 & 0 \\ S\theta_1 & -C\alpha_1 C\theta_1 & S\alpha_1 C\theta_1 & 0 & S\theta_1 & 0 \\ 0 & S\alpha_1 & C\alpha_1 & a_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{----- (1)}$$

其中 \$C X\_0 = \cos X\_0, S X\_0 = \sin X\_0\$ 上式也可如下表示：

$$A_{1-1}^1 = \begin{pmatrix} a_{1-1}^1 & c_{1-1}^1 & a_{1-1}^1 & P_{1-1}^1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{----- (2)}$$

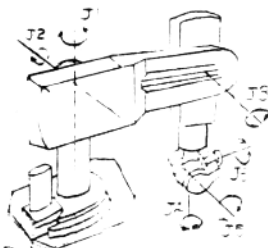


图1 多关节机器人图系

其中 \$P\_{1-1}^1\$ 为 \$3 \times 1\$ 向量代表坐标系 1 的原点在坐标系 1-1 中的坐标（或 1 的原点在 1-1 中的位置向量）\$n\_{1-1}^1, o\_{1-1}^1, a\_{1-1}^1\$ 是第 1 个坐标系相对于 1-1 坐标系的三个单位向量。

因此 \$n\$ 自由度机器人的末端相对于参考坐标系的位置和方向可描述如下：

$$T_N^0 = A_1^0 \cdot A_2^1 \cdot \dots \cdot A_n^{n-1} = \begin{pmatrix} n_0 & o_0 & a_0 & P_0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{----- (3)}$$

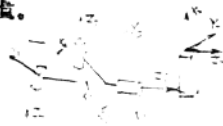


图2 机器人末端位置

则末端相对于第 \$i-1\$ 级坐标系的位姿与方向为：\$V\_i = A\_{i-1}^i \cdot A\_i^{i+1} \cdot \dots \cdot A\_n^{n-1} = \begin{pmatrix} n\_i & o\_i & a\_i & P\_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \dots 4\$

$$\text{由此可得：} V_1 = T_N^0 \quad V_{i+1} = I \text{ (单位阵) } \dots \dots \text{ (5)}$$

为完整表达机器人末端夹持的操作工具的位置与方向，本文定义工具坐标系如图 5 所示，则

$$A_{E}^T = \begin{pmatrix} n_T & o_T & a_T & P_T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{----- (6)}$$

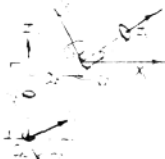


图3 续前参数定义

这样连接工具坐标系与基坐标系的完整变换如下：

$$F = T_0 \cdot A_n^T = \begin{pmatrix} n_0^T & o_0^T & a_0^T & P_0^T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0 & P_0^T \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{----- (7)}$$

其中 \$R\_0^T\$ 为 \$3 \times 3\$ 方向阵，表示工具坐标系相对基坐标系 \$O\_0\$ 的方向，当无工具时，取末端的方向和位置，引进工具坐标系变换矩阵可在任意方向规定变动尺寸的操作工具。

方向参考坐标系 \$O\_T\$ 相对于基坐标系 \$O\_0\$ 的方位定义如下：

$$R_0^T = R(X_0, \theta U) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & U & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{----- (8)}$$

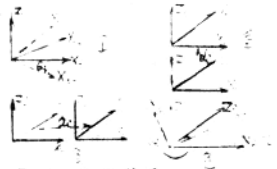


图4 坐标系关系

\$O\_T\$ 相对于 \$O\_0\$ 的方向可用旋转角 \$(O, A, T)\$ 表示，\$U, A, T\$ 定义为 \$O\$ 绕坐标系连续转动三次即关于 \$Y\_0\$ 转动 \$O\$，然后绕新的 \$X\_0\$ 轴转动 \$A\$，最后绕新的 \$Z\_0\$ 轴转动 \$T\$，这样便得到 \$O\_T\$ 坐标系的方向，该变换可由 \$R\_0^T\$ 如下给出：

$$R_0^T = R(X_2, C), R(X_3, A), R(Z_0, T)$$

$$= \begin{pmatrix} C_0 & 0 & S_0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -S_0 & 0 & C_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & C_A - S_A \\ 0 & C_A & C_A \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_T & -S_T & 0 \\ S_T & C_T & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} C_0 C_T + C_0 S_0 S_T & -C_0 S_T + C_0 S_0 S_A & S_0 C_0 \\ S_0 C_T & C_0 C_T & -S_A \\ -S_0 C_T + C_0 S_A S_T & S_0 S_T + C_0 C_T S_A & C_0 C_A \end{pmatrix} \dots (9)$$



图6 工具坐标变换

以上即完成了各杆参数定义和坐标系的建立，下面接着建立多关节机器人的运动学方程。

### 三、多关节机器人正运动学方程

正运动学问题如下定义：给定级数变量  $\theta_i$ ，求出手的末端操作工具相对于基坐标系  $O_0$  的位置和相对于方向基坐标系  $O_3$  的方位。位置可利用方程 (7) 给出的变换矩阵  $R$  求出，在 (7) 中第四列向量  $R^T$  表示工具坐标系相对于基坐标系的位置。例如由表 1 给出的数据利用方程 (1) 和 (7) 可求出。

$$P_x = C_1 (a_2 S_{23} + a_3 C_{23} + a_4 C_2) + S_1 d_3 + C_1 C_{23} C_4 S_5 d_5 + S_{23} C_5 d_5 - S_1 S_4 S_5 d_5$$

$$P_y = S_1 (a_2 S_{23} + a_3 C_{23} + a_4 C_2) + C_1 d_3 + S_1 C_{23} C_4 S_5 d_5 + C_1 S_4 S_5 d_5 + S_1 S_{23} C_5 d_5 \dots (10)$$

$$P_z = (-d_4 C_{23} + a_5 S_{23} + a_6 S_2) + d_2 (C_{23} C_3 - S_{23} C_4 C_5)$$

用相对于参考方向坐标系  $O_3$  的  $O, A, T$  角来表达工具坐标系的方向，根据方程 (8) (9) 得出从  $O_0$  到  $O_T$  的方向变换为：

$$R_0^T = R_0^T, R_0^T = \begin{pmatrix} C_0 C_T + S_0 S_T S_A & -C_0 S_T + C_0 S_0 S_A & S_0 C_0 \\ S_0 C_T - C_0 S_T S_A & -S_0 S_T - C_0 C_T S_A & -C_0 C_0 \\ C_0 S_T & C_0 C_0 & -S_0 \end{pmatrix} \dots (11)$$

为严格得到满足上述方程的  $O, A, T$  使角度保持在  $(-\pi, \pi)$  内，可由 (11) 得如下算法：

1) 如果  $R_0^T(33) = \pm 1$  可得  $A = \mp 90^\circ, T = 0$

2) 如果  $R_0^T(33) \neq \pm 1$  时 则：

$$T = \begin{cases} \arctan(R_0^T(31)/R_0^T(32)) & 90^\circ < A < -90^\circ \\ \arctan(R_0^T(31)/R_0^T(32)) + \pi & \text{其它} \end{cases} \dots (12)$$

以及  $A = \arctan(-R_0^T(33)/(R_0^T(31)S_0 + R_0^T(32)C_0)) \dots (13)$

3) 由方程 (11) 可得：

$$R_0^T(11) C_T + R_0^T(12) (-S_T) = C_0 \dots (13)$$

$$R_0^T(21) C_T + R_0^T(22) (-S_T) = S_0 \dots (14)$$

$$\text{则由 (13), (14) 可得 } \theta = \arctan(S_0/C_0) \dots (15)$$

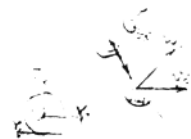


图7 多杆体线速  
度角速度表示

### 四、逆运动学方程

逆运动学问题定义如下：给定在方程 (7) 中工具坐标系的位置与方向，求出级数角 (自由反变量)  $\theta_i$ ，为利用文献 (2) 给出的方法

$$\text{定义: } T_0 = A_1^T \cdot A_2^T \cdot \dots \cdot A_n^T, A_0^T = T_0, A_0^T = T_0 \cdot A_0^T \dots (16)$$

$$\text{其中 } T_0 = A_1^T \cdot A_2^T \cdot \dots \cdot A_n^T, A_1^T = \begin{pmatrix} C_1 & S_1 & 0 & 0 \\ S_1 & C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, A_2^T = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_A & S_A & 0 \\ 0 & S_A & C_A & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, A_3^T = \begin{pmatrix} C_T & -S_T & 0 \\ S_T & C_T & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

根据方程 (7)  $F = T_0, A_0^T = T_0, A_0^T = T_0, A_0^T = T_0, A_0^T = T_0, \dots \dots (18)$

当给定了操作工具变换阵 (7) 后, 由上式可得:  $T_0' = F (A_0^T)^{-1} = \begin{pmatrix} n_0^s & 0 & a_0^s & p_0^s \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \dots \dots (19)$

根据表 1 给出的数据这里的  $T_0'$  与文献 (2) 中的  $T_0$  相同这样即可应用 (2) 中的结果求出  $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5, \theta_6$  各铰链变量值。

铰链	$\alpha_i$	$a_i$	$d_i$	方位
$\theta_1$	$-90^\circ$	0	0	$315^\circ$
$\theta_2$	0	0	650	$225^\circ$
$\theta_3$	$90^\circ$	17.6	29	$270^\circ$
$\theta_4$	$-90^\circ$	600	0	$45^\circ$
$\theta_5$	$90^\circ$	0	0	$45^\circ$
$\theta_6$	0	12.5	0	$515^\circ$

### 五、正、逆微分运动学

#### 1) 正微分运动学解

正微分运动学如下定义: 给定铰链变量速度、

$\dot{\theta} = (\dot{\theta}_1, \dot{\theta}_2, \dots)$  计算操作工具坐标系相对于基坐标系的线速度和角速度。

设  $P_i, v_i, w_i$  分别为第  $i$  个坐标系的原点  $(X_i, Y_i, Z_i)$  相对于基坐标的位置、线速度和角速度。由图 (6) 可得出:

$$v_{i+1} = \sum_{j=1}^{i+1} b_{ij} \dot{\theta}_j \dots \dots (20) \quad w_{i+1} = \sum_{j=1}^{i+1} c_{ij} \dot{\theta}_j \dots \dots (21)$$

其中  $b_{ij} \dot{\theta}_j = Z_{j-1} \times (P_i - P_{j-1}), c_{ij} = Z_{j-1}$  则操作工具坐标系的速度和角速度为:

$$v = \sum_{j=1}^6 b_{ij} \dot{\theta}_j \dots \dots (22) \quad w = \sum_{j=1}^6 c_{ij} \dot{\theta}_j \dots \dots (23) \quad \text{其中 } b_{ij} = Z_{j-1} \times (P_i - P_{j-1}) \quad P_i = P_0^T \dots \dots (24)$$

将  $v, w$  组成六维向量可得:  $\dot{v} = \begin{pmatrix} v \\ w \end{pmatrix} = M \dot{\theta} \dots \dots (25)$  其中  $\dot{\theta}$  的第 1 个元素为  $\dot{\theta}_1$   $6 \times 6$  矩阵

$$M = M(Z_i; P_i; P) \text{ 的第 1 列为: } M_i = \begin{pmatrix} Z_{i-1} \times (P - P_{i-1}) \\ Z_{i-1} \end{pmatrix} = (n_i \times a_i, n_i \times p_i, n_i \times a_i, n_i, 0, 0)^T \dots \dots (26)$$

其中  $n_i, a_i, p_i$  为方程 (4) 定义的元素。

#### 2) 逆微分运动学解

所谓逆微分运动学是给定工具坐标系的线速度和角速度, 求出铰链速率  $\dot{\theta} = (\dot{\theta}_1, \dot{\theta}_2, \dots, \dot{\theta}_6)$

文献 (4) 已给出了六关节 PUMA 600 型机器人的逆微分运动学解, 但本文中  $Q_6 \neq 0$  并带有操作工具, 为此作下列必要的修改:

1) 当  $d_6$  给定时,  $A_6^T = A_6^T, A_6^T$  是不变的, 所以  $O_6'$  坐标系相对于基坐标系的角速度等于操作工具坐标系的角速度即:  $w_6^T = w_6^T \dots \dots (27)$

2) 坐标系  $O_6'$  的线速度  $v_6^T$  可根据操作工具坐标系  $v_6^T$  求得:  $v_6^T = v_6^T - w_6^T \times (P_i - P_{i-1}) \dots (28)$

在求出了  $w_6^T, v_6^T$  以后, 则可参照文献 (4) 的方法求逆运动学解 (由于篇幅关系本文不详细列出)

### 六、结论

本文系统地介绍了机器人运动学模型并讨论了带有操作工具的机器人运动学模型正、逆解问题, 引入了工具坐标系的概念和定义了方向参考坐标系, 以便得操作工具在方向和尺寸上具有较大的零活性。

致谢: 本文曾得到蒋新松导师的审阅, 借此深表谢意。

### 参 考 文 献

- 1) R. P. PAUL, Mathematics Programming and control Cambridge MIT press 1981
- 2) R. P. PAUL, R. Shimano and Q. F. Mayer, "Kinematic control equations for Simple manipulator", IEEE Trans syst Man Cybern vol. SMC-11 PP449-445 June 1981
- 3) 郭明 蒋新松 "多关节机器人的误差模型与误差校正的方法" 中国电子学会首届机器人学术会议论文集 第一分册 南京 1985
- 4) R. P. PAUL and et al "Differential Kinematic Control equations for simple manipulators" IEEE Trans Syst Man Cybern vol. SMC-11 PP456-460
- 5) J. Y. S. Luh M. W. WALKER and R. P. PAUL "Resolved-Acceleration Control of Mechanical Manipulator" IEEE Trans Auto Contr VOLAC-25 JUNE 1980 PP468-474.

(摘要) 基于文献(1), 本文探讨了一个仿真腿控制系统的各个主要部分, 并就其中的控制器运用有限态自动机实现方法设计了详细的硬件电路。文中对仿真腿事件序列模型作了改进, 使表达更为直观, 并且粗略地讨论了双仿真腿以及基准自适应问题。

一、问题的提出

生物控制系统, 特别是人的多方面适应性在执行复杂操作方面具有无比的优越性, 但这是针对无生理缺陷的正常人而言。如果由于先天性原因或因车祸、工伤事故等致使人腿残疾, 那末通过利用人工方式模拟正常腿功能来弥补这种生理缺陷无疑是十分必要的。本文拟就这种需要设计了仿真腿控制器硬件实现电路。

二、仿真腿控制系统

图1为仿真腿控制系统框图。以下着重介绍其中的两个单元, 即驱动器与比较器。

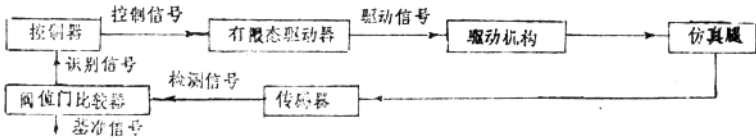


图1 仿真腿控制系统框图

1. 有限态驱动器 又称控制驱动器(Cybernetic Actuator)<sup>[1]</sup>, 其定义如表一, 电路如图2。<sup>[2]</sup>

表一、控制驱动器定义

输入 ( $x_1, x_2$ )	驱动器状态	输出 ( $z$ )
0 0	0	常数
0 1	1	递减
1 0	2	递增
1 1	3	复位

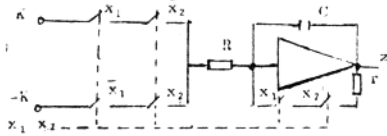


图2、双输入单输出控制驱动器

$n$ 个输入和 $m$

注意: 一般驱动器具有 $m$ 个输出,  $n, m$ 取决于具体应用, 各输入输出的物理解释具任意性; 可以是参数, 也可以是机械参数或其他性质的物理量, 如可用可逆马达连同磁性离合器和电闸来实现之。

控制驱动器的主要特性如下:

(1)它是一个输入为离散状态而输出为连续控制运动的无记忆装置(即组合装置); (2)它是完全离散的判决装置, 输入输出均为有限个状态; (3)它关联两种理论, 即, 研究离散判决的自动机理论(Automata Theory) 和研究连续系统动态的控制理论(Cybernetic Theory)

仿真腿利用两个双输入单输出的控制驱动器(图2), 分别控制图3所示假腿的膝关节和踝关节。其中, 膝关节是主动的, 不提供驱动力, 但提供一个回跳弹簧, 当脚蹬去掉负载时, 它便返跳到伸直状态。上述两个驱动器均可输出四种离散状态: “自由”, 即放松关节任其自由摆动; “造紧”, 即减小

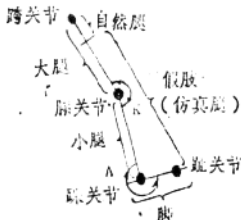


图3、假腿示意图

表二、阈值门比较器功能

误差信号 $S_e = S_c - S_r$	输出 ( $S_d$ )
$S_e > 0$	1
$S_e \leq 0$	0



图4 阈值门

K角或A角；“远伸”，即增大K角或A角；“锁定”，即固定关节。由这四种状态可合成直立行走姿态时正常应有的复杂运动。

2. 四值门比较器 它从传感器输出的检测信号中获得趾角 $u_c$ ，后跟接触 $h_c$ ，踝角 $u_c$ ，膝角 $K_{c1}, K_{c2}, K_{c3}$ ，以及跨角 $h_{c1}, h_{c2}$ 等八个连续信号，通过与 $u_r, h_{r1}, a_r, K_{r1}, K_{r2}, K_{r3}, h_{r1}, h_{r2}$ 等八个相应的基准信号分别同时比较，可输出  $u_d, h_d, a_d, K_{d1}, K_{d2}, K_{d3}, h_{d1}, h_{d2}$  等八个二值化反馈离散信号。图4为简单四值门电路，其功能列于表二中。显然，它是组合的。

四值门比较器的特点是，把输入的连续信号与自身基准信号比较，输出二值化离散信号。

下面详细地设计仿真人腿控制器。

### 三、仿真人腿控制设计

由控制驱动器的输入特性和四值门比较器输出特性可知，控制器的输入输出均为离散量，同时由下述仿真人腿在一个步行周期（即一完整步过程）内的有限状态行为可知，控制器的状态是有限的。因此，该控制器运用有限态自动机来实现是极为简单、且很方便的。

有限态自动机 (Finite-State Automata) 是最简单的一类自动机，同时也是到目前为止在智能控制方面应用较广泛、最有效的一类自动机，它可作为存储量有限的高级数字系统的抽象数学模型。其理论是在五十年代初随着开关电路理论而发展起来的，有限态自动机的严格定义<sup>[3]</sup>是：

有限态自动机是一个五元组系统 $M = (X, Z, S, \delta, \omega)$ ，其中， $X, Z, S$ 均为有限非空集合，分别代表系统输入、输出、内部状态的集合； $\delta: S \times X \rightarrow S$  和  $\omega: S \times X \rightarrow Z$  分别为系统的单位下态映射和单值输出映射，其中“ $\times$ ”表示Cartesian(笛卡尔)乘积。

下面开始该控制器的具体设计过程。

假定：假肢范围如图3所示，而且假肢以上的固有大腿与膝关节以及另一条腿（正常腿）的膝关节都是完全有效的，即能发挥正常功能。

1. 仿真人腿在一个步行周期内的典型事件序列 如图5所示，它基本上可以作为一条正常腿在特定步行期间所共有的有限状态模型。图中，“0”、“-”、“+”、“X”等符号分别表示驱动器处“自由”、“远伸”、“远缩”、“锁定”等状态。

2. 对于图5中事件运用四值门输出编码，一共需要八个四值门，分布如下：(1)脚趾角 $u_d=0$ 表示脚趾伸直， $u_d=1$ 表示脚趾向上弯曲达到一预定极限角度， $u_d$ 由0到1的变化启动一个跨步末端的抬脚动作；(2)后跟接触 $h_d$   $h_d=0$ 表示离开地面， $h_d=1$ 表示后跟接触地面同时引起膝关节解锁（即“自由”）；(3)踝角 $a_d$   $a_d=0$ 表示(foot)充分向上弯曲， $a_d=1$ 表示脚向下弯曲且超过与小腿接近垂直的位置；(4)膝角 $K_{d1}, K_{d2}, K_{d3}$  当 $K_{d1}=K_{d2}=K_{d3}=0$ 时，表腿完全伸直，当腿弯曲时，首先是 $K_{d1}$ 、然

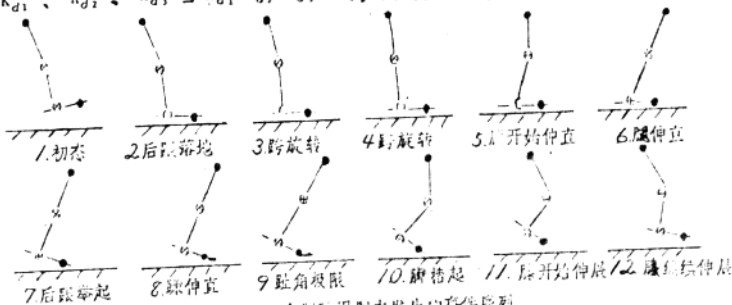


图5 一个步行周期内发生的事件序列

后是 $K_{d2}$ ，最后是 $K_{d3}$ ，由0变为1；(6)跨角 $h_{d1}, h_{d2}$   $h_{d1}=h_{d2}=0$ 表示腿的大腿完全伸展到正常位置，当大腿后退时，首先是 $h_{d1}$ ，然后是 $h_{d2}$ ：由0变为1。

根据上述意义所定义的八个四值门输出，可以得到表三的事件编码表，共有十二种反馈状态。

3. 针对上述每个反馈状态进行相应的控制驱动器输入状态 $K_1, K_2, A_1, A_2$ 的分配，便可产生合适的反馈状态序列，其中， $K_1, K_2$ 表腿部状态，而 $A_1, A_2$ 表膝部状态。注意，这种分配可能不唯一而依赖于对被控装置动态特性的理解，分配结果如表三。

表三、一个制动周期内闸位门输出与驱动器状态的编码

步序	闸位门输出信号								驱动器状态				状态序号
	$h_{d1}$	$h_{d2}$	$K_{d1}$	$K_{d2}$	$K_{d3}$	$a_d$	$h_{d1}$	$h_{d2}$	$K_1$	$K_2$	$A_1$	$A_2$	
1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	1	1	1
2	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	2
3	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	2
4	1	0	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	2
5	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	3
6	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	4
7	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	4
8	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	1
9	1	1	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	5
10	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1
11	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	6
12	0	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	1	6

4. 表三即设计要求，由此可获得控制仿真腿中两控制驱动器行为的异步有限态自动机，即异步时序网络，如图6所示。注意，此处由于使用了“J-K”触发器，为区别起见，重新命名驱动器状态 $K_1K_2$ 为 $K_1'K_2'$ 。

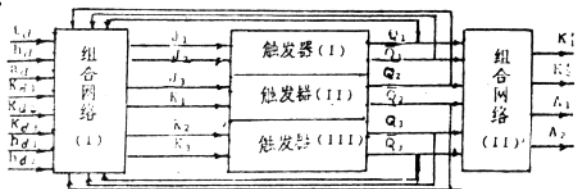


图6 异步仿真腿控制器的实现

实现有限态自动机主要有两种方法：方法I利用组合门电路与记忆触发器组成时序网络来实现，设计简单、调试很快，但功能一经确定就不能改变，适合于最终定型实现；方法II利用片式计算机的微型程序控制和存储器来实现，设计也简单、算法改变容易、很灵活，但因需要存取指令与数据故速度较慢，适合于初期研制阶段。

本文用方法I，而且不用传统的中小规模门电路，而代之以有发展前途的大规模集成电路中的PLA (Programmable Logic Array)<sup>[6]</sup>。

文献[7]提出了一种实现有限态自动机的代数化方法，下面的设计将直接运用其结论与公式，详细的定义与定理可在文献[7]中找到。

首先，由表三画出状态图如图7所示，其中，四位数字表示 $K_1', K_2', A_1, A_2$ 的值。

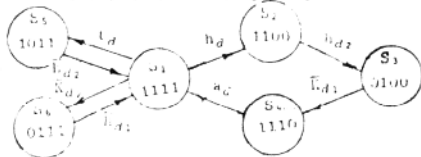


图7 仿真腿异步控制状态图

若令  $S_1 = \bar{Q}_1\bar{Q}_2\bar{Q}_3$ ,  $S_2 = \bar{Q}_1\bar{Q}_2Q_3$ ,  $S_3 = \bar{Q}_1Q_2Q_3$ ,  $S_4 = \bar{Q}_1Q_2\bar{Q}_3$ ,  $S_5 = Q_1Q_2\bar{Q}_3$ ,  $S_6 = \bar{Q}_1\bar{Q}_2\bar{Q}_3$

则  $S_1 + S_2 + S_3 + S_4 + S_5 + S_6 = 1$ ，而  $S_3 = Q_1\bar{Q}_2Q_3$ ,  $S_4 = Q_1Q_2\bar{Q}_3$ 。

然后，由图7和上述状态假设可获“状态转移矩阵”、“编码矩阵”，分别如图8、9所示。

$$\begin{pmatrix} \times & h_{d1} & \times & \times & h_{d2} & \bar{h}_{d2} \\ \times & \times & h_{d2} & \times & \times & \times \\ \times & \times & \times & K_{d1} & \times & \times \\ a_d & \times & \times & \times & \times & \times \\ \bar{h}_{d2} & \times & \times & \times & \times & \times \\ K_{d2} & \times & \times & \times & \times & \times \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

图9、编码矩阵(与图7相应)

图8、状态转移矩阵(与图7相应)

由这两个矩阵和定理2<sup>[7]</sup>可以写出图6中三个“J-K”触发器的控制输入逻辑表达式，如式(1)、(2)、(3)。注意，它们不一定是化简。

$$\begin{aligned}
 J_1 &= \bar{h}_{d1}\bar{Q}_2\bar{Q}_3 + \bar{h}_{d2}\bar{Q}_1\bar{Q}_2 \\
 K_1 &= \bar{h}_{d2}Q_1Q_2\bar{Q}_3 + \bar{K}_{d2}Q_1\bar{Q}_2\bar{Q}_3
 \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{cases} J_2 = h_{d2} \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 Q_3 + t_d \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 \\ K_2 = a_d \bar{Q}_1 Q_2 \bar{Q}_3 + \bar{h}_{d2} Q_1 Q_2 \bar{Q}_3 \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} J_3 = \bar{K}_{d1} \bar{Q}_1 Q_2 Q_3 \\ K_3 = h_d \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 \end{cases} \quad (3)$$

因为  $S_i (i=1 \sim 6)$  与  $K_i, A_1, A_2$  存在一一对应关系, 即  $\bar{Q}_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 \leftrightarrow 1111$ ,  $\bar{Q}_1 \bar{Q}_2 Q_3 \leftrightarrow 1100$ ,  $\bar{Q}_1 Q_2 \bar{Q}_3 \leftrightarrow 0100$ ,  $\bar{Q}_1 Q_2 Q_3 \leftrightarrow 1110$ ,  $Q_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 \leftrightarrow 1011$ ,  $Q_1 \bar{Q}_2 Q_3 \leftrightarrow 0111$ , 故由下列卡诺图 (图 1 0—1 3) 可获控制器输出表达式, 即

$$K_1' = \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 + \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 \quad (4)$$

$$K_1'' = \bar{Q}_1 + \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 \quad (5)$$

$$A_1 = \bar{Q}_1$$

$$A_2 = \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 + Q_1 \bar{Q}_1$$

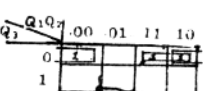
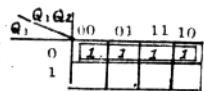
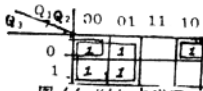
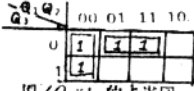


图 1/0.  $K_1'$  的卡诺图

图 1/1.  $K_1''$  的卡诺图

图 1/2.  $A_1$  的卡诺图

图 1/3.  $A_2$  的卡诺图

最后, 由式(1)~(5)可画出图 6 控制器的具体实现电路, 如图 1 4. 其中  $K_{d1}$  无效, 未画出.

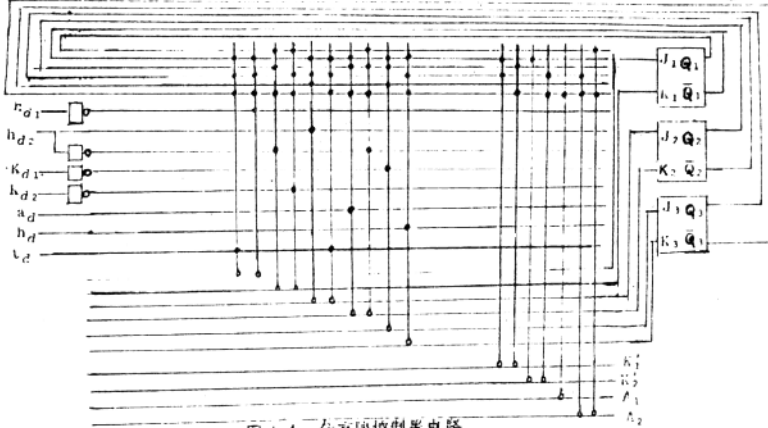


图 1 4 仿真腿控制器电路

#### 四、结论与讨论

由上述设计过程可知, 尽管分析与合成的过程貌似复杂, 但控制器电路却特别简单, 这正是有限态驱动器的优点所在。究其原因, 则是有限驱动器只对通常遇到的少数几个判决点作离散判决。而数字式控制器需有 A/D 与 D/A 转换, 本质上仍是连续的控制, 故需作连续判决, 有无限多个状态。不过, 控制驱动器表达的是一种理想情形, 实际动态系统只可能逼近“离散地改变系统状态”的理想情形。

很明显, 该仿真腿符合“最大自主度”原理<sup>[1]</sup> (只要避免平衡状态问题即可), 因而整个控制系统的性能是良好的。

基于上述单腿残废问题, 不难看出, 增加两个控制驱动器和相应装置以及某些附加装置, 很可能设计出两条腿残废程度均如图 3 所示的双仿真腿控制系统。另外, 自适应的基准量会使控制系统更加逼近正常腿的步行情况。

#### 参 考 文 献

- [1] R. Tomovic and R.B. McGhee, "A finite-state approach to the synthesis of bioengineering control systems," IEEE Trans. Human Factors in Electronics, Vol. HFE-7, pp.65-69, June 1966.
- [2] E.S. Angel and G.A. Bakoy, "Adaptive finite-state models of manual control systems," IEEE Trans. Man-Machine Systems, Vol.MMS-9, pp.15-20, March 1968.
- [3] 陶仁刚, 有限态自动机的可逆性, 科学出版社, 1979。
- [4] E. Mueybridge, The Human Figure in Motion, New York: Dover, 1956.
- [5] 苏进武译, 数字系统设计基础, 上海科学出版社, 1980。
- [6] Вутов, А.А. "О реализации секвенциальных автоматов на программируемой логической матрице," управляющие Системы и машины, pp.8-12, №.5, 1983.
- [7] 白光植, "有限态自动机 (X, S, Z, F, G) 的一种有效实现方法" 计算机学报, pp.391-394, No.5, 1982.



# 一种新的机器人自适应控制方式

(中国科学院沈阳自动化研究所)

曲道奎 蒋新松

(摘要) 本文提出了一种新的、有效的机器人自适应控制方法, 克服了其它方法由于模型不准确或计算量大等所带来的一系列问题。本文首先将 Lagrange 运动方程转化为 ARMA 模型, 并用虚拟噪声补偿模型误差 (即由于线性化、去耦、观测不准和干扰等误差)。然后利用两投互藕的 Kalman 滤波算法在线进行参数辨识和状态估计, 将获得的参数用于机器人控制系统自适应控制器的设计, 最后给出了该算法的仿真结果并对此进行了讨论。

## 一、引言:

由于运用动力学方法建立机器人的动力学方程需要花费大量的计算时间 (1) (2), 并且由于机器人本身的复杂性使控制这样的系统亦非常困难。因此, 近几年来, 人们试图利用系统辨识的方法来建立动态模型, 并用现代控制理论中的一些方法进行控制。但是由于他们仅考虑系统的输入输出关系 (3) (4), 并为了控制方便, 他们对模型进行了一系列化简和给出了一些假定, 并认为噪声为 (0,  $\sigma^2$ ) 的高斯白噪声, 这多与实际情况不相符, 因之便产生了一系列误差, 所以结果并不十分理想。

针对上述许多问题, 本文提出了一种新的有效的机器人自适应控制方法。它利用推广的 Kalman 滤波算法在线建立机器人的动态模型, 并用虚拟噪声技术补偿由于模型简化及干扰等带来的误差。不仅如此, 并在每一采样周期内在线估计噪声的时变均值和方差, 以随时调整控制规律, 仿真结果表明, 此方法简单, 计算量小, 是一种有效的算法。

## 二、数学模型

一个  $n$  自由度的机器人动力学模型可写为:  $D(\theta)\ddot{\theta} + H(\theta, \dot{\theta}) + G(\theta) = u \dots (1)$

其中:  $\theta$  是  $n \times 1$  的广义坐标或关节变量组成的矢量;  $\dot{\theta}$  是速度矢量;  $\ddot{\theta}$  是加速度矢量;  $D(\theta)$  是

一个  $n \times n$  的对称正定阵;  $H(\theta, \dot{\theta})$  是一个  $n \times 1$  的矢量, 它包含哥氏、向心力, 甚至可包含系统的摩擦力、干扰力等,  $G(\theta)$  是一个  $n \times 1$  矢量, 它是重力项,  $u$  是一个  $n \times 1$  的广义力或输入力 (矩) 矢量。将 (1) 式写成状态方程形式:

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I_n \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ D^{-1}(\theta)G(\theta) \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ -D^{-1}(\theta)H(\theta, \dot{\theta}) + G(\theta) \end{bmatrix}$$

对 (2) 离散化, 则有:  $\begin{bmatrix} \theta(k+1) \\ \dot{\theta}(k+1) \end{bmatrix} = e^{\begin{bmatrix} 0 & I_n \\ 0 & 0 \end{bmatrix} T} \begin{bmatrix} \theta(k) \\ \dot{\theta}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -D^{-1}(\theta(k)) \end{bmatrix} u(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ -D^{-1}(\theta(k)) \end{bmatrix} \int_{kT}^{(k+1)T} e^{\begin{bmatrix} 0 & I_n \\ 0 & 0 \end{bmatrix} (k+1)T - \tau} \begin{bmatrix} 0 \\ -D^{-1}(\theta(\tau)) \end{bmatrix} (H(\theta(\tau)) - G(\theta(\tau))) d\tau \dots (3)$

这里  $T$  为采样周期, 令  $Z = \begin{bmatrix} 0 & I_n \\ 0 & 0 \end{bmatrix} T$ ,  $A' = e^{\begin{bmatrix} 0 & I_n \\ 0 & 0 \end{bmatrix} T}$ ,  $u = \begin{bmatrix} 0 & I_n \\ 0 & 0 \end{bmatrix} u(k)$ ,  $w = \begin{bmatrix} 0 & I_n \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \int_{kT}^{(k+1)T} e^{\begin{bmatrix} 0 & I_n \\ 0 & 0 \end{bmatrix} (k+1)T - \tau} \begin{bmatrix} 0 \\ -D^{-1}(\theta(\tau)) \end{bmatrix} (H(\theta(\tau)) - G(\theta(\tau))) d\tau$

$$u = \begin{bmatrix} 0 & I_n \\ 0 & 0 \end{bmatrix} u(k)$$

$$w = \begin{bmatrix} 0 & I_n \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \int_{kT}^{(k+1)T} e^{\begin{bmatrix} 0 & I_n \\ 0 & 0 \end{bmatrix} (k+1)T - \tau} \begin{bmatrix} 0 \\ -D^{-1}(\theta(\tau)) \end{bmatrix} (H(\theta(\tau)) - G(\theta(\tau))) d\tau$$

则 (3) 式可写为:  $X(k+1) = AX(k) + B(u(k) + w(k)) \dots (4)$  设观测方程为:  $Y(k) = CX(k) + E(k) \dots (5)$

这里  $w$  是由哥氏力, 向心力, 摩擦力等引起的模型误差, 显然它不能用  $N(0, \sigma^2)$  的白噪声来表示, 因为它的均值和方差都是时变的, 这就是我们要引入虚拟噪声的前提。我们设  $w$  是  $N(0, \Sigma(k))$  的虚拟噪声, 而  $0 = \begin{bmatrix} I_n & 0 \end{bmatrix}$ ,  $E(k)$  是观测噪声, 设其为  $N(0, \sigma^2)$  的白噪声。

对 (4) 式进行变换, 我们有  $X(k) = (I_p - Z^{-1}A)^{-1} (Bz(k-1) + w(k-1)) \dots (6)$

其中:  $P = 2n_0 Z^{-1}$  —— 滞后因子, 即  $Z^1 X(k) = X(k-1)$  把(6)代入(5), 则有  

$$Y(k) = C'(I_p - Z^{-1}A')^{-1} [B'(u(k-1) + w(k-1)) + R(k)] + C'(I_p - Z^{-1}A')^{-1} B'u(k-1) + C'(I_p - Z^{-1}A')^{-1} w(k-1) + R(k) \dots\dots\dots (7)$$

由上述可知,  $C'$ 、 $A'$  皆是常矩阵, 所以  $C'(I_p - Z^{-1}A')^{-1}$  与  $w'$  相乘并不改变其性质, 我们记:  
 $C'(I_p - Z^{-1}A')^{-1} w(k-1) + R(k) = W(k)$  并设  $W(k) \sim N(r(k), R(k))$ , 因此(7)式可写成:  
 $Y(k) = C'(I_p - Z^{-1}A')^{-1} B'u(k-1) + W(k) \dots\dots\dots (8)$  根据Faddeeva公式, 我们有:

$$(I_p - Z^{-1}A')^{-1} = \frac{\text{diag}_p(I_p - Z^{-1}A')}{\det(I_p - Z^{-1}A')} = \frac{I_p + E_1 Z^{-1} + \dots + E_{p-1} Z^{-p+1}}{1 + E_1 Z^{-1} + \dots + E_p Z^{-p}}$$

这里  $E_0 = I_p$ ,  $E_1 = 1$ ,  $E_k = \frac{1}{k} \text{trace} A^k F_{k-1}$ ,  $k=1, 2, \dots, p$ ,  $F_k = A^k F_{k-1} + E_k I_p$ ,  $k=1, 2, \dots, p-1$ . 故(8)式可被表示为下列形式:

$$(\sum_{i=0}^p E_i Z^{-i}) Y(k) = C'(\sum_{i=0}^{p-1} F_i Z^{-i}) B'u(k-1) + W(k) \dots\dots\dots (9)$$

令  $A(Z^{-1}) = (\sum_{i=0}^p E_i Z^{-i}) I_n$ ,  $B(Z^{-1}) = C'(\sum_{i=0}^{p-1} F_i Z^{-i}) B'$

则(9)式可写成下列形式:  $A(Z^{-1})Y(k) = B(Z^{-1})u(k) + W(k) \dots\dots\dots (10)$

其中:  $A(Z^{-1}) = I_n + A_1 Z^{-1} + \dots + A_p Z^{-p}$ ,  $B(Z^{-1}) = B_0 + B_1 Z^{-1} + \dots + B_{p-1} Z^{-p+1}$

通过一系列推导, 我们得到了所需的LaGrange方程的ARMA形式. 利用此方程, 我们就可以设计自适应控制律. 至于未知量  $A$ 、 $B$  和  $W$ , 则可以用两段互藕的Kalman滤波算法估计. 值得注意的是, 在上述一系列推导中, 我们没有考虑时间延迟问题, 考虑此因素, 则(10)式可写为:

$$A(Z^{-1})Y(k) = B(Z^{-1})u(k-d) + W(k) \dots\dots\dots (11)$$

其中  $d$  —— 时间延迟.

三、度切噪声补偿技术

我们知道, 方程(11)是一多变量系统, 矩阵  $A_1$  和  $B_1$  都是  $n \times n$  矩阵. 显然,  $B_1$  可看作是一对角阵; 为方便起见, 我们假定  $A_1$  也为一对角矩阵, 实际情况可能与之不符, 这也没关系, 我们把这个误差考虑到模型误差  $W(k)$  中, 通过上述一系列假设及简化, 则对某一类节点之方程(11)可写为:

$$\sum_{i=0}^n a_i^j(k) Y_i(k-i) = \sum_{j=0}^n b_j^i(k) u_i(k-j-d) + W_i(k) \dots\dots\dots (12)$$

$$\text{或 } Y_i(k) = \sum_{j=1}^n a_j^i(k) Y_i(k-j) + \sum_{j=0}^n b_j^i(k) u_i(k-j-d) + W_i(k) \dots\dots\dots (13)$$

其中  $a_j^i(k)$  和  $b_j^i(k)$  分别是输出和输入;  $W_i(k)$  可近似视为时变均值  $r_i(k)$  和方差  $E_i(k)$  的高斯噪声, 即:  $E(W_i(k)) = r_i(k)$ ,  $\text{COV}(W_i(k), W_i(s)) = E_i(k) \delta_{ks}$ , 其中  $E$  是数学期望,  $\delta_{ks}$  是 Kronecker 函数, 时变参数  $a_j^i(k)$  和  $b_j^i(k)$  是未知的, 引入向量

$$\theta^T(k) = [a_1^i(k), \dots, a_n^i(k); b_1^i(k), \dots, b_n^i(k)] \dots\dots\dots (14)$$

$$n_i(k) = [Y_i(k-1), \dots, Y_i(k-n); u_i(k-d), \dots, u_i(k-d-n)] \dots\dots\dots (15)$$

则(13)式可写为:  $Y_i(k) = h_i^T(k) \theta_i(k) + W_i(k) \dots\dots\dots (16)$  设参数的变化服从广义随机游动模型  $\theta_i(k+1) = \theta_i(k) + V_i(k) \dots\dots\dots (17)$  其中  $V_i(k)$  是带未知时交均值  $r_i(k)$  和

$\theta(k)$  且独立于  $V_i(k)$  的白噪声, 即:  $E(V_i(k)) = r_i(k)$ ;  $\text{COV}(V_i(k), V_i(s)) = \theta(k) \delta_{ks}$

对于时变系统(16)和(17)式, 我们可以利用(5)表出的改进的自适应Kalman滤波算法来估计时变参数和时交噪声统计, 其关系式如下:

$$\hat{\theta}_i(k+1 | k+1) = \hat{\theta}_i(k+1 | k) + k_i(k+1) e_i(k+1) \dots\dots\dots (18)$$

$$\hat{\theta}_i(k+1 | k) = \hat{\theta}_i(k | k) + \hat{a}_i(k) \dots\dots\dots (19)$$

$$e_i(k+1) = Y_i(k+1) - h_i^T(k+1) \hat{\theta}_i(k) \dots\dots\dots (20)$$

$$k_i(k+1) = P_i(k+1 | k) h_i^T(k+1) \cdot (h_i^T(k+1) P_i(k+1 | k) h_i(k+1) + \hat{R}_i(k))^{-1} \dots\dots\dots (21)$$

$$P_i(k+1 | k) = P_i(k) + \hat{\theta}_i(k) \dots\dots\dots (22)$$

$$P_i(k+1) = (I - k_i(k+1) h_i^T(k+1)) P_i(k+1 | k) \dots\dots\dots (23)$$

$$\begin{aligned} \hat{r}_i(k+1) &= (1-\lambda_k) \hat{r}_i(k) + \lambda_k (y_i(k+1) - h_i^T(k+1) \hat{\theta}_i(k+1|k)) \dots\dots\dots (24) \\ \hat{R}_i(k+1) &= (1-\lambda_k) \hat{R}_i(k) + \lambda_k (e_i^T(k+1) - h_i^T(k+1) \hat{r}_i(k+1|k)) h_i(k+1) \dots\dots\dots (25) \\ \hat{g}_i(k+1) &= (1-\lambda_k) \hat{g}_i(k) + \lambda_k (\hat{\theta}_i(k+1|k+1) - \hat{\theta}_i(k|k)) \dots\dots\dots (26) \\ \hat{\theta}_i(k+1) &= (1-\lambda_k) \hat{\theta}_i(k) + \lambda_k (k_i(z+1) e_i^T(k+1) - k_i(k+1) + p_i(k+1) - p_i(k)) \dots (27) \end{aligned}$$

其中取  $\lambda_k = (1-\lambda)/(1-\lambda^{k+1})$ ,  $0 < \lambda < 1$ ,  $\lambda$  是遗忘因子,  $I$  是单位阵, 初值取作  $y(0) = 0 = y_i$ ;  $p_i(0) = p_i$ ;  $r_i(0) = r_i$ ;  $K_i(0) = K_i$ ;  $e_i(0) = e_i$ ;  $\theta_i(0) = \theta_i$ .

四、自适应控制器

众所周知, 其于条件 C 的  $y_i(k+m)$  的最小方差预报是条件数学期望, 即:

$$\hat{y}_i(k+m/k) = E\{y_i(k+m) | C\} \dots\dots\dots (27) \text{ 这里 } C = \{y_i(k), y_i(k-1), \dots; d_i, u_i(k-d) \dots\}$$

因此当模型完全已知时, 在式 (13) 两边取数学期望, 则得递推预报:

$$\hat{y}_i(k+n/k) = \sum_{j=1}^n a_j(k+n) \hat{y}_i(k+n-j/k) + \sum_{j=0}^{n-1} b_j(k+n) u_i(k+n-1-j) + r_i(k+n) \quad (n=1, 2, \dots, d) \dots\dots\dots (28)$$

这里规定  $\hat{y}_i(k+n-j/k) = \hat{y}_i(k+n-j)$ , 当  $k+n-j < k$ . 性能指数是选择控制  $u_i(k)$  使下述广义性能指标最小, 即:  $J = \int_0^{\infty} \{ (y_i(k+d) - \hat{y}_i(k+d))^2 + e_i^T u_i(k) - u_i(k-1) \}^2 | C \} \dots\dots\dots (29)$

代入值, 并令  $\frac{dJ}{du_i(k)} = 0$ , 可得自适应控制器 (27) 为:  $u_i(k) = \frac{1}{e_i^T I + b_i^T} \hat{y}_i(k+n/k)$

$$(\hat{b}_i^T(k+d/k) \hat{D}_i(k) - e_i^T) u_i(k-1) \dots\dots\dots (30) \text{ 其中 } \hat{D}_i(k) = \sum_{j=1}^n \hat{a}_i^j(k+d/k)$$

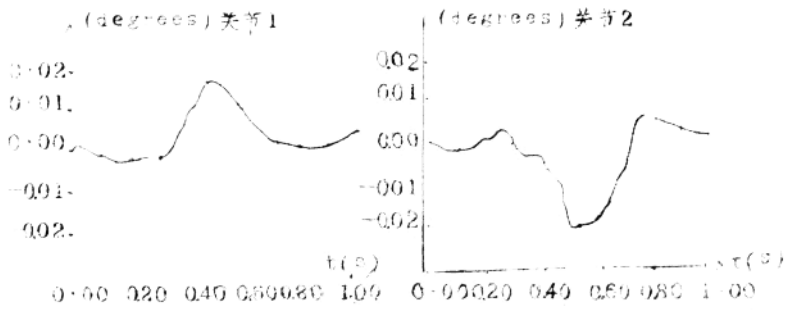
$\hat{y}_i(k+n-j/k) + \sum_{j=1}^n \hat{b}_i^j(k+d/k) u_i(k-1) + \hat{r}_i(k) - y_i(k+d) - y_i(k+d)$  —— 标定输出值,  $e_i^T$  —— 加权系数.

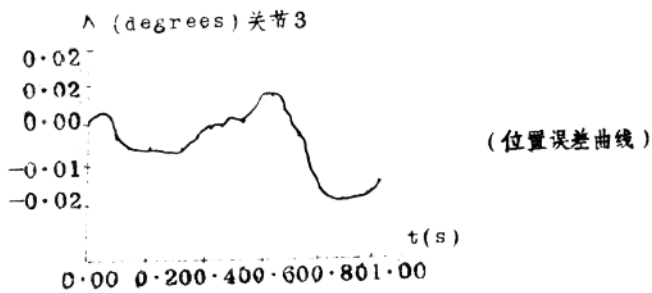
注意性能指标 (29) 是一广义性能指标, 通过加权因子的改变, 可控制输入量的大小, 同时也可防止控制量突变.

五、仿真结果及讨论

整个算法在 PDP11/23 机上进行了仿真. 在计算机的仿真过程中, 由 (6) 提出的方法自动形成模型, 在这里我们所用的是三关节的 PUMA 机械手模型, 采样周期为 0.02 秒, 用五阶龙格——库塔方法积分, 积分步长取作 0.001 秒, 模型的阶次取  $n=2$ , 延迟  $d=1$ .

要求机械手在关节坐标空间中跟踪一曲线, 在本仿真中是要求在一秒内, 机械手初始位置 (45°, 0°, 45°), 到达终点位置 (135°, 90°, 135°) 仿真结果如下图所示, 实验表明, 只要模型参数的初值选得合适, 效果是良好的.





- (1) R. P. Paul, Robot Manipulators: Mathematics, Programming and Control, The MIT Press, 1981.
- (2) J. Y. S. Luh, et al. On-Line Computational Scheme for Mechanical Manipulators, Trans. ASME, Journal Of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol. 102, No. 2, 1980, PP69-77.
- (3) MIOMIR VUKOBRATOVIC, Dynamics of Robots and Manipulators, 1979.
- (4) C. S. G. Lee et al, On The Control Of Mechanical Manipulators, Proc. Sixth IFAC Conf. Estimation and Parameter Identification, June 1982, PP1454-1459.
- (5) 邓自立、郭一新著, 动态系统分析及其应用, 辽宁科学技术出版社, 1985.
- (6) M. W. Walker, D. E. Orin, Efficient Dynamic Computer Simulation Of Robotic Mechanisms, Journal Of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 104, PP205-211, 1982.

## 计算机通用视觉接口

西安交通大学人工智能与机器人研究所

郑成明 宣国荣 李长河

**摘要：**本文介绍一种高分辨率、高灰度级、快速度、低价格、方便灵活，且能适应各种微计算机的通用视觉接口。它可以实时快速输入 $512 \times 512$ 象素图象，可选用任何一种微机构成视觉系统，可用于机器人视觉、工业、国防科研和各项公用事业的图象快速输入、图象分析、识别与处理中。

根据教育部下达我校重点课题“计算机视觉”研究的需要，参照我们近几年开展计算机视觉研究和应用经验，我们成功地研制出了能直接适应于多种型号微计算机的“通用视觉接口”，并利用该接口组成了数种图象输入系统。现将有关技术简介如下：

### 1. 原理概述

各种计算机图象输入装置，不管其结构多么不同，但都是为了共同的目的——把由一维波形（全电视信号）表征的二维图象作时间及幅度量化后输入到内存中，以待处理。其接口板的数字量化器都是相似的，而且比较简单。接口的主要差别在于数字量化器与计算机之间的联接。我们详细研究了若干种型号的微处理器及微计算机系统的总线结构，找到了它们的共性，设计并实现了一种全新的通用视觉接口。利用该接口并选用一种微机，诸如Cpu为6502芯片（如APPLE型、CV-77、紫金II等）、280芯片（如TRS80、TP801单板机等）、M6800系列、M68000系列、2800系列、Intel 8086系列（如IBMPC、IBMPC/XT及其兼容机、VICTOR 9000等）等8位、16位及32位数据总线的微机系统、再配上一台工业业电视摄像机就组成了实时快速输入、分析处理图象的视觉系统。

视觉系统总框图如图1所示。本接口采用了自制的高速模数转换器（ADC）和包括DMA方式的多种信息传输技术。新构成的视觉系统能自动跟踪电视摄像机的扫描速度。可在20ms内输入一场 $256 \times 512$ 或 $256 \times 256$ 象素图象，在40ms内输入一场（奇场和偶场） $512 \times 512$ 象素图象，而且能有效地控制被送入计算机内

存的图像数据的结构排列。

### 通用视觉接口

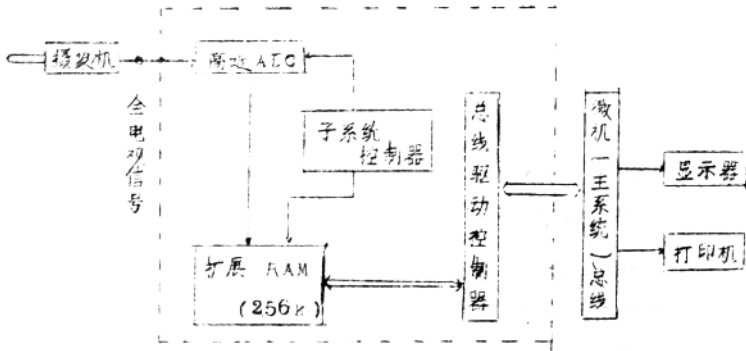


图 1、视觉系统构成总框图

通用视觉接口直接采用摄像机输出的标准全电视信号来控制图像的输入过程。因此，图像输入时间、位置都受全电视信号的约束。该接口不仅能接收摄像机摄取的画面，而且还可以输入电视广告的活动图像。

#### 2. 主要技术指标

输入图像点数：最高  $512 \times 512$  像素/帧或  $256 \times 512$  像素/场。

像素分割密度： $2^k \times 2^k$  共计 16 种模式 ( $k=6, 7, 8, 9$ )

输入帧机时间：输入  $256 \times 512$  像素小于 20 毫秒。

输入  $512 \times 512$  像素小于 40 毫秒。

数据传输速率：最高可达 13MB (兆字节/秒)。

图像窗口选择：全屏兼窗口大小和位置可编程。

平均灰度选择：计算机程控，共 256 级。

灰度值选择：计算机程控，共 256 级。

像素输入灰级：2 级、4 级、16 级及 256 级四种模式。

图像数据输出：8 位或 16 位或 32 位并行数据输出。

内存图像显示：为显示 (用 DAC) 内存图像留有扩展接口总线 and 相应的各种控制信号。

内存扩展功能：可为系统提供最大256k字节存储空间。

接口的自启动，能按照设定方式连续取多幅图象。

### 3. 接口工作原理简介

如图2所示，微计算机对视觉接口的初始化主要是通过图象输入控制器来完成。图象输入控制器根据主机的命令设置图象窗口，规定图象点阵密度，安排字节组合模式；分配RAM地址，确定是输入图象还是显示内存图象（DAC输出），控制ADC采样的兴趣域及其起停，判决RAM的使用权及权力移交条件。由同步控制器完成行场同步分离和奇偶场动态识别。RAM控制器功能包括产生读写信号和地址信号及控制时序，并自动完成对存储区的定时刷新。

总线驱动器可实现本接口与各种8位、16位及32位数据总线微机系统的灵活联接；还设有8位、16位和32位数据总线口，可满足并行口通讯联接的需要。

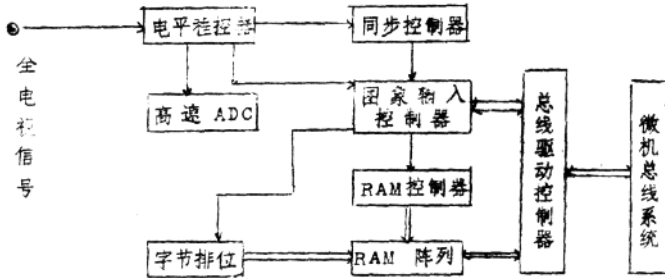


图2、通用视觉接口原理框图

### 4. 动态RAM控制时序

本接口内部的动态RAM阵最大可达256k字节，可联接成为微机的内存扩展或虚拟存储区，作为视觉系统它又是图象存储区，因而较好地解决了通常图象信息量大与微计算机内存不足的空间匹配问题。

RAM管理的关键在于必须解决好存储器共享和动态RAM自动刷新及其时序问题。本接口采用一种同步、自管理、分时与集中相结合的新方法，圆满地解决了公共RAM再生问题。

本接口抓住了RAM操作管理时序关键，设法使RAM区成为微机内存扩展或虚存，既使微机系统软件运行有了较大的迂回空间，又有效地插入了视觉功能。

## 5. 总线控制技术

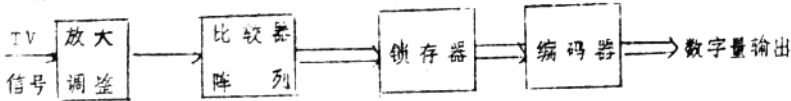
接口与系统的联接以及系统对接口的使用都是通过总线驱动控制器来进行的。由于本接口采用了与系统相对独立的总线。因此,摄取图象可以在不影响微机系统自身工作的条件下“悄悄地”进行。通用视觉接口这时既可以看作是独立的图象帧存装置,也可以看作是在微机的扩展内存区进行透明方式的DMA操作。总线控制时序必须保证微机与接口子系统避免同时对扩展内存区进行访问的竞争现象,而且还必须保证在动态RAM实现使用权交换的前后所有存贮单元严格遵守2ms的再生操作周期。

接口总线控制主时序如图4所示。

## 6. TV信号数字化器(ADC)

本接口的ADC采用中小规模集成电路以并行比较的方式获得高速度,其框图如5所示。

该ADC中没有采样保持环节,因而避免了使用一般ADC集成电路因采样保持电容的充放电所带来的误差和速度限制。本接口ADC的转换速度主要受锁存器建立和保持时间的限制。一般高速锁存器的建立和保持时间不超过10ns。自制数模转换器的另一个优点就是造价很低。



## 7. 接口应用实例

已与IBMPC/XT、IBMPC及其兼容机、APDL1、TRS-80、TP801以及VICTRIS-9000配成图象系统,附录A中给出了几张图片

## 8. 系统软件及其应用

通用视觉接口与微机配成的视觉系统与对应机型的CV型图象系统应用软件兼容。

视觉系统的应用领域见附录B

## 9. 结论

通用视觉接口已于85年12月17日通过省级鉴定,鉴定书见附录D

10. 参考文献见附录C



# 在机器人的控制中 自动绕过机械干涉区的 策略和算法

上海铁道学院 电信及计算机工程系

吴芳英

## 摘要

本文在对绞接机械系统(SMA)的绞接变量相关空间及绞接件间机械干涉区定义后,产生一个机械干涉区几何模型的基础上,提出运动可行性检测和自动绕过机械干涉区的策略和算法,以期提高对绞接机器人系统的自动化控制程度。

在机器人的控制中,机器人绞接臂的运动受到传动机具类型和工艺的限制。整个绞接机械系统的控制除了受到外界环境的约束外还将受到系统本身,例如各自由度机具的行程、机械止挡等的影响,以及在绞接系统中每一个绞接件的运动还和其他绞接件的位置有关。这后者就是系统不同绞接件间的机械干涉问题。

本文在将机械干涉区模型化的基础上,提出运动可行性检测和自动绕过机械干涉区的策略和算法,其中一部分成果已用于实践。

### 一、机械干涉区的概念

[定义1]

描述具有 $n$ 个转动或移动自由度的绞接机器人系统几何构形的 $n$ 维空间,在假定不存在机械干涉的情况下,称其为该系统的绞接变量相关空间,记作 $\Omega$ 。空间 $\Omega$ 上的每一个点代表系统的一种构形 $S$ ,它是各自由度绞接变量 $\theta$ 的组合。 $S$ 是一个 $n$ 维向量,可表示为:

$$S = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_i, \dots, \theta_n)$$

式中 $\theta_i$ 为第 $i$ 个自由度的绞接变量。

例如,图1所示为一个具有二个转动自由度的绞接机械系统机动示意图(图1a),它的绞接变量相关空间 $\Omega$ 是一个以转角 $\alpha$ 和 $\theta$ 为坐标的二维平面(图1b)。

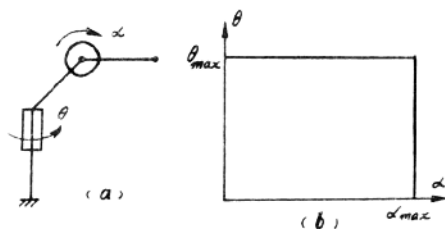


图 1

[定义2]

由于机械干涉而使绞接机械在绞接变量相关空间 $\Omega$ 无法实现几何构形的空间点的集合称为机械干涉区 $\Omega_I$ ,显然 $\Omega_I \subset \Omega$ 。

例如图1的系统在相关空间的机械干涉区如图2所示,它由机械设计提供。

系统执行一个任务,就是完成从初始构形 $S_i$ 向最终构形 $S_f$ 的转换,显然在实现转换的运动过程中,如果遇到机械干涉区,就要重新设计运动路径,以完成绕过干涉区的运动。但是当最终构形点 $S_f$ 在机械干涉区内时,则运动不可行。

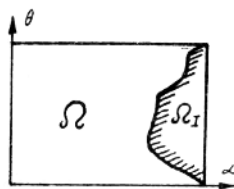


图 2