

文章编号: 1001-0920(2009)10-1489-06

## 多电机变频调速同步系统的多模型预测控制

张今朝<sup>1,2</sup>, 刘国海<sup>1</sup>, 潘天红<sup>1</sup>

(1. 江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013; 2. 嘉兴学院 机电工程学院, 浙江 嘉兴 314001)

**摘 要:** 针对多电机同步系统具有强烈的非线性和耦合性, 难以建立精确数学模型并施加有效控制缺陷, 提出一种多电机多模型动态矩阵预测控制算法. 在辨识不同工况子模型的基础上, 设计各自的子控制器, 并利用加权和形式构造全局控制器, 在有约束的条件下, 通过滚动优化的策略获得合适的控制增量. 控制过程中, 无需进行磁链观测. 仿真结果验证了该算法的有效性.

**关键词:** 多电机同步系统; 满意模糊聚类; 多模型建模; 多变量; 动态矩阵控制

中图分类号: TP18

文献标识码: A

## Multi-model predictive control for multi-motor variable frequency speed-regulating synchronous system

ZHANG Jin-zhao<sup>1,2</sup>, LIU Guo-hai<sup>1</sup>, PAN Tian-hong<sup>1</sup>

(1. School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China; 2. School of Mechanical and Electrical Engineering, Jiaxing University, Jiaxing 314001, China. Correspondent: ZHANG Jin-zhao, E-mail: zjzb05@163.com)

**Abstract:** For multi-motor synchronous system which is multivariable, strongly coupled, nonlinear, conventional controller based on non-precise system theories cannot meet the control requirements. Therefore, a kind of multiple model predictive control is designed. By identifying local models of different regimes, local dynamic matrix control (DMC) controllers are designed. Then the appropriate global controller is built by the weighting of the local controllers. Appropriate control increments are obtained by rolling horizon optimization strategy in the constrained case. During the operating process, a flux observer needn't to be designed. Simulation results show the effectiveness of the algorithm.

**Key words:** Multi-motor synchronous system; Satisfactory fuzzy clustering; Multi-model modeling; Multivariable; Dynamic matrix control

### 1 引 言

现代工业生产过程中, 特别是在冶金、造纸、纺织、建材等领域, 经常需要多台电机传送和卷取产品. 为保证产品不被拉断和堆积, 提高产品运送的效率和质量, 电机之间需要保持协调运行, 其中控制同步误差是关键问题之一. 它与系统的张力以及电机之间转速之差有关, 所以速度和张力的有效控制是多电机同步系统协调运行的关键. 近年来, 国内外研究者对此进行了深入的研究. 张殿华等<sup>[1]</sup>用伪对角化方法来设计交叉耦合控制器, 使补偿后的系统具有对角占优的特性, 实现了活套和张力的解耦控制.

该方法在改善系统动态特性时, 需要设计相应的 PID 调节器对得出的对角占优矩阵进行补偿, 但相关参数均通过试凑来调节确定. 近年来, 出现了将模糊规则或人工神经网络与常规 PID 调节相结合的控制方法, 主要有: 戴先中等<sup>[2]</sup>在论证两变频调速电机系统数学模型可逆的基础上, 运用神经网络逆控制方法, 实现系统的速度和张力的解耦控制; 张承慧等<sup>[3]</sup>针对四轴同步控制系统, 在仿真实验的基础上, 提出了多电机同步控制的模糊神经网络学习算法, 收敛速度快, 鲁棒性能好. 对于非常复杂的系统, 模糊控制要建立正确的模糊规则和隶属函数非常困

收稿日期: 2008-10-05; 修回日期: 2009-03-06.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60874014); 教育部博士点基金项目(2005029909); 江苏省自然科学基金项目(BK2007099); 江苏大学高级专业人才培养启动基金项目(08JJDG046).

作者简介: 张今朝(1971—), 男, 安徽巢湖人, 博士生, 从事多电机同步系统控制、非线性系统辨识与控制等研究; 刘国海(1964—), 男, 江苏高邮人, 教授, 博士生导师, 从事非线性控制、运动控制等研究.

难,且自学能力差. 神经网络虽具有较强的自学能力和容错能力,但很难确定网络的结构和规模<sup>[4]</sup>. Rodrigo 等<sup>[5]</sup>通过设计张力估计器实现了两滚筒卷绕机的张力鲁棒控制,但这种方法更趋于理论化,算法较复杂.

对于多台电机系统,随着电机数量的增加,建立机理模型更为困难,动态过程更为复杂. 常用的 PID 调节无法达到速度和张力的解耦控制,以上所提到的方法也难以有效地对多电机系统进行协调控制. 多模型方法是解决动态非线性随工况而变化的复杂工业过程、非线性系统控制的一种有效方法<sup>[6,7]</sup>. 多模型策略基于分解合成法则,根据不同的工况将复杂非线性系统分解成若干个局部线性模型,在每个适应域内,对应的局部模型能很好地逼近系统的非线性特性. 另外,多模型预测控制在工业实践中的成功应用,引起了控制界的广泛关注. 这种控制方法的优点是对模型要求低、控制质量好、在线计算方便、适应性强<sup>[8-10]</sup>.

本文针对两电机同步系统,尝试采用基于多模型多变量动态矩阵控制策略,对转速和张力的辨识和控制. 首先以随机信号对被控对象(两电机同步系统)进行激励,采集输出响应样本数据. 通过文献<sup>[6]</sup>中提出的基于满意模糊  $c$  均值聚类算法对样本数据进行聚类,得到模型结构参数,并通过最小二乘法得出局部模型参数,建立局部线性模型. 对各局部模型设计 DMC 子控制器<sup>[11]</sup>,以加权和形式合成全局范围的控制器,对速度和张力进行预测控制. 仿真结果表明了在多电机同步控制系统中,采用该方法能获得满意的效果.

## 2 多电机同步系统描述

多电机同步系统如图 1 所示,各电机之间以传输带连接,并以一定的转速协调运行.

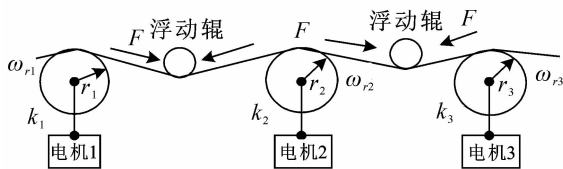


图 1 多电机同步系统控制物理模型

以两电机同步系统为研究对象,可得磁场定向时电机 1 转速为  $\omega_{r1}$ , 张力  $F$  与输入输出各参数及其前步值的映射关系为<sup>[12]</sup>

$$\begin{aligned} \omega_{r1}(k) = & f[\omega_{r1}(k-1), \dots, \omega_{r1}(k-3), \omega_1(k-1), \dots, \\ & \omega_1(k-3), i_{sd1}(k-1), \dots, i_{sd1}(k-3), F(k-1)], \end{aligned} \quad (1)$$

张力为

$$\begin{aligned} F(k) = & g[F(k-1), \dots, F(k-2), \omega_1(k-1), \dots, \\ & \omega_1(k-3), i_{sd1}(k-1), \dots, i_{sd1}(k-3), \\ & i_{sd2}(k-1), \dots, i_{sd2}(k-3), \\ & \omega_2(k-1), \dots, \omega_2(k-3)]. \end{aligned} \quad (2)$$

其中:  $\omega_1$  和  $\omega_2$  分别为两台电机的同步旋转电角速度,  $F$  为皮带的张力,  $\omega_{r1}$  为第 1 台电机转子速度,  $\omega_{r2}$  为第 2 台电机转子速度,  $i_{sd1}$  和  $i_{sd2}$  分别为两电机磁场定向定子  $d$  轴上的电流.

## 3 预测模型辨识

根据多模型建模<sup>[13]</sup>思想,辨识对象的模型可表示为

$$\hat{y}(k) = \sum_{i=1}^c \rho_i(\phi(k)) \varphi^T(k) \theta_i. \quad (3)$$

其中:  $\hat{y}(k)$  为系统输出;  $\phi(k)$  为调度向量;  $\varphi(k)$  为回归向量;  $c$  为调度函数的个数;  $\hat{y}_i = \varphi^T(k) \theta_i$  为第  $i$  个子模型,  $\theta_i$  为局部模型参数,  $\theta_i$  辨识由最小二乘算法来实现; 各子模型的适用域可描述为

$$\Gamma_i \in [v_i - s_i z, v_i + s_i z], \quad (4)$$

$z = [1 \ 1 \ \dots \ 1]^T$ ,  $v_i$  为聚类中心;  $\rho_i(\cdot)$  为调度向量  $\phi(k)$  的函数, 常用 Gaussian bells 函数为

$$\rho_i(\phi(k)) = \exp\left(-\frac{(\phi(k) - v_i)^T (\phi(k) - v_i)}{s_i^2}\right), \quad (5)$$

$s_i$  为高斯函数宽度, 即

$$s_i = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^c \left[ \frac{1}{p} \sum_{l=1}^p (v_i - v_l)^T (v_i - v_l) \right]^{1/2}, \quad (6)$$

$p$  为第  $i$  个聚类最近邻的个数,  $v_l$  为各邻域中心,  $c, v_i$  和隶属度矩阵  $U (U = [\mu_{i,j}]_{c \times N})$  为多模型的模型结构参数, 可通过满意模糊  $c$  均值聚类算法<sup>[14]</sup>进行辨识. 目标函数可以表示为

$$J_m(U, V; \phi) = \sum_{i=1}^c \sum_{k=1}^N \mu_{i,k}^m \|\phi(k) - v_i\|^2. \quad (7)$$

将式(7)极小化以后, 得到聚类中心和隶属度矩阵的更新公式为

$$v_i = \frac{\sum_{k=1}^N \mu_{i,k}^2 \phi(k)}{\sum_{k=1}^N \mu_{i,k}^2}, \quad (8)$$

$$\mu_{i,k} = \frac{1}{\sum_{j=1}^c \left( \frac{\|\phi(k) - v_i\|}{\|\phi(k) - v_j\|} \right)^2},$$

$$k = 1, 2, \dots, N, i = 1, 2, \dots, c. \quad (9)$$

基于  $c$  均值满意模糊聚类的多模型建模方法, 具体步骤如下:

Step1: 取输入、输出调度变量  $y(k)$  和  $u_i(k-1)$  ( $i$  为输入量个数) 为聚类数据, 即

$$\phi(k) = [y(k), u_1(k-1), u_2(k-1), \dots, u_n(k-1)]^T.$$

固定最大聚类个数  $c_{\max}$  和阈值  $\epsilon$ , 取初始聚类中心数为  $c = 2$ , 以两个最不相似的样本作为初始聚类中心, 任意的初始隶属度矩阵  $U^l$  ( $l$  为迭代次数), 使得

$$\sum_{i=1}^c u_{i,k} = 1, u_{i,k} \geq 0, \\ 0 < \sum_{k=1}^n u_{i,k} < n,$$

并根据式(8) 计算聚类中心  $v_i, i = 1, 2, \dots, c$ .

Step2: 根据式(8) 和(9) 更新聚类中心  $v_i$  隶属度矩阵  $U$ .

Step3: 如果  $\|U^{l+1} - U^l\| \leq \epsilon$ , 则算法停止,  $l$  为迭代步数; 否则, 返回 Step2.

Step4: 由聚类结果, 根据式(4) 和(6) 计算高斯基函数宽度  $s_i$  及第  $i$  个模型适用域.

Step5: 根据最小二乘法辨识各局部模型参数  $\theta_i$ .

Step6: 以均方根误差 RMSE 为满意的性能指标阈值, 如果当前的性能指标  $RMSE^l \leq RMSE$ , 则认为建模结果是满足要求的; 否则, 令  $c = c + 1$ , 返回 Step2.

均方根误差 RMSE 可描述如下:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (y(k) - \hat{y}(k))^T (y(k) - \hat{y}(k))}. \quad (10)$$

其中:  $\hat{y}(k)$  为估计输出,  $y(k)$  为实际输出.

### 4 多变量动态矩阵预测控制

图 2 为两电机同步系统多模型 DMC 预测控制示意图. 电机 1 为主电机, 电机 2 为从动机, 两电机定子电流  $i_{sd1}, i_{sd2}$  和频率  $\omega_1, \omega_2$  为输入, 张力  $F$  和主电机转速  $\omega_{r1}$  为输出. 令

$$u_1 = \omega_1, u_2 = \omega_2, u_3 = i_{sd1}, \\ u_4 = i_{sd2}, y_1 = \omega_{r1}, y_2 = F, \\ Y^* = [\omega_{r1}^* \quad F^*]^T, \hat{Y}_0 = [\hat{\omega}_{r10} \quad \hat{F}_0]^T, \\ E = [e_\omega \quad e_F]^T.$$

系统可分解为 8 个 SISO 输入输出通道, 分别为

$$u_1 \rightarrow y_1, u_2 \rightarrow y_1, u_3 \rightarrow y_1, \\ u_4 \rightarrow y_1, u_1 \rightarrow y_2, u_2 \rightarrow y_2, \\ u_3 \rightarrow y_2, u_4 \rightarrow y_2.$$

以多电机数学模型为对象, 在输入端加入单位阶跃信号, 当  $t = T, 2T, \dots, NT$  时, 可测得对应的输出值分别为

$$a_{11} = [a_{11,1}, a_{11,2}, \dots, a_{11,N}]^T, \\ a_{21} = [a_{21,1}, a_{21,2}, \dots, a_{21,N}]^T, \\ a_{31} = [a_{31,1}, a_{31,2}, \dots, a_{31,N}]^T, \\ a_{41} = [a_{41,1}, a_{41,2}, \dots, a_{41,N}]^T, \\ a_{12} = [a_{12,1}, a_{12,2}, \dots, a_{12,N}]^T, \\ a_{22} = [a_{22,1}, a_{22,2}, \dots, a_{22,N}]^T, \\ a_{32} = [a_{32,1}, a_{32,2}, \dots, a_{32,N}]^T, \\ a_{42} = [a_{42,1}, a_{42,2}, \dots, a_{42,N}]^T.$$

在  $k$  时刻, 每个输入端有  $M$  个连续增量  $\Delta u_j(k), \dots, \Delta u_j(k+M-1)$ . 在其作用下, 未来  $P$  个时刻输出预测值为

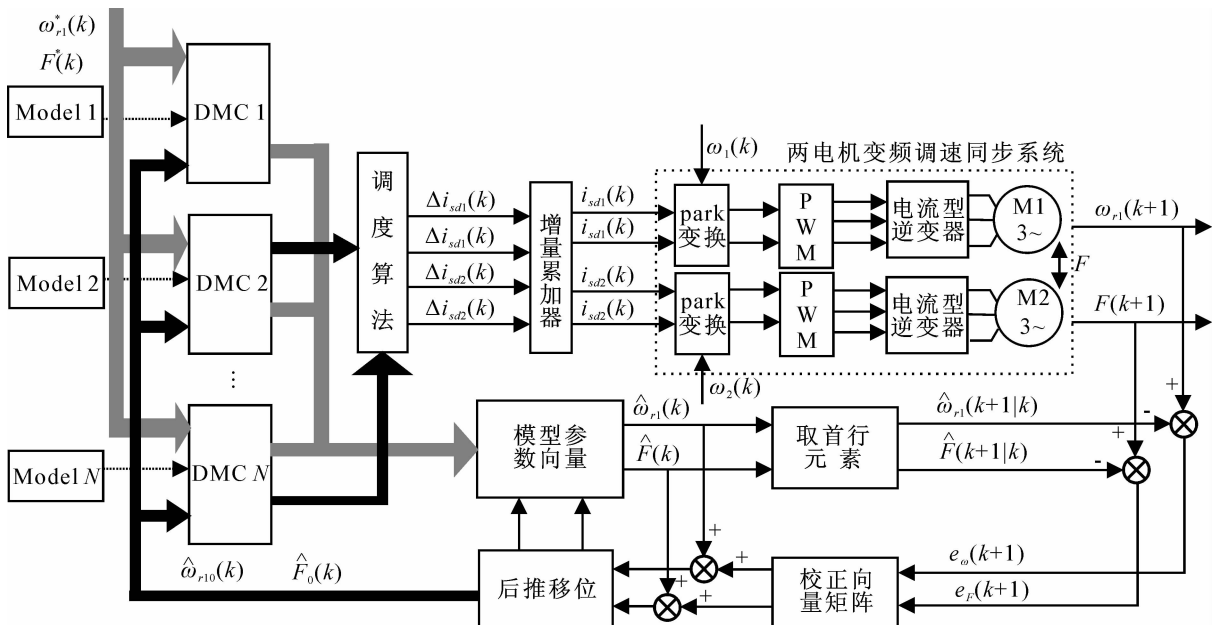


图 2 两电机同步系统 MDMC 预测控制结构

$$\hat{Y}(k) = \hat{Y}_0(k) + A\Delta U_M(k), \quad (11)$$

其中

$$\hat{Y}(k) = \begin{bmatrix} \hat{y}_{1M}(k+1|k) \\ \vdots \\ \hat{y}_{1M}(k+P|k) \\ \hat{y}_{2M}(k+1|k) \\ \vdots \\ \hat{y}_{2M}(k+P|k) \end{bmatrix};$$

$$\hat{Y}_0(k) = \begin{bmatrix} \hat{y}_{10}(k+1|k) \\ \vdots \\ \hat{y}_{10}(k+P|k) \\ \hat{y}_{20}(k+1|k) \\ \vdots \\ \hat{y}_{20}(k+P|k) \end{bmatrix};$$

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \\ A_{31} & A_{22} \\ A_{41} & A_{42} \end{bmatrix};$$

$$\Delta U_M(k) = \begin{bmatrix} \Delta U_1(k) \\ \Delta U_2(k) \\ \Delta U_3(k) \\ \Delta U_4(k) \end{bmatrix}_{4M \times 1};$$

$$\Delta U_i(k) = \begin{bmatrix} \Delta u_i(k) \\ \Delta u_i(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u_i(k+M-1) \end{bmatrix}_{M \times 1}, \quad i = 1, 2, 3, 4;$$

$$A_{ij} = \begin{bmatrix} a_{ij,1} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ a_{ij,2} & a_{ij,1} & 0 & & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ a_{ij,M} & a_{ij,M-1} & a_{ij,M-2} & \cdots & a_{ij,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{ij,P} & a_{ij,P-1} & a_{ij,P-2} & \cdots & a_{ij,P-M+1} \end{bmatrix}_{P \times M};$$

$\hat{y}_{10}(k+i|k)$  和  $\hat{y}_{20}(k+i|k)$  表示在  $k$  时刻, 假定控制作用保持不变时对未来  $N$  个时刻的输出初始预测值。

在  $k$  时刻, 当只有  $\Delta u(k)$  施加于被控制对象时, 预测输出  $\hat{y}(k+1)$  和实际输出  $y(k+1)$  的输出误差为

$$e(k+1) = y(k+1) - \hat{y}(k+1), \quad (12)$$

为求得最优解  $\Delta U(k)$ , 若在  $k$  时刻给定期望值  $Y^*(k+i), i = 1, 2, \dots, P$ , 则性能指标为

$$\min_{\Delta U(k)} J = [Y^*(k) - \hat{Y}(k)]^T Q [Y^*(k) - \hat{Y}(k)] +$$

$$[\Delta U]^T R [\Delta U], \quad (13)$$

其中:  $Y^*(k+1) = [y^*(k+1), \dots, y^*(k+P)]^T$ ,  $Q$  和  $R$  分别为控制权系数矩阵和误差权系统矩阵. 考虑有约束的输入输出时, 通常可以利用序列二次规划(SQP)<sup>[7]</sup> 求最优解  $\Delta U(k)$ . 在多电机同步系统输入输出中, 存在不等式约束条件为

$$\begin{aligned} y_{\min} &\leq \hat{y}(k+i) \leq y_{\max}, \quad i = 1, 2, \dots, P; \\ u_{\min} &\leq u(k+i) \leq u_{\max}, \quad i = 0, 1, \dots, M-1; \\ \Delta u_{\min} &\leq \Delta u(k+i) \leq \Delta u_{\max}, \\ &\quad i = 0, 1, \dots, M-1. \end{aligned}$$

将式(13) 整理成  $\Delta U(k) \leq t$  的形式, 构造出下列非线性二次规划问题, 并可求得控制增量:

$$\begin{aligned} \min_{\Delta U_m(k)} J = & [Y^*(k) - \hat{Y}(k)]^T Q [Y^*(k) - \hat{Y}(k)] + \\ & [\Delta U(k)]^T R [\Delta U(k)], \\ \text{s. t. } & \Delta U(k) \leq t. \end{aligned} \quad (14)$$

以模型的调度函数值为局部模型的加权值, 各局部子控制器以加权的形式综合成全局控制器. 通常以 Gaussian bells 函数作为调度函数, 为了保证输入空间划分的统一性, 需要将各调度函数式(5) 进行归一化处理, 即

$$\rho_i(\varphi) = \tilde{\rho}_i(\varphi) / \sum_{i=1}^c \tilde{\rho}_i(\varphi), \quad (15)$$

## 5 仿真研究

### 5.1 两电机预测子模型辨识

以图 2 所给的两台三相异步电机同步系统为对象. 为了使系统的输入输出数据能覆盖整个工况范围并加强可比性, 输入量叠加白噪声作为激励信号. 速度与张力调度变量数据分别为

$$\begin{aligned} \varphi_\omega(k) &= [\omega_{r1}(k), \omega_1(k-1), \omega_2(k-1), \\ &\quad i_{sd1}(k-1), i_{sd2}(k-1)], \\ \varphi_F(k) &= [F(k), \omega_1(k-1), \omega_2(k-1), \\ &\quad i_{sd1}(k-1), i_{sd2}(k-1)]. \end{aligned}$$

取满意聚类的中止条件为  $\epsilon = 0.01$ , 样本数取 20 000 组(采样周期 0.001 s). 电机有关参数值为:  $u_{1e} = u_{2e} = 380$  V,  $f = 60$  Hz,  $P_e = 2.2$  kW,  $T_e = 12$  Nm,  $n_{p1} = p_{p2} = 2$ ,  $J_1 = 0.6$ ,  $J_2 = 0.5$ ,  $L_{m1} = 0.5$  H,  $L_{m2} = 0.6$  H,  $L_{r1} = 0.2$  H,  $L_{r2} = 0.3$  H,  $T_{r1} = L_{r1}/R_{r1} = 0.5$ ,  $r_1 = 0.5$  m,  $r_2 = 0.6$  m,  $K = 2$ ,  $T_0 = 1$ . 输入初始值为:  $\omega_1 = 100$  rad/s,  $i_{s10} = i_{s20} = 5$  A,  $\omega_{20} = 100$  rand/s,  $T_0 = 20$  kg 时, 得到输出值为:  $\omega_{r10} = 100$  rad/s,  $\psi_{r10} = 2.5$  Wb,  $F_0 = 19$  kg,  $\omega_{r20} = 100$  rad/s,  $\psi_{r20} = 3.6$  Wb.

根据满意  $c$  均方模糊聚类方法, 聚类中心数为 6 时, 调度变量数据样本得到满意划分. 对主电机转速

和张力基于加权性能指标的多模型按式(16)和(17)进行建模,即

$$\begin{aligned} \varphi_{\omega}(k) &= \\ &f[\omega_{r1}(k-1), \dots, \omega_{r1}(k-n_1), \omega_1(k-1), \dots, \\ &\omega_1(k-n_2), i_{sd1}(k-1), \dots, i_{sd1}(k-n_3), \\ &i_{sd2}(k-1), \dots, i_{sd2}(k-n_4), \omega_2(k-1), \\ &\dots, \omega_2(k-n_5)], \quad (16) \\ \varphi_F(k) &= \\ &f[F(k-1), \dots, F(k-n_1), \omega_1(k-1), \dots, \\ &\omega_1(k-n_2), i_{sd1}(k-1), \dots, i_{sd1}(k-n_3), \\ &i_{sd2}(k-1), \dots, i_{sd2}(k-n_4), \omega_2(k-1), \\ &\dots, \omega_2(k-n_5)]. \quad (17) \end{aligned}$$

其中:  $n_1 \sim n_5$  分别表示  $\omega_{r1}, \omega_1, i_{sd1}, i_{sd2}, \omega_2$  的回归向量阶数. 在本文中, 当取  $n_1 = n_2 = n_3 = n_4 = n_5 = 3$ , 模型数取  $c = 6$  时, 可满足给定的性能指标, 即  $RMSE_c \leq RMSE = 0.025$ . 限于篇幅, 辨识模型略. 图 3 所示为在系统输入端加入负载扰动信号时转速和张力的辨识结果.

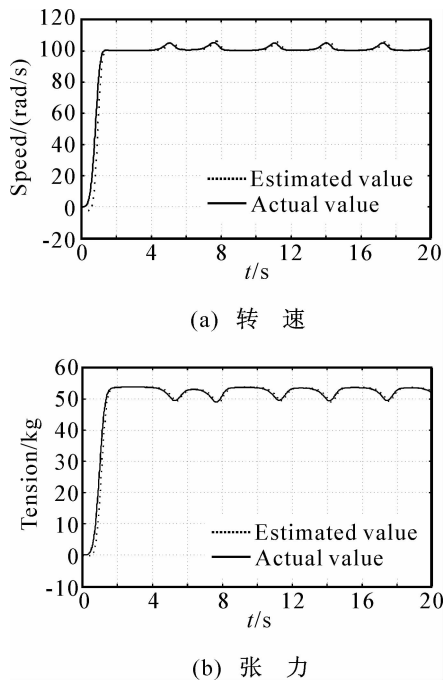


图 3 输入正弦信号时的辨识结果

### 5.2 DMC 预测控制

在多电机预测模型辨识的基础上, 设定输入输出量约束为

$$\begin{aligned} 0 \leq \omega_1, \omega_2 \leq 300, 0 \leq i_{sd1}, i_{sd2} \leq 10, \\ 0 \leq \omega_{r1}, \omega_{r2} \leq 300, 0 \leq F \leq 80. \end{aligned}$$

设该系统所给控制信号为幅值和频率给定的方波, 以时间点作为工况条件的切换条件, 对于转速和张力在 0 ~ 18s 之间的情况, 控制方法步骤如下:

Step1: 建立多电机同步系统局部模型为预测

模型;

Step2: 以单位阶跃信号激励预测模型, 测得模型向量  $a_i$  和  $b_i (i = 1, 2, 3, 4)$ , 并滤除测量噪声与干扰;

Step3: 选择合适的  $P$  和  $M$ , 本文选择  $P = M = 10$ , 并计算动态控制向量矩阵  $D$ ;

Step4:  $k$  时刻输出为初始值, 求解当前时刻有约束条件下的控制增量  $\Delta U(k)$ ;

Step5:  $\Delta U(k)$  经增量累加得到  $U(k)$ , 并作用于多电机系统;

Step6: 计算实际输出与预测输出误差  $E(k+1)$ ;

Step7: 由输出误差修正预测值, 并后推移位, 作为  $k+1$  时刻初始值, 返回到 Step4;

Step8: 各局部控制器以式(11)的加权形式得到全局控制器.

对该系统进行仿真实验, 仿真结果如图 4 所示.

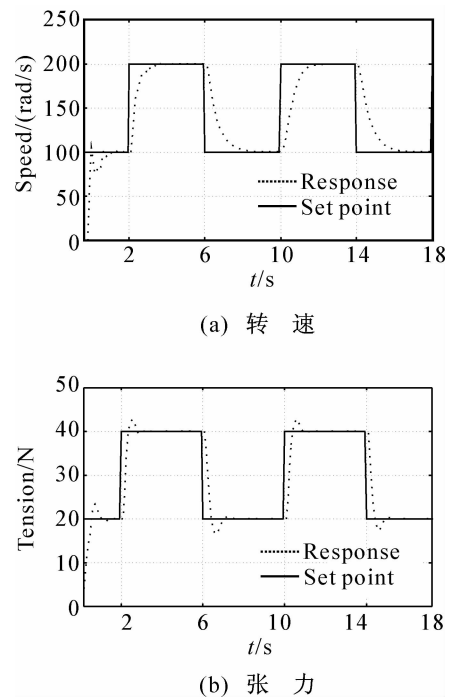


图 4 控制响应仿真结果

## 6 结 论

对于复杂的多电机同步系统控制, 本文从对象输入输出数据入手, 基于分解合成策略的局部模型网络辨识方法, 首先将非线性多电机系统分解成多个局部线性系统, 采用 DMC 控制方法, 对每个局部模型设计局部控制器, 通过跟踪工况变化来加权子控制器, 以计算合适的控制增量, 作用于两电机同步系统, 对速度和张力进行控制. 控制过程中, 不需要进行磁链观测, 而是直接对速度和张力的误差预测和模型预测进行反馈校正, 在有约束的条件下, 通过

滚动优化的策略获得合适的控制增量. 仿真研究结果表明, 该方法取得了令人满意的控制效果, 为复杂大规模多电机系统的辨识和控制提供了新思路.

#### 参考文献 (References)

- [1] 张殿华, 郑芳, 王国栋. 板带热连轧机活套高度和张力系统的解耦控制[J]. 控制与决策, 2000, 15(2): 158-160.  
(Zhang D H, Zheng F, Wang G D. Strip tandem hot rolling mill loopers height and tension decoupling control [J]. Control and Decision, 2000, 15(2): 158-160.)
- [2] 戴先中, 刘国海. 两变频调速电机系统的神经网络逆同步控制[J]. 自动化学报, 2005, 31(6): 890-900.  
(Dai X Z, Liu G H. Neural network inverse synchronous control of two-motor variable frequency speed-regulating system [J]. Acta Automatica Sinica, 2005, 31(6): 890-900.)
- [3] 张承慧, 石庆升, 程金. 一种多电机同步传动模糊神经网络控制器的设计[J]. 控制与决策, 2007, 22(1): 30-34.  
(Zhang C H, Shi Q S, Cheng J. Design of fuzzy neural network controller for synchronization drive in multi-motor systems [J]. Control and Decision, 2007, 22(1): 30-34.)
- [4] 徐小增. 基于参数辨识及补偿控制的异步电动机智能控制技术[D]. 武汉: 华中科技大学, 2005.  
(Xu X Z. Study on intelligeng control technique for induction machine based on parameter identification and compensation control [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2005.)
- [5] Rodrigo Carrasco, Anibal Valenzuela M. Tension control of a two-drum winder using paper tension estimation[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2006, 42(2): 618-628.
- [6] 薛振框, 李少远. MIMO 非线性系统的多模型建模方法[J]. 电子学报, 2005, 33(1): 52-57.  
(Xue Z K, Li S Y. A multi-model modeling approach to MIMO nonlinear systems [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(1): 52-57.)
- [7] 潘天红, 乐艳, 李少远. 大范围工况热工过程的多模型预测控制[J]. 系统工程与电子技术, 2004, 26(10): 1439-1443.  
(Pan T H, Le Y, Li S Y. Multiple model-based predictive control for the plant-wide thermal processes [J]. Systems Engineering and Electronics, 2004, 26(10): 1439-1443.)
- [8] 栾秀春, 李士勇. 基于局部神经网络模型的过热汽温多模型预测控制的研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 190-195.  
(Luan X C, Li S Y. A study on multiple models predictive control for superheated steam temperature based on local neural network models [J]. Proc of the CSEE, 2004, 24(8): 190-195.)
- [9] 睢刚. 基于李亚普诺夫稳定性的预测控制器设计及其应用研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(8): 40-43.  
(Ju G. A predictive controller based on Lyapunov stability and its application study [J]. Proc of the CSEE, 2002, 22(8): 40-43.)
- [10] 王国玉, 梅华, 韩璞, 等. 主汽温系统模糊自适应预测函数控制[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 230-235.  
(Wang G Y, Mei H, Han P, et al. Fuzzy adaptive predictive functional control in main steam temperature system [J]. Proc of the CSEE, 2003, 23(10): 230-235.)
- [11] Danielle Dougherty, Doug Cooper. A practical multiple model adaptive strategy for multivariable model predictive control [J]. Control Engineering Practice, 2003, 11(2): 649-664.
- [12] 刘国海. 交流电机变频调速同步系统神经网络逆系统控制[D]. 南京: 东南大学, 2002.  
(Liu G H. Speed control of AC variable frequency motor Synchronous system based on artificial neural network inverse system [D]. Nanjing: Dongnan University, 2002.)
- [13] 李柠, 李少远, 席裕庚. 基于满意聚类的多模型建模方法[J]. 控制理论与应用, 2003, 20(5): 783-787.  
(Li N, Li S Y, Xi Y G. Multi-model modeling method based on satisfactory clustering [J]. Control Theory and Applications, 2003, 20(5): 783-787.)
- [14] Johansen T A. Operating regime based process modeling and identification [J]. Computers and Chemical Engineering, 1997, 21(2): 159-176.