

文章编号: 1001-0920(2007)07-0821-04

# 自适应逆控制的异步电机变频调速系统研究

曲永印<sup>1</sup>, 白晶<sup>1</sup>, 周振雄<sup>1</sup>, 王忠礼<sup>1</sup>, 邵世煌<sup>2</sup>

(1. 北华大学 电气信息学院, 吉林省 吉林市 132013; 2. 东华大学 信息学院, 上海 200051)

**摘要:** 将自适应逆控制应用于异步电机变频调速控制, 对给定信号、参数摄动和外部扰动分别施以控制, 使二者同时达到最佳控制效果, 无需在二者之间进行折衷. 利用变论域变步长的 LMS 自适应滤波算法, 使自适应逆控制的异步电机变频调速系统及其逆系统辨识的初始收敛速度、时变系统跟踪能力及稳态精度 3 个指标同时达到最优. 仿真实验表明了该控制的先进性和有效性.

**关键词:** 异步电机; 自适应逆控制; 变论域变步长 LMS 算法

**中图分类号:** TP273

**文献标识码:** A

## Adaptive inverse control variable frequency speed regulation of asynchronous motor

QU Yong-yin<sup>1</sup>, BAI Jing<sup>1</sup>, ZHOU Zhen-xiong<sup>1</sup>, WANG Zhong-li<sup>1</sup>, SHAO Shi-huang<sup>2</sup>

(1. School of Electric and Information, Beihua University, Jilin 132013, China; 2. School of Information, Donghua University, Shanghai 200051, China. Correspondent: QU Yong-yin, E-mail: qyy1217@yahoo.com.cn)

**Abstract:** Adaptive inverse control is applied to the variable frequency speed regulation of asynchronous motor. The reference signal and the disturbance signal are controlled, which can achieve optimal effect in the meantime. Applying adaptive LMS algorithm based on variable step and variable region to variable frequency speed regulation system, the initial convergence rate, tracking ability of time-varying system and stable precision are best in the meantime. The simulation result shows the advantage and the effectiveness of the adaptive inverse control.

**Key words:** Asynchronous motor; Adaptive inverse control; LMS algorithm with variable step size and variable region

### 1 引言

自适应逆控制<sup>[1]</sup>最早是由美国斯坦福大学 Widrow 教授提出的, 主要控制思想是利用被控对象传递函数的逆模型作为串联控制器, 对被控对象实施开环控制, 同时利用噪声和扰动消除回路, 有效抑制和消除参数摄动和外部扰动对系统动、静态性能的影响. 矢量控制的异步电机变频调速系统, 利用矢量变换理论将转矩与磁链进行解耦<sup>[2]</sup>, 然后采用常规 PID 分别控制, 因而获得了与直流电机调速控制相近的性能. 但是, 矢量控制的转矩与磁链解耦关系受电机参数, 尤其是转子参数影响很大, 一旦参数发生变化, 将会影响解耦条件, 破坏解耦关系, 使系统控制偏离预期目标; 另一方面, 由于采用常规 PID 控制, 当对给定信号控制使得系统具有最佳的性能时, 往往对扰动控制难以达到最佳控制效果, 一般需

在二者之间进行折衷. 而自适应逆控制对给定信号和扰动信号分别实施控制, 二者可以同时达到最佳, 这是常规控制无法达到的.

### 2 自适应逆控制

自适应逆控制的关键是准确辨识对象的模型和逆模型<sup>[3]</sup>. 利用对象的逆模型作为串联控制器, 使系统从给定输入到输出近似为参考模型, 具有很好的跟踪控制性能. 通过对象与对象模型输出比较, 确定出系统扰动响应, 再利用对象的逆模型反馈到对象输入端, 消除扰动影响, 并对给定和扰动分别控制, 二者互不影响. 其原理如图 1 所示, 图中  $G_c(s) = M(s)/G_m(s)$ ,  $G_g(s) = 1/G_m(s)$ .

系统对给定输入的传递函数为参考模型传递函数  $M(s)$ , 系统响应按参考模型响应. 当  $M(s) = 1$  时, 系统响应跟随系统输入.

收稿日期: 2006-06-15; 修回日期: 2006-11-03.

基金项目: 教育部重点基金项目(205039); 吉林省重点基金项目(20040302).

作者简介: 曲永印(1959—), 男, 吉林梅河口人, 教授, 博士, 从事自适应控制、运动控制等研究; 白晶(1965—), 女, 吉林省吉林市人, 教授, 博士, 从事现代控制理论、运动控制等研究.

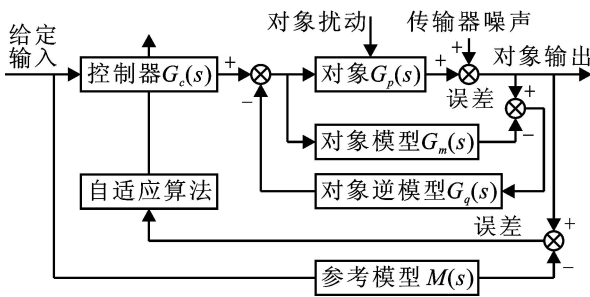


图 1 自适应逆控制原理框图

自适应逆控制对对象的扰动采用扰动消除技术,对象输入既驱动对象又驱动它的模型(它是没有噪声和扰动的),对象输出与对象模型输出之差就是对象的噪声和扰动.用该噪声和扰动驱动模型的逆,并在对象输入中被减去,最终在对象输出中消除噪声和扰动.从对象扰动注入点到对象输出的传递函数为

$$W(s) = \frac{1 - G_m(s) \cdot G_q(s)}{1 + G_p(s) G_q(s) - G_m(s) \cdot G_q(s)} \quad (1)$$

其中:  $G_p(s)$  为对象,  $G_m(s)$  为对象模型,  $G_q(s)$  为对象逆模型.在理想的正模型和逆模型条件下,  $G_q(s) = G_m^{-1}(s)$ , 扰动至输出的传递函数为 0, 不仅抑制扰动, 而且消除扰动.然而在实际应用中, 由于对象是正则的,  $G_q(s)$  不完全等于  $G_m^{-1}(s)$ , 动态过程中不能完全消除扰动.

### 3 异步电机变频调速逆系统的存在性

由电流跟踪型 SPWM 变频器供电的异步电机变频调速系统,在  $M, T$  两相坐标系下的状态方程可用 5 阶非线性模型描述,当忽略变频器的时滞时,并在  $M$  和  $T$  两相旋转坐标系下,系统状态方程可用降阶的线性模型描述,即

$$\begin{cases} \dot{r} = \mu_r \cdot i_{st} - T_L/J, \\ \dot{r} = -a_r + aL_m i_{sm}. \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $r$  为转子角速度;  $i_{sm}, i_{st}$  分别为  $M, T$  轴的定子电流;  $r$  为  $M$  轴的转子磁链;  $n_p$  为磁极对数,  $L_m$  为互感,  $L_r$  为转子漏感,  $R_r$  为转子电阻,  $J$  为转动惯量,  $T_L$  为负载转矩,  $\mu = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r}$ ,  $a = \frac{R_r}{L_r}$ .

根据逆系统存在定理<sup>[4]</sup>,当忽略变频器的时滞时,在  $M, T$  两相旋转坐标系下,  $i_{sm}$  和  $i_{st}$  为控制输入,  $r$  和  $r$  为系统输出.下面分析电流跟踪型 SPWM 变频器供电的异步电机变频调速系统的可逆性.令系统状态变量为

$$X = [x_1, x_2]^T = [r, r]^T,$$

控制变量为

$$U = [u_1, u_2]^T = [i_{st}, i_{sm}]^T,$$

输出变量为

$$Y = [y_1, y_2]^T = [r, r]^T.$$

则电机模型(2)变为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \mu x_2 u_1 - T_L/J, \\ \dot{x}_2 = -a x_2 + a L_m u_2; \\ L_f^0 y_1 = y_1 = r, \\ L_f^1 y_1 = \frac{\partial y_1}{\partial x_1} f_1 + \frac{\partial y_1}{\partial x_2} f_2 + \frac{\partial y_1}{\partial x_3} f_3 = \mu x_2 u_1 - T_L/J, \end{cases} \quad (3)$$

$$\frac{\partial}{\partial u_1} L_f^0 y_1 = 0, \quad (4)$$

$$\frac{\partial}{\partial u_1} L_f^1 y_1 = \mu x_2,$$

$$\frac{\partial}{\partial u_2} L_f^0 y_1 = 0,$$

$$\frac{\partial}{\partial u_2} L_f^1 y_1 = 0;$$

$$L_f^0 y_2 = y_2 = r,$$

$$L_f^1 y_2 = \frac{\partial y_2}{\partial x_1} f_1 + \frac{\partial y_2}{\partial x_2} f_2 + \frac{\partial y_2}{\partial x_3} f_3 = -a(L_m a u_2 - a x_2),$$

$$\frac{\partial}{\partial u_1} L_f^0 y_2 = 0,$$

$$\frac{\partial}{\partial u_1} L_f^1 y_2 = 0,$$

$$\frac{\partial}{\partial u_2} L_f^0 y_2 = 0,$$

$$\frac{\partial}{\partial u_2} L_f^1 y_2 = -a^2 L_m.$$

Jacobi 矩阵为

$$A(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial u_1} L_f y_1 & \frac{\partial}{\partial u_2} L_f y_1 \\ \frac{\partial}{\partial u_1} L_f y_2 & \frac{\partial}{\partial u_2} L_f y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu x_2 & 0 \\ 0 & -a^2 L_m \end{bmatrix} = -a^2 L_m \mu x_2. \quad (6)$$

$A(x, u)$  在  $(x_0, u_0)$  的秩为 2, 则  $\lambda_1 = 1, \lambda_2 = 1, \lambda_1 + \lambda_2 = 2 = n$ . 因此, 异步电机变频调速系统满足可逆的充要条件, 逆系统存在.

### 4 变论域变步长 LMS 算法的自适应逆控制

LMS 算法是基于估计梯度的最速下降算法, 具有计算量小、易于工程实现等特点. 但由于采用梯度估计值代替真实梯度, 其算法性能欠佳, 应用范围受限. 而且固定步长的 LMS 算法在收敛速度、时变系统跟踪速度与收敛精度方面相互矛盾<sup>[5]</sup>. 为了克服这一矛盾, 人们提出了许多变步长自适应滤波算法. 依据变论域思想, 在控制规则形式(形状)不变的前提下, 随着控制过程的进行, 误差的缩小, 误差的论域随之膨胀, 相当于在原始误差论域区间  $[a, b]$  规则数量大量增加, 从而提高了自适应模糊控制器的

控制精度。

依据变论域的思想,基于变论域的变步长 LMS 自适应算法的步长  $\mu(k)$  将随偏差论域的变化而变化<sup>[6,7]</sup>,在初始收敛阶段或未知系统参数发生变化,即  $e(k)$  较大时,步长  $\mu(k)$  比较大,以便有较快的收敛速度和对时变系统的跟踪速度;而在算法收敛后,即  $e(k)$  很小时, $e(k)$  的论域膨胀,使  $e(k)$  的变化对  $\mu(k)$  仍有影响,从而提高算法的收敛速度. 变论域变步长 LMS 算法的步长为

$$\mu(k+1) = K_1 U e(k) \prod_{j=1}^m A_j \left[ \frac{e(k)}{e(k)} \right] \mu_j, \quad (7)$$

LMS 自适应滤波算法的叠代公式为

$$e(k) = d(k) - x^T(k) w(k), \quad (8)$$

$$w(k+1) = w(k) + 2\mu(k) e(k) x(k). \quad (9)$$

式中  $[-U, U]$  为输出变量  $\mu(k)$  的论域,  $\{A_j\}_{j=1}^m$  为输入变量  $e(k)$  论域上的模糊划分,  $w(k)$  为自适应滤波器在时刻  $k$  的权矢量,  $x(k)$  为时刻  $k$  的输入信号矢量,  $d(k)$  为期望输出值,  $e(k)$  为误差信号,  $\mu(k)$  为步长因子. LMS 算法收敛的条件为  $0 < \mu < 1/\max$ ,  $\max$  为输入信号自相关矩阵的最大特征值.

## 5 自适应控制的感应电机变频调速系统实现及仿真

### 5.1 系统实现

针对矢量控制系统存在对电机参数敏感,以及因电机参数变化,控制关系未变,解耦条件被破坏这一问题<sup>[8,9]</sup>,应用自适应逆控制的系统结构及自适应机理予以解决. 对象模型是在线建模得到的,当外部干扰与对象输入无关时,对象模型将是对象的最好匹配. 当电机参数随运行工况发生时变时,选用合适的建模方法,即变论域变步长 LMS 自适应滤波算法,可以保证在同一输入下模型的输出跟踪对象的输出. 此时噪声与扰动消除回路相当于开路,而前馈控制器又是对象模型的逆,异步电机自适应逆控制变频调速系统的输入输出映射仍为 1,系统输出跟随输入,参数变化对系统输出没有影响,增强了系统的参数鲁棒性<sup>[3]</sup>.

基于前面分析的结果,自适应逆控制结构中的逆可保证系统跟随性,扰动消除回路可保证系统的抗扰性. 扰动消除回路、逆控制及自适应机理可提高系统参数鲁棒性. 为提高系统的动态响应,针对坐标变换后的异步电机变频调速线性转子系统、磁链子系统分别设计相应的前馈控制器、反馈滤波器. 这样,前馈控制器的输出为系统的控制变量  $i_{st}, i_{sm}$ , 组成的自适应逆控制异步电机变频调速系统的控制结构如图 2 所示. 图中:  $G_{c1}(s)$  为转速前馈控制器,

$G_{q1}(s)$  为转速控制对象逆模型,  $G_{m1}(s)$  为转速对象模型,  $G_{c2}(s)$  为磁链前馈控制器,  $G_{q2}(s)$  为磁链控制对象逆模型,  $G_{m2}(s)$  为磁链对象模型.

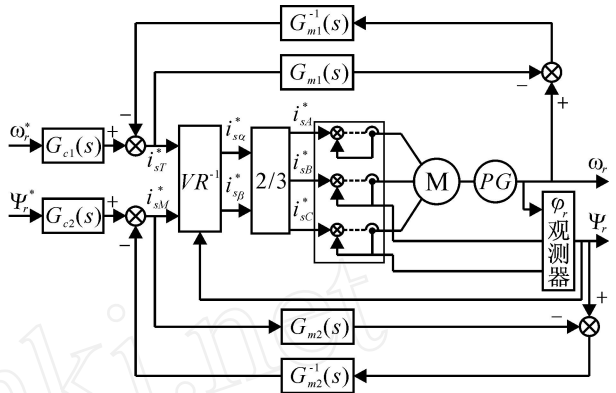


图 2 感应电机变频调速系统原理框图

### 5.2 仿真实验<sup>[11]</sup>

变论域变步长 LMS 自适应算法在自适应逆控制的异步电机变频调速系统中应用的主要目的是辨识前馈控制器和反馈滤波器模型,即不考虑噪声干扰时对象的逆模型(反馈滤波器). 本文以转速控制子系统为例进行研究. 异步电机型号为 JQ2-42-4, 额定功率 3 kW, 额定电压 380 V, 额定电流 6.5 A, 额定转速 1 460 r/min, 额定频率 50 Hz.  $R_s = 3.1$ ,  $R_r = 2.6$ ,  $L_s = 0.412$  H,  $L_r = 0.43$  H,  $L_m =$

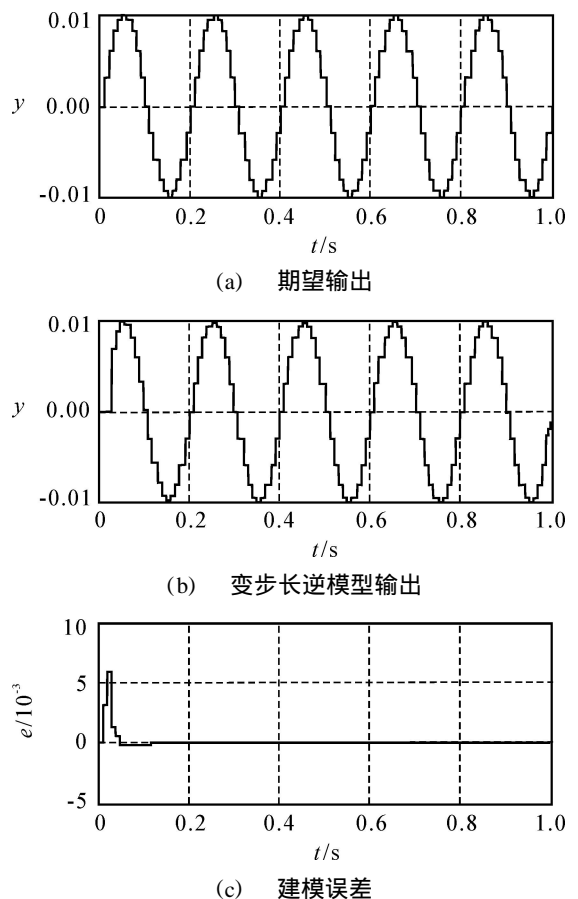


图 3 正弦波输入转子子系统、逆模型输出波形

0.51 H,  $J = 0.05 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ . 以正弦波为参考输入, 变论域变步长自适应逆控制的异步电机变频调速系统的转速控制子系统期望输出波形、输出波形和误差波形如图3所示, 系统启动波形如图4所示, 系统扰动波形如图5所示.

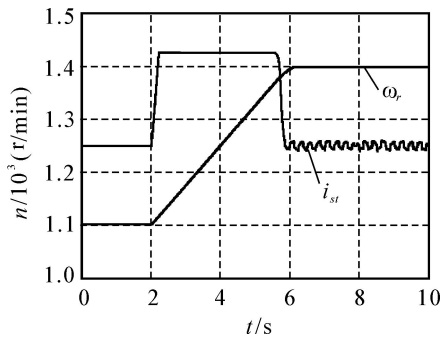


图4 系统启动时转速、电流波形

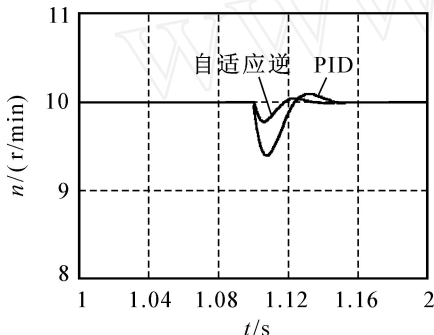


图5 50%额定负载扰动时转速波形

## 6 结 语

自适应逆控制是将对象的逆模型作为串联控制器, 系统输入输出映射为1, 因此系统具有很好的跟随性, 输出响应没有超调. 自适应逆控制将系统参数摄动和扰动统一归结为扰动, 通过反馈滤波器补偿并予以消除, 因此系统具有很强的抗干扰能力. 自适应控制将系统参数摄动视为扰动而通过扰动消除回路予以消除, 系统参数变化破坏矢量控制的解耦关系不存在了, 系统总具有期望的动、静态性能. 自适应逆控制属开环控制, 且系统参数摄动通过扰动消除回路予以消除, 从而系统具有很强的鲁棒性.

## 参考文献 (References)

[1] Widrow B, Walach E. Adaptive inverse control [M]. Xi'an: Xi'an Jiaotong University Press, 2000.  
 [2] 林区, 张春明, 宋文超. 基于转子磁场定向的感应电机输入输出解耦控制[J]. 清华大学学报, 2003, 43(9): 1153-1156.

(Lin Ou, Zhang Chun-ming, Song Wen-chao. Decoupling control of induction motor based on flux oriented[J]. J of Tsinghua University, 2003, 43(9): 1153-1156.)

- [3] Widrow B, Schor D, Shaffer S. On adaptive inverse control[C]. Conf Rec of 15th Asilomar Conf on Circuit System and Computer. Santa Clara, 1985:185-189.  
 [4] 戴先中. 多变量非线性系统的神经网络逆控制方法[M]. 北京: 科学出版社, 2005.  
 (Dai Xian-zhong. Neural network inverse control of multivariable nonlinear system [M]. Beijing: Sciences Press, 2005.)  
 [5] 徐凯, 纪红. 一种改进的变步长自适应滤波器 LMS 算法[J]. 电路与系统学报, 2004, 9(4): 115-117.  
 (Xu Kai, Ji Hong. An improved LMS adaptive algorithm based on variable step size[J]. J of Circuit and Systems, 2004, 9(4): 115-117.)  
 [6] 李明, 杨成梧. 基于模糊推理的变步长 LM 自适应滤波算法[J]. 控制工程, 2006, 13(3): 237-239.  
 (Li Ming, Yang Chang-wu. Variable step size LMS adaptive filtering algorithm based on fuzzy inference[J]. Control Engineering of China, 2006, 13(3): 237-239.)  
 [7] 彭亦功, 俞金寿. 变论域模糊控制在聚丙烯生产中的应用[J]. 控制工程, 2006, 13(4): 331-333.  
 (Peng Yi-gong, Yu Jin-shou. Application of fuzzy control with changing domain to polypropylene production[J]. Control Engineering of China, 2006, 13(4): 331-333.)  
 [8] Hiorkazu Tajima, Yoichi Hori. Speed sensor less field-orientation control of the induction machine[J]. IEEE Trans on Industry Application, 1993, 29(1): 175-180.  
 [9] Singh B, Bhuvaneswari G, Garg V. Multipulse improved-power-quality AC-DC convertors for vector-controlled-induction-motor drives[J]. IEEE Proceedings Part B, Electric Power Applications, 2006, 153(1): 88-96.  
 [10] 薛定宇, 陈阳泉. 基于 MATLAB/Simulink 的系统仿真技术与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.  
 (Xue Ding-yu, Chen Yang-quan. Technology and application of system simulation based on MATLAB/Simulink [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2002.)