

异步电动机调速系统自适应辨识的CMAC-ADRC算法*

李 慧^{1,2} 刘星桥^{1,3} 李 景²

(1. 江苏大学电气信息工程学院, 镇江 212013; 2. 淮阴工学院电子与电气工程学院, 淮安 223003;
3. 机械工业设施农业测控技术与装备重点实验室, 镇江 212013)

摘要: 针对异步电动机调速系统快速响应时启动超调量大的问题,提出了一种基于自适应参数辨识的小脑模型神经网络复合自抗扰控制(CMAC-ADRC)的控制算法。将CMAC与ADRC各自的优点相结合,利用CMAC神经网络实现前馈控制,通过在线学习来抑制系统的超调量,增强系统的鲁棒性能,提高系统的快速性能,利用ADRC技术实现反馈控制,进一步增强系统的抗干扰能力。利用参考模型自适应参数辨识技术对转动惯量进行辨识,优化自抗扰补偿系数。以变频器结合异步电动机为控制对象,进行仿真,基于自适应参数辨识的CMAC-ADRC控制算法的干扰响应幅度是一阶优化自抗扰控制下干扰响应幅度的44.57%,是小脑模型神经网络复合比例-微分(CMAC-PD)控制下干扰响应幅度的17.69%,干扰恢复时间是一阶优化自抗扰控制下干扰恢复时间的50%,是CMAC-PD控制下恢复时间的60%。搭建MCU-CPLD-DSP控制平台进行了实验,基于自适应参数辨识的CMAC-ADRC控制算法的超调量是一阶优化自抗扰控制的45.49%,上升时间是一阶优化自抗扰控制的53.33%,干扰响应幅度是一阶优化自抗扰控制干扰响应幅度的71%,干扰恢复时间是一阶优化自抗扰控制干扰恢复时间的76.47%。

关键词: 异步电动机 小脑模型神经网络 自抗扰控制 前馈控制 自适应辨识
中图分类号: TP273; TM343 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-1298(2015)03-0358-08

CMAC-ADRC Algorithm Based on Adaptive Parameter Identification for Asynchronous Motor Speed Control System

Li Hui^{1,2} Liu Xingqiao^{1,3} Li Jing²

(1. School of Electronic and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China

2. Faculty of Electronic and Electrical Engineering, Huaiyin Institute of Technology, Huaian 223003, China

3. Key Laboratory of Machinery Industry Agriculture Measure and Control Technology and Equipment, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: According to the problem of asynchronous motor speed control system, this paper proposes a cerebellar model articulation controller coupled with active disturbance rejection controller (CMAC-ADRC) control algorithms based on adaptive parameter identification. The respective advantages of CMAC and ADRC were combined. And CMAC neural network was used for feedforward control. Its online learning was applied which suppressed overshoot system, enhanced the robustness and dynamic performance of the system. ADRC was used for feedback control which further enhanced the anti-jamming capability. The inertia was identified by using model reference adaptive parameter identification technique and ADRC compensation factors were optimized. Taking converter and asynchronous motor as control objects, the simulation was carried out. The simulation results showed that the response amplitude caused by disturbance of control system using CMAC-ADRC based on adaptive identification was 44.57% of

收稿日期: 2014-12-16 修回日期: 2015-01-10

* 国家自然科学基金资助项目(60874014,51273154)、江苏高校优势学科建设工程资助项目(PAPD,NO.6-2011)、江苏省2013年度普通高校研究生科研创新计划资助项目(CXLX13_669)、江苏省科技支撑计划资助项目(BE2013402)和淮安市农业科技指导性项目(HANZ2014007)

作者简介: 李慧,博士生,淮阴工学院讲师,主要从事多电机同步复杂控制研究,E-mail: 13645234923@163.com
通讯作者: 刘星桥,教授,博士生导师,主要从事多电机和其他复杂系统控制理论及应用研究,E-mail: xqliu@ujs.edu.cn

the one using first-order optimization ADRC , and 17. 69% of the one using CMAC - PD. Meanwhile, the recovery time of disturbance was 50% of the one using first-order optimization ADRC , and 60% of the one using CMAC - PD. Some experiments were finished on the experiment platform based on MCU - CPLD - DSP. The experiment result showed that with CMAC - ADRC, the overshoot, rising time, response amplitude caused by disturbance, and recovery time of disturbance were 45. 49% , 53. 33% , 71% and 76. 47% of the one using first-order optimization ADRC , respectively.

Key words: Asynchronous motor CMAC network Active disturbance rejection control Feedforward control Adaptive identification

引言

自抗扰控制技术是 20 世纪 90 年代韩京清提出的一种自动抗击扰动的控制算法^[1-2]。它不依赖于被控系统模型,以扩张状态观测器为核心,对系统内外总和扰动进行统一观测和补偿,它的最大优点是抗干扰能力强,但参数调整困难一直是限制它发展的重要因素,诸多文献对其参数整定进行了研究。高志强等从频域角度入手,将非线性自抗扰简化为线性自抗扰控制^[3-4],控制参数大大减少,得到了自抗扰增益与频带宽之间的联系。文献[5-6]对自抗扰控制的控制参数进行了优化,但是对自抗扰补偿系数的讨论比较笼统。补偿系数与系统的模型结构有关,因此要求能够对控制对象(电动机调速系统)的模型参数进行辨识,本文针对异步电动机变频调速控制系统,对转动惯量进行辨识,根据辨识结果调整自抗扰补偿系数从而实现控制器的设计。

小脑模型神经网络(CMAC)控制算法能够学习任意多维非线性映射,被广泛应用于各类控制系统的设计中,它具有跟踪误差小、实时性好、鲁棒性强、抗干扰能力强等诸多优点^[7]。自抗扰控制抗干扰能力强,但是经过仿真以及实验证明,在自抗扰补偿系数选择不合理时容易降低系统的控制性能,本文以变频器结合异步电动机为控制对象,通过模型参考自适应方法对电动机的转动惯量进行辨识,从而估计补偿系数 b_{01} ,利用 CMAC 复合自抗扰(ADRC)控制算法对控制对象实施控制,利用 CMAC 控制鲁棒性强的特点,进一步降低自抗扰补偿系数对控制系统控制效果的影响。

1 控制系统总体设计

以变频器结合异步电动机为控制对象,对 CMAC - ADRC 控制性能进行分析,由变频器驱动异步电动机实现矢量控制,在基频以下实现变频调速。硬件系统采用 MCU + CPLD + DSP 混合控制模式,结构框图如图 1 所示。

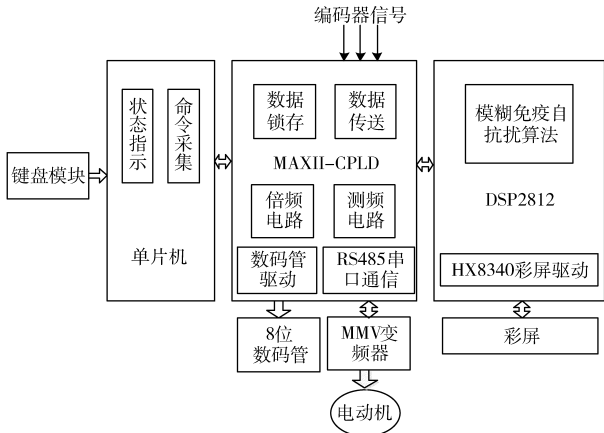


图 1 系统硬件结构框图

Fig. 1 Structural diagram of system hardware

系统的数学模型^[8-9]表示为

$$\begin{cases} \dot{\omega}_r = \frac{n_p}{J} \left[(\omega - \omega_r) \frac{n_p T_r}{L_r} \Psi_r^2 - T_L \right] \\ y = \omega_r \end{cases} \quad (1)$$

- 式中 ω ——外输入给定的电动机同步旋转角速度
 ω_r ——电动机的转子电气角速度
 Ψ_r ——电动机的转子磁链
 J ——电动机转动惯量
 T_L ——电动机的负载转矩
 T_r ——电动机的时间常数
 L_r ——电动机的转子电感
 n_p ——电动机的极对数
 y ——系统输出

1.1 CMAC - ADRC 控制结构

CMAC 神经网络是基于局部学习的神经网络,能够学习任意多维非线性映射,通常用于前馈和反馈以及直接逆运动控制,本控制算法采用 CMAC 与 ADRC 相复合对异步电动机系统进行控制。复合结构如图 2 所示。

CMAC 主要用于实现前馈控制,实现被控对象的逆动态模型^[10-13],提高系统的控制性能,增强系统的鲁棒性,在不影响系统动态性能的前提下抑制系统的超调量;ADRC 主要实现反馈控制,利用 ESO 在线观测并补偿内外扰动,进一步提高系统的

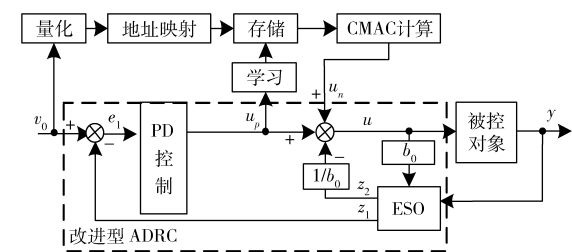


图2 CMAC-ADRC 复合结构框图

Fig.2 CMAC-ADRC composite structural diagram

抗干扰能力,保证系统的稳定性。

1.2 CMAC-ADRC 控制算法设计

ADRC 是由跟踪微分器(TD)、扩张状态观测器(ESO)、非线性误差反馈(NLSEF)、扰动补偿4部分组成^[14]。为了尽可能地简化控制结构,提高控制系统的动态性能,ADRC 采用一阶的 ADRC 控制结构,不需要对电动机系统安排过渡过程,因此省略了 TD 模块,将 NLSEF 置换成线性比例微分控制模块,微分量直接取自 ESO 模块的跟踪量,ESO 采用二阶的线性控制结构。

首先令

$$\begin{cases} \omega_r = x \\ \omega = u \\ -\frac{n_p}{J} \frac{n_p T_r}{L_r} \Psi_r^2 x - \frac{n_p}{J} T_L = f \end{cases} \quad (2)$$

其中 f 为未知扰动信号,由公式(1)可以改写为

$$\begin{cases} \dot{x} = b_1 u + f \\ y = x \end{cases} \quad (3)$$

其中

$$b_1 = \frac{n_p}{J} \frac{n_p T_r}{L_r} \Psi_r^2 \quad (4)$$

b_1 和转动惯量 J 成反比,在变频器矢量控制下可以设定磁链基本不变化^[15],而 n_p 、 T_r 、 L_r 为常数,令 $C_1 = \frac{n_p^2 T_r}{L_r} \Psi_r^2$,则 $b_1 = C_1/J$ 。

系统采用二阶线性 ESO 对系统状态进行观测并补偿,具体设计算法采用欧拉法进行离散化处理得到

$$\begin{cases} e(k) = z_1(k) - y(k) \\ z_1(k) = z_1(k-1) + h(z_2(k) - \beta_1 e(k) + b_{01} u(k)) \\ z_2(k) = z_2(k-1) + h(-\beta_2 e(k)^2) \end{cases} \quad (5)$$

式中 $e(k)$ ——ESO 观测器的观测误差
 $z_1(k)$ ——反馈输出 $y(k)$ 的跟踪信号
 $z_2(k)$ ——总和扰动 f 的观测值
 h ——采样时间
 β_1 、 β_2 ——输出误差校正增益
 b_{01} ——自抗扰增益补偿系数,对 b_1 的估计值

因此,电动机转速控制信号为

$$u = K_p e + K_D de - z_2/b_{01} \quad (6)$$

式中 de ——ESO 的观测误差 e 的微分输出

K_p ——比例增益系数

K_D ——微分增益系数

CMAC 采用有导师的学习算法^[7],每一控制周期结束,计算出相应的 CMAC 输出 $u_n(k)$,与总控制器输入 $u(k)$ 进行比较,修正权重,进入学习的过程。通过学习,使得 $u_n(k)$ 和 $u(k)$ 最接近。系统的控制算法为

$$u_n(k) = \sum_{i=1}^c w_i \alpha_i \quad (7)$$

$$u(k) = u_n(k) + u_p(k) \quad (8)$$

式中 α_i ——二进制序列

c ——CMAC 网络的泛化参数

$u_p(k)$ ——自抗扰控制器的输出

w_i ——权重

CMAC 的基本思想即在输入空间给出一个状态,从存储单元中找到对应的地址,然后将这些存储单元的内容进行求和得到 CMAC 的输出,将系统响应值与期望输出值进行比较,并通过算法修改这些存储单元的内容。设计通常分为 3 个步骤,即量化(概念映射)、地址映射(实际映射)、CMAC 函数计算,结构图如图 3(图中 AC 表示杂散编码,AP(W)表示实际映射)所示。

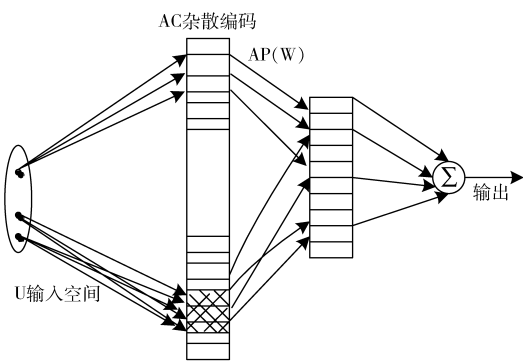


图3 CMAC 结构图

Fig.3 CMAC structural diagram

对应本系统,首先根据文献[7]得

$$v_i = \begin{cases} s_{\min} & (1 \leq i \leq C) \\ v_{i-1} + \Delta v_i & (C+1 \leq i \leq C+N) \\ s_{\max} & (N+C+1 \leq i \leq N+2C) \end{cases} \quad (9)$$

式中 v_i ——输入量 $s_{\min}$ —— v_i 的下限
 $s_{\max}$ —— v_i 的上限
 Δv_i ——输入的增量
 C ——泛化系数 N ——量化级数
将输入空间 $S = [s_{\min}, s_{\max}]$ 划分为 $N+2C$ 个量

化间隔,完成概念映射,然后按照

$$\alpha_i = \begin{cases} 1 & (v_i \leq v_0 \leq v_{i+c}) \\ 0 & (\text{其他}) \end{cases} \quad (10)$$

式中 v_0 ——系统的外输入期望值信号

对 α_i 进行 CMAC 实际映射,最后完成 CMAC 的函数计算。

CMAC 选用的调整指标为

$$E(k) = 0.5 (u(k) - u_n(k))^2 \alpha_i / C \quad (11)$$

$$\Delta w(k) = \eta \frac{u(k) - u_n(k)}{C} \alpha_i = \eta \frac{u_p(k)}{C} \alpha_i \quad (12)$$

$$w(k) = w(k-1) + \Delta w(k) + \alpha(w(k-1) + \Delta w(k)) \quad (13)$$

式中 η ——网络学习速率,取(0,1)

α ——惯性量,取(0,1)

1.3 转动惯量的模型参考自适应辨识算法设计

由系统的数学模型(式(1))知,该系统为非线性系统,在变频器矢量控制下,可以假定磁链不变化,系统可以简化为线性系统^[15]。对公式(1)采用欧拉法进行离散化处理,可以得到

$$\omega_r(k) = \omega_r(k-1) +$$

$$h \frac{n_p}{J} \left[(\omega(k) - \omega_r(k)) \frac{n_p T_r}{L_r} \Psi_r^2 - T_L \right] \quad (14)$$

在快速响应的伺服系统中,采样频率很高,因此可以假设负载转矩 T_L 在一个采样周期内不变化,对式(14)延迟一个采样周期得到

$$\omega_r(k-1) = \omega_r(k-2) +$$

$$h \frac{n_p}{J} \left[(\omega(k-1) - \omega_r(k-1)) \frac{n_p T_r}{L_r} \Psi_r^2 - T_L \right] \quad (15)$$

用式(14)减去式(15)并进行整理后,得到

$$\begin{aligned} \omega_r(k) &= \frac{2 + \frac{m}{J}}{1 + \frac{m}{J}} \omega_r(k-1) - \frac{1}{1 + \frac{m}{J}} \omega_r(k-2) + \\ &\quad \frac{\frac{m}{J}}{1 + \frac{m}{J}} (\omega(k) - \omega(k-1)) \end{aligned} \quad (16)$$

其中 $m = h \frac{n_p^2 T_r}{L_r} \Psi_r^2$, h 、 n_p 、 T_r 、 Ψ_r 、 L_r 为常数(见 3.1 节),令

$$\begin{aligned} U(k-1) &= \omega(k) - \omega(k-1) \quad \frac{2 + \frac{m}{J}}{1 + \frac{m}{J}} = l_1 \\ \frac{-1}{1 + \frac{m}{J}} &= l_2 \quad \frac{\frac{m}{J}}{1 + \frac{m}{J}} = q_1 \end{aligned}$$

则式(16)可以简化为

$$\omega_r(k) = l_1 \omega_r(k-1) + l_2 \omega_r(k-2) + q_1 U(k-1) \quad (17)$$

对参数 l_1 、 l_2 、 q_1 采用模型参考自适应算法进行辨识^[16],在负载转矩 T_L 在一个采样周期内不变化的前提下可以将式(17)作为控制对象的模型结构来设计可调模型,即

$$\omega_{rp}(k) = l_{p1}(k-1) \omega_{rp}(k-1) -$$

$$l_{p2}(k-1) \omega_{rp}(k-2) + q_p(k-1) U(k-1) \quad (18)$$

式中 l_{p1} 、 l_{p2} 、 q_p 是可调模型的结构参数, $\omega_{rp}(k)$ 是可调系统的后验输出,由 k 时刻的可调参数值计算得到。定义广义输出误差为

$$\varepsilon = \omega_r(k) - \omega_{rp}(k) \quad (19)$$

使用朗道离散时间递推辨识机制^[17],设计模型参考自适应算法为

$$\begin{aligned} l_{pi}(k) &= l_{pi}(k-1) + \\ &\quad \frac{r_i \omega_{rp}(k-1) \varepsilon(k)}{1 + r_1 \omega_{rp}(k-1)^2 + r_2 \omega_{rp}(k-2)^2 + s U(k-1)^2} \\ &\quad (i = 1, 2) \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} q_p(k) &= q_p(k-1) + \\ &\quad \frac{s U(k-1) \varepsilon(k)}{1 + r_1 \omega_{rp}(k-1)^2 + r_2 \omega_{rp}(k-2)^2 + s U(k-1)^2} \end{aligned} \quad (21)$$

式中 r_1 、 r_2 、 s ——自适应控制增益

具体辨识步骤如下:

(1) 首先设置可调系统参数的初始值 $l_{p1}(0)$ 和 $l_{p2}(0)$, 选择自适应增益参数 r_1 、 r_2 、 s , 输入初始数据。

(2) 利用 CPLD 设计时序逻辑电路产生 M 序列作为辨识激励信号, 采样 M 序列激励下的系统输出 $\omega_r(k)$ 和可调系统模型输出。

(3) 利用式(19)计算 ε 。

(4) 利用式(20)、(21)计算可调系统参数。

(5) $k \rightarrow k+1$, 返回步骤(2), 继续循环。

通过如上步骤使可调模型的输出逐步逼近系统的输出 $\omega_r(k)$, l_{p1} 逼近 l_1 , l_{p2} 逼近 l_2 , 通过计算即可得到转动惯量的平均值 J , 从而可以得到自抗扰补偿系数。

2 控制参数整定

控制系统的控制参数有 β_1 、 β_2 、 b_{01} 、 K_p 和 K_d , 以及 CMAC 控制器中的泛化系数 C 、量化级数 N 和学习速率 η , 共 8 个参数。扩张状态观测器的数值仿真研究表明, β_1 通常与系统的采样步长 h 成反比, β_2 与 $1/(5h^2)$ 成反比, 系统采样时间取 $h = 1 \text{ ms}$, 因此

β_1 、 β_2 分别选取为 1 000、200 000。根据转动惯量辨识仿真研究,自抗扰控制器的补偿系数 b_{01} 选择 0.622 4。 K_p 是比例调节系数,主要用于减少偏差,此处选择为 0.001。 K_d 是微分系数,适当的调节 K_d 可以减少调节时间,提高系统的响应速度,增强系统的动态性能,此处选择为 0.28。CMAC 控制器的泛化系数 C ,与控制系统的稳定性存在关联^[16], C 增大,可以在一定程度上增强系统的稳定性,但同时计算时间增加,控制的实时性降低,控制效率会下降,对应本控制系统稳定性由自抗扰控制器来保证,因此泛化参数不需要选择过大,此处选择为 5。量化级数 N 对系统影响不大,主要从存储器容量以及运算速度角度考虑,此处选择 300。 α 为惯性量,在 0 到 1 之间,此处选择为 0.03。学习速率 η 影响系统的稳态精度和响应速度, η 越大,系统的快速性越好,稳态误差大,映射精度低; η 越小,系统的快速性越差,稳态误差小,映射精度高^[17]。因此,此处选择 η 为 0.5。

3 仿真

3.1 仿真平台搭建

在 Simulink 环境下对系统进行建模,针对转动惯量辨识进行仿真,同时在同等条件下分别采用一阶优化 ADRC、CMAC - PD、CMAC - ADRC 3 种控制策略对系统的动态性能、抗干扰能力、鲁棒性能进行仿真比较研究,电动机仿真参数选择如下: $L_r = 0.58\text{ H}$, $n_p = 2$, $J = 0.5\text{ kg}\cdot\text{m}^2$, $T_r = 0.05\text{ s}$, $\Psi_r = 0.95\text{ Wb}$, $T_L = 7.5\text{ N}\cdot\text{m}$ 。

控制器参数选择如下:一阶优化 ADRC: $\beta_1 = 1\,000$, $\beta_2 = 200\,000$, $b_{01} = 0.622\,4$, $K_p = 50$; CMAC - ADRC: $K_p = 0.001$, $K_d = 0.28$, $N = 300$, $C = 5$, $\alpha = 0.03$, $\eta = 0.5$, $\beta_1 = 1\,000$, $\beta_2 = 200\,000$, $b_{01} = 0.622\,4$; CMAC - PD: $K_p = 0.001$, $K_d = 0.28$, $N = 300$, $C = 5$, $\alpha = 0.03$, $\eta = 0.5$ 。

3.2 转动惯量辨识仿真

根据转动惯量自适应辨识算法,代入系统参数,对控制系统的转动惯量进行辨识,其中转动惯量初始值为 10 倍的真值,根据不同的自适应增益,对系统进行仿真,仿真结果如图 4(图中 r_1 、 r_2 、 s 为自适应增益)所示。

从图 4 可以看出,转动惯量可以很好地收敛到真值,稳定到真值 0.5 附近,但是随着自适应增益的加大,收敛速度在加快。

3.3 动态性能仿真比较

仿真时间为 1 s,给定电动机转速为 300 r/min 的阶跃信号,在同等条件下分别采用一阶优化

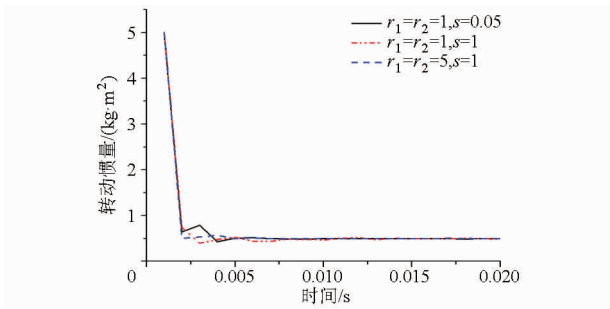


图 4 转动惯量自适应辨识仿真曲线
Fig. 4 Simulation curves with inertia adaptive identification

ADRC、CMAC - ADRC、CMAC - PD 控制策略进行仿真,测试比较系统的动态性能,结果如图 5 所示。

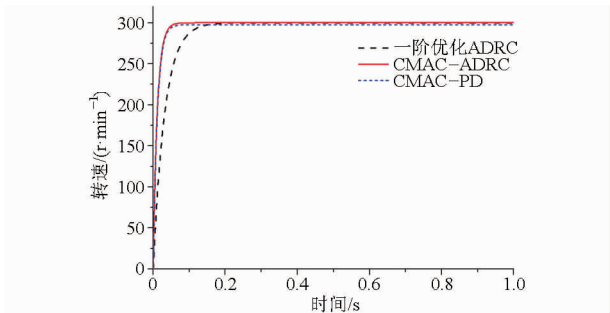


图 5 3 种控制方法下的动态响应仿真曲线
Fig. 5 Dynamic response simulation curves with three control methods

从图 5 可以看出,CMAC - ADRC 控制策略下的系统响应最快,上升时间最短,其次是 CMAC - PD,响应最慢的是一阶优化 ADRC,但是 CMAC - PD 控制策略下的系统响应存在一定的负超调量,而 CMAC - ADRC、一阶优化 ADRC 的超调量都很小,因此综合而言,CMAC - ADRC 控制效果最为理想,具体数据如表 1 所示。

表 1 3 种控制方法下的动态性能仿真数据 Tab.1 Dynamic performance simulation data with three control methods			
指标	一阶优化 ADRC	CMAC - ADRC	CMAC - PD
上升时间/s	0.073	0.027	0.028
超调量/%	0.004	0.014	-0.779

3.4 抗干扰性能仿真比较

仿真时间为 1 s。电动机转速给定 300 r/min 的阶跃信号,在 0.5 ~ 0.6 s 之间在电动机驱动输入端人为叠加一个幅度为 300 r/min 的阶跃干扰信号,在同等条件下分别采用一阶优化 ADRC、CMAC - ADRC、CMAC - PD 3 种控制方法对系统实施控制,系统响应曲线如图 6 所示。

从图 6 可以看出,就抗干扰角度而言,CMAC - ADRC 控制方法下的干扰响应最小,恢复时间也最短,抗干扰效果最好,而 CMAC - PD 控制方法效果

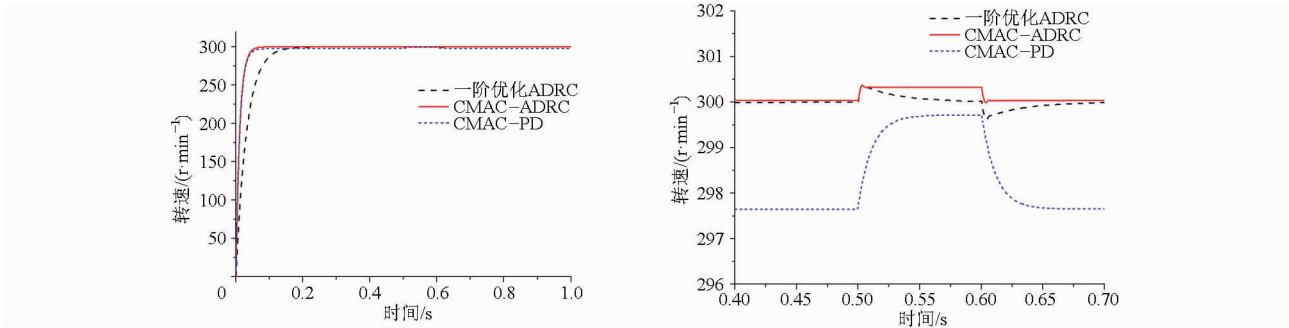


图 6 3 种控制方法下的抗干扰响应仿真曲线

Fig. 6 Anti-jamming response simulation curve with three control methods

最差,具体数据见表 2。

表 2 3 种控制方法下系统抗干扰响应仿真数据

Tab.2 Anti-jamming response simulation data with three control methods

指标	一阶优化 ADRC	CMAC - ADRC	CMAC - PD
干扰响应最大幅度/($\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$)	0.784 6	0.349 7	1.976 8
恢复时间/s	0.229 7	0.115 5	0.191 0

3.5 鲁棒性能仿真比较

仿真时间为 1 s。主要针对一阶优化 ADRC 和 CMAC - ADRC 两种控制方法,比较在自抗扰补偿系数不同情况下对系统的响应情况。电动机转速给定为 300 r/min 的阶跃信号,在自抗扰补偿系数 b_{01} 分别为 0.2、0.4、0.622 4、0.8 等情况下采用一阶优化 ADRC 和 CMAC - ADRC 两种控制方法进行仿真,仿真曲线如图 7 和图 8 所示。

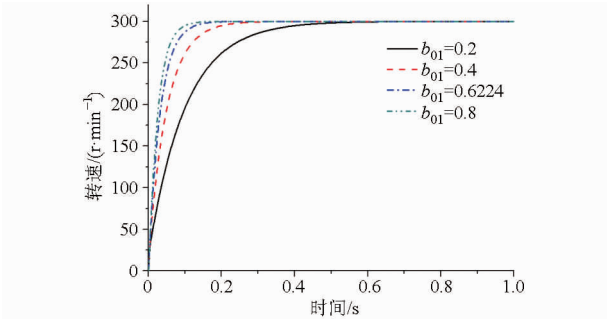


图 7 一阶优化 ADRC 控制方法下的鲁棒性能测试仿真曲线

Fig. 7 Robustness ability test simulation curves with one-order optimization ADRC control method

从图 7 和图 8 可以看出,随着自抗扰补偿系数 b_{01} 的增大,系统响应速度在一定程度上加快,采用一阶优化 ADRC 控制方法对自抗扰补偿系数更敏感,在自抗扰补偿系数 b_{01} 减小时,采用一阶优化 ADRC 控制方法的系统响应变得很慢,而采用 CMAC - ADRC 控制方法的系统响应变化不大,因此,在一定程度上而言,CMAC - ADRC 控制方法比一阶优化 ADRC 控制方法的鲁棒性能更强。

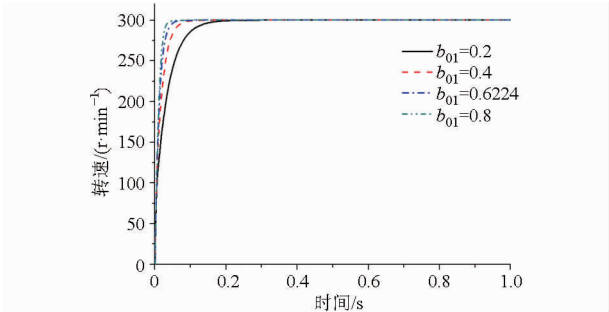


图 8 CMAC - ADRC 控制方法下的鲁棒性能测试仿真曲线

Fig. 8 Robustness ability test simulation curves with CMAC - ADRC control method

综上,由仿真结果可知:基于自适应参数辨识的 CMAC - ADRC 控制的控制效果要好于同等条件下的一阶优化 ADRC 以及传统的 CMAC - PD 控制,系统响应速度快,抗干扰能力强,恢复时间短,超调量小,同时具有较强的鲁棒性能。

4 实验

4.1 系统硬件平台搭建

硬件系统采用 MCU + CPLD + DSP 混合控制模式, MCU 选择普通的 STC89C52 单片机,CPLD 选择 MAXII 系列的 EPM1270T144C 芯片, DSP 选择 TMS320F2812 芯片,单片机主要负责键盘的采集、外围接口芯片的协调管理,CPLD 负责倍频电路以及测频电路的设计、数码管的显示、组建 RS485 网络和变频器进行通信,同时 CPLD 还负责和 MCU 以及 DSP 处理器的通信;DSP 主要负责接收 CPLD 的测频信号通过计算将其转换成速度在彩屏上以文字和图形混合的方式进行显示,同时在 DSP 内部完成本控制算法后将控制命令传送给 CPLD,通过 CPLD 组建 RS485 网络传递到变频器。交流异步电动机的额定转速为 1 470 r/min,额定频率 50 Hz,采用变频器矢量控制方式。控制信号转换成为频率信号后传送给变频器,比例为 $1\,470/50 = 29.4$,变频器采用西门子 MMV 变频器,硬件平台如图 9 所示。

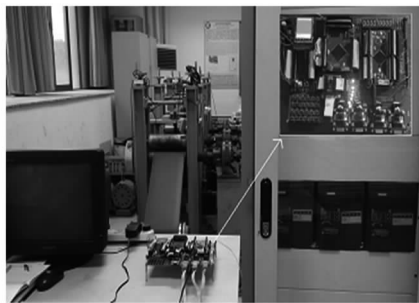


图9 MCU-CPLD-DSP搭建的实验平台

Fig. 9 Experimental platform built using MCU-CPLD-DSP

4.2 抗干扰性能实验

为了进一步验证CMAC-ADRC控制的抗干扰性能,进行了抗干扰实验。设定电动机转速参考信号为300 r/min的阶跃信号,采用稳态辨识后的补偿系数0.622 4,在40 s处控制输入端人为叠加幅度为100 r/min、脉宽为1 s的阶跃干扰信号,分别采用一阶优化ADRC以及CMAC-ADRC控制策略进行实验,实验结果如图10和图11所示。

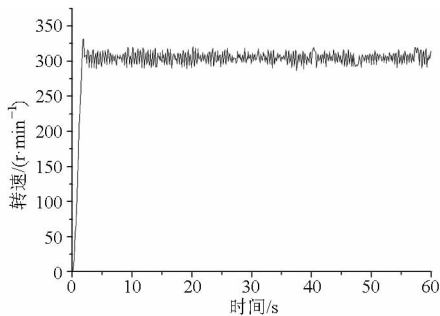


图10 一阶优化ADRC控制下的抗干扰响应实验曲线

Fig. 10 Robustness response experimental curve with one-order optimization ADRC control method

从图10和图11可以看出,CMAC-ADRC控制方法下的系统响应速度比一阶优化自抗扰控制响应速度快,受CMAC神经网络控制器的影响,CMAC-ADRC控制系统的速度信号波形要比一阶优化ADRC控制系统的波形输出平稳,同时CMAC-ADRC控制系统的抗干扰特性要好于一阶优化ADRC控制系统,具体的性能参数见表3。

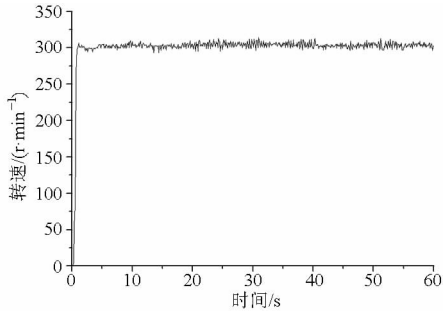


图11 CMAC-ADRC控制下的抗干扰响应实验曲线

Fig. 11 Robustness response experimental curve with CMAC-ADRC control method

表3 两种不同控制方法下抗干扰特性实验数据比较

Tab. 3 Anti-jamming response experimental data comparison between one-order optimization ADRC and CMAC-ADRC control

指标	一阶优化 ADRC	CMAC-ADRC
上升时间/s	1.5	0.8
超调量/%	10.53	4.79
扰动响应幅度/(r·min ⁻¹)	20.215	14.356
恢复时间/s	1.7	1.3

4.3 系统稳定性

由于CMAC自身存在学习收敛性差的特点,本系统采用ADRC反馈环节对其进行约束,通过对实验系统的长时间实际运行测试,系统一直运行稳定,控制效果良好。

5 结束语

针对异步电动机调速系统在一阶优化自抗扰控制的基础上提出了基于自适应参数辨识的CMAC-ADRC控制算法,本算法在对转动惯量进行自适应参数辨识的基础上结合了ADRC、CMAC两种控制算法的优点,在Matlab环境下进行仿真,同时自主搭建MCU-CPLD-DSP实验平台,通过仿真和实验,证明了本控制算法系统响应快,抗干扰能力强,鲁棒性能好,为异步电动机调速系统提供了一种控制方案。

参 考 文 献

1 Han J. Nonlinear design methods for control systems[C]//Proceedings of the 14th IFAC World Congress,1999:521-526.

2 Gao Z, Hu S, Jiang F. A novel motion control design approach based on active disturbance rejection[C]//Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control,2001,5:4877-4882.

3 Gao Z. Active disturbance rejection control: a paradigm shift in feedback control system design[C]//Proceedings of the 2006 American Control Conference,2006:2399-2405.

4 Gao Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference,2003:4989-4996.

5 刘星桥,唐琳,朱丽婷.模糊自抗扰控制的三电机同步协调系统[J].电机与控制学报,2013,17(4):104-110.

Liu Xingqiao,Tang Lin, Zhu Liting. Three-motor synchronous control system based on fuzzy active disturbances rejection control [J]. Electric Machines and Control,2013,17(4):104-110. (in Chinese)

- 6 武雷,保宏,杜敬利,等. 一种自抗扰控制器参数的学习算法[J]. 自动化学报,2014,40(3):556-560.
Wu Lei,Bao Hong,Du Jingli,et al. A learning algorithm for parameters of automatic disturbances rejection controller [J]. Acta Automatica Sinica, 2014,40(3):556-560. (in Chinese)
- 7 刘金琨. 先进 PID 控制及其 Matlab 仿真[M]. 北京:电子工业出版社,2003.
- 8 刘星桥,胡建群,周丽. 自抗扰控制器在三电机同步系统中的应用[J]. 中国电机工程学报,2010,30(12):81-85.
Liu Xingqiao,Hu Jianqun,Zhou Li. Active disturbance rejection control of three-motor synchronous control system[J]. Proceedings of the CSEE,2010,30(12):81-85. (in Chinese)
- 9 刘星桥,唐琳,周丽. 二阶自抗扰控制器在三电机同步系统中的应用[J]. 电工技术学报,2012,27(2):179-184.
Liu Xingqiao,Tang Lin,Zhou Li. Second-order active disturbance rejection controller applied in three-motor synchronous system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2012,27(2):179-184. (in Chinese)
- 10 杨波,黄耀达,台钰莹. 基于 BOWA 小脑模型的高精度稳定电动加载系统[J]. 航空学报,2012,33(4):734-743.
Yang Bo,Huang Yaoda,Tai Yuying. High precision and stable electric loading system based on BOWA - CMAC [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2012,33(4):734-743. (in Chiense)
- 11 石勇,齐自达,张连瑜,等. CMAC 复合 PID 在柴油发电机组转速控制中的应用[J]. 内燃机学报,2012,30(6):563-568.
Shi Yong,Qi Zida,Zhang Lianyu,et al. Application of CMAC network coupled with PID controller on speed control of diesel generating set[J]. Transactions of CSICE, 2012,30(6):563-568. (in Chiense)
- 12 段洪君,王凤文,史小平. 飞行机器人递归小脑神经网络模型分解控制[J]. 电机与控制学报,2011,15(1):91-97.
Duan Hongjun,Wang Fengwen,Shi Xiaoping. Recurrent CMAC model decomposition control for flying robot[J]. Electric Machines and Control,2011,15(1):91-97. (in Chiense)
- 13 沈伟,施光林. 基于气动人工肌肉的自适应模糊小脑模型神经网络位置跟踪控制[J]. 上海交通大学学报,2012,46(4):579-583.
Shen Wei,Shi Guanglin. Adaptive fuzzy CMAC position tracking control based on pneumatic artificial muscle[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University,2012,46(4):579-583. (in Chiense)
- 14 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.
- 15 张浩,于堃,刘国海,等. 三电机驱动系统的神经网络模糊自整定解耦控制[J]. 控制理论与应用,2013,30(9):1178-1186.
Zhang Hao, Yu Kun, Liu Guohai, et al. Fuzzy self-tuning decoupling control based on neural network of three-motor drive system [J]. Control Theory & Applications,2013,30(9):1178-1186. (in Chiense)
- 16 庞中华,崔红. 系统辨识与自适应控制 Matlab 仿真[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2009.
- 17 郭宇婕,黄立培,邱阳. 交流伺服系统的转动惯量辨识及调节器参数自整定[J]. 清华大学学报:自然科学版,2002,42(9):1180-1183.
Guo Yujie,Huang Lipei,Qiu Yang. Inertia and auto-tuning of speed controllers for AC servo systems[J]. Journal of Tsinghua University: Science and Technology, 2002,42(9):1180-1183. (in Chinese)