

基于智能神经元 PID 的异步电机直接转矩控制 *

周晓华^{1,2}, 张 银^{1,3}, 李振强^{1,2}, 刘胜永^{1,2}

(1. 广西科技大学 电气与信息工程学院, 广西 柳州 545006;

2. 广西科技大学 广西汽车零部件与整车技术重点实验室, 广西 柳州 545006;

3. 广西科技大学 广西高校工业过程智能控制技术重点实验室, 广西 柳州 545006)

摘 要: 针对异步电机直接转矩控制系统 PID 转速调节器的适应性、鲁棒性及抗干扰性较差的问题, 提出了基于智能神经元 PID 转速调节器的异步电机直接转矩控制方法。智能神经元 PID 转速调节器采用 2 个神经元控制器进行设计, 同时实现了控制器参数的在线调整, 磁链调节器和转矩调节器分别采用滞环调节器进行设计。仿真结果表明, 基于智能神经元 PID 的异步电机直接转矩控制系统能快速跟踪参考转速变化, 具有很强的抗干扰能力、自适应能力和较强的鲁棒性。

关键词: 智能神经元 PID; 异步电机; 直接转矩控制; 转速调节

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)03-0017-05

Direct Torque Control of Asynchronous Motor Based on Intelligent Neuron PID Controller *

ZHOU Xiaohua^{1,2}, ZHANG Yin^{1,3}, LI Zhenqiang^{1,2}, LIU Shengyong^{1,2}

(1. School of Electrical and Information Engineering, Guangxi University of Science and Technology, Liuzhou 545006, China;

2. Guangxi Key Laboratory of Automobile Components and Vehicle technology, Guangxi University of Science and Technology, Liuzhou 545006, China;

3. Key Laboratory of Industrial Process Intelligent Control Technology of Guangxi Higher Education Institutes, Guangxi University of Science and Technology, Liuzhou 545006, China)

Abstract: In view of worse adaptive ability, robustness and anti-interference ability existed in direct torque control system of asynchronous motor based on conventional PID speed regulator, a new direct torque control method of asynchronous motor based on intelligent neuron PID speed regulator was proposed. The intelligent neuron PID speed regulator was designed by two neuron controllers, and parameters of this speed regulator could be adjusted online. The flux regulator and torque regulator were designed by hysteresis regulator respectively. The simulation results show that the direct torque control system of asynchronous motor based on intelligent neuron PID speed regulator can rapidly track the reference speed changes and the control system has stronger anti-interference performance, adaptive performance and stronger robustness.

Key words: intelligent neuron PID; asynchronous motor; direct torque control; speed regulation

* 基金项目: 广西自然科学基金项目(2013GXNSFCA019020); 广西高校中青年教师基础能力提升项目(2017KY0355, 2017KY0343); 广西汽车零部件与整车技术重点实验室自主研究课题(15-A-02-01); 广西高校工业过程智能控制技术重点实验室主任基金(IPICT-2016-06)。

作者简介: 周晓华(1976—), 男, 副教授, 研究方向为电力系统智能控制、电机控制技术等。

张 银(1986—), 男, 讲师, 研究方向为电能质量检测、电机故障检测等。

李振强(1967—), 男, 副教授, 研究方向为过程控制及自适应控制。

刘胜永(1976—), 男, 教授, 研究方向为智能控制、新能源发电技术及能量管理系统等。

0 引言

异步电机直接转矩控制根据定子磁链位置及定子磁链与转矩误差,通过采用滞环比较器和开关逻辑表,可实现对电机转矩和磁链的直接控制,其转矩响应快、控制系统结构简单,且对转子参数变化不敏感,至今已得到了广泛的应用^[1-2]。

在传统的异步电机直接转矩控制系统中,转速环一般采用 PID 控制器进行调节,当电机负载或参考转速变化时,控制系统的适应性、鲁棒性及抗干扰性较差。神经元自适应控制结构简单,自适应和自学习能力强,且学习速度快,能有效克服被控对象因内部或外界干扰对其性能的影响^[3]。因此,神经元及其相关控制算法在电机控制领域得到了广泛的研究和应用^[4-8]。与此同时,为了进一步提高电机的控制性能,一些改进的神经元自适应控制算法也相继被提出,有效改善了电机的控制效果^[9-11]。

与常规单神经元 PID 控制算法不同,本文采用 2 个神经元及其控制算法,设计了一种可在线自动调整控制器参数的智能型神经元 PID 控制器,并用其实现了异步电机直接转矩控制系统的转速调节。通过 MATLAB/Simulink 建模及仿真验证智能型神经元 PID 控制器在异步电机直接转矩控制中的有效性。仿真结果表明,控制器具有很强的抗干扰能力、自适应能力和较强的鲁棒性,其控制效果令人满意。

1 异步电机直接转矩控制

1.1 直接转矩控制系统

异步电机直接转矩控制系统原理框图如图 1 所示。速度传感器检测到电机的实际转速 n 并与给定转速 n^* 进行比较,转速误差由智能神经元 PID 调节器调节后得到转矩给定值 T_e^* 。通过检测单元检测到的电机定子电压 u_s 和电流 i_s 估算定子磁链 ψ_s 和实际转矩 T_e 。磁链给定值 $|\psi_s^*|$ 与定子磁链幅值 $|\psi_s|$ 误差经磁链滞环调节器调节后得到磁链的开关信号 ψQ 。实际转矩 T_e 与给定转矩 T_e^* 的转矩误差经转矩滞环调节器调节后得到转矩的开关信号 TQ 。扇区判断环节根据输入估算磁链的 $\alpha\beta$ 轴分量 $\psi_{s\alpha}$ 和 $\psi_{s\beta}$,判断定子磁链所

在的扇区 SN 。空间电压矢量选择表则根据 ψQ 、 TQ 及 SN 信号选择正确的电压开关信号以控制电机准确运行。

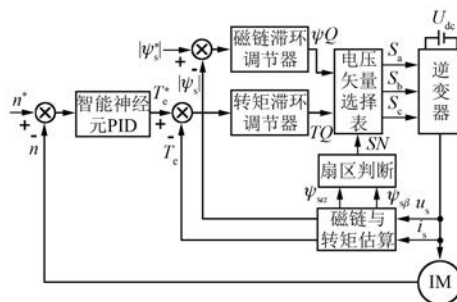


图1 异步电机直接转矩控制系统框图

1.2 定子磁链与转矩估算

异步电机定子磁链采用传统的 $u-i$ 模型进行估算^[12],其表达式为

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha}(t) = \int u_{s\alpha}(t) - i_{s\alpha}(t) R_s dt \\ \psi_{s\beta}(t) = \int u_{s\beta}(t) - i_{s\beta}(t) R_s dt \end{cases} \quad (1)$$

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (2)$$

式中: $\psi_{s\alpha}$ 、 $\psi_{s\beta}$ ——定子磁链的 α 、 β 轴分量;

$u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ ——定子电压的 α 、 β 轴分量;

$i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ ——定子电流的 α 、 β 轴分量;

R_s ——定子电阻。

电磁转矩按照式(3)计算:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (3)$$

式中: p ——电机极对数。

1.3 扇区判断及空间电压矢量选择

空间电压矢量 $U_i (i = 0, 1, \dots, 7)$ 与磁链扇区 $SN (N = 1, 2, \dots, 6)$ 的分布情况如图 2 所示。8 个空间电压矢量分别是: $U_0(000)$ 、 $U_1(001)$ 、 $U_2(010)$ 、 $U_3(011)$ 、 $U_4(100)$ 、 $U_5(101)$ 、 $U_6(110)$ 、 $U_7(111)$, 其中 U_0 和 U_7 为零矢量。利用虚线可将平面分成 6 个扇区 ($S1 \sim S6$)。

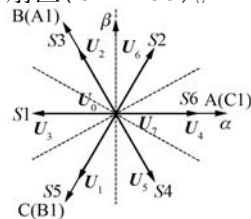


图2 空间电压矢量及扇区分布图

为判断定子磁链 ψ_s 所在的空间位置,将定子三相轴线 $A-B-C$ 逆时针旋转 120° 得到 $A1-B1-C1$,并将 ψ_s 在 $A1-B1-C1$ 轴上的投影分别记为 ψ_1 、 ψ_2 和 ψ_3 ,且有

$$\begin{cases} \psi_1 = -\frac{1}{2}\psi_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}\psi_{s\beta} \\ \psi_2 = -\frac{1}{2}\psi_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}\psi_{s\beta} \\ \psi_3 = \psi_{s\alpha} \end{cases} \quad (4)$$

通过判断 ψ_1 、 ψ_2 、 ψ_3 的正负便可简单地判断定子磁链 ψ_s 所在的扇区^[13]。为此,定义如下开关函数

$$S_k = \begin{cases} 0 & (\psi_k \geq 0) \\ 1 & (\psi_k < 0) \end{cases} \quad (k=1,2,3) \quad (5)$$

则 ψ_s 所在的扇区 SN 可确定:

$$SN = 4S_1 + 2S_2 + S_3 \quad (6)$$

DTC 算法的空间电压矢量选择表如表 1 所示。其中, ψQ 为磁链滞环调节器的输出信号,当需要增加磁链调节量时为 1,需要减小磁链调节量时为 -1; TQ 为转矩滞环调节器的输出信号,需要增加转矩调节量时为 1,需要减小转矩调节量时为 -1,需要保持转矩调节量不变时为 0。

表 1 空间电压矢量选择表

ψQ	TQ	$S1$	$S2$	$S3$	$S4$	$S5$	$S6$
	1	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6
1	0	U_0	U_0	U_7	U_0	U_7	U_7
	-1	U_2	U_4	U_6	U_1	U_3	U_5
	1	U_5	U_3	U_1	U_6	U_4	U_2
-1	0	U_7	U_7	U_0	U_7	U_0	U_0
	-1	U_6	U_5	U_4	U_3	U_2	U_1

2 智能神经元 PID 转速调节器设计

智能神经元 PID 转速调节器结构^[14-15]如图 3 所示,主要由 2 个神经元模型和 1 个比例控制环

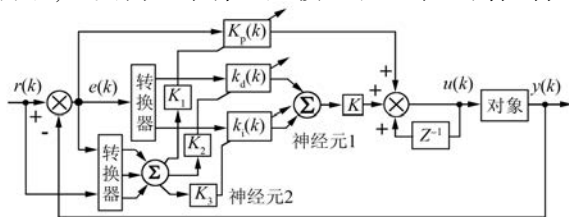


图 3 智能神经元 PID 转速调节器结构

节构成。

取神经元 1 的输入状态为

$$\begin{cases} x_{11}(k) = k_d(k)[e(k) - e(k-1)] \\ x_{12}(k) = k_i(k)[e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \end{cases} \quad (7)$$

式中: $e(k)$ —— k 时刻的电机转速误差;

$k_d(k)$ 、 $k_i(k)$ ——可调系数,其值由神经元 2 在线调整。

神经元 PID 控制器输出的增量式控制量 $u(k)$ 为

$$\begin{aligned} u(k) = & u(k-1) + K_p(k)e(k) + \\ & Kw'_{11}(k)k_d(k)[e(k) - e(k-1)] + \\ & Kw'_{12}(k)k_i(k)[e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \end{aligned} \quad (8)$$

式中: $K_p(k)$ —— k 时刻的比例系数;

K ——神经元 1 的比例增益;

$w'_{li}(k)$ ($i=1,2$)——神经元 1 的归一化权值。

神经元 1 权值的归一化按下式进行

$$w'_{li}(k) = \frac{|w_{li}(k)|}{\sum_{i=1}^2 |w_{li}(k)|} \quad (9)$$

式中: $w_{li}(k)$ ($i=1,2$)——神经元 1 的权值。

神经元 1 的权值调整算法为

$$w_{li}(k) = w_{li}(k-1) + \eta_{li}e(k)x_{li}(k) \quad (10)$$

式中: η_{li} ($i=1,2$)——神经元 1 的学习速率。

若令:

$$\begin{cases} K_d(k) = Kw'_{11}(k)k_d(k) \\ K_i(k) = Kw'_{12}(k)k_i(k) \end{cases} \quad (11)$$

则式(8)即可写成标准 PID 的增量式离散形:

$$\begin{aligned} u(k) = & u(k-1) + K_p(k)e(k) + \\ & K_d(k)[e(k) - e(k-1)] + \\ & K_i(k)[e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \end{aligned} \quad (12)$$

式中: $K_d(k)$ —— k 时刻的微分系数;

$K_i(k)$ —— k 时刻的积分系数。

取神经元 2 的输入状态为

$$\begin{cases} x_{21}(k) = r(k) \\ x_{22}(k) = e(k) \\ x_{23}(k) = e(k) - e(k-1) \end{cases} \quad (13)$$

式中: $r(k)$ —— k 时刻的给定电机转速。

比例系数 $K_p(k)$ 及式(11)中的可调系数

$k_d(k)$ 、 $k_i(k)$ 的值由神经元 2 在线调整,其调整算法为

$$\begin{cases} K_p(k) = K_1 w'_{21}(k) \\ k_d(k) = K_2 w'_{22}(k) \\ k_i(k) = K_3 w'_{23}(k) \end{cases} \quad (14)$$

式中: K_1 、 K_2 、 K_3 ——神经元 2 的比例增益;
 $w'_{2i}(k)$ ($i=1,2,3$)——神经元 2 的归一化权值。

由式 (11) 和式 (14) 可知, $K_p(k)$ 、 $K_d(k)$ 和 $K_i(k)$ 的在线调整功能是由神经元 1 和神经元 2 的共同作用实现的。

神经元 2 权值的归一化按下式进行:

$$w'_{2i}(k) = \frac{|w_{2i}(k)|}{\sum_{i=1}^3 |w_{2i}(k)|} \quad (15)$$

式中: $w_{2i}(k)$ ($i=1,2,3$)——神经元 2 的权值。
神经元 2 权值的调整算法为
 $w_{2i}(k) = w_{2i}(k-1) + \eta_{2i} e(k) x_{2i}(k)$ (16)
式中: η_{2i} ($i=1,2,3$)——神经元 2 的学习速率。

3 仿真实验

在 MATLAB/Simulink 仿真环境下搭建基于智能神经元 PID 的异步电机直接转矩控制系统仿真模型进行仿真,以验证控制策略的有效性。所采用的异步电机模型及控制参数如表 2 所示。

表 2 异步电机参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率 P_N/kW	3.73	转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.02
定子电阻 R_s/Ω	1.115	极对数 p	2
定子电感 L_s/H	0.006	给定磁链 $ \psi_s^* /\text{Wb}$	1.5
转子电阻 R_r/Ω	1.083	磁链容差 Wb	0.001
转子电感 L_r/H	0.006	转矩容差 $(\text{N} \cdot \text{m})$	0.1

智能神经元 PID 转速调节器参数设置如下: 神经元 1 权值初始值 $w_{11}(0) = w_{12}(0) = 0.3$, 比例增益 $K=100$, 学习速率 $\eta_{11} = \eta_{12} = 100$; 神经元 2 权值初始值 $w_{21}(0) = w_{22}(0) = w_{23}(0) = 0.3$, 比例增益 $K_1 = 0.1$, $K_2 = 0.04$, $K_3 = 0.001$, 学习速率 $\eta_{21} = 20$, $\eta_{22} = 40$, $\eta_{23} = 20$ 。

给定转速 $n^* = 800 \text{ r/min}$, 异步电机在负载转矩 $20 \text{ N} \cdot \text{m}$ 下起动, 运行到 0.5 s 时电机突增负载转矩 $50 \text{ N} \cdot \text{m}$ 以模拟负载突变的情形。图 4 所

示为定子磁链曲线, 定子磁链轨迹接近圆形。

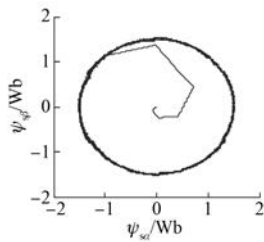


图 4 定子磁链曲线

定子磁链扇区 SN 判断的波形如图 5 所示, 判断方法简单可靠。

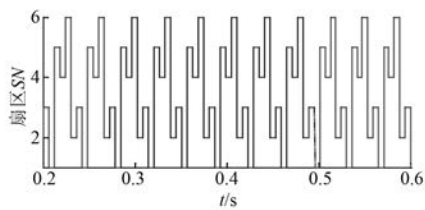


图 5 扇区判断

电机的转速响应、电磁转矩和定子电流曲线 1 如图 6 所示。由图 6 可知, 电机以最大电磁转矩起动并进入稳态运行, 电机起动时转速响应较快, 在 0.5 s 电机负载突变时, 电机转速没出现较大幅度的跌落并迅速恢复到给定转速, 调节时间

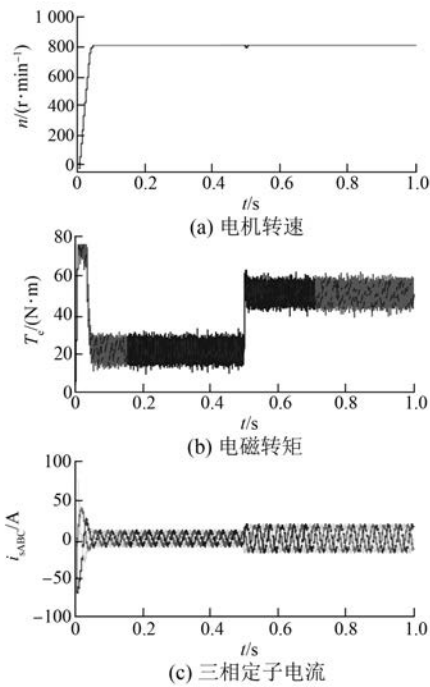


图 6 电机转速、电磁转矩和定子电流曲线 1

较短,超调量较小。

异步电机负载转矩保持 $20 \text{ N} \cdot \text{m}$ 不变,给定初始转速 $n^* = 800 \text{ r/min}$,在 0.5 s 时给定转速由 800 r/min 上升至 1000 r/min ,电机转速响应、电磁转矩和定子电流曲线 2 如图 7 所示。由图 7 可知,在 0.5 s 电机参考转速变化时,电机转速响应能快速跟踪给定转速变化,调节时间短,超调量较小。

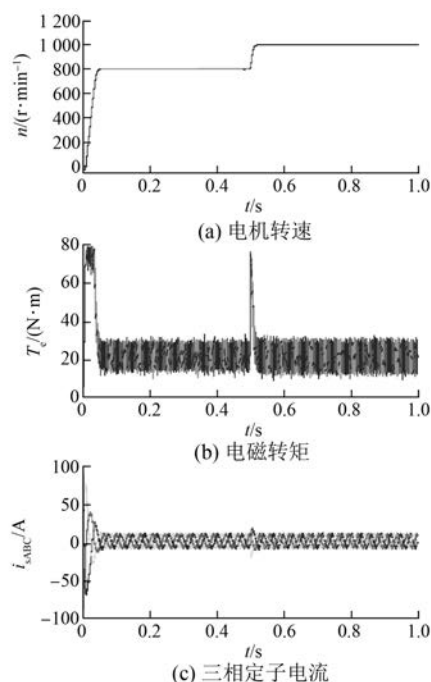


图 7 电机转速、电磁转矩和定子电流曲线 2

综上所述,智能神经元 PID 转速调节器对外部负载扰动或参考转速变化均具有较快的动态反应速度,控制器具有很强的抗干扰能力、自适应能力和较强的鲁棒性,控制系统具有较好的控制性能。

4 结 语

基于神经元控制理论,本文提出了一种异步电机直接转矩控制系统的智能神经元 PID 转速控制方法。充分利用神经元模型的自学习能力,采用 2 个神经元控制算法,设计了一种可在线调整控制器参数的异步电机智能神经元 PID 转速控制器。通过仿真结果分析可以看出,基于智能神经元 PID 的异步电机直接转矩控制系统响应速度快,稳态误差小,鲁棒性较强,能实现异步电机转速的准确跟踪和高精度控制,且实现方法简单,具

有较好的应用前景。

【参 考 文 献】

- [1] 郭嘉强,喻寿益.一种改进异步电机直接转矩控制系统性能的方法[J].电气传动,2008,38(9): 18-21,60.
- [2] 刘小勇,郑爱红.一种改进的异步电机直接转矩控制方法[J].电力电子技术,2016,50(9): 44-47.
- [3] 孟芳芳,邵雪卷.感应电机单神经元自适应预测函数控制[J].控制工程,2015,22(5): 958-963.
- [4] 李晓宁,赵现枫,黄大贵,等.基于神经元的永磁同步电机解耦控制[J].控制理论与应用,2012,39(7): 933-939.
- [5] 贺虎成,胡春龙,王勉华,等.基于单神经元自适应 PID 的 SRM 直接转矩控制[J].微电机,2015,48(9): 71-75.
- [6] 白永明,孙志峻.基于单神经元自适应 PID 的超声波电动机转速控制[J].微特电机,2013,41(10): 67-69.
- [7] 潘雷,孙鹤旭,王贝贝,等.基于单神经元自适应 PID 的无刷直流电机反电势与磁链观测及无位置传感器直接转矩控制[J].电机与控制学报,2014,18(5): 69-75.
- [8] 高金生,高宏洋,喻寿益.基于神经元的异步电机直接转矩控制系统速度辨识[J].中南大学学报(自然科学版),2009,40(5): 1367-1373.
- [9] 马冬梅.基于微粒群单神经元的 BLDCM 调速算法研究[J].微电机,2011,44(11): 68-71.
- [10] 代睿,曹龙汉,何俊强,等.基于微粒群算法的无刷直流电机单神经元自适应控制[J].电工技术学报,2011,26(4): 57-63,70.
- [11] 王秀君,胡协和.一种改进的单神经元 PID 控制策略[J].浙江大学学报(工学版),2011,45(8): 1498-1501.
- [12] 耿东昱,邹俊忠,张见,等.基于矩阵变换器的异步电机直接转矩模糊控制[J].电机与控制应用,2013,40(6): 35-39,61.
- [13] 吴丽华,高慧芝,刘政.一种改进型的 SVPWM 算法研究[J].电机与控制学报,2013,17(4): 57-63.
- [14] 严家玉,王宁.适用于非线性对象的神经元变结构 PID 控制[J].江南大学学报(自然科学版),2008,7(2): 132-136.
- [15] 周晓华,李振强,刘胜永.无刷直流电机神经元变结构 PID 调速系统研究[J].电机与控制应用,2016,43(1): 12-16.

收稿日期: 2017-08-20