

基于DSP的开关磁阻电动机自适应调速系统设计

针对开关磁阻电动机的非线性特性导致的控制难度较大、控制准确度不高等问题，建立了理想情况下开关磁阻电动机的数学模型，基于神经网络提出了一种开关磁阻电动机自适应调速控制方法，通过神经网络控制器对PID控制参数进行优化，由在线辨识器获取难以确定的控制参数，并基于DSP设计了开关磁阻电动机控制系统，最后进行了仿真实验。仿真结果表明：与PID控制方法相比，该方法可以实现对给定速度的快速、稳定跟踪，而且能消除参数变化对系统的影响，具有较好的鲁棒性能。

宋长源 王超/河南科技学院



宋长源/讲师

关键词/Keywords

开关磁阻电动机 ·
神经网络控制 ·
PID控制 ·
DSP ·

开关磁阻电动机具有结构简单、调速性能好、调速范围宽以及系统可靠性高等特点，但是由于其具有强非线性，仅仅依靠传统控制方法很难获得理想的控制效果^[1]，因此采用先进控制理论解决开关磁阻电动机的非线性问题已成为一个主要研究方向。针对上述问题，许多文献将常规PID控制理论与非线性控制方法相结合用于解决开关磁阻电动机的非线性问题。文献[2]设计了一种变结构PID控制器用于开关磁阻电动机的速度控制；文献[3]基于常规PI控制算法和模糊推理方法设计了一种速度控制器，根据速度偏差通过模糊逻辑实时调节PI控制器参数；文献[4]基于PID控制理论和反馈线性化控制方法进行了开关磁阻电动机的转速控制；文献[5]设计了一种RBF神经网络在线辨识器，用于开关磁阻电动机的自适应PID控制。基于现代控制理论，虽然可以解决开关磁阻电动机的非线性、多变量和强耦合等问题，但在实际应用中仍存在较多问题，然而高性能

数字信号处理器的出现，使复杂控制策略在电动机控制中的应用成为现实。本文基于神经网络控制理论提出一种开关磁阻电动机自适应调速方法，并利用DSP控制器设计开关磁阻电动机的控制系统。

开关磁阻电动机数学模型

通常情况下，由于开关磁阻电动机的诸多非线性因素：绕组电流的非正弦性、磁路的非线性、各相绕组之间的非线性耦合以及铁心磁路的高饱和性等，导致开关磁阻电动机的非线性准确建模十分困难^[6]。为便于分析，本文作如下假设：①半导体开关均为理想器件，即导通和断开时电流为零；②忽略铁心的磁滞和涡流效应；③电动机各相参数对称^[7]。

开关磁阻电动机状态方程一般可由电路方程、机电方程和运动方程等组成^[8]，那么开关磁阻电动机的状态方程可表示为

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}}{dt} = -R\mathbf{i} + \mathbf{U} \quad (1)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{D}{J}\omega + \frac{T_e - T_l}{J} \quad (2)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (3)$$

$$\mathbf{i} = \mathbf{L}^{-1}(\mathbf{i}, \theta) \boldsymbol{\Psi} \quad (4)$$

$$T_e = \sum_{j=1}^n T_j(\mathbf{i}, \theta) \quad (5)$$

式中， $\boldsymbol{\Psi}$ 为磁链矢量， $\boldsymbol{\Psi} = (\Psi_1, \dots, \Psi_n)^T$ ； $\mathbf{U}$ 为相电压矢量， $\mathbf{U} = (U_1, \dots, U_n)^T$ ； $\mathbf{i}$ 为相电流矢量， $\mathbf{i} = (i_1, \dots, i_n)^T$ ； $\mathbf{L}$ 为相电感矩阵， $\mathbf{L} = \text{diag}[L_1, \dots, L_n]$ ； R 为绕组电阻； T_e 为电磁转矩； T_l 为负载转矩； ω 为角速

度; θ 为转子位置; D 为摩擦系数; J 为转动惯量。

基于神经网络的自适应控制系统

常规PID控制方法的应用比较广泛,但是由于其参数不能随系统状态的变化而变化,所以PID控制并不适用于复杂非线性系统。另外,由于神经网络控制具有比较强的自学习和自适应能力,而且收敛性能稳定,可用于PID控制器参数的优化^[9]。因此本文基于PID控制理论和神经网络控制方法,设计了一种开关磁阻电动机自适应调速系统,结构框图如图1所示。

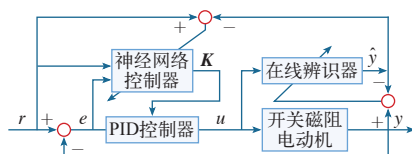


图1 自适应控制系统结构框图

由图1可知,自适应控制系统包括PID控制器、神经网络控制器(NNC)和开关磁阻电动机(SRM)。图中, r 为系统输入量; y 为系统输出量; e 为偏差量; u 为PID控制器输出量; K 为已优化的PID参数矢量, $K=[k_p, k_i, k_d]$ 。PID控制器的参数 K 可根据系统的实时状态通过神经网络控制器进行调整,从而获得比较好的控制效果。

增量式PID控制方程为

$$u(k) = u(k-1) + k_p[e(k) - e(k-1)] + k_i e(k) + k_d[e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \quad (6)$$

神经网络控制器结构如图2所示。控制器采用三层网络结构,可将系统状态量作为网络输入节点;输出节点则分别对应PID控制器参数 k_p 、 k_i 和 k_d 。输入层和隐含层均采用线性函数,由于输出层控制参数不能为负值,所以需要采用对数型Sigmoid函数,其表达式为

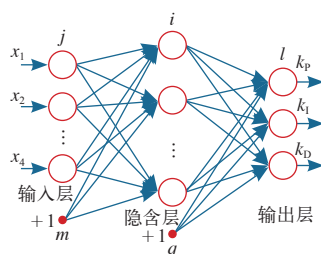


图2 神经网络控制器结构

$$g(x) = \frac{e^x}{e^x + e^{-x}} \quad (7)$$

输入层的输入信号为

$$\begin{cases} O_j^{(1)}(k) = x_j & j = 1, 2, \dots, m-1 \\ O_m^{(1)}(k) = 1 \end{cases} \quad (8)$$

隐含层的输入、输出可表示为

$$\begin{cases} \text{net}_i^{(2)}(k) = \sum_{j=1}^m w_{ij}^{(2)} O_j^{(1)} \\ O_i^{(2)}(k) = f[\text{net}_i^{(2)}(k)] & i = 1, 2, \dots, q-1 \\ O_q^{(2)} \equiv 1 \end{cases} \quad (9)$$

式中, $w_{ij}^{(2)}$ 为隐含层加权系数。

输出层的输入、输出可表示为

$$\begin{cases} \text{net}_l^{(3)}(k) = \sum_{i=1}^q w_{li}^{(3)} O_i^{(2)}(k) \\ O_l^{(3)}(k) = g[\text{net}_l^{(3)}(k)] \\ O_1^{(3)} = k_p \\ O_2^{(3)} = k_i \\ O_3^{(3)} = k_d \end{cases} \quad l = 1, 2, 3 \quad (10)$$

式中, $w_{li}^{(3)}$ 为输出层加权系数。

二次型偏差函数可定义为

$$E = \frac{1}{2} [r(k+1) - y(k+1)]^2 \quad (11)$$

通过神经网络控制器的在线学习,可以有效地优化PID控制器的参数值。网络输出层权值

调整公式中的 $\frac{\partial E}{\partial w_{li}^{(3)}}$ 可表示为

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial w_{li}^{(3)}} &= \frac{\partial E}{\partial y(k+1)} \times \frac{\partial y(k+1)}{\partial u(k)} \times \\ &\quad \frac{\partial u(k)}{\partial O_l^{(3)}(k)} \times \frac{\partial O_l^{(3)}(k)}{\partial \text{net}_l^{(3)}(k)} \times \frac{\partial \text{net}_l^{(3)}(k)}{\partial w_{li}^{(3)}} \end{aligned} \quad (12)$$

由于开关磁阻系统的非线性, $\frac{\partial y(k+1)}{\partial u(k)}$ 直接得到比较困难,可使用函数 $\frac{\partial \hat{y}(k+1)}{\partial u(k)}$ 近似代替,其中 $\hat{y}(k+1)$ 可由在线辨识器得到。

那么,由式(6)~式(12)可得神经网络输出层权值调整公式可表示为

$$\Delta w_{li}^{(3)}(k+1) = \eta(k) \delta_l^{(3)}(k) O_i^{(2)}(k) + \alpha(k) \Delta w_{li}^{(3)}(k) \quad l = 1, 2, 3 \quad (13)$$

其中

$$\delta_l^{(3)}(k) = e(k) \times \frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial u(k)} \times \frac{\partial u(k)}{\partial O_l^{(3)}(k)} \times g'[\text{net}_l^{(3)}(k)] \quad (14)$$

$l = 1, 2, 3$

式(14)中 $\frac{\partial u(k)}{\partial O_l^{(3)}(k)}$ 分别代表

$$\begin{cases} \frac{\partial u(k)}{\partial O_1^{(3)}} = e(k) - e(k-1) \\ \frac{\partial u(k)}{\partial O_2^{(3)}} = e(k) \\ \frac{\partial u(k)}{\partial O_3^{(3)}} = e(k) - 2e(k-1) + e(k-2) \end{cases} \quad (15)$$

隐含层权值调整公式可表示为

$$\Delta w_{ij}^{(2)}(k+1) = \eta(k) \delta_i^{(2)}(k) O_j^{(1)}(k) + \alpha(k) \Delta w_{ij}^{(2)}(k) \quad (16)$$

其中, $\delta_i^{(2)}(k) = f'[\text{net}_i^{(2)}(k)] \sum_{l=1}^3 \delta_l^{(3)} w_{li}^{(2)}(k)$ 。

控制系统设计

基于DSP控制器TMS120F2812的开关磁阻电动机控制系统如图3所示。由图3可知,控制系统主要包括 DSP控制器、功率变换电路、上位机通信接口电路、保护电路、信号检测电路、驱动电路以及电源电路等几部分。其中功率电路通过变压器将单相工频交流电电压降至固定幅值,经整流电路处理后为驱动电动机的功率变换器提供母线电源;控制部分即DSP控制器主要负责捕获位置信号,并将检测到的电流、电压信号进行A-D转换,经控制算法处理后输出PWM信号,进而通过驱动电路控制功率变换器开关器件的通断;通信部分用来实现DSP和计算机之间的串口通信,将DSP采集的信号数据传送至计算机;保护电路部分

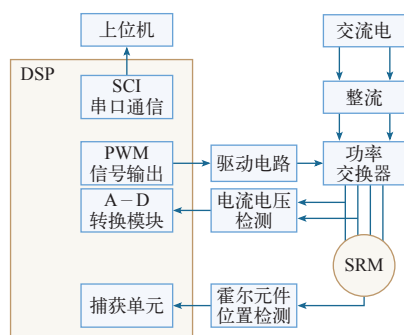


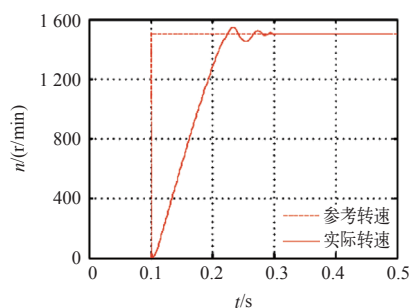
图3 开关磁阻电动机控制系统

在DSP控制器与其他电路间采用光电隔离,实现对强、弱电的分离,在功率电路处设置欠电压、过电流等必要保护,用于提高整体系统运行的可靠性^[10];此外,电源电路负责将整流得到的直流电压转换为弱电电路所需的供电电压。

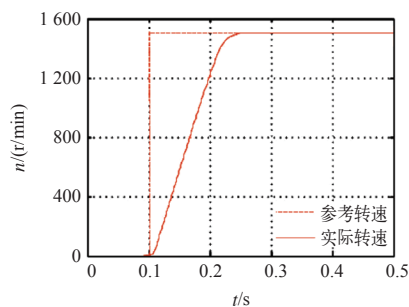
仿真实验

为验证本文所述控制方法和控制系统的有效性,利用Matlab进行了相关的仿真实验^[11],仿真用开关磁阻电动机的参数如下:额定功率500 W,额定电压220 V,定子电阻2.2 Ω,给定转速1 500 r/min,采用定角度电压PWM控制方式,并与传统PID控制方法进行比较。

空载时,开关磁阻电动机转速响应曲线如图4所示。基于传统的PID控制方法,启动时开关磁阻电动机的转速迅速增大,在接近转速参考值时转速增速开始减缓,但是波形会出现明显的超调现象;而在神经网络自适应PID控制下转速没有出现超调现象,转速可以从暂态平稳过渡到稳态,并没有PID控制中的振荡阶段,这样就可以减小暂态过程所需的时间,从而提高开关磁阻电动机转速的响应速度。



(a) 传统PID控制方法



(b) 本文所述控制方法

图4 空载时开关磁阻电动机转速响应曲线

突加负载时, 开关磁阻电动机转速响应曲线如图5所示。本文提出的控制方法当出现负载扰动时, 基于神经网络自适应PID控制, 转速的振荡幅度明显小于PID控制, 而且恢复稳态所需的时间同样小于PID控制。综上所述, 基于神经网络的开关磁阻电动机自适应调速方法可以实现控制器对给定转速的快速、稳定跟踪, 并能消除系统参数的变化, 系统具有比较好的鲁棒性。

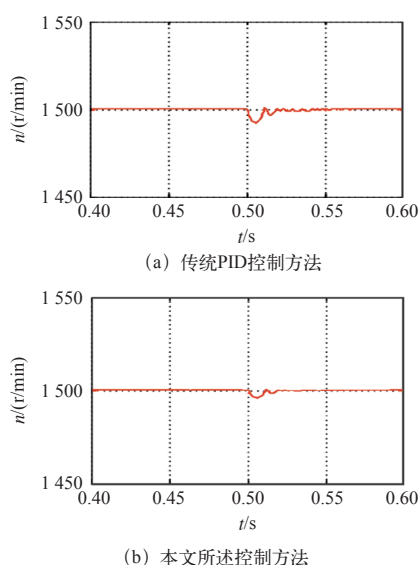


图5 突加负载时开关磁阻电动机转速响应曲线

结束语

对于具有高度非线性的开关磁阻电动机, 由于其参数时变、强耦合等特性, 采用常规PID控制方法很难获得理想的控制效果, 所以本文提出了一种基于神经网络的开关磁阻电动机自适应调速方法, 并基于DSP控制器TMS320F2812设计了开关磁阻电动机的控制系统, 主要包括DSP控制器、驱动电路、功率变换器和信号检测电路等几部分。通过仿真实验验证了本文所述控制方法和控制系统的有效性, 可以实现控制器对给定转速的快速、稳定跟踪, 表明该方法具有较好的鲁棒性能。

参考文献

[1] Khalil A, Husain I. A fourier series generalized geometry-based analytical model of switched

reluctance machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43 (3): 673-684.

[2] Zhu X M, Panda S K, Dash P K, et al. Experimental investigation of variable structural PID control for switched reluctance motor drives [C]. International Conference on Power Electronics and Drive Systems 1997, Hong Kong, 1997 (1): 205-210.

[3] Panda S K, Zhu X M, Dash P K. Fuzzy gain scheduled PI speed controller for switched reluctance motor drive [C]. IEEE IECON 1997, LA USA, 1997 (3): 989-994.

[4] Hossain S A, Husain I. Outer loop controller design of a switched reluctance motor driven system [C]. Industry Applications Conference 2003, Salt Lake City USA, 2003 (31): 486-491.

[5] 夏长亮, 王明超. 基于RBF神经网络的开关磁阻电机单神经元PID控制 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25 (15): 161-165.

[6] Zhang J, Radun A V. A new method to measure the switched reluctance motor's flux [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42 (5): 1171-1176.

[7] 曹家勇, 周祖德, 陈幼平, 等. 开关磁阻电动机特性检测与参数辨识方法研究 [J]. 电工技术学报, 2004, 19 (11): 25-30.

[8] 蔡燕, 许镇琳, 高超. 基于DSP的开关磁阻电动机特性检测 [J]. 组合机床与自动化加工技术, 2005 (11): 22-24.

[9] 严加根, 刘闯, 姚国飞, 等. 开关磁阻电机矩角特性的研究与应用 [J]. 电工技术学报, 2005, 20 (9): 29-33.

[10] Edrington C S, Fahimi B, Krishnamurthy M. An autocalibrating inductance model for switched reluctance motor drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (4): 2165-2173.

[11] 刘金琨. 先进PID控制MATLAB仿真 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.

(收稿日期: 2015-02-10) **EA**