

基于滑模学习神经网络的开关磁阻电动机位置控制

王家军, 孙嘉豪[†], 郑致远

(杭州电子科技大学 自动化学院, 杭州 310018)

摘要: 为了解决开关磁阻电动机的位置控制问题, 提出一种滑模学习神经网络控制方法. 滑模学习算法可以加快自适应线性单元权值训练的速度, 采用磁链分配方法实现虚拟参考磁链在不同相之间的合理分配. 经过与PD控制器、梯度下降法和转矩分配方法的仿真对比, 验证了所设计方法在开关磁阻电动机位置控制方面具有更好的响应速度和控制精度.

关键词: 开关磁阻电动机; 滑模学习算法; 自适应线性单元; 磁链分配方法

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Position control of SRM based on sliding-mode-learning neural networks

WANG Jia-jun, SUN Jia-hao[†], ZHENG Zhi-yuan

(School of Automation, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: A sliding-mode-learning neural networks control method is proposed to solve the position control problem of the switched reluctance motor. The training speed for the weights of the Adaline can be enhanced with sliding-mode-learning algorithm. The flux-linkage-sharing method is used to realize the sharing of the virtual reference flux-linkage between different phases of the SRM. The proposed control method is compared with the PD controller, gradient-descent method and torque-sharing method through simulation. The comparisons prove that the proposed control method can make the position control of the SRM has higher responding speed and higher control accuracy.

Keywords: switched reluctance motor; sliding-mode-learning algorithm; Adaline; flux-linkage-sharing method

0 引言

与当前广泛采用的电动机相比, 开关磁阻电动机(SRM)的结构更加简单、成本更加低廉, 是一种非常具有应用潜力的电动机^[1]. 由于SRM所固有的转矩脉动和噪音, 使得SRM很难应用于位置控制. 目前, 人们对于SRM的应用研究主要集中在速度控制或者转矩控制方面, 在SRM位置控制方面的文献非常有限^[2-3]. SRM位置控制的研究对拓展SRM在位置控制领域的应用具有重要的研究价值.

对于传统的电动机位置控制, 控制结构通常包括位置环、速度环和电流环^[4]. SRM很难采用传统交流电动机旋转坐标变换的模式将相应的控制变量分到每一相上. 本文借助磁链分配方法(FSM)^[5], 将SRM的磁链有效分配到每一相, 采用位置环和磁链环双环的模式实现SRM的位置控制.

神经网络是一种应用于SRM控制、建模和辨识的重要方法^[6]. 滑模控制作为一种鲁棒控制方法, 已

广泛应用于电动机控制系统^[7], 将滑模控制设计方法应用于Adaline权值的训练可以提高神经元权值学习的速度, 同时也可以增强控制器的鲁棒性^[8].

本文将PD控制器、Adaline和SMLA三种方法有机结合形成SRM位置控制器, 利用FSM实现位置控制磁链环的分配, 这完全符合SRM单边励磁和定子绕组空间分布的特性. 同时采用位置环和磁链环双环结构实现了SRM的高性能位置控制. 经过与PD控制器、梯度下降法(GDA)和转矩分配方法(TSM)的仿真对比, 验证了所设计方法在开关磁阻电动机位置控制方面具有更好的响应速度和控制精度.

1 SRM位置控制器设计

1.1 采用GDM的Adaline

Adaline的基本结构如图1所示. Adaline的输入为状态向量 $x = [x_1, x_2, \dots, x_n, b]^T$, 输出变量为 y . 其中: $x_i (i = 1, 2, \dots, n+1)$ 为输入变量, $b > 1$ 为偏置值, $W = [W_1, W_2, \dots, W_n, W_{n+1}]^T$ 为权值向量, x^T

收稿日期: 2016-05-25; 修回日期: 2016-09-10.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61273086).

作者简介: 王家军(1975—), 男, 教授, 博士, 从事电机控制技术等研究; 孙嘉豪(1992—), 男, 硕士生, 从事电机控制技术的研究.

[†]通讯作者. E-mail: 152060125@hdu.edu.cn

为向量 x 的转置. Adaline 的输出 y 可以计算为

$$y = W^T x. \quad (1)$$

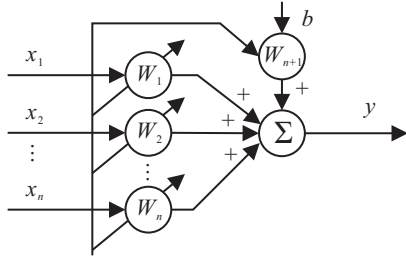


图1 Adaline 的结构

Adaline 的输入变量 x_i 、权值变量 W_i 和输出变量 y 都是与时间相关的变量,即 $x_i(t)$ 、 $W_i(t)$ 和 $y(t)$. 为了简化表达方式,下文用 x_i 、 W_i 和 y 表示.

假定 Adaline 作为控制器,其期望输出为 y_d ,则 Adaline 的误差平方 E 可以表示为

$$E = e_a^2 = (y_d - y)^2, \quad (2)$$

其中 $e_a = y_d - y$ 为期望输出与实际输出之间的误差. Adaline 的权值更新采用 GDM,表示为

$$W_k(j+1) = W_k(j) - \eta_k \frac{\partial E}{\partial W_k}. \quad (3)$$

其中: j 为采样时间, $\eta_k (k = 1, 2, \dots, n+1)$ 为权值学习率系数. $\frac{\partial E}{\partial W_k}$ 的计算采用如下方式:

$$\frac{\partial E}{\partial W_k} = \frac{\partial E}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial W_k} = -2e_a \frac{\partial y}{\partial W_k}. \quad (4)$$

1.2 采用 SMLA 的 Adaline

PD 控制器与 Adaline 所组成的系统控制结构如图 2 所示,PD 控制器与 Adaline 形成了复合位置控制器. 其中: θ_d 为参考位置, θ 为实际位置, $e = \theta_d - \theta$ 为位置控制误差, ψ_p 为 PD 控制器的输出, ψ_s 为 Adaline 的输出, ψ_r 为系统的输入控制. 在设计之前,作如下假设.

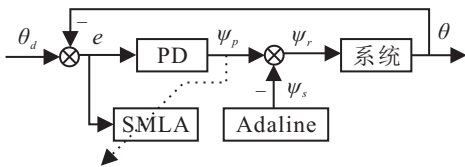


图2 PD 控制器和 Adaline 的控制系统结构

假设 1 在图 1 中,假设 Adaline 的输入向量 x 、输入向量的微分 $\dot{x}$ 和权值 W 是有界的,即

$$\|x\| = \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2 + b^2} \leq M_x, \quad (5)$$

$$\|\dot{x}\| = \sqrt{\dot{x}_1^2 + \dot{x}_2^2 + \dots + \dot{x}_n^2} \leq M_{\dot{x}}, \quad (6)$$

$$\|W\| = \sqrt{W_1^2 + W_2^2 + \dots + W_{n+1}^2} \leq M_W, \quad (7)$$

其中 M_x 、 $M_{\dot{x}}$ 和 M_W 为已知的正实常数.

假设 2 在图 2 中,假设系统的控制输入 ψ_r 和其

时间微分 $\dot{\psi}_r$ 都是有界的,即

$$|\psi_r| \leq M_r, |\dot{\psi}_r| \leq M_{\dot{r}}, \quad (8)$$

其中 M_r 和 $M_{\dot{r}}$ 为已知的正常实数.

为了采用 SMAL 实现对 Adaline 权值的训练,同时使得 SRM 的位置跟踪误差为零,需要设计两个滑模平面,其中一个 Adaline 权值训练滑模平面 s_a ,另一个是系统控制的滑模平面 s_c .

1.2.1 权值训练滑模平面 s_a 的设计

Adaline 的权值训练滑模平面 s_a 可以设计为

$$s_a = \psi_s + \psi_r = \psi_p = 0. \quad (9)$$

其中: $\psi_s = W^T x$, PD 控制器的输出为 $\psi_p = k_p e + k_d \dot{e}$, k_p 和 k_d 分别为 PD 控制器的比例和微分常数.

对于 SRM 的位置跟踪控制,选择位置跟踪误差 e 和误差的微分 $\dot{e}$ 作为 Adaline 的输入变量. 针对 Adaline 的 SMLA 的设计,给出如下定理^[5].

定理 1 假定 Adaline 的权值训练采用如下形式:

$$\dot{W} = -\left(\frac{x}{x^T x}\right) k_c \text{sign}(s_a). \quad (10)$$

其中: 输入向量 $x = [e, \dot{e}, b]^T$, 权值向量 $W = [W_1, W_2, W_3]^T$. 假定 $\|x\|$ 、 $\|\dot{x}\|$ 、 $\|W\|$ 、 ψ_r 和 $\dot{\psi}_r$ 满足假设 1 和假设 2, 式 (10) 中的参数 k_c 满足

$$k_c \geq \eta + M_W M_{\dot{x}} + M_{\dot{r}}, \quad (11)$$

η 为设计常数. 则可以实现如下控制目标:

1) 滑模平面 s_a 能够在有限时间 t_r 收敛到零,到达时间 t_r 的计算公式为

$$t_r \leq \frac{\sqrt{2}|s_a(0)|}{\eta}. \quad (12)$$

2) 当 $t > t_r$ 时,可以保证系统的模态一直保持在滑模平面之内,同时使得 W_i 收敛到相应的目标值.

由定理 1 可以得到如下两个结论:

1) 采用 SMLA 进行权值的训练,可以避免目标函数收敛到局部最小,使得目标函数达到全局最小.

2) 基于 SMLA 的权值训练不需要雅可比系数的计算,加快了权值收敛的速度,这一点是非常关键的.

1.2.2 系统控制滑模平面 s_c 的设计

为了使得 SRM 的位置跟踪误差 e 快速收敛到零,SRM 位置控制滑模平面 s_c 可以设计为

$$s_c = \lambda e + \dot{e} = 0, \quad (13)$$

其中 λ 为正实常数. 如果设计令常数 $\lambda = k_p/k_d$,则可以发现系统控制滑模平面 s_c 和 Adaline 的权值训练滑模平面 s_a 具有直接的关系^[9],即

$$s_c = \frac{k_p}{k_d} e + \dot{e} = \frac{1}{k_d} \psi_p = \frac{1}{k_d} s_a. \quad (14)$$

根据此关系,可以得到如下定理^[5].

定理 2 利用式 (10) 中的权值更新算法,同时设

计参数 k_c 满足式(11),则系统滑模平面 s_c 能够在有限时间 $t_{cr} \leq \sqrt{2k_d^2}|s_a(0)|/\eta$ 内到达滑模平面,并且当 $t > t_{cr}$ 时系统模态能够保持在滑模平面 s_a 之内。

由定理2可以发现,PD控制器可以将权值训练滑模平面 s_a 和系统滑模平面 s_c 直接关联起来,这是选择PD控制器的重要原因。

1.3 SMLA与GDM的比较

为了比较GDM和SMLA两种权值训练方法的性能,在SRM的位置控制设计中,Adaline的GDM算法误差平面函数选择为

$$E = \psi_p^2, \quad (15)$$

Adaline权值 W_i 更新为

$$W_k(j+1) = W_k(j) - 2\eta_k \psi_p \frac{\partial \psi_p}{\partial \psi_s} \frac{\partial \psi_s}{\partial W_k}. \quad (16)$$

其中: j 为采样时间, $k = 1, 2, 3$ 。

由于SRM系统模型的不确定性,要获得 ψ_p 和 ψ_s 之间的物理关系非常困难,即SRM位置控制系统的雅可比系数 $\partial \psi_p / \partial \psi_s$ 的计算存在很大难度。本文采用符号函数方法进行计算近似^[10],即

$$\frac{\partial \psi_p}{\partial \psi_s} \approx \text{sgn}\left(\frac{\psi_p(j+1) - \psi_p(j)}{\psi_s(j+1) - \psi_s(j)}\right), \quad (17)$$

其中 $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。

SMLA与GDM相比具有如下4个方面的优点:

1) SMLA是从系统稳定的角度进行设计,而

GDM很难进行稳定性的证明。

2) SMLA不需要神经网络中常用的雅可比系数的计算,这也是SMLA的一大优点。

3) SMLA的收敛是全局性的,GDM有可能使得性能指标陷入局部最小。

4) SMLA具有更好的鲁棒性和更快的收敛速度。

2 FSM的设计

本文以四相8/6极SRM为研究对象。在SRM的位置控制中,位置环的输出作为磁链内环的虚拟参考磁链。FSM分为分相处理、正向转换、宽度-重叠区处理和幅值处理4步,具体设计过程见文献[5]。FSM作为SRM位置控制的内环,系统控制框图如图3所示。图3中: θ_d 为给定参考位置, θ 为SRM转子的实际位置, $e = \theta_d - \theta$ 为位置控制误差, ω 为电机的转速, T_L 为负载转矩, i_{ABCD} 为反馈电流。图3结构包括3个部分:

1) 第I部分为SRM位置控制器部分,位置控制器由PD控制器和Adaline构成。

2) 第II部分为SRM的内环,内环由FSM、 ψ 磁链表和磁链滞环控制器组成。

3) 第III部分由功率驱动单元、SRM本体和机械负载组成,其中功率驱动单元采用传统的不对称半桥功率变换器。

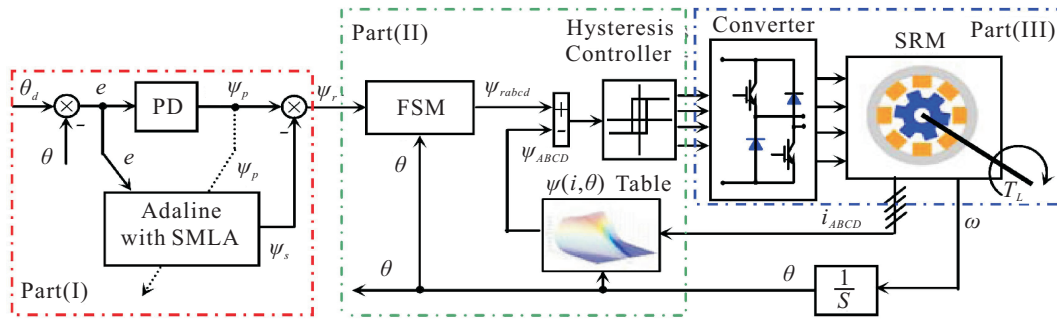


图3 基于FSM的SRM位置控制系统的结构

3 仿真和分析

为了验证所设计的位置控制器(PD+Adaline+SMLA)和FSM的有效性,假定参考位置信号为

$$\theta_d = \sin(5\pi t) + \sin(10\pi t) - 2\sin(15\pi t) \text{ rad}. \quad (18)$$

负载转矩为 $T_L = 0.25 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。图4给出了SRM位置控制的仿真结果:第1分图为参考位置信号与实际转子位置,第2分图为位置控制误差 $e = \theta_d - \theta$,第3分图为SRM的转子速度,第4分图为SRM的相转矩 T_a 、 T_b 、 T_c 、 T_d 和合成转矩 $T = T_a + T_b + T_c + T_d$,第5分图为SRM的实际磁链 ψ_A 、 ψ_B 、 ψ_C 和 ψ_D ,第6分图为SRM

的相电流 i_A 、 i_B 、 i_C 和 i_D 。由图4仿真结果可知:

1) PD+Adaline+SMLA复合位置控制器可以实现SRM位置控制,并具有良好的动态性能。

2) FSM可以实现SRM四相磁链的合理分配,能够有效降低转矩的脉动。

3) Adaline与SMLA相结合能够提升PD控制器的自适应能力和鲁棒性能。

图5给出了相同条件时基于FSM的PD+Adaline+SMLA、PD+Adaline+GDM和PD控制3种位置控制方法的比较仿真结果,其中下标1为PD+Adaline

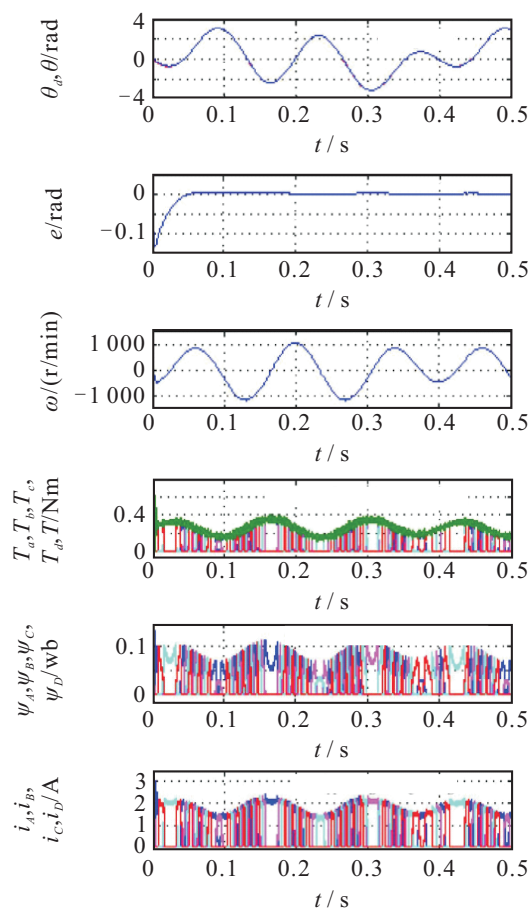


图4 SRM位置控制仿真

+SMLA, 下标2为PD+Adaline+GDM, 下标3为PD控制. 第1分图为参考位置与3种情况下实际转子位置控制波形, 第2分图为3种情况下的位置控制误差波形.

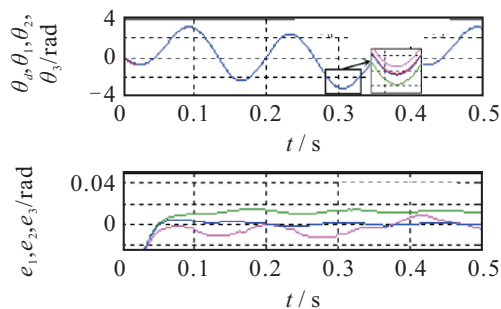


图5 基于FSM的三种控制方法的比较

由图5中对比仿真, 可以得出如下结论:

1) 控制器 PD+Adaline+SMLA 和控制器 PD+Adaline+GDM 方法与单纯的PD控制器相比具有更快的响应速度和更高的控制精度.

2) 控制器 PD+Adaline+SMLA 比控制器 PD+Adaline+GDM 具有更快的响应速度和更高的控制精

度.

3) 在3种控制器下, FSM都能有效实现磁链分配, 并且在抑制转矩脉动方面具有良好的效果.

4 结 论

本文给出了一种新颖的SRM位置控制方法: 将PD控制器与Adaline相结合设计实现了SRM的位置控制器, 并提出了针对四相8/6极SRM位置控制的FSM设计方法, FSM可以将虚拟参考磁链分配到SRM的四相绕组. 采用位置环和FSM磁链环的双环控制模式实现了SRM的高性能位置控制.

参考文献(References)

- [1] Krishnan R. Switched reluctance motor drives modeling, simulation, analysis, design, and applications[M]. Boca Raton: CRC Press LLC, 2001: 1-2.
- [2] Ye J, Bilgin B, Emadi. An extended-speed low-ripple torque control of switched reluctance motor drive[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2015, 30(3): 1457-1470.
- [3] Wang J J. Position tracking control of switched reluctance motor with adaptive linear element based on current-sharing method[J]. Neurocomputing, 2016, 190: 209-216.
- [4] Bose B K. Modern power electronics and AC drive[M]. Upper Saddle: Printice Hall, 2002.
- [5] Wang J J. A common sharing method for current and flux-linkage control of switched reluctance motor[J]. Electric Power Systems Research, 2016, 131: 19-30.
- [6] Lu W, Keyhani A. Neural network-based modeling and parameter identification of switched reluctance motors[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2003, 18(2): 284-290.
- [7] Ukin V I. Sliding mode control design principles and applications to electric drives[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1993, 40(1): 23-26.
- [8] Sira-raires H, Colina-morles E. A sliding mode strategy for adaptive learning in Adalines[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Application, 1995, 42(12): 1001-1012.
- [9] Efe M O, Kaynak O, Yu X. Sliding mode control of a three degrees of freedom anthropoid robot by driving the controller parameters to an equivalent regime[J]. Trans of the ASME, 2000, 122: 632-640.
- [10] Wai R J, Liu C M. Design of dynamic petri recurrent fuzzy neural network and its application to path-tracking control of nonholonomic mobile robot[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(7): 2667-2683.

(责任编辑: 郑晓蕾)