

文章编号: 1000 - 582X(2002)10 - 0081 - 03

开关磁阻电机的智能滑模控制*

肖蕙蕙, 李 山

(重庆工学院 电子工程系, 重庆 400050)

摘 要: 阐述了在利用有限元法计算开关磁阻电机(SRM)磁通、转矩的基础上, 得出 SRM 的状态方程, 并针对 SRM 定转子铁芯的双凸极结构、磁场分布严重非线性, 采用常规的线性控制方法难以达到理想的控制效果这一现实, 提出在常规滑模控制器的设计中引入模糊控制, 构成智能滑模控制器, 并着重介绍了智能滑模控制器的设计方法, 给出了 SRM 的智能滑模控制系统的结构框图。仿真结果表明: 开关磁阻电机的智能滑模变结构控制方法简单, 有良好的动态性能, 较好的鲁棒性。

关键词: 开关磁阻电机; 智能; 滑模变结构控制; 仿真

中图分类号: TP273

文献标识码: A

开关磁阻电机(SRM)由于其结构简单、调速范围广、运行可靠、控制方式灵活及效率较高等优点, 一直为世界各国电机工程界所关注。然而, 由于在 SRM 中, 定转子铁芯都是双凸极结构, 磁场分布严重非线性, 难以用一个精确的数学表达式描述, 所以采用常规的线性控制方法, 很难达到理想的控制效果。笔者以 SRM 的状态方程为基础, 提出将智能滑模控制策略应用于开关磁阻电机的控制系统中并进行了仿真实验, 其结果将为 SRM 系统的良好控制提供理论和应用基础。

1 SRM 的数学模型^[1]

在 SRM 中, 定转子铁心都是双凸极结构, 磁场分布具有非线性, 绕组电感和转矩都是转子位置的复杂函数, 难以用一个精确的数学表达式描述。但在利用有限元法对 SRM 进行磁路分析计算的基础上, 可以得到 SRM 的状态方程^[2]:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_j}{dt} = V_j - r i_j \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(\tau - B\omega - \tau_L) \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (1)$$

其中, Ψ_j 为第 j 相绕组磁链, V_j 为第 j 相绕组电压, i_j 为第 j 相绕组电流, r 为绕组电阻, J 为转动惯量, τ 为绕

组转矩, B 为摩擦系数, τ_L 为负载转矩, ω 为转速。

2 智能滑模控制^[3]

滑模控制作为变结构控制方式的一种, 是基于现代控制理论发展起来的一种新型控制策略, 其数学基础是状态方程。其突出的优点是对系统参数和外部扰动具有一定的适应性, 而一个明显的缺点是系统存在颤动。将模糊控制和传统的滑模控制相结合, 就构成了智能滑模控制。该控制策略既保持了常规模糊控制器的优点, 同时又可以减弱单纯滑模控制系统存在的颤动。基于智能滑模控制的 SRM 系统的结构如图 1 所示。

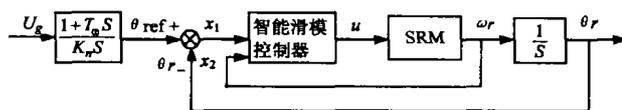


图 1 基于智能滑模控制的 SRM 系统结构框图

设系统状态变量为 $x_1(t) = \theta_{ref} - \theta_r = e$, $x_2(t) = \omega_r$, 系统状态方程为 $\dot{x}(t) = Ax(t) + HU(t) + DT_L$

式中的 T_L 为负载转矩, $U(t)$ 为控制量, 在常规滑模控制器设计中, 式中的 A 、 H 、 D 视为常数矩阵, 但 SRM 在实际运行过程中参数会发生摄动, 同时还会受到外界的干扰, 使得 A 、 H 、 D 发生相应的变化。若考虑系统参数摄动和外界扰动所形成的总量为 $E(t)$ ——

* 收稿日期: 2002 - 06 - 12

基金项目: 重庆市科委应用基础基金资助项目(99CC16)

作者简介: 肖蕙蕙(1964 -), 女, 湖南衡阳人, 重庆工学院副教授, 硕士。研究方向: 自动控制理论及其应用。

系统广义的扰动量,则有:

$$\dot{x}(t) = Cx(t) + Q[U(t) + E(t)]$$

式中的 C, Q 已不再是常数矩阵。

在常规滑模控制器的控制律设计中,考虑到系统的运行参数(主要是电机的转速、电流等)要受到限制,因此,常采用比例切换控制律结构,即

$$u(t) = \sum_1^n \Psi_i x_i \quad (2)$$

式中: $\Psi_i = \begin{cases} \alpha_i, & x_i S > 0 \\ \beta_i, & x_i S < 0 \end{cases}$ 但是考虑到系统存在

$E(t)$,将会影响系统的运行品质,为弥补 $E(t)$ 对系统运行性能的影响,可以在常规控制律结构的基础上增加一项补偿控制量。其控制律为

$$u(t) = \sum_{i=1}^2 \Psi_i x_i - K_f \text{sgn}S(x) \quad (3)$$

式(3)也可写成

$$u(t) = \Psi_1 x_1(t) + \Psi_2 x_2(t) - K_f \text{sgn}S(x) \quad (4)$$

式中:

$$\Psi_1 = \begin{cases} \alpha_1, & x_1 S > 0 \\ \beta_1, & x_1 S < 0 \end{cases}$$

$$\Psi_2 = \begin{cases} \alpha_2, & x_2 S > 0 \\ \beta_2, & x_2 S < 0 \end{cases}$$

$$\text{sgn}S = \begin{cases} 1, & S > 0 \\ -1, & S < 0 \end{cases}$$

令 $u_{eq}(t) = \Psi_1 x_1(t) + \Psi_2 x_2(t)$,为系统参数不变且不受外界扰动条件下所施加的控制量;令 $\Delta u = -K_f \text{sgn}S(x)$ 为针对广义扰动影响所施加的补偿控制量。这样 $u(t) = u_{eq}(t) + \Delta u$

式中的 u_{eq} 可以按二阶常规滑模控制器设计方法求得;而 Δu 的求取,由于 $E(t)$ 难以实时测量,采用模糊控制器来实现。

1) u_{eq} 的求取

针对系统不同速度段选取相应的切换函数,以增强 $S(x)$ 的自适应能力^[4]。

加速段: $S_1(x) = \mu x_2^2 + (x_1 - x_{10})$

式中: μ 为加速度常数; x_{10} 为初始位置误差。根据

广义滑模条件 $S(x) \frac{dS(x)}{dt} < 0$,代入系统相关参数可求得满足要求的 $\alpha_{11}, \beta_{11}, \alpha_{12}, \beta_{12}$ 。

恒速段: $S_2 = x_2 - x_{20}$

式中: x_{20} 为预设的常数速度。根据广义滑模条件

$S(x) \frac{dS(x)}{dt} < 0$,同理可求出 $\alpha_{12}, \beta_{12}, \alpha_{22}, \beta_{22}$ 。

减速段: $S_3 = C_1 x_1(t) + x_2(t)$

式中 $C_1 = \bar{C}_1^T M^{[5]}$,可求出。根据广义滑模条件

$S(x) \frac{dS(x)}{dt} < 0$,同理可求出 $\alpha_{13}, \beta_{13}, \alpha_{23}, \beta_{23}$ 。

2) Δu 的求取^[6]

Δu 部分由模糊控制器实现。模糊控制器包括模糊化、模糊推理及反模糊化 3 个模块,可按图 2 结构框图进行设计。

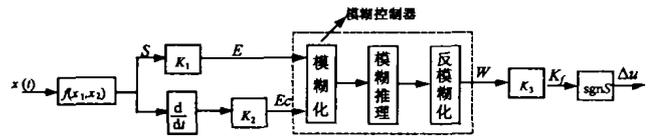


图 2 模糊控制器结构框图

设模糊控制器的输入是 E 和 E_c ,它们分别是 S 和 \dot{S} 的模糊化变量。模糊控制器的输出 W 是 K_f 的模糊化变量。 S, \dot{S} 及 K_f 分别通过量化因子 K_1, K_2, K_3 在它们各自的论域中被模糊量化为 E, E_c 及 W, E, E_c, W 对应的词集如下。

取 N : 负, O : 零, P : 正, NH : 负极大, NB : 负大, NM : 负中, NS : 负小, PH : 正极大, PB : 正大, PM : 正中, PS : 正小。

若 $E = \{N, O, P\}$

$E_c = \{N, O, P\}$

则 $W = \{NH, NB, NM, NS, O, PS, PM, PB, PH\}$

在力图满足不等式 $S \cdot \dot{S} < 0$ 的条件下设计控制器,所获得的控制规则如表 1 所示。

表 1 控制规则表

E	E_c	W
P	P	NH
P	O	NB
P	N	NM
O	P	NS
O	O	O
O	N	PS
N	P	PM
N	O	PB
N	N	PH

3 系统仿真及结果分析

我们采用 MATLAB 及 Simulink 动态仿真工具,利用上述方法对一台 8/6 极 SRM 的控制模型进行仿真,样机参数为:

定转子级数比 8/6

额定电压 280 V

额定电流 7.9 A

额定功率 2.2 kW

$J = 13 \text{ kg} \cdot \text{cm}^2$, $B = 3.8 \mu\text{N} \cdot \text{s}/\text{rad}$, 位置给定 35 rad,
初始负载转矩 $4.0 \text{ N} \cdot \text{m}_0$

根据算法模型可算出滑模控制器、模糊控制器相

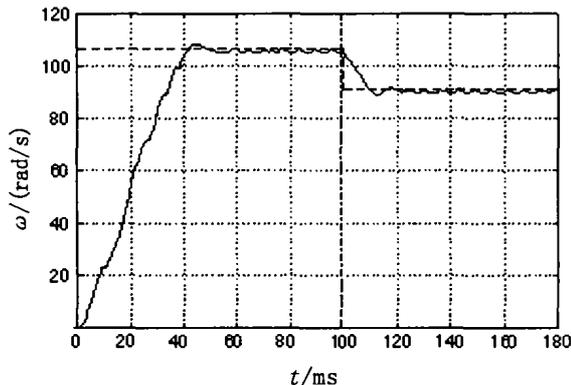


图 3 给定改变时的响应

由图 3、图 4 可见:当负载和给定突变时,系统均能快速地回到原来的稳定状态或达到新的稳定状态。其动态响应快,超调和转速波动小,运行稳定,具有良好的控制性能。在仿真中,我们也发现当负载和给定突变量过大时,控制效果不够理想,这是由于控制规则表不够理想,还必须在实际现场中调试修改,方能得出控制效果满意的控制表。

参考文献:

[1] 王宏华. 开关型磁阻电动机调速控制技术[M]. 北京:机械工业出版社,1995.

应的初始参数如下:

$$\alpha_{11} = -\beta_{11} = 0.8, \alpha_{12} = -\beta_{12} = 0.5, \alpha_{13} = 0.9, \alpha_{21} = -\beta_{21} = 0.1, \alpha_{22} = -\beta_{22} = 0.5, \alpha_{23} = -\beta_{23} = 0.2, \\ K_1 = 0.100, K_2 = 0.001, K_3 = 1.100$$

仿真结果如图 3、图 4。

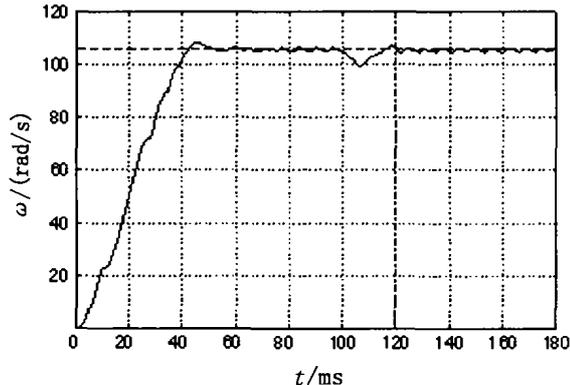


图 4 负载改变时的响应

- [2] 曲荣海,姚若萍,刘大庆,等. 开关磁阻电机滑模变结构控制与仿真[J]. 清华大学学报(自然科学版),1997,37(4): 11-13.
- [3] 黄辉先,史忠科,吴方向. 一类非线性系统时变滑模变结构控制[J]. 控制理论与应用,2000,17(5):774-777.
- [4] 王丰尧. 滑模变结构控制[M]. 北京:机械工业出版社,1995.
- [5] 史维祥. 近代机电控制工程[M]. 北京:机械工业出版社,1998.
- [6] 李士勇. 模糊控制·神经控制和智能控制论[M]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,1998.

Intelligent Sliding - mode Control of Switched Reluctance Motor

XIAO Hui - hui, LI Shan

(Department of Electronics Engineering, Chongqing Institute of Technology, Chongqing 400050, China)

Abstract: Base finite element solution for the calculations of flux and torque of Switched Reluctance Motor, the state equation of SRM is thus educed. In addition, according to the fact that it is difficult to attain the ideal effect with the regulatory linear control method because of the double salient pole SRM structure of stator and rotor, fuzzy control is proposed and used in the sliding-mode control to form a intelligent sliding-mode control. We emphasize the introduction of the design method of the intelligent sliding-mode control and present the control diagram. The simulation results show that the method of intelligent sliding-mode Variable Structure Control is simple, with good dynamic performance and robust property.

Key words: switched reluctance motor(SRM); intelligent; sliding-mode changeable construction control; simulation

(责任编辑 张 苹)