

# 基于反步法的开关磁阻电机电流斩波控制

刘 华 陈 轩 王文江

(上海理工大学 光电信息与计算机工程学院 上海 200093)

**摘 要:** 开关磁阻电机(switched reluctance motor, SRM),因为它的特殊构造,以及磁路的饱和性,使得 SRM 成为了多变量、非线性,以及强耦合的系统,它的磁链、电流、转矩和转子角度之间都存在着复杂的非线性关系。反步法作为一种处理非线性系统控制的高效控制策略,具有高效和鲁棒性的特点,在本文中,选用的是三相 6/4 开关磁阻电机进行研究,根据 SRM 准线性公式设计了反步控制模块,接着再利用李雅普诺夫稳定性理论证明了它的稳定性,提出基于反步法的 SRM 电流斩波控制的方法,通过 MATLAB/simulink 进行仿真,仿真的结果可以看出在电机启动的时候,电流在 80 A 上下波动,形成了平顶波,证明了该方案的合理性,为实际 SRM 电流斩波控制系统的设计提供了另一种思路。

**关键词:** 开关磁阻电机;电流斩波;反步控制

**中图分类号:** TM352      **文献标识码:** A      **国家标准学科分类代码:** 510.1040

## Current chopping control of switched reluctance motor based on back-stepping

Liu Jian Chen Xuan Wang Wenjiang

(School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

**Abstract:** SRM is a multivariable, nonlinear and strong coupling system because of its special structure and magnetic circuit saturation, the flux linkage, current, torque and rotor angle has a complex nonlinear relationship. As a kind of efficient strategy for dealing with nonlinear system control, the Back-stepping Control method is efficient and robust. In this paper, three-phase 6/4 SRM is selected to research, according to SRM formula to design the back-stepping control model, using Lyapunov stability theory and proves its stability, proposed SRM current chopping control based on back-stepping method, through MATLAB/simulink simulation, the simulation results show that when the motor is started, the current fluctuation in the 80 A up and down, forming a flat top wave, it is proved that the proposed method is reasonable, and provides another idea for the design of the actual SRM current chopping control system.

**Keywords:** SRM; current chopping; back-stepping control

## 0 引 言

开关磁阻电机(switched reluctance motor, SRM)构造简单,启动电流小,转矩大,以及具有比较宽的调速范畴的优点,让它在电动汽车等领域存在着很大的潜力<sup>[1-2]</sup>。

反步控制(back-stepping control, BSC)其也可以叫做反演、反推以及后推等,其主要解析非线性系统,让它得到的子系统的阶数不超过系统,首先需要为每个子系统各自设计部分李雅普诺夫函数(V 函数)和中间虚拟控制量,然后通过不断“后退”,直到整个系统把它们集成起来完成整个控制律的设计<sup>[3-5]</sup>。

传统的开关磁阻电机的电流斩波控制是先给定一个指

定的理想电流值,通过 PID 控制器,来达到电流斩波控制,但该方案的调节时间长,需要对 PID 控制 3 个参数进行整定<sup>[6-7]</sup>。

本文选用准线性开关磁阻电机模型的分析,其介于线性模型和非线性模型之间,是采用分段线性化手段来解析电机的电磁特性,同时它还有着 SRM 的磁链解析式和非线性模型的准确性<sup>[8]</sup>,根据反步控制设计构造了反步控制器,然后通过 MATLAB 进行仿真,仿真的结果表明了该方案的可行性。

## 1 反步控制的基本原理

假设单输入输出的非线性系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + f_1(x_1) \\ \dot{x}_2 = x_3 + f_2(x_1, x_2) \\ \dots \\ \dot{x}_i = x_{i+1} + f_i(x_1, \dots, x_i) \\ \dots \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, \dots, x_n) + u \end{cases} \quad (1)$$

式中  $x \in R^n$ ,  $u \in R$  分别表示的是系统的状态和输入变量;系统的非线性部分  $f_i(x_1, \dots, x_i)$  呈下三角结构<sup>[9]</sup>。

把每个子系统  $\dot{x}_i = x_{i+1} + f_i(x_1, \dots, x_i)$  中的  $x_{i+1}$  当作下一子系统的给定控制输入(虚拟控制),然后通过虚拟反馈值  $\alpha_i$  进行差值比较,然后再通过引入误差变量,希望通过下一步的控制作用,使得虚拟反馈  $\alpha_i$  逐渐地向  $x_{i+1}$  逼近,从而实现整个系统的渐进镇定。

虚拟控制量和虚拟反馈的误差变量为:

$$\begin{cases} z_1 = x_1 \\ z_1 = x_2 - \alpha_1(x_1) \\ \dots \\ z_n = x_n - \alpha_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}) \end{cases} \quad (2)$$

式中  $\alpha_i (i = 1, \dots, n-1)$  暂时为不确定的。

由式(2)在每个误差变量  $z_i$  构造一个 Lyapunov 函数,使得每一个状态分量具有适当的渐进特性<sup>[10]</sup>。

式(2)本身是一个微分同胚的鲁棒稳定系统,只需要镇定误差  $z$  即可<sup>[11]</sup>。

首先需要对  $z_1$  求导得:

$$\dot{z}_1 = x_2 + f_1(x_1) = -z_1 + x_1 + x_2 + f_1(x_1) \quad (3)$$

第 1 步:定义  $V$  函数:  $V_1 = \frac{1}{2}z_1^2$ , 取  $\alpha_1 = -x_1 -$

$$f_1(x_1) \triangleq \tilde{\alpha}(z_1)$$

可得:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -z_1 + z_2 \\ \dot{z}_2 = x_3 + f_2(x_1, x_2) - \frac{\partial \tilde{\alpha}_1}{\partial z_1} \dot{z}_1 \triangleq x_3 + \tilde{f}_2(z_1, z_2) \\ \dot{V}_1 = -z_1^2 + z_1 z_2 \end{cases} \quad (4)$$

从式(4)可以看出,如果  $z_2 = 0$  (即  $\alpha_1 = -x_1 - f_1(x_1)$ ),就会使得  $z_1$  渐进稳定,但是一般的情况是  $z_2 \neq 0$ ,所以需要再次引入  $\alpha_2$ ,但是要使得误差  $z_2 = x_2 - \alpha_1(z_1)$  具有渐进性,还需要进行下一步设计。

第 2 步:定义  $V_2 = \frac{1}{2}z_2^2 + V_1$ , 取  $\tilde{\alpha}_2 \triangleq -z_1 - z_2 +$

$$\tilde{f}_2(z_1, z_2)$$

则

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -z_1 + z_2 \\ \dot{z}_2 = -z_1 - z_2 + z_3 \\ \dot{z}_3 = x_4 + f_3(x_1, x_2, x_3) - \sum_{i=1}^2 \frac{\partial \tilde{\alpha}_2}{\partial z_i} \dot{z}_i \triangleq x_4 + \tilde{f}_3(z_1, z_2, z_3) \\ \dot{V} = -z_1^2 - z_2^2 + z_1 z_2 \end{cases} \quad (5)$$

通过式(5)可以看出,如果  $z_3 = 0$  (即  $\tilde{\alpha}_2 = -z_1 - z_2 + f_2(z_1, z_2)$ ),则由公式(5)可以知道  $z_1, z_2$  渐进稳定。但是通常情况下,  $z_3 \neq 0$ ,所以需要再接着引入  $\alpha_3$ , 让  $z_3 = x_3 - \tilde{\alpha}_3$  具有渐进性,如此这般反复推导下去,就能够得到通常情形下的 Lyapunov 函数和虚拟控制。

第  $i$  步:定义函数  $V_i$  和  $\alpha_i = \alpha_i(x_1, \dots, x_i) \triangleq \tilde{\alpha}_i(z_1, \dots, z_i)$  如下:

$$\begin{cases} V_i = \frac{1}{2}(z_1^2 + \dots + z_i^2) \\ \tilde{\alpha}_i = -z_{i-1} - z_i + \tilde{f}_i(z_1, \dots, z_i) \end{cases} \quad (6)$$

则

$$\begin{cases} \dot{z}_i = z_{i+1} + \tilde{\alpha}_i(z_1, \dots, z_i) + \tilde{f}_i(z_1, \dots, z_i) = -z_{i-1} - z_i + z_{i+1} \\ \dot{V}_i = -(z_1^2 + \dots + z_i^2) + z_i[z_{i+1} + \tilde{\alpha}_i(z_1, \dots, z_i) + \tilde{f}_i(z_1, \dots, z_i)] = -(z_1^2 + \dots + z_i^2) + z_i z_{i+1} \end{cases} \quad (7)$$

则在第  $n-1$  步的时候,可以得出:

$$\begin{cases} \dot{z}_{n-1} = -z_{n-2} - z_{n-1} + z_n \\ \tilde{\alpha}_{n-1} = -z_{n-2} - z_{n-1} + \tilde{f}_{n-1}(z_1, \dots, z_{n-1}) \\ \dot{V}_{n-1} = -(z_1^2 + \dots + z_{n-1}^2) + z_{n-1} z_n \end{cases} \quad (8)$$

那么在最后的一步就可以得到:

$$\begin{cases} \dot{z}_n = x_n + f_n(x_1, \dots, x_n) + u - \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \tilde{\alpha}_{n-1}}{\partial z_i} \dot{z}_i = \tilde{f}_n(z_1, \dots, z_n) + u \\ \dot{V}_n = -(z_1^2 + \dots + z_{n-1}^2) + z_{n-1} z_n + z_n[\tilde{f}_n(z_1, \dots, z_n) + u] \end{cases} \quad (9)$$

选取反馈控制规律为:

$$u = \tilde{\alpha}_n(z_1, \dots, z_n) = -z_{n-1} - z_n - \tilde{f}_n(z_1, \dots, z_n) \quad (10)$$

由公式(9)和(10)可以得到:

$$\begin{cases} \dot{z}_n = -z_n - z_{n-1} \\ \dot{V}_n = -(z_1^2 + \dots + z_{n-1}^2 + z_n^2) \end{cases} \quad (11)$$

从式(11)可知,误差是指数渐近稳定的,因此在式(6)和式(11)下,此非线性系统是指指数渐近稳定的。

## 2 电流斩波的控制策略

当 SRM 处于低速运行的状态下,特别是刚开始启动时,此时因为旋转电动势较小,引起相电流的上升速度过快,可能会出现过电流或较大的电流尖峰<sup>[12]</sup>,所以需要采取一些方法来控制启动时候的电流的大小。

如图 1 所示,通过滞环比较器,来设定相电流的上下限值  $i_H, i_L$ , 当转子位置角度处于  $\theta_{on} \leq \theta \leq \theta_{off}$  时,某相功率变换器的开关开通,开始通电,电流开始上升,如果  $i - i_{ref} \geq \Delta i$  时,则会关断相应的功率变换器,则此时的电流开始下降,当  $i - i_{ref} \leq -\Delta i$  时,打开相应的功率变换器,电流



通角度和关断角度会使得电流处于一个合适的位置,产生所需要的转矩,本文中选用的开通角度为  $59^\circ$ ,关断角度为  $87^\circ$ 。

## 5 仿真结果

本文中选用的是三相 6/4 开关磁阻电机,SRM 的相电

压  $U_d = 110 \text{ V}$ ,相绕组电阻  $R_s = 2 \Omega$ ,给定的理想磁链为  $\psi_{ref} = 0.3 \text{ Wb}$ ,转动惯量  $J = 0.0082 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$ ,粘滞系数  $B = 0.01 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$ ,给定负载转矩为 0,反步控制器比例调节系数是  $K = 10$ ,滞环比较器设定在  $\pm 5 \text{ A}$ ,其仿真控制模型如图 6 所示。

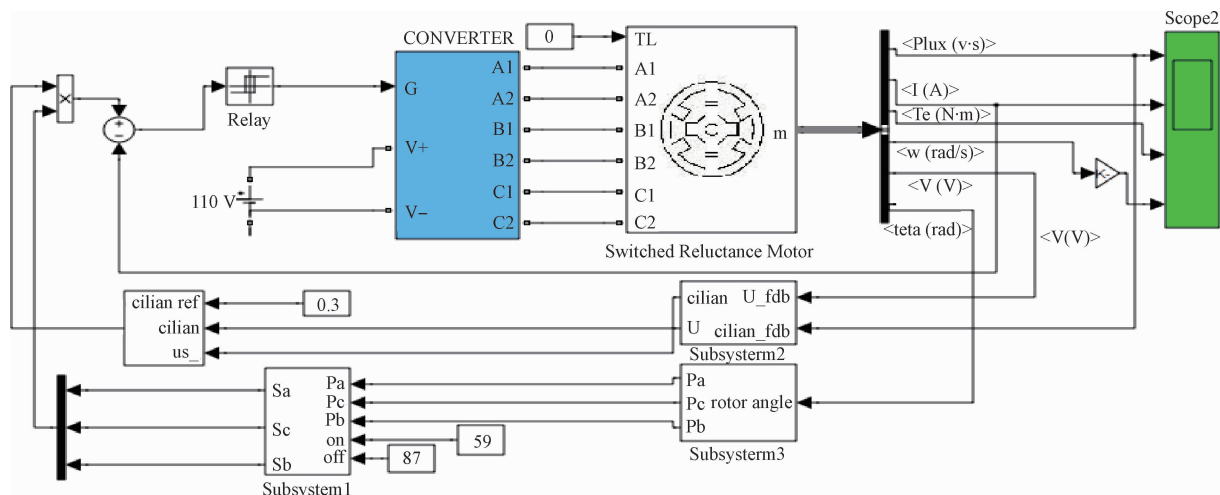


图 6 开关磁阻电机 Simulink 电流斩波仿真控制模型

图 7 所示反步控制模块输出电流曲线,可以看出电机刚启动时候,磁链控制器输出的电流为  $80 \text{ A}$ 。

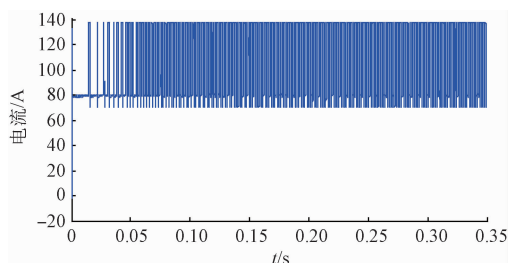


图 7 反步控制器输出的电流曲线

图 8 是空载状态下的电流曲线在,SRM 相电流被限制  $80 \text{ A}$ ,可以看出一开始其不断的在上下浮动,形成了平顶波,这样就预防了电机刚开始启动的时候,由于电流过大而对电机所造成的损害。随着电机转速不断上升,相电流也开始逐渐的往下降。

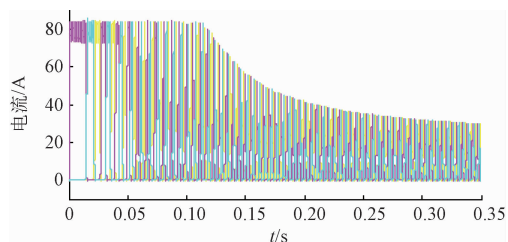


图 8 电机空载状态下电流曲线

图 9 为空载状态下的转速曲线。

图 10 表示的是空载状态下的电磁曲线。

图 11 表示的是电机空载状态下的转矩曲线,从图中可以看出,电机刚启动的时候,电机转矩达到  $45 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,然后会逐渐下降到  $10 \text{ N} \cdot \text{m}$  左右。

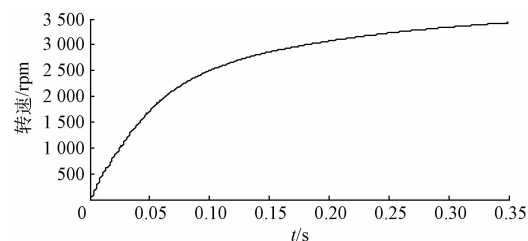


图 9 电机空载状态下转速

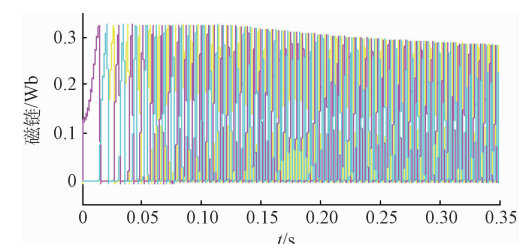


图 10 电机空载状态下磁链曲线

## 6 结 论

本文采用的是通过反步法来设计的反步控制器,把开

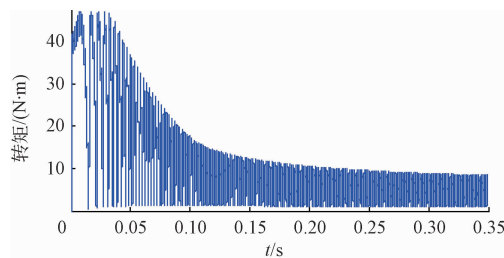


图 11 电机空载状态下转矩曲线

关磁阻电机的磁链与电压的值作为输入值,来获得需要的电流,然后用之与 SRM 输出的相电流做比较,实现 SRM 电流斩波控制,仿真结果表明了该策略的合理性和可行性,为实际 SRM 电流斩波控制系统的设计提供了新的思路,想要反步控制更加深入的在 SRM 上获得应用,还需要继续深入的研究与探索。

## 参考文献

- [1] 宋雪桦,吴和生,刘锦娟,等. 混合电动汽车电池管理系统设计[J]. 电子测量与仪器学报,2011,25(9): 787-792.
- [2] 张炳力,戚永武,徐国胜. 基开关磁阻电机直接瞬时转矩控制的优化研究[J]. 电子测量与仪器学报,2014,28(6): 591-596.
- [3] 高益深,陈力. 空间机械臂关节轨迹跟踪的自适应反演滑模控制[J]. 力学季刊,2009,30(3): 445-450.
- [4] 鲍雪,王大志,胡明. 基于自适应模糊的旋转弹反演滑模控制律设计[J]. 仪器仪表学报,2016,37(6): 1333-1339.
- [5] 李晓丽. 基于后推法的一类非线性系统控制设计[D]. 青岛:青岛大学,2009.
- [6] 郭全民,雷蓓蓓. 半主动悬架 PID 控制的研究和优化[J]. 国外电子测量技术,2015,34(4): 60-63.
- [7] 王秋生,杨浩,袁海文. 基于粒子群优化的数字多频

陷波滤波器设计[J]. 仪器仪表学报,2012,33(7): 1661-1667.

- [8] 王宏华. 开关磁阻电动机调速控制技术[M]. 北京:机械工业出版社,2014:48-54.
- [9] 肖勇. 开关磁阻电机反步控制方法的研究[D]. 成都:电子科技大学,2015.
- [10] 高有涛. 卫星编队飞行动力学建模与控制技术研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2010.
- [11] 李光春,王璐,王兆龙,等. 基于四元数的四旋翼无人飞行器轨迹跟踪[J]. 应用科学学报,2012,30(4): 415-422.
- [12] 王俊利. 开关磁阻电机的电流斩波控制[J]. 电子技术与软件工程,2013(18): 130-131.
- [13] 谢宏,杨鹏,陈海滨,等. 遗传优化模糊 PID 融合算法的 5 自由度机械手控制[J]. 电子测量与仪器学报,2015,29(1): 21-30.
- [14] WANR CH S, WU M. Hierarchical intelligent control system and its application to the sintering process [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(1): 190-197.
- [15] 任亚奇,滕召胜,黄强,等. 电子分析天平模糊自适应 PID 平衡调节方法研究[J]. 仪器仪表学报,2015,36(6): 1424-1432.

## 作者简介

**刘华**,1961 年出生,硕士,副教授,硕士生导师,研究方向为电子技术及嵌入式技术应用。

E-mail:liuliu2702@163.com

**陈轩**(通讯作者),1990 年出生,在读硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail:709790462@qq.com

**王文江**,1992 年出生,在读硕士研究生,研究方向为电力电子应用。

E-mail:847013172@qq.com