



开关磁阻电机无位置检测技术的仿真研究

周 俊, 李继生, 李志峰

(天津科技大学电子信息与自动化学院, 天津 300222)

摘要: 提出了一种基于滑模观测器的无位置检测技术,用于开关磁阻电机控制系统的转子位置和速度估测.该方法采用线性电感模型,通过测量电机终端的电压、电流,便可实现电机的转子位置和转速估测.借助 Matlab/Simulink 软件,搭建了一个基于滑模观测器的开关磁阻电机仿真模型.仿真结果表明,该方法具有较强的鲁棒性和一定的可行性.

关键词: 开关磁阻电机;滑模观测器;仿真

中图分类号: TM352

文献标志码: A

文章编号: 1672-6510(2009)01-0051-03

Study on Simulation of Sensorless for Control of Switched Reluctance Motor

ZHOU Jun, LI Ji-sheng, LI Zhi-feng

(College of Electronic Information and Automation, Tianjin University of Science & Technology, Tianjin 300222, China)

Abstract: A sensorless control method of the sliding mode observer (SMO) was proposed for state estimation in a Switched Reluctance Motor (SRM). The SMO based on linear inductance model of SRM only needs the measurement of phase voltage and current to estimate motor position and speed. Using the relative blocks of Matlab/Simulink integrating, a model of SRM with the SMO was built up. Simulation results demonstrate the applicability and robustness of this method.

Keywords: switched reluctance motor (SRM); sliding mode observer; simulation

由于开关磁阻电机 (Switched Reluctance Motor, SRM) 具备结构简单坚固、制造工艺简单、运行可靠、容错能力强等优点,近年来,受到了电动车驱动、通用工业、航天等各个应用领域的青睐,应用前景日趋广阔^[1].

转子位置的检测是 SRM 调速系统 (SRD) 中重要的一环,是定子绕组轮流开通与关断的依据.传统的光电编码器检测方法不仅增加了 SRD 结构的复杂性,也增加了系统成本和潜在的不稳定性.为此,对无位置传感器的研究成为了 SRD 性能提高的一个重要途径.目前国内外提出了许多无位置检测方案,如注入脉冲信号法、磁链法、状态观测法等,上述方法各有优劣^[2-3],注入脉冲信号法实现简单,但可能产生制动转矩,影响电机效率;磁链法计算简单高效,但需要高内存的处理器来存储足够分辨率的关系表;状态观测

法无需附加硬件,但算法复杂,对处理器要求较高.

本文在状态观测法的基础上提出了一种基于滑模观测器的无位置检测方案,采用线性电感模型,只需测量电机终端的电压、电流,不需要另外附加硬件,不用考虑探测电流所带来的负面作用,计算量较小,与传统的状态观测器相比,对参数变化不敏感,具有较强的鲁棒性.

1 开关磁阻电机的数学模型

为研究方便,可从电机的简化线性模型入手进行分析.不计电动机磁路饱和的影响,假定相绕组的电感与电流的大小无关,且不考虑磁场边缘的扩散效应,相绕组的电感随转子位置角 θ 周期性变化的规律可用图 1 表示^[4].

收稿日期: 2008-06-10; 修回日期: 2008-11-01

基金项目: 天津市高等学校科技发展基金资助项目 (0214099)

作者简介: 周 俊 (1983—), 男, 湖北武汉人, 硕士研究生.

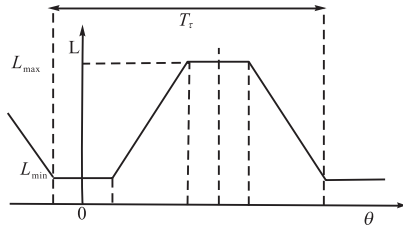


图1 相绕组电感曲线

Fig.1 Inductance profile of each phase

根据 SRM 的电路方程、机械方程和机电联系方程,可得到电机的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{d\psi}{dt} = -RL^{-1}(\theta)\psi + U \\ \frac{d\omega}{dt} = -\frac{D}{J}\omega + \frac{\sum_{j=1}^n T_j - T_1}{J} \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \\ \mathbf{i} = \mathbf{L}^{-1}(\theta)\psi \end{cases} \quad (1)$$

式中: U 为电压列向量; i 为电流列向量; Ψ 为相磁链向量; R 为相绕组电阻方阵; $L(\theta)$ 为相电感方阵; T_j 为电磁转矩; T_1 为负载转矩; ω 为角速度; θ 为转子位置角; D 为摩擦系数; J 为转动惯量。

2 位置检测的基本原理

综观所有的 SRM 位置估计方法,都利用了定子相电感随转子位置的变化而周期性变化这一条件。在实际应用当中电感是无法直接测量的,而状态观测器法巧妙地避开了这一难点,它利用系统的输入、输出便可构造出状态变量来;该状态变量将会做为反馈值反馈到 PI 控制器当中,再经过计算便可得出电机的控制信号。这个系统的输入是原系统的输入和偏差反馈,当偏差趋向于零时,便可认为它输出的状态变量就是原系统的一个状态渐近估计,其原理如图 2 所示^[5]。

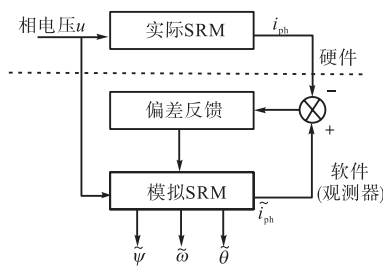


图2 状态观测器原理图

Fig.2 Principle diagram of state observer

3 滑模观测器的设计

选用相磁链 Ψ 、转动速度 ω 、转子位置 θ 作为状态变量,输入电压 U 、相电流 i_{ph} 作为系统的输入。对于式(1)的数学模型,根据滑模变结构理论,引入输出偏差反馈,构造式(2)观测器状态方程。

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{\psi}}{dt} = -R\tilde{L}^{-1}(\tilde{\theta})\tilde{\psi} + U + K_{\psi} \operatorname{sgn}(\tilde{i} - i) \\ \frac{d\tilde{\omega}}{dt} = -\frac{D}{J}\tilde{\omega} + \frac{\sum_{j=1}^n \tilde{T}_j}{J} + K_{\omega} \operatorname{sgn}(\sum_{j=1}^n \frac{d\tilde{L}_j}{d\tilde{\theta}}(\tilde{i}_j - i_j)) \\ \frac{d\tilde{\theta}}{dt} = \tilde{\omega} + K_{\theta} \operatorname{sgn}(\sum_{j=1}^n \frac{d\tilde{L}_j}{d\tilde{\theta}}(\tilde{i}_j - i_j)) \\ \tilde{i} = \tilde{L}^{-1}(\tilde{\theta})\tilde{\psi} \end{cases} \quad (2)$$

式中:变量加“-”号表示对该变量的估计值; K_{ψ} 、 K_{ω} 和 K_{θ} 为相应的反馈系数。

滑模观测器设计可以看做是滑模变结构控制的特例。鉴于滑模运动趋向稳定,并最终抵达滑模面的特性,本文根据状态变量的估计误差选择滑模面,目的是使得估计误差最终趋于零,即估计值与实际值相等^[6]。定义系统各个状态变量的估计误差如下:

$$e_{\psi} = \tilde{\psi} - \psi \quad (3)$$

$$e_{\theta} = \tilde{\theta} - \theta \quad (4)$$

$$e_{\omega} = \tilde{\omega} - \omega \quad (5)$$

式中 e_{ψ} 、 e_{θ} 和 e_{ω} 被选定为滑模面。

对式(3)、(4)和(5)求导,并将式(1)、(2)代入得到

$$\dot{e}_{\psi} = -R(\tilde{i} - i) + K_{\psi} \operatorname{sgn}(\tilde{i} - i) \quad (6)$$

$$\dot{e}_{\theta} = e_{\omega} + K_{\theta} \operatorname{sgn}(\sum_{j=1}^n \frac{d\tilde{L}_j}{d\tilde{\theta}}(\tilde{i}_j - i_j)) \quad (7)$$

$$\dot{e}_{\omega} = -\frac{D}{J}e_{\omega} + \frac{\sum_{j=1}^n \tilde{T}_j - \sum_{j=1}^n T_j}{J} + T_1 + K_{\omega} \operatorname{sgn}(\sum_{j=1}^n \frac{d\tilde{L}_j}{d\tilde{\theta}}(\tilde{i}_j - i_j)) \quad (8)$$

如果合理选择 K_{ω} ,使其足够大,并将 T_1 当作扰动项处理,式(8)可变为

$$\dot{e}_{\omega} = K_{\omega} \operatorname{sgn}(\sum_{j=1}^n \frac{d\tilde{L}_j}{d\tilde{\theta}}(\tilde{i}_j - i_j)) \quad (9)$$

结合式(3)和式(6)可得

$$\begin{aligned} e_{\psi}^T \cdot \dot{e}_{\psi} &= (\tilde{\psi} - \psi)^T [-R(\tilde{i} - i) + K_{\psi} \operatorname{sgn}(\tilde{i} - i)] = \\ &(\tilde{L} - L i)^T [-R(\tilde{i} - i) + K_{\psi} \operatorname{sgn}(\tilde{i} - i)] \end{aligned} \quad (10)$$

