

一种新型的内置式永磁同步电机无位置 传感器控制策略*

黄向慧¹, 陈慧凯¹, 周奇勋^{1,2}

(1. 西安科技大学 电气与控制工程学院, 陕西 西安 710054;

2. 同济大学 嵌入式系统与服务计算教育部重点实验室, 上海 200092)

摘要: 针对内置式永磁同步电机(IPMSM)在低速域运行时模型参考自适应观测器对电机参数变化敏感、位置检测精度低以及鲁棒性差等缺点,提出了通过利用电机本体的参考模型和相应可调模型的差值构造滑模面,取代了传统模型参考自适应观测器中采用PI调节器作为自适应机构的做法,并且采用模糊控制器自适应调整滑模增益以抑制滑模运动的抖振。在MATLAB/Simulink环境下搭建了仿真模型。仿真表明:在外部扰动以及电机参数变化时,估计转速和转子位置均能跟踪到实际的转速和转子位置。

关键词: 内置式永磁同步电机; 滑模模型参考自适应观测器; 模糊控制; 无位置传感器

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)09-0014-05

An Improved Sensorless Control Strategy for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor*

HUANG Xianghui¹, CHEN Huikai², ZHOU Qixun^{1,2}

(1. College of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology,
Xi'an 710054, China;

2. The Key Laboratory of Embedded System and Service Computing, Ministry of Education, Tongji University,
Shanghai 200092, China)

Abstract: Aiming at the shortcomings of the traditional model reference adaptive observer in the low-speed range of interior permanent magnet synchronous motor, including the sensitivity to changes in motor parameters, low accuracy of position detection and poor robustness, an improved sensorless control strategy was presented. Instead of using PI regulators as adaptive mechanisms in traditional model reference adaptive observers, a construction of the sliding surface by using the difference between the reference model of the motor body and the corresponding adjustable model was proposed, and the fuzzy controller was used to adjust the sliding gain adaptively to suppress the chattering of the sliding motion. The simulation model was built in the MATLAB/Simulink environment. The simulation results showed that both the estimated speed and the estimated rotor position could track the actual speed and rotor position when the external disturbance and the motor parameters changed, indicating the validity of the proposed method.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); sliding model reference adaptive observer; fuzzy control; sensorless

* 基金项目: 同济大学嵌入式系统与服务计算教育部重点实验室开放课题基金(ESSCKF2016-05)

作者简介: 黄向慧(1967—),女,副教授,研究方向为电机及其控制。

陈慧凯(1990—),男,硕士研究生,研究方向为永磁电机无位置传感器控制技术。

周奇勋(1979—),男,博士后,副教授,研究方向为机电控制及自动化技术。

0 引言

由于功率密度大、效率高、响应快、控制性能优越及相对无刷直流电机转矩脉动小等优点,内置式永磁同步电机 (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM) 在各个控制领域得到了广泛的应用^[1]。用于高性能的控制时,IPMSM 转子位置的精确检测成为其中重要的环节。由于机械转子位置传感器的安装及使用环境的约束,使得 IPMSM 转速及位置的辨识成为当下的研究热点^[2]。目前,研究方向大体分为 2 类:一类为根据电机独有特性的外加信号注入法,优点是在零速和低速下均能进行较好的转速及位置估算,但对电机的结构有一定的要求,需要额外施加检测信号,且需要滤波器分离高频载波信号,滤波效果对电机参数、运行效率和负载都比较敏感^[3-4]。另一类为利用电机的电磁关系估算转速以及转子的位置,在电机中高速运行状态下易于实现、可靠性高,但在零速或低速下估算精度低^[5-7]。

由于传统方法中模型参考自适应系统 (Model Reference Adaptive System, MRAS) 观测器的转速辨识方法在实际应用当中易受外界环境及电机参数变动的影响,所以其鲁棒性不强。本文采用 MRAS 观测器与模糊滑模控制相结合的方法,并从理论上分析了其在 IPMSM 低速域位置辨识上的可行性。仿真结果表明,该方案能提高 IPMSM 低速转动时转速以及转子位置辨识的精确性,改善了系统的调速性能^[8-9]。

1 滑模 MRAS 观测器

1.1 数学模型

在 IPMSM 矢量控制系统中,通常采用坐标变换后的 d - q 轴数学模型。其在 d - q 轴坐标系下建立的数学模型为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -\frac{L_q}{L_d}\omega_r \\ -\frac{L_d}{L_q}\omega_r & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{u_q - \psi_f\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: u_d, u_q —— d, q 轴定子电压分量;

R_s ——定子电阻;

i_d, i_q —— d, q 轴定子电流分量;

ψ_f ——转子永磁体磁链;

ψ_d, ψ_q —— d, q 轴定子磁链分量;

L_d, L_q ——电机直轴电感和交轴电感。

1.2 MRAS 观测器

一个典型的 MRAS 控制系统由参考模型和可调模型以及自适应机构组成,是一种闭环的观测器算法,如图 1 所示^[10]。

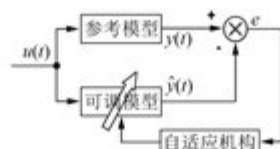


图 1 模型参考自适应框图

传统 MRAS 观测器估计方法中,位置信息是利用所建立的 2 个模型获取的。通过 2 个模型得到输出量的误差信号,将其反馈给自适应机构,在自适应机构的作用下,可调模型不断逼近参考模型,进而使待估算的转速跟踪实际转速,实现转速位置自适应辨识的目的。由于自适应机构采用的是传统的 PI 调节器,且 PI 参数固定,故只能在一定范围内测得转子的位置。

1.3 改进的模型参考自适应观测器

由于滑模控制对系统模型精度要求不高,具有较强的鲁棒性,所以可利用 MRAS 中构造的两模型输出的参考电流与估算电流的偏差构造滑模面,取代 MRAS 中的 PI 调节器,通过滑模变结构进而求出转子的转速以及转子位置角度。

1.3.1 滑模 MRAS 的理论分析

在 d - q 坐标系下,IPMSM 的定子电流数学模型可写为

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -\frac{L_q}{L_d}\omega_r \\ -\frac{L_d}{L_q}\omega_r & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{u_q - \psi_f\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3)$$

令

$$\begin{cases} u'_d = u_d + \frac{R_s \psi_f}{L_d} \\ u'_q = u_q \\ i'_d = i_d + \frac{\psi_f}{L_d} \\ i'_q = i_q \end{cases} \quad (4)$$

则由式(4)和式(3)可得:

$$\begin{bmatrix} \frac{di'_d}{dt} \\ \frac{di'_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -\frac{L_q}{L_d} \hat{\omega}_r \\ -\frac{L_d}{L_q} \hat{\omega}_r & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

将式(5)写作矩阵的形式如式(6)所示:

$$\frac{di'}{dt} = Ai' + Bu' \quad (6)$$

将式(6)作为参考模型,构造可调模型为

$$\frac{d\hat{i}'}{dt} = \hat{A}\hat{i}' + B\hat{u}' \quad (7)$$

其中:

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -\frac{L_q}{L_d} \hat{\omega}_r \\ -\frac{L_d}{L_q} \hat{\omega}_r & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}$$

式中: $\hat{i}'_d, \hat{i}'_q$ ——定子电流 d - q 轴分量的估计值;

$\hat{\omega}_r$ ——定子角速度的估计值。

定义电流状态误差方程如式(8)所示,由可调模型电流方程和实际电机本体参考模型电流方程之差可以得出误差的状态方程式:

$$e = i' - \hat{i}' \quad (8)$$

$$\frac{de}{dt} = Ae - [\hat{A} - A] \hat{i}' \quad (9)$$

1.3.2 滑模设计

根据两模型输出的参考电流与估计电流的偏差 e 可选取滑模面 $s = s(e)$, 因此构造滑模 MRAS 观测器的切换函数方程为

$$s = \frac{L_q}{L_d} i'_d \hat{i}'_q - \frac{L_d}{L_q} \hat{i}'_d i'_q - \left(\frac{L_q}{L_d} - \frac{L_d}{L_q} \right) \hat{i}'_d \hat{i}'_q \quad (10)$$

将式(4)代入式(10),可得

$$s = \frac{L_q}{L_d} i'_d \hat{i}'_q - \frac{L_d}{L_q} \hat{i}'_d i'_q - \left(\frac{L_q}{L_d} - \frac{L_d}{L_q} \right) \hat{i}'_d \hat{i}'_q - \frac{\psi_f}{L_q} (i_q - \hat{i}_q) \quad (11)$$

当系统进入滑动模态即进入滑模超平面时, $s = \dot{s} = 0$, 由式(11)可得:

$$\dot{s} = G(R, L_q, L_d, i'_d, \hat{i}'_d, i'_q, \hat{i}'_q) + \omega \left(\frac{L_q}{L_d} i'_d \hat{i}'_q + \frac{L_d}{L_q} \hat{i}'_d i'_q \right) - \hat{\omega} \left[(i'_d \hat{i}'_d - \hat{i}'_d i'_d) + (i'_q \hat{i}'_q - \hat{i}'_q i'_q) + \left(\frac{L_d}{L_q} i'_d \hat{i}'_d + \frac{L_q}{L_d} \hat{i}'_d i'_q \right) \right] \quad (12)$$

当 $i'_d = \hat{i}'_d, i'_q = \hat{i}'_q$ 时, $G(R, L_q, L_d, i'_d, \hat{i}'_d, i'_q, \hat{i}'_q) = 0$ 。

由上分析可知, 当 $s = \dot{s} = 0, i'_d = \hat{i}'_d, i'_q = \hat{i}'_q$ 时, 由式(12) 所得估计转速收敛于实际转速, 即 $\omega_r = \hat{\omega}_r$ 。

选取 Sigmoid 函数为控制函数, 其表达式为

$$F(s) = \frac{2}{1 + e^{-as}} - 1 \quad (13)$$

式中: a ——正的可调参数, 影响 Sigmoid 函数的收敛性。

$F(s)$ 具有光滑连续特性, 可取代传统滑模观测中的理想开关函数, 从而抑制滑模抖振。

估算速度的表示形式可写作:

$$\hat{\omega}_r = K_{sw} F(s) \quad (14)$$

转子位置角度可以对转速进行积分得到:

$$\hat{\theta} = \int_0^t \hat{\omega}_r dt \quad (15)$$

1.3.3 滑模存在和到达条件分析

利用 Lyapunov 稳定性定理, 对系统进行稳定性分析, 则可构造 Lyapunov 函数:

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2 \quad s \neq 0 \quad (16)$$

对其求导得 $\dot{V}(x) = s\dot{s}$, 系统稳定即系统滑动模态存在且能够到达滑模面的条件为

$$\begin{cases} \dot{V}(x) = s\dot{s} < 0 \\ \lim_{x \rightarrow \infty} s = 0 \end{cases} \quad (17)$$

由式(12)和式(14)可得:

$$\dot{s} = G(R, L_q, L_d, i'_d, \hat{i}'_d, i'_q, \hat{i}'_q, \omega) - K_{sw} F(s) \left[(i'_d \hat{i}'_d - \hat{i}'_d i'_d) + (i'_q \hat{i}'_q - \hat{i}'_q i'_q) + \left(\frac{L_d}{L_q} i'_d \hat{i}'_d + \frac{L_q}{L_d} \hat{i}'_d i'_q \right) \right] \quad (18)$$

由式(18)可知:

$$(i'_d \hat{i}'_d - \hat{i}'_d i'_d) + (i'_q \hat{i}'_q - \hat{i}'_q i'_q) + \left(\frac{L_d}{L_q} i'_d \hat{i}'_d + \frac{L_q}{L_d} \hat{i}'_d i'_q \right) > 0$$

则一定存在充分大的 K_{sw} , 使得 $\lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s} < 0$ 以及 $\lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{s} > 0$, 或者 $s\dot{s} < 0$ 。因此, 满足系统稳定即系统滑动模态存在且能够到达滑模面, 即 $s = \dot{s} = 0$ 时, 满足 $\omega_r = \hat{\omega}_r$ 。

2 滑模增益模糊控制优化设计

保证系统的稳定性前提是使得滑模增益 K_{sw} 充分大, 然而高的滑模增益会加剧系统低速抖振且降低低速位置检测的精确性。因此, 可通过模糊控制实时调节滑模增益 K_{sw} 的大小以满足系统要求。模糊滑模 MRAS 观测器原理框图如图 2 所示。

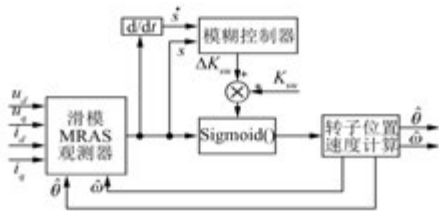


图 2 模糊滑模 MRAS 观测器原理框图

根据输入误差及误差变化率的大小, 采用模糊控制自适应调节滑模开关增益, 使得系统的偏差快速趋近于零, 即系统在动态运动时快速趋近于滑模超平面, 且在到达滑模面时的运动速度逐步减小, 进而改善滑模 MRAS 观测器的品质。

选取误差 s 和误差变化率 $\dot{s}$ 作为模糊控制器的输入, 输出量为滑模控制器的开关增益变化量 ΔK_{sw} , 对输入输出量化处理, 规定 2 个输入变量的变化范围分别为 $[-6, 6]$ 和 $[0, 6]$, 输出量 ΔK_{sw} 的变化范围为 $[-6, 6]$ 。可取输入量和输出量的语言值均为 {NB (负大), NM (负中), NS (负小), ZO (零), PS (正小), PM (正中), PB (正大)}, 输入输出函数可采用三角形隶属函数。模糊控制规则如表 1 所示。

表 1 模糊控制规则表

s	$\dot{s}$						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZO
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZO	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZO	PS	PM
ZO	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZO	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZO	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZO	PS	PM	PB	PB	PB	PB

3 仿真结果及分析

为了与传统方法中 MRAS 无位置传感器控制策略进行对比, 基于 MATLAB/Simulink 环境分别搭建了传统方法与改进方法的系统电路模型。电机仿真试验参数如表 2 所示。改进方法控制系统框图如图 3 所示。

表 2 电机仿真试验参数

参数名称	参数值
直流电压 U_{dc}/V	311
极对数 p	4
定子电阻 R/Ω	0.985
交、直流电感 L/mH	$L_d = 5.25, L_q = 12$
阻尼系数 $B/(N \cdot m \cdot s)$	0.008
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.003
励磁磁链 ψ_f/Wb	0.182 7

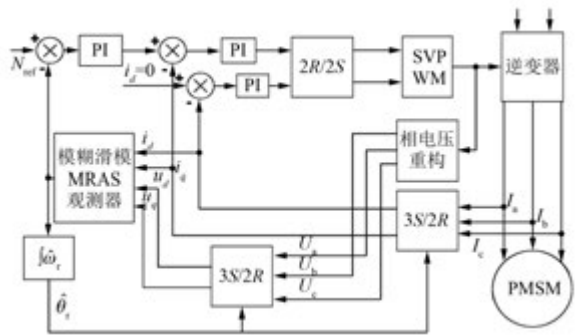


图 3 仿真系统框图

图 4 所示为采用 2 种方法在转速突变时的仿真结果波形图。系统在 0.15 s 时给定转速由 200 r/min 阶跃变化到 400 r/min, 对比传统方法, 本文所提模糊滑模 MRAS 无位置传感器控制策略

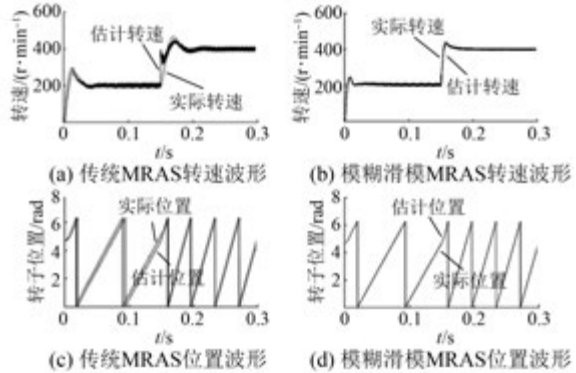


图 4 转速突变时的仿真波形

在转速变化的暂态过程中转速能快速跟踪且稳定在所给定转速上,且在转子位置上估计位置与实际位置相比没有出现明显的相位滞后。

图5所示为当电机模型参数发生变化时,即定子电阻阻值改变后传统方法与改进方法的仿真结果波形图。随着电机的运行,定子电阻阻值会随着内部温升而升高。为了模拟电机阻值参数变化,在原有定子电阻阻值上增加11.85%,使得电机定子电阻阻值为 $1.1017\ \Omega$ 。对比图4(a)和图4(b)的转速波形可知,传统方法转速波形出现了大幅度振荡,不能较好地跟踪实际波形。改进的方法在电阻阻值变化前后均能很好地跟踪实际转速,同时估计的转子位置能够较好地跟踪实际转子位置,表明所设计方法降低了对电机参数的敏感性,具有较强的鲁棒性。

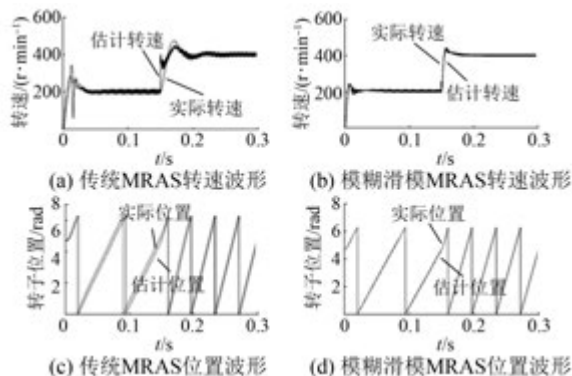


图5 电阻改变时的仿真波形

图6所示为负载转矩突变时2种方法对比的仿真波形,其中给定额定转速为 $200\ \text{r/min}$,负载初始转矩为 $T_L = 0$,在系统运行到 $0.15\ \text{s}$ 时突加 $5\ \text{N}\cdot\text{m}$ 的负载转矩。对比图6(a)和图6(b)可知,本文所提改进方法在突加负载时估计转速能快速

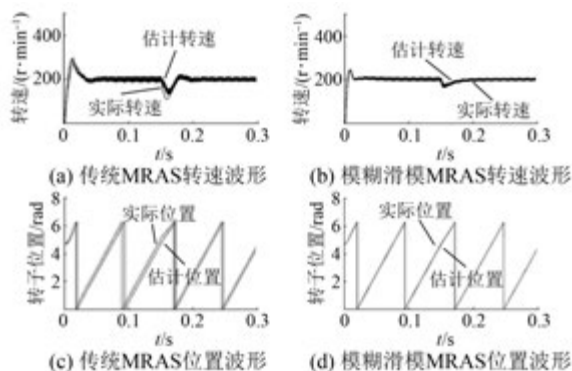


图6 转矩突变时的仿真波形

地跟踪到实际转速,同时波动较小。对比图6(c)和图6(d)可知,改进方法能很好地追踪到实际转子位置。

4 结 语

本文提出了一种基于模糊滑模MRAS的IPMSM无位置传感器控制方法。该方法将模糊滑模控制与MRAS控制相结合,利用滑模变结构控制取代了传统MRAS采用PI调节器作为自适应机构的方式,并且利用模糊控制实时调节滑模增益。通过仿真对比结果可以得出,所提方法抑制了传统滑模观测器在电机低速运行时转速抖动现象,较之传统MRAS观测器,抗干扰能力得到了提高,同时改善了系统的动静态性能以及鲁棒性。

【参考文献】

- [1] 张明晖. 永磁同步电机伺服控制系统研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2016.
- [2] BOLOGNAI S, CALLIGARO S, PETRELLA R, et al. Sensorless control of IPM motors in the low-speed range and at standstill by HF injection and DFT processing [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(1): 96-104.
- [3] 贾洪平, 贺益康. 基于高频注入法的永磁同步电机转子初始位置检测研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(15): 15-20.
- [4] 张国强, 王高林, 徐殿国. 基于无滤波器方波信号注入的永磁同步电机初始位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(13): 162-168.
- [5] 鲁家栋, 刘景林, 卫丽超. 永磁同步电机转子位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(4): 105-111.
- [6] 陈坤, 王辉, 吴轩, 等. 一种新型的内置式永磁同步电机无位置传感器低速控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(20): 6083-6091.
- [7] 张洪帅, 王平, 韩邦成. 基于模糊PI模型参考自适应的高速永磁同步电机转子位置检测[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(12): 1889-1896.
- [8] 王庆龙, 张兴, 张崇巍. 永磁同步电机矢量控制双滑模模型参考自适应系统转速辨识[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(6): 897-902.
- [9] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 北京: 清华大学出版社, 2015.
- [10] 林茂, 李颖晖, 吴辰, 等. 基于滑模模型参考自适应系统观测器的永磁同步电机预测控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(6): 156-163.

收稿日期: 2018-03-24