

一种永磁同步电机宽速域无传感器系统的控制策略^{*}

刘志宏, 杜明星, 魏克新

(天津理工大学 天津市复杂系统控制理论及应用重点实验室, 天津 300384)

摘要: 设计了一种改进型滑模观测器(SMO)实现永磁同步电机(PMSM)无传感器宽速域控制。使用反电动势观测器替代低通滤波器,避免了转子位置信息滞后的问题。在定子电流计算中引入随转速自适应调节反馈系数的反电动势反馈,减小了系统抖振,使宽速域下转子转速和位置估计更加精确。采用锁相环技术(PLL)来抑制高频信息,提取出准确的转子位置。基于 dSPACE 搭建了 PMSM 的快速控制原型试验平台,对无传感器控制系统进行了稳态和动态试验,结果验证了该算法的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 滑模观测器; 宽速域; 无传感器

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2017)08-0026-06

A Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor Wide Speed Range Sensorless System^{*}

LIU Zhihong, DU Mingxing, WEI Kexin

(Tianjin Key Laboratory of Control Theory & Applications in Complicated System,
Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

Abstract: An improved sliding mode observer (SMO) was designed to realize sensorless control in wide speed range of permanent magnet synchronous motor (PMSM). A back electromotive force (EMF) observer was used to replace the low pass filter, which avoided the problem of the rotor position information lag. Meanwhile, the feedback value of back EMF were introduced into the calculation of stator current and feedback coefficient according to the variation of rotating speed of the rotor was adaptively adjusted, which reduced the chattering of the system. Thus the rotor position and speed estimation was more accurate in wide speed range. The phase locked loop (PLL) technique was used to suppress the high frequency information to extract the accurate rotor position. Based on the dSPACE rapid control prototype experimental platform, the sensorless control system of static and dynamic experiments were carried out. The results verified the validity of the proposed method.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); sliding mode observer (SMO); wide speed range; sensorless

0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)具有结构简单、控制灵活、功率密度高、效率高等显著优点,广泛运用于

高性能的调速控制系统中^[1]。无传感控制系统因成本低、可靠性高等特点,一直是电机控制领域的研究热点。目前,根据适用的转速范围不同,无位置传感器控制技术可分为两类^[2-4]。一类方法适用于零速和低速范围,其原理主要是利用电机的

^{*} 基金项目: 天津市应用基础与前沿技术研究计划(14JCYBJC18400)

作者简介: 刘志宏(1990—),男,硕士研究生,研究方向为电机控制技术。

杜明星(1980—),男,副教授,研究方向为电机控制技术、电力电子装置 EMC 研究。

凸极效应^[5],注入高频信号,对信号的精度要求较高。该类包括旋转高频信号注入法^[6-9]、脉振高频信号注入法^[10]、高频方波信号注入法^[11]、INFORM 法^[12]等。另一类方法适用于中高速范围,其原理主要是通过观测反电动势来获取转子位置信息。该类包括模型参考自适应^[13]、扩展卡尔曼滤波器法^[14]、滑模观测器法(Sliding Mode Observer, SMO)^[15]等。

SMO 是变结构控制的一种,与常规控制方法的本质区别在于控制的不连续性,因选取的滑模面与电机参数无关,所以 SMO 对系统参数敏感度不高,对外界扰动甚至是内部扰动有很强鲁棒性。但变结构控制的非连续性导致系统产生高频抖振^[16],传统的处理方式是对信号进行低通滤波,但同时会引起估算的反电动势产生幅值衰减和相位滞后的问题,所以需要采取补偿措施。文献[10]提出了使用反电动势观测器来替代低通滤波器,从而省去了相位补偿环节,但采用反正切函数计算转子位置估计值,降低了估算的精度。文献[17]提出了对高频信号进行两级滤波,同时对位置估算误差进行分段线性补偿,但该方法增加了计算复杂性。文献[18]提出了反馈增益自适应的方法,通过调整反馈增益系数,减小了等效控制函数在反电动势估计值中的比例,抑制了滑模抖振,但反馈增益设计过于简单,不太适用于宽速域范围。

本文在上述文献的基础上,使用反电动势观测器来替代低通滤波器,并且对反电动势反馈系数进行自适应调节,削弱了系统的抖振,增加了电机的调速范围,使用锁相环(Phase Locked Loop, PLL)来提取转子的位置和速度信息,提高了估算的准确性。搭建基于 dSPACE 的快速控制原型试验平台,对改进型 SMO 与传统型 SMO 进行了对比试验研究,验证了本文算法的有效性和优越性。

1 PMSM 数学模型

表贴式 PMSM 在静止坐标系下数学模型为

$$\frac{d}{dt}i_s = A \cdot i_s + B \cdot (u_s - e_s) \quad (1)$$

$$\text{其中: } A = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & 0 \\ 0 & -R_s/L_s \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 \\ 0 & 1/L_s \end{bmatrix}$$

$$i_s = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, u_s = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$$

$$e_s = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \lambda_f \omega_e \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix}$$

式中: $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta, e_\alpha, e_\beta$ ——定子电压、定子电流、反电动势轴上投影;

L_s, R_s ——定子电感系数、相电阻;

$\lambda_f, \omega_e, \theta$ ——反电动势系数、转子电角速度、转子角位置。

由反电动势表达式可知,反电动势信号中包含有转子的速度和位置信息。

2 SMO 设计及改进

在式(1)中的各个物理量,只有定子三相电流是较容易测得的,所以选择 SMO 中的估算电流 $\hat{i}_s$ ($\hat{\cdot}$ 表示为估计值) 和实际电流 i_s 作为滑模切换面:

$$S = \hat{i}_s - i_s \quad (2)$$

改进的 SMO 可以表示为

$$\frac{d}{dt}\hat{i}_s = A \cdot \hat{i}_s + B \cdot (u_s - L \cdot H_s - Z_s) \quad (3)$$

$$\text{其中: } L = \begin{bmatrix} l & 0 \\ 0 & l \end{bmatrix}$$

$$Z_s = k \text{sig}(S)$$

式中: L ——反电动势反馈系数矩阵;

Z_s ——等效控制函数;

k ——滑模增益系数;

H_s —— Z_s 经过反电动势观测器得到的等效控制信号,其幅值与反电动势相等,相位与反电动势同步,作为转子位置和速度信息的提取源。

$\text{sig}(x)$ 为 sigmoid 函数,代替了传统的不连续的开关函数作为控制函数,可以在一定程度上削弱滑模的抖振问题。sigmoid 函数可以表示为

$$\text{sig}(x) = \frac{2}{1 + \exp(-ax)} - 1 \quad (4)$$

2.1 反电动势观测器设计

虽然控制量 Z_s 是连续的,但还是有一定量的

高频干扰。传统型 SMO^[19] 会对其进行低通滤波处理。本文设计了反电势观测器, 可以从控制函数 Z_s 中提取出反电动势信息 H_s , 进而削弱系统的抖振。由于在实际的机电系统中, 其机械常数远大于系统的电磁时间常数, 因此在系统的一个控制周期内假设 $\frac{d}{dt}\omega_e = 0$, 则反电动势方程可写为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \begin{bmatrix} -e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

根据式(5), 可设计如下反电动势观测器:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\hat{\omega}_e \\ \hat{\omega}_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} b(\hat{e}_\alpha - e_\alpha) \\ b(\hat{e}_\beta - e_\beta) \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \hat{\omega}_e = (\hat{e}_\alpha - e_\alpha) \hat{e}_\beta - (\hat{e}_\beta - e_\beta) \hat{e}_\alpha \end{cases} \quad (6)$$

式中: b ——经过 Lyapunov 稳定性原理分析后得到的观测器增益系数。

将式(3)与式(1)相减得到电流的误差方程为

$$\frac{d}{dt} S = A \cdot S + B \cdot (e_s - L \cdot H_s - Z_s) \quad (7)$$

当系统运动在滑模面上时, 有 $S = \hat{i}_s - i_s = 0$, 于是有

$$e_s = L \cdot H_s + Z_s \quad (8)$$

建立 Lyapunov 稳定性方程:

$$\dot{V} = S^T \dot{S} = AS^T S + BS^T (e_s - L \cdot H_s - Z_s) \quad (9)$$

为保证稳定需满足 $\dot{V} < 0$, 因此可得到

$$(1 + l)k > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|) \quad (10)$$

2.2 反电动势反馈系数自适应率分析

由于反电动势正比于电机的转速, 在传统的 SMO 设计中, 为了实现电机宽速域调节, 设计了滑模增益 k 的自适应率^[20-21], 但过大的 k 值, 会增加系统的抖振, 给自适应率的设计带来困难。分析式(8)、式(10)可知, 若 k 取值为小于传统滑模增益的定值, 根据实时转速来调节反电动势反馈系数 l , 可减弱滑模控制函数 Z_s 在反电动势估计值的比例, 这样不但可以实现电机在较宽的速度范围内运行, 也能在一定程度上抑制滑模抖振。

因此, 本文提出反电动势反馈系数自适应率为

$$l = m \times \frac{\omega_{ref}}{\omega_{rat}} + c \quad (11)$$

式中: ω_{ref} 、 ω_{rat} 、 m 、 c ——转速参考值、额定转速、反馈系数基准值、反馈系数偏置值。

当 ω_{ref} 的值较小时, 即电机低速区运行(额定转速的 10%~20%), 此时反电动势相对较小, 利用传统的 SMO 估算的误差较大。从式(11)中可看出, 取合适的偏置值 c , 使得 $-0.5 < l < 0$, 此时由式(8)可得到 Z_s 幅值大于反电动势 e_s 幅值, 且 H_s 和 Z_s 幅值相等, 所以 H_s 大于反电动势 e_s 幅值。所以从 H_s 中提取出来的位置和转速信息更准确。当 ω_{ref} 值增大时, 使得 l 随之增大, 由式(7)可知加快了 S 收敛到 0 的速度, 保证了 SMO 在转子转速较大时的稳定性和快速收敛性。所以反电动势反馈系数自适应调节增大了系统的调速范围, 一定程度上削弱了滑模抖振。

2.3 PLL 设计

传统的 SMO 采用反正切和微分运算求取转子位置和转速信息, 微分运算会放大等效反电动势中的高频干扰, 影响位置和速度的估算精度。为了克服上述问题, 本文根据 PLL 电路对频率和相位的跟踪特性^[22], 设计了基于 PLL 的转子位置和速度估计模型, 并对转子位置角度误差信号进行归一化处理, 如图 1 所示。

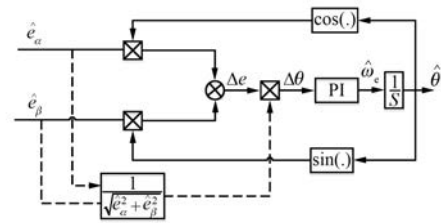


图1 正交 PLL 位置跟踪原理框图

位置误差信号为

$$\Delta e = -\hat{e}_\alpha \cos \hat{\theta} - \hat{e}_\beta \sin \hat{\theta} = E_e \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (12)$$

式中: E_e ——反电动势幅值, 与转子转速成正比。

如果转子位置观测误差满足 $|\theta - \hat{\theta}| < \frac{\pi}{6}$,

则式(12)可化为

$$\Delta e = E_e \sin(\theta - \hat{\theta}) \approx E_e \Delta \theta \quad (13)$$

$\Delta \theta$ 经过 PI 调节器获得转子转速估计值。经过反电动势归一化处理后, PLL 带宽恒定^[23], 系统能快速跟踪位置变化, 对高频噪声有滤波作用,

图 7 的转子位置估计和位置误差中。图 6 中改进型的 SMO 中 H_α 与 Z_α 相位基本保持一致,且等效反电动势基本不含高频成分,波形平滑。

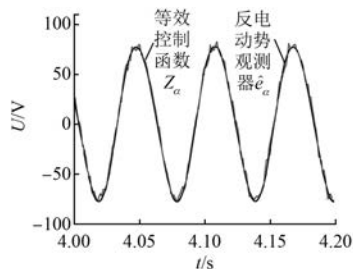


图 6 改进型 SMO 等效控制函数 Z_α 和反电动势观测器 H_α

对比图 7 和图 8 可以看出传统 SMO 的位置估计中有一定的高频成分,位置差较大。改进型的 SMO 从 H_α 中直接获取位置信息,无须对其补偿,所以位置估计精度有了很大的提升。

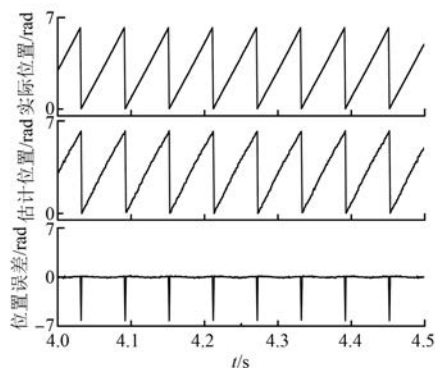


图 7 传统型 SMO 位置估测和误差

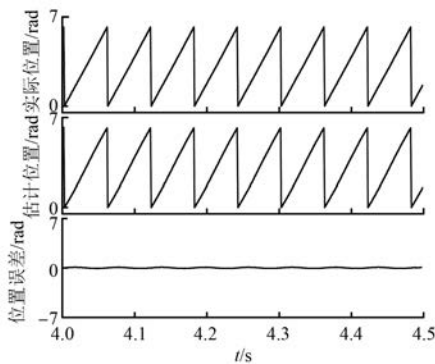


图 8 改进型 SMO 位置估测和误差

3.2 动态试验

对改进型的 SMO 进行动态性能的试验,负载转矩为 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$,直流侧电压为 260 V 。给定转速

从低速 300 r/min 上升至高速 1200 r/min ,运行一段时间后转速再下降到 300 r/min ,来测试反电动势反馈系数自适应的调节效果,结果如图 9~图 10 所示。

图 9 中,反馈系数 l 取值为 0 恒定。转子转速在低速区 300 r/min ,估计转速误差约为 25 r/min ,转速动态变化时误差最大可达 45 r/min ,高速区 1200 r/min 时,转速误差约为 30 r/min 。整个过程中,转子位置也有一定的误差,且在高速区如[见图 9(b)] $6 \sim 7 \text{ s}$ 出现较大误差,误差主要出现在 2π 到 0 的切换时,其他时刻接近于 0,所以电机基本能保持稳定运行。

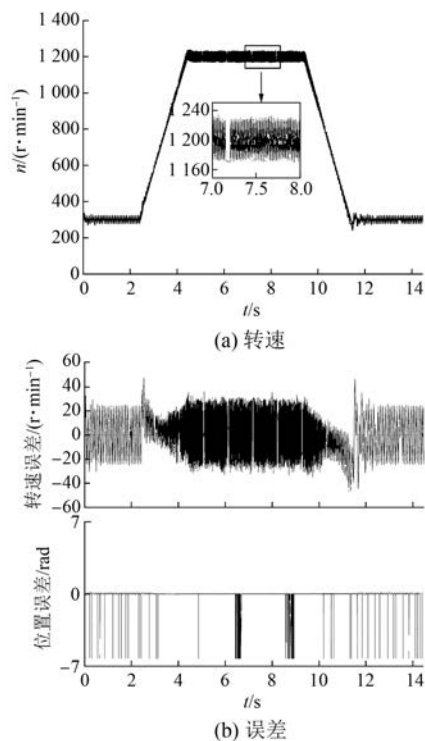


图 9 改进型 SMO 反馈系数 l 恒定试验结果

图 10 为本文提出的反馈系数 l 自适应试验结果。式(11)中 m 取值为 3.12 , c 取值为 -0.88 。在图 9 (a) 中,低速区,估计转速误差约为 15 r/min ,转速动态变化时误差最大可达 30 r/min ,高速区时,转速误差约为 15 r/min 。转子位置估计较为精确,如图 10(b)所示,误差最大出现在转速动态变化时,其他时刻基本为 0。

对比可知,反馈系数 l 自适应效果明显好于反馈系数恒定。说明了本文提出的改进型 SMO 性能良好,电机在低速和高速区域,转速和位置估

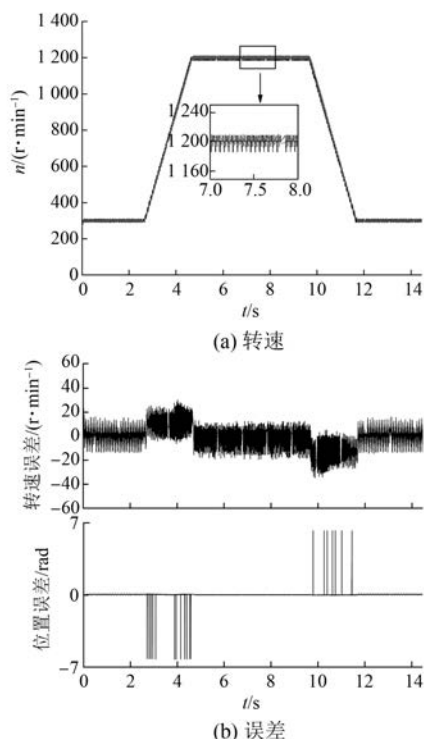


图 10 改进型 SMO 反馈系数 l 自适应试验结果
算精度有所提高,具有宽速域范围调节能力,即使在转速动态变化时,转速估计也较为精确。

4 结 语

本文提出了一种适用于 PMSM 无传感器调速系统的改进型 SMO。采用反电动势观测器来替代低通滤波器,省去了相位补偿环节,从而提高了位置和速度估算的准确性。设计了反电动势反馈系数自适应,一定程度上抑制了滑模抖振,使电机在宽速域有良好的调速性能。试验结果表明,本文所搭建的系统与传统型 SMO 相比有更好的性能,因此具有较高的应用价值。

【参考文献】

[1] DUTTA R, RAHMAN M F. Design and analysis of an interior permanent magnet (IPM) machine with very wide constant power operation range [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008, 23(1): 25-33.

[2] 李永东,朱昊.永磁同步电机无速度传感器控制综述[J].电气传动,2010,39(9): 3-9.

[3] 冯慧,姜淑忠,李海.永磁同步电机重载起动下的无速度传感器控制[J].电机与控制应用,2014,41

(7): 10-13.

[4] 刘芳璇,王桂荣.基于自适应模糊微分积分滑模的无速度传感器永磁同步电机运行研究[J].电机与控制应用,2014,41(9): 7-11.

[5] 王高林,于泳,李刚,等.无传感器内置式永磁同步电机低速运行转子位置鲁棒观测器[J].中国电机工程学报,2012,32(15): 84-90.

[6] 金光哲,徐殿国,高强,等.高频注入电压预估同步电机转子位置检测方法[J].中国电机工程学报,2014,34(9): 1376-1383.

[7] 林环城,王志新.高频注入 PMSM 无位置传感器位置观测器设计[J].电机与控制应用,2014,41(3): 1-5.

[8] 寿利宾,袁登科.基于高频旋转电压信号注入的 IPMSM 无位置传感器控制研究[J].电机与控制应用,2014,41(12): 10-14.

[9] 董晨露,陈涛.电机 IPMSM 高频脉振电压注入法转子位置检测[J].电机与控制应用,2015,42(8): 67-71.

[10] 刘海东,周波,郭鸿浩,等.脉振高频信号注入法误差分析[J].电工技术学报,2015,30(6): 38-44.

[11] 邱鑫,黄文新,卜飞飞.内置式永磁同步电机宽转速范围无位置传感器直接转矩控制[J].电工技术学报,2014,29(9): 92-99.

[12] KIM S, HA J I, SUL S K. PWM switching frequency signal injection sensorless method in IPMSM [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(5): 1576-1587.

[13] 许培林,邓智泉,王宇,等.12/10 极永磁通切换电机转子初始位置检测[J].中国电机工程学报,2013,33(9): 104-114.

[14] SMIDL V, PEROUTKA Z. Advantages of square-root extended kalman filter for sensorless control of AC drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(11): 4189-4196.

[15] QIAO Z Wi, SHI T N, WANG Y D, et al. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 710-719.

[16] UTKIN V I, GULDNER J, SHI J. Sliding mode control in electro-mechanical systems [M]. New York: Taylor & Francis Group, 2009.

[17] 丁文,梁得亮,罗战强.两级滤波滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J].电机与控制学报,2012,16(11): 1-10. (下转第 42 页)