

永磁同步电机无传感器控制算法 切换策略研究

曹虎¹, 魏雄², 汪志¹

1、中车青岛四方车辆研究所有限公司 技术中心, 山东 青岛, 266000;

2、北京交通大学 电气工程学院, 北京, 100044

摘要: 永磁同步电机无传感器控制由于其可靠性及成本上的优点越来越成为行业聚焦的问题, 针对永磁同步电机在各速域的不同特性, 其零速、低速、中高速范围的控制方法也各不相同。实现各速域控制方法的稳定切换是无传感器算法全速域稳定控制的前提。为保证不同策略之间的平滑切换, 本文提出了一种双滞环的切换策略, 避免传统单滞环切换策略在控制中出现的反复切换问题, 保证了无传感器算法的稳定性。最后基于永磁直驱电机大功率对拖平台进行实验验证, 证明了该切换策略的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 无传感器控制; 切换策略

中图分类号: (编辑部进行分类)

Research on switching strategy of sensorless control algorithm of permanent magnet synchronous motor

CAO Hu¹, WEI Xiong², WANG Zhi¹,

(1.Technology Center, CRRC QINGDAO SIFANG ROLLING STOCK RESEARCH INSTITUTE
CO.,LTD,QingDao,SHANDONG,266000,China;

2.School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing, 100044,China)

Abstract: Sensorless control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) has become an increasingly focused problem in the industry due to its reliability and cost advantages. In view of the different characteristics of PMSM in each speed domain, the control methods in the range of zero speed, low speed and medium-high speed are also different. Realizing the stable switching of each speed domain control method is the premise of full speed domain stability control of sensorless algorithm. In order to ensure smooth switching between different strategies, this paper proposes a double hysteresis switching strategy to avoid the repeated switching problems in the control of traditional single hysteresis switching strategy and ensure the stability of sensorless algorithm. Finally, the high power permanent magnet direct drive motor is used to verify the effectiveness of the switching strategy.

Keywords: PMSM ; Sensorless control ; Switching strategy

1 引言

定稿日期: 2019-00-00

作者简介: 曹虎(1985-), 男, 山东青岛, 硕士, 工程师, 主要研究方向为电力电子与电力传动。

汪志(1991-, 通讯作者), 男, 山东青岛, 硕士, 工程师, 主要研究方向为电力电子技术与电力传动, wanna125246@163.com。

永磁同步电机具有高功率密度、高效率、大启动转矩等优点, 受益于永磁材料的发展以及现代控制理论的进步, 永磁同步电机在轨道交通牵引传动系统中得到越来越广泛的应用。为了实现高性能的控制效果, 需要将永磁同步电机进行闭环控制, 这就对获取的

此时高频响应中的正序电流分量转化成直流信号，经过一次高通滤波，可滤除正序电流响应分量，再通过坐标逆变换得到负序电流响应分量。

$$HPF(i_{\alpha\beta}) = jI_n e^{-j(\omega_m - 2\theta)} \quad (2-6)$$

负序电流分量表示如下：

$$\begin{cases} i_\alpha = -I_n \sin(\omega_m t - 2\theta) \\ i_\beta = I_n \cos(\omega_m t - 2\theta) \end{cases} \quad (2-7)$$

要获取负序电流分量中的位置信息，一般使用锁相环结构，需要使用外差法构造转子位置误差信号，如图 2 所示：

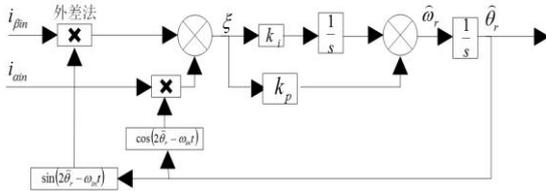


图 2 基于锁相环结构的转子信息检测

Fig.2 Rotor information detection based on PLL

$$\begin{aligned} \xi &= i_\alpha \cos(2\hat{\theta} - \omega_m t) - i_\beta \sin(2\hat{\theta} - \omega_m t) \\ &= I_n \sin(2(\theta - \hat{\theta})) \end{aligned} \quad (2-8)$$

$\hat{\theta}$ 为转子位置估算角，当角度误差很小时，构建的误差量可以近似表示为：

$$\xi = I_n \sin(2(\theta - \hat{\theta})) \approx 2I_n(\theta - \hat{\theta}) \quad (2-9)$$

当误差信号收敛到零时，锁相环输出一个估计转速，积分后可得到电机转子位置角。

由以上分析可以构造如图 3 所示转子信号提取流程图。

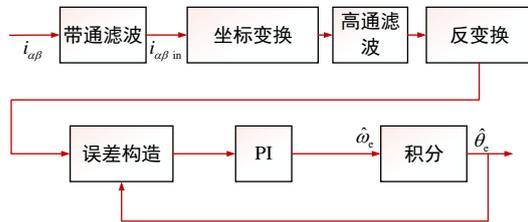


图 3 信号处理流程

Fig3 Signal processing process

2.1.2 滑模观测器法

中高速部分角度观测采用滑模观测器法，这种算法的本质是一种滑模变结构控制系统，其设计要点包括以下^[6]：

(1) 选择合适的滑模超平面，确保系统

的稳定性；

(2) 保证超平面上的每一个点都存在滑模运动；

(3) 设计合适的控制函数，使滑模外的点可以在一定时间内收敛至滑模超平面。

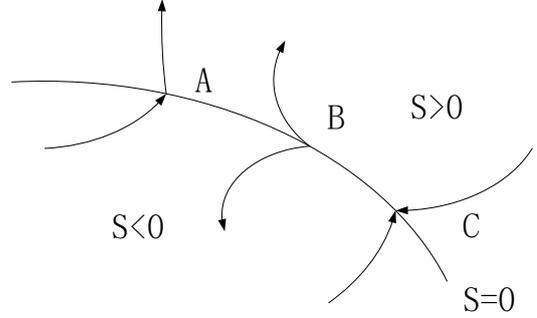


图 4 滑模变结构

Fig. 4 Sliding mode structure

将式 (2-1) 经过一定的变形如下：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ (L_d - L_q)(\omega_r i_d - p i_q) + \omega_r \psi_f \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-10)$$

式中， p 为微分算子，定义扩展反电势如下：

$$E_{Ex} = (L_d - L_q)(\omega_r i_d - p i_q) + \omega_r \psi_f \quad (2-11)$$

扩展反电势中既包括反电势分量又包含凸极性分量，将式 (2-10) 变换至两相静止坐标系下，可得：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s + pL_d & \omega_r(L_d - L_q) \\ -\omega_r(L_d - L_q) & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-12)$$

其中 E_α 、 E_β 为扩展反电势分量；

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} &= (L_d - L_q)(\omega_r i_d - p i_q) \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \\ &+ \omega_r \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-13)$$

由式 (2-13) 可知, 对于内置式永磁电机扩展反电势分量不仅包含转速信息, 还同时包含转子位置角。

在实际运行过程中, 电机的电流是直接可采样信号, 选取电流轨迹为滑模超平面, 将式 (2-12) 进行变换, 提取电流变化量如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & -\omega_r(L_d - L_q) \\ \omega_r(L_d - L_q) & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha - E_\alpha \\ u_\beta - E_\beta \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

选取滑模超平面如下:

$$s(x) = \begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha \\ \bar{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} = 0 \quad (2-15)$$

将 u_α 、 u_β 作为观测器输入变量, 可得定子电流估计值:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & -\hat{\omega}_r(L_d - L_q) \\ \hat{\omega}_r(L_d - L_q) & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha - z_\alpha \\ u_\beta - z_\beta \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

将式 (2-14)、(2-16) 做差, 得到电流误差值如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha \\ \bar{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & -\omega_r(L_d - L_q) \\ \omega_r(L_d - L_q) & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha \\ \bar{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_\alpha - z_\alpha \\ E_\beta - z_\beta \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

其中滑模控制函数为:

$$\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

k 为滑模增益系数, $\text{sign}(x)$ 为开关函数。当状态变量到达滑模面时, 观测器将稳定在滑模面, 即:

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

由于实际的控制量是一个不连续的高频切换信号, 需经过一个低通滤波器进行连续信号提取:

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

ω_c 为低通滤波器的截止频率, 经过低通滤波器可得到连续的扩展反电势后, 传统的方法是通过反正切函数进行转子位置估计, 但反正切函数的分母出现 0 值, 放大误差, 因此, 本文采用锁相环结构进行转子位置观测^[7]。

构造误差信号如下:

$$\begin{aligned} \Delta E &= -\hat{E}_\alpha \cos \hat{\theta}_r + \hat{E}_\beta \sin \hat{\theta}_r \\ &= \lambda \sin \theta_r \cos \hat{\theta}_r - \lambda \cos \theta_r \sin \hat{\theta}_r \\ &= \lambda \sin(\theta_r - \hat{\theta}_r) \approx \lambda(\theta_r - \hat{\theta}_r) = \lambda \Delta \theta_r \end{aligned} \quad (2-21)$$

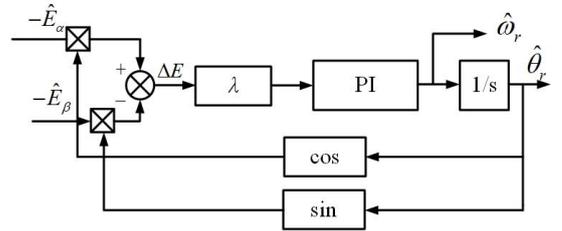


图 5 基于锁相环的角度观测

Fig5 Angle observation based on PLL

2.2 切换策略

各速域方法之间进行直接切换时, 会存在收敛时间问题以及转速波动时来回切换观测方法的问题, 影响控制, 造成系统的振荡和不稳定。所以, 为了在两种方法之间进行平稳切换, 传统应用上采用的是简单易行的单滞环切换方法或加权切换方法。本文提出了一种双滞环切换方法, 可以避免控制策略反复切换的问题以及传统单滞环与加权切换中存在的收敛时间问题。

2.2.1 传统的切换方法

如图 6 是较为常用的无位置传感器控制转速滞环切换方法^[8]。可知切换速度范围为 n_1 至 n_2 。当转速由低向高变化, 转速高于 n_2

时切换至滑模观测器法闭环；当转速由高向低变化，转速低于 n_1 时切换至旋转高频电压注入法；在转速位于 n_1 、 n_2 之间时，用于闭环控制的转子角度由进入此区间前采用的位置观测算法提供，这种切换策略下，滑模观测器法需要全程运行。

n_1 、 n_2 为滞环切换上下限。

此滞环切换方法可以保证在切入高速时滑模观测器的观测结果已经收敛至准确位置，并且避免了由于转速波动导致反复切换。但是此滞环切换策略只考虑了低速切换至高速时的稳定性，在减速切换至高频电压注入法时，没有考虑到注入法的收敛时间问题，在高速往低速切换时会存在转速误差问题，需要一定时间达到转速观测的稳定。

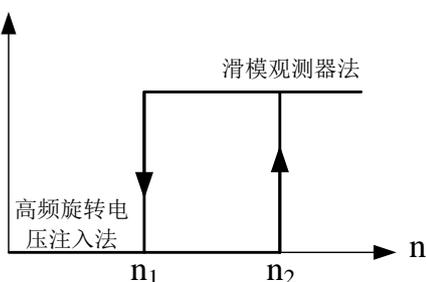


图 6 传统无位置传感器控制切换策略原理图
Fig.6 Traditional switching strategy schematic of position sensorless control

2.2.2 双滞环切换策略

为解决单滞环切换存在的问题，本文提出了如图 7 所示的双滞环切换策略，在单滞环的基础上加入了旋转电压注入切换的滞环控制。

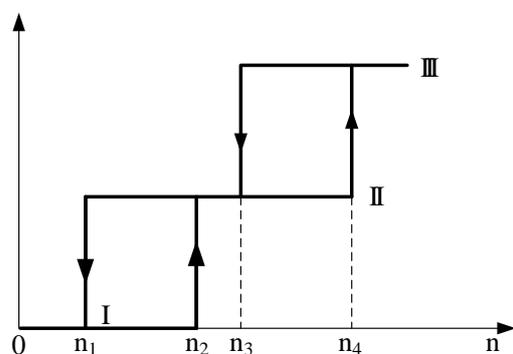


图 7 双滞环切换策略原理图
Fig.7 Double hysteresis switching strategy

图 7 的控制状态及切换过程可以表示

为：

状态 I：只开启低速电压注入法进行角度观测，当转速大于 n_2 切换至 II 状态。此时采用旋转高频电压注入法观测结果进行闭环控制。

状态 II：两种控制策略同时运行。电机用于转子位置闭环控制的算法与前一状态一致。当转速低于 n_1 时切换至状态 I，当转速高于 n_4 时切换至状态 III。

状态 III：只运行滑模观测器法，由滑模观测结果进行闭环控制。

在此双滞环切换过程中，无位置传感器控制状态只按照图 7 中所示方向单向变化，所以无论电机在任何一个转速切换点发生转速抖动，都不会引起所处状态的反复切换。 n_1 与 n_4 需要设置在两种角度观测方法都能稳定准确运行的速度区间内，在本文中的大功率电机控制系统中，为了保证高频电流信号提取的效果，高频电压注入法的有效应用范围为 0-20Hz，滑模观测器法保证角度观测的最低基波频率可达 5Hz，即 n_1 与 n_4 需要设计在 5Hz-20Hz 的基频范围内。 n_2 与 n_1 的间隔、 n_4 与 n_3 的间隔需要大于电机观测转速波动的最大值。此双滞环切换策略可以在保证两种算法平滑过渡的基础上消除高频旋转电压注入频繁启停的影响，保证了控制的稳定性。

3 实验

基于青岛永磁同步牵引电机大功率平台进行本次实验验证，如图 8 所示，最大开关频率为 1k，电机参数如表 3-1 所示。



图 8 直驱永磁同步牵引电机对拖控制平台
Fig.8 Direct drive permanent magnet synchronous traction motor control platform

表 3-1 永磁直驱平台电机参数
Tab.3-1 Parameters of Direct drive PMSM

参数	数值
额定功率	160kW
极对数	8
转子磁链	1.208Wb
直轴电感	2.59mH
交轴电感	4.75mH
定子电阻	0.358Ω

首先进行单滞环切换的实验验证，其切换点实验结果若下：

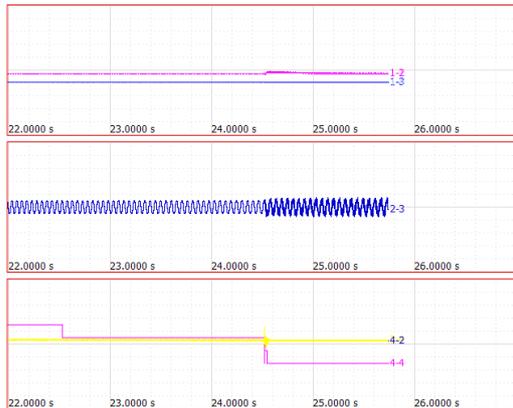


图 9 单滞环切换策略实验结果

Fig 9 Experimental results of single hysteresis switching strategy

图中按上下位置依次为 dq 轴电流(100A/格)、 α 轴电流 (200A/格)、切换标志位以及转速观测结果 (600rpm/格)。

如图可知，这种单滞环切换策略由于未考虑注入法的收敛时间，在减速切换至低速时转速上存在较大的冲击信号，转速冲击信号在电流上将引起冲击，影响控制稳定性。

其次，进行双滞环切换策略验证，对应实验结果如下图：

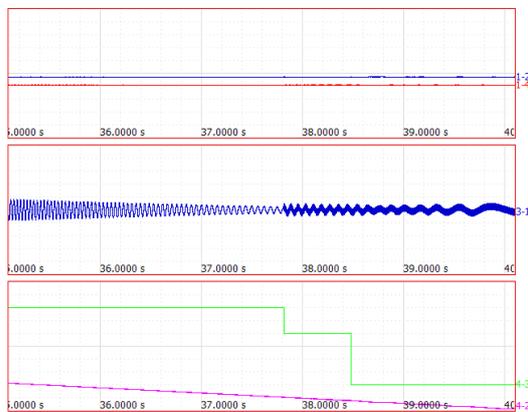


图 10 双滞环切换控制结果

Fig 10 Result of double hysteresis switching strategy

图中按上下位置依次为 dq 轴电流(100A/格)、 α 轴电流 (0.8rad/格)、角度观测误差 (0.2rad/格)。

由图 10 可知，双滞环控制策略考虑了在切换策略时的算法收敛时间，可实现转速的平滑过渡，切换前后转速、电流无冲击，稳定性良好。

对比两种切换策略的实验结果，可知，双闭环控制策略能更好的解决不同速域无传感器控制策略的切换问题，验证了算法的优越性。

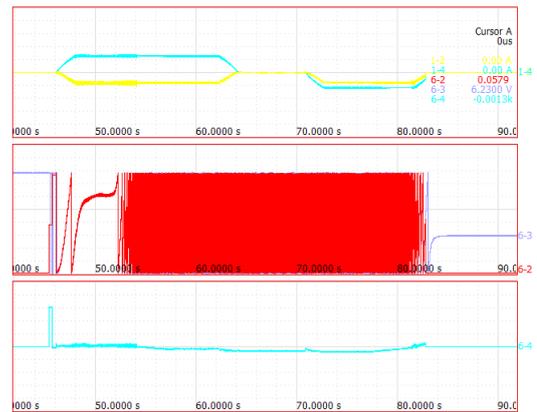


图 11 无位置传感器算法全速域运行实验结果

Fig 11 Experimental results of the sensorless algorithm running in full speed domain

图中按上下位置依次为 dq 轴电流(100A/格)、实际角度与观测角度 (0.8rad/格)、角度观测误差 (0.2rad/格)。

由图可知，采用本文设计的控制切换策略，可实现全速域无位置算法的稳定运行。

4 结 论

本文针对永磁同步电机无位置传感器不同速域方法的切换，提出了一种双滞环切换策略，通过在一定转速范围内同时进行两种转速观测，避免了算法的收敛问题，同时解决了单滞环切换策略存在的反复注入问题。基于大功率实验验证了该切换策略的可靠性以及稳定性。

参考文献

- [1] 卢彬芳, 黄进, 张耀中. 高性能永磁同步电动机的低成本简易正弦波控制 [J]. 微特电机, 2015(5): 70-73.

- Lu Binfang, huang jin, zhang yaozhong. Low-cost and simple sine wave control for high-performance permanent magnet synchronous motor [J]. *Micro motor*, 2015(5):70-73.
- [2] 李浩源, 张兴, 杨淑英,等. 基于高频信号注入的永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. *电工技术学报*, 2018, v.33(12):7-18.
Li hao-yuan, zhang xing, Yang shu-ying, et al. Review of sensorless control technology of permanent magnet synchronous motor based on high frequency signal injection [J]. *Journal of electrical technology*, 2018, v.33(12):7-18.
- [3] 张国强. 基于全阶滑模观测器的IPMSM无位置传感器控制策略研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2013.
Zhang Guoqiang. Research on IPMSM sensorless control strategy based on full-order sliding mode observer [D]. Harbin Institute of Technology, 2013.
- [4] 朱瑞杰. 基于模型参考自适应的永磁同步电机无位置传感器控制[D]. 北京交通大学, 2018.
Zhu Ruijie. Adaptive permanent magnet synchronous motor sensorless control based on model reference [D]. Beijing jiaotong university, 2018.
- [5] 张彦平. 基于高频信号注入法的永磁同步电机无位置传感器方法研究[D]. 西安理工大学, 2017. .
Zhang yanping. Research on sensorless method of permanent magnet synchronous motor based on high-frequency signal injection [D]. Xi 'an university of technology, 2017.
- [6] 杜善宇. 基于滑模观测器法永磁同步电机无位置传感器研究[D]. 大连理工大学, 2018.
Du shanyu. Sensorless study of permanent magnet synchronous motor based on sliding mode observer [D]. Dalian university of technology, 2018.
- [7] 王高林, 李卓敏, 詹瀚林, 等. 考虑逆变器非线性的内置式永磁同步电机转子位置锁相环观测器[J]. *电工技术学报*, 2014, 29(3): 172-179.
Wang gaolin, li zhuomin, zhan hanlin, et al. Rotor position phase-locked loop observer for permanent magnet synchronous motor with consideration of inverter nonlinearity [J]. *Chinese journal of electrical technology*, 2014, 29(3): 172-179.
- [8] 于帅. PMSM 无位置传感器混合控制策略研究[D]. 浙江大学, 2017.
Yu shuai. Research on hybrid control strategy of PMSM without position sensor [D]. Zhejiang university,2017.