

# PMSM 的 MP-MRAS 无位置传感器控制

梁波,尹华杰

(华南理工大学 电力学院,广东 广州 510640)

**摘要:**在基于模型参考自适应观测器的 PMSM 无速度传感器控制中,以有限集模型预测控制替换传统的 PI 控制器,省去复杂的 PI 调节器整定环节,引入估计转速以扩展有限集,解决固定有限集存在的估计转速有限问题。通过分段滤波估计转速以减少计算量。在 MATLAB/Simulink 环境下以及 TI DSP TMS320F28377S 实验平台上,将该控制方法结合矢量控制并与传统模型参考自适应控制进行仿真、实验对比验证。结果表明:该控制方法对表贴式 PMSM 具有较好的动态及稳态性能。

**关键词:**永磁同步电机;模型预测控制;模型参考自适应控制

**中图分类号:**TP273 **文献标志码:**A **文章编号:**1671-5276(2022)02-0149-03

## MP-MRAS Sensorless Control of PMSM

LIANG Bo, YIN Huajie

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

**Abstract:** In the speed sensorless control of PMSM based on model reference adaptive observer, the traditional PI controller is replaced by finite set model predictive control, which saves the complex PI regulator tuning. The estimated speed is introduced to expand the finite set to solve the problem of limited estimated speed in fixed finite set. The estimated speed is given by piecewise filtering to reduce the amount of calculation. In MATLAB/Simulink environment and on TI DSP TMS320F28377S experimental platform, the control method is combined with vector control, and simulation and comparative experiment are carried out on traditional MRAS control, with the results indicating that the control method has better dynamic and steady-state performance for surface mounted PMSM.

**Keywords:** PMSM; MPC; MRAS

## 0 引言

稀土永磁同步电机(PMSM)以结构简单、高功率密度、可靠、性能优良等优点<sup>[1]</sup>,在工业生产与日常生活中得到了广泛应用。为了确保良好的控制性能,精准的转子位置以及转速估计是不可或缺的。由于旋转变压器及编码器等位置传感器存在工作条件要求高、成本高、体积大等问题,无速度传感器控制不仅可以减小系统体积,降低成本,并能适应更严格的安装环境。无位置传感器控制算法大致分为四种<sup>[2]</sup>:基于电磁关系的估算方法、基于各种观测器的估算方法、基于电机相电感变化的估算方法以及人工智能算法。目前,模型参考自适应(MRAS)的无传感器算法由于算法简单、抗扰性能好,得到了较多应用<sup>[3]</sup>,但传统的 MRAS 算法由于使用 PI 调节器,可变增益 PI 参数的整定费时而困难,严重制约了调速范围与性能的提高<sup>[4]</sup>。文献[5-7]分别采用滑模变结构控制、神经网络算法及模糊控制取代 PI 调节器来解决上述问题,但存在抖振、计算量大、严重依赖经验等问题。用有限集模型预测(MP)取代传统 MRAS 中的 PI 调节器,构成一个 MP-MRAS 无速度传感器系统,是一种不错的选择。文献[8]针

对感应电机、文献[9]针对 PMSM 进行了相关研究。

本文在上述研究的基础上,针对 MP-MRAS 在固定有限集的情况下最高估计速度受限以及采用平均值估计转速计算量较大的问题进行适当的改进。最后应用 MATLAB/Simulink 仿真平台对上述改进算法进行了仿真调试,并在基于 TI 公司 TMS320F28377S 数字信号处理器的变频调速实验平台上进行了实验验证。仿真与实验的结果都可以看出,该控制策略能够使 PMSM 在宽速域内取得良好动态以及静态响应。

## 1 PMSM 数学模型

理想的三相 PMSM 在  $d, q$  轴坐标系下的磁链与电压模型为:

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d i_d + \Psi_f \\ \Psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \omega_e \Psi_q + \frac{d\Psi_d}{dt} \\ u_q = R_s i_q + \omega_e \Psi_d + \frac{d\Psi_q}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

**基金项目:**国家自然科学基金项目(51577074)

**第一作者简介:**梁波(1995—),男,福建福州人,硕士研究生,研究方向为电机设计及控制。

其中:  $\Psi_d$ 、 $\Psi_q$ 、 $u_d$ 、 $u_q$ 、 $L_d$ 、 $L_q$ 、 $i_d$ 、 $i_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴定子磁链、电压、电感与电流;  $R_s$  为定子相电阻;  $\Psi_f$  为永磁链;  $\omega_e$  为转子电角速度。

## 2 模型预测 MRAS 无速度传感器控制

为了节省成本与减小系统体积,本文采用模型参考自适应算法作为速度观测器。由于传统 MRAS 使用 PI 调节器作为自适应率,存在参数整定复杂与无法在宽速域取得较高性能的问题,本文采用文献[9]的模型预测自适应率取代传统 PI 自适应率,并针对其存在的调速范围有限作出调整。

### 2.1 传统 MRAS 原理

由式(1)、式(2)可知定子磁链模型为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d + \frac{R}{L_d}\psi_f \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

同时可以得到可调模型

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\Psi}_d}{dt} \\ \frac{d\hat{\Psi}_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \hat{\omega}_e \\ -\hat{\omega}_e & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_d \\ \hat{\psi}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d + \frac{R}{L_d}\psi_f \\ u_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中  $\hat{\psi}_d$ 、 $\hat{\psi}_q$ 、 $\hat{\omega}_e$  为  $d$ 、 $q$  轴磁链与电角速度估计值。

定义磁链误差为

$$e = \psi - \hat{\psi} \quad (5)$$

则由式(3)-式(4)可以得到

$$\dot{e} = Ae - \omega \quad (6)$$

$$\text{其中: } e = \begin{bmatrix} \psi_d - \hat{\psi}_d \\ \psi_q - \hat{\psi}_q \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}$$

$$\omega = (\omega_e - \hat{\omega}_e) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_d \\ \hat{\psi}_q \end{bmatrix}$$

由式(6)以及 Popov 超稳定性理论,可以得出 PI 能够作为传统 MRAS 的自适应率,由此可以得到:

$$\hat{\omega}_e = \left( K_p + \frac{K_i}{S} \right) \varepsilon_\omega + \hat{\omega}_e(0) \quad (7)$$

$$\varepsilon_\omega = \psi_d \hat{\psi}_q - \psi_q \hat{\psi}_d \quad (8)$$

如图 1 所示,传统 MRAS 的参考模型是电机  $d$ 、 $q$  坐标系下的定子电压表示磁链模型,并采用相应的可调模型,将二者的定子磁链误差  $\varepsilon_\omega$  作为输入,经过 PI 调节器输出估计转速。而通过满足 Popov 超稳定性理论的 PI 自适应率实现系统收敛,使估计电角速度  $\hat{\omega}_e$  逼近实际电角速度  $\omega_e$ 。

### 2.2 模型预测 MRAS 的实现

为了解决 PI 控制率的固有问题,本文通过有限集模

型预测控制代替 PI 控制,具体算法框图如图 2 所示。

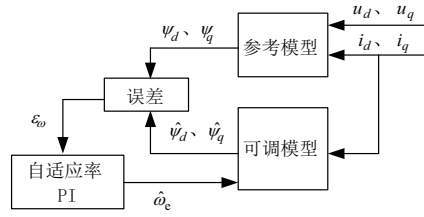


图 1 传统 MRAS 控制框图

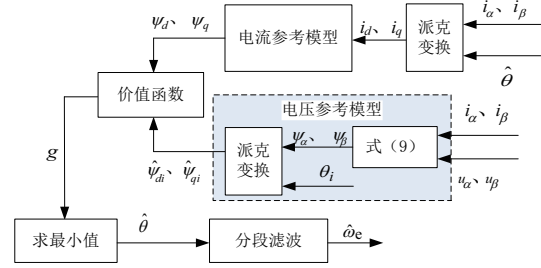


图 2 模型预测 MRAS 控制框图

在图 2 中,电流参考模型为式(1)描述的  $d$ - $q$  定子磁链模型,可调模型(电压参考模型)则为  $\alpha$ - $\beta$  轴的定子磁链模型(再变换到  $d$ - $q$  轴)。

$$\begin{cases} \Psi_\alpha = \int_0^t (u_\alpha - R_s i_\alpha) d\tau + \Psi_f \cos\theta_0 \\ \Psi_\beta = \int_0^t (u_\beta - R_s i_\beta) d\tau + \Psi_f \sin\theta_0 \end{cases} \quad (9)$$

式中  $\theta_0$  为转子初始电角度。

由于采样频率远大于转子的旋转频率,因此,基于有限集模型预测控制的思想,可以在上一个采样周期的最优估计角  $\theta(k-1)$  附近的一定范围内,取一个角度变化量  $\Delta\theta$ ,则最优估计角度  $\theta(k)$  可以表示为

$$\theta(k) = \theta(k-1) + \Delta\theta \times (t-a) \quad (10)$$

式中:  $t$  为角度编号;  $a$  为有限控制集的个数;  $\Delta\theta$  取为

$$\Delta\theta = \pi/2^n \quad (11)$$

式中  $n$  为分频系数,  $n$  越大计算越精确,但计算量越大。

文献[9]取  $n=8$ ,即固定用各有限控制集,导致最大转速受限于  $\Delta\theta$ ,本文则用上一周期的电角速度动态地确定所用的有限集数量:

$$a = (\lceil \omega_e(k-1) T_s / \Delta\theta \rceil + 1) \times 2 \quad (12)$$

则估算的定子磁链模型可表示为

$$\begin{bmatrix} \hat{\Psi}_{di} \\ \hat{\Psi}_{qi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta(k) & \sin\theta(k) \\ -\sin\theta(k) & \cos\theta(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} \quad (13)$$

以上述两个模型的磁链误差构造价值函数:

$$g = \psi_d \hat{\psi}_{qi} - \psi_q \hat{\psi}_{di} \quad (14)$$

去寻找最优的电角度,作为当前采样周期的转子电角度  $\theta(k)$ ,则可以得到相邻两个采样周期的转子电角度增量为

$$d\theta(k) = \theta(k) - \theta(k-1) \quad (15)$$

$d\theta(k)$  除以采样周期  $T_s$  即为瞬时电角速度,但其中随机干扰比较严重,需要滤波处理。为了简化计算,本文采用分段滤波代替全局范围内的平均滤波:

1) 当速度偏差较大时,或

$$|\omega_e^* - \hat{\omega}_e| > \varepsilon \quad (16)$$

时(其中  $\varepsilon$  为电角速度误差带,本文取 10),即当电机处于动态过程中时,为了避免低通滤波引起较大的延迟,采用平均值滤波计算电角速度:

$$\omega_e = \frac{1}{50T_s} \sum_{k=1}^{50} d\theta(k) \quad (17)$$

2) 当处于稳态运行中,采用以下的低通滤波函数,以减少计算负担:

$$\hat{\omega}_e(k) = \hat{\omega}_e(k-1)(1-\lambda) + \lambda \frac{d\theta(k)}{T_s} \quad (18)$$

式中  $\lambda$  为低通滤波系数,本文中取 0.05。

### 3 仿真与实验验证

利用表贴式 PMSM 来验证本文所提控制策略的有效性。对比了在矢量控制情况下 MP-MRAS 速度观测器、传统 MRAS 速度观测器的转速观测精度。仿真及实验所用电机参数如表 1 所示,采样频率为 10 kHz。

表 1 表贴式永磁同步电机的主要参数

参数	值
$U_{DC}/V$	24
$I_N/A$	2.3
$J/(kg \cdot m^2)$	$4.2 \times 10^{-6}$
$P$	2
$L_d, L_q/mH$	1.1
$R_s/W$	0.65
$\Psi_f/Wb$	0.017 1
$T_N/(N \cdot m)$	0.12

#### 3.1 仿真验证

分别对采用传统 MRAS 速度观测器及 MP-MRAS 速度观测器的矢量控制进行了仿真,原理如图 3 所示。仿真中  $n$  取 10,仿真的给定转速为:0 s 时刻转速指令为 1 000 r/min,负载转矩为 0 N·m;在 0.7 s 时,转速指令阶跃为 2 000 r/min;在 1.4 s 时,负载转矩突增为 0.05 N·m。图 4、图 5 为电机转速与转矩的仿真结果。

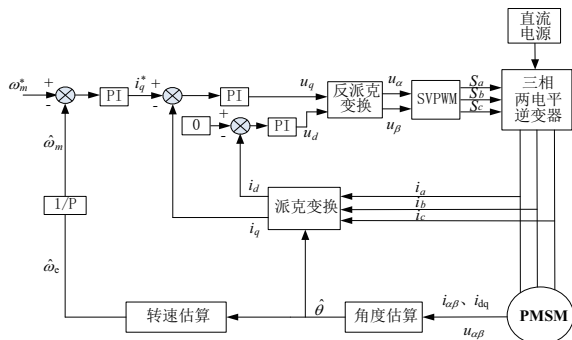


图 3 MP-MRAS 原理图

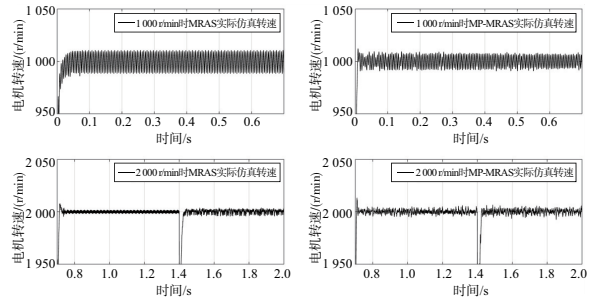


图 4 MRAS 与 MP-MRAS 的实际仿真转速

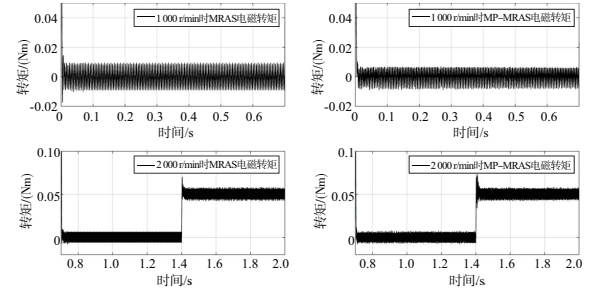


图 5 MRAS 与 MP-MRAS 的电磁转矩

可见,相对于传统的 MRAS 方案,采用 MP-MRAS 速度观测器的方案不仅具有优越的动态性能,而且其低速下的稳态误差更小。这是因为传统 MRAS 的 PI 自适应率难以在宽速域内取得较高的性能,而 MP-MRAS 方案的速度精度则是由  $\Delta\theta$  确定的,在计算精度允许的情况下,经本文改进后的 MP-MRAS 可以通过减小  $\Delta\theta$  提升速度估算的精度,提升稳态控制的效果。

#### 3.2 实验验证

使用图 6 所示基于 TI 数字处理器 TMS320F28377S 的 PMSM 调速实验平台进行实验验证,其原理图与仿真一致。图中:#1 为上位机、#2 为电机驱动板、#3 为 360 线编码器、#4 为 PMSM、#5 为直流发电机负载、#6 为 24 V 直流电压源。电机参数、采样频率与仿真一致。实验波形由 CCS6 程序导出的数据进行绘制。

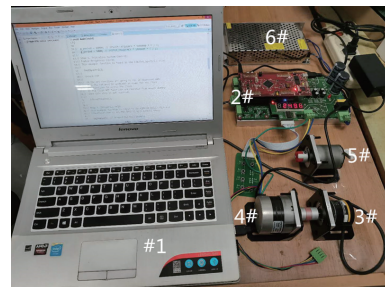


图 6 永磁同步电机系统实验平台

对采用传统 MRAS 速度观测器与采用 MP-MRAS 速度观测器的矢量控制程序进行带负载实验的对比分析。两者除了转速观测器不同,其余参数完全相同。PMSM 所带的机械负载为直流发电机加电阻负载,因此负载会随转

(下转第 156 页)

程应用价值。

## 5 结语

文中建立了分布式直升机飞行管理任务半实物仿真平台,对直升机定点悬停任务轨迹进行研究并将其集成到直升机飞行管理系统中;同时,根据直升机飞行管理系统的要求,设计了相应的直升机飞行引导算法;最终在直升机飞行管理系统平台上验证了本文设计的任务航路规划算法的合理性和正确性。为下一代直升机飞行管理系统国产化奠定了坚实的基础。

### 参考文献:

- [1] 任仲贤. 大型民机飞行管理系统仿真研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2018.
- [2] 孟繁鹏. 飞行管理仿真系统设计与分析[D]. 上海:上海交通大学,2011

- [3] 齐林. 飞行管理系统实时仿真研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2008.
- [4] 薛芳芳. 民机机载飞行计划管理系统的设计与实现[D]. 西安:西北大学,2014.
- [5] 吴希明. 直升机技术现状、趋势和发展思路[J]. 航空科学技术,2012,23(4):13-16.
- [6] 程农,拓朴筠,李清,等. 新航行体系下大型客机飞行管理系统关键技术研究与仿真验证[J]. 中国科学(技术科学),2018,48(3):264-276.
- [7] 李寰宇,陈延龙,张振兴,等. 基于Dubins的无人机自动避障路径规划[J]. 飞行力学,2020,38(5):44-49.
- [8] ZHU S Q, WANG D W, LOW C B. Ground target tracking using UAV with input constraints[J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems,2013,69(1/2/3/4):417-429.

收稿日期:2020-12-30

(上接第151页)

速的升高而升高。实验中  $n$  取 10;0s 时,转速指令为 1 000 r/min;1s 时,转速指令阶跃为 2 000 r/min。实验结果如图 7、图 8 所示。

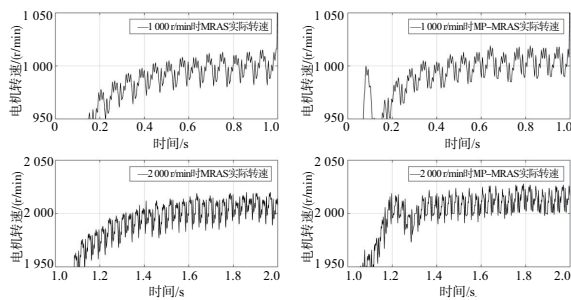


图 7 MRAS 与 MP-MRAS 的负载实际转速

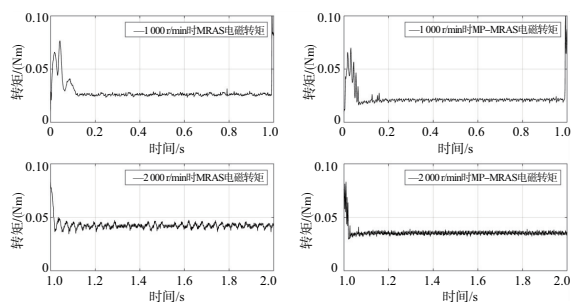


图 8 MRAS 与 MP-MRAS 的负载电磁转矩

从实验结果可见,在不同的给定转速下,MP-MRAS 使用模型预测控制率不仅消除了 PI 控制器存在的延时效应从而取得了更好的动态响应,也提升了宽速域的稳态估计精度。此外,在相同负载转矩情况下,采用 MP-MRAS 速度观测器由于直接估计转子位置,估计角度延迟小,因此输出的电磁转矩更小,系统效率更高。

## 4 结语

本文针对传统 MRAS 的 PI 控制率存在的问题进行改进,以模型预测控制取代 PI 控制。其次通过估计转速反馈拓展了角度估计的有限集,使估计转速不再受固定有限集的限制。最后通过转速误差对转速估计方式进行分段,在接近稳态转速时采用低通滤波以减少计算量。仿真与实验结果都证明了上述方法相较于传统采用 PI 控制器的速度观测器具有更好的动态与稳态性能以及带负载能力,具有一定的应用价值。

### 参考文献:

- [1] 白雪儿,杨向宇,白雪宁. 基于 DOB 的永磁同步电机蚁群优化鲁棒控制[J]. 机械制造与自动化,2020,49(5):172-176.
- [2] 吴芳,黄声华,万山明. 永磁同步电机无位置传感器控制技术发展与研究[J]. 微电机,2008,41(7):56-61.
- [3] 齐放,邓智泉,仇志坚,等. 基于 MRAS 的永磁同步电机无速度传感器[J]. 电工技术学报,2007,22(4):53-58.
- [4] 钟臻峰,金孟加,沈建新. 基于分段 PI 调节器的模型参考自适应永磁同步电动机全转速范围无传感器控制[J]. 中国电机工程学报,2018,38(4):1203-1211,1297.
- [5] 滕青芳,柏建勇,朱建国,等. 基于滑模模型参考自适应观测器的无速度传感器三相永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 控制理论与应用,2015,32(2):150-161.
- [6] ELBULUK M E, TONG L, HUSAIN I. Neural-network-based model reference adaptive systems for high-performance motor drives and motion controls[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2002,38(3):879-886.
- [7] 张洪涛,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] ZBEDE Y B, GADOUE S M, ATKINSON D J. Model predictive MRAS estimator for sensorless induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2016,63(6):3511-3521.
- [9] 王孟,尹华杰. 基于模型预测 MRAS 的 PMSM 转子位置检测[J]. 微电机,2017,50(8):48-52.

收稿日期:2021-01-14