

PMSM 转速和转子位置的滚动时域估计器设计

卓陈祥¹, 杜锦才²

(1. 无锡科技职业学院 物联网技术学院, 江苏 无锡 214028;

2. 浙江大学 能源工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 围绕永磁同步电机(PMSM)驱动控制系统的无位置传感器实现,设计了一种基于系统模型的PMSM滚动时域估计器(MHE),以实现PMSM转速和转子位置估计。MHE算法可视为适当假设下一种含等式约束的二次规划类最优问题迭代求解。针对不同的时域尺度,评估了MHE的稳态和暂态性能,并探讨了估计误差、计算负担和时域尺度之间的关系。此外,将MHE与完全不同的电流控制器配合使用来实现PMSM转速和转子位置估计,以突出验证MHE的适应性。开展了MHE与扩展卡尔曼滤波器(EKF)的对比测试,实验结果证明了所提出MHE方案在低速下估计精度方面具有优势,以及MHE在10 kHz采样率下是实时可行的。

关键词: 永磁同步电机;转速估计;滚动时域估计器

中图分类号: TM921 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed22488

Design of Moving Horizon Estimator for PMSM Speed and Rotor Position

ZHUO Chenxiang¹, DU Jincai²

(1. School of IoT Technology, Wuxi Vocational College of Science and Technology,

Wuxi 214028, Jiangsu, China; 2. College of Energy Engineering,

Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang, China)

Abstract: Around the rotor position sensorless realization of the permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive control system, a systematic model-based PMSM moving horizon estimator(MHE) was designed to realize PMSM speed and rotor position estimation. The MHE algorithm can be regarded as an iterative solution to the optimal problem of quadratic programming with equality constraints under mild assumptions. For different horizon lengths, the steady-state and transient performance of MHE were evaluated, and the relationship among estimation error, computational burden and horizon lengths was explored. In addition, in order to verify the adaptability of MHE, MHE was combined with different current controllers to realize PMSM speed and rotor position estimation. Comparative tests between MHE and extended Kalman filter(EKF) were carried out, and the advantages of the proposed MHE scheme in terms of speed estimation accuracy at low speed were proved by the experimental results, and the real-time feasibility of the MHE with 10 kHz sampling rate was also verified.

Key words: permanent magnet synchronous motor(PMSM); speed estimator; moving horizon estimator(MHE)

高性能无位置传感器永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)驱动控制策略中对于转速估计通常基于磁链估计器^[1]和反电动势观测器^[2],前者简单易行,但鲁棒性欠缺,而后者则只较适用于表贴式PMSM,内埋式PMSM则需要辅以其他计算实现。此外,还有基

于模型参考自适应观测器^[3]和滑模观测器^[4]的转速估计方案,但前者存在收敛验证问题,后者动态响应较快但需应对抖振。最近,基于扩展卡尔曼滤波器(extended Kalman filter, EKF)的转速估计方法也发展趋于成熟^[5-6],但复杂度高。对此,文献[7-8]将滚动时域估计器(moving horizon esti-

基金项目: 浙江省科技计划项目(2020C35016)

作者简介: 卓陈祥(1962—),男,副教授,Email: zhuochexx772@126.com

mator, MHE)用于感应电机转子位置估计,取得了良好的估计精度,但求解过程略显复杂。MHE的优势主要体现在:状态选择使得MHE能够获得一些线性系统的优势,而非完全的非线性系统处理方式,从而降低了复杂度;此外,MHE方案所需的采样频率低,即以较少的信息获取来实现非常准确的转速和转子位置估计。

综上,本文将MHE方法应用于PMSM驱动系统中估计转子位置,从而构建无位置传感器系统。首先,分析了不同时域尺度下MHE的性能,探明了估计误差、计算负担和时域尺度之间的关系,从而得到了MHE的基本设计标准和可行性;然后,在估计精度方面与EKF进行了仿真和实验对比;进一步,搭配了两种不同的电流控制器来使用MHE,即传统PI控制器和模型预测控制器(model predictive control, MPC)^[9];最后,实验结果还验证了10 kHz采样率下的MHE实时可行性。

1 PMSM 数学模型

本文研究对象为表贴式PMSM,在无限惯性假设下,可建立PMSM在 α - β 坐标系下的连续时间域数学模型为

$$\begin{cases} Ldi_\alpha/dt = -Ri_\alpha + \Psi_{PM}\omega\sin\theta + u_\alpha + L\sigma \\ Ldi_\beta/dt = -Ri_\beta + \Psi_{PM}\omega\cos\theta + u_\beta + L\sigma \\ d(\omega\cos\theta)/dt = -\omega^2\sin\theta + \sigma \\ d(\omega\sin\theta)/dt = \omega^2\cos\theta + \sigma \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_{\alpha m} = i_\alpha + \mu \\ i_{\beta m} = i_\beta + \mu \end{cases} \quad (2)$$

式中: L 和 R 为定子电感和电阻; $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta$ 为 α, β 轴定子电压和电流; Ψ_{PM} 为永磁磁链; ω 和 θ 为转速和转子位置;下标“m”代表电量采样值; σ 和 μ 分别为系统噪声和测量噪声。

令 $\omega\cos\theta=\varphi_1$ 和 $\omega\sin\theta=\varphi_2$ 后,式(1)可写成紧凑的矩阵形式如下:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \boldsymbol{\sigma}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \boldsymbol{\mu}(t) \end{cases} \quad (3)$$

其中

$$\mathbf{x} = [i_\alpha \quad i_\beta \quad \varphi_1 \quad \varphi_2]^T$$

$$\mathbf{u} = [u_\alpha \quad u_\beta]^T \quad \mathbf{y} = [i_{\alpha m} \quad i_{\beta m}]^T$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R/L & 0 & 0 & \Psi_{PM}/L \\ 0 & -R/L & -\Psi_{PM}/L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & 0 & \omega & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

式中: $\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), \mathbf{y}(t)$ 分别为状态量、输入和输出; $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ 分别为状态、输入和输出矩阵。

虽然引出表贴式PMSM数学模型,但本文所述方法可推广至其他PMSM,只需修改式(3)即可。基于反向Euler离散可推导带扰动的离散时间域状态方程为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d\mathbf{x}_k + \mathbf{B}_d\mathbf{u}_k + \boldsymbol{\xi}_k \\ \mathbf{y}_k = \mathbf{C}\mathbf{x}_k + \boldsymbol{\mu}_k \end{cases} \quad (4)$$

其中

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 1 - RT_c/L & 0 & 0 & \Psi_{PM}T_c/L \\ 0 & 1 - RT_c/L & -\Psi_{PM}T_c/L & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -\omega(k)T_c \\ 0 & 0 & \omega(k)T_c & -1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_d = \mathbf{B}T_c \quad \boldsymbol{\xi} = \boldsymbol{\sigma}T_c$$

式中: k 为采样步长; T_c 为采样周期。

2 MHE 设计

2.1 MHE 原理

MHE的报道最早可见于文献[10],随着数值优化计算发展和嵌入式芯片计算能力的提高,其关注度越来越高。图1为时域尺度为 N 的滑动时间窗口。

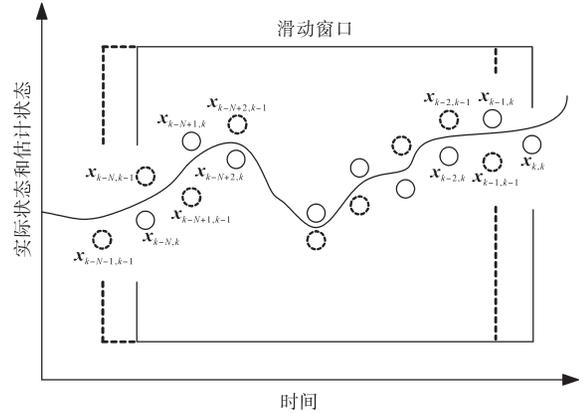


图1 滑动时间窗口示意图

Fig.1 Schematic diagram of moving time window

图1中, \mathbf{x}_k 代表通用状态变量,实线圆圈和虚线圆圈分别代表当前和前一步长时间窗的 $N+1$ 个估计。定义由时间窗内的所有 $N+1$ 个测量电流和 $N+1$ 个施加电压构成的信息向量 \mathbf{I}_k^N 为

$$\mathbf{I}_k^N = [\mathbf{y}_{k-N} \quad \cdots \quad \mathbf{y}_k \quad \mathbf{u}_{k-N} \quad \cdots \quad \mathbf{u}_{k-1}]^T \quad (5)$$

估计问题的一般描述为:基于最后排除的状态和电压向量,将时间窗每个时刻的状态 \mathbf{x}_k 的估计值定义为信息向量 \mathbf{I}_k^N 、初始预测和初始状态 \mathbf{x}_0

的函数,其中初始预测为

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k-N,k} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_{k-N-1,k-1} + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_{k-N-1} + \boldsymbol{\xi}_{k-N-1} \quad (6)$$

需最小化的成本函数 J_k 如下:

$$J_k = \eta \|\mathbf{x}_{k-N,k} - \tilde{\mathbf{x}}_{k-N,k}\|^2 + \sum_{i=k-N}^k \|\mathbf{y}_{i,k} - \mathbf{C} \mathbf{x}_{i,k}\|^2 + \sum_{i=k-N}^k \|\boldsymbol{\xi}_{i,k}\|^2 \quad (7)$$

式中: η 为一个参数, $\eta > 0$, 其定义了预测中相对于 I_k^N 的可信度。

J_k 表达式第 1 项和第 2 项分别是正则项和最小二乘估计残差, \mathbf{C} 为回归矩阵, 最后一项代表噪声常数, 可从最优解搜索中将其忽略。故第 k 个步长的 MHE 可用以下约束优化问题表示:

$$\begin{cases} \min J_k(\mathbf{x}) & \text{s.t. } \mathbf{x}_{i+1,k} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_{i,k} + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_{i,k} + \boldsymbol{\xi}_{i,k} \\ i = k - N, k - N + 1, \dots, k - 1 \end{cases} \quad (8)$$

2.2 PMSM 的 MHE 设计

用更紧凑的矩阵形式来重写式(8)中的约束如下:

$$\begin{cases} -\mathbf{A}_d \mathbf{x}_{k-N,k} + \mathbf{x}_{k-N+1,k} = \mathbf{B}_d \mathbf{u}_{k-N,k} + \boldsymbol{\xi}_{k-N,k} \\ \vdots \\ -\mathbf{A}_d \mathbf{x}_{k-1,k} + \mathbf{x}_{k,k} = \mathbf{B}_d \mathbf{u}_{k-1,k} + \boldsymbol{\xi}_{k-1,k} \end{cases} \quad (9)$$

$$\Rightarrow \mathbf{A}_D \mathbf{X}_k = \mathbf{B}_D$$

其中

$$\mathbf{A}_D = \begin{bmatrix} -\mathbf{A}_d & \mathbf{I} & \cdots & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\mathbf{A}_d & \mathbf{I} & \cdots & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \cdots & -\mathbf{A}_d & \mathbf{I} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_D = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_d \mathbf{u}_{k-N,k} + \boldsymbol{\xi}_{k-N,k} \\ \vdots \\ \mathbf{B}_d \mathbf{u}_{k-1,k} + \boldsymbol{\xi}_{k-1,k} \end{bmatrix} \quad \mathbf{X}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{k-N,k} \\ \mathbf{x}_{k-N+1,k} \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{k-1,k} \\ \mathbf{x}_{k,k} \end{bmatrix}$$

式(9)中, 矩阵 \mathbf{A}_D 的维度为 $4N \times 4(N+1)$, \mathbf{X}_k 的维度为 $4(N+1) \times 1$, \mathbf{B}_D 的维度为 $4N \times 1$, 维度为 4 的倍数是因为式(4)中状态变量的元素为 4。

为降低硬件负担, 将成本函数写成二次型, 从而可使用非常高效且专用的求解器来求解含等式约束的二次规划型问题。推导可得 J_k 计算式如下:

$$\min J_k(\mathbf{x}) = \frac{\mathbf{X}_k^T \mathbf{Q} \mathbf{X}_k}{2} + \mathbf{c}^T \mathbf{X}_k \quad \text{s.t. } \mathbf{A}_D \mathbf{X}_k = \mathbf{B}_D \quad (10)$$

其中

$$\mathbf{Q} = \text{diag}(\mathbf{Q}_1, \mathbf{Q}_2, \dots, \mathbf{Q}_2)_{4(N+1) \times 4(N+1)}$$

$$\mathbf{Q}_1 = \text{diag}(2(\eta + 1), 2(\eta + 1), 2\eta, 2\eta)$$

$$\mathbf{Q}_2 = \text{diag}(2, 2, 2, 2)$$

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} -2\eta \mathbf{x}_{k-N,1} - 2\mathbf{y}_{k-N,1} \\ -2\eta \mathbf{x}_{k-N,2} - 2\mathbf{y}_{k-N,2} \\ -2\eta \mathbf{x}_{k-N,3} \\ -2\eta \mathbf{x}_{k-N,4} \\ -2\mathbf{y}_{k-N+1,1} \\ -2\mathbf{y}_{k-N+1,2} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ -2\mathbf{y}_{k,1} \\ -2\mathbf{y}_{k,2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}_{4(N+1) \times 1}$$

由于 \mathbf{Q}_2 是正半定矩阵, 可对其对角线元素增加摄动, 使 \mathbf{Q}_2 成为正定可逆矩阵。下文中 \mathbf{Q}_2 即代表含摄动的正定可逆矩阵。

通常 MHE 将导出复杂的带二次型成本函数的不等式约束非线性规划问题。但是, 将其应用于 PMSM 驱动系统时, 将导致更为方便易于运算求解的二次规划型问题。

2.3 MHE 的实时实现

式(10)的求解是 MHE 的核心, 而实时实现 MHE 求解可将其转换为凸优化问题^[11]求解。在等效的 Karush-Kuhn-Tucker 系统中重写式(10)可得到:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Q} & -\mathbf{A}_D^T \\ \mathbf{A}_D & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}^* \\ \boldsymbol{\lambda}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{c} \\ \mathbf{B}_D \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中

$$\mathbf{X}^* = \tilde{\mathbf{X}} + \mathbf{p}$$

式中: $\boldsymbol{\lambda}^*$ 为 Lagrange 乘法器向量; $\tilde{\mathbf{X}}$ 为初始估计; \mathbf{p} 为可变向量(也可称为步长向量)。

以约束解作为初始估计是合理的, 如下所示:

$$\tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_D^{-1} \mathbf{B}_D \quad (12)$$

式中: \mathbf{A}_D^{-1} 是伪逆矩阵, 因为 \mathbf{A}_D 为非方阵矩阵。

将初始估计代入式(11), 并基于 \mathbf{Q} 是可逆且正定的, 故可推导得到一个关于 $\boldsymbol{\lambda}^*$ 的线性系统如下:

$$\boldsymbol{\lambda}^* = (\mathbf{A}_D \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{A}_D^T)^{-1} (\mathbf{A}_D \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{c} + \mathbf{B}_D) \quad (13)$$

$$\mathbf{p} = \mathbf{Q}^{-1} [\mathbf{A}_D^T \boldsymbol{\lambda}^* - (\mathbf{c} + \mathbf{Q} \tilde{\mathbf{X}})] \quad (14)$$

$$\mathbf{X}^* = \tilde{\mathbf{X}} + \mathbf{p} \quad (15)$$

至此, 得到了求解式(8)的非常有效的间接解决方案, 可避免与约束优化问题求解相关的大部分计算负担。式(15)中包含了时间窗最后时刻的状态信息, 根据系统状态 $\mathbf{x} = [i_\alpha \ i_\beta \ \varphi_1 \ \varphi_2]^T$,

$\omega \cos \theta = \varphi_1$ 和 $\omega \sin \theta = \varphi_2$, MHE 算法估计出 φ_1 和 φ_2 后可由下面两式计算控制器所需的转速和转子位置信息:

$$\begin{cases} \theta = \tan^{-1}\left(\frac{\varphi_2}{\varphi_1}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{\omega \sin \theta}{\omega \cos \theta}\right) = \tan^{-1}(\tan \theta) \\ \omega = \sqrt{\varphi_1^2 + \varphi_2^2} = \sqrt{\omega^2 (\cos^2 \theta + \sin^2 \theta)} = \sqrt{\omega^2} \end{cases} \quad (16)$$

因为没有定义转速符号,而为了对其进行跟踪,必须采取其他措施,如锁相环等,增加了复杂度。考虑 θ 导数不受恒定误差的影响,且符号确定,故用估 θ 导数得到 ω 更为方便。

2.4 MHE 与 EKF 的区别

EKF 的原理为采用 Taylor 级数展开实现非线性问题向线性化逼近,然后进行卡尔曼滤波实现的状态估计。应用于无位置传感器 PMSM 驱动系统时,可选取定子的电压作为输入向量,定子电流作为输出向量,选取定子磁链、电机转速和转子位置为状态变量,从而由 EKF 观测定子磁链和电机转速。其存在的问题在于当系统非线性较强时与局部线性假设违背, Taylor 展开式中被忽略的高阶项将带来较大的误差,从而 EKF 算法中滤波可能发散。此外, EKF 在线性化处理时需要用雅克比矩阵,计算过程繁琐导致 EKF 实现相对困难。

MHE 算法通过在滚动时间内调整模型的初始状态以及参数,让估计结果接近量测结果。MHE 是以有限时间区间内,对程序模型及量测的最优化为基础的。在适当假设下, MHE 就是一种含等式约束的二次规划类最优问题迭代求解算法,不需对非线性系统进行近似线性化处理,这和 EKF 有本质区别。因此,可以克服 EKF 算法中局部线性假设的缺陷。同时,在应用于无位置传感器 PMSM 驱动系统时,其计算负担小于 EKF。但 MHE 可与 EKF 因为都是对系统状态估计,在数学上也存在一些关联性。

3 仿真分析和计算

为验证前述设计的 MHE,在 Matlab/Simulink 仿真平台中进行了仿真测试。

仿真模型中采样周期为 $100 \mu\text{s}$,时域尺度 $N=10$,其中 PMSM 的主要参数为:定子电阻 $R=1.9 \Omega$,同步电感 $L=3 \text{ mH}$,极对数 $P=4$,额定转速 $\omega_n=2000 \text{ r/min}$,转动惯量 $J_n=0.00018 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$,永磁磁

链 $\Psi_{\text{PM}}=0.1 \text{ Wb}$ 。

图 2 为基于 MHE 的 PMSM 无位置传感器驱动系统控制框图,电流控制器可采用 PI 控制器或 MPC 控制器。转速控制外环采用常规 PI 调节器实现。由于 MHE 算法主要适用于 PMSM 中高速运行时的转子位置估计,故 PMSM 低速运行时采用了常规的开环 V/F 控制,即保持 V/F 之比为常数,以期在低速时保持恒定磁通,当转速升高至中速运行后切换至基于 MHE 算法的转速闭环控制。

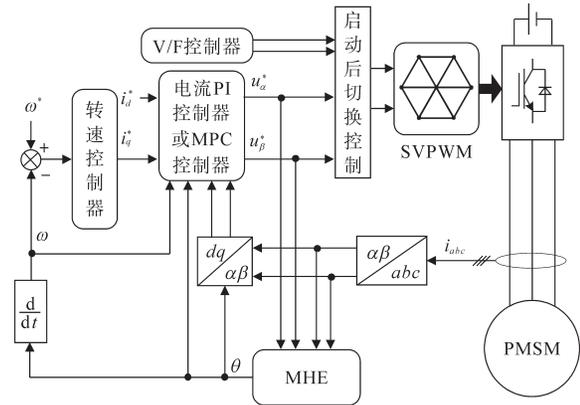


图 2 基于 MHE 的 PMSM 无位置传感器驱动系统控制框图
Fig.2 Control block diagram of PMSM rotor position sensorless drive system based on MHE

为了突出 MHE 的优势,将 MHE 与经典的 EKF^[5]进行了对比仿真,主要考察两者的转速和转子估计精度和动态。图 3 为仿真结果,仿真中设置 $t=0 \text{ s}$ 时转速控制器输入转速参考 ω^* 从 0 阶跃至 1000 r/min , $t=1 \text{ s}$ 时突加负载转矩。

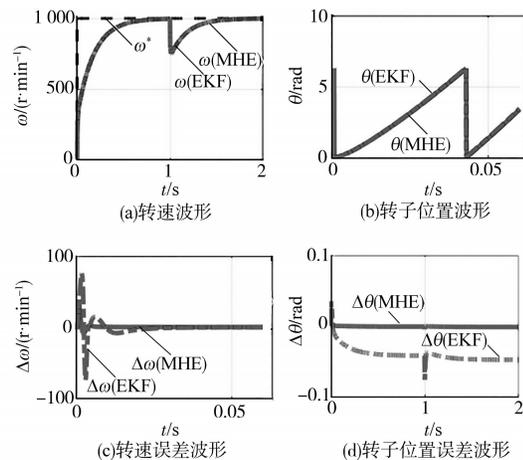


图 3 MHE 和 EKF 对比仿真结果 ($N=10$)

Fig.3 Comparison of simulation results between MHE and EKF ($N=10$)

由图 3 可以看出, MHE 在稳态和动态下的转速和转子位置误差均小于 EKF 方案。值得注意的是,两种估计器得到的转子位置均存在稳态误

差,这是由无限惯性假设引起的,但EKF的误差更为显著,也即表明简化假设对EKF极为不利。

进一步,通过仿真分析时域尺度 N 对MHE的影响。图4为设置 $N=2$ 的仿真结果,其与图3($N=10$)的结果基本一致。由此可得,窗口长度在MHE应用于PMSM驱动系统的影响主要在于收敛速度, N 取值越大,则收敛越快,适用于低速区,但对应计算量越大,故实际中可酌情减小 N 。分析系统模型可发现存在两个时间点约束,即步长 k 和步长 $k-1$,故 $N=1$ 可对系统求解,但设置 $N=2$ 则可更快地收敛到精确解。有趣的是,图3和图4中EKF仿真结果也有所不同,这是由于协方差矩阵参数变化而引起的。

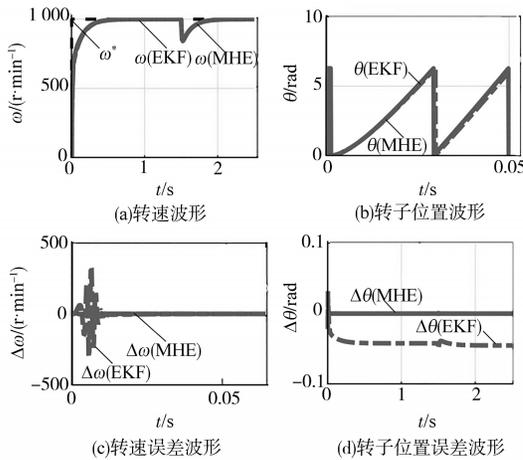


图4 MHE和EKF对比仿真结果($N=2$)

Fig.4 Comparison of simulation results between MHE and EKF ($N=2$)

4 实验验证

为深入验证所设计MHE的性能,开展了实验,实验平台主体为1台测试用PMSM和1台对轴安装的PMSM作为负载电机,其中PMSM参数与第3节相同。

基于MHE的PMSM无位置传感器算法基于实时仿真系统dSPACE(DS1104)实现,主频设置较低,为250 MHz,接近主流实时数字芯片的主频,以便于工业应用,例如TI公司的电机控制应用较为广泛的中性能Delfino浮点C2000系列芯片,主频达300 MHz,因此常规嵌入式系统即可应用本文提出的MHE算法。表1列出了运算时间明细,表中MHE中设置 $N=1$ 和 $N=2$ 的运算时间分别为12.4 μs 和34.8 μs ,有3倍差距,但总运算时间均小于采样周期100 μs ,故开关频率可达

10 kHz。

表1 控制任务运算时间统计表

Tab.1 Table of calculation time of the control tasks

控制任务	运算时间/ μs
电流采样和变换	9.2
MHE($N=1$)	12.4
MHE($N=2$)	34.8
电流、转速控制和SVPWM	11.0

类似于仿真,实验也采用MHE($N=1$)与EKF对比的方式进行,对比测试中仅改变转速估计器,转速和电流调节器的增益保持不变,这意味着两种估计器的带宽相同,同时驱动控制器速度外环已基于估计的速度闭环,并且旋转坐标变换已使用估计的转子位置执行。图5为 ω^* 从500 r/min阶跃增至700 r/min,然后阶跃降至500 r/min的测试结果,图6为保持转速为500 r/min时突加负载扰动响应。对比动态测试结果可以看出,MHE产生的振荡较EKF小。

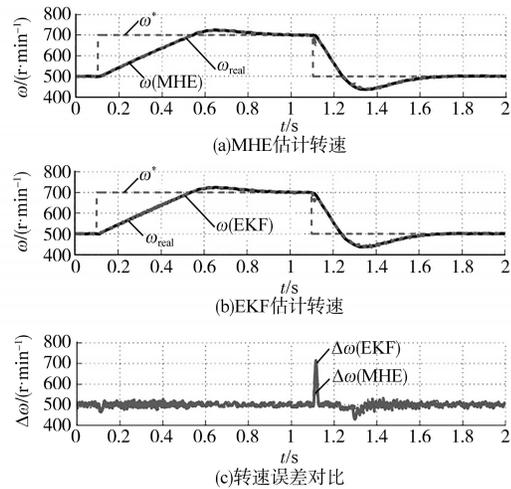


图5 转速阶跃测试结果

Fig.5 Test results of the speed step

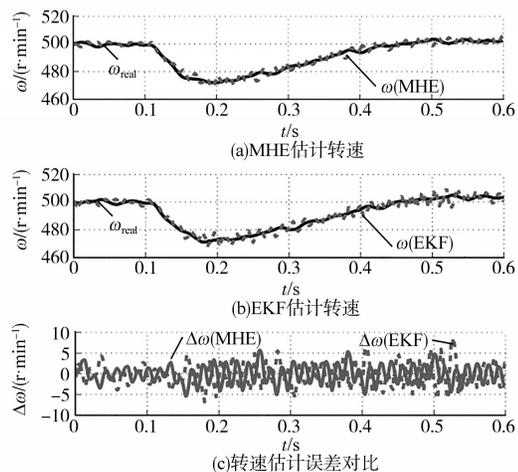


图6 负载转矩扰动测试结果

Fig.6 Test results of the load torque disturbance

图7为稳态下,MHE与EKF所估计的转子位置和转子位置误差波形,对比结果显示,MHE稳态下估计的转子位置精度略高于EKF。为检验MHE的适应性,在前述采用电流PI调节器测试的基础上,用MPC取代PI调节器开展了进一步的对比实验,控制框图见图2。图8为电机转速为170 r/min时,MHE与EKF估计的转子位置误差对比,结果表明MHE比EKF在低速下的转子位置估计更为精确,更接近于零误差,而EKF则存在恒定的负误差。

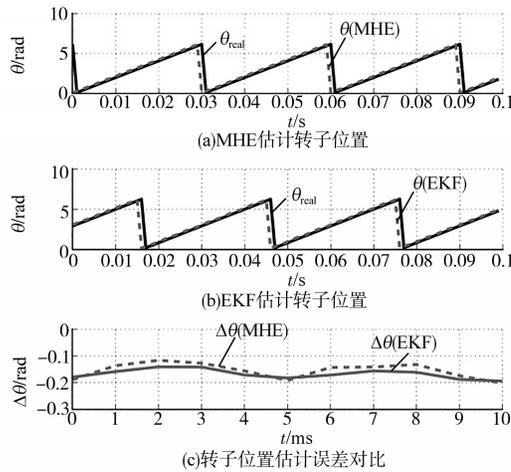


图7 MHE和EKF稳态对比测试结果
Fig.7 Steady-state comparison of test results between MHE and EKF

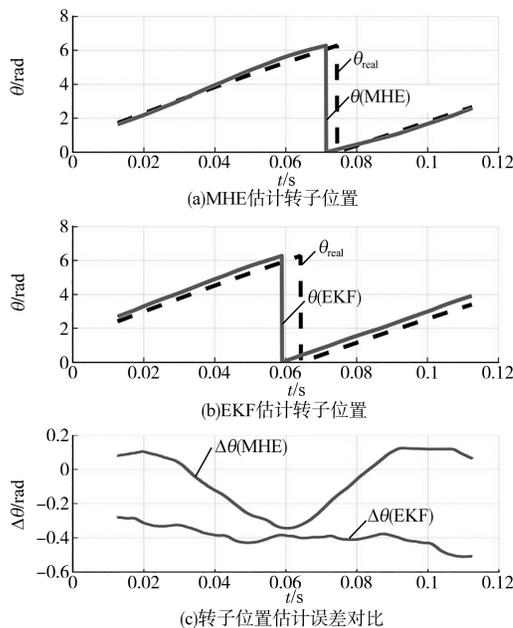


图8 低速测试结果(170 r/min)
Fig.8 Test results of the low speed (170 r/min)

进一步降低电机转速到120 r/min,则MHE与EKF两种转速估计器误差均太大,导致系统

失控,因此设置MHE中 $N=2$ 再次进行降速测试,结果如图9所示,MHE的转速估计范围可低至70 r/min,说明MHE较之EKF的转速估计范围更宽。

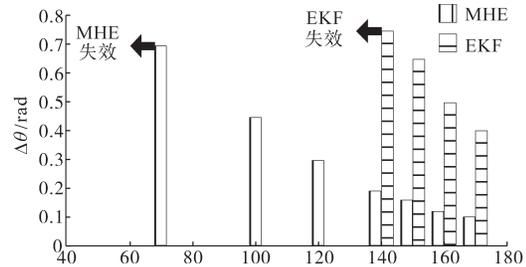


图9 MHE和EKF的转速适应范围边界对比
Fig.9 Comparison of the boundary of MHE and EKF speed adaptation range

5 结论

本文设计了一种基于MHE的PMSM转子位置估计算法,现总结全文如下:

1)MHE本质上是一种适当假设下含等式约束的二次规划类最优问题迭代求解,基于离散时间域PMSM模型设计MHE后可通过摄动技术形成规范线性二次规划问题并得到实时求解,大大降低了计算负担;

2)MHE与EKF的对比测试结果表明,MHE在中高速下的转速和转子位置估计精度略好于EKF,但在低速性能显著更优,即转速估计范围较EKF更宽;

3)MHE可配合PI调节器或MPC调节器实施,效果俱佳,适应性好。

参考文献

- [1] 周硕.基于改进磁链观测器的PMSM转子位置估计方法[J].电气传动,2020,50(6):15-21.
Zhou Shuo. Rotor position estimation method for PMSM based on improved flux linkage observer[J]. Electric Drive, 2020, 50 (6): 15-21.
- [2] 陆姚泉,林鹤云,韩俊林.永磁同步电机的扰动观测器无位置传感器控制[J].中国电机工程学报,2016,36(5):1387-1394.
Lu Xiaquan, Lin Heyun, Han Junlin. Position sensorless control of permanent magnet synchronous machine using a disturbance observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36 (5) : 1387-1394.
- [3] 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.
Wang Qinglong, Zhang Xing, Zhang Chongwei. Double sli-

ding-mode model reference adaptive system speed identification for vector control of permanent magnet synchronous motors [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(6): 897-902.

[4] 朱璘,程明,花为,等.基于滑模变结构模型参考自适应的电气无级变速器无传感器控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 64-72.
Zhu Ying, Cheng Ming, Hua Wei, *et al.* Sensorless control for electrical variable transmission based on sliding mode model reference adaptive system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(2): 64-72.

[5] Bolognani S, Tubiana L, Zigliotto M. EKF-based sensorless IPM synchronous motor drive for flux-weakening applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(3): 768-775.

[6] 张猛,肖曦,李永东.基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(36): 36-40.
Zhang Meng, Xiao Xi, Li Yongdong. Speed and flux linkage observer for permanent magnet synchronous motor based on EKF[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(36): 36-40.

[7] Frick D, Domahidi A, Vukob M, *et al.* Moving horizon estimation for induction motors[C]// 3rd IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED 2012), IEEE, 2012: 1-6.

[8] Zhou L, Wang Y. Speed sensorless state estimation for induction motors: A moving horizon approach[C]//2016 American Control Conference (ACC), IEEE, 2016: 2229-2234.

[9] 徐艳平,张保程,周钦.永磁同步电机双矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(20): 222-230.
Xu Yanping, Zhang Baocheng, Zhou Qin. Two-vector based model predictive current control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(20): 222-230.

[10] Ferrari-Trecate G, Mignone D, Morari M. Moving horizon estimation for hybrid systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2002, 47(10): 1663-1676.

[11] 鲍德.凸优化[M].北京:清华大学出版社, 2013.
Stephen Boyd. Convex optimization[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2013.

收稿日期:2020-09-27

修改稿日期:2020-11-17



(上接第9页)

[10] 龚文明,孟岩峰,胡书举,等.一种应用PIR控制器的双馈风力发电机组电流谐波控制方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 95-103.
Gong Wenming, Meng Yanfeng, Hu Shuju, *et al.* A method with PIR controller for the elimination of harmonic currents in a DFIG based wind power system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 95-103.

[11] 林立,何洋,周建华,等.直驱永磁同步风力发电机侧系统建模及仿真[J]. 电气传动, 2020, 50(2): 73-76.
Lin Li, He Yang, Zhou Jianhua, *et al.* Modelling and simulation for generator side of direct-driven permanent magnet synchronous generator wind energy systems[J]. Electric Drive, 2020, 50(2): 73-76.

[12] 杨博,束洪春,朱德娜,等.永磁同步发电机无源滑模控制器设计[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(5): 79-88.
Yang Bo, Shu Hongchun, Zhu Dena, *et al.* Passive sliding mode controller design of permanent magnetic synchronous generator[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(5): 79-88.

[13] 张兴,张崇巍. PWM整流器及其控制[M]. 机械工业出版社, 2010: 89-98.
Zhang Xing, Zhang Chongwei. PWM rectifier and its control[M]. China Machine Press, 2010: 89-98.

[14] Zhang Haiyang, Xu Haiping, Fang Cheng, *et al.* Torque ripple suppression method of direct-drive permanent magnet synchronous motor based on proportional-integral and quasi resonant controller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(19): 41-51.

[15] Gao J, Wu X, Huang S, *et al.* Torque ripple mini of permanent magnet synchronous motor using a new proportional resonant controller[J]. IET Power Electronics, 2017, 10(2): 208-214.

收稿日期:2020-07-10

修改稿日期:2020-09-07