

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司

支持

陶楷文, 储剑波.
基于电机参数在线修正的高速永磁
同步电机无位置传感器算法研究.
电机与控制应用, 2022, 49(1): 1.

MTST系列 电机型式试验系统



MTST系列 电机型式试验系统①



MTST系列 电机型式试验系统②



MTST系列 电机型式试验系统③



MTST系列 电机型式试验系统④



MTST系列 电机型式试验系统⑤

CS-XY型电机出厂试验测试系统



DZC系列电机定子性能综合测试仪



TZ型电机堵转转矩测试仪



RZJ系列绕组匝间冲击耐电压测试仪



SEARI
上电科



地址: 上海市武宁路505号 传真: 021-62163904

电话: 021-62574990-436、18918357509

邮编: 200063

邮箱: wangcj@seari.com.cn

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.seari.com.cn

基于电机参数在线修正的高速永磁同步电机 无位置传感器算法研究^{*}

陶楷文, 储剑波

(南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 211100)

摘要: 针对运行环境恶劣的无位置传感器高速永磁同步电机(HSPMSM)系统, 无位置传感器算法的参数依赖性热门研究方向之一。研究了一种基于估计旋转坐标系下扩展反电动势的无位置传感器算法, 利用系统稳定性分析法对算法模型的电机参数依赖性进行了定性分析。通过建立四阶扩展卡尔曼滤波观测器对电机参数进行在线辨识, 并结合参数依赖性规律, 实时修正位置观测器算法模型中的电机参数, 有效解决了运行过程中参数变化导致系统失稳的问题。在额定功率、转速分别为 60 kW 与 45 000 r/min 的高速离心压缩机系统中通过仿真验证了所提方法的有效性。

关键词: 无位置传感器控制; 高速永磁同步电机; 稳定性分析法; 参数依赖性; 扩展卡尔曼滤波

中图分类号: TM341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2022)01-0001-07

doi: 10.12177/emca.2021.158

Sensorless Algorithm of High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Online Motor Parameters Correction^{*}

TAO Kaiwen, CHU Jianbo

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,
Nanjing 211100, China)

Abstract: For the sensorless high-speed permanent magnet synchronous motor (HSPMSM) system with harsh operating environment, the parameter dependence of the sensorless algorithm deserves to discuss. A position sensorless algorithm based on estimating the extended back electromotive force (EMF) in a rotating coordinate system is studied, and the system stability analysis method is used to qualitatively analyze the motor parameter dependence of the algorithm. By establishing a fourth-order extended Kalman observer to identify the motor parameters online and combining the parameter dependence law, the motor parameters in the position observer algorithm model are adjusted in real time, which effectively solves the problem of system instability caused by parameter changes during operation. The effectiveness of the method proposed is verified on the high-speed centrifugal compressor control platform with rated power and speed of 60 kW and 45 000 r/min, respectively.

Key words: sensorless control; high-speed permanent magnet synchronous motor (HSPMSM); stability analysis method; parameter dependence; extended Kalman filter

收稿日期: 2021-11-19; 收到修改稿日期: 2021-12-08

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(520771100)

作者简介: 储剑波(1972—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子与电力传动、永磁电机控制。

陶楷文(1997—), 男, 硕士, 研究方向为电机与电器、高速永磁同步电机控制。

0 引言

在多电飞机电动环境控制系统中,高速永磁同步电机(HSPMSM)驱动压气机进行环控^[1],系统出于裕度考虑往往会为HSPMSM配备一套无位置传感器算法。然而无位置传感器算法的可靠运行很大程度取决于其数学模型的准确建立。环控系统中HSPMSM运行环境恶劣,高速大功率工况下伴随的高温高振等因素,使得电机参数在运行过程中发生变化,从而导致无位置传感器算法的数学模型偏差,使得位置观测器输出估算位置信息失稳,最终导致系统波动剧烈甚至发散。因此,为保证无位置传感器算法可靠运行,必须对电机参数进行有效监测。

扩展卡尔曼滤波(EKF)理论是一种最优估计方法,因其收敛速度快、估计精度高且抗干扰强的优点而受到广泛关注。清华大学Xiao等^[2]构建了估算转子永磁体磁链幅值和方向的卡尔曼滤波器,在线监测永磁体磁场状况,解决了噪声环境下的永磁体磁链辨识困难的问题^[3]。文献[4]提出采用扩展卡尔曼滤波器对组合航天器惯量参数进行辨识,该算法克服了由于模型简单导致转动惯量信息辨识不完整的缺点。然而由于电机参数的在线辨识以定子电压方程为基础,想要同时辨识电感,定子电阻与转子磁链为无位置传感器算法服务、定子电压方程会存在缺秩问题。在不添加额外测量电路的条件下,为解决缺秩问题,一类方法是将某个电机参数视为已知值或采用分步辨识^[5-6],以减少同时辨识的电机参数个数。另一类方法是通过注入激励信号获得新的方程,从而构成辨识的满秩模型^[7]。但这两种方法算法复杂、调试难度大,难以运用到运行工况恶劣的无位置传感器HSPMSM系统中。

本文针对所采用的基于扩展反电动势法(EEMF)的无位置传感器算法^[7],通过稳定性分析法到得参数依赖性特点,针对算法高依赖性参数进行基于EKF的在线辨识。能够避开全参数辨识所导致的缺秩问题,降低了算法复杂度,只需要实时修改位置观测器模型中具有高依赖性的参数,即可达到基于无位置传感器算法的HSPMSM系统稳定运行。最后,通过MATLAB/Simulink仿真验证了分析所得无位置传感器算法参数依赖性

特点与所提方法的正确性与有效性。

1 无位置传感器算法设计

d - q 轴旋转坐标系中永磁同步电机(PMSM)的传统电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为 d 、 q 轴电压; i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电流; L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感; R_s 为定子电阻; p 为微分算子; ψ_f 为永磁体磁链; ω_e 为转子电角速度。

定义 γ - δ 为估计旋转轴坐标系,以旋转角速度 $\hat{\omega}_e$ 逆时针旋转, d 轴与 γ 轴夹角为 $\Delta\theta_e$,如图1所示。

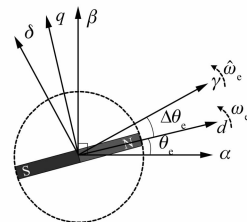


图1 PMSM模型

考虑表贴式电机($L_d=L_q=L_{dq}$),并将式(1)进行数学处理^[6],电压方程变换到 γ - δ 估计旋转坐标系下,得到式(2):

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_{dq} & -\omega_e L_{dq} \\ \omega_e L_{dq} & R_s + pL_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta_e \\ \cos \Delta\theta_e \end{bmatrix} \quad (2)$$

利用式(2)建立数学模型,求取位置信息。基于估计旋转坐标轴下扩展反电动势的无位置传感器算法控制框图如图2所示。

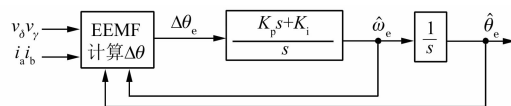


图2 无位置传感器控制算法方案框图

2 参数依赖性分析

对基于无位置传感器的HSPMSM系统进行

小信号模型建立和稳定性分析,改变电机参数绘制系统特征根轨迹图,定性分析无位置传感器算法模型的参数依赖性。

2.1 系统小信号模型建立

针对 PMSM 模型状态方程如式(3):

$$\begin{cases} p i_d = \frac{1}{L_d}(u_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q) \\ p i_q = \frac{1}{L_q}(u_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \psi_f) \\ p \omega_r = \frac{p^2}{4J} \{ \psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} - \frac{p}{2J} T_L \end{cases} \quad (3)$$

式中: J 为转动惯量; p 为电机极对数; T_L 为负载转矩; ω_r 为转子机械角速度。

将式(3)进行小信号模型处理,选取稳态工作点进行离散化:

$$\begin{cases} p \Delta x_s = A_s \Delta x_s + B_s \Delta u_s + B_T \Delta T_L \\ \Delta x_s = [\Delta i_d \quad \Delta i_q \quad \Delta \omega_e]^T \\ \Delta u_s = [\Delta u_d \quad \Delta u_q]^T \end{cases} \quad (4)$$

对无位置传感器算法进行小信号模型建立。利用式(2),忽略反电动势中微分项,考虑在运行过程中 $\Delta \theta_e$ 项近似为 0,利用等价无穷小原理可得:

$$\Delta \theta_e \approx \sin \Delta \theta_e = \frac{v_\gamma - R_s i_\gamma + \omega_e L_{dq} i_\delta}{-\omega_e \psi_f} \quad (5)$$

结合图 2 控制框图即可写出位置观测器局部状态方程:

$$\begin{cases} p w = \Delta \theta_e \\ \hat{\omega}_e = -K_p \Delta \theta_e - K_i w \end{cases} \quad (6)$$

式中: w 为 $\Delta \theta_e$ 积分项; K_p 、 K_i 分别为位置观测器比例系数和积分系数。

在此基础上选取稳态工作点进行离散化,建立小信号模型。同样,系统中转速、电流调节器也利用该思路进行小信号模型建立,最终整合成式(7):

$$p \begin{bmatrix} \Delta x_s \\ \Delta w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_s + B_s F_x & B_s F_w \\ A_x & A_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_s \\ \Delta w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_s F_r \\ B_r \end{bmatrix} \Delta r + \begin{bmatrix} B_T \\ 0 \end{bmatrix} \Delta T_L \quad (7)$$

式中: $\begin{bmatrix} A_s + B_s F_x & B_s F_w \\ A_x & A_w \end{bmatrix}$ 为系统的状态转移矩阵

$A(x)$ 。

式(7)详细推导过程见文献[8]。改变转移矩阵中电机参数,可以得到系统关于该参数的特征根轨迹图,从而获得位置观测器的电机参数依赖特性。

2.2 稳定性分析

稳定性分析参数如表 1 所示,改变电机方程中各个参数得到对应特征根轨迹图,当所有特征值的实部均为负值时,认为系统受到干扰后能够回到稳定状态。

表 1 稳定性分析参数

参数名称	参数值
母线电压 U_{dc}/V	540
电阻 R_s/Ω	0.005 3
电感 L_{dq}/H	0.000 181 2
惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.000 936 7
给定负载转矩 $T_L/\text{N} \cdot \text{m}$	6
极对数 p	1
额定转速 $n/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	45 000
额定功率 P/kW	60

图 3 为电机参数 L_{dq} (考虑表贴式电机) 的特征根轨迹图,转速、电流环带宽分别为 10、1 000 Hz^[9],无位置传感器算法带宽选取为 115 Hz。采用 $i_d=0$ 的 PMSM 矢量控制方法。电机运行于 45 000 r/min 时,风机载为 6 N·m。由图 3 可得,当无位置传感器算法参数电感等于实际电感时,系统特征根均分布于左半边,根据李雅普诺夫稳定性判据可知系统稳定。当实际电感增大时系统向左移动,趋于稳定。而实际电机电感减小至 0.62 倍时,其特征根移动到右半面,系统发散,该无位置传感器算法关于电感参数较为敏感。

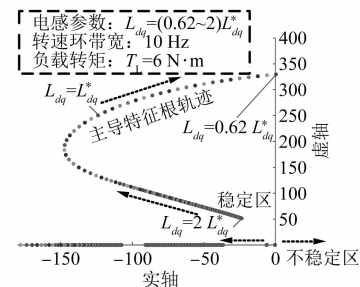


图 3 基于变实际电感参数的特征根轨迹

绘制出关于电机定子电阻参数与磁链参数的主导特征根轨迹,发现这两个电机参数的变化几乎不影响系统稳定性。图4所示,将定子电阻由0.1倍变化至100倍,系统所有特征根均分布于左半平面,因此,该算法关于定子电阻有低参数依赖性,磁链参数同样如此。

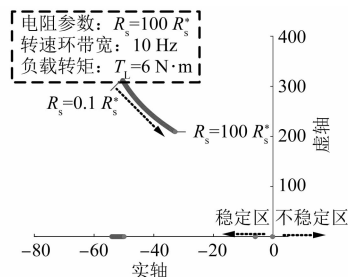


图4 基于变实际电阻参数的特征根轨迹

综上可得,基于EEMF的无位置传感器算法仅关于电机电感具有高依赖性,与定子电阻与磁链参数较低依赖性,实时在线监测电感参数即可保证HSPMSM系统稳定运行。

3 PMSM 电感及电阻在线辨识

3.1 扩展卡尔曼滤波观测器

因为PMSM为非线性系统,而传统卡尔曼滤波只适用于线性系统,所以为实现非线性系统的卡尔曼滤波,目前普遍采用按最优状态估计线性化的卡尔曼滤波方程,即扩展卡尔曼滤波方程。非线性状态方程描述如下

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A}'\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}'\mathbf{u}(k) + \mathbf{V}(k) \\ \hat{\mathbf{y}}(k) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{W}(k) \end{cases} \quad (8)$$

式中:带“^”的变量表示状态估计量; $\mathbf{V}(k)$ 表示系统噪声的协方差,考虑了实际系统扰动和模型参数的不确定性和可变性; $\mathbf{W}(k)$ 表示测量噪声的协方差,考虑了所有测量噪声和测量的不准确性。

扩展卡尔曼滤波主要由两个循环步骤组成。

(1) 状态预测。预测阶段是从 $k \cdot T$ 时刻到 $(k+1) \cdot T$ 时刻,根据系统输入向量以及 $k \cdot T$ 时刻的估计值 $\hat{\mathbf{x}}_{k|k}$,对 $(k+1) \cdot T$ 时刻系统状态变量进行先验估计,得到系统状态变量的预测值 $\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k}$ 和误差协方差预测矩阵 $\mathbf{P}_{k+1|k}$:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} = \mathbf{A}'\hat{\mathbf{x}}_{k|k} + \mathbf{B}'\mathbf{u}_k \\ \mathbf{P}_{k+1|k} = \mathbf{F}_k\mathbf{P}_{k|k}\mathbf{F}_k^T + \mathbf{Q} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\mathbf{Q}(t)$ 是状态方程(8)中系统噪声的自相关矩阵,由一个对角阵、一个时变矩阵和一个非时变对角阵叠加组成,实际系统中由于采样时间的限制,使用一个非时变对角阵 $\mathbf{Q}$ 代替。因为及模型中 $\mathbf{A}'$ 仍含有状态变量分量,所以还需对系统模型进行线性化处理,即求系统方程对状态变量 $\mathbf{x}$ 的偏导,记为 $\mathbf{F}_k$:

$$\mathbf{F}_k = \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{A}'\mathbf{x} + \mathbf{B}'\mathbf{u}) \Big|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_{k|k}} \quad (10)$$

(2) 状态更新。系统在达到 $(k+1) \cdot T$ 时刻时进行状态更新,利用测量得到的实际值来反馈修正上一阶段得到的状态估计值 $\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k}$ 和状态误差协方差矩阵 $\mathbf{P}_{k+1|k}$:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_{k+1|k+1} = \hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} + \mathbf{K}_{k+1}(\mathbf{y}_{k+1} - \mathbf{C}'\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k}) \\ \mathbf{P}_{k+1|k+1} = \mathbf{P}_{k+1|k} - \mathbf{K}_{k+1}\mathbf{C}'\mathbf{P}_{k+1|k} \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\mathbf{K}_{k+1}$ 为卡尔曼滤波增益矩阵,关联了状态预测和测量反馈校准两个阶段,反映了卡尔曼滤波的实质。

因此卡尔曼滤波估计的关键是加权增益矩阵 $\mathbf{K}_{k+1}$ 的选择。 $\mathbf{K}_{k+1}$ 的表达式如下

$$\mathbf{K}_{k+1} = \mathbf{P}_{k+1|k}\mathbf{C}'^T(\mathbf{C}\mathbf{P}_{k+1|k}\mathbf{C}'^T + \mathbf{R})^{-1} \quad (12)$$

式中:测量噪声协方差矩阵 $\mathbf{R}(t)$ 同样使用一个非时变对角阵 $\mathbf{R}$ 描述。

因此设计卡尔曼滤波增益 $\mathbf{R}_{k+1}$ 的关键是确定 $\mathbf{P}_{0|0}$ 、 $\mathbf{Q}$ 、 $\mathbf{R}$ 的值。

3.2 PMSM 电感在线辨识

因为卡尔曼滤波算法一般用于线性系统中,所以需要对连续的状态方程式(1)进行离散化,表达式为

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}'\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}'\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (13)$$

离散化后的系统状态变量 $\mathbf{x}(k) = [i_d(k) \ i_q(k) \ R_s(k)/L_{dq}(k) \ 1/L_{dq}(k)]^T$,输入变量 $\mathbf{y}(t) = [u_d(k) \ u_q(k)]^T$,输出变量 $\mathbf{y}(t) = [i_d(k) \ i_q(k)]^T$ 。进而对式(13)求偏导计算出 $\mathbf{F}_k$:

6 000 r/min。其原因在于电感变化导致位置观测器数学模型发生偏差,也验证了图 3 特征根轨迹趋势,减小电感系统特征根向虚轴移动,根据李雅普诺夫定理可知系统趋于不稳定,越靠近虚轴系统噪声则会越明显,使得系统出现较大转速波动。若继续减小电感,系统将出现发散现象。

图 6 验证了该无位置传感器算法关于电感参数的高依赖特性。图 7 给定电机定子电阻 R_s 从 0.1 倍初始值增至 100 倍,位置观测器中的定子电阻值恒为定子电阻初值 R_s ,转速波形几乎没有任何改变,验证了 EEMF 算法定子电阻的低依赖性。

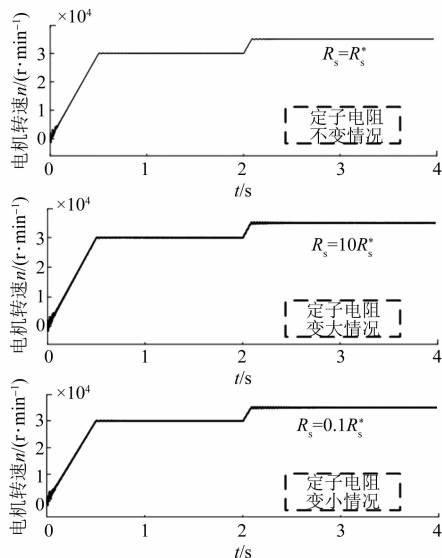


图 7 EEMF 算法电阻依赖性波形图

图 8 给出了在空载下 EKF 观测器辨识结果,

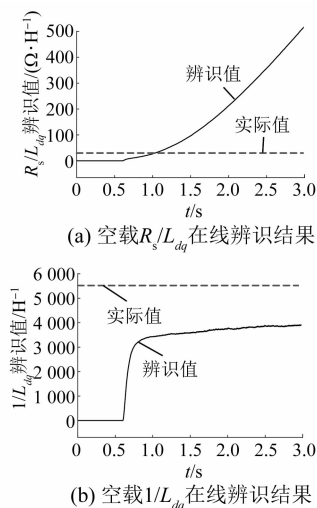


图 8 空载情况下 EKF 辨识波形

辨识值不能收敛于实际值,辨识 R_s/L_{dq} 值出现了发散现象,辨识 $1/L_{dq}$ 收敛于错误值。仿真与理论对应,当电机处于空载时,所构建的四阶卡尔曼滤波观测器缺秩,式(16)矩阵的秩为 2,导致四阶观测器存在多解,使得观测错误。图 9 给出了电机带载情况下的辨识结果,可知在 $i_q \neq 0$ 的情况下四阶卡尔曼滤波观测器满秩,能够正确辨识出电阻与电感值。

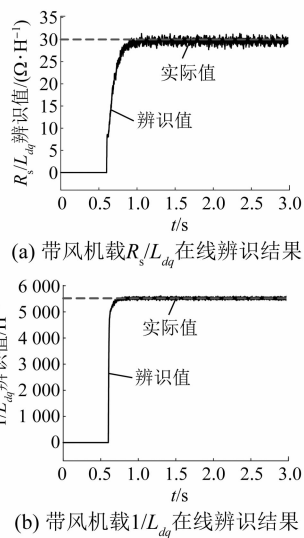


图 9 带载情况下 EKF 辨识波形

对基于 EKF 在线监测电感的无位置传感器 HSPMSM 系统进行仿真,给定转速为 40 000 r/min,在 0.6 s 时开始在线监测电机电感并将辨识值送至无位置传感器算法模型以进行修正,2 s 时刻升速至 45 000 r/min。图 10 为最终无位置传感器算法输出估计转速与实际电机电感变化波形,估计转速在随着电机电感变化后不会出现转速振荡现象,动态与稳态性能良好。图 11 给

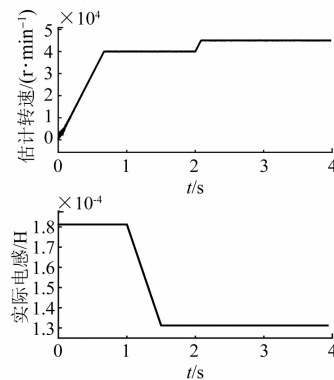


图 10 基于电机参数在线修正的 HSPMSM 系统输出波形

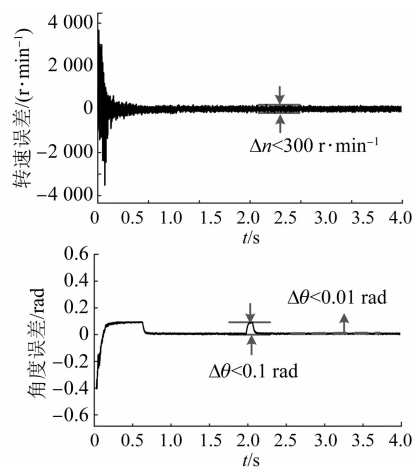


图 11 改进算法输出误差情况

出运行过程中转速误差与角度误差情况,转速误差控制在 ± 150 r/min 以内,45 000 r/min 转速下稳态精度达到 0.33% 以内,稳态角度误差也控制在 0.01 rad。

图 12 给出了 45 000 r/min 转速下估计角度与实际角度对比波形以及角度误差情况,角度误差控制在 0.01 rad,高转速下该改进后无位置传感器算法能够稳定运行。图 13 为扩展卡尔曼滤波观测器输出电感辨识结果,观测器能够实时观测到电机电感实际值。

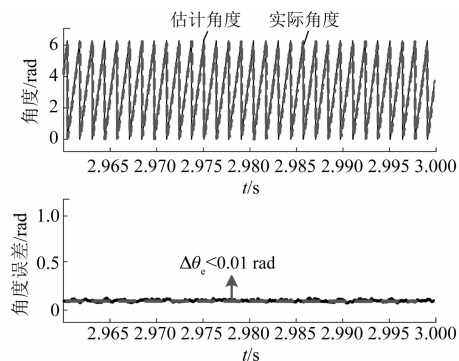


图 12 改进算法角度估算波形

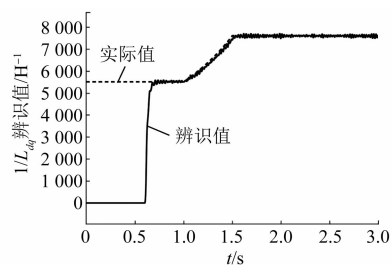


图 13 基于 EKF 在线辨识的电感在线监测波形

5 结 语

本文利用基于小信号模型的稳定性分析法研究了基于估计旋转坐标系下扩展反电动势的无位置传感器算法电机参数依赖特性,针对算法高依赖性参数通过卡尔曼滤波理论构建观测器实现在线监测,实时修正无传感器算法模型,避免了全参数辨识带来的缺欠问题,极大地降低了参数辨识算法复杂度。最后,在仿真中验证了无位置传感器算法参数依赖性与改进方案的可行性与有效性。

【参考文献】

- [1] 孟繁鑫,王瑞琪,高赞军,等. 多电机电动环境控制系统关键技术研究[J]. 航空科学技术,2018,29(2): 1.
- [2] XIAO X, CHEN C, ZHANG M. Dynamic permanent magnet flux estimation of permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2010, 20(3): 1085.
- [3] RUSCHETTI C, BOSSIO G, DE ANGELO C, et al. Effects of partial rotor demagnetization on permanent magnet synchronous machines [C] // 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2010.
- [4] 何宗卿,文定都,肖会芹,等. 基于扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机惯量补偿[J]. 湖南工业大学学报,2019,33(6): 8.
- [5] LIU K, ZHANG Q, CHEN J, et al. Online multiparameter estimation of nonsalient-pole PM synchronous machines with temperature variation tracking [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(5): 1776.
- [6] CHEN Z, TOMITA M, DOKI S, et al. New adaptive sliding observers for position- and velocity-sensorless controls of brushless DC motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(3): 582.
- [7] TSUJI M, CHEN S, IZUMI K, et al. A sensorless vector control system for induction motors using q -axis flux with stator resistance identification [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(1): 185.

(下转第 15 页)

- 制学报, 2020, 24(3): 53.
- [4] ICHIKAWA S, TOMITA M, DOKI S, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(2): 363.
- [5] 李旭春, 张鹏, 严乐阳, 等. 具有参数辨识的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(14): 139.
- [6] 史宇超, 孙凯, 马鸿雁, 等. 内埋式永磁同步电机永磁磁链的在线辨识[J]. 电工技术学报, 2011, 26(9): 48.
- [7] 金宁治, 周凯, HERBERT H I. 带有自适应参数辨识的 IPMSM MTPA 控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(7): 90.
- [8] 黄守道, 高剑, 肖磊. 压缩机用内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(5): 182.
- [9] LIU Z, ZHANG J, ZHOU S, et al. Coevolutionary particle swarm optimization using AIS and its application in multi-parameter estimation of PMSM [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2013, 43(6): 1921.
- [10] ZHENG Y, LING H, GUAN Q. Adaptive parameters for a modified comprehensive learning particle swarm optimizer[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2012: 207318.
- [11] INOUE Y, YAMADA K, MORIMOTO S, et al. Effectiveness of voltage error compensation and parameter identification for model-based sensorless control of IPMSM[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(1): 213.
- [12] KECHICHE O B H, ATTIA H S, SAMMOUD H, et al. Continuous HFSI techniques applied to rotor position estimation of IPMSM at standstill and low speed—a survey[C]//8th IEEE International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, 2011.
- [13] 谢文超, 赵延明, 方紫微, 等. 带可变遗忘因子递推最小二乘法的超级电容模组等效模型参数辨识方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(5): 996.
- [14] 李涛, 邵光保, 孙楚杰, 等. 改进型 BP 神经网络无刷直流电机速度控制方法[J]. 湖北工业大学学报, 2019, 34(5): 1.
- [15] 石建飞, 戈宝军, 吕艳玲, 等. 永磁同步电机在线参数辨识方法研究[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(3): 17.
- [16] 肖曦, 许青松, 王雅婷, 等. 基于遗传算法的内埋式永磁同步电机参数辨识方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 21.
- [17] 荀倩, 王培良, 李祖欣. 基于递推最小二乘法的永磁伺服系统参数辨识[J]. 电工技术学报, 2016, 31(17): 161.

(上接第 7 页)

- [8] TSUJI M, KOJIMA K, MANGINDAAN G M C, et al. Stability study of a permanent magnet synchronous motor sensorless vector control system based on extended EMF model[J]. IEEJ Journal of Industry Applications, 2012, 1(3): 148.
- [9] 杨宗军, 王莉娜. 表贴式永磁同步电机的多参数在线辨识[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 111.
- [10] 陈未敏. 永磁同步电机在线参数辨识研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.

扫码关注
《电机与控制应用》
微信公众号

