

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2019.06.002

基于扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机惯量补偿

何宗卿, 文定都, 肖会芹, 邹敏, 徐丽虹, 谢振球, 朱亮, 包伟栋

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

摘要: 针对扩展卡尔曼滤波估计算法在突加负载时存在抗扰性不足的问题, 提出一种基于扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机惯量补偿方法。利用扩展卡尔曼滤波获取电机的位置与转速等状态参数, 建立负载扰动观测器, 对扰动惯量进行辨识并进行补偿。对比扩展卡尔曼滤波无速度传感器的永磁同步电机矢量控制的仿真结果表明, 基于扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机惯量补偿的调速系统具有更好的抗扰性能和鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机; 无速度传感器; 扩展卡尔曼滤波; 惯量补偿

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2019)06-0008-07

引文格式: 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): 8-14.

Inertia Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Extended Kalman Filter

HE Zongqing, WEN Dingdou, XIAO Huiqin, ZOU Min, XU Lihong, XIE Zhenqiu, ZHU Liang, BAO Weidong
(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

Abstract: Aiming at the problem that the extended Kalman filter (EKF) estimation algorithm has insufficient anti-interference performance when the load is sudden, a permanent magnet synchronous motor (PMSM) inertia compensation method based on EKF is proposed. Using EKF to obtain the state parameters such as the position and speed of the motor, a load disturbance observer is established to identify and compensate the disturbance inertia. Compared with sensorless speed PMSM vector control based on EKF, the simulation results show that PMSM inertia compensation based on EKF has better anti-interference performance and robustness.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; speed sensorless; extended Kalman filter; inertia compensation

0 引言

随着微电子学及计算机控制技术的高速发展, 全

数字化的交流伺服系统成为主要的发展方向^[1-2]。永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 因为内部构造简单、运行可靠、转矩脉动小、

收稿日期: 2019-05-31

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61703153), 湖南省自然科学基金资助项目 (2018JJ2100), 湖南省教育厅科研基金资助项目 (16C0476, 17C0475)

作者简介: 何宗卿 (1995-), 男, 湖南岳阳人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为电力电子与电力传动,
E-mail: 1748190935@qq.com

通信作者: 肖会芹 (1977-), 女, 河北定州人, 湖南工业大学副教授, 主要从事智能控制系统方面的教学和研究,
E-mail: xiaohq_610@126.com

效率高, 成为工业使用的热点^[3]。PMSM 控制系统中观测器直接关系到系统能否准确得到电机的转速与转子位置转角, 并通过控制系统及时地给与电机反馈。现在一般模型所建立的电机观测器是基于在电机转子安装同步传感器, 但考虑到安装传感器的可靠性与技术不成熟等因素, 直装的传感器目前无法很好地获得电机的转速与转角。无速度传感器技术的出现很好地解决了这一问题, 其常用的无速度传感器有降阶状态观测器、全阶状态观测器、扩展卡尔曼滤波法 (extended Kalman filter, EKF)、滑膜观测器等^[4-7]。其中扩展卡尔曼滤波法通过检测相比速度更容易获得的电压与电流作为观测器的输入, 得到需要的位置转角与转速。

扩展卡尔曼滤波法在应用中存在突加负载扰动时鲁棒性不足的情况。为了解决这一问题, 本文提出一种惯量补偿结合扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机调速系统, 来应对使用卡尔曼滤波法过程时出现的负载突变情况。系统的扩展卡尔曼滤波有 4 个状态输入、4 个输出变量, 将电机端的输出电流与 d 、 q 轴的电压作为卡尔曼滤波估计的输入, 并将输出的估计 d 、 q 轴电流反馈给电流环, 输出的估计转速反馈给转速环, 输出估计的转角用于坐标变换。将反馈的负载扰动进行惯量识别补偿到速度环的输出, 使得实际的电磁转矩输出逼近预设的电磁转矩输出值。

1 PMSM 数学模型

1.1 数学模型的前提条件

本研究以表贴式的 PMSM 作为研究对象, 由于工程使用过程中, PMSM 具有非线性、约束条件多的特点, 为了便于分析和研究, 在 PMSM 基本数学模型进行建立时做一定的假设^[8]:

- 1) 不计铁芯以及磁路的饱和程度;
- 2) 忽略电机中电枢铁芯的涡流损耗;
- 3) 通入空间相隔 120 电角度的对称三相电。

1.2 PMSM 数学模型

表贴式三相 PMSM 在静止坐标系下的电压方程^[9]:

$$\begin{cases} u_\alpha = R_s i_\alpha + L_s \frac{di_\alpha}{dt} - \omega_e \Psi_f \sin \theta_e, \\ u_\beta = R_s i_\beta + L_s \frac{di_\beta}{dt} - \omega_e \Psi_f \cos \theta_e. \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_α 、 u_β 分别为电压在 α 、 β 轴上的分量; R_s 为电枢绕组电阻; L_s 为电枢电感; i_α 、 i_β 分别为 α 、 β 轴的电枢电流分量; Ψ_f 为转子磁链; ω_e 为转子角速度;

θ_e 为转子位置角。

将式 (1) 变换为电流方程:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{\Psi_f}{L_s} \omega_e \sin \theta_e + \frac{u_\alpha}{L_s}, \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\beta - \frac{\Psi_f}{L_s} \omega_e \cos \theta_e + \frac{u_\beta}{L_s}. \end{cases} \quad (2)$$

1.3 PMSM 机械特性方程

PMSM 的电机运动方程为

$$T_e = J \frac{d\omega_e}{dt} + T_L + H\omega_e, \quad (3)$$

$$\frac{d\theta_e}{dx} = \omega_e, \quad (4)$$

$$T_e = K_t \cdot I_q. \quad (5)$$

式 (3) ~ (5) 中: J 为系统的转动惯量; H 为粘滞摩擦系数; T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; K_t 为电机转矩常数; I_q 为 q 轴电流。

2 系统原理

2.1 EKF 基本原理

扩展卡尔曼滤波是应用于非线性系统的一种最优递推方式, 当状态方程和测量方程加入不相关的正态分布白噪声时, 在最小方差意义上求状态或者参数的最优估计值, 其原理为输出的最优估计值 = 估计值 + 校正, 图 1 为离散卡尔曼滤波框图。

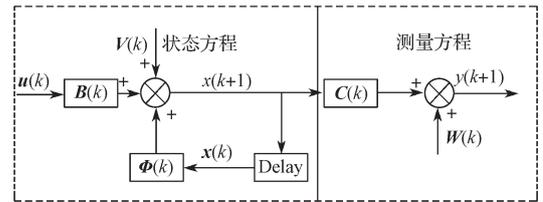


图 1 离散卡尔曼滤波框图

Fig. 1 Block diagram of discrete Kalman filter

因为采样时间非常小时, 可以将电机的角速度变化看作近似不变^[10], 即:

$$\frac{d\omega_e}{dt} = 0. \quad (6)$$

根据式 (2) (4) (6) 得到线性状态方程与观测方程:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t)) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{V}(t), \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{W}(t). \end{cases} \quad (7)$$

式中: \mathbf{x} 为状态变量; \mathbf{B} 为控制矩阵; \mathbf{u} 为控制量; \mathbf{C} 为观测矩阵; $\mathbf{V}(t)$ 、 $\mathbf{W}(t)$ 分别为数学期望为 0 的观测白噪声和测量白噪声, 且两者不相关。其中,

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_c \\ \theta_c \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, \mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}; \quad (8)$$

$$f(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{\psi_f}{L_s} \omega_c \sin \theta_c \\ -\frac{R_s}{L_s} i_\beta - \frac{\psi_f}{L_s} \omega_c \sin \theta_c \\ 0 \\ \theta_c \end{bmatrix}; \quad (9)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

在EKF中,并不是将观测噪声和测量噪声直接用于递推计算,而是利用 $\mathbf{V}(t)$ 与 $\mathbf{W}(t)$ 的协方差矩阵,将其分别定义为 \mathbf{Q} 与 \mathbf{R} :

$$\begin{cases} \text{cov}(\mathbf{V}) = \mathbf{E}(\mathbf{V}\mathbf{V}^T) = \mathbf{Q}, \\ \text{cov}(\mathbf{W}) = \mathbf{E}(\mathbf{W}\mathbf{W}^T) = \mathbf{R}. \end{cases} \quad (11)$$

由于式(7)是线性的,而PMSM为强耦合的非线性系统,所以需使用扩展卡尔曼滤波算法,将式(7)采用近似法,得到离散化后表达式:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(k+1) = \Phi(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{V}(k), \\ \mathbf{y}(k+1) = \mathbf{C}(k)\mathbf{x}(k+1) + \mathbf{W}(k). \end{cases} \quad (12)$$

式中 $\Phi(k)$ 为系统的状态转移矩阵,其值为

$$\Phi(k) = \mathbf{I} + f(\mathbf{x})T_s = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} & 0 & \frac{\psi_f}{L_s} T_s \sin \theta_c(k) & \frac{\psi_f}{L_s} T_s \omega_c(k) \sin \theta_c(k) \\ 0 & 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} & \frac{\psi_f}{L_s} T_s \sin \theta_c(k) & \frac{\psi_f}{L_s} T_s \omega_c(k) \sin \theta_c(k) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T_s & 1 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

EKF的状态估计大致分为两个阶段,第一个阶段是预测阶段,第二个阶段是校正阶段,具体步骤如下^[11]。

第一步 对状态量进行估计。可由状态输入量 $\mathbf{u}(k)$ 和上一时刻的输出状态预测值 $\hat{\mathbf{x}}(k)$ 来预测 $k+1$ 时刻的输出状态估计值 $\tilde{\mathbf{x}}(k+1)$,其表达式为

$$\tilde{\mathbf{x}}(k+1) = \hat{\mathbf{x}}(k) + T_s [f(\hat{\mathbf{x}}(k)) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k)]. \quad (14)$$

式中: T_s 为EKF的采样周期;上标 \sim 代表估计值;

上标 $\hat{}$ 代表预测值。

第二步 对观测值进行估计。可由式(15)表示:

$$\mathbf{y}(k+1) = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}(k+1). \quad (15)$$

第三步 获取cov矩阵。

$$\tilde{\mathbf{p}}(k+1) = \hat{\mathbf{p}}(k) + T_s [\Phi(k)\hat{\mathbf{p}}(k) + \hat{\mathbf{p}}(k)\Phi^T(k)] + \mathbf{Q}. \quad (16)$$

式中: $\tilde{\mathbf{p}}(k+1)$ 为初始值估计; $\hat{\mathbf{p}}(k)$ 为初始值预测。

第四步 计算卡尔曼滤波增益 $\mathbf{K}(k+1)$ 。

$$\mathbf{K}(k+1) = \tilde{\mathbf{p}}(k+1)\mathbf{C}^T [\mathbf{C}\tilde{\mathbf{p}}(k+1)\mathbf{C}^T + \mathbf{R}]^{-1}. \quad (17)$$

第五步 更新方程。即对估计值 $\tilde{\mathbf{x}}(k+1)$ 进行校正,获取最优估计值 $\hat{\mathbf{x}}(k+1)$ 。

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \tilde{\mathbf{x}}(k+1) + \mathbf{K}(k+1)[\mathbf{y}(k+1) - \tilde{\mathbf{y}}(k+1)]. \quad (18)$$

式(18)体现了“滤波”,即校正估计值。

第六步 EKF递推过程中需要为下一次递推先计算出误差协方差矩阵。

$$\hat{\mathbf{p}}\tilde{\mathbf{x}}(k+1) = \tilde{\mathbf{p}}\tilde{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{K}\tilde{\mathbf{x}}(k+1)\mathbf{C}\tilde{\mathbf{p}}\tilde{\mathbf{x}}(k+1). \quad (19)$$

扩展卡尔曼滤波的基本原理如上六步,循环递推,可得到当前时刻的输出状态变量最优估计值,也就是能够输出对应的转速、转角、 d 轴电流、 q 轴电流。

2.2 转动惯量辨识补偿

在PMSM工作时,经常存在负载突变的情况,而且抑制此干扰只能依靠速度环的PI控制器来调节突变的转速,但其超调量大,恢复至原有的额定转速所需时间长。文献[7]使用最小二乘法的在线自适应控制方案,但由于推力波动的补偿系数更新速度较慢,使系统控制性能不够理想。为了使电机能够应对负载突变进行转速反馈的快速响应,本研究采用建立负载状态观测器的手段,将反馈的负载扰动进行惯量识别补偿到速度环的输出,使实际的电磁转矩输出逼近预设的电磁转矩输出值,转速能快速恢复至额定转速。

本研究采用建立观测器的方式对负载扰动进行观测,由式(3)可得:

$$J \frac{d\omega_c}{dt} = T_c - T_L - H \frac{d\omega_c}{dt}. \quad (20)$$

令 $\Delta = T_L + H \frac{d\omega_c}{dt}$,将式(20)进行变换可得扰动观测表达式:

$$J \frac{d\omega_c}{dt} = T_c - \Delta. \quad (21)$$

其中扰动为 $\Delta = T_c - J \frac{d\omega_c}{dt}$,惯量检测反馈后改进 q 轴转速环的框图如图2所示,其采用了常规的PI控制器并结合前馈解耦控制策略。

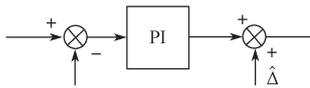


图 2 改进 q 轴转速环框图

Fig. 2 Improved q -axis block diagram

在系统进入稳态后, $d\omega/dt$ (导数加滤波的值) = 0。而在加减速时 $\hat{\Delta}$ 的辨识值等于 T_e 减去 $d\omega/dt$, 导数加滤波的值的传递函数为^[12-13]

$$G(s) = \frac{1}{(T_i s + 1)^2} \quad (22)$$

式中: s 为拉普拉斯算子; T_i 为采样周期, 其值为一般为 10~20 个开关周期。

将参数代入后可得:

$$G(s) = \frac{1}{2 \times 10^{-3} s + 1} \quad (23)$$

3 系统仿真分析

3.1 系统仿真模型

本实验电机参数: PMSM 的额定电压为 310 V, 极数为 4, R_s 为 2.875 Ω , 电感 L_s 为 0.008 5 H, 转子磁链为 0.175 Wb, 转动惯量 J 为 0.003 $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ 。

在 Matlab/Simulink 环境下, 根据前面的控制理论分析分别建立 EKF 的 PMSM 调速系统仿真与 EKF 的 PMSM 惯量补偿调速系统仿真模型, 对两种模型的估计转速与实际转速、估计转子位置与实际转子位置进行观测, 系统仿真模型分别如图 3~4 所示。

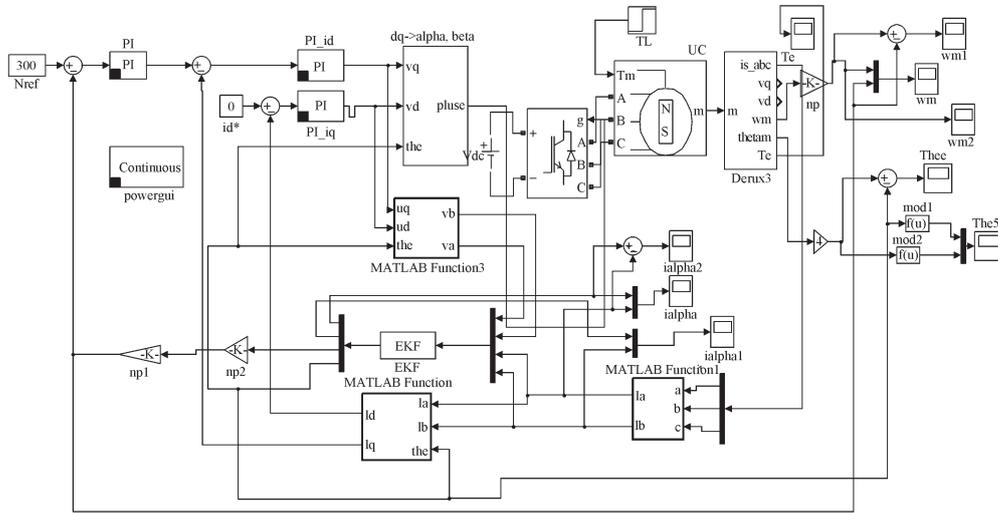


图 3 基于 EKF 的 PMSM 矢量控制仿真模型

Fig. 3 The vector control simulation model of PMSM based on EKF

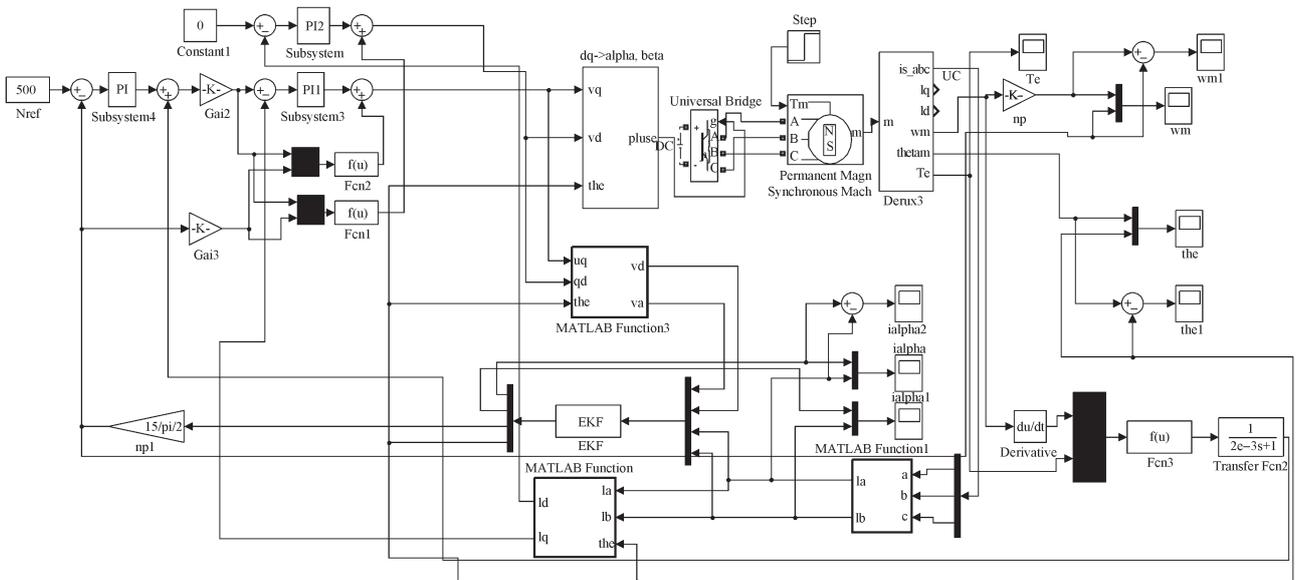


图 4 基于 EKF 的 PMSM 惯量补偿矢量控制仿真模型

Fig. 4 Simulation model of PMSM inertia compensation vector control based on EKF

3.2 仿真结果及分析

3.2.1 EKF的PMSM矢量控制仿真

系统控制策略的转速期望值为 300 r/min，图 5 为 EKF 的 PMSM 矢量控制的观测估计转速与实际转速响应曲线。

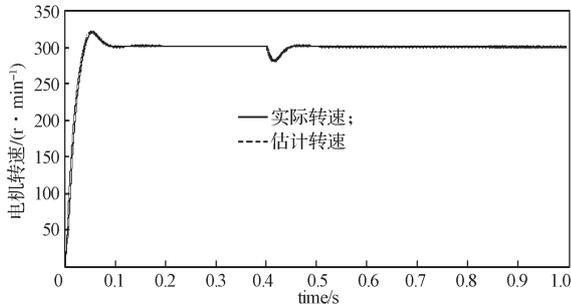


图 5 基于 EKF 的 PMSM 矢量控制转速观测估计与实际转速响应曲线

Fig. 5 Speed observation estimation and the actual speed response curve of PMSM vector control based on EKF

从图中可以看出，在开始启动时，转速最大为 341 r/min，超调为 14%，回归稳态的时间大致为 0.1 s 时。在 0.4 s 时加上 1.2 N·m 的负载，在 0.476 5 s 处重新达到稳态。

该方法的转速观测估计曲线与实际转速曲线差值如图 6，其差值 0.008 s 处达到最大为 40 r/min，在负载突变位于 0.405 s 时差值较大，约为 7.33 r/min，恢复时间约为 0.085 s。

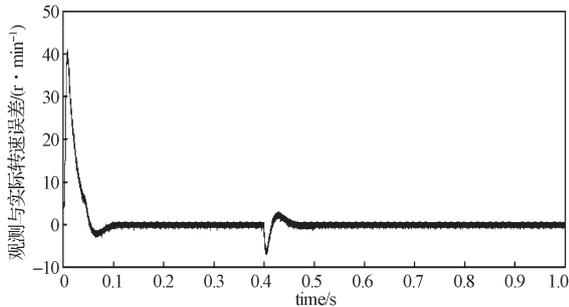


图 6 转速观测估计值与实际转速误差曲线

Fig. 6 Error curve between speed observation estimation and the actual speed

图 7~8 为扩展卡尔曼滤波所观测的转子位置的估计情况。从图 7~8 中可知，扩展卡尔曼滤波所观测的转子位置估计值与实际值误差较小，最大时约为 0.096 rad。

从图 5~8 仿真结果可以看出，扩展卡尔曼滤波观测器的 PMSM 矢量控制的转速观测在负载对象不变时，加速阶段都可以很好地加速，而且转子位置的估值计和实际值相差非常小，观测的结果理想。但是转子位置估计差值曲线有较小波动。在负载突变时，观测转速能够较好地跟上实际转速，但转速最大为

341 r/min，超调为 14%。突加负载时的转速波动较大，为 7.33 r/min，抗干扰性能还存在不足。

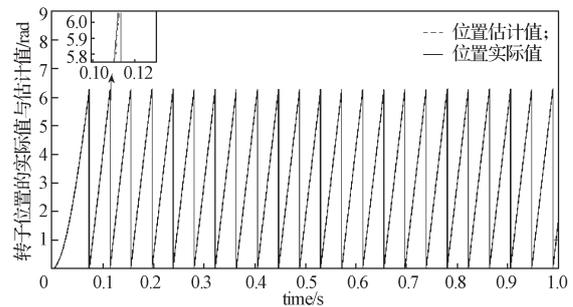


图 7 基于 EKF 的 PMSM 矢量控制转子位置观测估计与实际值响应曲线

Fig. 7 Rotor position observation estimation and the actual value curve of PMSM vector control based on EKF

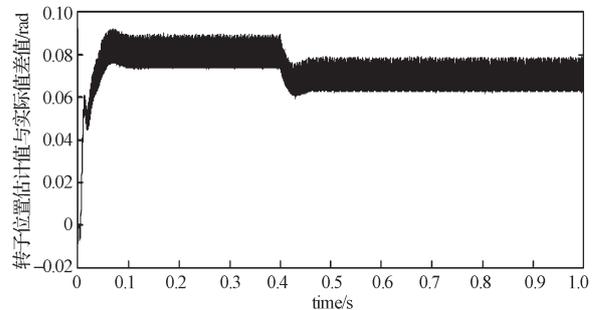


图 8 EKF 转子位置观测估计值与实际值误差曲线

Fig. 8 Error curve between EKF rotor position observation estimation and the actual value

3.2.2 基于 EKF 的 PMSM 惯量补偿矢量控制仿真

图 9 为使用惯量补偿结合 EKF 的永磁同步电机矢量控制转速变化曲线。在运行转速后迅速达到最高将近 325 r/min，超调为 8.3%，达到稳态时间为 0.165 s，在 0.4 s 突加上 1.2 N·m 的负载，在 0.435 s 时重新达到额定转速

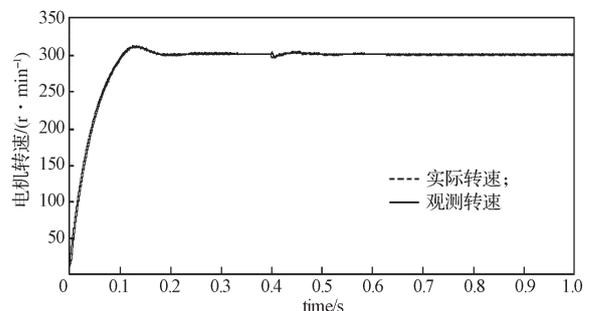


图 9 基于 EKF 的 PMSM 惯量矢量控制转速响应曲线
Fig. 9 Rotational speed response curve of PMSM inertia vector control based on EKF

该方法的转速观测估计曲线与实际转速曲线差值如图 10 所示。差值在 0.007 4 s 达到 20 r/min，在负载突变 0.405 s 时差值较大，约为 6.2 r/min，到达稳定状态经过约 0.056 s。

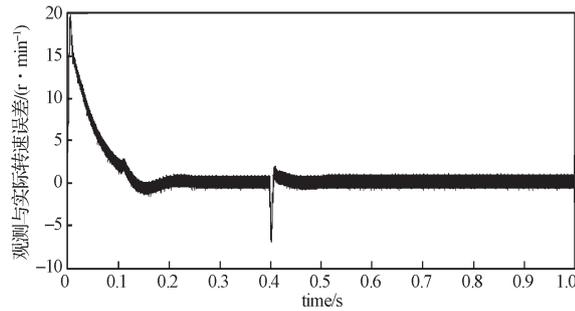


图 10 转速观测估计值与实际转速误差曲线

Fig. 10 Error curve between the speed observation estimation curve and the actual speed

图 11~12 为扩展卡尔曼滤波在加入惯量补偿所观测的转子位置的估计情况。从图 11~12 可知, 此法所观测的转子位置估计值与实际值误差较小, 最大时约为 0.094 rad。

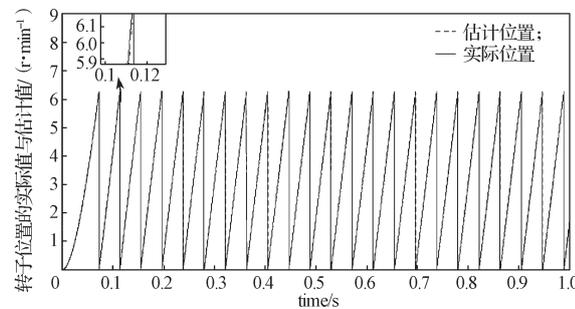


图 11 基于 EKF 的 PMSM 惯量补偿矢量控制转子位置观测估计值与实际值曲线

Fig. 11 Rotor position observation estimation and the actual value curve for PMSM vector control inertia compensation based on EKF

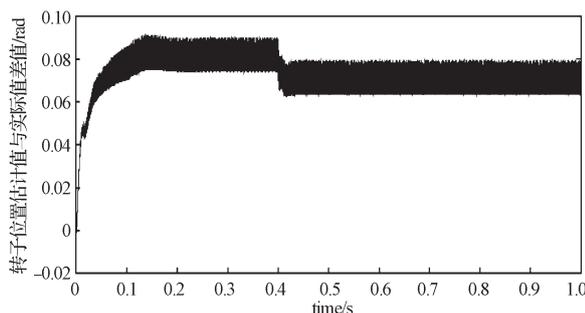


图 12 基于 EKF 的 PMSM 惯量补偿矢量控制转子位置观测估计值与实际值差值曲线

Fig. 12 Rotor position observation estimation and the actual value difference curve for PMSM vector control inertia compensation based on EKF

前馈惯量补偿后使得实际的电磁转矩输出逼近预设的电磁转矩输出值, 从而使得系统跟踪更快速、准确。从基于 EKF 的 PMSM 惯量补偿矢量控制系统仿真图 9~12 可以看出, 系统的估计转速能快速地跟踪实际转速。在响应快的同时, 系统的转速超调量明

显下降, 仅为 8.3%。在突然增加负载时, 电机的转速也非常平稳, 能快速恢复到稳定状态。EKF 的观测估计位置与实际位置误差较小 (约为 0.09 rad), 且变化曲线较为平缓, 已达到了理想的效果。

4 结语

基于 EKF 的 PMSM 惯量补偿矢量控制系统对电机转速有着更好的控制效果, 观测的转速、转角位置能很好地跟踪实际值。该系统的速度响应快, 调节时间短, 抗扰性好, 为永磁同步电机调速性能的提高提供了可靠的依据和途径, 在生产研发中有较重要的实用价值。

参考文献:

- [1] 马 箭, 崔伟华, 李祥飞. 基于 EKF 的永磁同步电机的磁链在线监测 [J]. 湖南理工学院学报(自然科学版), 2014, 27(4): 49-52.
MA Jian, CUI Weihua, LI Xiangfei. Permanent Magnet Synchronous Motors Online Flux Observation Based on EKF[J]. Journal of Hunan Institute of Science and Technology (Natural Sciences), 2014, 27(4): 49-52.
- [2] FOO G H B, ZHANG X, VILATHGAMUWA D M. A Sensor Fault Detection and Isolation Method in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives Based on an Extended Kalman Filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(8): 3485-3495.
- [3] RASHED M, MACCONNELL P F A, STRONACH A F, et al. Sensorless Indirect-Rotor-Field-Orientation Speed Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor with Stator-Resistance Estimation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(3): 1664-1675.
- [4] 赵希梅, 武文斌, 朱国昕. 基于扩展卡尔曼滤波器的高速永磁直线同步电机扰动前馈补偿 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(7): 1516-1522.
ZHAO Ximei, WU Wenbin, ZHU Guoxin. Disturbance Feed-Forward Compensation for High-Speed Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Based on Extended Kalman Filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(7): 1516-1522.
- [5] 李英强, 杨 明, 龙 江, 等. 基于扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机无电流传感器预测控制 [J]. 电机与控制应用, 2018, 45(1): 107-113.
LI Yingqiang, YANG Ming, LONG Jiang, et al. Current Sensorless Predictive Control Based on Extended Kalman Filter for PMSM Drives[J]. Electric Machines & Control Application, 2018, 45(1): 107-113.
- [6] 陈 振, 刘向东, 靳永强, 等. 采用扩展卡尔曼滤波

- 磁链观测器的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 75-81.
- CHEN Zhen, LIU Xiangdong, JIN Yongqiang, et al. Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Extended Kalman Filter Observer of Flux Linkage[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 75-81.
- [7] 杜 帅. 永磁同步电机转动惯量辨识研究[J]. 电机与控制应用, 2012, 39(4): 17-22.
- DU Shuai. Research of Inertia Identification of Permanent Magnet Synchronous Motor Servo System [J]. Electric Machines & Control Application, 2012, 39(4): 17-22.
- [8] CHAN T F, BORSJE P, WANG W. Application of Unscented Kalman Filter to Sensorless Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive[C]// 2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference. Miami: IEEE, 2009: 631-638.
- [9] 杨书生, 钟宜生. 永磁同步电机转速伺服系统鲁棒控制器设计[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 84-90.
- YANG Shusheng, ZHONG Yisheng. Robust Controller Design for PMSM Speed Servo Systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(3): 84-90.
- [10] PARK J B, WANG X. Nonlinear Kalman Filtering Based Sensorless Direct Torque Control of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors[C]//2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). Long Beach: IEEE, 2018: 448-453.
- [11] 尹忠刚, 张瑞峰, 钟彦儒, 等. 基于抗差扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速估计策略[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(7): 921-927.
- YIN Zhonggang, ZHANG Ruifeng, ZHONG Yanru, et al. Speed Estimation for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Robust Extended Kalman Filter[J]. Control Theory & Applications, 2012, 29(7): 921-927.
- [12] 胡正国. 永磁同步电机调速系统在线自整定控制算法研究[D]. 株洲: 湖南工业大学, 2018.
- HU Zhengguo. Research on Online Self-Tuning Control Algorithm of Speed Control System of Permanent Magnet Synchronous Motor[D]. Zhuzhou: Hunan University of Technology, 2018.
- [13] 邹 敏, 文定都, 何宗卿, 等. 基于前馈补偿的模糊PI永磁同步电机调速系统[J]. 湖南工业大学学报, 2019, 33(3): 35-40.
- ZOU Min, WEN Dingdou, HE Zongqing, et al. Fuzzy PI Permanent Magnet Synchronous Motor Speed Control System Based on Feedforward Compensation[J]. Journal of Hunan University of Technology, 2019, 33(3): 35-40.

(责任编辑: 申 剑)