

电流传感器故障状态下内嵌式永磁同步电机的 无位置传感器容错控制算法研究

房钰超¹, 王博¹, 王元奎², 王云冲¹, 黄彰浩¹, 沈建新¹

(1. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027; 2. 浙江大学 海洋学院, 浙江 舟山 316021)

摘要:为了解决在永磁同步电机(PMSM)驱动控制中,电流传感器可能出现故障导致系统失控的问题,提出一种变参数的相电流重构方法,对定子电流进行精确观测,实现PMSM在无位置传感器控制下的电流传感器容错控制。研究了电机参数扰动和无位置传感器控制观测误差等非理想因素对直接搭建龙贝格观测器精度的影响。分析了观测电流的幅值误差和角度误差特性,通过引入2个自适应变化参数以调整重构电流的幅值,消除非理想因素对重构电流精度的影响。搭建仿真和实验平台验证算法有效性。实验结果表明,电流传感器故障后,电角度观测误差仅增加1°,dq轴电流波动峰峰值仅增加0.1 A。该算法能够实现电机的转速、位置及电流信息的准确观测,使得系统具有良好的稳态精度和动态性能。

关键词:永磁同步电机;无位置传感器控制;电流传感器;容错运行;电流状态观测器;相电流重构

DOI:10.15938/j.emc.2024.08.001

中图分类号:TM351

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2024)08-0001-09

Research on sensorless fault-tolerant control algorithm for interior permanent magnet synchronous machine under sensor fault conditions

FANG Yuchao¹, WANG Bo¹, WANG Yuankui², WANG Yunchong¹,
HUANG Zhanghao¹, SHEN Jianxin¹

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Ocean College, Zhejiang University, Zhoushan 316021, China)

Abstract:In order to solve the problem that the current sensors may malfunction in permanent magnet synchronous machine (PMSM) drives, a phase current reconstruction algorithm with variable parameters was proposed to accurately estimate the stator current and realize fault-tolerant control of the current sensor under the position sensorless control of PMSM. The influence of non-ideal factors such as motor parameter variation and sensorless control strategy estimated error on the accuracy of directly constructed Luenberger observer was studied. The amplitude error and angle error characteristics of the estimated current were analyzed. Two adaptive parameters were introduced to adjust the amplitude of the reconstructed current, and the influence on non-ideal factors on the accuracy of the reconstructed current can be elimi-

收稿日期: 2024-04-23

基金项目: 国家重点研发计划(2022YFB3403100)

作者简介: 房钰超(1995—),男,博士研究生,研究方向为永磁同步电机容错控制技术;

王博(1979—),男,博士研究生,研究员,研究方向为电机设计及控制技术;

王元奎(1978—),男,博士研究生,研究方向为电机控制及电磁抑制;

王云冲(1987—),男,博士,副教授,博士生导师,研究方向为电机设计及其控制;

黄彰浩(1997—),男,博士研究生,研究方向为柔性系统伺服驱动、机器人关节驱动技术;

沈建新(1969—),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为电机拓扑与驱动控制。

通信作者: 王云冲

nated. A simulation and experimental platform were built to verify effectiveness of this algorithm. The experimental results show that after the current sensor malfunctions, the estimated error of electric angle is only increased by 1° , and the peak-to-peak value of dq axis current ripple is only increased by 0.1 A. The algorithm can accurately estimate the speed, position and current information of the motor, and the system has good steady-state accuracy and dynamic performance.

Keywords: permanent magnet synchronous machine; sensorless control; current sensor; fault-tolerant control; current state observer; phase current reconstruction

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous machine, PMSM)具有结构简单、运行可靠、功率密度高等优点,已广泛应用于航空航天、工业驱动和高精度伺服控制等领域^[1-4]。通常使用磁场定向控制(field-oriented control, FOC)实现对电机的高精度控制,需要一个位置传感器和至少两个相电流传感器。然而使用位置传感器将增加系统的成本和体积,在一些特定情况下没有足够的空间来安装位置传感器,因此无位置传感器控制得到了广泛的关注与应用。同样,由于制造工艺、振动、冲击、高温、高湿等恶劣的工况及老化等因素,电流传感器可能会出现故障。根据文献[5]的调查数据,传感器的故障占风电应用中整机系统故障总数的14.1%。如果电流传感器出现故障,会因信号不正确而损坏闭环控制系统,造成超速、过流等故障,损坏逆变器和设备,甚至造成人身伤亡等事故。因此,有必要在电流传感器发生故障时,提供一种可靠的容错控制策略(fault tolerant control, FTC)。

无位置传感器算法主要分为两类,基于基波模型的方法和基于电机凸极性的方法^[6]。基于基波模型方法主要通过各种观测器,如滑模观测器、拓展状态观测器、扰动观测器、卡尔曼滤波器等,以电流和电压作为观测器输入得到反电动势或磁链信息,进一步通过反三角函数或锁相环提取转子位置信息^[7-14]。基于电机凸极性方法通常通过施加高频电压信号采集产生的高频电流信号,进而解算出电机转子位置信息^[15-16]。针对电流传感器故障的容错运行,文献[17-20]采用龙贝格观测器、滑模观测器等方法对故障电流进行重构,采用重构电流代替实际电流进行FOC控制。文献[21]提出一种针对电流传感器直流偏置故障的容错控制方法,通过计算得到直流偏置大小,再对其进行补偿得到实际

电流。文献[22]采用的方法可对电流传感器倍率误差进行检测,对测量电流进行修正后得到实际电流。

对于无位置传感器控制下的PMSM电流传感器容错运行控制,若仅仅简单将无位置传感器算法与电流重构算法相结合,会出现耦合问题,即位置估计的精度对电流重构算法的影响很大,反之亦然,因此位置及电流观测精度较差,从而导致抖振问题和动态控制性能的下降。文献[23-24]使用一个包含电流误差构建模块的观测器搭建全阶滑模观测器和龙贝格观测器得到电机电流和位置信息,但其电流误差构建模块受观测位置精度影响。文献[25]提出一种采用坐标变换和陷波器的电流重构方案,可以消除位置估计误差对电流重构的影响,但电机参数扰动会影响观测器精度。

假设传统方法可正常采集相电流为A相电流在静止两相坐标系下搭建观测器,可以很好地观测到 α 相电流,但 β 相电流观测精度较差。B相电流同时包含 α 相电流和 β 相电流,基于此,本文将可采集到的电流作为B相电流搭建电流状态观测器,并引入2个可调系数修正观测电流幅值,理论上可消除电机参数扰动及无位置传感控制算法的误差等对电流重构算法精度的影响,因此减小重构电流对无位置传感器算法精度的影响。

1 PMSM 数学模型

在两相旋转坐标系下,内嵌式永磁同步电机(interior permanent magnet synchronous machine, IPMSM)的数学模型可表示为:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q; \\ u_q &= Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + e_x. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: R 为定子电阻; i_d 、 i_q 为dq轴定子电流; L_d 、 L_q 为dq轴电感; u_d 、 u_q 为dq轴定子电压; ω_e 为电角速

度; $e_x = \omega_e \lambda$, λ 为永磁体磁链。

将式(1)变换为:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q; \\ u_q &= Ri_q + L_d \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_q i_d + e_{ex} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中 e_{ex} 为拓展反电动势,表达式为

$$e_{ex} = \omega_e ((L_d - L_q) i_d + \lambda) - (L_d - L_q) \frac{di_q}{dt} \quad (3)$$

在两相静止坐标系下的数学模型可表示为:

$$\left. \begin{aligned} u_\alpha &= Ri_\alpha + \omega_e (L_d - L_q) i_\beta + L_d \frac{di_\alpha}{dt} + e_{ex\alpha}; \\ u_\beta &= Ri_\beta - \omega_e (L_d - L_q) i_\alpha + L_d \frac{di_\beta}{dt} + e_{ex\beta} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

即状态方程为:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_\alpha}{dt} &= -\frac{R}{L_d} i_\alpha - \omega_e \frac{L_d - L_q}{L_d} i_\beta + \frac{u_\alpha}{L_d} - \frac{e_{ex\alpha}}{L_d}; \\ \frac{di_\beta}{dt} &= -\frac{R}{L_d} i_\beta + \omega_e \frac{L_d - L_q}{L_d} i_\alpha + \frac{u_\beta}{L_d} - \frac{e_{ex\beta}}{L_d} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

式中: i_α, i_β 为 $\alpha\beta$ 坐标系下定子电流; u_α, u_β 为定子电压; $e_{ex\alpha}, e_{ex\beta}$ 为拓展反电动势。

2 基于扰动观测器的转子位置估计

文献[26]提出一种基于初等扰动观测器的无位置传感器控制方法,将拓展反电动势作为扰动量观测出来,再通过锁相环从拓展反电动势中提取转子位置信息。

根据式(5)建立拓展反电动势观测器模型,将 IPMSM 在 $\alpha\beta$ 坐标系下状态方程表示为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{C}\mathbf{d} \quad (6)$$

式中: $\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{d}$ 分别为状态变量、系统输入和扰动信号; $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ 分别为相应的系数矩阵。

将电流作为状态变量,即

$$\mathbf{x} = [i_\alpha \ i_\beta]^T \quad (7)$$

将电压作为系统输入量,即

$$\mathbf{u} = [u_\alpha \ u_\beta]^T \quad (8)$$

将拓展反电动势作为系统扰动量,即

$$\mathbf{d} = [e_{ex\alpha} \ e_{ex\beta}]^T \quad (9)$$

状态方程中系数矩阵为:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & -\omega_e \frac{L_d - L_q}{L_d} \\ \omega_e \frac{L_d - L_q}{L_d} & -\frac{R}{L_d} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_d} \end{bmatrix}。$$

依照初等扰动观测器模型,即

$$\frac{d\hat{\mathbf{d}}}{dt} = -\mathbf{K}_D(\mathbf{C}\hat{\mathbf{d}} - \mathbf{C}\mathbf{d}) \quad (10)$$

式中: $\hat{\mathbf{d}}$ 为拓展反电动势 $\mathbf{d}$ 的观测值; $\mathbf{K}_D = \text{diag}(k_d, k_d)$ 为初等扰动器增益矩阵。

搭建初等扰动观测器为:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{z}} &= -\mathbf{K}_D \mathbf{C}(\mathbf{z} + \mathbf{K}_D \mathbf{x}) - \mathbf{K}_D(\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}); \\ \hat{\mathbf{d}} &= \mathbf{z} + \mathbf{K}_D \mathbf{x} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式中 $\mathbf{z}$ 为中间变量,借助该中间变量不需要计算状态变量的微分,不会造成噪声的放大,该模型下不需要对观测结果额外设计滤波环节,简化了观测器设计,易于工程实现,观测器框图如图1所示。

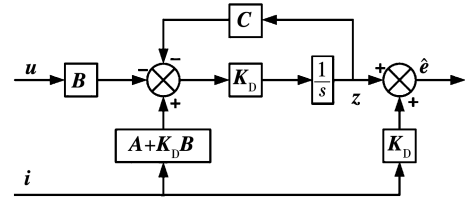


图1 基于扰动观测器的反电动势观测模型

Fig. 1 Observation model of back electromotive force on disturbance observer

根据式(10)可以推导出初等扰动观测器观测拓展反电动势的传递函数为:

$$\left. \begin{aligned} G_\alpha(s) &= \frac{\hat{e}_{ex\alpha}}{e_{ex\alpha}} = \frac{1}{-L_d s/k_d + 1}; \\ G_\beta(s) &= \frac{\hat{e}_{ex\beta}}{e_{ex\beta}} = \frac{1}{-L_d s/k_d + 1} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

在观测器的作用下,反电动势的观测值与实际值之间存在幅值衰减和相位滞后。因此,需要对相位滞后结果进行补偿。转子位置的滞后角可表示为

$$\theta_{\text{delay}} = \arctan \frac{L_d \omega_e}{k_d} \quad (13)$$

由式(12)可得,当 $k_d < 0$ 时,观测器传递函数极点分布在 s 平面左半区域,因此当 $k_d < 0$ 时,观测器稳定。

3 电流状态观测器设计

3.1 电流状态观测器数学模型

根据反 Clark 变换,有

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (14)$$

可以看出, B 相电流同时包含 α 相及 β 相电流信息。因此, 假设仅可采集得到的一相电流为 B 相, 建立状态观测器为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + \mathbf{C} \begin{bmatrix} e_{\text{ex}\alpha} \\ e_{\text{ex}\beta} \end{bmatrix} + \mathbf{K}_1 \begin{bmatrix} \tilde{i}_b \\ \tilde{i}_b \end{bmatrix}. \quad (15)$$

式中: $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ 为观测电流值; $\tilde{i}_b$ 为 B 相观测电流与实际电流误差; $\mathbf{K}_1 = \text{diag}(k_{i\alpha}, k_{i\beta})$ 为观测系数矩阵, $k_{i\alpha}, k_{i\beta}$ 为 2 个可调参数。

电流状态观测器误差方程可表示为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \mathbf{K}_1 \begin{bmatrix} \tilde{i}_b \\ \tilde{i}_b \end{bmatrix}, \quad (16)$$

即

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} - \frac{1}{2}k_{i\alpha} & -\omega_e \frac{L_d - L_q}{L_d} + \frac{\sqrt{3}}{2}k_{i\alpha} \\ \omega_e \frac{L_d - L_q}{L_d} - \frac{1}{2}k_{i\beta} & -\frac{R}{L_d} + \frac{\sqrt{3}}{2}k_{i\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix}. \quad (17)$$

当满足下式时, 状态观测器的系统矩阵的特征值在 s 平面左半平面, 即可满足稳定性条件:

$$\left. \begin{aligned} k_{i\alpha} &> 0; \\ k_{i\beta} &< 0; \\ k_{i\alpha} &> -\frac{k_{i\beta}}{\sqrt{3}}. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

3.2 非理想因素对观测器的影响

电机实际运行中, 电感电阻和磁链会发生偏移, 影响观测器精度。假设观测器所用状态方程矩阵 $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{C}$ 及拓展反电动势与真实值的偏移量分别为 $\mathbf{A}_\Delta$ 、 $\mathbf{B}_\Delta$ 、 $\mathbf{C}_\Delta$ 、 $\mathbf{e}_\Delta$ 。

可得观测器方程为

$$\frac{d\hat{i}}{dt} = (\mathbf{A}_R + \mathbf{A}_\Delta)\hat{i} + (\mathbf{B}_R + \mathbf{B}_\Delta)u + (\mathbf{C}_R + \mathbf{C}_\Delta)(\mathbf{e}_R + \mathbf{e}_\Delta) + \mathbf{K}_1 \tilde{i}_b. \quad (19)$$

式中 $\mathbf{A}_R$ 、 $\mathbf{B}_R$ 、 $\mathbf{C}_R$ 、 $\mathbf{e}_R$ 分别为状态矩阵与拓展反电动势真实值。

由式(19)可得有误差的观测值和实际值基波分量为同频信号。假设:

$$\left. \begin{aligned} i_\alpha &= I_{m\alpha} \sin(\omega_e t); \\ i_\beta &= -I_{m\beta} \cos(\omega_e t); \\ \hat{i}_\alpha &= k_\alpha I_{m\alpha} \sin(\omega_e t + \theta_\alpha); \\ \hat{i}_\beta &= -k_\beta I_{m\beta} \cos(\omega_e t + \theta_\beta). \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

式中: $I_{m\alpha}$ 、 $I_{m\beta}$ 为实际电流的幅值; k_α 、 k_β 为两个大于 0 的系数, 表示观测电流的幅值误差; θ_α 、 θ_β 表示观测电流的相位误差。

当观测器收敛时, $\hat{i}_b = i_b$, 可得:

$$\left. \begin{aligned} k_\alpha \cos \theta_\alpha - \sqrt{3} k_\beta \sin \theta_\beta &= 1; \\ k_\alpha \sin \theta_\alpha - \sqrt{3} k_\beta \cos \theta_\beta &= \sqrt{3}. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

可得, 当不存在角度误差时, 即 $\theta_\alpha = \theta_\beta = 0$ 时, 有 $k_\alpha = k_\beta = 1$, 此时不存在幅值误差。当不存在幅值误差时, 即 $k_\alpha = k_\beta = 1$ 时, 有 $\theta_\alpha = \theta_\beta = 0$, 此时不存在角度误差。因此, 观测角度误差及幅值误差只能同时存在, 不会单独存在。

3.3 观测器模型修正

由上文可得, 观测角度误差及幅值误差只会同时存在或同时不存在, 因此可以通过消除幅值误差的方式同时消除相位误差。通过引入 2 个可变系数调整观测电流幅值, 理论上可实现误差的消除。

修正后观测器模型为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{K}_C \left(\mathbf{A} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + \mathbf{C} \begin{bmatrix} e_{\text{ex}\alpha} \\ e_{\text{ex}\beta} \end{bmatrix} + \mathbf{K}_1 \begin{bmatrix} \tilde{i}_b \\ \tilde{i}_b \end{bmatrix} \right). \quad (22)$$

式中 $\mathbf{K}_C = \text{diag}(k_{c\alpha}, k_{c\beta})$, $k_{c\alpha}$ 、 $k_{c\beta}$ 为 2 个可调参数, 用以调整观测电流幅值。其控制框图如图 2 所示。

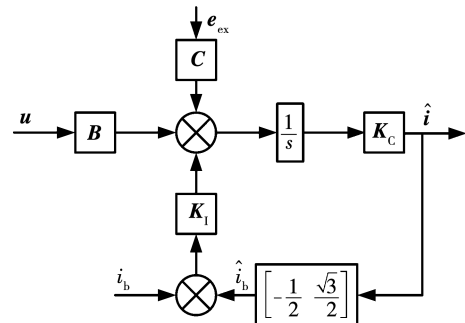


图2 电流状态观测器模型

Fig. 2 Current state observer model

通过采集最近一个电周期内 $\alpha\beta$ 轴电压的最大值 $u_{\alpha\text{max}}$ 、 $u_{\beta\text{max}}$, $\alpha\beta$ 轴电流观测值的最大值 $\hat{i}_{\alpha\text{max}}$ 、 $\hat{i}_{\beta\text{max}}$ 及 B 相电流测量值的最大值 $i_{b\text{max}}$ 动态调整。具体

调整策略如图 3 所示,当 $u_{\alpha\max} > u_{\beta\max}$ 且 $\hat{i}_{\alpha\max} < \hat{i}_{\beta\max}$ 时, $k_{c\alpha}$ 增加 d , $k_{c\beta}$ 减小 d ; 当 $u_{\alpha\max} < u_{\beta\max}$ 且 $\hat{i}_{\alpha\max} > \hat{i}_{\beta\max}$ 时, $k_{c\alpha}$ 减小 d , $k_{c\beta}$ 增加 d ; 以上 2 种情况都不满足时,若 $\hat{i}_{\alpha\max} < i_{b\max}$, $k_{c\alpha}$ 增加 d , 反之则递减 d ; 若 $\hat{i}_{\beta\max} < i_{b\max}$, $k_{c\beta}$ 增加 d , 反之则递减 d , d 为 $k_{c\alpha}$ 、 $k_{c\beta}$ 每次的调整步长。

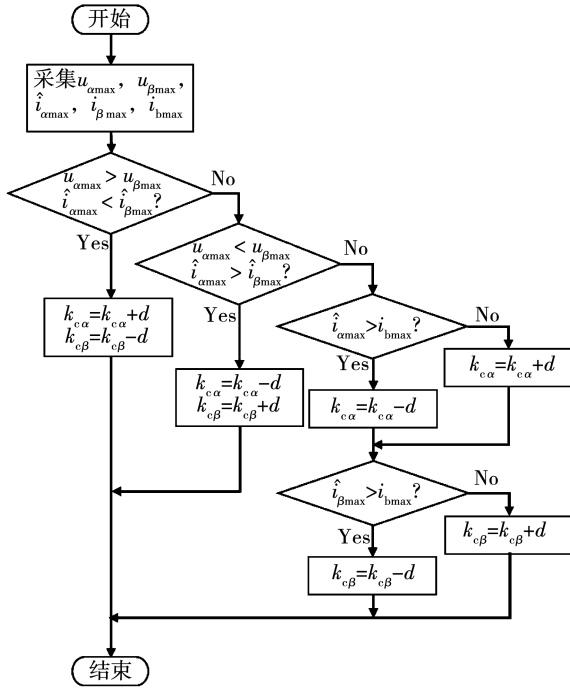


图 3 比例系数自适应调节器程序流程图

Fig. 3 Proportional coefficient adaptive regulator program flowchart

对式 (22) 进行拉普拉斯变换, 整理后可得

$$\hat{I} = (s - K_C A - K_C K_I)^{-1} K_C [(s - A_R - K_I) I + B_\Delta U + \Delta_{Ce}]. \quad (23)$$

式中 $\Delta_{Ce} = C_\Delta e_R + C_R e_\Delta + C_\Delta e_\Delta$ 。

当满足式 (18) 时, 传递函数极点分布在 s 平面左半平面, 此时观测器稳定。

4 仿真分析

表 1 为仿真及实验所用 PMSM 及控制器具体参数。为验证所提电流状态观测器算法的性能, 在 MATLAB/Simulink 环境搭建仿真模型, 图 4 为 IPMSM 矢量控制框图。

图 5 为不考虑非理想因素对观测器的影响, 在 6 000 r/min、0.4 N·m 工况下在 MATLAB/Simulink 平台的仿真结果。实线为实际 α 轴电流, 虚线为观测 α 轴电流, 可见, 观测电流误差较大, 影响位置和

速度观测精度, 同时不利于电机的 FOC 控制。

表 1 逆变器及电机参数

Table 1 Parameters of inverter and PMSM

参数	数值
直流电压 V_{dc}/V	150
极对数 P	3
电阻 R/Ω	0.43
直轴电感 L_d/mH	1.78
交轴电感 L_q/mH	2.49
反电动势系数 $K_V/(V \cdot (kr/min)^{-1})$	16.5
开关频率 f_s/kHz	20

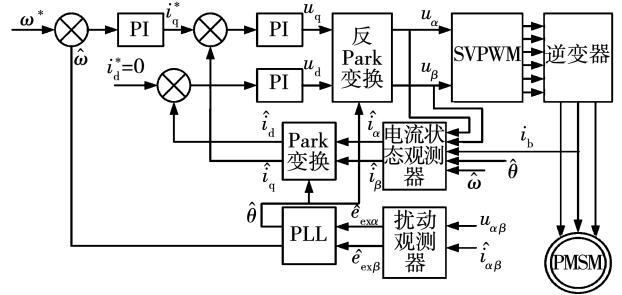
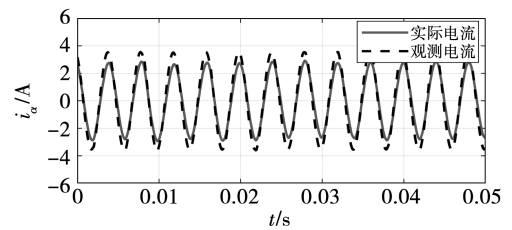


图 4 电机控制系统框图

Fig. 4 Block diagram of PMSM control system

图 5 不考虑非理想因素的 α 相电流仿真结果Fig. 5 Simulation results of α current without considering non-ideal factors

在 MATLAB/Simulink 中对提出的无位置传感器控制下的电流传感器容错运行策略分别在以下不同工况进行仿真验证。

工况 I: 电机在 6 000 r/min 下空载稳态运行;

工况 II: 电机在 3 000 r/min、0.4 N·m 下运行, 0.5 s 提升转速至 6 000 r/min, 在 1.5 s 减速至 3 000 r/min;

工况 III: 电机在 6 000 r/min、0.4 N·m 下运行, 0.5 s 突加至 0.8 N·m 转矩, 在 2 s 突减至 0.4 N·m 转矩。

仿真结果分别如图 6 ~ 图 8 所示。

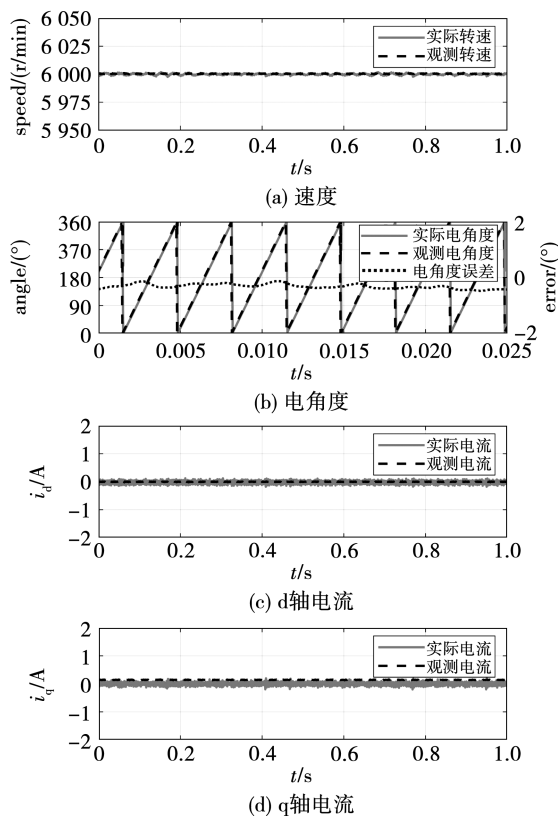


图6 工况 I 下仿真波形

Fig. 6 Simulation results for case I

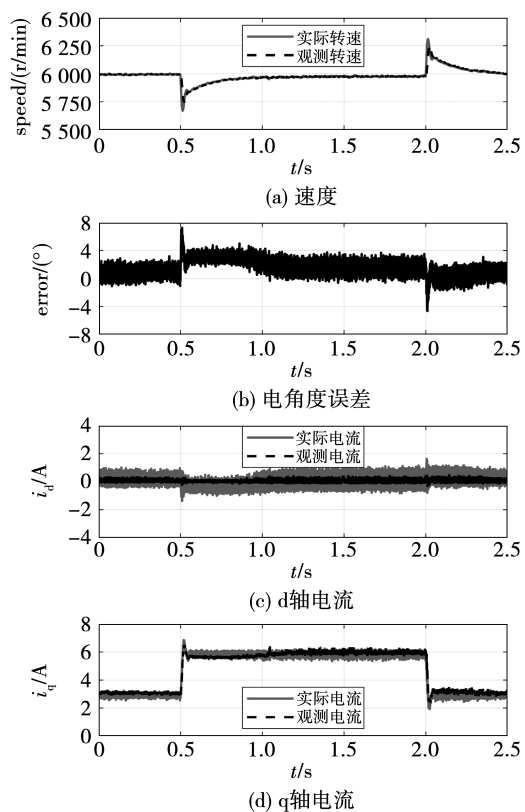


图8 工况 III 下仿真结果

Fig. 8 Simulation results for case III

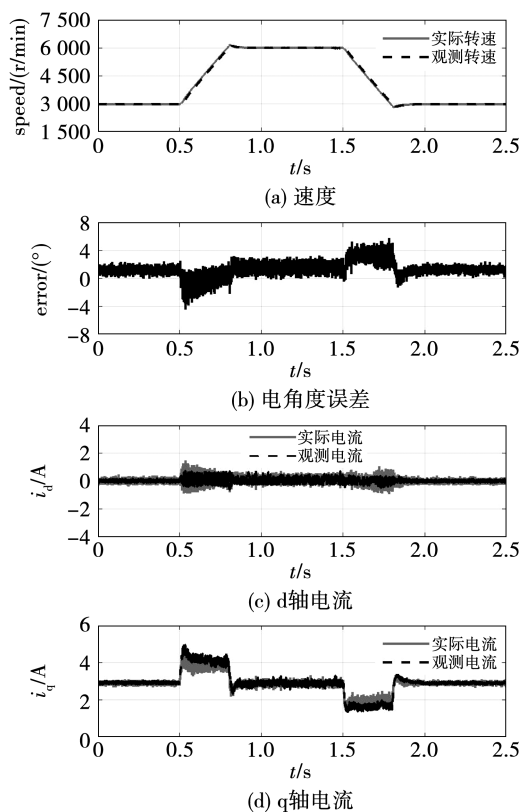


图7 工况 II 下仿真结果

Fig. 7 Simulation results for case II

图6为电机在空载下仿真结果。图7为在转速阶跃变化工况下的仿真波形,可以实现转速的快速变化,且电流观测值可较好跟随实际电流。图8为在负载阶跃变化工况下的仿真结果,可见,在不同转速、不同负载下均可以保证较好的稳态性能。在负载突变和转速变化的动态过程中,也可以准确观测电机的转速及电流值。

5 实验分析

为验证电流传感器容错控制方法有效性,搭建如图9所示的实验平台。使用STM32H743实现电机控制、PWM信号输出及ADC采样等功能,开关频率为20 kHz,实验平台中编码器所得位置和速度信息及A、C相电流传感器所得电流值仅用于比较观测器精度,不用做电机控制反馈信号。电机参数如表1所示。

采用文献[17]介绍的基于残差的方式进行故障诊断。图10展示了电机在6000 r/min、0.4 N·m下,A相电流传感器在0.5 s时突然故障信号丢失,仅有B相电流传感器可正常工作的实验波形。从实验结果可以看出,当A相电流传感器突然故障后,转速经过一个约20 r/min跌落后重新回到6000 r/min,电角度观测误差均值由2°增加至3°,

电角度误差波动峰峰值由 1° 增加至 1.5° , dq 轴电流波动峰峰值由 0.4 A 增加至 0.5 A 。可以看出,采用所提容错控制策略,对电机的控制性能仅略有下降,仍可保证系统的稳定运行。

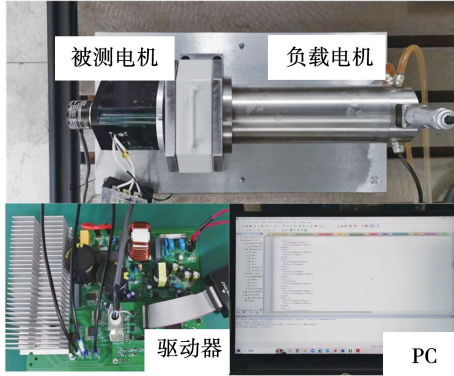


图9 实验平台

Fig. 9 Platform of experiment

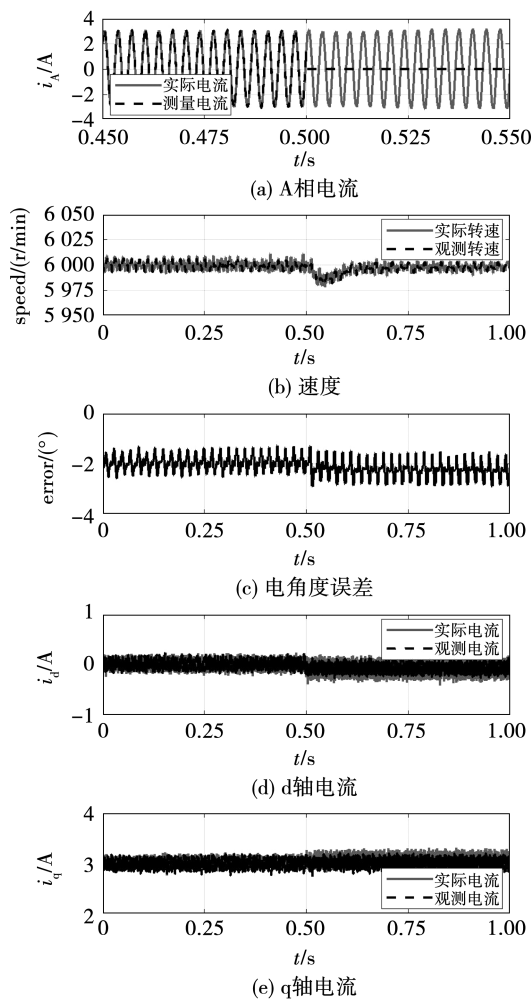


图10 A相电流传感器故障实验结果

Fig. 10 Experimental results of A-phase current sensor malfunctions

工况 I ~ 工况 III 下的实验结果分别如图 11 ~

图 13 所示。

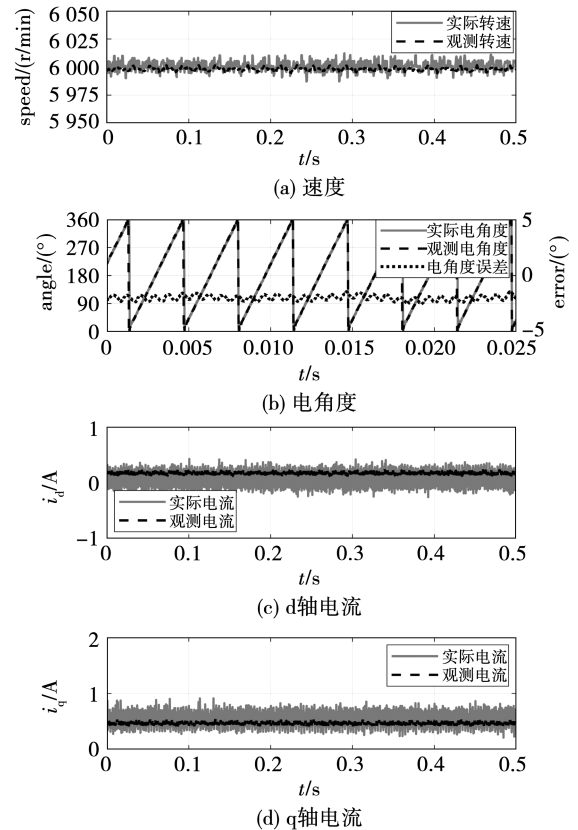


图11 工况 I 下实验结果

Fig. 11 Experiment results for case I

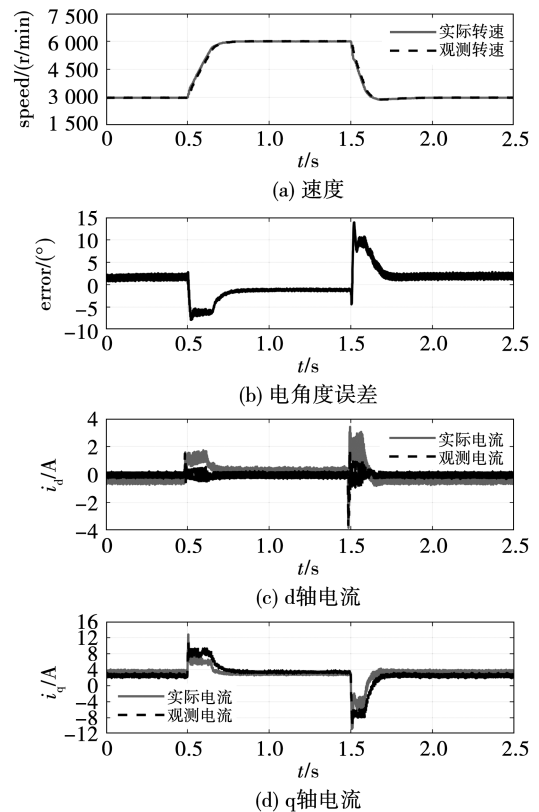


图12 工况 II 下实验结果

Fig. 12 Experiment results for case II

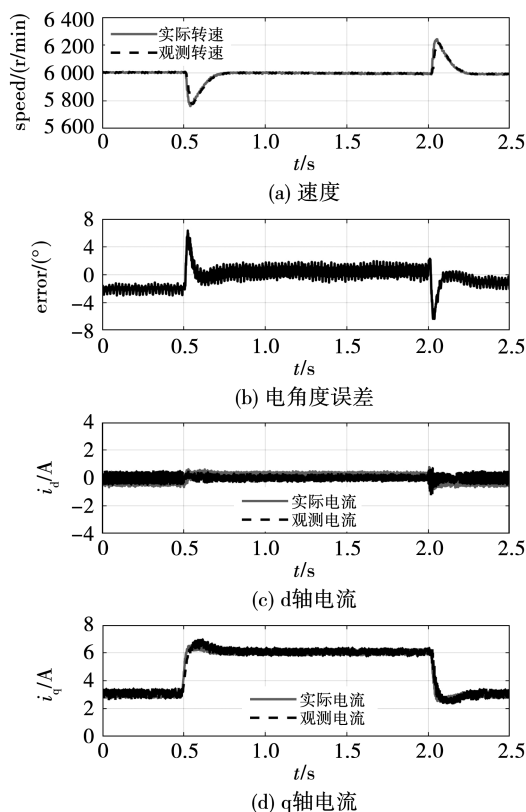


图13 工况Ⅲ实验结果

Fig. 13 Experiment results for case III

图11为6000 r/min空载下实验结果,由于不可避免的摩擦转矩等影响,实验中难以做到真正的空载,因此有很小的q轴电流。图12为转速阶跃变化的实验结果,可以实现转速的快速变化,稳态过程中电角度误差低于 3° ,经过暂态过程后,电角度、转速和电流观测值可较好跟随实际的转速和电流信息。图13为6000 r/min下负载阶跃变化时的实验结果,可见,在负载突变时,电机性能稳定,在动态过程中,电角度误差峰值约为 6° ,且可以准确观测电机的转速及电流值。实验结果表明,通过变参数电流状态观测器可以精确重构相电流实现较好的稳态性能和动态性能,保证系统在电流传感器故障后仍可稳定运行。

6 结论

本文通过将可正常采集相电流作为B相电流搭建观测器,当电机参数存在扰动及无位置传感器控制算法存在计算误差时,会使得观测电流出现误差。通过公式分析,当观测B相电流收敛至实际B相电流时, α 相电流和 β 相电流的相位误差及幅值误差只能同时存在或同时不存在。因此,可以通过

引入2个可调参数调整观测电流幅值,用消除幅值误差的方式消除观测误差。仿真和实验结果表明,本方法稳态精度高、动态响应快,验证了控制策略的正确性和有效性。

参考文献

- [1] 黄依婷,沈建新,王云冲,等. 基于递推最小二乘法观测器的永磁同步伺服电机变参数滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(18): 6835.
HUANG Yiting, SHEN Jianxin, WANG Yunchong, et al. Variable parameter sliding mode control of permanent magnet synchronous servo machine based on recursive least square observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(18): 6835.
- [2] DAN Hanbing, YUE Wei, XIONG Wenjing, et al. Open-switch and current sensor fault diagnosis strategy for matrix converter-based PMSM drive system[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(1): 875.
- [3] HASHJIN S A, CORNE A, PANG Shengzhao, et al. Current sensorless control for WRSM using model-free adaptive control[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(2): 683.
- [4] CHOI K, KIM Y, KIM S, et al. Current and position sensor fault diagnosis algorithm for PMSM drives based on robust state observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(6): 5227.
- [5] ROIBRANT J, BERTLING L M. Survey of failures on wind power systems with focus on Swedish wind power plants during 1997 – 2005[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22(1): 167.
- [6] WANG Gaolin, VALLA M, SOLSONA J. Position sensorless permanent magnet synchronous machine drives—a review[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5830.
- [7] 徐奇伟,蒋东昊,王益明,等. PMSM正切趋近律无位置传感器角度补偿方法研究[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(1): 26.
XU Qiwei, JIANG Donghao, WANG Yiming, et al. Angle compensation method using tangent reaching law for PMSM sensorless control system[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(1): 26.
- [8] GONG Chao, HU Yihua, GAO Jinqu, et al. An improved delay-suppressed sliding-mode observer for sensorless vector-controlled PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5913.
- [9] YE Shuaichen, YAO Xiaoxian. An enhanced SMO-based permanent-magnet synchronous machine sensorless drive scheme with current measurement error compensation[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4407.
- [10] 倪镇霖,贾洪平. 基于卡尔曼滤波滑模观测器的PMSM控制研究[J]. 大电机技术, 2019(4): 12.
NI Zhenlin, JIA Hongping. Research on sensorless control meth-

- od of PMSM based on Kalman filter sliding mode observer[J]. Large Electric Machine and Hydraulic Turbine, 2019(4):12.
- [11] 吴伟亮,杨合民,胡静,等. 内置式永磁同步电机无位置传感器控制研究[J]. 大电机技术,2021(3):24.
- WU Weiliang, YANG Hemin, HU Jing, et al. Research on position sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor[J]. Large Electric Machine and Hydraulic Turbine, 2021(3):24.
- [12] 康尔良,吴炳道,禹聪. 基于 LADRC 控制的永磁同步电机无位置传感器研究[J]. 电机与控制学报,2023, 27(2):69.
- KANG Erliang, WU Bingdao, YU Cong. Research on sensorless of permanent magnet synchronous motor based on LADRC control[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(2):69.
- [13] 康尔良,陈健. 永磁同步电机改进滑模无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(10):88.
- KANG Erliang, CHEN Jian. Improved sliding mode sensorless control of permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(10):88.
- [14] 赵文祥,宋世昌,周书文,等. 改进滑模观测器的电流源逆变器驱动 PMSM 无位置传感器控制[J]. 电工技术学报,2024, 39(4):987.
- ZHAO Wenxiang, SONG Shichang, ZHOU Shuwen, et al. Sensorless control of current source inverter driven PMSM with improved sliding mode observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4):987.
- [15] 陈涛,周扬忠,屈艾文,等. 基于旋转高频电压注入的六相串联三相永磁同步电机系统转子初始位置解耦观测[J]. 电工技术学报,2023, 38(8):2073.
- CHEN Tao, ZHOU Yangzhong, QU Aiwen, et al. Decoupling observation of rotor initial position of six-phase and three-phase permanent magnet synchronous motors series-connected system based on rotating high-frequency voltage injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(8):2073.
- [16] TANG Qipeng, SHEN Anwen, LUO Xin, et al. PMSM sensorless control by injecting HF pulsating carrier signal into ABC frame[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5):3767.
- [17] ZHANG Guoqiang, WANG Guoxin, WANG Gaolin, et al. Fault diagnosis method of current sensor for permanent magnet synchronous motor drives [C]//2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia), October 20 – 24, 2018, Niigata, Japan. 2018:20 – 24.
- [18] MATHE L, KOPACZ C, BEDE L, et al. Sensor-fault tolerant control of PMSM in flux-weakening operation using LKF observer [C]//2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, December 16 – 18, 2012, Bologna, Italy. 2012:1 – 6.
- [19] KOMMURI S K, LEE S B, VELUVOLU K C. Robust sensors-fault tolerance with sliding mode estimation and control for PMSM drives[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2018, 23(1):17.
- [20] BENG G F H, ZHANG Xinan, VILATHGAMUWA D M. Sensor fault-resilient control of interior permanent-magnet synchronous motor drives [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2015, 20(2):855.
- [21] ATTAIANESE C, D' ARPINO M, MONACO M D, et al. Model-based detection and estimation of DC offset of phase current sensors for field oriented PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(6):6316.
- [22] ATTAIANESE C, D' ARPINO M, MONACO M D, et al. Modeling and detection of phase current sensor gain faults in PMSM drives[J]. IEEE Access, 2022, 10:80106.
- [23] ZHANG Guoqiang, WANG Gaolin, ZHOU Honglei, et al. Current sensor fault diagnosis and fault-tolerant control for encoderless PMSM drives based on dual sliding mode observers [C]//2019 IEEE Applied Power Electron Conference and Exposition (APEC), March 17 – 21, 2019, Anaheim, CA, USA. 2019: 2549 – 2553.
- [24] WANG Gaolin, HAO Xiaofei, ZHAO Nannan, et al. Current sensor fault-tolerant control strategy for encoderless PMSM drives based on single sliding mode observer[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(2): 679.
- [25] XU Guanda, XIAO Fei, LIAN Chuanqiang. A position sensorless control strategy for PMSM drives with single phase current sensor [J/OL]. IEEE Transactions on Transportation Electrification (Early Access):1 – 11 [2023 – 09 – 27]. doi:10.1109/TTE.2023.3319367.
- [26] 陆姚泉. 永磁同步电机无传感器矢量控制技术研究[D]. 南京:东南大学, 2016.

(编辑:邱赫男)