

基于 EKF 的 IPMSM 无位置传感器控制估计误差补偿方法

时隋翔, 刘瀚文, 王玉彬*

[中国石油大学(华东)新能源学院, 山东 青岛 266580]

Estimation Error Compensation Method for Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Extended Kalman Filter

SHI Suixiang, LIU Hanwen, WANG Yubin*

[School of New Energy, China University of Petroleum (East China), Qingdao 266580, China]

Abstract: In the sensorless control system for interior permanent magnet synchronous motor based on the extended Kalman filter (EKF) approach, accurate estimation of motor speed and rotor position is important. To address the issue of decreased estimation accuracy for speed and rotor position due to phase current gain errors, a method for compensating position estimation errors is proposed. Firstly, through theoretical derivation, it is shown that phase current gain errors can cause estimated speed and rotor position to oscillate at twice the supply frequency during the EKF estimation process. Secondly, a novel structure for the EKF observer is designed by adding a gain error coefficient solving section to the traditional EKF observer, which reduces the pulsations in estimated speed and rotor position caused by phase current gain errors, thereby improving estimation accuracy. Finally, simulations and experiments validate the feasibility of the proposed compensation method.

Key words: extended Kalman filter; interior permanent magnet synchronous motor; sensorless control strategy; gain error

摘 要: 在基于扩展卡尔曼滤波(EKF)法的内置式永磁同步电机无位置传感器控制系统中,电机转速和转子位置的准确估计十分重要。针对相电流增益误差导致的转速和转子位置估计精度下降的问题,提出一种位置估计误差补偿方法。首先,理论推导得出,在扩展卡尔曼滤波器估算过程中,相电流增益误差会使估计转速及转子位置以二倍工频的频率振荡。其次,设计了一种新型结构

扩展卡尔曼滤波观测器,即在传统扩展卡尔曼滤波观测器的基础上增加增益误差系数求解环节,以此来降低相电流增益误差引起的估计转速及转子位置的脉动,提高了估计精度。最后,仿真和试验验证了所提补偿方法的可行性。

关键词: 扩展卡尔曼滤波; 内置式永磁同步电机; 无位置传感器控制策略; 增益误差

0 引言

内置式永磁同步电机(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)无位置传感器控制系统具有体积小、成本低及抗干扰能力强等显著优点,成为当前学术界的研究热点之一^[1-8]。其中,在零速域和低速域主要应用的是高频信号注入法和电流频比(Current-Frequency, IF)控制起动法等^[9-10],前者通过提取外部注入信号所产生的响应电流来对转子位置及转速进行估计,后者为开环控制策略,可靠性较低。而在中高速范围内主要通过基波数学模型来进行转速和转子位置的估算,如反电势观测法^[11-13]。其中,扩展卡尔曼滤波(Extended Kalman Filter, EKF)观测器法^[14]具有响应速度快、鲁棒性强及可以有效消除系统噪声等优点,受到学者们越来越广泛的关注。

在基于 EKF 的 IPMSM 无位置传感器控制系统中,通过上一时刻的状态修正值与当前时刻状态估计值和测量值配合运算,最终得到当前时刻的状态修正值^[15]。其估计精度不仅与运算过程中各系数矩阵选取有关,同时也与状态测量值精度有关。为了提高系统的估计精度,文献[16]提

基金项目: 国家自然科学基金重点资助项目(52130706)

Key Program of the National Natural Science Foundation of China (52130706)

出了一种基于多重渐消因子的 EKF, 加快了算法的收敛速度, 提高了转速和转子位置的估计精度。但其未考虑电流增益误差的存在。文献[17]提出一种新型 EKF 估计方法, 首先对逆变器非线性引起的相电压畸变进行补偿, 再进行 EKF 的估算, 有效提高了转速和转子位置的估计精度。同时具有良好的动静态性能, 但其也未考虑电流增益误差的存在。文献[18]分析了电流测量误差产生的原理, 并研究了其对闭环控制系统的影响, 提出了一种不受电机参数和运行状态影响的补偿方法, 有效减少了转速和转矩波动, 但其不适用于无位置传感器控制系统。文献[19]设计了一种针对电流误差的扰动观测器, 将观测值引入控制器中, 实现动态补偿, 但是计算量较大, 估计速度较慢。

本文针对 IPMSM 控制系统中相电流增益误差对控制性能的影响进行了研究。首先, 理论分析了相电流增益误差会在扩展卡尔曼滤波器运算过程中使估计转速及转子位置以二倍工频频率振荡; 其次, 设计了一种新型 EKF 估计方法, 该方法通过在传统扩展卡尔曼观测器基础上增加增益误差系数求解环节, 消除估计转速和转子位置脉动, 提高估计精度; 最后, 通过仿真和试验验证了所提方法的正确性, 该方法有效减少了估计转速和转子位置脉动。

1 数学模型

1.1 IPMSM 数学模型

IPMSM 在 d, q 轴的数学模型可表示为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} [u_d - R i_d + \omega_e L_q i_q] \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} [u_q - R i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \psi_f] \end{cases} \quad (2)$$

$$T_e = 1.5 P_n [i_q \psi_d - i_d \psi_q] \quad (3)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_l + B \omega_m \quad (4)$$

式中: u_d, u_q 和 i_d, i_q 分别为 d, q 轴电压和电流; L_d, L_q 分别为 d, q 轴电感; ω_e 为电角速度; ω_m 为机械角速度; ψ_f 为永磁体磁链; ψ_d, ψ_q 为 d, q 轴定

子磁链; P_n 为极对数; T_e, T_l 分别为电磁转矩和负载转矩; J 为转动惯量; B 为阻尼系数。

1.2 EKF 原理

传统 EKF 无位置传感器控制策略控制框图如图 1 所示。

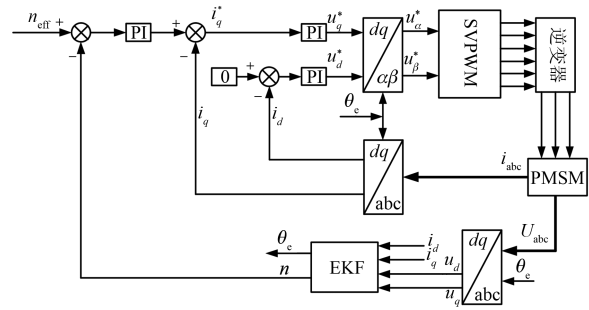


图 1 传统 EKF 控制框图

Fig. 1 Traditional EKF control block diagram

扩展卡尔曼滤波器离散化后的基本形式为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_k = f(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}) + \boldsymbol{\omega}_{k-1} \\ \mathbf{y}_k = \mathbf{H}\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{v}_{k-1} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{x}_k$ 为当前时刻状态向量; $f(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1})$ 为前一时刻系统状态方程; $\mathbf{y}_k$ 为当前时刻观测向量; $\boldsymbol{\omega}_{k-1}$ 为前一时刻系统过程噪声向量; $\mathbf{v}_{k-1}$ 为前一时刻系统观测噪声向量; $\mathbf{H}$ 为状态观测矩阵。

选取状态变量 $\mathbf{x}$ 和系统输入量 $\mathbf{u}$:

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [i_d \ i_q \ \omega_e \ \theta_e]^T \\ \mathbf{u} = [u_d \ u_q]^T \end{cases} \quad (6)$$

给出 EKF 递推式:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_t^- = \hat{\mathbf{x}}_{t-1}^- + T_s [f(\hat{\mathbf{x}}_{t-1}^-, \mathbf{u}_{t-1}) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{t-1}] \\ \mathbf{P}_t^- = \mathbf{F}_{t-1} \mathbf{P}_{t-1} \mathbf{F}_{t-1}^T + \mathbf{Q} \\ \mathbf{K}_t = \mathbf{P}_t^- \mathbf{H}^T (\mathbf{H} \mathbf{P}_t^- \mathbf{H}^T + \mathbf{R})^{-1} \\ \hat{\mathbf{x}}_t = \hat{\mathbf{x}}_t^- + \mathbf{K}_t (\mathbf{Z}_t - \mathbf{H} \hat{\mathbf{x}}_t^-) \\ \mathbf{P}_t = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_t \mathbf{H}) \mathbf{P}_t^- \end{cases} \quad (7)$$

式中: T_s 为系统采样周期; $\hat{\mathbf{x}}_t^-$ 为先验估计值矩阵; $\mathbf{P}_t^-$ 为先验估计协方差矩阵; $\hat{\mathbf{x}}_t$ 为 t 时刻实际修正值矩阵; $\hat{\mathbf{x}}_{t-1}$ 为 $t-1$ 时刻实际修正值矩阵; $\mathbf{u}_{t-1}$ 为 $t-1$ 时刻的系统输入矩阵; $\mathbf{P}_t$ 为 t 时刻实际修正协方差矩阵; $\mathbf{P}_{t-1}$ 为 $t-1$ 时刻实际修正协方差矩阵; $\mathbf{K}_t$ 为 t 时刻卡尔曼增益; $\mathbf{Z}_t$ 为 t 时刻状态观测值; $\mathbf{I}$ 为单位矩阵; $\mathbf{Q}$ 为过程噪声协方差矩阵; $\mathbf{R}$ 为观测噪声协方差矩阵; $\mathbf{F}_{t-1}$ 为 $t-1$ 时刻状态转移矩阵; $\mathbf{B}$ 为系统输入控制矩阵。

2 增益误差的确定及补偿方法

2.1 相电流增益误差产生的影响

在实际电机控制系统中,通常需要使用霍尔电流传感器对三相电流进行检测,以此作为后续控制策略的输入信号。在电流信号检测和提取的过程中,由于硬件问题,或多或少都会与实际电机中的三相电流有一定的偏差,称为相电流增益误差,对其进行描述,则:

$$\begin{bmatrix} i_{ea} \\ i_{eb} \\ i_{ec} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j & 0 & 0 \\ 0 & k & 0 \\ 0 & 0 & l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: j, k, l 为相电流增益误差的百分系数; i_a, i_b, i_c 为实际电机运行时的三相电流; i_{ea}, i_{eb}, i_{ec} 为三相电流增益误差。

首先,对实际电机中三相电流进行详细描述,如式(9)所示:

$$\begin{cases} i_a = i'_a + i_{ea} = I \cos \theta_e \\ i_b = i'_b + i_{eb} = I \cos \left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi \right) \\ i_c = i'_c + i_{ec} = I \cos \left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi \right) \end{cases} \quad (9)$$

式中: I 为三相电流的幅值; i'_a, i'_b, i'_c 分别为控制系统中实际检测到的电流。

考虑到三相电流对称,则有:

$$i_c = -(i_a + i_b) \quad (10)$$

利用坐标变换,联立式(8)~式(10)可得 d, q 旋转坐标系下的增益误差表达式为

$$\begin{bmatrix} i_{ed} \\ i_{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I}{3} \sqrt{\frac{(j-k)^2 + (k-l)^2 + (l-j)^2}{2}} \cdot \sin(2\theta_e + \varphi_1) + \frac{I(j+k+l)}{3} \\ \frac{I}{3} \sqrt{\frac{(j-k)^2 + (k-l)^2 + (l-j)^2}{2}} \cdot \sin(2\theta_e + \varphi_2) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: φ_1, φ_2 为初相角。

由式(11)可以看出,当 j, k, l 三者不等或者任意二者相等时, d, q 旋转坐标系下的增益误差主要与相电流增益误差百分系数以及二倍电角度 $2\theta_e$ 有关,且满足 $\theta_e = 2\pi f_e t, f_e$ 为电源频率。而当

$j=k=l$ 时,式(11)会变为

$$\begin{bmatrix} i_{ed} \\ i_{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ij \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

通过式(8)可知,当 $j=k=l$ 时,三相电流中不存在负序分量。因此, i_d, i_q 中也不存在二次谐波分量,这与式(12)的结果相对应。

因为本文均是基于 $i_d=0$ 控制进行的研究,根据文献[20]中提到的转速对于 q 轴电流的传递函数,可以得到 q 轴电流增益误差与误差转速 $\Delta\omega_m$ 之间的关系,如式(13)所示:

$$\Delta\omega_m = \frac{1.5P_n\psi_f}{(s+\beta)J} i_{eq} \quad (13)$$

式中: β 为闭环带宽。

结合前文分析可以得出,当 j, k, l 三者不等或者任意二者相等时,相电流增益误差会使 q 轴电流以 $2f_e$ 的频率振荡,因此估计转速也会以 $2f_e$ 的频率振荡,其幅值与三相电流增益误差百分系数有关。然而,当 $j=k=l$ 时,由式(12)可知,此时 $i_{eq}=0$,并不会引起估计转速的波动。

2.2 补偿方法

利用坐标变换并联立式(8)得到 d, q 旋转坐标系下的增益误差 i_{ed}, i_{eq} 与 i_d, i_q 之间的关系,则:

$$\begin{bmatrix} i_{ed} \\ i_{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ B & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{cases} A = \frac{1}{9} [\sqrt{3}(k-l)\sin(2\theta_e) + (k+l-2j) \cdot \cos(2\theta_e) + 2(j+k+l)] \\ B = \frac{1}{9} [\sqrt{3}(k-l)\cos(2\theta_e) + (2j-k-l) \cdot \sin(2\theta_e)] \\ C = \frac{1}{9} [\sqrt{3}(l-k)\sin(2\theta_e) + (2j-k-l) \cdot \cos(2\theta_e) + 2(j+k+l)] \end{cases} \quad (15)$$

式中: A, B, C 为 d, q 旋转坐标系下增益误差系数。

由于采用的是相同开环式霍尔传感器进行电流信号采集, j, k, l 差别并不大,故式(14)可以近似简化为

$$\begin{cases} A = C = \frac{2}{9}(j+k+l) \\ B = 0 \end{cases} \quad (16)$$

进一步可得 d 、 q 旋转坐标系下的增益误差表达式为

$$\begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d' \\ i_q' \end{bmatrix} \quad (17)$$

计及式(17)的影响,式(2)可以转化为

$$\begin{cases} \frac{d\left(\frac{i_d'}{1-A}\right)}{dt} = \frac{1}{L_d} \left[u_d - R \frac{i_d'}{1-A} + \omega_e L_q \frac{i_q'}{1-A} \right] \\ \frac{d\left(\frac{i_q'}{1-A}\right)}{dt} = \frac{1}{L_q} \left[u_q - R \frac{i_q'}{1-A} - \omega_e L_d \frac{i_d'}{1-A} - \omega_e \psi_f \right] \end{cases} \quad (18)$$

进一步转化为

$$\begin{cases} \frac{di_d'}{dt} = \frac{1}{L_d} [(1-A)u_d - Ri_d' + \omega_e L_q i_q'] \\ \frac{di_q'}{dt} = \frac{1}{L_q} [(1-A)u_q - Ri_q' - \omega_e L_d i_d' - \omega_e (1-A)\psi_f] \end{cases} \quad (19)$$

式中: i_d' 和 i_q' 分别为电流传感器测量出的电流。

由上述分析可以得知系统检测出的 d 、 q 轴电流与实际 d 、 q 电流的误差只与增益误差系数 A 有关。因此,只要求解出增益误差系数 A 的确切数值,亦可以估算出更准确的电机转速及转子位置信息。

为了求解出增益误差系数 A 的确切数值,引入转矩观测值:在实验室中,采用直接引入转矩传感器的测量值;在实际电动汽车运行过程中,采用的是电动汽车整车控制器的转矩管理方法来获得转矩值,通过驾驶员控制油门踏板及其他部件的限制条件计算获得当前转矩,以此获得控制策略所需的给定电流,并进行后续算法运行^[21-22]。因此,只要在实验室条件下验证补偿方法是正确可行的,即可移植到实际电动汽车控制器中。

因为在实验室条件下采用 $i_d = 0$ 的控制来进行验证,磁通完全由永磁体提供。直轴的电流为 0,这使得电机没有直轴电枢反应,故直轴电流的变化对转矩的影响可以忽略。此时式(3)变为

$$\begin{aligned} T_e &= 1.5P_n \left[\frac{i_q'}{1-A} \psi_d - i_d' \psi_q \right] = \\ 1.5P_n \left[\frac{i_q'}{1-A} (L_d i_d' + \psi_f) - i_d' L_q \frac{i_q'}{1-A} \right] \end{aligned} \quad (20)$$

对式(20)进行变换可得增益误差系数 A :

$$A = 1 - \frac{3P_n [i_d' i_q' (L_d - L_q) + i_q' \psi_f]}{2T_e} \quad (21)$$

考虑到负载转矩是一个外部变量,同时转速的变化速度相较于电气变量的变化速度比较缓慢,因此可以采用一个简化的转速变化数学模型,即式(4)变为

$$\frac{d\omega_e}{dt} = 0 \quad (22)$$

基于上述描述,对式(7)各矩阵进行变换:

$$f(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} [(1-A)u_d - Ri_d' + \omega_e L_q i_q'] \\ \frac{1}{L_q} [(1-A)u_q - Ri_q' - \omega_e L_d i_d' - \omega_e (1-A)\psi_f] \\ 0 \\ \omega_e \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [i_d' & i_q' & \omega_e & \theta_e]^T \\ \mathbf{u} = [u_d & u_q]^T \end{cases} \quad (24)$$

$$\mathbf{F}_{t-1} = \frac{\partial f(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial \mathbf{x}} =$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} i_q' & 0 \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} & -\frac{L_d}{L_q} i_d' - \frac{(1-A)\psi_f}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (26)$$

通过观察上述矩阵可以发现部分矩阵中包含增益误差系数 A ,此时只需要将式(21)实时代入即可。

对于 $\mathbf{Q}$ 、 $\mathbf{R}$ 两个噪声协方差矩阵的确定,由于其统计特性通常是未知的,一般通过经验和仿真试验来确定。其中 $\mathbf{Q}$ 与观测过程的理想程度有关,若观测过程噪声较小,那么 $\mathbf{Q}$ 可以适当调小一些,反之则可调大。 $\mathbf{Q}$ 的大小还会影响卡尔曼增益 $\mathbf{K}$ 的大小,从而影响预测状态与测量状态的权重,进而影响系统的动态性能。 $\mathbf{R}$ 与观测的精

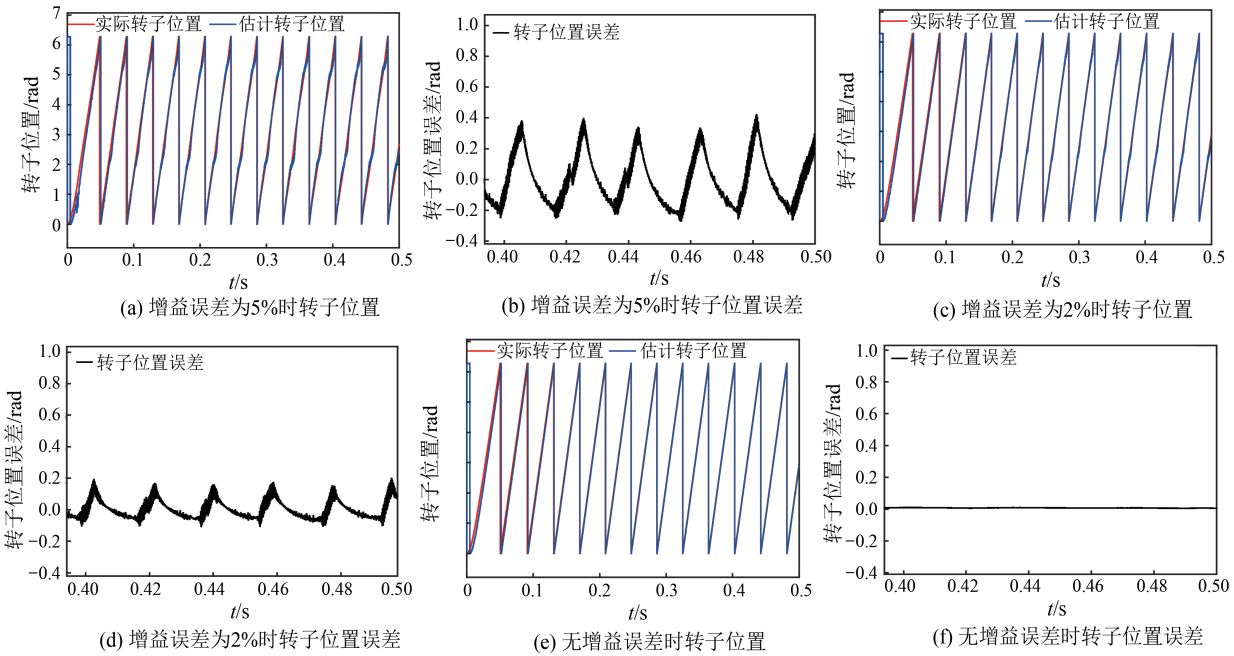


图 4 不同误差对电机转子位置影响对比

Fig. 4 Comparison of the influence of different errors on the position of the motor rotor

表 2 不同增益误差下电机转速及转子位置变化对比

Tab. 2 Comparison of motor speed and rotor position changes under different gain errors

增益误差/%	转速波动幅值/($r \cdot \min^{-1}$)	转子位置波动幅值/rad
5	7	0.4
2	3	0.2
0	0.1	0.01

计算可得波动频率约为 100 Hz,这与之前的理论推导一致。

由图 3、图 4 可知,当给定不同三相电流增益误差时,会在估计转速和转子位置产生波动,并且随着误差的增大而增大。由此可知,相电流增益误差的存在会影响 EKF 估计的准确性,降低系统的控制性能,因此有必要对其进行补偿。

3.1.2 补偿效果仿真验证

给定转速 500 r/min、负载转矩 10 N·m、电流增益误差设定为 2%,验证补偿效果。

由图 5 可知,所提出的改进 EKF 无位置传感器控制策略能够稳定运行,并且在电机稳定运行时,与图 3(b)对比,转速波动幅值明显减小为原来的 3.5%。与图 4(c)~(d)对比发现,转子位置波动幅值也明显减小,最大波动减小为原来的 10%。由此可以得出,改进 EKF 无位置传感器控

制策略能够对电机转速和转子位置进行实时估计,并且有效地提高了二者的估计精度,与预期结果一致。

3.2 试验验证

为了进一步验证理论分析和补偿方法的正确性,搭建以 dSPACE1104 实时仿真为控制核心的试验平台。试验平台主要包括:dSPACE1104 控制系统、驱动板、示波器、直流电压源、IPMSM、张力控制器、磁粉制动器和转矩传感器等。控制算法通过 dSPACE1104 控制系统来实现,调节张力扩张器为电机提供负载转矩。转矩传感器实时提供控制算法所需的外部转矩信号。外部光电编码器用于检测实际转速及转子位置,作为 D/A 转换接口获取的估计转速和转子位置等信号正确性的判断依据。试验平台如图 6 所示,所采用的 IPMSM 参数如表 1 所示。

稳定运行过程中补偿前后试验对比如图 7 所示。设置给定转速为 500 r/min,给定负载转矩为 10 N·m。

4 结语

本文针对相电流增益误差对控制系统影响的问题,提出了一种基于 EKF 的 IPMSM 无位置传感器估计误差补偿方法,在保证较好的控制性能

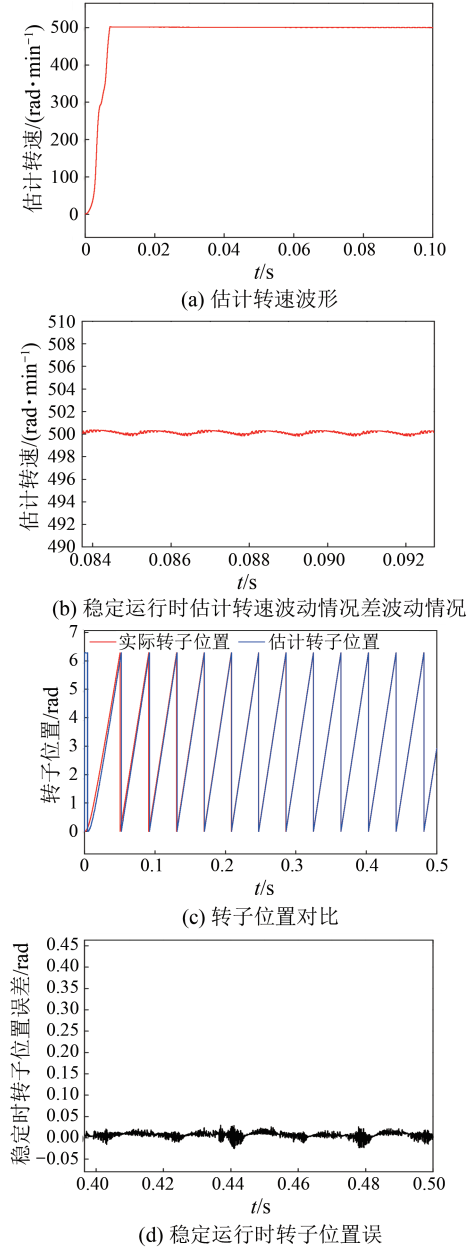


图 5 改进 EKF 仿真波形图

Fig. 5 Improved EKF simulation waveforms plots

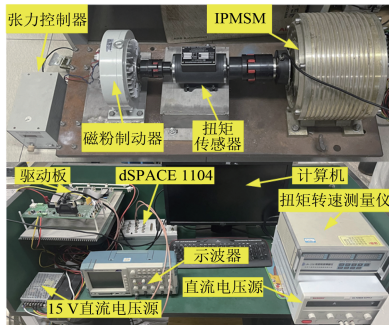


图 6 试验平台

Fig. 6 Experimental platform

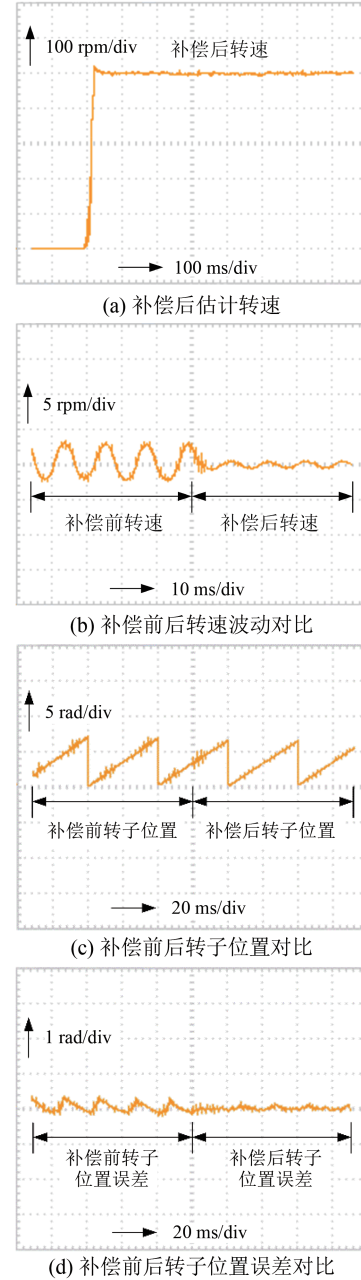


图 7 改进 EKF 试验对比波形图

Fig. 7 Improved EKF experimental comparison waveforms plots

的前提下,又提高了转速和转子位置的估计精度。所设计的新型扩展卡尔曼滤波观测器,通过增加增益误差系数求解环节,有效解决了由于相电流增益误差所引起的估计误差问题,提高了转速和转子位置的估计精度。理论分析、计算机仿真和硬件试验结果均表明,所提出的控制策略能有效地消除估计转速和转子位置的波动,提高转速和转子位置的估计精度,达到较好的控制性能。

参考文献

- [1] 张彦平, 尹忠刚, 苏明, 等. 基于共振扩张状态观测器的内置式永磁同步电机统一全速域无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6070-6081.
ZHANG Y P, YIN Z G, SU M, et al. Unified full speed sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor based on resonance extended state observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 6070-6081.
- [2] 玉佰强, 彭先勇, 盛明钢, 等. 基于自适应 PWM 扩展的 SPMSM 无位置传感器急速启动策略[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(7): 1-10.
YU B Q, PENG X Y, SHENG M G, et al. Sensorless restart control strategy of SPMSM based on adaptive PWM extension [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(7): 1-10.
- [3] 李敏, 李林林, 周俊鹏. 基于改进型滑模变结构的永磁同步电机的无位置传感器矢量控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(2): 22-33.
LI M, LI L L, ZHOU J P. Sensorless vector control of PMSM based on improved sliding mode with variable structure [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(2): 22-33.
- [4] 许仁仁, 张懿, 魏海峰. 改进 SMO 的高速永磁同步电机无传感器控制研究[J]. 电力电子技术, 2024, 58(2): 30-33.
XU R R, ZHANG Y, WEI H F. Research on sensorless control of high speed permanent magnet synchronous motor with improved SMO [J]. Power Electronics, 2024, 58(2): 30-33.
- [5] 张国强, 杜锦华. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 1-13.
ZHANG G Q, DU J H. Review of position sensorless control technology for permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 1-13.
- [6] 禹聪, 康尔良. 永磁同步电机模糊滑模无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(1): 87-94.
YU C, KANG E L. Fuzzy sliding mode position sensorless control of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(1): 87-94.
- [7] 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): 987-995.
ZHAO W X, SONG S C, ZHOU S W, et al. Sensorless control of current source inverter driven PMSM with improved sliding mode observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 987-995.
- [8] 王菁, 颜建虎, 季国东, 等. 一种基于双位置观测器的永磁同步电机低速无位置传感器控制方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 375-386.
WANG J, YAN J H, JI G D, et al. A sensorless control method for permanent magnet synchronous machine based on dual position observers at low speed [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 375-386.
- [9] 于安博, 刘利, 阚志忠, 等. 高频脉振信号注入永磁同步电机无滤波器初始位置辨识方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(4): 801-809.
YU A B, LIU L, KAN Z Z, et al. Initial position identification of PMSM with filterless high frequency pulse signal injection method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(4): 801-809.
- [10] BI G D, ZHANG G Q, WANG Q W, et al. High-frequency injection angle self-adjustment based online position error suppression method for sensorless PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1412-1417.
- [11] 李旭明, 李超. 基于自适应观测器的 IPMSM 无位置传感器控制[J]. 电力电子技术, 2023, 57(10): 32-34.
LI X M, LI C. Position sensorless control of IPMSM based on adaptive observer [J]. Power Electronics, 2023, 57(10): 32-34.
- [12] 王金柯, 高强. 基于滑模锁相环永磁同步电机无传感器控制动态性能改进[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(10): 20-28.
WANG J K, GAO Q. Dynamic performance improvement of sensorless control based on sliding-mode phase locked loop for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(10): 20-28.
- [13] 时维国, 刘坤亮. 基于 MRAS 的永磁同步电机无位置传感器控制策略研究[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(7): 39-44.

- SHI W G, LIU K L. Research on permanent magnet synchronous motor position sensorless control strategy based on MRAS [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2019, 46(7): 39-44.
- [14] BOLOGNANI S, OBOE R, ZIGLIOTTO M. Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1999, 46(1): 184-191.
- [15] 方略, 王春雷, 黄浩, 等. 基于EKF的永磁同步电机的无传感器控制研究[J]. *计算技术与自动化*, 2023, 42(2): 11-14.
- FANG L, WANG C L, HUANG H, et al. Research on PMSM sensorless control based on EKF [J]. *Computing Technology and Automation*, 2023, 42(2): 11-14.
- [16] 臧瑞真, 黄开启. 基于多重渐消因子EKF的PMSM无传感器控制[J]. *电力电子技术*, 2019, 53(10): 60-63.
- ZANG R Z, HUANG K Q. Sensorless control of PMSM based on EKF of multiple fading factors [J]. *Power Electronics*, 2019, 53(10): 60-63.
- [17] 王大方, 李琪, 张鹏, 等. 带有相电压补偿基于EKF的无传感器感应电机转速估计[J]. *电机与控制学报*, 2019, 23(1): 35-44.
- WANG D F, LI Q, ZHANG P, et al. Speed estimation method based on extended Kalman filter with phase voltage compensation for sensorless ACIM drives [J]. *Electric Machines and Control*, 2019, 23(1): 35-44.
- [18] 蔡志端, 王培良, 荀倩, 等. 永磁同步电机相电流测量误差分析与补偿[J]. *电工技术学报*, 2016, 31(23): 22-30.
- CAI Z R, WANG P L, XUN Q, et al. Measurement error analysis and its compensation for phase current of permanent magnet synchronous motor [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2016, 31(23): 22-30.
- [19] 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): 213-221.
- [20] 袁雷, 胡冰新, 魏克银, 等. 现代永磁同步电机控制原理及Matlab仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016.
- YUAN L, HU B X, WEI K Y, et al. Principle and Matlab Simulation of Modern Permanent Magnet Synchronous Motor [M]. Beijing: Beihang University Press, 2016.
- [21] 刘春晖. 奥迪e-tron纯电动汽车的动力总成解析(上)[J]. *汽车维修与保养*, 2021, 5: 70-72.
- LIU C H. Analysis of the powertrain of the Audi e-tron electric vehicle (Part I) [J]. *For Repair & Maintenance*, 2021, 5: 70-72.
- [22] 罗良铨, 唐淑云, 万龙子. 分布式驱动电动汽车动力系统优化控制探究[J]. *汽车实用技术*, 2023, 48(23): 1-5.
- LUO L Q, TANG S Y, WAN L Z. Research on power system optimization control of distributed drive electric vehicle [J]. *Automobile Applied Technology*, 2023, 48(23): 1-5.

收稿日期:2024-01-05

收到修改稿日期:2024-04-29

作者简介:

时隋翔(1999-),男,硕士研究生,研究方向为永磁电机驱动控制,s21150050@s.upc.edu.cn;

*通信作者:王玉彬(1974-),男,博士,教授,研究方向为特种电机设计及其控制,wangyubin@upc.edu.cn。

Estimation Error Compensation Method for Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Extended Kalman Filter

SHI Suixiang, LIU Hanwen, WANG Yubin*

[School of New Energy, China University of Petroleum (East China), Qingdao 266580, China]

Key words: extended Kalman filter; interior permanent magnet synchronous motor; sensorless control strategy; gain error

In the sensorless control system for interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) based on the extended Kalman filter (EKF) observer method, the motor speed and rotor position information required can be obtained by computing the current state estimate and measurement values in conjunction with the previous state correction. The accuracy of the estimation not only depends on the selection of various coefficient matrices used in the computation process, but also on the accuracy of the state measurement values, such as current gain errors caused by the precision issues of current sensors.

The presence of current gain errors will cause pulsations in the estimated motor speed and rotor position at twice the frequency of the power supply is derived theoretically at the paper. To address this issue, a novel EKF estimation method is proposed. In this method, based on the traditional EKF-based IPMSM sensorless control system, an additional step for solving the gain error coefficient is introduced. By incorporating real-time torque observation values, the current gain error coefficient is calculated to enhance the estimation accuracy of the following motor speed and rotor position information. During computer simulations, gain errors are set artificially

to mimic actual conditions, and the specific control strategy block diagram is shown in Fig.1.

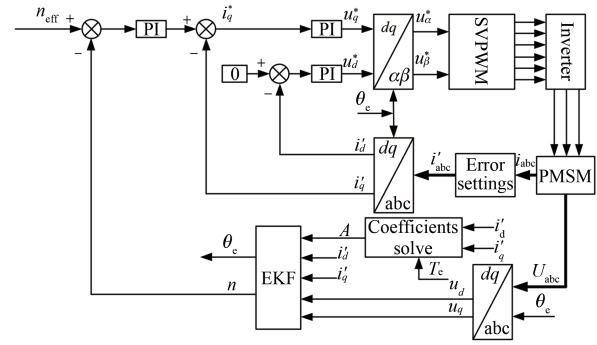


Fig. 1 Improved EKF control block diagram

Both simulation and experimental results indicate that compared to traditional methods, the proposed method can effectively eliminate pulsations in the estimated speed and rotor position, and improve estimation accuracy. The specific data are summarized in Tab.1.

Tab. 1 Comparison table of motor speed and rotor position changes under different gain errors

Gain error/%	Speed fluctuation amplitude/($r \cdot \min^{-1}$)	Rotor position fluctuation amplitude/rad
5	7	0.4
2	3	0.2
0	0.1	0.01