

具有非惯量负载转矩补偿功能的伺服永磁同步电机控制方法^{*}

毛 帅¹, 刁晓飞², 王 晓¹, 王先强³, 周 辉¹
(1. 山东理工大学 电气与工程学院, 山东 淄博 255000;
2. 中国计量科学研究院 几何量计量科学研究所, 北京 100029;
3. 中电装备山东电子有限公司, 山东 济南 250101)

摘 要: 通过电机运动学方程建立以负载惯量、黏性阻尼系数、负载重力力矩和负载初始位置角度为需辨识参数的拟合模型函数式, 通过基于该模型函数的非线性回归方法拟合得到这四个参数, 从而得到非惯量的负载转矩, 使其前馈补偿经典电机 PI 控制方法中的电流环, 实现对时变负载转矩的补偿。仿真结果验证了该方法能使速度响应较快跟踪输入的速度命令, 避免较大速度误差的出现。

关键词: 永磁同步电机; PI 控制; 非惯量; 负载转矩; 参数辨识

中图分类号: TM341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)09-0020-08

doi: 10.12177/emca.2023.110

Control Method of Servo Permanent Magnet Synchronous Motor with Non-Inertia Load Torque Compensation Function^{*}

MAO Shuai¹, DIAO Xiaofei², WANG Xiao¹, WANG Xianqiang³, ZHOU Hui¹
(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Shandong University of Technology, Zibo 255000, China;
2. Division of Dimensional Metrology, National Institute of Metrology, Beijing 100029, China;
3. CET Shandong Electronics Co., Ltd., Jinan 250101, China)

Abstract: Fitting model function with load inertia, viscous damping coefficient, load gravity torque and load initial position angle as parameters to be identified is established through the motor kinematics equation. The four parameters are fitted by the nonlinear regression method based on the model function, and the non-inertia load torque is obtained. Adding the load torque to the current loop in the classical motor PI control method as the feed forward compensation to realize the compensation of time-varying load torque. The simulation results show that this method can enable the control system to respond quickly to input speed commands, and avoid the appearance of large speed error.

Key words: permanent magnet synchronous motor; PI control; non-inertia; load torque; parameter identification

0 引 言

永磁同步电机(PMSM)伺服系统的负载一般

为转动惯量值固定的惯性负载,对于较为精密的永磁伺服运动系统来说,一般不会有外界扰动,不用考虑外界扰动造成的负载转矩^[1-2],比如激光跟

收稿日期: 2023-05-22; 收到修改稿日期: 2023-06-13

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金委青年基金项目(62101310)

作者简介: 毛 帅(1985—),男,博士,讲师,研究方向为激光跟踪测量及其控制技术。

刁晓飞(1984—),男,博士,副研究员,研究方向为光学干涉精密测量技术。

王 晓(2001—),女,硕士研究生,研究方向为激光跟踪系统中的控制技术。

踪仪的伺服运动旋转系统。因为负载的重心不是准确地位于旋转轴线上,所以在不同旋转位置上重力会引起不同的负载转矩,如图 1 所示。

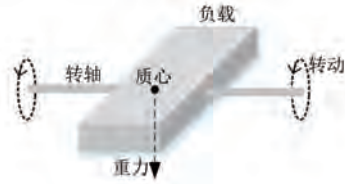


图 1 负载重力转矩示意图

图 1 所示的电机负载在伺服控制中惯量不变,其重力引起的负载转矩随旋转位置不断变化而变化,因此要精确控制该负载旋转运动,需要实现抗扰动控制。目前学者们主要研究了抗阶跃突变式转矩扰动的控制方法^[3-4],研究思路是在控制系统中加入扰动观测器,观测出扰动量,从而对其进行补偿^[5-8]。当然扰动观测器也可以观测出时变的扰动转矩^[9-10],但是观测时一般不考虑黏性阻尼并且由于扰动观测器有观测收敛过程,在电机处于稳定运行状态自转速恒定时观测出的扰动转矩才准确,如果转速不断变化(例如处于伺服运动中),则会造成所观测出的扰动与实际值存在偏差,当该观测扰动加入控制对其补偿抑制时,可能会导致扰动补偿抑制的过冲和不足。针对图 1 的伺服控制过程,本文在考虑黏性阻尼系数和实时扰动补偿准确性的前提下,设计了一种基于负载辨识的永磁同步电机负载转矩补偿的控制方法。

1 负载转矩辨识

理想伺服旋转系统中,负载质心位于转轴轴线上,因此旋转运动中不用考虑重力引起的负载转矩,但实际上负载质心不可能准确位于转轴上,其与转轴必然会存在一个力臂距离,负载质心与转轴对应的运动学关系如图 2 所示。

伺服电机的运动学方程式为

$$T_e = J \left(\frac{d\omega_m}{dt} \right) + B_m \omega_m + T_L \quad (1)$$

式(1)中的负载转矩 T_L 需要按照图 2 所示替换为不同旋转位置上重力引起的负载转矩,因此可得图 2 所示的伺服电机运动学方程式为

$$T_e = J \left(\frac{d\omega_m}{dt} \right) + B_m \omega_m + F \cos(\theta_0 + \theta_m) \quad (2)$$

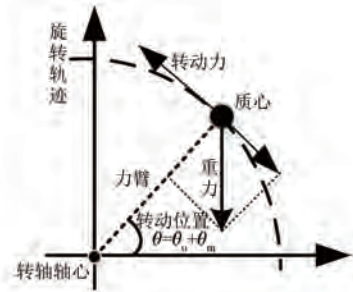


图 2 负载质心不位于转轴上对应的运动学关系

式中: T_e 为电机输出转矩; J 为转动惯量; B_m 为黏性阻尼系数; ω_m 为电机的机械角速度; F 为负载的重力力矩; θ_0 为负载初始旋转时的位置角度; θ_m 为电机的机械旋转角位移。

若为表贴式永磁同步电机,并满足最大转矩电流比控制时,电机输出转矩表示为

$$T_e = K_t \times I_q \quad (3)$$

式中: K_t 为电机转动常数; I_q 为电机的 q 轴电流。

式(2)中, J 、 B_m 、 F 和 θ_0 为需要辨识的参数,其他参数为已知或可测量。为便于使用拟合法,将式(2)改写为

$$J \left(\frac{d\omega_m}{dt} \right) + B_m \omega_m + F \cos \theta_0 \cos \theta_m - F \sin \theta_0 \sin \theta_m = K_t I_q \quad (4)$$

建立如式(4)所示的拟合模型函数式, J 、 B_m 、 $F \cos \theta_0$ 和 $F \sin \theta_0$ 为需要辨识的参数。 $F \cos \theta_0$ 和 $F \sin \theta_0$ 这两个参数进行平方和运算然后开根号便可得参数 F , 进行比例运算求反正切角便可得参数 θ_0 。给予永磁电机伺服电机系统一组单调递增或递减线性速度命令,便可得到 I_q 、 ω_m 和 θ_m 各自对应的一组测量数据。最后,便可以通过基于模型函数式(4)的非线性回归拟合方法得到四个需要辨识的参数。

这里所用的非线性拟合方法为(Levenberg-Marquardt)方法^[11]。其伪代码如下:

```

Begin
 $k=0; v=2; \theta=\theta_0$ 
 $H=J^T J; g=J^T r$ 
found: ( $\|g\| \leq \epsilon_1$ ) ;  $\mu=\tau * \max\{h_{jj}\}$ 
while (notfound) and ( $k < k_{\max}$ )
 $k=k+1$ ;
Solve ( $H+\mu I$ )  $\lambda=-g \xrightarrow{\text{求解得}} \lambda$ 

```

```

if  $\|\boldsymbol{\lambda}\| \leq \epsilon_2 (\|\boldsymbol{\theta}\| + \epsilon_2)$ 
    found := true
else
     $\boldsymbol{\theta}_{\text{new}} = \boldsymbol{\theta} + \boldsymbol{\lambda}$ 
     $\rho = 2(F(\boldsymbol{\theta}) - F(\boldsymbol{\theta}_{\text{new}})) / \boldsymbol{\lambda}^T (\mu \boldsymbol{\lambda} - \mathbf{g})$ 
    if  $\rho > 0$ 
         $\boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{\theta}_{\text{new}}; \mathbf{H} = \mathbf{J}^T \mathbf{J}; \mathbf{g} = \mathbf{J}^T \mathbf{r}$ 
    found := ( $\|\mathbf{g}\| \leq \epsilon_1$ )

 $\mu = \mu * \max\left\{\frac{1}{3}, 1 - (2\rho - 1)^3\right\}$ 

 $v = 2$ 
else
     $\mu = \mu * v; v = 2 * v$ 
End

```

其中: k 为迭代计算次数; τ , ϵ_1 和 ϵ_2 分别为微小常量值; h_{jj} 为矩阵 $\mathbf{H}$ 的对角元素值; $\boldsymbol{\theta}_0$ 是 $\boldsymbol{\theta}$ 的初始估计值。

假设测量的数据组数为 m , 其组号 $i \leq m$, 需要辨识的参数为四个, 所以参数编号 $j \leq 4$ 。每次测量后得到一个向量和一个标量, 其表达式为

$$\mathbf{x}_i = \left[\left(\frac{d\omega_m}{dt} \right)_i (\omega_m)_i \cos(\theta_m)_i - \sin(\theta_m)_i \right]^T \quad (5)$$

$$y_i = (K_t I_q)_i \quad (6)$$

$\boldsymbol{\theta}$ 为需要辨识参数的估计向量, 其表达式为

$$\boldsymbol{\theta} = [\hat{J} B_m \hat{F} \cos(\theta_0) \hat{F} \sin(\theta_0)]^T \quad (7)$$

每次测量数据对应的残差 r_i 的表达式为

$$r_i = y_i - \boldsymbol{\theta}^T \mathbf{x}_i \quad (8)$$

式中: $\mathbf{x}$ 为残差向量 $\mathbf{r}$, $\mathbf{r} = [r_1 \ r_2 \ r_3 \ \cdots \ r_i \ \cdots \ r_m]^T$ 。

Jacobian 矩阵 $\mathbf{J}$ 为 m 行 4 列的矩阵, 其中每行数据是以 $\boldsymbol{\theta}$ 为自变量的函数行向量表达式:

$$\mathbf{J}_i(\boldsymbol{\theta}) = \left[\frac{\partial r_i}{\partial J} \frac{\partial r_i}{\partial B_m} \frac{\partial r_i}{\partial (F \cos \theta_0)} \frac{\partial r_i}{\partial (F \sin \theta_0)} \right] \quad (9)$$

另外, 伪代码中 $F(\boldsymbol{\theta})$ 可表示为

$$F(\boldsymbol{\theta}) = 1/2 \sum_{i=1}^m r_i^2 \quad (10)$$

2 负载转矩补偿

经典电机控制即主要通过 PI 调节的电流环和速度环实现电机的控制^[12-13], 如图 3 所示。其中, 电流环可以等效为一个一阶惯性环节 $1/(1 +$

$T_i s)$ (T_i 为电流环带宽倒数), 该等效的前提是不考虑非惯量的负载转矩, 并且要求 d 轴和 q 轴的电压值是电流完全解耦后的电压值。

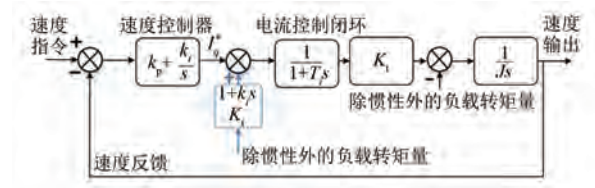


图3 电流环和速度环结构框图

电流环 d 轴和 q 轴的电流完全解耦可以采用前馈解耦控制策略来实现。不考虑非惯量的负载转矩表达式为

$$T_e / (J_s) = \left(\frac{K_t I_q^*}{1 + T_i s} \right) / (J_s) = \omega_m \quad (11)$$

式中: I_q^* 为速度控制器的输出量。

在实际工程中不能不考虑非惯量的负载转矩对控制的影响, 此时需从机械运动学角度来考虑, 则需要满足等式:

$$(T'_e - T'_L) / (J_s) = \omega_m \quad (12)$$

式中: T'_L 为非惯量的负载转矩; T'_e 为此情况下电流环对应的输出转矩。

要补偿非惯量的负载转矩, 就是使 $T'_e = T_e + T'_L$, 即实现电流环的输出量在 T_e 基础上额外增加一个 T'_L 。遵循扰动观测器的扰动转矩补偿方式^[5-6, 10]: 补偿 T'_L 的输入量作为电流前馈补偿增加到控制系统中。即补偿 T'_L 所对应的输入量位于电流环前端。非惯量的负载转矩补偿表达式为

$$T'_e = T_e + T'_L = \frac{K_t I_q^*}{1 + T_i s} + \frac{K_t I'_q}{1 + T_i s} \quad (13)$$

式中: I'_q 为补偿 T'_L 在电流环前端加入的输入量。

I'_q 可表示为

$$I'_q = T'_L \frac{(1 + T_i s)}{K_t} \quad (14)$$

整体模型图如图 3 中虚线框模块所示。

3 仿真分析

整体的控制模型 (Simulink 模型) 如图 4 所示。其中的 (Load torque caused by gravity) 和 (Load torque estimation) 模块输出分别为 $F \cos(\theta_0 + \theta_m)$ 仿真结果和参数辨识后得到的估计值, Load

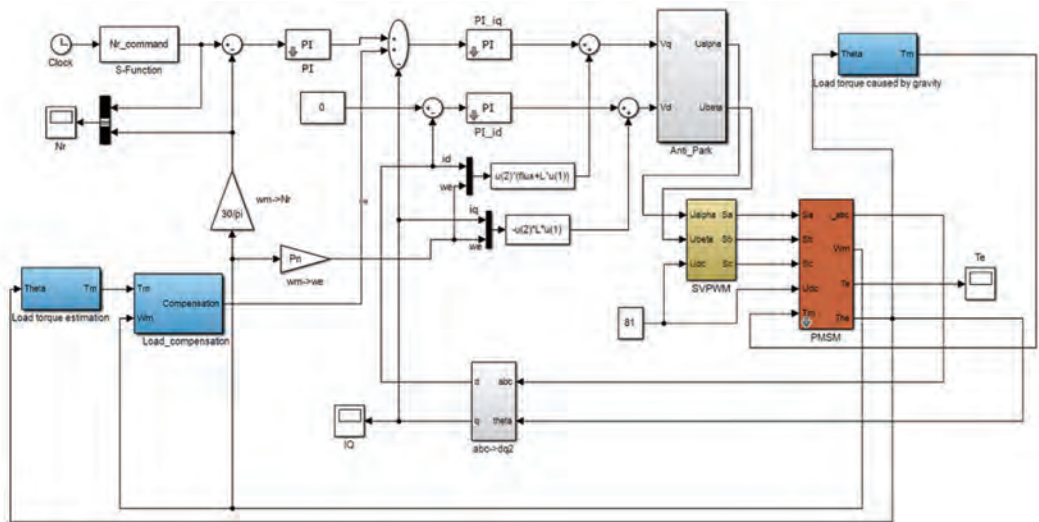


图 4 具有负载重力转矩补偿功能的整体模型图

compensation 模块输出为参数辨识后的 $[B_m \omega_m + F \cos(\theta_0 + \theta_m)] \times (1 + T_s) / K_t$ 。图 4 中的参数 f_{lux} 、 L 和 P_n 分别为磁链、定子电感和极对数, 电流环采用前馈解耦控制策略。参数辨识阶段, Load compensation 模块输出不用加入到电流环的前端, 只使用经典的 PI 电机控制; 负载补偿阶段, Load compensation 模块输出加入到电流环的前端。仿真参数设置取值: 极对数为 4, 定子电感为 12 mH, 定子电阻为 0.958 Ω , 磁链为 0.182 7 Wb (可得电机转动常数 $K_t = 1.096 2$), 转动惯量 J 为

0.003 $\text{kg} \cdot \text{m}^2$, 阻尼系数 B_m 为 0.008 $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$, 负载的重力力矩 F 分别设置为 0.2 $\text{N} \cdot \text{m}$ 和 5 $\text{N} \cdot \text{m}$, 电机母线电压为 81 V。

仿真 θ_0 分别为 $\pm 0.02\pi$ rad 和 0 rad 三种条件下对应的参数辨识结果。给予图 4 系统的速度命令函数为 100 t, 通过非线性回归拟合方法辨识重力力矩 0.2 $\text{N} \cdot \text{m}$ 和 5 $\text{N} \cdot \text{m}$ 条件下的参数, 参数辨识对应的速度和输出转矩情况如图 5 和图 6 所示, 结果如表 1 和表 2 所示。

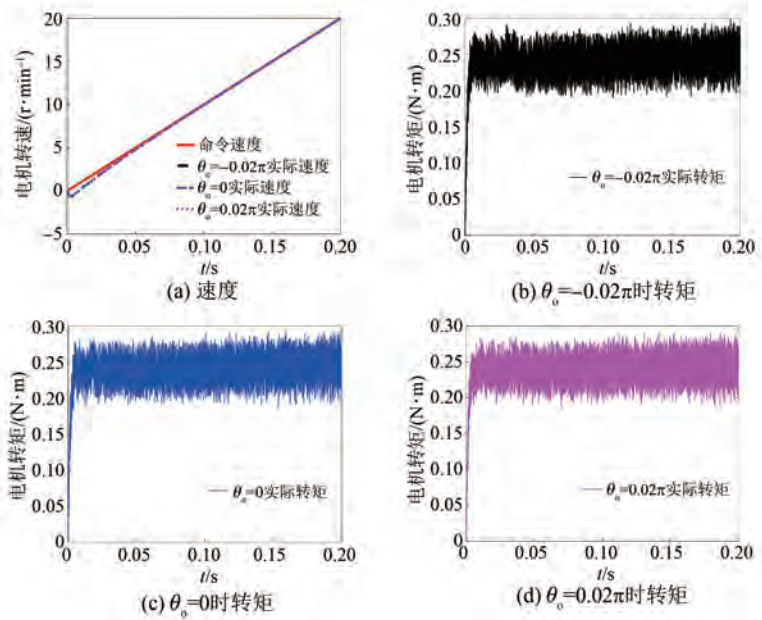


图 5 力矩为 0.2 N·m 条件下辨识对应的速度和力矩

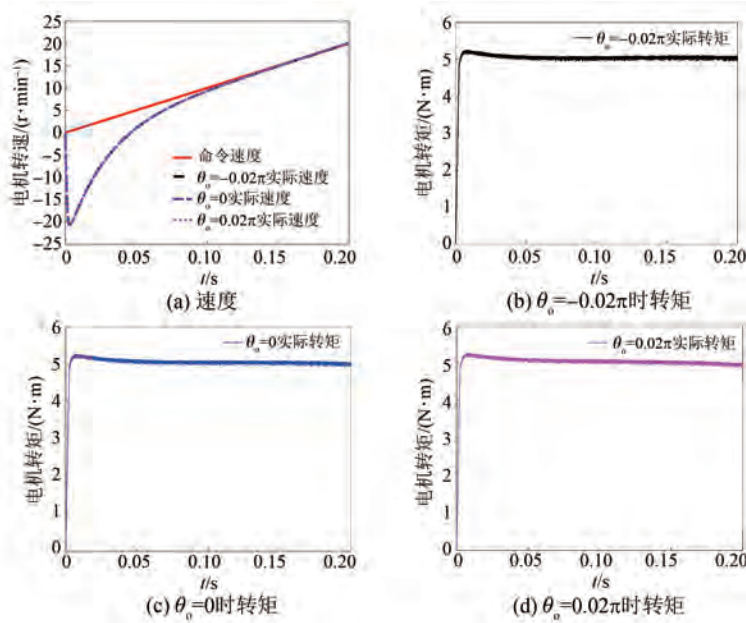


图6 力矩为 5 N·m 条件下辨识对应的速度和力矩

表1 重力力矩 0.2 N·m 参数辨识结果				
θ_0 仿真条件	J 估计值	B_m 估计值	F 估计值	θ_0 估计值
$\theta_0 = -0.02\pi$	0.003 0	0.008 0	0.2	-0.061 3
$\theta_0 = 0$	0.003 0	0.008 0	0.2	0.000 8
$\theta_0 = 0.02\pi$	0.003 0	0.008 0	0.2	0.063 9

表2 重力力矩 5 N·m 参数辨识结果				
θ_0 仿真条件	J 估计值	B_m 估计值	F 估计值	θ_0 估计值
$\theta_0 = -0.02\pi$	0.003 0	0.008 0	5.0	-0.062 4
$\theta_0 = 0$	0.003 0	0.008 0	5.0	-0.000 4
$\theta_0 = 0.02\pi$	0.003 0	0.008 0	5.0	0.063 2

由表 1 和表 2 可知,通过回归拟合可以比较准确地辨识出相应参数,除了 θ_0 外其他参数都为

其仿真值。图 7~图 14 是在三角波和正弦速度函数命令输入情况下负载补偿前和补偿后对应的速度跟踪情况和输出力矩结果(注:三种不同 θ_0 值输出情况一致,所以未特意说明结果所对应的 θ_0 值)。

由图 7~图 14 可看出,无论是低速还是高速情况下,负载补偿能够比未补偿更好地跟踪速度命令,特别是在初始阶段的初始时刻,输出力矩相对所加初始负载力矩非常小,负载补偿能够使因所加初始负载力矩致使速度产生的负变化更快地变为正值。从整体效果上看,负载补偿控制相较未补偿时能较快地响应所输入的速度命令,因此可以避免速度误差。

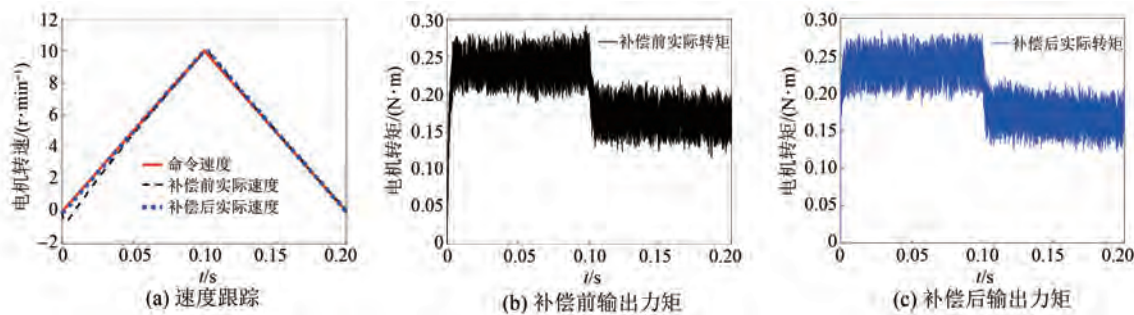
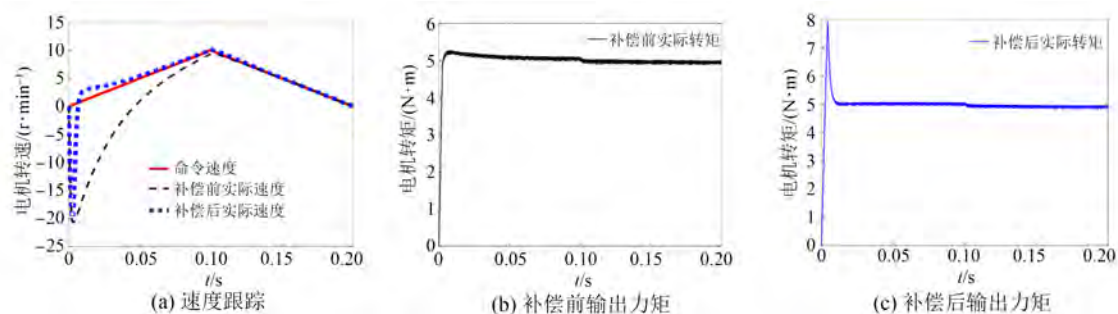
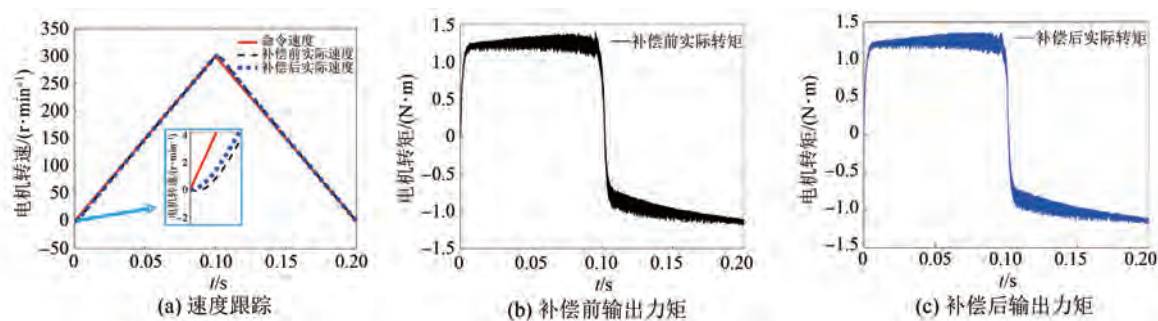
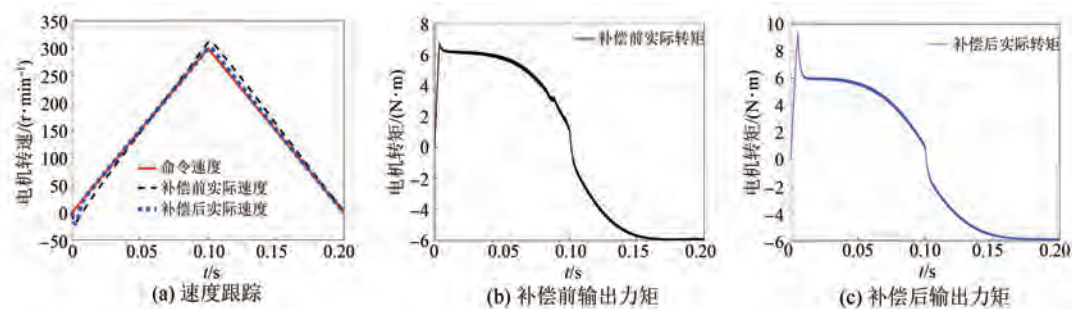
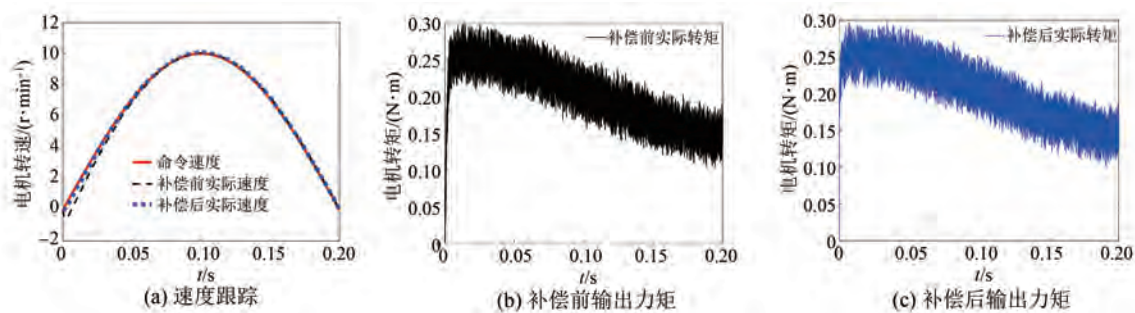


图7 力矩为 0.2 N·m 条件下三角波低速函数命令输入时速度跟踪情况和输出力矩结果

图8 力矩为 $5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 条件下三角波低速度函数命令输入时速度跟踪情况和输出力矩结果图9 力矩为 $0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 条件下三角波高速度函数命令输入时速度跟踪情况和输出力矩结果图10 力矩为 $5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 条件下三角波高速度函数命令输入时速度跟踪情况和输出力矩结果图11 力矩为 $0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 条件下正弦低速度函数命令输入时速度跟踪情况和输出力矩结果

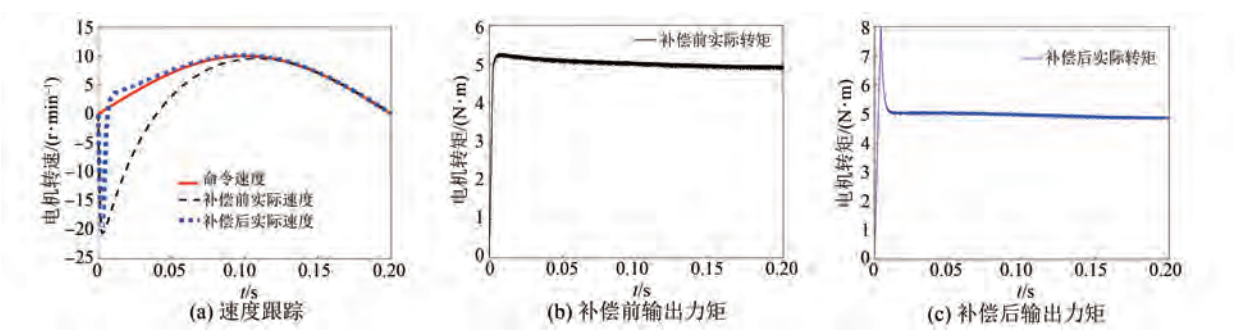


图12 力矩为 5 N·m 条件下正弦低速度函数命令输入时速度跟踪情况和输出力矩结果

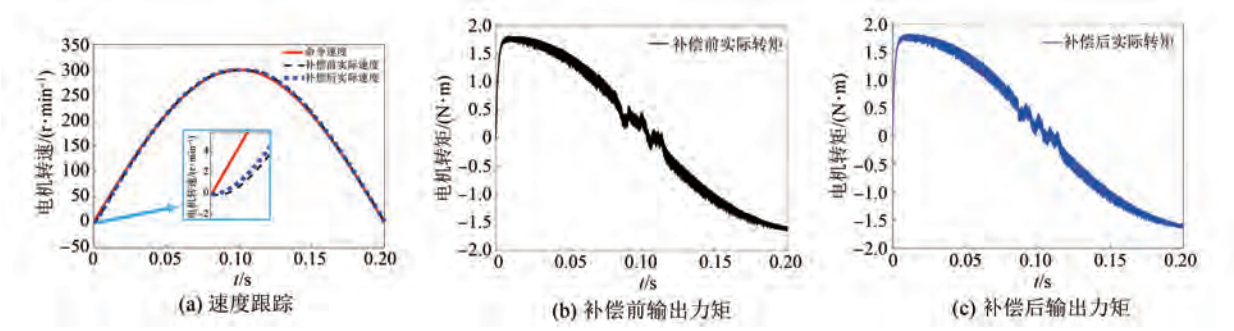


图13 力矩为 0.2 N·m 条件下正弦高速度函数命令输入时速度跟踪情况和输出力矩结果

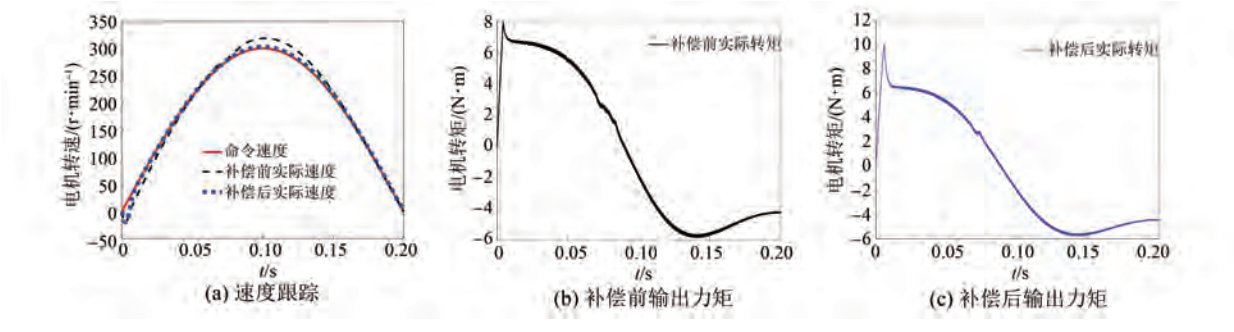


图14 力矩为 5 N·m 条件下正弦高速度函数命令输入时速度跟踪情况和输出力矩结果

4 结 语

本文通过非线性回归拟合方法对电机运动学方程中的负载惯量、黏性阻尼系数、负载重力力矩和负载初始位置角度等四个参数进行辨识,从而得到非惯量的负载转矩。然后对经典电机 PI 控制方法中的电流环进行前馈转矩补偿,实现对时变负载转矩的补偿。仿真结果验证了该补偿可使速度响应能较快地跟踪输入的速度命令,避免了较大速度误差的出现。

【参 考 文 献】

[1] BALA M, VINCENT L, CHRISTOPHER B, et al. Assessing ranging errors as a function of azimuth in laser trackers and tracers [J]. Measurement Science and Technology, 2013 24(6): 701.

[2] 钟灼臻,曾岳南,罗伟维. 永磁同步电机鲁棒有限集模型预测电流控制算法[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(3): 17.

[3] 杨永乐,杨明发. 基于负载观测的永磁同步电机非奇异快速终端滑模控制[J]. 电机与控制应用,

- 2020, 47(8): 24.
- [4] 邓惟滔. 永磁同步电机系统参数辨识与转矩波动抑制[D]. 天津:天津大学, 2017.
- [5] 陈景文, 王培瑞, 王红艳, 等. 基于负载转矩观测器的PMSM前馈变补偿策略[J]. 电力电子技术, 2021, 55(8): 47.
- [6] 王兵, 颜伟平, 刘凯, 等. 基于改进型扰动观测器的PMSM抗扰动控制研究[J]. 电工电气, 2021, 2: 1.
- [7] 关欣, 李叶松. 基于实时负载转矩反馈补偿的永磁同步电机变增益PI控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(23): 38.
- [8] 袁雷, 沈建清, 肖飞, 等. 插入式永磁低速同步电机非奇异终端滑模观测器设计[J]. 物理学报, 2013, 62(3): 9.
- [9] 郭新华, 温旭辉, 赵峰, 等. 基于电磁转矩反馈补偿的永磁同步电机新型IP速度控制器[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(27): 7.
- [10] 鲁文其, 胡育文, 梁骄雁, 等. 永磁同步电机伺服系统抗扰动自适应控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 75.
- [11] MADSEN K, NIELSEN H B, TINGLEFF O. Methods for non-linear least squares problems (2nd ed.) [M]. Copenhagen: Technical University of Denmark, 2004.
- [12] 彭熙伟, 高瀚林. 永磁同步电机的改进对角递归神经网络PI控制策略[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(4): 126.
- [13] 王发良. 永磁同步电机双闭环调速系统PI控制器设计[J]. 南方农机, 2022, 53(3): 36.

(上接第13页)

- [6] 王浩潇, 韩雪岩, 马鑫等. 起重机驱动装置冷却结构设计及温升运行特性分析[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(11): 51.
- [7] 武岳, 张志锋, 平佳齐. 高功率密度轴向磁通永磁电机新型水冷结构与温度场分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(24): 2895.
- [8] 兰志勇, 王琳, 徐琛, 等. 高速永磁同步电机温度场及水冷分析[J]. 电气传动, 2018, 48(12): 81.
- [9] 佟文明, 孙静阳, 吴胜男. 全封闭高速永磁电机转子结构对转子散热的影响[J]. 电工技术学报, 2017, 32(22): 91.
- [10] WINTERBORNE D, STANNARD N, SJOBERG L, et al. An air-cooled YASA motor for in-wheel electric vehicle applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(6): 6448.
- [11] 王晓远, 周晨. 基于PCB绕组的盘式永磁同步电机温度场分析与冷却方式研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11): 3062.

[主要栏目]

- | | | |
|--------------|-----------|-------------|
| • 控制与应用技术 | • 研究与设计 | • 故障诊断与保护 |
| • 新能源发电与局域电网 | • 新能源汽车技术 | • 发电机组及其控制 |
| • 测试技术与测控系统 | • 材料与工艺 | • 电机生产及质量管理 |
| • 电力电子变流器技术 | • 智能制造 | • 节能应用 |
| • 实用技术成果 | | |