

一种用于 SPMSM 的改进型滑模模型参考自适应系统观测器^{*}

张 云¹, 阮承治²

(1. 南京交通职业技术学院 电子信息工程学院, 江苏 南京 211100;

2. 武夷学院 机电工程学院, 福建 南平 354300)

摘 要: 为了提高表贴式永磁同步电机 (SPMSM) 无传感器控制系统的精度和稳定性, 针对传统 PI 控制存在鲁棒性不足的问题, 提出了一种采用带有线性校正项的快速超螺旋滑模模型参考自适应系统观测器 (FSTA-SM-MRASO)。所提观测器将快速超螺旋算法 (FSTA) 与模型参考自适应系统 (MRAS) 观测器相结合, 构建了基于 FSTA-SM-MRASO 的 SPMSM 无传感器矢量控制系统。通过 MATLAB/Simulink 平台进行仿真, 验证了所提策略的有效性。

关键词: 抖振; 永磁同步电机; 快速超螺旋算法; 模型参考自适应系统

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2023)10-0070-06

doi: 10.12177/emca.2023.114

An Improved Sliding Mode Model Reference Adaptive System Observer for SPMSM^{*}

ZHANG Yun¹, RUAN Chengzhi²

(1. School of Electronic and Information Engineering, Nanjing Vocational Institute of Transport Technology, Nanjing 211100, China;

2. School of Mechanical and Electrical Engineering, Wuyi University, Nanping 354300, China)

Abstract: In order to improve the accuracy and stability of sensorless control system of surface-mounted permanent magnet synchronous motor (SPMSM), a fast super twisting sliding mode model reference adaptive system observer (FSTA-SM-MRASO) with linear correction is proposed to solve the problem of insufficient robustness of traditional PI control. The proposed observer combines the fast super twisting algorithm (FSTA) with the model reference adaptive system (MRAS) observer to construct the sensorless vector control system of SPMSM based on FSTA-SM-MRASO. The effectiveness of the proposed strategy is verified by simulation on the MATLAB/Simulink platform.

Key words: chattering; surface-mounted permanent magnet synchronous motor (SPMSM); fast super twisting algorithm (FSTA); model reference adaptive system (MRAS)

0 引 言

作为国家装备制造业的重要组成部分, 电机

系统的动稳态性能、运行稳定性及可靠性都影响着机械装备的工作性能。永磁同步电机 (PMSM) 因其具有无转子损耗、功率密度高、能效高和静态

收稿日期: 2023-05-08; 收到修改稿日期: 2023-05-31

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金 (61903288); 江苏省青蓝工程优秀教学团队支持项目; 中国交通教育研究会教育教学研究课题 (JT2022YB287); 南京交通职业技术学院科研重点团队支持项目; 南京交通职业技术学院重大课题 (JZ2103)

作者简介: 张 云, (1989—), 女, 硕士, 讲师, 研究方向为电机设计及驱动控制。(通信作者)

阮承治, (1984—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机设计及驱动控制。

性能好的特性^[1-2],而被广泛地应用于运动控制系统中。然而,PMSM 矢量系统为了获得高性能的动静态运行品质,需要通过机械式传感器获得准确的速度和位置信息,但 PMSM 通常工作在恶劣环境中,且机械式传感器容易受环境影响出现故障,从而降低系统的可靠性^[3]。

无传感器控制技术的出现解决了上述问题,专家学者们对无传感器控制技术展开了大量研究。目前,无传感器控制技术主要分为两大类:一类为高频信号注入法^[4-5],该类方法仅适用于零速和低速;另一类为观测器法,主要为滑模观测器^[6-7]、扩展卡尔曼滤波^[8-9]和模型参考自适应系统观测器(MRASO)^[10]等。其中,由于 MRASO 结构简单,计算量小而被广泛应用,但其内部的比例积分环节对系统内外部扰动参数敏感,存在鲁棒性不足的问题。为此,文献[11]提出了一种基于模糊 PI 的 MRASO,通过模糊规则实时调整 PI 的系数,提高系统的动态性能,但模糊算法的引入无疑增加了系统的计算量。文献[12]提出了一种基于饱和函数的滑模变结构模型参考自适应系统观测器,引入滑模控制代替原有的 PI 控制,提高了系统的鲁棒性,但光滑的饱和函数无法保证系统状态收敛,不利于系统稳定。文献[13]将超螺旋算法(FSTA)和模型参考自适应系统(MRAS)结合,在抑制抖振的前提下,提高了系统鲁棒性。但传统的超螺旋算法无法有效应对线性增长扰动。

为了解决上述问题,本文将 FSTA 和 MRAS 相结合,设计出了一种采用带线性校正项的快速超螺旋滑模模型参考自适应系统观测器(FSTA-SM-MRASO)用于估计电机转速和转子位置。所提观测器将快速超螺旋算法与模型参考自适应系统观测器相结合,构建了基于 FSTA-SM-MRASO 的 SPMSM 无传感器矢量控制系统。

1 SPMSM 动态数学模型

由于 SPMSM 的定子电感 $L_d = L_q = L_s$,故而在旋转坐标系下的动态数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_s}i_d + \omega_e i_q + \frac{u_d}{L_s} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_s}i_q - \omega_e i_d - \frac{\varphi_f}{L_s}\omega_e + \frac{u_q}{L_s} \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_d 、 i_q 、 u_d 、 u_q 、 L_d 、 L_q 分别为 d - q 坐标系下的定子电流、定子电压及定子电感; ω_e 、 R 、 φ_f 分别为电角转速、定子电阻和转子永磁体磁链。

对于表贴式永磁同步电机,采用 $i_d = 0$ 的矢量控制方法,其运动方程可以表示为

$$\begin{cases} J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \\ T_e = 1.5p i_q \varphi_f \end{cases} \quad (2)$$

式中: T_e 、 T_L 、 p 、 ω_m 分别为电磁转矩、负载转矩、极对数和机械角速度。

2 FSTA-SM-MRASO 的设计

2.1 MRASO 原理

模型参考自适应系统观测器主要由参考模型、可调模型和自适应律组成。其中参考模型不含有待估计参数,可调模型含有待估计参数。当系统工作时,两个模型的输出具有同样的物理意义,然后根据两模型之间的输出误差,设计合理的自适应律对可调模型进行参数更新,使两模型之间的输出误差在系统达到稳态时趋于零。

MRASO 基本结构图如图 1 所示。

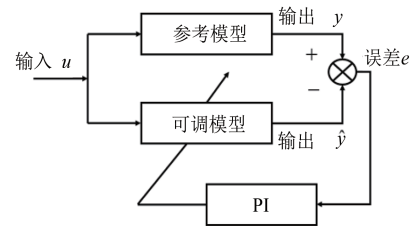


图 1 MRASO 结构图

2.2 传统 MRASO 的设计

根据 MRASO 原理,SPMSM 动态数学模型分别设置参考模型及可调模型。

首先,令:

$$\begin{cases} i'_d = i_d + \frac{\varphi_f}{L_s} \\ i'_q = i_q \\ u'_d = u_d + \frac{R\varphi_f}{L_s} \\ u'_q = u_q \end{cases} \quad (3)$$

根据式(1)设置参考模型,表示为

$$\begin{bmatrix} \frac{di'_d}{dt} \\ \frac{di'_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

同时,根据式(4)可调模型设置表示为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}'_d}{dt} \\ \frac{d\hat{i}'_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & \hat{\omega}_e \\ -\hat{\omega}_e & -\frac{R}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中:带有“^”的变量表示相应的估计值。

将式(4)和(5)相减,可得:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \tilde{i}'_d \\ \frac{d}{dt} \tilde{i}'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}'_d \\ \tilde{i}'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \tilde{\omega}_e \\ -\tilde{\omega}_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: $\tilde{\omega}_e = \omega_e - \hat{\omega}_e$; $\tilde{i}'_d = i'_d - \hat{i}'_d$; $\tilde{i}'_q = i'_q - \hat{i}'_q$ 。

将式(6)改写为

$$\frac{d}{dt} \tilde{i}'_s = -\mathbf{F} \tilde{i}'_s - \mathbf{G} \quad (7)$$

$$\text{式中: } \mathbf{F} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L_s} \end{bmatrix}; \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & \tilde{\omega}_e \\ -\tilde{\omega}_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix}。$$

根据 Popov 超稳定性理论^[10],要使得系统稳定,估计转速 $\hat{\omega}_e$ 和转子位置 $\hat{\theta}_e$ 应表示为

$$\begin{cases} \hat{\omega}_e = \left[K_p + \frac{K_i}{s} \right] \left[i_d \hat{i}_q - \hat{i}_d i_q - \frac{\varphi_f}{L_s} (i_q - \hat{i}_q) \right] \\ \hat{\theta}_e = \int \hat{\omega}_e dt \end{cases} \quad (8)$$

2.3 FSTA-SM-MRASO 的设计

由式(8)可知,传统 MRASO 的转速信息是通过 PI 控制器来获得的。但在实际工程应用中,PI 存在鲁棒性不足的问题,故而采用滑模控制器代替原有的 PI 控制器。

定义滑模面:

$$s = (i'_d \hat{i}'_q - \hat{i}'_d i'_q) \quad (9)$$

根据滑模控制的等效原理控制,当系统进入

滑动模态时,即 $s = \dot{s} = 0$,并结合式(3)可得:

$$\begin{aligned} \omega_{eq} = \omega_e + & \frac{\frac{2R}{L_s}(\hat{i}_d i'_q - i_d \hat{i}'_q)}{\left(\frac{\varphi_f}{L_s}\right)^2 + \frac{(i_d + \hat{i}_d)\varphi_f}{L_s} + \hat{i}_d i'_q + i_d \hat{i}'_q} + \\ & \frac{\left(\frac{R\varphi_f}{L_s^2} - \frac{u_d}{L_s}\right)(i_q - \hat{i}_q)}{\left(\frac{\varphi_f}{L_s}\right)^2 + \frac{(i_d + \hat{i}_d)\varphi_f}{L_s} + \hat{i}_d i'_q + i_d \hat{i}'_q} + \\ & \frac{\frac{u_q}{L_s}(i_d - \hat{i}_d)}{\left(\frac{\varphi_f}{L_s}\right)^2 + \frac{(i_d + \hat{i}_d)\varphi_f}{L_s} + \hat{i}_d i'_q + i_d \hat{i}'_q} \end{aligned} \quad (10)$$

由式(10)可知,当系统进入滑动模态时,也就是说参考模型和可调模型的电流相等,即 $\omega_{eq} = \omega_e$ 。估计转速表达式为

$$\hat{\omega}_e = \lambda \text{sign}(s) \quad (11)$$

式中: λ 为滑模增益; $\text{sign}(s)$ 为符号函数。

由式(11)可知,估计转速中含有不连续的开关函数,其在系统中会造成大量的抖振现象,通常需要引入一阶低通滤波器进行滤波处理,但这样无疑增加了系统的复杂性。

为此,本文采用快速超螺旋算法抑制滑模抖振。

常规的超螺旋算法(STA)表示为^[14-15]

$$\begin{cases} \dot{u} = -\alpha_1 |u|^{0.5} \text{sign}(u) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -\alpha_2 \text{sign}(u) + \dot{\xi} \end{cases} \quad (12)$$

式中: u 和 u_1 为状态变量; ξ 为系统中的未知扰动。

由式(12)可知,常规的 STA 由于其比例项为开平方计算,这会影响系统的抗突变扰动能力,而且过大的比例项增益会导致系统抖振增大。为此,本文设计一种带有线性校正项的快速超螺旋算法,其表达式为^[16]

$$\begin{cases} \dot{u} = -\alpha_1 |u|^{0.5} \text{sign}(u) - ku + u_1 \\ \dot{u}_1 = -\alpha_2 \text{sign}(u) + \dot{\xi} \end{cases} \quad (13)$$

式中: ku 为线性校正项。

结合式(9)和式(13)可得估计转速 $\hat{\omega}_e$ 和转子位置 $\hat{\theta}_e$ 为

$$\begin{cases} \dot{\omega}_e = \alpha_1 |s|^{0.5} \text{sign}(s) + ks + \alpha_2 \int \text{sign}(s) \\ \dot{\theta}_e = \int \dot{\omega}_e dt \end{cases} \quad (14)$$

2.4 系统稳定性证明

为了证明系统稳定性,令:

$$\begin{cases} z_1 = s \\ z_2 = -\int \alpha_2 \text{sign}(z_1) dt + \xi \end{cases} \quad (15)$$

选取类二次 Lyapunov 函数为

$$V(z_1, z_2) = \zeta^T \Pi \zeta \quad (16)$$

式中: $\zeta^T = [\zeta_1, \zeta_2] = [|z_1|^{1/2} \text{sign}(z_1), z_2]$, Π 为对称正定矩阵, 取 $\Pi = \begin{bmatrix} 4\alpha_2 + (\alpha_1 + k|z_1|^{0.5})^2 & -\alpha_1 - k|z_1|^{0.5} \\ -\alpha_1 - k|z_1|^{0.5} & 2 \end{bmatrix}$ 。

对式(16)求得:

$$\begin{aligned} \dot{V}(z_1, z_2) &= \dot{\zeta}^T \Pi \zeta + \zeta^T \Pi \dot{\zeta} = \\ &= \frac{1}{2} \frac{1}{|\zeta_1|} (\zeta^T A^T \Pi \zeta + \zeta^T \Pi A \zeta + \rho B^T \Pi \zeta + \rho \zeta^T \Pi B) \end{aligned} \quad (17)$$

式中: $A = \begin{bmatrix} -\alpha_1 - k|z_1|^{0.5} & 1 \\ -2\alpha_2 & 0 \end{bmatrix}$; $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$; $\rho = 2$

$|z_1|^{0.5}$; $\dot{\xi} = 2|\zeta_1|\dot{\xi}$ 且为标量。

故而:

$$B^T \Pi \zeta = (B^T \Pi \zeta)^T = \zeta^T \Pi^T (B^T)^T = \zeta^T \Pi B \quad (18)$$

令 $Q = B^T \Pi \zeta = \zeta^T \Pi B$, $Q^2 = \zeta^T \Pi B B^T \Pi \zeta$ 可得:
 $(Q - \rho)^2 = Q^2 - 2Q\rho + \rho^2 \geq 0, \forall Q, \rho \in R$ (19)

可以推出:

$$\zeta^T \Pi B B^T \Pi \zeta \geq \rho \zeta^T \Pi B + \rho B^T \Pi \zeta - \rho^2 \quad (20)$$

假设扰动项 ξ 是 Lipschitz 连续的, $\dot{\xi}$ 有界, $2|\dot{\xi}| \leq \delta (\delta > 0)$, 则 α_1, α_2, k 取值满足于:

$$\begin{cases} \alpha_1 > 2 \\ \alpha_2 > \frac{\alpha_1^3 + \delta^2(4\alpha_1 - 8)}{\alpha_1(4\alpha_1 - 8)} \\ k > 0 \end{cases} \quad (21)$$

从而 $\dot{V} \leq 0$ 满足系统稳定。

结合式(2), 将设计的快速超螺旋滑模模型

参考自适应系统观测器应用于表贴式永磁同步电机无传感器控制矢量控制系统, 如图 2 所示。

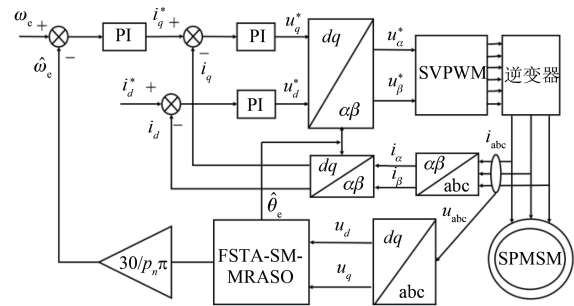


图2 SPMSM 无传感器控制矢量控制系统

3 仿真分析

为了证明所提策略的有效性, 本文根据图 1, 通过 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建基于 FSTA-SM-MRASO 的 SPMSM 无传感器控制模型, 其电机参数见表 1。控制器参数为 PI: $K_p = 15$, $K_i = 3000$; SM-MRASO: $\varepsilon = 400$; STA-SM-MRASO: $\alpha_1 = 30, \alpha_2 = 40000$; FSTA-SM-MRASO: $\alpha_1 = 3, \alpha_2 = 40000, k = 5000$ 。

表 1 SPMSM 参数

参数名称	参数值
极对数	2
定子电阻/ Ω	2.875
定子电感/mH	8.5
永磁体磁链/Wb	0.175
转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	0.0008
阻尼系数	0

图 3 给出了电机给定转速 1000 r/min 空载启动, 在 0.2 s 时, 突增负载 3 N·m 的情况下, SM-MRASO、STA-SM-MRASO、FSTA-SM-MRASO 及 PI-MRASO 四种无传感器控制策略的转速响应及转速误差的仿真图。

由图 3(a)~(d) 转速响应可知, PI-MRASO、SM-MRASO、STA-SM-MRASO 及 FSTA-SM-MRASO 四种无传感器控制策略都有可行性和有效性, 算法的估计转速均能跟踪电机的实际转速。

由图 3(e) 转速误差可知, 在电机起步和 0.2 s 负载突增阶段, 采用 PI-MRASO 控制策略时, 转速估计有较大转速误差波动, 算法的估计转

速无法准确跟踪实际转速。采用 SM-MRASO 控制策略时,在电机起步和 0.2 s 负载突增阶段,转速估计都有着较好的稳定性,但是转速误差是四种方法中最大的。而 STA-SM-MRASO 和 FSTA-

SM-MRASO 控制策略,虽然在电机起步和 0.2 s 负载突增阶段都有着良好的稳定性和较小的转速估计误差,但是其中 FSTA-SM-MRASO 的转速误差最小,动静态性能最好,鲁棒性更强。

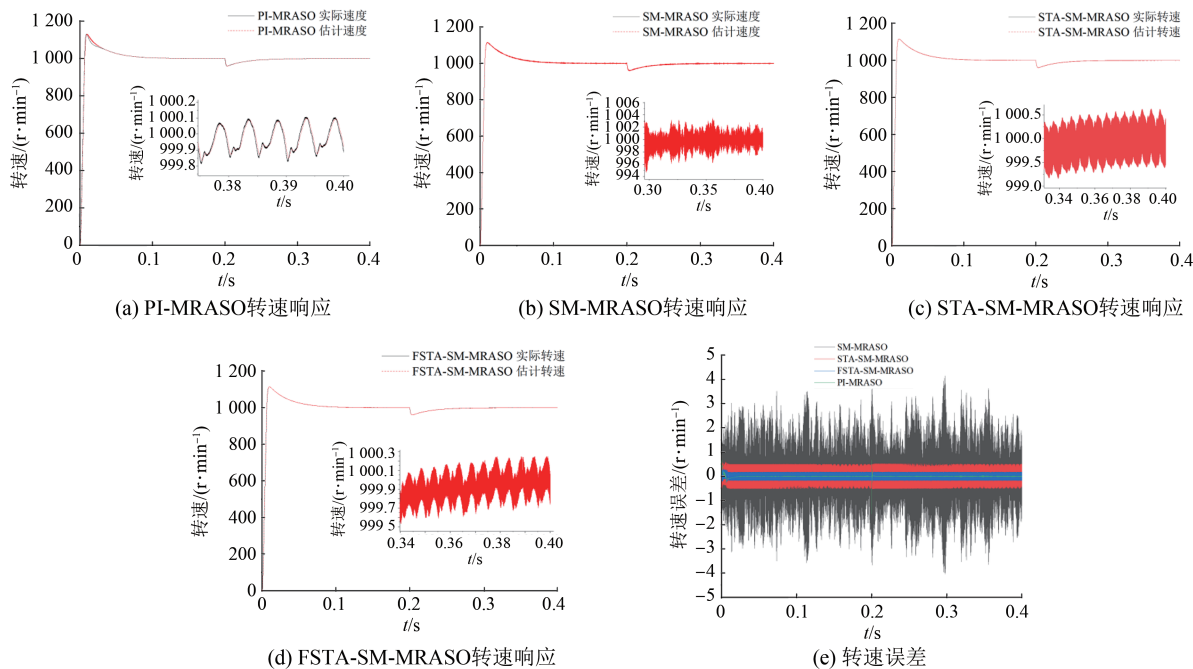


图3 转速响应及转速误差仿真图

图4为电机给定转速1000 r/min空载起动,在0.2 s时,突增负载3 N·m的情况下,PI-MRASO、SM-MRASO、STA-SM-MRASO及FSTA-SM-MRASO四种不同的无传感器控制策略的电机转子位置响应的仿真图。

由图4(a)~(d)转子位置响应曲线可知,SM-MRASO、STA-SM-MRASO、FSTA-SM-MRASO和PI-MRASO四种无传感器控制策略都有可行性和有效性,算法的转子位置均能跟踪电机的转子位置。

根据图4(e)转子误差和图4(f)转子位置误差放大图可知,采用PI-MRASO控制策略时,在电机起步和负载突增阶段,转子位置估计误差最大,并且有较大的误差波动,算法鲁棒性较差。采用SM-MRASO控制策略时,转子位置估计误差比采用PI-MRASO控制策略有所提高,且算法鲁棒性也得到提高。而STA-SM-MRASO和FSTA-SM-MRASO控制策略在电机起步和负载突增阶段,转

子位置误差最小,且有着良好的稳定性能。由图4(g)的STA-SM-MRASO和FSTA-SM-MRASO的误差对比图可知,与STA-SM-MRASO相比,引入线性校正项的FSTA-SM-MRASO的转速误差更小,动静态性能更好,能够更有效应对扰动,进一步抑制滑模抖振,提高了系统的鲁棒性。

4 结 语

为了实现高精度、高鲁棒性的SPMSM无传感器控制策略,本文提出了一种基于快速超螺旋滑模模型参考自适应系统观测器。首先,根据电机的动态模型建立模型参考自适应系统观测器;其次,采用带有线性校正项的快速超螺旋算法取代原有的PI控制器,增强了系统整体的鲁棒性;最后,通过仿真对PI-MRASO、SM-MRASO、STA-SM-MRASO及FSTA-SM-MRASO四种无传感器控制策略的转速响应及转速误差进行了对比,证明了所提策略的有效性。

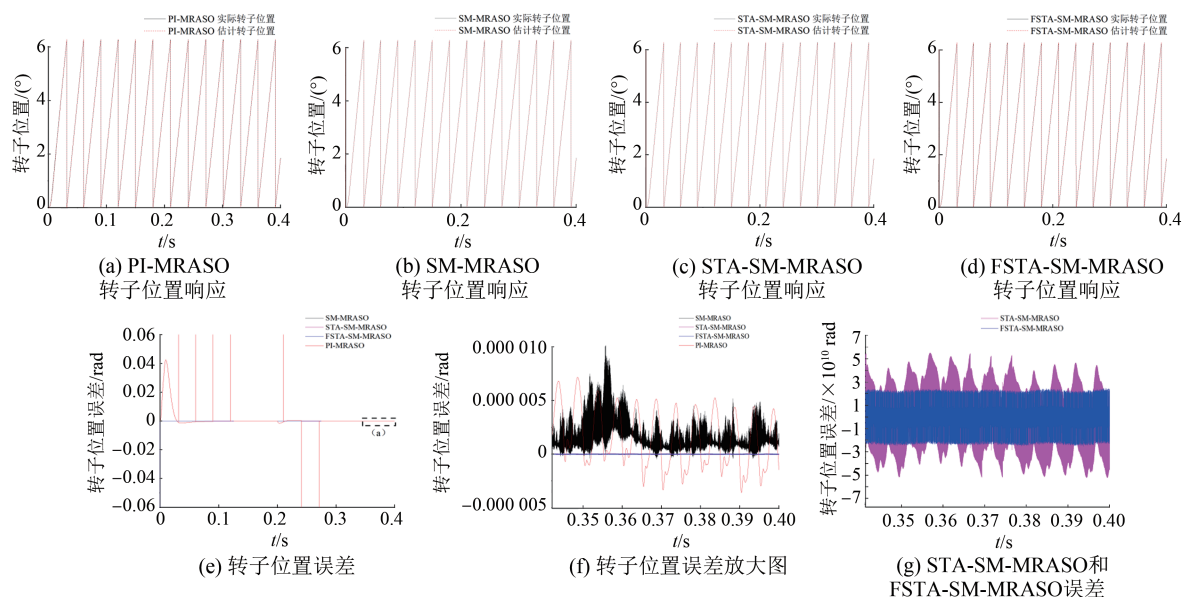


图4 转子位置响应及转子位置误差的仿真图

【参考文献】

- [1] 林豪, 廖勇. 基于非线性磁路饱和模型的永磁同步电机增益调度电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 770-779.
- [2] 阎彦, 赵梦圆, 陈志伟, 等. 辅助坐标系下永磁同步电机低载波比无差拍预测转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 761-770.
- [3] 鲁文其, 胡育文, 杜栩杨, 等. 永磁同步电机新型滑模观测器无传感器矢量控制调速系统[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 78-83.
- [4] 秦峰, 贺益康, 刘毅, 等. 两种高频信号注入法的无传感器运行研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 116-121.
- [5] 宋同月, 颜建虎, 应展烽, 等. 基于脉振高频注入法的零低速永磁直线同步电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(11): 10-17+24.
- [6] 张磊. 高阶滑模在表贴式永磁同步电机中的应用研究[D]. 吉林: 北华大学, 2021.
- [7] 李宁, 郝成, 姚征, 等. 改进滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2023, (3): 82-85+90.
- [8] 徐会风, 苏少平, 杜庆诚, 等. 基于扩展卡尔曼滤波观测器的无刷直流电机无位置传感器控制系统研究[J]. 微电机, 2020, 53(5): 31-39+50.
- [9] 赵毅恒, 宁博文, 卢少武, 等. 基于 I/F 启动和扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机全速域无传感器控制方法[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(2): 1-7+19.
- [10] 张晟铨, 张永昌, 焦健, 等. 基于转子电流模型参考自适应的双馈电机无位置传感器预测功率控制[J]. 电气工程学报, 2021, 16(4): 101-107.
- [11] 张洪帅, 王平, 韩邦成. 基于模糊 PI 模型参考自适应的高速永磁同步电机转子位置检测[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(12): 1889-1896.
- [12] 林茂, 李颖晖, 吴辰, 等. 基于滑模模型参考自适应系统观测器的永磁同步电机预测控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(6): 156-163.
- [13] 孙恺英, 李冬辉, 姚乐乐, 等. 基于新型超螺旋滑模自适应观测器的永磁同步电机转速估计策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(11): 3771-3781.
- [14] SHTESEL Y, EDWARDS L, FRIDMAN L, et al. Sliding mode control and observation [M]. New York: Springer, 2014.
- [15] 李鹏. 传统和高阶滑模控制研究及其应用[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2011.
- [16] 张庆超. 电机转速环节 Super-Twisting 算法二阶滑模控制律设计与研究[J]. 西北工业大学学报, 2016, 34(4): 669-676.