

基于改进滑模方法的永磁同步电机宽速范围无位置传感器控制*

杨永杰^{1,2}, 刘旭东^{1,2}

(1. 青岛大学 自动化学院, 山东 青岛 266071;

2. 山东省工业控制技术重点实验室, 山东 青岛 266071)

摘要: 为了实现永磁同步电机(PMSM)宽速度范围无传感器控制,提出了一种基于改进滑模方法的宽速度无位置传感器控制策略。在电机中高速阶段,为抑制传统滑模观测器的固有抖振问题设计了一种新型滑模趋近律,来提高电机转速估计精度;在电机零低速阶段采用脉振高频注入法估计电机转速。此外,设计了一种平滑切换控制策略,实现不同算法间的平滑切换。对比仿真结果验证了所设计控制器具有良好的转速估计和跟踪性能,且能实现不同控制算法的平滑切换。

关键词: 永磁同步电机;改进滑模观测器;无位置传感器;脉振高频注入法;平滑切换

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)07-0007-07

doi: 10.12177/emca.2022.040

Position Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors in Wide Speed Range Based on Improved Sliding Mode Method

YANG Yongjie^{1,2}, LIU Xudong^{1,2}

(1. School of Automation, Qingdao University, Qingdao 266071, China;

2. Shandong Key Laboratory of Industrial Control Technology, Qingdao 266071, China)

Abstract: In order to realize the position sensorless control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) with wide speed range, a wide speed position sensorless control strategy based on the improved sliding mode method is proposed. In the medium and high-speed stage of the motor, a new sliding mode reaching law is designed to suppress the inherent chattering problem of the traditional sliding mode observer. Thus, the estimation accuracy of the motor speed is improved. In the zero and low speed stage of the motor, the pulsating high frequency injection method is used to estimate the speed of motor. In addition, a smooth switching control strategy is designed to achieve smooth switching between different algorithms. The comparison of simulation results verifies that the designed controller has good speed estimation and tracking performance, and the smooth switching of different control algorithms can be achieved.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); improved sliding mode observer; position sensorless; pulsating high frequency injection method; smooth switching

0 引言

永磁同步电机(PMSM)因其功率密度和可靠

性高等运行特点广泛应用于工业生产中^[1]。高性能的PMSM驱动系统中通常采用矢量控制或直接转矩控制,其中PMSM转子信息的获取极为重

收稿日期: 2022-04-25; 收到修改稿日期: 2022-05-25

* 基金项目: 国家自然科学基金会资助项目(52037005);中国博士后科学基金会资助项目(2018M632622);山东省高校青年创新科技支持计划资助项目(2019KJN033)

作者简介: 杨永杰(1997—),男,硕士研究生,研究方向为电机驱动与运动控制。

刘旭东(1987—),男,博士,副教授,研究方向为电驱动系统控制、非线性控制等。

要,使用机械传感器获取转子信息会增加电机驱动系统的体积与成本。因此 PMSM 无位置传感器控制技术成为电机研究的热点之一^[2-4]。

PMSM 无位置传感器控制策略可分为 2 类:(1)通过向电机注入高频信号,利用转子磁凸极特性效应来估计电机转速,该方法通常用于电机零低速的转速估计^[5];(2)基于电机反电动势的转速估计方法,通常适用于电机中高速的转速估计^[6]。在零低速阶段,文献[7]通过向电机注入高频信号,得到含有转子信息的高频电流,通过低通以及带通滤波器提取与调制获取转子信息,实现了电机无传感器控制。文献[8]提出了一种改进的高频信号注入法,获得转子位置信息时减少了滤波器的使用,可提高系统性能,简化系统结构。模型参考自适应法^[9]、扩展卡尔曼滤波器法^[10]、滑模观测器法^[11]等均是电机中高速段常见的无传感器控制方法。文献[12]在传统滑模观测器的基础上设计了全阶滑模观测器,提高了系统带宽,有效减小了抖振。文献[13]提出一种改进的 PMSM 超螺旋高阶滑模观测器,可提高系统的估计精度与系统鲁棒性,具有良好的动态和稳态性能。

无论是零低速还是中高速控制策略,均有其局限性,单一控制策略难以实现宽速域电机转子位置和转速的精确辨别。通常采用零低速和中高速控制算法的混合控制^[14],且多采用滞环切换^[15]或加权算法切换^[16]方法实现 2 种控制策略的切换。

本文针对表贴式 PMSM 在宽速域范围内的无位置传感器控制,提出了一种基于改进滑模控制的无位置传感器控制方法,在中高速范围内采用改进滑模控制,减小了转速抖振,提高了系统稳态性能;在零低速段采用脉振高频信号注入法,并设计了一种平滑切换策略,减小了算法切换带来的转速波动。结果证明,所设计的控制器可实现宽速域范围内的电机转速估计,且系统具有良好的动态和稳态性能。

1 滑模观测器设计

1.1 传统滑模观测器设计

表贴式 PMSM 在两相静止坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i_{\alpha} = -\frac{R_s}{L_s}i_{\alpha} + \frac{1}{L_s}u_{\alpha} - \frac{1}{L_s}e_{\alpha} \\ \frac{d}{dt}i_{\beta} = -\frac{R_s}{L_s}i_{\beta} + \frac{1}{L_s}u_{\beta} - \frac{1}{L_s}e_{\beta} \\ e_{\alpha} = -\psi_f\omega_e \sin \theta_e \\ e_{\beta} = \psi_f\omega_e \cos \theta_e \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_{α} 、 i_{β} 分别为 α 、 β 轴定子电流分量; u_{α} 、 u_{β} 分别为 α 、 β 轴定子电压分量; e_{α} 、 e_{β} 分别为 α 、 β 轴反电动势分量; L_s 、 R_s 分别为定子电感和定子电阻; ψ_f 为永磁体磁链; ω_e 为转子电角速度; θ_e 为转子电角度。

根据基于滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制方法,定义滑模面为

$$s(x) = \hat{i}_s - i_s = \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} - i_{\beta} \end{bmatrix} = 0 \quad (2)$$

式中: $\hat{i}_s$ 为定子电流观测值; i_s 为实际定子电流。

滑模观测器通常设计为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\hat{i}_{\alpha} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_{\alpha} + \frac{1}{L_s}u_{\alpha} - \frac{1}{L_s}v_{\alpha} \\ \frac{d}{dt}\hat{i}_{\beta} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_{\beta} + \frac{1}{L_s}u_{\beta} - \frac{1}{L_s}v_{\beta} \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\hat{i}_{\alpha}$ 、 $\hat{i}_{\beta}$ 分别为 α 、 β 轴定子电流观测值分量; v_{α} 、 v_{β} 为滑模控制律。

将式(1)与式(3)作差可得定子电流误差方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{\alpha} \\ \tilde{i}_{\beta} \end{bmatrix} = -\frac{R_s}{L_s} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{\alpha} \\ \tilde{i}_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_{\alpha} - v_{\alpha} \\ e_{\beta} - v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $\tilde{i}_{\alpha}$ 、 $\tilde{i}_{\beta}$ 为电流观测误差, $\tilde{i}_{\alpha} = \hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}$, $\tilde{i}_{\beta} = \hat{i}_{\beta} - i_{\beta}$ 。

滑模控制律设计为

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \operatorname{sgn}(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ k \operatorname{sgn}(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: k 为常数,表示滑模增益,且 $k > 0$; $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 为开关函数。

根据滑模等效控制原理^[17],可得反电动势:

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \operatorname{sgn}(\tilde{i}_{\alpha}) \\ k \operatorname{sgn}(\tilde{i}_{\beta}) \end{bmatrix} \quad (6)$$

电机转子估计信息可通过对滤波后的反电动势计算获得:

$$\hat{\theta}_e = -\arctan \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \quad (7)$$

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}}{\psi_f} \quad (8)$$

式中: $\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$ 为 α, β 轴估计反电动势分量; $\hat{\theta}_e$ 为估计转子位置电角度; $\hat{\omega}_e$ 为估计转子位置电角速度。

1.2 改进滑模观测器设计

式(5)中滑模观测器采用了趋近速度慢而且抖振较大的等速趋近律,为了提高转速估计性能,文献[18]设计了基于指数趋近律的 PMSM 滑模观测器,指数趋近律表示为

$$\dot{s} = -k \operatorname{sgn}(s) - \varepsilon s, k > 0, \varepsilon > 0 \quad (9)$$

式中: $-\varepsilon s$ 为指数趋近率; ε 为滑模系数,且 $\varepsilon > 0$ 。

在指数趋近律式(9)的基础上设计了新型趋近律:

$$\dot{s} = -k |s|^\beta \operatorname{sgn}(s) - \varepsilon |s|^{b \cdot \operatorname{sgn}(|s|-1)} s \quad (10)$$

式中: $0 < \beta < 1, 0 < b < 1$ 。

针对不连续 $\operatorname{sgn}(x)$ 函数带来的系统抖振问题,采用在零点连续的控制函数 $\operatorname{sigmoid}(x)$ 来替代 $\operatorname{sgn}(x)$ 函数, $\operatorname{sigmoid}(x)$ 的函数表达式如下:

$$\operatorname{sigmoid}(x) = \frac{2}{1 + e^{-ax}} - 1 \quad (11)$$

式中: e 为自然常数; a 为常数,且 $a > 0$ 。

改进后估计反电动势可表示为

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varepsilon |\tilde{i}_\alpha|^\beta \operatorname{sigmoid}(\tilde{i}_\alpha) + k |\tilde{i}_\alpha|^{b \cdot \operatorname{sgn}(|\tilde{i}_\alpha|-1)} \tilde{i}_\alpha \\ \varepsilon |\tilde{i}_\beta|^\beta \operatorname{sigmoid}(\tilde{i}_\beta) + k |\tilde{i}_\beta|^{b \cdot \operatorname{sgn}(|\tilde{i}_\beta|-1)} \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (12)$$

为验证所设计滑模趋近律性能,以典型系统式(13)为例进行分析研究^[19]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \quad (13)$$

式中: $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$, x_1, x_2 为系统状态变量; 参数矩阵 $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$; 参数矩阵 $\mathbf{B} = [0 \ -4 \ 200]^T$ 。

取系统滑模面为 $s = \mathbf{C}\mathbf{x}$, 对其求导数得:

$$\dot{s} = \mathbf{C}\dot{\mathbf{x}} \quad (14)$$

式中: 滑模面参数矩阵 $\mathbf{C} = [15 \ 1]$ 。

将趋近律式(10)代入式(13)、式(14)可得控制函数为

$$u = (\mathbf{CB})^{-1} [-\mathbf{CA}\mathbf{x} - \varepsilon |\mathbf{C}\mathbf{x}|^\beta \operatorname{sigmoid}(\mathbf{C}\mathbf{x}) - k |\mathbf{C}\mathbf{x}|^{b \cdot \operatorname{sgn}(|\mathbf{C}\mathbf{x}|-1)} \mathbf{C}\mathbf{x}] \quad (15)$$

式中: 系统初始状态 $\mathbf{x}(0) = [10 \ 10]^T$, $\varepsilon = 300$; $k = 100$; $\beta = 0.7$; $b = 0.5$ 。

新型趋近律与常规指数型趋近律的仿真对比结果分别如图1和图2所示。

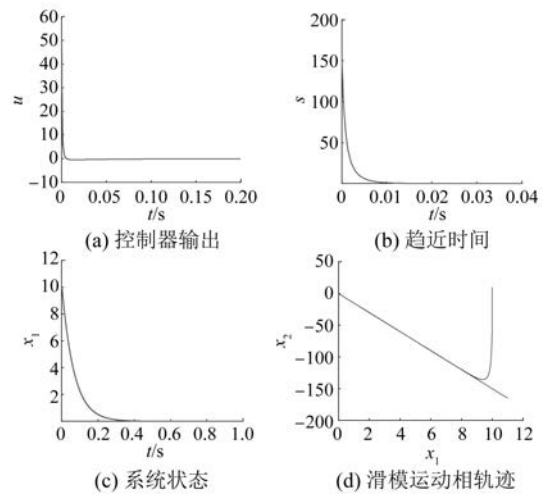


图1 新型趋近律性能

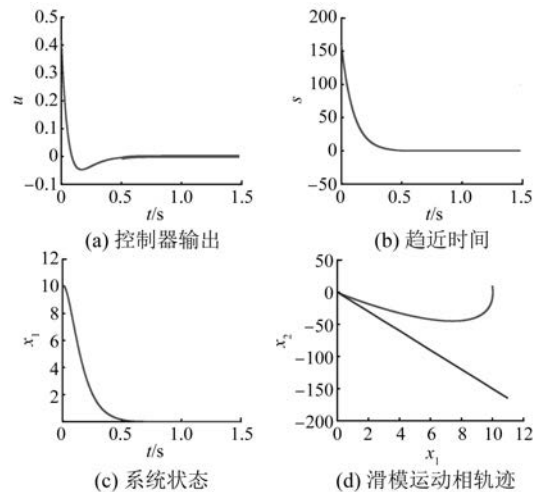


图2 指数型趋近律性能

图1为新型趋近律性能仿真数值,图2为指数型趋近律性能仿真数值,对比仿真结果可以得到,在趋近速度以及抖振抑制方面,新型趋近律均好于指数型趋近律,因此该新型趋近律可以缩短

系统到达滑模面所需的时间,提高系统趋近滑模面的速度,减弱系统的抖振。

2 脉振高频信号注入法

由于滑模观测器方法基于电机反电动势进行转速估算,在电机转速较低时,电机的反电动势较小,导致转速估算不准确,因此在零低速范围,本文采用基于电机饱和凸极特性的脉振高频信号注入法^[20]。

PMSM 在同步旋转坐标系下的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (16)$$

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 、 L_d 、 L_q 分别为定子 d - q 旋转坐标系下的电压、电流以及电感; ω_r 为转速。

定义 $\hat{\theta}_e$ 为估计转子角位置, θ_e 为实际转子角位置。转子误差角 $\tilde{\theta}_e$ 定义为

$$\tilde{\theta}_e = \theta_e - \hat{\theta}_e \quad (17)$$

将高频信号注入 $\hat{d}$ 轴,注入信号如下:

$$\begin{cases} \hat{u}_{din}^r = u_{in} \cos \omega_{in} t \\ \hat{u}_{qin}^r = 0 \end{cases} \quad (18)$$

式中: $\hat{u}_{din}^r$ 、 $\hat{u}_{qin}^r$ 分别为估计的 $\hat{d}$ 、 $\hat{q}$ 轴注入的高频电压信号; u_{in} 为高频电压信号幅值; ω_{in} 为高频电压信号频率。

注入高频电压信号后,系统高频响应电流可表示为^[21]

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{din}^r}{dt} = \frac{u_{in} \sin \omega_{in} t}{\omega_{in} (L^2 - \Delta L^2)} (L + \Delta L \cos 2\tilde{\theta}_e) \\ \frac{d\hat{i}_{qin}^r}{dt} = \frac{u_{in} \sin \omega_{in} t}{\omega_{in} (L^2 - \Delta L^2)} \Delta L \cos 2\tilde{\theta}_e \end{cases} \quad (19)$$

式中: $\hat{i}_{din}^r$ 、 $\hat{i}_{qin}^r$ 分别为估计旋转坐标系 $\hat{d}$ - $\hat{q}$ 轴电流高频分量; 平均电感 $L = (L_d + L_q)/2$; 半差电感 $\Delta L = (L_d - L_q)/2$ 。

提取式(19)中 q 轴高频相应电流 $\hat{i}_{qin}^r$ 即可获得包含转子位置的信息,信号处理过程框图如图3所示。

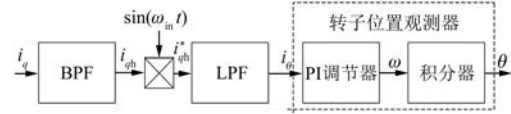


图3 信号处理过程框图

3 平滑切换控制器设计

为了实现转速过渡区域 2 种转速和位置观测方法的连续平滑变化,本文提出了一种基于平滑切换函数的协调控制方法,控制器的输出表示为

$$u(\hat{\omega}_e) = \alpha(\hat{\omega}_e) \cdot u_s(\hat{\omega}_e) + [1 - \alpha(\hat{\omega}_e)] \cdot u_e(\hat{\omega}_e) \quad (20)$$

式中: $\alpha(\hat{\omega}_e)$ 为平滑切换函数 $\alpha(\hat{\omega}_e) = 1/[1 + e^{c(\hat{\omega}_e - d)}]$ $0 \leq \alpha(\hat{\omega}_e) \leq 1$; $\hat{\omega}_e$ 为估计转速; c 、 d 为可调参数。

转速过渡区域的转子速度由高频脉振注入法和滑模观测器法共同给出,转子转速估计值如下:

$$\hat{\omega}_e = \begin{cases} \hat{\omega}_{e1}, & \hat{\omega}_e \leq \omega_L \\ \alpha(\hat{\omega}_e) \hat{\omega}_{e1} + [1 - \alpha(\hat{\omega}_e)] \hat{\omega}_{e2}, & \omega_L \leq \hat{\omega}_e \leq \omega_H \\ \hat{\omega}_{e2}, & \hat{\omega}_e \geq \omega_H \end{cases} \quad (21)$$

式中: $\hat{\omega}_{e1}$ 、 $\hat{\omega}_{e2}$ 分别为脉振高频信号注入法和滑模观测器法的估计转速; ω_L 、 ω_H 为转速过渡区域的下限与上限值。

电机转速小于 ω_L 时,采用脉振高频信号注入法观测电机转速,在转速过渡范围内采用协调控制进行平滑切换,转速大于 ω_H 时,由滑模观测器法估计电机转速,从而实现 PMSM 宽速域的位置传感器控制。

4 仿真分析

为了验证所提出的基于高频信号注入法和改进滑模观测器的 PMSM 无位置控制方法的有效性,本节基于 MATLAB/Simulink 完成了仿真验证,PMSM 参数如表 1 所示。

图4为采用协调控制策略的 PMSM 宽速域无位置传感器控制方法结构框图,低速时由脉振高频注入法估计电机转速,当转速上升到协调范围时,由 2 种转速估计方法协调控制,当转速到达中高速域时,系统平滑切换为滑模观测器观测电机转速。

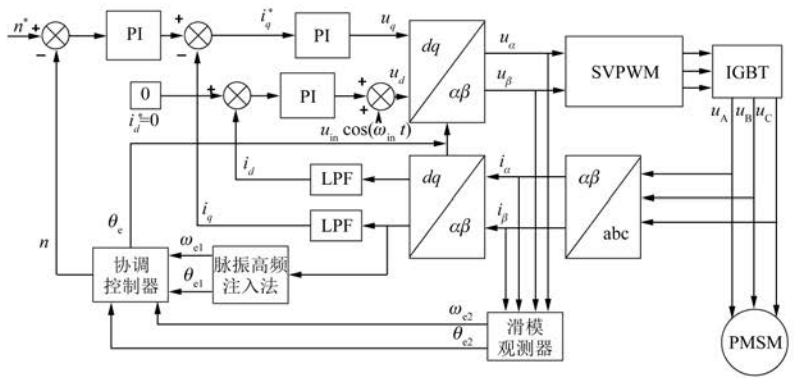


图 4 宽速域无位置传感器控制结构框图

表 1 电机参数

参数名称	参数值
极对数	4
定子电感/mH	6.65
定子电阻/ Ω	1.84
磁链/Wb	0.32
转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.002 7
额定转速/($\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$)	1 000
额定功率/kW	1.5

取滑模观测器参数为 $k=300, \varepsilon=100, \beta=0.7$, $b=0.5$ 。转速切换区间设置为 300~400 r/min, 图 5(a)~图 5(c) 为给定转速 $n^*=200$ r/min 时, 转速估计曲线、转速误差曲线、转子位置曲线。图 6(a)、图 6(b) 为给定转速 $n^*=1\,000$ r/min 时, 基于改进滑模观测器与传统滑模观测器的转速曲线及转速误差曲线; 图 6(c) 为对应的转子位置曲线。图 7(a)、图 7(b) 为给定转速 $n^*=1\,000$ r/min 时, 在 0.2 s 突增 10 N·m 负载转矩时转速响应曲线与 q 轴电流曲线。

从图 5 可以看出在给定 $n^*=200$ r/min 时, 采用脉振高频信号注入法估计电机转速, 转速实际值与观测值偏差较小, 响应迅速, 转子位置跟踪性能优异, 该算法能够准确地估算转子速度和角度。从图 6 可以看出, 在给定 $n^*=1\,000$ r/min 时, 控制器切换为滑模观测器, 传统滑模观测器电机实际转速波动范围为 ± 2.35 r/min, 转速误差范围为 ± 0.75 r/min, 改进后转速波动范围为 ± 1.35 r/min, 转速误差范围为 ± 0.3 r/min, 改进后的滑模观测器, 抖振更小, 电机转速误差更小, 转子位置跟踪性能优异, 显著提高了系统控制性能。

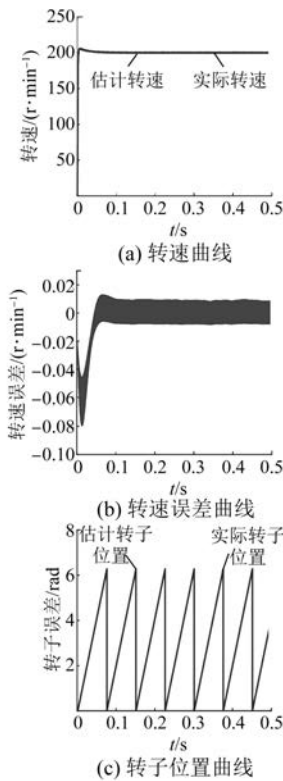


图 5 给定转速为 200 r/min 时的仿真结果

从图 7 可以看出, 采用新型滑模观测器, 负载突增后估计转速能够迅速响应, 稳定后与实际转速的误差较小, 在启动过程中, q 轴电流的瞬态响应快。特别是当负载转矩发生变化时, q 轴电流随所提方法变化较快, 系统抗扰性较好。

此外, 为了对比验证所设计平滑切换控制器的有效性, 分别采用平滑切换方法、滞环切换方法设计了协调控制器, 图 8 为给定 1 000 r/min 时, 平滑切换方法与滞环切换方法转速曲线与转速误差曲线。从图 8 看出滞环切换策略在算法切换点

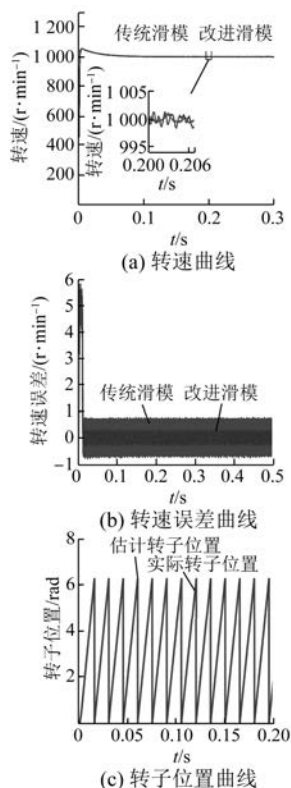


图6 给定转速为1000 r/min时的仿真结果

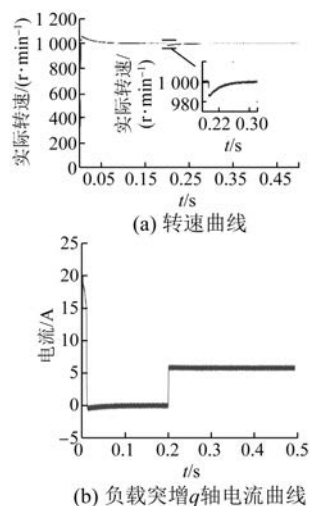


图7 负载突增时的仿真结果

出现较大的转速波动,而平滑切换策略可以有效地减小因控制策略的切换带来的系统转速波动,减小系统振荡,从而提高系统的稳定性。

5 结 语

为提高PMSM无位置传感器控制性能,本文在零低速区采用脉振高频信号注入法估计电机转

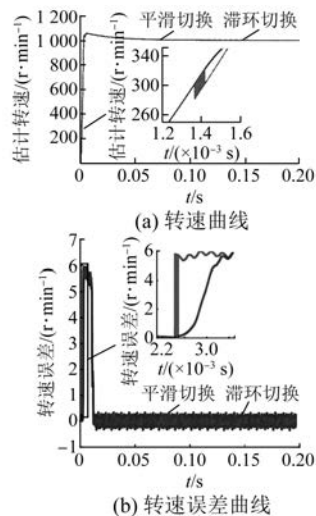


图8 切换策略仿真对比图

速,在中高速区采用改进滑模观测器法估计电机转速,在转速过渡区域,提出了一种平滑的切换策略作为协调控制器,进而设计了宽速范围内PMSM无位置传感器控制系统,仿真结果表明本文所设计的转速观测器能实现良好的转速估计,且具有较好的动态性能,所设计的平滑切换策略能更好地实现2种转速观测器的协调切换,在切换过程中转速波动较小。

【参考文献】

- [1] 赵毅恒,宁博文,卢少武,等. 基于L/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.
- [2] WANG G, VALLA M, SOLSONA J. Position sensorless permanent magnet synchronous machine drives—a review [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5830.
- [3] 方遁,魏才柱,洪剑锋,等. 表贴式永磁同步电机的无位置传感器矢量控制[J]. 厦门大学学报(自然科学版), 2021, 60(6): 1048.
- [4] 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.
- [5] ZHAO J, NALAKATH S, EMADI A. A high frequency injection technique with modified current reconstruction for low-speed sensorless control of IPMSMs with a single DC-link current sensor [J]. IEEE Access, 2019, 7: 136137.
- [6] 刘震,苗述,李汶浚,等. 基于Super-Twisting滑模观

- 测器的永磁同步电机无传感器控制[J]. 东北大学学报(自然科学版), 2020, 41(5): 741.
- [7] LIU G, GENG C, CHEN Q. Sensorless control for five-phase IPMSM drives by injecting HF square-wave voltage signal into third harmonic space[J]. IEEE Access, 2020, 8: 69712.
- [8] WANG S, YANG K, CHEN K. An Improved position-sensorless control method at low speed for PMSM based on high-frequency signal injection into a rotating reference frame[J]. IEEE Access, 2019, 7: 86510.
- [9] 张红伟, 王海林. PMSM 无传感器模糊直接转矩控制系统[J]. 控制工程, 2019, 26(9): 1642.
- [10] 易伯瑜, 康龙云, 林玉健, 等. 基于双段卡尔曼滤波的永磁电机无传感器控制[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2013, 41(12): 49.
- [11] 祝新阳, 曾国辉, 黄勃, 等. 无速度传感器的永磁同步电机矢量控制[J]. 控制工程, 2021, 28(5): 898.
- [12] 祝新阳, 曾国辉, 黄勃, 等. 改进滑模观测器的永磁同步电机矢量控制[J]. 信息与控制, 2020, 49(6): 708.
- [13] ZHAO Y, YU H, WANG S. An improved super-twisting high-order sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet synchronous motor[J]. Energies, 2021, 14(19): 1.
- [14] 张国强, 王高林, 徐殿国, 等. 基于单观测器误差信息融合的永磁电机无传感器复合控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(20): 6077.
- [15] 曹虎, 魏雄, 汪志. 永磁同步电机无传感器控制算法切换策略研究[J]. 电力电子技术, 2020, 54(6): 62.
- [16] 宋桂英, 李佳伦. IF 结合改进滑模观测器的 PMSM 无传感器复合控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(11): 63.
- [17] 蒋林, 刘梁鸿, 韩璐, 等. 一种永磁同步电机双滑模无传感器控制方法[J]. 电力电子技术, 2019, 53(11): 15.
- [18] 吕德刚, 李子豪. 表贴式永磁同步电机改进滑模观测器控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(10): 58.
- [19] 张晓光, 赵克, 孙力. 永磁同步电动机混合非奇异终端滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 116.
- [20] 张国强, 项润华, 王高林, 等. 基于静止轴系脉冲信号注入的永磁同步电机无传感器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(12): 4297.
- [21] WANG G, XIAO D, ZHANG G, et al. Sensorless control scheme of IPMSMs using HF orthogonal square-wave voltage injection into a stationary reference frame[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2573.

(上接第 6 页)

- [14] 郑鸿鑫. 平面开关磁阻电机位置控制算法研究[D]. 深圳: 深圳大学, 2016.
- [15] SUN X, DIAO K, LEI G, et al. Direct torque control based on a fast modeling method for a segmented-rotor switched reluctance motor in HEV application[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 232.
- [16] 周永勤, 徐爽, 吴桐, 等. 12/8 极开关磁阻电机直接转矩控制系统建模与仿真[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2017, 22(4): 75.
- [17] 曹鑫, 户红艳, 颜宁, 等. 扇区实时优化的开关磁阻电机直接转矩控制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(19): 4526.