基于模糊切换控制算法的IPMSM全速域无位置传感器控制策略

冯志刚，商 宇

（沈阳航空航天大学 自动化学院，沈阳 110136）

摘 要：提出了一种针对内置式永磁同步电机（IPMSM）的全速域无位置传感器控制策略。该策略结合了适用于低速区的高频方波电压信号注入法与适用于高速区的超螺旋滑模观测器法。在低速与高速域切换区间，针对加权平均切换法在切换临界点存在转速突变及切换过程中误差较大的问题，提出了一种基于模糊控制理论的平滑切换控制方法。此外，为了提升IPMSM的转速控制性能，本文设计了一种基于新型指数趋近律与滑模扰动观测器的滑模速度控制器。最后，通过仿真验证了所提控制策略的有效性。

关键词：内置式永磁同步电机；无位置传感器控制；低速区；高速区；模糊控制理论；滑模速度控制器

中图分类号：TM351 **文献标志码**：A **文章编号**：1671-5497（2026）06-1737-13

DOI：10.13229/j.cnki.jdxbgxb.20241227

Position sensorless control strategy for IPMSM in the full-speed domain based on the fuzzy switching control algorithm

FENG Zhi-gang，SHANG Yu

（*Department of Automation，Shenyang Aerospace University，Shenyang* 110136，*China*）

Abstract：A position sensorless control strategy for the Interior Permanent Magnet Synchronous Motor（IPMSM）is proposed，which operates across the full speed range. This strategy integrates the high-frequency square wave voltage injection method suitable for low-speed regions with the super-twisting sliding mode observer method appropriate for high-speed regions. To address the issues of speed jumps and significant errors at the switching critical points when using the weighted average switching method in the low-to-high speed transition zone，a smooth switching control methodbased on fuzzy control theory is introduced. Furthermore，to enhance the speed control performance of the IPMSM，a sliding mode speed controller is designed，which incorporates a novel exponential convergence law and a sliding mode disturbance observer. Finally，the effectiveness of the proposed control strategy is validated through simulation experiments.

Key words：interior permanent magnet synchronous motor；position sensorless control；low speed region；high speed region；fuzzy control theory；sliding mode speed controller

收稿日期：2024-11-14.

基金项目：辽宁省属本科高校基本科研业务费专项资金项目（LJ232410143020）.

作者简介：冯志刚（1980-），男，教授，博士. 研究方向：电机控制，故障诊断. E-mail：fzg1023@yeah.net

0 引 言

随着永磁材料的发展与应用,永磁同步电机以其功率密度高、转动惯量小、动态响应快、日趋高速化等特点,在新能源汽车、大型舰船电力推进系统、先进电力传动系统等领域具有巨大发展潜力,已成为国内外研究的热点[1]。无位置传感器控制技术通过测量电流和电压来实时估计转子位置,具有成本低、硬件复杂度小和可靠性高等优点[2-4]。该技术根据电机转速范围可分为两类:第一类是适用于零低速范围的高频信号注入法,主要包括高频旋转信号注入、高频脉冲信号注入和高频方波信号注入等方法;第二类是适用于中高速范围的基波模型法[5-7],常见的方法包括磁链观测器法[8]、模型参考自适应(Model reference adaptive system,MRAS)法[9]、扩展卡尔曼滤波器(Extended Kalman filter,EKF)法[10]以及滑模观测器(Sliding mode observer,SMO)法[11-13]。本文综合考虑了适用于低速和高速两类无传感器控制方法的条件。在低速域,采用高频方波电压信号注入法;在高速域,使用超螺旋滑模观测器(Super-twisting sliding mode observer,ST-SMO)法。然而,这两种方法只能在各自适用的转速范围内准确估计转速和位置信息,无法在全速域内实现精确估计。为将这两种方法结合,实现全速域内的无位置传感器控制,需要在低速至高速的过渡区间选择合适的过渡算法[14]。该算法的关键在于实现平滑切换。文献[7,15,16]采用基于加权平均算法的切换控制方法来实现这一过渡,通过调整加权系数来增强过渡的平滑性。然而,由于两种估计方法的估计误差不同,在转速切换临界点附近存在明显转速突变,导致转速误差显著增加。文献[17]基于加权平均算法进行了改进,提出了一种新的指数加权函数来替代传统的线性加权函数。该改进在一定程度上减小了转速误差,但在转速切换的临界点附近,转速突变现象仍然较为明显。模糊控制作为一种基于模糊逻辑理论的控制方法,能够处理复杂系统中的模糊性、不确定性和非线性问题,提升系统对环境变化的适应能力和性能。与传统的加权平均切换方法相比,基于模糊控制理论的切换控制方法具有更高的适应性、灵活性、稳定性和抗干扰能力。因此,引入模糊控制能有效确保切换过程的平滑性和稳定性。

在传统的永磁同步电机双闭环控制系统中,通常采用PI控制器作为速度控制器。然而,PI控制器高度依赖于电机参数,并对负载转矩变化表现出较高的敏感性[18]。为改善电机的转速控制性能,研究者们广泛采用多种先进控制理论,包括预测控制[19]、模糊控制[20]以及滑模控制[21,22]等。滑模控制因其优异的动态性能和对系统参数精确性要求较低而受到广泛研究和关注[18]。然而,传统滑模控制器在提高趋近速度与减少抖振之间存在无法解决的平衡问题,这对其控制性能产生了负面影响。在永磁同步电机控制系统中,负载扰动对转速控制性能有显著影响。为提高系统的抗扰动能力,本文设计了滑模扰动观测器,并将观测到的负载转矩值引入滑模转速控制器,从而实现对电机转速的前馈补偿。文献[23]为提高电动汽车用永磁同步电机控制的鲁棒性,提出了一种非奇异终端滑模控制策略,并引入二阶非线性扰动观测器,对负载扰动的估计值前馈补偿给控制系统,仿真结果表明,与传统PID控制器相比,该方法在跟踪速度和扰动抑制能力方面具有显著优势。

本文以内置式永磁同步电机(IPMSM)为研究对象,提出了一种基于模糊切换控制算法的全速域无位置传感器控制策略。针对低速与高速之间的切换区间,传统的加权平均切换法在切换临界点处存在转速突变和较大误差的问题,本文引入了一种基于模糊控制理论的切换控制策略,以实现更加平滑的过渡。为了进一步提高基于模糊切换控制算法的全速域无位置传感器控制系统的转速控制性能,并减小负载扰动对转速控制的影响,本文设计了一种结合新型指数趋近律和滑模扰动观测器的滑模转速控制器。最后,通过仿真验证了所提控制策略的有效性。

1 基于模糊切换控制算法的全速域无位置传感器控制策略

整个系统的全速域无位置传感器控制流程如下:当电机转速低于切换域下界转速阈值n_low时,采用高频方波电压注入法进行无位置传感器控制;当转速处于切换域区间[n_low, n_high]时,应用切换控制算法计算转子的位置和转速;当电机转速高于切换域上界转速阈值n_high时,切换至基于ST-SMO法的无位置传感器控制系统。在切换控制算法的应用中,切换区间转速的选择

至关重要，需根据两种控制算法的特性和适用转速范围，合理设定切换区间。在低速域，ST-SMO法的估算精度受到反电动势幅值与转速成正比的影响，当电机处于低速状态时，估算精度较差；而在高速域，高频方波电压信号注入法的估算精度随转速升高而下降。本文将两种无位置传感器方法的最佳速度估计区间分别作为其应用范围。最后，本文分别设定了n_low=300 r/min，n_high=1 000 r/min。

图1展示了本文提出的全速域无位置传感器控制方案的总体原理框图。

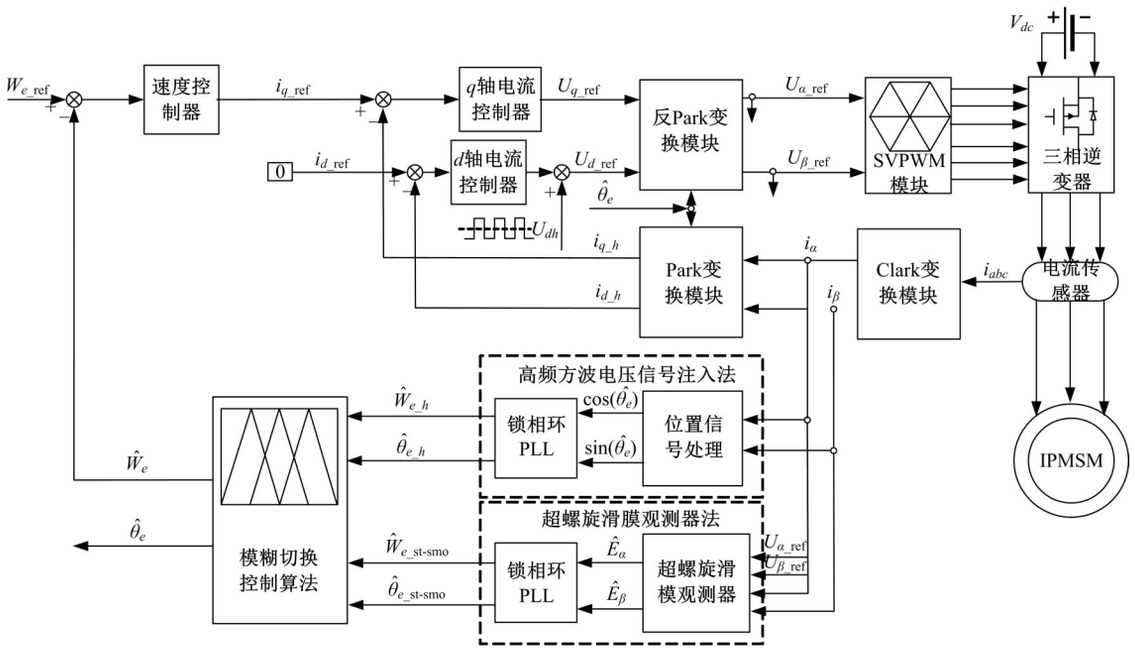


图1　全速域无位置传感器控制方案的总体原理框图

Fig. 1　General principle block diagramof the position sensorless control scheme in the full speed domain

图1中，$\widehat{W}_{e_h}$和$\hat{\theta}_{e_h}$分别表示高频方波电压信号注入法得到的转速与位置估计值，$\widehat{W}_{e_st\text{-}smo}$和$\hat{\theta}_{e_st\text{-}smo}$分别表示超螺旋滑模观测器法得到的转速与位置估计值，$\hat{W}_e$和$\hat{\theta}_e$分别表示模糊切换控制算法得到的转速与位置估计值。

本文基于模糊理论设计了一个模糊系统，该系统包括4个核心组成部分：模糊化过程、模糊推理、解模糊化过程以及模糊规则库。模糊系统的组成如图2所示。

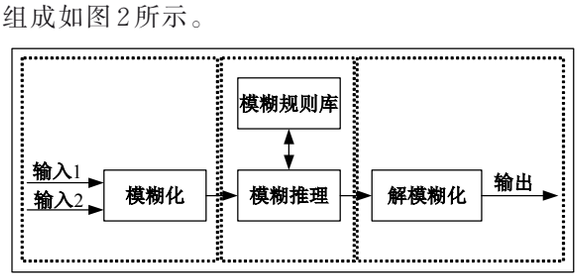


图2　模糊系统的组成图

Fig. 2　Composition diagram of the fuzzy system

模糊系统的设计过程如下：

(1)确定模糊系统的结构

根据需求建立了一个双输入单输出的模糊系统，将$\widehat{W}_{e_h}$和$\widehat{W}_{e_st\text{-}smo}$作为模糊系统的输入，将$\widehat{W}_{e_st\text{-}smo}$所占的权重值$\alpha$作为模糊系统的输出。所建立的模糊系统表达式为：

$$\varepsilon=\mu(\hat{W}_{e_h},\widehat{W}_{e_st\text{-}smo}) \tag{1}$$

(2)定义模糊输入输出的模糊集合

本文中定义的模糊集合包括{NB，NM，NS，ZO，PS，PM，PB}。模糊输入变量的隶属度函数定义在论域{300 400 500 600 700 800 900 1 000}上，而模糊输出变量的隶属度函数定义在论域{0，0.1，0.2，0.3，0.4，0.5，0.6，0.7，0.8，0.9，1}上。

(3)定义输入输出变量的隶属度函数

由于本文设定转速切换域的区间为300～1 000 r/min，因此输入变量的隶属度函数被设计在该转速范围内。输入变量的隶属度函数由Z形隶属度函数、双S形隶属度函数、S形隶属度函数三部分组成。

①Z形隶属度函数：具有较大的斜率，能够迅速调整输出，确保系统快速响应。在区间300～

500 r/min内,能够有效保证系统具备足够的响应速度,以避免过度延迟。Z形隶属度函数为:

$$y=zmf(x,a,b)=\begin{cases}1, x\leqslant a\\ 1-2\left(\dfrac{x-a}{b-a}\right)^2, a\geqslant x\leqslant\dfrac{a+b}{2}\\ 2\left(\dfrac{x-b}{b-a}\right)^2, \dfrac{a+b}{2}\leqslant x\leqslant b\\ 0, x\geqslant b\end{cases}\tag{2}$$

式中:a和b为区间的起始点和结束点。两点之间的距离越小,斜率越大,系统响应越迅速。

② 双S形隶属度函数:通过渐进变化能够保持较好的平滑性。在区间400~1 000 r/min内,由于输入变量变化较大,控制系统需平稳过渡以避免振荡或过冲。因此,在该区间内,本文采用了五个双S形隶属度函数,分别对应"NM"、"NS"、"ZO"、"PS"和"PM"5个模糊集合。双S形隶属度函数的形式为:

$$y=\mathrm{Dsigmf}(x,a_k,c_k)=\frac{1}{1+\mathrm{e}^{-(-a_k(x-c_k))}}\tag{3}$$

式中:$i=1,2$,a_1、c_1和a_2、c_2为两个sigmoid函数的参数。通过适当减小a_1和a_2的值能够减缓响应速度,进而削减振荡,从而提高平稳性。

③ S形隶属度函数:在输入接近最大值时逐渐平稳,避免剧烈变化,从而有效防止因过度响应导致的系统不稳定。在区间900~1 000 r/min内,当输入接近最大值时,系统应平稳响应,以避免过冲和振荡现象。S形隶属函数的表达式为:

$$y=smf(x,a,b)=\begin{cases}0, x\leqslant c\\ 2\left(\dfrac{x-c}{d-c}\right)^2, c\leqslant x\leqslant\dfrac{c+d}{2}\\ 1-2\left(\dfrac{x-c}{d-c}\right)^2, \dfrac{c+d}{2}\leqslant x\leqslant d\\ 1, x\geqslant b\end{cases}\tag{4}$$

式中:c和d为区间的起始点和结束点。两点之间的距离越大,斜率越小,系统响应越趋于平稳。

输出变量为控制系统的切换权重值α,其隶属度函数定义在0~1区间内。根据控制需求,输出变量的隶属度函数采用了与输入变量相同类型的隶属度函数。得到输入和输出变量的隶属度函数图如图3~5所示。

(4)建立模糊系统规则库

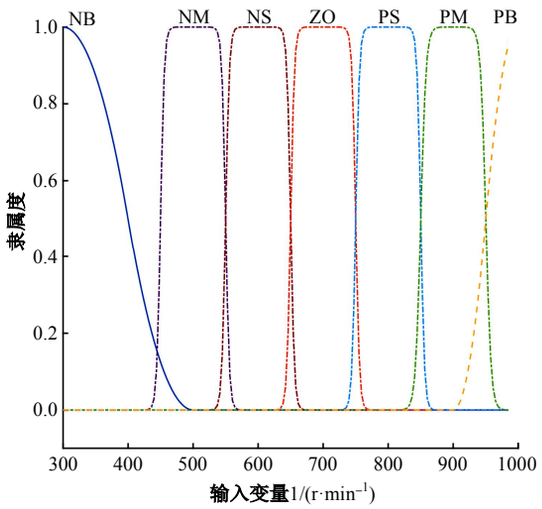


图3 变量1的隶属度函数

Fig. 3 Membership function of variable 1

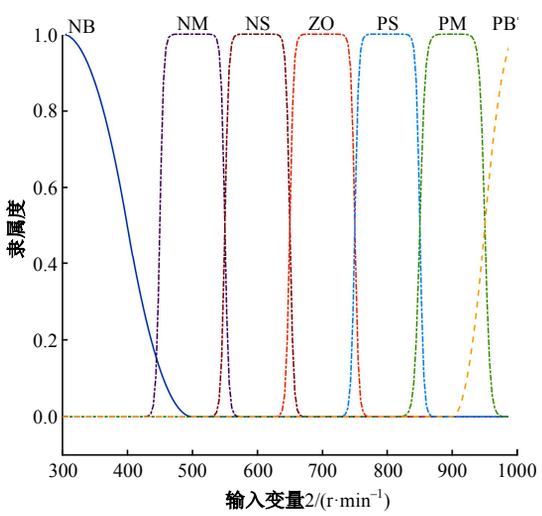


图4 变量2的隶属度函数

Fig. 4 Membership function of variable 2

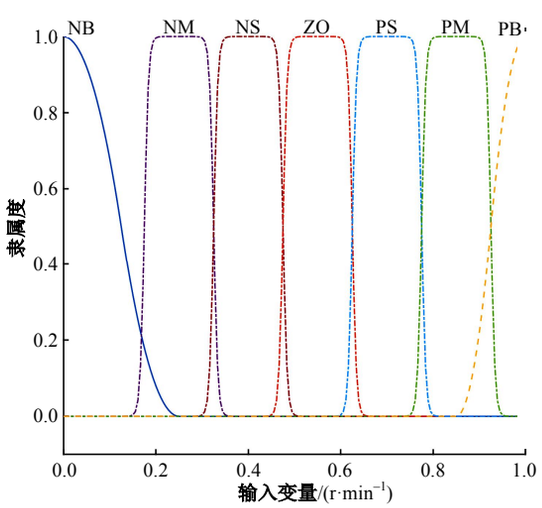


图5 输出变量的隶属度函数

Fig. 5 Membership function of the output variable

鉴于模糊系统的两个输入各自被划分为7个模糊子集，因此需要构建49条模糊规则。本文建立的模糊系统规则库如表1所示。

表1　模糊系统规则库

Table 1　Fuzzy system rule base

输出变量		输入变量1						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
输入变量2	NB	NB	NM	NS	ZO	NS	ZO	ZO
	NM	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO	ZO
	NS	NM	NM	NS	ZO	ZO	ZO	ZO
	ZO	NS	NS	NS	ZO	ZO	PS	PS
	PS	NS	ZO	ZO	PS	PS	PS	PM
	PM	PM	PM	PM	PS	PM	PM	PM
	PB	PB	PB	PB	PB	PB	PB	PB

(5)解模糊化

本文采用了重心法进行解模糊化。该方法通过加权平均的方式，计算出模糊集合的重心，从而得到权重值ε。本文建立的模糊系统的输入和输出三维关系图如图6所示。

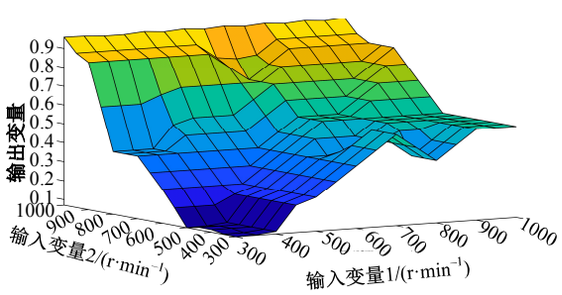


图6　模糊系统的输入变量和输出变量三维关系图

Fig. 6　Three-dimensional relationship diagram of input variablesand output variables of the fuzzy system

模糊切换控制算法对转速和位置值的估计公式如下：

$$\begin{cases}\hat{W}_e=\mu(\hat{W}_{e_h},\hat{W}_{e_St\text{-}smo})\hat{W}_{e_St\text{-}smo}+\\\qquad(1-\mu(\hat{W}_{e_h},\hat{W}_{e_St\text{-}smo}))\hat{W}_{e_h}\\\hat{\theta}_e=\mu(\hat{W}_{e_h},\hat{W}_{e_St\text{-}smo})\hat{\theta}_{e_St\text{-}smo}+\\\qquad(1-\mu(\hat{W}_{e_h},\hat{W}_{e_St\text{-}smo}))\hat{\theta}_{e_h}\end{cases}\tag{5}$$

经过模糊切换控制算法处理后，最终得到了切换域的转速值$\hat{W}_e$和位置值$\hat{\theta}_e$。

2　基于新型指数趋近律和滑模扰动观测器的滑模速度控制器设计

2.1　新型指数趋近律设计

传统指数趋近律由等速项$k\cdot\mathrm{sign}(s)$和指数项$k_1\cdot s$组成，其数学表达式具体如下：

$$\dot{s}=-k\cdot\mathrm{sign}(s)-k_1\cdot s\tag{6}$$

式中：$k>0$，$k_1>0$，$\mathrm{sign}(s)$为符号函数。

在滑模控制中，系统的运动状态由等速项和指数项共同作用。指数项确保系统向滑模面运动的趋近速度，而等速项则确保系统在达到滑模面后能够滑动到平衡点。但这种运动方式的趋近速度较为缓慢，且在滑模面上的往复运动会导致抖振，从而影响滑模控制的精度。为提高系统的趋近速度并抑制抖振，需增加系统向滑模面的趋近速度，以缩短响应时间。同时，应降低系统在滑模面上的滑动速度，以减轻抖振现象的影响。针对传统指数趋近律存在的问题，本文提出了一种新型指数趋近律：

$$\begin{cases}\dot{s}=-k(s)\cdot\mathrm{sat}(s)-k_1\cdot s\\k(s)=\left[\dfrac{k}{a+\left(\dfrac{|x_1|+b}{|x_1|}-a\right)\mathrm{e}^{-d|s|}}\right]\cdot|s|^{\beta}\\x_1=W_{\mathrm{ref}}-\hat{W}_e\\k>0,b>0,d>0,0<a<1,0<\beta<2\end{cases}\tag{7}$$

式中：W_{ref}为设定转速值；$\hat{W}_e$为转速反馈值。

为了进一步减小抖振，本文采用饱和函数$\mathrm{sat}(s)$代替传统符号函数$\mathrm{sign}(s)$，表达式如下：

$$\mathrm{sat}(x)=\begin{cases}\mathrm{sign}(s),|x|>\sigma\\\dfrac{x}{\sigma},|x|\leqslant\sigma\end{cases}\tag{8}$$

式中：σ为边界层厚度，$\sigma>0$。

由式(7)可知，当系统从远处向滑模面运动时，$|s|$趋于无穷大，$k(s)\approx(k\cdot|s|^{\beta})/a$，由于$0<a<1$，$0<\beta<2$，此时存在$k(s)>k$，有效提高了趋近速度，加快了系统响应时间。当系统到达滑模面，此时$|s|$趋近于0，此时指数项$k_1\cdot s$不作用，等速项$k(s)\approx k/((|x_1|+b)/|x_1|)$，由于$b>0$，此时存在$k(s)<k$，减小了系统在滑模面上的滑动速度，从而降低抖振效果。

下面证明本文提出的新型指数趋近律的可达性。构建Lyapunov函数如下：

$$V(s)=s^2/2\tag{9}$$

将式(9)求导并将式(7)代入可得：

$$\dot{V}(s)=\dot{s}\cdot s=-\frac{k\cdot s}{a+\left(\dfrac{|x_1|+b}{|x_1|}-a\right)\mathrm{e}^{-d|s|}}\cdot|s|^{\beta}\cdot$$

$$\mathrm{sat}(s)-k_1\cdot s^2 \tag{10}$$

可知式(10)满足$\dot{V}(s)\leqslant 0$,即表明新型指数趋近律满足滑模运动的可达性条件。

图7为新型指数趋近律与传统指数趋近律的收敛对比图。

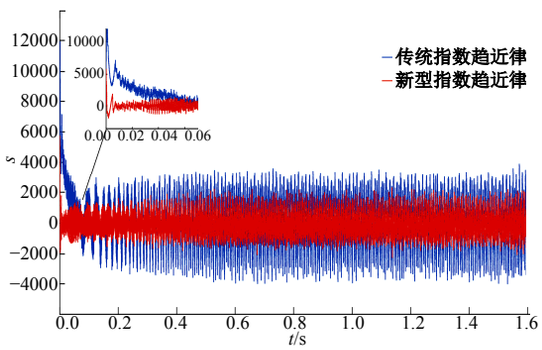


图7 新型指数趋近律与传统指数趋近律的收敛对比图

Fig. 7 Convergence comparison between the new exponential reachinglawand the traditional exponential convergence law

根据图7的仿真结果显示,相较于传统指数趋近律,本文设计的新型指数趋近律能够以更快的速度收敛并达到滑模面,同时有效削减了滑动状态下的抖振效果。

2.2 滑模扰动观测器设计

滑模扰动观测器的结构图如图8所示。

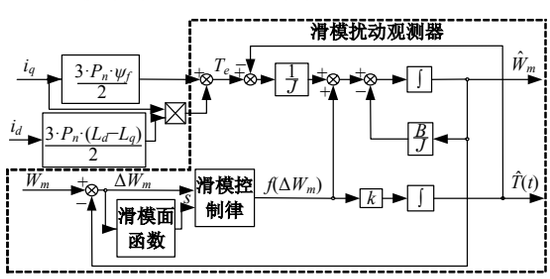


图8 滑模扰动观测器结构图

Fig. 8 Structure diagram of sliding mode disturbance observer

图8中,i_d、i_q表示电机在d-q坐标轴下的电流,T_e;$\hat{T}(t)$分别表示电机电磁转矩与观测器的观测转矩,W_m、$\hat{W}_m$、ΔW_m分别表示电机的机械角速度;观测器观测得到的机械角速度、电机的机械角速度与观测器观测值之差,$f(\Delta W_m)$表示关于ΔW_m滑模控制律,k为观测器增益。J表示电机的转动惯量,B表示电机的阻尼系数,L_d、L_q表示d-q轴的电感,P_n、ψ_f表示电机的极对数与永磁体磁链。

通过整理IPMSM机械运动方程,可得状态空间方程如下式(11),其中状态变量为W_m和负载扰动$T(t)$。

$$\begin{bmatrix}\dot{W}_m\\ \dot{T}(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\dfrac{-B}{J} & \dfrac{-1}{J}\\ 0 & 0\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}W_m\\ T(t)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\dfrac{1}{J}\\ 0\end{bmatrix}\cdot T_e \tag{11}$$

进一步可得观测方程为:

$$\begin{bmatrix}\dot{\hat{W}}_m\\ \dot{\hat{T}}(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\dfrac{-B}{J} & \dfrac{-1}{J}\\ 0 & 0\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\hat{W}_m\\ \hat{T}(t)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\dfrac{1}{J}\\ 0\end{bmatrix}\cdot T_e+\begin{bmatrix}1\\ k\end{bmatrix}\cdot f(\Delta W_m) \tag{12}$$

由式(11)和式(12)可得观测器的误差方程:

$$\begin{bmatrix}\Delta\dot{W}_m\\ \Delta\dot{T}(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\dfrac{-B}{J} & \dfrac{-1}{J}\\ 0 & 0\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\Delta W_m\\ \Delta T(t)\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}1\\ k\end{bmatrix}\cdot f(\Delta W_m) \tag{13}$$

本文选取积分型滑模面并求导,有:

$$\begin{cases}s=\Delta W_m+C_w\cdot\displaystyle\int_0^t\Delta W_m\,\mathrm{d}t\\ \dot{s}=\Delta\dot{W}_m+C_w\cdot\Delta W_m\end{cases} \tag{14}$$

式中:C_w为大于零的常数。

选取趋近律:

$$\dot{s}=-\xi_w\cdot\mathrm{sat}(s) \tag{15}$$

式中:ξ_w为切换增益,趋近律的切换函数采用饱和函数$\mathrm{sat}(s)$。

将$-\Delta T(t)/J$视为扰动项,并结合式(13)、式(14)和式(15),设计滑模扰动观测器的控制律为:

$$f(\Delta W_m)=(C_w-\frac{B}{J})\cdot\Delta W_m+\xi_w\cdot sat(s) \tag{16}$$

下面证明系统稳定性。

构建Lyapunov函数如下:

$$V(s)=s^2/2 \tag{17}$$

由Lyapunov稳定性定理可知,当系统满足$\dot{V}=s\cdot\dot{s}<0$时,系统才能稳定。通过对式(17)求导并结合式(13)、式(14)及式(16),可得:

$$\dot{V}=s\cdot\dot{s}=s\left[-\frac{1}{J}\cdot\Delta T(t)-\xi_w\cdot\mathrm{sat}(s)\right] \tag{18}$$

根据Lyapunov稳定性理论可知,当趋近律函数的切换增益满足$\xi_w>|\Delta T(t)|/J$的条件时,$\dot{V}=s\cdot\dot{s}<0$成立,此时系统稳定。观测值通过控制律作用可收敛于滑模面,此时满足$\Delta W_m=\Delta\dot{W}_m=0$。代入式(13)并化简,可得式(19):

$$\Delta\dot{T}(t)-\frac{k}{J}\cdot\Delta T(t)=0 \tag{19}$$

进一步可得:

$$\Delta T(t)=\rho\cdot\mathrm{e}^{\frac{k}{J}\cdot t} \tag{20}$$

式中：ρ为常数。

为了确保扰动观测误差$\Delta T(t)$能够收敛到零，考虑到转动惯量$J>0$，因此观测器增益k必须满足$k<0$。综合上述分析，系统稳定性与参数选择密切相关。选取恰当参数时，系统将维持稳定状态。

2.3　基于新型指数趋近律和滑模扰动观测器的滑模速度控制器

本文设计的速度控制器的控制框图见图9。

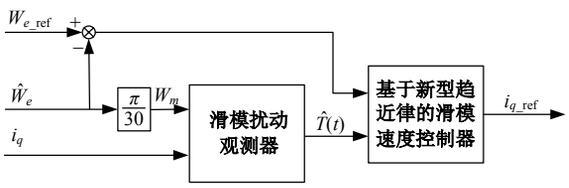


图9　速度控制器控制框图

Fig. 9　Control block diagram of the speed controller

图9中，W_{e_ref}为转速设定值，W_{m_ref}为机械角速度设定值，$\hat{W}_e$为转速反馈值，W_m为机械角速度反馈值。定义状态变量为：

$$\begin{cases} x_1 = W_{m_ref} - W_m \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{W}_m \end{cases} \tag{21}$$

结合IPMSM机械运动方程[24]，可推导得到如下方程：

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -B/J \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -3\dot{i}_q P_n \psi_f / 2J \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{T}_L / J \end{bmatrix} \tag{22}$$

选取滑模面并求导得：

$$\begin{cases} s = cx_1 + x_2 \\ \dot{s} = cx_2 + \dot{x}_2 \end{cases} \tag{23}$$

式中：c为常数。

为简化控制器设计，假设负载为常量，因此取$\dot{T}_L = 0$。由式(22)、式(23)和式(7)，可得转速控制器的输出为：

$$i_{q_ref} = \frac{1}{\sigma} \cdot \int_0^t cx_2 + B\frac{\dot{W}_m}{J} + \frac{k}{a + \left(\frac{|x_1| + b}{|x_1|} - a\right) e^{-d|s|}} \cdot |s|^{\beta} \cdot \mathrm{sat}(s) + k_1 s) \mathrm{d}\tau \tag{24}$$

式中：$\sigma = \frac{3P_n\psi_f}{2J}$。

将滑模扰动观测器观测得到的扰动值$\hat{T}(t)$对转速控制器的输出进行补偿可得：

$$i_{q_ref} = \frac{1}{\sigma} \cdot \int_0^t \left(\frac{\hat{\dot{T}}(t)}{J} + c\left(-\frac{B}{J}\right) x_2 + \frac{k}{a + \left(\frac{|x_1| + b}{|x_1|} - a\right) e^{-d|s|}} \cdot |s|^{\beta} \cdot \mathrm{sat}(s) + k_1 s \right) \mathrm{d}\tau \tag{25}$$

3　仿真实验结果

通过MATLAB软件搭建仿真模型，对所提出的控制策略可行性进行验证。本方案的主要仿真参数列于表2。

表2 模型仿真参数

Table 2　Model simulation parameters

参数名称	参数值
额定转速/(r•min^{-1})	2 000
额定转矩/(N•m)	8
额定电压/V	220
额定电流/A	6
极对数P_n	4
永磁体磁链ψ_f/Wb	0.182 7
转动惯量J/(kg•m^2)	0.000 632 9
阻尼系数B/(N•m•s)	0.000 303 5
定子内阻R_s/Ω	0.958 5
d轴电感/mH	4.987
q轴电感/mH	5.513
PI速度控制器	K_p=0.25，K_i=0.52
传统滑模速度控制器	c=2 000，k=10，k_1=3
本文设计的滑模速度控制器	a=0.1，b=10，d=5，β=1.5，σ=650，$\xi_w = 1.5\frac{\lvert\Delta T(t)\rvert}{J}$，$C_w$=200

3.1　基于模糊切换控制算法的全速域无位置传感器控制仿真实验

为了全面验证本文提出的基于模糊切换控制算法的全速域无位置传感器控制策略的有效性，本文对模糊切换控制算法、加权平均切换控制算法以及文献[17]中提出的切换控制方法进行了系统的仿真实验，实验内容包括正、反转两种工况下的性能评估，以及在不同负载条件下对3种切换控制算法的比较分析。本实验采用PI控制器作为转速环的控制器。图10展示了基于模糊切换控制算法的全速域无位置传感器控制方案中估计转速与电机实际转速在正转和反转工况下的对比波形图。

图11展示了正、反转两种工况下，3种切换控制方法所计算的转速与实际电机转速之间的对比

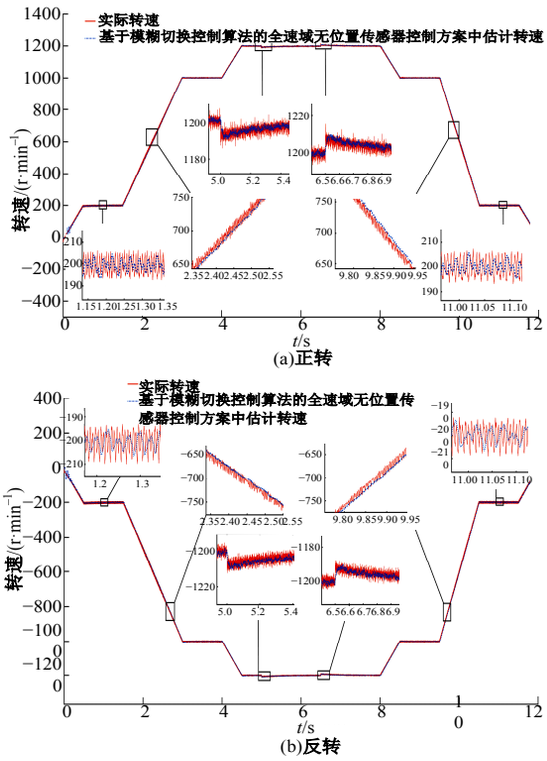


图 10 估计转速与电机实际转速的对比波形图

Fig. 10 Waveform diagram of the comparison between the estimated and real speed of the motor

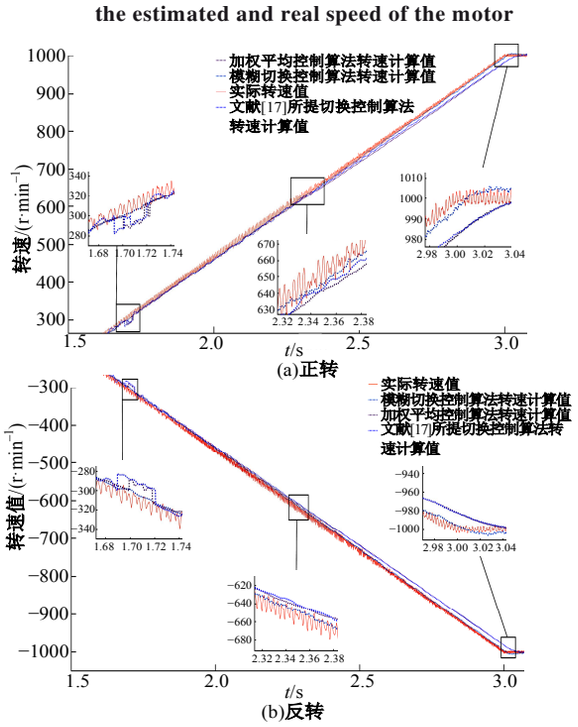


图 11 切换区间内三种切换控制算法的估计转速与电机实际转速之间的对比波形图

Fig. 11 Comparison waveforms between the estimated speeds of the three switching control algorithms and the actual speed of the motor during the switching interval

波形图。图 12 展示了切换区间内 3 种切换控制方法下转速误差的对比情况。

根据图 11 和图 12 的仿真结果,传统的加权平均切换控制算法与文献[17]中的切换控制算法在转速切换临界点时,均出现了明显的转速突变现象,转速误差由 10 r/min 骤增至超过 20 r/min。此外,在切换过程中,加权平均切换控制算法的转速误差最大,而文献[17]中的切换控制算法相较于前者,误差有所减少。相比之下,模糊切换控制方法在切换区间内表现出了更加平稳的特性。在转速切换的临界点处,该方法有效地缓解了转速突变问题,并使切换区间内的转速误差变化更加稳定,保持在约 10 r/min 的范围内。

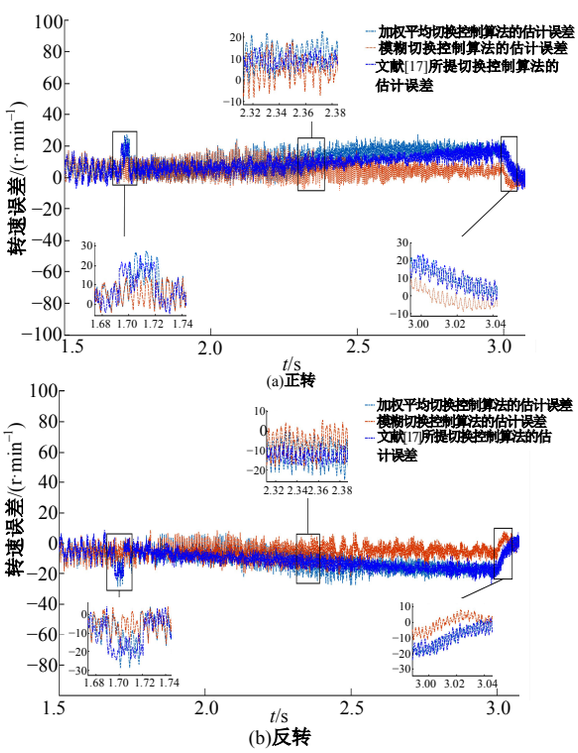


图 12 切换区间内 3 种切换控制方法下的转速误差对比波形

Fig. 12 Comparison of rotational speed error waveforms under three switching control methods in the switching interval

图 13 展示了三种切换控制算法在 3.5 N·m、5.5 N·m 和 7.5 N·m 三种不同负载条件下的转速对比波形;图 14 展示了 3 种切换控制算法在 3 种不同负载下的转速误差对比波形。

根据上述实验结果,可以得出以下结论:与加权平均切换控制算法及文献[17]中提出的切换控制算法相比,本文所提出的模糊切换控制方法能

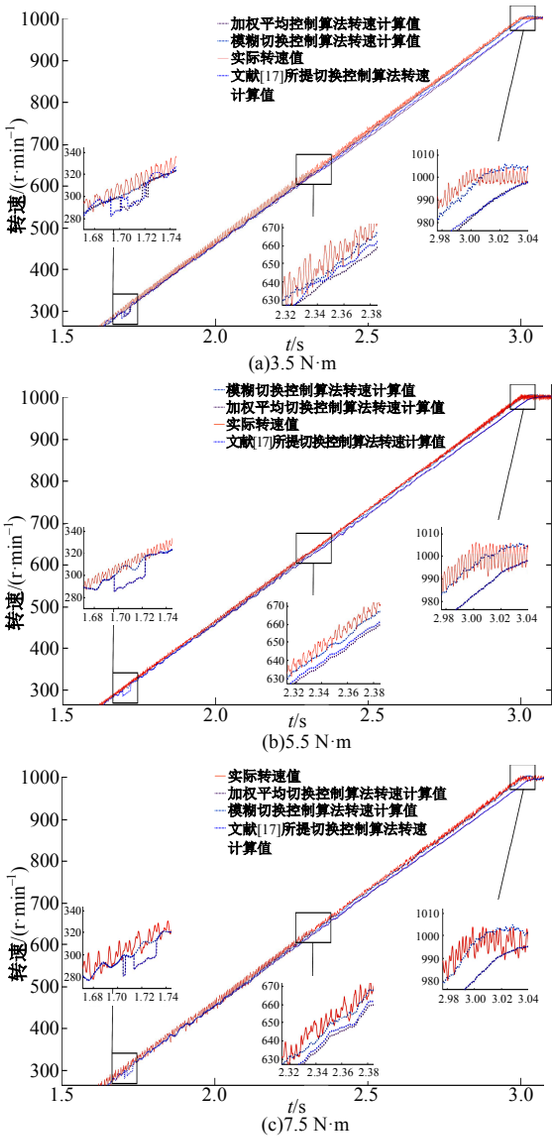


图 13　三种切换控制算法在3种不同负载条件下的转速对比波形

Fig. 13　Comparison of speed waveforms of three switching control algorithms under three different load conditions

够实现更平稳的转速过渡，并在切换区间内提供更高的估计精度。

3.2　基于新型指数趋近律和滑模扰动观测器的滑模速度控制器仿真

为验证控制器的性能，本文采用3种不同的速度控制器进行了仿真实验，分别为基于新型指数趋近律和滑模扰动观测器的滑模速度控制器、基于传统趋近律的滑模速度控制器以及PI速度控制器。通过仿真实验，获得了图15中负载转矩设定值与滑模扰动观测器观测值的对比图，并且得到了图16展示的3种速度控制器在电机正、反

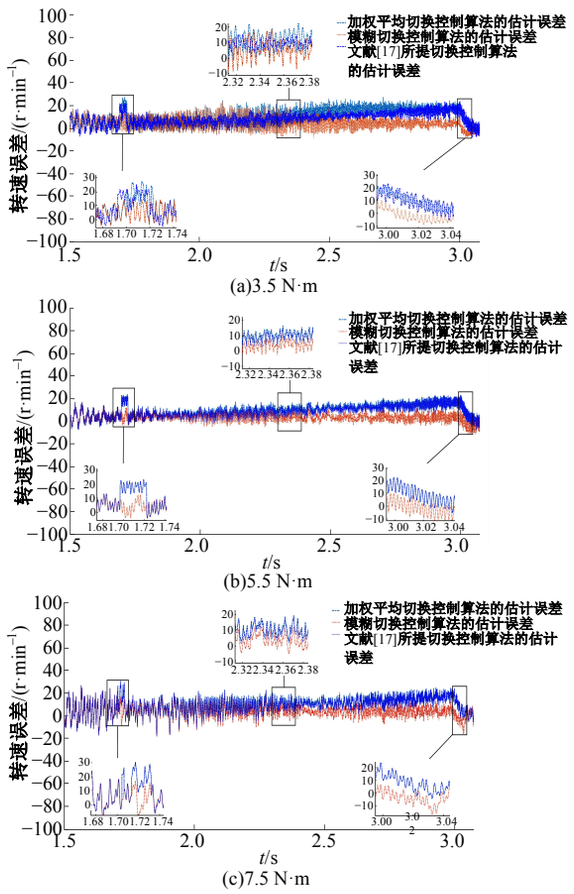


图 14　三种切换控制算法在3种不同负载条件下的转速误差对比波形

Fig. 14　Comparison of speed error waveforms of three switching control algorithms under three different load

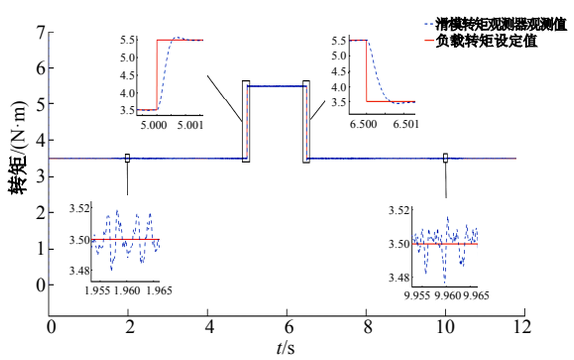


图 15　负载转矩设定值与滑模扰动观测器观测值的对比图

Fig. 15　Comparison plot of load torque set value

转两种工况下的转速曲线对比图以及图17展示的3种速度控制器在电机正、反转两种工况下的转速误差曲线对比图。

根据图15的数据可知，初始负载转矩为3.5 N·m，在第5 s时跃升至5.5 N·m，6.5 s时再次恢

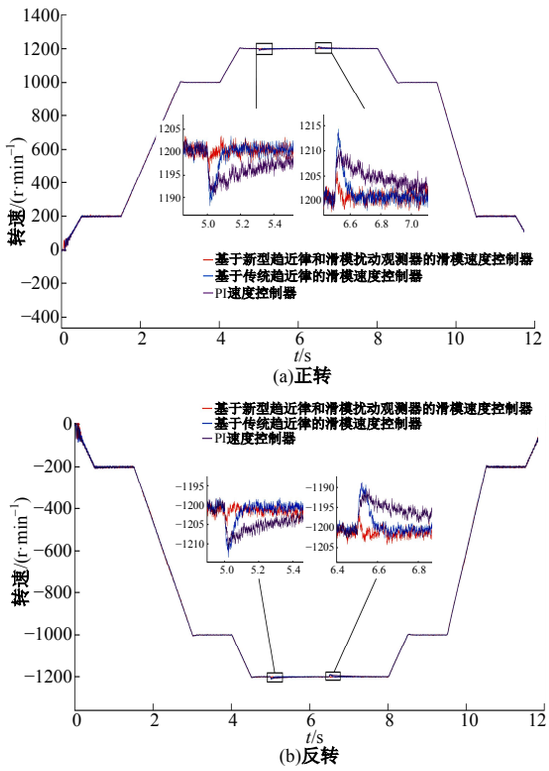


图 16 三种速度控制器的转速曲线对比图

Fig. 16 Comparison of speed profiles of three speed controllers

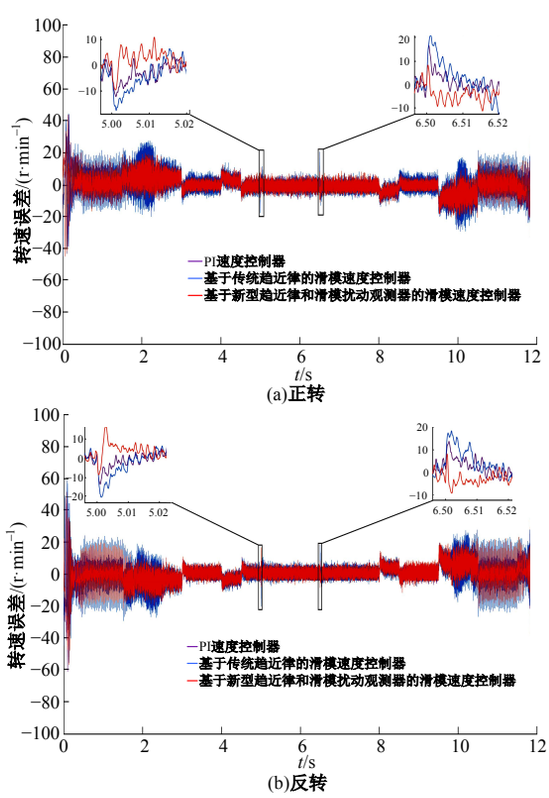


图 17 三种速度控制器的转速误差曲线对比图

Fig. 17 Comparison of speed error curves for three speed controllers

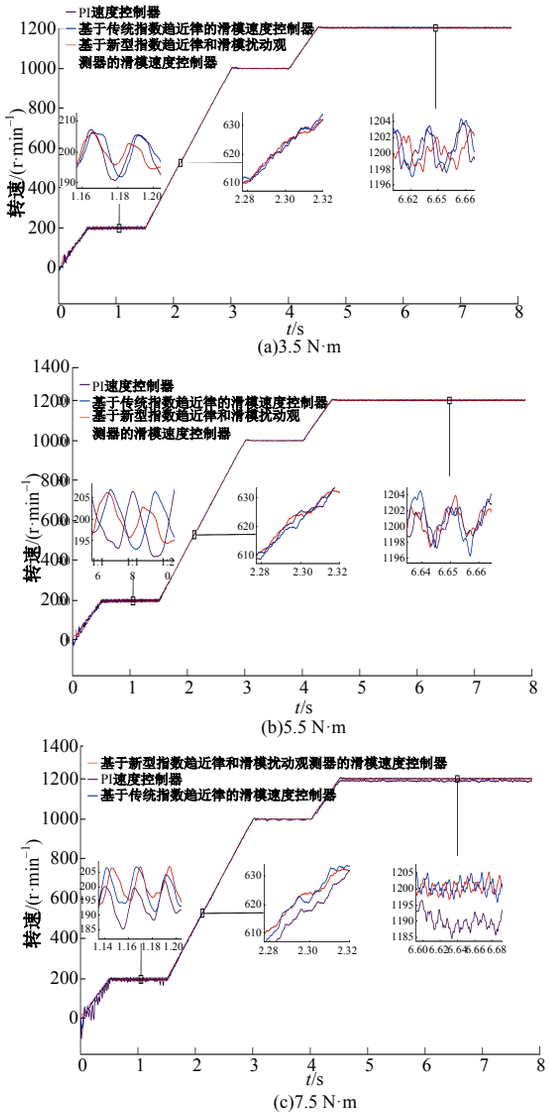


图 18 三种速度控制器在不同负载条件下的转速曲线对比图

Fig. 18 Comparison of speed curves of three speed controllers under different load condition

复至 3.5 N·m,本文设计的滑模扰动观测器能够精确跟踪系统负载设定值。根据图 16 和图 17 可知,在负载扰动条件下,基于传统趋近律的滑模速度控制器相较于传统 PI 控制器,在转速恢复至稳态值的速度上表现更为迅速,但其最大转速波动超过 10 r/min。而传统 PI 控制器在转速恢复方面较为缓慢,且转速波动较大,波动幅度超过 10 r/min。相比之下,本文设计的基于新型趋近律和滑模扰动观测器的滑模速度控制器在转速恢复至稳态值的速度上表现最为迅速,且转速波动最小,未超过 5 r/min。

图 18 和图 19 分别展示了在相同转速范围内,

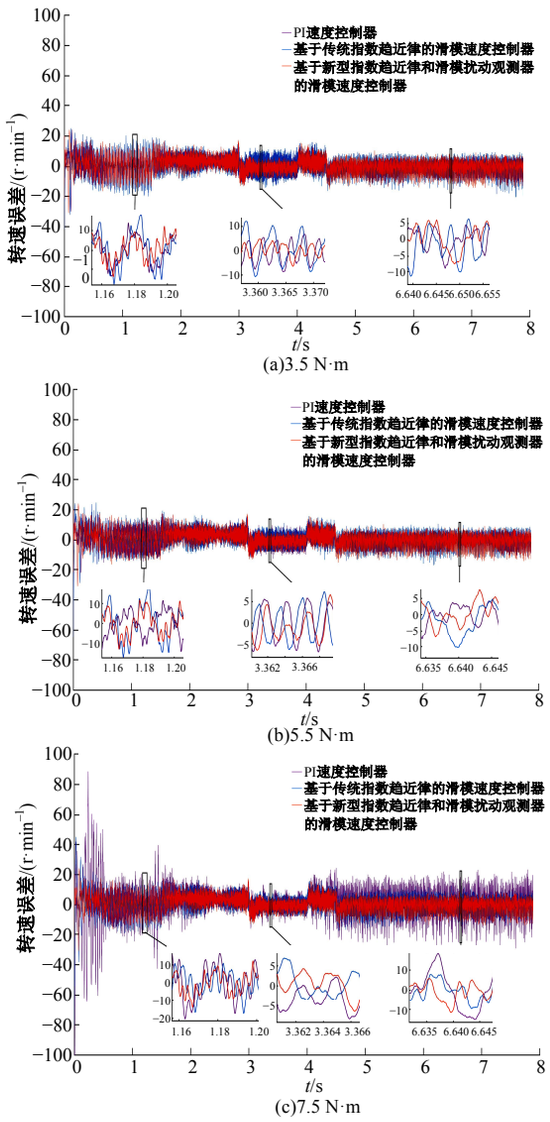


图 19　三种速度控制器在不同负载条件下的转速误差曲线对比图

Fig. 19　Comparison of speed error curves of three speed controllers under different load conditions

三种速度控制器在3.5、5.5和7.5 N·m三种不同负载条件下的转速对比波形及其对应的转速误差对比波形。

图20展示了在相同负载条件下，三种速度控制器在1 200 r/min、1 500 r/min和1 800 r/min三种不同转速范围内的转速波形对比图。

根据上述实验结果，得出以下结论：本文设计的基于新型指数趋近律和滑模扰动观测器的滑模速度控制器，在不同负载条件和不同转速范围内均表现出较强的抗负载扰动能力和优越的转速控制性能。

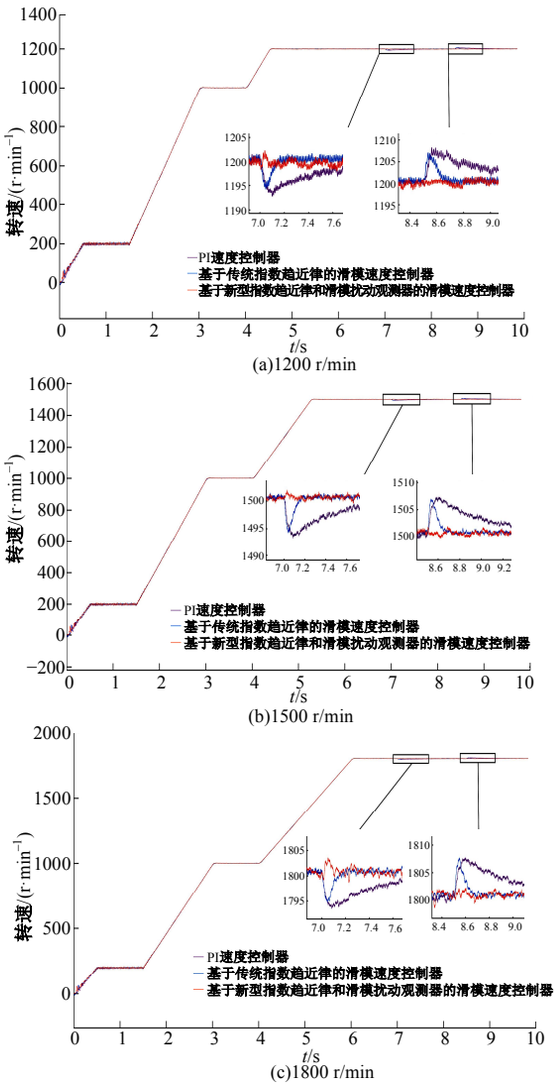


图 20　三种速度控制器在不同转速范围内的转速曲线对比图

Fig. 20　Comparison of speed profiles of three speedcontrollers in different speed ranges

4　结　论

(1)本文提出的模糊切换控制方法在低速到高速域过渡过程中，相较于加权平均切换控制方法以及文献[17]所提出的切换控制方法，表现出更平滑的过渡特性，能有效解决切换区间内的转速突变问题，从而实现IPMSM在全速域内更平滑的无位置传感器控制。

(2)本文设计的基于新型指数趋近律和滑模扰动观测器的滑模速度控制器，相较于传统趋近律滑模速度控制器和传统PI速度控制器，显著降低了负载扰动对转速控制的影响，展现出更优的鲁棒性和转速控制性能。

尽管本文通过仿真实验验证了基于模糊切换

控制的IPMSM全速域无位置传感器控制策略的有效性,但由于模糊切换控制算法和滑模速度控制器的性能在很大程度上依赖于参数的合理设定,未来可引入机器学习等智能算法实现自适应参数调节,从而优化控制性能,并更好地适应不同工况与运行环境。

参考文献:

[1] 梅三冠,卢闻州,樊启高,等. 基于滑模观测器误差补偿的永磁同步电机无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报,2023,38(2):398-408.
Mei San-guan, Lu Wen-zhou, Fan Qi-gao, et al. Sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor based on error compensation estimated by sliding mode observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023,38(02):398-408.

[2] Wu Xuan, Wu Ting, Huang Shou-dao, et al. Hybrid position estimation strategy with a smooth transition for IPMSM sensorless drives in the wide speed range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 7916-7927.

[3] Enrique Alvaro-Mendoza, Jesús De León-Morales, Mohamed Assaad Hamida, et al. Adaptive sensorless control for interior permanent magnet synchronous-motor based on sliding mode approach[J]. ISA Transactions, 2023, 139: 524-547.

[4] 刘计龙,付康壮,麦志勤,等. 永磁同步电机全转速范围无位置传感器控制[J]. 国防科技大学学报,2024,46(4):114-124.
Liu Ji-long, Fu Kang-zhuang, Mai Zhi-qin, et al. Position sensorless control of permanent magnet synchronous motor over the full speed range[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2024, 46(4):114-124.

[5] Xiao Dian-xun, Nalakath Shamsuddeen, Filho Silvio Rotilli, et al. Universal full-speed sensorless control scheme for interior permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(4): 4723-4737.

[6] 付康壮,刘计龙,麦志勤,等. 改进型IF控制结合有效磁链法的永磁同步电机全速域无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报,2022,37(22):5704-5716.
Fu Kang-zhuang, Liu Ji-long, Mai Zhi-qin, et al. A full-speed domain sensorless control strategy for permanent magnet synchronous motor based on improved IF control and effective flux method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(22): 5704-5716.

[7] Wang Jian-ping, Ma Jian, Zhao Xuan, et al. Sensorless control strategy for interior permanent magnet synchronous motors in the full-speed section[J]. Energies, 2023, 16(23): 7701.

[8] Wu Xuan, Yang Dan, Huang Sheng, et al. Improved rotor flux observer with disturbance rejection for sensorless SPMSM control[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 10(2): 3603-3612.

[9] 张荣芸,方星晖,时培成,等. 基于改进PSO优化的IPMSM全速域无传感器控制[J]. 电机与控制学报,2022,26(9):130-139.
Zhang Rong-yun, Fang Xing-hun, Shi Pei-cheng, et al. Full speed range sensorless control of IPMSM based on improved PSO optimization[J]. Electric Machines and Control, 2022,26(09):130-139.

[10] 兰志勇,李延昊,罗杰,等. 一种自适应扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机无位置传感器矢量控制[J]. 电机与控制学报,2024,28(3):141-148.
Lan Zhi-yong, Li Yan-hao, Luo Jie, et al. Sensorless vector control of permanent magnet synchronous motor based on adaptive extended Kalman filter[J]. Electric Machines and Control, 2024,28(3):141-148.

[11] 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 Cong, Kang Er-liang. Fuzzy sliding mode position sensorless control of permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(1):87-94.

[12] Liu Yong-chao, Laghrouche Salah, Depernet Daniel, et al. Super-twisting sliding-mode observer-based model reference adaptive speed control for PMSM drives[J]. Journal of the Franklin Institute, 2023, 360(2): 985-1004.

[13] Kumar Sumit, Singh Bhim. Sensorless super-twisting SMO based PMSM drive with improved DANF-PLL for hybrid three-wheeler EV application[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2025, 61(5): 7362-7371.

[14] Yang Wei-bin, Guo Hao, Sun Xin-xin, et al. Wide-speed-range sensorless control of IPMSM[J]. Electronics, 2022, 11(22): 3747.

[15] 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 Yan-ping, Yin Zhong-gang, Su Ming, et al.

Unified full-speed sensorless controlof interior permanent magnet synchronous motor based on resonance extended state observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 6070-6081.

[16] Dong Shi-fan, Zhou Ming-lei, You Xiao-jie, et al. A sensorless control strategy of injecting HF voltage into d-axis for IPMSM in full speed range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(11): 13587-13597.

[17] Li Xiang, Cui Yu-Ze, Wu Xin-Zhang. Sensorless control of surface-mounted permanent magnet synchronous motor in a eide-speed range[J]. Electronics, 2024, 13(6): 1131.

[18] Zhou Wei-hong, Song Zhe, Xiao Xi, et al. Sliding mode speed control for PMSM based on model predictive current[J]. Electronics, 2024, 13(13): 2561.

[19] Anian Brosch, Oliver Wallscheid, Joachim Böcker. Time-optimal model predictive control of permanent magnet synchronous motors considering current and torque constraints[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(7): 7945-7957.

[20] Zhao Ke-qi, Chen Xin-kai, Liu Jia-peng, et al. Discrete-time adaptive fuzzy event-triggered control for PMSMs with voltage faults via command filter approximator[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(6): 7343-7350.

[21] 康尔良, 朱金荣, 韩康玮. 永磁同步电机新型趋近律滑模控制器设计[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(7): 112-119, 130.
Kang Er-liang, Zhu Jin-rong, Han Kang-wei, et al. Design of new reaching law of sliding mode controller for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(7): 112-119, 130.

[22] Che Zhi-yuan, Yu Hai-tao, Saleh Mobayen, et al. An improved non-cascade adaptive integral sliding mode control for PMSM servo systems[J]. Circuits, Systems, and Signal Processing, 2024, 43(3): 1429-1451.

[23] 任核权, 王洪亮, 莫俊雄, 等. 一种电动汽车用PMSM速度电流单环控制方法[J]. 计算机应用与软件, 2022, 39(8): 105-110, 144.
Ren He-quan, Wang Hong-liang, Mo Jun-xiong, et al. A speed-current single-loop control method of PMSM for electric vehicle[J]. Computer Applications and Software, 2022, 39(8): 105-110,144.

[24] 王宏志, 王婷婷, 兰淼淼, 等. 基于位置跟踪的机械臂多电机新型滑模控制策略[J]. 吉林大学学报:工学版, 2024, 54(5): 1443-1458.
Wang Hong-zhi, Wang Ting-ting, Lan Miao-miao, et al. A novel sliding mode control strategy of multi-motor for robot arm based on position tracking[J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2024, 54(5): 1443-1458.