

基于改进滑模趋近律和负载前馈补偿的 PMSM 控制研究*

陈德海^{1,2} 陈志文¹ 李 明¹ 赖正贵¹ 李志远¹

(1. 江西理工大学电气工程与自动化学院 赣州 341000; 2. 中国科学院赣江创新研究院 赣州 341000)

摘 要:针对传统永磁同步电机(PMSM)控制系统中转速超调大以及负载扰动等问题,设计了改进指数趋近律滑模控制器。在传统指数趋近律的等速项和指数项上加了调节函数,使趋近律具有更快的收敛速度和更好的抗抖动能力。为了进一步提高精度,引入了低通滤波负载转矩观测器,将负载转矩的观测值进行前馈补偿以减少负载扰动。在 MATLAB/Simulink 上建立仿真模型,并与 PI、传统指数趋近律、未进行前馈补偿的改进指数趋近律 3 种控制方法进行实验对比,仿真结果表明,基于改进滑模指数趋近律和转矩前馈补偿的控制策略相比于其他 3 种控制方法,在减少转速的超调不稳定、增强系统的抗负载扰动等能力上有进一步的提升。

关键词:永磁同步电机;改进指数趋近律;滑模控制器;低通滤波负载转矩观测器;前馈补偿

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8

Research on PMSM control based on improved sliding mode reaching law and load feedforward compensation

Chen Dehai^{1,2} Chen Zhiwen¹ Li Ming¹ Lai Zhenggui¹ Li Zhiyuan¹

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China; 2. Ganjiang Innovation Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Ganzhou 341000, China)

Abstract: An improved exponential reaching law sliding mode controller is designed to solve the problem of the speed overshoot and load disturbance in traditional permanent magnet synchronous motor (PMSM) control system. The adjustment function is added to the constant velocity term and exponential term of the traditional exponential reaching law, which makes the reaching law have faster convergence speed and better anti buffeting ability. In order to further improve the accuracy, a low-pass filtered load torque observer is introduced to compensate the observed value of load torque to reduce load disturbance. The simulation model is built on MATLAB/Simulink and compared with PI, traditional exponential reaching law and improved exponential reaching law without feedforward compensation. The simulation results show that compared with the other three control methods, the control strategy based on the improved sliding mode exponential reaching law and the torque feed-forward compensation has further improved the performance of reducing the overshoot instability of the speed and enhancing the anti load disturbance of the system.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; improving exponential reaching law; sliding mode controller; low pass filtered load torque observer; feedforward compensation

0 引 言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有结构简单、高功率密度等优点,在航空航

天、风力发电、新能源汽车等领域中得到广泛应用^[1-3]。目前,大多数永磁同步电机的调速系统使用的是传统 PI 控制,虽然其具有算法简便、调速简单以及可靠性高等优点,但在受到外界干扰或电机内部参数不稳定时,却很难满足

收稿日期:2022-12-18

* 基金项目:国家自然科学基金(61763015)项目资助

精准的定位及调速要求。此外,PMSM 还是一个多变量、强耦合时系统,在运行中存在转矩干扰和未知摄动^[4-5]。针对此类问题,学者们提出了许多优化控制方法,如模糊控制(SMC)^[6]、神经网络控制^[7]、滑模控制^[8]等。其中滑模变结构控制具有响应速度快、抗干扰能力强等特点。文献[9]提出一种改进的幂次指数趋近律的方法,引入积分滑模面和模糊自适应方法优化趋近律未知参数。但模糊控制的引入会使得系统控制精度和动态品质降低。文献[10]提出了一种在传统指数趋近律的等速项系数上加入定子电流估计信息的改进趋近律,使得设计的滑模观测器能够自适应调整收敛速度,提高了系统的稳定性。但不足的是,当快到滑模面时,趋近速度很快,超调较大。文献[11]提出了一种基于趋近律的滑模控制事件触发实现方法,在事件执行时间方面具有鲁棒半全局和全局事件特性。有着在不过度抖振的情况下快速收敛滑动超平面的优点,允许设计者在存在干扰性的情况下更自由地选择设计参数以达到期望的稳态性。文献[12]在传统指数趋近律等速项的曲线函数中引入了一个系统变量 $|x|$,将趋近律与系统状态相关联。但收敛速度和抗扰动能力还可以进一步的提高。文献[13]通过实现对电流的前馈补偿来抑制负载扰动产生的电机转速的波动,通过反馈加前馈的方式保证电机的稳定运行、提高控制系统的鲁棒性。但在转速环中还可以进行改进,引入滑模控制器取代传统 PI 控制。文献[14]针对负载扰动的问题,根据传统龙伯格观测器的基本思路设计了一个负载转矩观测器,可以实时跟踪负载的变化,增强了系统的鲁棒性。稍有不足之处是龙伯格观测器的工作方式为缓慢地预测系统的状态,控制系统的收敛时间得不到控制。文献[15]设计了一个降阶负载观测器,通过电流前馈补偿的方式,补偿到滑模控制器中,以此减少控制器改变增益的限制,提高抗负载抖动能力,但其收敛速度慢,参数调节较多。

得益于上述各种方法的启示,并进行取长补短,本文在传统指数趋近律的基础上,分别在等速项和指数项上加入调节函数 $F(s)$ 和 $|s|^\alpha$ 以加快收敛速度和增强系统抗抖振能力,设计了改进指数趋近律滑模控制器(nSMC)。此外,还引入了一个低通滤波负载观测器,对负载转矩进行实时的观测,将观测的负载转矩作为独立的补偿量引入电流环前端进行前馈补偿,有效的提高了系统抗负载扰动能力。最后在 PMSM 矢量系统中,与 PI、传统指数趋近律、未进行前馈补偿的改进指数趋近律 3 种控制方法进行仿真对比,以验证基于改进指数趋近律滑模控制和负载前馈补偿的控制策略的优越性。

1 永磁同步电机数学模型

为了便于分析,假定所讨论的永磁同步电机为理想电机,也就是忽略了铁磁饱和、磁滞、定子和转子齿槽效应以及涡流的影响,且转子永磁磁场以正弦波分布在气隙空间^[16]。在 d 、 q 轴坐标系上建立永磁同步电机的数学模型

如下,定子电压方程为:

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

式中: u_d 、 u_q 分别为定子电压在 d 轴、 q 轴的分量; i_d 、 i_q 分别为定子电流在 d 轴、 q 轴的分量; R 是定子绕组的相电阻; L_d 、 L_q 分别为定子绕组的直、交轴电感; ω_e 为电角速度; φ_f 为永磁体磁链。

由于是表贴式永磁同步电机, $L_d = L_q$ 所以其的转矩数学方程可简化为:

$$T_e = \frac{3}{2} p i_q \varphi_f \quad (2)$$

式中: T_e 为电磁转矩; p 为电机极对数;

永磁同步电机的运动学方程为:

$$T_e - T_L - B\omega_r = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (3)$$

式中: T_L 为负载转矩; B 为电机摩擦系数; J 为转动惯量; ω_r 为电机机械角速度。

2 改进指数趋近律

2.1 改进指数趋近律的设计

滑模控制通常采用趋近律的控制方法使趋近运动的动态品质得到保证。其中传统指数趋近律的公式如下:

$$\dot{s} = -k \operatorname{sign}(s) - qs \quad (4)$$

式中: s 是滑模面函数; $-k \operatorname{sign}(s)$ 是等速趋近项; $-qs$ 是指数趋近项; $\operatorname{sign}(s)$ 是符号函数; k 是等速项系数; q 是指数项系数; $k > 0$; $q > 0$ 。

等速趋近项的作用是在系统运行时,当运动点靠近滑模面时可以保证运动点在一定时间内迅速收敛到滑模面,当系统 s 趋近于0时,趋近速度为 k 。指数趋近项的作用是当运动点远离滑模面时时,与等速趋近项一起作用,使运动点可以较大速度收敛到滑模面。系数 k 与 s 的值越大,系统逼近滑模面的速度就越快,但振动也更明显,系统容易不稳定。为了改善上述问题,就需要合理平衡两者的关系,在两者上进行改进,本文提出了一种改进的指数趋近律:

$$\begin{cases} \dot{s} = -kF(s) \operatorname{sign}(s) - q |s|^\alpha s \\ F(s) = \frac{1}{\beta + \left(1 + \frac{1}{|s|^\alpha} - \beta\right) e^{-\alpha|s|}} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $k > 0$; $q > 0$; $0 < \beta < 1$; $\alpha > 0$; $0 < \delta < 1$,当 $s > 0$ 时, $\operatorname{sign}(s) = 1$;当 $s = 0$ 时, $\operatorname{sign}(s) = 0$;当 $s < 0$ 时, $\operatorname{sign}(s) = -1$ 。

改进指数趋近律在传统指数趋近律的等速项系数中加了一个调节函数 $F(s)$,并在指数项系数中增加了另一个调节函数 $|s|^\alpha$ 。当系统运动点距离滑模面 s 很远时, $|s|$ 的值趋于无穷大,等速项系数为 $-k/\beta$,远大于初始增益

k , 而指数项系数 $q|s|^\delta$ 也非常大, 从而让系统的收敛速度得到了较大提升; 当系统运动点距离滑模面 s 很近时, $|s|$ 的值趋于 0, 等速项系数为 $k|s|^2/(|s|^2+1)$, 远小于初始增益 k , 而指数项系数在加入了一个随系统变化函数后, 也比原增益 q 小的多, 可以有效的减少抖振, 增加系统的自适应调整能力。在等速项和指数项上引入了调节函数后, 改进后的指数趋近律相比于模糊控制在控制精度上更加精准、高效, 使得系统鲁棒性更强; 相比于幂次趋近律有着更快的收敛速度上和更小的抖振, 在系统的抗扰动能力上有进一步的提升。

2.2 稳定性分析

采用李雅普诺夫 (Lyapunov) 函数来证明改进指数趋近律系统的稳定性, Lyapunov 函数为:

$$V = \frac{1}{2}s^2 \quad (6)$$

对其进行求导得到:

$$\dot{V} = s\dot{s} = \frac{-ks \operatorname{sign}(s)}{\beta + \left(1 + \frac{1}{|s|^2} - \beta\right) e^{-\alpha|s|}} - qs^2 |s|^\delta \quad (7)$$

式中: $\beta + (1 + 1/|s|^2 - \beta)e^{-\alpha|s|} > 0$ 且 $s \cdot \operatorname{sign}(s) > 0$, 所以可以得到 $\dot{V} \leq 0$, 进而说明改进指数趋近律系统是稳定的。

2.3 性能对比分析

选用经典的系统对传统指数趋近律和改进指数趋近律进行效果对比分析。考虑如下被控对象:

$$\ddot{\theta}(t) = -f(\theta, t) + bU \quad (8)$$

式中: $f(\theta, t) = 25\dot{\theta}$, $b = 133$ 。

系统滑模面函数为:

$$s = cx + \dot{x} \quad (9)$$

式中: $c > 0$ 。

跟踪误差为:

$$x = \theta_d - \theta, \quad \dot{x} = \dot{\theta}_d - \dot{\theta} \quad (10)$$

对 s 求导得到:

$$\dot{s} = c\dot{x} + \dot{x} = c(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) + [\ddot{\theta}_d + f(\theta, t) + bU] = S \quad (11)$$

式中: S 是指数趋近律。

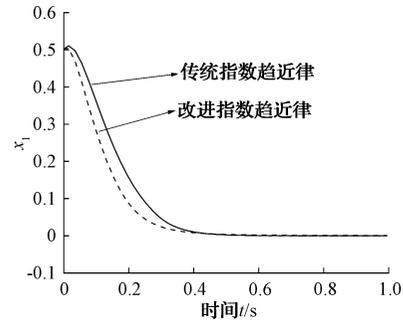
由式(11)可以得到系统输出表达式为:

$$U = \frac{1}{b}[S + c(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) + \ddot{\theta}_d + f(\theta, t)] \quad (12)$$

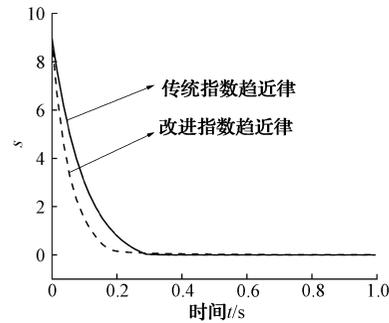
式中: $c = 15$ 。

设给定指令输入 $\theta_d(t) = \sin t$, 传统指数趋近律和改进指数趋近律中共同参数 $k = 15, q = 10$, 改进指数趋近律中 $\beta = 0.5, \alpha = 15, \delta = 0.3$, 状态初始变量 $x = [-0.5, 0.5]$ 。把两种指数趋近律代入以上公式后进行性能仿真实验, 结果如图 1 所示。可以看出, 相比于传统指数趋近律, 本文提出的改进后的趋近律在收敛速度、抗抖振能力

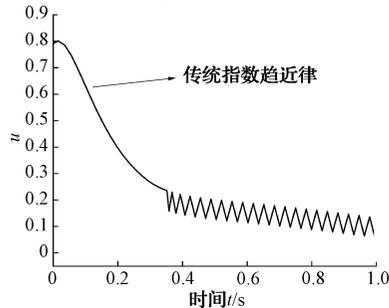
上都有明显的提高。



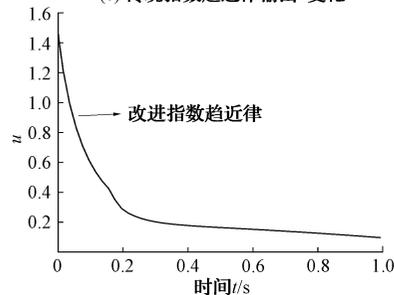
(a) 状态变量变化对比



(b) 滑模面函数s变化对比



(c) 传统指数趋近律输出u变化



(d) 改进指数趋近律输出u变化

图 1 两种趋近律性能对比

3 滑模速度控制器设计

设定永磁同步电机系统的状态变量为:

$$\begin{cases} x_1 = n^* - n \\ x_2 = \dot{x}_1 \end{cases} \quad (13)$$

式中: n^* 为电机给定转速; n 为电机实际转速。

由式(1)~(3)可得:

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s}(-Ri_q - pn\varphi_i + u_q) \\ \frac{dn}{dt} = \frac{1}{J}(-T_L + \frac{3p\varphi_i}{2}i_q) \end{cases} \quad (14)$$

由式(13)和(14)可得:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{n} = \frac{1}{J}(T_L - \frac{3p\varphi_i}{2}i_q) \\ \dot{x}_2 = -\ddot{n} = -\frac{3p\varphi_i}{2}i_q \end{cases} \quad (15)$$

定义 $u = i_q, D = \frac{3p\varphi_i}{2J}$, 电机调速模块的状态空间公

式为:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -D \end{bmatrix} u \quad (16)$$

滑模面函数为:

$$s = cx_1 + x_2 \quad (17)$$

式中: c 为待定参数; x_1 是转速误差; x_2 是转速误差的微分。对式(17)进行求导, 可得:

$$\dot{s} = cx_2 - Du \quad (18)$$

结合式(5)和(18)可以得到基于改进指数趋近律的滑模控制器结构表达式, 控制器输出为电流 i_q , 表达式如下:

$$\begin{cases} i_q = \frac{1}{D} \int [kF(s)\text{sign}(s) + q |s|^{\alpha} + cx_2] dt \\ F(s) = \beta + \left(1 + \frac{1}{|s|^2} - \beta\right) e^{-\alpha|s|} \end{cases} \quad (19)$$

式中: i_q 表达式里有积分项, 作用是可以进一步抑制抖振线性, 并降低系统的稳态误差, 提高电机性能。

4 负载转矩观测器设计

电机在突加负载或突卸负载时会对转速造成影响使其波动, 从而导致运行不稳定。传统的电机控制系统在有负载改变下的控制机理为在电机以转速 n^* 运行过程中, 位于电流环外的负载扰动 T_L 突加, 导致转矩不平衡, 电机转速发生波动, 转速误差 $e = n^* - n$ 变大, 在经过转速环控制器的调节下, 调节了给定的 q 轴电流 i_q^* , 进而改变电磁转矩 T_e , 转速又恢复正常状态。简而言之, 传统的控制方式是在转速波动后再去调节 T_e , 并且转速环调节时间比较长导致转速偏移较大, 从而使得系统的抗负载能力较弱。机理简图如图 2 所示。

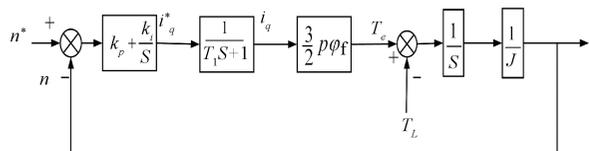


图 2 电机速度控制简图

带负载转矩前馈补偿的电机控制系统控制机理为将观测到的负载转矩直接以一定比例加到电流环, 让电流控制器在负载产生改变的第一时间去作出反应, 而不用等转

速改变的时候再去调节, 如此便提高了系统的响应速度, 减少了由于负载改变造成的转速偏移, 提高了系统抗负载扰动能力。机理简图如图 3 所示, 其中电流环可视为一阶延时模块, 负载转矩前馈补偿系数 K 的值为:

$$K = \left| \frac{T_1 s + 1}{1.5 p \varphi_i k_1} \right| \quad (20)$$

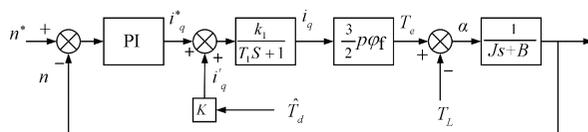


图 3 负载转矩前馈补偿控制简图

由此, 本文设计了一种新颖的负载转矩观测器, 由永磁同步电机数学模型可知, 永磁同步电机运动学方程为:

$$\frac{d\omega_c}{dt} = \frac{k_t p}{J} i_q - \frac{p \cdot T_d}{J} \quad (21)$$

式中: $T_d = T_L + B\omega_r$, 由于 B 很小, 可近似认为 $T_d = T_L$; $k_t = 1.5 p \varphi_i$ 。

根据式(21)可得:

$$\frac{d\omega'_c}{dt} = \frac{k_t p}{J} i_q - \frac{p}{J} \hat{T}_d \quad (22)$$

式中: \hat{T}_d 为负载转矩的估计值。

将式(21)和(22)相减可得:

$$\frac{d\omega_c - d\omega'_c}{dt} = -\frac{p}{J} (T_d - \hat{T}_d) \quad (23)$$

设计负载转矩观测器:

$$\dot{\hat{T}}_d = \omega_c (T_d - \hat{T}_d) \quad (24)$$

将式(24)进行拉氏变换后得到:

$$\hat{T}_d = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} T_d \quad (25)$$

由式(25)可知, 负载转矩 \hat{T}_d 可看作 T_d 经过低通滤波后得到, ω_c 为低通滤波器的带宽。结合式(23)和(25)可得 \hat{T}_d 表达式为:

$$\hat{T}_d = \frac{\omega_c \cdot J}{p} (\omega'_c - \omega_c) \quad (26)$$

式(26)即为观测器表达式, 将此负载转矩观测器称为低通滤波 (low-pass filter, LPF) 负载观测器, 将观测到的负载转矩进行前馈补偿:

$$i_q = K \hat{T}_d \quad (27)$$

式中: $0 < K < 1$ 。

5 仿真实验与结果分析

基于改进滑模控制和负载前馈补偿的 PMSM 总体控制框图如图 4 所示, 转速环控制器使用的是改进指数趋近律所构成的滑模控制, 并在电流环引入负载转矩补偿。

为了验证所设计控制策略的有效性, 在 MATLAB/Sim-

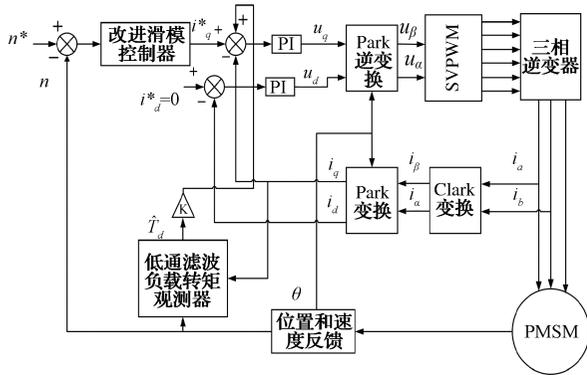


图4 永磁同步电机调速系统框图

ulink 软件上搭建模型进行模拟实验,并与 PI 控制、传统指数趋近律滑模控制、未进行前馈补偿的改进指数趋近律滑模控制做结果对比。永磁同步电机参数设置如表 1 所示。

表 1 电机参数设置

参数名称	数值
电子电阻 R/Ω	2.875
d, q 轴电感 L/mH	8.5
永磁体磁链 φ_f	0.175
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.003
额定转速 $n^*/(r \cdot \min^{-1})$	1 000
极对数 p	4
静摩擦力 T_p/N	0

PI 控制中各参数设置为转速环中 $K_p = 0.06, K_i = 3$; 电流环中 $K_p = 45, K_i = 220$ 。nSMC 中各参数设置为 $\alpha = 10, \beta = 1, \delta = 0.3$ 。nSMC 和 SMC 共同参数设置为 $c = 150, q = 100, k = 380$ 。负载观测器中低通滤波器的带宽 $\omega_c = 200$ 。

图 5 所示为龙伯格观测器的负载转矩观测值与实际值对比的仿真波形,图 6 所示为 LPF 观测器的负载转矩观测值与实际值对比的仿真波形。通过对比可以看出,本文 LPF 观测器具有设计巧妙,参数调节容易,跟踪实际负

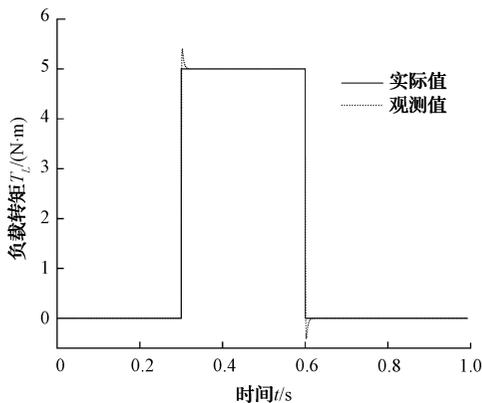


图 5 龙伯格观测器观测值与给定值对比

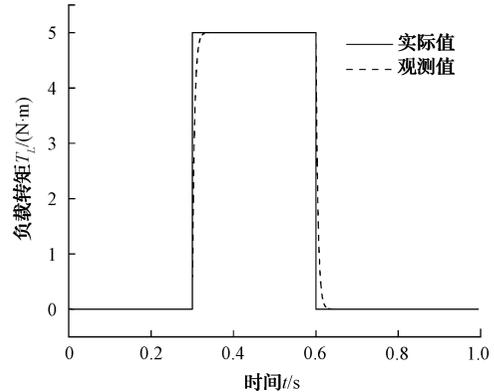
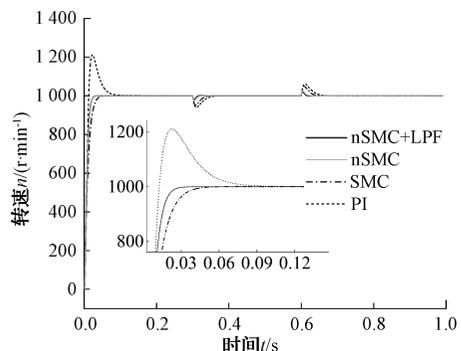


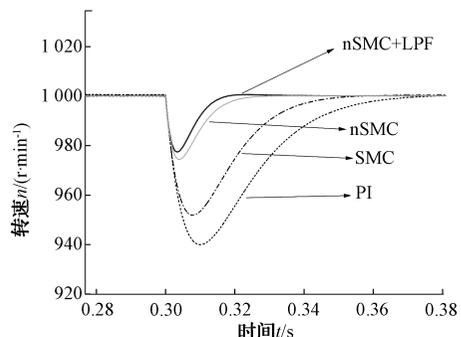
图 6 LPF 观测器观测值与给定值对比

载转矩迅速精准等优点,在 0.3 s 时突加负载和在 0.6 s 时突卸负载时,超调量相比于龙伯格观测器更小,系统响应更加快速平稳,负载转矩观测值迅速收敛到给定值,且没有稳态误差。

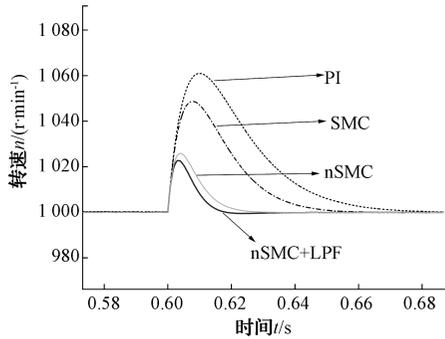
图 7(a)所示为 PI 控制、SMC、nSMC 和 nSMC+LPF 4 种控制下的电机转速变化整体对比与系统刚启动阶段的转速变化局部放大。图 7(b)、(c)所示分别为突加负载、突卸负载时转速变化的局部放大。可以看出,在系统刚启动时,PI 控制产生的超调量最大,到达稳定所用时间也最长;SMC、nSMC、nSMC+LPF 三者无超调,但 SMC 到达稳定所用时间比 nSMC 和 nSMC+LPF 更长。在 0.3 s 突加一个 $5 N \cdot m$ 的负载和 0.6 s 突卸负载时,PI 受负载扰动最大,导致超调量大且恢复稳定所用时间最长;改进指数趋近律滑模控制抗负载扰动能力有明显的增强,而引入负载转矩前馈补偿后的抗负载扰动能力有进一步的提升,恢



(a) 电机转速整体对比



(b) 突加负载时转速变化对比

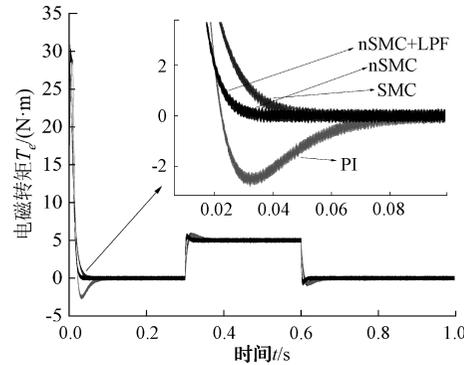


(c) 突卸负载时转速变化对比

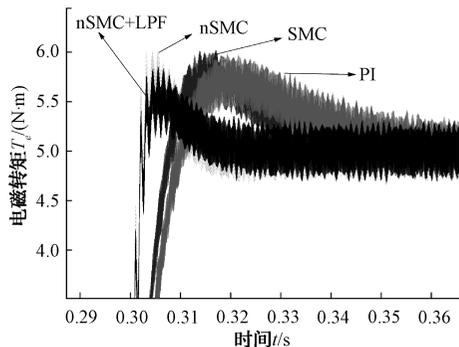
图7 电机转速变化对比

复稳定的时间也最快。4种控制效果从优到差分别为 $nSMC+LPF > nSMC > SMC > PI$ 。

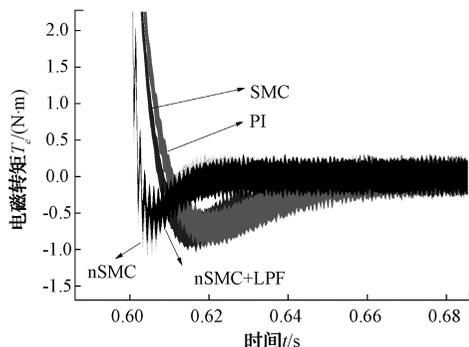
图8(a)所示为4种控制下的电磁转矩整体变化对比



(a) 电磁转矩整体对比



(b) 突加负载时转矩变化对比

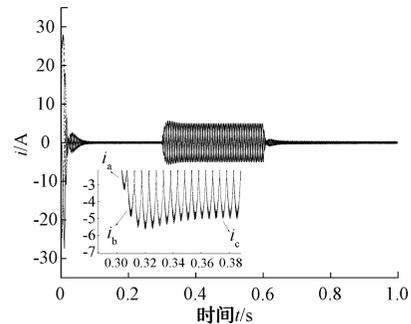


(c) 突卸负载时转速变化对比

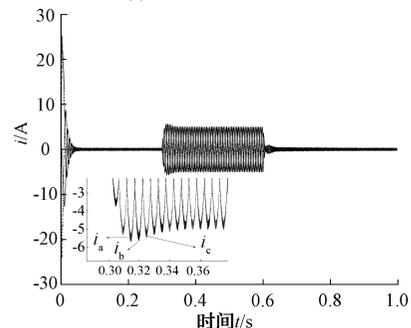
图8 电磁转矩变化对比

与刚启动阶段的局部放大,图8(b)、(c)所示分别为突加负载、突卸负载时转矩变化的局部放大。可以看出,在控制系统刚启动阶段时,PI控制超调较大且到达稳定的时间最长,SMC、nSMC、nSMC+LPF几乎无超调,但SMC到达稳定时间稍长。在突加负载和突卸负载时,PI控制响应速度最慢且到达稳定时间最长,SMC其次,nSMC和nSMC+LPF响应最快且到达稳定所用时间也最短,但nSMC+LPF比SMC的超调量、抖振幅度更小。

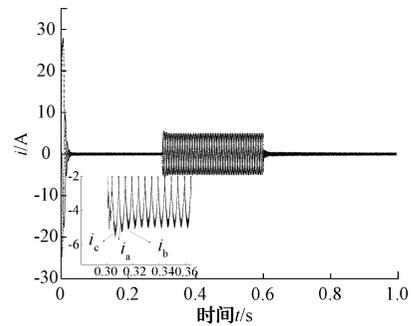
图9所示分别为4种控制下的三相电流变化与0.3s



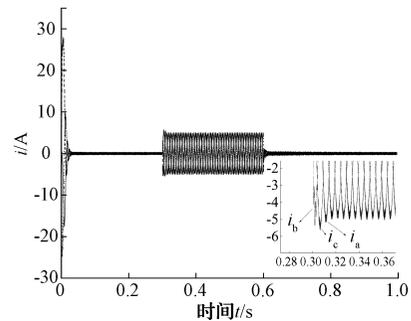
(a) PI控制三相电流变化



(b) SMC三相电流变化



(c) nSMC三相电流变化



(d) nSMC+LPF三相电流变化

图9 三相电流对比

时突加负载时的局部放大。由图9可知,在控制系统刚启动时,阶段电流趋于稳定过程中,PI控制响应速度最慢,超调最大,稳定时间最长,电流容易紊乱;SMC响应速度稍快,但超调量稍大;nSMC与nSMC+LPF控制响应速度最快,超调最小,稳定时间最短。在突加负载时,PI控制电流抖振幅度最大,在0.36s处稳定下来,所用时间最长;SMC电流抖振幅度稍大,在0.35s处稳定下来;nSMC、nSMC+LPF电流抖振幅度最小,稳定也很快,其中nSMC在0.328s处稳定下来,nSMC+LPF在0.318s处稳定下来。综上,nSMC+LPF的性能表现为4种控制中最优。

6 结论

本文针对永磁同步电机控制系统中转速超调大以及负载扰动等问题,在传统指数趋近律的基础上,分别在等速项和指数项上增加了时变函数 $F(s)$ 和 $|s|^{\alpha}$,提出了一种改进指数趋近律的滑模控制,将其运用在电机调速系统中。此外,引入了LPF观测器,将观测到的负载转矩进行前馈补偿至电流环。最后在Simulink上搭载PMSM调速系统模型,并与PI、传统指数趋近律、未进行前馈补偿的改进指数趋近律3种控制方法进行实验对比,结果表明在降低超调量、抗抖振、抗负载扰动等性能上都有显著提高,验证了本文所提出的改进滑模指数趋近律与负载前馈补偿控制策略的有效性。

参考文献

- [1] 巫春玲,程琰清,刘智轩,等.一种永磁同步电机系统效率优化控制策略研究[J].电子测量技术,2020,43(10):36-41.
- [2] CHOO K M, WON C Y. Design and analysis of electrical braking torque limit trajectory for regenerative braking in electric vehicles with PMSM drive systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13308-13321.
- [3] 张港,高文根,杭孟荀,等.基于改进SMO的永磁同步电机全速段位置估算研究[J].电子测量与仪器学报,2021,35(7):185-193.
- [4] 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,2016.

- [5] 李艳,孙蕊,古婵.采用改进快速变幂次趋近律的滑模控制方法[J].西安交通大学学报,2022,56(12):118-126.
- [6] 陈昱昊,郑宾.基于模糊PI控制的永磁同步电机矢量控制性能研究[J].国外电子测量技术,2022,41(7):75-81.
- [7] 张博,周达,蒋波涛.基于RBF神经网络和扰动观测器的PMSM位置控制[J].组合机床与自动化加工技术,2021(8):90-93.
- [8] 闫宏亮,马菊菊,姬海斌.永磁同步驱动电机的滑模控制研究[J].控制工程,2022,29(8):1473-1479.
- [9] 苗敬利,郑大伟,周重霞.基于新型趋近律的永磁同步电机模糊滑模控制[J].电气传动,2019,49(3):3-7.
- [10] 陈闯,王勃,于泳,等.基于改进指数趋近律的感应电机滑模转速观测器研究[J].电工技术学报,2020,35(S1):155-163.
- [11] YESMIN A, BERA M K. Design of event-triggered sliding mode controller based on reaching law with time varying event generation approach[J]. European Journal of Control,2019,48: 30-41.
- [12] 姜长泓,张凯皓,张袅娜,等.改进指数趋近律的五相永磁同步电机滑模控制[J].科学技术与工程,2022,22(10):3975-3981.
- [13] 李利兵.降阶负载转矩观测器与电机调速[J].国外电子测量技术,2018,37(1):11-15.
- [14] 李政,胡广大,崔家瑞,等.永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J].中国电机工程学报,2014,34(3):431-437.
- [15] 李振县,许鸣珠.基于降阶负载观测器的双模糊滑模PMSM转速控制[J].组合机床与自动化加工技术,2022(9):50-54.
- [16] 郭鹏.模糊前馈与模糊PID结合的风力发电机组变桨距控制[J].中国电机工程学报,2010,30(8):123-128.

作者简介

陈德海,博士,副教授,硕士生导师,主要研究方向为电机控制。

E-mail:dhchen22@gia.cas.cn