

一种基于新型滑模趋近律的异步电机调速方法

张蕊¹, 夏岩¹, 黄桂平¹, 陈仁钊², 杨屹立²

(1. 四川轻化工大学 自动化与信息工程学院, 四川 自贡 643000;

2. 兴储世纪科技股份有限公司, 四川 自贡 643000)

摘要: 针对异步电机在传统滑模控制下的鲁棒性差和系统抖振问题, 提出一种控制系数根据滑模面位置而动态变化的变系数幂指趋近律(VCPERL), 并基于该趋近律设计滑模控制器。首先, 考虑快速幂次趋近律(QPRL)和双幂次趋近律(DPRL)在滑模面不同位置趋近速率不同的优点, 利用双曲正切函数 $\tanh(x)$ 替换符号函数 $\text{sign}(x)$, 并在趋近律中引入变系数项, 提出VCPERL。其次, 根据理论分析和仿真, 证明新型趋近律的稳定性。最后, 根据转子磁链定向矢量控制理论和异步电机的动态数学模型, 应用VCPERL设计滑模控制器。仿真结果表明, 与传统PI控制、QPRL和DPRL相比, VCPERL对负载扰动具有强抗扰能力和快速恢复能力, 可有效提高系统的动态响应性能。

关键词: 异步电机; 新型趋近律; 滑模控制器; 收敛速度; 抗扰性能; 动态响应

中图分类号: TM343 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed25362

An Asynchronous Motor Speed Regulation Method Based on a New Sliding Mode Reaching Law

ZHANG Rui¹, XIA Yan¹, HUANG Guiping¹, CHEN Renzhao², YANG Yili²

(1. School of Automation and Information Engineering, Sichuan University of Science & Engineering,

Zigong 643000, Sichuan, China; 2. Zonergy, Zigong 643000, Sichuan, China)

Abstract: Aiming at the poor robustness and system vibration problem of asynchronous motors under the traditional sliding mode control, a variability coefficient power exponent reaching law (VCPERL) was proposed to dynamically change the control coefficients according to the position of the sliding mode surface, and the sliding mode controller was designed based on this reaching law. Firstly, according to the advantages of quick-power reaching law (QPRL) and the double-power reaching law (DPRL), which have different reaching rates at different positions of the sliding mode surface, meanwhile, the $\tanh(x)$ was used to replace the $\text{sign}(x)$, and a variable coefficient was introduced into the reaching law. Secondly, the stability of the new reaching law was proved based on theoretical analysis and simulation. Finally, the VCPERL was applied to design the sliding mode controller according to the theory of vector control oriented by rotor magnetic chain and the dynamic mathematical model of asynchronous motor. The simulation results show that compared with the traditional PI control, QPRL and DPRL, VCPERL has strong immunity to load disturbances and fast recovery capability, which can effectively improve the dynamic response performance of the system.

Key words: asynchronous motors; new reaching law; sliding mode controller; convergence speed; disturbance carrying performance; dynamic response

异步电机因其结构简单、成本低、运行稳定等优点被广泛用于工业、国防等领域。异步电机具有非线性、强耦合、多变量等特点, 难以直接对其控制。传统PI控制算法简单、易于实现, 但其抗扰性较差, 调节时间较长, 在实际工程运用中不能实现快速恢复和抖振抑制的要求。因此, 为

提高系统的抗扰性能、缩短调节时间和减小抖振问题, 诸多学者研究出了各种解决方案, 如自适应控制^[1-2]、神经网络控制^[3-4]和滑模控制(sliding mode control, SMC)^[5-6]等, 其中, SMC具有抗扰性和鲁棒性强以及响应速度快等特点, 在异步电机控制系统中得到广泛研究与应用。

基金项目: 智能电网四川省重点实验室(2022-IEPGKLS-P-KFYB05); 四川省科技计划资助(2022SZYZF01)

作者简介: 张蕊(1998—), 男, 硕士, 主要研究方向为电力电子传动, Email: 321081104118@stu.suse.edu.cn

抖振是SMC中一个主要的问题,抖振不仅会破坏系统的稳定性,还会严重影响其实际应用。诸多学者提出各种方法来加快趋近速度并减少抖振,如边界层法^[7-8]、高阶SMC^[9-10]和趋近律方法等控制策略。其中,趋近律方法不仅能有效减少抖振问题,还能提高趋近速度。常见趋近律有等速趋近律^[11]、指数趋近律^[12-13]和幂次趋近律三种形式。在这些方法的基础上,诸多学者深入研究并改进。文献[14]提出改进指数趋近律,它能提高收敛速度并减少抖振。指数趋近律在系统远离滑模面时,能够加快趋近滑模面的速度,但趋近滑模面时,难以控制,易穿越滑模面,加剧抖振。文献[15]设计了一种快速多幂次趋近律,提高了幂次趋近律的效率,减少了抖振问题。文献[16]使用了双幂次趋近律,进一步提高了幂次趋近律的效率。文献[17-18]提出了一种改进的双幂次趋近律,可加快趋近律收敛速度并减少抖振。一般来说,幂次趋近律具有出色的趋近速度和抖振抑制效果,但在远离滑模面时,趋近滑模面较慢,延长了系统调节时间。

为了进一步提高异步电机驱动系统稳定性并减少系统抖振,本文提出一种变系数幂指趋近律(variability coefficient power exponent reaching law, VCPERL),该趋近律结合快速幂次趋近律(quick-power reaching law, QPRL)和双幂次趋近律(double-power reaching law, DPRL)在滑模面不同位置趋近速度的优点,同时用双曲正切函数 $\tanh(x)$ 替换符号函数 $\text{sign}(x)$,使得趋近律平滑趋近滑模面,减少抖振。为了解决幂指趋近律远离滑模面时趋近速度慢的问题,在趋近律中引入变系数项,保证系统状态能在有限时间收敛至滑模面。根据异步电机动态数学模型,应用所提趋近律设计异步电机滑模控制器,以提高系统的跟踪性能、收敛速度和抗干扰能力,削弱系统抖振。

1 异步电机动态数学模型

按转子磁链定向矢量控制理论,若令旋转正交坐标系的 d 轴与转子磁链矢量重合,则有 $\Psi_d = \Psi_r, \Psi_q = 0$ 。因此,异步电机在同步旋转正交坐标系中的状态方程为

$$\begin{cases} d\omega/dt = p^2 L_m / (J L_r) \cdot i_{sq} \Psi_r - p/J \cdot T_L \\ d\Psi_r/dt = -1/T_r \cdot \Psi_r + L_m/T_r \cdot i_{sd} \\ di_{sd}/dt = a/T_r \cdot \Psi_r - bi_{sd} + \omega_1 i_{sq} + cu_{sd} \\ di_{sq}/dt = -a\omega \Psi_r - bi_{sq} - \omega i_{sd} + cu_{sq} \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$\begin{aligned} T_r &= L_r/R_r \\ a &= L_m/\sigma L_s L_r \\ b &= (R_s L_r^2 + R_r L_m^2)/\sigma L_s L_r^2 \\ c &= 1/\sigma L_s \\ \sigma &= 1 - L_m^2/L_s L_r \end{aligned}$$

式中: T_r 为转子电磁时间常数; σ 为电机漏磁系数; $i_{sd}, i_{sq}, u_{sd}, u_{sq}$ 分别为定子侧电流、电压在 d, q 轴上的分量; R_s, L_s, R_r, L_r 分别为电机定、转子侧电阻和电感; L_m 为定子与转子绕组间的互感; Ψ_r 为转子磁链; ω 为转子转速; ω_1 为同步旋转坐标系的旋转角速度; p 为电机磁极对数; J 为电机转动惯量; T_L 为负载转矩。

2 新型趋近律的提出

诸多学者已研究有效方法用于消除滑模控制中的抖振问题,其中,改进滑模控制的趋近律不仅可以消除抖振,还可以使系统快速趋近滑模面,例如快速幂次趋近律(QPRL)和双幂次趋近律(DPRL)。

快速幂次趋近律、双幂次趋近律表达式分别为^[15]

$$\dot{s} = -k_1 |s|^{w_1} \text{sign}(s) - k_2 s \quad (2)$$

$$\dot{s} = -k_1 |s|^{w_1} \text{sign}(s) - k_2 |s|^{w_2} \text{sign}(s) \quad (3)$$

其中

$$k_1 > 0 \quad k_2 > 0$$

$$0 < w_1 < 1 \quad w_2 > 1$$

式中: s 为滑模切换面函数。

符号函数 $\text{sign}(x)$ 的表达式为

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & x > 0 \\ 0 & x = 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad (4)$$

分析两种趋近律可知,当系统远离滑模面时,即 $|s| \geq 1$,DPRL的收敛速度优于QPRL的收敛速度;反之,系统接近滑模面时,即 $|s| < 1$,DPRL的收敛速度慢于QPRL的收敛速度。对于DPRL,当系统接近滑模面时,趋近律的第一项幂次函数起主要作用,使系统缓慢接近滑模面;当系统远离滑模面,趋近律的第二项幂次函数起主要作用,使系统快速接近滑模面。本文将QPRL和DPRL的优点结合,提出一种新的变系数幂指趋近律(VCPERL):

$$\dot{s} = -k_1 f(s) \tanh\left(\frac{s}{g}\right) - k_2 |s|^{w_2} \text{sign}(s) \quad (5)$$

其中

$$f(s) = \frac{1}{k_3 + (1 - k_3)e^{-h(|s|-1)}}$$

$$k_1 > 0 \quad k_2 > 0 \quad 0 < k_3 < 1$$

$$0 < g < 1 \quad 0 < h < 1 \quad w_2 \geq 1$$

k_1, w_2 为变系数,取值如下:

$$k_1 = \begin{cases} k_1 & |s| \leq 1 \\ 2k_1 & |s| > 1 \end{cases} \quad (6)$$

$$w_2 = \begin{cases} 1 & |s| \leq 1 \\ w_2 & |s| > 1 \end{cases} \quad (7)$$

系统在滑模面不同位置时,选取不同系数,不仅提高了滑模收敛速度,而且可以抑制抖振。

2.1 VCPERL 稳定性分析

根据李雅普诺夫(Lyapunov)稳定性判定依据,构造 Lyapunov 函数:

$$V(x) = s^2/2 \quad s \neq 0 \quad (8)$$

若 $\dot{V}(x) < 0$,可以证明反馈系统是趋于稳定的。

将 VCPERL(式(5))代入式(8)中,并对其求导,可得:

$$\frac{dV}{dt} = -\left[\frac{k_1}{k_3 + (1 - k_3)e^{-h(|s|-1)}} \tanh(s/g) + k_2 |s|^{w_2} \text{sign}(s) \right] s \quad (9)$$

分析式(9)可知, $0 < k_3 < 1, 0 < 1 - k_3 < 1, k_1 > 0, k_2 > 0$,第一、二项中指数函数值均大于0,双曲正切函数 $\tanh(s/g)$ 、符号函数 $\text{sign}(s)$ 与 s 的正负性一致,当 $s \neq 0$ 时, $\dot{V}(x) < 0$ 。因此, VCPERL是渐稳定的,在有限时间内滑模面和趋近律将收敛至平衡点。

2.2 VCPERL 抖振抑制分析及优越性

VCPERL将符号函数 $\text{sign}(s)$ 替代为双曲正切函数 $\tanh(s)$ 。图1所示为双曲正切函数 $\tanh(s)$ 与符号函数 $\text{sign}(s)$ 输出对比,可以看出,符号函数 $\text{sign}(s)$ 输出在 $[-1, 0, 1]$ 阶跃突变,而双曲正切函数 $\tanh(s)$ 输出在 $(-1, 1)$ 之间平滑变化。当系统远离滑模面,即 $|s| > 1$, VCPERL函数值趋近 $k_1/k_3 + k_2 |s|^{w_2}$,其中幂函数随着 s 的变化而动态变化,减小系统趋近抖振,比例系数和幂函数的结合增加系统趋近滑模面的速度。当系统状态趋近于0时,即 $|s| \rightarrow 0$,双曲正切函数 $\tanh(s)$ 平滑趋近于0, VCPERL函数值随着 s 变化而趋近于0,实现抖振抑制。综上所述, VCPERL的两部分可以根据 s 的大小而动态变化,不仅提高系统趋近滑模面的速度,而且实现滑模控制抖振的抑制。

VCPERL具有响应快、自适应强、稳定的特

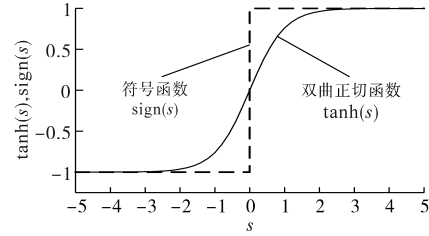


图1 双曲正切函数 $\tanh(s)$ 与符号函数 $\text{sign}(s)$ 输出对比

Fig.1 Comparison of the value of $\tanh(s)$ and $\text{sign}(s)$

点,为了验证 VCPERL的特性,分别将 VCPERL, QPRL及 DPRL在 Matlab/Simulink 平台搭建典型单输入单输出系统(single input single output, SISO)仿真模型。

典型 SISO 系统如下式:

$$\dot{X} = AX + Bu \quad (10)$$

其中

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 5000 \end{bmatrix}$$

系统滑模面为

$$s = CX \quad (11)$$

其中

$$C = [1 \quad 1]$$

式中: X 为系统状态变量; A, B 为参数矩阵; C 为滑模面系数; u 为系统控制量。

假设系统无扰动,趋近律参数如表1所示。

表1 趋近律参数

Tab.1 Parameters of the reaching law

趋近律	参数数值
QPRL	$k_1=10, k_2=2, w_1=0.2$
DPRL	$k_1=10, k_2=2, w_1=0.2, w_2=1.5$
VCPERL	$k_1=10, k_2=2, k_3=0.001, w_2=1.5, h=0.01, g=0.01$

与 QPRL, DPRL 相比, VCPERL 控制系统最早趋近滑模面,仿真结果如图2a和图2b所示。控制器输出和状态变量最快收敛至平衡点,仿真如图2c和图2d所示。 VCPERL在趋近速度、系统收敛时间都更有优势。

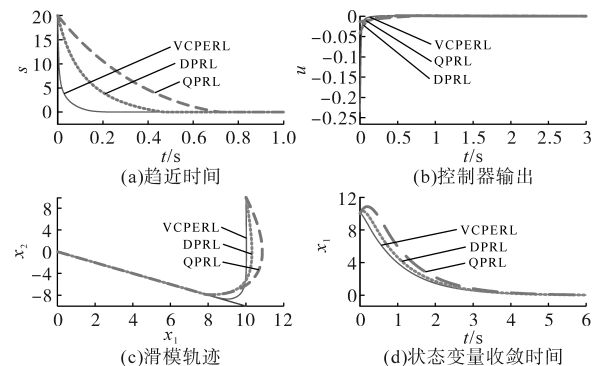


图2 趋近律对比

Fig.2 Contrast of reaching laws

3 VCPERL 磁链和速度滑模控制器设计

首先定义磁链、转速误差:

$$e = \begin{bmatrix} e_\psi \\ e_\omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_r^* - \Psi_r \\ \omega^* - \omega \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: Ψ_r^* , ω^* 分别为给定磁链、转速; Ψ_r , ω 分别为反馈磁链、转速。

定义磁链、速度滑模面为

$$s = \begin{bmatrix} s_\psi \\ s_\omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\psi \\ e_\omega \end{bmatrix} \quad (13)$$

对式(13)进行微分运算,可得:

$$\dot{s} = \begin{bmatrix} \dot{s}_\psi \\ \dot{s}_\omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{e}_\psi \\ \dot{e}_\omega \end{bmatrix} \quad (14)$$

将 VCPERL 与式(1)中转速状态方程和磁链状态方程代入式(14)中,可得:

$$\begin{bmatrix} k_{1\psi} f(s_\psi) \tanh\left(\frac{s_\psi}{g_\psi}\right) + k_{2\psi} |s_\psi|^{w_{2\psi}} \text{sign}(s_\psi) \\ k_{1\omega} f(s_\omega) \tanh\left(\frac{s_\omega}{g_\omega}\right) + k_{2\omega} |s_\omega|^{w_{2\omega}} \text{sign}(s_\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\Psi}_r^* \\ \dot{\omega}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\Psi_r}{T_r} - \frac{L}{T_r} i_{sd} \\ -\frac{p^2 L_m}{J L_r} i_{sq} \Psi_r + \frac{p}{J} T_L \end{bmatrix} \quad (15)$$

整理式(15)可得到速度、磁链滑模控制律:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_4 \\ k_5 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} \Psi_r^* \\ \omega^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{1\psi} \\ k_{1\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f(s_\psi) \tanh\left(\frac{s_\psi}{g_\psi}\right) \\ f(s_\omega) \tanh\left(\frac{s_\omega}{g_\omega}\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{2\psi} \\ k_{2\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |s_\psi|^{w_{2\psi}} \text{sign}(s_\psi) \\ |s_\omega|^{w_{2\omega}} \text{sign}(s_\omega) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\Psi}_r^* \\ \dot{\omega}^* \end{bmatrix} \right\} \quad (16)$$

其中

$$k_4 = T_r / L_m$$

$$k_5 = J L_r / p^2 L_m \Psi_r$$

4 电流滑模控制器设计

首先定义定子电流 d, q 轴分量误差:

$$e_i = \begin{bmatrix} e_{i_{sd}} \\ e_{i_{sq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd}^* - i_{sd} \\ i_{sq}^* - i_{sq} \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中: i_{sd}^* , i_{sq}^* 分别为磁链控制器、速度控制器的输出电流; i_{sd} , i_{sq} 分别为反馈 d, q 轴电流。

定义 d, q 轴电流滑模面为

$$s_i = \begin{bmatrix} s_{i_{sd}} \\ s_{i_{sq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{i_{sd}} \\ e_{i_{sq}} \end{bmatrix} \quad (18)$$

对式(18)进行微分运算,可得:

$$\dot{s}_i = \begin{bmatrix} \dot{s}_{i_{sd}} \\ \dot{s}_{i_{sq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{e}_{i_{sd}} \\ \dot{e}_{i_{sq}} \end{bmatrix} \quad (19)$$

将 VCPERL 与式(1)中 d, q 电流状态方程代入式(19)中,可得:

$$\begin{bmatrix} k_{1i_{sd}} f(s_{i_{sd}}) \tanh\left(\frac{s_{i_{sd}}}{g_{i_{sd}}}\right) + k_{2i_{sd}} |s_{i_{sd}}|^{w_{2i_{sd}}} \text{sign}(s_{i_{sd}}) \\ k_{1i_{sq}} f(s_{i_{sq}}) \tanh\left(\frac{s_{i_{sq}}}{g_{i_{sq}}}\right) + k_{2i_{sq}} |s_{i_{sq}}|^{w_{2i_{sq}}} \text{sign}(s_{i_{sq}}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{sd}^* \\ \dot{i}_{sq}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{a}{T_r} \Psi_r + b i_{sd} - \omega_1 i_{sq} - c u_{sd} \\ a \omega \Psi_r + b i_{sq} + \omega i_{sd} - c u_{sq} \end{bmatrix} \quad (20)$$

整理式(20)可得 d, q 轴电流滑模控制律:

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \sigma L_s \left\{ \begin{bmatrix} k_{1i_{sd}} \\ k_{1i_{sq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f(s_{i_{sd}}) \tanh\left(\frac{s_{i_{sd}}}{g_{i_{sd}}}\right) \\ f(s_{i_{sq}}) \tanh\left(\frac{s_{i_{sq}}}{g_{i_{sq}}}\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{2i_{sd}} \\ k_{2i_{sq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |s_{i_{sd}}|^{w_{2i_{sd}}} \text{sign}(s_{i_{sd}}) \\ |s_{i_{sq}}|^{w_{2i_{sq}}} \text{sign}(s_{i_{sq}}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{a}{T_r} \Psi_r + b i_{sd} - \omega_1 i_{sq} - c u_{sd} \\ a \omega \Psi_r + b i_{sq} + \omega i_{sd} - c u_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{i}_{sd}^* \\ \dot{i}_{sq}^* \end{bmatrix} \right\} \quad (21)$$

5 仿真

为验证本文提出的 VCPERL 抑制抖振、抗干扰和快速响应的效果,分别将 VCPERL, QPRL, DPRL 和 PI 控制在 Matlab/Simulink 平台中搭建转子磁链定向矢量控制的异步电机控制系统,进行仿真,对仿真结果进行对比分析。控制系统的直流侧电压为 600 V,逆变器开关频率设定为 10 kHz,被控异步电机参数为:额定功率 $P_n=2.2$ kW,额定电压 $U_n=380$ V,额定频率 $f_n=50$ Hz,定子电阻 $R_s=2.88$ Ω ,定子电感 $L_s=0.016$ H,转子电阻 $R_r=2.586$ Ω ,转子电感 $L_r=0.016$ H,互感 $L_m=0.349$ H,极对数 $p=3$,转动惯量 $J=0.0285$ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 。系统控制结构图如图 3 所示。

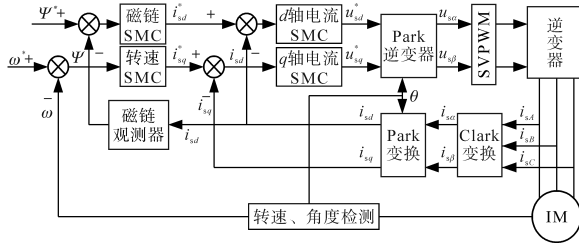


图3 系统控制结构框图

Fig.3 Structure of control system

为了比较趋近律的控制效果,三种趋近律公有参数数值一致,三种趋近律参数如表2所示。

表2 调速系统趋近律参数

Tab.2 Reaching law parameters of the speed control system

趋近律	参数数值
QPRL	$k_1=450, k_2=950, w_1=0.5$
DPRL	$k_1=450, k_2=950, w_1=0.5, w_2=2$
VCPERL	$k_1=450, k_2=950, k_3=0.2, w_2=2, h=0.8, g=0.1$

5.1 工况1:动态跟随性能仿真

系统动态跟随性能仿真给定转速 800 r/min, 给定负载转矩 10 N·m。动态跟随性能仿真的转速波形如图4所示,动态跟随性能指标如表3所示。由转速波形对比分析可知,VCPERL滑模控制系统上升时间为75 ms,调节时间为81 ms,稳态误差为0.07 r/min,调节时间最短,趋近速度最快,动态跟随性能指标明显优于其他趋近律和PI控制。

表3 动态跟随性能指标

Tab.3 Dynamic following performance indicators

系统名称	上升时间 t_r/ms	调节时间 t_s/ms	转速最大值 $n_{max}/(r \cdot min^{-1})$	稳态静差 $(r \cdot min^{-1})$
VCPERL	75.0	81	803.3	0.07
QPRL	75.4	85	804.5	0.16
DPRL	75.5	82	803.3	0.19
PI	75.8	92	803.5	0.13

动态跟随性能仿真的电磁转矩波形如图5所示。由电磁转矩波形分析可知,启动阶段,滑模控制系统与PI控制系统相比,滑模控制系统的电磁转矩上升速度快;调节阶段,滑模控制系统的电磁转矩系统波动幅度小、调节次数少,其中,VCPERL滑模控制系统的电磁转矩波动幅度为3 N·m,波动幅度小;稳定阶段,VCPERL的电磁转矩输出最平稳、无波动。

动态跟随性能仿真的 d, q 轴电流波形如图6和图7所示。分析可知,调节阶段,PI控制系统的 d, q 轴电流振荡最大幅值为 3.8 A, 16.3 A; QPRL滑模控制系统的 d, q 轴电流振荡最大幅值为 2 A,

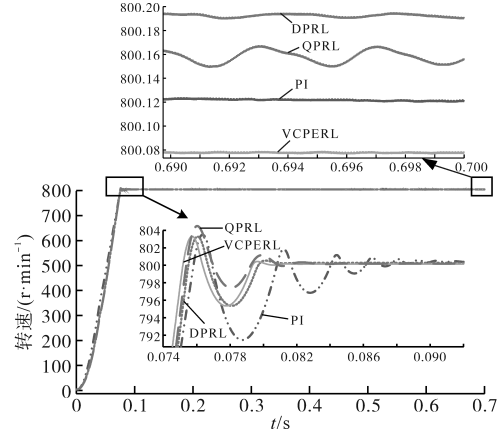


图4 动态跟随性能仿真的转速对比图

Fig.4 Comparison of speed for dynamic following performance simulation

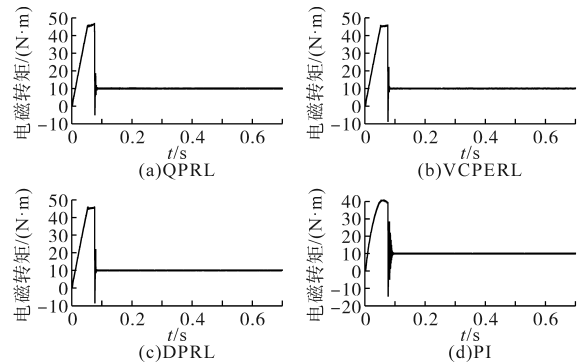


图5 动态跟随性能仿真的电磁转矩对比图

Fig.5 Comparison of electromagnetic torque for dynamic following performance simulation

9.6 A; DPRL的 d, q 轴电流振荡最大幅值为 8.2 A, 12.5 A; VCPERL的 d, q 轴电流振荡最大幅值为 2.2 A, 10 A。VCPERL的 d, q 轴电流振荡幅值最小,调节次数为1次。稳定阶段, QPRL和DPRL的 d, q 轴电流无规律振荡,变化频率快; VCPERL的 d, q 轴电流较平稳,振荡幅值为 0.06 A, 0.2 A, 振荡幅值最小,且呈现有规律振荡。

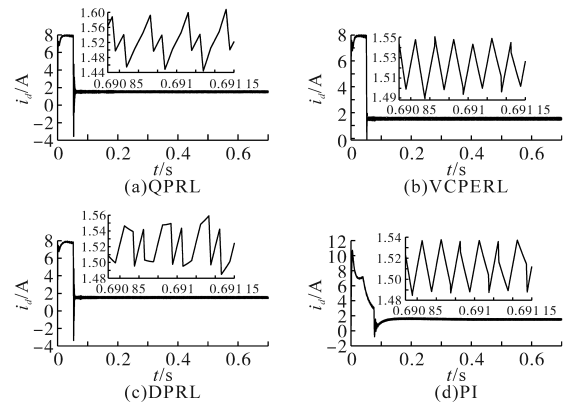


图6 动态跟随性能仿真的 d 轴电流对比图

Fig.6 Comparison of d-axis current for dynamic following performance simulation

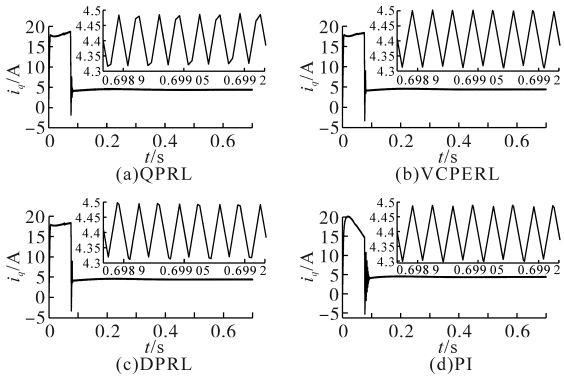


图7 动态跟随性能仿真的 q 轴电流对比图

Fig.7 Comparison of q -axis current for dynamic following performance simulation

5.2 工况2:动态抗扰性能仿真

系统动态抗扰性能仿真给定转速800 r/min, 给定负载转矩初始值为10 N·m;在0.5 s时,负载转矩阶跃至25 N·m;在1 s时,负载转矩骤降至5 N·m。动态抗扰性能仿真的转速波形如图8所示。动态跟随性能指标如表4所示。由转速波形结果对比分析可知,当负载转矩由10 N·m阶跃至25 N·m时,与PI控制相比,滑模控制系统的动态速降较小,系统稳态恢复时间短,其中,VCPERL的动态速降为5.05 r/min,稳态恢复时间为5.7 ms,稳态误差为0.07 r/min。当负载转矩由25 N·m骤降至5 N·m时,VCPERL的动态速升为1.67 r/min,稳态恢复时间为4.3 ms,稳态误差为0.07 r/min。负载转矩无论是增大还是减小,VCPERL滑模控制的转速变化、稳态恢复时间和稳态误差都是三种趋近律中控制效果最好的。因此,VCPERL滑模控制具有抗干扰、稳定性好的特点。

动态抗扰性能仿真的电磁转矩波形如图9所示。当负载转矩发生突变时,滑模控制系统响应速度快,电机输出的电磁转矩能够跟踪负载转矩的动态变化。在稳态阶段,VCPERL滑模控制的电磁转矩振荡幅值最小、稳定性最佳。

动态抗扰性能仿真的 d 轴电流波形如图10所示;负载转矩由10 N·m阶跃至25 N·m时的 d 轴电流如图11所示;负载转矩由25 N·m骤降至5 N·m时的 d 轴电流如图12所示。

负载转矩发生突变时,滑模控制系统的 d 轴电流几乎无波动。当负载转矩由10 N·m阶跃至25 N·m时,VCPERL滑模控制的 d 轴电流振荡幅值为0.175 A,恢复时间5 ms。QPRL, DPRL和PI控制系统的 d 轴电流振荡幅值分别为0.178 A,0.275 A和2.25 A。当负载转矩由25 N·m骤降至5 N·m

表4 动态抗扰性能指标

Tab.4 Dynamic immunity performance indicators

控制方式	负载转矩增加			负载转矩减少		
	动态速降/ (r·min ⁻¹)	稳态误差/ (r·min ⁻¹)	恢复时间/ ms	动态速升/ (r·min ⁻¹)	稳态误差/ (r·min ⁻¹)	恢复时间/ms
VCPERL	5.05	0.07	5.7	1.67	0.07	4.3
QPRL	5.3	0.15	10.3	2.67	0.22	7.1
DPRL	5.1	0.15	6.1	1.68	0.21	4.8
PI	5.25	0.02	15.5	1.99	0.11	12.6

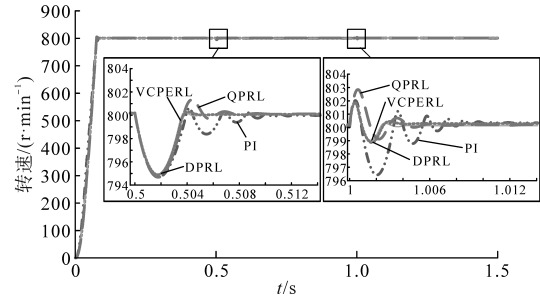


图8 动态抗扰性能仿真的转速对比图

Fig.8 Comparison of speed of dynamic immunity performance simulation

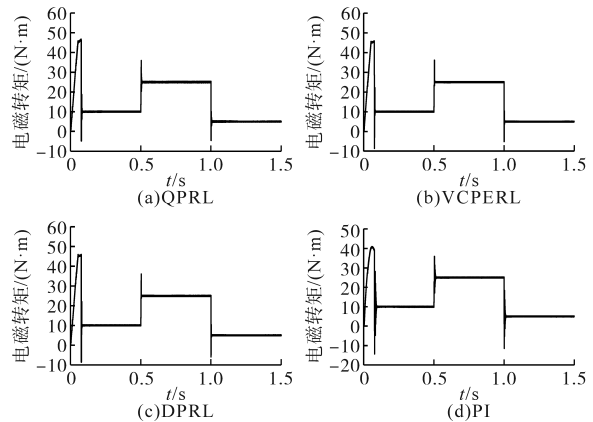


图9 动态抗扰性能仿真的电磁转矩对比图

Fig.9 Comparison of electromagnetic torque for dynamic immunity performance simulation

时,VCPERL滑模控制系统的 d 轴电流振荡幅值为0.275 A,7 ms后恢复。QPRL, DPRL和PI控制系统的 d 轴电流振荡幅值分别为0.25 A,0.275 A和1.75 A。虽然VCPERL的电流振荡幅值略大于QPRL,但VCPERL的电流尖峰和谐波含量少,且稳态恢复时间较短。

动态抗扰性能仿真的 q 轴电流波形如图13所示;负载转矩由10 N·m阶跃至25 N·m的 q 轴电流如图14所示;负载转矩由25 N·m骤降至5 N·m时的 q 轴电流如图15所示。当负载转矩发生突变时,VCPERL滑模控制系统 q 轴电流的稳态调节时间最短、振荡幅值最小。系统进入稳态时,VCPERL滑模控制系统的 q 轴电流几乎无波动。

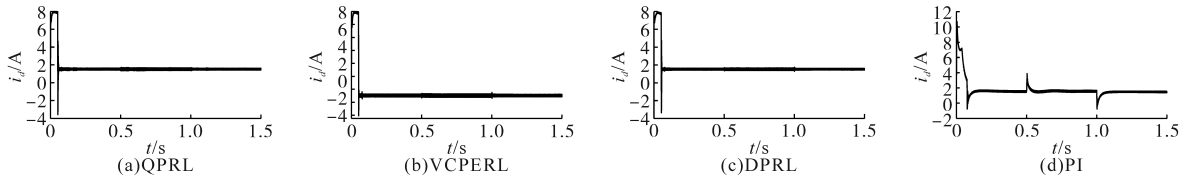


图10 动态抗扰性能仿真的d轴电流对比图

Fig.10 Comparison of *d*-axis current for dynamic immunity performance simulation

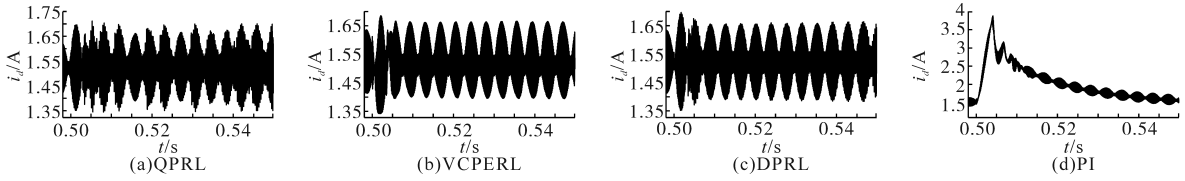


图11 负载转矩由10 N·m阶跃至25 N·m时的d轴电流对比图

Fig.11 Comparison of *d*-axis current when load torque step jumps from 10 N·m to 25 N·m

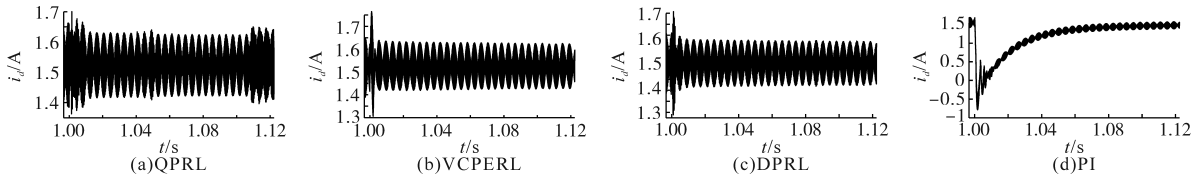


图12 负载转矩由25 N·m骤降至5 N·m时的d轴电流对比图

Fig.12 Comparison of *d*-axis current when load torque drops from 25 N·m to 5 N·m

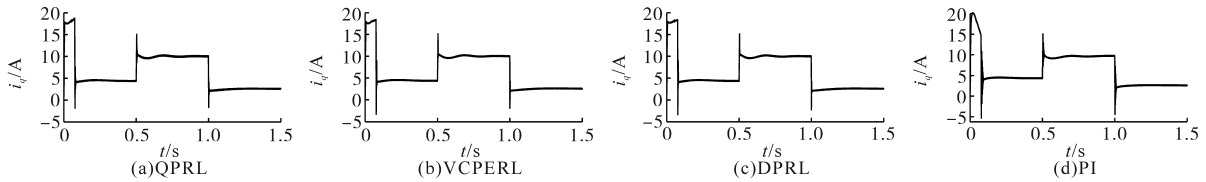


图13 动态抗扰性能仿真的q轴电流对比图

Fig.13 Comparison of *q*-axis current for dynamic immunity performance simulation

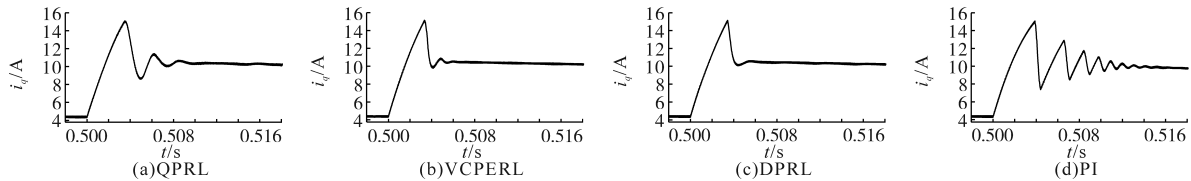


图14 负载转矩由10 N·m阶跃至25 N·m时的q轴电流对比图

Fig.14 Comparison of *q*-axis current when load torque step jumps from 10 N·m to 25 N·m

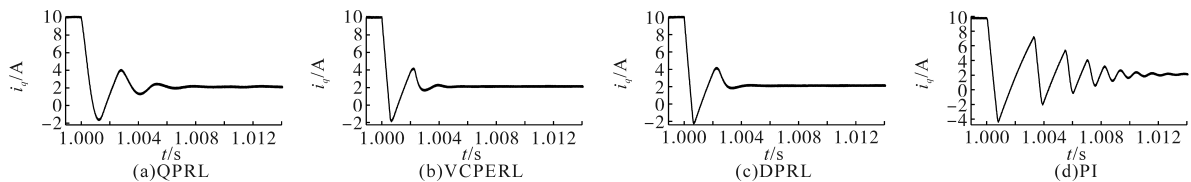


图15 负载转矩由25 N·m骤降至5 N·m时的q轴电流对比图

Fig.15 Comparison of *q*-axis current when load torque drops from 25 N·m to 5 N·m

6 结论

为了削弱异步电机调速系统抖振和鲁棒性差的问题,提出一种根据滑模面位置而动态变化的变系数幂指趋近律,并得出如下结论:

1)将幂函数和指数函数结合,可有效抑制系统抖振。在趋近律中引入变系数项,可有效加快趋近律在远离滑模面时的趋近速度。

2)利用双曲正切函数 $\tanh(x)$ 替换符号函数 $\text{sign}(x)$,可使趋近律平滑趋近滑模面,进一步减小系统抖振。

3)根据 Lyapunov 函数证明 VCPERL 的稳定性,并利用该趋近律设计了滑模控制器。

仿真结果表明,在动态跟随性能方面, VCPERL 系统的转速稳态误差由 PI 控制的 0.13 r/min, QPRL 的 0.16 r/min 和 DPRL 的 0.19 r/min 降

至0.07 r/min。稳态调节时间缩短至81 ms。在动态抗扰性能方面,当负载转矩较大变化时(低于额定转矩的120%),VCPERL系统能够在短时间内恢复至稳态,与QPRL,DPRL和PI控制相比,VCPERL转速变化最小、稳态恢复时间最短、调节次数最少。验证了VCPERL能够有效削弱滑模系统抖振、加快系统的响应速度、增强系统的鲁棒性。

参考文献

- [1] LI Ze, XIA Jinhui, GAO Xiaonan, et al. Dual-vector-based predictive torque control for fault-tolerant inverter-fed induction motor drives with adaptive switching instant[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(12): 12003–12013.
- [2] NGUYEN Ngoc-Duc, NGUYEN Ngoc Nam, YOON Changwoo, et al. Speed sensorless model predictive torque control of induction motors using a modified adaptive full-order observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(6): 6162–6172.
- [3] YANG Xuebo, ZHENG Xiaolong. Gradient descent algorithm-based adaptive NN control design for an induction motor[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2021, 51(2): 1027–1034.
- [4] EL-SOUSY Faye F M, AMIN Mahmoud, A MOHAMMED Osama. Robust adaptive neural network tracking control with optimized super-twisting sliding-mode technique for induction motor drive system[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(3): 4134–4157.
- [5] WANG Liuping, MISHRA Jyoti, ZHU Yuankang, et al. An improved sliding-mode current control of induction machine in presence of voltage constraints[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(2): 1182–1191.
- [6] MOJTABA A, HOSSEIN A Z, GHOLAMREZA A M. Sensorless speed and flux control of dual stator winding induction motors based on super twisting sliding mode control[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(4): 3231–3240.
- [7] ALI Saghafinia, HEW Wooi Ping, UDDIN Mohammad Nasir, et al. Adaptive fuzzy sliding-mode control into chattering-free IM drive[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(1): 692–701.
- [8] ZHANG Xi. Sensorless induction motor drive using indirect vector controller and sliding-mode observer for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(7): 3010–3018.
- [9] WANG Tianqing, WANG Bo, YU Yong, et al. Fast high-order terminal sliding-mode current controller for disturbance compensation and rapid convergence in induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(8): 9593–9605.
- [10] WANG Bo, WANG Tianqing, YU Yong, et al. Second-order terminal sliding-mode speed controller for induction motor drives with nonlinear control gain[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(11): 10923–10934.
- [11] ZHANG Yangqing, YIN Zhonggang, ZHANG Yanping, et al. A novel sliding mode observer with optimized constant rate reaching law for sensorless control of induction motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5867–5878.
- [12] CHEN Xigang, LI Yangmin, TANG Hui, et al. A novel variable exponential discrete time sliding mode reaching law[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2021, 68(7): 2518–2522.
- [13] 白天宇, 刘军, 许志明, 等. 基于幂次趋近律滑模观测器的永磁同步电机控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2021(1): 122–125.
BAI Tianyu, LIU Jun, XU Zhiming, et al. Control of permanent magnet synchronous motor based on power approach law sliding mode observer[J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2021(1): 122–125.
- [14] 邹振福, 吴吉祥, 郑明华. 基于改进指数趋近律的PMSM滑模控制研究[J]. 自动化与仪表, 2023, 38(6): 100–104.
KUI Zhenfu, WU Jixiang, ZHENG Minghua. Research on compound control of permanent magnet synchronous motor-based on sliding mode variable control[J]. Automation & Instrumentation, 2023, 38(6): 100–104.
- [15] YANG Guangyu, CHEN Siyi. Piecewise fast multi-power reaching law: basis for sliding mode control algorithm[J]. Measurement and Control, 2020, 53(10): 1929–1942.
- [16] 杨竞楠, 杨峰, 孟琪, 等. 基于双幂次趋近律的终端滑模舵机控制器设计[J]. 上海航天(中英文), 2022, 39(2): 66–71.
YANG Jingnan, YANG Feng, MENG Qi, et al. Design of terminal sliding mode steering gear controller based on double power reaching law[J]. Aerospace Shanghai (Chinese & English), 2022, 39(2): 66–71.
- [17] 郭昕, 黄守道, 彭昱, 等. 基于改进型双幂次趋近律与全局快速终端滑模观测器的IPMSM调速系统滑模控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(1): 190–203.
GUO Xin, HUANG Shoudao, PENG Yu, et al. Sliding mode control of IPMSM speed regulation system based on an improved double power reaching law and global fast terminal sliding mode observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(1): 190–203.
- [18] 王柳亘, 王伟, 曾红兵, 等. 基于改进型双幂次组合趋近律的永磁同步电机无模型滑模控制[J]. 湖南工业大学学报, 2023, 37(5): 28–36.
WANG Liugen, WANG Wei, ZENG Hongbing, et al. Model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on improved double-power combined reaching law[J]. Journal of Hunan University of Technology, 2023, 37(5): 28–36.

收稿日期:2023-09-06

修改稿日期:2023-11-13