

支持向量机预测可变参数的永磁同步电机 快速终端滑模控制

刘凌^{1,2}, 司杰文^{1,2}, 林起联^{1,2}

(1. 西安交通大学电力设备电气绝缘国家重点实验室, 710049, 西安;

2. 西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对永磁同步电机传统滑模控制的调速性能受到电机系统状态变量变化的影响,提出了一种采用支持向量机智能预测永磁同步电机可变参数非奇异快速终端滑模控制策略。首先设计了一种快速收敛的新型可变参数非奇异快速终端滑模面,该滑模面实现了全局快速收敛且消除了奇异现象并且滑模参数随系统状态改变,实现了不同系统状态下,永磁同步电机可以始终保持优异的调速性能;然后,引入支持向量机智能算法对滑模面状态变量参数建模,实现滑模面状态变量参数根据电机系统状态在线调整;最后,采用角速度与 q 轴定子参考电流二阶模型来设计永磁同步电机可变参数非奇异快速终端滑模速度控制器以减小模型误差。数值仿真结果表明:采用支持向量机建立的滑模面状态变量参数预测模型能够根据电机系统参数变化预测得到滑模面状态变量参数最优值;所提出的可变参数非奇异快速终端滑模控制策略与非奇异快速终端滑模控制策略相比,控制性能不受电机参数变化的影响,具有收敛速度快、鲁棒性好、转速超调小、控制精度高等优点。

关键词: 永磁同步电机; 终端滑模控制; 支持向量机; 参数预测

中图分类号: TM301 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202106007 **文章编号:** 0253-987X(2021)06-0053-08



OSID 码

A Fast Terminal Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Variable Parameters Predicted by SVM

LIU Ling^{1,2}, SI Jiewen^{1,2}, LIN Qilian^{1,2}

(1. State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A novel non-singular fast terminal sliding mode (VNFTSM) control strategy of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using support vector machine to intelligently predict its variable parameters is proposed to solve the problem that the speed regulation performance of the traditional sliding mode control of PMSM is affected by the change of the state variable of the motor system. Firstly, a new type of non-singular fast terminal sliding mode surface with fast convergent variable parameters is designed. The sliding mode surface achieves global fast convergence and eliminates the singularity phenomenon. The sliding mode parameters change with the system state, so that the permanent magnet synchronous motor can always maintain excellent speed regulation performance under different system states. Then, a support vector machine (SVM) intelligent algorithm is used to model the state variable parameters of the

收稿日期: 2021-01-07。 作者简介: 刘凌(1980—),男,副教授,博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51977173)。

网络出版时间: 2021-03-04

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20210304.1052.002.html>

sliding mode surface, and the state variable parameters of the sliding mode surface can be adjusted online according to the state of the motor system. Finally, a variable parameter non-singular fast terminal sliding mode speed controller of PMSM is designed by using the second-order model of angular velocity and q -axis stator reference current to reduce the model error. Numerical simulation results show that the parameter prediction model of the sliding mode surface state variable parameters established by support vector machine predicts the optimal values of the state variable parameters of the sliding mode surface according to the changes of the motor system parameters. Compared with the traditional NFTSM control, the control performance of the proposed VNFTSM control scheme is not affected by the change of motor parameters, and has the advantages of fast convergence speed, high robustness, small speed overshoot, and high control accuracy.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; terminal sliding mode control; support vector machine; parameter prediction

永磁同步电机(PMSM)具有小体积、高效率、结构简单、功率密度高、不易故障等优点^[1-3]。然而,永磁同步电机作为一个多变量、非线性、强耦合的高阶系统,电机参数变化和负载扰动会对电机调速性能产生较大影响,因此很多非线性的控制方法应用在永磁同步电机调速系统中。主要有鲁棒控制、预测控制、神经网络控制、智能控制、Back-stepping 控制和滑模控制等^[4-12]。

滑模控制由于具有鲁棒性强和对系统参数要求较低的特性,近年来受到了越来越多学者的关注和研究,文献[13]设计了一种基于负载扰动的积分型滑模控制器,减小了增益幅值和系统抖动。文献[14]提出了一种基于滑模变结构的直接转矩控制,减小了永磁同步电机的转矩和磁链脉动。文献[15]设计了一种具有自适应能力的非奇异快速终端滑模控制器,具有较强的抗扰动能力。文献[16]提出了一种非奇异快速终端滑模控制方法,该方法具有超调量小、系统抖振小,鲁棒性强的优点,但是其调速阶段收敛速度变化时的动态性能,受到电机参数变化的影响,当电机参数变化时,其性能变差。

支持向量机目前在数字辨识、序列预测、人脸识别等多个领域得到应用,其核心思想是通过结构风险最小化原理,将数据通过核函数投射到高维空间,并在高维空间寻找最优超平面。核函数的引入可以避免在高维空间进行复杂的运算,解决了在高维空间处理数据时经常遇到的维数灾难问题^[17-20]。支持向量机在处理小样本条件下回归预测问题比较精确,训练结果稳定性好。支持向量机目前在电机故障诊断领域已经有所研究应用,但在电机滑模速度控制器领域中还属空白。

本文提出了一种采用支持向量机智能建模预测的新型可变参数非奇异快速终端滑模面(VN-FTSM)。首先通过支持向量机智能算法建模对所采用的新型可变参数非奇异快速终端滑模面相关参数进行参数寻优,然后根据该滑模面设计了基于电机角速度和电流二阶模型的速度控制器,并通过 Lyapunov 函数证明了该控制器得稳定性。数值仿真实验分析表明,采用可变参数非奇异快速终端滑模速度控制器与传统非奇异快速终端滑模控制器相比,在电机收敛速度变化时,永磁同步电机响应速度快、控制精度高、超调量小,可满足复杂工况下电机调速系统要求。

1 永磁同步电机数学模型

PMSM 建立数学模型时做以下假设以便简化分析:①假设磁路线性非饱和且不考虑高次谐波的作用;②转子上的阻尼绕组和铁心磁滞、涡流损耗忽略不计;③永磁同步电机定子绕组在空间上互相相差 120° ,且其电角度对称,空间磁场呈正弦分布;④忽略外界环境因素对电机绕组电阻的影响。根据以上假设,在两相旋转坐标系下表贴式永磁同步电机的数学模型可表述为

$$\left. \begin{aligned} \dot{i}_d &= -\frac{R_s}{L}i_d + n_p\omega i_q + \frac{1}{L}u_d \\ \dot{i}_q &= -\frac{R_s}{L}i_q - n_p\omega i_d - \frac{\phi_f}{L}n_p\omega + \frac{1}{L}u_q \\ T_e &= 1.5n_p\phi_f i_q \\ \dot{\omega} &= \frac{1.5n_p\phi_f i_q}{J} - \frac{B}{J}\omega - \frac{T_L}{J} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 为 d 轴、 q 轴定子电压; i_d 、 i_q 为 d 轴、 q

轴定子电流; R_s 为定子电阻; L 为定子电感; n_p 为电机的极对数; ω 为电机角速度; ϕ_r 为转子磁链; B 为黏滞摩擦系数; J 为转动惯量; T_L 为负载转矩。

2 VNFTSM 速度控制器设计

2.1 可变参数非奇异快速终端滑模面设计

传统非奇异快速终端滑模面如下式所示

$$s = x_1 + \alpha x_1^\gamma + \beta x_2^\lambda \quad (2)$$

式中: x_1, x_2 为系统状态变量; α, β 为系统状态变量系数, 且 $\alpha, \beta > 0$; $\gamma = a/b, \lambda = c/d, a, b, c, d$ 为正奇数, 且 $1 < c/d < 2, a/b > c/d$ 。

由式(2)可知, 当系统状态变量 x_1 绝对值较大, 即 $|x_1| > 1$ 时, 误差的收敛速度主要有系统状态 x_1 的高次项 x_1^γ 起作用, 而当 $|x_1| < 1$ 时, 此时系统状态高次项可以忽略, 此时可近似看作为一个非奇异终端滑模面。因此, 在滑动阶段, 非奇异快速终端滑模控制可以实现全局的快速收敛, 且 $1 < c/d < a/b, a/b > 1$, 避免了对滑模面求导后具有负指数状态, 从而不会产生奇异问题。但是, 该滑模面 x_2 的系数 β 是个固定值, 当状态变量 x_2 发生变化时, 如果其系数一直保持不变, 根据数值仿真结果表明, 会降低滑模控制的效果。具体表现在若保持系数 β 不变, 当 x_2 变大时, 系统快速性降低, 达到稳态时间会相应变长; 当 x_2 变小时, 系统超调会增大, 影响稳定性。所以综合以上因素, 本文提出了如下的可变参数的非奇异快速终端滑模面

$$s = x_1 + \alpha |x_1|^\gamma \text{sgn} x_1 + \beta_v |x_2|^\lambda \text{sgn} x_2 \quad (3)$$

式中: sgn 为符号函数; β_v 为系统状态变量 x_2 的可变系数。

sgn 函数的引入保证了即使 a, b, c, d 为正偶数也可避免当 x_1 或 x_2 小于 0 时, 由于存在负数的分数阶次系统状态可能会产生具有复数解的滑模面。所以 sgn 函数的引入使 a, b, c, d 可取值的范围变大, 可以根据实际电机状态选取更加合适的取值。 $\beta_v > 0$, 而系数 β_v 的取值是根据 x_2 的值变化而变化, 其值由支持向量机智能预测模型得到, 提升了当 x_2 变化时电机的调速性能。本文采用支持向量机(SVM)智能算法搭建关于系数 β_v 的智能预测模型。

2.2 支持向量机智能算法对滑模参数寻优建模

若假设支持向量机的训练样本集为 $(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n)$, 其中 $x_i \in \mathbf{R}^n$ 为输入值, $y_i \in \mathbf{R}$ 为对应的输出值, n 为样本数量, 则可以构造目标回归方程为

$$f(x) = \mathbf{W}^T \boldsymbol{\varphi}(x) + b \quad (4)$$

式中: $\boldsymbol{\varphi}$ 为低维空间到高维空间的非线性映射; $\mathbf{W}$ 为权重向量; b 为偏置。

回归问题约束条件为

$$R_{\text{reg}}[f] = R_{\text{emp}}[f] + \frac{1}{2} \|\mathbf{W}\|^2 = C \sum_{i=1}^n |y_i - f(x_i)|_\sigma + \frac{1}{2} \|\mathbf{W}\|^2 \quad (5)$$

式中: C 为惩罚系数; $R_{\text{reg}}[f]$ 为期望风险; $R_{\text{emp}}[f]$ 为经验风险; $\|\mathbf{W}\|^2$ 为函数 f 在高维空间的复杂性; $|y_i - f(x_i)|_\sigma$ 为损失函数; $\sigma > 0$, 该量为误差允许范围, 当误差小于 σ 时, 误差可以忽略不计, 当误差大于 σ 时, 超出部分则会受到惩罚。

损失函数选择为

$$|y - f(x)|_\sigma = \max\{0, |y - f(x)| - \sigma\} \quad (6)$$

引入正向松弛向量则对回归问题求解, 则转化成优化问题, 等价于

$$\begin{aligned} \min & \left\{ \frac{1}{2} \|\mathbf{W}\|^2 + C \sum_{i=1}^n (\xi_i^* + \xi_i) \right\} \\ \text{s. t. } & \begin{cases} y_i - \mathbf{W}^T \boldsymbol{\varphi}(x) - b \leq \sigma + \xi_i^* \\ \mathbf{W}^T \boldsymbol{\varphi}(x) + b - y_i \leq \sigma + \xi_i \\ \xi_i, \xi_i^* \geq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (7)$$

式中, ξ_i, ξ_i^* 为正向松弛向量。将上式转换为其对偶形式可得

$$\begin{aligned} \min & \left\{ \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^n (a_i^* - a_i)(a_j^* - a_j) \varphi(x_i) \varphi(x_j) + \sum_{i=1}^n \sigma(a_i + a_i^*) - \sum_{j=1}^n y_j(a_j - a_j^*) \right\} \\ \text{s. t. } & \begin{cases} \sum_{i=1}^n a_i = \sum_{i=1}^n a_i^* \\ 0 \leq a_i \leq C, \quad 0 \leq a_i^* \leq C \end{cases} \end{aligned} \quad (8)$$

式中: a_i, a_i^* 为对偶优化问题的优化解。

可得权重向量 $\mathbf{W}$ 和偏置 b 为

$$\mathbf{W} = \sum_{i=1}^n (a_i - a_i^*) \boldsymbol{\varphi}(x_i) \quad (9)$$

$$b = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \left\{ \delta_j + y_j - \sum_{i=1}^n (a_i - a_i^*) \boldsymbol{\varphi}^T(x_i) \boldsymbol{\varphi}(x_j) \right\} \quad (10)$$

式中, $\delta_j = \sigma \text{sgn}(a_j - a_j^*)$ 。所以可求得目标回归方程为

$$f(x) = \sum_{i=1}^n (a_i - a_i^*) \boldsymbol{\varphi}^T(x_i) \boldsymbol{\varphi}(x) + b \quad (11)$$

因为难以确定非线性映射具体形式且涉及到内积计算, 可引入核函数概念, 设

$$K(x, x_j) = \boldsymbol{\varphi}^T(x_i) \boldsymbol{\varphi}(x_j) \quad (12)$$

式中 $K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j)$ 为核函数。本文选用径向基核函数作为支持向量机的核函数, 径向基核函数形式如下

$$K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) = \exp(-\gamma \|\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_j\|^2), \gamma > 0 \quad (13)$$

式中 γ 为核函数宽度。

支持向量机智能算法对滑模参数寻优建模首先通过多次数值仿真得出不同状态变量 x_2 下的最优 β_v 的值从而组成样本集, 然后用归一化函数进行归一化, 得到归一化数据后通过交叉验证的方式对参数 c, g 进行寻优确定最优 c, g 的值, 最后通过 SVM 建立 β_v 和状态变量 x_2 的智能预测模型并对该模型进行验证, 如果建立的模型的误差满足要求 ($\pm 2\%$), 则通过验证, 若不满足要求, 则返回参数寻优对 c, g 的值重新寻优赋值, 故支持向量机智能算法对滑模参数寻优建模流程图如图 1 所示。

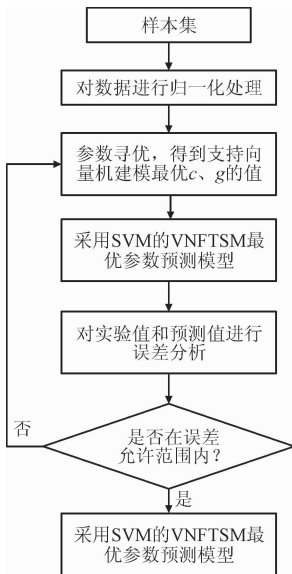


图 1 采用支持向量机智能算法的滑模参数寻优建模流程图
Fig. 1 Flow chart of sliding mode parameter optimization modeling based on SVM intelligent algorithm

2.3 速度控制器设计

永磁同步电机转速和 q 轴电流二阶模型如下式所示

$$\ddot{\omega} = -\frac{K_i}{K_p} \dot{\omega} + u + D(t) \quad (14)$$

式中: ω 为电机实际转速; K_i, K_p 为 q 轴电机控制器积分参数、比例参数; $D(t) = -1.5n_p\phi_f u_q / (JK_p) + d(t) + K_i d(t) / K_p$ 为二阶模型中系统参数不确定项和外部干扰; u 为滑模控制器输出。滑模控制器输出 u 与 i_q^* 之间的关系为

$$u(S) = \frac{1.5n_p\phi_f}{J} \left(S + \frac{K_i}{K_p} \right) i_q^*(S) \quad (15)$$

式中 S 为复频率, 所以有

$$i_q^*(S) = \frac{J}{1.5n_p\phi_f} \frac{K_p}{K_p S + K_i} u(S) \quad (16)$$

在永磁同步电机中系统的状态变量可表示为

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \omega^* - \omega \\ x_2 &= \dot{x}_1 = -\dot{\omega} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

式中: ω^* 为给定电机转速。

为了使系统状态能够快速到达滑模面, 设计切换控制为指数趋近律, 形式如下

$$\dot{s} = -\epsilon \operatorname{sgn}s - \eta s \quad (\epsilon > 0, \eta > 0) \quad (18)$$

β_v 由 SVM 预测模型得到, 对式(3)求导可得

$$\dot{s} = \dot{x}_1 + \alpha\gamma |x_1|^{\gamma-1} \dot{x}_1 + \dot{\beta}_v |x_2|^\lambda + \beta_v \lambda |x_2|^{\lambda-1} \dot{x}_2 \quad (19)$$

将式(14)和式(18)代入式(19)可得

$$-\epsilon \operatorname{sgn}s - \eta s = \dot{x}_1 + \alpha\gamma |x_1|^{\gamma-1} \dot{x}_1 + \dot{\beta}_v |x_2|^\lambda + \beta_v \lambda |x_2|^{\lambda-1} \left(\frac{K_i}{K_p} \dot{\omega} - u - D(t) \right) \quad (20)$$

令 $D(t) = 0$, 整理可得

$$u = \frac{x_2 + \alpha\gamma |x_1|^{\gamma-1} x_2 + \dot{\beta}_v |x_2|^\lambda}{\beta_v \lambda} |x_2|^{1-\lambda} \operatorname{sgn}x_2 + \frac{\epsilon \operatorname{sgn}s + \eta s}{\beta_v \lambda |x_2|^{\lambda-1}} + \frac{K_i}{K_p} \dot{\omega} \quad (21)$$

为保证系统在任意初始状态都能到达滑模面, 定义李雅普诺夫函数为

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (22)$$

对该函数求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} = s(\dot{x}_1 + \alpha\gamma |x_1|^{\gamma-1} \dot{x}_1 + \dot{\beta}_v |x_2|^\lambda + \beta_v \lambda |x_2|^{\lambda-1} \dot{x}_2) = s(\dot{x}_1 + \alpha\gamma |x_1|^{\gamma-1} \dot{x}_1 + \dot{\beta}_v |x_2|^\lambda + \beta_v \lambda |x_2|^{\lambda-1} \left(\frac{K_i}{K_p} \dot{\omega} - u - D(t) \right)) = \\ &= s(-\epsilon \operatorname{sgn}s - \eta s - \beta_v \lambda |x_2|^{\lambda-1} D(t)) \leq \\ &= -(\epsilon |s| + \eta s^2 - \beta_v \lambda |x_2|^{\lambda-1} |D(t)| |s|) = \\ &= -(\eta s^2 + (\epsilon - \beta_v \lambda |x_2|^{\lambda-1} |D(t)|) |s|) \end{aligned} \quad (23)$$

由此可知, 只要满足下式

$$|D(t)| < \frac{\epsilon}{\beta_v \lambda |x_2|^{\lambda-1}} \quad (24)$$

此时李雅普诺夫函数的导数小于 0, 因此稳定性得证, 系统将在有限时间内到达滑模面。

3 仿真分析

基于以上理论分析建立永磁同步电机调速系统模型。首先建立基于 NFTSM 速度控制器的 PMSM 控制系统, 通过多次仿真实验, 得到 15 组不同 x_2 值下对应的最优 β 值, 以这 15 组数据建立支持向量机智能预测模型。为简练篇幅, 本文只列了 5 组数据如表 1 所示。从而得到基于 SVM 的 VNFTSM 速

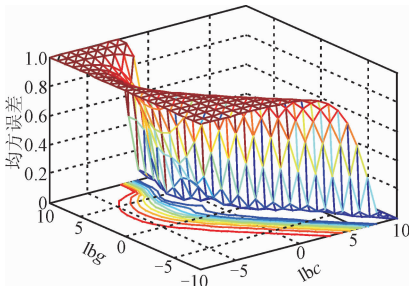
度控制器的 PMSM 控制系统。实现了不同收敛速度下永磁同步电机的快速响应和高精度控制。

表 1 不同 x_2 值下的系数 β_v 最优值

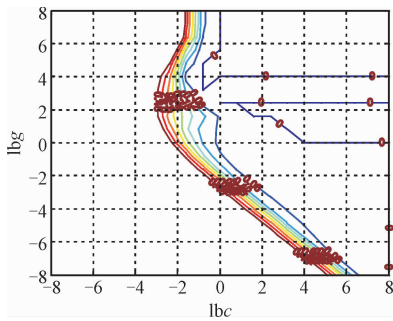
Table 1 Optimal value of coefficient β_v under different x_2 A values

组别	$x_2/(\text{r} \cdot \text{s}^{-2})$	β_v
1	100	2.24×10^{-4}
2	150	1.98×10^{-4}
3	200	1.78×10^{-4}
4	250	1.62×10^{-4}
5	300	1.48×10^{-4}

在建立支持向量机智能预测模型之前,需要对惩罚参数 c 和核函数参数 g 赋值,而惩罚参数和核函数参数需要经过交叉验证得到,参数寻优结果如图 2 所示。由图 2 可见,此时最优惩罚参数 $c=256$,核函数参数 $g=0.0625$ 。



(a) 参数寻优 3D 视图



(b) 参数寻优等高线视图

图 2 SVR 参数寻优结果

Fig. 2 Results of SVR parameter optimization

将得到的最优 c 、 g 值代入支持向量机,建立过程中得到的模型预测结果如表 2 所示。

通过上表可知,支持向量机预测的最优值和实际最优值误差很小在 2%之内,满足实际需要,故用支持向量机预测 β_v 最优值可行。

综上,基于 VNFTSM 速度控制器的永磁同步电机系统原理图如图 3 所示,反馈转速与给定转速的差值作为 VNFTSM 控制器的输入,输出为 q 轴

电流信号。给定电流与反馈电流的差值经过电流控制器的调节得到两相旋转坐标系下的电压信号,该电压信号经过坐标变化得到 SVPWM 模块的输入,经过 SVPWM 模块调制后得到驱动逆变器的 PWM 信号,进而控制永磁同步电机。

表 2 不同 x_2 值下的系数 β_v 实际最优值与预测值对比

Table 2 Comparison of actual optimal value and predicted value of coefficient β_v under different x_2 value

$x_2/(\text{r} \cdot \text{s}^{-2})$	实际最优 β_v	预测最优 β_v
100	2.24×10^{-4}	2.23×10^{-4}
150	1.98×10^{-4}	1.99×10^{-4}
200	1.78×10^{-4}	1.78×10^{-4}
250	1.62×10^{-4}	1.61×10^{-4}
300	1.48×10^{-4}	1.48×10^{-4}

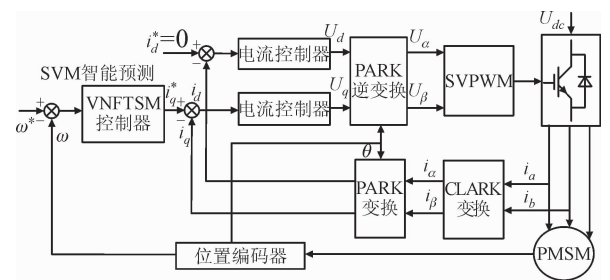


图 3 基于 SVM 的 VNFTSM 永磁同步电机控制系统原理图
Fig. 3 Schematic diagram of VNFTSM permanent magnet synchronous motor control system based on SVM

永磁同步电机额定参数如表 3 所示,基于 SVM 的 VNFTSM 控制器仿真参数如表 4 所示。

表 3 电机额定参数表

Table 3 Motor's rated parameters

参数	数值	参数	数值
额定功率/W	3 000	定子电阻/ Ω	0.258
额定电压/V	200	d 、 q 轴电感/mH	0.827
额定电流/A	18	极对数	5
额定转速/ $(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	3 000	额定磁链/Wb	0.057

给定转速为 650 r/min,仿真时间为 0.16 s。两种控制方式的电机转速数值仿真对比如图 4~图 9 所示。

由图 4 可知,VNFTSM 控制和 NFTSM 控制在永磁同步电机的参数转动惯量不发生变化时,其控制效果差别不大,均在 0.70 s 附近达到给定转速 650 r/min,且超调量小,能快速达到稳定状态,几乎不存在稳态误差。实验验证了滑模控制具有反应速度快,精度高,超调小的优点。

表 4 基于 SVM 的 VNFTSM 控制器参数表
Table 4 VNFTSM controller parameters based on SVM

参数	数值	参数	数值
α	1×10^{-4}	γ	1.5
λ	1.4	δ_1	0.5
δ_{20}	3	k	10
e_c	0.2	ϵ	6×10^6
η	35×10^4		

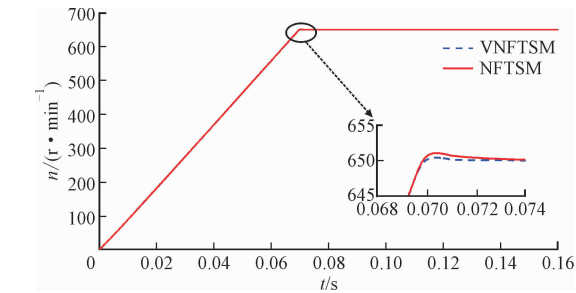


图 4 电机转动惯量不变时的转速波形
Fig. 4 Rotating speed waveform when the motor moment of inertia is constant

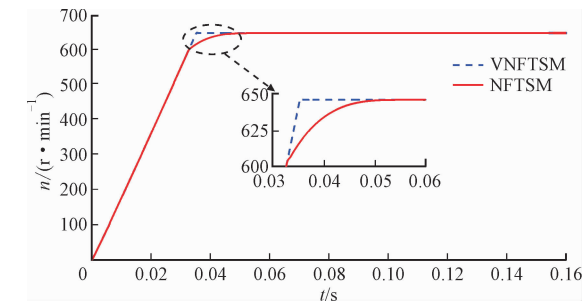


图 5 电机转动惯量减小时的转速波形
Fig. 5 Rotating speed waveform when the motor moment of inertia decreases

如图 5 所示,当同步电机转动惯量减小 50% 时,VNFTSM 控制下同步电机大概在 0.035 s 达到了给定转速,NFTSM 控制下同步电机大概在 0.05 s 才达到了给定转速。VNFTSM 控制明显减小了同步电机达到给定转速的时间,增加了系统的快速性。

如图 6 所示,当同步电机转动惯量增加 50% 时,VNFTSM 控制在达到给定转速时几乎没有超调,且响应速度快,转速很快达到了稳定,而 NFTSM 控制在达到给定转速时超调较大,经过一段时间调整后,在 0.115 s 左右转速才逐渐恢复稳定,比采用 VNFTSM 控制策略慢了 0.01 s。由此可得,采用 VNFTSM 控制时,系统更加稳定。

如图 7 所示,当同步电机带 2N 负载启动时,VNFTSM 控制在达到给定转速时,超调小且快速

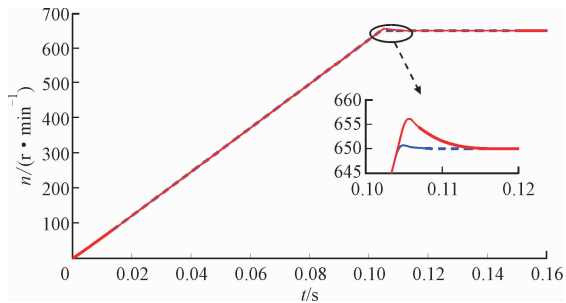


图 6 电机转动惯量增加时的转速波形
Fig. 6 Rotating speed waveform when the motor moment of inertia increases

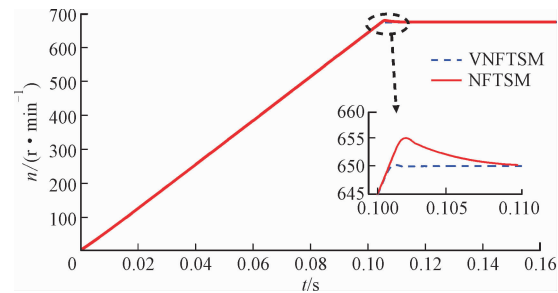


图 7 电机带载启动时的转速波形
Fig. 7 Rotating speed waveform when the motor starts with load

稳定,而 NFTSM 控制在达到给定转速时超调大且调整时间长,系统稳定性差。

永磁同步电机磁通变化时,两种控制方式对比图如图 8 和图 9 所示。可见当电机磁通变化时,VNFTSM 控制下电机性能不受磁通变化的影响,仍具有超调小,反应速度快等优点。而 NFTSM 控制下,当磁通减小造成收敛速度降低时,系统达到给定转速时超调量变大,调整时间变长,当磁通增大导致收敛速度增大时,系统达到给定转速时间变长,系统的快速性降低。综上,由不同参数下电机转速仿真波形图对比可知,VNFTSM 控制下电机调速性能一直保持超调量小,调整时间短,系统快速性高,不受系统参数变化而变化,具有很好的适应性。而

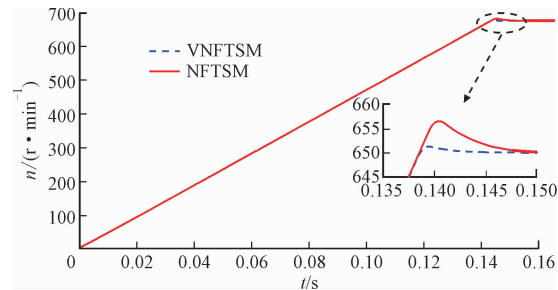


图 8 电机磁通减小时的转速波形
Fig. 8 Rotating speed waveform when motor flux decreases

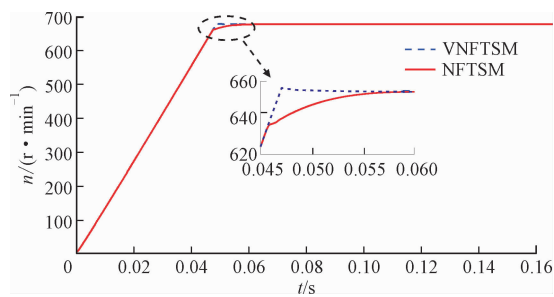


图 9 电机磁通增加时的转速波形

Fig. 9 Rotating speed waveform when motor flux increases

NFTSM 控制下电机性能则会随着电机参数变化而变差,系统对电机参数变化的适应性较差。

给定转速为 650 r/min,NFTSM 控制器和 VNFTSM 控制器下永磁同步电机 q 轴电流对比图如图 10、图 11 所示。

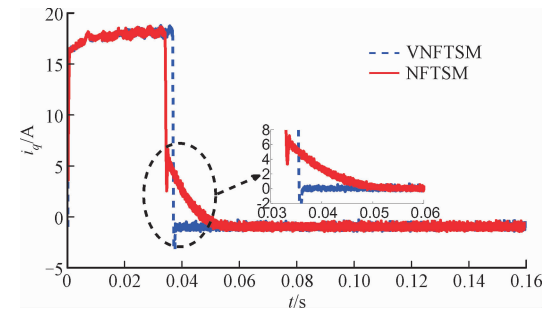


图 10 电机转动惯量减小时 q 轴电流对比图

Fig. 10 Comparison of q -axis current when the motor moment of inertia decreases

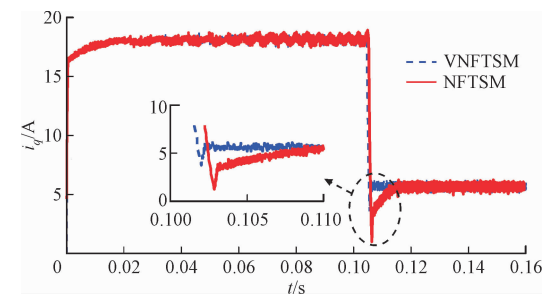


图 11 电机带载起动下 q 轴电流对比图

Fig. 11 Comparison of q -axis current when the motor starts with load

如图 10 所示,当同步电机转动惯量减小 50% 时,VNFTSM 控制下同步电机 q 轴电流波动较小且很快就恢复了稳定,而 NFTSM 控制下同步电机 q 轴电流动作慢且恢复时间较长。

如图 11 所示,当同步电机带 2N 负载起动时,VNFTSM 控制在达到给定转速时, q 轴电流波动小且快速到达稳定状态,而 NFTSM 控制的 q 轴电流波动大且到达稳定状态时间长,系统稳定性差,故采

用 VNFTSM 控制提升了电机控制性能。
不同时刻负载扰动下 VNFTSM 控制和 PI 控制下转速对比图如图 12 所示。由图可见,PI 控制下,当电机负载变化时系统波动较大,稳态转速会受到负载变化的较大影响,且均与给定转速存在较大的误差,而 VNFTSM 控制下,电机负载变化时,转速波动较小,且一直可以精确得跟踪给定转速,几乎不存在稳态误差,系统精度高。

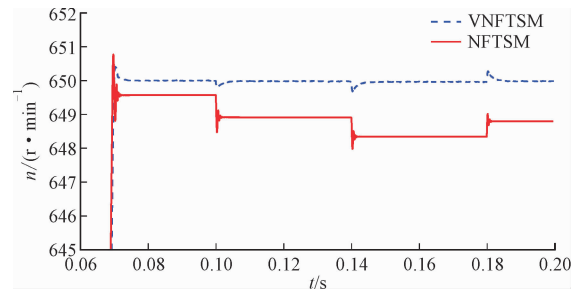


图 12 不同负载扰动下 VNFTSM 控制和 PI 控制转速对比
Fig. 12 Comparison of rotating speed between VNFTSM control and PI control under different load disturbances

4 结 论

本文提出了一种采用支持向量机智能建模预测的新型可变参数非奇异快速终端滑模控制策略。实现了滑模控制性能不受永磁同步电机参数变化的影响。首先提出了一种新型可变参数的非奇异快速终端滑模面,该滑模面参数可根据永磁同步电机系统状态而改变且无奇异现象,进而引入支持向量机智能算法对该参数进行建模预测,通过 q 轴电流和电机转速的二阶模型设计滑模速度控制器以提高控制精度。仿真结果表明,本文提出的基于 SVM 的 VNFTSM 控制器系统快速性高、超调量小、调整时间短、系统鲁棒性强,不受电机参数变化的影响,适应性好且跟踪精度高,所以具有广泛的应用前景。

参考文献:

[1] KANO Y, MATSUI N. Sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor: an overview and design study [C] // Proceedings of 2017 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2017: 199-207.
[2] LIU X, HAO C, JING Z, et al. Research on the performances and parameters of interior PMSM used for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial

- Electronics, 2016, 63(6): 3533-3545.
- [3] SHINNAKA S. A new simple power-factor-based vector control method for sensorless drive of permanent-magnet synchronous motors [J]. Electrical Engineering, 2018, 127(10): 1070-1080.
 - [4] MA Y, LI Y. Active disturbance compensation based robust control for speed regulation system of permanent magnet synchronous motor [J]. Applied Sciences, 2020, 10(2): 709.
 - [5] WANG W, SHEN H, HOU L, et al. H_∞ Robust control of permanent magnet synchronous motor based on PCHD [J]. IEEE Access, 2019, 7: 49150-49156.
 - [6] LIU G, CHEN L, ZHAO W, et al. Internal model control of permanent magnet synchronous motor using support vector machine generalized inverse [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 890-898.
 - [7] LIN C K, LIU T H, YU J T, et al. Model-free predictive current control for interior permanent-magnet synchronous motor drives based on current difference detection technique [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2): 667-681.
 - [8] LI S, WON H, FU X, et al. Neural-network vector controller for permanent-magnet synchronous motor drives: simulated and hardware-validated results [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2020, 50(7): 3218-3230.
 - [9] YU J, SHI P, DONG W, et al. Neural network-based adaptive dynamic surface control for permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Neural Networks & Learning Systems, 2015, 26(3): 640-645.
 - [10] WANG Y, FENG Y, ZHANG X, et al. A new reaching law for antidisturbance sliding-mode control of PMSM speed regulation system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 4117-4126.
 - [11] 郑美茹, 王圣, 王丰, 等. 基于分数阶次符号函数的永磁同步电机滑模控制技术 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(9): 56-62.
ZHENG Meiru, WANG Sheng, WANG Feng, et al. The sliding-mode control based on fractional order sign function of permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(9): 56-62.
 - [12] 王悍泉, 刘凌, 吴华伟. 改进型滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制策略 [J]. 西安交通大学学报, 2016, 50(6): 104-109.
 - WANG Hanxiao, LIU Ling, WU Huawei. A sensorless permanent magnet synchronous motor control strategy for improved sliding mode observers with stator parameters identification [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2016, 50(6): 104-109.
 - [13] 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.
LI Zheng, HU Guangda, CUI Jiarui, et al. Sliding-mode variable structure control with integral action for permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(3): 431-437.
 - [14] EKANAYAKE S, DUTTA R, RAHMAN F, et al. Direct torque and flux control of interior permanent magnet synchronous machine in deep flux-weakening region [J]. IET Electric Power Applications, 2018, 12(1): 98-105.
 - [15] LIU W, CHEN S, HUANG H. Adaptive nonsingular fast terminal sliding mode control for permanent magnet synchronous motor based on disturbance observer [J]. IEEE Access, 2019, 7: 153791-153798.
 - [16] 常雪剑, 刘凌, 崔荣鑫. 永磁同步电机非奇异快速终端可变边界层滑模控制 [J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(6): 53-59.
CHANG Xuejian, LIU Ling, CUI Rongxin. A nonsingular fast terminal sliding mode controller with varying boundary layer for permanent magnet synchronous motors [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2015, 49(6): 53-59.
 - [17] BAILEY T L. MD-SVM: a novel SVM-based algorithm for the motif discovery of transcription factor binding sites [J]. Bioinformatics, 2019, 28(1): 56-62.
 - [18] MOURA M D C, ZIO E, LINS I D, et al. Failure and reliability prediction by support vector machines regression of time series data [J]. Reliability Engineering and System Safety, 2017, 96(11): 1527-1534.
 - [19] ROSALES-PEREZ A, GARCIA S, TERASHIMA-MARIN H, et al. MC2ESVM: multiclass classification based on cooperative evolution of support vector machines [J]. IEEE Computational Intelligence Magazine, 2018, 13(2): 18-29.
 - [20] WANG Ximing, FAN Neng, PARDALOS P M. Robust chance-constrained support vector machines with second-order moment information [J]. Optimization Letters, 2017, 11(5): 1013-1024.

(编辑 刘杨)