

永磁同步电机最优滑模控制*

段方宾, 谭光兴, 冯楚楚, 田军南

(广西科技大学 电气与信息工程学院, 广西 柳州 545006)

摘要: 为了减少永磁同步电机调速中的动态误差, 提出了一种积分性能最优的滑模控制方法。该方法以滑模控制中的动态误差为性能指标, 在此基础上建立最优切换函数, 并采用最优控制理论对滑模控制器进行设计。用该方法设计的滑模控制系统, 通过滑模面斜率的连续变化, 能够加速系统状态变量到达滑模面的过程, 极大地提高对参数摄动和外部干扰的鲁棒性。仿真结果表明, 该时变滑模面控制方法使系统具有无超调、快速、稳定等优点, 提高了系统的鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机; 变结构控制; 最优控制; 滑模平面; 鲁棒性

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)02-0006-04

Optimal Sliding Mode Control for Permanent Magnet Synchronous Motor

DUAN Fangbin, TAN Guangxing, FENG Chuchu, TIAN Junnan

(College of Electrical and Information Engineering, Guangxi University of Science and Technology, Liuzhou 545006, China)

Abstract: In order to reduce the dynamic error in the permanent magnet synchronous motor (PMSM) speed control, a sliding mode control (SMC) method with optimal integral performance was proposed. In this method, the dynamic error in SMC was taken as the performance index. On this basis, the optimal switching function was established, and the optimal control theory was used to design the sliding mode controller. The SMC system designed by this method could speed up the process of the system state variable reaching the sliding surface by continuously changing the slope of the sliding surface, and greatly improve the robustness to parameter perturbation and external disturbance. The simulation results showed that the time-varying sliding surface control method had the advantages of no overshoot, rapidity and stability, and improved the robustness of the system.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); variable structure control; optimal control; sliding surface; robustness

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有结构简单、效率高、功率密度高等优点, 广泛应用于机械制造装备、工业机器人、计算机外围设备、仪器仪表、微型汽车和电动自行车等设备。传统的交流伺服系统的控制普遍采用PID控制, 具有算法简单、可靠性高及调整方便等优点。然而, PMSM是一个多变

量、强耦合、非线性、变参数的复杂对象, 采用常规PID控制虽然在一定范围内能满足控制要求, 但在系统参数发生变化或受到外界不确定因素的影响时, 难以满足高性能控制的要求^[1]。

近年来, 包括模糊控制、神经网络控制、滑模控制(SMC)在内的许多现代控制理论逐渐被应用到PMSM调速系统^[2]。文献[3]提出一种模糊PI控制方法, 实现了PI控制器的参数自整定, 响应时间

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(61563005); 广西科技大学研究生教育创新计划项目(GKYC201626)

作者简介: 段方宾(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机分析与控制。

谭光兴(1965—), 男, 博士, 教授, 研究方向为智能控制与应用。

冯楚楚(1993—), 女, 硕士研究生, 研究方向为机器人协同控制。

相对于 PI 控制较快。文献[4]提出免疫模糊控制改善了快速响应能力。文献[5]将 BP 神经网络 PID 控制算法应用于 PMSM 调速系统,但是没有考虑初始带负载情况,且硬件电路不易实现。

滑模变结构控制中滑动模态可以进行设计且与对象参数及扰动无关。这使得滑模控制具有快速响应、对参数变化及扰动不灵敏、无需系统在线辨识等优点,受到越来越多学者的关注,并在 PMSM 调速系统中得到广泛应用。

文献[6]针对 PMSM 空间矢量的直接转矩控制方案超调频繁、响应慢等问题,将传统的转速 PI 控制器和转矩 PI 控制器替换成 Super-twisting 滑模控制器,解决了超调频繁的问题。文献[7]提出一种自适应变速指数趋近律,保证在快速趋近的同时削弱抖振。文献[8]引入系统状态量的幂函数设计了一种新型的趋近律,有效提高了系统的静态、动态特性。文献[9]提出了一种基于改进趋近律的快速高阶终端滑模速度控制器,提高趋近速度的同时减少了系统抖振。文献[10]设计了一种加强自适应滑模控制器,改善了调速性能,但是实现较为复杂。

为了减少 PMSM 调速系统的动态误差,本文在分析传统滑模变结构控制的基础上,提出了一种时变滑模面的设计方法。该时变滑模面引入动态误差作为积分性能指标,通过欧拉方程求得最优解,通过滑模面斜率的连续变化,使系统快速到达滑模阶段,同时,引入饱和函数有效抑制滑模的抖振问题,增强控制系统的快速性与鲁棒性。仿真和试验结果表明,该控制器能有效地提高系统的鲁棒性和快速性。

1 PMSM 数学模型

以表贴式 PMSM 为例, d - q 轴坐标系下定子电压为

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

机械运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} p \psi_f i_q - T_L \quad (2)$$

式中: u_d 、 u_q ——定子电压 d 、 q 分量;

R ——定子电阻;

i_d 、 i_q ——定子电流 d 、 q 轴分量;

L_d 、 L_q —— d 、 q 轴的电感;

t ——时间;

p ——电机极对数;

ω_m ——转子的机械角速度;

ψ_f ——转子永磁体产生的磁链;

J ——转动惯量;

T_L ——负载转矩。

对于表贴式 PMSM,采用 $i_d = 0$ 的转子磁场定向控制方法可以取得较好的控制效果,此时式(1)可变为

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s} (-Ri_q - p\omega_m \psi_f + u_q) \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left(-T_L + \frac{3p\psi_f}{2} i_q \right) \end{cases} \quad (3)$$

式中: L_s ——定子电感。

2 最优滑模控制器设计

滑模控制器的设计为滑模面的设计和趋近律的选取。为了减少调速过程中的动态误差,本文以滑模控制中动态误差为性能指标设计了一种时变滑模面。

2.1 控制量的选取

定义 PMSM 系统的状态变量:

$$\begin{cases} x_1 = \omega_{\text{ref}} - \omega_m \\ x_2 = \dot{x}_1 \end{cases} \quad (4)$$

式中: ω_{ref} ——电机的参考转速,为设定的常量;

ω_m ——实际转速值。

根据式(3)、式(4)可知:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} \left(-T_L + \frac{3p\psi_f}{2} i_q \right) \\ \dot{x}_2 = -\ddot{\omega}_m = -\frac{3p\psi_f}{2J} i_q \end{cases} \quad (5)$$

定义 $u = i_q$, $D = \frac{3p\psi_f}{2J}$, 则式(5)可变为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -D \end{bmatrix} u \quad (6)$$

设计系统的滑模面为

$$s = c(t)x_1 + x_2 \quad (7)$$

对滑模面求导得:

$$\dot{s} = c(t)\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = c(t)x_2 - Du \quad (8)$$

为了保证 PMSM 良好的动态品质,选取指数趋近律,求得控制器的表达式为

$$u = \frac{1}{D} [c(t)x_2 + \varepsilon \text{sat}(s) + qs] \quad (9)$$

从而求得 q 轴参考电流:

$$i_q^* = \frac{1}{D} \int_0^t [c(\tau)x_2 + \varepsilon \text{sat}(s) + qs] d\tau \quad (10)$$

控制器的变结构流程如图 1 所示。

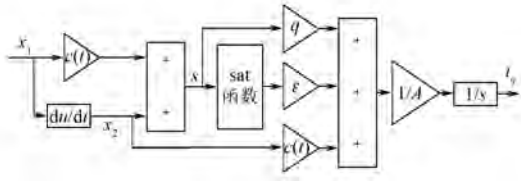


图 1 控制器变结构流程图

2.2 最优滑模面的设计

假定系统初始位于滑模面上,可得:

$$\dot{s} = c(t)\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = 0 \quad (11)$$

通过设计 $c(t)$ 使如下积分性能指标达到最小:

$$J = \int_{t_0=0}^{t_f=T} [\dot{x}_1^2(t) + \dot{x}_2^2(t)] dt \quad (12)$$

式中: T ——到达滑模面的终值时间。

求解方程式(12)可得:

$$\begin{cases} x_1(t) = ae^{-\int_0^t c(\tau) d\tau} \\ x_2(t) = -ac(t)e^{-\int_0^t c(\tau) d\tau} \end{cases} \quad (13)$$

式中: a ——系统初始条件参数。

设 λ_m 为 $c(t)$ 变化曲线的初始值; λ_p 为 $c(t)$ 变化曲线终值。结合式(12)、式(13)得:

$$J = \int_{t_0=0}^{t_f=T} [1 + c^2(t)] e^{-2\int_0^t c(\tau) d\tau} dt \quad (14)$$

且 $\lambda(0) = \lambda_m, \lambda(T) = \lambda_p$ 。因为积分性能指标中的 2 个函数单调性相反,所以最优控制指标有解。为了简化运算,令

$$c(t) = \dot{v}(t) \Rightarrow \int_0^T c(t) dt = v(t) + c \quad (15)$$

式(14)可变形为

$$J = \int_{t_0=0}^{t_f=T} [1 + v^2(t)] e^{-2[v(t)+c]} dt \quad (16)$$

令 $g = [1 + v^2(t)] e^{-2[v(t)+c]}$, 根据欧拉方程

$$\frac{\partial g}{\partial v} - \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial g}{\partial \dot{v}} \right) = 0, \text{ 可得:}$$

$$\ddot{v}(t) = \dot{v}^2(t) - 1 \quad (17)$$

代入 $c(t) = \dot{v}(t)$, 求解式(17)得:

$$c(t) = \frac{b + e^{2t}}{b - e^{2t}} \quad (18)$$

代入初值 $\lambda(0) = \lambda_m$, 解得系数:

$$b = \frac{\lambda_m + 1}{\lambda_m - 1} \quad (19)$$

代入终值 $\lambda(T) = \lambda_p$, 求得:

$$T = \frac{1}{2} \ln \frac{(\lambda_p - 1)(\lambda_m + 1)}{(\lambda_p + 1)(\lambda_m - 1)} \quad (20)$$

2.3 sat 函数的设计

滑模控制提高了系统的鲁棒性,但同时引起了系统状态围绕滑模面的抖振。去除抖振的一个有效方法是在滑模面附近引入一个边界层,将滑模控制不连续部分的符号函数修改为饱和函数。饱和函数如式(21)所示:

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} \text{sgn}(s) & |s| > \phi \\ s/\phi & |s| \leq \phi \end{cases} \quad (21)$$

3 PMSM 调速系统

3.1 仿真模型

为了验证所提方法的有效性,以表贴式 PMSM 为研究对象,采用矢量控制策略。系统采用双闭环控制:电流环是内环,采用 PI 控制;转速环是外环,采用最优滑模控制。利用 MATLAB/Simulink 搭建仿真系统,其系统结构框图如图 2 所示。

仿真中所用的表贴式三相 PMSM 具体参数:定子电阻 $R_s = 2.875 \Omega$ 、定子电感 $L_d = L_q = L_s = 8.5 \text{ mH}$ 、极对数 $p = 4$ 、磁链 $\psi_f = 0.175 \text{ Wb}$ 、转动惯量 $J = 0.003 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。

3.2 仿真结果分析

设给定转速为 1000 r/min , 直流侧电压 $U_{dc} = 311 \text{ V}$, 仿真时间为 0.5 s , 初始负载为 $1 \text{ N} \cdot \text{m}$, 在 0.5 s 时突加 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 负载。将采用 PID 控制、传统滑模控制^[11]和最优滑模控制的 PMSM 调速系统进行仿真比较。仿真结果如图 3 所示。传统滑模控制器的参数设置为 $c = 30, \varepsilon = 200, q = 300$ 。最优滑模控制器的参数为 $\lambda_m = 3, \lambda_p = 40$, 可求得参数 $b = 2$, 滑模面的终值时间 T 为 0.32 s 。

从图 3 可以看出,传统 PID 控制在 0.1 s 到达稳态,且超调最大;传统滑模控制算法在 0.1 s 到达稳态,且有较大超调;本文所提最优滑模控制算

3 结 语

本文提出了一种无电压限幅环节的无传感器 PMSM FOC 框图,搭建了仿真模型对改进方法在 SVPWM 过调制时的运行情况进行仿真研究。对比传统 FOC 框图和改进 FOC 框图在无传感器 PMSM 系统中的运行情况发现:在 SVPWM 过调制的情况下,改进 FOC 框图拓宽了系统可稳定运行的最高转速范围,提高了系统的控制性能。

【参 考 文 献】

- [1] 童力,邹旭东,丰树帅,等.基于预测无差拍算法的永磁同步发电机无传感器控制[J].电工技术学报,2013,28(3): 17.
- [2] 王磊,李颖晖,朱喜华.存在扰动的永磁同步电机混沌运动模糊自适应同步[J].电力系统保护与控制,2011,39(11): 33.
- [3] 李彪,李黎川.基于高性能磁链算法的永磁同步电动机无位置传感器控制[J].电工技术学报,2016,31(11): 59.
- [4] 卢东斌,欧阳明高,谷靖,等.电动汽车永磁同步电机最优制动能量回馈控制[J].中国电机工程学报,2013,33(3): 83.
- [5] 臧晓笛,田德文.低开关频率下永磁同步电机弱磁区电流谐波抑制[J].大功率变流技术,2016(6): 1.
- [6] 袁登科,徐延东,李秀涛.永磁同步电动机变频调速系统及其控制[M].北京:机械工业出版社,2015: 4-6.
- [7] 彭泓,孔德伟,靳明智.永磁同步电机无速度传感器矢量控制系统[J].辽宁工程技术大学学报(自然科学版),2017,36(6): 635.
- [8] 梁艳,李永东.无传感永磁同步电机矢量控制系统概述[J].电气传动,2003(4): 4.
- [9] 邵俊波,王辉,黄守道,等.一种表贴式永磁同步电机无位置传感器低速控制策略[J].中国电机工程学报,2017,37(5): 1.
- [10] 张云亮,张兆旭,曹永军,等.永磁同步电机无传感器矢量控制系统设计[J].自动化与信息工程,2016,37(3): 7.
- [11] 田铭兴,励庆孚,王曙鸿.交流电机坐标变换理论的研究[J].西安交通大学学报,2002,36(6): 568.
- 收稿日期: 2018-09-17
-
- (上接第 9 页)
- [5] 王同旭,马鸿雁,聂沐晗.电梯用永磁同步电机 BP 神经网络 PID 调速控制方法的研究[J].电工技术学报,2015,30(增刊 1): 43.
- [6] 万东灵,赵朝会,王飞宇,等.基于 Super-twisting 滑模永磁同步电机驱动的转速和转矩控制[J].电机与控制应用,2017,44(10): 42.
- [7] 许波,朱焜秋.自适应非奇异终端滑模控制及其在 BPMSM 中的应用[J].控制与决策,2014(5): 833.
- [8] 张晓光,赵克,孙力,等.永磁同步电机滑模变结构调速系统动态品质控制[J].中国电机工程学报,2011,31(15): 47.
- [9] 毛亮亮,周凯,王旭东.永磁同步电机变指数趋近律滑模控制[J].电机与控制学报,2016,20(4): 106.
- [10] QUAN Z, LIN F Q, JIAN S K. Adaptive enhanced sliding mode control for permanent magnet synchronous motor drives [J]. International Journal of Adaptive Control & Signal Processing, 2016, 29(12): 1484.
- [11] 袁雷.现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M].北京:北京航空航天大学出版社,2016.
- 收稿日期: 2018-09-18
-
- (上接第 14 页)
- [8] 张云红,曾成碧,吴传来,等.模糊控制在永磁同步电机调速系统中的应用[J].微电机,2012,45(7): 69.
- [9] 王勉华,彭田野,胡春龙.基于模糊自适应 PI 控制的 SRM 直接瞬时转矩控制系统[J].电机与控制应用,2014,41(6): 1.
- [10] 刘胜,张玉廷,余辰光.船舶电力推进系统电机组三维模糊控制[J].中国电机工程学报,2012,32(3): 117.
- [11] ZHU J W, ERTUGRUL N, SOONG W L. Fault remedial strategies in a fault-tolerant brushless permanent magnet AC motor drive with redundancy [C]//2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009: 423.
- [12] BAI H F, ZHU J W, QIN J F. Study of fault-tolerant control strategies for a fault-tolerant permanent magnet motor [C]// Proceedings of the 35th Chinese Control Conference, CCC2016, 2016: 6455.
- [13] 秦俊峰,白洪芬,颜泽铨,等.船舶电力永磁同步推进电机空间电压矢量 DTC[J].中国航海,2017,40(4): 25.
- 收稿日期: 2018-09-17