

电动转向助力电机无位置传感器控制研究

刘卫平¹, 卢希全¹, 张悦², 王建³, 杨祥卓¹, 李任¹

(1. 吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130061; 2. 国网吉林省电力有限公司营销服务中心, 长春 130021;
3. 中车长春轨道客车股份有限公司国家轨道客车工程研究中心 基础研发部, 长春 130113)

摘要: 电动助力转向系统(EPS: Electric Power Steering system)是汽车在行驶过程中稳定性和安全性的关键, 而其性能取决于电机以及控制算法。早期, 无刷直流电机被大量应用在 EPS 中, 近年来, 随着电力电子技术快速发展, 永磁同步电机在解决了控制器成本问题后, 逐步取代了无刷电机。永磁同步电机在矢量控制时, 需要实时知道转子的位置, 目前常用的是采用传统机械传感器获得位置信息, 但助力转向电机长期工作在高温、多灰尘、潮湿的条件, 这会使传感器失效, 降低转向系统可靠性。本文以无位置传感器控制技术应用在 EPS 中展开研究, 设计出助力转向电机的滑模观测器, 并最终实现助力转向电机无位置传感器的控制。

关键词: 电动助力转向系统; 永磁同步电机; 矢量控制; 无位置传感器控制

中图分类号: TM930.1

文献标志码: A

Development of Integrated Test System for Operational Reliability of High-Speed Train Window Wiper

LIU Weiping¹, LU Xiquan¹, ZHANG Yue², WANG Jian³, YANG Xiangzhuo¹, LI Ren¹

(1. School of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130061, China;

2. State Grid Jilin Electric Power Company Limited Marketing Service Center, Changchun 130021, China;

3. Crc Changchun Railway Vehicles Company Limited National Rail Bus Engineering

Research Center Basic Research And Development Department, Changchun 130113, China)

Abstract: EPS (Electric Power Steering system) is the key to the stability and safety of a vehicle, and its performance depends on the motor and control algorithm. In recent years, with the rapid development of power electronic technology, PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) has gradually replaced the brushless motor after solving the cost problem of controller. In vector control of PMSM, it is necessary to know the position of rotor in real time, but the power steering motor works in the condition of high temperature, much dust and humidity for a long time, which will make the sensor invalid and reduce the reliability of the steering system. In this paper, the sensorless control technology is applied in EPS, design a sliding mode observer for the power steering motor and ultimately achieve sensorless control of the power steering motor.

Key words: electric powersteering system1; permanent magnet motor; vector control3; position sensorless control

0 引言

近年来, 以液压为基础的助力转向系统面临着助力性单一, 漏油污染严重等一系列问题^[1]。随着电力电子技术发展日益成熟以及电机控制性能在不断提高, 电动助力转向系统已经逐步取代传统传统液压

收稿日期: 2023-03-23

基金项目: 新型大容量储能电池关键技术基金资助项目(2016YFF00204)

作者简介: 刘卫平(1992—), 男, 长春人, 吉林大学教授, 主要从事电动汽车电机控制研究,

(E-mail) li-

uweiping2014@jlu.edu.cn; 通讯作者: 卢希全(1998—), 男, 广州人, 吉林大学硕士研究生, 主要研究电动汽车、电力电

子研究, (E-mail)67894563@qq.com。

助力转向系统。早期,直流电机是运用在电动助力转向系统的主流^[2]。但随着造价成本以及控制成本不断下降,高性能的永磁同步电机逐步取代了直流电机。永磁同步电机的控制系统中,需要安装位置传感器来获得电机的转子位置,进而实现转速以及位置闭环控制,然而助力转向电机工作常年工作在高温、多灰尘、潮湿的条件,这对位置传感器都会造成干扰,使得助力转向电机控制不准确,这会造成严重事故^[3]。近年来,永磁同步电机的无位置传感器控制受到了学术界的关注,成为目前学科内研究的重要方向之一,各种无位置传感器控制方法被研究人员相继研究出来^[4]。目前永磁同步电机无位置传感器位置估计方式主要有直接算法、全阶状态器估计法、滑模观测器、扩展卡尔曼滤波器、模型参考自适应方法、信号注入法等。本文将滑模观测器作为无位置传感器位置估计方法,实现对转向助力电机控制。

1 永磁同步电机控制模型的建立

转向助力电机选择用表面贴装式永磁同步电机,此电机结构相对其他电机结构比较简单,去除了容易出问题的电刷以及电环提高了可靠性,并且电机气隙均匀,转矩脉动小。绕组采用三相对称绕组,通过简化模型以及数学建模,转子与定子之间存在相对运动的耦合参数构建,最终完成建模,该模型与现实中的模型相似^[5]。建立数学模型应基于以下假设,忽略高次谐波的磁动势,且定子的磁动势在气隙中正弦分布;不考虑其他效应的影响,电机磁路视为线性磁路;定子为三相完全对称绕组,不考虑误差;不考虑定子与转子因加工技术导致的表面粗糙误差,视其表面光滑。永磁同步电机的数学模型由电压方程、磁链方程、电磁转矩方程、机械运动方程、转矩方程组成^[6]。

电压方程:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\psi_d - \omega_e\psi_q, \\ u_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\psi_q - \omega_e\psi_d, \end{cases} \quad (1)$$

磁链方程:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f, \\ \psi_q = L_q i_q, \end{cases} \quad (2)$$

电磁转矩方程:

$$T_e = \frac{3}{2}p(i_q\psi_d - i_d\psi_q), \quad (3)$$

机械运动方程:

$$\frac{J}{P} \cdot \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L, \quad (4)$$

等效转矩方程:

$$T_e = \frac{3}{2}p(i_q\psi_f + (L_d - L_q)i_d\psi_q), \quad (5)$$

其中 u_d, u_q 是由定子三相电压经过坐标变换成的 d - q 轴分量; i_d, i_q 是由定子三相电流经过坐标变换成的 d - q 轴分量; L_d, L_q 为定子绕组 d - q 轴电感; ψ_d, ψ_q 为定子磁链 d - q 轴分量; R 为定子上的等效电阻; T_e, T_L 分别为电机输出转矩和负载转矩; p 为转子极对数; J 为转动惯量; ω_e 为转子电角度的速度。

2 电动助力转向电机无位置传感器控制策略的制定

2.1 滑模观测器构建

表贴式永磁同步电机状态方程数学模型为^[7]:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i_\alpha = -\frac{R}{L}i_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha - \frac{1}{L}e_\alpha, \\ \frac{d}{dt}i_\beta = -\frac{R}{L}i_\beta + \frac{1}{L}u_\beta - \frac{1}{L}e_\beta, \end{cases} \quad (6)$$

其中 i_α 、 i_β 为定子电流在 α 轴与 β 轴上的分量; u_α 、 u_β 为定子电压在 α 轴与 β 轴上的分量; e_α 、 e_β 为反电动势在 α 轴与 β 轴上的分量; R 与 L 分别为电机定子电阻与定子电感。

根据永磁同步电机状态方程构建出滑模观测器观测出来的相电流:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\hat{i}_\alpha = -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha - \frac{1}{L}K_{\text{slide}}Z(\hat{i}_\alpha - i_\alpha), \\ \frac{d}{dt}\hat{i}_\beta = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}u_\beta - \frac{1}{L}K_{\text{slide}}Z(\hat{i}_\beta - i_\beta), \end{cases} \quad (7)$$

其中 K_{slide} 为滑模观测器增益系数; \hat{i}_α 与 \hat{i}_β 分别为 α 轴与 β 轴上的估计值; i_α 与 i_β 为实际电流值。

根据滑模变结构构建滑模面:

$$s_{\alpha\beta} = \begin{cases} s_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha, \\ s_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta, \end{cases} \quad (8)$$

令式(7)减去式(6)得到电流误差:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\tilde{i}_\alpha = -\frac{R}{L}\tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L}e_\alpha - \frac{1}{L}K_{\text{slide}}Z(s_\alpha), \\ \frac{d}{dt}\tilde{i}_\beta = -\frac{R}{L}\tilde{i}_\beta + \frac{1}{L}e_\beta - \frac{1}{L}K_{\text{slide}}Z(s_\beta), \end{cases} \quad (9)$$

其中 \tilde{i}_α 与 \tilde{i}_β 为定子电流误差, $Z(s_\alpha)$ 与 $Z(s_\beta)$ 为滑模面函数。

定义饱和函数 $Z(s_{\alpha\beta})$ 为:

$$Z(s_{\alpha\beta}) = \begin{cases} 1, & s_{\alpha\beta} > E, \\ s_{\alpha\beta}/E, & -E < s_{\alpha\beta} < E, \\ -1, & s_{\alpha\beta} < -E, \end{cases} \quad (10)$$

其中 E 为饱和函数边界厚度。

根据滑模等效控制原理, 饱和函数可表示为

$$\begin{cases} E_\alpha = V_\alpha = K_{\text{slide}}Z(s_\alpha), \\ E_\beta = V_\beta = K_{\text{slide}}Z(s_\beta), \end{cases} \quad (11)$$

加入一个低通滤波器(LPF), 提取反电动势信息, 可表示为

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha(k+1) = \hat{e}_\alpha(k) = K_{\text{slide}}[V_\alpha(k) - \hat{e}_\alpha(k)], \\ \hat{e}_\beta(k+1) = \hat{e}_\beta(k) = K_{\text{slide}}[V_\beta(k) - \hat{e}_\beta(k)], \end{cases} \quad (12)$$

其中 K_{slide} 为滤波增益, \hat{e}_α 与 \hat{e}_β 为反电动势滤波后的估计值。

加入低通滤波器后会引发相位延迟, 该相位延迟将影响观测的精度值, 需要外加补偿角度, 用来补偿低通滤波造成的角度估计误差, 角度补偿可表示为

$$\theta_{\text{est}} = -\arctan(\hat{e}_\alpha/\hat{e}_\beta) + \theta_c, \quad (13)$$

其中 θ_{est} 为转子位置角度, θ_c 为补偿角度。

转子电角度经微分后即可得到转速的估计, 再经过一次滤波得到估计转速^[8]。综上, 滑模观测器的原理如图 1 所示。

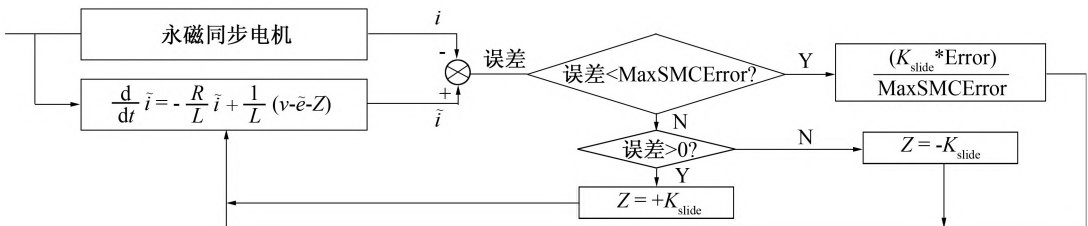


图 1 滑模观测器框图

2.2 电动助力转向电机无位置传感器控制策略

电动助力转向系统对电机的要求较高,需要电机的转速低、扭矩大以及波动小,而且对电流控制的精度要求较高^[9]。由于电动助力转向系统庞大,对电机的控制算法要求也较高,需要控制算法简单。在众多的控制算法中,经仿真实验,最终选用双闭环矢量控制策略^[10]。双闭环矢量控制策略也是双闭环PID(Process Integral Derivative)控制,在两个闭环环节中,外环为速度环,内环为电流环。两个环节发挥着不一样的作用,速度环主要增强整个系统的抗干扰能力。电流环可以跟踪电流并减小干扰。为永磁同步电机的三相每一相都串联一个电流传感器。通过Park变换以及Clark变换使三相电流从静止坐标转成动态坐标。运用电机转子滑模观测器观测转子的位置信号,并使位置信号与目标信号输入到控制系统中,达到控制电机的效果。在双环PID控制中,需要加入防饱和环节,以避免控制目标与实际需要控制的量形成滞后^[11]。为得到三相桥式逆变器的占空比,通过占空比驱动永磁同步电机,PID控制器得到的同步旋转的坐标系电压,通过逆变换可变成静态坐标系电压,图2为无位置传感器控制策略框图。

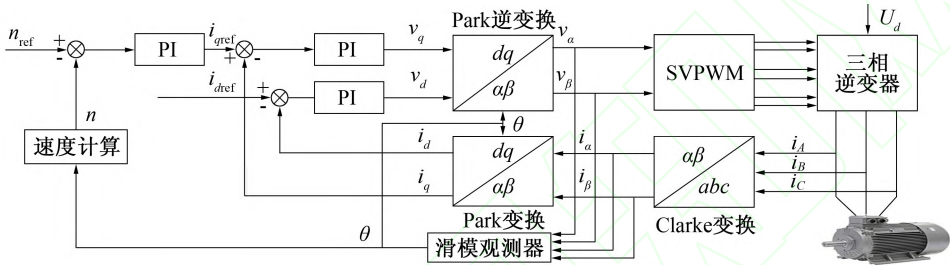


图2 无位置传感器控制策略框图

3 控制器硬件电路设计

3.1 控制器硬件电路架构设计

图3为控制器电路的设计,电动助力转向电机控制器硬件电路主要由两部分构成,控制器驱动电路和控制器主控电路^[12]。控制器驱动电路由三相全桥驱动电路、电流采集电路以及隔离驱动电路和保护电路组成。控制器主控电路由数字信号处理器、电机转子位置采集电路、外围电路、外部采集电路等电路组成^[13]。控制器主要以保证电动助力转向系统能正常稳定工作设计的,其芯片使用DSP-TMS320F28335。电机控制器设计采用24V的电源,电源经降压模块后将24V的电压转成12V的电源。电机控制器的芯片DSP正常工作的电压为3.3V和1.8V,这电压由主控供电电源提供。主控芯片运用矢量脉宽调制技术,输出PWM(Pulse Width Modulation)信号给三相全桥功率电路,三相全桥功率电路工作后,电机开始驱动^[14]。为达到实时监控电机的电流速度以及转子的位置,需要用CAN(Controller Area Network)通信,把采集到的信号传输给上位机。

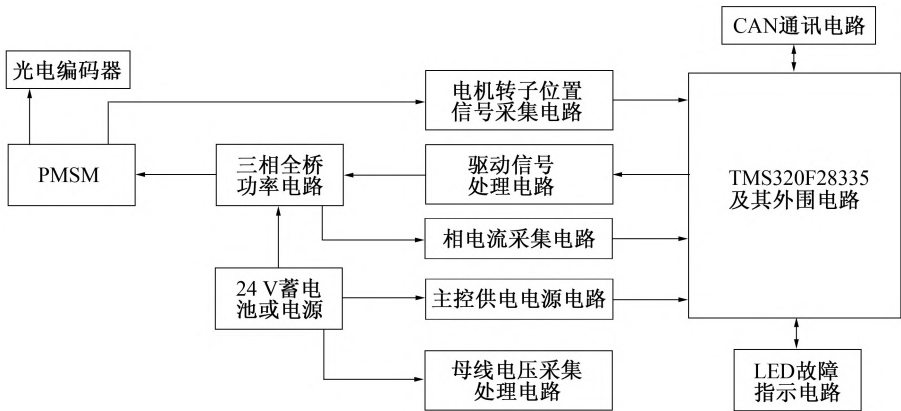


图3 控制硬件电路结构

3.2 DSP 及外围电路设计

主控芯片供电电路使用 TPS767D318 以及 LM2575 两种电源芯片, LM2575 电源芯片是将 24 V 电压降压到 12 V 再转成 5V 电压, 数字信号处理器需要线性电源, 所需要另一个电源芯片, 将 LM2575 电源芯片处理得到的 5.0 V 电压再转化成主控芯片所需要的 3.3 V 以及 1.8 V。在设计其外围电路中, 为使主控芯片能够下载程序, 以及调试程序, 应加入 JTAG (Joint Test Action Group) 接口。标准的 JTAG 接口是 4 线, 每条线都有不同的功能, 有测试模块选择、数据输入、数据输出、时钟信号。外围电路设计中, 转子位置信号传感器是个关键的器件, 转子位置传感器主要有 3 种, 旋转变压器、换向霍尔传感器和光电编码器。硬件电路系统中要求转子传感器拥有高分辨率以及有较高的抗干扰能力, 最重要的是要有良好的控制精度, 这需要电动助力转向系统中的永磁同步电机进行位置环以及速度环双闭环控制。主控芯片 TMS328335 中的 CAN 模块是实现通信的模块, 此模块支持 32 个邮箱, 每个邮箱都可以配置为发送邮箱或接收邮箱, 还可以配置发送信息的优先级, CAN 模块还得考虑兼容性问题, 此模块还可与 CAN2.0B 协议兼容。以上是对 DSP 以及外围电路设计的概述。

3.3 控制器驱动电路设计

控制器的主控电路输出的 PWM 信号电流弱且电压低, 无法驱动永磁同步电机, 所以需要控制器驱动电路输出大电流驱动永磁同步电机。控制器驱动器主要由隔离驱动电路、电流采集电路、三相桥式全控逆变电路以及保护电路组成^[15]。驱动电路采用的是逆变电路, 逆变电路中常用 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) 或 MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) 作为桥臂上的器件, 每个桥臂将轮流导通, 本文在选择具有较小驱动电压、较高工作电流的 MOSFET 运用在三相桥式电路的 6 个桥臂上, 这有效克服了 IGBT 在关断时有残余电流的情况。电动助力转向系统的永磁同步电机对电流闭环控制, 所以运用霍尔式电流传感器对三相电流进行采集。霍尔式电流传感器专门对电流进行采集, 采集到的电流信号进行滤波后进行模拟/数字转换芯片转换后输入给主控芯片进行电流闭环控制。为使控制器驱动电路输出稳定还需要加入电容进行滤波, 滤除杂波后输出给永磁同步电机, 这里的滤波电容采用 1 nf 的滤波电容。

4 电机控制器程序设计

永磁同步电机控制器软件主要实现以下几个功能: 电流的检测处理、速度的检测技术、PWM 波的生成、母线电压检测与处理、电流 PI (Process Integral) 控制器功能、CAN 通信、SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) 矢量调制算法、速度的检测与计算^[16]。电机控制器程序设计主要由中断服务子程序以及主程序组成, 主程序由多个子程序组成, 中断程序由串口通信中断程序以及主中断程序构成, 使用中断的方式对主控程序进行启动。

4.1 系统初始化

控制器软件系统上电复位后, 首先需要主程序初始化, 为防止初始化时发生中断响应首先需要关闭总关断。初始化有专用的函数, 初始化时只需调用相关函数。初始化工作风为外部模块初始化、片内外设初始化以及中断初始化 3 部分 (见图 4)。

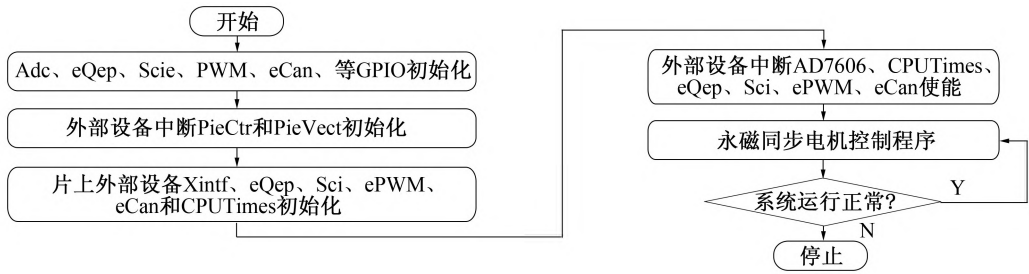


图 4 系统初始化

这些初始化有外设时钟初始化、GPIO (General-purpose input/output) 模块初始化、ePWM 模块初始化、禁止看门狗、PIE 使能和标志位初始化、ADC 转换单元初始化、定时器模块初始化、通信模块初始化等,图4为系统初始化的流程图。

4.2 ADC 信号采集算法设计

实现电流闭环效果,需要采集电机三相电流信号,主控电路上的电流传感器可实现电流信号的采集。主控芯片 TMS320F28335 有 3 个转换通道,分别接入蓄电池分压电路、AB 相霍尔电流传感器。分压后 24 V 电池的电压信号还需要被模拟数字转换模块采集^[17]。ADC (Analog-to-Digital Converter) 模块需要配置转换通道数量、输入通道、时钟频率、采样启动模式,所以主控芯片上电后需要配置 ADC 模块。模拟数字所采样的精度可以决定电机的闭环效果,为提高采集精度,应该对每路信号都进行多次采样,除去最小以及最大值后取平均数。在信号采样时,启动了 4 次模拟数字模块,每次采样 3 次,然后对 12 个数据去除最小值以及最大值,再取平均数,最终作为该电路的结论值。

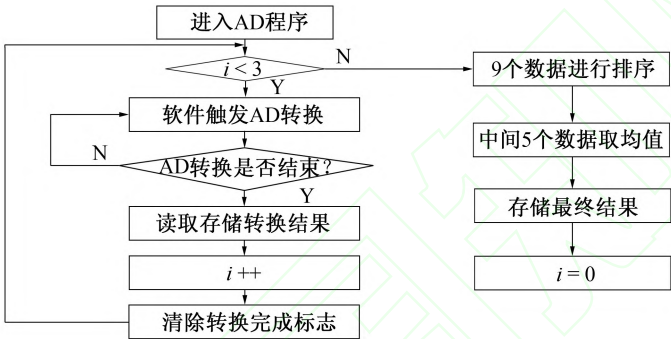


图5 AD 信号采集算法流程

5 测试系统上位机设计

5.1 上位机开发环境选取

上位机选用 LabView 作为开发环境,与大多数通用语言不同,LabView 属于图形化编辑语言,相比于通用语言,图形化编辑语言更加容易理解,对工程师来说更加直观。LabView 开发系统兼容各种操作环境,在运行和调试时不会因操作环境不同而遇到障碍,所以在测试研究领域得到了广泛运用。笔者选用 LabView 开发环境作为电动助力转向系统综合测试上位机的开发环境。

5.2 上位机软件总体设计

电动助力转向系统上位机主要由程序面板以及上位机前面板组成,底层驱动以及数据处理构成了程序面板,上位机前面板则是控制电动助力转向系统的启停。通过上位机前面板可以调节环境工况,可以设置刮臂载荷、转动轴载荷以及雨量大小,这是一个人机交互的界面。上位机测试系统结构框图如图6所示。

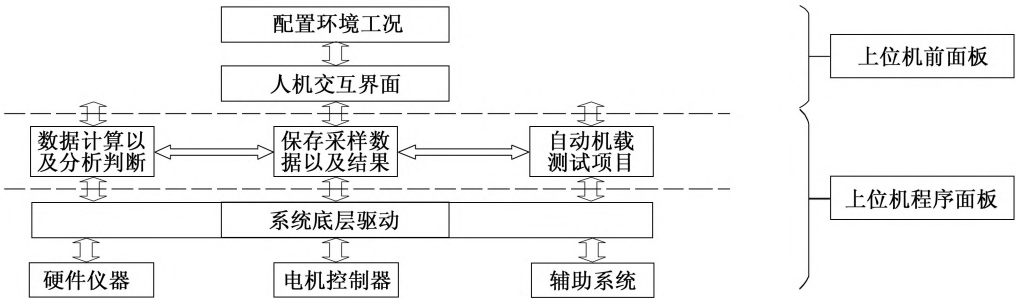


图6 上位机测试系统结构框图

上位机的程序面板通过系统底层驱动, 控制相关的程序, 并接收电机控制器、辅助系统以及硬件电路的数据信息。然后进行数据处理, 进行数据处理首先应自动加载测试项目, 并对采集到的数据进行计算, 并判断结果是否与理想的相近, 最后把采集到的数据显示在 Labview 前面板中, 从 Labview 前面板中记录数据, 并重复实验, 最终生产实验报告, 图 6 为上位机测试系统结构框图。

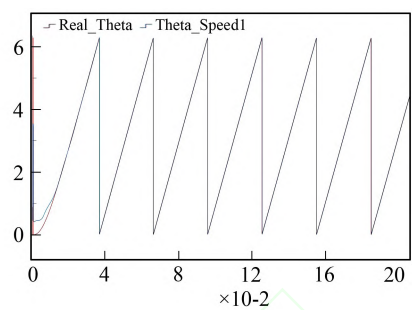


图 7 角度观测图

6 结 语

本文设计了一套电动助力转向系统中电机无位置传感器的控制方法, 以满足于对电动助力转向系统中转向助力电机的控制。对电动助力转向电机以及控制器进行了分析, 选择永磁式电机, 并对电机进行了数学建模, 建造了整个电机模型, 并通过无位置传感器控制对电机进行了控制。通过软件设计电动助力转向电机控制器的驱动电路以及主控电路, 并且设计了电机控制器的程序。使用 Labview 软件开发了上位机控制系统, 上位机可以调节环境工况, 可以设置刮臂载荷、转动轴载荷以及雨量大小。由 Simulated 仿真可得出结论, 滑模观测器观测到的角度与实际角度相同。最终完成了动车组电动助力转向电机控制。

参考文献:

- [1] 王兆枫. 基于自抗扰控制的商用车电动辅助转向控制系统研究 [D]. 长春: 吉林大学, 2022.
WANG Z F. Research on Electric Assisted Steering Control System of Commercial Vehicles Based on Active Disturbance Rejection Control [D]. Changchun: Jilin University, 2022.
- [2] 刘学友. 永磁同步电机无传感器位置检测方法研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2022.
LIU X Y. Research on Sensorless Position Detection Method of Permanent Magnet Synchronous Motor [D]. Harbin: Harbin University of Technology, 2022.
- [3] 徐唱. 永磁同步电机无位置传感器控制研究 [D]. 西安: 西安工业大学, 2022.
XU C. Research on Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor [D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2022.
- [4] 赵康帆, 刘涛, 赵晴晴, 等. 基于并联滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制 [J]. 电力电子技术, 2023, 57(4): 55-58,61.
ZHAO K F, LIU T, ZHAO Q Q, et al. PMSM Position Sensorless Control Based on Parallel Sliding Mode observer [J]. Power Electronics Technology, 2023, 57(4): 55-58,61.
- [5] 王益明, 张雪锋, 高龙将, 等. 基于变增益最速梯度下降法的表贴式永磁同步电机滑模观测估算位置修正策略 [J/OL]. 电工技术学报: 1-12 [2023-05-19].
WANG Y M, ZHANG X F, GAO L J, et al. Position Correction Strategy for Sliding Mode observation estimation of Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Variable Gain Steepest Gradient Descent Method [J/OL]. Journal of Electrical Engineering: 1-12 [2023-05-19].
- [6] ACHARYA DEBASIS, DAS DUSHMANTA KUMAR. Extended Kalman Filter State Estimation-Based Nonlinear Explicit Model Predictive Control Design for Blood Glucose Regulation of Type 1 Diabetic Patient. [J]. Medical & Biological Engineering & Computing, 2022: 1-15.
- [7] 刘欣. 基于 PMSM 控制的汽车转向助力控制电路设计与仿真 [J]. 内燃机与配件, 2022(19): 11-13.
LIU X. Design and Simulation of Automotive Steering Power Control Circuit Based on PMSM Control [J]. Internal Combustion Engine and Accessories, 2022(19): 11-13.
- [8] 石伟, 吴煌辉. 基于永磁同步电机的电动助力转向系统设计 [J]. 时代汽车, 2020(23): 119-120.
SHI W, WU H H. Design of Electric Power Steering System Based on Permanent Magnet Synchronous Motor [J]. Times Automotive, 2020 (23): 119-120

- [9] 章曾. 永磁同步电机电动助力转向控制系统研究 [D]. 山东理工大学, 2019.
ZHANG Z. Research on the Control System of Permanent Magnet Synchronous Motor Electric Power Steering [D]. Shandong University of Technology, 2019.
- [10] ZHU Z Q, et al. Advances in Dual-Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Machines and Control Techniques [J]. Energies, 2021, 14(22) : 7508-7508.
- [11] 刘鑫. 基于滑模控制的永磁同步电机矢量控制系统研究与仿真 [J]. 科学技术创新, 2023(7) : 196-199.
LIU X. Research and Simulation of Permanent Magnet Synchronous Motor Vector Control System Based on Sliding Mode Control [J]. Science and Technology Innovation, 2023(7) : 196-199
- [12] 郭炎龙, 王贞艳, 何延昭. 改进滑模观测器的高速永磁同步电机矢量控制 [J]. 太原科技大学学报, 2022, 43(6) : 507-513.
GUO Y L, WANG Z Y, HE Y Z. High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor Vector Control with improved Sliding Mode observer [J]. Journal of Taiyuan University of Science and Technology, 2022, 43(6) : 507-513
- [13] 李曦, 梁桃大, 王琪, 等. 基于滑模速度控制器的永磁同步电机矢量控制 [J]. 工程机械, 2022, 53(6) : 46-49, 9-10.
LI X, L Y D, WANG Q, et al. Permanent Magnet Synchronous Motor Vector Control Based on Sliding Mode Speed Controller [J]. Engineering Machinery, 2022, 53(6) : 46-49, 9-10.
- [14] 沈亚莉. 基于滑模变结构的永磁同步电机矢量控制研究 [D]. 上海电机学院, 2022.
SHEN Y L. Research on Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Sliding Mode Variable Structure [D]. Shanghai Institute of Electrical Engineering, 2022.
- [15] 赵来阔. 基于滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器矢量控制研究 [D]. 河南理工大学, 2021.
ZHAO L K. Research on Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Sliding Mode Observer [D]. Henan University, 2021.
- [16] 王帅. 无位置永磁同步电机矢量控制技术的研究 [D]. 西安工业大学, 2021.
WANG S. Research on Vector Control Technology of Positionless Permanent Magnet Synchronous Motor [D]. Xi'an University of Technology, 2021.
- [17] 祝新阳. 基于滑模观测器的永磁同步电机矢量控制研究 [D]. 上海工程技术大学, 2021.
ZHU X Y. Research on Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Sliding Mode Observer [D]. Shanghai University of Engineering and Technology, 2021.

(责任编辑: 刘东亮)