

DOI: 10.13382/j.jemi.2017.04.015

感应电机滑模变结构控制系统的半实物仿真

曹 靖^{1,2} 童朝南¹ 周京华² 陈亚爱²

(1. 北京科技大学 北京 100083; 2. 北方工业大学 北京 100144)

摘 要:滑模变结构控制非常适用于高阶非线性系统,但如何快速而有效地验证此类先进控制算法是开发人员面临的主要问题。基于此,针对大功率高性能调速控制系统,提出了快速验证的半实物仿真方案。首先,设计出基于滑模变结构控制的感应电机电流内环控制策略,在分析半实物仿真机理的基础上,搭建了滑模变结构控制系统的实时仿真模型,实现了系统硬件在环仿真,并分别对PI控制和滑模变结构控制的电流控制效果进行了对比实验。结果表明,滑模变结构控制策略在动态性能和抗负载扰动性能方面具有明显优势,半实物方案对先进控制算法的有效验证和应用具有重要意义。

关键词:滑模变结构控制;实时仿真;硬件在环;PI控制

中图分类号: TN786; TP 273 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.10

Hardware-in-loop simulation of induction motor based on sliding mode control

Cao Jing^{1,2} Tong Chaonan¹ Zhou Jinghua² Chen Yaai²

(1. University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China;

2. North China University of Technology, Beijing 100144, China)

Abstract:Sliding mode control is suitable for high-order nonlinear system, however, it is still a challenge to present the rapid and effective verification in application of such advanced control algorithms. For this reason, a fast-verification hardware-in-the-loop simulation scheme is proposed in this paper for high-power high-performance speed control system. Firstly, sliding mode control algorithm is deduced for high-performance induction motor speed control. Based on the analysis of hardware-in-loop simulation mechanism, a real-time simulation model for induction motor is designed and built. The hardware-in-loop simulation is implemented using PI control and sliding mode control algorithm respectively, the superiority of sliding mode control strategy and the effectiveness of the real-time platform are verified.

Keywords:sliding mode control; real-time simulation; hardware-in-loop simulation; PI control

1 引 言

感应电机是典型的非线性、多变量、高阶的控制对象,为解决其非线性问题,近年来很多先进的控制策略和控制方法应用于大功率调速系统中,例如解耦控制^[1]、自适应控制^[2]、模型预测控制^[3]、滑模变结构控制^[4]等。其中,滑模变结构控制因其具有对外界扰动和内部参数摄动的强鲁棒性,工程易于实现等特点受到国内外学者的青睐,但滑模变结构控制本身的抖振问题^[5],容易激发系

统未建模部分振荡,在实际实验中更易引起未知的复杂工况,造成数据采集困难、实验成本增加、危险系数增大等后果。同时由于控制器性能的优劣直接影响到功率系统的性能,开发过程中需要对系统软硬件可靠性进行反复的实验,这些因素都延长了控制器开发的周期,限制了滑模变结构控制理论的快速应用。就大功率调速系统而言,如何对提高调速性能的先进控制算法快速、高效地进行验证是所有开发人员面临的共同问题。

半实物仿真技术是一种将硬件实物接入仿真回路的实时性仿真技术^[6]。较全数字仿真技术而言,半实物仿

真可以更加高效、精确、快速的反应控制系统的控制特性^[7],仿真结果更接近工程实际,是解决上述问题的有效途径。典型的大功率调速系统可以分成主电路和控制电路两个部分,如图1所示。主电路包括以功率器件为主的功率变换器和被控电机;控制电路则包括数字控制器及PWM发生器。

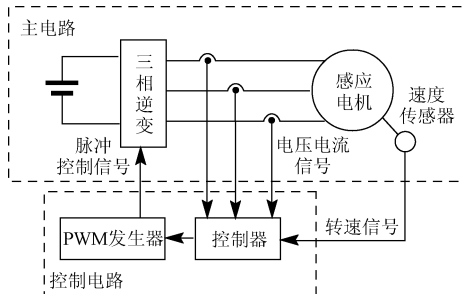


图1 典型的大功率调速控制系统

Fig. 1 Typical AC drive control system

根据接入半实物仿真系统的硬件实物,将仿真形式分成两种:1)将主电路进行虚拟建模而控制电路采用数字控制器的硬件在环(hardware-in-loop simulation, HIL)仿真形式;2)采用控制电路的实时模型与实际主电路系统组成回路的快速控制原型(rapid control prototyping, RCP)仿真形式^[8]。其中,硬件在环的仿真形式可以观察控制器瞬态控制效果,分析抖振等异常问题可能产生的影响,尤其适合先进控制算法的快速验证。

目前,针对基于先进控制策略的大功率调速系统,采用半实物仿真验证已有一些成果,文献[9]构建了同步机基于非奇异快速终端滑模算法的磁链和转矩观测器,并通过硬件在环实验验证;文献[10]利用RT-Lab硬件在环实验平台实现了永磁直驱风电系统变桨距控制;文献[11]采用dSPACE在线仿真实现了感应电机的Backstepping控制方法验证等。但这些成果大多根据具体情况设定,由于着眼于特定成果的验证而较少针对仿真机理的分析,且实验平台一般采用成熟的解决方案,例如RT-Lab、dSPACE等,可扩展性和灵活性有限。此外,针对大功率调速系统先进控制策略的验证研究也尚不多见。

本文首先设计了基于滑模变结构理论的感应电机矢量控制系统,详尽分析了半实物仿真系统的硬件结构和软件设计流程,建立了系统主电路的实时仿真模型,利用开放灵活的AppSIM半实物仿真平台进行了控制系统的硬件在环仿真。通过比较PI控制和滑模变结构控制对电流内环的控制效果,充分验证了滑模变结构控制策略在大功率控制系统应用的优越性,为先进控制算法在传动系统的工程设计和开发提供了一种有效的手段和参考。

2 感应电机滑模变结构控制系统设计

基于滑模变结构控制的感应电机控制系统,如图2所示。其中,主电路包括整流、三相逆变器和被控电机,控制电路包括速度外环PI控制器、电流内环滑模控制器、坐标变换及PWM发生器等。

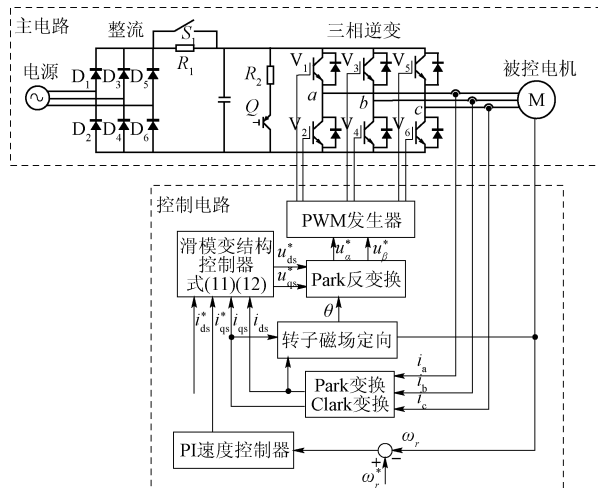


图2 感应电机滑模变结构控制系统

Fig. 2 The sliding mode control system of induction motor

滑模变结构控制是控制算法的核心内容,其设计方法如下。

在两轴同步旋转 dq 坐标系下,采用转子磁场定向,感应电机的数学模型^[12]为:

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{L_{\sigma}}\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r\tau_r}\right)i_{ds} + \frac{L_m i_{qs}^2}{\tau_r\varphi_r} + \frac{L_m\varphi_r}{L_r L_{\sigma}\tau_r} + \omega_r i_{qs} + \frac{1}{L_{\sigma}}u_{ds} \quad (1)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{1}{L_{\sigma}}\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r\tau_r}\right)i_{qs} - \frac{L_m i_{qs} i_{ds}}{\tau_r\varphi_r} - \frac{L_m\omega_r\varphi_r}{L_r L_{\sigma}\tau_r} - \omega_r i_{qs} + \frac{1}{L_{\sigma}}u_{qs} \quad (2)$$

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r}i_{ds} - \frac{1}{\tau_r}\varphi_r \quad (3)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{K_e\varphi_r i_{qs}}{J_m} - \frac{1}{J_m}T_L \quad (4)$$

$$T_e = K_e\varphi_r i_{qs} \quad (5)$$

式中: $L_{\sigma} = \sigma L_s = L_s - L_m/L_r$, $\tau_r = L_r/R_r$, σ 为总漏感系数; φ_r 为 d 轴转子磁通分量; i_{ds} 、 i_{qs} 分别为 d 、 q 轴定子电流分量; ω_r 为转子速度; R_s 、 R_r 分别为定子和转子的电阻; L_s 、 L_r 、 L_m 分别为电机定子电感、转子电感和互感; τ_r 为电机转子时间常数; T_e 为电磁转矩。

滑模变结构控制意义在于根据控制目的和要求,选

择合适的滑模切换面,利用不同的滑模切换面,改善控制对象的结构特点,增强系统对抗外界干扰信号的能力。基于内环控制的原理,本文选择滑模切换面为:

$$s_1 = i_{ds} - i_{ds}^* \quad (6)$$

$$s_2 = i_{qs} - i_{qs}^* \quad (7)$$

趋近律的选择决定了系统从滑模切换面外进入到滑模切换面上的动态性能。因此,在本设计中选择指数趋近律^[13]为:

$$u_{sw1}(s) = ds_1/dt = -m_1 \text{sat}(s_1) - k_{sw1}s_1 \quad (8)$$

$$u_{sw2}(s) = ds_2/dt = -m_2 \text{sat}(s_2) - k_{sw2}s_2 \quad (9)$$

式中: m_1 、 m_2 、 k_{sw1} 、 k_{sw2} 都为大于 0 的常数。饱和函数定义为:

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} +1, s > \delta \\ \beta s, |s| \leq \delta \\ -1, s < -\delta \end{cases} \quad (10)$$

式中: δ 即为满足条件的边界层, β 为系数且 $\beta > 0$ 。现假设负载 T_L 为常数的情况下,由式(8)、(9)和数学模型可得到控制器的输出为:

$$u_{ds}^* = -L_\sigma[f_1 + m_1 \text{sat}(s_1) + k_{sw1}s_1] \quad (11)$$

$$u_{qs}^* = -L_\sigma[f_2 + m_2 \text{sat}(s_2) + k_{sw2}s_2] \quad (12)$$

$$\text{定义 } f_1 = -\frac{1}{L_\sigma}(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \tau_r})i_{ds} + \frac{L_m i_{qs}^2}{\tau_r \varphi_r} + \frac{L_m \varphi_r}{L_r L_\sigma \tau_r} + \omega_r i_{qs},$$

$$f_2 = -\frac{1}{L_\sigma}(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \tau_r})i_{qs} + \frac{L_m i_{qs} i_{ds}}{\tau_r \varphi_r} - \frac{L_m \omega_r \varphi_r}{L_r L_\sigma \tau_r} + \omega_r i_{qs}.$$

将控制输出整理为:

$$u^* = u_{eq} + u_{sw} \quad (13)$$

式中: u_{eq} 为等效控制, u_{sw} 为切换控制。

通过选取李亚普诺夫函数可证明该设计满足滑模面的存在条件,保证系统从状态空间任意初始位置都可到达滑模状态,并进一步可验证滑模的稳定性。

值得提出的是,等效控制 u_{eq} 反映的是系统到达稳态的平均控制力,主要含低频成分,而切换控制 u_{sw} 是滑模变结构控制的关键函数^[14],其主要机理是利用饱和函数(式(10))进行稳态过程的趋近。系统轨迹在滑模切换面上进行高频率切换,如图 3 所示。切换控制的存在保证了系统工作在滑模面,具有抗干扰性能,但同时也导致了控制输出具有超高频成分。这种高频成分易激发系统

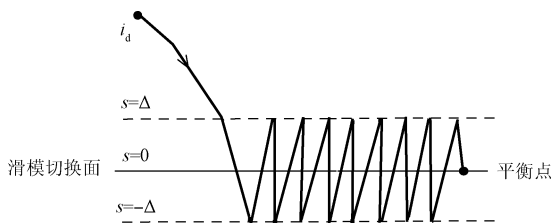


图 3 系统轨迹在滑模切换面上的切换

Fig. 3 Switch of system trajectory on sliding mode

未建模系统的不稳定,也正因为如此,应用滑模变结构控制需对半实物仿真提出更高的实时性要求,尤其是 PWM 脉冲的产生和捕捉要求更加精准,才能准确反映控制算法的控制逻辑。

3 半实物仿真系统

3.1 系统组成

半实物仿真的平台组成如图 4 所示。主要包括上位机、目标机(包括实时仿真机和协处理器)及实际控制器 3 部分组成。

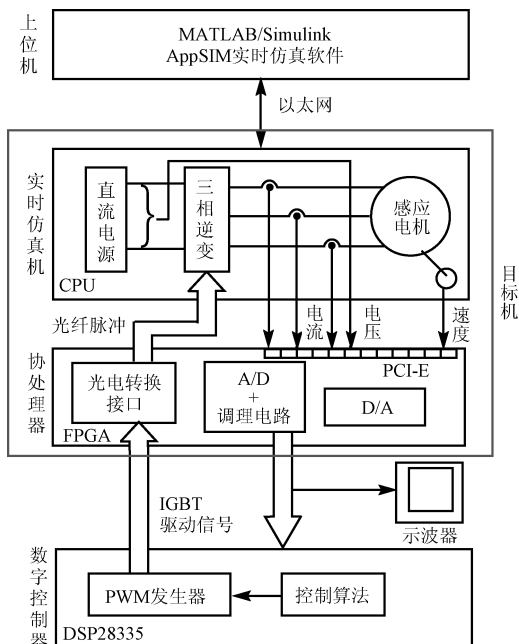


图 4 半实物仿真系统构成

Fig. 4 Constitution of hardware-in-loop simulation system

硬件配置中,实时仿真机包含 2 个 6 核的工业级 Intel 处理器,主频率高达 3.46 GHz,具有多任务并行处理的能力;协处理器采用 PCI-E 接口的 FPGA 控制卡,可扩展多个 I/O 接口箱,具有优良的并行性和 I/O 扩展能力;实际控制器是核心控制算法的载体,本文采用 DSP28335 芯片实现。

半实物仿真平台的工作原理如下:上位机主要进行模型的建立和分割,采用 MATLAB/Simulink 的 RTW 工具及 AppSIM 实时仿真软件。实时仿真软件和 MATLAB/Simulink 之间可以实现无缝连接,将系统主电路的普通模型进行分割处理,然后转化为 C 代码形式的实时模型,并通过 FTP 传送到目标机中进行处理;目标机的实时仿真机通过 GCC 编译器将 C 代码编译成可执行程序,内置的 QNX 操作系统保证了模型的实时运行,同时,运行的模型与上位机之间可以通过 UDP 网络通讯进

行数据上传,在线调参,这种方法称为基于模型设计的流程控制,即利用运行在仿真机里预装好的命令脚本来控制模型的编译、监测等操作;协处理器作为实时仿真器和数字控制器的纽带,负责输入、输出数据的双向通讯。实时仿真器经过实时运算将主电路的电压、电流、转速等信号送入基于 FPGA 控制板的协处理器,协处理器完成信号间的转换和匹配后反馈给数字控制器(DSP28335),数字控制器判断反馈信号与参考信号间的差异并进行滑模变结构控制算法控制后,将控制结果以脉冲信号的形式输出,再经过协处理器的光电转换接口(光纤脉冲)送入实时仿真机进行系统主电路的 PWM 控制,从而实现感应电机滑模变结构控制的硬件在环闭环控制。

3.2 半实物仿真机理

3.2.1 半实物仿真实时性分析

半实物仿真的实时性在于仿真模型的时间比例尺等于实际模型的时间比例尺^[15],因此,实时仿真程序的调度采用“定步长”来描述,即仿真步长时间 Δt 为固定值,这也是实时仿真区别于全数字仿真的关键之处。仿真步长的大小决定了仿真系统的实时性能,同时关系到仿真计算的精度和速度,因此,正确选择仿真步长是半实物实时仿真中必须解决的关键问题^[16]。

因此,需要分析仿真系统信号处理分布情况,才能准确选择仿真步长^[17]。根据半实物仿真的系统构成,仿真信号的处理过程,如图 5 所示。

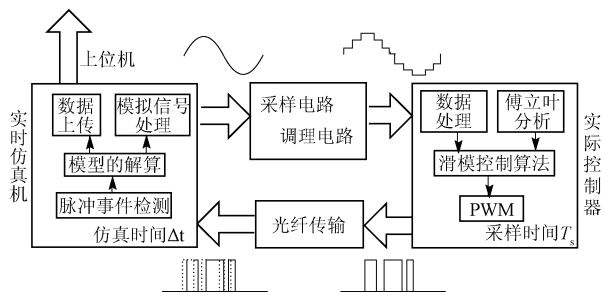


图5 半实物仿真的信号处理过程

Fig.5 Signal processing of hardware-in-loop simulation system

首先,实时仿真机的运算步长为 Δt ,实时仿真机需要利用脚本程序进行 I/O 数据通讯、脉冲时间捕捉、数据处理、功率模型的编译构建、模型解算、仿真数据上传等运算^[18],所有这些运算应该在一个步长周期 Δt 内完成。虽然,系统的 QNX 操作系统保证了仿真小步长的实时运行,但根据操作系统的定时机制及数字处理器的级别,步长范围只能在 $10 \sim 50 \mu s$ 。在一个步长运算中,仿真机与协处理器通过 PCI 总线的 DMA 通讯进行交互,基本不消耗处理器计算资源,同时由于采用高速采样器件以及 FPGA 控制,相比其他解算和通讯,这部分耗时较少,不是限制步长的主要因素。决定解算时间长短的主要因素

是模型的复杂程度,因为模型解算是处理器在步长周期内的主要计算任务,复杂的模型解算时间长,通讯、采样等处理需要的周期也更多,这就要求增大仿真步长,避免运算超时溢出,但定步长求解仿真如果步长增大了,解算精度将受到影响。因此,综合考虑各方面因素,本文采用最小步长 Δt 为 $20 \mu s$ 。数字控制器的核心程序包括数据采样、傅里叶运算、控制算法及 PWM 脉冲产生,需要在采样时间 T_s 周期内完成。在大功率变频调速系统当中,功率开关的占空比每个开关周期 T_{sw} 更新一次,开关周期为主电路的基本周期($T_{sw} = 1/f_{sw}$, f_{sw} 为开关频率),因此系统的采样时间 T_s 要小于等于开关周期 T_{sw} 才能完成 PWM 脉冲的更新,完成系统的实时监测及控制输出^[19]。

因此,仿真机中的模型解算过程系统仿真代码在每一个时间步长 Δt 执行,而 DSP 中的控制代码在每一个采样间隔 T_s 执行完毕,其软件时序图如图 6 所示。由 DSP 控制逻辑产生的 PWM 脉冲信号在采样间隔 T_s 产生,而采集的 PWM 信号在模型解算的时间间隔是步长 Δt ,当两个时间不匹配的时候,会产生开关脉冲延迟现象,影响仿真的实时性,需要采取一定的措施解决。

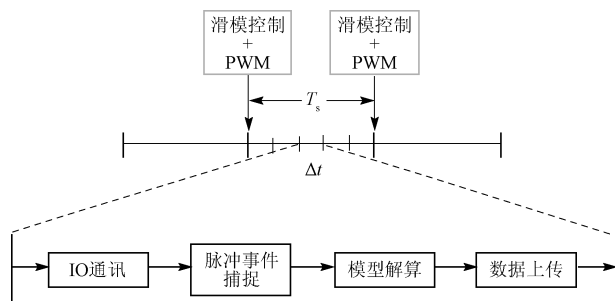


图6 仿真系统软件时序分析

Fig.6 Software timing analysis of simulation system

3.2.2 主电路模型的建立

对于大功率调速系统来说,主电路中的功率开关器件是建模的难点之一。开关脉冲延迟现象严重影响了建模的精度,其产生机理如图 7 所示。开关器件触发脉冲的时间是三角波与载波比较发生变化的时间点,即 t_a 、 t_b 两点,而仿真机采样时间只发生在每一个仿真步长 Δt ,即 t_c 、 t_d 两点,很难保证脉冲信号的同步性。滑模变结构控制靠改变系统的结构最终达到调节系统稳定目的,其切换函数具有高频开关特性(图 3),切换控制点随机性很强,而引起的 PWM 脉冲延迟现象会加重信号的失真,输出的电压和电流可能会出现尖峰、谐波、振荡等错误的控制信号。

为解决上述问题,本文在功率开关器件建模的过程中采用了基于脉冲事件捕捉的控制模块进行补偿控制。控制模块采用“近似三角形算法”,如图 8 所示,利用 C 语言描述的 MATLAB/Simulink 子模块来实现,不

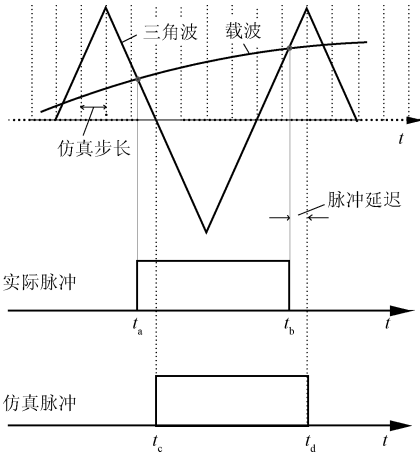


图 7 仿真脉冲延迟原理

Fig. 7 Schematic diagram of simulation pulse delay

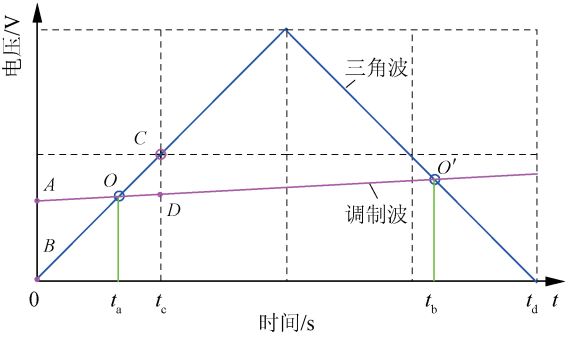


图 8 近似三角形算法

Fig. 8 Approximately triangular algorithm

仅能捕获脉冲状态发生的次数，并且能记录发生的时间。

图 8 中横坐标为仿真时间，虚线每格为一个仿真步长，本设计采用 $20\ \mu\text{s}$ 为仿真定步长时间。图中调制波与三角载波相交于 O 和 O' 点 (t_a, t_b)，由于仿真采用定步长仿真，延迟的仿真脉冲发生在 t_c, t_d 之间。假定调制波在一个仿真步长内变化缓慢接近直线斜率变化，利用载波与调制波相交点 (O 点) 前后的仿真采样点，得到一对相似三角形，即 ABO 和 CDO ，通过插值计算获得拟合的相交点 O 点的时间信息，从而在下个步长周期内进行脉冲补偿，使仿真脉冲与真实脉冲的差异逐渐减小，得到较为准确的调制结果。

4 仿真结果及分析

感应电机滑模变结构控制硬件在环仿真系统实物连接图及控制器实物连接如图 9 所示。

主电路模型采用图 2 所示拓扑结构，仿真参数如表 1 所示。



(a) 半实物仿真系统组成 (a) Physical composition of hardware-in-loop simulation
(b) 控制器实物连接图 (b) Physical connection of controller

图 9 半实物仿真实物连接

Fig. 9 Physical connection of hardware-in-loop simulation system

表 1 主电路仿真参数

Table 1 Parameters of simulation

参数	数值
开关频率 f_{sw}	5 kHz
定子电感 L_s	0.8 mH
转子电感 L_r	0.8 mH
互感 L_m	34.7 mH
转子电阻 R_r	0.228 Ω
定子电阻 R_s	0.087 Ω
转动惯量 J	1.662 kg $\cdot$ m ²
电机额定转速 n	150 r/min
电机额定电压 u	460 V
仿真步长 Δt	20 μs

本文对基于滑模变结构控制算法和基于 PI 控制算法的控制器分别进行半实物仿真的比较研究。电机的两种工况分别设定为转速给定发生突变 (转矩恒定) 和负载转矩发生突变 (转速恒定) 的两种情况。滑模变结构控制作用下两相电流波形，如图 10 所示，这表明电机在该控制策略下运行平稳。

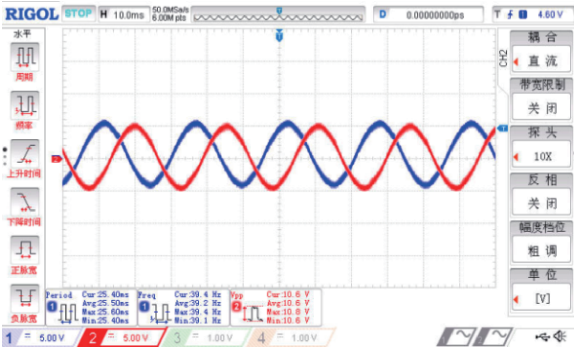


图 10 电机平稳运行的两相电流波形

Fig. 10 Two-phase current waveform of the motor running smoothly

当转速给定发生突变时，滑模变结构控制作用下电

机的转速和转矩波形如图 11 表示。为方便在一个示波器窗口内显示观察,波形在输出之前进行了幅值上的增益处理。图 11 中,①段变化过程为电机的启动过程,而②段变化过程为转速给定的突变过程(转速从 120 升为 150 r/min)。可以看出,滑模变结构控制作用下的转矩波形平稳,转速没有超调,响应时间快。图 12 所示为此种情况下,转矩变化时的电流波形,小框中将变化时段的波形进行放大观察。

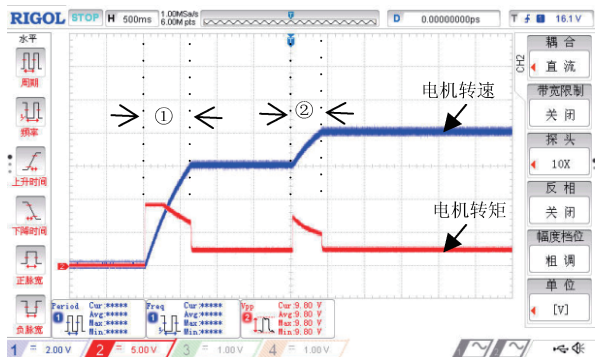


图 11 转速给定突变时电机的转速和转矩(滑模控制)

Fig. 11 Speed and torque waveforms when speed given mutation based on sliding mode control

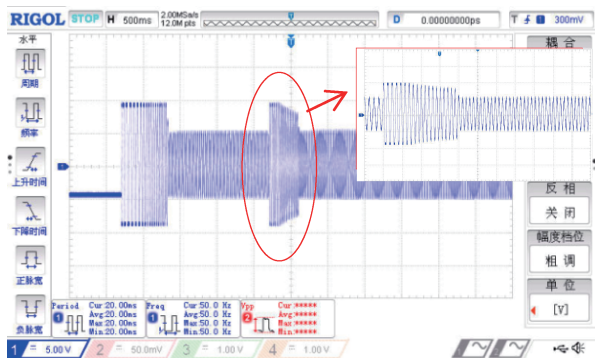


图 12 转速给定突变时的转矩变化

Fig. 12 Torque change when speed given mutation

为比较说明,转速给定突变时 PI 控制作用下的电机转速和转矩波形,如图 13 所示。可以看出,转速给定突变时,图 13 中的②段变化过程存在超调,转矩响应时间较长,脉动大。

当负载转矩发生突变,滑模变结构控制作用下电机的转速和转矩波形如图 14 所示,PI 控制作用下的波形如图 15 所示。通过比较可以看出,在图 14 中,转矩响应速度快,转速没有明显变化,没有受到转矩变化的影响。而图 15 的 PI 控制中,负载变化对外环的转速波动影响大,可以看出滑模变结构控制系统稳定性和抗干扰能力较 PI 控制有很大提高。

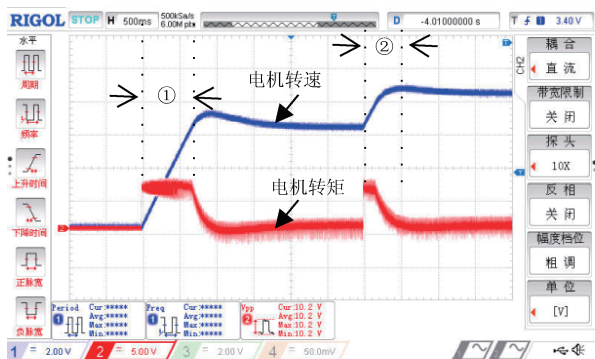


图 13 转速给定突变时电机的转速和转矩(PI 控制)

Fig. 13 Speed and torque waveforms when speed given mutation based on PI control

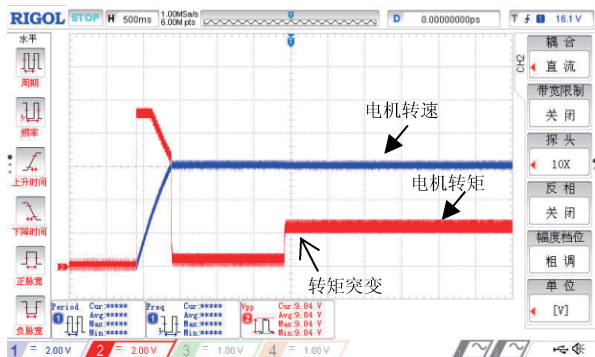


图 14 负载转矩突变时电机的转速和转矩(滑模控制)

Fig. 14 Speed and torque waveforms when torque given mutation based on sliding mode control

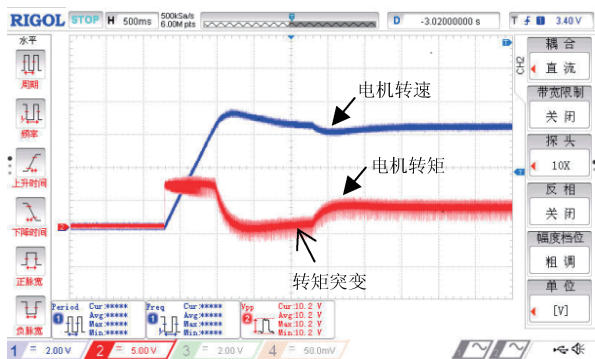


图 15 负载转矩突变时对转速外环的影响(PI 控制)

Fig. 15 Influence of torque given mutation based on PI control on speed outer-ring

5 结论

半实物实时仿真技术在高性能调速系统的开发和设计中起到了关键性的作用。本文实现了感应电机滑模变

结构控制系统的半实物仿真。主要结论如下:1)半实物仿真基于实时条件,可信度高,验证了滑模控制系统在稳态输出、响应时间、抗扰动性等方面的优势;2)仿真步长、脉冲延迟及滑模变结构控制中的切换函数都是实时仿真建模需要考虑的关键问题。半实物仿真实现了控制系统的快速开发、控制算法的快速验证,节约了成本,并对实际试验设计有一定的指导作用,为先进控制算法在传动系统的工程设计和开发提供了一种有利的手段和参考。

参考文献

- [1] 邱忠才,肖建,郭冀岭,等. 永磁同步电机速度预测电流解耦控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(5):648-654.
QIU ZH C, XIAO J, GUO J L, et al. PMSM control system based on speed predictive controller and current decouple controller [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29 (5): 648-654.
- [2] 王涛,肖建,李冀昆. 感应电机无源性分析及自适应控制[J]. 中国电机工程学报,2007,27(6): 31-34.
WANG T, XIAO J, LI J K. Passivity analysis of induction motor and adaptive control[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(6):31-34.
- [3] 张永昌,杨海涛. 感应电机模型预测磁链控制[J]. 中国电机工程学报,2015,35(3):719-726.
ZHANG Y CH, YANG H T. Model predictive flux control for induction motor drives[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(3):719-726.
- [4] 史宏宇,冯勇. 感应电机高阶终端滑模磁链观测器的研究[J]. 自动化学报,2012,38(2):288-294.
SHI H Y, FENG Y. High-order terminal sliding mode flux observer for induction motors [J]. Acta Automatic Sinica, 2012, 38(2):288-294.
- [5] 高为炳. 变结构控制理论基础[M]. 北京: 中国科学技术出版社,1990.
GAO W B. Theoretical Basis of Variable Structure Control [M]. Beijing: Science & Technology Press, 1990.
- [6] 郭长欢,黄建. 基于 RT-LAB 的无刷直流电动机伺服系统半实物仿真[J]. 国外电子测量技术, 2015, 34(10):22-27.
GUO C H, HUANG J. Hardware-in-the-loop simulation of brushless DC motor servo system based on RT-LAB[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2015, 34(10):22-27.
- [7] 吕俊,李鑫,凡永华. 基于 RT-LAB 的高空飞艇半实物仿真系统设计[J]. 电子测量技术, 2015, 38(3): 13-16.
LU J, LI X, FAN Y H. Design of RT-LAB in the hardware -in-the-loop simulation of high altitude airship[J]. Electronic Measurement Technology, 2015, 38(3):13-16.
- [8] 卢子广,柴建云,王祥珩,等. 电力驱动系统实时控制虚拟实验平台[J]. 中国电机工程学报,2003, 23(4):123-127.
LU Z G, CHAI J Y, WANG X H, et al. Virtual test platform for real-time control of electrical drives [J]. Proceedings of the CSEE, 2003,23(4):123-127.
- [9] 赵凯辉,陈特放,张昌凡,等. IPMSM 非奇异快速终端滑模无速度传感器转矩控制[J]. 仪器仪表学报, 2015,36(2):294-303.
ZHAO K H, CHEN T F, ZHANG CH F, et al. Sensorless and torque control of IPMSM applying NFTSMO[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(2):294-303.
- [10] 秦斌,姜学想,周浩,等. 基于 SVM 的永磁直驱风电系统滑模变桨距控制[J]. 仪器仪表学报,2014,35(7): 1525-1531.
QIN B, JIANG X X, ZHOU H, et al. SVM-based sliding mode control of pitch angle for direct driven PM wind turbine system [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2014,35(7): 1525-1531.
- [11] 沈艳霞,林瑾,纪志成. 感应电机 Backstepping 控制方法及 dSPACE 实时仿真研究[J]. 系统仿真学报, 2005,17(9):2207-2210.
SHEN Y X, LIN J, JI ZH CH. Study on backstepping control and dSPACE realization for induction motors [J]. Journal of System Simulation, 2005, 17(9):2207-2210.
- [12] 黄志,程小华. 基于滑模变结构矢量控制的异步电机调速[J]. 电机与控制应用,2007,34(4):45-48.
HUANG ZH, CHENG X H. Based on sliding mode variable structure vector control for asynchronous motors speed control [J]. Electric Machines & Control Application, 2007,34(4): 45-48.
- [13] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 北京: 清华大学出版社,2005.
LIU J K. Sliding Mode Control Design and MATLAB Simulation [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2005.
- [14] UTKIN V. Sliding mode control design principles and applications to electrical derives [J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics,1993, 40(1):23-36.
- [15] 单家元. 半实物仿真[M]. 北京:国防工业出版社,2008.
SHAN J Y. Semi-Physical Simulation [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2008.

- [16] 贾旭东. 基于 RTDS 的交直流系统实时数字仿真方法研究与实现[D]. 保定:华北电力大学,2009
JIA X D. Research and implementation of real-time digital simulation method of AC-DC power system based on RTDS [D]. Baoding: North China Electric Power University, 2009.
- [17] DINAHAHI V R, IRAVAN M R, BONERT R. Real-time digital simulation of power electronic apparatus interfaced with digital controllers[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2001,16(4): 775-781.
- [18] VENKATA D, REZA I, RICHARD B. Design of a real-time digital simulator for a D-STATCOM system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(5):1001-1008.
- [19] PARMA G G, DINAHAHI V. Real-time digital hardware simulation of power electronics and drives[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22 (2): 1235-1246.

作者简介



曹靖,1979 年出生,2002 年于燕山大学获得学士学位,2005 年于北方工业大学获得硕士学位,现为北方工业大学讲师,主要研究方向为变结构控制。

E-mail:caojing@ncut.edu.cn

Cao Jing was born in 1979, received B. Sc. from Yanshan University in 2002 and M. Sc. from North China University of Technology in 2005, respectively. Now she is a lecturer in North China University of Technology. Her main research interest includes sliding mode control.



童朝南,1955 年出生,北京科技大学自动化学院教授,博士生导师,主要研究方向为非线性控制理论及应用。

E-mail: tcn@ustb.edu.cn

Tong Chaonan was born in 1955. He is a professor in University of Science and Technology Beijing now. His main research interests include nonlinear control theory and its applications.