

# 第5章

## 半实物/实物仿真技术与应用

### 5.1 概述

#### 1. 系统仿真的类型

所谓系统仿真,可以理解为对一个已经存在或尚不存在但正在开发的系统进行系统特性研究的综合技术。对于实际系统不存在或已经存在但无法在现有系统上直接进行的情况,只能设法构造既能反映系统特征又符合系统研究要求的系统模型,并在该系统模型上进行所关心问题的研究,以期揭示已有系统和未来系统的内在特性、运行规律、分系统之间的关系,并预测未来。系统仿真是以建模理论、计算方法、评估理论为基本理论,以计算机技术、网络技术、图形图像技术、多媒体技术、软件工程、信息处理、自动控制及系统工程等相关技术为支撑的综合性交叉科学<sup>[1-4]</sup>。

根据仿真方法和模式的不同,系统仿真可分为以下四种类型:

(1) 数字仿真。主要用于控制系统的前期开发,为系统设计提供理论依据,并为其他类型的仿真提供数值解。数字仿真是基于系统数学模型的仿真,它的显著优点是经济、方便、灵活;但是,其真实性要依赖所建立的数学模型的精确性。

(2) 虚拟现实。该仿真类型是在经济全球化、贸易自由化和社会信息化及技术更新速度加快的新形势下,制造业的经营战略发生了很大变化,企业面临如何在最短的时间内,用最经济的手段开发出用户能够接受的产品要求下产生的。自动化方向的虚拟制造是采用建模技术在计算机及高速网络支持下,在计算机群组协同工作条件下,通过三维模型及动画实现产品设计、工艺规划、加工制造、性能分析、质量检验以及企业各级过程的管理与控制的仿真产品制造过程,最典型的应用是汽车制造业。虚拟制造的突出优点是机械设计师和控制工程师共享三维模型,可大大缩短产品的开发周期并降低产品的开发费用。

(3) 半实物仿真,又称为半物理仿真。这部分仿真实验在条件允许的情况下尽可能在仿真系统中接入实物,以取代相应部分的数学模型,而将控制系统的其他部分由仿真设备模拟<sup>[5-7]</sup>。由于在控制回路中接入实物,半实物仿真系统必须实时运行,因此半实物仿真属于实时仿真(即仿真时间的标尺等于客观世界的自然时间标尺)。半实物仿真最初应用于军事领域(例如战斗机测试、卫星姿态控制、火箭控制和导弹制导等),近年来其应用范围逐渐扩展到汽车电子、电力牵引、电力系统等领域。由于半实物仿真已经比较接近实际情况,从而可得到更确切的产品信息。对于半实物仿真技术,本节将在后续内容中进一步展开讨论。

(4) 实物仿真,又称为物理仿真。由实际的全系统参与仿真实验,它主要包含两种仿真情况:一种情况由于产品的实际使用环境不易受到控制,因此将实际产品放置在模拟的环境中进行实验,使用最多的是飞行器的风洞实验;另一种情况是为了研究特定的技术或产品而首先使用相应的实物模型(缩小的或者放大的)进行仿真实验,如为了研究某些大型机械(如 50t 龙门吊车)的控制方案,研究人员往往会先制作一个等比例缩小的模型来进行实物仿真实验。实物仿真实验的优点是真实直观,但投资大、开发周期长、实验易受到限制。

纵观上述四种仿真模式,可以发现这四种仿真模式对应的仿真结果的真实性的由低到高的,数字仿真和虚拟现实都可以由计算机独立完成,而半实物仿真和实物仿真都是在有实际产品参与的情况下进行的。在仿真技术蓬勃发展的今天,对于某些重要产品的开发或技术的验证过程应该是包含这四个仿真模式并逐一进行的。本书在前述章节中已详细介绍了数字仿真和虚拟现实/虚拟样机技术,本节将对近年来兴起和快速发展的半实物仿真技术的基本概念和相关理论进行详尽讨论,5.2 节和 5.3 节将分别给出半实物仿真和实物仿真的典型工程应用案例。

## 2. 半实物仿真技术

### (1) 半实物仿真的两种类型。

广义上的半实物仿真具有丰富的理论内涵和广阔的应用领域,例如航空航天领域广泛使用的三维转台即属于半实物仿真装置,可用于模拟飞行器的各种姿态角运动,复现其运动时的各种动力学特性<sup>[1]</sup>。需要注意的是,本章主要探讨的是基于 MATLAB/Simulink 的机电控制系统的半实物仿真问题,对于其他领域的半实物仿真则不在本书的讨论范围之内。

半实物仿真技术有两种实现类型:一种称为快速控制原型(rapid control prototype, RCP),即用半实物仿真系统作为控制器,对实际物理系统进行控制,验证控制算法性能和控制器参数<sup>[8]</sup>;另一种则称为硬件在回路仿真(hardware-in-loop simulation, HILS),指的是用半实物仿真系统模拟被控对象,在实物控制器(实际应用的控制器的)作用下进行实验研究<sup>[9]</sup>。例如,对于异步电机的矢量控制问题,其快速控制原型半实物仿真如图 5-1(a)所示(此时半实物仿真系统运行控制算法,模拟实际 DSP 等控制器),而硬件在回路半实物仿真如图 5-1(b)所示(此时半实物仿真系统中运行电机驱动系统电气主回路的仿真模型,模拟三相电压型逆变器和异步电机等被控对象)。

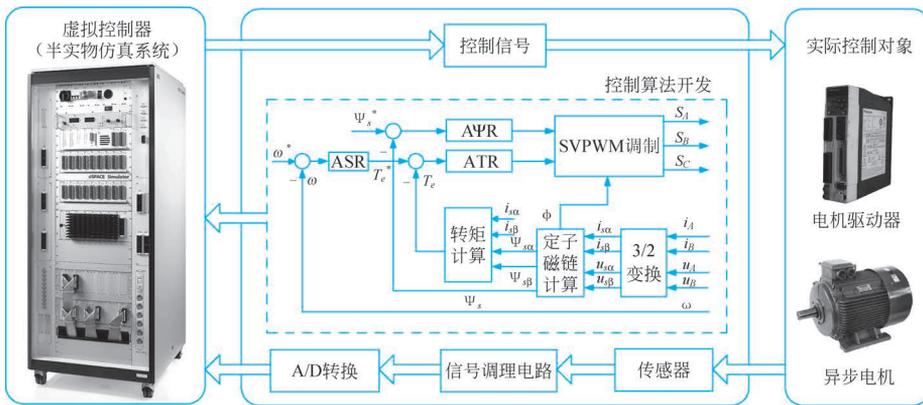
上述两种半实物仿真技术均可与 MATLAB/Simulink 完全无缝链接,将计算机仿真与实时控制有机结合,实现 Simulink 所建模型的代码转化、下载和运行,避免了 DSP 等嵌入式系统软件程序的烦琐编程,使得研究人员可更专注于控制策略的设计与优化;同时,半实物仿真系统一般均具有强大的数据采集与记录功能,便于控制系统参数在线调节和整定,以及实验结果的对比分析。

### (2) 基于半实物仿真的系统开发流程。

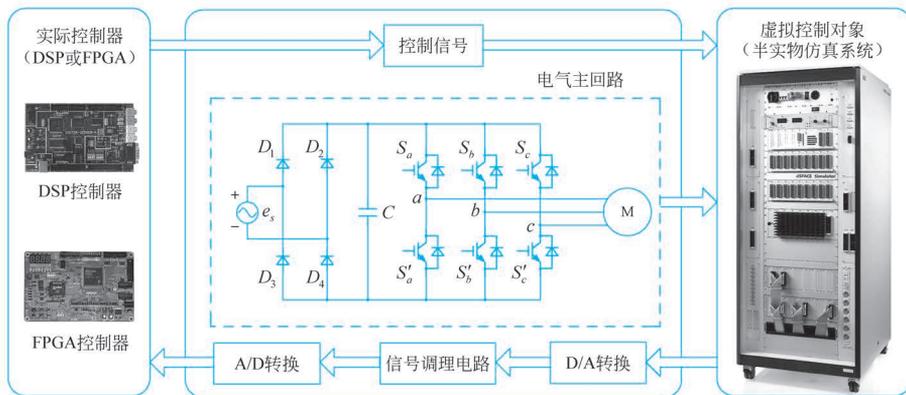
利用半实物仿真技术,进行机电产品、电力电子装置等系统设计时,常常遵循“V 形”开发流程<sup>[10]</sup>,如图 5-2 所示。

① 离线数字仿真。该阶段的主要任务是利用 MATLAB/Simulink 软件,建立系统的离线仿真模型,对系统参数进行设计,并初步验证控制算法。

② 快速控制原型测试。在此阶段中,半实物仿真系统将控制算法的 MATLAB/Simulink 离线仿真模型转化为可以运行于快速控制原型控制器的目标代码。此时,半实物仿真系统



(a) 快速控制原型半实物仿真技术



(b) 硬件在回路半实物仿真技术

图 5-1 半实物仿真的两种类型

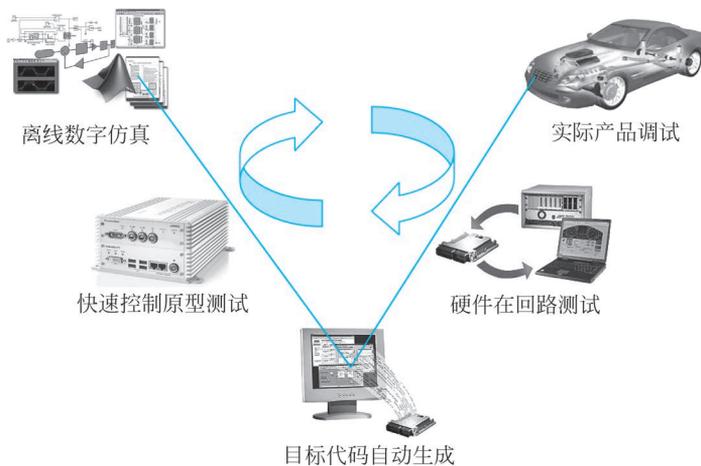


图 5-2 基于半实物仿真的“V形”系统开发流程

作为快速原型控制器对实际对象进行闭环控制,达到进一步验证控制算法的目的。这种方式充分利用 MATLAB/Simulink 离线仿真模型的先期结果,并将其作用于实际控制对象

上,可实现控制算法的快速设计、系统测试和参数整定,大大缩短了产品开发周期,提高了研究工作效率。

③ 目标代码自动生成。在此阶段中,半实物仿真系统将快速控制原型阶段验证后的控制算法,通过目标代码自动生成技术(例如 dSPACE 公司的 Targetlink 工具),转化为可以运行于实际控制器的目标代码。转化的过程一般为:基于 MATLAB/Simulink 的 Simulink Coder 和 Embedded Coder 等工具将控制算法离线仿真模型转化为 C/C++ 代码,再通过脚本语言调用相应的编译器将 C/C++ 代码编译生成目标代码(可面向多个厂家/型号的嵌入式处理器自动生成目标代码)。

④ 硬件在回路测试。在此阶段中,利用 MATLAB/Simulink 软件建立控制对象仿真模型,并编译下载至半实物仿真系统中,模拟实际控制器的运行环境,对目标代码自动生成阶段获得的实际控制器进行测试和检验,进一步验证控制算法。这种方法常用于实体实验成本高或不便于长期实验的场合(高危险性、数据难于获取等),例如高速铁路电力牵引系统的开发过程。

⑤ 实际产品调试。此阶段采用“实际控制器+实际控制对象”的调试方式,如果遇到问题,可再回到快速控制原型和硬件在回路测试阶段,利用半实物仿真平台,模拟现场故障,解决实际问题。

### (3) 半实物仿真的实现平台。

近年来,随着半实物仿真技术的快速发展,出现了多种半实物仿真实现平台,具有一定影响力的相关产品包括 dSPACE 半实物仿真平台、RT-Lab 半实物仿真平台、RTDS 半实物仿真平台和 A&D 半实物仿真平台等。由于 dSPACE 半实物仿真平台问世早、应用面广、影响力大,因此本节将对其硬件系统和软件系统进行重点介绍;对于其他半实物仿真平台,由于与 dSPACE 在体系结构上有一定相似之处,因此下面对其他三种半实物仿真平台进行简要介绍,重点突出每种仿真平台在技术和应用方面的特殊之处。

① dSPACE 半实物仿真平台。dSPACE 半实物仿真系统是德国 dSPACE 公司研发的一套基于 MATLAB/Simulink 的控制系统开发及测试工作平台,目前已在汽车电子、航空航天和工业自动化等领域得到了广泛应用。dSPACE 半实物仿真系统由硬件系统和软件系统两部分组成,其硬件系统具有高速的处理能力以及丰富的 I/O 接口,可以根据用户的需要进行扩展和剪裁;软件系统包括从 Simulink 模型到目标代码自动生成工具,以及对实验进行可视化、自动化管理的一系列软件<sup>[11-13]</sup>。

在硬件系统方面,dSPACE 半实物仿真系统硬件资源丰富、板卡功能齐全,具有工业控制领域常用的数字接口、模拟接口和通信接口(RS232、RS485、CAN、Profibus 等),其一般可分为单板系统、组件系统和专用仿真系统等类型。

在 dSPACE 单板系统中(例如 DS1103 和 DS1104),半实物仿真系统的 CPU 处理器和外围 I/O 集成在一起(如图 5-3(a)所示),其移动灵活、组建方便,但不具有板卡扩展能力,且只适用于快速控制原型半实物仿真领域。

对于 dSPACE 组件系统,其由高速处理器板卡和各种功能的 I/O 板卡组合而成,处理器板和 I/O 板卡之间的通信由 PHS(Peripheral High-Speed)总线完成,具有灵活的扩展性能,可根据用户需要进行扩展和剪裁,同时还支持多处理器系统(如图 5-3(b)所示)。组件系统的处理器包括 DS1005 和 DS1006 等型号,配备合适的 I/O 板卡后,既可应用于快速控

制原型场合,也可应用于硬件在回路场合。

dSPACE 专用仿真系统指的是 AutoBox (如图 5-3 (c) 所示)、MicroAutoBox 和 Simulator 等专用内置式车载仿真系统,满足汽车、火车和飞机等运载系统在空间体积、振动和环境温度上的需求。例如在汽车电子领域,AutoBox 在发动机控制、底盘控制、电机驱动控制等产品设计开发中具有大量应用。

此外,dSPACE 硬件系统还包括机箱、面板连接器(如图 5-3 (d) 所示)等附件,以组成完整产品,与外界信号相连接。

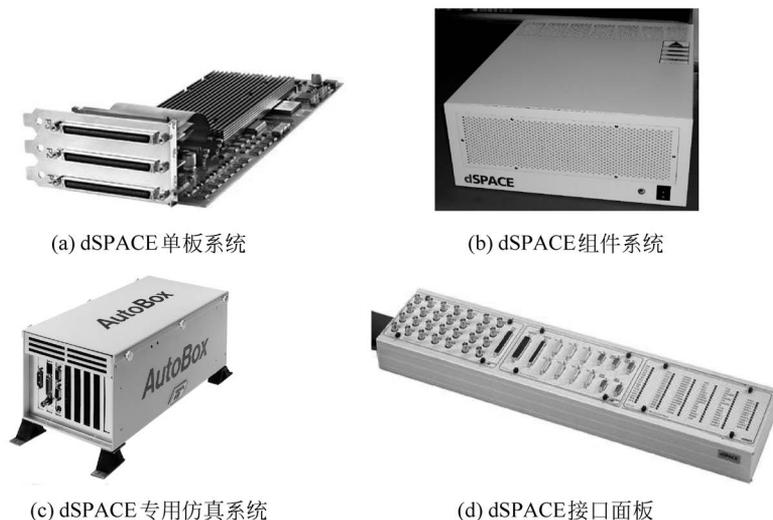


图 5-3 dSPACE 硬件系统

在软件系统方面,dSPACE 半实物仿真系统包括 Real-Time Interface (RTI)、ControlDesk、MotionDesk、MLIB/MTRACE 和 TargetLink 等软件工具。

Real-Time Interface 是连接 dSPACE 半实物仿真系统与 MATLAB/Simulink 之间的纽带,可实现从 Simulink 仿真模型到 dSPACE 实时硬件代码的无缝自动编译和下载,避免了费时费力的手工编程。

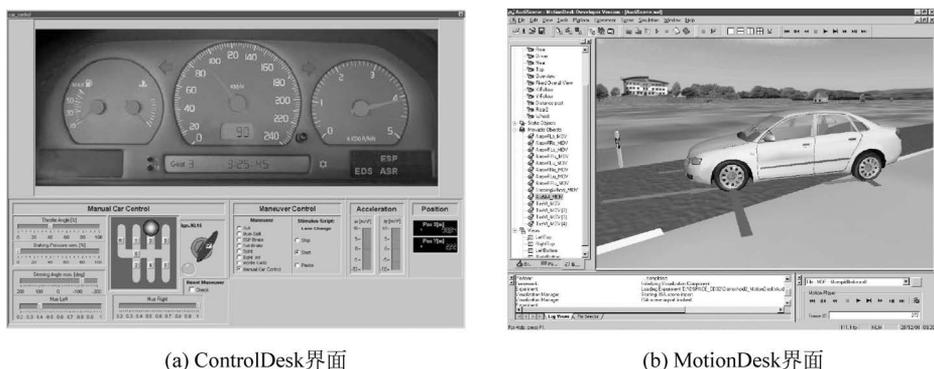
ControlDesk 是 dSPACE 半实物仿真系统的人机交互界面(如图 5-4 (a) 所示),使用方法与工业控制组态软件类似,可实现 dSPACE 半实物仿真系统的硬件管理、变量管理、参数管理、虚拟仪表测控和数据采集存储等功能。

MotionDesk 可实现仿真系统三维动画显示和图像化视景设计,如图 5-4 (b) 所示。

MLIB/MTRACE 可使用 MATLAB 功能强大的优化、统计等工具箱,实现在线控制器参数优化和大型数据跟踪记录等功能,其可以和 ControlDesk 同时使用。

TargetLink 用于目标代码自动生成,可将 Simulink 仿真模型转换为指定嵌入式处理器的产品级 C/C++ 代码。

② RT-Lab 半实物仿真平台。RT-Lab 是由加拿大 Opal-RT 公司推出的一套工业级实时仿真平台。作为一种全新的基于模型的工程设计应用平台,可以灵活地应用于诸多工程系统仿真和控制场合,通过将复杂的模型划分成多个可并行执行的子系统,并分配到多个 CPU 或 FPGA 上,从而构成分布式实时仿真系统。RT-Lab 半实物仿真最突出的特点是借助“CPU+FPGA”分布式结构和丰富的仿真模型库,具有很强的仿真建模与运算能力,近年



(a) ControlDesk界面

(b) MotionDesk界面

图 5-4 dSPACE 软件系统

来面向电气工程学科提出了多种解决方案,如可应用于电力电子与电机驱动领域的 eDRIVESim 平台和可应用于电力系统保护与控制领域的 eMEGAsim 平台<sup>[14,15]</sup>。RT-Lab 半实物仿真平台包括 OP4500、OP5600、OP7000 和 OP7020 等多种型号,如图 5-5 所示。

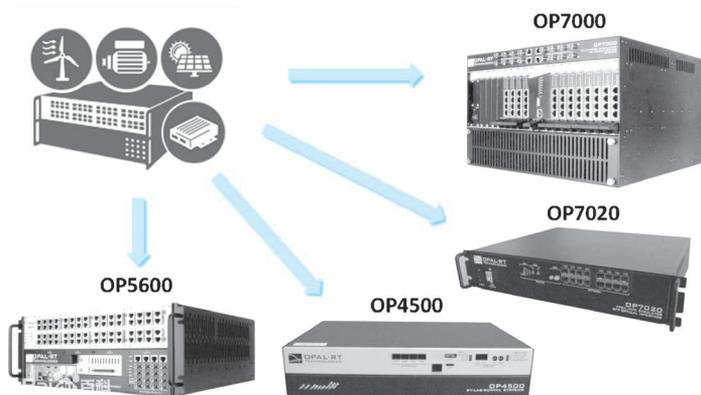


图 5-5 RT-Lab 半实物仿真平台

③ RTDS 半实物仿真平台。RTDS 是加拿大 RTDS(Real Time Digital Simulator)公司推出的专门用于实时电力系统电磁暂态仿真的研究平台,其对电力系统,尤其是对 HVDC (High-Voltage Direct Current) 和 FACTS (Flexible Alternative Current Transmission Systems) 装置的仿真准确性已经得到了国际上广泛的验证和认可<sup>[16]</sup>。RTDS 半实物仿真平台如图 5-6 所示。

在硬件上,RTDS 采用高速 DSP 芯片和并行处理结构以完成连续实时快速运算。RTDS 的软件系统由图形用户界面 RSCAD(Real-time Simulator CAD)、电力系统和控制元件模型库以及编译器组成,方便用户进行仿真模型搭建、仿真实验运行和实验结果分析。RTDS 半实物仿真系统目前在电力系统装置开发(继电保护装置、HVDC 控制器、FACTS 控制器以及发电机励磁装置等)、电力系统稳定性研究、电力系统故障分析和技术培训等方面得到了广泛应用。

④ A&D 半实物仿真平台。A&D 半实物仿真平台是由日本 A&D 株式会社推出的产品,A&D 公司是世界一流的检测仪器产品生产商和服务提供商,以生产精密天平而在世界闻名。A&D 半实物仿真平台包括 AD5435 高性价比解决方案和 Procyon 高性能解决方案。

AD5435 半实物仿真系统的突出特点是其前面板装有一块触摸屏(如图 5-7 所示),支持灵活的人机界面组态,可脱离上位机独立运行;同时,它具有双 CPU 架构,一个 CPU 用于高速数据处理与运算,另一个 CPU 用于触摸屏/键盘等人机交互以及与上位机间的网络通信;此外,AD5435 支持直流供电,便于根据工业现场情况,灵活选择供电方式<sup>[17]</sup>。Procyon 半实物仿真平台为基于多个多核 CPU 和 FPGA 的开放式、可配置的实时仿真系统,可应用于复杂对象的快速控制原型和硬件在回路半实物仿真领域<sup>[18]</sup>。



图 5-6 RTDS 半实物仿真平台



图 5-7 A&D 半实物仿真平台

除了上述国外产品之外,国内北京经纬恒润科技有限公司、北京华力创通科技股份有限公司也开发了 HiGale、HRT1000 等具有我国自主知识产权的半实物仿真产品,目前在航空、航天、兵器、船舶、轨道交通等领域得到了一定的应用;然而,与国外知名产品相比,在产品性能和影响力方面尚有一段差距,期待未来可打破国外产品一统天下的局面,在半实物仿真产品方面占据一席之地。

目前,半实物仿真技术正向着“CPU+FPGA”多处理器分布式并行计算、“功率级”硬件在回路仿真(半实物仿真系统直接接入大功率强电回路)、与虚拟样机/虚拟现实技术相结合等方向发展<sup>[10]</sup>,随着我国航空航天、武器装备、轨道交通、智能电网等行业的迅猛发展,相信半实物仿真技术必将具有更为广阔的应用前景。

### 3. 网上资源

以下网站有助于读者更进一步了解和应用半实物仿真/实物仿真技术。

中国系统仿真学会: <http://cass-sim.buaa.edu.cn>;

中国仿真互动: <http://www.simwe.com>;

系统仿真学报: <http://www.china-simulation.com>;

计算机仿真: <http://www.compusimu.com>;

MATLAB 仿真论坛: <http://www.ilovematlab.cn>。

## 5.2 半实物仿真技术应用

本节结合 4 个实际的工程案例给出了“半实物仿真技术”(RCP 快速控制原型与硬件在回路 HIL)在控制系统设计与实际应用中的全过程,从中我们可以体会“系统建模与仿真”

技术在实际工程应用中的价值所在。

### 5.2.1 基于 TORA 的土木工程减振控制

#### 1. 问题提出

旋转激励的平移振荡器(Translational Oscillator with Rotating Actuator, TORA),又称为 RTAC(Rotational/translational actuator),是航天领域中双自旋卫星的共振捕获现象的一个简化模型<sup>[19]</sup>。该系统由一个未驱动的平移振荡器和驱动的转动偏心质量组成,其中小车(平移振荡器)与弹簧相连,并在水平面内做一维运动。偏心质量在输入转矩的作用下在水平面内转动,如图 5-8 所示。当给这个偏心质量一个输入转矩时,偏心质量在  $\theta \in [-\pi, \pi]$  范围内转动,进而带动小车在水平面内来回移动。由于 TORA 系统拥有两个自由度且仅有一个输入,即小车位移和偏心质量转角两个自由度,但只有偏心质量转角是直接驱动的,因此 TORA 系统是一个典型的“欠驱动系统”。

TORA 系统除了是航天领域双自旋卫星共振捕获现象的简化模型外,还是结构物振动控制领域里主动振动控制系统的简化模型,该系统由一个电机驱动的质量块固定在具有质量、阻尼和刚度的单层框架结构上构成,如图 5-9 所示。

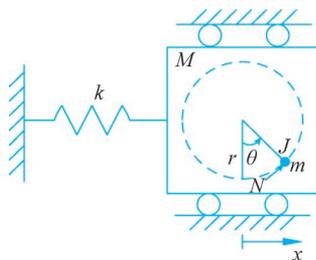


图 5-8 TORA 系统

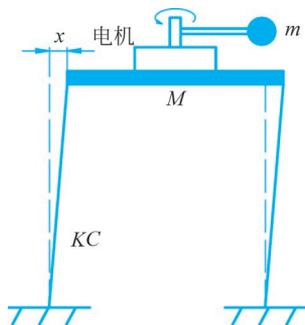


图 5-9 单层框架形式的 TORA

通过结构振动分析可知,上述两种形式的 TORA 结构动力学特性是等价的,为了研究土木结构的振动控制,这里将图 5-9 所示单层框架形式的 TORA 系统作为主要研究对象,与土木工程中传统的结构主动质量阻尼控制系统(Active Mass Damper, AMD)(图 5-10)相比, TORA 系统的惯性质量在作动器牵引下做旋转运动,行程不受限制,且具有结构简单、控制灵活、易于应用等特点。

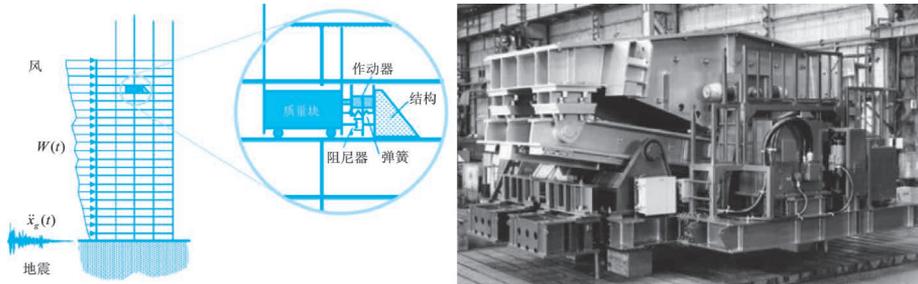


图 5-10 结构 AMD 控制系统

## 2. 系统建模

单层框架形式的 TORA 系统与图 5-8 中 TORA 系统具有相同的数学模型,通过应用分析力学里的拉格朗日方程可建立其数学模型。拉格朗日方程是解决复杂的非自由质点系的动力学问题的基本方法<sup>[20]</sup>。拉格朗日方程从广义能量出发,以与广义坐标变量数目相等的广义坐标方程来表达系统的动态,其普遍形式是:

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_n}\right) - \left(\frac{\partial L}{\partial q_n}\right) = Q_n \quad (n=1,2,\dots) \quad (5-1)$$

其中  $L$  为拉格朗日算子,  $q_n$  为广义坐标,  $n$  为质点系自由度,  $Q_n$  为广义力。

对于如图 5-9 所示的单层框架形式的 TORA 系统,其框架结构质量为  $M$ ,刚度为  $K$ ,阻尼为  $C$ ,惯性质量为  $m$ ,偏心惯性质量在电机控制转矩  $N$  的作用下在水平面内转动,转动半径为  $r$ ,转过角度为  $\theta$ ,惯性质量关于质心转动惯量为  $J$ ,单层框架在水平面内做一维运动,集中质量  $M$  的位移为  $x$ ,不引起歧义的情况下,本节将该位移称为结构位移,垂向位移较小,在这里不做研究。

取结构位移  $x$ ,电机转角  $\theta$  作为系统的广义坐标系,在此基础上对系统进行动力学分析。

首先计算出整个系统的动能和势能,系统的总动能由两个部分组成,结构振动动能为

$$T_1 = \frac{1}{2}M\dot{x}^2 \quad (5-2)$$

惯性质量的动能包括随结构运动的平动动能和绕电机轴及自身质心转动的旋转动能:

$$T_2 = \frac{1}{2}m\dot{x}^2 + mr\dot{x}\dot{\theta}\cos\theta + \frac{1}{2}(mr^2 + J)\dot{\theta}^2$$

系统总的动能为

$$T = T_1 + T_2 = \frac{1}{2}(M + m)\dot{x}^2 + mr\dot{x}\dot{\theta}\cos\theta + \frac{1}{2}(mr^2 + J)\dot{\theta}^2 \quad (5-3)$$

系统的总势能为

$$P = \frac{1}{2}Kx^2 \quad (5-4)$$

则系统的拉格朗日算子函数为

$$\begin{aligned} L &= T - P \\ &= \frac{1}{2}(M + m)\dot{x}^2 + mr\dot{x}\dot{\theta}\cos\theta + \frac{1}{2}(mr^2 + J)\dot{\theta}^2 + mgr\cos\theta - \frac{1}{2}Kx^2 \end{aligned} \quad (5-5)$$

根据拉格朗日方程, TORA 系统的动力学方程为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{x}}\right) - \frac{\partial L}{\partial x} = 0 \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}}\right) - \frac{\partial L}{\partial \theta} = N \end{cases} \quad (5-6)$$

经过计算可得系统的动力学描述为:

$$\begin{cases} (M + m)\ddot{x} + mr\cos\theta\ddot{\theta} - mr\sin\theta\dot{\theta}^2 + C\dot{x} + Kx = 0 \\ mr\cos\theta\ddot{x} + (mr^2 + J)\ddot{\theta} = N \end{cases} \quad (5-7)$$

通过观察该系统的物理模型,并将

$$\ddot{x}=0, \quad \dot{x}=0, \quad \ddot{\theta}=0, \quad \dot{\theta}=0, \quad N=0$$

代入 TORA 系统的动力学模型中,可以解得

$$x=0; \quad \theta \in [0, 2\pi]$$

即系统稳定时,电机角可为 $[0, 2\pi]$ 内任意值,工程实践中,考虑到便于维护和管理,应将惯性质量也稳定在某一固定位置处,这样要求用一个控制输入完成对两个独立状态变量(结构位移和电机转角)的控制,体现出了 TORA 系统的欠驱动特性。

### 3. 模型验证

#### (1) 仿真模型。

以上节得到的 TORA 系统数学模型为基础,采用 MATLAB 软件 Simulink 模块搭建 TORA 系统仿真模型,搭建起的模型如图 5-11 所示。

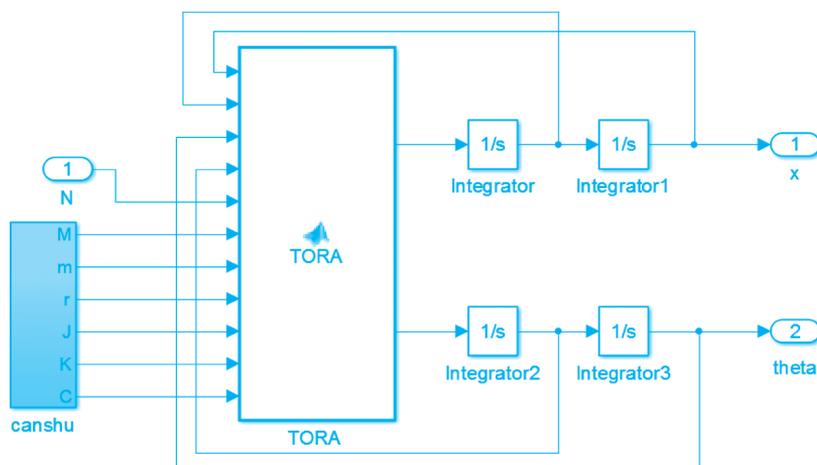


图 5-11 Simulink 仿真模型

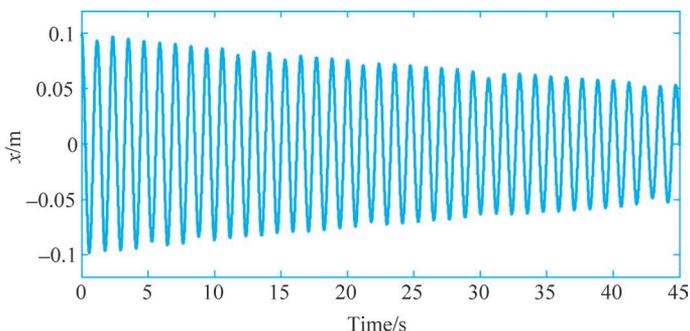
其中: TORA 子系统

```
function [D2x, D2theta] = TORA( position_now, position_acc, arc_now, arc_acc, N, M, m, r, J, K, C)
    D2x = ((m * r^2 + J) * (m * r * sin(arc_now) * arc_acc^2 - K * position_now - C * position_acc)
    - N * m * r * cos(arc_now)) / ((M + m) * (m * r^2 + J) - (m * r * cos(arc_now))^2);
    D2theta = (-m^2 * r^2 * sin(arc_now) * cos(arc_now) * arc_acc^2 + (M + m) * N + m * r * cos
    (arc_now) * (K * position_now + C * position_acc)) / ((M + m) * (m * r^2 + J) - (m * r * cos(arc_
    now))^2);
end
```

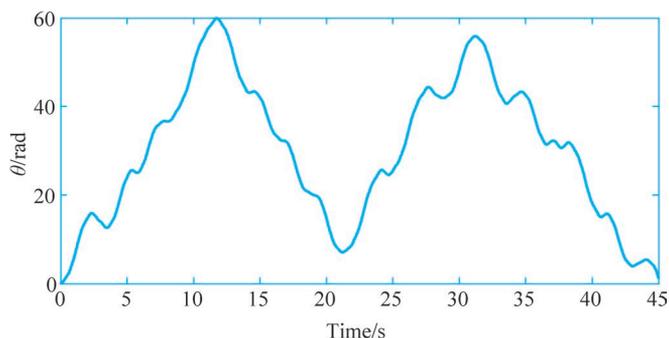
#### (2) 模型验证。

仍采用必要条件法验证所建立的数学模型具备正确模型应具备的必要性质。实验设计: 实验开始前,使结构具有初始位移  $x=0.1\text{m}$ ,其他初始条件均设为 0,即  $\dot{x}=0, \theta=0, \dot{\theta}=0, N=0$ ,之后释放结构使其做自由运动。因为结构本身具有弹簧-质量系统的性质,结构在仿真实验开始后应该在弹簧恢复力的作用下做往复运动,又因为结构阻尼的存在,结构往复运动的幅值逐渐变小,惯性质量在与结构的相互作用下应来回摆动。下面利用仿真实验来验证“正确数学模型”应具有的这一性质,对图 5-11 中的模型进行仿真,得到图 5-12 中结果。从中可见,结构往复运动过程中,位移幅值逐渐衰减,惯性质量也在一定范围内摆动。

与理论预想相符,因此可以在一定程度上认为所建立的模型是准确的。



(a) 结构位移响应曲线



(b) 电机转角响应曲线

图 5-12 TORA 系统 Simulink 仿真结果

从上述系统建模与分析结果可见,基于 TORA 的控制系统可以应用于土木工程系统的主动减振控制;相对于 AMD 系统,其“机电结构简单、控制实现方便、运动空间小”等优点,对土木工程抗风减振技术具有良好的应用前景。

#### 4. 控制系统设计

土木工程在外加荷载(如地震、风等)的作用下结构会发生位移/变形,土木工程出现较大位移对于结构安全十分不利;图 5-9 所示的 TORA 系统可以用来进行结构的减振控制,其相当于 TORA 系统的稳定性控制问题。

对于 TORA 系统,常见的稳定性控制设计方法有两类,一是通过部分反馈线性化和解耦处理将系统转化为严格反馈的级联规范型,然后应用经典的反步法得到系统的稳定控制律<sup>[21-23]</sup>,二是利用 TORA 系统的无源特性设计控制器<sup>[24-26]</sup>。本节采用滑模变结构控制(Sliding Mode Control, SMC)算法设计 TORA 系统的控制器,由于滑模变结构控制算法可有效抑制系统未建模动态,且系统在滑模面上运动时具有比鲁棒性更优的不变性,故其更适用于具有随机干扰的土木工程系统的减振控制。

##### (1) 滑模变结构控制器设计。

在为 TORA 系统设计滑模变结构控制器时,考虑到整个控制系统只有一个控制输入,但是需要控制的变量数目却不只一个,包括结构位移、惯性质量转角,这使得系统具有“欠驱动特性”,需采用特殊的滑模变结构算法——分层滑模控制算法(Hierarchical Sliding Mode Control, HSMC)——来设计控制器<sup>[27]</sup>。

为方便设计系统控制器,将系统动力学(5-7)化为以下形式

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f_1(X) + b_1(X)N \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = f_2(X) + b_2(X)N \end{cases} \quad (5-8)$$

其中

$$\begin{aligned} [x_1, x_2, x_3, x_4]^T &= [x, \dot{x}, \theta, \dot{\theta}]^T \\ f_1(X) &= \frac{(mr^2 + J)[mrsin\theta\dot{\theta}^2 - Kx - C\dot{x} - (M+m)\ddot{x}_g]}{(M+m)(mr^2 + J) - (mrcos\theta)^2} \\ b_1(X) &= \frac{mrcos\theta}{(M+m)(mr^2 + J) - (mrcos\theta)^2}N \\ f_2(X) &= -\frac{mrcos\theta[mrsin\theta\dot{\theta}^2 - Kx - C\dot{x} - (M+m)\ddot{x}_g]}{(M+m)(mr^2 + J) - (mrcos\theta)^2} \\ b_2(X) &= -\frac{M+m}{(M+m)(mr^2 + J) - (mrcos\theta)^2}N \end{aligned}$$

分层滑模控制器的滑模面选取分两级来进行,两个一级滑模面对应平动和转动两个子系统,选取如下

$$s_1 = a_1x + \dot{x}, \quad s_2 = a_2\theta + \dot{\theta} \quad (5-9)$$

很明显,假如这两个一级滑模面可以到达的话,那么  $x$  和  $\theta$  都会按指数衰减到零,这样系统达到稳定状态。

系统在两个一级滑模面上运动时,即  $\dot{s}_i = 0 (i=1,2)$  时,利用等效控制方法可以计算出等效控制律

$$\begin{cases} u_{eq1} = -\frac{f_1(X) + c_1x_2}{b_1(X)} \\ u_{eq2} = -\frac{f_2(X) + c_2x_4}{b_2(X)} \end{cases} \quad (5-10)$$

为保证每个子系统都能跟随对应的滑模面运动,最终控制输入中应包含每个子系统等效控制的一部分,可以定义如下的整体控制输入

$$u = u_{eq1} + u_{eq2} + u_{sw} \quad (5-11)$$

其中  $u_{sw}$  为控制输入的切换控制部分,可以构造如下二级滑模面:

$$S = \alpha s_1 + \beta s_2 \quad (5-12)$$

下面通过李雅普诺夫稳定性控制理论来得到控制律的切换控制部分,选取如下李雅普诺夫函数:

$$V(t) = \frac{1}{2}S^2 \quad (5-13)$$

计算其导数

$$\dot{V}(t) = S\dot{S} = S(\alpha\dot{s}_1 + \beta\dot{s}_2)$$

$$= S [\beta b_2 u_{eq1} + \alpha b_1 u_{eq2} + u_{sw} (\beta b_2 + \alpha b_1)] \quad (5-14)$$

取

$$\beta b_2 u_{eq1} + \alpha b_1 u_{eq2} + u_{sw} (\beta b_2 + \alpha b_1) = -\eta \operatorname{sgn}(S) - kS$$

可计算得( $\eta, k > 0$ )

$$u_{sw} = -(\beta b_2 + \alpha b_1)^{-1} [\beta b_2 u_{eq1} + \alpha b_1 u_{eq2} + \eta \operatorname{sgn}(S) + kS] \quad (5-15)$$

此时

$$\dot{V}(t) = -\eta |S| - kS^2 \leq 0 \quad (5-16)$$

所以二级滑模面是存在的,即证明了二级滑模面是可以到达的。故系统的最终控制律为

$$u = u_{eq1} + u_{eq2} - \frac{\beta b_2 u_{eq1} + \alpha b_1 u_{eq2} + \eta \operatorname{sgn}(S) + kS}{\beta b_2 + \alpha b_1} \quad (5-17)$$

在文献[27]中,W. Wang,J. Yi 等人对于该滑模算法一级滑模面的可达性及整体分层滑模变结构控制系统的稳定性进行了证明,这里不再赘述。

滑模变结构算法趋近律中符号函数的存在使得控制输入具有开关特性,会引起控制系统抖振。为能在实物平台上进行算法有效性的验证,考虑到电机的限制,本节采用边界层法以实现控制输入抖振的消除。这种方法的思路是对理想的继电型切换  $\operatorname{sgn}(S)$ ,引入线性段,使之变为具有饱和型特性的  $\operatorname{sat}(s)$ ,它可以表达为

$$\operatorname{sat}(s) = \begin{cases} +1 & (S > \Delta) \\ \kappa s & (|S| \leq \Delta, \kappa > 0) \\ -1 & (S < -\Delta) \end{cases} \quad (5-18)$$

因为边界层的设置使得当  $S$  在  $(-\Delta, \Delta)$  范围内变化时,控制输入保持连续,所以该方法也称为连续化法。这样,式(5-15)所表示的趋近律优化为

$$\dot{S} = -\eta \operatorname{sat}(S) - k \cdot S \quad (5-19)$$

用  $\operatorname{sat}(S)$  代替(5-17)中的  $\operatorname{sgn}(S)$ ,即可得到抖振消除后的控制输入。

(2) 数字仿真实验。

根据前面所设计的控制器,以 Simulink 为平台可以搭建出如图 5-13 所示的仿真程序,其中 SMC 模块表示滑模变结构控制器的“封装形式”,系统参数如表 5-1 所示,控制器的参数选取为, $a_1=1, a_2=150, a_3=30, a_4=1, \Delta=1$ 。

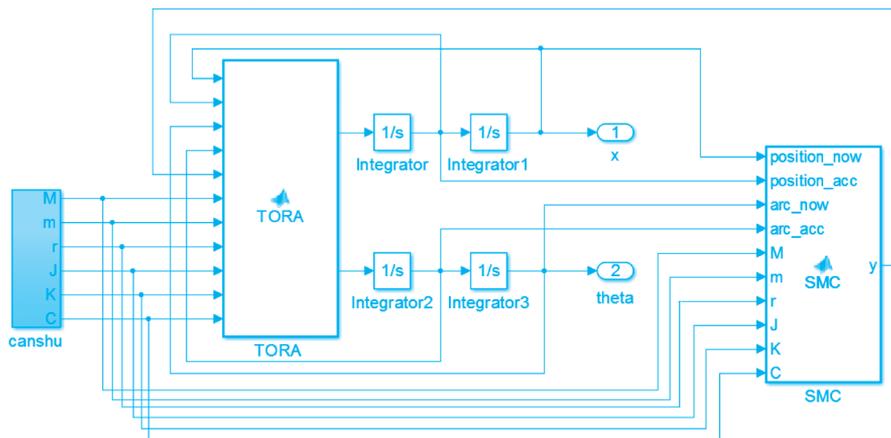
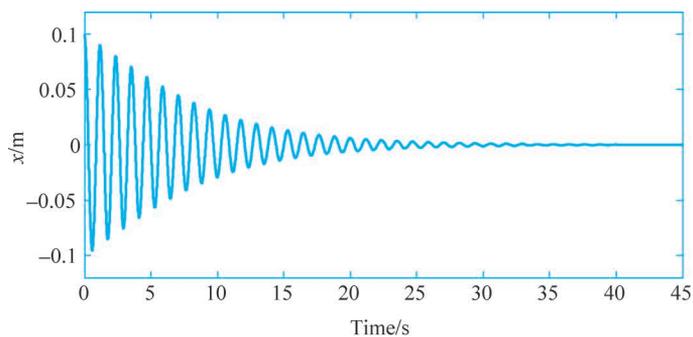


图 5-13 TORA 控制系统仿真程序

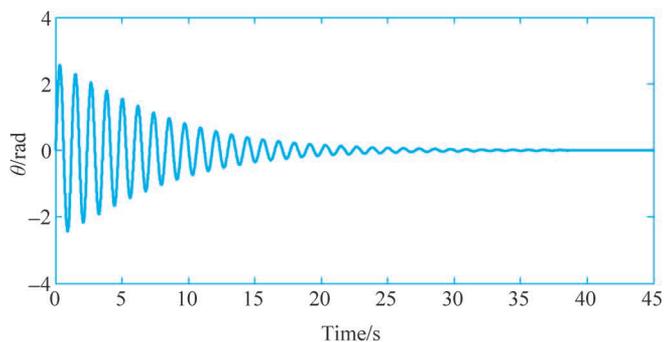
表 5-1 系统参数

项目	数值
$M$	10.235kg
$m$	0.328kg
$r$	0.05m
$J$	0.001kg/m <sup>2</sup>
$K$	294.87N/m
$C$	0.5Ns/m

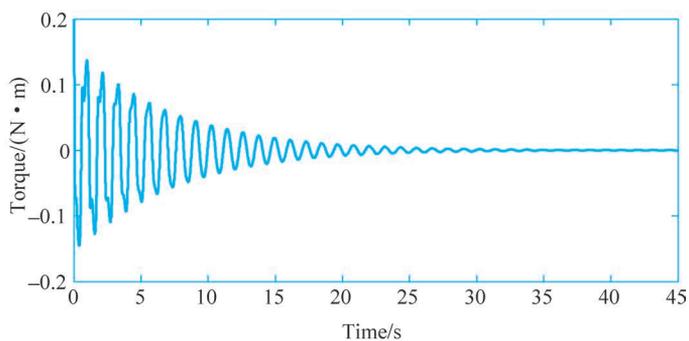
结构初始状态为  $x=0.1\text{m}$ ,  $\dot{x}=0$ ,  $\theta=0$ ,  $\dot{\theta}=0$ ,  $N=0$  时,未施加控制时,系统的结构响应如图 5-12 所示。采用滑模变结构控制器施加控制后的结果如图 5-14 所示。



(a) 结构位移



(b) 电机转角



(c) 控制转矩

图 5-14 滑模变结构控制器控制效果,初始为  $x=0.1$ ,  $\dot{x}=0$ ,  $\theta=0$ ,  $\dot{\theta}=0$

为定量分析控制算法的控制效果,这里引入二阶系统调节时间  $t_s$  的概念,将其定义为结构由初始位移变为初始位移 10%所需的时间。在未施加控制时,如图 5-12 所示,系统在自身阻尼作用下,调节时间较长,  $t_s=170\text{s}$ ;用滑模变结构控制器施加控制时,如图 5-14 所示,  $t_s=18\text{s}$ 。控制器的引入有效的加快了结构稳定的过程,使得结构在因地震、强风等外界干扰出现位移时,能较快的恢复到平衡状态,从而保证结构的安全。

## 5.2.2 基于 dSPACE 半实物实时仿真器的结构减振控制

### 1. 系统总体设计

TORA 减振控制系统半实物仿真实验是利用 dSPACE 代替真实系统中的控制器/DSP (快速控制原型),控制实际的“单层土木框架实物模型”上的 TORA 系统;因此,称其为半实物仿真实验(控制器为 dSPACE 仿真器,对象为实物系统),半实物仿真系统整体结构如图 5-15 所示。

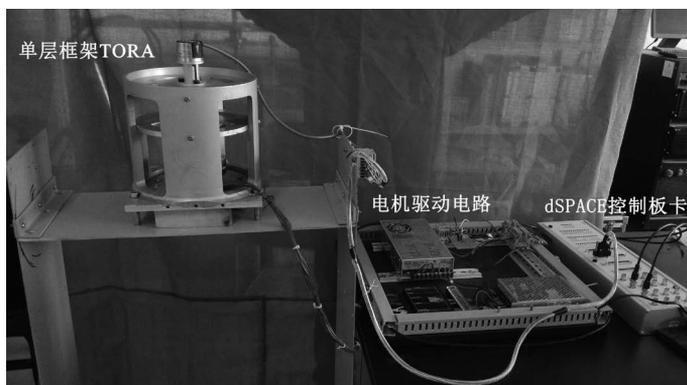


图 5-15 半实物仿真系统整体结构图

### 2. TORA 机械本体

搭建好的 TORA 机械本体如图 5-16 所示,其为图 5-9 中所示物理模型的实物实现,其顶部和底部的水平钢板厚度较大,不易弯曲,两侧竖直钢板为弹簧钢,具有很好的弹性。因为结构在晃动时,垂向位移远小于结构尺度,故其对水平方向运动的影响可以忽略。惯性质量在电机的驱动下可以在水平面内运动。电机与编码器同轴,这样编码器就可以测出惯性质量在电机的带动下所转过的角度。



图 5-16 TORA 机械本体

### 3. 半实物仿真系统电气控制平台

半实物仿真系统将 dSPACE 作为控制器,主要是应用到了 dSPACE 系统的“快速控制原型功能”,dSPACE 用于快速控制原型时的系统结构如图 5-17 所示。

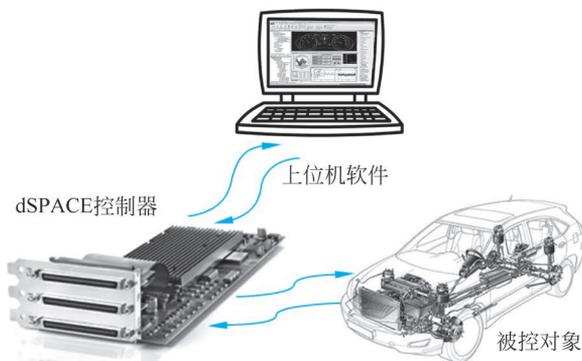


图 5-17 “快速控制原型”系统结构图

实验中使用的板卡型号为 RS1104(如图 5-18 所示),它包含了基于 TMS320F240 DSP 微控制器 slave-DSP,适用于各领域多变量的控制与实时仿真;DS1104 控制板卡提供了丰富的输入输出接口。包括 8 路 DA 接口,8 路 AD 接口,40 路数字量输入输出接口,两路增量式编码器差分信号接收接口,以及 RS232、RS422/RS485 通信接口,能够满足 TORA 系统稳定性控制的需求。

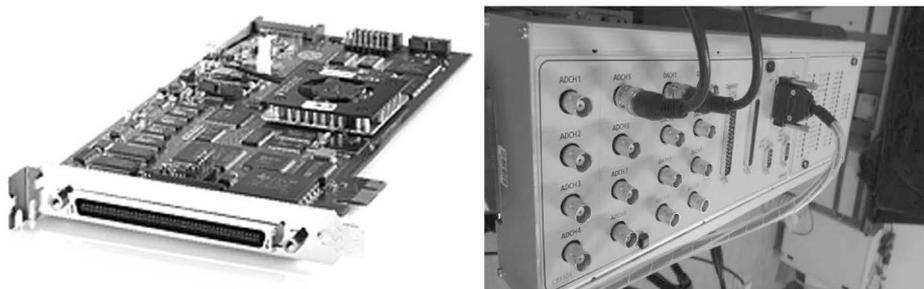


图 5-18 dSPACE RS1104 板卡及接口

实验中,我们需要一路 AD 接口采集位移传感器输入的电压信号,一路差分正交信号接收接口接收编码器输出的角度信息,以及一个 DA 端口用于输出 dSPACE 计算出的控制信号给电机驱动器,以实现电机控制。

dSPACE 系统也配置了相应的软件工具 ControlDesk(如图 5-19 所示),以实现基于 MATLAB/Simulink 的“快速控制原型”算法等功能;ControlDesk 软件可以连接到电气控制单元(ECU),以实现“快速控制原型/硬件在回路”半实物仿真,以及系统状态变量监视、系统参数定标等功能。

作为执行机构的电机选用的是瑞士 Maxon 公司的盘式电机(如图 5-20(a)所示),该电机低转速、大转矩的特点符合 TORA 控制以及系统设计的要求。电机驱动器采用 Maxon 公司的 ESCON 50/5 驱动器(如图 5-20(b)所示),该驱动器具有转矩控制模式和转速控制模式。

实验中,电机转角的检测由编码器完成,编码器型号为日本内密控公司的 OVW2-1024-

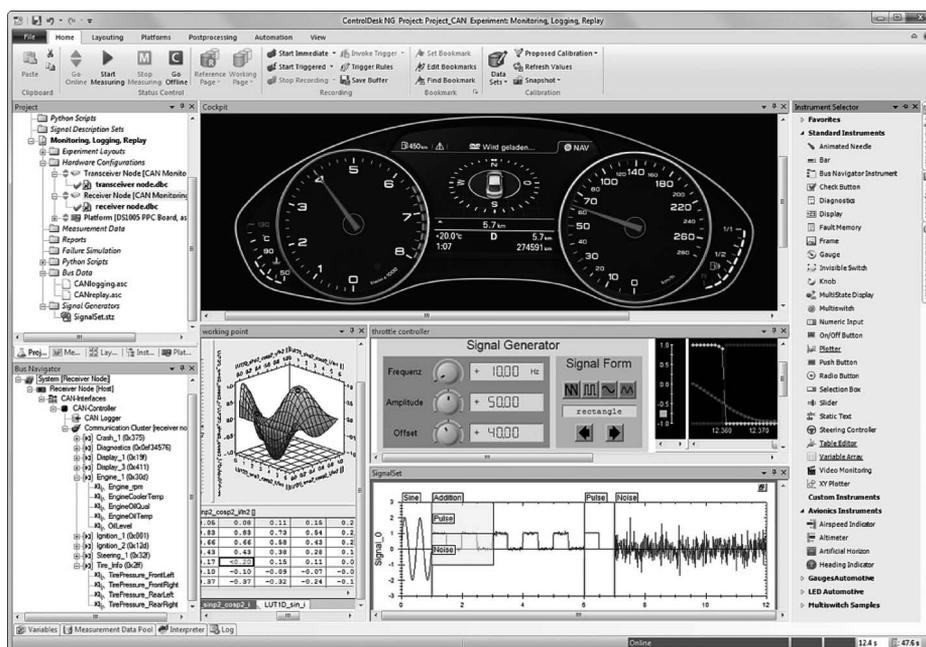
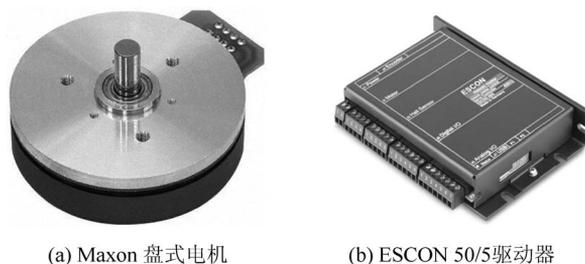


图 5-19 dSPACE ControlDesk 软件界面



(a) Maxon 盘式电机

(b) ESCON 50/5驱动器

图 5-20 电机及驱动器

2MD 编码器,该编码器为增量式编码器,码盘线数为 1024 线;结构位移的测量由德国 Senspart 公司的 FT 80 RLA 激光位移传感器完成,该传感器的量程为 500mm,精度可得到量程的 0.5%,该传感器可以输出范围在 4~20mA 的电流,加载在 500 欧姆的高精度电阻上,可转变为 2~10V 的电压信号,在 dSPACE 模拟量输入(-10~10V)的可测范围之内;传感器的外形如图 5-21 所示。



(a) 增量编码器

(b) 激光位移传感器

图 5-21 传感器外观图

综上,搭建起的 TORA 系统半实物仿真实验平台如图 5-22 所示。



图 5-22 TORA 系统半实物仿真实验平台

#### 4. 半实物仿真实验

基于图 5-22 所示的实验平台,我们完成了 TORA 系统稳定性控制的半实物仿真实验。

首先,考虑不施加控制的情况,初始条件仍与 5.2.1 节中仿真实验的初始条件一致,即  $x=0.1, \dot{x}=0, \theta=0, \dot{\theta}=0$ ; 图 5-23 给出了未施加控制时位移随时间的变化情况,从中可见:搭建起的实物 TORA 系统在自身阻尼作用下做振幅衰减的往复运动,其  $t_s$  约为 140s。对比图 5-12(a)和图 5-23 可以发现,实物系统的运动与仿真模型具有相同特性,这也同时验证了 5.2.1 中所建立的 TORA 系统数学模型的准确性。

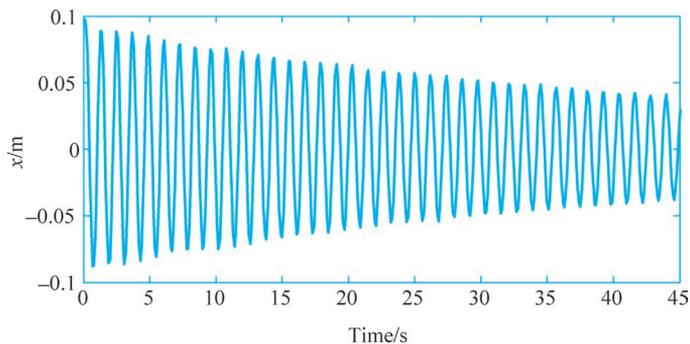


图 5-23 未施加控制时结构位移

其次,考虑用 5.2.1 节所设计滑模变结构控制器对 TORA 系统施加控制;先用 Simulink 完成可由 dSPACE 转化为控制程序的仿真程序,如图 5-24 所示,通过编译即可得到 dSPACE 系统实施控制所需的程序,利用 ControlDesk 软件可将程序加载到 RS1104 控制板卡中。上述整个过程中均在 PC 上完成,不用像 DSP/ARM 等嵌入式系统开发那样,编写复杂的程序,这一“快速控制原型功能”可有效加快实验研究的进程;半实物仿真实验结果图 5-25 所示。

对比半实物仿真实验和数字仿真实验所得到的结果可见:半实物仿真实验时控制效果稍差些(这是由于建模误差、系统时滞等多种因素造成的),滑模变结构控制器施加控制时,  $t_s=27s$ ;由半实物仿真实验结果可以得出与仿真实验相同的结论:滑模变结构控制策略可明显加快 TORA 系统的稳定过程,快速减小土木结构因初始位移而产生的结构振动响应。

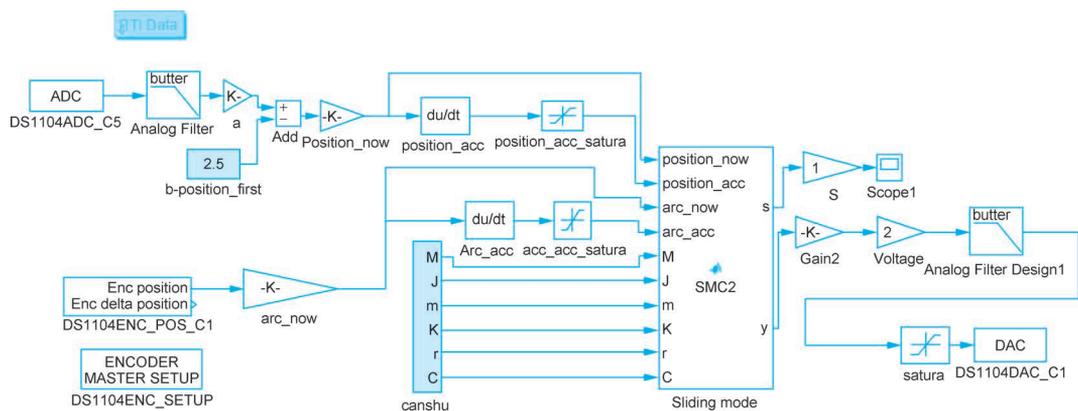
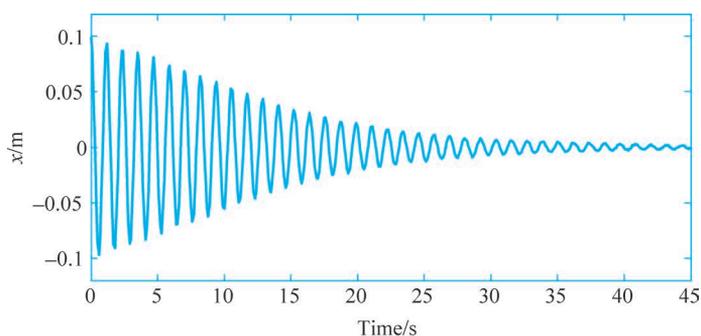
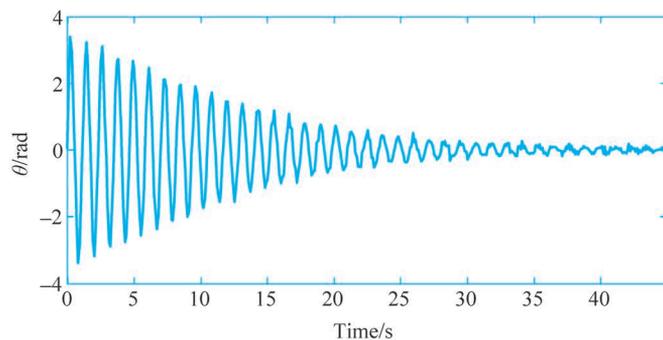


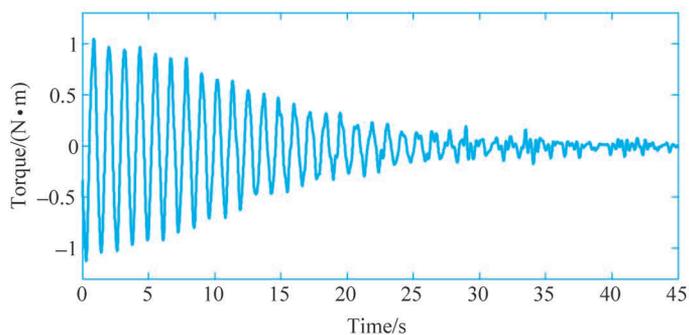
图 5-24 Simulink 搭建起的可转化为 dSPACE 控制程序的控制模块



(a) 结构位移



(b) 电机转角



(c) 结构位移

图 5-25 半实物实验：滑模变结构控制器控制效果

同时,由于土木工程结构外界干扰具有随机性,所以对于控制器的鲁棒性也有较高的要求,为了能够应用于土木结构减振控制中,还需要对滑模变结构控制器的鲁棒性进行验证。

鲁棒性检验方案为分析框架质量发生变化时控制算法的有效性,具体实验过程为:在半实物仿真实验开始前,将质量为 2kg 的质量块放置到单层框架结构上,相当于将单层框架结构的质量(原来为 10.235kg)增加了约 20%,半实物仿真实验结果如图 5-26 及图 5-27 所示。

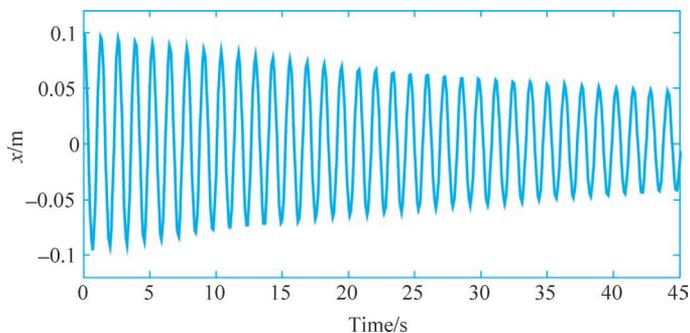


图 5-26 未施加控制时结构位移

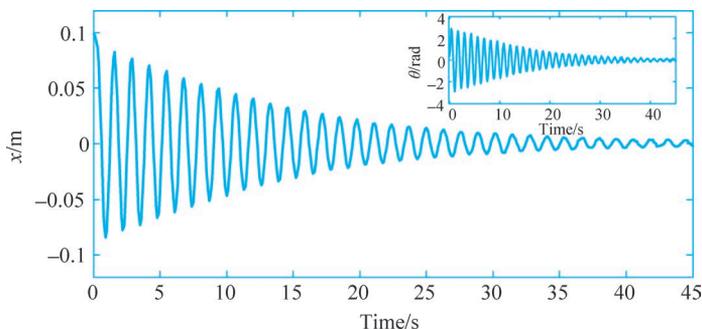


图 5-27 滑模变结构控制器作用下的结构位移

从上述实验可见,质量的增加改变了系统的固有振动周期(使周期增大,结构振动变缓), $t_s$  约为 143s; 结构参数发生变化时,在滑模变结构控制器作用下,结构位移和电机转角还是达到了稳定状态,调节时间  $t_s$  为 30s。

对比图 5-25 和图 5-27,可见滑模控制的稳定时间  $t_s$  基本没受到框架质量变化的影响,其说明所设计的滑膜变结构控制策略具有良好的鲁棒性。

## 5. 小结

本节应用 dSPACE 半实物仿真技术,基于“快速控制原型方法”实现了被控对象的快速实时控制,以验证控制策略的有效性;利用 dSPACE 半实物仿真器寻优获得的控制算法与参数可直接移植到 DSP/ARM 等嵌入式数字控制器中,实现 MATLAB/Simulink 所建模型的代码转化、下载和运行,避免了 DSP 等嵌入式系统软件程序的烦琐编程,使得研究人员可更专注于控制策略的设计与优化;同时,dSPACE 还具有强大的数据采集与记录能力,便于控制系统参数在线调节和整定,以及实验结果的对比分析。

综上所述,半实物仿真技术在加快工业产品开发流程,控制参数寻优等方面具有重要意义,其在机器人、汽车、航天等领域已得到了广泛应用。

### 5.2.3 基于 RCP 技术的一阶并联旋转双倒立摆系统运动控制

半实物实时仿真技术是当今科学研究与产品开发所广泛应用的利器,其中包括了“快速控制原型(RCP)与硬件在回路(HIL)”技术,它们在科技开发工作中可使我们做到“高效、快捷”。本节将应用 RCP 技术实现 PRDIP 系统实物装置的运动控制。我们所采用的一阶并联旋转双倒立摆系统“实物装置”有两套:小型 PRDIP 装置由合肥中科深谷科技发展有限公司提供,大型 PRDIP 装置为课题组自行设计与委托加工。在电机驱动器的“控制模式”设置中,设定驱动器工作在“速度控制模式”,通过把期望的“角加速度”积分得到期望的角速度(驱动器的速度给定),间接实现 PRDIP 系统的“角加速度给定”控制。本节期望以在 PRDIP 系统实物装置上的实验结果来进一步验证已有的 PRDIP 系统“起摆、稳摆与旋转臂位置伺服控制”算法的有效性。

#### 1. SMC(滑模变结构控制)稳摆控制方案<sup>[35]</sup>

从 4.4 节“基于虚拟样机的 PRDIP 运动控制系统设计”的仿真实验结果分析中已知:LQR 控制方案对系统固有参数的不确定性十分敏感,亦即 LQR 控制的“鲁棒性”不佳,对于“机械加工误差、转动摩擦、间隙非线性”等不确定性因素影响较大的 PRDIP 系统实物装置控制,应该采用鲁棒性更好的控制方案。因此,本节采用 SMC 控制(滑模变结构控制)方案,以期实现 PRDIP 系统实物装置的有效控制。

滑模变结构控制是一种非线性控制方法,其以优良的系统控制鲁棒性而广为控制理论界所应用,相关文献表明,其能够有效地应对系统自身参数的不确定性和外部扰动,具有较好的系统控制“鲁棒性”。

滑模变结构控制的方法有很多,如传统滑模控制、高阶滑模控制、终端滑模控制,以及“极点配置的滑模控制”等方法,究其控制器设计的关键点有二——设计滑模面、设计输入变量。

我们选择“基于极点配置的滑模变结构控制器”实现 PRDIP 系统的稳摆控制,其设计方法如下。

对于一阶并联旋转双倒立摆系统  $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}$ ,  $\mathbf{x} = [\theta \quad \dot{\theta} \quad \theta_1 \quad \dot{\theta}_1 \quad \theta_2 \quad \dot{\theta}_2]^T$ , 可选择滑模面为  $s = \mathbf{P}_2 \mathbf{x}$ , 使得滑模面与系统状态反馈的参数直接相关。

滑模面  $s$  的导数为

$$\dot{s} = \mathbf{P}_2 \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{P}_2 (\mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}) \quad (5-20)$$

要保证系统自动收敛到滑模面,需要保证  $s\dot{s} < 0$ ,

因为

$$s\dot{s} = s\mathbf{P}_2 \dot{\mathbf{x}} = s\mathbf{P}_2 (\mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}) \quad (5-21)$$

假设

$$\epsilon \geq 0, \quad q \leq 0 \quad (5-22)$$

基于式(5-21)与经验,在这里选择

$$s\dot{s} = s\mathbf{P}_2 \dot{\mathbf{x}} = s\mathbf{P}_2 (\mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}) = -\epsilon \operatorname{sgn}(s)s - qs^2 \quad (5-23)$$

所以系统控制输入应为

$$u = (\mathbf{P}_2 \mathbf{B})^{-1} [-\mathbf{P}_2 \mathbf{Ax} - \epsilon \operatorname{sgn}(s) - qs] \quad (5-24)$$

其中,  $u$  为系统的输入,它是 PRDIP 系统中旋转臂的“角加速度”。

采用变换  $\mathbf{x} = \mathbf{T}\bar{\mathbf{x}}$ ,将 PRDIP 系统的状态方程转化为能控标准 I 型

$$\begin{cases} \dot{\bar{\mathbf{x}}} = \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{B}}u \\ s = \mathbf{P}_2\mathbf{x} = \mathbf{P}_2\mathbf{T}\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{P}_1\bar{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (5-25)$$

其中

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{A}} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & & & & \\ & 0 & 1 & & & \\ & & 0 & 1 & & \\ & & & \cdots & \cdots & \\ & & & & 0 & 1 \\ -a_1 & -a_2 & \cdots & \cdots & \cdots & -a_n \end{bmatrix} \\ \bar{\mathbf{B}} &= [0 \quad 0 \quad \cdots \quad 1]^T \\ \mathbf{P}_1 &= [c_1 \quad c_2 \quad \cdots \quad c_n] \end{aligned} \quad (5-26)$$

当系统处于滑模面时,  $s$  非常小,且变化很快,所以系统处于滑模面时  $s$  可以被忽略。则输入  $u$  和被控系统可化为

$$u = -(\mathbf{P}_2\mathbf{B})^{-1}[\mathbf{P}_2\mathbf{A}\mathbf{x} + \epsilon \text{sign}(s) + qs] = -(\mathbf{P}_1\bar{\mathbf{B}})^{-1}\mathbf{P}_1\bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}} \quad (5-27)$$

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}} = \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{B}}u = \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{B}}(\mathbf{P}_1\bar{\mathbf{B}})^{-1}\mathbf{P}_1\bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}} = \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}} - (\mathbf{P}_1\bar{\mathbf{B}})^{-1}\bar{\mathbf{B}}\mathbf{P}_1\bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}}$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 1 & & & & \\ & 0 & 1 & & & \\ & & 0 & 1 & & \\ & & & \cdots & \cdots & \\ & & & & 0 & 1 \\ 0 & -\frac{c_1}{c_n} & \cdots & \cdots & \cdots & -\frac{c_{n-1}}{c_n} \end{bmatrix} \bar{\mathbf{x}} \quad (5-28)$$

因此,对于上述状态空间方程来说,经过计算可以得到系统的极点(能控标准 I 型)满足

$$(s - \lambda_1)(s - \lambda_2)(s - \lambda_3)\cdots(s - \lambda_n)s = s^n + \frac{c_{n-1}}{c_n}s^{n-1} + \cdots + \frac{c_1}{c_n}s \quad (5-29)$$

因此,由上式可知:当系统处于滑模面时,系统的能控标准 I 型必然存在一个极点为零;又因为系统是能控的,所以系统的状态空间方程必然存在一个极点为零(零极点)。综上,我们通过控制参数  $c_1, c_2, \cdots, c_n$  即可以配置其余极点  $\lambda_1, \lambda_2, \cdots, \lambda_{n-1}$ ,从而保证系统的稳定性。

通过对滑模变结构控制方案进行分析可知,在直接使用系统状态反馈作为滑模面的时候,系统虽然会在算法的控制下逐渐进入滑模面,但当系统处于滑模面时,系统能控标准 I 型的状态空间方程始终存在一个极点为零(因为系统能控,所以实际 PRDIP 系统的状态空间形式存在一个极点为零)。因此,在系统扰动的作用下,PRDIP 系统为零的极点可能使得系统的稳定状态无法收敛,从而影响实际的控制效果,这一点我们在进行实物实验时应该予以充分考虑。

同时还有一个潜在的问题,即参数的选取问题(或称为“参数整定”问题)。一个优秀的控制算法不仅应该具有良好的控制效果,还应该具有参数整定便利(或是参数选取较为容易)的特性。滑模变结构控制器需要整定的参数包含滑模面的状态反馈参数以及趋近率;

其中,趋近率和系统趋向滑模面的速度有关,实际调节较为方便;相对而言,比较麻烦的是滑模面的状态反馈参数的选取,虽然其与系统能控标准 I 型的极点有关,但是系统期望的极点是多少,这在实际系统设计时往往是很难确定的,通常采用凑试的方法来进行设计(其有效性主要取决于设计者的经验)。

## 2. 基于 RCP 技术的 PRDIP 系统实物装置控制

在这里,我们首先采用小型 PRDIP 实物实验装置来进行相关实验,如图 5-28 所示。其中,内部执行电机采用的是苏州脉塔智能科技有限公司的 RMD-L-7025-28T 型直流无刷电机,编码器的型号为湖南维特智能物联科技有限公司的 JY-ME02 光电编码器(CAN 版本),控制器采用的是美国 TI 公司的 TMS320F28335 型 DSP,上位监控计算机通过 CAN 总线与编码器和电机通信,实现 PRDIP 系统的运动控制、接收双摆与电机转角的状态信息。在实验中,系统的采样与控制频率均为 500Hz。

我们参照 4.4 节的内容与步骤依次进行系统参数的实际测量和不可测参数的“在线辨识”,获取该小型实验装置的系统参数,并使用获取的系统参数构建系统数学模型。然后进行双摆起摆与双摆稳摆控制实验。通过实际测量和参数辨识得到系统参数,如表 5-2 所示。



图 5-28 PRDIP 系统(小型实验装置)

表 5-2 PRDIP 模型的主要参数

物理量	值
$m_1$	34.04g
$m_2$	17.85g
$l$	6.7cm
$l_1$	7.2cm
$l_2$	3.4cm
$\bar{J}_1$	$0.000\ 241\ 423\text{kg} \cdot \text{m}^2$
$\bar{J}_2$	$3.06\text{e}^{-5}\text{kg} \cdot \text{m}^2$
$c_1$	$1.7198\text{e}^{-5}\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}/\text{rad}$
$c_2$	$6.85\text{e}^{-6}\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}/\text{rad}$

在 PRDIP 系统实物装置的控制中采用 MBD(Model based design)设计方法,应用“半实物实时仿真技术”的 RCP 技术完成控制器算法的程序开发;即,实验中通过 MATLAB/Simulink 的硬件支持包,可将控制算法直接转换为实际用于控制的 DSP 微处理器代码,其整个实现过程如图 5-29 所示。

首先,我们将 PRDIP 系统的 CAD 模型从 Solidworks 中导入 Simulink,然后在 Simulink 中完成 PRDIP 系统的参数辨识,根据辨识结果再依据上述“串行起摆与 SMC 稳摆控制”算法设计控制器参数,进而可在 MATLAB/Simulink 环境中完成 PRDIP 系统的仿真实验(起摆+稳摆控制)。然后,使用 MATLAB 工具软件的 C2000 工具箱,可将在 MATLAB/Simulink 环境中仿真实验已通过的控制算法直接生成“运动控制器”上 DSP 所需要的“C 语言代码”(即,自动完成 DSP 控制代码的设计与生成),而后下载到“运动控制器”的 DSP 中。需要说明的是,整个实验系统是通过 CAN 总线通信的方式来实现 PRDIP 系统的电机控制;同时,实验系统通过 CAN 总线接收倒立摆的状态信息,并将其通过串行通信接口发送

到上位机,实现倒立摆装置的控制和状态观测。

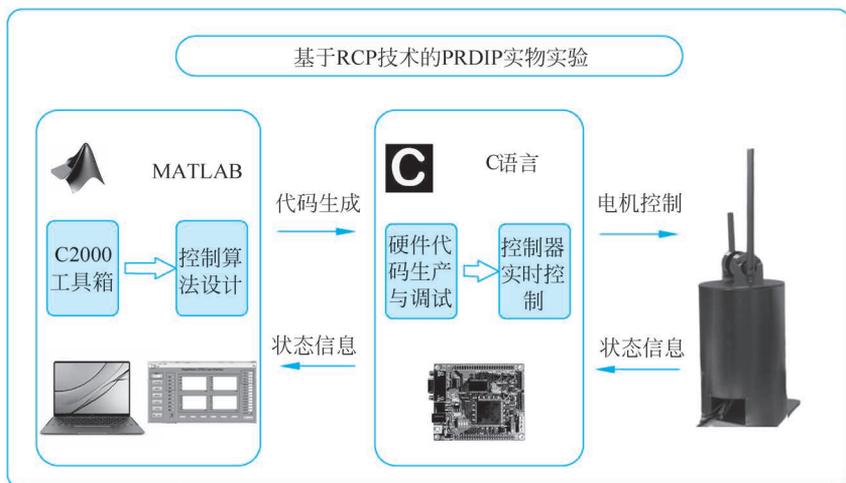


图 5-29 RCP 技术的设计流程

基于上述 RCP 技术,实验中 PRDIP 系统的起摆控制仍然采用“能量法”,将其双摆稳摆控制算法设定为 SMC 控制(滑模变结构控制),配置滑模变结构控制的极点为 $[\lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 \lambda_4 \lambda_5] = [-5 \ -13 \ -13 \ -10 \ -10]$ ,趋近率为 $\epsilon = 15.7298$ 和 $q = 0.066$ ;实物装置上的实际控制效果如图 5-30 所示,相关实验过程的视频可扫码观看。



知识拓展  
基于 SMC 控制算法的小型 PRDIP 实物装置实验(稳态的抖振现象)

从图 5-30 的实物控制曲线与实物控制视频可见,串行起摆和滑模变结构稳摆控制的方法可成功实现倒立摆的起摆和稳摆控制。其中,长摆在 2s 左右实现了稳摆,然后旋转臂回到原点,进行短摆的起摆控制,并在 13s 左右实现了双摆的稳摆控制;同时,短摆起摆所用的时间稍长,这应该是由于实物实验装置的模型参数误差(如摩擦、间隙等)所致。总体上,SMC 稳摆控制方案能够有效地克服各种“干扰因素”的影响,直接地实现了 PRDIP 系统“实物实验装置”的稳定控制,进一步印证了 SMC 控制方案具有良好的系统控制“鲁棒性”结论。

需要说明的是,在上述 SMC 控制实验结果中,系统稳态存在“抖振”现象还不够理想(如图 5-30(d)所示),这是因为滑模变结构控制的参数还没有调整到“合适值”(最佳工作点),相对于 LQR 控制器的参数整定,滑模变结构控制器的参数整定与系统状态的关系并不十分明确,所以这种 SMC 控制器的参数整定在实物实验中是比较困难的,需要多次迭代寻优。

### 3. 基于 ARM+FPGA 运动控制器的 PRDIP 实物装置运动控制

我们在图 3-44 中给出了一阶并联旋转双倒立摆系统(大型 PRDIP 系统实验装置,自行设计委托加工)的构成,其中含有一个单元为“运动控制器”,主要负责接收伺服电机(旋转臂)的角度信号、长摆杆和短摆杆的角度信号。依据 3.6 节与 4.4 节所述控制算法编写控制程序,处理器根据程序和系统的反馈信息计算出期望的控制器输出(转矩或角加速度)信号,通过模拟量输出(或串行通信),控制伺服驱动器驱动电机,使得电机跟随期望的转矩(或角加速度),进而实现一阶并联旋转双倒立摆系统的有效控制。

#### (1) 运动控制器组成。

在 PRDIP 系统的实物实验中,我们自行研发了基于 ARM+FPGA 的“运动控制器”,其

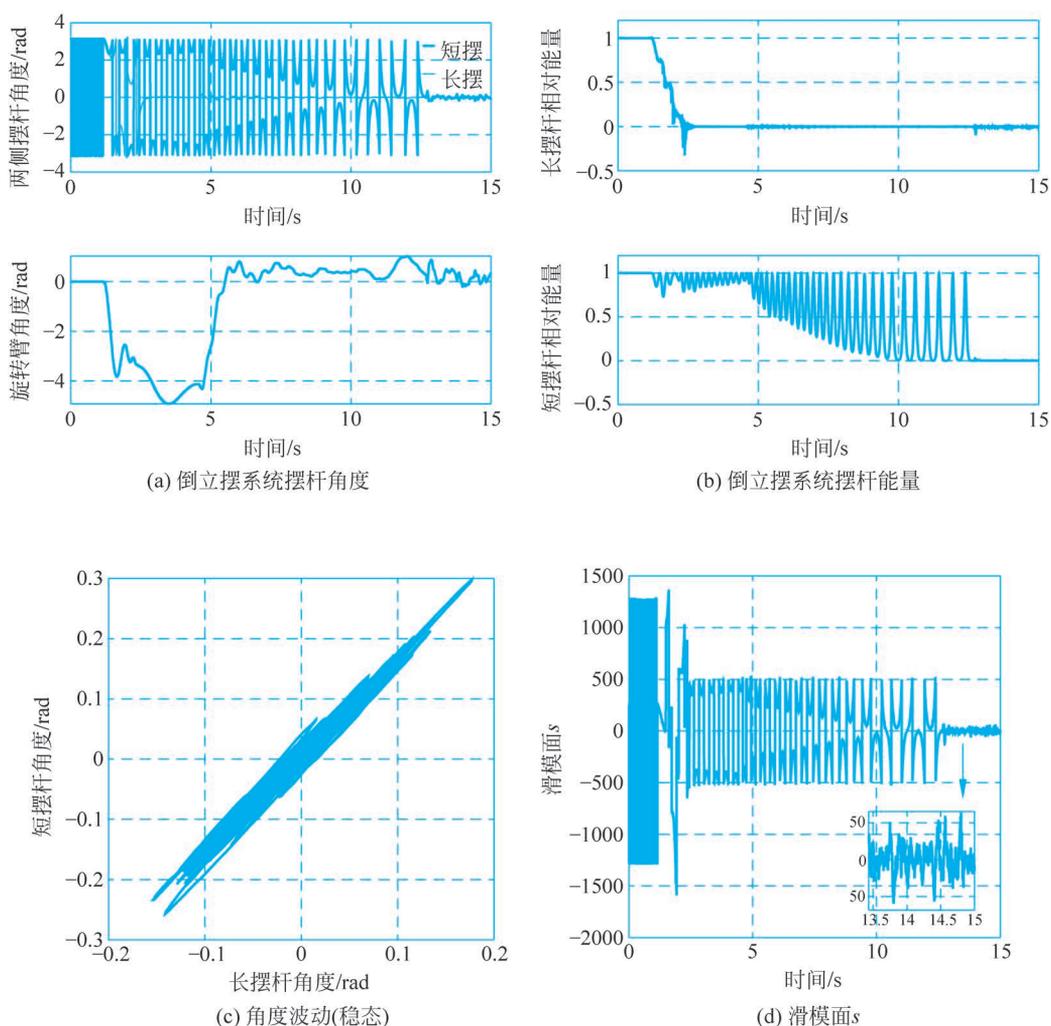


图 5-30 PRDIP 实物装置的起摆与 SMC 稳摆控制实验结果

构成以及与一阶并联旋转双倒立摆系统各单元的连接情况如图 5-31 所示。

运动控制卡采用 ARM+FPGA 的模式,其中 ARM 负责外部通信,可作为从站接收上位机发送的控制信号与解析报文,也可以作为主站通过总线发送控制伺服驱动器信息;FPGA 则作为副控制器,通过 SPI 与 ARM 进行通信,控制 DAC 输出,接收 ADC 信号,控制 PWM 输出,接收编码器反馈,可实现 PID 控制、多轴运动插补及加减速运动控制等功能。

在图 3-44 与图 5-31 所示的大型 PRDIP 系统实物实验装置的运动控制实验中,我们系统地应用了系统建模与 MBD 技术、虚拟样机技术与 RCP 技术,以及在 MATLAB/Simulink 环境下自动生成“控制程序”(源代码),在此基础上进一步优化编程可得到如图 5-31 所示的运动控制器内的“控制程序”,实现大型 PRDIP 系统实物装置的有效控制。

#### (2) 大型 PRDIP 系统实物装置的运动控制实验。

针对图 3-44 所示的大型 PRDIP 系统实验装置,我们在实物系统参数辨识的基础上,分别采用 LQR 控制与 SMC 控制方案实现了实验装置的起摆控制、稳摆控制和旋转臂位置伺服控制。

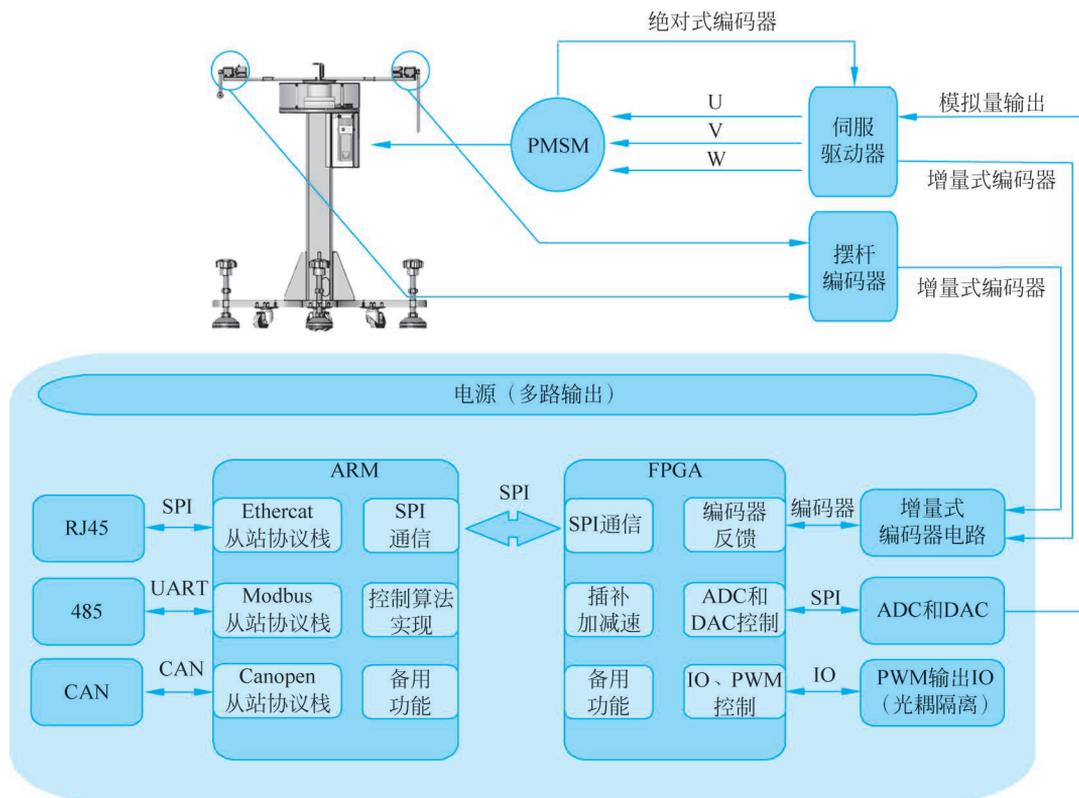


图 5-31 运动控制器构成与系统连接图

① 实验装置的参数辨识。4.4 节已讨论过基于角加速度控制输入的 PRDIP 系统模型，以及模型中有哪些参数，并说明了实现倒立摆系统参数辨识的具体方法，本节将继续应用这些参数辨识方法实现大型 PRDIP 实物装置相关参数的有效估计，为运动控制的控制器设计奠定基础。

在实物系统参数辨识实验中，首先固定旋转臂，此时倒立摆的长摆杆和短摆杆分别满足式(4-1)和式(4-2)的动力学方程；同时，我们可以选择手动测量长摆杆和短摆杆的质量和质心到旋转轴的距离，获取  $m_1gl_1$  和  $m_2gl_2$ 。当然，我们也可以不用手动测量，直接通过自动辨识得到  $\bar{J}_1/(m_1gl_1)$ 、 $c_1/(m_1gl_1)$ 、 $\bar{J}_2/(m_2gl_2)$ 、 $c_2/(m_2gl_2)$ 。在参数辨识实验中，我们可以先假设  $m_1gl_1=1$  和  $m_2gl_2=1$ ，通过 4.4 节自所述的动辨识算法(式(4-3)、式(4-4))可得到倒立摆系统控制算法所需的其他参数。

在实际的倒立摆系统中，我们设定伺服驱动器工作在“速度控制模式”，同时使用伺服驱动器的“零速钳位”功能(即，伺服驱动器的给定输入电压为 0，期望的旋转臂角速度为 0 时，旋转臂将会保持原有的位置角度)。

首先，我们拉起图 3-44 所示倒立摆系统的长摆杆，让其落下自由摆动，然后拉起图 3-44 中倒立摆的短摆杆，让其自由摆动，长摆杆和短摆杆的摆角变化情况如图 5-32 所示。

使用递归最小二乘法对一阶并联旋转双倒立摆系统中长摆杆和短摆杆的参数进行参数辨识，通过辨识得到  $\bar{J}_1/(m_1gl_1)$ 、 $c_1/(m_1gl_1)$ 、 $\bar{J}_2/(m_2gl_2)$ 、 $c_2/(m_2gl_2)$ ，如图 5-33 和图 5-34 所示。

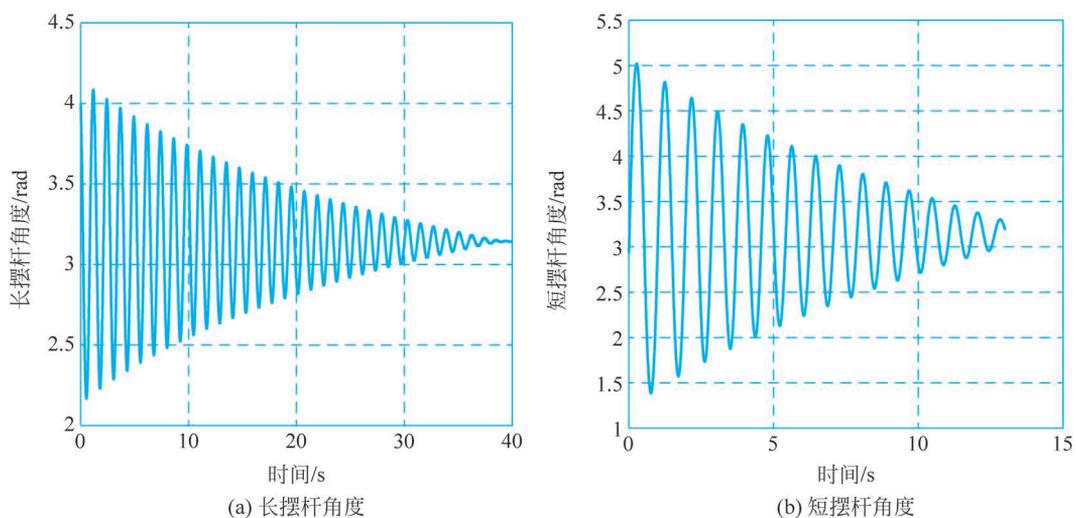


图 5-32 参数辨识的输入数据

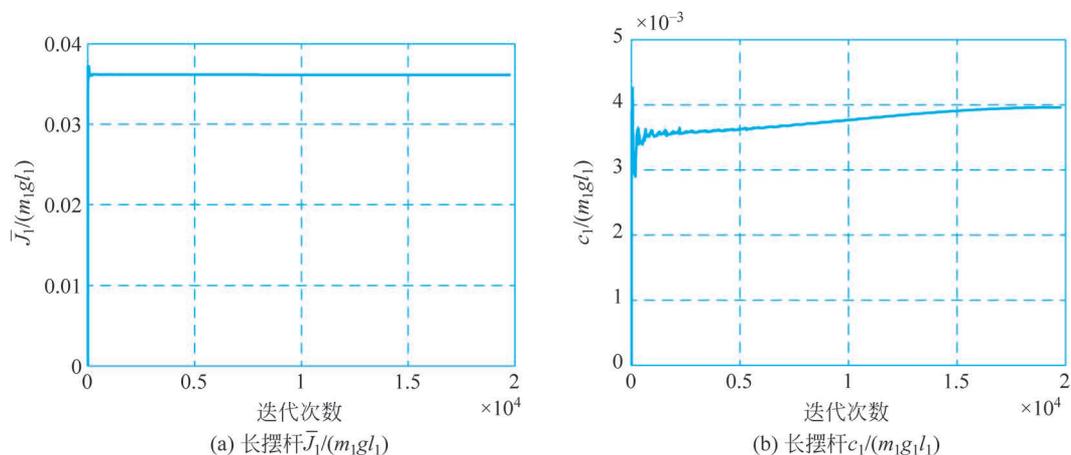


图 5-33 长摆杆辨识结果

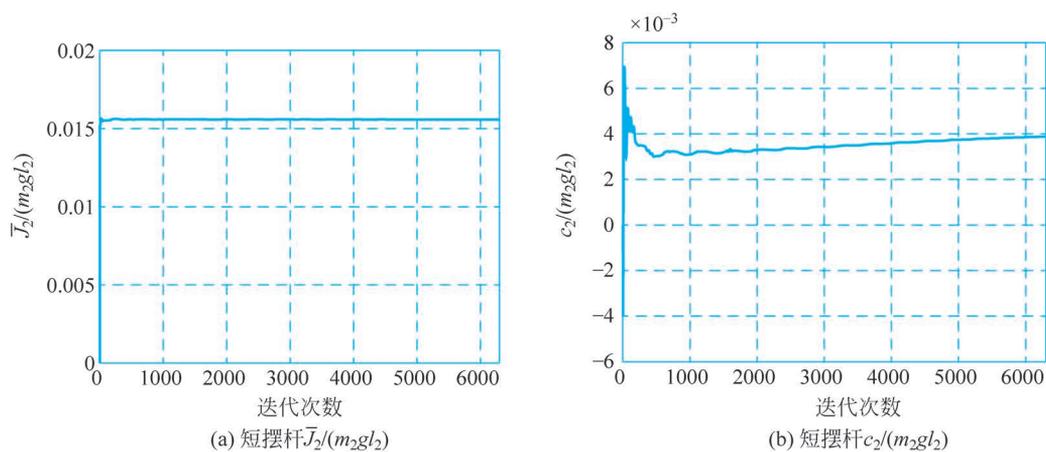


图 5-34 短摆杆辨识结果

为便于比较所辨识参数的准确性,我们使用已实际测获的  $\sin\theta_1$  和  $\sin\theta_2$  真实曲线结果,并与依据辨识所得到参数(见式(4-1)、式(4-2))通过计算得到的  $\sin\theta_1 = \ddot{\theta}_1 \bar{J}_1 / (m_1 g l_1) + \dot{\theta}_1 c_1 / (m_1 g l_1)$  和  $\sin\theta_2 = \ddot{\theta}_2 \bar{J}_2 / (m_2 g l_2) + \dot{\theta}_2 c_2 / (m_2 g l_2)$  进行对比,对比情况如图 5-35 所示。

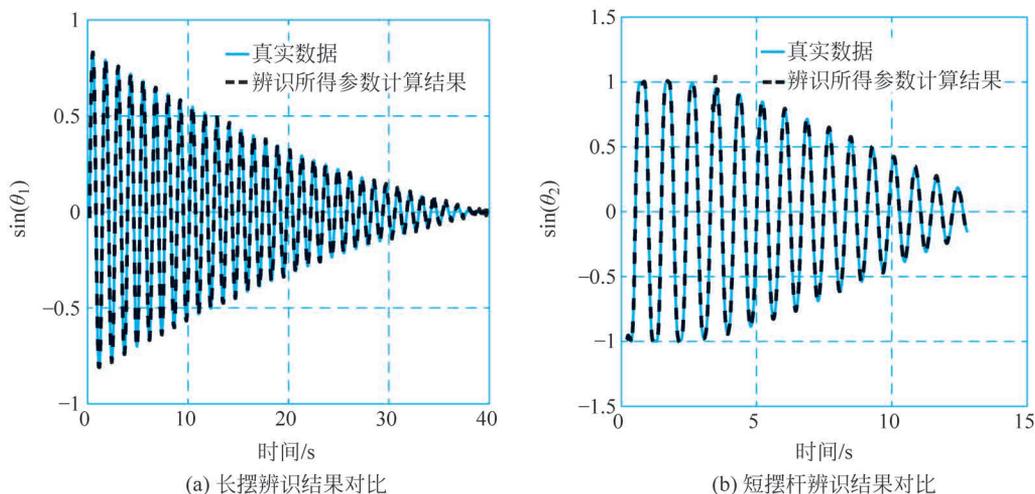


图 5-35 参数辨识结果对比

使用递归最小二乘法对 PRDIP 系统进行参数辨识,获取倒立摆的参数,辨识结果如图 5-35 所示,可以发现,辨识结果最终收敛,并使用辨识结果计算辨识输入,和真正的辨识输入相比较,可见二者是一致的。所以,我们认为最终的辨识结果是有效的。下面,我们可以将倒立摆系统参数的辨识结果用于控制算法的具体设计。

综上(如图 5-33、图 5-34 所示),系统参数辨识的结果是  $\bar{J}_1 / (m_1 g l_1) = 0.0361$ 、 $c_1 / (m_1 g l_1) = 0.004$ 、 $\bar{J}_2 / (m_2 g l_2) = 0.0156$ 、 $c_2 / (m_2 g l_2) = 0.0039$ 。

通过手动测量得到  $l = 0.336\text{m}$ ,假设加速度  $g = 9.8\text{m/s}^2$ ,所以  $m_1 l l_1 / (m_1 g l_1) = 0.0343$ 、 $m_2 l l_2 / (m_2 g l_2) = 0.0343$ 。

综上,我们应用参数辨识技术(详见 4.4 节)获取 PRDIP 系统实物装置(如图 3-44 所示的大型 PRDIP 系统)的具体参数,其为后续 PRDIP 实物系统的 LQR 与 SMC 稳摆控制器设计提供依据。

② 基于运动控制器的 PRDIP 实物装置运动控制。我们使用上述自行研发的“运动控制器”实现一阶并联旋转双倒立摆系统的运动控制,运动控制器的软件开发系基于 RCP 技术的前期实验成果,采用 Keil 和 Quartus 完成 C 与 Verilog 的程序编写。

在对图 3-44 所示的大型 PRDIP 系统实物装置进行控制实验时,起摆控制算法的相关实验步骤可参见 3.6 节所述“基于能量反馈控制策略的倒立摆起摆控制方案”内容。

长摆起摆过程中的参数设为  $k = 5$ ,长摆稳摆控制采用 LQR 控制算法实现,LQR 的状态反馈参数可求得为  $k = [-1 \quad -1.8022 \quad -76.3840 \quad -14.3563]$ 。同时,在短摆起摆过程中,长摆的 LQR 稳摆控制参数保持不变,短摆杆起摆参数为  $k_1 = 6, k_2 = 5$ (详见式(4-16))。在实际控制中,当长摆杆实现稳摆之后,旋转臂会先归零,然后在进行短摆杆的起摆控制。

长摆杆从起摆切换为稳摆的条件为：长摆杆的摆角小于  $20^\circ$ 。系统从短摆起摆切换为双摆杆稳摆的条件为：长摆杆摆角小于  $20^\circ$ ，短摆杆摆角小于  $5^\circ$ ；同时，还需要满足短摆杆的角速度小于  $3\text{rad/s}$  的约束条件，以利于双摆的同时进入稳摆控制。

在实物实验工作中，双摆的稳摆控制方案分别应用了 LQR 与 SMC。首先，应用 LQR 算法实现长摆杆和短摆杆的稳摆控制，其中的系统状态反馈系数(可由系统参数算出)为  $k = [1 \ 2.1117 \ 386.7937 \ 72.6973 \ -351.0754 \ -43.1343]$ 。实验结果如图 5-36 所示，分别为长摆杆与短摆杆的相对的能量、旋转臂、长摆杆和短摆杆的角度及波动(系统处于稳态)。本实验的相关视频，可扫码观看。



**知识拓展**  
基于 LQR 控制算法的大型 PRDIP 实物装置实验(串行起摆与稳摆控制+归零位)

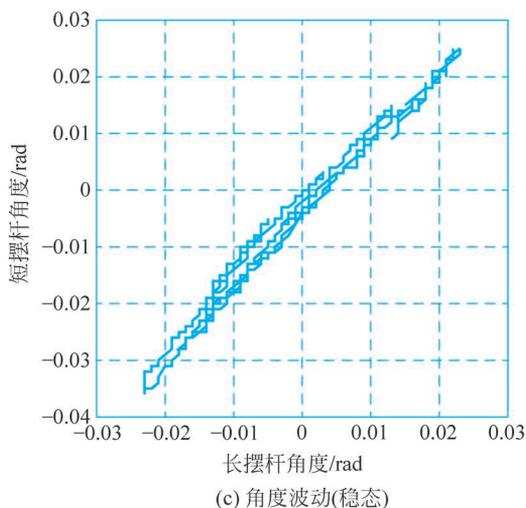
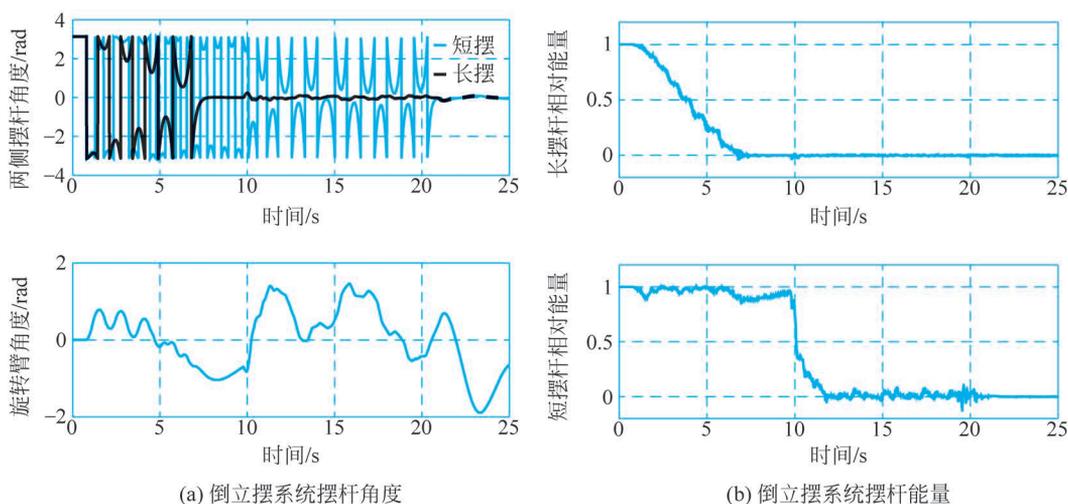


图 5-36 基于 LQR 稳摆控制和串行起摆的实验结果

其次，我们应用 SMC 控制(滑模变结构控制)实现长摆杆和短摆杆的稳摆控制。由本节分析结果(式(5-27)、式(5-28))可知：在使用 SMC 控制方案时，由于 PRDIP 系统处于滑模面时，总是存在一个极点为 0，故在实际控制过程中，自定控制其余极点为  $[-5 \ -13 \ -13 \ -10 \ -10]$ ，则可设计得到 SMC 控制的滑模面为  $s = [2.5342 \ 2.7236 \ 87.4864 \ 16.4511 \ -51.4037 \ -6.3248]x$ ，以及系统控制输入为  $[0 \ 2.5324 \ 455.7105 \ 85.6180 \ -405.4361$

$-49.782]x + \text{sgn}(s) + 5s$ 。实验结果如图 5-37 所示,分别为长摆杆和短摆杆的相对的能量,旋转臂、长摆杆和短摆杆的角度及波动(系统处于稳态),以及滑模面  $s$ 。

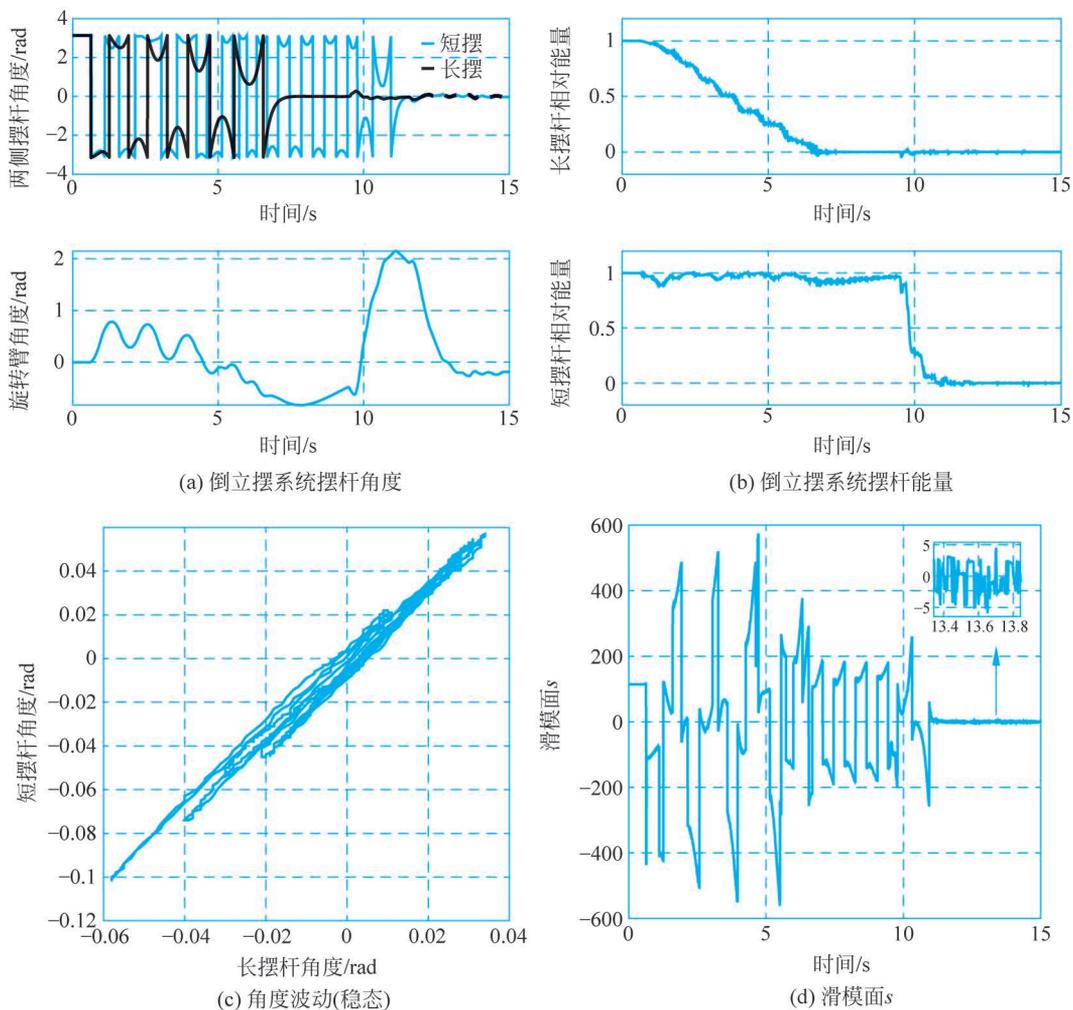


图 5-37 基于 SMC 稳摆控制和串行起摆的实验结果

从上述的实物实验结果可见:大型 PRDIP 系统实物装置在串行起摆和 LQR 稳摆控制共同作用下,长摆杆和短摆杆实现了起摆和稳摆控制;同时,在基于能量的起摆算法控制下,长摆杆和短摆杆的相对能量依次从 1 变为 0,长摆杆在约 7.5s 实现了长摆杆的起摆到稳摆的控制,短摆杆在大约 21s 实现了起摆到稳摆的控制。我们还可以发现:在使用 LQR 稳摆控制时,最终倒立摆系统旋转臂的摆动较小,长摆杆的波动在  $[-0.025\text{rad} \quad 0.025\text{rad}]$ ,短摆杆的波动范围在  $[-0.036\text{rad} \quad 0.036\text{rad}]$ ,旋转臂在稳态时“旋转臂位置”也并没有彻底归零(这说明,旋转臂还在不断地摆动)。

我们还可以看到,串行起摆和 SMC 稳摆控制可以实现一阶并联旋转双倒立摆系统的有效控制,长摆在大约 7s 实现了起摆到稳摆的控制,短摆在大约 11.5s 实现了起摆到稳摆的控制。在 SMC 的控制下,旋转臂的摆动幅度为  $[-0.25\text{rad} \quad 0]$ ,长摆杆的波动范围在  $[-0.06\text{rad} \quad 0.06\text{rad}]$ ,短摆杆的波动范围在  $[-0.1\text{rad} \quad 0.1\text{rad}]$ 。综上可见:相较于

LQR 控制结果,SMC 控制下的旋转臂摆动更小,短摆杆的波动范围更大,滑模面在零处不断振荡。进一步分析,这是因为 SMC 的控制中存在“非线性控制项”的“抖振”所致,它导致系统控制输入(控制给定)会不断地在零处发生突变。当然,这也会提高系统的鲁棒性。

针对大型 PRDIP 系统实物装置的“位置伺服控制”实验,即:当一阶并联旋转双倒立摆的两个摆杆都摆起且稳定后,控制 PRDIP 系统的旋转臂旋转,让旋转臂的角度跟随系统控制输入(给定值),旋转臂在跟随过程中需要保证倒立摆系统的长摆杆和短摆杆保持平衡稳定(垂直向上)。

在实验过程中,首先通过“串行起摆”让长摆杆和短摆杆起摆至平衡位置,然后在控制旋转臂回到原点(即角度为  $0^\circ$  的位置);随后,让旋转臂先旋转  $45^\circ$ ,然后继续旋转  $45^\circ$ ,最后回到原点(即角度为  $0^\circ$  的位置)。

在系统的位置伺服控制中,我们仍然采用 LQR 与 SMC 两种稳摆控制算法进行控制,控制算法参数与前面所述完全相同。下面是分别采用 LQR 控制与 SMC 控制方案实现的旋转臂位置伺服控制效果(旋转臂、长摆杆和短摆杆的角度),如图 5-38、图 5-39 所示。

图 5-39 的“串行起摆+SMC 稳摆控制”与三步位置伺服控制的实验过程视频,感兴趣的读者可扫码观看。

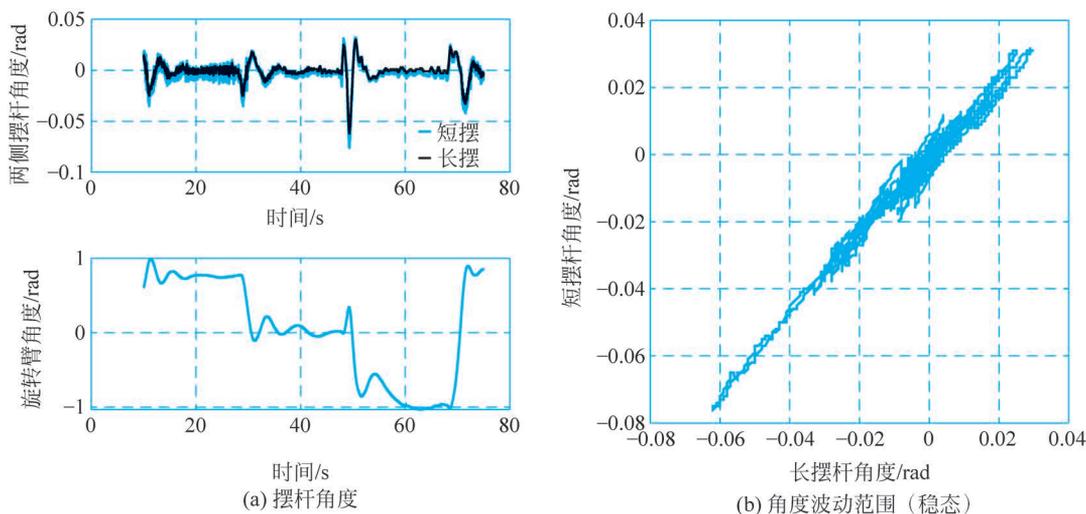


图 5-38 PRDIP 系统三步位置伺服控制实验结果(LQR 稳摆控制)

在以上的三步位置伺服控制实验中,LQR 和 SMC 控制器参数设置与前面所述的“双摆稳摆控制”的控制器参数是一致的。从图 5-38、图 5-39 的实验结果(实验视频)中可见:在期望的旋转臂的角度发生变化后,长摆杆和短摆杆的角度都在一定范围内波动,PRDIP 系统能够保持双摆的平衡稳定;当倒立摆系统进行伺服控制时,LQR 控制方案的短摆杆波动范围最小,SMC 控制方案的长摆杆和短摆杆的波动范围最大。进一步观察我们还可见:当期望的旋转臂角度发生变化时,LQR 与 SMC 控制可以跟随期望的旋转臂位置(角度),但是 LQR 控制时的旋转臂位置控制的“稳态误差”比较大(稳态时旋转臂的位置角度不能“归零”,误差约为  $0.8 \text{ rad}$ ),而 SMC 控制时旋转臂位置控制的“稳态误差”比较小(误差约为  $-0.2 \text{ rad}$ )。综上所述,SMC 控制算法的 PRDIP 系统位置伺服控制效果最优,即旋转臂跟随位置给定输入的稳态误差最小。



知识拓展  
基于 SMC 控制算法的大型 PRDIP 实物装置实验(串行起摆与稳摆控制+三步位置伺服控制)

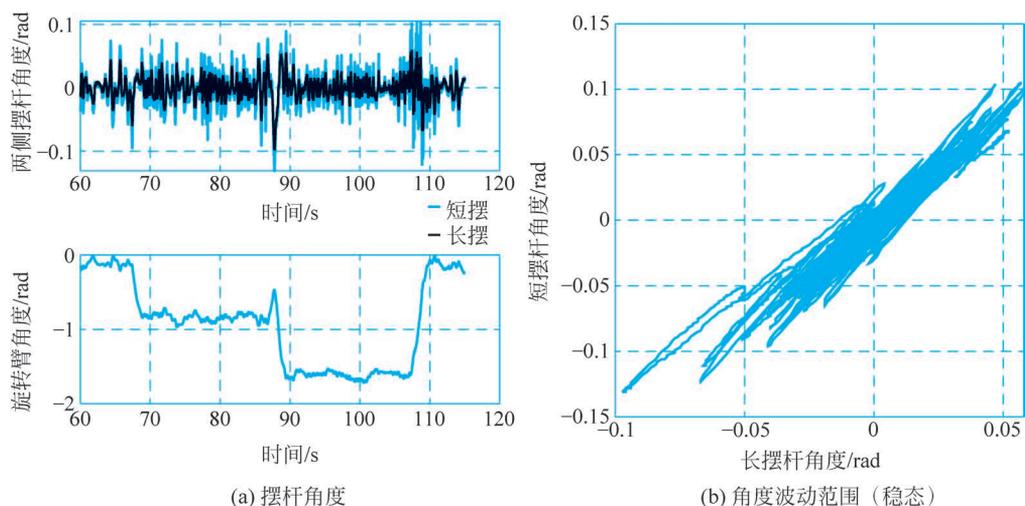


图 5-39 PRDIP 系统三步位置伺服控制实验结果(SMC 稳摆控制)

通过以上 PRDIP 实物装置实验结果的分析,我们不免会进一步思考一个问题:对于 PRDIP 系统的“全域运动控制问题”,是否存在更好的“时间最优控制”方案?(即在最短的时间内实现 PRDIP 系统实物装置的“起摆与稳摆控制+旋转臂的位置伺服控制”。)

针对这个问题,感兴趣的读者可以扫码观看“并行起摆”控制方案的实验情况,你的控制方案能超越它吗?



**问题探究**  
PRDIP 实物装置全域运动控制的“时间最优”控制方案(并行起摆控制)

## 5.2.4 基于 HIL 技术的光伏发电系统最大功率点跟踪控制

本书 2.5.7 节已经对光伏发电系统的最大功率点跟踪控制(MPPT)问题进行数学建模。由光伏电池的工作原理及数学模型可知,光伏电池的运行受外界环境的影响,呈现出典型的非线性特性。一般而言,理论上很难精确地实时计算出光伏电池的最大功率点,因此需要对“最大功率点的自动跟踪控制问题”进行理论与系统设计。

### 1. 基本原理

根据电路理论可知,当光伏电池的内阻抗等于负载阻抗时,光伏电池的输出功率最大。因此,光伏电池的最大功率点跟踪控制问题可以看成光伏电池内阻抗和负载阻抗等值匹配过程的控制问题。即,如果我们能够通过控制技术实现负载阻抗对光伏电池内阻抗的跟踪,就可以实现光伏电池的 MPPT 控制。

如图 5-40 所示,负载的伏安特性曲线可以看成一条经过原点的直线。在辐照度为  $G_1$  时,光伏电池的工作点正好位于光伏电池伏安特性曲线和负载伏安特性曲线的交点 A 处,而 A 点正好是最大功率点,此时光伏电池的内阻抗与负载的阻抗相匹配。在辐照度为  $G_2$  时,光伏电池的工作点位于 B 点,而此时的最大功率点却位于 C 点。因此,必须进行阻抗的匹配控制,从而实现光伏系统的最大功率跟踪。

在 2.5.7 节中,我们在建立 Boost 升压电路的模型时得到

$$R_i = R_o(1 - D)^2 \quad (5-30)$$

因此,通过改变 Boost 升压电路的占空比  $D$  即可调整等效阻抗  $R_i$  的大小,使其与光伏

电池的内阻抗匹配。而占空比  $D$  可由光伏电池输出电压  $V_{PV}$  与参考电压  $V_{ref}$  的差值经过 PI 控制器得到(见图 2-55)。占空比  $D$  的改变可通过改变参考电压  $V_{ref}$  实现。

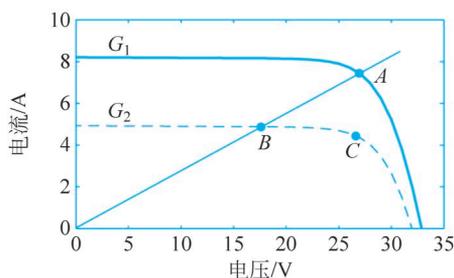


图 5-40 光伏电池的伏安特性和负载的伏安特性匹配

目前,工业上常用的 MPPT 控制方法主要包括定电压跟踪法、扰动观察法、电导增量法等。下面分别加以阐述。

### (1) 定电压跟踪法。

光伏电池的最大功率点电压  $V_{mpp}$  与光伏电池的开路电压  $V_{oc}$  之间存在近似的线性关系,即

$$V_{mpp} \approx kV_{oc} \quad (5-31)$$

式中,系数  $k$  取决于光伏电池的特性,一般取值为 0.8。

通过式(5-31)直接计算出最大功率点电压  $V_{mpp}$ ,并且令  $V_{ref} = V_{mpp}$ 。这种 MPPT 控制方法简单快速,但忽略了温度和光照对光伏电池输出电压的影响,实际跟踪最大功率点的误差较大。

### (2) 扰动观察法。

光伏电池的功率—电压曲线是一个以最大功率点为极值的单峰曲线(见图 5-42)。采用步进搜索的自寻优思路,从起始状态开始,对参考电压  $V_{ref}$  进行有限变化,然后观察光伏电池输出功率的变化情况,再对  $V_{ref}$  进行下一步控制。扰动观察法的详细内容见下文。

### (3) 电导增量法。

在最大功率点左侧,光伏电池的功率对电压的导数  $dP/dV$  大于 0;而在最大功率点右侧, $dP/dV$  小于 0。考虑光伏电池的输出功率为

$$P = VI \quad (5-32)$$

将式(5-32)两边对  $V$  求导,得到

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (5-33)$$

由于数字控制是离散的,实际中以  $\Delta I/\Delta V$  代替  $dI/dV$ ,则使用电导增量法进行 MPPT 控制的判据如下:

$$\begin{cases} \frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}; & \text{工作点在最大功率点左侧,增大 } V_{ref} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}; & \text{工作点在最大功率点} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}; & \text{工作点在最大功率点右侧,减小 } V_{ref} \end{cases} \quad (5-34)$$

## 2. 基于 P&O 的光伏发电系统最大功率点跟踪控制系统设计

扰动观察法(Perturb and Observe, P&O)是实现 MPPT 控制最常用的方法,该方法通过扰动光伏电池的输出电压,然后观察光伏电池输出功率的变化,根据功率变化的情况改变电压扰动方向,最终使得光伏电池工作于最大功率点。扰动观察法的流程图如图 5-41 所示。

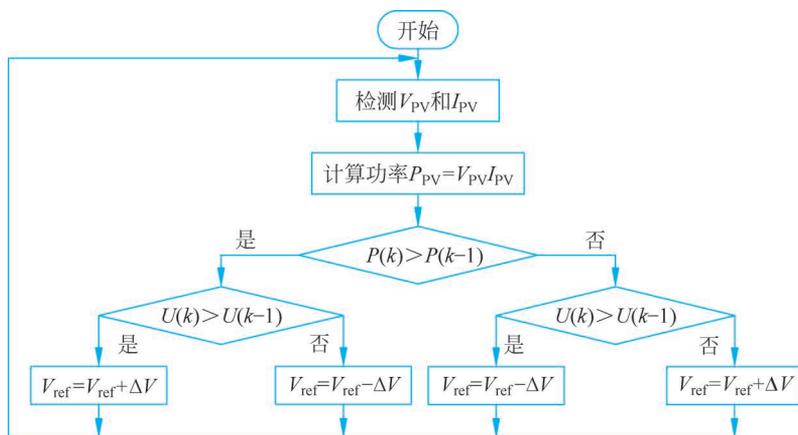


图 5-41 扰动观察法的流程图

图 5-42 给出了扰动观察法的 MPPT 控制过程:

(1) 当增大电压( $V_1 = V + \Delta V$ )时,如果  $P_1 > P$ ,则表明光伏电池的当前工作点位于最大功率点左侧,此时应保持前一时刻增大电压的扰动方式,即  $V_2 = V_1 + \Delta V$ ,如图 5-42(a) 所示;

(2) 当增大电压( $V_1 = V + \Delta V$ )时,如果  $P_1 < P$ ,则表明光伏电池的当前工作点位于最

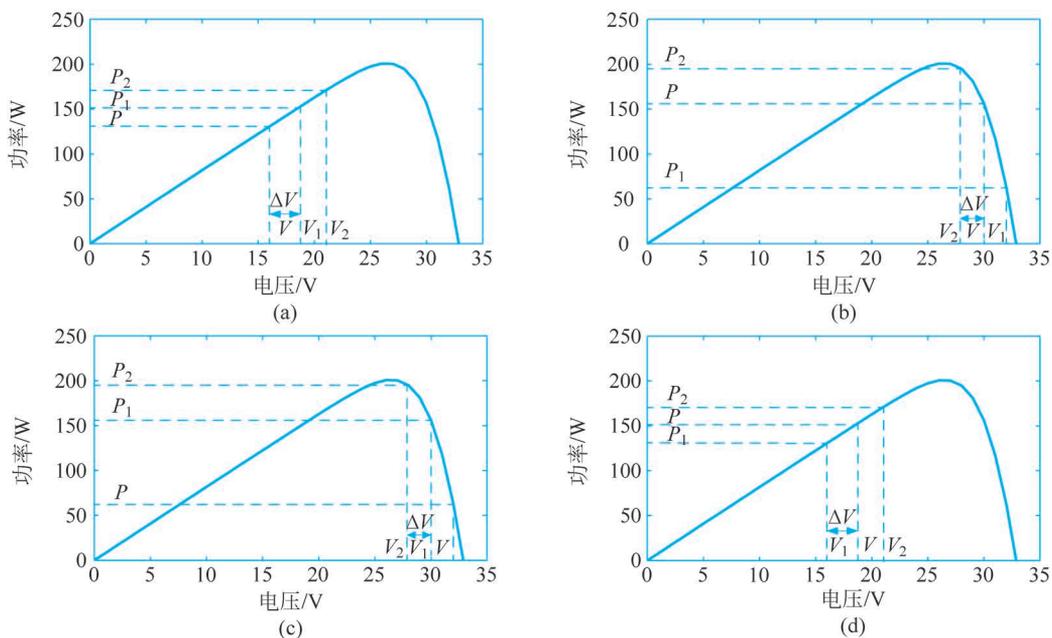


图 5-42 扰动观察法的 MPPT 过程

大功率点右侧,此时应采取减小电压的扰动方式,即  $V_2 = V_1 - \Delta V$ ,如图 5-42(b)所示;

(3) 当减小电压( $V_1 = V - \Delta V$ )时,如果  $P_1 > P$ ,则表明光伏电池的当前工作点位于最大功率点右侧,此时应保持前一时刻减小电压的扰动方式,即  $V_2 = V_1 - \Delta V$ ,如图 5-42(c)所示;

(4) 当减小电压( $V_1 = V - \Delta V$ )时,如果  $P_1 < P$ ,则表明光伏电池的当前工作点位于最大功率点左侧,此时应采取增大电压的扰动方式,即  $V_2 = V_1 + \Delta V$ ,如图 5-42(d)所示。

根据上述控制过程描述,可在 MATLAB/Simulink 仿真环境中搭建出如图 5-43 所示的 MPPT 控制仿真模型。把光伏电池的输出电压  $V_{pv}$  和输出电流  $I_{pv}$  作为输入量,扰动观察法的程序代码可通过 MATLAB 的 Function 模块嵌入模型中,输出量电压参考值  $V_{ref}$  与输出电压  $V_{pv}$  的差值经过 PI 控制后,可得到 Boost 升压电路的占空比  $D$ ,用其产生控制开关管的 PWM 信号。仿真模型的参数如表 5-3 所示。

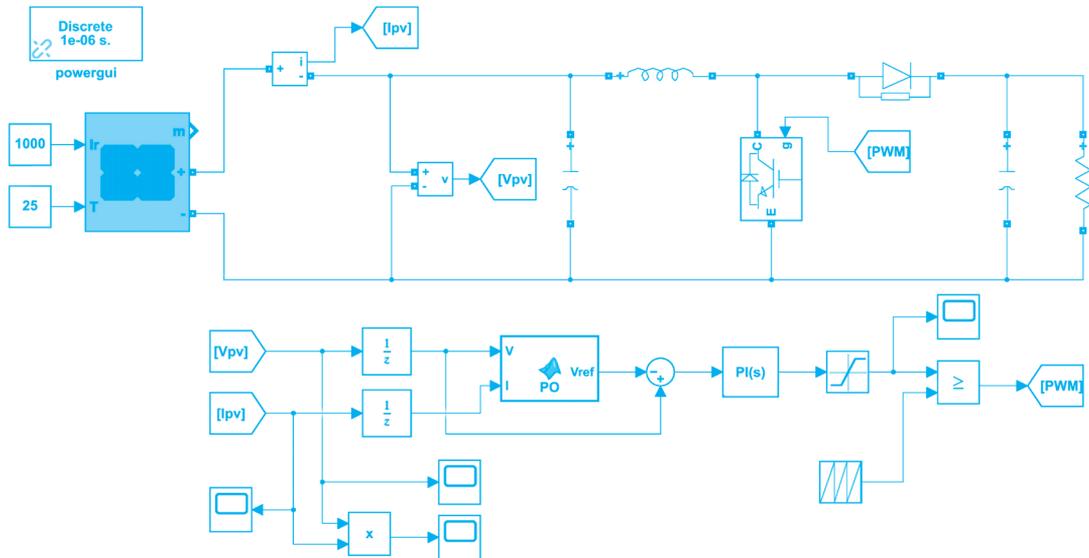


图 5-43 光伏系统 MPPT 控制仿真模型

表 5-3 仿真模型的参数

参 数	数 值	参 数	数 值
$V_{oc}$	108.9V	$L$	8mH
$I_{sc}$	7.84A	$C_{out}$	30 $\mu$ F
$V_{mpp}$	87V	$f$	20kHz
$I_{mpp}$	7.35A	$R$	25
$P_{mpp}$	639.45W	$K_p$	0.04
$C_{in}$	500 $\mu$ F	$K_i$	0.01

其中,扰动观察法的控制程序代码如下:

```
function Vref=PO(V, I)

Vrefmax=109;
Vrefmin=0;
Vrefinit=80;
deltaV=0.0002;
```

```

persistent Vold Pold Vrefold;

if isempty(Vold)
    Vold=0;
    Pold=0;
    Vrefold=Vrefinit;
end

P=V*I;
dV=V-Vold;
dP=P-Pold;

if dP~0
    if dP<0
        if dV<0
            Vref=Vrefold+deltaV;
        else
            Vref=Vrefold-deltaV;
        end
    else
        if dV<0
            Vref=Vrefold-deltaV;
        else
            Vref=Vrefold+deltaV;
        end
    end
end
else
    Vref=Vrefold;
end

if Vref>=Vrefmax || Vref<=Vrefmin
    Vref=Vrefold;
end

Vrefold=Vref;
Vold=V;
Pold=P;

```

在标准条件下,设置辐照度为  $1000\text{W}/\text{m}^2$ ,温度为  $25^\circ\text{C}$ 。此时,系统输出功率稳定在  $637.5\text{W}$ ,与理论最大功率值  $639.45\text{W}$  十分接近,输出效率为  $99.695\%$ ;这说明系统的稳态性能较好。在  $0.1\text{s}$  和  $0.2\text{s}$  时,辐照度分别下降到  $600\text{W}/\text{m}^2$  和上升到  $800\text{W}/\text{m}^2$ 。如图 5-44 所示,经过大约  $0.03\text{s}$  和  $0.02\text{s}$  的上下起伏变化后,输出功率均达到稳定状态,分别为  $388.51\text{W}$  和  $514.57\text{W}$ 。由此可见,该模型实现了动态环境变化时光伏发电系统的 MPPT 控制,系统的动态性能良好。

### 3. 基于 RT-box 半实物仿真技术的控制系统实现

在 5.2.2 节“TORA 减振控制系统”的半实物仿真实验中,我们利用 dSPACE 半实物仿真器代替了实际控制系统的控制器,而被控对象为实物系统,即应用了半实物仿真的“RCP 技术”。在本节的“光伏发电系统 MPPT 控制”的半实物仿真实验中,控制器是真实的,被控对象(即光伏发电系统)采用 RT-box 实时仿真器模拟,也就是应用半实物仿真的“HIL 技术”。光伏发电系统 MPPT 控制的半实物仿真系统如图 5-45 所示。其中,光伏电池和 Boost 升压电路用 RT-box 实时仿真器代替,控制器采用真实的 DSP 控制器。

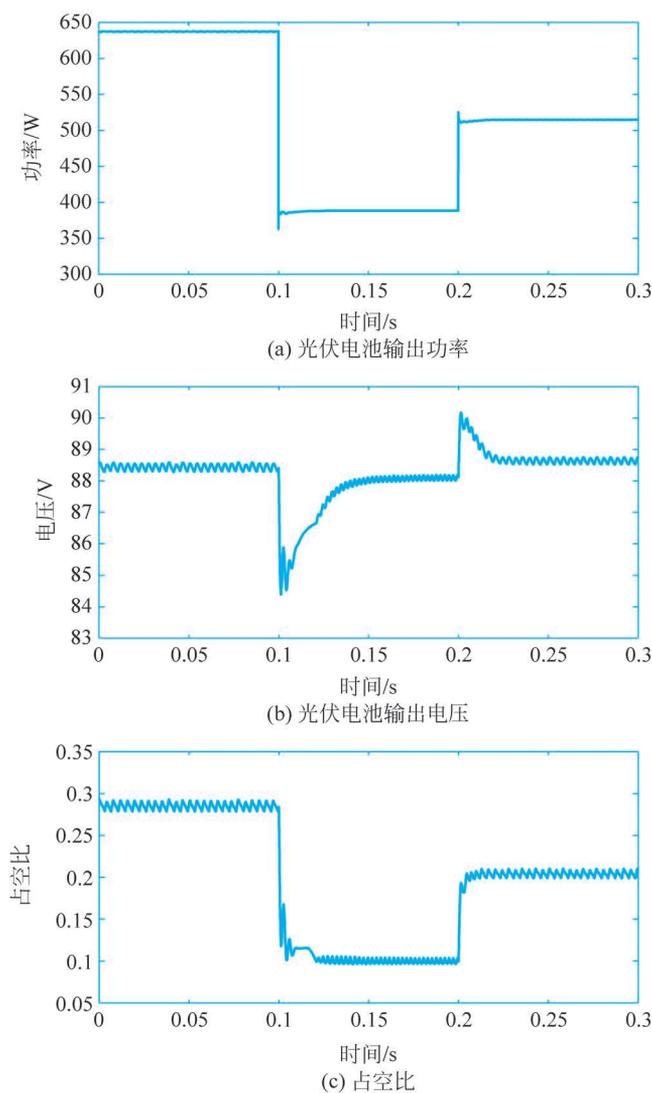


图 5-44 MPPT 仿真结果

RT-box 实时仿真器主要针对电力电子系统的工程应用,它可以和安装有 PLECS Standalone 以及 PLECS 代码生成器的电脑主机连接。PLECS 代码生成器将 PLECS 模型转换为可以在 RT-box 上编译执行的实时 C 代码。实验中使用的是 RT-box 1,它包含 16 路 AI 通道和 16 路 AO 通道,32 路数字量输入接口和 32 路数字量输出接口。实验中使用的控制器采用基于 TMS320F28379D 的 DSP 微控制器。RT-box 实时仿真器用于硬件在环仿真(Hardware in the Loop,HIL)的系统结构图如图 5-46 所示。

RT-box 实时仿真器需与 PLECS Standalone 软件配套使用,该软件是 MATLAB/Simulink 运行环境下的一款高速电力电子系统仿真工具(PLECS)的独立版本。因此,PLECS Standalone 软件的使用与 Simulink 存在众多相似之处,这一点可从 PLECS Standalone 软件界面(如图 5-47 所示)略见一斑。

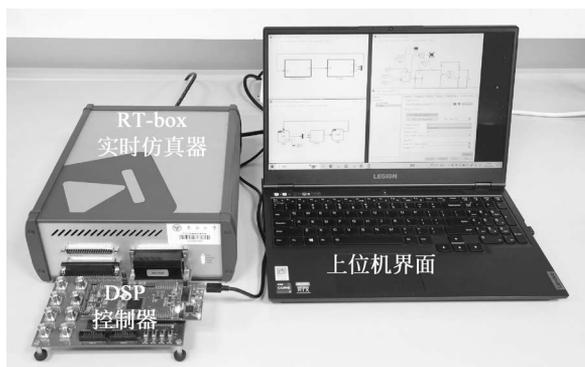


图 5-45 半实物实时仿真系统

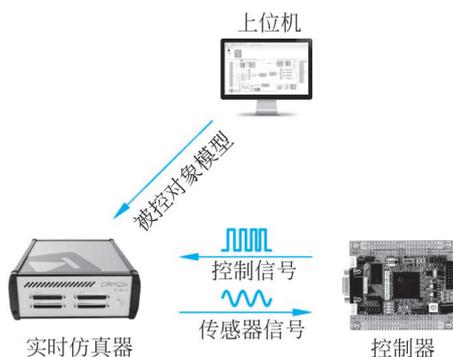


图 5-46 “硬件在环仿真”系统结构图

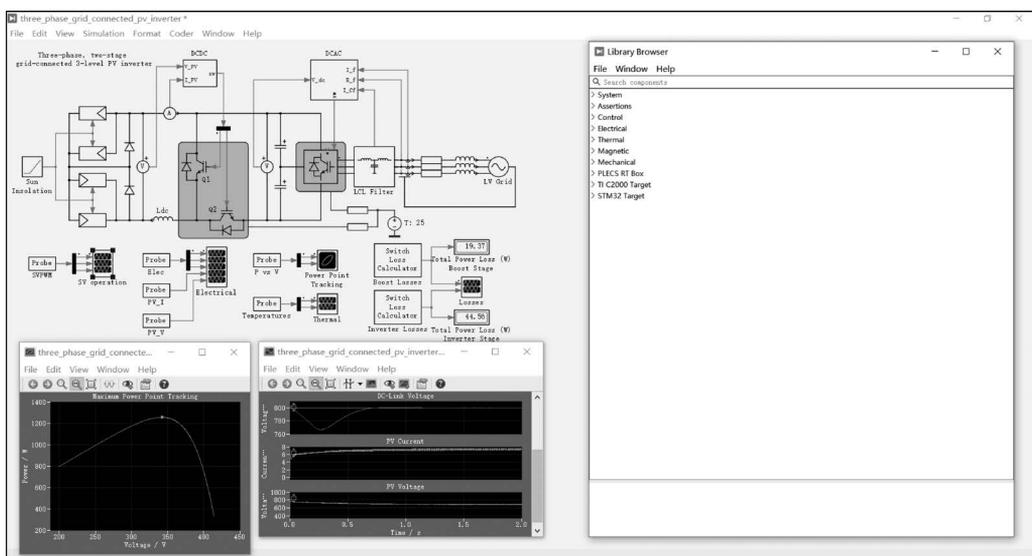


图 5-47 PLECS Standalone 软件界面

在实验中,我们需要搭建用于 HIL 的仿真模型(如图 5-48 所示)。被控对象模型被封装在 Plant 模块中,其具体模型如图 5-49 所示,除了光伏电池模型和 Boost 升压电路模型之外,还增加了两个 Analog Out 模块,其将光伏电池的输出电压和输出电流通过 AO 通道输出; PWM Capture 模块用于接收控制器发出的 PWM 信号。同时,控制器模型增加了 ADC 采样模块和 PWM 生成模块,分别用于采集 AO 通道输出的电压和电流与产生 PWM 信号,如图 5-50 所示。

PLECS Standalone 软件除了可以将被控对象模型转换成可以在 RT Box 上编译执行的实时 C 代码之外,还可以将控制器模型直接转成 C 语言代码下载到 DSP 控制器中,我们无须编写具体的 DSP 程序。由此可见,“半实物仿真技术”(HIL)可以大大地节省设计者的研发时间,有效提升工作效率<sup>[33,34]</sup>。

基于上述搭建的光伏发电系统最大功率点跟踪控制半实物仿真平台,对本节的 MPPT 控制方案进行了“半实物实时仿真”实验验证,并采用与数字仿真相同的系统参数,半实物仿真结果如图 5-51 所示。在辐照度为  $1000\text{W}/\text{m}^2$ ,温度为  $25^\circ\text{C}$  时,系统输出功率稳定在

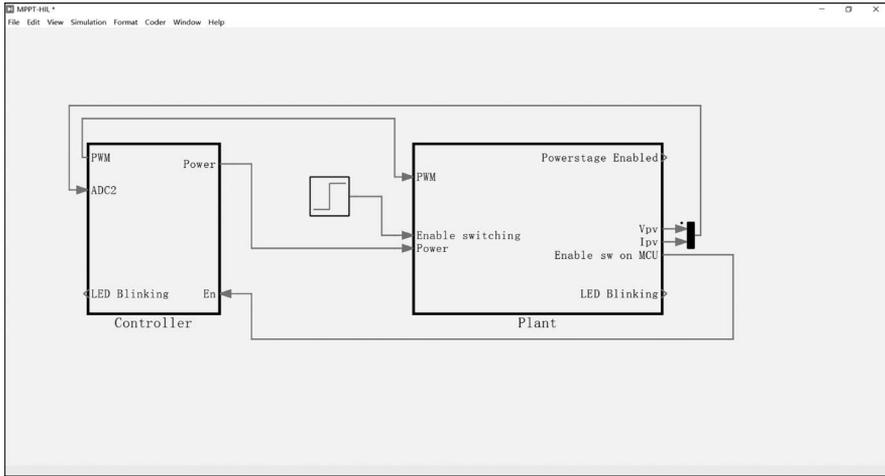


图 5-48 HIL 仿真模型

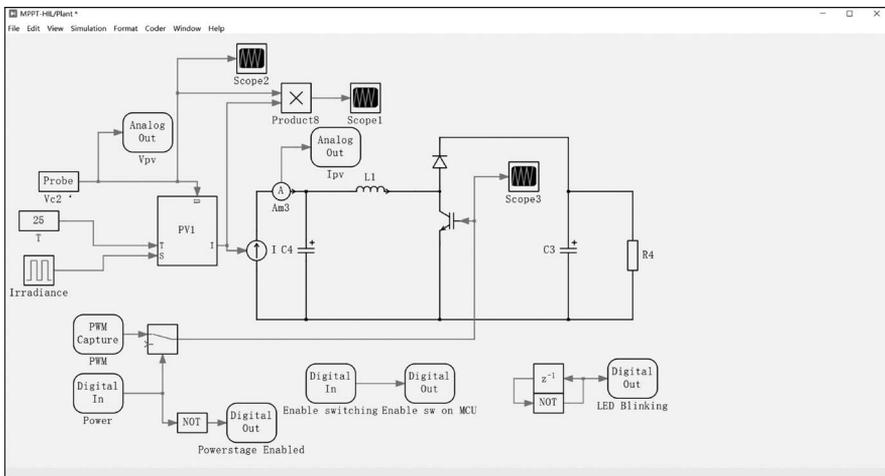


图 5-49 被控对象模型

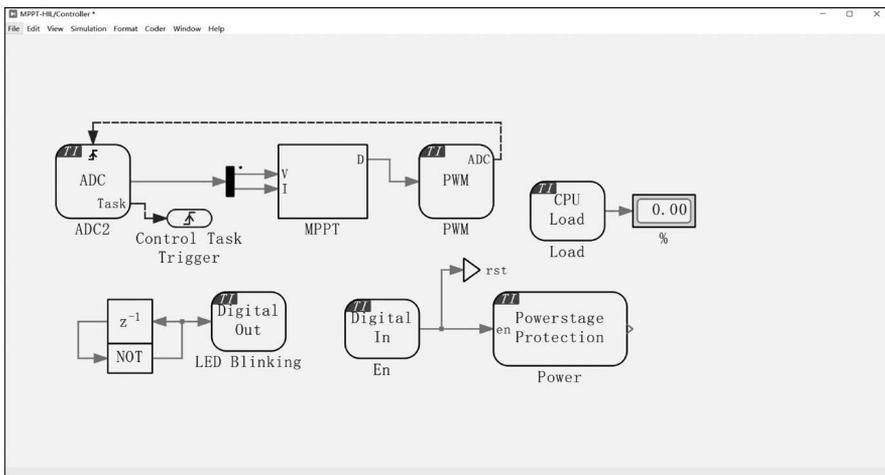


图 5-50 控制器模型

639.1W,输出效率为99.945%,这说明系统的稳态性能较好。在0.1s和0.2s时,辐照度分别下降到 $600\text{W}/\text{m}^2$ 和上升到 $800\text{W}/\text{m}^2$ 。经过大约0.022s和0.015s的上下起伏变化后,输出功率均达到稳定状态,分别为381.54W和510.72W。由此可见,该模型实现了动态环境发生变化时MPPT控制方案的有效性,系统的动态性能良好。

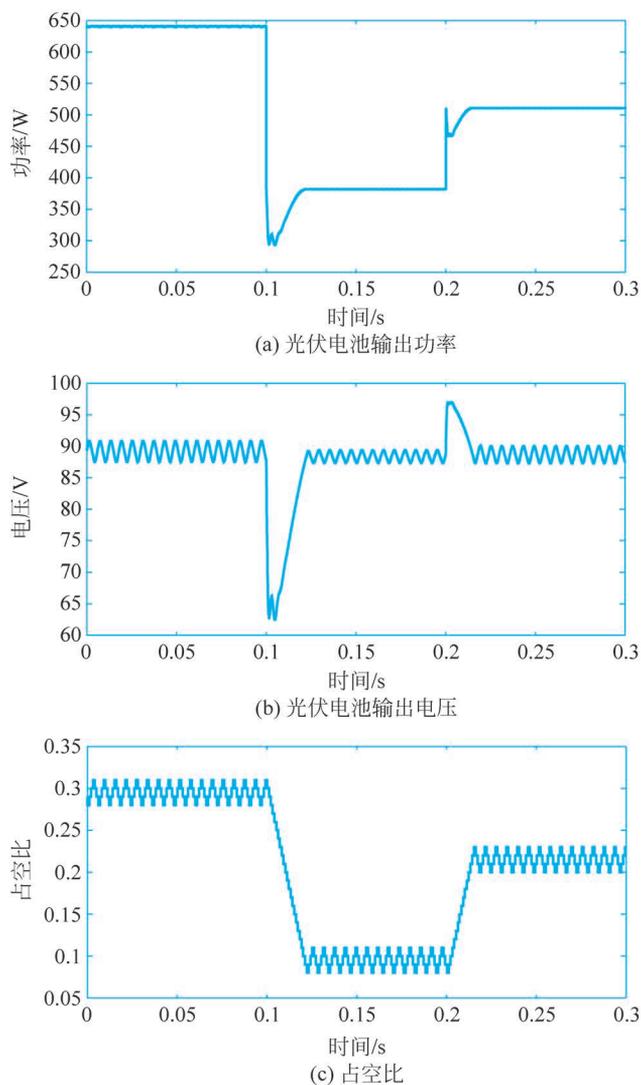


图 5-51 MPPT 半实物仿真结果

通过对比半实物实时仿真和数字仿真的结果可以发现:半实物仿真的控制结果比数字仿真稍差一些(这是由于模型误差、RT-box 实时仿真器与 DSP 控制器存在数据交互延时等多种原因所致),但控制结论是相一致的,即扰动观察法可以实现光伏发电系统的 MPPT 控制,并且具有良好的稳态性能和动态响应能力。

本节应用 RT box 半实物仿真技术,基于“硬件在回路仿真”模拟被控对象(光伏发电系统),将光伏发电系统的 MPPT 控制算法部署在真实控制器中,在实时仿真的运行环境中验证控制算法的有效性。通过应用 HIL 技术,高效地避免了搭建实际光伏发电系统(减少开

发成本),提高了控制系统与控制算法开发的效率。对于“基于 RT box 半实物仿真技术”的实验过程,感兴趣的读者可扫码观看整个实验过程。



知识拓展  
基于 HIL 技术的光伏发电系统半实物实时仿真实验

### 5.2.5 基于 HIL/RCP 技术的风力发电并网系统有功-频率控制

在 2.5.8 节已经对风力发电并网系统有功-频率控制问题进行数学建模。由风电机组物理模型特性可知,通过调节风力机转速或桨距角可以实现风电机组有功功率的控制。风力发电并网系统有功-频率控制问题主要分为两部分:电网频率响应的控制模式和风电有功功率控制。下面我们进行理论分析和控制系统设计。

由于电网和风力发电本身的复杂性,本节将通过半实物仿真对风电并网模型采用 HIL 进行模拟,通过半实物仿真对风电控制器采用 RCP 进行快速成型,形成 HIL+RCP 的联合半实物仿真验证。

#### 1. 基本原理

电网频率偏差是由于负荷与发电机有功功率不平衡引起的,频率稳定是电网安全稳定运行的基本要求之一。持续的非正常频率偏差会损坏电力设备、降低负荷性能、使保护装置误动,从而影响电网运行的安全性、稳定性和效率。

在传统的以同步发电机为主体电源的电网中,当发生负荷有功功率扰动时,电网的频率动态响应过程主要包括扰动功率按同步功率系数自动分配、惯量响应、一次调频、二次调频和三次调频。本节关注的调频阶段为一次调频过程:当频率偏差超过同步发电机设定的一次调频死区时,调速器系统动作,增大或减小汽轮机阀门的开度,从而增大或减小同步发电机输出的有功功率。图 5-52 给出了一次调频示意图, $O$  点是系统初始运行点,设负荷有功突然增加  $\Delta P_L$ ,即负荷的有功-频率特性曲线由  $P_L$  向上移动为  $P'_L$ 。此时,同步发电机的功率不能及时地随之变化,电网频率将下降。在电网频率逐步下降的过程中,同步发电机的有功功率在一次调频的作用下增大,负荷的功率由于自身的调节效应而减小,最终达到新的平衡点  $O'$ 。同步发电机的有功功率变化量为

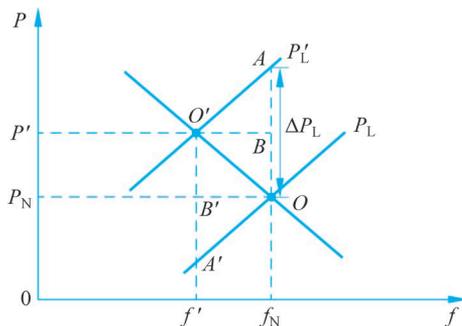


图 5-52 一次调频示意图

$$\Delta P_{sm} = -K(f - f_N) \quad (5-35)$$

式中, $\Delta P_{sm}$  为同步发电机的有功功率变化量; $K$  为一次调频增益系数; $f$  为电网实际频率; $f_N$  为电网额定频率(我国为 50Hz)。

#### 2. 基于转速-变桨协同控制的风力发电并网系统有功-频率控制系统设计

根据式(2-95)可以绘制出风能利用系数  $C_p$  与叶尖速比  $\lambda$  和桨距角  $\beta$  的曲线图,如图 5-53 所示。从图 5-53 中可以看出,当叶尖速比  $\lambda$  固定时,随着桨距角  $\beta$  的增大,风能利用系数  $C_p$  逐渐减小,在同一风速下,风力机捕获得到的机械功率减小;当桨距角  $\beta$  固定时,随着叶尖速比  $\lambda$  的增大,风能利用系数呈现先增大后减小的趋势。因此,通过调节转速(叶尖速比与风力机转速的关系见式(2-94))或桨距角可以实现风电机组有功功率的控制。通常风电机组的有功控制方法包括转速控制、变桨控制和转速-变桨协同控制。

图 5-54 给出了转速控制的原理图。当接收到有功控制指令后,根据有功控制指令  $P_{ref}$

与有功输出量  $P_g$  间的偏差经 PI 控制器生成电磁转矩参考值  $T_{ref}$ 。风机转速随电磁转矩变化而增速(或减速),当增速到最大转速  $\omega_{max}$  后,为保证风机转速安全,需通过实时检测风机转速  $\omega_g$  经过 PI 控制器对电磁转矩参考值进行修正。通过转速控制实现风机的有功功率控制具有响应速度快的优点,但调节范围有限。

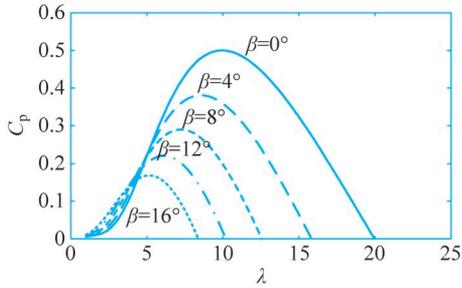


图 5-53 风力机  $C_p$  与  $\lambda$  和  $\beta$  的曲线图

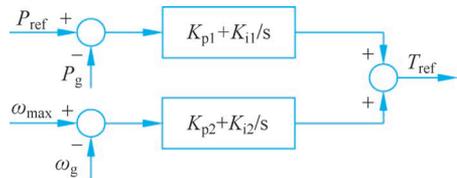


图 5-54 转速控制原理图

图 5-55 给出了变桨控制原理图。风机有功控制指令  $P_{ref}$  与有功输出量  $P_g$  间的偏差经过 PI 控制器,生成桨距角参考值  $\beta_{ref}$ ,并经过伺服电机执行完成桨距角调整。通过桨距角控制实现风机的有功功率控制具有调节范围广的优点,但调节速度相对较慢。

转速-变桨协同控制综合了转速控制有功响应速度快及变桨控制有功控制范围广的优点。图 5-56 给出了转速-变桨协同控制原理图。当接收到有功控制指令后,根据有功控制指令,  $P_{ref}$  与有功输出量  $P_g$  间的偏差经 PI 控制器生成电磁转矩参考值  $T_{ref}$ 。风机转速随电磁转矩变化而增速或减速。同时,根据有功控制指令,  $P_{ref}$  与有功输出量  $P_g$  间的偏差经 PI 控制器生成桨距角参考值,并将风机转速指令  $\omega_{ref}$  与实际转速  $\omega_g$  的偏差经过 PI 控制器对桨距角指令进行修正,以保证风电机组运行在额定转速。

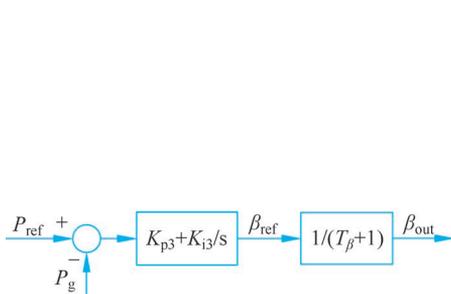


图 5-55 变桨控制原理图

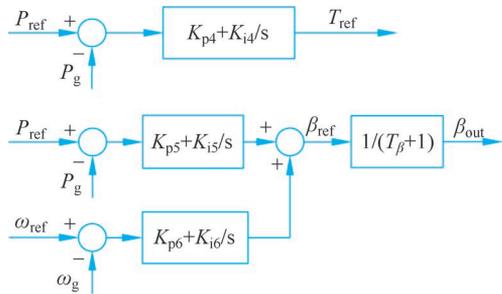


图 5-56 转速-变桨协同控制原理图

在 2.5.8 节的风电并网建模中已经阐述说明,为了使得风电参与电网频率响应,可通过降载运行模拟同步发电机组的一次调频过程,如式(2-101)所示。当电网频率减小时,风电需要增发有功功率;当电网频率增大时,风电需要减发有功功率。

此时,风电的有功功率参考值  $P_{ref}$  为

$$P_{ref} = (1 - d)P_{mpp} - K_W(f - f_N) \quad (5-36)$$

式中,  $d$  为风电的减载率;  $P_{mpp}$  为风电最大功率。如果风电工作在最大功率点,则只能减发有功功率,不能增发有功功率,因此风电调频时一般需要减载运行;风电机组的减载运行一般包括超速减载和变桨减载两种方法。

得到风电的有功功率参考值  $P_{\text{ref}}$  后,采用图 5-56 所示的转速-变桨协同控制方法,调节风电输出的有功功率,使其收敛至  $P_{\text{ref}}$ 。

### 3. 数字仿真实验

根据上述控制过程,建立风电场接入三机九节点系统,其示意图如图 5-57 所示。在 MATLAB/Simulink 仿真环境中搭建出如图 5-58 所示的风电场接入三机九节点系统仿真模型。对于风电场,我们采用了单机等值模型,即将风电场内的多台风电机组等值为一台。电网频率的变化通过负荷有功扰动实现。同步机和风电场的参数如表 5-4 所示。

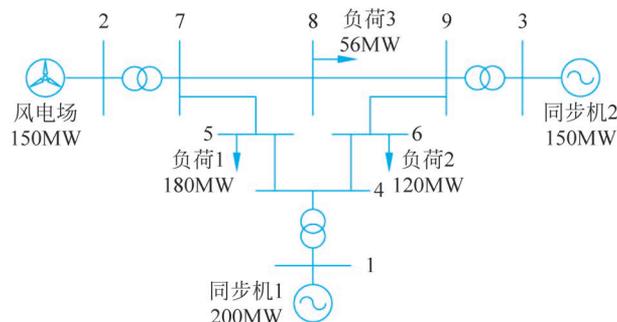


图 5-57 风电场接入三机九节点系统示意图

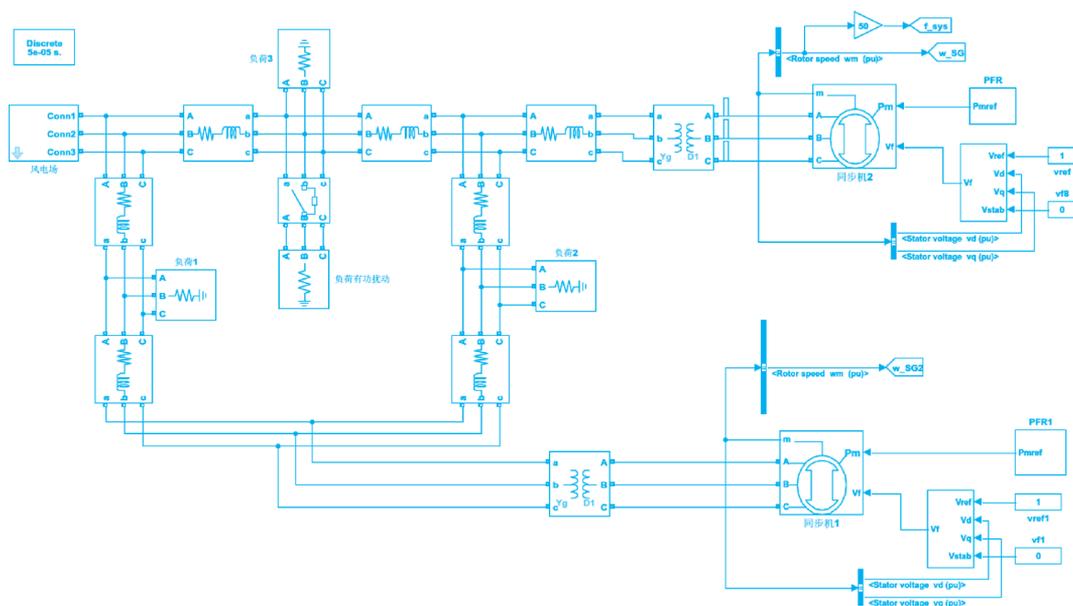


图 5-58 风电场接入三机九节点系统仿真模型

表 5-4 三机九节点系统仿真模型参数

参数	取值	参数	取值
$H_s, s$	7	$T_R$	8
$D_s$	1	$T_A, s$	0.2
$K_m$	0.95	$K_w$	15
$F_H$	0.3	$p$	30%
$1/R$	30	$d$	10%

## 1) 仿真 1: 超速减载

通过增大转速、减小风能利用系数  $C_p$ , 使得风机留有 10% 额定功率的上调容量, 桨距角为  $0^\circ$ 。

设置  $t=10\text{s}$  时, 负荷的有功功率突增 12MW。图 5-59 给出了风电有功-频率控制的仿真结果。可以看出, 当负荷的有功功率增加时, 电网频率下降, 风电增发有功功率以支撑电网频率, 最终稳定在新的平衡状态。此时, 风机的转速减小, 其作用是增大风能利用系数  $C_p$ , 增加风力机捕获的机械功率。

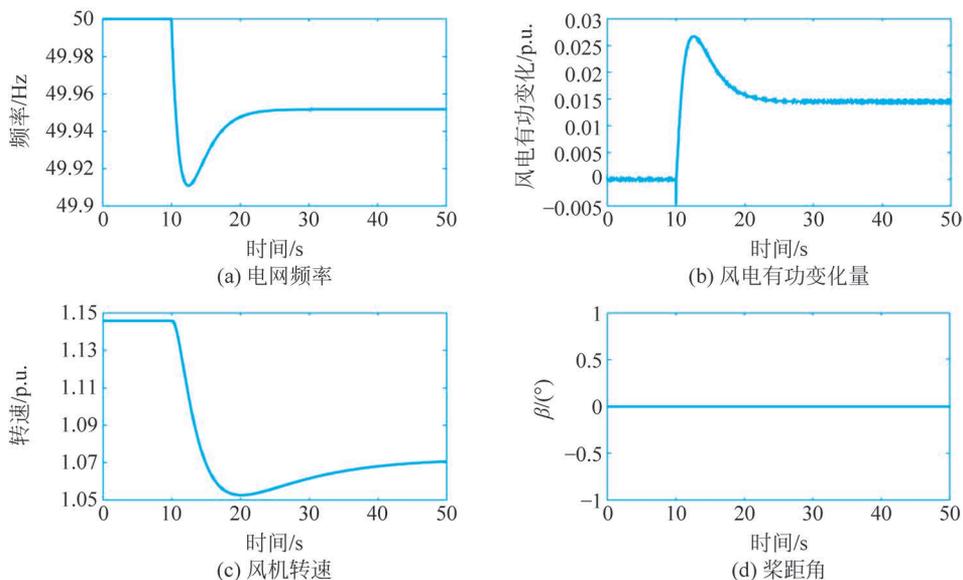


图 5-59 负荷增加时有功-频率控制离线数字仿真结果

设置  $t=10\text{s}$  时, 负荷的有功功率突减 15MW。图 5-60 给出了风电有功-频率控制的仿真结果。可以看出, 当负荷的有功功率减少时, 电网频率上升, 风电减发有功功率以支撑电网频率, 最终稳定在新的平衡状态。此时, 风机的转速增加, 其作用是减小风能利用系数  $C_p$ , 减少风力机捕获的机械功率。当转速达到 1.2 p. u. (即 1.2 标幺) 的上限后, 桨距角开始增加, 以继续减少风力机捕获的机械功率。

## 2) 仿真 2: 变桨减载

通过增加桨距角的方式, 减小风能利用系数  $C_p$ , 使得风机留有 10% 额定功率的上调容量, 风机转速维持在额定转速。

设置  $t=10\text{s}$  时, 负荷的有功功率突增 12MW。图 5-61 给出了风电有功-频率控制的仿真结果。可以看出, 当负荷的有功功率增加时, 电网频率下降, 风电增发有功功率以支撑电网频率, 最终稳定在新的平衡状态。此时, 风机的转速在机械功率与电磁功率之间的不平衡功率作用下发生变化, 最终仍稳定在额定转速。桨距角减小, 其作用是增大风能利用系数  $C_p$ , 增加风力机捕获的机械功率。

设置  $t=10\text{s}$  时, 负荷的有功功率突减 15MW。图 5-62 给出了风电有功-频率控制的仿真结果。可以看出, 当负荷的有功功率减少时, 电网频率上升, 风电减发有功功率以支撑电网频率, 最终稳定在新的平衡状态。此时, 风机的转速在机械功率与电磁功率之间的不平衡

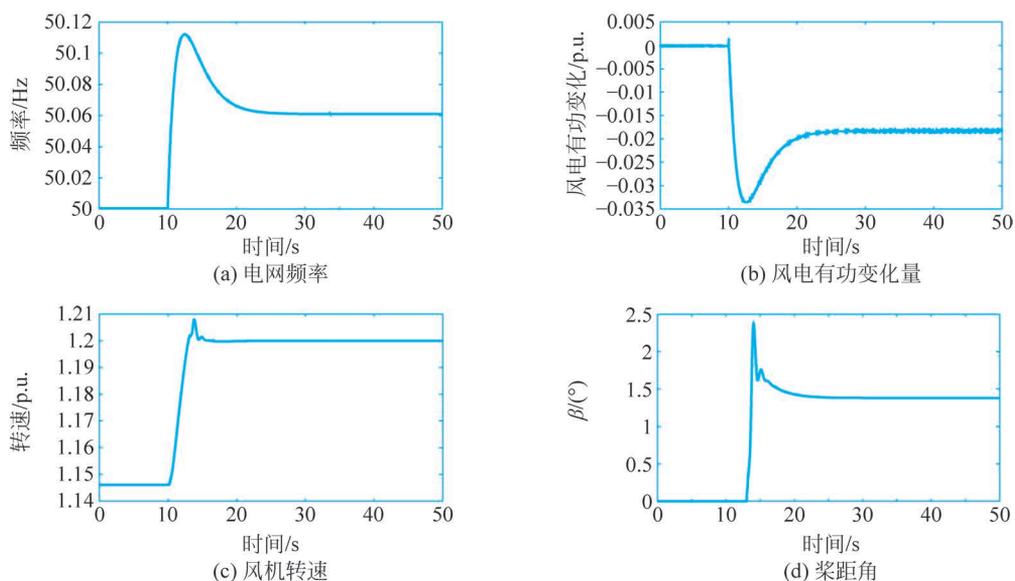


图 5-60 负荷减少时有功-频率控制离线数字仿真结果

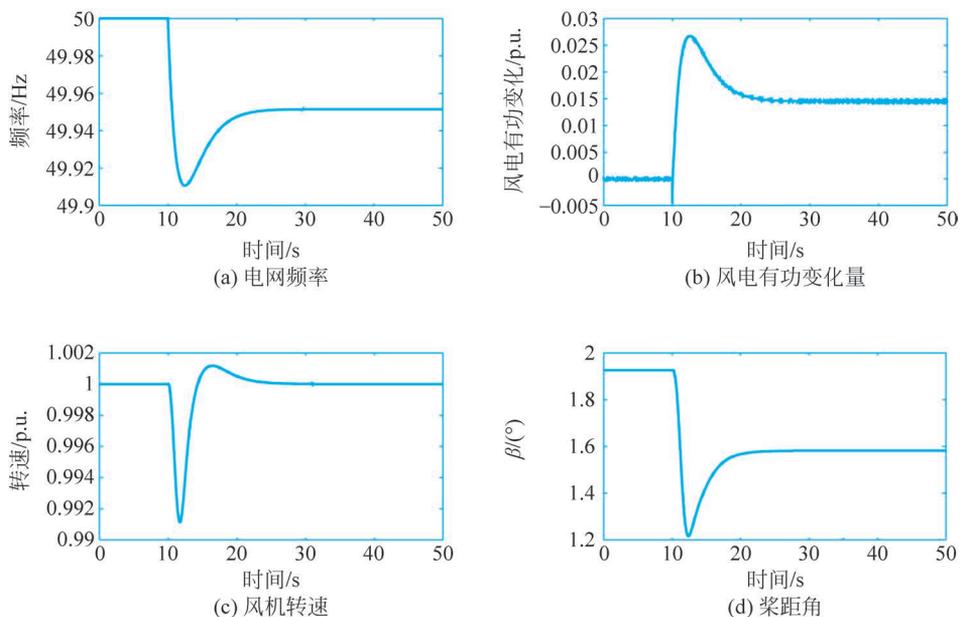


图 5-61 负荷增加时有功-频率控制离线仿真结果

功率作用下发生变化,最终仍稳定在额定转速。桨距角增加,以减少风力机捕获的机械功率。

由数字仿真结果可见,通过不同的减载控制方法,采用设计的风电并网调频控制方法均有效实现了风电并网系统的有功-频率控制,且系统具有良好的动态性能及稳态性能。

#### 4. 基于 HIL+RCP 技术的控制系统实现

在数字仿真实验的基础上,本节将采用半实物仿真技术进一步验证风电并网有功-频率的控制性能。本节的“风力发电并网系统有功-频率控制”的半实物实时仿真实验中,结合了

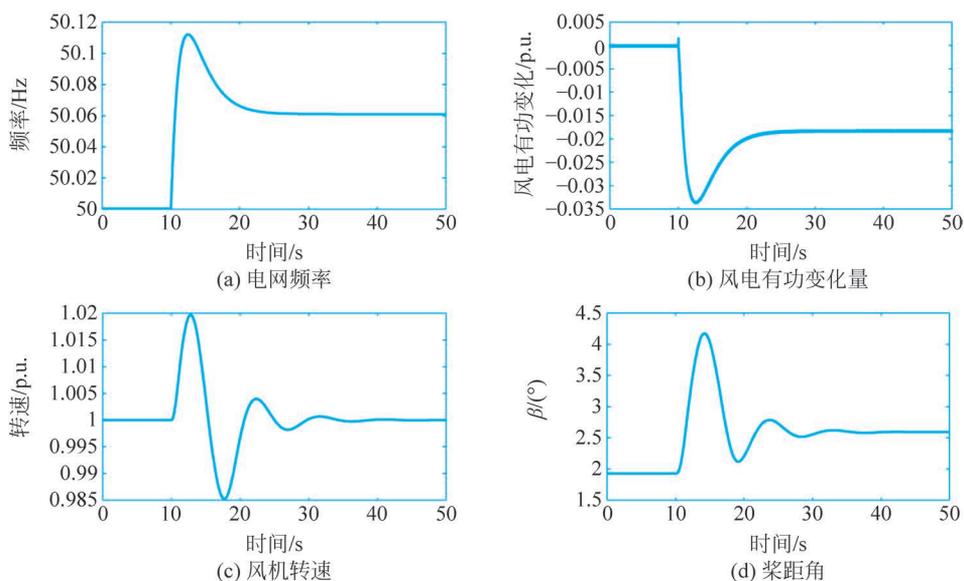


图 5-62 负荷减少时有功-频率控制离线仿真结果

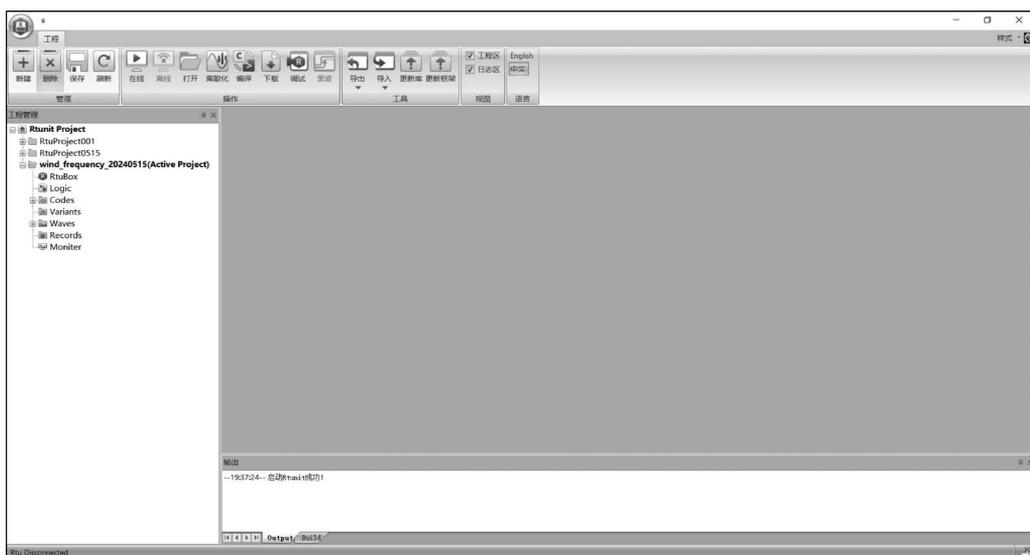
HIL 和 RCP 技术,被控对象(即风力发电并网系统)用 HIL 实时仿真器模拟,风电场的有功-频率控制算法部署在 RCP 控制器中。风力发电并网系统有功-频率控制的半实物实时仿真系统如图 5-63 所示。



图 5-63 半实物仿真系统

对于风力发电并网系统的风电控制部分,采用 RTUNIT 的 RTU-BOX205 进行 RCP 快速控制成型。RTU-BOX 是一种基于模型设计、具有代码自动生成功能的实时数字控制器,它由硬件控制器 RTU-BOX、底层驱动软件包 RTU. Lib、集成开发环境 Rtunit Studio、Simulink 模型库 Rtunit Toolbox 和实时代码生成组件 RTU-Coder 组成。研发人员仅需将基于 MATLAB/Simulink 编写的算法模型通过 Rtunit Studio 导入 RTU-BOX 控制器,即可实现快速开发。图 5-64 给出的是 Rtunit Studio 软件界面,它与 MATLAB 无缝衔接,可以新建管理工程、将 Simulink 模型转换为 C 语言程序、编译下载程序,在程序运行的过程中可以实时修改参数、观测波形、导出数据等。

图 5-65 给出的是在 Simulink 中搭建的 RCP 控制算法模型,它包括 3 个部分: ① ADC 模块,用于采集 RT-LAB 实时仿真器输出的电网频率、风机功率、风机转速以及生成的风机



风机转矩参考值和桨距角参考值

图 5-64 Rtunit Studio 软件界面

有功参考值；②中间部分是下垂控制和转速-变桨协同控制算法模型；③DAC 模块，用于输出 RCP 控制器的控制指令，同时可以输出需要用示波器观测的控制信号，然后下发给 RT-LAB 实时仿真器。搭建好控制算法模型后，通过 Rtunit Studio 软件将算法模型转换成 C 代码，然后编译、下载到 RCP 控制器中。

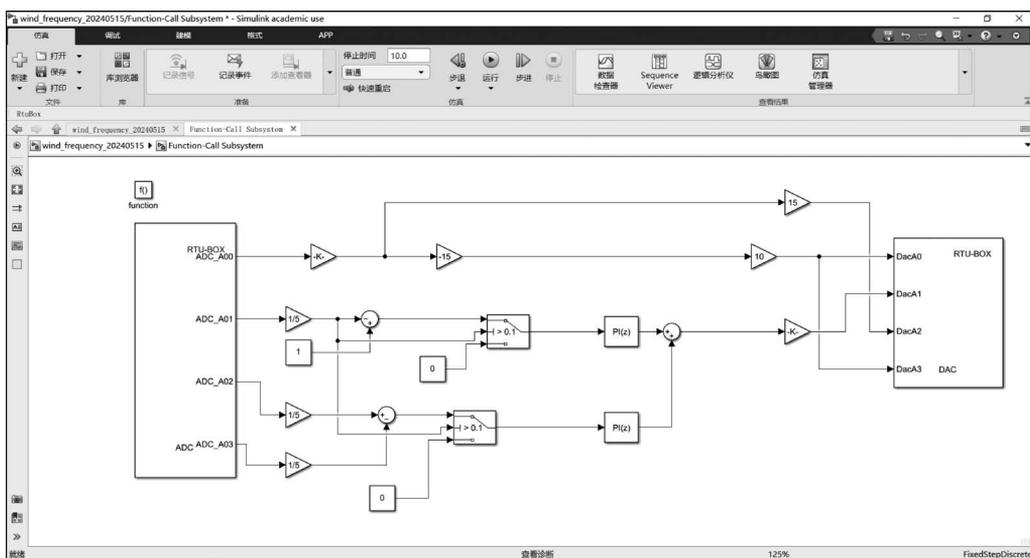


图 5-65 RCP 控制算法模型

对于风力发电并网系统的控制对象模拟部分，采用 RT-LAB 的 OP5700 实时仿真器进行 HIL 模拟。图 5-66 给出的是 RT-LAB 的软件界面，它同样与 MATLAB 无缝链接，基于自动代码生成功能，可以将仿真模型转换成 C 代码，下载到 RT-LAB 实时仿真器中。

为了使用 RT-LAB 模拟风电并网系统，需要对图 5-58 的离线仿真模型进行修改，将控

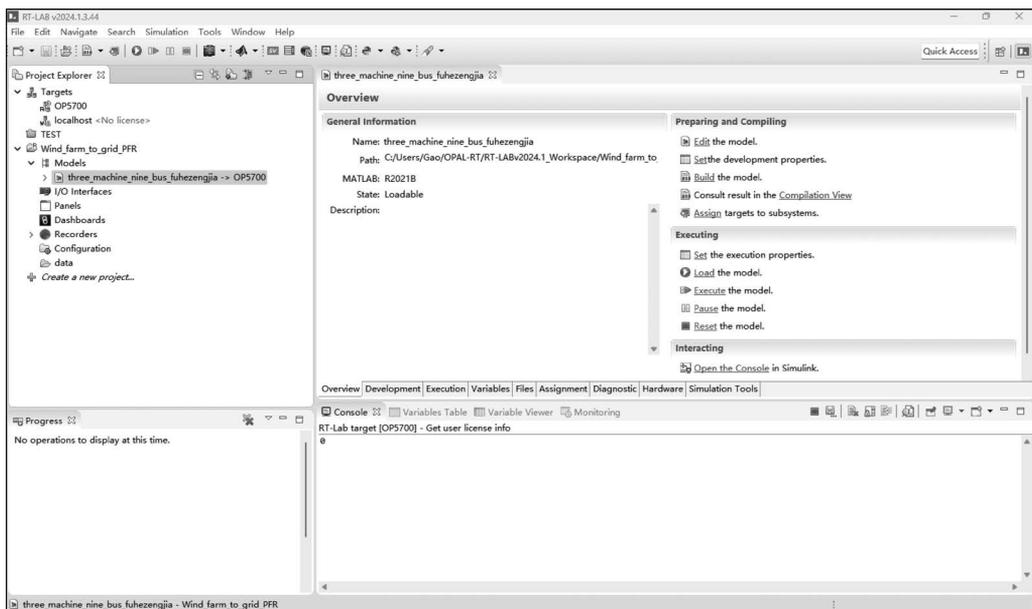


图 5-66 RT-LAB 软件界面

制算法部分从仿真模型中删除,并用 I/O 接口模块代替。对剩下的模型进行拆分,分成 SM 子系统和 SC 子系统,如图 5-67 所示。其中,SM 子系统包含主电路模型,如图 5-68 所示;SC 子系统主要用于在线查看仿真波形,如图 5-69 所示。两个系统之间需要通过 OpComm 模块进行通信。为了记录实时仿真运行时的数据,可以在 SM 子系统里添加 OpWriteFile 模块,将需要记录的波形数据以 .mat 格式保存下来,之后再借助 MATLAB 绘制波形。

以上“风力发电并网系统有功-频率控制”的(RCP+HIL)半实物实时仿真实验的详细情况,感兴趣的读者可扫码观看实验工作视频。



## 知识拓展

基于(RCP+HIL)技术的风力发电并网系统有功-频率控制半实物实时仿真实验

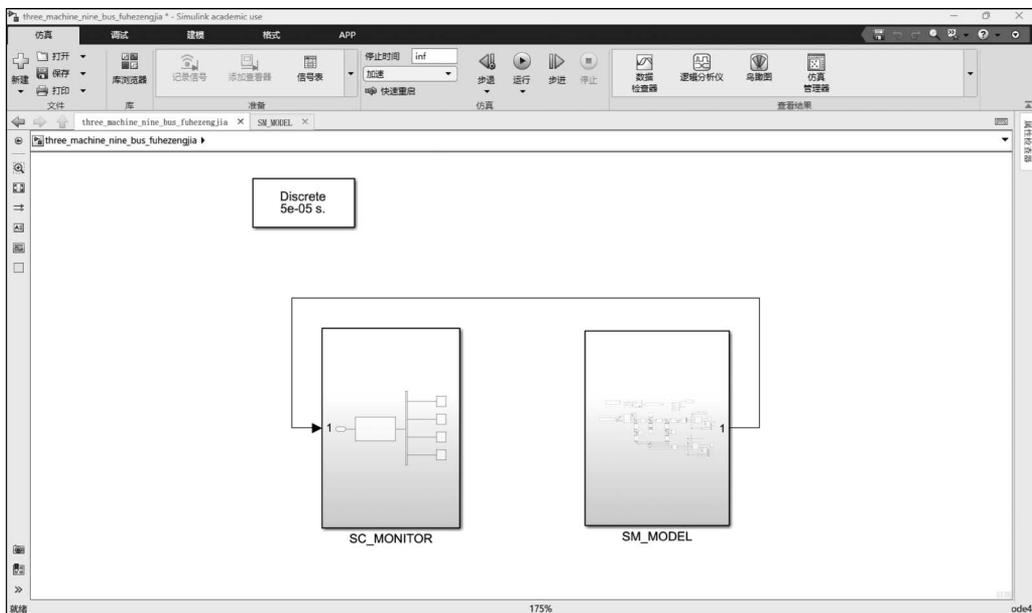


图 5-67 RT-LAB 实时仿真模型整体

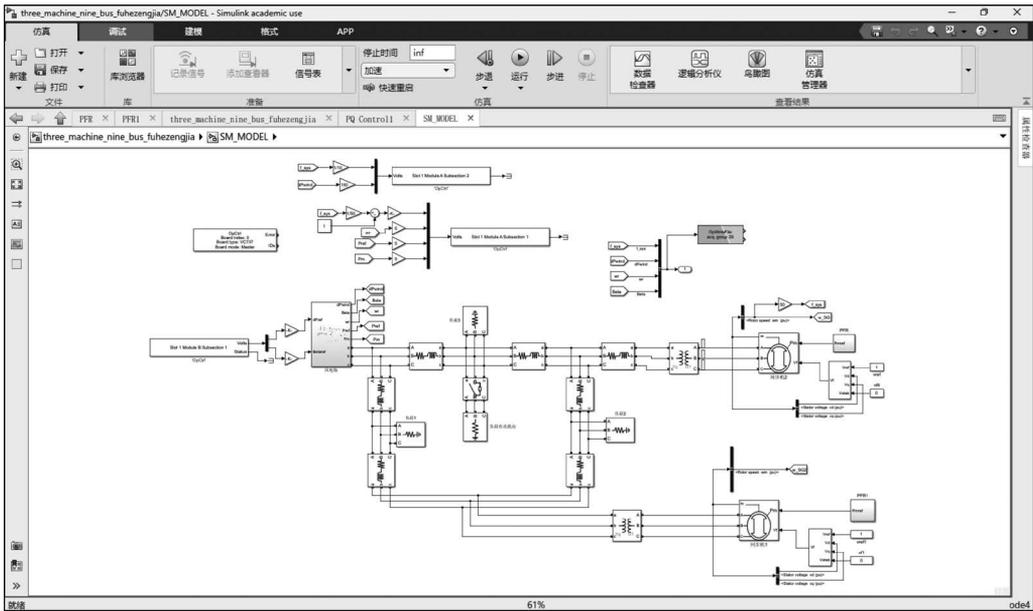


图 5-68 SM 子系统

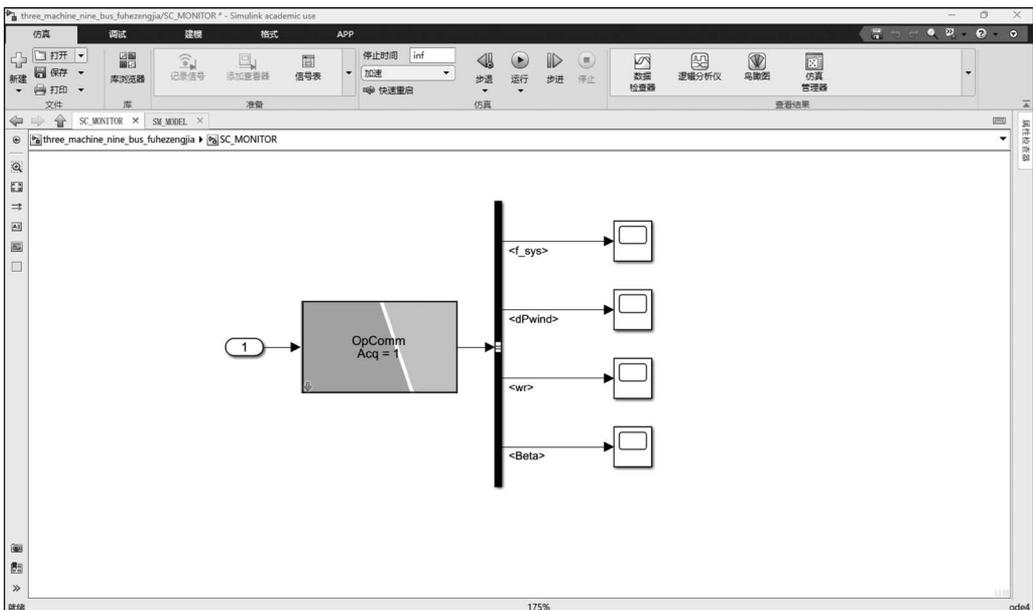


图 5-69 SC 子系统

1) 实验 1: 超速减载

设置与上述 MATLAB/Simulink 离线数字仿真相同的仿真场景。图 5-70 给出了负荷增加 12MW 时的实时仿真结果。可以看出,当负荷的有功功率增加时,电网频率下降,风电增发有功功率以支撑电网频率。此时,风机的转速减小,桨距角保持在  $0^\circ$  不变。这与图 5-59 的离线仿真结果基本一致。

图 5-71 给出了负荷增减 15MW 时的实时仿真结果。同样地,实时仿真结果与图 5-60

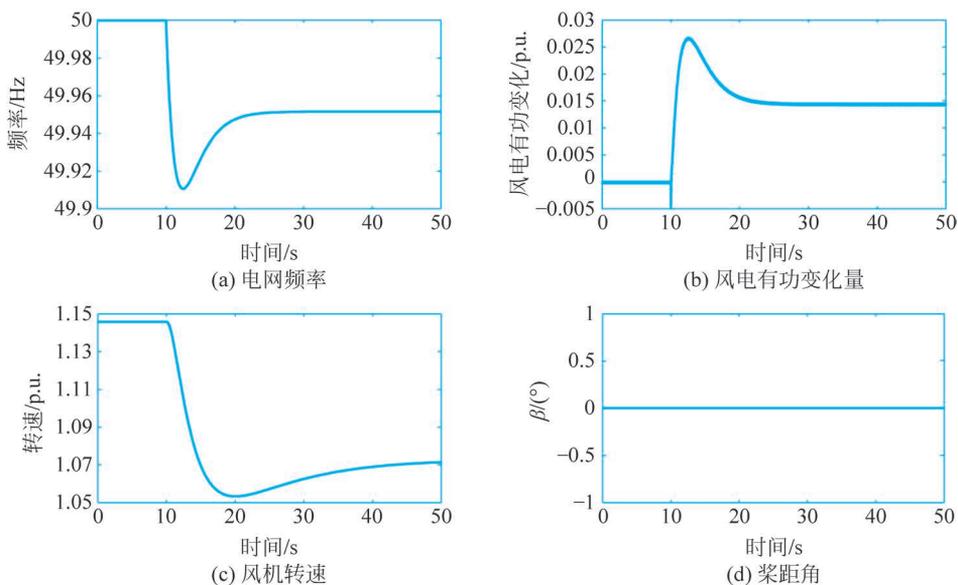


图 5-70 负荷增加时有功-频率控制实时仿真结果

的离线仿真结果基本一致。

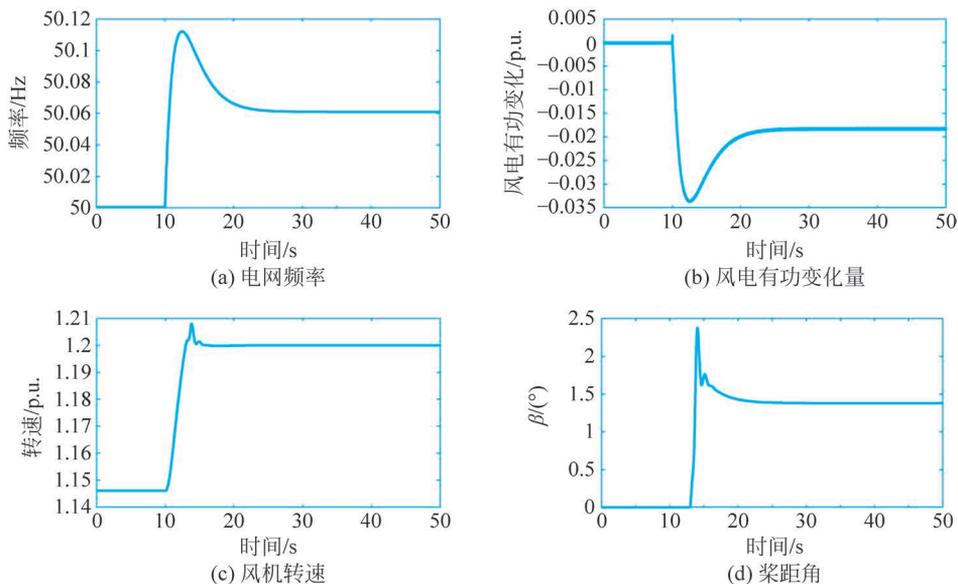


图 5-71 负荷减少时有功-频率控制实时仿真结果

为了更清楚地展示 MATLAB/Simulink 离线数字仿真与 HIL+RCP 实时仿真的结果,图 5-72 给出了负荷突增 12MW 时的结果对比情况。可以看出,离线仿真与实时仿真的结果仍然存在一定的偏差。由于 RCP 控制器与 HIL 实时仿真器之间的数据交互过程存在通信延时,实时仿真的有功-频率控制效果要略差于离线仿真,但仍满足控制需求。

## 2) 实验 2: 变桨减载

设置与上述 MATLAB/Simulink 离线数字仿真相同的仿真场景。图 5-73 给出了负荷增加 12MW 时的实时仿真结果。可以看出,当负荷的有功功率增加时,电网频率下降,风电

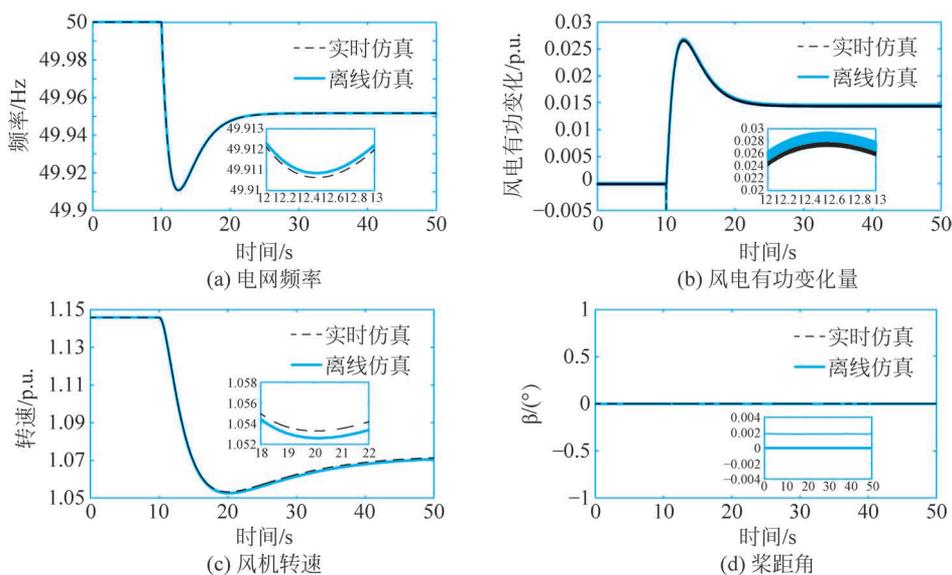


图 5-72 MATLAB/Simulink 离线仿真与 HIL+RCP 实时仿真结果对比

增发有功功率以支撑电网频率。此时,风机的转速发生变化随后恢复至额定转速,桨距角减小。这与图 5-61 的离线仿真结果基本一致。

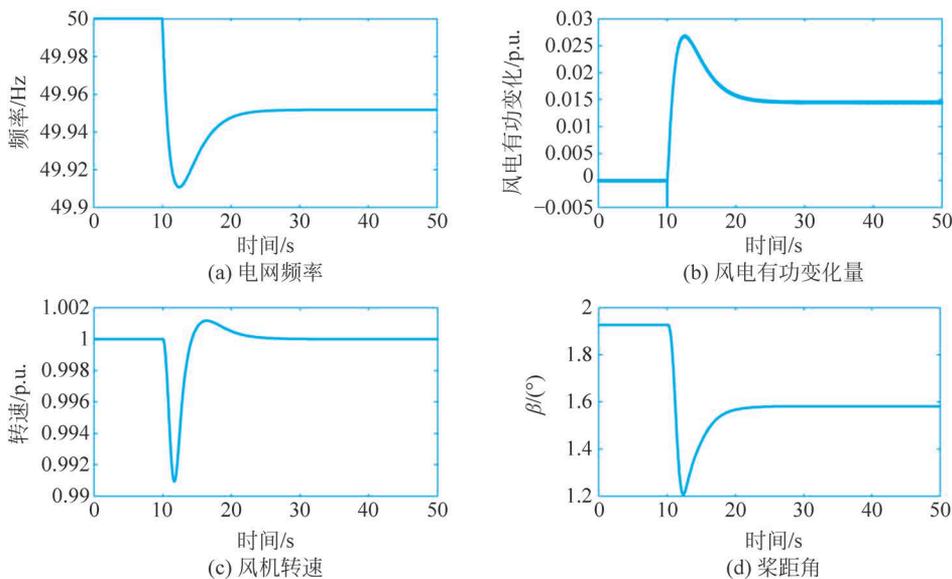


图 5-73 负荷增加时有功-频率控制实时仿真结果

图 5-74 给出了负荷增减 15MW 时的实时仿真结果。同样地,实时仿真结果与图 5-62 的离线仿真结果基本一致。

为了更清楚地展示 MATLAB/Simulink 离线仿真与 HIL+RCP 实时仿真的结果,图 5-75 给出了负荷突增 12MW 时的结果对比情况。可以看出,离线仿真与实时仿真的结果同样仍然存在一定的偏差。由于 RCP 控制器与 HIL 实时仿真器之间的数据交互过程存在通信延时,以及 RCP 控制器与 HIL 实时仿真器的数据采集存在一定的误差,实时仿真的

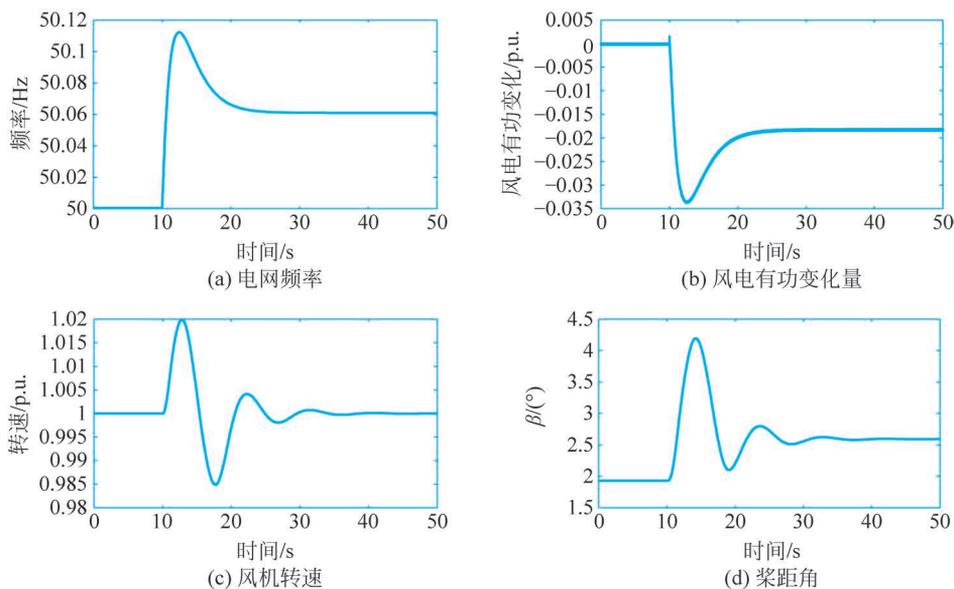


图 5-74 负荷减少时有功-频率控制实时仿真结果

有功-频率控制效果要略差于离线仿真,但仍满足控制需求。

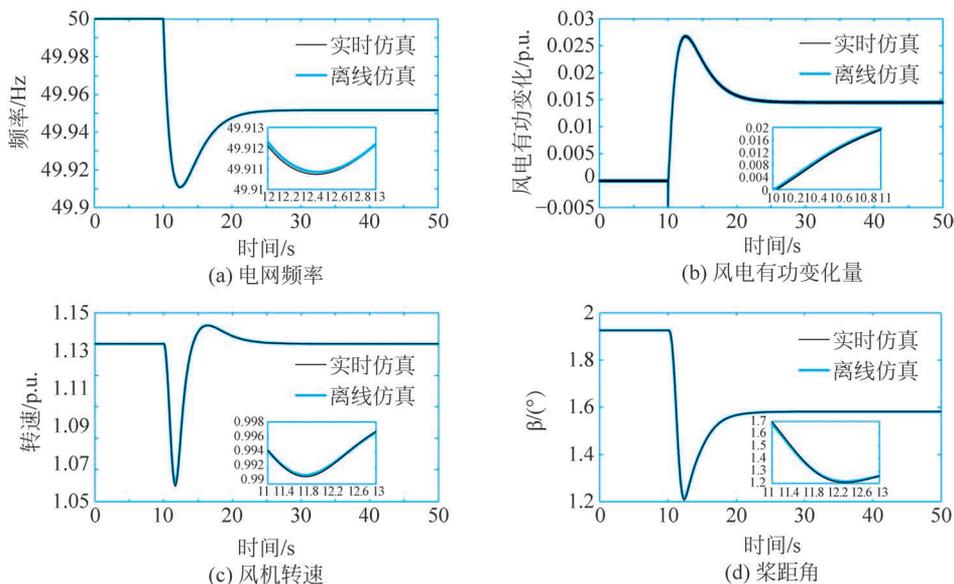


图 5-75 MATLAB/Simulink 离线仿真与 HIL+RCP 实时仿真结果对比

通过对比实时仿真和离线仿真的结果可以发现:实时仿真的控制结果比离线仿真稍差一些(这是由于 HIL 实时仿真器与 RCP 控制器之间的数据交互过程存在通信延时、HIL 与 RCP 控制器的数据采集存在误差等多种原因所致),但控制结论是相一致的,即风电场的有功-频率控制可以支撑电网的频率,并且具有良好的稳态性能和动态响应能力。

本节采用 HIL+RCP 技术,基于 HIL 模拟被控对象(风力发电并网系统),风电场的有功-频率控制算法部署在 RCP 控制器中,以实时验证控制算法的效果,有效解决难以搭建真实风电并网系统的难题,同时无须编写 DSP 程序,可快速实现在实时运行环境中对控制算

法进行验证。

## 5.3 实物仿真技术应用

本节结合龙门吊车重物防摆控制问题的研究,给出了一个小型吊车实物仿真平台的实现全过程。

### 5.3.1 龙门吊车实物仿真系统

#### 1. 系统总体设计

为了研究龙门吊车重物的防摆控制策略,我们综合吊车的行走传动机构与仿真实验的要求,设计的吊车实物仿真系统的本体结构如图 5-76 所示,其主要由以下几部分组成。

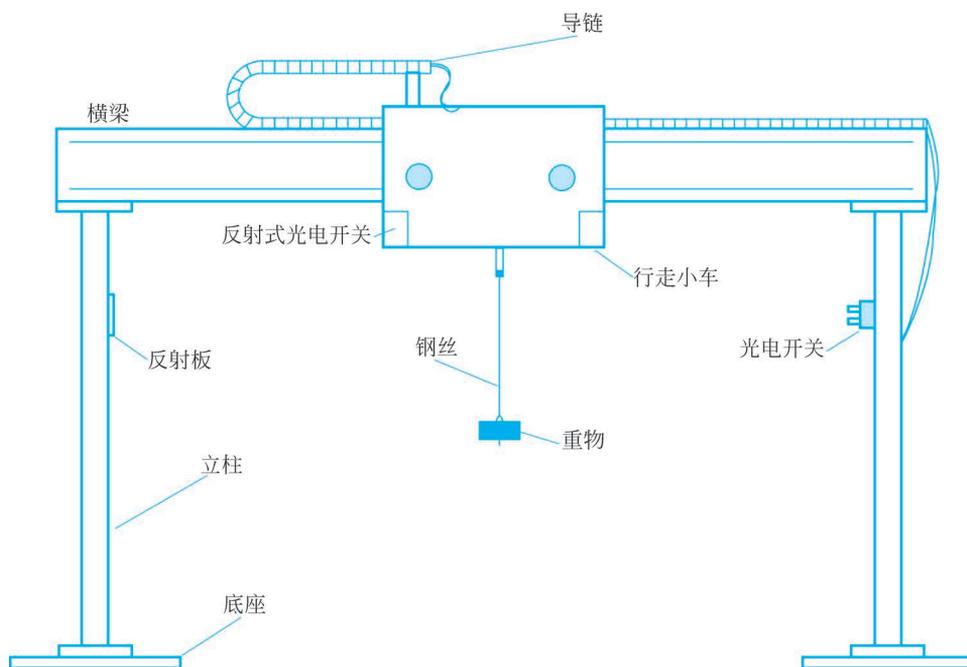


图 5-76 吊车机械系统组成

(1) 行走小车: 该部分是整个机械系统的核心,内部包括小车的行走装置、重物提升装置、左右限位装置、角度检测装置。为保证仿真结果的有效性,传动机构与实际装置是一致的。

(2) 支撑部分: 支撑部分主要包括横梁、立柱、底座、导链四部分,其中导链的作用是保护连接行走小车与电控柜之间的电缆。

(3) 悬挂部分: 悬挂部分主要由重物、钢丝以及小车内部的卷筒、提升电机构成。

(4) 保护部分: 保护部分主要由行走小车内部的左、右限位开关以及外部的重物上限位光电开关组成。

从吊车工作过程看,小车的行走机构和重物的提升机构应该是吊车机械设计过程中的重点。系统设计中充分考虑到实际吊车的行走机构,小车行走是由电机输出轴经过齿轮组

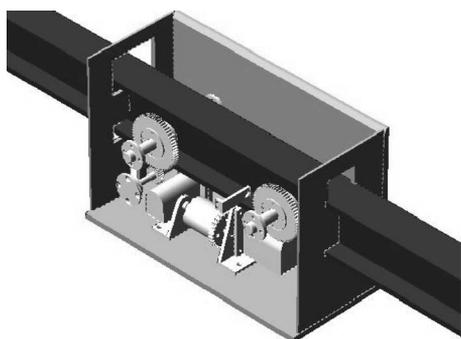


图 5-77 小车结构图

减速传动,最后通过压在工字梁上的轮毂的转动牵引小车行走的。在这一过程中,轮毂与工字梁之间的摩擦显得十分重要,必须设计轮毂与工字梁之间有足够大的摩擦系数,才不至于使得吊车在行走过程中产生打滑的现象。同时,行走小车也是整个吊车防摆控制系统的核心,小车的行走机构、重物提升机构、角度与位移检测机构、左右限位机构等都要放在行走小车内,因此,在有限的空间下合理摆放整个机构也是行走小车设计的难点。图 5-77 和图 5-78 给出了我们设计的吊车实物仿真系统的小车传动机构和重物的提升机构的虚拟样机模型,图 5-79 则是我们设计制造的吊车实验系统的吊车本体的照片。

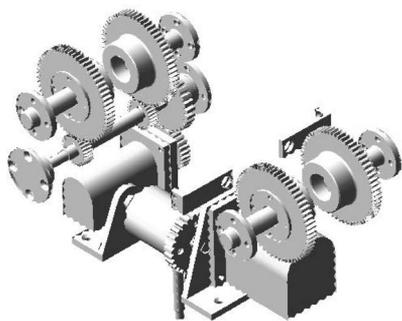


图 5-78 传动机构图

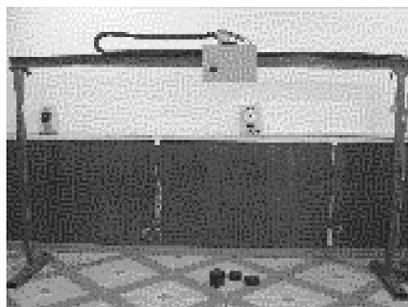


图 5-79 吊车本体照片

实物模型的性能参数如下:

- 系统水平行程: 3m;
- 系统垂直行程: 2m;
- 行走速度:  $<1\text{m/s}$ ;
- 提升速度:  $<0.5\text{m/s}$ ;
- 行走加速度:  $<2\text{m/s}^2$ ;
- 提升加速度:  $<1\text{m/s}^2$ ;
- 小车质量:  $<50\text{kg}$ ;
- 重物质量:  $<20\text{kg}$ 。

## 2. 行走与提升机构设计

### (1) 小车行走机构的设计。

根据实际情况,小车的行走机构采用悬臂轴支撑、二级开式齿轮传动、伺服电机驱动的方式,二级齿轮传动的减速比  $i=4$ 。图 5-80 为行走部分传动机构简图。伺服电机的额定参数如下:松下 MINAS A 系列的 MSMA 小惯量交流伺服电机,额定功率 200W、额定转矩  $0.64\text{N}\cdot\text{m}$ 、额定转速 3000r/min。

#### ① 功率校验。

由功率校验公式<sup>[31]</sup>可知,

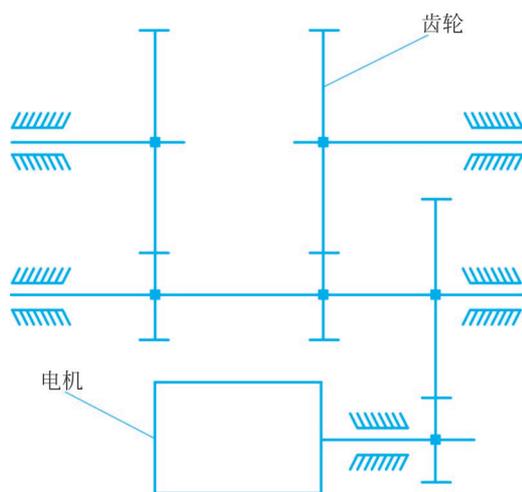


图 5-80 行走部分传动机构简图

$$\begin{aligned}
 M &= \beta(Q + Q_{xl})(k + \mu d/2) \\
 &= 2 \times (50 + 20) \times 10 \times (0.0005 + 0.02 \times 0.028/2) \\
 &= 1.092(\text{N} \cdot \text{m})
 \end{aligned} \tag{5-37}$$

式中,  $M$  为行走轮上的转矩,  $\text{N} \cdot \text{m}$ ;  $\beta$  为附加阻力系数, 这里  $\beta=2$ ;  $Q$ 、 $Q_{xl}$  为分别为吊车与重物的重力,  $\text{N}$ , 这里取重力加速度  $g=10\text{m/s}^2$ ;  $d$  为轴承内外直径平均值,  $\text{cm}$ , 这里  $d=0.028\text{cm}$ ;  $k$  为滚动摩擦系数, 这里  $k=0.0005$ ;  $\mu$  为轴承摩擦系数, 这里  $\mu=0.02$ 。

所以吊车运行时的静阻力为

$$P_m = \frac{M}{D_c/2} = \frac{1.092}{0.05/2} = 43.68(\text{N}) \tag{5-38}$$

电机的静功率为

$$\begin{cases} N_i = \frac{P_m v}{\eta m} = \frac{43.68 \times 0.5}{0.9 \times 1} = 24.3(\text{W}) \\ N = k_d N_i = 2 \times 24.3 = 48.6(\text{W}) \end{cases} \tag{5-39}$$

式中,  $N$  为电机功率,  $\text{W}$ ;  $P_m$  为满载时静阻力,  $\text{N}$ ;  $v$  为吊车运行速度,  $v=30\text{m/min}=0.5\text{m/s}$ ;  $m$  为驱动电机数;  $k_d$  为功率放大系数;  $D_c$  为车轮直径,  $\text{cm}$ , 这里  $D_c=5\text{cm}$ ;  $\eta$  为机构总效率。

由上面的校验结果可知, 我们选择的额定功率为  $200\text{W}$  的 MSMA 小惯量交流伺服电机的功率满足设计的要求  $48.6\text{W}$ 。

## ② 转矩校验。

松下 MSMA 系列  $200\text{W}$  伺服电机的额定转矩为  $0.64\text{N} \cdot \text{m}$ , 最大转矩为  $1.91\text{N} \cdot \text{m}$ , 由于采用齿轮减速 ( $i=4$ ), 所以输出的最大转矩为  $7.64\text{N} \cdot \text{m}$ 。车轮半径  $d=D_c/2=2.5\text{cm}=0.025\text{m}$ , 摩擦系数  $\mu=0.05$ , 所以, 行走小车的最大加速度为

$$\begin{aligned}
 a &= \frac{F - f_N}{m_0 + m_1} \\
 &= \frac{M/d - \mu N}{m_0 + m_1}
 \end{aligned}$$

$$= \frac{7.64/0.025 - 0.05 \times (50 + 20) \times 10}{50 + 20} = 3.87(\text{m/s}^2) \quad (5-40)$$

式中,  $M$  为行走轮上的转矩,  $\text{N} \cdot \text{m}$ ;  $f_N$  为摩擦阻力,  $\text{N}$ ;  $N$  为吊车与重物的压力, 这里等于重力,  $\text{N}$ , 重力加速度取  $g = 9.8 \text{m/s}^2$ ;  $m_0$ 、 $m_1$  分别为吊车与重物的质量,  $\text{kg}$ 。

由于吊车内部空间有限, 因此限制了齿轮的减速比, 这里, 二级齿轮减速的减速比只能取到  $i = 4$ 。其中, 第一级减速比  $i_1 = 3$ , 第二级减速比  $i_2 = 4/3$ 。由于吊车行走的额定速度为  $v = 30 \text{m/min}$ , 所以, 伺服电机的额定转速须限定在  $n = \frac{iv}{\pi D_c} = \frac{4 \times 30}{\pi \times 0.05} = 764 \text{r/min}$ ; 若伺服电机的额定转速为  $n = 3000 \text{r/min}$ , 则吊车行走的额定速度将为  $v = 117 \text{m/min}$ 。

转矩校验的结果说明, 该电机的输出转矩经过总减速比为 4 的二级齿轮减速, 其输出转矩足以使小车满足  $< 2 \text{m/s}^2$  的最大设计加速度的要求, 且伺服电机的额定转速充分满足小车最大行走速度的要求。

## (2) 小车提升机构的设计。

小车的提升机构由提升电机、单级齿轮减速器、卷筒、提升用钢丝组成。单级齿轮传动减速比  $i = 2$ 。提升电机采用步进电机, 因为步进电机在低速下的启动力矩大, 比较适合于提升机构这种工作在低速状态下, 要求启动力矩大的场合。图 5-81 为提升部分传动简图。

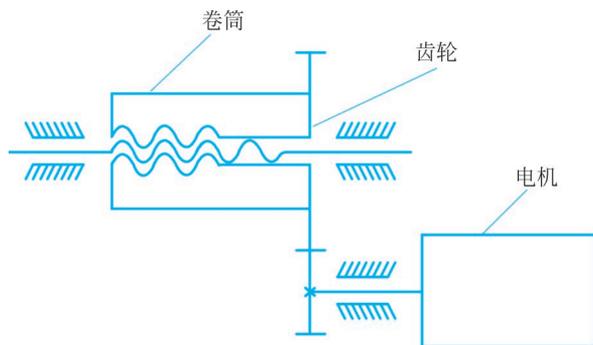


图 5-81 提升部分传动简图

由于要检测角度变化, 因此钢丝穿过辅助轴和穿线导管, 为此, 在重物提升的过程中, 要保证钢丝相对位置不变, 只有这样, 才能确保角度测量的准确性。这是提升机构设计的一个难点。

为解决这一问题, 可以在提升机构设计中采用丝杠传动的方法, 即卷筒不是套在光轴上, 而是通过螺纹连接套在丝杠上, 在提升过程中, 钢丝在卷筒上缠绕, 同时卷筒以一定的速度在丝杠上运动, 从而保证钢丝在提升过程中的相对位置保持不变。图 5-82 为卷筒的设计原理图。

卷筒设计的重点是如何确定钢丝在卷筒上缠绕一周, 卷筒在丝杠上向相同方向移动相应的距离, 以保证钢丝相对位置不变。由于选用的钢丝绳直径为  $1 \text{mm}$ , 钢丝在卷筒上缠绕一周, 钢丝移动  $1 \text{mm}$ , 卷筒也需向相同方向移动  $1 \text{mm}$ , 才能保证钢丝相对位置不变, 因此, 选取丝杠的螺距为  $1 \text{mm}$ 。为保证钢丝在卷筒上顺序排列, 卷筒表面也刻上螺距为  $1 \text{mm}$  的右旋螺纹。

下面进行提升转矩校验。

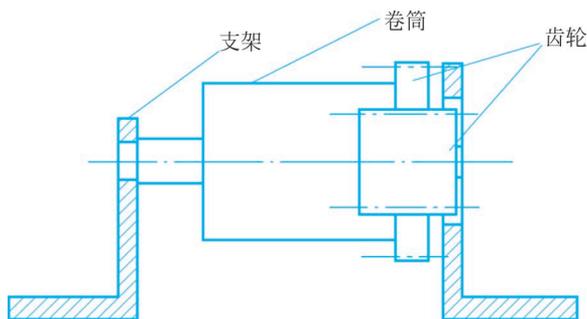


图 5-82 卷筒的设计原理图

步进电机采用四通两相混合式步进电机,保持转矩  $7.5\text{ N}\cdot\text{m}$ ,考虑步进电机的矩频特性,给定脉冲的频率最大为  $1\text{ kHz}$ ,即步进电机的转速为  $300\text{ r/min}$ ,考虑卷筒的直径为  $D=50\text{ mm}$ ,提升速度为  $v=0.5\text{ m/s}$ ,即卷筒的转速  $n=191\text{ r/min}$ ,可以看出,减速比  $i>1.57$  均可满足要求,综合考虑行走小机箱体的体积,取减速比  $i=2$ 。由于步进电机的最大保持力矩为  $7.5\text{ N}\cdot\text{m}$ ,所以可以提升的重物最大质量为

$$m = \frac{Mi}{D/2} / g = (7.5 \times 2 \times 2) / (0.05 \times 10) = 60 \text{ (kg)} \quad (5-41)$$

式中,  $M$  为步进电机最大转矩,  $\text{N}\cdot\text{m}$ ;  $g$  为重力加速度,这里取  $g=10\text{ m/s}^2$ ;  $D$  为卷筒直径,  $\text{cm}$ 。

根据校验结果可以看出,选择的提升电机可以提起设计的最重负载  $20\text{ kg}$ ,显然也可满足最大提升加速度小于  $1\text{ m/s}^2$  的要求。

### 3. 摆角检测与限位保护机构设计

#### (1) 角度检测机构设计。

角度检测采用精密电位器作为角度传感器,型号为 WDD35D-4 型精密导电塑料电位器。参数如下:分辨精度  $0.1\%$ ,阻值  $1\text{ k}\Omega$ ,电压  $<15\text{ V}$ 。为检测重物的角度变化,需通过角度传感器将角度变化转换为电压信号的变化。为了减小机构对角度变化的影响,在角度传感器机构的设计中,采取如下提高检测精度的方法。

##### ① 辅助轴的设计。

由于采用精密电位器作为角度传感器,不能承受很大的径向力,如何在保证准确测量角度的同时,减少重物摆动对电位器的磨损,是角度传感器机构设计的一个难点。为满足以上要求,可以在电位器的基础上增加一个辅助轴。辅助轴在这里不但传递角度信号,还承受重物摆动对传感器的径向力,从而保护了电位器。图 5-83 为电位器、辅助轴和支架的原理图。

##### ② 穿线导管的设计。

从图 5-83 中可以看出,若钢丝直接从辅助轴中心穿过,由于滚动轴承及电位器轴的阻尼,将影响角度的检测;同时由于辅助轴半径的存在,转动中心将不再是电位器轴心,对绳长的测量产生影响。为解决上述问题,可在辅助轴的基础上增加穿线导管。钢丝通过穿线导管连在辅助轴上,由于辅助轴有一定的长度,减少了系统阻尼,使得整个角度检测机构的精度提高。

由于钢丝要从穿线导管中穿过,因此整个导管直径应该很细,但是实际加工中存在一个问题,即由于导管长  $100\text{ mm}$ ,太细的导管无法加工。为此设计了组合式穿线导管,即整个导

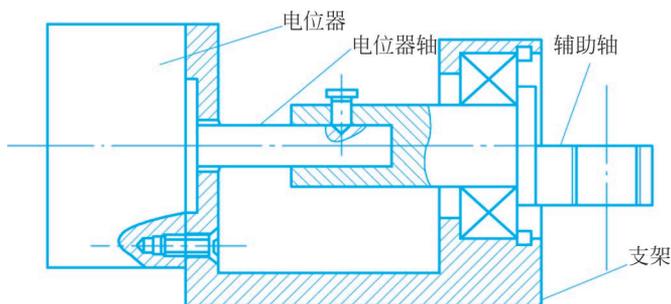


图 5-83 电位器、辅助轴和支架的原理图

管由三部分组成：铝制粗导管、钢制的上、下穿线导管。图 5-84 为穿线导管原理图。其中下导管设计成活动式，采用螺纹与铝制粗导管连接是为使钢丝易于从导管中穿过。



图 5-84 穿线导管原理图

采用上述两种措施，使得角度检测机构的检测精度提高，减少了角度检测中存在的测量机构对角度测量的影响。

#### (2) 小车位移检测机构设计。

位移传感器：采用电感式接近开关，配以计数齿轮(参见图 5-78)，从而实现吊车位移的检测功能。接近开关采用中沪 ZLJ 螺纹圆柱形电感式接近开关，型号：ZLJ-A12-4ANA，参数：检测距离 4mm，NPN 输出。实物如图 5-85 所示。

#### (3) 限位机构设计。

小车的左、右限位检测采用反射式光电开关，实现行走小车的限位报警功能。型号为中沪公司的 YK 系列放大器内藏型光电开关。型号：YK-D10，参数：检测距离 0~30cm，NPN 输出。

重物上限位检测也采用了反射式光电开关，以实现重物提升的限位功能。型号为中沪 YK-R10，检测距离大于 3m，NPN 输出。实物如图 5-86 所示。



图 5-85 螺纹圆柱形电感式接近开关



图 5-86 反射式光电开关

### 5.3.2 实物仿真系统的电气控制平台

#### 1. 伺服驱动

##### (1) 交流伺服驱动。

由于行走小车内部空间有限,因此行走驱动电机的尺寸要小,输出功率要满足要求;同时该系统对行走小车的定位精度也有一定的要求。因此,我们采用了松下电工公司 A 系列全数字式交流伺服电机作为行走小车的驱动电机(图 5-87)。

在本系统中,交流伺服电机工作采用力矩控制方式,力矩给定信号由控制平台的模拟量给定。

##### (2) 步进驱动。

在吊车的提升装置中,希望在提升重物的过程中可以同时记录绳长,由于步进电机是通过对其发送脉冲进行工作的,这样通过对所发脉冲个数的计算就可以得到绳长了。这里采用四通公司的两相混合式步进电机作为垂直方向的提升驱动电机(图 5-88)。



图 5-87 松下电工全数字式电机与驱动器

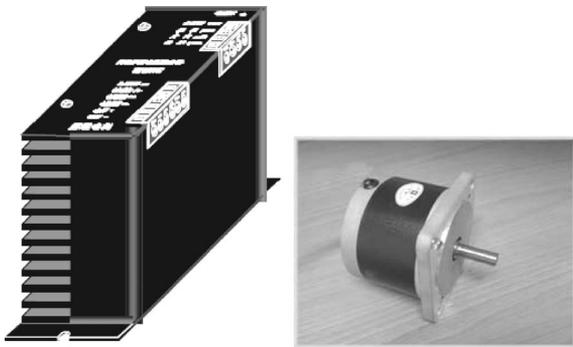


图 5-88 两相混合式步进电机及其驱动器

步进电机驱动信号为 TTL 电平,为了与控制系统的电平信号隔离及匹配,需要进行电平转换,才能对步进电机进行控制。同时,步进电机为直流供电,电源电压为 24~80V,而输入电源为交流电,这就需要进行交-直流整流变换。为此采用了如图 5-89 所示的步进电机驱动信号调节电路,将 PLC 发出的步进脉冲信号 P\_S 和步进方向控制信号 P\_D 转变为 TTL 电平,输入步进电机驱动器进行步进电机的控制。采用图 5-90 所示的整流电路,将从 AC2N、AC2L 端输入的交流电源(接如图 5-96 中间隔离变压器的多抽头输出端,可以选择 24V、36V、55V 三个抽头,改变步进电机的供电电压),经整流电路后,变为直流电源给步进电机供电。

#### 2. 基于 PLC 和 IPC 的控制平台

##### (1) 基于 PLC 的控制平台。

为了实现手动控制以及简单的控制算法,首先设计了基于 PLC 的控制平台,其结构如图 5-91 所示。根据系统的控制要求 PLC 采用西门子的 S7-200 系列 PLC 224,负责接收系统信号并通过控制交流伺服驱动器和步进电机驱动器控制小车的行走和重物的升降。由于摆角信号和伺服电机控制信号为模拟量,增加了模拟输入输出模块 EM235(4 路模拟输入,

1路模拟输出)。同时,选择配套的人机界面 TD200 作为用户进行参数设定及系统数据显  
示的窗口。图 5-92 为西门子 S7-200 系列的 PLC 及其配套的人机界面 TD200 实物图。

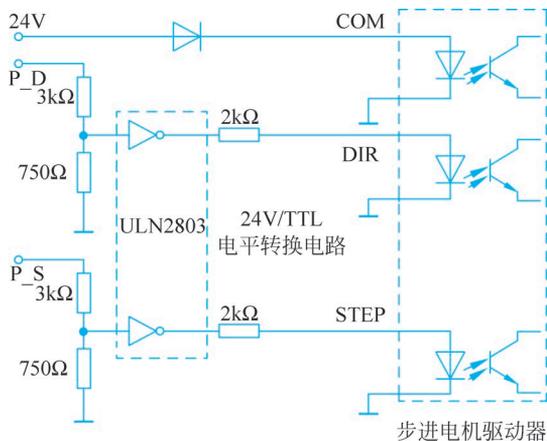


图 5-89 步进电机驱动信号调节电路

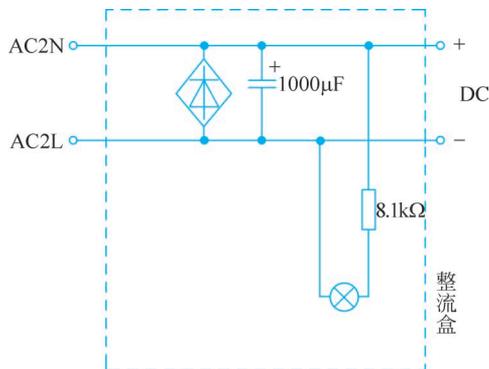


图 5-90 步进电机供电图

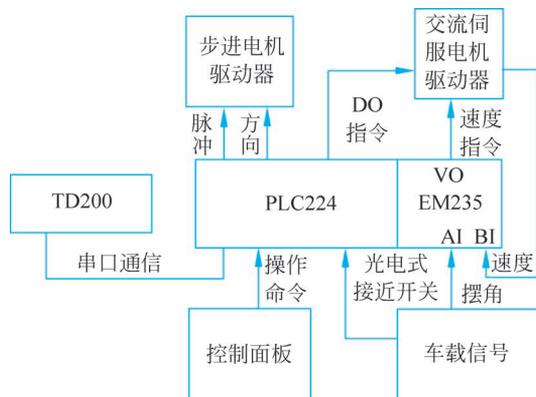


图 5-91 以 PLC 为核心的电控系统

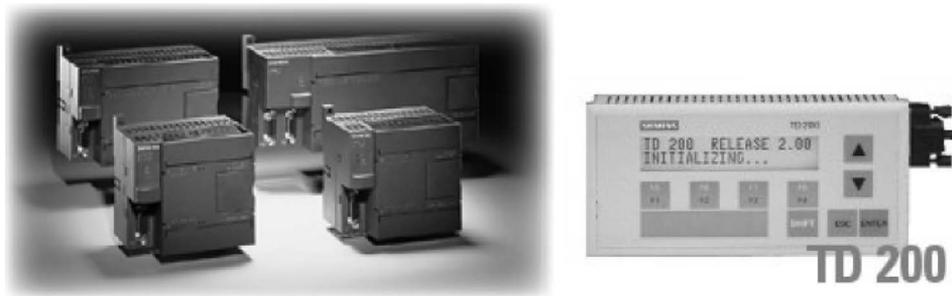


图 5-92 S7-200 系列 PLC 及 TD 200 实物图

根据吊车系统各部分需要,PLC 的资源及分配如下:

交流电机系统需要数字量控制信号 SRV-ON(伺服允许)、ZEROSPD(零速钳位)、CMODE(控制模式选择)、ACLR(报警清除)、CCWL(左驱动禁止)、CWL(右驱动禁止)和模拟量控制信号 SPR/IRQR(速度/转矩指令,  $-10 \sim +10V$ )输出(速度控制信号)。使用数

字量输出 Q0.4~Q1.1 及模拟量输出 VO。

步进电机系统需要步进脉冲输出端和步进方向(数字量)控制端。使用 Q0.0(步进脉冲)和 Q0.2(步进方向)。

车载信号包括两个高速计数输入端(两个计程输出)、三个数字量输入端(左限位、右限位和上限位)和两路模拟输入端(摆角电流信号和速度检测信号)。分别使用 I0.0(高速计数端,使用 HSC0 的 0 模式)、I0.1(高速计数端,使用 HSC3 的 0 模式)、I0.2~I0.5 和模拟输入端 AI(摆角电流信号)、BI(速度检测信号)。

控制面板需要 8 个数字量输入端(手动/自动选择、内控/外控选择、启动按钮、急停按钮以及左右行走和提升下降点动命令),分别连接 I0.6~I1.7。

TD 200 可通过串口直接与 PLC224 连接,两者之间的通信功能由产品自备,不需要另行编写。

## (2) 基于 IPC(工业 PC)的控制平台。

对于上述内容实现的基于 PLC 的吊车防摆控制系统(称为系统内控方式),由于 PLC 不能实现比较复杂的控制算法,为了解决这一问题,建立了“基于 IPC 的控制平台”(称为系统外控方式)。对于外控系统的设计,希望能够满足如下要求:

- ① 不改变已有的基于 PLC 控制的电子线路;
- ② IPC 控制吊车运行;
- ③ IPC 显示吊车运行状态(定位和摆角);
- ④ PLC 完成硬件的急停和限位保护功能。

对于建立 IPC 控制平台,首先要设计一个控制信号的切换系统,以协调系统中两个控制器的工作,其次就是选择合适的 PC 总线控制接口板卡,以满足系统的控制要求,完成上面的四个设计要求。

### ① 信号切换系统的设计。

根据外控系统的设计要求,外控系统和内控系统使用同一个控制柜,也就是说必须对已有的控制柜进行改进以同时满足内控和外控的要求。这一要求可以通过控制柜面板上的控制旋钮来选择,是使用 IPC 还是 PLC 来控制吊车系统的运行,而这个控制旋钮产生的信号送给 PLC,然后由 PLC 选择输入到电机驱动器的控制信号是由 PLC 发出的还是由 PC 发出的,这一过程可以通过 PLC 编程实现。图 5-93 为这一程序的流程图,图 5-94 则为用继电器组实现信号切换功能的实物照片。

软件上,“手动运行”无防摆功能,“自动运行”具有防摆控制算法。

硬件上,设计并实现这样的信号切换电路,同时对内控和外控系统中各种不兼容的信号进行调理,就可完成系统中两个控制器的相互协调工作。

### ② PC 总线控制板卡的选择。

系统中采用两块 PC 总线数据采集/控制板卡来实现前面提出的控制要求,通过性价比的寻优,选择台湾凌华公司的产品 PCI9111-DG 和 ACL8454-6,其实物照片如图 5-95 所示。

系统中,板卡 PCI9111-DG 主要用来采集摆角模拟量和输出控制交流伺服电机的模拟量,其模拟量的输入输出芯片为 ADS7804 和 DAC7541A。ADS7804 和 DAC7541A 是美国 BURR-BROWN 公司推出的一种新型 12 位 A/D 转换器,采用单 5V 电源供电,芯片内部含有采样保持、电压基准和时钟等电路,采用 CMOS 工艺制造,转换速度快、功耗低(最大功耗

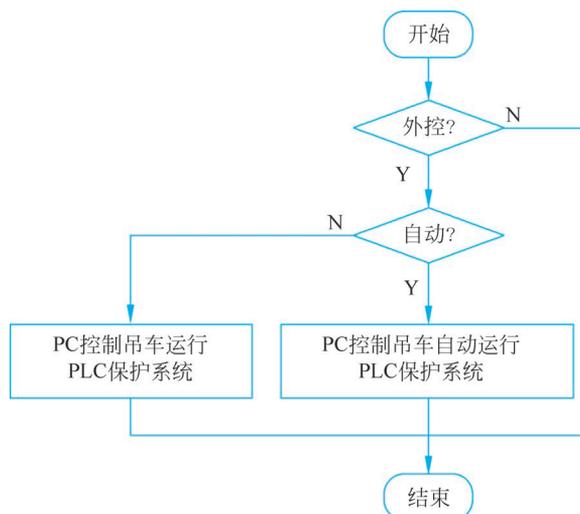


图 5-93 吊车信号切换控制流程图

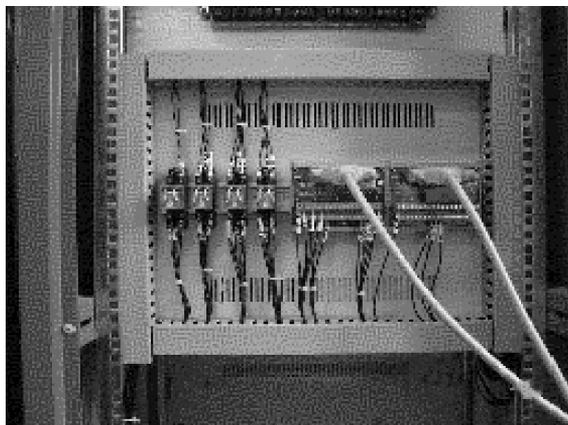
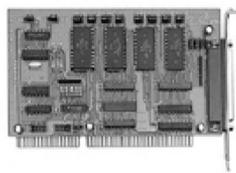


图 5-94 切换电路



(a) PCI9111-DG



(b) ACL8454-6

图 5-95 实验用板卡

为 100mW)。转换器采用逐次逼近式工作原理,单通道输入,模拟输入电压的范围为 $\pm 10\text{V}$ ,采样速率为 100kHz。

PCI9111-DG 主要特征如下:

- 32 位 PCI 总线;
- 12 位模拟量输入分辨率;
- 100kHz 最高 A/D 转换率;

- 16 路单端 8 路双端 12 位 A/D;
- $\pm 10\text{V}$  的模拟输入范围;
- 16DI、16DO;
- 1 路 12 位单/双端模拟量输出;
- 37pin+2 $\times$ 20pin 接口。

系统中,板卡 ACL8454-6 用于定时、计数和数字量控制信号的输出,该卡的核心芯片 8254 可以看成是一个具有四个输入/输出接口的器件,其中三个是计数器,一个是可编程序工作方式的控制寄存器。

ACL8454-6 主要特征如下:

- ISA 总线;
- 4 通道 16 位定时/计数可外用;
- 16DI、8DO;
- 2 个中断源;
- 最高 10MHz 时钟;
- 37pin 接口。

### (3) 系统供电。

系统供电如图 5-96 所示,系统通过航空插头 HC1 接到交流 220V 电源上。为保证系统安全,防止供电及信号线之间的干扰,系统采用了“多处隔离”的保护措施。

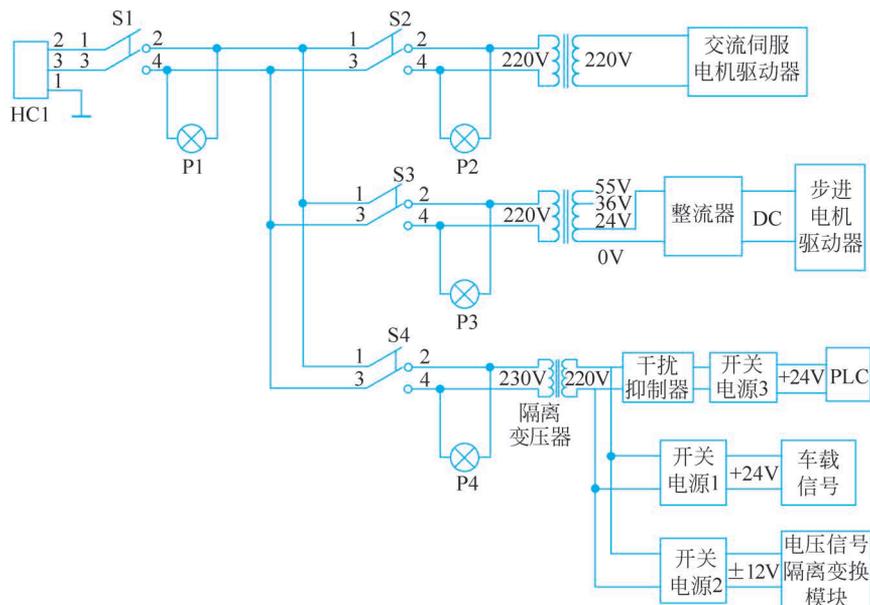


图 5-96 系统供电图

为了防止交流伺服电机、步进电机和信号之间通过电源干扰,这里分别采用了三个隔离变压器供电,同时在 PLC 的电源输入端加入干扰抑制器,防止电机运行产生的谐波通过供电电源干扰 PLC。

为了防止信号之间的共地干扰,分别采用三个开关电源对 PLC、车载信号和电压隔离变送模块供电。PLC 通过电压隔离变送模块将交流伺服电机速度指令信号( $-10\sim+10\text{V}$ )

加在驱动器上,保障信号指令不受干扰。

#### (4) 摆角检测电位器。

由于摆动的幅值不超过  $30^\circ$  (对应输出的摆角电压信号为  $4\sim 6\text{V}$ ), 模拟电压信号在长线传输过程中很容易衰减与受到干扰, 将会严重影响摆角测量精度。为此, 系统中采用了如图 5-97 所示调节电路, 将电位器输出的摆角电压信号通过隔离变换模块 WBV344E1 变为  $0\sim 20\text{mA}$  的电流信号, 然后通过电缆线引入控制柜, 图 5-98 为 WB 隔离变换模块的实物照片。由于电流信号抗干扰能力强, 能够克服长线传输中的干扰, 可有效提高摆角检测精度; 同时, 为了避免摆角信号和供电电源的共地干扰, 采用了  $24/12\text{V}$  DC-DC 隔离变换电源给隔离变换模块 WBV344E1 供电, 使得摆角信号在进入控制柜前进行了隔离, 提高了摆角检测的安全性。

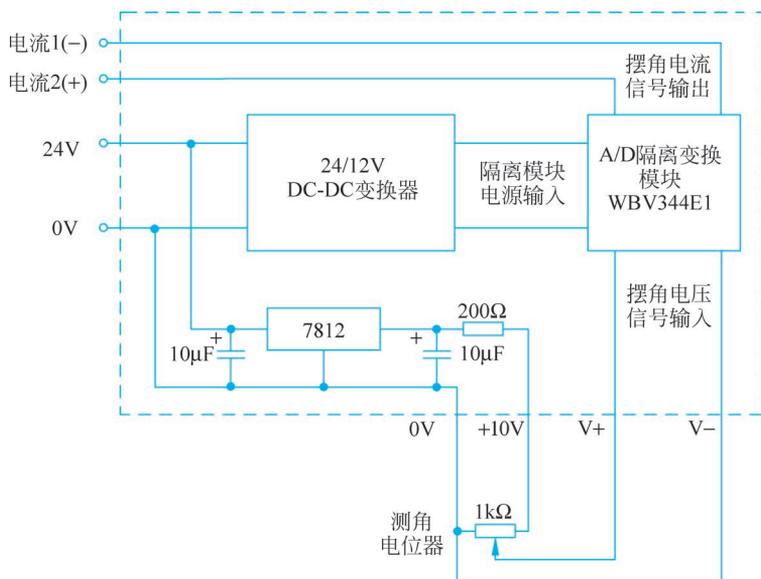


图 5-97 车载电位器信号调节电路原理图



图 5-98 WB 信号隔离模块

在基于 IPC 的控制平台下,为了匹配工控板卡 PCI9111-DG 的模拟电压采入要求,在电流传输的末端通过一个  $250\Omega$  精密电阻将电流信号转换成电压信号。

### 3. 控制柜总体装配

吊车防摆实验装置电气控制柜结构如图 5-99 所示,该控制柜可独立作为基于 PLC 的一个控制平台,同时也为基于 IPC 控制平台提供完整的电气系统。系统的信号线都通过下面的航空插头引入电控柜,进行转接、调节,进入控制器;控制器发出控制信号到电机驱动器,电机电源线也由下面的航空插头引出。

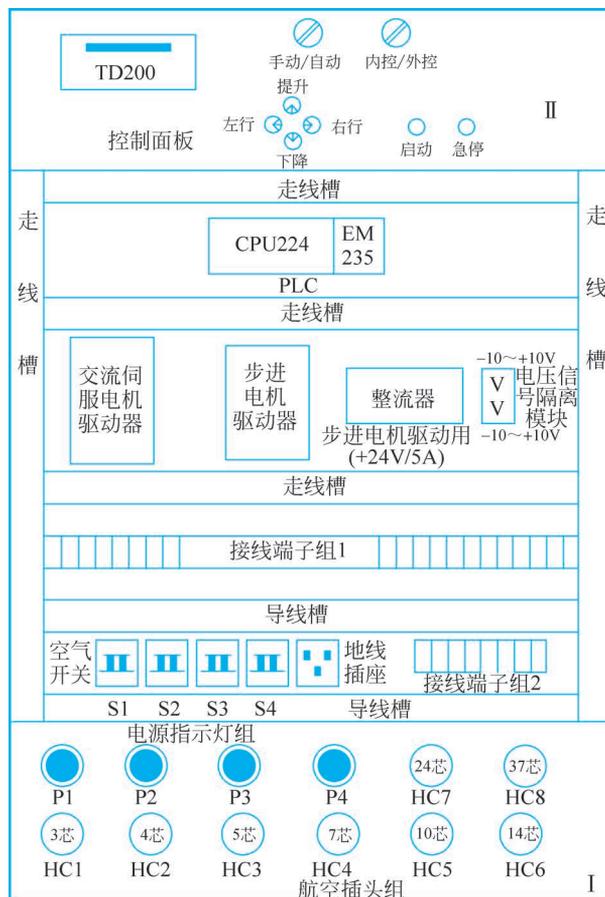


图 5-99 电气控制柜结构图

为了便于操作,在图 5-99 上部控制面板上安装有控制方式切换旋钮(手动/自动、内控/外控)和手动操作旋钮(提升、下降、左行、右行点动按钮和启动、急停按钮)。为了便于观察系统运行状态,安装了 TD200 人机界面和 PLC 通过串口连接,用于设定系统运行参数和观察系统运行状态。

吊车实物仿真系统控制平台的实物照片,如图 5-100 所示。

#### 5.3.3 实物仿真实验

本节介绍在所建立的仿真实验平台上进行的三组实验,分别为无防摆控制算法的联动(小车水平行走和重物提升同时进行)实验、基于时间最优的定摆长防摆实验和基于非线性控制算法的联动防摆实验。其中前两种实验都可以通过基于 PLC 的内控平台进行,但是第三组实验由于算法对于 PLC 来说比较复杂,不能在内控平台上进行。因此,本节将只介绍

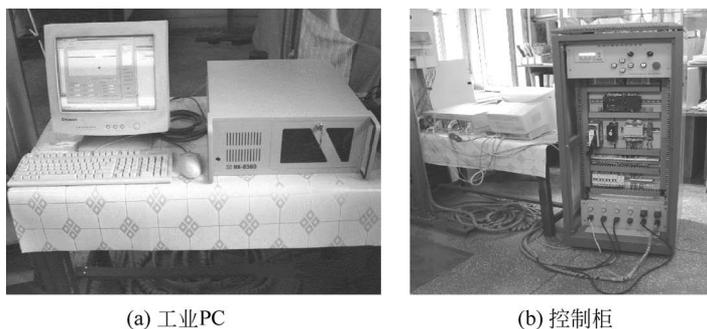


图 5-100 吊车实物仿真系统控制平台的实物照片

通过外控平台(IPC 控制)实现该三组实验的相关内容。

系统软件采用 Visual Basic 6.0 语言开发。首先,该语言是 Windows 编程语言,可以实现其他任何 Windows 编程语言的功能,所设计的程序具有 Windows 环境的五大优点,即标准的图形用户界面、动态链接(DLL)、多任务、设备独立性及直接操作特性;其次,所选择的 Adlink(凌华)数据采集卡提供有专门 Visual Basic 的函数库予以调用,可以大大降低编程的难度,同时也可以节约开发的时间;最后,由于开发时间的限制,Visual Basic 易于学习也成为其被选择为开发软件的原因之一。

### 1. 系统软件设计

根据控制系统的功能要求,系统的界面设计分为四个部分。

#### (1) 右侧控制栏。

右侧控制栏的最上方给出了该外控系统的一般操作流程,以提示第一次使用该系统的操作人员;下方的系统操作栏主要用于开启系统和退出系统,当系统刚刚开启时,需要单击初始化系统按钮,以初始化数据采集卡以及系统的一些运行参数,显示灯亮(红色)则表示初始化成功,否则需要重新初始化,使用完毕,单击退出系统则正常退出该系统,中间的曲线操作选项主要用于处理系统得到的运行参数,可以将系统运行得到的参数保存起来。

#### (2) 手动控制页面。

该页面包括当前运行的参数显示、水平向手动控制和垂直向手动控制三部分,手动控制只可以实现单轴的运动控制,水平向包括左右;垂直向包括上下,各自的控制栏里有停止运行的按钮用来停止,即该手动控制是点动式的,控制页面如图 5-101 所示。

#### (3) 主页面。

如图 5-102 所示,该页面包括吊车实际运行的动画显示、吊车运行状态的数据显示(起始位置、起始绳长、起始摆角、当前位置、当前绳长和当前摆角)、吊车运行控制算法的选择(两轴联动不加控制算法、时间最优控制之前提升、时间最优控制之后提升、非线性解耦转矩控制和非线性解耦速度控制)以及吊车自动行走时参数(重物质量、目标位置和目标绳长)的设定和控制等功能。

一次自动行走过程的操作流程是这样的:首先选择自动行走的控制方式,然后合理设定自动行走控制栏的参数,接下来就可以按“开始行走”按钮,则吊车将按设定的控制算法运行,当遇到紧急情况时,可以按“停止行走”按钮强行停止。

#### (4) 曲线显示页面。

该控制界面主要用于显示系统运行时小车位置、绳长和重物摆角三个变量的曲线,该曲



图 5-101 手动控制页面

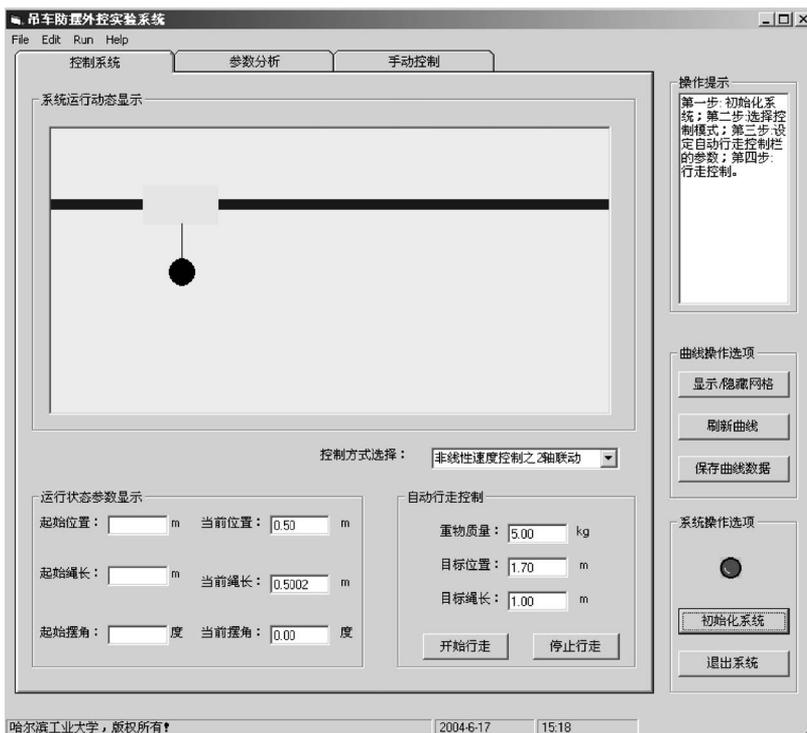


图 5-102 主页面

线以实时的方式显示出吊车运行的主要状态参数,对于自动运行,在运行结束后,对本次自动运行的结果进行分析,并在对应显示的曲线的右边显示出分析的结果,该页面如图 5-103 所示。

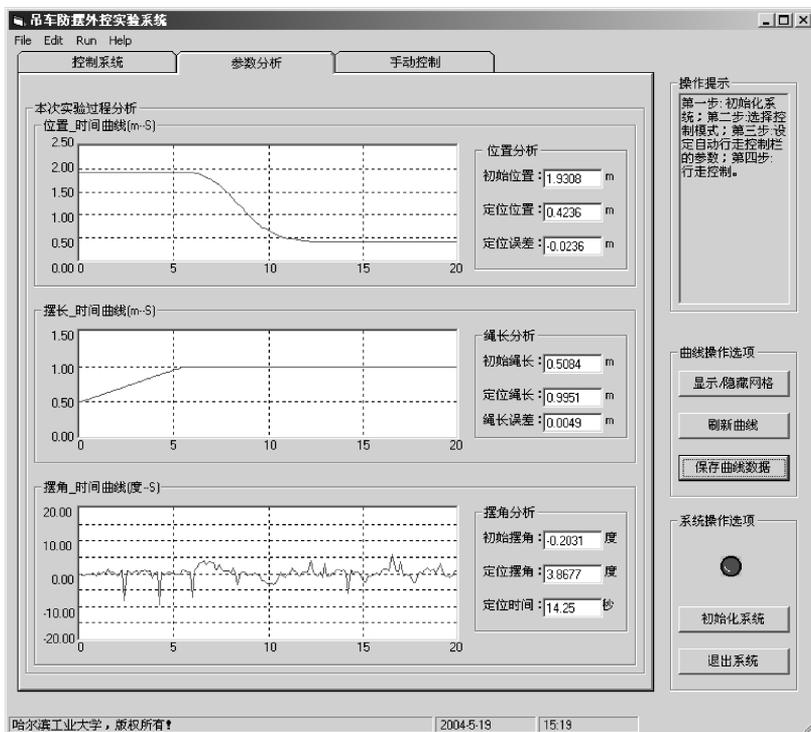


图 5-103 曲线显示页面

## 2. 检测数据的数字滤波

对于小车位置、绳长和重物摆角的数据采集,为了防止可能的干扰信号,需要对采集的变量进行滤波,滤波算法采用限幅滤波法中的限速滤波,算法表示如下:

$$\begin{cases} y = y(n), & |y(n) - y(n-1)| \leq \Delta y_0 \\ y = y(n-1), & |y(n) - y(n-1)| > \Delta y_0 \end{cases} \quad (5-42)$$

根据该算法,一个采样周期中对应小车位置、绳长和摆角的  $\Delta y_0$  分别为 0.06m、0.01m 和  $0.5^\circ$ ,这样保证了小车位置、绳长和摆角变量变化的基本连续性。

小车位置是通过两个计数器分别记录两个安装在小车从动轮上的接近开关发出的计程脉冲得到的,由于机械上的原因,会出现某个时刻一个从动轮与横梁不接触的情况,即与此对应的接近开关不发出脉冲,从而造成位置测量的错误。为了解决这个问题,程序采用了如下滤波算法。

假设某个采样周期两个计程轮(c1 和 c2)对应的计数器的位置分别为  $p1(n)$  和  $p2(n)$ ,相对前一采样周期位置的增量分别是  $d1(n) = p1(n) - p1(n-1)$ ,  $d2(n) = p2(n) - p2(n-1)$ 。

如果  $|d1(n)| > |d2(n)|$ ,则认为在两个采样周期间隔内,计程轮 c2 停止过计数,以计程轮 c1 为准,该段时间位置增量为  $d1(n)$ ,速度为  $d1(n)/T$ ; 否则,以计程轮 c2 为准,该段时间的位置增量为  $d2(n)$ ,速度为  $d2(n)/T$ 。

可见,该算法的精度只与采样周期有关,随着采样频率的提高,位置测量的精度相应提高。

### 3. 控制算法的实现

在完成变量的采集工作后,下面给出本系统使用到的主要控制算法的程序实现流程图。首先给出“部分解耦非线性控制”<sup>[30]</sup>程序流程图(如图 5-104 所示),从图中可以看出,在垂直方向上绳长的改变用的是步进电机,在整个绳长的定位过程中通过发送频率一定的方波脉冲,可使绳长匀速改变。开始运行后,系统取出设定的目标位置和目标绳长,通过目标位置、目标绳长和当前位置、当前绳长进行比较以决定运动的方向。对于小车水平方向和垂直方向的运动同时开始控制,水平方向应用提出的部分解耦的非线性控制算法计算出控制交流伺服电机的实时电压值,垂直方向给定步进电机一个频率固定数量确定的脉冲串。关于定位,水平方向使用的为闭环定位,即小车的位置和设定的目标位置距离不超过 0.03m 的时候水平方向则开始零速钳位,垂直方向则采用开环的方式定位,即通过计算出来的脉冲数发送完毕则绳长定位结束,定位结束后输出本次自动行走的结果。

为了进行比较,该实验系统还编程实现了不加控制算法的两轴联动控制和基于时间最优控制的定绳长消摆控制策略<sup>[29]</sup>。

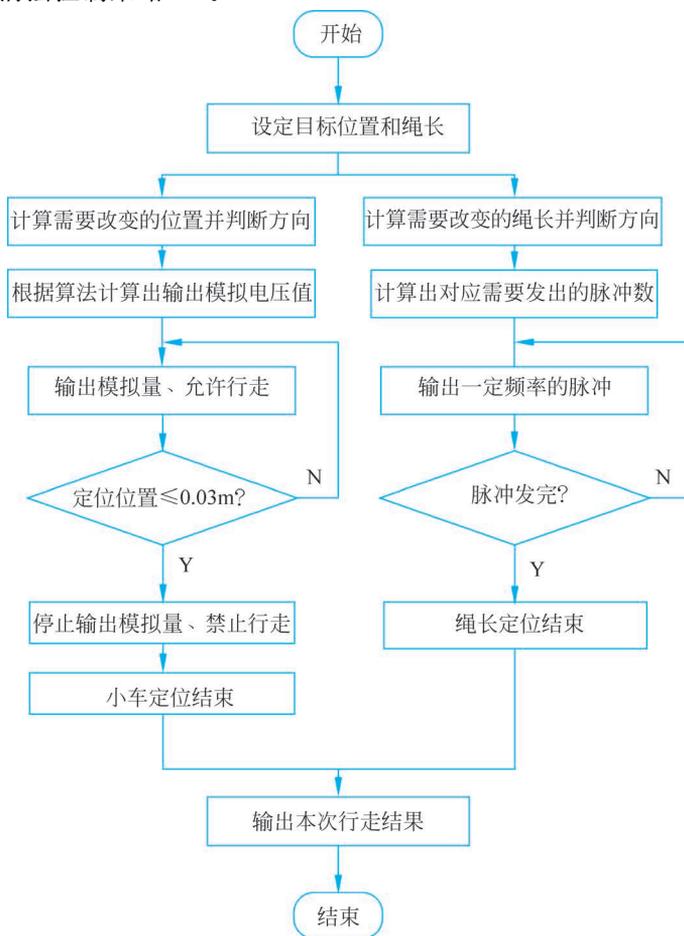


图 5-104 “部分解耦非线性控制”程序流程图

对于不加控制算法的两轴联动控制也可以由图 5-104 进行说明,不加控制的两轴联动算法实质上就是对小车位置和绳长位置分别单闭环,让它们以一个设定好的速度运行。

时间最优的方法实质上是一种开环控制的办法,它通过分析重物的摆动情况,根据需要行走的距离事先计算出相应的小车运行速度的时间序列,然后让加速度已知的小车按照这样的时间序列行走,从而达到定位和消摆的目的。

根据该算法,给出的程序框图如图 5-105 所示,由于该算法是定摆长防摆控制策略,因此对于绳长的改变必须单独进行,在设定完目标绳长和目标位置后,首先根据设定的目标绳长进行绳长定位,在绳长定位完毕以后,进行适当延时,再实现小车的防摆定位控制。防摆定位控制基于事先设定好的小车加速度,根据绳长和小车行走距离计算出小车运行的最大速度,然后让控制器输出对应该速度的模拟电压。

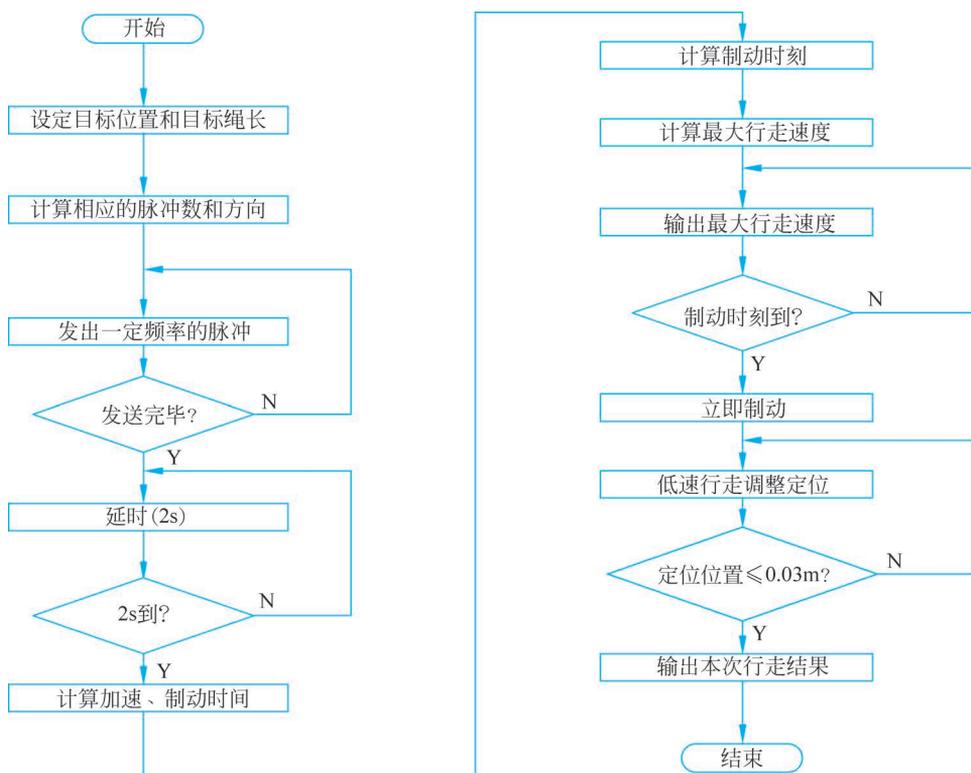


图 5-105 “最优控制”程序实现流程图

#### 4. 系统实验与结果分析

##### (1) 系统实验。

根据搭建的龙门吊车实物仿真系统的实际性能指标,在该系统上进行了实物实验来检验文献[30]提出的“部分解耦的非线性控制方法”。为了有所对比,同时进行了定绳长单拍消摆控制方法的实验和不加防摆控制算法时两轴联动情形的实验结果。表 5-5 和表 5-6 分别为吊车在  $M=50\text{kg}$ ,  $m=5\text{kg}$ , 吊车运行前保持静止的初始状态情况下得到的不加防摆控制策略时的两轴联动实验结果、基于时间最优控制的单拍消摆实验结果以及文献[30]提出的部分解耦非线性控制时的实验结果。

表 5-5~表 5-7 的前三组实验是将重物由高处某一点吊运到低处某一点,后三组为重物由低处某一点吊运到高处某一点。根据实际实验条件,三组实验分别是选择小车的水平移动位置为 1.2m,重物的垂直升降为 0.5m 典型数据进行的。

表 5-5 不加防摆控制策略时的两轴联动实验结果

实验项目	实验组号					
	1	2	3	4	5	6
初始位置/m	0.516	0.500	0.500	1.701	1.701	1.709
目标位置/m	1.700	1.700	1.700	0.500	0.500	0.500
定位位置/m	1.678	1.686	1.701	0.500	0.492	0.500
位置误差/m	0.022	0.014	0.001	0.000	0.008	0.000
初始绳长/m	0.500	0.500	0.505	0.997	0.994	0.994
目标绳长/m	1.000	1.000	1.000	0.500	0.500	0.500
定位绳长/m	0.997	0.997	0.991	0.509	0.504	0.505
绳长误差/m	0.003	0.003	0.009	0.009	0.004	0.005
定位摆角/(°)	7.68	5.90	7.11	5.33	5.45	6.63
定位时间/s	5.86	5.86	5.75	5.75	5.75	5.38

表 5-6 最优控制基于时间的单拍消摆实验结果

实验项目	实验组号					
	1	2	3	4	5	6
初始位置/m	0.500	0.500	0.500	1.772	1.795	1.725
目标位置/m	1.700	1.700	1.700	0.570	0.590	0.520
定位位置/m	1.678	1.693	1.678	0.592	0.618	0.547
位置误差/m	0.022	0.007	0.022	0.024	0.028	0.027
初始绳长/m	0.500	0.500	0.500	0.995	0.991	0.992
目标绳长/m	1.000	1.000	1.000	0.500	0.500	0.500
定位绳长/m	0.992	0.989	0.995	0.509	0.510	0.503
绳长误差/m	0.008	0.011	0.005	0.009	0.010	0.003
定位摆角/(°)	1.26	1.34	2.16	1.02	2.28	3.12
定位时间/s	13.00	13.13	12.50	13.50	13.88	13.38

表 5-7 部分解耦非线性控制时的实验结果

实验项目	实验组号					
	1	2	3	4	5	6
初始位置/m	0.500	0.500	0.500	1.796	1.782	1.709
目标位置/m	1.700	1.700	1.700	0.590	0.500	0.500
定位位置/m	1.685	1.678	1.678	0.602	0.518	0.524
位置误差/m	0.015	0.022	0.025	0.012	0.018	0.024
初始绳长/m	0.500	0.500	0.500	1.001	0.985	1.002
目标绳长/m	1.000	1.000	1.000	0.500	0.500	0.500
定位绳长/m	0.991	0.990	0.995	0.502	0.514	0.518
绳长误差/m	0.009	0.010	0.005	0.002	0.014	0.018
定位摆角/(°)	1.15	1.43	1.91	2.48	2.03	2.40
定位时间/s	4.00	4.13	4.38	5.50	4.80	6.13

由表 5-5 可以看出当吊车不加防摆控制算法时,其水平方向的定位误差小于 0.03m,垂直方向的定位误差小于 0.01m,联动的结果使得小车定位的时间明显提高,但是不具有防摆的功能,不论是将重物由低处吊往高处还是将重物由高处吊往低处,定位时间在 5~6s,但是重物的摆动比较大,在 5°~8°。



**知识拓展**  
基于部分解耦非线性控制算法的龙门吊车重物防摆控制实验(变绳长下放状态)

由表 5-6 可以看出当吊车使用定摆长单拍消摆策略时,其水平方向的定位误差小于 0.03m,垂直方向的定位误差小于 0.015m,重物的摆动情况有明显好转,在绳长较长的时候摆动比较小,不超过  $1.5^\circ$ ,但是当绳长较短的时候摆动有所增大,最大达到  $3.12^\circ$ 。分析简单的单摆,根据能量守恒定律,同样的动能,当摆长较短时摆动的角度必然大于摆长较长的情况,因此对于该防摆控制算法,当残留的动能相同的时候,绳长较短的情况下吊车定位后不能充分地消摆,残留的动能将使得重物的摆动角度比绳长较长的情况要大。由于该算法将吊车的绳长改变和小车定位分开进行,而且在这之间进行了 2s 的延时,所以其最终定位的时间变得比较长,在 12~14s 之间,而且绳长较长时的平均定位时间应该小于绳长较短时的定位时间也是合理的。因为根据算法,绳长较长时小车运行的速度比绳长较短时小车运行的速度要大,而其他费时基本相同。

由表 5-7 可以看出当吊车使用非线性控制算法时,其水平方向的定位误差小于 0.03m,垂直方向的定位误差小于 0.02m,吊车运行效率有明显提高,定位时间和不加控制时两轴联动运行的结果一样有了显著的提高,定位时间在 4~6.5s 之间,并且该控制算法有明显的防摆效果,由实验结果可以看出在绳长较长的时候摆动比较小,不超过  $2.0^\circ$ ,但是当绳长较短的时候摆动有所增大,最大达到  $2.5^\circ$ ,原因和单拍消摆的情况相同。

## (2) 结果分析。

为了明显地区别三组实验的效果,分别将上面三组实验中的第 2 组实验数据保存出来并用 MATLAB 将三次实验的结果曲线在一幅图上显示,如图 5-106 所示。由该图可以明

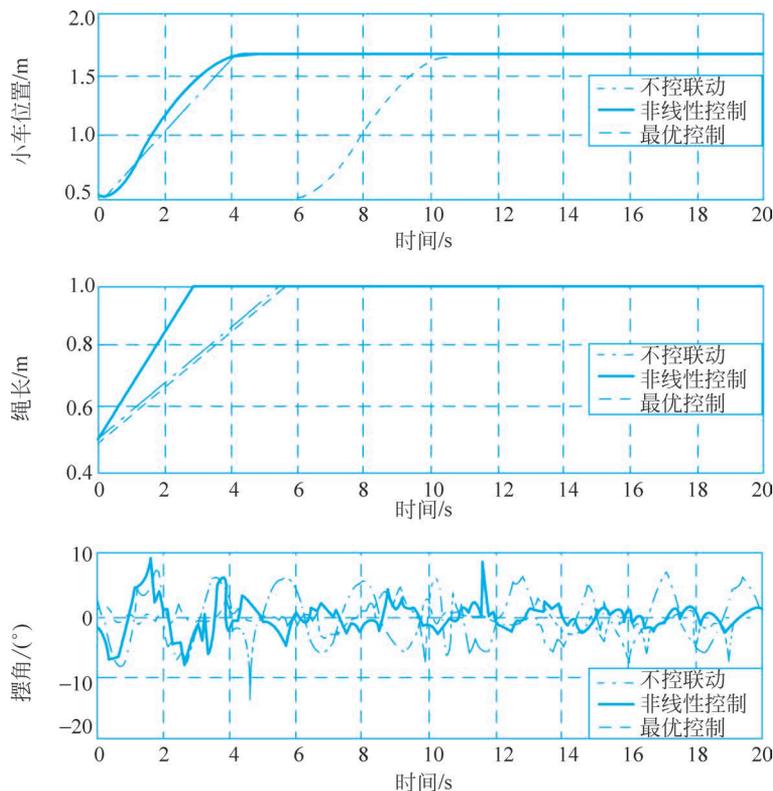


图 5-106 实验结果曲线

显看出上面三组实验结果的差别：不加控制时两轴联动所需要的时间和非线性控制算法使用时间接近,大概为 5s,而最优控制算法的定位时间则需要 13s 左右(包含绳长定位结束后延时 2s),而定位后重物的摆动情况则是使用非线性控制算法和定绳长最优控制算法基本相同(为  $1.5^\circ$  左右),而不加控制算法的联动情况摆动比较明显(为  $6^\circ$  左右)。

综合实验情况可见,非线性控制算法的效率是最高的,可同时达到快速定位和防摆的效果。

## 5.4 问题与探究——独轮自行车实物仿真

### 1. 问题提出

对于人们常见的独轮自行车(如图 5-107 所示),其运动特性实质上可抽象为一个在平面上移动的一阶倒立摆,抽象的物理模型如图 5-108 所示, $F_1$ 、 $F_2$  分别表示施加在  $x_1$ 、 $x_2$  方向上的控制力,均质倒立摆的杆长为  $l$ ,倒立摆在空间的摆动情况可以由  $\theta$ 、 $\phi$  两个角度决定。



图 5-107 独轮自行车与实物仿真

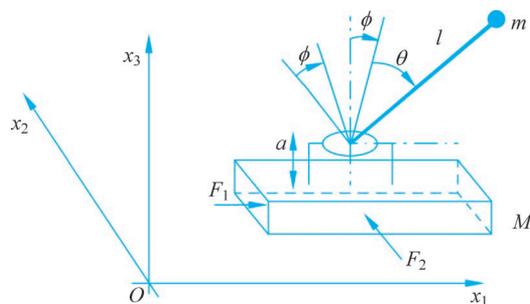


图 5-108 平面倒立摆示意图

这样建立一个一阶平面倒立摆实验系统,实质上可完成独轮自行车驾驶的实物仿真。

### 2. 问题探究

(1) 机械结构设计问题。

机械机构的设计是能否很好完成该实物仿真系统的基础,在设计中应考虑到下面几个

问题:

- ① 三个主要机械部件(移动平台、杆和配重)的材料选取及比例配置;
- ② 如何实现平台的移动;
- ③ 驱动系统与移动平台的安装配合。

(2) 摆角检测与驱动控制问题。

摆杆的摆动检测是该系统中值得重视的一个问题,对于一个空间的摆角可通过相应的两个平面角度( $x_2Ox_3$  平面的  $\phi$  角与  $x_1Ox_3$  平面的  $\theta$  角)来确定,但是这两个角度的测得显然需要机械和电气的配合,该问题可参见文献[32]中给出的吊车系统的摆角检测方案。

驱动控制方案和如何实现平台的移动问题相关联,即将平台设计成有“丝杠传动”的形式还是通过“同步带”拖动平台在平面上移动的形式,将影响到驱动控制的方案;同时不同驱动电机的选用会影响到控制算法的研究问题。

(3) 控制策略问题。

从上面的系统结构可见,最终实现的实物仿真系统是一个“两轴联动”的运动控制问题,其中将涉及模型的非线性、两轴间的耦合等建模与控制器设计问题。

以上三个问题实际上是相互联系的,机械设计和电气设计必须要综合考虑,机械设计必须考虑到电气系统的可实现问题,电气系统的设计同样也要考虑到机械安装的可实现问题。同样,研究适合的控制算法也会涉及机电系统的设计问题。

## 本章小结

本章从系统仿真技术的类型出发,着重阐述了“实物/半实物实时仿真技术”的基本概念、应用方法以及几种常用的“半实物实时仿真器”品牌,并通过几个实际的应用案例进一步阐明:作为可与 MATLAB/Simulink 工具软件无缝链接的现代仿真工具,“半实物实时仿真器”为理论研究与实际产品开发提供了一个经济、高效、真实的现代仿真实验工具。本章的内容概括起来有以下几点:

(1) 基于 dSPACE 半实物仿真器的土木工程减振控制实验方案,高效快捷地验证了 TORA 技术在土木工程减振控制中的有效性;

(2) 基于 RCP(快速控制原型)技术,实现了“一阶并联旋转双倒立摆系统”的全域运动控制,使我们从中体验到“半实物实时仿真技术”在产品开发过程中所起到的“快捷、高效”作用;

(3) 基于 HIL(硬件在回路)技术,实现了“光伏发电系统最大功率跟踪控制”与“风力发电并网系统有功-频率控制”的半实物实时仿真验证,为新能源发电与电力系统控制策略的实验验证,提供了一种使用现代仿真工具的“经济、快捷、真实”解决方案;

(4) 详细地阐述了龙门吊车重物放摆控制实物仿真实验平台的开发过程与缩尺实物装置的实验情况,从中可使得我们体会到“实物仿真技术”具有更高的仿真实验精度,它是在进行产品开发与定型生产过程中应该采取的基本工序。

最后,本章给出了一个“独轮自行车/一阶平面倒立摆”系统的实物仿真问题,供读者思考;我们相信:读者通过自主学习相关文献、建立系统数学模型、采用 MBD 设计方法、应用 MATLAB 仿真工具软件,一定能够给出自己的控制算法与实现方案。

## 参考文献

- [1] 单家元,孟秀云,丁艳半,等.半实物仿真(第2版)[M].北京:国防工业出版社,2013.
- [2] 王子才.仿真技术发展及应用[J].中国工程科学,2003,5(2): 40-44.
- [3] 田芳,黄彦浩,史东宇,等.电力系统仿真分析技术的发展趋势[J].中国电机工程学报,2014,34(13): 2151-2163.
- [4] 宋强,刘钟淇,张洪涛,等.大功率电力电子装置实时仿真的研究进展[J].系统仿真学报,2006,18(12): 3329-3333.
- [5] Dusan Majstorovic, Ivan Celanovic, Nikola DjTeslic, et al. Ultralow-Latency Hardware-in-the-Loop Platform for Rapid Validation of Power Electronics Designs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2011,58(10): 4708-4716.
- [6] Adrian Martin, M. Reza Emami. Dynamic Load Emulation in Hardware-in-the-Loop Simulation of Robot Manipulators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2011,58(7): 2980-2987.
- [7] Myaing A, Dinavahi V. FPGA-based Real-time Emulation of Power Electronic Systems with Detailed Representation of Device Characteristics[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2011,58(1): 358-368.
- [8] 丁荣军.快速控制原型技术的发展现状[J].机车电传动,2009,(4): 1-3.
- [9] 王坚.电力电子系统硬件在回路仿真技术的探讨[J].大功率变流技术,2011,(2): 1-5.
- [10] 许为,应婷,李卫红.电力电子半实物仿真技术及其发展[J].大功率变流技术,2014,(6): 1-5.
- [11] 葛兴来,宋文胜,冯晓云.基于 dSPACE 的高速列车牵引传动系统[J].电力自动化设备,2012,32(3): 18-22.
- [12] 付志红,熊学海,侯兴哲,等.基于 dSPACE 平台的电能计量实时仿真系统[J].仪器仪表学报,2011,32(8): 1763-1770.
- [13] 杨达亮,卢子广,杭乃善.电力电子系统实时仿真综合平台及设计方法[J].电力自动化设备,2011,31(10): 139-143.
- [14] 汪谦,宋强,许树楷,等.基于 RT-LAB 的 MMC 换流器 HVDC 输电系统实时仿真[J].高压电器,2015,51(1): 36-40.
- [15] 毕大强,常方圆,党克,等.基于 RT-LAB 的风电并网混合仿真系统[J].电源学报,2014,(6): 36-41.
- [16] 范瑞祥,邓才波,徐在德,等.基于 RTDS 的有源电力滤波器实物控制器闭环仿真技术[J].电力系统自动化,2014,38(21): 104-107.
- [17] 蔡光权,张云龙,李颖.基于 AD5435 的电子节气门快速原型控制[J].内燃机,2010,(5): 7-10.
- [18] 王振华,许辉,陈国栋,等.基于 Procyon 半实物仿真系统的伺服电机控制[J].制造业自动化,2013,35(11): 26-29.
- [19] Wan C J, Bernstein D S, Coppola V T. Global Stabilization of the Oscillating Eccentric Rotor[J]. Nonlinear Dynamics,1996,10(5): 49-62.
- [20] 王振发.分析力学[M].北京:科学出版社,2002: 41-77.
- [21] 高丙团,贾智勇,陈宏钧,等. TORA 的动力学建模与 Backstepping 控制[J].控制与决策,2007,22(11): 1284-1288.
- [22] Celani F. Output regulation for the TORA benchmark via rotational position feedback [J]. Automatica,2011,47(3): 584-590.
- [23] Tadmor G. Dissipative design, lossless dynamics, and the nonlinear TORA benchmark example[J]. Control Systems Technology, IEEE Transactions on,2001,9(2): 391-398.
- [24] 高丙团. TORA 的动力学建模及基于能量的控制设计[J].自动化学报,2008,34(9): 1221-1224.
- [25] 高丙团,孙国兵. TORA 转子位置反馈的稳定控制方法[J].电机与控制学报,2010,14(8): 58-62.

- [26] Jiang Z P, Kanellakopoulos I. Global output-feedback tracking for a benchmark nonlinear system[J]. Automatic Control, IEEE Transactions on, 2000, 45(5): 1023-1027.
- [27] Wang W, Yi J, Zhao D, Liu D. Design of a stable sliding-mode controller for a class of second-order underactuated systems, IEE Proc, Control Theory Appl, 2004, 151(6): 683-690.
- [28] 金玉岭. 吊车防摆控制实物仿真技术研究[D]. 哈尔滨工业大学硕士论文, 2002.
- [29] 熊永波. 吊车防摆实物仿真技术研究[D]. 哈尔滨工业大学硕士论文, 2003.
- [30] 高丙团. 非线性控制理论在吊车防摆中的应用研究[D]. 哈尔滨工业大学硕士论文, 2004.
- [31] 胡宗武, 顾迪民. 起重机设计计算. 北京: 北京科学技术出版社, 1987.
- [32] Liu D, Yi J, Zhao D, et al. Adaptive sliding mode fuzzy control for a two-dimensional overhead crane. Mechatronics, 2005, 15: 505-522.
- [33] 基于 RCP 的嵌入式快速开发及半实物仿真技术[J]. 电子技术应用. 2019, 45(6): 120-124.
- [34] 孙鹏琨, 葛琼璇, 王晓新, 等. 基于硬件在环实时仿真平台的高速磁悬浮列车牵引控制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(16): 3426-3435.
- [35] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 2 版. 北京: 清华大学出版社, 2012.
- [36] Sabir Messalti, Abdelghani Harrag, Abdelhamid Loukriz. A new variable step size neural networks MPPT controller: Review, simulation and hardware implementation[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2017, 68(1): 221-233.
- [37] 胡正阳. 风电场暂态频率响应特性与主动支撑控制技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2023.