

分类号_____

密级_____

U D C_____

编号_____

清 华 大 学

博 士 后 研 究 工 作 报 告

复杂系统与精密工程中多尺度、多维度和多层级数字孪生建模与应用研究

孙 闯

工作完成日期 2021年10月—2023年10月

报告提交日期 2023年10月

清 华 大 学 （北京）

2023年10月

复杂系统与精密工程中多尺度、多维度和多层级数字孪生建模与应用
研究

RESEARCH ON MULTI-SCALE, MULTI-DIMENSIONAL AND MULTI-LEVEL
DIGITAL TWIN MODELING TECHNIQUES AND APPLICATIONS IN COMPLEX
SYSTEMS AND PRECISION ENGINEERING

博 士 后 姓 名： 孙 闯

流动站（一级学科）名称： 控制科学与工程

专 业（二级学科）名称： 控制理论与控制工程

合 作 导 师： 吉吟东 研究员

研究工作起始时间 2021 年 10 月 31 日

研究工作期满时间 2023 年 10 月 31 日

清华大学自动化系（北京）

2023 年 10 月

内 容 摘 要

随着工业互联网、人工智能和精密制造等技术在过去十年中迅速的普及和快速进化，数字孪生已广泛应用于众多领域，特别是在以能源、轨道交通和航天为代表的现代复杂系统和精密工程中。凭借高保真的数字孪生体，数字孪生在现代能源系统中，为实时监测和优化电网、能源设备的预测性维护以及能耗和运营分析提供了智能解决方案。在轨道交通系统中，数字孪生提供了系统的实时分析、设备高效运维、交通调度优化和对紧急情况快速响应。对于航空航天中的超精密测试系统，数字孪生能够汇聚和解析外界的微观细节，为精密系统提供全面的仿真分析和高精度的测试标定。

基于上述分析，本报告专注于数字孪生中的多尺度、多维度、多层次建模和应用技术研究，为相应系统提供详细、精准的预测分析、决策优化和实时监控，从而显著提高相应系统的可靠性、操作效率和关键性能指标。本报告的具体工作如下：

(1) 全面系统地调查了数字孪生在能源互联网（Energy Internet, EI）背景下的动机、架构和最新技术进展。提出了数字孪生在能源互联网中的五层系统框架。同时，对每层的关键使能技术进行了分类与分析。提出了能源元宇宙（Energy Metaverse）的可能范式及其在能源系统未来应用场景的推动作用。

(2) 针对多时间尺度的能源数字孪生网络（Energy Digital Twin Network, EDTN），提出了基于转换器模型分类流量预测（Transformer Based Classified Traffic Prediction, TBCTP）方法。针对不同特性的短时间尺度数据流量，通过长短期记忆网络进行分类，并基于转换器模型架构设计了高效的流量预测模型。针对不同分类流量，训练了对应的预测模型以提高预测的效率和准确性。实验结果表明，分类流量预测在预测准确性和收敛时间上要优于其他预测模型。

(3) 针对传统轨道交通调度缺乏灵活性和无法满足所有乘客的高质量乘车体验问题，开展多尺度、多维度、多层次的列车调度优化方法研究。设计了新的乘客体验行为模型，提高了短时间尺度小样本乘客的优化调度敏感度。提出了量子进化的粒子群改进优化算法，通过量子的更新迭代实现了对全局最优的高效求解，提高了优化算法的求解精度，并解决了粒子群优化容易陷入局部最优的问题。仿真验证了本报告所提优化方案可以有效改善乘客的乘车体验，提高轨道交通运

行效率和服务质量。

(4) 以高精度航天测试系统为对象,开展基于数字孪生的多尺度、多维度、多层级建模与标定技术研究。对相关部件、测试设备和测试系统三个层级进行了建模,通过模型集成搭建了高保真的陀螺加速度计误差标定模型。通过对全误差源进行理论分析和推导,明确了惯性仪表测试时的全误差产生、传递和作用机理。针对线振动台和离心机的标定测试,分别搭建了多尺度、多维度、多层级的振动误差和工作半径数字孪生系统,实现了对高精密测试系统的实时监控、全面评估和精准补偿,提高了惯性仪表标定结果的精度和适用性。

关键词: 数字孪生, 多尺度, 多维度, 多层级, 能源互联网, 轨道交通, 优化调度, 陀螺加速度计, 标定

Abstract

In the past decade, with the technologies such as the industrial internet, artificial intelligence, and precision manufacturing rapidly proliferation and evolution, digital twins have extensively applied across numerous domains in modern complex systems such as energy internet, rail transit, and aerospace. Digital twins with high fidelity virtual models offer solutions for real-time monitoring and optimization of power grids, predictive maintenance of renewable energy systems, and advanced analysis for energy consumption and waste reduction within the energy field. For aerospace, digital twins amalgamate and parse microscopic external details to deliver predictive analytics and high-precision calibration for ultra-precise testing systems. In rail transit systems, digital twins facilitate real-time analytics, enabling predictive maintenance, traffic optimization, and swift response to emergencies.

This report focuses on multidimensional, multiscale, and multilevel modeling and simulation technologies within digital twins, providing detailed and precise prediction, real-time monitoring, and decision optimization for corresponding systems. This significantly enhances system reliability, operational efficiency, and key performance indicators. The specific contributions of the report are as follows:

(1) A comprehensive, systematic investigation of digital twins in energy internet was conducted, examining the motivation, architecture, and technological advancements. A five-layer framework for digital twins was proposed. A classification and analysis of key enabling technologies at each layer were performed for digital twins in the energy field. The potential paradigm of an Energy Metaverse and its role in propelling future application scenarios within energy systems were proposed.

(2) Based on the digital twin architecture, a multi-time scale EDTN (Energy Digital Twin Network) classification traffic prediction scheme TBCTP (Transformer Based Classified Traffic Prediction) is proposed. It classifies short time scale traffic according to different characteristics and designs a fast traffic prediction model based on the Transformer architecture. For each traffic class, we have trained corresponding prediction models to enhance the efficiency and accuracy of the predictions. Experimental results show that TBCTP outperforms other prediction models in terms of prediction accuracy and convergence time.

(3) To address the lack of flexibility in traditional rail traffic scheduling and the inability to meet the high-quality riding experience for all passengers, research on multi-

scale, multi-dimensional, and multi-level train scheduling optimization methods has been conducted. Based on the designed passenger experience behavior model, the sensitivity of scheduling for small sample passengers on short time scales is improved. A quantum-evolutionary improved particle swarm optimization algorithm is proposed, which realizes the efficient search for the global optimum through quantum iterative updates, enhancing the precision of the optimization algorithm and overcoming the problem of PSO being prone to local optima. Simulations verify that the proposed optimization scheme can effectively improve the passenger riding experience and enhance the efficiency and service quality of rail transportation.

(4) Focusing on high-precision aerospace testing systems, research on multi-scale, multi-dimensional, and multi-level modeling and calibration technology based on digital twins has been conducted. Modeling has been carried out on components, testing equipment, and the testing system at three levels, and a high-fidelity PIGA calibration model has been constructed through model assembly. By conducting theoretical analysis and derivation of all error sources, the generation, transmission, and mechanism of action of total errors during inertial instrument testing have been clarified. For the calibration testing of line vibration tables and centrifuges, multi-scale, multi-dimensional, and multi-level digital twin systems for vibration errors and working radius have been established, achieving real-time monitoring, comprehensive assessment and compensation of high-precision testing systems, thereby enhancing the precision and applicability of the calibration results for inertial instruments.

Keywords: Digital Twin, Multi-scale, Multi-dimensional, Multi-level, Energy Internet, Rail Traffic, Optimization Scheduling, PIGA, Calibration.

目 录

1	数字孪生研究概述.....	1
1.1	研究背景与意义.....	1
1.2	研究现状分析.....	2
1.2.1	能源系统的数字孪生技术.....	2
1.2.2	能源网络的流量预测.....	6
1.2.3	轨道交通调度优化.....	8
1.2.4	高精度航天仪表的测试.....	10
1.3	本报告工作概要.....	14
2	能源互联网数字孪生系统框架与使能技术.....	17
2.1	前言.....	17
2.2	演进趋势和动机.....	17
2.2.1	数字孪生技术演进趋势.....	17
2.2.2	能源网络演进趋势.....	20
2.2.3	应用数字孪生技术的益处.....	22
2.3	数字孪生系统架构.....	24
2.4	主要使能技术分析.....	26
2.4.1	物理传感层.....	27
2.4.2	数据层.....	28
2.4.3	孪生模型层.....	29
2.4.4	功能层.....	30
2.4.5	应用层.....	30
2.5	能源元宇宙.....	31
2.5.1	元宇宙概述.....	31

2.5.2	能源元宇宙概念与优势	33
2.5.3	应用前景	34
2.6	本章小结	36
3	基于数字孪生的能源数字孪生网络流量预测技术	38
3.1	前言	38
3.2	能源数字孪生网络的多时间尺度系统架构	38
3.2.1	多时间尺度系统架构	39
3.2.2	多时间尺度流量特征分析	40
3.3	多时间尺度分类流量预测方法	42
3.3.1	流量的短时间尺度分类建模	42
3.3.2	预测模型搭建	44
3.4	仿真分析	48
3.4.1	实验设置	48
3.4.2	多时间尺度分类流量预测分析	49
3.4.3	模型训练时间	50
3.5	本章小结	51
4	基于数字孪生的轨道交通调度优化技术	52
4.1	前言	52
4.2	基于数字孪生的多尺度调度优化方案	52
4.3	多维度、多层级模型搭建	55
4.3.1	主要符号设定	55
4.3.2	乘客体验模型搭建	56
4.3.3	列车成本行为模型搭建	58
4.3.4	列车与线路物理模型搭建	59

4.4	基于改进 PSO 的优化方案设计	60
4.5	多层次建模与仿真分析	64
4.5.1	调度优化的多层次仿真方案	64
4.5.2	仿真结果分析	65
4.6	本章小结	68
5	基于数字孪生的精密仪器测试系统建模与标定技术	69
5.1	前言	69
5.2	精密线振动台测试系统数字孪生建模	70
5.2.1	PIGA 的设备级行为模型搭建	70
5.2.2	线振动台部件级物理模型搭建	73
5.2.3	线振动台设备级行为模型搭建	77
5.2.4	PIGA 测试系统级行为模型搭建	77
5.2.5	微秒尺度 PIGA 标定模型搭建	79
5.2.6	测试误差分析与建模	81
5.3	线振动台测试数字孪生系统	83
5.3.1	数字孪生平台简介	83
5.3.2	多时间尺度线振动台误差测量系统	85
5.3.3	数字孪生系统搭建与验证	89
5.4	PIGA 在线振动台上的优化标定与仿真	92
5.4.1	PIGA 标定方案优化	92
5.4.2	仿真与实验分析	99
5.5	精密离心机测试系统数字孪生建模	103
5.5.1	离心机部件级物理模型搭建	104
5.5.2	PIGA 测试系统级行为模型搭建	106

5.5.3	PIGA 标定模型搭建.....	108
5.5.4	闭合误差建模与仿真分析.....	112
5.6	离心机半径多维度、多层级建模与监测方法.....	116
5.6.1	离心机半径误差多维度、多层级建模.....	116
5.6.2	离心机多尺度误差项测试数据.....	119
5.6.3	工作半径多维度、多层级数字孪生系统搭建.....	121
5.7	PIGA 在精密离心机上的标定方案优化与仿真	124
5.7.1	标定方案设计与精度分析.....	124
5.7.2	仿真验证.....	126
5.8	本章小结.....	133
6	总结与展望.....	135
	参考文献.....	137
	项目及研究成果.....	149
	个人简介.....	150

1 数字孪生研究概述

1.1 研究背景与意义

随着科技的迅速进步与全球经济和政治格局的变化，全球能源系统正经历一场巨大的转型。传统的以化石燃料为主的能源体系面临环境和经济的双重压力，推动了可再生能源的快速发展，风能、太阳能和水能等可再生能源在全球范围内得到了前所未有的重视。与此同时，随着电动交通工具的广泛应用，电力能源的需求越来越大，这为能源网络的建设和管理带来了新的挑战。现代技术如物联网（Internet of Thing, IoT）、大数据和人工智能（Artificial Intelligence, AI）的介入使得能源系统日益智能化，能源生产、传输和使用的效率都得到了显著提高。另外，分布式能源系统，如家用太阳能，为个体和社区提供了更加灵活和可定制的能源解决方案。目前能源系统面临的主要挑战之一是越来越复杂的能源系统的进一步优化与效率提高，随着全球能源需求的增长和资源的日益紧张，能源互联网（Energy Internet, EI）中的商业数据迅速增长，流量的周期性波动给数据传输的稳定性带来了挑战，如何提高能源系统的效率和优化运作变得尤为重要。数字孪生（Digital Twin, DT）是一种将物理世界中的实体、系统或过程与其数字化、虚拟化模型相结合的先进技术。与传统的监测和仿真方法相比，数字孪生通常包括实体的物理特性、运行参数、环境条件等所有重要方面，因此可以提供对复杂能源系统的深入了解。利用传感器、物联网设备等实时捕捉并同步物理实体的状态和行为，数字孪生可以提供准确、实时的信息，用于预测实体的维护需求，实现对能源网络更精准、高效、全面的分析和管理的。

轨道交通作为城市和区域发展的动脉，其重要性日益凸显。随着城市化进程的加速和人口的集中，轨道交通承载了日益增长的乘客流量和运输需求，对于缓解交通压力 and 提升城市运行效率具有不可替代的作用。然而，轨道交通系统的运营和管理同样面临着前所未有的挑战。例如，如何在保证安全的前提下提高运营效率、实现精细化管理、降低能源消耗以及提升乘客服务质量等，都是现代轨道交通系统必须要解决的问题。数字孪生技术，为轨道交通系统的智能化管理和运营提供了新的解决思路。通过创建轨道交通系统的虚拟副本，可以实时监测系统的运行状态，预测维护需求，优化运营策略，甚至模拟紧急情况下的应对措施。尤其是在电动化和智能化趋势日益明显的今天，数字孪生技术能够帮助轨道交通

系统更好地融入城市的综合能源网络，实现能源的高效利用，推动轨道交通向更加绿色和可持续发展的方向发展。

在航空航天领域，惯性仪表作为惯性导航系统中的核心部件，其输出误差直接决定了载体最终的导航精度。在各种因素引起的总导航偏差中，根据统计超过70%的误差是由惯性仪表误差引起的，在惯导系统中，惯性仪表误差甚至占到总误差的85%以上。因此，惯性仪表的建模和标定技术是评估和提高惯性仪表使用性能的最重要手段之一，其建模的准确性与标定试验的真实全面性直接决定了惯性仪表在实际使用环境中的测量精度与工作性能。数字孪生技术在类似惯性仪表的精密仪器中同样发挥着关键作用。航天仪器的设计和制造要求极高的精度和可靠性，因为在太空环境中，任何小的错误都可能导致任务的失败。数字孪生为这一领域提供了一种全新的测试方法，它可以在虚拟环境中对仪器进行模拟和验证，确保其在真实环境中的稳定运行。这不仅大大降低了测试的成本和风险，还为仪器的设计和优化提供了有力的支持。例如，工程师通过数字孪生模型可以模拟仪器在极端温度、辐射和真空环境中的表现，找出潜在的设计缺陷和问题。

因此，数字孪生技术可以为包括能源系统和交通系统的复杂系统，以及高精度航天精密工程的发展提供了一个强有力的工具。因此，本报告旨在应用数字孪生技术，以解决能源系统中信息流量精准预测、轨道交通的智能化管理，以及航天仪器测试的高精度要求。通过构建多尺度、多维度和多层级的复杂系统模型，将深入探讨利用实时监控、仿真分析和决策优化来提升这些系统的可靠性、操作效率和关键性能指标。本报告的目标是推动关键工业领域的数字化转型，实现更加精确和可靠的监测与维护，以及更高效的资源利用。

1.2 研究现状分析

1.2.1 能源系统的数字孪生技术

当前，依赖化石燃料、天然气和集中电网的传统能源模式面临着更严峻的挑战，如供需失衡、电网不稳定和环境污染。此外，高昂的能源价格和能源安全问题的加剧正在结束天然气十年来的快速发展。在这十年中，可再生能源获得了最大的发展，2030年占全球发电量的43%^[1]。因此，新能源网络有望从一个由内而外的单向集中实体过渡到一个分布式能源网络，促进数百万绿色电力的广泛分布。通过引入互联网的思维和技术方法，能源互联网的概念被提出，它利用分布

式可再生能源提升能源效率和电力系统可靠性^[2]。能源互联网涉及智能电网（Smart Grid, SG）和微电网（Microgrids, MGs），以及互连的各种能源生产和能源消耗实体。这种创新范式被称为未来能源系统或智能电网 2.0，旨在整合信息通信技术（Information and Communications Technology, ICT）与新一代能源系统^{[3], [4]}。能源互联网的目标是建立一个互联、开放、对等以及高度智能的信息能源基础设施网络。

尽管能源互联网可以更容易地实现各种能源的集成和管理，使能源供应更有弹性，并且能够为能源生产商和消费者节省成本，然而它仍然存在一些新的挑战：1) 在互操作性方面：混杂的通信和操作系统导致的系统互操作性恶化，这对能源互联网有着重大的影响^[5]；2) 针对信息爆炸：能源互联网中的海量信息可能导致信息过载，从而导致操作处理和决策制定困难^[6]；3) 围绕安全性和稳定性：电力负荷波动将会对设备的状态和参数等产生一些突然的改变，从而导致能源网络故障发生，进一步将影响能源互联网的安全性和稳定性^[7]；4) 面向传输调度：与传统能源系统相比，能源互联网中的高效传输调度更加复杂和困难^[8]。

数字孪生被认为是应对这些挑战的有效方法之一，它利用数字技术来实现能源互联网的实时感知、操作优化和态势感知^{[9], [10]}。数字孪生最初的概念是由 Michael Grieves 在 2003 年提出，并应用在产品生命周期管理（Product Lifecycle Management, PLM）中^[11]。随着物联网、大数据、人工智能和通用人工智能（Artificial General Intelligence, AGI）等新兴技术的快速发展，人们对将数字孪生范式应用于能源领域产生了浓厚的兴趣。作为一种数字镜像，数字孪生连续准确地对物理对象和状态进行建模和复制^[12]。高保真数字映射对象可以实现仿真、全面的系统分析^[13]、精确的运维^[14]，以及优化的配置^[15]。作为一种数字赋能器，数字孪生在物理空间和数字空间之间建立了强大的联系，以增强能源互联网的能力，如系统性能优化^[16]、战略决策支持^[17]和资产生命周期管理^[18]。此外，数字孪生促进了创新商业模式和能源市场结构的弹性灵活实施。数字孪生在能源互联网中的部署加速了市场渗透，帮助利益相关者进行策略评估和优化，并提高了整体市场的效率^{[19], [20]}。

然而，数字孪生在能源网络中的全局愿景仍远未实现。首先，数字孪生的效果取决于通信网络的实时性能和同步能力。数字孪生需要更高的数据速率、可靠性、弹性和更低的延迟等性能，这些超过当前 5G 所能提供的网络性能指标^[21]。

超 5G (Beyond 5G, B5G)^[22]和 6G 等进一步演进的无线系统, 有望成为数字孪生最有前景的使能技术之一^{[23], [24]}。其次, 随着能源系统复杂性的快速增加, 大大超过了数字孪生传统开发技术的发展速度, 数字孪生的高保真映射变得越来越困难。数据驱动建模和基于 AGI 的大模型的爆发将为复杂系统的高精度建模和预测提供新的机会^[25]。第三, 不同实体和不同服务提供商的各种数字孪生体和数据不可能在共享的数字空间中无缝集成和互操作。基于上述情况分析, 本研究重点讨论了数字孪生在能源互联网领域的应用。本报告将讨论数字孪生的通用框架和最新的关键使能技术, 从而有助于解决上述挑战, 并在能源网络中实现数字孪生的整体愿景。

数字孪生的研究引起了人们的广泛关注。到目前为止, 已经有大量的论文, 从工业^[26]、医药^[27]、交通^[28]、智慧城市^[29]和能源系统^[30]等不同方面, 分别总结和凝练数字孪生的定义、特征、使能技术和应用。为了清楚地探索相关领域, 本研究系统的调研了相关文献资料, 总结了一些与我们研究工作相关的最新进展。

目前关于数字孪生的系统架构的研究, 一些研究重点关注数字孪生的定义和特征。例如, Barricelli 等人在文献[31]中讨论了数字孪生在不同关键点的定义, 并概述了数字孪生从设计到报废阶段的两个详细生命周期。Jones 等人在文献[32]中详细讨论了数字孪生的十三个特征, 并对它们进行了详细的描述。Minerva 等人在文献[33]中从物理对象“软件化”的角度讨论了数字孪生的定义和框架。Mihai 等人在文献[34]中概述了数字孪生的定义和关键使能技术, 包括机器学习、云计算、虚拟现实等。上述研究还提供了数字孪生的三个真实用例, 以展示使能技术在不同应用场景中的使用和变化差异。

数字孪生在工业领域的应用一直是物联网背景下广泛研究的一个重要主题。文献[35]的研究重点讨论了数字孪生在制造业执行系统中应用的最新研究, 包括系统特性、实现特性和数字孪生服务。在文献[36]中, 作者分析了数字孪生概念的演进、三个方面的关键使能技术、以及数字孪生在各自产品生命周期阶段的 15 个工业应用。文献[37]的研究提出了 5 维数字模型。基于该研究成果, Qi 等人在文献[38]中总结了用于认知和控制物理世界、建模、数据管理、服务应用和连接的常用使能技术和工具。

在网络和通信领域, 数字孪生已经被广泛用于赋能通信系统。数字孪生网络 (Digital Twin Network, DTN) 被视是一种利用数字孪生技术的新兴网络^[39]。Wu

等人在文献[39]中详细介绍了 DTN 的关键技术,并讨论了不同关键技术对应的技术挑战。随着大量数字孪生技术和数字孪生体被用于交通和能源基础设施方面,安全威胁方面的问题也引起了学术界的关注。在文献[40]中,作者提出了一个数字孪生的四层框架,并根据每层涉及的技术对安全威胁进行了分类。在文献[41]中,作者重点研究无线系统使能数字孪生和数字孪生使能无线系统的具体分类,还考虑了安全、隐私和空口设计问题,同时总结了现有研究中的挑战。

在能源领域中,我们对相关的研究进行了系统的总结和分析,如表 1-1 所示。一些现有的研究探讨了特定的方向,包括节能、电池能源管理等。例如,文献[42]分析了现有的框架,然后为工业能源系统设计了一个通用数字孪生架构(Generic Digital Twin Architecture, GDTA)。文献[43]讨论了在数据驱动节能的背景下,利用工业基础设施和人工智能技术实现数字孪生体的构建。文献[44]讨论了电池管理系统中数字孪生与大数据、人工智能、物联网、云计算和区块链之间的关系。为了进一步提高电池性能,文献[45]和[46]从建模和 P2V 孪生实施两个方面讨论了使能技术,然后提出了电池数字孪生的不确定性量化和优化方法。文献[47]讨论了电池数字孪生的 11 个用例和功能能力,并研究了包括物联网平台、软件和硬件在内的关键使能元素。

表 1-1 数字孪生系统研究现状

方向	范围	文献	年份	研究重点	框架	使能技术	应用	挑战
DT 赋能能源系统	工业能源系统	[42]	2020	通用框架	全面的	简洁的	中等的	无
	节能系统	[43]	2021	数据驱动建模	无	全面的	无	中等的
	电池管理系统	[44]	2021	建模&应用	中等的	简洁的	全面的	中等的
	电池	[45], [46]	2022	建模&不确定性的量化	无	全面的	全面的	无
		[47]	2023	应用 & 需求	全面的	全面的	全面的	简洁的
	电网&微电网	[48]	2021	建模 & 应用	无	全面的	全面的	无
		[49], [30]	2022	应用	中等的	简洁的	中等的	中等的
		[50]	2023	应用	无	简洁的	全面的	中等的
	能源转换系统	[51]	2023	框架 & 使能技术	全面的	中等的	全面的	简洁的
	能源存储系统	[52]	2023	框架 & 应用	全面的	简洁的	全面的	中等的
		[53]	2023	功能 & 框架	简洁的	中等的	全面的	简洁的
未来电力系统	[54]	2023	系统级的 DT	简洁的	中等的	中等的	无	

一些作者关注基于数字孪生的实现方法和过程,并强调其在电网和微电网中

的主要应用。Bazmohammadi 等人回顾了微电网数字孪生 (microgrid DT, MGDT) 的构建步骤, 以及在微电网中 8 个重要服务中的应用^[48]。文献[49]和[30]主要讨论了数字孪生技术的应用领域, 包括电网中的资产建模、故障诊断和系统优化。类似的, Jafari 等人研究了数字孪生在微电网和电网中的各种应用^[50]。

目前, 一些研究陆续讨论了与能源领域相关主题的更具体的子系统, 如能源转换系统和储能系统。文献[51]研究分析了物联网平台与数字孪生之间的关系, 然后研究了不同层次的关键技术, 进一步讨论了基于电力电子的能量转换系统 (Power Electronics-based Energy Conversion Systems, PEECS) 在设计、控制和维护方面的应用。文献[52]研究了数字孪生在各种功能性的储能系统中的应用、架构和组件。文献[53]关注电池储能系统中不同具体应用数字孪生的功能和框架, 包括参数估计、温度控制、系统优化和故障诊断。对于未来电力系统, Song 等人首先回顾和总结了数字孪生在电力系统中的应用, 然后提出了“数字孪生系统的系统”这一概念^[54]。

综上所述, 一些学者们探索了在狭义的能源子系统, 比如能源管理^{[42]-[44]}、能源转换和储存^{[51]-[53]}中的应用, 但没有通过将这些子系统与更广泛的背景相结合来提供现代能源网络的完整视图。大多数的文献只在技术和应用层面讨论了数字孪生^{[45]-[48]}, 而关于框架、挑战和案例实施中涉及到的实际收益信息只是做了简单的提及, 这种不一致性使得掌握数字孪生在能源领域的全部应用范围具有极大的挑战性。此外, 对于数字孪生在能源网络中的未来趋势、当前研究的差距或即将迎接的挑战, 也没有进行更广泛的讨论。最后, 关注未来能源系统中数字孪生分层框架和使能技术方面的综述文章还没有, 特别是强调面向服务建模的重要性和范式方面还有所缺失。与现有电网相比, 未来的能源系统和网络将表现出显著不同的特性。因此, 在能源互联网中启用实施真正的数字孪生之前, 需要对数字孪生框架、技术方向和应用进行全面和最新的调研。在本研究中, 我们进行了系统而全面的文献调研, 重点关注能源互联网场景中引入数字孪生的研究动机、架构、使能技术的最新进展。本研究的目标是能够从建模的角度对数字孪生范式有更直接和深入的理解, 为整个研究工作积累扎实的理论基础, 从而为在能源互联网中充分利用数字孪生提供有洞察力的方向引导。

1.2.2 能源网络的流量预测

由于能源互联网的特殊性, 能源网络中对数据同步性能要求较高, 状态同步

数据与业务数据使用同一企业专网或内部网络，业务数据的周期性波动会影响数字孪生的同步性能。对能源数字孪生网络中的业务数据进行预测是保证数字孪生同步性能的必要条件。当能源互联网中的网络流量达到峰值时，即使迅速采用负载均衡策略，也会在影响网络性能，这是传统流量调度方法的滞后性。进行网络流量预测并基于预测提前调度可以克服滞后性并提供更好的用户体验质量（Quality of Experience, QoE）。因此，流量预测一直是热门的研究方向，也通常被用作资源调度的前置步骤^[55,56]。

Aziz 等人使用循环神经网络与双向长短期记忆网络结合，提高预测精度^[57]。Wang 等人提出了一种基于自适应噪声的完全集成经验模态分解（Complete Ensemble Empirical Mode Decomposition with Adaptive Noise, CEEMDAN）、时间卷积网络（Temporal Convolutional Network, TCN）、门控周期单元（Gated Cycle Unit, GRU）和注意机制的混合深度学习网络流量预测方法^[58]。首先，CEEMDAN 将原始网络流量分解成不同的模式。其次，利用 TCN 和 GRU 分别获取流量的短期和长期特征，并利用注意机制提高预测精度。Yu 等人在前人研究的基础上考虑了路由方案的空间信息^[59]。作者认为，这些空间信息决定了流量的趋势。作者将流量传输路径视为超边缘，基于路由相关性使用超图对网络节点连接进行建模。然后，提出了基于超图卷积循环单元的 seq2seq 结构的多步网络流量预测模型。该模型是探索路由路径和网络节点之间复杂空间相关性的理想选择。

根据对转换器模型（Transformer）架构分析，同时考虑输入序列中的所有位置，这允许转换器模型更好地捕获长序列上的依赖关系。因此，基于转换器模型的流量预测也是当前的研究热点。Choi 等人提出了一种融合转换器模型用于流量预测的算法，作为主动业务功能链配置和虚拟网络功能缩放研究的初步研究^[60]。该算法在对时间序列数据进行预测时考虑了数据的异质性，大大降低了均方误差。Liu 等人提出了一种时空转换器模型来同时探索时空序列信息。通过学习网络在最近和周期性时间间隔内的时间特征，在空间转换器模型中生成空间预测，并将时空信息合并得到最终预测^[61]。Wang 等人提出了一种用于多小区流量预测的联动转换器模型。首先将多单元数据发送到编码器提取流量特征，联动转换器模型中的注意力机制学习数据的时空关系，最后使用解码器输出预测数据^[62]。

综上所述，面对能源互联网中不断增长的流量及其波动性，现有的流量预测和调度方法存在显著的滞后性问题。尽管利用各种先进的深度学习技术如循

环神经网络、长短期记忆网络和转换器模型已取得一定进展，但这些方法仍未能充分解决流量预测的实时性和精确性问题，特别是在多时间尺度上的预测性能。此外，网络流量的时空特性，使得单一尺度的预测方法难以满足日益复杂的网络管理需求。

1.2.3 轨道交通调度优化

轨道交通的列车时刻表优化调度问题长期以来一直是城市交通规划和管理中的核心课题。随着城市化进程的加速和人口的快速增长，轨道交通成为连接城市各个部分的主要交通方式。有效、准确且合理的时刻表不仅直接影响到每日成千上万乘客的出行效率，还与轨道交通的经济效益、能源消耗以及环境影响紧密相关。目前国内外的相关研究主要集中在对应用场景、优化目标、决策变量、约束条件和求解方法上的创新。在新冠疫情感染的背景下，有学者创新性的结合了人群感染模型，对车站和列车的情况进行了综合考虑，基于整数非线性规划模型提出了优化调度方法，降低感染概率^[63]。文献[64]提出了针对高速列车延误和区间限速时的优化调度方法，通过分枝定界算法优化了严重突发事件时的列车调度问题。有学者针对调度控制一体化问题提出了相关的优化调度方法，通过布谷鸟、人工蜂群和 Cplex 求解器对列车运行调度进行了求解^{[65],[66]}。针对智能集中式列车调度（Centralized Traffic Control, CTC）系统的高铁运行优化问题，有学者提出了基于粒子群的智能优化方法^[67]。也有学者采用各类型的仿真器和强化学习策略，对高铁列车的动态调整进行分析和评估^{[68],[69]}。目前除了采用常见的遗传算法和仿真求解外，针对包括轨道交通、高速铁路、公路交通、船运等交通系统的优化算法还有极大值极小值策略、模拟退火算法、遗传算法、迭代凸规划方法、混合整数线性规划方法和拉格朗日对偶理论等多种方法，如表 1-2 所示。

表 1-2 目前主流的交通系统优化调度研究方法

年份	文献编号	应用场景	优化目标	决策变量	约束条件	求解方法	主要创新点
2020	[63]	轨道交通的疫情感染风险	实际载客量与期望载客量差值最小	每个客流周期内停站列车车厢	车厢数，站台长度，最大承载和最大客流数	整数非线性规划模型采用内置全局求解器	结合感染模型进行仿真分析
2022	[64]	严重初始延误与区间限速	计划时刻偏差和取消列车数量最小	发生时刻与计划发生时刻的偏差	时刻偏差，列车取消，出发时刻，初始延误，限速，车站到发线数量	分枝定界算法	提出针对严重突发事件的列车实时调度优化算法

2021	[68]	结合智能 CTC 系统技术标准的高铁运行优化	将列车运行调整对旅客出行实际影响最小化	十个约束：运行图相关约束和有关动车组接续、交叉进路、股道运用的约束条件	列车到站时间与离站时间	基于粒子群的智能优化算法	结合智能 CTC 系统技术标准，以提升旅客满意度为导向，构建列车运行自动调整规划模型。
2022	[69]	高铁列车动态调度	所有列车在各站到发时间晚点总和最小	列车进站、离站、停车时间，车站间最小区间运行时间	列车到站时间与离站时间	策略梯度强化学习	设定延误列车在各站到发时间晚点总和最小为优化目标,提出了基于策略梯度强化学习的动态调度方法。
2017	[70]	公交模型调度	最小平均等待时间	车辆离站时间	公交车运营时间	Cplex	利用数亿数据构建时间依赖公交网络，通过考虑时间变化和请求信息提出优化调度模型
2022	[71]	多智能体（车辆）的优化	调度成本	车辆速度与加速度	动力学约束	极大极小策略	针对非合作且惯性约束的双智能体通过极大极小策略进行优化调度
2023	[72]	轨道交通的能源优化调度	能耗最小	列车时刻表	动力学约束和时间约束	粒子群算法	结合地铁实例验证
2022	[73]	地铁的调度	总客流等待成本和总运营成本最小	列车的时刻表和组成	安全和服务质量，车辆数与车流限制	深度强化学习	提出了一种基于深度强化学习框架的近端策略优化方法集成地铁服务调度和列车单元部署
2021	[74]	无人机调度	调度任务的总利润最大	任务执行顺序	无人机能力和任务约束	模拟退火算法	提出了双阶段无人机调度方案
2015	[75]	两条互连高铁线路的列车调度	旅客站候时间和列车拥挤负效用最小	列车时刻表	列车发车时间间隔	整数编码的遗传算法	提出了两条线路列车的同步调度方法，侧重于满足一条铁路线到另一条铁路线的换乘需求
2022	[76]	水运的动态调度优化	客户等待时间最小，总行驶距离最短和延迟时间成本最小	到达时间和终止时间	码头的装卸时间，水运容量限制	禁忌搜索和重启启发式算法	提出了一种基于水上自主导航船队的动态滚动地平线调度策略
2015	[77]	轨道交通的实时调度	旅客总行程时间和列车运行能耗最小	发车时间、运行时间、和停留时间	速度和安全距离约束	迭代凸规划方法和混合整数线性规划方法	提出了一种新的求解列车调度问题的迭代凸规划(ICP)方法。针对含跳停的列车调度问题提出了混合整数线性规划方法
2022	[78]	高峰时段列车调度	实际时刻表与标称时刻表之间的瞬时误差和实际机载乘客与期望载客量之间的瞬时误差之和最小，控制成本最小	发车时间和车内载客量	车头距和载客量	事件触发预测控制	提出基于模型预测控制的列车控制调度方法。
2022	[79]	飞机的调度	乘客延误成本、替代成本、重新分配成本和滞留成本	乘客行程分配和飞机回收	航班状态，飞行限制，乘客时间和行程，安全因素	改进的时间带网络和生成候选旅客行程的求解算法	提出了一种基于改进的时间带网络和生成候选旅客行程的求解算法

2015	[80]	列车时刻表优化	旅客的等待时间和列车运行成本最小	列车时刻表	车头距、乘客方程和列车停留时间	拉格朗日对偶理论	在列车调度优化中引入停留时间模型
------	------	---------	------------------	-------	-----------------	----------	------------------

近年来，交通调度的优化问题成为科研领域的焦点，涉及多种交通方式如轨道交通、地铁、无人机、飞机和水运等^[77]。从上述文献调研中可以看出，研究重点多集中于对交通工具的时刻表调整、客流管理、能耗优化以及应对突发事件的动态调度。另外，近年来深度强化学习和策略梯度方法在高铁列车和地铁调度中也有所应用，如文献[69]与[73]。另一趋势是结合现代技术对列车运行进行智能优化，例如文献[68]便利用智能 CTC 系统技术标准来提升旅客满意度。此外，文献[80]提出了针对无人机的双阶段调度方案，反映了在无人机广泛应用的背景下，如何有效调度仍然是一个值得研究的问题。此外，能源消耗和环保问题也引起了研究者的关注，如文献[72]则关注于轨道交通的能源优化调度问题。总体来说，这些文献反映了交通调度优化在应对实际应用场景，如疫情、能源节约和乘客满意度等多方面挑战的尝试和探索。而在方法论方面，深度学习、策略梯度、模拟退火等先进算法的应用为该领域的进一步发展提供了坚实的技术支撑。

综上所述，在轨道交通的列车时刻表优化调度领域，尽管已经有诸多创新研究方法被提出，但仍存在一些问题和挑战。首先，现有研究大多集中于特定场景或目标，如疫情期间的乘客流量控制或特定突发事件的应对措施，缺乏一个通用的、综合性的优化框架。其次，现行方法往往需要复杂的计算过程和专门的求解器，这在实时调度场景中可能难以快速响应。再者，传统优化方法可能未充分考虑到多尺度时间变量，如早晚高峰和非高峰时段的动态变化，以及在多层次决策变量（如列车运行时间、停站时间和乘客换乘等）之间的复杂关系。最后，随着城市轨道交通向智能化、绿色化发展的趋势，如何在确保服务质量和乘客体验的同时，有效降低能源消耗和环境影响，这也是一个亟待解决的关键问题。这些问题的存在促使我们寻求新的技术手段和研究方法，其中数字孪生技术的引入为我们提供了新的可能性，尤其是在实现轨道交通系统的实时监测、仿真和优化调度方面。

1.2.4 高精度航天仪表的测试

如今，诸如石英加速度计和摆式积分陀螺加速度计（Pendulous Integrating Gyro Accelerometers, PIGA）等加速度计在惯性导航系统、汽车安全系统和生物医学测量等领域起着至关重要的作用，可以提供高精度的加速度测量。随着对精

度和稳定性要求的不断增加，提高准确性的关键在于先进的校准方法，可以准确识别加速度计的误差系数。

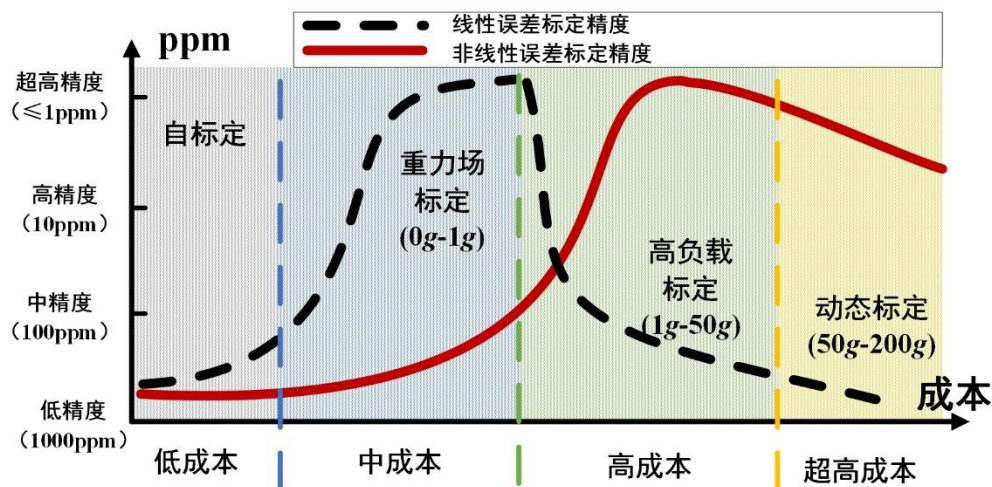


图 1-1 不同设备标定精度与成本

高精度惯性仪表的标定主要可以根据提供运动参数的类型分为重力场标定和高负载、高动态标定。其中重力场标定测试设备主要有高精度分度头、位置转台和倾斜台等，其输入加速度机理范围在 1g 以内，如图 1-1 所示（ppm 为百万分之一，即量级为 10^{-6} ）。由于是在地球表面进行的测试，通过计量部门可以精确测量当地的重力加速度和地磁场等物理量，作为高精度的参考基准对加速度计和陀螺仪进行标定。美国目前研制的多齿盘定位的高精密分度头，其定位精度在 0.1" 以内，在对惯性仪表标度因子和零偏的标定上，精度可以达到 10^{-6} 以上。重力场的测试由于操作简单，干扰因素小，输入加速度等物理量可以精确已知，因此在高精度惯性仪表的测试中占有重要的位置，静态多位置法被提出来校准加速度计和陀螺仪的偏置和比例因子^[1]，错误!未找到引用源。但是由于在重力场下的测试，输入加速度激励较小，加速度计和陀螺仪的高阶误差模型系数得不到有效的激励，因此标定精度普遍不高。所以需要进一步通过离心机、振动台、火箭橇、车载、机载和突停台等测试设备为加速度计提供高 g 的测试环境。

由于高精度惯性仪表的结构日益复杂、任务需求逐渐丰富，导致传统的惯性仪表测试方法无法满足未来高精度战略武器、星际探索、地球透视和前沿物理对仪表使用性能的需求。因此，针对仪表复杂精密的结构以及任务需求，搭建高保真的数学模型和测试环境成为了近年来学术界研究的重点问题。现有的高精度惯性仪表标定的研究主要集中在以下两个方面：首先是惯性仪表测试的误差分析与

建模；其次是惯性仪表的标定方法设计。下面分别对这两方面问题的国内外研究现状以及存在的主要问题进行分析。

1. 高精度惯性仪表测试的误差分析与建模

惯性仪表的误差分析是准确描述惯性仪表性能、建立高保真数学物理模型的基础。通过对陀螺和加速度计的结构、装配过程和工作机理进行分析，可以对影响仪表输出精度的主要误差源进行量化计算，为后续的建模和测试方案设计提供理论依据^{[85]-[87]}。同时，惯性仪表的安装、对准误差和惯导测试设备精度将对惯性仪表测试时的输出产生巨大影响，学者们依托误差理论对对准误差的传递规律进行准确的分析，规范安装流程^{[88]-[90]}。此外，不同仪表的激励机理和测试环境差别也将对仪表的输出和误差项产生影响，任顺清等对离心机的闭合误差对 PIGA 测试的影响进行了分析^[91]。

基于对惯性仪表的机理和误差分析，可以根据惯性仪表不同特性和业务需求建立相应的基于知识驱动的数学模型。其中，王国栋等通过对静态条件下微机电系统（Micro-Electro-Mechanical System, MEMS）陀螺仪零偏的分析建立了差分方程模型^[92]，杨菊花等基于改进经验模态分解（Empirical Mode Decomposition, EMD）方法建立了陀螺的随机误差模型^[93]，Sushchenko 等通过对仪表的结构和机理分析搭建了振动陀螺的标度因子的数学模型^[94]。虽然基于知识驱动的数学模型物理意义明确，但面对复杂和非线性的仪表与误差因素，也有学者基于实验数据，通过统计分析方法建立基于数据驱动的数学模型，例如通过自回归滑动平均模型和多核最小二乘支持向量机来描述惯性仪表的动态性能^{[95],[96]}。

近年来，随着数字孪生理念的快速发展，对于传统仪表和航空航天系统的建模产生了颠覆性的影响^{[97],[98]}。越来越多的学者开始关注如何针对复杂系统进行孪生建模，提出了多种数字孪生的数据链接^[99]、空间搭建和模型设计方法^[100]。但是，目前针对惯性仪表的数字孪生建模研究还主要集中在基于统计分析的惯性仪表动态特性单一建模^[101]，并不能完成惯性仪表主要功能的全维度、高保真建模。

综上所述，已有的惯性仪表误差分析和建模方法大都是针对仪表的主要误差项和随机漂移、非线性等测量指标独立分析建模，难以同时全面的实现对惯性仪表测试时的全误差项进行分析。此外，针对惯性测试来说，无论是测试设备误差还是测试环境干扰，都将对惯性仪表的测试产生巨大影响，因而现有的误差模型

往往没有将测试对象、测试设备和测试环境进行统一的分析和建模，难以实现对惯性仪表全任务空间的精准测量。因此，需要对高精度惯性仪表测试的全误差进行分析和精准建模，为后续的测试试验流程设计提供准确的依据。

2. 高精度惯性仪表的标定方法设计

当前，对高精度惯性仪表标定技术的探索可以分为两个方面。一方面是通过研制更高精度、更高动态的惯导测试设备和仿真平台来提供更精准和全面的运动参数基准，从而提高惯性仪表测试的精度和适用范围；另一方面是利用机器学习方法和各类建模技术，通过设计自动标定和自标定方法来降低标定成本，提高测试效率。下面分别对这两方面科学探索的研究现状以及存在的主要问题进行分析：

重力场的测试由于操作简单，干扰因素小，输入加速度等物理量可以精确已知，因此在高精度惯性仪表的测试中占有重要的位置^{[102]-[105]}。但是由于在重力场下的测试，输入加速度激励较小，加速度计和陀螺仪的高阶误差模型系数得不到有效的激励，因此标定精度普遍不高。所以需要进一步通过离心机、振动台、火箭橇、车载、机载和突停台等测试设备为加速度计提供高 g 的测试环境。

高负载标定的主要惯导测试设备是精密离心机，它可以产生远高于 $1g$ 的精准常值向心加速度或谐波加速度，对各种惯性仪表和惯导系统在高负载环境下的性能进行准确的评估，高精度的标定惯性仪表的非线性误差。任顺清等通过对陀螺和加速度计在大臂式精密离心机上测试的误差分析和精确输入比力推导，建立了仪表的误差标定模型，利用多位置测试方法对仪表的非线性误差进行了准确的标定^{[106],[107]}。Sohrabi 提出了在小型离心机上提高 MEMS 加速度计非线性标定精度的方法^[108]。孙英博等则通过一种提供变化向心加速度的离心机，设计了高精度石英加速度计的非线性误差标定试验^[109]。在高 g 、高动态环境下分离惯性仪表非线性误差项，除了采用精密离心机，还可以进行线振动台试验。线振动台主要提供一定振动频率的正弦加速度，用于辨识加速度计的误差模型系数，尤其是高阶系数^[110]。除了采用精密离心机和线振动台等测试的地面实验室试验外，国外惯性仪表和系统还通过火箭橇试验产生大过载、高 g 、高速、高动态等综合环境，可以更真实的模拟飞行器的真实飞行环境，分离惯性仪表误差，验证惯性仪表在复合环境下的可靠性。

除了利用各种惯导测试设备外，近年来越来越多的学者也开始采用自标定

(Self-Calibration)、自动标定技术 (Auto-Calibration) 和组合标定对加速度计和导航仪表展开测试^{[111]-[113]}。但是由于自标定技术对加速度计的标定精度较低，因此针对 PIGA 这种高精度的加速度计而言，仍需依靠高精度的惯导测试设备为惯性仪表提供精准的输入激励。

在对惯性仪表误差项系数的参数辨识和标定试验数据的处理方面，目前国内外主要采用了最小二乘方法和卡尔曼滤波技术^{[114],[115]}。但随着惯性仪表动态测试和复合测试的发展，人们也越来越关注对大量试验数据和历史数据的挖掘、聚类和分析。小波分析，变分模态分解，经验模态分解，自适应移动平均等方法陆续提出，使惯性仪表在多尺度标定试验下的测试数据和参数辨识结果可以进行信息分类和融合，极大的提高了惯性仪表的标定范围和精度^{[116]-[119]}。

综上所述，目前国内外贵惯性仪表的重力场标定技术研究较为成熟，但对在高过载、高动态环境条件下的标定试验研究不充分，有些只是将重力加速度的测试结果简单地延拓到惯性仪表使用的任务空间内。主要存在以下借个问题：一是对于测试设备误差考虑不全面，尤其针对精密离心机与线振动台这类结构复杂、误差源较多的测试设备，建立的误差模型往往无法适应新的使用条件；二是高 g 高动态环境下的标定方法不够完善，误差抑制技术和补偿技术不够成熟，标定缺乏统一的规范和标准；三是不同标定试验间存在孤岛效应，没有充分利用和准确融合多尺度、多环境下的试验数据，导致标定结果往往不能满足惯性仪表全任务空间的需求。

1.3 本报告工作概要

根据对国内外的研究现状分析可知，目前数字孪生在多尺度、多维度和多层级系统建模、仿真和优化等方面的研究仍然不足，缺乏深度整合和成熟的实际应用，严重限制了数字孪生在复杂系统和精密工程中的进一步发展。因此，本报告面向数字孪生的多尺度、多维度和多层级关键建模方法和优化技术进行研究。首先，本报告给出了多尺度、多维度和多层级的概念定义和关联区别：

1. **多尺度**：多尺度指的是数字孪生对象能够体现和处理的尺寸和规模的详细程度（粒度），覆盖范围从微小单元到整体大系统。数字孪生的多尺度属性表明它能够代表和处理从微观级别到宏观级别、从静态、瞬态到长期状态的同一物理实体的不同特性。

2. **多维度**: 多维度指的是数字孪生可以包含和处理多种类型的数据和信息维度, 数字孪生模型构建可以分为“几何—物理—行为—规则”多维度。其中: 几何维度, 依据产品设计几何特征参数等信息, 构建覆盖设备异构要素可扩展的几何模型; 物理维度, 依据设备的材料属性、物理参数等物理特性构建物理模型; 针对行为维度, 基于各零部件间的行为耦合关系, 构建刻画设备行为特征的行为及响应模型; 针对规则维度, 基于可扩展标记语言 (Extensible Markup Language, XML) 描述设备运行及演化规律的规则及逻辑模型。

3. **多层次**: 多层次指的是数字孪生在不同抽象级别对实体的建模能力。从最基本的物理单元到复杂的组合体, 再到整个系统。每个层级代表了对实体不同层次的理解和把控, 其中更高的层级在结构上依赖于更低层级的数据和模型, 但又提供了更接近整体功能和性能的视角。

多层次关注系统内部不同层次之间的交互和整体性, 而多尺度更侧重于在同一层级内对实体或过程在不同尺度上的表征和分析, 重点是捕捉在不同量级尺度上的动态和静态特性。

表 1-3 报告主要研究内容

报告章节	尺度				维度			层级			
第三章 能源网络流量预测	两时间尺度				单维度			单层级			
	短时间		长时间		行为			系统			
	天		季度								
第四章 轨道交通优化调度	两时间尺度				两维度			两层级			
	短时间		长时间		物理	行为		设备		系统	
	15min		3-4h					列车		路线	
第五章 精密测试与优化标定	多时间尺度				三维度			三层级			
	微秒→分钟				几何	物理	行为	部件		设备	系统
	1 μ s	1s	5s	1min				机构部件		PIGA; 测试设备	标定系统

本报告面向数字孪生的关键建模方法和优化技术进行研究, 如表 1-3 所示, 主要分为多时间尺度的能源网络流量预测研究, 多时间尺度、两维度和两层级的轨道交通优化调度研究, 以及多时间尺度、三维度和三层级的精密测试与优化标定研究。具体研究内容如下:

第二章, 面向能源互联网, 提出了数字孪生在能源互联网中的五层系统框架。全面系统地调查了数字孪生在能源互联网背景下的最新技术进展和应用场景。基于数字孪生架构, 进一步地提出了能源元宇宙 (Energy Metaverse) 的可能范式及

其在能源系统的应用场景中的潜在优势。

第三章，针对能源系统重通信流量长时间序列预测精度和效率低的问题，开展多时间尺度能源网络流量预测研究。研究针对长时间序列的短时间尺度流量分类方法，通过流量分类提高预测样本的数据质量。研究基于转换器模型架构的流量实时预测方法，通过短时间尺度分类预测提高预测的精度和效率。

第四章，考虑传统轨道交通调度缺乏灵活性和无法满足所有乘客的高质量乘车体验问题，基于多时间尺度和多层级的划分，开展基于动态客流数据的列车时刻表多尺度、多层级调度优化方案研究。基于列车物理维度和乘客行为维度，研究能够有效提高小样本乘客的敏感度的高敏感乘客体验模型作为优化目标。针对传统粒子群算法的缺点，研究基于量子理论的粒子群改进优化算法，解决粒子群算法容易陷入局部最优的问题。搭建列车优化调度的列车-区域线路两层仿真环境，验证本报告所提优化方案的有效性。

第五章，围绕 PIGA 在线振动台和离心机上的高精度测试系统，开展基于数字孪生的多尺度、多维度、多层级建模与标定技术研究。首先基于动力学分析，研究部件层级、设备层级和系统层级的模型搭建与集成技术，对 PIGA 测试过程中的误差进行了全面的梳理和分析。其次，基于多层级 PIGA 误差模型，通过结合进动整周和振动整周测试的特点，研究 PIGA 的先进标定方法，实现对 PIGA 的高精度标定测试。此外基于数字孪生系统建立离心机工作半径的几何-物理-行为的多维度数字孪生模型，实现对离心机测试系统关键参数的实时监控和精准分析。最优开展 PIGA 在精密离心机上的多位置标定方法研究，通过多位置标定实现对闭合误差和工作偏心等主要误差的自动规避与补偿，最终实现对 PIGA 非线性误差项的高精度标定。

2 能源互联网数字孪生系统框架与使能技术

能源互联网是一种结合了现代信息通信技术和传统能源网络的创新系统。它旨在将各种能源资源、设备和信息系统融合在一个智能、高效的网络中，从而实现能源的灵活调度、实时监控和优化管理等。与传统的能源系统相比，能源互联网更加注重可再生能源的整合，利用先进的通信技术和人工智能，实现各种能源之间的互动和协同。这不仅可以大大提高能源的使用效率，降低环境污染，还可以为用户提供更加个性化、灵活的能源服务。

2.1 前言

本章将首先梳理数字孪生和能源互联网的发展趋势，对其发展阶段、关键技术进行深入剖析。然后，将进一步探讨两者的交叉与融合，明确数字孪生技术如何为能源互联网带来创新，并提高系统的智能化水平和运行效率。此外，本章将提出数字孪生的具体技术架构，并对每一层的关键技术进行分析。最后，我们将根据数字孪生的发展趋势提出能源元宇宙概念，并对能源元宇宙的特性和应用场景进行具体分析。

2.2 演进趋势和动机

数字孪生和能源互联网的演进都离不开信息通信（Information and Communications Technology, ICT）技术的快速发展。伴随着人工智能、云计算、区块链等技术进入应用成熟期，能源互联网将深度融合 ICT 技术和数字孪生技术，并将朝着新的方向演进，总体演进过程如图所 2-1 所示。

2.2.1 数字孪生技术演进趋势

数字孪生的概念最初在制造和航空领域得到了关注，起初主要作为一种工具用于模拟和验证物理产品的设计与性能。随着计算能力的增强和数字化技术的日益成熟，数字孪生开始发挥其在产品整个生命周期管理中的潜能。物联网技术的兴起为数字孪生提供了实时的传感器数据输入，从而使其能够更准确地实现实时监测和精准预测。而在这一演进过程中，人工智能技术的加入成为了一个里程碑。结合人工智能，数字孪生不仅能够模拟，更能进行深度的数据分析、智能诊断和优化建议。这种结合进一步扩展了数字孪生的应用领域，从单一的产品模型扩展到复杂的系统和大型基础设施，如能源网络、交通系统等。人工智能技术的融入

为数字孪生提供了更广泛的应用视野和更深入的数据洞察，使其在多个领域发挥着关键作用。如图 2-1 所示，数字孪生的演进可以具体分为三个阶段：

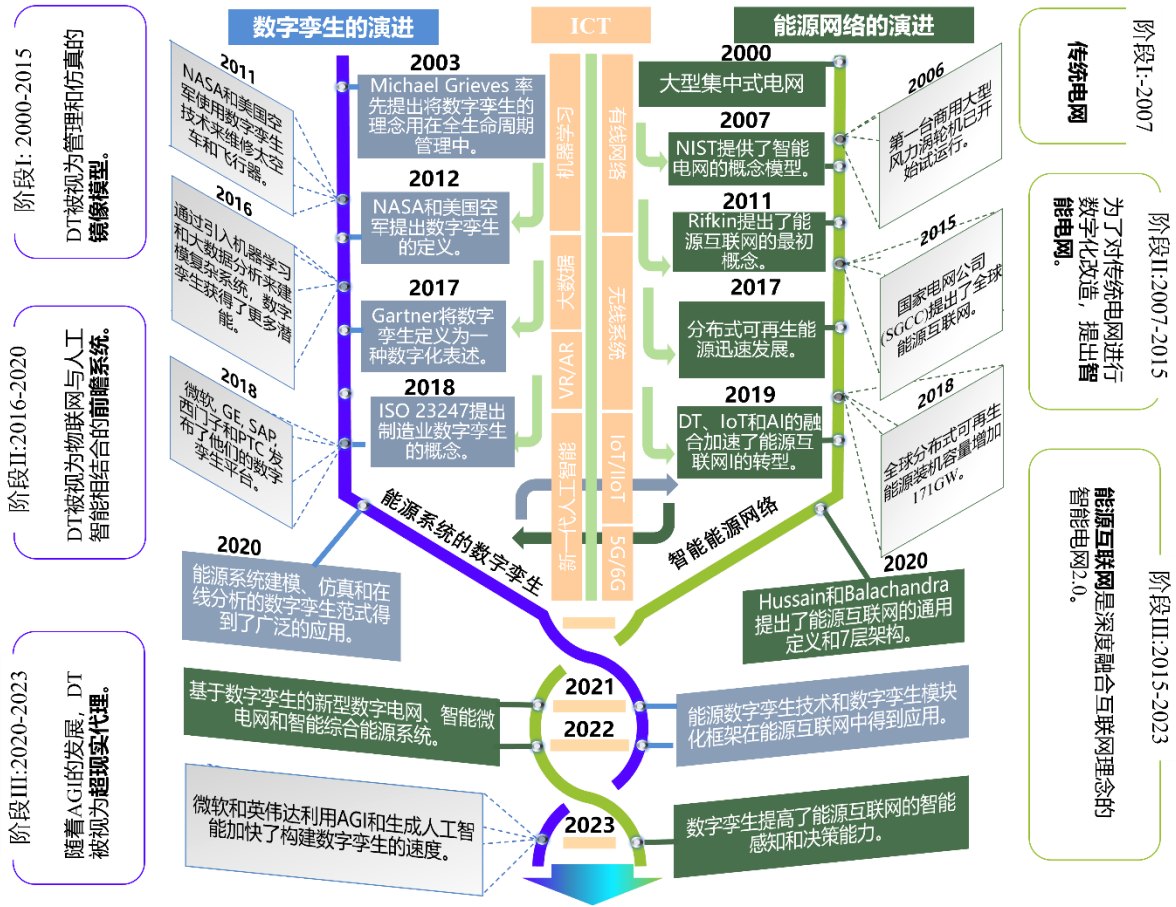


图 2-1 数字孪生和能源互联网演进趋势图

1. 阶段 I: 2000-2015

早在 2000 年之前，“数字孪生”的理念就在工程项目中得到过实际的应用和实施，只是当时并没有清晰明确的概念和大范围推广。2003 年，Michael Grives 发表了关于数字孪生的主题演讲，提出了数字孪生在产品生命周期管理中的应用，自此以后，学术界和业界相继提出了各种数字孪生的概念。2012 年，美国国家航空航天局兰利研究中心的 Edward H. Glassgen 和美国空军科学研究办公室的 David s. Stargel 合作发表了一篇会议论文，论文中首次对航空航天领域的数字孪生进行了具体定义：“数字孪生是对建造完成的载体或系统的一种综合多物理场、多尺度、概率性的模拟，使用最佳的物理模型、传感器更新、飞行历史数据等来镜像反映其相应飞行孪生体的生命周期^[120]。”这是航空航天领域首次提出来的关于该领域应用数字孪生给出的明确定义，并且也是目前最广泛接受的定义之一。在这之后，数字孪生在制造、汽车、能源和土木工程等各个应用领域受到了越来越多

的关注，陆续提出了许多特定应用的数字孪生定义，以探索数字孪生在这些领域的特征。2014年，Michael Grives 又发表了重要的白皮书，白皮书中首次对数字孪生进行了定义，并提出了三维数字孪生模型^[56]，这也是被高度引用的数字孪生模型之一。

2. 阶段 II：2016-2020

2016年以来，随着机器学习、大数据分析等技术的兴起和发展，新兴技术可以更好的使能数字孪生，帮助数字孪生系统更好地模拟和预测物理世界的变化，优化设备的运行和维护，以及挖掘数据中的价值。伴随着数字孪生的不断演进，自2017年起，Gartner 开展了对数字孪生不同的阶段的定义，包括定义其为“实物或系统的动态软件模型”、“现实世界实物或系统的数字化表达”、“现实生活中物体、流程或系统的数字镜像”等，这些定义虽然关注的重点有所不同，但都强调了数字孪生是一种数字化表达或镜像。与此同时，业界在数字孪生方面的应用又有了新的进展。例如，德国西门子公司先后推出了基于数字孪生技术的产品，包括推出了基于数字孪生技术的工业软件 MindSphere，应用于汽车、船舶、化工等行业；利用数字孪生技术建立了一个完整的工业互联网平台，实现了从设计到制造再到运维的全过程数字化管理；利用数字孪生技术开发了一种智能控制系统 Sinalytics，可以根据实时数据自动调整设备参数，提高设备性能和可靠性。另外，国际标准化组织（International Organization for Standardization, ISO）还发布了《工业自动化系统和集成——数字孪生框架及其要素》（ISO 23247-1:2020），作为第一个关于数字孪生的国际标准，其定义了数字孪生的基本概念、框架和要素，并提出了一些应用案例和指导原则，旨在促进数字孪生技术在不同领域和不同层次的协同和互操作。特别地，在这个阶段的尾声，数字孪生技术在能源系统中开始了广泛的应用，包括基于数字孪生的能源系统建模、仿真和在线分析，为能源行业带来了诸多创新和机遇。

3. 阶段 III：2020-2023

这个阶段，数字孪生在能源互联网中的结合应用得到了进一步的深化和拓展。基于数字孪生构建的能源设备和工艺系统的数字化模型，可以实时监测和模拟系统的运行状态，预测设备的故障时间和类型，进而提高设备的可靠性和安全性；基于数字孪生优化能源生产过程，实现能源利用效率的提高等。为了更好地实现数字孪生技术在能源互联网中的结合应用，提出了数字孪生模块化架构并应用到

了实际场景中。这种架构将数字孪生技术划分为不同的模块，如数据采集模块、数据处理模块、模型构建模块、仿真模拟模块等。通过将不同的模块进行组合和集成，可以实现数字孪生技术在能源互联网中的多样化应用。例如，将数据处理模块与模型构建模块进行组合，可以实现对能源互联网数据的实时分析和处理，进而构建出更加精确的数字孪生模型。能源数字孪生技术和数字孪生模块化架构在能源互联网中的应用，可以进一步推动能源行业的数字化转型和智能化发展。伴随着通用人工智能和生成式人工智能技术越来越受到大众的关注和认可，业界科技巨头如微软、英伟达等开始尝试利用该技术提供更强大、更逼真的数字孪生体验。微软通过 Azure IoT 平台和 Microsoft Graph 提供基础设施和工具，帮助企业利用 GPT-3 模型从海量的传感器数据中提取有价值的信息，并将其用于数字孪生模型的构建；而英伟达则通过仿真和推理技术提供高效的计算和推理能力，构建和运行高度逼真的数字孪生模型。

2.2.2 能源网络演进趋势

能源网络的演进趋势与数字化和智能化密切相关。在初期，能源网络主要是中心化的，由大型电厂供电，经过输电网到达消费者。然而，随着可再生能源技术的成熟以及分布式能源资源的普及，能源网络正逐步向去中心化方向转变。在这一背景下，数字孪生技术得到了广泛的应用，为能源系统创建一个实时、动态的数字模型，以模拟、预测和优化网络运行状态。结合物联网技术，数字孪生可以实时接收每个能源节点的数据，从而实现更精确的供需平衡和故障预测。更进一步，人工智能技术在能源网络中的应用也逐渐凸显，自适应的调度策略、智能故障定位和自我修复能力都正在成为现实。此外，随着能量存储技术的进步，峰谷电价的出现，以及需求侧管理的发展，未来的能源网络将更加灵活、高效，能够更好地适应复杂、动态的能源环境，实现绿色、低碳、可持续的能源供应。如图 2-1 所示，能源网络的演进可以具体分为三个阶段：

1. 阶段 I：2000-2007

电力相关技术的应用是第二次工业革命的标志，也是电力领域迅速发展的开始^[57]。在工业化生产时期，能源生产技术取得了长足的进步。大型火力发电厂是该阶段重要的能源供应方式，作为一种集中式的能源系统，其集中化和大规模的发电能力大大提高了能源供应效率，同时，其集中生产、远距离电网输送和稳定供应的能力显著降低了能源成本。然而，这种集中能源系统和能源生产方式也面

面临着严重的问题^{[121]-[125]}。2006年，第一台商用大型风力涡轮机经历了包括电机和控制系统的检查、风能捕获和转换效率的测量、安全性和可靠性验证等一系列测试和验证之后，开始了试运行，为电网提供电力。2007年，美国国家标准与技术研究院（National Institute of Standards and Technology, NIST）提出了智能电网概念模型，其核心是实现双向信息和电力流动，以优化能源使用和提高电网的可靠性。特别地，该概念模型特别强调了通信在实现智能电网中的重要作用，通过高效的通信网络，可以实时监测和控制电网的包括发电、输电和配电等的各个方面，有助于实现电力系统的智能化和自动化。

2. 阶段 II: 2007-2015

该阶段能源系统的生产模式、市场结构、商业模式、管理系统和消费模式有了很大的发展和变化^[126-129]，如何应对全球能源挑战、保护环境、促进可持续发展、优化资源配置等方面引发全球思考。2008年，由美国自然科学基金会（National Science Foundation, NSF）资助的美国未来可再生电力输送和管理系统（Future Renewable Electric Energy Delivery and Management Systems, FREEDM）项目提出建立能源互联网，该互联网由 PNP 接口、能源路由器和基于开放标准的 FREEDM 操作系统组成^[130]。在德国，联邦经济事务和能源部于 2008 年启动了电子能源项目，旨在建立能源互联网^[131]，进一步基于能源互联网的概念开展了 6 个示范项目。在日本，数字电网的概念于 2011 年首次提出^[132]，旨在通过将同步的大电网拆分为几个异步子电网，减少大面积的电网故障，实现可再生能源的高渗透。同年，Rifkin 出版了《第三次工业革命：横向力量如何改变能源、经济和世界》，该书中首次系统地讨论了能源互联网^[133]，并指出能源互联网是一种将可再生能源、分布式发电厂、氢气、存储技术、电动汽车与互联网技术相结合的新型能源利用系统。在中国，泛能源网^[134]的概念被提出来，它融合了能源网络、互联网和物联网，旨在通过耦合能源生产、储存、运输、应用和回收中的能源和信息，实现跨时间、跨区域的能源投入和产出的实时协作。此外，国家电网公司在 2015 年提出了全球能源互联网的概念^[135]，作为一个全球互联的强大智能电网，它以超高压电网为骨干，专注于清洁能源的传输。

3. 阶段 III: 2015-2023

近几年来，能源网络在可再生能源整合、数字化转型、能源互联网升级等方面取得了显著进展。在可再生能源整合方面，随着可再生能源（如太阳能、风能）

的快速发展，能源网络开始整合这些清洁能源，可再生能源的占比逐渐增加，并日渐成为主力能源供应；在数字化转型方面，随着数字孪生、物联网、大数据、人工智能等技术的不断发展，能源网络逐渐向数字化转型，智能电网成为主流，能够实时监测和控制电网的各个方面，提高能源效率和可靠性；在能源互联网升级方面，随着上个阶段能源互联网理念的逐渐兴起，通过先进的信息通信技术实现能源的智能管理和优化配置，能源互联网不断升级，可以实现全球范围内的能源资源开发、配置和利用，打造网架坚强、广泛互联、高度智能、开放互动的全球能源配置平台。以微电网为例，微电网^[136]由可再生能源、需求和通信网络组成，具备可靠性、安全性、灵活性、自给自足和最优化等显著特性，利用数字孪生技术可以帮助微电网的分析、设计、控制和开发。目前，基于微电网数字孪生可以在能源管理、预测、安全等方面提供实时分析，微电网的数字孪生为分布式电力资源的调度、优化和规划提供了不同的潜力。

2.2.3 应用数字孪生技术的益处

在能源互联网领域，数字孪生技术的引入旨在应对日益复杂化的能源系统和不断增长的能源需求。数字孪生为现代能源系统提供一个实时、精确的数字反映，从而实现高效的能源管理、节能和持续优化。通过高度真实的模拟、实时数据同步和深度数据分析，数字孪生可以准确预测能源需求和供应，减少能源浪费，同时提供故障预警和维护建议。此外，其跨领域的集成技术也助力于将各种能源资源有效地融合到互联网中，促进可再生能源的广泛应用并提高整体系统的稳定性和可靠性。在能源互联网领域融合数字孪生技术的具体优势如下：

1. 实时监测与优化调度

数字孪生可以为能源互联网提供了一个实时的、高度精确的模拟环境。多方用户可以在数字空间中持续监控整个能源系统的运行状态，从生产到传输，再到消费的每一个环节。这种实时的数据反馈允许用户和管理者及时发现系统中的任何异常，如设备的微小故障或能源流的轻微变化。此外，这种持续的监控为能源的优化调度提供了可能，通过对真实系统的实时模拟，可以预测和计划能源的分配和使用，确保在各种条件下系统的最佳性能。

2. 高效能源管理与节约

数字孪生技术为高效能源管理与节约开辟了新的可能性。通过精确模拟整个

能源系统实时地调整能源供应策略，特别是在电网负载调度中，数字孪生结合历史和实时数据，能预测未来的电力需求并考虑诸如气象、节假日或大型活动等变量，从而最大限度地减少能源浪费并实现需求侧管理。此外，它还可以整合太阳能、风能等可再生能源，为传统电网中提供了强大的技术支撑，确保稳定运行并最大化这些能源的利用。

3. 预测维护与减少停机时间

数字孪生为能源设备提供了一个持续的健康检查机制。通过实时监测设备的工作状态，用户可以预测其可能出现的故障和维护需求。这种预测维护模式不仅可以确保设备的长期稳定运行，还可以大大减少因故障导致的停机时间和维护成本。此外，它还可以延长设备的使用寿命，为整个系统的经济效益和可持续性提供了保障。

4. 精确模拟与研究验证

在虚拟空间中应用数字孪生技术可以模拟各种复杂的能源场景，验证各种策略。这种精确的模拟环境不仅为研究提供了便利，还确保了研究结果的可靠性和准确性。在一个典型的能源网络中，多种能源来源、多个传输路径和各种消费节点之间的交互复杂且多变。数字孪生能够构建这些复杂关系的高精度模型，并实时模拟各种可能的交互场景。这种高度灵活的模拟环境为解决复杂问题提供了巨大的便利，如能源流的优化、突发事件的应对策略等，确保了系统在各种条件下的稳定和高效运行。

5. 数据驱动的决策支持

在数字孪生技术下，能源互联网的每个组件都可以生成、记录和传输实时数据。这将提供一个海量、丰富、多维度的数据源。通过对这些数据的深入分析和挖掘，可以更准确地识别能源系统中的潜在问题，如能源损耗、效率低下等，并为其提供数据支持的解决方案。此外，基于数据的决策支持可以提前预测系统的未来需求和变化，从而做出更加有前瞻性的决策。这种数据驱动的方法不仅提高了决策的准确性和可靠性，还为整个能源系统的持续优化和创新提供了强有力的技术支持。

2.3 数字孪生系统架构

基于前文对数字孪生、ICT 技术和能源互联网发展趋势的深入分析和整理，在本节中，我们构建了全新的能源互联网数字孪生架构图，如图 2-2 所示。

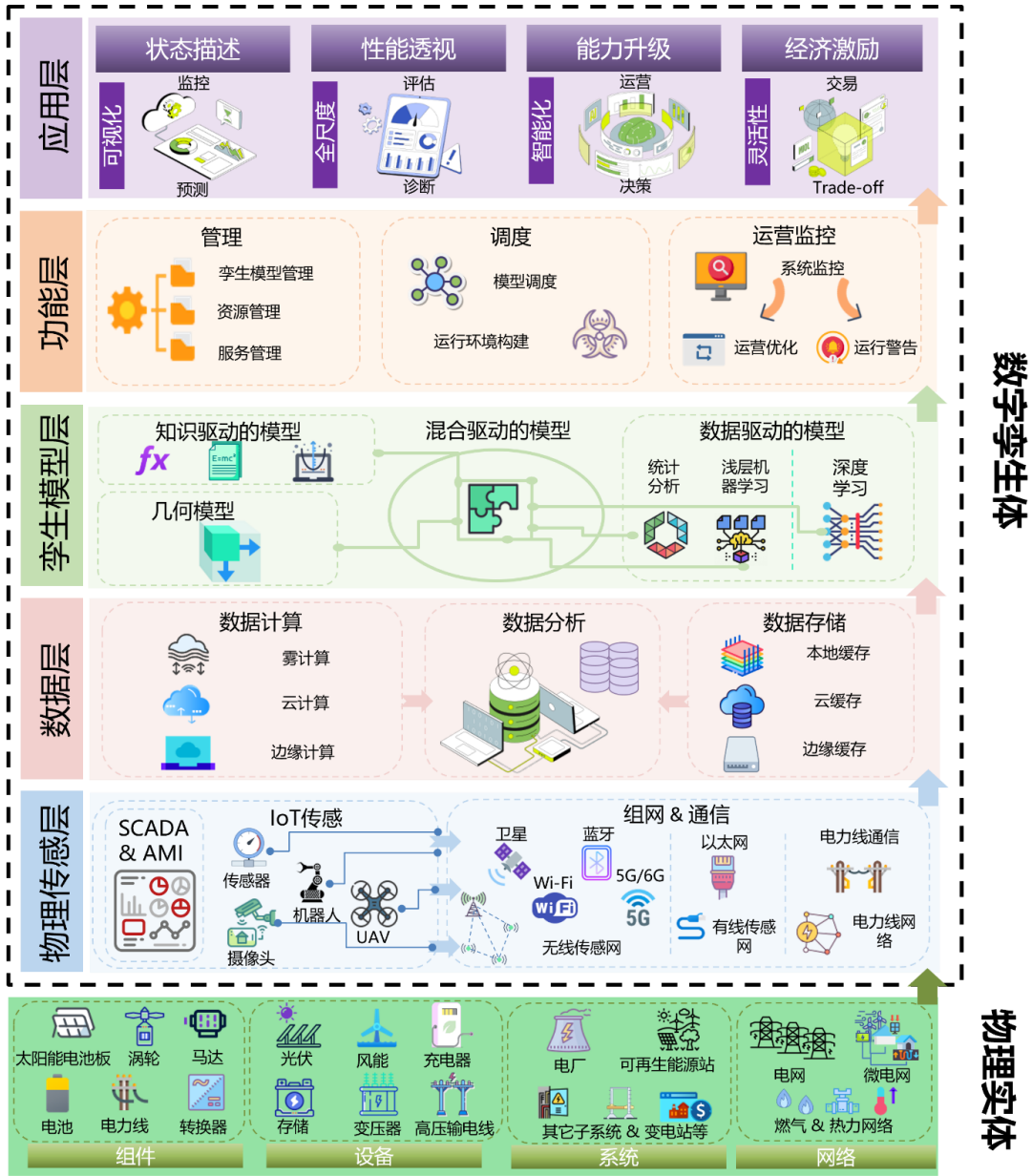


图 2-2 数字孪生架构

数字孪生系统采用五层架构，确保了从物理设备到高级应用的连贯性与精确性。首先，物理传感层负责对现实设备的状态和行为进行实时监测和数据采集。紧接着，数据层对这些原始数据进行清洗、整合和存储，确保数据的一致性和质量。在孪生层，构建了高保真、多尺度、多概率和多物理场的数字模型，为真实设备或系统提供精确的数字代表。功能层关注模型的运行管理、实时监控，以及

资源与计算引擎的动态调度。而应用层则将底层的技术成果转化为可供用户使用的高级服务和应用。

1. 物理传感层

物理传感层，作为数字孪生系统中与物理实体的首要接触点，实现了现实世界与数字世界之间的无缝连接。这一层的核心功能在于实时地采集各类物理参数，如温度、湿度、压力和振动等，并通过高度精密的传感器将这些物理量转化为数字数据。为了确保数据的准确性和质量，物理传感层还具备数据预处理的能力，包括噪声滤除、数据聚合和格式转换等环节。此外，高速、可靠的通信是这一层不可或缺的功能，无论是通过有线还是无线技术，都确保了数据的即时传输和准确性。为应对可能的指令或需求，该层还配备有执行器，使其具备在接收上层指令的基础上实时调整或控制物理环境的能力。能源管理和安全性也是该层的重要组成部分；设备在非活跃状态下会自动进入低功耗模式，同时监测电池状态以确保持续运行。为确保数据传输的安全，数据在传输前会被加密，并需要进行设备身份验证以防止潜在的恶意攻击。

2. 数据层

数据层在数字孪生系统中起到了关键的中介角色，作为信息的核心枢纽，负责整合、处理并优化从物理传感层源源不断接收的原始数据。为了确保数据的完整性和准确性，数据层对收集来的信息进行细致的整合和清洗，排除可能的错误或冗余，保证上层应用所依赖的数据基础是稳定和可靠的。随着数据量的增长，数据层的存储机制显得尤为关键，它不仅需要存放实时收集的数据，还要对历史数据进行长期、有序的归档，以便进行时序分析和回溯查询。为满足不同功能需求，数据层提供了高效的查询与检索工具，使上层能够迅速访问和提取所需信息。同时，实时数据流处理机制确保了需要即时响应的应用能够得到及时的数据支持。在数据的安全性和完整性方面，数据层采用了一系列措施，包括数据加密、访问控制、定期备份及恢复策略，确保数据在任何情况下都受到充分保护。

3. 孪生模型层

通过构建高保真、多尺度、多概率和多物理场的数字孪生体，为现实世界的设备和系统提供了精确的数字镜像。基于可视化模型，它为用户展示了清晰、直观的设备状态和系统行为。数据驱动模型，结合实时数据流，实现了设备行为和

趋势的快速响应与映射。利用深度学习和机器学习技术，孪生层能自适应地学习和预测复杂的系统动态。知识驱动建模通过整合领域专家的深入知识，增强了模型的结构化逻辑和上下文理解。此外，为确保模型的完整性和协同效应，模型集成策略被采纳，连接各种模型与技术。通过综合并应用这些高级建模方法，孪生层为整个数字孪生系统创建了一个多维、跨学科、高度反映实际情况的数字镜像，从而促进了更为深入、精确的分析、模拟和决策。

4. 功能层

功能层在数字孪生系统中扮演了模型的执行与管理者角色，为数字孪生体提供实际操作与控制的能力。首先，模型的运行管理确保各个模型在适当的时间、顺序和条件下被激活或暂停，保障了整个系统的稳定运行。实时监控功能捕捉并展示数字孪生体的即时状态，确保系统表现与预期相符或及时发现偏差。此外，功能层还具备资源和计算引擎的调度机制，根据实时需求动态分配和优化计算资源，从而保证系统在不同工作负载下的高效表现

5. 应用层

应用层在数字孪生系统中起到了最终用户接口的角色，为整个系统提供实际的利用价值和应用场景。通过将复杂的模型转化为用户友好的服务，这一层实现了对多种高级应用的支持，如故障预测、优化建议、系统分析等。利用背后的高保真数字孪生体，应用层能够为用户提供准确、实时的决策辅助工具，帮助他们更好地理解 and 操作真实系统。此外，它还作为一个集成平台，结合其他 IT 系统和服务，如 ERP、SCADA 或 IoT 平台，为用户提供一个全面、统一的操作环境。

2.4 主要使能技术分析

在实现数字孪生的过程中，需要综合运用多种先进技术，确保系统的准确性、实时性和稳定性。无论是数据的采集、传输，还是模型的搭建、优化，或是资源的调度、管理，都依赖于特定的技术支撑。为深入了解数字孪生背后的技术机制，本报告将对其关键的使能技术进行系统性的分析与探讨。基于数字孪生的五层架构，我们给出了数字孪生的使能技术体系图，如图 2-3 所示。

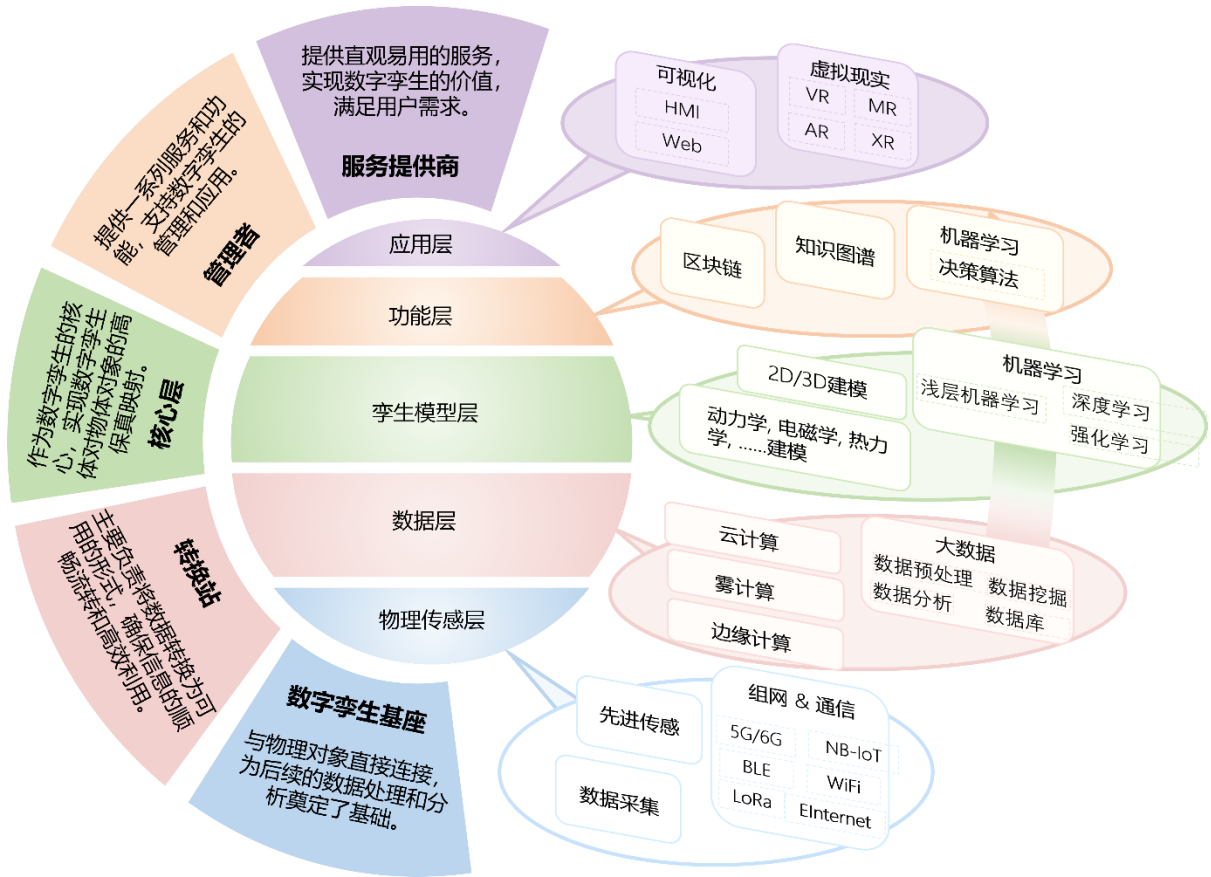


图 2-3 数字孪生使能技术体系图

2.4.1 物理传感层

物理传感层作为数字孪生的基座，负责与物理对象直接连接，为后续的数据处理和分析奠定基础，一般包括先进传感技术、数据采集技术、以及组网和通信技术。利用各种传感器、执行器以及控制器等组成的智能感知系统，可以实现对目标对象的状态、位置、属性等信息的准确、快速、高效感知，这些信息可以包括机械运动、电磁场、光学、热学等多种物理或化学属性。基于数字孪生的能源互联网系统通过先进传感器等设备，对能源生产、传输、配送、调度等各个环节进行实时监测和优化控制，是实现智能化和自动化的重要基础之一，可为推动能源领域的可持续发展提供更加强有力的支持。

随着新型测量材料的广泛应用和先进智能传感技术的快速发展，基于电力电子的能量转换系统（power electronics-based energy conversion systems, PEECSs），操作数据采集的广度和深度完全可以支持数字孪生的海量操作数据需求。对于 PEECS，电流和电压等电气参数是最重要的操作状态数据。此外，环境特征（如温度、湿度和压力）对数字孪生也很重要。典型 PEECS 的全景数据采集框架包

括底层系统层、设备层和传感器层，有了传感器层的硬件支持，可以分别从设备层和系统层轻松地获得操作状态和环境特征数据，进而数字孪生模型可以连续、渐进地修改，直至完全模仿物理实体。

数据传输是实现物理实体与数字孪生体之间实时信息交互的关键过程，网络通信在基于数字孪生的能源互联网中至关重要。网络通信技术通常依赖于网络通信协议、接入方法、信道复用调制和编码技术等^[137]，对于能源互联网的数字孪生系统而言，需要高质量和灵活的网络通信技术，比如 5G 架构，在延迟、弹性、覆盖率和带宽方面具备更好的表现^[138]。作为 5G 中被广泛讨论的技术，网络切片对于 5G 的意义巨大，网络切片应用 SDN/NFV 技术使网络元件和功能可以在每个网络片中轻松配置和重用，按切片需求方的需求灵活地提供一种或多种网络服务。除了网络切片，大规模天线、重点区域超密集组网、高频通信、内容分发网络（Content Delivery Network, CDN）、移动边缘计算等技术也是 5G 中必不可少的。

2.4.2 数据层

数据层主要负责将数据转换为可用的形式，确保信息的顺畅流转和高效利用，是整个体系当中的转换站，一般包括云计算、雾计算、边缘计算、大数据等技术。数字孪生系统借助云计算、雾计算和边缘计算等集中式和分布式的算力基础设施提供数据存储和数据计算处理。其中数据存储的职责是存储收集的数据，以供进一步处理、分析和应用，它与数据库技术密不可分^[139]；数据处理技术通常包括数据压缩、融合、变换、离散化等，旨在提取这些具有有用特征的数据^[140]，主成分分析和自动编码器是数据压缩的主要工具。通过云、雾和边缘计算的引入可以为数字孪生系统所需的大数据提供强大而可靠的分析功能，解决数字孪生系统实现中的数据冗余和延迟问题^[141]，后续可以通过数据可视化生动地呈现有用的信息。

考虑到集中式的数据存储、处理模式面临难解的瓶颈和压力，使得云边缘化的趋势得以发展，集中的计算走向边缘，边缘计算得以快速发展壮大，并正在拓展云计算的边界。终端算力上移、云端算力下沉，在边缘形成算力融合，云-边-端三体协同的架构将会发挥重要的作用。为实现云边端协同的计算网络，多云计算、雾计算、云边缘计算等关键使能技术已成为业界研究的重点方向。多云计算，即基于混合的、异构的多种公有云、私有云，形成全面云上的企业 IT 架构，并借助云管理平台（Cloud Management Platform, CMP）的能力，实现业务系统的全

分布，利用云的能力做跨云的分析。雾计算是一种对云计算概念的延伸，它主要使用边缘网络中的设备，由性能较弱、更为分散的各种功能计算机组成，与云计算相比，雾计算所采用的架构更呈分布式，更接近网络边缘。边缘云计算是云计算与边缘计算的结合，是基于云计算技术的核心和边缘计算的能力，构筑在边缘基础设施之上的云计算平台^[142]。边缘云计算形成边缘位置的计算、网络、存储、安全等能力全面的弹性云平台，并与中心云和物联网终端形成“云边端三体协同”的端到端的技术架构，通过将网络转发、存储、计算，智能化数据分析等工作放在边缘处理，降低响应时延、减轻云端压力、降低带宽成本，并提供全网调度、算力分发等云服务。

2.4.3 孪生模型层

孪生模型层作为数字孪生的核心层，实现数字孪生体对物理对象的高保真映射，一般包括模型建立和机器学习等技术。数字孪生模型的构建可以遵循以下顺序，即几何、物理、行为和机制模型^[143]，前两个主要集中在利用几何概念描述物理物体的形状^[144]，后两者涉及物理系统的运行规律和机制^[145]、^[146]，因此模型通常可分为几何模型和性能模型，目前大部分的研究都是集中在性能模型方面。知识驱动和数据驱动方法是性能模型的两种常用建模方法^[147]，知识驱动的方法通过分析实体的机制来获得研究对象的特征，然后用数学表达式描述变量之间的关系，这种方法的主要工具包括机械建模、概率建模和优化建模^[148]；数据驱动的方法基于大量的测试和大量的数据，通过不同的数据处理算法，生成模型，数据驱动的方法一般要依赖于统计分析、人工智能和其他工具来构建模型。为了突破传统方法所受的单一知识和数据依赖性的限制，知识-数据融合方法现在被广泛使用。在许多知识-数据融合方法中，常常会采用一种反馈模式的建模方法，它通过数据驱动的方法修改和补偿知识模型的相关模块和参数。例如，在文献^[149]中建立了模块化多电平转换器的超局部模型，并设计了一个神经网络观测器来观察系统扰动并补偿参数偏差。通过这种方式，整个系统的准确性和鲁棒性大大提高。

基于人工智能的数字孪生可以为物质实体带来智能，它能够比人类专家更快地理解大量的数字数据并从中得出特定领域的结论，换句话说，基于人工智能的数字孪生可以从物理数字孪生体及其环境产生的数据中推断出有意义和可操作的信息，而机器学习（Machine Learning, ML）技术就是数字孪生的基础大脑。目前已经有一些研究在数字孪生实现中使用了一系列 ML 算法类型，包括传统

ML、深度学习（Deep Learning, DL）、超视觉 ML、无监督 ML、分类 ML、回归 ML、强化学习（Reinforce Learning, RL）等。由于 ML 算法最终用于解决优化问题，一种常见的方法是使用数据驱动模型来最小化或最大化给定的过程参数。例如，在文献[150]中，四种 ML 算法（Random Forest、AdaBoost、LightGBM 和 XGBoost）能够从设备的传感器数据中学习，并优化能源产量。

2.4.4 功能层

功能层主要负责提供一系列服务和功能，支持数字孪生的管理和应用，是整个数字孪生体系的管理者，一般包括区块链技术、知识图谱、以及基于机器学习的智能决策算法。由于数字孪生体中数据量的增加和异构性，在能源网络中广泛采纳了分布式控制方法，这可能会在无意中导致经典数据库的严重数据安全问题。尽管区块链被称为基于分布式架构的计算范式，但它通过块和链的数据结构存储各种数据，并利用密码学知识来确保数据传输和存储的安全性，具有如去中心化、安全加密和透明等许多特性[151]。文献[152]为了解决分布式数字孪生范式导致的通信渠道和存储环境不可靠的问题，提出了一种基于区块链的联合学习框架。此外，为了增强数字孪生对不受信任的最终用户的安全性和可靠性，数字孪生数据存储区块链中，并随着相应用户的状态变化而更新^[153]。

知识图谱在数字孪生中发挥着重要的作用，可以将各种数据进行整合、关联、分析，从而为决策者提供更加准确、及时的决策支持。通过将知识图谱运用到数字孪生技术体系中，可以将目标对象的状态、行为等信息进行可视化展示，同时结合人工智能等技术，预测能源系统的未来趋势和需求（如电力负荷预测、能源价格预测等）、自动学习和调整能源系统的运行策略，进一步进行智能决策，解决能源系统中的优化问题（如发电、输电、配电等方面的优化），实现能源的高效利用和节约。例如，在能源领域中，可以利用数字孪生技术对电力系统的运行状态进行实时监控，再结合知识图谱对电力负荷、能源消耗等信息进行分析，为能源管理提供更加全面、高效的解决方案。

2.4.5 应用层

应用层主要负责提供直观易用的服务，实现数字孪生的价值，满足用户的需求，作为整个数字孪生体系的服务提供者，一般包括可视化技术、以及虚拟现实技术等。数字孪生体的虚拟和现实融合目标与虚拟现实（Virtual Reality, VR）和

增强现实（Augmented Reality, AR）这两种正在发展的技术背后的驱动力完全一致，旨在通过 3D 计算机生成的模拟结果来改善人机交互（Human Machine Interface, HMI），用户可以通过可穿戴电子设备直观地与之交互，换言之，VR 可以帮助操作人员融入数字环境。另一方面，AR 技术利用可穿戴设备将 3D 数字图像渲染到真实世界的背景上。从本质上讲，AR 有助于在物理环境中带来真实信息。VR 可以对真实物理实体进行沉浸式操作和远程控制，还可以让人类操作员能够与工业设备的虚拟孪生体进行交互，就像他们通常与设备本身进行交互一样，而不会中断真实实体的正常功能。因此，工程师可以设计新的可部署循环经济战略，一旦在虚拟世界中进行了彻底测试，就可以在孪生体的真实实体上实施^[154]，在真实数据采集有风险或成本高昂的情况下，让用户通过数字孪生范式进行操作^{[155]-[157]}。

当相机指向孪生体物理实体时^[158]，AR 技术可以通过将真实实体的虚拟数据和图像叠加到相机馈送^[159]上，促进快速访问真实实体的数字孪生接口。该功能允许操作员动态监控数字孪生体，而不必特意连接到托管它们的计算机。根据一项研究^[160]，支持 VR/AR 的数字孪生可以解决 HMI 开发中的三个当前挑战：物理资产的高保真虚拟表示、真实和模拟数据的可用性以及操作员的直观界面。然而，对于真实世界和虚拟世界之间的完全融合来说，这两种技术本身都不够。这两种技术都允许用户与物理实体的虚拟表述进行交互，但不允许真实和虚拟的周围环境相互交互。对于这种情况，混合现实（Mixed Reality, MR）技术结合了 VR 和 AR 的优势，将数字模型引入物理世界，并在真实环境下模拟其过程^[161]。

2.5 能源元宇宙

2.5.1 元宇宙概述

如图 2-4 所示，“元宇宙”的概念发展历程可以追溯到早期文学作品中，人们借助 VR 和 AR 技术生活在模拟的数字空间。随着互联网技术和电子游戏的快速发展，2003 年，“Second Life”作为开放和多元的虚拟社区首次面世，被业界广泛视为元宇宙的原始模型。R. L. Gilbert 为此提炼出五个基本特征，涵盖 3D 感知、大规模互动、持续存在、沉浸体验以及内容创作^[162]。尽管元宇宙多被描绘为基于 VR 技术的虚拟游戏，但直至 2021 年，随着 Roblox 在美国上市，其定义和概念得到了更深层次的拓展。Roblox 从社交维度给出了关于元宇宙的八大特点，涉及友情、沉浸感、低摩擦、多样性、无处不在、经济互动以及文明程度。此后，Facebook

将其品牌更名为“Meta”，并将元宇宙的定义扩展到社交和商务层面，这无疑为元宇宙的研究和投资注入了新的活力。

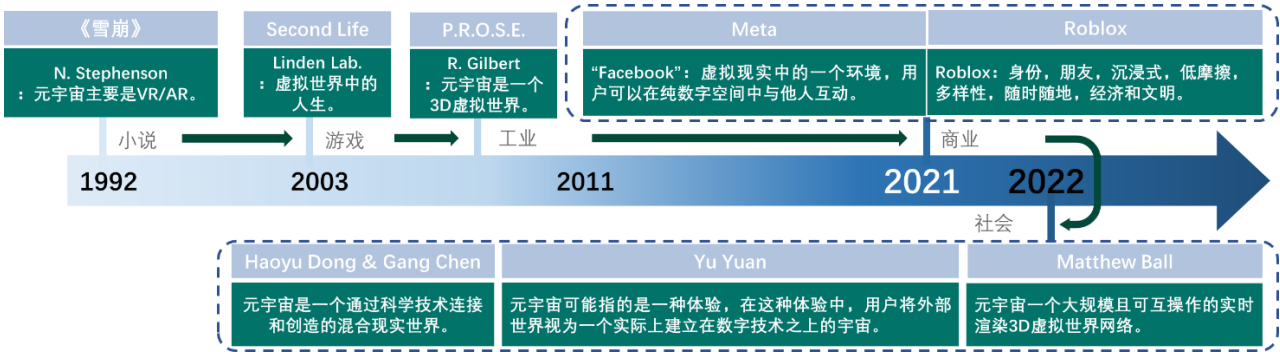


图 2-4 元宇宙发展趋势

当前，尽管元宇宙处于发展的初期，但多个领域的专家都为其提供了独特的定义视角。Matthew Ball 形容元宇宙为一个大规模、能够互操作的、实时渲染的3D 虚拟世界网络^[163]。而有的学者则基于用户体验角度，将元宇宙特性划分为“必有”、“应有”和“可能有”三大类。此外，北京大学在新闻领域提出，元宇宙是一个由科技驱动，与真实世界互相映照、交互的混合现实空间，它构建了一个全新的数字经济和社交体系^[164]。在技术领域，尤其是在 EI 方面，元宇宙被视为一个巨大的、综合性的网络系统。它能够通过深入整合能源、信息、经济和社会体系，利用先进的 ICT 技术在 3D 虚拟空间中实现实时交互和链接。从更广泛的层面来看，EI 的元宇宙策略可以被看作是数字能源体系的未来愿景。

表 2-1 不同虚拟系统特征对比

特征	Web2.0	数字孪生系统	元宇宙
R2V	★	★★★★	★★★★
交互性	★★	★★	★★★★
扩展性	★★	★	★★★★
持续性	★★	★	★★★★
去中心化	★	★	★★★★
沉浸体验	★	★★	★★★★
经济	★★	★	★★★★
社会	★★	★	★★★★

虽然元宇宙的定义在不同的领域有所差异，但其核心特征，例如现实到虚拟化（R2V）、交互性、持续性和沉浸体验等都有所共通，如表 2-1 所示。相较于 Web 2.0，元宇宙更加注重用户的沉浸体验、去中心化和现实的数字化映射。高保真建模技术的应用使得真实世界能够通过数字孪生技术在虚拟空间中得到精确再现，但与此同时，物理与数字之间的信息同步交换仍然面临挑战，这也对元宇宙的持

续性和可扩展性带来了不少考验。

2.5.2 能源元宇宙概念与优势

通过分析，本报告中提出了一种能源元宇宙的概念：

在能源研究领域，我们定义“能源元宇宙”为一个基于下一代信息和通信技术的三维数字系统，它实现了能源、信息、经济与社会系统的深度整合。在这里，“能源”不仅仅局限于传统的电或电力，更扩展至信息、资源及价值的流动与交换。这种综合体现在各个领域的全面融合，如传统能源、信息技术、经济交易与社会结构。此定义不仅揭示了元宇宙的实时三维交互特性，还强调了其作为数字能源进化未来愿景的重要地位，其中能源的流动与整合将达到前所未有的高度。

在对“能源元宇宙”的概念进行了系统的定义与阐述之后，本报告对其应用前景进行深入探究显得尤为关键。这一概念代表的是跨学科领域的深度整合，不仅涉及技术维度，更有其在经济与社会层面的广泛应用潜力。基于此，本报告将在接下来的部分专注于对能源元宇宙的应用优势进行分析，为后续研究提供坚实的基础。

1. 数字孪生技术的整合：随着元宇宙的发展，数字孪生技术也得到了更加广泛关注。该技术允许创建物理资产的数字复制品，使其在虚拟环境中进行实时模拟。对于能源互联网来说，数字孪生技术可以为电网、发电站等设施提供实时的虚拟模拟，帮助运营商在元宇宙中进行故障诊断、优化策略和预测维护。

2. 可持续性和绿色转型：元宇宙为可持续能源提供了一个全新的展示和交互平台。用户可以在元宇宙中直观地看到可再生能源的生产和分布，甚至可以通过虚拟交易平台参与到绿色能源交易中，推动能源行业的绿色转型。

3. 个性化的能源解决方案：在元宇宙中，每个用户都可以根据自己的需求定制能源方案。无论是家庭、企业还是工业区，都可以在虚拟世界中模拟和优化自己的能源消费模式，实现更高效、节约的能源使用。

4. 培训和教育：元宇宙为能源领域的工程师和技术人员提供了一个沉浸式的培训环境。他们可以在真实世界中难以实现的环境中进行模拟训练，如极端天气条件下的电网维护，从而提高现实中的工作效率和安全性。

5. 跨行业合作：在元宇宙的开放平台上，能源行业可以与其他行业（如房地

产、交通、制造业) 进行无缝的合作, 共同探索新的商业模式和解决方案, 从而进一步加强能源和信息的融合。

2.5.3 应用前景

相较于传统的能源互联网, 通过应用元宇宙, 这个网络可以自我进化, 而人们可以真正地在能源互联网中进行更深度的操作。通过相关的技术和设备, 包括显示器、传感器、执行器和数字人化身, 人们可以深入地沉浸并与不同的物理系统进行高效同步互动, 如图 2-5 所示。我们将进一步探索元宇宙在能源互联网中的潜在应用: 沉浸式用户体验、虚拟电站、管理、能源交易、新业务及设备维护。



图 2-5 能源元宇宙的应用前景

1. 沉浸式体验

应用元宇宙在能源领域将为用户提供沉浸式的互动体验和深化的信息呈现方式。对于个人用户, 当他们进入元宇宙, 能够实时、直观地看到自己的能源消耗、发电量和电力质量, 促使他们更积极地参与节能行动。对于能源行业的专家, 元宇宙提供了一种灵活的工作方式, 使他们可以随时随地、如身临其境般地监控和操作电站和电网, 大大提高工作效率并迅速响应紧急情况。而对于市场经营方, 元宇宙带来了更高效、直观的市场运营方式, 能够敏锐地感知市场变化并迅速做出响应。这种沉浸式体验和高效的工作方式预示了能源行业未来的发展趋势。

2. 能源交易

元宇宙能够全面支持能源互联网中的能源交易、支付和流通。传统的能源交

换和交易方式是在虚拟交易平台上使用实物资产进行交易。另一种方法是将现实世界的资产转化为元宇宙中的数字资产，如能源积分和数字货币。这些数字资产可用于能源交易和购买相关的能源服务。显然，利用区块链进行能源交易它不依赖传统的第三方进行计费 and 实物货币结算，具有更高的安全性和灵活性。更进一步，它允许多方在一个值得信赖的共同治理环境中参与能源交易，如大型发电厂、综合聚合侧和个体新能源供应侧。随着元宇宙的发展，能源交易市场将变得更加自由和开放，而在元宇宙中将产生越来越多的创新交易模式。



图 2-6 能源元宇宙多尺度能源管理

3. 能源管理

大量的历史数据和实时数据将通过通信和计算技术进行传输、存储和处理。由知识和数据驱动的虚拟能源互联网将通过人工智能算法不断迭代和优化。最终，基于 3D 和 VR 设备，现实中的能源互联网将在元宇宙中为用户全息地映射一个虚拟的能源互联网，其中包含了完整的信息（例如，各种能源的生产、传输、存储、消费和交易）。如图 2-6 所示，虚拟能源互联网的显示规模是多尺度、多维度和多概率的，可以从全球性变化到建筑物，甚至到单一的房间和电气设备。因此，可以实现能源互联网的全息监控，且在虚拟能源互联网中可以预测管理效率。此外，能源的过程周期管理、设备的生命周期管理和能源规划都可以变得更加高效和优化。

4. 虚拟电站

基于元宇宙构建的虚拟电站为用户提供了一个数字化的访问空间环境，用户可以随时随地进入虚拟电站环境购买电力资源。同时，基于现实世界中的电站建

立的虚拟电站为管理员提供了一个安全的调度执行以及运营和维护环境，避免了现实环境中可能的安全风险。此外，基于元宇宙的虚拟电站有利于新技术和策略的实验验证，包括高效节能的供电方案、电力需求预测、异构电力资源分配技术，以及分布式能源管理和控制以及整合策略等。因此，基于元宇宙的虚拟电站为参与电力交易的不同角色提供了一个虚拟而真实的平台，包括能源供应商、用户和运营商，这有助于智能电网的构建。

5. 设备运维

AR 技术与数字孪生技术为沉浸式检测和远程诊断创造了巨大的机会。依托 AR 和 VR 技术，检查员可以通过在元宇宙中操作无人机、机器人和其他监控设备来沉浸式地监控设备和基础设施，就像在现实世界中一样。基于高保真模型和可视化显示技术，设备的 3D 模型及其精确的实时信息可以实时、直观地集成并呈现给工程师和专家，从而显著提高能源互联网中设备维护的精确性和效率。此外，利用基于多时间尺度和多粒度模拟的数字孪生技术，可以实现能源设备和电网的更全面的预测性维护。这种方式不仅减少了由于设备故障造成的停机时间和维修成本，还能确保能源系统的持续、稳定运行。AR 与数字孪生技术为能源互联网的设备维护和管理带来了一场革命，使得其更加高效、精确和前瞻性。

6. 新商业模式

借助元宇宙中的虚拟设备和电网，针对员工的教育和培训业务也可以根据能源互联网的业务流程得到扩展。在这个环境中，员工可以模拟真实的操作场景，进行各种设备操作、电网调度和故障应对的培训，从而确保他们在真实环境中能够更为熟练、高效地完成任务。这种培训方式不仅节省了实物资源，还能随时调整和更新培训内容，以适应技术和业务的发展。展望未来，借助元宇宙，能源互联网将进一步拓展通信、计算和数据存储业务。元宇宙为能源互联网提供了一个无边界的数字平台，使得各类业务得以在更大的范围、更高的速度和更广的领域进行拓展和深化。这不仅将推动能源互联网的业务创新，也将为其带来更多的合作机会和市场潜力。

2.6 本章小结

本章重点从数字孪生和能源互联网的发展趋势入手，对两者的进展阶段和关键技术进行了全面的分析和评估。通过深入研究，明确了数字孪生技术对能源互

联网创新、智能化和效率提升的重要作用。针对每一层的关键技术，本报告细致探究了数字孪生的具体使能技术。最后，本章引入并详细探讨了“能源元宇宙”的概念。该部分深入分析了能源元宇宙的特性、潜在应用和与数字孪生、能源互联网的关联性。本章旨在建立一个综合性的框架，对数字孪生与能源互联网的融合进行科学评估，并展望其在未来能源系统中的应用潜力。希望通过这一深入分析，为该领域的后续研究提供坚实、全面的理论支撑。

3 基于数字孪生的能源数字孪生网络流量预测技术

目前，数字孪生技术已成为能源行业重要的创新工具。在能源互联网中，人们往往更加关注能量流的态势变化和预测调度，因此在搭建相关的能量流的数字孪生网络方面开展了很多工作。但是，随着能源互联网中的商业数据迅速增长，数据流量的波动给整个网络的稳定性带来了新的挑战，除了能源传送调度、负载控制和管理信息业务外，新业务的不断出现，例如，虚拟电厂电力交易和车联网等，能源相关的通信网中的流量明显增长，而且电力通信网承载的业务也逐渐扩大并且不断复杂化。为了更好的分析和管理的需要，需要在搭建能量数字孪生网络的同时，搭建数据流的相应孪生网络，通过数字孪生进行数据流的多尺度预测、优化调度与决策支持。

3.1 前言

本报告研究了一种多时间尺度的分类流量预测方案——TBCTP (Transformer Based Classified Traffic Prediction)。首先，利用软件定义网络 (Software Defined Network, SDN) 控制器的全局视野和集中控制的特性，实现对能源数字孪生网络 (Energy Digital Twin Network, EDTN) 流量的智能控制。然后，对具有不同特征的短时间尺度流量进行分类，使同类流量具有相似的特征。在此基础上，设计了基于转换器模型架构的流量预测模型，并针对不同类型的流量训练了相应的预测模型，实现了长时间尺度的精度流量预测，提高了模型的预测精度和效率。

3.2 能源数字孪生网络的多时间尺度系统架构

基于第二章的能源互联网数字孪生架构，本章提出了一种简易的能源数字孪生网络——EDTN。EDTN 是一种以数字孪生技术为核心，对能源系统进行建模、仿真和优化的网络。它涵盖了电力传输、业务流量和同步数据传输等多个方面，旨在实现能源系统的实时监控、预测和分析。能源数字孪生网络通过收集能源系统的实时数据，包括设备运行状态、能源消耗等，在数字空间中创建数字孪生对象，实现对能源系统的精准反映和深度理解。它不仅关注当前的能源系统状态，更着眼于未来的发展趋势和潜在问题，有助于企业制定科学、合理的能源管理策略。能源数字孪生网络具有以下特点：一是实时性，即能够实时收集、处理和更新能源系统的数据，反映其最新状态；二是预测性，即通过数字孪生模型对能源系统的未来状态进行预测和分析；三是优化性，即能够根据预测结果和实际运行

情况，优化能源系统的运行和管理，提高能源利用效率。

在 EDTN 中，配电网负责电力传输，而支撑数据网负责业务流量和同步数据的传输，使物理网络和数字孪生网络的状态保持同步。为了保证业务数据的稳定传输和数据同步，本报告设计了一个基于 SDN 的数据传输架构。

3.2.1 多时间尺度系统架构

随着互联网用户的日益增多以及用户需求的不断变化，传统 TCP/IP 网络体系架构已经越来越难以持续发展，SDN 应运而生。SDN 是一种数据平面与控制平面分离，并可直接对控制平面编程的新型组网技术。数控分离将有助于底层网络设施资源的抽象和管理视图的集中，从而以虚拟资源的形式支持上层应用与服务，实现更好的灵活性与可控性。

如图 3-1 所示，数据传输架构基于 SDN，将数据平面与控制平面解耦。数据平面仅按照策略转发数据，控制平面获取全局网络状态，选择合适的转发策略下发到数据平面。SDN 使 EDTN 的物理网络和数字孪生网络组成的网络层更加灵活和更具可编程性。

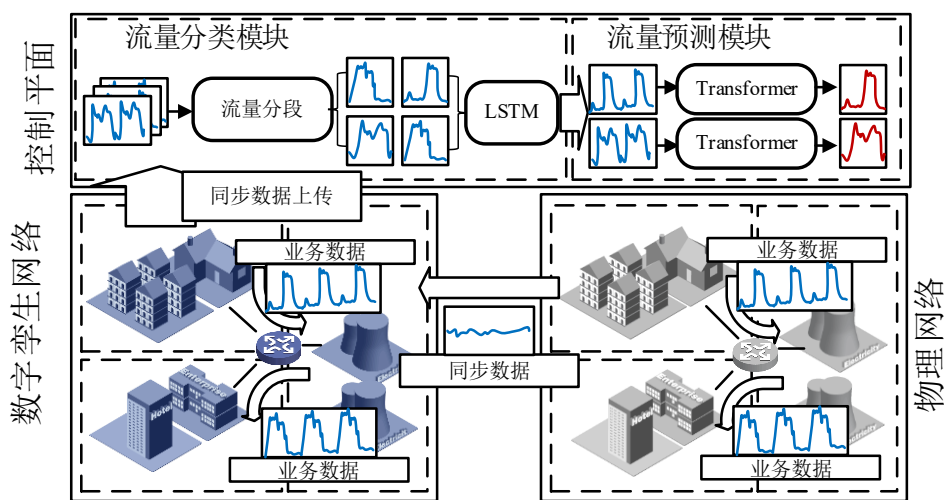


图 3-1 基于 SDN 的能源数字孪生网络数据传输架构

本报告所探讨的数据传输架构在能源行业中具有非常重要的意义。该架构主要由物理网络、数字孪生网络和控制层三部分组成，旨在实现更加高效、精准的数据传输，同时保证能源的安全性。

首先，物理网络是该架构的基础，由物理实体和实际业务流量组成。这些物理数据通常需要在内部网络或专网中进行传输。为了更好地监控能源网络状态，

本报告提出的数据传输架构在数字孪生网络中构建了数字孪生对象。这些数字孪生对象不仅对物理网络的状态进行了实时监控，而且还对其中的数据进行同步，确保数据的准确性和及时性。

数字孪生网络作为本架构的核心部分，通过数据同步技术实时获取物理网络的状态。这种同步状态监控不仅提供了实时的数据，还为网络状态的预测提供了依据。此外，数字孪生网络还具备强大的数据处理能力，能够采集网络历史数据，进行流量预测。这种预测不仅有助于提前预警潜在的网络安全威胁，还可以为网络优化提供决策支持。

在控制层，本报告所设计的架构部署了一个流量分类模块和一个流量预测模块。流量分类模块负责对网络中的多时间尺度流量进行分类，这有助于更好地理解流量的性质和来源。而流量预测模块则根据分类结果对每个分类的流量进行单独预测，从而提高了预测的精度。

该数据传输架构不仅保证了能源的安全性，还提高了数据传输的效率。通过实时监控物理网络状态，数字孪生网络能够及时发现潜在的安全威胁，并采取相应的措施进行防范。此外，通过历史数据分析，数字孪生网络还能够预测未来的流量变化趋势，为网络的优化提供有力支持。

3.2.2 多时间尺度流量特征分析

对于网络数据流量来说，有规律的活动通常会产生具有多时间尺度周期性特征的流量。这种周期性通常以一天/一周/一季度为时间尺度间隔循环。然而，在EDTN中，其动态变化的流量特征呈现短时间尺度和长时间尺度叠加的特点。

1. 短时间尺度周期流量特征

这种流量特性与传统的时序流量相似，具有以一天为短时间尺度，与EDTN应用程序的使用有关^{[165],[166]}。例如，在用电高峰时段，电网运营商需要收集和处理更多的数据来监控和管理电网负荷；电网中的各种设备和传感器（如智能电表、变压器监测设备等）需要更频繁地收集和传输数据以监测和响应快速变化的电网状况；为了有效地管理电网并确保其稳定运行，需要实时处理和分析大量数据，包括用电量监测、负荷预测、故障检测等，这些操作要求快速和连续的数据传输；为了提高需求相应管理效率，涉及到与大量终端用户的通信和协调，大量设备频繁通信，导致网络流量达到高峰。这一特性随着生活和生产中电能的使用而不断

周期性循环。因此，相似类别和设备区域所产生的不同样本的短时间流量特征也较为接近，如图 3-2 所示。通过对短时间流量数据的实时检测、预测和分析，可以及时发现网络拥堵和异常情况，并采取相应的措施进行优化和控制。

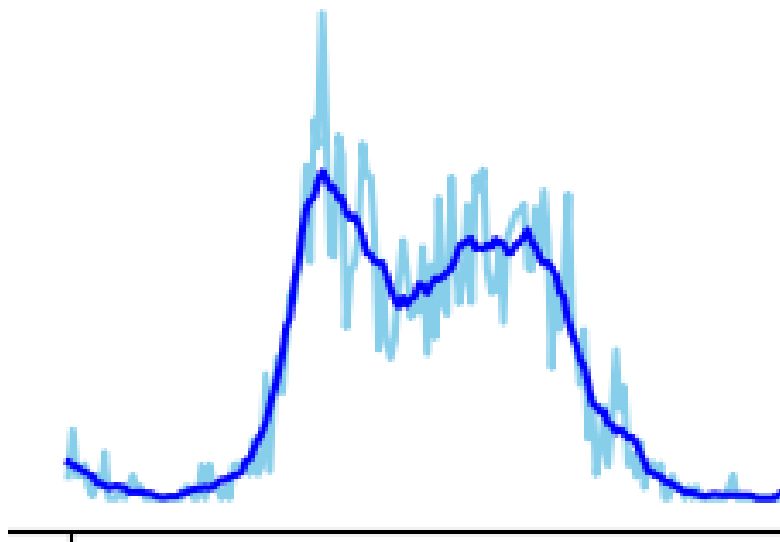


图 3-2 短时间尺度 1 天的数据特征

2. 长时间尺度周期流量特征

在 EDTN 中，业务流量不仅与日常电力消耗相关，还与季节有关，呈现出长时间尺度周期的流量特征。例如，在同一用电高峰时段，春季和秋季 EDTN 的业务流量低于夏季和冬季。因此，从更长的时间跨度来看，流量也呈现出周期性波动的特征，如图 3-3 所示。通过对长时间流量数据的分析和挖掘，可以发现网络流量的季节性和趋势性规律，从而更好地预测未来的流量需求，优化网络资源配置和提高服务质量。

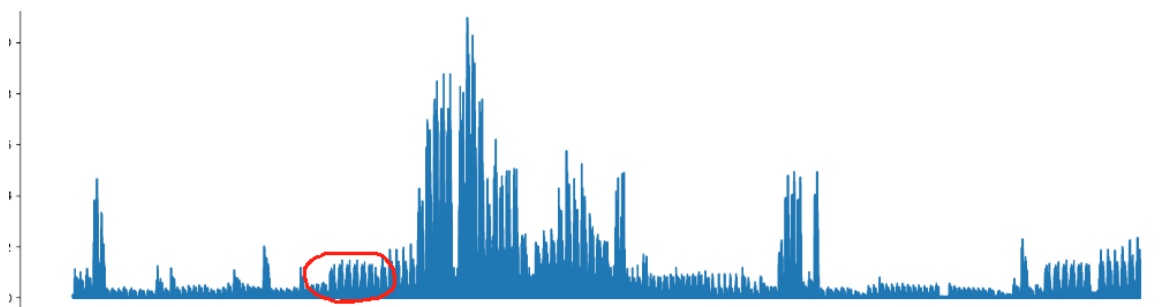


图 3-3 长时间尺度数据集特征

由于 EDTN 的流量呈现出短周期和长周期叠加的特点。为了更准确地预测流量，我们首先根据短时间尺度周期特征对流量进行分类。针对不同类型的流量建

立相应的长周期流量预测模型，该模型通过捕捉到长时间序列的特征，用于预测未来的流量。这种基于短时间尺度和长时间尺度的流量特征分析方法可以提高网络流量预测的准确性和可靠性，为 EDTN 的优化和控制提供有力支持。

3.3 多时间尺度分类流量预测方法

3.3.1 流量的短时间尺度分类建模

在进行流量预测之前，需要根据 EDTN 的短时间尺度特征对流量进行分类。考虑到真实网络流量随时间波动较大。首先，使用 Savitzky-Golay 滤波器对原始数据 Tra_{raw} 进行平滑处理，如式 (3-1) 所示。Savitzky-Golay 滤波器的本质是一种基于最小二乘估计的有限数字滤波器，它可以在不改变信号形状和宽度的情况下平滑数据流去噪。

$$Tra_{smooth} = X_{w \times k} \cdot A_{k \times 1} + B_{w \times 1} \quad (3-1)$$

其中， Tra_{smooth} 表示经过 Savitzky-Golay 滤波处理的数据， w 表示窗口大小， A 和 B 为拟合参数， k 为多项式阶数。

在对流量进行分类之前，有必要明确总流量中有多少个类别。我们设计了一种基于差值方差的分类方法。首先，将所有流量数据截断为以一天为跨度的短周期流量样本，并以固定传输时间间隔 (Transmission Time Interval, TTI) 对数据进行离散化，如式 (3-2) 所示。

$$Tra_s = [Tra_1, Tra_2, \dots, Tra_T] \quad (3-2)$$

其中， Tra_T 表示不同 TTI 中的流量值。

为了根据特征区分不同的短时间尺度周期流量，我们设计了一种基于差值方差的分类方法。首先对两个短周期样本的流量值进行逐位做差，然后计算方差 $Var_{i,j}$ 。公式如下：

$$D_{i,j}^T = |Tra_i^T - Tra_j^T| \quad (3-3)$$

$$Var_{i,j} = \frac{\sum_{i,j}^T (D_{i,j} - \overline{D_{i,j}})^2}{T-1} \quad (3-4)$$

这个方差值反映了在短时间尺度范围内，流量之间随时间变化的差异与其数学期望之间的偏差程度。如果方差值小于 $V_{threshold}$ 表示的阈值，则说明两个样本之间的流量变化趋势接近，具有相似的短周期特征。该方法避免了流量因相位不同

而被划分为不同的分类，导致流量分类粒度过细的情况。另一方面，如果方差很大，则意味着样本之间的差异很大。因此，本报告提出的方法使用差值方差来判断短周期特征是否属于同一类别。

在得到不同类别的短周期流量后，我们设计并构建了基于 LSTM 的流量分类模型。LSTM 的基本组成结构称之为 LSTM 单元，如图 3-4 所示。它包含三个门控结构：输入门 i_t ，输出门 o_t 和忘记门 f_t ， σ_1 、 σ_2 、 σ_3 分别表示忘记门、输入门、输出门三个门控的激活函数（一般用 sigmoid 函数）， (\cdot) 表示连接操作， Φ_1 、 Φ_2 表示输出激活函数，其默认函数是 tanh， C_{t-1} 到 C_t 表示从前一个 LSTM 单元状态到当前的单元状态，信息在这条线上进行直接传递。

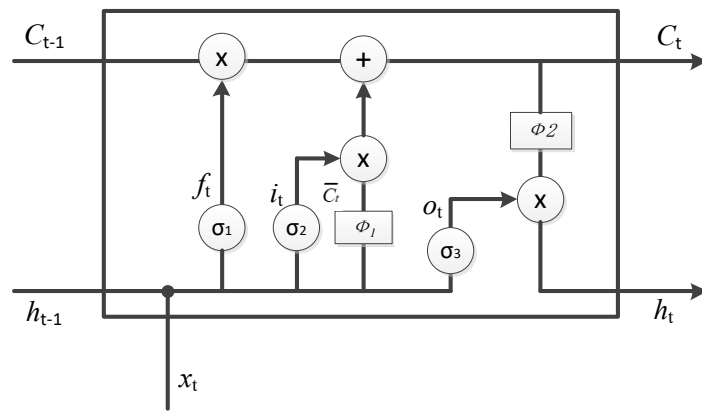


图 3-4 LSTM 单元结构图

LSTM 单元的工作流程如下（公式中的 W 表示门控输入的权重， b 表示偏置）：

(1) 首先由忘记门决定从单元状态中忘记哪些信息，如公式 (3-5) 所示，忘记门会读取输入 x_t 和上一个隐藏层的状态 h_{t-1} ，经过激活函数 σ_1 之后，若 $f_t=1$ ，表示完全保留，若 $f_t=0$ ，则表示完全忘记；

$$f_t = \sigma_1(W_f \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_f) \quad (3-5)$$

(2) 在输入门将确定哪些新信息被存放在单元状态中，输入 x_t 和上一隐藏层的状态 h_{t-1} 经过输出激活函数 Φ_1 后得到 \bar{C}_t ，如公式 (3-6) 和 (3-7) 所示；

$$i_t = \sigma_2(W_i \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_i) \quad (3-6)$$

$$\bar{C}_t = \Phi_1(W_c \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_c) \quad (3-7)$$

(3) 然后把上一个单元状态 C_{t-1} 更新为当前的单元状态 C_t ，如公式 (3-8) 所示；

$$C_t = f_t * C_{t-1} + i_t * \bar{C}_t \quad (3-8)$$

(4) 最后经过输出门激活函数 σ_3 确定输出哪部分当前单元状态如式 (3-9) 所示, 将单元状态再经过输出激活函数 Φ_2 , 如式 (3-10) 所示, 这两步操作结果相乘才确定最终要输出的部分 h_t , 如公式 (3-11) 所示。

$$o_t = \sigma_3(W_o \bullet [h_{t-1}, x_t] + b_o) \quad (3-9)$$

$$\Phi_2(x) = \max(0, x) \quad (3-10)$$

$$h_t = o_t * \Phi_2(C_t) \quad (3-11)$$

LSTM 模型的输入是短周期流量数据, 输出是预测类别, 交叉熵是用来更新模型参数的损失函数。该模型的数据分类和模型训练算法如下:

表 3-1 数据分类和模型训练算法

算法 1 流量分类的数据处理和模型训练
1) 初始化网络 $Graph=(N, E)$, 初始化节点集合 N 和链路集合 E , 初始化流量分类模块 M 和流量历史数据集 L
2) 清空缓存空间 B
3) for each $l \in L$:
4) Savitzky-Golay 滤波器平滑数据
5) 分段平滑数据, 构建短周期数据集 N
6) end for
7) for n_i in N :
8) 根据式(3)和式(4)计算差值方差
9) if $Var_{i,i+1} \geq V_{threshold}$
10) $n_i \rightarrow C_i$
11) else
12) $n_i \rightarrow C_{i+1}$
13) end for
14) 给每个 C_i 打标签
15) 所有的 C_i 构建完整数据集 C
16) for echo in total_episode:
17) for c in C :
18) 计算损失函数
19) 更新流量分类模块 M 的参数
20) end for
21) end for

3.3.2 预测模型搭建

近年来, 深度模型在时间序列分析任务中得到了广泛的应用, 但主要集中在捕获临近时刻之间的变化以及处理小数据集时表现较好, 在处理长期依赖和大数据集时的建模能力不足。转换器模型——Transformer 架构是目前时间序列数据处

理领域流行的一种基于自注意力机制（Self-attention）机制的方法，在自然语言处理（Natural Language Processing, NLP）领域取得了巨大成功，并成为 BERT、GPT 等许多先进 NLP 模型的基础。

在对短时间尺度流量进行分类以及训练分类模型之后，本报告设计了一个基于 Transformer 的流量预测模型。Transformer 架构可以更好地捕获长时间序列数据之间的依赖关系，因为 Transformer 架构中的每个位置同时考虑与所有其他位置的关系，这在预测长时间序列数据的任务中非常有用。根据第 3.2 小节的流量特征分析,EDTN 的流量表现为短周期和长周期叠加的特点。为了提高预测精度，根据短周期特征对流量进行分类，使同一类别的流量特征相互接近。在根据短周期特征获得业务数据的类别数量后，构建对应数量的基于 Transformer 的流量预测模型，即为每个类别单独训练一个预测模型。该模型使用长时间尺度周期业务数据进行训练。Transformer 的核心在于 Self-attention 机制，其允许模型在处理序列数据时动态地分配注意力权重，从而使模型能够在输入序列中捕捉不同位置之间的依赖关系，而不需要像传统的循环神经网络或卷积神经网络那样依赖于固定窗口。这种特性使得 Transformer 能够处理长序列，同时保持高度并行性，从而加快训练速度。如下图 3-5 所示，Transformer 模型通常由四部分组成：输入、编码器、解码器和输出。

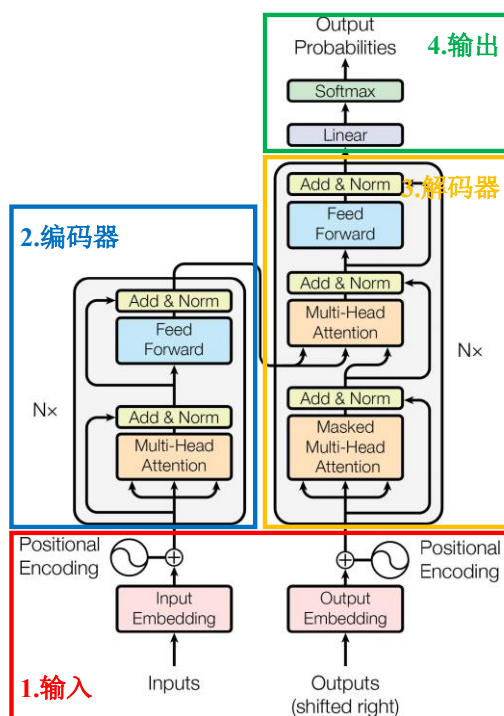


图 3-5 Transformer 的结构示意图

1. 输入 (Inputs)

Transformer 的输入是一个序列数据，而数据在输入编码器和解码器之前，需要经过嵌入层 (Embedding) 和位置编码器 (Position Encoding) 的处理。

嵌入层 (Embedding): 嵌入指的是将文本、语音等符号转变为向量，即序列数据被映射成数字序列后由嵌入层映射成嵌入向量。Transformer 中输入的序列被送入编码器的嵌入层，被称为输入嵌入 (Input Embedding)。目标序列右移一个位置，并在第一个位置插入一个 Start token 后被送入解码器的嵌入层。在推理过程中，没有目标序列，在循环中把输出序列输入解码器的嵌入层，因此称为输出嵌入 (Output Embedding)。

位置编码器 (Positional Encoding, PE): Transformer 一个序列中的所有词都是并行输入的，这意味着位置信息会丢失，因此需要在嵌入层后加入位置编码器，以弥补位置信息。位置编码的公式如下：

$$PE_{(pos,2i)} = \sin(pos / 10000^{2i/d}) \quad (3-12)$$

$$PE_{(pos,2i+1)} = \cos(pos / 10000^{2i/d}) \quad (3-13)$$

其中， pos 表示该词在序列中的位置， d 表示编码向量的维度（与嵌入向量相同）， $2i$ 表示偶数的维度， $2i+1$ 表示奇数维度。公式 (3-12) 和 (3-13) 表示的是矩阵第 pos 行第 $2i$ 列和 $2i+1$ 列上元素的位置编码。

2. 编码器 (Encoder)

编码器负责将输入序列转化为一组隐藏表示，由 N 个编码器层堆叠而成。如图 3-5 所示，每个编码器层包含多头自注意力层 (Multi-Head Attention) 和前馈神经网络层 (Feed Forward)。多头自注意力层允许模型以多个角度关注输入序列的不同部分。

解码器将编码器生成的表示转化为目标序列。与编码器类似，由 N 个解码器层堆叠而成，解码器层也包含多头自注意力层和前馈神经网络层，但还包括一个用于处理目标序列的掩码机制 (Masked Multi-Head Attention)，确保在生成每个标记时只能使用已生成的标记。

输出部分是 Transformer 模型的最后一部分，它的任务是将解码器生成的序列映射到目标词汇表上的单词概率分布。输出部分一般包括线性层和 Softmax 层。

线性层 (Linear Layer): 负责将解码器输出的向量映射到目标词汇表上的每个单词的嵌入向量。这个过程可以通过全连接层实现。线性层的作用是将高维的向量映射到低维的单词向量, 以便后续计算概率分布, 公式表示如下:

$$O_{lin} = \text{Flatten}(O_{de}) \cdot W_{lin} + b_{lin} \quad (3-14)$$

其中, O_{de} 表示解码器的输出, O_{lin} 表示线性层的输出, W_{lin} 和 b_{lin} 分别表示线性层的权重和偏移量。

Softmax 层: 负责将线性层输出的向量转换为单词概率分布。在机器翻译任务中, 这个概率分布表示当前生成的目标词是词汇表中的每个单词的概率。在文本分类任务中, 这个概率分布表示当前文本属于每个类别的概率。公式如下:

$$O_{final} = \text{Softmax}(O_{lin}) \quad (3-15)$$

其中, O_{final} 表示 Transformer 最终的输出。

本报告提出了一种基于 Transformer-encoder 和 Transformer-decoder 串联构成的预测模型结构, 如图 3-6 所示。

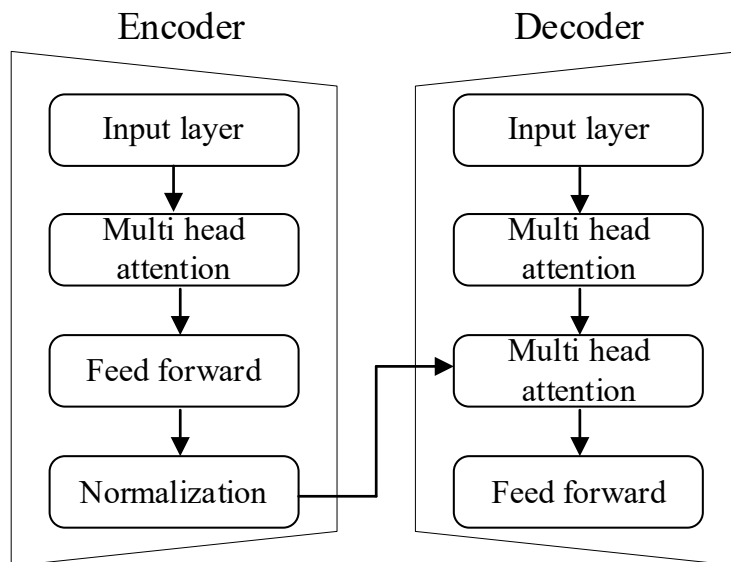


图 3-6 预测模型结构

原始的长周期流量数据经过多头注意层、前馈层和规范化层后, 传递给 decoder 以生成新的表示。多头注意是指将注意机制进行多次评估, 将 *Query*、*Key* 和 *Value* 参数分成多个部分, 然后通过单头注意力对每个部分进行独立处理。所有这些注意力计算最终融合在一起, 形成最终的注意力得分。前馈层的作用是对

各序列位置的特征进行非线性变换，提高模型的表达能力。传入流量通过 encoder 获得新的表示并传递给 decoder，以预测未来的时序数据。

3.4 仿真分析

3.4.1 实验设置

我们使用 Mininet 和 Python 构建实验环境并收集数据。Ryu 作为 SDN 控制器。网络仿真流量由 Iperf 工具生成。基于 Tensorflow 的高级 API Keras 构建了流量分类模型和基于 transformer 的流量预测模型。服务器硬件配置和软件版本如表 3-2 所示。

表 3-2 硬件配置和软件版本

项目	参数
操作系统	Ubuntu 16
CPU	12th Gen Intel(R) Core(TM) i7-12700H
内存	16.0 GB
硬盘	500G
Python	Ver. 3.9
Tensorflow	Ver. 2.11
Mininet	Ver. 2.3.0
Ryu	Ver. 4.34
Iperf	Ver. 2.0.9

我们从 SNDLib 中获取流量数据，并对网络层的业务流量数据进行模拟，如图 3-7 所示。同时，我们构建了一个与物理网络具有相同拓扑结构的数字孪生网络，并部署了一个 SDN 控制器来捕获全局网络信息和历史流量数据。

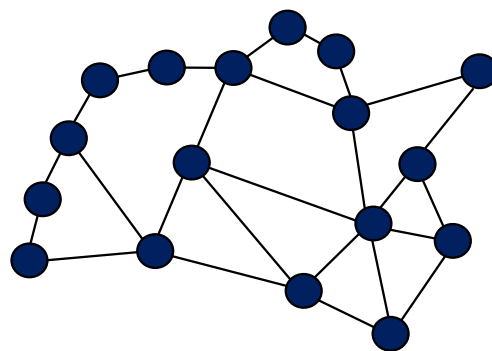


图 3-7 物理网络拓扑

对于短时间尺度周期流量，我们将 TTI 设置为 10 分钟，则一天的间隔为 144

个 TTI。因此,流量分类模型的第一层使用长度为 144 的向量来表示短周期流量。该模型包含 256 个存储单元,激活函数为 *softmax*, 损失函数为分类交叉熵。

对于流量预测模型,采用长周期的流量数据,以 144 个 TTI 的数据为窗口,预测未来 10 个 TTI 的数据。分类模型和预测模型均已在 *batch_size* 为 32 的样本进行训练 100 轮。

3.4.2 多时间尺度分类流量预测分析

在本章实验中,我们对提出的基于 *Transformer* 的分类流量预测方法的性能进行了仿真分析。我们对比的算法包括基于 *Transformer* 的无分类流量预测算法。这是为了分析我们提出的流量分类模型对流量预测的影响。我们还与另外两种基线模型 *RNN* 和 *LSTM* 进行了性能比较,实验结果如图 3-8 所示。可以通过使用平均绝对误差 (*MAE*)、标准化均方根误差 (*NRMSE*) 和回归评分 (R^2) 进行不同预测模型的预测精度比较,如表 3-3 所示。

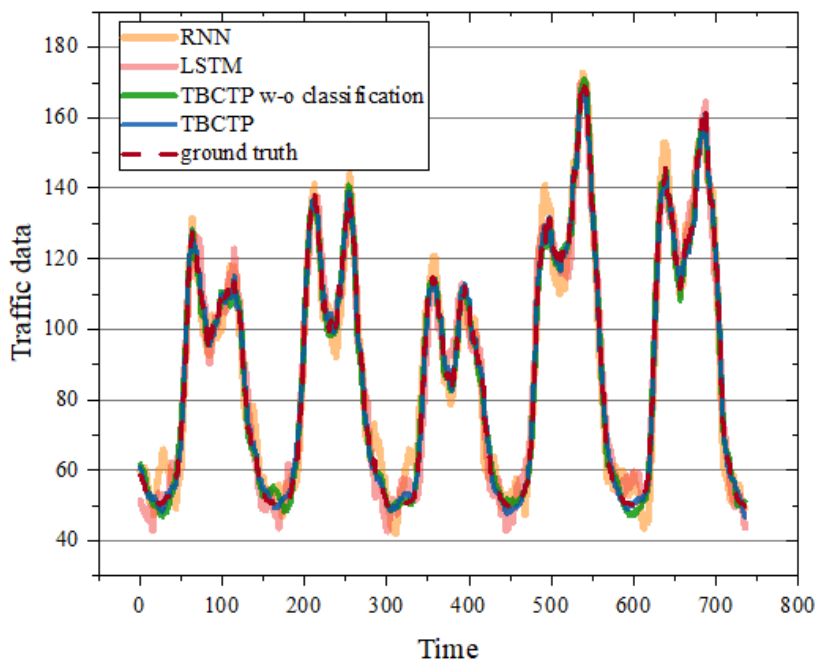


图 3-8 由不同算法预测的流量数据

对于以上指标的比较, *MAE* 和 *NRMSE* 的值越小, R^2 的值越接近 1, 则表明性能越好。从以上实验结果可以看出,本报告提出的分类流量预测方法在三个指标上都达到了最好的性能。与传统的 *RNN* 和 *LSTM* 基线模型相比, *Transformer* 架构对长时间序列数据的预测精度更高。此外,作为本报告的研究内容,我们在流量预测之前进行了基于短周期流量特征的分类。从实验结果也可以看出,基于

流量特征的分类可以保证训练模型的样本分布更加相似，一个更纯粹的数据集有助于提高模型预测的准确性。

表 3-3 不同算法的预测准确度

方法	<i>MAE</i>	<i>NRMSE</i>	R^2
TBCTP	10.1587	0.6771	0.8232
TBCTP w-o classification	12.0637	0.7919	0.7645
RNN	15.4148	0.8362	0.6857
LSTM	14.7982	0.8298	0.7563

3.4.3 模型训练时间

进一步地，本报告比较了 TBCTP、TBCTP w-o classification、RNN 和 LSTM 四种方法的训练时间。实验结果如图 3-9 所示。

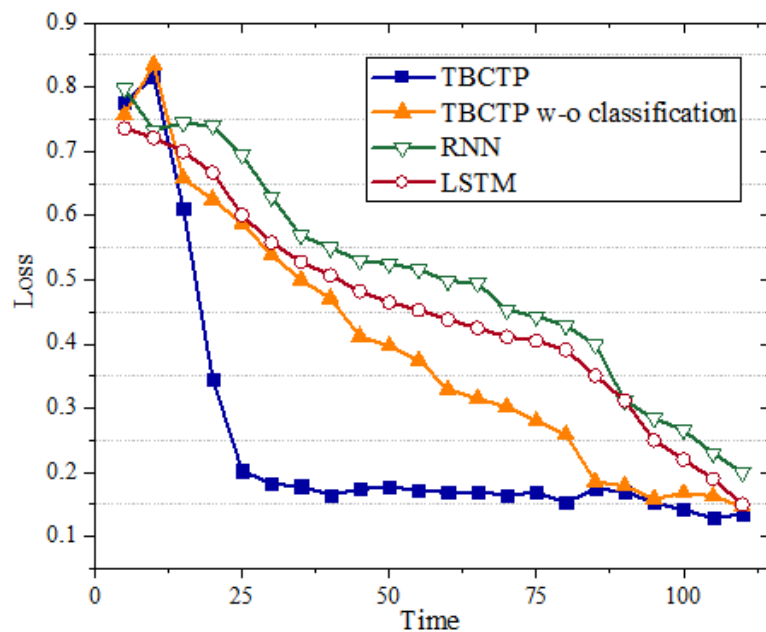


图 3-9 不同算法的训练时间比较

实验结果表明，TBCTP 可以在最短的时间内完成训练，平均收敛时间为 27.9s。TBCTP w-o classification、RNN 和 LSTM 的平均收敛时间分别为 91.1s、137.3s 和 125.8s。TBCTP 之所以能够显著减少训练时间，是因为在训练预测模型之前，TBCTP 根据短周期流量特征对数据进行分类，并对每一类流量单独训练一个预测模型。这使得每个单独的预测模型可以快速训练。根据我们的观察，TBCTP 在本报告的实验中将流量数据分为三类，这也意味着 TBCTP 一共训练了三个预测

模型。如果一个预测模型的平均收敛时间为 27.9s, 则并行训练的总时间为 83.7s, 这个时间仍然比其他算法少。特别是低于 TBCTP w-o classification 的 91.1s。因此, 该分析表明, 如果数据集中样本的分布距离较大, 则会影响整个模型的收敛性, 数据集的样本分布越接近, 模型的训练速度越快。

3.5 本章小结

针对能源数字孪生网络中, 信息流量在不同时间尺度下的分布差异较大, 使用同一个模型会影响预测准确性, 首先研究了一种对长时间序列进行短时间尺度分类的方法。该方法对不同分布的长时间尺度业务流量数据进行聚类, 使同一类样本具有相似的流量特征。然后提出了一种基于 Transformer 的分类流量预测模型。根据流量分类的结果建立相应数量的流量预测模型, 并利用不同分类结果的流量数据样本对相应的预测模型进行训练, 以获得更高的预测精度。仿真实验结果表明, 提出的 TBCTP 方案优于其他基线模型。说明在能源数字孪生网络中对流量数据进行分类可以进一步提高长时间尺度预测的准确性。

4 基于数字孪生的轨道交通调度优化技术

4.1 前言

由于现代轨道交通系统具备运量大、节能环保、受环境影响小、守时性高等特点，在人们的生活和城市的发展中扮演着越来越重要的角色。近年来，随着轨道交通的飞速发展和客流出行的需求增加，系统的复杂度呈现指数级增长，为轨道交通系统的安全带来了新的挑战。轨道交通系统的数据不仅存在多个时间尺度，还涉及多个维度和系统层级，因此在进行数字孪生建模时，要对轨道交通系统进行更加精细化的考虑。

本章主要设计了基于动态客流数据的列车时刻表优化方案，对轨道交通进行了多尺度、多维度和多层级的数字孪生建模，从乘客行为的维度设计了新的乘客体验模型，解决了传统方法采用乘客平均等待时间作为优化目标时的缺陷。然后提出的基于量子进化的粒子群改进优化算法，通过量子进化进一步改进粒子群优化算法的性能。最后针对提出的多时间尺度、多层级的区域列车调度优化方法，进行了仿真验证与分析。

4.2 基于数字孪生的多尺度调度优化方案

基于第一章的分析可知，传统的轨道交通运行调度通常采用乘客的总体平均等待时间和列车总能耗最小作为优化目标，不能实现对所有旅客的均衡考虑，势必会牺牲部分旅客的体验来服从总体的最优。

本报告主要设计了轨道交通的多尺度运行调度优化方案，基于长时间尺度的全局最优调度方案，通过对短时间尺度和部分运行区间的快速优化微调，能够在考虑轨道交通全局最优调度的基础上，进一步精细优化调度方案，实现对局部动态场景的最优调度，进一步提升列车的运输效率和旅客的服务质量，降低列车运行成本。多尺度方案的框架如图 4-1 所示。

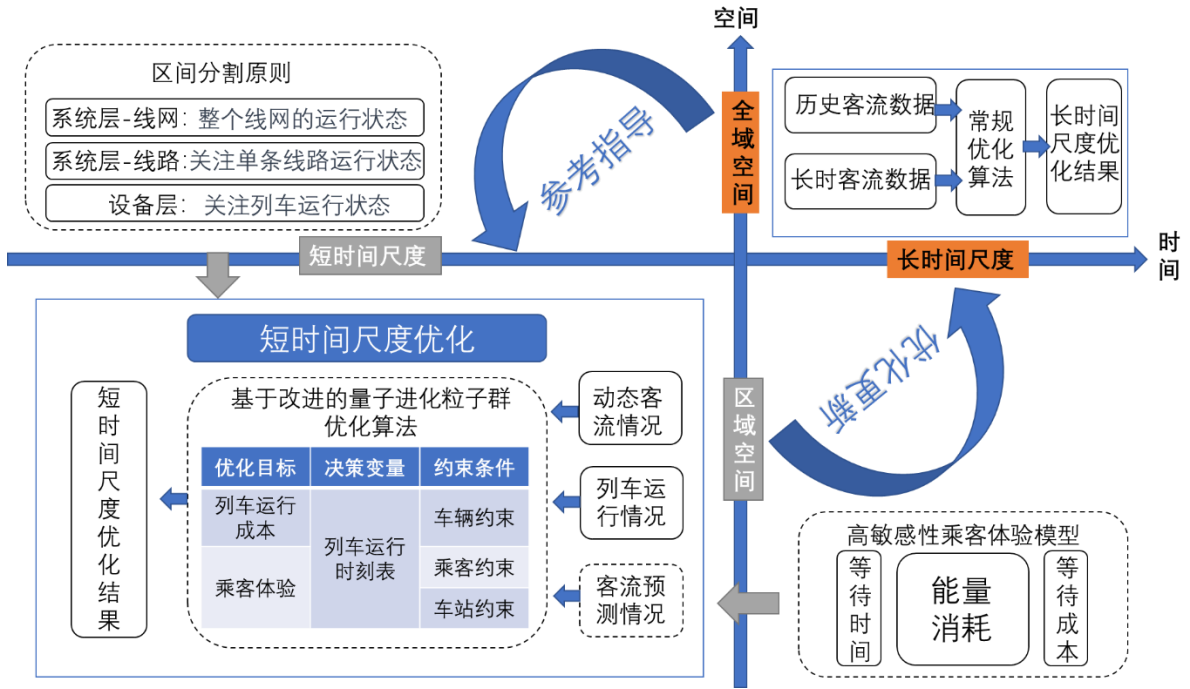


图 4-1 列车多时空尺度调度方案

本报告所提的调度优化方案流程如下：

1. 确定区域空间内短时间尺度调度优化需求

根据动态客流的情况、列车运行情况和客流的情况等，对调度优化需求进行分析和确认。主要确定需要调度的时间尺度和多层次架构。其中，列车调度的多层次可以分为：

系统层——线网层，这是由多条轨道交通线路组成的二维路网，通常描述整个线网的运行状态，包括所有线路、车站和换乘点。此外，可以根据线网的结构特点，如环线、放射线和交叉线等，对线网进行分割。每个分割部分可以视为一个子系统，进行独立的优化调度。

系统层（子系统层）——线路层，重点关注单条线路的运行状态，包括线路上所有站点、列车以及客流信息。线路主要针对不同地铁线路，又可以分为上行和下行。此外，线路可以根据其客流量、重要性或地理位置等特点进行分段。例如，早晚高峰时的核心区域和非高峰时的非核心区域。

设备层——列车与车站设备，此层级主要关注车站区间内的运行状态，如列车。在轨道交通的调度方案中，主要控制变量为列车的运行状态。因此，本报告目前只考虑设备层中的列车控制。实际上，在进行更加精细化的运行和调度管理

时，可以进一步考虑，列车，站台和各类轨道交通设备。

2. 日常长时间、多层级尺度调度优化

根据客流列车运行状态的历史数据和实时采集数据进行需求的初步分析，确定客流时间分布情况、客流空间分布、车站数量、车辆数量、运营时间等相关常量和参数的初始值。

其中，客流数据主要通过自动售检票（Automatic Fare Collection, AFC）系统积累和采集的客流变化规律的原始数据，包括各个时间段的 OD 客流信息（乘客的起始站、终点站、进站时刻、出站时刻，客流人数等）、相关监测设备（车站内的视频/图像监测设备和区域内手机信令等）的辅助监测数据。列车运行信息主要通过列车运行控制系统和指挥调度中心积累和采集的列车运行状态信息，运行环境信息，调度控制决策，线路和车站的运营信息等。

然后根据常规的优化算法，如遗传算法对列车时刻表、站间运行时间和列车编组方案等进行常规的优化求解。

3. 短时间尺度调度优化

短时间尺度的动态客流数据可以基于客流预测数据和实时采集的动态数据，根据其客流量、重要性或地理位置等特点对系统层进一步精细化粒度，将运行区间进行分段。例如，客流高峰时的核心区域和非高峰时的非核心区域。其中，可以采用长短期记忆网络（Long Short-Term Memory Network, LSTM）等预测算法根据动态扰动情况，预测未来 15 分钟-30 分钟（OD 采样时间为 15 分钟）的客流情况。

然后，根据列车运行成本和乘客体验两个优化目标设定优化多维度的目标模型。其中，为了解决传统乘客体验模型采用平均等待时间而不能充分照顾少量乘客的乘车体验的问题，本报告提出了基于数字孪生行为维度的模型——高敏感性乘客体验模型。主要通过考虑乘客平均等待时间，乘客能量消耗和等待成本，来进一步优化模型，提高小样本乘客的权重。

本报告主要考虑的控制变量为列车运行时刻表，其相对应的列车物理维度模型可以等同于条件约束，即分为车辆约束、乘客约束和车站约束。本报告提出了基于改进的量子进化粒子群优化算法，实现对轨道交通的区间-短时间尺度调度

优化方案输出。

4. 列车时刻表调度优化的实时更新与反馈调整

为了进一步提高对动态客流和运行状态的敏感程度，实现轨道交通的高效优化调度，在输出区间-短时间尺度调度优化方案并进行调度后，将采用常规滚动时域方法进行实时迭代更新和反馈，根据实际运行情况和乘客反馈，不断调整和完善调度方案，确保轨道交通的高效、准时和舒适运行。

4.3 多维度、多层次模型搭建

4.3.1 主要符号设定

客流时间分布情况、客流空间分布、车站数量、车辆数量、运营时间等相关常量和参数包括：

V ——车站集合，

E ——区间集合，

S ——车站总数，

M ——列车集合，

T_e ——运营时间，

t_{min} ——最小发车间隔，

t_{max} ——最大发车间隔，

t_o ——最早发车时间，

t_l ——最晚发车时间，

t_a ——第 a 次列车发车距第 $a-1$ 次列车发车的时间间隔，

T_p ——乘客总等待时间，

$T_w(s)$ —— s 站乘客总等待时间，

T_{next}^v ——列车在车站 v 和下一站之间的最小运行时间，

T_{min}^v ——相邻列车到达车站 v 的最小到站间隔，

N_p ——乘客总数，

$N_s^v(t)$ —— t 时刻从 s 站出发前往 v 站的乘客数量，

N_{max} ——列车最大载客数，

$N_i(t)$ —— t 时刻列车载客数，

A_a^v ——列车 a 到达 v 车站的时间，

m ——线路的发车总数。

4.3.2 乘客体验模型搭建

为了进一步提升调度的针对性，可以从行为模型的维度去搭建乘客体验模型作为轨道交通调度优化的目标。其中，乘客在 s 站的等待时间为：

$$T_s = \sum_s \int_0^{T_e} N_s^v(u) du, \quad s, v \in V \quad (4-1)$$

乘客的总等待时间为：

$$T_p = \sum_s T_s \quad (4-2)$$

传统乘客行为模型往往采用乘客的平均等待时间作为量化指标，即：

$$\min \frac{T_p}{N_p} \quad (4-3)$$

为了进一步提高模型的敏感程度，本报告还提出了基于乘客等车能量消耗的模型。通常情况下，站立和坐下是乘客在轨道交通过程中的两种主要行为。有学者基于不同的行为分析了乘客的能量消耗如表 4-2 所示。

表 4-2 不同行为能量消耗

行为	能量消耗 (KJ · min ⁻¹)
坐	1.5
排队站立	2.6
拥挤站立	6.7

本报告基于表 4-2 进一步细化的行为分类，并给出了相应的乘客能量消耗公式。假设 s 车站的乘客数量为 N_s ，每个车站上行和下行的座位数量分别为 12 个。

则当 N_s 小于等于 12 时，车站 s 的乘客体验消耗评价函数为：

$$K_s = \frac{0.8 \times 1.5 N_s e^{T_w(s)}}{T_w(s)^2} \quad (4-4)$$

假设大部分乘客可以进行宽松排队站立阈值为 B ，当 N_s 大于 12 小于等于 B 时，则车站 s 的乘客体验消耗评价函数为：

$$K_s = 0.8 \times 1.5 \times 12 T_w(s) + 2.6(N_s - 12) T_w(s) + \frac{l_s e^{(N_s - 12)} e^{T_w(s)}}{N_s T_w(s)^2} \quad (4-5)$$

其中， l_s 为相关加权系数。

当车站比较拥挤， N_s 大于 B 时，则车站 s 的乘客体验消耗评价函数为：

$$K_s = 0.8 \times 1.5 \times 12 T_w(s) + 2.6 B T_w(s) + 6.7 \frac{N_s - B}{N_s T_w(s)} l_b e^{(N_s - B)} e^{T_w(s)} \quad (4-6)$$

其中， l_b 为相关加权系数。

基于公式 (4-4) 到 (4-6)，当 B 等于 40， $l_s=0.0001$ ， $l_b=0.01$ 时，我们可以计算出当车站乘客等待时间和乘客数量不同时，乘客的体验消耗度结果，计算结果如表 4-3 所示。

表 4-3 不同乘客数和等待时间的乘客体验消耗度

等待时间（分钟）	乘客数	乘客体验消耗度
1	10	32.6
	30	656.1
	50	920.7
3	10	26.8
	30	672.1
	50	2331.3
10	10	2643.2
	30	48820.6
	50	651305.4

由表 4-3 可知，随着等车乘客的增多和等车时间的延长，乘客的总能量消耗度增加明显，乘客体验消耗度增加，说明乘客体验度下降。当等车时间为 1 分钟

时，乘客的总能量消耗度随乘客人数增加而缓慢增加。当乘客为 50 人时，乘客的总能量消耗度随等车时间增加而呈现快速增加。当等车乘客人数仅为 10 人，但等车时间长达 10 分钟时，乘客的总能量消耗度将远超过等待时间 1 分钟和 3 分钟的 50 人等车情况。因此，本报告所设计的乘客的总能量消耗度评价指标可以进一步提高优化调度方案的敏感性，尤其是针对少量乘客长时间等车的体验敏感度，在本报告中得到了加强。

此外，为了进一步优化乘客体验模型，还可以考虑了乘客的等待成本。根据乘客对出行意愿和等待时间的敏感度，建立了乘客等待成本评估模型：

$$\begin{cases} K_p = 2l_p T_w(s)^2, & \text{工作日早晚高峰期} \\ K_p = l_p N_s T_w(s), & \text{工作日非早晚高峰期} \\ K_p = 0.5l_p T_w(s), & \text{非工作日} \end{cases} \quad (4-7)$$

本报告将乘客等待成本根据出行时间大致分为：工作日早晚高峰期，工作日非早晚高峰期，非工作日三类。其中，工作日早晚高峰期，大部分人群都对时间敏感度较高，因此乘客等待成本随着等待时间的延长而呈现快速增长。工作日非早晚高峰期，大部分人群对时间敏感度和人群拥挤度有一定的敏感性，因此等待成本与客流数量和等待时间相关。非工作日，大部分人群对时间敏感度有限，等待成本随等待时间呈现线性变化。进一步还可以根据不同站的客流情况和人群画像，针对不同站设定相应人群的不同等待成本评估模型。

4.3.3 列车成本行为模型搭建

除了从乘客行为的维度建立高敏感的乘客体验模型外，在设备层上，本报告还将建立列车的运营成本模型。主要由车辆行走公里和列车运行时间衡量，当车辆行走公里为 V_e ，列车运行时间为 T_e 时：

$$K_V = l_V \cdot V_e^2 + l_N V_e \cdot N_p + l_T T_e \quad (4-8)$$

相较于单目标优化问题，多目标优化问题往往要考虑各个目标之间的关系进行权衡考虑。通常情况下，可以采用 Pareto 最优解的集合和对多目标进行线性化加权处理的方式将多目标优化问题变为单目标优化问题。本报告基于短时间尺度的考量，采用了后者进行处理，因此最后的优化目标可以写为：

$$\min Z = \alpha \frac{T_p}{N_p} + \beta K_s + \lambda K_p + \mu K_v \quad (4-9)$$

4.3.4 列车与线路物理模型搭建

在设备层和系统层上，针对轨道交通的优化调度而言，其物理模型维度模型即为系统调度的主要约束条件：

$$t_{min} \leq t_a \leq t_{max}, \quad a \in M \quad (4-10)$$

$$t_o \geq t_a \geq t_l, \quad a \in M \quad (4-11)$$

$$A_{a+1}^v - A_a^v \geq T_{min}^v, \quad v \in V, a \in M \quad (4-12)$$

$$A_a^v - A_a^{v+1} \geq A_{min}^v, \quad v \in V, a \in M \quad (4-13)$$

$$1 \leq m_a \leq m_{max}(t), \quad a \in M \quad (4-14)$$

公式（4-10）中，该约束是发车间隔的约束， t_{min} 是出于安全考虑的最小发车间隔， t_{max} 是为了避免乘客等待时间过长的最大发车间隔，列车的发车间隔应满足该约束；

公式（4-11）中，各个列车的发车时间应受列车运营时间的约束，不能早于最早发车时间，晚于最晚发车时间；

公式（4-12）中，为了满足列车运行安全，需要保证相邻列车的到站时间大于等于最小到站间隔；

公式（4-13）中，为了满足列车运行安全，需要保证列车在相邻站间的运行时间大于等于最小站间运行时间的约束；

公式（4-14）中 $m_{max}(t)$ 为 t 时刻虚拟耦合列车组可以发车的最大列车数， $m_{max}(t) = \min(m_r(t), num_{max})$ ，其中 $m_r(t)$ 为 t 时刻剩余列车数， num_{max} 为线路允许最大编组数。该约束为列车群以虚拟耦合形式发车时的列车数不应大于最大编组数和当时线路剩余的列车数。

针对轨道交通短时间尺度的优化调度，本报告采用的决策变量为：

$$T = \{t_a | a = 2, \dots, m\} \text{——列车发车间隔表；}$$

$A = \{A_a^v | a = 2, \dots, m, v \in V\}$ ——列车 a 到达 v 车站计划时间表;

$L = \{L_a^v | a = 2, \dots, m, v \in V\}$ ——列车 a 离开 v 车站计划时间表。

然后可以根据公式 (4-1) 到 (4-14) 建立的数学模型, 通过改进参数设定和粒子群优化算法, 对列车群时刻表、站间运行时间方案进行优化求解。

4.4 基于改进 PSO 的优化方案设计

传统粒子优化算法 (Particle Swarm Optimization, PSO) 是一种基于群体智能的优化算法, 它模拟了鸟群觅食的行为, 通过粒子之间的信息交流和协作, 寻找问题的最优解。其算法的基本思想是: 在一个多维搜索空间中, 有一群粒子, 每个粒子代表一个候选解, 它有自己的位置和速度。粒子根据自己的历史最优位置和全局最优位置来调整自己的速度和位置, 从而逐渐向最优解靠近。

但是由于 PSO 中的粒子向自身历史最佳位置和邻域或群体历史最佳位置聚集, 形成粒子种群的快速趋同效应, 因此容易出现陷入局部最优、早熟收敛和停滞等现象。此外, 对于具有严格约束条件的问题, 需要进行复杂的处理; 算法对种群初始化敏感, 初始种群分布差异较大时可能存在局部最优解的产生。

因此, 本报告提出了一种基于量子进化的粒子群算法 (Quantum-behaved Particle Swarm Optimization, QPSO), 通过引入了量子力学的概念, 用波函数表示粒子位置, 通过蒙特卡罗方法求出粒子位置。可以实现粒子位置和速度在量子空间中不能一起确定, 增加了搜索空间的多样性和随机性; 粒子位置由全局最优位置和个体最优位置共同决定, 增强了全局搜索能力和局部搜索能力; 此外, 其算法简单易实现, 参数少, 收敛速度快, 运算量少。

量子进化算法具备全局搜索能力强的特点, 且容易与遗传算法和粒子群算法进行融合, 在改进的量子进化粒子群算法中, 采用一组复数 $[\alpha_i \ \beta_i]^T$ 来定义量子比特。基于量子进化的粒子群优化算法 (QPSO) 具体步骤如图 4-2 所示。

1. 设定最大迭代次数 j_{\max} , 将量子比特的概率空间划分为 Q 个子空间 (生成 Q 个亚种群), 对种群粒子的概率振幅进行初始化设置:

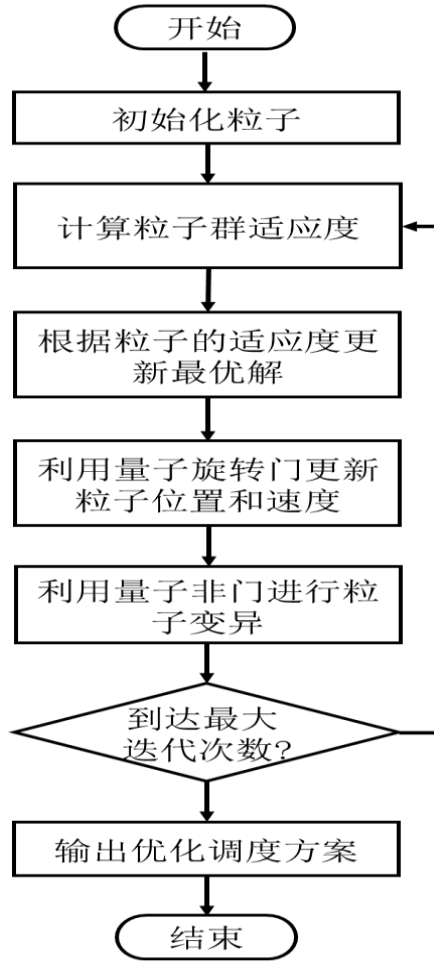


图 4-2 QPSO 算法流程

$$\begin{bmatrix} \alpha_i \\ \beta_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{i}{Q}} \\ \sqrt{1 - \frac{i}{Q}} \end{bmatrix} \quad (4-15)$$

则当染色体的长度为 n 时，染色体的表达式为：

$$P_i = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \cdots & \alpha_n \\ \beta_1 & \beta_2 & \cdots & \beta_n \end{bmatrix} \quad (4-16)$$

当粒子群的速度更新和位置更新公式如下时：

$$\begin{aligned} l_i(j+1) = & \omega(j)l_i(j) + k_1(j)r_1(PB_i(j) - d_i(j)) \\ & + k_2(j)r_2(GB_i(j) - d_i(j)) \end{aligned} \quad (4-17)$$

$$d_i(j+1) = d_i(j) + l_i(j+1) \quad (4-18)$$

其中, $l_i(j)$ 和 $d_i(j)$ 分别表示第 i 个粒子在种群第 j 代的速度和位置; r_1 和 r_2 表示区间在 $[0,1]$ 的随机向量值; $\omega(j)$ 为惯性权重; $k_1(j)$ 和 $k_2(j)$ 表示学习因子; $PB_i(j)$ 为粒子 i 在第 j 代的最优位置; $GB_i(j)$ 为种群在第 j 代的最优解。

可以对惯性权重和学习因子进行如下优化设定:

$$\begin{cases} \omega(j) = 0.5 \cos \frac{j\pi}{2j_{\max}} + 0.4 \\ k_1(j) = 2.5 - \frac{2j}{j_{\max}} \\ k_2(j) = 0.5 + \frac{2j}{j_{\max}} \end{cases} \quad (4-19)$$

2. 为了对粒子得到位置进行评价, 选择优化目标公式 (4-9) 作为计算粒子群的适应度函数, 对粒子群的适应度进行计算和评价。

3. 根据粒子群的当前计算的适应度与之前整个群体记忆中计算的最佳适应度进行比较。根据粒子的适应度计算结果, 进一步更新粒子的最优历史位置和粒子群的全局最优解, 如果粒子的适应度小于最优历史位置, 则将当前位置更新为最优历史位置, 否则, 最优历史位置继续保持不变。同理, 对全局最优位置进行更新。

4. 利用量子旋转门进行粒子的状态更新。

量子的二维旋转矩阵为:

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4-20)$$

其中, θ 为旋转角速度, 其取值可以利用粒子群算法进行自动设定和调整:

$$\begin{aligned} \theta_i(j+1) = & \omega(j)\theta_i(j) + \theta_a k_1(j)(QP B_i(j) - X_{qi}(j)) \\ & + \theta_a k_2(j)(QGB_i(j) - X_{qi}(j)) \end{aligned} \quad (4-21)$$

其中, θ_a 的取值一般为 0.003 rad 到 0.15 rad。

利用量子旋转门进行的粒子状态更新公式为:

$$\begin{bmatrix} \alpha'_i \\ \beta'_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_i(j+1) & -\sin \theta_i(j+1) \\ \sin \theta_i(j+1) & \cos \theta_i(j+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_i \\ \beta_i \end{bmatrix} \quad (4-22)$$

5. 根据 r_1 和 r_2 的值设定变异阈值 r_A , 当 $\min(r_1, r_2) < r_A$ 时, 利用量子非门进行粒子的变异:

$$\begin{bmatrix} \tilde{\alpha}_i \\ \tilde{\beta}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_i \\ \beta_i \end{bmatrix} \quad (4-23)$$

一般情况下, r_A 的取值为 0.6。

6. 根据迭代次数或其他限定条件确定是否结束, 如果没有满足条件则继续迭代则返回计算适应度, 如果满足条件则进行下一步。

7. 输出调度优化结果, 结束循环。

根据改进量子进化粒子群算法, 可以求解出列车群短时间尺度的调度优化结果, 将优化结果发送至列车调度中心进行评估和确认, 确定短时间尺度列车群调度优化方案。具体算法的伪代码如下所示。

基于量子进化的粒子群改进算法 QPSO:

1. 定义问题参数和 QPSO 参数:
 - 维度: dim
 - 粒子数量: n_particles
 - 迭代次数: n_iterations
 - 控制参数: alpha
2. 初始化粒子位置和速度:
 - particles_position $\in [0, 2\pi]$
 - particles_velocity $\in \mathbb{R}$
3. 初始化个体最优 p_best 和全局最优 g_best:
 - p_best[i] = particles_position[i] for all i
 - g_best = particle_position of the best initial particle
4. 开始主循环:
 - for iter = 1 to n_iterations do
 - for i = 1 to n_particles do
 - a. 计算当前粒子适应度:
 - fitness[i] = objective_function(particles_position[i])
 - b. 更新个体最佳:
 - if objective_function(p_best[i]) > fitness[i] then
 - p_best[i] = particles_position[i]
 - end if
 - c. 更新全局最佳:
 - if objective_function(g_best) > fitness[i] then

```

        g_best = particles_position[i]
    end if
d. 更新量子比特角度  $\theta$  和位置:
    for j = 1 to dim do
        theta[j] = random() * 2 *  $\pi$ 
        mean_p[j] = (p_best[i][j] + g_best[j]) / 2
        particles_position[i][j] = mean_p[j] - alpha * (tan(theta[j]) * abs(mean_p[j] -
particles_position[i][j]))
    end for
end for
end for
5. 返回全局最优 g_best 和其适应度值

```

4.5 多层次建模与仿真分析

4.5.1 调度优化的多层次仿真方案

为了进一步验证本报告所提出的优化调度方法的可行性，本节将构建轨道交通的仿真环境进行分析，基础参数如表 4-3 中所示。本报告搭建了设备-系统的多层次仿真环境，其中线路层级采用车站数量为 7 站来模拟轨道交通情况，针对客流数据，本报告采用随机生成实时断面客流量的方式进行仿真，客流范围从 30 到 60。此外针对设备层的列车站间运行时间和停靠时间等也进行了相关的设置。

表 4-3 仿真主要参数设计

参数	取值	参数	取值
车站数量	7	最大站间运行时间	180s
车辆列数	1-5	最短停靠时间	20s
站间距离	2km	最长停靠时间	120s
每站等待乘客人数	30-60	原定发车间隔	300s
原定站间运行时间	120s	最大发车间隔	600s
最小站间运行时间	90s	最小发车间隔	120s

仿真测试采用 Matlab 运行环境，计算机采用英特尔酷睿 i9-12900H 的 CPU（运行 Windows 10 x64 版本）。

对于列车的时刻表优化问题，主要通过人为设置突发客流情况来评估 7 个站间的列车时刻表优化，通过 QPSO 算法求解满足运行相关约束的最优列车运行时刻表。需要说明的是，由于本章主要考虑的是客流的突发变化情景下，部分区间的短时间尺度列车运行调整，暂不考虑列车速度位置状态与原计划速度曲线发生偏离、所需到站时间发生变化、限速、时间窗口约束发生变化等问题。

4.5.2 仿真结果分析

当目标区间内出现突发客流变化时,采用 QPSO 可快速优化求解出相应的调度优化方案,其中优化目标中只考虑乘客体验度最优,其他 QPSO 的相关参数设计如表 4-4 所示。

表 4-4 QPSO 主要参数设计

参数	取值	参数	取值
初始化 α	0.75	粒子群规模	50
控制变量个数	13	最大迭代数目	200

针对一辆列车面对突发客流时的动态优化调度 QPSO 优化求解结果如图中 6-3 所示。随着迭代次数的增加,适应度逐渐降低,当迭代次数超过 150 次时,适应度基本稳定不变,说明完成了优化求解过程。乘客的最优体验度值为 1144.3,对比未优化的 1367.3,减少了 16.3%。

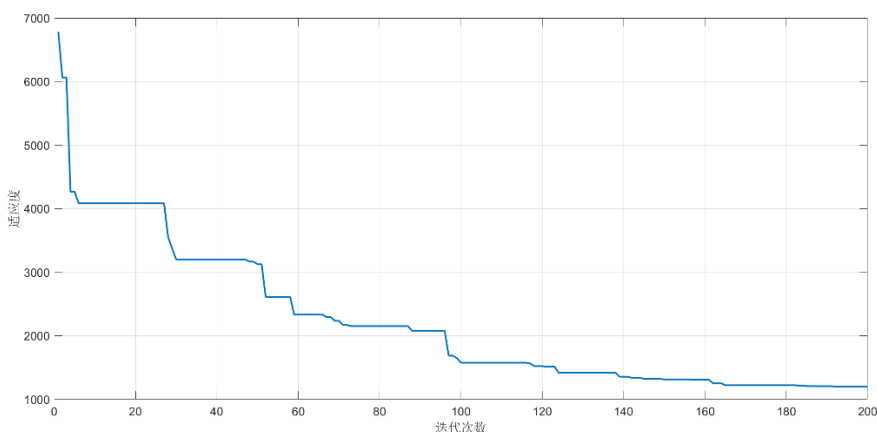


图 4-3 QPSO 算法结果

在执行算法程序得到优化调度结果后,优化后的列车时刻表如表 4-5 所示。

根据列车时刻表可知,利用 QPSO 算法可以实现对列车的实时优化,优化结果符合调度实际操作安排。为了说明本报告所提出的 QPSO 算法的优越性。我们进一步对比了传统 PSO 算法,其中 PSO 的主要参数设定如下:惯性权重为 0.5,学习因子为 1.5。对比结果如图 4-4 所示,采用传统 PSO 算法虽然在迭代 15 次时就实现了收敛,但显然并不是全局最优解。当 QPSO 的迭代次数大于 130 次时,适应度小于 PSO 的最终结果。仿真结果证明了本报告所采用的 QPSO 方法可以提高轨道交通的优化调度方案,有效避免了优化算法过快收敛陷入局部最优的问

题。

表 4-5 单列车优化列车时刻表

车站序号	进站时间 (s)	停靠时间 (s)	出站时间 (s)	运行时间 (s)
1-2	0	60.2017	60.2017	116.6374
2-3	176.8391	60.3997	237.2388	121.6841
3-4	358.9229	61.7185	420.6414	120.5722
4-5	541.2136	57.4080	598.6216	117.9828
5-6	716.6044	61.7998	778.4042	118.6450
6-7	897.0492	60.2717	957.3209	116.2299
7	1073.5508	62.5114	1136.0622	

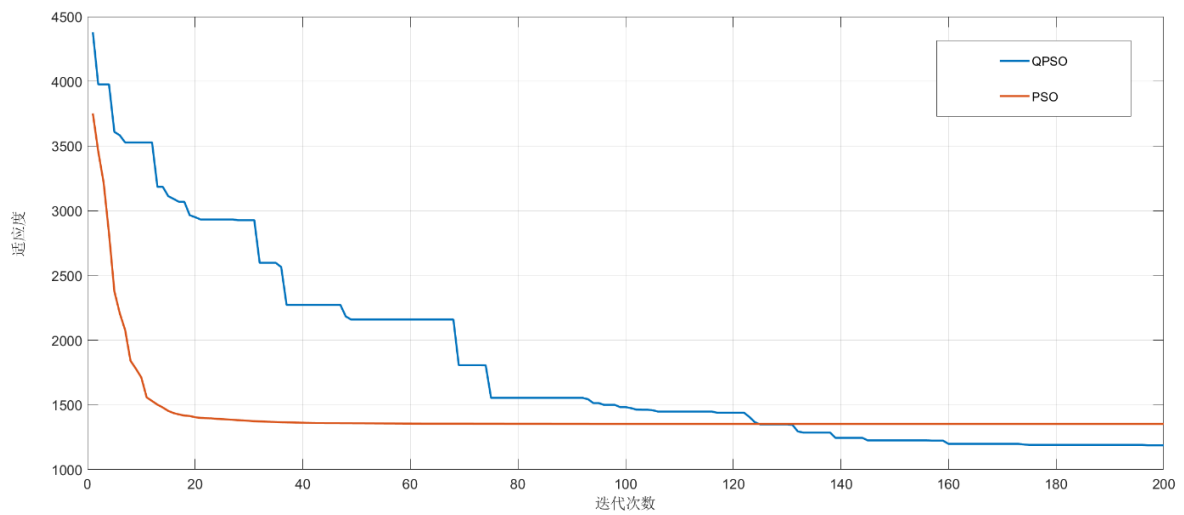


图 4-4 PSO 和 QPSO 算法比较

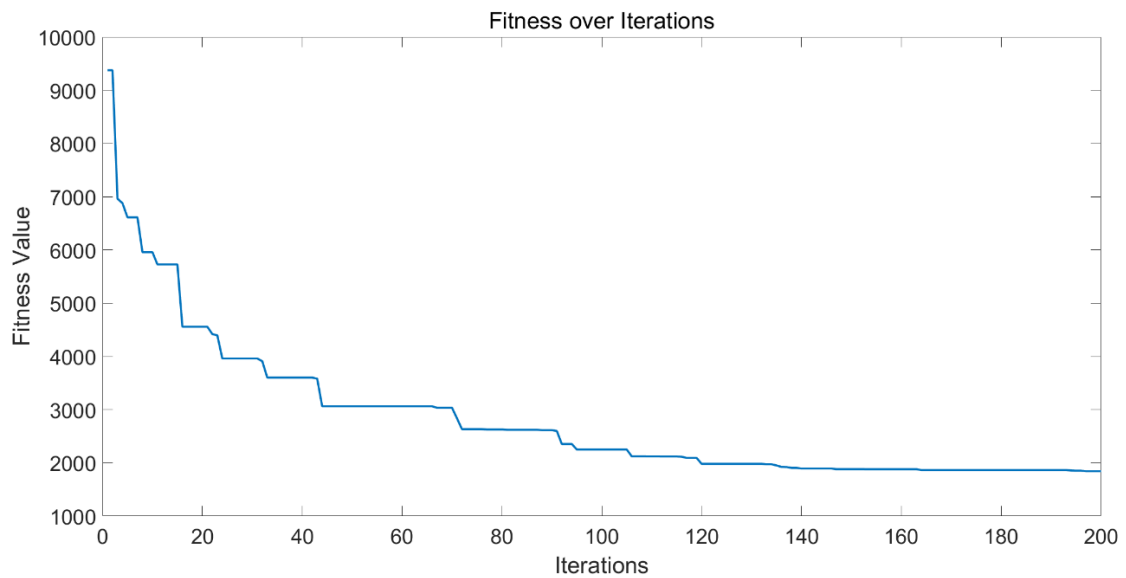


图 4-5 PSO 和 QPSO 算法比较

为了进一步说明本报告所采用方法的有效性，我们将控制变量改为增加了列车开行班次并形成简单虚拟耦合的形式进行运行。此时，相邻 2 列列车的出站和进站时间将被缩短，只需保证间隔 50 秒以上即可，QPSO 的优化结果如图 4-5 所示。当粒子群迭代到 180 次以上时，适应度完成收敛。乘客的体验度值为 1843.8，对比未优化的 3178.9，减少了 42.0%。但列车的增多将会导致运行成本增加，因此，在进行更大尺度的调度优化时，需要进一步考虑相关约束条件，并在优化目标中，对列车相关运行成本进行计算，包括行驶成本，维护清洁成本等。

此时，列车的虚拟耦合情况如表 4-6 所示，主要在车站 1 到车站 2、车站 3 到车站 4、车站 5 到车站 6 三个区间内增加了基于虚拟耦合的列车组。由于虚拟耦合的技术优势，所以三个运行区间的最小发车间隔可以从 120s 分别降低到 54s、70s 和 50s，极大提升了轨道交通的运力。列车的的时刻表如表 4-7 所示。

表 4-6 基于虚拟耦合列车时刻表

虚拟耦合运行区间	列车 1 进站时间 (s)	出站时间 (s)	耦合车组进站间隔 (s)
1-2	0	61.2681	54.4113
3-4	370.3621	428.2653	70.8598
5-6	733.7308	788.1479	50.7149

表 4-7 基于虚拟耦合的列车优化列车时刻表

车站序号	进站时间 (s)	停靠时间 (s)	出站时间 (s)	运行时间 (s)
1-2	0	61.2681	61.2681	123.7383
2-3	185.0064	60.1101	245.1165	125.2456
3-4	370.3621	57.9032	428.2653	118.5297
4-5	546.7950	65.7476	612.5426	121.1882
5-6	733.7308	54.4171	788.1479	124.6355
6-7	912.7834	52.2620	965.0454	108.8990
7	1073.9444	50.7149	1124.6593	

为了进一步验证本报告所提出的区域-短时间尺度 QPSO 优化算法，本报告设计了包含 7 区间的上下行列车的仿真。其中，上行设计车辆为 5 列，主要控制变量为列车的站间运行时间与停靠时间；下行设计车辆为 3 列，主要控制变量为虚拟耦合车组，最终列车优化运行图如图 4-5 所示。

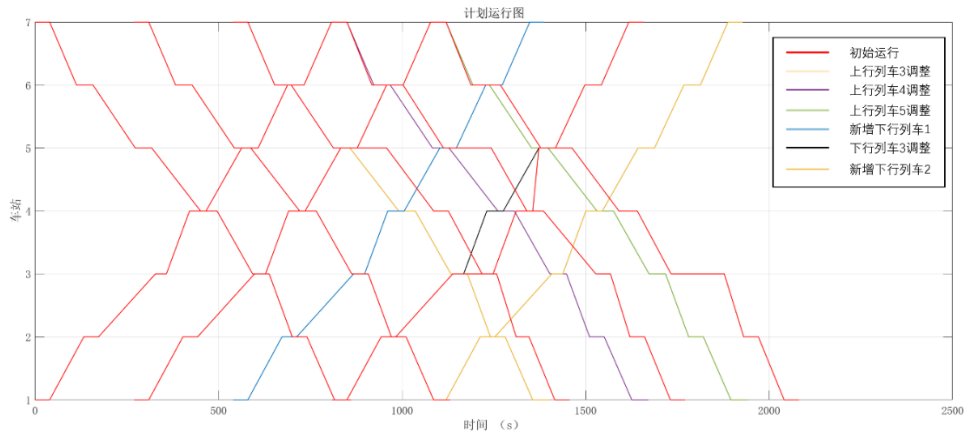


图 4-5 列车优化运行图

4.6 本章小结

本章针对传统轨道交通调度优化往往将乘客总平均等待时间当做优化目标而忽略了少量乘客群体的乘车体验的问题，提出了基于多时间尺度、多维度、多层级列车时刻表调度优化方案。该方案基于乘客的平均等待时间、能量消耗和等待成本在数字孪生行为模型的维度上设计了新的乘客体验模型。为了进一步提高优化算法的求解精度，解决 PSO 容易陷入局部最优的问题，本章提出了量子进化的粒子群改进优化算法，通过量子的更新迭代实现了对全局最优的高效求解。最后针对多层级、多维度的短时间尺度的列车调度情景，本报告搭建了相关仿真环境对所提方法进行验证。验证结果表明，本报告所提优化方案可以有效改善乘客的乘车体验，提高轨道交通运行效率和服务质量。

本章仅对短时间尺度的轨道交通系统进行了简单的分析，在未来的研究工作中，将进一步搭建基于真实场景和客流信息的轨道交通仿真系统，考虑基于深度学习的客流高精度预测方法和基于强化学习的快速优化求解方法，实现对轨道交通系统的快速在线优化求解。

5 基于数字孪生的精密仪器测试系统建模与标定技术

针对以高精密航天仪表为代表的现代高精密工程而言，除了考虑物理模型和行为模型两个维度的建模、预测和决策优化外，往往还需要进行物理实体的实时监控过程和多层级模型间的耦合关系分析。要想基于数字孪生实现对现代复杂系统和精密工程的全面深度理解和高精度态势推演，需要进一步研究多维度、多层级的建模方法，包括了多层级模型的组装/集成方法，以及高保真的仿真分析与实时监控。以高精度惯性仪表的标定为例，目前面临的关键问题有三：1) 现有误差模型的不准确，特别是在考虑复杂的物理因素和多器件、多层级耦合时。2) 受限的测试和标定范围，不能完全模拟真实工作环境。3) 测试体系的碎片化，导致测试成本高和数据利用不充分。

5.1 前言

为解决以上问题，本报告提出了两大创新方向：首先，本报告将根据高精度惯性仪表、线振动台和精密离心机的工作原理，以及测试环境的干扰影响，进行统一的全误差分析，探究影响测试精度的主要误差源和误差传递的规律。基于数字孪生技术，构建一个高保真、多尺度、多维度、多层级的惯性仪表标定模型和误差模型。这将有助于全面、准确地理解仪表在复杂环境下的性能和误差特性。其次，将基于高精度的仿真与误差不确定度分析，设计一套完善先进的试验与标定方法，以实现对高精度惯性仪表的精准标定。通过这些措施，不仅能大幅提高惯性仪表的测试精度和可靠性，也将降低测试成本。

在进行建模与标定前，首先基于报告第一章的多层级分析，对高精密航天仪器的测试系统进行多层级的梳理分析，如图 5-1 所示。系统层级主要包括：

1. 仪器测试系统：在进行陀螺加速度计（Pendulous Integrating Gyro Accelerometer, PIGA）测试时，主要的设备包括了 PIGA、线振动台和离心机。其中，PIGA 设备的主要部件包括转子、表头和外壳等，线振动台的主要部件包括各类轴承、滑轨等运动机构以及基座和台面等，离心机的主要部件包括基座、主轴、转盘、转台和工装等。

2. 系统级误差：为了进一步提高 PIGA 的标定精度，本章除了建立仪器测试系统级模型外，还需要对测试过程中的误差进行全面分析，建立系统级误差模型。其中，设备级误差主要包括 PIGA 测量误差、线振动台误差和离心机误差。部件

级误差项主要包括脉冲误差、计时误差、谐波输出误差、位姿转动误差、静态半径误差、动态半径误差等。

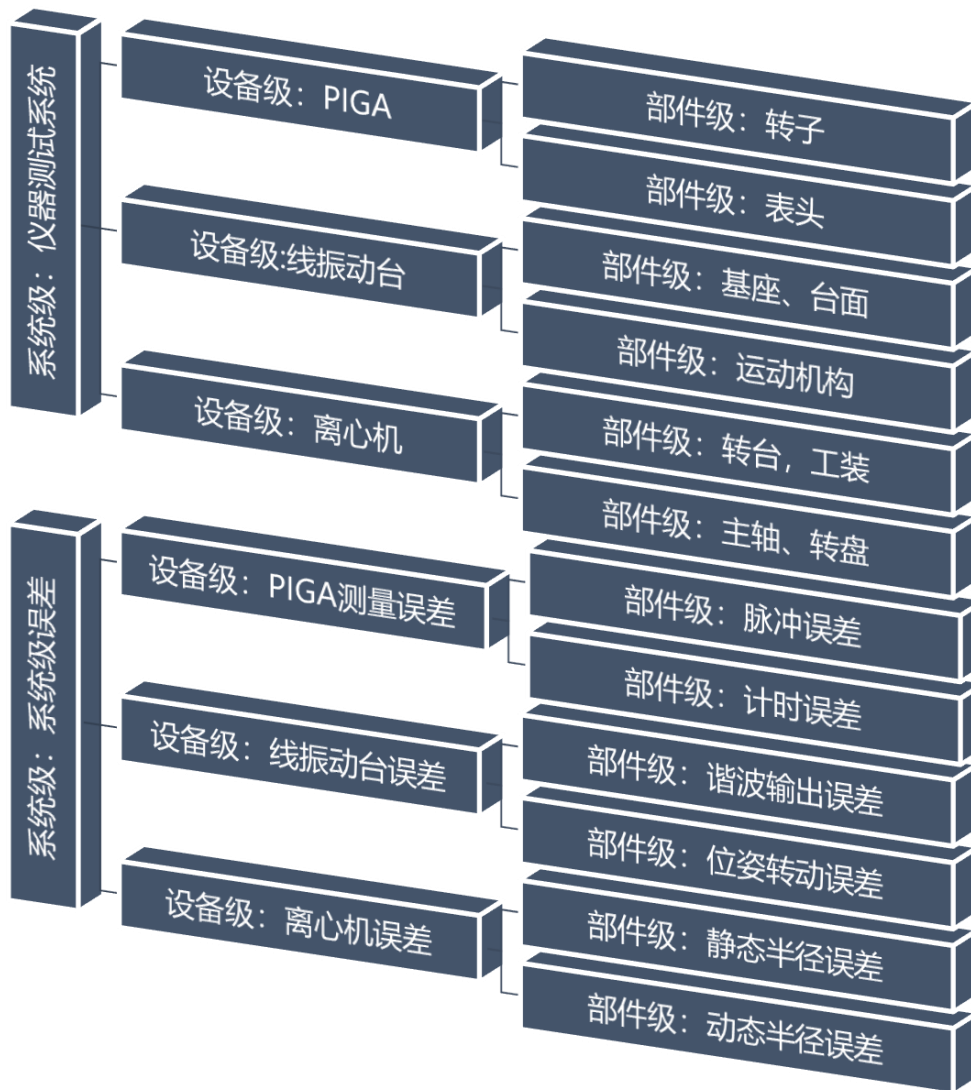


图 5-1 测试系统多层次架构图

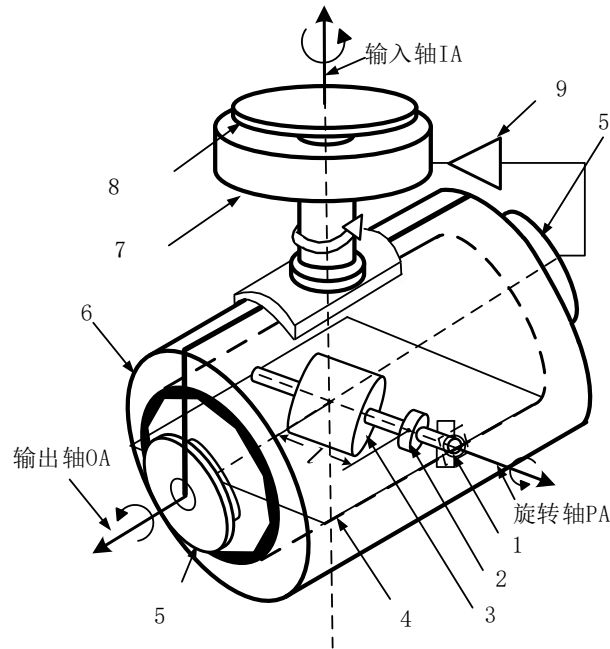
5.2 精密线振动台测试系统数字孪生建模

5.2.1 PIGA 的设备级行为模型搭建

PIGA 的基本结构如图 5-2 所示，主要由摆式液浮积分陀螺 PIG，动压马达，信号发生器，力矩电机和信号输出装置组成。

为了有效降低干扰力矩并提高陀螺的稳定性，在 PIG 的浮筒与外框架之间充满了高粘性浮液，其密度与浮筒平均密度相等。沿 PIG 旋转轴 PA 方向，距离陀螺转子质心 l 处安装有质量为 m 的偏心环。此时，如果沿 PIGA 输入轴 IA 方向存在加速度 a_{IA} 输入，沿输出轴 OA 方向作用有摆性力矩 mla_{IA} ，使陀螺具有摆性。

集成了信号发生器和温度传感器的输出装置分别安装在 PIG 输出轴的两侧，用于测量 PIG 沿输出轴 OA 方向的角速率与温度。



1.动压马达；2.偏心质量环；3.PIG 陀螺转子；4.液浮筒；5.信号发生器与温度传感器；6.PIG 外框架；7.力矩电机；8.输出信号器；9.放大器。

图 5-2 PIGA 结构示意图

PIGA 的工作原理如下：在理想情况下，当输入轴 IA 方向上存在加速度输入时，由于摆性力矩 $m l a_{IA}$ 的存在，PIG 会绕着输入轴方向进行进动，其进动角速度为 $\dot{\alpha}$ 。当陀螺的旋转角动量为 H 时，由 PIG 的进动会产生反作用力矩 $H\dot{\alpha}$ 。由于存在摩擦等干扰力矩，PIG 沿着输出轴 OA 产生一个小角度 β 的进动，因此，PIGA 的动力学行为模型为：

$$M_y \ddot{\beta} + C_m \dot{\beta} = m l a_{IA}(t) - H\dot{\alpha} \quad (5-1)$$

其中， M_y 为 PIG 内框架的转动惯量， C_m 为阻尼系数。根据公式 (5-1) 可知，只有当 β 保持为 0° 不变时，PIGA 才能准确测量载体的实际加速度，并在积分后得到载体的速度。因此，需要信号发生器将采集的陀螺进动信号经过放大器后传输至力矩电机上，通过负反馈产生平衡力矩用来抵消由于 OA 轴进动带来的干扰力矩。

当 $\dot{\beta}$ ， $\ddot{\beta} \approx 0$ 时，反作用力矩 $H\dot{\alpha}$ 与摆性力矩大小相等，方向相反：

$$H\dot{\alpha} = ml a_{IA} \quad (5-2)$$

由此可知 PIGA 的进动角速率与输入加速度成比例关系，通过采集输出信号中的进动角速率，即可准确求出 PIGA 沿输入轴 IA 方向的加速度大小。当初速度为 v_0 时，PIGA 在 t 时刻沿输入轴方向的线速度为：

$$v_{IA}(t) = v_0 + \frac{H}{ml} \int_0^t \dot{\alpha}(\tau) d\tau \quad (5-3)$$

通过分析 PIGA 的工作原理可知，与普通的摆式加速度计和振梁加速度计不同，PIGA 虽然可以提供较高的精度和较好的稳定性，但其结构相对复杂，除了敏感载体的加速度外还敏感载体的角速度。因此，不仅要分析 PIGA 的外部干扰力矩和角速度对 PIGA 输出精度的影响，还需考虑伺服力矩电机控制以及温度等多个干扰因素。

通过建立 PIGA 的转子、内框架与外框架的坐标系，推导了 PIG 的完整运动微分方程。通过对作用在内框架上的惯性力矩、不等弹性力矩、电机振动干扰力矩等进行充分的考虑，对完整误差模型中的各个误差项进行详细的数值计算、分析与整理，最终给出了一种包括零偏、与比力相关静态误差项、与角速度相关动态误差项和与比力和角速度均相关混合误差项在内的 PIGA 误差模型。

PIGA 的设备级误差模型可整理为：

$$\begin{aligned} \dot{\alpha} = & k_0 + k_x a_{0x} + k_y a_{0y} + k_z a_{0z} + k_{xx} a_{0x}^2 + k_{yy} a_{0y}^2 + k_{zz} a_{0z}^2 + k_{xy} a_{0x} a_{0y} \\ & + k_{xz} a_{0x} a_{0z} + k_{yz} a_{0y} a_{0z} - \omega_{0z} + \Omega_{xx} \omega_{0x}^2 + \Omega_{yy} \omega_{0y}^2 + \Omega_{zz} \omega_{0z}^2 + \Omega_{xy} \omega_{0x} \omega_{0y} \\ & + \Omega_{xz} \omega_{0x} \omega_{0z} + \Omega_{yz} \omega_{0y} \omega_{0z} + \dot{\Omega}_z \omega_{0z} + \delta_z a_{0z} \omega_{0z} + \delta_x a_{0z} \omega_{0x} + \delta_y a_{0z} \omega_{0y} + \varepsilon \end{aligned} \quad (5-4)$$

其中， k_x ， k_y ， k_z 为一次项系数； k_{xx} ， k_{yy} ， k_{xy} ， k_{xz} ， k_{yz} ， k_{zz} 为二次项系数； Ω_{xx} ， Ω_{yy} ， Ω_{xy} ， Ω_{zz} ， Ω_{xy} ， Ω_{xz} ， Ω_{yz} ， $\dot{\Omega}_z$ ，为与角速度相关误差项系数； δ_z ， δ_x ， δ_y 为耦合误差项系数； ε 为随机误差。

公式 (5-4) 即为最终可用于实际工程测试的 PIGA 部件级误差模型。其中 k_0 为 PIGA 的零位偏置（简称零偏）， ml/H 为 PIGA 标度因子的标称值， k_z 为 PIGA 的实际标度因子， k_{zz} 为 PIGA 的二次项误差，主要由 $\dot{\alpha}^2$ 引起。根据等式右边的误差项结构，又可以分为只与比力相关的静态误差模型，只与角速度相关的动态

误差模型和与比力和角速度均相关的混合误差模型。

5.2.2 线振动台部件级物理模型搭建

精密线振动台主要由提供垂直方向正弦线振动的台体，测位系统和控制柜等组成，如图 5-3 所示。实际上，精密线振动台的工作原理是将圆周运动分解为水平和竖直两个相互垂直方向的运动。

线振动台测试系统如图 5-3 所示，主要由线振动台、测位系统、计数计时系统、分度机构/工装和 PIGA 组成。理想情况下当线振动台的曲柄盘绕曲柄盘中心轴承以恒定的角速度 ω_v 旋转时，曲柄盘端部轴承将在水平导轨的约束下进行水平方向的运动，而工作台将在竖直导轨的约束下进行竖直方向的运动。

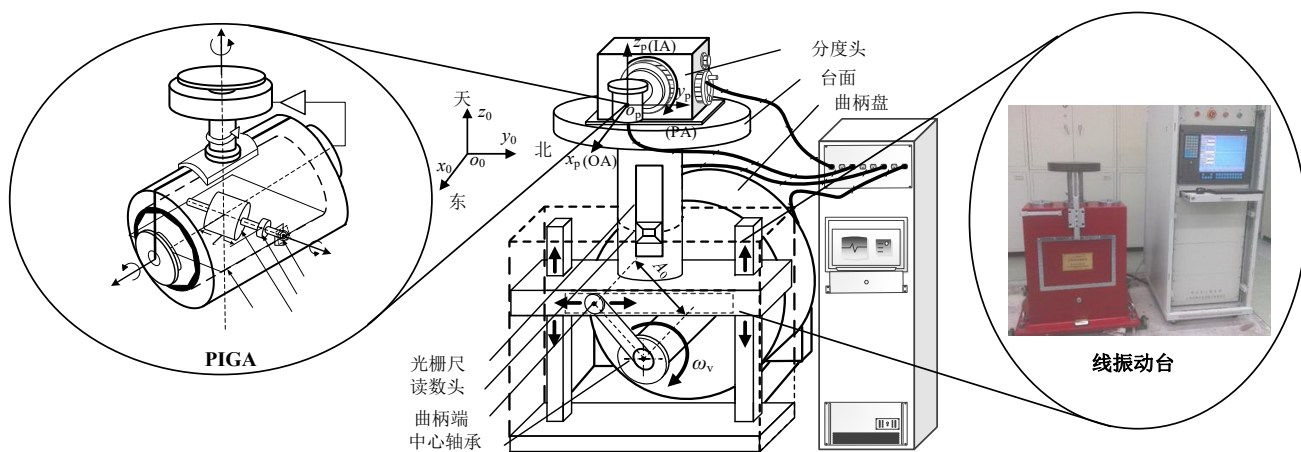


图 5-3 线振动台测试系统结构示意图

根据线振动台的工作原理，可以建立相应的齐次变换矩阵来分析和搭建精密线振动台的部件级物理模型：

1. 地理坐标系 $O_{d0}-x_{d0}y_{d0}z_{d0}$

如图 5-3 所示，采用东北天坐标系，即 $O_{d0}x_{d0}$ 水平指东， $O_{d0}y_{d0}$ 水平指北， $O_{d0}z_{d0}$ 与重力加速度方向平行指向天向。

2. 线振动台基座模型，坐标系 $O_{v1}-x_{v1}y_{v1}z_{v1}$

线振动台基座坐标系原点 O_{v1} 为曲柄盘中心轴承所在位置，主要误差源为在 $O_{v1}x_{v1}$ 和 $O_{v1}y_{v1}$ 方向上的二维垂直度误差 $\Delta\theta_{xv0}$ 和 $\Delta\theta_{yv0}$ ， $O_{v1}-x_{v1}y_{v1}z_{v1}$ 相对 $O_{d0}-x_{d0}y_{d0}z_{d0}$ 的位姿矩阵为：

$$\mathbf{T}_{v1}^{d0} = \text{Rot}(x_{d0}, \Delta\theta_{xv0}) \text{Rot}(y_{d0}, \Delta\theta_{yv0}) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{v1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{其中, } \mathbf{A}_{v1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \Delta\theta_{yv0} \\ 0 & 1 & -\Delta\theta_{xv0} \\ -\Delta\theta_{yv0} & \Delta\theta_{xv0} & 1 \end{bmatrix}。$$

3. 线振动台曲柄盘模型, 工作坐标系 $o_{v2}-x_{v2}y_{v2}z_{v2}$

该坐标系原点 o_{v2} 与 o_{v1} 相同, 曲柄盘的旋转轴 $o_{v1}x_{v1}$ 的正方向指向东, 以角速度 ω_v 绕轴负方向旋转时间 t 得到的, 则 $o_{v2}-x_{v2}y_{v2}z_{v2}$ 相对 $o_{v1}-x_{v1}y_{v1}z_{v1}$ 的位姿矩阵为:

$$\mathbf{T}_{v2}^{v1} = \text{Rot}(x_{v1}, -\omega_v t) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{v2} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{其中, } \mathbf{A}_{v2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\omega_v t & \sin\omega_v t \\ 0 & -\sin\omega_v t & \cos\omega_v t \end{bmatrix}。$$

4. 线振动台曲柄盘端部模型, 坐标系 $o_{v3}-x_{v3}y_{v3}z_{v3}$

理想情况下是由瞬时基准坐标系沿 $o_{v2}y_{v2}$ 轴移动与曲柄盘半径相等的位移 A_0 (A_0 的标称值为 0.03m), 并在端部轴承的约束作用下绕轴 $o_{v2}x_{v2}$ 方向旋转 $\omega_v t$ 角得到。则 $o_{v3}-x_{v3}y_{v3}z_{v3}$ 相对 $o_{v2}-x_{v2}y_{v2}z_{v2}$ 的位姿矩阵为:

$$\mathbf{T}_{v2}^{v1} = \text{Trans}(0, A_0, 0) \text{Rot}(x_{v2}, \omega_v t) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{v3} & \mathbf{D}_{v3} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{其中, } \mathbf{A}_{v3} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\omega_v t & -\sin\omega_v t \\ 0 & \sin\omega_v t & \cos\omega_v t \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_{v3} = [0 \quad A_0 \quad 0]^T。$$

5. 线振动台曲柄盘端部实际工作模型, 坐标系 $o_{v4}-x_{v4}y_{v4}z_{v4}$

在实际工作过程中, 由于振动台的轴承、滑块等并非理想约束。在三个轴方向存在寄生转动 $\Delta\alpha_x(t)$ 、 $\Delta\alpha_y(t)$ 、 $\Delta\alpha_z(t)$ 和寄生移动 $\Delta x(t)$ 、 $\Delta y(t)$ 、 $\Delta z(t)$ 。寄生转动可分解为傅里叶级数表示:

$$\begin{cases} \Delta\alpha_x(t) = a_{vx0} + \sum_{j=1}^{\infty} (a_{xsj} \sin j\omega_v t + a_{xcj} \cos j\omega_v t) \\ \Delta\alpha_y(t) = a_{vy0} + \sum_{j=1}^{\infty} (a_{ysj} \sin j\omega_v t + a_{ycj} \cos j\omega_v t) \\ \Delta\alpha_z(t) = \sum_{j=1}^{\infty} (a_{zsj} \sin j\omega_v t + a_{zcyj} \cos j\omega_v t) \end{cases} \quad (5-5)$$

其中，常量 a_{vx0} 和 a_{vy0} 为工作台相对运动导轨的垂直度误差。

同理，寄生移动可表示为：

$$\begin{cases} \Delta x(t) = \sum_{j=1}^{\infty} (X_{sj} \sin j\omega_v t + X_{cj} \cos j\omega_v t) \\ \Delta y(t) = \sum_{j=1}^{\infty} (Y_{sj} \sin j\omega_v t + Y_{cj} \cos j\omega_v t) \\ \Delta z(t) = \sum_{j=1}^{\infty} (Z_{sj} \sin j\omega_v t + Z_{cj} \cos j\omega_v t) \end{cases} \quad (5-6)$$

则 $o_{v4}-x_{v4}y_{v4}z_{v4}$ 相对 $o_{v3}-x_{v3}y_{v3}z_{v3}$ 的位姿矩阵为：

$$\begin{aligned} T_{v4}^{v3} &= \text{Trans}(\Delta x(t), \Delta y(t), \Delta z(t)) \text{Rot}(x_{v3}, \Delta\alpha_x(t)) \text{Rot}(y_{v3}, \Delta\alpha_y(t)) \text{Rot}(z_{v3}, \Delta\alpha_z(t)) \\ &= \begin{bmatrix} A_{v4} & D_{v4} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\text{其中, } A_{v4} = \begin{bmatrix} 1 & -\Delta\alpha_z(t) & \Delta\alpha_y(t) \\ \Delta\alpha_z(t) & 1 & -\Delta\alpha_x(t) \\ -\Delta\alpha_y(t) & \Delta\alpha_x(t) & 1 \end{bmatrix},$$

$$D_{v4} = [\Delta x(t) \quad \Delta y(t) \quad \Delta z(t)]^T。$$

6. 线振动台竖直运动主轴模型，坐标系 $o_{v5}-x_{v5}y_{v5}z_{v5}$

在理想情况下，线振动台的竖直运动主轴的原点 o_{v5} 是由 o_{v4} 沿 $o_{v4}y_{v4}$ 轴的负方向移动位移 $-A_0 \cos \omega_v t$ 形成的。 $o_{v5}-x_{v5}y_{v5}z_{v5}$ 相对 $o_{v4}-x_{v4}y_{v4}z_{v4}$ 的位姿矩阵为：

$$T_{v5}^{v4} = \text{Trans}(0, -A_0 \cos \omega_v t, 0) = \begin{bmatrix} I_{3 \times 3} & D_{v5} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix}$$

其中, $I_{3 \times 3}$ 为单位矩阵, $D_5 = [0 \quad -A_0 \cos \omega_v t \quad 0]^T$ 。

7. 线振动台台面模型, 坐标系 $o_{v6}-x_{v6}y_{v6}z_{v6}$

该坐标系是原点 o_{v6} 沿 o_{v5} 点的竖直方向位移 H 形成的坐标系。则 $o_{v6}-x_{v6}y_{v6}z_{v6}$ 相对 $o_{v5}-x_{v5}y_{v5}z_{v5}$ 的位姿矩阵为:

$$T_{v6}^{v5} = \text{Trans}(0,0,H) = \begin{bmatrix} I_{3 \times 3} & D_{v6} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix}$$

其中, $D_{v6} = [0 \quad 0 \quad H]^T$ 。

8. 线振动台分度机构/工装模型, 坐标系 $o_{v7}-x_{v7}y_{v7}z_{v7}$

分度机构安装在工作台上时, 理想情况下坐标系原点与线振动台台面间的距离 l_v , 分度机构的初始位姿回转轴线 $o_{v7}x_{v7}$ 指向东, $o_{v7}y_{v7}$ 轴水平指北, $o_{v7}z_{v7}$ 垂直指天。由于线振动台提供的标称比力输入垂直于工作台面, 因此当分度机构的旋转角度标称值为 θ_{vi} ($i=0,1,\dots,n-1$) 时, 主要误差仅为姿态误差, 安装位移误差则可以忽略考虑, 这也是线性振动台的优点之一。主要姿态误差包括分度机构的安装姿态误差 $\Delta\theta_{xv1}$ 、 $\Delta\theta_{yv1}$ 和 $\Delta\theta_{zv1}$, 分度机构初始零位误差 $\Delta\theta_{v0}$ 和角位置定位误差 $\Delta\theta_{vi}$ (分度机构旋转的实际角度为 $\theta'_{vi} = \Delta\theta_{v0} + \theta_{vi} + \Delta\theta_{vi}$)。则 $o_{v7}-x_{v7}y_{v7}z_{v7}$ 相对 $o_{v6}-x_{v6}y_{v6}z_{v6}$ 的位姿矩阵为:

$$T_{v7}^{v6} = \text{Trans}(0,0,l_v) \text{Rot}(x_{v6}, \Delta\theta_{xv1}) \text{Rot}(y_{v6}, \Delta\theta_{yv1}) \text{Rot}(z_{v6}, \Delta\theta_{zv1}) = \begin{bmatrix} A_{v7} & D_{v7} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{其中, } A_{v7} = \begin{bmatrix} 1 & -\Delta\theta_{zv1} & \Delta\theta_{yv1} \\ \Delta\theta_{zv1} & 1 & -\Delta\theta_{xv1} \\ -\Delta\theta_{yv1} & \Delta\theta_{xv1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\theta'_{vi} & -\sin\theta'_{vi} \\ 0 & \sin\theta'_{vi} & \cos\theta'_{vi} \end{bmatrix}, D_{v7} = [0 \quad 0 \quad l_v]^T。$$

9. PIGA 在线振动台上敏感中心模型, 坐标系 $o_{v8}-x_{v8}y_{v8}z_{v8}$

当 PIGA 安装台分度机构/工装上时, 初理想情况下始位姿如图 5-3 所示, OA 轴水平指东, PA 轴水平指北, IA 轴竖直指天。主要误差为安装姿态误差 $\Delta\theta_{xv2}$ 、 $\Delta\theta_{yv2}$ 和 $\Delta\theta_{zv2}$ 和角位置定位误差。则 $o_{v8}-x_{v8}y_{v8}z_{v8}$ 相对 $o_{v7}-x_{v7}y_{v7}z_{v7}$ 的位姿矩阵为:

$$\mathbf{T}_{v8}^{v7} = \text{Rot}(x_{v7}, \Delta\theta_{xv2}) \text{Rot}(y_{v7}, \Delta\theta_{yv2}) \text{Rot}(z_{v7}, \Delta\theta_{zv2}) \text{Rot}(x_{v7}, \theta_{vi}') = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{v8} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{其中, } \mathbf{A}_{v8} = \begin{bmatrix} 1 & -\Delta\theta_{zv2} & \Delta\theta_{yv2} \\ \Delta\theta_{zv2} & 1 & -\Delta\theta_{xv2} \\ -\Delta\theta_{yv2} & \Delta\theta_{xv2} & 1 \end{bmatrix} \circ$$

5.2.3 线振动台设备级行为模型搭建

首先, 根据建立的坐标系与位姿矩阵, 可以推导出精密线振动台台面相对基座坐标系的位姿变化矩阵:

$$\mathbf{T}_{v2}^{v1} \mathbf{T}_{v3}^{v2} \mathbf{T}_{v4}^{v3} \mathbf{T}_{v5}^{v4} \mathbf{T}_{v6}^{v5} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{v2} \mathbf{A}_{v3} \mathbf{A}_{v4} & \mathbf{D}_v \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \quad (5-7)$$

$$\text{其中, } \mathbf{D}_v = \mathbf{A}_{v2} \mathbf{A}_{v3} \mathbf{A}_{v4} (\mathbf{D}_{v6} + \mathbf{D}_{v5}) + \mathbf{A}_{v2} \mathbf{A}_{v3} \mathbf{D}_{v4} + \mathbf{A}_{v2} \mathbf{D}_{v3} \circ$$

对 (5-7) 中 \mathbf{D}_v 求二阶导数: $\frac{d^2 \mathbf{D}_v}{dt^2} = [d_o \quad d_p \quad d_i]^T$, 得到线振动台设备级的

输出比力模型:

$$d_o = \frac{d^2 \Delta\alpha_z(t)}{dt^2} A_0 \cos \omega_v t - 2 \frac{d\Delta\alpha_z(t)}{dt} A_0 \omega_v \sin \omega_v t - \Delta\alpha_z(t) \omega_v^2 A_0 \cos \omega_v t + \frac{d^2 \Delta\alpha_y(t)}{dt^2} H + \frac{d^2 \Delta x(t)}{dt^2} \quad (5-8)$$

$$d_p = \frac{d^2 \Delta y(t)}{dt^2} - \frac{d^2 \Delta\alpha_x(t)}{dt^2} H \quad (5-9)$$

$$d_i = A_0 \omega_v^2 \sin \omega_v t + \frac{d^2 \Delta z(t)}{dt^2} - \frac{d^2 \Delta\alpha_x(t)}{dt^2} A_0 \cos \omega_v t + 2 \frac{d\Delta\alpha_x(t)}{dt} \omega A_0 \sin \omega_v t + \Delta\alpha_x(t) A_0 \omega_v^2 \cos \omega_v t \quad (5-10)$$

根据模型 (5-10) 可知, PIGA 在进行线振动台测试时, 面临着众多误差项的干扰。

5.2.4 PIGA 测试系统级行为模型搭建

根据已经搭建的线振动台设备级行为模型, 可以进一步推导出 PIGA 测试系

统的精确比力与角速度输入系统级行为模型。首先，PIGA 测试系统的系统级输入模型主要由三部分组成：精密线振动台输出比力和角速度，哥氏加速度，重力加速度分量和地球自转角速度：

$$\begin{bmatrix} a_o \\ a_p \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{vx} \\ a_{vy} \\ a_{vz} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_{cx} \\ a_{cy} \\ a_{cz} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_{gx} \\ a_{gy} \\ a_{gz} \end{bmatrix} \quad (5-11)$$

公式 (5-11) 中线振动台加速度分量可写为：

$$\begin{bmatrix} a_{vx} & a_{vy} & a_{vz} \end{bmatrix}^T = \left(A_{v2} A_{v3} A_{v4} A_{v7} A_p \right)^T \frac{d^2 D_v}{dt^2} \quad (5-12)$$

公式 (5-11) 中哥氏加速度分量可写为：

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} a_{cx} & a_{cy} & a_{cz} \end{bmatrix}^T \\ &= 2 \begin{bmatrix} 0 & \omega_{ie} \cos \lambda & \omega_{ie} \sin \lambda \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} 0 & 0 & -A_0 \omega_v \cos \omega_v t \end{bmatrix}^T \\ &= \begin{bmatrix} -2A_0 \omega_{ie} \omega_v \cos \lambda \cos \omega_v t & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (5-13)$$

其中， ω_{ie} 为地球自转角速度， λ 是 PIGA 所在纬度。

公式 (5-11) 中地球重力加速度分量可写为：

$$\begin{bmatrix} a_{gx} & a_{gy} & a_{gz} \end{bmatrix}^T = \left(A_{v1} A_{v2} A_{v3} A_{v4} A_{v7} A_p \right)^T \begin{bmatrix} 0 & 0 & g \end{bmatrix}^T \quad (5-14)$$

PIGA 在输入轴的系统级比力输入模型可以精确推导出：

$$\begin{aligned} a_l = & g \cos \theta_{vi} - (\Delta \theta_{xv0} + \Delta \theta_{vx} + a_{vx0}) g \sin \theta_{vi} + \frac{1}{2} a_{xs1} A_0 \omega_v^2 \sin \theta_{vi} - a_{xs1} g \sin \theta_{vi} \sin \omega_v t \\ & - a_{xc1} g \sin \theta_{vi} \cos \omega_v t - a_{xs2} g \sin \theta_{vi} \sin 2\omega_v t - a_{xc2} g \sin \theta_{vi} \cos 2\omega_v t \\ & + \left(\left(a_{x0} A_0 + \frac{1}{2} a_{xc2} A_0 - Z_{c1} \right) \cos \theta_{vi} + \left(Y_{c1} - a_{xc1} H + \frac{1}{2} a_{xs2} A_0 \right) \sin \theta_{vi} \right) \omega_v^2 \cos \omega_v t \\ & + \left(\left(A_0 + \frac{1}{2} a_{xs2} A_0 - Z_{s1} \right) \cos \theta_{vi} + \left(Y_{s1} - a_{xs1} H - \left(\Delta \theta_{vi} + \Delta \theta_{vx} + a_{x0} - \frac{1}{2} a_{xc2} \right) A_0 \right) \sin \theta_{vi} \right) \omega_v^2 \sin \omega_v t \quad (5-15) \\ & + \left((2a_{xs1} - 4Z_{s2}) \cos \theta_{vi} + \left(4Y_{s2} - 4a_{xs2} H - \frac{1}{2} a_{xc1} \right) \sin \theta_{vi} \right) A_0 \omega_v^2 \sin 2\omega_v t \\ & + \left((2a_{xc1} - 4Z_{c2}) \cos \theta_{vi} + \left(4(Y_{c2} - a_{xc2} H) + \frac{1}{2} a_{xs1} \right) \sin \theta_{vi} \right) A_0 \omega_v^2 \cos 2\omega_v t \\ & + \left(\frac{9}{2} a_{xs2} \cos \theta_{vi} - \frac{1}{2} a_{xc2} \sin \theta_{vi} \right) A_0 \omega_v^2 \sin 3\omega_v t + \left(\frac{9}{2} a_{xc2} \cos \theta_{vi} + \frac{1}{2} a_{xs2} \sin \theta_{vi} \right) A_0 \omega_v^2 \cos 3\omega_v t \end{aligned}$$

其中 $\Delta\theta_{yy}=\Delta\theta_{yv1}+\Delta\theta_{yv2}$, $\Delta\theta_{yx}=\Delta\theta_{xv0}+\Delta\theta_{xv1}+\Delta\theta_{xv2}$ 。

由于线振动台存在着寄生转动 $\Delta\alpha_x(t)$ 和寄生移动 $\Delta z(t)$,在垂直于工作台面方向提供的竖直方向加速度并不是单纯的一次正弦形式,其中存在着一次余弦和其他高阶谐波的误差干扰。此外,在平行于台面的两个正交方向上,还存在着横向加速度。根据以上的分析可知,采用传统的误差标定方法,往往将误差项进行简化和相对简单的补偿。并不能实时的进行在线补偿,因此 PIGA 的标定精度无法得到充分有效的提高。

5.2.5 微秒尺度 PIGA 标定模型搭建

根据线振动台的工作原理和输出可知,PIGA 误差模型中与角速度有关的误差项在精密线振动台上测试时均不能够被有效激励。这也是精密线振动台的优点之一,即提供的角速度输入量较小将提高 PIGA 主要非线性误差项的标定精度。PIGA 在线振动台上的误差模型可以写为:

$$\dot{\alpha}=k_0+k_z a_1+k_{zz} a_1^2+k_3 a_1^3+k_x a_0^2+k_y a_p^2+k_{og} a_1|a_1|-\omega_1+\varepsilon \quad (5-16)$$

当线振动频率小于 20Hz 时,误差模型中 $k_x a_0^2$ 通常小于 10^{-8} rad/s。因此,这一项误差可以在线振动台测试时忽略。当 PIGA 的输出脉冲数量为 P_A (PIGA 进动整周的脉冲数是 16384),分度头的角位置为 θ_{vi} ($i=0,1,2,\dots$),线振动台曲柄盘的角速度为 ω_{vj} ($j=0,1,2,\dots$),PIGA 的测试时间为 $T_m(i,j)$ 时,PIGA 的多层级标定建模为:

$$\begin{aligned} \bar{\alpha}(i,j) &= \frac{2\pi P_A}{16384 T_m(i,j)} = \frac{1}{T_m(i,j)} \int_0^{T_m(i,j)} \dot{\alpha} dt \\ &= k_0 + k_z \cos \theta_{vi} - k_z \Delta \theta_{vi} \sin \theta_{vi} - \omega_{ie} \sin \lambda \cos \theta_{vi} + \omega_{ie} \cos \lambda \sin \theta_{vi} \\ &\quad - k_z (\Delta \theta_{xv0} + \Delta \theta_{vx} + a_{vx0}) \sin \theta_{vi} + \frac{1}{2} a_{xs1} (k_z - k_{zz} \cos \theta_{vi}) A_0 \omega_{vj}^2 / g \sin \theta_{vi} \\ &\quad + k_{og} \cos \theta_{vi} |\cos \theta_{vi}| + k_{zz} \cos^2 \theta_{vi} + \frac{1}{2} \left(1 + a_{xs2} - \frac{2Z_{s1}}{A_0} \right) k_{zz} A_0^2 \omega_{vj}^4 / g^2 \cos^2 \theta_{vi} \\ &\quad + \frac{1}{2} \left(1 + a_{xs2} - \frac{2Z_{s1}}{A_0} \right) k_y A_0^2 \omega_{vj}^4 / g^2 \sin^2 \theta_{vi} + k_y \sin^2 \theta_{vi} + k_3 \cos^3 \theta_{vi} \\ &\quad + \frac{3}{2} k_3 A_0^2 \omega_{vj}^4 / g^2 \cos^3 \theta_{vi} + \frac{1}{2} (k_{zz} - k_y) \Delta \varphi A_0^2 \omega_{vj}^4 / g^2 \cos \theta_{vi} \sin \theta_{vi} + \varepsilon \end{aligned} \quad (5-17)$$

其中, $\Delta \varphi = 2(Y_{s1} - a_{xs1} H) / A_0 + 2\Delta \theta_{vx} + 2a_{vx0} - a_{xc2}$ 。

当 PIGA 输入轴向上直接垂直安装在线振动台上时, PIGA 的标称输入比力为: $a_{iA} = A \sin \omega_v t + g$, 其中, $A = A_0 \omega_v^2$ 。设 PIGA 的进动整周时间为 T_m , 线振动台的振动周期数为 N_p , 则线振动台振动整周的时间为 $T_N = 2\pi N_p / \omega_v$ 。PIGA 的标称输入比力随测试时间变化的关系如图 5-4 所示。

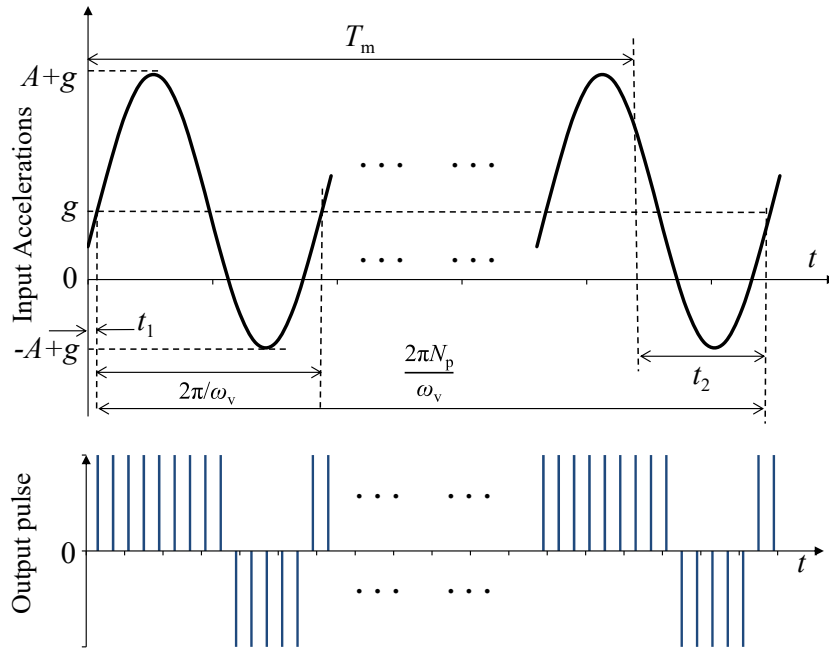


图 5-4 线振动台进动整周测试示意图

图 5-4 中, t_1 为线振动台第一次过零位的时间, $t_2 = t_1 + 2\pi N_p / \omega_v - T_m$ 。PIGA 在精密线振动台上进行进动整周测试时, 需要充分考虑 $0 \sim t_1$ 和 $T_m \sim T_N$ 这两段时间产生的误差干扰。此时不仅要求线振动台的测位系统能够进行精准同步的测量, 同时也要求高精度的计时器与 PIGA 输出装置和线振动台测试系统准确同步链接, 为 PIGA 的测试提供准确的线振动台工作时间和 PIGA 的进动周期时间等。因此图 5-3 中的计时系统需要采用高精度的计时器, 其 CPU 时钟频率为 2.9GHz, 周期约为 340ps, 计时分辨率为 50ns, 精度可以达到 10^{-7} s, 达到微秒级。

当 PIGA 采用进动整周测试时, 平均进动角速度为:

$$\bar{\alpha}(0, j) = \frac{1}{T_{m(0, j)}} \left(\int_0^{t_{1(0, j)}} \dot{\alpha}(0, j) dt + \int_{t_1}^{t_1 + \frac{2\pi N_{p(0, j)}}{\omega_{vj}}} \dot{\alpha}(0, j) dt - \int_{T_{m(0, j)}}^{T_{m(0, j)} + t_{2(0, j)}} \dot{\alpha}(0, j) dt \right) \quad (5-18)$$

根据公式 (5-18), 可以进一步计算得到 PIGA 的多层级误差标定模型:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T_{m(i,j)}} \int_0^{T_{m(i,j)}} \dot{\alpha}(i,j) dt - \frac{1}{T_{m(i,j)}} \int_0^{T_{m(i,j)}} \dot{\alpha}(i,0) dt \\ & = L_1(i,j)k_z + L_2(i,j)k_{zz} + L_3(i,j)k_y + L_4(i,j)k_3 \end{aligned} \quad (5-19)$$

其中,

$$\begin{aligned} L_1(i,j) &= \left(\frac{1}{2} a_{xsl} \sin \theta_{vi} + \frac{1}{\omega_{vj} T_{m(i,j)}} (\cos \omega_{vj} t_{2(i,j)} - \cos \omega_{vj} t_{1(i,j)}) \right) A_j / g, \\ L_2(i,j) &= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2Z_{s1}}{A_0} \right) A_j^2 / g^2 \cos^2 \theta_{vi} + \frac{2A_j \cos \theta_{vi}}{\omega_{vj} T_{m(i,j)}} (\cos \omega_{vj} t_{1(i,j)} - \cos \omega_{vj} t_{2(i,j)}) \\ & \quad + \frac{A_j^2 / g^2 \cos^2 \theta_{vi}}{4\omega_{vj} T_{m(i,j)}} (-\sin 2\omega_{vj} t_{1(i,j)} + \sin 2\omega_{vj} t_{2(i,j)}) , \\ L_3(i,j) &= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2Z_{s1}}{A_0} \right) A_j^2 / g^2 \sin^2 \theta_{vi} + \frac{2A_j \sin \theta_{vi}}{\omega_{vj} T_{m(i,j)}} (\cos \omega_{vj} t_{1(i,j)} - \cos \omega_{vj} t_{2(i,j)}) \\ & \quad + \frac{A_j^2 / g^2 \sin^2 \theta_{vi}}{4\omega_{vj} T_{m(i,j)}} (-\sin 2\omega_{vj} t_{1(i,j)} + \sin 2\omega_{vj} t_{2(i,j)}) , \\ L_4(i,j) &= \frac{3}{2} A_j^2 / g \cos^2 \theta_{vi} + \frac{3A_j^2 / g \cos^2 \theta_{vi}}{4\omega_{vj} T_{m(i,j)}} (\sin 2\omega_{vj} t_{2(i,j)} - \sin 2\omega_{vj} t_{1(i,j)}) \\ & \quad + \frac{(12gA_j \cos \theta_{vi} + 3A_j^3 / g^3 \cos^3 \theta_{vi})}{4\omega_{vj} T_{m(i,j)}} (\cos \omega_{vj} t_{1(i,j)} - \cos \omega_{vj} t_{2(i,j)}) \quad \circ \\ & \quad + \frac{A_j^3 / g^3 \cos^3 \theta_{vi}}{12\omega_{vj} T_{m(i,j)}} (\cos 3\omega_{vj} t_{2(i,j)} - \cos 3\omega_{vj} t_{1(i,j)}) \end{aligned}$$

5.2.6 测试误差分析与建模

根据 PIGA 标定模型可知, PIGA 三个基准轴获得的实际比力输入中存在着众多误差项的干扰。其中最主要的误差为安装姿态误差、寄生转动、寄生移动和分度机构的角位置定位误差。此外频率误差也将影响 PIGA 的测试精度。当线振动台的振动幅值为 10g 时, 各误差项所产生的比力误差幅值如表 5-1 所示。

表 5-1 精密线振动台的比力误差分析

误差项	误差值	比力误差幅值 (g)
基座水平误差 $\Delta\theta_{xv0}, \Delta\theta_{yv0}$	5"	2.5×10^{-5}
水平寄生转动误差 $\Delta\alpha_x(t), \Delta\alpha_y(t)$	2"	1×10^{-4}
垂直寄生转动误差 $\Delta\alpha_z(t)$	5"	2.5×10^{-4}

寄生移动误差 $\Delta x(t)$, $\Delta y(t)$, $\Delta z(t)$	5 μm	1.67×10^{-3}
频率误差 Δf_v	5×10^{-6}	5.4×10^{-6}
分度机构定位误差 $\Delta\theta_{xv1}$, $\Delta\theta_{yv1}$, $\Delta\theta_{zv1}$	5"	2.5×10^{-4}
安装姿态误差 $\Delta\theta_{xv2}$, $\Delta\theta_{yv2}$, $\Delta\theta_{zv2}$	5"	2.5×10^{-4}

可以看出垂直寄生转动, 寄生移动, 分度机构/工装定位误差和安装姿态误差, 其对输入比力幅值的影响都超过了 $2.5 \times 10^{-4}g$ 。寄生转动和寄生移动不仅将引起线振动台的振动幅值误差, 还会带来高阶谐波比力输入干扰使振动波形失真, 是 PIGA 在精密线振动台上测试的主要误差源。因此, 在进行 PIGA 测试时, 需要进一步对相关误差项进行建模。

1. 部件级寄生移动行为模型搭建

由于运动控制系统和机械台体的其他误差, 同样会导致线振动台出现波形失真现象, 其工作台的实际工作位移中同样含有高阶谐波成分, 线振动台的波形失真与寄生移动公式 (5-6) 中的 $\Delta z(t)$ 形式类似, 也可以理解为一种竖直方向上的寄生移动。其误差模型可以表示为:

$$D_z(t) = A_s + (Z_{s1} + A_0) \sin(\omega_v t + \gamma_0) + Z_{c1} \cos(\omega_v t + \gamma_0) + \sum_{j=2}^{\infty} (Z_{sj} \sin(j\omega_v t + \gamma_0) + Z_{cj} \cos(j\omega_v t + \gamma_0)) \quad (5-20)$$

2. 部件级频率稳定性行为模型搭建

频率稳定性是影响 PIGA 测试精度的另一项主要因素, 在测试时需要对线振动台的频率稳定性进行在线的评估和计算。当频率 f 测试次数为 e 次时, 频率稳定性的公式一般可写为:

$$\sigma_f / f = \frac{1}{3\bar{f}} \sqrt{\sum_{e=1}^{10} (f_e - \bar{f})^2} \quad (5-21)$$

其中, \bar{f} 为频率测量平均值, f_e 为频率测量值。

根据 PIGA 的平均进动角速度输出, 可以对频率误差对 PIGA 测试的影响进行如下建模:

$$\begin{aligned}\Delta\bar{\alpha}_i &= f_i \int_0^{10/f_i} \left(4\pi^2 k_z A_0 (f_i + 3\sigma_f)^2 \sin 2\pi (f_i + 3\sigma_f) t \right) dt / 10 \\ &= A_0 2\pi f_i (f_i + 3\sigma_f) \left(\left(\cos 20\pi \left((f_i + 3\sigma_f) / f_i \right) - 1 \right) \right) k_z / 10\end{aligned}\quad (5-22)$$

3. 部件级寄生角速度行为模型搭建

由于 PIGA 不仅敏感比力输入，还敏感角速度输入，因此寄生角速度将会对 PIGA 的标定产生较大影响，需要对寄生转动误差进行建模与分析。参考寄生转动误差的测量方法，根据公式 (5-6) 可以对寄生角速度进行进一步的建模分析：

$$\begin{cases} a_{xs1} = \frac{2}{12} \sum_{i=0}^{11} \left[\phi_x \left(\frac{2\pi i}{12} \right) \sin \frac{2\pi i}{12} \right] \\ a_{xc1} = \frac{2}{12} \sum_{i=0}^{11} \left[\phi_x \left(\frac{2\pi i}{12} \right) \cos \frac{2\pi i}{12} \right] \end{cases}\quad (5-23)$$

4. 部件级横向加速度行为模型搭建

横向加速度是影响 PIGA 测试精度的另一项主要误差，因此在进行线振动台测试时，需要时刻监控横向加速度对 PIGA 的影响。当线振动台台面出现横向的位移 $\Delta x(t)$ 时，线振动台的横向加速度为：

$$a_{O-\max} = 4\pi^2 f^2 \Delta x(t) \quad (5-24)$$

5.3 线振动台测试数字孪生系统

5.3.1 数字孪生平台简介

本报告所采用的数字孪生平台为上海优也的 iDOS 数字孪生应用设计平台，是一种无代码可视化工具，可以通过拖放方式制作网页应用 (Web APP)，快速查询、统计、分析和可视化展示 iDOS 平台上的数据。平台提供了一个统一的、规范化的数字孪生体框架。该框架能够在数字空间中对物理实体进行映射，包括部件、设备、系统和产品等各种物理实体。同时，该框架提供了一个规范化的数据模型，用于描述这些物理实体的编码、类型、产能、限制条件、规格型号、配置、关系、实时状态、历史数据、生命周期事件及维护记录等各种数据信息，还包括与该物理实体相关的各种模型和数据流的定义。iDOS 平台主界面如图所示，主要包含：API 文档，告警中心，工作流引擎，应用设计台，报表设计器，控制中心，数孪设计台，数据完整性监控，服务管理工作台，测试数据模拟和边缘管理

工作台组成。



图 5-5 优也 iDOS 平台主界面

数字孪生体的主要构建步骤为：

1. 配置 Thingswise iDOS 平台项目的 Git 仓库。
2. 进入数字孪体设计台的数字孪模型界面中，选择相关模板来创建数字孪模型和整体框架，然后进行数字孪生模型之间从属关系的建立，如图 5-6 所示。

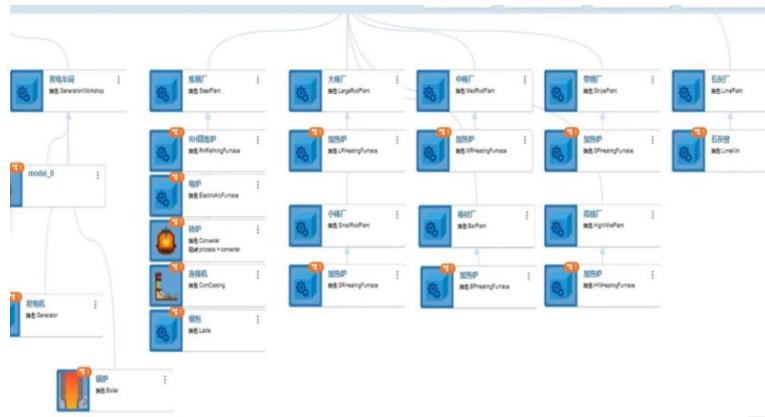


图 5-6 优也 iDOS 数字孪生模型搭建界面

3. 进入数据字典页面，为数字孪生模型定义数域、数据类别、维度、层级、模型标签以及班次时间表。
4. 根据创建的数域，对数字孪生的各个子模型进行配置，并进行数字孪生模型的实例化操作。
5. 完成数字孪生模型构建后，进入部署状态页面，进行数字孪生体的编译和部署，然后在项目管理台中进行同步处理，等待同步完成。

6. 模拟数据模/边缘数采网关数据接入：使用平台提供的测试数据模拟组件发送模拟数据，也可以使用边缘服务管理工作台配置网关的实时采集数据。

7. 数据监控：当模拟数据或边缘采集数据成功发送到平台的数字孪生模型后，可以使用控制中心组件查看输入数据流和指标。

8. 数据可视化应用：当数字孪生模型产生数据流后，可以使用应用设计台快速创建和发布数据可视化应用，如图 5-7 所示。

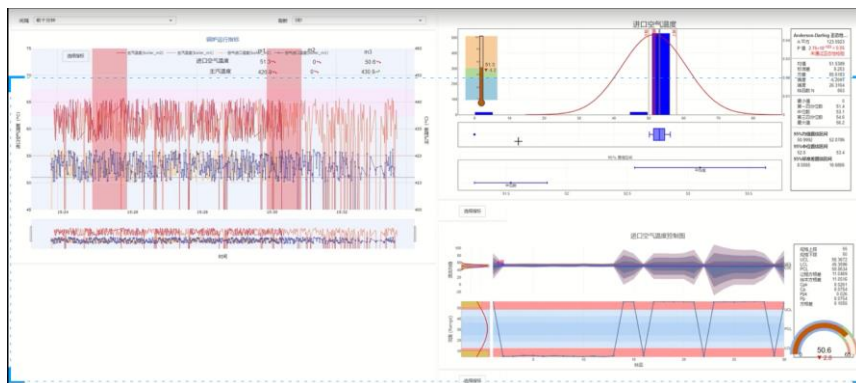


图 5-7 优也 iDOS 平台化应用设计界面

5.3.2 多时间尺度线振动台误差测量系统

为了对误差进行测量，我们进行了一系列实验，包括寄生平移误差实验、频率稳定性实验、寄生旋转误差实验和横向加速度实验，如图 5-8 所示。

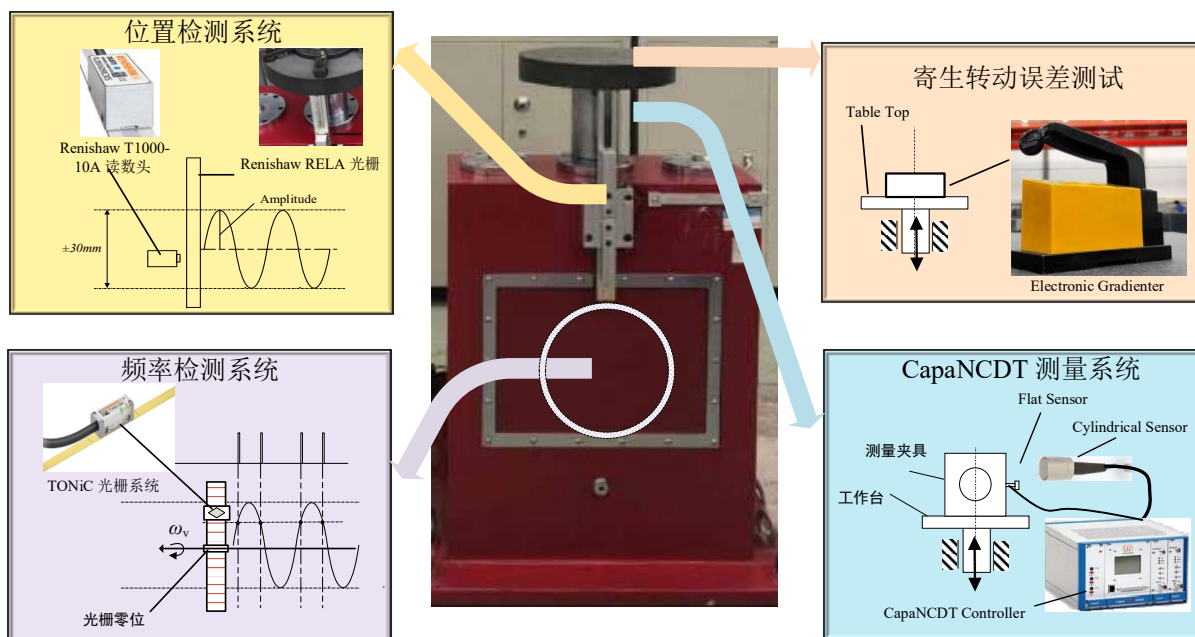


图 5-8 误差测试系统示意图

这些实验分别使用了位置检测系统、频率检测系统、电子水平仪和 CapaNCNDT (capacitive Non-Contact Displacement Transducer) 测量系统。线振动台、各测量系统和 PIGA 的详细参数如表 5-2 所示。

表 5-2 精密线振动台测试系统参数

名称	参数	指标	名称	参数	指标
线振动台	工作台尺寸	Φ300mm	位置检测系统	精度	< ±1 μm
	负载尺寸	200mm×200mm ×220mm		分辨率	< 2 nm
	有效负载	10 Kg	频率检测系统	精度	< ±1 μm
	振动频率	0.1Hz-10Hz		低信号输出抖动	<±0.5 nm RMS
	频率稳定性	<5.0×10 ⁻⁴		细分误差	<±30 nm
	振动幅值	±30mm		分辨率	< 2 nm
	加速度幅值	0.1 G-10 G	水平仪	精度	< 0.01 ″
	波形失真	<1.7×10 ⁻³	CapaNCDT	量程	1mm
	横向加速度	<0.1g		分辨率	0.75nm (static, 2Hz) 20nm (dynamic, 8.5kHz)
	磁场强度	<0.5 Gs		线性度	±0.05 FSO
PIGA					
参数	指标	参数	指标	参数	指标
同步精度	<100 μs	量程	≥10 ⁻⁶ g - 20 g	输出脉冲	16384
计时精度	<100 μs	角位置精度	<1.5′	脉冲计数误差	<±2

1. 毫秒尺度寄生移动误差测试

本报告所采用的检测系统为 Renishaw 的光栅位置检测系统，主要包括光栅读数头和直线式光栅，具体参数性能如表 5-2 所示。首先，需要考虑由采样延迟引起的误差，以最高频率 10Hz 为例，可以计算由于采样延迟导致的最大振幅的测量误差：

$$\Delta A_{\max} = A_0 \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) - A_0 \sin\left(\frac{\pi}{2} + 2\pi \times \frac{10}{5000}\right) = 2.37 \times 10^{-6} \text{ m} \quad (5-25)$$

根据计算结果可知，寄生移动的量级在 10⁻⁶ 以上，因此将会对 PIGA 的输入

比力精度产生较大影响，需要进行实时的补偿和修正。对于不同的线振动频率，相应的参数计算结果如表 5-3 所示。与表 5-3 中的寄生移动误差项系数相比， ΔA_{\max} 的值接近二阶谐波项系数 Z_{s1} 。根据误差模型 (5-20) 可知，由采样延迟引起的输出误差的最大值均小于 $7 \times 10^{-8} \text{rad/s}$ 。通常情况下，PIGA 的输出不确定性约为 $1 \times 10^{-7} \text{rad/s}$ ，因此，由采样延迟引起的测量误差不能影响 PIGA 高阶误差系数的校准。

根据寄生移动误差的测试结果可知， Z_{s1} 的值随振动频率的增加而增加，范围在 $-88 \mu\text{m}$ 到 $83 \mu\text{m}$ 之间。因此，当振动频率为 10Hz 时，由 Z_{s1} 引起的误差加速度可能高于 $1.80 \times 10^{-6} g$ 。根据测量结果，可以通过线性拟合出 Z_{s1} 的值：

$$Z_{s1}(j) = -0.1299 + 0.0032\omega_{vj} \quad (5-26)$$

因此，在进行 PIGA 的标定测试时，需要对竖直方向的寄生移动误差进行补偿，再能保证测试的精度。

表 5-3 精密线振动台寄生移动测试

频率 (Hz)	Z_{s1} (mm)	ΔA_{\max} (mm)	Z_{s2} (mm)	Z_{c2} (mm)
1	-0.0886	2.37×10^{-5}	0.0024	-0.0042
3	-0.0774	0.0002	0.0004	-0.0207
5	-0.0548	0.0006	-0.0030	0.0043
7	-0.0048	0.0012	-0.0019	-0.0141
9	0.0504	0.0019	-0.0014	0.0475
10	0.0834	0.0024	0.0021	-0.0024

2. 毫秒尺度频率稳定性测试

在测量系统中，我们采用了 TONiC 光栅系统。TONiC 为新一代超紧凑型线性光栅，用于高动态的线性运动系统，具备更高的准确性。TONiC 光栅系统由增量式光栅尺、读取头和光栅接口电路板组成，如图 5-8 所示。为了测量频率稳定性，线性振动台应在 0.1 Hz 至 10 Hz 的标称频率下进行振动。当振动稳定后，连续记录测量频率 f_e 超过 10 个周期 ($e=1,2,3,\dots,10$)。如表 5-4 所示， $\Delta \bar{\alpha}_i$ 的最大幅值为 $3.4 \times 10^{-11} \text{rad/s}$ 。这表明线性振动台的频率稳定性可以满足校准 PIGA 的测试精度要求。因此，在进行 PIGA 测试时，我们只需对线振动台的频率稳定性进行实时监测即可，当频率稳定性出现较大变动时，需要进一步考虑测试数据的可信度。

表 5-4 精密线振动台频率稳定性测试

参数	0.1Hz	1Hz	2Hz	3Hz	4Hz	5Hz	6Hz	7Hz	8Hz	9Hz	10Hz
\bar{f}	0.1000013	1.0000005	1.999999	3.000001	4.000003	4.9999973	6.000004	6.9999978	8.0000013	8.9999971	10.000040
Δf_v (Hz)	-1.3×10^{-6}	-5.0×10^{-7}	1.0×10^{-7}	-1.0×10^{-7}	-3.0×10^{-6}	2.7×10^{-6}	-4.0×10^{-6}	2.2×10^{-6}	-1.3×10^{-6}	2.9×10^{-6}	4.0×10^{-6}
σ/f	1.8×10^{-5}	3.5×10^{-6}	4.0×10^{-6}	6.0×10^{-6}	5.5×10^{-6}	7.4×10^{-6}	9.0×10^{-6}	7.5×10^{-6}	1.0×10^{-5}	9.6×10^{-6}	1.8×10^{-5}
$\Delta \bar{\alpha}_z$ (rad/s)	-3.4×10^{-11}	-2.4×10^{-14}	-1.8×10^{-14}	-4.0×10^{-14}	-2.3×10^{-14}	-3.9×10^{-14}	-6.6×10^{-14}	-3.4×10^{-14}	-7.2×10^{-14}	-5.5×10^{-14}	-3.1×10^{-13}

3. 静态寄生转动误差测试

根据前文建立的寄生转动误差模型(5-23)，寄生转动误差项 a_{xs1} 同样会影响 PIGA 的标定精度。因此，应通过使用电子水平仪(位置的等效精度小于 $0.01''$ ，等效分辨率为 $0.005''$)来估算寄生旋转误差的大小。当曲柄盘的角位置为 0° 、 60° 、 120° 、 180° 、 240° 或 300° 时，沿三个轴线 ϕ_x ， ϕ_y 和 ϕ_z 的水平仪的指示输出显示如表 5-5 中所示。

表 5-5 精密线振动台寄生转动误差测试

角位置	ϕ_x (")	ϕ_y (")	ϕ_z (")
0°	15.7	0.15	10.08
60°	16.6	-1.725	10.09
120°	16.725	-1.20	9.74
180°	17.8	0.90	10.45
240°	16.925	1.50	10.03
300°	15.725	0.75	10.23

同样，通过傅里叶变换也可以计算出谐波项 $\Delta a_y(t)$ 和 $\Delta a_z(t)$ 。计算结果如下： $a_{xs1} = -0.92''$ ， $a_{xc1} = 0.19''$ ， $a_{ys1} = -0.46''$ ， $a_{yc1} = -1.49''$ ， $a_{zs1} = 0.16''$ ， $a_{zc1} = 0.16''$ 。根据前文对谐波误差的分析可知，由寄生转动误差引起的线振动台输出比力误差分别为： $5 \times 10^{-5}g$ ， $7.5 \times 10^{-5}g$ ， $7.5 \times 10^{-5}g$ ，均大于 $10 \times 10^{-5}g$ 。因此，在进行 PIGA 测试时，需要时刻关注 $\Delta a_y(t)$ 和 $\Delta a_z(t)$ 的数值大小，当它们对应的输出比力误差在 10^{-5} 量级时，对 PIGA 非线性项的标定影响可以被忽略，当数值较大时，需要考虑补偿。

4. 毫秒尺度横向加速度测试

本报告所采用的测试系统如图 5-8 所示，主要通过电容测微仪进行检测。当线振动台的振动频率为 1Hz，测试系统采样频率为 5000Hz，采样时间为 15s。

根据线振动台的运动原理和动力学分析可知，在进行 PIGA 测试时线振动台会因为机器共振而产生横向加速度，当横向加速度较大时，会严重影响 PIGA 的标定精度，因此必须对横向加速度进行分析和监控。本报告中主要采用

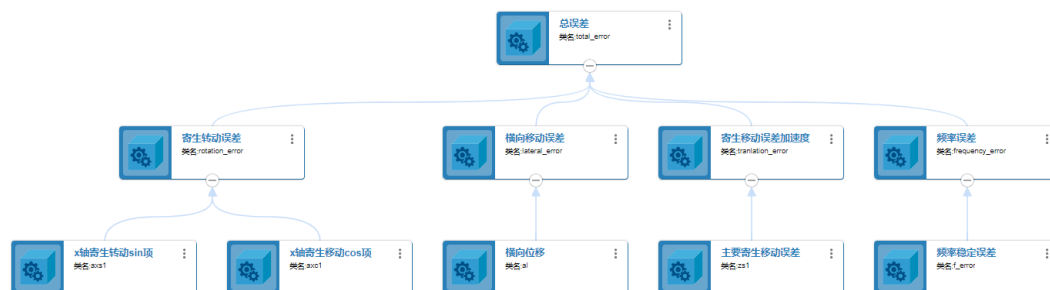
CapaNCDT 系统进行线振动台台面横向位移的实时检测和监控。当线振动台的频率为 10 Hz 时，台面的横向位移 $\Delta x(t)$ 可以通过测量装置进行检测。通过测试可知， $\Delta x(t)$ 的最大位移小于 0.006mm。因此，线振动台的横向加速度最大值 $a_{O-\max}$ 将会小于 $2.4 \times 10^{-3}g$ 。当 k_x 等于 $1 \times 10^{-5} \text{rad/s/g}^2$ 时，根据 PIGA 的误差公式可以简单计算出，由横向加速度产生的最大平均进动角速度误差 $\bar{\alpha}_{la} = 0.5k_x a_{O-\max}^2$ 将小于 $5.8 \times 10^{-11} \text{rad/s}$ 。显然，横向加速度产生的误差将不会对 PIGA 的标定精度产生影响。因此，只要横向加速度小于 $2.4 \times 10^{-3}g$ ，我们可以不对相关误差项进行补偿。

5.3.3 数字孪生系统搭建与验证

为了更好的对 PIGA 在线振动台上测试的相应误差进行实时在线的监控，本报告基于对 PIGA 多层次标定模型的分析，在 iDOS 数字孪生平台上设计了 PIGA 标定过程中线振动台的两层级误差项数字孪生模型，即部件级误差，如横向移动误差；线振动台设备输出误差。

通过数字孪生模型可以快速对误差项进行仿真分析和实时监控，通过进行快速高效的补偿可以进一步提高 PIGA 的误差标定精度。具体数字孪生系统搭建步骤如下：

1. 如图 5-9 所示，基于前文误差分析和测量结果，建立寄生转动误差、横向移动误差、寄生移动误差和频率误差数字孪生模型。通过模型实现对 PIGA 测试过程中主要部件级误差（寄生转动、横向位移、寄生移动和频率稳定性）的实时监控和计算，通过集成四类部件级误差模型，搭建测试系统输出比力误差的数字孪生体。



2. 在数字孪生系统的数字字典中，对所用的状态数据和属性数据进行定义和整理，如图 5-10 所示。在数字孪生系统中，可以根据相应需求设定多时间尺度

数据的聚合粒度，如图 5-11 所示。

指标编码	名称	类型	计算参数	原始数据粒度
1 : zs1	寄生移动1阶sin项	REAL	<input type="checkbox"/>	None
2 : zs2	寄生移动2阶sin项	REAL	<input type="checkbox"/>	None
3 : zc2	寄生移动2阶cos项	REAL	<input type="checkbox"/>	None
4 : f_error	频率稳定性	REAL	<input type="checkbox"/>	None
5 : axs1	x寄生转动1阶sin项	REAL	<input type="checkbox"/>	None
6 : axc1	x寄生转动1阶cos项	REAL	<input type="checkbox"/>	None
7 : ays1	y寄生转动1阶sin项	REAL	<input type="checkbox"/>	None
8 : ayc1	y寄生转动1阶cos项	REAL	<input type="checkbox"/>	None
9 : azs1	z寄生转动1阶sin项	REAL	<input type="checkbox"/>	None
10 : azc1	z寄生转动1阶cos项	REAL	<input type="checkbox"/>	None
11 : al	横向位移	REAL	<input type="checkbox"/>	None
12 : total_acceleration_error	总误差	REAL	<input type="checkbox"/>	None
13 : rotation_error	寄生转动误差加速度	REAL	<input type="checkbox"/>	None
14 : tranlation_error	寄生移动误差加速度	REAL	<input type="checkbox"/>	None
15 : frequency_error	频率误差加速度	REAL	<input type="checkbox"/>	None
16 : lateral_error	横向加速度误差	REAL	<input type="checkbox"/>	None

图 5-10 误差数字孪生数据字典

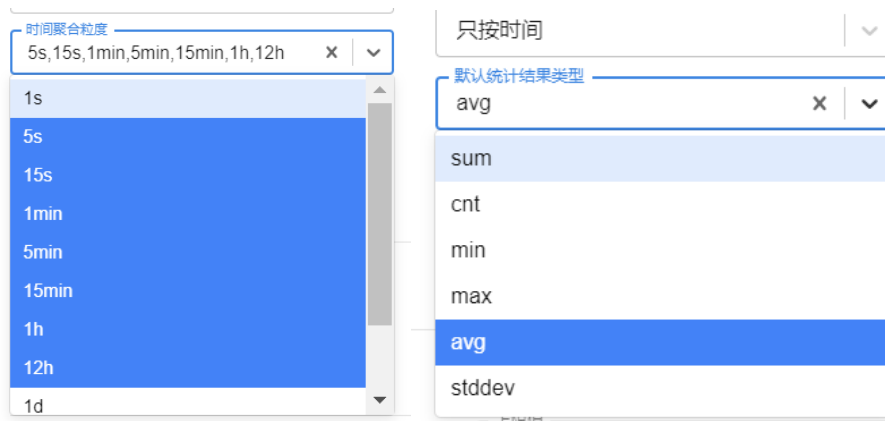


图 5-11 多尺度数据聚合

3. 在完成数字孪生模型的搭建后，在数字孪生系统内进行验证和部署。部署成功后，基于表 5-2 中的相应测量系统和传感器的指标，搭建测试模拟数据，模拟真实环境测试时的相关测量数据，如图 5-12 所示。






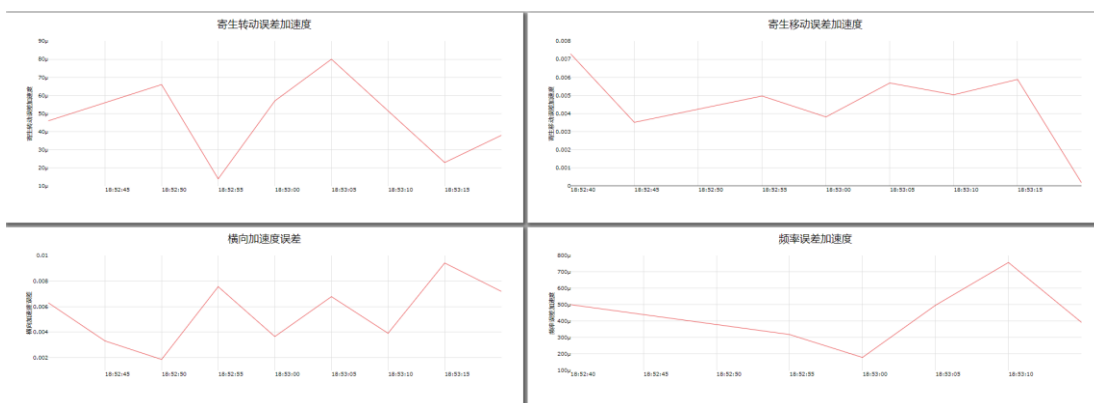
指标	标签	解析率	函数	0	1
Operation.frequency_error	频率误差加速度	5s	avg	 2023-10-13 18:54:20.000+0800 0.000237	2023-10-13 18:54:25.000+0800 0.000495
Operation.frequency_error	频率误差加速度	15s	avg	 2023-10-13 18:52:30.000+0800 0.000598	2023-10-13 18:52:45.000+0800 0.000319
Operation.frequency_error	频率误差加速度	1min	avg	 2023-10-13 18:52:00.000+0800 0.000491	2023-10-13 18:53:00.000+0800 0.000621
Operation.frequency_error	频率误差加速度	5min	avg	 2023-10-13 18:45:00.000+0800 0.000471	2023-10-13 18:45:00.000+0800 0.000504
Operation.frequency_error	频率误差加速度	15min	avg	 2023-10-13 18:30:00.000+0800 0.000471	

图 5-12 相关测试数据模拟监控



a) 数字孪生系统监控界面第一页



b) 数字孪生系统监控界面第二页

图 5-13 部件级误差监控数字孪生系统

4. 在数字孪生应用设计台中，设计相关的应用，可以实现对主要误差项和产生的误差加速度情况进行在线实时的监控和高精度的仿真模拟，如图 5-13 所示。基于 iDOS 系统，可以实现精密线振动台误差相关参数和关键性能的实时监控。

通过对相关误差数字孪生模型的集成，可以搭建两层级（设备级误差和部件级误差）。实现对线振动台输出比力误差的在线实时的监控和高精度的仿真模拟，如图 5-14 所示。基于公式（5-10）我们可以进一步搭建线振动台的加速度输出数字孪生系统。基于傅里叶变换和线振动台的多层级模型可知，影响线振动台的加速度输出精度的主要误差项为高阶谐波项。因此，我们可以通过集成之前建立的线振动台测试相应误差的数字孪生体，搭建线振动台输出加速度的多层级数字孪

生体。主要子模型集包括线振动台相应误差项、一次谐波项、二次谐波项和三次谐波项，可以实现对线振动台输出的实时监控和仿真分析，如图 5-14 所示。

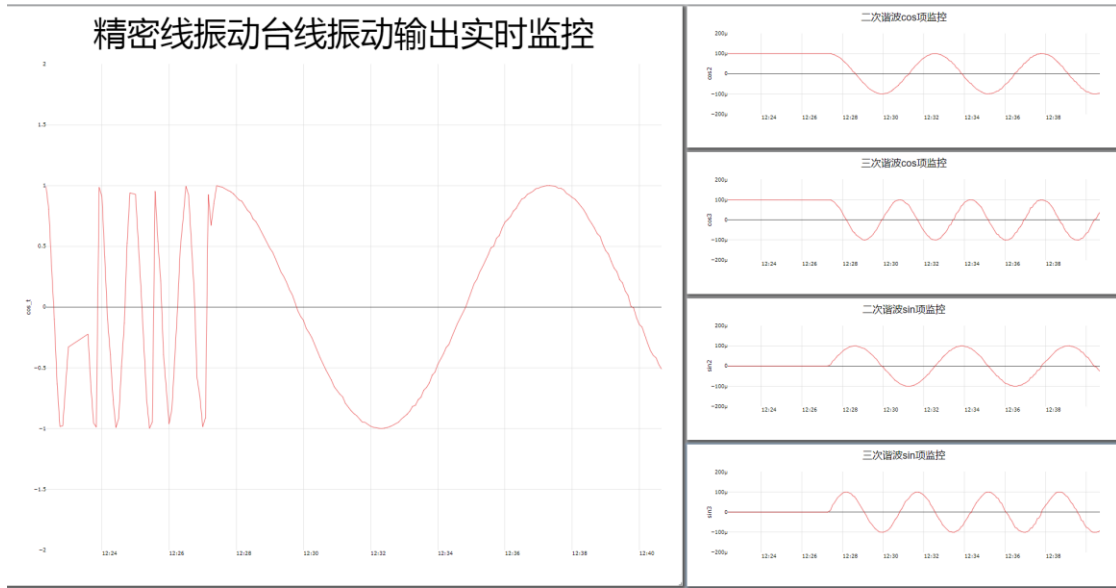


图 5-14 线振动台系统输出数字孪生系统

通过搭建线振动台测试过程中的相应数字孪生体，我们可以实现对主要误差项的实时监控，对于监控结果可以进行高效直观的量化分析。实现对 PIGA 标定测试的全流程监控，并进一步实现对测试方案和补偿方法的决策支撑。最终实现对 PIGA 主要误差项系数的高精度标定。

5.4 PIGA 在线振动台上的优化标定与仿真

5.4.1 PIGA 标定方案优化

根据 PIGA 的误差标定模型，可以通过最小二乘法对相关的误差系数进行辨识：

$$\hat{\mathbf{K}} = (\mathbf{L}^T \mathbf{L})^{-1} \mathbf{L}^T \mathbf{Y} \quad (5-27)$$

其中，

$$\hat{\mathbf{K}} = [\hat{k}_z \quad \hat{k}_{zz} \quad \hat{k}_y \quad \hat{k}_3]^T,$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_1(0, j) & L_2(0, j) & L_3(0, j) & L_4(0, j) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_1(n, j) & L_2(n, j) & L_3(n, j) & L_4(n, j) \end{bmatrix},$$

$$Y = \begin{bmatrix} \bar{\alpha}(0, j) - \bar{\alpha}(0, 0) \\ \vdots \\ \bar{\alpha}(n, j) - \bar{\alpha}(n, 0) \end{bmatrix}。$$

残差矩阵 e 和标准差 σ 可以通过如下公式进行计算：

$$\begin{cases} e = Y - L\hat{K} \\ \sigma = \sqrt{e^T e / (n - 4)} \end{cases} \quad (5-28)$$

当信息矩阵为 $Q = L^T L$ 时，PIGA 相应误差项的标定不确定度为：

$$\begin{aligned} & \left[\sigma(\hat{k}_z) \quad \sigma(\hat{k}_{zz}) \quad \sigma(\hat{k}_y) \quad \sigma(\hat{k}_3) \right]^T \\ & = \left[\sqrt{d_{11}} \quad \sqrt{d_{22}} \quad \sqrt{d_{33}} \quad \sqrt{d_{44}} \right]^T \sigma \end{aligned} \quad (5-29)$$

其中， d_{11} ， d_{22} ， d_{33} 和 d_{44} 是矩阵 Q^{-1} 的主对角线元素。

PIGA 在线振动台上的完整标定方案如图 5-15 所示，主要分为三个步骤：标定测试计划与准备阶段，PIGA 测试阶段和参数辨识阶段。

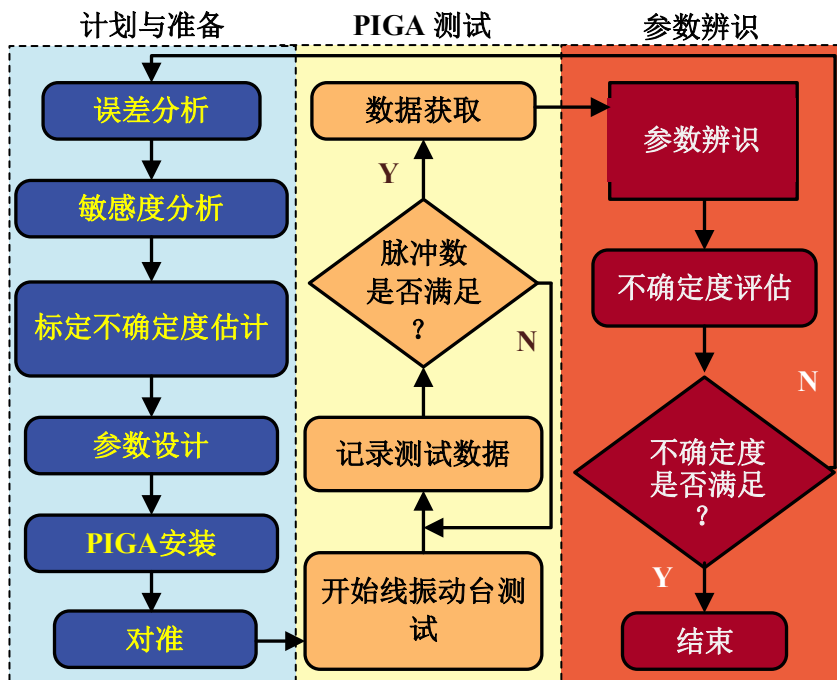


图 5-15 线振动台进动整周测试示意图

1. 计划与准备

首先，根据误差模型，对相关误差进行评估和分析，确定在测试过程中影响 PIGA 测试精度的各个误差因素的影响。

然后，进行敏感度分析。目前针对惯性仪表最常用的试验最优设计准则是 D-最优准则。基于 D-最优准则的优化设计实际上就是研究信息矩阵的优化问题。当 PIGA 误差标定模型已给定时，要想准确地利用最小二乘法辨识出误差模型系数，首先应该保证信息矩阵的秩大于待辨识参数的数量且为满秩矩阵，即矩阵可逆，矩阵行列式的值 $\det(\mathbf{Q}) \neq 0$ 。其次应考虑如何设计信息矩阵的结构，使 $\det(\mathbf{Q})$ 的值相对较大。

根据公式(5-29)可知， $\det(\mathbf{Q})$ 越大，误差系数的标定不确定度越小。当 PIGA 在线振动台上的试验点数为 n ，分度头的旋转的角位置为 θ_i ($i=1,2,\dots,n$) 时。 $\det(\mathbf{Q})$ 的大小与测试点数之间的曲线关系如图 5-16 所示。随着测试点数的增多， $\det(\mathbf{Q})$ 呈现指数的增长趋势。因此通过增加测试点数可以有效地提高 PIGA 在分度头上的标定精度。

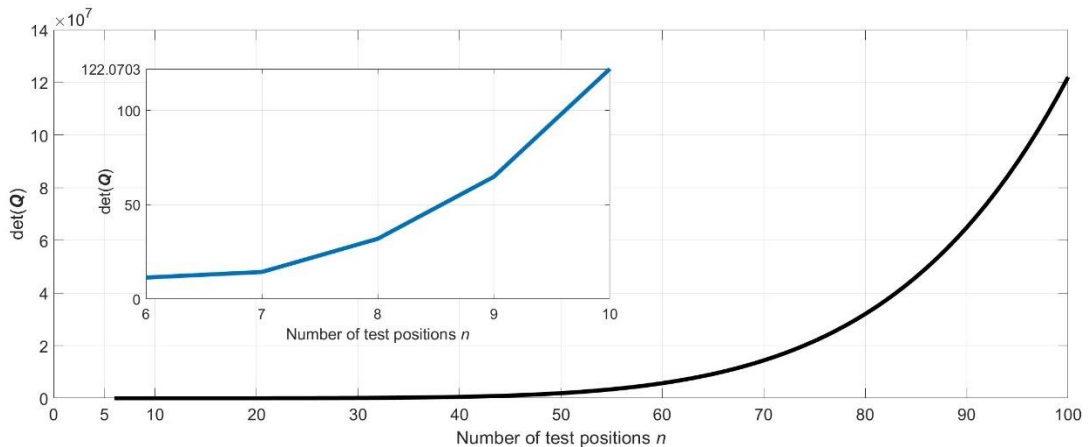


图 5-16 $\det(\mathbf{Q})$ 与测试点数的关系

但是， $\det(\mathbf{Q})$ 的增大势必会延长 PIGA 的试验时间，降低试验效率。因此在设计试验方案时，还必须充分考虑试验成本。在惯性仪表的性能参数中，通常用灵敏度来衡量惯性仪表对输入的敏感程度。因此，本章将构造一个相对灵敏度函数，来描述 $\det(\mathbf{Q})$ 值增量对测试点数增量 ΔN 的敏感程度：

$$RES(n) = \frac{\det(\mathbf{Q}(n)) - \det(\mathbf{Q}(n-1))}{\det(\mathbf{Q}(n)) \cdot \Delta N} \quad (5-30)$$

其中， $\Delta N = n - (n-1) = 1$ 。

$RES(n)$ 的大小与测试点数之间的曲线关系如图 5-16 所示。测试点数小于 9 时，

相对灵敏度 RES 的值随着测试点数的增加急剧增长, 在测试点数为 9 时达到最大值。但当测试点数超过 10 时, $RES(n)$ 的值开始呈现下降趋势。当超过 40 个测试点时曲线逐渐平缓, 由图 5-17 可知, 此时 $\det(\mathbf{Q})$ 的值已经相对较大, 增加测试点数对 $\det(\mathbf{Q})$ 值的敏感程度越来越低。说明当测试点数较多时, 增加测试点数虽然可以提升 PIGA 的误差模型系数的标定精度, 但随之增加的测试成本也越来越高。因此, 在选取测试点数构造信息矩阵时, 不能一味地增加测试点数, 还需要综合考虑误差标定精度和测试成本要求。

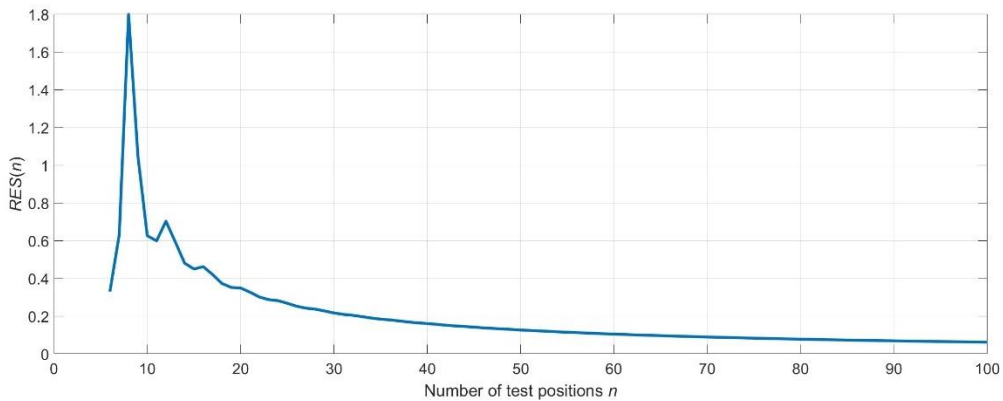


图 5-17 灵敏度 RES 的值与等角度测试点数的关系

然后, 需要根据测试方案, 对不确定度进行初步的评估, 假设: 测试地点北京的纬度 $\lambda = 39.9^\circ$; 重力加速度 $g = 9.8016093\text{m}\cdot\text{s}^{-2}$; $k_0 = 1.5 \times 10^{-4}\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$; $k_z = 0.56(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})/g$; $k_{zz} = 6.0 \times 10^{-6}(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})/g^2$; $k_2' = 5.0 \times 10^{-6}(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})/g^2$; $k_3 = 7 \times 10^{-7}(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})/g^3$ 。设 PIGA 的测量平均进动角速度的不确定度为 $\sigma(\bar{\alpha}_i)$, 则有:

$$\sigma_{\bar{\alpha}}(i, j) = \sqrt{\left(\frac{\partial \bar{\alpha}(i, j)}{\partial P_{i, j}} \sigma_P\right)^2 + \left(\frac{\partial \bar{\alpha}_i(i, j)}{\partial T_{Ni, j}} \sigma_T\right)^2} \quad (5-31)$$

其中, σ_P 是脉冲计数精度, σ_T 是计时系统精度。

然后, 根据不确定度评估结果, 对相关的测试参数进行设计, 主要包括: PIGA 进动周期, 线振动台振动周期, 测试时间, 线振动台测试频率等。

在完成以上步骤后, 将 PIGA 安装在线振动台的分度机构上并进行对准调整, 并保证 PIGA 外框架的初始角度为绝对零位。

2. PIGA 测试

启动 PIGA 和线振动台，当线振动台达到设定工作频率，且和 PIGA 均保持稳定工作后，启动计时与测位系统，设定零时刻，开始测量系统的工作状态与工作时长；同时刻开始对 PIGA 的正负脉冲通道进行脉冲计数；采集和记录零时刻到线振动台的第 1 次过零点的时间间隔为 t_1 ；当 PIGA 的脉冲值达到设定值时，记录进动整周的测量总时间，设为 T_m ，至此完成 PIGA 的进动周测量；随后，通过测位系统测量线振动台至下一次线振动过零点的时间间隔为 t_2 ；最后，记录线振动台在 $T_m+t_1-t_2$ 这段时间内的线振动周期数 N_p 。

此外，根据精密线振动台的数字孪生监控系统，对相关误差参数进行实时的监控和评估，当测试误差影响较大时，需要进行误差的补偿或重新调整进行测试。

完成 PIGA 的线振动测试后，使线振动台停止振动保持静止状态，PIGA 的安装姿态保持不变，开始 PIGA 的静态测试；记录 PIGA 的输出脉冲信号，当 PIGA 的脉冲值达到设定值时，记录测试时间；最后将 PIGA 再次安装到下一测试位置，重复以上测试过程。

3. 参数辨识

PIGA 的参数辨识方法主要采用最小二乘法如公式 (5-27) 所示。在完成系统参数辨识后，进行不确定度评估。如果评估结果符合设定标准，参数估计即被认为可信。如果评估结果不满足标准，则需要重新考虑测试，通过包括仪器校准、改进误差模型、优化数据处理算法等操作改进测试模型和方案，不断提高参数估计的准确性和可靠性。这个过程通常需要多次迭代，以满足所需的测试精度和可靠性标准。如果进行传统的迭代测试，不仅浪费大量时间、精力和资源，往往还存在众多条件限制。因此，在进行测试前，有必要基于高精度的数字孪生系统进行仿真测试，优化标定方案。

当 $\sigma_p=1$ ， $\sigma_T=10^{-6}s$ 时，PIGA 平均进动角速度的不确定度为 $\sigma_{\bar{\alpha}}(i,j) \approx 3.84 \times 10^{-4}/T_m(i,j)$ 。因此，为了保证 PIGA 的输出不确定度小于 $1 \times 10^{-6} \text{rad/s}$ ，测试时间必须要大于 384s。然后，可以根据公式 (5-27) 和 $RES(n)$ 的计算结果估算 PIGA 各个误差项的标定不确定性。为了分析不同位置数量对标定不确定性的影响，需要进一步设计 PIGA 测试线性振动的仿真进行分析。PIGA 的仿真参数设置如下： $k_0 = 1.5 \times 10^{-4} \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ， $k_z = 0.56(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})/g$ ， $k_{zz} = 6.0 \times 10^{-6}(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})/g^2$ ， $k_y = 5.0 \times 10^{-6}(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})/g^2$ ， $k_3 = 7 \times 10^{-7}(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})/g^3$ 。

图 5-18 展示了不同测试位置数：6-位置 ($\theta_{vi}=\pi(i-1)/3, i=1,2,\dots,6$)、9-位置 ($\theta_{vi}=2\pi(i-1)/9, i=1,2,\dots,9$)、10-位置 ($\theta_{vi}=\pi(i-1)/5, i=1,2,\dots,10$) 以及 22-位置 ($\theta_{vi}=\pi(i-1)/12, i=1,2,\dots,24, i\neq 7,19$) 以及不同振动频率 (5Hz、7Hz、10Hz) 下非线性误差系数的标定不确定性估计结果。

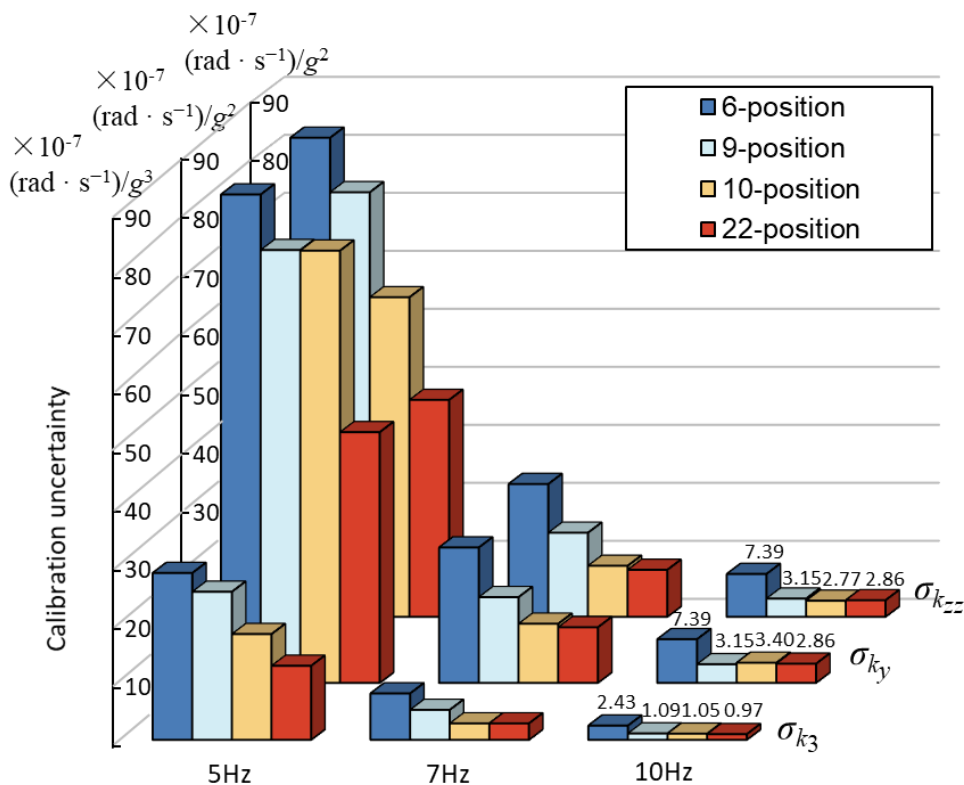


图 5-18 标定不确定度和测试点数的关系

显然，PIGA 的非线性误差在低频振动测试中无法得到完全激发。当线振动台的线振动频率分别为 5 Hz 和 7 Hz 时，标定不确定度的量级均超过 10^{-6} 。此外，对于 6-位置标定测试，二阶非线性系数的标定不确定度超出了 7×10^{-7} rad/s/g²，显著高于其他三种多位置标定测试。这证实了在 $n\leq 10$ 的条件下，测试位置的数量对非线性系数的标定不确定性具有显著影响。另外，9-位置测试中的 k_y 标定不确定度高于 10-位置测试。这意味着 PIGA 的标定姿态也会对标定不确定性产生影响。随着测试位置数的增加，22-位置测试中的标定不确定度仅略有上升。因此，为满足标定不确定度和成本要求，测试位置的数量需要合理设计。

根据以上分析和 PIGA 的误差标定模型可知，在进行 PIGA 的标定测试时，应在标定测试前合理设定 PIGA 的测试位置、时间和振动频率。具体来说，进动周期的数量应合理设计以确保图 5-4 中的 t_2 尽可能短。

当 PIGA 被安装在分度头上时，同时确保线振动台的台面相对静态平衡。根据 PIGA 的误差标定模型可知，安装误差也可能影响标定不确定性。因此，测试前必须对 PIGA 的位置进行对准校正，常用的对准校正方法是在 2-位置测试 ($\theta_{vi} = 0^\circ$ 和 180°)。由于输入的加速度过小，无法激发 PIGA 的非线性误差项，因此 PIGA 的对准校正模型可以表示如下：

$$\bar{\alpha} + \omega_{ic} \sin(\lambda - \theta_{vi}) = k_0 + k_z \cos(\theta_{vi} + \Delta\theta_h) \quad (5-32)$$

其中， $\Delta\theta_h$ 是安装失准角。

因此，失准角可以通过 2-位置测试计算出来：

$$\Delta\theta_h = \arccos\left(\frac{\bar{\alpha}_0 - \bar{\alpha}_{180} + 2\omega_{ic} \sin\lambda}{2k_z}\right) \quad (5-33)$$

其中， k_z 可以提前通过 PIGA 的重力场测试得到。

当 $\sigma_{\bar{\alpha}}$ 等于 $6.8 \times 10^{-6} \text{rad/s}$ ，测试地点纬度的误差在以 0.1° 内， k_z 的标定不确定度为 $1 \times 10^{-4} (\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})/\text{g}$ 时， $\Delta\theta_h$ 的测量不确定度为：

$$\sigma_{\Delta\theta_h} = \sqrt{2\left(\frac{\partial\Delta\theta_h}{\partial\bar{\alpha}}\sigma_{\bar{\alpha}}\right)^2 + \left(\frac{\partial\Delta\theta_h}{\partial\lambda}\sigma_{\lambda}\right)^2 + \left(\frac{\partial\Delta\theta_h}{\partial k_z}\sigma_{k_z}\right)^2} \approx 8.6 \times 10^{-6} \text{rad} \quad (5-34)$$

由上述分析可知，由 PIGA 安装失准角引起的加速度误差大部分低于 $8.6 \times 10^{-5} \text{g}$ 。因此，在 PIGA 的误差标定模型中，相应的误差项可被忽略。

在完成所有预设测试位置和振动频率的 PIGA 测试后，我们可以通过最小二乘方法来确定非线性误差系数。然后，根据不确定度公式来计算残差及其标准偏差。此外，为了进一步评估标定精度，还需要进一步对测试数据和标定结果进行了统计分析，以确保测试的可靠性：

$$\begin{cases} \mu = \max |e| / \sigma \\ \mu_c = 1.25 + \ln \sqrt{N/3} \end{cases} \quad (5-35)$$

其中， N 是测试的未知数量。

当 $\mu \geq \mu_c$ 时，说明测试的样本集含有数据坏点，将影响 PIGA 的标定结果。当 $\mu < \mu_c$ 时，说明测试的样本集的数据质量符合要求。然后，我们可以通过公式 (5-29) 计算 PIGA 的非线性系数的标定不确定度，以确定它们是否满足标定不确定度的要求。为了针对输入加速度评估标定不确定度，我们设计了以下的比例残差误差：

$$e_{a(i,j)} = \left| e_{(i,j)} / a_{\text{nominal}}(i,j) \right| \quad (5-36)$$

其中, $e_{(i,j)}$ 表示残差, $a_{\text{nominal}}(i,j)$ 表示输入比力的标称幅值。

5.4.2 仿真与实验分析

假设当地纬度为 39.94° 时, 以 $\theta_{vi}=0^\circ$ 和 180° 为例, 构建了不同的线振动台振动频率下 PIGA 标定测试的相关时间参数, 如表 5-6 所示。需要注意的是, 由于 PIGA 的非线性误差项的幅度远小于正弦振动测试中其他线性加速度计的幅度, 不同振动频率的测试时间与静态测试相对接近。因此, 时间测量(定时)的不确定性应该会显著影响 PIGA 的输出精度。

表 5-6 精密线振动台测试时间参数设计

参数 \ f_v	8 Hz	9 Hz	10Hz
$N_{p(0,j)}$	4485	5042	5602
$t_{1(0,j)}$ (s)	0.009945	0.009466	0.0107632
$T_{m(0,j)}$ (s)	560.532589	560.165550	560.133591
$t_{2(0,j)}$ (s)	0.102357	0.066135	0.0771802
$T_{m(0,0)}$ (s)	560.842523	560.845114	560.850239
$N_{p(\pi,j)}$	4490	5053	5613
$t_{1(\pi,j)}$ (s)	0.010760	0.010706	0.0097032
$T_{m(\pi,j)}$ (s)	561.244595	561.352932	561.285019
$t_{2(\pi,j)}$ (s)	0.016166	0.102216	0.024692
$T_{m(\pi,0)}$ (s)	561.149292	561.153358	561.162066

此外, 为了验证所提方法的优越性, 在本报告中进行了整数周期振动方法的比较。根据 PIGA 误差模型, 可以推导出整数周期振动方法的校准误差模型为:

$$\begin{aligned} \bar{\alpha}_v(i,j) - \bar{\alpha}_v(i,0) = & \frac{1}{2} a_{\text{xs1}} k_z A_j / g \sin \theta_{vi} + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2Z_{s1}}{A_0} \right) k_{zz} A_j^2 / g^2 \cos^2 \theta_{vi} \\ & + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2Z_{s1}}{A_0} \right) k_2' A_j^2 / g^2 \sin^2 \theta_{vi} + \frac{3}{2} k_3 A_j^2 / g^2 \cos^3 \theta_{vi} \end{aligned} \quad (5-37)$$

因此, 可以同样通过 LS 方法识别 PIGA 的非线性误差系数。振动周期的数量应与表 5-6 中显示的相同, 整数周期振动校准的振动时间设置如表 5-7 所示。值得注意的是, 这两种校准方法的测试时间几乎相同, 这意味着我们提出的标定方案的测试成本和效率不会显著增加。

表 5-7 精密线振动台整数周期振动方法测试时间参数设计

参数 \ f_v	8 Hz	9 Hz	10Hz
$T_{V(0,j)}$ (s)	560.625000	560.222222	560.200000
$T_{V(\pi,j)}$ (s)	561.250000	561.4444444	561.300000

PIGA 在线振动台上的进动整周标定和线振动台振动整周标定的仿真结果如表 5-8 中所示。标定结果显示，随着线振动频率的增加，PIGA 非线性误差项的标定不确定度显著降低，因为较高的输入加速度可以更充分地激发非线性误差项。与整数周期振动方法的仿真结果相比，所提的标定方法可以更准确地标定出主要的非线性误差系数。其中，二次项误差系数的绝对误差从 10^{-6}rad/s/g^2 减少到 10^{-7}rad/s/g^2 。此外，三次项误差系数从 10^{-7}rad/s/g^3 减少到 10^{-8}rad/s/g^3 。

表 5-8 PIGA 振动整周期和进动整周期标定结果对比

方法 \ f_v		8 Hz	9 Hz	10Hz
本报告方法	k_{zz} (rad/s/g ²)	6.13×10^{-6}	5.90×10^{-6}	6.02×10^{-6}
	Δk_{zz} (rad/s/g ²)	1.26×10^{-7}	1.05×10^{-7}	1.56×10^{-8}
	k_3 (rad/s/g ³)	7.09×10^{-7}	6.70×10^{-7}	6.98×10^{-7}
	Δk_3 (rad/s/g ³)	9.19×10^{-9}	7.02×10^{-8}	2.49×10^{-9}
振动整周方法	k_{zz} (rad/s/g ²)	6.87×10^{-6}	9.05×10^{-6}	5.82×10^{-6}
	Δk_{zz} (rad/s/g ²)	8.68×10^{-7}	3.05×10^{-6}	1.86×10^{-7}
	k_3 (rad/s/g ³)	1.25×10^{-6}	1.65×10^{-6}	1.33×10^{-6}
	Δk_3 (rad/s/g ³)	5.47×10^{-7}	9.53×10^{-7}	6.32×10^{-7}

此外，当振动频率为 10 Hz 时，采用所提的 PIGA 进动整周方法对不同测试位置的标定结果如表 5-9 中所示。PIGA 的二阶非线性误差项系数的绝对误差均小于 10^{-7}rad/s/g^2 ，且随着测试位置数量的增加而逐渐降低。根据前文的标定不确定度和辨识敏感度分析可知，采用 D-最优的标定位置方法可以显著的降低标定标准差。如表 5-9 中所示，标定不确定性减少了超过 50%。

进一步，设定相应误差项的量级和系数值，进行基于数字孪生系统误差补偿。仿真结果表明，如果不对 PIGA 校准进行寄生平移误差和寄生旋转误差的补偿，PIGA 所有非线性误差项系数的标定绝对误差和不确定度都会显著增加。因此，在进行 PIGA 的标定时，采用基于数字孪生的误差实时监控和仿真系统可以实现

对相应误差的精确测量、精准监控和实时的补偿这些误差。

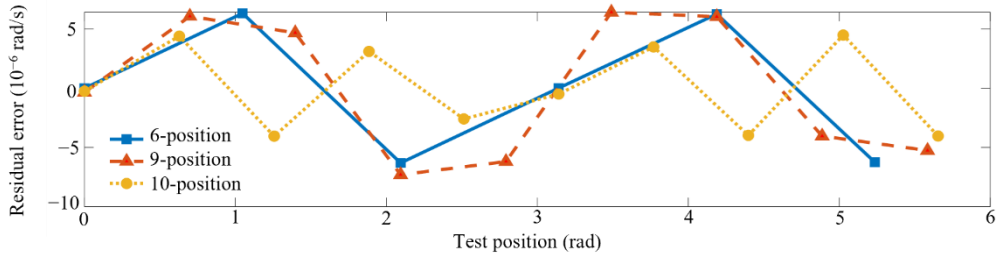
表 5-9 PIGA 不同方法的标定结果

Multi-position	标定结果			绝对误差			标定不确定度			
	k_{zz} (rad/s/g ²)	k_y (rad/s/g ²)	k_3 (rad/s/g ³)	Δk_{zz} (rad/s/g ²)	Δk_y (rad/s/g ²)	Δk_3 (rad/s/g ³)	标准差 (rad/s)	$\sigma_{k_{zz}}$ (rad/s/g ²)	σ_{k_y} (rad/s/g ²)	σ_{k_3} (rad/s/g ³)
6	6.04×10^{-6}	4.92×10^{-6}	6.13×10^{-7}	3.6×10^{-8}	8.2×10^{-8}	8.7×10^{-8}	8.9×10^{-6}	8.7×10^{-8}	8.6×10^{-8}	5.1×10^{-8}
9	5.96×10^{-6}	5.04×10^{-6}	7.30×10^{-7}	3.6×10^{-8}	3.9×10^{-8}	3.0×10^{-8}	7.4×10^{-6}	7.4×10^{-8}	5.9×10^{-8}	3.4×10^{-8}
10	5.99×10^{-6}	5.05×10^{-6}	7.33×10^{-7}	6.0×10^{-9}	4.5×10^{-8}	3.3×10^{-8}	4.4×10^{-6}	3.5×10^{-8}	3.3×10^{-8}	2.0×10^{-8}
10 ($a_{z31}=5 \times 10^{-6}$ rad)	5.96×10^{-6}	5.06×10^{-6}	6.42×10^{-7}	4.4×10^{-8}	5.8×10^{-8}	5.8×10^{-8}	8.5×10^{-6}	6.9×10^{-8}	6.4×10^{-8}	4.0×10^{-8}
10 ($Z_{s1}=0.0834$ mm)	5.89×10^{-6}	5.09×10^{-6}	6.72×10^{-7}	1.0×10^{-7}	9.1×10^{-8}	2.8×10^{-8}	6.2×10^{-6}	4.7×10^{-8}	4.7×10^{-8}	2.3×10^{-8}
常规进动整周方法	6.12×10^{-6}	5.12×10^{-6}	1.20×10^{-6}	1.2×10^{-7}	1.2×10^{-7}	5.0×10^{-7}	1.7×10^{-5}	1.4×10^{-7}	1.3×10^{-7}	7.6×10^{-7}
常规振动整周方法	6.20×10^{-6}	5.15×10^{-6}	7.95×10^{-7}	2.0×10^{-7}	1.5×10^{-7}	9.5×10^{-8}	3.99×10^{-5}	4.3×10^{-7}	4.3×10^{-7}	1.5×10^{-7}

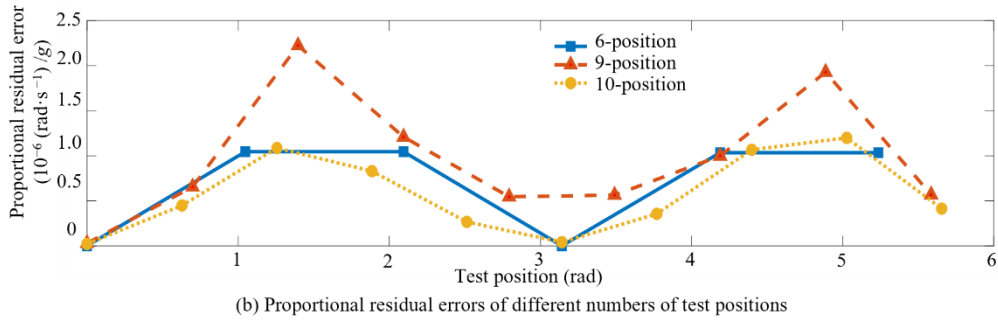
为了进一步验证所提方法的有效性，我们还采用了两种常规的测试方法进行比对。通过对比标定结果可知，常规的多频率和多位置 PIGA 标定方法相应的标定标准差都超过了 1×10^{-5} rad/s，而所提议的 9 位置测试的标定方法的标准偏差的数量级是 10^{-6} rad/s，要高出传统方法一个数量级。同样地，采用本报告所提出的方法，PIGA 二阶误差项系数的绝对误差和标定不确定性的数量级 10^{-7} rad/s/g² 减少到 10^{-8} rad/s/g²。这验证了所提的方法可以精确且高效地标定 PIGA 的非线性误差系数。与基于 D-最优设计的其他两种多位置标定方法相比，三阶误差项系数的绝对误差的数量级从 10^{-8} rad/s/g³ 增加到 10^{-7} rad/s/g³，而使用传统多频率测试的方法，三阶误差项系数的标定不确定性增加了五倍以上。

根据仿真结果可知，PIGA 进动整周标定方法标定的主要非线性误差项系数的绝对误差均要明显小于线振动台振动整周测试方法。这说明通过补偿由非整数周期的线性振动产生的相应误差，可以显著提高非线性误差项系数的校准精度。

对于不同的测试位置数，残差和相对残差结果如图 5-19 所示。通过采用本报告所提的标定方案，在进行过相应误差项的实时在线补偿后，所有测试点的残差均被限制在 $\pm 8 \times 10^{-6}$ rad/s 以内。其中，10 位置测试的残差要明显小于 6 位置测试的残差，如图 5-19 a) 所示。这也验证了测试位置数量的增加可以显著提高 PIGA 非线性误差系数的标定不确定性。此外，通过残差分布可以表明在误差校准模型中不存在明显的系统误差，所提的标定方法可以满足模型方程的充分性的需求。



a) 不同测试位置数的残差



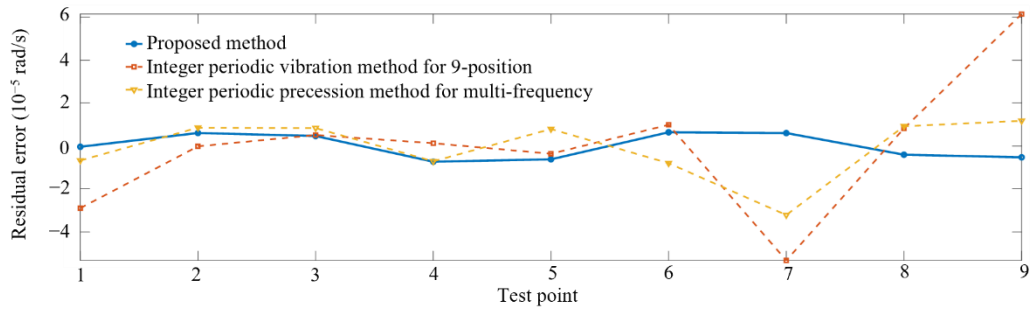
b) 不同测试位置数的相对残差

图 5-19 不同测试位置的残差和相对残差结果

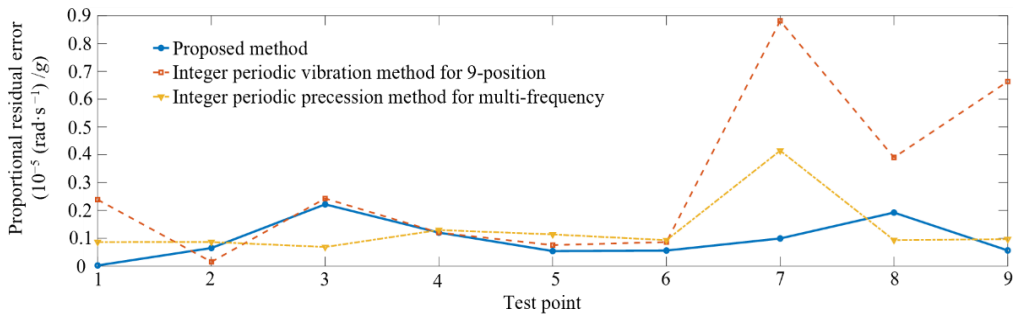
根据前文的公式，可以对测试位置数据的可信度进行评估计算： $(\mu_6 = 0.7105) < (\mu_{c6} = 1.5964)$ ， $(\mu_9 = 0.9908) < (\mu_{c9} = 1.7993)$ ， $(\mu_{10} = 1.0153) < (\mu_{c10} = 1.8516)$ 。计算结果表明，测试数据并没有出现坏点和野点，可以满足对辨识精度需求。

多位置测试的比例残差如图 5-19 b) 中所示。由于余弦输入加速度的幅值影响，不同测试位置的比例残差分布呈正弦状。此外，尽管 9 位置测试的标准差小于 6 位置测试，但 9 位置测试的比例残差最大值是 6 位置测试和 10 位置测试的两倍以上。这表明，较小的输入加速度不能充分激发 PIGA 的非线性误差项，因此应合理设计 PIGA 的测试位置，避免测试点靠近角位置 $\theta_{vi} = 90^\circ$ 和 $\theta_{vi} = 270^\circ$ 。不同标定方法的残差和相对误差结果如图 5-20 中所示。使用所提出的标定方法，最终的残差要明显小于另外两种传统的标定方法。显然，较低的残差通常意味着该模型在描述测试数据的分布特性上非常出色。这验证了所提的误差标定模型对于多位置线振动测试具有更高的适用性。不同标定方法的比例残差表明，使用整数周期振动方法进行 9 位置测试的最后三个测试点的比例残差超过 4.0×10^{-6} rad/s/g，这比其他两种方法的值要大得多，说明如果不补偿非整数振动的误差项，PIGA 的标定精度将会受限。也说明传统的 PIGA 误差标定模型并不适用于 PIGA 的高精度校准测试。此外，使用所提的 PIGA 进动整周方法，比例残差的分布均

集中在 $2.2 \times 10^{-6} \text{rad/s/g}$ 以内, 进一步验证了所提的基于数字孪生实时监控与补偿的多位置测试方法的有效性。



a) 不同测试方法的残差



b) 不同测试方法的相对残差

图 5-20 不同测试方法的残差和相对残差结果

5.5 精密离心机测试系统数字孪生建模

精密离心机是高精度惯性仪表的常用标定测试设备, 由于其可以通过高速旋转产生较大的离心力, 可以为惯性仪表提供超过 $10g$ 的比力激励。但是, 高精度惯性仪表在离心机上进行标定和测试时, 需要对离心机的地基变化, 基座水平姿态、轴系的回转误差、轴系的轴向/径向窜动、半径变化、主轴转速误差轴和系定位误差等误差源进行分析。此外, 测试环境温度、人类活动、潮汐等均会对仪表测试产生影响, 因此需要进行详尽的误差分析。PIGA 在精密离心机上测试时, 由于离心力与加速度计摆质量块之间的相互作用, 摆质量中心与离心机主轴之间的距离将增大, 造成实际的工作半径增大, 进而产生二阶奇异项误差引起加速度计的输出值增大。但此种误差的机理是加速度计与离心机之间产生了动力学耦合形成的。因此, 需要搭建多尺度、多维度、多层级的数字孪生模型, 实现对惯性仪表、高精密度惯导测试设备和测试环境的开展全面的误差机理分析, 结合惯性仪表的误差机理和误差传递规律, 明确惯性仪表在测试中的误差源的产生原因、传递路径和对惯性仪表输出的影响, 设计相应的对称位置标定方法, 通过对称位置

进一步提高标定精度。

5.5.1 离心机部件级物理模型搭建

盘式离心机的机构如图 5-21 所示主要由一个回转主轴，三个可以连续 360° 回转的工作台（A 台、B 台、C 台）和转台控制柜等组成。理想情况下 A、B、C 轴的回转轴线与主轴轴线平行，互成 120° 均匀分布在半径为 0.5m 的圆周上。控制系统可以控制 4 个轴系以速率、位置模式运行，对加速度计给予指定的加速度输入。图 5-21 (b) 为离心机的结构简图，当离心机主轴以恒定的角速度 ω 旋转，离心机的标称工作半径为 $R_0=0.5\text{m}$ 时，离心机提供的向心加速度的标称值为 $R_0\omega^2$ 。由于精密离心机结构复杂，误差源较多，因此需要根据离心机的结构特点、运行原理和技术指标，对主要的误差源进行归纳和分析，探寻误差的传递机理。

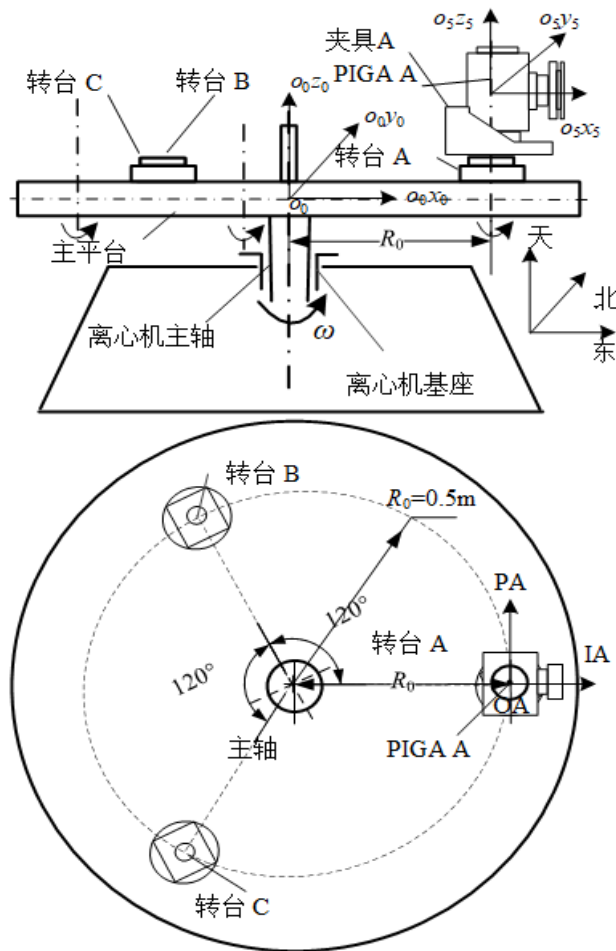


图 5-21 误差测试系统示意图

根据盘式离心机的工作原理，可以建立相应的齐次变换矩阵（位姿矩阵）来描述离心机部件级的物理模型，并进一步分析相应的动力学模型。相应齐次变换

矩阵如下：

1. 地理坐标系 $o_0-x_0y_0z_0$ ，如图 5-21 所示，采用东北天坐标系，即 o_0x_0 水平指东， o_0y_0 水平指北， o_0z_0 与重力加速度方向平行指向天向。

2. 离心机基座模型，坐标系 $o_1-x_1y_1z_1$

原点 o_1 在离心机主轴质心上，主要误差来自于水平方向上的装配和地基倾斜误差 $\Delta\theta_{x_0}$ 和 $\Delta\theta_{y_0}$ 。根据齐次变换矩阵可以得出， $o_1-x_1y_1z_1$ 相对 $o_0-x_0y_0z_0$ 的位姿矩阵为：

$$\mathbf{T}_1^0 = \text{Rot}(x_0, \Delta\theta_{x_0}) \text{Rot}(y_0, \Delta\theta_{y_0}) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \quad (5-38)$$

其中，

$$\mathbf{A}_{d1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \Delta\theta_{y_0} \\ 0 & 1 & -\Delta\theta_{x_0} \\ -\Delta\theta_{y_0} & \Delta\theta_{x_0} & 1 \end{bmatrix} \quad (5-39)$$

3. 离心机主轴模型，坐标系 $o_2-x_2y_2z_2$

原点 o_2 与 o_1 重合。离心机主轴将绕 o_1z_1 轴进行旋转产生离心力，其中主轴转速为 ω 。主轴坐标系的主要误差为径向的主轴晃动误差 $\Delta x_1(\omega t)$ 和 $\Delta y_1(\omega t)$ ，以及轴向的倾角回转误差 $\phi_x(\omega t)$ 和 $\phi_y(\omega t)$ 。根据傅里叶分析结果，径向晃动和轴向倾角回转误差可以写为：

$$\begin{cases} \Delta x_1(\omega t) = \delta \cos(\omega t + \varphi_0) = \delta_c \cos \omega t - \delta_s \sin \omega t \\ \Delta y_1(\omega t) = \delta \sin(\omega t + \varphi_0) = \delta_s \cos \omega t + \delta_c \sin \omega t \end{cases} \quad (5-40)$$

$$\begin{cases} \phi_x(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} (\phi_{xcn} \cos n\omega t + \phi_{xsn} \sin n\omega t) \\ \phi_y(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} (\phi_{ycn} \cos n\omega t + \phi_{ysn} \sin n\omega t) \end{cases} \quad (5-41)$$

$o_2-x_2y_2z_2$ 相对 $o_1-x_1y_1z_1$ 的位姿矩阵为：

$$\mathbf{T}_2^1 = \text{Rot}(x_1, \phi_x(\omega t)) \text{Rot}(y_1, \phi_y(\omega t)) \text{Trans}(\Delta x_1(\omega t), \Delta y_1(\omega t), 0) \text{Rot}(z_1, \omega t)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_2 & \mathbf{D}_2 \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \quad (5-42)$$

其中， D_2 是坐标系平移矩阵：

$$D_2 = [\Delta x_1(\omega t) \quad \Delta y_1(\omega t) \quad 0]^T \quad (5-43)$$

4. 转台 A 模型，坐标系 $o_3-x_3y_3z_3$

坐标系相关的主要误差包括转台水平度误差 $\Delta\lambda_x$ 和 $\Delta\lambda_y$ ，转台倾角回转误差 $\Delta\theta_{x1}(\theta)$ 和 $\Delta\theta_{y1}(\theta)$ ，静态半径误差 ΔR_s 以及转台角位置定位误差 $\Delta\theta$ 。此外。本报告所采用离心机的标称半径为 $R_0=0.5m$ ，主要误差还有动态半径误差将在后文进行详细讨论。 $o_3-x_3y_3z_3$ 相对 $o_2-x_2y_2z_2$ 的位姿矩阵为：

$$\begin{aligned} T_3^2 &= \text{Trans}(R_0 + \Delta R_s, 0, 0) \text{Rot}(x_2, \Delta\lambda_x + \Delta\theta_{x1}(\theta)) \text{Rot}(y_2, \Delta\lambda_y + \Delta\theta_{y1}(\theta)) \text{Rot}(z_2, \theta + \Delta\theta) \\ &= \begin{bmatrix} A_3 & D_3 \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5-44)$$

5. 夹具 A 模型，坐标系 $o_4-x_4y_4z_4$

坐标系的原点 o_4 在转台的旋转轴质心处。距离转台 A 坐标系的原点距离为 l_1 。主要的误差项包括了由于装配导致的位移误差 Δx_2 ， Δy_2 和 Δz_2 。 $o_4-x_4y_4z_4$ 相对 $o_3-x_3y_3z_3$ 的位姿矩阵为：

$$T_4^3 = \text{Trans}(\Delta x_2, \Delta y_2, \Delta z_2 + l_1) = \begin{bmatrix} A_4 & D_4 \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \quad (5-45)$$

6. PIGA A 模型，坐标系 $o_5-x_5y_5z_5$

它的原点是 PIGA 的有效质量中心（effective center of mass, ECM），坐标系沿着 o_5z_5 的位移是 l_2 。主要误差包括了安装的角度误差 $\Delta\theta_{x2}$ 、 $\Delta\theta_{y2}$ 和 $\Delta\theta_{z2}$ ，以及安装偏心误差 Δx_3 、 Δy_3 和 Δz_3 。 $o_5-x_5y_5z_5$ 相对 $o_4-x_4y_4z_4$ 的位姿矩阵为：

$$\begin{aligned} T_5^4 &= \text{Trans}(\Delta x_3, \Delta y_3, \Delta z_3 + l_2) \text{Rot}(x_4, \Delta\theta_{x3}) \text{Rot}(y_4, \Delta\theta_{y3}) \text{Rot}(z_4, \Delta\theta_{z3}) \\ &= \begin{bmatrix} A_5 & D_5 \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5-46)$$

5.5.2 PIGA 测试系统级行为模型搭建

根据已经建立的相应物理模型，我们可以进一步推导出离心机产生的加速度输出，其设备级行为模型的推导方法与 PIGA 在精密线振动台上测试时采用的方法相同：

$$\begin{bmatrix} a_x & a_y & a_z \end{bmatrix}^T = (\mathbf{A}_2 \mathbf{A}_3 \mathbf{A}_4 \mathbf{A}_5)^T \frac{d^2 \mathbf{D}}{dt^2} \quad (5-47)$$

其中, $\mathbf{D} = \mathbf{D}_2 + \mathbf{A}_2 \mathbf{D}_3 + \mathbf{A}_2 \mathbf{A}_3 \mathbf{D}_4 + \mathbf{A}_2 \mathbf{A}_3 \mathbf{A}_4 \mathbf{D}_5$ 。

重力加速度在坐标系 $o_5-x_5y_5z_5$ 中的投影分量为:

$$\begin{bmatrix} a_{gx} & a_{gy} & a_{gz} \end{bmatrix}^T = (\mathbf{A}_1 \mathbf{A}_2 \mathbf{A}_3 \mathbf{A}_4 \mathbf{A}_5)^T \begin{bmatrix} 0 & 0 & g \end{bmatrix}^T \quad (5-48)$$

哥氏加速度在在坐标系 $o_5-x_5y_5z_5$ 中的投影分量为:

$$\begin{bmatrix} a_{cx} \\ a_{cy} \\ a_{cz} \end{bmatrix} = 2(\mathbf{A}_1 \mathbf{A}_2 \mathbf{A}_3 \mathbf{A}_4 \mathbf{A}_5)^T \left\{ \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{ie} \cos \lambda \\ \omega_{ie} \sin \lambda \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -R_0 \omega \sin \omega t \\ R_0 \omega \cos \omega t \\ 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (5-49)$$

因此, PIGA 的输入加速度可以精确的计算得到:

$$\begin{cases} a_i = a_x + a_{gx} + a_{cx} \\ a_o = a_y + a_{gy} + a_{cy} \\ a_p = a_z + a_{gz} + a_{cz} \end{cases} \quad (5-50)$$

a_i 建模结果如下:

$$a_i = \varphi_g(\theta) g + (R_s \sin \theta - (R_0 + R_c) \cos \theta - \Delta x) \omega^2 + e(\omega t) \quad (5-51)$$

其中,

$$\begin{aligned} \varphi_g(\theta) &= (\Delta \lambda_x + \Delta \theta_{x1}(\theta) + 0.5 \phi_{xc1} + 0.5 \phi_{ys1}) \sin \theta \\ &\quad - (\Delta \lambda_y + \Delta \theta_{y1}(\theta) + 0.5 \phi_{yc1} - 0.5 \phi_{xs1}) \cos \theta - \Delta \theta_{y2}, \\ R_c &= (l_1 + l_2) (\Delta \lambda_y + \Delta \theta_{y1}(\theta) + 0.5 \phi_{yc1} - 0.5 \phi_{xs1}) + \Delta R_s + 2 \frac{\omega_{ie}}{\omega} R_0 \sin \lambda, \end{aligned}$$

$$R_d = \Delta \theta_{z2} R_0 + (l_1 + l_2) (\Delta \lambda_x + \Delta \theta_{x1}(\theta) + 0.5 \phi_{ys1} + 0.5 \phi_{xc1}),$$

$$\Delta x = \Delta x_2 + \Delta x_3 + l_2 \Delta \theta_{y2},$$

$$e(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} (e_{cn} \cos n \omega t + e_{sn} \sin n \omega t)。$$

在公式 (5-51) 中, e_{cn} 和 e_{sn} 是因为离心机振动, 轴向晃动和径向晃动等因素产生的高阶谐波误差项系数。根据 PIGA 的精确比力输入公式可知, PIGA 在离心机上进行测试时的主要误差可以分为以下几个部分: 首先是由于安装失准等导

致的与重力加速度相关的误差 $\varphi_g(\theta)$ ；其次是与离心机工作半径相关的半径误差，主要包括了动态误差和静态误差等，然后是由于 PIGA 安装所导致的安装偏心，这也是影响离心机工作半径的主要误差项之一；最后是高阶谐波误差 $e(\omega t)$ 。

此外，由于 PIGA 还敏感输入角速度，因此我们还需要推导出 PIGA 的精确输入角速度：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \omega_i & \omega_o & \omega_p \end{bmatrix}^T &= (\mathbf{A}_1 \mathbf{A}_2 \mathbf{A}_3 \mathbf{A}_4 \mathbf{A}_5)^T \begin{bmatrix} 0 & \omega_{ie} \cos \lambda & \omega_{ie} \sin \lambda \end{bmatrix}^T \\ &+ (\mathbf{A}_3 \mathbf{A}_4 \mathbf{A}_5)^T \begin{bmatrix} 0 & 0 & \omega \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (5-52)$$

其中 ω_i 的表达式为：

$$\begin{aligned} \omega_i &= \omega_{ie} \cos \lambda \sin(\omega t + \theta) + (\Delta \lambda_x + \Delta \theta_{x1}(\theta)) \omega \sin \theta \\ &- (\Delta \lambda_y + \Delta \theta_{y1}(\theta)) \omega \cos \theta - \Delta \theta_{y2} \omega \end{aligned} \quad (5-53)$$

根据公式 (5-53) 可知，当离心机进行高速旋转式，其输入角速度将会影响 PIGA 的输出角速度。当 ω 等于 10 rad/s， $\Delta \theta_{y2}$ 等于 5" 时，PIGA 的输出加速度的测量值将会产生大于 $4.46 \times 10^{-3} \text{ m/s}^2$ 的误差。因此，需要对相应的误差项进行实时的监控，当误差项过大时，需要采取补偿措施以保证测试精度。

5.5.3 PIGA 标定模型搭建

根据 PIGA 误差模型可知，PIGA 的表头输出为脉冲计数，通过脉冲数量来计算平均进动角速度，但是由于离心机的输入角速度较大，因此在误差模型中不能忽略相关角速度误差项：

$$\begin{aligned} \bar{\alpha} &= \frac{2\pi P_A}{16384 T_m} \\ &= \frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} \left[k_0 + k_z a_i + k_{zz} a_i^2 + k_2' (a_p^2 + a_o^2 + k_{oq} a_i |a_i|) + k_\omega (a_o \omega_o + a_p \omega_p) a_i \right. \\ &\quad \left. + k_3 a_i^3 - (1 - \delta_z a_i) \omega_i + \Omega_2' (\omega_o^2 + \omega_p^2) + \varepsilon \right] dt \end{aligned} \quad (5-54)$$

其中， k_ω 是交叉耦合误差项 (g^{-2})， δ_z 是耦合误差项 (g^{-1})， Ω_2' 是二阶角速度相关误差项系数 ($\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$)⁻¹。

为了进一步提高 PIGA 的精度，我们需要考虑新的标定方案，在实现 PIGA 的高 g 测试同时，能够自动规避或者高效补偿掉由离心机高速的主轴转速和安装偏心所产生的误差。因此在本报告中，我们提出了对称位置测试方案，如图 5-22

所示。当 PIGA 在位置 1 进行测试时，平均进动角速度可以推导出：

$$\begin{aligned} \bar{\alpha}_{aj}^+ = & k_0 + k_z \varphi_g(0)g + k_2' g^2 + (\Delta\theta_{y2} + \Delta\lambda_y + \Delta\theta_{y1}(0))\omega_j \\ & - (k_z \Delta x - \Omega_2' + k_z(R_0 + R_c + 2k_{zz}\varphi_g(0)R_0))\omega_j^2 / g \\ & + k_{zz}R_0^2\omega_j^4 / g^2 - k_{oq}R_0^2\omega_j^4 / g^2 - k_3R_0^3\omega_j^6 / g^3 + \Delta e_{aj}^+ + \varepsilon_{aj}^+ \end{aligned} \quad (5-55)$$

其中， $\omega_j (j=1,2,\dots,m)$ 是离心机主轴的旋转角速度， Δe_{aj}^+ 是 PIGA 在位置 1 测试时的闭合误差项。

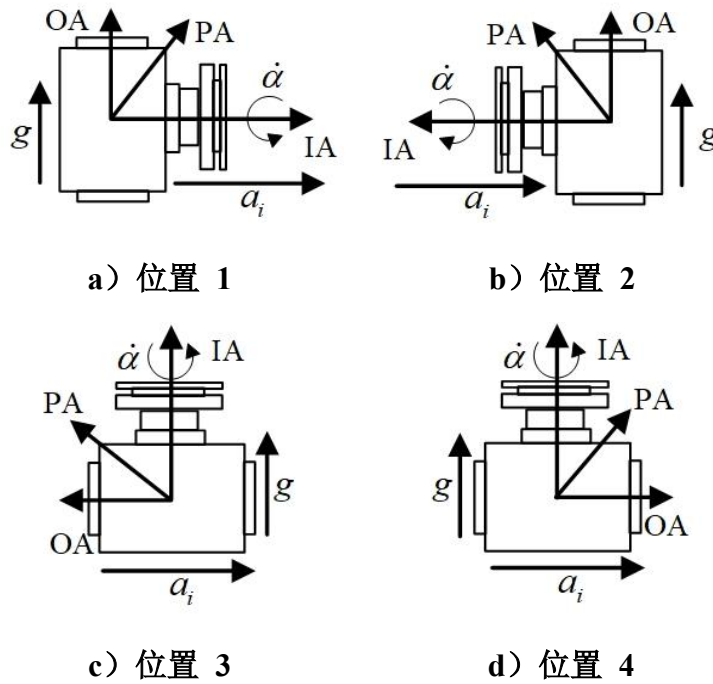


图 5-22 对称位置测试图

根据 PIGA 在线振动台上测试的分析和实验验证可知，通过 PIGA 进动整周期的测试可以进一步提高了输出精度，同时抑制了耦合误差和交叉误差。设主轴旋转周期数为 N ，旋转时间为 T_N ，由于 $T_m \neq T_N$ ，故不能直接忽略 $e(\omega t)$ 中的谐波误差参数。 Δe 可以表示为：

$$\begin{aligned} \Delta e = & \int_{T_N}^{T_m} e(\omega t) dt \\ = & \frac{k_z}{T_m \omega} \sum_{n=1}^{\infty} (e_{cn}(\sin n\omega T_m - \sin n\omega T_N) - e_{sn}(\cos n\omega T_m - \cos n\omega T_N)) \end{aligned} \quad (5-56)$$

当 PIGA 在位置 2 进行测试时，平均进动角速度可以推导出：

$$\begin{aligned} \bar{\alpha}_{aj}^- = & k_0 + k_z \varphi_g(0)g + k_2' g^2 + (\Delta\theta_{y2} - \Delta\lambda_y - \Delta\theta_{y1}(\pi))\omega_j \\ & - \left((k_z \Delta x - \Omega_2') - k_z (R_0 + \Delta R_c + 2k_{zz} \varphi_g(\pi) R_0) \right) \omega_j^2 / g \\ & + k_{zz} R_0^2 \omega_j^4 / g^2 + k_{oq} R_0^2 \omega_j^4 / g^2 + k_3 R_0^3 \omega_j^6 / g^3 + \Delta e_{aj}^- + \varepsilon_{aj}^- \end{aligned} \quad (5-57)$$

其中, Δe_{aj}^- 是 PIGA 在位置 2 测试时的闭合误差项。

为了进一步提高 PIGA 非线性误差参数的标定精度, 我们可以设计了对称标定方法。通过 PIGA 在位置 1 和位置 2 测试时的组合。可以得到误差标定矩阵:

$$\begin{bmatrix} \frac{(\bar{\alpha}_{a1}^+ + \bar{\alpha}_{a1}^-)}{2} \\ \vdots \\ \frac{(\bar{\alpha}_{am}^+ + \bar{\alpha}_{am}^-)}{2} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{a4} \begin{bmatrix} k_0 + 0.5k_z(\varphi_g(\pi) - \varphi_g(0))g + k_2' g^2 \\ \Delta\theta_{y2} + 0.5\Delta\theta_{y1}(0) - 0.5\Delta\theta_{y1}(\pi) \\ k_z \Delta x - \Omega_2' + k_z R_0(k_{zz} \varphi_g(0) - \varphi_g(\pi)) \\ k_{zz} \end{bmatrix} + \mathbf{e}^+ \quad (5-58)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{(\bar{\alpha}_{a1}^+ - \bar{\alpha}_{a1}^-)}{2} \\ \vdots \\ \frac{(\bar{\alpha}_{am}^+ - \bar{\alpha}_{am}^-)}{2} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{a5} \begin{bmatrix} -0.5k_z(\varphi_g(0) + \varphi_g(\pi))g \\ \Delta\lambda_y + 0.5\Delta\theta_{y1}(0) + 0.5\Delta\theta_{y1}(\pi) \\ k_z(R_0 + R_c + k_{zz}(\varphi_g(0) + \varphi_g(\pi))R_0) \\ -k_{oq} \\ -k_3 \end{bmatrix} + \mathbf{e}^- \quad (5-59)$$

$$\text{其中, } \mathbf{A}_{a4} = \begin{bmatrix} 1 & \omega_1 & -\omega_1^2 & R_0^2 \omega_1^4 / g^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \omega_m & -\omega_m^2 & R_0^2 \omega_m^4 / g^2 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{a5} = \begin{bmatrix} 1 & \omega_1 & -\omega_1^2 & R_0^2 \omega_1^4 / g^2 & R_0^3 \omega_1^6 / g^3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \omega_m & -\omega_m^2 & R_0^2 \omega_m^4 / g^2 & R_0^3 \omega_m^6 / g^3 \end{bmatrix}。$$

需要注意的是, 位置 1 和位置 2 的标定试验可以大大简化误差标定模型的结构, 并自动抑制交叉误差对校准的影响。为了在不受闭合误差影响的情况下, 利用最小二乘法辨识 PIGA 的非线性误差参数 T_m 和 T_N 首先应该被有限设计与优化, 让两者尽可能的相近。

然而, 位置 1 和 2 的测试不能提供足够的输入加速度来充分激励 PIGA 误差模型中与 PA 轴和 OA 轴相关的误差项。因此, 为了标定交叉二次项误差系数,

需要设计其他对称安装位置。如图 5-22 c) 和 d) 所示, PIGA 在位置 3 和位置 4 的平均进动角速度可分别计算为:

$$\begin{aligned} \bar{\alpha}_{gj}^+ &= k_0 + k_z (\Delta\lambda_x + \Delta\theta_{x1}(0) + \Delta\theta_{x2})g + (k_{zz} + k_{oq})g^2 \\ &- \omega_j - k_z (\Delta\lambda_y + \Delta\theta_{y1}(0) + \Delta\theta_{y2} + 0.5\phi_{yc1} - 0.5\phi_{xs1})R_0\omega_j^2 / g \end{aligned} \quad (5-60)$$

$$\begin{aligned} &+ k_2' (1 + 2\Delta x / R_0)R_0^2\omega_j^4 / g^3 + k_3g^3 - \omega_{ie}\sin\lambda + \Delta e_{gj}^+ + \varepsilon_{gj}^+ \\ \bar{\alpha}_{gj}^- &= k_0 + k_z (\Delta\lambda_x + \Delta\theta_{x1}(\pi) + \Delta\theta_{x2})g + (k_{zz} + k_{oq})g^2 \\ &- \omega_j - k_z (\Delta\lambda_y + \Delta\theta_{y1}(\pi) - \Delta\theta_{y2} + 0.5\phi_{yc1} - 0.5\phi_{xs1})R_0\omega_j^2 / g \end{aligned} \quad (5-61)$$

$$+ k_2' (1 + 2\Delta x / R_0)R_0^2\omega_j^4 / g^2 + k_3g^3 - \omega_{ie}\sin\lambda + \Delta e_{gj}^- + \varepsilon_{gj}^-$$

其中, Δe_{gj}^+ 和 Δe_{gj}^- 是 PIGA 在位置 3 和位置 4 测试时的闭合误差。

由于 PIGA 误差模型中的一些误差项与角速度无关。此外, 在静态试验时也可以消除一些重力分量的影响。当主轴角速度为 0 rad/s 且不考虑闭合误差时, 3 和 4 位置 PIGA 的平均进动角速度可表示为:

$$\begin{aligned} \bar{\alpha}_{g0}^+ &= k_0 + k_z (1 + \Delta\lambda_x + \Delta\theta_{x1}(0) + \Delta\theta_{x2})g \\ &+ (k_{zz} + k_{oq})g^2 - \omega_{ie}\sin\lambda + k_3g^3 + \varepsilon_{g0}^+ \end{aligned} \quad (5-62)$$

$$\begin{aligned} \bar{\alpha}_{g0}^- &= k_0 + k_z (1 + \Delta\lambda_x + \Delta\theta_{x1}(\pi) + \Delta\theta_{x2})g \\ &+ (k_{zz} + k_{oq})g^2 + \omega_{ie}\sin\lambda + k_3g^3 + \varepsilon_{g0}^- \end{aligned} \quad (5-63)$$

因此, 在不考虑闭合误差的情况下, 可以辨识这些标定模型中的误差系数:

$$\hat{\mathbf{k}}_g = (\Phi_g^T \Phi_g)^{-1} \Phi_g^T \begin{bmatrix} 0.5(\bar{\alpha}_{g1}^+ + \bar{\alpha}_{g1}^- - \bar{\alpha}_{g0}^+ - \bar{\alpha}_{g0}^-) + \omega_1 \\ \vdots \\ 0.5(\bar{\alpha}_{gm}^+ + \bar{\alpha}_{gm}^- - \bar{\alpha}_{g0}^+ - \bar{\alpha}_{g0}^-) + \omega_m \end{bmatrix} \quad (5-64)$$

$$\text{其中, } \hat{\mathbf{k}}_g = \begin{bmatrix} k_z (\Delta\lambda_y + 0.5\Delta\theta_{y1}(0) + 0.5\Delta\theta_{y1}(\pi) + 0.5\phi_{yc1} - 0.5\phi_{xs1}) \\ k_2' \end{bmatrix},$$

$$\Phi_g = \begin{bmatrix} -R_0\omega_1^2 / g & R_0^2\omega_1^4 / g^2 \\ \vdots & \vdots \\ -R_0\omega_m^2 / g & R_0^2\omega_m^4 / g^2 \end{bmatrix}。$$

由式 (5-64) 可知, 对称标定模型能自动规避安装误差的影响, 准确识别相关误差项系数。此外, 在 PIGA 误差校正模型中, 通过离心机的整周期旋转可以减小相关误差的谐波分量。从而进一步提高 PIGA 的测量精度。

5.5.4 闭合误差建模与仿真分析

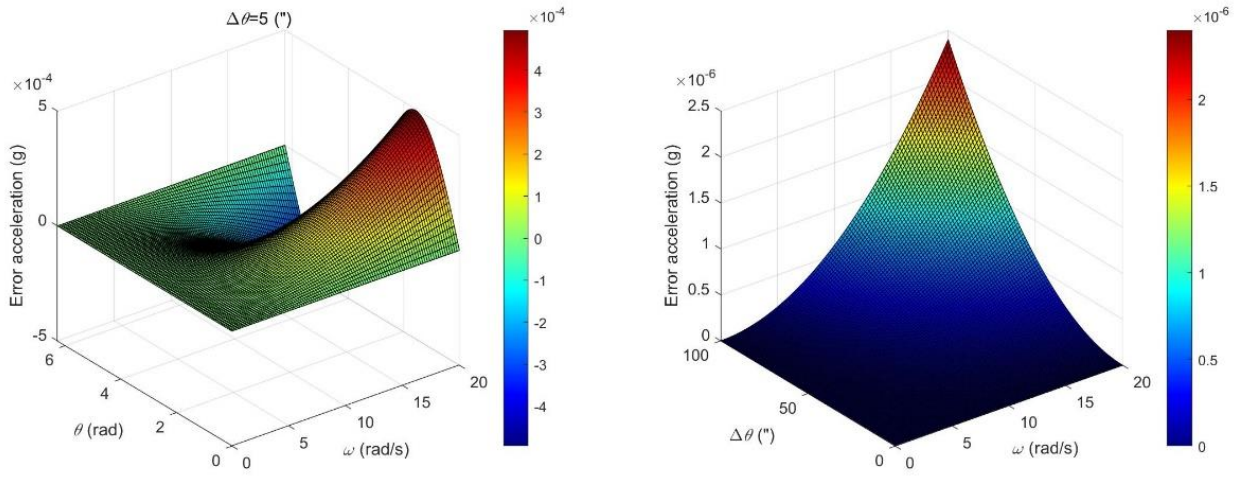
根据公式 (5-51) 的计算结果可知, 以加速度 a_i 为例, 当设定的标称加速度为 $10g$ ($R_0\omega^2=10g$) 时, 表 5-10 中给出了不同误差源的设定值和相对应的误差加速度分量。根据坐标系中误差源的计算结果, 主要误差源为半径误差 ΔR_s , 安装角度误差 ($\Delta\theta_{y2}, \Delta\theta_{y3}, \Delta\theta_{z2}, \Delta\theta_{z3}$) 和安装位移误差 ($\Delta x_2+\Delta x_3$), 这些误差对离心机输出加速度的影响最大值都可以超过 $10^{-3}g$ 。此外, 误差 $\Delta\theta_{x0}$ 和 $\Delta\theta_{x1}(\theta)$ 也可能引起超过 $10^{-4}g$ 的输出加速度误差。因此, 在离心机测试前对 PIGA 进行安装和对准, 对 PIGA 的非线性误差系数进行精确标定显得尤为重要。

表 5-10 离心机主要误差值

误差	设定值	加速度 (g)
$\Delta\theta_{x0}, \Delta\theta_{y0}$	5"	2.5×10^{-4}
$\phi_x(\omega t), \phi_y(\omega t)$	5"	2.5×10^{-4}
$\Delta x_1(\omega t), \Delta y_1(\omega t)$	$5 \times 10^{-6}m$	1×10^{-4}
ΔR_s	$2 \times 10^{-4}m$	4×10^{-3}
$\Delta\lambda_x, \Delta\lambda_y$	10"	5×10^{-4}
$\Delta\theta$	5"	3.53×10^{-8}
$\Delta\theta_{x1}(\theta), \Delta\theta_{y1}(\theta)$	5"	2.5×10^{-4}
$\Delta\theta_{y2}, \Delta\theta_{y3}$	0.5°	3.81×10^{-4}
$\Delta\theta_{z2}, \Delta\theta_{z3}$	10"	5×10^{-4}
$\Delta x_2+\Delta x_3$	$2 \times 10^{-4}m$	4×10^{-3}

为了进一步说明相关误差项对离心机输出精度的影响, 我们构建了相应的仿真环境, 如图 5-23 所示。仿真结果表明, 随着离心机主轴转速的增大, PIGA 的角度位置对误差加速度的影响也逐渐变大。当角位置为 $\theta = 0^\circ$ 和 $\theta = 180^\circ$ 时, 角位置误差对 PIGA 输入精度的影响最小, 如图 5-23.a) 所示。在图 5-23.b) 中, 当 $\theta = 0^\circ$ 时, $\Delta\theta$ 引起的误差加速度最大值均小于 $2.5 \times 10^{-6}g$ 。因此, 在进行 PIGA 多位置试验时, 应合理设计三个转台的角度位置。

由于离心机的转速较高, 在 PIGA 的测试时, 除非能够保证 $T_m = T_N$, 不然是无法避免闭合误差的。因此, 为了保证测试精度, 除了需要让 T_m 和 T_N 尽可能的相等外, 还需要进一步量化分析不同测试环境时, 闭合误差对 PIGA 测量精度的影响。



a) 当 $\Delta\theta=5''$ 时不同测试角度的影响 b) 当 $\theta=0$ 时不同角位置误差的影响

图 5-23 不同测试角度的仿真分析

当 PIGA 被安装在位置 1 进行测试时,离心机主轴的初始角位置为 $\phi_N = \omega T_N$,当测试结束时,离心机主轴的角位置为 $\phi_m = \omega T_m$ 。根据对离心机测试的分析可知,主要影响精度的谐波项为一次项、二次项和三次项,因此 Δe_a^+ 的行为模型可以推导出:

$$\begin{aligned} \Delta e_a^+ = & (ec_1(\sin\phi_m - \sin\phi_N) + es_1(\cos\phi_m - \cos\phi_N) - 0.25ec_2(\sin 2\phi_m - \sin 2\phi_N) \\ & - 0.25es_2(\cos 2\phi_m - \cos 2\phi_N) - ec_3(\sin 3\phi_m - \sin 3\phi_N) / 6 \\ & - es_3(\cos 3\phi_m - \cos 3\phi_N) / 6) / T_m \omega \end{aligned} \quad (5-65)$$

其中,

$$ec_1 = 0.5(\omega^2(l_1 + l_2)k_z + k_z g - \omega)(\phi_{xs2} - \phi_{yc2}) - 4k_z \delta_c \omega^2 - \Delta\theta_{y0},$$

$$es_1 = 0.5(\omega^2(l_1 + l_2)k_z + k_z g - \omega)(\phi_{ys2} + \phi_{xc2}) - 4k_z \delta_s \omega^2 + \omega_{ie} \omega \cos \lambda - \Delta\theta_{x0},$$

$$ec_2 = (\omega^2(l_1 + l_2)k_z + k_z g - \omega)(\phi_{yc1} + \phi_{xs1}),$$

$$es_2 = (\omega^2(l_1 + l_2)k_z + k_z g - \omega)(\phi_{xc1} - \phi_{ys1}),$$

$$ec_3 = (\omega^2(l_1 + l_2)k_z + k_z g - \omega)(\phi_{yc2} + \phi_{xs2}),$$

$$es_3 = (\omega^2(l_1 + l_2)k_z + k_z g - \omega)(\phi_{xc2} - \phi_{ys2}).$$

由式(5-65)可知,闭合误差的一阶谐波分量主要由主轴跳动引起。此外,关闭误差的高次谐波分量主要是由离心机轴向摆动引起的。仿真结果如图 5-24 所

示。

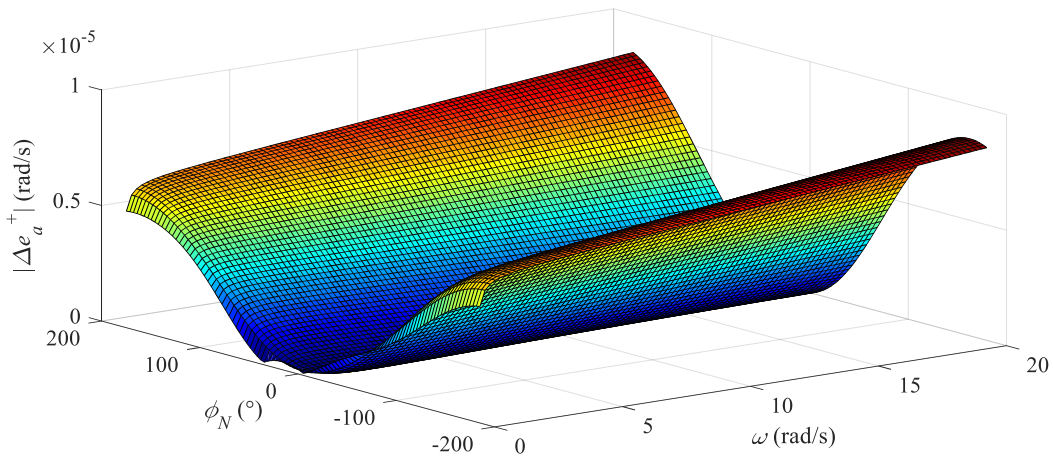


图 5-24 闭合误差仿真分析

根据图 5-24 的仿真结果可知， Δe_a^+ 随着 ϕ_N 和 ω 的增加而快速增加。当离心机主轴角速度超过 15rad/s 时， $|\Delta e_a^+|$ 的值将超过 $5 \times 10^{-6}\text{rad/s}$ ，即 PIGA 的测量加速度误差将超过 $1.5 \times 10^{-5}\text{g}$ 。显然，将严重影响 PIGA 的标定精度。因此，在进行测试时必须要保证闭合误差的量级，以保证 PIGA 的精度优于 $1 \times 10^{-6}\text{g/g}$ 。

当 PIGA 安装在位置 3 时， Δe_g^+ 可以被计算出：

$$\begin{aligned} \Delta e_g^+ = & k_z R_0 (e_{cg1} (\sin \phi_m - \sin \phi_N) + e_{sg1} (\cos \phi_m - \cos \phi_N) \\ & + e_{cg2} (\sin 2\phi_m - \sin 2\phi_N) + e_{sg2} (\cos 2\phi_m - \cos 2\phi_N) \\ & + e_{cg3} (\sin 2\phi_m - \sin 2\phi_N) + e_{sg3} (\cos 2\phi_m - \cos 2\phi_N)) / T_{mg} \end{aligned} \quad (5-66)$$

其中，

$$e_{cg1} = -\Delta\theta_{y0}\omega - 0.5\phi_{yc2}\omega + 0.5\phi_{xs2}\omega,$$

$$e_{sg1} = -\Delta\theta_{x0}\omega - 2\omega_{ie}\cos\lambda + 0.5\phi_{ys2}\omega + 0.5\phi_{xc2}\omega,$$

$$e_{cg2} = -0.25(\phi_{yc1}\omega + \phi_{xs1}\omega),$$

$$e_{sg2} = 0.25(\phi_{ys1}\omega - \phi_{xc1}\omega),$$

$$e_{cg3} = -(\phi_{yc2}\omega + \phi_{xs2}\omega) / 6,$$

$$e_{sg3} = (\phi_{ys2}\omega - \phi_{xc2}\omega) / 6。$$

根据公式 (5-66) 可知，闭合误差 Δe_g^+ 的谐波项构成要比 Δe_a^+ 简单，其仿真

结果如图 5-25 所示。根据仿真结果可知，离心机转速会对 PIGA 在位置 3 时的闭合误差产生更大的影响， $|\Delta e_g^+|$ 的最大值已经大于 $2 \times 10^{-6} \text{rad/s}$ 。

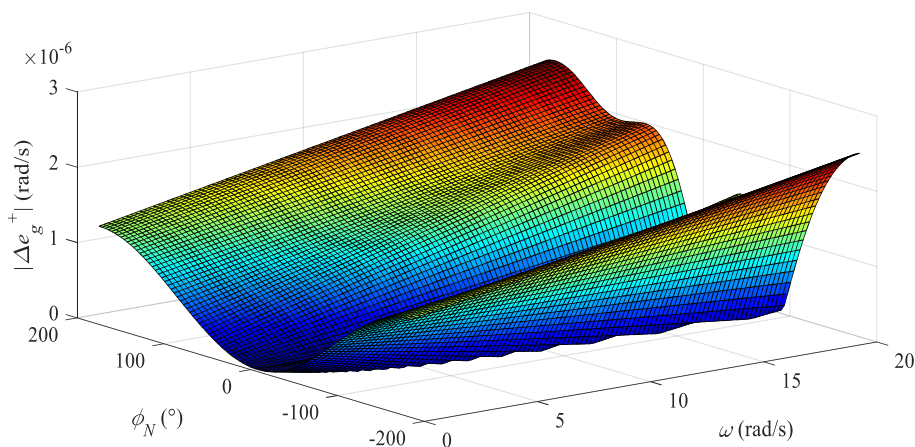


图 5-25 PIGA 在 3 位置试验时间 100s 的闭合误差仿真结果

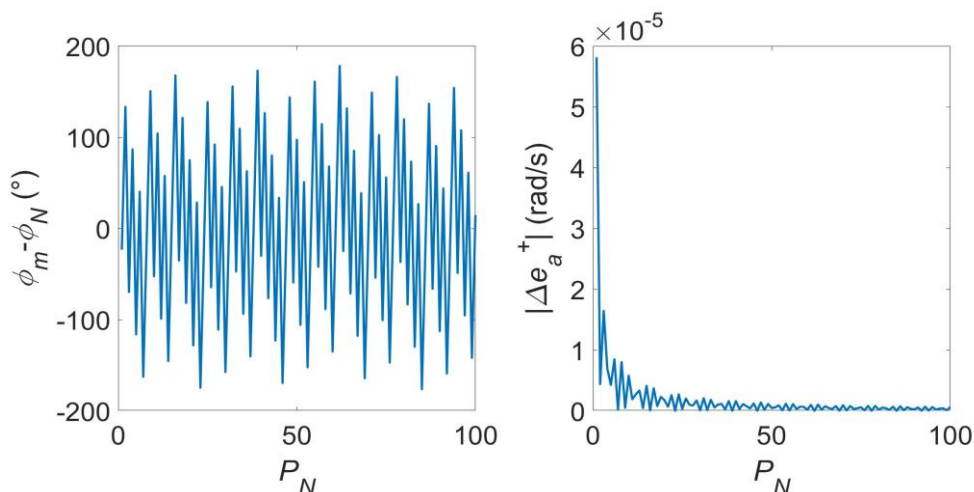


图 5-26 $(\phi_m - \phi_N)$ 和 $|\Delta e_a^+|$ 仿真结果

进一步对相应的闭合误差角度进行仿真分析，仿真结果如图 5-26 所示。随着 PIGA 进动周期数 P_N 的增加， $|\Delta e_a^+|$ 的值呈现波动性的减少，但 P_N 的增加也代表着更高的测试时间和测试成本，因此，在进行测试相关参数设计时，需要进一步综合考虑，选取合适的值保证 T_m 和 T_N 在合理的范围内。

在图 5-26 中，可以发现 $(\phi_m - \phi_N)$ 的变化呈现周期性， $|\Delta e_a^+|$ 的值从 $5 \times 10^{-5} \text{rad/s}$ 减少到 $4.19 \times 10^{-10} \text{rad/s}$ ($P_N=23$)。因此，通过合理设计进动周期，可以在不增加测试成本的情况下保证，由闭合误差引起的加速度测量误差小于 $1 \times 10^{-8} \text{g}$ 。

5.6 离心机半径多维度、多层级建模与监测方法

5.6.1 离心机半径误差多维度、多层级建模

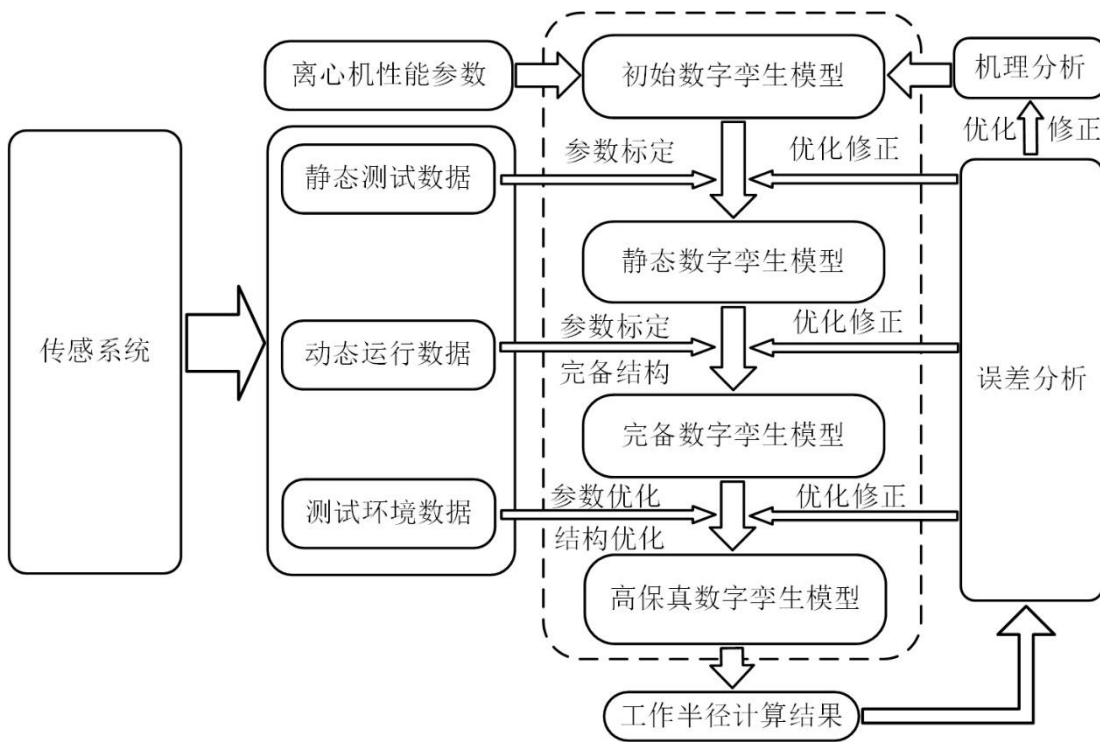


图 5-27 基于数字孪生的离心机半径监测系统图

基于前文的分析可知，离心机的工作半径是影响 PIGA 测试精度的主要误差项。因此，想要对 PIGA 的非线性误差项进行准确标定，必须精准的计算离心机的工作半径，时刻掌握离心机的输出加速度情况。本报告设计了一种基于数字孪生的离心机工作半径建模方法，具体建模步骤如下：

1. 离心机几何模型搭建

根据离心机的基本参数和离心机的结构，建立离心机大臂的初始数字孪生模型。根据离心机的基本参数建立离心机的三维几何模型，模型内包含：离心机转盘的三维尺寸规格，材质特性，以及加工装配精度和出厂检测报告。其中关键参数包括：离心机的转盘工作半径标称值 R_0 ；转盘横截面的半径 R_s ；转盘材质密度 ρ , kg/m^3 ；杨氏模量 E 。

2. 离心机半径物理模型搭建

根据传感系统采集的离心机静态测试数据和建立的初始数字孪生模型，可以进一步建立静态数字孪生模型对数字孪生模型中的参数进行初始标定。利用双频

激光干涉仪的测距功能测量和计算离心机的静态半径 R_L ；利用经纬仪对离心机转盘和主轴的不垂直装配误差进行测量；利用经纬仪测试转盘的初始弯曲误差 Δx_0 和 Δz_0 。根据测量数据 R_L ，可以实现对静态半径进行补偿和修正。

3. 离心机半径行为模型搭建

在离心机的负载端安装负载，进行离心机的动态负载测试。首先对离心机转盘的伸长和弯曲进行分析。包括半径伸长动态误差 ΔR_d ，和弯曲误差 Δx 和 Δz 。其中，半径的伸长主要来自于转盘自身质量在离心机高速旋转时产生的伸长和离心机负载质量 M 引起的伸长，通过结合历史数据的回归分析模型结构，在补充与转速有关的一次项和三次项误差系数后，表达式可以写为：

$$\Delta R_d(\omega, M) = \left(\frac{\rho R_L^3}{3E} \omega^2 + \frac{R_0^2}{\pi E R_s^2} M \omega^2 \right) + (\delta_1 \omega + \delta_3 \omega^3) \quad (5-67)$$

公式 (5-67) 中，等式右边的第一部分，可以通过初始孪生模型中的相关参数信息进行标定计算。通过实时采集离心机转盘半径长度变化量，采用递推最小二乘算法即可实时求解公式 (5-67) 中的误差项系数 δ_1 和 δ_3 。

其次，考虑离心机转盘的弯曲与离心机的转速和负载相关，即 $\Delta x(\omega, M)$ 和 $\Delta z(\omega, M)$ 。同样需要根据光电自准直仪测量系统进行测量，通过多项式回归对模型参数进行在线的辨识。考虑离心机转盘的扭转量级较小，对离心机半径的影响较小，主要将影响负载端安装姿态，因此可以通过视觉传感器进行实时的监测。

最后，基于传感系统采集的动态测试数据，通过对离心机工作半径的数字孪生模型中的相关动态参数的准确在线辨识，可以进一步完善数字孪生模型结构。

地基振动测量模块通过地基倾角变化的实时监测来实现对地基振动的测量。通过比对预测值和半径变化测量值设定半径孪生模型的修正误差模型，进一步完善模型结构，提高模型精度。

最终，根据已经建立的数字孪生模型和传感系统的实时采集数据，对孪生模型中的相关参数和误差项系数进行实时的辨识和估算，最终对离心机的真实半径进行实时计算。

4. 等效半径灵敏度行为模型搭建

此外，还可以进一步计算等效半径灵敏度。首先需要建立离心机的基座坐标系，采用与常见地理坐标系相同的东北天坐标系，如图 5-27 所示。考虑地基振动对离心机大臂的影响可以表示为 κ_y 和 κ_x 。基座相对地理坐标系的位姿矩阵为：

$$\mathbf{T}_{1k}^{0k} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \kappa_y & 0 \\ 0 & 1 & -\kappa_x & 0 \\ -\kappa_y & \kappa_x & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-68)$$

建立离心机的主轴坐标系，主轴的旋转角速度为 ω ，需要考虑主轴倾角回转误差 $\phi_x(\omega t)$ 和 $\phi_y(\omega t)$ 在离心机高速旋转时对离心机机构产生的影响。主轴相对基座的位姿矩阵为：

$$\mathbf{T}_{2k}^{1k} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & \phi_y(\omega t) & 0 \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & -\phi_x(\omega t) & 0 \\ \left(\begin{matrix} \phi_x(\omega t)\sin(\omega t) \\ -\phi_y(\omega t)\cos(\omega t) \end{matrix} \right) & \left(\begin{matrix} \phi_y(\omega t)\sin(\omega t) \\ +\phi_x(\omega t)\cos(\omega t) \end{matrix} \right) & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-69)$$

建立离心机的负载端坐标系，需要考虑离心机转盘和主轴的不垂直装配误差 $\Delta\theta_{y1}$ （已经通过经纬仪进行准确的标定），半径静态误差 R_L ，半径伸长动态误差 $\Delta R_d(\omega, M)$ 和弯曲误差 $\Delta x(\omega, M)$ 和 $\Delta z(\omega, M)$ 。负载端相对主轴的位姿矩阵为：

$$\mathbf{T}_{3k}^{2k} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \Delta\theta_{y1} & R_L + \Delta R_d(\omega, M) + \Delta x(\omega, M) \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\Delta\theta_{y1} & 0 & 1 & \Delta z(\omega, M) - \Delta\theta_{y1}R_L \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-70)$$

进一步，计算负载端相对地理坐标系的位姿矩阵：

$$\mathbf{T}_{1k}^{0k} \mathbf{T}_{2k}^{1k} \mathbf{T}_{3k}^{2k} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_k & \mathbf{D}_k \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \quad (5-71)$$

其中， \mathbf{A}_k 为大臂端相对地理坐标系的旋转矩阵， \mathbf{D}_k 为大臂端相对地理坐标系的位移矩阵。

进一步，通过对负载端的位移矩阵求解二阶导数，可得到当离心机运行时，沿着离心机大臂端坐标系三个轴产生的向心加速度：

$$\begin{bmatrix} a_{xk} & a_{yk} & a_{zk} \end{bmatrix}^T = \mathbf{A}_k^T \frac{d^2 \mathbf{D}_k}{dt^2} \quad (5-72)$$

在考虑温湿度 $T_c(T, H)$ 对离心机的影响后，离心机负载端沿着离心机工作半径方向获得的向心加速度为

$$\begin{aligned} a_{xk} = & -R_0 \omega^2 - (R_L - R_0) \omega^2 - \Delta R_d(\omega, M) \omega^2 - \Delta x(\omega, M) \omega^2 \\ & - f(\kappa_x, t) \omega^2 \sin(\omega t) - f(\kappa_y, t) \omega^2 \cos(\omega t) - T_c(T, H) \omega^2 \end{aligned} \quad (5-73)$$

其中， $-R_0 \omega^2$ 为标称向心加速度， $f(\kappa_x, t)$ 和 $f(\kappa_y, t)$ 为环境振动干扰函数，其量级大小需要根据采集数据和历史数据进行确定。

在公式 (5-73) 中，除去标称向心加速度部分后，与主轴转速的平方 ω^2 相关的误差项系数，即为孪生模型中相关参数的等效半径。

通过相关参数的计算数据和传感系统实时采集数据，可以通过等效半径的计算和归一化处理，得到模型中各个参数对离心机半径的灵敏度值。通过对灵敏度量级的实时分析，可以建立灵敏度修正模型，对数字孪生模型进行补偿。进一步，可以对模型结构进行优化，对相关参数进行修正。

5.6.2 离心机多尺度误差项测试数据

1. 静态主轴轴向晃动测试

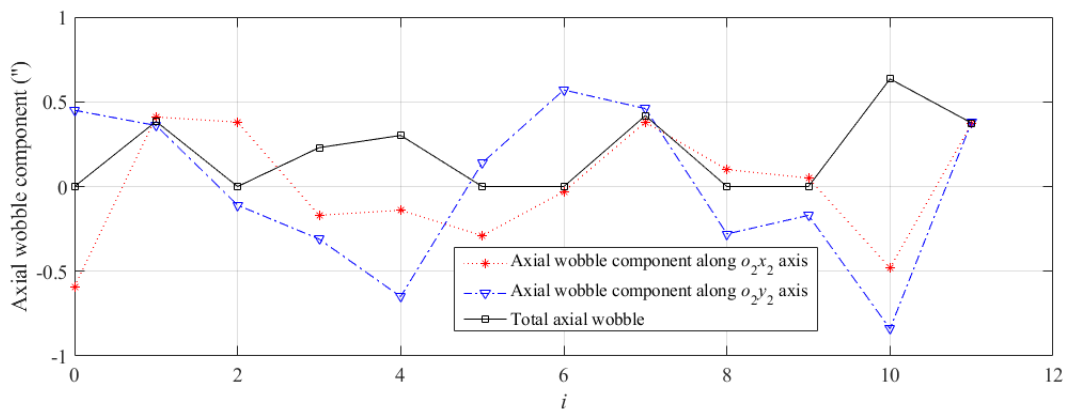


图 5-28 轴向晃动测试结果

离心机主轴的轴向晃动可以通过水平仪进行测试。将水平仪安装在主轴的轴

端出，沿着主轴坐标系中 o_2x_2 和 o_2y_2 的测试结果如图 5-28 所示。当测量结果为：

$\phi_x\left(\frac{2\pi i}{12}\right)$, $\phi_y\left(\frac{2\pi i}{12}\right)$ 时，主轴的晃动可以计算得出： $\sqrt{\phi_x\left(\frac{2\pi i}{12}\right)^2 + \phi_y\left(\frac{2\pi i}{12}\right)^2}$ 。根据测试结果可知，离心机主轴的轴向晃动变化范围为 $-0.84''$ 到 $0.96''$ 。

根据轴向摆动的测量结果，轴向摆动的一阶和二阶谐波可以进行计算：

$$\begin{cases} \phi_{xc1} = \frac{2}{12} \sum_{i=0}^{11} \left[\phi_x\left(\frac{2\pi i}{12}\right) \cos \frac{2\pi i}{12} \right], \phi_{xs1} = \frac{2}{12} \sum_{i=0}^{11} \left[\phi_x\left(\frac{2\pi i}{12}\right) \sin \frac{2\pi i}{12} \right] \\ \phi_{yc1} = \frac{2}{12} \sum_{i=0}^{11} \left[\phi_y\left(\frac{2\pi i}{12}\right) \cos \frac{2\pi i}{12} \right], \phi_{ys1} = \frac{2}{12} \sum_{i=0}^{11} \left[\phi_y\left(\frac{2\pi i}{12}\right) \sin \frac{2\pi i}{12} \right] \end{cases} \quad (5-74)$$

$$\begin{cases} \phi_{xc2} = \frac{2}{12} \sum_{i=0}^{11} \left[\phi_x\left(\frac{2\pi i}{12}\right) \cos \frac{4\pi i}{12} \right], \phi_{xs2} = \frac{2}{12} \sum_{i=0}^{11} \left[\phi_x\left(\frac{2\pi i}{12}\right) \sin \frac{4\pi i}{12} \right] \\ \phi_{yc2} = \frac{2}{12} \sum_{i=0}^{11} \left[\phi_y\left(\frac{2\pi i}{12}\right) \cos \frac{4\pi i}{12} \right], \phi_{ys2} = \frac{2}{12} \sum_{i=0}^{11} \left[\phi_y\left(\frac{2\pi i}{12}\right) \sin \frac{4\pi i}{12} \right] \end{cases} \quad (5-75)$$

各谐波项系数的计算结果为： $\phi_{xc1}=1.3 \times 10^{-3}''$, $\phi_{xs1}=3.2 \times 10^{-4}''$, $\phi_{yc1}=-1.5 \times 10^{-3}''$, $\phi_{ys1}=2.9 \times 10^{-4}''$, $\phi_{xc2}=8.3 \times 10^{-4}''$, $\phi_{xs2}=0.26''$, $\phi_{yc2}=0.51''$ 和 $\phi_{ys2}=0.2''$ 。根据前文的闭合误差分析可知，由轴向摆动产生的误差加速度小于 $1 \times 10^{-6} g$ ，相关的误差角速度小于 $3 \times 10^{-7} \text{ rad/s}$ 。因此，通过所提议的对称位置标定方法，可以显著地限制轴向摆动对标定精度的影响。

2. 静态离心机转台角位置测试

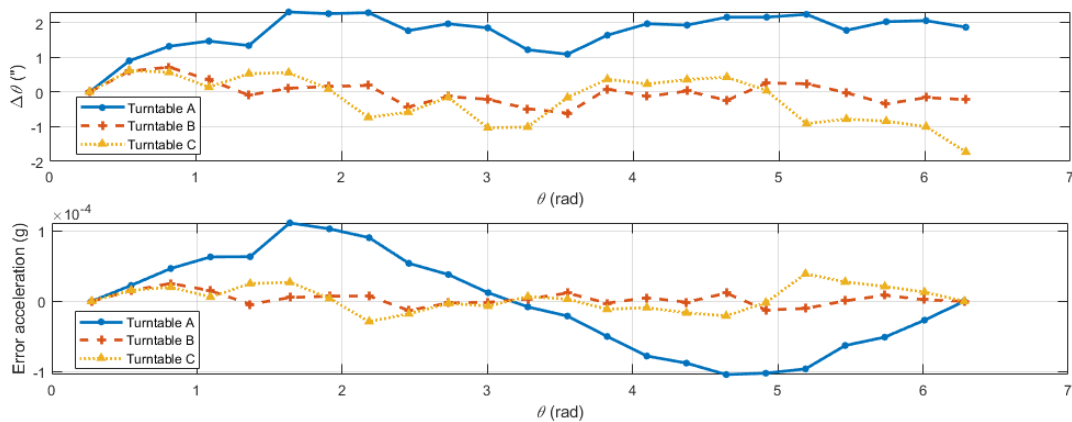


图 5-29 角位置测试结果

角位置误差是通过使用多面棱体和自准直仪来测量的。离心机三个转台的 23

点实验结果如图 5-29 中所示。实验结果与角位置误差的模拟结果相吻合，当 $\theta = 12\pi/23$ 时，最大的误差加速度超过了 $1 \times 10^{-4}g$ 。因此，对于盘式离心机上的高精度加速度计测试，如果不对角位置误差进行实时补偿，常用的多位置误差标定方法并不能实现 PIGA 非线性误差项系数的高精度标定。

3. 毫秒尺度离心机角速度测试

主轴的角速度也可能影响 PIGA 的输入加速度的准确性。因此，在进行 PIGA 测试前，应该测量离心机主轴转速的准确性和稳定性。通过利用盘式离心机的定位和计时系统，角速度误差 $\Delta\omega$ 和稳定性 σ_ω 的实验结果如表 5-11 所示。

由误差项 $\Delta\omega$ 和 σ_ω 引起的加速度误差为：

$$a(\Delta\omega) = R_0\omega^2 - R_0(\omega + \Delta\omega)^2 \approx -2R_0\omega\Delta\omega \quad (5-76)$$

$$a(\sigma_\omega) = R_0\omega^2 - R_0 \left\{ \frac{1}{t} \int_0^t [\omega^2 + \sigma_\omega \sin(2\pi f_w t + \phi_w)] dt \right\} \approx -R_0\omega\sigma_\omega \quad (5-77)$$

表 5-11 离心机主轴转速的测试结果

Angular velocity ($^\circ/s$)	Accuracy ($\Delta\omega/\omega$)	Stability (σ_ω)	$a(\Delta\omega)$ (g)	$a(\sigma_\omega)$ (g)
200	1.0836×10^{-6}	2.4730×10^{-7}	-1.3473×10^{-6}	-4.4043×10^{-8}
300	2.8472×10^{-7}	2.3653×10^{-7}	-7.9651×10^{-7}	-6.3187×10^{-8}
400	1.6339×10^{-6}	5.9701×10^{-7}	-8.1260×10^{-6}	-2.1265×10^{-7}
500	2.9725×10^{-6}	8.5854×10^{-7}	-2.3099×10^{-5}	-3.8225×10^{-7}
600	2.2611×10^{-7}	6.3431×10^{-7}	-2.5302×10^{-6}	-3.3890×10^{-7}
800	2.8492×10^{-6}	1.4590×10^{-6}	-5.6680×10^{-5}	-1.0394×10^{-6}
1000	3.1189×10^{-6}	2.3145×10^{-6}	-9.6946×10^{-5}	-2.0610×10^{-6}

计算结果显示，由于 $\Delta\omega$ 造成的误差加速度随着 ω 的增加从 $-1.3473 \times 10^{-6}g$ 增加到 $-9.6946 \times 10^{-5}g$ 。尽管较高的角速度可以更充分地激发 PIGA 的非线性误差项，但高转速带来的误差加速度将会给 PIGA 标定的准确性带来更多的干扰。此外，由于离心机的高稳定性，由 σ_ω 引起的误差加速度远小于角速度误差所造成的。因此，在进行 PIGA 测试时，应实时监测 ω 的准确性，并在输入加速度超过 $10g$ 时进行一定的补偿。

5.6.3 工作半径多维度、多层级数字孪生系统搭建

1. 工作半径物理模型数据设定

基于 iDOS 系统，首先设定离心机转台的属性数据，包括离心盘周长，离心

盘高度，重量，标称半径，横截面半径和杨氏模量等参数，如图 5-30 所示，设定离心机工作半径几何模型的相关属性数据。

指标编码	名称	类型	默认值
1 length	离心机筒长	REAL	120
2 height	离心机筒高	REAL	20
3 weight	重量	REAL	50
4 radius_nominal	标称半径	REAL	50
5 radius_cross	横截面半径	REAL	10
6 young	杨氏模量	REAL	1.2
7 density	密度	REAL	7.81

图 5-30 离心机半径数字孪生的属性数据设计

指标编码	名称	类型	计算参数
1 deta_x	半径x轴弯曲	REAL	<input type="checkbox"/>
2 deta_z	半径z轴弯曲	REAL	<input type="checkbox"/>
3 radius_dynamic	动态半径误差	REAL	<input type="checkbox"/>
4 radius_static	静态半径误差	REAL	<input type="checkbox"/>
5 speed_error	转速误差	REAL	<input type="checkbox"/>
6 install_error	装备误差	REAL	<input type="checkbox"/>
7 speed	离心机转速	REAL	<input type="checkbox"/>
8 axs	倾角回转误差sin	REAL	<input type="checkbox"/>
9 axc	倾角回转误差cos	REAL	<input type="checkbox"/>
10 vibration	地基振动干扰	REAL	<input type="checkbox"/>

图 5-31 离心机半径数字孪生的状态数据设计

然后，可以进一步设置相关的状态数据，主要包括：半径弯曲，动态半径误差，静态半径误差，转速误差，装备安装的误差，离心机转速，倾角回转误差和地基振动等，如图 5-31 所示。

2. 工作半径几何模型的搭建

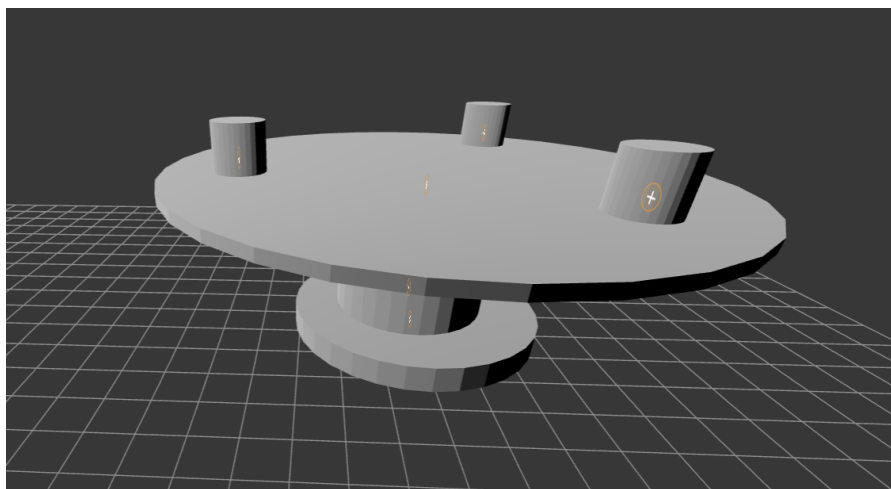


图 5-32 离心机数字孪生的 3D 模型

为了实现对离心机半径直观的监测，还需根据离心机的尺寸搭建 3D 模型。利用 Blender 可以完成对盘式离心机尺寸的 3D 建模，如图 5-32 所示。将 3D 模型导入数字孪生平台后，即可实现对相关参数的实时可视化监测。

3. 多层次-多维度模型的组装

如图 5-33 所示，基于前文的数字孪生建模流程和测量结果，建立相关的误差数字孪生模型。通过模型实现对离心机运行过程中主要误差的实时监控和计算，通过集成五类误差模型，搭建测试系统的工作半径数字孪生体。



图 5-33 离心机半径数字孪生的三层级模型集成

在数字孪生应用设计台中，我们设计相关的应用，实现了离心机工作半径的多维度、多层次，盘式离心机的工作半径和相关误差情况均在多个可视化图表中进行了详尽的展示，如图 5-34 所示。

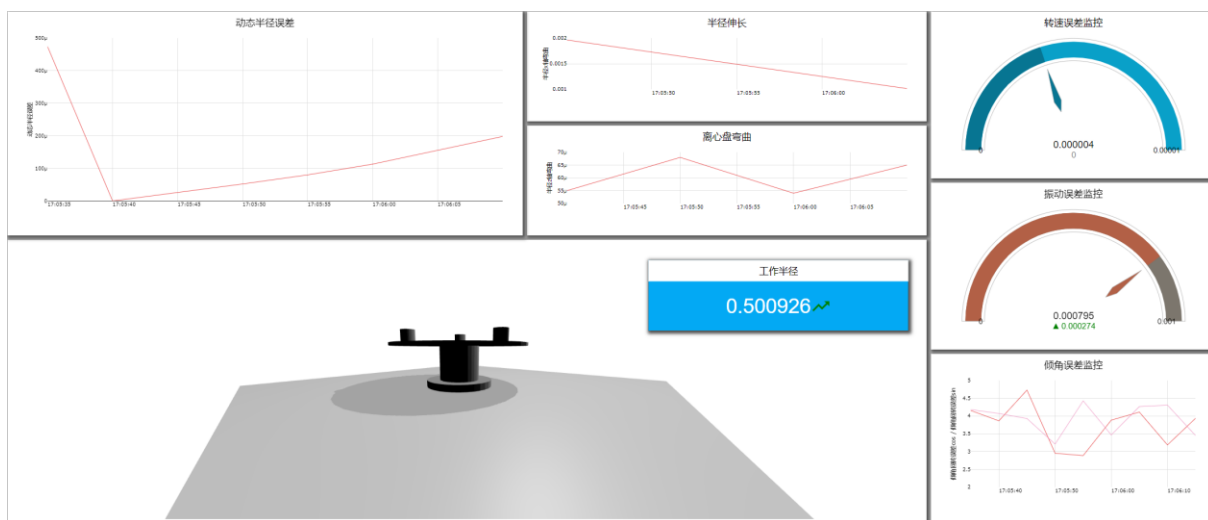


图 5-34 离心机半径数字孪生体的多维度-多层次监控应用

可以看到，红线表示的趋势显示出工作半径的变化，而其他的仪表盘则直观地展现了对应误差的实际情况以及其他关键参数的实时数据。此外，还可以添加相应的数据和仪表盘还反映了在特定时间点的数据变化，快速识别任何潜在的异常或问题。这种设计不仅支持在线实时的监控，还能进行高精度的仿真模拟，确

保盘式离心机的稳定性和效率，为 PIGA 的测试提供重要的数据支持。

5.7 PIGA 在精密离心机上的标定方案优化与仿真

5.7.1 标定方案设计与精度分析

PIGA 在精密离心机上的对称位置标定方案流程如图 5-35 所示。

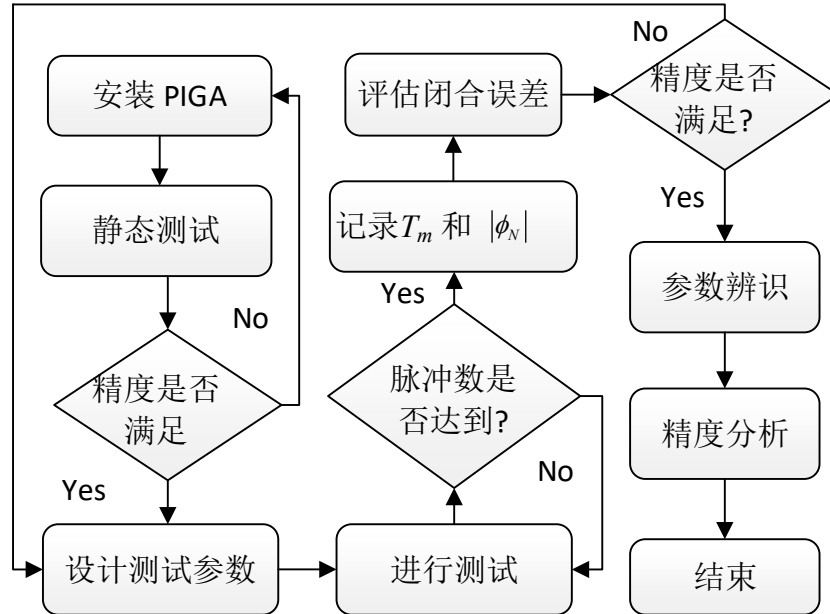


图 5-35 测试方案流程图

具体测试步骤如下：

1. PIGA 按照要求安装在离心机的夹具上，然后将夹具安装在转台上。
2. 需要对离心机的相关初始参数进行测试，包括了离心机的水平度，夹具的安装水平度等。

3. 当初始参数满足测试要求后，开始设计离心机测试的相关参数，包括离心机主轴的转速，转台的旋转角度，PIGA 的进动周期数。根据前文的分析可知，PIGA 在精密离心机上进行测试的进动角速度测量不确定度为：

$$\sigma_a = \sqrt{\left(\frac{\partial \bar{\alpha}}{\partial P} \sigma_P\right)^2 + \left(\frac{\partial \bar{\alpha}}{\partial T_m} \sigma_{T_m}\right)^2} \approx \sqrt{\left(\frac{2\pi}{16384 T_m} \sigma_P\right)^2 + \left(\frac{2\pi P_N}{T_m^2} \sigma_{T_m}\right)^2} \quad (5-78)$$

其中， σ_P 是 PIGA 的脉冲计数误差， σ_{T_m} 是测试系统的计时误差。

当 $P_N=20$ ， $\sigma_{T_m}=1 \times 10^{-6}$ s 时，图 5-27 是对 PIGA 在精密离心机上进行测试的进动角速度测量不确定度的仿真结果。仿真显示，当 $T_m=384$ s 时，PIGA 的 σ_a

等于 9.9×10^{-7} rad/s。因此，为了保证 PIGA 的精度高于 10^{-7} rad/s，必须保证测试时间长于 384 秒。

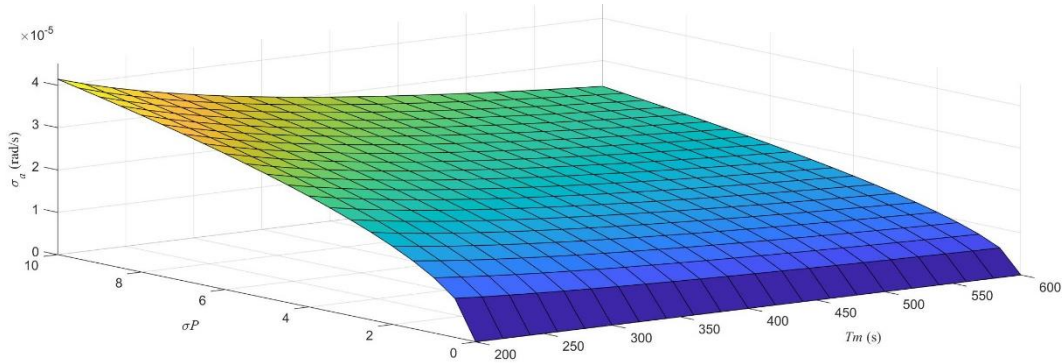


图 5-36 PIGA 的进动角速度测量不确定度的仿真结果

4. 仪器运行稳定后，即可开始 PIGA 测试。记录了 PIGA 的进动周期数、测试时间和主轴角位置。此外，还应监测离心机的角速度等运行参数。

5. 当 PIGA 的进动周期数达到设定值时，记录测试时间与离心机主轴的位置，以及 T_m 和 ϕ_N 。然后根据闭合误差的公式对闭合误差进行评估。

6. 如果估计结果满足精度要求，则可以继续进行下面的测试步骤。如果不满足，则应该重新设计测试参数。

7. 利用最小二乘算法，可以通过所提出的标定方法辨识出 PIGA 的非线性误差项系数。

8. 最后，进行不确定度分析，以说明所提标定方法的准确性。

为了分析所提出的标定方法的有效性和可行性，应在测试前对其精度进行评估。以 PIGA 在位置 1 的标定为例。非线性误差项系数的不确定度可计算为：

$$\begin{cases} \sigma_{k_{zz}} = \sqrt{(a_{41}\sigma_{a1}^+)^2 + (a_{42}\sigma_{a2}^+)^2 + \dots + (a_{4n}\sigma_{an}^+)^2} = 1.8 \times 10^{-7} \text{ rad/s/g}^2 \\ \sigma_{k_{oq}} = \sqrt{(a_{41}\sigma_{a1}^-)^2 + (a_{42}\sigma_{a2}^-)^2 + \dots + (a_{4n}\sigma_{an}^-)^2} = 5.4 \times 10^{-6} \text{ rad/s/g}^2 \\ \sigma_{k_3} = \sqrt{(a_{51}\sigma_{a1}^+)^2 + (a_{52}\sigma_{a2}^+)^2 + \dots + (a_{5n}\sigma_{an}^+)^2} = 2.1 \times 10^{-7} \text{ rad/s/g}^3 \end{cases} \quad (5-79)$$

其中， a_{ij} ($i=1, 2, \dots, n$, $j=1, 2, 3, 4$)。

计算结果表明，提出的标定方法能够准确的标定出 PIGA 的非线性误差项系数，标定精度的量级均在 10^{-6} 以上。其中，对于 PIGA 二阶误差项系数和三阶误差项系数的标定精度更是达到了 10^{-7} 。

PIGA 在位置 3 和位置 4 进行测试时的不不确定度为:

$$\sigma_{Y_{gj}} = \sqrt{\left(\frac{\partial Y_{gj}}{\partial \bar{\alpha}_{gj}^+} \sigma_{gj}^+\right)^2 + \left(\frac{\partial Y_{gj}}{\partial \bar{\alpha}_{gj}^-} \sigma_{gj}^-\right)^2 + \left(\frac{\partial Y_{gj}}{\partial \bar{\alpha}_{g0}^+} \sigma_{g0}^+\right)^2 + \left(\frac{\partial Y_{gj}}{\partial \bar{\alpha}_{g0}^-} \sigma_{g0}^-\right)^2 + \left(\frac{\partial Y_{gj}}{\partial \omega_j} \sigma_{\omega}\right)^2} \quad (5-80)$$

其中, $Y_{gj} = 0.5(\bar{\alpha}_{gj}^+ + \bar{\alpha}_{gj}^- - \bar{\alpha}_{g0}^+ + \bar{\alpha}_{g0}^-) + \omega_j$, σ_{gj}^+ , σ_{gj}^- , σ_{g0}^+ 和 σ_{g0}^- 分别为 PIGA 在位置 3 和位置 4 测试时的输出精度。 σ_{ω} 是离心机主轴转速的精度, 一般小于 $3 \times 10^{-6} \text{rad/s}$ 。

PIGA 在位置 3 和位置 4 测试后, 对其交叉项的标定不确定度可以估算出:

$$\sigma_{k_2'} = \sqrt{\left(g_{31} \sigma_{Y_{g1}}\right)^2 + \left(g_{32} \sigma_{Y_{g2}}\right)^2 + \dots + \left(g_{3m} \sigma_{Y_{gm}}\right)^2} = 6.8 \times 10^{-7} \text{rad/s/g}^2 \quad (5-81)$$

其中, g_{ij} 代表矩阵 $(\Phi_g^T \Phi_g)^{-1} \Phi_g^T$ 中的元素。

根据精度分析结果可知, 采用对称位置标定方法可以提升 PIGA 非线性误差项系数的标定精度, 尤其对主要误差项——二阶误差项系数的精度, 提升最为明显, 标定不确定度达到了 $1.8 \times 10^{-7} \text{rad/s/g}^2$ 。

5.7.2 仿真验证

本节构建了 PIGA 的仿真环境, 以验证所提对称位置标定方法的可用性。PIGA 和离心机的主要参数的设定值在表 5-12 中给出。

表 5-12 仿真参数设置

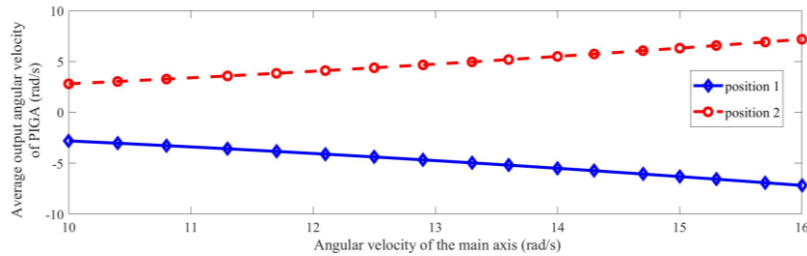
参数	设定值	参数	设定值
k_0	$4 \times 10^{-4} \text{rad/s}$	Ω_2'	$5 \times 10^{-7} (\text{rad/s})^{-1}$
k_z	0.55rad/s/g	k_{ω}	$5 \times 10^{-10} \text{g}^{-2}$
k_3	$8 \times 10^{-7} \text{rad/s/g}^3$	$\Delta \lambda_x, \Delta \lambda_y$	$5 \times 10^{-5} \text{rad}$
k_{zz}	$5 \times 10^{-6} \text{rad/s/g}^2$	$\Delta \theta_{x2}, \Delta \theta_{y2}, \Delta \theta_{z2}$	$5 \times 10^{-5} \text{rad}$
k_{ω}	$3 \times 10^{-6} \text{rad/s/g}^2$	$\Delta \theta$	$2.5 \times 10^{-6} \text{rad}$
k_2'	$5 \times 10^{-6} \text{rad/s/g}^2$		

表 5-13 PIGA 在位置 1 和位置 2 测试时的进动周期数

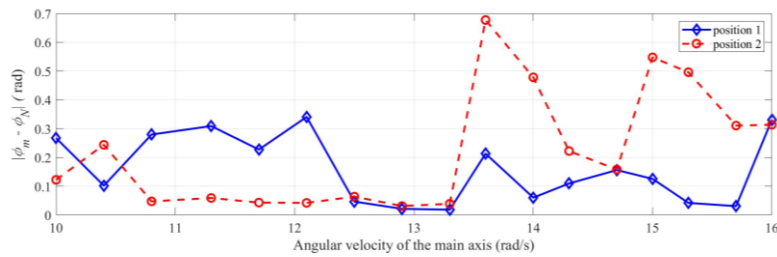
ω (rad/s)	P_N		ω (rad/s)	P_N	
	位置 1	位置 2		位置 1	位置 2
10	30	23	13.6	103	95
10.4	28	28	14	97	138
10.8	53	30	14.3	134	140
11.3	32	26	14.7	134	141
11.7	42	43	15	154	146
12.1	38	37	15.3	179	183

12.5	81	81	15.7	137	155
12.9	89	93	16	136	171
13.3	97	94			

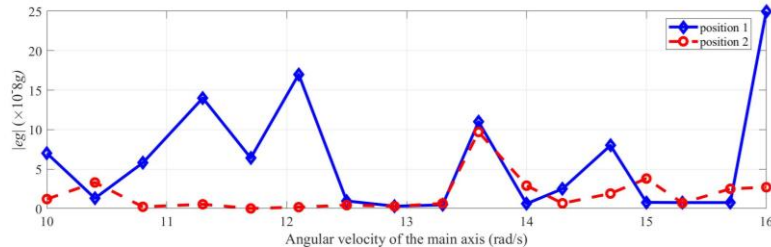
当主轴的角速度设置为 10 rad/s 到 16 rad/s 时，可以估计 PIGA 在位置 1 和位置 2 的进动周期数，如表 5-13 所示。



a) PIGA 的平均进动角速度



b) 闭合误差角度



c) 由闭合误差引起的误差加速度

图 5-37 PIGA 在位置 1 和位置 2 的仿真结果

PIGA 在位置 1 和位置 2 的仿真测试结果如图 5-37 所示。图 5-37 a) 为 PIGA 的平均进动角速度，可以看出，随着离心机主轴转速的提升，PIGA 的平均进动角速度逐渐增大。图 5-37 b) 为离心机的闭合误差角度，通过测试参数的优化， $|\phi_m - \phi_N|$ 的值均小于 0.7rad，满足测试要求。图 5-37 c) 为由离心机闭合误差而引起的误差加速度，根据仿真结果可知，误差加速度 $|e_g|$ 均小于 $2.5 \times 10^{-7}g$ ，因此可以忽略闭合误差对 PIGA 标定的影响。

根据对称位置标定方法，可以对 PIGA 的相关误差项系数进行测试，图 5-38 是 PIGA 在位置 1 和位置 2 的标定残差结果。

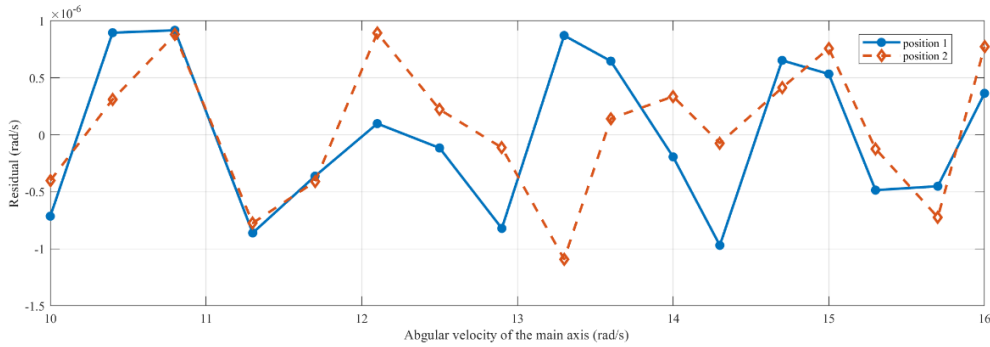


图 5-38 PIGA 在位置 1 和位置 2 的标定残差结果

由图 5-38 所致，大部分残差绝对值均小于 1×10^{-6} rad/s，最大残差绝对值也仅有 1.1×10^{-6} rad/s。根据残差的大小和分布说明，本报告所推导的 PIGA 误差标定模型不存在系统误差，可以精确的辨识出 PIGA 的相关误差项系数。标定的标准差可以根据以下公式计算出：

$$\sigma(r_a) = \sqrt{\frac{\sum r_{ai}^2}{free}} \quad (5-82)$$

其中， $free$ 是自由度， r_{ai} 是不同加速度测试时的残差。

根据仿真结果可知，PIGA 在位置 1 和位置 2 的标定标准差为 4.1×10^{-7} rad/s 和 5.2×10^{-7} rad/s。因此，PIGA 的非线性误差项系数标定不确定度为：

$$\begin{cases} \sigma_{k_{zz}} = \sqrt{a_{41}^2 + a_{42}^2 + \dots + a_{4n}^2} \sigma(r_a) \\ \sigma_{k_{oq}} = \sqrt{a_{41}^2 + a_{42}^2 + \dots + a_{4n}^2} \sigma(r_a) \\ \sigma_{k_3} = \sqrt{a_{51}^2 + a_{52}^2 + \dots + a_{5n}^2} \sigma(r_a) \end{cases} \quad (5-83)$$

PIGA 在位置 1 和位置 2 的标定结果如表 5-14 所示。

表 5-14 PIGA 在位置 1 和位置 2 测试时的进动周期数

PIGA 误差系数	对称标定		对称标定（非优化）		传统标定	
	标定结果	标定不确定度	标定结果	标定不确定度	标定结果	标定不确定度
k_{zz} (rad/s/g ²)	5.02×10^{-6}	1.01×10^{-7}	5.38×10^{-6}	4.10×10^{-6}	6.25×10^{-6}	2.12×10^{-6}
k_3 (rad/s/g ³)	8.85×10^{-7}	1.00×10^{-7}	8.85×10^{-7}	1.23×10^{-7}	7.49×10^{-7}	4.80×10^{-8}
k_{oq} (rad/s/g ²)	3.16×10^{-7}	4.10×10^{-6}	3.17×10^{-7}	5.45×10^{-6}	5.85×10^{-6}	2.12×10^{-6}

对比采用对称位置标定而不进行相关参数优化设计的标定方案可知，本报告所采用的标定方案，可以明显改进 PIGA 的标定精度，其中 k_{zz} 的标定精度高了一个数量级。与传统的标定方法相比，本报告所提的对称位置校准方法可以将 k_{zz}

的标定不确定度从 $2.12 \times 10^{-6} \text{rad/s/g}^2$ 降低到 $1.01 \times 10^{-7} \text{rad/s/g}^2$ 。但是， k_{oq} 的标定不确定度却从 $2.12 \times 10^{-6} \text{rad/s/g}^2$ 增加到了 $5.45 \times 10^{-6} \text{rad/s/g}^2$ 。对于 k_3 的标定不确定度也有所增加。这说明本标定方法更适合标定 PIGA 的主要非线性误差项系数。

标定准确性 r_a (g/g)的结果如图 5-39 所示。通过所提的标定方法获得的标定准确性整体优于不带参数优化方法，PIGA 的最终标定准确性小于 $6 \times 10^{-8} \text{g/g}$ 。

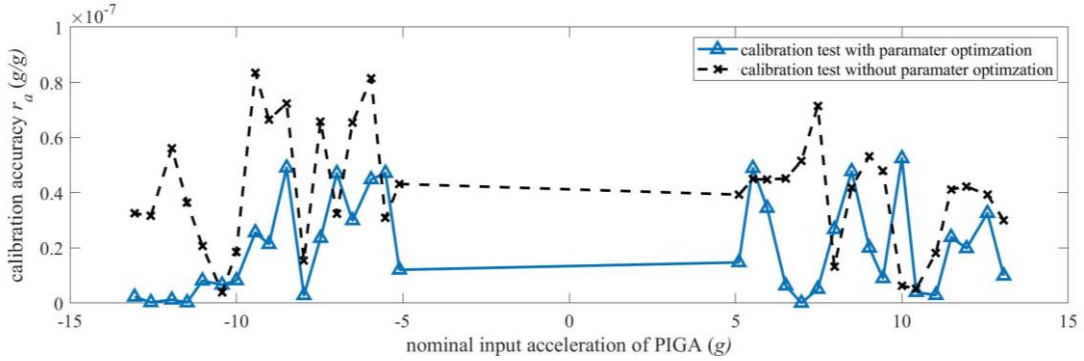
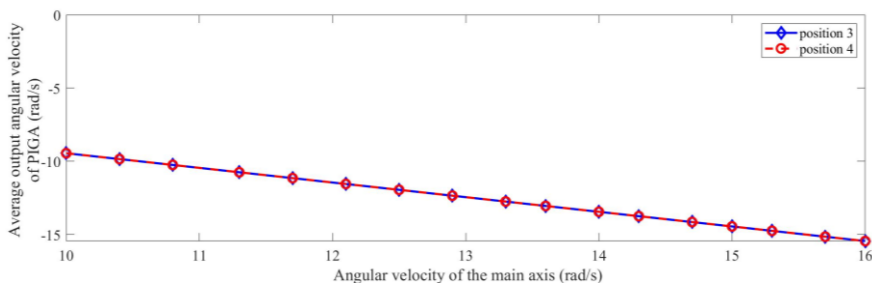


图 5-39 PIGA 在位置 1 和位置 2 的标定精度

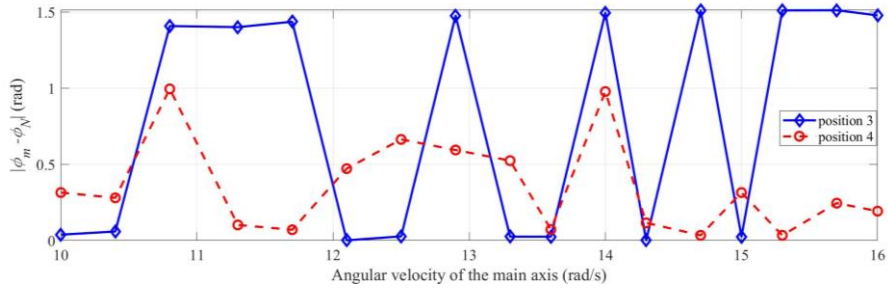
表 5-15 PIGA 在位置 3 和位置 4 测试时的进动周期数

ω (rad/s)	P_N		ω (rad/s)	P_N	
	Position3	Positio4		Positio3	Positio4
10	86	82	13.6	95	184
10.4	161	139	14	92	214
10.8	89	33	14.3	175	418
11.3	152	117	14.7	174	180
11.7	117	81	15	184	105
12.1	63	79	15.3	188	181
12.5	87	60	15.7	214	213
12.9	107	62	16	190	386
13.3	116	64			

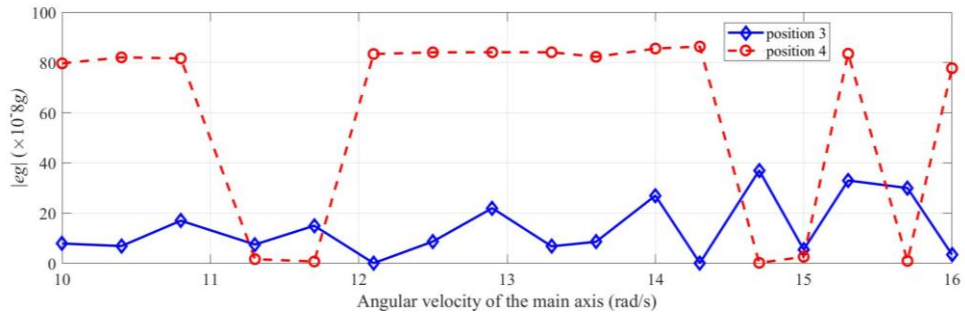
表 5-15 所示为 PIGA 在位置 3 和位置 4 的进动周期数设定。PIGA 在位置 3 和位置 4 仿真测试结果如图 5-40 所示。



a) PIGA 的平均进动角速度



b) 闭合误差角度



c) 由闭合误差引起的误差加速度

图 5-40 PIGA 在位置 3 和位置 4 的仿真结果

图 5-40 a) 为 PIGA 的平均进动角速度，可以看出，随着离心机主轴转速的提升，PIGA 的平均进动角速度逐渐减少。图 5-40 b) 为离心机的闭合误差角度， $|\phi_m - \phi_N|$ 的值显然要大于 PIGA 在位置 1 和位置 2 的测试结果。图 5-40 c) 为由离心机闭合误差而引起的误差加速度，根据仿真结果可知，误差加速度 $|e_g|$ 均小于 $8.5 \times 10^{-7}g$ ，虽然大于 PIGA 在位置 1 和位置 2 的测试结果，但也小于 $1 \times 10^{-6}g$ ，可以被忽略。

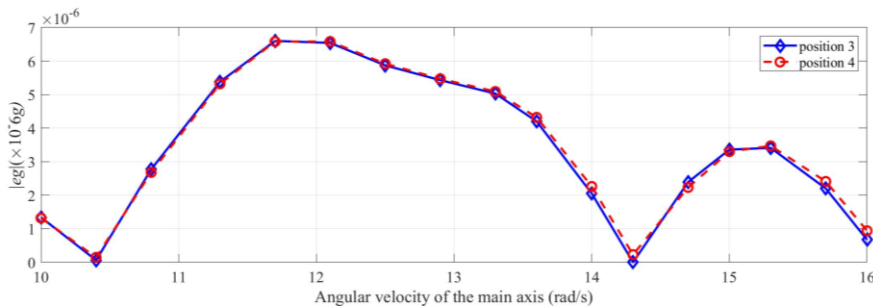


图 5-40 PIGA 在位置 3 和位置 4 没有优化进行测试时由闭合误差引起的误差加速度

当采用固定的进动周期，即 $P_N=50$ 时， $|e_g|$ 在位置 3 和位置 4 时的仿真结果如图 5-41 所示。对比图 5-39 c) 的结果可知，在不进行优化设计时， $|e_g|$ 的最大值超过了 $6 \times 10^{-6}g$ 。因此，进行进动周期数的优化设计是必要的。

PIGA 的交叉二次项系数 k_2' 的标定结果如表 5-16 所示。对比未优化的标定方法可知，如果不进行 PIGA 进动周期数的优化， k_2' 的标定不确定度将从 4.54×10^{-6} rad/s/g² 增加到 1.29×10^{-6} rad/s/g²，同时绝对误差的量级从 10^{-7} 降低到 10^{-6} 。

表 5-16 PIGA 在位置 3 和位置 4 测试的标定结果

测试方法	辨识结果(rad/s/g ²)	标定不确定度(rad/s/g ²)	绝对误差(rad/s/g ²)
对称位置	4.22×10^{-6}	1.29×10^{-6}	7.80×10^{-7}
对称位置未优化	7.50×10^{-6}	4.54×10^{-6}	2.50×10^{-6}

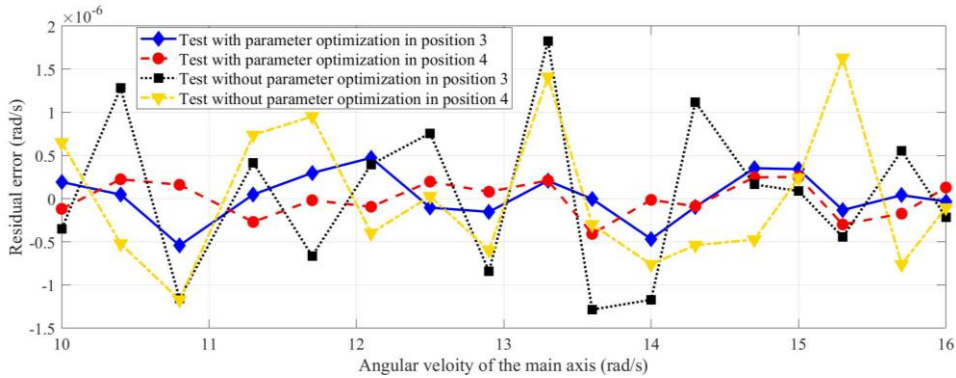


图 5-42 PIGA 在位置 3 和位置 4 测试的残差结果

两种方法的标定残差如图 5-42 所示。标定残差结果说明，采用本报告所提的对称位置方法，可以将 PIGA 的标定残差抑制在 $\pm 6 \times 10^{-7}$ rad/s。相比之下，如果不进行优化，残差的最大值将达到 1.82×10^{-6} rad/s，显然并不能满足高精度的 PIGA 标定需求。

此外，我们可以进一步通过统计计算来评估测试样本的可靠性：

$$\begin{cases} \mu = \frac{\max |r_{ai}|}{\sigma(r_a)} \\ \mu_c = 1.25 + \ln \sqrt{\frac{N}{3}} \end{cases} \quad (5-84)$$

其中， N 是测试的样本数量。

如果 $\mu \geq \mu_c$ ，就说明测试的样本质量不高，存在相关的坏点，需要重新进行测试。如果 $\mu < \mu_c$ ，就说明 PIGA 的测试样本可以用于高精度的标定非线性误差项系数。当 $N = 17$ ， $\mu_c = 2.9846$ 时，PIGA 在位置 1、2、3、4 的计算结果如下： $\mu_1 = 2.3415 < \mu_c$ ， $\mu_2 = 2.1154 < \mu_c$ ， $\mu_3 = 1.1905 < \mu_c$ ， $\mu_4 = 0.9231 < \mu_c$ 。根据可靠性计算结果可知，PIGA 的 4 位置对称测试可以满足标定需求。

根据双侧（双尾）检验统计手册可知， k_{zz} 的均值的置信区间为：

$$\begin{cases} t_{st} = 1.960 + \frac{2.392}{f - 1.082}, P = 0.95 \\ \eta_{k_{zz}} = \hat{k}_{zz} \pm \frac{t_{st} \sigma_{k_{zz}}}{\sqrt{34}} \end{cases} \quad (5-85)$$

表 5-17 PIGA 标定的置信区间评估结果

PIGA 系数	设定值	对称位置	对称位置未优化	传统方法
		置信区间	置信区间	置信区间
k_{zz} (rad/s/g ²)	5×10^{-6}	$[4.98 \times 10^{-6}, 5.06 \times 10^{-6}]$	$[3.90 \times 10^{-6}, 6.86 \times 10^{-6}]$	$[5.48 \times 10^{-6}, 7.02 \times 10^{-6}]$
k_3 (rad/s/g ³)	8×10^{-7}	$[8.49 \times 10^{-7}, 4.98 \times 10^{-6}]$	$[8.40 \times 10^{-7}, 3.90 \times 10^{-6}]$	$[7.32 \times 10^{-7}, 5.48 \times 10^{-6}]$
k_{oq} (rad/s/g ²)	3×10^{-6}	$[-1.17 \times 10^{-6}, 1.80 \times 10^{-6}]$	$[-1.65 \times 10^{-6}, 2.29 \times 10^{-6}]$	$[5.08 \times 10^{-6}, 6.61 \times 10^{-6}]$
k_2' (rad/s/g ²)	5×10^{-6}	$[3.25 \times 10^{-6}, 5.19 \times 10^{-6}]$	$[5.92 \times 10^{-6}, 9.20 \times 10^{-6}]$	

在实际工程中，当 $P=0.95$ 时，将 t_{st} 的值设为 2.1103。非线性误差系数置信区间的计算结果如表 5-17 所示。可以发现，PIGA 非线性误差项系数 k_{zz} 的真值均在采用本报告所提的测试方法得到的置信区间内，验证了所提出的对称标定方法能较准确地识别出 k_{zz} 。然而，由于所提出的方法不能进一步提高耦合二次项和三次项的精度，且三阶项系数的取值较小，使得 k_{oq} 和 k_3 的真值都在置信区间之外。此外，对于工作半径为 0.5 m 的盘式离心机，标定 k_3 可能需要更高精度的离心机性能，因为主轴角速度越高，干扰越大。对于 k_2' 的确标定结果显示， k_{zz} 的真值均在采用本报告所提的测试方法得到的置信区间内，说明位置 3 和 4 的测试可以高精度的标定出 PIGA 的交叉二次项系数。

表 5-18 PIGA 针对多个工作半径量级补偿与不补偿时的标定不确定度评估

半径误差 (mm)	标定结果				标定不确定度			
	k_{zz} (rad/s/g ²)	k_{oq} (rad/s/g ²)	k_2' (rad/s/g ²)	k_3 (rad/s/g ³)	$\sigma_{k_{zz}}$ (rad/s/g ²)	$\sigma_{k_{oq}}$ (rad/s/g ²)	$\sigma_{k_2'}$ (rad/s/g ³)	σ_{k_3} (rad/s/g ³)
0	5.02×10^{-6}	3.16×10^{-6}	4.22×10^{-6}	8.85×10^{-7}	1.0×10^{-7}	4.1×10^{-6}	1.3×10^{-6}	1.0×10^{-7}
未补偿 10^{-3}	5.21×10^{-6}	3.66×10^{-6}	4.37×10^{-6}	1.00×10^{-6}	1.1×10^{-7}	4.1×10^{-6}	1.4×10^{-6}	1.3×10^{-7}
未补偿 10^{-2}	5.17×10^{-6}	7.17×10^{-6}	4.28×10^{-6}	1.10×10^{-6}	1.3×10^{-7}	8.5×10^{-6}	1.9×10^{-6}	1.6×10^{-7}
未补偿 10^{-1}	5.68×10^{-6}	9.99×10^{-6}	4.56×10^{-6}	1.25×10^{-6}	1.7×10^{-7}	2.1×10^{-5}	1.2×10^{-6}	6.2×10^{-7}
补偿 10^{-3}	5.03×10^{-6}	3.57×10^{-6}	4.33×10^{-6}	8.17×10^{-7}	1.1×10^{-7}	4.1×10^{-6}	1.3×10^{-6}	1.1×10^{-7}
补偿 10^{-2}	5.14×10^{-6}	3.10×10^{-6}	4.24×10^{-6}	9.36×10^{-7}	1.2×10^{-7}	5.2×10^{-6}	1.4×10^{-6}	1.0×10^{-7}
补偿 10^{-1}	5.11×10^{-6}	3.23×10^{-6}	4.14×10^{-6}	8.79×10^{-7}	1.0×10^{-7}	4.3×10^{-6}	1.2×10^{-6}	1.1×10^{-7}

对比不同半径误差测试时，未补偿半径误差和补偿后的结果可知，由于采用对称位置进行测试，可以自动规避大部分半径误差对 PIGA 二次项和交叉二次项

的影响，标定不确定度虽然有所增长，但变化范围均在 10^{-6} 以内，如表 5-18 所示。然而，对于奇异二次项和三次项的标定来说，随着半径误差的增大，标定不确定度急剧变大，其中对奇异二次项影响最大，标定不确定度量级从 10^{-6} 增长到 10^{-5} ，显然已经不能满足高精度标定的要求。此外，PIGA 三次项的标定不确定度也在增长，从 $1.0 \times 10^{-7} \text{ rad/s/g}^3$ 增加到 $6.2 \times 10^{-7} \text{ rad/s/g}^3$ ，虽然量级没有变化，但由于三次项的设定值仅为 $5.0 \times 10^{-7} \text{ rad/s/g}^3$ ，显然也不能满足标定精度要求。因此，在进行离心机测试时，对半径误差的实时监控和补偿十分必要，是提高标定精度的重要保证。

最终，通过多维度的仿真结果表明，所提的基于数字孪生的多维多层次建模方法可以进一步优化 4 位置对称标定方法，能有效抑制闭合误差对校准精度的影响。与传统的方法相比， k_{zz} 的标定不确定度的量级由 10^{-6} 降至 10^{-7} 。然而，在位置 1 和 2 的对称标定方法并不能提高 k_3 的标定精度。此外，针对非主要误差项系数，如耦合二次项，本报告为了提高二次项的精度，还会降低 k_{oq} 标定精度。与未进行参数优化的标定方案相比，所提标定方法的 k_2' 系数标定不确定度均可降至原标定不确定度的三分之一。此外，在进行离心机测试时，有必要对工作半径进行实时的计算、监控和补偿，确保 PIGA 的高精度标定。

5.8 本章小结

本章首先根据 PIGA 和精密线振动台构造与运行机理，建立的相应的物理和行为多维度部件和设备模型，基于齐次变换矩阵推导出了 PIGA 测试的系统级输入比力模型，并建立了 PIGA 整周进动的误差标定模型。其次对主要误差进行了多个时间尺度和多层次数字孪生建模与分析，搭建了线振动台误差的数字孪生系统，并对主要功能和效果进行了验证。根据误差分析和不确定度评估结果，提出了进动整周的完整标定方案。根据实验研究和仿真结果表明，所提出的 PIGA 进动整周方法可以更准确地识别 PIGA 的非线性误差系数。其中，三阶误差项系数的标定不确定性可以减少到原来值的十分之一。

针对 PIGA 在精密盘式离心机上的测试，本章搭建了多尺度、多维度、多层次 PIGA 标定模型，提出了 PIGA 对称位置组合标定方法，可以自动规避失准角误差和补偿偏心误差，并且通过离心机主轴的旋转整周和 PIGA 进动整周，抑制离心机的设备误差对 PIGA 非线性误差项标定的影响。基于误差分析的结果，

提出了基于几何-物理-行为三维度的数字孪生的工作半径误差监控方法，利用 iDOS 系统搭建了基于数字孪生的离心机工作半径实时监控系統，实现了对的离心机工作半径和相应误差项的可视化实时监控，当误差变化较大时，可以及时进行补偿来保证 PIGA 的测试精度。PIGA 测试的仿真结果表明，本章提出 PIGA 的对称位置组合标定方法能够对 PIGA 的二次项、奇异二次项、交叉二次项和三次项误差系数进行准确的标定。

后续工作将进一步围绕数字孪生系统展开，搭建更加精准、全面、多物理场的数字孪生体，并进行深度的模型集成和融合，实现对 PIGA 测试全流程的全方位监控和仿真分析，可以进一步提高标定精度与效率。

6 总结与展望

本报告围绕以现代能源系统和轨道交通为代表的复杂系统，以及以高精度航天仪器测试为代表的精密工程领域，详细研究了数字孪生的多维度、多层次、多尺度建模与优化方法。首先以能源互联网为载体，提出了一种五层系统框架，这一创新性数字孪生框架有助于实时监测和优化电网，推动了可再生能源的预测性维护等。此外，首次提出了“能源元宇宙”这一概念，从而为未来的能源系统提供了全新的视角和解决方案。

针对能源数字孪生网络流量预测方面，基于数字孪生的多尺度建模技术，本报告提出了多时间尺度的分类流量预测方案。我们通过对原始数据流量进行短时间尺度特性分类，提高了对长时间尺度数据的处理效率，并设计的高精度预测模型。经实验验证，所提方案的预测准确性显著超越了其他基线模型。

针对轨道交通系统中列车调度优化方面，基于数字孪生的多尺度、多维度、多层次建模技术，本报告主要设计了基于动态客流数据的列车时刻表的调度优化方案。基于多时间尺度和多层次系统，设计了新的乘客体验行为模型，解决了传统方法采用乘客平均等待时间最为优化目标时的缺陷。然后提出的基于量子进化的粒子群改进优化算法，通过量子进化进一步改进粒子群优化算法的性能。最后针对多时间尺度的区域列车调度方法，进行了仿真验证。仿真结果表明本报告提出的方法可以提高轨道交通的优化调度算法性能，有效提升所有乘客的乘车体验。

针对高精密航天仪表测试方面，基于数字孪生的多尺度、多维度和多层次的建模与模型组装技术，围绕高精度惯性测试系统搭建了部件-设备-系统三层级数字孪生体架构，提供了多时间尺度、多维度、三层级的全面误差模型，确保了 PIGA 在精密线振动台这种高动态、复杂环境下的测试精度。面向 PIGA 在精密离心机上的测试，通过误差的分析，进一步搭建了几何-物理-行为的三维度离心机工作半径数字孪生体，实现了对离心机工作半径的实时监控和高保真仿真分析。此外，通过仿真分析，优化了 PIGA 在精密离心机上的进动整周的多位置标定方法，显著增强了测试准确性和效率，为高精度惯性测量设备的进一步研发与应用提供了技术支持。

在未来的工作中，首先，在能源网络方面将进一步探究如何将“能源元宇宙”这一概念具体应用到更广泛的能源系统中，以实现更高效、可靠和可持续的能源

供应。在轨道交通方面，未来的研究将更多地关注如何将基于强化学习的多尺度运行调度优化方案应用到轨道交通的系统中，从而实现更广泛的社会和经济效益。最后，在高精度测试方面，未来工作将集中在如何进一步优化和应用这一全面的误差模型建模方法，以满足更高的精度和可靠性需求。

参考文献

- [1] "World Energy Outlook 2022," IEA, Paris, France, Rep., Nov. 2022 2022. [Online]. Available: <https://iea.blob.core.windows.net/assets/830fe099-5530-48f2-a7c1-11f35d510983/WorldEnergyOutlook2022.pdf>
- [2] L. Cheng, T. Yu, H. Jiang, S. Shi, Z. Tan, and Z. Zhang, "Energy Internet Access Equipment Integrating Cyber-Physical Systems: Concepts, Key Technologies, System Development, and Application Prospects," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 23127-23148, 2019.
- [3] J. Cao and M. Yang, "Energy Internet - Towards Smart Grid 2.0," in 4th International Conference on Networking and Distributed Computing (ICNDC), Hong Kong, PEOPLES R CHINA, 2013, Dec 21-24 2013, pp. 105-110.
- [4] A. Joseph and P. Balachandra, "Smart Grid to Energy Internet: A Systematic Review of Transitioning Electricity Systems," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 215787-215805, 2020.
- [5] S. M. S. Hussain, F. Nadeem, M. A. Aftab, I. Ali, and T. S. Ustun, "The Emerging Energy Internet: Architecture, Benefits, Challenges, and Future Prospects," *Electronics*, Review vol. 8, no. 9, Sep 2019, Art no. 1037.
- [6] Q. Tang, F. R. Yu, R. Xie, A. Boukerche, T. Huang, and Y. Liu, "Internet of Intelligence: A Survey on the Enabling Technologies, Applications, and Challenges," *IEEE Commun Surv Tut*, vol. 24, no. 3, pp. 1394-1434, 2022.
- [7] Z. Lv, W. Kong, X. Zhang, D. Jiang, H. Lv, and X. Lu, "Intelligent Security Planning for Regional Distributed Energy Internet," *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 16, no. 5, pp. 3540-3547, May 2020.
- [8] S. Harous, D. Mechta, and S. Hebal, "Energy Routing Challenges and Protocols in Energy Internet: A Survey," *JElectr Eng Technol*, vol. 16, no. 6, pp. 3197-3212, Nov 2021.
- [9] T. Pu, S. Chen, Q. Zhao, X. Wang, and D. Zhang, "Framework Design and Application Prospect for Digital Twins System of Energy Internet," *Proc. Chn. Soc. Electr. Eng.*, vol. 41, no. 6, pp. 2012-2028, 2021.
- [10] X. He et al., "Situation Awareness of Energy Internet of Things in Smart City Based on Digital Twin: From Digitization to Informatization," *IEEE Internet Things J.*, Article vol. 10, no. 9, pp. 7439-7458, May 1 2023.
- [11] M. Grieves, *Product lifecycle management - driving the next generation of lean thinking; [how GE, Pund G, Ford, Toyota, and other leading companies achieved dramatic increases in productivity and profit]*. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2006.
- [12] H. Zhao et al., "3D visualization real-time monitoring method for digital twin workshop," *Comput Integr Manuf Syst*, vol. 25, no. 6, pp. 1432-43, June 2019.
- [13] M. K. Zhou, J. F. Yan, and D. H. Feng, "Digital Twin Framework and Its Application to Power Grid Online Analysis," (in English), *Csee J Power Energy*, vol. 5, no. 3, pp. 391-398, Sep 2019.

- [14] B. Koo, S. Chang, and H. Kwon, "Digital twin for natural gas infrastructure operation and management via streaming dynamic mode decomposition with control," *Energy*, Article vol. 274, Jul 1 2023, Art no. 127317.
- [15] G. E. P. D. Solutions, "GE Digital Twin: Analytic Engine for the Digital Power Plant," General Electric Company, 2016. [Online]. Available: <https://www.ge.com/digital/sites/default/files/Digital-Twin-for-the-digital-power-plant-.pdf>
- [16] H. A. Park, G. Byeon, W. Son, H. C. Jo, J. Kim, and S. Kim, "Digital Twin for Operation of Microgrid: Optimal Scheduling in Virtual Space of Digital Twin," (in English), *Energies*, vol. 13, no. 20, Oct 2020.
- [17] J. Granacher, T.-V. Nguyen, R. Castro-Amoedo, and F. Marechal, "Overcoming decision paralysis-A digital twin for decision making in energy system design," *Appl Energ*, Article vol. 306, Jan 15 2022, Art no. 117954.
- [18] DNV. "Data smart asset solutions - Digital twin." Det Norske Veritas group. <https://www.dnv.com/services/data-smart-asset-solutions-digital-twin-65556#> (accessed).
- [19] L. You and M. Zhu, "Digital Twin simulation for deep learning framework for predicting solar energy market load in Trade-By-Trade data," *Solar Energy*, Article vol. 250, pp. 388-397, Jan 15 2023.
- [20] N. Andriopoulos et al., "Local Energy Market-Consumer Digital Twin Coordination for Optimal Energy Price Discovery under Thermal Comfort Constraints," *Appl Sci (Basel)*, Article vol. 13, no. 3, Feb 2023, Art no. 1798.
- [21] L. U. Khan, Z. Han, W. Saad, E. Hossain, M. Guizani, and C. S. Hong, "Digital Twin of Wireless Systems: Overview, Taxonomy, Challenges, and Opportunities," *IEEE Commun Surv Tut*, pp. 1-1, 2022.
- [22] J. Lopez, J. E. Rubio, and C. Alcaraz, "Digital Twins for Intelligent Authorization in The B5g-Enabled Smart Grid," *IEEE Wireless Commun*, Article vol. 28, no. 2, pp. 48-55, Apr 2021.
- [23] Q. Guo, F. Tang, and N. Kato, "Federated Reinforcement Learning-Based Resource Allocation for D2D-Aided Digital Twin Edge Networks in 6G Industrial IoT," *IEEE Trans. Ind. Inform.*, Article vol. 19, no. 5, pp. 7228-7236, May 2023.
- [24] V. P. Bui, S. R. Pandey, F. Chiariotti, and P. Popovski, "Game Networking and its Evolution towards Supporting Metaverse through the 6G Wireless Systems arXiv," *arXiv*, 03 Feb. 2023.
- [25] K. Bi, L. Xie, H. Zhang, X. Chen, X. Gu, and Q. Tian, "Accurate medium-range global weather forecasting with 3D neural networks," *Nature*, vol. 619, no. 7970, pp. 533-538, 2023/07/01 2023.
- [26] F. Tao, H. Zhan, A. Liu, and A. Y. C. Nee, "Digital Twin in Industry: State-of-the-Art," *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 15, no. 4, pp. 2405-2415, Apr 2019.
- [27] I. Voigt, H. Inojosa, A. Dillenseger, R. Haase, K. Akgun, and T. Ziemssen, "Digital Twins for Multiple Sclerosis," *Frontiers in Immunology*, Review vol. 12, May 3 2021, Art no. 669811.

-
- [28] M. Kosacka-Olejnik, M. Kostrzewski, M. Marczevska, B. Mrowczynska, and P. Pawlewski, "How Digital Twin Concept Supports Internal Transport Systems?- Literature Review," *Energies*, Review vol. 14, no. 16, Aug 2021, Art no. 4919.
- [29] E. Shahat, C. T. Hyun, and C. Yeom, "City Digital Twin Potentials: A Review and Research Agenda," *Sustainability*, Review vol. 13, no. 6, Mar 2021, Art no. 3386.
- [30] T. Cioara, I. Anghel, M. Antal, I. Salomie, C. Antal, and A. G. Ioan, "An Overview of Digital Twins Application Domains in Smart Energy Grid arXiv," arXiv, pp. 6 pp.-6 pp., 16 April 2021.
- [31] B. R. Barricelli, E. Casiraghi, and D. Fogli, "A Survey on Digital Twin: Definitions, Characteristics, Applications, and Design Implications," *Ieee Access*, vol. 7, pp. 167653-167671, 2019 2019.
- [32] D. Jones, C. Snider, A. Nassehi, J. Yon, and B. Hicks, "Characterising the Digital Twin: A systematic literature review," *CIRP J Manuf Sci Technol*, vol. 29, pp. 36-52, 2020/05/01/ 2020.
- [33] R. Minerva, G. M. Lee, and N. Crespi, "Digital Twin in the IoT Context: A Survey on Technical Features, Scenarios, and Architectural Models," *Proc IEEE*, vol. 108, no. 10, pp. 1785-1824, Oct 2020.
- [34] S. Mihai et al., "Digital Twins: A Survey on Enabling Technologies, Challenges, Trends and Future Prospects," *IEEE Commun Surv Tut*, vol. 24, no. 4, pp. 2255-2291, 2022.
- [35] C. Cimino, E. Negri, and L. Fumagalli, "Review of digital twin applications in manufacturing," *Comp In*, vol. 113, Dec 2019, Art no. 103130.
- [36] M. Liu, S. Fang, H. Dong, and C. Xu, "Review of digital twin about concepts, technologies, and industrial applications," *J Manuf Syst*, vol. 58, pp. 346-361, Jan 2021.
- [37] F. Tao, M. Zhang, and A. Y. C. Nee, "Chapter 3 - Five-Dimension Digital Twin Modeling and Its Key Technologies," in *Digital Twin Driven Smart Manufacturing*, F. Tao, M. Zhang, and A. Y. C. Nee Eds.: Academic Press, 2019, pp. 63-81.
- [38] Q. Qi et al., "Enabling technologies and tools for digital twin," *J Manuf Syst*, vol. 58, pp. 3-21, Jan 2021.
- [39] Y. Wu, K. Zhang, and Y. Zhang, "Digital Twin Networks: A Survey," *IEEE Internet Things J.*, Article vol. 8, no. 18, pp. 13789-13804, Sep 15 2021.
- [40] C. Alcaraz and J. Lopez, "Digital Twin: A Comprehensive Survey of Security Threats," (in English), *IEEE Commun Surv Tut*, vol. 24, no. 3, pp. 1475-1503, 2022.
- [41] L. U. Khan, Z. Han, W. Saad, E. Hossain, M. Guizani, and C. S. Hong, "Digital Twin of Wireless Systems: Overview, Taxonomy, Challenges, and Opportunities," *IEEE Commun Surv Tut*, pp. 1-1, 2022.
- [42] G. Steindl, M. Stagl, L. Kasper, W. Kastner, and R. Hofmann, "Generic Digital Twin Architecture for Industrial Energy Systems," *Appl Sci (Basel)*, vol. 10, no. 24, Dec 2020, Art no. 8903.

- [43] S. Y. Teng, M. Tous, W. D. Leong, B. S. How, H. L. Lam, and V. Masa, "Recent advances on industrial data-driven energy savings: Digital twins and infrastructures," *Renew Sustain Energy Rev*, vol. 135, Jan 2021, Art no. 110208.
- [44] W. Wang, J. Wang, J. Tian, J. Lu, and R. Xiong, "Application of Digital Twin in Smart Battery Management Systems," *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, Review vol. 34, no. 1, Jun 9 2021, Art no. 57.
- [45] A. Thelen et al., "A comprehensive review of digital twin - part 1: modeling and twinning enabling technologies," *Structural and Multidisciplinary Optimization*, Review vol. 65, no. 12, Dec 2022, Art no. 354.
- [46] A. Thelen et al., "A comprehensive review of digital twin-part 2: roles of uncertainty quantification and optimization, a battery digital twin, and perspectives," *Structural and Multidisciplinary Optimization*, Review vol. 66, no. 1, Jan 2023, Art no. 1.
- [47] F. Naseri et al., "Digital twin of electric vehicle battery systems: Comprehensive review of the use cases, requirements, and platforms," *Renew Sustain Energy Rev*, Review vol. 179, Jun 2023, Art no. 113280.
- [48] N. Bazmohammadi et al., "Microgrid Digital Twins: Concepts, Applications, and Future Trends," *Ieee Access*, vol. 10, pp. 2284-2302, 2022 2022.
- [49] X. Wang, L. Wang, Y. Yu, Z. Ao, and L. Sun, "Survey on Characteristics, Architecture and Applications of Digital Twin Power Grid," *Journal of Electronics & Information Technology*, Article vol. 44, no. 11, pp. 3721-3733, Nov 2022.
- [50] M. Jafari, A. Kavousi-Fard, T. Chen, and M. Karimi, "A Review on Digital Twin Technology in Smart Grid, Transportation System and Smart City: Challenges and Future," *Ieee Access*, Review vol. 11, pp. 17471-17484, 2023 2023.
- [51] H. Chen, Z. Zhang, P. Karamanakos, and J. Rodriguez, "Digital Twin Techniques for Power Electronics-Based Energy Conversion Systems: A Survey of Concepts, Application Scenarios, Future Challenges, and Trends," *Ieee Industrial Electronics Magazine*, Article; Early Access 2022.
- [52] C. Semeraro et al., "Digital twin application in energy storage: Trends and challenges," *J Energy Storage*, vol. 58, p. 106347, 2023/02/01/ 2023.
- [53] C. Semeraro, H. Aljaghoub, M. A. Abdelkareem, A. H. Alami, and A. G. Olabi, "Digital twin in battery energy storage systems: Trends and gaps detection through association rule mining," *Energy*, Article vol. 273, Jun 15 2023, Art no. 127086.
- [54] Z. Song et al., "Digital Twins for the Future Power System: An Overview and a Future Perspective," *Sustainability*, Review vol. 15, no. 6, Mar 2023, Art no. 5259.
- [55] C. Zhang and S. Liu, "Meta-energy: When integrated energy internet meets metaverse," *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, vol. 10, no. 3, pp. 580–583, 2023.
- [56] X. He, Q. Ai, J. Wang, F. Tao, B. Pan, R. Qiu, and B. Yang, "Situation awareness of energy internet of thing in smart city based on digital twin: From digitization

- to informatization,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 10, no. 9, pp. 7439-7458, 2022.
- [57] W. A. Aziz, I. Ioannou, M. Lestas, H. K. Qureshi, A. Iqbal, and V. Vassiliou, “Content-aware network traffic prediction framework for quality of service-aware dynamic network resource management,” *IEEE Access*, vol. 11, pp. 99716-99733, 2023.
- [58] D. Wang, Y.-Y. Bao, and C.-M. Wang, “A hybrid deep learning method based on ceemdan and attention mechanism for network traffic prediction,” *IEEE Access*, vol. 11, pp. 39651-39663, 2023.
- [59] W. Yu, K. Ruan, H. Tang, and J. Huang, “Routing hypergraph convolutional recurrent network for network traffic prediction,” *Applied Intelligence*, vol. 53, no. 12, pp. 16126–16137, 2023.
- [60] M. Choi, H.-G. Kim, J.-H. Yoo, and J. W.-K. Hong, “Network traffic prediction and auto-scaling of sfc using temporal fusion transformer,” in *2023 24st Asia-Pacific Network Operations and Management Symposium (APNOMS)*. IEEE, pp. 131–136, 2023.
- [61] Q. Liu, J. Li, and Z. Lu, “St-tran: Spatial-temporal transformer for cellular traffic prediction,” *IEEE Communications Letters*, vol. 25, no. 10, pp. 3325–3329, 2021.
- [62] Z. Wang, M. Fu, Q. Wang, Y. Lu, J. Wu, L. Chen, W. Guan, W. Li, and J. Wang, “Linkage transformer: an attention based neural network for multi-cell traffic prediction,” in *2023 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*. IEEE, pp. 1–3, 2023.
- [63] 曹源, 温佳坤, and 马连川, “重大疫情下的列车动态编组与调度,” *交通运输工程学报*, vol. 20, no. 03, pp. 120-128, 2020, doi: 10.19818/j.cnki.1671-1637.2020.03.011.
- [64] 王铭铭, 王莉, 许心越, and 秦勇, “严重初始延误与区间限速条件下高速列车实时调度模型,” (in chi), *铁道学报*, vol. 44, no. 1, pp. 8-16, 2022, doi: 10.3969/j.issn.1001-8360.2022.01.002.
- [65] 侯卓璞, “面向调度控制一体化的列车运行自动调整方法研究,” 博士, 北京交通大学, 2021.
- [66] 温鹏程, 赵鹏, 姚向明, and 张璞, “考虑换乘接续的高速铁路网末班车时段列车运行调整研究,” *铁道学报*, vol. 44, no. 12, pp. 1-9, 2022.
- [67] 李智, 端嘉盈, 曾壹, 任禹谋, and 张琦, “基于智能化应用的列车运行调整模型,” *中国铁道科学*, vol. 42, no. 02, pp. 173-182, 2021.
- [68] 杨鹏鑫, 崔东亮, 代学武, 岳鹏, and 刘瑞广, “基于运控和调度协同仿真的列车阶段调整计划评估,” *计算机集成制造系统*, vol. 28, no. 11, pp. 3454-3463, 2022, doi: 10.13196/j.cims.2022.11.011.
- [69] 俞胜平, 韩忻辰, 袁志明, 崔东亮, “基于策略梯度强化学习的高铁列车动态调度方法,” *控制与决策*, vol. 37, no. 09, pp. 2407-2417, 2022, doi: 10.13195/j.kzyjc.2021.0670.

- [70] Y. Wang, D. Zhang, L. Hu, Y. Yang, and L. H. Lee, "A Data-Driven and Optimal Bus Scheduling Model With Time-Dependent Traffic and Demand," *IEEE Trans Intell Transp Syst*, vol. 18, no. 9, pp. 2443-2452, 2017, doi: 10.1109/TITS.2016.2644725.
- [71] F. Yang and Y. Shen, "A Minimax Framework for Two-Agent Scheduling With Inertial Constraints," *IEEE Trans Intell Transp Syst*, vol. 23, no. 12, pp. 24401-24413, 2022, doi: 10.1109/TITS.2022.3209159.
- [72] S. Hasanzadeh, S. F. Zarei, and E. Najafi, "A Train Scheduling for Energy Optimization: Tehran Metro System as a Case Study," *IEEE Trans Intell Transp Syst*, vol. 24, no. 1, pp. 357-366, 2023, doi: 10.1109/TITS.2022.3215095.
- [73] C. S. Ying, A. H. F. Chow, Y. H. Wang, and K. S. Chin, "Adaptive Metro Service Schedule and Train Composition With a Proximal Policy Optimization Approach Based on Deep Reinforcement Learning," *IEEE Trans Intell Transp Syst*, vol. 23, no. 7, pp. 6895-6906, 2022, doi: 10.1109/TITS.2021.3063399.
- [74] H. Liu et al., "An Iterative Two-Phase Optimization Method Based on Divide and Conquer Framework for Integrated Scheduling of Multiple UAVs," *IEEE Trans Intell Transp Syst*, vol. 22, no. 9, pp. 5926-5938, 2021, doi: 10.1109/TITS.2020.3042670.
- [75] H. Niu, X. Tian, and X. Zhou, "Demand-Driven Train Schedule Synchronization for High-Speed Rail Lines," *IEEE Trans Intell Transp Syst*, vol. 16, no. 5, pp. 2642-2652, 2015, doi: 10.1109/TITS.2015.2415513.
- [76] H. Zheng, W. Xu, D. Ma, and F. Qu, "Dynamic Rolling Horizon Scheduling of Waterborne AGVs for Inter Terminal Transportation: Mathematical Modeling and Heuristic Solution," *IEEE Trans Intell Transp Syst*, vol. 23, no. 4, pp. 3853-3865, 2022, doi: 10.1109/TITS.2021.3102998.
- [77] X. Dai et al., "Dynamic Scheduling, Operation Control and Their Integration in High-Speed Railways: A Review of Recent Research," *IEEE Trans Intell Transp Syst*, vol. 23, no. 9, pp. 13994-14010, 2022, doi: 10.1109/TITS.2021.3131202.
- [78] Y. Wang, B. Ning, T. Tang, T. J. J. v. d. Boom, and B. D. Schutter, "Efficient Real-Time Train Scheduling for Urban Rail Transit Systems Using Iterative Convex Programming," *IEEE Trans Intell Transp Syst*, vol. 16, no. 6, pp. 3337-3352, 2015, doi: 10.1109/TITS.2015.2445920.
- [79] X. Wang, S. Li, T. Tang, and L. Yang, "Event-Triggered Predictive Control for Automatic Train Regulation and Passenger Flow in Metro Rail Systems," *IEEE Trans Intell Transp Syst*, vol. 23, no. 3, pp. 1782-1795, 2022, doi: 10.1109/TITS.2020.3026755.
- [80] F. Sun, H. Liu, and Y. Zhang, "Integrated Aircraft and Passenger Recovery With Enhancements in Modeling, Solution Algorithm, and Intermodalism," *IEEE Trans Intell Transp Syst*, vol. 23, no. 7, pp. 9046-9061, 2022, doi: 10.1109/TITS.2021.3090329.
- [81] X. Sun, S. Zhang, H. Dong, Y. Chen, and H. Zhu, "Optimization of Metro Train Schedules With a Dwell Time Model Using the Lagrangian Duality Theory,"

- IEEE Trans Intell Transp Syst, vol. 16, no. 3, pp. 1285-1293, 2015, doi: 10.1109/TITS.2014.2361894.
- [82] Q. Tang, F. R. Yu, R. Xie, A. Boukerche, T. Huang, and Y. Liu, "Internet of Intelligence: A Survey on the Enabling Technologies, Applications, and Challenges," IEEE Commun Surv Tut, vol. 24, no. 3, pp. 1394-1434, 2022.
- [83] Fan, W. F., et al.. Suppression of the Bias Error Induced by Magnetic Noise in a Spin-Exchange Relaxation-Free Gyroscope. IEEE Sensors Journal [J], 2019, 19(21): 9712-9721.
- [84] 王常虹,董燕琴,陈效真,任顺清.惯性仪表测试技术的发展现状与趋势[J].导航与控制,2017,16(04):90-95.
- [85] Y Chen, Aktakka E E, Woo J K, et al. Error Contributions during MEMS Gyroscope Calibration by Chip-Scale Micro-Stage with Capacitive Motion Sensor[C]// 2018 IEEE/ASME INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCED INTELLIGENT MECHATRONICS (AIM) 2018:586-592.
- [86] 贺晓霞,李娇娇,李海霞,韩丰田,刘云峰.一种地面用静电悬浮加速度计的误差分析及仿真[J].中国惯性技术学报,2020,28(06):794-801.
- [87] 席翔,肖定邦,李微,卢坤,石岩,袁超,吴学忠.微半球振动陀螺的装配误差分析与精密微调机构设计[J].机械工程学报,2020,56(13):77-83.
- [88] B. Xiao, Y. Jiang, Q. Liu, X. Liu and M. Sun. A Survey of Error Analysis and Calibration Methods for MEMS Triaxial Accelerometers [J]. CMC-COMPUTERS MATERIALS & CONTINUA, 2020, 64(1): 389-399.
- [89] Silva F O, Paiva L, Carvalho G S. Error Analysis of Accelerometer- and Magnetometer-Based Stationary Alignment[J]. Sensors, 2021, 21(6):2040.
- [90] 关伟,汤莉,张春京.离心机精度对加速度计二次项标定精度的影响[J].导航定位与授时,2018,5(04):105-108.
- [91] 任顺清,王世明.离心机闭合误差对陀螺加速度计输入量的影响[J].哈尔滨工业大学学报,2015,47(01):8-13.
- [92] 王国栋,孙丽艳,王振凯,杨亮.一种 MEMS 陀螺仪零偏建模与估计方法[J].导航定位与授时,2021,8(04):135-140.
- [93] 杨菊花,刘洋,陈光武,魏宗寿,邢东峰.基于改进 EMD 的微机械陀螺随机误差建模方法[J].仪器仪表学报,2019,40(12):196-204.
- [94] Sushchenko O A, Chikovani V V, Bezkorovainyi Y M. Modelling of Airborne High-technological Coriolis Vibratory Gyroscope[C]// 2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). IEEE, 2020:700-705.
- [95] Jinlong, Song, Zhiyong, et al. Improved Virtual Gyroscope Technology Based on the ARMA Model.[J]. Micromachines, 2018, 9(7):348.
- [96] 王晓东,付红坡,温云同.加速度计参数长期稳定性多尺度混合建模与预测[J].中国惯性技术学报,2020,28(01):106-114.

- [97] R. Minerva, G. M. Lee, and N. Crespi. Digital Twin in the IoT Context: A Survey on Technical Features, Scenarios, and Architectural Models. *Proceedings of the IEEE*, 2020, 108(10):1785-1824.
- [98] 孟松鹤,叶雨玫,杨强,黄震,解维华.数字孪生及其在航空航天中的应用[J].航空学报,2020,41(09):6-17。
- [99] Jiang, H., et al.. How to model and implement connections between physical and virtual models for digital twin application[J]. *Journal of Manufacturing Systems*, 2021, 58: 36-51.
- [100] 陶飞,张贺,戚庆林,徐俊,孙铮,胡天亮,刘晓军,刘庭煜,关俊涛,陈畅宇,孟凡伟,张辰源,李志远,魏永利,朱铭浩,肖斌.数字孪生模型构建理论及应用[J].计算机集成制造系统,2021,27(01):1-15.
- [101] Liu S, Bao J, Lu Y, et al. Digital twin modeling method based on biomimicry for machining aerospace components[J]. *Journal of Manufacturing Systems*, 2020, 58(2021): 180-195.
- [102] Tu Y H, CC Peng. An ARMA Based Digital Twin for MEMS Gyroscope Drift Dynamics Modeling and Real-Time Compensation[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2021, PP(99): 21(3):2712-2724.
- [103] S. Khankalantary, S. Ranjbaran, and S. Ebadollahi, "Simplification of calibration of low-cost MEMS accelerometer and its temperature compensation without accurate laboratory equipment," *Meas. Sci. Technol.*, vol. 32, no. 4, p. 045102, Feb., 2021.
- [104] M. Gaitan, I. M. López Bautista, and J. Geist, "Reduction of calibration uncertainty due to mounting of three-axis accelerometers using the intrinsic properties model," *Metrologia*, vol. 58, no. 3, p. 035006, Apr., 2021.
- [105] Q. He, C. Zeng, X. He, X. Xu, and Z. Lin, "Calibrating accelerometers for space-stable inertial navigation systems at system level," *Measurement*, vol. 127, pp. 472-480, Oct., 2018.
- [106] 刘庆博,任顺清,曾鸣,王常虹.高精度液浮陀螺仪在双轴转台上的标定方法与误差分析[J].宇航学报,2018,39(10):1134-1140.
- [107] Wang S M, Meng N. A new Multi-position calibration method for gyroscope's drift coefficients on centrifuge[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2017, 68:104-108.
- [108] S. Ren, Q. Liu, M. Zeng and C. Wang, "Calibration Method of Accelerometer's High-Order Error Model Coefficients on Precision Centrifuge," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 69, no. 5, pp. 2277-2286, May 2020.
- [109] Sohrabi H, Ebadollahi S. Accuracy enhancement of MEMS accelerometer by determining its nonlinear coefficients using centrifuge test[J]. *Measurement*, 2017, 112:29-37.
- [110] Y. Sun, S. Ren and C. Wang. Calibration method of quartz accelerometer on dynamic centrifuge [J]. *Chinese Journal of Aeronautics*. 2021, <https://doi.org/10.1016/j.cja.2021.07.021>.

- [111] 刘庆博,任顺清,王常虹.基于线振动台的液浮陀螺仪二次项误差系数标定方法研究[J].振动与冲击,2020,39(07):216-222.
- [112] Lin Y, Ying G, Su S W. An Efficient Autocalibration Method for Triaxial Accelerometer[J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2017, 66(9):2380-2390.
- [113] Seyed S M, Moaveni B, Moshiri B, et al. Auto-Calibration and Fault Detection and Isolation of Skewed Redundant Accelerometers in Measurement While Drilling Systems.[J]. Sensors, 2018, 18(3):702.
- [114] H. Carlsson, I. Skog and J. Jaldén, "Self-Calibration of Inertial Sensor Arrays," IEEE Sensors J., vol. 21, no. 6, pp. 8451-8463, March, 2021.
- [115] L. Xing, Z. Xiong, J.-y. Liu, W. Luo and Y.-z. Yue. "Offline Calibration for MEMS Gyroscope G-sensitivity Error Coefficients Based on the Newton Iteration and Least Square Methods [J]. JOURNAL OF NAVIGATION 2018, 71(2): 352-370.
- [116] 卢艳军,陈雨荻,张晓东,张太宁.基于扩展 Kalman 滤波的姿态信息融合方法研究[J].仪器仪表学报,2020,41(09):281-288.
- [117] Y. Liu, Z. Dong. A New Method of Data Fusion for MEMS Gyroscope [C]// SEVENTH SYMPOSIUM ON NOVEL PHOTOELECTRONIC DETECTION TECHNOLOGY AND APPLICATIONS, 2021: 11763.
- [118] J. Wei, Z. Zhang, H. Cao and X. Duan. Hybrid Temperature Compensation Model of MEMS Gyroscope Based on Genetic Particle Swarm Optimization Variational Modal Decomposition and Improved Backpropagation [J]. SENSORS AND MATERIALS,2021, 33(8): 2835-2856.
- [119] J He, Sun C, Wang P. Noise Reduction for MEMS Gyroscope Signal: A Novel Method Combining ACMP with Adaptive Multiscale SG Filter Based on AMA[J]. Sensors, 2019, 19(20):4382.
- [120] E. Glaessgen and D. Stargel. The Digital Twin Paradigm for Future NASA and US Air Force Vehicles. In 53rd AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics and Materials Conference 20th AIAA/ASME/AHS Adaptive Structures Conference 14th AIAA, page 1818, 2012.
- [121] M. Grieves. Digital Twin: Manufacturing Excellence through Virtual Factory Replication. White Paper, 1:1-7, 2014.
- [122] Atkeson A, Kehoe PJ. The Transition to a New Economy after the Second Industrial Revolution. National Bureau of Economic Research; 2001. [L]
[SEP]
- [123] Zhou K, Yang S, Shen C, Ding S, Sun C. Energy Conservation and Emission Reduction of China's Electric Power Industry. Renew Sustain Energy Rev 2015; 45: 10-9.
- [124] Agrawal M, Agrawal S. Phytomonitoring of Air Pollution around a Thermal Power Plant. Atmos Environ 1967; 1989(23): 763-9. [L]
[SEP]
- [125] Hondo H. Life Cycle GHG Emission Analysis of Power Generation Systems: Japanese Case. Energy 2005; 30: 2042-56. [L]
[SEP]
- [126] Arora N, Kumar D. Availability Analysis of Steam and Power Generation Systems in the Thermal Power Plant. Microelectron Reliab 1997; 37: 795-9. [L]
[SEP]

- [127] Huse ES, Wangenstein I, Faanes HH. Thermal Power Generation Scheduling by Simulated Competition. *IEEE Trans Power Syst* 1999; 14: 472–7. ^[1]_[SEP]
- [128] Ishida M, Jin H. A New Advanced Power-generation System Using Chemical-looping Combustion. *Energy* 1994; 19: 415–22. ^[1]_[SEP]
- [129] Singh N, Kaushik S, Misra R. Exergetic Analysis of a Solar Thermal Power System. *Renew Energy* 2000; 19: 135–43.
- [130] Huang AQ, Crow ML, Heydt GT, Zheng JP, Dale SJ. The Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) System: the Energy Internet. *Proc IEEE* 2011; 99: 133-48.
- [131] Block C, Plail B, Bomarius F, Praehauser G. Internet of Energy ICT for Energy Markets of the Future. <http://www.iese.fraunhofer.de/content/dam/iese/en/mediacenter/documents/BDI_initiative_IoE_us-IdE-Broschuere_tcm27-45653.pdf2010>; 2010.
- [132] Abe R, Taoka H, McQuilkin D. Digital Grid: Communicative Electrical Grids of the Future. *IEEE Trans Smart Grid* 2011; 2: 399-410.
- [133] Rifkin J. *The Third Industrial Revolution: How Lateral Power is Transforming Energy, the Economy, and the World*. New York: St. Martin's Griffin; 2011.
- [134] ENN. Pan Energy Net. <http://www.enn.cn/wps/portal/ennzh/fnw/!ut/p/b1/04_SjzQ0NzcyNzQytjTRj9CPykssy0xPLMnMz0vMAfGjzOLNgpzcHZ0MHQ3cXXydDBYD3d3MLYOCgDoM9HOjHBUBBM5EBQ!/?pageid=fnw2016>.
- [135] Liu Z. *Global Energy Internet*. Beijing: China Electric Power Press; 2015. ^[1]_[SEP]
- [136] D. T. Ton and M. A. Smith, "The US Department of Energy's Microgrid Initiative," *Electr. J.*, vol. 25, no. 8, pp. 84–94, Oct. 2012.
- [137] Q. Qi et al., "Enabling Technologies and Tools for Digital Twin," *J. Manuf. Syst.*, vol. 58, pp. 3–21, Jan. 2021, doi: 10.1016/j.jmsy.2019.10.001.
- [138] Z. Zhou et al., "Secure and Latency-aware Digital Twin Assisted Resource Scheduling for 5G Edge Computing-empowered Distribution Grids," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 18, no. 7, pp. 4933–4943, Jul. 2022, doi: 10.1109/TII.2021.3137349.
- [139] D. Geng, C. Zhang, C. Xia, X. Xia, Q. Liu, and X. Fu, "Big Data-based Improved Data Acquisition and Storage System for Designing Industrial Data Platform," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 44,574–44,582, Apr. 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2909060.
- [140] F. Yang, T. Wu, R. Liao, J. Jiang, T. Chen, and B. Gao, "Application and Implementation Method of Digital Twin in Electric Equipment," *High Voltage Eng.*, vol. 47, no. 5, pp. 1505–1521, 2021.
- [141] W. Dai, H. Nishi, V. Vyatkin, V. Huang, Y. Shi, and X. Guan, "Industrial Edge Computing: Enabling Embedded Intelligence," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 13, no. 4, pp. 48–56, Dec. 2019, doi: 10.1109/MIE.2019.2943283.
- [142] A. Rabay'a, E. Schleicher and K. Graffi, "Fog Computing with P2P: Enhancing Fog Computing Bandwidth for IoT Scenarios," 2019 International Conference on Internet of Things and IEEE Green Computing and Communications and IEEE

- Cyber, Physical and Social Computing and IEEE Smart Data, Atlanta, GA, USA, 2019, pp.82-89.
- [143] G. N. Schroeder, C. Steinmetz, R. N. Rodrigues, R. V. B. Henriques, A. Rettberg, and C. E. Pereira, A Methodology for Digital Twin Modeling and Deployment for Industry 4.0, *Proc. IEEE*, vol. 109, no. 4, pp. 556–567, Apr. 2021, doi: 10.1109/JPROC.2020.3032444.
- [144] A. Rasheed, O. San, and T. Kvamsdal, Digital Twin: Values, Challenges and Enablers from a Modeling Perspective, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 21,980–22,012, Jan. 2020, doi: 10.1109/AC-CESS.2020.2970143.
- [145] M. Milton, C. De La O, H. L. Ginn, and A. Benigni, Controller-embeddable Probabilistic Real-time Digital Twins for Power Electronic Converter Diagnostics, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 9, pp. 9850–9864, Sep. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2971775.
- [146] B. Rodríguez, E. Sanjurjo, M. Tranchero, C. Romano, and F. González, Thermal Parameter and State Estimation for Digital Twins of Epowertrain Components, *IEEE Access*, vol. 9, pp. 97,384–97,400, Jul. 2021, doi: 10.1109/AC-CESS.2021.3094312.
- [147] A. Rassölkin et al., Interface Development for Digital Twin of an Electric Motor based on Empirical Performance Model, *IEEE Access*, vol. 10, pp. 15,635–15,643, Feb. 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3148708.
- [148] J. Yi, W. Lin, J. Hu, J. Dai, X. Zhou, and Y. Tang, An Integrated Model-driven and Data-driven Method for Online Prediction of Transient Stability of Power System with Wind Power Generation, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 83,472–83,482, Apr. 2020, doi: 10.1109/AC-CESS.2020.2991534.
- [149] X. Liu et al., Predictor-based Neural Network Finite-set Predictive Control for Modular Multilevel Converter, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 11, pp. 11,621–11,627, Nov. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3036214.
- [150] Q. Min, Y. Lu, Z. Liu, C. Su, and B. Wang, Machine Learning based Digital Twin Framework for Production Optimization in Petrochemical Industry, *Int. J. Inf. Manag.*, vol. 49, pp. 502–519, Dec. 2019.
- [151] X. Yu, C. Tang, P. Palensky, and A. W. Colombo, Blockchain: What Does It Mean to Industrial Electronics?: Technologies, challenges, and opportunities, *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 16, no. 2, pp. 4–14, Jun. 2022, doi: 10.1109/MIE.2021.3066332.
- [152] S. Son, D. Kwon, J. Lee, S. Yu, N.-S. Jho, and Y. Park, On the Design of a Privacy-preserving Communication Scheme for Cloud-based Digital Twin Environments Using Blockchain, *IEEE Access*, vol. 10, pp. 75,365–75,375, Jul. 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3191414.
- [153] Y. Lu, X. Huang, K. Zhang, S. Maharjan, and Y. Zhang, Low-latency Federated Learning and Blockchain for Edge Association in Digital Twin Empowered 6G Networks,” *IEEE Trans. Ind. In-format.*, vol. 17, no. 7, pp. 5098–5107, Jul. 2021, doi: 10.1109/TII.2020.3017668.

- [154] R. Rocca, P. Rosa, C. Sassanelli, L. Fumagalli, and S. Terzi, Integrating Virtual Reality and Digital Twin in Circular Economy Practices: A Laboratory Application Case, *Sustainability*, vol. 12, no. 6, p. 2286, 2020.
- [155] V. Kuts, T. Otto, T. Tähemaa, and Y. Bondarenko, Digital Twin Based Synchronised Control and Simulation of the Industrial Robotic Cell Using Virtual Reality, *J. Mach. Eng.*, vol. 19, no. 1, pp. 128–144, 2019.
- [156] A. M. Karadeniz, I. Arif, A. Kanak, and S. Ergün, Digital Twin of eGastronomic Things: A Case Study for Ice Cream Machines, in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS)*, 2019, pp. 1–4.
- [157] T. Kaarlela, S. Pieskä, and T. Pitkäaho, Digital Twin and Virtual Reality for Safety Training, in *Proc. 11th IEEE Int. Conf. Cogn. Infocomm. (CogInfoCom)*, 2020, pp. 115–120.
- [158] G. Schroeder et al., Visualising the Digital Twin Using Web Services and Augmented Reality, in *Proc. IEEE 14th Int. Conf. Ind. Inf. (INDIN)*, 2016, pp. 522–527.
- [159] R. Williams et al., Augmented Reality Assisted Calibration of Digital Twins of Mobile Robots, *IFAC PapersOnLine*, vol. 53, no. 3, pp. 203–208, 2020.
- [160] X. Ma, F. Tao, M. Zhang, T. Wang, and Y. Zuo, Digital Twin Enhanced Human-machine Interaction in Product Lifecycle, *Procedia CIRP*, vol. 83, pp. 789–793, Jan. 2019.
- [161] S. Ke, F. Xiang, Z. Zhang, and Y. Zuo, A Enhanced Interaction Framework Based on VR, AR and MR in Digital Twin, *Procedia CIRP*, vol. 83, pp. 753–758, Jan. 2019.
- [162] R. L. Gilbert, “The p.r.o.s.e. Project: A program of in-world behavioral research on the metaverse,” in *Journal of Virtual Worlds Research*, vol.4, pp. 3-18, 2011.
- [163] Matthew Ball. Framework for the Metaverse[EB/OL].(2021-06-29)[2022-01-10], <https://www.matthewball.vc/all/forwardtothemetaverseprimer>.
- [164] Dong Haoyu, “A Study on the Characteristics, Concept and Commercial Influence of ‘Metaverse’,” in *Modern Advertising*, vol.08, pp. 4-12, May, 2022.
- [165] 唐健. 电力通信网网络流量分类模型的设计与实现[D]. 中国科学院沈阳计算技术研究所. 2022.
- [166] 肖睿菊. 基于智慧城市的电力通信流量预测模型研究[D]. 华北电力大学. 2014.

项目及研究成果

参与项目：

(1) 国家重点研发计划：

全息感知与运行态势辨识的列车自主运行控制技术

(2) 清华-丰田研究院跨学科基金项目：

信息物理融合的城市能源系统综合状态感知、安全评估以及能量管理

(3) 国家高铁创新中心项目：

新型高效能城市轨道交通系统建模与综合智能优化

发表论文：

- [1] **Chuang Sun**, Shun-qing Ren, Jun-wei Cao, Ru Huo. Integral Precession Calibration Method of PIGA on Linear Vibration Table [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2023, online publication. <https://doi.org/10.1016/j.cja.2023.10.012> (SCI, IF=5.7, Q1, JCR 一区).
- [2] **Chuang Sun**, Shun-qing Ren, Jun-wei Cao, Ru Huo. Symmetric Calibration Method of Pendulous Integrating Gyroscopic Accelerometer on Centrifuge [J]. Measurement, 2022, 200(15):111685. (SCI, IF=5.6, Q1, JCR 二区).
- [3] **Chuang Sun**, Jun-wei Cao, Ru Huo, Lei Du, Xiangfeng Cheng. Metaverse applications in Energy Internet [C]. IEEE International Conference on Energy Internet, ICEI, 2022, Stavanger, Norway, 2022, pp. 7-12. (EI 检索).
- [4] Cao, Junwei, Jian Jin, Yangyang Ming, **Chuang Sun**, Xiping Zeng, Zhenzhen Jiao, and Songpu Ai. Human-Cyber-Physical Systems for Energy Internet—A Review [J]. Energies, 2023, 16, no. 15: 5624. (SCI, IF=3.2, Q3, JCR 四区).

申请发明专利：

- [1] 孙闯，曹军威，一种基于数字孪生的电力场景智能巡检系统，2022。（专利，实质审查，202211659237.1）

个人简介

孙闯，男，汉族，1989年7月生，黑龙江哈尔滨人。

2008-2012年，哈尔滨工业大学电气工程及其自动化专业攻读学士学位；

2012-2015年，中国民航大学导航制导与控制专业攻读硕士学位；

2015-2020年，哈尔滨工业大学控制科学与工程专业攻读博士学位；

2021-2023年，清华大学自动化系控制科学与工程流动站从事博士后工作。