

博士学位论文

全闭环伺服驱动系统位置控制 误差补偿技术研究

RESEARCH ON POSITION CONTROL ERROR COMPENSATION TECHNOLOGY OF FULL-CLOSED LOOP SERVO DRIVE SYSTEM

倪启南

哈尔滨工业大学

2020 年 12 月

国内图书分类号：TM921.5

学校代码：10213

国际图书分类号：621.3

密级：公开

工学博士学位论文

全闭环伺服驱动系统位置控制 误差补偿技术研究

博 士 研 究 生： 倪启南

导 师： 刘晓胜 教授

副 导 师： 杨 明 教授

申 请 学 位： 工学博士

学 科： 电力电子与电力传动

所 在 单 位： 电气工程及自动化学院

答 辩 日 期： 2020 年 12 月

授 予 学 位 单 位： 哈尔滨工业大学

Classified Index: TM921.5

U.D.C: 621.3

Dissertation for the Doctoral Degree in Engineering

**RESEARCH ON POSITION CONTROL ERROR
COMPENSATION TECHNOLOGY OF
FULL-CLOSED LOOP SERVO DRIVE SYSTEM**

Candidate:	Qinan Ni
Supervisor:	Prof. Xiaosheng Liu
Associate Supervisor:	Prof. Ming Yang
Academic Degree Applied for:	Doctor of Engineering
Speciality:	Power Electronics and Electrical Drives
Affiliation:	School of Electrical Engineering and Automation
Date of Defence:	December, 2020
Degree-Confering-Institution:	Harbin Institute of Technology

摘 要

高档数控机床是装备制造业的重要工具，是实现先进制造和现代化制造的基石，是实现高精尖技术及国防现代化的关键环节。全闭环伺服驱动系统作为高档数控机床最为重要的控制和执行机构，其位置控制误差直接影响了数控机床的加工精度。深入研究全闭环伺服驱动系统位置控制误差补偿技术，对推进高档数控机床国产化，提高高端制造装备自主性有着重要的意义。本论文在这一背景下，以全闭环伺服驱动系统为研究对象，从以下四个方面的关键技术来补偿位置控制误差：（1）抑制全闭环位置控制振荡，提高全闭环伺服驱动系统的稳定性；（2）降低转速/转角估算误差，消除转速、转矩内环对位置环控制的影响；（3）降低非线性因素引起的轮廓误差，分析反向间隙对轮廓误差的影响，优化过象限误差补偿方法；（4）考虑数控/伺服系统通讯延时，改善高速进给时位置环的增益裕度。论文的具体内容如下：

在全闭环位置控制方法中，针对全闭环位置控制中控制环路存在弹性环节易引发位置振荡问题，本文对全闭环位置控制振荡抑制方法进行研究。首先从伺服驱动系统机械传动部分和电气控制部分出发，建立全闭环位置控制系统模型，在此基础上，获得全闭环控制传递函数的解析表达式，利用频率分析法分析全闭环控制相比于半闭环控制易引发位置振荡的原因。然后，通过在位置环中引入电机轴端位置，将半闭环控制的高增益裕度与全闭环控制的高控制精度相结合，构建双位置反馈控制。最后，为解决不同伺服驱动系统谐振频率不同的问题，在反馈回路中引入滤波器构建可选频率反馈控制方法，提高双位置反馈控制的适用性和简易性。

在电机转速估算方法中，针对数控机床低速精加工时由转速估算误差导致的机械噪音或转矩扰动问题，本文对电机转速/转角估算方法进行深入研究。速度环和电流环作为位置、速度和电流三闭环控制的内环，是伺服驱动系统的核心环节，其品质的好坏直接决定了位置控制系统最终的性能。低转速时，转速估算误差会引起伺服转速控制误差，本文在分析两种传统转速估算方法存在的问题的基础上，提出一种可有效从位置反馈信号中准确估算转速、转角信息的方法。首先，结合动力学方程，建立基于多项式拟合的位置信号重构算法，利用最小二乘法求解多项式系数，解决算法执行效率问题，并针对转速过零引起的转角估算误差增大问题，进行优化设计。然后，分析转角采样信号在数字控制器中的传递形式，通过建立基于多采样理论的转速观测器，提高转速估算的平滑性；为使估算转速快速收敛于真实值，降低观测器参数设计的复杂性，建

立线性降阶观测器的离散化方程，基于零极点配置方法，推导出合理的观测器参数设计方法。

在轮廓误差补偿方法中，针对由全闭环伺服机床传动结构表面存在的多种非线性因素（如间隙、摩擦、形变）引起的一种典型轮廓误差——瞬态反向间隙误差，本文对该误差的产生机理及误差补偿方法进行深入研究。首先，建立全闭环伺服轴的简化模型，在此基础上，推演瞬态反向间隙误差在直线加工和圆加工中的产生机理，并推导出瞬态反向间隙误差幅值的解析表达式。然后，在考虑反向间隙的啮合过程可以近似为一个积分过程的基础上，通过转速指令补偿方式，将补偿信号的幅值和持续时间与反向间隙宽度相结合，得到基于转速前馈的瞬态反向间隙误差补偿方法。最后，在理解瞬态反向间隙产生机理的基础上，通过结合伺服驱动控制各环路有效信息，提出了一种基于转矩前馈的自适应反向间隙误差补偿方法，该方法不需要预先测量反向间隙值，且补偿信号由算法自动生成，结构简单，高效、快速且易于实现，可以减小由反向间隙所引起的滞后时间和瞬态反向间隙误差，能够兼顾反向间隙对全闭环伺服系统精度与稳定性两个方面的影响。

在高速进给的应用场合中，针对现代数控系统通常采用数控装置负责计算、伺服驱动器负责执行的结构理念，二者间的总线数据交互不可避免的存在通讯延时的问题，本文对全闭环数控系统时延问题进行深入研究。为了避免由通讯延时引起的超调及控制精度降低的问题，首先，基于双位置反馈控制架构，建立含通讯延时的全闭环伺服驱动系统模型，通过系统稳定性分析，指出延时补偿的必要性。为了更好地对通讯延时进行补偿，研究并设计 Smith 预估器，分析 Smith 预估器在应用中存在的模型失配问题，在此基础上，总结模型误差来源。最后，结合扰动观测器理论，设计基于扰动观测器的通讯扰动观测补偿策略，解决模型失配问题在通讯延时补偿中的影响，提高延时补偿方法的适用性和简易性。

关键词：伺服驱动系统；全闭环；振荡抑制；转速观测器；瞬态反向间隙误差；通讯延时补偿

Abstract

The high-end CNC machine tools are significant parts to the manufacturing industry, the cornerstone to achieve advanced and modernized manufacturing and the key procedure for high precision techniques and national defense modernization. Full-closed loop servo drive system, as the most important control link and actuator of the high-end machine tools, its position control error directly affects the machining accuracy of the machine tools. So it is of great significance to conduct more detailed research on the control error compensation strategy of the full-closed loop servo drive system, thus pushing forward the nationalization of high-end CNC machine tools and to improve the autonomy of high-end manufacturing equipment. In this dissertation, originated from the abovementioned backgrounds, we take the full-closed loop servo drive system as the research object, and the key technologies of the following four aspects are researched to compensate for the position control error: (1) Study on vibration suppression of control loop in the full-closed loop and improvement of full-closed loop stabilization in the servo drive system; (2) Study on the decrease of speed control error that is induced by position control error, and modification on speed /rotation angle estimation methods; (3) Study on suppression of contour error that is induced by nonlinearity factors, analysis of the influence of backlash on contour error, and optimization of quadrant error compensation strategies. And (4) Consideration of numerical/ servo system communication delay, modifying the gain margin of position control loop under high feeding rate. Detailed contents of the dissertation are in the following:

For methods in position loop control, since to the inherent elastic link in the position loop control, vibration is easily induced, the full closed-loop is studied in detail in this dissertation due to its superior performance in position control, the vibration suppression methods based on full-closed loop is studied in this dissertation. First, originating from the mechanical parts and electrical control parts of the servo drive system, the model of full-closed loop position control system is established. Based on this, the transfer function of the full-closed loop control is derived, reasons that why the full-closed loop control is more easily to induce the position vibration than the semi-closed loop control is analyzed by frequency analysis. Next, by introducing the shaft position information to the position control, the high gain margin of semi closed-loop control and high control precision of the full-closed loop are combined to construct the dual-position loop control. Finally, in order to solve the resonant frequency variation under different servo drive systems, the filter is introduced in the feedback loop to realize a feedback control method

that can choose the resonant frequency, which improves the feasibility and simplicity of dual position loop control.

For speed estimation method, aimed at the issues of mechanical noise or torque disturbance that is exist during low speed and fine processing. The speed/ angle estimation methods are studied in detail. The speed loop and the current loop, as the inner loops of the tri-closed loop system, their performances directly determine the position loop control. The speed estimation error will rise servo speed control error under the low speed condition, the drawbacks of two different traditional estimation methods are analyzed, in this dissertation and an effective method that can accurately estimate the speed and angle information from position feedback is proposed. First, by combining kinetic equations, position signal reconstruction algorithm, that is based on polynomial fitting is established, and the issues about algorithm execute efficiency is solved by derivation of polynomial coefficients using the least square method, also, the proposed methods provide optimized solutions to solve the rotation angle estimation amplification during speed zero crossing. Then, the delivery form of rotation angle sampling in the digital control is analyzed, by establishing the speed observer based on the dual sampling rate, the estimated speed can be smoother. In order to make the estimated speed convergence to its real value faster and decrease the complexity of the design of observer parameters, the discretization equation of linear reduced-order observer is established, by using the zero-pole configuration methods, the reasonable observer parameters are derived.

In this dissertation, the generation mechanism of transient backlash error (a typical contour error) in the full-closed loop is studied in detail, and it is aroused by multiple nonlinear factors (backlash, friction and deformation). First, the simplified model of full-closed loop servo shaft is established, on this basis, the mechanism of transient backlash error in linear machining and circular machining is demonstrated, and analytical expression of the transient backlash magnitude is derived. Noticing the fact that the backlash meshing process can be regarded as an integral process, with the help of speed reference compensation method, the amplitude of compensation signal and its duration is combined with the backlash width, and an adaptive transient backlash compensation strategy based on torque feedforward signal is proposed. The proposed compensation method doesn't need to measure the backlash in advance, and the compensation value can be generated automatically. Its structure is simple, effective and easy and fast to implement, it can decrease the delay time and transient backlash error caused by backlash, and considers both the issues of system accuracy and stability caused by the existence of backlash.

An in-depth study on the delay issue of the fully closed-loop CNC system is conducted in this dissertation. For high speed feeding occasions, since the

modernized numerical system usually adopts concept of the CNC is responsible for computation and the servo driver is responsible for the execution, there is inevitable communication delay between the two during the bus data interaction. In order to avoid the overshoot and control accuracy deterioration caused by communication delay, the delay issues in full-closed loop control are studied in detail. First, based on the dual-position feedback control structure, the servo driver system model, that integrates the communication delay, is established, and by adopting the frequency root locus analysis method, the influence from communication delay to system stability is analyzed, and it points out the significance of delay compensation. For a better communication delay compensation, the Smith Predictor is researched and designed accordingly, and problems of model mismatch in application of Smith Predictor are analyzed, on its basis, the model error sources are summarized. Finally, the communication disturbance observation compensation is solved by combining the disturbance observer theory, the problems of model mismatch in communication delay is solved, thus the feasibility and simplicity of the delay compensation is improved.

Keywords: servo drive system; full-closed loop; oscillation suppression; speed observer; transient backlash error; communication delay compensation

目 录

摘 要.....	I
Abstract	III
第 1 章 绪 论	1
1.1 课题背景及研究的目的和意义	1
1.2 课题相关国内外研究现状	2
1.2.1 数控机床误差补偿技术发展现状	2
1.2.2 全闭环位置控制振荡抑制方法研究现状	6
1.2.3 转速估算误差补偿方法研究现状	8
1.2.4 瞬态反向间隙误差补偿技术研究现状	12
1.2.5 位置控制通讯延时补偿技术研究现状	14
1.3 本文主要研究内容	17
第 2 章 全闭环伺服驱动系统建模与双位置反馈控制	20
2.1 引言	20
2.2 全闭环伺服驱动系统理论建模	20
2.2.1 全闭环伺服驱动系统结构	20
2.2.2 全闭环伺服驱动系统建模	22
2.3 全闭环位置控制振荡机理分析	25
2.4 基于双位置反馈的全闭环位置控制振荡抑制方法	30
2.5 全闭环位置控制及振荡抑制方法实验验证	33
2.5.1 全闭环位置控制定位精度实验验证	34
2.5.2 全闭环振荡现象及抑制实验验证	36
2.6 本章小结	39
第 3 章 全闭环伺服驱动系统电机转速转角估计误差消除方法	41
3.1 引言	41
3.2 传统转速转角估计方法问题分析	41
3.2.1 平均转速法转速估计误差分析	42
3.2.2 龙伯格转速观测器稳定性分析	45
3.3 基于多采样观测器及多项式拟合的转速转角估计策略	47
3.3.1 基于多项式拟合的转角估计方法	48
3.3.2 基于多采样观测器理论的转速估算方法	52
3.4 转速转角估计方法暂稳态及闭环运行性能实验验证	55

3.4.1 转角估计方法实验验证及性能分析	57
3.4.2 转速估计方法实验验证及性能分析	59
3.4.3 闭环性能实验验证及分析	61
3.5 本章小结	65
第 4 章 瞬态反向间隙误差产生机理分析及补偿策略	66
4.1 引言	66
4.2 含间隙非线性的全闭环伺服轴模型建立	66
4.2.1 基于死区模型的伺服轴建模	66
4.2.2 基于滞后模型的伺服轴建模	67
4.2.3 伺服轴控制参数的设定方法	69
4.3 两轴伺服系统中瞬态反向间隙误差的产生机制	70
4.3.1 直线进给时瞬态反向间隙误差产生机理	71
4.3.2 圆进给时瞬态反向间隙误差产生机理	74
4.4 瞬态反向间隙误差补偿策略	77
4.4.1 基于转速前馈的瞬态反向间隙误差补偿方法	77
4.4.2 基于转矩前馈的自适应瞬态反向间隙误差补偿方法	79
4.5 瞬态反向间隙误差机理分析仿真验证及补偿方法实验验证	83
4.5.1 瞬态反向间隙误差机理分析仿真验证	83
4.5.2 瞬态反向间隙误差补偿方法实验验证	88
4.6 本章小结	97
第 5 章 基于扰动观测器的位置控制通讯延时补偿方法	98
5.1 引言	98
5.2 位置环控制通讯延时问题分析	98
5.2.1 含通讯延时的全闭环伺服驱动系统模型建立	98
5.2.2 通讯延时对全闭环位置控制的影响	100
5.3 基于 Smith 预估器的通讯延时补偿方法	103
5.3.1 Smith 预估补偿器设计	103
5.3.2 Smith 预估补偿器模型失配问题分析	104
5.4 基于通讯扰动观测器的通讯延时补偿方法	105
5.4.1 通讯延时对通讯扰动观测器的影响	106
5.4.2 通讯扰动观测器的设计	107
5.5 两种通讯延时补偿方法仿真及实验验证	111
5.5.1 两种通讯延时补偿方法仿真验证	111
5.5.2 两种通讯延时补偿方法实验验证	113

5.6 本章小结	116
结 论	118
参考文献	120
攻读博士学位期间发表的论文及其它成果	129
哈尔滨工业大学博士学位论文原创性声明和使用权限	130
致 谢	131
个人简历	132

Contents

Abstract (In Chinese)	I
Abstract (In English)	III
Chapter 1 Introduction	1
1.1 Background, objective and significance of the subject	1
1.2 Overseas and domestic research status	2
1.2.1 Research status of servo error compensation technology for CNC machine tools	2
1.2.2 Research status of oscillation suppression methods in full-closed loop position control	6
1.2.3 Research status of speed estimation error compensation methods	8
1.2.4 Research status of backlash error compensation technology	12
1.2.5 Research status of position control communication delay compensation technology	14
1.3 Main research contents of this paper	17
Chapter 2 Modeling of full-closed loop servo drive system and dual position feedback control	20
2.1 Introduction	20
2.2 Theoretical modeling of the full-closed loop servo drive system	20
2.2.1 Structure of full-closed loop servo drive system.....	20
2.2.2 Modeling of a full-closed loop servo drive system	22
2.3 Analysis of oscillation mechanism of full-closed loop position control	25
2.4 Full-closed loop position control method based on dual position feedback control	30
2.5 Mechanism analysis of full-closed loop control and experimental verification of oscillation suppression.....	33
2.5.1 Experimental verification of positioning accuracy of full-closed loop position control	34
2.5.2 Experimental verification of full-closed loop oscillation phenomenon and suppression	36
2.6 Summary.....	39
Chapter 3 Research on motor speed and position estimation error mitigation method in full-closed loop system	41
3.1 Introduction	41
3.2 Analysis and research on traditional speed estimation methods	41
3.2.1 Average speed method.....	42

3.2.2 Observer method	45
3.3 Design of rotational speed and angle estimator based on multi-sampling observer and polynomial fitting theory	47
3.3.1 Design of rotation angle estimator based on polynomial fitting.....	48
3.3.2 Design of speed observer based on multi-sampling theory	52
3.4 Performance analysis and closed-loop experimental verification of the speed angle estimator.....	55
3.4.1 Experimental verification and performance analysis of the rotation angle estimator	57
3.4.2 Experimental verification and performance analysis of the speed observer	59
3.4.3 Closed-loop performance experimental verification and analysis.....	61
3.5 Summary.....	65
Chapter 4 Mechanism analysis and compensation strategy of transient backlash error	66
4.1 Introduction	66
4.2 Theoretical modeling of a full-closed loop servo axis with backlash nonlinearity.....	66
4.2.1 Servo axis modeling based on dead zone model.....	66
4.2.2 Servo axis modeling based on hysteresis model	67
4.2.3 Setting method of servo axis control parameters	69
4.3 Transient backlash error in two-axis servo system	70
4.3.1 The generation mechanism of linear transient backlash error	71
4.3.2 The generation mechanism of circular transient backlash error	74
4.4 Compensation method for transient backlash error	77
4.4.1 Transient backlash error compensation method based on speed feedforward.....	77
4.4.2 Adaptive transient backlash error compensation method based on torque feedforward.....	79
4.5 Simulation and experimental verification of mechanism analysis of transient backlash error and the compensation method.....	83
4.5.1 Simulation verification of the mechanism analysis transient backlash error	83
4.5.2 Experimental verification of transient backlash error compensation method	88
4.6 Summary.....	97
Chapter 5 Position control communication delay compensation method based on communication disturbance observer.....	98
5.1 Introduction	98

5.2 Research on communication delay of position loop control	98
5.2.1 Theoretical modeling of a full-closed loop servo drive system with communication delay	98
5.2.2 Stability analysis of full-closed loop servo drive system with communication delay	100
5.3 Analysis of Mismatch Problem of Smith Predictor Compensator Model	103
5.3.1 Smith predictive compensator design	103
5.3.2 Analysis of Model Error Sources.....	104
5.4 Communication disturbance observer design	105
5.4.1 The influence of communication delay on communication disturbance observer	106
5.4.2 Design of communication disturbance observer	107
5.5 Simulation and experimental verification of two communication delay compensation methods	111
5.5.1 Simulation verification of two communication delay compensation methods	111
5.5.2 Experimental verification of two communication delay compensation methods	113
5.6 Summary.....	116
Conclusions	118
References	120
Papers published in the period of Ph.D. education	129
Statement of copyright and authorization	130
Acknowledgements	131
Resume	132

第1章 绪论

1.1 课题背景及研究的目的和意义

本课题主要来源于国家重大科技专项“高档数控机床与基础制造装备”子课题“伺服驱动及电机测试规范、标准研究与测试平台”（编号：2012ZX04001-051）。

数控机床（Computer Numerical Control machine tools, CNC）是装备制造业的重要工具,是实现先进制造和现代化制造的基石,是实现高精尖技术及国防现代化的关键环节,如图 1-1 所示。通过将传统制造工艺（切削制造、增材制造等）与控制、计算机、几何学、电机、测试等学科的有机结合,数控机床可以极大地提高生产质量,生产效率以及生产能力。随着现代科技的不断发展,制造业向精度更高、品种更多、周期更快的方向发展已成为必然选择,如何实现高速、高精控制,是未来的机遇与挑战。《中国制造“2025”》中将数控机床和基础制造装备列为“加快突破的战略必争领域”^[1,2]。



图 1-1 高档数控机床产品

Fig. 1-1 High-grade CNC machine tools products

2019 年我国机床消费 299.7 亿美元, 占全球机床消费额比重的 36%, 是第二大消费国（美国 81.4 亿元）的近四倍, 其中, 进口 87.4 亿美元, 占比 29%; 2019 年我国机床总产值 245.2 亿美元, 比机床第二大生产国日本多 116.1 亿美元, 其中出口 32.9 亿美元, 占比 13.4%^[3]。可以看出, 我国生产的机床在国际市场竞争力不强, 出口较少（32.9 亿美元）, 进口较多（87.4 亿美元）, 这造成了较大的贸易不平衡（54.5 亿美元）。另外, 高精密数控机床严重依赖进口也导致我国高端制造业的发展常常受制于人, 尤其是全闭环机床大多依赖国外产品。因此, 为实现先进制造和现代化制造, 提高精密数控机床加工精度有着十分巨大的意义。

数控机床加工精度的提高可以从很多方面入手。国内外的学者、工程师进

行了大量的探索及尝试,总结来看,可以将其分为两类:误差防止法和误差补偿法。这两类方法分别从“硬件”和“软件”角度出发,消除数控机床加工过程中影响加工精度的误差源。对于误差防止法,它主要指通过改变数控机床本体设计、增加传感器、或维修等途径消除或减轻误差源的产生。例如,通过改变机床本体结构达到改变机床谐振频率,从硬件上消除机床谐振对加工精度的影响。误差防止法虽然可以从源头侧消除或减小误差源,以达到提高加工精度的目的,但是,这类方法的实现需要付出高昂的经济代价,在考虑经济性的一般工业应用场合往往不适用^[4]。误差补偿法是基于“软件”的方法,通过数控或伺服驱控系统人为产生出一种补偿信号去消除原始误差源的影响,是一种既有效又经济的提高机床加工精度的手段。在机床中,误差补偿法不仅可以补偿几何误差,还可以补偿动静摩擦力,反向间隙等非线性因素引起的加工误差。近年来,误差补偿技术以其强大的技术与经济优势被各国学者广泛研究并取得显著的成果,是现代精密工程的研究热点之一。

但是,精密数控机床中依然存在一些典型加工误差,其补偿技术远未成熟。因此,为了进一步提高精密数控机床的加工精度以适应日益提高的社会需求以及日趋激烈的市场竞争,需要对机床中典型加工误差的补偿技术展开研究。

1.2 课题相关国内外研究现状

为了更好的融合伺服驱动技术,本章在分析数控机床加工误差来源的基础上,剖析全闭环位置控制系统中存在的全闭环位置控制振荡、转速估算误差、瞬态反向间隙误差、位置控制通讯延时等关键问题,并对国内外研究现状和发展趋势进行分析。

1.2.1 数控机床误差补偿技术发展现状

数控机床是一种典型的机电一体化产品,通过控制多个伺服轴协同运动以实现刀具沿着期望轨迹运动,并完成切削加工。精密伺服机床一般包含以下四个环节^[5]:

环节一:依据加工要求,数控系统生成刀具的理论运动轨迹 $L_0(t)$ 。

环节二:插补器将理论运动轨迹通过插补、投影生成各伺服轴的位置指令信号 $X_{cmd}(t)$, $Y_{cmd}(t)$, $Z_{cmd}(t)$ 等。伺服轴的位置指令信号可以重新合成计算得到插补运动轨迹 $L_i(t)$,但是,由于插补误差,合成的插补运动轨迹与理论运动轨迹之间存在偏差,该偏差称作插补误差,定义 $\delta_i(t) = L_i(t) - L_0(t)$ 。

环节三:以位置指令信号为输入,各伺服轴通过闭环控制实现伺服进给。

伺服轴位置输出记为 $X_i(t)$, $Y_i(t)$, $Z_i(t)$ 等, 位置输出信号由位置反馈测量系统提供。伺服轴的位置输出信号可以合成计算得到伺服运动轨迹 $L_c(t)$ 。一般情况, 伺服轴位置输出总是滞后于指令输入, 由此, 伺服运动轨迹与指令运动轨迹之间也总是存在偏差, 该偏差称作伺服误差, 定义 $\delta_c(t) = L_c(t) - L_i(t)$ 。

环节四: 基于机床的机械结构, 伺服运动轨迹“投影”得到刀具的实际运动轨迹 $L_a(t)$ 。假设机床的机械结构是完美的, 则合成的伺服运动轨迹 $L_c(t)$ 与刀具的实际运动轨迹 $L_a(t)$ 恰好重合。然而在实际的机床中, 机械结构或位置反馈测量系统总是不可避免的存在误差, 这都导致实际运动轨迹 $L_a(t)$ 与伺服轨迹 $L_c(t)$ 之间总是存在偏差, 该偏差称作几何误差, 定义为 $\delta_g(t) = L_a(t) - L_c(t)$ 。

综上所述, 数控机床的加工误差可以分为三类: 插补误差 $\delta_i(t)$, 伺服误差 $\delta_c(t)$ 和几何误差 $\delta_g(t)$, 如图 1-2 所示。近年来, 随着计算机运算速度的大幅提升, 插补周期变得越来越短, 插补误差也变得越来越小。因此, 伺服误差和几何误差作为主要的误差来源, 在高精度位置控制领域的研究中被国内外学者广泛关注与研究。

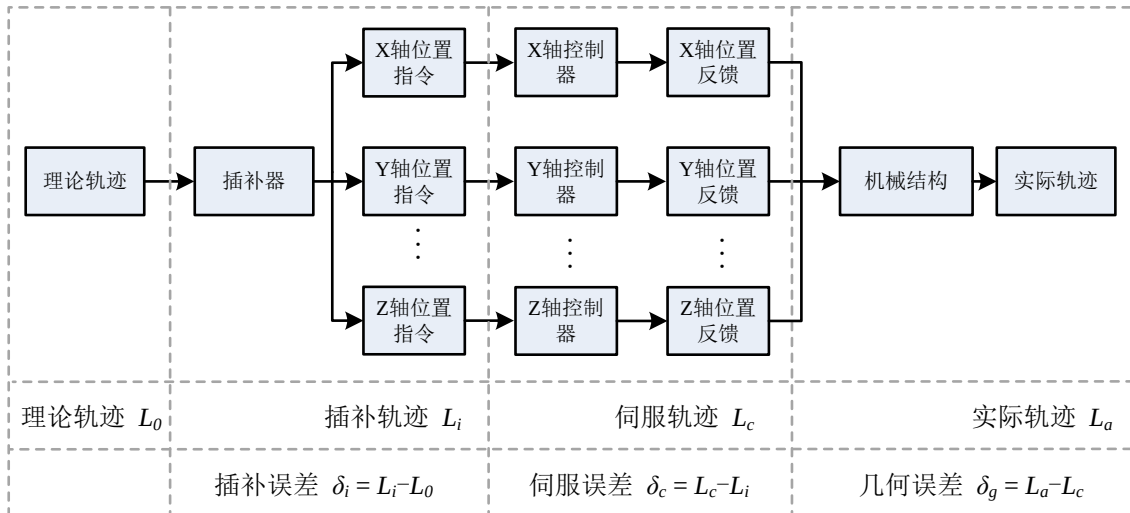


图 1-2 数控机床加工误差的分类

Fig. 1-2 Classification of CNC machine tool machining errors

几何误差是指刀具的实际运动轨迹与伺服运动轨迹之间的偏差, 在影响机床加工精度的总体误差中约占百分之七十。依据动态特性, 可以将几何误差大致分为三类: 静态、准静态和动态几何误差。其中, 静态几何误差是指随时间变化保持恒定不变的几何误差分量, 主要是由导轨的安装、制造误差引起的; 准静态几何误差是指随着时间缓慢变化的几何误差分量, 主要是由机床的载荷变化, 以及环境的温度变化引起的; 动态误差是指高频变化的几何误差, 如主轴回转误差, 床身结构振动等。几何误差通常可以通过机床机械结构得以消除,

目前也有学者研究通过人为在伺服指令产生出一种新的误差去抵消机床的原始几何误差的方法，可以以较小的成本实现机床加工精度大幅度的提高。

伺服误差是指伺服运动轨迹与指令运动轨迹之间的偏差，它是由伺服轴的跟随误差导致的^[6]。当伺服轴不存在跟随误差时，则多轴伺服系统就不存在伺服误差。跟随误差主要受伺服系统闭环控制方法和伺服系统硬件条件影响。在闭环控制方法上，国内外有大量学者试图通过跟随误差控制技术来减小/消除跟随误差，从而实现伺服误差的补偿。零相位误差跟踪控制方法（zero phase error tracking control, ZPETC）最早于 20 世纪 80 年代被提出，该方法通过在闭环回路中引入前馈控制器实现减小跟随误差的目的^[7,8]。Torfs 在 ZPETC 的基础上提出了 EBZPETC 方法（extended bandwidth zero phase error tracking control, EBZPETC），该方法通过多次前馈补偿，实现了跟随误差中高阶分量的消除^[9]。然而，当零点、极点辨识不准确，或系统参数随时间改变时，ZPETC 可能会导致系统不稳定，针对这一问题，Tsao 提出了自适应的 ZPETC 算法^[10]。针对时变系统，也有学者采用广义预测控制（generalised prediction control, GPC）以消除跟随误差并取得很好的效果^[11]。在伺服系统硬件条件上，伺服系统的跟随精度及带宽主要受位置传感器采样精度及采样速率的影响，位置传感器精度直接影响系统的最小位置控制误差，传感器的采样速率影响反馈控制回路的相位裕度。此外，由于大多数伺服系统都不配备转速传感器，转速通常从位置传感器反馈信号估算而来，估算方法的选择会直接影响转速估算的准确性。转速估算误差的存在会影响转速内环控制的性能，从而对位置控制带来影响，最终导致位置跟随误差的增加。

另外，研究者还发现即使多轴伺服系统存在伺服误差、伺服轴存在跟随误差，倘若伺服轨迹可以沿着指令轨迹，则伺服误差并不会引起加工误差。这表明，相对于伺服误差，轮廓误差可以更准确地评价机床的伺服精度。以两轴伺服系统为例，伺服误差、跟随误差以及轮廓误差的定义如图 1-3 所示。

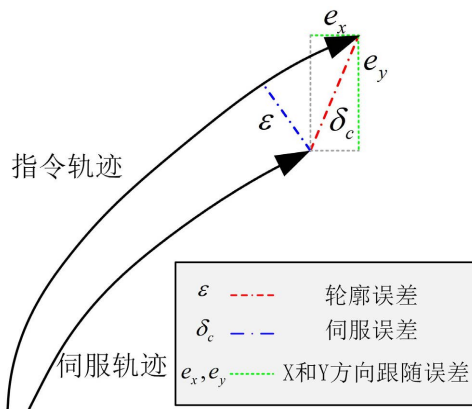


图 1-3 数控机床中跟随误差、伺服误差和轮廓误差的意义

Fig. 1-3 Significance of following error, servo error and contour error in CNC machine tools

鉴于此,有学者研究了轮廓误差产生机理。1972年,辛辛那提大学的 Poo 指出伺服轴动态参数不匹配,特别是开环增益系数(open-loop gain)不相等,会导致显著的轮廓误差:在直线加工中,开环增益不相等导致所加工直线平行偏离指令直线;在圆加工中,开环增益不相等导致圆轮廓椭圆化^[12]。另外,当伺服轴动态特性完全匹配,圆加工中会出现极小的径向误差。2004年,Bearee 研究了直线加工,圆加工以及 90° 倒角加工过程中轮廓误差与系统参数及加工参数的关系^[13]。

此外,轮廓误差的控制补偿技术研究也吸引了学者的广泛关注。针对开环增益不相等引起的轮廓误差,Xi 通过简单地调节开环增益系数减小了轮廓误差;针对圆加工中的径向误差,Xi 提出前馈补偿的方法^[14]。此外,密西根大学的 Koren 提出一种通用的轮廓误差控制技术:交叉耦合控制器(cross-coupling controller, CCC)^[15],如图 1-4 所示。交叉耦合控制器的核心在于实现了轮廓误差的闭环控制:首先估计轮廓误差幅值,当轮廓误差为零时,CCC 控制器的输出变为零,反之,CCC 控制器将会产生补偿信号以减小轮廓误差。之后,针对交叉耦合控制器,数以百计的文章提出各种改进及应用^[16-18]。

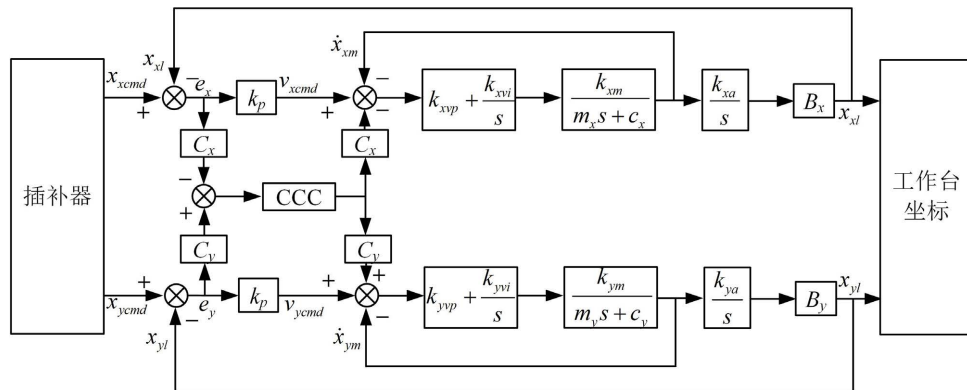


图 1-4 两轴伺服系统的交叉耦合控制

Fig. 1-4 Cross-coupling control of two-axis servo system

轮廓误差控制技术从提出到现在一直是研究热点,但是,由文献[14]中的实验可以看到,目前的轮廓误差控制技术并不能消除非线性因素引起的轮廓误差,如圆加工中的过象限误差。

非线性因素引起的轮廓误差,如圆加工中过象限误差,近年来虽然也获得学者的广泛关注,但是研究依然处于探索状态,并没有取得公认的研究成果^[19-21]。

基于以上讨论,可以看出轮廓误差的产生原因主要有伺服系统位置反馈误差引起的伺服转速控制误差,线性系统动态参数不匹配所引起的轮廓误差,非线性因素引起的轮廓误差以及径向误差。现存的比较成熟的轮廓误差补偿方法,如 CCC 控制,系统增益调节法,前馈控制法,以及 ZPTEC 控制法等可以有效

消除线性伺服系统动态参数不匹配引起的轮廓误差以及径向误差，却并不能补偿由估算转速误差引起的转速控制误差及非线性因素引起的轮廓误差。非线性因素引起的轮廓误差补偿技术虽然近年来也获得了学者的关注，但是研究依然处于探索状态。

除此之外，在国内外主流数控机床系统中，如西门子、发那科和海德汉等，通常将位置环控制放在数控装置（numerical controller, NC）中执行，而伺服驱动器主要执行速度环和电流环控制。具体地讲，为了实现协调的多轴轨迹控制，NC 需要在执行轨迹规划的同时完成各伺服轴的位置环闭环控制。NC 通过总线通讯与各伺服轴进行数据交互，即各轴伺服驱动器通过总线通讯将位置反馈信号传送给 NC，NC 通过总线通讯将转速指令信号发送给各轴伺服驱动器，由此完成位置、转速和电流的三闭环控制。由此可见，总线通讯的存在不可避免的会在位置环控制环路中引入时间延时环节。通讯延时的存在使得位置环增益裕度大大降低，也从根本上限制了数控机床“高速高精”的可能性。同时，随着物联网技术的发展，现在工业自动化网络逐渐由本地向云端发展，数控机床的网络化控制也越来越普及。因此，为了保证数控机床的高位置环带宽性能，通讯延时补偿变得尤为重要。

综上所述，本课题以获得全闭环伺服驱动系统的高精度位置控制为目标，从伺服驱动控制角度出发，通过研究影响全闭环伺服驱动系统位置控制性能的关键技术，开展针对数控机床全闭环伺服驱动系统位置控制误差补偿的研究工作。全闭环位置控制误差补偿技术是实现数控机床加工精度提高的关键因素，是实现高档数控机床极限性能指标的前提和基础，对实现先进制造和现代化制造具有重要的价值和意义。

1.2.2 全闭环位置控制振荡抑制方法研究现状

在数控机床直线进给系统中，通常采用滚珠丝杠实现旋转运动到直线运动的相互转化。因此在这类系统中，为了实现直线位置控制不仅可以采用伺服电机的码盘信号作为位置反馈信号，还可以通过在负载末端增加传感器的方式，使用直线负载位置作为位置反馈信号。通常的，将采用电机轴端位置信号实现直线位置控制的位置控制结构称为“半闭环控制”，将采用负载末端位置信号实现直线位置控制的控制结构称为“全闭环控制”^[19]。

数控机床系统主要由数控装置、伺服驱动单元和机械传动系统三部分组成，由于机械传动系统中包含有弹性、摩擦和间隙等多种非线性环节，因此全闭环控制相比半闭环控制在末端位置控制精度上具有天然的优势。目前，虽然半闭环控制可以通过螺距补偿、反向间隙补偿和摩擦补偿等方法实现末端位置控制

精度的提升,但受机械非线性的影响,末端位置控制的绝对精度仍然无法得到保证,比如,由于滚珠丝杠的滚珠和螺母之间以及传动齿轮齿与齿之间存在间隙,当末端位置停止时,无法确定末端的实际位置;温度的不同会导致滚珠丝杠膨胀程度的不同,进而影响螺距的变化;快速加减速运动会引起传动结构发生形变等。相比于半闭环控制,全闭环控制的位置控制环路中包含全部的机械传动环节,能够消除由机械传动非线性引起的末端位置控制误差。同时,直线光栅尺通常具有较高的绝对位置精度,例如,当光栅精度为 $0.2\mu\text{m}$ 时,定位精度可达 $10\mu\text{m}$,当光栅精度为 $0.1\mu\text{m}$ 时,定位精度可达到 $5\mu\text{m}$ ^[20,21]。

虽然全闭环控制在末端位置控制精度上相比于半闭环控制具有天然优势,但由于全闭环位置控制环路中包含有多种机械传动非线性环节,在位置环控制器高增益参数下容易引发机械振荡问题。位置环振荡不仅会导致机床工件加工表面产生波浪状刀纹,而且会对机械设备造成永久性损伤,降低机床使用寿命。国内外学者针对机械振动问题进行了大量研究,从解决方案上可以分为主动式和被动式两类。主动式振荡抑制方法主要指通过改变机械结构实现振动的降低或抑制,如设计机械阻尼器、降低位置增益等。主动方式是指在不改变系统硬件结构的基础上,通过设计软件算法实现振动的抑制。随着控制器性能的提高以及理论和实践经验的不断发展,多种算法解决方案不断涌现,主要可以分为控制器设计法、滤波器法和输入信号整形法。

控制器设计法是指通过改变位置环控制器设计实现位置环振动抑制的方法,如基于速度微分反馈的 PI 控制策略、多自由度控制策略、状态观测反馈及负载扰动观测反馈等方法。这类方法对多惯量系统振荡抑制技术做出了大量的贡献,但由于算法实现需要较为复杂的参数设计,在实际工程应用中存在较大的调试困难,同时算法对机械参数准确性要求较高,这都限制了这类方法的推广应用^[22-24]。为了解决机械参数鲁棒性问题,K. Itoh 等提出了二自由度鲁棒控制器,该方法通过设计基于遗传算法的前馈补偿器实现参数时变性问题。但值得指出的是,该方法在实际应用中需要较长的系统响应时间,并且前馈补偿的参数设置需要较好的工程经验,因此该方法并不适用于数控机床系统的位置环振荡抑制。

滤波器法是指通过在反馈或指令信号中增加滤波器环节,避免系统响应激发振荡的方法。目前,可用于振荡抑制的滤波器有多种类型,如低通滤波器、双二阶滤波器和陷波滤波器等。在实际应用中,陷波滤波器和双二阶滤波器能够实现较好的振荡抑制效果,但陷波滤波器无法同时调节陷波宽度和陷波深度,灵活性较差,双二阶滤波器对系统参数鲁棒性较差,且不能自适应识别系统的反谐振频率。此外,无论是陷波滤波器还是双二阶滤波器都更适用于中高频谐

振抑制中，在低频振荡抑制方面，受陷波宽度的影响，滤波器的使用会使得系统带宽更低^[26, 27]。

输入整形法是指通过改变位置给定信号中的谐波成分实现位置控制振荡抑制的方法。输入整形方法以零振荡输入整形器和极不灵敏输入整形器为基础，目前已经分别衍生出了较为完善的输入整形体系，从较为基础的开环控制拓展到了闭环控制，从机械臂等柔性梁结构拓展到硬盘伺服的高刚度谐振抑制中。但在多轴控制中由于各轴之间参数不同，输入整形器会使得多轴运动轨迹不同步，使得加工效果变差^[28, 29]。

综上所述，目前国内外关于机械振荡抑制的研究，主要分为被动抑制和主动抑制方法。其中被动抑制方法不改变系统的控制结构，如陷波滤波器、输入整形器、加减速规划。对于陷波滤波器，由于全闭环位置振荡频率一般较低，滤波器的使用会使全闭环位置控制性能变差。对于输入整形器和加减速规划方法，由于需要对位置指令进行预处理，会使位置指令出现延迟，导致多轴运动不同步，使得加工效果变差。因此，在全闭环振动抑制的研究中，目前大部分的研究更集中在主动抑制方法，即通过改变控制器结构来达到抑制的目的。其中最为广泛的是 PI 控制与状态反馈法相结合，即通过对不同状态量进行组合，重新配置系统的极点，从而达到抑制振荡的效果。但是该方法需要对系统进行精确建模，在实际应用中，机械系统建模复杂，这也限制了该方法的大范围应用^[29]。因此，如何利用全闭环及半闭环控制的特性，提出简单有效的全闭环位置环控制方法，能够在保证位置环控制性能的基础上抑制全闭环振荡现象将是本文的研究内容之一。

1.2.3 转速估算误差补偿方法研究现状

从应用的角度分析，永磁同步电机的闭环控制是建立在多种控制变量可测的情况下实现的，比如转速环和转矩环需要的反馈变量：转速，转角和电流。其中为了调节转子速度和位置，一般需要在电机转子轴端安装具有较高精度位置传感器比如光电编码器和旋转变压器用于转速或位置闭环控制。根据伺服驱动系统的应用需求，位置编码器的选用可能是低分辨率、低精度的，也可能是高分辨率、高精度的^[30, 31]。通常的，位置传感器以有限的分辨率给出位置信息，数字控制器以规则的间隔对位置反馈信号进行采样，并在每个采样间隔采用对位置简单差分来估算速度。由差分法得到的估算速度会存在分辨率噪声，在许多伺服系统中是造成噪声的主要原因。针对由位置传感器引入的转速估算误差和位置传感器分辨率误差问题，从模型法到非模型法，从开环方法到闭环方法，国内外学者进行了大量的研究。

(1) 插值法 插值法也称为曲线拟合法,是一种非模型法,利用曲线函数特性,将已知的采样信号以函数坐标的形式拟合到某特定函数上,通过该拟合函数求解其他时刻函数值来估算转子位置和转速的方法。在实现插值法的过程中,所选取的曲线函数形式对插值估算的效果影响较大,为了降低插值计算的复杂度,通常选取特定阶次的曲线函数来实现插值估算。在电机系统中,为实现转速和转角的估计,常用的插值法有平均转速法,平均加速度法和基于最小二乘法的高阶多项式拟合法。其中,平均转速法是将位置信号进行一阶函数拟合实现的,平均加速度法是将位置信号进行二阶函数拟合实现的,这两种方法都是基于电机机械运动方程特性提出的。

平均速度法最先由日本学者 Morimoto 在 1996 年提出并通过硬件处理方式实现霍尔传感器驱动永磁同步电机^[32]。这种方法随后在 1998 年被俄亥俄州立大学 Longya Xu 教授简化并通过软件方式实现^[33]。该方法基于假设在一个位置区间内的转速保持恒定并与前一个位置区间的平均速度相等为前提。意大利罗马大学的 F. Giulii Capponi 研究团队于 2004 年在平均速度法基础上,引入加速度,进一步提高了估算精度^[34]。

显然,在电机以均加速或均减速方式旋转时,平均速度法和平均加速度法可以实现估计位置/转速与实际位置/转速的完美匹配。但值得注意的是,在电机实际运行过程中,外部负载扰动和电机输出转矩脉动都会影响电机的运行状态。因此,在实际应用时采用平均加速度法得到的转速估算结果噪声含量较高且稳态时估算误差较大,难以在较宽的转速范围内实现较好的转速闭环控制,尤其在转速动态性能要求相对较高的应用场合难以胜任。此外,该方法在低速时估算结果滞后明显,因而在要求全速度范围控制的领域应用较少。通过增加泰勒级数展开阶数会减小估算的误差,但会使得处理器的计算量增加,软件实现更加困难。

美国马凯特大学的 Ronald H. Brown 在 1992 年首先使用最小二乘法 (Least Square Method, LSF) 对低分辨率位置信号进行处理,保证了信号的连续性和准确性,如图 1-5 所示。相比于 T 法和 M 法测速,LSF 具有较好的估算结果^[35]。

以上可以看出,插值法作为非模型法转子位置和转速估算方法,估算结果仅依赖于运动方程建模的复杂程度,会存在估算转速噪声含量较高且滞后明显的问题。因此,在对电机转速乃至位置控制要求较高的应用领域,插值法转子位置和转速估算方法无法实现较好的转速和位置闭环效果,控制系统带宽和抗扰性相对较差。

(2) 滤波器法 与插值法不同,滤波器法不需要通过选取不同的特定函数来提高转子位置的估算精度。离散位置信号可以通过傅里叶分解看作是无数

个弦波信号的叠加，即真实信号和噪声的叠加^[36]。

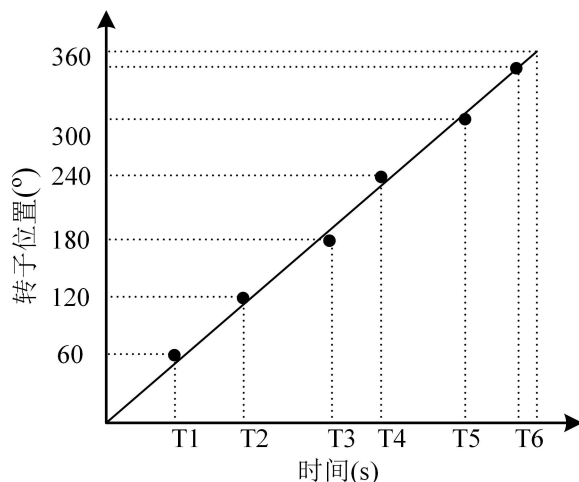


图 1-5 存在传感器安装误差时最小二乘法角度估算示意图

Fig. 1-5 Diagram of angle estimation by least square method with sensor installation error

低通滤波器可以实现高频噪声信号的滤除，从而得到期望的信号。在电机运行过程中，位置信号中所包含的期望信号的频率是随着转速的变化而变化的，这就增加了滤波器滤波参数设计的难度。威斯康星大学的 Degner M.W 提出的同步坐标系滤波器（Synchronous Reference Frame Filter, SRFF）设计方法，有效解决了滤波频率变化的问题^[37]。该方法首先由估算转速得到期望信号频率，再经过坐标系变换将低分辨的位置信号从静止坐标系转换到旋转坐标系中，旋转坐标系的旋转频率即期望信号频率，在旋转坐标系下真实位置信号近似于直流量，在旋转坐标系下对变换后的信号进行滤波，最后再通过坐标系逆变换得到估算位置信号。SRFF 低通滤波器如图 1-6 所示。

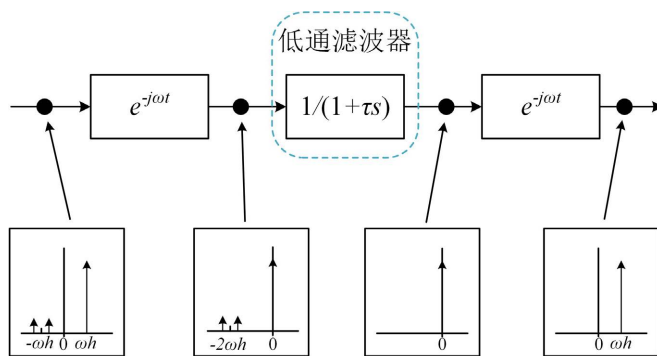


图 1-6 SRFF 低通滤波器

Fig. 1-6 SRFF low pass filter

当转速较低时，谐波含量在位置信号中的比例会同时增加，滤波后的期望信号畸变较为明显，因此在低速时的位置和转速估计效果显著下降。在中高速时，通过滤波器得到的估算结果连续性较好，可以实现较好的转速闭环控制。除了上述方法以外，还有学者提出了基于卡尔曼和神经网络的滤波器设计方法，

均可以达到良好估算效果，但由于算法设计复杂，目前还不适合在伺服驱动领域的应用中广泛推广^[38,39]。

插值法和滤波器法均可以提高转子位置信号的精度，但在转速环的控制中，尤其是当伺服系统采用较低精度编码器时，由于转速估算结果相比于实际转速存在明显的滞后和噪声，在对电机动态性和抗扰性要求较高的应用场合并不适用。

(3) 观测器法 相比于插值法和滤波器法，观测器法采用系统模型和闭环控制相结合的思想，充分利用了电机系统的参数信息，这使得转子位置和转速估算结果的准确性得到了很大的提高，并且通过转速环参数和观测器参数的协同设计可以较好地保证转速环的控制性能。在国内外学者的不断学习和创新下涌现出许多不同的观测器的设计方法，主要分为两类：基于机械运动原理的状态观测器设计和基于反电动势原理的状态观测器设计。

意大利罗马大学的 F. Giulii Capponi 研究团队于 2006 年通过设计位置矢量跟踪观测器，实现了对低分辨率编码器永磁同步电机转速和转子位置的估计，其控制框图 1-7 如图所示^[40]。为了解决位置矢量跟踪观测器存在参数整定困难和估算结果噪声大的问题，F. Giulii Capponi 研究团队在 2008 对位置矢量跟踪观测器进行了改进，设计了带反馈解耦的位置矢量跟踪观测器^[41]。该观测器结构是在美国威斯康星大学的 Tesch 提出的离散霍尔信号矢量可以通过离散傅里叶变换（Fast Fourier Transform, FFT）方式分解为无限多个旋转矢量的叠加，以及 Degner 论述的观测器输入信号解耦可行性的基础上提出的^[42,43]。如何选择合适的离散傅里叶级数展开项数对观测结果的准确性影响至关重要，这也是该方法难点。该方法能够保证电机在全速度范围内稳定运行，但在提高低转速时速度环带宽上仍然存在着局限性。

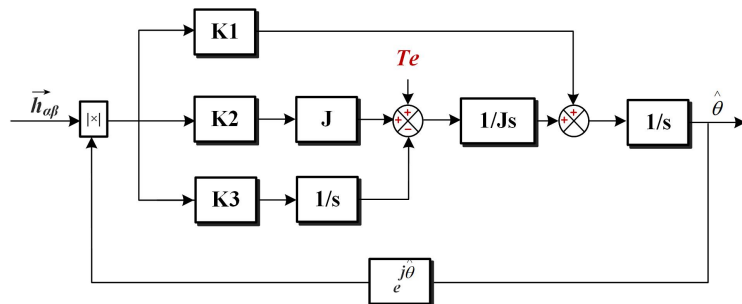


图 1-7 矢量跟踪观测器控制框图

Fig. 1-7 Control block diagram of vector tracking observer

韩国首尔大学的 Seung-Ki Sul 团队在 2009 年提出了一种级联式状态观测器设计方法，在提高转子位置估算精度的基础上实现了转速估算误差的降低^[44]。级联观测器由两个结构类似的观测器级联而成，初级观测器的输出作为次级观测器的输入，并且两个观测器均带有相同的转矩前馈，在较宽的频率范围内能

实现估算结果的零相角滞后。级联观测器参数与电机转速控制器参数也需要协同设计才能实现理想的转速环控制效果，参数设计的困难不仅增加了级联观测器设计难度，也限制该方法的推广应用^[44]。

不同方法的转速估算结果如图 1-8 所示，其中插值法和滤波器法作为非模型法具有算法简单易于实现的优点，但估算结果噪声含量较高且滞后明显，而具有闭环特性的观测器法则有效的利用电机系统的模型参数，能够更好的在位置反馈信息的基础上实现精确转子位置估计。

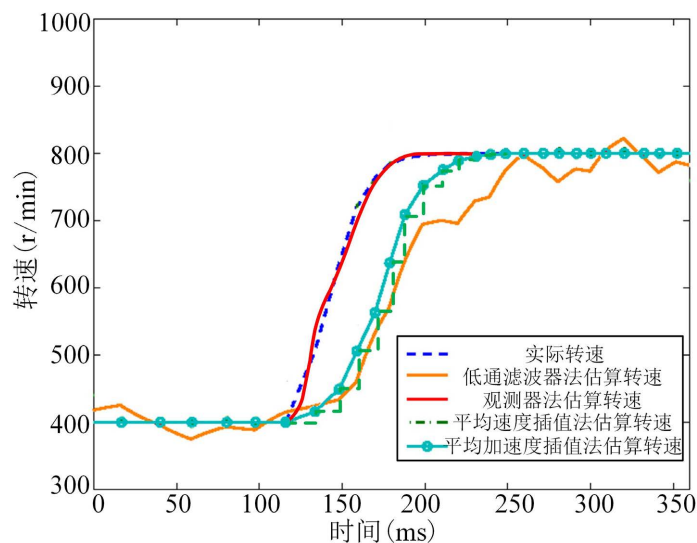


图 1-8 不同优化方法转速估算结果示意图^[35]

Fig. 1-8 Schematic diagram of speed estimation results of different optimization methods

综上，由于电机轴端编码器以离散方式反馈电机轴端位置信息，不合适的速度估算方法会引入转速噪声，此外，位置传感器的缺陷，如粗糙的分辨率和周期性误差，还会导致转矩扰动，这将严重影响转速环和电流环性能，最终导致位置控制误差的增加。因此，如何在已有的估算方法基础之上，针对伺服控制系统对转速和转角反馈的不同需求，设计合理有效的转速及转角估算方法将是本文的重点研究内容之一。

1.2.4 瞬态反向间隙误差补偿技术研究现状

在进给系统中，由于在传动结构表面存在多种非线性因素（如摩擦、间隙、形变），在工作台运动反向时会产生意外的短时静止现象，这种现象常被称为“反向失速”。失速现象经常发生在用于精确位置控制的机床系统受控平台运动中，失速现象是当平台往复运动时由于非线性摩擦、间隙以及形变的存在导致的，常见于滚珠丝杠和直线导轨中。由于末端控制精度受工件及平台的相对运动影响，因此失速现象直接影响着机床的加工精度。在半闭环伺服机床中，失速现

象引起定位误差（过象限突跳）主要受反向间隙大小影响，定位误差是一种几何误差，其幅值等于反向间隙宽度的一半。为了减小反向间隙引起的定位误差，滚珠丝杠直接驱动工作台的伺服轴结构被广泛采用。通过给滚珠丝杠添加预紧力，反向间隙幅值甚至可以等于零。然而，对于重载机床，为了避免滚珠丝杠出现过高的温升，往往不能添加预紧力，此时滚珠丝杠内反向间隙的幅值可达 $20\sim 50\mu\text{m}$ ^[45]，此外，为增大驱动力矩，齿轮减速箱在重载机床中往往是必须的，此时，伺服传动链中的反向间隙幅值可能会更大。90 年代，Kao 等人研究了半闭环机床中的反向间隙误差，并通过加入静态补偿分量以消除反向间隙引起的定位误差，然后加入动态补偿分量以进一步消除残留在过象限处的误差^[46,47]。

在全闭环伺服机床中，由于引入末端位置，定位误差可以被完全消除掉，但是，受失速现象的影响，依然会存在过象限处位置误差（过象限突起），该误差主要由惯性及摩擦两部分组成，受反向间隙大小约束，本文中将该误差称为瞬态反向间隙误差。作者在参与重大专项子课题“伺服驱动及电机测试规范、标准研究与测试平台”期间，发现采用广州数控 GSK 25iMb-H 系列数控系统的精密立式车铣复合加工中心 VMC850 伺服轴的传递链中存在较大的反向间隙；采用该机床加工圆时，瞬态反向间隙误差（也即过象限误差）是圆轮廓中最主要的误差分量。然而，经过大量的文献检索发现当前几乎没有文献对全闭环机床中的瞬态反向间隙误差进行深入全面的分析，由此，对瞬态反向间隙误差的认识与理解存在极大的不足。学术界关于过象限误差（瞬态反向间隙误差）的理解一直存在分歧：一些学者认为过象限误差是由非线性摩擦力引起的^[14,15,48,49]，另一些学者则认为过象限误差是由反向间隙引起的^[46,37,50,51]。在工业界，对全闭环伺服机床中瞬态反向间隙误差的认识也存在不同：数控系统试图通过非线性摩擦力的补偿策略来消除过象限误差；机床厂技术人员依然采用定位误差补偿方法来补偿全闭环机床中的反向间隙。

反向间隙的存在除了会导致机床加工精度降低，也会改变伺服轴系统的频率与阻尼特性，使得伺服轴振动过大，甚至失稳。早在 1940 年代，Tustin 利用描述函数法研究了存在反向间隙环节的非线性系统的稳定性^[52]。1997 年，Nordin 发现对于存在反向间隙的非线性系统，当反向间隙完全啮合后，系统的动态特性与线性系统完全相同；而在反向间隙啮合期间，反向间隙会影响系统的稳定性^[53]。Nordin 用相平面法分析了反向间隙啮合期间系统的稳定性问题。2000 年，Nordin 采用了切换控制法（switch controller）来实现存在反向间隙的非线性系统的全局稳定：当反向间隙啮合后，系统采用高增益控制器；在反向间隙啮合期间，系统选择低增益控制器^[54,55]。以上研究所提出的反向间隙补偿器可以保证系统的稳定，但是无助于缩短反向间隙所引起的滞后时间，因此也

不能减小反向间隙所引起的加工误差。

1993年, Tao通过串联反向间隙逆(backlash inverse)来消除反向间隙的影响,但是,该方法只适用于反向间隙处于系统的输入端或输出端的情况^[56-59]。1995年, Dean采用反向间隙逆来补偿“电机-齿轮减速器-反向间隙-工作台”系统,实验结果表明补偿后的系统性能甚至更差,而且补偿分量过大还会导致系统出现剧烈振动^[60]。由于伺服轴中反向间隙处于系统中间位置,因此,反向间隙逆不能用于补偿伺服轴中的反向间隙。

Lagerberg研究了汽车传动链中反向间隙的估计与控制方法以缓解反向间隙引起的冲击,从而提高汽车的舒适性^[61-63]。1998年,香港科技大学的Woo采用自适应的模糊逻辑算法来加速伺服轴中反向间隙的啮合过程,从而缩短反向间隙引起的滞后时间^[64]。类似地,还有许多学者采用神经网络,模糊逻辑,自适应等智能控制方法来补偿反向间隙^[65-74]。文献[50,51]研究了半闭环伺服机床中反向间隙的补偿方法以消除反向间隙引起的定位误差。

综上所述,瞬态反向间隙误差是全闭环伺服机床中一种主要的轮廓误差,虽然已经有大量的学者针对不同的应用对象建立了不同的反向间隙补偿方法,但是,针对全闭环数控机床中瞬态反向间隙误差的产生机理及补偿方法的研究尚不深入。对于全闭环伺服机床,瞬态反向间隙误差补偿方法一方面需要保证伺服轴系统的稳定性,另一方面还要减小反向间隙所引起的瞬态反向间隙误差。鉴于此,有必要专门研究反向间隙对全闭环伺服系统在精度与稳定性两个方面的影响,并在此基础上建立实用有效的全闭环伺服机床反向间隙补偿器。因此,如何在全闭环数控机床中瞬态反向间隙误差的产生机理研究成果的基础上,并借鉴已有的关于反向间隙补偿的经验与成果,建立高效、快速和易于实现的全闭环伺服机床的反向间隙的补偿策略将是本文的研究重点。

1.2.5 位置控制通讯延时补偿技术研究现状

数控机床系统的结构框图如图 1-9 所示,通常将位置环控制放在数控装置中执行,而伺服驱动器主要执行速度环和电流环控制。NC 通过总线通讯与各伺服轴进行数据交互,各轴伺服驱动器通过总线通讯将位置反馈信号传送给 NC,NC 通过总线通讯将转速指令信号发送给各轴伺服驱动器,由此完成位置、转速和电流的三闭环控制。由此可见,总线通讯的存在不可避免的会在位置环控制环路中引入时间延时环节。通讯延时的存在使得位置环增益裕度大大降低,也从根本上限制了数控机床“高速高精”的可能性。

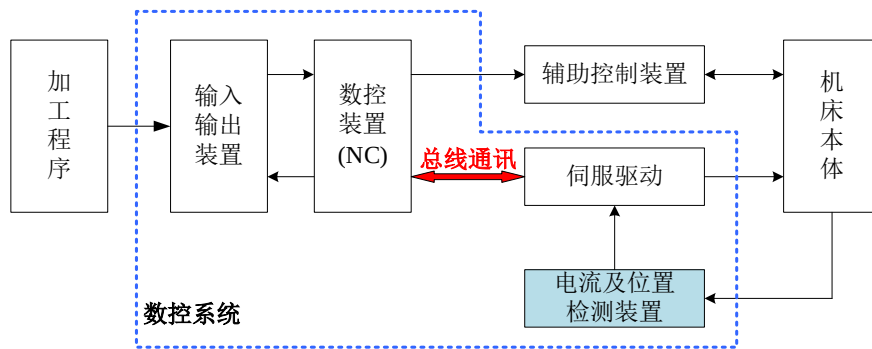


图 1-9 数控机床系统结构图

Fig. 1-9 Structure diagram of CNC machine tools

1.2.5.1 含延时系统分析

目前针对含延迟系统稳定性分析的研究很多，大体可以分为两大类，时域分析法和特征根分析法，具体如：离散化 Lyapunov 泛函法、根轨迹法、代数法和特征根聚类法等^[75-85]。

离散化 Lyapunov 泛函法是基于泛函提出的，该方法受制于求解难度大的缺点，适用范围较小^[78-80]。根轨迹法通常指在采用无零点逼近策略对系统延时项进行等效的基础上，利用等效后的系统根轨迹分析系统稳定性的方法^[82]。代数法也称为代数分析法，该方法通过利用矩阵特性分析含延时环节的系统特征方程，利用代数方法计算系统非负特征根的区域，并以此判断系统的稳定性^[83]。特征根聚类法是一种新方法，该方法通过将已有的稳定性判别方法与数学仿真运算软件相结合，能够直观反映系统稳定特性，适合于分析含有多种延时环节的系统分析^[84,85]。

通过以上分析，同时结合数控系统中延时环节的特性，可以将数控系统延时环节分析方法分为两种：以矩阵或多项式对系统进行稳定性分析时，采用代数分析法；以传递函数对系统进行稳定性分析时，采用频率分析法。相比于基于矩阵的代数分析法，基于传递函数的频率分析法更加直观易懂，同时也更适用于实际工程分析^[86]。

但值得注意的是，为了更好地利用频率分析法分析延时环节对系统的影响，首先需要对延时项进行有理化近似，以解决延时环节的引入使得特征方程成为超越方程而无法解析的问题。目前，常用有理化近似方法包括 Pade 变换近似、贝塞尔函数近似、Lagrange 近似和一阶惯性环节近似等^[87]。其中，Pade 变化近似方法的近似准确性与所取 Pade 近似函数阶次有关，阶次越高，近似效果越好，但会带来计算量增大的问题^[88]。因此，在实际应用中，延时环节的近似需要根据实际系统特性进行选择，例如，文献^[89]在解决逆变器系统数字控制延时时，考虑到延时项仅在功率器件开关频率较低时产生影响，采用 Pade 一阶近似便可

以获得较为吻合的近似效果。

1.2.5.2 延时补偿策略

延时环节普遍存在于实际控制系统中，如传感器采样延时、数字控制器算法执行延时、数字系统信号传输延时等，是导致系统控制特性降低的主要因素之一^[90, 91]。

降低延时环节对控制系统性能影响的方法可以分为硬件方法和软件方法。硬件方法是指通过优化系统硬件设计来降低延时环节，如采用较高传输频率的总线通讯、采样延时较小的传感器、性能较好的主控芯片等。在数控机床领域，文献[92]提出了一种驱动一体技术来降低数控系统和伺服驱动器之间的通讯延时，该技术有效的利用了多合一芯片的优势，利用片上数据共享取代了常规的总线通讯，能够最大程度的降低通讯延时对控制性能的影响。软件方法是指在系统硬件条件不变的情况下，采用算法降低通讯延时对控制系统性能影响的方法^[93-95]。根据算法设计方法的不同，可以将软件方法分为模型法和非模型。

在模型法中，最为常用的方法为 Smith 预估器法，该方法在已知系统模型的基础上对含延时系统响应进行预估，将预估后得到的延时导致的系统误差项补偿到控制器输出中，以此实现延时环节的补偿。从该方法的原理可以看出，Smith 补偿法对延时项的补偿效果很大程度的受模型准确性的影响，当预估模型与实际系统匹配时，延时环节能够得到很好地补偿。但当系统模型存在误差时，补偿效果会明显恶化^[96, 97]。

为了解决 Smith 预估器法存在系统参数鲁棒性较差的问题，很多学者提出了优化方案。文献[98]提出了改进方法解决了 Smith 预估器法抗扰性差的问题，但没有解决参数鲁棒性差的问题。文献[99]提出了在 Smith 预估器的主反馈回路中串联一阶低通器环节的方法，用来解决参数扰动时补偿稳定性问题。文献[100]通过增加在线估算延时时间环节解决了延时时间不确定对 Smith 预估器的影响。文献[101]通过引入扰动补偿方法提高了 Smith 预估器抗扰性问题，能够实现系统输入响应和扰动响应的解耦，但该方法同时存在参数设置复杂的问题。在 Smith 预估器法的基础上，文献[102-104]针对双摇摆系统提出了一种基于扰动观测器的延时补偿方法，该方法通过将延时环节导致的系统响应误差等效于系统扰动环节，通过设计扰动观测器实现延时环节的补偿。

无模型法主要有线性预测法、模糊控制、神经网络控制、专家控制等^[105-113]。尽管这类方法能够实现算法鲁棒性和补偿性能的兼顾，但缺点也十分明显，例如模糊控制不适用于高精度控制场合；神经网络控制需要较长的时间去训练；专家控制过度依赖于经验知识，缺乏自学习、自适应能力，因此很难应用到工业伺服系统中，仅在理论层面获得一定研究成果。

综上所述，高档数控机床高速高精的加工需求对位置增益裕度提出了极高的要求，然而主流的数控系统通常采用数控装置串联伺服驱动器的架构，二者间的总线数据交互不可避免的存在通讯延时，极大地降低了位置环控制稳定性。因此，为了避免由通讯延时引起的超调及控制精度降低的问题，本文对全闭环数控系统时延问题进行深入分析，研究适用性强及简易性高的延时补偿方法。

1.3 本文主要研究内容

针对国家科技重大专项对数控机床伺服驱动系统的需求，本文对全闭环位置控制振荡、伺服转速估算误差、瞬态反向间隙误差、位置环通讯延时等问题进行深入研究，将全闭环数控机床加工误差补偿方法有机融合到伺服驱动控制技术当中，实现数控系统与伺服驱动技术的相互融合。本论文关于全闭环伺服驱动系统位置控制误差补偿技术研究路线图如图 1-10 所示。

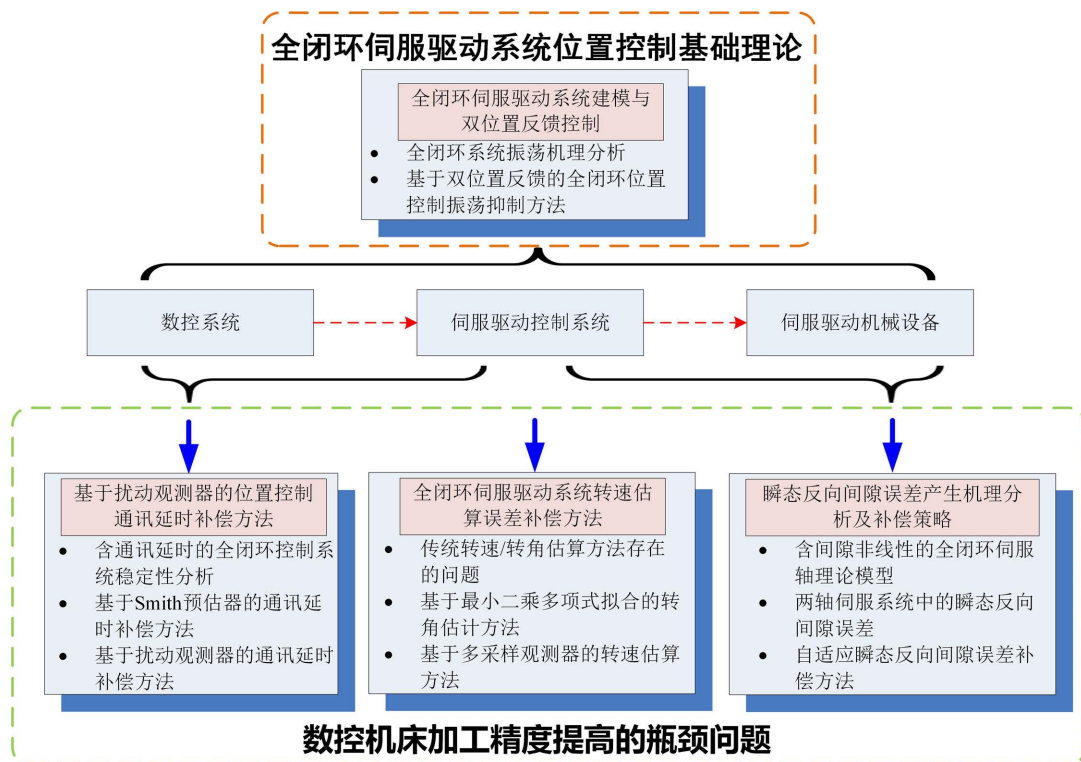


图 1-10 伺服驱动系统关键技术研究路线图

Fig. 1-10 Research roadmap of key technologies of servo drive system

具体研究内容如下：

(1) **全闭环伺服驱动系统建模与双位置反馈控制** 由于全闭环位置控制系统位置控制环路中存在弹性环节，在相同位置环增益下，相比于半闭环位置控制更容易引发位置振荡问题，影响位置控制的稳定性。针对这一问题，建立全闭环位置控制系统数学模型，推导全闭环位置控制传递函数的解析表达式。在

此基础上,对比全闭环和半闭环控制在位置控制精度上的差别,并采用频率分析法分析全闭环控制相比于半闭环控制易引发位置振荡的原因;针对半闭环控制的高增益裕度和全闭环控制的高控制精度的特征,将电机轴端位置引入全闭环位置控制中,提出基于双位置反馈的全闭环位置控制方法;为提高双位置反馈控制的适用性和简易性,在反馈回路中引入滤波器构建可选频率反馈控制方法,解决不同伺服驱动系统谐振频率不同的问题,达到在不影响位置环增益裕度的情况下抑制全闭环振荡的效果。

(2) 全闭环伺服驱动系统电机转速转角估计误差消除方法 为了消除转速、转矩内环对位置环控制的影响,实现高性能位置控制,本文针对转速估算误差会引入转速波动问题,提出一种可有效从位置反馈信号中准确估算转速、转角信息的方法。首先,分析两种典型的转速转角估算方法在实际数字控制系统中存在问题,然后,在此基础上,结合动力学方程,采用基于最小二乘法的多项式拟合方法用于转角位置信号重构,考虑转速过零引起转角估算误差增大的问题,提出一种转速过零时估算位置线性校正方法;同时,分析位置传感器反馈信号形式,设计基于多采用理论的转速观测器用于转速信号估计,考虑到观测器参数设计的复杂性,设计离散化线性降阶观测器,推导出合理的观测器参数设计方法。该方法能够实现转速及转角信号的平滑估计,为伺服内环高品质控制性能提供保证。

(3) 瞬态反向间隙误差产生机理分析及补偿策略 瞬态反向间隙误差是全闭环数控机床中一种典型的轮廓误差。为了揭示瞬态反向间隙误差的产生机理,本文首先建立全闭环伺服轴的理论模型,在此基础上,研究瞬态反向间隙误差的产生机制,误差形式,以及误差幅值。然后,通过转速指令补偿方式,将补偿信号的幅值和持续时间与反向间隙宽度相结合,分析该方法存在的问题。最后,通过结合伺服驱动控制各环路有效信息,提出一种基于转矩前馈的自适应反向间隙误差补偿方法,该方法不需要预先测量反向间隙值,且补偿信号由算法自动生成,方法简单有效,能够避免过补偿或欠补偿的现象发生。

(4) 基于扰动观测器的全闭环位置控制通讯延时补偿方法 高档数控机床高速高精的加工需求对位置增益裕度提出了极高的要求,但由于总线通讯延时的存在,大大地降低了位置环的增益裕度。因此,为了避免伺服驱动系统高速进给时产生超调及控制精度降低的问题,本文针对全闭环数控系统时延问题进行深入研究。首先,建立含通讯延时的全闭环伺服驱动系统模型,分析通讯延时对系统稳定性的影响。然后,分析常规延时补偿方法 Smith 预估器在应用中存在的模型失配问题,在此基础上,总结全闭环伺服系统中模型误差来源。最后,结合系统扰动原理,将延时环节等效为系统扰动,设计基于扰动观测器的

通讯扰动观测器补偿方法，从而弱化模型参数对延时补偿的影响，提高延时补偿方法的适用性和简易性。

第 2 章 全闭环伺服驱动系统建模与双位置反馈控制

2.1 引言

数控机床进给系统主体由三部分构成：数控装置部分、伺服驱动部分和机械结构部分。数控装置部分进行轨迹规划和位置环的运算；伺服驱动部分负责电流环和速度环的运算；机械结构部分负责完成进给运动。传统的进给系统位置环控制通常采用电机的码盘位置进行闭环，称为半闭环控制。而实际的机械传动系统中存在丝杠螺距误差、间隙、弹性环节、丝杠热膨胀等大量不确定因素，导致实际的末端位置与电机码盘的等效位置产生差异，直接影响工件的加工精度。为了追求高精度控制，在末端加入位置传感器，将负载位置进行闭环，直接控制负载位置，称之为全闭环控制。全闭环控制可以达到更高的定位精度，但控制环路中包含了大量机械非线性环节，控制难度加大，相比于半闭环控制而言容易产生振荡现象。

本章首先从机械传动部分和电气控制部分考虑，对全闭环伺服驱动系统结构进行介绍，并建立全闭环伺服控制系统模型；在此基础上，对全闭环位置控制振荡机理进行分析，提出一种基于电机位置和光栅位置的双位置反馈的位置控制策略来抑制全闭环振荡现象，能够实现高精度和高动态响应的兼顾。最后，为解决不同伺服驱动系统谐振频率不同的问题，在反馈回路中引入滤波器构建可选频率反馈控制方法，提高双位置反馈控制的适用性和简易性。

2.2 全闭环伺服驱动系统理论建模

2.2.1 全闭环伺服驱动系统结构

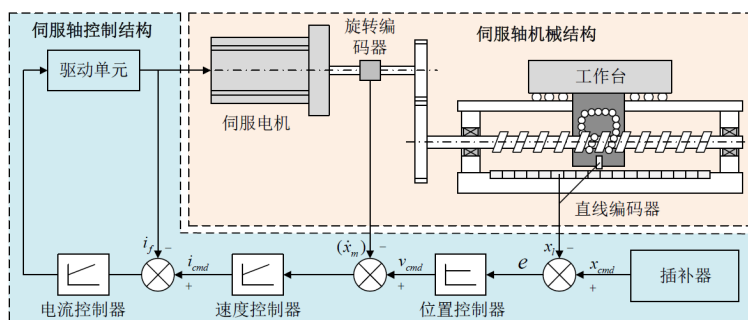
为了研究全闭环伺服机床中位置控制误差的产生机理，首先需要建立全闭环伺服驱动系统的理论模型。图 2-1 (a)中所示的是广州数控复合加工中心镗床的 X 轴结构示意图，按照从左到右的顺序，伺服电机轴与滚珠丝杠之间通过联轴器进行耦合（部分加工机床为了增大伺服扭矩，在电机轴与滚珠丝杠之间还包含齿轮减速箱），螺母与丝杠通过滚珠进行传动，导轨与螺母对工作台起到支撑和固定位置的作用。实际运行时，伺服驱动器输出交变的电信号给伺服电机，电机轴开始旋转；电机轴通过联轴器带动丝杠旋转；当丝杠相对螺母旋转时，丝杠的旋转面通过滚珠推动螺母轴向移动，实现旋转至直线运动的转化。

图 2-1 (b)是伺服轴的简化示意图，其中，传动链被简化为减速比 k_a 、等效

刚度 k_s 、以及幅值为 b 的反向间隙的串联； m_l 表示移动工作台质量， m_m 代表电机的等效质量，等效质量可以由电机的转动惯量换算得到，换算关系如式(2-1)。

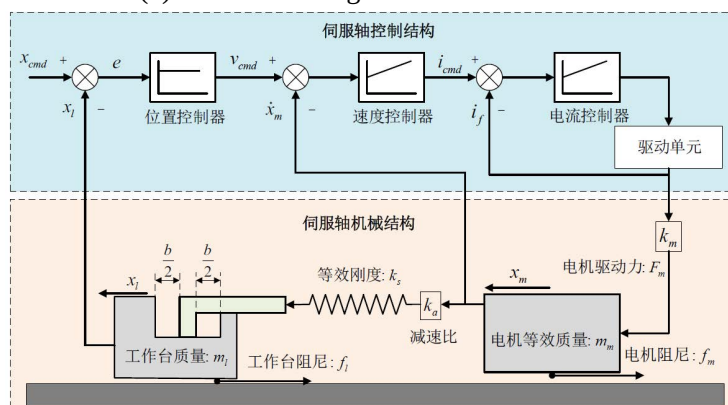
$$m_m = J_m \cdot \left(\frac{2\pi}{l}\right)^2 \quad (2-1)$$

式中， J_m 为伺服电机转动惯量， l 为丝杠导程，即螺距。



(a) 伺服驱动系统的结构示意图

(a) Schematic diagram of the servo axis



(b) 伺服驱动系统的简化示意图

(b) Simplified schematic of servo axis

图 2-1 全闭环伺服驱动系统的控制结构

Fig. 2-1 Cotrol structure of full-closed loop servo system

可以发现，伺服轴控制系统由三个串联环路组成：位置环、速度环和电流环。在位置环中，位置指令 x_{cmd} 由数控系统的插补器产生，位置反馈为移动工作台位置 x_l ，由安装于导轨的直线光栅尺直接测量得到。位置环采用比例增益控制器，增益系数为 k_p 。

在速度环中，速度指令 v_{cmd} 等于位置跟随误差 e 与位置控制器增益系数 k_p 的乘积： $v_{cmd}=k_p e$ 。速度环反馈为电机输出轴的瞬时转速 $\dot{x}_m$ ，由电机编码器信号差分得到。速度环一般采用 PI 控制 $k_{vi}/s+k_{vp}$ ，其中， k_{vp} 和 k_{vi} 分别表示速度环 PI 控制器的比例环节和积分环节增益系数。

在伺服电机环路控制中，内环带宽通常为相邻外环带宽的 5-10 倍，因此相比于位置环及速度环，电流环通常可以等效为一阶惯性环节。考虑到本章内容

主要对位置环控制误差进行分析，因此建立伺服轴的理论模型时，将电流环等效为单位 1。此时，伺服电机产生的驱动力可近似表示为 $F_m=k_m i_{cmd}$ ，其中 k_m 为电机电矩常数。

可以看到，在图 2-1(a)所示的伺服轴中，工作台移动由直线光栅尺直接测量得到，我们将这样的伺服轴称作全闭环伺服轴；全闭环伺服轴组成的数控机床称作全闭环伺服机床。如果伺服轴的工作台位移由电机编码器间接测量得到，则这样的伺服轴称作半闭环伺服轴。

2.2.2 全闭环伺服驱动系统建模

为了更好地开展研究，本节首先对伺服轴机械传动系统进行建模。通常的，在实际的伺服轴传动系统中，电机转子和电机轴承是牢固连接的，它们可以被认为是单惯量系统。同样，滚动螺母和移动工作台也是牢固连接。因此通过对电机、联轴器、滚珠丝杠、工作台的建模，可以得到如图 2-2 (a)所示的等效多惯量模型，其中视联轴器、丝杠、滚珠为具有阻尼的弹性连接^[29]。由于丝杠的刚度较大，且转动惯量相比于负载惯量要小很多，且滚珠形变量较小，负载牢牢地固定在工作台上，对整个机械传动系统来说，影响最大的就是联轴器所引入的弹性问题。故多惯量模型可以简化为图 2-2 (b)中所示的双惯量模型。

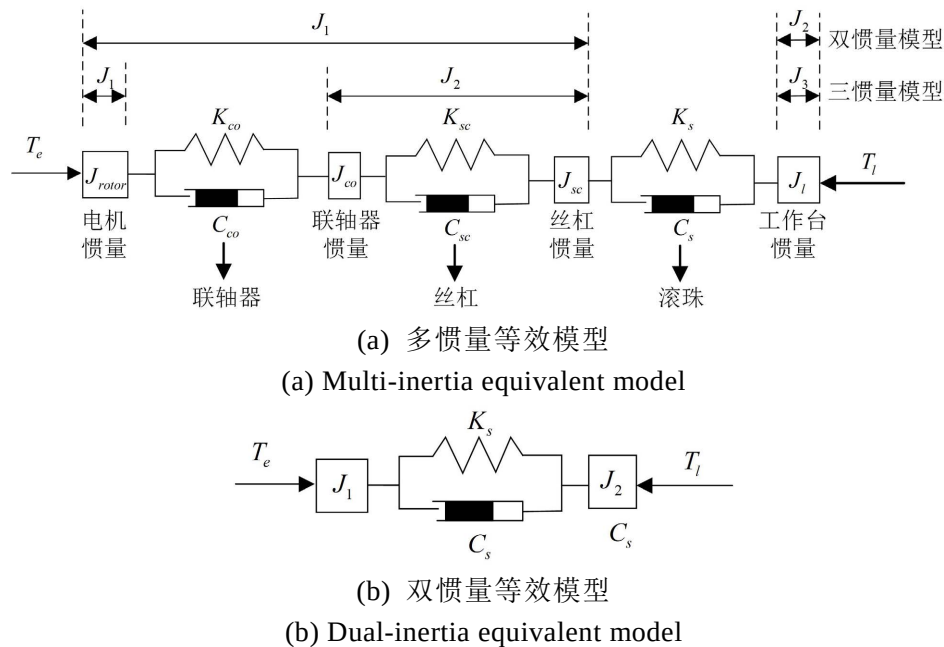


图 2-2 机械传动系统等效模型

Fig. 2-2 Equivalent model of mechanical transmission system

通过上述的机械传动系统模型，从电机驱动侧分析，机械系统的运动过程可以理解为：电磁转矩 T_e ，通过传动轴带动滚珠丝杠运动，电机与丝杠之间形

成转角差，产生轴距 T_s ，轴距和电磁转矩二者力的方向相反，合成后驱动电机以 ω_m 的速度旋转，电机速度的积分即为转过的角度 θ_m 。对于负载来说，轴距 T_s 为驱动力矩，负载转矩 T_L 为阻碍力矩，二者合成后驱动负载以 ω_l 的速度旋转，负载速度的积分即为转过的角度 θ_l 。

根据图 2-2 (b) 建立时域下的微分方程组，如式(2-2)所示。

$$\begin{cases} J_m \dot{\omega}_m = T_e - T_s \\ J_l \dot{\omega}_l = T_s - C_s \dot{\theta}_l - T_l \\ T_s = K_s (\theta_m - \theta_l) + C_s (\dot{\theta}_m - \dot{\theta}_l) \\ \omega_m = \dot{\theta}_m \\ \omega_l = \dot{\theta}_l \end{cases} \quad (2-2)$$

式中， J_m 、 J_l ——电机惯量($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)和负载惯量($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)；

K_s 、 C_s ——轴刚度系数($\text{N}\cdot\text{m}/\text{rad}$)和阻尼系数($\text{N}\cdot\text{m}/\text{rad}$)；

θ_m 、 θ_l ——电机转过的角度(rad)和负载转过的角度(rad)；

对上式两侧做拉式变换，得到频域下的方程组如

$$\begin{cases} J_m \theta_m s^2 = T_e - T_s \\ J_l \theta_l s^2 = T_s - T_l \\ T_s = K_s (\theta_m - \theta_l) + C_s (\theta_m s - \theta_l s) \\ \omega_m = \theta_m s \\ \omega_l = \theta_l s \end{cases} \quad (2-3)$$

结合式(2-2)，可以构建双惯量系统结构框图如图 2-3 所示。

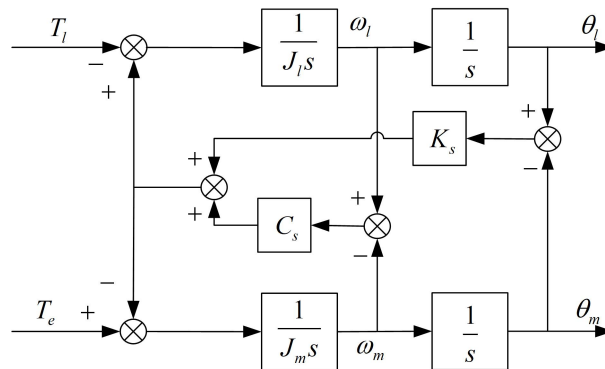


图 2-3 双惯量弹性系统结构框图

Fig. 2-3 Structural block diagram of two-inertia elastic system

由于实际中常用的传动机构粘滞摩擦系数较小，阻尼效应较弱，因此本文在分析全闭环位置控制系统特性时对阻尼系数进行忽略 ($C_s=0$)。由式(2-3)推导出电机转速与电磁转矩的传递函数 G_1 ，负载转速与电磁转矩的传递函数 G_2

及负载转速与电机转速的传递函数 G_3 ，分别如式(2-4)至式(2-6)所示。

$$G_1(s) = \frac{\omega_m}{T_e} = \frac{J_l s^2 + K_s}{J_m J_l s^3 + s(J_m + J_l) K_s} \quad (2-4)$$

$$G_2(s) = \frac{\omega_l}{T_e} = \frac{K_s}{J_m J_l s^3 + s(J_m + J_l) K_s} \quad (2-5)$$

$$G_3(s) = \frac{\omega_l}{\omega_m} = \frac{K_s}{J_l s^2 + K_s} \quad (2-6)$$

由式(2-5)和式(2-6)所示的传递函数可以分别计算得到一对共轭极点，这两对共轭极点所对应的频率值分别为自然谐振频率 ω_{NTF} 和抗谐振频率 ω_{ARF} ，具体可以由式(2-7)至(2-10)表示^[29]。

$$\omega_{\text{ARF}} = \sqrt{\frac{K_s}{J_l}} \text{ rad/s} \quad (2-7)$$

$$\omega_{\text{NTF}} = \sqrt{\frac{(J_m + J_l) K_s}{J_m J_l}} \text{ rad/s} \quad (2-8)$$

$$f_{\text{ARF}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_s}{J_l}} \text{ Hz} \quad (2-9)$$

$$f_{\text{NTF}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{K_s \left(\frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_l} \right)} \text{ Hz} \quad (2-10)$$

基于以上分析得到双惯量弹性全闭环位置控制系统模型如图 2-4 所示。图中， x_m 和 x_l 分别表示电机轴端转动所对应的位移量和直线末端工作台的位移量，其中， x_m 是由轴端编码器角度信号计算而来。

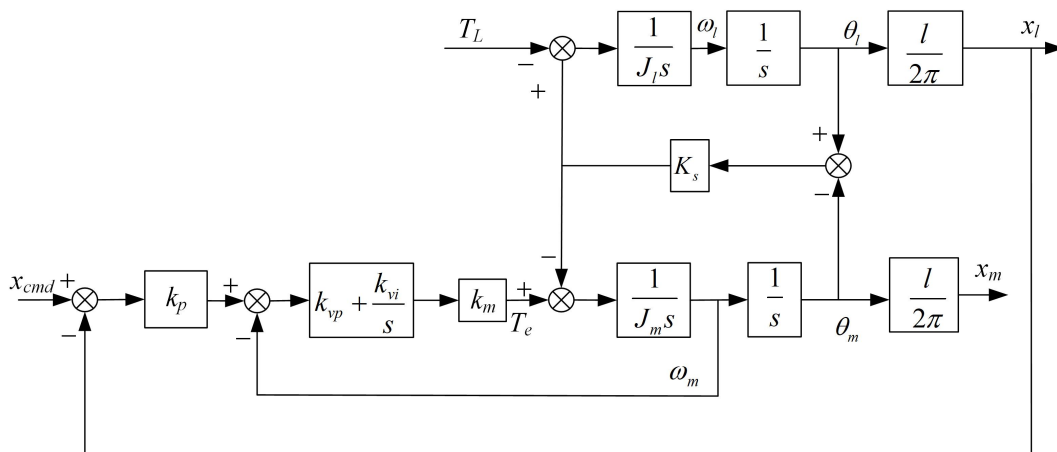


图 2-4 全闭环系统等效框图

Fig. 2-4 Equivalent model of full-closed loop system

从图 2-4 中可以看出，全闭环控制结构综合了速度环的高响应性能和位置

环的精准定位能力。但与半闭环控制相比，由于位置环控制环路包含双惯量系统，因为控制难度增大，在相同控制刚度下更容易产生振荡。

2.3 全闭环位置控制振荡机理分析

在数控机床进给系统中，由于工作台负载质量较大，在进行工件加工时的快速加减速运动中，机械传动系统会发生不同程度的弹性变形。同时，由于在全闭环控制中，整个机械传动系统是包含在位置环环路内。因此，在相同位置环增益下，全闭环控制性能会出现不如半闭环控制的情况，甚至会出现位置环振荡现象。本节将结合双惯量弹性模型对这种全闭环振荡机理进行分析。为了简化理论分析，控制结构框图中所使用的位置变量均转换为角度变量形式，由此可得基于双惯量的半闭环/全闭环位置控制系统模型如图 2-5 所示。

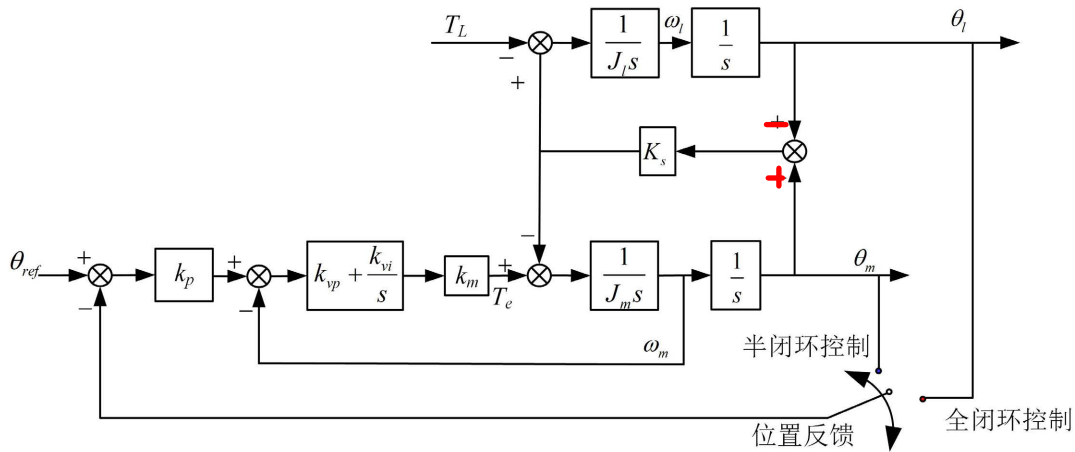


图 2-5 半闭环/全闭环位置控制结构框图

Fig. 2-5 Block diagram of semi-closed/full-closed loop position control

由图 2-5，可以得出半闭环控制的闭环传递函数如式(2-11)所示。

$$\theta_l(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \theta_{ref} - \frac{c_3 s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0}{a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} T_L(s) \quad (2-11)$$

其中， $a_5 = J_m J_l$, $a_4 = J_l k_m k_{vp}$, $a_3 = J_l k_m k_{vi} + J_l k_m k_{vp} k_p + J_l k_s + J_m k_s$,
 $a_2 = J_l k_m k_{vi} k_p + k_m k_s k_{vp}$, $a_1 = k_m k_s k_{vi} + k_m k_s k_{vp} k_p$, $a_0 = k_m k_s k_{vi} k_p$,
 $b_1 = k_m k_s k_{vp} k_p$, $b_0 = k_m k_s k_{vi} k_p$,
 $c_3 = J_m$, $c_2 = k_m k_{vp}$, $c_1 = k_m k_{vi} + k_m k_{vp} k_p$, $c_0 = k_m k_{vi} k_p$

由图 2-5，可以得出全闭环控制的闭环传递函数如式(2-12)所示。

$$\begin{aligned}\theta_l(s) = & \frac{b_3s + b_2}{a_{11}s^5 + a_{10}s^4 + a_9s^3 + a_8s^2 + a_7s + a_6} \theta_{ref} \\ & - \frac{c_6s^3 + c_5s^2 + c_4s}{a_{11}s^5 + a_{10}s^4 + a_9s^3 + a_8s^2 + a_7s + a_6} T_l(s)\end{aligned}\quad (2-12)$$

其中, $a_{11} = J_m J_l, a_{10} = J_l k_m k_{vp}, a_9 = J_l k_m k_{vi} + (J_m + J_l) k_s,$
 $a_8 = k_m k_s k_{vp}, a_7 = k_m k_s k_{vi} + k_m k_s k_{vp} k_p, a_6 = k_m k_s k_{vi} k_p,$
 $b_3 = k_m k_s k_{vp} k_p, b_2 = k_m k_{vi} k_p k_s, c_6 = J_m,$
 $c_5 = k_m k_{vp}, c_4 = k_m k_{vi} + k_s$

由终值定理计算半闭环和全闭环控制在单位阶跃扰动下的稳态误差终值, 分别如下所示。

$$\begin{aligned}e_{semi} &= \lim_{t \rightarrow \infty} e_{semi}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s E_{semi}(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{s} \left(-\frac{c_3s^3 + c_2s^2 + c_1s + c_0}{a_5s^5 + a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \right) = -\frac{1}{k_s} \\ e_{full} &= \lim_{t \rightarrow \infty} e_{full}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s E_{full}(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{s} \left(-\frac{c_6s^3 + c_5s^2 + c_4s}{a_{11}s^5 + a_{10}s^4 + a_9s^3 + a_8s^2 + a_7s + a_6} \right) = 0\end{aligned}$$

由单位阶跃扰动下半闭环控制与全闭环控制的稳态误差终值可以看出, 半闭环控制下的末端位置会存在稳态误差, 且该误差值与滚轴丝杠轴刚度系数成反比; 而全闭环控制下的末端位置不存在稳态误差, 能够实现末端位置的零误差控制。

为了进一步研究半闭环控制与全闭环控制在位置控制响应上的区别, 由式(2-11)和(2-12)可以推导得到两种控制模式下的开环传递函数如式(2-13)和(2-14)所示。

$$G_{semi_open} = \frac{k_p (J_l k_m k_{vp} s^3 + J_l k_m k_{vi} s^2 + k_m k_s k_{vp} s + k_m k_s k_{vi})}{\left\{ J_m J_l s^5 + J_l k_m k_{vp} s^4 + [J_l k_m k_{vi} + (J_m + J_l) k_s] s^3 \right.} \quad (2-13)$$

$$\left. + k_m k_s k_{vp} s^2 + k_m k_s k_{vi} s \right\}$$

$$G_{closed_open} = \frac{k_p (k_m k_s k_{vp} s + k_m k_s k_{vi})}{\left\{ J_m J_l s^5 + J_l k_m k_{vp} s^4 + [J_l k_m k_{vi} + (J_m + J_l) k_s] s^3 \right.} \quad (2-14)$$

$$\left. + k_m k_s k_{vp} s^2 + k_m k_s k_{vi} s \right\}$$

为了方便仿真和理论分析, 这里将实际系统参数代入推导式中进行分析, 实验中机床的主要系统参数如表 2-1 所示。

表 2-1 进给系统主要参数
Table 2-1 Main parameters of feed system

参数名称	参数值
电机转动惯量 J_m	$2.89 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
负载转动惯量 J_l	$8.67 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
轴刚度 K_s	$500 \text{ N} \cdot \text{m}/\text{rad}$
速度环增益 k_{vp}	$74 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}/\text{rad}$
速度环积分 k_{vi}	100 s^{-1}

将表 2-1 所示的系统参数代入式(2-9)和式(2-10)中, 得到该伺服驱动系统抗谐振频率和自然谐振频率的理论值分别为:

$$f_{\text{ARF}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_s}{J_l}} = 38.2 \text{ Hz}$$

$$f_{\text{NTF}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{K_s \left(\frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_l} \right)} = 76.4 \text{ Hz}$$

由表 2-1 所示伺服驱动系统参数, 可以绘制电机转速与电磁转矩的 Bode 图如图 2-6 所示。

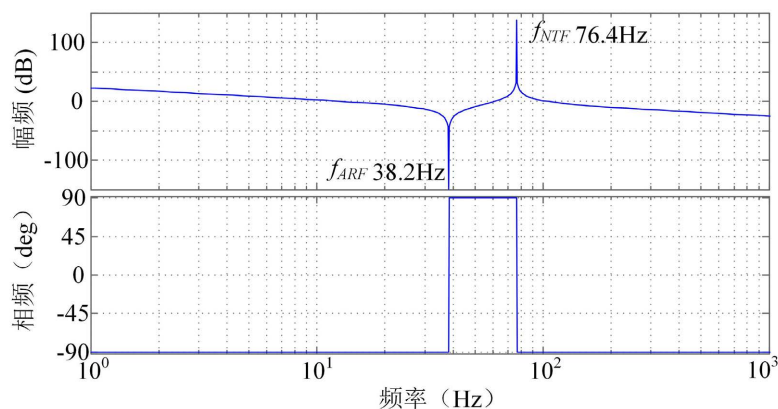


图 2-6 电机转速与电磁转矩传函伯德图

Fig. 2-6 Bode diagram of motor speed and electromagnetic torque

由上述计算可以看出, 抗谐振频率和自然谐振频率的理论计算值与 Bode 图中得到的两个频率值相吻合。为了进一步分析这两个频率值对全闭环控制和半闭环控制性能的影响, 分别绘制两种控制模式下的系统开环 Bode 图如图 2-7 和图 2-8 所示。

由图 2-7 所示的半闭环控制时系统开环 Bode 图可以看出, 在抗谐振频率点左侧, 幅频特性会发生突变, 并且该幅频特性突变呈现下凹态势。由图 2-8 所

示的全闭环控制的系统开环 Bode 图可以看出，在抗谐振频率点附近，幅频特性突变呈凸起态势。对比两种控制模式下抗谐振频率附近的幅频特性可以看出，高位置环增益会导致全闭环控制在抗谐振频率附近幅值增益的突增。因此，在实际应用中，为了避免系统产生超调和振荡，全闭环控制的增益裕度要明显小于半闭环控制的增益裕度。

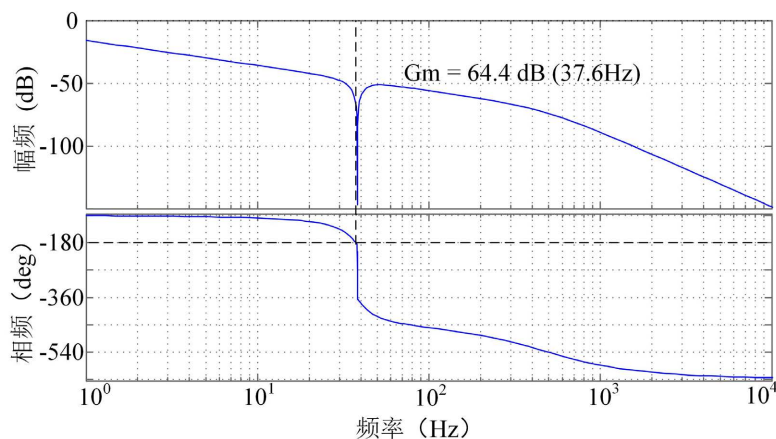


图 2-7 半闭环控制开环伯德图

Fig. 2-7 Open loop Bode diagram of semi-closed loop control

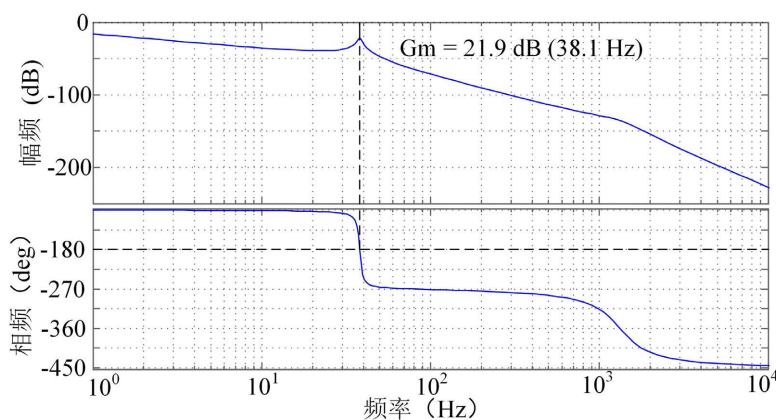


图 2-8 全闭环控制开环伯德图

Fig. 2-8 Open loop Bode diagram of full-closed loop control

为了更好的说明全闭环在高增益时相比于半闭环控制更容易激发振荡现象以及验证理论分析的准确性，在图 2-1 及表 2-1 的基础上搭建全闭环位置控制仿真模型。在位置指令信号为三角波的情况下更容易反应全闭环的振荡问题，因此仿真在三角波位置指令下进行，其中指令信号幅值为 5mm，进给速度为 1000mm/min。

图 2-9 为位置增益为 $k_p=750\text{rad/s/mm}$ 时的半闭环、全闭环控制的位置仿真波形图，可以看到在这种增益下，半闭环和全闭环位置控制均能平稳运行，位置跟踪误差基本重合。图 2-10 为位置环增益为 $k_p=1500\text{rad/s/mm}$ 时的半闭环、

全闭环控制的位置仿真波形图,可以看出,半闭环控制能实现稳定的位置跟踪,并且位置跟踪误差较低增益时要有所减小;全闭环位置控制则会出现逐渐发散直至振荡的现象。对图 2-10 中全闭环控制时的位置跟踪误差进行 FFT 分析,分析结果如图 2-11 所示。由图 2-11 可以看出在位置环高增益参数下,位置环存在明显的低频振荡现象,振荡频率约为 38Hz,这与理论分析中双惯量谐振点频率相吻合,符合理论分析。因此可以认为,在全闭环系统中,由于末端位置反馈引发的高增益下控制系统的振荡问题,是由于双惯量弹性环节引起的。

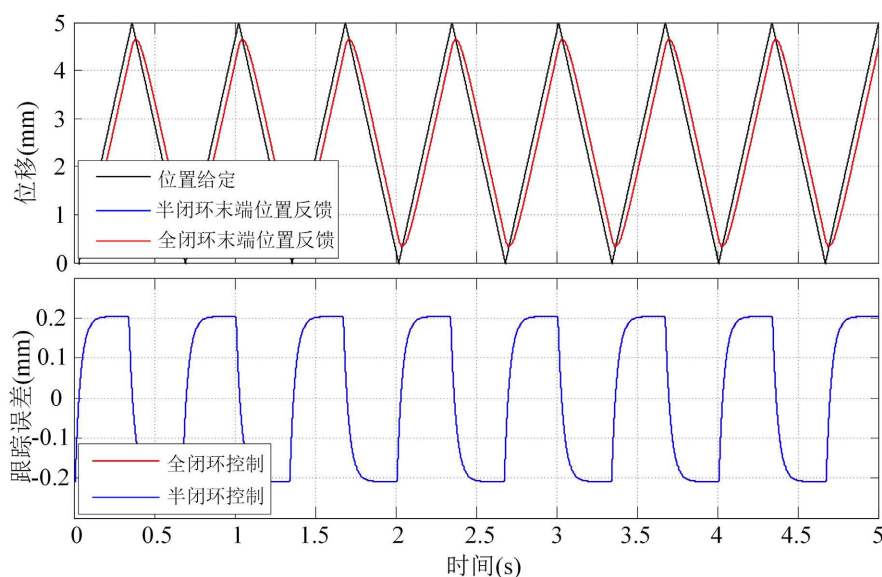


图 2-9 $k_p=750\text{rad/s/mm}$ 时半闭环/全闭环控制末端位置响应仿真波形对比

Fig. 2-9 Comparison of simulation waveform of positioning performance using semi/full closed loop control when $k_p=750\text{rad/s/mm}$

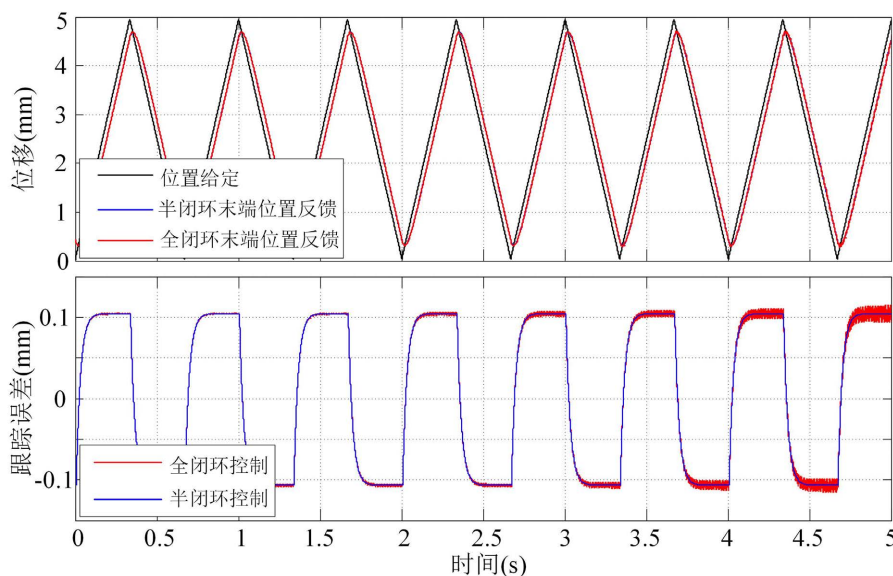


图 2-10 $k_p=1500\text{rad/s/mm}$ 时半闭环/全闭环位置定位仿真波形对比

Fig. 2-10 Comparison of simulation waveform of positioning performance using semi/full closed loop control when $k_p=1500\text{rad/s/mm}$

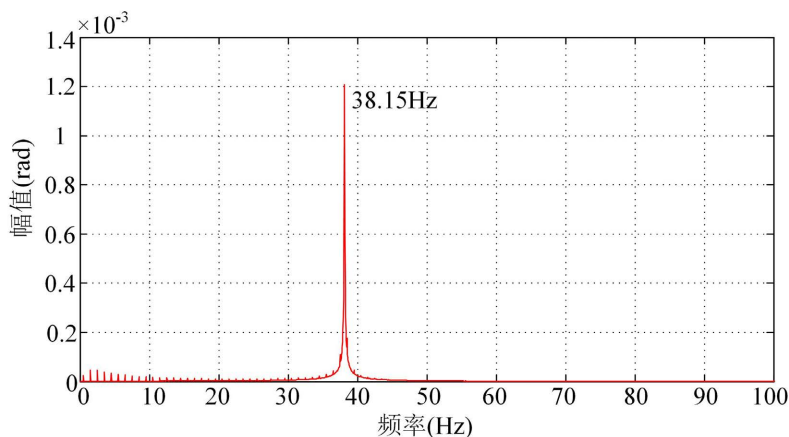


图 2-11 全闭环控制跟踪误差 FFT 分析

Fig. 2-11 FFT analysis of tracking error in full-closed loop control

2.4 基于双位置反馈的全闭环位置控制振荡抑制方法

由上节内容可以看出，虽然全闭环控制在末端位置控制精度上相比于半闭环控制具有天然优势，但由于全闭环位置控制环路中包含有多种机械传动非线性环节，在位置环控制器高增益参数下容易引发低频机械振荡问题。为了解决该问题的同时保证末端位置的控制精度，本节提出一种基于电机位置和光栅位置的双位置反馈的位置控制策略来抑制全闭环振荡现象，能够实现高精度和高动态响应的兼顾，双位置反馈控制的系统控制框图如图 2-12 所示。

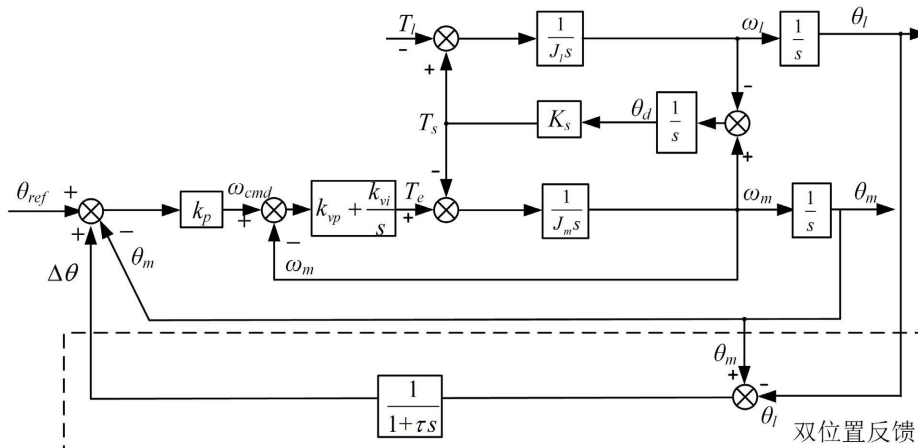


图 2-12 双位置反馈控制框图

Fig. 2-12 Block diagram of dual position feedback control

相比于传统全闭环控制，双位置反馈控制没有对位置控制器进行变更，位置环控制器为比例控制环节。双位置反馈控制的位置环闭环控制由电机轴端位置反馈信号完成，同时，末端光栅位置信号与码盘位置信号作差，信号经低通滤波器添加在位置指令信号中，用来补偿由传动系统非线性环节导致的末端静态误差。在反馈通道中，将末端光栅位置信号与码盘位置信号作差后可以得到

由传动环节非线性导致的位置误差量,该误差量中包含有大量谐波成分,若直接引入位置反馈中,会引起末端位置控制的振荡问题。因此,为了保证全闭环位置控制稳定的同时兼顾末端位置的控制精度,将误差量经过低通滤波器,得到误差量中的稳态成分,并补偿到反馈信号中,实现高增益裕度和高精度的兼顾。位置环控制器输入可以由式(2-15)表示,式中 e 为位置环控制器输入信号, τ 为低通滤波器时间常数, $\Delta\theta$ 为末端位置信号与电机位置信号误差量中的稳态成分。

$$e = \theta_m - \Delta\theta = \theta_m - \frac{(\theta_m - \theta_l)}{1 + \tau s} \quad (2-15)$$

结合式(2-15),可以得到双位置反馈控制的闭环传递函数如式(2-16)所示,式中 $Q = 1/(1 + \tau s)$ 。

$$\begin{aligned} \theta_l(s) = & \frac{b_5 s + b_4}{a_{17} s^5 + a_{16} s^4 + a_{15} s^3 + a_{14} s^2 + a_{13} s + a_{12}} \theta_{ref} \\ & - \frac{c_{10} s^3 + c_9 s^2 + c_8 s + c_7}{a_{17} s^5 + a_{16} s^4 + a_{15} s^3 + a_{14} s^2 + a_{13} s + a_{12}} T_l(s) \end{aligned} \quad (2-16)$$

式中, $a_{17} = J_m J_l$, $a_{16} = J_l k_m k_{vp}$, $a_{15} = J_l k_m k_{vi} + J_l k_m k_{vp} k_p (1 - Q) + (J_m + J_l) k_s$,
 $a_{14} = J_l k_m k_{vi} k_p (1 - Q) + k_m k_s k_{vp}$, $a_{13} = k_m k_s k_{vi} + k_m k_s k_{vp} k_p$, $a_{12} = k_m k_s k_{vi} k_p$,
 $b_5 = k_m k_s k_{vp} k_p$, $b_4 = k_m k_s k_{vi} k_p$,
 $c_{10} = J_l$, $c_9 = k_m k_{vp}$, $c_8 = k_m k_{vi} + k_m k_{vp} k_p (1 - Q) + k_s$, $c_7 = k_m k_{vi} k_p (1 - Q)$

由终值定理计算双位置反馈控制在单位阶跃扰动下的稳态误差终值如式(2-17)所示。

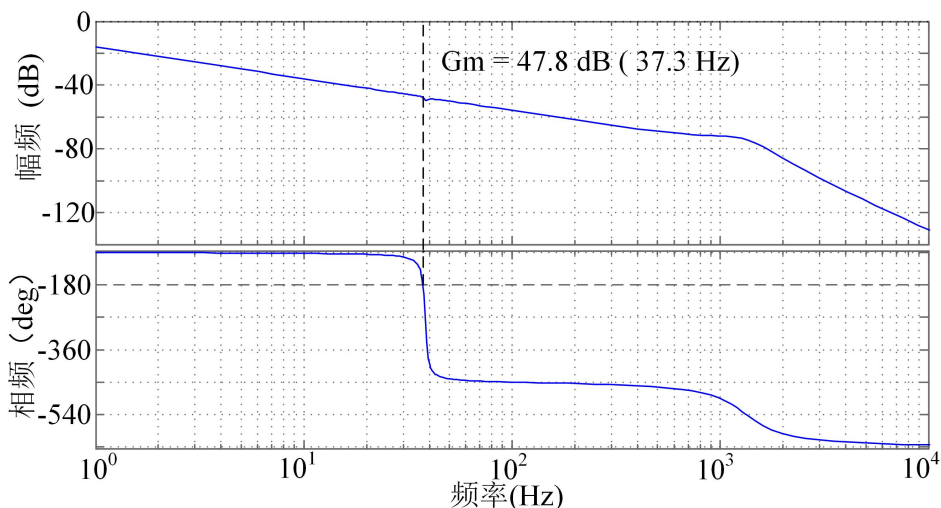
$$\begin{aligned} e_{dual} &= \lim_{t \rightarrow \infty} e_{dual}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s E_{dual}(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{s} \left(- \frac{c_{10} s^3 + c_9 s^2 + c_8 s + c_7}{a_{17} s^5 + a_{16} s^4 + a_{15} s^3 + a_{14} s^2 + a_{13} s + a_{12}} \right) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} - \frac{1}{k_s} (1 - Q) = \lim_{s \rightarrow 0} - \frac{1}{k_s} \left(\frac{\tau s}{1 + \tau s} \right) = 0 \end{aligned} \quad (2-17)$$

由(2-17)可知,双位置反馈控制下的末端位置不存在稳态误差,能够实现末端位置的零误差控制。

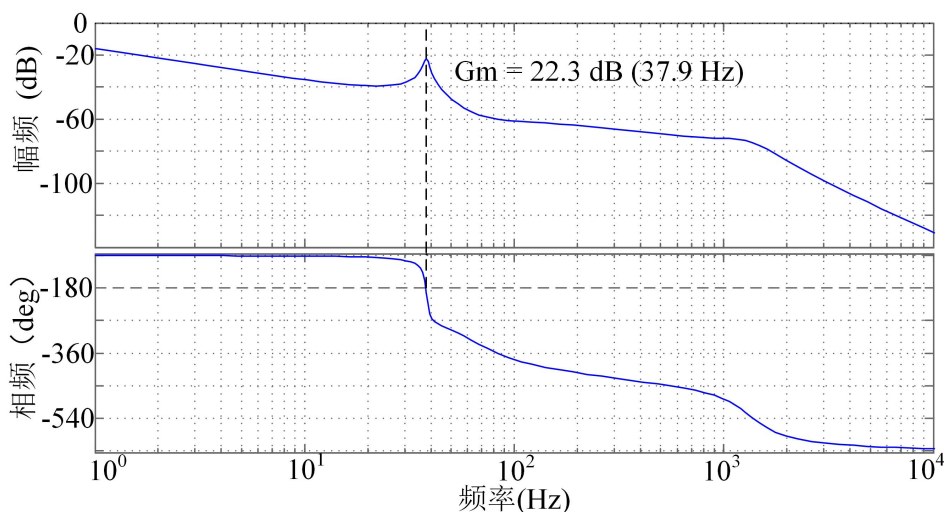
为了进一步研究分析双位置反馈控制的响应特性,可以推导得到双位置反馈模式下的开环传递函数如式(2-18)所示。

$$G_{double} = \frac{k_p (J_l k_m k_{vp} (1 - Q) s^3 + J_l k_m k_{vi} (1 - Q) s^2 + k_m k_s k_{vp} s + k_m k_s k_{vi})}{\left\{ \begin{aligned} & J_m J_l s^5 + J_l k_m k_{vp} s^4 + [J_l k_m k_{vi} + (J_m + J_l) k_s] s^3 \\ & + k_m k_s k_{vp} s^2 + k_m k_s k_{vi} s \end{aligned} \right\}} \quad (2-18)$$

为了方便对比双位置反馈控制中滤波时间常数对位置控制的影响，这里分别取时间常数分别为 0.1s 和 0.01s。将系统参数及双位置反馈控制设定参数代入系统传递函数可以绘制开环系统 Bode 图分别如图 2-13(a)、(b)所示，图 2-13(a)为 $\tau=0.1\text{s}$ 时的系统 Bode 图，图 2-13(b)为 $\tau=0.01\text{s}$ 时的系统 Bode 图。



(a) 时间常数 0.1s
(a) Time constant 0.1s



(b) 时间常数 0.01s
(b) Time constant 0.01s

图 2-13 不同滤波时间常数下 FSFC 开环伯德图

Fig. 2-13 Open loop Bode diagram of FSFC under different filter time constants

由图 2-13 可以看出，通过改变滤波时间常数可以改变抗谐振频率点附近系统的幅频增益，为了方便，本文将此方法称为基于双位置反馈的可选频率反馈控制（Frequency Selective Feedback Control, FSFC）。在工程应用中，通常不会专门测量双惯量系统的抗谐振频率，此时，滤波时间常数可根据实际系统手动

调节, 一般情况下可以先将滤波时间常数调大, 保证系统不再振荡后, 逐渐将时间常数调小, 以获取更好地响应性能。受位置环带宽及机械传动系统参数的影响, 一般全闭环低频振荡频率在几到几十赫兹不等, 通常取低通滤波器滤波频率为 10Hz~50Hz 可以满足抑制低频振荡及高频噪声, 在此基础上根据实际情况再进行微调, 可以实现更好的动态响应。

同样, 在与图 2-10 相同仿真条件下, 验证基于双位置反馈的全闭环位置控制方法的性能。图 2-14 为位置环控制器增益 $k_p=1500\text{rad/s/mm}$ 时常规全闭环控制和可选频率反馈控制的位置定位响应波形图, 可选频率反馈控制中参数 $\tau=0.3$, 可以看到在高增益下, 可选频率反馈控制不会引发系统振荡现象, 增益裕度较常规全闭环控制有明显改善, 与理论分析相吻合。

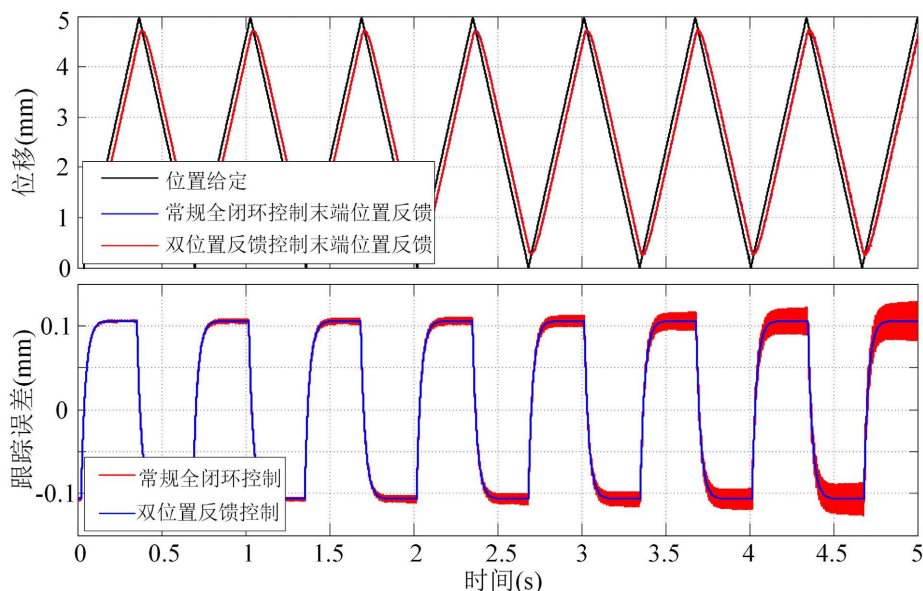


图 2-14 $k_p=1500\text{rad/s/mm}$ 时全闭环/可选频率反馈控制位置响应仿真波形对比
Fig. 2-14 Comparison of simulation waveform of positioning performance using full closed loop control and FSFC when $k_p=1500\text{rad/s/mm}$

2.5 全闭环位置控制及振荡抑制方法实验验证

实验平台如图 2-15 所示, 机床型号为威达 850 立体加工中心, 采用 GSK 25iMb-H 系列数控系统, 进给系统 X 轴和 Y 轴电机型号分别为广州数控公司生产的 110SJT-M060D(A6)电机和 130SJT-M100B(A6)电机, 末端位置传感器为高精度光栅尺, 进给系统主要参数见表 2-2。

为了更好地验证本章理论分析的准确性以及所提方法的有效性, 首先通过 Chirp 扫频法得到进给系统的频率响应特性, 扫频结果如图 2-16 所示。由图 2-16 可以看出, 进给系统伺服轴中存在多个机械谐振点, 其中抗谐振频率点的频率约为 36.02Hz。



图 2-15 三轴加工中心
Fig.2-15 Three-axis machining center

表 2-2 三轴加工中心主要参数
Table 2-2 Main parameters of the three-axis machining center

参数名称	参数值
丝杠导程	16mm
光栅尺分辨率	50nm
导轨类型	线轨
工作台惯量	$3 \times 2.89 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
电机额定功率	3.9kW
电机转动惯量	$2.89 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
电机额定转矩	15N·m
额定转速	2500r/min

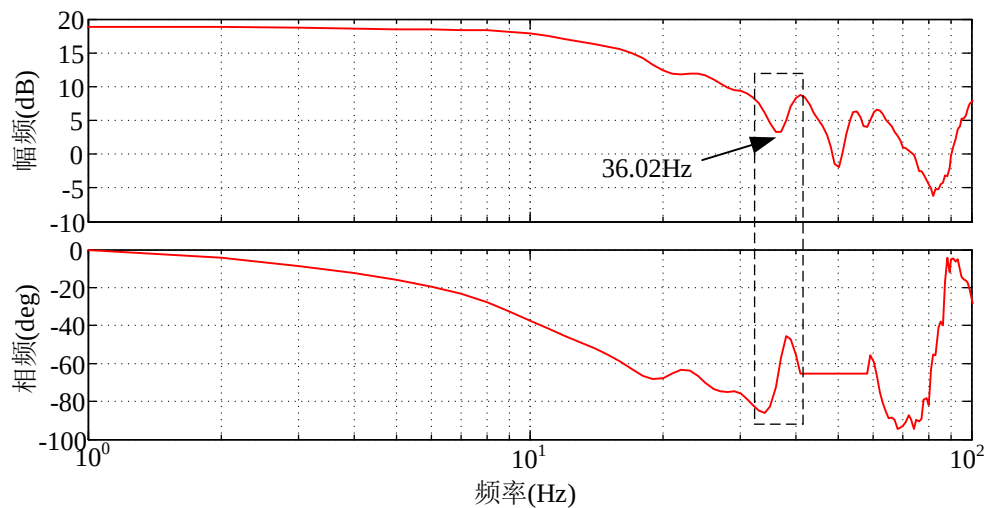


图 2-16 Y 轴 Chirp 扫频结果
Fig. 2-16 Y-axis Chirp sweep result

2.5.1 全闭环位置控制定位精度实验验证

相比于半闭环控制，全闭环控制由于引入末端（工作台）位置信号，能够

实现伺服驱动系统机械末端对位置指令信号的跟踪，提高数控机床加工精度。本节通过定位实验来对比半闭环控制、常规全闭环控制和可选频率反馈控制三种位置控制方式的定位误差，如图 2-17 所示。

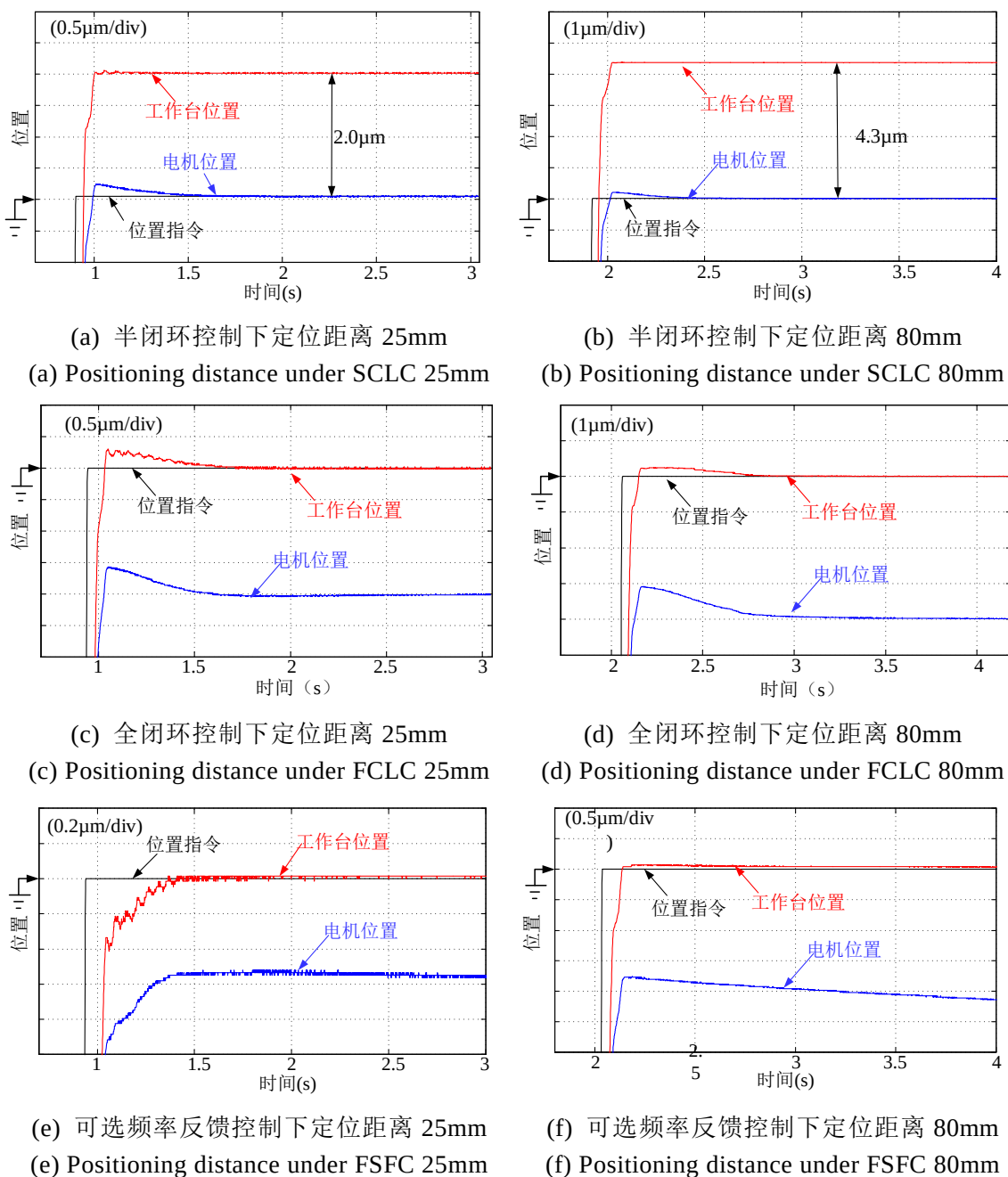


图 2-17 不同位置控制模式下的定位实验

Fig. 2-17 Positioning experiment under different position control modes

图 2-17 (a)、(b)为半闭环控制下的定位实验，图 2-17 (a)中，当定位距离为 25mm 时，工作台和位置指令相差 $2\mu\text{m}$ ，图 2-17 (b)中，当定位距离为 80mm 时，工作台和位置指令相差 $4.3\mu\text{m}$ 。从两组实验波形可以看出，半闭环控制下，电

机轴端位置可以很好的跟随位置指令信号，但由于机械传动非线性存在，工作台末端位置在定位点处存在稳态误差，并且该误差无法由半闭环控制所补偿。此外，由于传动系统间隙、摩擦等非线性的不均衡分布，由于定位点不同，工作台末端位置在定位点处存在稳态误差也会存在差异。因此对于需要高精度位置的场合下，半闭环控制并不适用。图 2-17 (c)、(d)为常规全闭环控制下的定位实验，图 2-17 (e)、(f)为可选频率反馈控制下的定位实验。可以很清楚地发现，全闭环控制相比于半闭环控制，能够真正实现传动系统末端位置对指令信号的跟踪。为了更好的说明三种控制方式的差别，将图 2-17 中定位误差数据整理为表 2-3。

表 2-3 不同位置控制模式下的定位误差
Table 2-3 Positioning error in different position control modes

定位距离	25mm	80mm
半闭环定位误差(μm)	1.95~2.05	4.30~4.40
全闭环定位误差(μm)	-0.05~0.05	-0.05~0.05
可选频率反馈控制定位误差(μm)	-0.05~0.05	-0.2~-0.10

通过以上实验可以看出，全闭环控制（常规全闭环控制和可选频率反馈控制）相比于半闭环控制在末端位置控制精度上具有天然优势，末端定位精度较高，实际定位误差可以控制在正负一个光栅脉冲。而半闭环控制由于机械传动误差的存在，同时受机械传动误差分布的随机性，末端位置定位误差也呈现随机性的特点，且半闭环定位误差几乎无法用算法进行补偿。

2.5.2 全闭环振荡现象及抑制实验验证

由 2.3 节的分析可知，全闭环控制能够实现高精度位置控制，但由于将双惯量弹性系统包含在环路控制内，相比于半闭环控制，更容易引发位置环振荡问题。本节实验的位置给定如图 2-18 所示，其进给速度为 1000mm/min，幅值为 5mm。图 2-19 为不同位置环控制器增益（ $k_p=750\text{rad/s}$, $k_p=1500\text{rad/s}$ ）下，半闭环控制和全闭环控制的位置响应跟踪误差波形。

从图 2-19(a)、(c)可以看出，当位置环控制器选用低增益参数时，半闭环控制和常规全闭环控制的位置跟踪误差基本一致，位置跟踪误差幅值在 -0.2mm~0.2mm 之间。对比之下，从图 2-19 (b)、(d)可以看出，当位置环控制器选用高增益参数时，半闭环控制和常规全闭环控制的位置跟踪误差相比于低增益时有所降低，位置跟踪误差幅值在 -0.15mm~0.15mm 之间。但与低增益时不同，高增益情况下常规全闭环控制出现了明显的末端位置振荡问题。

对图 2-19 中高增益下时两种控制的光栅尺位置信号的加速度值做 FFT 分

析,可以得到如图 2-20 所示的分析结果。由图 2-20 可以看出,在位置环高增益时,常规全闭环控制在频率点 32.74Hz 处存在明显的振荡问题,而半闭环在该频率点处没有出现谐波成分。全闭环控制振荡频率点与伺服轴扫频中的抗谐振频率点十分接近,同时考虑离散数字控制系统特性及扫频方式的影响,可以认为全闭环控制所引起的振荡频率即为机械传动系统的抗谐振频率点。因此通过实验可以验证 2.3 节中全闭环振荡机理分析的准确性。

由以上实验可知,全闭环控制结构虽然具有高精度位置控制能力,但当采用常规全闭环控制时,由于位置环增益提高后容易激发振荡问题,定位精度高的优势的无法得到有效的发挥。

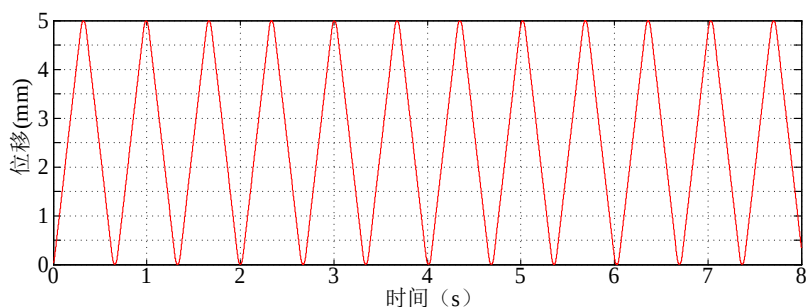


图 2-18 位置给定波形

Fig. 2-18 Position reference waveform

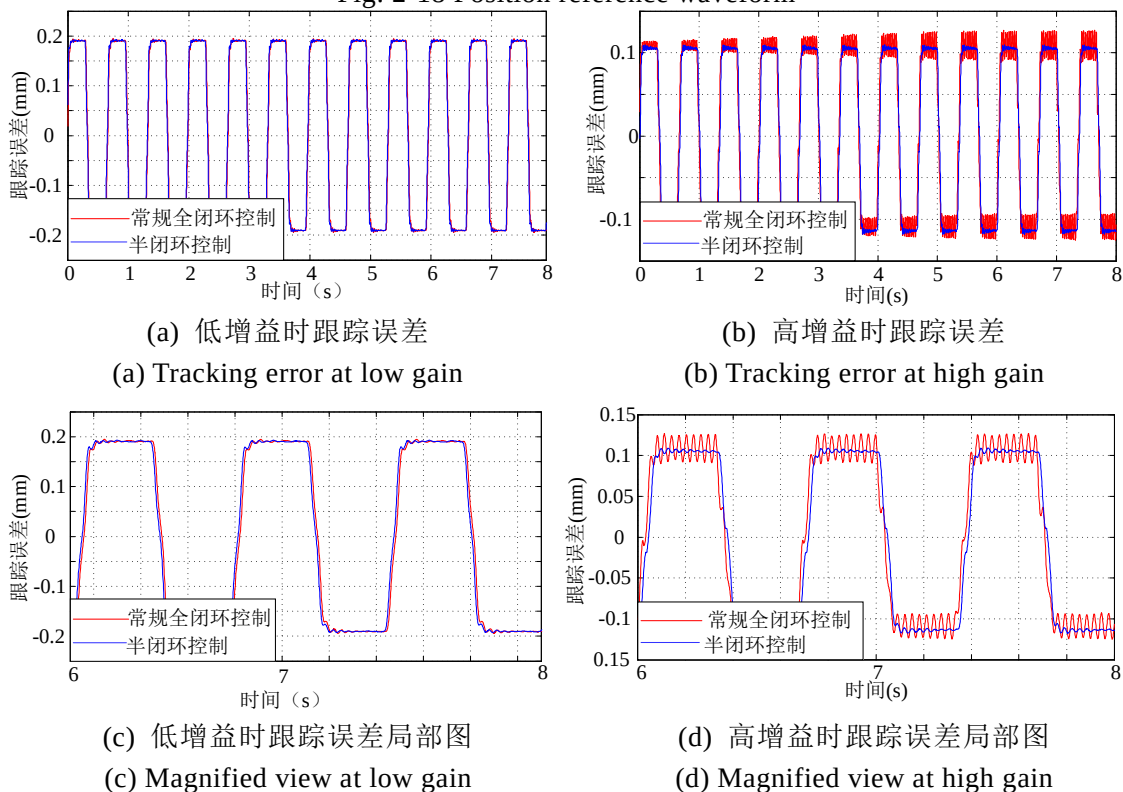


图 2-19 不同位置环增益下半闭环/全闭环位置控制响应波形

Fig. 2-19 Experimental results of semi/full-closed loop position control under different position loop gains

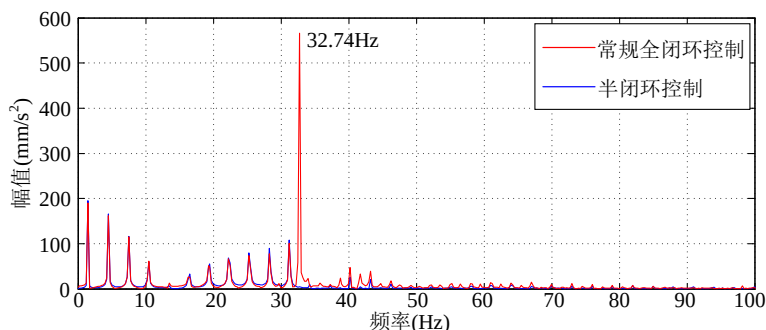
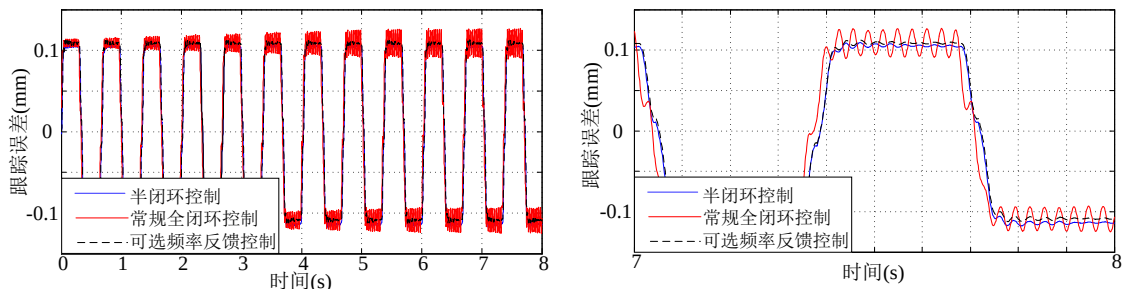


图 2-20 半闭环/全闭环位置响应 FFT 分析

Fig. 2-20 FFT analysis of position response under semi/full closed loop position control

图 2-21 为可选频率反馈控制位置响应性能实验结果，位置指令信号如图 2-18 所示。实验中，可选频率反馈控制中滤波器时间常数选为 100ms，位置环增益系数为 $k_p=1500\text{rad/s}$ 。从实验波形可以发现，在同样的高位置环增益参数下，可选频率反馈控制能够保证系统稳定，没有出现采用常规全闭环时的位置振荡问题。



(a) 高增益时跟踪误差

(a) Tracking error at high gain

(b) 高增益时跟踪误差局部图

(b) Magnified view at high gain

图 2-21 可选频率反馈控制响应波形

Fig. 2-21 Experimental results of selective frequency feedback control

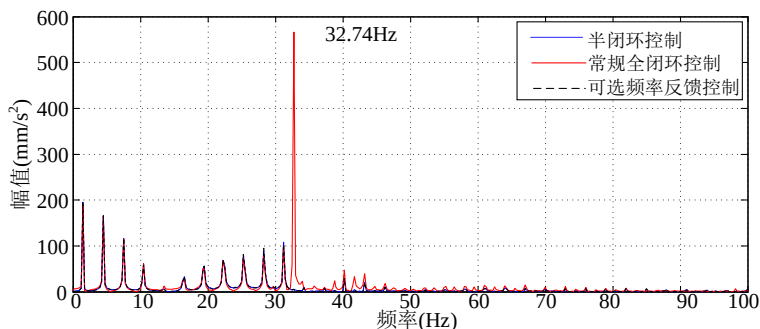


图 2-22 三种位置环控制下位置响应 FFT 分析

Fig. 2-22 FFT analysis of position response under three different position control methods

对三种控制下的光栅尺位置信号的加速度值做 FFT 分析，如图 2-22，可以看出，半闭环控制的 FFT 基本上和可选频率反馈控制的结果重合，表明可选频率反馈控制在位置环高增益时能够避免引发谐振点的振荡。

为了验证算法的实用性,在进给速度 3000mm/min、指令幅值 8mm 条件下,重复图 2-18 的位置指令图形,进行实验,实验结果如图 2-24 所示。从图中可以看出,常规的全闭环控制呈现整体发散振荡,而半闭环控制和可选频率反馈控制仍然运行稳定。三种控制的光栅位置的加速度做 FFT 分析,如图 2-24,常规全闭环控制振荡频率为 32.98Hz,半闭环控制的 FFT 基本上和可选频率反馈控制的结果重合。结合之前的分析,在加减速过程中,负载侧和电机侧的扭矩形变引发全闭环振荡,而可选频率反馈控制中的低通滤波器将转角差振荡滤除,从而提高系统增益裕度。

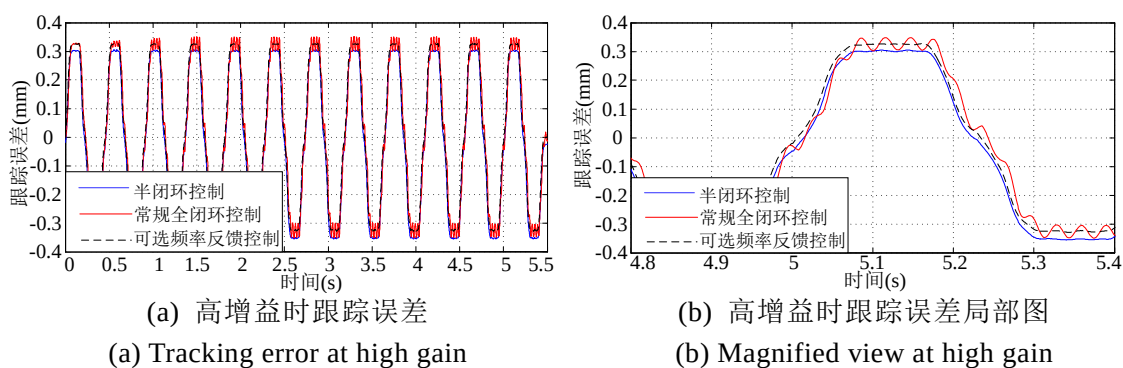


图 2-23 不同位置指令下的控制对比

Fig.2-23 Control comparison under different position commands

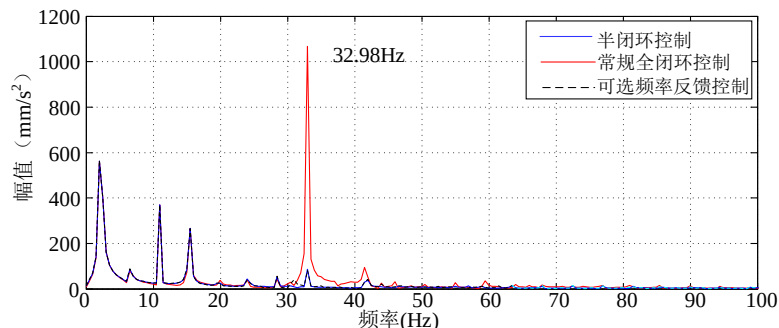


图 2-24 不同位置指令下位置响应 FFT 分析

Fig. 2-24 FFT analysis of position response with different position commands

2.6 本章小结

为了提高全闭环伺服驱动系统位置控制的稳定性,分析和解决全闭环位置控制中存在的振荡问题,本章研究了一种基于双位置反馈的位置控制方法,使得全闭环位置控制能够兼顾定位精度和振荡抑制。主要工作和研究结论如下:

(1) 在构建全闭环伺服驱动系统模型的基础上,建立了全闭环及半闭环传递函数,并推导了全闭环和半闭环控制在位置控制精度上的差别;基于频率分析法,阐明了在相同位置环增益系数下全闭环控制相比于半闭环控制易引发位置振荡的原因;

(2) 提出了基于双位置反馈的全闭环位置控制方法，在不降低位置环增益的前提下，解决了传统全闭环位置控制存在的振荡问题；通过在反馈回路中引入滤波器，在双位置反馈控制的基础上，提出了可选频率反馈控制方法，解决了不同伺服驱动系统振荡频率不同的问题。

第3章 全闭环伺服驱动系统电机转速转角估计误差消除方法

3.1 引言

数控机床工件加工流程通常由粗加工和精加工组成，在粗加工中，机床进给速度快能够提高工件加工效率，在精加工中，机床进给速度慢能够提高工件表面加工质量。但在低速精加工时，数控机床存在的机械噪音或转速扰动等问题会产生加工误差。速度环和电流环作为位置、速度和电流三闭环控制的内环，是伺服驱动系统的核心环节，其品质的好坏直接决定了位置控制系统最终的性能。其中为了调节转子速度和位置，一般需要在电机转子轴端安装具有较高精度位置传感器，例如光电编码器和旋转变压器用于转速和位置闭环控制，位置传感器的使用保证了电机的控制效果。在低转速时，不合适的速度估算方法会引入转速噪声，在许多伺服系统中是造成机械噪音的主要原因。此外，位置传感器的缺陷，如粗糙的分辨率和周期性误差，还会导致转矩扰动。

本章对电机转速/转角估算方法进行深入研究，首先分析了两种传统转速/转角估算方法在低转速情况下引发机械噪音或转矩扰动的原因。在此基础上，提出了一种可有效从离散位置反馈信号中准确估算转速、转角信息的方法。首先，结合动力学方程，建立基于多项式拟合的位置信号重构算法，并利用最小二乘法求解多项式系数，解决算法执行效率的问题。同时，针对转速过零引起的转角估算误差增大的问题，进行优化设计。然后，分析位置反馈信号在数字控制器中的传递特性，建立基于多采样理论的转速观测器，提高转速估算的平滑性。最后，实验以低分辨率开关霍尔位置传感器为例，验证算法在低分辨率/低转速应用中的有效性。

3.2 传统转速转角估计方法问题分析

在电机控制中，最常用的轴端位置传感器是编码器和旋转变压器。其中，编码器可以是基于光变换器的，也可以是基于磁变换器的，可以是旋转的，也可以是直线的。位置传感器都以有限的分辨率给出位置信号，数字控制器以规则的时间间隔对位置信号进行采样。基于编码器位置信号估计电机转速和转子位置的方法有很多，从模型法到非模型法，从开环控制到闭环控制。

本节在分析平均转速法和 Luenberger 观测器法设计原理基础上，详细论述

了这两种方法在实际应用时可能存在的问题，为后续提出新的转速转角估算方法提供理论支撑。

3.2.1 平均转速法转速估计误差分析

在数字控制系统中，位置信号采样时刻图如图 3-1 所示，数字控制器采样周期为 T_s ，在每个采样时刻，位置信号通过控制器采样模块更新位置信息。

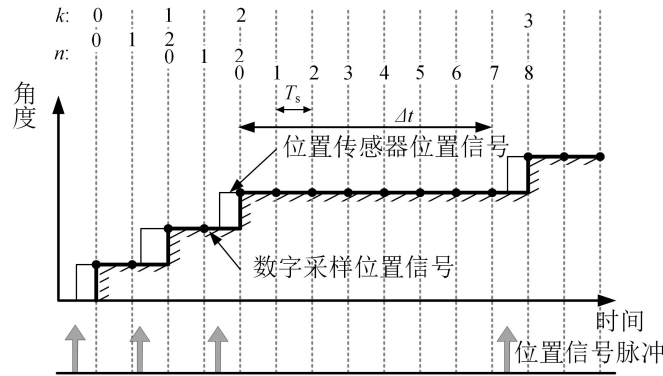


图 3-1 位置信号采样时刻图

Fig. 3-1 Position signal sampling time chart

平均转速法也被称为 $1/T$ 插值法，通过计算某一时间间隔下位置的变化率来代表当前时刻的估算转速，其计算公式为：

$$\omega_{avg}(t_k) = \frac{\Delta\theta_k}{\Delta t_k} = \frac{\theta_k - \theta_{k-1}}{P \cdot n \cdot T_s} \quad (3-1)$$

其中， Δt 为相邻两个位置反馈信号之间的采样间隔时间， $\theta(t_k)$ 为 t_k 时刻反馈的位置信号， P 为电机极对数， ω_{avg} 为计算所得的电机平均转速。 k 为位置信号序列数， n 表示控制周期序列，采样时刻 $[k, n]$ 定义为：

$$t = \sum_{a=0}^k T_1(\theta(t_a)) + nT_s = [k, n] \quad (3-2)$$

由式(3-1)可以看出，在低速或编码器分辨率低时，相邻两个位置信号只能得到一个恒定的估算转速。估算转速的准确性不仅仅和电机转动状态有关，也与采样时间和位置信号间隔时间的比例有关。

即使电机以恒定转速旋转时，由于采样时刻的不准确， Δt 总会存在 $\pm T_s$ 的误差，因此估算转速也总会存在误差，如图 3-2 所示，此时转速估算误差可以由式(3-3)表示。

$$e_{\omega} \% = \frac{T_s}{2\pi/6 \cdot \omega_e - T_s} \cong \frac{\omega_e \cdot 6 \cdot T_s}{2\pi} \quad (3-3)$$

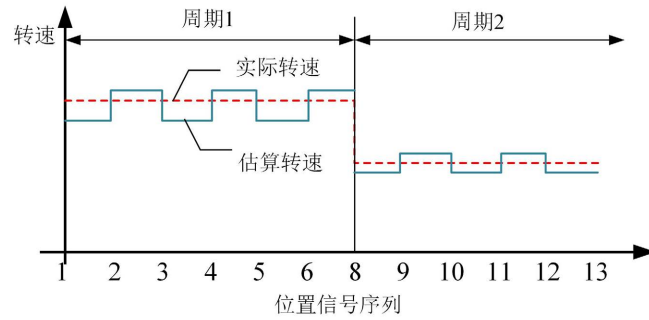


图 3-2 实际转速与平均转速法估算转速图

Fig. 3-2 Actual rotational speed and calculated average rotational speed

在低速或编码器分辨率低时,在一个采样周期内位置反馈脉冲会少于 1 个,若此时用估算转速来估算电流环控制所需转子位置信号,如式(3-4),那么转速估算误差不仅仅会影响转速环的控制性能,还会对电流环带来影响。

$$\hat{\theta}_{avg}(t_{k+n}) = \frac{1}{t_{k-1} - t_k} \{ (\theta_{k-1} - \theta_k) \cdot (t_k + n \cdot T_s) + \theta_k \cdot t_{k-1} - \theta_{k-1} \cdot t_{k-1} \} \quad (3-4)$$

其中, $k+n$ 表示当前时刻。

由式(3-4)估算得到的转子位置信号会在位置采样时刻存在跳变,如图 3-3。

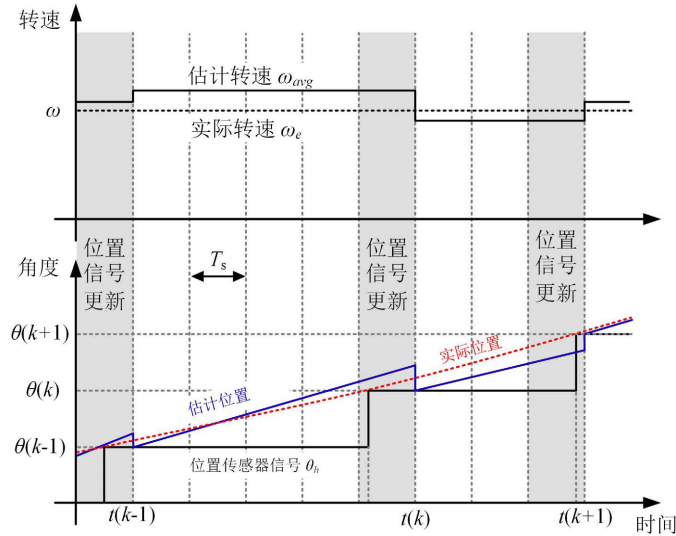


图 3-3 由估算平均转速法的所得位置估算信号示意图

Fig. 3-3 Schematic diagram of position estimation obtained by average speed method

对式(3-1) 进行 Laplace 变换, 可得

$$\hat{\Omega}_{avg}(s) = \frac{1 - e^{-s\Delta t}}{s\Delta t} \Omega(s) = V(s)\Omega(s) \quad (3-5)$$

其中

$$V(s) = \frac{1 - e^{-s\Delta t}}{s\Delta t} \quad (3-6)$$

由平均转速法估算转速会带来分辨率噪声，噪声经由速度环、电流环控制易产生电流尖峰，这也是许多伺服系统中存在噪声的主要原因。分辨率噪声可以通过设置低通滤波器来消除。中值滤波器(medium average filter, MA filter)是一种常用的数字滤波器，其计算公式为：

$$F(s) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} e^{-si\Delta t} \quad (3-7)$$

将式(3-7)应用于式(3-5)可得估算转速与实际转速之间的传递函数为：

$$\begin{aligned} \frac{\hat{\Omega}_m(s)}{\Omega_m(s)} &= H(s) = V(s)F(s) \approx \frac{1-e^{-s\Delta t}}{s\Delta t} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} e^{-si\Delta t} \\ &= \frac{1}{sN\Delta t} \left(\sum_{i=0}^{N-1} e^{-s\Delta t} - e^{-s\Delta t} \sum_{i=0}^{N-1} e^{-s\Delta t} \right) \\ &= \frac{1}{sN\Delta t} \sum_{i=0}^{N-1} (e^{-s\Delta t} - e^{-s(i+1)\Delta t}) \\ &= \frac{1}{sN\Delta t} \left(\underbrace{1 - e^{-s\Delta t}}_{i=0} + \underbrace{e^{-s\Delta t} - e^{-s2\Delta t}}_{i=1} + \dots + \underbrace{e^{-s(N-1)\Delta t} - e^{-sN\Delta t}}_{i=N-1} \right) \\ &= \frac{1 - e^{-sN\Delta t}}{sN\Delta t} \end{aligned} \quad (3-8)$$

由式(3-8)可得传递函数的幅频和相频特性为：

$$\begin{aligned} |H(j\omega)| &= \frac{|\sin(\omega N\Delta t/2)|}{\omega N\Delta t/2} \\ \angle H(j\omega) &= -\omega N\Delta t/2 \end{aligned} \quad (3-9)$$

由式(3-9)可以绘制 Bode 图如图 3-4 所示。

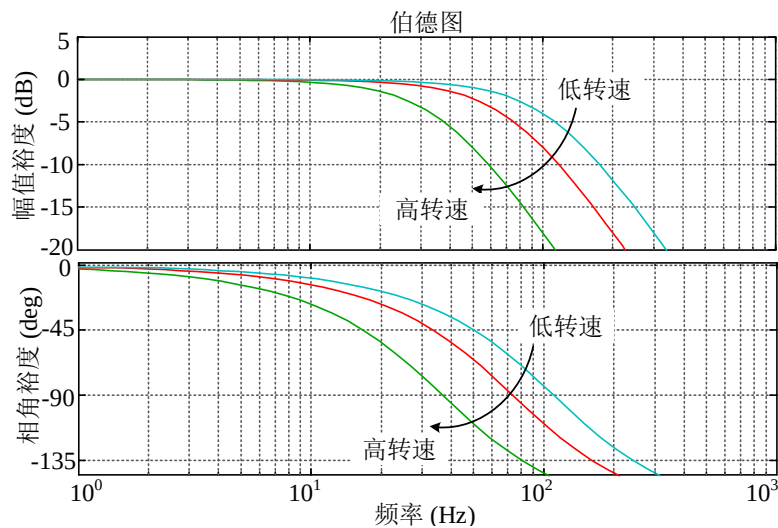


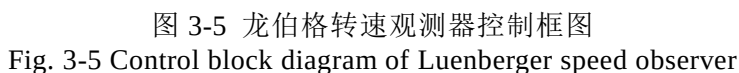
图 3-4 含滤波器的平均转速法的 bode 图

Fig. 3-4 Bode diagram of average speed method with MA filter

3.2.2 龙伯格转速观测器稳定性分析

假设系统摩擦系数为零,观测器的状态方程可以表示为公式(3-10),龙伯格转速观测器控制框图如图 3-5 所示。为了准确的估算转速,观测器需要转动惯量的估计值,而大多数伺服运动场合,转动惯量在电机运行环境确定后不会发生较大变化,因此可以认为转动惯量的估计值时正确的。除此之外,转矩作为前馈输入增加了观测器的跟踪性能,考虑到输出转矩测量困难,这里通过反馈电流计算得到估计转矩来代替实际输出转矩^[44]。

式中 θ_h 为位置传感器反馈位置信号, $\hat{\theta}$ 为估计转子机械角度, $\hat{j}$ 为估计转动惯量, $\hat{\omega}$ 为估计机械转速, $\hat{T}_L$ 为负载转矩, T_e 电磁转矩, y 为输出变量其值为 $\hat{y} = C\hat{x} = [1 \quad 0 \quad 0]\hat{x}$ 。



通过合理的配置观测器极点可以计算得到观测器矩阵 $L=[l_1 \ l_2 \ l_3]^T$ 的取值, 在实际设计过程中闭环系统极点和观测器极点之间相差 2 到 10 倍。通常的, 在观测器测量噪声的水平较高时, 矩阵 L 应该较小, 以免放大测量噪声。

通过观测器框图可以推导得到 $\hat{\omega}$ 和 θ_h 以及 T_e 之间的传递函数如下:

$$\hat{\omega} = \frac{\hat{J}_1 s^3 + \hat{J}_2 s^2 - l_3 s}{\hat{J} s^3 + \hat{J}_1 s^2 + \hat{J}_2 s - l_3} \theta_h + \frac{s^2}{\hat{J} s^3 + \hat{J}_1 s^2 + \hat{J}_2 s - l_3} T_e \quad (3-11)$$

从传递函数可以看出, 观测器相当于一个带通滤波器, 霍尔位置信号和转矩是经过带通滤波器得到的估算转速。

机械转速和机械角度以及转矩和转速的关系可以表示为:

$$\begin{aligned} \theta &= \frac{1}{s} \omega \\ T_e &= J s \omega \end{aligned} \quad (3-12)$$

数字控制器位置采样信号与真实转子位置的关系可以表示为:

$$\theta_h = \frac{1 - e^{-s\Delta t}}{s} \theta \quad (3-13)$$

结合式(3-11)及式(3-13), 式(3-10)所示的传递函数可以表示为:

$$\hat{\omega} = \frac{J s^3 + (\hat{J}_1 s^2 + \hat{J}_2 s - l_3) \frac{1 - e^{-s\Delta t}}{s}}{\hat{J} s^3 + \hat{J}_1 s^2 + \hat{J}_2 s - l_3} \omega \quad (3-14)$$

其中, Δt 表示单个位置信号的持续时间。

由式(3-14)可以得出估算转速误差为:

$$\Delta \omega = \omega - \hat{\omega} = \frac{\Delta J s^3 + (\hat{J}_1 s^2 + \hat{J}_2 s - l_3) (1 - \frac{1 - e^{-s\Delta t}}{s})}{\hat{J} s^3 + \hat{J}_1 s^2 + \hat{J}_2 s - l_3} \omega \quad (3-15)$$

其中, $\Delta J = \hat{J} - J$

由式(3-15)可以看出, 如果转动惯量估计值与实际值一致并且位置传感器反馈信号的持续时间足够小, 那么估算转速则会完全匹配实际转速。但在实际应用中, 尤其在低速或采用低分辨率位置传感器场合, 反馈信号离散时间会出现远大于观测器离散时间的问题。同时, 转动惯量估计值也通常会存在一定的误差, 很难实现参数的完全匹配。

从以上分析可以知道, 在实际应用中, 在低速或基于低分辨率位置传感器位置信号输入的转速观测器无法保证全速度范围内有较好性能的主要原因就在于数字控制系统中观测器的离散时间远小于位置反馈信号的离散时间。

观测器在数字控制器中执行时序如图 3-6 所示, 图中 T_s 为控制器中断时间,

t_{AD} 为采样更新时间, t_{MC} 为算法执行时间, Δt 为 dsp 实际读取位置信号离散时间, 在 m_0 中用下标 $0, 1, \dots, n$ 序列表示控制器周期, 用 $0, 1, \dots, m$ 序列表示位置反馈信号周期。以 m_0 周期为例, 在 m_0 时刻控制器更新第 m 个位置反馈信号并赋值给 θ_h 作为 m_0 时刻观测器角度信号的输入值 $\theta_{m(m_0)}$, 并利用 $(m-1)_{n-1}$ 周期内计算得到的 $(m-1)_n$ (即 m_0) 时刻转子角度估计值 $\hat{\theta}_{m(m_0)}$ 输入到观测器中计算得到 m_1 时转子角度的估计值 $\hat{\theta}_{m(m_1)}$ 。值得注意的是 m_0 到 m_n 时刻观测器角度信号的输入值是保持不变的, 输入值与真实位置之间的误差直接影响着转速观测的准确性, 尤其是在低分辨率位置传感器电机系统中, 误差信号类型随着转速变化而变化, 在低速时 Δt 持续时间较长, 为提高观测器估算准确性则需加强观测器中转矩前馈相的作用, 设计增益系数较大的观测器, 但这样的参数设计不仅会导致转速估算波动较大同时也会影响观测器的稳定性。

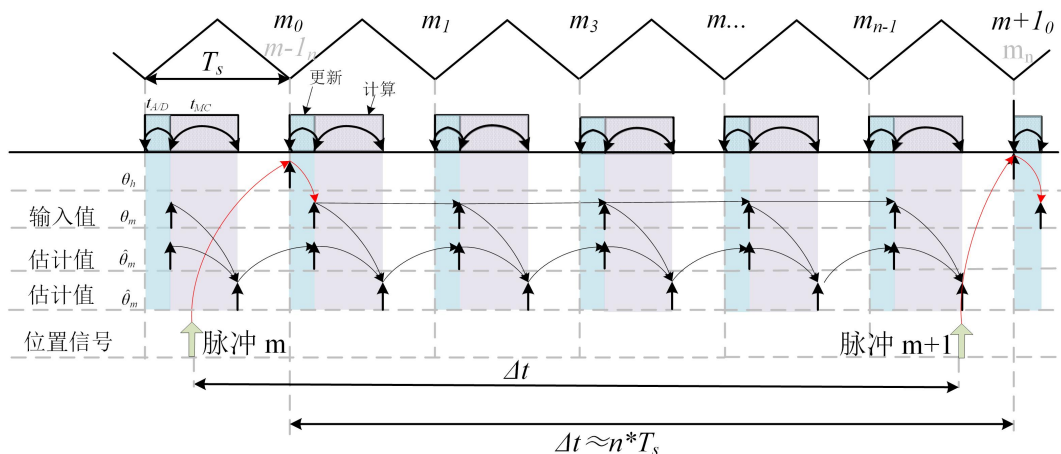
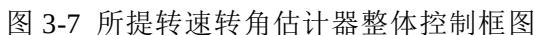


图 3-6 传统转速观测器在数字控制器中的执行时序图

Fig. 3-6 The execution timing diagram of the traditional speed observer in the digital controller

3.3 基于多采样观测器及多项式拟合的转速转角估计策略

由上节分析可知, 不论是平均转速法还是 luenberger 观测器法估算转子位置及转速, 都无法实现电机的系统的全局性能, 尤其是在低分辨率位置传感器电机系统或电机低速运行区域中。为了解决这一难题, 在基于上节分析的两种传统方法的优缺点的基础上, 提出一种将模型法与非模型法相结合的转速、转角估算方法。具体来说, 如图 3-7 所示, 采用基于最小二乘的多项式拟合方法实现转子位置的平滑估计, 采用基于多采样理论的降阶观测器实现转子速度的实时估计, 同时针对转速正反转切换时零速过度导致的位置估算误差进行补偿。



3.3.1 基于多项式拟合的转角估计方法

3.3.1.1 基于多项式拟合的位置信号重构算法

以高阶函数拟合已获取时间/位置信息并通过拟合函数来估算下一个位置区间内的位置信息的方法可以提高估算的准确性，但同时也会增加算法的复杂程度。同时，阶次太高也会导致如振荡、超调等的过拟合问题。因而，如何选择适当的拟合数据及拟合函数阶次是非模型法数据拟合方法的关键。考虑到位置信号的离散时间受电机的转速变化而变化，转速越低，位置信号的离散时间越长的特点，通过二阶多项式拟合可以从位置信号中估算出具有高分辨率的位置信号，拟合多项式可以表示为：

式中, θ_f 是拟合函数, a 、 b 、 c 是多项式系数。以霍尔位置传感器为例 (一个

电周期 6 组数据), 采用 7 组数据($\{(t_{k-6+i}, \theta_{h(k-6+i)}) | i=0,1,2,\dots,6\}$)进行二阶多项式拟合可以降低位置传感器安装误差对反馈信号的影响。由于用于拟合的数据数量多于三个, 因此对 7 组数据进行二阶多项拟合的解不唯一, 因此采用最小二乘 (Least square, LS) 的方法选取最优的拟合函数, 最小二乘评价函数可以用式(3-17)表示

$$\underset{\varepsilon}{\text{minimize}}: \varepsilon = \left\| \begin{bmatrix} \theta_f(t_{k-6}) - \theta_{h(k-6)} \\ \vdots \\ \theta_f(t_{k-3}) - \theta_{h(k-3)} \\ \vdots \\ \theta_f(t_k) - \theta_{h(k)} \end{bmatrix} \right\|_2 \quad (3-17)$$

为了方便的求解, 结合式(3-16)、(3-17)分别求 ε 分别关于 a 、 b 、 c 的偏导, 可得

$$\begin{aligned} \frac{d\varepsilon}{da} &= \sum_{i=0}^6 [\theta_{hi} t_i^2 - (at_i^4 + bt_i^3 + ct_i^2)] = 0 \\ \frac{d\varepsilon}{db} &= \sum_{i=0}^6 [\theta_{hi} t_i - (at_i^3 + bt_i^2 + ct_i)] = 0 \\ \frac{d\varepsilon}{dc} &= \sum_{i=0}^6 [\theta_{hi} - (at_i^2 + bt_i + c)] = 0 \end{aligned} \quad (3-18)$$

由式(3-18)可以求解最优多项式系数, 利用求解的最优多项式系数构造多项式并通过该多项式估算下一个位置区间内的位置信息, 如图 3-8 所示。

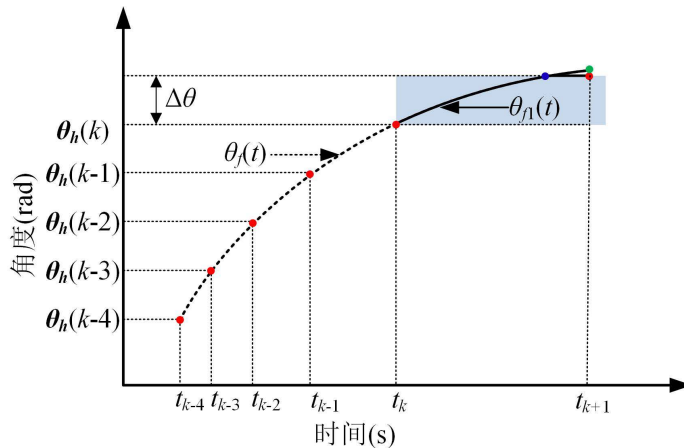


图 3-8 基于多项式拟合的转角估算方法示意图

Fig. 3-8 Schematic diagram of position estimation method based on polynomial fitting

为保证估计转角信息的平滑性, 如在图 3-8 中, 在位置估算区间 (t_k, t_{k+1}) 内设置边界 $(\theta_{h(k)} + \Delta\theta)$ 限制, 具体可以表示为:

$$\theta_f = \begin{cases} \theta_{h(k)} + \Delta\theta & \text{if } \theta_f \geq \theta_{h(k)} + \Delta\theta \\ \theta_{h(k)} - \Delta\theta & \text{if } \theta_f \leq \theta_{h(k)} - \Delta\theta \\ \theta_f & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3-19)$$

3.3.1.2 滑动窗口模式多项式更新

为了提高低速，特别是启动阶段的转角估算的准确性，这里采用滑动窗口方式实现拟合数据及拟合多项式的滑动更新，即当采样得到新的位置信号， $\{(t_{k-6+i}, \theta_{h(k-6+i)}) | i=0,1,2,\dots,6\}$ 就立刻被更新，同时在新的拟合数据的基础上便可以得到新的拟合多项式。

考虑到低转速时每个位置区间持续时间较长，若拟合数据的数量与中高速时相同，低速时拟合窗口较长，此时拟合多项式受离散误差影响严重，拟合结果会偏离真实的位置信号。故而，在滑动窗口方式的基础上采用滞环环节实现窗口宽度的选择。滑动窗口方式及滞环环节分别如图 3-10、图 3-11 所示。图中， N 表示拟合窗口中拟合数据的数量。

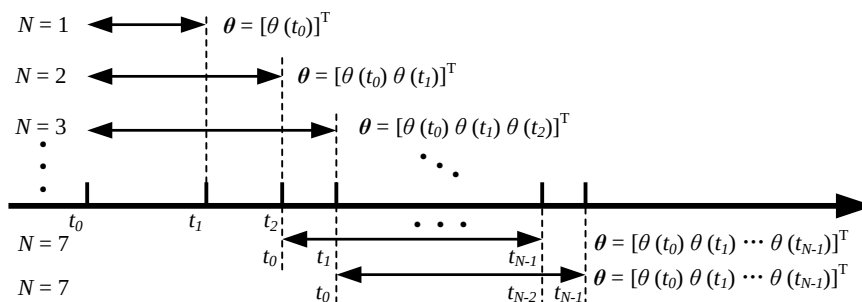


图 3-9 拟合函数滑动窗口更新方式

Fig. 3-9 Moving window method

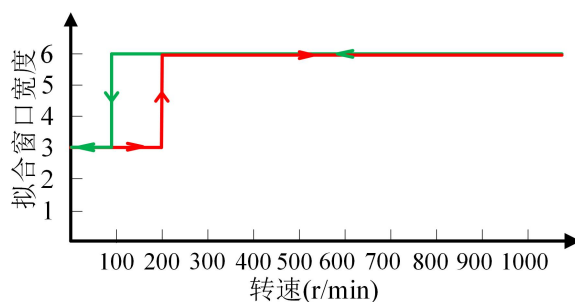


图 3-10 滑动窗口宽度选择滞环环节

Fig. 3-10 The length setting of the fitting window

3.3.1.3 转速过零时估算位置线性校正

由电机机械运动方程（式(3-20)）可以看出，基于多项式拟合转角估计器在大多数电机运行工况下都能得到较为好的估算结果。

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = T_{total} + B \frac{d\theta}{dt} \quad (3-20)$$

对式(3-20)解微分方程可得：

$$\theta = c_0 + c_1 t + \frac{T_{total}}{2J} t^2 \quad (3-21)$$

式中， T_{total} 为电机轴端的合成转矩， c_0 、 c_1 为常数，可以通过已知的位置/时间数据中求得，对比式(3-21)和式(3-16)可得：

$$c_0 = a, c_1 = b, \frac{T_{total}}{2J} = c \quad (3-22)$$

很显然，多项式拟合的两次项系数表征的是电机的转矩特性。通常地，电机轴端的合成转矩在拟合窗口内是恒定的，因此式(3-16)能够很好的估算转角位置信息。然而，在电机正反转切换时，电机轴端的电磁转矩会切换方向，甚至在动态性高的伺服系统中，电磁转矩会以反向最大的方式呈现。此时，式(3-21)和式(3-16)便不存在等效关系，若已知转矩在 $t=0$ 时刻变为 T_{total}^* ，那么式(3-21)可以更新为

$$\theta^* = c_0^* + c_1^* t + \frac{T_{total}^*}{J} t^2 \quad (3-23)$$

对比式(3-21)和式(3-23)，以 t_0 为起点通过相同的位置区间时， T_{total} 需要 t_1 时间，而 T_{total}^* 需要 t_2 时间，假设电机初始转向为正时， T_{total}^* 与 t_2 的关系可以由图 3-11 表示。

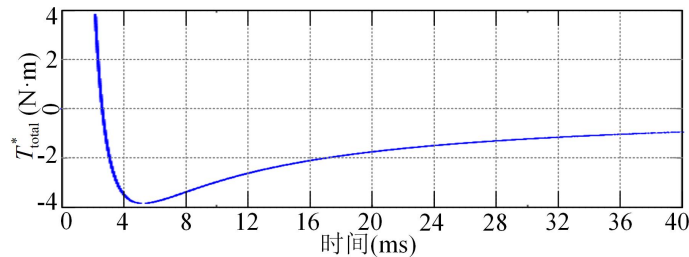


图 3-11 T_{total}^* 与 t_2 的关系图

Fig. 3-11 Relationship of applied torque T_{total}^* and time to travel 60 degrees

值得注意的是，当 $T_{total}^* < 0$ 时， t_2 有两个对应值，这意味着电机在反向转矩的作用下实现了正反转切换的运动过程。在采用低分辨率位置传感器场合，如果反向转矩较大，电机会在一个位置区间内完成正反转切换的过程，此时，若继续采用拟合的多项式(3-24)进行转角估计，会产生较大的估计误差，影响电机运行的稳定性。为了消除该误差，可以用式(3-23)进行代替，此时 T_{total}^* 可以由转速环输出信号代替， c_1^* 和 c_2^* 可以由下式求解：

$$\begin{cases} \left. \frac{d\theta}{dt} \right|_{t=t_k} = \frac{T_{total}^*}{J} \cdot t_k + c_1^* = 2c \cdot t_k + b \\ c_0^* + c_1^* t_k + \frac{T_{total}^*}{J} t_k^2 = a + b t_k + c t_k^2 \end{cases} \quad (3-25)$$

3.3.2 基于多采样观测器理论的转速估算方法

基于多采样理论的降阶观测器的整体控制框图及其在数字控制器中的执行时序图分别如图 3-12、图 3-13 所示，其中降阶观测器实现了位置信号来临时的估算转角及估算转速的校正，保证了估算结果的准确性；以开环观测器为基础的多采样频率观测器实现了每个位置区间内转角和转速的估计，相比对单采样频率观测器方法观测结果具有更好的平滑性，转矩及转速闭环控制效果也更加稳定。

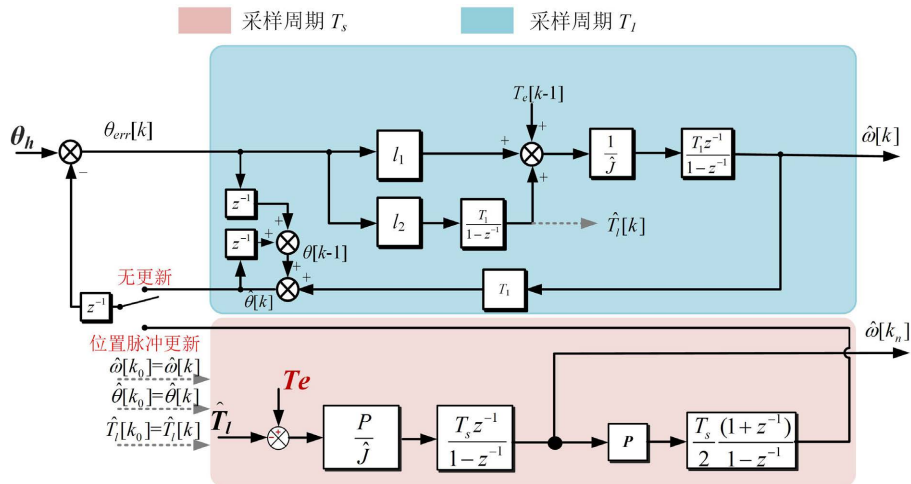


图 3-12 多采样频率降阶观测器整体控制框图

Fig. 3-12 Block diagram of reduced-order multi-sampling rate observer

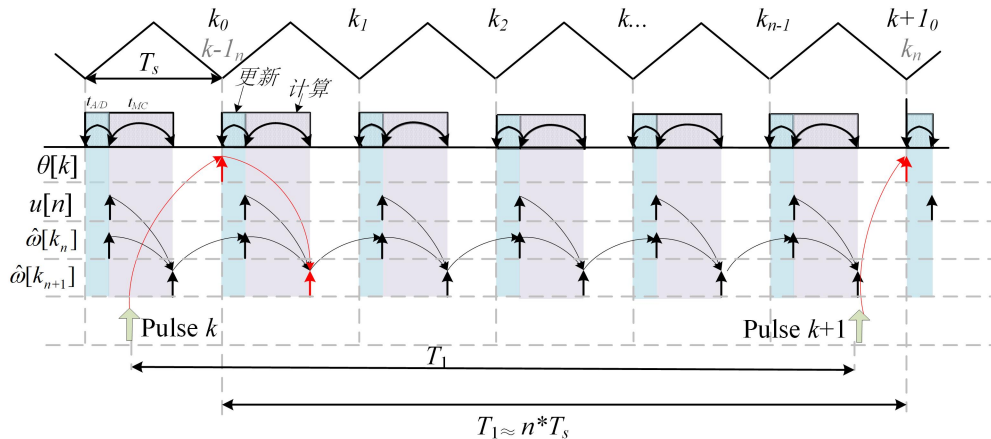


图 3-13 多采样频率降阶观测器在数字控制器中的执行时序图

Fig. 3-13 Execution sequence chart of reduced-order multi-sampling rate observer

3.3.2.1 转速观测器设计

在传统转速观测器中，在低速或低分辨率位置传感器场合，位置信号的更新频率总会低于控制器采样频率（ $T_1 > T_s$ ）。因此一个位置信号区间内，在数字控制没有读取到新的位置脉冲时，观测器的输入保持为当前控制器所存储的采样位置信息，最终会导致观测转速和角度的脉动。为了解决该问题，观测器的控制周期应当设置为 T_1 ，与位置信号的更新周期保持一致，这样不仅能保证观测器按照配置的响应特性运行，而且避免了测量噪声对观测器本身的影响，实现观测值对测量信号的跟踪。因此，以采样时间 T_1 设计观测器（式(3-10)），其系统离散状态方程可以表示如下

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_1(k+1) \\ \mathbf{x}_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11}^1 & \mathbf{A}_{12}^1 \\ \mathbf{A}_{21}^1 & \mathbf{A}_{22}^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1(k) \\ \mathbf{x}_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1^1 \\ \mathbf{B}_2^1 \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (3-26)$$

$$\mathbf{A}^1 = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11}^1 & \mathbf{A}_{12}^1 \\ \mathbf{A}_{21}^1 & \mathbf{A}_{22}^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_1 & T_1^2/2J \\ 0 & 1 & T_1/J \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-27)$$

$$\mathbf{B}^1 = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1^1 \\ \mathbf{B}_2^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1^2/2J \\ T_1/J \\ 0 \end{bmatrix}$$

式中， $\mathbf{x} = [\theta \ \omega \ T_L]^T$ 为状态变量， $\mathbf{u} = [T_e]$ 为电机电磁转矩，矩阵 $\mathbf{O}(\mathbf{C}, \mathbf{A})$ 为满秩（ $\det(\mathbf{O}) = T_1^3/J$ ），结合式(3-26)、式(3-10)，观测器可以整理为状态方程如下：

$$\hat{\mathbf{x}}[k+1] = \mathbf{A}^1 \hat{\mathbf{x}}[k] + \mathbf{B}^1 \mathbf{u}[k] + \mathbf{L}^1 (\mathbf{y}[k] - \hat{\mathbf{y}}[k]) \quad (3-28)$$

式中， $\mathbf{y}[k]$ 表示由位置传感器测量的实际位置信号， $\hat{\mathbf{y}}[k] = \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}}[k]$ 表示由观测器得到的转子估算位置， $\mathbf{C} = [1 \ 0 \ 0]$ 和 $\mathbf{L}^1$ 为增益矩阵。

为了使观测器在每个控制周期 T_s 都能产生转速及角度估计值，这里采用多采样理论对观测器(3-28)进行重新设计，即在每个位置传感器信号更新时刻 T_1 采用观测器对观测误差进行校正，在每个控制器周期 T_s 采用系统模型对状态变量进行预测，如图 3-14，此时观测器状态方程如下：

$$\hat{\mathbf{x}}[n+1] = \begin{cases} \mathbf{A}^s \hat{\mathbf{x}}[n] + \mathbf{B}^s \mathbf{u}[n] + \mathbf{L}^s (\mathbf{y}[n] - \mathbf{C}^s \hat{\mathbf{x}}[n]), & n = 0 \\ \mathbf{A}^s \hat{\mathbf{x}}[n] + \mathbf{B}^s \mathbf{u}[n], & n = 1, 2, \dots, N-1 \end{cases} \quad (3-29)$$

$$\text{式中，} \mathbf{A}^s = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11}^s & \mathbf{A}_{12}^s \\ \mathbf{A}_{21}^s & \mathbf{A}_{22}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_s & T_s^2/2\hat{J} \\ 0 & 1 & T_s/\hat{J} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}^s = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1^s \\ \mathbf{B}_2^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s^2/2\hat{J} \\ T_s/\hat{J} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

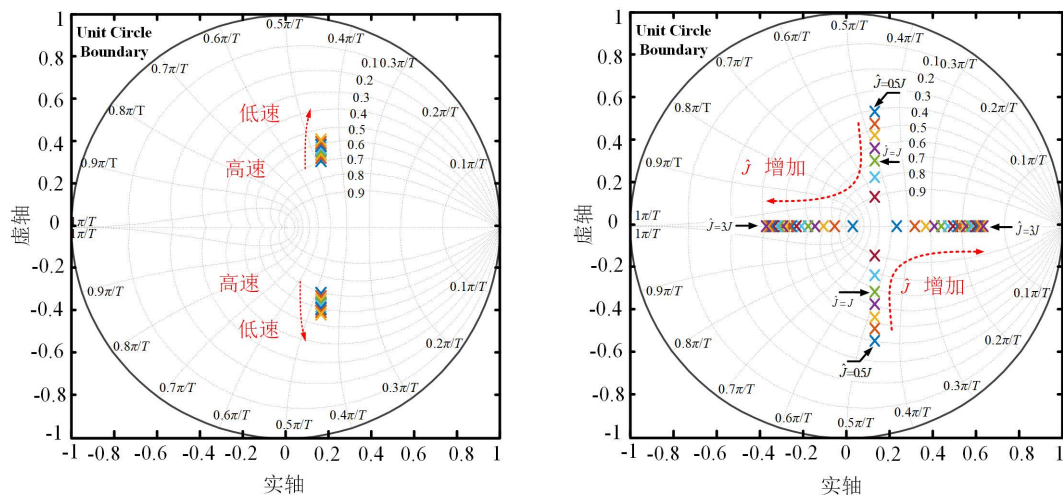
$$\mathbf{e}[k+1] = (\mathbf{A}_{22}^s - \mathbf{A}_{22}^{sN-1} \mathbf{K} \mathbf{A}_{12}^s) \mathbf{e}[k] \quad (3-36)$$

式中, $\mathbf{e} = [\mathbf{x}_2 - \hat{\mathbf{x}}_2]$ 。

通过选取多采样降阶观测器的期望闭环极点位置, 可以利用式(3-36)求取反馈增益矩阵的值, 具体可以表示为:

$$\prod_{i=1}^2 (z - z_i) = |z\mathbf{I} - \mathbf{A}_{22}^{sN-1} (\mathbf{A}_{22}^s - \mathbf{K} \mathbf{A}_{12}^s)| \quad (3-37)$$

式中, z_i 表示所配置的 i_{th} 极点, 一般把极点配置为单位圆以内的一对共轭极点。通过式(3-37), 可以由期望的配置极点得到观测器的增益系数 $\mathbf{K}$, 如图 3-15 (a) 所示, 在 $T_1 = 25 \cdot T_s$ 时, 以带宽 200Hz, 阻尼系数 0.707 对观测器增益进行设计, 随着转速变化, 观测器可以维持稳定。同时由图 3-15 (b) 可以发现, 即使在发生参数不匹配 (如转动惯量 J) 情况时, 观测器也仍可以维持稳定。



(a) 极点分布随转速变化图

(b) 极点分布随转动惯量变化图

(a) Pole distribution changes with speed

(b) Pole distribution changes with inertia

图 3-15 双采样降阶观测器极点轨迹

Fig. 3-15 Movement of the poles in design

3.4 转速转角估计方法暂稳态及闭环运行性能实验验证

为了验证本章理论分析的正确性及所提方法的有效性, 在如图 3-16 所示的单轴平台上进行实验验证, 实验平台如图 3-16 所示, 实验平台主要参数如表 3-1 所示。实验中, 电机负载为滚珠丝杠直线导轨, 伺服驱动器采用 DSP TMS320F28335 为主控芯片, 电机轴端同时安装有增量式编码器和霍尔位置传感器。为了验证所提方法在低分辨率位置传感器场合应用的可行性, 通过霍尔位置传感器反馈信号估算转速/转角信息并实现电机的闭环控制, 增量式编码器用来分析估算结果的准确性。霍尔传感器工作原理及其信号如图 3-17 所示。

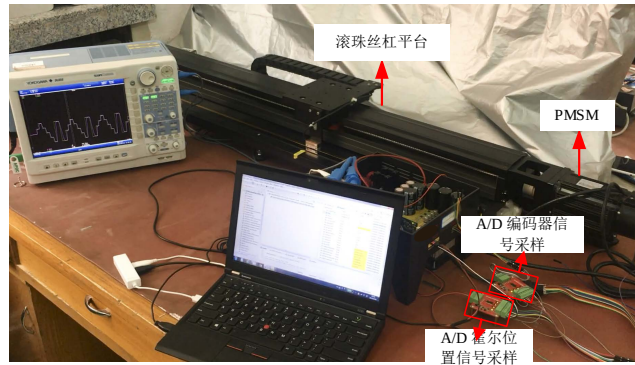


图 3-16 实验验证平台
Fig. 3-16 Experiment platform

表 3-1 实验平台主要参数
Table 3-1 Specification of platform

参数名称	主要参数
电机极数	8
额定转矩	2.39 N·m
额定电流	3A
平台总惯量 J_m	$1.638 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
编码器每转脉冲数	10000 pulses/rev
霍尔位置传感器个数	3

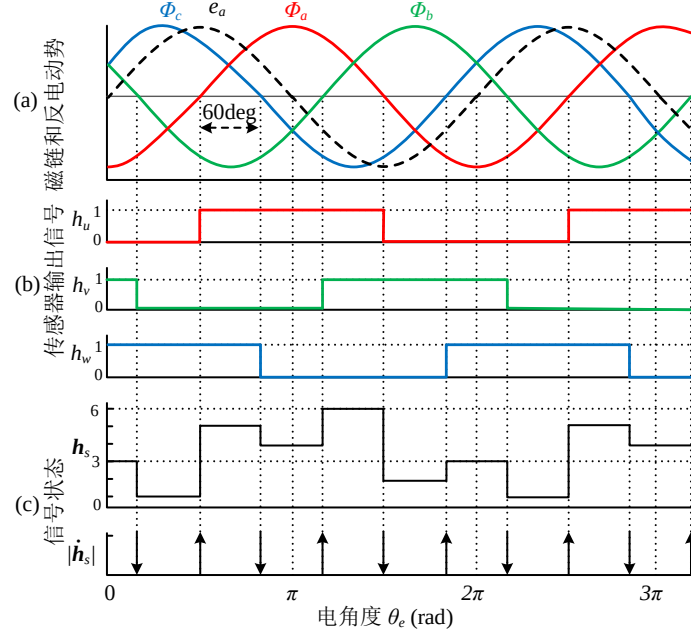


图 3-17 霍尔传感器工作原理
Fig. 3-17 Processed signals of binary Hall sensors.

3.4.1 转角估计方法实验验证及性能分析

在矢量控制中,由于 Park 变换的需要,电机转子角度的准确性会直接影响永磁同步电机电流环控制的性能。此外,在采用低分辨率位置传感器的电机系统中,由于电机启动时刻转子准确角度的未知,启动时电机的转矩输出能力会受到影响,极端时会出现电机失控的情况。

首先,为了验证转角估算方法对电流环的影响,在转矩环控制模式下,对比了基于最小二乘的多项式拟合方法 (Least square polynomial fitting, LSPF) 与基于平均转速法的转角估算方法的应用效果,如图 3-18 所示。

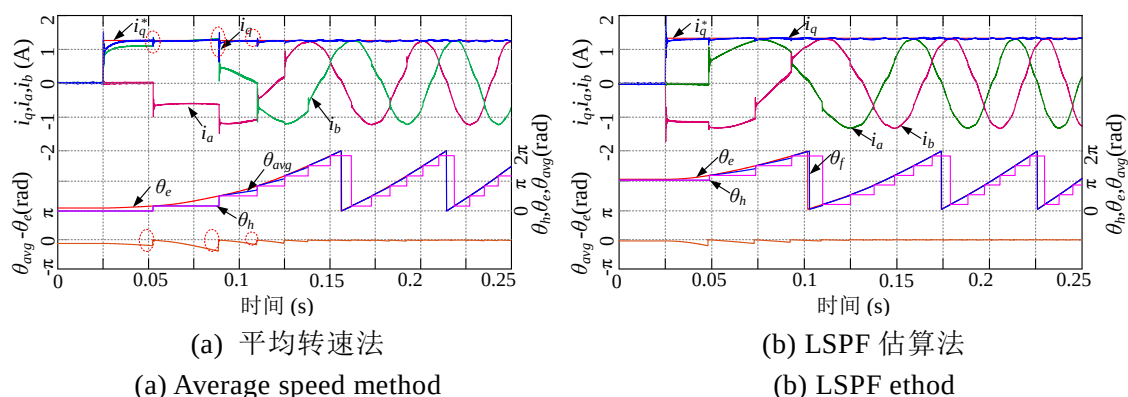
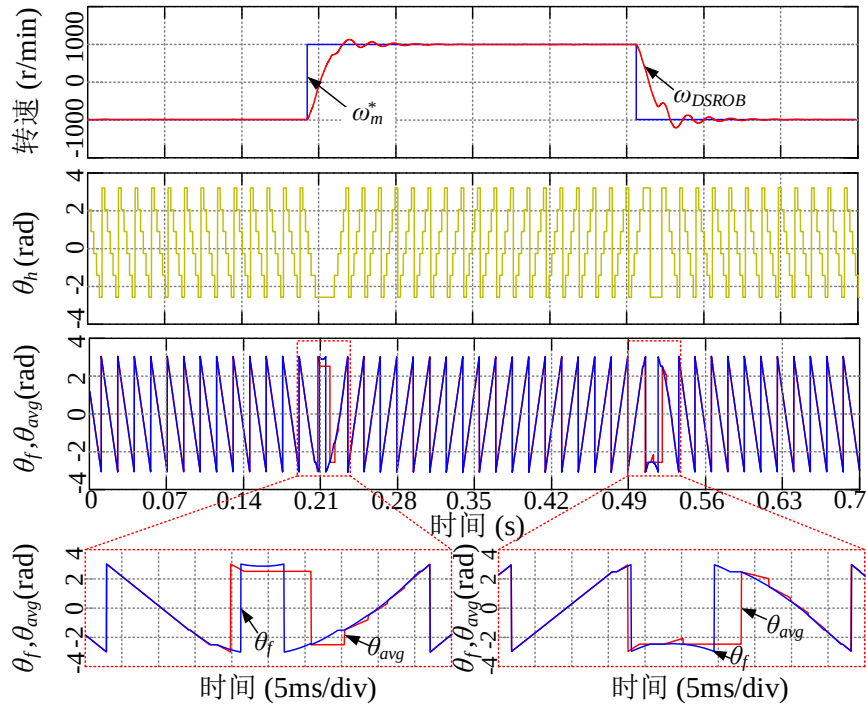


图 3-18 两种不同转角估算方法下启动时刻相电流及转子位置波形

Fig. 3-18 waveform of phase currents and rotor position at startup with different position estimation methods

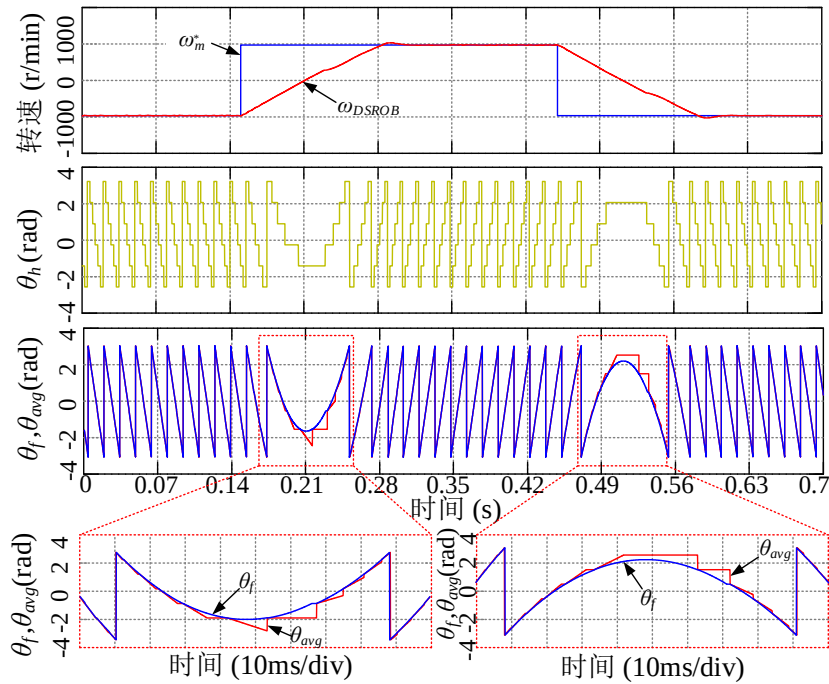
图 3-18 中 i_q^* 和 i_q 分别为 q 轴电流指令和电流响应, i_a 和 i_b 为相电流, θ_e 和 θ_h 分别为编码器和霍尔位置传感器反馈位置, θ_{avg} 和 θ_f 分别为平均转速法和 LSPF 法转角估算信号。从图 3-18 (a)中可以看出,若采用平均转速法估算转角信号,在电机启动的前三个霍尔信号周期内,瞬时转角误差最大为 60° ,由于输出转矩误差与估算角度误差的正弦值相关,所以此刻转矩输出仅为转矩指令值的一半 ($(\sin(90^\circ) - \sin(90^\circ - 60^\circ)) \times 100\% = 50\%$)。从图 3-18 (b)可以看出,若采用 LSPF 转角估算方法,由于 LSPF 具有实时重构位置信号的优点,转角误差在电机启动后的第二个霍尔位置区间内已经可以收敛至 10° 。从该组实验可以明显看出所提的转角估计器可以以期望的位置估计性能使电机有效且平稳地快速启动。

图 3-19 为在不同转动惯量条件下,平均转速和 LSPF 转角估计器在正反转切换 (1000r/min 到 1000r/min) 过程中转角估算性能的对比,实验在编码器转速和电流闭环条件下进行。图 3-19 (a)和图 3-19 (b)分别为转动惯量为 $0.000316\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 和 $0.001638\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 时的实验波形。



(a) 转动惯量为 $0.000316 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$

(a) The moment of inertia is $0.000316 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$



(b) 转动惯量为 $0.001638 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$

(b) The moment of inertia is $0.001638 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$

图 3-19 不同转动惯量下-1000r/min 到+1000r/min 转速切换时的位置估计波形
Fig. 3-19 Position estimation performance at speed reversal process from 1000 r/min to 1000r/min with different system inertia

从图 3-19 实验波形可以看出,由于平均转速法没有对转速换向时的转角估计误差进行补偿,其转角估计值会保持同方向增加或减小(正转增加或反转减小),直到下一个霍尔位置信号来临时才发生改变,而此时电机的方向早已发生改变。由平均转速法得到的转角估算值,在电机正反转切换过程中,最大误差为 60° 。对比可以看出,LSPF 及正反转角度误差补偿方法可以在正反转切换过程提供很好的转角估计效果。同时,所提方法在高动态下也依然有效,图 3-19(a)。

3.4.2 转速估计方法实验验证及性能分析

为了验证所提的双采样观测器(dual-sampling-rate observer, DSROB)的转速估算性能,下面分别从稳态和暂态两方面对转速估算器进行实验。

图 3-20 为转速分别为 50r/min、300r/min、1000r/min 和 3000r/min 时,平均转速法、传统转速观测器法和双采样转速观测器的稳态转速估算效果对比实验。 $\omega_m, \omega_{avg}, \omega_{ob}$ 和 ω_{DSROB} 分别为编码器测量转速、平均转速法估算转速, Luenberger 观测器估算转速和双采样观测器估算转速,其中估算转速波形 $\omega_{avg}, \omega_{ob}, \omega_{DSROB}$ 在图中分别为上中下位置。从图 3-20 中可以看出,平均转速法的估算转速误差随着转速的增加而增加,这与公式(3-3)相吻合; Luenberger 观测器在低速时估算转速会产生明显的波动,这是由于随着转速的下降,霍尔传感器反馈信号的频率也会随着降低,观测器输入信号的形态导致了低速时观测器估算转速波动的加剧;双采样观测器在不同转速时都能保持相对稳定的估算效果。图 3-20 中不同条件下转速估算误差的均方根值和转速波动峰峰值如表所示 3-2 所示。

为了验证所提转速转角估算方法在暂态及负载条件下的性能,图 2-21 为电机满载是观测器负载转矩设定($\hat{T}_d(0)$)分别问 25%, 50%, 75%和 100%满载时,由静止启动至 750rpm 的响应波形,电流环转角信息由 LSPF 估算器提供,转速环反馈信息由双采样观测器提供。同时,为了测试最恶劣情况下的启动条件,电机启动时转子位于霍尔区间中心,启动时起始角度误差为 30° 。由实验波形可以看出,在负载条件下,参数对位置估计和电流环控制的影响可忽略不计,这是由于所提的 LSPF 转角估计器为非模型法估算方法,其估算性能不受电机及负载机械特性的影响,与理论分析相吻合。负载状态会对转速估算结果产生影响,但只有在实际负载与观测器设定负载参数存在较大误差时,影响才会比较明显(图 2-21 (d)),同时影响也主要产生在启动前几个位置区间内,随着电机的运行,观测器能够自动辨识负载参数设定的误差并校正。

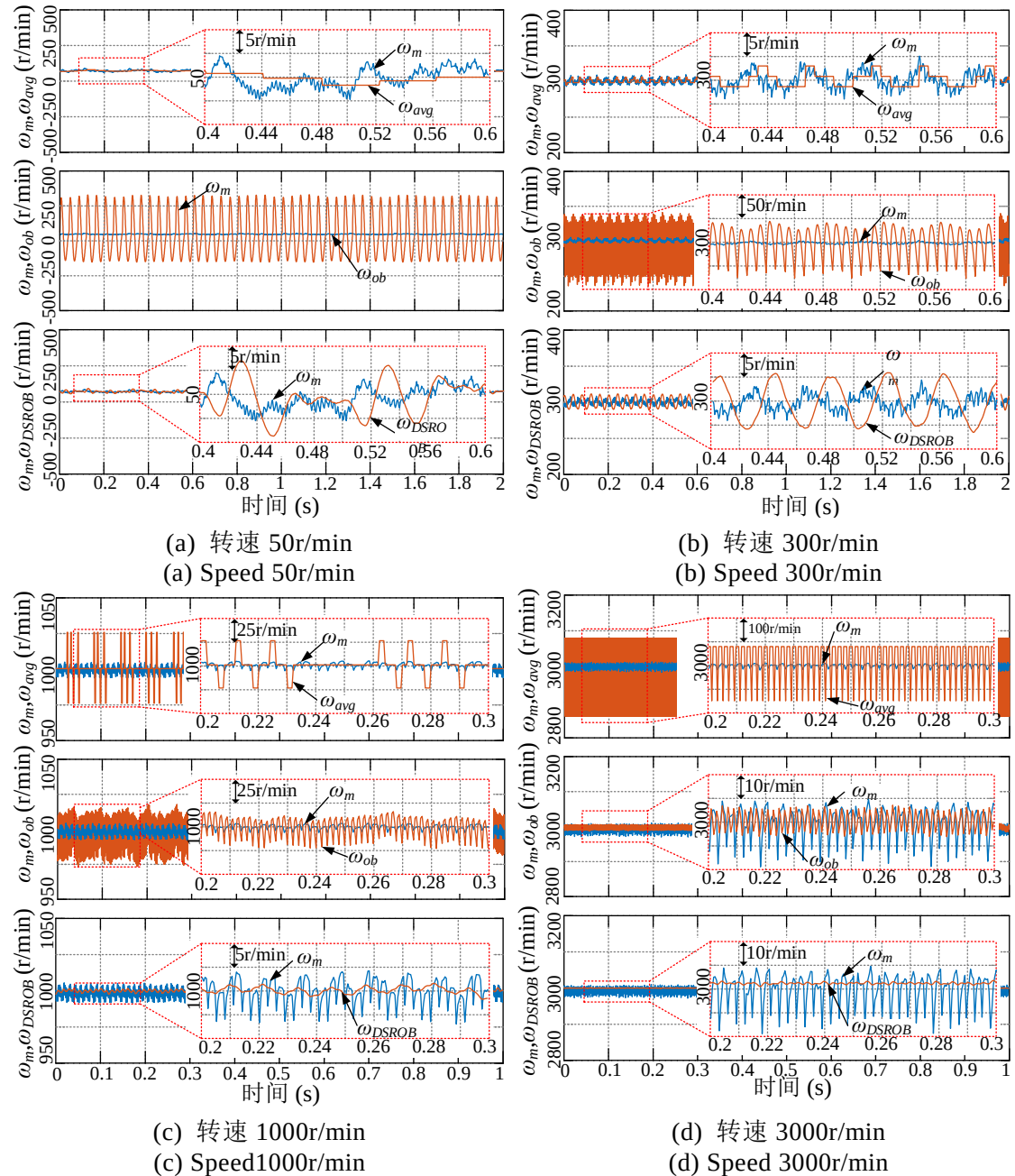


图 3-20 平均转速法，Luenberger 观测器法和双采样观测器法转速估计波形

Fig. 3-20 The speed estimation performances by average speed method, Luenberger observer and proposed dual-sampling-rate observer

表 3-2 三种方法对比

Table 3-2 Comparison of the three methods.

方法	转速波动峰峰值(rpm)				均方根误差(rpm)			
	50	300	1000	3000	50	300	1000	3000
平均转速法	4.88	6.73	50.03	219.7	2.15	2.01	7.90	99.51
传统观测器法	518.88	11.36	43.52	25.12	170.5	30.22	11.78	8.20
双采样观测器法	16.73	13.99	3.97	2.72	3.79	5.60	2.65	7.53

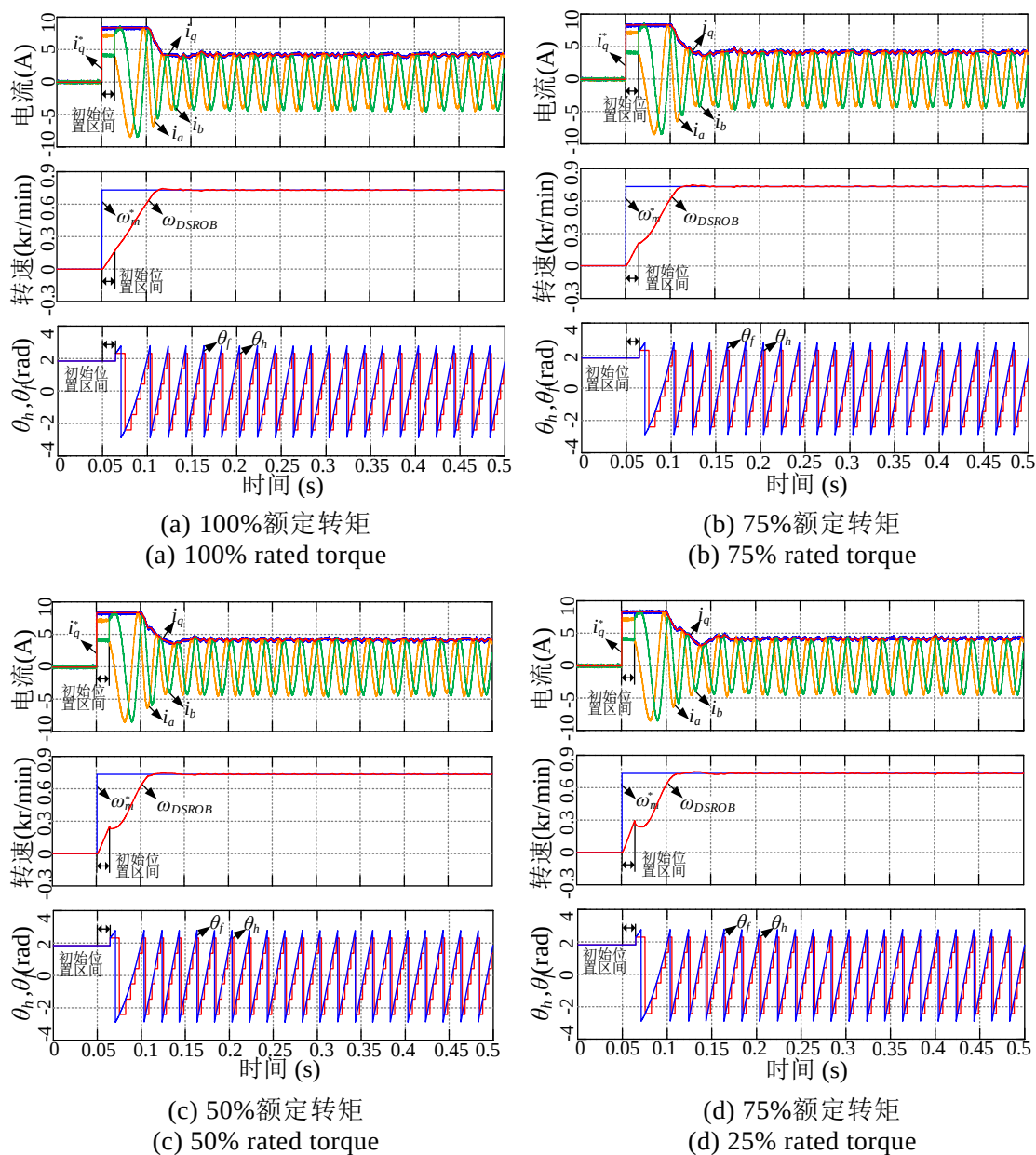


图 3-21 满载条件下观测器扰动转矩不同设定时转速阶跃响应波形

Fig. 3-21 Performance comparison under full load condition with different parameter setting

3.4.3 闭环性能实验验证及分析

为了验证所提转速转角方法在位置闭环系统中应用的可行性,在利用 LSPF 转角和双采样转速估计器作为闭环反馈信号的基础上,在低分辨率编码器电机平台上分别测试变转速阶跃性能、突加突卸负载性能和半闭环位置控制性能,实验结果分别如图 3-22、图 3-23 和图 3-24 所示。

图 3-22 为电机由零速到 500rpm, 1000rpm 和 1500rpm 时的转速闭环波形,图中分别对比了平均转速法和 LSPF 法转角估计器的转角估计性能,可以明显

看出，在闭环控制状态下，LSPF 法能够提高更平滑的转角估算效果。同时，随着转速的变高，速度闭环响应性能越好。

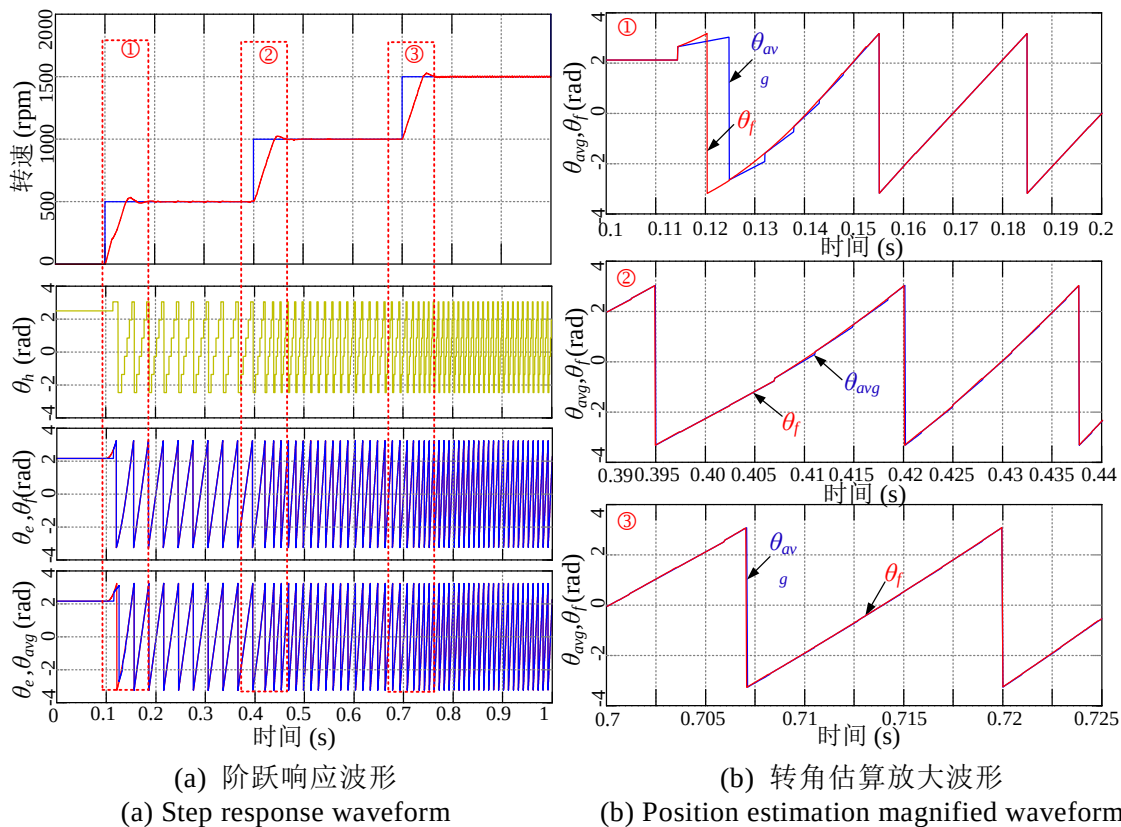


图 3-22 转速阶跃响应波形
Fig. 3-22 Waveform of variable speed operation

图 3-23 为 1000rpm 转速下转矩突加突卸性能测试，从图中可以看出，突加突卸负载所导致的转角估算误差会在下一个位置信号来临时被校正，因此在较大转速范围内，负载的突变对基于所提转速转角估算方法的转速闭环系统带来的影响有限。

图 3-24 为半闭环位置控制波形，该试验在滚珠丝杠平台中进行，从图中可以看出，系统负载为 15% 的额定负载，定位末端会存在稳态误差，稳态误差是由霍尔传感器低分辨率导致的，最大误差为 60° 。考虑到电机极对数为 4，电机轴承直径为 19mm，滚珠丝杠导程为 20mm，可知直线末端位置误差小于 0.416mm。

由以上实验可知，所提的转速及转角估算方法适用于不同精度编码器的伺服驱动系统中，即使在采用低分辨率霍尔位置传感器的伺服系统中也能有较好的估算效果。

为了验证所提的转速/转角估算方法在全闭环数控机床中的有效性，在如图

2-15 所示的三轴加工机床上进行了不同进给速度下位置闭环实验，实验中电机轴端安装有 17 位增量式位置传感器。

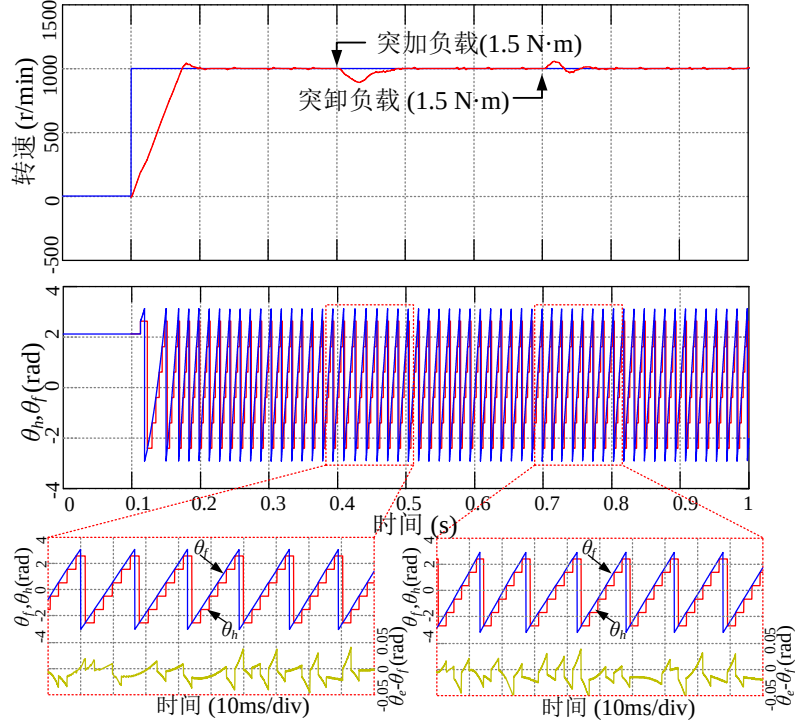


图 3-23 突加突卸负载时转速闭环性能及转角估算波形

Fig. 3-23 The rotor angle estimation and speed control performance when at sudden load and unload condition

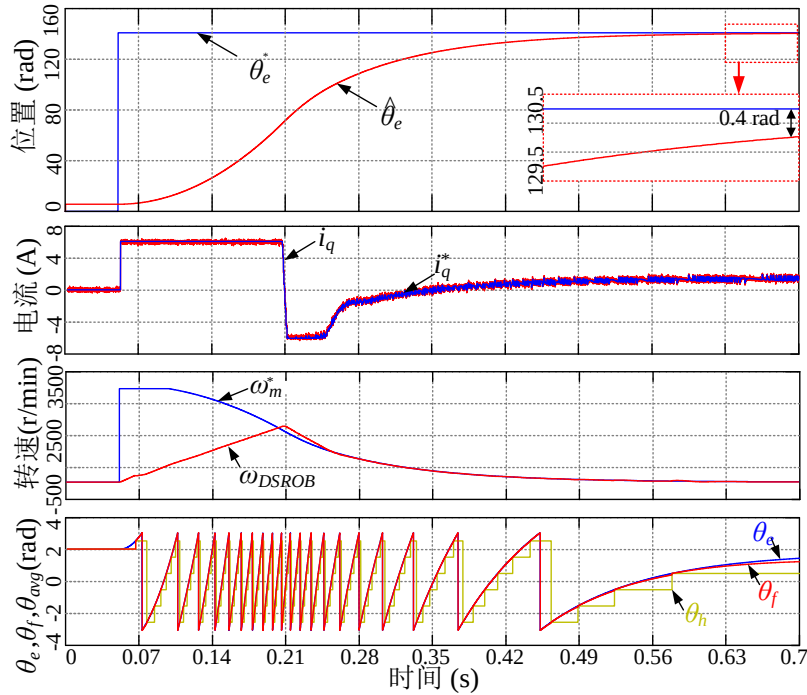


图 3-24 所提方法半闭环位置控制性能

Fig. 3-24 Semi-closed position loop control performance with proposed approach

图 3-25 为进给速度分别为 500mm/min、1000mm/min、2500mm/min 和 5000mm/min 时，采用所提方法和传统方法时位置闭环下各环路控制效果对比波形。

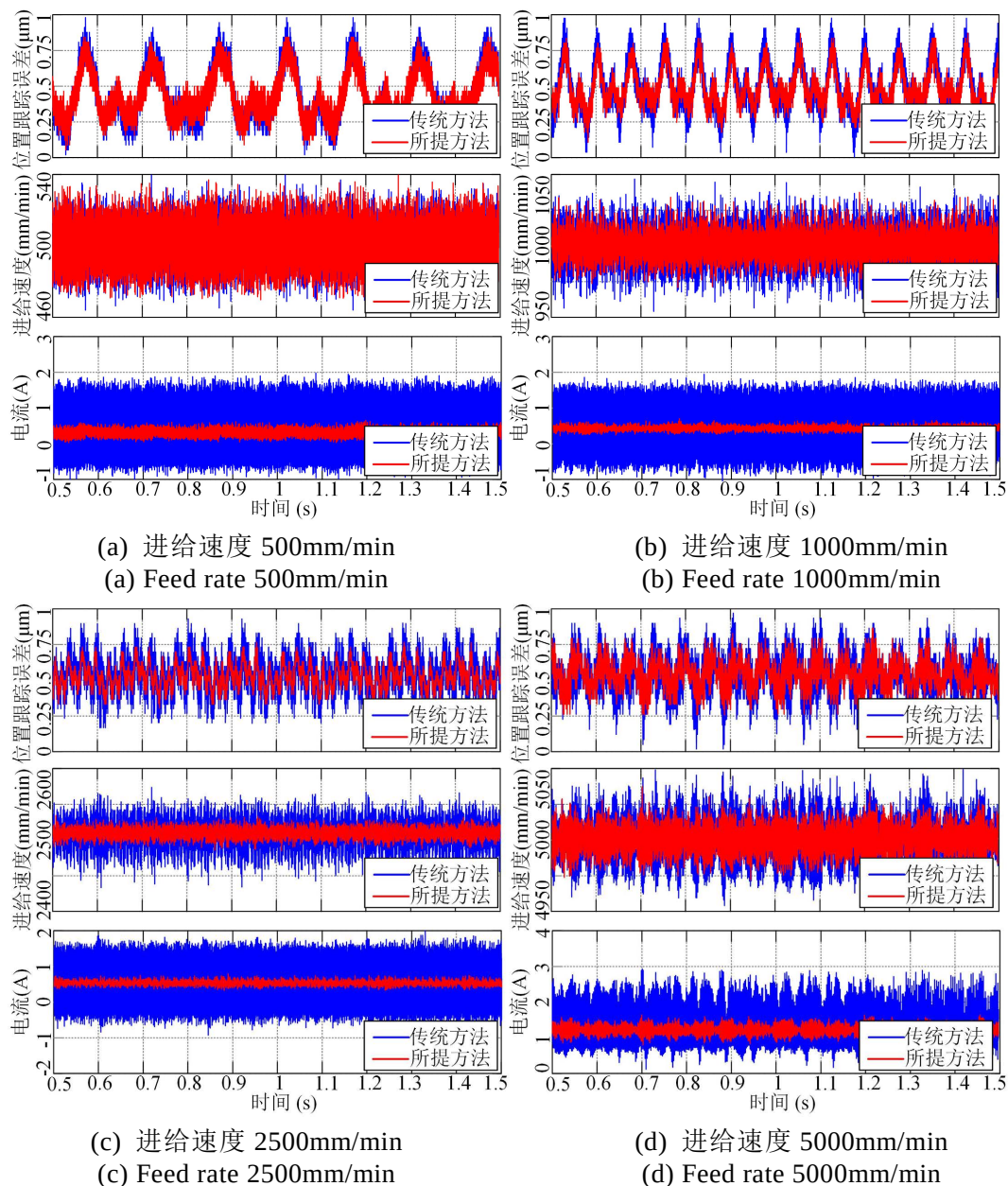


图 3-25 不同进给速度下位置闭环实验

Fig. 3-25 Position closed loop experiment at different feed speeds

由图 3-25 不同进给速度下的对比实验可以看出，相比于传统转速估算方法，使用所提的转速估算方法后，稳态转速波动和电流纹波能够得到明显改善，位置跟踪误差也会有所降低。同时，通过实验可以看出转速和电流内环控制性能对位置环控制误差的影响。因此，合理的转速及转角估算方法能够补偿由位

置传感器精度带来的系统控制误差,使伺服系统拥有更好的转速及转矩环内环,为位置环控制性能的提高提供保障。

3.5 本章小结

为了消除转速、转矩内环对位置环控制的影响,降低数控机床低速进给时位置控制误差,本章节针对由编码器离散分辨率导致的转矩扰动和转速估算误差问题,提出了适合低转速运行工况下可有效从反馈位置信号中准确估算转速/转角信息的方法。首先,分析了两种传统转速估算方法在采用低分辨率编码器或在低转速时引发机械噪音或转矩扰动的原因。然后,利用多项式拟合方法设计转角估计器,结合系统动力学方程,将转角估算问题转化为二次多项式拟合问题;采用了基于最小二乘法的多项式系数求解方法,解决了算法执行效率问题;提出了一种转速过零时估算位置线性校正方法,解决了转速过零引起转角估算误差增大的问题。同时,利用离散化线性观测器设计原理,结合位置反馈信号的离散特性,设计了基于多采样观测器的离散化线性降阶转速观测器,解决了观测器参数设计的复杂性的问题。最后,通过实验验证了所提的转速/转角估计方法在低速进给系统中具有良好的估算效果。

第 4 章 瞬态反向间隙误差产生机理分析及补偿策略

4.1 引言

在进给系统中,由于在传动结构表面存在多种非线性因素(如摩擦、间隙、形变),在工作台运动反向时会产生意外的短时静止现象,这种现象常被称为“反向失速”。失速现象经常发生在用于精确位置控制的机床系统受控平台运动中,失速现象是当平台往复运动时由于非线性摩擦、间隙以及形变的存在导致的,常见于滚珠丝杠和直线导轨中。由于末端控制精度受工件及平台的相对运动影响,因此失速现象直接影响着机床的加工精度。在半闭环伺服机床中,失速现象引起定位误差(过象限突跳)主要受反向间隙大小影响,定位误差是一种几何误差。在全闭环伺服机床中,由于引入末端位置,定位误差可以被完全消除掉,但是,受失速现象的影响,依然会存在过象限处位置误差(过象限突起),该误差主要由惯性及摩擦两部分组成,受反向间隙大小约束,本文将该误差称为瞬态反向间隙误差。瞬态反向间隙误差是一种轮廓误差,它是全闭环精密伺服机床的主要加工误差之一。在半闭环系统中,由于半闭环仅反馈电机轴端位置信号,通过环路信号无法准确辨识失速现象的存在,因此无法做到准确补偿。相比于半闭环系统,在全闭环系统中实现反向间隙误差的补偿中具有非常重要的意义。

本章拟深入研究瞬态反向间隙误差的产生机理,首先建立全闭环伺服轴的理论模型,在此基础上,研究瞬态反向间隙误差的产生机制,误差形式,以及误差幅值。然后,通过分析基于转速前馈的瞬态反向间隙误差的补偿方法,得出补偿信号作用时间、幅值与间隙大小的关系。最后,通过结合伺服驱动控制各环路有效信息,提出了一种基于转矩前馈的自适应反向间隙误差补偿方法,该方法不需要预先测量反向间隙值,且补偿信号由算法自动生成,方法简单有效,避免了过补偿或欠补偿的现象。

4.2 含间隙非线性的全闭环伺服轴模型建立

4.2.1 基于死区模型的伺服轴建模

伺服轴中的反向间隙具有多种简化建模方式,Nordin 对常用的反向间隙模型进行了全面清楚地介绍。在第二章图 2-1(b)所示的伺服轴简化示意图中,传动链被简化为减速比、弹簧、与反向间隙的串联。在该模型中,由于反向间隙

的存在, 弹簧变形量 x_s 可由下式给出^[117]

$$x_s = \begin{cases} k_a x_m - x_l - \frac{b}{2} & k_a x_m - x_l > b/2 \\ 0 & -b/2 \leq k_a x_m - x_l \leq b/2 \\ k_a x_m - x_l + \frac{b}{2} & k_a x_m - x_l < -b/2 \end{cases} \quad (4-1)$$

式中: x_m 为电机转角位移; k_a 表示传动链传动比; x_l 表示工作台位移; b 表示反向间隙的宽度。这其实是一种经典的反向间隙简化模型, 称为反向间隙的死区模型, 记为 D_b 。

在死区模型中, 传动链的传递扭矩等于弹簧变形量与弹性系数的乘积

$$F_s = k_s x_s \quad (4-2)$$

将式(4-1)代入式(4-2), 可以计算得到传动链的传递扭矩 F_s 为

$$F_s = \begin{cases} k_s (k_a x_m - x_l - \frac{b}{2}) & k_a x_m - x_l > b/2 \\ 0 & -b/2 \leq k_a x_m - x_l \leq b/2 \\ k_s (k_a x_m - x_l + \frac{b}{2}) & k_a x_m - x_l < -b/2 \end{cases} \quad (4-3)$$

将反向间隙简化为死区模型, 则可以得到一种伺服轴的理论模型, 如图 4-1 所示。可以看到, 在该伺服轴模型中, 伺服轴的机械结构简化为两质量弹性系统。但是, 由于反向间隙的影响, 弹性形变量 x_s 并不等于两质量块的位移差 x_d , 也即 $x_s \neq x_d = k_a x_m - x_l$ 。弹簧变形量 x_s 与两质量块的位移差 x_d 之间的关系由式(4-1)给出, 也可写为: $x_s = D_b(x_d)$, 其中 D_b 表示死区模型算子。采用描述函数法可近似计算死区模型 D_b 的幅频特性, 从而将非线性系统线性化, 该方法可用于分析存在反向间隙的非线性系统的稳定性。因此, 当研究伺服轴的稳定性时, 需要采用基于死区模型的伺服轴模型, 即如图 4-1 所示。

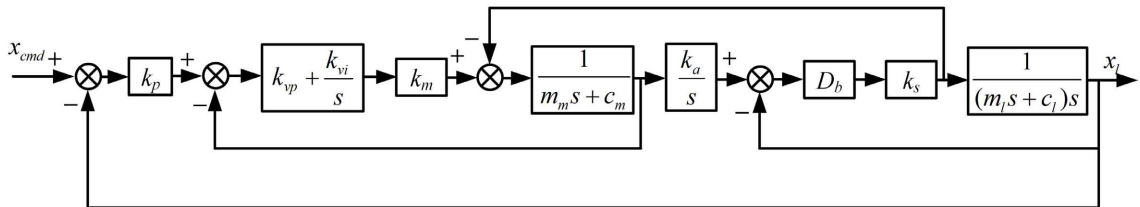


图 4-1 基于死区模型的全闭环伺服驱动系统模型

Fig. 4-1 Full-closed loop servo drive system model based on dead zone model

4.2.2 基于滞后模型的伺服轴建模

另一种常用的反向间隙模型为阻尼驱动滞后模型 (friction-drive hysteresis model), 简称为滞后模型。在建立反向间隙滞后模型时, 需要进行如下假设:

传动链是刚性的；被驱动块（工作台）质量为 0，且当反向间隙不啮合时，由于阻尼力较大，被驱动模块立即停止运动。滞后模型的结构如图 4-2 (a)所示，其中 $k_a x_m$ 表示反向间隙的输入， x_l 表示反向间隙的输出。反向间隙滞后模型的动态特征如图 4-2 (b)所示。

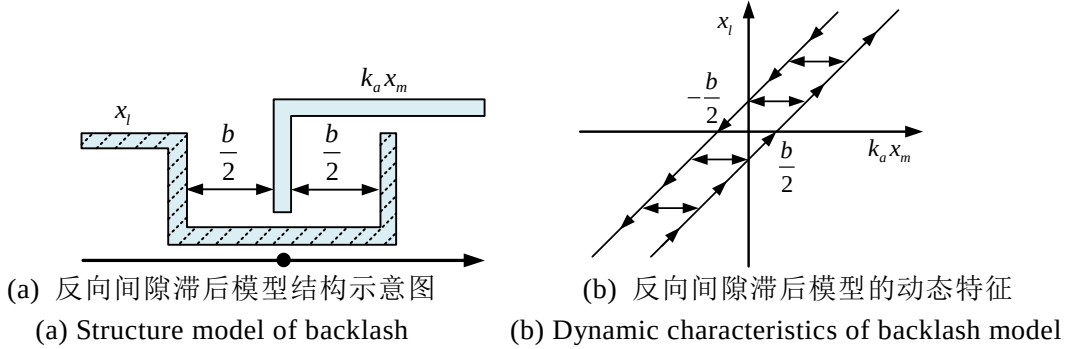


图 4-2 反向间隙的阻尼驱动滞后模型

Fig. 4-2 Damped driving hysteresis model of backlash

依据图 4-2 (b)，可以得到 $k_a x_m(t)$ 与 $x_l(t)$ 之间的关系：

$$\dot{x}_l(t) = \begin{cases} k_a \dot{x}_m(t), & \dot{x}_m(t) > 0 \text{ and } k_a x_m(t) - b/2 = x_l(t) \\ k_a \dot{x}_m(t), & \dot{x}_m(t) < 0 \text{ and } k_a x_m(t) + b/2 = x_l(t) \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (4-4)$$

基于反向间隙的滞后模型，图 4-1 所示的伺服轴可以简化为图 4-3 所示的伺服轴理论模型。

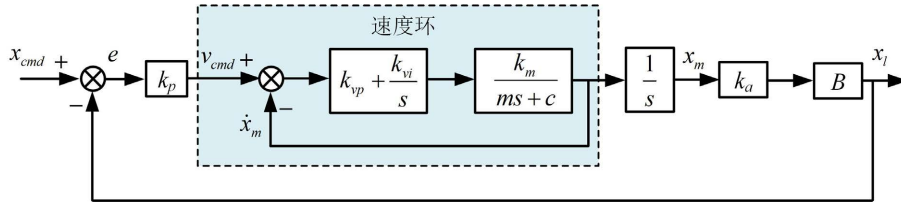


图 4-3 基于滞后模型的全闭环伺服轴系统框图

Fig. 4-3 Block diagram of full-closed loop servo drive system based on hysteresis model

图 4-3 中， m 和 c 表示合成等效质量和合成等效粘滞性阻尼数； B 代表反向间隙的滞后模型，等效质量和等效转动惯量的转换关系可以表示为：

$$\frac{1}{2} J \omega^2 = \frac{1}{2} m v^2 \quad (4-5)$$

相比于反向间隙的死区模型，滞后模型主要考虑了反向间隙会引起系统进给滞后，可以通过将摩擦在反向过程中的特性包含在反向间隙模型中，能够很好的描述反向失速现象。由于摩擦在不同的运动中表征现象不同，同时确定非线性摩擦影响下的运动特征并建立摩擦模型是一件非常困难的事情，因此本章在对全闭环系统中瞬态反向间隙误差的产生机理的分析中，不对反向间隙啮合

期间摩擦因素进行建模，主要研究反向间隙的滞后效果所引起的加工误差。在此基础上，在本章反向间隙误差补偿方法中，通过结合反向间隙啮合期间力平衡特性及摩擦力特性，提出了基于转矩前馈的自适应反向间隙误差补偿方法。

4.2.3 伺服轴控制参数的设定方法

图 4-3 蓝色框中所示的速度环传递函数可以写为：

$$H(s) = \frac{k_m(k_{vp}s + k_{vi})}{ms^2 + (c + k_{vp}k_m)s + k_{vi}k_m} = \frac{\omega_n^2(\tau s + 1)}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4-6)$$

式中：

$$\begin{cases} 2\zeta\omega_n = \frac{c + k_{vp}k_m}{m} \\ \omega_n^2 = \frac{k_{vi}k_m}{m} \\ \tau = \frac{k_{vp}}{k_{vi}} \end{cases} \quad (4-7)$$

由式(4-6)可以看到，速度环传递函数是一个带零点的二阶系统，其中，二阶系统的阻尼比为 ζ ，无阻尼自然频率为 ω_n 。为了使速度环具有较好的响应性能，速度环带宽（近似等于 ω_n ）一般尽可能地大，阻尼比近似等于0.7。然而，对于线性伺服轴，当速度环带宽超过机械结构的固有频率时，系统会出现较大的振动，甚至不稳定。对于存在反向间隙的非线性系统，采用描述函数法可以证明反向间隙的存在会进一步降低机械结构的固有频率，这意味着存在反向间隙的非线性系统更容易出现不稳定。

为了确保伺服轴系统的稳定，同时获得尽可能大的速度环带宽，可采用如下方法来设定实际伺服轴的速度环控制参数：首先预设一个极大的速度环增益系数 k_{vp} ，并用试错法不断增大速度环积分系数 k_{vi} 以增大速度环带宽，当速度输出 $\dot{x}_m$ 出现较大的波动时，表明速度环带宽超出了机械结构的固有频率，此时，速度环积分系数 k_{vi} 也达到了其允许的最大值； k_{vi} 确定后，将阻尼比 $\zeta=0.7$ 与等效粘滞性阻尼系数 $c=0$ 代入式(4-7)可求解得出速度环增益系数 k_{vp} 。

为了提高伺服轴的系统刚度，位置环增益系数 k_p 也应该尽可能的大，但是，实际的伺服轴系统一定不能出现超调以防止过切现象。这表明位置环增益系数 k_p 不能取过大的值。位置环的响应速度一般比速度环更慢，位置环系统的转角频率（约等于位置环带宽）为 $\omega_r = k_a k_p$ 。

4.3 两轴伺服系统中瞬态反向间隙误差的产生机制

基于图 4-3 所示的全闭环伺服轴理论模型，通过仿真可以演示得到全闭环伺服机床中的瞬态反向间隙误差形式以及误差幅值。然而，仿真并不能清晰地揭示瞬态反向间隙误差的产生过程以及产生机理。另外，通过仿真来估算瞬态反向间隙误差的幅值依然是比较繁琐的。因此，本节拟进一步简化全闭环伺服轴的理论模型，并基于简化的伺服轴模型，采用解析的方法推演瞬态反向间隙误差的产生过程，并推导瞬态反向间隙误差幅值的表达式，从而清晰地揭示瞬态反向间隙误差的产生机理。

在研究位置环或速度环特性时，通常可以将电流环传递函数简化为单位 1。此外，考虑到在伺服驱动系统中，速度环带宽一般也远大于位置环带宽，尤其是在反向间隙啮合期间，电机与工作台处于失联状态，相比于反向间隙啮合时，速度环响应更快。因此，在本章节的研究中，将速度环传递函数也理想化成单位 1，由此可得简化的伺服轴模型，如图 4-4 所示。

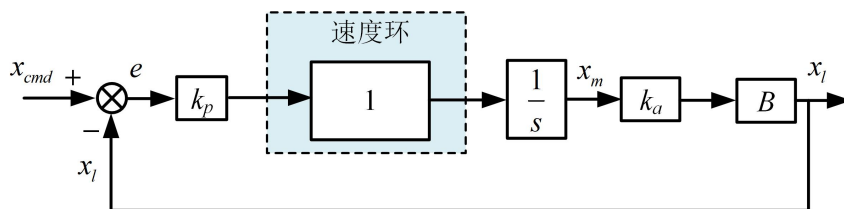


图 4-4 简化的全闭环伺服轴模型

Fig. 4-4 Simplified full-closed loop servo axis model

可以发现，在简化伺服轴模型中，系统的开环前向传递函数是比例积分 $\frac{k_a k_p}{s}$ 与反向间隙 B 的串联。当电机的运动方向改变后，反向间隙的驱动端需要首先穿过反向间隙（该过程称为反向间隙的啮合过程）。依据图 4-4 所示的简化伺服轴模型，反向间隙啮合期间，驱动端的位移可以由一下积分来表示：

$$d(t) = \int_{t_0}^t k_p k_a [x_{cmd}(\tau) - x_{lini}] d\tau \quad (4-8)$$

式中： $k_p [x_{cmd}(t) - x_{lini}]$ 为反向间隙啮合期间速度环的指令输入； k_a 为传动比； t_0 表示电机进给方向改变时刻，经常令 $t_0=0$ ； x_{lini} 表示电机进给方向改变时刻工作台的位置，依据反向间隙的滞后模型可知在反向间隙啮合过程中，工作台位置将始终保持不变。

当积分值 $d(t)$ 等于反向间隙宽度 b 时，反向间隙啮合。因此，反向间隙的啮合过程可近似为一个积分方程：

$$\begin{cases} \int_0^{t_b} k_p k_a [x_{cmd}(\tau) - x_{lini}] d\tau = b, \text{ 进给方向由负变正时} \\ \int_0^{t_b} k_p k_a [x_{cmd}(\tau) - x_{lini}] d\tau = -b, \text{ 进给方向由正变负时} \end{cases} \quad (4-9)$$

其中, 被积函数为 $k_p k_a [x_{cmd}(\tau) - x_{ini}]$; 积分结果为反向间隙的宽度 b ; 积分时间 t_b 等于反向间隙的啮合时间, 也即反向间隙引起的滞后时间。如果被积函数与反向间隙的宽度已知, 则求解方程式(4-9)可计算出反向间隙引起的滞后时间 t_b 。

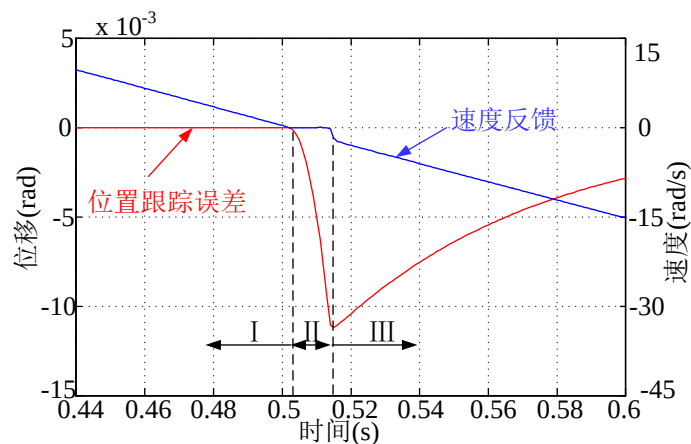


图 4-5 反向间隙啮合时系统跟踪误差和速度曲线对比

Fig. 4-5 Comparison of system tracking error and speed curve during backlash meshing

在多轴伺服系统中, 如果某个伺服轴内部由于出现反向间隙, 则反向间隙会导致该伺服轴进给滞后, 从而引起各伺服轴运动不协调, 最终产生轮廓误差。当反向间隙啮合后, 伺服轴的响应会逐渐恢复到与线性伺服轴的响应完全相同, 反向间隙所引起的轮廓误差也会逐渐消失。由此可以推断, 在全闭环伺服机床中, 反向间隙所引起的轮廓误差仅会短暂地存在于反向啮合过程中及随后的动态调整期间。当末端速度由正向到反向切换时反向间隙由正向啮合到反向啮合过程中系统跟踪误差和速度曲线对比波形如图 4-5 所示。由图 4-5 中可以看出, 瞬态反向间隙误差产生过程分为三个阶段: 第 I 阶段, 此时速度由正向逐渐减小, 相当于在反向间隙啮合状态由正向啮合阶段进入边界脱离啮合阶段。当速度为零时进入第 II 阶段, 在这个阶段, 由于摩擦进入到静摩擦区域, 摩擦力突然增大, 系统的输出转矩不足以克服摩擦, 从而表现出“失速”现象, 使得末端位置跟踪误差逐渐增大, 随着位置误差的变大, 经过位置环控制器比例调节, 系统的输出转矩克服摩擦力, 跟踪误差开始减小, 进入第 III 阶段, 此时反向间隙啮合状态逐渐由边界脱离阶段进入反向啮合阶段。因此, 本文将全闭环数控机床中的反向间隙误差称作瞬态反向间隙误差。

接下来, 本文将分别推演瞬态反向间隙误差在直线加工与圆加工中的产生过程, 并推导出其幅值表达式。

4.3.1 直线进给时瞬态反向间隙误差产生机理

(1) 斜坡信号的跟随误差

机床进给直线加工时，伺服轴的位置指令是斜坡信号，可以写为：

$$x_{cmd}(t) = vt \quad (4-10)$$

式中 v 是单个伺服轴进给速率。

斜坡指令信号并不会导致伺服轴进给方向改变，但在起始时刻，不同的反向间隙啮合状态会导致伺服轴的响应不同，从而会在直线加工的起始阶段引起轮廓误差。

起始时刻，反向间隙存在以下两种特殊的啮合状态：

a) 正向啮合状态：反向间隙的驱动块与被驱动块正确啮合，此时，伺服电机可以直接驱动工作台；

b) 反向啮合状态：驱动块与被驱动块的反向啮合，此时，驱动电机需要首先穿过反向间隙，而后才可以驱动工作台。

下面分别介绍这两种啮合状态下，伺服轴的斜坡响应及其跟随误差。

1) 起始时刻，反向间隙反向啮合

在这种情况下，电机需要首先穿过反向间隙。将式(4-10)代入公式(4-9)可以得出斜坡信号输入时，反向间隙的啮合方程为

$$\int_0^{t_b} k_p k_a (vt - x_{lini}) dt = b \quad (4-11)$$

假设工作台初始位置 $x_{lini} = 0$ ，求解方程(4-11)可以得到反向间隙引起的滞后时间 t_b

$$t_b = \sqrt{\frac{2b}{k_a k_p v}} \quad (4-12)$$

反向间隙啮合过程中，工作台将始终处于初始位置，即 $x_{lini} = 0$ ，因此，伺服轴的跟随误差可写为 $e(t) = vt - 0$ 。啮合时刻 t_b ，跟随误差为

$$e(t_b) = vt_b = \sqrt{\frac{2bv}{k_a k_p}} \quad (4-13)$$

反向间隙啮合后，反向间隙对伺服轴的影响将会逐渐消失，伺服轴的跟随误差将会逐渐收敛到与线性伺服轴的跟随误差完全相同。

2) 起始时刻，反向间隙正向啮合。

在这种情况下，伺服轴的斜坡响应与线性伺服轴的斜坡响应完全相同。由图 3-5 可以得到不考虑反向间隙时，线性伺服轴的开环传递函数为

$$G(s) = \frac{k_a k_p}{s} \quad (4-14)$$

采用拉普拉斯变换，式(4-10)中的斜坡指令信号 $x_{cmd}(t)$ 可转换为

$$X_{cmd}(s) = \frac{v}{s^2} \quad (4-15)$$

跟随误差可以由下式给出

$$E(s) = X_{cmd}(s)G_e(s) = \frac{v}{s^2} \left(\frac{s}{s + k_a k_p} \right) = \frac{v}{k_a k_p} \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + k_a k_p} \right) \quad (4-16)$$

式中： $E(s)$ 表示跟随误差 $e(t)$ 的拉普拉斯变换； $G_e(s)$ 表示系统输入 $x_{cmd}(t)$ 与跟随误差 $e(t)$ 之间的传递函数，由下式给出

$$G_e(s) = \frac{1}{1 + G(s)} = \frac{s}{s + k_a k_p} \quad (4-17)$$

计算式(4-16)的拉普拉斯反变换，可以计算得到跟随误差 $e(t)$ 的时域信号

$$e(t) = \frac{v}{k_a k_p} [1 - \exp(-k_a k_p t)] \quad (4-18)$$

由式(4-18)可以得出当 $t = 0$ 时，伺服轴的跟随误差为 0；当 t 趋向于无穷大时，跟随误差趋于恒定值

$$e(\infty) = \frac{v}{k_a k_p} \quad (4-19)$$

由此可见，当起始时刻反向间隙啮合状况不同时，伺服轴的斜坡响应也会不同。

(2) 直线加工中的瞬态反向间隙误差

基于以上讨论可以推断，如果 XY 平面进行直线加工，且 XY 轴的反向间隙在起始时刻啮合状况不同，则在直线加工的起始阶段，XY 轴的响应将会不匹配，所加工的直线轮廓将会出现瞬态反向间隙误差。

假设所加工直线与 X 轴的夹角为 θ ，进给速率为 v ，则 XY 轴的位置指令信号分别为

$$x_{xcmd} = vt \cos \theta \quad (4-20)$$

$$x_{ycmd} = vt \sin \theta \quad (4-21)$$

式中：下标 x 、 y 表示变量与 X、Y 轴相关。

假定在直线加工的起始阶段，X 轴的反向间隙反向啮合，Y 轴的反向间隙正向啮合，则依据式(4-12)可以计算出 X 轴反向间隙的啮合时刻 t_b 为

$$t_b = \sqrt{\frac{2b}{k_a k_p \cos \theta}} \quad (4-22)$$

将式(4-22)代入式(4-13)和(4-18)，可计算出在 t_b 时刻，X 与 Y 轴的跟随误差分别为

$$e_x(t_b) = \sqrt{\frac{2bv \cos \theta}{k_a k_p}} \quad (4-23)$$

$$e_y(t_b) = \frac{v \sin \theta}{k_a k_p} [1 - \exp(-\sqrt{\frac{2bk_a k_p}{v \cos \theta}})] \quad (4-24)$$

依据文献，直线的轮廓误差可由下式计算得到

$$\varepsilon = e_x \sin \theta - e_y \cos \theta \quad (4-25)$$

将式(4-23)和(4-24)代入(4-25)，可以计算出在 t_b 时刻，直线的轮廓误差为

$$\varepsilon_b = \varepsilon(t_b) = \sqrt{\frac{2bv \cos \theta}{k_a k_p}} \sin \theta - \frac{v \sin \theta \cos \theta}{k_a k_p} [1 - \exp(-\sqrt{\frac{2bk_a k_p}{v \cos \theta}})] \quad (4-26)$$

反向间隙啮合后，反向间隙对伺服轴的影响逐渐消失，反向间隙所引起的轮廓误差也会逐渐减小到 0。因此，可粗略认为在反向间隙啮合时刻 t_b ，轮廓误差达到最大，幅值为 ε_b 。

由以上推演可以得出：假如在直线加工的起始时刻，XY 轴的反向间隙啮合状况不同，则在直线加工起始阶段，瞬态反向间隙误差会出现在直线轮廓中；在反向间隙啮合时刻，瞬态反向间隙误差幅值达到最大，由式(4-26)给出。反向间隙啮合后，瞬态反向间隙误差逐渐消失。可见，直线反向间隙误差仅在起始阶段短暂存在，因此称为直线瞬态反向间隙误差。

由式(4-26)可以发现，直线瞬态反向间隙误差的幅值不仅与反向间隙的宽度 b 有关，而且与直线的倾角 θ 及进给速率 v 也有关。瞬态反向间隙误差的幅值 ε_b 与反向间隙的宽度 b 、进给速率 v 、以及直线倾角 θ 存在如下关系：

- a) 反向间隙的宽度 b 增加，瞬态反向间隙误差的幅值 ε_b 也增大；
- b) 进给速率 v 增大，瞬态反向间隙误差的幅值 ε_b 也增大，而且， ε_b 存在一个极限最大值： $\varepsilon_b(v \rightarrow \infty) = b \sin \theta$ ；
- c) 直线的倾角 θ 不同时，瞬态反向间隙误差的幅值 ε_b 也是不同的，当直线的方向与 X 轴或者 Y 轴重合时， ε_b 等于 0，实际上，单轴伺服系统一定不存在轮廓误差。

4.3.2 圆进给时瞬态反向间隙误差产生机理

(1) 径向误差

如果不考虑反向间隙，图 4-5 所示简化伺服轴模型的闭环传递函数为

$$G_c(s) = \frac{k_a k_p}{s + k_a k_p} \quad (4-27)$$

将 $s = j\omega$ 代入式(4-27), 可以得到伺服轴的幅频和相频特性, 分别为

$$M(\omega) = |G_c(j\omega)| = \frac{k_a k_p}{\sqrt{(k_a k_p)^2 + \omega^2}} \quad (4-28)$$

$$\phi(\omega) = \angle G_c(j\omega) = -\arctan\left(\frac{\omega}{k_a k_p}\right) \quad (4-29)$$

相频响应函数 $\phi(\omega)$ 表示伺服轴的滞后相位角, 一般为负值。可以证明幅频响应函数也可以写为

$$M = \cos \phi \quad (4-30)$$

进行圆轮廓加工时, XY 轴的位置指令为正弦信号

$$x_{xcmd}(t) = R \cos(\omega t - \phi) \quad (4-31)$$

$$x_{ycmd}(t) = R \sin(\omega t - \phi) \quad (4-32)$$

式中, R 为期望半径; ω 为进给角速度; 为了便于随后的推导, 位置指令信号的初始相位设为 $-\phi$ 。

依据式(4-28)与(4-29)给出的伺服轴的幅频与相频响应函数, 可以得出 XY 轴的位置输出分别为

$$x_{xl}(t) = R \cos \phi \cos(\omega t) \quad (4-33)$$

$$x_{yl}(t) = R \cos \phi \sin(\omega t) \quad (4-34)$$

可以发现, 当不考虑反向间隙时, 伺服轨迹 $[x_{xl}(t), x_{yl}(t)]$ 依然是一个圆, 其半径 $R_l = R \cos \phi$ 。伺服圆半径 R_l 与指令圆半径 R 之间偏差定义为径向误差

$$\varepsilon_r = R_l - R = R \cos \phi - R \quad (4-35)$$

依据式(4-28)可以看出, 伺服圆半径 R_l 总是小于指令圆半径 R , 随着进给角速度 ω 逐渐变大, R_l 逐渐变小, 径向误差 ε_r 逐渐变大 (该结论基于简化伺服轴模型得出)。

(2) 圆加工中的瞬态反向间隙误差

对于实际的伺服轴, 在进给方向改变时, 传动链内部会出现反向间隙, 从而导致伺服轴运动滞后。由式(4-33)可以得出, $t=0$ 时, X 轴坐标值为 $R \cos \phi$, 达到了最右侧, 假设此时 X 轴进给方向恰好刚改变, 则依据公式(4-9), X 轴电机穿过反向间隙的过程可以由以下积分方程描述

$$-b = \int_0^{t_b} k_a k_p [R \cos(\omega t - \phi) - R \cos \phi] dt = \frac{k_a k_p R [\sin(\omega t_b - \phi) + \sin \phi - \omega t_b \cos \phi]}{\omega} \quad (4-36)$$

式中: 伺服轴的位置指令为 $x_{xcmd} = R \cos(\omega t - \phi)$; 反向间隙啮合过程中工作台 (初始) 位置为 $x_{xlini} = R \cos \phi$ 。求解方程(4-36)可以计算得到反向间隙引入的滞后时

间 t_b 。

然而，三角函数方程(4-36)的求解过程极其复杂甚至不可解。为使方程可解，可以对式(4-36)进行泰勒级数展开。由于未知数 t_b （即反向间隙啮合时间）幅值较小，因此，在 $t_b = 0$ 附近将正余弦函数展开为泰勒级数。为减小泰勒级数的近似误差，同时，使方程求解过程尽可能简单，用三阶泰勒展开来近似表示正余弦函数。这样，式(4-36)可以变换为

$$k_a k_p R \left[\frac{k_a k_p \omega^2}{6\sqrt{(k_a k_p)^2 + \omega^2}} t_b^3 + \frac{\omega^2}{2\sqrt{(k_a k_p)^2 + \omega^2}} t_b^2 \right] = b \quad (4-37)$$

方程(4-37)可改写为一元三次方程的标准形式：

$$a_1 t_b^3 + a_2 t_b^2 + a_3 t_b + a_4 = 0 \quad (4-38)$$

式中： $a_1 = k_a k_p$ ； $a_2 = 3$ ； $a_3 = 0$ ； $a_4 = -6b \frac{\sqrt{(k_a k_p)^2 + \omega^2}}{k_a k_p R \omega^2}$ 。

求解方程(4-38)，可以计算出反向间隙引起的滞后时间 t_b

$$t_b = \frac{1}{k_a k_p} \left[\frac{(1-i\sqrt{3})C}{6} + \frac{3(1+i\sqrt{3})}{2C} - 1 \right] \quad (4-39)$$

其中：

$$C = \sqrt[3]{\frac{\Delta + \sqrt{\Delta^2 - 2916}}{2}}$$

且

$$\Delta = 54 + 27a_1^2 a_4$$

反向间隙啮合过程中，X 轴位置保持不变，因此 t_b 时刻，X 轴坐标为

$$x_{xl}(t_b) = R \cos \phi \quad (4-40)$$

依据式(4-34)， t_b 时刻，Y 轴坐标为

$$x_{yl}(t_b) = R \cos \phi \sin \omega t_b \quad (4-41)$$

因此， t_b 时刻，工作台的轨迹坐标为 $[x_{xl}(t_b), x_{yl}(t_b)]$ ，该位置与伺服圆的偏移量为

$$\varepsilon_b = \sqrt{x_{xl}^2(t_b) + x_{yl}^2(t_b)} - R_l = R \cos \phi [\sqrt{1 + \sin^2(\omega t_b)} - 1] \quad (4-42)$$

式中： R_l 表示伺服圆的半径。

反向间隙啮合后，反向间隙的影响将逐渐消失，反向间隙引起的轮廓误差也将逐渐趋向于 0，伺服系统的实际的伺服轨迹又将与伺服圆重合。因此，可粗略认为在反向间隙啮合时刻 t_b ，反向间隙引起的轮廓误差达到最大，幅值为

$\mathcal{E}_b \circ$

由以上推演可以得出：瞬态反向间隙误差会出现在圆加工的变象限处，在反向间隙啮合前，瞬态反向间隙误差逐渐增大；在反向间隙啮合时刻 t_b ，瞬态反向间隙误差达到最大，由式(4-42)给出；反向间隙啮合后，瞬态反向间隙误差逐渐消失。可以看到，在圆加工中，瞬态反向间隙误差仅在过象限处短暂存在，因此称为圆瞬态反向间隙误差。

另外, 依据轮廓误差的定义, 可计算反向间隙啮合时刻 t_b , 圆的轮廓误差为:

$$\varepsilon = \sqrt{x_{xl}^2(t_b) + x_{yl}^2(t_b)} - R = R[\sqrt{\cos^2 \phi + \cos^2 \phi \sin^2(\omega t_b)} - 1] \quad (4-43)$$

由以上讨论可以看出, 当 XY 轴动态参数相同时, 圆轮廓误差由两部分分量组成: 径向误差 ε_r 和圆瞬态反向间隙误差 ε_b 。其中, 径向误差的幅值 ε_r 始终保持不变, 其幅值由圆半径 R 和伺服轴的幅频响应 $M(\omega)$ 决定; 瞬态反向间隙误差仅在过象限处短暂存在, 瞬态反向间隙误差的幅值 ε_b 与反向间隙宽度 b , 进给角速率 ω 以及圆半径 R 有关。

由 4.3.2 与 4.3.3 节的讨论可以看出, 在全闭环伺服机床中, 直线瞬态反向间隙误差可能短暂地出现在直线加工的起始阶段; 圆瞬态反向间隙误差会短暂地出现在圆加工的过象限点处。直线瞬态反向间隙误差与圆瞬态反向间隙误差的幅值分别由公式(4-26)与(4-42)给出。依据这两个公式、加工参数、以及机床的参数(如反向间隙宽度, 伺服轴开环增益系数), 可以方便地估算得到瞬态反向间隙误差的幅值。

4.4 瞬态反向间隙误差补偿策略

4.4.1 基于转速前馈的瞬态反向间隙误差补偿方法

基于转速前馈的瞬态反向间隙误差补偿方法系统框图如图 4-6 所示。

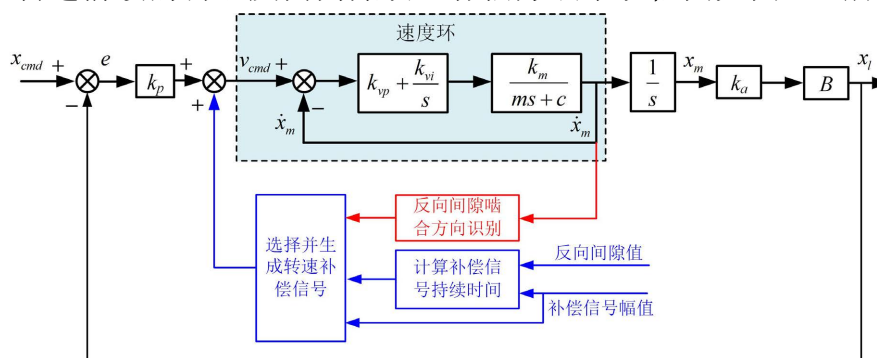


图 4-6 全闭环伺服轴反向间隙补偿器的系统框图

Fig. 4-6 System block diagram of full-closed loop servo axis backlash compensator

在全闭环伺服机床中，当伺服轴的进给方向发生改变时，伺服轴传动链中出现反向间隙，由此导致伺服轴进给滞后。多轴加工时，反向间隙所引起的滞后会导致各轴运动不协调，由此产生瞬态反向间隙误差。为了减小瞬态反向间隙误差，一个有效地途径是减小反向间隙引起的滞后时间。

基于简化的伺服轴模型，反向间隙啮合过程可以近似为积分过程

$$\int_0^{t_b} k_a v_{cmd}(t) dt = b \quad (4-44)$$

式中： $v_{cmd}(t)$ 为转速指令信号，没有实施反向间隙补偿时，转速指令信号可以表示为 $v_{cmd} = k_p e(t)$ ； k_a 表示传动链的传动比，本章假设 $k_a=1$ 。

为消除反向间隙所引起的滞后时间，可以在速度指令信号中加入脉冲信号 $c(t)$ 以加速反向间隙的啮合过程。具体地，如图 4-6 所示，当电机速度 v_m 由负变为正时，给速度指令中加入正脉冲信号；当电机速度为正变为负，则给速度指令信号加入负脉冲信号，实施补偿后，速度指令信号等于位置控制器输出 $k_p e(t)$ 与补偿信号 $c(t)$ 的和：

$$v_{cmd} = k_p e(t) + c(t) \quad (4-45)$$

图 4-7 为加入补偿功能后伺服轴的速度指令信号的两个分量：蓝色点划线表示位置控制器产生的信号分量 $k_p e(t)$ ；黑色实线表示补偿器产生的补偿信号 $c(t)$ （位置指令输入为余弦信号）。在 180° 时（伺服轴进给速度由负变正），补偿器产生一个正的方波脉冲。为了尽可能加速反向间隙的啮合过程，补偿信号 $c(t)$ 的幅值一般远大于位置环控制器输出信号 $k_p e(t)$ ，如图 4-7 中 180° 附近的局部放大图。因此，可以认为在反向间隙补偿期间，速度指令信号近似等于补偿信号 $v_{cmd} \approx c(t)$ 。

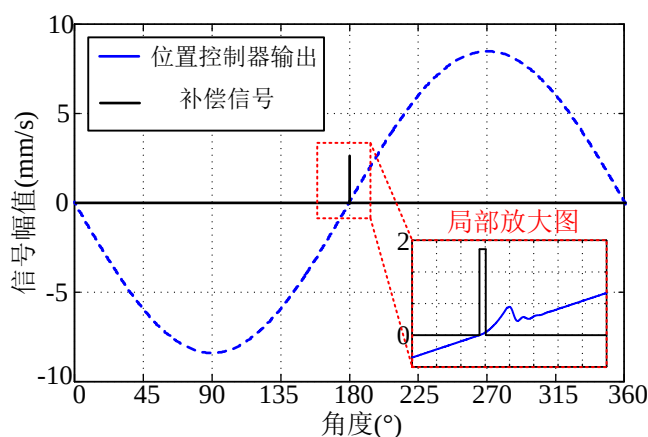


图 4-7 速度环输入信号的两个分量：补偿信号与位置控制器输出

Fig. 4-7 Two components of the speed loop input signal: compensation signal and position controller output

为了使得反向间隙尽快啮合，同时又避免过补偿，脉冲补偿信号 $c(t)$ 及其

延续时间 t_c 需要满足如下的积分方程

$$\int_0^{t_c} c(t)dt = b \quad (4-46)$$

假设脉冲函数采用方波形式的脉冲信号，正的脉冲 $c(t)$ 写为

$$c(t) = \begin{cases} c_0, & t \leq t_c \\ 0, & t > t_c \end{cases} \quad (4-47)$$

式中， c_0 表示方波信号的幅值； t_c 表示方波信号的持续时间；负向的方波信号记为 $-c(t)$ 。

此时，方程(4-46)可以改写为

$$c_0 t_c = b \quad (4-48)$$

求解方程(4-48)，可计算得到方波补偿信号延续时间的解析解。为了减小瞬态反向间隙误差，需要尽可能地增大脉冲信号的幅值 c_0 以减小滞后时间 t_b 。然而，对于实际伺服系统，由于伺服电机驱动力有限，幅值过大的补偿信号可能会导致公式(4-46)失效。此外，反向间隙值的测量对该补偿方法的影响较大，在实际应用中，实际反向间隙值与参与补偿信号计算的间隙值存在误差时，会出现过补偿或欠补偿等补偿不准确的现象，极大的影响了该方法在实际应用中的效果。

4.4.2 基于转矩前馈的自适应瞬态反向间隙误差补偿方法

基于转速前馈的反向间隙误差补偿方法由于仅考虑反向间隙宽度在反向间隙误差产生过程中的影响，虽然能够实现一定程度上的反向间隙补偿，但在实际应用中，补偿效果受间隙人工测量值及补偿信号参数选择的影响较大，无法实现反向间隙误差的准确补偿。

基于转矩前馈的瞬态反向间隙补偿方法原理框图，如图 4-8 所示。

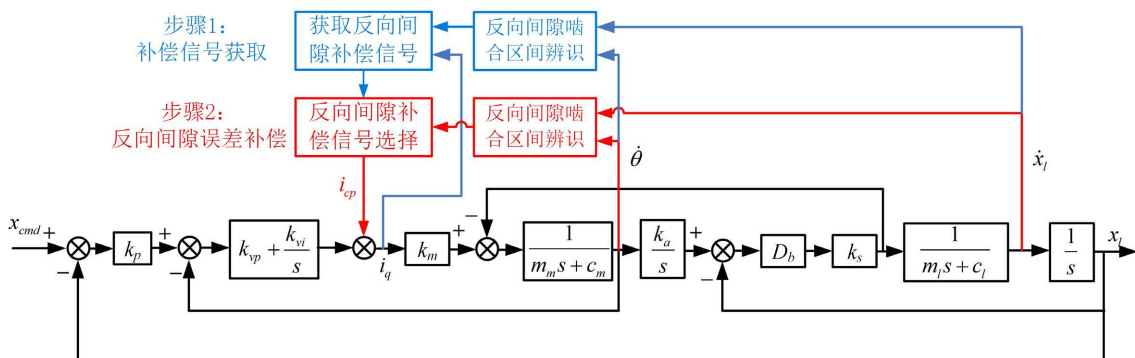


图 4-8 基于转矩前馈的反向间隙补偿器原理框图

Fig. 4-8 Block diagram of backlash compensator based on torque feedforward

补偿方法分为两个部分，第一部分为补偿信号自动获取，第二部分为补偿

信号作用。在反向间隙宽度未知的情况下，通过步骤 1，首先通过预整定阶段，给定圆轨迹指令信号下，完成反向间隙补偿信号的自动获取。在正常工作状态下，通过步骤 2 实现实时瞬态方向间隙误差的补偿。

由图 4-8 可知，基于转矩前馈的自适应反向间隙误差补偿方法，考虑了引起全闭环反向间隙误差的失速现象是由非线性摩擦、间隙以及形变共同影响下产生的，将反向间隙啮合期间力平衡作用、伺服驱动技术与补偿方法相结合，在反向间隙值不知的情况下，实现补偿信号的自动配置及投切。

结合图 4-1，在考虑环路控制的情况下，同时忽略机械阻尼和电机电感，分别构建电机电压方程和负载力矩平衡方程如式(4-49)和式(4-50)

$$\{[(x_{cmd} - x_l)K_p - \dot{\theta}]K_{vp} - i\}K_c - \dot{\theta}K_e = Ri \quad (4-49)$$

$$iK_m = J\ddot{\theta} + (x_m - x_l)K_sK_a \quad (4-50)$$

式中： K_c 为电流环增益， R 为电机相电阻阻值， x_m 为丝杠螺母位置， K_s 为刚度系数， K_a 为传动系数。

此外，反向间隙啮合期间，工作台部分的力平衡微分方程可以表示为

$$(x_m - x_l)K = M\ddot{y} + B\dot{y} + F_f \operatorname{sgn}(y) \quad (4-51)$$

式中： M 为工作台质量， B 为摩擦阻尼系数， F_f 为摩擦力。

由式(4-49)-式(4-51)可得系统微分方程为：

$$[(x_{cmd} - x_l)K_p - \dot{\theta}]K_{vp}K_cK_m / R = J\ddot{\theta} + K_a(M\ddot{y} + B\dot{y} + F_f \operatorname{sgn}(y)) \quad (4-52)$$

对于圆轨迹，若圆轨迹指令角速度为 ω ，圆轨迹指令半径为 r ，则在 X 轴过零点附近有

$$\begin{aligned} \dot{\theta}(t_0) &\approx 0, \dot{x}_l(t_0) \approx 0 \\ \ddot{\theta} &\approx K_a r \omega^2, \ddot{x}_l(t_0) \approx r \omega^2 \end{aligned} \quad (4-53)$$

式中： $x_{cmd}(t) = r \sin(\omega t)$, $t_0 = \pi / 2\omega$ 。

在全闭环系统中，失速现象的产生主要受过象限期间摩擦力的影响，但失速现象的持续时间受反向间隙宽度的影响，这也是反向间隙误差大小的主要影响因素。有摩擦模型特性可知，在过象限处的摩擦力可以近似表示为最大静摩擦力，即 $F_f = F_m$ ，代入式(4-52)，可得

$$\begin{aligned} x_{cmd} - x_l &= \frac{K_a R}{K_p K_{vp} K_c K_m} [(M + J)r\omega^2 + F_m] \\ \varepsilon_f &= K[(M + J)v^2 / r + F_f \operatorname{sgn}(x_l)] \end{aligned} \quad (4-54)$$

其中：

$$K = K_a R / (K_p K_{vp} K_c K_m) \quad (4-55)$$

由式(4-54)可知,全闭环伺服驱动系统过象限误差由两部分组成:位置环控制响应特性及过象限期间摩擦特性。对于位置环控制响应特性部分,与4.3.2节中分析的径向误差相吻合。对于摩擦力部分,由于过象限运行时,机械传动系统处于零速度区附近,现有的摩擦模型均无法描述全闭环伺服系统在该区域的力模型特性。因此,通过单纯的摩擦模型描述无法得到实际中全闭环条件下出现的失速现象持续时间效果。因此确定非线性摩擦影响下的运动特征并建立摩擦模型是一件非常困难的事情。相比之下,由反向间隙滞后模型所建立过象限处位置误差方程(式(4-43))可以为反向间隙误差的定量分析提供理论支持。

式(4-54)所展示的理论分析结果,为瞬态反向间隙误差补偿提供了新的思路。首先,利用全闭环系统可同时获取电机轴端位置和末端位置的特性,可以准确测量反向间隙啮合区间的起始和结束时刻,如图4-9,点a为反向间隙反向啮合区间起始位置,点b为反向间隙反向啮合区间结束位置,点c为反向间隙正向啮合区间起始位置,点d为反向间隙正向啮合区间结束位置。

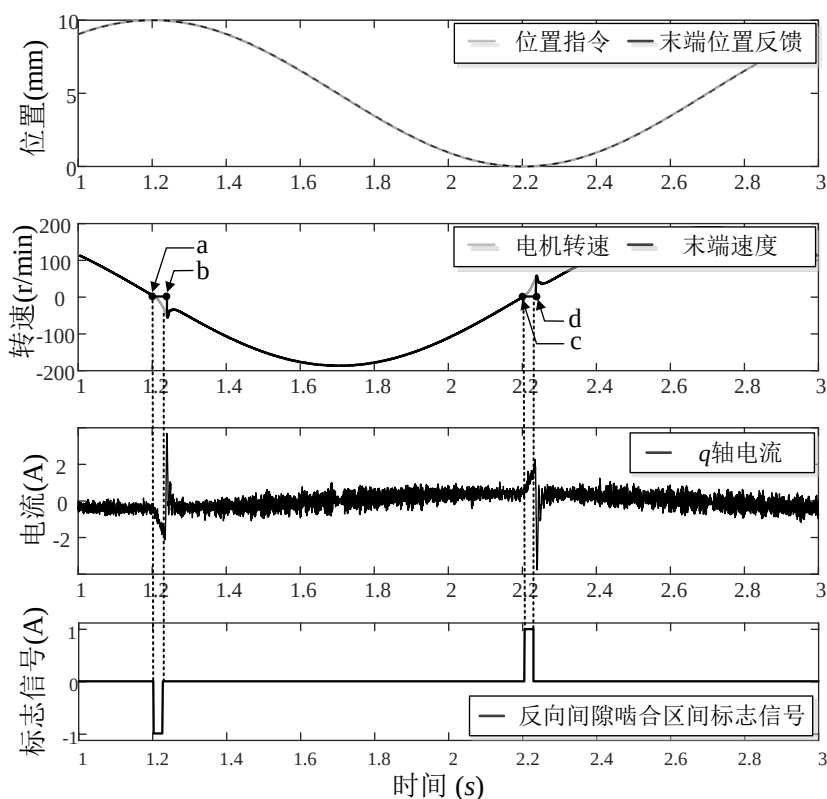


图 4-9 圆轨迹时间伺服轴响应波形

Fig. 4-9 Servo axis response waveform under circular trajectory

由图4-9可以看出在反向间隙啮合期间,末端速度由于失速现象出现了短暂静止状态,通过此特征可以辨识反向间隙啮合区间,反向间隙啮合区间标志信号获取方法可以表示为

$$\text{反向间隙正向啮合} \begin{cases} \text{起始} & \text{if } \dot{\theta} > 0 \text{ 且 } \dot{x}_l = 0 \\ \text{结束} & \text{if } \dot{\theta} > 0 \text{ 且 } \dot{x}_l > 0 \end{cases} \quad (4-56)$$

$$\text{反向间隙反向啮合} \begin{cases} \text{起始} & \text{if } \dot{\theta} < 0 \text{ 且 } \dot{x}_l = 0 \\ \text{结束} & \text{if } \dot{\theta} < 0 \text{ 且 } \dot{x}_l < 0 \end{cases} \quad (4-57)$$

结合图 4-8 及图 4-9, 基于转矩前馈的瞬态反向间隙误差补偿方法流程图如图 4-10 所示。

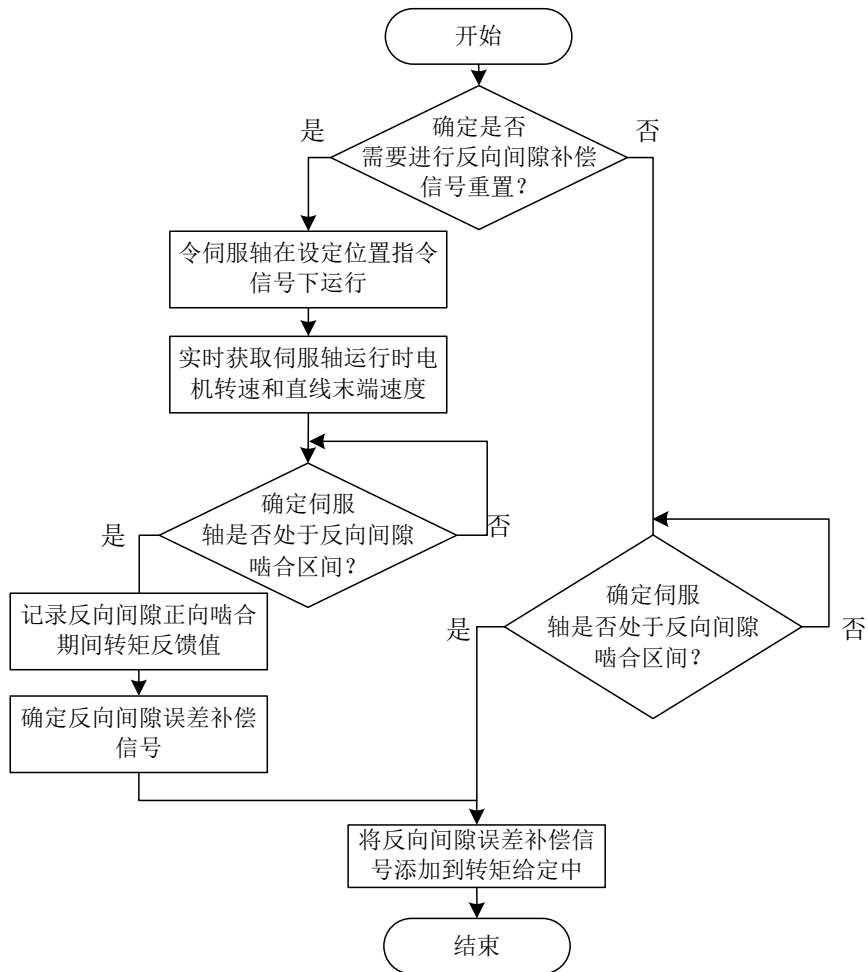


图 4-10 基于转矩前馈的瞬态反向间隙误差补偿方法的流程图

Fig. 4-10 Flow chart of backlash compensation method based on torque feedforward

根据图 4-10 的流程图可知, 在获取反向间隙啮合区间标志信号的同时, 通过伺服驱动单元, 可以获取如图 4-9 中点 a、b、c、d 时刻所对应的反馈电流值, 记为 i_a 、 i_b 、 i_c 、 i_d 。结合式(4-54)可知, 在反向间隙啮合期间出现的电流畸变主要受最大静摩擦力 F_m 影响, 可知 $F_m \approx |i_b - i_a| \approx |i_d - i_c|$, 若降低 i_a 到 i_b 或 i_c 到 i_d 的响应时间, 可缩短失速现象的持续时间, 从而降低瞬态反向间隙误差。结合图 4-9 中的示意, 补偿信号 i_{cp} 可以表示为

$$i_{cp} = \begin{cases} i_b - i_a & \text{if } \dot{\theta} > 0 \text{ 且 } \dot{x}_l = 0 \\ i_d - i_c & \text{if } \dot{\theta} < 0 \text{ 且 } \dot{x}_l = 0 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (4-58)$$

4.5 瞬态反向间隙误差机理分析仿真验证及补偿方法实验验证

4.5.1 瞬态反向间隙误差机理分析仿真验证

4.5.1.1 直线仿真验证

基于图 4-4 所示的简化伺服轴模型, 本文 4.3 节分别推演了直线瞬态反向间隙误差和圆瞬态反向间隙误差的产生过程, 并推导出了两种瞬态反向间隙误差幅值的解析表达式。然而, 简化伺服轴模型中采用了不寻常且大胆的假设、简化(指理想化速度环); 求解瞬态反向间隙误差表达式的过程中也多次采用近似计算, 这都可能使得瞬态反向间隙误差的解析表达式存在较大的偏差。因此, 本节通过仿真来验证瞬态反向间隙误差解析表达式的合理性。

表4-1 两轴伺服仿真系统的参数

Table 4-1 Simulation parameters of two-axis servo system

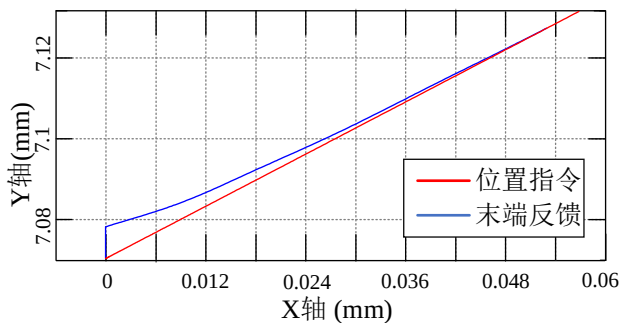
参数名称	幅值
合成等效惯量 $J_x, J_y/\text{kg}\cdot\text{m}^2$	0.0049, 0.0066
反向间隙宽度 $b_x, b_y/\text{mm}$	0.01, 0.01
机械传动比 k_{xa}, k_{ya}	0.7958, 0.7958
电机力矩常数 $k_{xm}, k_{ym}/\text{N}\cdot\text{A}^{-1}$	0.8574, 1.6818
位置控制器增益系数 k_{xp}, k_{yp}	750, 750
速度环控制器增益系数 k_{xvp}, k_{yvp}	40, 28
速度控制器积分系数 k_{xvi}, k_{yvi}	142870, 98109

表 4-1 给出了两轴伺服仿真系统的参数。计算可得 X 轴速度环的无阻尼自然频率 $\omega_{xn} = 5000\text{rad/s}$, 阻尼比 $\xi_x = 0.7$, 位置环的转角频率 $\omega_{xT} = 750\text{rad/s}$; Y 轴速度环的无阻尼自然频率 $\omega_{yn} = 5000\text{rad/s}$, 阻尼比 $\xi_y = 0.71$, 位置环的转角频率 $\omega_{yT} = 750\text{rad/s}$ 。

直线仿真中, 直线与 X 轴夹角为 45° ; 起始时刻, X 轴反向间隙反向啮合, 反向间隙宽度等于 0.01mm ; Y 轴反向间隙正向啮合; 直线进给速度为 600mm/min 。仿真结果如图 4-11 所示。

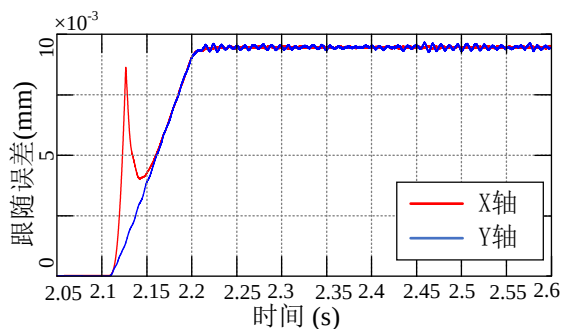
由图 4-11 (a) 可以看到, 在起始阶段, 仿真轨迹沿着 Y 轴方向进给。这是由于在起始时刻, X 轴反向间隙反向啮合, 这导致 X 轴进给滞后, X 轴坐标在起始阶段保持不变。反向间隙啮合后, 仿真轨迹与指令轨迹逐渐靠近并最终重

合。由图 4-11 (b) 可以看到, Y 轴的跟随误差逐渐趋向于稳态跟随误差; X 轴的跟随误差在起始阶段直线增大, 方向间隙啮合后, X 轴跟随误差与 Y 轴跟随误差逐渐靠近并最终汇合。图 4-11 (c) 显示, 在直线加工的起始阶段, 轮廓误差急剧增大; 反向间隙啮合后, 轮廓误差逐渐减小到 0, 直线瞬态反向间隙误差仅在起始阶段短暂存在。仿真结果与 4.3.2 节中的分析完全吻合。



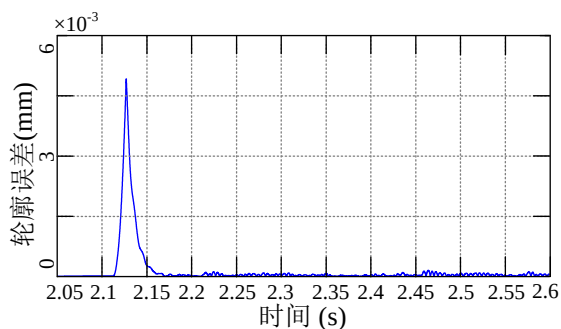
(a) 45°直线加工的轨迹

(a) 45° linear machining path



(b) 直线加工中各伺服轴的跟随误差

(b) Following error of each servo axis



(c) 直线加工中的轮廓误差

(c) Contour error in linear machining path

图 4-11 X 轴存在反向间隙时直线进给仿真

Fig. 4-11 Linear feed simulation when X-axis has backlash

为验证直线瞬态反向间隙误差幅值表达式(4-26)的准确性, 进行了如下的 3 组仿真:

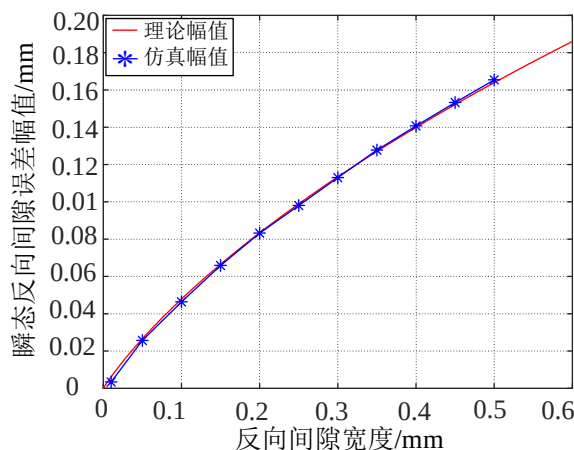
第 1 组: 反向间隙宽度 b 由 0 逐渐增加到 0.5mm, 进给速率与直线倾角保持不变: $v = 600\text{mm/min}$, $\theta = 45^\circ$;

第 2 组: 进给速率 v 变化范围为 120-6000mm/min, 反向间隙宽度与直线倾角保持不变: $b = 0.01\text{mm}$, $\theta = 45^\circ$;

第 3 组: 所加工直线与 X 轴夹角 θ 的范围为 $0 \sim 90^\circ$, 反向间隙宽度与进给速率保持不变: $b = 0.1\text{mm}$, $v = 600\text{mm/min}$ 。

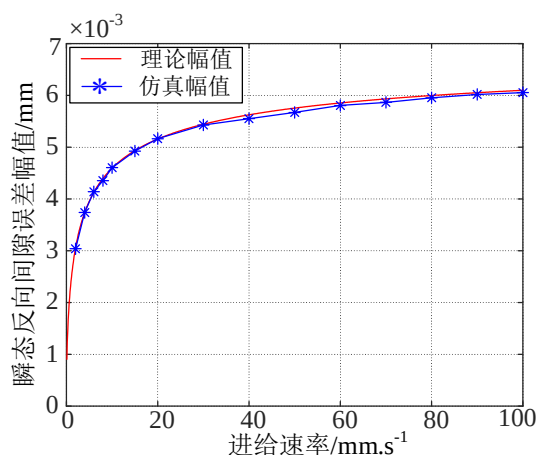
仿真得到的直线瞬态反向间隙误差幅值如图 4-12 中的蓝色 “*” 所示。由图 4-12 (a) 可以看到, 随着反向间隙宽度 b 的增大, 瞬态反向间隙误差的幅值逐渐增大, 但是, 瞬态反向间隙误差的幅值明显小于反向间隙的宽度。由图 4-12

(b)可以看出,随着进给速率 v 的增加,瞬态反向间隙误差的幅值也增大。由图4-12(c)可以看出,瞬态反向间隙误差的幅值与直线的倾斜角 θ 也有关,特别地,当所加工直线与X轴或Y轴同方向时,瞬态反向间隙误差等于0。



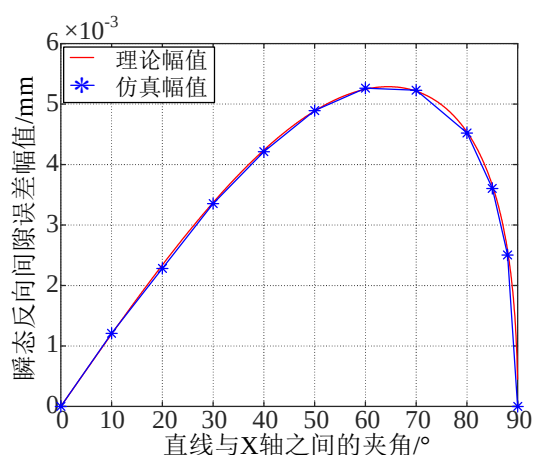
(a) 反向间隙宽度 b 为变量

(a) The backlash width b is variable



(b) 进给速率 v 为变量

(b) The feed rate v is variable



(c) 直线倾斜角 θ 为变量

(c) The inclination angle θ is variable

图4-12 直线瞬态反向间隙误差幅值的仿真结果与理论结果比较

Fig. 4-12 Comparison of simulation results and theoretical results of transient backlash error under linear feed condition

图4-12中的红色实线为直线瞬态反向间隙误差理论幅值,依据公式(4-26)估计得到。可以看出,直线瞬态反向间隙误差的仿真幅值与理论幅值很好地吻合。由此可以证明,直线瞬态反向间隙误差幅值的解析表达式(4-26)是准确的,因此,图4-4所示的简化伺服轴模型也是合理的。

4.5.1.2 圆仿真验证

圆仿真中,圆的半径为50mm,起始点坐标为[110mm,60mm],进给速度为

5000mm/min, 进给方向为逆时针方向, X 与 Y 轴的反向间隙宽度都等于 $10\mu\text{m}$ 。图 4-13 为 X 轴的位置响应曲线, 其中, 红色曲线表示线性伺服轴位置位置响应, 蓝色曲线表示存在反向间隙的非线性伺服轴位置响应。在局部放大图中可以很明显地看到, 当非线性伺服轴的进给方向改变后, 非线性伺服轴进给出现了短暂的停滞 (蓝色曲线坐标短暂地保持不变); 反向间隙啮合后, 蓝色曲线与红色曲线逐渐靠近, 并最终重合。这表明当伺服轴的进给方向发生改变时, 反向间隙会导致伺服轴进给滞后, 反向间隙啮合后, 非线性伺服轴的响应与线性伺服轴完全相同。

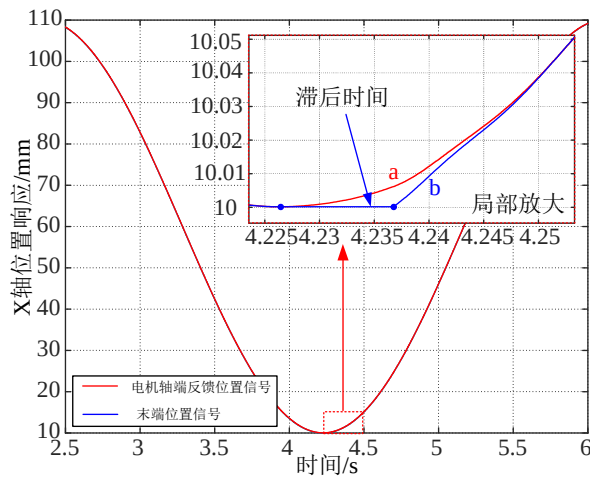


图 4-13 圆仿真中 X 轴的位置响应

Fig. 4-13 Position response of X axis in circle simulation

圆仿真轮廓误差如图 4-14 所示, 其中参考圆的半径为 $20\mu\text{m}$ 。

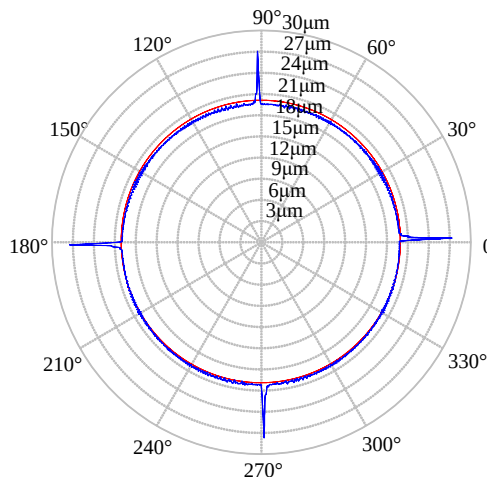


图 4-14 圆仿真中的圆轮廓误差

Fig. 4-14 Circle contour error in circle simulation

由图 4-14 可以看到, 在全闭环伺服机床中, 瞬态反向间隙误差仅短暂地存在于过象限处; 在稳态处, 瞬态反向间隙误差完全消失, 圆轮廓误差仅存在较

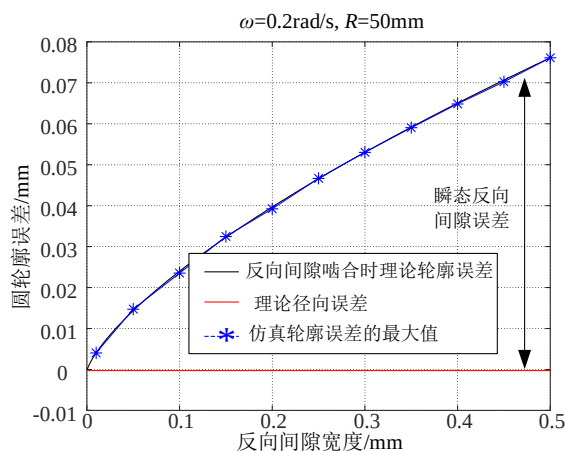
小的径向误差。该仿真结果与 4.3.3 节的理论分析完全吻合。

为验证圆瞬态反向间隙误差幅值表达式(4-42)与(4-43)的准确性,将位置环增益系数 K_p 设置为 75,此时位置环的转角频率为 75rad/s,进行了如下的 3 组仿真实验:

第 1 组:反向间隙宽度 b 由 0 逐渐增加到 0.5mm,进给角速率与指令圆半径保持不变: $\omega=0.2\text{rad/s}$, $R=50\text{mm}$;

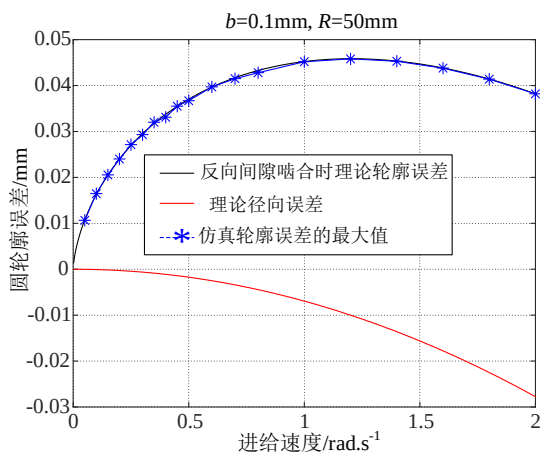
第 2 组:进给角速率 ω 变化范围为 0~2rad/s,反向间隙宽度与指令圆半径保持不变: $b=0.1\text{mm}$, $R=50\text{mm}$;

第 3 组:指令圆半径 R 的变化范围为 0~5000mm,反向间隙宽度与进给角速率保持不变: $b=0.1\text{mm}$, $\omega=0.2\text{rad/s}$;



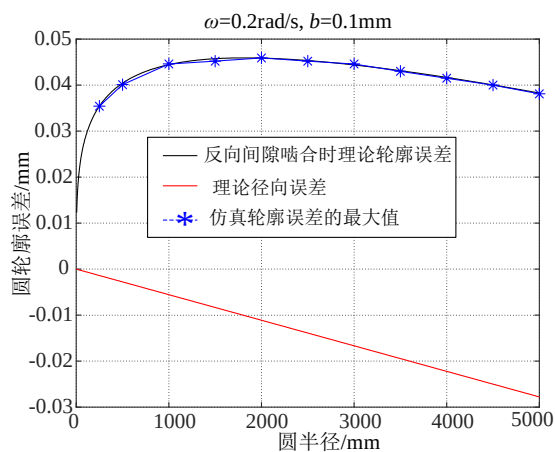
(a) 反向间隙宽度 b 为变量

(a) The backlash width b is variable



(b) 进给角速度 ω 为变量

(b) The feed angular velocity ω is variable



(c) 指令圆半径 R 为变量

(c) Command circle radius R is variable

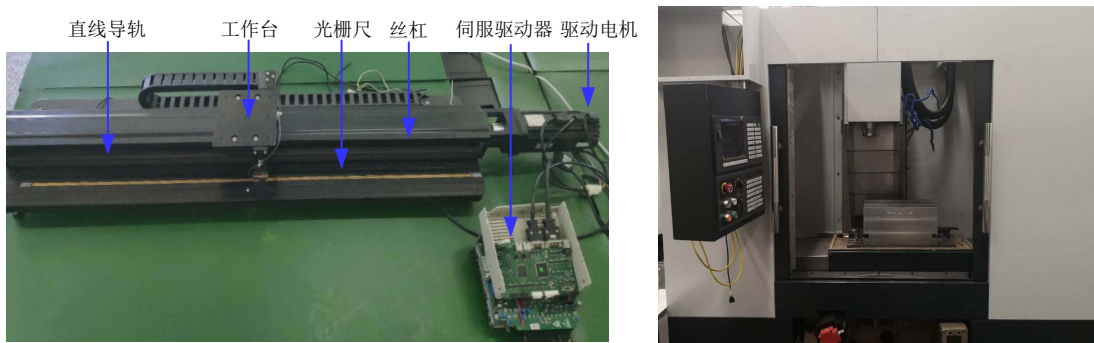
图 4-15 圆瞬态反向间隙误差幅值的仿真结果与理论结果比较

Fig. 4-15 Comparison of simulation results and theoretical results of of transient backlash error under circular feed condition

图 4-15 中，蓝色“*”为仿真得到的最大圆轮廓误差；红色实线为反向间隙啮合时的理论圆轮廓误差，由式(4-43)估计得出；红色实线为圆的径向误差，由式(4-35)估计得到。

由图 4-14 可以看到，圆轮廓误差的最小半径出现在稳态时，最大半径出现在反向间隙啮合时，由此可以推断，最大的圆轮廓误差或者等于径向误差，或者等于反向间隙啮合时的轮廓误差。图 4-15 很好的印证了这点：最大的仿真圆轮廓误差或等于理论径向误差，或者等于反向间隙啮合时的理论轮廓误差。这证明式(4-35)与式(4-43)是准确的，因此，4.3.3 节关于圆瞬态反向间隙误差的理论推导是正确的，圆瞬态反向间隙误差的解析表达式(4-42)也是准确的。由于式(4-35)，(4-42)，和(4-43)是基于简化的伺服轴模型推导得到的，因此可以证明图 4-4 所示的简化的伺服轴模型也是准确、合理的。

4.5.2 瞬态反向间隙误差补偿方法实验验证



(a) 单轴全闭环进给平台 (b) 三轴加工中心数控机床
(a) Single-axis full-closed loop feed platform (b) Three-axis machining center CNC

图 4-16 实验平台

Fig. 4-16 Experiment platform

表 4-2 单轴全闭环进给平台主要参数

Table 4-2 Main parameters of single-axis full-closed loop feed platform

参数名称	主要参数
额定功率(kW)	1
额定电流(A)	5.5
额定转矩(N·m)	3.2
额定转速(r/min)	2500
转动惯量(kg·m ²)	3.11×10 ⁻⁴
反向间隙值(μm)	80
编码器每转脉冲数	2 ¹⁷ cts
丝杠螺距(mm)	20mm
光栅尺分辨率(nm)	100

表4-3 三轴加工中心数控机床平台主要参数
Table 4-3 Main parameters of three-axis machining center CNC

参数名称	参数值	
	X 轴	Y 轴
额定功率(kW)	1.5	1.5
额定电流(A)	7	6
额定转矩(N·m)	6	10
额定转速(r/min)	2500	1500
转动惯量(Kg·m ²)	0.86×10^{-3}	1.82×10^{-3}
反向间隙值(μm)	3.5	6.5
绝对式编码器位数	23	23
丝杠螺距(mm)	5	5
光栅尺分辨率(nm)	1	1

为更好的验证本章关于瞬态反向间隙误差产生机理及所提补偿方法的有效性,实验分别在单轴全闭环进给平台和全闭环数控机床平台上进行,如图 4-16 所示。单轴全闭环进给平台主要参数如表 4-2 所示,三轴加工中心数控机床主要参数如表 4-3 所示。

平台测试内容包括:

- (1) 两种瞬态反向间隙误差补偿方法对比实验;
- (2) 单轴瞬态反向间隙误差补偿实验;
- (3) 基于瞬态反向间隙误差补偿的圆轨迹圆度测试对比实验。

4.5.2.1 瞬态反向间隙误差补偿方法验证

为了验证两种瞬态反向间隙误差补偿方法的有效性,本节在单轴平台上对两种方法的补偿效果进行对比。其中,基于转速前馈的瞬态反向间隙误差补偿方法中补偿信号采用方波形式的脉冲,在单轴平台中,反向间隙宽度为 $80\mu\text{m}$,因此设 $c_0=10\text{mm/s}$,将 c_0 与 $b=0.08\text{mm}$ 代入方程(4-48),可计算得到方波的持续时间为 $t_c=0.008\text{s}$,此时,方波补偿信号理论上与反向间隙啮合区间刚好契合。为了便于对比,实验中同时取 $c_0=10\text{mm/s}$, $t_c=0.007\text{s}$ 的补偿信号进行瞬态反向间隙补偿。

对于基于转矩前馈的瞬态反向间隙误差补偿方法,首先需要进行补偿信号的获取,如图 4-8 中的步骤一。令用于补偿信号获取的位置指令信号为正弦波形式,幅值为 10mm ,频率为 0.5Hz ,转矩前馈补偿信号获取过程中转速及转矩信号如图 4-17 所示。由图 4-17 中的局部放大图可见,在伺服轴过象限运行时,末端转速会出现短暂的静止现象,这与理论分析中所描述的现象相吻合。通过“失速”现象得到反向间隙啮合区间标志信号,分别记录该信号上升及下降沿时刻所对应的的转矩值,在该图中, $T_e(t_1)$ 至 $T_e(t_2)$ 为反向间间隙反向啮合起始

及结束时刻电流值 ($T_e(t_1)=0.18\text{ N}\cdot\text{m}$, $T_e(t_2)=-0.12\text{ N}\cdot\text{m}$), $T_e(t_3)$ 至 $T_e(t_4)$ 为反向间隙正向啮合起始及结束时刻电流值 ($T_e(t_3)=-0.12\text{ N}\cdot\text{m}$, $T_e(t_4)=0.18\text{ N}\cdot\text{m}$)。因此通过辨识可得反向间隙正向啮合时转矩前馈补偿信号幅值为 $0.3\text{ N}\cdot\text{m}$ ($T_e(t_4)-T_e(t_3)$), 反向间隙反向啮合时转矩前馈补偿信号幅值为 $-0.3\text{ N}\cdot\text{m}$ ($T_e(t_2)-T_e(t_1)$)。

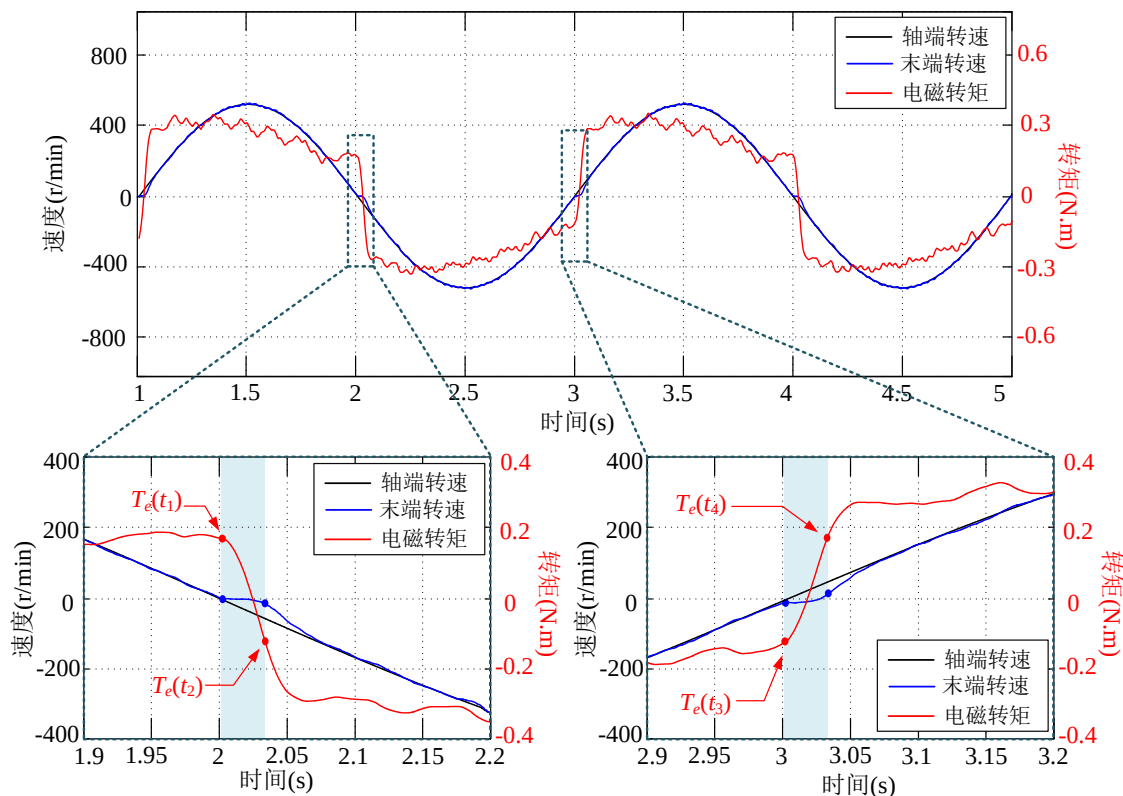
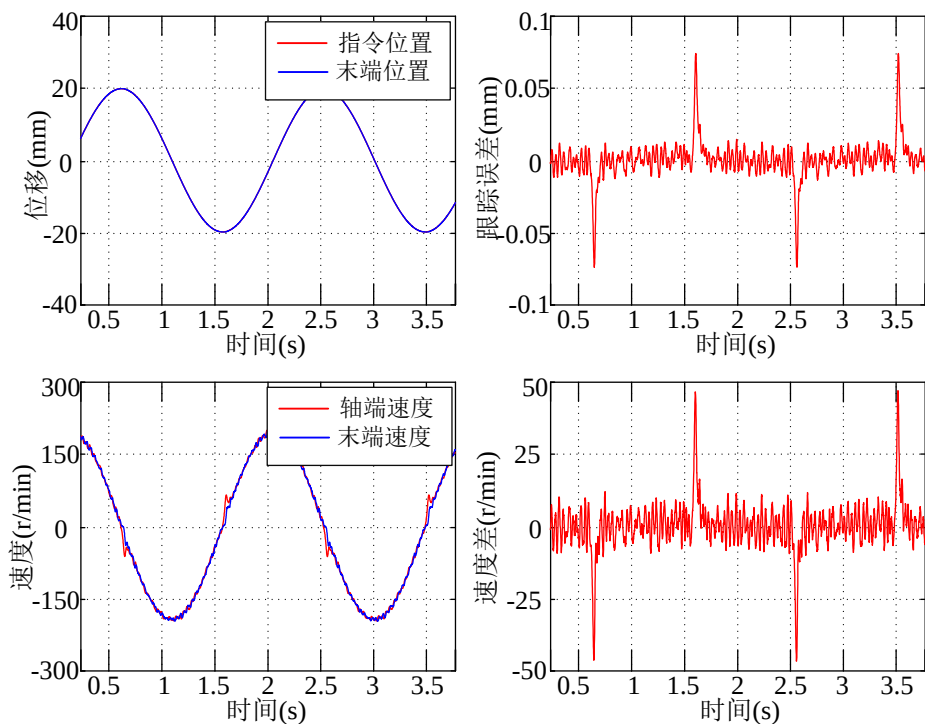


图 4-17 转矩补偿信号辨识
Fig 4-17 Torque compensation signal identification

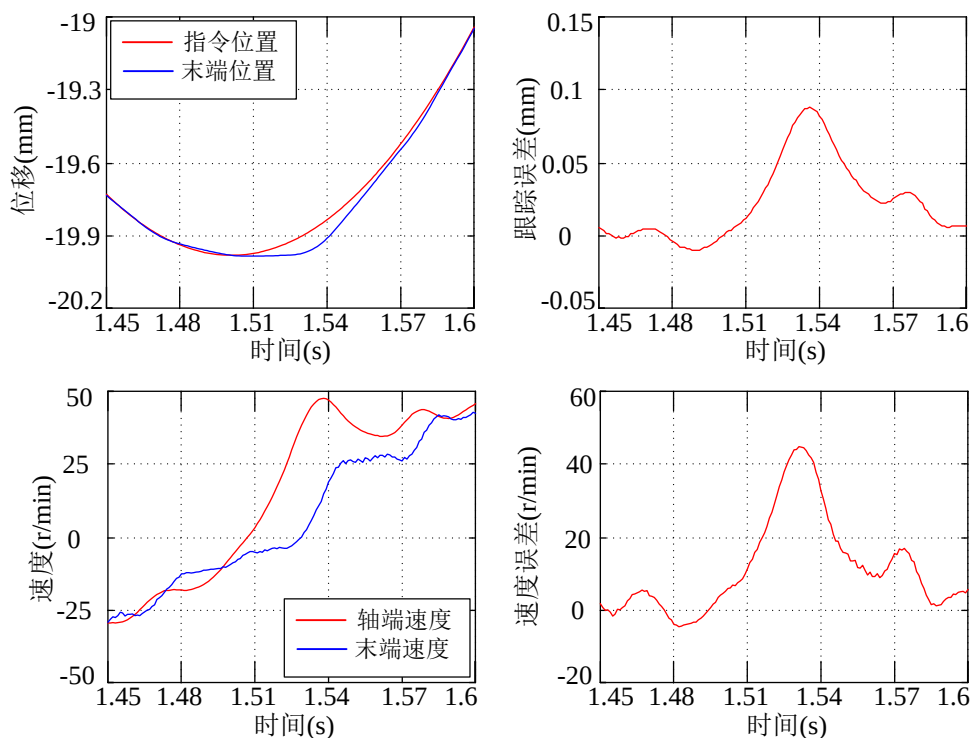
图 4-18 为单轴伺服进给平台在未进行补偿时的位置响应波形, 其中图 4-18(a)为位置及转速响应波形, 图 4-18(b)为位置及转速响应局部放大图。可以看出, 当没有实施反向间隙误差补偿时, 在转速过零处, 末端位置出现了短时间的静止现象, 其滞后时间约为 0.029 s 。此外, 在转速过零时, 末端位置跟踪误差 (即瞬时反向间隙误差) 突然增大, 其值约为 0.083 mm , 该值约等于所测量反向间隙值相, 这与 4.3 节中分析的反向间隙误差函数描述相符合。

图 4-19 为在采用文中所研究的两种不同的瞬态反向间隙补偿方法进行补偿后的位置响应在转速过零处的局部放大图。没有实施反向间隙误差补偿时, 瞬态反向间隙误差如图 4-19(b)中蓝色曲线所示, 其幅值约为 0.083 mm 。在采用基于转速前馈的补偿方法时, 随着补偿信号的延续时间的增大, 瞬态反向间隙的误差幅值会相应减小。



(a) 位置及转速响应波形

(a) Waveform of position and speed response

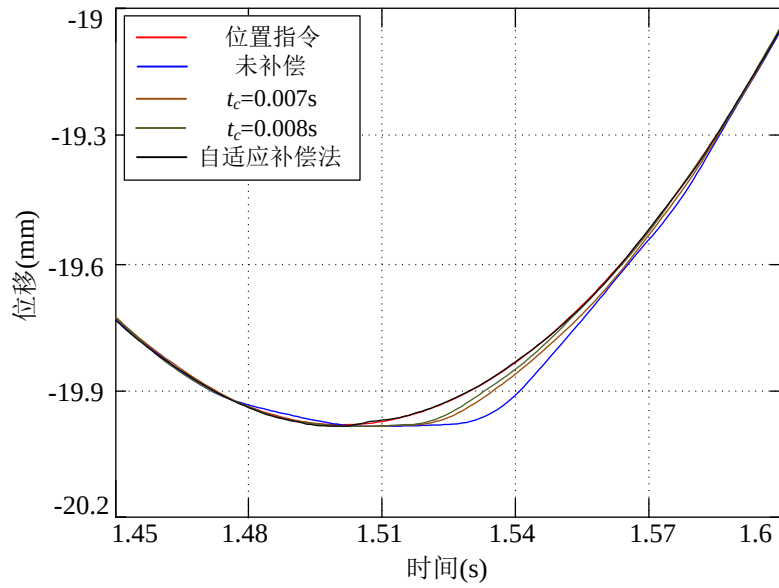


(b) 位置及转速响应局部放大波形

(b) Partial magnified waveform of position and speed response

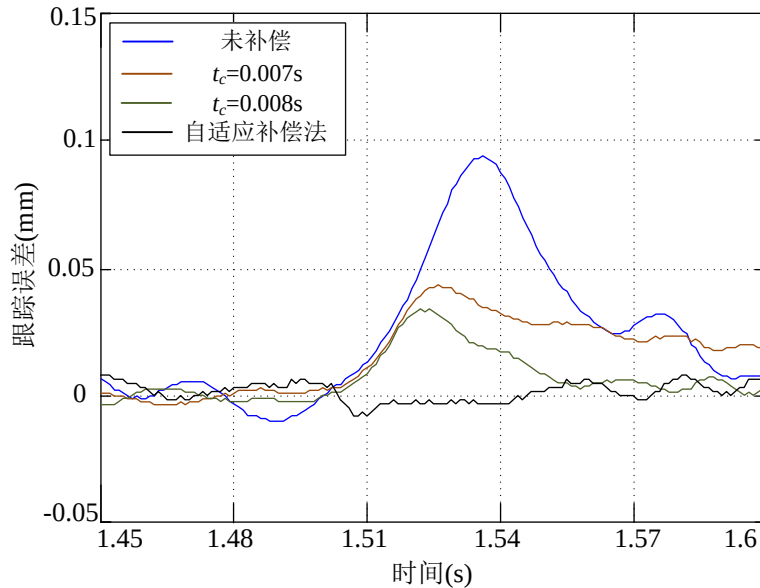
图 4-18 未补偿时单轴进给平台位置响应波形

Fig. 4-18 Position control response waveform of single-axis feed platform without compensation



(a) 位置响应局部放大图

(a) Partial magnified waveform of position response



(b) 跟踪误差局部放大图

(b) Partial magnified waveform of position tracking error

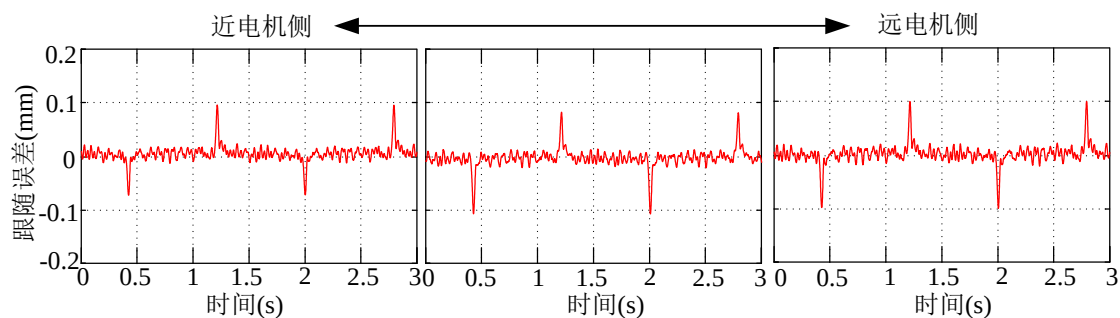
图 4-19 采用不同补偿方法时的瞬态反向间隙误差

Fig. 4-19 Transient backlash error when using different compensation methods

由图 4-19 可以发现，当补偿信号持续时间为 0.007s 时，瞬态反向间隙误差幅值约为 0.04mm，当补偿信号持续时间为 0.008s 时，瞬态反向间隙误差幅值约为 0.033mm。但是，继续增大补偿型号的持续时间不会继续使得瞬态反向间隙误差幅值降低，反而会出现过补偿的现象，影响系统稳定性，这在位置伺服场合是决定禁止的。对比可以看出，基于转矩前馈的自适应瞬态反向间隙补偿方

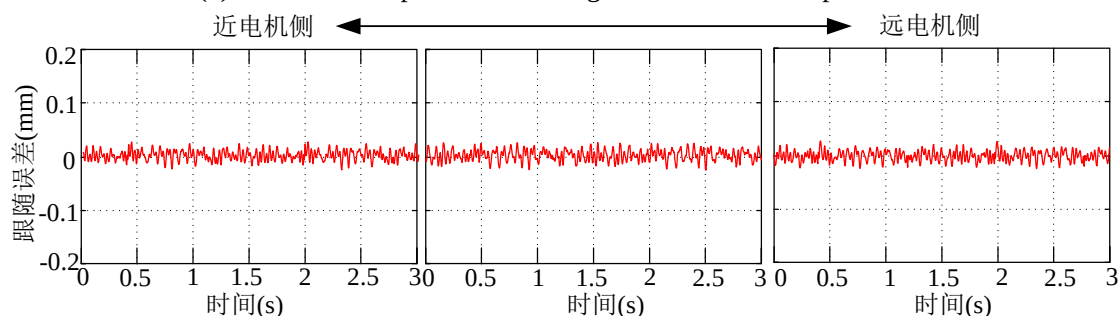
法在不需要提前设定反向间隙值的情况下，仍能够很好的补偿瞬态反向间隙误差值，补偿后，瞬态反向间隙误差几乎可以被完全补偿。

此外，为了验证基于转矩前馈的自适应瞬态反向间隙补偿方法在间隙值变化时的有效性，分别在单轴进给平台滚珠丝杠的近电机侧至远电机侧进行了补偿实验，实验结果如图 4-20 所示。对于滚珠丝杠平台，由于近电机侧至远电机侧平台所处位置丝杠弹性的不同，反向间隙值也会有不同的变化。又实验结果可以看出，在同一平台下，即使反向间隙值或摩擦特性或弹性系数出现微小变化，所提方法也能够实现较好的瞬态反向间隙补偿效果。



(a) 未补偿时位置跟踪误差波形

(a) Waveform of position tracking error without compensation



(a) 补偿后时位置跟踪误差波形

(b) Waveform of position tracking error with compensation

图 4-20 反向间隙值对基于转矩前馈的补偿方法的影响

Fig. 4-20 The influence of backlash value on compensation method based on torque feedforward

4.5.2.2 单轴瞬态反向间隙误差补偿实验

为更好的说明基于转矩前馈的瞬态反向间隙误差补偿方法的补偿效果，分别进行不同幅值、频率下瞬态反向间隙补偿对比实验。位置给定为正弦，选取以下四组：(1)正弦幅值为 20mm 频率为 0.1Hz；(2)正弦幅值为 50mm 频率为 0.1Hz；(3)正弦幅值为 20mm 频率为 0.5Hz；(4)正弦幅值为 50mm 频率为 0.5Hz。实验中，补偿方法一为 4.4.1 节中所描述的基于转速前馈的反向间隙补偿方法，补偿方法二位 4.4.2 节中所描述的基于转矩前馈的瞬态反向间隙误差补偿方法。实验结果图 4-21 (a)、(b)、(c)、(d)所示，同时，各位置指令情况下两种瞬态反

向间隙误差补偿方法的位置跟踪误差值见表 4-4。

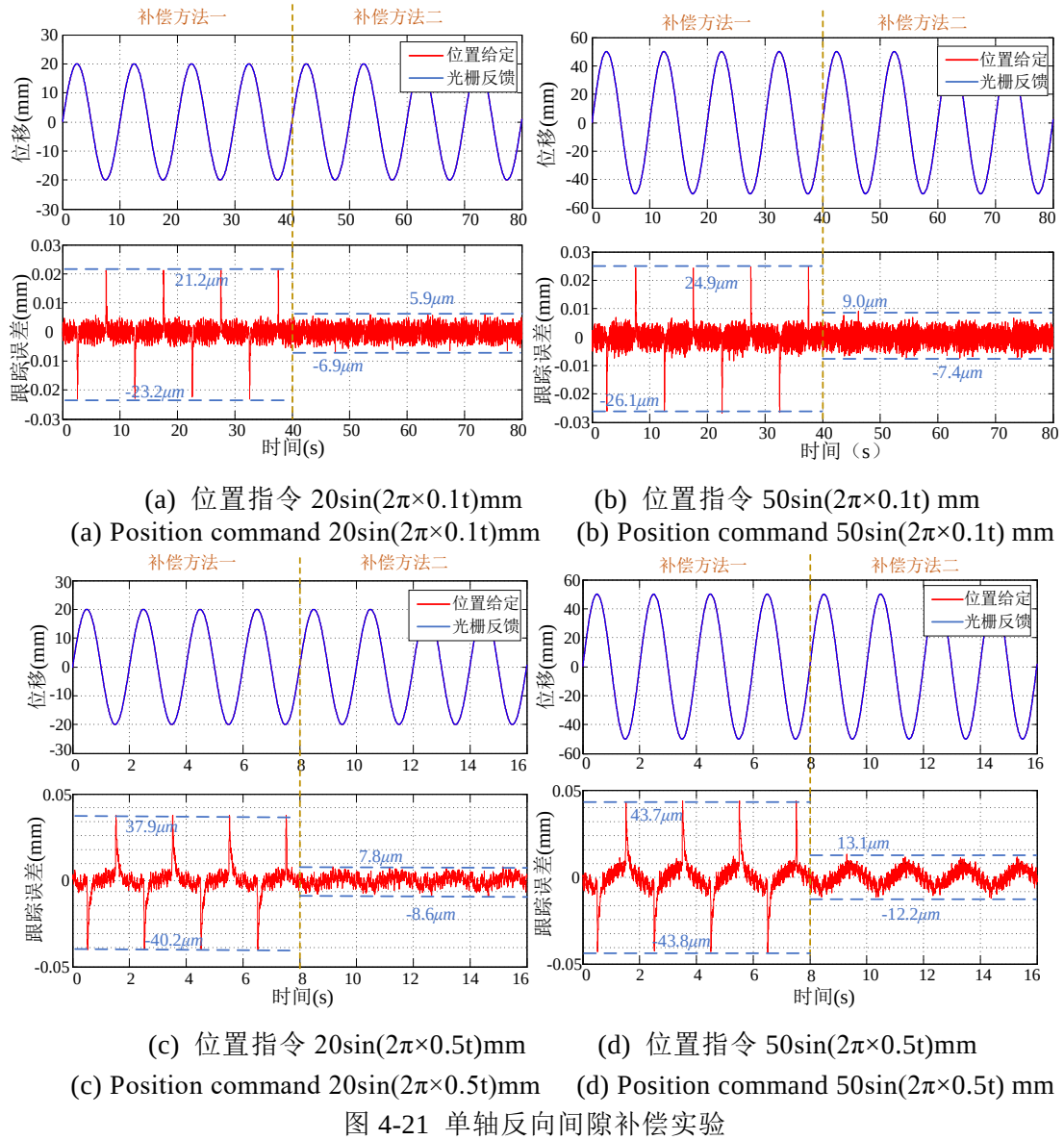


Fig. 4-21 Single-axis backlash compensation experiment

表 4-4 两种补偿方法补偿后跟踪误差对比

Table 4-4 Comparison of tracking error of two compensation methods

位置给定(mm)	位置跟踪误差(μ m)	
	补偿方法一	补偿方法二
$20\sin(2\pi \times 0.1t)$	-23.2~+21.2	-6.9~+5.9
$50\sin(2\pi \times 0.1t)$	-26.1~+24.9	-7.4~+9.0
$20\sin(2\pi \times 0.5t)$	-40.2~+37.9	-8.6~+7.98
$50\sin(2\pi \times 0.5t)$	-43.8~+43.7	-12.2~+13.1

由图 4-21 及表 4-4 可以发现,基于转矩前馈的补偿方法对于瞬时反向间隙误差的抑制效果非常明显,并且随着误差凸起的消除,位置跟踪误差整体减小,从而提高位置控制精度。此外,随着位置给定的频率、幅值的提高,反向时的位置跟踪误差凸起也随之增加,这与公式(4-26)及图 4-12 中的仿真波形相吻合。

4.5.2.3 两轴圆轨迹反向间隙误差补偿实验

双轴圆轨迹实验在三轴加工中心数控机床上完成,在 XY 平面加工半径为 50mm,圆心位置 (167.4025mm, -87.1473mm),进给方向为顺时针方向,进给速率 1000mm/min。在全闭环位置控制模式下,在 X 轴及 Y 轴均进行反向间隙补偿功能,也即在圆 0° 和 180° 位置触发 X 轴补偿功能,在圆 90° 和 270° 位置触发 Y 轴补偿功能。为了对比两种瞬态反向间隙误差补偿方法的效果,首先, X 轴反向间隙为 $3.5\mu\text{m}$,设定用于反向间隙补偿的方波脉冲的幅值 $c_0=0.4\text{mm/s}$,将 c_0 与 $b=3.5\mu\text{m}$ 代入方程(4-48),可计算得到方波的幅值为 $t_c=0.00875\text{s}$ 。Y 轴反向间隙为 $6.5\mu\text{m}$,设定用于反向间隙补偿的方波脉冲的幅值 $c_0=0.4\text{mm/s}$,将 c_0 与 $b=6.5\mu\text{m}$ 代入方程(4-48),可计算得到方波的幅值为 $t_c=0.01625\text{s}$ 。为了研究基于转速前馈的补偿方法中补偿信号对反向间隙的补偿效果,总共进行 4 次试验, X 轴持续时间分别为: 0s、0.003s、0.006s 和 0.008s, Y 轴持续时间分别为: 0s、0.005s、0.01s 和 0.016s,实验圆轨迹测试采用 RenishawQC20W 无线球杆仪,校准规为 Renishaw ZERODUR,测试装置主要参数如表 4-6 所示,实验结果如图 4-22 所示。

表4-5 测量装置主要参数

Table 4-5 Main parameters of measuring device

参数名称	参数值
传感器分辨率(μm)	0.1
球杆传感器精度(μm)	0.5
最大采样率(value/min)	1000
校准器精度(μm)	1

由图 4-22 可以发现,在不补偿时 X 轴过象限轮廓误差为 $3\mu\text{m}$, Y 轴过象限轮廓误差为 $6\mu\text{m}$,与理论分析中圆轨迹下由反向间隙引起的变象限误差幅值相吻合。由图 4-22 (b)、(c)、(d)可以看出随着补偿信号持续时间越接近理论计算值,瞬态反向间隙的误差幅值逐渐减小,在 $t_{cx}=0.008\text{s}$, $t_{cy}=0.016\text{s}$ 时,补偿后 X 轴过象限轮廓误差约为 $1.5\mu\text{m}$, Y 轴过象限轮廓误差约为 $3\mu\text{m}$ 。从以上实验可以看到,与未补偿时的轮廓误差相比,基于转速前馈的补偿方法可以极大地减小反向间隙在全闭环伺服机床中引起的加工误差。

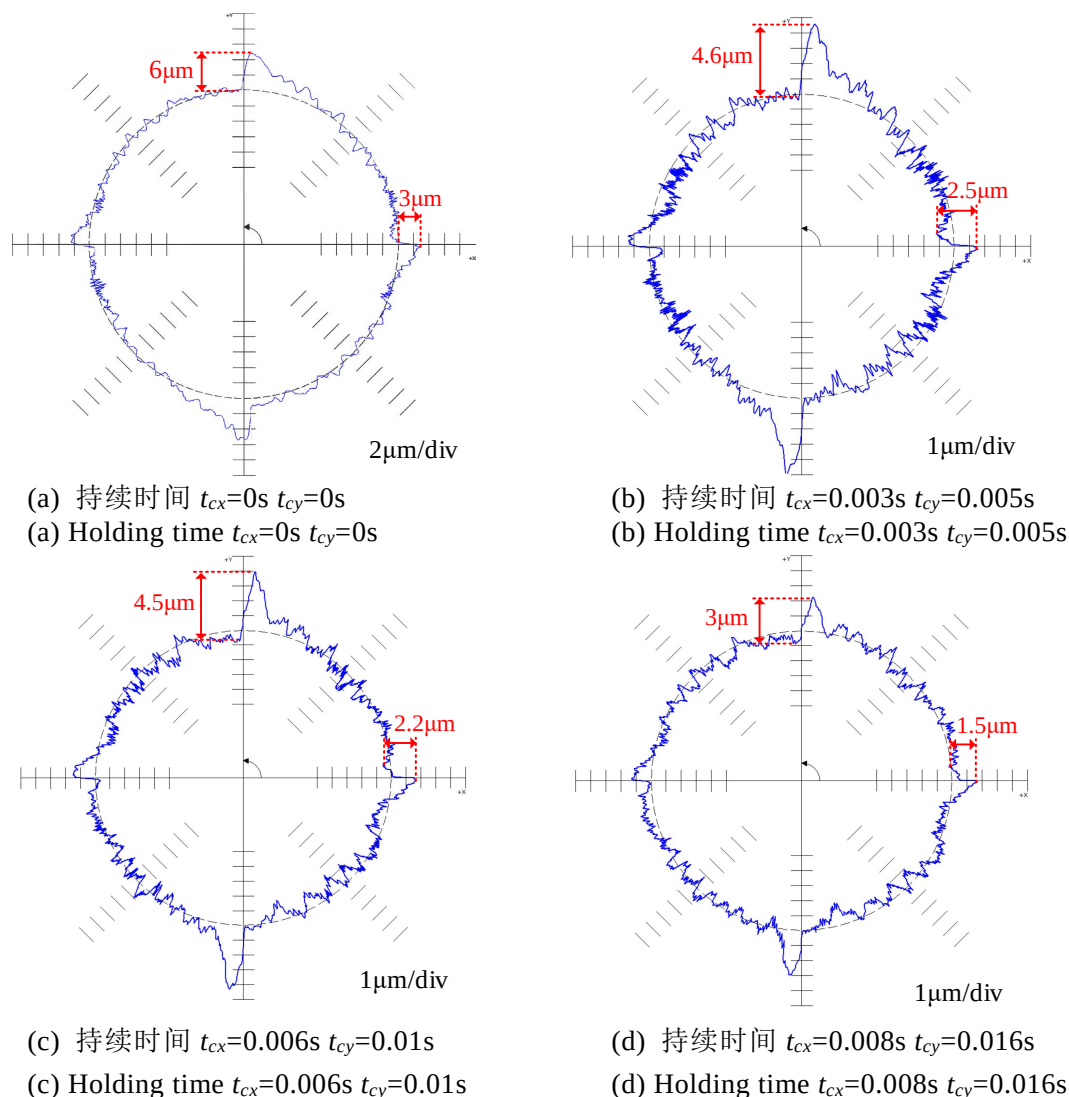


图 4-22 圆轨迹下基于转速前馈的反向间隙补偿方法实验圆度测试

Fig. 4-22 Roundness test of backlash compensation method based on speed feedforward under circular trajectory

图 4-23 为采用基于转矩前馈的瞬态反向间隙补偿方法的圆度测量结果，可以看出，相比于基于转速前馈的补偿方法，该方法不需要对补偿信号进行复杂计算，能够降低调试人员对补偿效果的影响，此外，该方法在反向间隙宽度未知的情况即可完成对瞬态法反向间隙误差的补偿。由测量数据可以看出，补偿后 X 轴过象限轮廓误差约为 $1.1\mu m$ ，Y 轴过象限轮廓误差约为 $2.4\mu m$ ，相比于基于转速前馈的方法，能够对瞬态反向间隙误差做好更好的补偿。

通过本节实验，可以看出在全闭环伺服驱动系统中，过象限点处的瞬态位置跟踪误差主要由反向间隙引起。此外，通过在速度指令信号中加入补偿信号以加速反向间隙的啮合过程的反向间隙补偿方法，能够实现缩短反向间隙引起的滞后时间，并减小瞬态反向间隙误差幅值，但该方法的补偿效果受限于反向

间隙值测量的准确性、补偿信号的人工设定数值以及负载惯量变化,在实际工程应用中,出于保守的做法,补偿效果通常处于欠补偿状态,无法做到对反向间隙误差的完全补偿。基于转矩前馈的反向间隙补偿方法,由于将反向间隙啮合期间力平衡作用、伺服驱动技术与补偿方法相结合,在反向间隙值不知的情况下,既可以实现补偿信号的自动配置及投切,补偿效果较好,且方便应用,补偿效果不受负载转动惯量的变化影响。

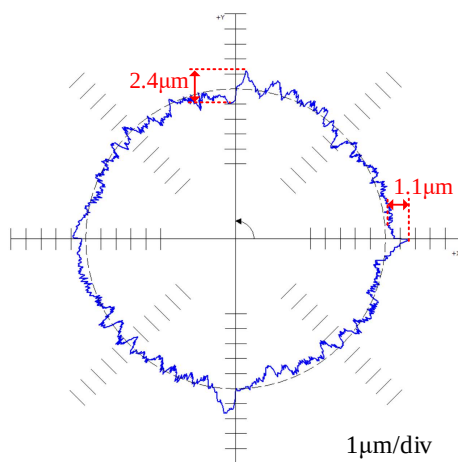


图 4-23 圆轨迹下基于转矩前馈的反向间隙补偿方法实验圆度测试

Fig. 4-23 Roundness test of backlash compensation method based on torque feedforward under circular trajectory

4.6 本章小结

本章节对全闭环伺服驱动系统中的瞬态反向间隙误差产生机理及补偿方法深入研究。首先,在滞后间隙模型的基础上,建立了含间隙非线性的全闭环伺服轴理论模型,研究了瞬态反向间隙误差的产生机制,得出了在全闭环伺服系统中瞬态反向间隙产生于直线加工起始阶段和圆加工过象限点处的结论。然后,基于简化的伺服轴模型,分别推导了直线加工与圆加工中瞬态反向间隙误差的幅值表达式。最后,在分析基于转速前馈的瞬态反向间隙误差补偿方法的基础上,通过结合伺服驱动控制各环路有效信息,建立了一种基于转矩前馈的自适应反向间隙误差补偿方法,该方法不需要预先测量反向间隙值,且补偿信号可由算法自动生成,方法简单有效,避免了过补偿或欠补偿的现象发生。仿真和实验结果表明,采用反向间隙补偿方法后,瞬态反向间隙误差的幅值可以得到有效的降低。

第 5 章 基于扰动观测器的位置控制 通讯延时补偿方法

5.1 引言

现代数控系统通常采取 NC 负责计算，伺服驱动器负责执行的结构理念，将轨迹规划和位置环控制放到 NC 中执行，速度和电流环控制由伺服驱动器完成。NC 输出速度指令，经过总线传输至伺服驱动器，伺服驱动器读取位置传感器的位置信息，经总线反馈给 NC，在输入、反馈双通道都会存在一个通讯周期的滞后。延时项的存在，使得被控制对象不能及时反应系统所受扰动，尤其是在“高速高精”的应用需求下，高位置环增益使得位置控制易产生超调或调节时间长的现象，甚至出现系统振荡乃至发散的问题，而这在机床加工过程中是严格禁止的。

本章致力于研究通讯延时对位置环的影响及补偿措施。首先，基于双位置反馈控制架构，建立含通讯延时的全闭环伺服驱动系统模型，分析通讯延时对系统稳定性的影响，指出延时补偿的必要性。为了更好地对通讯延时进行补偿，首先研究并设计 Smith 预估器，分析 Smith 预估器在应用中存在的模型失配问题，在此基础上，分析模型误差来源。最后通过设计基于扰动观测器的通讯扰动观测补偿策略，解决模型失配问题在通讯延时补偿中的影响。在本章中，利用仿真分析验证延时补偿策略的正确性。

5.2 位置环控制通讯延时问题分析

5.2.1 含通讯延时的全闭环伺服驱动系统模型建立

为了更好的分析位置环控制通讯延时对全闭环位置控制的影响，首先需要建立含通讯延时的全闭环伺服驱动系统模型。结合现代数控机床数控系统结构，即数控装置、伺服驱动单元和机械传动系统三部分，可以得到含位置环通讯延时的全闭环伺服轴位置控制结构框图如图 5-1 所示。由图 5-1 可以看出，位置环控制在数控装置中执行，而伺服驱动器主要执行速度环和电流环控制，数控装置通过总线通讯与各伺服轴进行数据交互，各轴伺服驱动器通过总线通讯将位置反馈信号传送给数控装置，数控装置通过总线通讯将转速指令信号发送给各轴伺服驱动器，由此完成位置、转速和电流的三闭环控制。

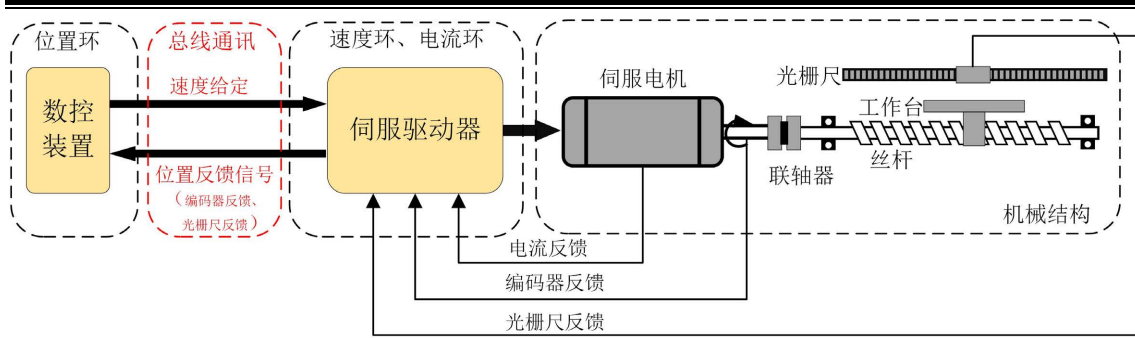


图 5-1 进给系统控制结构图

Fig. 5-1 Control structure diagram of feed system

延时环节可以用式 5-1 表示,式中 $r(t)$ 和 $y(t)$ 分别表示输入信号和输出信号, T 为延时时间。

$$y(t) = r(t - T) \quad (5-1)$$

将式(5-1)进行 Laplace 变换,可以得到延时环节的频域表达式为

$$Y(s) = R(s)e^{-Ts} \quad (5-2)$$

式(5-2)中的延时项 e^{-Ts} 的频率特性可以表示为

$$\begin{aligned} |G(j\omega)| &= 1 \\ \angle G(j\omega) &= -\omega\tau = -360^\circ \times f \times T \end{aligned} \quad (5-3)$$

由式(5-3)可以看出,随着延时时间的增大,延时环节造成系统的相位滞后也就越严重。在数控机床加工中,圆弧加工最为常见,因此延时环节引起的相位滞后对圆弧加工处的加工效果的影响最为明显,数控机床位置控制环路简化框图如图 5-2 所示。例如,若系统进给速度为 1000mm/s,圆弧半径为 30mm 时, X 轴的位置指令信号约为频率为 5Hz 的正弦波。此时,若数控装置和伺服驱动器的数据通讯会引入 4ms 的系统延时,通过结合式(5-3),可以发现仅通讯延时便会导致位置响应存在大于 7° 的相角滞后。较大的相角滞后会极大的限制位置环增益的提高,导致位置环带宽无法提升,使位置环控制精度降低。图 5-2 为数控机床位置控制环路简化框图,

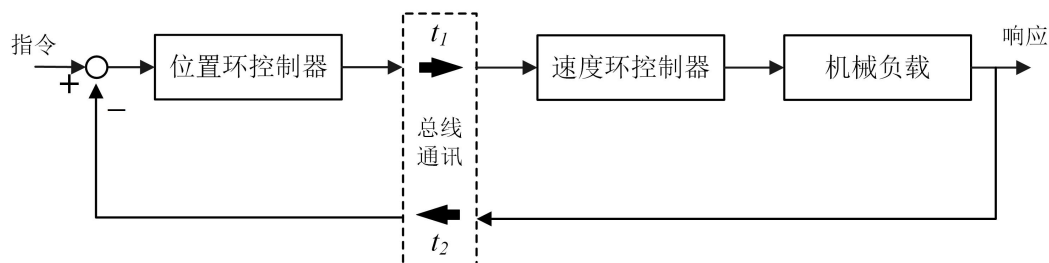


图 5-2 位置控制环路框图

Fig. 5-2 Block diagram of position control loop

结合数控机床位置控制系统中通讯延时产生的方式,可以得到含延时环节

的数控机床全闭环位置控制系统框图如图 5-3 所示。

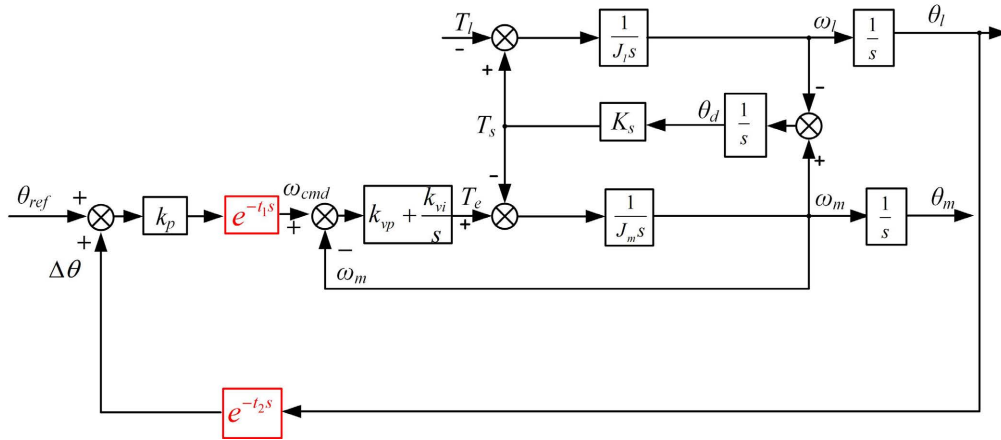


图 5-3 含通讯延时的全闭环伺服驱动系统模型

Fig. 5-3 Full-closed loop servo drive system model with communication delay

5.2.2 通讯延时对全闭环位置控制的影响

为了方便分析，将图 5-3 系统模型进行化简，如图 5-4 所示。

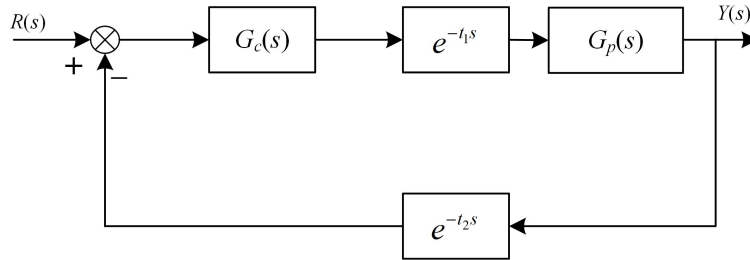


图 5-4 含通讯延时的全闭环伺服驱动系统简化模型

Fig. 5-4 Simplified model of full-closed loop servo drive system with communication delay

其中， $G_c(s)$ 为位置环控制传递函数， $G_p(s)$ 为包含速度环和机械负载模型的传递函数，分别表示为

$$G_c(s) = K_p \quad (5-4)$$

$$G_p(s) = \frac{k_m k_s k_{vp} s + k_m k_s k_{vi}}{J_m J_l s^5 + J_l k_m k_{vp} s^4 + [J_l k_m k_{vi} + (J_m + J_l) k_s] s^2 + (k_m k_s k_{vi}) s} \quad (5-5)$$

由式(5-4)、式(5-5)可得系统特征方程 $H(s)$ 如式(5-6)所示

$$H(s) = J_m J_l s^5 + J_l k_m k_{vp} s^4 + [J_l k_m k_{vi} + (J_m + J_l) k_s] s^2 + (k_m k_s k_{vi}) s + k_p (k_m k_s k_{vp} s + k_m k_s k_{vi}) e^{-(t_1+t_2)s} \quad (5-6)$$

为了分析式(5-6)所示的系统特征方程特性，需要对式中的延时项 $e^{-(t_1+t_2)s}$ 进行有理化近似。结合已有的延时项近似方法的优缺点及应用场景，这里选用 Pade 近似法对延时项进行近似，Pade 近似的多项式表达式可以表示为

$$e^{-\tau s} \approx \sum_{j=0}^l \frac{(l+k-j)!!(-\tau s)^j}{j!(l-j)!} \bigg/ \sum_{j=0}^k \frac{(l+k-j)!k!(\tau s)^j}{j!(k-j)!} \quad (5-7)$$

为了对比 Pade 近似的有效性,选取一阶惯性环节近似进行对比,一阶惯性环节近似表达式为

$$e^{-\tau s} \approx \frac{1}{1+\tau s} \quad (5-8)$$

图 5-5 为当延时时间为 1ms 时,不同阶次 Pade 近似和一阶惯性环节近似在时域和频率的对比波形。图 5-5 为当延时时间为 1ms 时,不同阶次 Pade 近似和一阶惯性环节近似在时域和频率的对比波形。从仿真波形可以看出, Pade 近似效果要明显好于一阶惯性环节。同时,随着 Pade 近似多项式阶次的增高,有理化近似的效果也越好,但高阶次会引起计算量增大的问题,这就限制了高阶次近似在实际工程中应用。考虑到伺服驱动系统位置环控制带宽相对较低的特性,因此在接下来的分析中选用一阶 Pade 近似来等效延时环节。

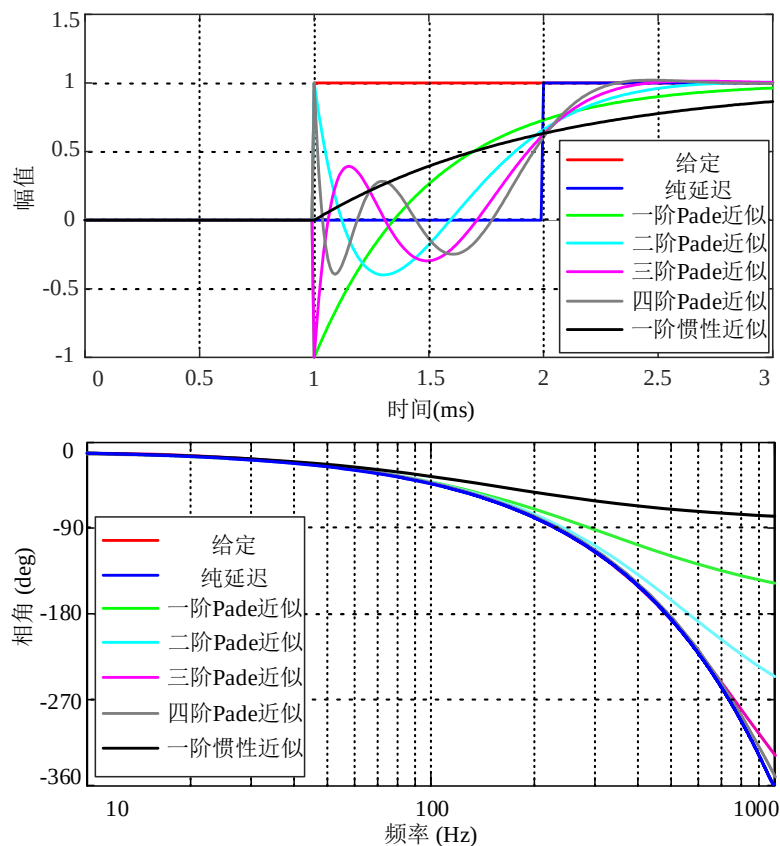


图 5-5 Pade 近似及一阶惯性环节近似对比

Fig. 5-5 Comparison of Pade approximation and first-order inertial link approximation

接下来对含延时全闭环位置控制系统进行稳定性分析。首先,结合图 5-4,

可以得到含延时全闭环位置控制系统的开环传递函数如式(5-9)所示。

$$G_{double_delay} = \frac{k_p (k_m k_s k_{vp} s + k_m k_s k_{vi}) e^{-(t_1+t_2)s}}{J_m J_l s^5 + J_l k_m k_{vp} s^4 + [J_l k_m k_{vi} + (J_m + J_l) k_s] s^3 + (k_m k_s k_{vi}) s} \quad (5-9)$$

为了使理论分析与实验相吻合，理论分析采用与第四章中数控机床镗床的系统参数，用于理论分析的主要系统参数如表 5-1 所示。将表 5-1 中参数代入式(5-9)，并在延时时间分别为 1ms，2ms 和 3ms 条件下绘制系统根轨迹图如图 5-6 所示。图 5-6 中 β 为相应根轨迹所对应的位置环控制器增益。

表5-1 全闭环伺服驱动系统主要参数

Table 5-1 Main parameters of full-closed loop servo drive system

参数	数值
电机惯量 J_m (kg·m ²)	1.82×10^{-3}
负载惯量 J_l (kg·m ²)	9.1×10^{-3}
轴刚度 K_s (N·m/rad)	300
速度环比例系数(N·m·s/rad)	15
速度环积分系数(1/s)	300
电磁转矩系数	0.6
位置环比例系数(rad/s)	7

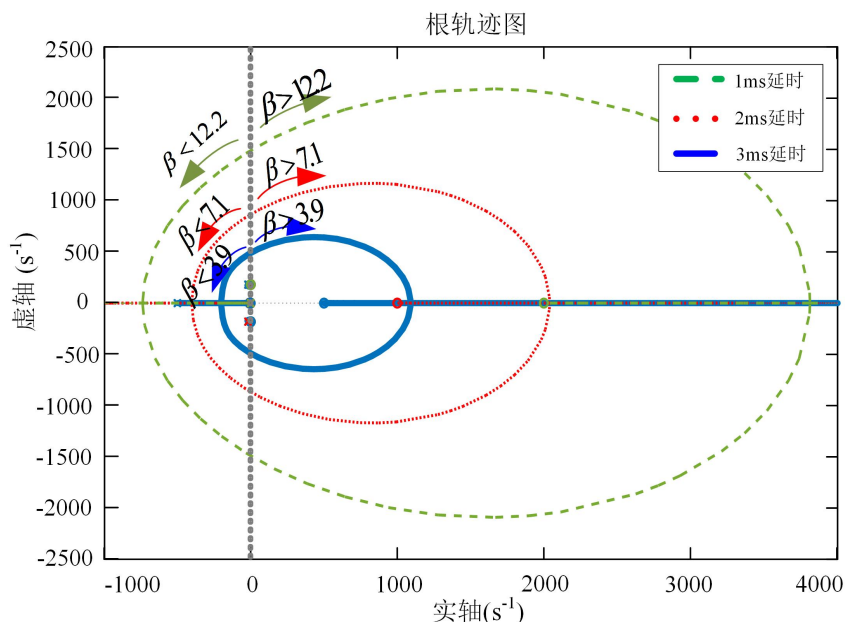


图 5-6 不同延时时间的系统根轨迹图

Fig. 5-6 System root locus diagrams with different delay times

由图 5-6 所示的不同延时时间时系统根轨迹图可以看出，延时时间的存在会对系统稳定性产生影响。具体的，延时时间越大，系统的稳定域越小，即稳定的位置环增益系数越小。由此可见，延时环节的存在会导致最大位置环增益

的降低，限制位置环的带宽。

图 5-7 为不同延时时间时，相同位置环增益设定下，全闭环位置控制的位置响应仿真波形。从仿真结果可以明显看出，延时时间的增加会导致末端位置响应超调量和调节时间的增大，若继续增大位置环增益，则会出现位置环失稳现象。由以上分析可以看出，为了保证含延时环节的位置环控制系统的稳定运行，位置环增益应当设置为较小的参数值。较小的位置环增益参数虽然可以保证系统的稳定运行，但会引起末端位置轮廓误差的增加，尤其在高进给速度时尤为明显。因此为了在保证系统稳定的同时提高位置环的增益，需要对延时环节进行补偿。

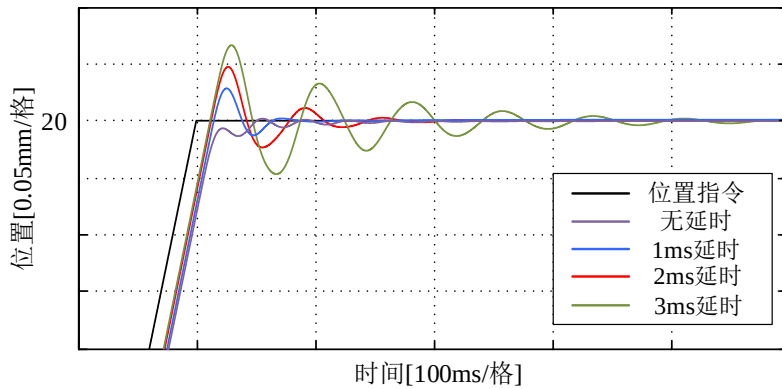


图 5-7 不同延时时间下的定位末端响应

Fig. 5-7 Positioning response under different delay time

5.3 基于 Smith 预估器的通讯延时补偿方法

5.3.1 Smith 预估补偿器设计

Smith 预估补偿器经常被用于含延时环节的系统补偿中，其原理图如图 5-8 所示。图 5-8 中 $G_c(s)$ 、 $G_p(s)$ 和 $G_{po}(s)$ 分别为控制器传递函数、系统传递函数、和预估模型传递函数， t_1 和 t_2 为实际延时间， t_p 为估计延时时间。

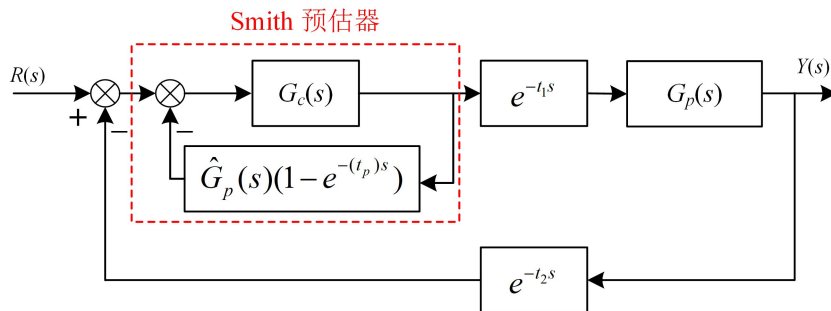


图 5-8 Smith 预估器原理图

Fig. 5-8 Smith predictor schematic

由图 5-8 可知, 原系统的闭环传递函数为

$$G(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)e^{-t_1s}}{1 + G_c(s)G_p(s)e^{-(t_1+t_2)s}} \quad (5-10)$$

加入 Smith 预估补偿器后, 系统的闭环传递函数为

$$G_{smith} = \frac{G_c(s)G_p(s)e^{-t_1s}}{1 + G_c(s)[\hat{G}_p(s)(1 - e^{-t_p s}) + G_p(s)e^{-(t_1+t_2)s}]} \quad (5-11)$$

由式(5-11)可知, 当预估模型及预估延时时间与实际系统完全相同时, 即 $\hat{G}_p(s) = G_p(s)$, $t_p = t_1 + t_2$ 时, 系统闭环传递函数为

$$G'_{smith} = \frac{G_c(s)G_p(s)e^{-t_1s}}{1 + G_c(s)G_p(s)} \quad (5-12)$$

通过式(5-10)和式(5-12)可以看出, 当预估模型及延时时间均与实际系统参数相吻合时, Smith 预估补偿方法能够得到很好地延时补偿效果, 补偿后的系统特征方程并不含有延时项。

5.3.2 Smith 预估补偿器模型失配问题分析

由 Smith 预估补偿器的原理可以搭建基于 Smith 预估补偿器的全闭环位置控制通讯延时补偿方法原理图如图 5-9 所示。

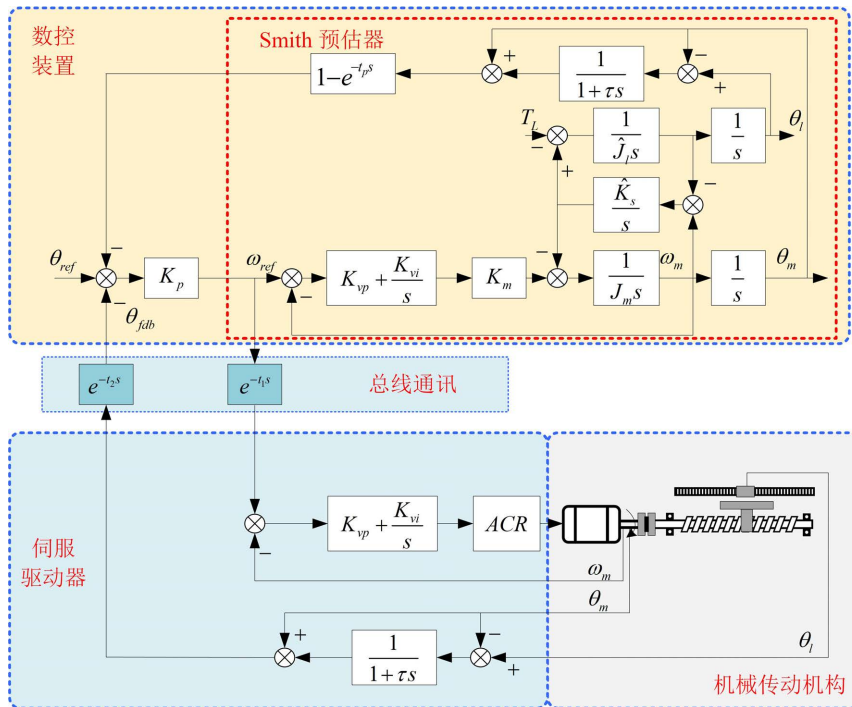


图 5-9 基于 Smith 预估补偿器的全闭环位置控制通讯延时补偿方法原理图

Fig. 5-9 Schematic diagram of communication delay compensation method for full closed loop position control based on Smith predictive compensator

在实际应用中,系统参数会随着系统外部环境等变化而变化,很多系统参数均无法准确获取。结合图 5-9,基于 Smith 预估补偿器的全闭环位置控制通讯延时补偿方法的模型失配来源主要有三个方面:负载惯量、轴刚度系数和延时时间。为了验证模型失配对 Smith 预估补偿器的影响,参照图 5-9 及表 5-1 搭建仿真模型并进行仿真,仿真中位置环比例增益为 $k_p=1500\text{rad/s}$,延时时间 2ms,位置给定为直线进给定位响应,模型失配比例为 50%,仿真结果如图 5-10 所示。

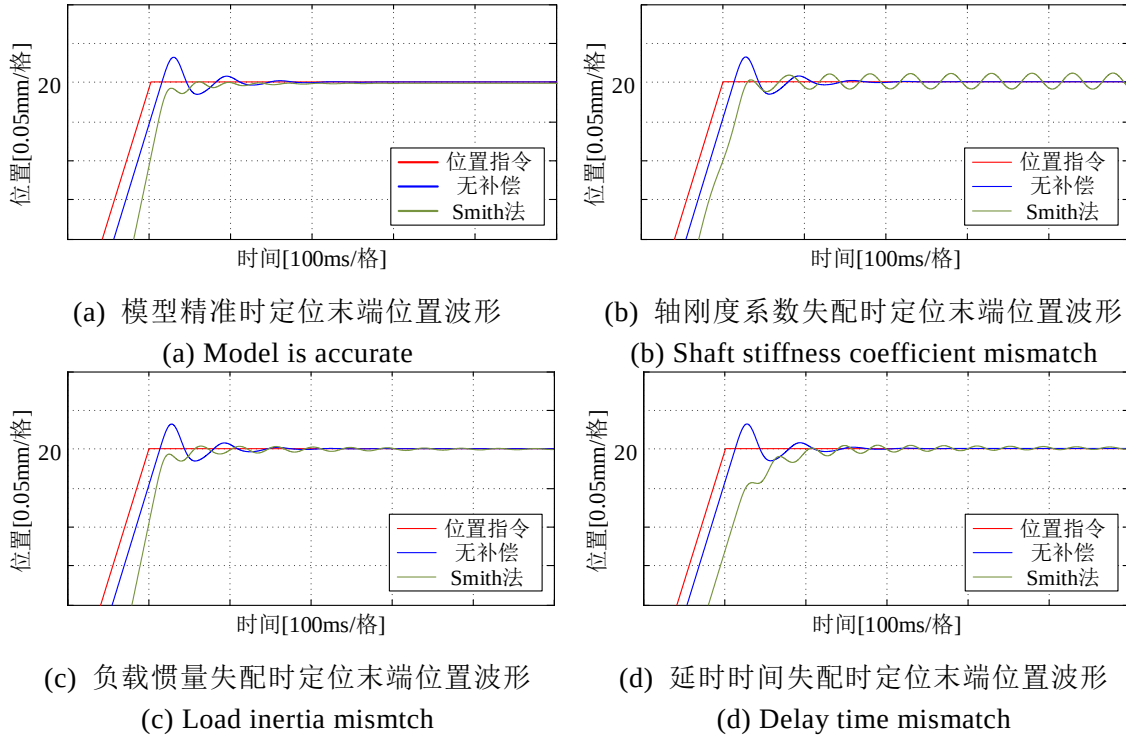


图 5-10 Smith 预估器延时补偿效果分析

Fig. 5-10 Analysis of delay compensation effect of Smith predictor

由图 5-10 的仿真结果可以看出,在模型适配时,Smith 预估补偿器能够对延时环节实现很好的补偿,补偿后位置响应超调量及调节时间明显降低。但当负载惯量、轴刚度系数和延时时间出现参数失配时,在一定情况下,补偿不仅没有提高系统的响应性能,还会引起末端位置振荡问题,恶化位置环控制效果。

综上所述,传统 Smith 预估补偿器在系统模型及延时时间模型能够准确获取的场合中能够实现很好的延时补偿效果。但在数控机床领域中,由于负载惯量和轴刚度系数受环境因素变化影响较大,参数本身无法准确获取,因而无法获得较好的通讯延时补偿效果。

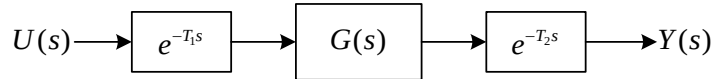
5.4 基于通讯扰动观测器的通讯延时补偿方法

针对 Smith 预估器存在的参数鲁棒性差的问题,本文采用通讯扰动观测器

(Communication Disturbance Observer, CDOB)对数控系统通讯延时进行补偿。相比于 Smith 预估补偿器, CDOB 将延时环节等效为系统扰动量, 该方法对系统模型参数鲁棒性较高, 同时参数设计较为明确。

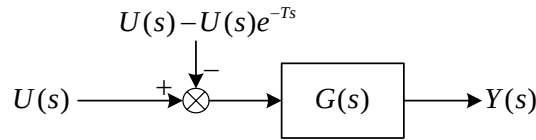
5.4.1 通讯延时对通讯扰动观测器的影响

如图 5-11 (a)和图 5-11 (b)分别为包含输入延迟 T_1 和输出延迟 T_2 的时滞系统和含输入扰动的控制系统。



(a) 含输入输出延时的时滞系统

(a) Time-delay system with input and output delay



(b) 含输入扰动的控制系统

(b) Control system with input disturbance

图 5-11 时滞系统与含扰动系统框图

Fig. 5-11 Block diagrams of time-delay systems and systems with disturbances

图 5-11 (a)的状态方程可以表示为

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + bu(t - T_1) \\ y(t) &= cx(t - T_2)\end{aligned}\quad (5-13)$$

在这里, x 是 $n \times 1$ 的状态矩阵, u 是输入, y 是输出, A 为 $n \times n$ 的矩阵, b 是 $n \times 1$ 的矩阵, c 为 $1 \times n$ 的矩阵。经拉普拉斯变换后得到

$$\begin{aligned}sX(s) &= AX(s) + bU(s)e^{-T_1s} \\ Y(s) &= cX(s)e^{-T_2s}\end{aligned}\quad (5-14)$$

令 $T=T_1+T_2$, 得到系统输入-输出的关系为

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = c(sI - A)^{-1}be^{-T_1s}e^{-T_2s} = G(s)e^{-Ts}\quad (5-15)$$

扰动在频域和时域下的表达式为

$$D_{\text{net}}(s) = U(s) - U(s)e^{-Ts}\quad (5-16)$$

$$d_{\text{net}}(t) = u(t) - u(t - T)\quad (5-17)$$

在这里, 我们将这种扰动称为网络扰动。图 5-11 (b)的状态及输出方程为

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + bu(t) - bd_{\text{net}}(t)\quad (5-18)$$

$$y(t) = cx(t)\quad (5-19)$$

将式(5-17)代入式(5-18)中, 得到

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + bu(t) - b(u(t) - u(t - T)) \\ &= Ax(t) + bu(t - T)\end{aligned}\quad (5-20)$$

将式(5-20)进行 Laplace 变换, 得到

$$\begin{aligned}sX(s) &= AX(s) + bU(s)e^{-Ts} \\ Y(s) &= cX(s)\end{aligned}\quad (5-21)$$

由此可以得到系统输入-输出之间的关系为

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = c(sI - A)^{-1}be^{-Ts} = G(s)e^{-Ts}\quad (5-22)$$

从输入-输出的角度对比式(5-15)和式(5-22), 可以发现二者表达式相同。因此, 可以将具有延时环节的系统等效为网络扰动系统进行分析。

CDOB 可以在观测网络扰动的基础上对系统进行补偿, 其中网络扰动估算示意图和基于 CDOB 的延时补偿原理图分别如图 5-12、图 5-13 所示。

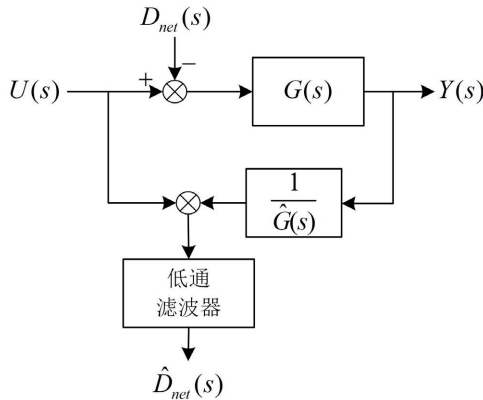


图 5-12 网络扰动估算原理图
Fig. 5-12 ND estimation schematic

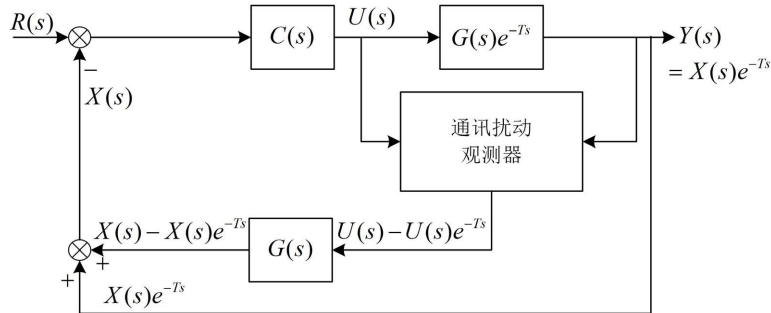


图 5-13 CDOB 延时补偿原理图
Fig. 5-13 CDOB delay compensation schematic

5.4.2 通讯扰动观测器的设计

首先, 将网络扰动向量设置为

$$d_{\text{net}}(t) = \begin{bmatrix} d_{\text{net}}(t) \\ \dot{d}_{\text{net}}(t) \end{bmatrix} \quad (5-23)$$

当将网络扰动近似为常数时采用一阶 CDOB，将网络扰动近似为一阶多项式时采用二阶 CDOB。二者的微分方程表达式为：

一阶 CDOB 形式

$$\dot{d}_{\text{net}}(t) = 0 \quad (5-24)$$

二阶 CDOB 形式

$$\ddot{d}_{\text{net}}(t) = 0 \quad (5-25)$$

此时，可将状态方程(5-18)和输出方程(5-19)相应地变换为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{d}_{\text{net}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ O_{2 \times n} & E \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ d_{\text{net}}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b \\ o_{2 \times 1} \end{bmatrix} u(t) \quad (5-26)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} c & o_{1 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ d_{\text{net}}(t) \end{bmatrix} \quad (5-27)$$

在一阶和二阶 CDOB 中矩阵 E 形式有所不同，其中一阶 CDOB 中矩阵 E 的形式为

$$E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5-28)$$

二阶 CDOB 中，矩阵 E 的表达形式为

$$E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-29)$$

由此构造 CDOB，其状态方程及输出方程表达式为

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}(t) \\ \dot{\hat{d}}_{\text{net}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ O_{2 \times n} & E \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}(t) \\ \hat{d}_{\text{net}}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b \\ o_{2 \times 1} \end{bmatrix} u(t) + k(y(t) - \hat{y}(t)) \quad (5-30)$$

$$\hat{y}(t) = \begin{bmatrix} c & o_{1 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}(t) \\ \hat{d}_{\text{net}}(t) \end{bmatrix} \quad (5-31)$$

在这里，将 k 定义为观测器增益矢量。CDOB 可以使用 Gopinath 的方法来构造，在一阶 CDOB 的情况下，估计的 ND 导出形式如下（ g_{net} 是 CDOB 中低通滤波器的截止频率）：

一阶 CDOB 的表达形式为

$$\hat{D}_{\text{net}}(s) = \frac{g_{\text{net}}}{s + g_{\text{net}}} D_{\text{net}}(s) \quad (5-32)$$

一阶 CDOB 的极点位置为

$$p = -g_{\text{net}} \quad (5-33)$$

二阶 CDOB 的表达形式为

$$\hat{D}_{\text{net}}(s) = \frac{k_1}{s^2 + k_2 s + k_1} D_{\text{net}}(s) \quad (5-34)$$

二阶 CDOB 的极点位置为

$$p_1, p_2 = \frac{-k_2 \pm j\sqrt{k_2^2 - 4k_1}}{2} \quad (5-35)$$

用 $\omega_{n_{\text{cdob}}}$ 表示低通滤波器的自然角频率, ζ_{cdob} 表示低通滤波器的阻尼系数, 则参数 k_1 和 k_2 可表示为

$$k_1 = \omega_{n_{\text{cdob}}}^2 \quad (5-36)$$

$$k_2 = 2\zeta_{\text{cdob}} \omega_{n_{\text{cdob}}} \quad (5-37)$$

CDOB 极点位置的选取与网络扰动的动态特性密切相关。网络扰动动态特性的推导过程沿用时滞系统稳定性分析时所采用的 Pade 近似方法, 令

$$e^{-\tau s} = \frac{1 + \sum_{i=1}^m \frac{m(m-1)\cdots(m-i+1)}{(m+n)(m+n-1)\cdots(m+n-i+1)} \frac{1}{i!} (-\tau s)^i}{1 + \sum_{i=1}^n \frac{n(n-1)\cdots(n-i+1)}{(m+n)(m+n-1)\cdots(m+n-i+1)} \frac{1}{i!} (\tau s)^i} = P_{mn}(s) \quad (5-38)$$

则 ND 的近似表达式为

$$D_{\text{net}}(s) = U(s)(1 - P_{mn}(s)) = U(s) \frac{n(s)}{d(s)} \quad (5-39)$$

可由 $d(s)=0$ 近似计算网络扰动的特征极点, 并基于网络扰动的动态特性, 提出两个 CDOB 的设计条件。

第一个条件是复平面上极点与原点的距离。CDOB 极点的实部应小于网络扰动极点的实部, 因为 CDOB 估计误差的收敛速度应快于网络扰动的动态特性。因此, 第一个条件描述如下

$$\text{Re}[p_{\text{cdob}}] < \text{Re}[p_{\text{nd}}] \quad (5-40)$$

极点配置示意图如图 5-14(a)所示, 基于此条件设计一阶和二阶 CDOB。由式(5-33)和式(5-40)得到一阶 CDOB 的设计条件为

$$-g_{\text{net}} < \text{Re}[p_{\text{nd}}] \Leftrightarrow g_{\text{net}} > -\text{Re}[p_{\text{nd}}] \quad (5-41)$$

由式(5-37)和式(5-40)得到二阶 CDOB 的设计条件为

$$-\frac{k_2}{2} < \text{Re}[p_{\text{nd}}] \Leftrightarrow k_2 > -2\text{Re}[p_{\text{nd}}] \quad (5-42)$$

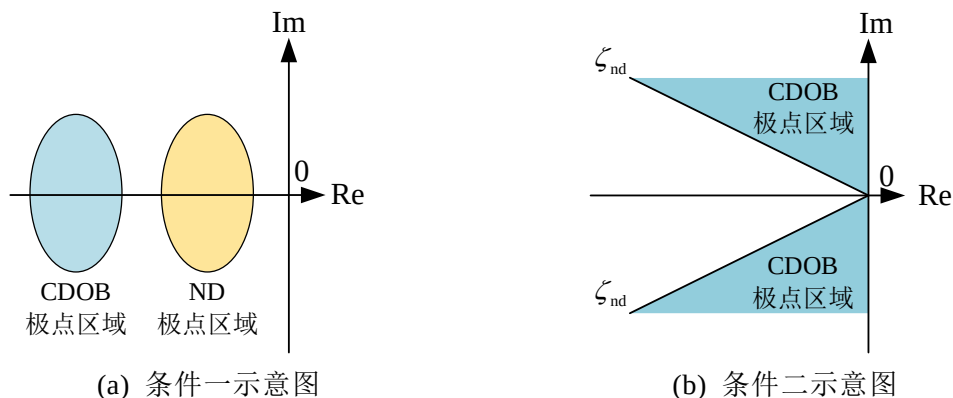


图 5-14 CDOB 极点配置图

Fig. 5-14 Diagram of CDOB pole configuration

第二个条件是阻尼系数的设计，只在二阶 CDOB 的设计中考虑，设使用二阶 Pade 逼近来近似网络扰动，则网络扰动被描述为

$$D_{\text{net}}(s) = U(s)(1 - P_{22}(s)) = U(s)\left(\frac{\frac{12}{\tau}s}{s^2 + \frac{6}{\tau}s + \frac{12}{\tau^2}}\right) \quad (5-43)$$

由分母的二次多项式得到：

$$s^2 + \frac{6}{\tau}s + \frac{12}{\tau^2} = s^2 + 2\zeta_{\text{nd}}\omega_{n_{\text{nd}}}s + \omega_{n_{\text{nd}}}^2 \quad (5-44)$$

为满足 CDOB 的瞬态响应快于 ND 的动态特性，CDOB 的阻尼系数应小于 ND 的阻尼系数，由此得到设计条件二为：

$$\zeta_{\text{cdob}} < \zeta_{\text{nd}} \quad (5-45)$$

极点的阻尼配置示意图如图 5-14(b)所示。通常将网络扰动近似为常数形式，采用一阶 CDOB 形式就可以获得较好的补偿效果，且一阶低通滤波器形式简便，所需调节参数少，更易于实现。因此在本文中选取一阶 CDOB 进行延时补偿。采用 CDOB 延时补偿方法的双位置反馈的全闭环铣床原理图如图 5-15 所示。扰动观测器极点位置配置与系统鲁棒性是相关的。在基于通讯扰动观测器的通讯延时补偿方法中，系统的响应特性会受扰动观测器的性能影响，而扰动观测器的性能主要由观测器中参数的准确性及极点位置决定。简单来说，即 CDOB 极点的实部应小于 ND 极点的实部，这样 CDOB 估计误差的收敛速度才会快于 ND 的动态特性。在实际应用中，所设计的扰动观测器的极点位置需要根据实际系统的响应需求来进行选择，在观测器稳定的前提下，不同极点位置会使实际系统产生不同的响应特性。

为验证 CDOB 极点参数配置的有效性，在图 5-15 的基础上进行仿真验证，

仿真中延时时间总计为 4ms。经计算可知在此系统中，CDOB 的 g_{net} 值应大于 500，因此取 g_{net} 分别取为 600，300 和 100 进行仿真，仿真结果如图 5-15 所示。由仿真结果可以看出，当极点位置靠近虚轴时，补偿效果明显变差，甚至会出现发散现象，影响系统稳定性。因此，在实际应用中，为满足 CDOB 的瞬态响应快于 ND 的动态特性，扰动观测器的极点位置要取的比延时等效的扰动环节的极点远，如此才能有比较好的补偿效果。

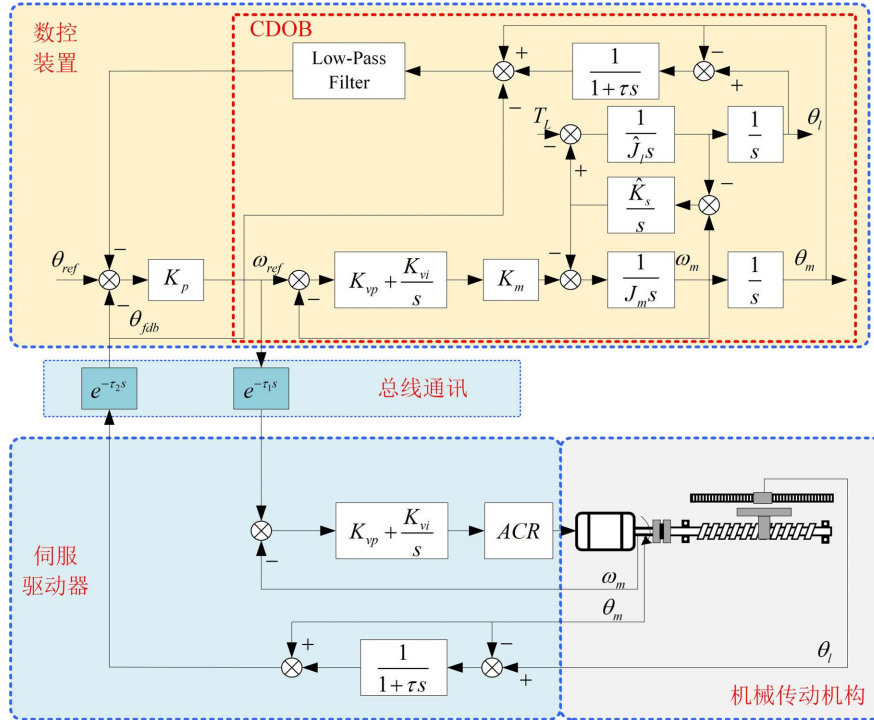


图 5-15 基于双位置反馈控制的 CDOB 补偿原理图

Fig. 5-15 Schematic diagram of CDOB compensation based on dual position feedback control

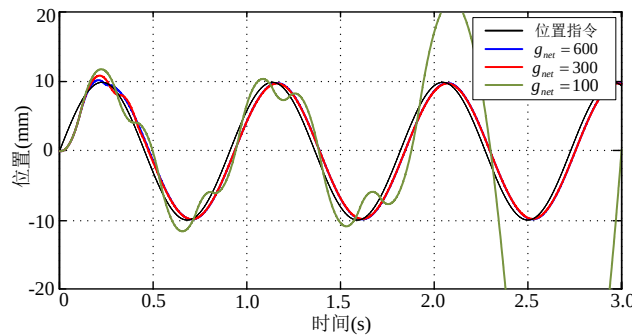


图 5-16 不同极点配置下的延时补偿效果

Fig. 5-16 Delay compensation effect under different pole configurations

5.5 两种通讯延时补偿方法仿真及实验验证

5.5.1 两种通讯延时补偿方法仿真验证

本文针对应用于数控机床中的全闭环伺服驱动系统位置控制存在的通讯延时问题研究了两种解决方案：第一种是基于 Smith 预估补偿器的延时补偿策略；第二种是针对 Smith 预估器在应用中存在模型失配问题，提出的基于通讯扰动观测器的延时补偿策略。下面基于仿真，对本章研究的两种延时补偿策略进行仿真分析，仿真中用的系统参数如表 5-1 所示。

通过搭建仿真模型，分别对两种延时补偿器在模型准确和模型失配条件下进行仿真对比，仿真结果如图 5-17 所示。图 5-17(a)为模型全完匹配时，两种补偿方法补偿效果图。在模型完全准确时，两种补偿效果都比较好。图 5-17(b)~(d)分别为轴刚度系数失配、负载惯量失配及延时时间失配的补偿效果。因 CDOB 补偿法中含有低通滤波环节，可以削弱模型偏差造成的影响，所以三种工况下补偿效果都优于传统 Smith 预估补偿；当延时时间失配时，CDOB 具有较好的响应性，动态过程的滞后性明显低于传统 Smith 预估补偿方法，且调节时间更短，补偿效果最好。

图 5-18 为轴刚度系数和负载惯量值均存在失配时，两种通讯延时补偿方法的补偿效果仿真波形。由仿结果可以发现，Smith 预估补偿产生大幅度不收敛振荡，补偿效果极差，算法失效；CDOB 补偿法产生小幅度的收敛振荡。

由以上仿真可知，当模型参数准确或失配问题并不严重时，两种方法补偿效果均较好，其中传统 Smith 预估器实现更为简单；当轴刚度失配、负载惯量失配或延时时间失配较为严重时，CDOB 补偿策略能够有更好的补偿效果。

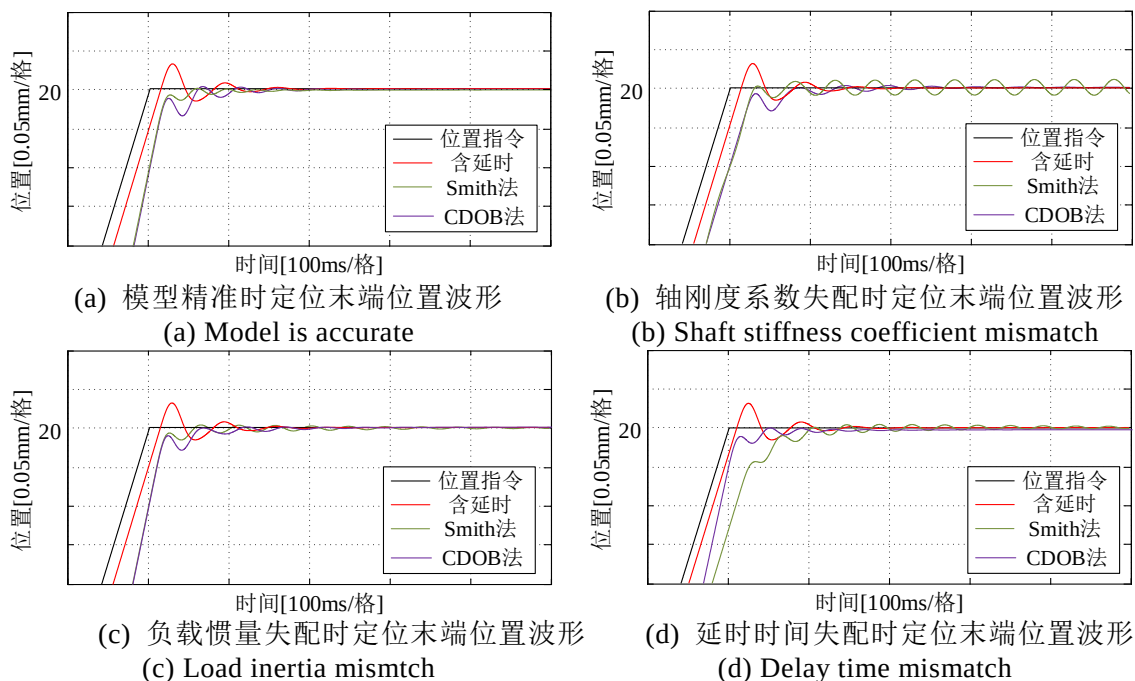


图 5-17 不同模型失配条件下两种补偿位置响应波形

Fig. 5-17 Position response waveforms under different model mismatch conditions

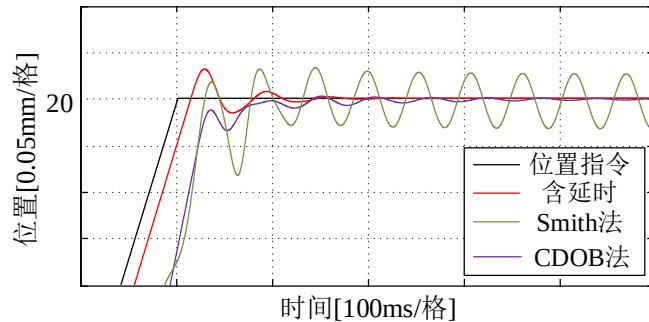


图 5-18 刚度系数及负载惯量均失配时两种补偿位置响应波形

Fig. 5-18 Position response when stiffness coefficient and load inertia are both mismatched

5.5.2 两种通讯延时补偿方法实验验证

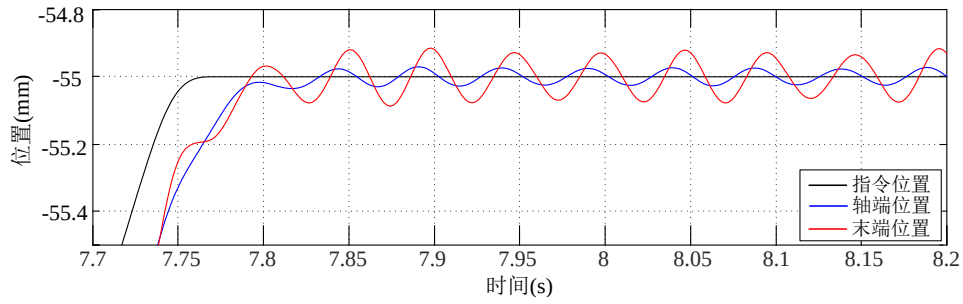
本章实验在广州数控三轴加工中心机床上进行，实验平台如图 4-16(b)所示，该机床采用 GSK 25Mb-H 系列数控系统，伺服驱动器为广州数控自研驱动器，末端位置传感器为高精度光栅尺。实验条件为 Y 轴位置定位，位置环比例增益为 2000rad/s，进给速度为 10000mm/min，数控系统与伺服驱动器间的通讯周期设为 2ms。

图 5-19 为未进行通讯延时补偿时，全闭环位置控制模式（双位置反馈控制）下，位置定位实验波形。由 5-19 实验波形可以看出，通讯延时项的存在会导致轴端速度与末端速度出现自持振荡问题，轴端转速振荡的峰-峰值约为 400mm/min，末端位置振荡的峰峰值约为 610mm/min。直线末端位置也存在振荡，振荡幅值约为 75 μ m。

图 5-20、图 5-21 为采用 Smith 预估器进行通讯延时补偿后的位置定位实验波形，其中图 5-20 为 Smith 预估器模型精确时的补偿结果，图 5-21 为 Smith 预估器中轴刚度系数及负载惯量均存在 50%失配时的补偿结果。

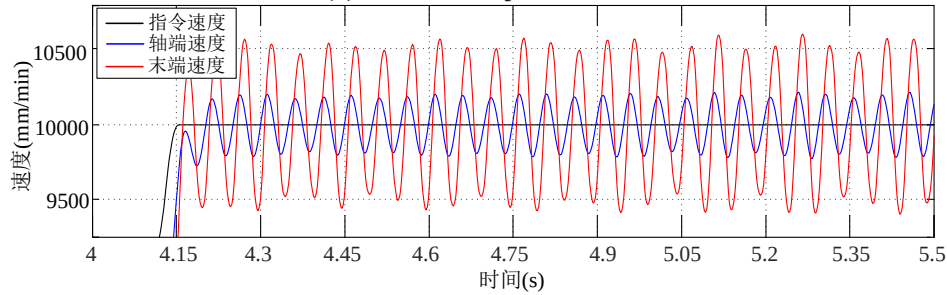
从图 5-20 和图 5-21 的实验结果可以看出，采用 Smith 预估器能够实现通讯延时的补偿，达到提高位置控制系统的稳定性的目的，但当模型存在失配时，补偿效果会变差。图 5-20 中，轴端速度无振荡超调，末端速度有微小超调振荡并逐渐收敛，末端转速振荡的峰-峰值为 56mm/min，直线末端定位误差幅值约为 0.15 μ m。图 5-21 中，轴端速度与末端速度仍然会存在自持振荡问题，轴端转速振荡的峰-峰值约为 140mm/min，末端位置振荡的峰峰值约为 420mm/min，同时，直线末端位置也存在振荡，振荡幅值约为 2 μ m。

图 5-22、图 5-23 为采用通讯扰动观测器进行通讯延时补偿后的位置定位实验波形，其中图 5-22 为 CDOB 模型精确时的补偿结果，图 5-23 为 CDOB 中轴刚度系数及负载惯量均存在 50%失配时的补偿结果。



(a) 位置响应波形

(a) Position response waveform

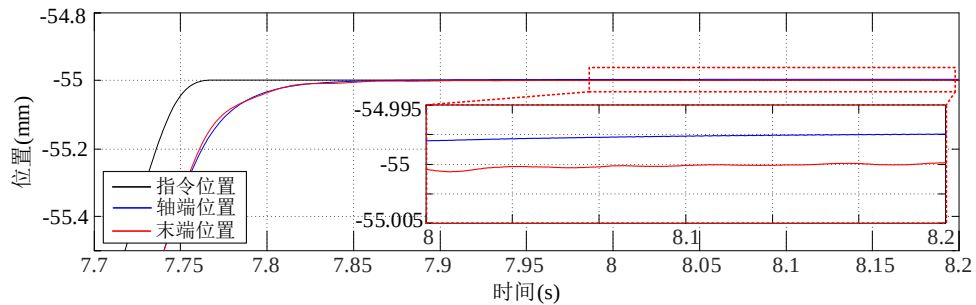


(b) 速度响应波形

(b) Speed response waveform

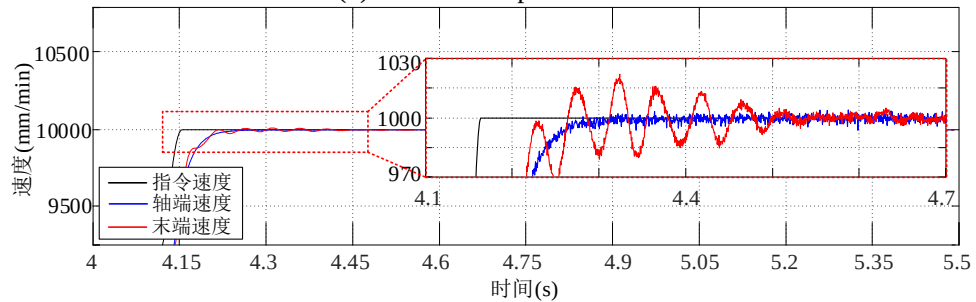
图 5-19 未进行通讯延时补偿时位置定位实验结果

Fig. 5-19 Experimental results of position response without communication delay compensation



(a) 位置响应波形

(a) Position response waveform

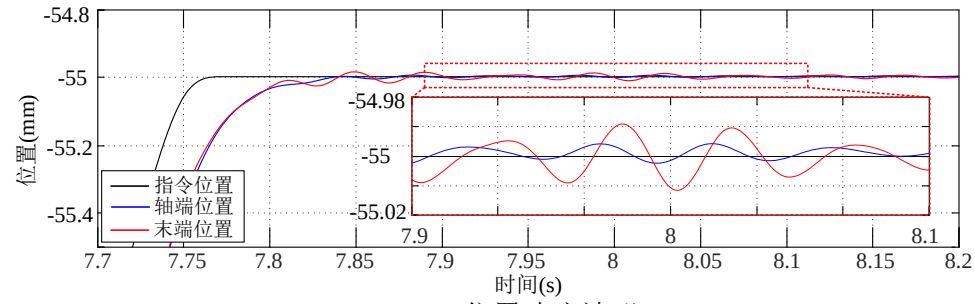


(b) 速度响应波形

(b) Speed response waveform

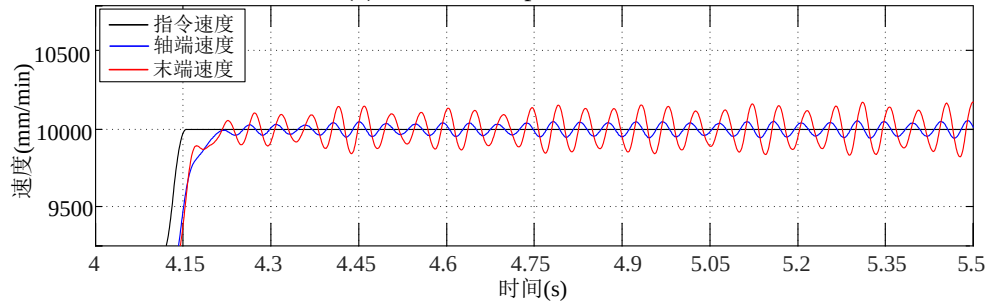
图 5-200 模型精准时 Smith 预估器延时补偿实验

Fig. 5-20 Experimental results of position response using Smith predictor



(a) 位置响应波形

(a) Position response waveform

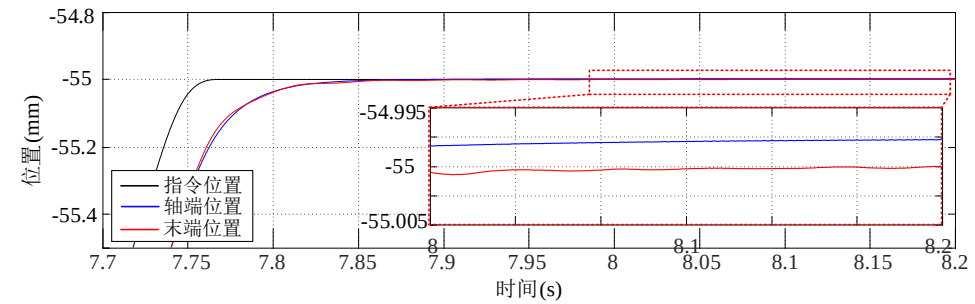


(b) 速度响应波形

(b) Speed response waveform

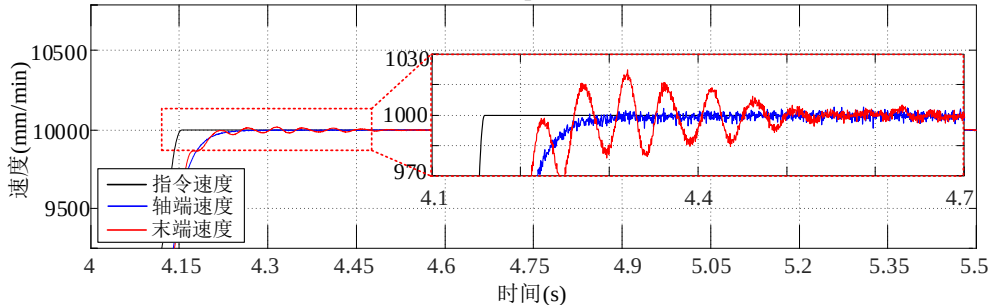
图 5-21 存在模型失配时 Smith 预估器延时补偿实验

Fig. 5-21 Experimental results of position response using Smith predictor with model mismatch



(a) 位置响应波形

(a) Position response waveform

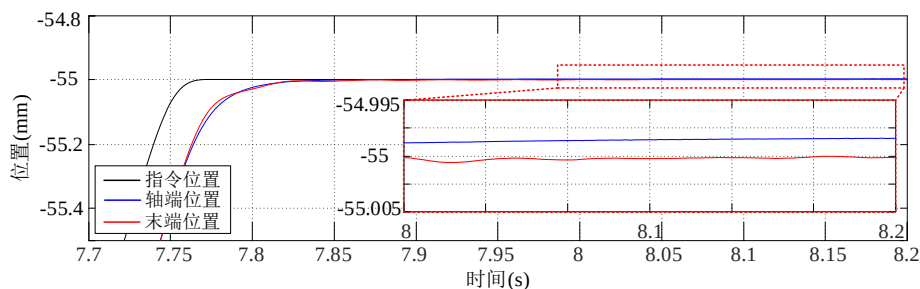


(b) 速度响应波形

(b) Speed response waveform

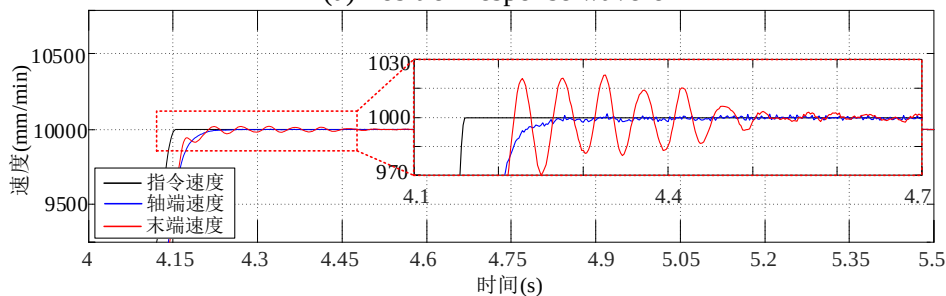
图 5-22 模型精准时 CDOB 延时补偿实验

Fig. 5-22 Experimental results of position response using CDOB



(a) 位置响应波形

(a) Position response waveform



(b) 速度响应波形

(b) Speed response waveform

图 5-23 存在模型失配时 CDOB 延时补偿实验

Fig. 5-23 Experimental results of position response using CDOB with model mismatch

由图 5-22 和图 5-23 可以看出，在模型精确时，补偿后轴端速度无振荡超调，末端速度有微小超调振荡并逐渐收敛，末端转速振荡的峰-峰值为 40mm/min，直线定位误差约为 0.15 μ m。即使在模型存在失配时，CDOB 也能获得很好的补偿效果，此时，轴端速度无振荡超调，末端速度有微小超调振荡并逐渐收敛，末端转速振荡的峰-峰值为 50mm/min，直线定位误差约为 0.2 μ m。

通过以上实验可以看出，在系统模型不存在失配问题时，Smith 预估器及通讯扰动观测器均可以实现很好的通讯延时补偿，补偿后，位置控制系统裕度明显提高。但当系统模型存在较为严重的失配问题时，Smith 预估器会存在补偿效果不佳的问题，相比之下，通讯扰动观测器具有更好地参数鲁棒性。

5.6 本章小结

本章分析了通讯延时对系统的影响并提出了两种延时补偿策略。首先确立以双位置反馈控制为架构，在此基础上结合实际数控系统结构，在模型中引入通讯延时，对含通讯延时的系统进行稳定性分析，通过仿真验证了不同延时时间下的系统响应，最后提出延迟补偿策略及改进策略。具体结论如下：

(1) 建立了含通讯延时的全闭环伺服驱动系统模型。基于 Pade 近似法，对闭环特征方程中的延时项进行有理逼近，解决了闭环特征方程中会因存在延

时项而成为超越方程无法进行解析的问题；利用根轨迹分析方法，得出了延时的存在会降低系统稳定根轨迹增益的结论。

（2）介绍了 Smith 预估器延时补偿方法，结合全闭环伺服驱动系统环路较长，且环路中多个参数较难获取的特点，通过仿真和实验，得出 Smith 预估器对模型参数较为敏感，当模型失配时补偿效果变差的结论。

（3）结合系统扰动原理，将延时环节等效为系统扰动，设计了基于扰动观测器的通讯延时补偿方法，解决了模型失配问题在通讯延时补偿中的影响，从而提高算法的自适应性。

结 论

本文以高档数控机床全闭环伺服驱动系统为研究对象，针对其位置控制误差补偿技术开展研究，揭示了全闭环位置控制振荡、伺服转速估算误差、间隙非线性引起的轮廓误差，以及径向误差、数据交互通讯延时等问题，并提出了相应的补偿策略，实现了数控机床加工误差补偿方法与伺服驱动控制技术的有机融合。

论文完成的主要工作和结论总结如下：

(1) 针对全闭环位置控制振荡问题，提出了一种基于双位置反馈的全闭环位置控制方法，实现了全闭环系统位置控制高精度和高动态响应的兼顾。从全闭环位置控制系统模型出发，分析了全闭环控制相比于半闭环控制易引发位置振荡的原因，得出了全闭环控制由于环路中存在弹性环节，在相同位置环增益下，相比于半闭环位置控制更容易引发位置振荡，振荡频率为双惯量系统抗谐振点频率的结论。根据所得结论，在位置环控制引入电机轴端位置信号构成基于双位置反馈的全闭环位置控制方法，实现了半闭环控制高增益裕度和全闭环控制高精度相结合。同时，提出了可选频率反馈控制方法，在反馈回路中引入滤波器，有效地解决了不同伺服驱动系统振荡频率不同的问题。

(2) 针对全闭环数控机床低速精加工时由转速估算误差导致的机械噪音或转矩扰动问题，分别提出了适用于低转速或低分辨率编码器的转角和转速估算方法，实现了从位置反馈信号中准确估算转速、转角信息，消除了转速、转矩内环对位置控制的影响。通过分析两种传统转速估算方法，得出了平均转速法和观测器在低转速时引发机械噪音或转矩扰动的的原因。在此基础上，提出了基于最小二乘法的多项式转角信号拟合方法，实现了转角信号的平滑估计；提出了基于双采样理论的降阶转速观测器，提高了转速信号的估算的实时性和准确性。同时，针对转速过零时，提出了一种转速过零时估算位置线性校正方法，解决了转速过零引起转角估算误差增大的问题。

(3) 针对全闭环伺服驱动系统位置控制中存在的由非线性反向间隙环节引起的过象限位置误差问题，提出了一种基于转矩前馈的自适应反向间隙误差补偿方法，有效降低了反向间隙误差幅值。通过建立含间隙的全闭环伺服轴简化模型，推演了瞬态反向间隙误差在直线加工与圆加工中的产生机制，并推导了瞬态反向间隙误差幅值的解析表达式；通过理论分析和实验，证明了在直线加工起始点处和圆加工过象限点处的轮廓误差幅值主要受反向间隙值影响的结论。根据所得结论，并结合伺服驱动控制各环路有效信息，建立了一种基于转

矩前馈的自适应反向间隙误差补偿方法，该方法不需要预先测量反向间隙值，且补偿信号由算法自动生成，方法简单有效，避免了过补偿或欠补偿的现象。

(4) 针对典型数控系统架构中总线通讯延时引起的位置控制超调及控制精度降低的问题，提出了基于扰动观测器的通讯扰动观测补偿方法，消除了通讯延时对位置环控制性能的影响。建立了含通讯延时全闭环伺服驱动系统模型，结合延时项有理近似方法，得出了系统的特征方程，利用根轨迹分析方法，分析了延时项对全闭环位置控制系统稳定性的影响。从常用的基于 Smith 预估器的延时补偿方法出发，分析了实际系统中普遍存在的模型失配问题的影响。基于此，结合系统扰动原理，将延时环节等效为系统扰动，建立了基于扰动观测器的通讯扰动观测器补偿方法，解决了型失配问题在通讯延时补偿中的影响，提高了延时补偿方法的适用性。

本论文的创新性成果主要体现为以下几点：

(1) 提出了一种基于双位置反馈的全闭环位置控制方法，在保证位置控制精度的基础上，提高了全闭环位置控制的动态响应性能。

(2) 提出了一种转速转角估算方法，降低了转速波动，提高了转速和转矩内环的性能。

(3) 提出了一种自适应瞬态反向间隙辨识及误差补偿方法，减小了反向间隙误差。

(4) 提出了一种基于扰动观测器的通讯延时补偿方法，降低了数控系统中通讯延时对位置环控制性能的影响。

本论文以全闭环伺服驱动系统位置控制误差补偿为目标展开相关研究。除论文所述工作外，仍存在若干科学问题亟待解决，其中包括但不限于以下几个方面：

(1) 目前的转速转角估算方法还不能在所有电机工况下均得到最好的估算结果。因此，需要进一步研究将转速控制器的设计与转速估算方法相结合，研究集成度更高的高品质转速及电流内环调控方法。

(2) 在实际的全闭环伺服机床中，反向间隙不仅会导致瞬态的反向间隙误差，也可能引起伺服轴振动过大甚至失稳。因此，需要进一步研究既能够补偿瞬态反向间隙误差又能够抑制反向间隙引起的极限环振荡的补偿和控制方法。

(3) 论文采用的通讯扰动观测器对数控机床系统中的通讯延时补偿具有良好的补偿效果，但对于通讯延时时变且系统模型时变的系统，如：工业机器人和工业自动化领域的位置控制系统中，抑制能力不足，因此需要研究具有普遍适用性的通讯延时抑制方法。

参考文献

- [1] 李浩. 面向高速高精加工的运动轨迹控制关键技术研究[D]. 沈阳: 中国科学院大学(中国科学院沈阳计算技术研究所)博士学位论文, 2019: 3-5.
- [2] Shneor Y. Reconfigurable machine tool: CNC machine for milling, grinding and polishing[J]. Procedia Manufacturing, 2018, 21: 221-227.
- [3] 王黎明. 2019 年全球机床行业概况[J]. 世界制造技术与装备市场, 2020(03): 31-32.
- [4] Zhao D, Bi Y, Ke Y. An efficient error compensation method for coordinated CNC five-axis machine tools[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2017, 123: 105-115.
- [5] 宋智勇, 李晴朝, 姜忠, 等. CNC 机床动态特性与 S 形试件轮廓误差映射关系分析[J]. 中国机械工程, 2016, 27(23): 3157-3161, 3166.
- [6] Jia Z, Ma J, Song D, et al. A review of contouring-error reduction method in multi-axis CNC machining[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2018, 125: 34-54.
- [7] M. Tomizuka, Zero phase error tracking algorithm for digital control[J], Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Transactions of the ASME, 1987, 109(1): 65-68.
- [8] Tomizuka M, Chen MS, Renn S, Tsao T. Tool Positioning for Noncircular Cutting with Lathe[C]. American Control Conference, IEEE, 1986: 566-573.
- [9] Fujimoto H, Hori Y, Kawamura A. Perfect tracking control based on multirate feedforward control with generalized sampling periods[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(3): 636-644.
- [10] Devasia S, Eleftheriou E, Moheimani S O R. A survey of control issues in nanopositioning[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2007, 15(5): 802-823.
- [11] Camacho E F, Alba C B. Model predictive control[M]. Springer Science & Business Media, 2013.
- [12] Lyu D, Liu Q, Liu H, et al. Dynamic error of CNC machine tools: a state-of-the-art review[J]. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2020, 106(5-6): 1869-1891.
- [13] Shi S, Lin J, Wang X, et al. Analysis of the transient backlash error in CNC machine tools with closed loops[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2015, 93: 49-60.
- [14] Xi XC, Poo AN, Hong GS. Improving contouring accuracy by tuning gains for a

- bi-axial CNC machine[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2009, 49(5): 395-406.
- [15] Koren Y. Cross-coupled biaxial computer control for manufacturing systems[J]. Journal of Dynamic Systems Measurement and Control, 1980, 102(4): 265-272.
- [16] Yang M, Yang J, Zhu L, et al. A novel curvature circle iterative algorithm for contour error control of multi-axis CNC machine tools[J]. Precision Engineering, 2020.
- [17] Yuan M, Chen Z, Yao B, et al. Time optimal contouring control of industrial biaxial gantry: A highly efficient analytical solution of trajectory planning[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2016, 22(1): 247-257.
- [18] Chen Z, Li C, Yao B, et al. Integrated coordinated/synchronized contouring control of a dual-linear-motor-driven gantry[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(5): 3944-3954.
- [19] Yamada S, Fujimoto H. Precise Joint Torque Control Method for Two-inertia System with Backlash Using Load-side Encoder[J]. IEEE Journal of Industry Applications, 2019, 8(1): 75-83.
- [20] Wang Z, Hu C, Zhu Y. Double Taylor Expansion-Based Real-Time Contouring Error Estimation for Multiaxis Motion Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(12): 9490-9499.
- [21] Kim S. Moment of inertia and friction torque coefficient identification in a servo drive system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 66(1): 60-70.
- [22] Szabat K, Orłowska-Kowalska T. Vibration suppression in a two-mass drive system using PI speed controller and additional feedbacks—Comparative study[J]. IEEE Transactions on industrial electronics, 2007, 54(2): 1193-1206.
- [23] Hacı A, Jezernik K, Sabanovic A. SMC with disturbance observer for a linear belt drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 3402-3412.
- [24] Muszynski R, Deskur J. Damping of torsional vibrations in high-dynamic industrial drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 57(2): 544-552.
- [25] Itoh K, Iwasaki M, Matsui N. Optimal design of robust vibration suppression controller using genetic algorithms[C]. 7th International Workshop on Advanced Motion Control. Proceedings (Cat. No. 02TH8623). IEEE, 2002: 86-91.
- [26] Schmidt P, Rehm T. Notch filter tuning for resonant frequency reduction in dual inertia systems[C]. Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No. 99CH36370). IEEE, 1999, 3: 1730-1734.
- [27] Ellis G, Gao Z. Cures for low-frequency mechanical resonance in industrial servo systems[C]. IEEE Industry Applications Conference. IEEE, 2001.
- [28] 杨明, 曹佳, 徐殿国. 基于输入整形技术的交流伺服系统抖动抑制[J]. 电工技术学

- 报,2018,33(21):4979-4986.
- [29]郭阳阳. 全闭环位置伺服系统摩擦补偿及振荡抑制技术[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学硕士学位论文,2019: 8-10.
- [30]张懿,张明明,魏海峰,李垣江,刘维亭.基于霍尔传感器的永磁同步电机高精度转子位置观测[J].电工技术学报,2019, 34(22): 4642-4650.
- [31]赵远洋, 韩邦成, 陈宝栋. 低分辨率位置传感器永磁同步电机精确位置估计方法综述[J]. 电工技术学报, 2019, 34(15): 3148-3157.
- [32]Morimoto S, Sanada M, Takeda Y. Sinusoidal current drive system of permanent magnet synchronous motor with low resolution position sensor[C]. The 31st IAS Annual Meeting, Industry Applications Conference, San Diego, CA, USA, 1996: 9-14.
- [33]Bu J, Xu L, Sebastian T, et al. Near-zero speed performance enhancement of PM synchronous machines assisted by low-cost Hall effect sensors[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Anaheim, CA, USA, 1998: 64-68.
- [34]Capponi F G, De Donato G, Del Ferraro L. Brushless AC drive using an axial flux synchronous PM motor with low resolution position sensors[C]. Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004: 2287-2292.
- [35]Brown R H, Schneider S C, Mulligan M G. Analysis of algorithms for velocity estimation from discrete position versus time data[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1992, 39(1): 11-19.
- [36]Tesch T R, Lorenz R D. Disturbance Torque and Motion State Estimation Using Low Resolution Position Interfaces[C]. The 41st IAS Annual Meeting, Industry Applications Conference, Tamil Nadu, India, 2006: 917-924.
- [37]Dalala Z M, Cho Y, Lai J S. Enhanced vector tracking observer for rotor position estimation for PMSM drives with low resolution Hall-Effect position sensors[C]. 2013 International Electric Machines & Drives Conference. IEEE, 2013: 484-491.
- [38]Lenine D, Reddy B R, Kumar S V. Estimation of speed and rotor position of BLDC motor using extended Kalman filter[C]. IET-UK International Conference on Information and Communication Technology in Electrical Sciences (ICTES), Tamil Nadu, India, 2007: 433-440.
- [39]Song Y, Dougal R, Gao L, et al. A novel brushless DC motor speed estimator based on space-frequency localized wavelet neural networks (WNNs)[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), Austin, TX, USA, 2005: 927-932.
- [40]Capponi F G, De Donato G, Del Ferraro L, et al. AC brushless drive with low-resolution hall-effect sensors for surface-mounted PM machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(2): 526-535.

- [41]Harke M C, De Donato G, Capponi F G, et al. Implementation issues and performance evaluation of sinusoidal, surface-mounted PM machine drives with Hall-effect position sensors and a vector-tracking observer[J]. IEEE Transactions on Industry Appli- cations, 2008, 44(1): 161-173.
- [42]Tesch T R, Lorenz R D. Disturbance Torque and Motion State Estimation Using Low Resolution Position Interfaces[C]. The 41st IAS Annual Meeting, Industry Applications Conference, Tamil Nadu, India, 2006: 917-924.
- [43]García P, Briz F, Degner M W, et al. Accuracy, bandwidth, and stability limits of carrier-signal- injection-based sensorless control methods[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(4): 990-1000.
- [44]Yoo A, Sul S K, Lee D C, et al. Novel speed and rotor position estimation strategy using a dual observer for low-resolution position sensors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(12): 2897-2906.
- [45]Ștefănescu D M. Static and Dynamic Stiffness in Connection with Ball Screws and Reinforced Concrete Components[M]. Handbook of Force Transducers. Springer, Cham, 2020: 99-106.
- [46]Kao JY, Yeh ZM, Tarng YS, Lin YS. A study of backlash on the motion accuracy of CNC lathes[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 1996, 36(5): 539-550.
- [47]Tarng YS, Kao JY, Lin YS. Identification of and compensation for backlash on the contouring accuracy of CNC machining centres[J]. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 1997, 13(2): 77-85.
- [48]Huang X, Mei X, Tao T, et al. Analysis of friction error in CNC machine tools based on electromechanical characteristics[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, 2019, 233(14): 4934-4946.
- [49]Liu X, Cao H, Wei W, et al. A Practical Precision Control Method Base on Linear Extended State Observer and Friction Feedforward of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor[J]. IEEE Access, 2020, 8: 68226-68238.
- [50]Lyu D, Liu Q, Liu H, et al. Dynamic error of CNC machine tools: a state-of-the-art review[J]. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2020, 106(5-6): 1869-1891.
- [51]Feng B, Mei XS, Guo L, Zhang DS, Cheng YL. Backlash compensation on CNC machine tool based on semi-closed loop control[C]. Advanced Materials Research, Trans Tech Publications, 2012, 346: 644-649.
- [52]Hu C, Ou T, Chang H, et al. Deep GRU Neural-Network Prediction and Feedforward Compensation for Precision Multi-Axis Motion Control Systems[J]. IEEE/ASME

- Transactions on Mechatronics, 2020, 25(3): 1377-1388.
- [53]Sun W, Zhang Y, Huang Y, et al. Transient-performance-guaranteed robust adaptive control and its application to precision motion control systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6510-6518.
- [54]Nordin M, Gutman PO. Nonlinear speed control of elastic systems with backlash[C]. Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control, IEEE, 2000, 4: 4060-4065.
- [55]Calvini M, Carpita M, Formentini A, et al. PSO-based self-commissioning of electrical motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 62(2): 768-776.
- [56]Vörös J. Modeling and identification of systems with backlash[J]. Automatica, 2010, 46(2): 369-374.
- [57]Lai G, Liu Z, Zhang Y, et al. Adaptive fuzzy tracking control of nonlinear systems with asymmetric actuator backlash based on a new smooth inverse[J]. IEEE transactions on cybernetics, 2015, 46(6): 1250-1262.
- [58]Zuo Z, Ju X, Ding Z. Control of gear transmission servo systems with asymmetric deadzone nonlinearity[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2015, 24(4): 1472-1479.
- [59]Lai G, Liu Z, Zhang Y, et al. Adaptive inversion-based fuzzy compensation control of uncertain pure-feedback systems with asymmetric actuator backlash[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2016, 25(1): 141-155.
- [60]Dwivedula R V, Pagilla P R. Effect of compliance and backlash on the output speed of a mechanical transmission system[J]. Journal of dynamic systems, measurement, and control, 2012, 134(3).
- [61]Lagerberg A, Egardt B S. Estimation of backlash with application to automotive powertrains[C]. Proceedings the 42nd IEEE Conference on Decision and Control, IEEE, 2003, 5: 4521-4526.
- [62]A Lagerberg. Control and estimation of automotive powertrains with backlash[D]. Göteborg: Chalmers University of Technology, 2004. Lagerberg A, Egardt B. Backlash estimation with application to automotive powertrains[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2007, 15(3):483-493.
- [63]Lagerberg A, Egardt B. Backlash estimation with application to automotive powertrains[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2007, 15(3):483-493.
- [64]Corradini M L, Orlando G. Robust stabilization of nonlinear uncertain plants with backlash or dead zone in the actuator[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2002, 10(1): 158-166.

- [65]He W, David A O, Yin Z, et al. Neural network control of a robotic manipulator with input deadzone and output constraint[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2015, 46(6): 759-770.
- [66]Liu Y J, Gao Y, Tong S, et al. Fuzzy approximation-based adaptive backstepping optimal control for a class of nonlinear discrete-time systems with dead-zone[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2015, 24(1): 16-28.
- [67]He W, David A O, Yin Z, et al. Neural network control of a robotic manipulator with input deadzone and output constraint[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2015, 46(6): 759-770.
- [68]He W, He X, Zou M, et al. PDE model-based boundary control design for a flexible robotic manipulator with input backlash[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2018, 27(2): 790-797.
- [69]Ma J, Zheng Z, Li P. Adaptive dynamic surface control of a class of nonlinear systems with unknown direction control gains and input saturation[J]. IEEE transactions on cybernetics, 2014, 45(4): 728-741.
- [70]Su CY, Stepanenko Y, Svoboda J, Leung TP. Robust adaptive control of a class of nonlinear systems with unknown backlash-like hysteresis[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2000, 45(12): 2427-2432.
- [71]Park M S, Chwa D, Hong S K. Antisway tracking control of overhead cranes with system uncertainty and actuator nonlinearity using an adaptive fuzzy sliding-mode control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(11): 3972-3984.
- [72]Jang JO, Lee PG, Park SB, Ahn IS. Backlash compensation of systems using fuzzy logic[C]. Proceedings of the American Control Conference, IEEE, 2001, 6: 4788-4789.
- [73]Orlowska-Kowalska T, Szabat K. Neural-network application for mechanical variables estimation of a two-mass drive system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(3): 1352-1364.
- [74]Liu Y J, Tong S. Adaptive fuzzy control for a class of nonlinear discrete-time systems with backlash[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2013, 22(5): 1359-1365.
- [75]李旭光, 张颖伟, 冯琳. 时滞系统的完全稳定性研究综述[J]. 控制与决策, 2018, v33(07):4-21.
- [76]Hu G D, Hu G D. Stability of neutral delay-differential systems: Boundary criteria[J]. Applied Mathematics and Computation, 2017, 87(s 2-3):247-259.
- [77]李旭光. 时滞系统稳定性的若干研究[D]. 上海: 上海交通大学博士学位论文, 2007: 5-10.
- [78]Zhang H, Wang Z, Liu D. A comprehensive review of stability analysis of continuous-time recurrent neural networks[J]. IEEE Transactions on Neural Networks

- and Learning Systems, 2014, 25(7): 1229-1262.
- [79]Fridman E. Introduction to time-delay systems: Analysis and control[M]. Basel: Birkhauser, 2014.
- [80]Middleton R H, Miller D E. On the achievable delay margin using LTI control for unstable plants[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2007, 52(7): 1194-1207.
- [81]Keqin Gu. An improved stability criterion for systems with distributed delays[J]. International Journal of Robust & Nonlinear Control, 2017, 13(9).
- [82]Tipsuwan Y , Chow M Y . Gain scheduler middleware: a methodology to enable existing controllers for networked control and teleoperation-part II: teleoperation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 51(6):1228-1237.
- [83]Hu L S , Bai T , Shi P , et al. Sampled-data control of networked linear control systems[J]. Automatica, 2017, 43(5):903-911.
- [84]Olgac N , Sipahi R . An exact method for the stability analysis of time-delayed linear time-invariant (LTI) systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 47(5):793-797.
- [85]Olgac N, Sipahi R. An improved procedure in detecting the stability robustness of systems with uncertain delay[J]. IEEE transactions on automatic control, 2006, 51(7): 1164-1165.
- [86]张晴. 线性时滞系统频域控制的若干问题研究[D]. 杭州: 浙江大学博士学位论文,2002: 24-30.
- [87]王成山, 石颀. 考虑时间延迟影响的电力系统稳定器设计[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(10): 1-6.
- [88]Dong C, Yang S, Jia H, et al. Padé-based stability analysis for a modular multilevel converter considering the time delay in the digital control system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 66(7): 5242-5253.
- [89]王明义. 精密永磁直线同步电机电流闭环控制关键技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学博士学位论文,2016: 32-35.
- [90]赵灵冬. 分数阶非线性时滞系统的稳定性理论及控制研究[D]. 东华大学, 2014: 4-9.
- [91]MacFarlane A. The development of frequency-response methods in automatic control [Perspectives][J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1979, 24(2): 250-265.
- [92]曹佳. 两轴联动驱控一体伺服系统定位末端抖振抑制[D].哈尔滨: 哈尔滨工业大学硕士学位论文,2019: 2-4.
- [93]侯忠生, 许建新. 数据驱动控制理论及方法的回顾和展望[J]. 自动化学报, 2009, 35(6): 650-667.
- [94]García P, Albertos P, Hägglund T. Control of unstable non-minimum-phase delayed systems[J]. Journal of Process Control, 2006, 16(10): 1099-1111.

- [95]Najafi M, Hosseinnia S, Sheikholeslam F, et al. Closed-loop control of dead time systems via sequential sub-predictors[J]. International Journal of Control, 2013, 86(4): 599-609.
- [96]李云嵩. 铣床进给系统全闭环位置控制通讯延时补偿技术[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学硕士学位论文, 2020: 5-9.
- [97]丁晓迪. 基于史密斯预估器的时滞系统控制研究[D]. 无锡: 江南大学硕士学位论文, 2016: 3-8.
- [98]Watanabe K , Ito M . A process-model control for linear systems with delay[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1981, 26(6):1261-1269.
- [99]季春光, 王朋, 李士勇, 等. 基于神经网络的时变大滞后系统的 Smith 预估控制[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2003, 35(3): 303-306.
- [100]Lai C L, Hsu P L. Design the remote control system with the time-delay estimator and the adaptive smith predictor[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2009, 6(1): 73-80.
- [101]K. J. Astrom, C. C. Hang and B. C. Lim, A new Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time, IEEE Transactions on Automatic Control[J]. 2017, 39(2):343-345.
- [102]Natori K, Oboe R, Ohnishi K. Stability analysis and practical design procedure of time delayed control systems with communication disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2008, 4(3): 185-197.
- [103]Natori K, Tsuji T, Ohnishi K, et al. Time-delay compensation by communication disturbance observer for bilateral teleoperation under time-varying delay[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 57(3): 1050-1062.
- [104]Bibian S , Jin H . Time delay compensation of digital control for DC switchmode power supplies using prediction techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 15(5):835-842.
- [105]Yao W, Yang Y, Zhang X, et al. Design and analysis of robust active damping for LCL filters using digital notch filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(3): 2360-2375.
- [106]Lu M, Wang X, Loh P C, et al. Graphical evaluation of time-delay compensation techniques for digitally controlled converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(3): 2601-2614.
- [107]Wang J, Yan J D, Jiang L, et al. Delay-dependent stability of single-loop controlled grid-connected inverters with LCL filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(1): 743-757.
- [108]Khanesar M A, Kaynak O, Yin S, et al. Adaptive indirect fuzzy sliding mode controller for networked control systems subject to time-varying network-induced time delay[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2014, 23(1): 205-214.

- [109]Khanesar M A, Kaynak O, Teshnehlal M. Direct model reference Takagi–Sugeno fuzzy control of SISO nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2011, 19(5): 914-924.
- [110]Khanesar M A, Kaynak O, Yin S, et al. Adaptive indirect fuzzy sliding mode controller for networked control systems subject to time-varying network-induced time delay[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2014, 23(1): 205-214.
- [111]马明娜. Smith 预估器参数整定及其应用研究[D]. 保定: 华北电力大学硕士学位论文, 2018: 1-3.
- [112]B. Wu and C. Lin. Adaptive Neural Predictive Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Systems With Long Delay Time[J]. IEEE Access, 2019, 7: 108061-108069.
- [113]Z. Li and C. Su. Neural-Adaptive Control of Single-Master–Multiple-Slaves Teleoperation for Coordinated Multiple Mobile Manipulators With Time-Varying Communication Delays and Input Uncertainties[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2018, 24(9):1400-1413.
- [114]G. Ellis. Control System Design Guide[M], A Practical Guide, Elsevier Academic Press, 2004.
- [115]Ghaffari A , Mohammadiasl E . Calculating the Frequency of Oscillation for Servo Axes Distressed by Clearance or Preloading[J]. IEEE ASME Transactions on Mechatronics, 2018, 18(3):922-931.
- [116]Szabat K , Orłowska-Kowalska T . Vibration Suppression in a Two-Mass Drive System Using PI Speed Controller and Additional Feedbacks—Comparative Study[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 5(4):1193-1206.
- [117]王璨. 伺服驱动系统机械参数辨识与振荡抑制技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学博士学位论文, 2019: 10-16.

攻读博士学位期间发表的论文及其它成果

(一) 发表的学术论文

- [1] **Qinan Ni**, Ming Yang*, Shafiq A Odhano, Mi Tang, Pericle Zanchetta, Xiaosheng Liu, Dianguo Xu. A New Position and Speed Estimation Scheme for Position Control of PMSM Drives Using Low-resolution Position Sensors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(4): 3747-3758. (SCI 收录号 : WOS:000474562900043, IF: 3.488)
- [2] Ming Yang, **Qinan Ni***, Xiaosheng Liu, Dianguo Xu, Vibration Suppression and Over-Quadrant Error Mitigation Methods for a Ball-screw Driven Servo System with Dual-Position Feedback[J]. IEEE Access, 2020, 8: 213758-213771. (SCI 检索, IF: 3.745)
- [3] **Qinan Ni**, Ming Yang, Shafiq A Odhano, Pericle Zanchetta, Xiaosheng Liu, Dianguo Xu. Analysis and design of position and velocity estimation scheme for PM servo motor drive with binary Hall sensors[C]. 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, USA, 2018: 6967-6974. (EI 检索)
- [4] **Qinan Ni**, Ming Yang, Jiang Long, Dianguo Xu. Observer-based estimation improvement for servo control of PMSM with binary-type hall sensors[C]. 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Tampa, FL, 2017: 539-545. (EI 检索)
- [5] 倪启南,杨明,徐殿国,刘晓胜.低分辨率位置传感器永磁同步电机精确位置估计方法综述[J].电工技术学报,2017,32(22):70-81. (EI 检索)
- [6] 倪启南,杨明,董翔,刘晓胜,徐殿国.基于霍尔位置传感器的 PMSM 转速观测器状态估算误差抑制方法[J].电工技术学报,2017,32(17):189-198. (EI 检索)
- [7] **Qinan Ni**, Ming Yang, Yunsong Li, Mi Tang, Xiaosheng Liu, Dianguo Xu. Vibration Suppression and High Precision Position Control for a Two-Mass Permanent Magnet Synchronous Motor System with Multiple Position Sensor Feedback [C]. 10th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2020). Nottingham University, 2020. (EI 检索)

致 谢

光阴似箭，辗转五年，博士生涯已到了尾声，不知不觉已从一个学生变成了即将踏入社会、开启人生下一阶段的青年。细数在哈工大数载的求学岁月，很多人与事在我心中留下了美好的回忆。借此博士论文成稿之际，希望撰文以铭记这些美好，也希望对博士期间提供过帮助的师友表达诚挚的感谢！

能够顺利完成论文并获得博士学位，首先要感谢我的指导老师杨明教授，在博士阶段学习过程中，对我在学业研究上不厌其烦的细心指导，以及在日常生活上的关心与照料。杨老师孜孜不倦的工作态度和实业报国的情怀也激励我很多，杨老师充分尊重学生选择，鼓励学生自由探索，并尽其所能提供实验条件，帮助完成研究，这种教授方法于我非常受用。此外，感谢杨老师对我将来事业发展给予的耐心指导与热情帮助，以及对我科研与工作中不足的包容，在此致上由衷的感谢与谢忱。

博士期间，得到了 PEED 研究所老师们及师兄姐妹们的大量帮助。感谢徐殿国教授在科研与工作上对我的鼓励与支持，徐老师深厚的学术造诣，缜密严谨的逻辑习惯、诚恳友善的待人态度，是我终生学习的榜样。徐老师在指导学生中，不止于教授科研知识，更会致力于培养学生科研方法、为人之道，让人受益终身。感谢刘晓胜、王高林、高强、于泳、王懿杰、张学广、张相军、武健、杨华等老师对我在学习、科研及生活等各方面的关心和帮助。特别要感谢刘晓胜教授，刘老师科学严谨的态度及勤奋敬业的作风，令我获益良多。感谢伺服课题组王璨、柴娜、龙江、陈扬洋、孙永平、郎孝宇、徐宏达、商书宇、郭阳阳、李云嵩、徐东林、李思、刘凯宁、黄旭、马宇等师兄姐妹们，在科研、工作与生活过程中，大家互相勉励、互相讨论、互相扶持，与你们在一起，博士生活变充实而难忘。特别要感谢李云嵩、郭阳阳等陪我在广州数控做实验以及允许且协助我做一些测试尝试。

感谢华南理工大学的史生字老师，在你的帮助下，我对机床进给系统反向间隙误差有了新的认识。感谢诸多好朋友与我讨论研究内容，并帮忙修改论文。在此感谢赵楠楠、李晨睿、管乐诗、李彬彬、王明义、姚友素等。

感谢我在英国诺丁汉大学交流时的导师 Pericle Zanchetta 教授，感谢 Pericle 教授给予我在英国交流这一年多期间的指导和帮助。访学不仅使我对电力电子及电力拖动学科有了新的认识，更了解了英国包容的文化氛围。感谢诺丁汉大学的杨涛教授、唐密博士和 Shafiq Odhano 博士的指导和关怀，你们渊博的学识、严谨的科研态度、积极乐观的精神激励我对科研的执着和热爱！

感谢我的父母与姐姐，你们一直都是我最强大的后盾，感谢你们多年以来的关怀爱护与鼓励支持，在此表示深深的爱意与谢意！

最后，感谢答辩委员会及各位评审老师们在本论文上所付出的宝贵时间和精力。

