

分类号: U463.4

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210120146



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题目 基于麻雀-PID 控制算法的
新能源汽车转向系统研究

论文作者 杨东德
校内导师 肖平 教授
校外导师 王金桥 正高级工程师
专业学位类别 机械
研究方向(领域) 新能源汽车转向系统

论文提交日期: 2024 年 5 月 31 日

分类号：U463.4

学校代码：10363

密 级：公开

学 号：2210120146

基于麻雀-PID 控制算法的新能源汽车转向系统研究

RESEARCH ON NEW ENERGY VEHICLE STEERING
SYSTEM BASED ON SSA-PID CONTROL ALGORITHM

学生姓名：杨东德

校内导师：肖平（教授）

校外导师：王金桥（正高级工程师）

专 业：机械

研究方向：新能源汽车转向系统

论文答辩日期：2024 年 5 月 25 日

安徽工程大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

学位论文作者签名：杨东德

日期：2024年5月31日

安徽工程大学学位论文版权使用授权书

学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅或借阅。本人授权安徽工程大学可以将本学位论文的全部内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密 ☐，在_____年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

不保密 ☒。

学位论文作者签名：杨东德

指导教师签名：[Signature]

日期：2024年5月31日

日期：2024年5月31日

基于麻雀-PID 控制算法的新能源汽车转向系统研究

摘 要

随着电子信息技术的快速发展,对于新能源汽车转向系统的可靠性、精确性以及驾驶舒适性要求越来越高。汽车线控转向系统中,驾驶员的转向操纵意图通过传感器与电控装置以电信号的形式实现。因此,针对汽车转向特性要求,研究转向电机控制策略具有重要意义。为深入研究汽车线控转向系统稳定性控制,本文以转向电机为研究对象,针对麻雀算法的缺点进行了改进,设计了基于改进麻雀-PID 控制算法的转向系统控制策略。以改善转向电机转角精度为目标,对线控转向系统进行了建模与仿真分析,并基于线控转向系统试验台架进行了试验验证。主要研究内容和结果如下:

(1) 建立了线控转向系统数学模型和仿真模型,并根据横摆角速度恒定的方案设计理想传动比。通过三种经典工况对所建立的模型进行了仿真分析及正确性验证。结果表明:线控转向系统参数响应曲线符合要求。

(2) 基于永磁同步电机工作原理,建立了永磁同步电机仿真模型,针对空间矢量脉宽调制策略进行分析,采用电流环和转速环的 PI 控制,提高了转向电机的转速和转矩控制效果。

(3) 针对麻雀算法易陷入局部最优值和收敛精度的问题,提出一种融合改进策略。通过测试函数的收敛曲线对比进一步验证了该方法

的有效性，并将改进算法应用到转向电机的 PID 控制中。仿真结果表明：在阶跃工况下，与普通麻雀 PID 算法相比，改进后的麻雀-PID 算法控制下的电机转角超调量降低了 11.93%，达到稳态所需时间降低了 18.98%；在双移线工况下，转角误差的平均值降低了 38.53%，标准差降低了 38.42%。达到了降低转角误差的目的，同时也保证了较好的转角跟随效果。

(4) 以线控转向实验平台为基础，对所提出的控制策略进行试验验证。试验结果表明：与普通麻雀-PID 算法相比，在阶跃工况下，改进后的麻雀-PID 算法控制下的电机转角超调量降低了 13.24%，达到稳态所需时间降低了 14.01%；在双移线工况下，转角误差的平均值降低了 20.25%，标准差降低了 24.94%。由此可以得出所改进的麻雀算法可以起到优化转向电机 PID 控制器参数的作用，提高了转向电机的转角精度和跟随效果。

本文所得的研究成果对于新能源汽车转向系统控制的深入研究具有重要的指导意义，可为麻雀算法的改进策略提供理论依据和参考。同时，为转向电机的转角精度控制提供理论支撑和试验证明。

关键词：新能源汽车，线控转向系统，理想传动比，改进麻雀算法，麻雀-PID 控制算法

RESEARCH ON NEW ENERGY VEHICLE STEERING SYSTEM BASED ON SSA-PID CONTROL ALGORITHM

ABSTRACT

With the rapid development of electronic information technology, the requirements for the reliability, accuracy and driving comfort of the steering system of new energy vehicles are getting higher and higher. In the automobile wire-controlled steering system, the driver's intention of steering manipulation is realized in the form of electrical signals through sensors and electronic control devices. Therefore, it is of great significance to study the steering motor control strategy for the requirements of automobile steering characteristics. In order to deeply study the stability control of automobile wire-controlled steering system, this paper takes the steering motor as the research object, improves the shortcomings of the sparrow algorithm, and designs the steering system control strategy based on the improved SSA-PID. With the goal of improving the steering motor cornering accuracy, the steer-by-wire system was modeled and simulated, and the test was verified based on the steer-by-wire system test rig. The main research contents and results are as follows:

(1) A mathematical model and a simulation model of the steer-by-wire system are established, and the ideal transmission ratio is designed according to the scheme of constant angular velocity of the transverse pendulum. The simulation analysis and correctness verification of the established model were carried out through three classical working conditions. The results show that the parameter response curve of the wire-

controlled steering system meets the requirements.

(2) Based on the working principle of permanent magnet synchronous motor, the simulation model of permanent magnet synchronous motor is established, analyzed for the space vector pulse width modulation strategy, and the PI control of current loop and speed loop is adopted to improve the speed and torque control effect of the steering motor.

(3) Aiming at the problem that the sparrow algorithm is easy to fall into the local optimum and convergence accuracy, a fusion improvement strategy is proposed. The effectiveness of the method is further verified by comparing the convergence curves of the test functions, and the improved algorithm is applied to the PID control of the steering motor. The simulation results show that: in the step condition, compared with the ordinary SSA-PID, the motor corner overshoot under the control of the improved SSA-PID is reduced by 11.93%, and the time required to reach the steady state is reduced by 18.98%; in the double-shifted line condition, the mean value of the corner error is reduced by 38.53%, and the standard deviation is reduced by 38.42%. The purpose of reducing the cornering error is achieved, and a better corner following effect is also ensured.

(4) The proposed control strategy is experimentally verified based on the wire-controlled steering experimental platform. The experimental results show that, compared with the ordinary SSA-PID, under the step condition, the motor corner overshooting under the control of the improved SSA-PID is reduced by 13.24%, and the time required to reach the steady state is reduced by 14.01%; under the double-shift line condition, the mean value of the cornering error is reduced by 20.25%, and the standard deviation is reduced by 24.94%. It can be concluded that the improved sparrow algorithm can play a role in optimizing the parameters of the steering motor PID controller, which improves the steering motor's

cornering accuracy and following effect.

The research results obtained in this thesis have important guiding significance for the in-depth study of the steering system control of new energy vehicles, which can provide theoretical basis and reference for the improvement strategy of the sparrow algorithm. At the same time, it provides theoretical support and experimental proof for the steering motor's cornering accuracy control.

KEY WORDS: new energy vehicle, steer-by-wire system, ideal transmission ratio, improved sparrow search algorithm, SSA-PID control

目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	III
目 录.....	VI
插图清单.....	X
表格清单.....	XII
第 1 章 绪论.....	1
1.1 研究背景与意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	2
1.2.1 线控转向系统研究现状.....	2
1.2.2 电机控制研究现状.....	6
1.2.3 麻雀算法研究现状.....	7
1.2.4 研究现状分析.....	8
1.3 本文主要研究内容及章节安排.....	9
1.3.1 研究内容.....	9
1.3.2 章节安排.....	9
第 2 章 线控转向系统建模.....	11
2.1 引言.....	11
2.2 线控转向系统各机构建模.....	11
2.2.1 线控转向系统的构成.....	11
2.2.2 线控转向系统方向盘机构建模.....	12
2.2.3 线控转向系统转向执行机构建模.....	13
2.3 线控转向系统整车建模.....	15
2.3.1 CarSim 车辆模型建立	15
2.3.2 车辆轮胎建模.....	16
2.3.3 车辆二自由度模型.....	19
2.3.4 整车联合仿真模型.....	22

2.4 线控转向系统理想传动比设计.....	24
2.4.1 理想传动比的设计要求.....	24
2.4.2 理想传动比的确定.....	25
2.4.3 理想传动比仿真分析.....	27
2.5 线控转向系统仿真模型验证.....	27
2.5.1 方向盘角阶跃工况.....	27
2.5.2 双移线变道工况.....	28
2.5.3 正弦曲线转向工况.....	29
2.6 本章小结.....	30
第 3 章 线控转向系统转向电机控制研究.....	31
3.1 引言.....	31
3.2 永磁同步电机建模.....	31
3.2.1 Clarke 变换.....	32
3.2.2 Park 变换.....	33
3.3 永磁同步电机的驱动控制.....	34
3.3.1 SVPWM 控制策略介绍.....	34
3.3.2 基本空间矢量.....	35
3.3.3 SVPWM 控制策略计算.....	37
3.3.4 SVPWM 控制策略仿真.....	40
3.4 永磁同步电机的矢量控制.....	42
3.4.1 转速环 PI 控制.....	42
3.4.2 电流环 PI 控制.....	43
3.4.3 基于 PI 控制的电机仿真分析.....	45
3.5 本章小结.....	47
第 4 章 基于麻雀-PID 算法的线控转向控制研究.....	48
4.1 引言.....	48
4.2 麻雀算法概述.....	48
4.2.1 麻雀算法简介.....	48

4.2.2 麻雀算法寻优原理.....	49
4.3 麻雀算法的改进.....	50
4.3.1 基于人类社会行为学习机制.....	51
4.3.2 柯西-高斯变异策略	51
4.3.3 基于螺旋探索的自适应预警策略.....	52
4.3.4 改进算法的性能测试.....	53
4.4 基于改进麻雀-PID 电机转角反馈控制.....	59
4.4.1 PID 控制概述	59
4.4.2 麻雀-PID 控制策略.....	59
4.5 仿真实验与分析.....	60
4.5.1 阶跃信号工况仿真.....	60
4.5.2 双移线变道工况仿真.....	62
4.5.3 正弦曲线转向工况仿真.....	64
4.6 本章小结.....	66
第 5 章 线控转向系统台架实验分析.....	67
5.1 引言.....	67
5.2 线控转向系统试验方案设计.....	67
5.2.1 线控转向系统试验台的结构组成.....	67
5.2.2 试验方案及流程.....	68
5.3 试验结果分析.....	70
5.3.1 阶跃信号工况试验验证.....	70
5.3.2 双移线变道工况试验验证.....	72
5.3.3 正弦曲线转向工况试验验证.....	73
5.4 本章小结.....	74
第 6 章 总结与展望.....	75
6.1 全文总结.....	75
6.2 研究展望.....	76
参考文献.....	77

攻读学位期间取得的成果及参研项目	86
致谢	87

插图清单

图 1-1 汽车转向系统	1
图 1-2 英菲尼迪 Q50 线控式转向	3
图 1-3 春晖三号	5
图 2-1 线控转向系统结构原理图	12
图 2-2 方向盘模块物理模型	13
图 2-3 转向执行模块物理模型	14
图 2-4 轮胎侧向力与侧偏角的关系	17
图 2-5 轮胎纵向力随滑移率的变化	18
图 2-6 轮胎的纵向力和侧向力与滑转率的关系	19
图 2-7 轮胎侧向力和纵向力的关系	19
图 2-8 车辆二自由度模型	20
图 2-9 稳态横摆角速度增益随车辆速度的变化	25
图 2-10 横摆角速度增益响应曲线	27
图 2-11 阶跃工况下转向系统响应曲线	28
图 2-12 双移线工况下转向系统响应曲线	29
图 2-13 正弦曲线工况下转向系统响应曲线	30
图 3-1 三相坐标系 abc 和两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 的关系	33
图 3-2 $\alpha\beta$ 坐标系和 dq 坐标系的关系	34
图 3-3 SVPWM 控制及 PMSM 电路图	35
图 3-4 电压空间矢量	36
图 3-5 三相绕组电压	37
图 3-6 V_δ 在扇区 I 中各矢量关系	38
图 3-7 第一扇区开关状态切换时间	41
图 3-8 PMSM 控制系统框图	42
图 3-9 内模控制策略结构图	44
图 3-10 不同负载情况下的电机转速变化	46

图 3-11 不同负载情况下的电机转矩变化	46
图 3-12 不同负载情况下的电机电流变化	47
图 4-1 麻雀算法流程图	49
图 4-2 改进麻雀算法流程图	53
图 4-3 测试函数模型	55
图 4-4 不同算法收敛曲线	56
图 4-5 算法消融测试实验对比	58
图 4-6 基于麻雀-PID 算法的电机控制框图	59
图 4-7 阶跃信号电机转角曲线	60
图 4-8 阶跃信号下控制量与目标值的误差	61
图 4-9 阶跃工况下汽车横摆角速度和质心侧偏角响应曲线	62
图 4-10 双移线工况电机转角曲线	62
图 4-11 双移线工况下控制量与目标值的误差	63
图 4-12 双移线工况下汽车横摆角速度和质心侧偏角响应曲线	64
图 4-13 正弦曲线工况电机转角曲线	64
图 4-14 正弦曲线工况下控制量与目标值的误差	65
图 4-15 正弦曲线下汽车横摆角速度和质心侧偏角响应曲线	66
图 5-1 线控转向系统试验台	68
图 5-2 CAN 通讯结构图	68
图 5-3 VeriStand 软件操作界面	69
图 5-4 试验结果可视化模块	70
图 5-5 阶跃信号工况电机转角试验曲线	71
图 5-6 阶跃信号工况下试验控制量与目标值的误差	71
图 5-7 双移线变道工况电机转角试验曲线	72
图 5-8 双移线变道工况下试验控制量与目标值的误差	72
图 5-9 正弦曲线转向工况电机转角试验曲线	73
图 5-10 正弦曲线转向工况下试验控制量与目标值的误差	74

表格清单

表 2-1 整车部分参数	16
表 2-2 魔术轮胎侧向力拟合参数	17
表 2-3 魔术轮胎纵向力拟合参数	18
表 2-4 线控转向系统参数	23
表 3-1 不同开关状态下三相电压幅值	35
表 3-2 各扇区空间矢量作用时间	38
表 3-3 开关切换顺序	39
表 3-4 各个扇区判定条件	40
表 3-5 空间向量在各个扇区的作用时间	41
表 4-1 标准测试函数	54
表 4-2 测试函数的平均值和标准差	57
表 4-3 消融实验测试函数的平均值和标准差比较	57
表 4-4 阶跃信号工况下不同车速的仿真误差	61
表 4-5 双移线变道工况下不同车速的仿真误差	63
表 4-6 正弦曲线转向工况下不同车速的仿真误差	65
表 5-1 阶跃信号工况下不同车速的试验误差	71
表 5-2 双移线变道工况下不同车速的试验误差	73
表 5-3 正弦曲线转向工况下不同车速的试验误差	74

第 1 章 绪论

1.1 研究背景与意义

面对能源匮乏和环境污染等问题,新能源汽车作为一种环保高效的交通工具,受到了广泛关注和重视。在新能源汽车的发展过程中,转向系统作为关键的安全和操控性能部件之一,是影响汽车操纵稳定与安全的关键因素^[1]。如图 1-1 所示,传统的机械转向系统已经不能满足新能源汽车对高效、精准、可靠的转向需求,而线控转向系统可以与电动助力转向装置和电动驱动系统进行集成,实现更加精确和高效的转向控制。通过电子控制单元对转向输入信号进行处理,并与电动助力转向装置和电动驱动系统进行协调,可以实现更灵活、响应更快的转向操作,与新能源汽车更加适配^[2]。

另一方面,无人驾驶汽车的研究和推广正在快速进行中。预计到 2025 年,高度全自动汽车即将上市。线控转向是一种以电动机为动力,可实现与汽车其它主动安全控制系统的通信与综合控制,为无人驾驶车辆的自主转向奠定了较好的硬件基础^[3]。研究人员和汽车制造商正致力于改进线控转向系统的性能和可靠性,以满足自动驾驶汽车对精确转向控制和驾驶辅助功能的需求。包括优化电子控制单元的算法、提高传感器的精度和可靠性、加强系统的自适应能力等方面的研究。



图 1-1 汽车转向系统

新能源汽车线控转向系统可以通过电子控制单元对转向输入信号进行处理,并与电动助力转向装置和电机驱动系统进行协调。使得转向操作更加灵活、响应更快,可以与电机驱动系统协同工作,实现更高级的转向控制功能。通过精确控

制转向力矩和转向角度，能够降低能源消耗，改善能源使用效率，延长电池续航里程^[4]。

另外，在技术创新方面，新能源汽车线控转向系统的研究和开发需要涉及电子控制、传感器技术、通信技术等多个领域的创新。这推动了相关技术的发展和應用，促进了汽车行业的进步。消费者对于驾驶安全性、能源利用效率和驾驶舒适性的要求也越来越高。研究新能源汽车线控转向系统可以满足市场需求，提供更加智能化、高效能的转向控制解决方案。

1.2 国内外研究现状

汽车转向系统的发展经历了多个阶段，最早期的汽车转向系统采用机械连接方式，通过转向轴、转向齿轮和转向杆等组件将驾驶员的转向输入传递到车轮。这种系统需要驾驶员施加较大的力量来操纵转向，操作相对较为费力。液压助力转向是一种以改善驾驶员操纵舒适性为目的的汽车转向系统。该系统通过液压泵和液压缸等组件，利用液压力来辅助转向操作。驾驶员在转向时只需施加较小的力量，即可实现转向。这种系统提高了驾驶的舒适性和操控性。随着电子科技的进步，电动助力转向效率更高，有更低的能耗和更灵活的调节性能^[5]。目前市面上的汽车大多都是采用电动助力转向系统。

近年来，随着新能源汽车与智能网联技术的发展，电子线控转向系统成为了汽车转向系统的新趋势。该系统通过电子控制单元、传感器和电动助力转向装置等组件，实现对转向输入信号的精确控制和转向特性的调节。

1.2.1 线控转向系统研究现状

线控转向的概念最早是由美国天合公司提出，德国的 Kasselmann 和 Keranen 设计了初期模型^[6]。然而，受当时电控技术的制约，线控转向一直到九十年代才取得长足的进步。奔驰、宝马、通用、丰田等汽车厂商也相继推出了配备线控转向的概念车型。

直到 2013 年，搭载于英菲尼迪 Q50 上的 DAS 线控转向系统获得量产，如图 1-2 所示。该线控转向系统采用转角、转矩传感器，结合路况信息角度，通过 ECU 控制系统智能控制车轮转向角度，实现了电子信号替代机械连接的目标^[7]。

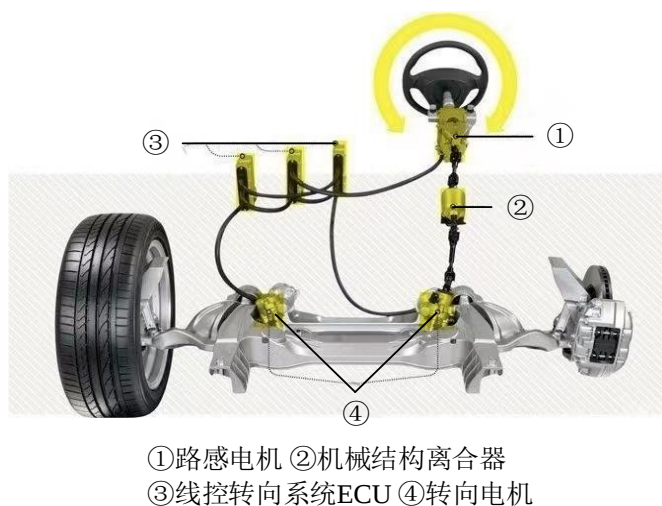


图 1-2 英菲尼迪 Q50 线控式转向

2017 年，耐世特公司开发了一种具有按需转向的功能的线控转向系统。在无人驾驶模式下，转向盘停止工作并收缩，使得驾驶员在自动驾驶时可以更加舒适地乘坐车辆，无需手动操控转向盘。这不仅提供了更大的车内空间，还减少了驾驶员的疲劳和注意力分散。当驾驶员需要接管控制时，转向盘可以重新展开并恢复正常的操作。除此之外，一些汽车界学者和研究机构也对线控转向进行了研究。斯坦福大学的 Avinash 设计了一种线控转向系统力反馈的模拟方法，可以在线控转向车辆上实现主动转向路面反馈的转向感觉。Zhai 等^[8]设计了应用于 HIL 系统的独立线控转向系统，提出了双电机转向控制策略。Ma 等^[9]提出了一种二阶滑模控制的车辆线控转向动力系统控制方法，研究结果表明：可以有效避免车辆侧翻。Mi 等^[10]提出了一种预测性混合冗余的结构，并将其应用到线控转向中，可以有效降低系统模拟误差值。Mortazavizadeh 等^[11]提出了一种模型预测的故障检测方法，并验证了方案的有效性。Hayama 等^[12-13]提出一种由驾驶员操作转向和车辆自主回正的评判准则，来验证所设计的线控转向方向盘路感反馈力矩符合程度。在线控转向故障分析等容错控制方面，设计了基于线控转向的 LIP 和 SBW 故障时制动和加速转向的多样化转向机构的容错架构。Cetin 等^[14-15]采用在线估计的方法识别转向系统和驾驶员操控参数，在此基础上设计了一种自适应转向控制策略，并在四自由度车辆模型上进行了仿真验证，结果表明：所设计的自适应控制策略具有良好的控制效果。在线控转向系统参数识别过程中，从计算复杂度、收敛性、稳定性方面在驾驶员交互平台上评估了三种自适应在线估计方法，即输

出误差法、方程误差法和修正递归最小二乘法。Lan 等^[16]提出了一种线控转向系统故障容错控制策略。通过试验表明：可以提高车辆转向故障时的容错性。Kirli 等^[17]提出了一种用于计算所需转向扭矩的新模型，以提供驾驶员期望的转向操控感，通过模块化转向扭矩计算，推导出更具运动感的转向操控配置。Wang 等^[18]提出了一种基于神经网络的线控转向系统鲁棒控制方案，该控制由标准控制和非奇异终端滑模补偿器组成，采用径向基函数神经网络（RBFNN）自适应学习李雅普诺夫意义上的不确定性边界，从而在闭环系统中有效消除不确定性的影响。Shah 等^[19]提出了一种控制器局域网（CAN）网络控制系统（NCS）故障处理方法，以分析 CAN 中故障发生的影响。试验结果表明：所提出的处理机制提高了 NCS 性能。Hwang 等^[20-21]提出一种在主动控制下具有扰动观测器（DOB）的滑模控制器（SMC）。通过对比实验验证了所提双电机驱动 SBW 系统控制方案的优异性能。提高了转向情况下车辆的机动性和转向鲁棒性。Pietruch 等^[22]搭建了可以全面评估 SBW 系统中方向盘角度传感器在实际操作中的性能测试系统，验证了不同传感器之间的误差。Perozzi 等^[23]提出了一种基于线控转向系统的车道保持控制策略，以解决车道保持、提高驾驶员舒适度和确保车辆稳定性的多目标控制问题。

2004 年，同济大学研发的“春晖三号”，搭载了线控转向系统，如图 1-3 所示。针对线控转向系统的研究自此也逐渐丰富。孙冰等^[24]提出一种综合控制器的冗余设计方案，提高了转向系统安全冗余性。于蕾艳等^[25-26]提出了一种线控转向系统关键部件的容错方法，并线控转向系统实验平台进行了路感实验和转向回正实验。针对四轮线控转向系统的缺陷，研究人员提出了可变传动比控制策略，分析三种不同转向传动比控制规律并进行了仿真研究，提高了理想传动比的控制效果，缩短了线控转向的响应时间，提高了汽车操控稳定性^[27-30]。



图 1-3 春晖三号

宗长富等^[31-32]总结了线控转向系统的控制策略及研究现状,提出了分层式集成控制的系统框架,为线控转向系统控制策略提供了新的思路 and 方案。在线控转向系统理想传动比设计方面,提出了以转向灵敏度作为传动比设计的依据,并根据车速的不同,分别在低、中、高车速下采用不同的评价标准,试验结果表明,控制方案可以有效提高汽车转向跟随特性及安全性。郑宏宇等^[33-36]设计了汽车稳定性动态调整算法,提高了汽车稳定性。在路感模拟方面,通过对比电子助力转向的助力特性曲线,设计了适用于线控转向系统的路感信息模拟方案,试验表明,路感模拟方法可以有效地产生反馈力矩。对于线控转向系统汽车横摆角速度增益,采用遗传算法基于驾驶员负担性、汽车操纵稳定性、侧翻危险性等多个评价指标来优化增益值,提高车辆转向安全性。针对线控转向因取消机械连接带来的安全问题,在分析了传感器诊断方法的基础上,研究人员设计了一种基于卡尔曼滤波技术的传感器故障诊断和故障补偿的容错控制策略,并通过试验验证了诊断的有效性和容错控制的鲁棒性。另外,在四轮线控转向控制方面,提出了前轮控制、侧滑率控制及综合控制策略,仿真表明:四轮主动转向控制策略具有良好的稳定性控制效果^[37-39]。余卓平等^[40]考虑线控转向系统的非线性和参数不确定性特征后,设计了一种抗积分饱和的前馈状态控制策略。赵林峰等^[41]设计了基于横摆角速度反馈的可拓滑膜控制器,以提高汽车行驶稳定性。金智林等^[42]基于汽车横摆、侧倾、横向运动状态下的综合转向增益设计了理想传动比,并提出一种主动转向防侧翻的控制策略,可以有效避免车辆侧翻。贺林等^[43]首先对线控转向系统动力学

进行了分析,设计了基于前轮转角的反步控制算法,研究结果表明:控制策略可以有效抑制系统抖振,提高了转角跟踪的精度。

1.2.2 电机控制研究现状

为了更好的控制转向轮角度跟随效果,许多学者也对转向电机的控制策略进行了研究。Wang 等^[44]建立了从转向电机到转向前轮的二阶系统。然后,基于不确定系统参数设计滑模控制器。He 等^[45]根据输出信号对角度进行修正,以实现容错控制。Wu 等^[46]提出了一种新的自适应控制方法。试验表明:控制策略可以达到良好的跟踪精度和稳定性。Wang 等^[47]为了提高线控转向系统的容错能力,提出了一种双电机耦合转向(DMCS)控制策略,试验结果表明:控制策略可以实现双电机之间的能量分配,提高能量利用效率。Orman 等^[48]建立自适应滑模观测器替代速度传感器,通过观测电机的感应电动势来实现无速度传感器控制。但是,滑模变结构控制策略对于系统的非线性和不确定性要求较高,需要较为精确的模型和参数估计。Das 等^[49]通过测量电机的转速和位置来实现闭环控制。PMSM 因其功率密度大、响应速度快等特点在转向系统应用中的综合性能优于无刷直流电机。通过对 PMSM 的转子电压与定子电流进行控制,可以进行转矩和速度的控制,以实现 PMSM 的精确控制和性能优化^[50-53]。Chen 等^[54]基于车辆二自由度模型,针对惯性、阻尼、回正力矩等因素对线控转向系统稳定性的影响进行了研究。Gholami 等^[55]为了更好地控制电机的转角,建立电机的动力学模型及转向电机到转向轮之间的系统模型。Mortazavizadeh 等^[56]分析了轮胎回正力矩和转向电机的扭矩脉冲信号对转向角度跟随效果的影响。由于转向系统转角跟随效果的不确定性来自非匹配信号输入干扰。因此,本文在模型中通过在电机信号输入端添加电流补偿的方式来降低外界的干扰,以此提升线控转向系统的稳定性。

何磊等^[57]为了更好的对线控转向系统转向电机进行故障诊断和控制,利用最小二乘法和卡尔曼自适应滤波方法对比估计电机系统参数误差,通过实车试验表明该方法适用于线控转向系统转向电机的容错控制,提高了汽车转向系统的可靠性。郭岩^[58]提出了一种转向电机的模糊 PI 控制,以降低电机转角误差。米峻男等^[59]基于线控转向双电机系统,提出了一种电流均衡分配的控制策略,以实现电

机故障后电流重整均衡输出,保证汽车基本转向的功能。王帅等^[60]针对双电机线控转向系统转角同步控制问题,提出了一种滑膜控制策略,在转向电机速度环、位置环、电流环设计了同步控制器,通过试验验证了所设计的控制策略可以有效减少双电机不同步现象。聂宝昌^[61]设计了电机系统参数自适应律,并增加对外界干扰的预估和补偿,以使控制器可以适应系统参数的变化,达到更好的控制效果。经研究试验表明:控制器可以在负载变化时及时调整参数,有效地提高了转角跟踪性能。刘天昊^[62]针对转向电机在低速时易振荡不同步问题,设计了非线性速度曲线和驱动联合控制策略,并通过闭环控制来降低系统干扰。并通过研究试验验证了控制策略的合理性。

1.2.3 麻雀算法研究现状

针对麻雀算法的优缺点,许多学者也对其进行了改进。Gharehchopogh^[63]总结了麻雀搜索算法(SSA)的研究现状,并详细分析了几种改进策略对算法的提升效果。Gad 等^[64]提出了一种结合人工蜂群和麻雀搜索算法优点的改进策略,以此提高算法的优化性能。Dong 等^[65]提出了一种改进的多目标麻雀搜索算法,该算法引入 Levy 飞行策略增强多目标麻雀搜索算法跳出局部最优的能力,增强了算法的全局寻优能力。Gao 等^[66-67]通过加入混沌映射并结合贪婪策略,提高算法对局部最优解的处理能力。采用逆向学习策略提高群体中个体的探索能力,并通过加入非线性收敛因子、自适应权重因子和正余弦因子提高了柔性应变机制。在保留种群多样性的同时,对警戒者建立惩罚处理机制,为边界外的个体提供合适的搜索方案,充分利用每只麻雀个体的价值。但是,增强算法寻优能力的同时,也需要更多的算力和更精准的测试函数来满足算法的运行需求。Khedr 等^[68]通过混合改进策略提高麻雀初始种群质量、种群多样性和搜索能力,有助于提高基本 SSA 的收敛精度和速度,并更加适应于具体应用场景。Tang 等^[69]利用对数螺旋策略和自适应步进策略对麻雀搜索算法中探索者种群的质量和数量进行优化,提高算法的全局搜索能力。

张一乔^[70]为了避免算法种群的迭代过度依赖适应度值,对种群迭代更新方式进行了改进。以种群群落距离为基础,降低对特定区域的搜索依赖性,并通过引入“体积”概念,赋予种群更丰富的能量值参考。毛清华等^[71]通过加入自适应权

重,融合柯西变异,深度挖掘种群个体的全局探索能力。欧阳城添等^[72]提出了基于多项式变异和精英学习的改进策略,来改善麻雀算法初期种群搜索效率。通过基本测试函数测试对比结果表明:改进算法的全局搜索能力比原算法有明显提升。张晓萌等^[73]通过引入正弦搜索策略,改进群体的多样性,增强了群体的整体寻优能力。王涛^[74]通过引入 Circle 映射来改进算法的种群迭代更新方式以及加入 Levy 飞行策略来增强算法的寻优能力和收敛速度。进一步提高控制系统的性能和鲁棒性,研究人员将 BP 神经网络训练方法引入到 PID 控制策略中,来自动求解 PID 控制器参数最优值^[75-77]。传统的 PID 控制器通过测量系统的误差以及误差的变化率和积分值来计算控制输出。然而,其参数调节较为繁琐,且对于非线性、时变或复杂的系统,性能可能不佳。麻雀算法通过在解向量空间中进行全局搜索,寻找最优解。这使得它对于复杂的非线性系统和多峰优化问题具有较强的适应能力,并且算法种群个体具有自适应性,能够根据当前环境的需求进行调整。这使得麻雀算法可以根据问题的特性,自动调整搜索策略和参数值,可以提高 PID 控制器的鲁棒性和稳定性。

1.2.4 研究现状分析

(1) 国内外的关于线控转向系统的控制策略研究中,主要是以整车为研究对象,基于横摆角速度、侧向加速度、汽车稳定性、防侧翻等目标设计的控制策略。针对转向电机的控制研究相对较少,汽车线控转向系统的可靠性和操控稳定性还有待提高。

(2) 针对麻雀算法的优缺点,研究者们对其进行了大量的改进和优化,以提高算法寻优性能。例如,一些研究尝试将麻雀算法与其他优化算法进行结合,形成混合算法,以更好地解决特定的问题。算法的收敛速度可能受到种群规模、迭代次数等因素的影响;同时,对于某些特定问题,麻雀算法可能难以找到全局最优解。因此,需要进一步探索如何提高算法的收敛速度和全局搜索能力,同时加强其在实际问题中的应用能力。

(3) 目前,国内外关于新能源汽车转向系统的研究主要集中在转向系统的优化改进和线控转向系统的设计与控制方面。然而,针对新能源汽车线控转向系统所设计的控制器基本依靠经验手动调整参数,难以达到理想的控制效果,且缺乏

可靠性。麻雀-PID 控制算法作为一种经典的寻优控制算法，具有良好的稳定性和适应性。因此，需要进一步研究麻雀算法的改进策略，以达到更好的控制效果。

1.3 本文主要研究内容及章节安排

本课题来源于安徽省重点研究与开发计划项目“基于车路协同应用场景下的智能网联汽车自动驾驶线控转向系统研究”（项目编号：2022A05020007）。以线控转向系统作为主要研究对象，探究不同控制算法对转向性能的影响。通过研究麻雀算法的改进策略，应用到 PID 参数调整过程中，以达到理想的控制效果。具体研究内容和章节安排如下。

1.3.1 研究内容

本文的研究主要围绕基于麻雀-PID 控制算法的新能源汽车转向系统研究展开。首先以新能源汽车线控转向系统为研究对象，探究不同控制算法对转向性能以及汽车转向稳定性和安全性的影响。以线控转向系统转向电机为研究对象，结合 SVPWM 启动控制策略，开展转向电机在不同工况下的模拟运行试验。针对电机系统非线性、强耦合、易受扰动等特点，采用坐标转换、空间矢量调制等方法对其进行建模。通过在不同工况下的仿真运行来观测转向电机的转角、电流等参数变化特性。最后，对线控转向系统转向性能试验展开设计，对不同控制策略与仿真结果进行验证。

1.3.2 章节安排

第 1 章：绪论。介绍论文的研究背景，提出论文的研究主题。对新能源汽车转向系统及其控制策略进行简要概述，对相关领域的国内外研究进展进行科学梳理，重点阐述了线控转向系统控制策略及麻雀算法的相关研究现状及其存在的问题，提出了本文的研究思路。

第 2 章：线控转向系统建模。本章基于物理模型和系统动力学理论建立了相应的数学模型，推导出了线控转向系统的运动学方程和汽车二自由度模型微分方程。根据转向系统轮胎摩擦力矩的需求，对车辆的轮胎进行了参数设计和建模。最后对建立的联合仿真模型进行了有效性验证。

第 3 章：线控转向系统转向电机控制研究。本章在建立了准确的线控转向系统转向电机模型的基础上，利用脉冲宽度调制技术，实现对电动机的电流、速度

的控制。其次，设计基于转速和电流双目标的 PID 控制器来实现转向电机转向角度的精确控制。

第 4 章：线控转向系统控制算法研究。本章在分析了麻雀算法寻优原理的基础上，针对麻雀算法易陷入局部最优和收敛精度的问题，提出了模拟人类社会学习机制、柯西-高斯变异策略以及基于螺旋探索的自适应预警策略的融合改进方案。基于线控转向系统提出改进麻雀-PID 控制算法，提高转向电机的转角跟随效果。

第 5 章：线控转向系统台架实验分析。本章介绍线控转向系统试验台架的结构与平台操作步骤。在此基础上，设计基于线控转向系统试验台的试验方案。通过采用相同的试验工况对前文仿真实验数据结果进行验证。

第 6 章：总结与展望。对本文的有关研究结果进行归纳和分析，找出其中的缺陷，对后续相关研究领域作出展望。

第 2 章 线控转向系统建模

2.1 引言

随着汽车工业的发展和技术的进步，线控转向系统的设计和优化变得越来越重要。在设计过程中，准确建立线控转向系统的数学模型是必不可少的一步。线控转向系统的建模是通过数学和力学分析来描述系统的动态特性。可以帮助我们理解系统的工作原理，预测系统的响应和性能，并为系统的控制算法设计提供基础。通过建立准确的数学模型，可以更好地分析和优化线控转向系统的设计，提高驾驶员的操控感受和行驶安全性。

本章首先介绍了线控转向系统的组成部分及各部分的物理模型，并基于物理原理和系统动力学理论建立了相应的数学模型，推导出了线控转向系统的运动学方程。根据转向系统轮胎摩擦力矩的需求对车辆的轮胎进行了参数设计和建模。最后对建立的联合仿真模型进行了有效性分析。

2.2 线控转向系统各机构建模

2.2.1 线控转向系统的构成

线控转向系统由方向盘、转向执行机构和线控转向系统 ECU 构成，如图 2-1 所示。这些组成部分共同协作，实现了车辆的转向功能。

线控转向系统通过电子信号控制转向装置的工作，从而实现车辆的转向操作，其工作原理为：线控转向系统中的传感器会实时检测方向盘的转向角度和转向力矩，并将这些数据传送给控制单元。控制单元会根据传感器提供的数据进行处理和分析，计算所需的转向角度。控制单元根据分析结果产生电子信号，通过线束将信号传送给电动转向装置。电动转向装置接收到信号后，会根据信号的指令实时调整转向电机转速的大小和方向，从而协助驾驶员完成转向操作。电动转向装置会将转向的力矩和角度信息通过传感器反馈给控制单元，以便控制单元进行进一步的调整和处理，最后反馈给驾驶员一个路感信号。

通过以上的的工作原理，线控转向系统能够实现驾驶员的转向意图与车辆转向操作之间的无缝衔接，提升转向的精准度和舒适性。此外，线控转向系统还可以

根据不同的驾驶模式和道路条件自动调整转向力矩的大小，提高驾驶的安全性和稳定性。

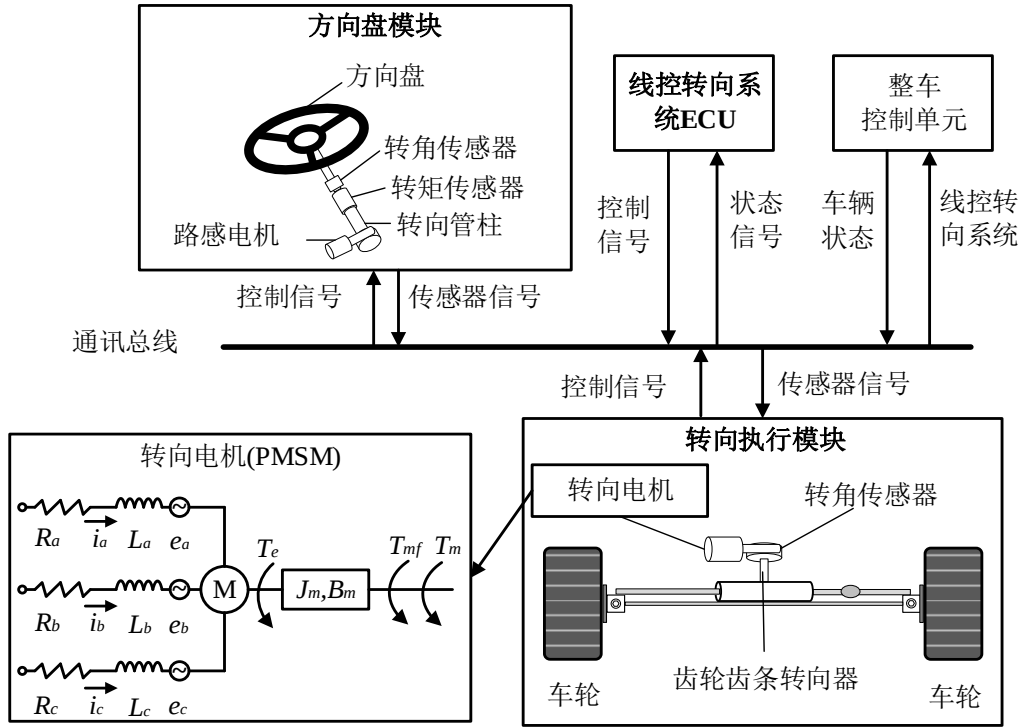


图 2-1 线控转向系统结构原理图

2.2.2 线控转向系统方向盘机构建模

方向盘机构包括方向盘、转角传感器、扭矩传感器及路感电机^[78]。对整体进行受力分析并建立其数学模型。

(1) 方向盘

方向盘模块物理模型的受力分析如图 2-2 所示。根据力矩平衡方程建立其数学模型，如式 2-1 所示。

$$T_{sw} = J_{sw} \ddot{\theta}_{sw} + B_{sw} \dot{\theta}_{sw} + K_1 \left(\theta_{sw} - \frac{\theta_m}{G_m} \right) + T_f \quad (2-1)$$

式中， T_{sw} 为方向盘转动力矩， J_{sw} 为方向盘总成转动惯量， θ_{sw} 为方向盘转角， B_{sw} 为方向盘总成阻尼系数， K_1 为方向盘总成扭转刚度， θ_m 为路感电机转角， G_m 为路感电机到方向盘之间的总传动比， T_f 为方向盘总成摩擦力矩。

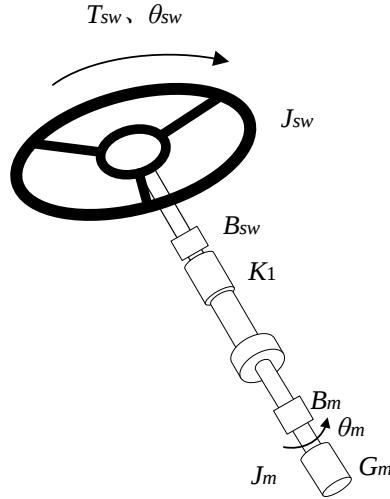


图 2-2 方向盘模块物理模型

(2) 路感电机

根据路感电机的受力分析可得：

$$T_m = J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + K_1 \left(\frac{\theta_m}{G_m} - \theta_{sw} \right) / G_m + f_2 \cdot \text{sign}(\dot{\theta}_m) \quad (2-2)$$

式中， T_m 为路感电机的扭矩， J_m 为路感电机的转动惯量， B_m 为路感电机阻尼因子， f_2 为路感电机旋转摩擦因数。

路感电机的电压平衡方程：

$$U_m = L_m \cdot \dot{i}_m + R_m \cdot i_m + K_{e1} \cdot \dot{\theta}_m \quad (2-3)$$

式中， U_m 为路感电机电压， L_m 为路感电机电枢电感， i_m 为路感电机电流， R_m 为路感电机电枢电阻， K_{e1} 为反电动势系数。

2.2.3 线控转向系统转向执行机构建模

线控转向系统的转向执行模块包括转向电机和齿轮齿条机构，如图 2-3 所示。主要负责接收和处理来自转向控制模块的指令，控制转向执行器实现车辆的转向操作。转向执行模块接收来自转向控制模块的指令信号，通常是转向角度或者转向力矩的指令。这些指令信号需要进行解码和处理，以便转向执行器可以正确执行转向操作。转向执行器通常由电动助力转向器、液压助力转向器或者电动转向机构等组成。

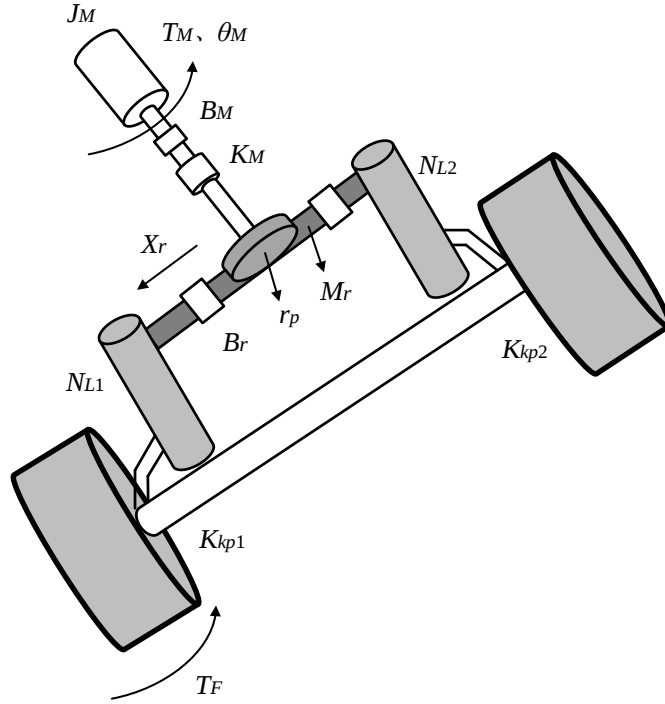


图 2-3 转向执行模块物理模型

(1) 转向电机模型

$$T_M = J_M \ddot{\theta}_M + B_M \dot{\theta}_M + K_2 \left(\theta_M - \frac{X_r}{r_p} \right) / G_M + f_M \cdot \text{sign}(\dot{\theta}_M) \quad (2-4)$$

式中, T_M 为转向电机的输出扭矩, J_M 为电机的转动惯量, θ_M 为转向电机的转角, B_M 为转向电机的阻尼因子, K_2 为转向电机的扭转刚度, X_r 为齿条位移, r_p 为小齿轮分度圆半径, G_M 为转向电机的速比, f_M 为电机与减速机构的摩擦因数。

转向电机的电压平衡方程:

$$U_M = L_M \cdot \dot{i}_M + R_M \cdot i_M + K_{e2} \cdot \theta_M \quad (2-5)$$

式中, U_M 为转向电机电压, L_M 为转向电机电枢电感, i_M 为转向电机电流, R_M 为转向电机电枢电阻, K_{e2} 为反电动势系数。

(2) 齿轮齿条结构模型

$$\begin{cases} M_r \ddot{X}_r + B_r \dot{X}_r + K_r X_r = \frac{K_2 \left(\theta_M - \frac{G_M X_r}{r_p} \right)}{r_p} - \frac{2K_{FW} \left(\frac{X_r}{N_L} - \theta_{FW} \right)}{N_L} \\ \theta_{sg} = X_r / r_p \end{cases} \quad (2-6)$$

式中, M_r 是齿条质量, B_r 是齿条阻尼系数, K_r 是齿条刚度, K_{FW} 是转向轮扭转刚

度, N_L 是齿条到转向轮的传动比, θ_{FW} 是转向轮转角, θ_{sg} 是小齿轮转角。

(3) 转向轮模型

以前驱车辆为例, 转向轮动力学平衡方程为:

$$J_{FW}\ddot{\theta}_{FW} + B_{FW}\dot{\theta}_{FW} = K_{FW}\left(\frac{X_r}{N_L} - \theta_{FW}\right) - T_F \quad (2-7)$$

式中, J_{FW} 是转动轮的转动惯量, B_{FW} 是转向轮阻尼系数, T_F 是转向轮的转向阻力矩。

2.3 线控转向系统整车建模

线控转向系统可以通过控制算法来计算出前轮的转向角度, 并将转向角度作为输入量输入到整车动力学模型中。整车动力学模型则可以根据转向角度计算出车辆的转向力和转向速度等输出量。通过不断调整转向角度, 线控转向系统可以实现对车辆行驶方向的控制。

2.3.1 CarSim 车辆模型建立

(1) CarSim 软件介绍

Carsim 是一款用于汽车动力学仿真的软件。它可以模拟汽车在不同路况和驾驶情况下的运动行为, 并提供了丰富的分析工具来评估车辆的性能和稳定性。Carsim 可以准确地模拟车辆在不同路况下的运动行为, 如加速、制动、转弯等。它考虑了车辆的质量、惯性、悬挂系统、轮胎力等因素, 可以提供准确的运动模拟结果。同时, 可以模拟不同类型的路况, 包括平坦路面、不平整路面、弯道、上下坡等。用户可以根据实际情况选择适合的路况进行仿真, 以评估车辆在不同路况下的性能。根据现实道路工况, Carsim 可以模拟不同驾驶情况下的车辆动力学行为, 包括正常驾驶、紧急制动、紧急避让等。用户可以通过调整参数来模拟不同的驾驶情况, 以评估车辆的稳定性和安全性。

(2) CarSim 联合仿真设置

在联合仿真中, 利用 CarSim 接口, 进行模型连接。可以在 Simulink 中开发控制算法, 并将其与 CarSim 模型结合起来, 以实现车辆的闭环控制。

整车模型的建立可以通过 CarSim 软件来实现, 包括道路工况的选择, 转向、制动操作的控制等。

以 CarSim 软件中 C 级车为基础，设定的整车部分参数如表 2-1 所示。

表 2-1 整车部分参数

参数名称	数值	单位
整车质量 M	1341	kg
车长	4575	mm
车宽	1916	mm
车高	1610	mm
轴距 L	2910	mm
质心到前轴的距离 a	1015	mm
质心到后轴的距离 b	1895	mm
车辆绕 x 轴的转动惯量 I_{xx}	536.6	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
车辆绕 y 轴的转动惯量 I_{yy}	1536.7	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
车辆绕 z 轴的转动惯量 I_{zz}	1536.7	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
前轮侧偏刚度 k_1	107948.6	N/rad
后轮侧偏刚度 k_2	98538.2	N/rad
前轮轮距 B_f	1675	mm
后轮轮距 B_r	1675	mm
质心高度 h	540	mm

2.3.2 车辆轮胎建模

车辆轮胎不仅决定了车辆的稳定性和操控性，而且直接影响到驾驶者的安全。魔术公式轮胎模型是一种基于物理学原理的轮胎建模方法，它将轮胎的运动特性与其内部结构紧密地联系在一起，具有很高的拟合精度^[79]。魔术轮胎公式为：

$$\begin{cases} y = D \sin \{ C \arctan [Bx - E (Bx - \arctan (Bx))] \} \\ Y(X) = y(x) + S_v \\ x = X + S_h \end{cases} \quad (2-8)$$

式中， Y 可以表示横向力、纵向力或回正扭矩， X 表示侧偏角或纵向滑转率， B 表示刚度系数， C 表示曲线形状系数， D 表示最大值系数， E 表示曲线的曲率系数， S_v 、 S_h 分别表示为考虑伪侧移和伪侧移作用，在坐标轴的原点上分别设置的

水平偏移量和竖直偏移量。

在理想条件下，从通常的“魔术公式”中可得出，在纯转向工况下，其侧向力 F_{y0} 与侧倾角 α 和施加在轮胎上的垂直地面负载 F_z 的关系如下：

$$\begin{cases} F_{y0} = D_y \sin \{ C_y \arctan [B_y x - E_y (B_y x - \arctan B_y x)] \} + S_v \\ x = \alpha + S_h \end{cases} \quad (2-9)$$

式中， $C_y = 1.3$ ， $B_y C_y D_y = a_3 \sin [a_4 \arctan (a_5 F_z)] (1 - a_{12} |\gamma|)$ ， $S_h = a_9 \gamma$ ，

$D_y = a_1 F_z^2 + a_2 F_z$ ， $B_y = B_y C_y D_y / (C_y D_y)$ ， $E_y = a_6 F_z^2 + a_7 F_z + a_8$ ，

$S_v = (a_{10} F_z^2 + a_{11} F_z) \gamma$ ， α 为侧偏角， γ 为车轮外倾角， $a_1, \dots, a_{12}$ 为拟合参数。

通过对试验数据进行拟合，得出了一组适合于轮胎侧向作用力计算公式的参数，如表 2-2 所示。

表 2-2 魔术轮胎侧向力拟合参数

参数	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6
取值	-22.1	1011	1078	1.82	0.208	0
参数	a_7	a_8	a_9	a_{10}	a_{11}	a_{12}
取值	-0.354	0.707	0.028	0	14.8	0.022

在纯转向工况下，侧向力仿真结果如图 2-4 所示，可以看出随着地面垂直载荷 F_z 的增大，侧向力也在不断增大，曲线变化趋势符合预期。

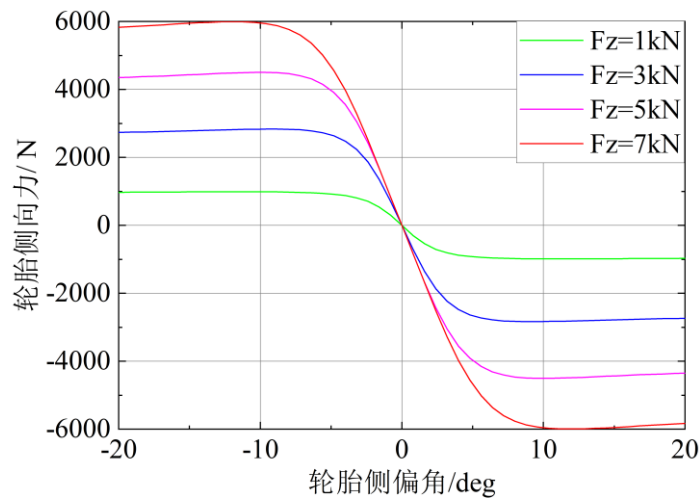


图 2-4 轮胎侧向力与侧偏角的关系

在理想条件下，从通常的“魔术公式”中可得出，在纯制动工况下，魔术轮胎公式可改写为：

$$F_x = D_x \sin \{ C_x \arctan [B_x \lambda - E_x (B_x \lambda - \arctan B_x \lambda)] \} \quad (2-10)$$

式中， $C_x = 1.65$ ， $D_x = b_1 F_z^2 + b_2 F_z$ ， $B_x C_x D_x = (b_3 F_z^2 + b_4 F_z) \cdot e^{-b_5 F_z}$ ， $B_x = B_x C_x D_x / (C_x D_x)$ ， $E_x = b_6 F_z^2 + b_7 F_z + b_8$ ， λ 为滑移率， $b_1, \dots, b_8$ 为拟合参数。

通过对试验数据进行拟合，得出了一组适合于轮胎纵向作用力计算公式的参数，如表 2-3 所示。

表 2-3 魔术轮胎纵向力拟合参数

参数	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6	b_7	b_8
取值	-21.3	1144	49.6	226	0.069	-0.006	0.056	0.486

在纯制动工况下，车辆的纵向力仿真结果如图 2-5 所示，可以看出随着地面垂直载荷 F_z 的增大，纵向力也在不断增大，曲线变化趋势符合预期。

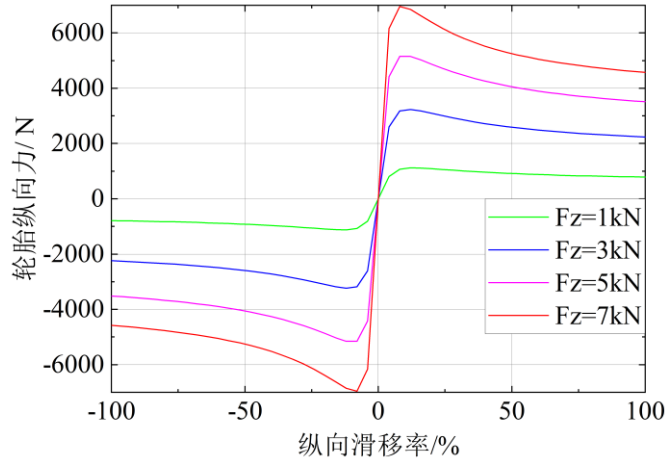


图 2-5 轮胎纵向力随滑移率的变化

在转向-制动复合运行工况下，以 7° 的侧偏角为例，建立了轮胎纵向力、横向力随滑移率变化的仿真模型，仿真结果如图 2-6 所示，可以看出随着滑移率 λ 的增大，纵向力也在不断增大，侧向力在不断减小。曲线变化趋势符合预期。

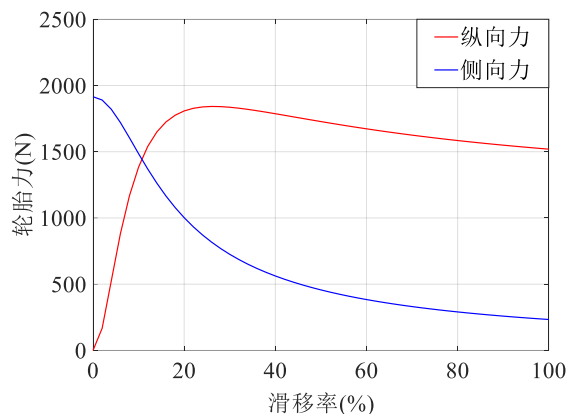


图 2-6 轮胎的纵向力和侧向力与滑转率的关系

同时，在联合工况下，轮胎的侧向力与纵向力的关系曲线如图 2-7 所示。

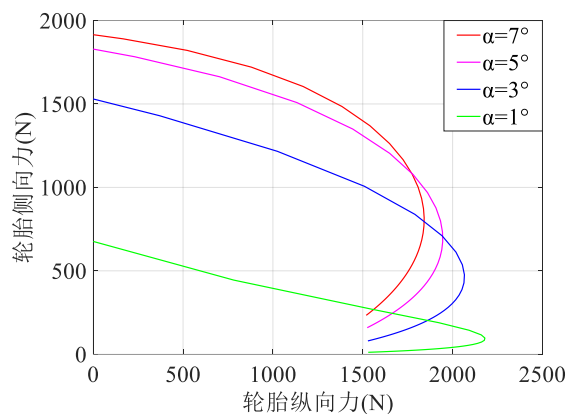


图 2-7 轮胎侧向力和纵向力的关系

2.3.3 车辆二自由度模型

汽车二自由度模型是一种常用的车辆动力学模型，用于描述车辆在平面运动时的动态特性。该模型假设车辆在平面上的运动可以近似为两个刚体（前轮和后轮）的简单运动。其中，前轮和后轮分别视为一个质点，并假设它们可以沿着车身做纵向运动^[80]。车辆二自由度模型的参数包括车辆质量、前后轴距、前后轮距、车身的重心高度等。

为了更直观的体现线控转向系统的转向特性，对车辆模型进行简化，建立其二自由度模型，如图 2-8 所示。

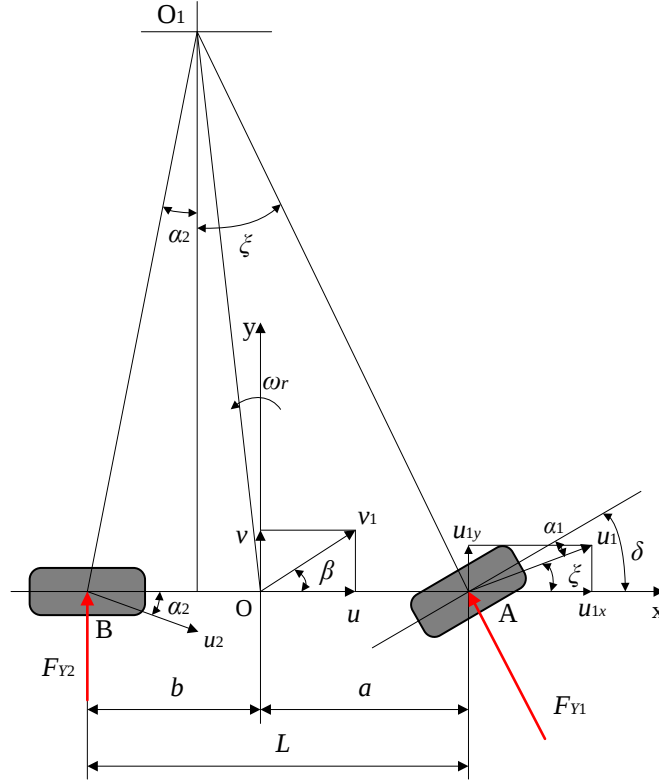


图 2-8 车辆二自由度模型

在图 2-8 中， x 轴是车辆的行进方向， y 轴是与行进方向正交的道路表面的方向， z 轴是与地面垂直向上的方向。在此坐标系中，车辆速度被分解成沿 x 轴方向的分量 u 和沿 y 轴方向的分量 v 。

根据图中受力分析可得，汽车沿 y 轴的合力为：

$$\sum F_Y = F_{Y1} \cos \delta + F_{Y2} \quad (2-11)$$

式中， F_{Y1} 和 F_{Y2} 分别表示前后轮受到的侧向力， δ 为前轮转角。

绕 z 轴的合力矩为：

$$\sum M_Z = a \cdot F_{Y1} \cos \delta - b \cdot F_{Y2} \quad (2-12)$$

式中， a 、 b 分别是前、后车轴与质心之间的距离。

由于前轮转角 δ 接近于 0，则 $\cos \delta$ 趋近于 1，式 2-11 和 2-12 可化简为：

$$\sum F_Y = F_{Y1} + F_{Y2} \quad (2-13)$$

$$\sum M_Z = a \cdot F_{Y1} - b \cdot F_{Y2} \quad (2-14)$$

轮胎侧向力可由下式得出：

$$\begin{cases} F_{Y1} = k_1 \cdot \alpha_1 \\ F_{Y2} = k_2 \cdot \alpha_2 \end{cases} \quad (2-15)$$

式中, k_1 和 k_2 是前轮和后轮的侧偏刚度, α_1 和 α_2 分别是前轮和后轮的侧偏角。

将式 2-15 代入式 2-13 和 2-14 中, 则其可改写为:

$$\sum F_Y = k_1 \cdot \alpha_1 + k_2 \cdot \alpha_2 \quad (2-16)$$

$$\sum M_Z = a \cdot k_1 \cdot \alpha_1 + b \cdot k_2 \cdot \alpha_2 \quad (2-17)$$

根据理论力学知识可得:

$$u_{1y} = v + a \cdot \omega_r \quad (2-18)$$

因此可得:

$$\tan \zeta = \frac{u_{1y}}{u_{1x}} = \frac{v + a \cdot \omega_r}{u} \quad (2-19)$$

式中, v 是质心速度 v_1 在 y 轴的分量, ω_r 是汽车的横摆角速度, ζ 为汽车的航向角, u_{1x} 和 u_{1y} 分别为 u_1 在 x 、 y 轴上的分量。

由于车辆航向角 ζ 接近于 0, 因此 $\tan \zeta = \zeta$, 则式 2-19 可化简为:

$$\zeta = \frac{v + a \cdot \omega_r}{u} \quad (2-20)$$

$$\text{由图 2-8 可得: } \alpha_1 = -(\delta - \zeta) = \zeta - \delta = \frac{v + a \cdot \omega_r}{u} - \delta = \frac{v}{u} - \delta + a \cdot \frac{\omega_r}{u},$$

由于质心侧偏角 β 趋近于 0, 因此 $\tan \beta = \beta$, 则 α_1 可表示为:

$$\alpha_1 = \beta - \delta + a \cdot \frac{\omega_r}{u} \quad (2-21)$$

同理可得:

$$\alpha_2 = \beta - b \cdot \frac{\omega_r}{u} \quad (2-22)$$

将式 2-21 和 2-22 代入式 2-16 和 2-17 中可得:

$$\begin{cases} \sum F_Y = k_1 \cdot \left(\beta - \delta + a \cdot \frac{\omega_r}{u} \right) + k_2 \cdot \left(\beta - b \cdot \frac{\omega_r}{u} \right) \\ \sum M_Z = a \cdot k_1 \cdot \left(\beta - \delta + a \cdot \frac{\omega_r}{u} \right) - b \cdot k_2 \cdot \left(\beta - b \cdot \frac{\omega_r}{u} \right) \end{cases} \quad (2-23)$$

假设车辆运动时间为 Δt ，将质心速度的增量在 x、y 轴上分解可得：

$$\Delta v_x = (u + \Delta u) \cos \theta - (v + \Delta v) \sin \Delta \theta - u \quad (2-24)$$

由于 $\Delta \theta$ 趋近于 0，因此上式可化简为：

$$\Delta v_x = \Delta u - v \cdot \Delta \theta \quad (2-25)$$

同理可得：

$$\Delta v_y = \Delta v + u \cdot \Delta \theta \quad (2-26)$$

根据加速度等于速度变化率对时间的导数可得：

$$\begin{cases} a_x = \frac{\Delta v_x}{\Delta t} = -v \cdot \omega_r + \dot{u} \\ a_y = \frac{\Delta v_y}{\Delta t} = u \cdot \omega_r + \dot{v} \end{cases} \quad (2-27)$$

根据式 2-27 可得：

$$\begin{cases} \sum F_Y = m \cdot a_y = m \cdot (\dot{v} + u \cdot \omega_r) \\ \sum M_Z = I_Z \cdot \dot{\omega}_r \end{cases} \quad (2-28)$$

式中， I_Z 是质心绕 z 轴的转动惯量。

对式 2-23 和式 2-28 进行整理可得汽车二自由度模型的动力学微分方程为：

$$\begin{cases} m \cdot (v + u \omega_r) = (k_1 + k_2) \beta + \frac{\omega_r}{u} (a k_1 - b k_2) - k_1 \delta \\ I_Z \cdot \omega_r = (a k_1 - b k_2) \beta + \frac{\omega_r}{u} (a^2 k_1 + b^2 k_2) - a k_1 \delta \end{cases} \quad (2-29)$$

2.3.4 整车联合仿真模型

通过 CarSim 和 Simulink 联合仿真，可以更好地模拟真实驾驶环境，并为控制系统的设计提供支持。联合仿真通过利用 CarSim 软件模拟汽车动力学系统，将 CarSim 车辆的运动轨迹和转向系统相关参数等仿真数据传递给 Simulink，并在 Simulink 中构建控制系统及线控转向系统动力学模型。

整车联合仿真模型中所涉及的线控转向系统参数如表 2-4 所示。

表 2-4 线控转向系统参数

参数名称	数值	单位
方向盘总成转动惯量 J_{sw}	0.031	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
方向盘总成阻尼系数 B_{sw}	0.366	$\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$
方向盘总成扭转刚度 K_1	131	$\text{N}\cdot\text{m}/\text{rad}$
路感电机传动比 G_m	3.5	无
路感电机转动惯量 J_m	0.00054	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
路感电机阻尼系数 B_m	0.00011	$\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$
路感电机电枢电感 L_m	0.00025	H
路感电机电枢电阻 R_m	0.364	Ω
路感电机反电动势系数 K_{e1}	0.061	$\text{V}\cdot\text{s}/\text{rad}$
转向电机转动惯量 J_M	0.00063	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
转向电机阻尼系数 B_M	0.00020	$\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$
转向电机扭转刚度 K_2	172	$\text{N}\cdot\text{m}/\text{rad}$
小齿轮分度圆半径 r_p	0.00837	mm
转向电机传动比 G_M	17	无
转向电机电枢电感 L_M	0.00096	H
转向电机电枢电阻 R_M	0.44	Ω
转向电机反电动势系数 K_{e2}	0.072	$\text{V}\cdot\text{s}/\text{rad}$
转向电机永磁体磁链 φ	0.0241	Wb
转向电机极对数 P	3	无
齿条质量 M_r	4.21	kg
齿条阻尼系数 B_r	1100	$\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$
转向轮转动惯量 J_{FW}	0.7855	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
转向轮阻尼系数 B_{FW}	203	$\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$
转向轮扭转刚度 K_{FW}	132	$\text{N}\cdot\text{m}/\text{rad}$

2.4 线控转向系统理想传动比设计

2.4.1 理想传动比的设计要求

由于传统的机械转向系统是采用机械结构连接的，因此传动比也是固定的，但也可能在一定范围内有轻微的波动。这种波动的原因有很多，一方面是由于复杂的外部路况和天气，另一方面是由于车体各个组件的非线性特性，如转向系统、悬挂系统和轮胎等。这些因素可能导致结构的形变，使得转向系统表现出严重的非线性特性^[81]。因此，在转向过程中，需要实时控制方向盘来补偿这些变化，以实现期望的转向效果。这使得转向操作变得复杂，难以简化。在汽车转向系统研发过程中需要不断地调节试验，以此来获得较好的调校效果，让驾驶员转动方向盘时更加舒适轻便，同时又兼顾路面情况带来的路感信息，使其既不干扰驾驶员操作，又能给驾驶员提供合适的路感效果，提高驾驶体验。

汽车转向系统在转向时产生的横摆角速度增益为：

$$G_h = \frac{\omega_r}{\theta_{sw}} \quad (2-30)$$

式中， G_h 为转向操纵灵敏度， ω_r 为横摆角速度， θ_{sw} 为转向盘转角。

横摆角速度增益 G_f 为：

$$G_f = \frac{\omega_r}{\theta_{FW}} \quad (2-31)$$

式中， G_f 是横摆角速度增益， θ_{FW} 是车辆前轮转角。

横摆角速度增益 G_f 的主要影响因素有车轮位置，悬架系统参数。

通过微分方程建立联合仿真模型，以此来研究传统转向系统的转向灵敏度随车速的变化规律。

由于 CarSim 软件中车辆是传统转向系统，因此适合作为研究对象来验证传统转向系统的横摆角速度增益变化。将车速分别设置为 20km/h、40km/h、60km/h、80km/h、100km/h、120km/h。转角信号角度为 1rad，阶跃时间为 0s。得到的横摆角速度增益与车速的关系如图 2-9 所示。

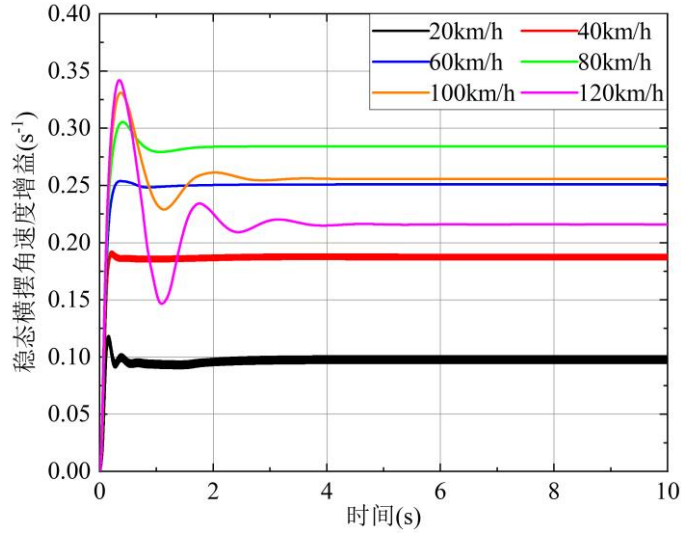


图 2-9 稳态横摆角速度增益随车速的变化

当汽车速度低于 60km/h 时，转向灵敏度逐渐减小。在这个速度范围内，横摆角速度响应曲线能够快速达到稳定状态。然而，当速度大于 60km/h 时，稳态横摆角速度响应曲线出现抖动现象，达到稳定状态所需时间也变长。在仿真图中可以观察到，当汽车速度达到 120km/h 时，横摆角速度增益的瞬态响应曲线的抖动幅度达到了 0.2s^{-1} 左右。这样会造成驾驶员不能及时进行转向角度调节而产生微小的偏摆。

2.4.2 理想传动比的确定

与传统机械式转向系统相比，线控转向系统可以灵活地调整传动比，以此控制转向电机在不同车速下执行相应的转向角度，能够极大的降低因车速太低导致原地转向困难或车速过高转向幅度过大的危险性^[82]。方向盘到转向前轮之间的传动比为：

$$i = \frac{\theta_{sw}}{\theta_{FW}} \quad (2-32)$$

式中， i 为方向盘到转向前轮之间的传动比。

根据式 2-32 可得，当方向盘转角不变时，传动比与前轮转角成反比。由此可以设计理想传动比为：当车速较高如在高速行驶时，可以将传动比调大一些，这样就能形成更小的转向角，从而能有效地避免由于司机误操作而导致的汽车失控；当车速过低如倒车或原地转向时，可以将传动比调小一些，以此来获得更大的车轮转角，方便车轮转向。同时，为了避免车轮转向角度超过机械限位，还应

该在车速过高和过低时分别设置一个传动比上下界，以此来实现理想传动比的精确控制。

根据二自由度汽车模型可得：

$$\frac{\omega_r}{\delta} = \frac{u/L}{1 + \frac{m}{L^2} \left(\frac{a}{k_2} - \frac{b}{k_1} \right) u^2} \quad (2-33)$$

因此式 2-31 可以改写成：

$$G_f = \frac{u/L}{1 + \frac{m}{L^2} \left(\frac{a}{k_2} - \frac{b}{k_1} \right) u^2} \quad (2-34)$$

整合式 2-30、式 2-32 和 2-34 可得：

$$G_h = \frac{u/L}{\left[1 + \frac{m}{L^2} \left(\frac{a}{k_2} - \frac{b}{k_1} \right) u^2 \right] i} \quad (2-35)$$

设方向盘转角横摆角速度增益为定值 K_w ，则传动比可表示为：

$$i = \frac{u/L}{\left[1 + \frac{m}{L^2} \left(\frac{a}{k_2} - \frac{b}{k_1} \right) u^2 \right] K_w} \quad (2-36)$$

为了防止车轮转向角度超过机械限位，通过查询资料可得车轮转向角度限位为 $30^\circ \sim 40^\circ$ 之间，同时方向盘转角为 450° ，因此可得传动比下限 $i_{\min}$ 为：

$$i_{\min} = \frac{\theta_{sw\max}}{\theta_{FW\max}} = 11.25 \quad (2-37)$$

根据最小传动比可得此时临界车速 $u_0=9.355\text{km/h}$ 。为了避免车速过高时由于较大的传动比导致的前轮转角太小或者没反应，影响驾驶员变道超车等操作，进而对传动比设置上限，根据图 2-9 的数据可得，当车速为 120km/h 时，横摆角速度增益为 0.216，代入式 2-36 可得传动比 $i_{\max}=19.412$ 。

综上可得传动比随车速变化的表达式为：

$$i = \begin{cases} 11.25 & , u < u_0 \\ \frac{u/L}{\left[1 + \frac{m}{L^2} \left(\frac{a}{k_2} - \frac{b}{k_1} \right) u^2 \right] K_w} & , u_0 \leq u \leq 120 \\ 19.412 & , u > 120 \end{cases} \quad (2-38)$$

2.4.3 理想传动比仿真分析

仿真得到的横摆角速度增益响应曲线如图 2-10 所示。可以看出，稳态横摆角速度增益不会随车速变化而变化，降低了驾驶员在不同车速下转向操作难度。

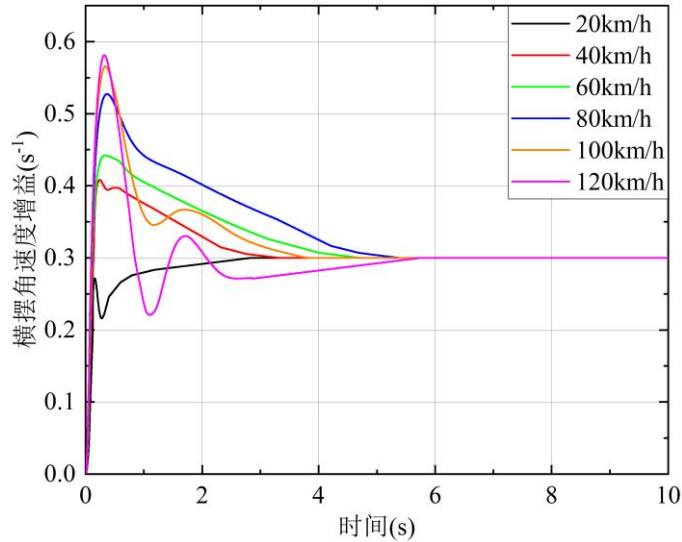


图 2-10 横摆角速度增益响应曲线

2.5 线控转向系统仿真模型验证

2.5.1 方向盘角阶跃工况

角阶跃工况可以评价汽车转向系统对于方向盘输入的响应速度和稳定性^[83]。在 CarSim 中设置不同的车速来验证可变传动比模型的正确性，仿真工况设置为：方向盘转角为阶跃信号，阶跃时间为 0s，转角为 1rad，车辆速度分别设置为 60km/h 和 90km/h。转向系统响应曲线如图 2-11 所示。其中，(a)为车速为 60km/h 时，两种转向系统的质心侧偏角变化曲线，(b)为车速为 90km/h 时，两种转向系统的质心侧偏角变化曲线，(c)为车速为 60km/h 时，两种转向系统的横摆角速度变化曲线，(d)为车速为 90km/h 时，两种转向系统的横摆角速度变化曲线。从图中可以看出不同车速下线控转向和机械转向的转向响应基本一致。在车速变化时，可变传动比的设计也改变了横摆角速度和质心侧偏角的大小，体现了可变传动比在不同车速时调节汽车前轮转角的有效性。

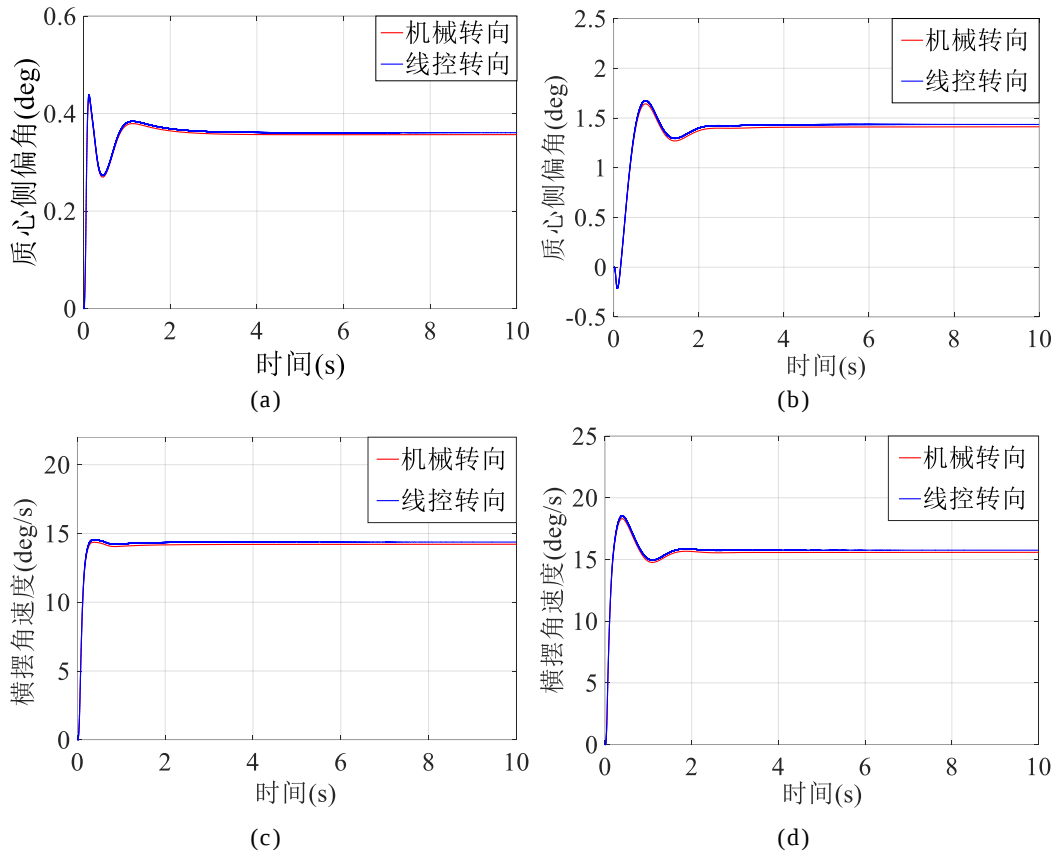


图 2-11 阶跃工况下转向系统响应曲线

2.5.2 双移线变道工况

仿真得到不同车速下的质心侧偏角和横摆角速度的响应曲线如图 2-12 所示。其中，(a)为车速为 60km/h 时，两种转向系统的质心侧偏角变化曲线，(b)为车速为 90km/h 时，两种转向系统的质心侧偏角变化曲线，(c)为车速为 60km/h 时，两种转向系统的横摆角速度变化曲线，(d)为车速为 90km/h 时，两种转向系统的横摆角速度变化曲线。从图中可以看出不同车速下线控转向和机械转向的转向响应基本一致。在车速变化时，可变传动比的设计也改变了横摆角速度和质心侧偏角的大小，体现了可变传动比在不同车速时调节汽车前轮转角的有效性。

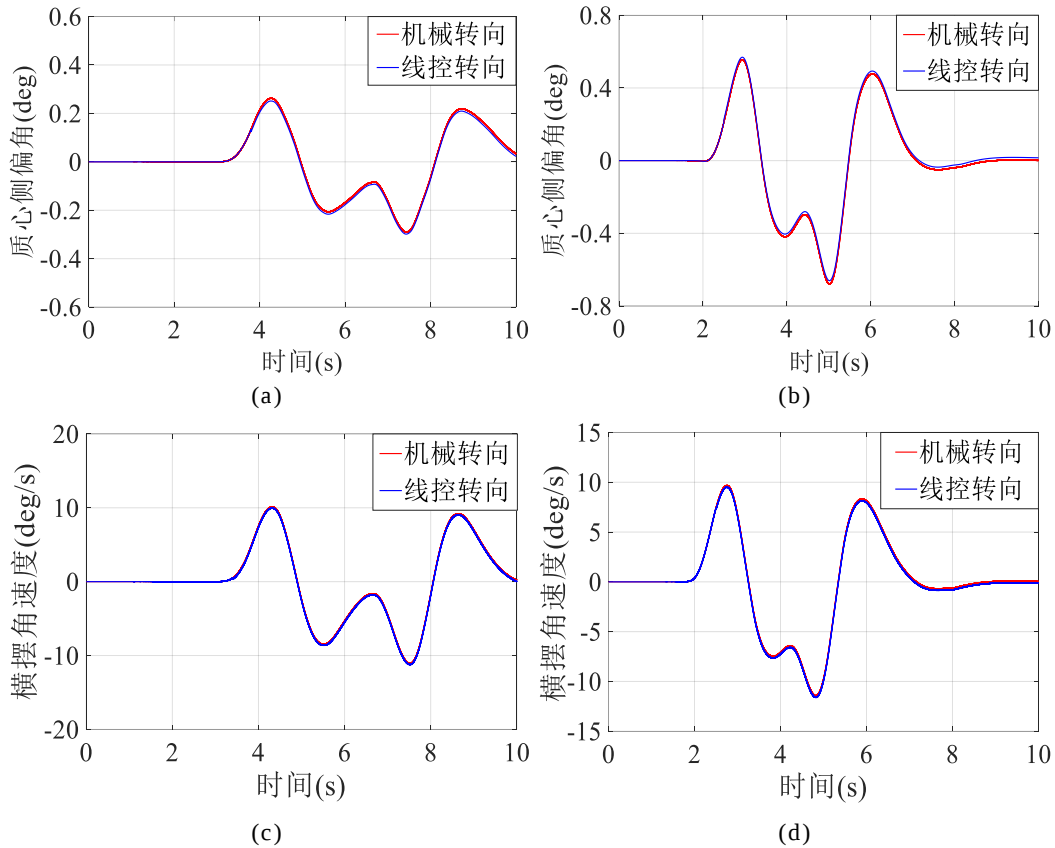


图 2-12 双移线工况下转向系统响应曲线

2.5.3 正弦曲线转向工况

正弦曲线工况可以模拟汽车在曲线道路连续转弯行驶过程。可以反应出汽车在连续转弯过程中车辆的操控稳定性。本文为了验证线控转向模型在连续转弯过程中的可靠性，通过在 CarSim 软件中设置转向工况为：Sine Wave for Test（正弦曲线）工况，车速分别设置为 60km/h 和 90km/h。所得到不同车速下的转向系统仿真曲线如图 2-13 所示。其中，(a)为车速为 60km/h 时，两种转向系统的质心侧偏角变化曲线，(b)为车速为 90km/h 时，两种转向系统的质心侧偏角变化曲线，(c)为车速为 60km/h 时，两种转向系统的横摆角速度变化曲线，(d)为车速为 90km/h 时，两种转向系统的横摆角速度变化曲线。从图中可以看出不同车速下线控转向和机械转向的转向响应基本一致。在车速变化时，可变传动比的设计也改变了横摆角速度和质心侧偏角的大小，体现了可变传动比在不同车速时调节汽车前轮转角的有效性。

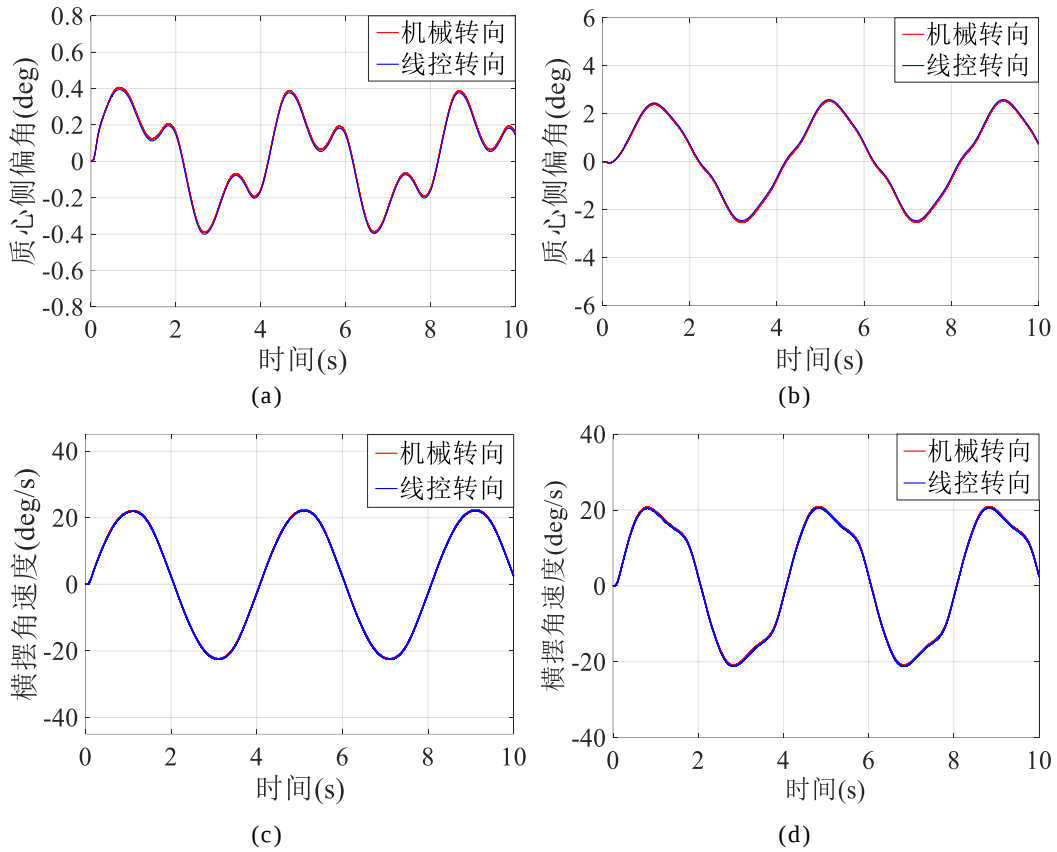


图 2-13 正弦曲线工况下转向系统响应曲线

从以上三种测试工况结果可以看出，搭建的线控转向系统与机械转向性能参数响应曲线基本一致，误差也在合理范围内。可以用于线控转向系统电机控制策略研究。

2.6 本章小结

本章首先介绍了线控转向系统的组成及其工作原理，并对其主要部件和整车进行了分析建模，其中包括轮胎和二自由度汽车的建模，并建立了线控转向系统联合仿真模型。其次考虑车速变化对驾驶员操控难度问题设计了理想传动比方案。最后，通过三种经典工况对所建立的模型进行了仿真分析及正确性验证。以便进行后续的控制策略设计。

第3章 线控转向系统转向电机控制研究

3.1 引言

为了实现线控转向的精确性和操控稳定性,需要对转向电机的结构及其控制策略进行详细的研究。本章将通过建立准确的线控转向系统转向电机模型,包括转向电机的调速控制,为后续的控制策略设计提供基础。其次,根据实际需求和性能指标,设计了电流和转速双目标的PID控制器,并进行参数调整和优化。通过使用传感器获取电机状态信息,从而提高控制精度和稳定性。

3.2 永磁同步电机建模

PMSM的参数之间存在复杂的耦合关系,因此建立精确的模型非常困难^[84]。为了简化建模过程,通常会做以下假设:

- (1) 理想间隙: 假设转子和定子之间的间隙是均匀且恒定的。这样可以简化模型,使得转子和定子之间的磁场分布更容易计算。
- (2) 线性磁路: 假设磁路是线性的,即磁场的分布与磁通之间的关系是线性的。这样可以简化磁路的计算,并且可以使用传统的电磁学理论进行分析。
- (3) 假定电动机的三个绕组以 120° 的对称方式分布于空间中^[85]。

根据以上假设,在电机内部,三相绕组位置各相差 120° ,在三相坐标系 ABC 中, PMSM 的磁链方程为:

$$\begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_B & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_f^A \\ \varphi_f^B \\ \varphi_f^C \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

式中, $\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C$ 是三相绕组的磁链, L_A, L_B, L_C 分别是三相绕组的自感, $M_{AB}, M_{AC}, M_{BA}, M_{BC}, M_{CA}, M_{CB}$ 分别是三相绕组之间的互感, i_A, i_B, i_C 分别是三相绕组的电流, $\varphi_f^A, \varphi_f^B, \varphi_f^C$ 分别是永磁磁场对三相绕组的磁链。

由于三相绕组位置各相差 120° 且对称分布,故存在:

$$L_A = L_B = L_C \quad (3-2)$$

$$M_{AB} = M_{AC} = M_{BA} = M_{BC} = M_{CA} = M_{CB} \quad (3-3)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_f^A \\ \varphi_f^B \\ \varphi_f^C \end{bmatrix} = \varphi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

将式 3-2、3-3 和式 3-4 代入式 3-1 中可得化简后的磁链方程为：

$$\begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

式中， L_s 是三相电感， θ 是定子与转子之间的夹角。

永磁同步电机的电压平衡方程为：

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - \omega \varphi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

式中， u_A 、 u_B 、 u_C 分别是三相电机的相电压， R 是三相定子电阻， ω 是电机转子的角速度。

电机电磁转矩方程为：

$$T_e = -P\varphi_f [i_A \sin \theta + i_B \sin(\theta - 2\pi/3) + i_C \sin(\theta + 2\pi/3)] \quad (3-7)$$

式中， P 是电机转子的磁极对数。

针对 PMSM 这种比较复杂的非线性系统，为了方便控制电机转矩，采用坐标转换的方法对其进行解耦和建模。

3.2.1 Clarke 变换

Clarke 变换是指将三相坐标系 ABC 变换到两相静止坐标系 α - β 的过程，两个坐标系的关系如图 3-1 所示^[86]。在静止坐标系中， α 轴和 β 轴的相位差为 90° 。假设变换前后电压幅值不变，其系数为 $2/3$ ，则经过变换后电流可表示为：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

式中， i_α 、 i_β 是坐标变换后的绕组电流。

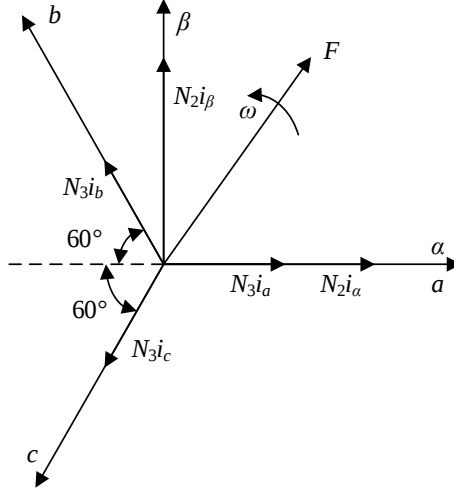


图 3-1 三相坐标系 abc 和两相静止坐标系 αβ 的关系

变换后的电压平衡方程可表示为：

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L_s & 0 \\ 0 & R + L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega \varphi_f \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

变换后的电磁转矩方程为：

$$T_e = \frac{3}{2} P \varphi_f [i_\beta \cos\theta - i_\alpha \sin\theta] \quad (3-10)$$

3.2.2 Park 变换

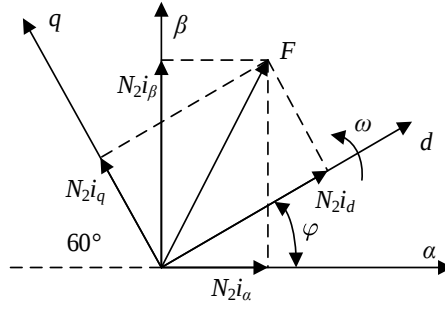
由静止坐标系 α-β 乘以一个旋转矩阵 T_s ，得到坐标系 d-q 的过程称为 Park 变换^[87]。两个坐标系的关系如图 3-2 所示。旋转矩阵 T_s 为：

$$T_s = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

由 Park 变换得到 d-q 坐标系下的电流为：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

式中， i_d ， i_q 为 d-q 旋转坐标系的电流。


 图 3-2 $\alpha\beta$ 坐标系和 dq 坐标系的关系

经过 Park 变换后的电压平衡方程为：

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega L_s \\ \omega L_s & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \end{bmatrix} \quad (3-13)$$

变换后的电磁转矩方程为：

$$T_e = \frac{3}{2} P (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) = \frac{3}{2} P \varphi_f i_q \quad (3-14)$$

式中， φ_d 、 φ_q 分别为 d、q 轴的磁链。

3.3 永磁同步电机的驱动控制

3.3.1 SVPWM 控制策略介绍

由于永磁同步电机是三相交流电机，需要通过控制电机的相电流来实现转矩和速度的控制。脉冲宽度调制技术是把直流电源输出的电压变换成适用于电动机的交流电。利用脉宽调制对 PMSM 的输出电压进行控制，以方便控制电机的相电流^[88]。常见的脉宽调制方法包括：正弦脉宽调制（SPWM）：它通过将参考正弦波与电机相电流进行比较，根据比较结果来确定每个相电流的脉宽调制信号。SPWM 可以产生较低的谐波含量，但在高速运行时可能存在较大的开关损耗。三阶谐波注入脉宽调制（THIPWM）：这种调制方法通过向参考正弦波添加一个三倍频的谐波信号，使得电机相电流的谐波含量更低。THIPWM 可以提供更好的动态响应和转矩控制性能。空间矢量脉宽调制（SVPWM）：通过将参考电压矢量分解为多个小的电压矢量，在一个六边形空间中均匀分布生成三相电压矢量。通过改变这些电压矢量的持续时间和时序，可以合成所需的输出电压波形。以实现精确的电机控制，提供更高的电机效率和较低的谐波失真^[89]。

由于本文研究的线控转向系统对转向电机的转向精度要求较高，因此选择

SVPWM 控制方法来调节电机定子电流。

如图 3-3 所示，为了达到控制电机驱动的目的，电机驱动系统要给电机提供频率和幅值可以变化的电压，但是工业电源输出电压的频率和幅值是固定的。因此我们首先可以将工业电源输出的电压变为直流电压源，这一步叫做整流。这一直流电压源通过图中的三相逆变器可以变换为频率和幅值可以变化的电压，这一步叫做逆变。图中的逆变器连接电机的三个定子相绕组，逆变器被称为三相逆变器，因为它有三个桥臂，分别标记为 a、b、c。每个桥臂上都有两个开关，例如在 a 相，有 V_{T1} 和 V_{T4} 两个开关，它们分别控制该相的上半桥臂和下半桥臂的导通和切断。N 点代表电机三相绕组的中性点。通过对逆变电源中的开关状态进行控制，从而达到对电机的准确控制。

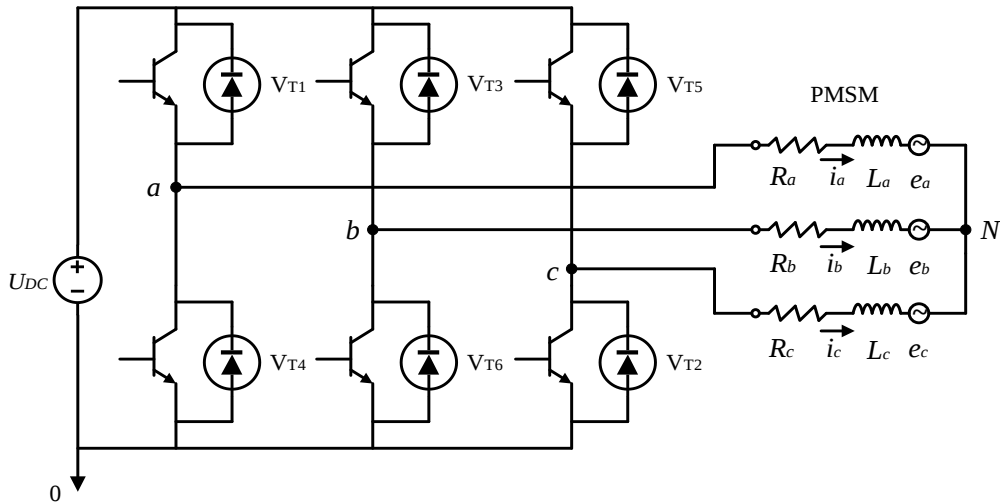


图 3-3 SVPWM 控制及 PMSM 电路图

3.3.2 基本空间矢量

为了方便研究控制策略中开关状态及电压关系，定义 $S_a=1$ 代表 a 桥臂上 V_{T1} 开启， V_{T4} 关闭， $S_a=0$ 则相反。假设 V_{T1} 、 V_{T3} 、 V_{T5} 导通， V_{T4} 、 V_{T6} 、 V_{T2} 关闭，则开关状态可以表示为： $S_a=1$ ， $S_b=1$ ， $S_c=1$ ，用向量表示为(1 1 1)，用 V_7 表示。表 3-1 为不同开关状态所对应的三相电压。

表 3-1 不同开关状态下三相电压幅值

S_a	S_b	S_c	向量	相电压		
				V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}
0	0	0	V_0	0	0	0

1	0	0	V_4	$2U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$
1	1	0	V_6	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$-2U_{DC}/3$
0	1	0	V_2	$-U_{DC}/3$	$2U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$
0	1	1	V_3	$-2U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$
0	0	1	V_1	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$2U_{DC}/3$
1	0	1	V_5	$U_{DC}/3$	$-2U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$
1	1	1	V_7	0	0	0

图 3-4 中展示了空间向量 V_0-V_7 在 $\alpha\beta$ 坐标系上的分布情况。坐标系可划分为 I 至 VI 的六个扇区。通过将空间向量映射到 $\alpha\beta$ 坐标系上，可以观察到各个向量之间的关系和位置，以便进行空间向量的计算和控制。

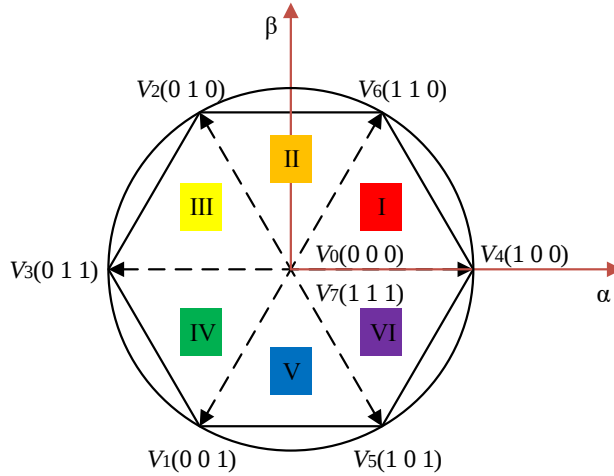


图 3-4 电压空间矢量

为了使定子绕组产生旋转磁场，需要在三相绕组上通以正弦交流电压 u_a 、 u_b 、 u_c ，如图 3-5 所示。 u_m 是他们的幅值， ω_e 是角频率。 V_δ 是 u_a 、 u_b 、 u_c 的合成电压，可以表示为：

$$V_\delta = u_a + u_b \cdot e^{j \cdot 120^\circ} + u_c \cdot e^{-j \cdot 120^\circ} = \frac{3}{2} u_m e^{j \cdot \omega_e t} \quad (3-15)$$

式中， $e^{j \cdot 120^\circ}$ 是一个模长为 1 的向量。A 相代表 0° ，从 A 相逆时针旋转 120° 用 $e^{j \cdot 120^\circ}$ 表示，从 A 相顺时针旋转 120° 用 $e^{-j \cdot 120^\circ}$ 表示。

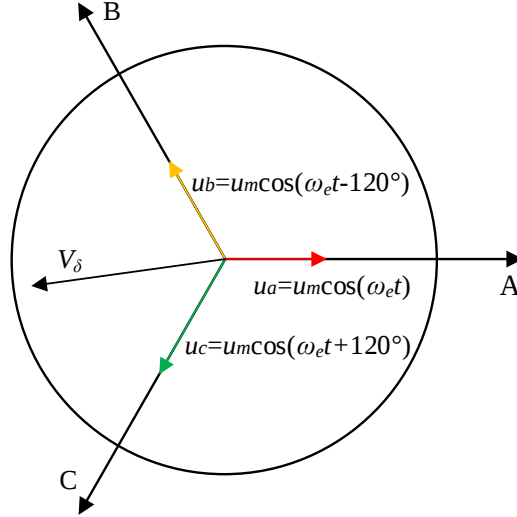


图 3-5 三相绕组电压

3.3.3 SVPWM 控制策略计算

通过控制逆变器的开关状态，可以合成 PWM 形式的相电压 V_{out} 来替代 V_δ 。通过缩短 PWM 开关周期 T_s ，可以增加合成 V_{out} 的次数，使 V_{out} 顶点的轨迹更加平滑且接近 V_δ 顶点轨迹^[90]。

以 V_δ 在扇区 I 为例，设 V_{out} 与 V_4 之间的夹角为 θ_e ，为了合成 V_{out} ，各矢量关系如图 3-6 所示。 T_4 是开关周期 T_s 内 V_4 持续的时间， T_6 是开关周期内 V_6 持续的时间。

根据图 3-6 分析可得：

$$V_{out} = \frac{T_4}{T_s} V_4 + \frac{T_6}{T_s} V_6 + \frac{T_0}{T_s} V_0 \quad (3-16)$$

$$T_4 = \frac{\sqrt{3} T_s}{U_{DC}} \left(\frac{\sqrt{3} u_\alpha}{2} - \frac{u_\beta}{2} \right) \quad (3-17)$$

$$T_6 = \frac{\sqrt{3} T_s}{U_{DC}} u_\beta \quad (3-18)$$

$$T_0 = T_7 = \frac{1}{2} (T_s - T_4 - T_6) \quad (3-19)$$

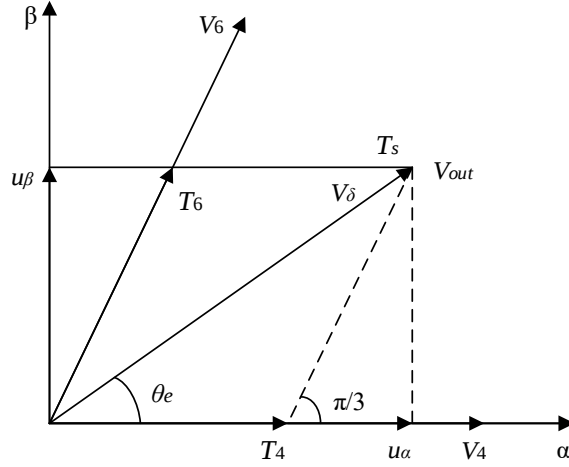


图 3-6 V_{δ} 在扇区 I 中各矢量关系

表 3-2 是 V_{out} 在各个扇区时矢量作用时间。

表 3-2 各扇区空间矢量作用时间

扇区	作用时间
I	$T_4 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}} \left(\frac{\sqrt{3}u_{\alpha}}{2} - \frac{u_{\beta}}{2} \right)$ $T_6 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}} u_{\beta}$ $T_0 = T_7 = \frac{1}{2} (T_s - T_4 - T_6)$
II	$T_6 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}} \left(\frac{\sqrt{3}u_{\alpha}}{2} + \frac{u_{\beta}}{2} \right)$ $T_2 = -\frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}} \left(\frac{\sqrt{3}u_{\alpha}}{2} - \frac{u_{\beta}}{2} \right)$ $T_0 = T_7 = \frac{1}{2} (T_s - T_2 - T_6)$
III	$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}} u_{\beta}$ $T_3 = -\frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}} \left(-\frac{\sqrt{3}u_{\alpha}}{2} - \frac{u_{\beta}}{2} \right)$ $T_0 = T_7 = \frac{1}{2} (T_s - T_2 - T_3)$

$$\begin{aligned}
 & T_3 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}} \left(-\frac{\sqrt{3}u_\alpha}{2} + \frac{u_\beta}{2} \right) \\
 \text{IV} \quad & T_1 = -\frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}} u_\beta \\
 & T_0 = T_7 = \frac{1}{2} (T_s - T_1 - T_3) \\
 & T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}} \left(-\frac{\sqrt{3}u_\alpha}{2} - \frac{u_\beta}{2} \right) \\
 \text{V} \quad & T_5 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}} \left(\frac{\sqrt{3}u_\alpha}{2} - \frac{u_\beta}{2} \right) \\
 & T_0 = T_7 = \frac{1}{2} (T_s - T_1 - T_5) \\
 & T_5 = -\frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}} u_\beta \\
 \text{VI} \quad & T_4 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}} \left(\frac{\sqrt{3}u_\alpha}{2} + \frac{u_\beta}{2} \right) \\
 & T_0 = T_7 = \frac{1}{2} (T_s - T_4 - T_5)
 \end{aligned}$$

通过选择合适的零矢量和根据向量作用次序的分配原理,可以减少开关导通和关闭的次数,以此达到开关损耗最小化^[91]。各个扇区的开关切换次序如表 3-3 所示。

表 3-3 开关切换顺序

V_{out} 所在扇区	开关切换顺序	开关对应二进制状态
I	0→4→6→7→7→6→4→0	000→100→110→111→111→110→100→000
II	0→2→6→7→7→6→2→0	000→010→110→111→111→110→010→000
III	0→2→3→7→7→3→2→0	000→010→011→111→111→011→010→000
IV	0→1→3→7→7→3→1→0	000→001→011→111→111→011→001→000
V	0→1→5→7→7→5→1→0	000→001→101→111→111→101→001→000
VI	0→4→5→7→7→5→4→0	000→100→101→111→111→101→100→000

3.3.4 SVPWM 控制策略仿真

在 SVPWM 控制算法中,首先通过比较 V_{out} 的 $\alpha\beta$ 坐标值与扇区边界的关系,可以确定 V_{out} 所在的扇区。具体的扇区判断方法为: 首先, 根据图 3-4 所示的扇区分布可以得到两条直线: $\frac{\sqrt{3}}{2}\alpha - \frac{1}{2}\beta = 0$ 和 $-\frac{\sqrt{3}}{2}\alpha - \frac{1}{2}\beta = 0$, 这两条直线和 α 轴把整个圆形分为了六个扇区。因此可以设函数:

$$\begin{cases} V_{s1} = U_\beta \\ V_{s2} = \frac{\sqrt{3}}{2}U_\alpha - \frac{1}{2}U_\beta \\ V_{s3} = -\frac{\sqrt{3}}{2}U_\alpha - \frac{1}{2}U_\beta \end{cases} \quad (3-20)$$

根据以上函数是否大于或小于 0 可以判断出 V_{out} 所在的扇区。当 $V_{s1}>0$ (即 $U_\beta>0$), 记为 $a=1$; 当 $V_{s2}>0$, 记为 $b=1$; 当 $V_{s3}>0$, 记为 $c=1$ 。设 N 是 a, b, c 的对应十进制数字, $N=a+2b+4c$, 则六个扇区的判定条件可以用表 3-4 表示。

表 3-4 各个扇区判定条件

扇区	a	b	c	N
I	1	1	0	3
II	1	0	0	1
III	1	0	1	5
IV	0	0	1	4
V	0	1	1	6
VI	0	1	0	2

由图 3-6 可以得到空间矢量作用时间, 为了简化模型, 设:

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}}u_\beta \\ Y = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}}\left(\frac{\sqrt{3}u_\alpha}{2} + \frac{u_\beta}{2}\right) \\ Z = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}}\left(-\frac{\sqrt{3}u_\alpha}{2} + \frac{u_\beta}{2}\right) \end{cases} \quad (3-21)$$

设 T_1 为任一扇区中逆时针旋转的第一个非零向量作用的时间, T_2 为第二个

非零向量作用的时间。在表 3-5 中列出了六个扇区各个向量的作用时间。

表 3-5 空间向量在各个扇区的作用时间

扇区	T_1	T_2	T_0/T_7
I	Z	Y	$(T_s - T_1 - T_2)/2$
II	Y	$-X$	
III	$-Z$	X	
IV	$-X$	Z	
V	X	$-Y$	
VI	$-Y$	$-Z$	

其中，若 $T_1 + T_2 > T_s$ ，则需要重新计算 T_1 、 T_2 ，调整为： $T_1 = T_1 \cdot T_s / (T_1 + T_2)$ ， $T_2 = T_2 \cdot T_s / (T_1 + T_2)$ 。

在确定开关切换状态和作用时间后，还需要确定开关切换的时刻。以第一扇区为例，如图 3-7 所示，可得 a、b、c 三相开关状态切换时间为：

$$T_a = \frac{T_s - T_4 - T_6}{4} \quad (3-22)$$

$$T_b = T_a + \frac{T_4}{2} \quad (3-23)$$

$$T_c = T_b + \frac{T_6}{2} \quad (3-24)$$

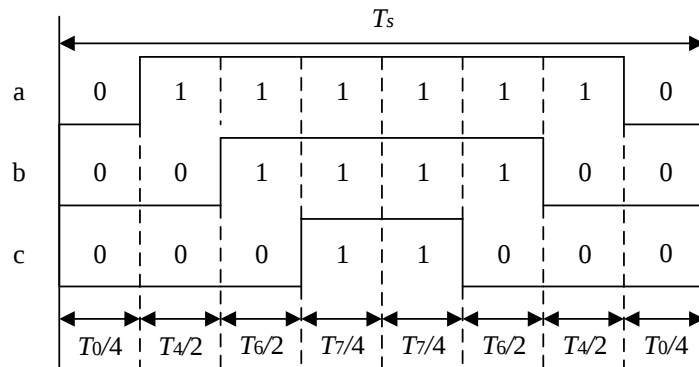


图 3-7 第一扇区开关状态切换时间

为了计算出开关状态的切换时刻，定义一个三角波 T_w ，其周期为 T_s ，幅值为 $T_s/2$ 。通过将每个扇区的三个时间变量与 T_w 作对比，就可以得到每个开关的

状态切换时刻。

3.4 永磁同步电机的矢量控制

永磁同步电机矢量控制具有较高的动态特性和较高的效率，可以实现高动态性能和高效率，使得电机能够在不同负载条件下稳定运行。矢量控制通过磁场定向坐标，将电流矢量分解成产生磁通的励磁电流分量和产生转矩的转矩电流分量，并使两分量互相垂直、彼此独立，然后分别进行调节。

为了改善转矩控制性能，矢量控制最终仍然是对定子电流的控制。由于定子侧的各物理量（如电压、电流、电动势、磁动势）都是交流量，其空间矢量在空间以同步转速旋转，调节和控制都不容易。因此，需要借助于坐标变换，使各物理量从静止坐标系转换到同步旋转坐标系，这时各空间矢量就都变成了直流量。矢量控制算法通过将电机的电流分解为直流和交流分量，使得可以独立地控制电机的转矩和转速^[92-94]。目前，PMSM 的矢量控制方式主要有两种：最大转矩-电流比和 d 轴电流为 0 的控制。图 3-8 是 $i_d=0$ 的控制策略框图。

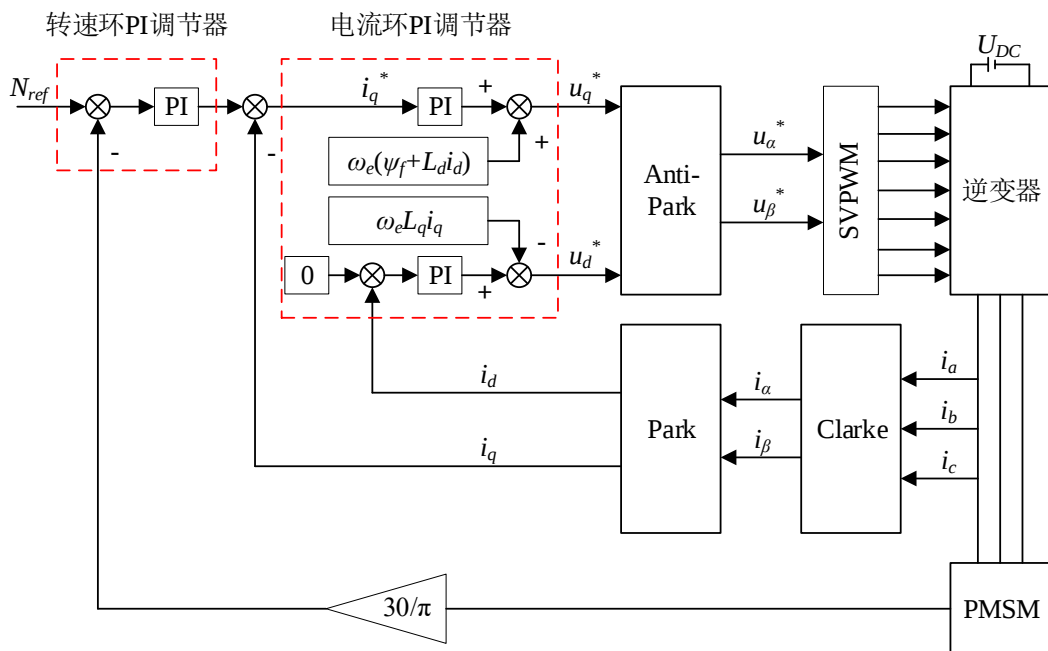


图 3-8 PMSM 控制系统框图

3.4.1 转速环 PI 控制

如图 3-8 所示，转速环 PI 控制是一种常用的控制策略，用于控制电机系统的转速。它基于比例-积分（PI）控制器的设计原理，通过调节控制器的输出来实

现期望的转速控制。

在实际应用中，转速环 PI 控制的参数（比例增益和积分时间常数）需要经过参数整定来确定，以获得良好的控制性能。参数整定的目标是找到合适的比例增益（ K_p ）和积分时间常数（ K_i ），以实现良好的控制性能^[95]。

电机的运动方程为：

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (3-25)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q [i_d (L_d - L_q) + \psi_f] \quad (3-26)$$

式中， ω_m 为电机的转动角速度， T_L 为负载扭矩。

采用 $i_d=0$ 的控制策略，定义有功阻尼为：

$$i_q = i'_q - B_a \omega_m \quad (3-27)$$

假设电机负载为零时，由以上公式可得：

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3p_n\psi_f}{2J} (i'_q - B_a \omega_m) - \frac{B\omega_m}{J} \quad (3-28)$$

由上式可以得到 ω_m 与 i_q 之间的传递函数为：

$$\omega_m(s) = \frac{1.5p_n\psi_f/J}{s + \beta} i'_q(s) \quad (3-29)$$

转速环控制器的表达式为：

$$i_q^* = \left(K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s} \right) (\omega_m^* - \omega_m) - B_a \omega_m \quad (3-30)$$

因此，转速环 PI 调节器的参数 K_{pw} 、 K_{iw} 为：

$$\begin{cases} K_{pw} = \frac{\beta J}{1.5p_n\psi_f} \\ K_{iw} = \beta K_{pw} \end{cases} \quad (3-31)$$

式中， β 为转速环期望的频带带宽。

3.4.2 电流环 PI 控制

在转速控制基础上，提出电流环 PI 控制的矢量控制方法，以此达成闭环控

制，实时调整 PI 控制器的输出，用于更好地控制电机的 dq 轴电流，以实现期望的电流控制^[96]。

dq 轴电流解耦后，其电流可表示为：

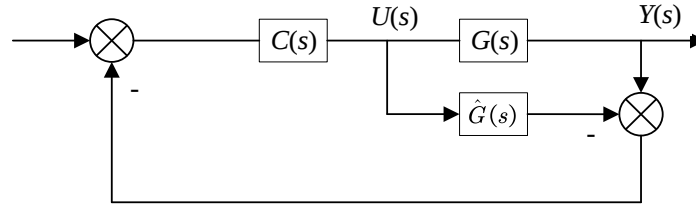
$$\begin{cases} u_{d0} = u_d + \omega_e L_q i_q = R i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d \\ u_{q0} = u_q - \omega_e (L_d i_d + \psi_f) = R i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q \end{cases} \quad (3-32)$$

对式 3-32 进行拉普拉斯变换可得：

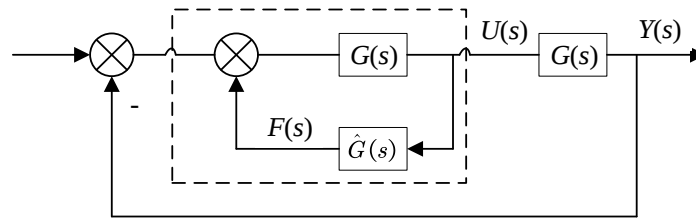
$$Y(s) = G(s)U(s) \quad (3-33)$$

式中， $U(s) = \begin{bmatrix} u_{d0}(s) \\ u_{q0}(s) \end{bmatrix}$ ， $Y(s) = \begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \end{bmatrix}$ ， $G(s) = \begin{bmatrix} R + sL_d & 0 \\ 0 & R + sL_q \end{bmatrix}^{-1}$ 。

采用内模控制器来降低模型的误差带来的影响，其控制框图如图 3-9 所示。



(a) 内模控制框图



(b) 内模控制等效框图

图 3-9 内模控制策略结构图

等效控制器为：

$$F(s) = [I - C(s)\hat{G}(s)]^{-1}C(s) \quad (3-34)$$

假设内模控制器模型无误差，则 $\hat{G}(s) = G(s)$ ，此时系统的传递函数为：

$$G_c(s) = G(s)C(s) \quad (3-35)$$

定义：

$$C(s) = \hat{G}^{-1}(s)L(s) = G^{-1}L(s) \quad (3-36)$$

式中, $L(s) = \alpha I / (s + \alpha)$, α 为设计参数。

结合式 3-36 和式 3-34 可得:

$$F(s) = \alpha \begin{bmatrix} L_d + R/s & 0 \\ 0 & L_q + R/s \end{bmatrix} \quad (3-37)$$

将式 3-37 代入式 3-35 可得:

$$G_c(s) = \frac{\alpha}{s + \alpha} I \quad (3-38)$$

因此, 电流环的控制器参数为:

$$\begin{cases} K_{pd} = \alpha L_d \\ K_{id} = \alpha R \\ K_{pq} = \alpha L_q \\ K_{iq} = \alpha R \end{cases} \quad (3-39)$$

根据前几节的建模基础, 为了更详细地研究转向电机在不同工况下转向过程转向角度的变化, 通过将电机转角作为 PMSM 仿真模型的输入, 即转向电机的转角目标值。经过对转角求导便可得到电机转速, 实现转速环 PI 控制。

3.4.3 基于 PI 控制的电机仿真分析

基于以上模型, 在仿真环境中, 可以模拟电机的运行条件和负载变化。通过仿真分析, 可以深入了解电机的动态特性和控制器的性能表现, 为实际应用提供指导。为了解电机在负载变化时的性能参数响应和 PI 控制器的性能, 通过给定目标转速来观测电机实际转速、转矩等性能参数变化。设定目标转速为 1000rpm, 负载为 10N·m, 负载突变时间为 0.2s, 仿真时间为 0.5s。仿真得到的转速响应曲线如图 3-10 所示。其中, (a)为带负载启动情况下的电机转速响应, (b)为突加负载情况下的电机转速响应。

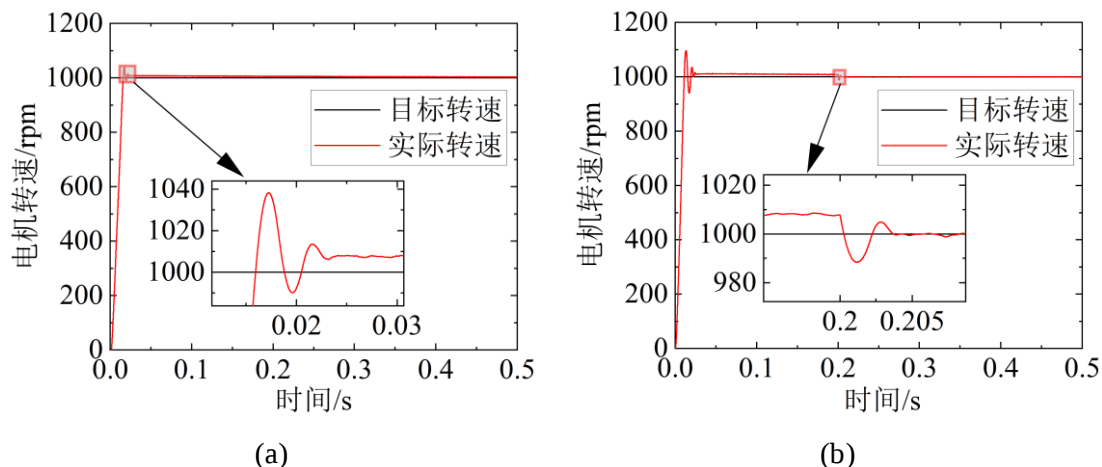


图 3-10 不同负载情况下的电机转速变化

从图中可以看出,在带负载启动情况下,电机转速超调量较小,但达到稳态所需要的时间较长;在负载突变的情况下,电机转速超调量较大,在施加负载后,电机转速随之减小,但在 PI 控制下又很快达到目标值附近。通过仿真结果验证了永磁同步电机模型的正确性以及应对负载突变的性能。同时,在 PI 控制下,电机的转速可以达到目标值附近。

为了更清晰的验证电机性能,在上述两种工况下观察电机的转矩响应变化,如图 3-11 所示。其中,(a)为带负载启动情况下的电机转矩响应,(b)为突加负载情况下的电机转矩响应。

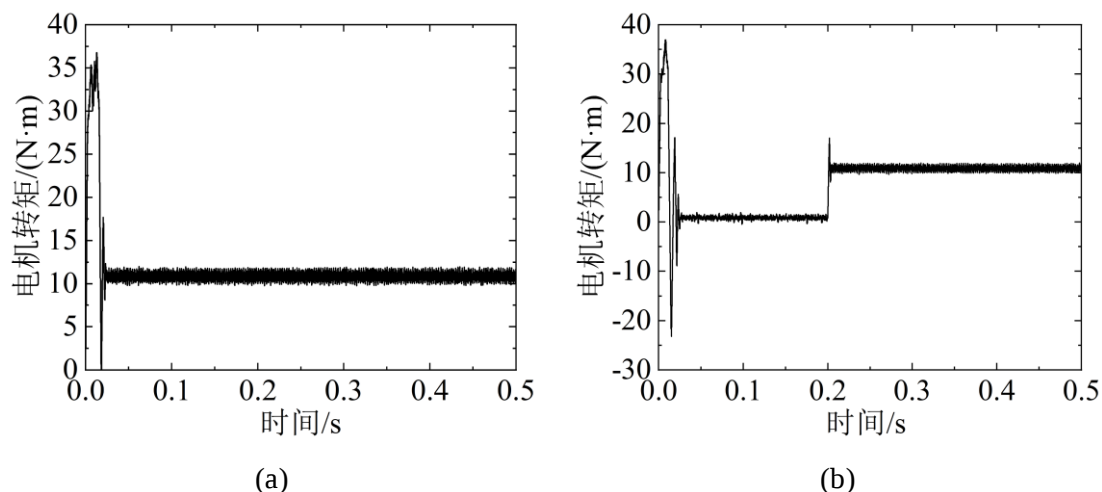


图 3-11 不同负载情况下的电机转矩变化

从图中可以看出,在带负载启动情况下,电机转矩波动较大,在 0.016s 时达到稳定状态,最终稳定在 10N·m 附近;在突变负载情况下,电机转矩波动较大,

在 0.021s 达到稳定状态，稳定在 $0\text{N}\cdot\text{m}$ 附近，在 0.2s 施加负载后，电机转矩峰值达到 $18.28\text{N}\cdot\text{m}$ ，并迅速减小到 $10\text{N}\cdot\text{m}$ ，最终稳定在 $10\text{N}\cdot\text{m}$ 附近。根据电机转矩仿真结果可以看出，在电流环和转速环 PI 控制下，电机的转矩能够在较短时间内达到稳定状态，并稳定在目标值附近。

在不同负载情况下观察电机三相电流的响应变化，如图 3-12 所示。其中，(a)为带负载启动情况下的电机电流响应，(b)为突加负载情况下的电机电流响应。

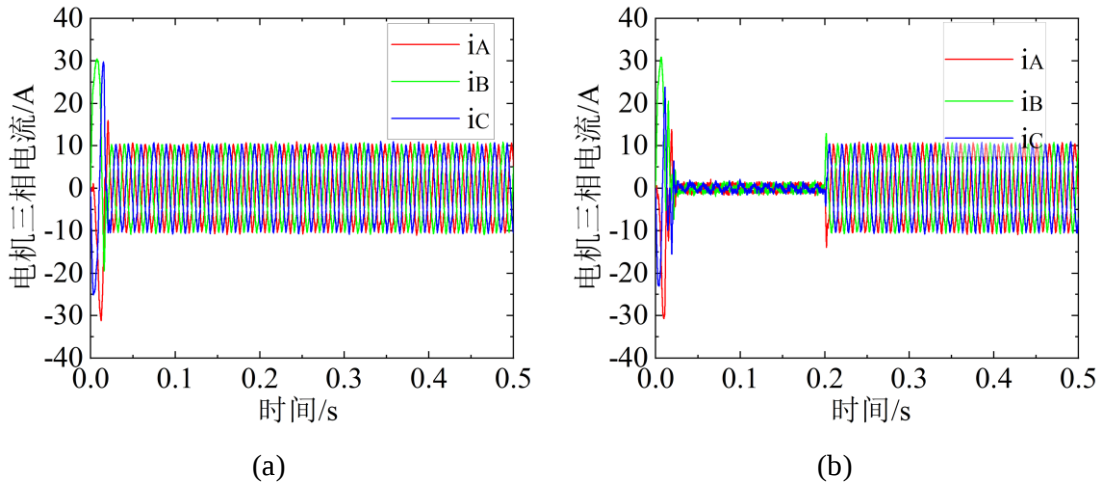


图 3-12 不同负载情况下的电机电流变化

由图 3-12 可以看出，永磁同步电机的三相电流响应曲线符合相位差 120° 的分布规律，在带负载启动情况下，电流在 0.019s 达到稳定状态；在负载突变情况下，施加负载后，电机电流经过短时间波动又快速达到稳定状态。根据电流响应变化曲线可以看出，采用电流环和转速环 PI 控制后，电机电流能在短时间内达到稳定状态，控制效果符合预期。

3.5 本章小结

本章首先对 PMSM 的结构和工作原理进行了阐述。在建立模型过程中，对 Clarke 变换和 Park 变换进行了分析，简化了电机的控制和建模过程。基于以上模型分析了空间矢量脉宽调制（SVPWM）驱动控制策略。根据以上数学模型搭建了基于电流和转速双目标的 PID 控制策略仿真模型。最后，对于建立的模型和控制策略进行了仿真分析及正确性验证。以便进行后续的控制算法设计。

第 4 章 基于麻雀-PID 算法的线控转向控制研究

4.1 引言

在上一章节中，已经对转向电机的工作原理、模型仿真、控制策略进行了详细的研究。在 PID 控制过程中，控制器参数调节过程尤为重要，对控制效果会产生直接影响。通常根据经验和实际应用中的类似系统，选择合适的参数作为初始值，然后通过实验和调试逐步调整参数，以找到最佳的参数组合。同时，对于不同的应用场景和控制要求，可能需要针对性地调整参数，以满足特定的控制性能要求。故本章将采用麻雀算法来优化 PID 控制器参数，以提高转向电机的控制效果。使用麻雀算法优化 PID 控制器参数的好处是可以自动搜索参数空间，找到最佳的参数组合，从而提高控制效果。针对麻雀算法容易进入局部最优解和种群多样性较低的问题，引入了多策略融合的改进策略。通过迭代更新麻雀位置和重新评估适应度值，最终找到最佳的 PID 参数组合，以实现稳定、快速且准确的控制。

4.2 麻雀算法概述

4.2.1 麻雀算法简介

麻雀算法模拟了麻雀在觅食和迁徙过程中的行为规律。该算法由东华大学的薛建凯等人于 2020 年提出，灵感来自于麻雀在寻找食物和迁徙时的群体协作行为^[97]。麻雀算法的基本思想是通过模拟麻雀的觅食和迁徙行为来寻找最优解，具有以下特点：

(1) 麻雀算法通过模拟麻雀的觅食、群聚、逃避等行为策略，在解空间中寻找最优解。这种模拟自然行为的方式使得算法在解决优化问题时具有较高的效率和精度。

(2) 在麻雀算法中，麻雀分为发现者和加入者两类。发现者负责为整个种群寻找食物，并提供觅食的方向。加入者则跟随发现者进行觅食。这种分工使得算法在搜索过程中能够平衡全局搜索和局部搜索，避免过早陷入局部最优。

(3) 麻雀算法能够根据觅食环境的变化动态调整搜索策略。当环境中没有捕食者时，发现者可以进行广泛搜索；当发现捕食者时，所有麻雀都会飞往安全区

域进行觅食。这种动态调整使得算法能够在不同情况下保持较高的搜索效率。

4.2.2 麻雀算法寻优原理

麻雀算法的前提规则如下：

发现者要寻找有食物的地方，为其它追随者提供食物。预警者在探测到天敌的时候，就会以鸣叫的方式进行预警。发现者通过对比警告和安全值，来判断是否把追随者带到其它的安全区去寻找食物^[98]。算法的寻优流程如图 4-1 所示。

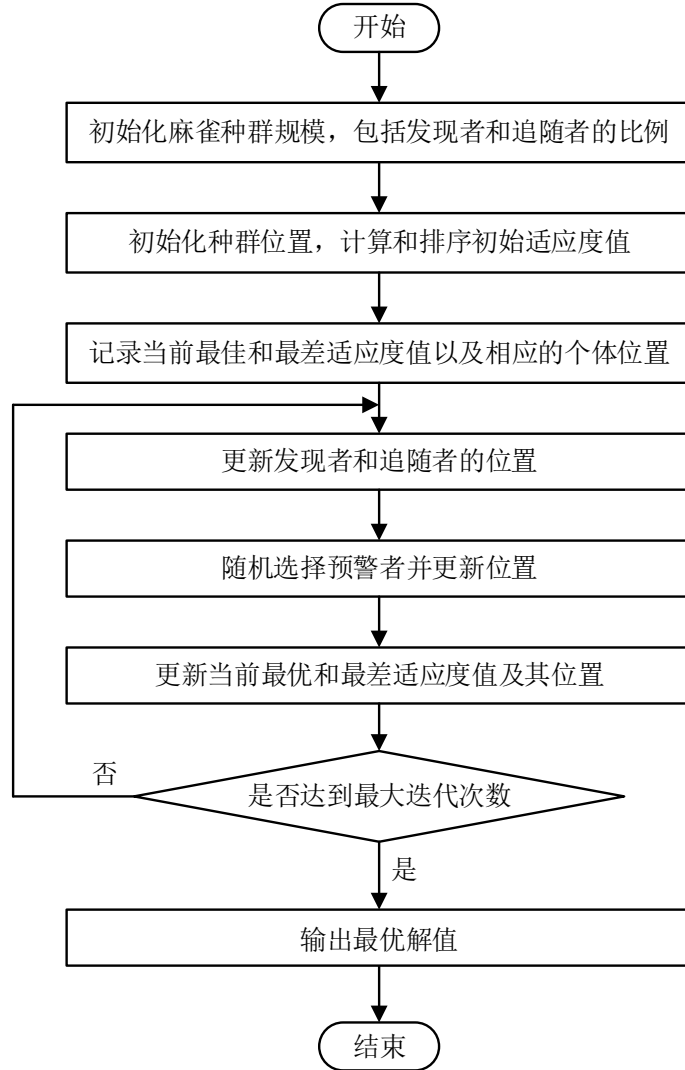


图 4-1 麻雀算法流程图

由 n 只麻雀组成的种群可以表示为：

$$X = \begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} & \cdots & x_{1,d} \\ x_{2,1} & x_{2,2} & \cdots & x_{2,d} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{n,1} & \cdots & \cdots & x_{n,d} \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

式中, d 为待优化问题的变量维数, n 为麻雀的数量。

设 f 为适应度值, 则所有麻雀的适应度值可表示为:

$$F_X = \begin{bmatrix} f([x_{1,1} & x_{1,2} & \cdots & x_{1,d}]) \\ f([x_{2,1} & x_{2,2} & \cdots & x_{2,d}]) \\ \vdots \\ f([x_{n,1} & x_{n,2} & \cdots & x_{n,d}]) \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

在算法迭代期间, 以如下的方法来更新发现者的位置:

$$X_{i,j}^{t+1} = \begin{cases} X_{i,j}^t \cdot \exp\left(-\frac{i}{\alpha \cdot iter_{\max}}\right) & \text{if } R_2 < ST \\ X_{i,j}^t + Q \cdot L & \text{if } R_2 \geq ST \end{cases} \quad (4-3)$$

式中, t 为当前迭代数, $j=1, 2, 3 \cdots d$, $iter_{\max}$ 为最大迭代次数, $X_{i,j}$ 为第 i 个麻雀在第 j 维的位置, α 为 $(0, 1]$ 之间的随机数, R_2 为预警值, $R_2 \in [0, 1]$, ST 为安全值, $ST \in [0.5, 1]$, Q 是一个随机数, 它满足一个标准的正态分布, L 是一个 $1 \times d$ 矩阵, 其中每个元素都是 1。

追随者位置更新方式为:

$$X_{i,j}^{t+1} = \begin{cases} Q \cdot \exp\left(\frac{X_{\text{worst}} - X_{i,j}^t}{t^2}\right) & \text{if } i > n/2 \\ X_{\text{best}}^{t+1} + |X_{i,j}^t - X_{\text{best}}^{t+1}| \cdot A^+ \cdot L & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4-4)$$

式中, X_{worst} 表示目前的最差位置, X_{best} 表示发现者当前最好的位置, A 是一个 $1 \times d$ 的矩阵, 它的每一个元素都是 1 或者 -1。

预警者的位置更新方式为:

$$X_{i,j}^{t+1} = \begin{cases} X_{\text{best}}^t + \beta \cdot |X_{i,j}^t - X_{\text{best}}^t| & \text{if } f_i > f_g \\ X_{i,j}^t + K \cdot \left(\frac{|X_{i,j}^t - X_{\text{worst}}^{t+1}|}{(f_i - f_w) + \varepsilon}\right) & \text{if } f_i = f_g \end{cases} \quad (4-5)$$

式中, β 为步长因子, K 为 $[0, 1]$ 之间的随机数, f_i 为目前麻雀的适应度值, f_g 为目前全局最优适应度值, f_w 为目前全局最差适应度值。

4.3 麻雀算法的改进

为了提高算法的收敛速度和精度, 在普通麻雀算法的基础上进行了改进。针对麻雀算法容易进入局部最优解和种群多样性较低的问题, 进行了以下改进: 引

入人类社会行为学习机制，改变当前最差适应度个体位置的更新方式，使种群趋于多样化；在算法搜索后半段，计算当前种群的适应度值并排序，使用柯西变异和高斯变异方法确定其变步步长；根据麻雀算法预警者更新特点，提出了一种基于螺旋变换的方法，提高算法的全局寻优能力。

4.3.1 基于人类社会行为学习机制

由于算法在迭代求解的过程中，种群中每个个体都在向最优值靠拢，导致种群的多样性快速下降。为了解决这一问题，引入了人类社会学习行为的思想来改善种群多样性。由于人类社会中存在相互学习的行为，且这种行为并不都是向着“好的”那一面演进，反而存在一些“学坏”的行为。通过这种思想对追随者位置更新方式进行改进。具体改进内容如下：

定义每次迭代过程中适应度最差个体，即全局最差个体 X_{worst} 为：

$$X_{worst} = \max \{Fit(X_1), Fit(X_2), \dots, Fit(X_M)\} \quad (4-6)$$

在种群个体位置更新过程引入学习因子 r_3 来模拟人类社会学习行为，定义 $r_3 \sim N(0, 1)$ ，服从标准正态分布的随机数。当 $r_3 > 0$ 时，对种群个体起到“促进学习”作用，可以提高种群个体能量值，提高算法种群全局寻优能力，当 $r_3 < 0$ 时，对种群个体起到“惩罚学习”作用。同时，为了降低单个参数对算法最优解的影响，引入了两个随机学习因子 r_1, r_2 ，定义 r_1, r_2 为在 $[0, 1]$ 区间内的随机数，服从均匀分布，且 $r_1 + r_2 = 1$ 。其位置公式更新如下：

$$\begin{aligned} X_i^d(t+1) = & X_i^d(t) + r_1 [P_{best}^d(t) - X_i^d(t)] + \\ & r_2 [G_{best}^d(t) - X_i^d(t)] + r_3 [X_{worst}^d(t) - X_i^d(t)] \end{aligned} \quad (4-7)$$

式中， $X_i^d(t+1)$ 为种群个体更新后的位置， $X_i^d(t)$ 为当前位置， $P_{best}^d(t)$ 为历史最优解， $G_{best}^d(t)$ 为全局最优解。

4.3.2 柯西-高斯变异策略

针对麻雀算法易陷入局部最优，引入了柯西-高斯变异策略。在最优适应度的个体通过柯西-高斯算子变异后，比较其变异前后的位置能量值，选择具有较高位置能量值的个体代入下一次迭代。具体如式 4-8 所示。

$$X_i^d(t+1) = X_{best}^d(t) + [X_{best}^d(t) - X_k^d(t)] \cdot [\lambda_1 Cauchy(0, \sigma^2) + \lambda_2 Gauss(0, \sigma^2)] \quad (4-8)$$

式中, $X_i^d(t+1)$ 为最优适应度个体变异后的位置, $X_{best}^d(t)$ 为当前最优个体位置, $X_k^d(t)$ 为随机选择的个体 (第 d 维, 第 k 个), λ_1 、 λ_2 是随迭代次数而更新的参数, $Cauchy(0, \sigma^2)$ 为符合柯西分布的随机参数, $Gauss(0, \sigma^2)$ 为符合高斯分布的随机参数, σ 可表示为:

$$\sigma = \begin{cases} 1 & f(X_{best}) < f(X_i) \\ \exp\left(\frac{f(X_{best}) - f(X_i)}{|f(X_{best})|}\right) & otherwise \end{cases} \quad (4-9)$$

4.3.3 基于螺旋探索的自适应预警策略

麻雀算法中预警者的占比决定了算法的探索空间范围, 比例越高, 具有更好的全局寻优能力。因此, 提出一种预警者占比数量及其位置随迭代次数螺旋变化的更新策略。在算法迭代前半段通过螺旋变化, 增强算法全局搜索能力, 在算法后半段, 采用线性递减的方式降低预警者数量, 加快收敛速度。通过多样化的搜索路径, 增强了算法摆脱局部最优的能力。预警者数量更新方式如式 4-10 所示, 位置更新方式为式 4-11。

$$N_f = \begin{cases} \text{int}[z \cdot N_f^t \cdot \exp(-i/\alpha \cdot \text{iter}_{\max})] & 0 < t \leq \text{iter}_{\max}/2 \\ N_{\max} - \text{int}\left[\left(\frac{N_{\max} - N_{\min}}{\text{iter}_{\max}}\right) \cdot t^2\right] & \text{iter}_{\max}/2 < t \leq \text{iter}_{\max} \end{cases} \quad (4-10)$$

$$X_{i,j}^{t+1} = \begin{cases} e^{al} \cdot \cos(2\pi l) \cdot Q \cdot \exp[(X_{worst}^t - X_{i,j}^t)/i^2] & i < \frac{n}{2} \\ X_p^{t+1} + |X_{i,j}^t - X_p^{t+1}| \cdot A^+ \cdot P \cdot e^{al} \cdot \cos(2\pi l) & i \geq \frac{n}{2} \end{cases} \quad (4-11)$$

式中, N_f 是预警者占比数量, z 是螺旋探索因子, t 是当前迭代次数, α 是 0 到 1 之间的随机数, $\text{iter}_{\max}$ 是最大迭代次数, $N_{\max}$ 是预警者最多个数, $N_{\min}$ 是预警者最少个数, 由于预警者一般占种群数量的 20% 左右, 故设置预警者最多个数占种群 20%, 最少个数占 10%, a 是螺旋探索因子, P 是 $[-1, 1]$ 之间的随机数。

综上所述, 为了优化麻雀算法所存在的不足, 提出了基于以上改进方法的混合策略优化麻雀算法 (HCGS-SSA), 其流程图如图 4-2 所示。

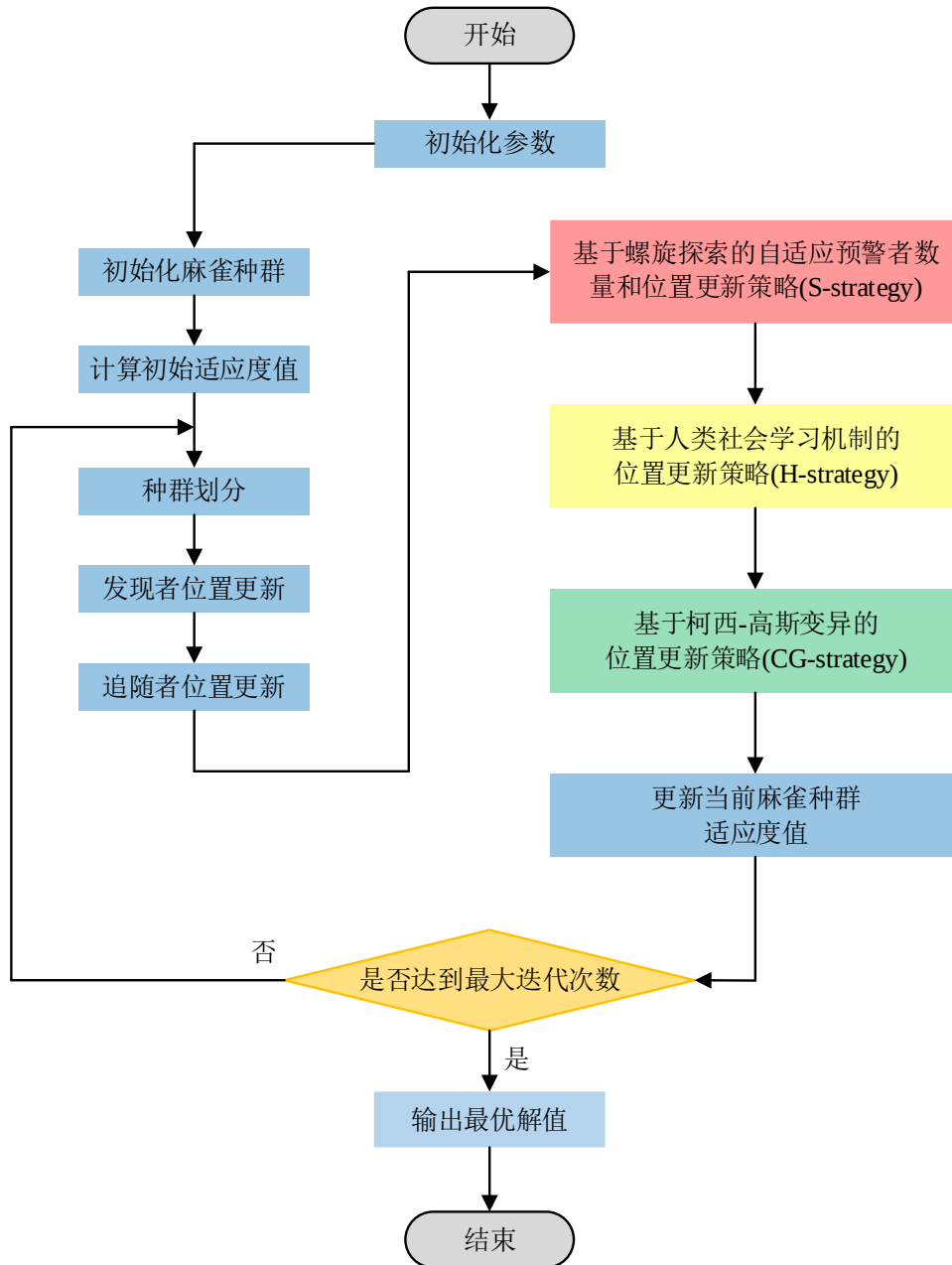


图 4-2 改进麻雀算法流程图

4.3.4 改进算法的性能测试

表 4-1 为基准测试函数，其三维空间图如图 4-3 所示。其中，F1、F2、F3 为单峰函数，F4、F5、F6 为多峰函数。

表 4-1 标准测试函数

测试函数	dim	取值范围	$f_{\min}$
$F_1(x) = \sum_{i=1}^n x_i^2$	30	[-100, 100]	0
$F_2(x) = \sum_{i=1}^n x_i + \prod_{i=1}^n x_i $	30	[-100, 100]	0
$F_3(x) = \max\{ x_i , 1 \leq i \leq n\}$	30	[-100, 100]	0
$F_4(x) = \sum_{i=1}^n [x_i^2 - 10 \cos(2\pi x_i) + 10]$	30	[-5, 5]	0
$F_5(x) = \frac{\pi}{n} \left\{ (10 \sin \pi y_1) + \sum_{i=1}^n (y_i - 1)^2 \right.$ $[1 + 10 \sin^2(\pi y_i + 1)] +$ $(y_n - 1)^2 + \frac{n}{\pi} \sum_{i=1}^n u(x_i, 10, 100) \left. \right\}$ $y_i = 1 + \frac{x_i + 1}{4}$	30	[-10, 10]	0
$u(x_i, a, k, m) = \begin{cases} k(x_i - a)^m & x_i > a \\ 0 & -a < x_i < a \\ k(-x_i - a)^m & x_i < -a \end{cases}$			
$F_6(x) = 0.1 \left\{ \sin^2(3\pi x_1) + \sum_{i=1}^n (x_i - 1)^2 \cdot \right.$ $[1 + \sin^2(3\pi x_i + 1)] + (x_n - 1)^2 [1 + \sin^2(2\pi x_n)]$ $+ 10 \sum_{i=1}^n u(x_i, 5, 100, 4) \left. \right\}$	30	[-5, 5]	0

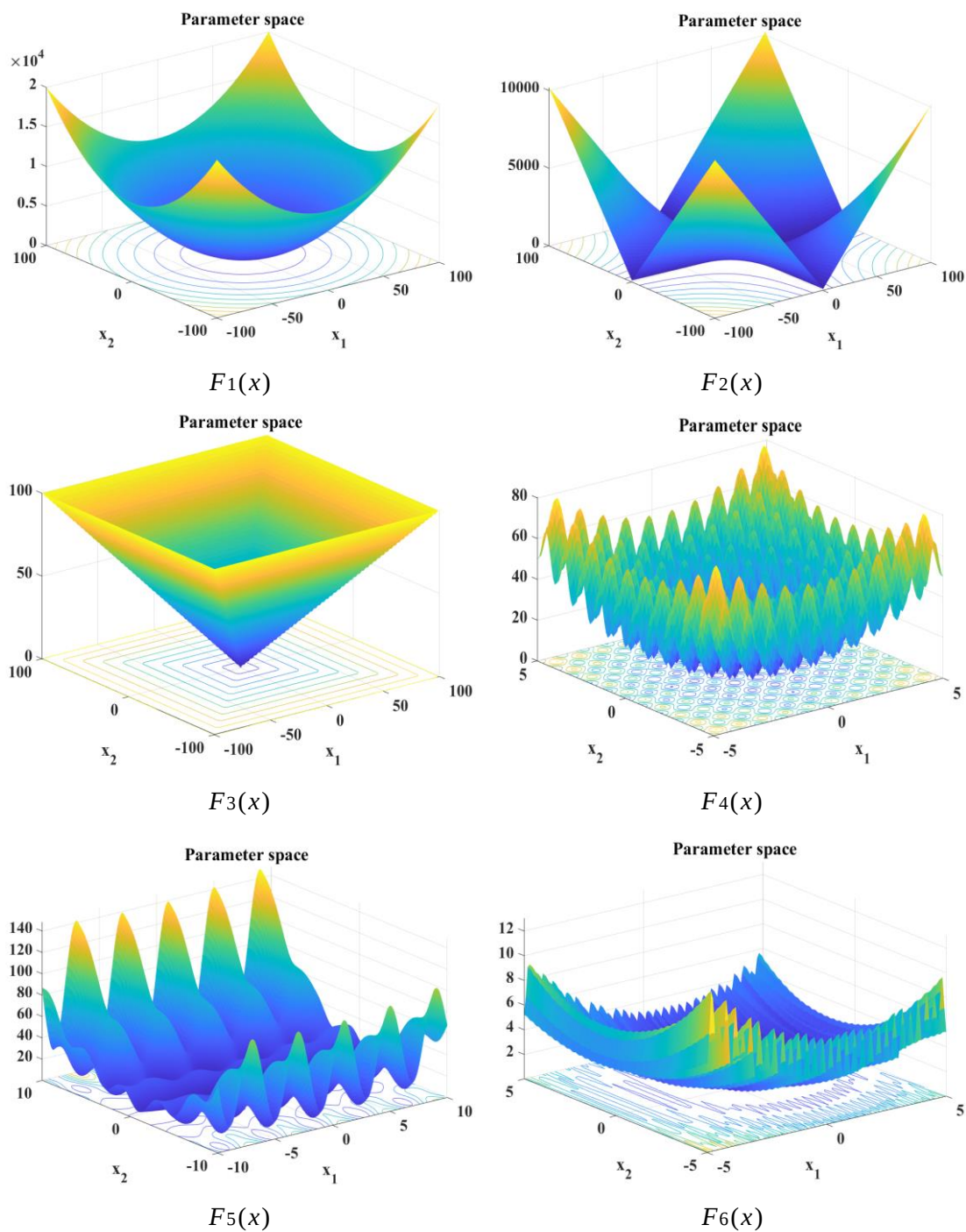


图 4-3 测试函数模型

(1) 改进麻雀算法与其他经典算法的测试结果对比

图 4-4(a)到(f)为 HCGS-SSA、SSA、GWO、PSO 分别在测试函数 F1 到 F6 的求解迭代结果。由图 4-4 测试函数的收敛曲线可以看出，通过引入柯西高斯变异策略、人类社会学习机制以及螺旋探索预警机制，既保持了种群多样性，又增强了算法搜索全局、避免局部最优的能力。

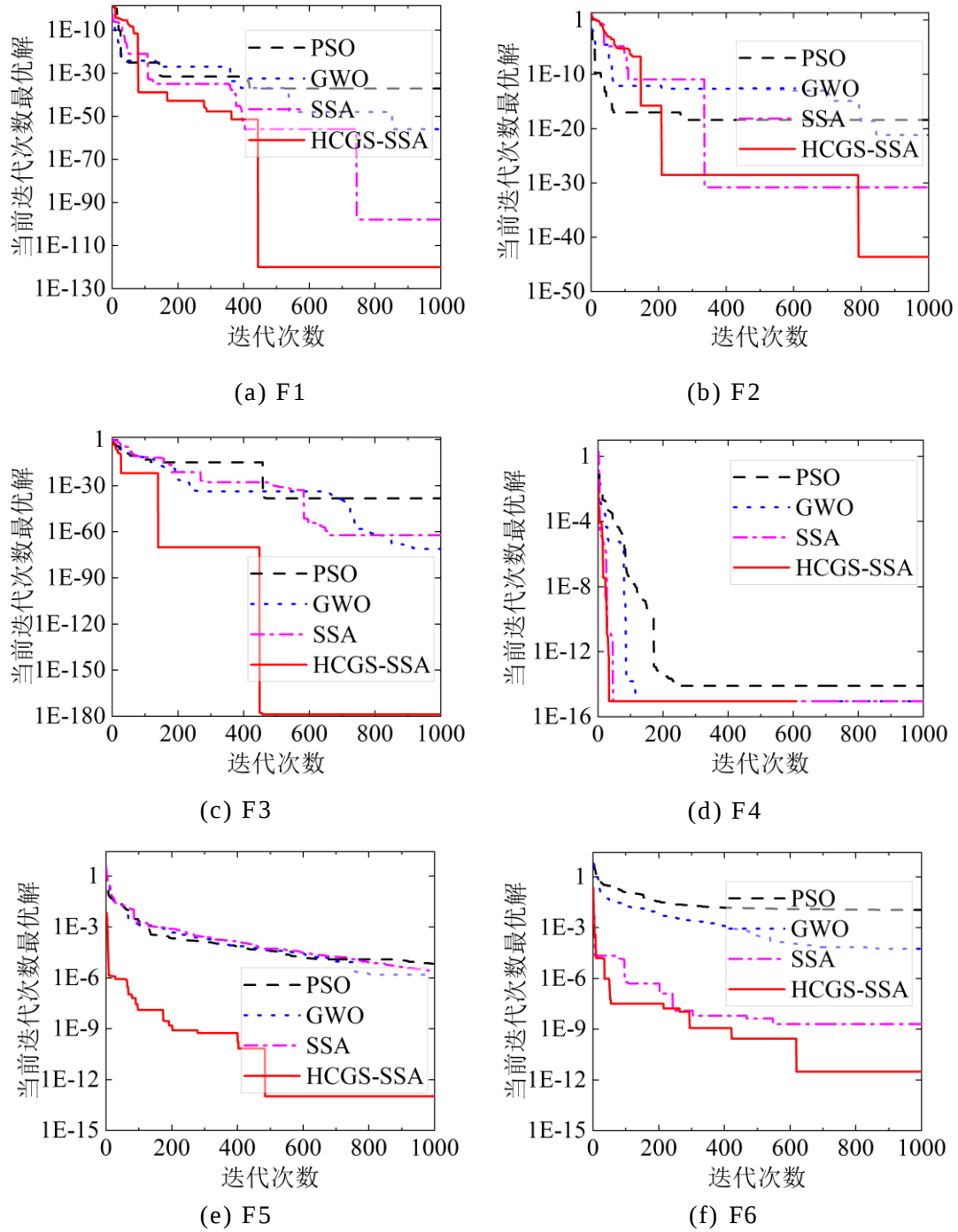


图 4-4 不同算法收敛曲线

为了进一步验证改进算法的稳定性，计算测试结果的均值和标准差，如表 4-2 所示。可以看出，混合策略改进的麻雀算法（HCGS-SSA）求解的标准差比普通麻雀算法（SSA）要小，说明 HSSA 更稳定；平均值更接近最优值，说明 HCGS-SSA 寻优能力更强。从整体运行结果图来看，混合策略改进的麻雀算法的收敛速度比普通麻雀算法要快，收敛精度也更高。

表 4-2 测试函数的平均值和标准差

测试函数	项目	PSO	GWO	SSA	HCGS-SSA
F1	平均值	3.49E-12	1.54E-29	3.49E-44	0
	标准差	1.10E-12	4.85E-28	1.10E-43	0
F2	平均值	1.01E-14	5.25E-27	2.06E-47	1.91E-153
	标准差	7.55E-15	3.84E-27	6.41E-47	0
F3	平均值	5.22E-11	1.73E-14	2.24E-26	1.08E-242
	标准差	3.66E-11	3.54E-14	7.07E-26	0
F4	平均值	2.17E-15	8.88E-16	8.88E-16	0
	标准差	1.96E-15	2.05E-16	2.05E-16	0
F5	平均值	4.56E-04	1.39E-12	4.65E-09	2.51E-15
	标准差	2.24E-04	2.94E-12	2.95E-09	1.05E-15
F6	平均值	4.57E-02	5.21E-04	2.69E-08	5.62E-14
	标准差	5.85E-02	8.60E-04	7.11E-09	3.87E-14

(2) 算法消融实验

通过测试对比本文 4.3 节中提到的三种优化策略来观察其对原算法的影响，分别为 HSSA、CGSSA、SSSA 和 HCGS-SSA。测试结果如表 4-3 所示。

表 4-3 消融实验测试函数的平均值和标准差比较

测试函数	项目	SSA	HSSA	CGSSA	SSSA	HCGS-SSA
F1	平均值	1.02E-57	2.54E-96	8.38E-87	1.28E-66	0
	标准差	3.53E-57	8.80E-96	2.90E-86	4.44E-66	0
F2	平均值	1.77E-46	2.34E-48	6.17E-61	2.61E-89	1.35E-244
	标准差	5.16E-46	6.79E-48	2.14E-60	9.06E-89	0
F3	平均值	3.06E-31	1.85E-43	3.83E-86	8.58E-103	5.79E-215
	标准差	1.06E-30	6.41E-43	1.33E-85	2.97E-102	0
F4	平均值	1.71E-14	2.80E-16	8.88E-16	3.84E-16	0
	标准差	1.82E-14	3.66E-16	2.05E-16	2.65E-16	0
F5	平均值	4.19E-09	4.18E-10	9.99E-11	1.23E-11	1.21E-13

	标准差	3.58E-09	4.45E-10	2.42E-10	1.52E-11	1.56E-13
	平均值	1.64E-08	2.35E-10	4.54E-12	2.71E-11	1.58E-13
F6	标准差	2.41E-08	2.64E-10	2.45E-12	2.62E-11	1.40E-13

测试函数的收敛曲线如图 4-5 所示。

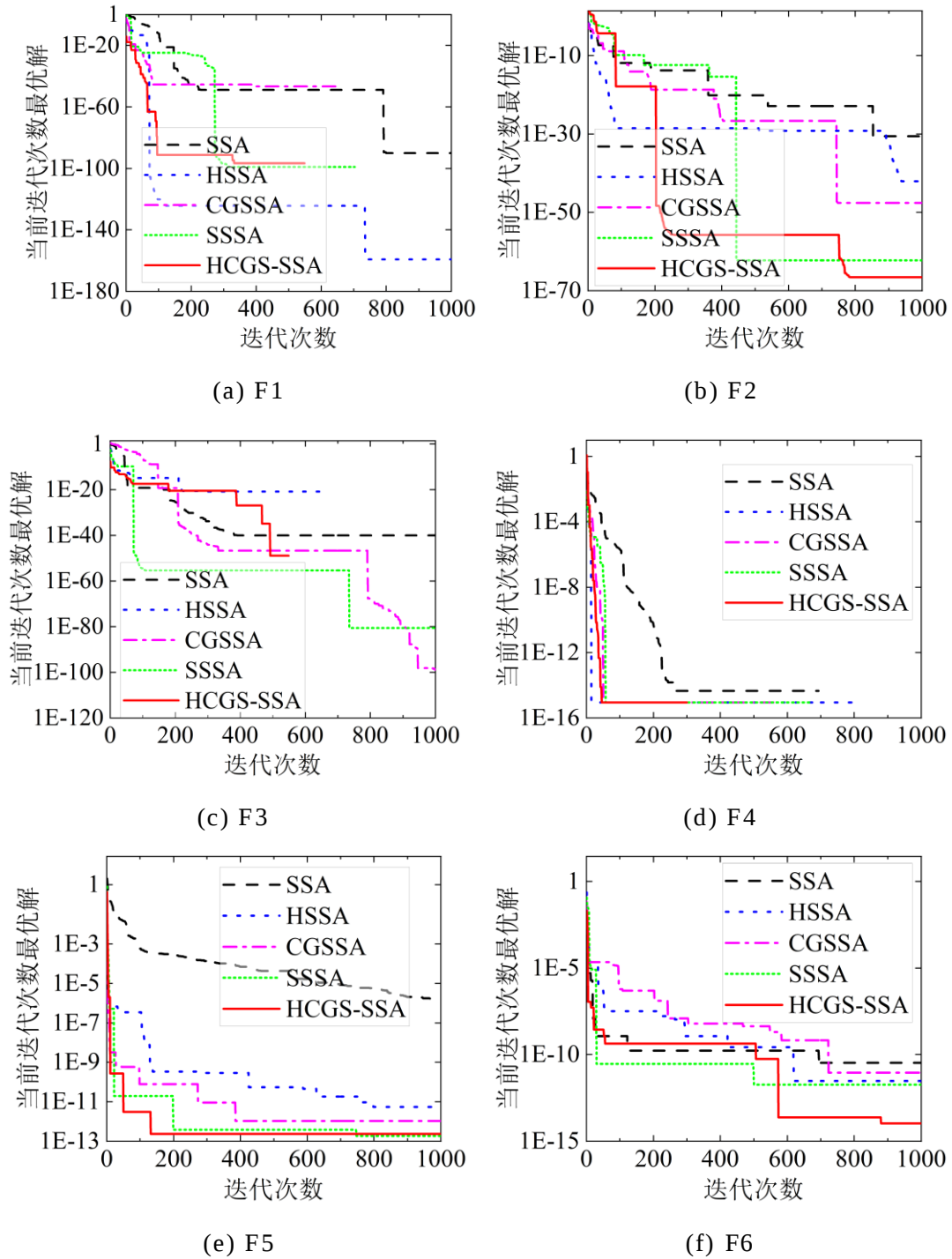


图 4-5 算法消融测试实验对比

算法消融实验是一种用于评估特定策略在系统中的作用和效果的实验方法。在算法消融实验中,通过逐步去除或修改算法的某些部分,观察系统的性能变化,以确定这些部分对系统性能的贡献。首先,实施完整的基准算法,作为对比的基准。记录系统在基准算法下的性能指标。其次,按照预定的消融方案,逐步去除或修改算法的某些部分。在每个消融步骤中,记录系统在不同算法的性能指标。根据实验结果,分析不同算法系统性能的变化。比较不同条件下的性能指标,确定算法每个部分的贡献和作用。根据实验结果和分析,总结算法在系统中的作用和效果。由测试结果可知,基于融合策略改进的麻雀算法(HCGS-SSA)性能优于任一单策略改进方案。

4.4 基于改进麻雀-PID 电机转角反馈控制

4.4.1 PID 控制概述

PID 控制器的比例控制器的作用是使系统的响应更快,但可能会引入稳定性问题。当误差较大时,比例控制器的输出也较大,从而加速系统的响应。积分控制器的作用是消除系统的稳态误差。微分控制器的作用是抑制系统的超调和振荡,通过预测系统的响应趋势来减小控制量的变化速率。

4.4.2 麻雀-PID 控制策略

针对 PID 控制器存在的缺点,通过引入改进麻雀算法来调节 PID 控制器参数,最终找到最佳的 PID 参数组合。所设计的控制策略如图 4-6 所示。

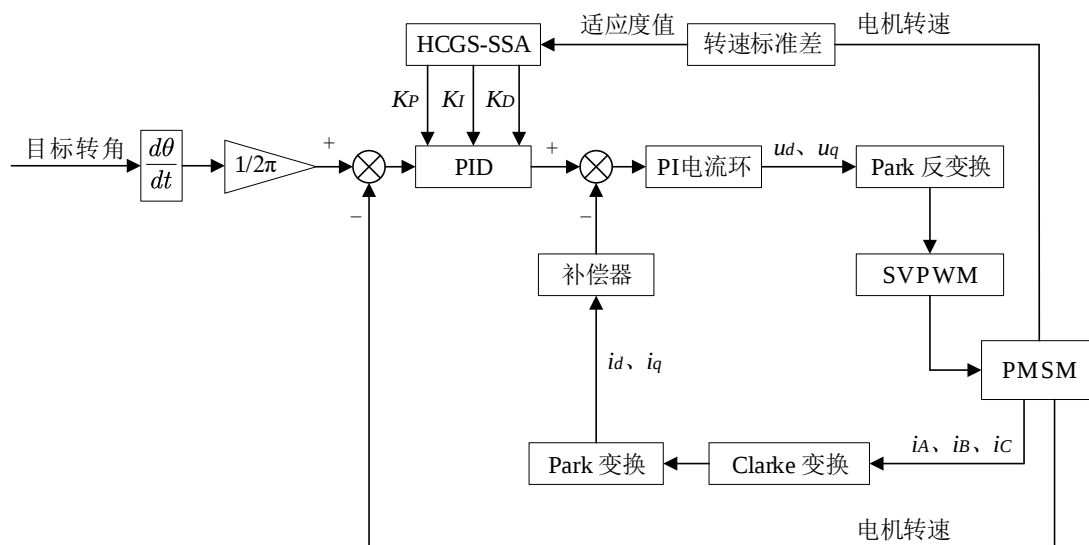


图 4-6 基于麻雀-PID 算法的电机控制框图

根据第三章的电机模型基础，设计了如图 4-6 所示的麻雀-PID 控制算法框图。首先，通过 CarSim 软件设置不同的运行工况来产生期望的电机转角，作为电机模型的目标转角，再对转角进行求导转换为电机的转速，与电机实际转速进行作差，得到转速误差，作为算法的适应度值进行迭代寻优。根据最优值产生最佳组合的 PID 控制器参数值。另外，将经过 Park 变换后的电流 i_d 、 i_q 进行补偿计算，通过 PI 控制器进行调节，形成内环电流环 PI 控制。

4.5 仿真实验与分析

4.5.1 阶跃信号工况仿真

将混合策略改进的麻雀算法（HCGS-SSA）运用到 PID 控制的参数调节过程中，通过将 PID 的三个参数设置为麻雀算法中的种群个体，然后基于转向电机的实际运行工况给定一个目标转角，算法会根据转角误差的最优适应度值自动调节 PID 控制器参数来使得电机实际转角稳定在目标值附近或等于目标值。PID 参数值范围设置为 $[-50, 50]$ ，迭代次数为 100 次，种群数量为 30。通过改进麻雀算法求得的 PID 控制器最终参数为： $K_p=15.2$ ， $K_i=1.8$ 。图 4-7(a)、(b)分别是 60km/h 和 90km/h 车速时在阶跃信号下得到的电机转角仿真结果。图 4-8(a)、(b)分别是 60km/h 和 90km/h 车速时在各种控制下与目标转角之间的误差曲线。

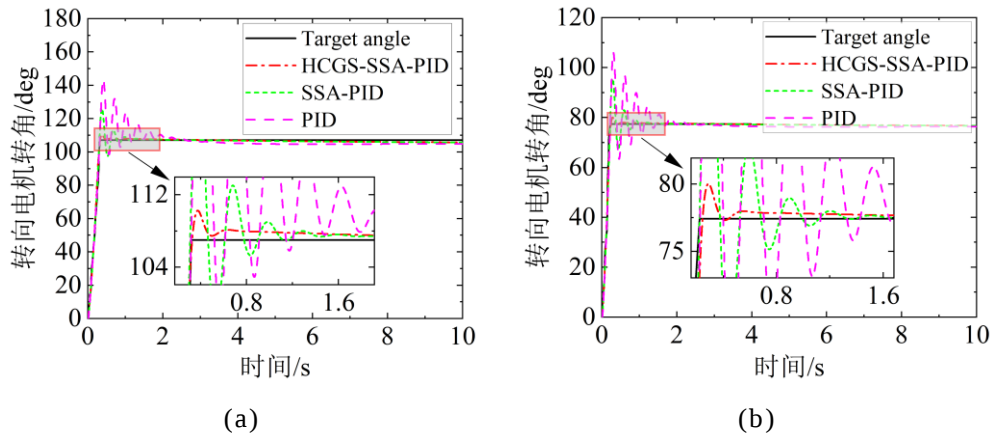


图 4-7 阶跃信号电机转角曲线

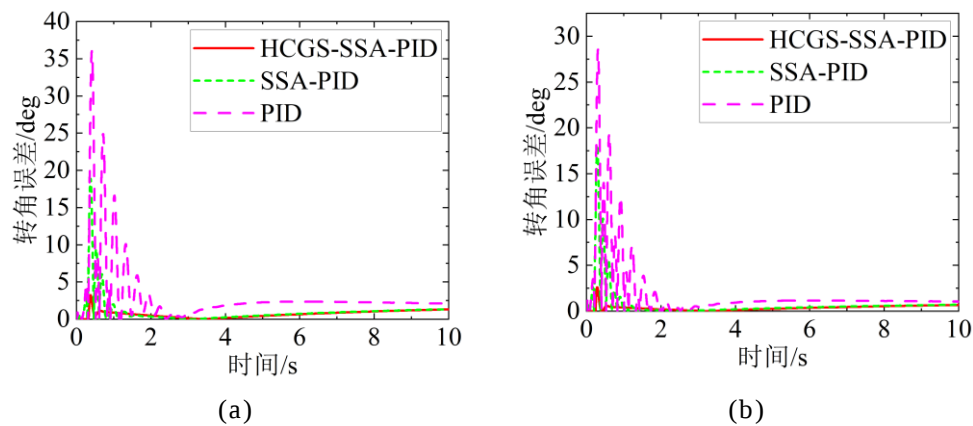


图 4-8 阶跃信号下控制量与目标值的误差

为了更清晰的看出优化效果，通过与目标值进行比较，对仿真数据处理得到了如表 4-4 所示的误差平均值和标准差。

表 4-4 阶跃信号工况下不同车速的仿真误差

控制策略	60km/h		90km/h	
	平均值	标准差	平均值	标准差
PID	2.9678	4.2726	1.8749	3.3980
SSA-PID	1.0109	1.8330	0.7250	1.8115
HCGS-SSA-PID	0.6803	0.7357	0.4543	0.7612

根据阶跃工况仿真结果，在车速分别为 60km/h 和 90km/h 时，得到的转向电机转角误差的平均值和标准差如表 4-4 所示。其中，在车速为 60km/h，HCGS-SSA-PID 控制下的转向角度误差基本控制在 1° 左右，其平均值为 0.6803° ，标准差为 0.7357，相较于 SSA-PID 控制下的误差平均值降低了 32.70%，标准差降低了 59.86%；在车速为 90km/h，HCGS-SSA-PID 控制下的转向角度误差的平均值为 0.4543° ，标准差为 0.7612，相较于 SSA-PID 控制下的误差平均值降低了 37.34%，标准差降低了 57.98%。超调量分别降低了 11.93%，16.14%。达到稳态所需时间分别降低了 18.98%和 22.41%。

阶跃工况下得到的横摆角速度和质心侧偏角响应曲线如图 4-9(a)、(b)所示。

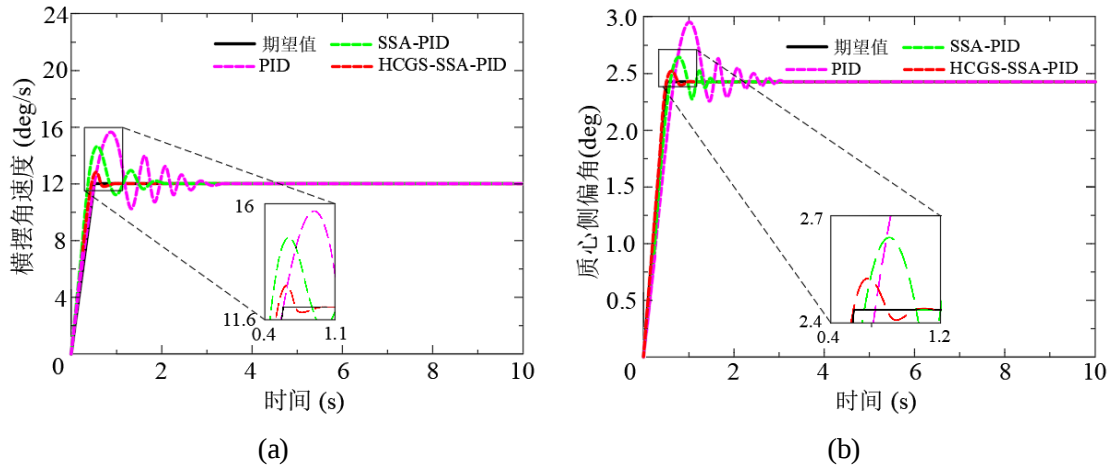


图 4-9 阶跃工况下汽车横摆角速度和质心侧偏角响应曲线

由图中可以看出, HCGS-SSA-PID 控制下的横摆角速度和质心侧偏角响应最接近目标值, 降低了控制的误差值, 提高了汽车行驶稳定性。

4.5.2 双移线变道工况仿真

PID 参数值范围设置为 $[-50, 50]$, 迭代次数为 100 次, 种群数量为 30。通过改进麻雀算法求得的 PID 控制器最终参数为: $K_p=11.81$, $K_i=2.42$ 。图 4-10(a)、(b)分别是 60km/h 和 90km/h 车速时在双移线工况下得到的电机转角仿真结果。图 4-11(a)、(b)分别是 60km/h 和 90km/h 车速在各种控制下与目标转角之间的误差曲线。

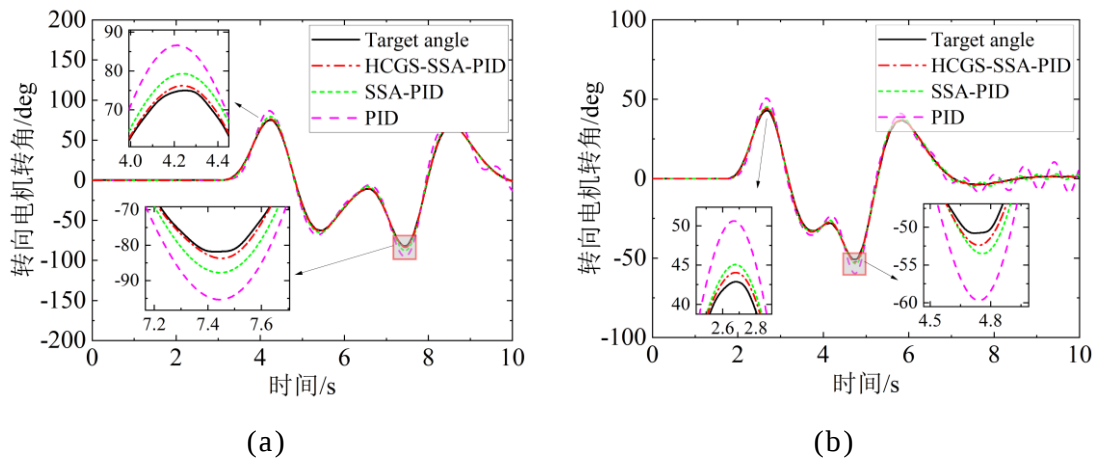


图 4-10 双移线工况电机转角曲线

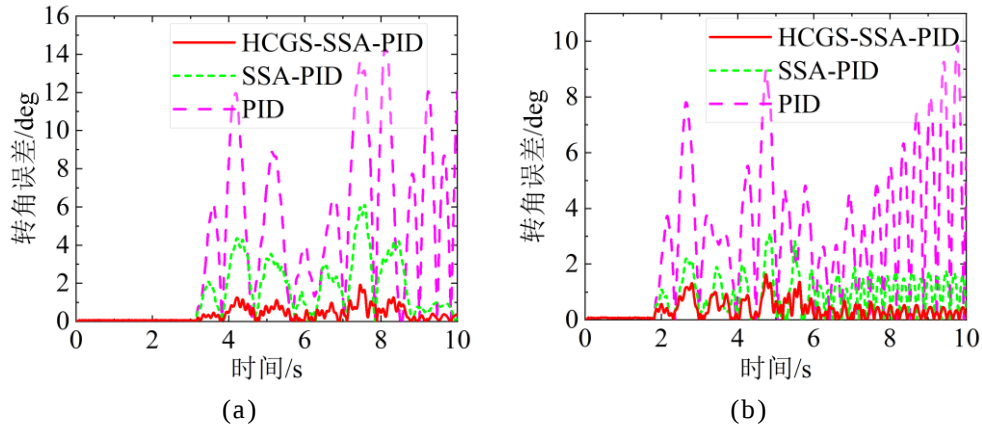


图 4-11 双移线工况下控制量与目标值的误差

为了更清晰的看出优化效果，通过与目标值进行比较，对仿真数据处理得到了如表 4-5 所示的误差的平均值和标准差数据。

表 4-5 双移线变道工况下不同车速的仿真误差

控制策略	60km/h		90km/h	
	平均值	标准差	平均值	标准差
PID	3.8890	4.0981	4.9424	5.4517
SSA-PID	1.3962	1.4006	1.3870	1.4046
HCGS-SSA-PID	0.8582	0.8625	0.9220	0.9516

在双移线工况下，当速度为 60km/h 和 90km/h 时，得到的转向电机转角误差的平均值和标准差如表 4-5 所示。其中，在车速为 60km/h，HCGS-SSA-PID 控制下的转向角度误差基本控制在 1° 左右，其平均值为 0.8582° ，标准差为 0.8625，相较于 SSA-PID 控制下的误差平均值降低了 38.53%，标准差降低了 38.42%；在车速为 90km/h，HCGS-SSA-PID 控制下的转向角度误差的平均值为 0.9220° ，标准差为 0.9516，相较于 SSA-PID 控制下的误差平均值降低了 33.53%，标准差降低了 32.25%。

双移线工况下得到的横摆角速度和质心侧偏角响应曲线如图 4-12(a)、(b)所示。

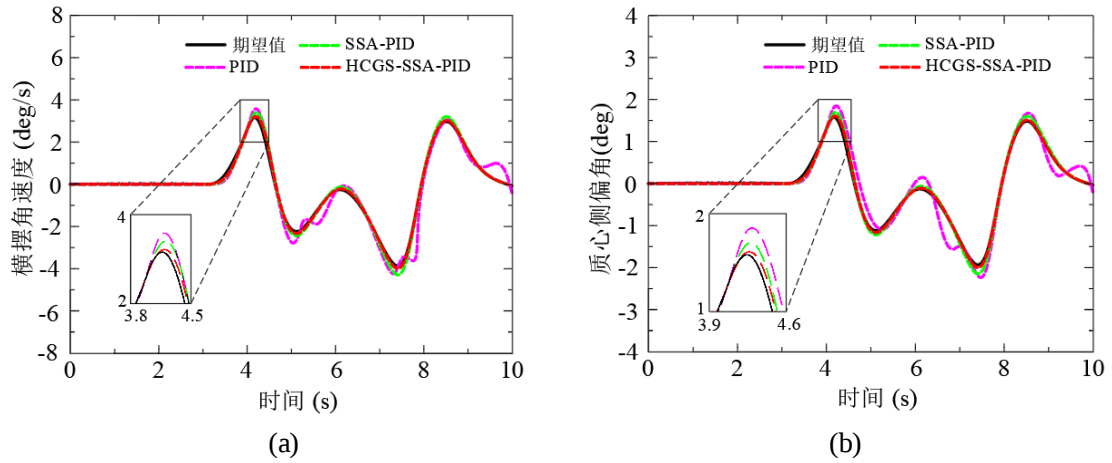


图 4-12 双移线工况下汽车横摆角速度和质心侧偏角响应曲线

由图 4-12 可以看出，在双移线工况下，HCGS-SSA-PID 控制下的横摆角速度和质心侧偏角响应最接近目标值，降低了控制的误差值，提高了汽车行驶稳定性。

4.5.3 正弦曲线转向工况仿真

PID 参数值范围设置为 $[-50, 50]$ ，迭代次数为 100 次，种群数量为 30。通过改进麻雀算法求得的 PID 控制器最终参数为： $K_p=25.4$ ， $K_i=4.15$ 。图 4-13(a)、(b) 分别是 60km/h 和 90km/h 车速时在正弦曲线工况下得到的电机转角仿真结果。图 4-14(a)、(b) 分别是 60km/h 和 90km/h 车速在各种控制下与目标转角之间的误差曲线。

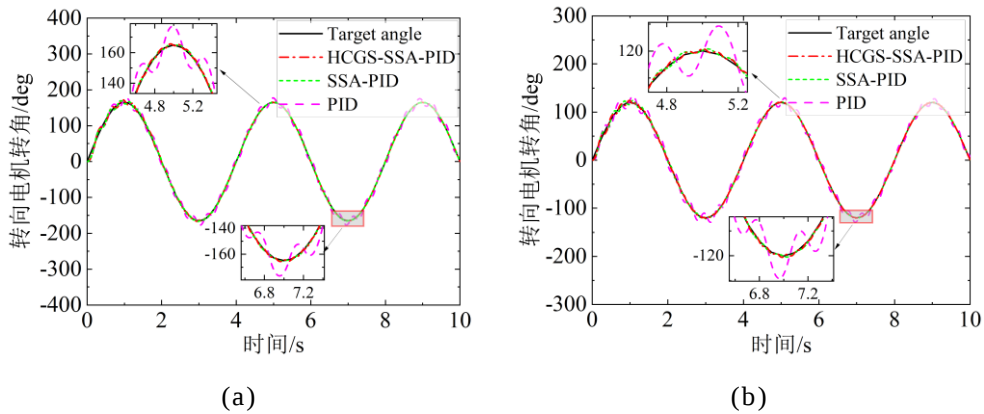


图 4-13 正弦曲线工况电机转角曲线

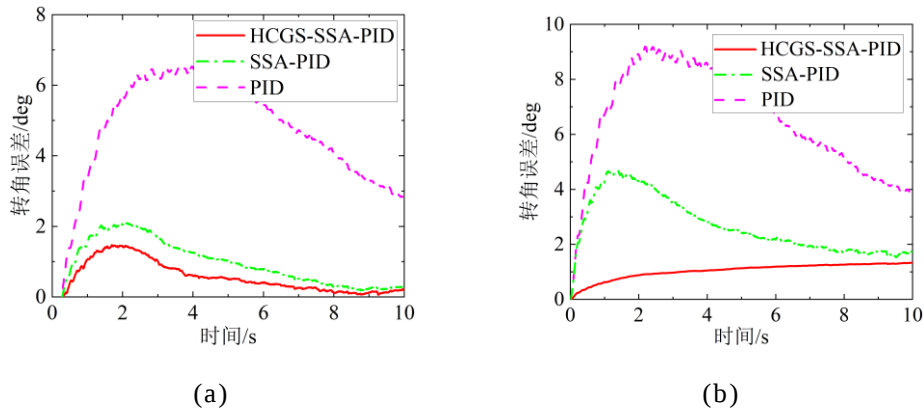


图 4-14 正弦曲线工况下控制量与目标值的误差

为了更清晰的看出优化效果，通过与目标值进行比较，对仿真数据处理得到了如表 4-6 所示的误差的平均值和标准差数据。

表 4-6 正弦曲线转向工况下不同车速的仿真误差

控制策略	60km/h		90km/h	
	平均值	标准差	平均值	标准差
PID	4.3428	4.4942	6.3267	6.2901
SSA-PID	1.1155	1.4306	2.1976	2.7152
HCGS-SSA-PID	0.9779	1.2893	1.0866	1.2926

根据正弦曲线工况仿真结果，在车速分别为 60km/h 和 90km/h 时，得到的转向电机转角误差如表 4-6 所示。其中，在车速为 60km/h，HCGS-SSA-PID 控制下的转向角度误差在前 2s 稍微偏高，在 2s 之后基本控制在 1° 以下，其平均值为 0.9779° ，标准差为 1.2893，相较于 SSA-PID 控制下的误差平均值降低了 12.34%，标准差降低了 9.88%；在车速为 90km/h，HCGS-SSA-PID 控制下的转向角度误差的平均值为 1.0866° ，标准差为 1.2926，相较于 SSA-PID 控制下的误差平均值降低了 50.56%，标准差降低了 52.39%。

正弦曲线工况下得到的横摆角速度和质心侧偏角响应曲线如图 4-15(a)、(b) 所示。

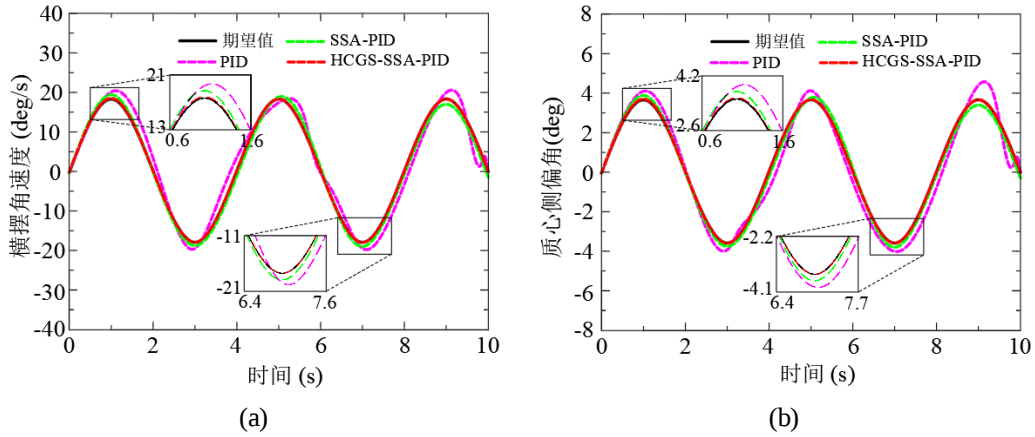


图 4-15 正弦曲线下汽车横摆角速度和质心侧偏角响应曲线

由图 4-15 可以看出，在正弦曲线工况下，PID 控制的误差最大，SSA-PID 控制效果较 PID 控制有所提高，HCGS-SSA-PID 控制下的横摆角速度和质心侧偏角响应最接近目标值，降低了控制的误差值，提高了汽车行驶稳定性。

4.6 本章小结

本章首先对麻雀算法进行了详细分析，并提出了一种融合改进策略，包括采用人类社会学习机制和柯西-高斯变异策略，来提高种群的多样性。并且根据麻雀算法警戒者更新方式在算法迭代过程中的作用，提出了一种自适应螺旋探索的警戒者位置和数量占比更新方式，增强算法全局搜索能力。通过标准测试函数验证了改进策略的有效性。将改进算法应用到 PID 控制器参数调节过程，最终提高了线控转向系统转向电机的转角精度和跟随效果，降低了质心侧偏角和横摆角速度的误差，提高了转向系统稳定性，同时也给下一章的台架试验提供数据支持和比较对象。

第 5 章 线控转向系统台架实验分析

5.1 引言

为了验证上一章中提到的改进麻雀算法对 PID 控制器和转向电机转角的优化效果，在本章中将通过线控转向系统台架进行试验验证。通过 VeriStand 软件将 CarSim 和 Simulink 联合模型与试验台架的下位机进行模型数据连接。首先，将建立的联合仿真模型导入到 VeriStand 软件中，再将下位机接收到的车辆实际参数以 CAN 信号的形式导入到 VeriStand 软件作为联合仿真模型的输入输出量。以此来达到仿真模型在真实线控转向系统台架试验研究的目的。

5.2 线控转向系统试验方案设计

为了验证线控转向系统模型正确性和控制效果稳定性，采用线控转向系统台架进行试验。通过传感器采集转向系统的性能参数，将这些参数再导入到仿真模型中，通过经过优化参数后的 PID 控制器来对其进行调节，以此达到稳定控制的目的。

5.2.1 线控转向系统试验台的结构组成

线控转向系统试验台主要包括方向盘模块和转向操纵机构。如图 5-1 所示，方向盘模块由方向盘和转角传感器组成，它直接安装在转向柱上，与方向盘相连。当驾驶员转动方向盘时，控制器接收到来自传感器的转向信号，根据车速和其他参数计算出合适的转向力矩，并控制电机输出相应的扭矩，从而辅助驾驶员转向。转向操纵机构是一种电动转向系统，可以根据方向盘的转动信号提供适当的转向力矩，同时保持齿条的高刚性和稳定性。其优点是能够实现较好的转向性能和高效的能量利用。

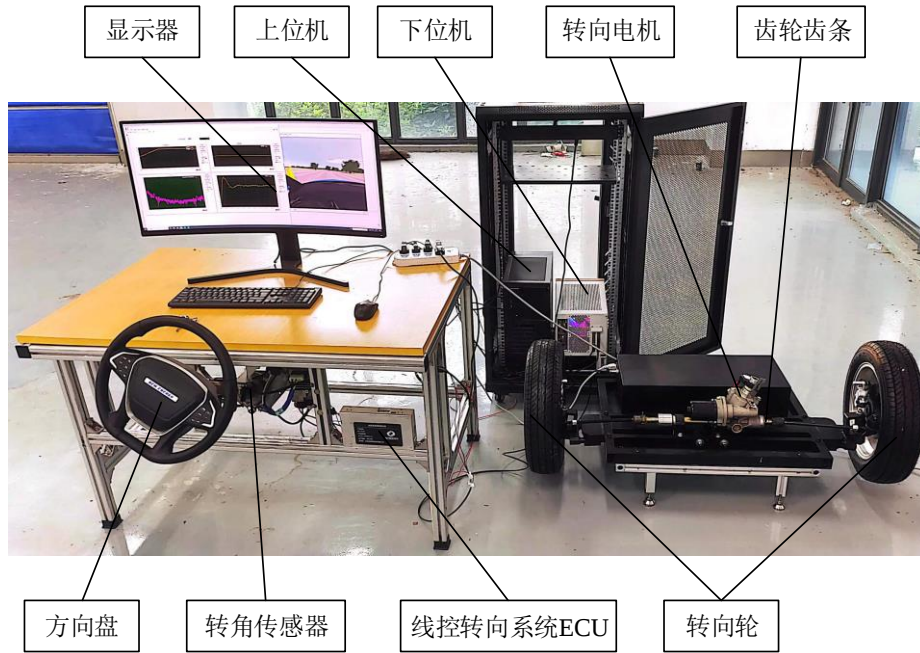


图 5-1 线控转向系统试验台

为了实现台架实验数据和仿真模型之间的连接，采用 CAN 通讯来将数据导入到 VeriStand 软件中，与模型建立连接。

本文试验台架中，方向盘模块、转向执行模块控制器及转角传感器都挂载在同一路 CAN 总线上，波特率为 500K，具体结构如图 5-2 所示。

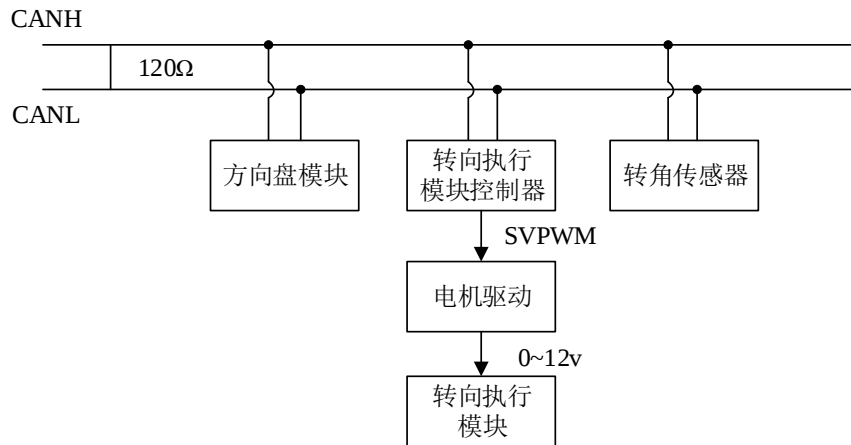


图 5-2 CAN 通讯结构图

5.2.2 试验方案及流程

为了验证控制策略在实际应用中的可靠性，采用如图 5-1 所示的线控转向系统试验台进行试验研究。试验流程为：首先给上位机、下位机、方向盘以及转向系统供电，然后在电脑上把建好的模型编译为上位机可以识别的文件类型，在 CarSim 软件中建立道路条件及运行工况，编译后发送给 VeriStand 软件，在

VeriStand 软件中可以通过 CAN 通讯协议将上位机的模型及道路工况信息与下位机接收到的车辆转向系统实时信号进行连接，以此来完成试验数据的采集工作。

试验所用到的软件主要有 CarSim、MATLAB/Simulink、VeriStand。CarSim 软件和 MATLAB/Simulink 软件已在第二章作过介绍。VeriStand 软件操作界面如图 5-3 所示。

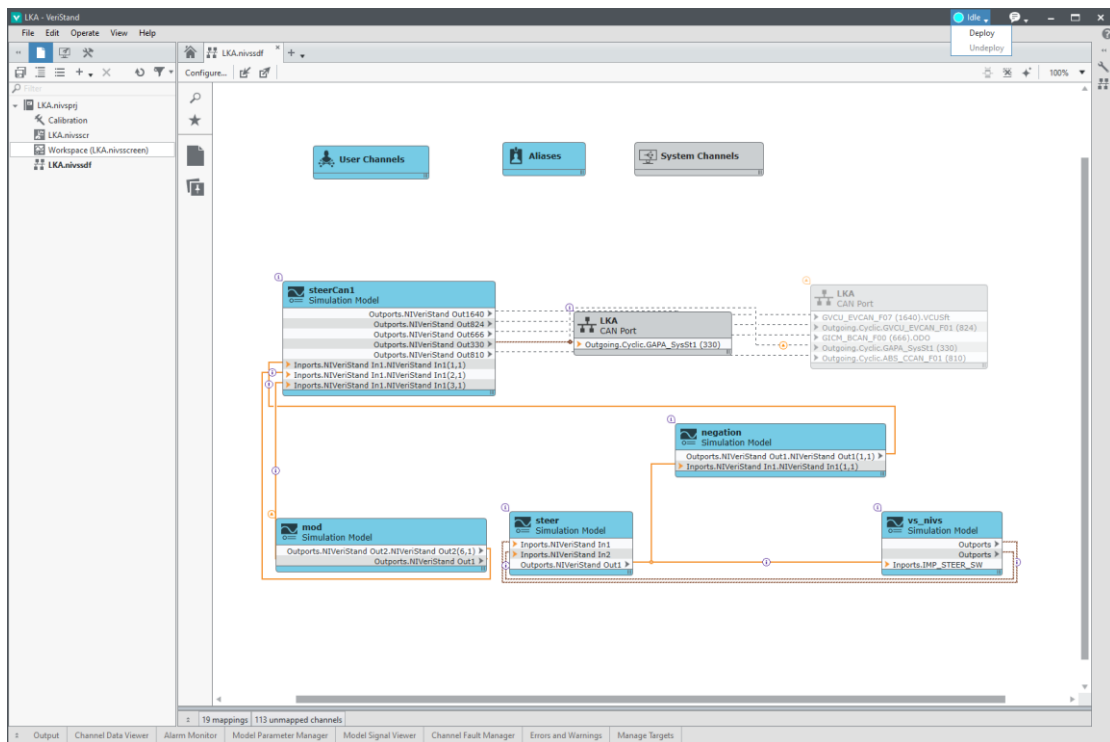


图 5-3 VeriStand 软件操作界面

软件操作界面可以设置用户交互界面，显示曲线和控制按钮。包括 CAN 接口的设置，Simulink 和 CarSim 编译的 .so 格式的文件都在界面进行导入。各个参数匹配传输也可以进行设置。

为了将模型和台架试验数据进行连接，可以在 VeriStand 软件中导入 Simulink 和 CarSim 编译好的 .so 格式模型文件以及台架的 CAN 信号数据。同时，在 VeriStand 软件中可以输出转向系统的相关参数，如图 5-4 所示。

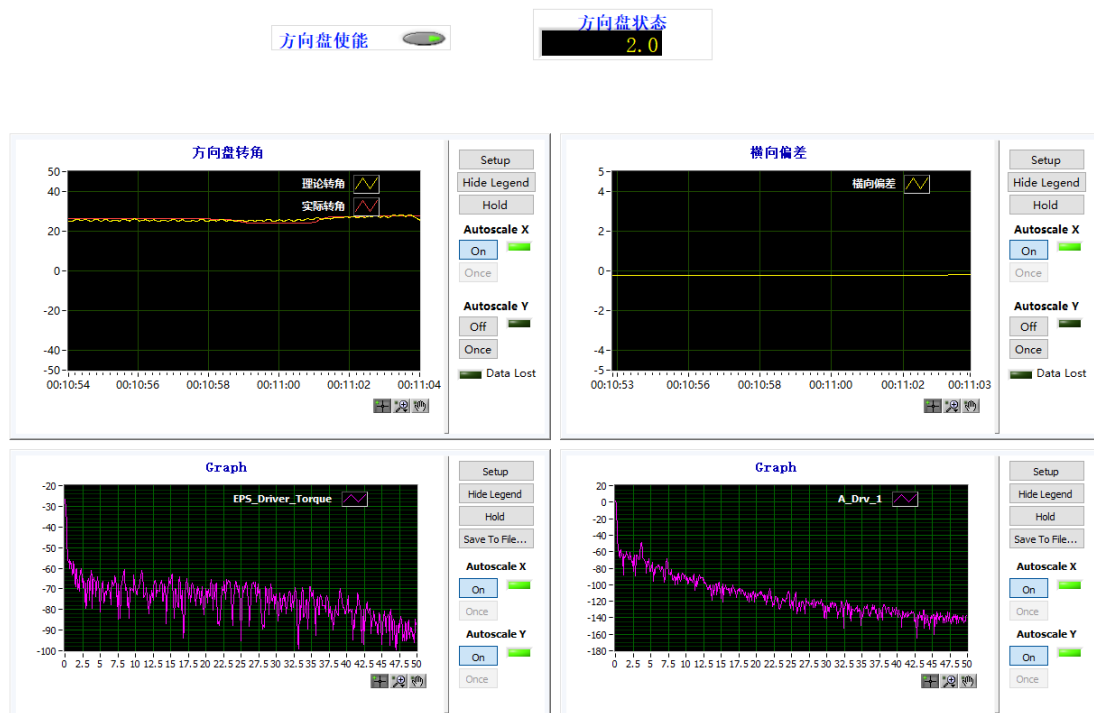


图 5-4 试验结果可视化模块

在 VeriStand 软件中可以输入下位机的 IP 地址，并设置仿真频率，此仿真频率为 $1\text{E}+6\text{Hz}$ ，与 Simulink 和 CarSim 软件中的仿真频率保持一致。同时，可以选择将下位机接收到的转向系统参数 CAN 信号导入到 VeriStand 中，以便和仿真模型进行连接。在将 CAN 信号和模型都导入到 VeriStand 中后，需要将信号和模型的输入输出端口进行连接。最后，点击“Deploy”可以将模型和参数写入到控制系统中，进行台架试验，在图 5-4 中可以参数响应曲线变化，记录试验数据。

5.3 试验结果分析

5.3.1 阶跃信号工况试验验证

为了验证 4.5 节中的仿真结果，通过在 CarSim 软件中设置同样的试验工况，包括方向盘阶跃信号工况，双移线变道工况以及正弦曲线转向工况。

首先在仿真项目中导入车辆模型。确保车辆模型的参数和 4.5 节仿真环节的车辆参数一致。然后通过向方向盘施加一个阶跃信号来模拟方向盘输入的变化。在仿真条件项目中，选择方向盘阶跃信号工况，并设置阶跃信号的幅值、持续时间和起始时间，以实现方向盘转角阶跃工况的设置。试验得到的电机转角曲线如图 5-5(a)、(b)所示。

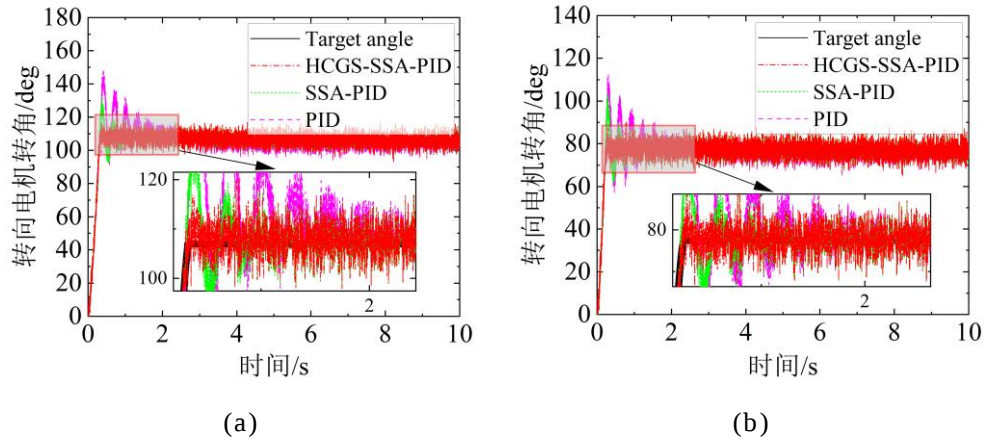


图 5-5 阶跃信号工况电机转角试验曲线

图 5-6(a)、(b)分别是 60km/h 和 90km/h 车速在各种控制下与目标转角之间的误差曲线。

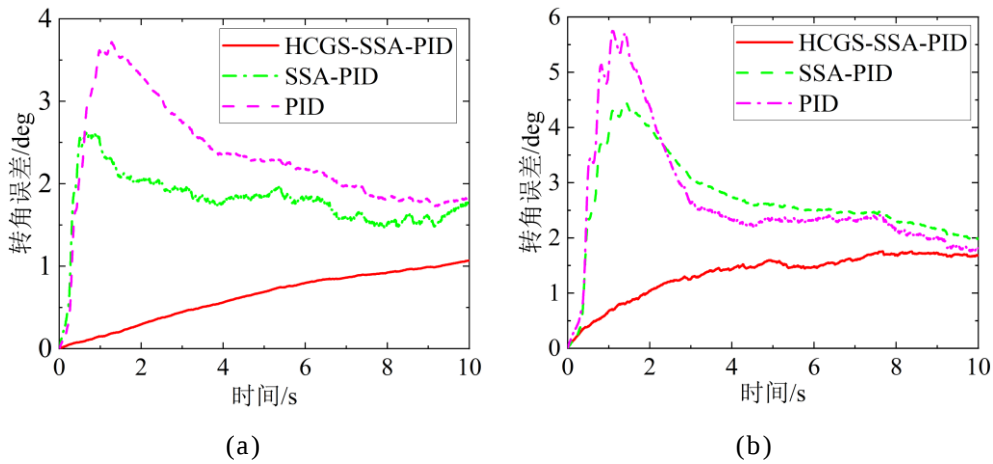


图 5-6 阶跃信号工况下试验控制量与目标值的误差

为了更清晰的看出优化效果，通过与目标值进行比较，对测试结果进行了处理，得出了各测试结果的均值及标准差，如表 5-1 所示。

表 5-1 阶跃信号工况下不同车速的试验误差

控制策略	60km/h		90km/h	
	平均值	标准差	平均值	标准差
PID	2.6060	2.6661	3.2805	3.5851
SSA-PID	1.7856	1.4454	2.6426	2.4797
HCGS-SSA-PID	0.6410	0.9093	1.6010	1.9506

根据阶跃工况试验结果，在车速分别为 60km/h 和 90km/h 时，得到的转向电

机转角误差如表 5-1 所示。其中，在车速为 60km/h，HCGS-SSA-PID 控制下的转向角度误差平均值为 0.6410° ，标准差为 0.9093，相较于 SSA-PID 控制下的误差平均值降低了 64.10%，标准差降低了 37.09%；在车速为 90km/h，HCGS-SSA-PID 控制下的转向角度误差的平均值为 1.6010° ，标准差为 1.9506，相较于 SSA-PID 控制下的误差平均值降低了 39.42%，标准差降低了 21.34%。超调量分别降低了 13.24%，18.27%。达到稳态所需时间分别降低了 14.01%和 19.45%。

5.3.2 双移线变道工况试验验证

在仿真项目条件中选择双移线变道工况，车速分别为 60km/h 和 90km/h，得到的电机转角曲线分别如图 5-7(a)、(b)所示。

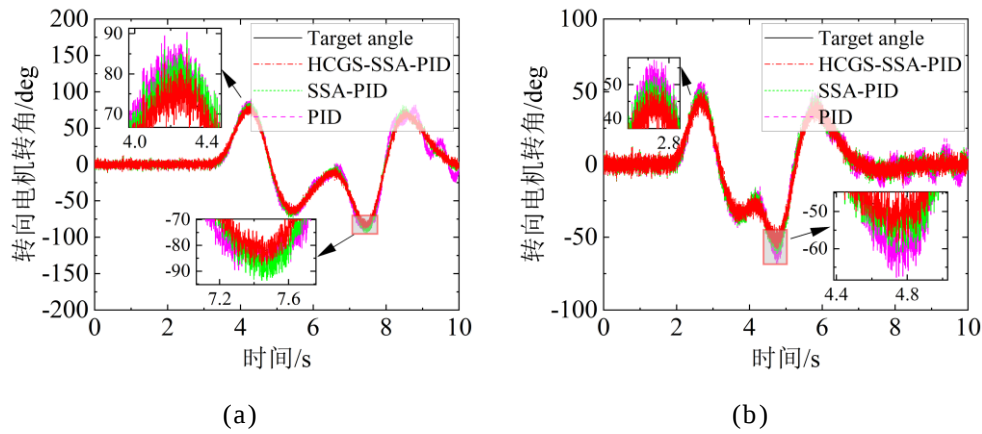


图 5-7 双移线变道工况电机转角试验曲线

图 5-8(a)、(b)分别是 60km/h 和 90km/h 车速在各种控制下与目标转角之间的误差曲线。

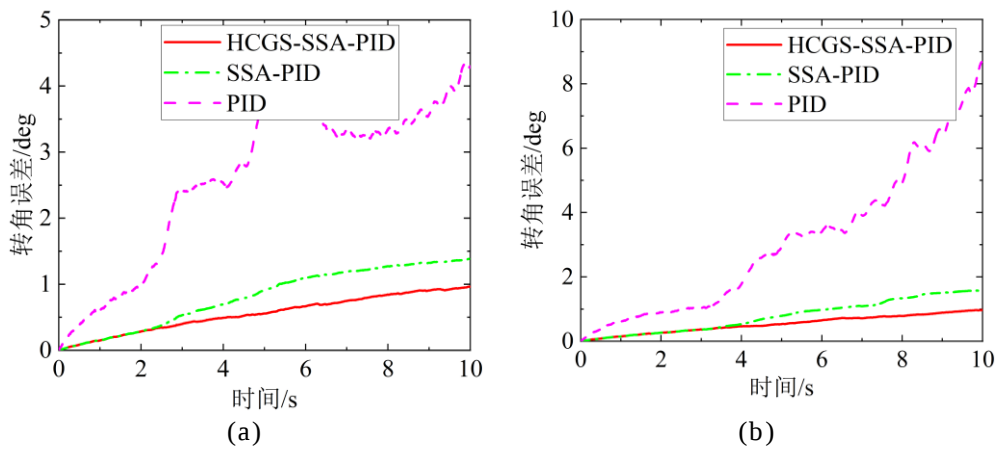


图 5-8 双移线变道工况下试验控制量与目标值的误差

为了更清晰的看出优化效果，通过与目标值进行比较，对测试结果进行了处

理，得出的误差如表 5-2 所示。

表 5-2 双移线变道工况下不同车速的试验误差

控制策略	60km/h		90km/h	
	平均值	标准差	平均值	标准差
PID	2.9183	2.9723	5.2896	4.7149
SSA-PID	1.0206	1.1806	1.0828	1.2992
HCGS-SSA-PID	0.8139	0.8862	0.8024	0.9512

根据双移线变道工况试验结果，在车速分别为 60km/h 和 90km/h 时，得到的转向电机转角误差的平均值和标准差如表 5-2 所示。其中，在车速为 60km/h，HCGS-SSA-PID 控制下的转向角度误差平均值为 0.8139° ，标准差为 0.8862，相较于 SSA-PID 控制下的误差平均值降低了 20.25%，标准差降低了 24.94%；在车速为 90km/h，HCGS-SSA-PID 控制下的转向角度误差的平均值为 0.8024° ，标准差为 0.9512，相较于 SSA-PID 控制下的误差平均值降低了 25.90%，标准差降低了 26.79%。

5.3.3 正弦曲线转向工况试验验证

在仿真项目中选择正弦曲线转向工况，车速设置为 60km/h 和 90km/h，得到的电机转角曲线分别如图 5-9(a)、(b)所示。

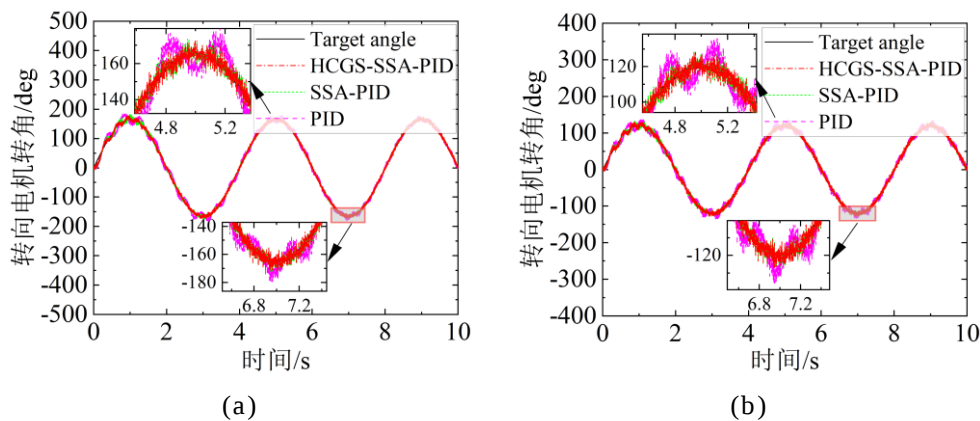


图 5-9 正弦曲线转向工况电机转角试验曲线

图 5-10(a)、(b)分别是 60km/h 和 90km/h 车速在各种控制下与目标转角之间的误差曲线。

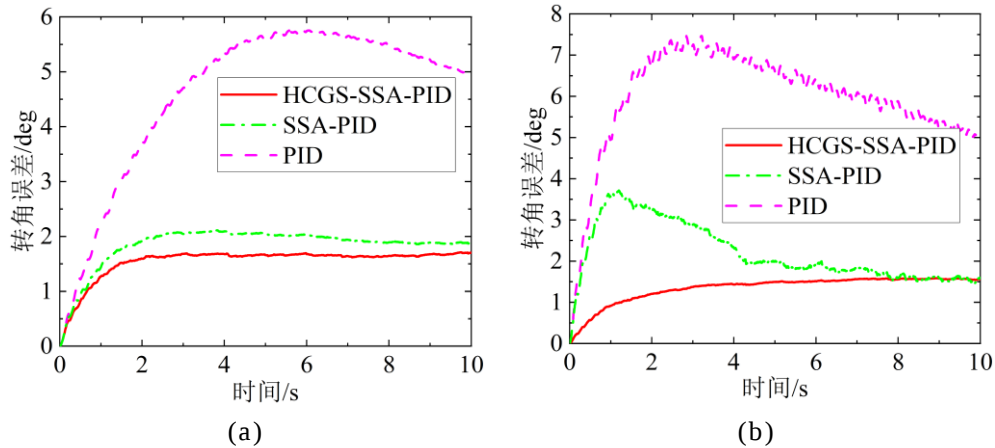


图 5-10 正弦曲线转向工况下试验控制量与目标值的误差

为了更清晰的看出优化效果，通过与目标值进行比较，对试验数据处理得到了如表 5-3 所示的误差的平均值和标准差数据。

表 5-3 正弦曲线转向工况下不同车速的试验误差

控制策略	60km/h		90km/h	
	平均值	标准差	平均值	标准差
PID	4.2625	4.1021	5.6270	5.0304
SSA-PID	1.5098	1.4484	2.0832	2.4760
HCGS-SSA-PID	1.1590	1.1700	1.1390	1.3251

其中，在车速为 60km/h，HCGS-SSA-PID 控制下的转向角度误差平均值为 1.1590° ，标准差为 1.7700，相较于 SSA-PID 控制下的误差平均值降低了 23.23%，标准差降低了 19.22%；在车速为 90km/h，HCGS-SSA-PID 控制下的转向角度误差的平均值为 1.1390° ，标准差为 1.3251，相较于 SSA-PID 控制下的误差平均值降低了 45.32%，标准差降低了 46.48%。

5.4 本章小结

本章首先介绍了线控转向系统试验台的结构组成，并针对操作软件 VeriStand 进行了详细的介绍和操作说明。在 CarSim 中设置了与仿真步骤中相同的三种测试工况。经过试验数据的对比，结果表明所优化的麻雀算法可以起到调节 PID 参数的目的，与普通麻雀算法优化的 PID 控制效果相比也有一定的提升。

第 6 章 总结与展望

6.1 全文总结

汽车线控转向系统能够根据车辆速度和驾驶条件自动调整转向助力的特性，这使得转向更加灵敏和易于操作。线控转向系统涉及到各模块之间的电信号连接，需要设计可靠的控制策略。在电机的控制策略研究中，需要对电机系统进行理想化假设，以此达到解耦参数，建立动力学和电力微分方程的目的。在此基础上设计转向电机的控制策略，调节电机的电磁转矩。

本文的研究主要围绕基于麻雀-PID 控制算法的新能源汽车转向系统研究展开。首先，对线控转向系统的构成、工作原理进行了详细的分析，并对其各部分及整车进行了分析与建模。针对车速变化对驾驶员操控难度问题设计了理想传动比方案。其次，为了提高转向系统的性能，建立了基于 SVPWM 控制的电机仿真模型。为了降低控制误差，采用了 PID 控制策略。在 PID 控制过程中，控制器参数调节尤为重要，对控制效果会产生直接影响。故采用麻雀算法来优化 PID 控制器参数。同时，在普通麻雀算法的基础上进行了改进。针对麻雀算法容易进入局部最优解和种群多样性较低的问题，引入了多策略融合的改进策略。通过迭代更新麻雀位置和重新评估适应度值，最终找到最佳的 PID 参数组合，以实现稳定、快速且准确的控制。最后，在线控转向试验台架上验证了方案的有效性。本文的主要研究工作如下：

(1) 分析了适用于新能源汽车的线控转向系统结构及其工作原理。采用 MATLAB/Simulink 建立了线控转向的各个模块模型，并分别对二自由度车辆模型、轮胎模型以及适合线控转向的变传动比模块进行了建模。最后在 CarSim 软件中设置不同运行工况，与 Simulink 模型进行了联合仿真。

(2) 在分析了永磁同步电机的工作原理及优缺点之后，对其内部电路电学平衡进行了分析并建立微分方程，针对空间矢量脉宽调制策略进行了分析和建模，并提出电流环和转速环的 PI 控制，以此来更好地控制电机的转速和转矩。

(3) 详细介绍了麻雀算法的寻优原理及优缺点，在保留麻雀算法原有收敛精

度的同时，对其容易陷入局部最优等问题进行了改进。引入了混合策略的改进方案，包括基于模拟人类社会学习的机制、柯西-高斯变异策略以及基于螺旋探索的自适应预警方案。在 PID 控制器的参数整定中采用了基于以上改进策略的麻雀算法，来改善控制效果并提高转向电机的转角精度。

(4) 最后在线控转向系统试验台架上进行了试验验证。为了验证改进麻雀算法对 PID 控制器和转向电机转角的优化效果，通过 VeriStand 软件将 CarSim 和 Simulink 联合模型与试验台架的下位机进行模型数据连接。将建立的联合仿真模型导入到 VeriStand 软件中，再将下位机接收到的车辆实际参数以 CAN 信号的形式导入到 VeriStand 软件作为联合仿真模型的输入输出量。以此来达到仿真模型在真实线控转向系统台架试验研究的目的。

6.2 研究展望

本文提出了一种基于改进麻雀算法的 PID 控制策略，并用于转向电机的转角控制中。但是，限于时间和个人能力，仍有许多需要进一步研究的领域，主要为以下几个方面：

(1) 由于本文主要研究的是转向执行模块的控制策略，尤其是针对线控转向系统转向电机的研究，因此路感模拟模块的相关控制并未涉及，下一步可以考虑将路感电机的控制策略加入，开发系统双电机的协同控制策略，进一步提高转向驾驶体验。

(2) 在优化 PID 控制参数过程中，提出的改进麻雀算法在迭代求解基于线控转向系统转向电机模型的 PID 控制参数时，造成了算力过大，程序运行缓慢的问题。后续可以通过优化电机模型，减少仿真时间和简化算法程序代码，以此在保证控制效果的同时提高仿真和试验效率。

(3) 由于条件有限，设计的控制策略及优化算法只在线控转向系统台架上进行了试验，以后可以搭建基于整车的在环仿真实验车，来提高控制策略在实车上的可靠性。

参考文献

- [1] 韩鑫, 刘钢. 实施汽车转向与悬架系统维修[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2018.
- [2] 晏康. 基于模糊 PID 控制的汽车线控转向系统研究[D]. 江汉大学, 2022.
- [3] Lee Sangjun, et al. A study on the steering force feedback control of the steer by wire system using hils[J]. Transactions of the Korean Society of Automotive Engineers, 2021, 29(1): 49-56.
- [4] Irmer M, Degen R, Nüßgen A, et al. Development and Analysis of a Detail Model for Steer-by-Wire Systems[J]. IEEE Access, 2023, 11: 7229-7236.
- [5] 赵万忠, 张寒, 邹松春, 等. 线控转向系统控制技术综述[J]. 汽车安全与节能学报, 2021, 12(01): 18-34.
- [6] 宗长富, 李刚, 郑宏宇, 等. 线控汽车底盘控制技术研究进展及展望[J]. 中国公路学报, 2013, 26(02): 160-176.
- [7] 张君, 陈铠, 王伟, 等. 多环模糊控制的线控转向系统转向电机控制研究[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2023, 37(12): 49-57.
- [8] Zhai L, et al. Lateral stability control of dynamic steering for dual motor drive high speed tracked vehicle[J]. International journal of automotive technology, 2016, 17: 1079-1090.
- [9] Ma Bingxin and Yongfu Wang. Adaptive type-2 fuzzy sliding mode control of steer-by-wire systems with event-triggered communication[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering, 2021, 9: 2442-2455.
- [10] Mi JN, Wang T, and Lian XM. Dual-redundancy multi-mode control of high safety reliability steering wheel system[J]. International Journal of Vehicle Design, 2024, 94(1-2): 1-37.

- [11] Mortazavizadeh, Seyed Abolfazl, et al. Fault-tolerant control of steer-by-wire systems under voltage and current sensors faults[J]. *Electrical Engineering*, 2021, 103: 407-415.
- [12] Hayama R, Kawahara S, Nakano S, et al. Resistance torque control for steer-by-wire system to improve human-machine interface[J]. *Vehicle System Dynamics*, 2010, 48(9): 1065-1075.
- [13] Hayama R, Higashi M, Kawahara S, et al. Fault-tolerant automobile steering based on diversity of steer-by-wire, braking and acceleration[J]. *Reliability Engineering & System Safety*, 2010, 95(1): 10-17.
- [14] Cetin A E, Adli M A, Barkana D E, et al. Implementation and development of an adaptive steering-control system[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2010, 59(1): 75-83.
- [15] Cetin A E, Adli M A, Barkana D E, et al. Adaptive on-line parameter identification of a steer-by-wire system[J]. *Mechatronics*, 2012, 22(2): 152-166.
- [16] Lan Dun, et al. Fault diagnosis and prognosis of steer-by-wire system based on finite state machine and extreme learning machine[J]. *Neural Computing and Applications*, 2022, 34(7): 5081-5095.
- [17] Kirli Ahmet, et al. Torque-vectoring-based backup steering strategy for steer-by-wire autonomous vehicles with vehicle stability control[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(8): 7319-7328.
- [18] Wang H, Xu Z, Do M T, et al. Neural-network-based robust control for steer-by-wire systems with uncertain dynamics[J]. *Neural Computing and Applications*, 2015, 26: 1575-1586.
- [19] Shah M B N, Husain A R, Aysan H, et al. Error handling algorithm and probabilistic analysis under fault for CAN-based steer-by-wire system[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2016, 12(3): 1017-1034.
- [20] Hwang H, Choi H, Nam K. Practical synchronous steering angle control of a dual-motor driving steer-by-wire system[J]. *Ieee Access*, 2019, 7: 133100-133110.

-
- [21] Hwang H, Nam K. Design of a robust rack position controller based on 1-dimensional amesim model of a steer-by-wire system[J]. International Journal of Automotive Technology, 2020, 21(2): 419-425.
 - [22] Pietruch M, Wetula A, Mlyniec A. Verification of hardware-in-the-loop test bench for evaluating steering wheel angle sensor performance for steer-by-wire system[J]. Metrology and Measurement Systems, 2022, 29(4): 639-653.
 - [23] Perozzi G, Rath J J, Sentouh C, et al. Lateral shared sliding mode control for lane-keeping assist system in steer-by-wire vehicles: Theory and experiments[J]. IEEE Transactions on Intelligent Vehicles, 2023, 8(4): 3073-3082.
 - [24] 孙冰. 线控转向系统冗余安全方案设计与测试研究[D]. 吉林大学, 2023.
 - [25] 于蕾艳. 汽车线控转向系统容错和故障诊断技术综述[J]. 重庆交通大学学报(自然科学版), 2015, 34(05): 165-169.
 - [26] 于蕾艳, 郑亚军, 吴宝贵. 汽车线控转向系统实验平台开发[J]. 实验科学与技术, 2019, 17(04): 5-9.
 - [27] Zhao Bin, Xiaobin Fan, and Gengxin Qi. Variable transmission ratio and active steering control for steer-by-wire steering[J]. International Journal of Vehicle Systems Modelling and Testing, 2022, 16(4): 290-312.
 - [28] 马瑞兰, 郭唯浩, 姚俊明, 等. 基于线控四轮转向系统的车辆横向控制策略[J]. 青岛理工大学学报, 2023, 44(06): 155-162.
 - [29] 阎春利, 吴占煊. 基于模糊 PID 的线控转向汽车转向控制研究[J]. 武汉理工大学学报, 2023, 45(07): 54-61.
 - [30] 朱亮宇. 汽车线控转向系统可变传动比及主动转向控制策略研究[D]. 重庆理工大学, 2023.
 - [31] 宗长富, 李刚, 郑宏宇, 等. 线控汽车底盘控制技术研究进展及展望[J]. 中国公路学报, 2013, 26(02): 160-176.
 - [32] 宗长富, 韩衍东, 何磊, 等. 汽车线控转向变角传动比特性研究[J]. 中国公路学报, 2015, 28(09): 115-120.

-
- [33] 郑宏宇, 宗长富, 何磊. 基于变增益的操纵杆线控转向变传动比设计方法[J]. 机械工程学报, 2014, 50(06): 94-98.
 - [34] 郑宏宇, 宗长富, 王祥. 汽车线控转向系统路感模拟方法[J]. 农业机械学报, 2011, 42(02): 18-22.
 - [35] 郑宏宇, 宗长富, 何磊, 等. 基于双向控制的线控转向系统路感设计[J]. 吉林大学学报(工学版), 2014, 44(06): 1545-1549.
 - [36] 郑宏宇, 李君, 宗长富, 等. 线控转向汽车横摆角速度增益优化设计[J]. 吉林大学学报(工学版), 2012, 42(01): 7-12.
 - [37] 王杰. 智能车辆线控转向系统传感器故障诊断与容错控制研究[D]. 浙江大学, 2019.
 - [38] 李笑晨, 谭光兴. 基于扩展卡尔曼的线控转向系统转角传感器故障诊断[J]. 广西科技大学学报, 2024, 35(01): 76-83.
 - [39] 苏清源, 范德会. AFS 四轮线控驱动转向稳定性控制技术[J]. 交通科技与经济, 2023, 25(04): 68-73.
 - [40] 余卓平, 章仁燮, 熊璐, 等. 考虑线控转向非线性和不确定性的转向角控制[J]. 同济大学学报(自然科学版), 2017, 45(01): 79-86.
 - [41] 赵林峰, 陈无畏, 王俊, 等. 基于可拓滑模线控转向控制策略研究[J]. 机械工程学报, 2019, 55(02): 126-134.
 - [42] 金智林, 梁为何, 赵万忠. 汽车多增益融合线控转向传动比及防侧翻控制[J]. 机械工程学报, 2020, 56(10): 172-180.
 - [43] 贺林, 李飞龙, 魏宇江, 等. 线控转向系统转角反步控制算法研究[J]. 中国公路学报, 2021, 34(09): 51-60.
 - [44] Wang H, Kong H, Man Z, et al. Sliding mode control for steer-by-wire systems with AC motors in road vehicles[J]. IEEE transactions on Industrial Electronics, 2013, 61(3): 1596-1611.
 - [45] He L, Chen G Y, Zheng H Y. Fault tolerant control method of dual steering actuator motors for steer-by-wire system[J]. International Journal of Automotive Technology, 2015, 16(6): 977-987.

- [46] Wu J, Zhang J, Nie B, et al. Adaptive control of PMSM servo system for steering-by-wire system with disturbances observation[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 8(2): 2015-2028.
- [47] Wang A, Wang CY, Zhang H, et al. Steering energy optimisation strategy of steer-by-wire system with dual-motor[J]. International Journal of Vehicle Design, 2021, 85(2-4): 115-138.
- [48] Orman K. Design of a memristor-based chattering free sliding mode controller and speed control of the BLDC motor[J]. The.0nički vjesnik, 2021, 28(3): 754-762.
- [49] Das U, Biswas P K. Relative study of classical and fuzzy logic controllers in a closed-loop BLDC motor drive with the GA and PSO optimization technique[J]. Journal of applied research and technology, 2021, 19(4): 379-402.
- [50] Hariri A M, Damaki Aliabad A, Ghafarzadeh M, et al. Design, analysis, and fabrication of a direct drive permanent NdFeB magnet synchronous motor for precision position control[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(8): 1438-1445.
- [51] Li S, Won H, Fu X, et al. Neural-network vector controller for permanent-magnet synchronous motor drives: Simulated and hardware-validated results[J]. IEEE transactions on cybernetics, 2019, 50(7): 3218-3230.
- [52] Navardi M J, Milimonfared J, Talebi H A. Flux and torque ripple minimisation for permanent magnet synchronous motor by finite - set hybrid direct torque control[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(12): 2547-2554.
- [53] Khalilzadeh M, Vaez-Zadeh S. Computation efficiency and robustness improvement of predictive control for PMS motors[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 8(3): 2645-2654.
- [54] Chen H, Chen X, Chen C, et al. Multidisciplinary design optimization for vehicle handling stability of steering-by-wire system[J]. The Journal of Supercomputing, 2019, 75: 2964-2985.

-
- [55] Gholami A, Majidi M. Development of a neuromuscular driver model with an estimation of steering torque feedback in vehicle steer-by-wire systems[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part K: Journal of Multi-body Dynamics, 2019, 233(3): 657-667.
 - [56] Mortazavizadeh S A, Ghaderi A, Ebrahimi M, et al. Recent developments in the vehicle steer-by-wire system[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(3): 1226-1235.
 - [57] 何磊, 宗长富, 田承伟, 等. 线控转向汽车直流电机的故障诊断与容错控制[J]. 吉林大学学报(工学版), 2011, 41(03): 608-612.
 - [58] 郭岩. 线控转向系统转向电机控制算法与软件建模研究[D]. 吉林大学, 2019.
 - [59] 米峻男, 王通, 蔡智凯, 等. 双余度线控转向机系统的电流均衡余度控制[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2021, 61(09): 898-905.
 - [60] 王帅, 施国标, 桑冬岗, 等. 线控双电机转向系统滑模同步控制及其硬件在环仿真[J]. 中国公路学报, 2021, 34(09): 61-69.
 - [61] 聂宝昌. 应用于线控转向系统的 PMSM 控制策略研究[D]. 聊城大学, 2022.
 - [62] 刘天昊. 4WID/S 全电汽车线控转向系统多电机控制策略研究[D]. 西安理工大学, 2022.
 - [63] Gharehchopogh F S. Advances in tree seed algorithm: A comprehensive survey[J]. Archives of Computational Methods in Engineering, 2022, 29(5): 3281-3304.
 - [64] Gad A G, Sallam K M, Chakraborty R K, et al. An improved binary sparrow search algorithm for feature selection in data classification[J]. Neural Computing and Applications, 2022, 34(18): 15705-15752.
 - [65] Dong Jun, et al. Optimization of capacity configuration of wind-solar-diesel-storage using improved sparrow search algorithm[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2022, 17: 1-14.
 - [66] Gao B, Shen W, Guan H, et al. Research on multistrategy improved evolutionary sparrow search algorithm and its application[J]. IEEE Access, 2022, 10: 62520-62534.

- [67] Gao B, Shen W, Zhao H, et al. Reverse Nonlinear Sparrow Search Algorithm Based on the Penalty Mechanism for Multi-Parameter Identification Model Method of an Electro-Hydraulic Servo System[J]. Machines, 2022, 10(7): 561.
- [68] Khedr A M, Al Aghbari Z, Raj P P V. MSSPP: modified sparrow search algorithm based mobile sink path planning for WSNs[J]. Neural Computing and Applications, 2023, 35(2): 1363-1378.
- [69] Tang Andi, et al. A Chaos Sparrow Search Algorithm with Logarithmic Spiral and Adaptive Step for Engineering Problems[J]. CMES-Computer Modeling in Engineering & Sciences, 2022, 130(1): 331-364.
- [70] 张一乔. 麻雀算法的改进与应用研究[D]. 华中农业大学, 2023.
- [71] 毛清华, 张强. 融合柯西变异和反向学习的改进麻雀算法[J]. 计算机科学与探索, 2021, 15(06): 1155-1164.
- [72] 欧阳城添, 刘裕嘉, 朱东林. 融合精英学习与多项式变异的改进麻雀算法[J]. 计算机仿真, 2023, 40(05): 398-403+547.
- [73] 张晓萌, 张艳珠, 刘禄, 等. 融合多策略的改进麻雀搜索算法[J]. 计算机应用研究, 2022, 39(04): 1086-1091+1117.
- [74] 王涛. 基于改进麻雀算法的负荷预测[D]. 辽宁工程技术大学, 2023.
- [75] 符占元, 专祥涛. 基于神经网络和遗传算法的 PID 参数自整定算法[J]. 武汉大学学报(工学版), 2023, 56(03): 379-386.
- [76] 王伟, 王勇, 周晨光, 等. 基于模糊神经网络 PID 的无人艇航向控制器研究[J]. 合肥工业大学学报(自然科学版), 2023, 46(04): 458-462.
- [77] 闫浩安, 李建冬. 基于改进神经网络 PID 的永磁同步电机控制研究[J]. 现代防御技术, 2021, 49(04): 43-48.
- [78] 张建成. 基于变角传动比的线控转向汽车操纵稳定性控制策略研究[D]. 吉林大学, 2023.
- [79] 邱昌峰, 周磊, 陈仁全, 等. 基于魔术公式的轮胎纵滑特性参数计算方法[J]. 轮胎工业, 2021, 41(10): 607-611.

-
- [80] 商高高, 张杰. 基于非线性二自由度模型的线控转向系统变角传动比设计[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2018, 32(09): 6-13.
 - [81] 殷凡青. 线控转向系统理想传动比和前轮转角控制策略研究[D]. 长安大学, 2020.
 - [82] Shi Q, Wei Y, Xie D, et al. A model predictive control approach for angle tracking of steer-by-wire system with nonlinear transmission ratio[J]. Asian Journal of Control, 2023, 25(2): 1156-1166.
 - [83] 张庭芳, 何新毅, 曹铭, 等. 线控转向系统滑模控制策略研究[J]. 机械设计与制造, 2018(08): 266-269.
 - [84] Wang S, Kang J, Degano M, et al. An accurate wide-speed range control method of IPMSM considering resistive voltage drop and magnetic saturation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(4): 2630-2641.
 - [85] Ren N, Fan L, Zhang Z. Sensorless PMSM control with sliding mode observer based on sigmoid function[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2021, 16(2): 933-939.
 - [86] Xu Y, Ding X, Wang J, et al. Three-vector-based low-complexity model predictive current control with reduced steady-state current error for permanent magnet synchronous motor[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(2): 305-315.
 - [87] Yi P, Wang X, Sun Z. Interior permanent magnet synchronous motor minimum current harmonics torque ripple suppression strategy based on magnetic co-energy model[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(2): 234-244.
 - [88] Mahmoudi H, Aleenejad M, Ahmadi R. Modulated model predictive control for a Z-source-based permanent magnet synchronous motor drive system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 65(10): 8307-8319.
 - [89] Liang W, Wang J, Luk P C K, et al. Analytical modeling of current harmonic components in PMSM drive with voltage-source inverter by SVPWM technique[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(3): 673-680.

- [90] Lin H, Zhao F, Kwon B. Space-vector PWM techniques for a two-phase permanent magnet synchronous motor considering a reduction in switching losses[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2015, 10(3): 905-915.
- [91] 袁雷. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016.
- [92] 蔡沛. 永磁同步电机矢量控制及其关键参数整定方法研究[D]. 华中科技大学, 2023.
- [93] 李一, 王付胜, 杨淑英, 等. 基于浮动桥共中线开绕组拓扑的永磁同步电机矢量控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(13): 4942-4955.
- [94] 吴希杰. 永磁同步电机无差拍电流预测控制研究[D]. 大连交通大学, 2023.
- [95] 邓入川, 赵迪, 张山, 等. 永磁同步电机转速滑模和电流预测组合式控制器运行性能分析[J]. 空间控制技术与应用, 2021, 47(03): 64-72.
- [96] 曹正策, 楚育博. 基于自抗扰的永磁同步电机矢量控制系统[J]. 武汉大学学报(工学版), 2020, 53(01): 67-71.
- [97] Xue J, Shen B. A novel swarm intelligence optimization approach: sparrow search algorithm[J]. Systems science & control engineering, 2020, 8(1): 22-34.
- [98] Fei T, Wang H J, Liu L X, et al. Research on multi-strategy improved sparrow search optimization algorithm[J]. MATHEMATICAL BIOSCIENCES AND ENGINEERING, 2023, 20(9): 17220-17241.

攻读学位期间取得的成果及参研项目

一、论文

- [1] 杨东德, 肖平, 桂飞. 汽车线控转向系统控制研究[J].重庆科技学院学报(自然科学版), 2023, 25(05): 94-100.

二、专利

- [1] 杨东德, 苗景琦, 等. 一种基于多种转向模式的独立线控转向装置[P].中国: 202222152219.6, 2023-08-15.(实用新型专利授权)

三、参研项目

- [1] 安徽省重点研究与开发计划项目“基于车路协同应用场景下的智能网联汽车自动驾驶线控转向系统研究”(项目编号: 2022A05020007)。
- [2] 国家级大学生创新训练项目“智能网联汽车转向系统创新设计”(项目编号: 202310363008)。

致谢

时光飞逝，研究生生涯即将结束，而我也将要步入社会，走上工作岗位。在这即将告别的时刻，依然是恋恋不舍。但是，我会将老师们的教诲和同学朋友的支持与帮助铭记于心，整装待发，以更加朝气蓬勃的姿态迎接人生的下一个阶段。在此，我真心地向给予我帮助的老师同学们说声谢谢。

首先，我要感谢我的导师肖平教授。在每次组会和平时学习的过程中，您和蔼可亲的待人处事方式与严谨治学的教书育人态度，让我由衷的敬佩。感谢您无微不至的关怀和指导，使我顺利地完成了毕业论文工作并度过了充实的研究生学习生活，也让我从中学到了很多为人处世的道理和勤勤恳恳的工作精神。

同时，我要感谢我的父母。父母给予我的爱大多都是无声的，你们总是默默无闻，但心里时刻牵挂着我。正是你们一直以来的支持，为我铺平了成人成才的路。感谢你们一直以来的鼓励和支持，也感谢你们的理解和包容。

其次，我要感谢机械工程学院所有老师。你们平时的教学和指引，让我在研究生学习阶段学到了很多知识，为我的科研能力打下了坚实的基础。同时感谢王金桥高级工程师和孙永久中级工程师，在实习期间对我的指导和帮助。

感谢我的室友李凡、朱煜龙、姚杰和那些曾经帮助过我的同学。感谢你们一直以来的帮助和支持。感谢郑萌萌护士，感谢你给我单调的生活带来的一抹明亮色彩。愿以后的日子都有你一路相伴，愿我们为共同的理想勇往直前。

最后，再次感谢各位良师益友，在此向你们致以真心的祝福，愿我们未来的人生更加美好，期待更好的重逢。

尚德敏学 唯实惟新

