

分类号: TM30

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210330185



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目 电动汽车坡道起步变增益 PI
控制策略研究

论 文 作 者 王皖北

校 内 导 师 陈其工

校 外 导 师 杭孟荀

专业学位类别 电子信息

研究方向(领域) 检测技术与自动化装置

论文提交日期: 2024 年 5 月 31 日

分类号: TM30

单位代码: 10363

密 级: 公开

学 号: 2210330185

题 目 电动汽车坡道起步变增益 PI 控制策略研究

题 目 Study on Variable Gain PI Control Strategy
for Electric Vehicle Starting Ramp

学生姓名: 王皖北

指导教师: 陈其工教授

专 业: 电子信息

研究方向: 检测技术与自动化装置

论文答辩日期: 2024.05.19

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：王毓北

日期：2024年 5月 30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或部分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：王皖北

指导教师签名：

日期：2024年 5月 30日

日期：2024年 5月 30日

电动汽车坡道起步变增益 PI 控制策略研究

摘 要

随着不可再生能源的消耗与环境污染问题加剧，汽车行业正迅速转向更加环保的解决方案。纯电动汽车因其零污染、低噪音和低碳排放等环保优势而备受青睐。然而，随着电动汽车的普及，其面临的技术挑战也日益凸显，其中，坡道起步控制也是研究的焦点之一。为了防止车辆在坡道上发生溜坡的情况，目前主流的控制策略是通过补偿电机输出转矩来抵消坡道阻力，从而达到防溜坡的目的。精确测量车载电机所承受的负载转矩，进行前馈补偿，是防止车辆溜坡和窜动最佳方案，但受到测量精度的影响，尤其是在低温环境下，传感器的灵敏度会降低，很难精准测量整车的质量信息和坡道坡度数据，导致计算得出的负载转矩大小失真。为了应对这种情况，本文研究了预控制转矩结合变增益 PI 的控制策略，允许所加载预控制转矩与实际所需转矩出现一定的偏差，通过调节 PI 参数，同样可以实现良好的防溜坡效果。本文主要进行了如下内容的研究：

首先针对当前汽车坡道辅助系统进行研究，了解了液压辅助系统与电子驻车系统的基本原理，和舍去电子驻车系统后的电动汽车坡道辅助控制策略。然后以纯电动汽车为研究对象，展开了预控制转矩下的电动汽车坡道起步变增益 PI 的控制策略的研究。在车辆纵向动力学模型的基础上，建立了简化的车速控制框图，并对其传递

函数进行了时域特性分析，找到了与车辆溜坡距离和车速调节时间相关的变量参数，坡道坡度、整车质量和 PI 参数；车辆处于坡道起步阶段，道路坡度与整车质量均为定值，通过调节 PI 参数可以起到调节车辆溜坡距离和车速调节时间的效果，所以本文针对不同坡道坡度和整车质量下，均选取目标 PI 参数，并结合预控制转矩的加载，达到抑制车辆溜坡的效果，实现车辆的平稳起步。对于所加载预控制转矩的大小，依靠质量传感器与坡度传感器检测整车质量和道路坡度，通过车辆纵向动力学计算出车辆处于坡道时所受阻力，经过传动系数反推出电机所受负载转矩，进行前馈补偿。最后使用 Matlab 和 Carsim 两款软件联合仿真的方式来验证所提策略的合理性，搭建了永磁同步电机驱动控制系统，对所提算法进行了验证。

关键词：电动汽车，坡道起步，变增益 PI 控制，预控制转矩，时域特性分析

Study On Variable Gain PI Control Strategy For Electric Vehicle Starting Ramp

ABSTRACT

With the rise in non-renewable energy consumption and concerns about environmental pollution, the automotive industry is increasingly shifting towards more sustainable solutions. Electric vehicles are highly favored for their environmental benefits, including zero emissions, minimal noise, and low carbon footprint. However, with the popularity of electric vehicles, the technical challenges of electric vehicles are becoming increasingly prominent, among which ramp start control is also one of the focuses of research. In order to prevent the vehicle from sliding on the slope, compensating the motor output torque to offset the slope resistance is the mainstream control strategy at present, so as to prevent the vehicle from sliding on the slope. Accurately measuring the load torque borne by the vehicle motor and carrying out feedforward compensation is the best solution to prevent the vehicle from sliding and shifting, but it is affected by the measurement accuracy, especially in the low temperature environment, the sensitivity of the sensor will be reduced, it is difficult to accurately measure the quality information of the

vehicle and the slope data, resulting in the calculated load torque size distortion. In order to deal with this situation, the control strategy of pre-controlled torque combined with variable gain PI is proposed in this paper, which allows the loaded pre-controlled torque to have a certain deviation from the actual torque. By adjusting PI parameters, good anti-slip effect can also be achieved. The main contents of this paper are as follows:

Firstly, the basic principle of hydraulic assist system and electronic parking system, and the control strategy of electric vehicle ramp assist without electronic parking system are studied. Then, taking pure electric vehicle as the research object, the control strategy of variable gain PI for electric vehicle starting on ramp under pre-control torque is proposed. On the basis of the vehicle longitudinal dynamics model, a simplified vehicle speed control block diagram is established, and its transfer function is analyzed in time domain. The variable parameters related to vehicle slope distance and vehicle speed adjustment time, such as slope, vehicle mass and PI parameters are found. The vehicle is at the starting stage of the ramp, and the road slope and vehicle mass are both fixed values. Adjusting PI parameters can have the effect of adjusting vehicle slope distance and vehicle speed adjustment time. Therefore, in this paper, the target PI parameters are selected for different slope and vehicle

mass, combined with the loading of pre-control torque, to achieve the effect of inhibiting vehicle slope and achieving a stable start of the vehicle. For the size of the loaded pre-control torque, the mass sensor and slope sensor are relied on to detect the vehicle mass and road slope, and the resistance of the vehicle when it is on the ramp is calculated through the longitudinal dynamics of the vehicle, and the load torque of the motor is reversely derived by the transmission coefficient to carry out feedforward compensation. Finally, Matlab and Carsim are used to verify the rationality of the proposed strategy, and a permanent magnet synchronous motor drive control system is built to verify the proposed algorithm.

Wang Wan Bei(Electronic and Information Engineering)

Supervised by Professor Chen Qi Gong

KEY WORDS: Electric Vehicle , Ramp Start , Variable Gain PI Control, Pre-control Torque, Time Domain Characteristic Analysis

目录

摘要.....	I
ABSTRACT.....	III
第 1 章 绪论.....	1
1.1 本课题的研究背景及意义.....	1
1.2 燃油汽车坡道起步控制研究现状.....	2
1.3 电动汽车坡道驻坡起步控制研究现状.....	3
1.4 本文研究内容.....	5
第 2 章 电动汽车整车结构及车用电机控制原理介绍.....	7
2.1 纯电动汽车整车驱动结构.....	7
2.2 电动汽车电机控制原理分析.....	8
2.2.1 坐标变换原理.....	8
2.2.3 永磁同步电机数学模型建立.....	9
2.2.4 最大转矩电流比控制.....	11
2.3 车辆纵向动力学模型.....	13
2.4 电动汽车一般坡道起步控制策略.....	14
2.5 车辆起步动力学模型传递函数构建与分析.....	15
2.5.1 车辆起步力学模型.....	15
2.5.2 车辆起步力学模型传递函数分析.....	16
2.6 本章小结.....	18
第 3 章 电动汽车坡道起步控制策略研究.....	19
3.1 可变增益的 PI 控制方案	19
3.2 变增益 PI 的实际系统应用	20
3.3 坡道起步控制流程设计.....	22
3.3.1 变增益 PI 数据的选取	22
3.3.2 车辆坡道起步控制流程设计.....	23

3.4 Carsim 和 Simulink 联合仿真.....	25
3.4.1 Carsim 和 Simulink 联合仿真结果分析.....	26
3.5 本章小结.....	33
第 4 章 永磁同步电机控制系统设计.....	34
4.1 控制系统设计总方案.....	34
4.2 硬件参数介绍及关键元器件的选型.....	35
4.2.1 硬件参数介绍.....	35
4.2.2 关键元器件的选型.....	35
4.3 硬件电路设计.....	36
4.3.1 驱动电路设计.....	36
4.3.2 电流检测电路设计.....	37
4.3.3 电压、温度检测电路.....	38
4.3.4 保护电路.....	39
4.3.5 辅助电路设计.....	40
4.4 控制系统软件设计.....	42
4.5 实验测试.....	42
4.6 本章小结.....	45
第 5 章 总结与展望.....	46
5.1 全文总结.....	46
5.2 工作展望.....	46
参考文献.....	48
攻读硕士期间取得的学术成果.....	53
致谢.....	54

第 1 章 绪论

1.1 本课题的研究背景及意义

随着全球对汽车行业节能减碳和绿色转型的推进^[1,2]，市场出现了一批新能源汽车，有油电混动式汽车、纯电动汽车和以氢能源为主的燃料电池汽车^[3]，但纯电动汽车依然是市场的主流。伴随着国家优惠政策的出台，对新能源汽车的降税减税，充电基础设施的大力投入，甚至部分地区停车场允许新能源车免费停车，从经济性出发，越来越多的城市人群选择购买新能源汽车，2024 年初部分新能源汽车企业也开始了近年来最大幅度的降价，新能源汽车的发展将会更加迅速。

随着城市机动车保有量的增长，人们更加关注车辆的驾驶舒适性和安全性。在坡道起步阶段，驾驶员常因不熟悉半离合状态而导致车辆熄火或溜坡，电动汽车同样存在此问题^[4]。尽管大多数车辆配备了坡道辅助系统，但成本增加。燃油汽车采用燃油发动机作为动力源，精确控制其输出动力大小是个难题，而电动汽车则可以很好解决这个问题，对车载电机可以精准控制其输出转矩。对于如何防止车辆坡道起步溜坡，目前研究主要集中在依靠电机输出转矩来抵消车辆在坡道上所受阻力，依此来建立坡道辅助系统，在车辆松开制动踏板的瞬间，及时加载一定的预控制转矩，并通过检测车辆车速进行负反馈，建立零车速控制系统，当预控制转矩与车辆坡道驻坡实际所需转矩出现偏差，会导致车辆后溜或前窜，依靠零车速控制系统调节车速最终为零，实现车辆驻坡，为驾驶员提供足够的时间踩踏加速踏板。对于所加载预控制转矩的大小，一般依靠车辆处在坡道时，车载电机所承受的负载转矩，对于负载转矩的观测，又分为通过参数辨识直接对电机进行负载转矩观测，或者通过当前车辆当前所处状态，测量其质量与坡道坡度数据，计算当前车辆所受阻力^[5,6]，经过传动系数，反推出电机所承受的负载转矩。两种方法不断探索，终究会受到系统参数和测量精度的影响，最终需要在零车速控制系统下，调节车速为零，实现坡道驻坡，但由于每次车辆在坡道起步工况时，坡道坡度与整车质量都会不同，单一控制参

数下的零车速控制系统，会出现车辆在小坡道上溜坡距离小，而在大坡道上，抑制车辆溜坡的效果变差，针对此问题，本文提出预控制转矩下的电动汽车坡道起步变增益 PI 控制策略。

本文对车辆坡道起步动力学模型的时域特性进行了分析，以车辆溜坡距离小、车辆驻坡调节时间短为目标，变增益 PI 控制器根据设定的溜坡距离和驻坡调节时间，进行控制器增益的调节；同时利用坡度传感器和质量传感器，测量当前的道路坡度和汽车的整车质量，计算车载电机当前所承受的负载转矩，进行前馈补偿。在变增益 PI 控制的基础上引入负载转矩前馈，可以允许所测量负载转矩出现一定的偏差，在 PI 调节下，车辆在不同坡度和整车质量下，系统依然拥有很好的响应速度。本文研究具有一定实际应用价值和研究意义，所以对此展开研究。

1.2 燃油汽车坡道起步控制研究现状

关于坡道辅助系统的研究由来已久，最早时是应用在燃油车上，针对制动踏板与油门踏板协同操作难度大而研发，由早期的液压辅助系统向现如今电子驻车系统(EPB, Electric Park Brake)转变^[7,8]。关于坡道辅助系统的核心思想，便是处于坡道上的车辆，在驾驶员松开制动踏板时，制动力并不会随之消失，制动力继续保持车辆制动，在控制系统检测到驾驶员踩踏油门踏板，并提供足够动力使车辆爬坡时，系统开始撤销制动力，车辆顺利在坡道行驶，以此达到防溜坡的目的。两者之间的主要差别在于，液压辅助系统在车辆制动回路中增加了液压隔离阀^[9]，在驾驶员松开制动踏板时，具有液压保持功能，维持制动力；而电子驻车系统则采用了机电一体化的传动结构^[10-13]，检测车辆当前状况信息，对车辆施加一定的制动力，在检测到车辆输出足够的动力，方才撤去制动力，使车辆平稳起步。

对于燃油车坡道辅助系统的研究方向倾向于对电子驻车系统进行改进，在驾驶员踩踏油门踏板，对汽车施加足量驱动力，足够驱动车辆在坡道行驶时，电子驻车系统可以及时撤销制动力，防止车辆因制动力未及时撤销而导致车辆熄火，对于制动力如何及时释放，研究人员进行了以下研究：

文献[14]针对车辆坡道起步过程中电子驻车系统驻车制动力释放滞后问题,防止驻车制动力释放不及时而导致车辆熄火,建立了简化的气压式电子驻车系统模型,提出了电子驻车系统 PID 控制策略,提高了驻车制动力释放的精准性,但该研究仍处于仿真阶段,未考虑机械延迟性。

文献[15]针对坡道起步问题,分析了车辆处于坡道时的受力情况和气压式电子驻车工作原理与特性,根据制动力和驱动力间对应关系,以 Bang-Bang 算法控制电子驻车系统的电磁阀,进行了仿真实验,结果证明驱动力大于制动力时,即时解除驻车系统,但对电磁阀的控制复杂,不易实现。

文献[16]对于电子驻车系统何时解除制动力,增加了扭矩传感器来判断车辆的当前状态,判断车轮的转动方向和当前坡道阻力的大小,当车辆出现后溜时,及时利用坡道辅助系统锁死非驱动车轮,发动机驱动力大于坡道阻力时,扭矩传感器开始由负转正,此时撤销非驱动车轮上的制动力,车辆在坡道起步,但该方法使用了额外的传感器,增加了造车成本。

1.3 电动汽车坡道驻坡起步控制研究现状

纯电动汽车与燃油车有着本质区别在于其动力源不同,对于电子驻车系统,纯电动汽车同样可以使用,但因为电车的动力源为车载电机,拥有着更高的可控性,对于汽车生产厂商来说,纯电动汽车发展在不断推进的同时,降成本的趋势也愈演愈烈,针对纯电动汽车坡道起步问题而言,如何降低整车成本,当前研究主要聚焦在舍去电子驻车系统后,依靠电机输出转矩抵消坡道阻力,以此防止车辆溜坡^[17]。针对具体的应用方案,当前已有如下研究:

文献[18]提出了一种基于预加载转矩的电机零转速结构的上坡辅助控制策略,以一定比例系数倍的坡道坡度作为预加载转矩,进行了时域特性分析,明确了预加载转矩比例系数的选取规则,进行了实车验证,结果表明预加载转矩对抑制车辆溜坡效果明显,但单一 PI 参数控制下,不同坡度下的溜坡距离有明显差异。

文献[19]针对坡道起步控制策略不佳的问题,提出了一种新能源车辆坡道起步扭矩控制方法,以制动踏板的松开速率大于设定值时,及时利用电机施加

一定的预控制转矩，此预控制转矩的大小为车辆在该坡道坡度下和制动深度下保证车辆不溜坡的最小扭矩，并进行了仿真验证，车辆不溜车，但并未谈及预控制转矩大小如何精确计算的问题。

文献[20]提出了增量 PI 算法，以车载电机为研究对象，电机转速为控制输入，车辆起步扭矩补偿为输出的控制方法，车辆处于大坡道时，会出现积分增量溢出的问题，提出相应的限制条件，并进行了仿真实验和实车验证，实现了车辆的怠速起步功能和设定车速爬行功能，车辆在小坡道时，可以做到很好的防溜坡效果，在 10%以上的坡道未进行实验验证。

文献[21]提出了车辆坡道起步时，进行零转速结合负载转矩补偿的方式实现车辆的坡道驻坡，强调对负载转矩的精确观测，以卡尔曼滤波器和最小二乘法进行整车质量和道路的坡度进行估算，反推出车载电机承受的负载转矩大小，进行负载转矩的前馈补偿，配合零车速 PI 控制，实现车辆的坡道驻坡。

文献[22,23]主要针对分布式驱动电动汽车坡道起步问题进行了研究，分析坡道启动过程中车辆受力的变化，从需求转矩角度出发，采用基于前后轴载荷的动态分配策略，根据车辆在坡道上的受力分析，确定了坡道启动的控制目标，并采用逻辑阈值控制方法，使实际压力随理想压力实时变化。

文献[24]文献针对坡道驻坡系统，车辆制动力释放时间延迟或提前释放问题展开研究，提出车辆坡道保持系统，采用变遗忘因子最小二乘法对道路坡度进行参数辨识，基于电机控制系统设计了自抗扰控制器，将参数辨识得到的整车质量、道路坡度及电机参数变化视作扰动量，进行系统 PD 调节，使电机输出转矩维持车辆驻坡，进行了实车实验，提高系统抗扰性。

文献[25]针对以三相交流异步电机为动力源的电动汽车为研究对象，以实验的方法研究了异步电机的堵转特性，根据所得电机不同转速偏差下的转矩响应规律，结合车辆纵向动力学模型提出了车辆坡道自适应起步策略，仿真结果表明在在 10%以下的坡道拥有很好的防溜坡效果，但对于大坡道，溜坡距离明显增大。

文献[26]同样采用了零转速结合预控制转矩的方法进行电制动，对于预控制转矩加载的大小，采用查找表的方式进行控制，查找表采用坡道坡度-转矩一维表的形式，对于零转速控制中的 PI 参数进行实验的方法进行测试，选择了最

适参数，通过实验证明最终在 18%的坡道上溜坡距离为 4 厘米。

文献[27]提出了纯电动汽车防溜坡控制系统，从整车架构出发，增加了陀螺仪用于检测道路坡道，结合车辆整车控制器 VCU 和电机控制器 MCU，对驾驶员的操作意图做出判断，当判定驾驶员准备坡道起步时，利用预转矩结合零转速 PI 控制策略，实现车辆的坡道起步辅助功能。给出了具体的坡道起步整车控制器具体的工作步骤，但未进行实验验证所提策略的合理性。

文献[28]采用无刷直流电机作为车载电机，通过无刷电机的数学模型与电动汽车行驶方程相结合，以车辆车速为控制目标，对车辆车速的响应进行分析。该策略以无刷直流电机为研究对象，适用范围较小。

文献[29]坡道驻车的自抗扰控制策略，结合永磁同步电机的数学模型与车辆坡道静态动力学设计了自抗扰控制器，控制永磁同步电机的电角度尽可能的小并且转子转速趋于零，进行了实车验证，结果显示最小溜坡距离控制在 7 厘米，该方法实现较为复杂。

1.4 本文研究内容

针对纯电动汽车坡道起步问题，查阅了大量的参考文献，深入了解车辆坡道起步的过程及车辆后溜的原因，对已有研究的坡道辅助系统进行了学习，对其优缺点进行了借鉴与改善，提出新的车辆坡道起步控制策略，通过仿真验证的方式证明了其有效性。本文的具体内容如下：

第 1 章主要介绍了本课题的研究背景与意义，对国内外的研究现状进行了总结，分别介绍了传统燃油车和纯电动汽车坡道起步研究，对电子驻车系统的改进与新型坡道辅助系统控制方法的提出进行分析，确定了研究目标，展开了纯电动汽车坡道起步的研究。

第 2 章首先介绍了纯电动汽车的整车架构与简略的工作原理，其次介绍了车载电机的数学模型及矢量控制原理，然后介绍了车辆处于坡道时的纵向动力学模型及一般的坡道起步控制方法，最后由车辆纵向动力学模型，推出了车辆车速控制的简化框图，对其传递函数进行了时域分析。

第 3 章在时域分析的基础上提出了变增益 PI 控制策略，并对如何应用到实

际系统进行了探讨，在变增益 PI 控制策略的基础上进行负载转矩前馈，给出了车辆起步的控制流程并对其进行说明，然后对提出的车辆坡道起步辅助系统进行了仿真验证，采用 Carsim 和 Simulink 联合仿真，并对实验结果进行了分析总结。

第 4 章搭建了永磁同步电机驱动控制系统，设计了 10kW 的永磁同步电机硬件电路和软件流程，使用 DSP TMS320F28335 作为主控芯片，完成整个样机设计，最终进行了永磁同步电机实验，并对结果进行了分析。

第 5 章对全文进行了总结及对将来工作的展望。

第2章 电动汽车整车结构及车用电机控制原理介绍

本章节首先介绍了纯电动汽车的整体架构，包括整车控制器接收驾驶员命令，到车辆内部执行相应操作的具体流程，其次介绍了车载电机的工作原理，理清了其数学模型，然后介绍了车辆纵向动力学模型，并对车辆处于坡道时进行受力分析，最后根据简化车速控制框图，求出了其传递函数，进行了时域特性分析。

2.1 纯电动汽车整车驱动结构

整车控制器是电动汽车正常工作的控制中枢，是整车控制系统的核心部件，用于接收驾驶员的操作指令，而启动开关、制动踏板、加速踏板、挡位信号、方向盘等机构是整车控制器了解驾驶员意图的媒介^[30,31]。整车控制器根据不同信号的组合来判断驾驶员的操作意图，如起步、前进、倒车、加速、转弯等。纯电动汽车最主要的“三电”，即电机、电池与电控，电机为整车的动力源，输出扭矩经过传动系统作用到车轮，其中传动系统主要有变速器与差速器，而电池则作为整车的能量源，为车载电机提供能量。电机与电池都拥有自己单独的控制器，分别为电机控制器和电池管理系统，电机控制器可以根据指令控制电机的运行，并反过来接收电机转速、转子位置等信号，控制电机的精确运行；电池管理系统则负责检测动力电池的实时状态，对电池充放电过程中出现的过充过放等行为进行检测并及时制止，始终保证电池处于安全状态。电机控制器和电池管理系统又统一由整车控制器进行控制，并行两者之间的信息交互。

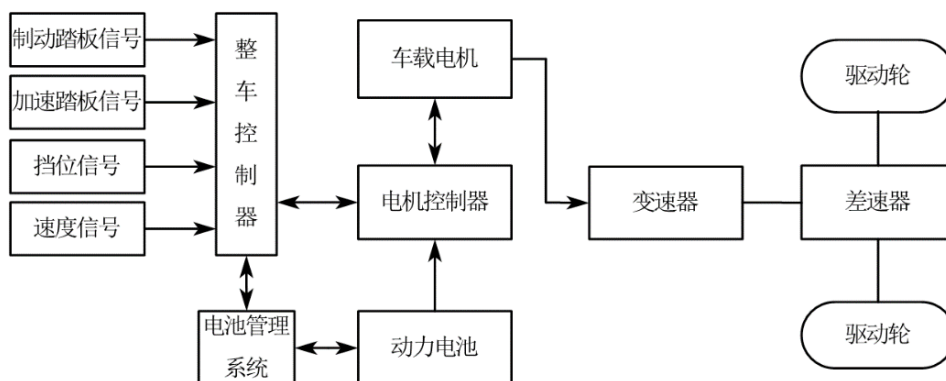


图 2-1 纯电动汽车整车控制结构示意图

2.2 电动汽车电机控制原理分析

当前电动汽车大多使用永磁同步电机作为车载电机，永磁同步电机具有转速稳定、效率高、转子无刷、调速范围广、结构简单、可靠性高等优点^[32-35]。所以本节主要介绍了永磁同步电机的工作原理及数学模型。

2.2.1 坐标变换原理

在研究永磁同步电机的工作原理之前，优先介绍了 Clarke 和 Park 两种变换，矢量控制的核心思想便是把交流电机的转速控制变得像直流电机转速控制一样简单便捷，永磁同步电机由于其结构不同于直流电机，交流电机本身具有多变量、强耦合与非线性的特点，为实现交流电机的便捷控制，首先必须对其多变量进行解耦。

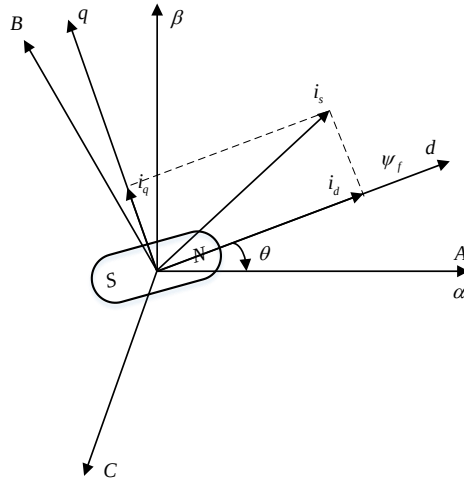


图 2-2 永磁同步电机在三个坐标系中的示意图

(a) Clarke 变换:

在图 2-4 的坐标图中，两相静止坐标系的 α 轴与三相静止坐标系的 A 轴重合， β 轴超前 α 轴 90° 。电机参数在 ABC 坐标系下表示为 x_a, x_b, x_c ，在坐标系下表示为 x_α, x_β ，转换公式如下：

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{3s/2s} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-1)$$

Clarke 逆变换为:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = C_{2s/3s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1-2)$$

当采用了恒功率变换时, 变换系数为 $C_{3s/2s} = \sqrt{2/3}$, $C_{2s/3s} = \sqrt{3/2}$, 当采用了恒幅值变换时, 变换系数为 $C_{3s/2s} = 2/3$, $C_{2s/3s} = 1$ 。

(b) Park 变换:

首先, 假设 d 轴与转子磁通对齐, q 轴超前 d 轴 90° 电角度。我们规定 α 轴与 d 轴之间的夹角为 θ , 也是转子磁通的位置角。电机参数在 α - β 坐标系下表示为 x_α, x_β , 在 d-q 坐标系下表示为 x_d, x_q 。下面是这两个坐标系之间的转换公式:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

Park 逆变换为:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (1-4)$$

2.2.3 永磁同步电机数学模型建立

为了便于对永磁同步电机进行分析, 建立其简化模型, 首先对 PMSM 作如下假设^[2]:

- 1) 忽略电机铁芯的饱和;
- 2) 电机中的电流为对称三相正弦波电流;
- 3) 忽略定子及转子铁芯的涡流损耗和磁滞损耗;

得到永磁同步电机在 ABC 坐标系下数学模型如下:

电压方程为:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (1-5)$$

式中, u_a, u_b, u_c 为三相坐标系下的电机定子相电压, R_s 为定子电阻, i_a, i_b, i_c 为三相坐标系下的定子电流, ψ_a, ψ_b, ψ_c 为三相坐标系下的电机转子磁链。

磁链方程为:

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \cos \theta_e \\ \psi_f \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \psi_f \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (1-6)$$

式中 L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} 分别为三相绕组自感, L_{ab}, L_{ac}, L_{bc} 分别为三相绕组间互感, ψ_f 为转子磁链, θ_e 为电机电角度。

转矩方程为:

$$T_e = - \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \theta_e \\ \sin \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} P_n \psi_f \quad (1-7)$$

式中, T_e 为电磁转矩, P_n 为电机极对数。

经过坐标变换得到 PMSM 在 d-q 坐标系下的磁链与电压方程。

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1-8)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & -\omega_e \\ \omega_e & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (1-9)$$

式中, $i_d, i_q, u_d, u_q, \psi_d$ 和 ψ_q 分别为定子电流、定子电压和电机转子磁链在 d 轴与 q 轴上的分量; L_d, L_q 分别为电机在 d 轴与 q 轴的电感; ω_e 为电机电角速度且 $\omega_e = P_n \cdot \omega_m$, ω_m 为电机机械角速度, p 为微分算子。

由式(2-9)和式(2-10)求得电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (1-10)$$

其中电磁转矩方程为：

$$T_e = \frac{3}{2} P_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (1-11)$$

将磁链方程代入电磁转矩方程可得到：

$$T_e = \frac{3}{2} P_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (1-12)$$

电动机的运动方程如下式所示：

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (1-13)$$

式中， J 为转动惯量， B 为摩擦系数， T_L 为负载转矩。

以上公式是永磁同步电机的经过 Clarke 和 Park 变换后的数学模型，进行 Park 变换时必须首先知道转子角位置^[36]，在实际系统中可以使用旋转变压器、正交编码器、霍尔传感器等测量。

2.2.4 最大转矩电流比控制

永磁同步电机主要可以分为表贴式和内置式，其中表贴式永磁同步电机 d-q 轴电感相等，即 $L_d=L_q$ 。内置式永磁同步电机 d-q 轴电感不相等，即 $L_d<L_q$ ，为了充分利用由于电感不相等导致的磁阻转矩，故采用最大转矩比电流对内置式永磁同步电机进行控制^[37]。电机输出定子电流幅值矢量关系式为：

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (1-14)$$

根据式（2-13）和式（2-15），构造拉格朗日辅助函数，求取函数极值，可得：

$$L(i_d, i_q, \lambda) = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} - \lambda \left\{ T_e - \left[\frac{3}{2} P_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \right] \right\} \quad (1-15)$$

式中， λ 为拉格朗日因子，分别对 i_d ， i_q ，对 λ 求取偏导，可得：

$$\begin{cases} \frac{\partial L}{\partial i_d} = 0 \\ \frac{\partial L}{\partial i_q} = 0 \\ T_e - \left[\frac{3}{2} P_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \right] = 0 \end{cases} \quad (1-16)$$

对上式进行化简求解，可以得到 i_d 、 i_q 的关系式如下：

$$i_d = \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (1-17)$$

对永磁同步电机进行控制，本质上是对 i_d 、 i_q 值的控制，在永磁同步电机 d-q 轴上的电压方程可知，输入与输出之间仍存在耦合项^[38-40]。所以需要电压前馈，进行解耦，引入项 $-\omega_e L_q i_q$ 、 $\omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f$ ，便可以分别控制 i_d 、 i_q 。永磁同步电机矢量控制的原理框图如图 2-3 所示，图中 $e_d = -\omega_e L_q i_q$ ， $e_q = \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f$ 。

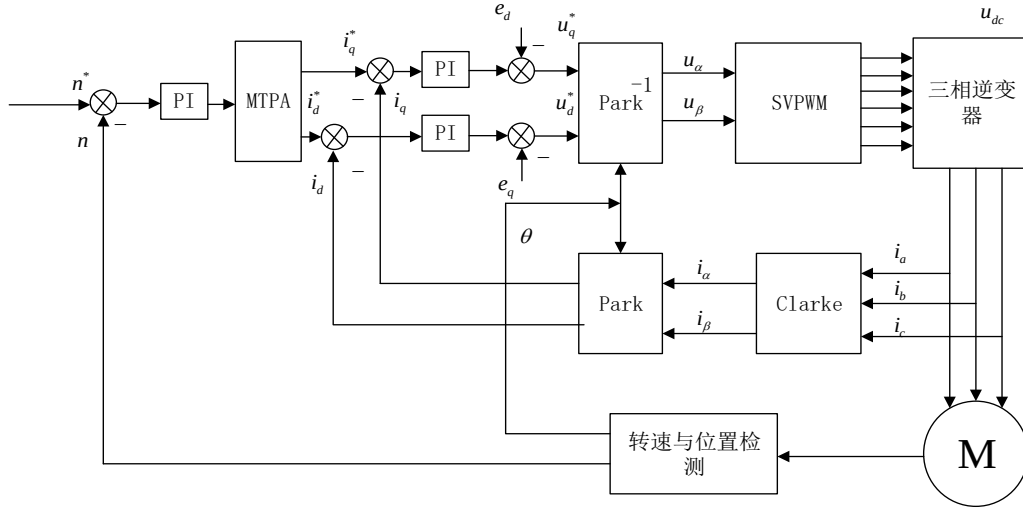


图 2-3 永磁同步电机矢量控制原理框图

上图为永磁同步电机的矢量控制控制框图^[41]，采用了双环控制，分别为电流内环和转速外环，双环均采用 PI 控制，电流内环响应时间更快，为了抑制转速波动，通常观测负载转矩，进行前馈，所谓前馈是指将观测到的负载转矩的数据以正反馈的形式反馈于电流环，因为电流环的响应时间优先于转速环，所以为了抑制转速波动，相对于转速环是一种前馈补偿^[42,43]。

2.3 车辆纵向动力学模型

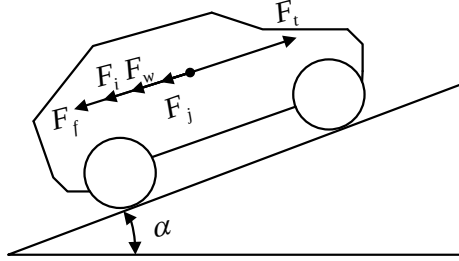


图 2-4 车辆坡道行驶的纵向受力图

如图 3-1 所示电动汽车在坡道上正常行驶时，不考虑车辆横向受力影响，车辆所受到的力有电机驱动力、坡度阻力、滚动阻力、空气阻力和加速阻力，建立车辆坡道行驶动力学方程^[44]：

$$F_t = F_i + F_f + F_w + F_j \quad (1-18)$$

式中，分别为驱动力 F_t ，坡道阻力 F_i ，滚动阻力 F_f ，空气阻力 F_w ，加速阻力 F_j 。各个力的表达式如下：

$$\begin{cases} F_t = \frac{T_e i_g i_0 \eta}{r} \\ F_i = mg \cdot \sin \alpha \\ F_f = mg \cdot f \cdot \cos \alpha \\ F_w = \frac{C_D A v^2}{21.15} \\ F_j = \delta m \frac{dv}{dt} \end{cases} \quad (1-19)$$

式中， T_e 为电机输出转矩， i_g 为变速器传动比， i_0 为主减速器传动比， η 为传动系统效率， r 为车轮半径， m 为车辆质量， g 为重力加速度， α 为道路坡度角， f 为滚动阻力系数， v 为车速， A 为车辆迎风面积， C_D 为风阻系数， δ 为车辆旋转质量换算系数。

通过对车辆受力分析可得到电动汽车纵向动力学方程：

$$\frac{T_e i_g i_0 \eta}{r} = mg \cdot \sin \alpha + mg \cdot f \cdot \cos \alpha + \frac{C_D A v^2}{21.15} + \delta m \frac{dv}{dt} \quad (1-20)$$

车辆刚开始起步时，车速很小，可以忽略空气阻力和加速阻力，主要受到

坡道阻力和滚动阻力的影响。

当车辆在上坡情况：

$$T_L = \frac{r}{\eta i_g i_0} (F_i + F_f) = \frac{r}{\eta i_g i_0} (mg \cdot \sin \alpha + mg \cdot f \cdot \cos \alpha) \quad (1-21)$$

当车辆在下坡情况：

$$T_L = \frac{r}{\eta i_g i_0} (F_i - F_f) = \frac{r}{\eta i_g i_0} (mg \cdot \sin \alpha - mg \cdot f \cdot \cos \alpha) \quad (1-22)$$

当车辆在平路行驶时负载转矩为零。

2.4 电动汽车一般坡道起步控制策略

对于纯电动汽车坡道起步研究，增加坡道辅助系统，可以很好的解决车辆防溜坡的问题，但需要增加一定的成本，现在针对该问题的焦点更倾向于降成本的角度出发，舍去坡道辅助系统，利用电机低速大扭矩的特性，使电机输出的电磁转矩抵消坡道阻力。

如何使电机输出的电磁转矩抵消坡道阻力，目前使用最多的方法还是零车速结合预控制转矩的方法，预控制转矩是指车辆在坡道起步阶段提前加载一定的电磁转矩，防止车辆失去制动力时出现大幅后溜，所加电磁转矩精准度与车辆的溜坡效果成正比，如若所加转矩过小，则在车辆阻力作用下继续后溜，如果所加转矩过大，则会出现车辆窜动，所以引入零车速控制，时刻检测车速进行负反馈，目标转速与实际车速的差值经过 PI 调节器进行调节，维持车速为零 [45]。

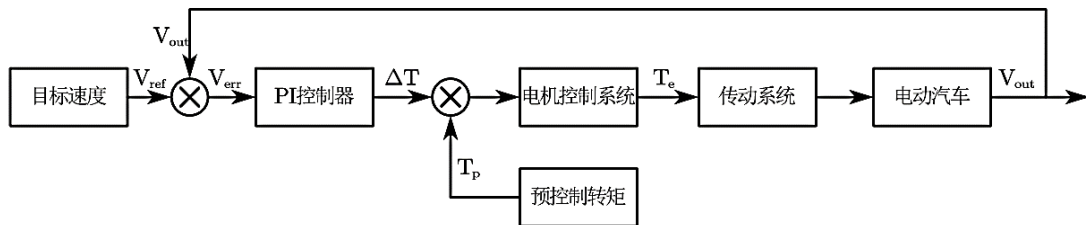


图 2-5 车辆零转速加预控制转矩的控制框图

车辆坡道起步阶段，预控制转矩如何计算，一种方法是观测器通过参数辨识的方式观测电机本身的负载转矩，进行前馈补偿，但这种方法有着天然的滞

后性，因为只有在驾驶员松开制动踏板，车辆所受阻力经过传动系统作用到电机时，观测器才能观测出电机所受负载转矩的大小，所以几乎不使用这种方法。另一种方法是根据车辆纵向动力学模型，识别出当前车辆的整车质量和道路坡度的大小，主动计算当前车辆所受阻力，得到车辆所受阻力后，经由传动系数，便可反推出车辆失去制动力时，电机将承受负载转矩的大小，这种方法可以在车辆失去制动力之前完成计算，所以优于第一种方法。但此方法需要测量整车质量和道路坡度，对检测数据的精准性又提出一定的考量，主要分为两种方法，一种是采用传感器的方法，采用质量传感器和坡度传感器去测量整车质量和道路坡度，会受到测量精度的影响；另一种方法是采用迭代算法的形式去估算整车质量与道路坡度，使用卡尔曼滤波器的颇多，但迭代算法想要估算的精准，还是需要依靠其他参数的准确性才可以估算精准，在实车系统还是很难做到足够精准。还有研究放弃了对负载转矩精确计算的方法，提出了以一定比例系数的坡道坡度值作为转矩补偿的标准^[18]，分析了比例系数的选取标准，进行实车实验，调出合适的比例系数，但以该方法施加的预控制转矩与实际车辆所需驻坡转矩仍有差距。

2.5 车辆起步动力学模型传递函数构建与分析

2.5.1 车辆起步力学模型

根据电动汽车纵向动力学模型，其加速度可由式(1-20)求得，其中 F_t 为车辆驱动力， ΣF 为车辆行驶阻力之和，主要包括滚动阻力、坡道阻力、加速度阻力和空气阻力。

$$a = \frac{F_t - \Sigma F}{\lambda m} \quad (1-23)$$

$$a = \frac{T_e i_g i_0 \eta / r - mg(\sin \alpha + f \cos \alpha) - C_D A v^2 / 21.15 - \delta m dv / dt}{\lambda m} \quad (1-24)$$

式中， ΣF 为车辆行驶阻力之和， λ 为车辆旋转质量换算系数。

由于本文主要考虑坡道起步场景，车辆起始速度为零，故对式(1-24)进行积分，便可以求得车速与电机驱动转矩之间的关系表达式，同时在车辆起步阶段，

车速较小，所以略去空气阻力项与加速度阻力项，可得：

$$v(t) = \int a dt = \int [T_e \frac{i_g i_0 \eta}{r \lambda m} - \frac{g(\sin \alpha + f \cos \alpha)}{\lambda}] dt = C_1 \int T_e dt + C \quad (1-25)$$

式中， $C_1 = i_g i_0 \eta / r \lambda m$ ， $C = \int g(\sin \alpha + f \cos \alpha) / \lambda dt$ 。

2.5.2 车辆起步力学模型传递函数分析

由车速与电机驱动转矩之间的关系构建电动汽车速度控制简化框图。图中， $R(s)$ 为车辆目标速度， K_p 为比例控制系数， K_i 为积分控制系数， m 为整车质量， r 为车轮半径， g 为重力加速度， $V(s)$ 为车辆实际速度， $\theta(s)$ 为道路坡度。

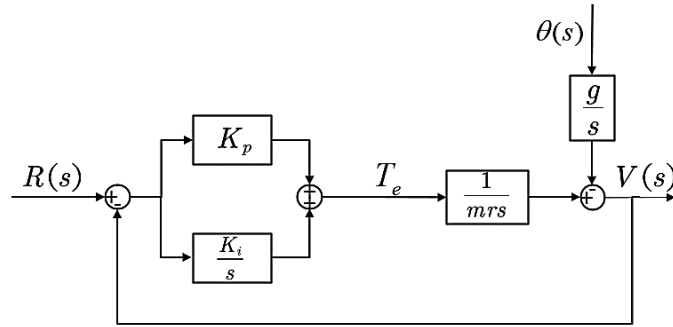


图 2-6 电动汽车速度控制简化框图

由于本文研究的应用场景为驻坡场景，因此采用零车速控制，令 $R(s)=0$ ，可以得到系统坡度输入对车速变化的传递函数如下所示：

$$\frac{V(s)}{\alpha} = G(s) = -\frac{mr gs}{mrs^2 + K_p s + K_i} \quad (1-26)$$

由上式可以看出，这是一个二阶系统， K_p 、 K_i 参数的选择关系到系统极点的分布，由上式可以得到的系统的极点如下：

$$s_{1,2} = \frac{-K_p \pm \sqrt{K_p^2 - 4mr K_i}}{2mr} \quad (1-27)$$

可以看出，由于 K_p 和 K_i 参数始终大于零，系统极点具有负实部的根，故该系统是稳定的。

在坡道起步时，坡道的坡度值为固定值，对该系统输入来说，坡道的坡度属于阶跃信号，即 $\theta(s)=\alpha/s$ ，那么系统的时域表达是为：

$$V(s) = G(s)\alpha(s) = \frac{-mgr\alpha}{mrs^2 + K_p s + K_i} \quad (1-28)$$

已知该系统稳定，将上式带入终值定理，求取系统的稳态误差：

$$V_{ss}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} V(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sV(s) = \frac{0}{K_i} \quad (1-29)$$

式中， V_{ss} 为稳态车速，由上式可以看出，当 $K_i \neq 0$ ， $K_p > 0$ 时，系统输出的稳态误差为零，即最终会停在坡道上，所以坡道起步控制回路中必须添加一个积分环节。

为了减小溜坡距离，必须保证系统调节的快速性，因此将此系统设计为二阶欠阻尼系统，即保证 $K_p^2 \leq 4mrK_i$ ，在此基础上求取系统的时域响应，控制系统在阶跃信号输入下的时域解析表达式为：

$$V(x) = \frac{-2mgr\alpha}{\sqrt{4mrK_i - K_p^2}} e^{\frac{-K_p}{2mr}t} \sin \frac{\sqrt{4mrK_i - K_p^2}}{2mr} t \quad (1-30)$$

进而求出系统的调节时间，由于系统调节需要时间，不可能在零时刻完成调节，故系统的调节时间为：

$$t_r = \frac{2\pi rm}{\sqrt{4mrK_i - K_p^2}} \quad (1-31)$$

为了便于分析车速的震荡行为，此处选择 ω_d 为系统的固有频率， K_g 为系统的增益系数。即：

$$\begin{aligned} \omega_d &= \frac{\sqrt{4mrK_i - K_p^2}}{2mr} \\ K_g &= \frac{-2mgr\alpha}{\sqrt{4mrK_i - K_p^2}} \end{aligned} \quad (1-32)$$

从以上的解析可得，整车质量和车轮半径为定值，故 K_p 和 K_i 参数的选择与系统动态性能紧密相关， K_p 增大，系统的调节时间会变长，但可以削减系统震荡；增大 K_i ，系统的调节时间会缩短，但会增加系统震荡。由增益系数 K_g 可知，在坡道坡度为定值时，通过调节 K_p 、 K_i 参数，可以改善系统增益，系统增益的大小直接决定了车辆在坡道上的溜坡速度；如果系统 PI 值为设定好的定值，那么在不同坡度的坡道上，坡度值越大，造成汽车的溜坡速度越大，反之亦然。

接下来分析控制参数的选取对溜坡距离造成的影响，由于车辆在起步阶段，对车速的积分便可以得到车辆的位移公式：

$$X(s) = \mathcal{L}\left[\int V(t)dt\right] = \frac{1}{s}V(s) \quad (1-33)$$

式中， X 表示车辆位移。

将式(1-12)带入终止定理，可以求出车辆静止后的总位移距离：

$$X_{ss}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} X(t) = \lim_{s \rightarrow 0} X(s) = \frac{-mgr\alpha}{K_i} \quad (1-34)$$

式中， X_{ss} 表示车辆位移的稳态值，即最终溜坡距离。从中可以看出车辆的溜坡距离与 K_i 参数、整车质量和坡道坡度值有关， K_i 越大，则溜坡距离越短；整车质量和坡道坡度值越大，则溜坡距离越大。

总结以上分析，我们可以发现 PI 参数、整车质量和道路坡度对坡道驻坡的动态影响，如果设定单一 PI 参数，控制系统在面对不同的工况，即坡道的坡度值不同，整车质量的变化，控制系统的动态响应会出现不同的效果。因此本文构建了电动汽车坡道起步的可变增益 PI 控制，即在不同的道路坡度下和不同的整车质量下选取目标 PI 控制参数，使系统达到理想的防溜坡效果。

2.6 本章小结

本章主要介绍了纯电动汽车的整车结构及永磁同步电机的工作原理，分析了用车载电机的工作模式，介绍了车辆纵向动力学模型，在车辆动力学模型的基础上对坡道起步问题进行了分析，介绍了汽车坡道起步时零转速控制策略，以及负载转矩前馈补偿的控制方案，并对其优缺点进行了分析；根据简化车速控制框图，求出了其传递函数，进行了时域特性分析，找出了与车辆溜坡距离有关的变量参数。

第 3 章 电动汽车坡道起步控制策略研究

本章主要进行了变增益 PI 控制器的设计，以及实车系统如何应用变增益 PI 控制器进行了考虑，完成了车辆坡道起步的流程方案。然后对车辆坡道起步辅助系统进行了仿真验证，采用 Carsim 和 Simulink 联合仿真，并对实验结果进行了分析总结。

3.1 可变增益的 PI 控制方案

在不同的车况与路况下，为了取得更好的防溜坡效果，选取系统调节时间和车辆的溜坡距离为选取变增益 PI 的控制标准，制定变增益 PI 控制方案^[46-48]。由上节的分析可知，适当的增大 K_p 和 K_i 参数，可以起到改善驻坡控制的动态性能，但如果 K_p 和 K_i 参数选取的过大，反而会使控制系统的控制效果变差，车速在震荡环节的作用下出现震荡，所以必须施加一定的限制条件。

根据行驶起步安全指标，需要满足起步时溜坡距离控制在 10 厘米以内^[49]，起步时平顺，乘坐无不舒适感觉，起步冲击小等要求。因此本文取溜坡距离 10 厘米，调节时间为 2 秒钟为控制标准，设计变增益 PI 控制方案。

由式(1-34)，在已知整车质量与坡道坡度值时，带入溜坡位移为 4 厘米，可以轻易求得 K_i 参数：

$$K_i = \frac{mgr\alpha}{10} \quad (2-1)$$

由式(1-31)，在整车质量为已知情况下，将已求得的 K_i 参数带入其中，便可以求得所需的 K_p 参数：

$$K_p = 2\sqrt{mrK_i - \left(\frac{\pi mr}{2}\right)^2} \quad (2-2)$$

由上式可知，对于 K_p 参数的求取，必须优先求取 K_i 参数， K_i 参数是 K_p 参数的变量之一，而影响 K_i 参数的因素又与整车质量与坡道坡度有关。在求取 K_p 参数时，为了舍去中间变量 K_i 参数，直接建立 K_p 参数与整车质量与坡道坡度的关系，故将(2-1)带入式(2-2)并化简可得：

$$K_p = mr\sqrt{0.4g\alpha - \pi^2} \quad (2-3)$$

由此可得 K_p 参数与整车质量与坡道坡度的关系，舍去了中间变量 K_i 。

由前文分析可知， K_i 和 K_p 参数并非越大越好，所以必须对 PI 值加以限制，由式(1-30)可知，系统之所以会出现震荡，是因为其固有频率 ω_d 过大，系统增益 K_g 随指数变化规律衰减，如果将系统的固有频率 ω_d 限制在 2 倍的时间常数 τ 以内，则可以很好的削减系统震荡，其中 $\tau=2mr/k_p$ ，由此可得：

$$2 \frac{2mr}{K_p} \leq \frac{2\pi rm}{\sqrt{4mrK_i - K_p^2}} \quad (2-4)$$

对上式进行化简，可得：

$$K_i \leq \frac{K_p^2}{1.15mr} \quad (2-5)$$

通过以上分析，可以得到一组变增益 PI 的计算公式，如下：

$$\begin{aligned} K_i &= \frac{mgr\alpha}{10} \\ K_p &= \begin{cases} mr\sqrt{0.4g\alpha - \pi^2} & K_p \geq \sqrt{1.15mrK_i} \\ \sqrt{1.15mrK_i} & K_p < \sqrt{1.15mrK_i} \end{cases} \end{aligned} \quad (2-6)$$

以上便是变增益 PI 的计算公式，在不同的车况与路况下，可以计算出目标 PI 控制参数。

3.2 变增益 PI 的实际系统应用

由于以上公式是在车辆简化模型的基础上进行的分析，如何应用到实际系统，还需要进一步讨论，如果直接将式(2-6)带入到实际系统，会发现结果会出现偏差。由式(2-1)可知，本文设定的溜坡距离为 10 厘米来作为 K_i 参数的选取标准，整车质量和坡道坡度作为变量输入， K_i 参数作为系统输出，重力加速度 g 和车轮半径 r 均为常量。现在以仿真验证的方式验证输入变量与输出量之间是否具有线性关系，由式(1-34)可知，在整车质量和坡道坡度为已知的情况下，溜坡距离的大小仅与 K_i 参数有关。

现制定实验方案，选取九组不同的整车质量和坡道坡度数据，进行车辆坡道仿真实验，不断调整 K_i 参数，使每组数据的结果均为溜坡距离为 10 厘米，

记录下每组数据最终的 K_i 参数，将这十组数据进行绘图，观察 K_i 参数与整车质量和坡道坡度的乘积是否具有线性关系。

表 3-1 九组不同整车质量与道路坡度的组合数据

整车质量(kg)	800	800	800	1230	1230	1230	1600	1600	1600
道路坡度	10%	15%	20%	10%	15%	20%	10%	15%	20%

将以上数据进行车辆溜坡仿真实验，对每次实验所得数据进行记录，最终将所得结果进行绘图，可得如下散点图：

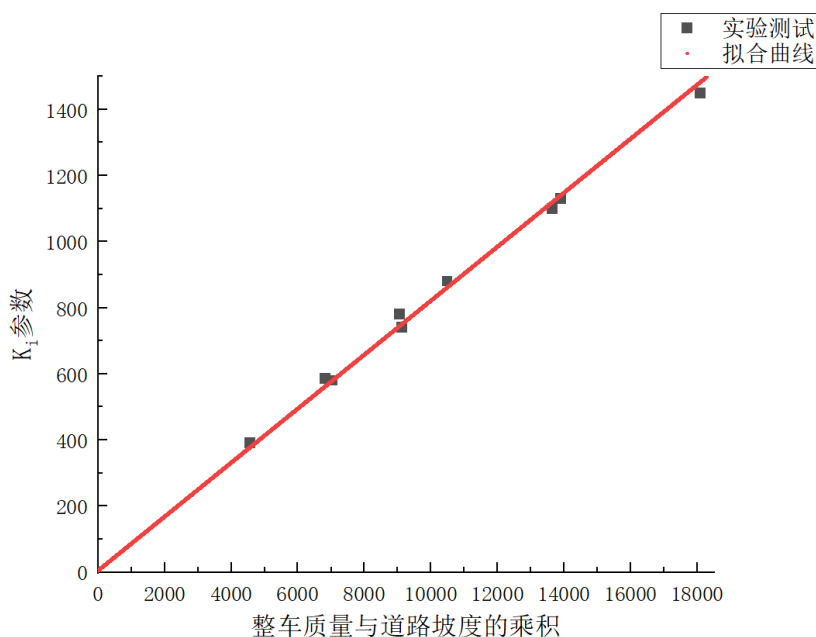
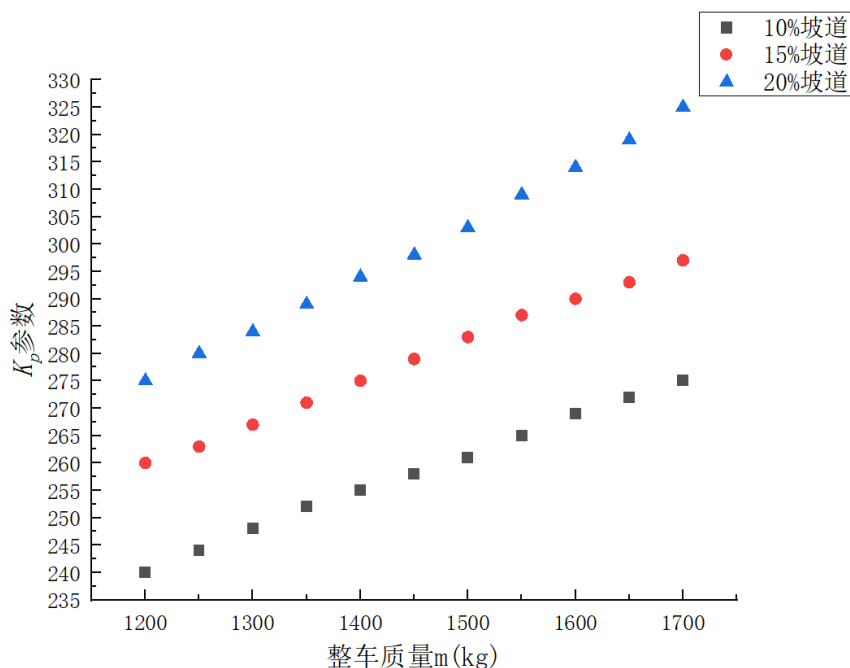


图 3-1 K_i 参数与整车质量和坡道坡度乘积的关系

由上图可以看出， K_i 参数与整车质量和坡道坡度的乘积具有线性关系。对实验得到的离散图形进行曲线拟合，便可得到其线性函数 $y=ax+b_0$ ，其中 y 为输出变量 K_i 参数， a 为拟合曲线的斜率， x 为输入量，代表整车质量与道路坡度的乘积， b_0 为拟合曲线的截距。

同理，关于 K_p 参数与整车质量和道路坡度之间的关系，可以用相同的实验方法去验证，求出两这三者之间的系数关系。对式(2-3)观察可知， K_p 参数与整车质量呈比例关系，而与道路坡度之间呈现幂函数的关系，由此设计如下实验，在坡道坡度值分别为 10%、15%、20%的情况下，取 11 组不同质量的整车数据，分别在 1200kg-1700kg 之间，每隔 50kg 进行一次实验，把系统调节时间控制在 2 秒钟，可以得到下图：

图 3-2 不同坡道下 K_p 参数与整车质量之间的关系

由上图可以看出, 在道路坡度固定时, K_p 参数与整车质量之间呈现线性关系, 并且在车辆质量发生变化时, K_p 参数的变化范围较小; 在车辆质量为定值时, 随着道路坡度的增大, K_p 参数也随之增大, 符合公式(2-3)解析式。

3.3 坡道起步控制流程设计

3.3.1 变增益 PI 数据的选取

由图 3-2 可知, K_i 参数与整车质量和坡道坡度乘积的关系, 当整车质量和道路坡度存在大范围变化时, K_i 参数的变化范围同样较大, 呈线性关系, 对其进行拟合可得的线性表达式为:

$$y = 12.2x + 5 \quad (2-7)$$

考虑到 K_i 参数变化范围较大, 同时又呈现与整车质量和坡道坡度乘积的线性关系, 故在软件程序设计时, 直接采用拟合公式对 K_i 参数进行计算, 在得到整车质量与道路坡度数据后, 优先对其进行乘积运算, 将所得结果带入式(2-7)中得 x 变量, 便可得到 K_i 参数的大小。

在控制系统软件设计时, 对于 K_p 参数采用查找表的方式进行选取, 主要

考虑到 K_p 参数不同时与其自变量整车质量和坡道坡度具备线性关系，而且在整车质量和坡道坡度发生变化时， K_p 参数的变化范围较小，故采用查找表的方式进行

K_p 参数的选取，并不会对系统精度造成较大的影响。考虑到家用电动汽车的空载及荷载重量，故选定空载质量为 1200kg，荷载重量 500kg，进行查找表设计， K_p 参数选取的查找表如下：

表 3-2 K_p 参数选取查找表

	1200	1250	1300	1350	1400	1450	1500	1550	1600	1650	1700
5%	231	233	236	240	245	249	253	257	261	265	270
7%	238	242	246	250	254	259	263	267	271	273	277
9%	243	247	251	255	259	263	267	271	275	279	282
11%	249	253	257	260	264	268	272	276	280	284	288
13%	255	259	263	267	270	273	277	281	285	289	293
15%	260	263	267	271	275	280	283	287	290	293	297
17%	265	269	273	278	282	286	290	295	299	303	307
19%	271	275	279	283	288	292	296	300	304	309	315
20%	275	280	284	289	294	298	303	309	314	319	325

表 3-2 为 K_p 参数选取查找表，表中第一行为整车质量，单位为 kg，第一列为坡道坡度。

考虑到车辆处于的坡道坡度低于 5%时，车辆所受阻力较小，使用 5%坡道时的 K_p 参数和 K_i 参数可以做到更短调节时间与溜坡距离，故当坡道传感器检测当前道路坡度低于 5%时，及把坡度判定位为 5%；当检测道路坡度值介于查找表相邻坡度之间时，对其进行取整和取余运算，对所得整数与查表中坡度值进行比较，如若与查找表中的任意坡度值相等时，则按照此坡度值的行列中进行 K_p 参数，进一步判断质量数据；反之若所得整数未在查找表中找到相同的数据，则对整数进行加一运算，继续与查找表中的坡度值进行比较，则可以找到相匹配的坡度值。当选定坡度值时，整车控制器进一步将整车质量的范围进行判定，方法类似，当确定质量信息后，则可以取得相应的 K_p 参数。

3.3.2 车辆坡道起步控制流程设计

在变增益 PI 控制的基础上引入负载转矩前馈补偿，加快系统调节，根据车辆纵向动力学模型，在坡道起步之前，通过整车质量和道路坡度，计算出电动汽车当前所受阻力大小，通过传动系数换算后，可以计算出，当驾驶员松开制

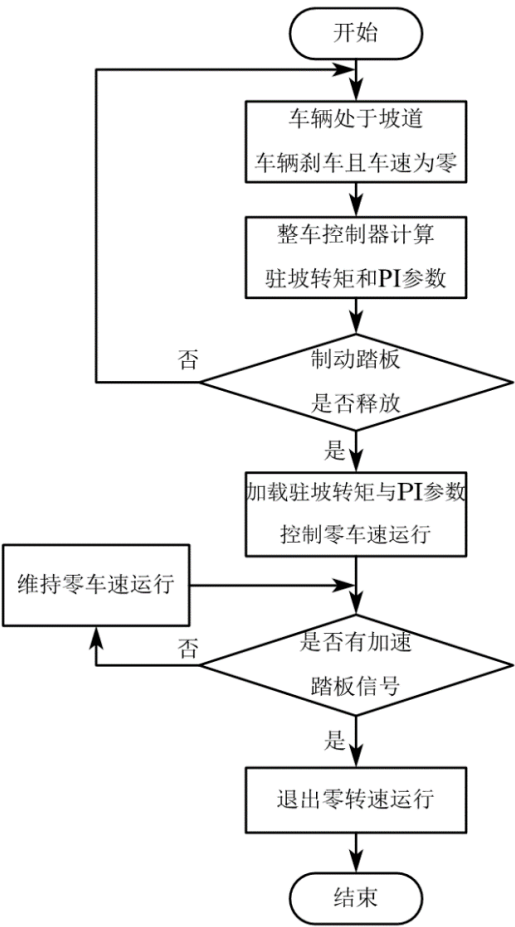


图 3-4 车辆坡道起步控制策略流程图

3.4 Carsim 和 Simulink 联合仿真

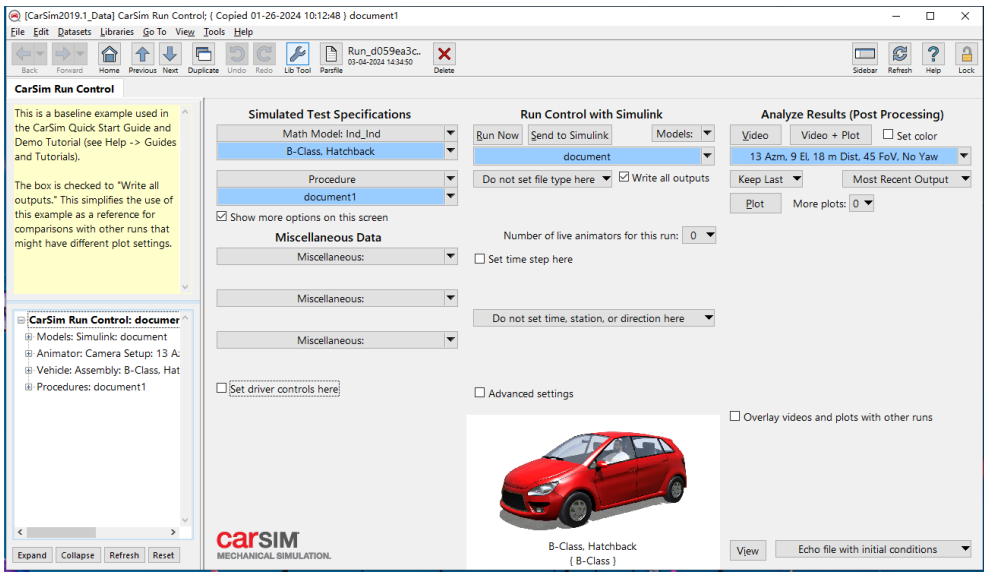


图 3-5 Carsim 软件主界面

Carsim 软件是由美国公司 MSC 研发而成，专门用于车辆仿真，为用户提供人性化的操作界面，条理清晰，数据库丰富，仿真求解功能强大，支持与多款软件进行数据互换，并进行联合仿真，下图为 Carsim 软件的主界面图：

Carsim 软件的主要结构由 4 部分组成，第一部分图形化数据库用于定义车辆配置及仿真工况，以图形化的形式提供了各种数据库，图形化数据库又分为两部分，一部分为车辆车身、质量、车轮、悬挂等基础车身配置，用户均可在相应数据库中选择所需配置，还包括空气动力学的相关参数均可在里面进行修改；另一部分为车辆行驶工况的相关数据库，用户可以在库中选择车辆行驶路线、驱动方式、行驶时间、道路建模等。

第二部分车辆数学模型求解器，Carsim 拥有强大的运算功能就在此处，用于仿真求解，属于 Carsim 的核心部分。

第三部分为仿真动画显示器，仿真动画显示器可以以动画的形式将仿真结果展示给用户，使用户更直观的观看整车的运行情况。

第四部分为仿真曲线绘图器，仿真曲线绘图器采用二维图表的形式绘制了车辆运行时的各项参数，供用户进行图形解析。

3.4.1 Carsim 和 Simulink 联合仿真结果分析

本文是使用 Matlab 和 Carsim 两款软件联合仿真的方式来验证所提策略的合理性。以下为 Carsim 和 Matlab 联合仿真车辆模型的部分参数：

表 3-3 车辆部分参数

参数	值	参数	值
整车质量 m	1200kg	重力加速度 g	9.8m/s^2
车辆横截面积 A	1.6m^2	车轮半径 r	0.31m
滚动阻力系数 f	1.026	传动比 i_0	4.1
空气阻力系数 C_D	0.004	机械效率 η	0.9

为了充分验证变 PI 结合预转矩控制策略的有效性，首先验证了系统在单一 PI 参数控制下，未对电机进行负载转矩补偿，车辆分别在 10%和 20%坡道上进行驻坡，对车辆的溜坡距离进行比较；其次验证了系统在变增益 PI 控制下，车辆在不同坡度坡道上，电机未进行负载转矩补偿的情况下进行测试；然后又做

了控制系统在单一套 PI 参数下，电机均进行负载转矩前馈补偿，车辆分别在 10% 和 20%坡道上进行驻坡，比较车辆溜坡距离；最后做了系统在变增益 PI 控制下，电机均加载预转矩，车辆分别在 10%和 20%坡道上的驻坡，比较其溜坡距离。其仿真模型图如下。

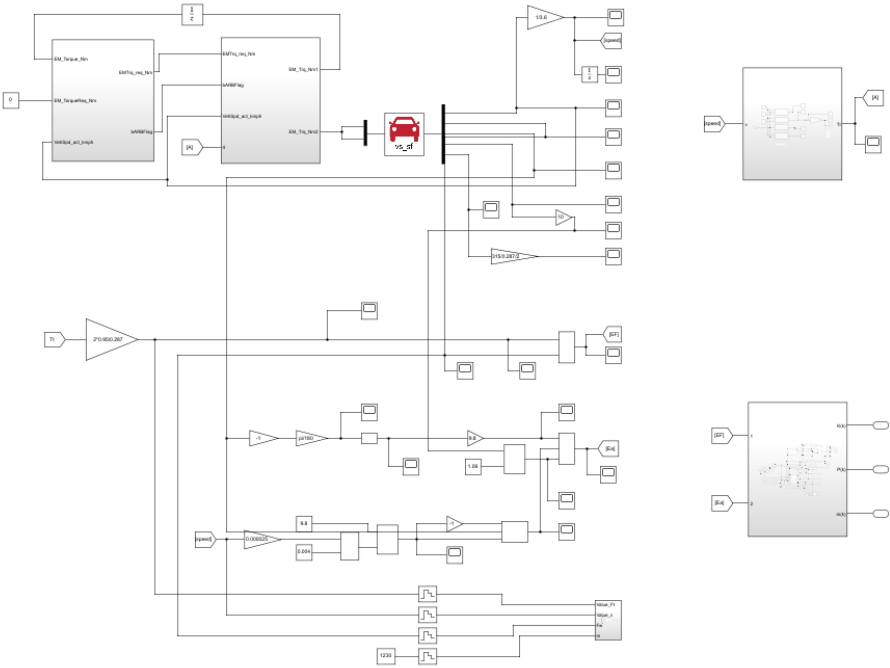


图 3-6 电动汽车坡道起步控制仿真模型图

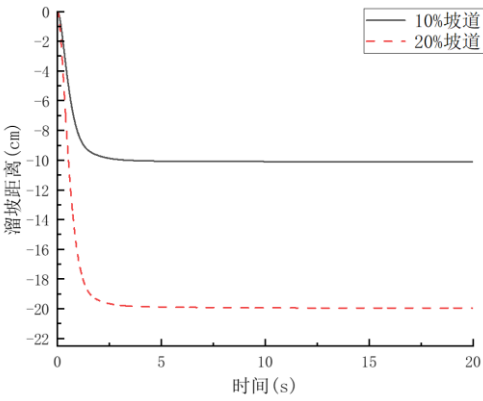


图 3-7 单一 PI 参数未加预控制转矩时的溜坡距离

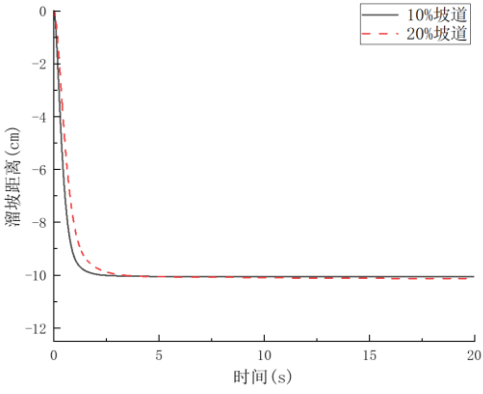


图 3-8 变增益 PI 控制下未加载预控制转矩时的溜坡距离

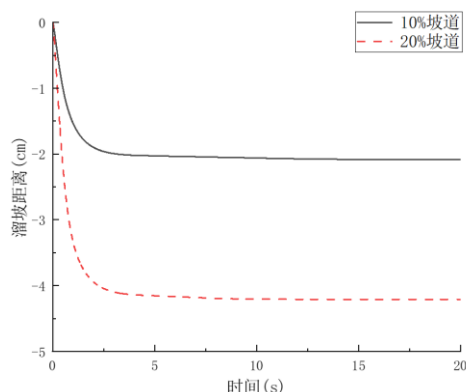


图 3-9 单一 PI 参数下加载预控制转矩时的溜坡距离

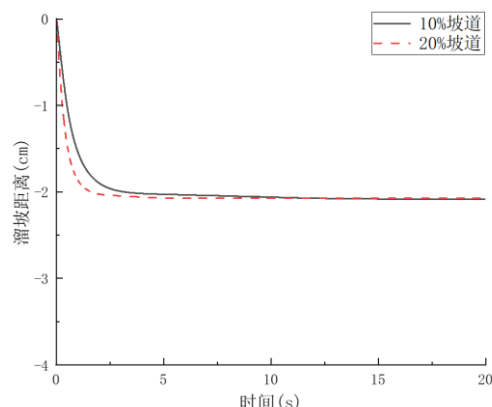


图 3-10 变增益 PI 控制下加载预控制转矩时的溜坡距离

图 3-7 为单一 PI 参数下，未对电机进行负载转矩补偿，车辆分别在 10%和 20%坡道上进行驻坡，对车辆溜坡距离进行测量，可以看到坡道坡度越大，车辆的溜坡距离越大，在 10%坡道的溜坡距离为十厘米，而在 20%的坡道上，溜坡距离为 20 厘米，两者相差 10 厘米，出现这种结果的原因是由于单一 PI 参数的局限性，在 20%坡道时，车辆所受坡道阻力更大， K_i 参数选取偏小造成的。

图 3-8 为车辆分别在 10%和 20%坡道上进行驻坡，电机未进行负载转矩前馈补偿的情况进行测试，采用变增益 PI 控制，车辆在不同坡道时均选取目标 PI 参数值，可以看到车辆在两种坡道下的溜坡距离都维持到 10 厘米附近，与图 4-3 比较，在 20%坡道时，车辆的溜坡距离得到抑制，溜坡距离缩小 10 厘米。体现了车辆在不同车况与路况下，选取不同控制参数对车辆溜坡抑制的有效性。

图 3-9 为同一套 PI 参数下，电机均加载负载转矩，车辆分别在 10%和 20%坡道上进行驻坡，仿真结果表明车辆在 10%坡道上溜坡距离更小，溜坡距离为 2 厘米，而在 20%坡道上，车辆溜坡距离为 4.2 厘米附近，与图 4-3 进行比较，可以看出提前对电机加载预控制转矩可以加快系统响应速度，抑制车辆溜坡。

图 3-10 为控制系统在不同 PI 参数下，均选取在不同坡度和车辆质量下的最优 PI 参数，电机均加载预转矩，车辆分别在 10%和 20%坡道上的驻坡，结果显示，车辆的溜坡距离都在 2 厘米附近，偏差为毫米级别，与图 4-5 进行比较，在 20%的坡道上，变增益 PI 比单一 PI 控制下的溜坡距离缩短路 2.2 厘米。由此可见采用变 PI 结合预转矩补偿的控制策略可以在全坡度范围内获得良好驻坡效果。

当前坡道起步研究的焦点更倾向于对车载电机负载转矩的精准计算，对电

机进行前馈补偿，并结合单一 PI 参数构成零车速控制系统。针对负载转矩的计算，有学者采用扩展卡尔曼滤波器对车辆质量与坡道坡度进行估算，对于估算数据的精准性很高，偏差在 1%以内，然后利用估算得到的质量与坡度数据去计算车载电机的负载转矩，所得的负载转矩与电机实际所需转矩之间偏差很小，利用此转矩对车载电机进行前馈补偿，可以很好的抑制车辆溜坡，但在单一 PI 控制下，车辆在全坡度范围内动态响应效果不一，10%以内的坡道抑制溜坡效果极好，坡道越大，溜坡越明显。下面在 20%坡道坡度上与其算法进行比较，本文主要针对特定环境下负载转矩计算精确性不足提出了变增益 PI 控制，故对于负载转矩的精度控制为 80%。

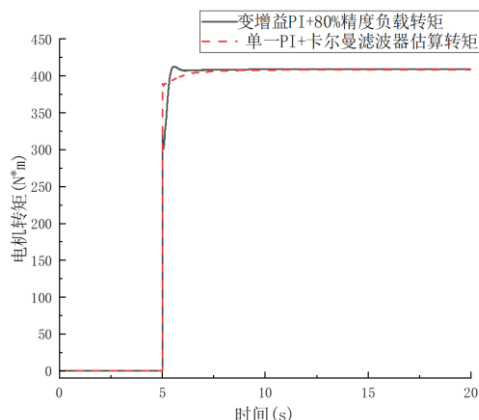


图 3-11 两种方法下的电机转矩比较

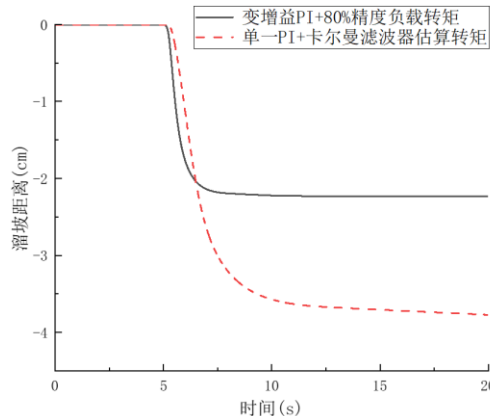


图 3-12 两种方法下的溜坡距离比较

图 3-11 所示为两种控制方法下的电机转矩比较，可以看出卡尔曼滤波器估算算法得到的负载转矩更加精准，与实际电机所需转矩偏差仅 5%，但单一 PI 参数下控制下，系统调节缓慢；而变增益 PI 控制方法，在负载转矩精度为 80%的情况下，系统调节速度较快，电机转矩输出可以较快的跟随车辆驻坡转矩。图 3-12 中为两种方法下车辆溜坡距离的比较，最终在变增益 PI 控制下车辆溜坡距离为 2.2 厘米，而单一 PI 控制下的车辆溜坡距离为 3.8 厘米，由此可以看出，变增益 PI 控制对于负载转矩补偿精度不足的问题起到了一定的作用，有效抑制了车辆溜坡。

为了更好的模拟车辆在坡道上的驻坡响应，贴合实际情况，给定车辆一个初始速度，踩下制动踏板，使车辆匀减速运行，当车辆车速为零时，系统开始检测制动踏板信号，系统检测制动踏板松开信号时，立即进入零转速控制模式。仿真实验如下：

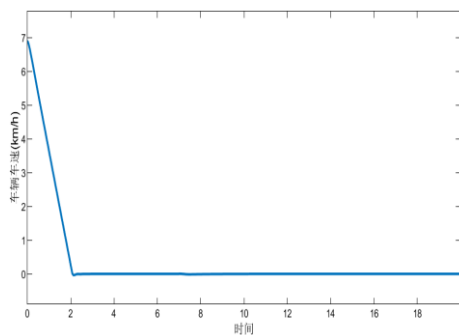


图 3-13 10%坡道时的车辆车速

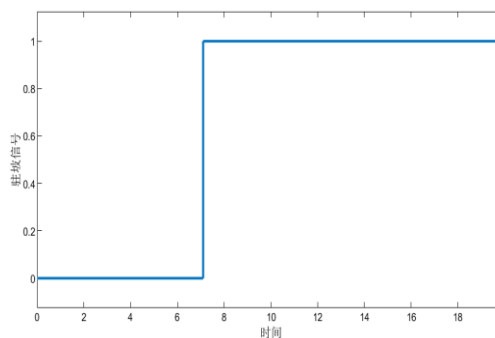


图 3-14 10%坡道时的驻坡信号

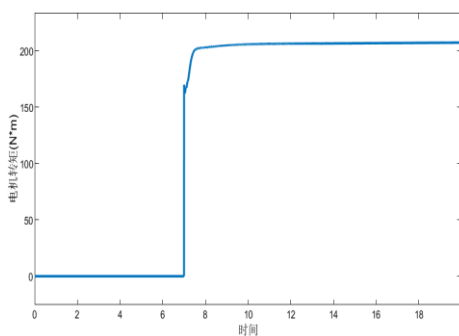


图 3-15 10%坡道时的电机输出转矩

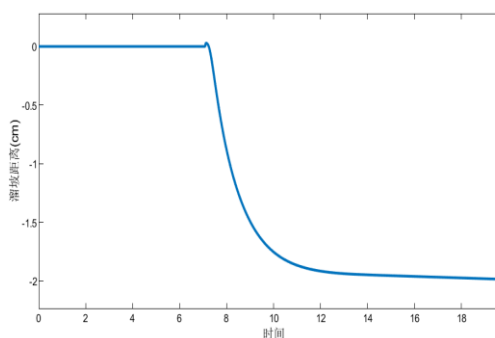


图 3-16 10%坡道时的溜坡距离

以上波形是在道路坡度为 10%的坡道进行的仿真实验，车辆初始速度为 7km/h，在制动器的作用下，车速匀速下降，最终在两秒钟将为零，停止在坡道上；在第 7 秒松开制动踏板，系统检测到驻坡信号，进行零转速控制。由上图可以看出车辆车速在第 7 秒出现微小波动，就被迅速抑制，电机转矩在第 7 秒迅速加载了预控制转矩，变增益 PI 算法根据当前坡道坡度和整车质量计算出的 PI 值，迅速调节电机输出转矩，由图可以看出，转矩调节迅速，未出现超调现象，车辆最终溜坡距离控制在 2 厘米附近。

在此基础上，本文又分别做了车辆在 15%和 20%坡道上的仿真实验：

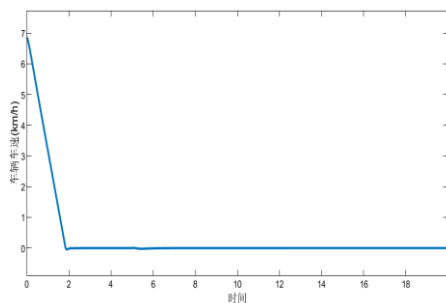


图 3-17 15%坡道时的车辆车速

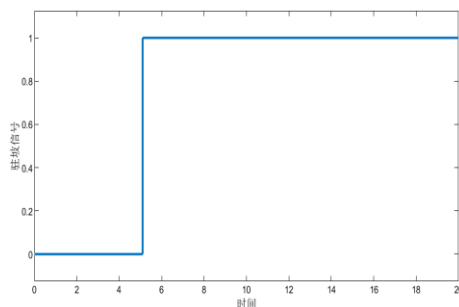


图 3-18 15%坡道时的驻坡信号

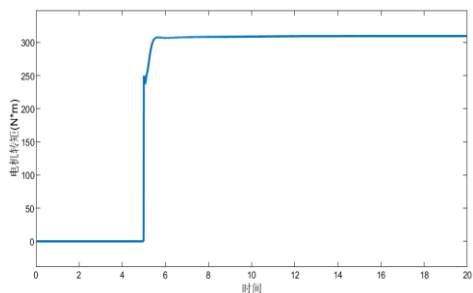


图 3-19 15%坡道时的电机输出转矩

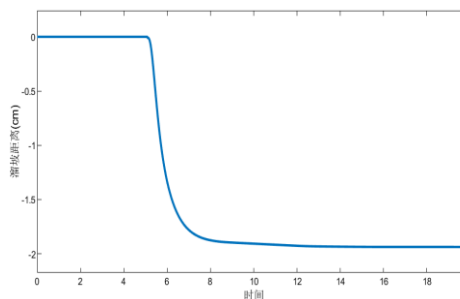


图 3-20 15%坡道时的溜坡距离

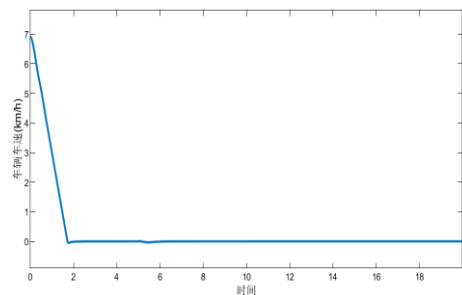


图 3-21 20%坡道时的车辆车速

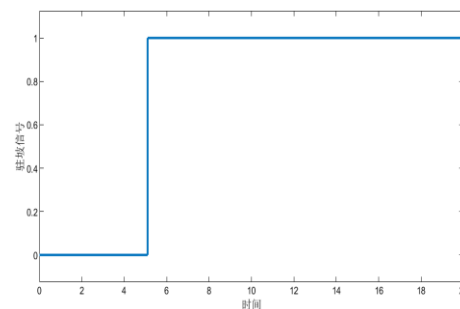


图 3-22 20%坡道时的驻坡信号

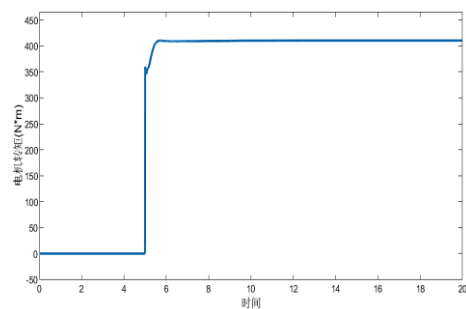


图 3-23 20%坡道时的电机输出转矩

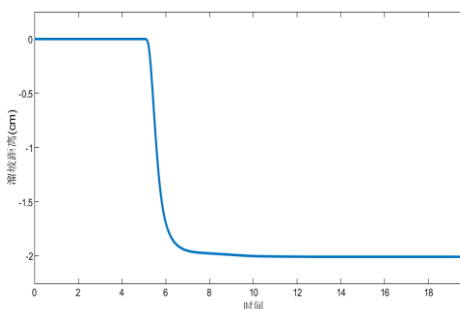


图 3-24 20%坡道时的溜坡距离

以上便是车辆分别在 15%和 20%坡道上的仿真波形，车辆在制动力的作用下，在两秒钟附近停车，静止在坡道上，在第 5 秒时车辆失去制动力，车辆在检测到驻坡信号后，进入零转速控制，在变增益 PI 的调控下，电机转矩都可以迅速调节转矩偏差，使车辆车速快速归零，车辆的溜坡距离都稳定在两厘米附近，会出现微小偏差，但偏差都在毫米级别。

下面针对车辆质量发生变化时，道路坡度为 20%时，车辆质量分别为 1450kg、1700kg 时系统的响应情况，做出如下仿真：

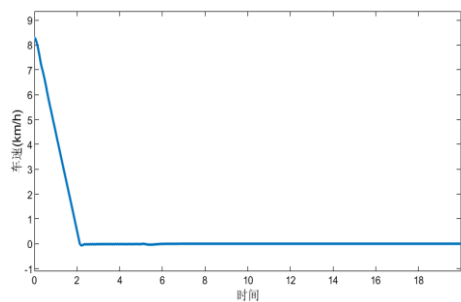


图 3-25 车重 1450kg 时的车辆车速

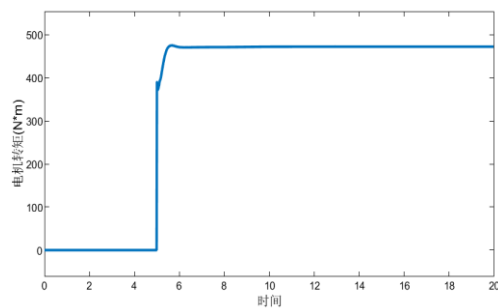


图 3-26 车重 1450kg 时的电机转矩

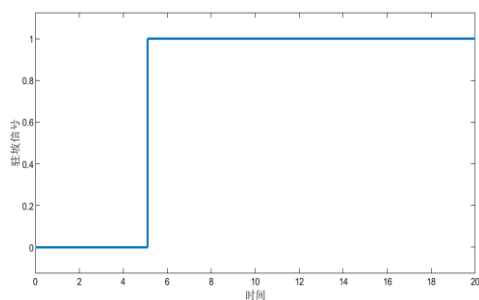


图 3-27 车重 1450kg 时的驻坡信号

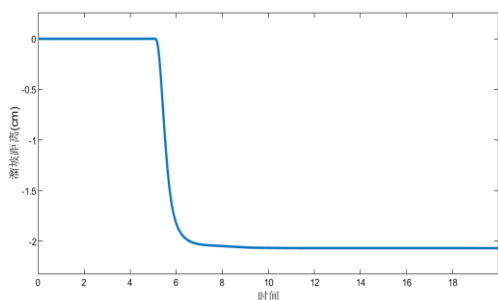


图 3-28 车重 1450kg 时的溜坡距离

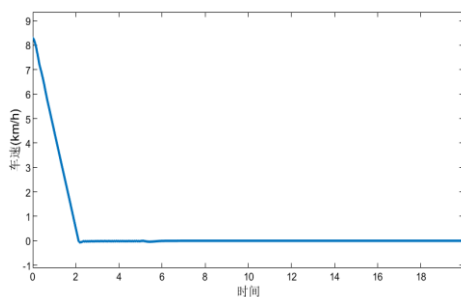


图 3-29 车重 1700kg 时的车辆车速

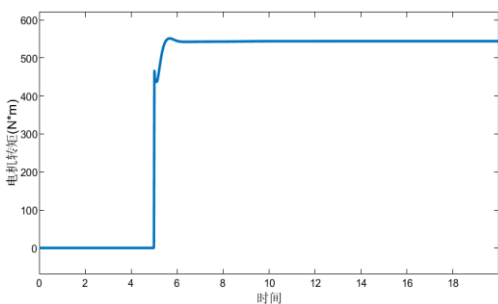


图 3-30 车重 1700kg 时的电机转矩

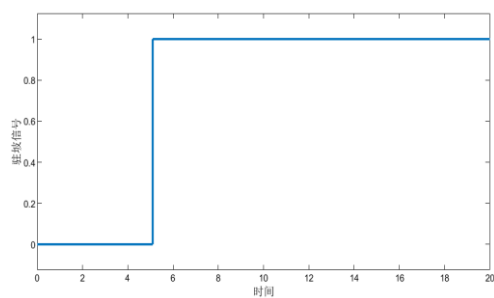


图 3-31 车重 1700kg 时的驻坡信号

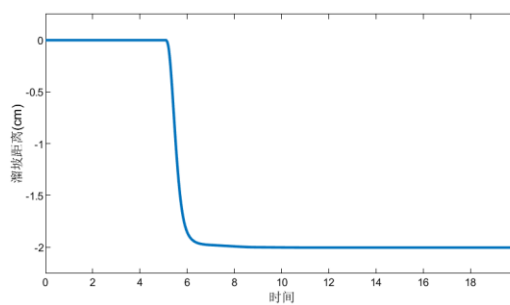


图 3-32 车重 1700kg 时的溜坡距离

以上波形分别为当车辆处于 20%坡道，整车质量分别为 1450kg 和 1700kg 时的车辆的动态响应，可以看出在车辆在同等坡度下、不同整车质量下，车辆动态响应速度几乎相同。由图 3-26 可知，在整车质量为 1450kg 时，车辆驻坡实际所需转矩为 $470\text{N}\cdot\text{m}$ ，在负载转矩的前馈补偿作用下，车辆所需驻坡转

矩与电机施加的预控制转矩的偏差被缩小到 $80\text{N}\cdot\text{m}$ 左右，在零车速变增益 PI 控制的作用下，迅速调节电机输出转矩，维持车速为零，最终结果表明，该控制策略同样可以把车辆的溜坡距离控制在两厘米附近。当整车质量达到 1700kg 时，车辆达到荷载状态，并处于最大坡度坡道，溜坡距离同样可以控制 2 厘米附近，负载转矩补偿缩小车载电机预控制转矩与驻坡转矩的偏差，并在变增益 PI 控制作用下加快了系统响应速度，抑制了车辆溜坡距离。

通过以上实验验证了变增益 PI 控制结合负载转矩前馈的坡道辅助系统效果良好，同样适用于大坡道大重量的情况。针对当前电动汽车坡道起步控制策略的特点，小坡道抑制车辆溜坡效果良好，大坡道抑制车辆溜坡距离效果欠佳，做出了改进。

3.5 本章小结

本文所提出来的预转矩控制下的坡道起步变增益 PI 控制，经由仿真验证了其合理性，进一步补足了预加载转矩精确性不足的问题，进一步优化 PI 调节的快速性，针对车辆在不同坡度下，整车质量发生大幅度变化时，允许预控制转矩出现一定的偏差，重点放在 PI 调节上，如果车辆轻载并处于小坡道，PI 参数过大，会引起车辆震荡，如果车辆重载并处于大坡道，则会出现调节时间慢，溜坡距离大的问题。本文提出的变增益 PI 的策略可以有效的解决此问题，并且该算法可以在车辆起步前完成计算，不用担心算法滞后性的问题。

第 4 章 永磁同步电机控制系统设计

以 SiC 等宽禁带半导体材料所制作的电力电子器件的在电动汽车中的应用日益广泛，但是由于它们具有较高的开关频率和功率密度，这些新型电机的设计和控制芯片的性能也需要进一步改进，本章依据给定的电机控制器性能指标，完成控制器的总体设计方案。

4.1 控制系统设计总方案

针对 400V 永磁同步电机，本文设计了 10kW 隔离式驱动控制器^[51-55]，主要包含以下模块，三相逆变桥电路、逆变器驱动电路、电流检测电路、温度检测电路、母线电压检测电路，采用 TMS320F28335 为主控芯片，完成样机的搭建。

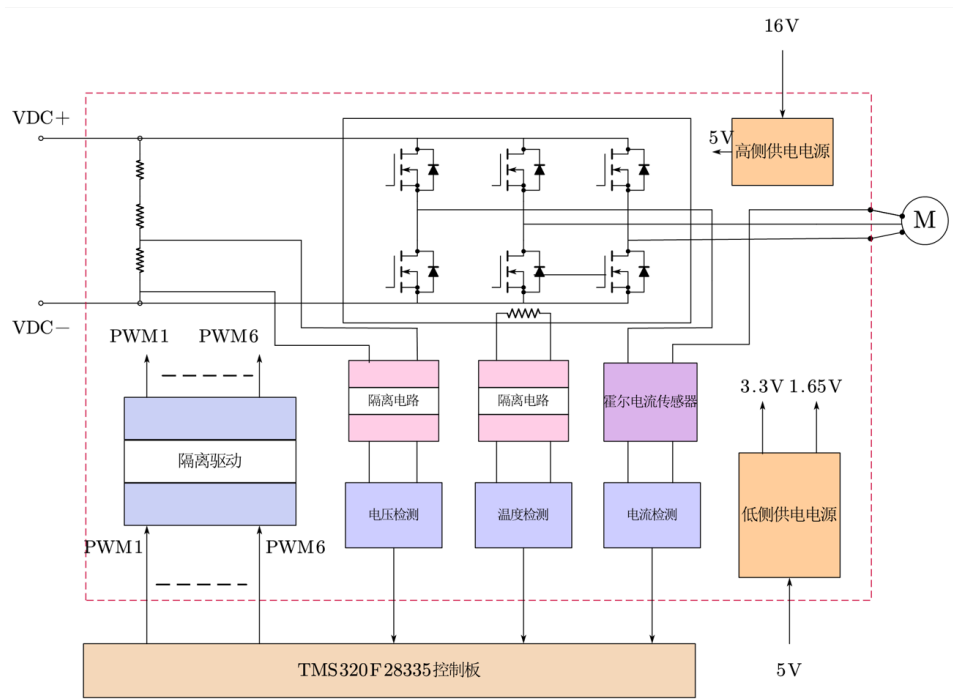


图 4-1 永磁同步电机驱动控制器整体方案框图

上图所示为永磁同步电机驱动控制器整体方案框图，控制系统的核心部分为逆变器模块，该电路由隔离驱动电路进行控制，隔离驱动电路接收核心控制板的 PWM 信号，并把六路 PWM 信号作用于三相逆变器的门极，三相逆变器在 PWM 信号的控制下，将直流电转换为三相交流电作用于永磁同步电机。对

于检测电路，采用分压电阻的方式测量母线电压，采用热敏电阻测量逆变器温度，采样电阻测量三相电流，将采集来的电压电流及温度信号用于保护电路，其中电流信号还可以用于永磁同步电机电流环控制。图 5-1 中所示，逆变器电路属于高压电路，而核心控制板和其他检测电路属于低压电路，所以需要进行高低压的隔离，防止高压电路的高压电对低压电路元器件的击穿破坏，本文选用的驱动芯片自带高压隔离，而对于其他三项检测电路均使用了额外的隔离器件。

4.2 硬件参数介绍及关键元器件的选型

4.2.1 硬件参数介绍

永磁同步电机驱动系统主要参数如下：

表 4-1 驱动系统参数规格

参数	规格
直流母线输入电压	400V
逆变器额定功率	10KW
逆变器开关频率	20KHz
微控制器	DSP TMS320F28335
隔离芯片	数字隔离
反馈	电流检测、电压检测、温度检测

4.2.2 关键元器件的选型

4.2.2.1 母线电容

在功率器件工作时，会对母线电压产生影响，母线电压出现波动，还有母线电压会在上电瞬间出现大的尖峰，对功率器件造成损坏，所以需要选取合适的母线电容来进行稳压，吸收多余的能量^[56]。电容的种类有很多，但用作母线电容的一般为电解电容和薄膜电容，虽然电解电容的容积比电解电容要大，但薄膜电容拥有良好的温度特性和频率特性，且薄膜电容没有极性，可以承受反压，额定电压高，所以设计选用了薄膜电容作为母线电容。母线电容的容量的

选取公式为：

$$C_{\min} = \frac{P}{8f \cdot U \cdot U \cdot \Delta U} \quad (3-1)$$

式中， P 为控制器输出功率， f 为开关频率， U 为母线电压， ΔU 为母线纹波电压。

4.2.2.2 Sic MOSFET 的选择

作为驱动电路的核心，功率器件的选择更是重中之重，本设计选用的母线电压为 400V，故要考虑两倍甚至以上的裕量，防止母线电压出现电压尖峰，激坏功率器件，故选择功率器件的击穿电压要在 800V 以上；对于选取功率器件还要考虑其工作损耗，功率器件工作时，产生的损耗主要由两部分组成，分别为开关损耗和静态损耗，开关损耗主要和开关频率有关，而静态损耗则和器件自身的通态电阻 $R_{DS(on)}$ 有关，所以在选择功率器件时通态电阻越小越好；还要考虑器件允许通过的最大电流，为电路中可能出现的最大电流留有足够的裕量^[57,58]，所以本设计选择的功率器件为安森美的 NTH4L014N120M3P，其具体参数如下：

表 4-2 功率器件主要参数表

参数	符号	测试条件	典型值
击穿电压	$V_{(BR)DSS}$	$V_{GS}=0V$, $I_D=1mA$	1200V
通态电阻	$R_{DS(on)}$	$V_{GS}=18V$, $T_J=25^{\circ}C$	20m Ω
门级阈值电压	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS}=V_{DS}$, $I_D=37mA$	3.0V
门极电荷量	Q_G	$V_{GS}=-3/18V$, $V_{DS}=800V$	329nC
开通延迟	$t_{d(on)}$	$V_{GS}=-3/18V$, $V_{DS}=800V$	26ns
上升时间	t_r	$V_{GS}=-3/18V$, $V_{DS}=800V$	40ns
输入电容	C_{iss}	$V_{GS}=0V$, $f=1MHz$	6230pF

4.3 硬件电路设计

4.3.1 驱动电路设计

下图所示为逆变器驱动电路，选用 UCC21530 作为驱动芯片，UCC21530

37

度。根据流经电机绕组的计算公式：

$$I_{LL} = \frac{P_{OUT}}{\eta_{MOTOR} \times V_{LL} \times \sqrt{3} \times \cos \alpha} \quad (3-3)$$

式中， I_{LL} 为三相电机的线电流， P_{OUT} 为电机额定功率， V_{LL} 为线间电压， η_{MOTOR} 为电机效率， α 为功率因数角。

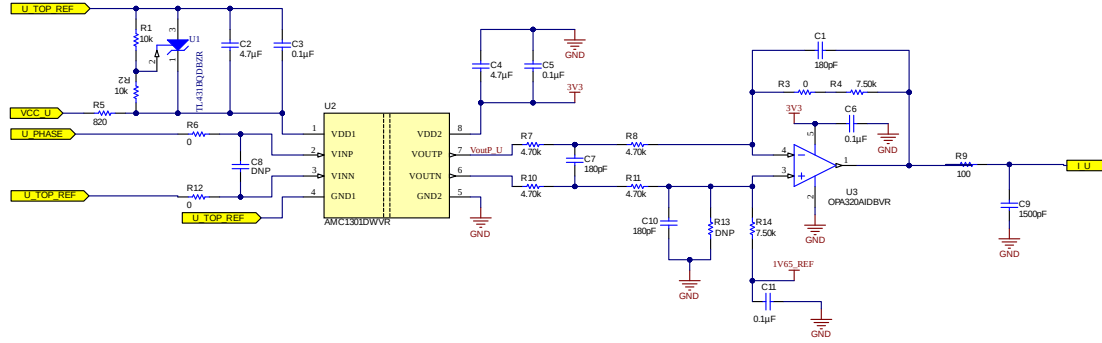


图 4-3 电流检测电路图

得到三相电机的线电流，在设计电流检测电路时，一般留有两倍的裕量，用于检测过电流的出现。由于本设计使用采样电阻法测电流，所以增加了额外得隔离器件 AMC1301，该器件为双输入双输出型，作为检测电路，在后期制板走线时很好的抑制共模干扰，该器件拥有低失调电压和温漂，传播延迟得典型时间为 200 纳秒，并不会对整个检测电路造成过大的影响。

该器件高低两侧的供电电源分别供电，电源输入端与地线加了旁路电容，防止供电电源出现干扰，造成整个电路波形失真。该电路的后侧为典型的四电阻差分放大电路，将从隔离器件输出端得到的信号进行比例运算，得到核心控制板中 ADC 可以接受的范围值，ADC 的接受范围在 0-3.3V，但交流会会出现负值，故还要再运算电路的基础上抬高 1.5V，使交流信号的的中心轴控制在 1.5V。在电路的最后端加入了 RC 低通滤波器，滤除掉电路中高次谐波干扰。

4.3.3 电压、温度检测电路

上图所示为电压检测电路，对于母线电压的检测，本设计采用的方法为分压电阻检测法，通过在母线电压的两端串联电阻进行分压，按照隔离芯片输入信号所允许通过的最大信号为标准，按照相应比例进行分压，由于母线电压为直流信号，故选取的隔离芯片为 AMC1311，这是一款单输入双输出的芯片，将

直流信号转换成差分的形式输出，制板走线时可以抑制共模干扰，同样采用四电阻差分运算电路进行比例调整所需信号的大小。

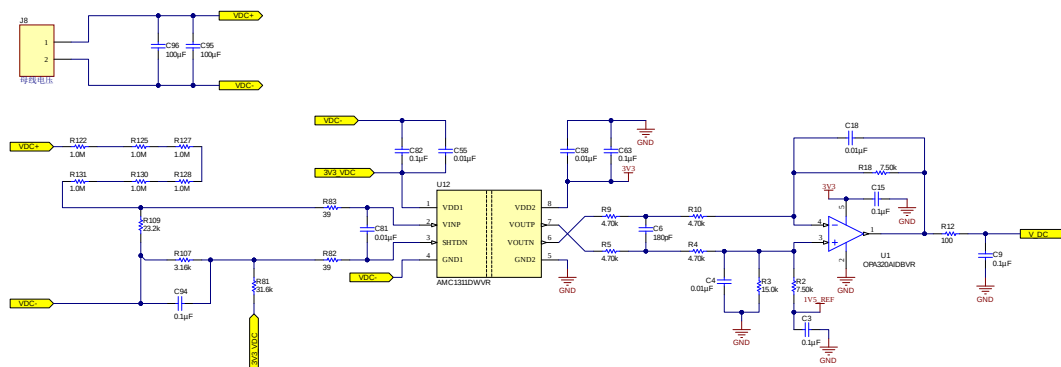


图 4-4 电压检测电路

该隔离芯片还额外提供了一个 SHTDN 引脚留给用户进行电路保护，该引脚为数字信号输入，当为高电平时，关断芯片信号输入，停止工作，当为低电平时，芯片正常工作，本设计将此引脚用于分压电路的断路保护。

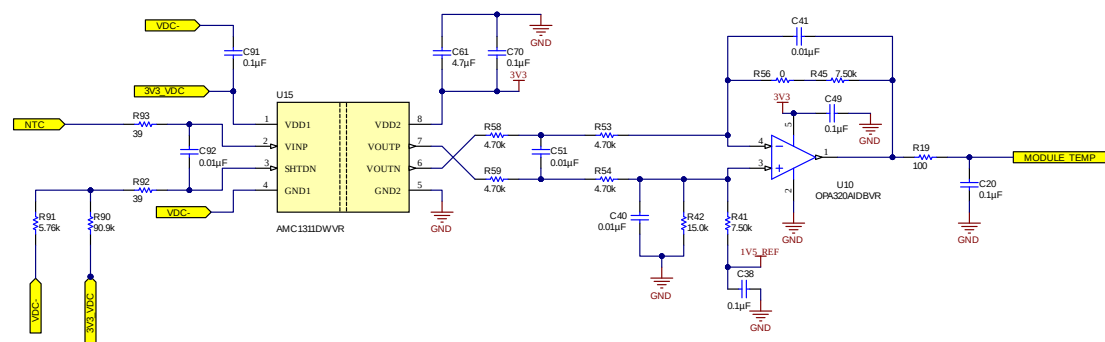


图 4-5 温度检测电路

温度检测电路如图 5-5 所示，温度检测电路本质上与电压检测电路一样，同属于直流信号检测电路。热敏电阻排放在逆变器附近，与另一枚分压电阻串联，当周围环境温度发生变化时，热敏电阻的阻值就会按照其热阻特性曲线变化，随及电阻两端的电压也会相应发生改变，电阻两端电压的计算公式为：

$$V_{NTR} = V_{CC} \cdot [R_{NTR} / (R_{NTR} + R_S)] \quad (3-4)$$

式中， V_{NTR} 为热敏电阻两端的电压， V_{CC} 为电源电压， R_{NTR} 为热敏电阻， R_S 为与热敏电阻串联的电阻。

4.3.4 保护电路

对于电流超出正常工作范围时，及时失能驱动电路，停止系统工作，防止

器件出现大规模毁坏。

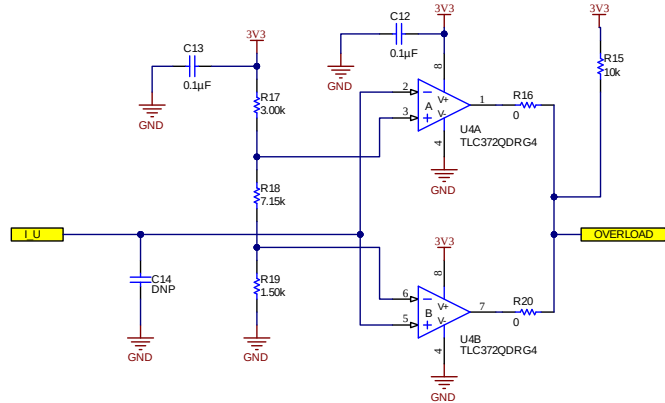


图 4-6 过流保护电路

三相电流作为交流量，通过检测电路已经将交流信号进行了抬高，以 1.5V 为中心轴作正弦变化，所以需要确定电机正常工作时出现的电流极值，经过运算电路系数的转换，判断出在 1.5V 上下两端的阈值，然后采用三电阻法去配置相应的电阻，其计算公式为：

$$\begin{aligned} V_{\max} &= V_{CC} \cdot [R_1 / (R_1 + R_2 + R_3)] \\ V_{\min} &= V_{CC} \cdot [(R_1 + R_2) / (R_1 + R_2 + R_3)] \end{aligned} \quad (3-5)$$

式中， $V_{\max}$ 为过流的上限值， $V_{\min}$ 为过流的下限值， V_{CC} 为电源电压， R_1 、 R_2 、 R_3 为三个串联电阻。当选取好三个电阻的阻值，接下来选用了两个电压比较器，分别与电流信号的上限值和下限值进行比较，当电流值超出正常范围时，电压比较器输出低电平，失能驱动芯片。

而对于温度保护，则可以根据温度检测电路检测到的温度值，判断当前温度，当温度高于设定值时，则可以通过核心控制板发出失能信号，使系统停止工作，对于过流保护需要及时性，大电流对器件的破坏是在瞬间完成，是在秒级甚至微秒级别，硬件保护电路可以在 500 纳秒以内完成关断，最大限度的保护电路元件，而温度的升温是一个相对来说很慢的过程，软件关断完全足以实现器件的保护。

4.3.5 辅助电路设计

关于高压侧，除了栅极驱动器的高压侧(次级侧)，需要 16V 的供电电源外，AMC1311、AMC1301 这两款隔离器件的高压侧(初级侧)还需要 3.3V 的供电电

源，为了减少外接电源供给，所以采用由外部提供 16V 的电源，再由 16V 电源经过线性稳压器转换为 3.3V 的电源，为隔离器件的高压侧供电。如下图所示：

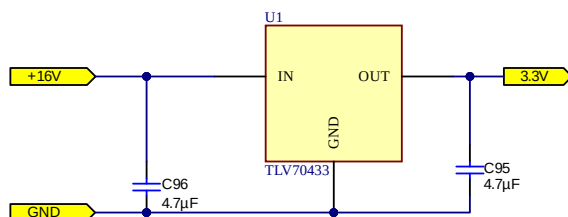


图 4-7 高压侧辅助电源

本设计采用的线性稳压器为 TLV70433，该器件可以将 2.5V-24V 之间的输入电压稳定在 3.3V，偏差极小，在毫伏级别。

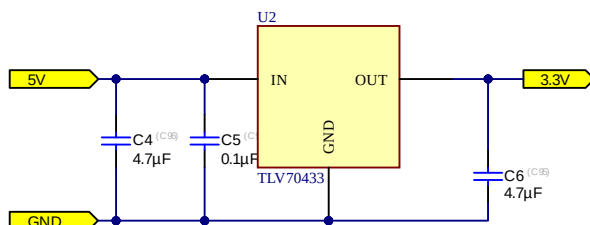


图 4-8 低压侧辅助电源

在低压侧拥有更多的有源元件，包括隔离器件的低压侧(次级侧)、驱动芯片的低压侧(初级侧)、运算放大器、电压比较器等，本设计统一考虑了供电电源，均可工作在 3.3V，故而统一使用 3.3V 为其供电，依然选用 TLV70433 进行稳压。

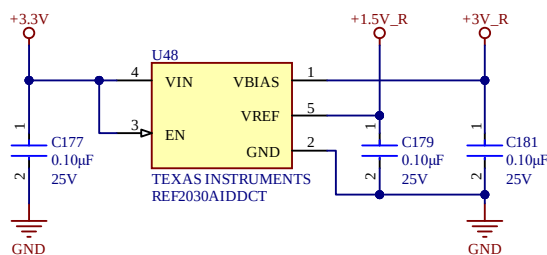


图 4-9 偏置电压

还有一项电源为 1.5V，用于抬高电流信号，使电流信号变为正值，便于核心控制板的外设 ADC 接收，此处选用了 REF2030 这款电压基准芯片，该芯片可将 3.3V 的电压转换为 3V 的基准电压和 1.5V 的偏置电压，供电流检测电路使用。

4.4 控制系统软件设计

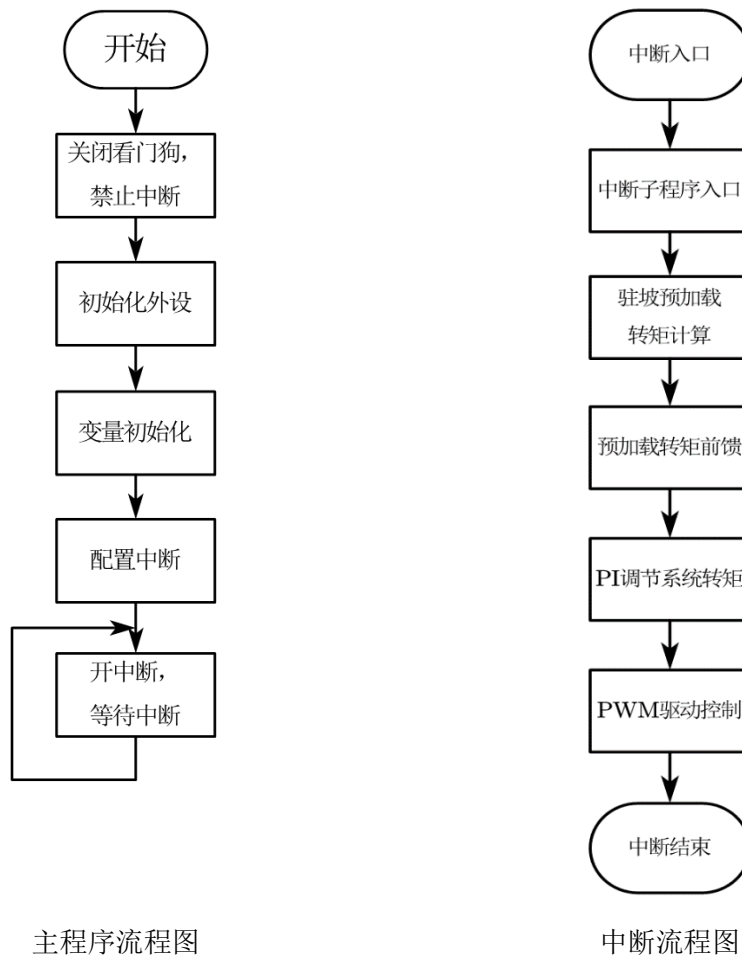


图 4-10 电机输出驻坡转矩程序流程图

上图为控制系统软件的主流程图，系统启动后，首先会对整个系统进行初始化，关闭看门狗程序，禁止中断，对 GPIO 接口、中断、外设、变量等进行初使化，配置 PWM、ADC、QEP 等外设和 GPIO 接口，等待中断程序。进入中断子程序后，首先将计算所得的预加载转矩加载到电机的电流环，系统在 PI 调节下进行 SVPWM 控制，完成电机转速跟随。

4.5 实验测试

通过以上所设计的硬件系统与软件程序，进行了实验平台的搭建，实物平台如图 5-11 所示，主要由永磁同步电机、设计的驱动控制器、上位机、示波器、测功机组组成。实验用永磁同步电机参数如下：额定功率为 0.4kW、额定电压

200V、额定电流 2.8A、额定转速 3000r/min、极对数为 4 极对、额定转矩 1.27N/m。

使用 TMS320F28335 开发板为主控制器，进行控制信号的输出与反馈信号的接受，通过 CCS(Code Composer Studio)进行软件的编写，将其烧录进主控制器，进行实验^[61]。

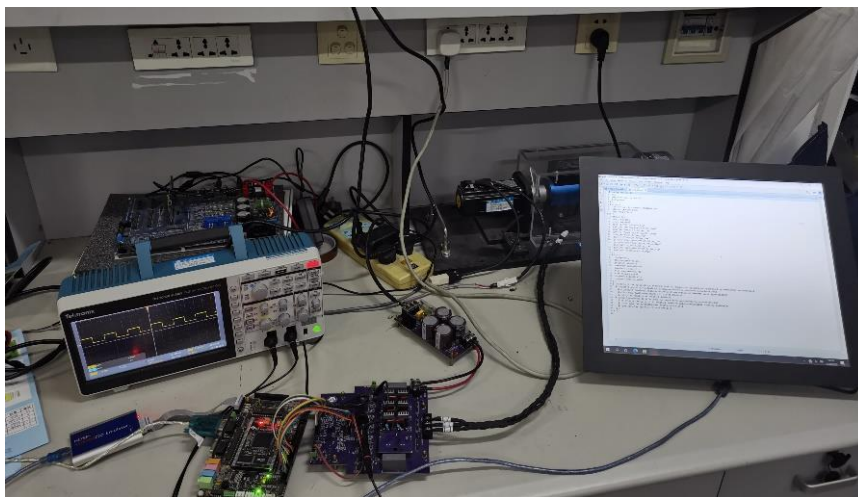


图 4-11 硬件测试平台

本实验主要通过 CCS 中 Expression 窗口来控制系统运行，其中的 EnableFlag 为中断使能位，IsrTicker 的变量将递增，以确认中断正常工作，SpeedRef 为 IPMSM 转子转速给定值，RunMotor 控制电机的启停。

(x) Variables Expressions Registers Breakpoints			
Expression	Type	Value	Address
(x) EnableFlag	unsigned int	1	0x00008001@Data
(x) IsrTicker	unsigned long	469072	0x0000802A@Data
(x) SpeedRef	float	0.05	0x0000803A@Data
(x) rc1.TargetValue	float	0.05	0x000080D0@Data
(x) rc1.SetpointValue	float	0.04998922	0x000080DA@Data
(x) rg1.Out	float	0.2480806	0x00008088@Data
(x) offset_SDFM1	float	0.0006955105	0x00008030@Data
(x) offset_SDFM2	float	0.0002978658	0x00008018@Data
(x) offset_IemV	float	0.5498417	0x0000801C@Data
(x) offset_IemW	float	0.5518954	0x00008032@Data
(x) svgen1.Ta	float	0.09991468	0x00008154@Data
(x) RunMotor	unsigned int	0	0x0000800C@Data
(x) TripFlagDMC	unsigned int	0	0x00008002@Data
(x) clearTripFlagDMC	unsigned int	0	0x0000800D@Data
(x) clkPrescale	unsigned int	20	0x00008013@Data
(x) sampwin	unsigned int	30	0x00008015@Data
(x) thresh	unsigned int	18	0x00008012@Data
(x) curLimit	float	8.0	0x00008026@Data
+ Add new expression			

图 4-12 CCS 软件控制平台

在实验平台的基础上进行了永磁同步电机矢量控制实验，使用示波器和 CCS 内部示波器得到了以下波形：



图 4-13 逆变器输出相电流波形

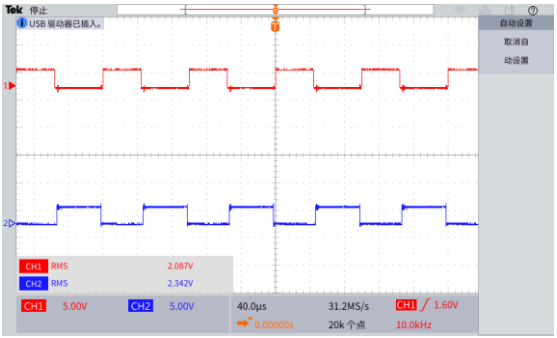


图 4-14 驱动芯片输出 PWM 信号



图 4-15 DSP 输出 PWM 到驱动芯片输出 PWM 时间延迟测试

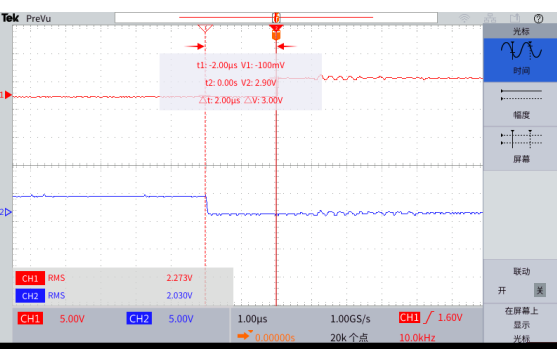


图 4-16 死区时间设置

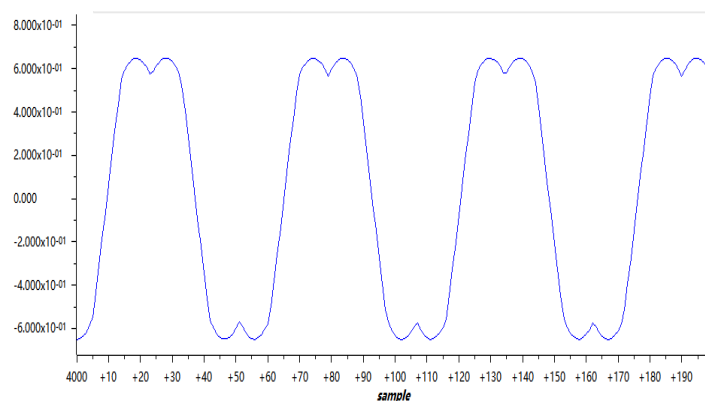


图 4-17 CCS 中 SVPWM 输出的 Ta

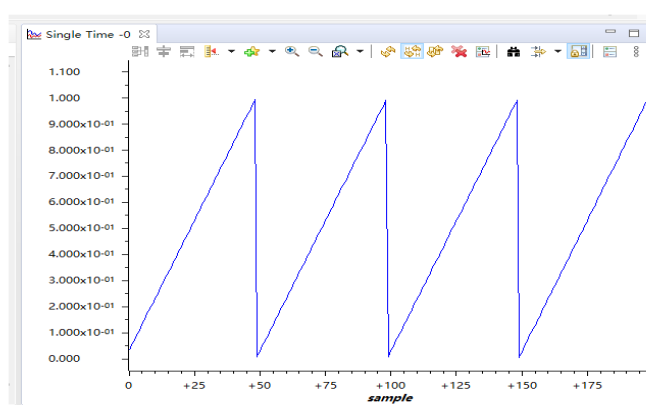


图 4-18 CCS 输出电机转子位置

通过实验得到了以上波形，驱动芯片输出 PWM 信号，由 DSP 输出 PWM 信号到驱动芯片输出 PWM 时间延迟约为 300 纳秒，死区时间设置为 2 微秒；通过 CCS 内部示波器得到 SVPWM 算法输出的 Ta、Tb 和 Tc 波形为马鞍波，互差 120 度，转子位置检测正常；永磁同步电机做为感性负载，逆变器输出电流波形为正弦波，波形稳定，由于硬件电路设计中分布杂散电感的原因，产生较小毛刺，电机稳定运行。

4.6 本章小结

本章完成了功率器件等关键元件的选型，永磁同步电机驱动控制器方案的设计，对硬件电路及系统软件进行了设计，完成了硬件电路的搭建，然后对控制器进行了测试，测试结果表明了控制器电路设计的正确性。

第 5 章 总结与展望

5.1 全文总结

本文主要对电动汽车坡道起步问题进行了研究，分析了车辆产生溜坡的原因，总结了前人对坡道辅助系统控制策略的创新，学习其优点，针对其中的不足点，提出了改进方法，通过变增益 PI 控制策略结合负载转矩补偿的方式实现电动汽车坡道平稳起步，进一步抑制车辆溜坡。本文主要做了以下工作：

首先介绍了本课题的研究背景与意义，对国内外的研究现状进行了总结，分别介绍了传统燃油车和纯电动汽车坡道起步研究，对电子驻车系统的改进与新型坡道辅助系统控制方法的提出进行分析，确定了研究目标，展开了坡道纯电动汽车坡道起步的研究。

其次介绍了纯电动汽车的整车架构与简略的工作原理，车载电机的数学模型及矢量控制原理，车辆处于坡道时的纵向动力学模型及常规的车辆坡道起步控制方法。

然后由车辆纵向动力学模型，推出了车辆车速控制的简化框图，对其传递函数进行了时域分析，在时域分析的基础上提出了变增益 PI 控制策略，并对如何应用到实际系统进行了探讨，在变增益 PI 控制策略的基础上进行预控制转矩加载，给出了车辆起步的控制流程并对其进行说明。

最后对提出的车辆坡道起步辅助系统进行了仿真验证，采用 Carsim 和 Simulink 联合仿真，并对实验结果进行了分析总结。搭建了永磁同步电机驱动控制系统，设计了 10kW 的永磁同步电机硬件电路和软件流程，使用 DSP TMS320F28335 作为主控芯片，完成整个样机设计，最终进行了驱动电机的实验，并对结果进行了分析。

5.2 工作展望

(1) 由于实验室的实验电机功率过小，未能充分发挥电机控制器的作用，后续实验条件允许可以进行更多实验，验证实验结果的可靠性。

(2) 控制策略由于是在理想状态下，后续可以考虑更多因素使控制策略进一步完善。

(3) 本控制策略是以仿真的形式进行的实验，后续条件允许可以进行实车验证。

(4) 本控制策略可以尝试应用于更多的车型。

参考文献

- [1] 杨华磊, 杨敏. 碳达峰碳中和: 中国式现代化的能源转型之路[J]. 经济问题, 2024(3): 1–7.
- [2] 郭剑锋, 张雪美, 曹琪, 等. 电动汽车助力我国能源安全与“碳达峰、碳中和”协同推进[J]. 中国科学院院刊, 2024, 39(2): 397–407.
- [3] 张雨. 燃料电池电动汽车工作原理及发展趋势[J]. 汽车维修与保养, 2024(1): 47–50.
- [4] 王丹, 续丹, 曹秉刚. 电动汽车关键技术发展综述[J]. 中国工程科学, 2013, 15(1): 68–72.
- [5] 王志卿, 吕跟锋, 朱焯, 等. 汽车行驶阻力测量方法研究[J]. 汽车实用技术, 2019(11): 67–69.
- [6] 褚文博, 罗禹贡, 罗剑, 等. 电驱车辆的整车质量与路面坡度估计[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2014, 54(6): 724–728.
- [7] 刘海鸥, 鲁佳, 潘春, 等. AMT 重型越野车辆坡道起步改进控制策略[J]. 北京理工大学学报, 2015, 35(1): 39-43+47.
- [8] Wang H, Wang B, Pi D, etc. Two-Layer Structure Control of an Automatic Mechanical Transmission Clutch During Hill Start for Heavy-Duty Vehicles[J]. IEEE Access, 2020, 8: 49617–49628.
- [9] 肖勇明. 机械式自动变速器坡道起步的研究[D]. 重庆大学, 2009.
- [10] 朱宇, 李淑萍. 电子驻车制动系统的设计与研究[J]. 电子制作, 2021(15): 36-38+83.
- [11] 胡磊, 董良, 陈国三, 等. 汽车自动驻车制动系统简介[J]. 汽车实用技术, 2020(12): 216–218.
- [12] 韩厚禄. EPB 电子驻车制动系统设计开发[J]. 汽车电器, 2022(1): 19–24.
- [13] 周百川. 汽车电子驻车制动系统 (EPB) 的研究[D]. 武汉理工大学, 2012.
- [14] 王洪亮, 张庆渴, 谷文豪, 等. 基于 PID 控制的坡道起步控制仿真与试验研究[J]. 汽车工程, 2017, 39(4): 480–485.
- [15] 王洪亮, 谷文豪, 张庆渴, 等. 汽车坡起中 EPB 的 Bang-Bang 控制研究[J]. 北

- 京理工大学学报, 2017, 37(1): 46–49.
- [16] 崔海峰, 刘昭度, 王国业, 等. 基于扭矩传感器的汽车坡道起步辅助系统[J]. 仪器仪表学报, 2006(10): 1191–1193.
- [17] 陈佳, 龙玲, 方安勇. 纯电动汽车坡道自适应的起步加速控制与仿真[J]. 汽车实用技术, 2024, 49(4): 1–7.
- [18] 沙文瀚, 刘琳, 任彦君, 等. 基于转矩控制的上坡辅助电控系统[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2021, 51(5): 905–913.
- [19] 李伟, 吴光耀, 周升辉, 等. 一种新能源车辆坡道起步扭矩控制方法[J]. 汽车实用技术, 2022, 47(24): 9–13.
- [20] 莫旭辉, 朱园园, 杨辉. 电动汽车坡道起步电机转速控制研究[J]. 计算机仿真, 2018, 35(4): 107-111+324.
- [21] 胡明星. 电动汽车坡道负载转矩观测与补偿控制研究[D]. 安徽工程大学, 2022.
- [22] Wu L, Wang H, Pi D, etc. Hill-Start of Distributed Drive Electric Vehicle Based on Pneumatic Electronic Parking Brake System[J]. IEEE Access, 2020, 8: 64382–64398.
- [23] 吴磊. 基于气压式 EPB 的分布式驱动汽车坡道起步控制[D]. 南京理工大学, 2023.
- [24] 李贵强, 吴正斌, 姜帆, 等. 基于驱动电机控制的电动汽车坡道静止保持系统[J]. 北京理工大学学报, 2020, 40(9): 941–948.
- [25] 陈淑江, 秦大同, 胡明辉, 等. 纯电动汽车坡道自适应起步控制策略[J]. 重庆大学学报, 2012, 35(9): 1–7.
- [26] 王瑛. 基于电机转速控制的电动汽车电制动算法研究[D]. 浙江大学, 2022.
- [27] 李磊, 黄鑫, 翟世欢, 等. 纯电动汽车坡道起步防溜系统及控制策略的研究[J]. 内燃机与配件, 2021(22): 1–3.
- [28] 汪贵平, 马建, 杨盼盼, 等. 电动汽车起步加速过程的动力学建模与仿真[J]. 长安大学学报(自然科学版), 2009, 29(6): 98–102.
- [29] 姚芳, 姜帆, 吴正斌, 等. 电机驱动驻车系统的非线性自抗扰控制[J]. 控制理论与应用, 2020, 37(7): 1569–1577.

-
- [30] Zhang X, Zu B, Zhou J, etc. Research on torque control method of hybrid electric vehicle based on driving intention recognition[C]//the CAA Technical Committee on Vehicle Control and Intelligence, Chinese Association of Automation. 2021 5th CAA International Conference on Vehicular Control and Intelligence. Tianjin, China, 2021: 1–6.
 - [31] 万海桐. 纯电动汽车整车驱动控制策略研究[D]. 北京理工大学, 2018.
 - [32] Shen Z, Luo Z, Zhang S, etc. Research on Motor Drive Control Strategy of Electric Vehicle [C]//2022 IEEE Conference on Telecommunications, Optics and Computer Science. Zhengzhou, China, 2022: 847–850.
 - [33] Maity P. Observer-based Sensorless Field oriented control of PMSM motor for EV application[C]. 2021 International Conference on Recent Trends on Electronics, Information, Communication & Technology. 2021: 274–279.
 - [34] Carter S B R, I P P, Varadhan N S V, etc. Field-Oriented Control (FOC) for Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM) In Electric Vehicle[C]. 2023 International Conference on Next Generation Electronics. 2023: 1–5.
 - [35] Wu X, Wang H, Huang K, etc. An improved method of initial rotor position estimation and magnetic polarity identification for surface permanent magnet synchronous motor[C]//2015 IEEE International Magnetism Conference (INTERMAG). Beijing, China, 2015: 1–1.
 - [36] 蒯松岩, 朱启铭, 王玺凯, 等. 改进型永磁同步电机初始位置辨识方法[J]. 实验技术与管理, 2023, 40(12): 92-98+136.
 - [37] 苓树奇, 安建珍, 康学福. 内置永磁同步电机最大转矩电流比控制综述[J]. 山西电子技术, 2024(1): 123–126.
 - [38] 宋娟娟, 王尹琛, 吴竟启, 等. 永磁同步电机控制算法综述[J]. 汽车文摘, 2022(5): 33–43.
 - [39] 符慧, 左月飞, 刘闯, 等. 永磁同步电机转速环的一种变结构 PI 控制器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 237–242.
 - [40] Yao J, Wang X, Chen J. Research on Vector Control Strategy and SVPWM Algorithms Based on Five-phase PMSM [C]//2019 22nd International

- Conference on Electrical Machines and Systems. Harbin, China, 2019: 1–6.
- [41] Ren W, Wu Y, Du R. A Vector Control System of PMSM with the Assistance of Fuzzy PID Controller[C]//2020 39th Chinese Control Conference. Shenyang, China, 2020: 2205–2210.
- [42] 郑泽东, 李永东, 肖曦, 等. 永磁同步电机负载转矩观测器[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 30–36.
- [43] 张海洋, 许海平, 方程, 等. 基于负载转矩观测器的直驱式永磁同步电机新型速度控制器设计[J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2923–2934.
- [44] Chang L, Chen Q. Electric vehicle ramp adaptive torque regulation starting control strategy[C]// 2023 4th International Conference on Mechatronics Technology and Intelligent Manufacturing. Nanjing, China, 2023: 277–282.
- [45] 王金桥, 汤庆涛, 高洁, 等. 电动汽车坡道辅助功能策略开发[J]. 上海汽车, 2022(11): 19–24.
- [46] 王益明, 张雪锋, 高龙将, 等. 基于变增益最速梯度下降法的表贴式永磁同步电机位置修正策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(3): 617–627+671.
- [47] 关欣, 李叶松. 基于实时负载转矩反馈补偿的永磁同步电机变增益 PI 控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(23): 38–45.
- [48] 盛洁波, 李建军. 感应电机变增益 PI 速度控制器的设计[J]. 电气传动, 2009, 39(9): 14–20.
- [49] 机动车运行安全技术条件[J]. 北京: 中国质检出版社, 2017.
- [50] 谷文豪, 王洪亮, 皮大伟, 等. 基于倾角传感器的坡道角度识别研究[J]. 河北科技大学学报, 2015, 36(6): 566–572.
- [51] 杨中哲. 电动汽车碳化硅电机驱动器在城市路况下的开关频率分析[D]. 浙江大学, 2020.
- [52] 张少昆, 孙微, 范涛, 等. 基于分立器件并联的高功率密度碳化硅电机控制器研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 5999–6014.
- [53] 纪竹童. 基于碳化硅的电动汽车电机控制器研究[D]. 浙江大学, 2022.
- [54] 朱尔隆. 基于 SiC 模块的汽车电机驱动器研究[D]. 上海交通大学, 2020.
- [55] Race S, Kumar P, Natzke P, etc. Gate Impedance Analysis of SiC power

- MOSFETs with SiO₂ and High-k Dielectric[C]//2023 35th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. Hong Kong, China, 2023: 9–12.
- [56] 陈渊伟. 车用 DC-Link 电容器的选择和主要电参数估算[J]. 电子世界, 2016(12): 98–99.
- [57] 王莉娜, 袁泽卓, 常峻铭, 等. SiC MOSFET 开关瞬态解析建模综述[J]. 中国电机工程学报, : 1–13.
- [58] 王兆安. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009.
- [59] 冯明, 侯东易, 安嘉强. 碳化硅高速电机控制器设计及效能分析[J]. 电力电子技术, 2023, 57(7): 48–51.
- [60] 申永鹏, 刘迪, 梁伟华, 等. 三相桥式逆变电路电流检测方法综述[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 465–484.
- [61] Ma L, Wang X, Feng M. Design of PMSM servo system based on TMS320LF2407A DSP[C]// International Conference on Automatic Control and Artificial Intelligence. 2012: 878–881.

攻读硕士期间取得的学术成果

[1]Variable Gain PI Control for Electric Vehicle Ramp Start under Load Torque Compensation [C]// 2024 9th International Conference on Electromechanical Control Technology and Transportation (ICECTT). 2024.

致谢

三年的研究生生涯转瞬即逝，开学时的一幕还历历在目，当初怀揣着梦想来到学校，在实现的道路上充满了困难，但最终都顽强的克服了困难，收获了成长与进步。三年的研究生生涯对我来说是宝贵的，它开拓了我的视野，提升了我的学术水平，锤炼了我的顽强拼搏的精神，对于我的人生历程产生了深远且积极的影响。在这三年中，感谢陪我一起度过的老师、亲人和同学们，由于你们的教导和帮助，我才能披荆斩棘，最终完成学业。

首先我要感谢我的导师陈其工教授，陈老师对待我们的学习是一丝不苟，为后续的创新性研究打下了坚实的认知基础。虽然三年过后，我进入社会，离开了老师的身边，但是老师对我的教导我永远都不会忘记，在以后的日子里，我会一直牢记并落实老师的指导思想，我相信，我会受益终生。

然后我要感谢我的家人，我的父母从小到大，对我的关怀无微不至，自己就算再辛苦，也要给我提供一个较好的生活条件。我要感谢他们的鼓励与陪伴，是他们让我没有后顾之忧，勇往直前，完成学业。

还要感谢实验室一起奋斗的小伙伴们，大家一起讨论，一起努力走过研究生阶段的每一个阶段，各种事情一起分享，很高兴遇到你们，希望我们以后友情长存。感谢自己，感谢自己三年来的辛苦，感谢自己三年来的坚持，不忘初心，牢记梦想，最终研究生生涯没有留下本科阶段的遗憾，并且把本科阶段的遗憾补齐。即将迈入社会，接下来就是海阔凭鱼跃，天高任鸟飞，青春任驰骋，加油！

最后，感谢对本论文进行评审的各位老师，感谢你们在百忙之中抽出时间审阅论文。祝愿你们身体健康，工作顺心！

尚德敏学 唯实惟新

