

专业学位硕士学位论文

MASTER THESIS FOR PROFESSIONAL DEGREE

论文题目 基于 RISC-V 指令集架构的电机驱
动 MCU 设计

摘要

在“双碳”战略大力推行的社会背景下，新能源汽车相对传统燃油汽车在节能环保、安全高效和驾驶性能等方面形成了极大的竞争优势，市场的销量和市场渗透率在 2021 年后快速增长，未来不可估量。汽车驱动电机是电动汽车最重要的部件之一，其取代了传统燃油发动机，将电能转化为机械能，其质量和效率直接影响电动汽车的续航里程、爬坡角度、噪音和振动等方面，对车辆驾驶的安全性和舒适性产生直接的影响。而微控制器需要对驱动电机的运行进行精确控制和管理，因此不断提高电机驱动微控制器的效率和精度已经成为电动汽车制造企业的核心竞争力，自主可控、高效灵活的电机驱动控制芯片是汽车行业电子系统急需的高品质半导体产品。

本文所实现的汽车电机驱动无刷微控制器采用了基于 RISC-V 指令集架构的处理器内核，相对于复杂指令集架构，省去了冗余指令，针对电动汽车的应用场景降低设计成本和功耗。使用四级流水线结构、指令预取缓冲 buffer、前向旁路缓冲单元等技术提高处理器效率和性能。微控制器通过 AXI-LITE 总线将内核模块、外界通信模块以及电机驱动加速系统互联互通。

本文使用硬件电路实现 FOC 矢量控制策略，其作为控制驱动加速系统集成进微控制器整体，与软件实现相比，缩短了函数运算所耗时间，减轻了处理器多任务压力。在实现永磁同步电机的驱动控制系统方面，根据算法需求将系统进行模块划分成坐标变换模块、空间矢量脉宽调制模块和位置估算模块进行各自开发，提高开发效率且兼备可扩展性。在采集电机转子信息方面，本文采用无刷控制策略，通过滑模观测法获取转子位置信息，克服了传统机械传感器技术所带来的缺点。

在完成了 RTL 设计工作后，本文对微控制器各个模块均进行验证、仿真和测试，编写不同模块的测试程序，分析输入数据、检测输出结果等，确保模块的功能和时序的正确性。完成验证工作后，基于 CSMC 110 纳米制造工艺对微控制器进行了逻辑综合和性能分析。最后，本文使用 FPGA 开发板搭建了整体软硬件平台，包括电机驱动微控制器、驱动电路、信号采样器以及 PMSM 电机，对 FOC 系统进行了整体仿真和观察。实验证明，本文所设计的微控制器对运行在中高速状态下的电机具有良好的控制性能，具体表现在能够在短时间做出调整、达到驾驶者所需的转速，并且受到负载变化等扰动时能够迅速回归稳定。

关键词： 汽车电机控制，微控制器，矢量控制策略， RISC-V 指令集架构

ABSTRACT

Against the backdrop of the vigorous promotion of the "Dual Carbon" strategy and continuous innovation in green industries and technologies, new energy vehicles have gained a significant competitive advantage over traditional fuel vehicles in terms of intelligent environmental protection, safety and driving performance. Market sales and penetration rates have grown rapidly since 2021, and the future development prospects are very promising. The automotive drive motor is one of the most important components of an electric vehicle, replacing the traditional combustion engine by converting electrical energy into mechanical energy. Its quality and efficiency directly impact various aspects of an electric vehicle, such as its range, climbing angle, noise and vibration, and have a direct influence on the safety and comfort of driving. The microcontroller unit needs to provide precise control and management of the operation of the drive motor to ensure the performance of an electric vehicle. Continuously improving the efficiency and precision of the motor drive microcontroller has become a core competitive advantage for electric vehicle manufacturers. Therefore, a self-controlled, efficient, and flexible motor drive control chip is a high-quality semiconductor product that the automotive electronics system urgently needs.

The sensorless microcontroller for automotive motor drive implemented in this article adopts a processor core based on the RISC-V instruction set architecture. Compared with complex instruction set architecture, redundant instructions are eliminated, reducing the cost and power consumption for electric vehicle applications. Processor performance is improved through the use of a four-stage pipeline structure, an instruction prefetch buffer, and a forward bypass buffer unit. The microcontroller interconnects the core module, external communication module, and motor drive acceleration system through the AXI-LITE bus.

In this article, the FOC vector control strategy is implemented using hardware circuits, which is integrated into the microcontroller as a control drive acceleration system. Compared with software implementation, it reduces the time spent on function calculation and alleviates the multitasking pressure on the processor. In the implementation of the permanent magnet synchronous motor drive control system, a modular design method is used to divide the system into coordinate transformation module, space vector pulse width

modulation module, and position estimation module according to algorithm requirements, improving development efficiency and scalability. In terms of collecting rotor information of the motor, this article abandons traditional industrial sensor technology and adopts a brushless control strategy to obtain rotor position information through sliding mode observation, overcoming the disadvantages brought by mechanical sensors.

After completing the RTL programming work, this article verified, simulated, and tested each module of the microcontroller. Test programs were written for different modules to analyze input data, detect output results, and ensure the correctness of the function and timing of each module. After completing the verification work, logic synthesis and performance analysis were performed on the microcontroller based on the CSMC 110nm manufacturing process. Finally, an overall hardware and software platform was built using an FPGA development board, including the motor drive microcontroller, drive circuit, signal sampler, and PMSM motor, and the FOC system was simulated and observed as a whole. The experiment proved that the microcontroller designed in this thesis has excellent control performance for motors running at medium to high speeds.

Keywords: Automotive motor control, Microcontroller unit, Field-oriented Control (FOC) vector control strategy, RISC-V instruction set architecture

目 录

第一章 绪 论	1
1.1 研究课题背景	1
1.2 国内外研究历史与现状	2
1.3 本文的研究意义与创新	4
1.4 本论文的结构安排	5
第二章 永磁同步电机和矢量控制	7
2.1 永磁同步电机的构造	7
2.2 永磁同步电机的数学模型	9
2.2.1 自然坐标系下的数学模型	10
2.2.2 两相静止坐标系下的数学模型	10
2.2.3 两相旋转坐标系下数学模型	12
2.3 永磁同步电机的控制原理	13
2.4 汽车电机驱动控制系统设计	16
2.4.1 位置检测单元	16
2.4.2 控制器和逆变器	18
2.5 本章小结	21
第三章 汽车电机微控制器设计	22
3.1 电机微控制器需求和模块组成	22
3.1.1 汽车电机控制器要求	22
3.1.2 电机微控制器模块组成	23
3.2 内核模块的设计	24
3.2.1 内核模块指令集架构	25
3.2.2 四级流水线设计	26
3.2.3 核心模块设计	27
3.3 外界通信模块的研究与设计	32
3.3.1 SPI 控制模块设计	33
3.3.2 I ² C 模块设计	35
3.4 Timer 模块研究与设计	35
3.5 CRC 校验模块设计	37
3.6 本章小结	38

第四章 永磁同步电机驱动控制加速系统设计与实现	39
4.1 PMSM 驱动控制加速系统	39
4.2 坐标变换模块设计与实现	42
4.2.1 Clarke 变换和反 Clarke 变换设计	42
4.2.2 Park 变换和反 Park 变换设计	43
4.2.3 三角函数计算单元设计	44
4.3 空间矢量脉宽调制模块设计与实现	49
4.3.1 空间矢量脉宽调制概念	49
4.3.2 空间矢量脉宽调制模块的电路实现	50
4.4 滑模观测器法的实现	55
4.5 电机无刷驱动微控制器整体功能框图	56
4.6 本章小结	58
第五章 电机驱动加速微控制器验证仿真、逻辑综合及硬件实现	59
5.1 微控制器内核验证与仿真	59
5.1.1 RISC-V 指令集的官方测试	61
5.1.2 C 语言高级语言程序测试	63
5.2 外部通信模块验证与仿真	64
5.2.1 SPI 模块验证与仿真	64
5.2.2 I ₂ C 模块验证与仿真	66
5.3 电机无刷驱动控制加速系统验证与仿真	67
5.3.1 坐标变换模块验证与仿真	67
5.3.2 空间矢量脉宽调制模块验证与仿真	69
5.3.3 滑模观测法验证与仿真	70
5.4 微控制器逻辑综合与性能分析	72
5.4.1 综合工具和逻辑库的选择	73
5.4.2 时序约束	73
5.4.3 综合结果	75
5.5 电机无刷驱动微控制器硬件实现	77
5.6 本章小结	78
第六章 全文总结与展望	80
6.1 本文工作和创新点总结	80
6.2 后续工作展望	80
致 谢	81

目 录

参考文献	82
攻读专业硕士学位期间取得的成果	85

第一章 绪论

1.1 研究课题背景

随着我国近年来国民经济实现飞跃，汽车研发技术得到持续创新，汽车几乎成为了每家必备的出行工具。在追求便捷出行的同时，我们没有忽视可持续发展的重要性，更加绿色、低碳、环保的新能源汽车技术粉墨登场。在应对气候变化、促进绿色发展的“双碳”目标的大背景下，中国汽车产业正在快速转型为电动化，新能源汽车产业正在迅速发展，成为全球新能源汽车领域的领导者。这对于建设清洁美丽世界、构建人类命运共同体具有重要的意义。2022年新能源汽车产销分别完成705.8万辆和688.7万辆，同比分别增长96.9%和93.4%，市场占有率达到25.6%，高于上年12.1个百分点^[1]。

新能源汽车的动力系统需要配备电动驱动电机，电机系统约占整个成本的20%左右^[2]，随着新能源汽车销量的快速增长，电动驱动电机的需求也迅速上升。这种需求拉动了电动驱动电机市场的增长和电动汽车产业的发展。与传统燃油车使用内燃机进行供能不同，驱动电机是新能源汽车的主要执行机构，它的性能直接影响着新能源汽车行驶模式、爬坡能力、加速能力和最高车速等性能的三大核心零部件之一。随着新能源汽车的快速发展及双电机车型渗透率的提升，根据2021年中国汽车工业协会发布的数据，2021年1月至11月，中国新能源汽车配套驱动电机装机量同比增长了约45%，达到了222万台，未来行业规模将保持扩张态势，市场需求将持续增长，前景十分看好。目前，新能源汽车电机生产行业内企业主要可分为两大阵营，一类是包括比亚迪、特斯拉等在内的具备自主设计和生产新能源汽车的能力的厂家，这些厂家拥有专业的技术团队和生产线，能够研发和制造各种类型的新能源汽车；另一类则为为新能源汽车行业提供驱动电机、车载空调、智慧座舱、车内娱乐系统等核心部件的企业，代表企业有惠州伟嘉、庞巴迪运输等公司。

相对于交流电机等其他类型的电机，永磁同步电机具有兼顾效率的提升和碳排放降低的优势，符合工业应用的需求，在市场上已经逐渐取代交流电机，形成了一定的研发、集成和生产能力，很大程度上成为目前新能源汽车驱动芯片应用的主流^[3]。截至目前，在汽车电机研究当中，永磁同步电机的设计手段、制造工艺水平、鲁棒性可靠性以及速度和体积等方面取得突破性进展，研究的焦点逐渐偏向电机的智能化和微型化。

在一台新能源电动汽车内部，其使用的芯片是一台智能手机的10倍以上，其

中驱动电机控制芯片占有非常大的比重。着眼于电机驱动控制，一款合适的电机驱动芯片，能够在开发效率、系统能效、集成度和可靠性等多方面助力电机方案的设计，提升电机能效的同时减小体积和功耗、噪音，并且能够适应形式期间的各种突发状况等。这就意味着相关电机驱动芯片产品的智能化改进需求大大增加，与之俱来的是对 MCU 微控制器越来越多样化的需求，其中不乏更高的性能和处理能力、更严格的抗干扰性和安全性、更低的功耗和占地面积等。因此，传统 MCU 微控制器需要进行一系列的改变和增强，以确保它们能够在极端环境下保持稳定、可靠、低功耗、网络连接和安全，实现更多组件系统的集成化，呈现出新的应用和使用状态，投入到电动汽车驱动芯片的使用当中。

不仅如此，汽车永磁同步电机的控制策略也在不断更新换代。电机控制策略的优劣不仅关系到驾驶员的乘坐舒适性、安全性和汽车可操作性，还关系到车辆的行驶距离和寿命。在电动汽车的行驶过程中，它要面对的是复杂的交通路况和复杂的天气状况，因此，它的工作条件十分复杂。汽车电机所使用的控制策略它还必须保证电机的工作状态是稳定的，因此如何更加精确有效地控制电机，使其发挥出最强的性能，且整个控制系统拥有更加优良的动态和静态特性，进而更加适合电动汽车的控制，已经成为了近年学术研究的重点。

1.2 国内外研究历史与现状

1831 年巴洛（Barlow）发明第一台永磁电机，自此开始科学家们开始对高性能的磁材料、磁机理及相关先进制造技术展开大量的研究。

近年来，不论是国外市场还是国内市场，新能源汽车都如雨后春笋遍地生花。在电动汽车的电机使用方面，不同种类电机有其不同的特点，如表1-1所示。不仅优缺点有差异，汽车驱动电机的使用也存在地域差异。欧美汽车公司由于其重心在跑车上，需要较大的扭矩追求高速度，而且稀土材料较少，因此常常使用交流感应电机，例如美国通用、德国宝马、日本丰田。然而大多数国内厂商倾向于使用永磁同步电机，例如比亚迪、北汽新能源、吉利等。

在电机控制理论方面，1971 年，西门子工程师 Balschke 首次提出了矢量控制理论，根本地改革交流电机控制理论^[4]。其基本思想为：矢量控制的基本思想是将交流电机的电流或电压分解为两个分量：磁场分量和转子分量。磁场分量是交流电机的磁场，它与电机的永磁体或电磁绕组产生的磁场相互作用，产生转矩；转子分量是交流电机的旋转部分，它表示电机的旋转状态。

通过控制这两个分量的大小和相位，矢量控制可以精确地控制交流电机的速度和转矩。具体来说，矢量控制可以根据所需的电机转速和转矩来计算所需的电

表 1-1 常见驱动电机特性比较

特性	永磁同步电机	直流电机	交流感应电机	开关磁阻电机
效率	90%~ 95%	75%~ 80%	82%~ 92%	85%~ 92%
转矩特性	好	一般	好	好
功率密度	好	差	一般	一般
转速范围	4~ 15k	4~ 6k	9~ 15k	>15k
操作性	好	最好	好	好
尺寸和重量	小/轻	大/重	一般/一般	小/轻
成本和控制成本	低/一般	高/低	低/高	高/高

流或电压矢量，并通过变频器将这些矢量送入电机中。变频器可以通过对矢量大小和相位进行控制来控制电机的转速和转矩，实现精确的速度和转矩控制。

1980年，日本 Anabas 教授和山村昌教授提出了转差矢量控制系统，即 DTC。这种控制方法是基于矢量控制理论发展而来的，通过对电机转矩和转速进行闭环控制，从而间接控制电机的转速。至此，矢量控制理论已然初步趋近完备。

当科学家和研究人员把电机控制理论应用到工业生产当中时，必不可少的环节是需要测量电机当前的速度和位置信息，最常用也最基础的方法是在转子轴上安装机械式传感器^[5]，比如使用光电传感器来获取位置信息、磁编码器来获取角度信息等等，以满足矢量控制所需求的数据，实现整体高性能的准确控制。而随着电动汽车生产需求越来越大，机械传感器的缺陷渐渐暴露出来：高精度、速度快的传感器成本较高；机械传感器的使用对系统的控制接口和接线以及位置等有较高的要求，如果安装方式不合适，测量结果会有较大的误差；机械传感器自身容易受到环境情况影响，性能不够稳定；一些机械传感器接入系统可能会带来较大的寄生电容，反而给自身的测量带来误差和不稳定。对于电动汽车而言，一旦机械传感器出现问题，整个控制系统就无法正常工作，意味着汽车无法正常行驶，甚至发生危险。为了避免上述情况的发生，科研人员将目光转向更为适合工业应用的无速度传感器控制方法，为电机控制注入新的血液。

无速度和位置传感器控制技术意味着没有霍尔传感器或者编码器来方便快捷地获取到速度和电角度，而是通过采集电机定子电流、电压等电信号，通过数学算法和公式来重构获得电机的转速和位置信息。虽然相比之下算法更加复杂、开发周期长，但是降低成本而且使得汽车电机驱动更加普适可靠^[6]。

目前国内所大规模设计生产的电机驱动芯片往往着眼点在于低端市场，比如使用 ST 系列芯片结合较低成本的 FPGA/CPLD 用于电机驱动，这种控制芯片适用于单轴控制，一般常见于低端驱动器，很难满足对于转速性能等要求较高的汽车电机驱动控制。为了满足越来越旺盛的汽车驱动芯片需求，国内科研人员需要不

断累积技术，电机驱动的性能和功能达到很完善的水平，并且争取到较高市场占有率，采用各自流片的方案，定制 ASIC 驱动芯片降低成本、提高性能水平。

1.3 本文的研究意义与创新

最近几年新能源技术持续发展，新能源汽车融合了许多超乎想象的、备受瞩目的新技术，比如纯电新能源、物联网、人工智能等等，将汽车从以往人们认知中纯粹的交通代步工具，发展到集成各种先进技术来满足多种功能需求的智能终端。这样的改变给能源、交通、通信等基础设施等许多方面都带来了不可估量的影响，老旧的能源消费观念被摒弃，新的观念提倡在提高城市运行效率提高的同时，环境质量也要得到改善，使我们居住的城市更加宜居、可持续发展。在新能源汽车中，电池系统是最主要的，而电机驱动控制则是第二重要的系统，因此在汽车电子中，电机驱动控制芯片得到了广泛的需求和应用。其中，永磁同步电机驱动系统已经具备了较强的研究与制造能力，并已经研制出了适用于各种类型的电动车的多种系列产品。观察国内电动汽车市场，大多数公司依然依赖于进口 MCU 芯片配合 FPGA 等进行电机控制，少数公司已经具备永磁同步电机控制系统的集成化设计能力，能够实现小规模 ASIC 生产，甚至建立起汽车电机驱动芯片专用生产线，但总体水平和国外公司相比仍然处于劣势^[7]。

本课题设计了一款使用 RISC-V 指令集架构的永磁同步电机微控制器，其中包括 MCU 以及专门针对永磁同步电机的驱动控制的加速硬件系统，实现了 CPU 通用化、SoC 专用化。相对于市场上常见的 ARM 内核，RISC-V 指令集的开放、免费的特性，可以很好地满足物联网时代尤其是新能源电车时代对驱动控制芯片研发的低难度、短时间、低投资的需求。与此同时，由于后发技术的优势，RISC-V 的整体性能表现出了强大的竞争能力，而灵活的指令集裁切和配置方式，又让 RISC-V 架构的微控制器可以很好地适用于电动汽车可能面临的多种复杂的应用场景。

在实现电机驱动控制算法方面，相对传统软件的算法实现，通过硬件电路实现 FOC 电机控制算法具有更多优点，可以实现更快速的响应，减少 CPU 计算的压力和耗时，提高电机的动态性能，稳定性更高，提升驾驶体验。随着计算机应用范围的不断扩大，尤其是在一些对计算速度和实时性要求较高的领域，如人工智能、边缘计算、物联网、自动驾驶等领域，并且伴随着新型芯片技术的不断发展和成熟，如 ASIC、FPGA 等，算法硬件化已经成为一种必要的技术手段。

在获取速度和电角度信号方面，本文摒弃了传统的霍尔传感器或者编码器技术，采取无速度和位置传感器控制技术，通过采集电机定子电流、电压等电信号后进行数学算法和公式的计算，来重构获得电机的转速和位置信息。虽然相比之

下算法更加复杂、开发周期长，但是降低成本而且使得汽车电机驱动不受传感器的限制而更加可靠安全。

开发出一种高效、高效的电机驱动控制 ASIC 芯片，对于纯电动汽车的迅速发展有着十分关键的作用，不仅可以缩短与汽车工业大国之间的距离，还可以促进相关行业的发展，实现集成电路技术的自主可控，对电机驱动技术和集成电路的研究意味着十分重大的经济效益和社会效益。

1.4 本论文的结构安排

本论文从永磁同步电机的原理和驱动控制方案入手，着眼于市场对汽车电机驱动 ASIC 芯片的需求，采取无位置传感器的设计思想，通过软件硬件相结合的方式，完成了自主可控的微控制器核心模块单元、电机驱动加速系统硬件电路设计。最后对其中每个模块进行了仿真测试，确保系统功能的正确性和普适性。全文一共六章，主要章节内容安排如下：

第一章是绪论。简要阐述了国内外新能源电动汽车的研究、应用和发展情况。对比了不同电机种类的特性，分析了电机驱动控制技术的种类和研究现状，引出当今社会和市场对汽车电机驱动芯片的极大需求，确定了本课题的研究方向和内容。

第二章是介绍永磁同步电机构造和矢量控制方法。分析了永磁同步电机作为在电动汽车市场应用最为广泛的电机种类，具有哪些结构和框架上的特点。并且对永磁同步电机进行在不同坐标系下进行建模，从而引出矢量控制方法的框架。阐述了本驱动控制系统整体构造和设计。

第三章是对于电机驱动微控制器的设计。针对电动汽车驱动对于成本、功耗以及安全性的需求，设计了基于 RISC-V 指令集架构的内核模块，以及驱动控制 MCU 的其他各个组成模块，如外界通信模块、Timer 模块以及 CRC 校验模块。

第四章是对于电机驱动加速硬件模块的设计。与传统常见的 FPGA 或者 DSP 应用不同，本设计将加速模块通过总线与 MCU 主体相连接，集成进微控制器成为 ASIC 芯片。对加速系统的坐标变换模块、空间矢量脉宽调制模块和无位置速度传感器模块进行了分析和电路设计，并且给出本电机驱动微控制器的整体功能框图。

第五章是对微控制器的每个模块以及电机驱动加速模块进行了仿真测试，并且基于 110nm 工艺进行了逻辑综合和性能分析，最后进行了硬件实现，验证了其正确性和可行性。

第六章对全文内容进行了总结和思考。回顾整个设计过程，介绍了本设计的成果和创新点，也指出了工作中存在的一些缺陷。通过对不足之处的分析，提出

了改进思路和工作展望。

第二章 永磁同步电机和矢量控制

2.1 永磁同步电机的构造

新能源汽车的驱动电机和工业界使用的电机马达等在许多方面都有很大的区别。相对于工业电机置放在空旷的室外空间，汽车驱动电机一般安装在发动机舱内，能够占用的空间极其有限，因此汽车驱动电机及其控制器的尺寸需要足够小。但是同时对于电机的驱动能力和性能的要求却没有因此降低，相对于大部分工业电机只需要满足 2 倍过载，汽车驱动电机却有可能在汽车爬坡时面对 4 5 倍的过载；工业电机一般按照既定的模式进行长时间的工作，但是汽车驱动电机需要根据驾驶员和路况的需求不同来自如切换不同工作模式。因此设计人员要求汽车驱动电机体积小、噪音小、功率大。国内电动汽车公司如比亚迪、理想、小鹏等大多数选用永磁同步电机作为驱动电机，虽然成本相对于交流感应电机等较高，但尺寸小、效率高。

永磁同步电机作为一种高效、高精度的电机（Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM），自 20 世纪 50 年代发明以来得到了广泛的应用和长足的研究。与普通的电励磁同步电机相比，虽然运行原理大致相同，但是永磁同步电动机的结构相对更为简单，提供励磁的方式是使用永磁体，相对于同容量的同步电机，这种方式省去了集电环和电刷等结构，因此永磁同步电机的重量、成本和耗材可以大幅减少，维护成本低，将成本转移；除此之外，因为使用永磁体，不用另外加励磁电流，也就是减小励磁电流所带来的损耗，增强了电动机运行的鲁棒性，提高了电动机的效率和功率密度，具有较高的性能。相对于交流感应电机虽然成本较高，但控制流畅，尺寸小、效率高、噪音小，满足国内电动汽车驱动电机降低车重、延长续航里程和灵活切换驾驶模式的需求，成为国内电动汽车公司作为驱动电机的首选。

永磁同步电机主要部分为：转子、定子、机座、轴等部件。其构造如图2-1所示。

PMSM 的定子结构和普通的电励磁同步电机类似，但是在转子结构上 PMSM 的特殊之处在于放置一个永磁体用来提供励磁。最常见的永磁同步电机分类方式是根据永磁体放置在转子内外的差异，可以分类成三类如图 2-2 所示，分别是插入式、内嵌式以及面贴式^[8]。这三种置放方式会给永磁同步电机性能带来不同的影响，各有各的优势和劣势。面贴式 PMSM 是把永磁体按照顺序贴放置在转子表面，如图2-2(a)所示，这种方式会产生较高的直流阻抗值，因此带来很低的直轴

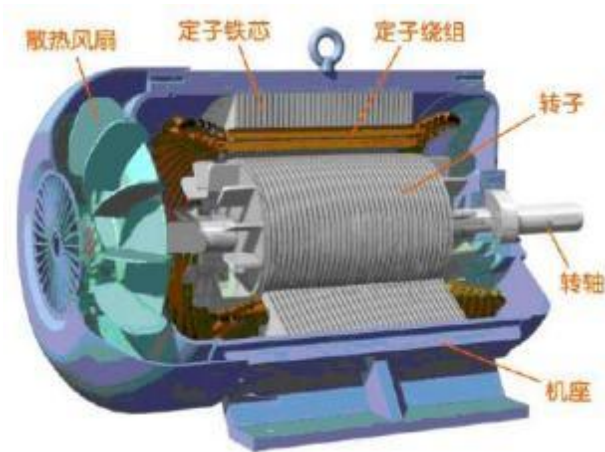


图 2-1 永磁同步电机构造

电感和更高的输出转矩。因为这种结构永磁体的用量较少，随之而来的是磁链的谐波效应和它所带来的负面效应更小，而且其结构简单因而制造成本较低，面贴式 PMSM 是工业控制当中应用最为广泛的电机形式。插入式 PMSM 是对面贴式 PMSM 结构进行了改善，把永磁体放置到了转子的内部表面，如图2-2(b)所示，这种特点可以减小转子的直径以及体积，增强了电机动态性能，但是随之而来的缺点是较高的漏磁系数和增高的制造成本。内嵌式 PMSM 是在转子内嵌入永磁体的电机结构，如图2-2(c)所示，这种结构优点在于其可接受的调速范围大，各个速度阶段表现都很好，但是由于其直轴电感比较大，缺点在于结构比较复杂而且电机负载能力较弱，无法满足汽车在上坡时对负载能力的需求，可能产生事故，因此很少应用于电动汽车的电机控制。 [9]。

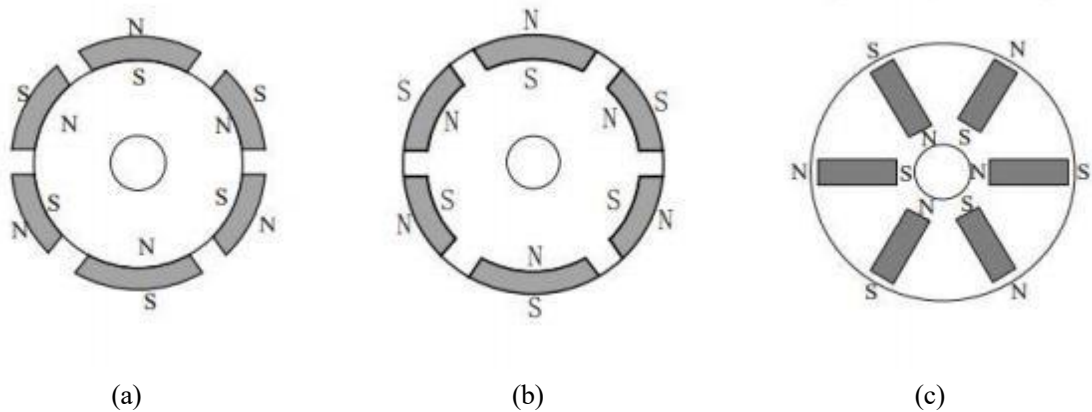


图 2-2 不同种类永磁同步电机转子结构

根据获取产生磁场的电流的不同方式，PMSM 还可以分类成他励电机和自励电机。根据电机中气隙磁场的分布形式，PMSM 可以分类成正弦波永磁同步电机 (Sinusoidal Permanent Magnet Synchronous Motor)，和梯形波永磁同步电机

(Trapezoidal Permanent Magnet Synchronous Motor)。正弦波永磁同步电机的定子绕组感应电动势是三相正弦波电流，可以产生恒定的转矩。梯形波永磁同步电机输入方波电流或梯形波形控制电机相电流来控制电机运动，抖动问题会更加严重。汽车电机对抖动问题极为敏感，因此这种电机无法在汽车电机方面大规模应用。本设计中使用的 PMSM 为正弦波永磁同步电机。

2.2 永磁同步电机的数学模型

在研究当中想要实现对电机的精准控制，开始时最重要的一步就是建立起合适的数学模型，用数学语言和数理逻辑方法来描述电机工作和驱动系统当中各种物理量之间的关系，以便能够更准确地描述电机的工作特性。科研人员通过建立数学模型可以实现对坐标系统进行变换，简化坐标系的同时，保证在坐标变换前后的系统当中电流矢量并不发生变化和错误；使得电机当中系数的计算更精准、控制更容易，提供一种更直观的方法来解决电机控制中出现的问题。同时，由于运行的永磁电机是一个非线性的系统，当中含有各种关系复杂的参数变量，为了更好地研究永磁电机的运行状态，必须深入研究各个变量参数之间的关系，以便准确地模拟出电机运行状态。不仅如此，各种环境因素比如环境温度、风速、电压等都会对电机运行状态产生影响，计算起来难度较大容易失真，因此在建模之前，需要做一些假设：

1. 定子绕组为 Y 型联接，表示三个相位绕组的起点分别连接在一起，形成一个 Y 字型结构。三相绕组对称分布，表示三个相位绕组在定子内均匀地分布，且彼此之间的位置对称。轴线互差 120° ，表示每个相位绕组的电角度相差 120° ，也就是说，当一个相位绕组处于最大电流的位置时，另外两个相位绕组分别相差 120° 和 240° 度处；

2. 环境温度对定子电阻、永磁磁链以及电机的工作状态不产生影响；

3. 在实际情况下，铁芯材料的磁导率是有限的，且在高磁场强度下容易出现饱和现象，使得铁芯磁性能下降，从而影响电机的性能。而涡流和磁滞损耗则是铁芯材料本身的内在特性，会在电磁场变化过程中产生热量，降低电机效率。我们将上述情况忽略，即规定磁体的磁导率是无限大；

4. 磁体和电枢所产生的磁场在气隙中均为正弦分布，也就是说它们所产生的磁场是沿着气隙方向呈周期性变化的，且符合正弦函数的形态。

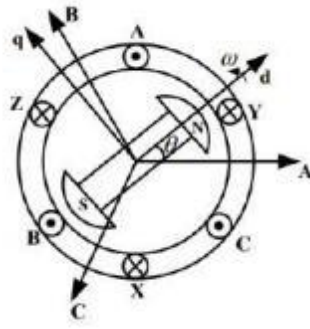


图 2-3 永磁同步电机示意图

2.2.1 自然坐标系下的数学模型

自然坐标系即三相静止坐标系，如图2-3所示为永磁同步电机定转子结构示意图，该坐标系下的电压矢量方程如下：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

其中， i_a 、 i_b 、 i_c 为定子三相相电流， ψ_a 、 ψ_b 、 ψ_c 为定子三相磁链， u_a 、 u_b 、 u_c 分别为定子的三相相电压， R_s 为定子相电阻。

PMSM 存在永磁磁链和励磁磁链，磁链方程如下：

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = L_m \begin{bmatrix} 1 & \cos 2\pi/3 & \cos 4\pi/3 \\ \cos 2\pi/3 & 1 & \cos 2\pi/3 \\ \cos 4\pi/3 & \cos 2\pi/3 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_n \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \psi_f F(\theta_c) \quad (2-2)$$

$$\text{其中 } F(\theta_c) = \begin{bmatrix} \sin \theta_c \\ \sin(\theta_c - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_c + 2\pi/3) \end{bmatrix}, \quad \psi_f \text{ 为永磁磁链, } L_m \text{ 为定子互感, } L_n \text{ 为定$$

子漏感， θ_c 为转子电角度。

2.2.2 两相静止坐标系下的数学模型

通过式 2-1 可以看出 PMSM 的数学模型需要考虑电机的电磁特性、机械特性以及控制系统的影响，因此方程组中会涉及到电机的转速、转矩、电流、电压等多个变量，这些变量之间的关系也非常复杂，甚至相互耦合。此外，由于电机的

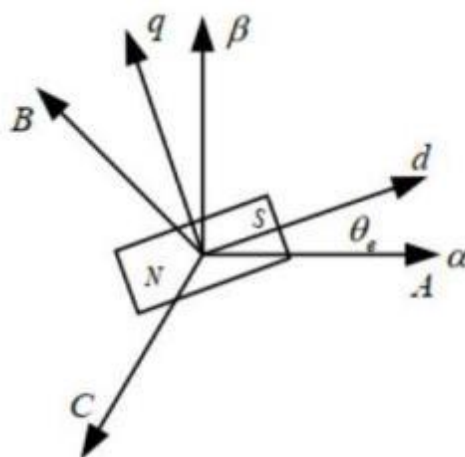


图 2-4 三种坐标系之间的关系示意图

转动是由电磁力和机械运动力相互作用而产生的，因此电机的电磁特性和机械特性之间也存在强耦合的关系。在三相坐标系下使用该模型直接进行调速系统控制器的设计实现起来有较大的难度，不利于控制策略的实施，因此，需要将原来复杂的高阶模型转化为更为简单的低阶模型，通常是将多个状态变量合并为一个或几个新的状态变量，这样可以减少模型的复杂度，提高控制效率。除此之外，还需要将原来耦合的状态变量分离开来，使得它们之间相互独立，这样可以简化控制过程，提高控制精度。选择适当的坐标变换可以实现降阶和解耦。

$\alpha - \beta$ 坐标系是两相静止坐标系。在 $\alpha - \beta$ 坐标系中，电流或电压信号被表示为两个正交的分量： α 轴分量和 β 轴分量。 α 轴分量是信号沿着一个轴的投影，这个轴与三相电流或电压相同； β 轴分量是信号沿着与 α 轴垂直的另一个轴的投影。虽然和三相 $A-B-C$ 坐标系相比， $\alpha - \beta$ 坐标系只有两相，但是只要对其通入互差 90° 的两相交流电，就一样可以产生等效于 $A-B-C$ 坐标系下的合成矢量。

如图2-4所示可以看到坐标系之间的相对位置，推导出在 $\alpha - \beta$ 坐标系下的数学模型。

电机模型从 $A-B-C$ 坐标系变到 $\alpha - \beta$ 坐标系需要经过 Clarke 变换，电流的 Clarke 变换方程式可以表示如下式 2-3：

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

根据基尔霍夫定律或三相平衡原则有 $i_a + i_b + i_c = 0$ ，简化式 2-3 得：

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

$a - \beta$ 坐标系下，描述定子电压与定子电流、转子位置和电机参数之间关系的电压方程如下：

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

式中， u_{α} 、 u_{β} 为 a 轴和 β 轴上的定子电压； i_{α} 、 i_{β} 为定子电流； ψ_{α} 、 ψ_{β} 是定子磁链。

因此推导出定子磁链为式

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_r \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_c \\ \sin \theta_c \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

由此可见，通过 Clarke 变换，我们已经简化了数学模型和降低了控制难度，但是由于磁链在 $a - \beta$ 坐标系下仍是时变、随着电角度改变而不断改变的，不便进行研究和运算，需要进行进一步的变换。

2.2.3 两相旋转坐标系下数学模型

由式 2-6 可以看出电磁转矩和 i_{α} 、 i_{β} 和 θ_c 三个变量有关，这就意味着在控制电动机时，需要始终调整其频率和幅度，使其达到准确的控制，并取得良好的使用效果。汽车电动机的输出功率一般较高，如果不能对其频率和幅度进行适当的调整，将导致其转速和电流达不到预期操作目标、甚至发生危险。进一步地，我们把电机数学模型通过 Park 变换，变换为 $d-q$ 坐标系数学模型。

其中 $d-q$ 坐标系（转子磁链同步旋转坐标系）是通过旋转变换将 $a - \beta$ 坐标系旋转到与电机转子磁场方向对齐的坐标系。在 $d-q$ 坐标系中，电机的电磁特性可以更加直观地描述，因此 $d-q$ 坐标系在交流电机控制中更为常用。该坐标系由正交的 d 轴和 q 轴组成。与前两种坐标系不同， $d-q$ 坐标系相对于定子来说是旋转的，但对于转子来说是静止的，因此要得到上文中的合成磁动势空间矢量，只要往 $d-q$ 坐标系两相绕组中通入直流电，就可得到一个旋转磁场，这样一来，永磁同步电机几乎等同成了直流电机，简化了分析过程。

通过 Park 变换，我们可以得到 d-q 坐标系下的电机电流方程如下：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_c & \sin \theta_c \\ -\sin \theta_c & \cos \theta_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

式中 i_d 、 i_q 分别是直轴和交轴上的定子电流。

定子电压方程为：

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + p\psi_d - \omega_c \psi_q \\ u_q = Ri_q + p\psi_q - \omega_c \psi_d \end{cases} \quad (2-8)$$

式中 ψ_d 、 ψ_q 是电机直轴和交轴的定子磁链分量； p 是微分算子； u_d 、 u_q 是直轴和交轴的定子电压分量； ω_c 是电角速。

磁链方程为：

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2-9)$$

式中 L_d 、 L_q 是直轴和交轴的电感分量， ψ_f 为永磁体磁链。

2.3 永磁同步电机的控制原理

新能源汽车具有三大核心部件，其中包括电池组，决定了车辆的续航里程、充电速度；车身结构：新能源汽车的车身结构一般采用轻量化材料，例如铝合金、碳纤维等，以减轻整车重量，提高续航里程和能耗效率；以及本文的重点电动驱动系统，通过电池组提供的电能，驱动电机工作，将电能转化为机械能，从而驱动汽车前进。电机系统的驱动电路可以将电网电源（交流电源或者直流电源）转换成适合永磁同步电机的电压和电流信号，从而使永磁同步电机得以运转。因此它能够决定永磁同步电机乃至电动汽车整体的性能指标。

在新能源汽车系统当中，整车控制器根据驾驶人员发出的加速、制动、倒车等各类信号获取指令，总体控制器将电机驱动的相关指令通过 CAN 整车网络传送给电机控制器，电机控制器通过分析所给到的具体指令，计算当前角度、速度和位置等车辆信息，实时进行调节驱动电机的扭矩输出，做出相对应的反应：改变电流方向、大小、频率等，以实现整车的加速减速、上坡下坡等功能，满足驾驶人员的需要。

目前常见的永磁同步电机控制方式有：恒压频比控制法、预测控制法、直接转矩控制法以及普遍应用于工业的界矢量控制法等（Vector Control）。

恒压频比调整的大概思路是当低于规定的工作频率时，若系统电压保持不变，

仅改变系统的频率，则系统中的间隙磁通量将增大，从而导致系统的磁路饱和，从而导致系统的损坏。因此电源频率降低的时候，还要注意减小定子端的输出电压，也就是将电压和频率之比保持不变，从而对电机进行控制。这种方式出现的时间较早，缺点也比较明显，这种方式不能准确控制电机的转速，无法随时根据负载转矩的变化尽快调整电动机转矩到合适的程度，而且在转速较低时转矩过低，无法推广到汽车电机的控制当中去。

直接转矩控制是 1984 年首次被提出的交流电动机控制方法^[10]。其基本思想就是直接采用空间电压矢量，在每个采样周期内，用定子电压积分计算得到定子磁通，通过建模得到一个开关信号，控制电机的相电流大小和相位，将电机转矩直接控制在期望值附近，可以实现电机的高精度控制，特别是在低速和零速工况下的控制。直接转矩控制需要对电机进行高精度建模，对控制器的计算能力和响应速度要求也较高。它简单而直接的控制思想从之前的方法中脱胎换骨，但也在转矩和磁链脉动方面有明显的缺点。

本设计的永磁电机控制采用的控制方式，是 FOC（Field-Oriented Control Theory）矢量控制方法。矢量控制是由直流电动机驱动而衍生得到的一种控制方法。由于直流电动机的励磁力场与转矩磁力势相互垂直，所以可以很容易地将励磁力与转矩分离，避免了矢量耦合交互的计算困难。在此基础上，针对交流电动机，通过解耦其内部强耦合的磁场与力矩，实现电动机的力矩与力矩的分离控制。目前实现矢量控制的方法主要有：

1. $i_d = 0$ 控制。该方法结构方式简单，将电机直轴上的电流保持为零，对于面贴式永磁同步电机，产生电磁转矩的任务就只能交给交轴电流，这样就消除了电机的直轴电枢反应，电流利用率极高。同时，这种控制方法还避免了永磁体退磁的问题，是应用十分广泛的控制方法^[11]。

2. 最大转矩电流比控制。这种控制方法通常用于轻载和中载工况下的永磁同步电机控制。基本思想是，在电机运行过程中，根据电机的磁路特性和期望的输出功率，计算出最大转矩电流比，然后根据电机的当前状态和期望的转矩，计算出电机的定子电流幅值和相位，使得电机输出的转矩达到最大值，同时保证电机输出的功率不超过额定范围。这种方法交直轴电感相同，其磁阻转矩恒为零，一定程度上减小铜耗^[12]。

3. 单位功率因数控制。该方法对电机的直流和交流电机的定子电流进行单独控制，以达到高功率因数的目的，从而使电机具有更高的效率和稳定性。该方法既能减少逆变电源的容量，又可以有效控制最大输出转矩，从而使逆变电源能够更好地满足电机运行需求。但是这种方法所付出的代价是输出转矩的降低，无法

满足电动汽车电机驱动的需求^[13]。

从以上的方法的介绍和分析中，我们可以看到，虽然本质上均为矢量控制法，但是根据被控应用对象的不同，比如显式电机和隐式电机、驱动电机和信号电机等；根据应用电机场景的不同，比如食品界、医疗界和制造业等，要因地制宜，分别采取不同的方法进行可靠的控制。

本文对永磁同步电机进行控制选用的是 $i_d = 0$ 矢量控制法。这种控制算法相对于其他算法，当驱动电流为光滑正弦波时可以发挥出最精确有效的控制，这样带来的优点是电磁噪音、机械噪音等相对很小，能够实现超静音工作。而且其抗干扰性强，该控制策略可以有效地抑制噪声和干扰的影响，保证电机系统的稳定性和精度。并且可以根据车辆的工况和驾驶习惯实时调整电机的输出，提升驾驶体验^[14]。

其具体流程步骤如下：先后进行 Clarke 变换和 Park 变换，将三相静止坐标系的三相交流电流 (i_a 、 i_b 、 i_c) 变换为两相旋转坐标系下两相直流分量电流 (i_d 、 i_q)，其中 d 轴与磁通量方向重合，q 轴与转子磁通方向垂直。通过控制 d 轴电流 i_d 保持为 0，将磁通量方向定向为与转子磁通量方向相同，从而使得转子磁通量为常数。通过控制 q 轴电流 i_q 逼近参考值，来控制电机输出的转矩大小，从而实现电机转矩的精确控制。在电流控制环路中，通常需要使用 PI 控制器对 d 轴和 q 轴电流进行控制和调节，得到 d-q 坐标系下的定子电压控制量 u_d 、 u_q ，然后经过反 Park 最终 u_a 、 u_b 作用到空间矢量脉宽调制模块 (SVPWM) 上，最后通过逆变器驱动永磁同步电机^[15]。流程框图如图 2-5 所示。

通过图可知 FOC 矢量控制算法的全貌。相对于软件实现， $i_d=0$ 的控制方法更适合硬件电路实现。首先，矢量控制算法当中涉及到最主要的运算是三角函数计算，以此来实现坐标变换。因此将不可避免地涉及到浮点数的运算，不仅实现困难而且精度的损失非常大，导致系统性能一落千丈。因此在将算法通过 RTL 代码实现时，本文将浮点数运算转化成定点运算，将复杂的三角函数运算转化成最基础的乘法、加法运算，提高了运算效率。其次，如果只使用微控制器当中的乘法器、加法器等来实现 FOC 微控制器当中的所有运算，对于微控制器内核来说是比较大的压力。现成的乘法器有限，如何在不影响内核处理其他模块给出的请求的前提下，合理安排运算提高运算速度需要仔细地统筹安排。本文将 FOC 驱动控制电路作为驱动控制加速器 (Accelerator or Offload Engine) 通过总线于控制器主体连接起来。这块专用的硬件电路其中包含专门运算三角函数的模块、专门生成脉宽信号的模块，针对实现 FOC 控制算法的指令，使用加速系统进行配合运算会比单独使用微处理器来运算获得更好的能效比，显著地提升 FOC 算法任务的性能处理

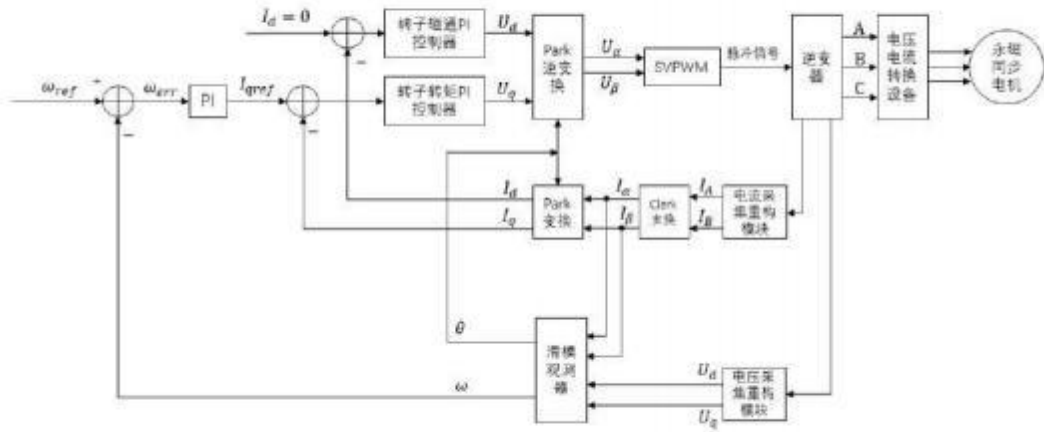


图 2-5 矢量控制原理框图

器还可以兼顾其他指令不被打断。由于无需等待处理器响应，算法运算时间大大节约，提升了控制频率，适合应用到高速电机，如电动汽车电机。

2.4 汽车电机驱动控制系统设计

汽车整体控制器结构当中，驱动系统对外于高低压线束、冷却管路和整车控制器相连接通信，完成散热和调节性能^[16]。在本设计当中，电机驱动系统如图2-6所示，其主要包含永磁同步电机、逆变器、微控制器、位置速度检测、负载和直流电源^[17]。

前文已经对永磁同步电机的结构和控制方法思路进行了阐述，本节将主要对位置检测单元和逆变器控制器进行介绍。

2.4.1 位置检测单元

我们使用 PWM 信号驱动 MOSFET/IGBT/SIC 等功率器件来实现电机控制的方式是：通过变频 PWM 的频率，对电机进行转速或者功率有效控制电机的高性能控制。为了达到这个目标，鉴于 PWM 本身是单向的链路信号，我们需要获取电机转子的位置或者是速度信息。获取上述信息最直接的方法就是通过传感器或是编码器直接测量转子的位置或是转速^[18]。值得一提的是，速度是位置相对时间的变化率，因此一个位置传感器实际上也可以看作一个速度传感器。常用的传感器工作原理及其优缺点如表2-1所示。

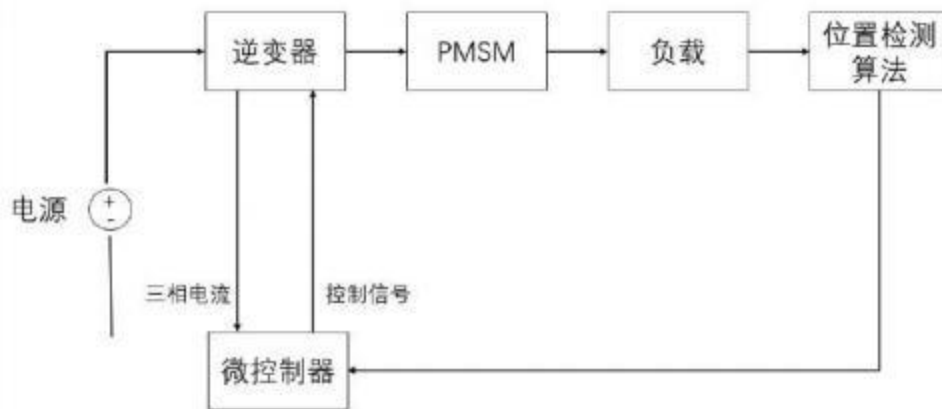


图 2-6 永磁同步电机驱动控制系统示意图

表 2-1 常见位置传感器优缺点比较

优缺点	光电式位置传感器	磁位置传感器	感应式位置传感器
工作原理	由旋转的圆盘、光源和图像检测器构成。圆盘旋转时，光束产生光栅光照射到图像检测器上，产生数字脉冲或者输出	磁体与磁探测器发生相对移动时，通过磁场的变化计算相对位移	磁棒在线圈中移动使得电磁耦合发生变化，通过检测得到感应信号的比值计算出磁棒相对于线圈的位置
优点	分辨率较高	坚固稳定，不会被液体影响	可靠性高
缺点	耐冲击性差，不适于极端天气	对附近磁场的干扰敏感	体积大、成本高

除此之外，还可以使用无传感器 Sensorless 的一系列算法，例如利用电机数学模型，或是电机的非理想特性等，也可以间接计算得到转子的位置或速度信息。本文使用滑模观测器法来获取转子的位置和速度信息，具体实现方式在后文详细介绍。

2.4.2 控制器和逆变器

三相无刷电机的定子绕组可以采用两种常见的方式进行连接：星形联结方式和三角联结方式。本文使用的 PMSM 是三相 Y 形联结、二二导通方式^[19]。相对于有刷电机仅有两组线圈而且还自带换向器，有三组线圈的无刷电机控制要更复杂一些。每组线圈都需要根据转子当时的实际位置来进行实时的控制，通过输入的控制信号，来获得正确的力矩。当三相电流通入永磁同步电机定子的三相对称绕组中时，每组线圈都会受到电流的激励，从而在其周围产生一个磁场。由于永磁体和定子磁场的相互作用，会产生各自的磁场，并形成旋转磁场。这个旋转磁场可以作用于转子磁极，从而使转子跟随着旋转磁场运动。这样，永磁同步电机就可以实现电动机的功能。三相磁场相互叠加，形成旋转磁动势。我们根据调整三组线圈上各自的电流大小，产生任意方向和大小的磁场，使得转子在磁场作用下不断旋转^[20]。

定子产生的磁场，其平行于转子磁场方向的分量会产生吸引或排斥力，从而产生电机的机械运动；而垂直于转子磁场方向的分量则不会对电机产生机械运动的影响。而如果定子和转子的磁场方向相互平行，则它们之间会产生一个轴向力，而没有产生任何的有效的旋转力，这个轴向力会作用于轴承上，导致轴承受力过大，甚至可能导致轴承损坏。

因此，对于电机设计和优化而言，需要考虑轴向力对轴承的影响，并尽可能减小轴向力的大小，以提高电机的可靠性和寿命。所以如何产生一个较大的力矩是控制高效运行过程中的重点。即减小平行磁场、增大正交磁场。不论转子旋转到哪一个角度，定子都存在着一个最优化的磁场方向，转子受到两个磁极分别一推一拉的作用，也就是说此时产生了最大的力矩；同样，定子也能产生一个无力矩输出的磁场方向。在电机的设计和运行中，通常会追求在定子产生的磁场方向和转子的磁场方向相互垂直的情况，这个位置被称为最大力矩位置。在这个位置上，定子磁场产生的旋转力会最大地作用于转子，从而使电机产生最大的机械输出功率。因为在最大力矩位置上，定子和转子的磁场方向垂直，所以它们之间的相对运动产生的磁阻力最小，从而最大程度地减少了电机的能量损失和机械阻力，提高了电机的效率^[21]。

如图2-7(a)，如果我们对 A 极和 B 极分别施加正电压和负电压，那么转子会倾向于转到如图所示的位置。因为根据磁极异性相吸、同性相斥原理，此时永磁体内部磁力线和定子产生的磁力线方向一致，受力力矩为 0，可以稳定下来。

下一阶段，我们换成 AC 相通电，那么同理此时转子将会受力旋转到如图2-7(b)水平的角度。再换成 BC 相通电，转子的旋转状态如图2-7(c) 所示。

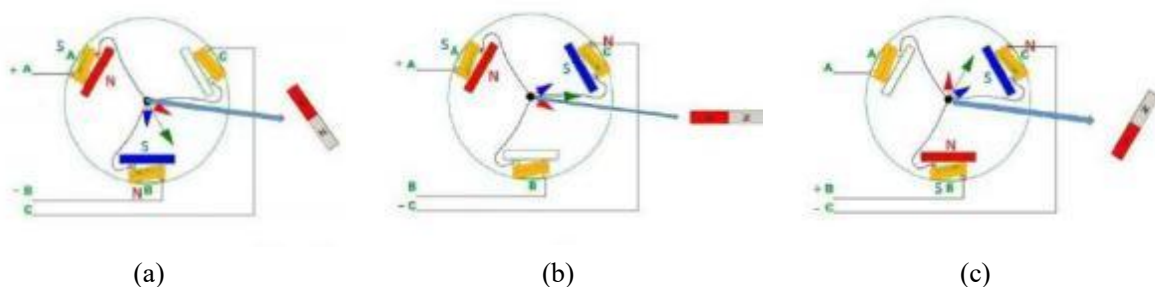


图 2-7 永磁同步电机转子不同通电状态下的角度

以此类推，将不同相上拉至高电平以及下拉接地，可以得到每个通电状态下转子的角度。如图2-8所示共有 6 个不同状态，按照顺序进行 6 次每次相隔 60 度的换相，完成了完整的转动。



图 2-8 完整转动的 6 次换相

所以无刷电机的换向归根结底就是电动机定子电流方向的改变，是通过电路驱动逆变器来实现的。电压源逆变器的作用是将直流电压转换成交流电压，并且可以在不同时刻产生不同方向的电流。逆变器的具体实现是由半桥电路来构成的。半桥结构由两个功率器件组成，中间点作为输出提供信号，其原型如图2-9。半桥结构是其他更复杂的电路结构（如全桥结构、多电平结构等）的基础，使用三个半桥电路就可以组合成三相逆变电路，要组成三相逆变电路，可以使用三个半桥电路组合而成。每个半桥电路对应三相逆变电路中的一个相，它们的输出相位相差 120 度。三个半桥电路可以通过一个控制电路来实现相位的控制和协调，从而输出三相交流电压。每个半桥引出的一根输出线跟无刷电机相连，实现了电压源逆变器和永磁同步电机电机连接，结构如图2-10所示^[22]。

为了实现逆变器的开关切换，我们需要微控制器主体产生并且给逆变器输入控制驱动信号，驱动控制信号驱动 6 个功率开关元器件（本文是 IGBT）从而产生

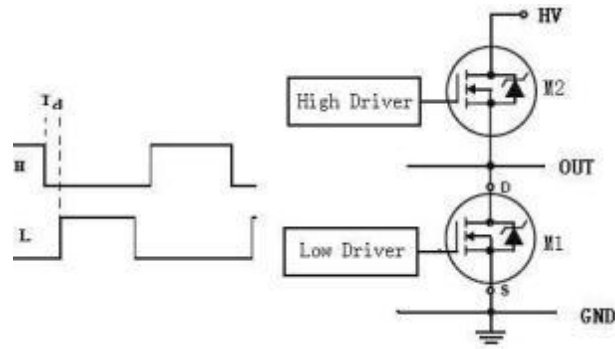


图 2-9 半桥结构原型

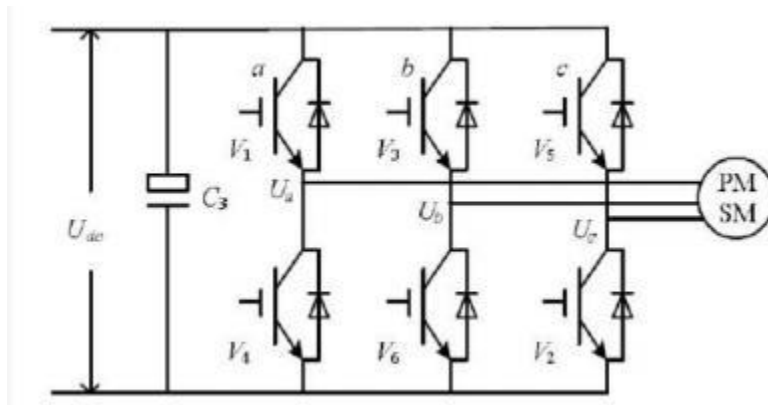


图 2-10 无刷驱动电路

磁场，实现转子的旋转控制。控制驱动信号的产生具体过程将在第四章进行阐述。

对于逆变器开关元件的选择，MOSFET 和 IGBT 都可以作为开关元件来使用，外形和参数也比较类似。它们的具体区别在于：MOSFET 具有更好的高频特性，缺点是功耗更大，由于电动汽车需要到充电桩进行充电，无法随时随地补充电量，电力节约对于新能源汽车来讲十分重要，因此耗电较快的 MOSFET 并不适于使用到电动汽车驱动控制器上，而是往往应用于镇流器、变焊机或者汽油车的电机驱动等领域。而 IGBT 在省电方面更有优势，其导通电阻小，耐压高，更适合应用于逆变器、感应加热等领域，不仅可以用于新能源汽车的电机控制系统，还可以应用到热管理系统、车载空调系统上^[23]。具体特性比较如表2-2所示。

表 2-2 MOS 管与 IGBT 特性和应用比较

特性	MOS 管	IGBT 管
常见应用场景	燃油车电源管理、LED 车灯	电动汽车电机驱动器、车载空调
功耗	功耗较高	功耗较低
适宜场合	输出功率较小的场合	输出频率较大的场合

2.5 本章小结

本章首先讲述了永磁同步电机的构造和组成部分，然后对不同类型的永磁同步电机的优缺点和适合的应用领域进行了介绍和对比，阐述了新能源汽车往往选择永磁同步电机作为驱动电机的原因。

在 2.2 节对永磁同步电机在三种坐标系下的数学模型进行了推导和分析，给出了永磁同步电机在 ABC 自然坐标系、 $\alpha - \beta$ 坐标系和 d-q 坐标系三种坐标系下的电压方程和磁链方程，清晰明确地突出了通过 Clarke 变换将电机三相相电流进行解耦和降阶、以及通过 Park 变换实现将永磁同步电机进行等效再实现控制的重要性。

本章在 2.3 节介绍和对比了永磁同步电机的常用控制原理，选择了最适合电动汽车驱动的 FOC 矢量控制的 $i_d=0$ 方法，作为本文的加速系统实现对象。还阐述了本文通过硬件电路完成 FOC 算法并集成进微控制器，在应用和实现方面的理由和优势。

本章在 2.4 节给出了电机驱动控制系统在整车当中的位置以及整体结构，主要包括直流电源、永磁同步电机、微控制器、位置检测单元、负载和逆变器。然后介绍了无位置传感器转子位置检测方法和逆变器的结构。

第三章 汽车电机微控制器设计

整车控制器是新能源电动汽车相对于传统燃油车产生的一个较大的改变。整车控制器采集汽车各方位的信息，比如踏板、方向盘、座舱和按键等，对驾驶人员的意图做出判断^[24]。

通常来讲，整车控制器是汽车控制器的核心大脑，需要迅速做出安全决策，通过 CAN 总线与车载娱乐系统、电机驱动控制器、座舱控制器、智能音箱和电池管理系统等进行通信和交互，给他们发出指令和数据的同时，接受电机控制器、座舱控制器、智能音箱和电池管理系统各自采集后返回的数据和信号^[25]。

其中电机控制器作为控制系统的核心部件，是保证汽车安全行驶的控制中枢神经，根据整车控制器给出的指令需求，改变汽车行驶模式（前进后退变向、加速减速等），它的表现决定着汽车行驶的动力性能，以及能否应对极端路况天气等。

电动汽车用电机取代发动机，不仅是从燃油走向纯电带来能源消耗方式和提升性能的改革，电机驱动更为汽车驾驶更带来了无限可能。2023 年，比亚迪推出新款电动汽车仰望，更是打破了电动汽车集中式轮毂驱动的传统，在车辆的两个后轮上各配备了一个带有两级减速机构的驱动电机进行分布驱动，实现了汽车四轮分别驱动、换向，有自己单独的转速和方向，实现车身稳定矢量控制、鲁棒性极高的极致安全的目标。这样的改革使得电动汽车无惧冰雪路面、山地路面，带来了更广阔的应用和消费市场。我们可以推断，随着电动汽车智能技术的不断推进发展，对于电机微控制器芯片的需求越来越高。

3.1 电机微控制器需求和模块组成

3.1.1 汽车电机控制器要求

首先电机控制器会接受来自整车控制器代表驾驶人员意图的比如加速、减速、制动以及停车等命令，通过自身的处理器和控制模块进行配合，将触发和控制信号发送给逆变器以改变电流方向、大小来实现对电机状态的控制。

除此之外，电机控制器还要考虑到意外情况的发生。我们参考一个具体的应用实例。众所周知，在公路上一旦汽车发生爆胎，那么车辆极易失控，要想保持平稳是一件极其困难的事。此时就需要轮毂控制电机接收突发意外的决策指令，对四只轮毂分别进行独立的力矩调整，还要调整正负力矩，只要有一只轮毂爆胎，其他三只轮毂的力矩就会自动调整，这样就可以保持车身稳定，减轻对车内人员的伤害。

汽车座舱的控制电机往往额定电压在 12V，功率大约在 30kW，转速 3000rpm，针对这种电机的驱动控制器能力和性能没有过高的要求。而轮毂电机控制器输入电压在 120V 上下，要求连续电流达到 150A、峰值电流在 300A，因此连续功率为 150kW、峰值功率在 30kW；需要适应-25~45° C 的环境温度；额定转速 2500 rpm、峰值转速要超过 6000rpm。

本文中功率开关 IGBT 模块最高开关频率设定为 10 kHz，周期为 100 μ s。这个频率下逆变器所输出的电压波形极其接近正弦波、规避了谐波分量的干扰。这就意味着要求控制器每 100 μ s 采样一轮电流值，在 100 μ s 内控制芯片要完成电流 PID 调节、Clarke、Park 以及反 Park 坐标变换、SVPWM 输出信号等工作，因此在设计控制器时要考虑到控制芯片主频率满足要求。

除此之外，由于应用场景的特殊性，要求汽车电机控制器包含有外界通信模块如 SPI 模块、I²C 模块等，满足与电机保护芯片、功率放大电路芯片等汽车其他芯片的数据信息交互；包含有足够的外设 I/O 接口和普适性总线，具有可拓展性和可集成性；包含 Timer 以及 PWM 模块，产生 PWM 波形进行电机驱动控制。

3.1.2 电机微控制器模块组成

想要实现汽车轮毂电机正常运转、汽车按照驾驶人员的需求行驶，轮毂电机控制器需要完成闭环控制，一方面接收整车控制器采集、传输来的汽车速度、温度、处境情况等信息，一方面对驾驶人员提出的需求做出综合判断，再对轮毂电机给出相应的指令和数据。同时控制器需要实时检测受控函数的数值情况，检查实际数值和目标参数的误差。当受测函数与预设的保护阈值比较，发现电路工作出现异常或者故障时，微控制器需要做出相应的中断指令、保护现场等动作。

电动汽车对驱动电机系统的要求可以概括为 6H1L：6H 为高功率密度 (high power density)、高体积密度 (high volume density)、高效率 (high efficiency)、高可靠性 (high reliability)、高品质 (high quality) 和高安全性 (high safety)，其中高品质指低振动噪声、低转矩脉动和良好的电磁兼容性；1L 为低成本 (low cost)^[26]。

为了完成上述任务，电机控制器系统的构成通常包括中央控制模块、电源模块、驱动控制模块、位置速度检测单元或者传感器模块等。但是由于机械传感器自身存在着对环境条件要求比较苛刻，一旦损坏就会无法完成闭环，开销较大占空间过多等缺点，本设计采用无传感器的 FOC 控制算法，相对来讲鲁棒性更高、硬件电路的实现成本更低。

市面上常见的汽车电机无刷控制器有 MCU、FPGA 以及 DSP 处理器。常见的技术成熟的 DSP 永磁同步电机控制器如 TI 公司的 TMSF283 系列、ST 公司的

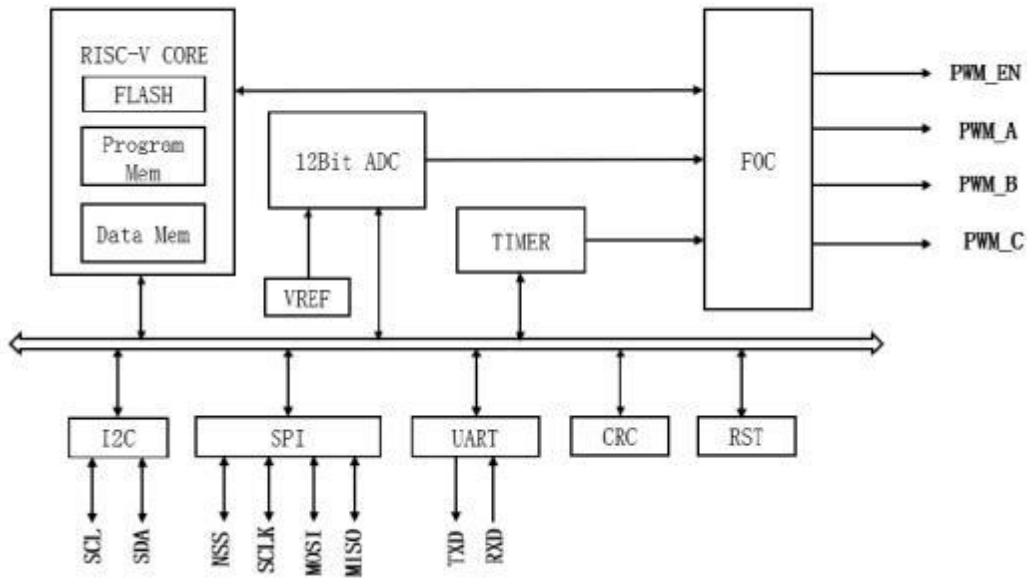


图 3-1 电机驱动微控制器结构示意图

STM332F4 系列等，主频都能超过 100Mhz，但价格成本较高，而且大多数处理器使用冯诺依曼结构，对数据和指令的操作不能分开，指令和数据在统一存储空间进行储存，因此效率较低；并且此类芯片具有较多其他计算功能等，很多功能在电机控制器都未使用得当。使用 FPGA 进行电机无刷控制相对于 MCU 和 dsp 控制具有灵活、可重新编程、开发周期短等优势，但是大批量生产成本过高，且所占空间过大、安全性较低^[27]。市场上应用较广泛的 MCU 电机无刷控制器有英飞凌的 iMOTION 系列，6EDL7174 系列等^[28]。这些控制器大多采用复杂指令集结构的 CPU，本文为电机无感控制器设计了一款基于精简指令集架构处理器的微控制器。

本设计的微控制器模块组成如图3-1所示。其内核采用基于 RISC-V 指令集架构的开源内核作为中央处理器，对外通信模块如 SPI、GPIO，ADC 模块，Timer 模块和 FOC 控制硬件加速系统，系统使用 AMBA 总线中的 AXI-LITE总线作为传输中介在他们之间进行数据的传输和转换，完成各个模块的功能。

3.2 内核模块的设计

MCU 微控制器系统中有许多各种模块，其中中央处理单元，即 Central Processing Unit，就是我们通常所说的 CPU，我们人类通过大脑产生对事物的判断和操作，CPU 就是电机驱动微控制器的“大脑”。微处理器依靠 CPU 来完成几乎所有的数据运算、指令运行和系统控制。在整个流程当中，微处理器能完成从外界存

存储器当中取出指令、编译指令、执行指令的操作，对接收和发送的数字信号、数据进行实时的探测、分析、采集、处理等，并且更新对应的存储器内容，实现闭环。

汽车电机驱动控制器中的处理器是实现电机驱动控制器各项功能的核心部件，其重要性不言而喻。处理器需要处理各种传感器或是驾驶人员输入的信号，例如电机的速度、加速度、位置等，通过对这些信号的处理，控制器可以实时掌握电机的状态，从而进行相应的控制；处理器还可以将控制器需要的数据存储在内部存储器中，例如电机参数、控制算法等等，这些数据对于电机驱动的精确控制至关重要；除此之外，处理器还需要实现控制器的系统管理功能，例如故障诊断、自动开关机等，保证控制器的正常运行。

3.2.1 内核模块指令集架构

不同于大部分单片机内核相对常用的传统复杂指令集架构，本设计当中微处理器采用精简指令集架构。

相比于复杂指令集架构的一条指令会涉及到大量的电路操作，且微代码的 bug 修复困难、存储时会消耗过多的晶体管的劣势，精简指令集架构提取出一些最基本的指令，当需要执行复杂的操作时，用指令集内的这些基本指令来完成，大大提高了运行效率，并且降低了硬件设计成本^[29]。精简指令集的指令数量少，指令长度固定，再有流水线操作的加持，使得微处理器的每个时钟脉冲周期内所执行的指令数，即 IPC (Instruction Per Clock) 可以接近于 1。又因为 CPU 性能 = IPC × 频率 (MHz 时钟速度)，因此 CPU 性能也得到提升。以对两个数据进行减法操作为例，基于复杂指令集的处理直接在内存上通过一条 SUB 汇编指令进行运算，但是其底层电路会完成许多微代码指令：需要先完成读取加载数据，然后进行减法，最后再写回；而基于精简指令集架构的处理器会将整个操作分为多个基础指令执行。

在电动汽车电机无刷控制器当中使用 RISC-V 架构的 CPU 有着极强的优势。第一，RISC-V 架构的 CPU 相对于复杂指令集架构 CPU 来说耗能更低，符合我们对于轮毂驱动微控制器的高效节能需求。由于 RISC-V 架构的处理器在设计过程中可根据应用进行灵活剪裁、按需选择，这样存储指令所占据的存储面积很小、耗费的晶体管也很少，相对于复杂指令集架构，能以极低的能耗来实现指令的运行和其他元器件的需求。因此，本文使用的精简指令集架构的 CPU 会带来的是更高的能量密度，提升整车续航能力，这在保证汽车驾驶顺利安全的过程中是非常重要的。

第二，RISC-V 指令集作为开源指令集架构，意味着更低的设计成本。RISC-V

允许用于各种用途，任何人免费设计、制造和销售 RISC-V 芯片和其生态环境。和市场上 ARM 架构的处理器比起来，节约购买许可证的费用，成本大幅降低。和 FPGA 对比起来，如果生产量能够得到提升、应用能够得到普及，ASIC 芯片的成本低于 FPGA 应用的成本，同时由于所占体积的缘故，FPGA 在汽车电机驱动的使用方面不占优势。

第三，RISC-V 指令集架构具有更高的安全可靠。在电动汽车的开发过程中，安全性和持久性是开发人员考虑的最主要的因素。如果设计汽车电机无刷控制器时选择封闭架构的处理器 ip，开发人员无法了解门级电路设计细节，很难发挥出最佳性能而且存在一定的安全隐患。不仅如此，如果出现故障，汽车零部件的检测将带来极其繁琐和昂贵的检查、返工。汽车行业需要的是谨慎小心、拒绝盲目地减小成本。如果使用 RISC-V 架构就不存在这种担忧。RISC-V 架构完全由设计人员进行全过程的开发和设计，内核的所有细节都对工程师公开透明，可以全面检查确定系统的安全，而且其优秀的可拓展性使得开发人员可以根据汽车的需要定制故障反馈模块、中断处理模块。在电动汽车领域，我们对产品的安全性、可靠性有极为苛刻的要求，RISC-V 在这一点上也有极大的优势^[30]。

3.2.2 四级流水线设计

如图3-2，本电机无刷微控制器的内核处理器流水线一共为四级，四级分别是取指、译码、执行和访存。

取指：通过指令预取缓冲区从内存中提取指令，且产生新的 pc 值。如果外部总线接口能够每个周期提供一条指令，则处理器的取指（IF）阶段即可在每个周期向译码（ID）阶段供应一条指令，并且如果遇到压缩指令情况，取指阶段会先将其转换为正常指令。

因此取指阶段包括 pc 值存储器和指令存储器两个子模块。此处 pc 存储器起到 pc 值存储和更新的作用。

译码：作为纯组合逻辑电路，对从取指阶段所得到的指令进行解析确定具体是哪一条指令，其分析指令的依据是 RISC-V 指令格式区分指令类型。并且对寄存器堆进行按需读取。此模块包含译码电路和访问通用寄存器堆两个子模块。

执行：根据前一级流水线即译码阶段给出的控制信号和操作数，执行 ALU 的相关计算。

访存：访存则是判断是否需要将数据写回寄存器堆，如果有需要，则对指定地址的内存进行读写更新。

处理器通过四级流水线架构实现了指令和数据的接收处理以及写回的闭环操



图 3-2 四级流水线示意图

作^[31]。

3.2.3 核心模块设计

3.2.3.1 指令预取缓冲区 buffer

本设计的指令预取 buffer 实现了两个目标。第一，整体上减小了 CPU 读取指令的时间延迟，缩短 CPU 原本需要等待的到主存取出指令耗费的时间，提高 CPU 的频率。

我们知道，CPU 从存储介质中读取数据是有延迟的，在现代计算机体系结构中，为了减少数据读写的延迟，采用了分层的内存体系，处于底层的是 DRAM，也就是我们说的主存，它比硬盘读写速度更快，但是容量更小，在主存上面是 SRAM 也就是我们说的高速缓存 Cache，高速缓存又分为 L1、L2、L3，每级的 Cache 大小依次递减，这种分层的架构因为 CPU 访问内存高度的局部性对于减少数据读写延迟非常有效。

对于数据密集型的程序来说，比如当需要完成矩阵运算或是涉及到数据较多的运算时，数据读写就很难再有很强的局部性，如果发生 Cache miss 的情况，会带来较大的开销。因为此时处理器需要及时性的内存请求策略，只有在需要某个数据的时候才会发起内存请求，处理器需要等待数据所在的 Cache line 从主存被调入 Cache 中，才能成功拿到数据继续执行，造成了时间的浪费。

通常情况下，设计人员可能会在软件方面进行解决。对编译器设计 prefetch 预取指令，prefetch 指令可以让主存提前将目标内存地址对应的数据所在的整个 Cache line 从主存调入 Cache 中，可以是 L1、L2 或者 L3，后续的内存读取操作就大概率不会触发 Cache miss 导致 cpu stall。

在本设计当中，我们使用硬件电路方式进行指令预取。硬件预取是由 CPU 内

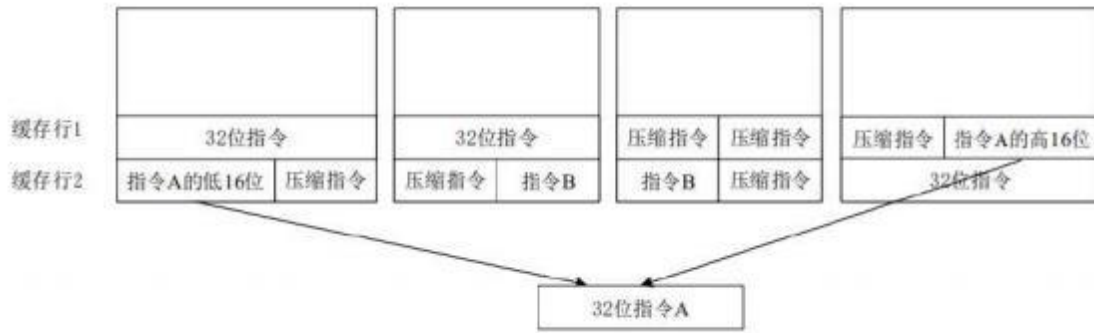


图 3-3 指令预取缓冲区处理长度不同的未对齐指令

部专用的 128 位高速缓存行设计而成的预取指 buffer 实现的。CPU 内部的预取机制会一直观察分析所执行的指令或数据流，通过计数器计数的方式从中找出规律，将可能要被用到的数据放在相关的缓存中，需要被使用时可以尽快调用。

第二，更加合理地处理 RISC-V 指令集里的压缩指令，减少内核的停顿。一种理想情况下，我们使用的全是 32 位指令，则不需要考虑压缩指令的处理。或者说 RISC-V 指令集里 16 位的压缩指令恰好和 32 位的指令边界对齐，那么只需要 CPU 暂停一个时钟脉冲，对其进行 C 拓展、解压缩为标准 32 位指令，即可继续进行正常的译码等处理。

但是大多数情况下 16 位的压缩指令同 32 位的普通指令一起出现时可能没有对齐的，无法进行正常的 C 拓展而影响后续译码等操作，使处理器运作停顿，甚至产生异常。本设计为了解决这一问题，提出增加指令预取缓冲区的方法。指令预取 buffer 由 prefetch_controller 和 prefetch_buffer 构成。本设计的指令预取 buffer 长度为 256-bit 宽 Cache line，这样就允许内核访问指令预取 buffer 中的 8 到 16 条指令，但仍然存在读取未对齐指令的问题，如图3-3所示，其中当前的 32 位标准指令 A 的高 16 位和低 16 位分别在两个不同的 Cache line，可能发生指令读取失败。

此时为了减少内核由于未对齐指令进行处理而带来的停顿情况，实现即使指令非对齐但仍然在一个周期内完成取指的目标，本设计使用一个寄存器来保存最后一条指令的低 16 位，与当前缓存行的高 16 位进行拼接组合成为完整的一条指令，然后继续进行译码等操作。

3.2.3.2 控制和状态寄存器 CSR

本设计的内核还实现了一些用于记录系统状态和中断异常状态的寄存器组。在 RISC-V 架构中，这些寄存器的作用类似于 arm 架构中的 cp15 寄存器，用于设置处理器信息相关、中断配置和响应信息、存储器保护相关信息等等。

本设计实现 CSR 相关指令需要译码模块、执行模块和访存模块的子模块进行

表 3-1 本文部分控制和状态寄存器

名称	属性	地址	描述
MTVEC	read only	0x305	中断模式信息和中断处理函数的基地址信息等矢量
MCAUSE	read/write	0x342	机器模式异常原因
MEPC	read/write	0x341	保存更新 PC 返回值
MSTATUS	read/write	0x300	硬件自动更新的机器模式状态寄存器
MIE	read/write	0x304	中断使能

配合，主要流程是：

(1) 提供读功能给执行模块, 提供写功能给访存模块, 译码模块解析得到具体需要访问的寄存器, 完成 CSR 相关指令以及寄存器的读写操作。

(2) 从 clint 端接收中断信息, 并更新到 mip 寄存器, 并更新给 ctrl 模块, ctrl 模块通知 ifu 跳转到 mtvec 指定的地址。

(3) 提供读写功能给 ctrl 模块, 用于异常和中断的处理;

本设计中涉及到的 CSR 寄存器如表3-1所示:

给 clint 的接口如图3-4所示, 使得 clint 模块获取当前异常中断信号:

```
input wire
input wire
input wire
IRQ_sw_i;
IRQ_timer_i;
IRQ_ext_i;
```

图 3-4 clint 模块相关接口信号

RISC-V 处理器 trap 后跳入的 PC 地址由 mtvec (Machine Trap-Vector Base-Address Register) 寄存器指定。Mtvect 可读可写, 其中主要包括中断模式信息和中断处理函数的基地址信息, 地址域包括 mode 域和 base 域。如果 mode 为 0, 意味着中断模式为 direct mode, 则无论中断类型和异常都直接跳转到 base 值所指的基地址处进行处理; 如果 mode 为 1, 意味着中断模式为 vector mode, 则异常直接跳转到基地址处处理, 而中断则根据中断号跳转到基地址 + 偏移量的地址处进行处理。

mtvec 相关端口信号如图3-5所示。

```

input Logic [31:0] mtvec_addr_i,
input Logic      csr_mtvec_init_i,

Localparam MTVEC_MODE = 2'b01;

```

图 3-5 mtvec 寄存器相关接口信号

RISC-V 架构规定，进入异常后，硬件会自动更新机器模式异常原因寄存器 `mcause`，记录当前的异常种类，然后软件可以通过读此寄存器查询造成异常的具体原因。

`mepc` 用于保存异常或者中断处理时候的程序指针值（`pc`），使得在异常处理完成后，用以恢复原有程序的运行；出现中断时候，中断返回地址 `mepc` 的值被更新为下一条尚未执行的指令。出现异常时候，中断返回地址 `mepc` 的值被更新为当前发生异常的指令 `pc`。

进入异常后，硬件自动更新机器模式状态寄存器 `mstatus` 中的某些域。在本设计中，我们主要关注全局中断使能位 `mie` 和中断发生前的中断使能位 `mpie`。Ctrl 模块检查到中断在进入中断处理函数之前会把 `mie` 信息保存到 `mpie` 中，并清除中断使能位 `mie`。在中断处理完毕，收到 `mret` 指令，`ctrl` 模块通知 `csr` 模块用 `mpie` 中的值恢复 `mie`。

3.2.3.3 前向旁路缓冲单元

在基于 Ready-Valid（也称为 Handshake）协议的数据传输中，Ready 信号表示接收方是否已经准备好接收数据，Valid 信号表示数据是否有效。数据传输只有在 Ready 和 Valid 信号同时高电平有效，且时钟沿来临时才会进行。这保证了在数据传输过程中，发送方和接收方都准备好了数据传输。

如图3-6所示，当 `valid_down` 为拉高时，表示此时上级的有效数据已经准备好，下一级数据可以将其接收、处理；当 `ready_down` 为拉高时，表示这一级数据已经被读走，上一级数据可以写入新的有效数据；如果 B 没能及时的处理完 A 送达的数据，就会将 `ready_down` 拉低，提醒 A 模块不要再传输数据了。此时 A 模块接收到 B 的指令，为了不让数据丢失，在 B 模块读取当前数据前，A 模块不会更新自己输出的 Data 内容。由于 A 目前不能更新输出值，因此需要告诉 A 的上级模块停止数据传输，因此 A 模块也会拉低自己的 `ready_up` 输出信号，提醒上一级暂停数据的传输。这种当后面的模块未能及时处理上级模块的输入数据时，通过一个 Ready 信号告诉自己前面的模块暂停数据传输，发生了数据相关性冲突，这种情况

就是反压。

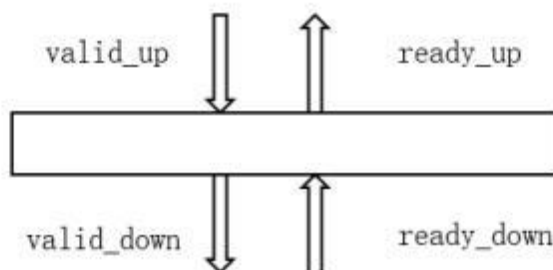


图 3-6 流水线握手示意图

发生反压时模块不能更新自己此时的输出，如果流水线级数较多，便有可能发生时序瓶颈问题。本设计我们采用四级流水设计，如果我们收到后级反压信号，首先会反压本级输出信号的寄存器，但是如果只反压最后一级寄存器，那么会面临一个问题，就是最后一级寄存器数据会被前三级流水冲毁，导致数据丢失，引出数据安全问题，所以我们此时需要考虑反压设计。

本设计在流水线寄存器处加入存储体，即前向旁路缓冲区，这种方法是增加一个额外的缓存，其中包含有 FIFO 进行缓存，这样即使后向的握手信号时序路径给出反压信号，但不会出现数据的丢失，解决反压问题，防止延长指令的执行时间。

本文的前向旁路缓冲区结构如图3-7。整体可以分为三个大模块，分别是前向旁路控制器、缓存 buffer、数据输出选择器。前向旁路控制器通过接收来自前级流水线的有效信号 i_vld 和来自后级流水线的准备信号 i_rdy 来生成对缓存 buffer 的控制信号，以及状态输出信号 o_vld ， o_vld 为 1 表示前向旁路缓冲区有数据需要输出， o_vld 为 0 则表示前向旁路缓冲区没有数据需要输出。而缓存 buffer 的主体是 FIFO 存储器，根据前向旁路控制器的控制信号判断是否要缓存此时的输入外部数据，然后判断此时 FIFO 空满生成输出空满信号，并且给出反馈信号到控制器和数据输出选择器。数据选择器的输入有外部输入数据和缓存 FIFO 内的数据，根据缓存 buffer 的反馈信号对输出数据进行选择。

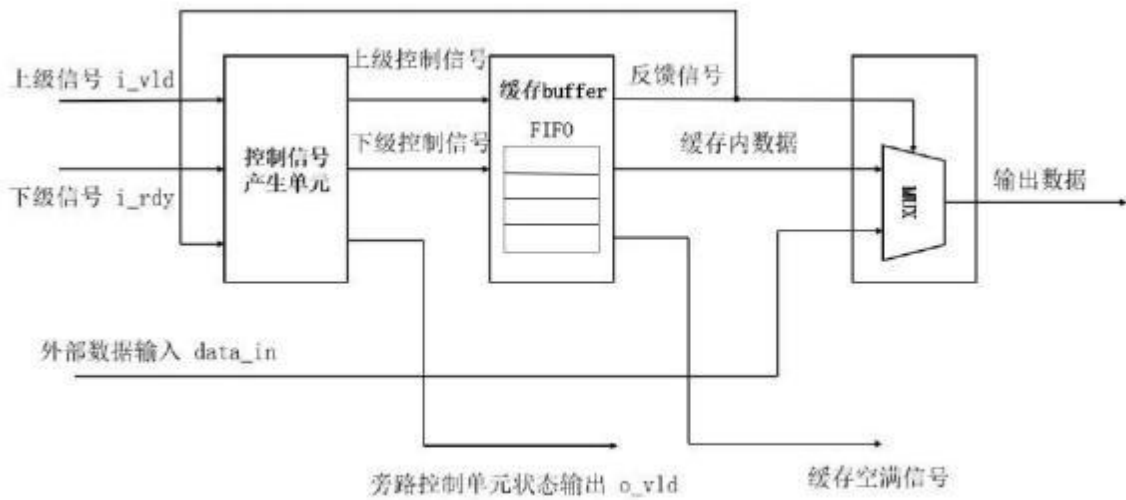


图 3-7 前向旁路缓冲区设计

当 FIFO 为空时，若前级输入信号 i_vld 为 0 也就是无有效数据时，没有有效数据进入前向旁路缓冲区，无需进行缓存；若前级输入信号 i_vld 为 1、后级输入准备信号 i_rdy 为 0 时说明产生反压，需要对传入的有效数据进行缓存；若前级输入信号 i_vld 为 1、后级输入准备信号 i_rdy 为 1 时，说明此时流水线正常工作，缓冲区被旁路，数据选择器此时选择外部输入数据进行输出到下一级流水线。

当 FIFO 为非空时，若前级输入信号 i_vld 为 0、后级输入准备信号 i_rdy 为 0 时，没有新有效数据进入缓存；若前级输入信号 i_vld 为 0、后级输入准备信号 i_rdy 为 1 时，数据选择器选择 FIFO 的输出数据进行输出到下一级流水线，当 FIFO 深度不大于 1 时达到流水线为空；若前级输入信号 i_vld 为 1、后级输入准备信号 i_rdy 为 0 时，缓存区继续接收外部输入的有效数据；若前级输入信号 i_vld 为 1、后级输入准备信号 i_rdy 为 1 时，此时对缓存区进行同时的写入和读出。

3.3 外界通信模块的研究与设计

一个完整的电动汽车电机驱动控制产品是由多种模块组合实现汽车轮毂驱动功能的。微控制器 MCU 作为系统的核心，还需要和外围的存储器、电源模块、传感器单元、保护模块等进行配合工作，不同类型的硬件单元需要有机的结合起来，就离不开相互之间的数据通信。同时，电机驱动微控制器也需要经由总线与整车网络进行连接、实现人机交互。这些通信过程都需要遵从由芯片制造商制定的芯片通信协议，规定其中的数据格式、通信速率、接口标准等等。

3.3.1 SPI 控制模块设计

SPI 协议 (Serial Peripheral interface) 是串行外围设备接口协议。在车载芯片中, MCU 微控制器通过 SPI 通信模块与 SoC 的其他模块, 如时钟、存储器、ADC 等模块进行数据交换和传递。由于 SPI 协议在芯片管脚上只占用较少的四根接口线、节约 PCB 管脚和面积, 硬件占用资源少, 并且协议简单高效, 极其适合使用到车载电机驱动芯片上, 尤其是在如今四驱单独控制成为技术前进和发展的目标的情况下被很多汽车厂商所采纳^[32]。

典型的 SPI 连接如图所示:

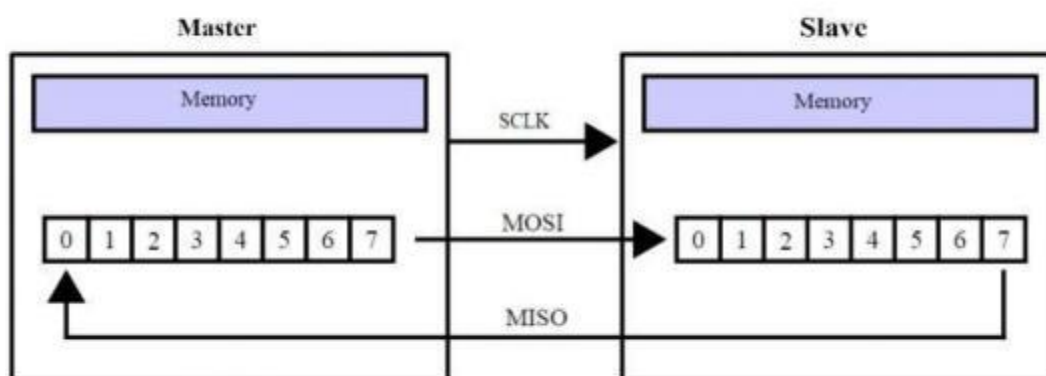


图 3-8 典型 SPI 连接方式

本设计中的 SPI 接口模块与 AXI-LITE 总线接口相连接, 对电动汽车 SoC 则主要用于与主存 Flash 相连, 其遵循 SPI 协议以实现外部存储器与芯片之间数据的通信过程。在这种情况下, 微控制器作为 SPI 主机工作, 而外部存储器则作为 SPI 从机。因此本文中只涉及到 SPI 主机模式, 微控制器作为主机与其他汽车信息模块相通信, 并不需要主从模式的转换。

如表3-2所示, 是本文中 SPI 协议设计中所使用到的寄存器, 用于配置 SPI 的工作状态、时钟分频以及数据、地址和指令长度等。

如图3-9所示是 SPI 模块设计的组成结构。

表 3-2 SPI 协议硬件电路使用的寄存器

寄存器名称	地址	作用
状态寄存器 STATUS	0x00	片选信号、复位信号以及读写模式选择
时钟分频寄存器 CLKDIV	0x04	SoC 时钟分频配置 SPI 工作时钟
指令寄存器 SPICMD	0x08	在读写数据前发送 SPI 命令
位宽寄存器 SPILEN	0x0C	DATALEN 配置数据长度, ADDRLEN 配置地址长度, CMDLEN 配置指令长度
地址寄存器 SPIADR	0x10	在发送命令前发送地址
发送 FIFO 寄存器 RXFIFO	0x14	数据写入 FIFO
接收 FIFO 寄存器 TXFIFO	0x18	从 FIFO 内读出数据

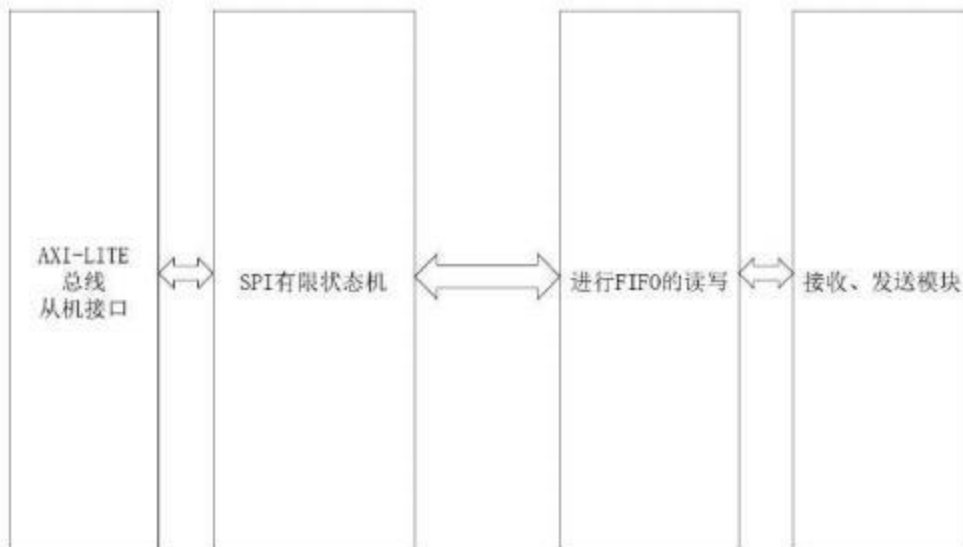


图 3-9 SPI 控制器模块设计

当 SPI 模式选择位置为 1 时，本设计 SPI 将以主机模式工作，完成电动汽车电机控制的通信需求。在该模式下，SPI 将会根据移位寄存器是否为空来判断和控制 SPI 启动传输。当向发送 FIFO 寄存器写入数据时，此时发送缓冲器空标志将会置 0，如果此时移位寄存器为空，那么发送缓冲器中的数据将会传送到移位寄存器，此时传输开始：SCK 输出时钟信号，MOSI 和 MISO 将会根据 SCK 信号将数据从高位逐位读出或者写入，传输结束后和发送缓冲标志将会置 1，移位寄存器的数据将是 MISO 接收到的数据，该数据将会被送到接收缓冲器中，向 FIFO 寄存器读取数据时将得到接收缓冲器的数据。

3.3.2 I²C 模块设计

通信协议的优势在于只需要两条线来实现通信，分别是时钟线（SCL）和数据线（SDA），因此可以节省芯片的引脚数量和占用面积；支持多个主从设备，因此可以实现多个芯片之间的通信，例如将多个传感器连接到同一个控制器上；其协议相对来说简明扼要，效率高且可靠性优良，有利于硬件电路的实现^[33]。

一个典型的 I²C 总线上的数据传输操作通常由以下四个部分组成：

生成开始信号：主机发送一个起始位，告诉总线上的所有设备，有一次通信即将开始。

发送从机地址：主机向总线上发送从机地址，告诉 I²C 总线上的从机设备，这次通信将要和哪个设备进行。

发送数据：主机将需要传输的数据通过 SDA 线发送给从机设备。

生成停止信号：主机发送一个停止位，告诉总线上的设备，这次通信已经结束。具体传输过程如图3-10所示。

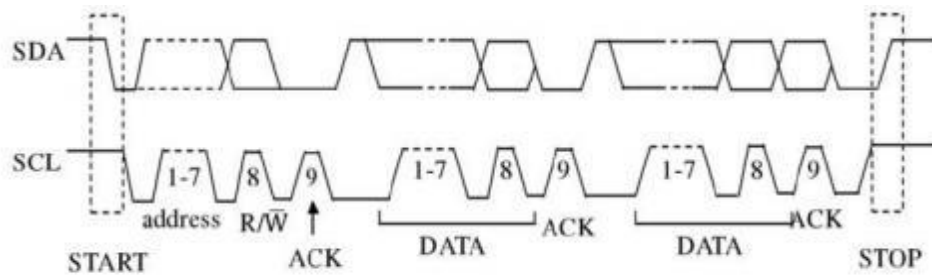


图 3-10 I²C 协议一次传输示意图

本设计中的 I²C 控制器模块主要设计有总线接口、寄存器、控制状态机组成，模块示意图如图3-11所示。

寄存器模块是保证 I²C 模块可靠地完成数据收发工作的关键模块。控制器通过操作各个寄存器来实现功能。本文中 I²C 模块内各寄存器如表3-3所示。

3.4 Timer 模块研究与设计

Timer 包含一个 16 位向上计数的基本定时器和一个 16 位向上计数的重载定时器，两个定时器的计数源均来自微控制器时钟。本文 Timer 模块具有如下特性：

1. 16 位向上计数的基本定时器用于记录基本定时器两次位置检测或者写入时序之间的时间，即用于 60 度换相时间的计数；
2. 16 位向上计数的重载定时器用于计时：位置检测到重载定时器上溢的时间，即用于续流屏蔽时间和 zcp 到换相时间的计数；



图 3-11 I^2C 控制器模块示意图

表 3-3 I^2C 协议硬件电路使用的寄存器

寄存器名称	地址	作用
时钟分频 CPR	0x00	当前系统时钟根据该寄存器设定值获得所需的 I^2C 时钟
控制 CTRL	0x04	给 I^2C 提供使能或者中断信号
发送数据 TX	0x08	寄存将要使用控制器发送的数据
接收数据 RX	0x0C	寄存通过控制器接收的数据
地址寄存器 SPIADR	0x10	在发送命令前发送地址
发送 FIFO 寄存器 RXFIFO	0x14	数据写入 FIFO
接收 FIFO 寄存器 TXFIFO	0x18	从 FIFO 内读出数据
指令 CMD	0x10	寄存控制器收发数据的命令信号
状态寄存器 STATUS	0x14	保存各种工作状态

3. 3-bit 可编程分频器对两个定时器的计数时钟进行分频；
4. 输入滤波和采样；
5. 位置检测模块根据输入信号产生位置检测信号；
6. 写入时序模块更新输出状态寄存器；
7. 7 组状态寄存器控制比较器和输出；
8. PWM 模式进行 PWM 波形输出。

Timer 内部结构如图所示。

Timer clock 控制器用于产生基本定时器和重载定时器的计数时钟源，由预分频器对计数时钟进行分频。预分频器基于一个由 3 位寄存器 PSC 控制的 12 位计数器，可选择 8 种分频系数，时钟源为内部时钟。由于这个控制寄存器没有缓冲器，分频系数改变会立刻更新，所以应该在基本定时器和重载定时器都不工作时更新分频系数。

输出 PWM 的周期由 TIM2_ARR 决定，占空比由 TIM2_DR 决定，占空比 = $TIM2_DR / TIM2_ARR \times 100\%$ 。配置 TIM2_CR0 寄存器的 T2OCM=0，输出根据 TIM2_DR 寄存器值和数值 TIM2_CNTR 的比较结果（TIM2_CNTR 小于或等于 TIM2_DR）输出低电平，反之输出高电平。

3.5 CRC 校验模块设计

循环冗余校验（CRC）计算是数据通信领域中最常见的数据校验方法，可以验证任何长度的数据^[34]。

本设计选择基于 CRC16 的标准生成多项式如下：电路原理图如图3-12所示。

$$X^{16} + X^{12} + X^5 + 1 \quad (3-1)$$

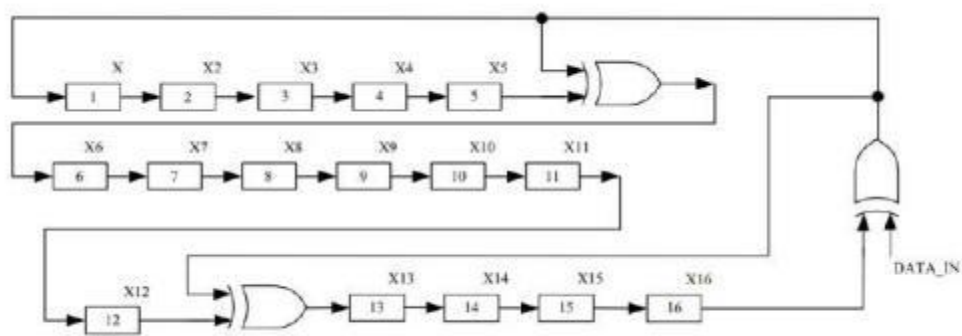


图 3-12 CRC16 电路原理示意图

CRC 校验的实现过程如下：

1. 初始化 CRC_DR 寄存器，将其初值设为 0xFFFF。
 2. 确定输入数据 CRC_DIN 的位宽和字节序，CRC16 算法中输入数据的位宽通常是 8 位，字节序可以是大端或小端。
 3. 实现移位寄存器：设计一个 16 位的移位寄存器，将输入数据各个字节输入到移位寄存器中。
 4. 实现异或器：将移位寄存器中的数据与生成多项式进行异或操作，输出异或结果。
 5. 实现反馈控制电路：将异或器的输出结果输入到反馈控制电路中，通过控制反馈电路的输出，使移位寄存器向左移位并输入新的数据。
 6. 重复以上步骤，直到所有输入数据处理完毕。
- 最后输出 CRC 校验结果：在所有数据输入完毕后，输出移位寄存器中的数据作为 CRC 校验结果。

3.6 本章小结

本章首先分析了电动汽车对于驱动电机微控制器的性能、安全、成本需求，进而阐述了本文汽车电机微控制器的模块组成。

然后设计和实现了微控制器的内核模块，介绍了其使用 RISC-V 指令集架构和四级流水线在电动汽车电机控制方面的原因和优势，重点介绍了本处理器中的几个核心模块的设计与实现。

本章还介绍了微控制器模块的外界通信模块如 I²C、SPI 模块，以及 Timer 模块和 CRC16 校验模块的设计与实现。

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/588011030005006027>