

湖南大学

硕士学位论文

纯电动汽车交流异步电机及整车总成控制器的开发技术研究

姓名：李志强

申请学位级别：硕士

专业：车辆工程

指导教师：钟勇

20070420

摘要

电动汽车以电能为能源，具有零排放无污染的突出优点，开发前景十分广阔。驱动电机及其控制系统是电动汽车动力系统核心部分。电动汽车用交流电机的直接转矩控制是电机高性能交流变频调速的新技术之一。

本论文以电动汽车用交流电机驱动系统为研究对象，将直接转矩控制思想运用于电动汽车驱动系统。为了降低成本并且提高整个系统的可靠性，将电动汽车电机控制器和整车控制器集成到一起即电机及整车总成控制器。

根据电动汽车所要达到的性能指标，分析了电动汽车驱动系统的特点，对各种驱动电机进行了比较。讨论了交流调速技术的发展和现状，采用空间电压矢量方法分析了直接转矩控制的基本原理结构及其算法。

详细分析了交流异步电机系统的工作原理，建立了交流异步电机及其控制系统的数学模型；然后在此基础上分析了交流异步电机直接转矩控制的实现方法，介绍了直接转矩控制系统的关键参量一定子磁链空间矢量的控制方式及其实现办法。并为获得良好的控制效果形成闭环控制系统，引入了磁链与转矩观测模型。最后建立了异步电机直接转矩控制系统模型并成功地进行了整个模型的仿真且得到了期望的结果。根据整车动力学原理，建立了整车动力学模型，最后完成了电机模型和整车动力学模型的联合仿真。

设计了基于CAN总线的电动汽车整车网络，并制订了整车CAN总线通讯协议。主控芯片选用美国TI公司生产的面向电机控制的DSP芯片TMS320LF2407。整个硬件系统是以TMS320LF2407型DSP为核心的弱电电路和以IPM模块为主的强电电路所组成。设计完成了档位检测模块、踏板位置检测模块、输出控制模块和通讯模块等。

介绍了再生制动的概念，讨论了再生制动的重要性，尤其是在城市工况下，通过对频繁制动过程中制动能量的回收，既减少了机械摩擦制动系统的损耗，又实现了能量的重新利用。分析了再生制动的特性，设计了实现再生制动的方案，包括如何进行电制动和机械制动的合理分配。最后采用了模糊逻辑控制理论来优化制动能量回收策略。

介绍了嵌入式操作系统 $\mu C/OS-II$ ，完成了嵌入式操作系统 $\mu C/OS-II$ 在DSP2407上的移植。在完成上面的工作后，进行了基于嵌入式操作系统 $\mu C/OS-II$ 平台上的任务的制定。最后完成软、硬件离线方式下的测试。

关键词: 直接转矩控制；DSP2407；IPM；模糊控制；嵌入式操作系统

Abstract

The EV uses the Electric energy as the power and has the advantage of no emission. The application of EV will have a good prospect in the future.

The controlling technology of driving motor is core of EV power system. It is one of the new technologies by using direct torque controlling method to control the AC motor in which is used in the EV.

AC motor driving system is taken as the research object. The direct torque controlling method is applied in the EV AC motor driving system. The AC motor controller and EV controller are integrated into one in order to reduce the cost and improve the reliability.

The character of all of the EV AC motor driving system is analyzed and the direct torque controlling method is compared with others according to the EV requirements. The current and future development of AC motor controlling technology and the theory construction and algorithm by using the space voltage vector method are discussed.

The working theory of the AC motor are analyzed and set up the model of AC motor with controlling system. The model of AC motor direct torque controlling according to the foundation of previous analysis are realized. Introduce the critical parameter of magnetic linkage controlling and its realization method. The model to observe magnetic linkage and torque are used in order to obtain the perfect closed loop controlling effect. At last The AC motor direct torque controlling model are set up and the simulation are done and the expected result are reached. The vehicle model is set up according to the vehicle force formual. At last simiulation of two models are finished.

The CAN bus in the EV and the protocol of CAN communication are designed. The American TI company's DSP TMS320LF2407 is selected as the controller. The whole circuit can be divided into two parts. One part is the core circuit which uses the TMS320LF2407. The other one use the IMP to drive the high voltage section. The whole circuit can complete sampling the position of shift、 sampling the position of the pedal、 output controlling variables and communication part and so on.

The recycling energy strategy is introduced. The importance of recycling energy is discussed especially in the city situation. It can decrease the lose of mechanical braking system and use the energy again through recycling the energy in the braking process. The character of the recycling is analyzed and the plan of recycling is

designed. It includes that the motor braking and mechanical braking are rationally allocated. At last the recycling system is optimized by using the fuzzy controlling method.

The embed system $\mu\text{C}/\text{OS-II}$ is introduced; the transplant in the DSP2407 is finished. After the previous work is finished, all the task design is finished. At the end, the software testing in the hardware in loop method is finished.

Key Words: Direct Torque Control ; DSP2407 ; IPM ; Fuzzy control ; Embed System

湖南大学

学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的论文是本人在导师的指导下独立进行研究所取得的研究成果。除了文中特别加以标注引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写的成果作品。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

作者签名：

日期： 年 月 日

学位论文版权使用授权书

本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，允许论文被查阅和借阅。本人授权湖南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。

本学位论文属于

- 1、保密，在_____年解密后适用本授权书。
- 2、不保密。

(请在以上相应方框内打“ ”)

作者签名：

日期： 年 月 日

导师签名：

日期： 年 月 日

第 1 章 绪 论

本文整个研究工作是紧紧围绕电动汽车交流异步电机及整车总成控制器的开发来进行的。文中论述了电动汽车的研发背景和目的，并且讨论了车用交流异步电机的特殊要求。分析了直接转矩控制的思想，建立了电机直接转矩控制模型和整车动力学模型并进行了联合仿真。设计了电机及整车总成控制器和整车CAN网络，并讨论了再生制动控制策略。最后完成了基于嵌入式操作系统平台的软件开发和测试。本章着重论述了选题的重要性以及国内外的研究情况。

1.1 本文研究的背景和意义

随着科学技术和经济高速发展的 21 世纪的到来，汽车在促进经济发展和社会进步中扮演着重要角色，它的出现极大地改变了人们的生活。汽车工业已经成为当今世界最大最重要的工业部门之一，成为世界上许多国家的支柱产业，在人类的经济生活中发挥着举足轻重的作用^[1]。但人类在享受汽车文明的同时也必须面对汽车造成的负面影响：环境污染和能源过度消耗。

当今世界汽车保有量已超过 6 亿辆，每年向大气层排放 2 亿吨有害气体，占大气污染总量的 60% 以上，是公认的污染大气层的“杀手”。根据国家环保中心预测 2010 年汽车尾气排放量将占空气污染源的 64%。2002 年，中国石油净进口量直逼 7000 万吨大关，预计到 2005 年，中国石油进口量将达到 1 亿吨，2030 年，中国的石油日净进口量将从现在每天不足 2 百万桶增加到每天 980 万桶。因此，从根本上解决汽车能源与污染问题，对我国汽车工业未来的发展和能源安全、环境保护以及整个社会的可持续发展都有着重要的作用^[2]。

上个世纪开始，世界上著名的汽车公司都开始对电动汽车的研制投入力量。纯电动汽车、燃料电池车和混合动力汽车成为各科研机构和汽车厂家争相研究的对象。绿色环保车辆的概念正深入人心。这些新型环保车辆很多都从根本上解决了污染问题，得到了全世界的关注^{[3][4]}。

以解决环保需求与能源危机问题为出发点，纯电动汽车的发展受到全球广泛关注。纯电动汽车的推广应用可以有效地减少汽车尾气和城市噪音，显著改善环境，节约日益枯竭的石油资源。当今，对纯电动汽车的研究已经成为全世界高新技术的研究开发热点之一，并且被列入我国 863 计划的重点项目^[5]。目前，纯电动汽车与燃油汽车相比，无论在运行性能和使用成本上，都无法和燃油汽车相竞争。一方面，纯电动汽车的加速性能和最高时速都不及燃油汽车；另一方面，与燃油汽车相比，纯电动汽车成本较高，续驶里程短，充电或更换电池不方便。如何解

决纯电动汽车上述缺点，是当前纯电动汽车研究的重点^[6]。

中国的传统汽车产业一直落后于国外发达国家。现阶段，中国的汽车产业基本上是采用外国先进技术。发展新型环保汽车，这给中国汽车行业立足于世界汽车行业提供了一个非常好的契机^[7]。中国目前非常重视这项被称为 21 世纪科技研究之重的产业，争取能利用这个契机使自己在汽车领域占有一席之地。因此，对纯电动汽车的研究是完全必要和迫切的。

1.2 电动车驱动系统简述

电动汽车实现零排放，能有效地避免空气污染。电动汽车在车辆性能方面也具有优势：电动汽车的转矩响应迅速、加速快；电机可分散配置，可直接控制车轮转速，易实现四轮独立驱动和四轮转向。由于信息技术和控制技术的广泛应用，电动汽车的安全性和可靠性大幅提高^{[8][9]}。电动汽车显示出的优越性和具有强大的竞争力使之成为 21 世纪各国政府大力支持发展的交通工具。

电动汽车配备电池高压系统，使用电动机通过传动系统驱动车辆行驶。正常行驶时，由电池系统提供电力驱动电动机。电动汽车在制动、滑行等状态时，电机进行发电，对电池系统进行充电。驱动系统由驱动电机及电机和整车总控制器组成。电机和整车总控制器采集档位、油门踏板信号、制动踏板信号，经过控制算法输出 PWM 信号给功率变换器来驱动电动机运转^[10]。

1.2.1 电动汽车对车用驱动电机的要求

电动汽车在运行过程中频繁起动和加减速操作，对驱动系统的要求是很高的。具体有如下要求：

1. 电动汽车用电动机应具有瞬时功率大、过载能力强(过载 3-4 倍)、加速性能好，使用寿命长的特点。
2. 电动汽车用电动机应具有宽广的调速范围，包括恒转矩区和恒功率区。在恒转矩区，要求低速运行时具有大转矩，以满足起动和爬坡的要求；在恒功率区，要求低转矩时具有高的速度，以满足汽车在平坦的路面能够高速行驶的要求。
3. 电动汽车用电动机应能够在汽车减速时实现再生制动，将能量回收并反馈回电池，使得电动汽车具有最佳能量的利用率。
4. 电动汽车用电动机应在整个运行范围内，具有较高的效率，以提高一次充电的续驶里程。另外还要求电动汽车用电动机可靠性好，能够在较恶劣的环境下长期工作，结构简单适应大批量生产，运行时噪声低，使用维修方便，价格便宜等^[11]。

1.2.2 各种车用驱动电机的性能比较

电动汽车在研究开发中存在的 key 问题主要有两个：即高性能电池的开发和

高性能电机驱动系统的开发。目前已开发的高性能电机品种很多，从各种资料来看，主要有直流电动机、交流感应电动机、无刷直流电机以及开关磁阻电机。电动汽车用电机逐渐由直流电机向交流电机发展，直流电动机基本上已经被交流电动机、永磁电动机或开关磁阻电动机所取代。直流电机结构简单，技术成熟，具有交流电动机所不可比拟的优良电磁转矩控制特性。但是，直流电动机价格高、体积和质量大，在电动汽车上的应用受到了限制。

感应电机也是较早用于电动汽车驱动的一种电机。它的调速控制技术比较成熟，具有结构简单、体积小、质量小、成本低、运行可靠、转矩脉动小、噪声低、转速极限高和不用位置传感器等优点。其控制技术主要有V/F控制、转差频率控制、矢量控制和直接转矩控制(DTC)。在20世纪90年代以前，主要以PWM方式实现V/F控制和转差频率控制，但因转速控制范围小，转矩特性不理想。因此不适合频繁起动、加减速的电动汽车。近几年来，由感应电动机驱动的电动汽车几乎都采用矢量控制和直接转矩控制。矢量控制有最大效率控制和无速度传感器矢量控制：前者是使励磁电流随着电动机参数和负载条件的变化，从而使电动机的损耗最小、效率最大；后者是利用电动机电压、电流和电动机参数来估算出速度，不用速度传感器，从而达到简化系统、降低成本、提高可靠性的目的。直接转矩控制克服了矢量控制中解耦的思想，把转子磁通定向变换为定子磁通定向，通过控制定子磁链的幅值以及该矢量相对于转子磁链的夹角，从而达到控制转矩的目的^[12]。由于直接转矩的控制手段直接、结构简单、控制性能优良和动态响应迅速，因此非常适合电动汽车的控制。

1.2.3 交流电机控制系统发展现状和前景

1.2.3.1 交流电机的控制方法的发展

(1) 恒定压频比控制方式，它根据异步电机等效电路进行变频调速。其特点是：控制电路结构简单、成本较低。电压是指基波的有效值，改变电压只能调节电动机的稳态磁通和转矩，而不能进行动态控制。控制曲线会随负载的变化而变化，转矩响应慢、电机转矩利用率不高。

(2) 矢量控制方式。交流传动控制理论及实践终于在70年代取得了突破性的进展，即出现了矢量控制技术。其实质是将交流电动机等效为直流电动机，分别对速度、磁场两个分量进行独立控制。通过控制转子磁链，以转子磁通定向，然后分解定子电流而获得转矩和磁场两个分量，经坐标变换，实现正交或解耦控制。这样，通过坐标变换重建的电动机模型就可以等效为一台直流电动机。矢量控制的方法实现了异步电机磁通和转矩的解耦控制，使交流传动系统的动态特性得到了显著的改善，开创了交流传动的新时代。然而，在实际系统中，由于转子磁链难以准确观测，以及矢量旋转变换的复杂性，使得实际的控制效果不如理论分析的好。这是矢量控制技术在实践上的不足之处。交流传动领域的专家学者也都针对矢量

控制上的缺陷做过许多研究，诸如进行参数辨识以及使用状态观测器等现代控制理论，但是这些方案的引入使系统更加复杂，控制的实时性和可靠性降低^[13]。

(3) 直接转矩控制方式。直接转矩控制是近年来继矢量控制变频调速技术之后发展起来的一种新型的具有高性能的交流变频调速技术。1985年德国鲁尔大学Depenbrock教授首次提出了直接转矩控制的理论，接着1987年把它推广到弱磁调速范围。这种控制方式是使定子磁链依照正六边形轨迹运动，由于正六边形的六条边分别与六个非零电压空间矢量对应，因此可以通过三个施密特触发器来简单切换逆变器的六个工作状态，直接通过六个非零电压空间矢量实现磁链轨迹控制。与其它方式相比，这种控制方式结构简单，在输出同样的频率时元件开关次数最少，开关损耗也小，因而在要求元件开关频率不能太高的大功率场合得到广泛应用。由于在这种方法中定子磁链是按照六边形轨迹运动的，故电压、电流波形畸变比较严重，低速时转矩脉动较大，会在一定程度上限制直接转矩控制的性能发挥。直接转矩控制的另一种形式是由日本学者Takahashi提出的，是一种定子磁链运动轨迹近似为圆形的控制方案。这种方法通过实时计算电机转矩和磁链的误差，结合电机定子磁链的空间位置来选择相应的开关矢量。由于磁链运动轨迹近似为圆形，电压、电流中的谐波含量在一定程度上减少了，但控制系统显得复杂一些，这种控制方式能充分发挥新型电力电子器件的开关频率优势，因而在中小功率场合获得广泛应用^[14]。

直接转矩控制相对于其它控制具有以下特点：

(1) 直接转矩控制直接在定子坐标系下分析交流电动机的数学模型，控制电动机的磁链和转矩。因此它省掉了矢量旋转变换等复杂的变换与计算，信号处理工作特别简单，易于实现实时控制。

(2) 直接转矩控制磁场定向所用的是定子磁链，而矢量控制磁场定向所用的是转子磁链，定子磁链的观测模型要比转子磁链的观测模型简单得多，而且受电机参数变化的影响较小。

(3) 直接转矩控制采用空间矢量的概念来分析三相交流电动机的数学模型和控制其各物理量，使问题变得特别简单明了。

(4) 直接转矩控制强调的是转矩的直接控制与效果。它包含有两层意思，直接控制转矩和对转矩的直接控制。直接转矩控制从控制转矩的角度出发，它强调的是转矩的直接控制效果，因而它采用离散的电压状态和六边形磁链轨迹或近似圆形磁链轨迹的概念。而对转矩的直接控制是指利用直接转矩控制技术对转矩实行直接控制。其控制方式是，通过转矩两点式调节器把转矩检测值与转矩给定值作滞环比较，把转矩波动限制在一定容差范围内，容差的大小由频率调节器控制。因此它的控制效果取决于转矩的实际状况。它的控制既直接又简化。对转矩的这种直接控制方式也称之为“直接自控制”。这种“直接自控制”的思想不仅用于转

矩控制，也用于磁链量的控制和磁链自控制，但以转矩为中心来进行综合控制^[15]。

1.2.3.2 交流电机的直接转矩控制发展现状

直接转矩控制方案经过近二十年的发展，各方面性能都在不断提高，并已进入到实用阶段，国外目前已成功应用于大功率高速电力机车、地铁和城市有轨电车等主传动系统中。其中穿越英吉利海峡的高速列车采用的就是直接转矩控制系统。德国和日本在这方面的研究居于领先地位^[16]。但是直接转矩控制作为一种诞生不久的新理论、新技术，又有其不完善、不成熟之处，有些问题甚至成为它发展难以逾越的障碍。正是由于以上原因，直接转矩控制技术成为当今世界范围内交流调速控制技术研究的重点。下面介绍直接转矩控制技术的几个研究热点问题：

(1) 定子磁链补偿和定子电阻辨识

传统的直接转矩控制系统中，磁链的计算要用到定子电阻，在中高速时，如果忽略定子电阻，对计算结果影响不大，系统仍具有很高的控制精度。但在低速时，定子电阻上的压降分量比重很大，忽略定子电阻或认为是常数将使所计算的磁链幅值、相位偏差很大。因此，如果能对定子电阻进行在线辨识，就可以从根本上消除定子电阻变化带来的影响。直接的思路是从电机的数学模型出发，经过各种数学变换和运算，计算出定子电阻。从求解过程看，此方法的弊病在于要用到较多的电机参数，还需要引入转子电阻值，对参数的依赖性较大，而且实现比较复杂。其它的方法有模型参考自适应方法MRAS(model reference adaptive system)、卡尔曼滤波器算法、神经网络以及用模糊理论构造在线观测器对定子电阻进行补偿，目前这些研究的仿真结果表明在线辨识是一个可行而有效的途径，但尚无满意的解决方案。

(2) 转速辨识

在速度检测方面，传统的控制系统要求有速度传感器，存在成本高、安装维护困难、系统易受干扰、可靠性降低、不适于恶劣环境等弊端。因而如果能在线进行转速辨识，速度传感器的问题也就解决了。现有方案一般是从定子磁通和转子磁通之间的关系入手，推导出简单的转速估算公式，仅需知道定子电压和电流就可计算转速。但这只适用于中高速以及系统动态速度性能要求不高的场合。使用卡尔曼滤波用于估算电机转速，仍是十分有力的工具。实验表明，转速估算值与实际值非常接近，即使在极低速情况下，估算误差仍很小，但随电机参数变化而变大，需要考虑温度对参数的影响，应用受到限制。另外还有学者从电机的非理想特性出发，采用齿谐波信号、饱和凸极检测等方法来实现对速度的辨识。

(3) 低速区存在的其它问题

低速时转矩脉动、死区效应和开关频率的问题也比较突出。当控制系统用全数字化实现时，采样周期是固定的，在一个采样周期内，转矩的增加量和减少量

是不同的，于是产生低频锯齿波分量，它在低速时的频率较低，幅值很大，影响系统低速性能。

(4) 磁链调节和转矩调节的细化改进

直接转矩控制根据磁链调节器和转矩调节器的输出选取空间电压矢量，不同的电压矢量对磁链、转矩有不同的作用。传统的直接转矩控制磁链调节器、转矩调节器均为单滞环控制，即只有一个容差。国内有学者提出双滞环调节器理论即每个滞环有两个容差，磁链、转矩偏差情况被细化，可据此选取相应的电压矢量。偏差越细化，电压矢量的作用越精确，这样，不仅改善了直接转矩控制系统的动静态特性，也减小了磁链、转矩的脉动。

(5) 智能开关状态选择器的研究

磁链调节和转矩调节由容差决定，容差本身是一个难于控制的模糊量。有学者提出模糊开关状态选择器的概念，选择器的输入为转矩误差、磁链误差和磁通角的模糊量。

1.2.3.3 交流电机的直接转矩控制发展前景

直接转矩控制的发展得益于现代科学技术的进步。现代控制理论和智能控制理论是人们改进直接转矩控制系统最主要的理论依据；高性能的数字信号处理器和众多新型器件的出现，则为改进直接转矩控制系统提供了强大的物质基础。现在，人们对直接转矩控制系统的研究往往还是从改善系统某些性能出发，对所用的理论思想进行部分的改进。也就是说，整个领域的研究还基本停留在一个局部完善的水平上，而没有达到全面提高的层次。

由于近期研究成果的大量涌现，人们现在对直接转矩控制的认识更加深刻，对各种局部性能的改善也有了更多的选择方案。因此，追求整体性能最优将成为今后直接转矩控制研究的主要方向。通过改进系统各组成环节的内部结构来提高系统性能，其效果是非常有限的，从软件方面着手改进系统将是今后的大势所趋，智能控制会发挥越来越大的作用，成为整个系统的控制核心。近几年发展起来的将神经网络和模糊控制结合起来的神经网络或神经网络模糊控制肯定会成为直接转矩控制的重要手段，用DSP实现的直接转矩控制系统的全数字化也是一个重要的发展方向。

1.3 论文结构

论文的结构安排如下：

第二章：研究交流电机的直接转矩控制原理。首先从分析交流电机的数学原理入手，推导出电机转矩的表达式，然后根据该表达式来分析电机的输出转矩和哪些因素有关。如和定子磁链的幅值、定子磁链和转子磁链之间的夹角等。在随

后的部分对这些因素进行分析，并研究如何通过控制这些相关量来控制输出的转矩。

第三章：建立了电机的直接转矩控制模型和整车动力学模型。利用电机直接转矩控制模型，根据输出的相应变量的变化情况，就可以进行验证整个直接转矩控制的思想是否正确。并进行了电机模型和整车动力学模型的联合仿真，得到了期望的结果。

第四章：分析了电机及整车总成控制器的硬件结构。包括控制器的选型、DSP 技术的简介、DSP 最小系统的构成、CAN 总线部分电路的设计、串口通信部分的设计、A/D 部分的设计、I/O 开关量输入输出部分的设计以及 IPM 介绍和 IPM 驱动部分的设计。构建了整车 CAN 网络和制定整车 CAN 总线通讯协议。

第五章：介绍了再生制动的概念，讨论了再生制动的重要性，分析了再生制动的特性，提出了实现再生制动的方案，最后采用了基于模糊逻辑控制理论再生制动的控制策略。

第六章：介绍了嵌入式操作系统 $\mu C/OS-II$ ，实现了嵌入式操作系统 $\mu C/OS-II$ 在 DSP2407 上的移植。进行了基于嵌入式操作系统 $\mu C/OS-II$ 上的任务的制定。最后完成了程序在离线条件下的调试。

第 2 章 直接转矩控制系统的理论分析

直接转矩控制技术是交流电机继矢量控制技术之后又一种高性能控制技术。直接转矩控制技术，是用空间矢量的分析方法直接在定子坐标系中计算与控制交流电动机的转矩，借助于离散的两点式调节产生脉宽调制PWM信号，直接对逆变器的开关状态进行控制，以获得转矩的高动态性能。它省掉了复杂的矢量变换，它的控制思想新颖，控制手段直接，是一种具有高静、动态性能的交流调速方法。为了达到利用“直接转矩控制”的思想来控制交流异步电动机，使交流异步电机的控制更加简单、响应更加迅速，就需要从交流异步电机的数学模型出发，分析在直接转矩控制中所采用的交流异步电机空间矢量等效电路及其数学模型的基本方程。

2.1 异步电动机数学模型分析

交流异步电动机调速一直以来都是电机控制中的一个重要部分，其控制效果的好坏直接影响到电机最终的运行性能。为把控制变量的瞬态响应和稳态误差限制在要求的范围以内，使控制系统具有较高的品质，必须建立异步电机的数学模型。在此基础上研究交流调速系统的动、静态特性及其控制理论，以获得最佳的控制方式^[17]。

2.1.1 两相静止 ($\alpha-\beta$) 坐标系下异步电机数学模型

异步电机的直接转矩控制是基于定子磁场定向的，因此要在相应的正交坐标系 ($\alpha-\beta$ 坐标系) 建立其数学模型。同时异步电机是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统，在分析异步电机的数学模型时，通常作如下的假设^[18]：

1. 异步电机的磁路是对称的，不计磁路饱和的影响。
2. 电机定转子三相绕组在结构上完全对称，在空间上互差 120° ，不计边缘效应。
3. 定转子表面光滑，无齿槽效应，定转子每相气隙磁势在空间上呈正弦分布。
4. 磁路饱和、涡流及铁芯损耗均忽略不计。

根据上述假设，三相坐标系下异步电动机数学模型方程式为：

一. 电压方程

三相定子绕组电压方程：

$$\begin{cases} u_A = i_A r_1 + \frac{d\psi_A}{dt} \\ u_B = i_B r_1 + \frac{d\psi_B}{dt} \\ u_C = i_C r_1 + \frac{d\psi_C}{dt} \end{cases} \quad (2.1)$$

折算到定子侧后三相转子绕组电压方程：

$$\begin{cases} u_a = i_a r_2 + \frac{d\psi_a}{dt} \\ u_b = i_b r_2 + \frac{d\psi_b}{dt} \\ u_c = i_c r_2 + \frac{d\psi_c}{dt} \end{cases} \quad (2.2)$$

式(2.2)中 $u_A, u_B, u_C, u_a, u_b, u_c$ ——一定子和转子相电压的瞬时值； $i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c$ ——一定子和转子相电流的瞬时值； $\psi_A, \psi_B, \psi_C, \psi_a, \psi_b, \psi_c$ ——一定子和转子各相绕组全磁链； r_1, r_2 ——一定子和转子绕组电阻。

二. 磁链方程

与电机绕组交链的磁通有两类：一类是只与某相绕组交链而不穿过气隙的漏磁通，另一类是穿过气隙的相间互感磁通，后者是磁通的主要成分^[19]。互感磁通又分为两类：(1)定子三相绕组之间和转子三相绕组之间位置是固定的，所以其互感也为常值；(2)定子任一相绕组与转子任一相绕组之间的位置是变化的，所以其互感也是变化的，此互感是角位移的函数。最终每个绕组的磁链值是它本身的自感磁链和其它绕组对它的互感磁链之和。

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \\ L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

其中 $L_{AA}, L_{BB}, L_{CC}, L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$ 为各相绕组的自感；其余各相为各相绕组之间的互感。

三. 运动方程

一般情况下，分析电力拖动系统时忽略电力拖动系统中的阻转矩阻尼和扭转弹性转矩，得到电力拖动系统的运动方程。

$$T_e = T_L + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.4)$$

T_L ——负载阻力转矩； J ——机组转动惯量； n_p ——极对数

四. 转矩方程

首先假定线性磁路、磁动势在空间按正弦分布，在此条件下可得转矩方程为

$$T_e = n_p L_{\Delta} [(i_A i_a + i_B i_b + i_C i_c) \sin \theta + (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a) \sin(\theta + 120^\circ) + (i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b) \sin(\theta - 120^\circ)] \quad (2.5)$$

其中 L_{Δ} ——定子互感； n_p ——电机极对数。

基于以上的分析，在电机直观的三相坐标系数学模型的基础之上建立两相静止（ $\alpha - \beta$ ）坐标系下异步电机的数学模型。

一. 电压方程

两相静止坐标系下定子电压方程

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + p\psi_{s\alpha} \\ u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + p\psi_{s\beta} \end{cases} \quad (2.6)$$

转子电压方程

$$\begin{cases} R_r i_{r\alpha} + p\psi_{r\alpha} + \omega_r \psi_{r\beta} = 0 \\ R_r i_{r\beta} + p\psi_{r\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} = 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

二. 磁链方程

定子磁链方程

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \end{cases} \quad (2.8)$$

转子磁链方程

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = L_r i_{s\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_r i_{s\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases} \quad (2.9)$$

三. 电磁转矩方程

$$T_e = n_p L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (2.10)$$

四. 运动方程

$$T_e = T_L + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.11)$$

此外综合式（2.5） - （2.8），可以得到两相静止坐标系下异步电机电压 - 电流关系方程式。

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega_r L_m & R_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & L_m p & -\omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

式 (2.6) - (2.12) 所用符号解释如下：

$i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 、 $i_{r\alpha}$ 、 $i_{r\beta}$ ——定、转子电流 α, β 分量；

$\psi_{s\alpha}$ 、 $\psi_{s\beta}$ 、 $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$ ——定、转子磁链 α, β 分量；

$u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 、 $u_{r\alpha}$ 、 $u_{r\beta}$ ——定、转子电压 α, β 分量；

R_s 、 R_r ——定、转子绕组电阻； ω_r 转子角速度； p 微分算子； L_m 漏电感；

n_p 极对数； T_L 负载转矩； J 电机转动惯量。

以上完成了异步电机在两相静止坐标系中数学模型的建立，同时为了方便分析和实现各种控制算法，还需要建立基于空间矢量的异步电机数学模型。

2.1.2 空间矢量表示下的异步电机数学模型

在异步感应交流电动机的数学模型分析中，通常是在两相静止 ($\alpha-\beta$) 坐标系下分析研究电机控制各参量的数学关系^[20]；而采用空间矢量的数学分析方法进行电机各参量的关系与位置分析，其将使得各个量之间的关系更加直观简单，并且可以类比、转化为电学中的相关知识进行分析和研究，使问题变得简单明了。

首先引入空间矢量变换定理 (Park 变换)：

$$\vec{X}(t) = \frac{2}{3} [X_a(t) + X_b(t)e^{j2\pi/3} + X_c(t)e^{j4\pi/3}] \quad (2.13)$$

根据以上定理，得到空间矢量表示下的异步电机数学模型：

$$\begin{cases} \vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_s \\ 0 = R_r \vec{i}_r - \frac{d}{dt} \vec{\psi}_r + j\omega_r \vec{\psi}_r \end{cases} \quad (2.14)$$

定子磁链与转子磁链表达式：

$$\begin{cases} \vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \\ \vec{\psi}_r = L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r \end{cases} \quad (2.15)$$

定子旋转磁场提供的功率：

$$P = \omega_s T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} i_{s\beta} \right) \quad (2.16)$$

ω_s —定子频率 (定子磁场旋转频率)

另外还有

$$\frac{d}{dt} \vec{\psi}_s = j\omega_s L (i_{u\alpha} + j i_{u\beta}) \quad (2.17)$$

由此得到下面式 (2.18)：

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\psi_{s\alpha} = -\omega_s Li_{u\beta} = -\omega_s \psi_{s\beta} \\ \frac{d}{dt}\psi_{s\beta} = \omega_s Li_{u\alpha} = \omega_s \psi_{s\alpha} \end{cases} \quad (2.18)$$

将式 (2.17) 代入式 (2.15) 可得：

$$T_e = \frac{3}{2}(\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.19)$$

为了得到直接转矩控制的直接控制方程式，需要用转子磁链代替定子电流，得出定转子磁链与电机转矩之间的关系。首先由：

$$i_s = i_u + i_r \quad (2.20)$$

综合定、转子关系表达式

$$\begin{cases} \psi_s = Li_u \\ \psi_r = \psi_s - L_\Delta i_r \end{cases} \quad (2.21)$$

最终可以得到

$$T_e = \frac{1}{L_\Delta} \frac{3}{2} (\psi_{s\beta} \psi_{r\alpha} - \psi_{s\alpha} \psi_{r\beta}) \quad (2.22)$$

这样就得到了转矩与定、转子磁链之间的关系，为了更直观的体现它们之间的联系，将式 (2.21) 转化为如下的形式。

$$T_e = \frac{1}{L_\Delta} \frac{3}{2} |\psi_s| |\psi_r| \sin \theta \quad (2.23)$$

其中 θ - 定子磁链与转子磁链之间的夹角，即磁通角。

式 (2.13) - (2.23) 中： $\vec{\psi}_s, \vec{\psi}_u, \vec{i}_s, \vec{i}_r$ 分别为定、转子磁链和电流空间矢量。

式 (2.23) 就是异步电机直接转矩控制的最根本的理论依据，整个数学、控制模型都是围绕着这个公式展开分析并最终建立起来的。

基于以上对异步电机空间矢量模型的分析，得出了对应异步感应交流电动机空间矢量的等效电路图如下所示。

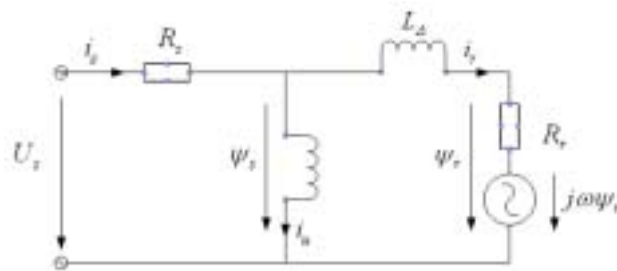


图 2.1 异步电机空间矢量等效电路图

上面得到了空间矢量下的异步电机的数学模型，下面介绍如何通过这个模型来实现对异步电机的控制。现在的电机控制系统中，逆变器是电机调速中的重要部件，同时也是实现对电机控制的主要手段。如图 2.2 所示为理想电压型逆变器原理图。

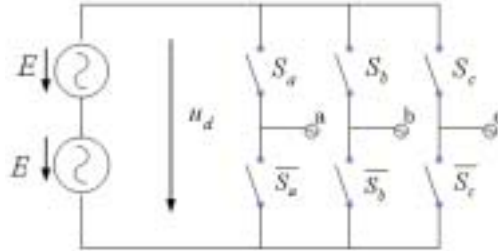


图 2.2 电压型理想逆变器

常用的逆变器有三组共六个开关（如图 2.2）组成。其中在双极性调制中，由于同一相下两个开关互逆，所以实际只需要三个独立变量来进行控制。三个开关量共有八种开关状态，如表 2.1 所示。

表 2.1 逆变器开关状态表

状态		工作状态						零状态	
		1	2	3	4	5	6	7	8
开关组合	S_a	0	0	1	1	1	0	0	1
	S_b	1	0	0	0	1	1	0	1
	S_c	1	1	1	0	0	0	0	1

其中 S_a, S_b, S_c 分别代表三相开关电路中上桥臂开关状态。在这八种组合中，当组合为 (0 0 0) 与 (1 1 1) 状态时，电动机的线电压均为零。故这两种开关状态称为零电压状态，其它六种组合分别对应于不同的电压状态，称为工作状态^[21]。

在对称三相感应电机下有：

$$U_a + U_b + U_c = 0 \quad (2.24)$$

各相相电压表示为开关状态函数：

$$\begin{cases} u_a = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} E \\ u_b = \frac{-S_a + 2S_b - S_c}{3} E \\ u_c = \frac{-S_a - S_b + 2S_c}{3} E \end{cases} \quad (2.25)$$

综合式 (2.24) 和式 (2.25)，得到各个状态下对应的电机相电压，如表 2.2 所示：

表 2.2 逆变器输入开关状态与输出电压关系

输入开关状态		011	001	101	100	110	010	000/111
输出电压值	u_a	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	0
	u_b	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	0
	u_c	$\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	0

上面已经得到了逆变器各种开关状态下，对应的异步电机各相电压的输入值，综合前面建立的电机空间矢量数学模型，要将这八种开关状态转换为空间电压空间矢量，以此来进行电机的控制。

选三相定子坐标系中的 a 轴与 Park 变换中的 α 轴重合，根据 Park 变换，得到逆变器输出空间电压矢量表达式为：

$$\vec{u}_s(t) = \frac{2}{3} [u_a + u_b e^{j2\pi/3} + u_c e^{j4\pi/3}] = u_\alpha(t) + u_\beta(t) \quad (2.26)$$

通过式 (2.26) 可以得到基于开关状态的电压空间矢量在不同坐标系中的矢量关系，其中两相静止 α, β 坐标系与 β 三相坐标系关系如图 2.3 所示。

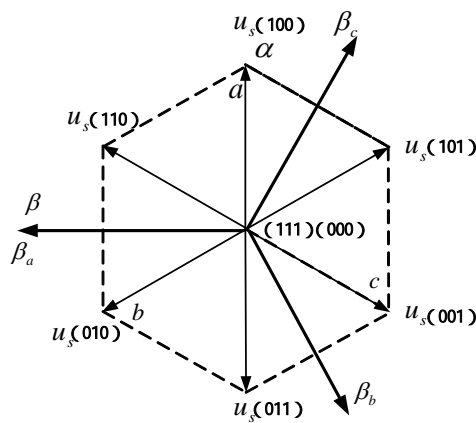


图 2.3 两相静止 α, β 坐标系与 β 三相坐标系关系

依次计算各开关状态的电压空间矢量，可以得到有关电压空间矢量的结论：逆变器的六个工作电压状态给出了六个不同方向上的电压空间矢量，它们按照固定的规律，以一个固定的周期顺序出现，相邻两个电压空间矢量的夹角为 60 度；电压空间矢量的幅值不变，所以六个空间电压矢量的顶点组成正六边形的六个顶点；六个空间电压矢量的顺序是： $U_s(011) \rightarrow U_s(001) \rightarrow U_s(101) \rightarrow U_s(100) \rightarrow U_s(110) \rightarrow U_s(010)$ ，此时电压空间矢量沿逆时针方向旋转。若反序则按顺时针旋转；两个零电压状态位于六边形的中心。

以上就完成了异步电机数学模型的分析与建立，并找到了相应的控制量，下面研究如何实现基于直接转矩控制的交流异步电机控制。

2.2 直接转矩控制的基本原理

直接转矩控制的目的是根据需要对电机的输出转矩进行直接控制，在上一节研究的基础上，分析总结出其实现的过程可以通过逆变器的输出电压，改变定子磁链，进而改变定子磁链与转子磁链的磁通角，最终实现对转矩的直接控制^[22]。

根据上一节对异步电机数学模型的分析，由式(2.22)电机转矩可表示成：

$$T_e = \frac{1}{L_A} \frac{3}{2} |\psi_s| |\psi_r| \sin \theta \quad (2.22)$$

其中 θ - 定子磁链与转子磁链之间的夹角，即磁通角。其空间矢量关系如图 2.4 所示，其为两相静止 $(\alpha - \beta)$ 坐标系下定子磁链与转子磁链空间矢量图。

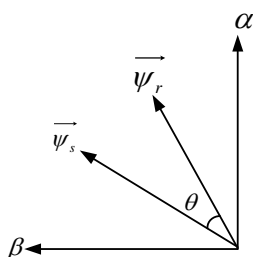


图 2.4 定子磁链与转子磁链空间矢量图

分析式(2.22)，同时考虑在电机控制中，为保证对电机铁心的充分利用，需要保持定子磁链幅值恒定；转子磁链幅值由负载决定而不可控。所以要对电机转矩进行控制，只能通过改变磁通角 θ 来实现。由于转子磁链的旋转角速度不会突变，从而可以通过调整定子磁链在空间的旋转速度来最终控制转矩，进而可以控制电机的转速。而定子磁链旋转的速度，可以通过定子电压空间矢量的切换控制来实现。即通过定子电压空间矢量的工作状态和零状态的交替切换来控制定子磁链旋转的平均速度。其中直接转矩控制的基本思想就是：根据定子磁链的幅值、空间位置，综合电磁转矩的大小，最终从 8 个基本电压空间矢量中选择一个最佳的控制矢量施加到电机上，使电机运行在期望的状态下。

此外由电机运动方程式：

$$T_e = T_1 + \frac{J}{n_p} \frac{d}{dt} \omega_r \quad (2.27)$$

可知，对于电机来说，从转矩到转速是一个积分环节，积分时间常数由电机机械惯性决定。因此电机转速的变化只受转矩的控制，转矩控制性能的好坏直接关系到调速控制系统的动、静态性能。

2.3 磁链控制的基本原理

通过上面的分析，问题可以归结为如何实现对磁通的高效实时控制。在一般的控制系统中，基速以下希望定子磁通为一恒定值，基速以上则需要弱磁升速。

通过定子电压空间矢量 $u_s(t)$ 与定子磁链 $\psi_u(t)$ 之间的关系式：

$$\psi_u(t) = \int (u_s(t) - i_s(t)R_s)dt \quad (2.28)$$

可知当忽略定子电阻时，式 (2.28) 可简化为

$$\psi_u(t) = \int u_s(t)dt \quad (2.29)$$

式 (2.29) 表明了定子空间电压矢量和定子磁链之间是积分关系，即定子磁链的运动是沿着定子电压空间矢量的方向进行的，即受定子电压空间矢量的控制，见图 2.5。

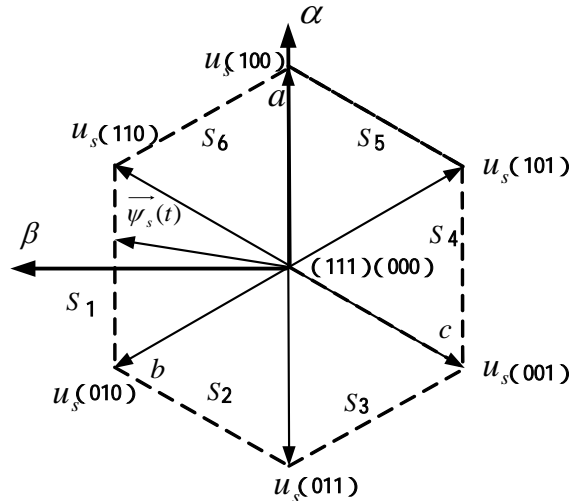


图 2.5 电压空间矢量和磁链空间矢量之间的关系

当磁链空间矢量 $\psi_u(t)$ 在图 2.5 中所示位置时，如果逆变器加到定子上的空间电压矢量为 $u_s(t) = (011)$ ，根据式 (2.30)：

$$\psi_u(t) = \int (u_s(t) - i_s(t)R_s)dt \quad (2.30)$$

定子磁链空间矢量顶点的运动方向，将沿着 S1 的轨迹，朝着电压空间矢量 $u_s(011)$ 所作用的方向运动^[23]。当 $\psi_u(t)$ 沿着 S1 运动到 S1 和 S2 的交点处，如给出空间电压矢量 $u_s(001)$ ，则磁链空间矢量 $\psi_u(t)$ 将会按照电压矢量 $u_s(001)$ 所作用的方向，沿着轨迹 S3 进行运动。

所以可以得到下面的结论：只要定子电阻压降 $i_s(t)R_s$ 比起 $u_s(t)$ 足够小，就能够保证磁链空间矢量 $\psi_u(t)$ 按照电压矢量 $u_s(t)$ 所作用的方向进行运动；同时在适当的时刻给出 $U_s(011) \rightarrow U_s(001) \rightarrow U_s(101) \rightarrow U_s(100) \rightarrow U_s(110) \rightarrow U_s(010)$ 则可得

到正六边形的磁链轨迹。同理，要进行近似圆形多边形轨迹控制也按照这样的控制思想进行磁链运行轨迹的控制。

同时还有当对异步电机施加工作电压矢量，则定子磁链的幅值和运行将发生变化；当对异步电机施加零状态电压矢量，定子磁链停止运动。并且可以得出以下的论断^[24]：

1. 当所施加的电压矢量与当前磁通矢量之间夹角的绝对值小于 90 度时，作用的结果是使磁链幅值增加。
2. 当所施加的电压矢量与当前磁通矢量之间夹角的绝对值大于 90 度时，作用的结果是使磁链幅值减小。
3. 当所施加的电压矢量与当前磁通矢量之间夹角的绝对值等于 90 度或施加零矢量时，作用的结果是使磁链幅值基本保持不变。

因此如果在适当的时刻，合理选择各定子电压空间矢量，不仅可以获得正六边形的磁链轨迹还能够获得幅值不变而又旋转的定子磁链，即所谓的圆形磁链轨迹。

2.4 磁链与转矩观测的基本原理

通过以上的理论分析，控制目的主要集中在定子磁链与电机转矩上，所以为了准确高效的完成直接转矩控制，有必要建立定子磁链与电机转矩的观测模型，以提供相应的反馈信号实现关键控制量的闭环调控。

2.4.1 定子磁链观测模型

在直接转矩控制中，定子磁链的准确观测是能否对其进行有效控制的关键。当前对于定子磁链的估计大体上可分为三种模型即： $U-I$ 模型； $I-n$ 模型， $U-n$ 模型^[25]。下面将逐一进行分析。

1. $U-I$ 模型

$U-I$ 模型(即电压积分法)是实现定子磁链观测最简单的方法。由式(2.27)：

$$\psi_u(t) = \int (u_s(t) - i_s(t)R_s) dt \quad (2.27)$$

可知该方法仅需要知道定子电阻 R_s ，通过对定子电压方程的积分即可计算出定子磁链。当电机运行于高速时，定子电阻的影响可以忽略，利用该方法计算磁链可以取得较好的效果；当电机运行于低速时逆变器输出的相电压较小，此时定子电阻 R_s 的影响不能够忽略。此外积分器本身具有误差积累以及直流偏移问题，这些问题在电机运行于低速时变得非常严重。所以 $U-I$ 模型的使用限制在电机高速运行时，低速时的一些问题还有待进一步的解决，现在已经提出了很多的解决办法，如：采用低通滤波器代替积分器，应用定子电阻在线实时辨识等方法，已经

可以较好的解决这个问题^[26]。

2. $I-n$ 模型

由定子电流和转速来确定定子磁链的方法成为 $I-n$ 模型法,该模型适用于转速在 30% 额定转速以下的范围内。由异步电机空间矢量等效电路图 2.1 可以得到下列方程式:

$$\vec{\psi}_s = \vec{\psi}_r + \vec{\psi}_\Delta \quad (2.31)$$

$$\frac{d}{dt}\vec{\psi}_r = \vec{i}_r R_r + j\omega_r \vec{\psi}_r \quad (2.32)$$

$$\vec{i}_s = \vec{i}_r + \vec{i}_u \quad (2.33)$$

$$\vec{i}_u = \frac{\vec{\psi}_s}{L_s} \quad (2.34)$$

$$\vec{i}_r = \frac{1}{L_\Delta}(\vec{\psi}_s - \vec{\psi}_r) \quad (2.35)$$

所以定子磁链可以由式 (2.36) 和式 (2.37) 确定:

$$\vec{\psi}_s = \frac{L_s}{L_s + L_\Delta}(\vec{i}_s L_\Delta + \vec{\psi}_r) \quad (2.36)$$

$$\frac{d}{dt}\vec{\psi}_r = \frac{R_r}{L_\Delta}(\vec{\psi}_s - \vec{\psi}_r) + j\omega_r \vec{\psi}_r \quad (2.37)$$

将其引入两相静止坐标系 ($\alpha-\beta$) 中可以得到式 (2.38) 和式 (2.39):

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \frac{L}{L + L_\Delta}(i_{s\alpha} L_\Delta + \psi_{r\alpha}) \\ \frac{d}{dt}\psi_{r\alpha} = \frac{R_r}{L_\Delta}(\psi_{s\alpha} - \psi_{r\alpha}) - \omega\psi_{r\beta} \end{cases} \quad (2.38)$$

$$\begin{cases} \psi_{s\beta} = \frac{L}{L + L_\Delta}(i_{s\beta} L_\Delta + \psi_{r\beta}) \\ \frac{d}{dt}\psi_{r\beta} = \frac{R_r}{L_\Delta}(\psi_{s\beta} - \psi_{r\beta}) - \omega\psi_{r\alpha} \end{cases} \quad (2.39)$$

与 $U-I$ 模型相比, $I-n$ 模型中不出现定子电阻 R_s , 即此模型不受定子电阻变化的影响。但另一方面 $I-n$ 模型中出现了转子电阻 R_r , 漏电感 L_Δ 、主电感 L , 最终导致了模型受到这些相关量变化的影响。此外 $I-n$ 模型还要求精确地测量角速度 ω , 且 ω 的误差对模型的结果影响较大。

3. $U-n$ 模型

$U-n$ 模型综合了 $U-I$ 模型和 $I-n$ 模型的特点, 通过定子电压和转速来获得定

子磁链。

转子方程：

$$\frac{d}{dt}\vec{\psi}_r = \frac{R_r}{L_\Delta}(\vec{\psi}_s - \vec{\psi}_r) + j\omega\vec{\psi}_r \quad (2.40)$$

定子方程：

$$\frac{d}{dt}\vec{\psi}_s = u_s - i_s R_s \quad (2.41)$$

磁链方程：

$$\begin{cases} \psi_s = Li_u \\ \psi_r = \psi_s - L_\Delta i_r \end{cases} \quad (2.42)$$

此模型的具体实现过程是：首先由式(2.38)求出转子的磁链，再由式(2.31) - (2.33) 求出定子电流观测值，然后与实测的定子电流作比较，得出修正值。利用经过比例积分环节后得到调节量，最终实现电机模型电流和实际电机电流相等。该模型实际上是结合了 $U-I$ 模型和 $I-n$ 模型的优点，解决了高低速两种模型切换的问题。并且由于使用了电流PI调节器，其精度大大提高。但是精度提高的同时增加了其实现的复杂性，同时由于其复杂性，降低了可靠性，所以目前使用较少。

2.4.2 转矩观测模型

直接转矩控制的核心就是根据电机的负载控制异步电机的输出转矩，完成驱动等任务，实现预期的控制目的。所以建立稳定完善的转矩控制系统是非常关键的，而能否准确的观测输出转矩作为控制系统的反馈参考是直接转矩控制系统获得高性能的关键。因为在交流异步电机中对转矩的直接测量是基于电机结构和当前技术等方面，实现起来是比较困难的并且存在着会导致系统的复杂与稳定性下降、提高控制系统的成本。故当前通常采用间接的办法来测量电机的转矩。该方法是基于式(2.18)：

$$T_e = \frac{3}{2}(\psi_{s\alpha}i_{s\beta} - \psi_{s\beta}i_{s\alpha})$$

可以发现，只要知道了定子磁链和定子电流的 α, β 分量后，根据上式就可以计算出电动机的电磁转矩，并利用此值作为反馈值参与转矩的控制^[27]。并且当前有很多研究是针对电机的负载转矩观测的，这样的控制反馈将更有利于转矩控制的准确性，但是在异步电动机调速系统中，负载转矩具有变化多和不易测量的特点，使得对其的观测难度较高，现在的主要解决办法是基于状态反馈解耦控制和完全线性化，并且取得了一定的成果。

2.5 本章小结

本章详细分析了交流异步电机系统的原理,首先建立了交流异步电机及其控制系统的数学模型;然后在此基础之上讨论了交流异步电机直接转矩控制的实现方法,接下来介绍了直接转矩控制系统的关键参量—定子磁链空间矢量,论述了定子磁链空间矢量的控制方式及其实现办法;并为了获得良好的控制效果形成闭环控制系统,最后引入了磁链与转矩观测模型,分析研究了其基本结构与理论基础。

第 3 章 系统数学模型的建立与仿真

系统数学模型的精确建立影响到电机的优化设计、电机动态性能分析和整车平顺性的分析，也为整车的高性能控制提供了基础。所以要根据交流异步电机直接转矩控制的思想 and 整车动力学理论建立系统数学模型，进行仿真分析。

3.1 直接转矩控制系统模型和整车动力学模型的建立与仿真

3.1.1 异步电机直接转矩控制系统的基本结构

根据前面的分析，已经掌握了交流异步电机直接转矩控制的基本控制思想与控制流程，并且建立了交流异步电机直接转矩控制系统的空间矢量等效电路与数学模型的基本理论方程。在此基础之上，将分模块化建立交流异步电机直接转矩控制系统。

直接转矩控制的磁链轨迹有两种基本的类型：一种是传统的六边形磁链控制方法，虽然控制方法简单，开关次数较少，但是由于其磁链轨迹较差，会使电流和转矩产生较大的脉动；另外一种近似圆形磁链控制方法，其可以有效的提高电机的动态性能，减少电流畸变带来的影响，获得较好的控制效果，其不足之处在于加大了系统的复杂性，增加了硬件的开销。所以在进行具体控制轨迹选型时，应该充分考虑应用的背景和条件，综合开发成本，最终确定控制方案^[28]。交流异步电机控制系统结构如图 3.1 所示。

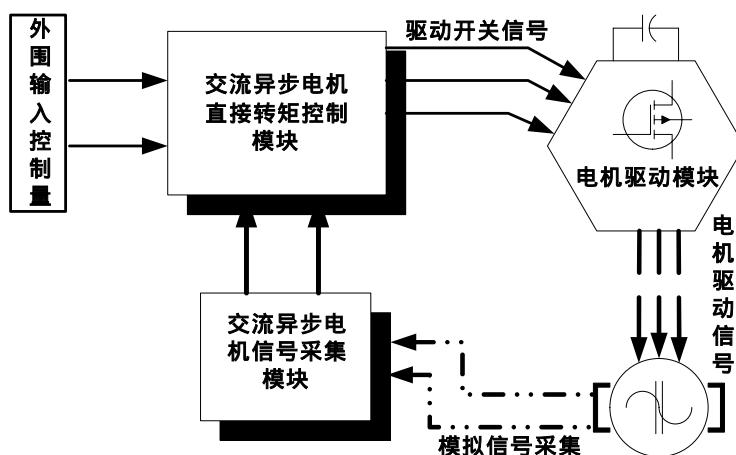


图 3.1 交流异步电机控制系统结构

由图 3.1 可知，交流异步电机直接转矩控制系统主要包括以下几个部分：

1. 磁链、转矩观测模型：通过检测异步电机的电压、电流，估算出电机的磁链和

转矩值。

2. 磁链区间判定单元：电压状态的选择不仅依靠转矩和磁链信号，而且与磁链所在区段有关。这一单元主要根据磁链的各个分量，判断磁链所处的位置。
3. 磁链，转矩的滞环控制：实现对磁链，转矩的直接控制。主要采用两点式磁链滞环调节和三点式转矩滞环控制。
4. 转速调节器：根据转速和反馈转速的差值，经PI调节器输出转矩给定，实现对转速的控制。此外在不考虑转速环的情况下，转矩给定也可直接给出。
5. 电压开关选择表：根据磁链、转矩比较结果和磁链位置，输出合适的电压状态，控制电机的正确运行。
6. P/N控制器：根据电机输出转矩的控制需求，控制磁链空间矢量旋转方向，配合转矩调节，实现电机转矩高效快速的控制响应。

3.1.2 直接转矩控制系统模型的基本组成

首先要明确直接转矩控制系统的基本控制过程：通过对电机采样获得三相定子电压与定子电流的实际值，然后通过对电压采样的三相值进行变换和运算获得定子磁链，经过对定子磁链的分析得出当前磁链位置；通过定子电流与定子磁链的计算得出当前电机的实际输出转矩，与给定转矩比较得到转矩偏差^[29]。综合以上两项数据，进行处理运算，得出闭环控制条件下当前电机的最佳电压空间矢量。其控制系统如图 3.2 所示。

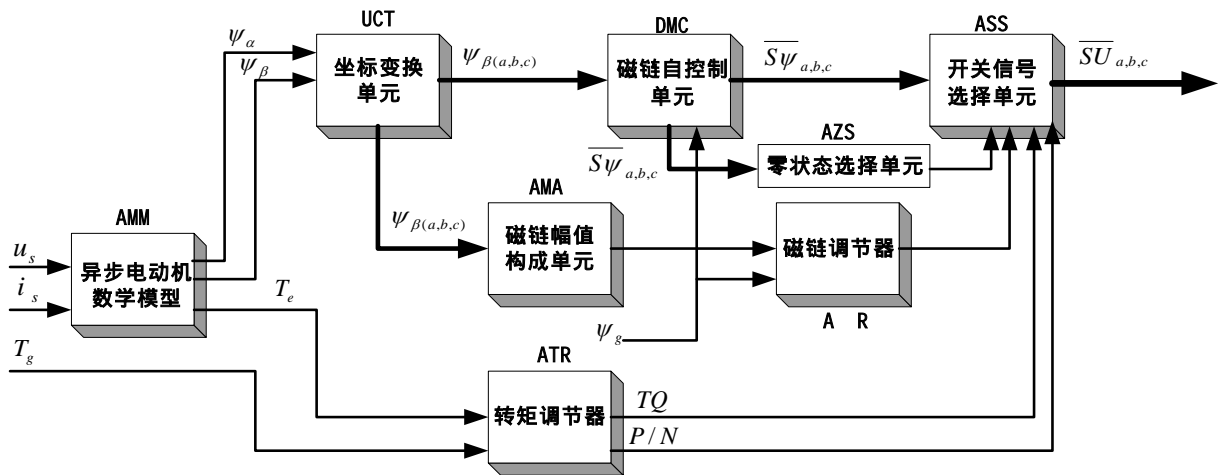


图 3.2 直接转矩控制系统基本框图

基于以上的分析，可以按照两个方向来建立电机直接转矩控制模型。其中一个就是定子磁链的获得，另外就是电机转矩的计算。

3.1.2.1 电压空间矢量的建模

首先要通过三相定子电压测量值获得两相静止坐标系下的电压空间矢量。由电

压空间矢量的空间 Park 变换式 (2. 25) 可以得到 :

$$\vec{u}_s(t) = \frac{2}{3}[u_a + u_b e^{j2\pi/3} + u_c e^{j4\pi/3}] = u_\alpha(t) + ju_\beta(t)$$

为了建立模型的方便 , 将基于三相坐标 (a, b, c) 系与两相静止坐标系 (α, β) 中 a 轴与 α 轴重合 , 对式 (2. 25) 做进一步的化简 :

$$\begin{cases} u_\alpha(t) = u_a \\ u_\beta(t) = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_b - u_c) \end{cases} \quad (3. 1)$$

综合表 2. 2 对应不同开关状态下的三相电压值 , 以及式 (3. 1) 可以得出各个逆变器开关状态下两相静止坐标系下电压空间矢量的 (α, β) 分量如表 3. 1 所示。

表 3. 1 逆变器开关状态与两相静止坐标系 (α, β) 中分量关系表

逆变器开关状态			u_α	u_β
S_a	S_b	S_c		
0	0	0	0	0
0	0	1	$-\frac{1}{3}u_d$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}u_d$
0	1	0	$-\frac{1}{3}u_d$	$\frac{1}{\sqrt{3}}u_d$
0	1	1	$-\frac{2}{3}u_d$	0
1	0	0	$\frac{2}{3}u_d$	0
1	0	1	$\frac{1}{3}u_d$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}u_d$
1	1	0	$\frac{1}{3}u_d$	$\frac{1}{\sqrt{3}}u_d$
1	1	1	0	0

根据这个表格的对应关系在 SIMULINK 中利用 Multiport Switch 组件实现不同开关状态对应电压空间矢量 (α, β) 分量的系数选择 , 见图 3. 4。其具体的实现办法是 : 利用当前输出电压矢量的开关值反推 , 判断出电压空间矢量所在区间 , 最终得出其对应的两相电压空间矢量 (α, β) 的值^[30]。

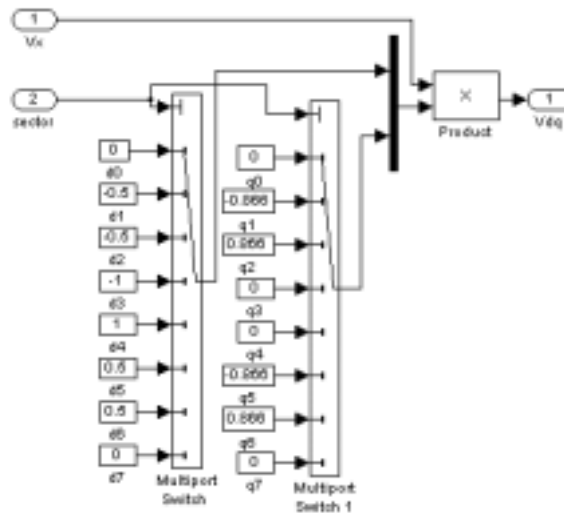


图 3.4 电压转换模型

3.1.2.2 磁链空间矢量的建模

定子磁链空间矢量的运动轨迹取决于定子电压空间矢量，反过来定子电压空间矢量的选择又取决于定子磁链空间矢量的运动轨迹。因此为得到所期望的磁链轨迹，首先要对定子磁链进行准确的定位分析^[31]。通过观察六边形定子磁链空间矢量在 β 三相坐标系 $\beta_a, \beta_b, \beta_c$ 轴上的投影，得到三个相差 120° 的相位的梯形波，由图 3.5 可知，当磁链空间矢量处于不同的空间区域时其对应着不同的 β 三相坐标值。可以此为基准确定磁链空间矢量的位置，并以此 β 三相梯形波形的变化为根据选择所需要的正确电压空间矢量。

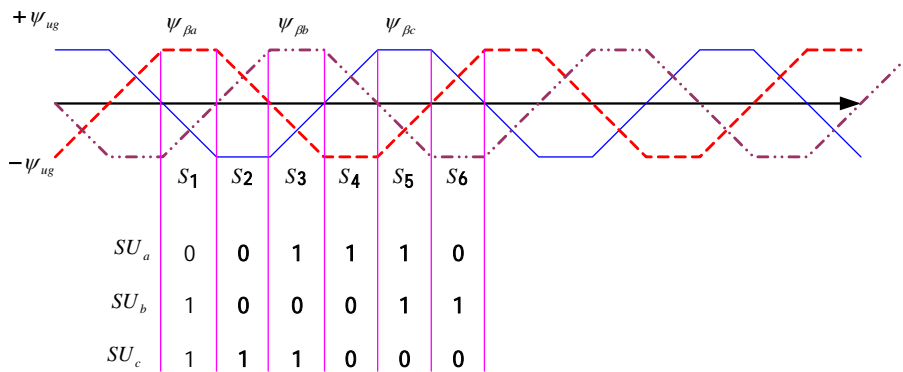


图 3.5 磁链空间矢量定位与电压空间矢量开关信号图

如果要获得圆形磁链轨迹，则其空间位置定位过程相对比较复杂。一般采用的是空间矢量坐标轴旋转定位法。首先通过初始的 β 坐标三相系投影梯形波形变化确定当前磁链空间矢量的基本位置；然后将 β 坐标系按照一定角度旋转（由圆形磁链轨迹精度要求决定），进行比较分析获得磁链空间矢量在当前坐标系下各个坐标轴上的投影波形，确定其所在区间^[32]。以此为方法，根据按照轨迹逼近精度要求，进行相应次数的投影与计算，得到一组以投影为变量的数据，对照圆形磁链轨迹空间矢量位置波形，最终确定磁链的空间位置，后再经过磁链自调节模块运

算而得出当前最佳电压空间矢量。

1. 磁链模型单元 AMM

此模块的功能是通过电压空间矢量得出两相静止坐标系 (α, β) 下的磁链空间矢量。根据式 (3.2) 和式 (3.3)：

$$\psi_{\alpha} = \int e_{\alpha} dt = \int (u_{\alpha} - i_{\alpha} R_s) dt \quad (3.2)$$

$$\psi_{\beta} = \int e_{\beta} dt = \int (u_{\beta} - i_{\beta} R_s) dt \quad (3.3)$$

式中的 u_{α}, u_{β} 来自于电压空间矢量 2-3 变换模块，电流 i_{α}, i_{β} 由电机检测模块获得。由于这是一个纯积分环节，会造成误差累积和直流偏移等问题，尤其在低速时更加严重，直接导致 DTC 低速性能下降^[33]。现在为了解决这个问题提出了很多新的方法。首先是改进磁链观测的方法，摆脱对电机参数的严重依赖，提高磁链观测的准确度，如采用低通滤波器代替纯积分器。此外由于定子电阻是一个随着电机温度等状态变化而改变的量，所以也是对磁链积分影响较大的因素之一，因此另外一个方向就是对定子电阻进行在线辨识，通过提高定子电阻的辨识精度，来提高传统 $u-i$ 模型对定子磁链的观测精度。

2. 坐标变换单元 UCT

此单元完成两相静止坐标系 (α, β) 下的磁链空间矢量在 β 三相坐标系上的投影，以此得到的梯形波作为磁链自控制单元的输入，控制定子磁链按照预期的轨迹运行。此外本单元是结合 P/N 调节器的状态来完成变换任务的^[34]。

在正转运行即 P/N = 1 时，其坐标变换关系如图 3.6 所示。

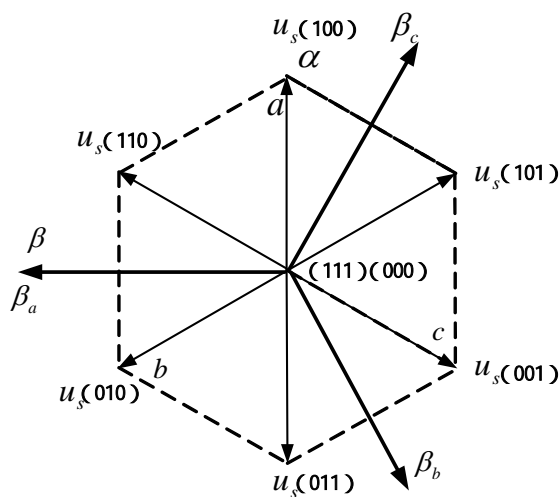


图 3.6 两相静止 α, β 坐标系与 β 三相坐标系关系

UCT 的输入量是来自 AMM 磁链模型单元的定子磁链空间矢量的 (α, β) 分量，输出是 β 三相坐标系分量，基于图 3.5 的空间位置关系，其转换的数学公式为：

$$\begin{cases} \psi_{\beta a} = \psi_{\beta} \\ \psi_{\beta b} = -\frac{\sqrt{3}}{2}\psi_{\alpha} - \frac{1}{2}\psi_{\beta} \\ \psi_{\beta c} = \frac{\sqrt{3}}{2}\psi_{\alpha} - \frac{1}{2}\psi_{\beta} \end{cases} \quad (3.4)$$

以此为标准分别将输入的定子磁链空间矢量 (α, β) 分量进行处理，获得对应的 β 三相坐标系下的值。

在反转运行即 $P/N = 0$ 时，为了能在正常运行的情况下，在磁链的正转与反转之间正确快速的切换，需要使得两相静止 (α, β) 坐标系具有“倒相”的功能。因为在控制磁链反转时，如果单单根据基于磁链正转时建立的 (α, β) 坐标系下的不同的磁链分量波形的变化，这种直接反转的控制方式，是存在问题的。因为磁链自控制单元中的施密特触发器的工作原理是这样的：当输入信号第一次达到阈值的时候，其可以正确的输出相应的信号；但是当输入信号第二次返回同一阈值时，施密特触发器则无法识别而不起作用^[35]。例如：磁链正转从区段 S4 到 S5，磁链开关信号可以正确的从 101 切换到 100。如果在 S5 区段中接到磁链反转信号，即从区段 S5 返回区段 S4 时，由于施密特触发器的功能特性磁链信号就无法正确的从 100 返回到 101，而导致控制反转失败。

这种问题的存在当前有两种解决的办法：一种就是设计新型的施密特触发器，通过在线信号检测单元控制，使施密特触发器本身具有磁链正反转的识别功能，以此正确的完成磁链信号的切换任务，但是这种方法增加了系统的开销，使系统复杂化，并且不易于编程实现，难于应用到实际的异步电机控制中，还有待进一步的提高；另外一种方法就是，本文所采用的坐标系倒相控制，这种方法简单可靠，并且易于实现，当前应用比较多^[36]。

此方法即在 P/N 调节器的信号切换时，采用不同相位的 (α, β) 坐标系，以此输出正确的坐标分量值。基于图 2.3 的相位关系建立电机反转时 β 三相坐标系，如图 3.7 所示

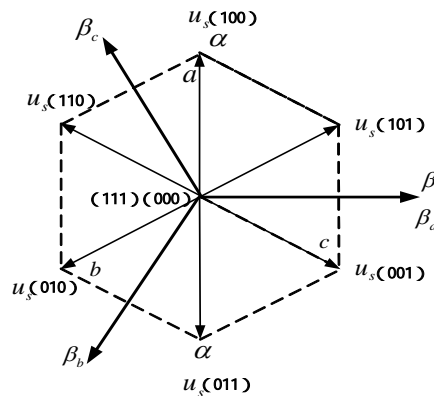


图 3.7 倒相后的 β 三相坐标系和 (α, β) 坐标系的关系

倒相的转化过程就是将 $-\alpha, -\beta$ 方向作为反相运行时的 (α, β) 轴，而得到新的 β' 三相坐标系下面的坐标分量值。其与原 (α, β) 坐标系的数学关系如下所示：

$$\psi'_{\beta a} = -\psi_{\beta} \quad (3.5)$$

$$\psi'_{\beta b} = -\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\psi_{\alpha} - \frac{1}{2}\psi_{\beta}\right) \quad (3.6)$$

$$\psi'_{\beta c} = \frac{\sqrt{3}}{2}\psi_{\alpha} + \frac{1}{2}\psi_{\beta} \quad (3.7)$$

倒相后的坐标关系代表着反转的方向。对比式 (3.4) 可以得到反转时的 β' 磁链分量与正转时的 β 磁链分量之间的关系：

$$\begin{cases} \psi'_{\beta a} = -\psi_{\beta a} \\ \psi'_{\beta b} = -\psi_{\beta b} \\ \psi'_{\beta c} = -\psi_{\beta c} \end{cases} \quad (3.8)$$

此模块的仿真模型如图 3.8 所示：

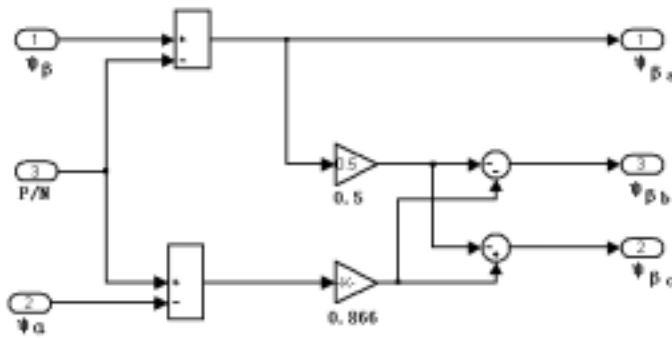


图 3.8 坐标变换器仿真模型

即当正转时，输出与 $\psi_{\beta a}, \psi_{\beta b}, \psi_{\beta c}$ 相等；当反转的时候，其输出与 $\psi'_{\beta a}, \psi'_{\beta b}, \psi'_{\beta c}$ 相等。即完成了结合磁链运行方向 P/N 控制的坐标转换^[37]。

3. 磁链自控制单元 DMC

磁链自控制的任务就是识别磁链运动轨迹的区段，且给出正确的磁链开关信号，以产生相应的电压空间矢量，控制磁链按相应的轨迹正确的运行。其中定子磁链空间矢量 $\vec{\psi}_s$ 的运动基本上是沿着电压空间矢量 \vec{u}_s 的方向进行的，其运动速度的大小则由电压空间矢量的幅值来决定。当三相桥臂中点电压为 $\pm 180^\circ$ 的方波时，磁通轨迹为六边形。通过合理选择非零定子电压空间矢量 \vec{u}_s 的施加顺序及时间比例，则可以形成多边形磁通轨迹，亦即逼近圆形轨迹。通常当多边形边数大于 40 时，即可以认为磁通轨迹近似为圆形。

磁链自控制任务的执行单元是以磁链自控制单元为主，配合以坐标变换单元来完成控制任务的。其控制工程：通过将坐标变换单元 UCT 输入的 β 三相坐标值与

给定的磁链容差 ψ_g 进行比较，确定磁链所处的、按不同轨迹需要所规定的磁链空间区域，并以此为依据得出下一时刻正确的磁链开关信号，并提供给电压开关信号（逆变器开关信号）单元，选择正确的电压空间矢量控制磁链按照期望的轨迹运行。

4. 磁链调节器

磁链调节的任务是对磁链量进行调节。其主要集中在对磁链幅值的调节。由于定子电阻压降的影响，在较低转速时，定子磁链幅值将明显减小；同时在低频时，定子磁链幅值也会有所减小。为了避免定子磁链幅值的减小，实现有效而准确的转矩控制，需要引入磁链闭环调节。磁链调节器主要包括检测磁链幅值大小的磁链幅值构成单元 AMA 和调节磁链幅值的磁链幅值调节器。

(1) 磁链幅值构成单元 AMA

对于六边形磁链，磁链量由 $\psi_{\beta a}, \psi_{\beta b}, \psi_{\beta c}$ （对于反转时的 $\psi'_{\beta a}, \psi'_{\beta b}, \psi'_{\beta c}$ 同样适用）构成，由于三个 β 磁链分量是对称的，如式 (3.9) 所示：

$$\psi_{\beta a} + \psi_{\beta b} + \psi_{\beta c} = 0 \quad (3.9)$$

所以定子磁链的幅值可以由式 (3.10) 确定：

$$|\psi| = \frac{1}{2} (|\psi_{\beta a}| + |\psi_{\beta b}| + |\psi_{\beta c}|) \quad (3.10)$$

对于圆形磁链，定子磁链幅值可以通过式 (3.11) 求得：

$$|\psi| = \sqrt{(\psi_{\alpha})^2 + (\psi_{\beta})^2} \quad (3.11)$$

此单元的主要功能就是求出磁链的幅值，为磁链幅值调节做好准备。

(2) 磁链幅值调节单元

本单元的主要作用就是使得定子磁链空间矢量在旋转的过程中，其幅值保持在以系统给定值为基准，以 $\pm \varepsilon_{\psi}$ 为容差限的范围内波动。磁链调节以两点式调节方法保证了磁链量的恒定。其实际的结构就是一个施密特触发器，其输入信号是磁链给定值 $\psi_{\mu g}$ 与磁链量反馈值 ψ_f 之差，输出值是磁链电压开关信号^[38]。

其中磁链电压是指当前状态下能够加大磁链幅值的空间电压矢量，即当这个电压空间矢量被加到定子绕组上时，可以加大磁链量。任何一个定子电压空间矢量，只要把它接通时，其能够使得当前的磁链量加大，这个电压就可以称为磁链电压。磁链电压有两种：一种是与磁链运动轨迹成 -60° 角的电压空间矢量；另一种是成 -120° 角的电压空间矢量。两者都能使磁链量加大。其具体的选择将在开关信号选择单元中进行分析。

磁链电压的提出主要是为了与转矩电压区分，“转矩电压”就是前面提到的电压空间矢量，它的主要作用是加大电机转矩。同时磁链电压对电机的转矩同样也是有影响的，其接通在增大磁链量的同时也使得定子磁链空间矢量回转了一个角度，这种磁链空间矢量的回转就造成了电机转矩的一定减小。其减小的大小主要

取决于回转角度的大小，即当前磁链空间矢量与电压磁链电压之间的夹角。所以在直接转矩控制中，首先是在保证转矩调节的前提下才进行相应的磁链量调节。

其仿真模型如图 3.9 所示

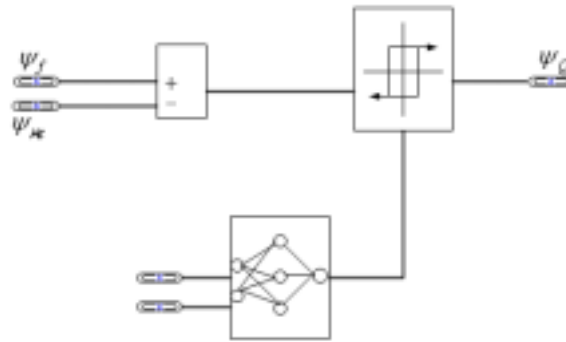


图 3.9 磁链调节器仿真模型图

其结构就是一个施密特触发器，根据输入的变化与相对容差的下限比较，最后给出相应的开关信号。由于磁链变化相对容限变化受电机转速的影响较大，其在不同的转速条件下对磁链容限的要求不同，基于此加入容限控制调节单元，采用神经网络算法进行自适应磁链容限的计算与给定。

3.1.2.3 异步电机转矩调节单元建模

转矩调节单元的主要任务就是进行转矩偏差调节，实现对转矩的直接控制。同时为了准确有效的控制电机转矩，转矩调节器必须在两个方面做好控制：(1) 转矩偏差直接基本调节。(2) 定子磁链方向控制调节，通过改变定子磁链的旋转方向，加强转矩调节的实时性^[39]。

(1) 转矩调节器

传统的转矩偏差调节采用两点式调节(即一个滞环调节)，由给定转矩与由转矩观测器产生的实际转矩进行滞环比较产生转矩开关信号 τ ，如图 3.10 所示。

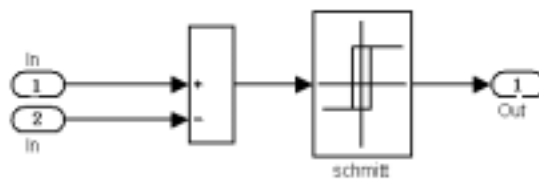


图 3.10 两点式转矩调节器

其中假设磁链位于第一扇区(六边形磁链轨迹条件下)，对其进行分析。当 $T^* - T_e > T_\Delta$ 时， $\tau = 1$ ，表示要增大电磁转矩，可加电压矢量 $U_5(110)$ 或 $U_6(010)$ 进行调节；当 $T^* - T_e < -T_\Delta$ 时， $\tau = 0$ ，表示要减小电磁转矩，加零电压矢量进行调节。采用这种两点式转矩调节，当转速较低或给定转速突然降低时，会使零电压矢量所加的时间较长，这样不仅使磁链形状产生严重畸变，还会使电机的减速时间大大延长，此外还会造成电磁转矩脉动增大^[40]。为解决这个问题，当前应用比较多的方法是三点式转矩调节器。

首先根据定子磁链反向旋转可使转矩迅速减小的原理,所以在转矩控制器中引入P/N (positive/negative) 调节器,就可以加快转矩的调节过程。将P/N调节器的输出P、N与两点式控制器的输出TQ组合成三种状态,便构成了三点式转矩控制器。为开关信号选择单元既提供了转矩开关信号选择,同时又给出了快速实现转矩调节的磁链方向控制,即相应开关信号选择。

完整的转矩控制器如图3.11所示。

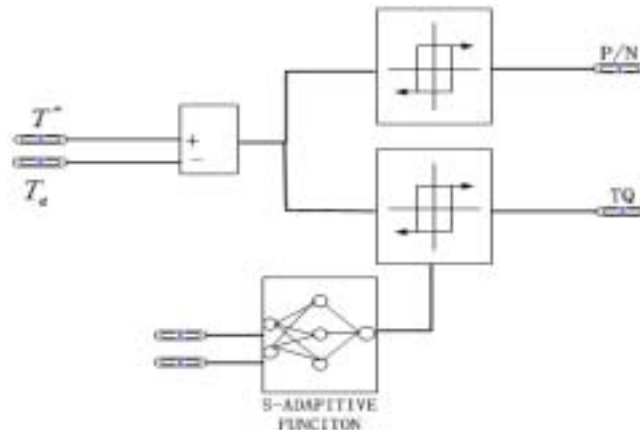


图3.11 转矩控制器仿真模型

其是在原有的转矩两点式调节器的基础之上加入P/N调节器,它们共用相同的输入信号,采用不同的容差判断给出磁链控制信号,指导开关信号选择单元进行正确的逆变器开关信号选择。基于分析,在不同的转速以及负载转矩需求的条件下,转矩容差范围是受之影响而随之变换的,所以此处同样采用基于神经网络的转矩容差范围自适应调节,提高系统的响应速度^[41]。

(2) P/N调节器

P/N调解器容差大于两点式转矩控制器的容差,当电机平稳运行时P/N调解器不参加控制,转矩控制器按两点式控制方式调节输出转矩。当电机的给定值发生突变时,P/N调解器与两点式控制器同时参加控制:假设 t_1 时刻转矩给定值突然减小,实际转矩变化超过到P/N调解器的容差下限,两点式控制器的容差下限位于实际转矩以上。这时TQ、P/N信号都发生变化。在这种状态下,给出电压矢量施加反相施加顺序,使得定子磁链矢量以最大速度反转,此时输出转矩也以最大速度迅速下降,使输出转矩迅速达到给定转矩;同样,当转矩给定值突然增大时,按照TQ、P/N信号的状态给出电压矢量的正相施加顺序,使得定子磁链矢量以最大速度正转,输出转矩也以最大速度迅速增加,达到给定转矩。三点式转矩控制器加快了转矩的调节,同时又保证了输出转矩控制的平稳性。

此外反转包括反相旋转和动态反转两种情况,动态反转是指在转子旋转的方向不变时,定子磁链的短时反转,以使得转矩迅速减小,可以加快转矩调节或实现制动;而反相旋转是指根据控制信号的要求改变转子的旋转方向,实现电机的反相转矩输出。

最后综合上述的电磁转矩开关 TQ ，磁链开关 ψQ ，可以得到下面的定子电压空间矢量开关选择表，如表3.2所示为电机正转（P运转）时的逆变器开关选择表。其中零电压矢量的选择取决于切换前的定子电压矢量，同时为了减少逆变器开关的次数，应基于最小开关次数原理，在保证逆变器开关可靠开关的前提下，应选择与切换前定子电压空间矢量一位不同的零电压矢量^[42]。此外当电机反转时，其原理相同只是对相应的开关信号做适当的调整即可，如表3.3所示。

表3.2 电机正转时定子电压开关选择

定子磁链位置		1	2	3	4	5	6
$\psi Q = 0$	$TQ = 1$	$\vec{u}_2(110)$	$\vec{u}_3(010)$	$\vec{u}_4(011)$	$\vec{u}_5(001)$	$\vec{u}_6(101)$	$\vec{u}_1(100)$
	$TQ = 0$	$\vec{u}_0(000)$	$\vec{u}_7(111)$	$\vec{u}_0(000)$	$\vec{u}_7(111)$	$\vec{u}_0(000)$	$\vec{u}_7(111)$
	$TQ = -1$	$\vec{u}_6(101)$	$\vec{u}_1(100)$	$\vec{u}_2(110)$	$\vec{u}_3(010)$	$\vec{u}_4(011)$	$\vec{u}_5(001)$
$\psi Q = 1$	$TQ = 1$	$\vec{u}_3(010)$	$\vec{u}_4(011)$	$\vec{u}_5(001)$	$\vec{u}_6(101)$	$\vec{u}_1(100)$	$\vec{u}_2(110)$
	$TQ = 0$	$\vec{u}_7(111)$	$\vec{u}_0(000)$	$\vec{u}_7(111)$	$\vec{u}_0(000)$	$\vec{u}_7(111)$	$\vec{u}_0(000)$
	$TQ = -1$	$\vec{u}_5(001)$	$\vec{u}_6(101)$	$\vec{u}_1(100)$	$\vec{u}_2(110)$	$\vec{u}_3(010)$	$\vec{u}_4(011)$

表3.3 电机反转时定子电压开关选择

定子磁链位置		1	2	3	4	5	6
$\psi Q = 0$	$TQ = 1$	$\vec{u}_6(101)$	$\vec{u}_1(100)$	$\vec{u}_2(110)$	$\vec{u}_3(010)$	$\vec{u}_4(011)$	$\vec{u}_5(001)$
	$TQ = 0$	$\vec{u}_0(000)$	$\vec{u}_7(111)$	$\vec{u}_0(000)$	$\vec{u}_7(111)$	$\vec{u}_0(000)$	$\vec{u}_7(111)$
	$TQ = -1$	$\vec{u}_2(110)$	$\vec{u}_3(010)$	$\vec{u}_4(011)$	$\vec{u}_5(001)$	$\vec{u}_6(101)$	$\vec{u}_1(100)$
$\psi Q = 1$	$TQ = 1$	$\vec{u}_5(001)$	$\vec{u}_6(101)$	$\vec{u}_1(100)$	$\vec{u}_2(110)$	$\vec{u}_3(010)$	$\vec{u}_4(011)$
	$TQ = 0$	$\vec{u}_7(111)$	$\vec{u}_0(000)$	$\vec{u}_7(111)$	$\vec{u}_0(000)$	$\vec{u}_7(111)$	$\vec{u}_0(000)$
	$TQ = -1$	$\vec{u}_3(010)$	$\vec{u}_4(011)$	$\vec{u}_5(001)$	$\vec{u}_6(101)$	$\vec{u}_1(100)$	$\vec{u}_2(110)$

以上分析了异步电机直接转矩控制系统中的两个重要控制量：磁链空间矢量和

电机转矩的仿真模型构建过程，下面介绍直接转矩控制的关键部分—开关信号选择单元模型 ASS 的建立。

3.1.2.4 开关信号选择单元 ASS

综合各种控制量输入信号，开关信号选择单元的控制过程如下：首先根据磁链自控制单元给出的磁链开关信号确定磁链控制所需的基本区段电压（未综合 P/N 输入信号），保证定子磁链按照给定的轨迹旋转；然后由转矩开关信号控制区段电压的接通时机，接通时，区段电压成为转矩电压，定子磁链旋转，转矩增大；不接通时，零电压被接通，定子磁链静止，转矩减小。此时，在保证转矩调节的前提下，若磁链量减小，则磁链量开关信号接通磁链电压，可以选择 -120° 或者 -60° 电压矢量，以使磁链量增大。最终实现磁链空间矢量在沿期望轨迹运行的过程中，既能调节转矩，又可以调节磁链量。此外在调节转矩的同时要综合 P/N 调节器的控制信号，实现有效而快速的转矩控制调节^[43]。同时反转时，各个开关信号与正转时的信号有着内在的顺序关系。

在工程实现中，通常首先是针对各种输入状态进行仿真实验得出相应的最佳控制电压矢量，然后以此为依据建立以各种输入状态（开关信号组合）为变量的电压空间矢量表，最终在编制软件时通过查表的方式来确定所需要的正确的电压空间矢量及其电压开关信号。

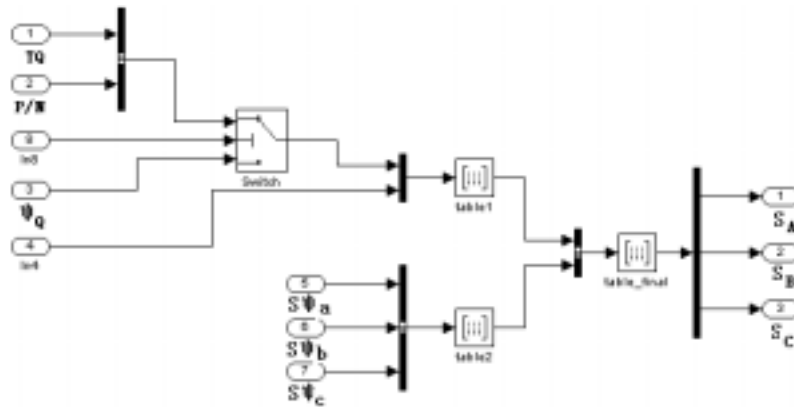


图 3.12 电压开关信号选择单元 ASS 仿真模型

其中本单元的数学仿真主要是通过以各种输入信号作为参考量，进行查表判断，最终得出当前最优的电压开关信号，加到 IGBT 电机控制模块上。其具体的仿真模型，如图 3.12 所示。

3.1.3 整车动力学模型的建立

汽车工业发展至今，其动力学方面的研究已经相当深入了。根据经典的汽车动力学理论和实际情况，来建立针对该车型的整车动力模型。汽车在行进过程中，主要满足两大平衡：力的平衡和功率平衡。

汽车在水平路上的行驶阻力主要来自地面的滚动阻力 F_f 、来自空气的空气阻力 F_w 、上坡时的坡度阻力 F_i 以及加速时要克服的加速阻力 F_j 。汽车行驶时的总阻力为：

$$\sum F = F_f + F_w + F_i + F_j \quad (3.12)$$

滚动阻力：在进行汽车动力学分析时，一般取良好硬路面的滚动阻力系数值。当 $V_a < 50 \text{ km/h}$ 时，轿车的 f 取 0.0165；当 $V_a > 50 \text{ km/h}$ 时， f 可按式 (3.13) 或式 (3.14) 估算，没有考虑拐弯增加的阻力。式 (3.13) 和式 (3.14) 中， V_a 为汽车的行驶速度。

$$f = 0.0165[1 + 0.01(V_a - 50)] \quad (3.13)$$

$$f = 0.0165 + 0.00142V_a \quad (3.14)$$

空气阻力：也就是常说的风阻，是影响车辆所受阻力的最主要因素。按式 (3.15) 进行计算。其中， C_D 是空气阻力系数； A 是迎风面积。

$$F_w = \frac{C_D A V_a^2}{21.15} \quad (3.15)$$

坡度阻力：当汽车上坡行驶时，汽车重力沿坡道的分力就是坡度阻力 F_i 。

$$F_i = G \sin \alpha \approx G \tan \alpha \quad (3.16)$$

加速阻力：汽车加速行驶时，要克服其质量加速运动时的惯性力，也就是加速阻力 F_j 。通常汽车加速时的加速阻力按式 (3.17) 进行计算。其中， δ 为汽车旋转质量换算系数 ($\delta > 1$)； dV/dt 为行驶加速度 (m/s^2)； g 是重力加速度 ($g = 9.8 \text{ kg} \cdot \text{m/s}^2$)。

$$F_j = \delta \frac{G dV}{g dt} \quad (3.17)$$

由上面的分析可以得到汽车的行驶方程式为：

$$F_t = F_f + F_w + F_i + F_j$$

即

$$\frac{M_e i_g i_0 \eta_T}{r} = Gf + Gi + \frac{C_D A}{21.15} V_a^2 + \delta \frac{G dV}{g dt} \quad (3.18)$$

式 (3.18) 表明了汽车行驶时驱动力和外界阻力之间相互关系的普遍情况，它可以很方便的用来进行汽车动力性分析。该式是由严格的受力分析推导而得到的。

根据车辆行驶方程式，建立整车的动力学模型，如图 3.13。

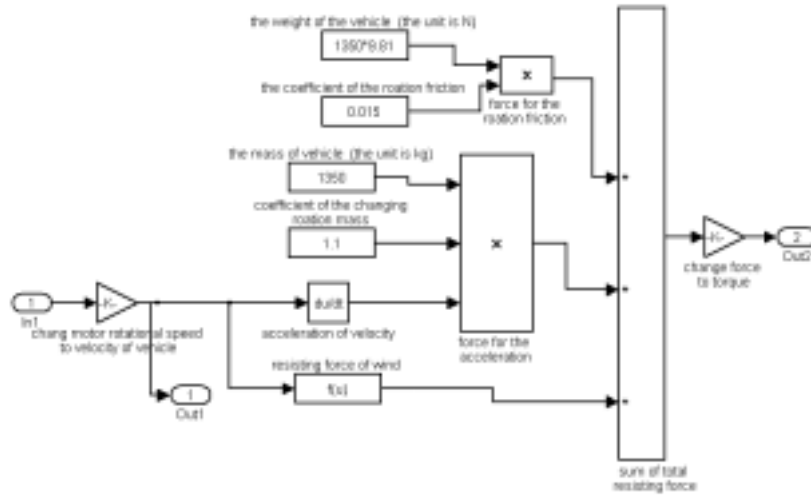


图 3.13 整车的动力学模型

3.1.4 直接转矩控制系统模型和整车动力学模型的仿真

根据直接转矩控制原理，建立了交流电机直接转矩控制系统的模型。见图 3.14。

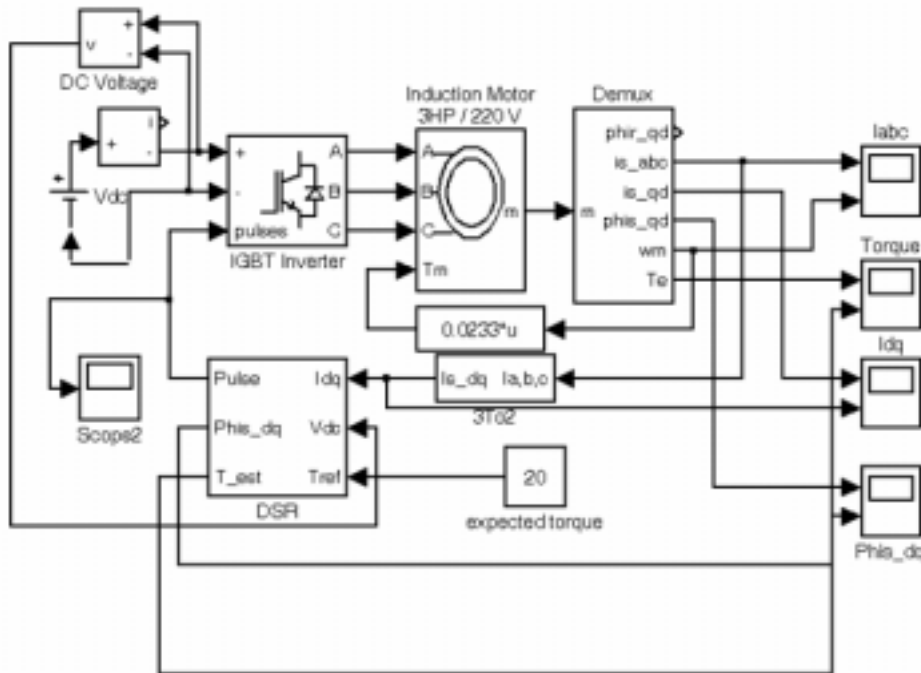
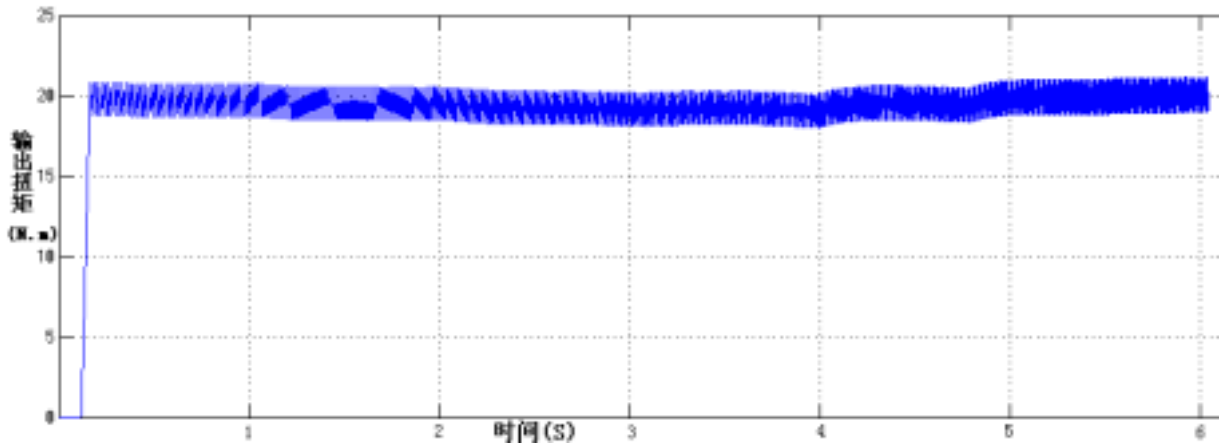


图 3.14 交流异步控制系统的模型

设定期望输出扭矩为 20N.m, 仿真结果如图 3.15。扭矩的波动在 1N.m, 响应时间为 0.2s。可见该模型可以在允许的转矩偏差范围内，能够快速响应转矩输出。波动产生的原因是因为电机本身是一个惯性滞后系统，所以响应延迟。可以通过在模型“转矩容差控制模块”中设定较小的参数并使用 PID 控制方法，来尽量减小扭矩的波动范围。



3.15 交流电机直接转矩控制系统模型的仿真结果

电机及整车模型如图 3.16，仿真结果如图 3.17。

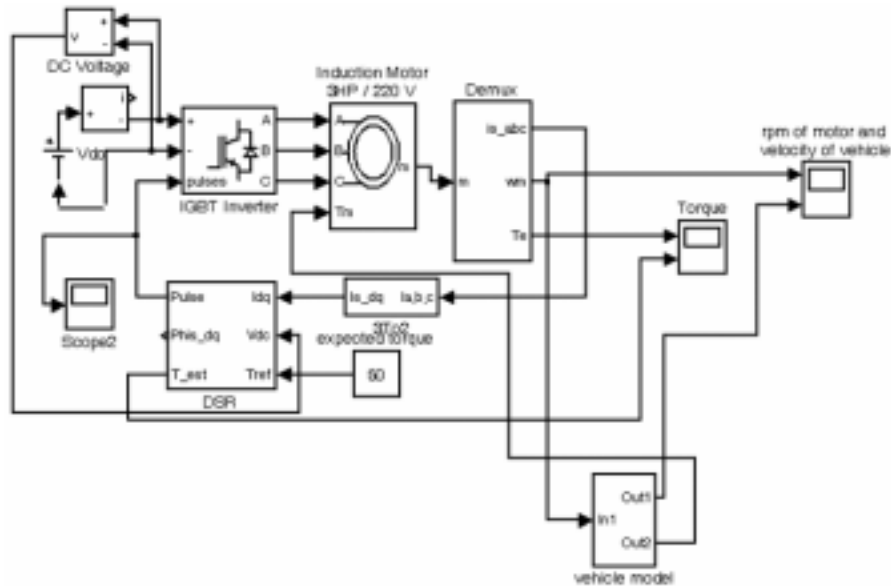


图 3.16 基于交流异步电机直接转矩控制的纯电动车整车模型

图 3.17 是电机及整车模型的联合仿真图形，由此仿真结果可以看出，在电机 3000 转时，达到了期望的最高车速 110 公里/小时。对于电动汽车，如果要提高整车的动力性能，达到传统车的标准，则要使用大功率电机。而要使用大功率电机则要配备大容量的电池组，从而增加了整车的重量和成本。另一方面，考虑的电动车是针对城市工况来使用的，所以综合考虑这两点，电动车达到 110~120km/h 的速度就可以满足电动车的性能要求。所以在本设计中，电动车的目标最大车速为 110km/h。

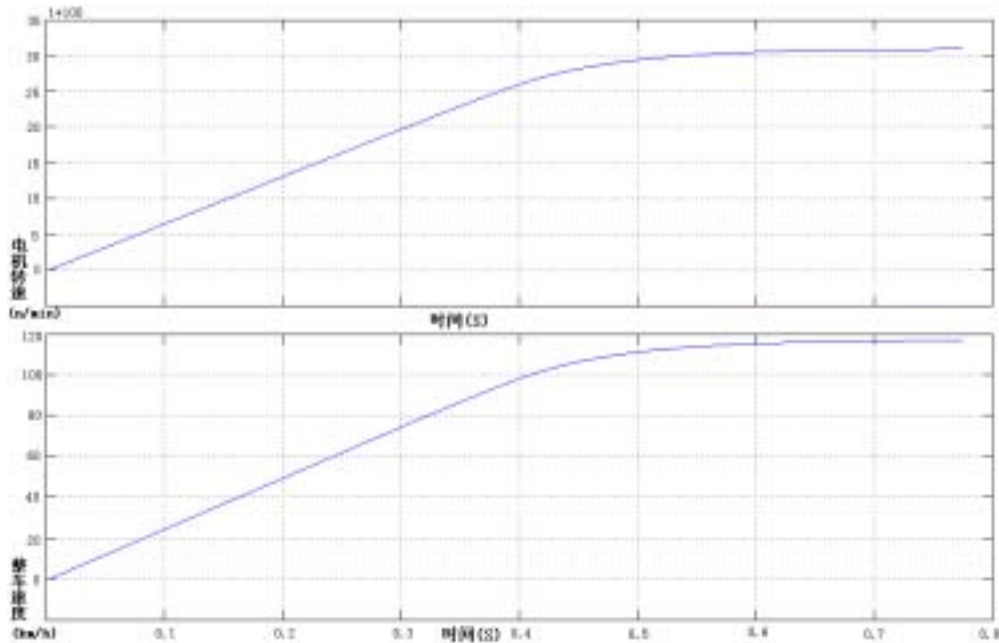


图 3.17 整车及电机模型仿真结果

3.2 直接转矩控制系统的改进

以上分析了交流异步电机直接转矩控制系统的基本组成,但其只是最简单的基于开环的控制系统。为了获得稳定良好的控制效果,必须对其进行完善与改进。当前的研究热点主要集中在定子磁链的观测和基于无速度传感器的高性能转矩控制。

首先是针对磁链空间矢量的研究。 $u-i$ 积分器又称为 $u-i$ 模型估计器,通过比较知道其是实现定子磁链观测最简单的方法。由式(3.2)与式(3.3)可知该方法仅需要确定定子电阻 R_s ,即可通过对定子电压方程的积分计算出定子磁链。但是有一点需要注意的是:定子电阻不是一个固定不变的量,其受电机运行状态影响较大,是一个非恒定随机变化量。当电机运行于高速时,定子电阻的影响可以忽略,利用该方法计算磁链可以取得较好的效果。但是当电机运行于低速时,定子电阻压降所占比例增大,其对磁链积分的影响不可忽略。同时积分器本身具有误差累积以及直流偏移等问题在电机运行于低速时也变得非常严重^[44]。虽然这些误差成分相对很小,但随着积分运算的不断积累,最终会导致计算磁链严重偏离实际值。所以为了获得优良的系统品质,必须对这些方面进行改进和处理。

此外在异步电机传动系统中,为了满足高性能控制的要求,通常需要用速度传感器测取电机转速进行闭环控制。传统的电机转速测量多采用测速发电机或光电数字脉冲编码器等速度传感器。但由此带来的速度传感器的安装增加了控制系统成本,同时存在安装与维护上的困难,并使系统易受干扰,且不适用于高温或低温环境以及易燃、易爆场合,严重影响了异步电机调速系统的简单性、廉价性和可靠性。为了解决此问题,越来越多的人投入到无速度传感器的交流电机控制系

统的研究与开发中，相关的理论和技术也是十多年来交流传动领域的研究热点之一。

3.2.1 磁链积分器的改进

为解决交流异步电机电压模型中磁链观测模型中存在的问题，当前采用比较多的主要有以下几种办法：低通滤波器代替传统的纯积分器，但是采用低通滤波器计算定子磁链时，存在幅值和相位角误差，从而影响磁链观测的精度。现在为解决这个问题，有很多学者提出了各种改进的基于一阶低通滤波器的磁链观测模型，如可编程低通滤波器、带幅值补偿的定子磁链观测器等，其在实现的简单容易性上存在着优势，相对与别的解决办法其技术相对成熟；此外还有学者提出了基于自适应算法的定子磁链观测器，该观测器能有效地辨识定子电阻，从而真正有效地估计定子磁链，并同时辨识出电机的转子电阻和速度，数字仿真也证明该观测器具有良好的自适应性和观测效果^[45]。但是其结构相对复杂，并且难于工程实现，其主要研究方向是如何在保证系统性能的同时简化系统结构，结合软、硬件具体实现。

经过对比仿真实验，本设计中采用了一种基于幅值与相位补偿的定子磁链观测器，该方法不但有效地解决了直流偏移对系统稳定性的影响，而且消除了低通滤波器引起的磁通计算误差；结构简单，易于工程实现。下面介绍其具体的结构：由式(2.27)可知定子磁链电压模型计算公式，其频域表达式为：

$$\psi_s = \frac{u_s - i_s R_s}{j\omega_e} \quad (3.19)$$

同时将定子磁链写成如下形式，并引入低通滤波器：

$$s\psi_s = E_s \quad (3.20)$$

其中： $E_s = u_s - i_s R_s$ ，在式(3.13)两边同时加上 $\omega_c \psi_s$ ，可得：

$$s\psi_s + \omega_c \psi_s = E_s + \omega_c \psi_s \quad (3.21)$$

将式(3.14)变形可得：

$$\psi_s = \frac{1}{s + \omega_c} E_s + \frac{\omega_e}{s + \omega_c} \psi_s \quad (3.22)$$

结合式(3.12)，可得采用低通滤波器代替纯积分环节磁链观测器，如式(3.23)所示：

$$\hat{\psi}_s = \frac{u_s - i_s R_s}{j\omega_e + \omega_c} = \frac{u_s - i_s R_s}{\omega_e^2 + \omega_c^2} (\omega_c - j\omega_e) \quad (3.23)$$

其中 ψ_s ——定子磁链实际值， $\hat{\psi}_s$ ——定子磁链估计值， ω_c ——低通滤波器截止频率， ω_e ——定子磁链同步频率。

下面进行幅值与相位补偿的公式推导。将定子磁链写成幅值相位形式：

$\psi_s = |\psi_s| e^{j\theta}$, $\hat{\psi}_s = |\hat{\psi}_s| e^{j\hat{\theta}}$ 。结合式 (3.12) 与式 (3.16) 并整理可以得到 :

$$q = \frac{\omega_e}{\sqrt{\omega_e^2 + \omega_c^2}} e^{j\varphi} \quad (3.24)$$

其中 $q = \frac{|\hat{\psi}_s|}{|\psi_s|} e^{j(\hat{\theta}-\theta)}$, $\varphi = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\omega_e}{\omega_c}$ 。由此可以得到定子磁链实际值与估计值向量关系, 如图3.18所示。

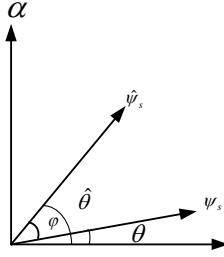


图3.18 定子磁链空间矢量实际值与估计值

由图可知 :

$$\theta = \hat{\theta} - \varphi \quad (3.25)$$

所以有式 (3.26) 成立 :

$$\psi_{s\alpha} = |\psi_s| \cos \theta = |\psi_s| \cos(\hat{\theta} - \varphi) = |\psi_s| (\cos \hat{\theta} \cos \varphi + \sin \hat{\theta} \sin \varphi) \quad (3.26)$$

其中由 φ 定义可知 :

$$\begin{cases} \cos \varphi = \frac{\omega_e}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_e^2}} \\ \sin \varphi = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_e^2}} \end{cases} \quad (3.27)$$

以及磁链估计矢量值定义 :

$$\begin{cases} \cos \hat{\theta} = \frac{\psi_\alpha}{|\hat{\psi}_s|} \\ \sin \hat{\theta} = \frac{\psi_\beta}{|\hat{\psi}_s|} \end{cases} \quad (3.28)$$

将式 (3.20) 与式 (3.21) 代入式 (3.19) 可得 :

$$\psi_{s\alpha} = |\psi_s| \left(\frac{\hat{\psi}_{s\alpha}}{|\hat{\psi}_s|} \frac{\omega_e}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_e^2}} + \frac{\hat{\psi}_{s\beta}}{|\hat{\psi}_s|} \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_e^2}} \right) \quad (3.29)$$

由式 (3.17) 可知 :

$$|\psi_s| = \frac{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_e^2}}{\omega_e} |\hat{\psi}_s| \quad (3.30)$$

将式 (3.23) 代入式 (3.22) 并整理可得 :

$$\psi_{s\alpha} = \frac{\omega_e}{\omega_c} \hat{\psi}_\beta + \hat{\psi}_\alpha \quad (3.31)$$

同理可得：

$$\psi_{s\beta} = \frac{\omega_e}{\omega_c} \hat{\psi}_\alpha + \hat{\psi}_\beta \quad (3.32)$$

以上就得到了基于幅值与相位的磁链观测器的补偿公式，可以依照此为标准建立仿真模型，如图3.19所示。

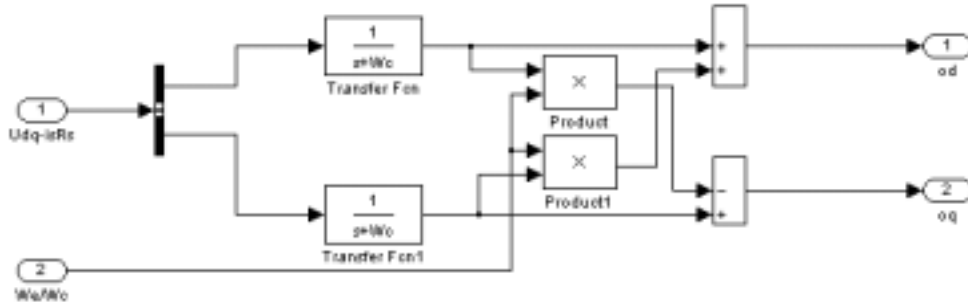


图3.19 改进定子磁链观测器模型

最终通过比较仿真，此模型有效的提高了异步电机定子磁链观测的准确度与精度，极大的改善了整个直接转矩控制系统的性能，实现了预期的目的。

3.2.2 基于无速度传感器的直接转矩控制系统改进

目前，电机速度辨识的方法很多，研究相对较热的有直接算法、自适应法、模型参考自适应法、神经网络法以及卡尔曼滤波法等。各种辨识方法基本上都是采用了直接计算、参数辨识、状态估计、间接测量等手段，用定子边较易测量的量如定子电压、定子电流等电机参数，建立数学模型，从中推算出与速度相关的量，最终获得电机转速，应用到速度反馈闭环控制当中^[46]。其中转速估算或辨识是无速度传感器控制系统的核心环节，其结构和性能依赖于交流异步电机磁链和转矩控制环节。此外在计算或观测转速值时，常常也要计算或观测磁链(转子的或定子的)值。其中目前应用最为广泛并且相对成熟的是模型参考自适应法MRAS (model reference adaptive system)，其应用的关键在于参考模型和可调模型的选取，目前主要有转子磁链模型、反电动势模型和无功功率模型，其中转子磁链模型由于其结构简单便于实现，而应用较多。这种方法的主要思想是将不含有参数的方程作为参考模型，含有待估参数的方程作为可调模型，这两个模型应该具有相同物理意义的输出量，利用两个模型输出量的误差构成合适的自适应律来实时调节可调模型的参数，以达到控制对象的输出，跟踪参考模型的目的。目前应用较多的实现方法：选取不含有真实转速的磁链方程(电压模型)作为参考模型，含有待辨识转速的磁链方程(电流模型)作为可调模型，以转子磁链作为比较输出量，采用PI自适应律估计转速，通过Popov超稳定性理论保证状态和速度的渐进收敛性。

基于以上的分析，进行了实际模型的研究与建立。采用转子磁链电压模型作为参考模型，转子磁链的电流模型作为可调模型，通过并联结构辨识转速。

首先介绍被辨识模型，转子磁链的电流模型在两相静止坐标系下方程：

$$p \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

其中 p 微分算子；

τ_r 转子时间常数。

据此构造参数可调的转子磁链估计模型：

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{r\alpha} = \frac{\frac{L_m}{\tau_r s + 1} i_{s\alpha} - \frac{\tau_r L_m}{(\tau_r s + 1)^2} i_{s\beta} \hat{\omega}_r}{1 + \left(\frac{\hat{\omega}_r \tau_r}{\tau_r s + 1}\right)^2} \\ \hat{\psi}_{r\beta} = \frac{\frac{L_m}{\tau_r s + 1} i_{s\beta} - \frac{\tau_r L_m}{(\tau_r s + 1)^2} i_{s\alpha} \hat{\omega}_r}{1 + \left(\frac{\hat{\omega}_r \tau_r}{\tau_r s + 1}\right)^2} \end{cases} \quad (3.34)$$

结合式 (3.26) 磁链估计模型矢量方程：

$$p \hat{\psi}_r = \hat{A} \hat{\psi}_r + \hat{B} \hat{i}_s \quad (3.35)$$

下面引入参考模型，转子磁链电压模型：

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - L_\sigma i_{s\alpha} \right] \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - L_\sigma i_{s\beta} \right] \end{cases} \quad (3.36)$$

其中 $L_\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m}$ 。为便于分析，将其转化为向量方程的形式：

$$p \vec{\psi}_r = A \vec{\psi}_r + B \vec{i}_s \quad (3.37)$$

将转子磁链的电流模型作为可调模型，将转子磁链的电压模型选作参考模型。其中可调模型含有转速变量，参考模型不含转速信息。当估算转速与实际转速出现偏差时必然会导致两模型输出转子磁链偏差。然后根据 Popov 自适应定律利用这个偏差对转速进行准确的辨识。

定义广义状态误差：

$$e = \vec{\psi}_r - \hat{\psi}_r \quad (3.38)$$

其变化率为：

$$pe = p\vec{\psi}_r - p\hat{\vec{\psi}} \quad (3.39)$$

根据 Popov 超稳定性定律，如果广义状态误差满足下面条件：

- (1) $H(s) = D(sI - A)^{-1}$ 为严格正定矩阵；
- (2) $\eta(0, t_0) = \int_0^{t_0} v^T W dt \geq -\gamma_0^2, \forall t_0 \geq 0, \gamma_0^2$ 为任意有限正数。

首先根据式 (3.27) 与式 (3.29) 将式 (3.31) 转化为标准形式：

$$pe = Ae - W \quad (3.40)$$

其中： $W = (A - \hat{A})\hat{\vec{\psi}}_r$ ；

同时有： $v = De$ ；

令 $D = I$ ，则有：

$$v = De = e \quad (3.41)$$

由此可得误差状态方程的 Hessian 矩阵严格正定，故条件 (1) 成立；同时，数学描述的电机模型都是线性时变系统，但是通常情况下转速 ω_r 的变化速度远远低于电量的变化速度^[47]。所以有：

$$\eta(0, t_0) = \int_0^{t_0} v^T W dt = \int_0^{t_0} e^T (A - \hat{A})\hat{\vec{\psi}}_r dt = \int_0^{t_0} e^T A \hat{\vec{\psi}}_r dt - \int_0^{t_0} e^T \hat{A} \hat{\vec{\psi}}_r dt > 0$$

因此，条件 (2) 成立。

为了满足系统的动态性能要求，原来基于积分形式的转速自适应率现在多采用基于比例微分 PI (proportional-integral control) 形式的自适应率，由此可以得到：

$$\hat{\omega}_r = K_p (\hat{\psi}_{r\alpha}\psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}\psi_{r\alpha}) + K_I \int (\hat{\psi}_{r\alpha}\psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}\psi_{r\alpha}) dt \quad (3.42)$$

模型参考自适应 MARS 运算框图如图 3.20 所示。

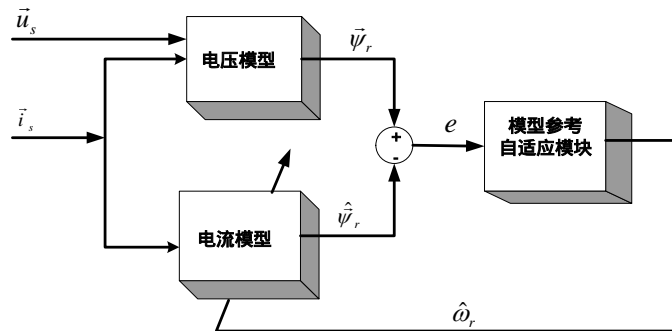


图 3.20 模型参考自适应运算框图

参照以上介绍的 MARS 速度估算方法，建立仿真模型如图 3.21 所示。

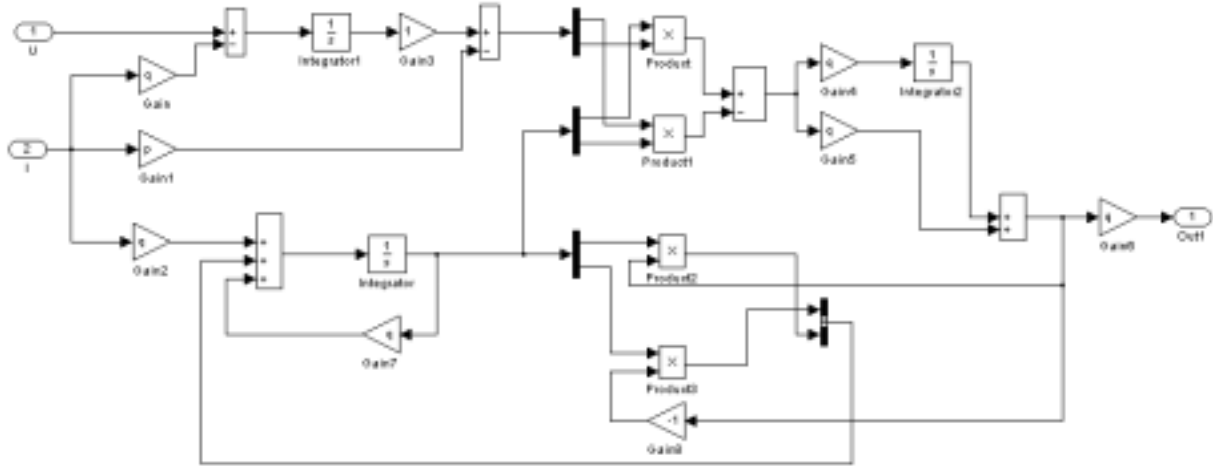


图 3.21 基于模型参考自适应的转速辨识仿真模型

以上完成了直接转矩控制系统的基于模型参考自适应的无速度传感器的分析与建模，实现了直接转矩控制系统的闭环控制，极大的提高了系统的控制性能。

3.3 本章小结

本章介绍了直接转矩控制的基本理论，包括逆变器理论、空间电压矢量的概念和作用原理以及直接转矩控制的各个基本组成环节；阐述了通过电动机模型计算定子磁链和电磁转矩的方法。最后建立了异步电机直接转矩控制系统模型并成功地进行了整个模型的仿真，得到了期望的结果。根据整车动力学原理，建立了整车动力学模型，最后完成了电机模型和整车动力学模型的联合仿真。

第 4 章 电机及整车总成控制器和整车 CAN 网络的设计

电机及整车总成控制器是电动汽车的核心部件,它是实现电动汽车控制的技术关键。对整体系统而言,电机及整车总成控制器的设计直接关系到电动汽车的稳定性、最终动力性能和适应复杂工况的性能。本章完成了纯电动汽车总成控制器从功能需求分析到硬件电路设计的整个过程。还进行了整车 CAN 网络的设计。

4.1 电机及整车总成控制器的功能分析

1. 能够采集加速踏板、制动踏板和离合器踏板的信号,并且需要监测钥匙的位置信号和空档信号、车速信号。通过这些信号来判断当前驾驶员的操作意图和整车的工作状态,从而根据控制策略发出正确的控制指令。

2. 能够采集母线电压和两相电流信号,为异步电机直接转矩控制提供依据。

3. 具有 CAN 总线通讯能力和串行通讯能力。通过 CAN 网络和车上的电池管理系统、显示单元进行通讯。并利用串行通讯方式,完成上位机监控,从而可以实时掌握整车工作状况和控制程序的运行情况。

4. 要具有强大的计算能力,因为在实现直接转矩控制时,为减少转矩波动,则要求运算周期要尽可能的短,所以控制器在完成一系列的乘、除、积分、微分等运算时,要尽可能提高运算速度,节省运算时间。

5. 要具有良好的电磁兼容性,满足国家相关的电磁兼容性标准。能适应任何路况下,车辆的震动与冲击。并且在纯电动汽车中,采用了大功率电机驱动,相当于引入了一个强干扰源,会对整车电子设备产生强烈的电磁干扰,所以这就要求电机和整车总成控制器有较强的抗干扰能力。

6. 电机及整车总成控制器系统能够在环境温度为 -40°C 至 100°C 的范围内可靠稳定的工作。因为汽车的使用环境恶劣,相应的对车用电子设备也提出了更高的要求。

4.2 控制器的选型和控制器最小系统的设计

根据对电机及整车总成控制器的功能分析,经过综合考虑,比较分析后,最终采用了 TI 公司的 DSP (Digital Signal Processing) 处理器来作为电机及整车总成控制器。

4.2.1 DSP 技术简介

传统的信号处理或控制系统采用模拟技术进行设计和分析，处理设备和控制器通常采用模拟器件(电阻、电容和运算放大器)实现。自 20 世纪 60 年代以来，数字信号处理(Digital Signal Processing, DSP)日渐成为一项成熟的技术，并在多项应用领域逐渐取代了传统模拟信号处理系统^[48]。

- 1、计算机的总线机构可分为两种^[49]。最常见的是冯·诺依曼结构。
- 2、流水线操作

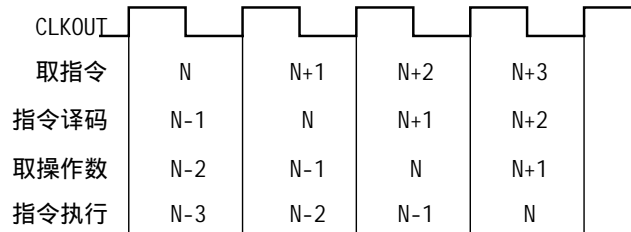


图 4.1 四级流水操作

图 4.1 所示是适用于单字单周期指令且无等待状态执行的四级流水操作的示意图。在这个流水线中，具有四个独立阶段：取指令、指令译码、取操作数和指令执行。由于四个阶段是独立的，所以这些操作可以重叠。在任何给定的操作之内，1~4 条指令可以被激活，每条指令处于不同的阶段^[50]。这样就是实现了比普通 CPU 要快数倍的数据处理能力。

3、硬件乘法器。在 DSP 中备有硬件连线的高速“与或”运算器。取两个操作数到乘法器中进行乘法运算。并将乘积加到累加器中，这些操作都可以在一个机器周期内完成。

4、多处理器。DSP 内部一般都有多个处理单元，如硬件乘法器、累加器、算术逻辑单元、辅助算术单元等。

5、特殊的 DSP 指令。在 DSP 的指令系统中，有很多指令都是多功能的，即一条指令可以完成多种操作。

4.2.2 选用 DSP2407 作为电机及整车总成控制器

经过仔细分析和比较后，选用了 TI 公司的 DSP2000 系列的 DSP2407 这款芯片作为电机及整车总成控制器的 CPU。

DSP2407 有以下性能特点^[51]：

- 1、高性能静态 CMOS 技术
- 2、JTAG 边界扫描支持
- 3、高性能的 32 位中央处理器
- 4、片内存储器
- 5、只读存储器 4K × 16 位
- 6、外部存储器接口
- 7、时钟与系统控制

4.2.3 总控制器最小系统的设计

4.2.3.1 JTAG 接口电路部分

在 DSP 器件中，使用 JTAG 接口主要有两种工作模式：边界扫描模式和仿真模式。DSP2407 含有一个专用仿真口来支持由 IEEE 1149.1 标准规范的 JTAG 仿真，该端口由仿真器直接访问，提供基于扫描的仿真功能，它可实时地访问目标板上 CPU 的寄存器、存储器、I/O 口及用户变量，调试软件的同时也可以调试硬件^[52]。为了与仿真器通信，目标板上设计出 JTAG 仿真器接口，如图 4.2 所示。

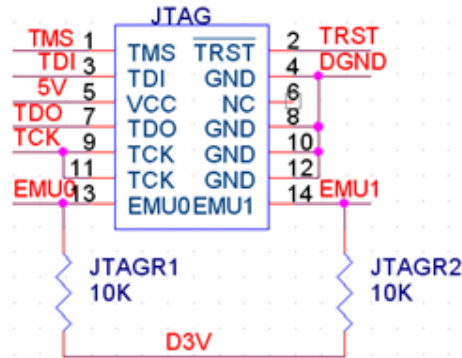


图 4.2 JTAG 接路

4.2.3.2 存储器扩展电路部分

DRAM 是基于分布电容电荷存储原理，集成度高，成本低，功耗低，需要定时刷新，使用于计算机大容量要求。与 DSP 的连接线路图见 4.3。



图 4.3 DSP 扩展存储器接口电路

4.2.3.3 时钟和复位电路部分

给 DSP2407 提供时钟一般有两种方法。其一是利用 DSP 芯片内部提供的晶振电路，为晶体提供激励和检测电路，在 DSP2407 芯片的 XTAL1/XCLK1 和 XTAL2 引

脚间连接一个晶体和两个电容来启动内部振荡器，此时两引脚均输出幅值为 1.8V 左右的正弦波。晶体为基本模式，且为并联谐振，见图 4.4。

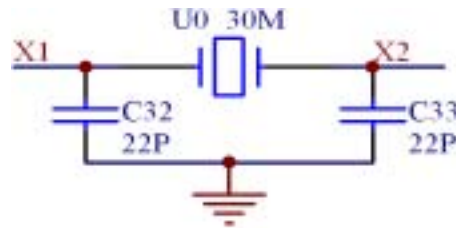


图 4.4 外部晶体的时钟电路 A

其二是将外部时钟源直接接入 XTAL1/XCLK1，XTAL2 脚悬空，在这种情况下，不使用内部振荡器。可选用 KDS 公司 30M 表面贴有源晶振，其电路原理图如 4.5 所示。

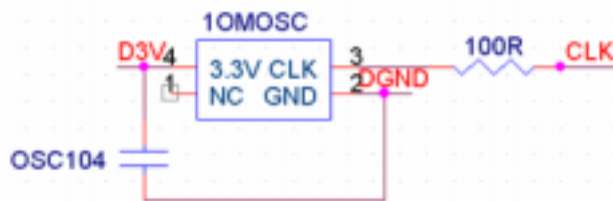


图 4.5 外部晶体的时钟电路 B

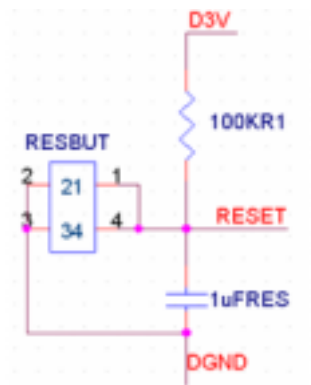


图 4.6 手动复位电路

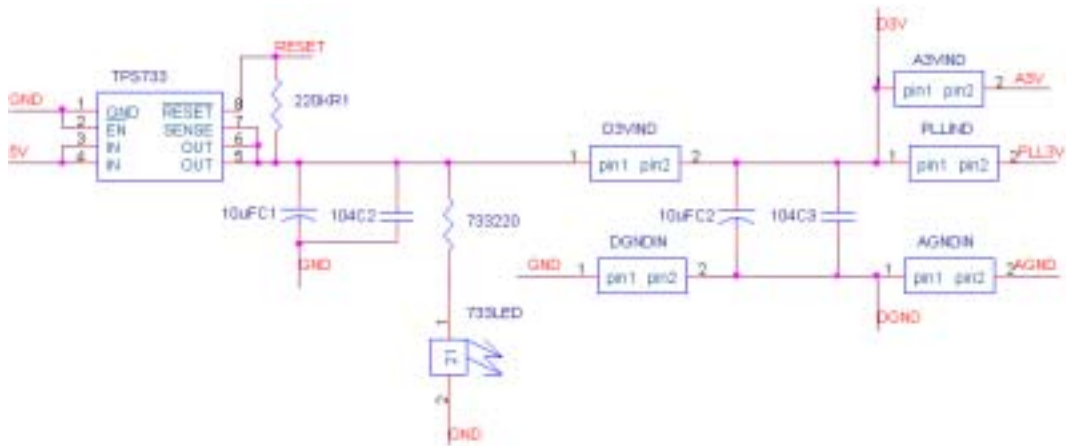
理论上，对于从启动到稳定的时间大于 18ms 的低频振荡器，系统需要用外接的上电复位电路来延长复位时间，以保证正确复位。一般外接的上电复位电路采用 RC 电路。如图 4.6 工作原理：电源上电之后，通过 100kΩ 电阻给 1μF 电容充电，在电容上的电压超过 \overline{XRS} 引脚的低电平上限之前， \overline{XRS} 一直处于低电平，DSP 被复位。当电源断开或降到 0V 时，可快速将 \overline{XRS} 下拉到低电平，按下手动复位按钮时，电容上的电荷被快速释放而复位^[53]。

4.2.3.4 电源电路部分

DSP2407 供电电源电压及电流要求：

DSP407 具有 FLASH 编程电源引脚和 PLL 电路电源引脚，有以下几种典型的电源引脚： 1.8V ADC 模拟电源； 1.8V 核心数字电源； 3.3V I/O 模拟电源； 3.3V I/O 数字电源和 FLASH 核电源； 1.8V ADC 和 3.3V 模拟电源地； 1.8V 核心数字电源和 3.3V I/O 模拟电源地

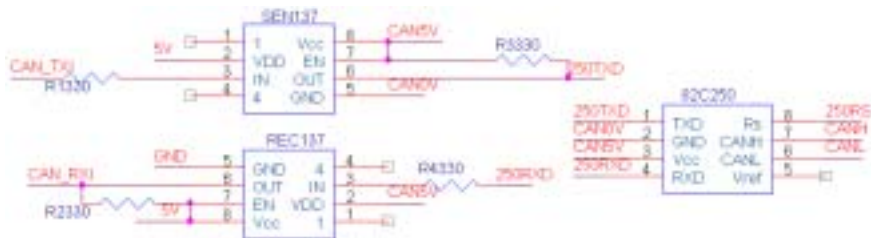
经过综合考虑，采用了如下的电源电路，见图 4.7。



4.7 DSP2407 系统电源电路

4.2.3.5 CAN 总线电路部分

DSP2407 内含 CAN 控制器模块。由于许多现场总线的工作环境恶劣，为了进一步提高抗干扰措施，在两个 CAN 器件之间使用了由高速光电隔离器件 6N137 构成的隔离电路^[54]。CAN 器件与 DSP2407 的硬件连接图如图 4.8 所示。



4.8 CAN 总线通讯部分电路

4.3 总控制器外围电路的设计

总成控制器为了实现电机的直接转矩控制算法和整车控制策略，需采集相应的信号量并输出相应的控制量。但因为 DSP2407 系统能处理的电压信号的范围是 0 到 3.3V，输出的驱动电压信号是 3.3V。而采集进来的信号是在 0 到 12V 或 0 到 5V 的范围内，外围的执行器件工作在 5V 或者 12V 的电压下，所以要通过设计外围电路来实现信号的电压的转换和隔离。

4.3.1 A/D 输入电路部分

DSP2407 上集成 A/D 转换器，ADC 模块中只有一个转换器。A/D 输入部分的处理电路如图 4.9。

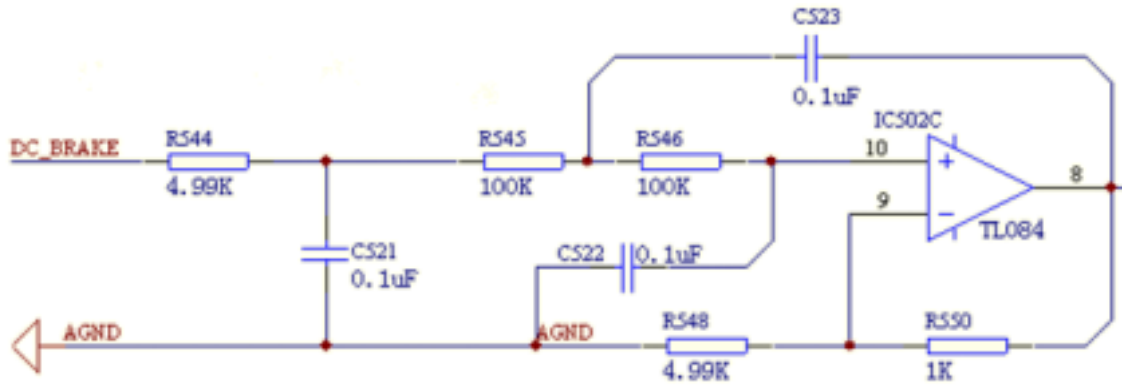


图 4.9 A/D 输入部分的处理电路

4.3.2 I/O 开关量的隔离输入电路部分

DSP2407 具有通用、双向的数字 I/O 引脚，其中大多数都是基本功能和一般 I/O 复用引脚。本设计中采用光电隔离的方法。图 4.10 为 10 开关量输入处理电路的设计。

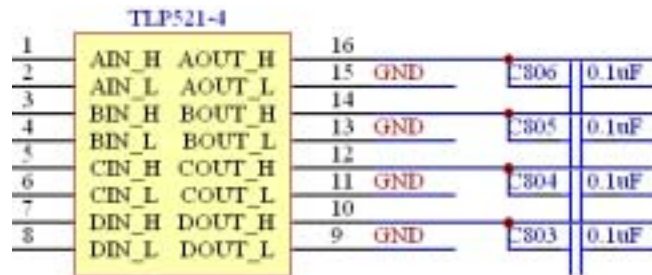


图 4.10 10 开关量输入处理电路

4.3.3 I/O 开关量的输出电路部分

由于 DSP2407 的引脚输出电流只有 4mA，所以需要增加一个驱动。ULN2003 是 8 路达林顿管吸入电流驱动芯片，可以完成对 8 路继电器输出的驱动控制，每路驱动电流达 500mA，主要用于继电器驱动和缓冲。输出部分电路如图 4.11 所示。

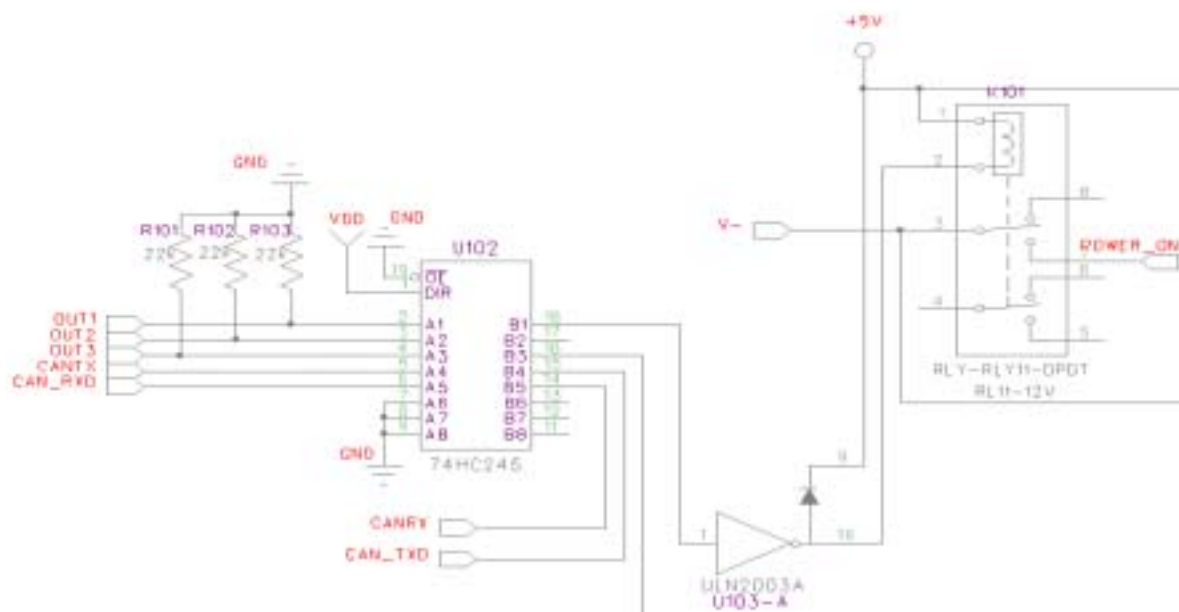


图 4.11 I/O 开关量的输出部分电路

4.4 总控制器中交流电机驱动电路

IPM 即 Intelligent Power Module(智能功率模块)的缩写^[55]，是以 IGBT 为功率器件的新型模块。这种功率模块是将输出功率元件 IGBT 和驱动电路、多种保护电路集成在同一模块内，与普通 IGBT 相比，在系统性能和可靠性上有进一步的提高，而且由于 IPM 通态损耗和开关损耗都比较低，使散热器的尺寸减小，故使整个系统尺寸减小。

4.4.1 PM200RSE060 简介

电机控制器采用的是三菱公司的 PM200RS060 型号的 IPM。此 IPM 采用第四代 IGBT 芯片。使用新型的二极管从而大大提高了软关断性能。内部采用三个规格是 200A 600V 的 IGBT，其开关频率可以达到 15KHz。集成了过流检测电路、短路保护电路、过温报警电路和欠压保护电路。

4.4.2 PM200RSE060 接口电路部分

由于 IPM 内置了驱动电路，并不需要像 IGBT 一样要专门的外围驱动电路，只需要提供非常稳定的直流电源即可，IPM 电源电压为 15V，电压偏低会发生欠压保护，过高会烧坏内部元件。IPM 驱动板原理图见图 4.12。

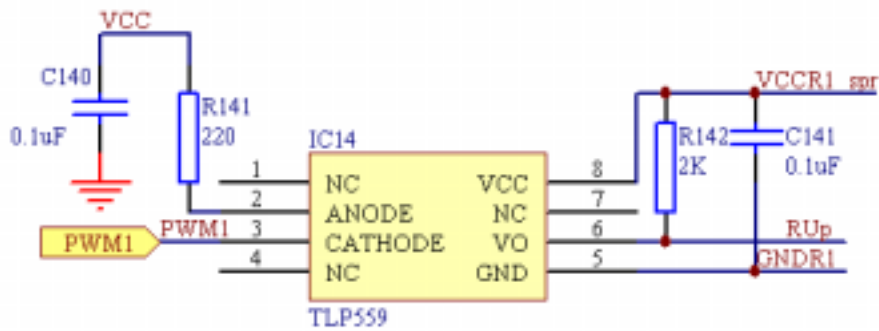


图 4.12 IGBT 驱动板原理图

4.5 整车 CAN 网络的设计

4.5.1 CAN 总线技术简介

CAN总线又称作汽车总线，其全称为“控制器局域网”。CAN总线是一种现场总线，是德国Bosch公司为解决现代汽车中众多的电控模块之间的数据交换而开发的一种串行通信协议。CAN总线的设计充分考虑了汽车上恶劣工作环境，可靠性高。因此CAN总线在诸多现场总线中独占鳌头，成为汽车总线的代名词。

4.5.2 CAN 网络设计

4.5.2.1 确定网络整体结构

在进行CAN网络整体结构的规划时，要考虑的如下的几点问题^[56]：

- 总线传输信息的速率、容量、优先等级、节点容量等技术问题；
- 强电磁干扰环境下的可靠数据传输；
- 确定最大传输时的延时大小；
- 网络的容错技术；
- 网络的监控和故障诊断功能。

CAN 网络的设计在纯电动汽车中相当重要。只有位于基础位置的 CAN 网络设计完成后才能顺利实现整车控制系统的功能。根据当前的系统可知，在整个 CAN 网络上现有 3 个节点，电机及整车总控制器、电池管理单元、显示单元。

CAN 网络的整体设计主要是节点的确定及各节点所需的通信内容。这是 CAN 网络设计的第一步。只有 CAN 网络节点及通信内容确定了之后才能进行协议的选择、ID 的分配等步骤。节点确定之后要绘制出各节点的通过 CAN 总线发送的信息统计图。即各节点要往总线上发送的信息、收到的信息及所收信息的源节点。表 4.1 给出了所有节点信息的分析。当所有节点的收发信息都确定好之后，估计出大致所需的 CAN 信息帧的数目。

表 4.1 纯电动汽车节点分析

节点	发送信息	接收信息
电机及整车总控制器	司机选择的工作模式和整车运行状况等 电机转速、力矩、温度、错误代码等	电池管理系统的所有信息
电池管理系统	电池电压、电池温度、充放电电流、功率 强度、报警信息等	不接收任何信息
液晶显示器	不向外面发送出任何信息	接收总线上所有的信息

CAN 网络设计的第二步是根据 CAN 网络的节点数目及 CAN 信息帧数目确定要采用的网络协议。现在通常采用的标准主要有两种：CAN2.0A 和 CAN2.0B，其中 CAN2.0B 兼容 CAN2.0A。如果 CAN 网络的节点数目和信息帧数目较少，就可以采用 CAN2.0A 标准，如果很多的话，则可以采用 CAN2.0B。后者扩展了信息帧的标志位，将 CAN2.0A 的 11 位 ID 扩展到了 29 位，很大程度上增加了网络的容量。

4.5.2.2 制定 CAN 网络协议

根据上文分析，可以通过 CAN 网络的节点数目及 CAN 信息帧数目确定要采用的网络协议。根据国际通用的标准，J1939 协议，增加了其通用型，其 PDU 标志符位数为 29 位，最大限度的增加了其 CAN 网络结构的拓展性与兼容性，其具体的制定如下图 4.13 所示：

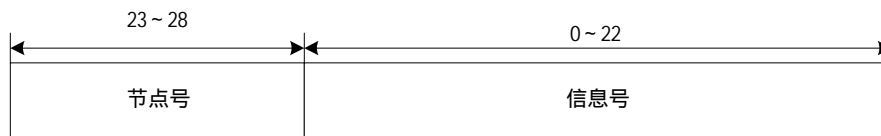


图 4.13 标志位的细分

在确定好节点数、通信内容和协议标准后，进行应用层协议的制定。主要是确定各节点每信息帧的标志位。在信息帧数目不是很多的情况下，可简单的将标志位分为节点号和信息号两大块（如图 4.13）控制器发出的信号方关于应用层协议的完备制定，也可以借鉴 SAE 的标准^[57]。

根据实际情况，制订 CAN 网络应用层协议时，主要考虑了 CAN 网络的节点数目，每节点的信息帧数目，将 29 位 ID 具体定义为节点 ID 和信息 ID 两部分。

$$\text{CAN ID (29bits)} = [\text{NodeID (6bits)}] [\text{Message ID (23 bits)}]$$

例如，制定电池管理单元节点 ID 如表 4.2 所示：

表 4.2 电池控制器的节点 ID

Bit	Content	HEX	Remark
Node ID-6bit	Node number	0x08	节点号为 3
Message ID-23bit ——	Control message	0x000066	接收帧
	Status message	0x000058	发送帧

因为在 CAN 协议里规定，标志位 ID 越小的优先级越高，因此在确定 ID 时，要先分析该信息帧需求的紧急性。例如报警的信息帧的优先级就应该高于其他信

息帧。另外还要考虑信息帧出现的频率，出现频率较高的信息帧的优先级可以略低一些，以免使得出现频率较低的信息帧抢占不到总线。

4.5.2.3 CAN 网络的波特率的确定

波特率的确定可根据通信内容的多少确定。通常采用 125kbps~1Mbps。但由于波特率越高，可传输的有效距离就越短。国际上各大公司通常的选择是驱动部分的 CAN 网络波特率选用 500kbps，而其他部分如门窗、音响等单独组成 CAN 网络，波特率采用多采用 125kbps/250kbps。

各信息帧频率的确定主要取决于信息内容的紧要程度和反应信息量的更新程序。例如：电机转速、扭矩等信息更新时间快且波动范围大，因此含该内容的信息帧的频率应该高一些，而含电池电压等波动范围不大的信息帧的频率则可以略低一些。具体频率则可以根据对应信息量的变化时间来决定。而报警信息则可以采取及时报警的方式。

4.6 本章小结

本章完成了电机及整车总成控制器的功能分析，其中主控芯片选用美国TI公司生产的面向电机控制的DSP芯片TMS320LF2407。整个硬件系统是以TMS320LF2407型DSP为核心的弱电电路和以IPM模块为主的强电电路所构成。开发了档位检测模块、踏板检测模块、输出控制模块和通讯模块等为主的硬件控制系统。设计了基于CAN总线的电动汽车整车网络，并制订了整车CAN总线通讯协议。

第 5 章 纯电动车再生制动控制策略的研究

制动能量回收是电动汽车节能、降耗的关键之一。怎样合理有效的回收能量，如何提高回收效率是当前全世界车辆控制策略研究的重要课题。而且车辆的制动性能对整车的安全、稳定性也起着至关重要的作用，因此如何将电制动和传统的机械摩擦制动有机的结合起来，也是车辆控制的一个重要研究方向。其要求在最大程度地提高再生制动功率的同时，确保回馈制动与摩擦制动的协调控制，以保证汽车制动力的要求^[58]。

5.1 再生制动控制策略的研究

5.1.1 电动汽车再生制动简介

电动汽车能够节能的原因之一在于其能够实现再生制动。传统汽车的制动是将汽车的惯性能量通过制动器的摩擦转化为无法回收的热能散发到环境中，而对于电动汽车而言，电机具有可逆性，即电动机在特定条件下可以转变成发电机运行，因此在制动时电动机工作在发电机状态，通过设计相应的电力装置将车辆制动产生的回馈电能充入储能装置中，实现惯性能量的有效回收。

再生制动是用来拓展电动车工作范围的有效方法，尤其是主要在城市工况下使用的车辆。目前国内关于再生制动的研究还处在初级阶段。此外再生制动要综合考虑整车的安全性和舒适性、电机发电特性、电池安全保护与充电特性等多方面的问题。

5.1.2 电动汽车再生制动特性

车辆再生制动能够回收的惯性能量对于不同的车型和不同的汽车运行工况差别很大。在城市工况中车辆需要频繁的启动、制动，因此在城市交通中使用电动汽车可以回收较多制动能量^[59]。城市典型工况中，车辆制动时理论上可以回收约 48% 的惯性能量，见图 5.1。

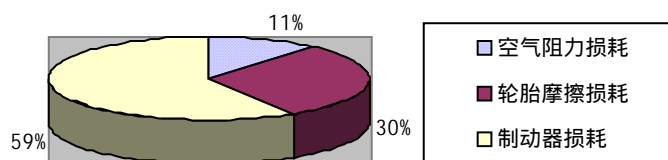


图 5.1 汽车行驶过程中消耗的惯性能量组成

此外回收能量在回馈路径上，每经过一个部件就有一定的能量损失，但由于

其能量回收潜力大，如何在不损害电池的前提下更有效地回收惯性能量仍然具有很大的提高空间。但在实际回收过程中，回收路径及储能装置上都有一定的功率损失，因此到电池处回收的能量就大大降低了^[60]。在制动过程中，最终能够传递到电池处的回馈制动能量只有不足 50% 的轮胎处制动能量，因此如何尽可能高的回收制动能量、降低能量传递过程中的损耗已经成为混合动力电动汽车提高经济性能的研究热点。

当工况需求扭矩为负时，即车辆制动时，制动扭矩是由回馈制动扭矩和机械制动扭矩共同承担。这就涉及到制动扭矩的分配问题，即回馈制动的策略问题。通常，最大回馈制动功率受到几方面因素的制约：电机的最大制动功率、电池的最大充电功率、机械制动的性能，以及在制动时，如何确保汽车的安全性与稳定性等因素。

电动汽车再生制动系统的性能有两点要求：一是最大程度地提高制动能量的回收效率；二是要满足车辆制动距离和制动稳定性的要求。因此应在提高再生制动功率的同时，考虑回馈制动与摩擦制动的协调控制，以满足汽车制动要求，确保车辆的安全稳定性。

5.1.3 实现再生制动的结构方案

本论文研究所针对的对象主要电动轿车，而在轿车中一般采用的是液压制动。在增加了电机动力源后，其一方面在驱动过程中可以作为电动机，另一方面可作为发电机为动力电池充电。电机为电池充电的同时也可产生相应的电机制动力矩，对驱动轮施加制动，即实现了再生制动。由于电机制动能力有限，有时单独的电机制动力无法满足较大制动强度的要求，因此摩擦制动需同时作用，即采用复合制动方式。

根据以上要求，可以将制动踏板的深度设计为两级，当轻踩制动踏板时，执行再生制动，其扭矩的大小由控制器来确定。当再生制动功率不满足工况需求时，采用复合制动方式。再生制动所占功率（或扭矩）的比例由控制器来确定。

这种复合制动的工作涉及摩擦制动系统，还涉及从驱动轮到动力电池等所有的动力传动部件及其控制系统，并需对制动力在两套制动系统间进行合理分配，因此复合制动系统实际上是一个包括输入部分、控制部分及执行机构的复杂控制系统，其基本组成可划分如下：

输入部分：驾驶员的制动要求反映在对制动踏板的操纵上，因此可把制动踏板的行程信号或制动阀的液压信号作为系统的输入。

控制部分：可以利用动力传动及控制系统部件，实现回馈制动的控制功能。

执行机构：摩擦制动和再生制动的执行机构分别是液压制动部件和电机及传动系统。

5.1.3 再生制动控制策略

根据城市工况的运行特点，以及前面分析到的对回馈制动的几个重要影响因素，并综合考虑再生制动对车辆制动性能的影响，拟确定如下的再生制动控制策略：在制动强度较低时，优先采用再生制动，由电机通过传动系统单独提供制动力，摩擦制动不工作；当制动强度增加，采用复合制动方式，制动力矩按固定比例地由摩擦制动和再生制动承担；在制动强度较高，再生制动力出现饱和后，进一步增加的制动强度要求将由摩擦制动满足。为减少再生制动对汽车操纵稳定性的影响，单独电机制动下的制动强度限定在减速度为 -1.2m/s^2 以下。

这种控制策略可利用再生制动充分回收低制动强度下的制动能量，适于制动频繁、制动强度较低的城市工况。在制动强度较高，电机制动力无法满足要求时，采用摩擦制动参与的复合制动方式，来保证制动效能的要求。另外，采用这种控制策略，需对原车的摩擦制动系统的前后轴制动分配比例进行适当调整。因为制动性能与整车的安全性密切相关，所以在产品中要真正的实现“电制动和机械摩擦制动相结合”的方式，还要经过大量的实验。下面将介绍在对整车制动系统结构不做任何改动的情况下，实行“制动过程中能量回收”的策略。

5.2 基于模糊逻辑控制理论的制动能量回收策略研究

5.2.1 模糊逻辑控制理论的概况

5.2.1.1 模糊逻辑控制理论的发展

模糊逻辑控制(Fuzzy Logic Control)简称模糊控制(Fuzzy Control)，是以模糊集合论、模糊语言变量和模糊逻辑推理为基础的一种计算机数字控制技术。1965年，美国的L. A. Zadeh创立了模糊集合论；1973年他给出了模糊逻辑控制的定义和相关的定理。1974年，英国的E. H. Mamdani首先用模糊控制语句组成模糊控制器，并把它应用于锅炉和蒸汽机的控制，在实验室获得成功。这一开拓性的工作标志着模糊控制论的诞生。

模糊控制实质上是一种非线性控制，从属于智能控制的范畴。模糊控制的一大特点是既具有系统化的理论，又有着大量实际应用背景。模糊控制的发展最初在西方遇到了较大的阻力；然而在东方尤其是在日本，却得到了迅速而广泛的推广应用。近20多年来，模糊控制不论从理论上还是技术上都有了长足的进步，成为自动控制领域中一个非常活跃而又硕果累累的分支。其典型应用的例子涉及生产和生活的许多方面，例如在家用电器设备中有模糊洗衣机、空调、微波炉、吸尘器、照相机和摄录机等；在工业控制领域中有水净化处理、发酵过程、化学反应釜、水泥窑炉等的模糊控制；在专用系统和其它方面有地铁靠站停车、汽车驾驶、电梯、自动扶梯、蒸汽引擎以及机器人的模糊控制等。模糊控制的基本思想

是利用计算机来实现人的控制经验，而这些经验多是用语言表达的具有相当模糊性的控制规则。模糊控制器(Fuzzy Controller，即 FC)获得巨大成功的主要原因在于它具有如下一些突出特点：

模糊控制是一种基于规则的控制。它直接采用语言型控制规则，出发点是现场操作人员的控制经验或相关专家的知识，在设计中不需要建立被控对象的精确数学模型，因而使得控制机理和策略易于接受与理解，设计简单，便于应用。

由工业过程的定性认识出发，比较容易建立语言控制规则，因而模糊控制对那些数学模型难以获取、动态特性不易掌握或变化非常显著的对象非常适用。基于模型的控制算法及系统设计方法，由于出发点和性能指标的不同，容易导致较大差异；但一个系统的语言控制规则却具有相对的独立性，利用这些控制规律间的模糊连接，容易找到折中的选择，使控制效果优于常规控制器。模糊控制算法是基于启发性的知识及语言决策规则设计的，这有利于模拟人工控制的过程和方法，增强控制系统的适应能力，使之具有一定的智能水平。模糊控制系统的鲁棒性强，干扰和参数变化对控制效果的影响被大大减弱，尤其适合于非线性、时变及纯滞后系统的控制。

所以根据模糊逻辑控制理论的特点和电动汽车能量回收的策略要求，采用模糊逻辑控制理论来根据当前车速和制动踏板踩下行程变化率来确定电机发电扭矩是非常有效的。

5.2.1.2 模糊逻辑控制器的设计

模糊控制器设计的基本方法和主要步骤大致包括：

1. 选定模糊控制器的输入输出变量，并进行量程转换。选取方法一般分别取 e 、 c 和 u 。
2. 确定各变量的模糊语言取值及相应的隶属函数，即进行模糊化。模糊语言值通常选取 3、5 或 7 个，例如取为{负，零，正}，{负大，负小，零，正小，正大}，或{负大，负中，负小，零，正小，正中，正大}等。然后对所选取的模糊集定义其隶属函数，可取三角形隶属函数或梯形，并依据问题的不同取为均匀间隔或非均匀的；也可采用单点模糊集方法进行模糊化。
3. 建立模糊控制规则或控制算法。这是指规则的归纳和规则库的建立，是从实际控制经验过渡到模糊控制器的中心环节。控制律通常由一组 if-then 结构的模糊条件语句构成，例如:if $e=N$ and $c=N$, then $u=PB$等。
4. 确定模糊推理和解模糊化方法。常见的模糊推理方法有最大最小推理和最大乘积推理两种，可视具体情况选择其一；解模糊化方法有最大隶属度法，中位数法，加权平均，重心法，求和法或估值法等等，针对系统要求或运行情况的不同而选取相适应的方法，从而将模糊量转化为精确量，用以实施最后的控制策略。

5.2.2 制动能量回收模糊控制器的设计

制动能量回收模糊控制器的输入量分别是车速和制动踏板行程的变化率。这两个输入量的模糊化为后面模糊规则的解释和实施提供了先决条件。制动能量回收模糊控制器中输入量分别规定为下列 Fuzzy 子集： $E(\text{velocity})=\{\text{High}, \text{Medium}, \text{Low}\}$, $E(\text{ratio})=\{\text{Fast}, \text{Medium}, \text{Slow}\}$ 。根据实验数据和理论分析，对车速和制动踏板行程的变化率设定如图 5.2 和图 5.3 的隶属函数。

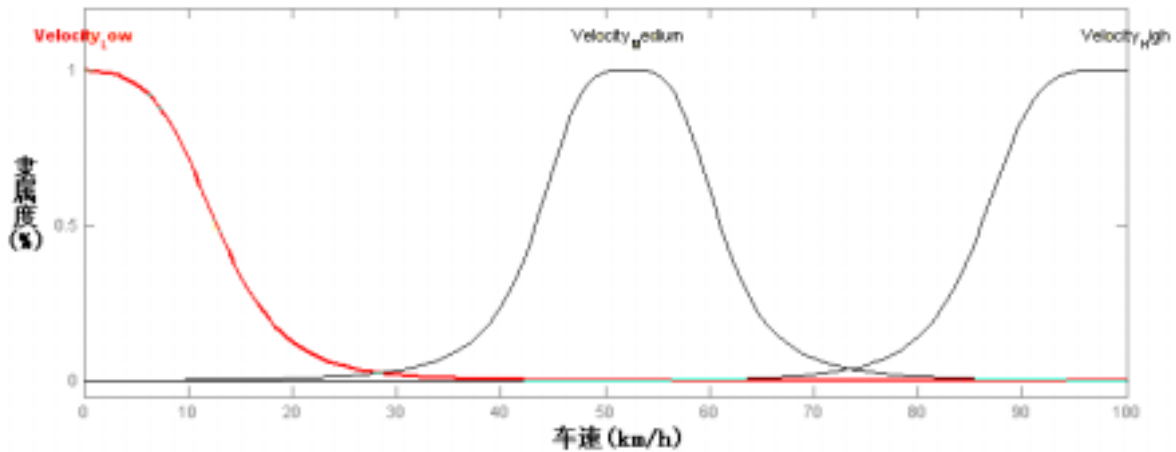


图 5.2 车速的隶属度函数

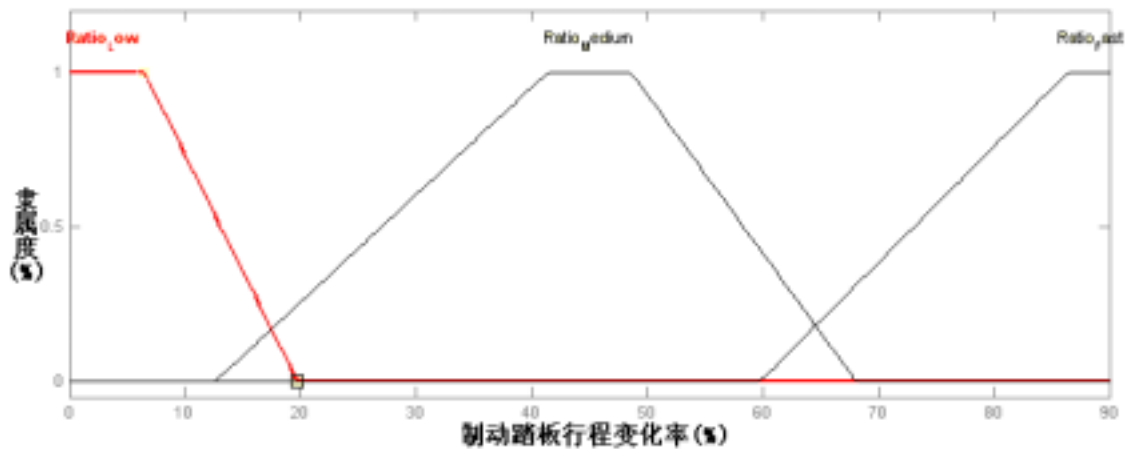


图 5.3 制动踏板行程变化率的隶属度函数

车速 (Velocity) 的隶属函数如图 5.2 所示。模糊子集 Medium 表示当前车速属于一般行驶速度，例如在城市路况中；而模糊子集 High 则表示车速比较高的时候，例如在高速公路或城市工况中路况比较好的时候；模糊子集 Low 则表示车速较低，如在车辆刚起步、停车或堵车的时候。图 5.3 是制动踏板行程变化率 (Ratio) 的隶属函数。模糊子集 Fast 表示司机对制动力需求较大，一般出现在急刹车的情况下。模糊子集 Medium 表示司机对制动力的需求一般；模糊子集 Slow 表示司机只需要较小的制动力，不希望车速发生较大的变化，一般出现在滑行时。模糊控制器采用 Sugeno 推理，输出的 fuzzy 集与论域为：

$$Mf = \{T1, T2, T3, T4, T5\} = (0.2, 0.4, 6, 0.75, 1)。$$

制动能量回馈决策时，应遵循尽量保证整车的安全性与舒适性，同时尽可能回收更多的能量。根据仿真试验和实际实验结果，总结了下面的模糊规则表，如表 5.1 所示。

表 5.1 模糊规则表

Veloc Ratio	High	Medium	Low
Fast	T5	T4	T1
Medium	T5	T3	T2
Slow	T2	T2	T1

由模糊控制器输入量、输出量所描述的规则为： $R_i: \text{if Velocity} = A_i \text{ and Ratio} = B_i \text{ then } T = N_i$ 。由于输出的控制量是一个模糊量，而实际的控制量是确切量，因此应该用合适的判决方法将模糊控制量转变成确切量，考虑到整车驾驶的性能，采用加权平均法。

$$T = \frac{\sum_{i=1}^9 \beta_i i_i}{\sum_{i=1}^9 \beta_i} \quad (5.1)$$

通过计算式(5.1)就可以得到对应的电机发电扭矩的大小。

5.3 本章小结

本章介绍了再生制动的概念，讨论了再生制动的重要性，尤其是在城市工况下，通过对频繁制动过程中制动能量的回收，既减少了机械摩擦制动系统的损耗，又实现了能量的重新利用。分析了再生制动的特性，设计了实现再生制动的方案，包括如何进行电制动和机械制动的合理分配。最后采用了模糊逻辑控制理论来优化制动能量回收策略。

第 6 章 基于嵌入式操作系统 $\mu C/OS-II$ 的整车软件设计和调试

在上一章中研究了电机及整车总成控制器硬件系统的开发，但是在计算机控制系统中，硬件系统就像人的躯体，而软件系统则是人的灵魂。所以还要根据电机和整车的控制需要，编制对应的软件，这样才能真正发挥出硬件系统的功能。

控制系统对软件的要求是：实时性好、可靠性高、容错性强、使用方便以及移植性强。根据整个控制系统的需要，基于嵌入式操作系统 $\mu C/OS-II$ 的平台，完成了所有软件的开发。

6.1 基于嵌入式操作系统 $\mu C/OS-II$ 的软件设计

在设计单片机及DSP等智能系统时，系统程序通常采用这样的方法：主程序循环执行各子程序模块，并通过中断或查询实现对外部事件的响应。但是，这种方式不能很好地解决实时性问题。比如，即使某子程序模块运行条件完全具备，若主程序没有运行到该点，子模块也得不到运行，这在实时性要求严格的系统中是不允许的。

但在采用实时内核的系统中，可以将应用程序分成若干任务，并赋予每个任务一个优先级，由该实时系统内核实现任务调度。使各任务在休眠、就绪、运行、挂起、被中断五种状态间转变。就绪任务中优先级最高者将占有CPU。这样就可以保证系统中最重要的任务得到实时处理^[61]。

根据纯电动汽车控制系统的多任务、实时性要求高、要进行大量算法的运行、需进行AD转换、IO口输出输入、CAN总线通讯、电机的控制等需要，选定了基于DSP2407的 $\mu C/OS-II$ 实时操作系统。

6.1.1 嵌入式操作系统

6.1.1.1 嵌入式操作系统简介

嵌入式系统被定义为：以应用为中心、以计算机技术为基础、软硬件可裁剪、适应应用系统对功能、可靠性、成本、体积、功耗严格要求的专用计算机系统。在嵌入式系统中应用实时操作系统 (Real Time Operation System, RTOS) 已经是当前嵌入式应用的一大热点了，它标志着单片机应用从低水平向高水平的一个进步。实时多任务操作系统 (RTOS) 是嵌入式应用软件的基础和开发平台。在RTOS基础上可以编写出各种硬件驱动程序、专家库函数、行业库函数、产品库函数，和通用性的应用程序一起，可以作为产品销售，促进行业内的知识产权交流，因此

RTOS 是一个软件开发平台^[62]。

6.1.1.2 嵌入式操作系统 μ C/OS-II 简介

μ C/OS-II 是一个源码开放的嵌入式操作系统，采用完全占先式的实时内核，可以管理 64 个任务，其中 8 个保留给系统。应用程序最多可以有 56 个任务。每个任务的优先级必须不同，即不支持时间片轮转调度法。但全部 μ C/OS-II 的函数调用与服务的执行时间是可知的，也就是， μ C/OS-II 系统服务的执行时间不依赖于应用程序任务的多少。另外， μ C/OS-II 允许每个任务有不同的堆栈空间，这样有利于降低应用程序对 RAM 的需求。在中断管理方面， μ C/OS-II 中断可以使正在执行的任务暂时挂起。如果优先级更高的任务被该中断唤醒，则高优先级的任务在中断嵌套全部退出后立即执行，中断嵌套层数可达 255 层。

6.1.2 嵌入式操作系统 μ C/OS-II 在 DSP2407 上的移植

μ C/OS-II 的源代码绝大部分是用移植性很强的 C 语言写的。只是和微处理器硬件相关的那部分采用汇编语言，这样把 μ C/OS-II 移植到 DSP2407 中主要是要修改与处理器有关的代码。

6.1.2.1 基于 DSP2407 的 μ C/OS-II 的系统结构分析

μ C/OS-II 按照结构以及它与硬件的关系分成两大部分。最上面一层是应用层程序，主要是用户实现需求功能所编写的程序，也就是具体的各个任务程序。每个任务都可以认为自己独占 CPU，所以通常任务程序都设计成无限循环。用户通过修改 μ C/OS-II 与应用相关的代码可以对 μ C/OS-II 的核按照自己的需要进行裁剪。 μ C/OS-II 与处理器无关的代码提供了 μ C/OS-II 的系统服务，用户可以通过调用这些代码中定义的 API 函数来进行诸如创建任务、删除任务、任务间的通信和内存管理等操作。而与处理器相关的代码主要是涉及到系统时钟、中断处理、堆栈处理等与 CPU 关联较多的动作。移植要完成的也就是这部分代码的编写^[63]。

6.1.2.2 根据 DSP2407 特点修改相应的应用文件

“INCLUDES.H”文件是一个头文件，它在项目中所有的.C文件中都包括。用户必需要去考虑到底每个.C文件中要包含哪些头文件。虽然这样增加了编译链接时间，但也增加了可移植性。

6.1.2.3 根据 DSP2407 特点修改与 CPU 相关的文件

与 CPU 相关的文件主要有三个：“OS_CPU.H”、“OS_CPU_2407A.ASM”和“OS_CPU_2407A.C”。这三个文件的编写是 μ C/OS-II 移植最关键的部分，也是调试过程中最容易出错的地方。

1. OS_CPU.H 文件

OS_CPU.H文件是用来定义与硬件相关的基本信息的。首先，将 $\mu C/OS-II$ 里使用的各种数据类型用CCS中C编译器对应的数据类型来进行宏定义。虽然，CCS中也有丰富的数据类型定义，但对DSP2407而言，其对应的各种变量只有16位和32位的数据，没有8位的数据类型。不过，为了直观表示，仍然采用对应数据类型进行定义。

2. OS_CPU_2407A.ASM文件

由于CCS提供良好的代码环境，允许用C语言来进行中断处理。所以编写具体的汇编函数之前，先分析两个CCS中自带的系统函数I\$SAVE和I\$REST函数。这两个函数其实是CCS中C编译器用来处理中断和函数调用时现场保护和返回的内用函数。

3. OS_CPU_2407A.C文件

按照 $\mu C/OS-II$ 的移植指南，用户需要改写的C函数是：OSTaskStkInit()、OSTaskCreateHook()、OSTaskDelHook()、OSTaskSwHook()、OSTaskStatHook()和OSTimeTickHook()。唯一必要的函数是OSTaskStkInit()函数。另外，将OSTickISR()函数放到本文件中来，用C语言来处理定时器中断，也就是系统时钟中断。

6.1.3 基于嵌入式操作系统 $\mu C/OS-II$ 的任务程序设计

通过对整车状态进行划分（见图6.1），确定了总控制器的功能，从而确定了各个任务：信号采集Sample()、CAN通信CAN_Comm()、错误保护ErrProtect()、加速控制ACC()、制动控制Brake()、滑行控制Slide()、输出控制量Output()、主控制MainControl()。按照任务的优先级的顺序是ErrProtect()、CAN_Comm()、Sample()、MainControl()、Brake()、ACC()、Slide()、Output()。在分配任务优先级时，通常是运行频率越高，优先级也越高。所以与整车安全性关系最密切的错误保护任务ErrProtect()被定为最高。

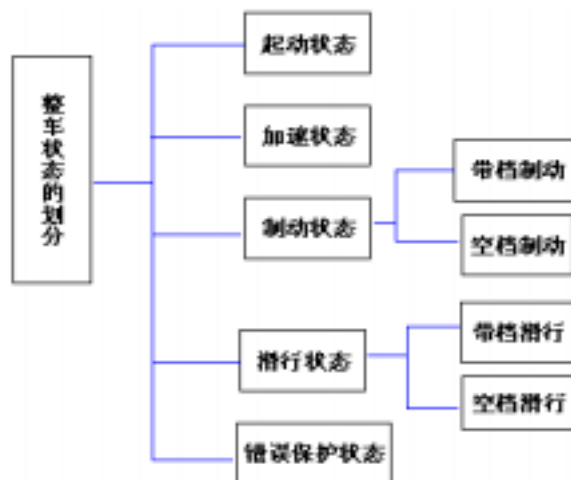


图6.1 整车状态的划分

6.1.3.1 错误保护任务 ErrProtect()

错误保护任务 ErrProtect()的功能是保证驾驶员、乘坐人员的人身安全和整车电控系统的安全。当发生车内高压电路系统短路、电池电压过低、电池电压过高、电机堵转等危险情况，ErrProtect()进入到运行状态，它将会分析其他任务发送过来的信号量所代表的错误，然后根据错误代码采取相应的措施，如：切断高压继电器或向显示单元发出信息，通过发出声光报警和显示出错误信息，来提示驾驶员采取相应的操作。

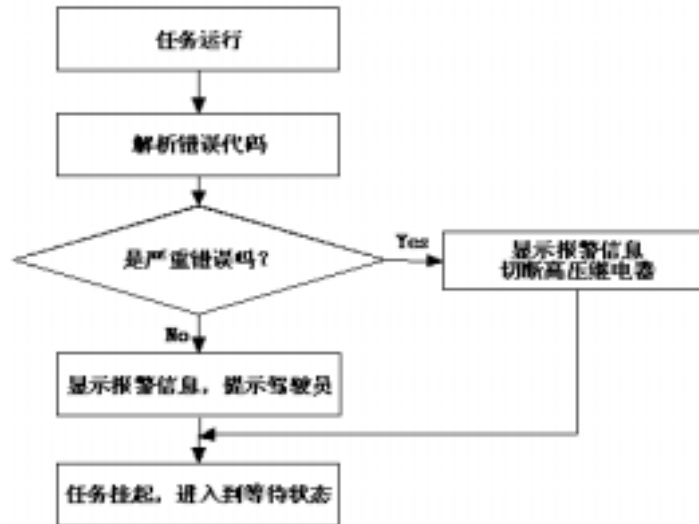


图 6.2 ErrProtect()程序流程图

6.1.3.2 信号采集任务 Sample()

信号采集任务 Sample()负责采集所有的模拟信号和数字信号。该任务是定时调用，采用的任务自身延时挂起的方式，当达到定时时间，任务被激活。因为要计算加速踏板变化率、制动踏板变化率来判断驾驶员对整车动力性能和制动性能的要求，所以必须采用这种定时调度的方法。该任务的执行频率是每秒钟 200 次，足够满足车上信号量的变化要求。

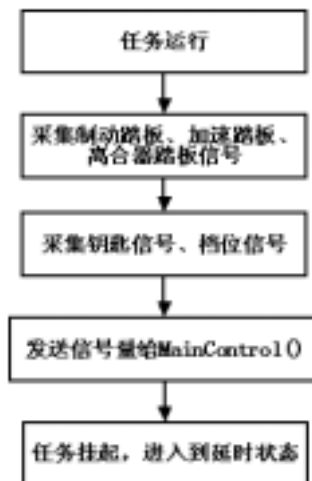


图 6.3 Sample()程序流程图

6.1.3.3 主控制任务 MainControl ()

主控制任务MainControl ()的功能是根据信号采集任务采集进来的模拟信号和数字进行分析判断，决定当前车辆状态。如果这些采集信号中有错误信息出现，主控制任务会立即发送信号量给错误保护任务ErrProtect()，并重新进行任务调度。如果没有错误，主控制程序判断完当前车辆状态后，如果车辆状态处于制动、起动、加速、滑行之一，就发送对应的信号量给对应的任务，调用OSSched()函数进行新的任务调度，将CPU 的使用权交给就绪的最高优先级任务。主控制任务是在采样任务完成后发出激活主控制任务的信号量时被激活的，当执行完毕时，进入到挂起等待信号量的状态。

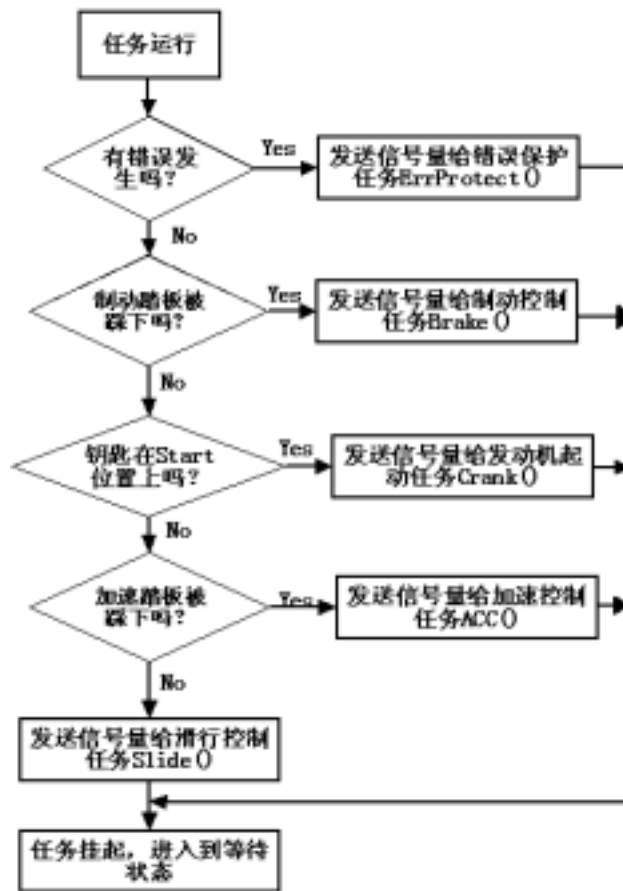


图 6.4 MainControl ()程序流程图

6.1.3.4 加速控制任务 ACC ()

在主控制任务判断出驾驶员有加速请求后，则对加速任务发出信号量。加速任务收到主控制任务发出的信号量后被激活，得到 CPU 的使用权，主控制任务首先会判断档位是否为空档，以防止在没有负载的情况下，电动机出现飞车的情况。为了保护蓄电池，防止蓄电池电压过低，保证蓄电池能够提供足够大的电流，需要判断蓄电池的电压情况。然后根据加速踏板与电机扭矩对应的关系，得出当前电机需要输出扭矩的大小，控制电机输出相应的扭矩。

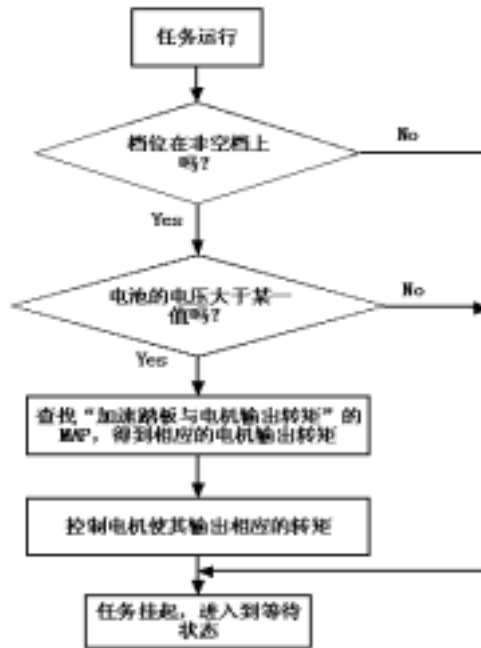


图 6.5 ACC() 程序流程图

6.1.3.5 制动控制任务 Brake()

在主控制任务中判断出驾驶员有制动请求后，则对制动任务发出信号量。制动任务收到主控制任务发出的信号量后被激活，得到 CPU 使用权，进行相关控制并完成制动能量回收。首先判断是否为空档，如果档位处于空档，则整车动能无法通过传动系统传递到电机上，无法进行制动发电。然后判断离合器是否结合，如果离合器分开，则传动系统被分开，整车动能无法传递，无法实现能量回收。接下来判断车速是否大于设定值，因为当车速过低时，进行再生制动会影响整车平顺性。最后根据模型仿真和实验结果修订得到的 Map 插值得到适宜的发电扭矩。

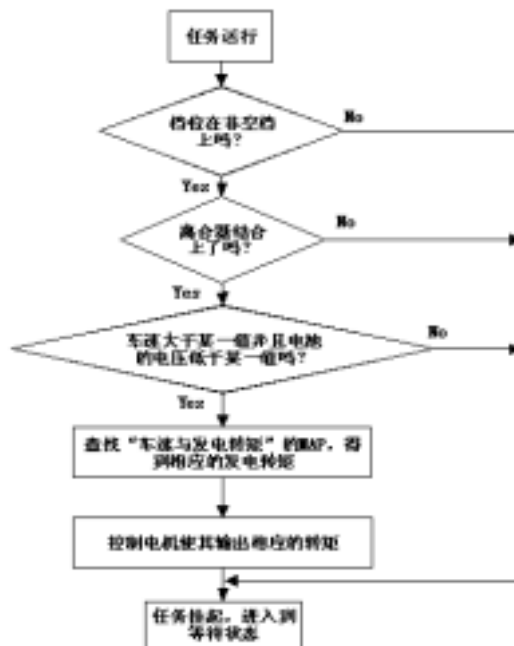


图 6.6 Brake() 程序流程图

6.2 软件调试

6.2.1 软件调试环境

在选定了 DSP 芯片型号后，DSP 开发工具的选择也相当重要。使用开发工具的目的，是为了调试 DSP 系统的硬件和软件。选择一个合适的开发工具，对加快开发进度、保证开发质量有很大的帮助。DSP 必备的开发工具有如下几种：JTAG 硬件仿真器（如图 6.7）、软件集成开发环境 CCS（Code Composer Studio，见图 6.8）。



图 6.7 DSP 硬件仿真器

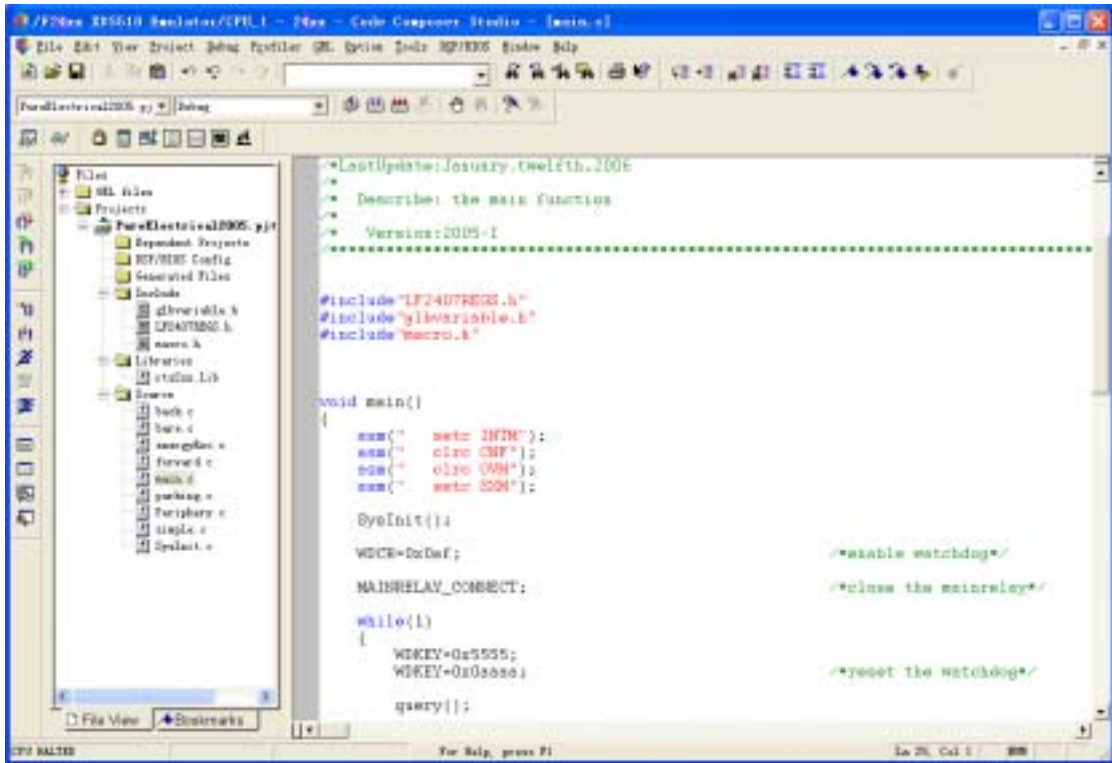


图 6.8 CCS 集成开发环境

6.2.2 各种输入信号的模拟和电机调试平台的搭建

为了方便软件的调试，检验程序是否按照预期的流程运行，需要在实验室进行硬件在环调试。因此要模拟整车上的各种信号，所以制作了一个简易的信号模拟板。该模拟板如图 6.9。

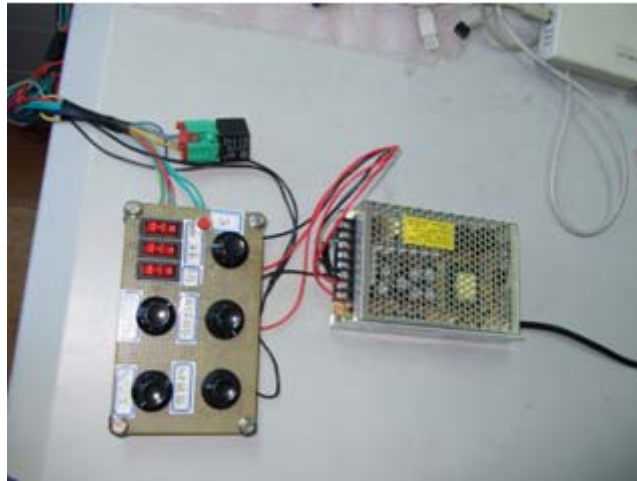


图 6.9 整车信号模拟板

为了方便调试电机控制软件，并且从安全的角度出发。采用了 1.5kw 的小功率异步电机。整套电机调试装置如图 6.10。通过这套装置，来验证电机直接转矩控制算法的正确性。



图 6.10 电机调试平台

6.2.3 软件测试

为了检测整个软件的可靠性，需要对其中的各个任务分别进行测试。所有任务的测试都是根据以下规则进行的：

- (1) 给定满足进入该任务的物理信号。
- (2) 在 Sample()任务中，观察各个信号对应的变量是否发生了相应的改变。
- (3) 在 MainControl()任务中观察是否进入了相应的任务。
- (4) 在对应的被激活的任务中观察是否按照制定好的流程，根据输入的信号，经过判断，得到了期望的结果。

以判断是否正确执行任务 ACC()为例：

- (1) 利用整车信号模拟板，调节“加速踏板”旋转开关，并且通过设定“空档开

关”来给定非空档信号。利用 CAN 分析仪，通过 CAN 总线发送模拟电池节点的信息，使电池信息中的电池电压值大于给定的最低电压。

(2) 利用 CCS 中的“变量观察”窗口，观察变量“ACC_Pos”和“Vol_Bat”是否发生了对应的变化，从而可以判断任务 Sample()和任务 CAN_Comm()是否正常工作。

(3) 观察变量“ACC_Enable”是否等于 1，可以判断出任务 MainControl()是否根据变量“ACC_Pos”做出判断，激活了任务 ACC()。

(4) 观察变量“Output_Torque”是否等于根据“加速踏板踩下的幅值和输出扭矩的关系”得到了期望扭矩值。从而判断出任务 ACC()是否正确运行。

6.2.4 软件测试结果

根据上一节设计的软件测试规则，分别对各个任务进行了测试，尤其是重点对故障保护任务进行了细致的测试，通过模拟各种故障情况，来检测错误保护任务是否可以及时进行响应，做出正确的处理。

经过长时间的测试，这套基于 DSP2407 采用 $\mu C/OS-II$ 嵌入式操作系统平台的软件响应及时、运行稳定，达到了预期的目标。

6.3 本章小结

本章首先介绍了嵌入式操作系统的概念，完成了嵌入式操作系统 $\mu C/OS-II$ 在 DSP2407 上的移植，分析了整个软件的构成，制定了相应的任务，并完成任务优先级的确定和流程图的制定。最后通过搭建的输入信号模拟平台和制定的软件测试规则，完成了所有程序的测试，检验了程序的稳定性、可靠性和响应的及时性。

全文总结

电动汽车的研发正在全世界范围内如火如荼的进行着。中国的传统汽车产业一直落后于外国。电动汽车的研究给中国汽车行业的发展提供了新的契机。中国必须关注这项被称为 21 世纪科技研究之重的产业,在行业重新洗牌之际争取主动。因此,对电动汽车的研究是完全必要和紧急的。本文选择以电动汽车电机及整车总成控制器的集成开发研究作为论文方向。完成了如下工作:

(1) 分析了交流异步电机空间矢量等效电路图,根据直接转矩控制思想,讨论了在直接转矩控制当中最关键的参量。成功地建立了交流异步电机的直接转矩控制模型并进行了仿真得到了期望的结果。根据整车动力学原理,建立了整车动力学模型。完成了交流异步电机模型和整车动力学模型的联合仿真,实现了预期的动力性要求。

(2) 设计了基于 CAN 总线的整车通信网络。大量减少了车载线束,有效减轻了车身重量。采用了分布式纯数字式控制,改变了传统的模拟控制方式,很大程度的提高了抗干扰能力,成功解决了车上复杂的电磁环境带来的问题,提高了电驱系统的可靠性。

(3) 为了提高系统的可靠性和性价比,开发了电机及整车总成控制器。在采用两个独立的控制器即电机控制器和整车控制器时,二者是通过 CAN 总线进行通讯的。但当电机起动和工作时,因为电机的驱动电流会产生很强的磁场干扰,所以会导致 CAN 总线经常出现错误,从而影响到整车控制。但采用了集成控制器后,则完全消除了这个问题。通过调查,在采用两个独立的控制器时,所需的成本,如:器件的费用、电路板的加工费用等,要高于采用集成控制器的方式。所以采用集成控制器后,使性价比得到了提高。

(4) 讨论了再生制动的重要性,尤其是在城市工况下,通过对频繁制动过程中制动能量的回收,既减少了机械摩擦制动系统的损耗,又实现了能量的重新利用。分析了再生制动的特性,设计了实现再生制动的方案,包括如何进行电制动和机械制动的合理分配。

(5) 完成了嵌入式操作系统 $\mu C/OS-II$ 在 DSP2407 上的移植,分析了整个软件的构成,制定了相应的任务,并完成任务优先级的确定和流程图的制定。最后通过搭建的输入信号模拟平台和制定的软件测试规则,完成了所有程序的测试,检验了程序的稳定性、可靠性和响应的及时性。

通过一年多的研究工作,对纯电动汽车电机及整车总成控制器的开发有了一定的认识和理解。由于受到实际工作经验和试验条件限制,所设计的总成控制器还不够完善,研究内容的深度和广度还有待加强。在后续的研究工作中需要解决的问题包括:

(1) 因为定子电阻是一个随着电机温度等状态变化而改变的量,也是对磁链积分影响较大的因素之一,所以如何能够对定子电阻进行准确计算从而提高对转矩的控制精度,是要继续深入研究的一个方面。

(2) 总成控制器的模拟信号采集部分设计不完善,在采集负电压信号时,不能有效地将输入信号钳制到-0.3 伏以内,从而将 DSP2407 烧毁,导致整个总成控制器不能正常工作。所以还要对模拟信号采集处理部分电路进行不断地改良。

(3) 使用电制动虽然可以有效地回收制动能,但是电制动能力受限于电池的状态。当电池的能量接近饱和时,便无法进行能量回收。当在紧急制动时,需要制动力很大的情况下,还是要使用传统的机械制动。所以怎样最佳的分配电制动和机械制动,仍是今后要不断探索的一个方向。

参考文献

- [1] 陈清泉, 孙逢春, 祝嘉光. 现代电动汽车技术. 第1版. 北京: 北京理工大学出版社, 2002, 5-20
- [2] 王静. 电动车发展现状及前景分析. 汽车研究与开发, 2000(02): 30-31
- [3] Maggetto.G, Van Mierlo. J. Electric and electric hybrid vehicle technology: a survey. Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles. IEE Seminar, 2000(4): 11-111
- [4] Browning. L., Unnasch. S. Hybrid electric vehicle commercialization issues Applications and Advances. In: Proceedings of the Sixteenth Annual Battery Conference, 2001(2), 45-50
- [5] 麻良友. 我国电动汽车发展问题探讨. 武汉科技大学学报(自然科学版), 2002. 25(3): 280-283
- [6] 陈全世, 齐占宁. 燃料电池电动汽车的技术难关和发展前景. 汽车工程. 2003, 23(6): 361-364
- [7] C.C.Chan, K.T.Chau. Modern electric vehicle technology. Oxford University Press. 2001(2), 30-40
- [8] Antoni Szumanowski. 混合动力车辆基础. 陈清泉, 孙逢春. 第一版. 北京理工大学出版社, 2001, 2-10
- [9] Thomas H. Trends in Transportation Sector Technology Energy Use and Greenhouse Gas Emissions. In: Proceedings Of The IEEE, 2001(12): 1837-1847
- [10] 王冬, 田光宇, 陈世全. 混合动力电动汽车动力系统选型策略分析. 汽车工业研究. 2001(2): 17-22
- [11] E. Cerruto. Energy Flows Management in Hybrid Vehicles by Fuzzy Logic Controller. IEEE, 2002(3). 1314-1317.
- [12] 张晓利. 交流异步电机直接转矩控制理论的研究. 机车电传动, 1997(4): 1-9
- [13] 李鹤轩等译. 异步电动机的控制. 机械工业出版社. 2003年9月
- [14] 李岚. 异步电机直接转矩控制. 机械工业出版社. 1994
- [15] 舒振杰等. 采用零矢量调制的感应电机直接转矩控制方法及其实现. 电气自动化, 2002(4), 30-35
- [16] 赵伟峰, 朱承高. 直接转矩控制的发展现状及前景. 电气传动. 1999(3), 51-57
- [17] 李永东. 交流电机数字控制系统[M]. 机械工业出版社, 2002
- [18] Keiichi Yamamoto. Development of High Performance EV Propulsion Motor, IEEE, 2001(2), 94-101
- [19] Domenico Casadei, Francesco Profumo. FOC and DTC: Two viable schemes for

- induction motors torque control. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002(5): 779-787
- [20] Noguchi, Tomiki, Kondo, Takahashi. Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors .IEEE Transactions on Industry Applications, 1998(3): 473-479
- [21] 潘庭龙, 于月森. 一种无速度传感器的直接转矩控制方案[J]. 电气传动自动化, 2002, 24(4): 28-32
- [22] 姬志艳, 李永东, 司保军, 郑逢时. 无速度传感器异步电动机直接转矩控制系统的研究[J]. 电工技术学报, 1997, 12(4): 15-61
- [23] A.Consoli, W.Cardaci. Test Efficiency optimization Techniques in Induction Motor Drives for Electric Vehicles Application. IEEE, 1999(2), 64-78
- [24] SarkarD, Mukhejee. Use of 3-dimensional finite elements for computation of temperature distribution in the stator of an induction motor. IEE Proceeding, 1991(2), 138-145
- [25] Mobin. Simulation method for DSP-controlled active PFC high-frequency power converters. IEE Proceedings. Electric Power Applications, 2000(3): 159-166
- [26] 周桂, 蔡丽娟. 电动汽车驱动控制系统直接转矩控制的 DSP 实现[J]. 电机电器技术, 2001, (3): 33-35
- [27] 蒲斌等. 混合动力汽车电机转矩控制系统的仿真. 重庆大学学报, 2003(7): 6-10
- [28] 潘峰等. 异步电机的直接转矩控制及其数字仿真. 太原重型机械学院学报: 1999(9): 235-240
- [29] H.Q. A Robust Decoupling Control Method for Induction Motor Drives of Electric Vehicles. IEEE, 1998(5), 88-101
- [30] 施保华, 秦娟英. 基于 MATLAB/SIMULINK 动态仿真模型的异步电动机直接转矩控制的研究[J]. 电气传动自动化, 2002, 23(6): 7-12
- [31] Jehudi Maes, JanA. Speed-sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an Adaptive Flux observer [J]. IEEE. Trans. On Industry Applications, 2000, 36(3): 778-785
- [32] 冯江华, 陈高华, 黄松涛. 异步电动机的直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 1999, 14(6): 29-33
- [33] Xu, Agelidis, Acha. Development considerations of DSP-controlled PWM VSC-based STATCOM. IEE Proceedings. Electric Power Applications, 2001. 148(5): 55-499
- [34] 葛兴来等. 直接转矩控制低速运行区段的建模与仿真研究. 电气传动自动化,

- 2003(5): 23-25
- [35] 陈宝林, 胡育文. 新型递度自适应磁链观测器在直接转矩控制中的应用[J]. 东南大学学报(自然科学版). 2001, 31(1): 46-51
- [36] Goga Cvetkovski. Optimization of a Permanent Magnet Axial Field Synchronous Motor for Direct EV Wheel Drive. IEEE, 1997(9), 88-101
- [37] Remus Pusca. Advanced Control Applied to Hybrid Electrical Vehicle. IEEE, 2001(9), 58-66
- [38] 唐勇奇. 基于 DSP 和 IPM 的空间电压矢量法调速系统[J]. 半导体技术, 2001, 26(4): 12-14
- [39] 陈坚. 交流电机数学模型及调速系统[M]北京: 国防工业出版社, 1989: 230-232
- [40] Domenico Villacci. A MATLAB based Simulation Tool for Dynamic Modeling and Performances Evaluation of Hybrid Electric Vehicles. IEEE, 2001(3), 55-79
- [41] M.DePenbrock. Direct Self-control (DTC) of Inverter-Fed Induction Machine, IEEE trans.On PE, Vol, PE-3, 1998(4): 420-429
- [42] Hiroshi. Improvement of Testing Technology for Hybrid Electric Vehicle Motors. IEEE, 1999(2), 51-81
- [43] 沈忠亭, 严仰光. 基于 DSP 的逆变器神经网络控制[J]. 电力电子技术, 2002, 36(5): 50-53
- [44] 韩安荣. 通用变频器及其应用(第 2 版)[M]. 机械工业出版社, 2000
- [45] Karel Jezemik. Robust Direct Torque and Flux Vector Control of Induction Motor IEEE, 2000(1), 33-85
- [46] 杨淑霞. 电动汽车直接转矩控制系统的研究(西南交通大学硕士论文). 成都: 西南交通大学, 2000: 44-85
- [47] 王念旭等编著. DSP 基础与应用系统设计. 北京: 航空航天大学出版社, 2001
- [48] 江思敏等. TMS320LF240x DSP 硬件开发教程[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 288-327
- [49] 李方慧. TMS320C6000 系列 DSP 原理与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003: 511-527
- [50] 孙笑辉, 韩曾晋. 异步电动机直接转矩控制起动方法仿真研究[J]. 电气传动, 2000, 30(2): 13-17
- [51] 周霖. DSP 系统设计与实现[M]. 北京: 国防工业出版社, 2003: 314-328
- [52] 方葛丰, 布乃红等. 边界扫描与电路板测试技术[J]. 电子设计应用, 2003(4)44-46
- [53] 张雄伟. DSP 芯片的原理与开发应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003: 265-287

- [54] 张卫宁. TMS320C2000 系列 DSP 原理及应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 2004: 203-256
- [55] 李从飞. IPM 使用过程中若干问题的研究. 电气应用, 2005, 24(10): 20-23
- [56] Bosch. CAN Specification Version 2.0. September 1991
- [57] ISO 118989 Road Vehicles-Interchange of Digital Information - Controller Area Network (CAN) for High Speed Communication. December 1992
- [58] 刘漂, 李秀杰. EQ6110 混合动力城市客车 (HEV) 回馈制动性能的仿真计算与分析, 北京交通大学, 2003(7): 10-14
- [59] Satoshi. Energy Efficiency Improvement of Series Hybrid Vehicle. JSAE.2001(2): 259-264.
- [60] B. K. Powell. Dynamic Modeling and Control of Hybrid Electric Vehicle Power train Systems. IEEE Control Systems, 1998(3): 17-33
- [61] Jean J. Labrosse, UC/OS-II 源码公开的实时嵌入式操作系统. 邵贝贝. 第 1 版. 北京: 中国电力出版社, 2001, 35-256
- [62] 王田苗. 嵌入式系统设计与实例开发: 基于 ARM 微处理器与 $\mu C/OS-II$ 实时操作系统. 第 1 版. 北京: 清华大学出版社, 2002, 1-260
- [63] Texas Instruments Inc. Designing an Embedded Operating System with the TMS320 Family of DSP, 1999, 1-25

致 谢

在本论文完成之时，我要向所有给过我教导、帮助、关心和支持的人们表示最衷心的感谢！

本论文是在导师钟勇副教授的亲切关怀和悉心指导下完成的，在此谨对导师几年来的辛勤培养和生活上无微不至的关怀表示衷心感谢。钟老师渊博的学识、活跃的思维使我受益匪浅。导师严谨认真的治学态度、兢兢业业的工作作风、雷厉风行的实干精神、正直坦荡的做人原则也将是我终身受益的精神财富。

感谢您对学生外出实习的理解和支持；感谢您对学生在学术上、为人处事上的指点，虽然有的时候，老师的话是严厉了一些，让学生觉得很难接受，但是静下心来细想一下，这就是“良药苦口利于病，忠言逆耳利于行”，这就是真正的金玉良言。您的指导、建议和批评将使学生受益终生。在此，谨向钟老师表示我最诚挚的谢意。

感谢一起进行项目开发的黄智师兄、曾志伟师兄、张志勇师兄、欧阳启师兄、薛宏华师兄、焦慧敏师姐，黄智明、阎晓磊、王柏峰、廖晓军、黄琥、宋勇、严钦山，和你们在一起开发讨论调试的日子是我研究生生涯里最快乐的时光。感谢戴晓晶、朱德康、曾燕、易文颖、关平、赵小羽、丁亭，谢谢你们对我的帮助。感谢我的师弟杨武双、覃维献、陈晓辉对我的关心和支持。

最后感谢我的父母和我的弟弟，谢谢你们给我的无私的爱和永远坚定的支持！我今后会仍旧努力，积极坚定的走下去，不负大家对我的期望！

李志强

2007年4月16日于湖南长沙岳麓山

附录 A 攻读硕士学位期间发表的学术论文目录

- [1] 李志强, 钟勇. 纯电动汽车嵌入式电控系统的开发实践. 客车技术与研究
2007.02: 11-13

作者: [李志强](#)
 学位授予单位: [湖南大学](#)

相似文献(10条)

1. 会议论文 [温旭辉, 胡广彦, 张琴, 张豫, 顾凌云](#) 电动汽车交流异步电机全数字矢量控制系统研制 2001

由于交流异步电机及其控制系统结构简单、坚固、控制性能好,因而广泛用于电动汽车驱动。该文概述了所研制的全数字矢量控制系统的硬件特点、矢量控制策略,讲解了弱磁场区电机励磁电感变化的影响以及处理方法。实验结果表明系统可实现定子电流的励磁分量与力矩分量的解耦,以及电动汽车要求的恒转矩、恒功率控制。采用该系统驱动的电动汽车要领先最高时速为114km/h,最大爬坡度为20%以上,0-50公里加速时间为9.85秒。

2. 学位论文 [彭红涛](#) 基于dsSPACE的电动汽车异步电机驱动系统的研究 2006

在石油资源紧缺,环境压力日益紧张的今天,电动汽车的研究越来越受重视。对电动汽车而言,电机驱动系统是其不可缺少的一部分,其动力输出直接影响到电动汽车的动力性能,其能耗直接影响到电动汽车的续航里程。本文中作者对电动汽车的不同驱动系统和交流异步电机调速技术的发展状况作了介绍。本文的研究选择了交流异步电机驱动,在分析交流异步电机数学模型的基础上,利用MATLAB/Simulink仿真工具对电动汽车直接转矩控制系统建立了系统仿真模型。分别建立了电机转矩观测器模型、电机定子磁链观测器模型、定子磁链的幅值和空间的区间判断模块、空间电压矢量的选择模块、转矩滞环控制器和磁链滞环控制器模型、转速PID调节器模块、电机本体模块等。对模型进行动态仿真,分析其动态性能指标。本文介绍了dsSPACE实时仿真系统,dsSPACE是基于Matlab/Simulink半实物仿真系统开发的软硬件工作平台,具有实时性强,可靠性高,扩充性好等优点。在分析直接转矩控制基本原理的基础上,利用dsSPACE的快速控制原型方式和dsSPACE系统的软硬件环境,在Matlab/Simulink中建立了交流异步电机的实时控制系统;并对控制参数进行了在线调参,改善了实际性能。实验结果表明,采用dsSPACE平台可以快速完成对异步电机直接转矩控制系统的研究和开发,缩短了控制系统的开发周期,获得了满意的效果。本文的研究中还建立了电动汽车行驶过程中的力学模型,根据力学模型建立了电动汽车整车仿真模型,进一步检验了驱动系统的可行性和有效性。本文的研究目的是:建立按照驾驶员操作来控制电动汽车驱动系统动力输出的控制模型,选择适当的控制策略,为直接转矩控制模块提供转矩给定值,从而使电动汽车电机驱动系统的动力输出达到驾驶员的驾驶目的。仿真结果表明异步电机直接控制系统具有良好的动态特性,充分证明了直接转矩控制的优越性和有效性。此电动汽车直接转矩控制系统仿真模型稳定性好,可以较为理想地完成电动汽车驱动系统的要求。

3. 学位论文 [康耀辉](#) 电动汽车直接转矩控制技术的仿真研究 2009

电动汽车是指以车载电源为动力,用电机驱动车轮行驶,符合道路交通、安全法规各项要求的车辆。异步电机因其具有结构简单、制造容易、价格低廉、坚固耐用、转动惯量小、运行可靠、易于维护等优点已成为动力驱动系统的主流。异步电机直接转矩控制是继矢量控制技术之后,迅速发展起来的一种新型的高性能的交流调速传动的控制技术。该控制技术控制思想新颖,控制结构简单,控制手段直接,是一种具有良好的静态与动态性能的交流调速方法,已成为交流调速传动中的研究热点。本文以交流异步电机作为电动汽车的驱动电机,在考虑电动汽车驱动系统运行特点的前提下,将直接转矩控制思想运用于电动汽车驱动系统,并结合电动汽车的实际情况,对电动汽车直接转矩控制系统进行建模仿真。整个仿真系统的研究采用递进式。在直接转矩控制技术方面,对直接转矩控制理论进行分析,针对传统的直接转矩控制在低速段磁链观测不准确的问题,提出了新的磁链观测方法,并通过仿真验证,证明了在低速运行时,改进后的方案比传统方案更能准确的反映磁链的变化。在直接转矩控制技术应用于电动汽车方面,建立了电动汽车动力学数学模型,将直接转矩控制方案与电动汽车动力学模型结合,根据电动汽车典型行驶工况,在全速范围内对电动汽车的运行特性进行了仿真,证明了直接转矩控制方案的优越性。

4. 会议论文 [温旭辉, 刘钧](#) 纯电动大客车交流驱动系统研制及实验 2005

由于交流异步电机结构简单、坚固、控制性能好,因而广泛用于电动汽车驱动。本文概述了所研制的纯电动大客车交流异步电机驱动系统结构设计、硬件设计和矢量控制策略,同时详细阐述了基于DSP和CAN总线的全数字控制系统的实现方法。最后实验结果表明系统满足纯电动大客车的性能要求,而且该系统具有功率密度高、低噪声、动态响应性能佳、运行平稳、效率高等特点。采用该系统的纯电动大客车(满载17吨)最高时速80km/h,最大爬坡度20%,0-60km/h加速时间23s。

5. 学位论文 [卢圣涛](#) 车用交流异步电机直接转矩控制系统的研究与仿真 2007

异步电机直接转矩控制是继矢量控制技术之后,迅速发展起来的一种新型的高性能的交流调速传动的控制技术。该控制技术思想新颖,控制结构简单,控制手段直接,是一种具有良好的静态与动态性能的交流调速方法,已成为交流调速传动中的研究热点。本文在考虑电动汽车驱动系统运行特点的前提下,对交流异步电机控制系统进行研究,设计了电动汽车用交流异步电机直接转矩控制系统。主要研究和工作包括以下几个方面:
 (1)介绍了直接转矩控制理论的基本原理,分析了电动汽车用交流异步电机的数学模型。针对电动汽车实际控制条件,提出了电动汽车直接转矩控制系统的实现方案。
 (2)分析了直接转矩控制系统在低速阶段存在的问题,并提出了一种基于u-i模型的磁链观测和补偿的新方法,以改善低速性能。该方法用截止频率自适应低通滤波器代替传统u-i模型的纯积分环节,有效的抑制了直流分量和积分初值问题。
 (3)采用MATLAB/SIMULINK搭建了直接转矩控制系统的仿真模型,并对仿真结果进行了分析。通过在低速范围内对传统直接转矩控制系统和采用截止频率自适应低通滤波器的比较,低速条件下改善了的系统性能明显优于传统的直接转矩控制系统。
 (4)根据车用交流异步电机直接转矩控制系统的要求,选取TI公司TMS320LF2407A为控制芯片,完成了控制系统硬件设计。采用C语言与汇编语言混合编程完成了电动汽车直接转矩控制算法的实现。本文通过对电动汽车交流电机控制系统的研究,将直接转矩控制方案与DSP控制技术有机的结合,具有较大的实际应用价值。

6. 学位论文 [汪定华](#) 新型稳定性判据在电动汽车电机调速矢量控制系统中的应用研究 2009

随着地球上石油资源逐渐枯竭,电动汽车必将在不久的将来取代传统的内燃机驱动汽车。电动汽车已经成为研究的热点。用于电动汽车驱动的电机主要有他励直流有刷电机、串励直流电机、直流无刷电机、交流变频调速异步电机等。相比之下,交流电机具有结构简单、制造成本与维护费用低、可用于恶劣环境等优点,非常适用于电动汽车的驱动。但是交流电机是一个多变量、非线性强耦合的时变参数系统,虽然矢量控制在一定程度上能使异步电机得以解耦控制,但是这并不能改变其非线性的特点。况且,在交流调速系统实际运行过程中不可预测的干扰很多,所以交流调速系统稳定性研究是非常必要的。对于一个控制系统来说,其最重要的属性就是稳定性,一个不稳定的系统是无法工作的。长期以来,对于非线性控制系统的稳定性分析,通常采用Lyapunov直接法。但是,对于有些非线性系统构造合适的广义能量函数是非常困难的。到目前为止,仍然没有一个构造Lyapunov函数的一般性的方法,这是Lyapunov稳定性理论的一个主要缺陷。其主要原因得出:上述的极点配置方法,而Lyapunov稳定性理论给出的是充分条件,要求广义能量函数为单调减函数,使得广义能量函数的选取,很难有一个一般性的方法。对于模糊控制、神经网络控制等智能控制系统而言,寻找这样一个广义能量函数是极其困难的,甚至是不可能的。参考文献[1][2]提出了一种基于计算机仿真的新型稳定性判据理论来解决这一问题。它规范和简化了Lyapunov函数的选择方法,扩展了Lyapunov稳定性理论,将Lyapunov稳定性判据直接法中的有关局部稳定性的充分条件扩展成为充分必要条件,并给出了该方法的理论证明。本文将运用这一新型的稳定性判据来判断电机调速控制系统的稳定性,以MATLAB/Simulink为平台,对交流异步电机矢量控制系统进行稳定性研究。最后简单介绍电机调速控制系统在电动汽车中的应用研究。

7. 会议论文 [宋慧](#) 电动汽车的驱动系统 1997

驱动系统是电动汽车的核心,在电动汽车上,采用了直流电机,交流感应电机(交流异步电机)、永磁无刷电机(交流同步电机)和开关磁阻电机等多种电机作为驱动电机,在驱动系统的结构上也发展了机电集成化驱动系统和机电一体化驱动系统,从而组成了多种形式的传动系统,推动了电动汽车的发展。该文系统地介绍了电动汽车用的驱动系统布置及结构情况。

8. 学位论文 [张震](#) 关于交流异步电机全数字矢量控制中死区补偿的研究 2002

电动汽车驱动系统中,受死区时间设置的影响,逆变器输出电压、电流波形发生畸变,引起电机输出转矩和功率下降,影响电机性能。该文研究了交流异步电机的矢量控制系统及其控制策略,对逆变器输出的电压、电流受死区影响的情况进行了分析计算,基于SVPWM提出了一种死区补偿方案,通过对相电流相位角和误差电压的幅值的计算,实现死区补偿。以此为基础,在不增加硬件设备的前提下,提出了一种简单、有效的死区补偿方案,并且仅通过控制软件实现这一补偿策略。该死区补偿策略算法简单,易于在实时控制系统中实现,不增加控制系统成本。在1.5kW异步电机上进行的实验中,采用不同电压补偿量,分别测出了异步电机在不同负载的情况下的效率曲线,并对异步电机电压、电流进行了谐波分析。实验结果验证了该文所提出的死区补偿方案的正确性,对提高异步电机的运行效率有一定效果。

9. 学位论文 [陈桂兰](#) 交流异步电机无速度传感器矢量控制方法及其在电动汽车中的应用研究 2005

本文对交流异步电机无速度传感器矢量控制方法及其在电动汽车中的应用进行了研究。主要内容有以下几个方面:
 1.通过对全阶状态观测器与电压模型、电流模型磁链观测器之间的关系分析,得出结论:极点配置使全阶状态观测器磁链观测值在低速范围更接近电流模型观测值,在高速范围更接近电压模型观测值。
 2.通过分析电压误差和电流误差与全阶状态观测器磁链观测值之间的关系,在转速已知的条件下,提出了降低电压误差和电流误差影响的极点配置方法,并通过仿真验证。这对提高磁链观测精度是十分重要的。
 3.在转速未知的条件下,通过对MRAS磁链观测器的动态性能以及磁链观测稳态误差的分析,并通过仿真得出:磁链观测和转速控制动态性能的改善与磁链观测稳态误差和转速误差的降低是互相矛盾的。对于电动汽车中异步电机控制来说,精确的磁链观测更为重要,当对动态性能要求不高时,可以不进行极点配置。
 4.针对实际控制中的电压型逆变器,提出利用电流观测值与电流观测值之差进行定子电压误差补偿的方法,通过对电压重构误差的直流分量和基波分量进行了补偿。通过仿真验证了提出的一种方法可以提高在电压型逆变器供电情况下的无速度传感器矢量控制系统的起动的低速运行性能。
 5.在基于TMS320F2407A的感应电机实验平台上,实现了无速度传感器矢量控制方法。验证了本文提出的定子电压误差补偿方法能够有效地提高控制系统的起动的性能和带载能力。提出的定子电阻在线辨识方法能够和定子电压误差补偿方法相协调,使系统能够在宽转速范围内稳定运行。

10. 期刊论文 [汤东胜, 吴光强, 李超, 郑松林](#) 电动汽车交流驱动系统的矢量控制 - 山东交通学院学报 2002, 10(2)

在分析异步电机矢量控制基本方程式的基础上,提出了电动汽车的交流异步电机驱动系统结构形式,设计了交流驱动矢量控制方案,然后基于MATLAB/SIMULINK仿真平台建立了驱动系统的仿真模型。结果表明,采用矢量控制的交流驱动电动汽车具有良好的调速性能。

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_D031475.aspx

下载时间: 2010年3月15日