

哈尔滨理工大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的硕士学位论文《BSG 混合动力汽车同步电机磁场定向控制系统的研究》，是本人在导师指导下，在哈尔滨理工大学攻读硕士学位期间独立进行研究工作所取得的成果。据本人所知，论文中除已注明部分外不包含他人已发表或撰写过的研究成果。对本文研究工作做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。本声明的法律结果将完全由本人承担。

作者签名：贺成禹

日期：2010年4月8日

哈尔滨理工大学硕士学位论文使用授权书

《BSG 混合动力汽车同步电机磁场定向控制系统的研究》系本人在哈尔滨理工大学攻读硕士学位期间在导师指导下完成的硕士学位论文。本论文的研究成果归哈尔滨理工大学所有，本论文的研究内容不得以其它单位的名义发表。本人完全了解哈尔滨理工大学关于保存、使用学位论文的规定，同意学校保留并向有关部门提交论文和电子版本，允许论文被查阅和借阅。本人授权哈尔滨理工大学可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文，可以公布论文的全部或部分内容。

本学位论文属于

保密，在 年解密后适用授权书。

不保密 。

(请在以上相应方框内打√)

作者签名：贺成禹

日期：2010年4月8日

导师签名：周美兰

日期：2010年4月8日

BSG 混合动力汽车同步电机磁场定向控制 系统的研究

摘要

节能和减排都是汽车工业能够实现持续发展的重要前提,尤其是近年来石油资源和环境的双重危机,使得这一话题成为了热点。新兴的混合动力汽车在节能和排放上的优越性正逐步体现出来。随着国内大中城市汽车保有量的激增,堵车和红灯所导致的长时间怠速运行,对燃油的消耗和环境的危害程度都在逐渐加大,而 BSG(Belt Driven Starter Generator)混合动力技术能很好的解决这个社会各界关注的焦点问题。

论文中首先分析了典型的混合动力汽车的结构特点,概括了混合动力汽车的优点。BSG 混合动力技术凭借着对原车改动小、成本低、控制策略相对简单等诸多优点,因而成为了研究的热点。文中针对某款 BSG 混合动力汽车用同步电机的矢量控制进行了理论研究。给出了转子激磁磁链定向控制的同步电机数学模型。依据空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术,建立起矢量控制的理论体系构架,在 Simulink 环境下建立了电励磁同步电机磁场定向控制系统的仿真模型,并针对该模型进行了大量的仿真和实验。以 TI 公司的 TMS320F2812 为核心控制芯片,设计了电机驱动控制器。阐述了控制器硬件设计的检测电路、CAN 通信电路、功率驱动电路等功能模块。软件采用模块化设计,给出了软件算法流程。然后简要介绍了实验平台的建设,并对实验平台的功能及组成单元做了相关说明。最后在该实验平台上,对电机驱动控制器及控制算法进行了实验研究。电机控制系统实现了的闭环控制。得到的实验结果和数据为进一步的研究和完善工作打好了基础。

关键词 混合动力汽车; 电励磁同步电动机; 空间矢量脉宽调制; DSP

Study on Synchronous Motor Field Oriented Control system for BSG Hybrid Vehicle

Abstract

Saving energy and reducing automobile emissions are a prerequisite to achieve sustainable development, especially in recent years, oil resources and the environmental crisis, making this topic became a hot spot. The emerging hybrid car on the advantages of energy saving and emissions reducing is gradually reflected in. With the domestic large and medium cities in the proliferation of car ownership, Traffic jams and red traffic lights caused by the engine idle long run, makes fuel consumption and harmful to the environment are gradually increasing, while the BSG (Belt Driven Starter Generator) hybrid technology can be a good solution to this the focus of community concern.

Firstly the dissertation analyzed the typical structural characteristics of hybrid cars, summed up the advantages of hybrid cars. BSG hybrid technology with a small modification to the original car, low cost, relatively simple control strategy, and many other advantages, it would become the research hot spots. In this dissertation, a certain style of BSG hybrid car using synchronous motor vector control theory has been studied. The rotor magnetizing-flux-oriented control of synchronous motor mathematical model has also been given. Based on space vector pulse width modulation (SVPWM) techniques, vector control theory of the architecture have been set up, in the Simulink environment, electrical excitation synchronous motor field-oriented control system simulation model has also been given. And a lot of simulation researches have been done based on these models. The digital signal processor TMS320F2812 produced in TI company was used as kernel control chip to design the motor drive controller. And some essential circuits of the controller were described, such as detection circuit, CAN communication circuits, power driver circuit. Software was modular in design, also gived the software flow chart. The experimental platform has been briefly introduced in this dissertation, the components of the platform and its functions were summarized later. Finally, the motor drive controller and control algorithm were experimentally studied in this experiment platform. Motor

control system closed-loop control was implemented. Experimental results and data were obtained for further research and improve the work of laying the foundation.

Keywords: hybrid electronic vehicle, electrically excited synchronous motor, SVPWM, DSP

目录

摘要.....	I
Abstract	II
第 1 章 绪论.....	1
1.1 选题背景及意义.....	1
1.2 混合动力汽车种类及其特点.....	2
1.2.1 混合动力电动汽车 HEV 的基本概念	2
1.2.2 串联式混合动力 SHEV 的主要组成及特点	4
1.2.3 并联式混合动力 PHEV 的组成及特点	5
1.2.4 混联式混合动力组成及特点.....	6
1.3 BSG 混合动力汽车结构及其特点.....	7
1.3.1 BSG 混合动力技术.....	7
1.3.2 BSG 混合动力汽车技术发展现状.....	8
1.4 BSG 系统的电励磁同步电机及同步电机控制策略.....	10
1.4.1 BSG 电机选型及基本功能.....	10
1.4.2 同步电机调速系统的发展现状.....	10
1.5 本文研究的主要内容.....	11
第 2 章 电励磁同步电机矢量控制基本理论.....	12
2.1 交流电机的空间矢量.....	12
2.2 交流同步电机的数学模型.....	13
2.2.1 磁链方程.....	14
2.2.2 电压方程.....	14
2.2.3 转矩方程.....	15
2.2.4 运动方程.....	16
2.3 磁场定向控制的基本思想.....	16
2.4 坐标系统及其变换.....	17
2.4.1 CLARKE 及其逆变换.....	18
2.4.2 PARK 及其逆变换	20
2.5 同步电机转子激磁磁链定向控制.....	20
2.5.1 转子激磁磁链定向控制同步电机数学模型.....	20

2.5.2 $i_{sd}=0$ 控制方式.....	21
2.6 本章小结.....	22
第 3 章 基于 SVPWM 的控制方案的仿真研究.....	23
3.1 空间电压矢量 SVPWM 的基本原理.....	23
3.2 励磁同步电机矢量控制原理.....	25
3.3 仿真软件 Matlab/Simulink/Power System 简介.....	26
3.4 同步电机矢量控制仿真模块建立.....	27
3.4.1 电励磁同步电机模型.....	27
3.4.2 坐标变换模块.....	27
3.4.3 SVPWM 模块.....	29
3.5 仿真分析.....	33
3.6 本章小结.....	36
第 4 章 电机驱动控制器的软硬件设计.....	37
4.1 同步电机控制系统总体方案设计.....	37
4.2 电机驱动系统的控制电路.....	38
4.2.1 TMS320F2812 DSP 功能及其特点.....	38
4.2.2 控制系统电源.....	39
4.3 检测电路.....	40
4.3.1 电流采样单元.....	40
4.3.2 位置和速度检测单元.....	42
4.4 CAN 通信电路.....	44
4.5 电机驱动主电路.....	46
4.6 系统软件设计.....	48
4.6.1 空间矢量调制的 DSP 实现.....	48
4.6.2 系统软件流程.....	51
4.7 本章小结.....	52
第 5 章 电机驱动系统的实验研究.....	53
5.1 电机驱动控制器的设计.....	53
5.2 实验台架的搭建.....	54
5.2.1 实验台架总体结构.....	54
5.2.2 实验台架组成单元.....	55
5.3 实验结果及其分析.....	56
5.4 本章小结.....	60

结论.....	61
参考文献.....	62
攻读学位期间发表的学术论文.....	65
致谢.....	66

第1章 绪论

1.1 选题背景及意义

随着我国经济的高速发展,汽车产量和销量出现了持续的高速增长的现象。汽车保有量和产量的迅猛增加,既带来了机动车污染物排放总量的快速增加,对生态环境的影响越来越大,同时又导致了能源、资源的枯竭的加速。为此世界各国相继制定了一系列十分严格的排放法规,汽车工业的快速发展使人类面临的能源和环境两大难题的解决更为困难。因此,如何降低汽车的能源消耗和环境污染自然而然成了汽车工业的主旋律。解决这样的问题的途径就目前来看有两大对策:一是提高传统汽车的能量转换效率和降低其有害物的排放,虽然人们做了大量的工作来改进现有的发动机,例如通过燃烧室形状的设计来改善燃烧过程,减少摩擦等来提高传动效率,寻找替代燃料,低负荷时关闭部分气缸等,但是单纯依靠对现有的发动机的改造,已经不会有很大的进步。另外一个问题是虽然现在的内燃机在满负荷时具有比较高的热效率和比较好的排放指标,但是在低负荷时燃油消耗率比较大,排放也比较差。为了满足加速和爬坡的需求,使车辆具有良好的动力性,目前使用的车辆内燃机都具有比较大的后备功率。后备功率大的内燃机在正常运行中更多的时候是处于部分负荷区域,导致了内燃机的实际工作效率远远低于理论上的最大热效率。因此,人们对其它车用动力源的发展寄予了很大的希望^[1]。二是开发各种新型代用燃料汽车、纯电动汽车和混合动力汽车等。根据动力源的不同,电动汽车可以分为蓄电池电动汽车(Electric Vehicle, EV)、燃料电池电动汽车(Fuel Cell Electric Vehicle, FCEV)和混合动力电动汽车(Hybrid Electric Vehicle, HEV)^[2]。

纯电动汽车(EV)也叫蓄电池电动汽车,仅依靠蓄电池提供动力源,由驱动电动机将电源的电能转化为机械能,通过传动装置或直接驱动车轮。但目前电动汽车技术尚不完善,尤其是动力电池组的寿命短,使用成本高(就成本而言,纯电动汽车比普通燃油汽车高出1-2倍)。而且电池的储能量小,不能够提供足够高的比能量和比功率,一次充电后行驶里程不理想,使纯电动汽车难以得到普遍应用^[3]。由于现有动力电池组的续驶里程短、成本高,适用范围受到较大的限制;燃料电池电动汽车(FCEV)以燃料电池为动力源,有可能逐渐取代内燃机汽车。燃料电池是一种将储存在燃料和氧化剂中的化学能通过电极反应直接转化为电能的装置。燃料电池能量转换效率高,理论上可达100%,实际效率已达60%~80%,是普通内燃机热效率的23倍。目前,燃料电池汽车普

遍以氢气为燃料，种类单一，生产、储存、运输都比较复杂。以氢为燃料的燃料电池比功率约为 300~350W/kg，功率密度为 280W/L，为了满足 FCEV 动力性能的要求，需要进一步提高燃料电池发动机的比功率，并降低生产使用成本^[4]。燃料电池汽车也由于燃料电池技术尚未发展成熟、成本高，大批量投入市场也需很长一段时间。混合动力汽车被认为是汽车工业近期应对能源和环保问题的最主要的对策和最现实的选择之一。

所谓混合动力 HEV(Hybrid-Electric Vehicle)就是将电动机与辅助动力单元组合在一辆汽车上做驱动力，辅助动力单元实际上是一台小型燃料发动机或动力发电机组，这种车除发动机可通过电动机对电池充电外，还可以在减速时动力回收再生，制动器可以将机械能转换成电能，避免了能量的浪费。通过将发动机、充电电池和电动机的最佳组合，既可以提高发动机工作效率，节省能源，又可以清洁排放，减少环境污染。混合动力汽车是涉及到机械、电子、控制、车辆工程等多种学科的高科技产品。电动汽车的关键技术包括电机及其驱动控制系统、蓄电池技术及电池管理、车体技术及整车控制技术。混合动力汽车是由车体、电机驱动、内燃机驱动、储能电池和能量管理系统组成的。

本章简要介绍混合动力电动汽车的分类及结构特点、研究意义，混合动力技术的国内外发展现状，详细介绍 BSG(Belt Driven Starter Generator)混合动力电动汽车的技术特点，BSG 是“Belt Driven Starter Generator”的缩写，是一种具备怠速停机和启动功能(STOP-START)的混合动力技术，其采用皮带传动方式进行动力混合，能在保证汽车动力性能的前提下，取消怠速工况，降低了汽车燃油消耗量、排放指标、噪音污染。BSG 混合动力技术中电机驱动系统是最关键，电机驱动系统的性能直接关系到整车性能的优劣，所以对其电机驱动技术进行研究和实践是具有理论和现实意义的。最后，提出本文的主要研究内容。

1.2 混合动力汽车种类及其特点

1.2.1 混合动力电动汽车 HEV 的基本概念

HEV 的特点是燃油(气)发动机与电传动动力两种动力的组合。通常把燃油(气)发动机与电动机两种动力组合而成的混合动力电动车称为油(气)—电混合动力电动车，把汽(柴)油发动机与电动机两种动力组合而成的混合动力电动汽车称为汽(柴)油—电力混合动力电动汽车等，HEV 的突出优点是：发动机可工作在经济工况区，排放低，燃油消耗少；发动机不在全负荷和加速工况工作，

噪声小；可以回收制动时的能量和利用已有的燃油设施等。当然，混合动力汽车推广中也存在一些问题，如与传统汽车相比，动力系统复杂，成本较高，还有动力系统的质量增加，所占用的空间增加，故障率要比传统的汽车高等等[5]。

HEV 与传统汽车的主要区别在于其驱动系统，HEV 通常至少由两种动力源组成。一种是由发动机提供的、与传统汽车类似的动力系统(如图 1-1 所示)。从理论上讲，所有可用于传统汽车的发动机都可用于 HEV；

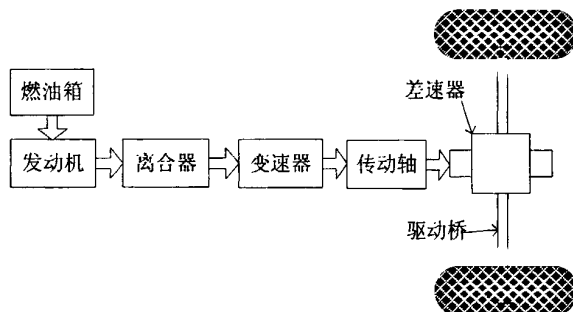


图 1-1 传统汽车动力系统

Fig.1-1 Conventional vehicle dynamic systems

另外一种传统汽车上没有的电驱动系统(如图 1-2 所示)。电驱动系统通常由电能存储器(蓄电池、超级电容器、飞轮电池等)、电源变换器(逆变器、变压器等)和电动机(直流电机、三相异步感应电机、永磁电机、开关磁阻电动机)等组成，为了能够利用发动机发电或回收汽车的制动能量等，电驱动的电机一般都可作为发电机使用，也有发动机和发电机分别设置的。HEV 的组成可以说是上述两种驱动系统的组合，但是由于组合方式和选用的装置种类的不同，就形成了各具特色的 HEV。

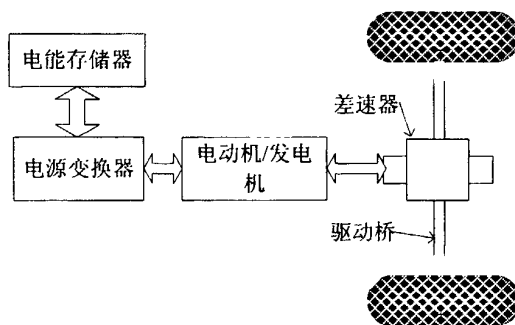


图 1-2 电驱动系统

Fig.1-2 Electric drive system

1.2.2 串联式混合动力 SHEV 的主要组成及特点

SHEV 由发动机、发电机、逆变器、电能储存器(蓄电池、超级电容器、飞轮电池等)、电动机/发电机、驱动桥等组成。串联式混合动力电动汽车(SHEV)是由发动机、发电机和驱动电动机三大动力总成组成,发动机、发电机和驱动电动机采用“串联”的方式组成 SHEV 的驱动系统。

在车辆行驶之初,蓄电池组处于电量饱和状态,其能量输出可以满足车辆要求,辅助动力系统不需要工作,蓄电池输出的电流经控制器逆变为交流电后供入驱动电机、驱动电机输出的转矩经变速器、传动轴及驱动桥驱动车轮。蓄电池组电量低于设定值时,辅助动力系统启动,为驱动系统提供能量的同时,还给蓄电池组进行充电。当车辆能量需求较大时,辅助动力系统与蓄电池组同时为驱动系统提供能量,发动机-电动机组产生的交流电经整流器变为直流电和电池输出的直流电经控制器逆变为交流电供入驱动电动机。工作时机械能和电能的流动方向如图 1-3 所示,双箭头表示能量是双向流动的。串联式混合动力汽车的实质是一种发电机辅助性的电动车。汽车行驶时,发动机输出的机械能首先通过发电机转化为电能,转化后的电能一部分用来给蓄电池充电,另一部分经由电动机和传动装置驱动车轮。

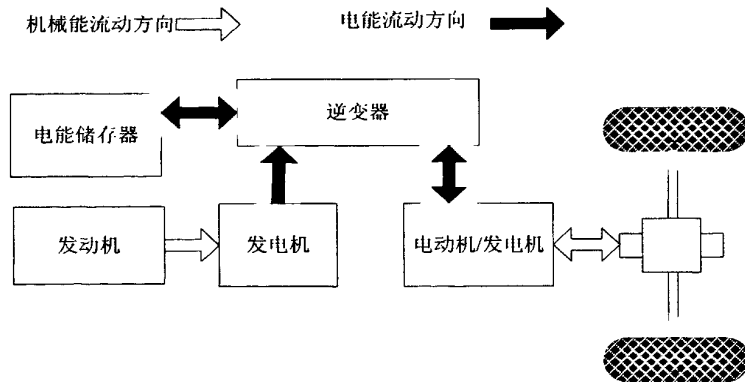


图 1-3 串联式混合动力系统

Fig.1-3 Series hybrid power system

SHEV 的特点适合城市行驶中频繁起动、加速和低速运行工况,可使发动机在最佳工况点附近稳定运转,通过调整蓄电池和电动机的输出来达到调整车速的目的,从而提高在复杂工况下行驶的车辆的燃油经济性,同时降低排放。在电池的荷电状态(SOC)较高时还可以关闭发动机,只利用电机进行功率输出,

使发动机避免在怠速和低速工况下运行，提高发动机的效率，减少有害物质的排放。

1.2.3 并联式混合动力 PHEV 的组成及特点

PHEV 由发电机、变速器、电动机/发电机、逆变器、电能储存器、驱动桥等组成。工作时机械能和电能的流动方向如图 1-4 所示。并联式混合动力汽车采用发动机和电动机两套独立的驱动系统驱动车轮。发动机和电动机可以分别独立地向汽车的驱动系统提供动力，而需要大功率时可用发动机和二次电池共同提供动力，改进了串联系统最大功率不足的缺陷。

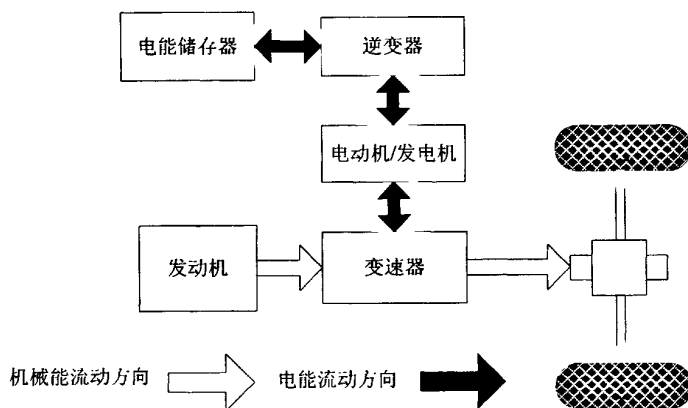


图 1-4 并联式混合动力系统

Fig.1-4 Parallel hybrid system

PHEV 驱动模式有发动机单独驱动，电力单独驱动或者发动机和电动机混合驱动三种。早大负荷、高速、加速超车等需要大功率的行驶时采用联合驱动模式；汽车在市区行驶时，采用电力单独驱动模式，PHEV 变成了纯电动车，避免了发动机的排气污染；在中等负荷行驶时，采用发动机单独驱动模式，能够保证发动机工作在高效率区域和较少的排气污染物。并联式混合动力汽车比较适合于经常在郊区和高速公路上行驶的汽车。

并联式混合动力汽车的驱动模式主要有三种，包括转矩耦合式、转速耦合式和转矩与转速耦合的复合式^[6,7]。

1.2.3.1 转矩耦合式

转矩耦合是将发动机和电动机的输出转矩一起叠加，或者是将发动机转矩

分解为两个相对独立的输出部分，分别用于驱动和蓄电池组充电。来自于发动机和电动机的机械转矩耦合后连接到机械传动装置。在转矩耦合的并联式混合动力电机驱动系统中，存在着各种各样的结构。它们可分类为单轴和两轴式设计，在每一种类内，传动装置可配置在不同的位置，并设计为不同的排挡数，从而导致相异的牵引特性^[8,9]。

1.2.3.2 转速耦合式

以行星齿轮机构和传动电机两转速耦合器件为依托，把源于两个动力装置的动力通过他们的转速耦合相互关联，这样便构成了各种混合动力电驱动系。转速耦合的混合动力电驱动系的主要优点在于两个动力装置的转速是解耦的，因为，该动力装置的转速均能自由地进行选择。对于动力装置而言，这是显著的优点。

1.2.3.3 复合式

将转矩耦合和转速耦合相组合，可以构造一种混合动力电驱动系，其中，转矩耦合和转速耦合状态能交替地予以选择^[10]。随着转矩耦合与转速耦合之间的取舍，动力装置将有更多的可能确定其运行的方式和运行区域，以便优化其性能。在低车速时，转矩组合运行模式将适合于高加速性能和爬坡能力的需求；在高车速时，则应采用转速组合运行模式，以保持发动机处于其最佳运行区。

1.2.4 混联式混合动力组成及特点

混联式 HEV 混合动力汽车由发动机、动力分配装置、电动机/发电机、逆变器、电能储存器、驱动桥等组成(如图 1-5 所示)。其特点是兼备串、并联混合式混合动力汽车的功能。单桥驱动的混联式 HEV 的典型系统是丰田 Prius 的动力系统^[11]。发动机、电动机既可以独立驱动汽车，也可以同时驱动汽车。其动力分配装置将发动机的动力传递给传动轴与发电机，发电机产生的电能一部分用于驱动电动机，剩余一部分变为直流电给电池充电。该结构的优点是可以更加灵活地根据工况来调节内燃机的功率输出和电机的运转，其缺点是系统复杂，成本高。

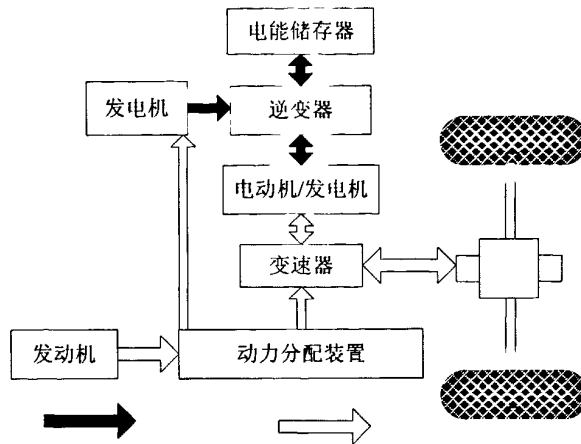


图 1-5 混联式混合动力系统

Fig.5-7 Series parallel hybrid system

1.3 BSG 混合动力汽车结构及其特点

1.3.1 BSG 混合动力技术

BSG(Belt Driven Starter Generator)是一种具备怠速停机和启动功能(STOP-START)的混合动力技术，其采用皮带传动方式进行动力混合。发动机与电机和变速箱相并联，其构成如图1-6所示。

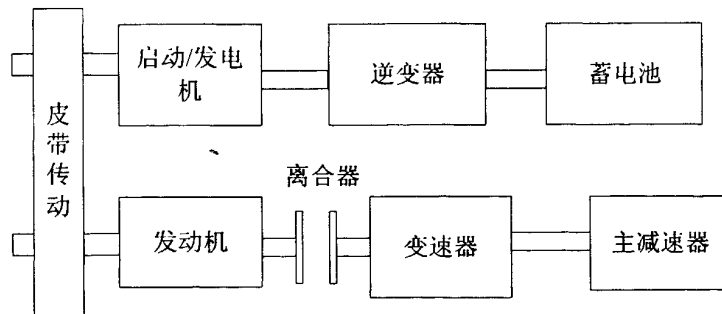


图 1-6BSG 混合动力系统结构示意图

Fig.1-6 Schematic diagram of BSG hybrid system

可以实现汽车在红灯前和堵车时发动机暂停工作，当车辆识别到驾驶员有起步意图时，系统通过BSG系统快速地启动发动机，也就消除了发动机在怠速工作时的油耗、排放与噪声。该技术通过对汽车动力系统研究开发，实现汽车行驶过程的即起即停功能和制动能量回收功能，从而降低车辆燃油消耗，并提

升车辆的排放水平^[12,13]。此种车辆结构较传统车型改动小，控制简单、成本低，容易实现产业化。

BSG 混合动力轿车要在保证汽车动力性能的前提下降低汽车燃油消耗量和排放，根据BSG 混合动力轿车的结构和工作特性，应取消发动机怠速工况。BSG轿车有4种基本工作模式：

1. 启动工况：起动时，BSG 电机在短时间内将发动机加速至怠速转速以上，然后汽油机才开始工作。
2. 停车工况：控制系统自动切断汽油机供油，发动机处于关闭状态。
3. 减速工况：驾驶员踩下制动踏板，向起动/发电机传送信号，使其将车辆的动能转化为电能并存储起来。
4. 正常行驶工况：发动机正常工作。

1.3.2 BSG 混合动力汽车技术发展现状

1. 国外发展情况

目前国际上 Delphi、Valeo、玛瑞利和 Bosch 等主要零部件供应商都在进行 BSG 技术的开发。由法雷奥(Valeo)公司、英国交通部、福特汽车，里卡多(Ricardo)联合有限公司和盖茨(Gates)公司共同合作研发的 HyTrans 是欧洲第一辆采用 B-ISG 的柴油轻度混合动力城市运货车。HyTrans 是以福特 Transit T280 柴油车为基本车型，装配有由法雷奥提供 4kW，42V 皮带驱动的起动/发电机即 B-ISG 系统，法雷奥公司称之为 STARS(belt-driven combined starter/alternator)系统；通过盖茨公司的前端辅助驱动 FEAD(Front End Ancillary Drive)系统连接发动机。其它附属设备还包括：1.5kW 起动/发电机，14/42V 电源系统的 DC/DC 转换器，36V 的铅酸蓄电池和法雷奥蓄电池管理系统(BMS)等。通用汽车公司也推出了以皮带传动起动/发电机的轻度混合动力汽车，并称之为 Belt Alternator Starter(BAS)。通用汽车公司的 BAS 系统包括以下几个组件：起动/发电机单元，新的发动机附件(两个张紧轮和皮带，用以承受发电机和起动机的扭矩)，一个发动机控制模块，42V 的镍氢(NiMH)蓄电池(能够释放接受大于 10kW 的峰值功率)等。通用汽车也会分别将此系统应用土星(Saturn)VUE 及雪佛兰 Malibu 车型上。

2. 国内发展情况

一直以来，由于大多数混合动力技术的成本比较高，因此大多数车型的车型都是价格在 20 万甚至 100 万以上，如雷克萨斯 LS600hl、一汽丰田普瑞斯、思域混合动力车和君越混合动力车等，新能源车型更多的还是给人高高在上的

感觉。BSG 所采用的怠速停机属于弱混合动力技术，奇瑞先后派出工程师 100 多人次前往英国 RICARDO 公司，共同攻克了轻度混合动力的整车设计、控制策略、整车控制器开发和核心零部件设计等一系列核心技术，使得 A5 BSG 混合动力车成为国内首款采用该技术的车型。一直以来关于新能源的探讨都是不绝于耳，但是由于技术难度较大，使得新能源车型的推出和普及难度较大，而 BSG 技术的推出使国内市场新能源车型的普及带来可能。

由于结构复杂程度相对不高，成本仅增加 5%左右，便可以实现约 10%的节能效果，这使得 BSG 技术正逐渐成为一种趋势。事实上，这种技术已经越来越受到国内外企业的关注。有消息表示，为满足相关环保规定，在 2013-2015 年北美市场将可能全面普及 BSG 技术混合动力车型。奇瑞 A5 BSG 在全国的上市，无疑提早拉出了中国混合动力车型全面普及的时间表，成为最具普遍推广价值的混合动力技术。

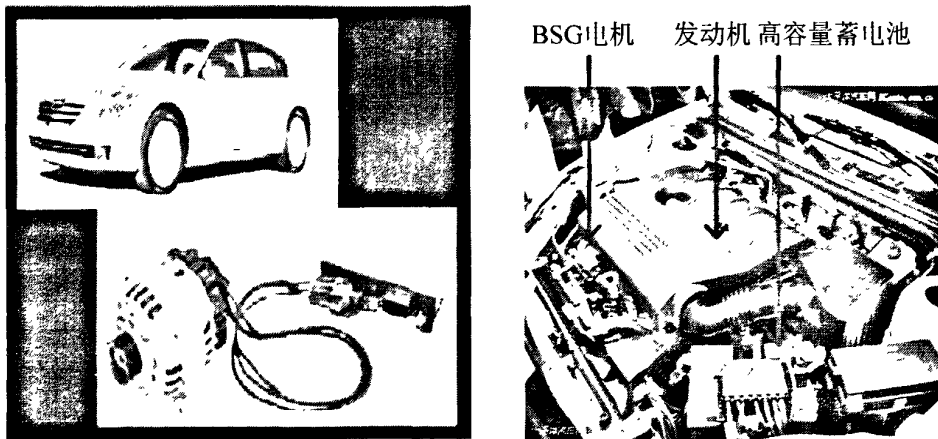


图1-7奇瑞A5及其BSG部分

Fig.1-7 Chery A5 and its part of the BSG

BSG 技术通过消除怠速运行状态下的燃油消耗和尾气排放，相当于降低汽车排量 0.2-0.3L，等于每周少开一天车，可以节油 10%左右，减少二氧化碳排放 12%左右。截至 08 年底，国内汽车市场保有量已达 5000 万台，如果均采用 BSG 系统，每年则可节油 47.09 亿升，减少二氧化碳排放量达 0.13 亿吨。奇瑞汽车对这一技术的成功应用，实现了温家宝总理对于“红灯停车”的期望。

根据前期在芜湖投入的奇瑞 A5 BSG 出租车试运营车辆测试数据来看，奇瑞 A5 BSG 混合动力车比普通车型百公里节油 1L 以上，按照 5 元/L 的燃油价格计算，5 年左右便可省出一辆奇瑞 QQ 车。

此外东风开发混合动力轿车早已有之，不过初期的载体车型却是日产蓝鸟(已停产)，强行拉入自主体系名不正言不顺，直至风神 S30 的出现，上市不久之后，东风集团就迫不及待的在 2009 年 9 月就首推 BSG 弱混合动力车型——S30 BSG。长安的混合动力车型中主要还是以志翔为基础，共有两个混合动力方案，分别是 BSG 弱混合动力与 ISG 中度混合动力。

在 2009 年上海车展上，上汽展出的荣威 750 中混混合动力轿车，采用 BSG 系统(皮带传动的起动发电一体机)，具备“智能停机零排放”和“环保与动力性兼备”两大突出特点，最高时速为 205 公里/小时，最大续航里程达 500 公里，可实现综合节油率 20%左右。

1.4 BSG 系统的电励磁同步电机及同步电机控制策略

1.4.1 BSG 电机选型及基本功能

BSG混合动力轿车以发动机为主要动力源，电机系统在发动机正常运转情况下不工作。本文采用针对某款车型的需求自行设计的BSG混合动力车用电励磁同步电机。该同步电机一方面作为电动机快速拖动发动机达到怠速以上转速，另一方面作为发电机给蓄电池充电。当发动机处于怠速工况时间较长时，控制系统自动使发动机和BSG同步电机停止工作；需要起步时，BSG电机快速起动发动机，实现发动机自动起停；正常行驶工况下，BSG电机和常规车用发电机一样由发动机驱动发电，给蓄电池充电。当BSG电机作为电动机实现发动机的高转速起动时，要求电机在较高转速时具有较高的转矩，其功率需满足起动功率并能将发动机快速拖动到怠速以上转速^[14]。

1.4.2 同步电机调速系统的发展现状

作为交流调速系统的两大分支之一的同步电机的调速越来越受到广大的电气传动专家和工程技术人员的重视，比较常见的同步电机调速系统有：转速开环恒压频比控制、交-直-交电流型负载换流变频器供电的同步电机调速系统、周波变流器传动系统的标控制系统、磁场定向矢量控制传动系统、直接转矩控制系统等。变频调速系统从控制方式上分为两大类：一类为他控制式变频调速如：转速开环恒压频比控制。这种传动系统尽管结构简单且容易应用到高压高速调速的场合，实现无级调速并能在四象限运行，但他控式调速系统由外部给定信号决定系统中变频装置的输出，存在使同步电机失步和震荡等问题导致其在实际的调速场合中很少使用。自控式同步电动机变频调速和他控式相比，

定子的频率是由转子位置或磁场位置决定的，并随着转子的位置的旋转自动变化。最大的优点是能从根本上消除同步电动机转子振荡和失步的隐患。同步电动机变频调速系统一般采用自控式运行。

目前开发高性能同步电机驱动系统所采用的控制方案主要有两种：一种是直接转矩控制(DTC)；另一种是磁场定向矢量控制(FOC)。磁场定向控制励磁同步电机的矢量控制策略具有控制结构简单，电流、转矩波动小，转速响应迅速，易实现数字控制等优点。本文选择磁场定向控制作为电励磁同步电机的控制方案。

1.5 本文研究的主要内容

本课题来源于教育部科学技术研究重点项目。

本文主要完成以下几个方面的工作：

1. 了解国内外流行的混合动力汽车的典型结构；熟悉混合动力汽车电机的性能要求，结构模型，工作原理；
2. 熟悉 BSG 混合动力汽车结构特点及其对电机性能的要求；BSG 混合动力汽车对发动机、BSG 电机、蓄电池的参数需求及其基本的工作模式；
3. 采用 Matlab 的 Simulink 仿真平台建立电励磁同步电动机系统仿真模型，如 Clark、Park 坐标变换模块，磁链、转矩模块以及 SVPWM 模块等，对同步电机矢量控制算法进行仿真研究，从而为电励磁同步电机磁场定向控制系统的实现提供了理论依据；
4. 采用 TI 公司的 TMS320F2812 DSP 作为控制芯片，设计电励磁同步电机的硬件控制系统，并给出其中主要功能模块的工作方式及其工作原理，根据矢量控制算法，编写电机控制算法软件程序；
5. 介绍 BSG 混合动力汽车动力传动试验台的组成，阐述各个组成部分的结构及功能，结合动力传动试验台和硬件控制系统，进行实验研究，根据实验获得的数据对系统进行改进。

第2章 电励磁同步电机矢量控制基本理论

本文中的控制对象为电励磁交流同步电机。交流同步电机有凸极式和隐极式之分，由于隐极式可以看作凸极式的特例，本章以凸极同步电机为研究对象。首先给出了交流同步电机的数学模型，接着介绍矢量变频调速控制的基本思想和概念，然后给出交流电机的坐标系与空间矢量控制的坐标变换。最后给出了励磁磁链定向控制同步电机数学模型，阐述了在该模型下采用 $i_{sd}=0$ 的控制策略。

2.1 交流电机的空间矢量

任何在空间按正弦形式分布的物理量都可用空间矢量表示。同步电动机的定子绕组均采用对称的三相绕组，当三相交流电流 i_A 、 i_B 、 i_C 流入三相绕组后，就形成旋转的绕组磁势。忽略空间谐波磁势，各项绕组产生的基波磁势可分别用每项磁势空间矢量 F_A 、 F_B 、 F_C 表示如图 2-1 所示，其长度代表基波磁势的大小，其方向代表基波磁势幅值所在的方向，分别处于各项绕组的轴线上 [14]。

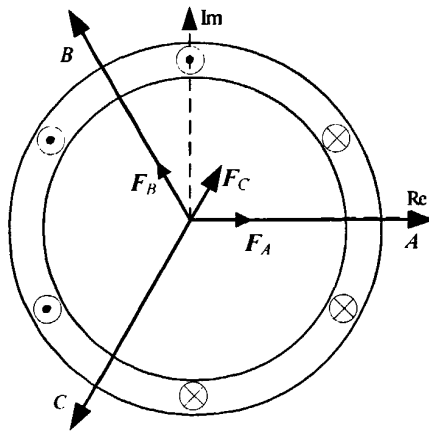


图 2-1 基波磁势空间矢量

Fig.2-1 Fundamental magnetic potential space vector

取轴线 A 作为实轴 Re ，虚轴 Im 超前于实轴 90° ，在此电动机的剖面的空间复平面内，有下列关系：

$$F_A = F_A e^{0^\circ} = F_A; F_B = F_B e^{120^\circ} = \alpha F_B; F_C = F_C e^{240^\circ} = F_C e^{-120^\circ} = \alpha^2 F_C \quad (2-1)$$

其中, F_A 、 F_B 、 F_C 分别用各项基波磁势的幅值。

$$\alpha = e^{j120^\circ} = \cos 120^\circ + j \sin 120^\circ \quad (2-2)$$

根据矢量合成法则, 将各项磁势空间矢量 F_A 、 F_B 、 F_C 相加, 可得到三相合成磁势空间矢量。取合成磁势的 $2/3$ 倍, 定义为磁势空间综合矢量用 F 表示, 有:

$$F = \frac{2}{3}(F_A + F_B + F_C) \quad (2-3)$$

由式 2-1 磁势空间矢量表示为:

$$F = \frac{2}{3}(F_A + \alpha F_B + \alpha^2 F_C) \quad (2-4)$$

由于磁势的大小和电流成正比, 所以三相系统中, 若各项的相电流瞬时值分别用 i_A 、 i_B 、 i_C 表示, 则三个瞬时值电流构成一个电流空间矢量, 用 I 表示为:

$$I = \frac{2}{3}(I_A + I_B + I_C) = \frac{2}{3}(i_A + \alpha i_B + \alpha^2 i_C) \quad (2-5)$$

当电动机的三相绕组是星型连接而中点不外接时, 三相电流没有零序分量, 即 $i_A + i_B + i_C = 0$ 时, 磁势空间矢量 F 在 A、B、C 三相轴线上的投影正好等于 F_A 、 F_B 、 F_C , 且磁势 F 和电流 i_A 、 i_B 、 i_C 之间是一一对应的关系。

将三相电动机的各相的物理量综合起来, 用空间矢量加以表达具有下列优点:

1. 电流空间矢量代表三相合成磁势, 磁链空间矢量代表三相合成磁场, 具有一定的物理意义, 直观且形象化。
2. 由某物理量的空间矢量在某一相绕组轴线上的投影, 可得到该物理量的瞬时值。根据空间矢量的变化情况, 很容易求出各相有关物理量的时间波形图。
3. 可以证明, 电动机的转矩正比于磁链空间矢量和电流空间矢量的矢积, 所以在空间矢量图上能直观地确定电动机转矩的大小和方向。
4. 由于引入空间矢量概念时并不要求各相的物理量随时间做正弦变化, 所以, 半导体变流装置输向电动机绕组的非正弦电流或非正弦电压, 也可以用空间矢量加以分析。

2.2 交流同步电机的数学模型

凸极同步电机定子上装有空间对称的三相绕组, 转子上装有直流供电的激

磁绕组和短路的阻尼绕组。如图 2-1 所示为凸极同步电机的基本模型，把转子的激磁绕组轴线称为纵轴(d 轴)，而把与其正交的轴线称为横轴(q 轴)，并把阻尼绕组分为 d 轴和 q 轴两个等效绕组。建立同步电机数学模型的假设条件为：

1. 定子三相绕组在空间对称分布，气隙磁势和磁密在空间做正弦分布；
2. 忽略磁路饱和和铁芯损耗；
3. 忽略温度对电机参数的影响；
4. 采用电动机惯例设定正方向。

交流同步电机定子通三相交流电流，转子通直流激磁电流，转子上装有纵轴和横轴的阻尼绕组。交流同步电机的基本数学模型是按照电机的 ABC 三相电枢绕组的自然坐标系推导而来的^[15]。

2.2.1 磁链方程

根据电磁感应定律，写出同步电机的磁链方程为：

$$[\Psi]_{ABC} = [L]_{ABC} [I]_{ABC} \quad (2-6)$$

其中， $[I]_{ABC} = [i_A \ i_B \ i_C \ i_f \ i_{Dd} \ i_{Dq}]^T$ ； $[\Psi]_{ABC} = [\psi_A \ \psi_B \ \psi_C \ \psi_f \ \psi_{Dd} \ \psi_{Dq}]^T$ ；

$$[L]_{ABC} = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AC} & M_{Af} & M_{AD} & M_{AQ} \\ M_{BA} & L_{BB} & M_{BC} & M_{Bf} & M_{BD} & M_{BQ} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_{CC} & M_{Cf} & M_{CD} & M_{CQ} \\ M_{fA} & M_{fB} & M_{fC} & L_f & M_{fD} & M_{fQ} \\ M_{DA} & M_{DB} & M_{DC} & M_{Df} & L_{Dd} & M_{DQ} \\ M_{QA} & M_{QB} & M_{QC} & M_{Qf} & M_{QD} & L_{Dq} \end{bmatrix} ;$$

电感矩阵 $[L]_{ABC}$ 中 L_{AA} 、 L_{BB} 、 L_{CC} 、 L_f 、 L_{Dd} 、 L_{Dq} 分别为各绕组的自感； $M_{XY} = M_{YX}$ 为 X、Y 两个绕组之间的互感，X、Y 可分别代表 A、B、C、f、D、Q 各绕组。

2.2.2 电压方程

$$[U]_{ABC} = [R]_{ABC} [I]_{ABC} + p[\Psi]_{ABC} = [R]_{ABC} [I]_{ABC} + p[L]_{ABC} [I]_{ABC} ; \quad (2-7)$$

其中， $[U]_{ABC} = [u_A \ u_B \ u_C \ u_f \ 0 \ 0]^T$ ； $[R]_{ABC} = \text{diag} [R_s \ R_s \ R_s \ R_f \ R_{Dd} \ R_{Dq}]$ ；

其中 R_s 为定子绕组电阻, R_f 为激磁绕组电阻, R_{Dd} 为纵轴阻尼绕组电阻, R_{Dq} 为横轴阻尼绕组电阻; $p = \frac{d}{dx}$ 为微分算子。

2.2.3 转矩方程

根据能量转换公式, 同步电机的转矩方程为:

$$M_e = \frac{1}{2} n_p [I]^T_{ABC} \frac{\partial [L]_{ABC}}{\partial \gamma} [I]_{ABC} \quad (2-8)$$

其中 n_p 为极对数。

可以把磁链矩阵表示为分块矩阵:

$$\begin{bmatrix} [\Psi_s] \\ [\Psi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

其中, $[\Psi_s] = [\psi_A \ \psi_B \ \psi_C]^T$; $[\Psi_r] = [\psi_f \ \psi_{Dd} \ \psi_{Dq}]^T$; $[I_s] = [i_A \ i_B \ i_C]^T$;

$[I_r] = [i_f \ i_{Dd} \ i_{Dq}]^T$ 。

电磁转矩推导为:

$$\begin{aligned} M_e &= \frac{1}{2} n_p \begin{bmatrix} [I_s]^T & [I_r]^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial [L_{ss}]}{\partial \gamma} & \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \gamma} \\ \frac{\partial [L_{rs}]}{\partial \gamma} & \frac{\partial [L_{rr}]}{\partial \gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2} n_p [I_s]^T \frac{\partial [L_{ss}]}{\partial \gamma} [I_s] + n_p [I_s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \gamma} [I_r] \\ &= \frac{1}{2} n_p [I_s]^T \frac{\partial [L_{ss}]}{\partial \gamma} [I_s] + n_p [I_s]^T \frac{\partial [L_{sf}]}{\partial \gamma} i_f \\ &\quad + n_p [I_s]^T \frac{\partial [L_{sD}]}{\partial \gamma} i_{Dd} + n_p [I_s]^T \frac{\partial [L_{sQ}]}{\partial \gamma} i_{Dq} \end{aligned} \quad (2-10)$$

其中:

$$[L_{sf}] = \begin{bmatrix} M_{sf} \cos \gamma \\ M_{sf} \cos(\gamma - 120^\circ) \\ M_{sf} \cos(\gamma + 120^\circ) \end{bmatrix}; [L_{sd}] = \begin{bmatrix} M_{sd} \cos \gamma \\ M_{sd} \cos(\gamma - 120^\circ) \\ M_{sd} \cos(\gamma + 120^\circ) \end{bmatrix}; [L_{sQ}] = \begin{bmatrix} -M_{sQ} \sin \gamma \\ -M_{sQ} \sin(\gamma - 120^\circ) \\ -M_{sQ} \sin(\gamma + 120^\circ) \end{bmatrix}。$$

式 2-10 中的第一项是凸极效应产生的反应转矩。如果是隐极电机， $\frac{\partial L_{ss}}{\partial \gamma} = 0$ ；第二项是定子电流与激磁电流产生的同步转矩；第三、四项是定子电流与阻尼电流产生的阻尼转矩。

2.2.4 运动方程

$$M_e - M_L = J \frac{d}{dt} \omega_r \quad (2-11)$$

其中， M_e 为电磁转矩； M_L 为负载转矩； J 为转动惯量； ω_r 为转子转速。

2.3 磁场定向控制的基本思想

在交流同步电机的动态分析和控制中，坐标系统的选择是关键，采用合适的坐标系统可以使问题简化，控制简单、准确，可获得良好的动态性能。自从 1899 年 Blondel 提出双反应理论(直轴和交轴电枢反应理论)之后，1918 年的 Fortescue 提出了不对称系统的对称分量法，1929 年 R.H.Park 等人提出了旋转变换理论，将三相系统变换成正交的两相系统，1942 年 G.Kron 提出了一种具有直轴和交轴绕组的原型电机(Primitive Machine)，并认为各类电机都可以通过变换成原型电机，从而发展成双轴理论(Two-Axis Theory)。依据双轴电机理论，1971 年德国学者 F.Blaschke 提出了感应电机矢量变换控制理论即磁场定向控制理论。该方法的基本思想是，将感应电机的定转子绕组分别经过坐标变换后等效成两相正交的绕组，并从转子磁场的角度观测实现了感应电机电气变量的解耦控制。矢量变换控制主要研究感应电机动态控制过程，不但控制电流和磁通等变量的幅值，同时控制这些变量的相位，并利用现代现行系统控制中状态重构和估计得概念，巧妙地实现了感应电机磁通和转矩在等效两相正交绕组状态下的重构和解耦控制，从而促进了感应电机矢量控制系统的实用化。矢量变换控制方法已经从最初的感应电机推广到了同步电机的控制，并出现了基于矢量变换的各种控制形式。尤其是利用微处理器的实时控制，使得诸如：最优控制、滑模变结构控制、模型参考自适应控制、状态观测器、扩展卡尔曼滤波器和智能控制等现代控制理论得到了应用，提高了控制过程的动态性能，增强

了系统的鲁棒性^[16]。

三相定子绕组在空间上相差 120° ，三相平衡的交流电流 i_A, i_B, i_C 在相位上相差 120° ，对这样的三相绕组通以三相平衡的电流则形成三相基波合成旋转磁势，并由它建立相应的旋转磁场 ϕ_{ABC} ，如图 2-1(a)^[17]所示，其旋转的角速度等于定子电流的角频率 ω_s 。然而，产生旋转磁场不一定非要三相绕组不可，具有位置互差 90° 的两相定子绕组 $\alpha、\beta$ ，当通入对称正弦电流 $i_\alpha、i_\beta$ 时如图 2-1(b)所示，则产生旋转磁场 $\phi_{\alpha\beta}$ ，如果这个磁场的大小和，旋转速度及方向与三相交流绕组产生的旋转磁场的完全相同时，则可以认为这两套交流绕组等效。M、T 是位置上互差 90° 的直流绕组，M 绕组是等效的励磁绕组，T 绕组是等效的电枢绕组，分别通入励磁直流电流 i_M 和转矩电流 i_T 时产生合成磁通，在空间上固定不动。当 M-T 绕组旋转起来则 ϕ_{MT} 也跟着旋转起来如图 2-1(c)所示。可使得 ϕ_{MT} 的大小、转速和转向能与 $\alpha-\beta$ 交流绕组及 A-B-C 交流绕组等效。

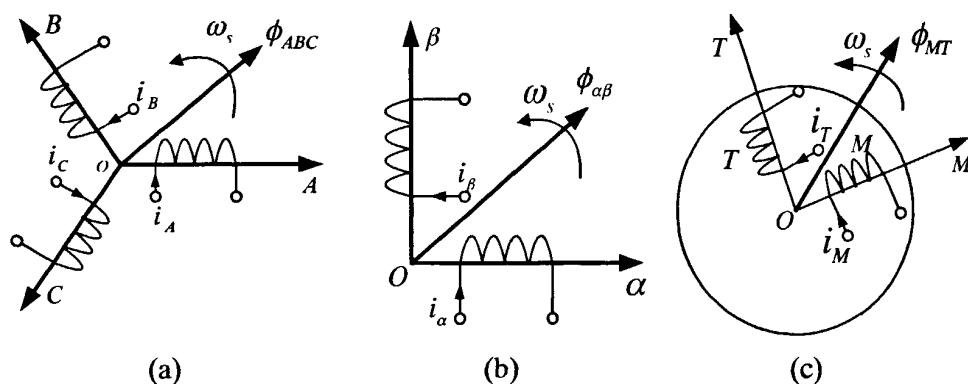


图 2-2 等效的交流绕组和直流绕组物理模型

Fig.2-2 Equivalent AC and DC winding physical model

如上所述，一个三相交流的磁场系统和一个旋转体上的直流磁场系统，通过两相交流系统作为过渡，可以进行等效变换。这样控制 i_M 和 i_T 等效为控制三相交流信号 $i_A、i_B、i_C$ 。同样，对于电动机在运行过程中系统的三相交流数据，又可以等效变化成两个互相垂直的直流信号，反馈到控制端，用来修正基本控制信号 $i_M、i_T$ 。

2.4 坐标系统及其变换

为了简化和求解同步电机的数学方程，必须运用电机坐标变换理论对同步电机自然坐标系的基本方程进行线性变换，实现电机数学模型的解耦。磁场定

向同步电机各坐标系关系如图 2-3 所示，其中，ABC 轴系为同步电机自然坐标系， $\alpha\beta 0$ 轴系为同步电机静止坐标系，dq0 轴系为同步电机专辑集合轴线坐标系，MT 轴系为同步电机磁场坐标系。

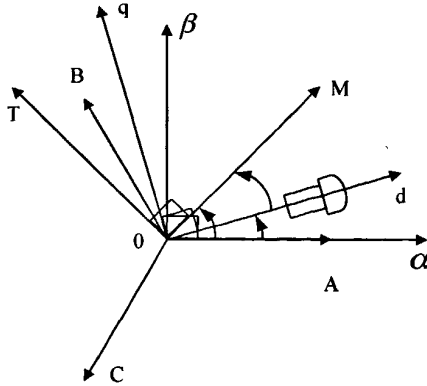


图 2-3 常用各坐标系间关系

Fig.2-3 Relationship between the common coordinate system

2.4.1 CLARKE 及其逆变换

Clarke 变换是将三相平面坐标 ABC 向两相直角坐标系 $\alpha\beta 0$ 的转换，从矢量合成的角度来看，一个旋转的矢量从一个三相坐标系 ABC 等效变换到两相坐标系 $\alpha\beta$ 称为 Clarke 变换也称为 3/2 变换，反之为 Clarke 逆变换也称为 2/3 变换^[18]。 $\alpha\beta 0$ 轴系放在电机定子上， α 轴与 A 相轴线重合，假设磁势波形是按正弦分布，或只记其基波分量，当二者的旋转磁场完全等效时，合成磁势沿各轴的分量必定相等，即三相绕组和两相绕组的瞬时磁势沿 α 、 β 轴的投影应该相等，即

$$\left. \begin{aligned} N_2 i_{s\alpha} &= N_3 i_A + N_3 i_B \cos \frac{2\pi}{3} + N_3 i_C \cos \frac{4\pi}{3} \\ N_2 i_{s\beta} &= 0 + N_3 i_B \sin \frac{2\pi}{3} + N_3 i_C \sin \frac{4\pi}{3} \end{aligned} \right\} \quad (2-12)$$

N_2 、 N_3 分别为三相电动机和两相电动机每相定子绕组的有效匝数，用矩阵表示为：

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

引进一个独立于 $i_{s\alpha}$ 和 $i_{s\beta}$ 的新变量，记这个新变量为 i_0 ，称之为零序电流，并定义为： $N_2 i_0 = KN_3 i_A + KN_3 i_B + KN_3 i_C$ ，补充 i_0 后式 2-12 为：

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K & K & K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

矢量坐标变换必须遵循变换前后电流所产生的旋转磁场等效；变换前后两个系统的电动机功率不变这样的原则。我们希望有这样的矩阵 C ，使得： $u = Cu'$ ； $i = Ci'$ 。为了矩阵运算的简单、方便，要求电流变换矩阵 C 是正交矩阵。根据以上的原则最后可求得三相-两相(3/2)变换矩阵方程为：

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

二相-三相(2/3)的变换矩阵方程为：

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

采用两相等效正交绕组来代替三相绕组，实现了三相定子绕组之间互感的解耦，简化了数学模型。

2.4.2 PARK 及其逆变换

α - β 坐标系到 d - q 坐标系的变换也成为 Park 变换^[19]。把 $dq0$ 轴系放在电机转子上， d 为转子的纵轴， q 为转子的横轴，坐标轴同转子一起转， d 轴与 α 之间的夹角为 γ ，如图 2-4 所示。

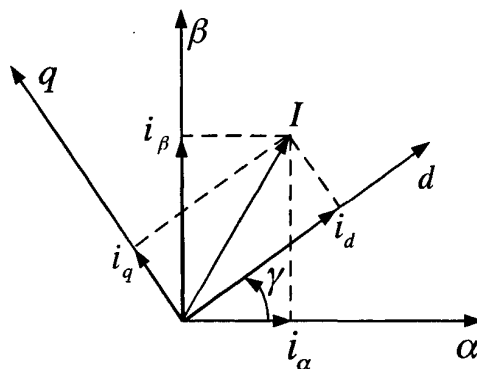


图 2-4 α - β 与 d - q 坐标系之间关系

Fig.2-4 Relationship of the α - β and d - q coordinate system

Park 变换写成矩阵的形式为：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

Park 逆变换写成矩阵形式为：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

2.5 同步电机转子激磁磁链定向控制

同步电机转子激磁磁链定向控制，是将磁场旋转坐标 M 轴线与转子集合轴线 d 轴重合，使磁场定向于转子激磁磁链 ψ_f ，实现转子激磁磁链的定向控制。

2.5.1 转子激磁磁链定向控制同步电机数学模型

在转子激磁磁链定向控制方式下，同步电机的数学模型就是常用的 $dq0$ 轴系数学方程^[19]。同步电机的磁链方程为：

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_d i_{sd} + L_{ad} i_f + L_{ad} i_{Dd} \\ \psi_{sq} = L_q i_{sq} + L_{aq} i_{Dq} \\ \psi_f = L_{ad} i_{sd} + L_f i_f + L_{ad} i_{Dd} \\ \psi_{Dd} = L_{ad} i_{sd} + L_{ad} i_f + L_{Dd} i_{Dd} \\ \psi_{Dq} = L_{aq} i_{sq} + L_{Dq} i_{Dq} \end{cases} \quad (2-18)$$

同步电机的转矩方程为：

$$M_e = (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + (L_{ad} i_f + L_{ad} i_{Dd}) i_{sq} - L_{aq} i_{Dq} i_{sd} \quad (2-19)$$

其中， L_d 、 L_q 为电机直交轴电感； L_{ad} 、 L_{aq} 为直交轴电枢电感； L_{Dd} 、 L_{Dq} 为直交轴阻尼绕组电感； L_f 为转子励磁绕组自感； i_{sd} 、 i_{sq} 为定子直交轴电流； i_{Dd} 、 i_{Dq} 阻尼绕组直交轴电流； i_f 为转子励磁电流。

同步电机的电压方程为：

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + p\psi_{sd} - \omega_r \psi_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + p\psi_{sq} + \omega_r \psi_{sd} \\ u_f = R_f i_f + p\psi_f \\ 0 = R_{Dd} i_{Dd} + p\psi_{Dd} \\ 0 = R_{Dd} i_{Dq} + p\psi_{Dq} \end{cases} \quad (2-20)$$

其中， ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 分别为定子直交轴磁链； ψ_{Dd} 、 ψ_{Dq} 阻尼绕组的直交轴磁链； ψ_f 为转子励磁磁链； R_s 为定子绕组电阻， R_f 为励磁绕组电阻， R_{Dd} 为纵轴阻尼绕组电阻， R_{Dq} 为横轴阻尼绕组电阻。

2.5.2 $i_{sd}=0$ 控制方式

转子励磁磁链定向控制同步电机常见的是 $i_{sd}=0$ 控制方式，本文采用这种控制方式^[20]。如果控制定子电流 d 轴分量 $i_{sd}=0$ ，可以推导出该方式下的同步电机的电磁转矩方程为：

$$M_e = \psi_{sd} i_{sq} \quad (2-21)$$

此时电压方程为：

$$\begin{cases} u_{sd} = pL_{ad} i_f + pL_{ad} i_{Dd} - \omega_r (L_q i_{sq} + L_{aq} i_{Dq}) \\ u_{sq} = (R_s + pL_q) i_{sq} + pL_{aq} i_{Dq} + pL_{ad} i_{Dd} + \omega_r (L_{ad} i_f + L_{ad} i_{Dd}) \end{cases} \quad (2-22)$$

控制 $i_{sd} = 0$ 和 ψ_{sd} 恒定，可以看到同步电机转子激磁磁链定向控制的特点：

1. 转矩方程中磁链 ψ_{sd} 与电流 i_{sq} 是完全正交解耦的， ψ_{sd} 只由 i_f 产生，定子电流 i_s 变化对 ψ_{sd} 没有任何影响。

2. 由于 d 轴定子电流为零，当定子电流 i_s 变化时，不会产生 d 轴阻尼电流，只产生 q 轴阻尼电流。

3. 由 dq0 轴系同步电机数学方程可知，该阻抗阵是线性的。

4. 当电流增加时，由于电枢反应影响，同步电机定子电压要大幅上升来提供同步电抗电压降，同时电枢反应造成定子电流和电压之间的功率因数角增大。

由上述分析可知，转子磁链定向控制同步电机的数学模型简单、线性化、转矩与磁链控制解耦是该方法的明显优点。

2.6 本章小结

由于同步电机转子激磁的单轴性和凸极效应，使其 ABC 轴系的数学模型非常复杂。运用电机坐标变换理论对同步电机自然坐标轴系的基本方程进行旋转变换，可以使电机组看矩阵对角线化，消除定子绕组相间的静止耦合及定子与转子绕组之间的旋转耦合，采用电机转子集合轴线进行旋转变换，可以获得惯用的同步电机 dq0 轴系数学模型，可使得电机在自然轴系数学模型大大简化。

第3章 基于 SVPWM 的控制方案的仿真研究

本章首先介绍空间电压矢量脉宽调制(SVPWM)的基本原理, 然后利用 Matlab/Simulink 建立了励磁同步电机矢量控制的各个环节的仿真模型。接着对励磁同步电机的基于 SVPWM 的矢量控制方案进行了仿真分析, 并以电励磁同步电机的数学模型搭建了矢量控制系统, 实现了矢量控制同时得出了仿真结果。

3.1 空间电压矢量 SVPWM 的基本原理

电压空间矢量是按照电压所加在绕组的空间位置来定义的。电动机三相定子绕组可以定义一个三相平面静止坐标系, 如图 3-1 所示。该坐标系三个轴互相间隔 120° , 分别代表三个相。三相定子相电压 U_A 、 U_B 、 U_C 分别施加在三相绕组上, 形成三个相电压空间矢量 u_A 、 u_B 、 u_C 。它们的方向时钟在各相的轴线上, 大小则随时间按正弦规律变化。

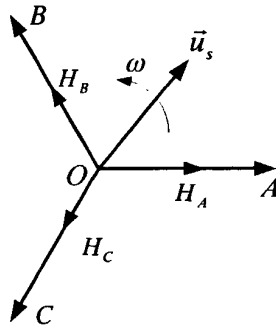


图 3-1 电压空间矢量

Fig.3-1 Voltage space vector

因此三个相电压空间矢量相加所形成一个合成电压空间矢量 u 是一个以电源角频率 ω 速度旋转的空间矢量:

$$u = u_A + u_B + u_C \quad (3-1)$$

同样可以定义电流和磁链的空间矢量 I 和 ψ 。利用空间矢量的概念, 建立逆变器开关模式及其输出的电压与电机磁链之间的关系, 根据要跟踪的空间矢量的运动轨迹(圆形或是多边形的), 选择逆变器的开关形式, 使逆变器输出适当波形的电压^[21]。三相电压型逆变器供电的电动机变频调速系统的主电路如图

3-2 所示, V1~V6 是 6 个功率开关管, a、b、c 代表三个桥臂的开关状态。

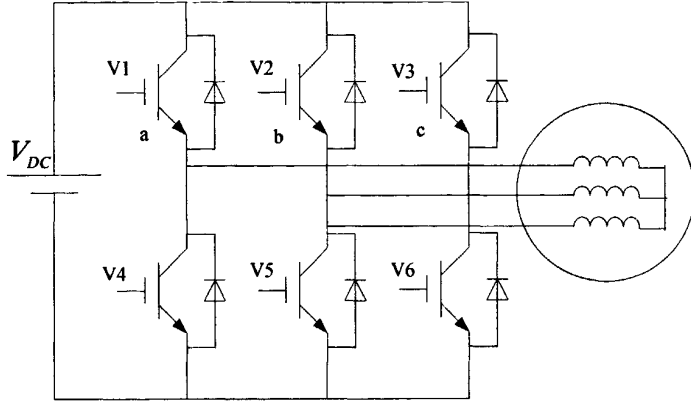


图 3-2 逆变电路

Fig.3-2 Inverter circuit

规定：当上桥臂开关管“开”状态时(上下桥臂开关管开关状态互锁即下桥臂此时关断)，开关状态为 1；当下桥臂开关管“开”状态时(此时上桥臂的开关管必然是“关”状态)，开关状态为 0。三个桥臂只有“1”或是“0”两种状态，因此 a、b、c 形成了 000、001、010、011、100、101、110、111 共八种开关模式。其中 000 和 111 开关模式使逆变器输出电压为零，把这两种开关状态称为零状态。可以推导出，三相逆变器输出的线电压矢量 $[U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA}]^T$ 与开关状态矢量 $[a \ b \ c]^T$ 的关系为：

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = U_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

三相逆变器输出的相电压矢量 $[U_A \ U_B \ U_C]^T$ 与开关状态矢量 $[a \ b \ c]^T$ 的关系为：

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{DC} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

以上对应关系可用表 3-1 表示。

表 3-1 开关状态与相电压和线电压的对应关系

Table 3-1 Switch state and phase voltage and line voltage of the corresponding relationship

A	b	c	U_A	U_B	U_C	U_{AB}	U_{BC}	U_{CA}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$2/3U_{DC}$	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	U_{DC}	0	$-U_{DC}$
1	1	0	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$-2/3U_{DC}$	0	U_{DC}	$-U_{DC}$
0	1	0	$-U_{DC}/3$	$2/3U_{DC}$	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}$	U_{DC}	0
0	1	1	$-2/3U_{DC}$	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$-U_{DC}$	0	U_{DC}
0	0	1	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$2/3U_{DC}$	0	$-U_{DC}$	U_{DC}
1	0	1	$U_{DC}/3$	$-2/3U_{DC}$	$U_{DC}/3$	U_{DC}	$-U_{DC}$	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0

将表 3-1 中的八组相电压带入式 3-1 可以求出这些相电压的矢量和与相位角。这八个矢量和就成为基本电压空间矢量，根据其相位角的特点分别取名为 O_{000} 、 U_0 、 U_{60} 、 U_{120} 、 U_{180} 、 U_{240} 、 U_{300} 、 O_{111} 。其中 O_{000} 和 O_{111} 称为零矢量。图 3-2 给出了八个基本电压空间矢量的大小和位置。其中非零矢量的幅值相同，相邻的矢量间隔 60° ，而两个零矢量的幅值为零，位于中心^[22]。

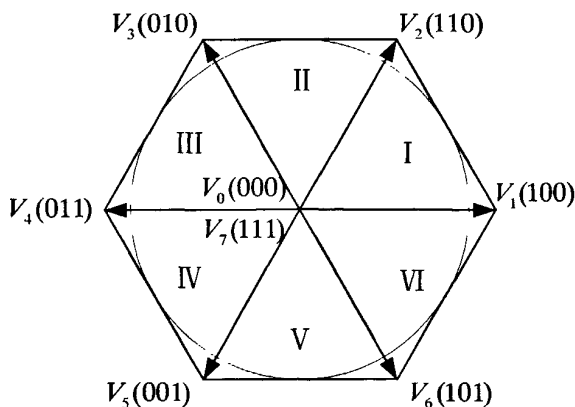


图 3-3 基本电压空间矢量

Fig.3-3 Basic voltage space vector

3.2 励磁同步电机矢量控制原理

图 3-4 给出了基于转子激磁磁链定向的矢量控制结构图，这是一个转速外环电流内环的双闭环控制系统。控制系统中的转速调节器采用 PI 调节器，其

输入为转速的反馈值和给定值，输出的目标应为转矩给定值。由于采用了转子磁链定向控制，同时使得定子电流 d 轴分量为零^[23]。此时转矩和定子电流中的交轴分量成正比，因此速度调节器的输出实际为 q 轴电流幅值的给定值。通过准确地检测出转子空间位置即 d 轴位置，控制施加到定子电流全部用来产生转矩无 d 轴分量，通过控制逆变器使三相合成电流(磁动势)位于 q 轴上，那么同步电机的转矩至于定子电流幅值成正比。只要改变速度调节器中速度给定值的极性和大小，就可以控制同步电机平稳运行，并满足一定精度的位置和转速要求^[24]。

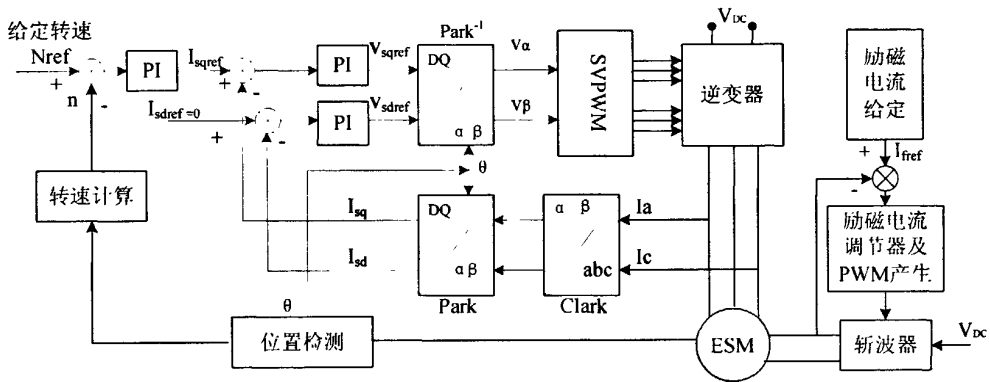


图 3-4 磁场定向矢量控制系统结构图

Fig.3-4 Structure diagram of field-oriented vector control system

3.3 仿真软件 Matlab/Simulink/Power System 简介

MATLAB 是矩阵实验室(Matrix Laboratory)的简称，是美国 MathWorks 公司出品的商业数学软件，用于算法开发、数据可视化、数据分析以及数值计算的高级技术计算语言和交互式环境，Matlab 提供了数学运算能力、仿真功能高品质的可视化绘图，功能强大又极其方便，Matlab 将使用者从繁琐的底层编程中解放出来，大大提高解决问题的效率，主要包括 MATLAB 和 Simulink 两大部分。Simulink 是 MATLAB 最重要的组件之一，它提供一个动态系统建模、仿真和综合分析的集成环境。Simulink 提供了大量的以图形方式给出的内置系统模块，使用这些内置模块可以快速而方便地设计出特定的动态系统仿真模型。Simulink 的模块库能够对系统模块进行有效的管理与组织，用户可以按照类型选择合适的系统模块，在该环境中，无需大量书写

程序，而只需要通过简单直观的鼠标操作，就可构造出复杂的系统。Simulink 具有适应面广、结构和流程清晰及仿真精细、贴近实际、效率高、灵活等优点，并基于以上优点 Simulink 已被广泛应用于控制理论和数字信号处理的复杂仿真和设计。Simulink 下可以使用的电力系统仿真模块库(Power System Blockset)其功能非常强大，可以用于电路、电力电子系统、电机系统、电力传输等领域的仿真。电气系统模块库由电源模块、基本元件模块库、电力电子模块库、电机模块库、连接模块库、测量模块库、附加电气系统模块库等部分组成。

3.4 同步电机矢量控制仿真模块建立

3.4.1 电励磁同步电机模型

电力系统模型库(Power System Block)是专用于 RLC 电路、电力电子电路、电机传动控制系统和电力系统仿真的模型库，该模型库中的电机模块库(Machine)提供了直流电机、交流异步电机和同步电机的模型，电机的参数单位有标幺值单位和标准单位两种，在本文中选用同步电机的标准单位模型^[25]。

3.4.2 坐标变换模块

从磁场定向矢量控制系统结构图如图 3-4 可知，矢量控制系统 Clark 变换即三相静止坐标系到两相静止坐标系的变换，其中 i_α 、 i_β 为两相对称绕组的电流， i_a 、 i_b 、 i_c 为三相绕组的电流。Clark 变换可以表示为：

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

两相静止坐标系到两相同步旋转坐标系的矢量旋转变换方程式即 Park 变换，其中 i_q 、 i_d 为交轴和直轴上的电流。Park 变换可以表示为：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

式中 θ 为两相旋转坐标系与两相静止坐标系横轴间的夹角。由以上两个变换矩阵为依据可以推导出 abd 轴系到 dq 轴系的变换矩阵为：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

根据式 3-6 可以建立 adb 到 dq 的 Matlab 变换模块如图 3-5 所示。

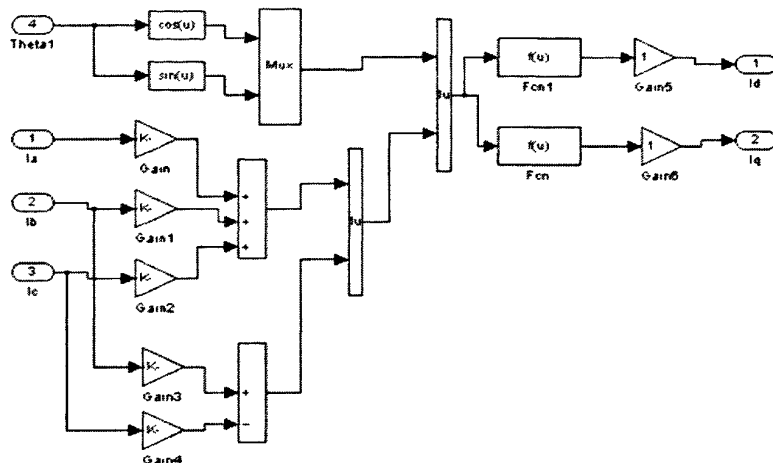


图 3-5 abc 到 dq 的变换

Fig.3-5 abc-dq transformation module

Park 逆变换模块是把通过 PI 调节器输出的 u_d 和 u_q 变换到静止坐标系中 U_α 和 U_β ，即实现 d-q 参考坐标系中的电压向 α - β 静止坐标系的电压变换，该部分的方针模型如图 3-6 所示。图中 θ 为两相旋转坐标系与两相静止坐标系横轴间的夹角。

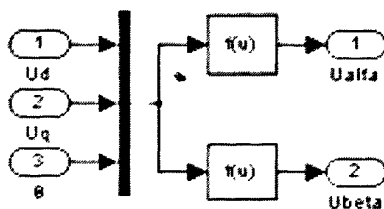


图 3-6 Park 逆变换

Fig.3-6 Inverse park transformation

3.4.3 SVPWM 模块

从原理上说, SVPWM 把电动机与 PWM 逆变器视为一体, 着眼于如何使电动机获得幅值恒定的圆形磁场。当三相对称正弦电压供电时, 交流电动机内产生圆形磁链, SVPWM 即以此理想的磁链圆为基准, 用逆变器的不同开关模式所产生的有效矢量来逼近基准圆。原理是用多边形来逼近圆形, 但从简单的数学推导中, 可以抛开磁场的概念, 只用电压矢量即可得到整个推导公式 [26,27]。

1. 扇区的判断

由图 3-3 基本电压空间矢量图可知, 将该图分为六个扇区, 每个扇区都有一个扇区号, 确定输出电压 u_{out} 所在的扇区以便指导用哪对相邻的基本电压矢量来合成 u_{out} 。用下面的公式计算出 B_0 、 B_1 、 B_2 。

$$\begin{cases} B_0 = u_\beta \\ B_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta \\ B_2 = -\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta \end{cases} \quad (3-7)$$

在用下式计算 P 值

$$P = 4\text{sign}(B_2) + 2\text{sign}(B_1) + \text{sign}(B_0) \quad (3-8)$$

其中 $\text{sign}(x)$ 是符号函数, 即 $x > 0$, $\text{sign}(x) = 1$; 如果 $x < 0$, $\text{sign}(x) = 0$ 。

表 3-2 P 值与扇区对应关系

Table 3-2 Relationship of P and sector

P	1	2	3	4	5	6
扇区号	2	6	1	4	6	5

依据上述原理, 建立扇区判断仿真模型如图 3-7 所示。

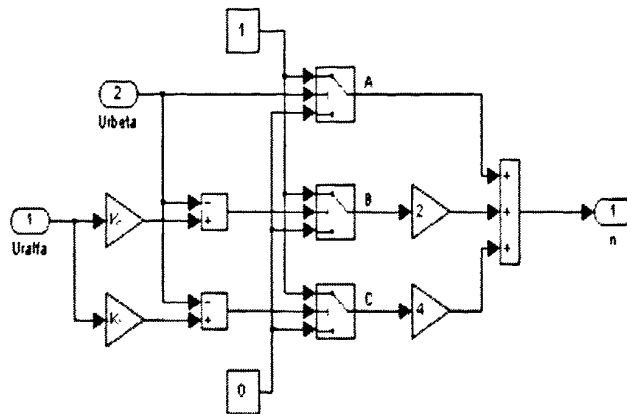


图 3-7 扇区判断

Fig.3-7 Sector to determine

2. 有效矢量作用时间 t_1 和 t_2

$$\text{令 } X = \frac{V_\alpha T_s}{U_{dc}} \sqrt{3}, \quad Y = \frac{1}{2} \frac{(\sqrt{3}V_\beta + 3V_\alpha) T_s}{U_{dc}}, \quad Z = \frac{1}{2} \frac{(\sqrt{3}V_\beta - 3V_\alpha) T_s}{U_{dc}} \text{ 基本电压矢}$$

量作用时间 t_1 、 t_2 与扇区 N 的关系如表 3-3 所示。

表 3-3 t_1 、 t_2 与扇区 N 的关系

Table 3-3 The relationship between t_1 、 t_2 and N

扇区号 N	1	2	3	4	5	6
T_1	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
T_2	Y	-X	X	Z	-Y	-Z

其 Matlab 模型构成如图 3-8 所示。

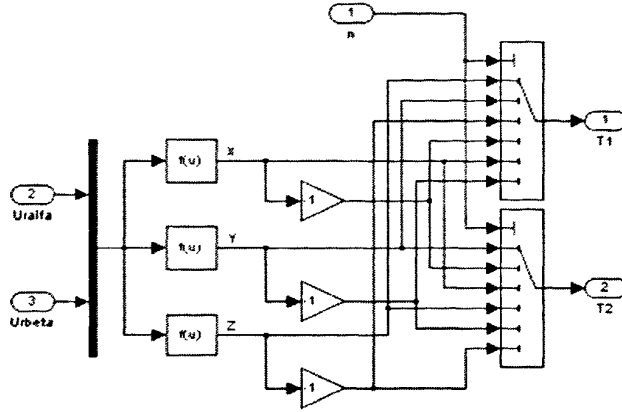


图 3-8 有效矢量作用时间

Fig.3-8 Role of an effective vector of time

之后还要进行饱和判断，若 $t_1 + t_2 > T_s$ ，则应取： $t_1 = \frac{t_1 T_s}{t_1 + t_2}$ ， $t_2 = \frac{t_2 T_s}{t_1 + t_2}$ 该部分模型构成如图 3-9 所示。

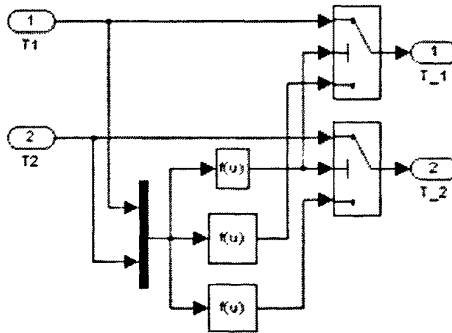


图 3-9 饱和限幅

Fig.3-9 Amplitude limiting of saturation

(1) 三相逆变器开关时刻计算

令 $T_a = \frac{T_s - T_i - T_{i+1}}{4}$ ， $T_b = T_a + \frac{T_i}{2}$ ， $T_c = T_b + \frac{T_{i+1}}{2}$ ，则扇区号 N 与分别表示

逆变器的三相功率管导通时刻 t_{p1} 、 t_{p2} 、 t_{p3} 的关系如表 3-4 所示。

表 3-4 N 与 A、B、C 三相开关时刻关系

Table 3-4 The relationship of N and A, B, C three-phase switching time

扇区号	I	II	III	IV	V	VI
t_{p1}	T_b	T_a	T_a	T_c	T_c	T_b
t_{p2}	T_a	T_c	T_b	T_b	T_a	T_c
t_{p3}	T_c	T_b	T_c	T_a	T_b	T_a

(2) PWM 生成模块

将上述计算得到的 t_{p1} 、 t_{p2} 、 t_{p3} 与等腰三角形进行比较即可得到期望的 PWM 波形如图 3-10 所示。SVPWM 整体仿真模型如图 3-11 所示。

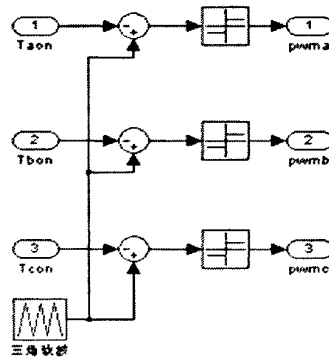


图 3-10 PWM 生成

Fig.3-10 PWM generation

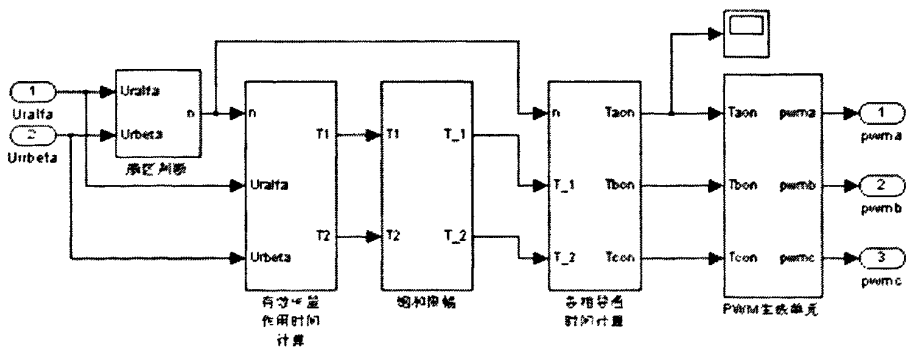


图 3-11 SVPWM 仿真模型

Fig.3-11 SVPWM simulation model

3.5 仿真分析

电励磁同步电动机矢量控制系统仿真模型如图 3-12，仿真相时需要设定的相关参数有：定子绕组电阻；励磁绕组电阻；d 轴阻尼绕组电阻，q 轴阻尼绕组电阻；d 轴定子与转子绕组间的互感；q 轴定子与转子绕组间的互感；等效两相定子绕组 d 轴自感；等效两相定子绕组 q 轴自感等^[28,29]。

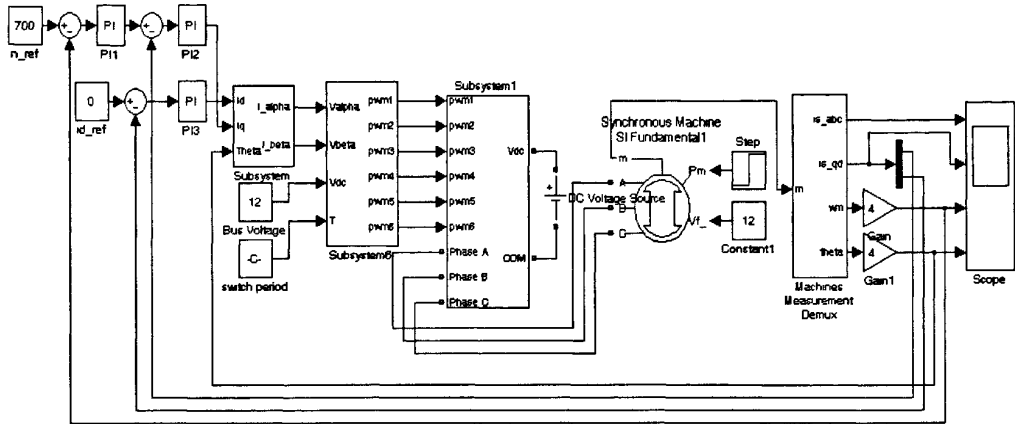


图 3-12 电励磁同步电机矢量控制系统

Fig.3-12 Electrically excitation synchronous Motor Vector Control System

保持转子励磁电流给定值为 0.6 倍的额定值，并保持恒定^[30,31]，PWM 周期 $T_s=0.0001s$ ，空载启动。给定目标转速为 300rad/s，0.08s 时转速突增为 800rad/s，仿真时间 0.16s。图 3-13 所示为三相电流波形，可见启动时的电流较大。由图 3-12 可知空载时转速响应较快，在 0.08s 时刻转速突增后在 0.15s 时刻达到稳态，过渡时间较短。电磁转矩在电机处在稳态运行时几乎为 0，符合负载转矩为 0 的初始给定条件。图 3-14 为此次仿真过程中的 i_d 和 i_q 的电流波形。

同样保持励磁电流恒定，PWM 周期 $T_s=0.0001s$ ，电机在 3N·m 的负载转矩下启动，给定恒定转速 600rad/s，电机启动后在 0.05s 时刻使负载转矩增加到 25N·m，仿真时间 0.16s。图 3-16 为电机此次仿真过程中的三相电流波形，电机运行过程中受到负载转矩变化的扰动，电流发生畸变，但很快稳定在新的状态下。

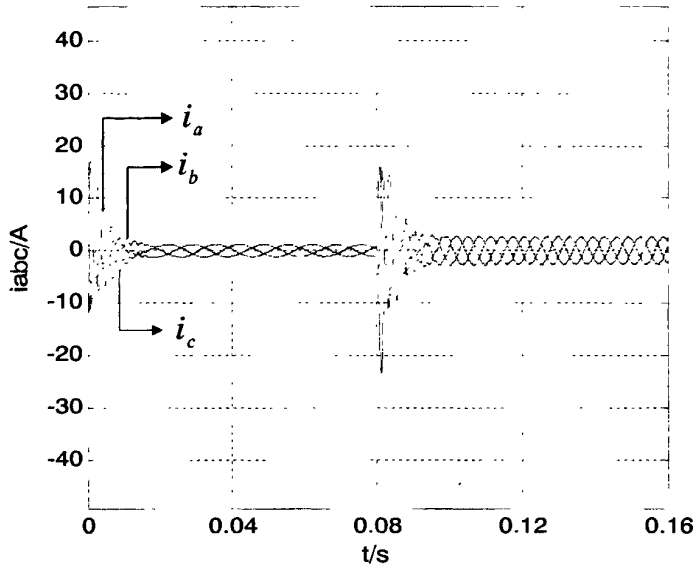


图 3-13 定子绕组三相电流波形

Fig.3-13 Stator winding three-phase current waveform

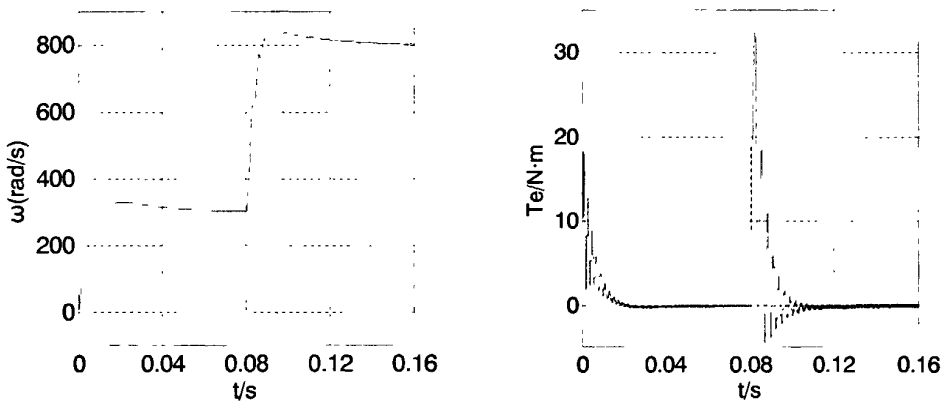


图 3-14 转速、转矩响应曲线

Fig.3-14 Speed and torque response curve

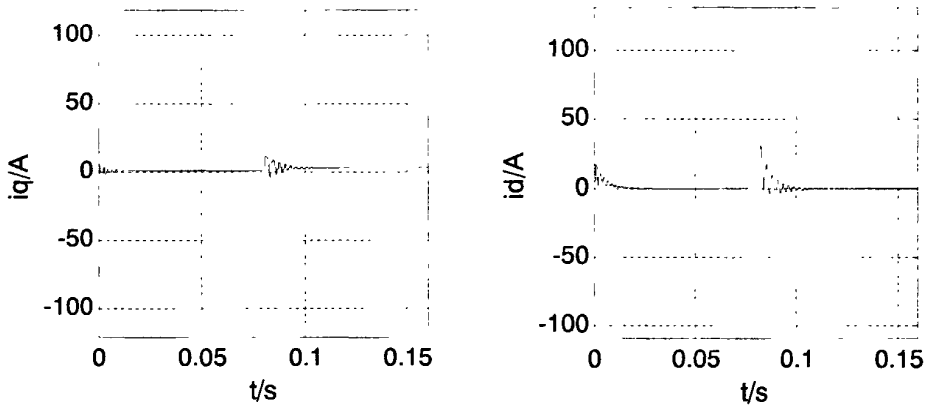


图 3-15 d、q 轴电流曲线

Fig.3-15 d and q-axis current curve

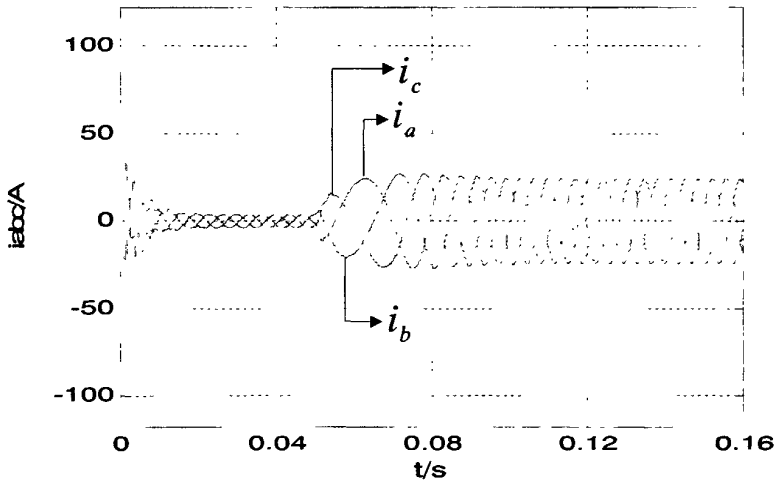


图 3-16 扰动负载时三相电流波形

Fig.3-16 Three-phase current waveforms when the load disturbance

图 3-17 显示在 0.05s 时负载转矩的增大, 使得电机转速降低、电磁转矩的输出值出现波动, 但是在 0.12s 时刻电机的转速基本恢复到了给定转速; 输出的电磁转矩已基本跟踪上了负载转矩。系统的响应速度较快, 自我调整的能力较强, 验证了控制策略的优越性。

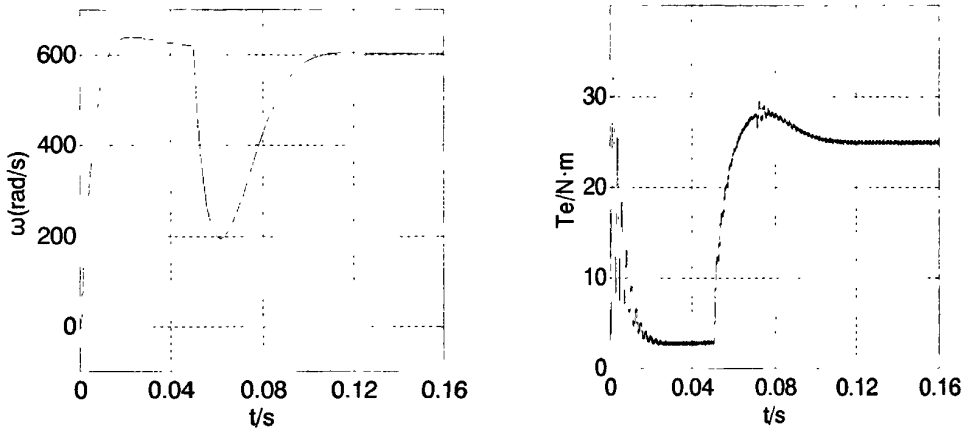


图 3-17 扰动负载时速度和转矩响应曲线

Fig.3-17 Speed and torque under load disturbance response curve

3.6 本章小结

本章主要对电励磁同步电机磁场定向控制系统进行了仿真。利用 MATLAB 建立了电励磁同步电动机磁场定向控制系统各个功能模块，并将其组合成磁场定向控制系统，实现了基于 SVPWM 的磁场定向控制系统的双闭环仿真平台，并在此基础上进行了大量的仿真研究和验证。通过该仿真模型的仿真实验，对其结果的分析，可以验证方案的正确性，并且表明该系统能平稳运行，具有较好动态特性。

第4章 电机驱动控制器的软硬件设计

随着新型电力电子功率元件的不断出现以及数字信号处理器(DSP)的发展,其高速运算能力为电机控制复杂算法的高速实时实现提供了硬件的保障,使得电动机的电力电子控制器具有更高的效率和优良的控制性能,并且能够实现小型化和全数字化。本章主要介绍电励磁同步电机驱动控制器的硬件平台的设计,同时根据直轴电枢电流为 0 的控制策略,编写了基于 DSP2812 芯片的软件算法,给出了相关软件设计的流程。

4.1 同步电机控制系统总体方案设计

整个系统组成如图 4-1 所示。控制系统主要由 TMS320F2812 最小系统及其外围扩展电路、功率电路及其驱动模块、信号检测模块、通信模块等部分组成。TMS320F2812 芯片作为处理器与各部分电路配合完成转子磁场定向控制的全数字化^[32]。JTAG 接口完成对 DSP 的仿真和烧写。

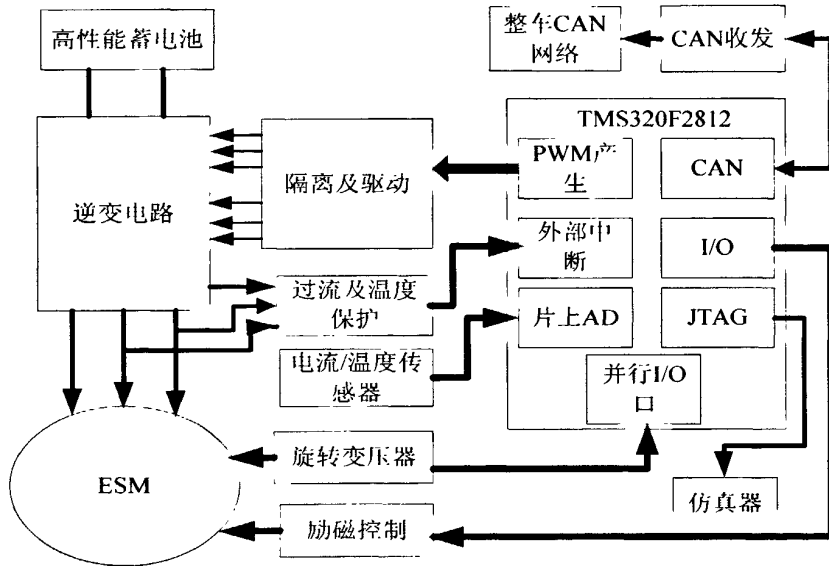


图 4-1 控制系统框图

Fig.4-1 Control system block diagram

CAN 接口完成电机控制系统和整车 CAN 网络的通信。旋转变压器完成转子的

位置和速度的检测，位置信息用于参与坐标变换的计算，转速信息作为速度环的负反馈量。温度传感器检测电机本体和逆变器的温度，防止过热而使设备损坏。电流传感器实时检测三相电流，将检测的结果送到 DSP 的 A/D 模块的引脚，A/D 模块将其转换成数字量，以便完成 Clarke、Park 坐标变换，这样将三相交流电流转换成旋转坐标系中的直流分量，该直流分量作为电流环的负反馈量，完成电流环的闭环调节。DSP 送出的 6 路 PWM 控制信号以便使逆变器生成电压空间矢量，这 6 路 PWM 信号先送到 MOSFET 驱动芯片，然后由驱动芯片送到构成三相电压型桥式逆变电路的 6 个 MOSFET 上，不同导通状态产生了电机控制信号^[33]。

4.2 电机驱动系统的控制电路

4.2.1 TMS320F2812 DSP 功能及其特点

传统的数字控制系统通常以单片机或微机为核心，而 DSP 构成电机控制系统想对于单片机或微机具有更高的精度和速度，而且存储容量大，具有逻辑控制功能和各种中断处理能力，丰富的数字输入输出接口、通信接口、专用电机控制的 PWM 输出口，各种控制硬件集成在同一芯片中，TMS320F2812 DSP 整合了高性能 DSP 内核、内部 Flash 存储器、高精度模拟外设、数字控制及通信外设，TMS320F2812 数字信号处理器是 TI 公司推出的高性能的 32 位定点 DSP 控制器，是目前控制领域最先进的处理器之一，该 DSP 具有以下特点^[34]：

1. 采用高性能的静态 CMOS 技术，主频高达 150MHz，低功耗，3.3V 的 Flash 编程电压，支持 JTAG 边界扫描接口。

2. 哈佛总线结构，包含一个 32*32 位的乘法累计单元，能够完成 64 位数据的处理。拥有快速的中断响应能力，及时响应外部异步事件。有 8 级带流水线存储器访问流水线的保护机制。

3. 片上提供了多大 128K*16 位的 Flash 存储器和多达 128K*16 的 ROM。引导(BOOT)ROM 带有软启动模式，外扩接口寻址空间最多可达 1MB，等待周期可编程。

4. 片上集成振荡器、看门狗定时模块支持动态改变锁相环的倍频系数。三个外部中断、支持 45 个外设中断，三个 32 位 CPU 定时器，128 位密码保护防止固件被盗。

5. 提供电机控制专用外设，两个事件管理器模块，每个模块包括：两个

16 位的通用目的定时器；8 通道 16 位的 PWM；四个空间矢量 PWM 波形发生器；三个比较、扑捉单元；正交脉冲编码电路等。

6. 具有串行外设接口(SPI)；两个 UART 接口(SCI)；增强的 eCAN2.0B 接口模块；多通道串行接口(McBSP)。

7. 12 位模数转换模块，拥有 16 个采集通道、2 个采样保持器。高达 56 个通用目的 I/O 引脚，先进的仿真调试功能，宽泛的工作温度范围。

TMS320F2812 处理器采用 C/C++编写软件，其效率非常高，用户不仅可以用高级语言编写系统程序，也可以采用汇编语言开发高效的数学算法。

4.2.2 控制系统电源

本电机控制器的供电为+12V，来自于外部的直流电源。整个控制器上的各个功能模块的工作电压各自有不同的需求，模拟电路部分的工作电压需要系统提供-12V~+12V 的电源；数字电路部分需要+5v 的工作电压；此外运算电路的基准源还需要系统提供+0.8V 的直流电压；电流传感器工作需要一个+2.5V 的基准电压源 TMS320F2812 DSP 芯片的内核和 I/O 采用双供电的方式即内核供电电压 1.8V，I/O 供电电压为 3.3V。电源系统的设计是否可靠直接关系到控制器能否可靠工作，因此必须要采取可靠的措施保证整个系统各个供电子模块满足系统的各部分的要求。+5V 供电的系统采用降压式 DC-DC 模块；+12V~-12V 供电的解决方案也采用能提供正负输出的 DC-DC 模块，DC-DC 电源模块的选取要考虑其输入电压的范围值，输出电压值及其输出功率能否满足要求，经过理论分析和实验验证，本系统选择的具体参数表 4-1 所示。

DSP 供电的电平转换芯片采用 TI 公司的专用电压转换芯片 TPS73HD318，可将+5V 转换为+3.3V 和+1.8V。并且当输出电压跌落时，芯片上的复位引脚就输出复位信号到 DSP 的复位端口，从而可以保护 DSP 芯片，双低有效复位信号允许分别重置核心逻辑和 I/O。

表 4-1DC-DC 电源参数

Table 4-1 DC-DC power supply parameters

输入电压 (VDC)	输入电压范围 (VDC)	输出电压 (VDC)	输出电流 (A)	效率典型值 (%)	输出功率 (W)
+12	+9~+18	+5	1	74	5
+12	+9~+18	+12	0.84	80	10
+12	+9~+18	±12	±0.21	78	5

4.3 检测电路

4.3.1 电流采样单元

当电流垂直于外磁场通过导体时，在导体的垂直于磁场和电流方向的两个端面之间会出现电势差，这一现象便是霍尔效应。利用霍尔效应可以设计制成多种传感器，由于通电导线周围存在磁场，其大小与导线中的电流成正比，故可以利用霍尔元件测量出磁场，就可以确定导线中电流的大小。利用这一原理设计制成霍尔电流传感器。相电流采样波形采样的精准程度关系到电流环调节的准确性，对传感器的选择显得非常的重要。选择霍尔电流传感器其优点是不与被测量电路发生接触，不影响被测电路，不消耗被测电源的功率，特别适合于大电流传感，能真实的反应出导线中的电流情况，霍尔电流传感器的输出与输入呈现为一定的线性或比例关系，输入变化，输出也会跟随输入变化。

这里选用了 LEM 公司的 HAIS 150P 霍尔电流传感器，该型号传感器体积小，节省空间^[35]。测量范围是： $\pm 450A$ ，工作电压只需要一个单电源+5V 供电即可，低功耗，接线简单如图 4-2 所示，只需把要测量的导线穿过传感器中间的方孔便可测量相电流。

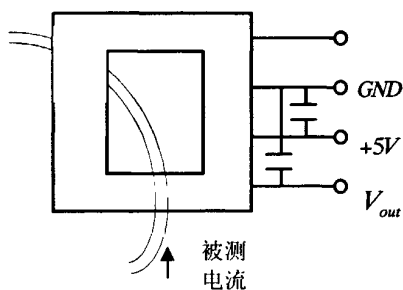


图 4-2 电流传感器示意图

Fig.4-2 Schematic diagram of current sensor

从输出管脚 V_{out} 输出的测量结果是一个电压量(单位：伏特)，它与被测电流 I_p 有如下关系：

$$V_{out} = V_{REF} \pm (0.625 * I_p / I_{PN}) \quad (4-1)$$

这里 $I_{PN} = 150A$ ， $V_{REF} = (2.5 \pm 0.025)V$ ， I_{PN} 是与传感器型号有关的给定的值。 V_{REF} 是该传感器电压输出公式中的固定的偏移量。使用公式 4-1 便可求出被测电流 I_p 的值。为此设计了运算电路，减去这个 2.5V 的偏移量，以一相采样电路为例，具体电路设计如图 4-3 所示：

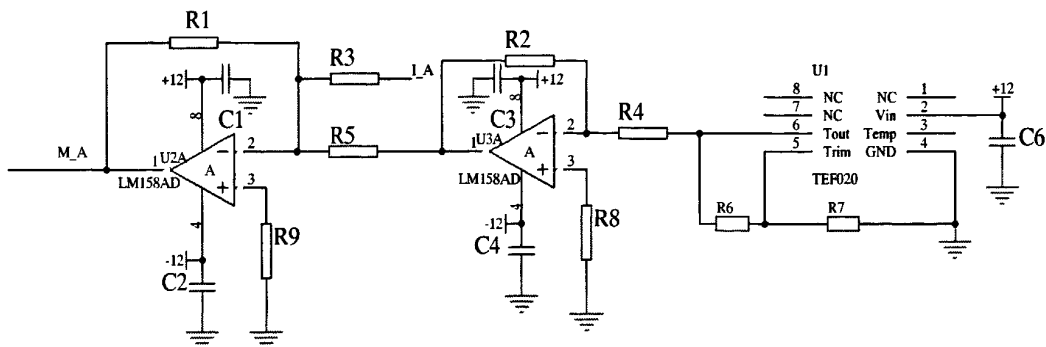


图 4-3 运算电路

Fig.4-3 Operation circuits

用 TI 公司的 REF02 精密+5V 基准源芯片提供一个+5V，在用一个反向比例运算电路将其转换成-2.5V 电压，如图 4-3 所示，接着把从电流传感器采样来的电压和-2.5V 的偏置用加法运算电路求和，由此消去了式 4-1 中的 V_{REF} 。此时：

$$V_{out} = \pm(0.625 * I_p / 150) \quad (4-2)$$

以±300A 被测相电流为例，将 $I_p = 300A$ 带入到式 4-2 中，经图 4-3 所示的加法运算电路后得到的电压值为±1.25V。再将其经过反向比例放大和差分比例运算后得到 0~+3V 的电压，电路设计如图 4-4 所示，这样测量范围调整到 DSP 片上 AD 转换输入允许的输入范围之内。

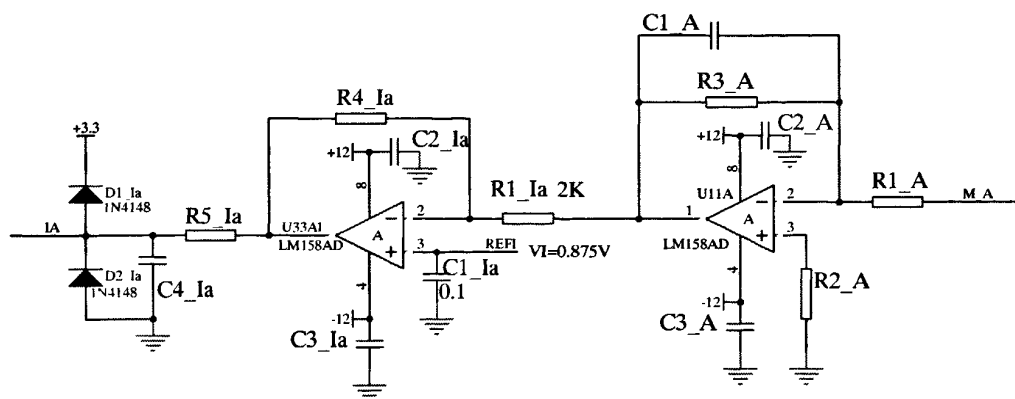


图 4-4 电流处理电路

Fig.4-4 Circuit of current processing

4.3.2 位置和速度检测单元

位置检测是交流同步电机调速系统的关键环节，它用来检测电机转子位置的信息。目前，交流同步电机调速系统常用的位置检测器有光电式、电磁式等。主要有：

1. 采用光电变换原理获得位置信息的光电编码器，主要缺点是不耐冲击和振动，受温度变化影响，适应环境能力较差。
2. 利用磁性材料和霍尔磁检测器来获取位置信息的磁编码器，其数据处理电路简单，但是要获得高分辨率，要求较高的机械加工精度。
3. 旋转变压器，其特点是本身结构坚固耐用，不怕振动冲击，可以在高温下工作，具有很强的环境适应能力。

考虑到旋转变压器的耐高温、耐湿度、抗冲击性好、抗干扰能力强等突出优点，能够满足混合动力汽车驱动系统高性能、高可靠性的要求，所以选用旋转变压器作为位置检测的实现的实现的手段^[36]。旋转变压器的基本结构是由定子铁心与线圈、转子铁心与线圈以及转子输出变压器组成，如图 4-5 所示。

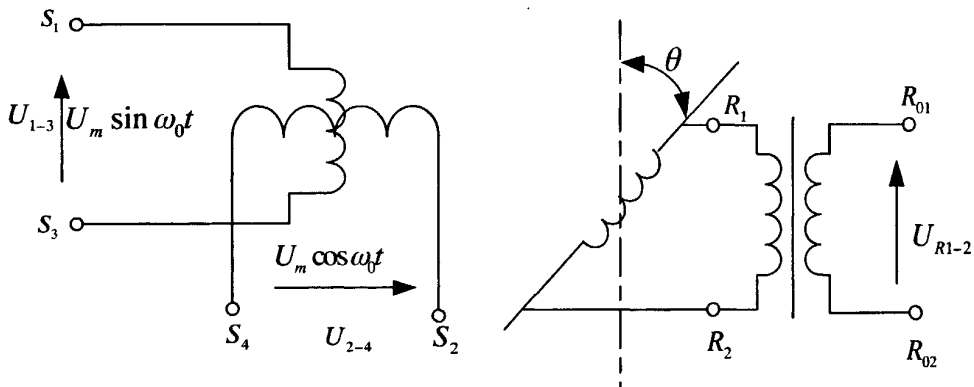


图 4-5 旋转变压器的结构图

Fig.4-5 Rotary transformer diagram

定子铁心上的二相绕组轴线在空间上正交，并且以相位差 90° 的正弦和余弦电流进行激磁。转子铁心上绕有一个转子绕组，为了把转子绕组的输出电压无接触地取出来，这个转子输出变压器的二次线圈在静止侧，其输出信号中包含有转子位置的信息。

在旋转变压器各生产厂家中，日本多摩川的产品有较强的针对性，它生产的旋变起初主要是提供给丰田做混合动力汽车，后陆续发展成系列，并且被凌志、福特等汽车厂家广泛采用，本文选用了一款称为 Singlsyn 的旋变如图 4-6

所示。转子由硅钢片叠成。硅钢片的外形轮廓视旋变极数而定，图中旋变为 1 对极，转子外形似椭圆状。定子上开有齿槽，一相初极励磁线圈和两相次极输出线圈都绕在齿槽内，定子旋转改变和定子之间空气厚度，从而改变初、次极绕组间的耦合系数。使得在初极输入交流励磁电压的情况下，输出电压的幅度和转子转过的角度成比例。

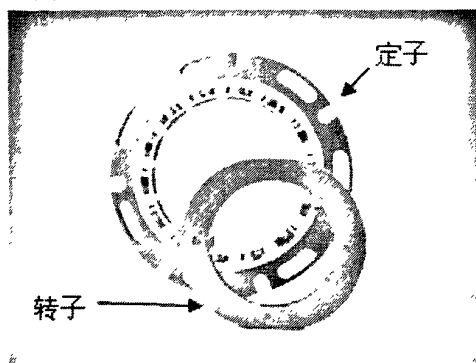


图 4-6 旋转变压器实物

Fig.4-6 Physical map of resolver

用数学表达式可以表示成：

$$E_{S1-S3} = E_{R1-R2} X \sin \theta \quad (\text{次极 } \sin \text{ 相输出})$$

$$E_{S2-S4} = E_{R1-R2} X \cos \theta \quad (\text{次极 } \cos \text{ 相输出})$$

E_{R1-R2} 为初极励磁电压， θ 为转子转过的角度。令 $\theta = \omega t$ ，即转子做匀速运动。

在使用旋转变压器的情况下，常用一种称为旋转变压器数字转换器(R/D 转换器)的电路将转子位置和系统位置信号转成数字信号输出，提供给系统使用。旋变的输出信号是连续变化的模拟信号，用户一般不能直接使用，需解码芯片将模拟信号转换为方波信号。AD2S1200 是最新的旋转变压器/数字转换器单片集成电路，输出 12 位绝对位置信息和带符号的 11 位速度信息， ± 11 弧分精确度，最大跟踪速度 1000 rps，工作温度 $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \sim +125\text{ }^{\circ}\text{C}$ ，相对于前一代的 AD2S90，它集成了可编程的正弦波振荡器，励磁频率为 10 kHz、12 kHz、15 kHz、20 kHz 可编程，因此不再需要搭配 AD2S99 正弦波励磁芯片；AD2S1200 在保留串行通讯接口的同时，增加了并行输出接口；速度检测输出由模拟信号升级到数字信号。以上特点不仅简化了外围电路设计，而且功能得到丰富，性价比很高。用 AD2S1200 作为 R/D 转换器，其接口电路如图 4-7 所示。

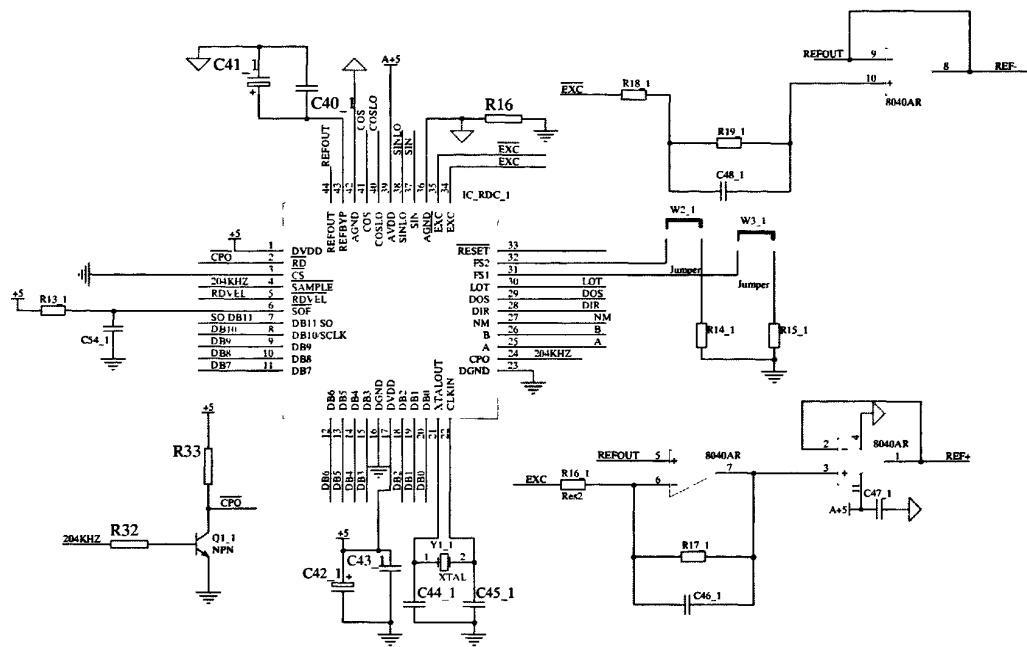


图 4-7 R/D 接口电路

Fig.4-7 R/D interface circuit

旋变解码时将 \sin 项乘以 $\cos \alpha$ ， \cos 项乘以 $\sin \alpha$ ，两相相减，得如下等式：

$$V_{sr} = KE \sin \omega t (\sin \theta * \cos \alpha - \cos \theta * \sin \alpha) = KE \sin \omega t * \sin(\theta - \alpha) \quad (4-3)$$

可以用 α 逐次逼近 θ 值，使得 $V_{sr} = 0$ ，此时 $\theta = \alpha$ ，那么即可解码出转子转角。

4.4 CAN 通信电路

控制器局域网 CAN(Controller Area Network)即控制器局域网，是主要用于各种设备检测及控制的一种网络。为了使汽车的控制系統具有优越的性能以保证汽车的安全性和舒适性，因此越来越多的具有超强计算能力的电子设备假装在汽车上，这就要求不同电子设备之间能够进行通信和数据交换，以达到信息共享和协调工作的目的。CAN 最初是由德国的 Bosch 公司为了解决控制系统部件之间以及控制系统与检测设备之间的数据交换问题而应用于汽车电子控制系统之中的。由于 CAN 具有独特的设计思想，良好功能特性和极高的可靠性，现场抗干扰能力强。在车载电子控制装置、ECU 之间交换信息，形成汽车

电子控制网络。比如：发动机管理系统、变速箱控制器、仪表装备、电子主干系统中，均嵌入 CAN 控制装置。电机控制器与混合动力汽车其它各部分的协调控制，是通过电机控制器与其他控制器之间的 CAN 总线通信实现的。当需要电机提供起动转矩时，只需给电机控制器发一个命令，通过 CAN 总线通信将目标转矩和转速发送给电机控制器，电机控制器接收到命令后，给出应答信号，并按要求控制电机运行。C28x 系列 DSP 集成了增强型 CAN 总线通信接口，该接口与 CAN2.0B 标准接口完全兼容。带有 32 个完全可配置邮箱和定时邮递(Time-stamping)功能的增强型 CAN 总线模块，能够实现灵活稳定的串行通信接口^[37]。

节点是网络上信息的接收和发送站，CAN 总线系统中共有两种类型的节点即不带微处理器的非智能节点和带微处理器的智能节点。所谓智能节点是由微处理器和可编程的 CAN 控制芯片组成，它们有两者合二为一的，也有由独立的通信控制芯片与单片机接口构成。TMS320F2812 DSP 的 eCAN 模块提供完整的 CAN 协议，减少了通信时 CPU 的开销。eCAN 模块主要由 CAN 协议内核(CPK)和消息控制器构成。CAN 协议内核完成两个功能：根据 CAN 协议对 CAN 总线上收到的消息进行解码，向接收缓冲发送解码后的消息；CAN 协议内核的另外一个功能是根据 CAN 协议在 CAN 总线上传送消息。消息控制器对 CAN 协议内核接收到的消息进行判定。构成完整的 CAN 通信节点电路除了 CAN 控制器之外还需要 CAN 收发器，PCA82C250 是 Philips 公司专门为汽车中高速通讯应用而设计，是 CAN 协议控制器和物理总线间的接口，主要用于节点逻辑电平和 CAN 总线差动电平之间的电平转换，对总线提供差动发送能力和对 CAN 控制器提供差动接收能力。该收发器内有一个接收器，其实质是一个差动信号放大器，用于处理来自 CANH 和 CANL 线的信号，并将处理后的信号传至控制单元的 CAN 接收区。收发器还具有发送任务的功能，即将控制单元内的 CAN 控制器的较弱信号放大，使之达到 CAN 总线上的信号电平和控制单元输入端的信号电平。PCA82C250 与 ISO11898 标准完全兼容，具有抗瞬间干扰、降低射频干扰、热防护、防护总线与电源及地之间发生短路等总线保护能力，未上电节点不会干扰总线。对于 ISO11898 要求 CAN 总线上的终端节点增加 120 Ω 的终端电阻，防止总线信号发生反射。本文设计的 CAN 总线收发电路如图 4-8 所示。

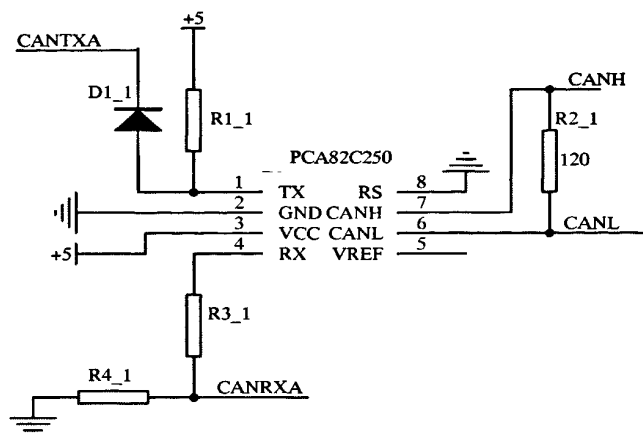


图 4-8 CAN 总线收发器电路

Fig.4-8 CAN Bus Transceiver Circuit

4.5 电机驱动主电路

主电路如图 4-9 所示的静态功率桥，这是车用电机变频器的典型拓扑结构，采用六个功率半导体开关控制调整直流母线电压，以便在定子绕组中重新建立正弦电流产生旋转磁场。功率器件的选型需要考虑器件的耐压和实际冷却条件下的电流承受能力、开关频率以及封装和安装形式等等，经过综合考量对比，本文选取西门康(SEMIKRON)公司的 SK300M075 功率 MOSFET 模块。该模块耐压可达 75V、安装方便、传热隔离、拥有紧凑的内部连接和低电感的设计。高达 1M 的开关频率下仍能够保证可靠的开通和关断。

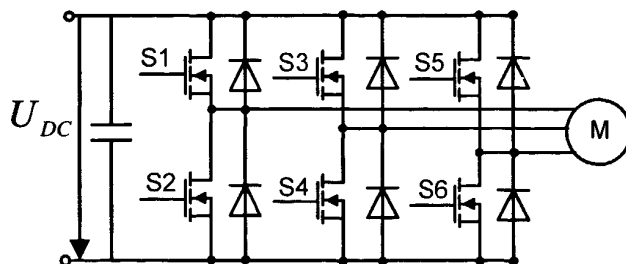


图 4-9 电机驱动主电路

Fig.4-9 The main circuit of motor drive

在直流电源与逆变器之间的电解电容器起着非常重要的作用，提供脉宽调

制(PWM)过程中的脉动电流,因此需要相当大的脉动电流的承受能力。同时要提供一定容量的容值以保证 MOSFET 工作不受开关时的过电压的影响。上电回路的设计采用硬件控制,该部分电路设计如图 4-10 所示,由充电继电器 Jc、充电电阻 R、主接触器 Jm 构成。

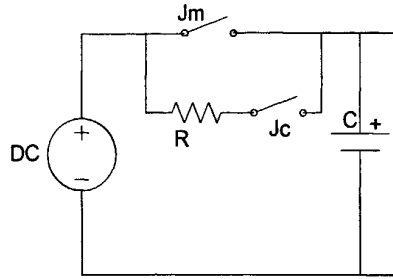


图 4-10 上电回路设计

Fig.4-10 Power circuit design

MOSFET 驱动器选用飞兆半导体(FAIRCHILD)公司的 FAN7390 单片栅极驱动集成电路。该芯片其主要技术特点有:

1. 高性能自举式栅极驱动技术;
2. 4.5A 栅极电流驱动能力;
3. 拥有 dv/dt 噪声消除电路;
4. 内置欠压锁死输出功能;
5. 兼容 3.3V 和 5V 的输入逻辑电平;
6. 保证输入信号和输出信号同相位。

驱动芯片的外围电路设计,以 U 相为例如图 4-11 所示。第 1 和 2 管脚对应逻辑信号输入侧, U_+ 和 U_- 为 U 相上下两桥臂的 PWM 控制信号输入,连接到 DSP 的 PWM 信号输出引脚。HO 和 VS 为芯片驱动信号输出端,连接至 U 相上桥臂 MOSFET 的栅极和源极, LO 和 GND 连接至 U 相的下桥臂 MOSFET 的栅极和源极。+15V 来自 DC-DC 电源,自举电路包括一个小电阻 R1,它串联了一个自举二极管。自举电阻 R1,仅在自举充电周期用来限流。自举充电周期表示 VS 降到集成电路电源电压 VDD 以下,或者 VS 被拉低到地(低端开关导通,高端开关关闭)。电源 VDD,通过自举电阻 R1 和二极管 D1,对自举电容 C1 充电。自举二极管的击穿电压(BV)必须大于 VDC,恢复时间足够快,以减少自举电容反馈给电源 VCC 的电荷。可以看出,选用 FAIRCHILD 系列的 FAN7390 驱动芯片,外围电路搭建简单,而且经实验证明,工作安全

可靠^[38]。

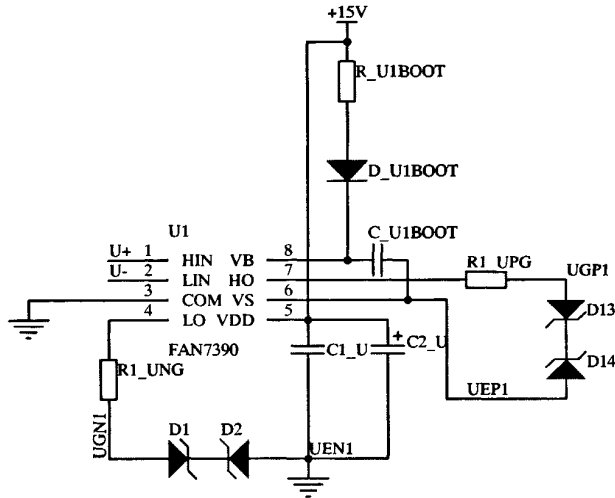


图 4-11 驱动电路

Fig.4-11 Driver circuit

4.6 系统软件设计

第三章给出了空间矢量的基本原理，在此基础之上，研究对于任意电压空间矢量的调制过程，详细分析空间矢量的 DSP 软件实现方法，接着给出磁场定向控制的软件流程。

4.6.1 空间矢量调制的 DSP 实现

U_x 和 U_{x+60} 代表相邻的两个基本矢量； U_{out} 是输出参考相电压矢量，其幅值代表相电压的幅值，其旋转角速度就是输出正弦电压的角频率。 U_{out} 可以由 U_x 和 U_{x+60} 线性时间组合来合成，如图 4-12 所示，它等于 t_1/T_{pwm} 倍的 U_x 与 t_2/T_{pwm} 倍的 U_{x+60} 的矢量和。其中 t_1 和 t_2 分别是 U_x 和 U_{x+60} 作用的时间； T_{pwm} 是 U_{out} 作用的时间^[39]。

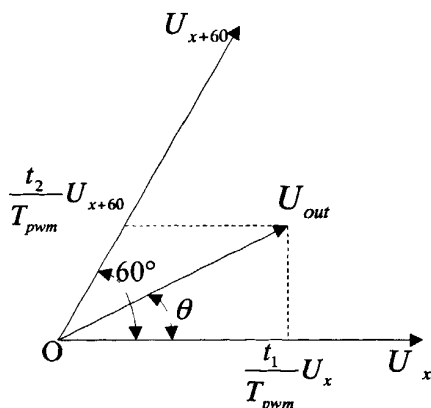


图 4-12 电压空间矢量的线性组合

Fig.4-12 A linear combination of voltage space vector

按照这样的方式，在下一个 T_{PWM} 期间，仍然用 U_x 和 $U_{x\pm 60}$ 的线性时间组合，但作用的时间 t_1' 和 t_2' 与上一次的不同，但是必须保证它们所合成的新的电压矢量 U_{out}' 与原来的电压空间矢量 U_{out} 的幅值相等。由前面的介绍可以知道，输出的参考相电压矢量 U_{OUT} 可由 U_x 和 $U_{x\pm 60}$ 线性时间组合来合成，它等于 t_1/T_{PWM} 倍的 U_x 与 t_2/T_{PWM} 倍的 $U_{x\pm 60}$ 的矢量和，即：

$$U_{OUT} = \frac{t_1}{T_{PWM}} U_x + \frac{t_2}{T_{PWM}} U_{x\pm 60} \quad (4-4)$$

根据三角形的正弦定理有：

$$\frac{\frac{t_1}{T_{PWM}} U_x}{\sin(60^\circ - \theta)} = \frac{U_{OUT}}{\sin 120^\circ} \quad (4-5)$$

$$\frac{\frac{t_2}{T_{PWM}} U_{x\pm 60}}{\sin \theta} = \frac{U_{OUT}}{\sin 120^\circ} \quad (4-6)$$

由以上两式解得：

$$t_1 = \frac{2U_{OUT}}{\sqrt{3}U_x} T_{PWM} \sin(60^\circ - \theta) \quad (4-7)$$

$$t_2 = \frac{2U_{OUT}}{\sqrt{3}U_{x\pm 60}} T_{PWM} \sin \theta \quad (4-8)$$

式中： T_{PWM} 可以事先选定， U_{OUT} 可以由 U/F 曲线确定； θ 可由输出正弦电压

角频率 ω 和 nT_{PWM} 的乘积确定。因此，当已知两个相邻的基本电压空间矢量 U_x 和 $U_{x\pm 60}$ 后，根据上述公式可以确定 t_1 和 t_2 。在图 3-3 中，当逆变器单独输出零矢量 O_{000} 和 O_{111} 时，电动机的定子磁链矢量 ψ 是不动的。根据这一特点，在 T_{PWM} 期间插入零矢量作用的时间，使得：

$$T_{PWM} = t_1 + t_2 + t_0$$

通过这样的方法，可以调整角频率 ω ，从而达到变频的目的。添加零矢量应遵循功率开关管的开关次数最少的原则来选择 O_{000} 和 O_{111} 为了使磁链的运动速度平滑，零矢量一般都不是集中的加入，而是将零矢量平均分成几份，多点地插入到磁链轨迹中，但作用的时间和仍为 t_0 ，这样就可以减少电动机转矩的脉动^[40]。

使用 TI 公司的 TMS320F2812 DSP 可以很容易的实现电压空间矢量的控制。软件编程时，在连续增/减计数模式下，由扇区判断所要使用向量，由转角增量计算作用时间，根据开关管开关次数最少和任意一次只有一个桥臂开关管动作的原则，形成七段式电压空间矢量 PWM 波形。以给定电压矢量位于第 1 扇区为例，它由 3 段零矢量和 4 段相邻的两个非零矢量构成，3 段零矢量分别位于 PWM 波的开始、中间和结尾如图 4-13 所示。

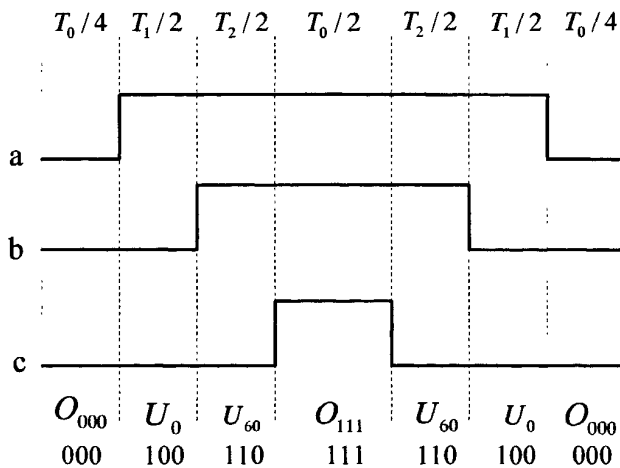


图 4-13 电压空间矢量 PWM 波形

Fig.4-13 PWM waveforms of voltage space vector

比较寄存器 CMPR1、CMPR2 和 CMPR3 分别载入 $T_0/4$ 、 $T_0/4+T_1/2$ 和 $T_0/4+T_1/2+T_2/2$ ，并在周期下溢中断子程序中进行更新即可^[41]。其软件流程

如图 4-14 所示。

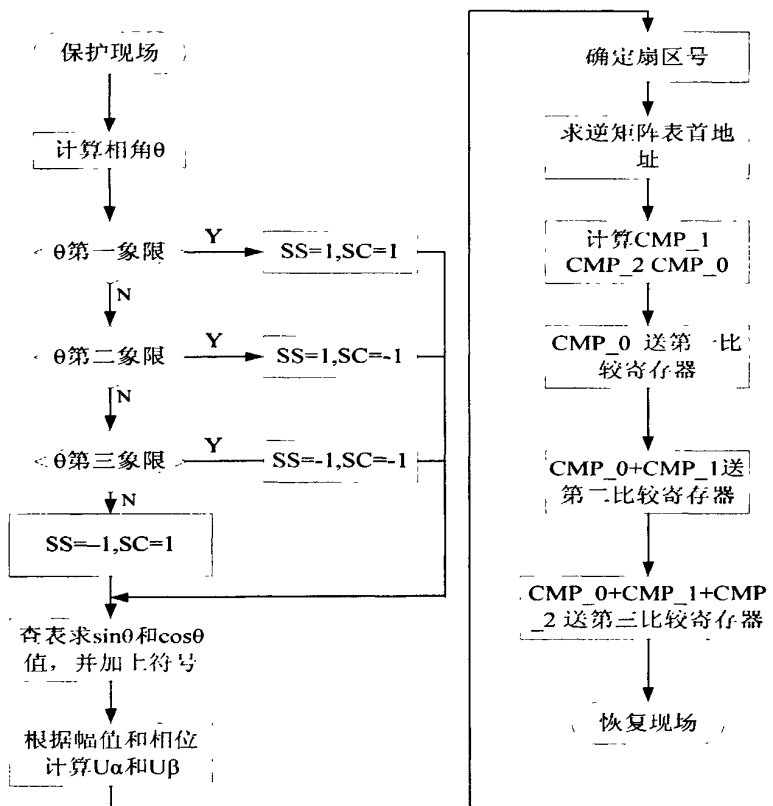


图 4-14 SVPWM子程序流程图

Fig.4-14 Flow chart of SVPWM subprogram

4.6.2 系统软件流程

DSP 的电机的控制程序主要包括两大功能模块：主程序、定时器下溢中断服务子程序。主程序完成系统的初始化；以及事件管理单元、A/D 转换单元、看门狗、I/O 端口、eCAN 总线单元等相关功能寄存器的配置；故障诊断及其保护；使能中断和循环等待等，其流程如图 4-15 所示。定时器下溢中断函数模块完成电机控制算法的实现^[42,43]。其中包括：电流采样、转子位置检测、电机转速检测、转速 PI 调节、坐标变换、电流 PI 调节、SVPWM 的生成等子模块，其流程图如图 4-16 所示。

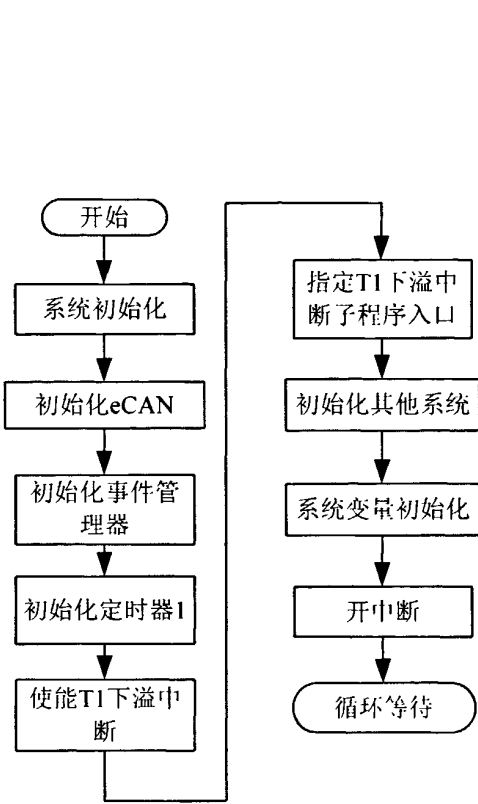


图 4-15 程序流程图

Fig.4-15 Program flow chart

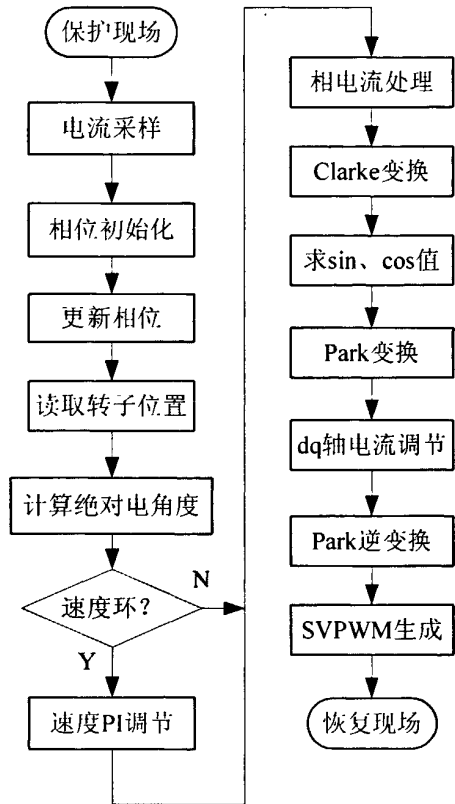


图 4-16 定时器下溢中断子程序流程图

Fig.4-16 Timer underflow interrupt subroutine flowchart

4.7 本章小结

应用高速数字信号处理器(DSP)，可使系统朝着高可靠性、高性能和维护方便的全数字化方向发展。本章重点介绍了交流同步电机调速系统的磁场定向控制系统的软硬件设计，采用 TMS320F2812 定点数字信号处理器为主控芯片，并介绍了 eCAN 通信模块、电流采样模块、位置和速度检测、功率驱动模块的电路设计。详细介绍了空间矢量调制系统的 DSP 的实现，最后给出了整个控制算法的软件流程。

第5章 电机驱动系统的实验研究

本文的电机驱动系统是针对 BSG 混合动力车的工作需求而设计的, 为了测试系统的基本功能及检验其可靠性等工作, 搭建模拟电机实际工况的实验台架并进行大量的实验研究是十分必要和有意义的。本章的实验研究针对于 BSG 混合动力车用电机基本功能的实现和探究, 将介绍电机驱动控制器的总体设计, 实验台架的总体架构及其各个组成部分的功能, 最后给出了在此实验平台下的相关试验的测试结果。

5.1 电机驱动控制器的设计

电机驱动控制器的工作环境非常的恶劣复杂, 它受到温度、湿度、振动、冲击、灰尘、波动电压、电磁等环境因素的影响, 还要考虑驱动控制器尺寸、机械强度、散热能力等方面的因素, 同时为了降低成本, 要提高系统的集成度、采取避免过设计等措施对系统进行优化。这样对选择元器件的时候主要考虑它的封装结构和质量等级, 电路板的可靠性设计与制造可以采取合理的布置元器件、最佳布线设计、电路板的抗干扰设计等措施。本设计中为了防止外界电磁信号干扰电机驱动控制器的正常工作, 采用的屏蔽措施是将 HCU 放置在一个铝制的实心壳体中, 并将壳体接地, 壳体采用计算机软件辅助设计, 加快了设计进度, 也大大降低了研制的成本。图 5-1 为驱动控制器软件仿真设计示意图, 图 5-2 为控制器实物示意图。

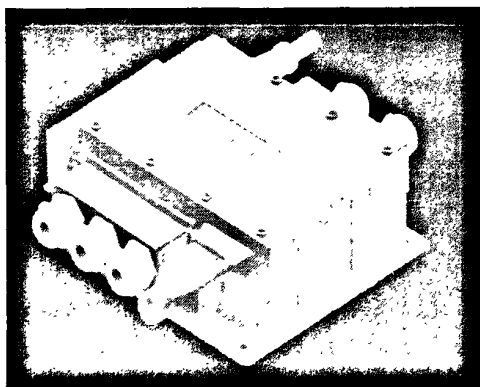


图 5-1 控制器外壳模型

Fig.5-1 Shell model of controller

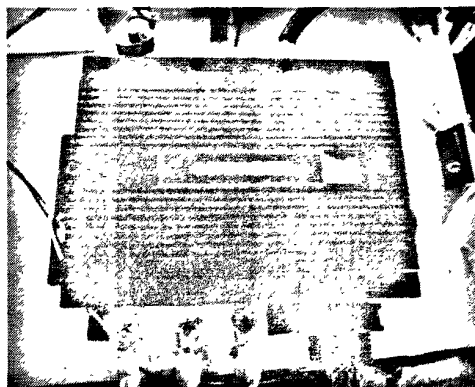


图 5-2 控制器实物图

Fig.5-2 Physical map of controller

控制器的电路板由主控部分和功率驱动部分组成，主控板上包括 DSP 最小系统、旋变解码芯片及其外围电路，JTAG 电路、CAN 总线接口电路，开关电源模块、反馈电流处理电路等组成，为了减少电路板的面积和增强其电磁兼容性能，电路板采用四层板的设计。如图 5-3 所示。功率驱动板上包括转子励磁电路、电流采样电路、保护电路、MOSFET 功率驱动电路等。如图 5-4 所示。

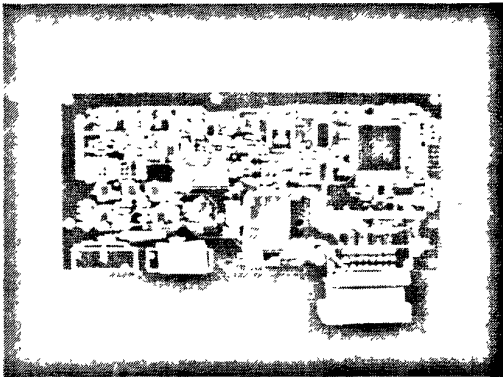


图 5-3 控制器主板

Fig.5-3 Controller mainboard

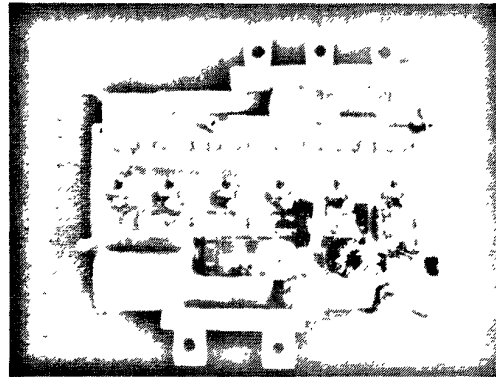


图 5-4 功率驱动电路板

Fig.5-4 Power driver circuit board

5.2 实验台架的搭建

5.2.1 实验台架总体结构

为了模拟同步电机在 BSG 混合动力车上作为起动机工作时的工况，设计了样机测试实验台架，其组成及其功能如图 5-5 所示，上位机通过 CAN 总线发送控制参数及运行状态的指令给电机驱动控制器，传动装置将电机工作时的机械能传递到磁粉制动器，扭矩/转速传感器串联在两者之间，磁粉制动器用来模拟负载转矩，转速和转矩通过传感器来测量，以便检测当向电机驱动控制器发出启动信号时，电动机能否提供给定的转矩来拖动汽油发动机快速启动，并迅速的将汽油发动机拖动到所给定的目标转速稳定运行，图 5-6 为台架实物图。

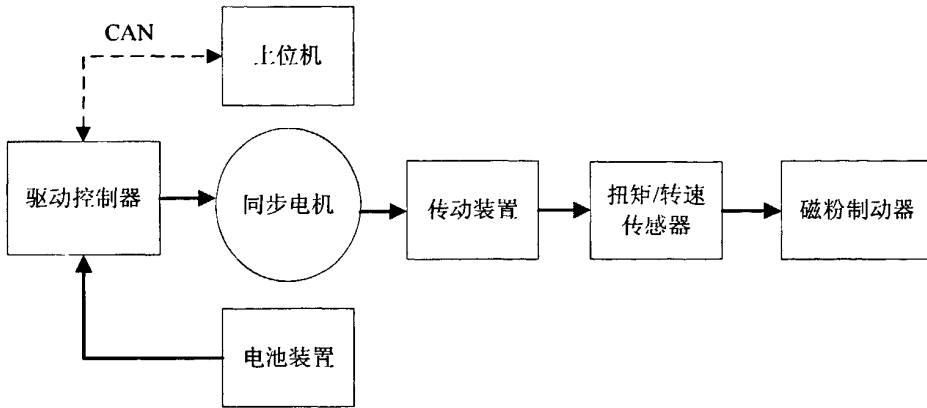


图 5-5 实验台架结构框图

Fig.5-5 Block diagram of experimental platform

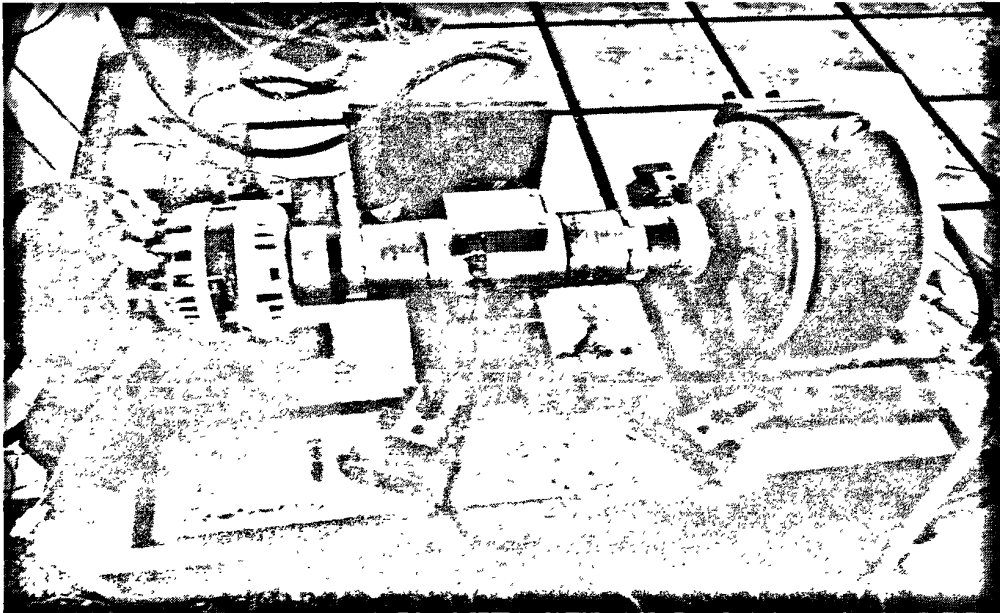


图 5-6 实验台架

Fig.5-6 Test bench

5.2.2 实验台架组成单元

电机驱动控制系统硬件平台采用额定功率为 1.2kW 自行设计制作电励磁同

步电动机作为样机进行实验研究，电机参数如表 5-1 所示。扭矩/转速传感器采用北京威斯特公司产品，具体的型号为 CYB-803S 如图 5-7 所示，量程为±200 N·m，输出为 4~20 mA 的电流信号(零扭矩：12mA；正向满量程 20mA；反向满量程 4mA)，经采样电阻后转为电压信号，扭矩与电压值成线性关系。转速信号的基本形式为 60 脉冲/转。负载采用浙江温岭电气机械厂的磁粉制动器，具体型号为 CZ200，额定转矩为 200 N·m，如图 5-8 所示，能够提供与输入电流成比例的负载转矩，冷却方式采用水冷。

表 5-1 电动机参数

Table 5-1 Motor parameters

励磁电流	额定功率	额定电压	额定转速	额定转矩
10A	1.2 kW	12 V	1500 r/min	38 N·m

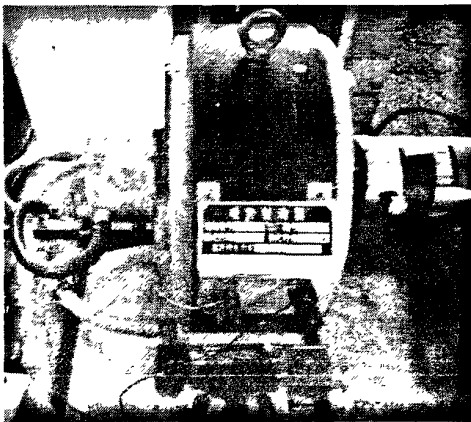


图 5-7 磁粉制动器

Fig.5-7 Magnetic brake

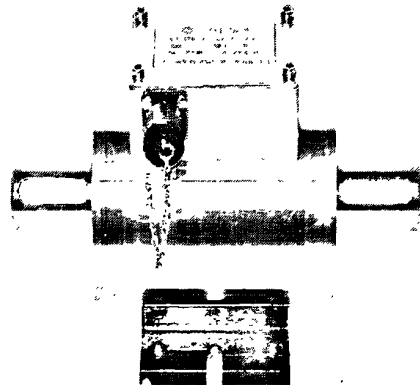


图 5-8 扭矩/转速传感器

Fig.5-8 Torque / Speed Sensor

5.3 实验结果及其分析

以上述实验台架为平台，采用本文介绍的磁场定向控制算法，用自行设计制作电励磁同步电动机为实验样机，进行了实验测试，图 5-9 所示上半部分的波形为载波频率为 10kHz 时 A 相上桥臂 MOSFET 的驱动信号，下半部分的波形为来自对应的 DSP 引脚的 PWM 调制信号，可见从 MOSFET 驱动芯片 FAN7390 输出的 PWM 信号的相位与来自 DSP 输入的 PWM 信号的相位保持

一致。

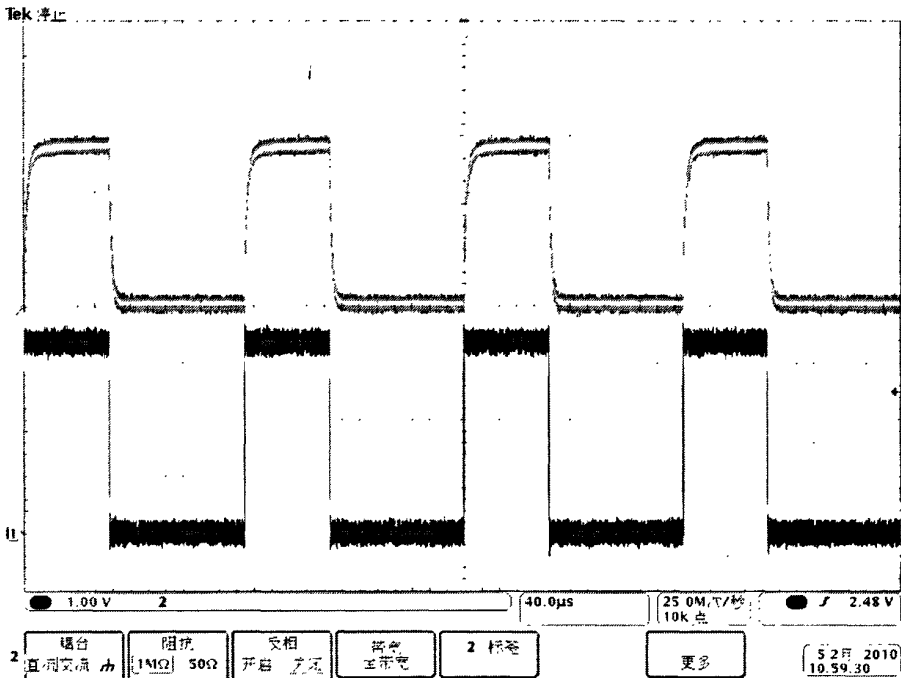


图 5-9 功率管开关控制及驱动信号

Fig.5-9 Switch control and drive signals of power transistor

图 5-10 所示为 A 相上下桥臂的同步驱动信号的波形，在桥式驱动电路中，同一桥臂的上、下两个开关管工作再互为反向状态，即在一个开关管处在“开”时，另一个开关管处在“关”状态，但是由于开关管的“开”和“关”时刻所用的时间不同，就有可能使两个开关管都处于开的状态而造成短路事故，因此在两个开关管开关交替时刻，插入一段全部关的时间，即死区。在实验过程中保持转子励磁给定为恒定占空比的斩波信号，视转子的励磁给定为一定值，图 5-11 所示为转子的励磁电压波形。

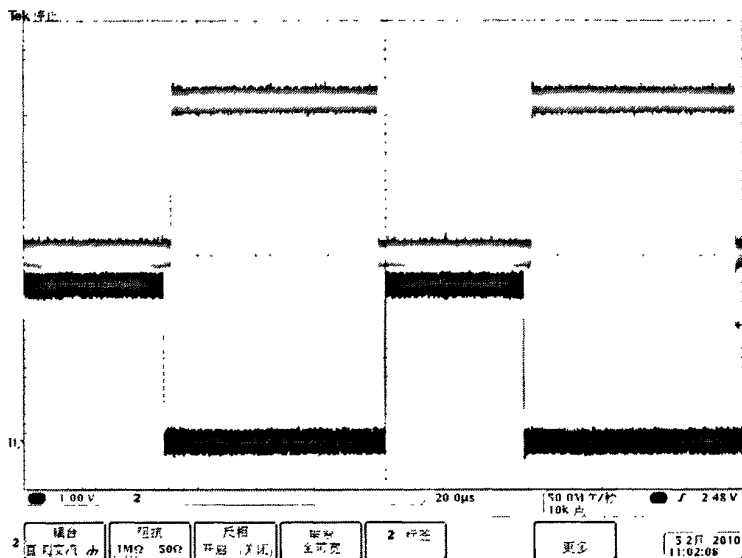


图 5-10 A 相上下桥臂驱动信号

Fig.5-10 A-phase drive signals of the up and down bridge arm

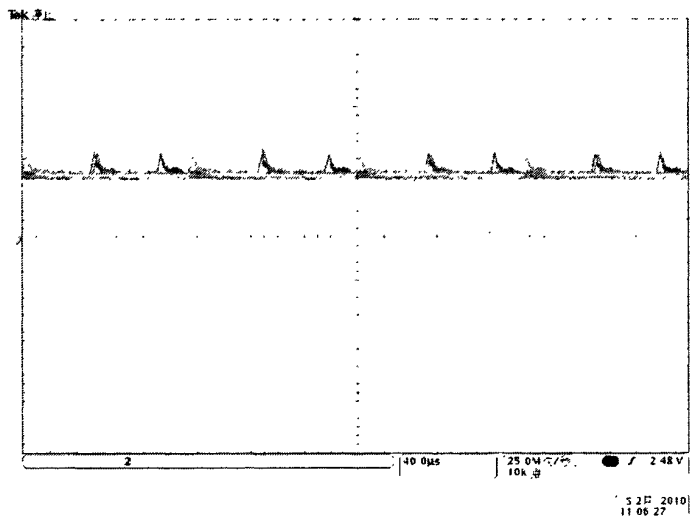


图 5-11 转子励磁电压波形

Fig.5-11 Voltage waveform of rotor excitation

磁粉制动器励磁电流信号为零时即负载转矩为零，电机空载启动，给定目标转速为 600r/min，图 5-12 所示上半部分波形为转速信号，该转速信号从扭矩/转速传感器测得，该方波的频率就是电机每分钟转过的圈数，从该方波的波

形可以看出电机转速的响应较快。该图的下半部分为电机启动时 A 相电流反馈波形，可见启动过程中相电流超调较小。

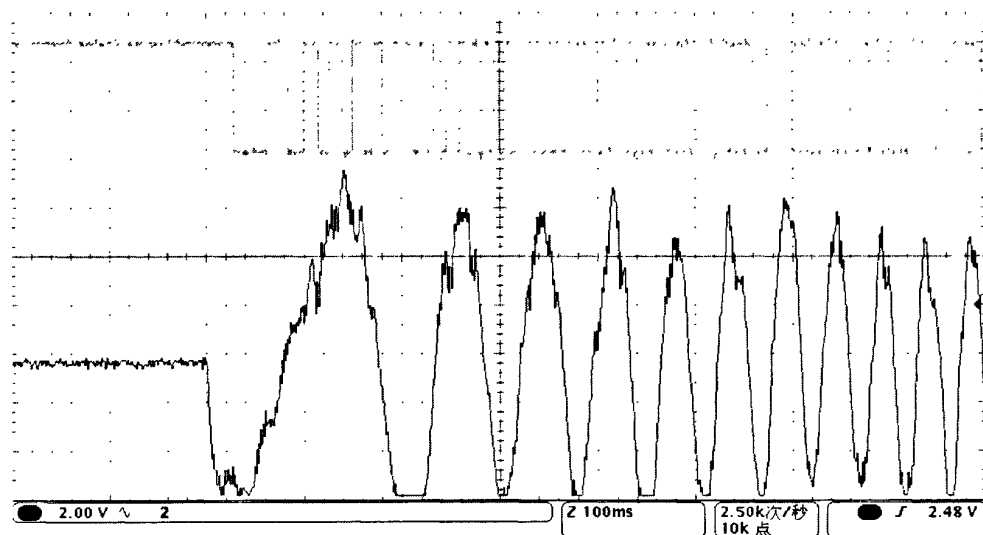


图 5-12 电机启动 A 相电流反馈波形

Fig.5-12 A-phase current feedback waveform of motor start

磁粉制动器励磁电流为零，电机空载启动，给定目标转速为 800 r/min，采用闭环控制，图 5-13 为测得的 A、B 两相之间线电压的波形，图 5-14 为测得的 A 相电流反馈波形，

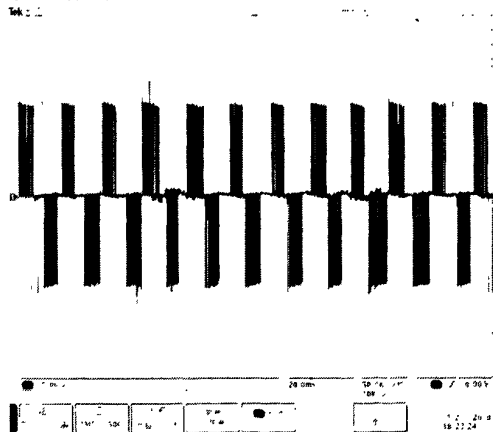


图 5-13 A、B 两相之间的线电压波形
Fig.5-13 Line voltage waveform between
A-phase and B-phase

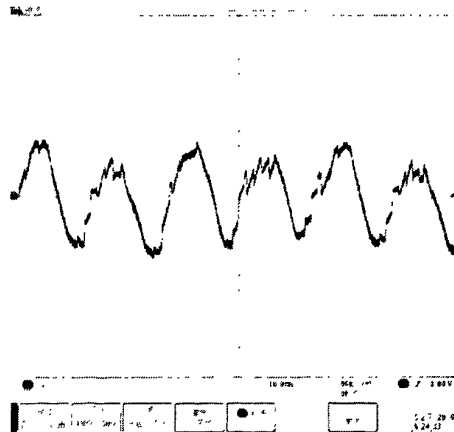


图 5-14 A 相电流波形
Fig.5-14 Current waveform of A-phase

调整磁粉制动器的励磁电流，使其产生 $5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载转矩，电机给定转速分别为 350 r/min 和 920 r/min ，启动电机，图 5-15 中 a) 与 b) 分别为采用速度闭环控制时测得的不同转速下相电流的反馈波形，每个图中的上半部分的方波为转速信号，方波的频率很稳定说明转速很稳定，图中的下半部分为 A 相电流反馈波形。电流反馈波形比较接近与正弦波，说明了本文所采用的控制策略基本达到了预期的控制效果。

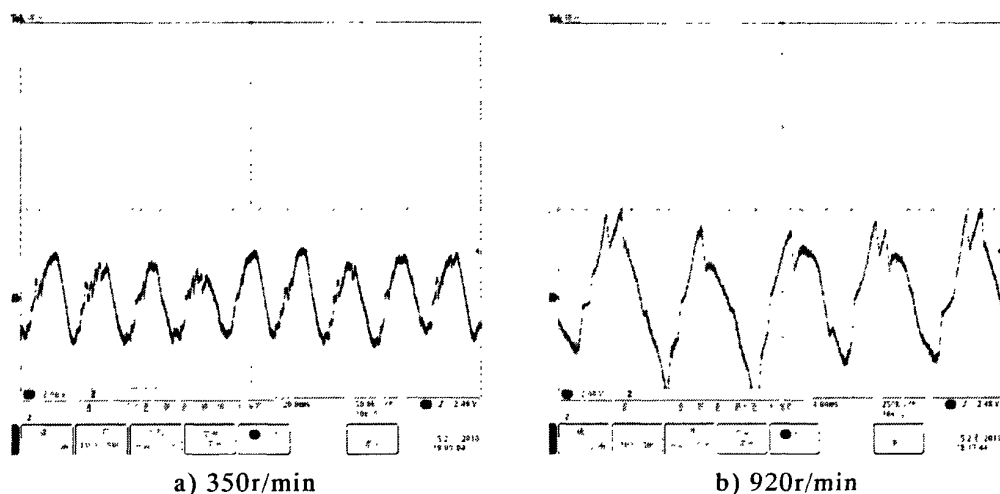


图 5-15 不同转速下 A 相电流反馈波形

Fig.5-5 A phase current feedback waveform at different speed

5.4 本章小结

本章主要介绍了电机驱动控制器的总体设计，包括主控电路板和功率驱动电路板的设计，以及控制器的外壳设计、增强电磁兼容而采用的措施等。接着介绍了硬件实验平台即实验台架的搭建，给出了台架的整体构成，包括电机驱动控制器、同步电机、机械传动装置、负载、实验辅助用的传感器、电源等，并对其比较重要的组成单元做了相关说明。最后在该实验平台下，使用实验样机，对电机驱动控制系统进行了实验测试，实验结果表明，基于空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法的电机控制系统，可以实时地控制电机的转矩和转速的状态，并且在各种状态下都具有较好的控制性能，采用这种控制方法，应用正弦波电流驱动同步电机可以消除其转矩的波动。

结论

本文分析了典型的混合动力汽车的结构特点及性能指标，由于 BSG 混合动力技术的对原车改动小、成本低、控制相对简单、容易实现产业化等诸多优点，使得对其研究具有重要的现实及理论意义。本文针对 SVPWM 的磁场定向控制系统的设计方案，进行了仿真研究，同时完成了系统软硬件的设计并对系统进行了实验研究。论文的主要工作及结论如下：

1. 介绍了混合动力汽车的种类及发展现状，分析了 BSG 混合动力汽车传动系统的结构特点及对驱动电机的性能要求；

2. 对电励磁同步电机的矢量控制系统进行了初步的研究，在 Clarke 和 Park 变换的基础上，给出了转子激磁磁链定向控制同步电机数学模型。

3. 在 Simulink 环境下构建了基于 SVPWM 的磁场定向控制系统的仿真模型，对控制算法原理进行了理论验证和分析。

4. 完成了以 TMS320F2812 为核心的电机驱动控制器的电路设计及调试，编写了系统的控制软件，搭建了实验平台并在该平台下进行了初步的实验研究，实验结果表明，控制器运行较为稳定，控制算法能够对 BSG 混合动力汽车用同步电机进行较好的控制。

结合本课题的设计总结出硬件系统设计的不足及需要改进工作如下：

1. 硬件电路还需进一步的测试进而完善其功能，如增强其自检及保护功能；控制软件功能可以实现基本功能，但下一步应该深入研究控制算法，提高电机的效能。

2. 考虑到汽车上的工作环境较为恶劣，同时对于可靠性有着非常高的要求，接下来还要对控制器的元器件选型、控制系统的电磁兼容性、耐高温及抗震指标需要进行大量的实验测试，从而进一步完善该设计。

参考文献

- [1] 陈清泉, 孙逢春, 祝嘉光. 现代电动汽车技术[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2002: 3-6 .
- [2] 胡骅, 宋慧. 电动汽车[M]. 北京: 人民交通出版社, 2003: 20-35.
- [3] Gaoyi Min , Ehsani Mehrdad, Miller John M. Hybrid electric vehicle: Overview and state of the art[C]. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2005: 307-315.
- [4] Sandy Thomas, C. E . Transportation options in a carbon-constrained world: Hybrids, plug-in hybrids, biofuels, fuel cell electric vehicles, and battery electric vehicles[J] . International Journal of Hydrogen Energy, 2009: 9279-9296.
- [5] 李兴虎. 混合动力汽车结构与原理[M]. 北京: 人民交通出版社, 2008: 12-15.
- [6] 张冬. 并联混合动力驱动系统建模与能量管理策略仿真研究[D]. 大连: 大连海事大学, 2008(12): 28-32.
- [7] 张桂荣, 肖玉军. 混合动力电动汽车及其驱动模式[J]. 山东交通学院学报, 2007, 15(2): 30-36.
- [8] OGAWA H, MATSUKI M, EGUCHI T. Development of a Power Train for the Hybrid Automobile-the Honda Civic [C]. 2006(9): 110-125.
- [9] David Calef, Robert Goble. The allure of technology: How France and California promote electric and hybrid vehicles to reduce urban air pollution[J]. Policy Sciences, 2007, 40(1): 3-5.
- [10] 于志生. 汽车理论[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007: 56-60.
- [11] 李建如, 孙芳. Prius 混合动力系统分析[J]. 新能源汽车: 2007, A(5): 3-7.
- [12] GERALD T, JAMES E, WALTERS S. Cold Starting Performance of a 42-Volt Integrated Starter Generator System[C]. 2006, (5): 98-100.
- [13] 陈全世. 先进电动汽车技术[M]. 北京: 化学工业出版社, 2009: 10-90.
- [14] 叶先军, 赵韩, 张炳力等. BSG 混合动力轿车动力系统参数设计及实验研究 [J]. 汽车技术, 2008(6): 24-26.
- [15] 李华德. 电力拖动控制系统[M]. 北京: 北京电子工业出版社, 2006:

- 12-30.
- [16] 李崇坚. 交流同步电机调速系统[M]. 北京: 北京科学出版社, 2006: 166-188.
- [17] 谢宝昌, 任永德. 电动机的 DSP 技术及其应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005: 60-75.
- [18] 孔维涛. 绕组励磁同步电机无传感器矢量控制系统的研究[D]. 山东: 山东大学, 2009(05): 20-25.
- [19] 王晓明, 王玲. 电动机的 DSP 控制[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2004: 154-162.
- [20] 周扬忠. 电励磁同步电机直接转矩控制理论研究及实践[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2006(11): 26-30.
- [21] 王成元, 夏加宽, 杨俊友等. 电机现代控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 79-80.
- [22] HAQUE E, ZHONG L. A Sensorless Initial Rotor Position Estimation Scheme for a Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive[J]. Transactions on Power Electronics, 2003, 18(6): 1376-1383.
- [23] Lin Cheng-Kai, Liu Tian-Hua, Lo, Chi-Hsun. Implementation of a sensorless interior permanent magnet synchronous motor drive system[J]. International Journal of Electrical Engineering, 2009: 343-352.
- [24] 刘纯金. 交流同步电机矢量控制系统的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2009(06): 15-19.
- [25] 韩安太, 刘峙飞, 黄海. DSP 控制器原理及其在运动控制系统中的应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003: 30-35.
- [26] 王丽, 吴忠. 基于 Matlab/Simulink 的永磁交流电动机仿真研究[J]. 系统仿真学报, 2009, (01): 272-275.
- [27] 钟声, 王清灵, 马瑶瑶. 基于 MATLAB/SIMULINK 凸极同步电动机的建模与仿真[J]. 机电工程技术, 2007, 36(2): 79-82.
- [28] 陈泽强, 彭达州, 胥布工等. 永磁交流伺服系统直接转矩控制与仿真[J]. 计算技术与自动化, 2006, 25(4): 319-322.
- [29] 高景德, 王祥珩, 李发海. 交流电机及其系统的分析[M]. 北京: 清华大学出版社, 1993: 90-120.

- [30] 郭嘉强, 喻寿益, 贺建军等. 异步电机直接转矩控制系统分段启动方法[J]. 电气传动, 2009, (02): 11-15.
- [31] 李宏, 张勇, 王晓娟等. 永磁同步电机 SVPWM 控制策略仿真研究[J]. 微电机, 2009, (01): 86-88.
- [32] Kulkarni, Prasad. Design and simulation of a matrix converter-fed scalar controlled synchronous motor drive[C]. India Conference 2008. INDICON 2008. Annual IEEE, 2008: 69-74.
- [33] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000: 150-165.
- [34] 苏奎峰, 吕强, 耿庆峰等. TMS320F2812 原理与开发[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.4: 6-10.
- [35] 李靖, 黄绍平, 张深基. LEM 传感器在电气参数测试中的应用[J]. 湖南工程学院学报, 2004, 14(2): 1-6.
- [36] 吴红星, 洪俊杰, 李立毅. 基于旋转变压器的电动机转子位置检测研究[J]. 微电机, 2008, 41(01): 1-3.
- [37] 陈娟, 张萍娟. CAN 总线系统在混合动力汽车中的应用[D]. 安徽凤阳: 安徽科技学院学报, 2007, 21(5): 23-25.
- [38] 周志敏, 纪爱华. IGBT 和 IPM 及其应用电路[M]. 北京: 电子工业出版社, 2007, 9: 135-148.
- [39] 张智恩. 基于 TMS320F2812 的永磁同步电动机矢量控制系统的研究与实现[D]. 浙江: 浙江大学, 2007(7): 25-29.
- [40] 陈敏俊. 高性能永磁同步电动机矢量控制调速系统的研究[D]. 杭州: 浙江工业大学, 2006(12): 65-67.
- [41] Lin Cheng-Kai, Liu Tian-Hua, Lo Chi-Hsun. Implementation of a sensorless interior permanent magnet synchronous motor drive system[J]. International Journal of Electrical Engineering, 2009: 343-352.
- [42] Ebrahim.E.A. Induction motor a novel approach of adaptive neural PI Vector Controller fed drives. International on Intelligent Robots and System, 2002(3): 2818-2186.
- [43] Texas Instruments. TMS320F28x External Interface (XINTF) Reference Guide: pdf, 2004: 102-113.

攻读学位期间发表的学术论文

- [1] 贾成禹, 周美兰. 一种直流电机数字控制系统的设计与实验研究. 黑龙江大学自然科学学报, 已录用.

致谢

本论文是在导师周美兰教授和王旭东教授的密切关怀和悉心指导下完成的。二位恩师在我近三年的学习和生活中对我关怀备至，在课题研究和论文写作过程中给予了极大的指导和鼓励，值此论文脱稿之际，谨向恩师致以最真挚的感谢和最崇高的敬意。导师开阔的眼界、渊博的知识、严谨的治学态度、对科学执着的追求，以及诚恳的待人方式树立了科学工作者的典范，是我学习的榜样，必将使我终身受益。我的每一次进步都离不开导师的培养和教诲，导师的言传身教必将时刻铭记在心！

感谢周永勤副教授在我研究生阶段给予的帮助和指导，使我学到了很多解决问题的方法，让我能以更快的速度进步和成长。同时，对实验室的金宁志、周凯、那日沙等师兄，王迪、井济民、倪瑞雪、张思艳、刘宁、孙金磊，霍品如等同学在研究生期间提供的帮助和支持表示诚挚的感谢。

感谢所有关心和帮助过我的师长、同学和朋友们。

向我深爱的父母和家人表示最深情的感谢！是你们无条件的支持让我度过一个又一个难关，让我有面对一切困难的信心和勇气，所取得的每一份成绩的背后都浸渍着你们无私而辛苦的汗水。

最后，向在百忙之中抽出时间来审阅本文的各位老师、学者和专家表示衷心的感谢！