

ABSTRACT

In an increasingly serious global environmental issues today, the development of green transport has become an important issue. As Electric vehicle has the features of portability, non-pollution and low-noise, it becomes an ideal vehicle. Switched Reluctance Motor(SRM) has simple structure, flexible control and high reliability. It can work efficiently within a relatively wide rang of speed. SRM also has firm and durable structure. It suits for the application under adverse conditions. All of these characteristics determine that SRM is fit for the control motor of vehicle.

This paper researches a motor driving system for electric vehicles based on 12/10 structure switched reluctance motor. The system adopts the TMS320F2812 DSP and EPM7128S-based CPLD to build digital controllers, implements electric motoring and power generation for electric motor.

This paper outlines the development of electric vehicle and switched reluctance motor, then analyses its working principle and mathematical model, finally proposes CCC control method and APC control method corresponding to SRM start, electrical and power generation. Based on this, I make a hardware experimental platform for electric vehicles SRM driving system and a driving system control software based on DSP and CPLD. According to electric vehicle running in the actual situation, I make experiments for electric and power generation separately. Finally I get the experimental data and waveforms, analyze the results and obtain the experimental results.

Experimental results show that the switched reluctance motor for electric vehicles are feasible in practice and has a good prospect.

Key words: electric vehicle, SRM, DSP, control

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。本人授权江苏大学可以将本学位论文的全部内容或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保 密 ☐ ， 在 年解密后适用本授权书。

本学位论文属于

不保密 ☒ 。

学位论文作者签名：

李清

导师签名：

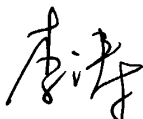
赵法安

签字日期：2010年6月6日

签字日期：2010年6月6日

独 创 性 声 明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容以外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。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结果由本人承担。

学位论文作者签名：

日期：2020年6月6日

第一章 绪 论

1.1 课题的背景

电动车的发展史比燃油汽车更长，世界上第一辆机动车就是电动车。后来，由于燃油汽车技术的迅速发展，而电动车在能源技术和行驶里程的研制上长期未能取得突破，从 20 世纪 20 年代初至 60 年代末，电动车的发展进入了一个沉寂期。进入 70 年代以来，由于中东石油危机的爆发以及人类对自然环境的日益关注，电动车才再度成为技术发展的热点^[1-3]。

近几十年来，主要工业化国家为电动车的开发投入了大量的人力和财力，电动车的各项相关技术也取得了重大的进展。尽管电动车在能源和行驶里程的研制方面，至今尚未取得突破性的进展，但是电动车的美好前景仍然激励着人们锲而不舍地开发新型电动车，改善其性能。

处于世纪之交的今天，能源和环境对人类的压力越来越大，要求尽快改善人类生存环境的呼声越来越高。为了适应这个发展趋势，世界各国的政府、学术界、工业界正在加大对电动车开发的投资力度，加快电动车的商品化步伐。虽然目前电动车在能源利用和行驶里程方面还未能尽如人意，但已足以满足人们的基本需要。从技术发展的角度来看，在走过了漫长而艰难的发展历程之后，电动车正面临着重大的技术突破，有望成为 21 世纪的重要交通工具。

在大都市中，电动车作为一种小型、中速和短途的日常交通工具，是十分理想的。电动车的开发关系到能源、环保、交通和高科技的发展以及新兴工业的兴起，它将推动整个国民经济的发展，成为新的经济增长点。电动车将使能源的利用多元化和高效化，达到能量的可靠、均衡和无污染地利用。从环保的角度来看，电动车是无排放交通工具，即使计及发电厂所增加的排气，从总量上来看，它也将使空气污染大为减少。此外，电动车比传统的燃料汽车更易实现精确的控制，智能交通系统则有可能率先通过电动车来实现，从而提高道路利用率和交通安全性。

现代电动车的能源系统、电机驱动系统、智能化的能量管理系统、充电系统、车载空调系统和变速系统，电动车的基础设施建设以及未来智能化的交通系统的

发展。根据各类子系统的不同特点,近年来,各种显示高新技术的电动车层出不穷,日新月异。

1.2 国内外电动车研究现状

1.2.1 国外电动车研究状况

日本出于对能源危机和环境保护的关注及占领未来世界汽车市场的考虑,一直十分重视电动汽车的研制与开发^[4]。从目前世界范围内的整个形势来看,日本是电动汽车技术发展速度最快的几个国家之一,特别是在混合动力汽车的产品发展方面,居世界领先地位。根据日本经产省 2009 年 11 月专门成立的“下一代汽车战略研究会”的报告,通过一系列措施的实施和多方努力,到 2020 年日本将把电动汽车的年销量提高到 80 万辆、混合动力汽车的年销量提高到 120 万辆。自 1997 年 12 月,丰田汽车公司首先在日本市场上推出了世界上第一款批量生产的混合动力轿车 PRIUS。该轿车于 2000 年 7 月开始出口北美,同年 9 月开始出口欧洲,现在已经在全世界多个国家上市销售。根据丰田汽车公司的测试, PRIUS 轿车在城市工况下比同等排量的花冠轿车节油 44.4%;在市郊节油 29.7%,综合节油 40.5%。继 PRIUS 混合动力轿车之后,丰田汽车公司还推出了 ESTIMA 混合动力汽车和搭载软混合动力系统的 CROWN 轿车。丰田汽车公司在普及混合动力系统的低能耗、低排放和改进行驶性能方面已经走在了世界的前列。丰田预计到 2012 年生产自己的可充电电动汽车。

此外,本田汽车公司开发的 Insight 混合动力电动汽车也投放市场。日产公司研发的电动车 Leaf 已投入市场,该公司表示,在一个放置在车库中的“快速充电器”的帮助下,车主能够只需用 25 分钟便可以让电动车 Leaf 拥有 80%的电量。

美国的汽车公司在电动汽车产业化方面比来自日本的同行逊色不少,三大汽车公司仅仅小批量生产、销售过纯电动汽车,而混合动力和燃料电池电动汽车目前还未能实现产业化^[5]。

为促进本国电动车的发展与应用,美国能源部与三大汽车公司于 1993 年签订了混合动力电动汽车开发合同,其中通用汽车公司投入 1.48 亿美元,福特汽车公司投入 1.38 亿美元,克莱斯勒汽车公司投 8480 万美元,进行为期 5 年的研制开发工作,并于 1998 年北美国际汽车展上展出了样车。在此基础上,现已推

出三款混合动力概念车 GM Precept、Ford Prodigy、Daimler Chrysler Dodge ESX3。2004 年 12 月 14 日，通用汽车公司与戴姆勒-克莱斯勒汽车公司对外宣布，双方将在开发混合动力电动汽车的技术领域携手，共同推进此项技术的发展。克莱斯勒公司表示，计划于 2012 年开始为美国市场生产一款全电动版菲亚特 500 微型轿车。该公司表示，这款轻型轿车的电力驱动系统来说是完美的。

1.2.2 我国电动车研究状况

“十五”期间，国家从维护我国能源安全、改善大气环境、提高汽车工业竞争力、实现我国汽车工业的跨越式发展的战略高度考虑，设立“电动汽车重大科技专项”。通过组织企业、高等院校和科研机构，集中国家、地方、企业、高校、科研院所等方面的力量进行联合攻关。为此，从 2001 年 10 月起，国家共计拨款 8.8 亿元作为这一重大科技专项的经费^[6]。

在燃料电池汽车方面，均采用电—电混合驱动方案，在整车操控性能、行驶性能、安全性能、燃料利用率等方面均已得到较大提高。2004 年 5 月在北京召开的世界氢能大会上，我国自主研发的燃料电池轿车和客车样车与世界领先的奔驰公司样车同堂展示，引起了世界的惊赞。在 10 月举行的必比登世界清洁汽车挑战赛上，我国自主研发的燃料电池轿车在 7 个单项奖中获得 5 个 A（在高速蛇行障碍赛、噪音、排放、能耗、温室气体减排 5 个单项指标方面的最高等级）的好成绩，燃料电池城市客车也以较高的技术性能和可靠性在挑战赛中取得了良好的成绩。

在混合动力汽车方面，一汽、东风、长安、奇瑞等汽车公司对此都投入了较大的人力、物力。各车型均已完成功能样车开发。2003 年 11 月 8 日，湖北省启动武汉电动汽车试验示范运行工作，先后投多辆由东风电动车辆股份有限公司研制的混合动力客车。长安汽车公司采用同轴 ISG 轻度混合方案，成功开发了第二轮功能样车和第三轮性能样车，并在国内率先开展了混合动力专用发动机开发。经过国家检测机构测试，动力性能接近参考车的水平，综合油耗降低接近 17%，排放达到欧 III 标准。

在纯电动汽车的电池和电机研制方面，我国与世界先进水平差距较小，在电动汽车高性能电池和驱动电机技术方面取得了重大突破，有些甚至处于领先地位。

位。如深圳雷天绿色电动源深圳有限公司开发的锂离子电池续驶能力达到 300 公里,最高时速可达 120 公里,单台车电池成本 4 万元左右;深圳中星汽车制造公司研制的超级纳米碳纤素电池容量是一般铅酸电池的 11 倍,能量功率之比可达每千克一千瓦时,充电仅需 10 分钟就可以完成,寿命可达 10 年以上,价格为锂电池的一半,体积为锂电池的 1/3,商业化前景看好;安徽兆成电动车辆技术有限公司开发的水平极板铅酸蓄电池具有较高的性能指标,已经获得国家专利;中国科学院北京三环通用电气公司开发出了电动汽车专用 7.5 千瓦电机等。

在整车开发方面,比亚迪 F3DM 双模电动车已于 2010 年 3 月底上市。比亚迪 F3DM 是全球首款不依赖专业充电站的双模电动车,代表着全球新能源汽车技术的最高水平。比亚迪 F3DM 面向个人销售在中国汽车史上具有里程碑的意义,标志着中国双模电动车和电动车的普及化进程迈出了实质性的进展。天津清源电动车辆有限责任公司等十几个单位共同参与合作开发出 XL2000 纯电动轿车,该车采用了天津夏利 2000 车型、和平海湾的镍氢电池技术和十八所锂离子动力电池技术,首批开发了 5 辆达国际先进水平的纯电动轿车。天津清源电动车辆有限公司和中科院电动所还共同研制成功全国第一辆纯电动中型客车。该电动客车以二汽东风客车为原车型,单纯以电池为动力源,最大时速可达 80 公里。东风电动车辆股份公司开发出了 EQ7160EV 纯电动轿车、纯电动富康轿车和纯电动客车等电动汽车。其中, EQ7160EV 纯电动轿车采用高性能镍氢电池,纯电动富康轿车利用 CEV-95 技术,可实现按用户需求定制。

1.3 电动车驱动系统的特点

1.3.1 电动车驱动系统的要求

电动车的整体性能取决于电源系统、控制系统和驱动电机。电机驱动系统是电动汽车的心脏,为电动车提供运行所需的动力,它利用功率电子器件、电机和机械传动系统将电能转换成车辆的机械运动。

电动车的驱动系统有如下要求^[7]:

1. 成本: 要求电动车整个系统与内燃机系统具有同样的价格水平。
2. 性能: 起动转矩大、恒功率范围宽、瞬时功率大、过载能力强、加速性能好、调速范围宽广。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速度,以满足汽车在平坦的路面能够高速行驶的要求。在整个运行范围内具有高的效率,以提高一次充电的续驶里程。

3. 最优的能量利用率:在最轻量化条件下,具有电气和机械效率的最优,此外还要充分利用再生制动的能量。

4. 安全、可靠性高。满足车辆的各种工况。

1.3.2 电动车驱动电机的比较

目前电动车中,主要有以下几种驱动电机:直流电动机、交流电动机、永磁电动机和开关磁阻电动机等。在电动车研究不同的历史阶段采用了不同的电动机,最早采用的是控制性能好和成本较低的直流电动机,随着电力电子技术、微机技术、自动控制技术和机械制造技术的发展,交流电动机、永磁电动机和开关磁阻电动机显示出比直流电动机具有更加优越的性能,这些电动机正在逐步取代了直流电动机。

电动车常用的驱动电机主要有直流电机、异步电机、永磁无刷电机和开关磁阻电机。国内外相关研究人员针对这几种电动汽车的常用传动电机,从多方面对其性能进行了比较研究^[8-9]。表 1.1 给出了常用的传动电机的性能对比。

表 1.1 电动车传动电机的性能对比

项 目	直流电机	异步电机	开关磁阻电机	永磁无刷电机
外形尺寸	大	中	小	小
结构的坚固性	差	好	优秀	中
驱动器性能	优秀	好	好	好
电机成本	低	中	中	高
功率密度	低	中	高	高
效率	中	中	高	高

可见,开关磁阻电机有较明显的特点,与其它三种电机相比,整体性能优良,尤其是结构非常坚固,可靠性高,可在恶劣环境和高速条件下工作。

开关磁阻电机用于电动车驱动系统主要有几方面优势^[10]:

可靠性:交流电机主电路中存在直通短路隐患,当某相电路出现故障时,不能产生旋转电磁场,电机不能运行。而开关磁阻电机主电路不存在直通短路故障隐患,各相独立工作,一相故障不影响整个电机的运行,因而具有一定的容错性,可靠性高。

调速性能：具有四象限工作能力，可作为电动机或发电机工作，在宽广的转速和功率范围内都具有高输出和高效率。控制参数多，控制方式灵活，可控性好，改变励磁相序可实现正反转，改变励磁角度可实现电动和发电运行，从而改变输出效率和转矩。

起动性能：起动时电流低，转矩高。起动电流为额定电流的 30% 时起动转矩可达额定转矩的 150%。起动电流小，对车载电源冲击小；起动转矩大，可重载起动，并可作为加速、爬坡时的辅助动力。结构坚固，可频繁起动。

发电性能：开关磁阻发电机理与传统发电机不同，它等效于电流源向外输出电能，对蓄电池的充电效果好，可实现快速充电并延长电池寿命。

结构优势：转子由硅钢片叠成，无绕组无永磁体，因此损耗低，有较高的允许温升，工艺简单，机械强度高，适用于高速运转和极端恶劣的工作环境；定子集中绕组，线圈嵌装容易，端部短而牢固，铜耗少，绕组承受的匝间电压峰值为几十伏，不存在绝缘疲劳老化，寿命较长，热耗大部分在定子，易于冷却。

可见，开关磁阻电机结构简单，便于制造，节省材料，成本低。开关磁阻电机的独特性能契合了电动车驱动系统性能的要求，非常适合电动车的应用。

1.4 开关磁阻电机驱动系统研究现状

开关磁阻电机（Switched Reluctance Motor, SRM）最早可以追溯到 1970 年，英国 Leeds 大学步进电机研究小组首创一个开关磁阻电机雏形。到 1972 年进一步对带半导体开关的小功率电动机（10W~1kW）进行了研究。1975 年有了实质性的进展，并一直发展到可以为 50kW 的电瓶汽车提供装置。1980 年在英国成立了开关磁阻电机驱动装置有限公司（SRD Ltd.），专门进行开关磁阻电机驱动系统（Switched Reluctance Drive）的研究、开发和设计。1983 年英国（SRD Ltd.）首先推出了 SRD 系列产品，该产品命名为 OULTON。1984 年 TASC 驱动系统公司也推出了他们的产品。另外 SRD Ltd. 研制了一种适用于有轨电车的驱动系统，到 1986 年已运行 500km。该产品的出现，在电气传动界引起不小的反响。在很多性能指标上达到了出人意料的高水平，整个系统的综合性能价格指标达到或超过了工业中长期广泛应用的一些变速传动系统^[11]。

随后,美国、加拿大、南斯拉夫、埃及等国家也都开展了 SRD 系统的研制工作。在国外的应用中,SRD 一般用于牵引中,例如电瓶车和电动汽车。同时高速性能是 SRD 的一个特长的方向。据报道,美国为空间技术研制了一个 25000r/min、90kW 的高速 SRD 样机。我国大约在 1985 年才开始对 SRD 系统进行研究。SRD 系统的研究已被列入我国中、小型电机“八五”、“九五”和“十五”科研规划项目。华中科技大学开关磁阻电机课题组在“九五”项目中研制出使用 SRD 的纯电动轿车,在“十五”项目中将 SRD 应用到混合动力城市公交车,均取得了较好的运行效果。纺织机械研究所将 SRD 应用于毛巾印花机、卷布机等,取得了显著的经济效益。

从国内外有关 SRD 系统的文章来看,对 SRD 系统的研究工作已经从论证它的优点、开发应用阶段进入到设计理论、优化设计研究阶段。对 SR 电机、控制器、功率变换器等运行理论、优化设计、结构形式等方面进行了更加深入的研究。

1.5 本文主要研究内容

本文针对电动车用 12/10 结构开关磁阻电机的运行状态,研究开关磁阻电机在起动、电动、发电三种状态的控制策略。从理论上对电动车用开关磁阻电机控制系统要求进行了分析,并构建了 12/10 结构开关磁阻电机的硬件实验平台,设计了基于 DSP 的控制系统软件,进行实验。

本文的主要内容分为:

第一章为绪论,介绍了课题研究的目的、现状、背景及意义等。

第二章为开关磁阻电机的基本理论部分,分别阐述了开关磁阻电机调速系统的组成,开关磁阻电机的原理、结构,电机的基本方程、数学模型及特性,控制方法以及发电运行。

第三章为电动车用开关磁阻电机控制系统硬件设计,分别介绍了功率变换器、主控制器等。

第四章为电动车用开关磁阻电机控制系统的控制策略和软件设计,介绍了运行控制策略,以及不同运行状态各控制策略的具体实现和软件流程。

第五章为电动车用开关磁阻电机控制系统的实验和结果分析,按照实际运行状态进行了实验,得出实验数据,给出分析结论。

第六章为总结与展望。

第二章 开关磁阻电机理论分析

2.1 开关磁阻电机的基本结构

开关磁阻电机（SR 电机）^[12]，其六相 12/10 结构如图 2.1 所示。

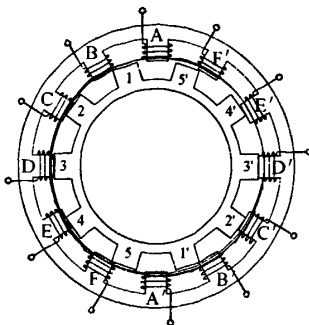


图 2.1 六相 12/10 开关磁阻电机结构图

从图 2.1 中我们可以看出 SR 电机的结构与普通交流电机的结构不同，它是一种双凸极（即凸极定子和凸极转子）的无刷变磁阻电机，转子上没有任何形式的绕组，也没有永磁体，仅由硅钢片叠成定子上只有简单的集中绕组，其电流是靠外围的功率开关电路根据转子位置的变化作相应的通断而获得的。其中，径向相对的两个绕组构成一相^[13]。

开关磁阻电动机可以设计成多种不同的相数结构，而且定、转子的极数也有多种不同的搭配。相数越多，步距角小，利于减小转矩脉动，但结构复杂，且主开关器件相应增多，增加了功率电路的成本。三相以下的开关磁阻电机无自启动能力，因此目前应用较多的是相数在三相及三相以上的开关磁阻电机。根据开关磁阻电机转矩形成的原理，定转子要不断形成偏离最小磁阻位置的磁路，因此定转子极数不同，一般使定子极数大于转子极数。定转子极数的差值即为一相所对应的磁极数。因此 12/10 结构的开关磁阻电机定子有 12 个齿极，转子有 10 个齿极，每相对应两个励磁极，共六相。

2.2 开关磁阻电机的工作原理

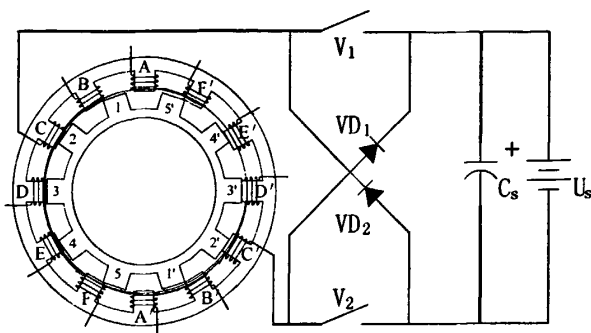


图 2.2 开关磁阻电机运行原理图

开关磁阻电机的运动过程可用图 2.2 说明^[14]，图中画出了 C 相不对称半桥式功率变换电路，其它各相与 C 相相同。当主开关器件 V_1 、 V_2 导通时，C 相从直流电源 U_s 吸收电能，定子 C—C' 极励磁，电机内建立以 C—C' 为轴线的磁场，其磁通经过定子轭、定子极、气隙、转子极、转子轭闭合。此时定子凸极 C—C' 与转子凸极 2—2' 错位，气隙大，穿过气隙的磁力线是弯曲的，磁阻大于定、转子轴线重合时的磁阻，根据“最小磁阻原理”^[15]，转子凸极 2 和 2' 将受到弯曲磁力线切向分力所产生的转矩的作用，沿逆时针方向转动至转子极轴线 2—2' 与定子极轴线 C—C' 对齐的位置，此时磁路中磁阻最小，C 相励磁绕组的电感最大。在最小磁阻位置附近关断主开关器件 V_1 、 V_2 关断后，绕组电流经二极管 VD_1 、 VD_2 继续流通，并回馈给电源 U_s 。若以图中定、转子所处的相对位置作为起始位置，依次给 C→B→A→F→E→D 相的绕组通电，转子以逆时针方向连续旋转；反之，若依次给 E→F→A→B→C→D 相的绕组通电，则转子就会沿着顺时针的方向连续旋转。可见开关磁阻电动机的转向与相绕组电流的方向无关，而仅仅于相绕组通电的顺序有关。转子的旋转过程体现出一定的周期性。如图中以 C→B→A→F→E→D 的相序每相轮流通电一次后，转子极 3 逆时针转到与定子极 E 的轴线对齐的位置，再下一个 C→B→A→F→E→D 励磁周期转子极 3 运转到与定子极 F 的轴线对齐的位置，可见每完成一次六相轮流励磁周期，转子转过一个转子极距 π ，因此这个励磁周期转过的角度称为电角度周期角，其值与转子极距 π 相同。对 12/10 结构的开关磁阻电机，其转子极距为 36° ，因此每个电角度周期对应 36° 。而每相励磁一次，转过 6° ，为一个步进角。

2.3 开关磁阻电机的数学模型

建立开关磁阻电机数学模型,通常有以下三种方法:线性模型、准线性模型(分段线性模型)和非线性模型。线性模型忽略了饱和及边缘效应,认为绕组电感与电流无关;准线性模型将磁化曲线分段线性化,近似考虑定转子齿极重合时的饱和。以上两种模型,电感参数有解析表达式,用于求解电机性能时,电流和转矩有解析解,一般用于定性分析。事实上,由于电机的双凸极结构和磁路的饱和、涡流和磁滞效应所产生的非线性,加上电机运行期间的开关性和可控性,电机运行期间绕组电感不是常数,而是电流和转子位置角的函数。

开关磁阻电机定子绕组的电流、磁链等参数随着转子位置不同而变化的规律是很复杂的,难以用简单的解析表达式来表示,因此很难建立一套精确可解的数学模型。在一定假设条件下,得到开关磁阻电机的三个基本方程以及理想线性数学模型。利用线性模型,可以对开关磁阻电机的一些特性进行分析。

2.3.1 SR 电机的基本方程式

SR 电机动态过程方程由电路方程、运动方程和机电联系方程三部分组成^[16]。

1. 电路方程:

根据能量守恒定律和电磁感应定律,施加在各定子绕组端的电压等于电阻压降和因磁链变化而产生的感应电势作用之和,即第 k 相绕组电动势平衡方程:

$$u_k = R_k i_k + \frac{d\psi_k}{dt} \quad (2-1)$$

各相绕组磁链为该相电流与自感、其余各相电流与互感以及转子位置角的函数:

$$\psi_k = \psi(i_1, i_2, \dots, i_m; \theta) \quad (2-2)$$

由于 SR 电机各相之间的互感相对自感来说甚小,为了便于计算,在开关磁阻电机的计算中一般忽略相间互感,不考虑两相以上电流导通时定、转子轭部饱和和在各相之间产生的相互影响,这时磁链方程可近似成:

$$\psi_k = \psi(i_k; \theta_k) = L_k(\theta_k, i_k) i_k \quad (2-3)$$

2. 运动方程:

按照力学定律可列出电机电磁转矩 T_e 和负载转矩 T_L 作用下的转子机械运动方程:

$$T_e = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + D \frac{d\theta}{dt} + T_L \quad (2-4)$$

其中 J 和 D 分别为转动惯量和粘滞系数。

3. 机电联系方程:

根据机电能量转换原理, SR 电机的电磁转矩表示为磁共能对转子位置增加的速率

$$T_k = \frac{\partial W'(i_k; \theta)}{\partial \theta} = T_k(i_k; \theta) \quad (2-5)$$

其中, 仅 k 相供电时的绕组的磁共能 W' 表示为:

$$W' = \int_0^i \psi(i; \theta) di \quad (2-6)$$

电机的合成转矩由各相转矩叠加而成:

$$T_e = \sum_{k=1}^m T_k(i_k; \theta) \quad (2-7)$$

于是, 由以上式子, 即组成了 SR 电机的基本平衡方程组。

2.3.2 开关磁阻电机理想线性模型分析

为了简化分析, 弄清 SR 电机内部的基本电磁关系和特性, 假设:

(1) 忽略磁通边缘效应和磁路非线性, 且磁导率 $\mu = \infty$, 因此绕组电感 L 式转子位置的分段函数;

(2) 忽略所有功率损耗;

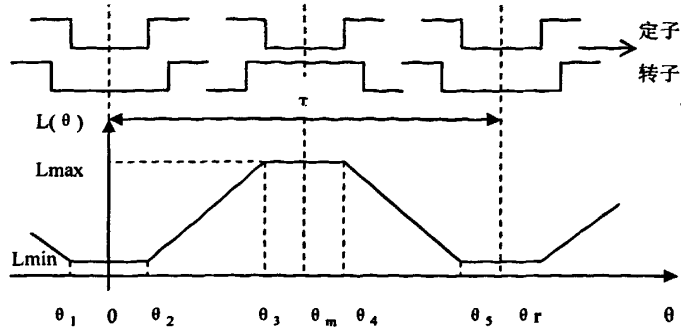
(3) 功率管开关动作瞬间完成;

(4) 电机恒速运转。

本文采用 SR 电机线性模型, 推导出运行状态的相电流解析及电磁转矩的解析解, 并在此基础上分析其转速控制的基本方法即运行状态的特性。

1. 相电感波形

基于理想线性假设, 绕组电感 L 与转子位置角 θ 在一个转子极距 τ_r 内的关系曲线如图 2.3 所示^[17-18]。

图 2.3 绕组电感 L 与转子位置角 θ 的关系

图中横坐标为转子位置角，它的基准点即坐标原点 $\theta=0$ 的位置，对应于定子齿中心线与转子槽中心线重合的位置，这时相电感为最小值 L_{\min} 。在 θ_1 和 θ_2 区域内，定转子磁极不相重叠，电感保持最小值 L_{\min} 不变，这是因为 SR 电机的转子槽宽通常大于定子极弧，所以当定子齿对着转子槽时，便有一段定子极与转子槽之间的磁阻恒为最大并不随转子位置变化的最小电感常数区；转子转过 θ_2 后，相电感便开始线性地上升直到 θ_3 为止， θ_3 为转子磁极的前沿与定子磁极的前沿重叠处，这时定转子磁极全部重叠，相电感变为最大值 L_{\max} ；同样，在 θ_3 和 θ_4 区域内，定转子磁极保持全部重叠，相应的定转子齿间磁阻恒为最小值，相电感保持在最大值 L_{\max} ；从 θ_4 相电感开始线性地下降，直到 θ_5 处降为 L_{\min} ， θ_5 、 θ_1 均为转子磁极后沿与定子磁极前沿重合处，如此往复循环。

SR 电机基于线性模型的绕组电感的分段线性解析式为^[19-20]：

$$L(\theta) = \begin{cases} L_{\min} & \theta_1 \leq \theta \leq \theta_2 \\ K(\theta - \theta_2) + L_{\min} & \theta_2 \leq \theta \leq \theta_3 \\ L_{\max} & \theta_3 \leq \theta \leq \theta_4 \\ L_{\max} - K(\theta - \theta_4) & \theta_4 \leq \theta \leq \theta_5 \end{cases} \quad (2-8)$$

其中：

$$K = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{\theta_2 - \theta_1} = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{\beta_s} \quad (\beta_s \text{ 为定子磁极极弧})$$

2. 绕组磁链分析^[21]

一相的电压方程式：

$$\pm U_s = iR + \frac{d\psi}{dt} \quad (2-9)$$

取“+”则是励磁阶段绕组两端所加的电压，取“-”则是主开关管关断之

后续流阶段所加的电压。由于电阻压降 iR 相对于 $d\psi/dt$ 很小，可以忽略，这样造成的误差不会超过线性模型的假设带来的误差。这样上式可以简化如下：

$$\pm U_s = \frac{d\psi}{dt} = \frac{d\psi}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\psi}{d\theta} \cdot \Omega \quad (2-10)$$

由此得到：

$$d\psi = \frac{\pm U_s}{\Omega} \cdot d\theta \quad \Omega \text{ 为转子的角速度}$$

主开关管开通瞬间($t=0$)为电路的初始状态，此时 $\theta_0 = \theta_{on}$ ， $\psi_0=0$ 。式(2-10)左端取+，求 ψ 积分并代入初始条件，可以得到导通期间的磁链表达式：

$$\psi(\theta) = \frac{U_s}{\Omega} (\theta - \theta_{on}) \quad (2-11)$$

主开关管关断的时候 $\theta_0 = \theta_{off}$ ，求取关断时刻为初始时刻的磁链表达式：

$$\psi(\theta) = \frac{-U_s}{\Omega} [(\theta - \theta_{off}) - (\theta_{off} - \theta_{on})] = \frac{U_s}{\Omega} (2\theta_{off} - \theta_{on} - \theta) \quad (2-12)$$

从而

$$\psi(\theta) = \begin{cases} \frac{U_s}{\Omega} (\theta - \theta_{on}) & \theta_{on} \leq \theta \leq \theta_{off} \\ 0 & \theta_{off} \leq \theta \leq 2\theta_{off} - \theta_{on} \\ \frac{U_s}{\Omega} (2\theta_{off} - \theta_{on} - \theta) & 0 \leq \theta \leq \theta_{on}, 2\theta_{off} - \theta_{on} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{N_p} \end{cases} \quad (2-13)$$

由式(2-11)和式(2-12)可以得到一相绕组在通电、断电的一个变化周期内的磁链表达式，从而可以得到磁链 ψ 随转子位置角 θ 的周期性变化曲线，如图 2.4 所示。

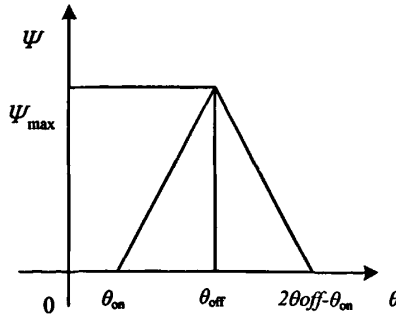


图 2.4 磁链 ψ 随 θ 变化曲线

3. 绕组电流分析^[16]

一个电感周期内电流波形如图 2.5 所示， $\theta_1 \sim \theta_2$ 内主开关器件开通，即

$\theta_1 < \theta_{on} < \theta_2$; $\theta_2 \sim \theta_3$ 内主开关器件关断, 即 $\theta_2 < \theta_{off} < \theta_3$ 。

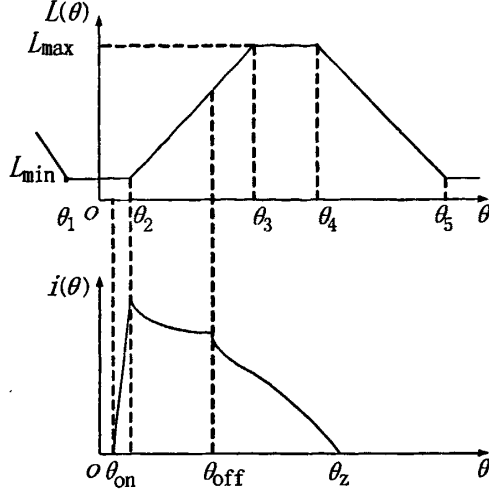


图 2.5 角度位置控制方式下电动运行典型相电流波形
线性条件下, 可推导出开关磁阻电机的分段电流解析式:

$$i(\theta) = \begin{cases} \frac{U_s}{L_{\min}} \cdot \frac{\theta - \theta_{on}}{\omega_r} & \theta_1 \leq \theta < \theta_2 \\ \frac{U_s(\theta - \theta_{on})}{\omega_r [L_{\min} + K(\theta - \theta_2)]} & \theta_2 \leq \theta \leq \theta_{off} \\ \frac{U_s(2\theta_{off} - \theta_{on} - \theta)}{\omega_r [L_{\min} + K(\theta - \theta_2)]} & \theta_{off} < \theta < \theta_3 \\ \frac{U_s(2\theta_{off} - \theta_{on} - \theta)}{\omega_r L_{\max}} & \theta_3 \leq \theta < \theta_4 \\ \frac{U_s(2\theta_{off} - \theta_{on} - \theta)}{\omega_r [L_{\min} - K(\theta - \theta_4)]} & \theta_4 \leq \theta \leq 2\theta_{off} - \theta_{on} \leq \theta_5 \end{cases} \quad (2-14)$$

由此可知:

(1) 在 $\theta_1 \leq \theta < \theta_2$ 区域内, 电流在最小电感值区域内呈直线上升。由于此区域电感恒为最小值 L_{\min} , 且旋转电动式 ($i\omega_r dL/d\theta$) 为零, 因此开关磁阻电机的相电流可在此区域内迅速建立。

(2) 在 $\theta_2 \leq \theta \leq \theta_{off}$ 区域内, 电流变化率为:

$$\frac{di(\theta)}{d\theta} = \frac{U_s [L_{\min} + K(\theta_{on} - \theta_2)]}{\omega_r [L_{\max} + K(\theta - \theta_2)^2]} \quad (2-15)$$

若 $\theta_{on} < \theta_2 - L_{\min}/K$, 则 $di/d\theta < 0$, 电流将在 θ_2 之后的电感上升区下降;

若 $\theta_{on} = \theta_2 - L_{min}/K$, 则 $di/d\theta = 0$, 电流将在 θ_2 之后的电感上升区不变;

若 $\theta_{on} > \theta_2 - L_{min}/K$, 则 $di/d\theta > 0$, 电流将在 θ_2 之后的电感上升区上升。

(3) 在 $\theta_{off} < \theta < \theta_3$ 区域内, 可见

若 $\theta_{off} < (\theta_3 + \theta_{on})/2$, 则续流电流将在 θ_3 前的电感上升区衰减至零;

若 $\theta_{off} > (\theta_3 + \theta_{on})/2$, 则续流将进入 θ_3 之后的最大电感区, 甚至电感下降区。

(4) 在 $\theta_3 \leq \theta < \theta_4$ 区域内, 电流变化率

$$\frac{di(\theta)}{d\theta} = -\frac{U_s}{\omega_r L_{max}} - \text{const} < 0 \quad (2-16)$$

可见, 续流电流在最大电感恒值区内线性衰减。由于该区域内电感恒为最小值 L_{max} , 旋转电动势 ($i_{wr} dL/d\theta$) 为零, 相电流不产生电磁转矩, 只在 $-U_s$ 作用下持续衰减。

(5) 在 $\theta_4 < \theta_{on} < \theta_5$ 区域内, 解得相电流衰减至零的角度位置 $\theta_z = 2\theta_{off} - \theta_{on}$ 。

(6) 各分段函数可统一描述为:

$$i(\theta) = \frac{U_s}{\omega_r} f(\theta) \quad \theta_1 \leq \theta \leq \theta_5 \quad (2-17)$$

由上式可见在 θ_{on} 和 θ_{off} 不变的情况下, 绕组电流随外加电压 U_s 的增大而增大, 随转速 ω_r 的升高而减小; 通过调节 θ_{on} 和 θ_{off} 可改变绕组电流波形, 间接地调节电机的电磁转矩。

4. 电磁转矩分析

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (2-18)$$

由式可得出以下结论:

(1) 电机的电磁转矩是由转子转动时气隙磁导变化产生的, 在电流一定时, 磁导对转角的变化率越大, 转矩也越大。

(2) 电磁转矩的大小同绕组电流的平方成正比, 因此可以通过增大电流有效地增大转矩, 并且可以通过控制绕组电流得到恒转矩输出特性。

(3) 转矩的方向与绕组电流的方向无关, 只要在电感曲线的上升段通入绕组电流就会产生正向电磁转矩, 而在电感曲线的下降段通入绕组电流则会产生反向的电磁转矩。

2.4 开关磁阻电机的控制方式

开关磁阻电机调速系统的控制参数主要有开通角、关断角、主电路电压以及相电流。常用的控制方式主要有电流斩波控制(CCC)方式、角度位置控制(APC)方式,以及脉宽调制控制(PWM)控制方式。

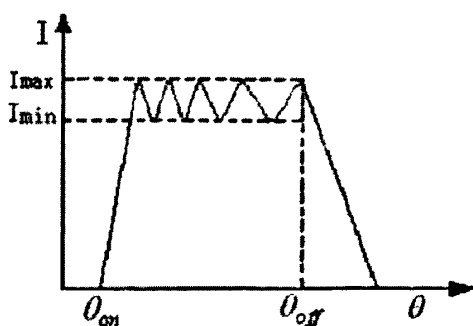
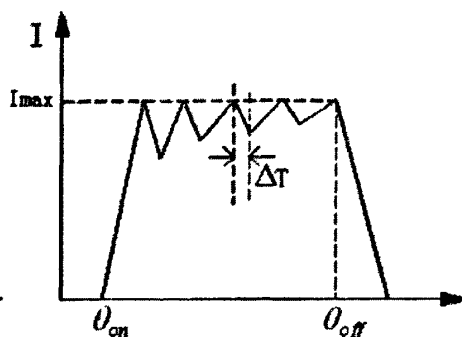
2.4.1 电流斩波控制(CCC)方式

开关磁阻电机在基速 ω_b 以下运行时,由于转速较慢,旋转电动势较小,绕组电流上升率较大。为避免过大的电流和磁链峰值,获得恒转矩机械特性,采用电流斩波控制(CCC)方式^[22-23]。电流斩波控制是通过固定开通角 θ_{on} 、关断角 θ_{off} ,通过主开关器件的多次导通关断将电流限制在给定范围内实现电机恒转矩控制。

电流斩波控制可以采用两种方式实现:

第一种方式: ΔI 型, 给定电流的上下限, 在 $[\theta_{on}, \theta_{off}]$ 导通区间内, 当实际相电流达到电流上限时, 该相主开关器件关断, 绕组电流在 $-U_s$ 作用下经续流二极管和外加电源续流, 电流迅速下降; 当电流降至电流下限时, 该相主开关器件重新开通, 在外加电源电压 U_s 的作用下, 电流重新迅速上升, 达到上限后再次下降, 如此反复斩波, 直至转子位置在 $[\theta_{on}, \theta_{off}]$ 导通区间以外。图 2.6 为 ΔI 型 CCC 典型波形图。

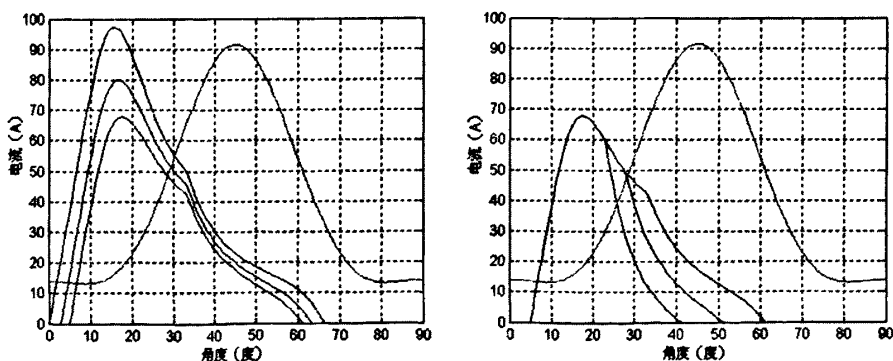
第二种方式: ΔT 型, 给定电流上限和主开关管关断时间 Δt 。在 $[\theta_{on}, \theta_{off}]$ 导通区间内, 当实际相电流达到电流上限时, 该相主开关器件关断, 电流下降; 经 Δt 延时主开关器件后重新开通, 电流上升, 达到上限后主开关管再次关断, 如此反复斩波, 直至转子位置在 $[\theta_{on}, \theta_{off}]$ 导通区间以外。图 2.7 为 ΔT 型 CCC 典型波形图。


 图 2.6 Δ I 型 CCC 典型波形

 图 2.7 Δ T 型 CCC 典型波形

2.4.2 角度位置控制 (APC) 方式

APC 控制方式就是控制主开关开通角 θ_{on} 、关断角 θ_{off} ，改变主开关的触发导通时间，从而调节相电流波形，达到控制电机的电磁转矩目的。

开关磁阻电机在高速区比较适合 APC 方式^[24-25]。此时转速较高，运动电势较大，电流不易上升，调节 θ_{on} 、 θ_{off} 即可调节 SR 电机的转矩。APC 的关键在于将角度量转化为相应速度的时间可控量，由于有两个参量可以调节，使得控制变得复杂。一般是采用优化固定一个变量，调节另一个变量。若 θ_{off} 过小，相电流过早截止，出力减小；若 θ_{off} 过大，续流进入电感下降区，产生制动转矩，总的出力减小。其典型相电流波形效果图如图 2.8 所示。


 (a) 调节 θ_{on} ，固定 θ_{off}

 (b) 固定 θ_{on} ，调节 θ_{off}

图 2.8 APC 方式 SRM 相电流波形

因此，按最大出力为准则，可将 θ_{off} 固定于近似的最大出力的点，只调节开通角 θ_{on} 。该方式简单易行，但为了充分发挥 SR 电机控制灵活的优势，在实际

中还必须考虑效率、转矩脉动等诸项目标，提出综合目标进行优化。

2.4.3 脉宽调制控制（PWM）方式

脉宽调制(PWM)控制方式的实质是通过调节绕组两端的励磁电压来控制电磁转矩^[26-27]。具体方法是固定 θ_{on} 和 θ_{off} ，用 PWM 信号调制主开关器件相控信号，通过调节 PWM 信号的占空比，从而调节励磁电压加在相绕组上的的有效时间宽度，改变相电压的有效值，进而改变输出转矩。PWM 方式可控性较好，在基速以上或基速以下的范围都可以应用，适用于转速调节系统。通过对转速的给定值和实际转速的反馈值之差进行 PI 运算，调节 PWM 信号占空比，达到转速快速响应。缺点在于导通角度始终固定，功率元件开关频率高，开关损耗大，影响了系统效率。

2.5 本章小结

本章首先介绍了 12/10 相开关磁阻电机的结构和工作原理，在此基础上分析了开关磁阻电机的数学模型，最后讨论了开关磁阻电机的三种控制方式。

第三章 控制系统硬件设计

电动车用 SR 电机系统是集电动、再生制动发电于一体的机电一体化系统。SR 电机工作在怠速以上的恒功率区时，电动运行。在减速制动工况时，SR 电机发电机运行，把机械能转化为电能，为电池组充电。由此可见，SR 电机作为电动车的驱动电机，不但有良好的驱动性能，而且可以有效的减少废气的排放，很好的保护环境。

3.1 控制系统结构

系统如图 3.1 所示。包括 12/10 结构开关磁阻电机，功率变换器，主控制器，位置传感器和电流传感器、蓄电池等。位置传感器根据转子位置产生的位置信号反馈给控制器。电流传感器和电压传感器监测各相和母线电流以及蓄电池端电压。控制器根据模拟开关和传感器检测输入量判断工况，输出功率变换器各相开关信号，控制开关磁阻电机正常运行。

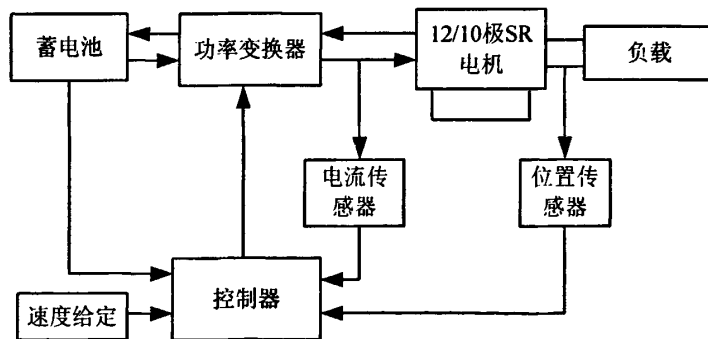


图 3.1 控制系统结构图

3.2 开关磁阻电机选取

开关磁阻电机选用 3KW 的六相 12/10 电机。作为机电能转换的关键部件，它既可电动运行又可发电运行，实现机械能与电能之间的双向转换。功率输出的有效转速范围为 1500rpm~4000rpm。电机的最高转速为 12000rpm，其电气主频率为 0.8kHz，电机采用汽车爪极式无刷直流发电机外壳，强迫风冷，电机上有一套光电位置传感器，为控制器提供电机转子位置信号。电机为六相 12/10 结构，

每个定子齿板上设有一个线圈，位于径向相对的两线圈串接构成一相绕组，整个电机由 A、B、C、D、E、F 六相绕组构成。其截面如图 3.2 所示。

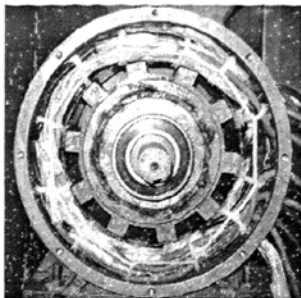


图 3.2 3KW12/10 开关磁阻电机截面图

3.3 功率变换器

功率变换器是 SR 电机运行时承担能量转换的部件，在整个 SR 电机控制系统成本中占有很大比重。功率变换器主电路拓扑方案的选取与 SR 电机的结构设计和控制策略密切相关，必须从系统的角度来考虑。功率变换器的设计包括主电路的设计、驱动电路设计以及保护电路的设计三个部分。

3.3.1 主电路拓扑结构

常用的主电路拓扑结构有：双开关型、双绕组型、电容分压型、电容转储型、公共开关型、电阻换相型、H 桥型等等^[28-30]。为了保持多相开关磁阻电机每相均衡工作，增强 SR 电机控制系统的容错能力，最好做到独立控制各相的供电电压和换相电压，使之不受其它相的影响。在以上这些主电路形式中，唯有双开关式和双绕组式功率变换器可做到各相独立控制，且控制简便。

本文采用双开关结构，也叫不对称半桥型电路，具体结构如图 3.3 所示。这种电路存在着如下特点：

- (1) 各主开关管的电压定额为 U_S ;
- (2) 相绕组全压工作，电机的利用率高;
- (3) 由于每相绕组接至各自的不对称半桥，在电路上相与相之间是完全独立的，故这种结构对绕组相数没有任何限制;
- (4) 电机绕组与每相开关串联，不存在上、下桥臂直通的故障隐患，而且当

一相或两相出现故障时，其它相仍可工作。

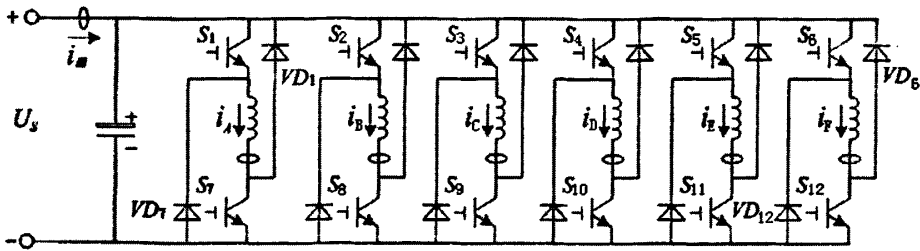


图 3.3 功率变换器主电路

其中每一相有两个主开关 MOSFET 管和两个续流二极管，同一相的两个主开关管共用一个开关控制信号。当两个主开关管导通二极管截止时，外加电源接至励磁绕组，产生电流；当两主开关管关断时，电流通过正向导通的两个续流二极管回馈给蓄电池组。电容 C 起储能和稳定电压的作用。很明显，励磁回路和续流回路通过母线结合在一起，两个过程中电流的方向是不一样的，故在采样母线电流的时候应该注意这点。

主开关管选择要求具有开关速度快、输入电阻高、热稳定性好、驱动电路简单等优点的 N 沟道 MOSFET 作为开关器件，选用型号是 IRFP2907，耐压 75V，最大电流为 209A。

对于续流二极管，我们要求具有反相恢复时间短，反相恢复电流小，这样有助于减小开关损耗，限制主开关管和续流二极管上的电流和电压尖峰。采用 APT100S20B，耐压值 1000V，最大电流 200A。

3.3.2 驱动电路设计

本系统设计的 MOSFET 的隔离驱动电路采用安捷伦 HCPL-3120 光耦驱动器驱动 MOSFET。该芯片输出电流可达 2A，最大开关速度 500ns，带滞环保护的欠压锁定保护。输出的驱动信号采用 +15V 的开栅电压和 -5V 的关栅电压标准，可保证 MOSFET 管的快速可靠开关。每个 HCPL-3120 芯片驱动一个 MOSFET，使各主开关器件独立工作。驱动电路如图 3.4 所示。

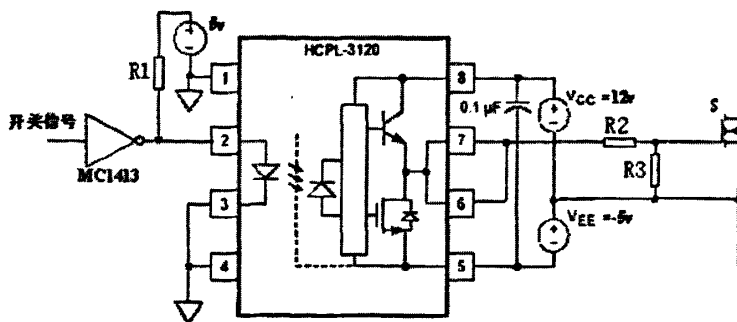


图 3.4 隔离驱动电路

图中输出级电阻 R_2 为驱动电阻，其阻值较小（几十欧），主要用于消耗 MOSFET 管开关过程中栅极电容产生振荡的能量。并联在 MOSFET 栅源极的电阻 R_3 ，用于防止功率 MOSFET 管的输入低泄漏电容的静电感应使栅源间的电压不稳定而加入的泄容电阻。

3.3.3 缓冲电路设计

缓冲电路的目的是抑制功率器件的关断时刻的浪涌电压，减小开关损耗，减缓 MOSFET 的漏极和源极之间的电压上升率，保护 MOSFET^[31]。如图 3.5

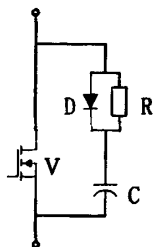


图 3.5 缓冲电路

主开关管关断时，通过 D 对 C 充电，开通时 C 通过 R 来放电，从而将关断时这部分能量转移到缓冲电路中释放掉，电容充放电的频率和主开关管的开关频率相同。二极管选择正向动态压降小、恢复时间短的快恢复二极管，电阻 R 的大小应满足限制充放电电流大小和充分耗散电容储能的要求。

3.4 控制器设计

控制系统中 SR 电机起动、电动、发电一体化的控制中存在多种控制方式的切换、快速的负载突变，以及控制对象 SR 电机的非线性特性等特点，决定了 SR

电机的控制适宜采用软件与硬件相结合的数字控制系统结构。本系统为了避免控制器中的硬件电路过于庞大和复杂，同时为了发挥 SR 电机控制方式灵活多变的优势，采用了 DSP+CPLD 的数字控制器。数字控制器结构原理图如图 3.6 所示：

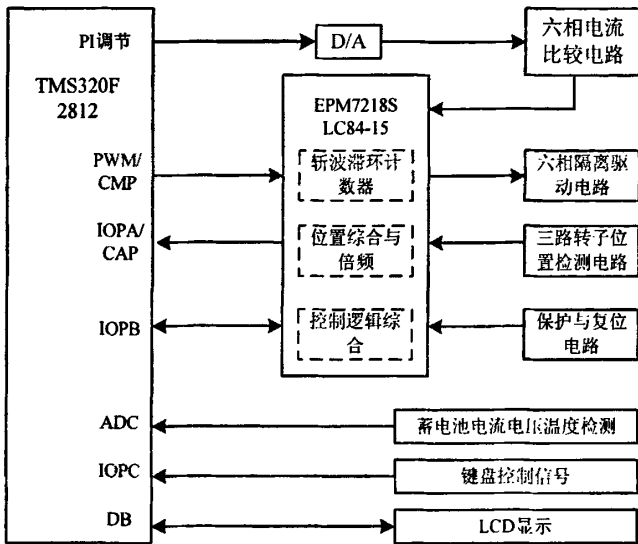


图 3.6 控制器结构框图

3.4.1 DSP 的选用

本系统中采用的 DSP 为 TI 公司的 TMS320F2812 芯片。TMS320F2812 芯片是德州仪器公司 2002 年推出的基于代码兼容的新型高性能 32 位混合信号处理器。它专门为数字控制设计，可实现高性能数字信号处理器（DSP）与高精度模拟及闪存的完美结合。TMS320F2812 具有高集成度，能提供整套的片上系统，同时降低了板级空间及系统成本，实现简单，高效和经济。凭借这些优势，TMS320F2812DSP 将其应用范围从传统的电机控制应用领域拓展到电源及光网络等新兴市场的应用。它具有以下结构特点^[32-34]：

- （1）采用高性能静态 CMOS 技术。TMS320F2812 工作的时钟频率达到 150MHz，指令周期已经达到 6.67ns 以内，可见它的运算速度非常快，同时它具有低功耗和省电模式。
- （2）采用哈佛总线结构。TMS320F2812 具有统一的寄存器编程模式、迅速的中断响应和处理以及强大的操作能力，同时它可用 C/C++或汇编语言编写。
- （3）可以实现 16*16 位和 32*32 位 MAC 操作和双口位的操作。

TMS320F2812 片内集成了 128K*16 位的 Flash 闪速存储器, 1K*16 位的一次可编程 OTP 只读存储器, 一块 8K*16 位的单口数据/程序 SARAM 存储器, 4K*16 位的 Boot ROM 等等存储器, 仿真调试时, 一般无需外扩 RAM。TMS320F2812 片上 Flash/ROM 具有可编程加密特性。

(4) 外部存储器接口可实现多达 1M 存储器的扩展。PIE 外部扩展模块可支持 96 个外部中断, 其中 45 个外部中断目前可以直接使用。

(5) 两个增强的 EVA 和 EVB 事件管理器模块。提供了一整套用于运动控制和电机控制应用的功能和特性。每个事件管理模块包括 GP 通用定时器、比较单元、捕获单元以及正交编码脉冲 QEP 电路。

(6) 外围设备包括 3 个 32 位的 CPU 定时器, 16 通道 12 位的 A/D 转换器, 同时它还具有 SPI 串行外围接口和两个 SCI 串行通信接口, 而且还有一个增强型区域 eCAN 网络控制器通信接口, 具有较强的抗干扰能力, McBSP 多通道缓冲串行接口和串行外围接口模式等。

TMS320F2812 DSP 芯片的上述优点能够支持所设计的电动车用 12/10 开关磁阻电机系统的控制策略、电流检测、转子位置检测和转速计算等功能。系统设计中, DSP 芯片内部模块功能分配如下:

事件管理模块: 其内部定时器为主程序运行、转速测量、各相开通关断角度计算提供时间基准;

捕获单元: CPLD 输出的综合逻辑 Z 信号由捕获单元 CAP1 引脚输入, 对 Z 信号的上升跳变沿和下降跳变沿时刻进行捕获;

A/D 转换模块: 母线电流检测和电池端电压检测;

外部总线接口: 电流斩波限给定 DA 输出转换;

通用 I/OA 口: 加速、刹车信号, 三路位置检测信号入口, 控制模式选择 MODEST 信号输出;

通用 I/OB 口: 输出六相开关脉冲信号给 CPLD。

3.4.2 DSP 管脚分配

DSP 芯片 TMS320F2812 管脚资源分配如下:

(1) 通用数字 I/O 口:

4 路转子位置输入 OIA、OIB、OIC、OIZ: 3 路整形后的光电脉冲信号和 1 路倍频位置信号;

3 路功率驱动输出 IDIVA、IDIVB、IDIVC: SR 电机 APC 策略输出的 3 路位置驱动信号;

4 路键盘按键输入 KBM、KBA、KBD、KBE ;

1 路加速位置输入 INFUGT; 模拟加速信号;

1 路起动状态标志输出 MODESTN: 低有效, 表示起动状态, 由 CPLD 输出全导通角起动的位位置驱动信号。

(2) A/D 输入:

蓄电池充电电流 1 路输入 (恒流 PI) BATTCURR: 母线平均电流 I_m ;

蓄电池充电电压 1 路输入 (恒压 PI) BATTVOLT: 平均端电压 U_m ;

蓄电池温度 1 路输入 (对应充电时的转折电压) BATTTEMP。

(3) D/A 输出:

电流斩波上限 1 路输出 CURLMTD: PI 调节器输出数字量 (斩波上限 I_{max});

蓄电池充电转折电压 1 路输出 TURNVOLT ;

(4) 时钟信号输出:

1 路 CLKOUT, 作为 CPLD 时序逻辑电路的外部时钟。

3.4.3 CPLD 的选用

CPLD 称为复杂可编程逻辑设计, 采用软件编程实现描述硬件电路特征, 经过软件调试和仿真, 通过验证后, 写入芯片电路实现硬件; 实现集成高度, 降低易受干扰源数目; 修改时, 可采用 ISP (In-System Program) 技术擦除后重新写入程序。

目前, 有多家公司生产 CPLD/FPGA, 本控制器设计选择了 ALTERA 公司的 EPM7128SLC84-15 芯片, 该芯片可采用 JTAG 方式在线配置, 用户可定义引脚 60 个, 可用门数 2500 个, E2PROM 工艺, 兼容 TTL 电平。该芯片具有以下几个特点^[35-37]:

(1) 具有独特的内连线结构, 内连率高, 不需人工布局布线来优化速度和面积。

(2) 连续式布线结构决定了其时序延时是均匀的并且是可预测的, 即设计输入不变的情况下每次布局布线后其时序延迟不变。

(3) 在线编程时仅需单一电源电压 5V, 并且可通过 JTAG 口进行在系统反复擦写。

(4) 具有 128 个逻辑单元, 其中每个宏单元含有一个可编程寄存器, 该寄存器具有单独的清除、置位、时钟和使能控制。

(5) 引脚到引脚的逻辑延时为 6ns, 计数器工作频率达 151.5MHz。

(6) 可编程节省功率模式, 使每个宏单元的功耗降低到 50%或更低。

(7) 可配置的扩展乘积项分配, 允许向每个宏单元提供多达 32 个乘积项。

(8) 器件外接 3.3 或 5.0V 供电电源, I/O 电平均为 3.3V 或 5.0V。

(9) 具有 6 个由引脚或是逻辑驱动的输出使能信号。

(10) 具有 2 个可选为反相工作的全局时钟信号。

(11) 提供从 I/O 引脚到宏单元寄存器的专用路径, 提供很短的建立时间。

(12) 输出电压摆率可以编程控制。

(13) 提供编程保密位, 利用保密位可实现高级的设计保密。

3.4.4 CPLD 的管脚分配

INP、INQ、INR: 三路整形后的位置信号输入;

LMTX: 六路 (A、B、C、D、E、F) 斩波输入信号, 常态为 1, 表示电流未超过斩波限。电流超过斩波限时变为 0;

IDIVX: 六路 (A、B、C、D、E、F) DSP 的驱动控制信号;

MODEST: 起动状态标志位, 为 1 时表示起动;

FRST: 复位信号, 常态为 0, 复位时为 1;

MVH: 过压保护信号, 常态为 1, 过压保护动作时为 0;

HMSTOP: 电机停止键, 常态为 1, 按下为 0;

ODIVX、ODIVX0: 12 路驱动控制输出信号, 低有效, 经 MC1413 至驱动光耦;

OIX: 位置信号输出, 一部分到 DSP, 一部分做测试用。

3.5 主要检测电路设计

在本系统中，SR 电机的运行必须检测母线电流，母线电压来实现过流和过压保护。同时还必须检测转子位置信号以实现位置的闭环控制。

3.5.1 SR 电机转子位置信号检测

位置检测有直接和间接两种检测方案。直接检测采用位置传感器件，如电磁式、光电式、磁敏式等，通过机械安装直接输出表征位置信息的数字信号。间接检测利用电机的相电流、相电压、相电感等信息，借助于特定的硬件电路和软件分析间接得到的转子的位置信息，此类方法显然能简化电机结构，增加工作可靠性，但目前还多处于理论研究阶段。

本系统采用光电式直接检测方案。12/10 结构六相开关磁阻电机分别有 10 个凸极和 10 个凹槽，故转子齿盘也有 10 个齿和 10 个槽，且每个齿/槽的对应角度均为 18 度。根据半数检测方案，需要的槽型光耦数为电机相数的一半，因此六相电机需要 3 个槽型光耦。槽型光耦在电机定子上沿齿盘齿槽运行的轨迹按一定的角度间距呈扇型分布，通电后光耦槽的一端发光，一端接收光。据计算相邻光耦间的夹角 θ 为 42 度间隔。

图 3.7 给出了一路光电传感器位置信号生成及整形电路原理图。当码盘的齿位于发光二极管和光电三极管之间时，三极管截止，其发电极输出低电平。反之则为高电平。VG 的发射极输出再经过一片 CD40106 施密特触发器消除“毛刺”和信号的上、下边沿，这样就可以根据 CD40106 的输出得到较为理想的 TTL 方波信号。在一个转子极距 $\pi(\pi=36^\circ)$ 内，三个槽型光耦输出的位置信号分别经过 3 个施密特触发器整形，产生 3 路相位差为 6° ，占空比为 50% 的方波信号 P、Q、R。

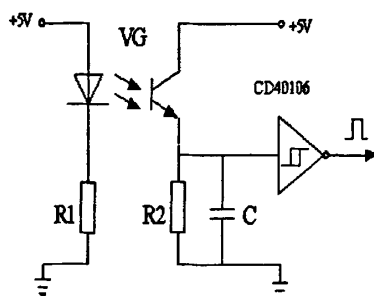


图 3.7 位置信号生成及整形电路

从整形电路得出的三路位置信号 P、Q、R 及一路位置综合信号 Z 与绕组电

感的变化曲线如图所示,从图 3.8 中可见, Z 信号在从 0° 位置开始,每个步进角倍数的位置会产生一个跳变沿,将一个电角度周期(36°)等分为 6 个小区间,分别对应六个状态:状态 1: $[0^\circ, 6^\circ]$; 状态 2: $[6^\circ, 12^\circ]$; 状态 3: $[12^\circ, 18^\circ]$; 状态 4: $[18^\circ, 24^\circ]$; 状态 5: $[24^\circ, 30^\circ]$; 状态 6: $[30^\circ, 36^\circ]$ 。

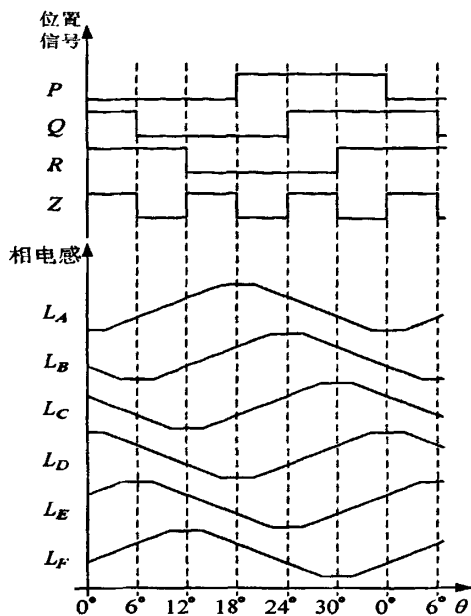


图 3.8 位置信号与六相电感关系

3.5.2 电流检测

常用的 SR 电机检测方法有采样电阻法和霍尔电流传感器法。根据对电流检测的要求:线性度高,响应速度快,电气隔离性好。本系统采用电流型霍尔电流传感器模块 CSM100B (南京茶花电子),如图 3.9。其主要参数及特点是:原边额定输入电流 100A,副边额定输出电流 50mA,工作电压+15V,精度 0.2%,绝缘电压 2.5KV,响应时间 $2\mu s$ 。

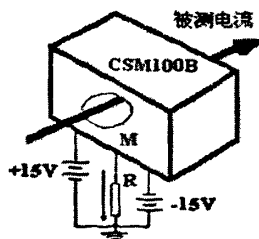


图 3.9 电流型霍尔传感器

CSM100B 有三个功能端子，正电压输入端，负电压输入端，电流输出端。为了获得电压形式输出，可在电流输出端并联一只功率电阻，阻值根据所取电压大小而选取。本系统采用电压输出形式，连接图如图所示。其中电阻 R 的值为 100Ω ，即当被测电流为 $100A$ 时， M 点输出电压为 $5V$ 。此外，为了有效控制电机母线电流，系统在电流母线上也加入了一只霍尔电流传感器。显然，由于 SR 电机母线电流在斩波和发电状态下是以相控时间为周期的正负交变的交流波形，其传感器输出电压也是线性比例下的双极性电压信号。

3.5.3 电压检测

常用的直流电压检测方法有采样电阻法和霍尔电压传感器法。本系统采用霍尔电压传感器模块 VSM025A（南京茶花电子），其主要参数和特点：原边额定输入电流 $10mA$ ，副边额定输出电流 $25mA$ ，工作电压 $+15V$ ，精度 0.6% ，绝缘电压 $2.5KV$ ，响应时间 $2\mu s$ 。该模块能够 PCB 板安装，有着精度高、线性度好、低温漂、宽频带等优点。接线图如图 3.10 所示。

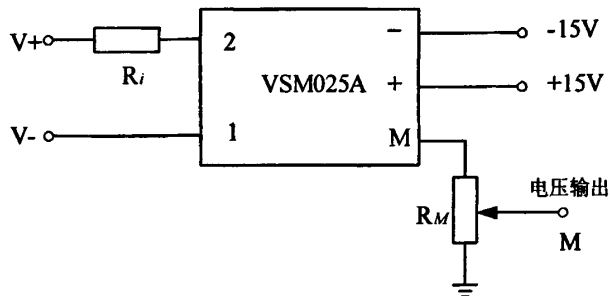


图 3.10 电压传感器检测电路

$V+$ 、 $V-$ 分别接 $36V$ 铅酸蓄电池正负极，根据原边额定输入电流值，选择原边串连电阻 R_i 为 $10K\Omega$ 。调整 R_M 使输出检测电压与实际电池电压满足合适的变比关系。

3.6 硬件的可靠性设计

可靠性指标是系统非常重要的一个指标，它关系到系统的安全与具体实现问题。影响系统可靠性的因素既有外部的也有内部的，外部的因素如电源干扰，空

间电磁干扰，机械震动等；内部原因有元器件失效，内部电磁干扰，电气接触不良，软件故障等。影响本系统可靠性的硬件因素主要有：电源及地线干扰；电磁干扰；电气接触不良等。针对这些问题，本系统采取了相应的一些措施。

3.6.1 电源与集成芯片去耦处理

经验表明，微机系统的干扰很大部分可能性是电源耦合造成的，在印刷电路板的电源线与地之间并接去耦电容是常见的做法。另外，集成芯片工作在高速数字逻辑条件下，频繁的切换状态也会对电源造成干扰，对芯片进行去耦设计是电源去耦的重要部分，为此在每一个数字芯片的电源与地之间，都设计了一个去耦电容。

3.6.2 采用隔离技术

本系统中根据芯片或器件的工作电压不尽相同的情况设计了电压等级不同的电源，则采取措施对它们隔离是非常必要的。不仅强电与弱电之间需要隔离，不同的电源之间需要隔离，模拟部分与数字部分也需要隔离，容易接受干扰的信号与能够产生干扰的信号线需要隔离，另外，高频与低频也要隔离，这在电路板的布局阶段就应该考虑到。这样在不同电气功能的电路之间实现了有效的隔离。

3.6.3 电磁兼容设计

一个设计良好的系统应符合国际电磁兼容（EMC）标准，即系统应有一定的抗电磁干扰能力，同时，它的运行又不能对周围其它系统或器件造成损坏。电力电子器件本身就是一个强电磁干扰源，对系统中的其它部件造成干扰，因此，抗电磁干扰设计是一个必须认真考虑的问题。在本系统中，为了增强系统的可靠性，在比较重要的信号支路上，均设计了硬件滤波器，使系统对来自空间的电磁辐射影响降到了最低。在将来的设计中，将增加屏蔽装置，使系统的电磁兼容能力得到进一步提高。

另外，电气接触不良也会给系统的可靠性带来问题。此外，器件的选择也是可靠性要解决的问题，要充分考虑到系统运行的稳定性，不能只考虑降低成本。

总之，导致系统不正常运行的硬件因素有很多，可靠性的设计也不是一次就

能全部解决的,需要设计者的经验和不断探索,特别是微机控制系统,原因很多,有时需要硬件与软件协调设计才能解决问题。

3.7 本章小结

本章就电动车用开关磁阻电机驱动系统的整体方案进行了分析和讨论,给出了适用于该情况的电机参数方案、功率变换器拓扑结构及检测电路设计和控制器的整体构架,最后提出了可靠性设计的几种方法。

第四章 系统控制方式及软件设计

电动车用开关磁阻电机系统工作状态可分为起动、电动、发电三个状态，在各状态下对传动电机的控制要求各不相同，因此控制系统对 DSP+CPLD 的控制软件的要求也不同。

4.1 系统的控制方式

电动车用开关磁阻电机系统工作时，控制器根据加速、刹车信号及各个传感器（电压传感器、电流传感器等）的反馈信号，进行电动车的运行状态判断，发出工作指令。根据不同运行状态，对开关磁阻电机采取不同的控制方式^[38-39]。

4.1.1 起动状态控制方法

起动状态时，采用电流斩波控制（CCC）方法。

SR 电机起动时的起动转矩必须大于电动车的静阻转矩，这样电动车才能加速起动。由相电流产生的电磁转矩表达式可知，只要在相电感上升区保持电流最大，就可以保证 SR 电机输出最大的电磁转矩。

起动时，开关磁阻电机的工作区是在 $0\sim 800\text{r/min}$ ，此时电机的旋转电动势很小，电源电压大部分加在绕组电感上，由于处于绕组电感上升区，电流上升很快，为抑制电流过大，对相电流进行斩波控制，使相电流在导通区间内形成近似“平顶波”的波形。在起动时，为充分利用开关磁阻电机的电感上升区，需要在电感达到上升区以前快速建立起动电流，我们可以通过合理选择相绕组的开通角 θ_{on} ，使相电流在进入有效工作区域($dL/d\theta > 0$)前就达到一定的数值，即在起动时将开通角度提前，将导通区间固定在转矩最优的区间，通过适当调节电流斩波限，可以控制输出的起动转矩，在短时间将发动机带到怠速。

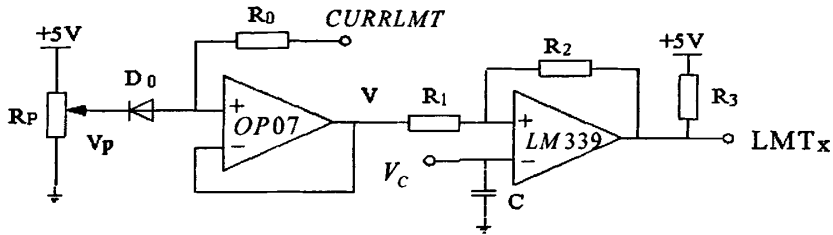


图 4.1 电流斩波原理图

图 4.1 是系统的电流斩波原理图，运算放大器 OP07 为电压跟随器；比较器 LM339 连接成反相比较器；CURRLMT 为电流斩波上限 I_{max} 的电压信号； V_c 为相电流的电压信号，它与控制器期望电压 V 比较，输出 TTL 逻辑信号 LMT_x ，表示该相电流是否过流。由 D_0 和 R_p 组成的支路可以确保在 CURRLMT 信号控制失败时，跟随器输出电压 V 不会超过 $V_P + V_{D0}$ (V_{D0} 为二极管导通压降)，在正常情况下跟随器的电压输出 V 等于 OP07 的正端输入电压。

4.1.2 电动状态控制方法

电动状态与起动状态同属开关磁阻电机电动运行区间，但电动状态主要在基速以上运行，采用角度位置控制 (APC) 和脉宽调制控制 (PWM) 相结合的方法。

电动状态的转速较高，运动电势的增加使得相电流的峰值逐渐减小，当随着转速的升高，电流峰值低于斩波限值时，应该设法增大有效电流，维持最大输出转矩。但是考虑到需要保护功率开关管，所以可以采用定角度和变角度下的电流斩波控制，即把 CCC 和 APC 结合起来使用，在比较高的斩波限下通过 APC 方式来调节输出转矩，CCC 则主要起保护功能，起不到调节作用。由于此时旋转电动势大造成电流上升较慢，因此有必要随转速升高适当减小开通角，提前励磁，使工作区电流能达到较大值，同时为防止续流阶段电流在电感下降区仍保有较大值，造成较大的制动转矩，因此还需要随转速升高适当提前关断角，尽量避免有较大电流流入负转矩区。

电动状态下 θ_{on} 、 θ_{off} 为主控参数，根据不同的转速查到预先的优化表查到最佳的参数。优化通过测量不同转速下，不同开通角、关断角对应的转矩和效率来完成，制成转速与优化开通角、优化关断角的查找表关系，在助力时通过位置反

馈计算转速，查表调节开通角、关断角。

4.1.3 发电状态控制方法

铅酸蓄电池是储能动力源，也是车辆供电系统的主要来源。电动车在下坡或刹车运行状态时，可对铅酸蓄电池进行充电。

1、铅酸蓄电池充电方法^[40,41]

铅酸蓄电池充电是一个复杂的非线性过程,在整个充电过程中电流是随着充电时间的增加而逐渐减小至零的。车用铅酸蓄电池的充电模式可简化为两个阶段，即恒流充电和恒压充电。针对铅酸蓄电池充放电的特点，目前较合理的铅酸蓄电池充策略是：当电池比较空的时候，采用大电流恒流充电，使电池在短时间内冲入比较大的电量而不会损坏电池，而且有利于充入更多的电量。当电池比较满的时候，采用恒压充电，这时候随着充电过程的延续，电流会逐渐下降，这样能保证不会充电过量而损害电池。当电池很满的时候，采用的是脉冲充电方法。

由于电动车用开关磁阻电机发电系统工作在铅酸蓄电池他励方式下，因此，实际的铅酸蓄电池智能充电策略可简化为低压恒流和高压恒压二个充电模式。前一模式发生在铅酸蓄电池电压较低时，开关磁阻电机发电系统需要恒流输出，此时电流较大（与铅酸蓄电池容量相关）；当铅酸蓄电池电压超过阈值（与铅酸蓄电池容量及环境温度相关）后，开关磁阻电机发电系统需要恒压输出，进行小电流充电。

2、发电状态控制方法

发电状态时可采用得控制方法有：角度位置控制(APC)、电流斩波控制(CCC)和脉宽调制控制(PWM)。无论 APC 方式、CCC 方式还是 PWM 调压方式，由于励磁绕组与电枢绕组合一的独特特性，虽然它们控制变量不同，但都是调节励磁电流最终实现对发电运行的输出功率控制。实际系统中，在发电状态下输入转速范围宽及负载突变较剧烈，PWM 控制方法的调节性和适应性不理性，因此它主要用于电动场合及小变速、变载的发电场合；CCC 在确保变换器充分、可靠工作的同时，减小了相电流对开关管的冲击，可有效实现低脉动、恒电压发电；APC 能有效改变相电流相对于相电感的工作位置，因此对相电流和输出电压的调节作用明显；本系统中采用 CCC 配合 APC 可达到较好控制效果，该策略使用

斩波阈值来控制励磁电流 I_h 的大小, 使得在优化的开通角 θ_1 至关断角 θ_2 范围内励磁电流不超过控制值。调节斩波阈值即可控制输出电流和电压的大小。

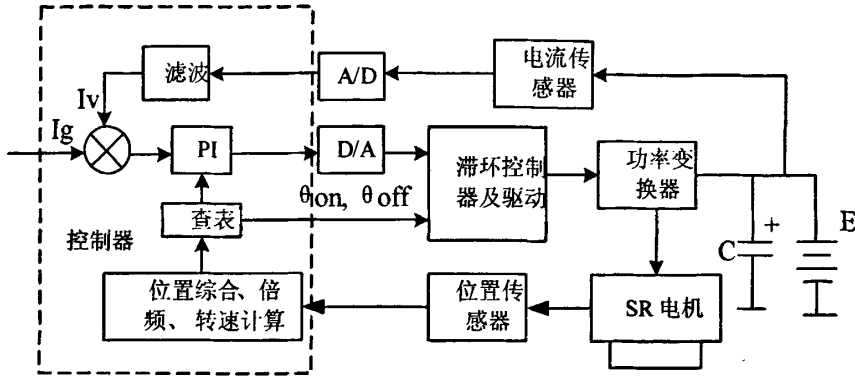


图 4.2 发电状态控制结构图

根据以上分析, 结合工程实际, 铅酸蓄电池充电采用 PI (比例、积分) 控制策略^[42], 如图 4.2 所示系统设计实现数字 PI 电流环和 PI 电压环, 根据铅酸蓄电池电压阈值进行模式切换。采用定优化 APC 配合 CCC 的控制策略。相电流斩波上限 I_{\max} 由闭环 PI 调节器给出, 斩波采用越限延时 Δt 的开通方案。控制器根据位置传感器的输入信号, 计算出当前 SR 电机的转速和位置, 送出优化的开通角 θ_{on} 、关断角 θ_{off} 信号。充电电流或电压实际值偏离给定值的误差信号经 PI 运算后得到该转速下的最优 I_c 。但为了得到最优 I_c 所需的 PI 控制的各项系数 (比例、积分环节的控制系数) 需要在实验当中加以确定。

4.2 控制器的软件实现

本系统控制器 (DSP+CPLD) 通过对输入给定、位置信号、电流电压信号以及当前状态的检测, 经过判断和计算, 以整体的控制策略来实现系统的状态切换, 完成功能和实现保护。

4.2.1 SR 电机位置的判断

开关磁阻电机运行时需要位置检测来进行位置闭环。通过反馈给 DSP 的三路位置信号 P、Q、R 和一路由 CPLD 综合后信号 Z, 得到转子相对于参考位置 (0°) 的电角度区间, 根据所属的电角度区间来判断区间状态 STATE。位置传感器的检测分辨率只有 6° , 因此只能将一个电角度周期 (36°) 等分为 6 个宽

度为 6° 的区间。

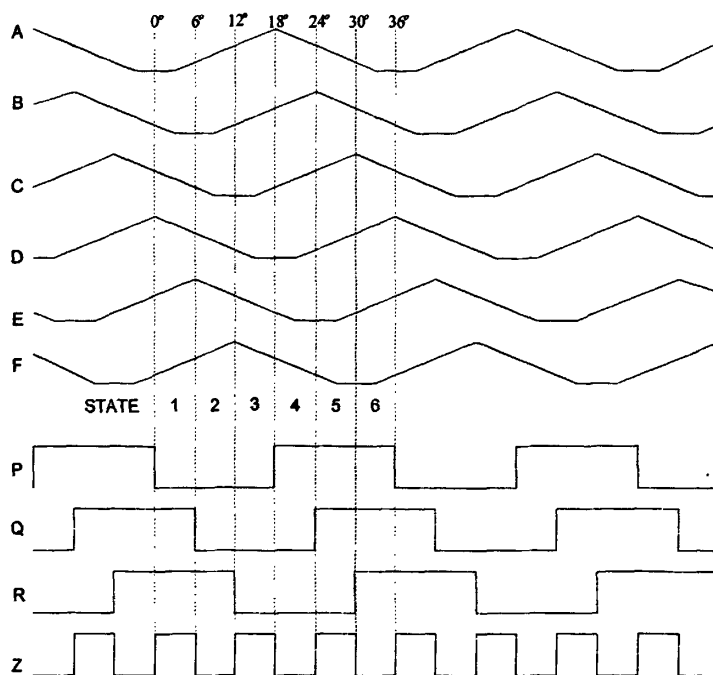


图 4.3 转子位置与位置区间对应关系

如图 4.3 所示, 根据检测信号 P、Q、R 在一个周期内的不同组合, 将一个周期划分为六个不同的状态 (STATE): STATE1 (011)、STATE2 (001)、STATE3 (000)、STATE4 (100)、STATE5 (110)、STATE (111)。在六个不同的区间, 根据最近一次捕获中断时定时器的计时脉冲数 N_{count} 可以将 6° 位置区间等分为 N_{count} 。则利用下面的公式可获得当前时刻的转子位置:

$$\theta = 6 \cdot \text{STATE} + \frac{6}{N_{count}} \cdot N \quad (4-1)$$

其中 N 为当前时刻的定时器计时值。

在计算中, 只需要开通角和关断角, 可以确定触发时刻。由上式中的 θ , 确定 N 。方法是将具体的开通关断角度, 化为 6° 以内的相对角度位置 $\Delta\theta = \theta - \text{STATE} \times 6 < 6$, 则需要开通关断的定时器时刻为

$$N = \frac{\Delta\theta}{60} \cdot N_{count} \quad (4-2)$$

其中 $N_{count}/60$ 为 0.1° 对应的定时脉冲数。

在得到开通角 θ_{on} 和关断角 θ_{off} 后, 在捕获中断服务子程序中计算出相应的定时脉冲数 N_{on} 和 N_{off} , 则在脉冲计数到时, 转子所在的位置即为开通角和关断

角所对应的实际位置。

4.2.2 测速算法

转速计算是一必需而又相对固定的模块，转速的闭环控制、电机的运行状态判断都需要获知当前转速。转速计算有两种方法^[43]。

(1) T 法：该方法计算转速的原理是通过测量电机旋转时通过一小段固定距离所花费的时间。

(2) M 法：该方法计算转速的原理是一小段固定时间走过的距离，距离与时间的比值即为当前速度。

本系统中采用 T 法测速。在开关磁阻电机位置测量信号中，Z 信号的跳变间距始终为一个宽 6° 的步进角，因此捕捉 Z 信号的跳变沿（上升沿或下降沿），记录相邻两个跳变沿之间的定时器时间，就可以计算出开关磁阻电动机的转速。

采用了三个位置传感器来获取转子的位置信号。这三路位置信号 P、Q、R 一部分送给 DSP 的三个 IOPA 口，一部分通过 CPLD 进行 3 倍频得到方波 Z 信号，送给 DSP 的捕获口 CAP1 用于计算速度和转子定位的参考信号。其时序及状态编码图如图 4.4 所示。

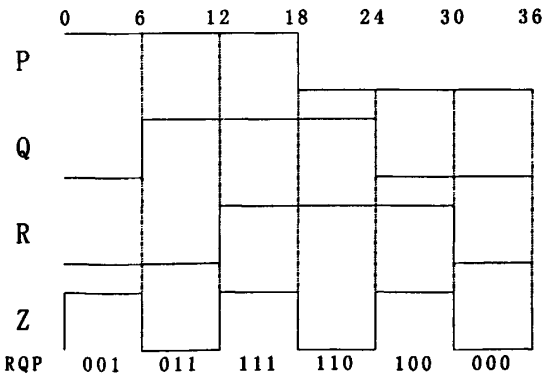


图 4.4 位置信号与倍频信号时序编码图

DSP 中 EVA 模块捕获寄存器 CAP1 配置为双沿检测，时基为 Timer2 定时器，单增计数模式，分频系数 2，即 CPU 时钟的 1/2，每一定时脉冲周期为 100ns。起动 CAP1 双沿捕获中断，一旦检测到 Z 信号跳变沿信号，捕获中断，在中断服务子程序内读取捕获值 CAP1FIFO，即 6° 区间定时器 Timer2 的计时脉冲数，同时对定时器 Timer2 计时值清零，重新起动，就可以保证每隔 6° 获得一次转速

对应的计时脉冲数 N_{count} 。

根据以上原理，可以推导出脉冲数 N_{count} 与转速 n 之间的换算公式：

$$n = \frac{6^\circ}{N_{count} \cdot \Delta T} (\text{deg/s}) = \frac{360^\circ}{60 N_{count} \cdot \Delta T} (\text{deg/s}) = \frac{1}{N_{count} \cdot \Delta T} (r/min) \quad (4-3)$$

定时器 Timer 内存储的是 16 位的无符号整形变量，最大值为 0FFFFH。当转速很低的时候，N 会溢出，造成转速计算错误（取 $N=0FFFFH$ 代入上式，计算的最小转速为 153r/min）。因此，在转速低的时候需要扩展最大允许计时脉冲数，这时可以利用定时器 Timer2 的溢出中断，在溢出中断的中断服务程序内记录溢出次数 N_{full} 。则经过改进的转速测量公式为：

$$n = \frac{1}{(65535 N_{full} + N_{count}) \cdot \Delta T} (r/min) \quad (4-4)$$

若 $N_{full}=0$ ，表示 Timer2 溢出中断数没有溢出；若 $N_{full}>0$ ，表示中断数有溢出，则根据上式计算转速。

4.2.3 换相逻辑的组合

判断转子位置的目的是为了换相控制，因此对于不同的中断服务子程序，必须对应不同的开通/关断相^[44,45]。

电动运行模式下运行时，为了提高电机的输出转矩，应提前开通角。同时为了避免电机在电感下降区存在较大的电流，产生制动转矩，应提前关断角。由图 4.3 可见，开通位置在 $[-6^\circ, 0^\circ]$ 的区间内，关断位置在 $[12^\circ, 18^\circ]$ 区间内。

因此建立电动模式下的位置状态与各相开通关断关系，见表 4.1。

表 4.1 电动模式下位置状态与各相开通关断关系

STATE (PQR)	011	001	000	100	110	111
导通相	B	C	D	E	F	A
关断相	E	F	A	B	C	D

发电运行模式下时，开关磁阻电机的每相主开关器件应当在电感上升区中段开通，在电感下降区中段关断，即开通角区间 $[6^\circ, 12^\circ]$ ，关断区间 $[24^\circ, 30^\circ]$ 。

因此可建立发电模式下的位置状态与各相开通关断关系，见表 4.2。

表 4.2 发电模式下位置状态与各相开通关断关系

STATE (PQR)	011	001	000	100	110	111
导通相	F	A	B	C	D	E
关断相	C	D	E	F	A	B

从表中可以看出，在每个状态区间中分开通和关断两相。而 DSP 的每个定时器可以产生比较匹配和周期匹配两种中断方式。在这两种中断服务子程序中分别控制开通和关断。通过在捕获中断子程序中为定时器的比较匹配寄存器和周期匹配寄存器分别赋两次换相的定时值来实现。

4.3 DSP 软件设计

电动车用开关磁阻电机控制系统的软件部分分为初始化子程序、主程序、中断服务子程序、控制子程序等。

4.3.1 初始化子程序

初始化子程序主要任务是：选择 DSP 内核的时钟频率，全局变量、状态标志的初始化，以及事件管理模块的初始化（包括定时器/计数器的分配和捕获单元的配置等），通用 I/O 口的配置，片内 AD 的配置，以及中断配置。

其中事件管理模块配置为：

捕获单元控制寄存器设置为使用捕获单元 CAP1，以定时器 TMR2 为捕获时钟，双边沿检测；

定时器 1：单增工作模式，允许比较匹配中断和周期匹配中断，

定时器 2：单增工作模式，允许溢出中断，

定时器 3：单增工作模式，允许周期匹配中断。

4.3.2 主程序

主程序的任务主要是：

- (1) 为其他子模块提供时间片管理
- (2) 将控制子程序中给出的开通角 θ_{on} 、关断角 θ_{off} 换算成 6° 范围内的相对开通角 $\Delta\theta_{on}$ 和关断角 $\Delta\theta_{off}$ ，计算捕获中断时换相定时脉冲数。
- (3) 系统状态判断。主程序根据外部检测量输入和捕获中断的捕获值判断

系统的运行状态标志，决定控制子程序的入口。

(4) 故障处理。当发现工作状态异常，立即封锁触发脉冲，停机。

4.3.3 三种运行状态下子程序

1. 起动状态子程序

起动状态主要采用电流斩波控制（CCC）方式。相电流与电流斩波限的比较和电流斩波 Δt 延时开通分别由外围比较电路和 CPLD 实现，只要给定的电流斩波限，按照 $[-2^\circ, 16^\circ]$ 的导通区间固定开关。流程图如图 4.5 所示。

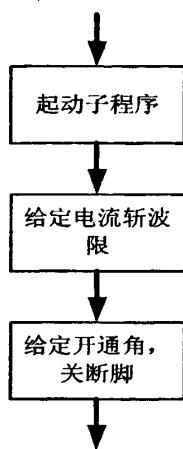


图 4.5 起动状态子程序流程图

2. 电动状态子程序

电动状态主要采用角度位置控制（APC）和电流斩波控制（CCC）相结合的方式。控制流程是给出电流的斩波限，读取捕获中断的捕获值，查表确定当前转速下的最优开通角和关断角，如图 4.6 所示。

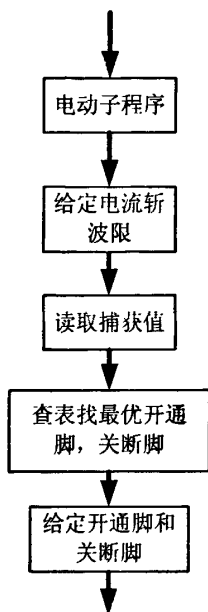


图 4.6 电动状态子程序流程图

3. 发电状态子程序

SR 电机工作在发电状态时，同时作为蓄电池充电电源与负载电源。对于定优化角度位置控制（APC）配合电流斩波控制（CCC）的控制策略。发电状态子程序的流程如图 4.7 所示：

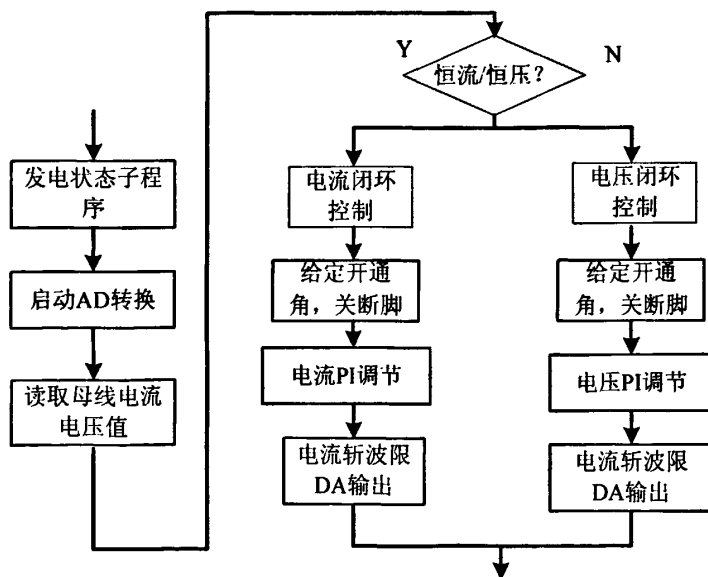


图 4.7 发电状态子程序流程图

发电状态子程序为完成闭环控制，主要任务为：

(1) 给定开通角和关断角，其中开通角为经过优化的开通角，关断角为允许的最大关断角。

(2) 对受控量进行 AD 采样。以主程序提供的 1ms 时基对母线电流进行 AD 采样，为了避免外界干扰带来的误差，用软件 FIFO 的方式对 AD 转换结果进行数字滤波，FIFO 的深度取 4 级，每隔 1ms 读入一次 AD 转换值，读满 4 次移位求平均，作为实际的电流采样值进行计算。

(3) 根据给定量和受控量反馈值的误差进行数字 PI 运算。PI 计算的流程如图 4.8 所示：

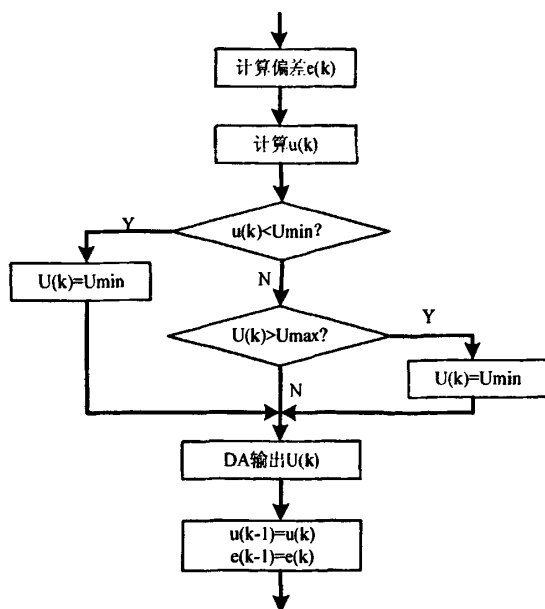


图 4.8 PI 递推算法流程图

(4) 将 PI 运算的结果作为控制量，乘以系数，得到当前控制周期内的 I_{\max} 值，由 DA 输出作为电流斩波限对应的电压控制信号。电流斩波限的范围为 0~20A，对应的电压控制电平为 0~0.5V。当实际电流大于给定电流时， $\Delta u(k) < 0$ ，使得 I_{\max} 下降，关断角提前，发电电流下降；当实际电流小于给定电流时， $\Delta u(k) > 0$ ，使得 I_{\max} 上升，关断角滞后，发电电流上升。

4.3.4 中断服务子程序

1. 定时器中断

定时器中断的主要任务是完成每个状态的两次换相。定时器在初始化时被设定为单增工作模式，允许比较匹配中断和周期匹配中断，中断发生的时刻都由捕获中断服务子程序设定在换相时刻。

电动和发电模式下各相的开关与转子状态对应关系在软件中被制成状态跳转表。进入定时器 1 的比较或周期匹配中断服务子程序后，根据当前时刻的转子位置状态 STATE，查表获得换相信息，然后将相应的相开通或者关断。两次换相操作完成后，定时器 1 停止工作，等待在进入下一捕获中断后重新被复位使能。

定时器的中断服务子程序流程图如图 4.9 所示：

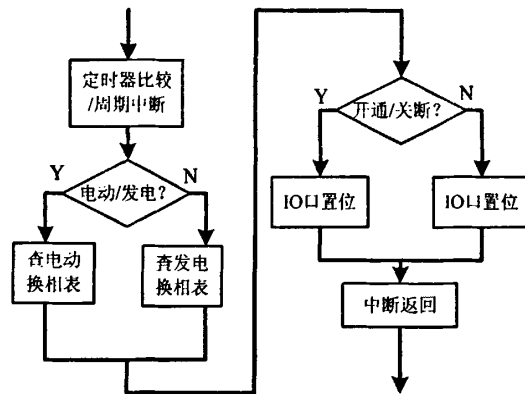


图 4.9 定时器中断服务子程序流程

2. 捕获中断

当 DSP 的捕获口 CAP1 检测到 Z 信号跳变时，就进入捕获中断。捕获中断服务子程序主要任务是计算电机的转速和电机位置的判断和逻辑换相。

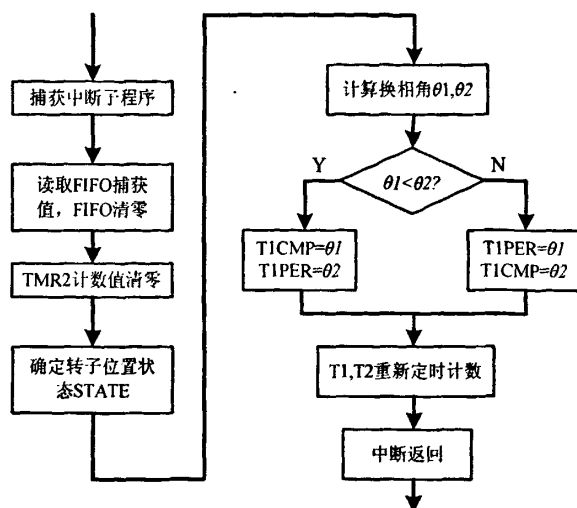


图 4.11 捕获中断子程序流程图

捕获中断流程如图 4.11 所示，

(1) 进入中断后，首先读取捕获单元 FIFO 寄存器中捕获到的中断时刻定时器 T2 的定时值 N_{count} 。读取后清捕获单元 FIFO 寄存器。

(2) 读取 P、Q、R 位置的信号组合，更新 STATE 状态值。

(3) 根据捕获的 N_{count} 计算出换相时刻值，存入定时器 1 的比较匹配和周期匹配寄存器中。

(4) 定时器 1 和定时器 2 复位清零，重新启动开始计数。

4.4 CPLD 软件设计

CPLD 采用自顶向下的设计思路，使用 VHDL 描述出系统各分解子模块的功能，并利用 MAX+PLUS II 开发环境将代码综合为具体的逻辑实现，最后下载到具体芯片 EPM7128SLC 中完成设计功能。

本系统设计的 VHDL 描述的芯片内部主要有三个主要功能模块。

(1) 三路 P、Q、R 位置信号的综合电路，输入 IN_x ，输出倍频信号 OIZ；

(2) 各相的电流斩波延时计数模块。时钟来自 DSP 的看门狗时钟，为 $64\mu s$ 。CPLD 的时钟可以配置，可以通过对 DSP 的系统控制寄存器编程实现，其输入来自控制器内部电流斩波比较电路的输出信号；

(3) 设计了一个触发器，主要用来实现过压保护、复位和停止键功能(突发

事件按下此键后主开关管的驱动信号全部变为零)。

4.5 本章小结

本章根据开关磁阻电机的不同控制方式，给出了不同的控制方法。包括起动状态、电动状态、发电状态三种运行方式的软件设计。最后制定了 CPLD 在整个控制系统中的功能。

第五章 实验结果与分析

本课题是在 3KW 六相 12/10 结构 SR 电机样机上模拟电动车系统进行实验。根据控制方法和 DSP+CPLD 控制器结构设计整体方案,制作功率变换器、控制器电路、编制控制软件。在完成功率变换器与控制器电路的调试以及机组试验系统平台的联调基础上,进行了起动、电动和发电运行实验。对实验现象、数据进行了分析,得出实验结论。

5.1 实验平台

图 5.1 为本系统实验的组成原理图。涡流测功机、转速转矩传感器和 SR 电机同轴相连。起动和电动运行时,SR 电机由蓄电池供电,其中涡流测功机作为 SR 电机的负载阻力转矩。发电运行时,SR 电机励磁仍由蓄电池供电,三相交流电机模拟发动机带动 SR 电机运行,通过 DSP 控制对蓄电池充电。

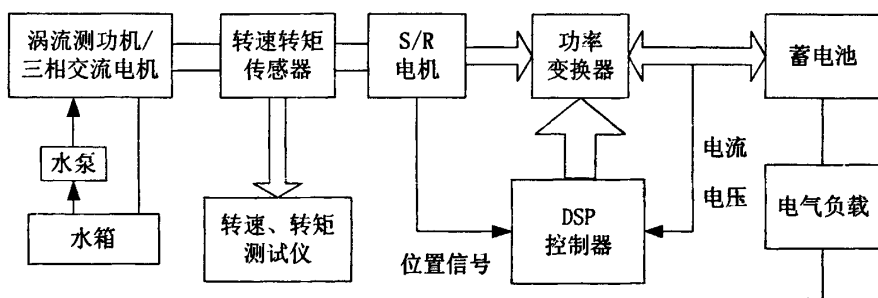


图 5.1 系统实验平台示意原理图

其中 12/10 结构开关磁阻电机调速系统功率变换器、主控制器、位置传感器、电流传感器、电压传感器等。图 5.2 为实验平台的实物相片。

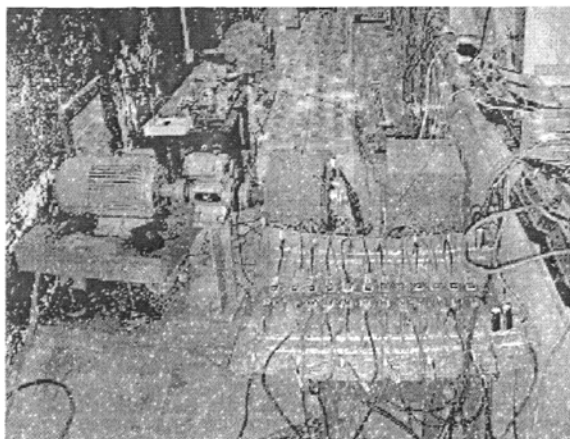


图 5.2 实验平台相片

表 5.1 列出了实验所选用的主要仪器设备及其参数：

表 5.1 主要设备和仪器

仪器设备名称	型号	设备参数
涡流测功机	CW20	制动器
铅酸蓄电池	GFM-300	18 组串连、36V/300Ah
转速转矩传感器	ZJYW1	6000rpm、额定 20Nm
扭矩转速功率测试仪	TI-2	RS232 通讯接口
数字示波器	TDS220	双通道、100MHz
三相交流异步电机	YTP112M-2	原动机、4kW
变频器	日立 J100	原动机调速
直流电压表	C31-V	0.5 级、600V
直流电流表	C31-A	0.5 级、30A

5.2 起动实验

3KW 的 12/10 结构的 SR 电机可以采用两种不同的起动方式，即 1/2 导通和 1/3 导通。本实验采用 1/2 电角度周期导通起动。

实验测量开关磁阻电机带负载起动能力。转速控制器采取固定导通区间为 $[-2^\circ, 16^\circ]$ ，电流上限加延时 Δt 的电流斩波控制（CCC）方式，控制斩波电流上限 $I_{max}=100A$ ， $\Delta t=128\mu s$ ，图 5.3 所示为 SR 电机在 600rpm 转速时的相电流（CH1）与相控信号（CH2）时序波形。

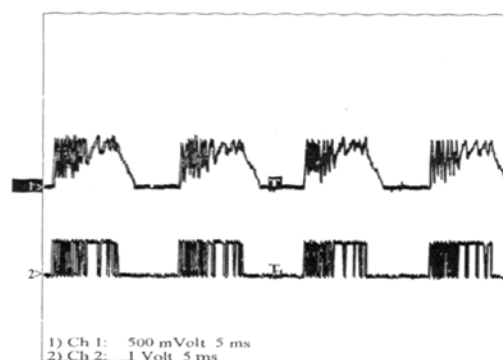


图 5.3 1/2 角度起动相电流与相控信号时序波形

从图中可看出,在低速运行时电机的运动电势对相电流影响较小,在关断时相电流下降很快,不会造成换相困难而降低系统效率的问题,电机能可靠自起动。全角度起动特点控制策略实现方便,可通过优化设计使得起动系统具有大的起动转矩和小的起动电流。

由实验可得,当带载起动时,调节电流斩波限 I_{\max} ,当 $I_{\max}=100\text{A}$ 时起动转矩峰值可达到 48Nm ,已接近实际中电动车起动要求。

5.3 电动实验

开关磁阻电机转速在 800r/min 以上,当电动车处于加速状态时,此时的控制方式主要采用角度位置控制 (APC) 和电流斩波控制 (CCC) 相结合的方式。根据优化控制的目标,确定不同速度下开关磁阻电机的优化控制角度。

5.3.1 开通角优化选择

对转矩影响较大的是开通角,可以先寻找优化的开通角度。方法是固定关断角,改变开通角的大小 $[-6^\circ, 0^\circ]$,测量不同转速下的输出转矩和效率。

电流斩波限设定为 $I_{\max}=100\text{A}$,斩波延时为 $\Delta t=128\mu\text{s}$ 。表 5.2 给出了固定关断角为 12° ,变开通角从 0° 至 -4° ,各自测得的输出转矩和效率值。

表 5.2 关断角为 12° 时对应的输出转矩、效率值

导通区间 转矩 转效 (Nm) 速 率	[0° ,12°]	[-1° ,12°]	[-2° ,12°]	[-3° ,12°]	[-4° ,12°]
800r/min	9.75	11.18	13.40	16.51	16.46
	80%	80%	79%	78%	78%
1000r/min	6.42	7.42	9.16	11.15	11.09
	80%	80%	79%	80%	79%
1200r/min	4.58	5.45	6.66	8.28	8.74
	79%	79%	80%	80%	80%
1500r/min	2.89	3.50	4.48	5.67	5.69
	77%	77%	78%	78%	80%
1800r/min	1.75	2.19	2.83	3.10	3.90
	72%	72%	73%	75%	77%

从表中数据可以看出，以转矩最大为目标，适当提前开通角有利于转矩的提高，而在 1500r/min 以下，开通角为-3° 和-4° 的转矩差异不明显；以效率最优为目标，800r/min 以下的最佳开通角为-1° ，1000r/min 以后最佳开通角提前到-3° ，到 1800r/min 又提前至-4° 。这是由于转速提高后，旋转电动势增大，电流上升率下降，同时对于相同导通宽度，随着转速上升，导通时间缩短，造成电流变小，各相励磁不够，从而效率降低。因此为保证各相充分励磁，当转速提高时，开通角也需相应适当提前。

5.3.2 关断角优化选择

电流斩波限设为 $I_{\max}=100\text{A}$ ，斩波延时为 $\Delta t=128\mu\text{s}$ 。开通角固定为-3° ，关断角由 12° 到 16° 。表 5.5 给出了电动状态下固定开通角为-3° ，关断角变化从 12° 至 16° ，测得各自的输出转矩和效率值。

表 5.3 开通角为-3° 时对应的输出转矩、效率值

导通区间 转矩 转效 (Nm) 速 率	[-3° ,12°]	[-3° ,13°]	[-3° ,14°]	[-3° ,15°]
800r/min	16.49	17.26	17.15	16.86
	78%	77%	76%	75%

1000r/min	11.16	12.21	12.04	11.47
	80%	80%	78%	77%
1200r/min	8.22	9.13	8.59	8.46
	80%	81%	78%	77%
1500r/min	5.71	5.97	5.64	5.40
	78%	80%	78%	77%
1800r/min	3.12	3.48	3.22	3.10
	75%	76%	74%	73%

从表中的数据可以看出, 在 800r/min 至 1800r/min, 对相同开通角度, 13° 关断角产生的转矩最大, 效率也较其它关断角高。

5.3.3 优化导通区间的确定

综合实验数据, 可得各转速下转矩最优和效率最优的导通区间, 如表 5.4 所示。

表 5.4 效率最优和转矩最优下的导通区间

转速(r/min)	效率最优	效率	转矩(Nm)	转矩最优	转矩(Nm)	效率
800	$[-1^\circ, 12^\circ]$	80%	11.15	$[-3^\circ, 13^\circ]$	17.23	77%
1000	$[-3^\circ, 13^\circ]$	80%	12.22	$[-3^\circ, 13^\circ]$	12.22	80%
1200	$[-3^\circ, 13^\circ]$	81%	9.15	$[-3^\circ, 13^\circ]$	9.15	81%
1500	$[-3^\circ, 13^\circ]$	80%	5.98	$[-3^\circ, 13^\circ]$	5.98	80%
1800	$[-4^\circ, 13^\circ]$	77%	3.90	$[-4^\circ, 13^\circ]$	3.90	77%

从实验结果可以看到, 根据转速优化角度方式比固定角度导通方式可具有更好的电动性能和更高的输出转矩和效率。转速为 1000r/min 时, 优化角度电动状态的一相触发信号 (CH1) 和相电流波形 (CH2), 如图 5.4 所示。

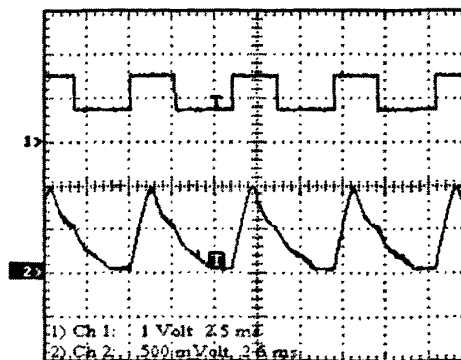


图 5.4 SRD 转速为 1000r/min 触发信号与相电流波形

5.4 发电实验

发电实验控制器采用优化的 APC 开通区间为 $[10^\circ, 26^\circ]$ ，配合 Δt 型 CCC 方式（固定关断时间 $\Delta t = 128\mu s$ ）的控制方式，在 1000~3000rpm 转速区间，由 36V 蓄电池组励磁并接收电能回馈，经历恒流、恒压两个模式的充电过程。

5.4.1 开环发电实验

图 5.5 为 SRG 在斩波上限 $I_{max} = 100A$ ，导通角 $[10^\circ, 26^\circ]$ ，2000r/min 转速下的相电流（CH1）与相控信号（CH2）时序波形。

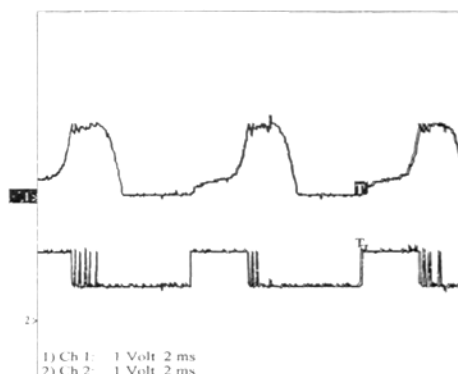


图 5.5 SRG 转速为 1000r/min 触发信号与相电流波形

图中可以看出，转速 n 的变化对相电流波形的影响较大。在一定的转速范围内，转速越高，越有利于相电流的上升，发电效率越高。则对应于相同条件的蓄电池充电能量需求，所需消耗的发动机机械能变少。

5.4.2 闭环发电试验

系统发电实验在原动机转速 1000~3000r/min 范围内，采用固定 θ_{on} ，通过对设定的给定电流（电压）与外部测量的电流（电压）反馈值作 PI 运算，输出电流上限 I_{max} ，从而间接地改变 θ_{off} ，使受控电流（电压）最终稳定的控制策略。图 5.6 为开关磁阻发电机在 1200r/min 转速下的恒流阶段电流闭环波形（CH2 为 A 相电流，CH1 为母线电流），给定充电电流为 15A。

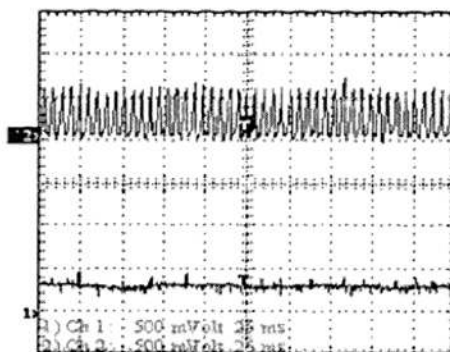


图 5.6 蓄电池充电电流闭环控制电流波形图

图 5.7 在开关磁阻发电机在 1200r/min 转速下的蓄电池端电压纹波波形(CH2 为电池端电压, CH1 为 A 相电压), 给定端电压为 40V。

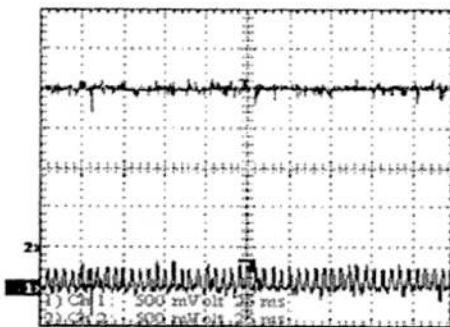


图 5.7 蓄电池充电电压闭环控制电压波形图

从实验结果看, 控制策略能够实现对蓄电池充电的两个阶段的闭环控制, 开关磁阻电机的发电运行能够满足 ISAD 系统的要求。

5.5 本章小结

从实验结果可以看出, 在电动状态时, 采用转矩和效率优化的开通角和关断角, 取得了良好的效果。在发电状态时, 利用固定优化的开通角, 改变电流斩波限, 间接调节关断角的控制方式, 为蓄电池恒流和恒压充电。

第六章 总结与展望

开关磁阻电机应用于电动车,可实现电动车的电动,发电一体化的功能。在当前环境问题日益突出的形势下,值得我们更深一步地研究。

开关磁阻电机做为电动车的驱动电机,以最大输出转矩和输出功率为控制目标,而且开关磁阻电机可控参数多,控制方式灵活多样,针对不同的运行方式制定了不同的控制策略:

(1) 起动状态,在电机起动时要求有大的起动转矩,根据开关磁阻电机的结构特点及理论分析,采用给定开通角和关断角的电流斩波控制(CCC)方式,可实现电机的起动。

(2) 电动状态,当电机速度在基速以上,工作在加速状态时,采用优化角度的角度位置控制(APC)方式的控制策略。

(3) 发电状态,是电动车机械能回馈过程,SRG以电流源特性输出,作为动力铅酸蓄电池的充电电源。SRG采用电流斩波控制(CCC)方式配合角度位置控制(APC)方式,以保证SRG系统的动、静态特性以及较好的充电品质和较高的充电效率。

本文用实验的方法研究了开关磁阻电机的性能。通过开关磁阻电机在起动、电动和发电状态的实验,获得了有关该结构开关磁阻电机性能的数据和结论。研究了电动角度位置优化,通过计算转速,改变不同转速下开通角和关断角,达到转矩和效率优化控制的目标。在发电状态,实现了开关磁阻电机的开环,闭环发电运行。通过实验,验证了所提出控制策略的可行性,取得了预想的实验结果,为今后进一步的研究工作奠定了基础。

随着各种控制理论研究和微处理器技术的发展,将会有更多的控制方法用于开关磁阻电机控制系统中,未来深入的研究可能会在以下几个方面:

(1) 研究精确的非线性模型。现有的理论分析大多是线性和准线性模型,对调速系统的分析结果往往与电机的实际性能存在较大的差距。在今后的研究中可以尝试通过有限元仿真计算或精确测量的方法,作为理论分析和仿真实验的平台。

(2) 可研究用FPGA等更快处理速度的硬件平台来代替软件功能的实现。

相对于硬件实现,软件实现在处理速度上,实时性,可靠性方面都有差距。因此有必要在今后的研究中应用纯硬件平台,使调速系统的实时控制性更好,并能适应更多的控制任务需要。

(3) 针对开关磁阻电机的非线性特点,改进开关磁阻电机的控制方法,提高其快速性和可控性,进一步提升系统效率。运用先进的非线性控制理论和方法,改进开关磁阻电机的调速性能。

致 谢

值此论文脱稿之际，谨向导师赵德安教授致以最诚挚的谢意！

从整个课题的提出、研究方案的设计，到实验验证，以及论文的撰写和修改，赵老师都给予了我精心指导和耐心教诲。赵老师渊博的知识、丰富的经验、对科学的执着追求、严谨的治学作风、严于律己、宽容待人的品质，都使我受益颇多，终生难忘。借此机会，谨致以我最崇高的敬意。

在攻读硕士期间，还荣幸地得到了秦云、孙月平、张超等多位老师的关怀和指导，特别是张超老师，在我实验过程中给予我诸多帮助和支持，在此对他们表示由衷的感谢。

感谢实验室里在读硕士徐前、赵昱等人，在我实验及论文工作中的启发和协助，特别要感谢已毕业的田传帮师兄在我学习上的启迪和在读硕士郑运鸿师弟的帮助，祝愿各位在以后的工作、学习和生活中一帆风顺，万事如意！

还要感谢各位评审老师抽出宝贵的时间对我的论文进行审阅！

最后，要深深感谢我的父母多年来对我的关心、理解、和支持！

参考文献

- [1] Kashima S. The Present Condition and the Future of EV-Sharing in japan. IEEE Vehiele Electronics Conference, 2001, (9):149.
- [2] 曹秉刚,张传伟,白智峰,李竟成. 电动汽车进展和发展趋势. 西安交通大学学报. 2004,38(1):28-29.
- [3] Van Amburg B. Emerging markets and Players in the electric two-wheel industry in California and Asia. EVS14, 2007.
- [4] Hiroshi Shimizu, Junji Harada, Colby Bland. Advanced Concepts in Electric Vehicle Design. IEEE Trans. Ind. Electron. 2008, 44(2):14-18.
- [5] 胡晔. 宋慧主编. 《电动汽车》. 北京:人民交通出版社. 2003年1月.
- [6] 白木, 周洁. 《我国电动汽车发展综述》. 北京:机电信息出版社, 2003.
- [7] 易将能, 韩力. 电动车驱动电机及其控制技术综述. 微特电机. 2001, 28(1): 35 -38 .
- [8] M.Zeraoulia, M. E. H. Benbouzid, D. Diallo, Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: A Comparative Study, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2006, Vol.55(6):1756-1764.
- [9] L.Chang, Comparison of AC drives for electric vehicles-a report on experts' opinion survey, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, Vol.9(8), 1994:7-11.
- [10] 孙立志,赵辉,陆永平,杨少武. 电动汽车中的电机驱动系统. 电工电能技术 1997,(4):11-13.
- [11] Hossain, S.A. . Husain, I. , Klode, H . Four-Quadrant. And Zero-Speed Sensorless Control of a Switched Reluctance. Motors :Application Report, 1999.
- [12] G.W.Buckley, Switched reluctance motors, Electrical Electronics Insulation Conference and Electrical Manufacturing & Coil Winding Conference Proceedings, 1995:341-344.
- [13] 刘迪吉等. 《开关磁阻调速电动机》. 北京:机械工业出版社,1994年.
- [14] P. J. Lawrenson, J. M. Stephenson, P. T. Blenkinsop, et al. Variable-speed

- switched reluctance motors, IEE Proc., 1980, vol. 127, pt. B, no. 4:253-265.
- [15] 吴建华,《开关磁阻电机设计与应用》,北京:机械工业出版社,2000.
- [16] 王宏华.《开关型磁阻电动机调速控制技术》,北京:机械出版社,1995年6月.
- [17] Huijun Zhou, Wen Ding, Zhenmin Yu, A nonlinear model for the switched reluctance motor, Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. 2005, Vol.1:568-571.
- [18] Liu Shanshan, Zhao Zhengming, Meng Shuo, A Non-Linear Analytical Model for Switched Reluctance Motor, Proceedings of IEEE TENCON, 2002:2034-2037.
- [19] Murat Ayaz, Ali Bekir Yildiz, Control of Switched Reluctance Motor Containing a Linear Model, 14th Mediterranean Conference on Control and Automation, 2006:1-6.
- [20] 詹琼华.《开关磁阻电动机》,武汉:华中理工大学出版社,1992.
- [21] M.Ayaz, A.B.Yildiz, An equivalent circuit model for switched reluctance motor, IEEE Mediterranean Electro technical Conference, 2006:1182-1185.
- [22] John M.Miller, Patrick J.McCleer, Jeffrey H.Lang. "Starter-alternator for hybrid electric vehicle-comparison of induction and variable reluctance machines and drives", IEEE,pp.1998,513-523.
- [23] X.D.Xue, K.W.E.Cheng, S.L.Ho, Study of power factor in SRM drives under current hysteresis chopping control, Conference Record of the Industry Applications Conference, 2005, Vol.4:2734-2740.
- [24] 黄建中,蒋全. 开关磁阻电机的控制模式.电气传动,1997 (5).
- [25] Xiaoyan Wang, Jih-Sheng Lai, Small-signal modeling and control for PWM control of switched reluctance motor drives, IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2002, Vol.2:546-551.
- [26] 朱学忠,曹志亮,樊小明.小功率PWM调速开关磁阻电动机.微特电机,1993(5).
- [27] R.C.Becerra, M.Ehsani, T.J.E.Miller, Commutation of SR motors, IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, Vol.8(3):257 -263.
- [28] 陈昊, 谢桂林, 张超.开关磁阻电机功率变换器主电路研究.电力电子技术.2000(3).

- [29] 杨岳峰,张奕黄.SRM 常见的几种功率变换器主电路及原理.电机电器技术.2003(2).
- [30] 李声晋等. 开关磁阻启动/发电机功率变换器主电路拓扑.电力电子技术.2001(1)
- [31] 李忠文, 安升辉. 《实用电机控制电路》.北京:化学工业出版社,2003年.
- [32] 苏奎峰, 吕强, 耿庆锋, 陈圣俭. 《TMS320F2812原理与开发》. 北京:电子工业出版社,2007
- [33] 苏奎峰等. 《TMS320X281X DSP原理及C程序开发》.北京:北京航空航天大学出版社,2007.
- [34] 刘和平等. 《数字信号处理器原理、结构及应用基础》.北京:机械工业出版社,2008.
- [35] 廖裕评, 陆瑞强. 《CPLD 数字电路设计》.北京:清华大学出版社, 2003.
- [36] 黄正瑾,徐坚等. 《CPLD 系统设计技术入门与应用》.北京:电子工业出版社,2002.
- [37] 王毅平,张振荣. 《VHDL 编程与仿真》. 北京:人民邮电出版社, 2000.
- [38] 全力, 赵德安, 朱学忠, 刘迪吉, 基于DSP的开关磁阻启动/发电机系统研究, 农业机械学报, 2005, 36(10): 138-141.
- [39] 全力, 无锡柴油机厂开关磁阻电机启动/发电系统论证报告, 2003.
- [40] 王鸿麟,许梦渊. 《蓄电池快速充电技术》.北京:人民邮电出版社,1985.
- [41] 赵德安, 刘星桥, 史国栋, 4KW便携式智能蓄电池充电器的研制, 农业机械学报, 2003(6).
- [42] 刘金琨, 《先进PID控制MATLAB仿真(第2版)》, 北京:电子工业出版社, 2005.
- [43] 苏彦民, 《电力拖动系统的微型计算机控制》, 西安:西安交通大学出版社, 1988.
- [44] 茅靖峰, 方天治, 赵德安, 基于DSP的车用开关磁阻发电机的角度位置控制, 计算机测量与控制, 2004(02).
- [45] Texas Instruments Europe, Digital Signal Processing Solutions for the Switched Reluctance Motor, 1997.

附录

在学期间发表论文

[1]电动车用开关磁阻电机电动发电系统的研究 微特电机 第一作者 已录用