

Design and Simulation of Switched Reluctance Motor for Electric Vehicle

Major: Power Electronics & Power Driver

Name: Shi Xiumei

Supervisor: Associate Professor Zheng Shousen

ABSTRACT

Energy crisis and environmental pollution are two serious issues in the world today. For traffic has consumes more than half of the overall consumption of oil, in addition, automobil exhaust is the main atmospheric pullution sources, thus, the traditional Auto industry is under attack and facing challenges. And the development of electric vehicle(EV) has become an historical opportunity for auto industry.

The technology of driving system is one of the three parts essential technology for EV, and what type of motor to choose for EV decides the operating performance to a great extent.. Switched reluctance motor(SRM) is a new type of motors that leaps forward since 1980s. SRM has many advantages, such as solid and simple structure, flexible control, high efficiency, excellent in performance when started, four-quadrant operating, instinctive regenerate braking ability. So we choose SRM for EV driving system.

The motor we design is a three phrases 12/8 poles Switched Reluctance Motor. The design, analysis and simulation is based on Finite Element Analysis(FEA).

Firstly, the basic theory of SRM and the processes to setup a FEA model of SRM was presented. Next, the fundamental structure parameters was calculated in accordance with ElectroMagnetic Field theory of machine. With these parameters, the initial model of SRM was designed by software Ansoft which is especially for the structure design for machine. The initial model was transmited into software Ansoft Maxwell 2D and constructed the FEA model. Next, startup operation and steady-state operation were simulated based on the FEA model. Finally, the structure parameters which

affects the performance of machine were researched intensively.

Key words: electric vehicle(EV), Switched reluctance motor(SRM), three phases
12/8 poles Switched Reluctance Motor, Finite Element Analysis(FEA), Ansoft

论文原创性声明

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。对本文的研究作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：史秀梅

日期：2010年6月3日

学位论文使用授权声明

本人完全了解中山大学有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留学位论文并向国家主管部门或其指定机构送交论文的电子版和纸质版，有权将学位论文用于非赢利目的的少量复制并允许论文进入学校图书馆、院系资料室被查阅，有权将学位论文的内容编入有关数据库进行检索，可以采用复印、缩印或其他方法保存学位论文。

学位论文作者签名：史秀梅

导师签名：郑保森

日期：2010年6月3日

日期：2010年6月3日

知识产权保护声明

本人郑重声明：我所提交答辩的学位论文，是本人在导师指导下完成的成果，该成果属于中山大学物理科学与工程技术学院，受国家知识产权法保护。在学期间与毕业后以任何形式公开发表论文或申请专利，均须由导师作为通讯联系人，未经导师的书面许可，本人不得以任何方式，以任何其它单位做全部和局部署名公布学位论文成果。本人完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

学位论文作者签名：史秀梅

日期：2010年6月3日

第一章 引言

1.1 论文研究背景及意义

自 20 世纪 90 年代以来,汽车的节能性和环保性能已引起了世界范围内的广泛重视,特别是对人口众多、交通拥挤的大城市而言,汽车运行以及频繁启停所造成的内燃机变工况运行成为造成尾气排放量大、耗油率高的主要原因。虽然现代电控技术和代用燃料技术的应用能够在一定程度上改善汽车的排放性能和经济性能,但是传统内燃机技术的发展已经遇到了瓶颈,无法满足能源安全和环境保护的需求。

2009 年 11 月世界石油勘察综合情况显示,全世界石油平均开采年限为 35 年,石油储量最为丰富的中东也仅为 90 年左右,中国约 35 年。截止 2009 年末,中国机动车保有量达到 1.8 亿(包括汽车和摩托车)。2008 年全球在交通领域消耗的石油占石油总消耗量的 57%,预计 2020 年交通耗油将占 62%以上^[1]。

随着汽车保有量不断攀升,车用石油消耗所引起的环境污染和温室气体排放也越来越严重,已经成为大中城市空气污染的主要来源。城市大气中 82%的一氧化碳、58%的碳氢化物、48%的氮氧化物和 8%的微粒均来自于汽车尾气。另外,全球汽车排放二氧化碳约占二氧化碳总排放量的 20%^[2],中国作为汽车消费大国,同时也成为二氧化碳排放大国,由此引发的国际政治和经济争端也愈演愈烈,严格限制汽车尾气的排放已经刻不容缓。

世界各国汽车企业都在积极寻求解决方案,如节能减排技术、新能源技术等。早在 20 世纪 90 年代,美国、日本、欧洲等主要汽车生产地就开始实施政府计划,鼓励和支持新能源汽车的发展。历经十几年的发展和积淀,以汽车电动化为最终解决方案的技术路线已基本形成,汽车工业正在孕育着一次重大的技术革命^[3]。

电动汽车与传统的内燃机车相比,有着突出的优点^[4]:

(1) 能源多样化、效率高

电动汽车的应用可以有效降低对石油资源的依赖。为蓄电池充电的电力能源可以由水力、风力、核能、太阳能、潮汐等能源转化,实现了能源来源的多样化。此外,可以在夜间向蓄电池充电,避开用电高峰,实现电网均衡负载。

(2) 噪声低, 污染小

电动汽车采用蓄电池提供能源,不会产生内燃机车行驶时的尾气排放污染。虽然使用电动汽车并非绝对实现零污染,如蓄电池充电时会产生酸性气体、废弃电池也会对环境产生污染,但相比于内燃机车的尾气,这些污染小得多,而且采取相应措施就可以得到有效控制。

(3) 结构简单, 操纵便捷

电动汽车结构简单,传动、运转部件少,维护保养工作量小,与内燃机车相比,电动汽车操纵便捷,运行平稳。

电动汽车(EV, Electric Vehicle)具有节能、高效、低排放甚至零排放等显著特点,在节能环保方面具有不可比拟的优势,成为解决汽车业发展瓶颈的最有效途径^[5]。世界各大汽车集团在电动汽车的研究中投入了大量的资金,至今已研制出多款电动汽车以及概念车,如 Ford 的 Think city, Toyota 的 RAV4、Honda 的 EVPlus、GM 的 EV1、Prius 的 FCEV、Insight 的 FCX-V3 等等^[6]。与汽车工业强国相比,我国在传统汽车工业中的发展始终处于劣势,面临新一轮的汽车业革命,我国能否取得主动,是决定未来我国汽车工业在国际中竞争力的关键。

1.2 电动汽车的关键技术

电动汽车的关键技术包括车身设计技术、驱动系统技术、能源系统技术、能量管理技术及系统优化技术。以驱动系统为核心的整车整合是电动汽车技术的关键^[7]。

1、车身设计

改装和专门设计制造是生产电动汽车的两种基本方法。改装的电动汽车是将燃油机车中发动机及相关组件由电机、功率变换器、控制器和蓄电池取代。对于小批量生产来说,改装经济性较高。但是,大部分改装车均有自重大、重心位置高和质量分配不合理的缺点,改装法已逐渐被淘汰^[8]。目前,大部分电动汽车都是专门设计制造的,这就允许工程师灵活并合理地设计和整合各子系统,使电动

汽车的性能最优。

2、驱动系统

电动汽车用驱动电机应具有以下性能：足够大的起动转矩、高转速和宽的调速范围；同时还要具有效率高、重量轻、体积小以及良好的能量回馈性能。目前可选用的电机有：交流异步电机、直流无刷电机、开关磁阻电机和永磁同步电机。对电动汽车用电机驱动系统的具体要求如下^[9]：

(1) 在汽车起动和爬坡时具有低速-高转矩的输出特性，在汽车巡航时具有高速-低转矩的特性；

(2) 高功率密度和恒功率输出；

(3) 在转矩、转速特性的较宽范围内具有高的效率；

(4) 具有较宽的转速范围足以覆盖恒转矩区和恒功率区；

(5) 快速的转矩响应特性；

(6) 再生制动的能量回收率高；

(7) 成本低；

(8) 坚固，能在各种工作条件下可靠工作。

要满足这些特定要求，驱动电机的转矩、转速特性和额定功率都应在系统仿真和驾驶模式的基础上进行确定。

3、能源系统

目前电动汽车推广的主要障碍是初始价格高和续驶里程短，而电动汽车的能源系统是解决这两个问题的关键。

铅酸电池具有成本低和比功率高的优点，但它的比能量低且使用寿命短；镍氢电池的比能量高但价格也高。总的来说，锂离子电池如锂离子电池和锂聚合物电池在电动汽车中有很好的应用前景；超级电容器和超高速飞轮因具有高的比功率也有望用于电动汽车；燃料电池能够从根本上解决电动汽车续驶里程短这一突出问题，被认为是电动汽车最优良的能源之一，但有待通过改进技术降低其初始成本^[10]。

4、能量管理系统

电动汽车的车载能量有限，其续驶里程远远达不到内燃机车的水平，能量管理系统的作用就是要最大限度的利用有限的车载能量，获得足够长的续驶里程

^[11]。智能化能量管理系统从各个子系统采集传感器信息(如充放电电流和电压、速度、电机电流和电压、车外环境和气候以及车内气温等),快速处理数据,并及时给出调整信息。

5、系统优化

电动汽车系统是涉及多学科技术的复杂系统,整个系统由多个子系统构成,并通过电气、机械、控制等方式连接在一起,需在混合信号的基础上对系统进行优化仿真,改善电动汽车的性能和降低成本。不同的子系统之间有诸多协定,首选数字迭代法做为系统标准^[12]。

总之,电动汽车的设计以驱动系统设计为核心,利用有限的车载能量,最大化的增加续驶里程,以满足用户使用需求。

1.3 电动汽车用主流电机的比较

电动汽车的驱动系统包括电机、功率变换器和控制器三个部分,它们是电动汽车的核心^[13]。电机驱动及控制技术是电动汽车研发的关键技术,而合理选择和设计电机是其中最重要的环节^[14]。

直流电机具有交流电机所无法比拟的优良的电磁转矩控制特性,直到 20 世纪 90 年代,仍是电动汽车用电机的主要选择^[15]。但直流电机也有着显著的缺点:用电刷和换向器换向时会产生电火花,无法适应高速、大容量的应用场合;价格高,是同功率交流电机的 2-3 倍,体积大,笨重,维护频繁,不适合潮湿、多尘、易燃工作环境,供电电压也有一定限制^[16]。

交流异步电机有三相定子绕组,电机的电磁转矩是定转子电流的复杂函数,且与转子的位置角有关,实际运行时可以直接控制的只有定子频率、定子电压(电流),与电磁转矩之间不存在像直流电机那样简单明确的函数关系,所以在动态运行中,交流电机电磁转矩的有效、准确控制成为一个难题。90 年代以后,随着变结构控制、多变量解耦控制、模型参考自适应控制等现代控制理论和性能优良的大功率全控型开关器件的应用,交流调速系统逐渐取代了直流调速系统的主导地位。但交流调速系统的耗电量大,转子易发热;控制系统成本高,需采用变频装置。

随着高性能永磁材料技术的发展,永磁同步电机也开始被采用,它们具有体

积小、重量轻、响应快、惯性低、功率密度高、效率高的优点，在电动汽车业有着良好的应用前景^[17]。但永磁材料在震动、高温或过载时，可能发生导磁性能下降甚至退磁现象，从而影响永磁同步电机的可靠性，严重时可能损坏电机。

开关磁阻电机（Switched Reluctance Machine，在本文中简称 SRM）是在 80 年代出现的一种新型电机，结构简单，效率高，没有电流冲击，起动性能好。SRM 所构成的调速系统兼具直流电机调速宽和交流异步电机变频调速的优点，其经济指标和运行性能比直流电机和交流异步电机都好。另外，现代电力电子技术的发展也为开关磁阻驱动系统的发展奠定了良好的基础，SRM 被认为是一种极具潜力的电动汽车驱动电机^[18]。本文选用 SRM 作为电动汽车驱动用电机。

由这四种电机所组成的驱动系统的总体性能比较如表 1-1 所示。

表 1-1 常用电动汽车驱动电机性能比较

	直流电机	交流异步电机	永磁同步电机	开关磁阻电机
功率密度	低	中	高	较高
峰值效率(%)	85-89	90-95	95-97	90-95
转速范围(r/min)	4000-6000	9000-15000	4000-15000	>15000
可靠性	差	好	一般	好
结构的坚固性	差	好	一般	优
尺寸及质量	大，重	一般，一般	小，轻	小，轻
电机成本	高	低	高	低于感应电机
控制器成本	低	高	高	一般
综合性能	差	一般	最好	好

1.4 开关磁阻电机的发展状况

SRM 诞生于 1970 年，英国 Leeds 大学步进电机小组首创了 SRM 的雏形。1975 年，研制出 50kW 的电动汽车用 SRM。1983 年 SRD Ltd.推出 SRM 系列产品 OULTON，该公司还研制出用于有轨电车的 SRM 驱动系统。

自此，SRM 在电气传动界引起了巨大反响，美国、欧洲、日本、德国等国家也都开始开展 SRM 的研制工作，美国为空间技术已采用高速大功率 SRM，福特公司也研制出用于电动车辆的 SRM。许多世界著名的汽车公司如 NISSAN、BMW 已将 SRM 用于电动车驱动系统作为研究重点，并已进入装机试验阶段。

我国从 1985 年才开始对 SRM 进行研究，该课题先后被列入我国中、小型电机“八五”、“九五”和“十五”科研规划项目。其中，华中科技大学开关磁阻电机课题组在“九五”项目中研制出用于纯电动汽车的 SRM，在“十五”项目

中成功将 SRM 应用于混合动力公交车，均实现了良好的运行效果。北京纺织机械研究所将 SRM 应用于毛巾印花机、卷布机等，取得了显著的经济效益。

SRM 应用于电动汽车在我国尚处于研究阶段，待技术成熟后，其优越的调速性能和抗恶劣环境工作的特点将赢得广阔的应用前景。

1、SRM 具有以下显著的优点^[19]：

- (1) 电机结构简单、坚固，工作可靠，可适应高速、高温及强震动环境；
- (2) 损耗主要产生于定子，电机易于冷却，不会出现永磁体高温退磁现象；
- (3) 转矩方向和电流方向无关，功率变换器可适当简化，且不会出现直通情况；

- (4) 起动转矩大，起动电流小，不会出现感应电机启动时的冲击电流现象；
- (5) 调速范围宽广，控制灵活，可实现多种控制方式联合运用；
- (6) 可实现四象限运行，具有较强的再生制动能力，效率高；
- (7) 有良好的容错能力，可缺相运行。

2、SRM 的关键技术

针对 SRM 的特点，国内外研究机构和学者正在进行以下方面的深入研究^[20]。

(1) 功率变换器

功率变换器在很大程度上决定 SRM 的性能和成本，设计功率变化器意义重大，目前研究的重点集中在拓扑结构设计和开关器件的选用方面。理想的拓扑结构应该：能够独立、快速而又精确地对 SRM 各相相电流进行控制；磁场储能转换为机械能的效率高，向电源回馈时应快速、高效；驱动相同功率的 SRM，具有最小的伏安容量；每相主开关器件最少。开关器件目前常用 MOSFET 和 IGBT。

(2) 智能化多目标优化控制

SRM 控制参数多，在参数优化控制方面，可根据系统不同的要求，选取不同的控制目标，如效率最高，平均转矩最大，转矩脉动最小等等。SRM 有三种控制方式：电流斩波控制(CCC)、角度位置控制(APC)和脉宽调制控制(PWM)。以上三种控制方式，分别有着独立的控制理论，但如果仅用其中一种控制方式，难以获得理想的输出特性。因而在对 SRM 控制时，可在不同转速范围内采用不同的控制方式，并实现平滑切换。早期的控制策略主要采用传统的 PI 控制，以

斩波电流限位控制变量,实现 SRM 的转矩转速控制。随着大型计算软件的采用,以非线性模型为基础的现代控制理论和方法也获得了应用,如模糊控制、滑膜控制、自适应控制等。这些控制技术的应用解决了 SRM 的非线性、多变量、强耦合等问题,但离实际应用还有一定距离。

(3) 降低转矩脉动和噪声

转矩脉动和噪声是 SRM 的突出问题,受到诸多因素的影响,如电机的结构、材料、几何尺寸、绕组匝数、绕组方式、转速及控制参数等。SRM 的双凸极结构,电磁特性和开关的非线性导致输出的合成转矩不是恒定转矩,因而导致了较大的转矩脉动,限制了 SRM 的应用。研究有效减小转矩脉动和噪声的方法具有十分重要的意义。

(4) 无转子位置检测器

位置检测器是 SRM 精确运行的基础,SRM 的先进控制理论的应用都以高精度的位置检测器为首要条件。目前主要采用光电器件、霍尔元件或电磁线圈组成的位置检测器。这样不仅增加了驱动系统的体积和成本,而且增加了结构和控制的复杂性。另外,由于传感器分辨率的限制,降低了 SRM 高速运行的性能。因此,无位置传感器的位置检测方法成为研究热点。

1.5 论文研究内容

SRM 具有很多显著的优点,在电动汽车用驱动电机中占据重要地位。本文以三相 12/8 极 SRM 作为样机,基于有限元分析软件 Ansoft 设计 SRM 电机,并对电机的性能进行了仿真分析。主要完成了以下研究工作:

- 1、详细介绍了电动汽车及其驱动系统在国内外的发展现状;
- 2、讲述了 SRM 的发展现状、工作原理、基本方程、数学模型以及控制方式,对 SRM 的基本理论知识进行了全面的介绍。
- 3、基于电磁场基本理论,完成电机的初步设计;并借助电机设计专业软件 RMxpert 对三相 12/8 极 SRM 进行设计分析;根据初步设计及 RMxpert 分析结果,在有限元分析软件 Ansoft Maxwell 2D 中完成了样机的设计。
- 4、分析了电机结构参数,如定子励磁绕组匝数、气隙宽度和定转子极弧系数和绕组连接方式对于电机性能的影响,并进行了多参数优化设计,合理确定电

机的结构参数。

5、基于有限元分析法，在 Maxwell 2D 中对所设计样机模型进行起动及稳态运行仿真，设置电机运行不同工况，并与理论分析及实验结果对比，所设计电机性能达到了设计目标，满足电动汽车运行的需求，对于实际电机设计及制造具有指导意义。

第二章 开关磁阻电机的基本理论

2.1 开关磁阻电机的工作原理

SRM 是一种特种无级调速电机,电机定子和转子由硅钢叠片组成,采用“双凸极”结构,定子和转子极数不相等。转子上没有绕组、滑环和永磁体,只在定子上安装励磁绕组,励磁绕组的端部较短,没有相间跨接线,磁通量集中于磁极区,通过定子电流励磁。转子依靠磁力运行,各相磁路的磁阻随转子位置的不同而变化^[21]。

径向相对的两个绕组串联构成一个两极磁体,成为“一相”。根据定转子极数的不同,有多种电机结构,最常见的是三相 6/4 结构和四相 8/6 结构。本论文采用三相 12/8 极电机,电机结构如图 2-1 所示,电机为外定子内转子结构。图 2-2 是三相 12/8 极 SRM 局部放大图,图中, \widehat{ab} 为电机转子极弧, \widehat{cd} 为电机定子极弧, \widehat{ef} 为转子极距。

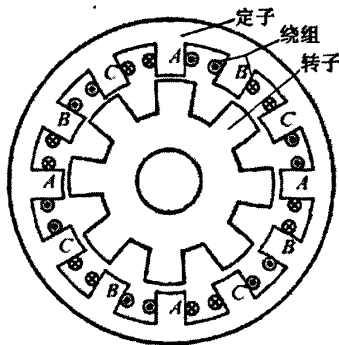


图 2-1 三相 12/8 极 SRM 结构图

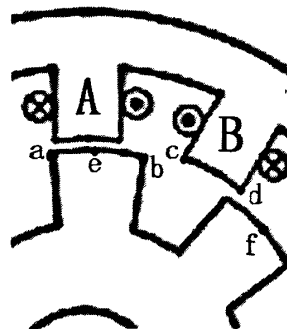


图 2-2 三相 12/8 极 SRM 局部放大图

SRM 的工作原理与传统的交、直流电机存在着根本的差别,它不是像传统电机那样靠定子绕组电流或者永磁体产生的电磁场间的作用产生电磁转矩和转速。SRM 的运转遵循“磁阻最小原理”,即磁通总是沿着磁阻最小的路径闭合。当定子某相绕组通电时,所产生的磁场因为磁力线扭曲而产生切向的磁拉力,试图让相近的转子极旋转到其中心轴线与该定子极中心轴线重合位置,也就是磁阻最小位置。

图 2-3 表示该电机一相电路连接的示意图,其中, D1、D2 是二极管, S1、

S2 是开关, E 是直流电源。随着转子的转动, 定子极和转子极的中心轴线的相对位置周期性的变化, 电机磁阻也随之变化。由于电感与磁阻成反比, 当转子极和定子极中心轴线重合时, 磁阻最小, 绕组电感最大; 当转子槽中心轴线与定子极中心轴线重合时, 磁阻最大, 绕组电感最小。

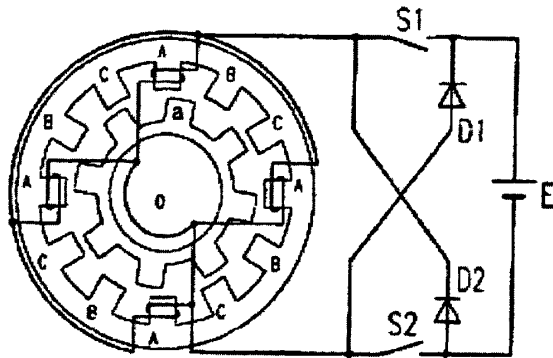


图 2-3 三相 12/8 极 SRM 一相绕组连接图

以 A 相为例, 当定子极轴线 OA 与转子极轴线 Oa 不重合时, 闭合开关 S1 和 S2, A 相通电, 电机内部形成以 OA 为轴线的径向磁场, 磁通通过定子极、定子轭、气隙、转子轭、转子极闭合。通过气隙部分的磁力线是弯曲的, 转子将受到弯曲的磁力线所产生切向磁拉力, 所产生的转矩使转子沿逆时针方向转动, 转子极中心轴线 Oa 逐渐和定子极中心轴线 OA 重合, 此时转子到达平衡位置。

断开 A 相开关 S1 和 S2, 闭合 B 相开关, 电机内部形成以 B 相定子极为轴线的电磁场, 电机内的磁场沿着顺时针方向旋转 30° , 转子在磁拉力的作用下沿着逆时针方向旋转 15° 。依次导通 A、B、C 相, 转子沿逆时针方向旋转一个转子极距 45° (转子极距 $\tau_r = 2\pi/N_r$, 对三相 12/8 极 SRM, $\tau_r = 360^\circ/8 = 45^\circ$)。定子极产生的磁场中心轴线沿着顺时针方向旋转了 $3 \times 30^\circ = 90^\circ$ 。

依次按照 A-B-C-A 的顺序导通各相定子绕组, 电机转子沿着逆时针方向旋转; 如果按照 A-C-B-A 的顺序导通各相定子绕组, 转子则沿着顺时针方向旋转。

2.2 开关磁阻电机的基本方程

从本质看, SRM 驱动系统作为电磁式机电装置, 其整个机电系统的动态过程微分方程可由电路方程、机械方程和机电联系方程组成^[22]。

2.2.1 电路方程

假设三相 12/8 极 SRM 各相结构和电磁参数对称, 则由电路基本定律可写出包括各相回路在内的电气主回路电压平衡方程式, 电机第 k 相 ($k=1,2,3$) 的电压平衡方程式如式 2-1 所示。

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

其中, U_k 为第 k 相绕组的电压; R_k 为第 k 相绕组的电阻; i_k 为第 k 相绕组的电流; Ψ_k 为第 k 相绕组的磁链。

SRM 各相之间的相间互感相对自感来说很小, 在 SRM 的计算过程中一般忽略相间互感, 由此可以得到磁链可表示为电感和电流的乘积, 如式 2-2 示。

$$\Psi_k = \Psi(i_k; \theta_k) = L(\theta_k, i_k) i_k \quad (2-2)$$

将式 2-2 代入式 2-1 可得到:

$$U_k = R_k i_k + \frac{\partial \Psi_k}{\partial i_k} \cdot \frac{di_k}{dt} + \frac{\partial \Psi_k}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = R_k i_k + (L_k + i_k \frac{\partial L_k}{\partial i_k}) \frac{di_k}{dt} + i_k \frac{\partial L_k}{\partial i_k} \frac{d\theta}{dt} \quad (2-3)$$

式 2-3 表明, 电源电压和电路中的三部分电压降相平衡, 等式右端第一项为电阻压降, 第二项为电流变化引起磁链变化所感应的电动势, 称为变压器电动势, 第三项为转子位置变化引起磁链变化所感应的电动势, 称为运动电动势。

2.2.2 机械方程

由力学定律可直接列出 SRM 电磁转矩和负载转矩共同作用下转子的机械运动方程如式 2-4 示。

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

其中, J 为 SRM 传动系统的转动惯量, D 为粘性摩擦系数, ω 为转子角速度, T_L 为负载转矩。将 $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ 代入式 2-4 得:

$$T_e = J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + D\omega + T_L \quad (2-5)$$

2.2.3 机电联系方程

机电联系方程即系统中反映机电能量转换的转矩表达式。由机电能量转换原理可知，通常电磁转矩可表示成磁共能对转子位置变化的速率，如式 2-6 所示。

$$T_k = \frac{\partial W'(i_k, \theta)}{\partial \theta} \quad (2-6)$$

其中， $W'(i_k, \theta)$ 为第 k 相通电时绕组的磁共能。

三相 12/8 极 SRM 的合成转矩由各相转矩叠加而成，如式 2-7 所示。

$$T_e = \sum_{k=1}^3 T_k = \sum_{k=1}^3 \frac{\partial W'(i_k, \theta)}{\partial \theta} \quad (2-7)$$

式 2-3、2-5 和 2-7 构成三相 12/8 极 SRM 的数学模型，该模型从理论上准确、完整的描述了三相 12/8 极 SRM 中的电磁和力学关系。

2.3 开关磁阻电机的数学模型

SRM 内部的涡流、磁路饱和和磁滞效应等所产生的严重非线性，加上系统运行时的受控性和开关性，使得电机内部的电磁关系非常复杂，精确的数学模型难以建立。目前，对于 SRM 的数学建模，通常采用线性模型、分段线性模型和非线性模型三种形式，本文采用线性模型。建立线性模型需作如下假设^[18]：

(1) 忽略磁通的边缘效应和磁路非线性，从而绕组电感 L 是转子位置 θ 的分段函数；

(2) 功率开关管是理想开关，开关动作瞬间完成；

(3) 主电路的直流电源不随时间改变；

(4) 在一个电流脉动周期中，电机以恒速运转。

2.3.1 电感特性

在三相 12/8 极 SRM 线性模型中，相电感是转子位置的线性函数，以 45° 为周期变化。定义每相定子极中心轴线和转子槽中心轴线的夹角为转子位置角 θ ，定子极中心轴线和转子槽中心轴线重合时 $\theta=0^\circ$ ，此时绕组电感为最小值 L_{\min} ；当定子极中心轴线和转子极中心轴线重合时则为 $\theta=22.5^\circ$ ，此时绕组电达到最

大值 L_{\max} 。

相电感的曲线如图 2-4 所示。通常在设计中，转子槽弧宽度通常大于定子极弧宽度，因而出现平顶段 L_{\min} ，即电感最小区域 $\theta_1 - \theta_2$ ；同样，转子极弧宽度大于定子极弧宽度，因而出现平顶段 L_{\max} ，即电感最大区域 $\theta_3 - \theta_4$ 。转子极前沿和定子极后沿在 θ_2 处相遇，该位置为相电感的转折点，电感在此开始线性上升。直到电感上升至 θ_3 位置，转子极后沿和定子极后沿相遇，直至转子极和定子极完全重合，即到达 θ_4 位置。从 θ_4 位置，相电感开始线性下降，到达转子极后沿与定子极前沿重合处 θ_5 。顺次导通绕组各相，电感周期性的往复变化。

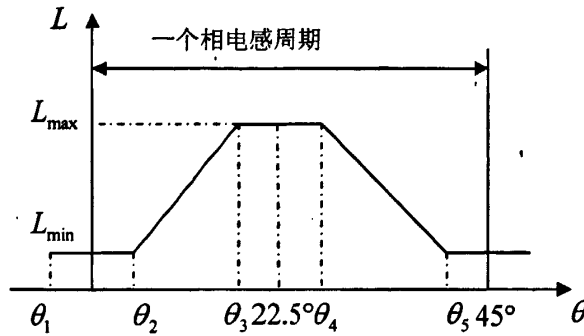


图 2-4 相电感曲线图

SRM 电感与转子位置角 θ 之间的关系如式 2-8 所示。

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

其中， $K = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{\theta_2 - \theta_1}$ 。

2.3.2 磁链特性

由式 2-1 可得到一相绕组的电压平衡方程式，如式 2-9 所示。

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

由于电阻压降 iR 相对 $\frac{d\Psi}{dt}$ 很小, 所以可忽略绕组压降不计, 从而式 2-9 简化为 2-10。

$$U_s = \frac{d\Psi}{dt} = \frac{d\Psi}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\Psi}{d\theta} \cdot \omega \quad (2-10)$$

由此得到磁链的表达式如式 2-11。

$$d\Psi = \frac{U_s}{\omega} \cdot d\theta \quad (2-11)$$

其中, ω 为转子的角速度。对位置角 θ 积分即可得到不同转子位置处磁链的值。

2.3.3 转矩特性

如果不考虑电路中转子旋转的机械损耗、电阻损耗和铁芯损耗, 根据能量守恒定律, 输入绕组的电能应等于输出机械能和结构中磁储能之和, 如式 2-12 所示。

$$dW_e = dW_f + dW_m \quad (2-12)$$

输入绕组的电能 dW_e 可由端电压、端电流计算得出 $dW_e = uiddt$, 其中 $u = d\Psi/dt$, 从而 $dW_e = id\Psi$; 由电磁转矩 T 和转子位置角 θ 计算得出机械能 $dW_m = Td\theta$; 根据式 2-12 得 $dW_f(\Psi, \theta) = id\Psi - Td\theta$, 对于无损耗系统, 磁场储能是由独立变量 Ψ 和 θ 决定的。假定 Ψ 恒定, 得到一般转矩表达式如式 2-13 所示。

$$T = -\frac{\partial W_f(\Psi, \theta)}{\partial \theta} \quad (2-13)$$

考虑转子处于任意位置的电磁转矩时, 假定转子无机械转动, 即 $dW_m = 0$, 则

$dW_f = dW_e = id\Psi$, 由此得出磁储能 $W_f = \int_0^\Psi id\Psi$ 。假定磁路中无磁滞损耗, 且磁

路为线性磁路, 则磁链 $\Psi = Li$ 。得磁场储能的表达式如式 2-14 所示。

$$W_f = \frac{1}{2} Li^2 \quad (2-14)$$

将式 2-14 代入式 2-13, 得转矩表达式如式 2-15 示。

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (2-15)$$

根据以上推论可知：

(1) SRM 的电磁转矩是由转子转动时的气隙磁导变化产生的，磁导对转子位置角的变化率大时，转矩也大；

(2) 电磁转矩与绕组电流的平方成正比，当电流增大到受磁芯饱和的影响时，转矩不再与电流平方成正比，但仍随电流的增加而增大。因此可以通过增大电流获得较大的转矩，并且可以通过控制绕组电流获得恒转矩输出；

(3) 电磁转矩的正负由相电感的变化率 $\frac{\partial L}{\partial \theta}$ 决定： $\frac{\partial L}{\partial \theta} > 0$ ，则产生正转矩，SRM 工作在电动状态； $\frac{\partial L}{\partial \theta} < 0$ ，则产生负转矩，SRM 工作在制动或发电状态。

只要根据转子位置角控制导通、关断角，就可以实现 SRM 的四象限运行。

2.4 开关磁阻电机的控制方式

开关磁阻的主要控制变量有三个：绕组端电压 U_s 、开通角 θ_{on} 和关断角 θ_{off} 。

针对这三个可控变量的优化控制，SRM 的控制方式通常可以分为以下三种^[23]：

- (1) 电流斩波控制方式 (Current Chopping Control, 简称 CCC 方式)
- (2) 角度位置控制方式 (Angle Position Control, 简称 APC 方式)
- (3) 脉宽调制控制方式 (Pulse Width Modulation, 简称 PWM 方式)

2.4.1 电流斩波控制方式

SRM 在低速工作特别是起动时，反电动势较小，相电流上升很快，通常采用电流斩波控制方式，以限制电流峰值，获得恒转矩机械特性。CCC 方式有两种方案：(1) 限制电流上、下限；(2) 限制电流上限并恒定关断时间。通常采用第一种方案，即设定电流上限 I_{\max} 和下限 I_{\min} ，当相电流高于 I_{\max} 时，关断开关管；当相电流低于 I_{\min} 时，导通开关管，向绕组供电。这种方式的优点是电流波形平整，脉动小；但开关管的开关频率需精确控制^[24]。

2.4.2 角度位置控制方式

SRM 在高速区适合采用 APC 方式, 此时转速较高, 运动电势大, 电流上升不明显, 调节 θ_{on} 和 θ_{off} 的大小即可调节电流, 从而实现调节电机转矩。APC 方式的关键在于将角度量转化为相应速度的时间可控量, 由于有两个变量需要调节, 使得控制复杂度提高。对于一定的转速和转矩, θ_{on} 和 θ_{off} 可以采用不同的组合, 因而出现了 θ_{on} 和 θ_{off} 的最优选择问题。提前导通开关管, 即 θ_{on} 减小, 则电流增大; 推迟导通开关管, 即 θ_{on} 增大, 会缩短各相开关管的导通时间, 限制电流幅值, 影响电机出力。提前关断开关管, 即 θ_{off} 减小, 相电流过早截止, 减小电机出力; 推迟关断开关管, 即 θ_{off} 增大, 续流进入电感下降区, 将会产生制动转矩, 总的电机出力也会减小。

以最大出力为准则, 可将 θ_{off} 固定在近似的最大出力点, 只调节导通角 θ_{on} 的大小。这种方式简便易行, 但为了充分发挥 SRM 控制灵活的优势, 在实际应用中还必须考虑效率和转矩脉动等目标参数, 结合综合目标进行优化控制。APC 方式的控制灵活性较大, 是目前应用最为广泛的一种控制方式, 但在低速区工作, 必须与其他控制方法相配合。

2.4.3 脉宽调制控制方式

PWM 方式是对功率变换器的开关管采用固定通断触发, 同时用 PWM 信号复合调制功率开关管相控信号, 通过调整占空比 $D_{rate} = \frac{T_{on}}{T_p}$ 的大小调节加载的绕组电压。PWM 脉冲周期 T_p 固定, 在导通时, 绕组加正向电压, 在关断后加零电压或反电压。改变占空比, 则绕组电压的平均值 U 随之变化, 绕组电流也相应变化, 从而调节转速和转矩, 因此该方式也被称为电压斩波控制方式。类似于电流斩波控制方式, 提高 PWM 脉冲频率 $f = 1/T_p$, 则电流波形比较平整, 电机出力增大, 运行噪声减小, 但功率开关管控制难度增大。

PWM 方式既可用于低速区, 也可用于高速区, 抗负载扰动的动态响应较快, 很适合用于转速调节系统, 但是在低速运行时转矩脉动较大。

2.5 小结

本章首先介绍了 SRM 的基本原理和基本方程；接着以本文所采用的三相 12/8 极 SRM 为例，对 SRM 的数学模型进行了分析，得出电机的电感特性、磁链特性和转矩特性等重要特性；最后阐述了 SRM 的三种主要控制方式，即电流斩波控制方式、角度位置控制方式和脉宽调制控制方式，为后续章节对样机进行建模、分析和仿真奠定了理论基础。

第三章 电动汽车用开关磁阻电机的设计

SRM 的运行性能分析主要有三种方法^[24]：最主要同时也最准确的是采用带有驱动电路的瞬态有限元分析法；其次，是对电机进行静态有限元分析，以分析所得的静态数据建立磁链关于电流和转子位置角的方程，进而建立查找表，基于 Simulink 等软件建立仿真模型进行仿真分析；另外，还可以采用等效磁路法。本文采用瞬态有限元分析法，基于软件 Ansoft 完成电动汽车用三相 12/8 极 SRM 的设计与仿真。

3.1 Ansoft 软件介绍

Ansoft 是世界著名的低频电磁场有限元软件之一，在工程电磁领域得到了广泛的应用，它基于麦克斯韦微分方程，把工程中电磁场的计算转变成为矩阵求解，不仅可以对单个电磁部件进行数值分析，还可以对整个系统进行联合仿真。作为我国较早引进的电磁场有限元软件，Ansoft 的使用已遍及电器、电子、机械、汽车、船舶、冶金、兵器、核工业、水利水电、航空航天、石油化工等众多领域，为科学研究和工程应用作出了突出的贡献^[25]。

Ansoft 能对电机二维、三位电磁场进行准确的分析，计算并仿真出电机的速度曲线、磁场分布、转矩曲线等重要性能曲线，是目前分析电机性能实用且高效的工具。Ansoft 有六个求解器，分别用于静磁场、涡流场、瞬态磁场、静电场、交变电场、直流传导电场的分析。

Ansoft 嵌入了 RMxpert 旋转电机分析模块和 Maxwell 2D/3D 电磁场分析模块。

3.1.1 RMxpert 模块

RMxpert 模块基于等效电路和磁路的计算方法，可分析 15 种常用电机：三相异步电机、单相异步电机、三相凸极同步电机、永磁无刷直流电机、变频永磁同步电机、普通永磁直流电机、开关磁阻电机、自启动永磁同步电机、串级整流子电机、普通励磁直流电机、爪极发电机、三相隐极同步电机。其基本工作流程如图 3-1 所示。

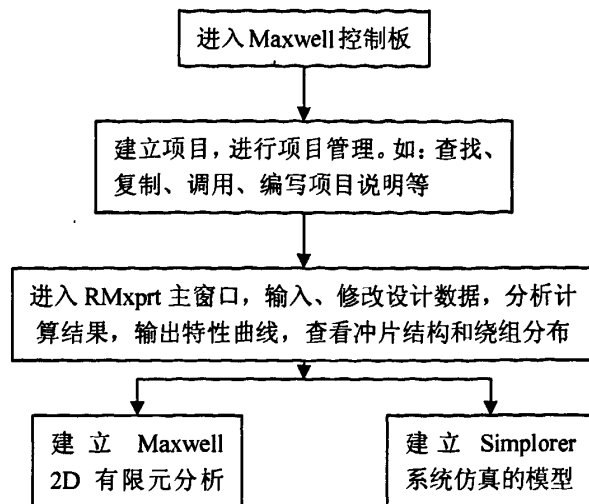


图 3-1 RMxprt 工作流程图

3.1.2 Maxwell 模块

Maxwell 模块是 Ansoft 公司针对机电系统的电磁分析所开发的有限元软件包, 包括 2D 和 3D 求解器。Maxwell 分析过程分为前处理、求解和后处理三部分。Ansoft 最新发布的 12 版本, 引入了 RMxprt 模块和 Maxwell 的无缝连接技术, 用户可将在 RMxprt 中计算后的模型直接导入 Maxwell 中进行有限元计算。RMxprt 电机模型导入 2D 瞬态场中, 软件会自动加载几何模型、定义材料属性、设置激励源、边界条件和网格剖分, 默认的数据分析是转矩和电流随时间的变化。

采用 Ansoft 对电机进行仿真具有以下优点:

- (1) 拥有容量巨大的材料库, 并可自定义材料;
- (2) 采用 Windows 用户界面, 可以采用几何法建立模型, 也可使用 Ansoft RMxprt 软件包模块化建立, 或由其他 CAD 软件导入;
- (3) 可与众多软件实现无缝对接, 进行联合仿真。

3.2 开关磁阻电机结构设计

相数是 SRM 最重要的参数之一, 不仅对电机的性能和成本有重大的影响, 而且对振动和噪声也有显著的影响。根据需要, SRM 可以设计成不同的相数结构, 由于三相及三相以上 SRM 具有自起动能力, 而相数过多会导致 SRM 结构复杂, 控制难度加大, 所以目前常用的是三相和四相两种结构。

SRM 定转子极数的一般确定原则是：定子极数必须是相数的偶数倍，即 $N_s=2km$ ；转子极数是相数减一的偶数倍，即 $N_r=2k(m-1)$ 。对于三相和四相电机来说最常取的是 $k=1$ 或 2 ，即三相电机 $N_s/N_r=6/4$ 或 $12/8$ ，而四相电机 $N_s/N_r=8/6$ 或 $16/12$ 。

本论文所用的设计方法是根据电动汽车运行需求和 SRM 的主要参数的电磁关系，确定 SRM 主要参数的初始值，然后采用 Ansoft 公司的 RMxprt 电机设计专用软件进行设计和优化。

3.2.1 电机初步设计

1、设计目标

稳态运行时，额定功率 3kW ，工作电压 96V ，额定转速 1500rpm 。

根据电动汽车结构及性能需求确定电机主要尺寸：

定子外径 $\Phi_1=235\text{mm}$

定子内径 $\Phi_2=191.4\text{mm}$ ，即气隙直径 $D_g=191.4\text{mm}$

转子外径 $\Phi_3=190.6\text{mm}$

转子内径 $\Phi_4=120\text{mm}$

气隙宽度 $\delta=0.4\text{mm}$

2、主要工作参数的确定

额定转矩如式 3-1 所示。

$$T_N = \frac{30P}{\pi n} = 19.1\text{Nm} \quad (3-1)$$

选定效率 $\eta=0.8$ ，则工作母线电流如式 3-2 所示。

$$I_{BUS} = \frac{P}{U\eta} = 39.1\text{A} \quad (3-2)$$

考虑三相对称工作，则每相电流的平均值为 13.03A 。

3、确定绕组匝数

每个定子极绕组匝数为 N_w ，它由气隙感应强度 B_g 的合理值确定。

$$B_{\delta} = \mu_0 \frac{i_{ph} N_w}{K \delta} \quad (3-3)$$

其中, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 为空气导磁率; K 为记及铁芯磁压降系数, 选定 $K=1.15$; 通常工作相为半周期导通, 因此计算相电流应为相电流平均值的 2 倍, 即: $i_{ph}=26.06\text{A}$; 选用叠片材料 D23-50, B_{δ} 取为 1.6T, 定子极绕组匝数如式 3-4 所示。

$$N_w = \frac{B_{\delta} K \delta}{\mu_0 i_{ph}} = 22.5 \quad (3-4)$$

在此, 选择确定绕组匝数 $N_w = 20$ 。

4、确定铁芯长度

在直径确定的情况下, 铁芯长度由额定转矩 T_N 确定。由于三相 SRM 每相有效工作半周期, 因此每相有效工作的计算转矩 $T_{ph} = \frac{2}{3} T_N$, 相转矩如式 3-5 所示。

$$T_{ph} = \frac{1}{2} i_{ph}^2 \frac{\Delta L}{\Delta \theta} \quad (3-5)$$

其中, $\Delta L \approx \frac{3}{4} L_{\max}$ (记及饱和影响), L_{\max} 为定转子极中心轴线重合位置的相电感如式 3-6 所示。

$$L_{\max} = 4 \times 2 N_w^2 \mu_0 \frac{b_s l}{K \delta} \quad (3-6)$$

其中, b_s 为定子极极弧长度, $b_s = a_s \frac{\pi D_a}{Z_s}$; a_s 为定子极极弧系数, 优化设计

时取 $a_s=0.45$; $\Delta \theta = \frac{\theta_r}{2}$, θ_r 为周期角, $\theta_r = \frac{2\pi}{Z_r}$, 所以电机轴向长度如式 3-7 所示。

$$l = \frac{2 T_N Z_s K \delta}{9 \mu_0 i_{ph}^2 N_w^2 Z_r a_s D_a} = 0.079\text{m} \quad (3-7)$$

考虑硅钢片的迭片系数, 取 $l=80\text{mm}$ 。

3.2.2 RMxprt 电机设计与优化

采用 Ansoft 公司的 RMxprt 电机设计专用软件来对三相 6/4 及 12/8 和四相 8/6 及 16/12 极 SRM 进行设计与性能对比。主要参数设置界面如图 3-2~3-6 所示。

Properties: 1283 - RMxprtDesign - Machine

Machine

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description	Read-only
Machine Type	Switched Reluctance Motor				<input checked="" type="checkbox"/>
Frictional Loss	10	W	10W	The frictional loss me...	<input type="checkbox"/>
Windage Loss	10	W	10W	The windage loss measu...	<input type="checkbox"/>
Reference Speed	1500	rpm		The reference speed at...	<input type="checkbox"/>
Control Type	CCC			Control Type: DC, CCC...	<input type="checkbox"/>
Circuit Type	Full-Voltage			Drive circuit type	<input type="checkbox"/>

图 3-2 电机参数设置界面

Properties: 1283 - RMxprtDesign - Machine

Stator

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description	Read-only
Outer Diameter	235	mm	235mm	Outer diameter of the ...	<input type="checkbox"/>
Inner Diameter	191.4	mm	191.4mm	Inner diameter of the ...	<input type="checkbox"/>
Length	100	mm	100mm	Length of the stator core	<input type="checkbox"/>
Stacking Factor	0.95			Stacking factor of the...	<input type="checkbox"/>
Steel Type	D23_50			Steel type of the stat...	<input type="checkbox"/>
Number of Poles	12			Number of poles of the...	<input type="checkbox"/>
Embrace	0.45		0.45	Pole embrace	<input type="checkbox"/>
Yoke Thickness	9.05	mm	9.05mm	Yoke thickness of the ...	<input type="checkbox"/>

图 3-3 定子参数设置界面

Properties: 1283 - RMxprtDesign - Machine

Winding

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description	Read-only
Insulation Th...	0.3	mm		Thickness of the insul...	<input type="checkbox"/>
End Adjustment	0	mm	0mm	End length adjustment ...	<input type="checkbox"/>
Parallel Bran...	1			Number of parallel bra...	<input type="checkbox"/>
Turns per Pole	20		20	Number of turns per po...	<input type="checkbox"/>
Number of Str...	0		0	Number of strands (num...	<input type="checkbox"/>
Wire Wrap	0.08	mm		Double-side wire wrap ...	<input type="checkbox"/>
Wire Size	Diameter: 0.7mm			Wire size, 0 for auto...	<input type="checkbox"/>

图 3-4 定子绕组设置界面

Properties: 1283 - RMxprtDesign1 - Machine

Rotor

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description	Read-only
Outer Diameter	190.6	mm	190.6mm	Outer diameter of the ...	<input type="checkbox"/>
Inner Diameter	120	mm	120mm	Inner diameter of the ...	<input type="checkbox"/>
Length	100	mm	100mm	Length of the rotor core	<input type="checkbox"/>
Steel Type	I23_50			Steel type of the roto...	<input type="checkbox"/>
Stacking Factor	0.95			Stacking factor of the...	<input type="checkbox"/>
Number of Poles	8			Number of poles of the...	<input type="checkbox"/>
Embrace	0.36		0.36	Pole embrace	<input type="checkbox"/>
Yoke Thickness	22.8	mm	22.8mm	Yoke thickness of the ...	<input type="checkbox"/>

图 3-5 转子参数设置界面

Properties: 1283 - RMxprtDesign1

General

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description	Read-only
Name	Setup1				<input checked="" type="checkbox"/>
Operation Type	Motor			Motor or generator	<input checked="" type="checkbox"/>
Load Type	Const Power			Mechanical load type	<input type="checkbox"/>
Rated Output ...	3000	W	3000W	Rated mechanical or el...	<input type="checkbox"/>
Rated Voltage	96	V	96V	Applied rated DC voltage	<input type="checkbox"/>
Rated Speed	1500	rpm	1500rpm	Given rated speed	<input type="checkbox"/>
Operating Tem...	75	cel	75cel	Operating temperature	<input type="checkbox"/>

图 3-6 求解参数设置界面

RMxprt 设计完成的电机模型外观如图 3-7 所示。

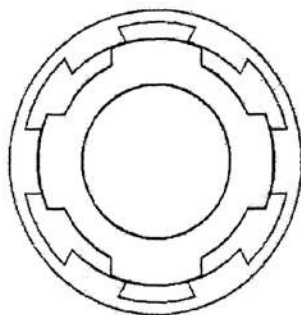


图 3-7 (a) 三相 6/4 电机

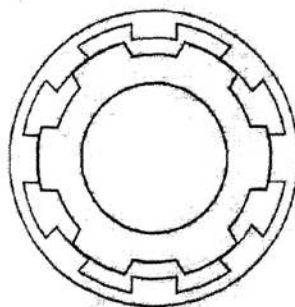


图 3-7 (b) 四相 8/6 电机

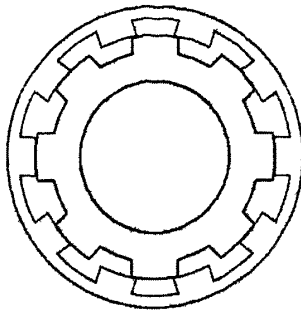


图 3-7 (c) 三相 12/8 电机

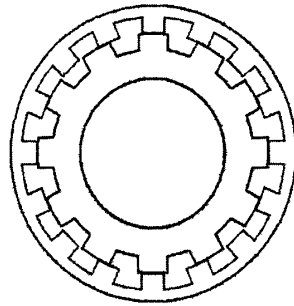


图 3-7 (d) 四相 16/12 电机

图 3-7 电机 RMxpert 模型图

对这四个电机进行电磁分析，得出分析结果如表 3-1 所示。

表 3-1 电机 RMxpert 分析性能对比

电机类型	参考转矩 (T)	输出功率 (W)	效率 (%)	重量 (kg)
三相 6/4	9.04204	2796.58	89.455	17.8447
四相 8/6	15.6382	3052.9	85.224	17.2982
三相 12/8	20.2812	3318.86	82.4616	17.0691
四相 16/12	30.1733	3278.16	73.878	16.7259

由表 3-1 可知，对于这四种电机，在相同的尺寸结构和材料设置情况下，定转子极数越多，电机参考转矩越大，电机效率降低，重量减轻。三相 6/4 和四相 8/6 电机输出转矩较小，三相 12/8 和四相 16/12 电机输出转矩足够大，且输出功率较大。但与三相 12/8 电机相比，四相 16/12 电机效率较小，且输出功率略小，而两者重量相差不大，所以本文选用三相 12/8 电机作为电动汽车用 SRM，设计结果如表 3-2 所示。

表 3-2 样机结构参数表

定子极数	定子外径	定子内径	定子极弧	定子齿高	每极匝数
12	235mm	191.4mm	0.45	9.05mm	20
转子极数	转子外径	转子内径	转子极弧	转子齿高	铁芯长度
8	190.6mm	120mm	0.36	22.8mm	80mm

3.3 开关磁阻电机有限元分析基本原理

3.3.1 有限元法及其优点

有限元分析法 (Finite Element Analysis, FEA) 是将求解域划分为许多个小的

称为有限元的互联子域，对每个子域单元假定一个合理的近似解，进一步推导求解出整个求解域总的满足条件，进而得到问题的解。由于实际问题被较为简单的问题所代替，这个解是近似解，而不是准确解。有限元方法不仅能适应各种复杂形状，而且计算精度高，成为有效的工程分析手段，得到广泛的应用^[26]。

采用有限元法分析电机电磁场具有以下突出优点：

(1) 网格剖分灵活，适于解决电机这类几何形状复杂的计算问题；

(2) 处理内部媒质交界条件和第二类边界条件非常方便，对不具有面电流密度的内部媒质交界条件和第二类齐次边界条件可以不作任何处理。对于结构复杂、内部具有较多媒质交界且由多种材料组成的电机电磁场来说，有限元法非常适用；

(3) 有限元法的各个环节统一，易于实现标准化，具有广泛的兼容性；

(4) 可以很好的处理非线性问题。

3.3.2 电机内电磁场的基本知识

电机电磁场理论的基本方程是麦克斯韦方程，其微分形式如式 3-8~3-11 所示^[27]。

$$\nabla \times H = J_s + J_\delta + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (3-8)$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (3-9)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (3-10)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (3-11)$$

媒质的特性方程如式 3-12~3-14 所示。

$$D = \epsilon E \quad (3-12)$$

$$J = \delta E \quad (3-13)$$

$$B = \mu H \quad (3-14)$$

其中， H 为磁场强度， J_s 为传导电流密度， J_δ 为涡流电流密度， E 为电场强度， B 为磁通密度， ρ 为自由电荷的体密度。

对电机的电磁场一般不考虑位移电流的影响，属于似稳场^[28]。从而上述各式可表示为式 3-15 和 3-16。

$$\nabla \times H = J \quad (3-15)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (3-16)$$

采用矢量磁位 A 为求解量，令矢量磁位 A 的旋度等于磁通密度矢量 B ，且磁密的散度为零，即：

$$B = \nabla \times A \quad (3-17)$$

$$\nabla \cdot A = 0 \quad (3-18)$$

3.3.3 开关磁阻电机物理模型的基本假设

SRM 的定、转子铁芯都是高导磁硅钢迭片结构，且轴向长度远远大于气隙长度，因而可以不计涡流，也忽略电机轴向的端部效应，从而可以将其电磁场视为二维静态磁场，在分析时做如下假设^[23]：

- (1) 铁芯冲片各向同性，忽略铁磁物质的磁滞效应，即磁化曲线是单值的；
- (2) 忽略电机的端部效应，磁场沿轴向均匀分布。假设电流密度和矢量磁位只有轴向分量；
- (3) 定子外圆为零矢量磁位面。

三相 12/8 极 SRM 的磁场对称分布，可选取 1/4 圆作为求解域，如图 3-8。

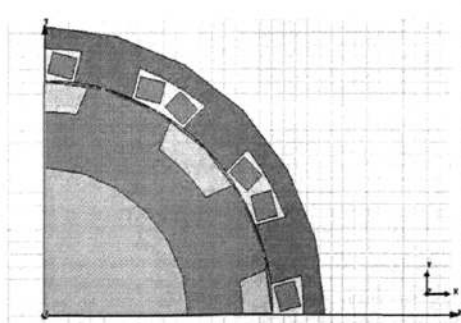


图 3-8 三相 12/8 极 SRM 1/4 Maxwell 2D 模型图

3.3.4 开关磁阻电机物理模型的边界条件

在用有限元法求解电机电磁场时，应当尽量缩小求解域范围，以便减小计算机负荷和节约计算时间。由于铁磁物质的磁导率远远大于空气的磁导率，通常认为磁力线沿电机外侧表面闭合。SRM 定子外侧表面被取为第一类齐次边界^[29]。如果定子铁芯过度饱和则需考虑外部漏磁，定子外侧这条人工边界应适当向外扩充。因为漏磁衰减很快，所以外移扩充范围没有十分严格的界限。

因此，SRM 电磁场的边界问题可以表示为式 3-19 和式 3-20。

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -J_z \quad (3-19)$$

$$A_z|_{\Gamma} = 0 \quad (3-20)$$

其中, μ 为材料的磁导率, Γ 为定子外圆周。

由此可以求出矢量磁位, 利用矢量磁位就可以进一步计算出求解域内任意点的磁通密度及其分布。

3.4 开关磁阻电机有限元模型的建立及初步分析

有限元分析过程包括前处理 (Preprocessing)、求解 (Solution) 和后处理 (Post Processing) 三部分^[30]。在前面的理论分析中已经探讨了有限元法的基本原理, 现在以 Ansoft 软件中 Maxwell 2D 模块为平台来建立 SRM Maxwell 2D 有限元模型并对其进行有限元分析。

3.4.1 前处理 (Preprocessing)

前处理是定义问题的过程, 由两部分组成^[31]。

第一部分: 定义几何图形和拓扑结构, 描述其几何形状和材料性质, 建立有限元分析的实体模型。

第二部分: 对原型样机进行实验参数描述, 如边界条件和激励等。

对于三相 12/8 极 SRM 有限元分析的前处理, 具体过程如下^[32]:

1、创建模型

这个过程主要是构造 SRM 的结构参数, 表 3-2 给出了三相 12/8 极 SRM 的基本结构参数。图 3-9 所示的是采用 Maxwell 2D 建立的三相 12/8 极 SRM 的二维剖面图, 图中定义了 SRM 的定子、转子、气隙、转轴、绕组等的结构。

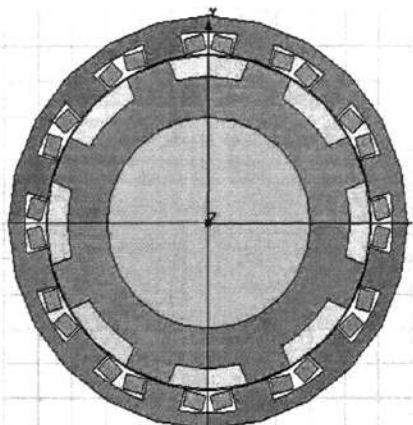


图 3-9 分配材料属性后电机全场模型

2、设置求解问题的类型、各部分的材料属性

SRM 的有限元分析有三种类型：静态场 (Magnetostatic)、瞬态场 (Transient) 以及温度场 (Thermal)。本文采用瞬态场分析。

图 3-9 中，三相 12/8 极 SRM 的定转子由硅钢片叠压制而成，有效减小了涡流效应；转轴材料设定为空气或真空；定子绕组材料设定为铜 (copper)；气隙材料设定为空气。本论文样机定转子材料采用 D23-50 硅钢片，其磁化曲线 (BH 曲线) 如图 3-10 所示。计算中所设定的气隙、转轴和绕组部分的相对磁导率均为 1。

23 Mar 2010

Ansoft LLC

21:11:49

D23_50

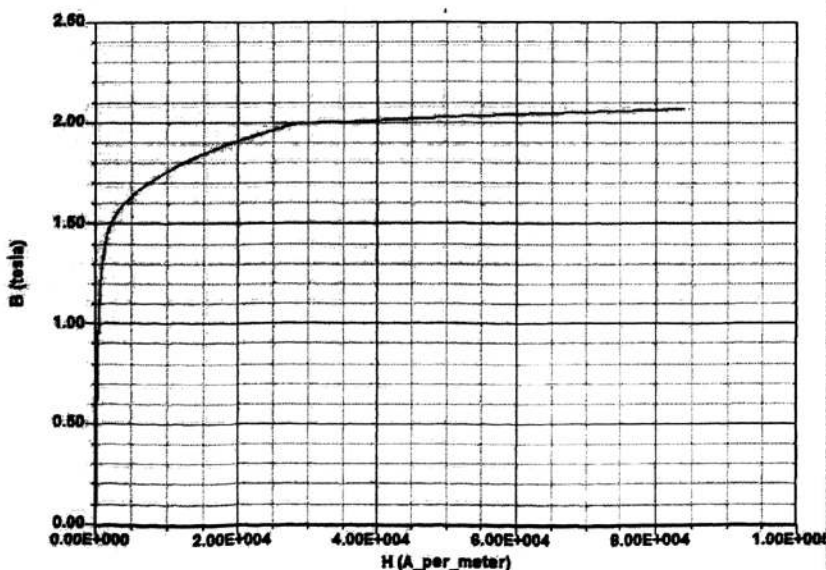


图 3-10 电机定转子铁芯材料磁化曲线图

3、加载激励源和边界条件

(1) 加载激励源

采用 Maxwell 2D 对 SRM 进行有限元分析时, 激励源的加载有多种形式, 如外加电压、外加电流 (或电流密度), 以及外加电路。其中, 外加电压和外加电流可以以方程的形式定义, 使得输入的电压电流信号满足不同需求。由于 SRM 瞬态分析需准确控制开关管的通断, 本文采用外加电路法加载激励源。

三相 12/8 极 SRM 有限元分析的外加电路主要有三部分: 功率变换电路、电机电路和开关管控制电路。

图 3-11 是功率变换电路, 采用三相不对称半桥结构, 该电路包括了直流电压源 V1、V2 (分别为 48V)、续流二极管 D1-D12、功率开关管 S1-S6、电流斩波开关 CCSA、CCSB 和 CCSC。以 A 相为例, 在电流斩波控制方式下, 开关管 S1、S4 导通, 当电流值小于斩波上限时, 电流斩波开关 CCSA 导通, 从而电机 A 相绕组通电励磁; 当电流值大于斩波上限时, 电流斩波开关 CCSA 关断, 电流下降, 直至电流值小于斩波上限时, 电流斩波开关再次导通; 开关管 S1、S4 关断, 则电流经 D4、D7 续流。

图 3-12 是电机电路图, 在有限元分析中电机的电路模型比较简单, 对于电机本身来讲, 和整个电路相连的仅为绕组部分。考虑电机二维场计算时的端部效应, 应将端部电阻和电感串联到电机绕组回路中, 从而, 电机的电路主要由定子绕组 WA、WB 和 WC, 绕组电阻 RA、RB 和 RC 和绕组的漏感 LA、LB 和 LC 组成。

图 3-13 是电机开关管的控制电路, 控制功率开关管的开通和关断。SRM 系统的运行必须依赖于精确的转子位置信号, 为相电流提供准确的换相信息。Ansoft 带有位置跟踪变量 P, 可以利用变量 P 获得转子位置, 为功率变换器提供换相信息。图中, 功率开关管 S1-S6 的通断受驱动电压源 Va, Vb、Vc 的控制, 驱动电压源是位置变量 P 的函数, 产生脉冲电压信号^[33]。

图 3-14 是由功率变换电路、电机电路和开关管控制电路共同组成的外电路总图。

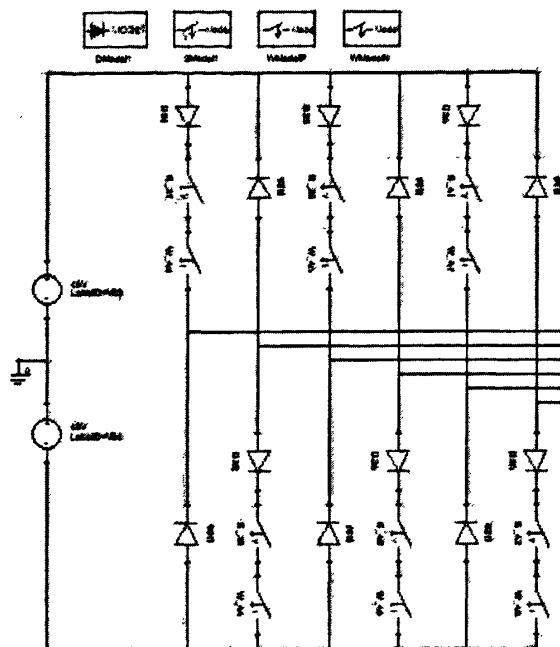


图 3-11 三相 12/8 极 SRM 功率变换器主电路

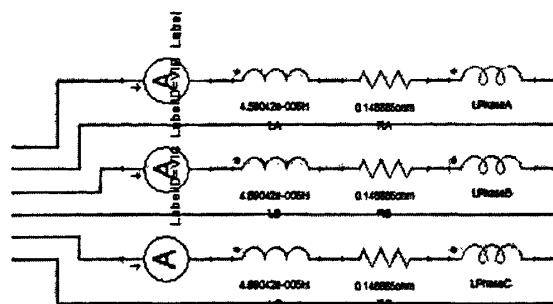


图 3-12 三相 12/8 极 SRM 电机电路图

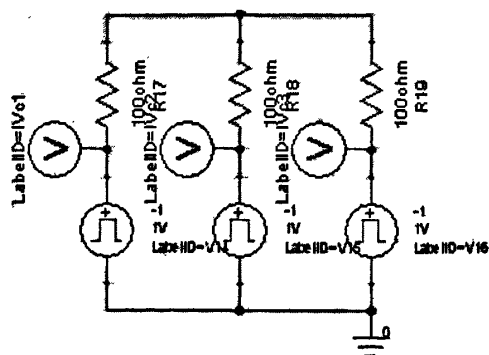


图 3-13 三相 12/8 极 SRM 开关管控制电路

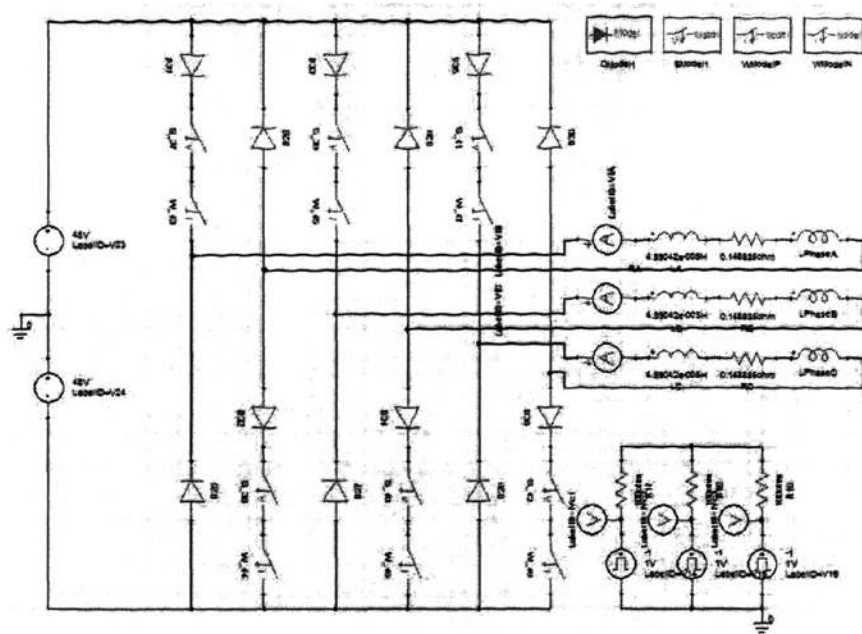


图 3-14 三相 12/8 极 SRM 外电路总图

(2) 设定边界条件

本文中设置定子外圆周为第一类齐次边界, 将这个边界上的点作为零磁位参考点, 背景排除在求解区域外。

4、网格剖分

建立模型并定义模型属性后, 对模型进行网格剖分。本论文采用三角形有限单元划分整个求解区域, 对 SRM 进行离散化, 如图 3-15 所示。

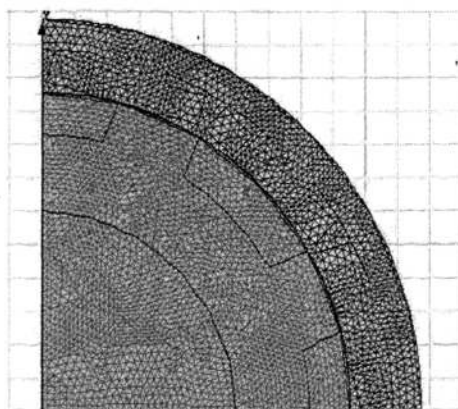


图 3-15 三相 12/8 极 SRM 网格剖分图 (1/4)

在网格剖分时可自行设定网格的大小, 气隙、定子和转子部分是 SRM 剖分

中最为重要的部分，这些区域磁场的变化率较大，为了提高计算精度，要用尺寸较小的有限元三角单元来剖分。

另外，在 SRM 电磁场的瞬态分析过程中，还需定义电机的角速度（Angular Velocity）、负载转矩（Load Torque）、有限元求解步长（Time Step）等等。

3.4.2 求解（Solution）

求解过程中构成从数学上模拟物理过程的代数方程组，并求出方程的解，最终求解结果是一组描述整个模型中的磁场位函数的值。Maxwell 2D 根据前处理过程中所给定的 SRM 模型、激励情况、负载情况自动求解。

3.4.3 后处理（Postprocessing）

求解过程得到的是位函数解，而我们需要数据通常是一些导出量，如磁通、磁力、转矩、电感、能量损耗等等。因此需要从位函数解求解出所需物理量。后处理过程有两个功能：处理数据的运算功能和显示结果的绘图功能。

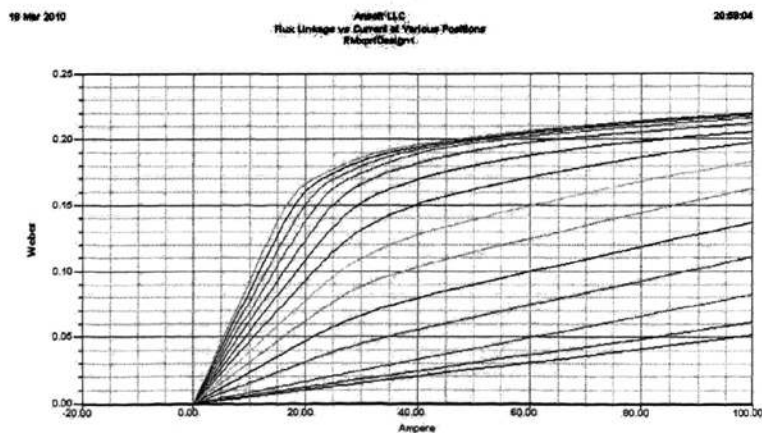


图 3-16 不同角度位置处磁链与电流关系曲线图

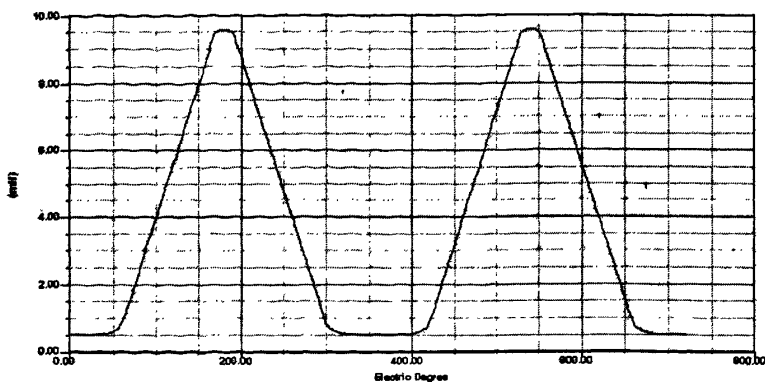


图 3-17 电感曲线图

计算并导出电机不同转子位置的磁链如图 3-16 所示，转子位置角 $\theta=0^\circ$ 时，随着电流的增加，磁链近似线性增长；当转子位置角逐渐增大，磁链随电流的增加，非线性越来越严重，当电流增大到一定的范围内，磁链达到饱和，增长缓慢。

图 3-17 所示为绕组电感与电角度（一个电角度周期为 360° ，对应于一个转子位置角周期，即机械角 45° ）的曲线关系，计算结果很好的反应了第二章中所讨论的 SRM 基于绕组电感的数学模型。电感分段线性，存在最大值和最小值平顶段，并有对称的电感上升区间和下降区间。

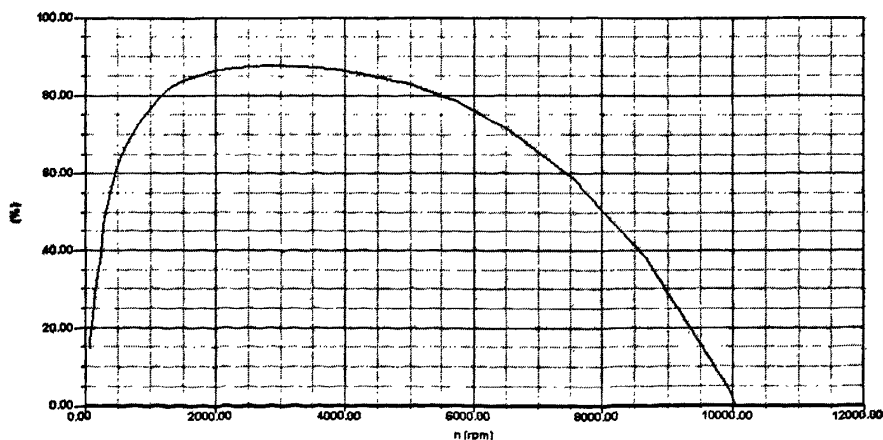


图 3-18 效率和速度关系曲线图

图 3-18 所示为效率随速度变化的曲线，由图可知，效率随速度的增大先增后减，存在一个极大值点。通常考虑效率大于某个值（如 80%），即可确定一个速度区间，电机在此区间内运行均可满足效率的要求。对于本图中，如取效率最小值为 80%，则速度区间可为 [1200, 5500]。

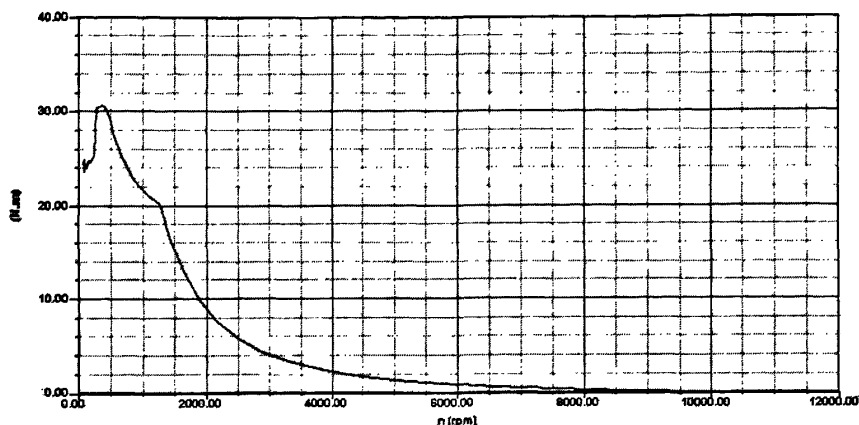


图 3-19 转矩和速度关系曲线图

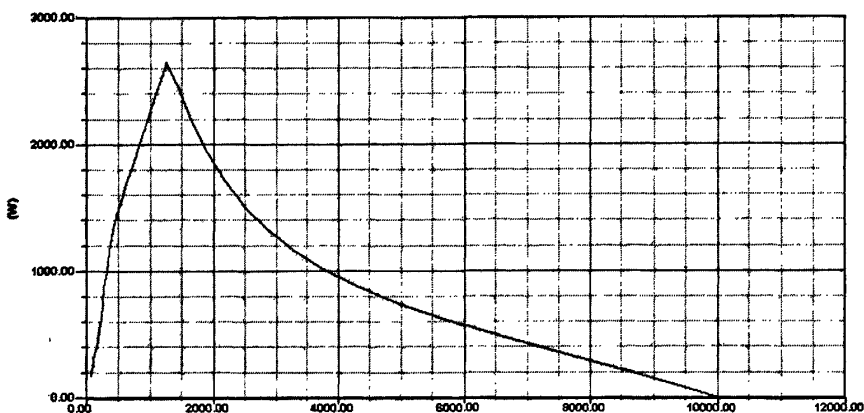


图 3-20 输出功率和速度关系曲线图

图 3-19 所示为转矩随速度变化的曲线，可知，SRM 具有较大的起动转矩，随着速度的增加转矩逐渐减小。图 3-20 所示为输出功率随速度变化的曲线。

3.5 小结

本章首先简单介绍了有限元分析软件 Ansoft 的基本模块和工作流程；接着依据电机电磁场理论设计计算电机基本参数，在此基础上，采用电机设计专用软件 RMxpri 完成了电动汽车用三相 12/8 极 SRM 设计和分析；然后介绍了 SRM 有限元分析的基本原理：有限元法及其优点，电机电磁场的基本知识，SRM 有限元分析的基本假设和边界条件的设定。在本章的第三和第四部分，详细说明了三

相 12/8 极 SRM 的建模和求解方法，并对样机进行了初步分析。

第四章 电机结构参数对电机性能的影响

4.1 绕组匝数对电机性能的影响

表 4-1 为绕组匝数不同时电机起动电流和起动转矩的值。图 4-1 和图 4-2 分别为起动电流和起动转矩随绕组匝数变化的曲线图。由此可知，起动电流随绕组匝数的增加近似线性的增加，在电流密度和绕组线径不变的情况下，由 $I = NJS$ 可知，总的电流与绕组匝数呈线性关系。由于在同一周期内，电感随电流的增加也普遍增大，根据 $T = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta}$ ，起动转矩随绕组匝数的增加而增大，且呈三次关系，考虑到绕组匝数增加的同时，绕组的铜损也会增加，所以起动转矩会有一定的偏差。

表 4-1 不同绕组匝数的起动运行参数表

绕组匝数 N	Start Current (A)	Start Torque (Nm)
10	2.57701	2.08453
12	4.9869	13.9439
14	6.25616	12.1706
16	7.89773	17.1734
18	9.98969	22.8167
20	11.9544	22.0238
22	15.362	29.0264
24	16.6425	31.564
26	20.9878	34.9048
28	22.8224	42.515
30	24.3324	46.0672
32	30.4755	42.091
34	35.0182	83.5208
36	36.2273	83.0982
38	37.6384	77.8321
40	47.4928	67.4759

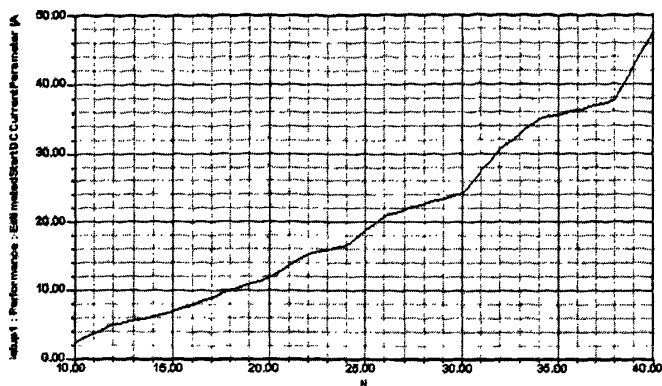


图 4-1 起动电流随绕组匝数变化的曲线

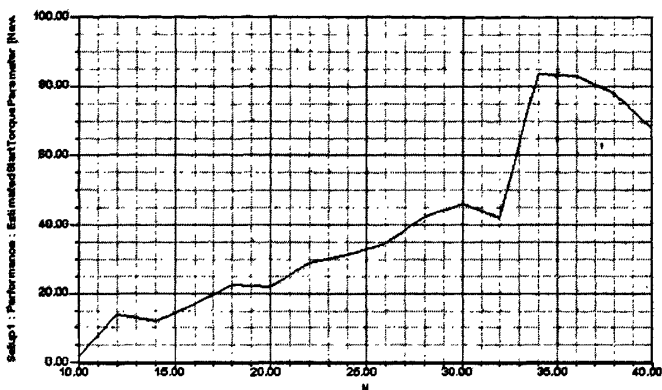


图 4-2 起动转矩随绕组匝数变化的曲线

绕组匝数对电感曲线具有较大的影响，当绕组匝数增加时，绕组的电感会在一个电感周期内明显增大，使得绕组电感对于角度的变化率增大。图 4-3 分别为 $N=10, 20, 30, 40$ 时绕组电感曲线。纵轴为电感值，横轴为电角度，一个电角度周期为 360° ，对应于三相 12/8 极 SRM 的一个机械角度周期 45° 。随着绕组匝数的增加，电感的最小值和最大值都显著增大，其中， $N=10$ ，电感最大值约为 2.4mH ； $N=20$ ，电感最大值约为 9.5mH ； $N=30$ ，电感最大值约为 21.5mH ； $N=40$ ，电感最大值约为 38mH 。

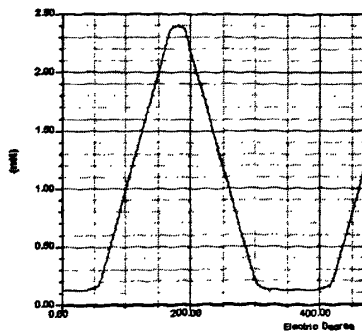


图 4-3 (a) $N=10$ 绕组电感

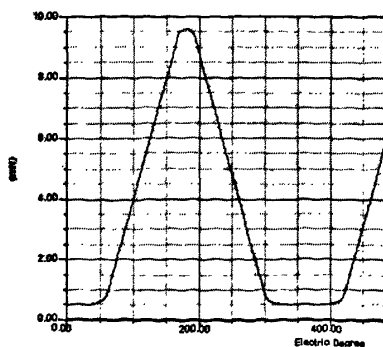


图 4-3 (b) $N=20$ 绕组电感

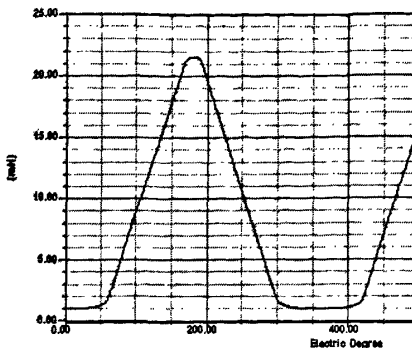


图 4-3 (c) N=30 绕组电感

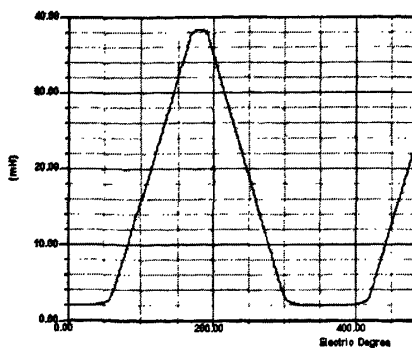


图 4-3 (d) N=40 绕组电感

图 4-3 不同绕组匝数的电感曲线图

绕组匝数的改变对于电机稳态运行时性能也有较大影响：随着绕组匝数的增加，额定转速由几千转下降到几百转；电机的效率也快速下降。电机输出功率随绕组匝数的增大而减小，而电机的额定转矩随绕组匝数的增大而减小。在选取绕组匝数时，应综合考虑电机各项性能参数，优化设计。

表 4-2 不同绕组匝数的额定运行参数表

绕组匝数 N	Rated Speed(rpm)	Efficiency(%)	Output Power(W)	Rated Torque(Nm)
10	5729.96	86.963	3151.18	4.58499
12	3785.74	88.5844	3217.4	7.1067
14	2871.78	88.1403	3133.73	9.09025
16	2178.47	87.1323	3097.34	11.8238
18	1652.54	86.0735	3111.45	15.6683
20	1553.58	85.467	3045.91	20.1556
22	1091.82	78.8954	2881.03	21.6996
24	828.231	75.3367	2899.9	28.8233
26	721.359	70.9072	2733.73	30.8938
28	628.277	69.4305	2646.37	34.143
30	476.597	63.6434	2601.67	44.1135
32	415.099	56.4139	2370.03	45.3204
34	361.536	54.0047	2290.89	49.9444
36	314.884	51.435	2214.76	55.035
38	274.253	48.6075	2137.84	60.5103
40	274.253	43.0699	1707.94	45.5416

4.2 气隙宽度对电机性能的影响

电机气隙宽度 δ = 定子内径 Φ_2 - 转子内径 Φ_3 ，固定定子内径 $\Phi_2 = 191.4\text{mm}$ ，

改变转子外径 Φ_3 ，表 4-3 所示为不同气隙宽度时电机起动性能的值。图 4-4 和图 4-5 分别为起动电流和起动转矩随气隙变化的曲线。随着转子外径的增大，气隙宽度减小，气隙漏磁减小，电机起动电流和起动转矩随之增大。当气隙较宽时，随气隙的减小，起动电流和起动转矩的增幅较小；当气隙较窄时，随着气隙宽度的减小，起动电流和起动转矩的增幅较大。但较小的气隙宽度对于电机制作工艺和装配工艺的要求较高，小型电机气隙一般不应小于 0.25mm，因此应合理选取气隙宽度以满足电机性能和工艺的双重要求。

表 4-3 不同气隙宽度的起动参数表

气隙宽度 (mm)	Start Current (A)	Start Torque(Nm)
1.2	11.512	14.2411
1.1	11.5764	15.5189
1.0	11.623	16.9662
0.9	11.4027	13.3648
0.8	11.7208	18.3289
0.7	11.6213	17.3882
0.6	12.2761	25.6492
0.5	11.9443	20.249
0.4	11.9544	22.0238
0.3	12.4102	28.7999

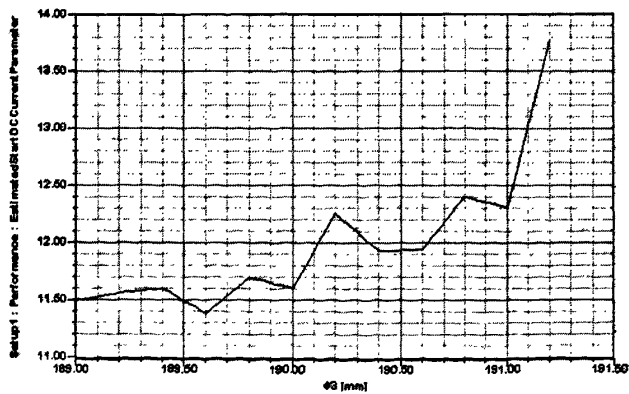


图 4-4 起动电流随气隙变化的曲线

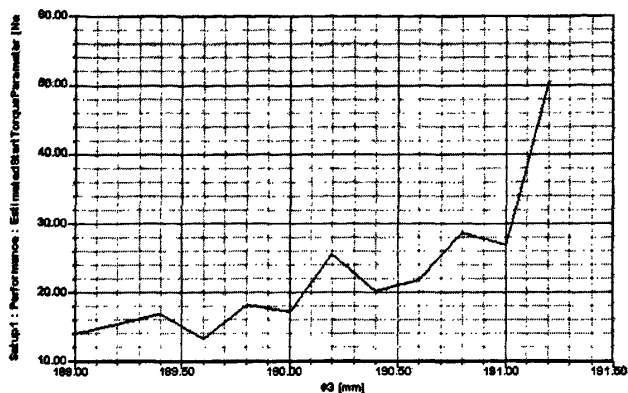


图 4-5 起动转矩随气隙变化的曲线

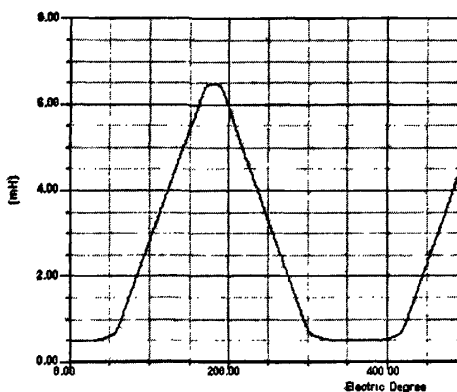


图 4-6 (a) $\delta=0.6\text{mm}$ 的电感曲线图

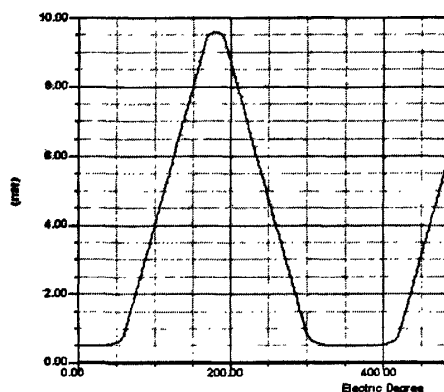


图 4-6 (b) $\delta=0.6\text{mm}$ 的电感曲线图

图 4-6 不同气隙宽度的绕组电感图

图 4-6 所示分别为气隙宽度 $\delta=0.6\text{mm}$ 和 $\delta=0.4\text{mm}$ 时绕组电感曲线，在同一周期内，随着气隙的减小，绕组电感逐渐增大。

气隙宽度对于电机效率和输出功率有一定的影响，随着气隙的减小，漏磁减小，电机效率增大，输出功率增大。气隙宽度对于额定转矩影响较大，随着气隙宽度的减小，电机额定转矩显著增大。

表 4-4 不同气隙宽度额定运行参数表

气隙宽度(mm)	Rated Speed(rpm)	Efficiency(%)	Output Power(W)	Rated Torque(Nm)
1.2	1639.3	73.6753	2300.15	12.6069
1.1	1639.3	74.9577	2362.43	13.0201
1.0	1553.58	73.4924	2475.47	15.8102
0.9	1553.58	74.9286	2578.01	16.5913
0.8	1553.58	76.2674	2657.91	17.1999
0.7	1553.58	77.6518	2761.23	17.987
0.6	1553.58	78.9687	2860.08	18.74

0.5	1553.58	80.2193	2947.42	19.4053
0.4	1553.58	85.467	3045.91	26.1556
0.3	1553.58	87.6519	3135.56	28.8385

4.3 定转子极弧系数对电机性能的影响

定转子极弧系数分别用 β_{sn} 和 β_m 表示，表达式如式 4-1 和式 4-2 所示。

$$\beta_{sn} = \frac{\beta_s}{\Phi} \quad (4-1)$$

$$\beta_m = \frac{\beta_r}{\Phi} \quad (4-2)$$

其中， β_s 为定子极弧宽度， β_r 为转子极弧宽度， Φ 为转子极距。如图 2-2 所示， \widehat{ab} 为定子极弧， \widehat{cd} 为转子极弧， \widehat{ef} 为转子极距。

SRM 的定、转子极弧系数的大小对于电机的性能特别是起动转矩的影响是 SRM 设计及控制工作者的一个重要关注领域。SRM 定、转子极弧系数直接影响到电感的大小及其波形的变化。这样，极弧系数的大小也就影响到电机起动转矩的大小。为了达到设计要求，优化电机的定、转子极弧系数是非常关键的。在本论文中，为了增大电机启动转矩，改善起动性能，需适当增大电机的定转子极弧系数，尤其是增大转子的极弧系数。从表 4-5 可以看出，随着转子极弧系数的增大，电机起动电流增加缓慢，而起动转矩显著增大，更加突显 SRM 起动电流小，起动转矩大的优良特性。

表 4-5 不同极弧系数的起动参数表

β_{sn}	β_m	Start Current(A)	Start Torque(Nm)
0.4	0.35	10.6901	19.1433
0.45	0.35	10.948	24.6555
0.45	0.4	11.456	32.894
0.5	0.35	11.7846	36.7265
0.5	0.4	11.8165	38.0609
0.5	0.45	13.8683	51.0338

定、转子极弧系数对于电机稳态运行性能也有一定的影响。如表 4-6 所示，随着定、转子极弧系数的增大，特别是随着转子极弧系数的增大，电机额定转速、

效率和输出功率随之减小，但电机的额定转矩随着极弧系数的增大而增大。要综合考虑设计要求，根据计算结果，合理选取定、转子极弧系数。

表 4-6 不同极弧系数的额定运行参数表

β_{sn}	β_m	Rated Speed(rpm)	Efficiency(%)	Output power(W)	Rated Torque(Nm)
0.4	0.35	1652.54	83.8747	3062.25	15.384
0.45	0.35	1439.3	82.7943	2926.02	16.759
0.45	0.4	1091.82	82.1231	3065.81	23.3158
0.5	0.35	1091.82	81.5757	3092.79	23.5517
0.5	0.4	828.231	80.2653	3065.39	30.7313
0.5	0.45	628.277	76.8824	3121.02	41.3572

4.4 绕组连接方式对电机性能的影响

4.4.1 单通道和双通道绕组连接方式

普通的三相 12/8 极 SRM 一般都采用单通道式绕组连接方式，如图 4-7，即每相电路的绕组通过串联或并联的方式连接成为一个整体，然后三相电路采用一套功率变换电路驱动，如本文所采用的即是单通道绕组连接方式。单通道绕组连接方式的优点是功率变换电路结构简单、控制简单、成本低。

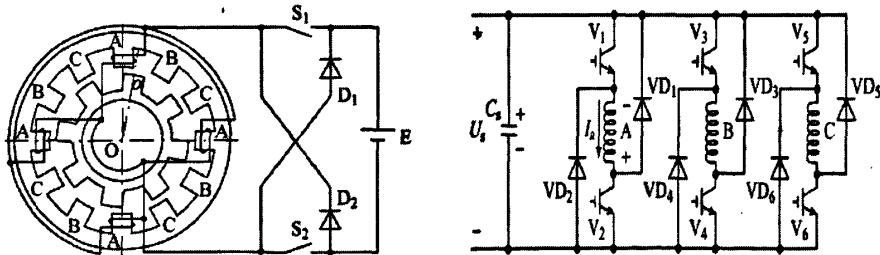


图 4-7 (a) 一相绕组连接图

图 4-7 (b) 功率变换电路

图 4-7 三相 12/8SRM 单通道连接方式

20 世纪 90 年代以来，由美国 GE 公司根据美国国防部“未来先进控制规划”及美国空军 USAF 资助，从电源系统的容错性、可靠性、双余度、环境适应性及效率、容量、功率密度等方面的要求出发而设计的一种新型电机^{[34][35]}。

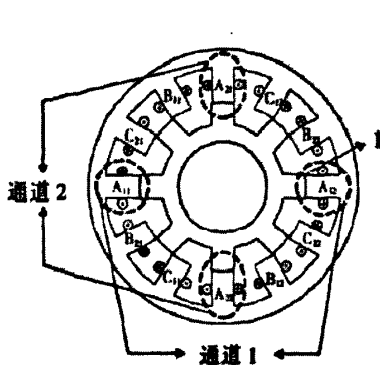


图 4-8 (a) 一相绕组连接图

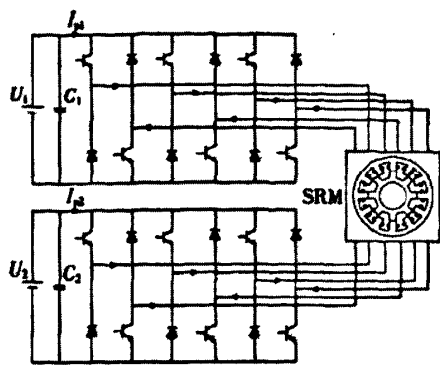


图 4-8 (b) 功率变换电路

图 4-8 三相 12/8SRM 双通道连接方式

双通道式连接方式将每相电路的四个绕组两两串联或并联构成两个相互并联的、独立的输出通道，并由两套独立的功率变换电路驱动形成双通道控制系统。由于 SRM 本身电磁场就比较复杂，而双通道之间还存在着强烈的互感和干扰，因此双通道 SRM 成为一个强耦合多变量的非线性系统。目前，国外以美国为首的学者开展了双通道 SRM 的初步研究，国内对于双通道 SRM 的研究较少。

双通道 SRM 的优点是可靠性高，可用于航空、军事等性能要求很高的领域，缺点是结构复杂、成本高、控制难度高^[36]。

所以，本文采用目前技术成熟的单通道绕组连接方式。考虑到随着电动车驱动技术的快速发展，对于电动汽车驾驶性能和可靠性要求的不断提高，未来电动汽车用 SRM 可采用双通道绕组连接方式。

4.4.2 对称式和不对称式绕组连接方式

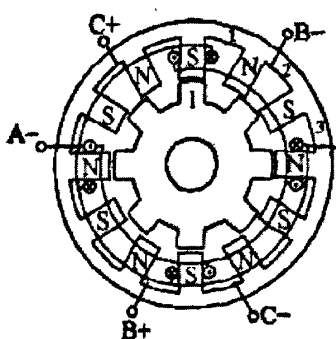


图 4-9 对称绕组连接方式

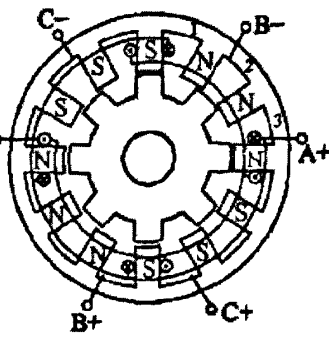


图 4-10 不对称绕组连接方式

SRM 内的电磁场分布与绕组的连接方式、通电相数和相邻相极性有关^[37]。

图 4-9 所示为对称绕组连接方式，即定子极的磁场为 N-S-N-S-...；图 4-10 所示为不对称绕组连接方式，即定子极的磁场为 N-N-N-S-S-S-...。以 A 相导通为例，两种连接方式导通后，在转子槽中心轴线和定子极中心轴线对齐位置（即转子位置角 $\theta=0^\circ$ ）电机的磁力线分布如图 4-11。由图可知，对称绕组连接方式所产生的磁场为短磁路形式，电机磁场分布为八极型；不对称绕组连接方式所产生的磁场为长磁路形式，电机磁场分布为四极型^[38]。

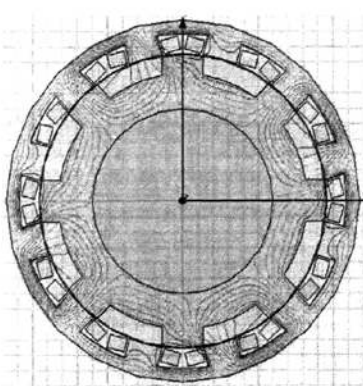


图 4-11 (a) 对称绕组

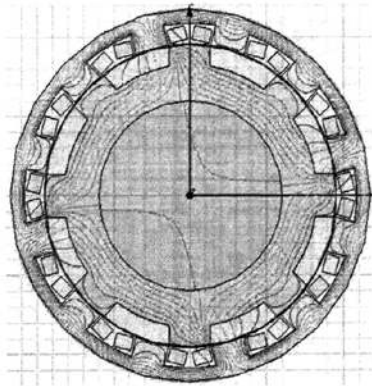


图 4-11 (b) 不对称绕组

图 4-11 不同绕组连接方式电机磁力线分布 ($\theta=0^\circ$)

对两种连接方式的电机单相励磁后，做静态分析，以导通 A 相为例，当通电电流 $I=20\text{A}$ 时，静态矩角特性如图 4-12 所示。可知，采用对称绕组连接时，由于是短磁路励磁，转矩略高于采用不对称绕组连接时电机的转矩。第三章中建立的有限元模型所采用的就是对称绕组连接方式，电机的绕组连接比较合理。

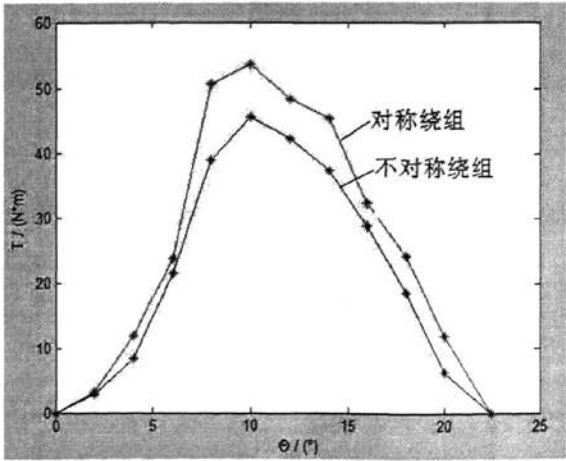


图 4-12 不同绕组连接方式电机矩角特性图 ($I=20\text{A}$)

4.5 多参数优化

Ansoft RMxpri 还可以同时对多参数变量模型进行扫描优化设计。选取绕组匝数, 气隙宽度和定转子极弧系数为变量, 其中, 绕组匝数区间为[15,25], 步长为 1; 气隙宽度区间为[0.3,0.7], 步长为 0.1; 定转子极弧系数区间为[0.35,0.5], 步长为 0.05, 且定子极弧系数大于转子极弧系数。扫描条件设定为: 效率大于 85%, 转矩输出大于 20 Nm, 满足条件的扫描结果如表 4-7 所示。

表 4-7 多参数优化结果

	绕组匝数 N	气隙宽度(mm)	定子极弧系数 β_{sn}	转子极弧系数 β_{rn}	Efficiency(%)	Rated Torque(Nm)	Output power(W)
1	15	0.6	0.5	0.45	87.1219	20.4256	3081.34
2	15	0.5	0.5	0.45	88.3316	20.7353	3122.01
3	15	0.4	0.5	0.45	89.4834	20.9796	3154.08
4	15	0.3	0.5	0.45	90.3534	21.0278	3160.41
5	16	0.6	0.5	0.45	85.2834	23.1792	3050.2
6	16	0.5	0.5	0.45	86.6774	23.576	3095.61
7	16	0.4	0.5	0.45	87.9965	23.9098	3133.73
8	16	0.3	0.5	0.45	89.2785	23.966	3140.16
9	17	0.4	0.5	0.4	87.5321	20.3304	3068.85
10	17	0.4	0.5	0.45	85.938	26.9415	3082.88
11	17	0.4	0.5	0.4	88.6957	20.716	3119.48
12	17	0.4	0.5	0.45	87.3385	27.3342	3121.99
13	17	0.3	0.5	0.4	89.8081	21.0192	3159.29
14	17	0.3	0.5	0.45	88.7042	27.5909	3147.55
15	18	0.5	0.5	0.4	85.1576	22.9202	3020.58
16	18	0.4	0.45	0.4	87.57	20.4165	3080.16
17	18	0.4	0.5	0.4	86.5013	23.3937	3074.72
18	18	0.3	0.45	0.4	88.7242	20.6613	3112.3
19	18	0.3	0.5	0.4	87.8099	23.7789	3118.77
20	18	0.3	0.5	0.45	86.2862	31.1269	3099.7
21	19	0.4	0.45	0.4	88.579	20.2322	3055.97
22	19	0.4	0.5	0.4	85.4749	26.5009	3039.01
23	19	0.4	0.5	0.35	86.596	20.147	3044.78
24	19	0.3	0.5	0.4	86.8607	26.969	3085.62
25	19	0.3	0.45	0.4	89.6999	20.4772	3088.13
26	19	0.3	0.5	0.35	87.7924	20.7193	3119.92
27	20	0.4	0.5	0.35	85.5558	23.2597	3059.4

28	20	0.4	0.45	0.4	86.1169	23.1061	3041.84
29	20	0.3	0.45	0.4	90.442	28.4284	3078.69
30	20	0.3	0.5	0.4	85.7044	30.5095	3046.15
31	20	0.3	0.5	0.35	86.8076	23.9239	3135.34
32	21	0.3	0.45	0.35	87.0431	20.2833	3062.67
33	21	0.3	0.45	0.4	86.4061	27.2203	3110.65

若基于效率最高原则，则选取第 29 组参数，即：绕组匝数为 20，气隙宽度为 0.3mm，定子极弧系数 0.45，转子极弧系数 0.4;若基于转矩最大原则，则选取第 20 组参数，即：绕组匝数为 18，气隙宽度为 0.3mm，定子极弧系数 0.5，转子极弧系数 0.4。综合考虑电动汽车运行性能需求，本文选取第 29 组设计数据，电机效率达到 90.442%，参考转矩为 28.4284 Nm，输出功率 3046.15W。各项参数均达到并优于设计目标。

4.6 小结

本章对影响电动汽车用三相 12/8 极 SRM 性能的结构参数进行了深入研究，包括绕组匝数、气隙宽度、定转子极弧系数和绕组连接方式对于电机起动及稳态运行时的参数影响。其中，随着绕组匝数增大，电机起动电流和起动转矩都增加，但效率和输出功率均下降；气隙宽度越小，电机起动电流和起动转矩均增大，且对效率和输出功率影响不大，但对工艺的要求更严格；定转子极弧系数适当增大，电机的起动转矩和额定转矩都增大。对于本文所采用的三相 12/8 极 SRM，采用对称绕组连接方式比不对称绕组连接方式具有更好的矩角特性。

由于 SRM 的特殊性，在实际工作中还有很多因素会影响到电机的性能，如定转子铁芯材料、电机轴向长度等等。

最后，采用多变量优化设计，得到样机最优设计方案，实现了设计目标。

第五章 样机运行的仿真与分析

5.1 电机的运行模式

5.1.1 开关磁阻电机的机械特性

图 5-1 是 SRM 的典型机械特性。图中， $0-\nu_b$ 段表示 SRM 运行在额定转矩时的恒转矩机械特性， ν_b 称为 SRM 的基速； $\nu_b-\nu_c$ 段表示 SRM 运行在额定功率时的恒功率机械特性；当电机转速增大至大于 ν_c 后已无法获得恒功率特性，呈现自然的串励特性^[39]。

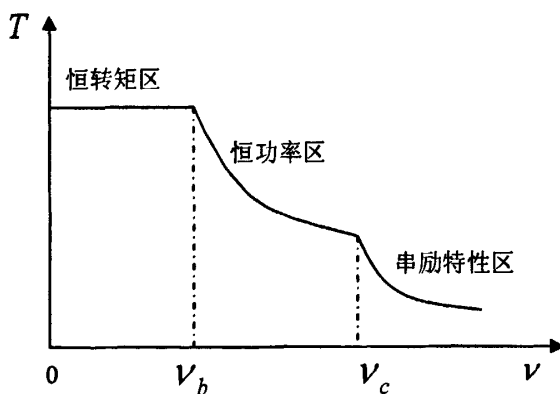


图 5-1 SRM 典型机械特性图

5.1.2 起动运行方式

对于本文所用的三相 12/8 极 SRM 而言，如图 2-3 所示，绕组电感 $L(\theta)$ 以 45° 为周期变化。在电感上升区域给绕组通电， $\partial L / \partial \theta > 0$ ，产生电动转矩，电源提供的电能一部分转化为机械能输出，另一部分以磁能的形式储存在绕组中；若通电绕组在此区域内断电，储存的磁能一部分转化为机械能，一部分回馈给电源。此时，电机所产生的仍是电动转矩。在电感达到最大值的恒定区域内，旋转电动势为零，若继续通电流，绕组中的磁能仅回馈给电源，电机不产生电磁转矩；最后若在电感下降区域内还在通电流， $\partial L / \partial \theta < 0$ ，则电机产生制动转矩。因此，

为了获得最大的电动转矩,应尽量使 SRM 在绕组电感上升区域流过较大的电流。

在控制策略方面, SRM 起动过程可采用转速开环控制方式。SRM 起动运行时,其转速范围宽,磁链及电流峰值很大,相电流周期长,采用电流斩波控制方式(CCC),以限制电流峰值,同时保证有较大的起动转矩,从而使电机可靠起动。

与异步电机和直流电机相比, SRM 具有优良的起动性能,起动电流小,起动转矩大,使电机实现可靠起动^[40]。SRM 起动方式有一相起动、两相起动和多相起动,不同结构的电机起动方式也不同。

5.1.3 稳定运行方式

SRM 稳定运行时控制方式包括电流斩波控制方式(CCC)和角度位置控制方式(APC)。转速低于基速时,采用电流斩波控制方式,通过开关管的导通和关断将电流限制在一个合理的范围内,避免产生过高的电流损坏开关器件,同时获得恒转矩机械特性。通常,提高斩波频率可以使电流稳定在更精准的范围,减小 SRM 的转矩脉动,但同时增加了开关损耗,缩短了开关管的寿命。转速高于基速后,改为角度位置控制方式,通过调整导通角和关断角的大小来改变绕组电流,进而调节转矩,获得恒功率的机械特性。转速高时,应提前导通开关管,延长供电时间,使电流足够大,满足系统对于转矩的需求。

5.2 电机起动运行仿真

研究表明,三相及三相以上的 SRM 可以在任意转子位置处实现正反方向起动。本论文所采用的三相 12/8 极 SRM 起动简便,无需额外的辅助设备,采用单相、两相混合起动的方式。与单相起动方式相比,两相同时起动方式最小起动转矩大大增加,带动负载能力显著增强,另外最大起动转矩和最小起动转矩的差值减小,从而转矩脉动减小,起动比较平稳。此外,当负载一定时,两相起动所需要的起动电流幅值将会明显小于一相起动所需要的电流幅值^[41]。

下面,设定三相 12/8 极 SRM 不同工况下的参数,在 CCC 方式下,对电机转矩、电流、转速相应进行分析,完成 SRM 系统起动瞬态性能仿真。

设定电流的斩波上限 100A，下限 99A。对于图 3-16 所示外电路中电流斩波开关 CCSA、CCSB 和 CCSC，分别设置开关参数如下：导通电阻 $\theta_{on}=0.001\Omega$ ，关断电阻 $\theta_{off}=1000000\Omega$ ，电流斩波上限 $I_{on}=100A$ ，下限 $I_{off}=99A$ 。

起动时，电机转速 $V=0rpm$ ，主动惯量 Moment of inertial= $0.0808493kg\ m^2$ （取第三章中采用 RMxpirt 对电机进行初步设计时所计算出的主动惯量），阻尼系数 $D=0.0003079N_m_sec/rad$ ，负载转矩 $T_L = -1Nm$ 。

采用 RMxpirt 对电机进行初步设计，计算出参考速度为 1553.58rpm 时，电机的摩擦损耗和风磨损耗之和为 4.9082W，相应的阻尼系数如式 5-1 所示。

$$D = \frac{4.9082}{(2\pi n_N / 60)^2} = \frac{4.9082}{(2\pi \cdot 1553.58 / 60)^2} = 0.0003097 \quad (5-1)$$

当开通角为 0° ，关断角为 10° ，即导通角为 10° ，每相导通小于 $1/3$ 周期时，此时电机是单相导通；固定开通角为 0° ，当关断角为 15° ，即导通角为 15° ，每相导通 $1/3$ 周期时，电机的 A 相电流响应如图 5-2 所示，此时电机也是单相导通，电流在 100A 处开始斩波，并存在反向电流；关断角为 20° ，即导通角为 20° ，每相导通大于 $1/3$ 周期小于 $1/2$ 周期时，此时电机是单相和两相混合导通。

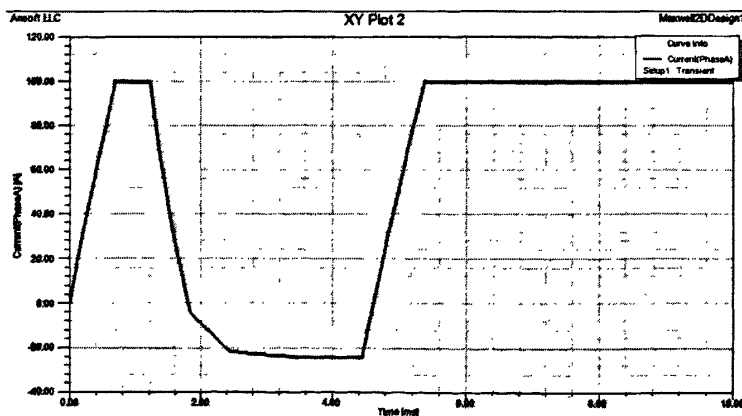


图 5-2 导通角为 15° 时电流曲线图

5.2.1 起动仿真的转矩响应

图 5-3、5-4 和 5-5 分别为导通角为 10° 、 15° 和 20° 时的电磁转矩曲线图，设定仿真时间长度为 10ms，步长为 0.1ms。当导通角为 10° 时，产生正向和反向转矩，转矩脉动非常大，最大转矩和最小转矩的差值几乎达到 100Nm，无法起动。

当导通角为 15° 时，在 10ms 内仅产生一个峰值为 60 Nm 的脉冲转矩，且仅保持 2ms 左右，也无法启动。当导通角为 20° 时，转矩在启动后 2ms 内平滑增大至 40 Nm 左右，响应快；且在剩余 8ms 内保持在 30-40 Nm，转矩脉动较小，可实现自启动。

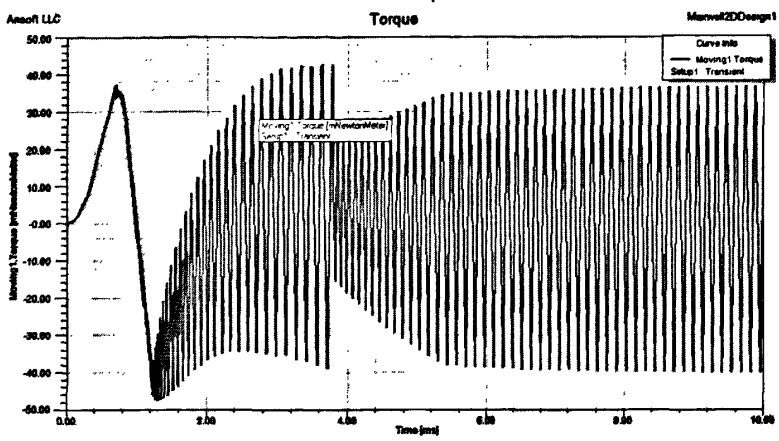


图 5-3 导通角为 10° 时的启动转矩曲线图

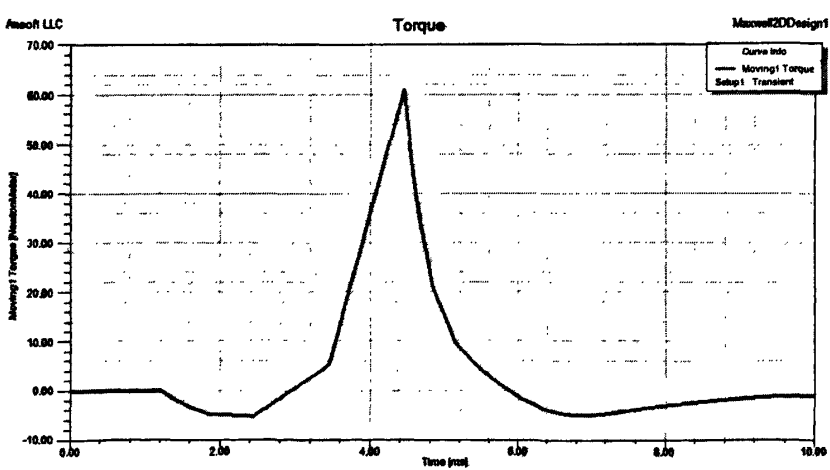


图 5-4 导通角为 15° 时的启动转矩曲线图

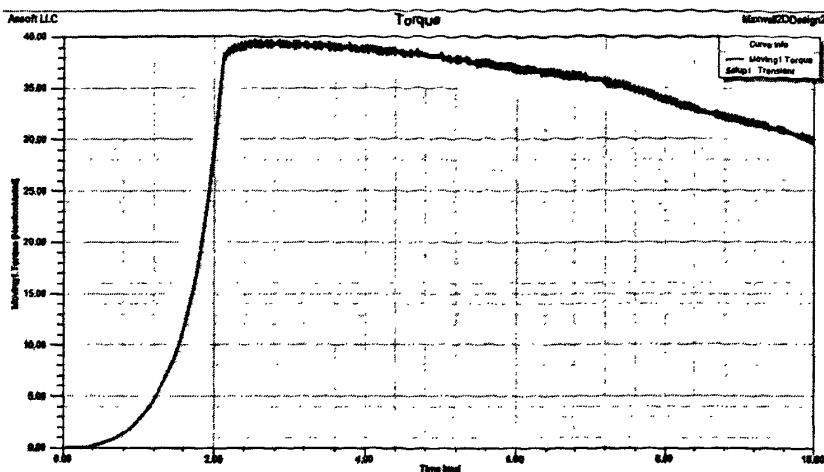


图 5-5 导通角为 20° 时的起动转矩曲线图

5.2.2 起动仿真的转速响应

图 5-6、5-7 和 5-8 所示分别为导通角为 10°、15° 和 20° 时的起动转速响应图。当导通角为 10° 时，由于产生正、负转矩，且转矩脉动非常大，无法起动，仅在初始 2ms 内产生极小的转速脉冲，约为 0.002rpm。当导通角为 15° 时，由于仅有一个维持时间较短的转矩脉冲，所以只产生了一个曲折上升的较小的转速，约为 5 rpm，且响应慢，远远不能达到电动汽车起动需求。当导通角为 20° 时，由于电机响应快，起动转矩大，转矩脉动小，转速平滑快速上升，可实现电动汽车的平稳起动。

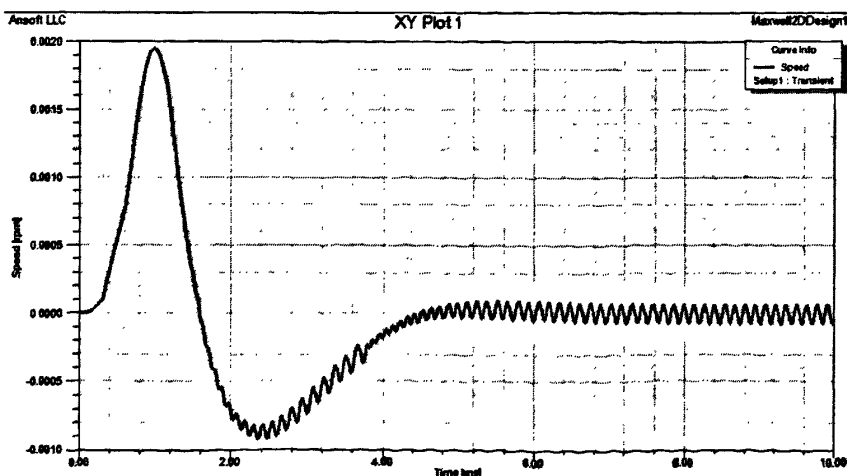


图 5-6 导通角为 10° 时的起动转速响应图

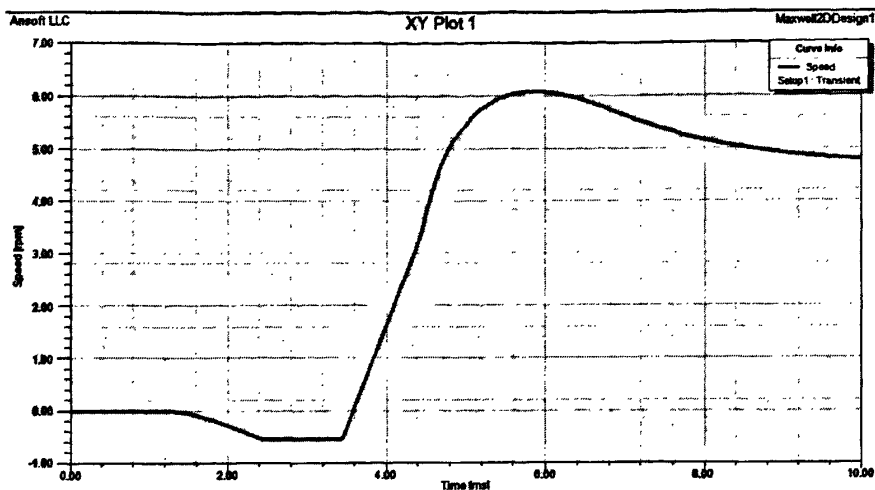


图 5-7 导通角为 15° 时的起动转速响应图

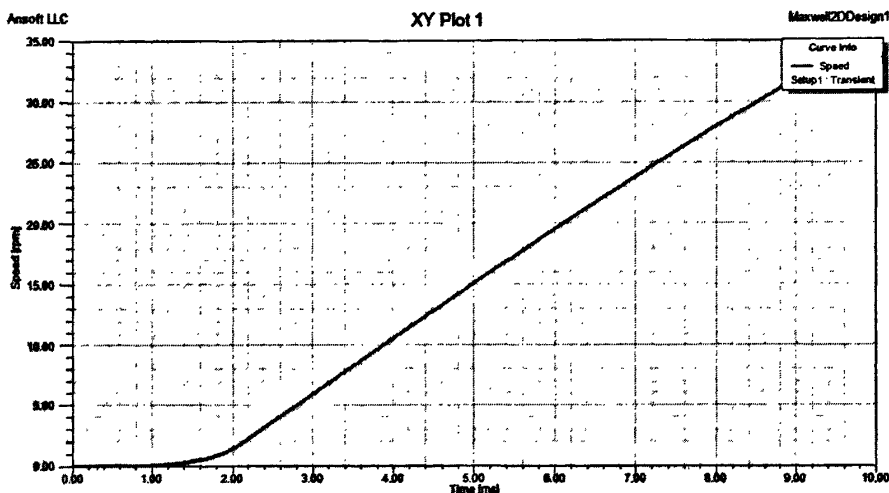


图 5-8 导通角为 20° 时的起动转速响应图

由此可知，若要实现样机三相 12/8 极 SRM 的可靠起动，要保证电机单相和两相混合起动，才能使电机快速响应，起动转矩大，转矩脉动小，从而快速平稳起动。在实际应用中，可根据需要调节导通角的大小，从而调节起动时间，以及完成起动后的转速调节等等。

5.3 电机稳定运行仿真

采用电流斩波同时调角度的控制方式，固定开通角，改变关断角，设定电机初始速度为额定转速 1553.58rpm，电机主动惯量 Moment of inertial=0.0808493kg，阻尼系数 $D=0.0003079N_m_sec/rad$ 。

5.3.1 稳态运行的电流响应

固定 $\theta_{on}=0^\circ$ ，图 5-9、5-10 和 5-11 分别是 $\theta_{off}=10^\circ$ ， 15° 和 20° 时的 A 相电流曲线图，由图可知，随着关断角的增大，A 相产生正向电流的时间增加，产生反向电流时间减短，并且在电流超过 100A 时开始斩波，使相电流保持在合理的范围内。

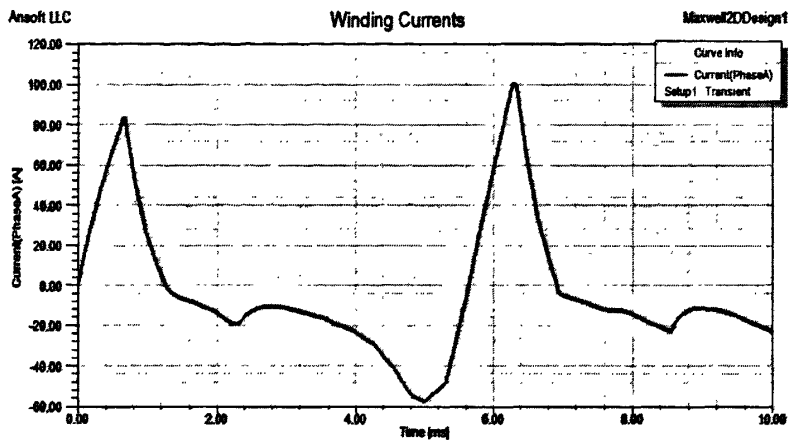


图 5-9 导通角为 10° 时的稳态运行 A 相电流曲线图

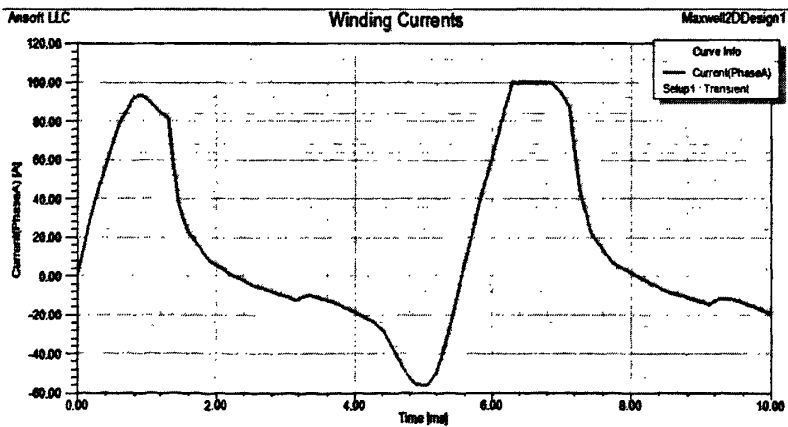


图 5-10 导通角为 15° 时的稳态运行 A 相电流曲线图

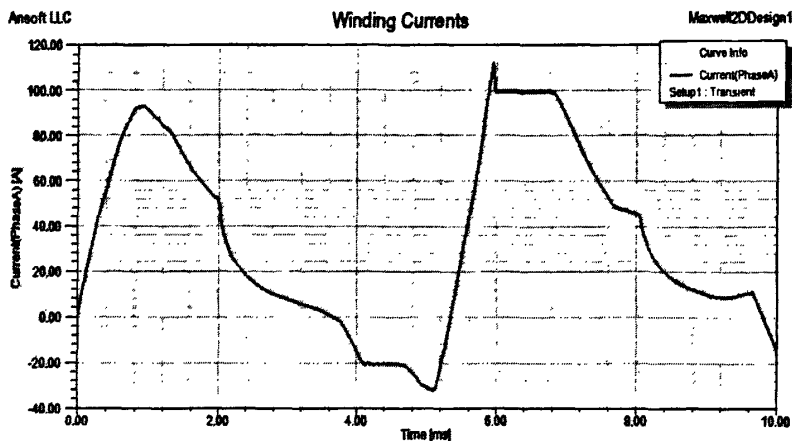


图 5-11 导通角为 20° 时的稳态运行 A 相电流曲线图

5.3.2 稳态运行的转矩响应

图 5-12、5-13 和 5-14 是固定开通角时，关断角分别为 10°，15° 和 20° 时所产生的电磁转矩的曲线图。当关断角为 10°，主要产生负的转矩，即制动转矩。当关断角为 15°，电机主要产生正的转矩，但也会产生一部分负的转矩，导致转矩脉动较大。当关断角为 20°，基本都是产生正向转矩，最大转矩和最小转矩差值较小，转矩脉动小。

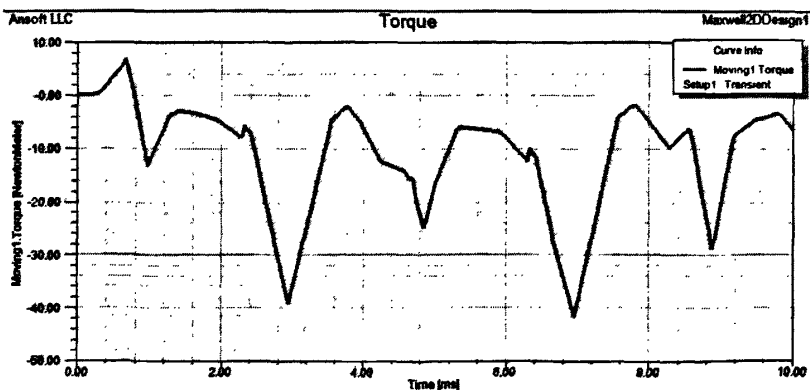


图 5-12 导通角为 10° 时的稳态运行转矩曲线图

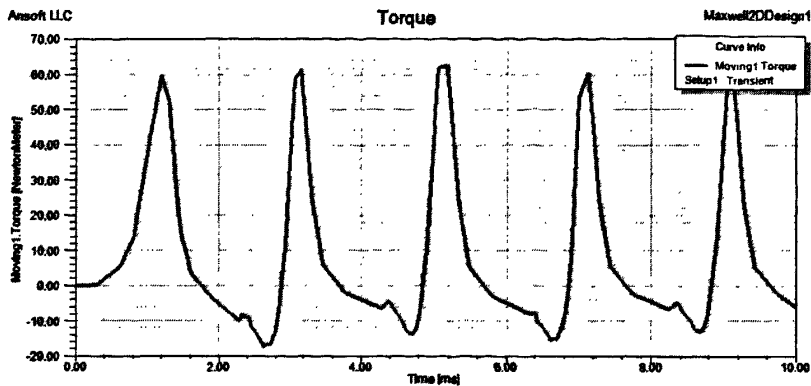


图 5-13 导通角为 15° 时的稳态运行转矩曲线图

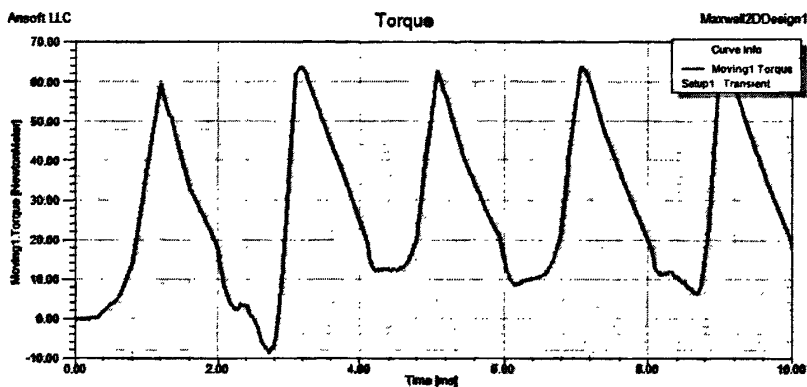


图 5-14 导通角为 20° 时的稳态运行转矩曲线图

5.3.3 稳态运行的转速响应

图 5-15、5-16 和 5-17 分别是导通角为 10° ， 15° 和 20° 时的转速曲线图，由图可知，导通角小于 $1/3$ 周期时，由于主要产生负的转矩，电机转速逐渐下降；当导通角等于 $1/3$ 周期时，主要产生正的转矩但也包含一部分负的转矩，从而电机转速曲折上升，转速不够平稳；当导通角大于 $1/3$ 周期小于 $1/2$ 周期时，基本产生的都是正向转矩，且转矩脉动小，转速平稳上升。

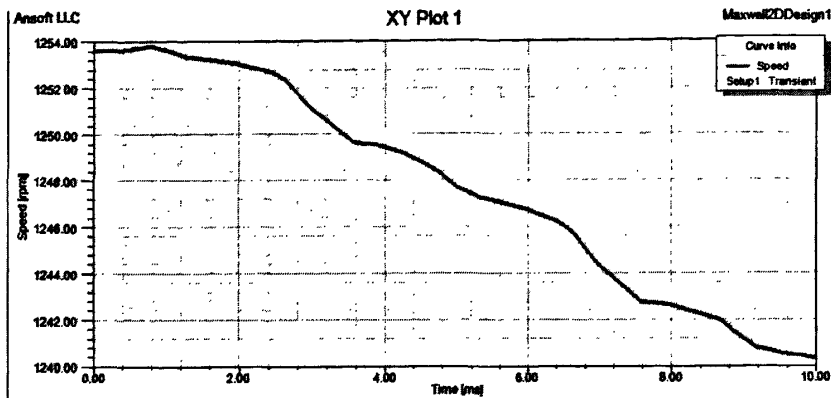


图 5-15 导通角为 10° 时的稳态运行转速响应图

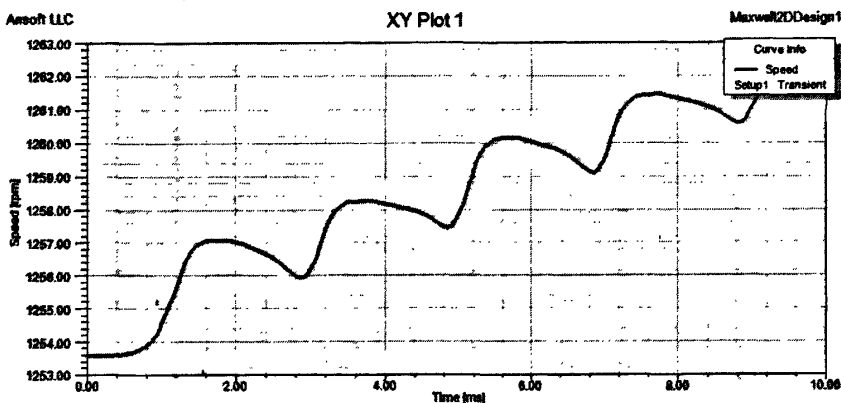


图 5-16 导通角为 15° 时的稳态运行转速响应图

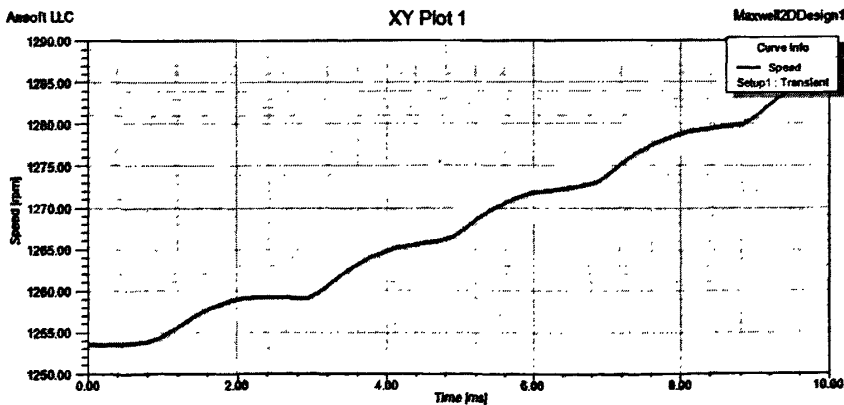


图 5-17 导通角为 20° 时的稳态运行转速响应图

由此可知,在电机稳态运行时,可根据需要通过改变导通角的大小实现恒速、加速及减速运行,从而实现电动汽车的无极调速。

5.4 小结

本章基于 Ansoft 软件,结合有限元模型和电机控制外电路,对三相 12/8 极

SRM 分别进行了起动运行仿真和稳态运行仿真，获得了样机在不同工况和控制参数下的性能参数，通过性能分析和对比，得出所设计的电动汽车用三相 12/8 极 SRM 在起动和稳态运行时应采用单相和两相混合导通的方式，实现可靠起动和平稳运行，对样机的优化设计和控制具有重要指导意义。

第六章 总结与展望

6.1 全文总结

本文基于课题组 2007 年珠海市科技局项目“电动汽车用一体化轮毂电机研制”，针对电动汽车的运行需求，设计了电动汽车用三相 12/8 极 SRM。并采用有限元分析软件 Ansoft，对电机进行了仿真和分析，取得了一定的成果，现总结如下：

1、根据电动汽车实际需求、各类电机工作性能及电动汽车技术的发展现状与趋势，综合比较，选用 SRM 作为电动汽车用驱动电机；

2、结合电动汽车运行特性，分析电动汽车用 SRM 的工作原理和控制方式，从而确立电动汽车不同运行模式下电机的控制手段；

3、电磁设计是电机设计最关键的部分，直接影响着电机运行的性能参数。本文首先依据电机电磁场理论计算出电机基本参数，然后借助 Ansoft 电机设计专用软件 RMxpert 对电机进行初步设计与电磁分析。通过进一步的优化设计后，将设计模型导入 Ansoft Maxwell 2D 进行有限元分析与仿真；

4、对于影响三相 12/8 极 SRM 性能的主要结构参数进行了深入的研究，如绕组匝数、气隙宽度、定转子极弧系数和绕组连接方式，并进行了电机结构多参数优化设计，仿真计算，合理确定电机的结构参数；

5、结合有限元模型和外部控制电路，采用 Ansoft Maxwell 对三相 12/8 极 SRM 进行了起动和稳态运行仿真，获得了样机在不同工况和控制参数下的性能参数，通过性能分析和对比，确定本文所设计的电动汽车用三相 12/8 极 SRM 在起动和稳态运行时应采用单相和两相混合导通的方式，实现可靠起动和平稳运行，对样机的优化设计和控制具有重要指导意义。

6.2 展望

本文通过有限元分析和运行仿真，对电动汽车用三相 12/8 极 SRM 的研究取得了一定的成果，但是由于时间有限以及电动汽车用 SRM 控制的灵活性，以下工作有待进一步的深入研究：

1、建立三相 12/8 极 SRM 三维有限元模型，对电机运行特性进行进一步的分析，从而确定电机结构的最佳参数；

2、通过优化电机结构参数和控制参数，进一步降低电机转矩脉动。

参考文献

- [1] 欧阳明高. 新能源汽车与产业振兴. 时代汽车, 2009, 4(6):24-25
- [2] 段岩波, 张武高, 黄震. 混合动力电动汽车技术分析. 柴油机, 2002, 12(6):43-46
- [3] Ravindra P. Joshi, Anil P. Deshmukh, Hybrid Electric Vehicles: The Next Generation Automobile Revolution, Electric and Hybrid Vehicles, ICEHV'06. IEEE Conference, 2006:1-6
- [4] 杨竟衡. 电动汽车的电气传动系统. 电气传动, 1999, 3(4):3-10
- [5] 蔡兴旺. 汽车概论. 机械工业出版社, 北京:2005
- [6] 易将能, 韩力. 电动汽车驱动电机及其控制技术综述. 微特电机, 2001, 7(4):36-38
- [7] 曹乘刚. 中国电动汽车技术新进展. 西安交通大学学报, 2007, 41(1):114-118
- [8] 张丽丽. 永磁交流牵引电动机弱磁特性研究及其设计. 硕士论文. 沈阳工业大学, 13-15, 2007
- [9] 罗玉涛, 陈统坚, 沈继军. HEV6700 混联式混合动力电动汽车的仿真研究. 机电工程技术, 2003, 9(1):57-60
- [10] 黄苏融, 张琪. 混合动力汽车用高密度 IPM 牵引电机的设计与仿真. 第十届中国小电机技术研讨会. 上海. 中国. 2005. 87-93
- [11] 万沛霖. 电动汽车的关键技术. 北京:北京理工大学出版社, 1998
- [12] 陈清泉. 环境保护和电动车的开发. 江苏机械制造与自动化, 2000, 1:3-7
- [13] 陈清泉. 现代电动车技术. 北京:北京理工大学出版社, 2002
- [14] 钱立军, 高立新. 电动汽车开发的关键技术及技术路线. 合肥工业大学学报(自然科学版), 2002, 25(1):14-18
- [15] 杨国良. 电动车电机驱动控制技术的研究现状及其发展趋势. 实验室研究与探索, 2005, 24(11):19-21
- [16] Konstany. W. DC motor and generator troubleshooting and maintenance. in: Pulp and Paper Industry Technical Conference. 1991, Annual 3-7 June 1991:262-272
- [17] 闵庆云, 周杏生, 谈俊良. 电动汽车用永磁无刷直流电机的控制与驱动. 中小

型电机, 1998, 25(4):29-31

[18] 孙慎言, 闫智. 采用开关磁阻电动机驱动电动汽车的可行性分析. 长春工业大学学报, 2002, 10(23):67-69

[19] 李广海. 开关磁阻电机及其控制策略研究. 硕士论文. 浙江大学. 2004:14-16

[20] Kawamura, Atsuo. Survey of Position Sensorless Switched Reluctance Motor Control. IEC on Proceedings. 1994, 3:1595-1598

[21] 王宏华. 开关磁阻电动机调速控制技术. 北京:机械工业出版社. 1995. 3-50

[22] 刘迪吉等. 开关磁阻调速电动机. 北京:机械工业出版社, 1994

[23] S. R. MacMinnand, J. W. Sember, Control of a Switched Reluctance Aircraft Engine Starter-generator over A Very Wide Speed Range, in Proc IECEC 89, vol. 1:631-638.

[24] 詹琼华. 开关磁阻电动机. 武汉:华中理工大学出版社, 1992

[25] 赵博, 张洪亮等. Ansoft12 在工程电磁场中的应用. 北京:中国水利水电出版社, 2010

[26] 刘强. 一种新型结构开关磁阻电机电磁场的有限元分析及起动性能研究. 硕士学位论文. 江苏大学. 2005. 3

[27] 陈昊, 谢桂林. 开关磁阻发电机系统研究. 电工技术学报, 2001, 2(12):45-49

[28] 冯慈璋. 电磁场. 北京:高等教育出版社, 1999

[29] 全力. 基于开关磁阻电机的汽车 ISAD 系统研究与实践. 博士论文. 南京航空航天大学. 2007:40-42

[30] 唐任远等著. 现代永磁电机理论与设计. 北京:机械工业出版社, 1997

[31] 童怀著. 磁阻电机动态特性的非线性分析与计算机仿真. 北京:科学出版社, 2000

[32] C. A. Ferreira, S. R. Jones. Design and Implementation of a Five Horsepower Switched Reluctance Fuel-lube pump motor drive for a Gas Turbine Engine, In Proc IEEE APEC'92 Boston 1994:33-36

[33] 周会军, 丁文, 鱼振民. 基于 Maxwell 2D 的开关磁阻电动机的仿真研究. 微特电机, 2007, 3:11-12

[34] RADUN AV, FERREIRA CA, RICHTER E. Two channel switched reluctance

starter/generator results. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34 (5): 1026 - 1034

[35] 丁文, 梁得亮. 12/8 极双通道开关磁阻电机非线性数学模型与有限元分析. 电机与控制学报, 2009, 13 (2) :190-196

[36] 周强, 严加根, 刘闯, 刘迪吉. 航空开关磁阻发电机双通道容错性研究. 航空学报, 2009, 28 (5) :1146-1152

[37] 詹琼华, 吴莹. 开关磁阻电机绕组连接方式的研究. 电机与控制学报, 2002, 6(2): 93-95

[38] 刘闯, 周强, 杨丽. 开关磁阻电机两种绕组连接方式的铁芯损耗. 电工技术学报. 2007, 22 (11) :41-45

[39] 晋春. 汽车 ISAD 系统中新型开关磁阻起动/发电机的初步设计与研究. 硕士学位论文. 江苏大学. 3. 2003

[40] C. C. Chan, Study of Starting Performance of switched Reluctance Motors, 1995 IEEE, 174-179

[41] J. W. Ahn, S. G. Oh, J. W. Moon, Y.M. Hwang. A Three-phase switched reluctance motor with two-phase excitation, IEEE Transaction on industrial application, 1999:67-75

附录

攻读硕士学位期间发表论文

1. 史秀梅, 郑寿森, 祁新梅, 熊俊峰. 三相开关磁阻电动机电磁场有限元分析.
《微特电机》, 2009 年 12 月, 37 (12): 35-37;
2. 史秀梅, 郑寿森, 祁新梅, 熊俊峰. 电动汽车用开关磁阻电机的有限元分析及动态仿真. 《系统仿真学报》, 2009 年 9 月 19 日录用.

致谢

在论文即将完成之际，向所有关心、帮助我学习的老师、同学、亲友致以最诚挚的谢意！

首先要特别感谢我的导师郑寿森副教授。从最初研究方向的确定，论文的开题，研究方法的探索和运用，并取得一定的研究成果，这一切都是在郑老师的精心指导下才得以顺利完成。郑老师学识广博、治学严谨、科研项目经验丰富，三年的学习让我受益匪浅，对我以后的工作和生活也将产生深远影响。在论文完成之际，谨向尊敬的导师致以崇高的敬意和衷心的感谢！

然后要感谢我们电力电子及控制技术研究所的老师，他们教给了我丰富的专业知识，为我的学习和研究提供了许多帮助，他们严谨的治学态度和对学术孜孜以求的精神为我们研究所营造了良好的学术氛围，给我树立了学习的榜样；感谢学院的领导和办公室的老师，你们的言传身教让我终身受益。在此，向各位尊敬的老师致以诚挚的祝福！

感谢我的师兄师姐、同学和师弟师妹们，你们给了我学习上的帮助和生活上的快乐，这些都将是我最珍贵的回忆！

感谢我的家人，谢谢你们给予我这么多的支持和爱护，让我可以全身心的投入学习中，顺利的完成学业！

最后，感谢各位专家、教授在百忙之中评阅我的论文，谢谢你们！

史秀梅

2010.5

于珠海