

# ABSTRACT

Flux reversal machine (FRM) is a novel doubly salient permanent-magnet machine (DSPM). It was brought forward by R.P.Deodhar and others. And they carried on the research of preliminary theory and experiment. Thereafter, some scholars studied structural design and electromagnetic field of FRM. At present, the research of FRM is still in the initial stage and only stays in the step of preliminary theory research and prototype experiment. There are still many deficiencies in the structure and the performance. The basic structure and working principle of FRM is discussed in this paper. Its mathematic model is deduced. The methods of optimum designing magnetic structure in FRM, which based on fully considering of the magnetic field characters, are proposed in this paper. The methods weaken cogging torque in FRM effectively and make it operate steadily on the premise of guarantee its own merits.

Finite element method (FEM) is used to solve the electromagnetic field of FRM. The electromagnetic field distribution and operational feature of FRM can be analysed through the computed results. To obtain ideal model, the electromagnetic fields of different stator and rotor structures are analysed. The three-phase 6/8 polar FRM structure is acquired finally. The permanent-magnet is NdFeB and its remnant magnetism and coercive force are both high. The width poles and corresponding narrow poles of the stator is paired in the space. The rotor laminated core is divided into three sections along axial direction. This new structure, which is based on the premise of maximizing its specific power, can weaken cogging torque effectively and output optimal running performance.

Corresponding control strategy suit to this new class of machine, which combines the control theory of brushless direct current motor and switch reluctance motor, is concluded. The method is variable angle and voltage pulse-width modulation (PWM) control combination. And the hardware control system is briefly designed, which takes DSP chip TMS320LF2407A as the core device.

**KEY WORDS:** Flux Reversal Machine, Magnetic Path Design, Cogging Torque, Finite Element Method, Control strategy

## 独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作和取得的研究成果，除了文中特别加以标注和致谢之处外，论文中不包含其它人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得 天津大学 或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

学位论文作者签名： 赵维友 签字日期： 2007年 3月5日

## 学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 天津大学 有关保留、使用学位论文的规定。特授权 天津大学 可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，并采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编以供查阅和借阅。同意学校向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘。

(保密的学位论文在解密后适用本授权说明)

学位论文作者签名： 赵维友

导师签名： 陈益广

签字日期： 2007年 3月 5日

签字日期： 2007年 1月 27日

## 第一章 绪论

随着现代工业自动化的高度发展,电机产品越来越多地应用于各个工业领域,并且小型化、轻型化的产品越来越受到人们的青睐。人们对电机的要求也朝着高的单位体积出力,运行平稳脉动转矩小,控制灵活等方向发展。磁通反向式电机正是顺应电机发展趋势而产生的新原理新结构的电机,它是将开关磁阻电机与永磁电机(无刷直流电机)有机结合、兼具开关磁阻电机和永磁电机的双重优点的一种新型的双凸极永磁电机。

### 1.1 磁通反向式电机的发展状况

#### 1.1.1 开关磁阻电机的优缺点

近年来人们对开关磁阻电机(SRM)的研究越来越多,因为开关磁阻电机具有明显的优点,如结构简单、机械强度高、便于制造、容错性好、机械鲁棒性好、适合高速运行等。近几十年来引起了各国学者广泛的研究兴趣,并在其设计、控制、性能分析等领域获得丰富的研究成果,其应用领域也已从早期电动车驱动,扩展到工业、家用电器、航空业等各种领域,越来越展现出其广阔的应用前景。然而,由于定转子的双凸极结构和开关形式的供电电源;没有永磁体的存在;采用单一式集中绕组励磁等,这些也给它的能量转化带来了一些问题。首先,它只能在转子极进入通电相区域时,即其电感增加时,产生动力转矩;而在转子极离开通电相区域时,即其电感减小时,产生制动转矩,材料利用率稍低。其次,开关磁阻电机的工作方式是在给电机供给场能的同时又将其回收,即功率开关管必须在大的电感下关断。大的关断电感会阻止电流迅速降低,使得电流换相慢,从而大大降低了磁阻电机产生转矩的能力。再次,为了增加饱和度以提高开关磁阻电机出力,定转子间气隙较小,这又将产生噪声和振动问题。这些都使得开关磁阻电机的功率密度和效率都要比无刷电机要低一些<sup>[1][2]</sup>。

#### 1.1.2 永磁电机的发展状况

永磁电机的发展是与永磁材料的发展密切相关的。我国是世界上最早发现永磁材料的磁特性并把它应用于生产实践的国家。早在两千多年前,我国就已利用永磁材料的磁特性制成了指南针,在航海、军事等领域发挥巨大的作用,成为我国古代四大发明之一。

19 世纪 20 年代出现的世界上第一台电机就是由永磁体产生励磁磁场的永磁电机。由于当时所用的永磁材料磁能密度很低，用它制成的电机体积庞大，不久即被电励磁电机所取代。由于各种电机迅速发展的需要和电流充磁器的发明，人们对永磁材料的性质、构成和制造技术进行了深入的研究，相继发现了多种永磁材料。特别是 20 世纪 30 年代铝镍钴永磁和 50 年代出现的铁氧体永磁，磁性能有了很大提高，各种微型和小型电机又纷纷使用永磁体励磁。永磁电机的功率小至数毫瓦，大至几十千瓦，在军事、工农业生产和日常生活中得到了广泛应用，产量急剧增加。这段时期在永磁电机的设计理论、计算方法、充磁和制造技术等方面也都取得了突破性进展，形成了以永磁体工作图图解法为代表的一套分析方法。

铝镍钴永磁的矫顽力偏低（36~160kA/m），铁氧体永磁的剩磁密度不高（0.2~0.44T），限制了它们在电机上的应用范围。直到 20 世纪 60 年代和 80 年代，稀土钴永磁和钕铁硼永磁相继问世，它们的高剩磁密度、高矫顽力、高磁能积和线性退磁曲线的优异磁性能特别适合于制造电机，从而使永磁电机的发展进入了一个新的历史时期<sup>[3-6]</sup>。

目前，稀土永磁电机的研究和开发大致可以分成三个阶段：

(1) 60 年代后期和 70 年代，由于稀土钴永磁价格昂贵，研究开发重点是航空、航天用电机和要求高性能而价格不是主要因素的高科技领域。

(2) 80 年代，特别是 1983 年出现价格相对较低的钕铁硼永磁后，国内外的研究开发重点转到工业和民用电机上。稀土永磁的优异磁性能，加上电力电子器件和微机控制技术的迅猛发展，不仅使许多传统的电励磁电机纷纷用稀土永磁电机来取代，而且可以实现传统的电励磁电机所难以达到的高性能。

(3) 90 年代以来，随着永磁材料性能的不提高和完善，特别是钕铁硼永磁的热稳定性和耐腐蚀性的改善和价格的逐步降低以及电力电子器件的进一步发展，加上永磁电机研究开发经验的逐步成熟，除了大力推广和应用已有研究成果，使永磁电机在国防、工农业生产和日常生活等方面获得越来越广泛的应用外，稀土永磁电机的研究开发也进入了一个新阶段。一方面，正向大功率化、高功能化和微型化方向发展；另一方面，促使永磁电机的设计理论、计算方法、结构工艺和控制技术等方面的研究工作出现了崭新的局面，有关的学术论文和科研成果大量涌现，形成了以电磁场数值计算和等效磁路解析求解相结合的一整套分析研究方法和计算机辅助设计软件<sup>[3][6]</sup>。

我国的稀土资源丰富，稀土矿石和稀土永磁的产量都居世界前列。进入九十年代以来，随着永磁材料性能的不提高，特别是钕铁硼永磁的热稳定性和耐腐蚀性的改善，价格的逐步降低，以及电力电子器件的进一步发展，加上永磁电机

研究开发经验的逐步成熟，稀土永磁电机的研究开发进入了一个新阶段<sup>[3][4]</sup>。

由于稀土永磁具有高剩磁密度、高矫顽力和高磁能积的特点，因而在永磁体的安放和磁路结构的设计上有很大的灵活性，可以根据使用场合的需要，制成不同定、转子磁路结构的永磁电机。

### 1.1.3 双凸极永磁电机的发展

为了解决开关磁阻电机（SRM）存在的问题，充分利用双凸极结构的特点，Liao Y 等人把永磁体引入到 SRM 中（将永磁材料嵌入转子或定子体内），并把它称为双凸极永磁电机（DSPM）。同 SRM 一样，DSPM 电机具有结构简单、牢固、容错能力强等优点，而且具有比 SRM 更高的效率<sup>[1]</sup>。

由于基本结构与开关磁阻电机类似，DSPM 的定、转子也均为凸极齿槽结构。定子凸极上装有集中绕组，空间相对的两个定子齿上的绕组串联构成一相；转子无绕组，结构与磁阻电机转子结构相同。永磁体采用切向励磁，放置在定子铁心的两侧，是定子线圈主磁路的一部分。通过研究人们发现，为了得到较高的磁密可以利用定子叠片的拐角处放置永磁体，而这部分空间对普通电机而言常常被抛弃没有得到利用。也正因如此 DSPM 电机的外形，通常呈方形或“橄榄球”形，代价是稍稍增加了电机的重量和占用的空间<sup>[7][8]</sup>。

DSPM 电机中定转子的极数之间存在有一定的运算关系

$$N_s / N_r = m / (m - 1) \quad (1-1)$$

其中， $N_s$ 、 $N_r$  分别为 DSPM 电机中定子极数和转子极数，在单相 DSPM 电机中  $m = 2$ ，因此对单相 DSPM 电机而言， $N_s / N_r$  可以等于 2/1、4/2、8/4 等。而在三相 DSPM 电机中  $N_s / N_r$  可以等于 6/4、12/8 等。三相 6/4 极定子永磁型 DSPM 电机大体结构如图 1-1 所示。这种三相 6/4 极结构是获得满意启动性能的最简单的电动机结构。

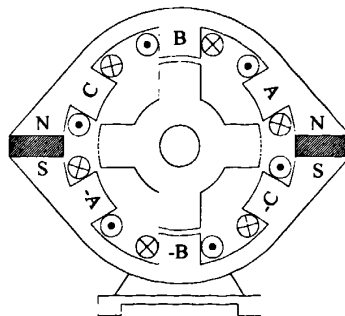


图 1-1 三相 6/4 极 DSPM 电机剖面图

DSPM 中常选用高性能的拥有线性去磁曲线的永磁材料,以便在电枢反应去磁和增磁作用中仍能保持近乎稳定的气隙磁通。设计时,在电机基本结构确定的情况下,气隙磁通大小主要取决于所用磁钢的磁特性及几何尺寸。定子极弧为定子齿距的 1/2,即  $\pi/6$  机械角,这样可以保证一个极下转子齿与定子齿的重叠角之和与转子位置无关,恒等于转子极弧。从而使合成气隙磁导为一常数,磁铁工作点不随转子位置角改变。这不仅保证电机静止时无自定位力矩,而且保证任一相定子绕组所交链的永磁磁链仅与该相磁导成正比。通常转子极弧要稍大于定子极弧,以保证电流换向<sup>[9]</sup>。

DSPM 电机的运行原理与永磁无刷直流电机大致相同。DSPM 电机中当相绕组通入电流时,每相绕组的磁通由两部分构成:(1)永久磁钢单独作用产生的磁通;(2)绕组通电所产生的磁通。若仅考虑永久磁钢所产生的磁通(即类似于空载情况),对每相绕组而言,定转子齿对齿时最大,而在定转子齿对槽位置时最小。理想情况下,每相绕组磁通随转子位置发生脉振式线性变化,并在每相绕组中感应出梯形波反电势。

由于 DSPM 电机中,产生互感的磁路可以不通过永磁体,所以 DSPM 中的互感比较大,近似于自感的数量级。它和自感相似,是在定转子极弧半重叠的情况下达到最大值。因此在 DSPM 电机两相运行的情况下,考虑互感的影响是非常重要的。

此时反电动势的表达式为<sup>[10]</sup>

$$e_a = \frac{d\psi_a}{dt} = L_a \frac{di_a}{dt} + i_a \frac{dL_a}{dt} + M_{ab} \frac{di_b}{dt} + i_b \frac{dM_{ab}}{dt} + \frac{d\psi_{ma}}{dt} \quad (1-2)$$

$$e_b = \frac{d\psi_b}{dt} = L_b \frac{di_b}{dt} + i_b \frac{dL_b}{dt} + M_{ab} \frac{di_a}{dt} + i_a \frac{dM_{ab}}{dt} + \frac{d\psi_{mb}}{dt} \quad (1-3)$$

忽略铁耗和涡流损耗,输入功率可表示为

$$P_m = u_a i_a + u_b i_b \approx e_a i_a + e_b i_b = dW_{sf} + T_e \Omega \quad (1-4)$$

其中:

$$W_{sf} = \frac{1}{2} L_a i_a^2 + M_{ab} i_a i_b + \frac{1}{2} L_b i_b^2 \quad (1-5)$$

$$T_e = \frac{1}{2} i_a^2 \frac{dL_a}{d\theta} + \frac{1}{2} i_b^2 \frac{dL_b}{d\theta} + i_a i_b \frac{dM_{ab}}{d\theta} + i_a \frac{d\psi_{ma}}{d\theta} + i_b \frac{d\psi_{mb}}{d\theta} \quad (1-6)$$

从(1-6)式中可以得知,当 DSPM 两相导通时,电机中会因为自感和互感的变化而产生较大的磁阻转矩。而同时自感和互感随转子转过的角度呈周期变化,在一个周期内电感的上升幅度与下降幅度相同。这就使得在 DSPM 电机绕

组中的电流幅度不发生变化的情况下，一个周期内磁阻转矩的总作用和为零，对提高 DSPM 电机的功率没有贡献，属于一种波动转矩，对电机运行的稳定性有较大影响。并且 DSPM 虽然有了一定的改进，但由于它采用切向励磁，并将永磁体放置在定子的两侧等自身结构的特点。不但造成了永磁体安装难的问题，而且也使得 DSPM 的定子线圈所交链的磁链发生脉振式变化，没能继承原型机中磁链极性交替变化的特点，使得 DSPM 电机中与转子位置相对应的磁链变化较小，在给定的定子磁动势下产生的转矩较低。

#### 1.1.4 磁通反向式电机的提出与发展

鉴于 DSPM 电机以上的这些缺点，人们又尝试对其进行各种改良，但都没有从根本上改变其磁通脉振式变化的本质，直到磁通反向式电机(FRM)的出现。FRM 是由 R.P.Deodhar 等提出的一种磁通反向的 DSPM 电机，它将永磁体放在定子齿极的表面，采用径向充磁。随着转子的旋转，定子绕组所交链的磁链发生双极性变化。这时的 FRM 与传统的 DSPM 电机相比：材料利用率高，它在没有成倍增加材料重量的前提下产生两倍的磁链变化率；磁通的双极性变化，使得一定的定子磁动势会产生更大的转矩。磁通反向式电机剖面示意图如图 1-2 所示。

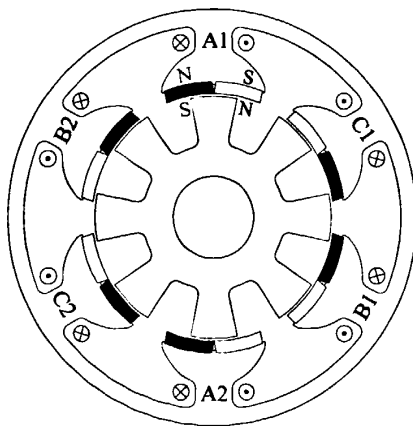


图 1-2 磁通反向式电机剖面示意图

FRM 具有开关磁阻电机和永磁电机的双重优点：它结构简单，机械强度高，适于高速旋转；单位体积出力大，铁磁材料利用率高；控制灵活，便于实现四象限运行；永磁体放在定子凸极表面，便于安装制造；转子上无绕组，转动惯量小，反应迅速；成本低，适于大量生产；永磁体的存在减小了电感和电感的变化率，因而有一个小的电气时间常数，电流换向迅速。鉴于这些优点，FRM 具有很广阔的应用前景。

## 1.2 电机磁场分析的发展概况

电机的基本作用原理在于电磁感应,电机中的功率传递是通过有关电路中的磁链变化来完成的,所以无论是进行电机设计还是电机性能预测,都必须了解、精确计算电机内部的物理场,尤其是电机磁场的分布。

对电机设计经常采用方法有:解析法、图解法、模拟法、简单磁路法、变网络等效磁路法和有限元法。

就当前来说,有限元法日臻成熟,被认为是最有效、应用最普遍的一种数值解法。有限元法求解可被应用于电机开发的前期研究,直接指导设计过程,包括对性能要求苛刻的设计方案的实现,众多设计方案的比较,设计方案具体内容的优化等。在电机的设计阶段就能对其进行精确的计算及性能预测,可节省大量的设计费用,在经济可比性上也进一步确立了其优势地位。有限元方法电磁计算的逆问题,用于场域尺寸、导体安放、永磁体设计等优化设计等,近年来开始被研究。对于磁通反向式电机来说,其永磁体选用高性能的稀土永磁材料,由于稀土永磁材料的价格比较高,因此应用有限元法对其进行优化设计与性能预测有着重要意义<sup>[11-13]</sup>。

## 1.3 电机控制系统的研究现状和发展方向

### 1.3.1 电力电子技术的发展

以开关方式工作的电力电子器件是现代电力电子技术的基础与核心。电力电子技术是电动机控制技术发展的重要物质基础,发展非常迅速。电力电子器件已经从第一代的 SCR、经第二代有自关断能力的 GTR、GTO、MOSFET 发展到目前的第三代 IGBT、SIT、MCT 等复合场控器件,并不断向集成化、智能化方向发展。智能功率模块(Intelligent Power Module—IPM)是向第四代器件功率集成电路(PIC)发展的过渡产品,是微电子技术和电力电子技术相结合的产物。在 IGBT 基础上,它不仅提供一定的功率输出能力,而且集成了逻辑、控制、传感、检测、保护和自诊断等功能,由于采用了隔离技术,散热更均匀,体积更加紧凑,是功率器件的重要发展方向<sup>[14]</sup>。电机控制系统用电力电子器件的选择主要考虑其电压、电流、开关频率、功率损耗和动态性能等。目前,IGBT 及 IPM 由于其高输入阻抗、高开关速度和低导通损耗等优点,而成为电机控制系统电力电子器件的首选。



### 1.3.2 控制理论的发展现状

在变频技术发展的同时,电机控制理论也取得了突破性的进展。最优控制、滑模变结构控制、自适应控制、模糊控制、神经网络、遗传算法等各种新型的控制理论不断出现并得到深入的研究,取得了许多有益的成果,也成为当前研究的热点。这一局面的出现同计算机技术和微处理器的迅速发展是分不开的,正是它们的发展使得复杂的控制理论的实现变为可能。优选一种适合磁通反向式电机的控制理论,显得尤为重要,本文结合无刷直流电动机和开关磁阻电动机的控制理论,选择变角度电压 PWM 控制组合方法作为磁通反向式电机的控制方法<sup>[15]</sup>。

### 1.3.3 数字控制器的发展

在控制技术方面,初期的调速系统均采用模拟控制器,因为要完成变量复杂的在线运算,所以电路十分复杂。从20世纪80年代开始,控制器经历了8位微机、16位微机到32位微机和高速数字信号处理器(Digital Signal Processor—DSP)三个阶段的发展,实现了系统的全数字化控制,不但使控制电路大大简化,改善了系统的可靠性、可使用性、可维修性,而且使交流调速系统的功能更加完善,使用更加方便,以致进入90年代后交流电动机及其控制系统正在取代直流电动机成为电力传动系统的主流。

在电动机运动控制系统的控制器选择上,高性能的微处理器(如 Intel80C196 系列)、数字信号处理器(如 TMS320LF240x)等占了主导地位。与单片机相比,DSP 的突出特点就是处理速度更快。如美国 TI 公司推出的 TMS320LF240x 系列是适于工业控制,尤其适用于电动机控制的专用芯片,内部采用哈佛总线结构,绝大部分指令可以在 50ns 单周期内执行完毕,同时具有丰富的片内资源并提供电机控制专用资源。应用 TMS320LF240x 系列数字信号处理器可以大大简化控制系统的硬件结构,其高速性可以使复杂控制策略得以实现并降低成本。因此,TMS320LF240x 处理器是目前数字系统设计应用中最为理想的控制芯片之一<sup>[14]</sup>。

磁通反向式电机系统的实时性要求较高,要求大负载变化范围和宽调速范围的工况恶劣的应用环境,并且要求保证系统良好的动态与稳态性能。因此,研制高水平的适合其运行特点的全数字化磁通反相式电机控制系统可以简化系统硬件结构、提高性价比及抗干扰能力。

## 1.4 论文的主要研究内容

本课题研究的是一种新型双凸极永磁电机——磁通反向式电机,以及这种新

型电动机的控制系统，主要包括以下方面：

1. 磁通反向式电机的设计思想、基本结构和运行原理。
2. 推导了磁通反向式电机的数学模型。
3. 磁通反向式电机的磁场分析。

(1) 分析磁通反向式电机定、转子不同形状及尺寸时对电机性能的影响，给出了定、转子尺寸和磁路结构的选取原则。

(2) 在确保电机单位体积出力大这一重要指标的前提下，设计出三相6/8极磁通反向式电机的结构；在保证其单位体积出力最大的前提下，提出了两种有效削弱磁通反向式电机齿槽转矩的新方法，并对其进行了有限元计算和分析，说明所提出的设计方法是可行的。

4. 简要论述了的磁通反向式电机的控制系统。

(1) 结合无刷直流电动机和开关磁阻电动机的控制理论，选取变角度电压 PWM 控制组合方法。

(2) 采用速度和电流双闭环的控制系统，简单设计了变角度电压 PWM 控制组合控制系统的 DSP 实现。

## 第二章 磁通反向式电机的结构、原理、数学模型及分析方法

### 2.1 磁通反向式电机的基本结构

磁通反向式电机 (FRM) 的基本结构与开关磁阻电机类似, 其定、转子均为双凸极齿槽结构, 定子和转子铁心由硅钢片叠压而成, 定子上装有集中绕组, 空间相对的两个定子线圈串联构成一相, 三相绕组 Y 接, 转子上无绕组。定子绕组的磁链和电流都随转子位置的改变, 呈双极性变化。

FRM 可以是单相, 也可以是多相的。其定、转子数满足下式

$$N_s / N_r = m / (m + 1) \quad (2-1)$$

在单相 FRM 中  $m = 2$ , 因此得到  $N_s / N_r$  可以有 2/3、4/6、8/12 等多种选择; 在三相 FRM 中  $m = 3$ , 因此可以得到  $N_s / N_r$  可以有 3/4、6/8、12/16 等多种选择。三相 6/8 极磁通反向式电机剖面示意图如图 2-1 所示<sup>[16]</sup>。

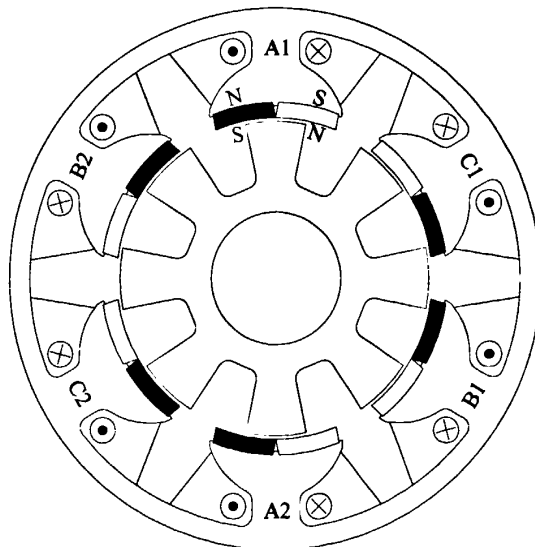


图 2-1 三相 6/8 极磁通反向式电机剖面示意图

8 个转子齿和齿间是等间距的, 转子齿宽为  $t_r = \pi D_r / 16$ ,  $D_r$  为转子外径, 转子极弧为  $22.5^\circ$ ; 定子有 6 个凸极齿, 定子凸极齿宽为  $2t_r$ , 定子凸极间开口约为  $0.66t_r$ , 定子凸极齿在圆周空间占  $45^\circ$ , 每个定子凸极齿上有两块径向极性交

替的永磁体。三相 6/8 极磁通反向式电机定子绕组联接示意图如图 2-2 所示。

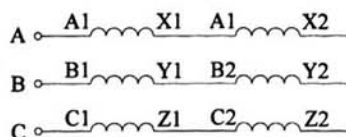


图 2-2 三相 6/8 极磁通反向式电机定子绕组联接示意图

## 2.2 磁通反向式电机的基本工作原理

空载时 FRM 定子电流很小接近于零，电机中的磁通主要由定子凸极上的永磁体产生，每当转子转过一个转子极距时，定子上的集中绕组所交链的磁链就产生一个周期的变化。随着电机转子旋转，电机中的磁场分布变化如图 2-3 所示。

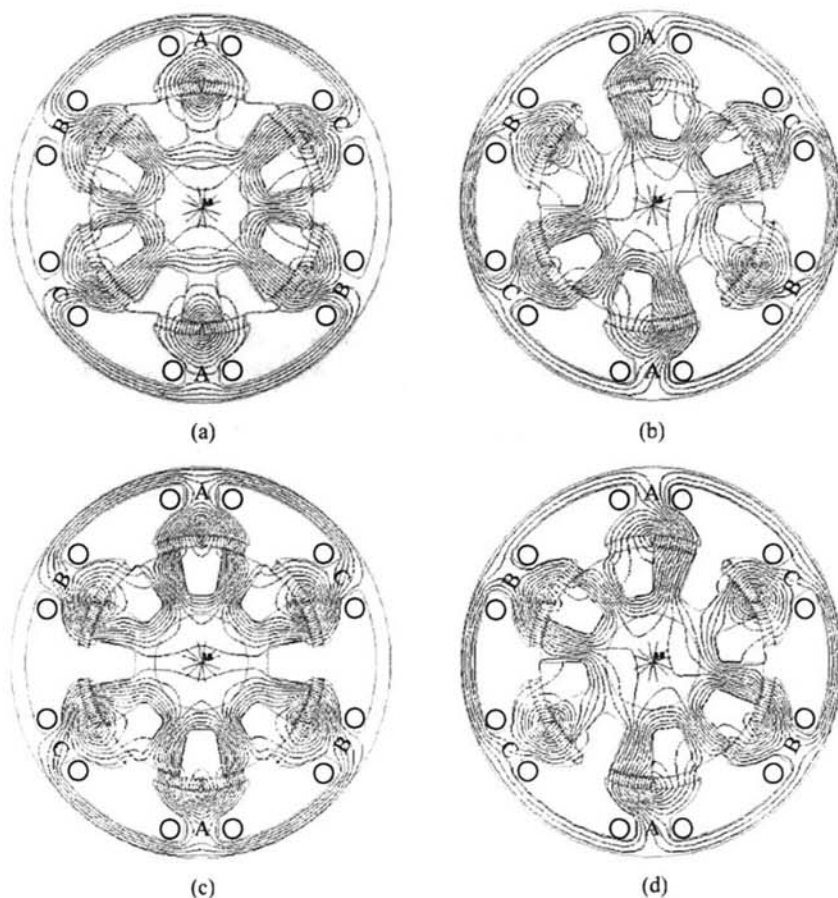


图 2-3 磁通反向式电机磁场分布变化

图 2-3(a) 所示位置是一个平衡位置，在此位置，一对转子齿的轴线与 A 相

两个定子凸极中心线对齐,由各定子极上的永磁体建立起来的磁通通过定转子各部分形成对称的磁场,此时,A相定子凸极中的合成磁通为零,A相绕组相交链的磁链为零,永磁体对转子提供的合成转矩也为零。随着转子逆时针旋转,A相绕组交链的磁链逐渐增加,当转子从平衡位置转过 $11.25^\circ$ (相当于 $90^\circ$ 电角度),到达2-3(b)位置,在此位置,转子的一对齿恰好与A相两个定子凸极上的一对永磁体中心对齐,此时与A相相交链的合成磁通经过永磁体、定子齿、定子轭、转子齿、转子轭、气隙形成回路,达到最大值。转子再逆时针转过 $11.25^\circ$ ,到达图2-3(c)所示位置,此时电机到达第二个平衡位置。在此位置,与A相绕组相交链的合成磁链再次为零,永磁体对转子提供的合成转矩也再次减小为零。转子再逆时针转过 $11.25^\circ$ 后,到达图2-3(d)所示位置,在此位置,与A相相交链的合成磁通达到反向最大值。再继续旋转 $11.25^\circ$ 后又回到图2-3(a)所示的初始位置,完成一个运行周期。

在理想情况下,每相绕组所交链的磁通变化曲线是呈双极性线性变化的三角波,由其感应出的反电动势的变化曲线为矩形波。理想情况下A相线圈磁通和反电动势变化曲线如图2-4所示。

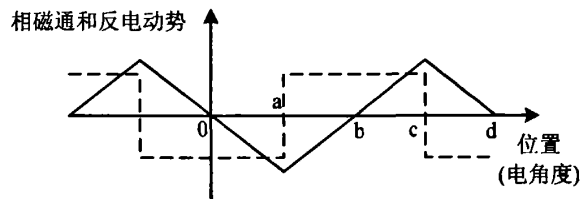


图2-4 理想情况下A相线圈磁通(实线)和反电动势(虚线)变化曲线

当电机外接负载时,电机绕组电流增加,定子绕组磁动势与永磁体建立的磁场相互作用而实现能量转换。磁通反向式电机既可以作为电动机,也可以作为发电机应用。用作电动机时,根据磁通总是沿着磁阻最小的路径形成回路的原理运行,在特定的转子位置,交替地在电机特定相绕组通以方向变换的电压,就可以牵动转子沿逆时针或者顺时针方向运动。与开关磁阻电机不同,在FRM中,当某相线圈交链的永磁磁链增加时给该相绕组通以正电流,而在交链的永磁磁链减少时给该相绕组通以负电流。这样,电机在正负半拍均产生正向转矩,这一特点在理论上使得FRM的单位体积出力比开关磁阻电机成倍增加。转矩的大小既可以通过控制电流的大小和导通角来控制,也可以采用单拍或双拍的运行方式来控制。转矩方向可以通过改变电流极性和各相导通顺序来控制。因此,FRM可以方便地实现四象限运行,控制十分灵活。FRM可以像一般永磁无刷直流电机一样选择双极性功率变换器件进行运行控制。磁通反向式电动机两两导通模式下运

运行时相绕组通电规律如图 2-5 所示。这里 FRM 如同无刷直流电机一样，一个通电运行周期里每相正负各导通  $120^\circ$  电角度。

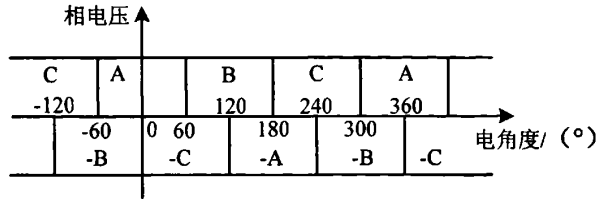


图 2-5 磁通反向式电动机两两导通模式下运行时相绕组通电规律

在 FRM 中，电磁转矩的计算依据于最基本的机电能量转换关系，通过磁场的磁共能对转子位移角  $\theta$  的偏导数求得即

$$T_e = \frac{\partial W'(i, \theta)}{\partial \theta} \quad (2-2)$$

其中  $W'(i, \theta)$  为磁共能，满足下式

$$W'(i, \theta) = \int \psi(i, \theta) di \quad (2-3)$$

式中磁链  $\psi$  为永磁体和定子绕组共同产生的合成磁链，定子绕组磁链由自感磁链和互感磁链组成。为便于阐述电磁转矩产生原理，以一相绕组通电，不考虑互感磁链的情况为例，则

$$\psi = \psi_M + \psi_L \quad (2-4)$$

式中  $\psi_M$ 、 $\psi_L$  分别为永磁体产生的磁链和定子绕组线圈通电产生的磁链，由 (2-2) 式~ (2-4) 式可以推导出 FRM 电磁转矩的表达式

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{\partial W'(i, \theta)}{\partial \theta} \\ &= i \frac{\partial \psi_M}{\partial \theta} + \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta} \\ &= T_M + T_L \end{aligned} \quad (2-5)$$

式中  $T_M$  为永磁体磁场与定子绕组电流相互作用产生的磁场反应转矩； $T_L$  为定、转子双凸极磁路磁阻的变化产生的磁阻转矩。

此时电枢反应磁场的能量为

$$W_{\psi} = \frac{1}{2} Li^2 \quad (2-6)$$

由上面(2-5)式和(2-6)式推导可以得出

(1) 永磁体的存在大大减小了绕组电感及电感变化率。这是因为, FRM的主磁路需要两次经过磁导率较低的永磁体, 所以磁阻较大, 电感较小, 时间常数较小, 反应迅速。

(2) 降低了磁阻转矩 $T_L$ 。这是因为, 电感的变化率很小。在一个绕组通电周期内, 磁阻转矩与电流方向无关, 电感上升区转矩和电感下降区转矩相互抵消, 平均磁阻转矩很小, 若通以恒定的电流值, 平均磁阻转矩为零, 故在FRM中, 磁阻转矩的作用很小, 但它引起转矩脉动。

(3)  $T_M$ 是主要电磁转矩, 与电流方向有关。为了使得电机的正负半拍均产生正向转矩, 在磁链的上升区即 $\frac{\partial \psi_M}{\partial \theta} > 0$ 时, 通以正向电流; 在磁链的下降区即 $\frac{\partial \psi_M}{\partial \theta} < 0$ 时, 通以反向电流。这一特点使得FRM的单位体积出力在理论上比开关磁阻电机成倍增加。转矩 $T_e$ 的大小既可以通过控制电流大小或导通区间来实现, 也可以采用单拍或双拍的运行方式来控制。改变电流的极性和导通顺序, 即可改变转矩方向。因此, FRM可以方便地实现四象限运行, 控制十分灵活。

(4) 在电流换向过程中, 需要恢复的电枢磁场能量 $W_{\psi}$ 的值很小, 这是因为电机绕组电感和电感的变化率均很小的缘故。

### 2.3 磁通反向式电机的数学模型

前面对磁通反向式电机的分析都是在定性分析基础上进行的, 若想进一步深入系统、定量的分析磁通反向式电机中各个量之间的关系, 建立电机的状态方程是十分必要的。

本文对磁通反向式电机(FRM)的分析采用的是电动机惯例。一台 $m$ 相FRM, 如图1-2所示( $m=3$ ), 假设各相结构和电磁参数对称, 根据电路定律, 可写出FRM的基本方程为

$$u = e + Ri \quad (2-7)$$

$$e = \frac{d\psi}{dt} \quad (2-8)$$

$$\psi = \psi_m + \lambda \quad (2-9)$$

式中  $\psi_m$  ——永磁体产生的磁链;

$\lambda$ ——定子电感线圈通电产生的磁链；

$e$ ——为感应反电动势。

三相磁通反向式电机的动态方程可以表示如下。三相磁链方程表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{ma} \\ \psi_{mb} \\ \psi_{mc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

将 (2-10) 式代入 (2-8) 式得三相反电动势方程式

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ma} \\ \psi_{mb} \\ \psi_{mc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

令由永磁体产生的磁链变化而感应的反电动势部分为  $e_m$ ，则三相情况可以表示为

$$\begin{bmatrix} e_{ma} \\ e_{mb} \\ e_{mc} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ma} \\ \psi_{mb} \\ \psi_{mc} \end{bmatrix} = \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} \psi_{ma} \\ \psi_{mb} \\ \psi_{mc} \end{bmatrix} \cdot \frac{d\theta}{dt} = \omega \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} \psi_{ma} \\ \psi_{mb} \\ \psi_{mc} \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

式中  $\omega$ ——角速度；

$\theta$ ——为位置角。

如果  $\theta$  取电角度， $\omega$  就是电角速度； $\theta$  取机械角度， $\omega$  就是机械角速度。

由前面式 (2-7)、(2-11) 和 (2-12) 式可得

$$\begin{bmatrix} e_{ma} \\ e_{mb} \\ e_{mc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

式中

$$R = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{bmatrix}$$

上面各方程又定子电感线圈产生的磁链可以表示为

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ba} & M_{ca} \\ M_{ab} & L_{bb} & M_{cb} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-14)$$



矩阵中的自感和互感值根据实际情况取正负号,在磁通反向式电机这种特殊结构的电机中,其互感值约为自感值的1%左右,相对很小,可以忽略互感的影响,将(2-14)式近似表示成

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} L_{aa} & 0 & 0 \\ 0 & L_{bb} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

其中系数矩阵  $L$  为对角形矩阵

$$L = \begin{bmatrix} L_{aa} & 0 & 0 \\ 0 & L_{bb} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cc} \end{bmatrix}$$

同时可以得到

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{dL_{aa}}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{dL_{bb}}{dt} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{dL_{cc}}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{dL}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

将(2-12)式、(2-15)式和(2-16)式代入(2-13)式,整理得

$$\omega \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} \psi_{ma} \\ \psi_{mb} \\ \psi_{mc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{dL}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

电机的功率方程如下

$$P_m = P_e + P_{Cu} \quad (2-18)$$

式中  $P_m$ ——输入的电功率;

$P_e$ ——转化的电磁功率;

$P_{Cu}$ ——铜耗。

它们之间满足下面等式

$$P_m = [i_a \quad i_b \quad i_c] \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

$$P_e = [i_a \quad i_b \quad i_c] \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

$$P_{cu} = [i_a \quad i_b \quad i_c] [R] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

电磁功率可以表示为

$$P_e = T_m \omega + T_r \omega + \frac{dW_{sf}}{dt} \quad (2-22)$$

其中右边第一项为永磁体建立磁场产生的能量；第二项为由于转子位置改变化引起磁路磁阻变化产生的磁场能量；第三项为电枢绕组中的磁场储能。 $T_m$ 、 $T_r$ 和 $W_{sf}$ 为永磁转矩、磁阻转矩和电枢绕组中的磁能，它们分别满足于下面等式

$$T_m = [i_a \quad i_b \quad i_c] \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} \psi_{ma} \\ \psi_{mb} \\ \psi_{mc} \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

$$T_r = \frac{1}{2} [i_a \quad i_b \quad i_c] \frac{dL}{d\theta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

$$W_{sf} = \frac{1}{2} [i_a \quad i_b \quad i_c] L \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

将  $\frac{dL}{d\theta} = \frac{dL}{dt} \cdot \frac{dt}{d\theta} = \frac{1}{\omega} \frac{dL}{dt}$  代入 (2-24) 式得

$$T_r = \frac{1}{2\omega} [i_a \quad i_b \quad i_c] \frac{dL}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

由 (2-25) 式可以推出

$$\frac{dW_{sf}}{dt} = \frac{1}{2} [i_a \quad i_b \quad i_c] \frac{dL}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + [i_a \quad i_b \quad i_c] L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

将(2-23)式、(2-26)式和(2-27)式代入(2-22)式,经过整理正好能得到(2-17)式,这充分证明了推导的正确性。

由(2-17)式整理可以得出电流动态方程式

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = L^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{ma} \\ e_{mb} \\ e_{mc} \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{dL}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right\} \quad (2-28)$$

其中

$$L^{-1} = \begin{bmatrix} L_{aa} & 0 & 0 \\ 0 & L_{bb} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cc} \end{bmatrix}^{-1}$$

磁通反向式电机的转矩平衡方程式如下

$$T_e = T_{out} + J \frac{d\omega}{dt} + K_\omega \omega \quad (2-29)$$

其中左边的 $T_e$ 为电磁转矩,可由磁共能对角度求导得出;右边第一项为输出的负载转矩;右边第二项为当电磁转矩与负载转矩不一致时产生系统加速转矩, $J$ 为系统的转动惯量, $\omega$ 为系统的角速度;右边第三项为摩擦转矩, $K_\omega$ 为摩擦系数。

上面所有电机的参数都可以利用有限元方法求得,这样利用上面的各参数值的动态表达式就可以进行电机的计算机仿真,和进一步系统深入地定量分析磁通反向式电机的性能。

## 2.4 磁通反向式电机的分析方法

### 2.4.1 电机电磁场的基本理论及分析方法综述

麦克斯韦方程是电磁场的基本方程,是研究电机电磁场的理论基础,其微分形式为

$$\text{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2-30)$$

$$\text{rot} \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2-31)$$

$$\text{div} \mathbf{B} = 0 \quad (2-32)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{D} = \rho \quad (2-33)$$

式中  $\mathbf{H}$ ——磁场强度, 单位 A/m;

$\mathbf{J}$ ——传导电流密度, 单位 A/m<sup>2</sup>;

$\mathbf{E}$ ——电场强度, 单位 V/m;

$\mathbf{B}$ ——磁通密度, 单位 T;

$\mathbf{D}$ ——电位移, 单位 C/m<sup>2</sup>;

$\rho$ ——自由电荷的体密度, 单位 C/m<sup>3</sup>。

麦克斯韦方程组是麦克斯韦在提出的位移电流的假设下, 全面总结电生磁和磁生电现象后提出来的。麦克斯韦方程是宏观电磁现象的基本规律, 可适用于恒定电磁场, 似稳电磁场和低频交变电场等不同情况<sup>[11][12][19]</sup>。

在恒定电磁场中所有的量均不随时间  $t$  而变化。似稳电磁场是一种低频的交变电场, 当频率  $f$  很低, 而场源和观察点之间的距离较波长短得多时, 就可以不考虑电磁波传播的滞后位问题, 此时位移电流与传导相比, 数值上较小因而可以忽略。电机中的交变电场为似稳电磁场, 因为一般交流电机的频率均在工频到中频的范围内, 故在足够精确的程度内都能满足似稳条件。此外, 电机中一般不存在静止的电荷, 因此在不计  $\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}$  和  $\rho$  的情况下, 麦克斯韦方程组可简化为

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (2-34)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2-35)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = 0 \quad (2-36)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{D} = 0 \quad (2-37)$$

麦克斯韦方程适用于各种正交坐标系, 电机电磁场中常用的是直角和圆柱两种坐标系, 其旋度和散度的表达式为

在直角坐标系中

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \begin{vmatrix} \mathbf{i} & \mathbf{j} & \mathbf{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix} \quad (2-38)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = \frac{\partial B_x}{\partial x} + \frac{\partial B_y}{\partial y} + \frac{\partial B_z}{\partial z} \quad (2-39)$$

在圆柱坐标系中

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \begin{vmatrix} \mathbf{a}_r \frac{1}{r} & \mathbf{a}_\theta & \mathbf{a}_z \frac{1}{r} \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \theta} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_r & rH_\theta & H_z \end{vmatrix} \quad (2-40)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rB_r) + \frac{1}{r} \frac{\partial B_\theta}{\partial \theta} + \frac{\partial B_z}{\partial z} \quad (2-41)$$

一般形式的麦克斯韦方程适用于随时间按任何规律变化的电磁场。电机工程实践中，经常研究的是随时间按正弦规律变化的电磁场（如是非正弦变化的，可以分解为基波和各次谐波来分别处理）与此对应的复数形式的麦克斯韦方程组为

$$\operatorname{rot} \dot{\mathbf{H}} = \dot{\mathbf{J}} + j\omega \dot{\mathbf{D}} \quad (2-42)$$

$$\operatorname{rot} \dot{\mathbf{J}} = j\omega \dot{\mathbf{B}} \quad (2-43)$$

$$\operatorname{div} \dot{\mathbf{B}} = 0 \quad (2-44)$$

$$\operatorname{div} \dot{\mathbf{D}} = 0 \quad (2-45)$$

上述麦克斯韦方程组，不管有关材料的性质如何，在工程上都是适用的。但在具体计算中会遇到很多问题。其中之一就是方程式少而要求的未知量多，这显然无法求解。要使方程的数目增加，还必须利用成分方程，若媒质是各向同性的，则它在电磁场作用下，其宏观电磁特性关系式为

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} = \varepsilon_r \varepsilon_0 \mathbf{E} \quad (2-46)$$

$$\dot{\mathbf{J}} = \sigma \dot{\mathbf{E}} \quad (2-47)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} = \mu_r \mu_0 \mathbf{H} \quad (2-48)$$

式中  $\varepsilon$ ——介电常数，单位 F/m；

$\varepsilon_r$ ——相对介电常数；

$\varepsilon_0$ ——真空介电常数， $8.85 \times 10^{-12}$  F/m；

$\sigma$ ——电导率，单位 S/m；

$\mu$ ——磁导率，单位 H/m；

$\mu_r$ ——相对磁导率；

$\mu_0$ ——真空磁导率， $4\pi \times 10^{-7}$  H/m。

对于线形媒质它们是常数,对于非线性媒质,它们是随场强的变化而变化的。

以上各式和麦克斯韦方程组合在一起,足以求解所需要的未知量。但从计算的观点来看,极少用麦克斯韦方程去直接求解。因为方程中待求的量太多。如果以位函数来描写场,如标量位或矢量位,待求量的数目可以减少。

麦克斯韦方程组的微分形式,只适用于媒质的物理性质(由 $\mu, \epsilon$ 和 $\sigma$ 等参数来表征)处处连续的空间。但是在电机中经常要遇到媒质的性质在一个或多个界面处有突变的情况,因而不同媒质的分界面处的场矢量 $E$ 、 $H$ 、 $B$ 和 $D$ 也会有不连续的突变情况出现。所以,对于这些交变界面上的各点来说,麦克斯韦方程组的微分形式已失去意义而必须去考虑有限空间中场量之间的关系,这种关系是由麦克斯韦方程组的积分形式所制约的。麦克斯韦方程组的积分形式为

$$\oint_l H \cdot dl = i = \int_a (J + \frac{\partial D}{\partial t}) \cdot da \quad (2-49)$$

$$\oint_l E \cdot dl = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_a B \cdot da \quad (2-50)$$

$$\oint_a B \cdot da = 0 \quad (2-51)$$

$$\oint_a D \cdot da = \int \rho dv \quad (2-52)$$

电磁场的分析和计算通常归结为求微分方程的解。对于常微分方程,只要由辅助条件决定任意常数后,其解就成为唯一的。对于偏微分方程,使其能成为唯一的辅助条件可以分为两种:一种是表达场的边界所处的物理情况,称为边界条件;一种是确定场的初始状态,称为初始条件。边界条件和初始条件合称为定解条件。未附加定解条件的描写普遍规律的微分方程称为泛定方程。泛定方程是解决问题的依据,但不能确定具体的物理过程,它的解的个数是无限多的。泛定方程和定解条件作为一个整体,称为定解问题。能得到唯一稳定的解,定解问题才称为适定的<sup>[11-13][19]</sup>。

前面对磁通反向式电机的结构、工作原理和数学模型等方面做了定性的分析,对电机电磁场基本理论作了必要的论述,但如果要准确的定量分析磁通反向式电机的各项性能,得到数学模型中各重要参数的值则存在有一定的困难。由于FRM的双凸极结构及永磁体的存在,整个系统为一强非线性系统,在准确分析电机性能、合理设计控制电路及计算静态特性时,必须考虑电机的非线性和电枢反应的影响。目前常用的求解电机电磁场方法主要有以下几种。

### 1. 解析法

解析法是设法找到一个连续函数,将它和它的各阶偏导数(它们也是连续函

数)代入求解的偏微分方程后应得到恒等式;并且在初始状态下以及在区域的边界上它应等于所给出的定解条件。这种求解偏微分方程的定解问题的方法于19世纪中在数学上已经形成了一般理论,并且在上世纪初已经应用于电机电磁场的计算。解析法能获得解析表达式,但是只能应用于比较特殊的边界情况,对于某些实际电机的电磁场问题常常无能为力或收效甚微。因此,解析法的应用受到一定的限制。而解析法又包括:1)直接法和镜象法,2)保角变换法,3)分离变量法。

用解析法分析FRM,可假定铁心磁导率 $\mu \rightarrow \infty$ ;铁心和气隙的分界面为等位面;定转子槽无限深。然后利用保角变换法计算出定子凸极中心线分别与转子槽中心线和转子极中心线相重合时的气隙磁导和电感,即最小和最大电感。但这一方法的缺点是没有考虑电机铁心饱和的影响,而且只能计算两个位置的电感,因此只能用来进行定性分析。

## 2. 图解法

电机中的稳定磁场问题还可以用图解法来近似求解,它是根据稳定磁场的特性画出磁场的等位线和磁力线,从这些曲线分布的密集或稀疏的程度得到磁场的强弱。在电机电磁场的边界形状比较复杂,用解析法遇到困难的情况下,图解法得到了发展和应用,它在一定条件下就成了有效的方法。它比较形象、直观,也便于掌握。但是作图时要经过多次修改才能得出比较满意的图形,而在精度方面较差。不论区域内有无电流存在也不论媒质是否线性原则上都可以应用图解法。但是,对于有电流的区域或非线性媒质,图解法非常繁复,因此它一般仅用于在无电流区域的线性媒质中求解二维稳定的磁场或忽略涡流效应的磁场。不适用于FRM磁场的求解。

## 3. 模拟法

模拟法是用某种装置来模拟所求解的问题,通过测试来获得它的解答。它既能解决稳定磁场问题,也能解决交变电磁场问题。对于边界条件比较复杂的电机电磁场问题,当用解析法难以获得其解,而用图解法又嫌其精度不够时模拟法得到了发展和应用。尤其在计算机获得普遍应用之前,模拟法因其应用范围较广,解的精度较高,就成为受到重视的一种方法。目前模拟法依然得到应用。电机中的电磁场问题从原理上将大多可以用模拟法来解决,但是在实用上除了受到复杂的模拟设备的限制外,对于三维场和非线性场的模拟还有一定的困难。因为FRM的磁场非线性,所以不适用此方法求解。

## 4. 简单磁路法

J.Corda 和 J.Stephenson 提出了一种双凸极电机最大电感和最小电感的近似计算方法。此方法分别把最小和最大电感所对应的定转子位置的磁场划分为几个

部分,由磁路法分别计算每部分的磁导,再迭加后求得,最后通过修正系数来考虑端部效应的影响,此方法较为简单实用,且有一定准确性,但同样只能计算两个典型转子位置的电感<sup>[17]</sup>。

#### 5. 变网络等效磁路法

利用气隙比磁导法建立适于双凸极永磁电机的变网络等效磁路模型<sup>[18]</sup>,它可以计算任意转子位置的电感参数及静态特性,能较为正确地考虑磁路饱和及非线性性的影响,也可类似用于 FRM 电机的分析。但其计算精度较有限元法要差一些。

#### 6. 有限元法

有限元法是数值解法的一种。数值解法是将所求电磁场的区域剖分成有限多的网络或单元,通过数学上的处理,建立以网络或单元上各节点的求解函数值为未知量的代数方程组,通过计算机解出这组庞大的代数方程组,从而得到各节点的函数值。由于计算机的应用日益普遍,计算机的软、硬件的发展突飞猛进,计算速度,计算能力都取得的巨大的发展。所以有限元法这一电机磁场的数值解法在近期内有很大的发展,它的适用范围超过了所有其它各种解法,并且可以达到足够的精度。从原理上讲,电机的电磁场问题大多可以用有限元法求解。而且与另一种数值解法(差分法)相比,有限元法也表现出了很多优点。在求解区域边界和内部分界面的形状比较不规则的情况下,用差分法处理边界条件比较困难,而用有限元法可使和边界的逼近较好。对于在某些部分磁场强度变化较大的场合,用差分法时网格难以合理剖分,在这些部分解的精度就较差,而用有限元法时单元的剖分灵活性大,适应性强,解的精度就高。从这些方面来说,有限元法克服了差分法的缺点,使电磁场的物理特性被保持的更好,其精度得到进一步保证。

对磁通反向式电机的非线性磁场进行有限元分析,可以考虑到电机结构的几何形状和铁磁材料的非线性饱和特性。有限元法可以准确地计算各个不同转子位置 and 不同绕组电流时绕组磁链和电感的大小,应用高级的宏还可以求解力、力矩、转矩等参数。由于该方法能充分考虑非线性和饱和的影响,计算精度高,在当前多种电机分析方法中,不容置疑地成为求解和分析磁通反向式电机电磁场众多方法中最理想的一种。

### 2.4.2 电机电磁场问题的有限元法求解

电机电磁场的计算基本上归结为某些偏微分方程的求解,求解偏微分方程必须结合具体问题中的特定边界条件才能获得唯一的解答。求解电机电磁场的偏微分方程所遇到的困难有三个方面:(1)由铜、铁和自由空间所组成的边界形状曲折多变,因此边界条件相当复杂;(2)导磁材料中磁感应强度与磁场强度的关系是非线性的;(3)严格意义上电机电磁场是三维的。



数值解法是将所求电磁场的区域剖分成有限多的网格或单元,通过数学上的处理,建立以网格或单元上各节点的求解函数值为未知量的代数方程组,通过电子计算机解出这组庞大的代数方程组,从而得到各节点的函数值。由于电子计算机的应用日益普遍,电机电磁场的数值解法在近期内有很大的发展,它的适用范围最广,并且可以达到足够的精度。在电机电磁场的数值分析方法中主要采用的有:有限元法、边界元法和有限差分法。

有限元法是根据变分原理和离散化而求取近似解的方法。虽然电机中的电磁场问题一般归结为一个偏微分方程的边值问题,但是有限元法不是直接以它为对象去求解,而是首先从偏微分方程边值问题出发,找出一个称为能量泛函的积分式,令它在满足第一类边界条件的前提下取极值,即构成条件变分问题。这个条件变分问题是和偏微分方程边值问题等价的。有限元法便是以条件变分问题为对象来求解电磁场问题的。与此同时,将场的求解区域剖分成有限个单元,在每一个单元内部,近似地认为任一点的求解函数是在单元节点的函数值之间随着坐标变化而线性地变化的,因此在单元中构造出插值函数。然后把插值函数代入能量泛函的积分式,把泛函离散化为多元函数。根据极值原理,将能量函数对每一个自变量求偏导数,并令其等于零,便得到一个线性代数或非线性方程组。最后对此方程组由第一类边界条件作修正并借助于电子计算机求解。这是一种比较完善的离散化方法,目前正在不断地扩大其应用范围。

本节主要介绍有限元法的优点、条件变分问题及其离散化、有限元法求解的求解过程、有限元法求解的求解过程、边界条件的确定、有限元法的网络剖分以及电磁场有限元分析软件简介等几方面。

### 1. 有限元分析方法的优点

从原理上讲,电机的电磁场问题大多可以用有限元求解。在求解区域边界和内部分界面的形状比较不规则的情况下,用差分法处理边界条件比较困难,而用有限元法可使得边界的逼近较好。对于磁场强度在某些部分变化较大的场合,用差分法时网格难以合理剖分,在这些部分分解的精度就较差,而用有限元法时单元的剖分灵活性大,适应性强,解的精度就高。从这些方面讲,有限元法克服了差分法的缺点,使电磁场的物理特性被保持得更好,其精度得到进一步保证。

有限元方法是目前最有效、应用最广泛的电机电磁场数值分析方法。与其它方法相比,有限元法具有以下突出优点:

(1) 系数矩阵对称、正定且具有稀疏性,所以目前普遍采用不完全乔累斯基分解共轭梯度法(ICCG法)结合非零元素压缩存储解有限元方程,可节约大量的计算机内存和CPU时间。

(2) 处理第二类边界条件和内部媒质交界条件非常方便,对于第二类齐次

边界条件和不具有面电流密度的媒质交界条件可不作任何处理。对于由多种材料组成、内部具有较多媒质分界面的电机电磁场来说，有限元法非常适用。

(3) 几何剖分灵活，适于解决电机这类几何形状复杂的问题。

(4) 可较好地处理非线性问题。

(5) 方法的各个环节统一，程序易于实现标准化。随着前、后处理技术的发展，已逐步形成了一些功能齐全、便于操作的通用或专用软件。

## 2. 条件变分问题及其离散化

目前，电机电磁场问题主要研究的是没有初始条件而只有边界条件的定解问题——边值问题。边值问题通常有三种情况：

(1) 边界上的物理条件规定了物理量  $u$  在边界  $\Gamma$  上的值

$$u|_{\Gamma} = f_1(\Gamma) \quad (2-53)$$

称为第一类边界条件。当物理量在边界上的值为零时，称为第一类齐次边界条件。

(2) 边界上的物理条件规定了物理量  $u$  的法向微商在边界上的值

$$\frac{\partial u}{\partial n}|_{\Gamma} = f_2(\Gamma) \quad (2-54)$$

称为第二类边界条件。当  $u$  的法向微商为零时，称为第二类齐次边界条件。

(3) 边界上的物理条件规定了物理量  $u$  及其法向微商在边界上的某一线性关系

$$(\eta u + \beta \frac{\partial u}{\partial n})|_{\Gamma} = f_2(\Gamma) \quad (2-55)$$

称为第三类边界条件。式中  $\eta$ ,  $\beta$  为常数。

研究电磁场问题时，一般用第一类和第二类边界条件，并且，这两种边界条件的划分与求解函数的选择有关。

麦克斯韦方程组是电磁场的经典描述，电机电磁场分析一般采用位函数表示，位函数比场量本身更容易建立边界条件。位函数包括矢量磁位  $A$  和标量磁位  $\varphi$ ，用标量位进行有限元分析虽然比较方便，但它不适用于包含电流的求解区域，所以采用矢量位解法非常重要<sup>[11]</sup>。

## 3. 有限元法的求解过程

有限元法是通过离散化来求取偏微分方程近似数值解的方法。其求解的全过程全过程可以简要地归纳为如下几部分：

(1) 列出与偏微分方程边值问题等价的条件变分问题。

针对一个既定的电磁场问题,可以根据已知的物理规律及它的边界条件,建立起以磁位 $u$  ( $A$ 或 $\varphi$ )为变量的偏微分方程组,对于二维有限元方法,以求解 $u$ 随坐标 $(x,y)$ 的变化规律

$$\left. \begin{aligned} \Omega: \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} &= -\frac{f}{\beta} \\ \Gamma_1: u &= u_0 \\ \Gamma_2: \frac{\partial u}{\partial n} &= -\frac{q}{\beta} \end{aligned} \right\} \quad (2-56)$$

但是在很多工程电磁场问题中,难于用该式求解,因此需要利用变分原理找与其等价条件的变分问题。在电磁场问题中,泛函 $\Pi(u)$ 是具有能量的量纲,因此称为能量泛函。而有限元法求解电磁场问题的基本思想,就是把边值问题的求解,转化为条件变分问题在给定的求解区域和边界条件下,求出使能量泛函 $\Pi(u)$ 达到极小值时的函数 $u(x,y)$

$$\left. \begin{aligned} \Omega: \Pi(u)_{\min} &= \iint_{\Omega} \left\{ \frac{\beta}{2} \left[ \left( \frac{\partial u}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial u}{\partial y} \right)^2 \right] - fu \right\} dx dy = \int_{\Gamma_2} qu dl \\ \Gamma_1: u &= u_0 \end{aligned} \right\} \quad (2-57)$$

(2) 将区域进行单元剖分,并在单元中构造出线性插值函数。

将求解域用三角形单元或四边形单元划分为有限个网格。以三节点三角形单元为例,在单元中,任意点的磁位 $u$ 可以认为在三个节点的磁位 $u$ 之间随坐标 $(x,y)$ 线性变化,因此可以构造一个磁位线性插值函数。任取一个单元,设其单元编号为 $e$ ,其三个节点按逆时针方向的节点编号为 $i,j,m$ 。由于在单元中磁位 $u$ 是坐标 $(x,y)$ 的线性函数,故有

$$u(x,y) = a_1 + a_2 x + a_3 y \quad (2-58)$$

将三个节点的坐标及其磁位代如上式,可得线性代数方程组为

$$u = \sum_k N_k u_k \quad (k = i, j, m) \quad (2-59)$$

(3) 将能量泛函的极值问题转化为能量函数的极值问题,建立线性代数方程组,并按第一类边界条件加以修改。其过程包括:单元分析,总体合成和强加边界条件的处理三个具体步骤。

所谓单元分析,就是将每一个单元的能量泛函用能量函数代替,并计算它对

三个节点的磁位的一阶偏导数, 以及将每一条落在第二类边界上的单元边的能量泛函用能量函数代替, 并计算它对两个边界节点的磁位的一阶偏导数。由 (2-56) 式~ (2-59) 式得

$$\frac{\partial W_e}{\partial u_l} = \sum_{h=i,j,m} k_h u_h - p_l \quad (l=i,j,m) \quad (2-60)$$

所谓总体合成, 就是将各单元的能量函数对同一节点的磁位的一阶偏导数加在一起, 并按极值原理, 令其和为零。设区域内总单元数为  $E_0$ , 总节点数为  $n$ , 则对于某一节点  $l$ , 有

$$\frac{\partial W}{\partial u_l} = \sum_{e=1}^{E_0} \frac{\partial W_e}{\partial u_l} = 0 \quad (l=i,j,m) \quad (2-61)$$

事实上, 并不是所有的单元都与节点  $l$  有关, 而只是环绕节点  $l$  的一圈单元与节点  $l$  有关, 因此只要求取这些单元的  $\frac{\partial W_e}{\partial u_l}$ 。按照 (2-60) 式, (2-61) 式可以改成

$$\frac{\partial W}{\partial u_l} = \sum_{h=1}^n k_h u_h - p_l = 0 \quad (l=1,\dots,n) \quad (2-62)$$

这是一个线性代数方程组。式中  $k_h$  和  $p_l$ , 是单元分析的  $k_h$  和  $p_l$  的总体合成。

在 (2-62) 式所示的线性代数方程组中, 应扣除  $l$  为第一类边界节点的那些方程, 因为这时  $u_l$  是已知的。此外, 再剩余的方程中, 应将  $h$  为第一类边界节点的那些项  $k_h u_h$  从方程的未知项中分离出来, 与已知项  $p_l$  归并在一起, 因为这时  $u_h$  是已知的。这就是强加边界条件的处理。此时, (2-62) 式的修改结果为

$$\sum_{h=1}^{n'} k_h u_h - p_l = 0 \quad (l=1,\dots,n') \quad (2-63)$$

#### (4) 求解修改后线性代数方程组

利用高斯消去法或三角分解法等方法, 求解修改后的线性方程组, 就可以得到所有节点的磁位值。根据计算所得的所有节点的磁位值, 按问题的要求进一步求取所需的物理量, 如磁通密度分析, 导体 (或线圈) 的电感, 感应电动势, 电磁力 (或电磁转矩) 等。

#### 4. 边界条件的确定

应用有限元法求解电机电磁场时, 应尽量缩小求解区域范围, 一般可取电机外侧表面作为边界面, 这属于一个强加的边界面。由于铁磁物质的磁导率远远大

于空气磁导率,这种近似在工程上是合理的。一般情况下认为磁力线沿电机外测表面闭合,这条边界属于第一类齐次边界。很多情况下电机轴的外表面也被取为第一类齐次边界。在边界条件上矢量磁位  $A$  满足

$$A|_{\text{边界}} = 0 \quad (2-64)$$

对于对称的电机结构,旋转电机磁场沿周向是周期变化的,具有周期性条件,这时计算时可以只计算电磁场的一部分。一般可取电机的一个极距范围作求解区域。对本文要研究的 FRM 电机,电机并不对称,且要计算电机的齿槽转矩利用磁宏计算转子不同位置是受到的转矩,所以以整个电机定子外径为边界。

### 5. 有限元法的网络剖分

网络剖分是有限元法求解的基础,离散网格的质量决定有限元计算的精度。一般来说,高质量的离散网格不仅要求有足够多的节点数,同时还必须保证单元的稀疏配合合理。有限元区域剖分应遵循下列原则。

(1) 任一单元体的顶点必须同时是其相邻单元体的顶点,而不是相邻单元边上的点。

(2) 如果区域内媒质有间断,则单元体的边应落在媒质间的分界面上。

(3) 如果边界上有不同的边界条件,则单元的顶点应落在不同边界的交接线上。

(4) 当边界线或内部的媒质分界线为曲线时,用相近的直线段代替,如曲线的曲率很大,则须多分几个直线段。

(5) 单元体的边长一般不要相差太悬殊,但在磁场变化较小的方向上,单元体可相对大一些。

(6) 为了保证计算精度,并适当节约计算的工作量,在事先估计磁场较强或磁场变化较大的地方,单元体要取得小一些,其它地方则可以适当的取得大一些。为使单元体的边长不致相差过大,由小到大必须逐步过渡。

区域剖分后,将所有单元和节点按一定的顺序编号。编号的次序可以任意,不会影响计算结果。

### 6. 电磁场有限元分析软件介绍

目前被广泛采用的是电磁场有限元分析软件,具有强大的前处理、求解和后处理功能<sup>[20-23]</sup>。其分析领域很广泛,主要包括力学分析、热与温度场分析、电磁场分析等。因此,目前被广泛应用于航空、汽车、船舶、铁路、电子、机械制造、地质矿产、水利水电、石油化工、生物医学,土木工程等科学研究领域。其电磁场分析的基本思想和原理是将所处理的对象首先划分成有限个单元(包括若干个

节点), 然后根据矢量磁势和标量电势求解一定边界条件和初始条件下每一节点处的磁势或电势。通过电磁场的解后处理, 以求得的电势和磁势为基础, 可以得到其它电磁场物理量, 如磁力线分布、磁感应强度、电位移通量、电磁场能量、电磁场力、力矩、电感和电容等。分析软件分前处理、求解和后处理三个部分。前处理主要是进行电机的建模、剖分、定义材料等; 求解主要是加载荷、解方程; 后处理主要是根据需要将计算出来的结果输出, 或显示或打印等。整个过程既可以来用交互式的方法, 通过鼠标和菜单完成, 也可以来用商用软件所提供的特定的语言进行编程计算。

商用有限元软件的主要分析过程如下

- (1) 建立几何模型;
- (2) 创建物理环境, 对模型的各部分赋予特性;
- (3) 对求解区域用选定的单元进行网格剖分;
- (4) 施加边界条件和载荷;
- (5) 进行求解;
- (6) 后处理。

本文通过有限元软件计算了磁通反向式电机定、转子不同结构和不同尺寸时的磁场分布, 以此为基础来进行电机参数的计算, 完成磁通反向式电机磁路结构的优化设计, 在保证其最大单位体积出力的前提下, 最大程度削弱其齿槽转矩, 使其达到平稳运行。

### 第三章 应用有限元法对磁通反向式电机进行设计

本章将应用有限元方法建立磁通反向式电机模型，计算其电磁场，具体分析其性能，分析其结构及尺寸变化对其性能的影响，对磁通反向式电机进行的磁路结构进行优化设计，保证在其最大体积出力的情况下，最大程度削弱其齿槽转矩。

#### 3.1 永磁材料的选择

磁通反向式电机同其它永磁电机一样，其性能、设计制造特点和应用范围都与永磁材料的性能密切相关。因此，只有合理选用、设计永磁材料才能保证电机的各项性能指标。

目前使用的永磁材料主要包括铁氧体、铝镍钴及稀土永磁三种，稀土永磁材料以钕铁硼为代表。这三种磁性材料的性能差异很大，铁氧体具有较低的剩磁（0.2~0.44T）和较低的最大磁能积（6.4~40kJ/m<sup>3</sup>），产生同样的磁通，电机的体积要增大许多。铝镍钴永磁材料的显著特点是温度系数小，随着温度的改变磁性能变化很小。其剩余磁感应强度  $B_r$  较高，最高可达 1.35T，但是它的矫顽力  $H_c$  很低，通常小于 160kA/m，它的退磁曲线呈非线性变化。钕铁硼永磁材料是 1983 年问世的高性能永磁材料。室温下剩余磁感应强度  $B_r$  可高达 1.47T，磁感应矫顽力  $H_c$  可达 992kA/m，最大磁能积高达 397.9kJ/m<sup>3</sup>，是目前磁性能最好的永磁材料。不同温度下钕铁硼永磁体的退磁曲线如图 3-1 所示。

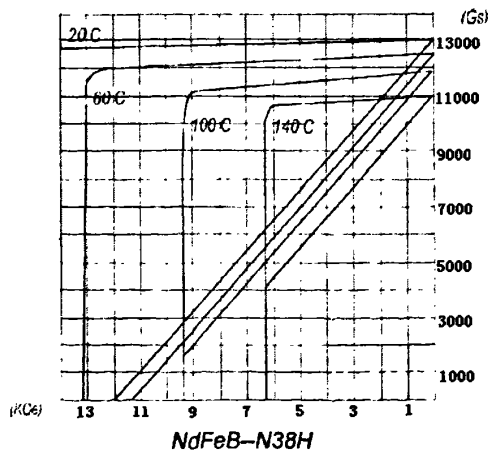


图 3-1 不同温度下钕铁硼永磁体的退磁曲线

为了提高功率密度比,磁通反向式电机中应选用钕铁硼永磁体,以便以较小的体积提供较高的磁密和矫顽力,确保随着转子旋转,气隙磁场能产生大的磁通变化因而产生足够的转矩。

### 3.2 磁通反向式电机分析模型的建立

为了便于计算,节省运算时间,选择采用二维的有限元磁场分析。由于充分考虑到 FRM 的下列特点:电机轴向长度远比气隙大;定子绕组是集中式绕组端部较短;定转子铁心都是叠片结构;端部效应小,故可进行如下假设<sup>[24]</sup>:

(1) 忽略电机端部效应,磁场沿轴向均匀分布,即电流密度矢量  $J$  和矢量磁位  $A$  只有轴向分量,即  $J = J_z, A = A_z$ 。

(2) 电机外壳以外的磁场很弱,可以略去不计。因此,定子外表面是一零矢量的磁位面。

(3) 铁心里的磁导率是各向同性的。不计磁滞效应,同时忽略涡流效应。

(4) 所有导体上内的电流均匀分布。

磁通反向式电机同其它永磁电机一样,要进行电机电磁场计算首先要建立永磁体的数学模型。电流与磁场的基本关系表明,任何磁场都可以认为是由分布电流产生的。永磁体有两种电流模拟方法:(1)在永磁体区域内充满电流的模拟——体电流模拟;(2)仅在永磁体边界上存在电流的模拟——面电流模拟。采用二维有限元磁场分析时,只要在既定的电机模型中预先给出永磁体的充磁方向,相对于空气的导磁系数  $\mu_r$ ,以及磁感应矫顽力  $H_c$ ,程序就可以计算出等效的面电流密度,计算过程如下。

经预先磁化的永磁体,不但具有剩余磁化强度,而且还能被外磁场磁化,其特性满足

$$\begin{aligned} B &= \mu_0(M+H) \\ &= \mu_0(H+M_r+M') \end{aligned} \quad (3-1)$$

式中  $B$ ——永磁体工作点的磁感应强度,单位 T;  
 $H$ ——永磁体工作点的磁场强度,单位 A/m;  
 $M$ ——永磁体工作点的磁化强度,单位 A/m;  
 $M_r$ ——永磁体的剩余磁化强度,单位 A/m;  
 $M'$ ——永磁体的感应磁化强度,单位 A/m。

一般情况下,永磁体的感应磁化强度是永磁体工作点磁场强度的函数,即

$$M' = \chi H \quad (3-2)$$



式中  $\chi$ ——永磁体的磁化系数。

$\chi$  与相对回复磁导率  $\mu_r$  之间存在固定关系,  $\mu_r = 1 + \chi$ 。代入上式可得

$$B = \mu_r \mu_0 H + \mu_0 M_r \quad (3-3)$$

上式既适用于各向同性材料, 又适用于各向异性材料。区别在于: 对于前者,  $\mu_r$  是一标量; 对于后者,  $\mu_r$  是一矢量。对上式两边取旋度, 并考虑永磁体内无宏观电流, 则有

$$\text{rot}\left(\frac{B}{\mu_r \mu_0}\right) = \text{rot}\left(\frac{M_r}{\mu_r}\right) \quad (3-4)$$

上式右端是具有电流密度的量纲, 它体现了永磁体的励磁作用, 可用体电流密度  $J_p$  来表示, 即

$$J_p = \text{rot}\left(\frac{M_r}{\mu_r}\right) \quad (3-5)$$

用体电流模拟永磁体, 可以考虑永磁体各向异性的磁特性, 可全面考虑整个磁场对永磁体磁状态的影响和永磁体本身的磁特性, 这与实际情况比较接近。但是, 这种模型磁导率和体电流需在求解过程中逐步迭代确定, 求解过程比较复杂, 而且收敛的稳定性较差。

如果永磁体被均匀磁化, 磁体内部各点上的  $M_r$  的大小及方向都相同, 永磁体内的等效体电流密度为零, 而在平行于  $M_r$  的永磁体侧面上, 存在一层等效面电流, 永磁体的面电流模型如图 3-2 所示。

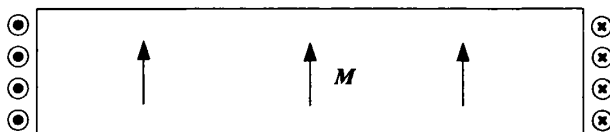


图 3-2 永磁体的面电流模型

这是由于永磁体与其以外区域的交界面上,  $M_r$  出现不连续,  $M_r$  的旋度不再为零。等效面电流可用面电流密度  $J_s$  来表示

$$J_s = \frac{M_r \times n}{\mu_r} \quad (3-6)$$

式中  $n$ ——永磁体侧面外法向单位向量。

用磁矢量描述场时, 在模拟永磁体的等效面电流层与其它媒质的交界线上,

满足以下交界条件

$$\left(v_1 \frac{\partial A}{\partial n}\right) \Big|_r - \left(v_2 \frac{\partial A}{\partial n}\right) \Big|_r = J_s \quad (3-7)$$

式中  $l$ ——永磁材料的等效面电流与其它材料的交界。

内部交界条件的处理，与普通的第二类边界条件处理有所不同。第二类边界条件仅与内侧单元有关，而内部交界条件与两侧单元有关。通常有限元离散过程是按单元顺序完成的，但在内部交界面上一侧的单元作用无法形成右端项，要由两侧单元才能确定。因此，要按下列方式处理内部交界条件。交界条件的处理如图 3-3 所示。

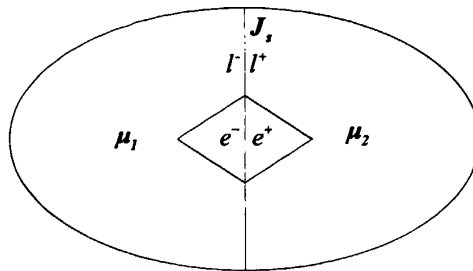


图 3-3 交界条件的处理

与交界面有关的项为

$$W_e^- = \int \left(v_1 \frac{\partial A}{\partial n}\right) A dl \quad (3-8)$$

$$W_e^+ = \int \left(-v_2 \frac{\partial A}{\partial n}\right) A dl \quad (3-9)$$

$$\begin{aligned} W_e &= W_e^- + W_e^+ \\ &= \int \left[ \left(v_1 \frac{\partial A}{\partial n}\right) - \left(v_2 \frac{\partial A}{\partial n}\right) \right] A dl \\ &= \int J_s A dl \end{aligned} \quad (3-10)$$

### 3.3 样机各部分结构尺寸的确定

本文以三相 6/8 极磁通反向式电机为研究对象，为与实验室机座配合，原型机中部分确定的参数如表 3-1 所示。

表 3-1 原型机中部分确定的参数

部件	电机参数	数值	单位
定子	相数	3	
	极数	6	
	外径	155	mm
	内径	92	mm
转子	极数	8	
	外径	91	mm
	内径	38	mm
永磁体	材料	NdFeB	
	剩磁	1.37	T
气隙	气隙长度	0.5	mm

由电机的运行原理可知:三相磁通反向式电机大多采用两相同时导通式,即:在一个通电运行周期内,每相共导通  $240^\circ$  电角度。导通方式如图 2-5 所示,先正向导通  $120^\circ$  电角度,再断电  $60^\circ$  电角度;然后反向导通  $120^\circ$  电角度,再断电  $60^\circ$  电角度。由于磁通反向式电机也属于同步电机,决定电机同步旋转速度的电机极数由转子极数决定。对于 6/8 极磁通反向式电机,电机极数  $2p=8$ ,每个电周期对应机械角度为  $360^\circ/8=45^\circ$ ,导通  $120^\circ$  电角度对应的机械角度就应为  $120^\circ/8=15^\circ$ 。因此,如果规定 A 相下转子极的中心线与定子极中心线相重合的位置为坐标原点,即此处设为  $0^\circ$ ,随着转子沿逆时针旋转,得到的磁通及感应反电动势的理想变化曲线如图 2-4 所示。本文采用二维有限元的分析方法,定子位置固定,转子沿逆时针方向旋转到不同位置,分析各点的磁场分布情况,重点观察磁通及齿槽转矩这两个重要之参数的变化。由绕组感应的反电动势公式

$$\begin{aligned}
 e &= \frac{d\psi}{dt} \\
 &= N \frac{d\Phi}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \\
 &= 2\pi f \cdot N \frac{d\Phi}{d\theta}
 \end{aligned} \tag{3-11}$$

求出个转子处于各个不同位置时,穿过定子线圈的磁通值,再利用数值分析软件将其对机械角度求微分,将这个微分结果乘以角速度,再乘以每相线圈的匝数,即得到定子每相感应反电动势的单位长度值,最后乘以定子叠片铁心的长度得到所分析磁通反向式电机模型的感应反电动势值。本文中通电频率  $f$  均假设为

50Hz, 可求出某相绕组单位铁心长度上的单匝线圈内的感应反电动势, 其单位为  $V/(m \cdot t)$ 。利用有限元分析软件的磁宏可以求出不同位置时转子所受的转矩, 在定子线圈不通电时, 这个转矩值即为齿槽转矩值。由以上方法可以求出磁通反向式电机的两个重要参数指标, 感应反电动势和齿槽转矩。

对于电感这一重要的参数, 其不仅决定了时间常数, 而且与磁阻转矩相关。但因为磁通反向式电机的特殊结构决定了电感值不是很大, 且变化比较平缓, 其大小变化与永磁体形状及充磁方式关系不大, 定转子极弧变化时它会稍有变化, 因此, 电感不作为本文重点考虑的参数。

### 3.3.1 永磁体形状、充磁方式及厚度的确定

由于钕铁硼永磁体的价位较高, 所以必须从电机的性能和成本两方面综合考虑, 在保证电机性能的情况下, 尽量减少消耗钕铁硼永磁体的体积。

#### (1) 磁瓦结构和充磁方向的确定

普通烧结钕铁硼永磁材料的毛坯为长方体, 一般采用线切割方法, 将其加工成瓦片形磁极。传统的瓦片形磁极为同心式瓦片形, 其加工过程如图 3-4(a) 所示。这种结构永磁材料的利用率很低, 一般只有 40%~60%左右。为了提高永磁材料的利用率, 人们又提出了图 3-4(b) 所示的等半径式瓦片形结构, 不但将永磁材料的利用率提高到 80%以上, 还可以简化加工工艺。

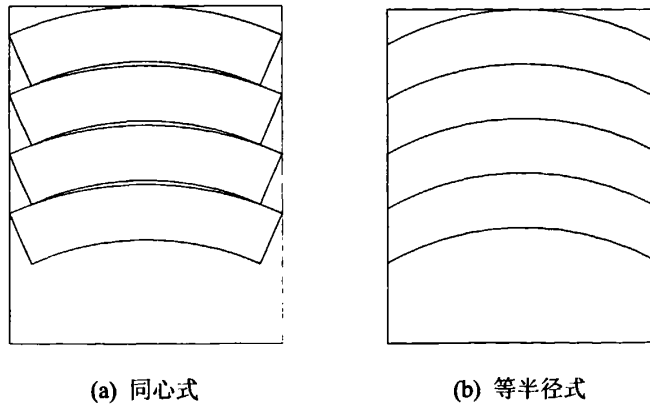


图 3-4 磁瓦的形状结构

从图中可以清楚的看到选用等半径式磁瓦结构较选用同心式磁瓦结构节省很多价格昂贵的钕铁硼稀土永磁材料, 并且切割工艺也明显简单。在其它条件均相同的情况下, 经有限元软件计算证明, 在电机中由这两种磁瓦结构产生的平均磁通相差不大。

在永磁电机中，瓦片形磁极应用最广，瓦片形磁极的充磁方式有平行充磁和径向充磁两种如图 3-5 所示。

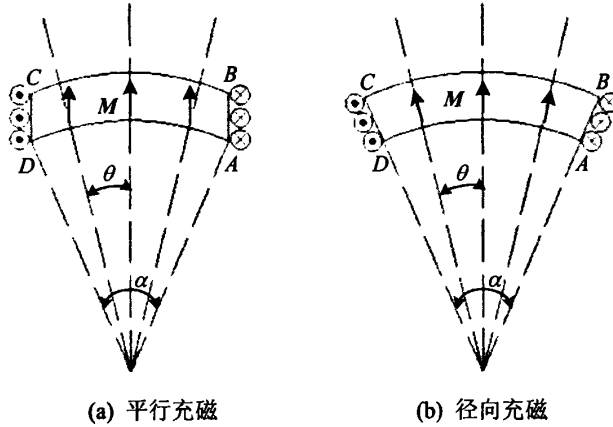


图 3-5 瓦片形磁极的充磁方式

平行充磁是磁化方向平行于磁体的中心线，采用等半径结构的瓦片形永磁体平行充磁方式如图 3-5(a) 所示，采用同心式结构的瓦片形永磁体径向充磁方式如图 3-5(b)所示，沿磁体表面  $AB$  和  $CD$  电流层方向相反其大小为

$$J_{sr} = J_s \quad (3-12)$$

式中  $J_s$ ——等效面电流密度。

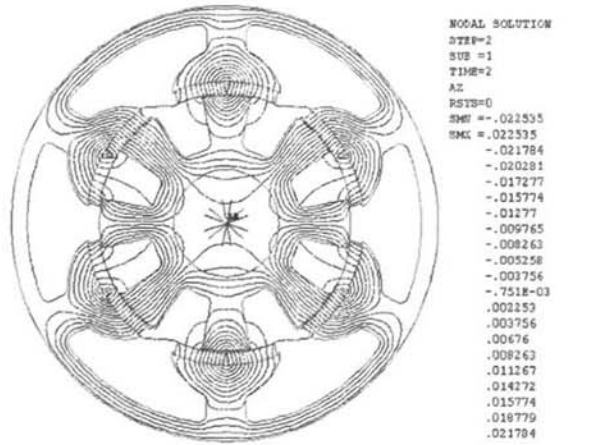
对于极弧系数为 0.6~0.9 的 2 极直流电机，径向充磁比平行充磁每极磁通量高 17%~33%，随着极数增加两者趋于接近<sup>[3]</sup>。本课题研究的 6/8 极磁通反向式电机凸极齿数为 6，采用这两种充磁方式相差不大。由于磁瓦选用了等半径结构，采用平行充磁更容易实现。

## (2) 永磁体磁瓦厚度的选择

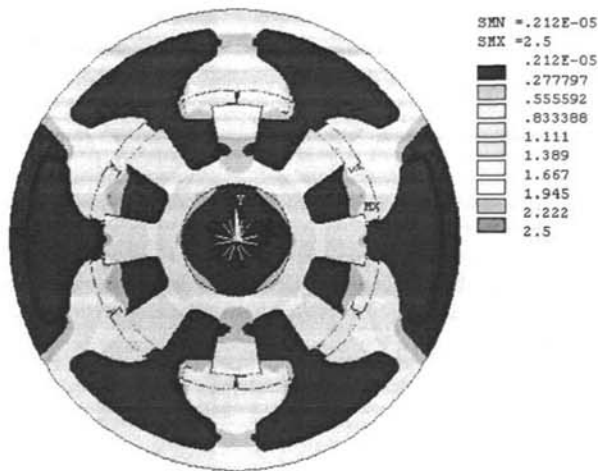
确定了永磁体磁瓦结构和充磁方式后，在部分参数如表 3-1 所列的条件下，接下来的关键问题是任何确定永磁体的厚度。永磁体选择等半径结构和平行充磁方式，永磁体的厚度就是永磁体充磁方向的长度。以定子极弧为  $45^\circ$ ，定子极上每块永磁体极弧  $22.5^\circ$ ，转子极弧  $22.5^\circ$  的分析模型为例，计算转子位于各个不同位置时磁场的分布情况。FRM 的磁力线和磁通密度分布如图 3-6 所示。

验证电机结构设计，应该确保所设计电机的铁磁物质内的磁通密度不能太低，也不能过饱和，同时还要考虑经济性等。分别取永磁体厚度分别为 3.5mm、4mm、4.5mm、5mm 建立模型，通过有限元软件计算出转子在一个  $90^\circ$  电角度内不同位置的相磁通值，发现其磁通变化的平均值相差不到 4%。对电机转子位

于不同位置时的磁密分布观察，发现永磁体选用 4.5mm 时磁密分布情况最为理想。以后所研究的 FRM 中的永磁体均为厚度为 4.5mm 的瓦状永磁体。



(a) 磁力线分布



(b) 磁密分布

图 3-6 磁通反向式电机的磁力线和磁通密度分布图

### 3.3.2 转子变化对磁通反向式电机的影响

因为反磁通电机与其它普通电机一样（电动机模式下）满足下面公式

$$P = P_e + P' \tag{3-13}$$

其中  $P$  为输入的电功率； $P_e$  为电磁功率，这与电机的出力相关； $P'$  为损耗功率。

$$P_e = \sum ei \tag{3-14}$$

要提高电机的出力即电机的效率,就必须提高电机的感应反电动势,所以设计反磁通电机时,必须重点考虑电机的感应反电动势这一参数指标。感应反电动势的求法见(3-11)式。

应用有限元软件分析时,假定其它条件都确定,首先只改变转子极弧宽,观察其定子相电动势的变化。定子极弧  $45^\circ$ , 其上的永磁体极弧  $22.5^\circ$ , 永磁体为等半径瓦片式,平行充磁,厚度  $4.5\text{mm}$ ; 转子采用图 3-7 所示的辐射型转子。

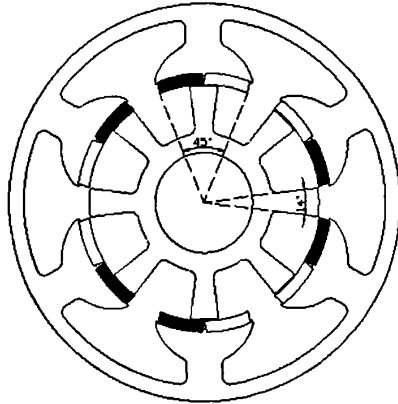


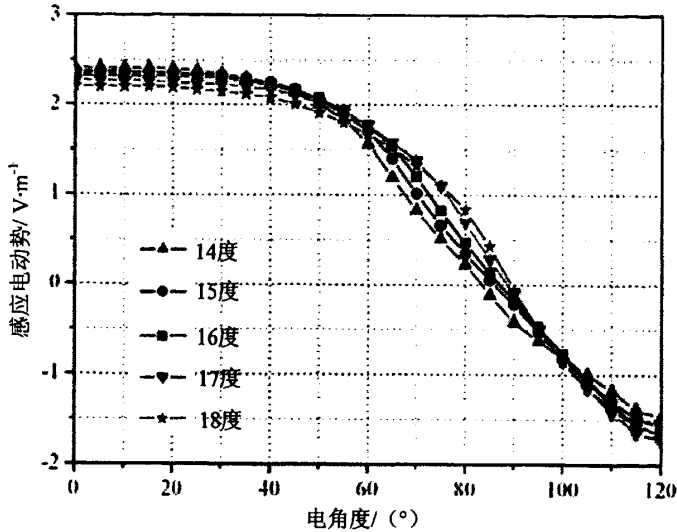
图 3-7 磁通反向式电机剖面示意图

在每一个通电周期,每相正负半波各导通  $120^\circ$  的运行方式,即两两导通方式(每相正向导通  $120^\circ$ , 断电  $60^\circ$ , 再反向导通  $120^\circ$ )。分析每相绕组的反电动势时,由于电机结构的对称性,和运行的周期性,可知只需分析其中一相(如 A 相)即可。以转子凸极齿中心轴线与该相定子凸极齿中心轴线重合为起始参考原点  $0^\circ$ , 则此时穿过该相线圈永磁磁通为 0, 随转子旋转  $90^\circ$  电角度, 该相磁通由 0 达到极值(最大值或最小值)。求出此过程的磁通变化曲线, 通过微分求导就可以得到此过程的相绕组感应反电动势的变化情况曲线, 还可以推知这一相在一个通电周期  $360^\circ$  电角度内的感应反电动势的变化情况。分析这  $90^\circ$  电角度中的  $0^\circ$  到  $60^\circ$  过程中感应反电动势的情况就可以作为判断转子极弧取何值时, 电机的感应反电动势最理想。

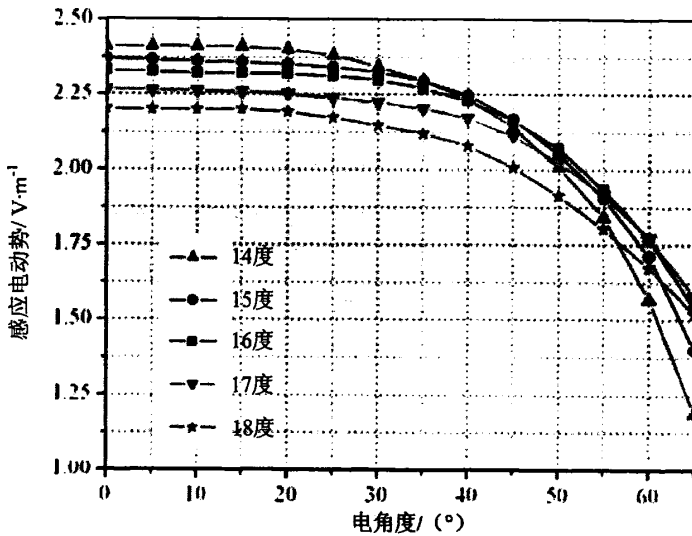
由转子极弧宽度变化引起的感应反电动势的变化曲线就可分析出获得比较理想感应反电动势的转子极弧宽度。转子极弧宽度从  $14^\circ$  变化到  $18^\circ$  的感应反电动势(定子相绕组单位铁心长度上的单匝线圈内的感应反电动势)如图 3-8 所示。

由图 3-8(b) 可见, 在  $0^\circ \sim 60^\circ$  电角度区间, 转子极弧宽度为  $16^\circ$  时的感应反电动势, 最接近矩形, 并且变化最为平缓, 变化差值最小, 与坐标轴包围的面积最大(这一面积与感应反电动势的有效值密切相关)。所以转子极弧应选择为

16°，这样在其它情况相同时，获得的感应反电动势最为理想。



(a) 不同转子极弧宽度时的感应反电动势曲线



(b) 不同转子极弧宽度时的感应反电动势曲线在 0° 到 60° 电角度区间放大

图 3-8 不同转子极弧宽度时的感应反电动势曲线

选择转子为极弧宽度 16° 辐射型转子，通过有限元分析发现，随着转子旋转，在许多位置时，在转子极齿根部，如图 3-9(a) 中的 M 处，出现磁密过饱和现象，这将增加电机的铁耗。经分析采用 3-9(b) 所示的矩形转子结构，可以有效的减少这种转子极齿根部磁密过饱和情况，采用辐射形转子与矩形转子的磁密分布如图 3-10 所示。在其它尺寸不变时，对比采用矩形转子与辐射形转子两种



情况下的感应反电动势曲线后发现，采用矩形转子时感应反电动势将更加平稳。

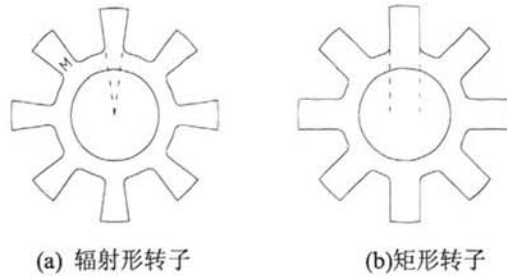
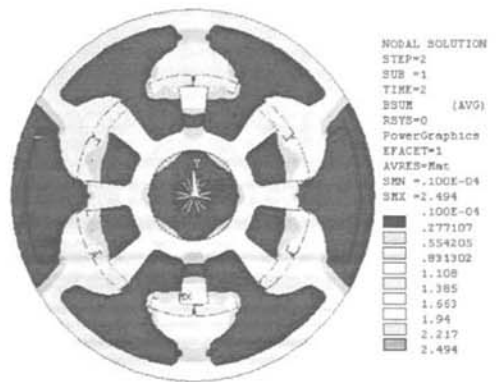
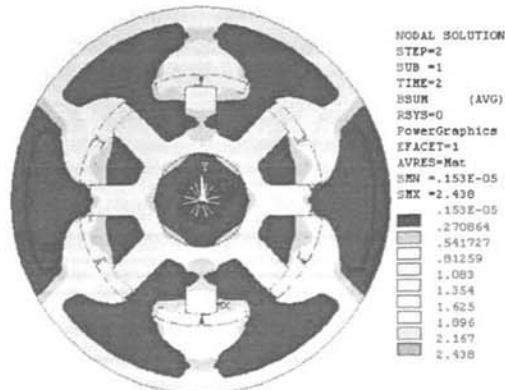


图 3-9 转子形状



(a) 辐射形转子  $0^\circ$  时的磁密分布



(b) 矩形转子  $0^\circ$  时的磁密分布

图 3-10 转子形状对磁密分布的影响

从图 3-10 中可以清楚地看出，选用矩形转子的反向磁通电机的磁场分布情况明显好于采用辐射型转子的磁场分布情况。转子形状对感应反电动势的影响如图 3-11 所示。此图对两种形状的转子产生的在  $0^\circ$  到  $60^\circ$  间的感应反电动势（定子相绕组单位铁心长度上的单匝线圈内的感应反电动势）做了比较。

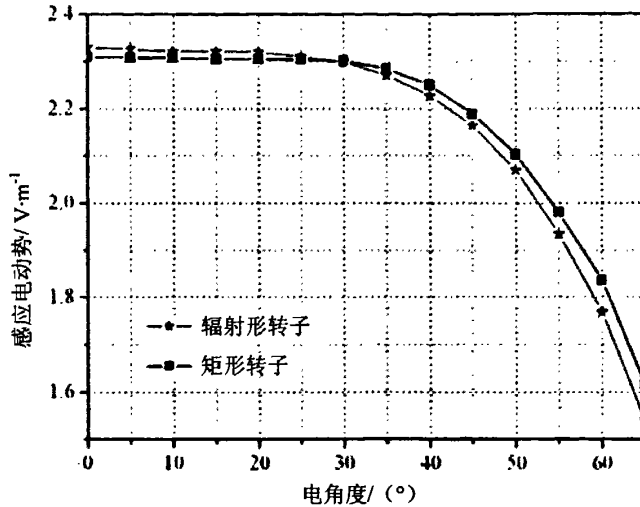


图 3-11 转子形状对感应反电动势的影响

可见采用矩形转子的 FRM 的感应反电动势在  $0^\circ \sim 60^\circ$  的变化曲线与坐标轴所围成的面积（与其有效值相关）大于采用辐射形转子的 FRM，且其更接近于矩形，电磁转矩会更平稳。所以本文以后的分析模型的转子采用  $16^\circ$  矩形转子。

在电机设计时参考有限元分析结果，转子形状的确定时要综合考虑电机铁磁物质中各处的磁密分布、绕组感应反电动势波形和漏磁。随着转子极弧的增大，矩形转子的漏磁通增加，对于转子极弧  $20^\circ$  以上的转子采用辐射形会好一点，转子极弧  $19^\circ \sim 20^\circ$  的转子采用梯形转子会好一点。

### 3.3.3 定子极弧变化对磁通反向式电机的影响

确定了 FRM 转子形状及极弧，接着要确定定子的极弧，由于定子中的永磁体材料、形状、充磁方式及厚度已经确定，这里只确定定子极弧的宽度，这等同于确定定子中每块永磁体的极弧宽度，因为定子每极上的永磁体极弧大小相等，厚度相同，极性相反。这里利用上面确定的转子计算分析的结果，转子采用转子极弧宽度为  $16^\circ$  的矩形转子，其它参数的确定同表 3-1。改变定子极弧，通过有限元方法计算不同定子极弧的磁场变化情况及相关重要参数。

改变定子中每极永磁体的极弧宽，利用有限元方法求出其磁通值变化曲线，利用 (3-11) 式，求出各点的感应反电动势值，图 3-12 是永磁体极弧变化引起的感应反电动势（定子相绕组单位铁心长度上的单匝线圈内的感应反电动势）的变化图。

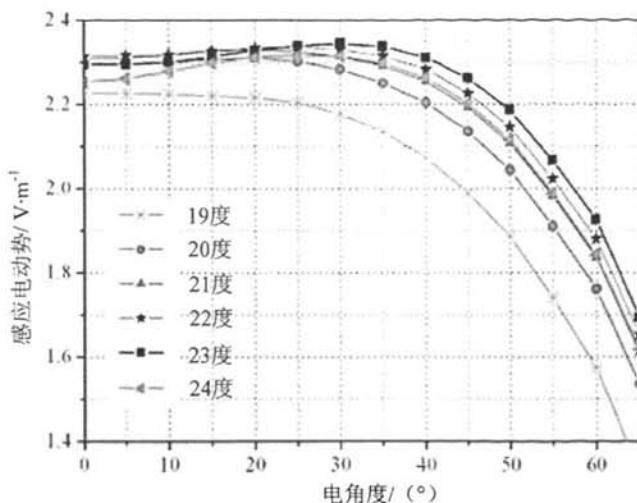


图 3-12 定子极弧变化对感应反电动势的影响

从图中可以看出当定子极上每块永磁体的极弧为  $23^\circ$  时，所得的感应反电动势曲线在  $0^\circ$  到  $60^\circ$  间与坐标轴所包围的面积最大，即这一区间段内，电动势的有效值最大，并且其形状也很接近矩形。所以定子上每块永磁体极弧取  $23^\circ$ ，定子极弧为  $46^\circ$  时，电机获得最大的感应反电动势，电机的单位体积出力最大。

综上所述，从电机的单位体积出力角度考虑，分析磁通反向式电机各参数变化条件下，对感应反电动势的影响，在综合考虑磁密分布情况，及经济性的情况下，确定的磁通反向式电机模型如图 3-13 所示。

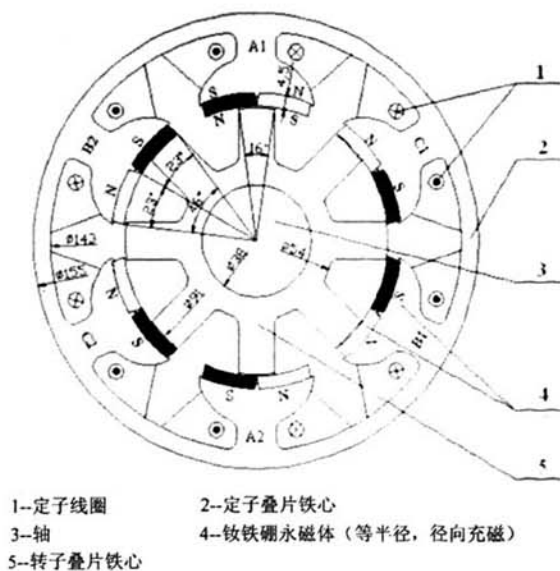


图 3-13 磁通反向式电机模型结构及尺寸剖面示意图

### 3.4 磁通反向式电机齿槽转矩的削弱方法

齿槽转矩也称自定位转矩，它是在永磁电机的定子线圈电流为零时，由于电机定、转子的齿槽结构，使得的气隙磁导不均匀，造成永磁体产生的磁场扭斜而产生的转矩<sup>[25]</sup>，是由永磁体和转子齿间作用力的切向分量形成的<sup>[26][27]</sup>，使得转子有一种沿着某一特定方向与定子凸极轴线对齐的趋势。换言之，齿槽转矩是由于定转子齿槽的存在，使得在一个磁状态内，凸极下磁阻发生变化引起的。齿槽转矩可以通过磁共能相对于转子位置的导数而求得。当转子位于平衡位置时，磁共能相对于转子位置的变化近似为零，齿槽转矩也近似为零，随着转子旋转，磁共能相对于转子位置呈周期性变化，使得齿槽转矩也相对于转子位置成周期性变化。

虽然齿槽转矩并不引起电机平均转矩的减少，在一个转矩变化周期内，转矩曲线与横坐标轴（角度）所谓成的正负面积大小相等，齿槽转矩的平均值为零。但它是引起噪声和振动的最重要因素。在变速驱动中，当转矩频率与定子或转子的机械共振频率一致时，齿槽转矩产生的振动和噪声将被放大<sup>[27]</sup>。齿槽转矩的存在同样影响了电机在速度控制系统中的低速性能和位置控制系统中的高精度定位，这对于低速运行和对稳定运行要求高的场合显得尤为突出，严重时甚至影响电机的正常运行。

可见，齿槽转矩是电机设计者必须解决的一个难题。磁通反向式电机，由于定、转子的双凸极结构和定子上永磁体的存在，不可避免的存在齿槽转矩，由于其结构的特殊性，其齿槽转矩相对较大。

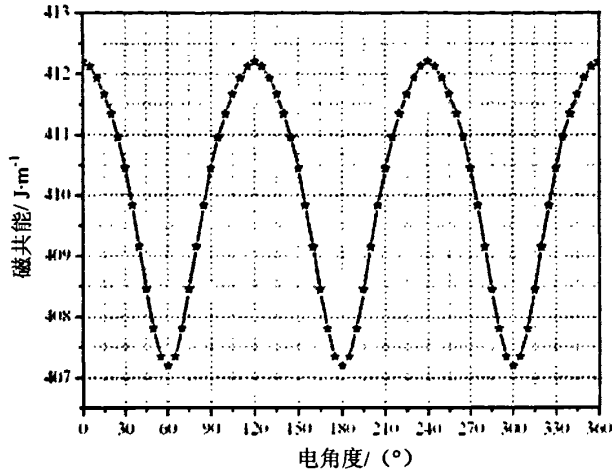
为分析齿槽转矩，采用二维有限元的分析方法，计算出各点转矩的值，绘出转矩变化曲线。其转矩值求法如上所述，采用磁共能 $W_m$ 对转子位置角 $\theta$ 求得得出

$$T = \left. \frac{\partial W'_m(MMF, \theta)}{\partial \theta} \right|_{i=\text{constant}} \quad (3-15)$$

其中 $MMF$ 为转子处于位置角 $\theta$ 处时的磁动势。在求解齿槽转矩时，各相线圈不加电流， $i=0$ 。采用二维有限元的方法，认为沿轴向的各垂直剖面上磁场完全相同，忽略端部效应。采用二维有限元方法，求得的磁共能单位为 $J/m$ ，将其对以弧度为单位的旋转角求偏导数，就得到了以 $N \cdot m/m$ 为单位的转矩值。将求得的值再乘以转子叠片铁心的总长度就得到电机的真正转矩值。

以4.3.3节中最终的图3-13尺寸建立分析模型，其磁共能及齿槽转矩如图3-14和图3-15所示。从图中可以看到，对于6/8极磁通反向式电机的磁共能及

齿槽转矩都是以  $120^\circ$  电角度为周期的，也就是说在一个  $360^\circ$  电角度运行周期内，磁通反向式电机磁共能及齿槽脉动转矩经历 3 个周期，这与从电机的模型图分析随着电机转子旋转观测电机的磁阻变化正好相同。此外，磁通反向式电机的齿槽转矩相对较大，在设计磁通反向式电机时，不能单从单位体积出力的角度考虑，必须考虑电机的齿槽转矩，因为这一关键参数不仅关系到电机的运行特性，甚至限制了电机的使用场合，严重地危及了磁通反向式电机的广阔应用前景。



3-14 磁通反向式电机的磁共能

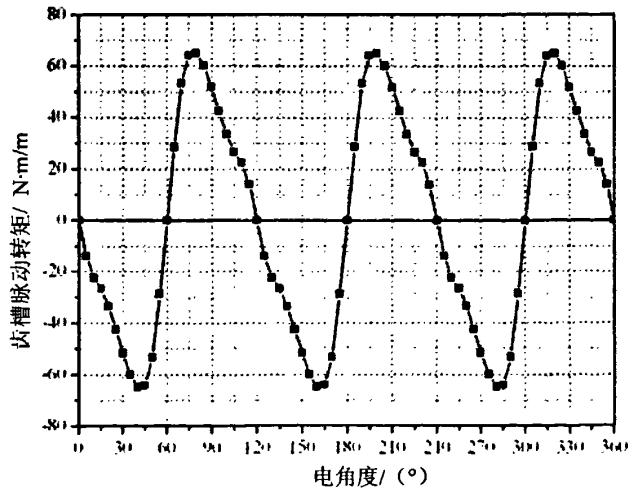


图 3-15 磁通反向式电机的齿槽转矩

### 3.4.1 削弱磁通反向式电机齿槽转矩的传统方法

对于齿槽转矩的削弱很多学者已经做了探讨和研究，其中能较有效削弱齿槽

转矩的方法主要有三种：偏心距法<sup>[28]</sup>、转子斜极法<sup>[29]</sup>和转子齿极宽窄成对法<sup>[30]</sup>。

对于磁通反向式电机由于其特殊结构，采用偏心距法时不采用定子永磁体偏心磁极，因为这样工艺复杂，浪费永磁材料，而且还会减小磁通密度。采用转子偏心距法为宜，磁通反向式电机转子偏心示意图如图 3-16 所示。

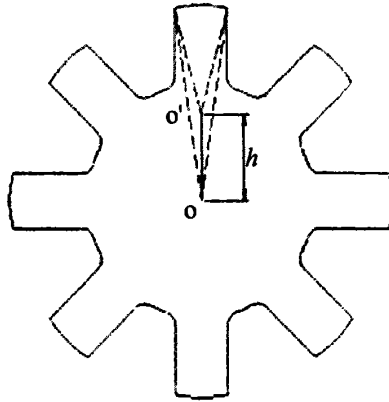


图 3-16 磁通反向式电机转子偏心示意图

图 3-16 中采用转子偏心距法将转子极的极弧圆心由原来转子轴心  $o$ ，偏移到与轴心相距  $h$  的位置  $o'$ ，转子各极极弧的中心正好坐落在以轴心为圆心以偏心距离  $h$  为半径的圆周上。

采用偏心距法后，随着偏心距离  $h$  的变化，其齿槽脉动转矩的变化如图 3-17 所示。

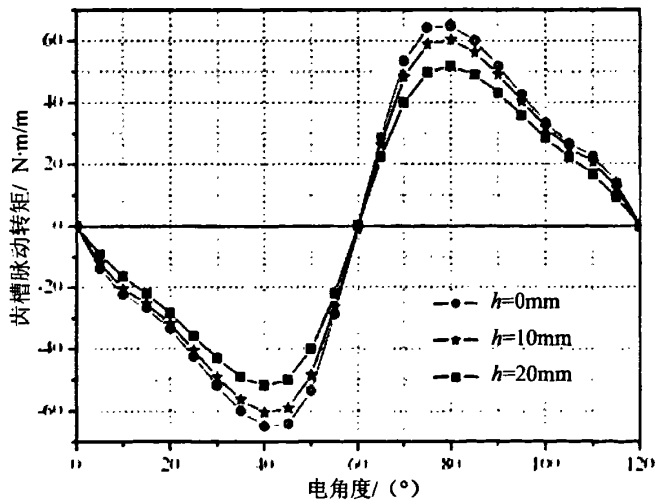


图 3-17 转子采用不同偏心距时的齿槽转矩

从图中可以看出随着偏心距离  $h$  的变化,磁通反向式电机的齿槽转矩有所减少,在  $h=20\text{mm}$  时,齿槽转矩较不采用偏心距法的最大值削弱了 20%左右,削弱程度不大,削弱后齿槽转矩仍然很大。采用这种方法后感应反电动势也被减小,这使得磁通反向式电机虽然齿槽转矩有所削弱,但其单位体积出力也同时被减小,采用这种方法后,电机的感应反电动势变化曲线如图 3-18 所示。

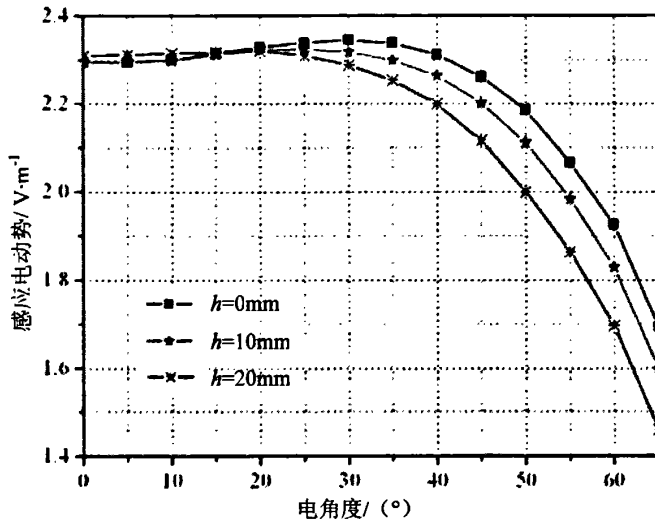
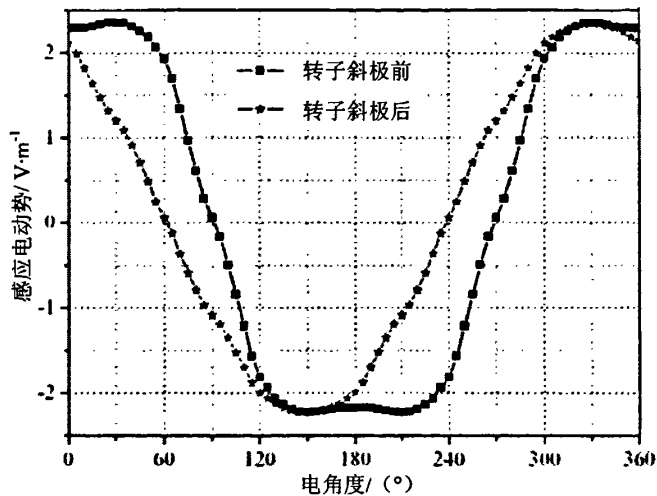


图 3-18 转子采用不同偏心距时的感应反电动势曲线

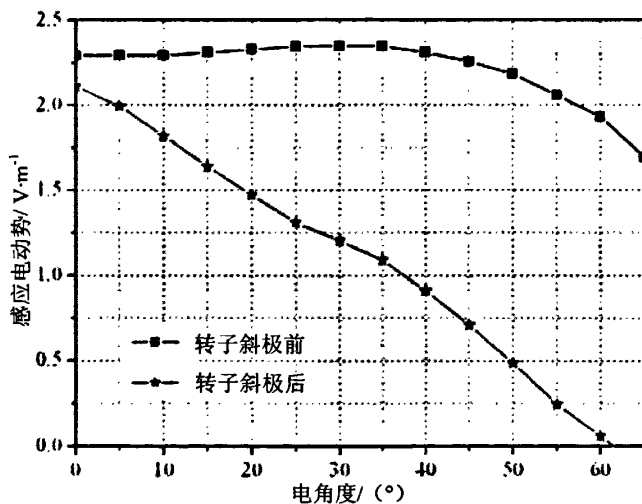
可见,用这种方法削弱磁通反向式电机的齿槽转矩不是十分理想。

通过理论分析及电磁场有限元分析结果可知,反磁通电机齿槽转矩主要为三及三的倍数次谐波。由于齿槽转矩并不影响平均转矩的输出,在一个齿槽转矩变化周期内,其转矩曲线与横轴转子位置角  $\theta$  所围成的正负面积在数值上大小相等,当转子斜过一个齿槽转矩周期对应的机械角度(对于 6/8 极为  $15^\circ$ ),齿槽转矩曲线与  $\theta$  轴所围成的正负面积正好抵消,这样必定能很好的消弱齿槽转矩。因此,单从削弱齿槽转矩的角度来讲,转子斜极是一种很好的方法。但是这种做法在消除电机齿槽转矩同时,也使得电机感应反电动势明显减小,采用转子斜极前后感应反电动势曲线如图 3-19 所示。3-19(a) 中,显示了一个导通周期  $360^\circ$  电角度内感应反电动势的变化曲线,3-19(b) 显示了感应反电动势在导通运行的  $0^\circ \sim 60^\circ$  电角度区间内感应反电动势变化曲线的放大。

感应反电动势的明显减小(感应反电动势变化曲线与坐标轴所围成的面积明显减小)使得电机单位体积出力下降,丧失了 FRM 本身单位体积出力大的固有优点,所以采用这种方法来消弱齿槽转矩将得不偿失。



(a)



(b)

图 3-19 转子斜极前后感应反电动势变化曲线

采用转子齿极宽窄成对的方法也可以有效的消弱磁通反向式电机的齿槽转矩<sup>[30]</sup>。采用这种方法，在电机设计中将转子设计成图 3-20 所示的结构。

采用转子齿极宽窄成对法，可以有效的削弱磁通反向式电机的齿槽转矩，同时对电机感应反电动势的影响也不是很大。但是采用这种做法使得转子的重心与其轴线中心不重合，由于反磁通电机的气隙本身就很小，约为 0.5mm~1mm，重心的偏移使得电机在高速旋转时很容易造成轴在离心力的作用下弯曲变形而扫



膛。若增大气隙，会造成电机性能下降。或者采用这种方法，而对转子进行配重，使其重心重新回到轴线中心，这又造成工艺极其复杂，难于实用。

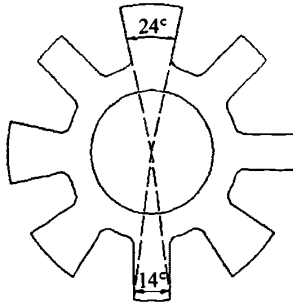


图 3-20 转子齿极宽窄成对法的转子剖面图

### 3.4.2 削弱磁通反向式电机齿槽转矩两种有效的新方法

可见，前面提出的三种方法对于削弱反磁通电机的齿槽转矩要么削弱效果不理想，要么忽略了磁通反向式电机的感应反电动势在削弱齿槽转矩时被同时大幅度削弱这一事实，要么忽视了制造工艺的复杂性及经济可行性。本文提出两种削弱磁通反向式电机齿槽转矩切实可行有效的新方法，即转子分段法和定子极宽窄成对加转子分段法。

对于转子分段法，由 4.4.1 节中的转子齿极宽窄成方法中做的分析可知，当宽齿极和窄齿极空间成对出现，宽齿极和窄齿极在某种组合下形成的齿槽转矩大致上是正负相抵消的。通过大量的有限元分析还发现，定子各凸极极弧为  $45^\circ$ ，固定在定子极靴上的每块永磁体为  $22.5^\circ$ ，其它参数同 4.3.3 节中所确定的电机参数的情况下，具有  $14^\circ$  矩形结构转子的 FRM 的齿槽转矩曲线和具有  $24^\circ$  辐射形结构转子的 FRM 的齿槽转矩基本上是相互抵消的，这两种结构的分析模型的有限元分析结果显示其齿槽转矩曲线大致上有关于横坐标轴位置角  $\theta$  对称的趋势，其各齿槽转矩曲线及其合成转矩曲线如图 3-21 所示。

采用转子分段方法，将磁通反向式电机的转子结构设计成如图 3-22 所示的转子分段结构。在转子分段结构的的分析模型中，保持定子各凸极极弧为  $45^\circ$ ，固定在定子极靴上的每块永磁体分别为  $22.5^\circ$ ，定子其它参数也不变，将转子铁心沿轴线方向分为三段，转子两端为  $14^\circ$  极弧矩形极转子段，其长度各占转子铁心总长度的  $1/4$ ；中间段为  $24^\circ$  极弧辐射型极转子段，其长度占转子铁心总长度的  $1/2$ 。采用这种结构的样机分析模型的齿槽转矩与 4.3.3 节中图 3-13 所确定的分析模型的齿槽转矩（电机单位长度上的齿槽转矩）的比较如图 3-23 所示；采用这种结构的转子后电机的感应反电动势（定子相绕组单位铁心长度上的单匝线

圈内的感应反电动势) 曲线如图 3-24 所示。

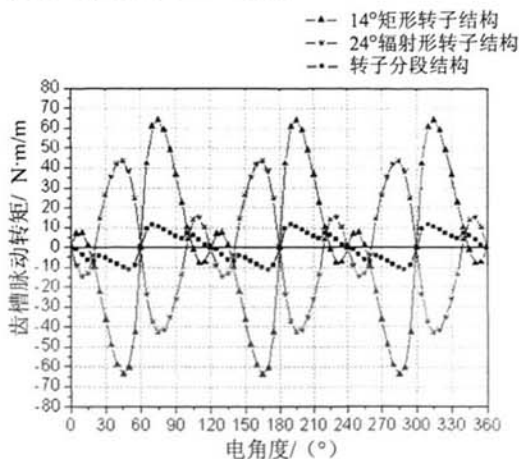


图 3-21 转子分段法电机脉动转矩的合成

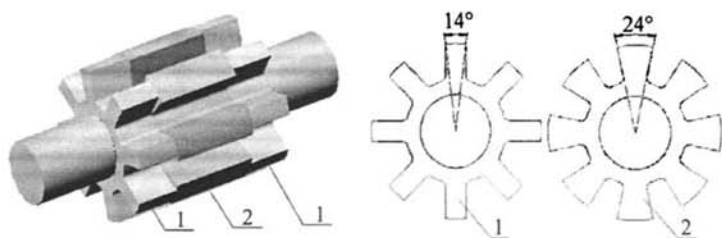


图 3-22 转子分段法的转子结构

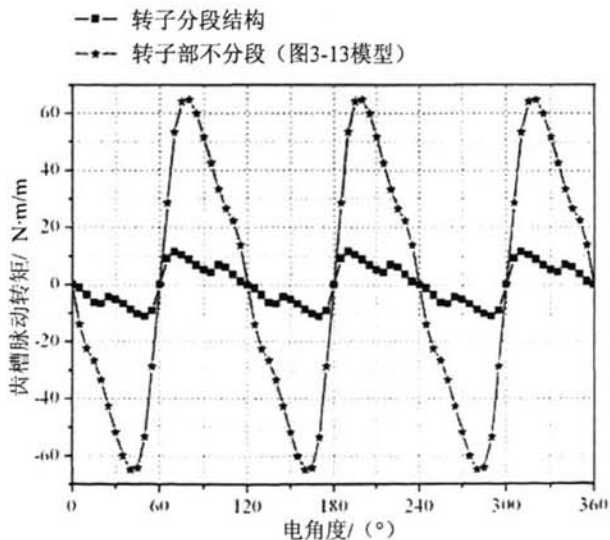


图 3-23 采用转子分段法前后电机齿槽转矩曲线

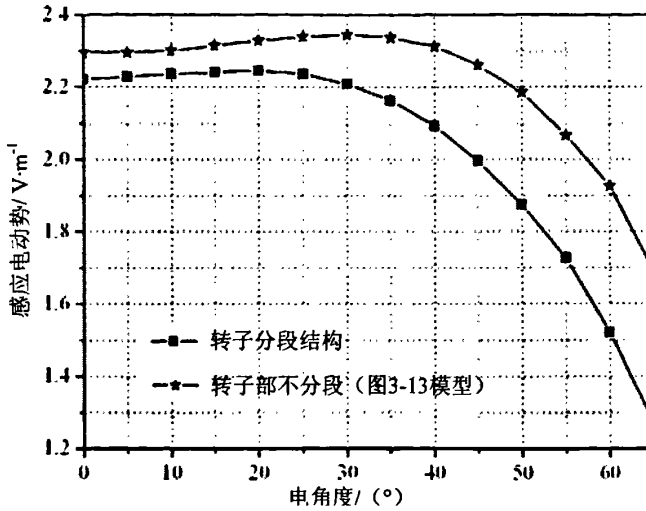


图 3-24 采用转子分段法前后电机感应反电动势曲线

从计算结果可知,采用转子分段法能够有效减少齿槽转矩,能将脉动转矩减小到不足原来值的 1/4。在有效的  $0^{\circ}$  到  $60^{\circ}$  电角度区间,感应反电动势是有所减小,但是减小程度不大,远不及采用转子斜极法那样明显,并且采用这种方法后的感应反电动势变化曲线更平滑,更接近平顶波。所以,这种方法能大幅度的削弱齿槽转矩,而且很好地保持了磁通反向式电机单位体积出力大的优点,更重要的是转子极分段这种方法在工艺上简单易行,容易制造和推广。可见转子分段方法用于削弱磁通反向式电机的齿槽转矩来说是一种比较理想的方法。

参考 Tae Heung Kim 等人提出的转子齿极宽窄成对方法削弱磁通反向式电机齿槽转矩的方法<sup>[30]</sup>,如果将定子对极变为宽窄成对出现,让宽极和窄极产生的齿槽转矩相互抵消,这样定子的重心虽然不在其轴心,但定子固定不动,而高速旋转的转子的重心仍然位于其轴心,这样如果可行,那么就不用考虑复杂的配重问题。如果再结合转子分段的做法,会不会对电机的齿槽转矩产生更好的削弱效果呢?通过大量有限元分析,这种做法是可行的,而且效果良好。通过大量的有限元分析发现,在其它参数如 4.3.3 节中最终确定的参数相同的前提下:定子各凸极极弧为  $45^{\circ}$ 、固定在定子极靴上的每块永磁体分别为  $22.5^{\circ}$ 、转子为  $24^{\circ}$  辐射形结构的磁通反向式电机的齿槽转矩,与定子各凸极极弧为  $42^{\circ}$ 、固定在定子极靴上的每块永磁体分别为  $21^{\circ}$ 、转子为  $16^{\circ}$  矩形结构的磁通反向式电机的齿槽转矩基本上是相互抵消的,这两种结构的分析模型的有限元分析结果显示其齿槽转矩曲线关于横坐标轴位置角  $\theta$  有很好的对称趋势,其各齿槽转矩曲线及其合成图 3-25 所示。这样得到了一种更有效削弱齿槽转矩的新方法——定子极宽窄成对加转子分段法。

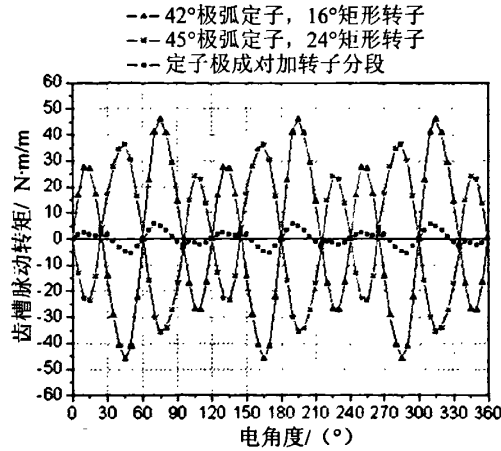


图 3-25 定子极宽窄成对加转子分段法齿槽转矩的合成

采用定子极宽窄成对加转子分段法时的定子和转子结构示意图如图 3-26 所示。采用这种方法的定转子剖面结构如图 3-26 所示，定子的齿极极宽有两种：宽齿极的极弧为  $45^\circ$ ，固定在其上面的各对永磁体每块各为  $22.5^\circ$ ；窄齿极的极弧为  $42^\circ$ ，固定在其上面的各对永磁体每块各为  $21^\circ$ 。宽齿极和窄齿极在空间上正好成对出现。转子的结构类似于图 3-22 中所示转子，也将其叠片铁心沿轴线方向分为三段，两端为  $16^\circ$  极弧矩形极转子段，长度各占转子铁心总长度的  $1/4$ ，中间段为  $24^\circ$  极弧辐射型极转子段，占转子铁心总长度的  $1/2$ 。

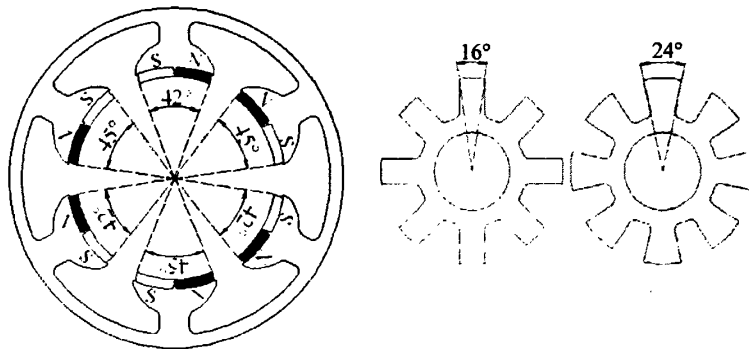


图 3-26 定子极宽窄成对加转子分段时的电机结构示意图

采用这种结构的样机分析模型的齿槽转矩与 4.3.3 节中图 3-13 所确定的分析模型的齿槽转矩（电机单位铁心长度上的齿槽转矩）如图 3-27 所示；采用这种结构的转子后电机的感应反电动势（定子相绕组单位铁心长度上的单匝线圈内的感应反电动势）曲线如图 3-28 所示。

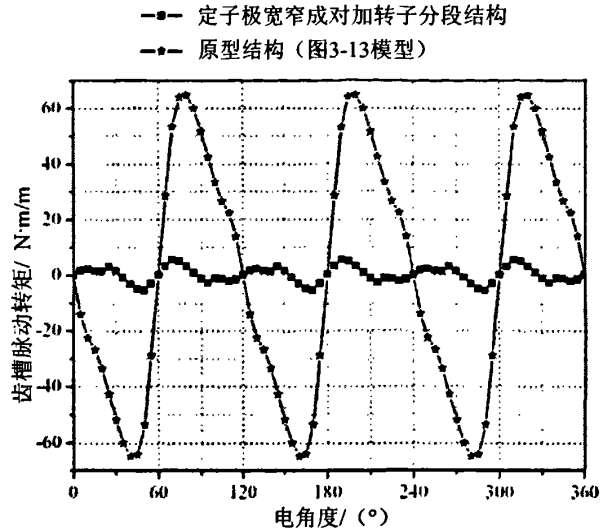


图 3-27 定子极宽窄成对加转子分段前后的齿槽转矩曲线

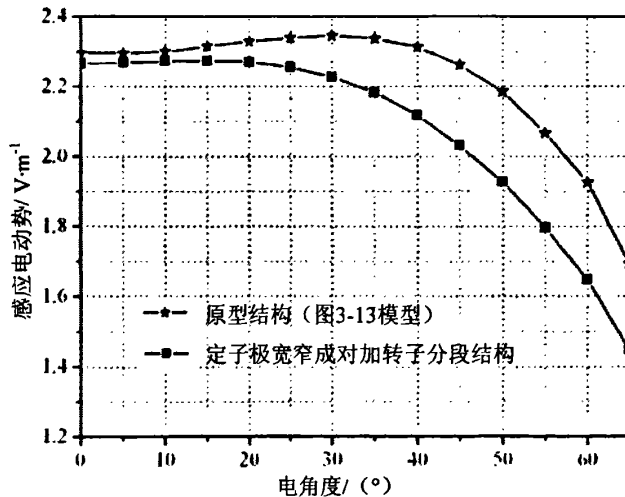


图 3-28 采用定子极宽窄成对加转子分段法前后的感应反电动势曲线

从图 3-27 和图 3-28 给出的有限元分析计算结果可以看出,采用定子极宽窄成对加转子分段方法能够很好地削弱磁通反向式电机的齿槽转矩,运用这种方法,齿槽转矩被减小到不足原来值的 1/6,比单纯采用转子分段法(见图 3-23)更加出色。与此同时,电机的感应反电动势虽然有微弱的减小,但是远不及采用转子斜极方法那样大,比采用单纯的转子分段法(比较图 3-24 与 3-28)削弱程度更小,感应反电动势有效值更大,并且感应反电动势更加平滑更接近于矩形,即更接近梯形波。同样更好的保留了电机单位体积出力大的特点,电机的运行特

性将更加平稳,这种方法在工艺上也容易实现。可见对于磁通反向式电机来说,定子极宽窄成对加转子分段的方法是一种十分理想的削弱齿槽转矩的方法,且极具实用价值。

为了有效减少磁通反向式电机齿槽转矩,本文提出的两种新方法:转子分段法和定子极宽窄成对加转子分段法。与传统的方法相比,采用这两种方法,磁通反向式电机的齿槽转矩被极大程度地削弱,更为重要的是这两种方法在削弱齿槽转矩的同时,并未忽视保留电机感应反电动势被削弱最小的前提,因为电机的感应反电动势的大小与电机的单位体积出力、电机效率及铁磁材料利用率等电机的重要指标密切相关。这两种方法还有如结构简单、易于制造生产、更加实用等其它优点。这两种方法有望为广大的电机设计者和生产厂商所利用,具有广阔的发展前景。

### 3.5 结论

磁通反向式电机(FRM),具有开关磁阻电机和永磁电机(无刷直流电机)的双重优点:它结构简单,适于高速旋转;单位体积出力大,铁磁材料利用率高;控制灵活;成本低,适于大量生产;自感和互感小,因而有一个小的电气时间常数。鉴于这些优点,FRM具有很广的应用前景。在电机设计过程中要综合考虑其磁场分布特点,由于其电感不大,在电机设计时要紧紧抓住感应反电动势这一重要参数,因为其关系到电机的单位体积出力。设计时还要考虑经济性和工艺的可行性。综合上述要求最后确定了磁通反向式电机的永磁体采用钕铁硼稀土永磁材料,等半径结构及径向充磁,通过感应反电动势参数和磁密分布决定永磁体厚度,定、转子极弧半径及转子的结构。这样获得了图3-13结构的样机。

由于磁通反向式电机的定、转子双凸极齿槽结构,和定子上永磁体的存在,它不可避免的存在齿槽转矩,通过有限元分析结果分析其齿槽转矩相对很大,这严重影响的电机的平稳运行和调速。对其他学者提出的三种削弱齿槽转矩的方法做进一步研究后发现,那三种方法用于磁通反向式电机要么削弱效果不理想;要么虽然很好地削弱了齿槽转矩,但同时还大幅度消减了电机的感应反电动势,事实证明如果采用这种方法得不偿失;要么忽视了制造工艺的难度,造成其根本难于实用。

本文提出的两种有效地削弱磁通反向式电机齿槽转矩的新方法,即转子分段法和定子极宽窄成对加转子分段法。这两种方法能很好地削弱磁通反向式电机的齿槽转矩,同时并未忽视感应反电动势这一至关重要的参数,因为感应反电动势与电机的单位体积出力、电机效率及铁磁材料利用率等重要指标密切相关。采用

这两种方法并未使感应反电动势大幅度削弱,相反使感应反电动势更加接近梯形波,此外这两种方法在制造工艺上简单易行,适于生产实际,具有广阔的应用前景。

## 第四章 磁通反向式电机的控制方法

对于磁通反向式电机的控制非常灵活,可以参照已经成熟的开关磁阻电动机的控制方法和无刷直流电动机的控制方法<sup>[31-33]</sup>。影响磁通反向式电机的调速控制的参数较多,对这些参数进行单独控制或者组合控制就会产生不同的控制方法。主要常用的方法有:角度控制法;电流斩波控制;电压 PWM 控制;组合控制<sup>[15]</sup>。

### (1) 角度控制法

角度控制法指对开通角  $\theta_{on}$  和关断角  $\theta_{off}$  的控制,通过对它们的控制来改变电流的波形以及电流波形与绕组磁链波形及绕组电感变化波形的相对位置。在电动机电动运行时,应使电流的极性,与磁通变化的趋势相同,且电流的主要部分位于磁通变化速度最大的区域,同时参考电感变化的波形,最好使电流波形的主要部分也同时位于电感的上升区间;在电动机制动时,应使电流的极性与磁通变化的趋势相反,且电流的主要部分位于磁通变化速度最大的部分,同时参考电感变化的波形,最好使电流波形的主要部分也同时位于电感的下降区间。改变开通角  $\theta_{on}$  和关断角  $\theta_{off}$  可以改变电流的波形宽度、改变电流波形的峰值和有效值的大小以及改变电流波形与绕组磁链和电感波形的相对位置。这样就可以改变电机的转矩,从而改变电机的转速。角度控制产生的结果是复杂的,不同的开通角  $\theta_{on}$  和关断角  $\theta_{off}$  会产生不同的电流波形,但其产生的转矩可能是相同的。因为电流波形不同时,对应绕组的铜耗和电动机的效率也会不同。因此就会有以效率最优的  $\theta_{on}$ 、 $\theta_{off}$  角度优化控制和以输出转矩最优的  $\theta_{on}$ 、 $\theta_{off}$  角度优化控制。寻优过程可以通过计算机辅助分析实现,也可以通过实验方法完成。角度控制的优点是转矩调节范围大,可允许许多相同时通电,以增加电动机的输出转矩,且转矩脉动较小,可实现效率最优控制或转矩最优控制。但是角度控制不适用于低速,因为转速降低时,旋转电动势减小,使电流峰值增大,必须进行限流,因此角度控制一般用于转速较高的应用场合。

### (2) 电流斩波控制

电流斩波控制方式中,  $\theta_{on}$  和  $\theta_{off}$  保持不变,主要靠控制  $i_r$  的大小来调节电流峰值,从而起到调节电动机转矩和转速的作用。电流斩波控制的优点是适用于电动机低调速系统,电流斩波控制可限制电流峰值的增长,并起到良好有效的调节效果;因为每个电流波形呈较宽的平顶装,故产生的转矩也比较平稳,电动机转矩脉动一般也比采用其它控制方式时要明显减小。电流斩波控制也有明显的缺点



是抗负载扰动的动态相应较慢,在负载扰动下的转速响应速度与系统自然机械特性硬度有非常大的关系。由于在电流斩波控制中电流的峰值受到限制,当电动机转速在负载扰动作用下发生变化时,电流峰值无法相应地自动改变,电机转矩也无法自动地改变,使之成为特性非常软的系统,因此系统在负载扰动的动态响应十分缓慢。

### (3) 电压 PWM 控制

电压 PWM 控制也是在保持  $\theta_{on}$  和  $\theta_{off}$  不变的前提下,通过调整占空比,来调整相绕组的平均电压,以改变相绕组电流的大小,从而实现转速和转矩的调节。电压 PWM 控制的特点是:电压 PWM 控制通过调节相绕组电压的平均值,进而能间接地限制和调节相电流,因此既能用于高速调速系统,又能低于调速系统,而且控制简单。但是其调速范围小,低速运行时脉动转矩较大。

### (4) 组合控制

磁通反向式电动机调速系统可以使用多种控制方式,根据不同应用场合可选几种控制方式的组合。在各种组合控制方式中,变角度电压 PWM 控制组合以其转速和转矩调节范围大,高速和低速均有较好的调节性能,且不存在两种不同控制方式互相转换问题,因此有望得到普遍采用。变角度电压 PWM 控制组合是靠电压 PWM 调节电动机的转速和转矩,并使  $\theta_{on}$  和  $\theta_{off}$  随转速改变。由于磁通反向式电动机的特点,所以工作时应尽量使绕组电流波形的极性和绕组磁链变化的趋势相一致,在磁链增加时电流为正,磁链减少时电流为负,并同时参考电感的变化,适时通断电。但是电流的建立和续流消失过程是需要一定的时间时间的,当转速越高时通电区域对应的时间越短,电流波形滞后就越多,可以使  $\theta_{on}$  提前的方法来加以纠正。

本文将采用以德州仪器(TI)公司 DSP 芯片—TMS320LF2407A 为核心的软硬件系统实现磁通反向式电机(FRM)的控制,控制方法采用上述的变角度电压 PWM 控制组合方式。

TMS320LF2407A 采用增强的哈佛结构,电动势内部具有六条 16 位总线,即程序地址总线(PAB)、数据读地址总线(DRAB)、数据写地址总线(DWAB)、程序读总线(PRDB)、数据读总线(DRDB)、数据写总线(DWEB),其程序存储器总线 and 数据存储器总线相互独立,支持并行的程序和操作数寻址,因此 CPU 的读/写可在同一周期内进行,这种高速运算能力使自适应控制、滑模变结构、神经网络、遗传算法等复杂控制算法得以实现<sup>[33-36]</sup>。

TMS320LF2407A 包含两个专用于电机控制的事件管理器模块 EVA 和 EVB。每个事件管理器模块包括通用定时器(GP)、比较单元、正交编码脉冲电路以及捕获单元。事件管理器提供了下列对运动控制非常有用的一系列功能。

(1) 通用定时器: TMS320LF2407A 共有四个独立的 16 位通用定时器, 每一个都有单独的比较寄存器, 可用于产生采样周期, 可作为全比较单元产生对称的或不对称的 PWM 输出以及软件定时的时钟基准。

(2) 比较单元与 CMP/PWM 输出: 每个事件管理器模块有 3 个全比较单元, 每个比较单元各有一个 16 位比较寄存器 CMPRx, 各有两个 CMP/PWM 输出引脚, 可产生 2 路 PWM 输出信号控制功率器件, 其输出引脚极性由控制寄存器 (ACTR) 的控制位来决定, 根据需要, 选择高电平或低电平作为开通信号, 通过设置 T1 的工作方式, 可选择输出对称 PWM 波形、非对称 PWM 波形或空间矢量 PWM 波形。

死区控制单元(DBTCON)用来产生可编程的软件死区, 使得受每个全比较单元的两路 CMP/PWM 输出控制的功率器件的间次开启周期没有重叠, 最大可编程的软件死区时间达 16 $\mu$ s。

(3) 正交编码脉冲电路: 正交编码脉冲(QEP)电路可以对引脚 CAP1/QEP1 和 CAP2/QEP2 上的正交编码脉冲进行解码和计数, 可以直接处理光电编码盘的 2 路正交编码脉冲。

(4) 捕获单元: 捕获单元用于捕获输入引脚上信号的跳变, 两个事件管理器模块总共有六个捕获单元。当捕获发生时, 相应的中断标志被置位, 并向 CPU 发中断请求。

TMS320LF2407A 片内集成了丰富的外设, 大大减少了系统设计的元器件数量, 提供了方便的输入输出控制。

(1) 串行通信口: TMS320LF2407A 设有一个异步串行外设通信口 (SCI) 和一个同步串行外设通讯口 (SPI), 用于与上位机、外设及多处理器之间的通信。SCI 可用于与上位机的通信, 对系统进行监控; SPI 可用于同步数据的传输, 典型应用包括 TMS320LF2407A 之间构成多机系统和外部 I/O 扩展, 如显示驱动。

(2) A/D 转换模块。包括两个带采样/保持的各 8 路 10 位 A/D 转换器, 具有自动排序能力, 一次可执行最多 16 个通道的自动转换, 可工作在 8 个自动转换的双排序器工作方式或一组 16 个自动转换通道的单排序器工作方式。A/D 转换模块的启动可以有事件管理器模块中的事件源启动、外部信号启动、软件立即启动等三种方式。

(3) 控制器局域网 (CAN)。是现场总线的一种, 主要用于各种设备的监测及控制。

(4) 锁相环电路 (PLL) 和等待状态发生器。前者用于实现时钟选项; 后者可通过软件编程产生用于用户需要的等待周期, 以配合外围低速器件的使用。

(5) 看门狗定时器与实时中断定时器。均为 8 位增量计数器, 前者用于监

控系统软件和硬件工作，在 CPU 出错时产生复位信号；后者用于产生周期性的中断请求。

(6) 数字 I/O。TMS320LF2407A 有 40 个通用、双向的数字 I/O 引脚，其中大多数都是基本功能和一般 I/O 复用引脚。

根据 TMS320LF2407A 的上述特点可以方便地设计磁通反向式电机位置伺服系统，而且能够使系统产生的纹波转矩较小，震颤更小，寿命更长，操作更有效。总之，TMS320LF2407A 为磁通反向式电机位置伺服系统的高性能实时控制提供了一个理想的解决方案。磁通反向式电机控制系统主回路如图 4-1 所示。

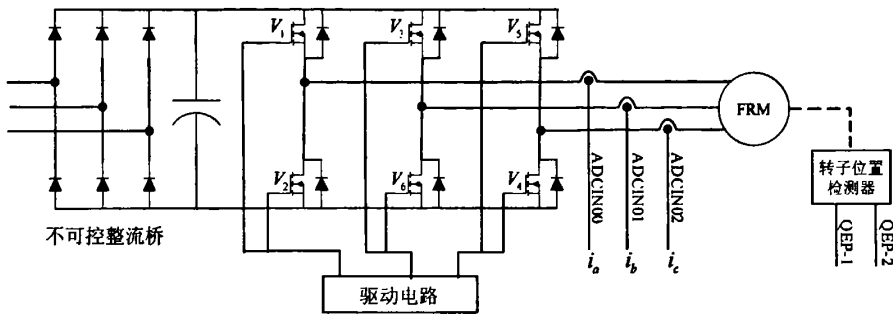


图 4-1 磁通反向式电机控制系统主回路

其中，主电路由三相桥式全波整流电路、滤波器和逆变器等组成。根据伺服系统设计要求（轻量化、高效化和无噪音化），选用绝缘门极晶体管（IGBT）作为逆变电路的功率开关器件。电网电压经不可控整流桥并经大电容滤波输出直流电压，通过 6 个 IGBT 开关器件为磁通反向式电机供电，也就是交—直—交电压源型逆变器。由于 IGBT 具有高输入阻抗，开关速度高，稳定性好等特点，使得本系统中逆变器的工作频率可达 10kHz 以上，与 DSP 的高处理速度相匹配，大大提高了系统性能。

控制电路的硬件简图如图 4-2 所示

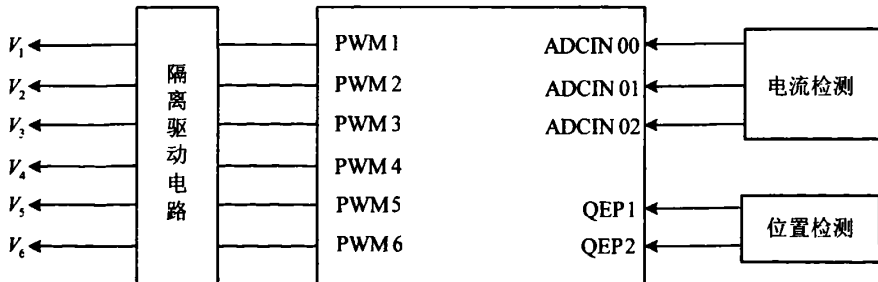


图 4-2 控制电路硬件简图

可利用 TMS320LF2407A DSP 事件管理器 A 的六个比较 PWM 输出对驱动电路的六个开关管进行控制。当采用两两导通时，因为每时每刻有两相导通所以对于三相 6/8 极磁通反向式电机只需测量其中任意两相的电流。

采用变角度电压 PWM 组合控制方法实现磁通反向式电机的控制框图如图 4-3 所示

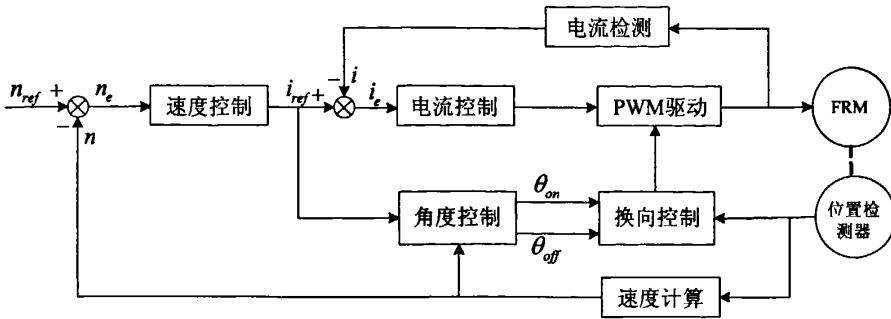


图 4-3 磁通反向式电机控制框图

速度外环反馈的速度与速度给定值产生偏差，通过速度控制生成电流参考值。电流参考值与电流反馈构成电流闭环控制，靠控制 PWM 的占空比调节电流值，实现输出转矩控制，以保证得到快速的相应。编码器的位置信息对磁通反向式电机进行换向控制，保证电动机的通断电区间及电流方向相与绕组磁链变化趋势相对应，同时考虑电感及电感变化的影响。根据电流的信息与速度信息对开通角和关断角进行控制，低速时延后开通角、提前关断角，减小通电时间，减小电流幅值。高速时提前开通角，以减弱电流滞后作用。具体控制环节速度控制和电流控制环节均采用数字 PI 调节器，转子位置检测器可选用霍尔位置检测器。使用 TMS320LF2407A DSP 事件管理器 A，定时器 T2 作为 QEP 的计数器，适时地改变其周期值和比较值，就会很容易实现变角度控制。程序设计略。

## 第五章 结论

磁通反向式电机(FRM)作为一种新型双凸极永磁电机,具有开关磁阻电机和永磁电机(无刷直流电机)的双重优点:它结构简单,适于高速旋转;单位体积出力大,铁磁材料利用率高;控制灵活;成本低,适于大量生产;自感和互感小,因而有一个小的电气时间常数。鉴于这些优点,FRM具有很广的应用前景。

本文论述了磁通反向式电机的基本结构和原理,推导了其数学模型,应用有限元的方法,对磁通反向式电机的磁场分布进行了分析,紧扣与电机单位体积出力密切相关的感应反电动势这一重要指标,综合磁场分布特点与经济性等方面对其磁路结构进行了优化设计。

由于磁通反向式电机的定、转子双凸极齿槽结构和定子极靴表面永磁体的存在,它就不可避免的存在齿槽转矩,事实证明在不采取任何措施的情况下,其齿槽转矩值相对较大,会产生很大的振动和噪声,在低速时尤为严重,甚至影响电机的正常运行。本文提出了两种有效削弱磁通反向式电机脉动转矩的新方法,即转子分段法和定子极宽窄成对加转子分段法,与当前其他学者提出的削弱方法相比,所提出的两种新方法具有削弱齿槽转矩程度大,对感应反电动势影响最小,极大程度地保持了磁通反向式电机单位体积出力大的优点。并且在实施工艺上简单易行,适于电机的生产。

最后,借鉴开关磁阻电动机和无刷直流电动机的控制策略,优选了变角度电压PWM组合控制方法,并简要探讨了利用以TI公司DSP芯片TMS320LF2407A为核心的硬件系统进行控制的实现。

由于个人水平有限和时间仓促,论文中难免有疏漏和不足之处,恳请各位专家、老师和同学指正。

## 参考文献

- [1] Yuefeng Liao, Feng Liang, Thomas A.Lipo. A novel permanent magnet motor with doubly salient structure[J]. IEEE Trans on TIA, 1995, 31(5): 1069~1078.
- [2] Yuefeng Liao, Thomas A.Lipo. Sizing and optimal design of double salient permanent magnet motors[C]. Proc. Int. Conf. Electronic Machines and Drives, London, U.K. 1993: 452~457.
- [3] 唐任远. 现代永磁电机——理论和设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1996.
- [4] 陈峻峰. 永磁电机[M]. 北京: 机械工业出版社, 1982.
- [5] 钟明, 刘卫国, 刘景林,等. 稀土永磁电机[M]. 北京: 国防工业出版社, 1999.
- [6] 宋定后, 陈培林. 永磁材料及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 1984.
- [7] 廖海平, 陈永校. 永磁式开关磁阻电机原理及特性分析[J]. 浙江大学学报, 2000, 34(5): 579~584.
- [8] 孟小利, 严阳光. 双凸极永磁电机的发展及现况[J]. 南京航空航天大学学报, 1999, 31(3): 330~337.
- [9] Ming Cheng, K.T. Chau. Design and analysis of a new doubly salient permanent magnet motor[J], 2001. IEEE Transactions on Magnetics, 2001, 37(4): 3012~3021.
- [10] Ming Cheng, K.T.Chau. Static characteristics of a new doubly salient permanent magnet motor, 2001[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2001, 16(1): 20~26.
- [11] 胡之光. 电机电磁场的分析与计算[M]. 北京: 机械工业出版社, 1982.
- [12] 罗荣杰. 电机电磁场教程[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 1993.
- [13] M.V.K.查理, P.P.席尔凡斯特. 电磁场问题的有限元解法(史乃, 唐任远译)[M]. 北京: 科学出版社, 1985.
- [14] 李永东. 交流电机数字控制系统[M]. 北京: 机械出版社, 2002.
- [15] 王晓明, 王玲. 电动机的 DSP 控制——TI 公司 DSP 的应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2004.
- [16] Tae Heoung Kim, Ju Lee. A Study of the Design for the flux reversal machine[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40(4): 2053-2055.
- [17] 程明, 周鸷, 黄秀留. 双凸极变速永磁电机的变结构等效磁路模型[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 23~28.

- [18] Ming Cheng, K.T. Chau, C.C.Chan. Nonlinear varying-network magnetic circuit analysis for doubly salient permanent-magnet motors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2000, 36(1): 339~348.
- [19] 汤蕴璆, 史乃, 陈子痛. 电机学[M]. 北京: 机械工业出版社, 1999.
- [20] 美国 ANSYS 公司北京办事处. ANSYS 入门手册[M]. 北京: 美国 ANSYS 公司北京办事处, 2000.
- [21] 刘涛, 杨凤鹏. 精通 ANSYS[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [22] 美国 ANSYS 公司北京办事处. ANSYS 建模与分网指南[M]. 北京: 美国 ANSYS 公司北京办事处, 2000.
- [23] 刘坤, 吴磊. ANSYS 有限元方法精解[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005.
- [24] 杨玉岗, 张民. 开关磁阻电机有限元辅助分析[J]. 阜新矿业学院学报(自然科学版), 1997, 16(1): 97~100.
- [25] 张凤阁, 佟宁泽, 王凤翔. 削弱新型永磁步进电机齿槽转矩的不同设计措施及其对比[J]. 湖南科技大学学报(自然科学版), 2005, 20(2): 28~32.
- [26] 冀溥, 王秀和, 王道涵, 等. 转子静态偏心的表面式永磁电机齿槽转矩研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(9): 188~191.
- [27] 柴凤, 李小鹏, 程树康. 永磁电动机齿槽转矩的抑制方法[J]. 微电机, 2001, 34(6): 52~54.
- [28] 宋伟, 王秀和, 杨玉波. 削弱永磁电机齿槽转矩的一种新方法[J]. 电机与控制学报, 2004, 8(3): 214~217.
- [29] Yong-Su Kim, Tae Heoung Kim, Young Tae Kim, *et al.* Various design techniques to reduce cogging torque in flux-reversal machines[C]. The Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, September 27-29, 2005, Nanjing, China. Vol.1: 258-260.
- [30] Tae Heoung Kim, Sung Hong Won, Ki Bong *et al.* Reduction of cogging torque in flux-reversal machine by rotor teeth pairing[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(10): 3964~3966.
- [31] 孙建忠, 白凤仙. 特种电机及其控制[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2005.
- [32] 李宁, 陈桂. 运动控制系统[M]. 北京: 高等教育出版社, 2004.
- [33] 许大中, 贺益康. 电机控制[M]. 浙江: 浙江大学出版社, 2002.
- [34] 刘和平. TMS320LF240x DSP 结构、原理及应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002.
- [35] 蒋思敏. TMS320LF240X DSP 硬件开发教程[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [36] 清源科技. TMS320LF240X DSP 应用程序设计教程[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.

## 发表论文和科研情况说明

### 发表的论文:

- [1] ZHAO Wei-you, CHEN Yi-guang, SHEN Yong-huan, XING Sheng-zhi.  
Effective methods of Reducing Cogging Torque in Flux Reversal Machine.  
Journal of Iron and Steel Research 2006, 13(Supplement 1): 444-449.
- [2] CHEN Yi-guang, XING Sheng-zhi, SHEN Yong-huan, ZHAO Wei-you,  
TANG Ren-yuan. Controllable-Flux PMSM with Novel Design of Magnetic  
Circuit in Rotor-Memory Motors. Journal of Iron and Steel Research 2006,  
13(Supplement 1): 339-404.

### 参与的科研项目:

本人参与了实验室防静电腕带佩戴状态集中监测系统项目



## 致 谢

本论文的工作是在我的导师陈益广副教授的悉心指导下完成的，陈老师严谨的治学态度，宽广的胸襟，和蔼的为人，处处为我们树立了榜样，更为重要的是陈老师那做人、做事、做学问的态度，将影响我终生。在学业即将完成之际，向陈老师致以最崇高的敬意和最诚挚的感谢。

两年半的研究生学习期间，我还得到夏长亮老师、王晓远老师和么莉老师的大力帮助，在此表示深深的感谢。

我的同窗好友星生智、范凯、黄碧斌、钱侯龙在研究生的学习和生活期间给予我无私的帮助和支持，曹建伟、寻志伟、祖欣然、杜志明、张义几位师弟也在各个方面帮助了我，非常感谢他们，同时感谢已经毕业的王颖师姐在我毕业设计期间毫无保留地为我讲解有限元方面的知识，还有同寝室的张伟对我的毕业设计也给了极大的帮助。

感谢我的父母与哥哥、姐姐在我就读期间给予我莫大的鼓励、支持和无私的爱，更要感谢我的女友熊毅，每当面对困难，面对挫折与选择的时候，她总是鼓励我，相信我，支持我，陪我一起度过。在此谨将此文献给他们。

感谢所有曾经给我以帮助、鼓励和支持的师长、朋友和亲人。在学业即将完成之际，我向大家表示最诚挚的谢意。

赵维友

2007年1月于天津大学