

# ABSTRACT

Vlado Ostovic brought forward the idea of internal composite-rotor PMSM—memory motor at first. But there are disadvantages in structure and mechanical behaviors. A new class of internal composite-rotor controllable-flux permanent magnet synchronous machine (PMSM) is proposed in this paper. The radial-set magnets are NdFeB with high remanent flux density and coercive force. The tangential-set magnets are AlNiCo with high remanent flux density and low coercive force. Applying a pulse of stator current  $i_d$ , the magnetizing intensity and direction of AlNiCo are controllable. The flux created by NdFeB is partially bypassed by AlNiCo in the rotor. So the air-gap flux is controllable, and the PMSM operates in wide speed.

The internal magnetic field distribution in two extreme magnetized situations of the model PMSM was analyzed by finite element analysis. The proposed idea is proved viable. And the dimension of permanent magnet and magnetic structure are demonstrated. When the q-axis larger magnetic resistance and smaller inductance are designed, the result of weakening-flux will be better. Also the influence of armature reaction on the air-gap flux is weakened.

On basis of characteristics of internal composite-rotor controllable-flux PMSM, double close loops of vector control system are designed with adopting SVPWM. Distinguishing with other vector control systems, control strategies of  $i=i_q$  and  $i_d=0$  are adopted to maintain the air-gap flux in condition of low speed and constant torque. When PMSM operates in high speed, make sure  $i_q=0$ . And in a fraction of period of current, applying a pulse of  $i_d$  with controllable amplitude and direction in three-phase stator windings induces magnetomotive force of d-axis armature reaction. The AlNiCo intensity and direction of magnetization varies, and the air-gap flux is reduced. When the pulse of  $i_d$  disappeared, control strategies of  $i=i_q$  and  $i_d=0$  are still adopted. There is only a load current—q-axis current  $i_q$  in stator. Due to low copper loss, the motor economically operates in wide range. Simulation model of vector control system is built in Matlab/Simulink. The simulation results are analyzed, and the proposed assumption is proved viable. The vector control system of internal composite-rotor controllable-flux PMSM has good static and dynamic characteristics.

**KEY WORDS:** Controllable-Flux, PMSM, Memory Motor, Finite Element Analyse, Vector Control, SVPWM

## 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，论文中不包含其他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他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：王颖 签字日期：2006 年 1 月 12 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：王颖

导师签名：陈益广

签字日期：2006 年 1 月 12 日

签字日期：2006 年 1 月 12 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。众所周知,电机是以磁场为媒介进行机械能和电能相互转换的电磁装置。为了在电机内建立进行机电能量转换所必需的气隙磁场,可以有两种方法。一种是在电机绕组内通以电流来产生磁场,即电励磁电机。这种电励磁电机既需要有专门的绕组和相应的装置,又需要不断供给能量以维持电流流动;另一种是由永磁体产生磁场,即永磁电机。由于永磁材料的固有特性,它经过预先磁化以后,不再需要外加能量就能在其周围空间建立磁场,这样既可简化电机结构,又可以节约能量。所以永磁电机正是适用于目前的市场需求迅速的发展起来,并逐步替代电励磁电机。稀土永磁的问世,特别是第三代稀土永磁——钕铁硼永磁的出现,推动了电机产品向轻型化、高性能化发展,从而导致了电机产品的革命性变化。稀土永磁同步电机以转子上稀土永磁体产生的励磁代替普通同步电机的磁极绕组励磁和感应电机的无功电流励磁。因此,稀土永磁同步电机与前者相比,去掉了电励磁损耗,简化了结构,大大提高了生产的工艺性;与感应电机相比,可避免从电网中吸取无功电流,提高了电机力能指标,减轻配电环节的负担,提高电网的利用率。稀土永磁同步电机还以其同步后转速恒定,便于多台电机准确同步运行,并便于变频调速等优点,进一步拓宽了其应用的场合<sup>[1][4]</sup>。

### 1.1 永磁电机的发展概况

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研究方法。

但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>[1][4][7]</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断提高和完善,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>[1][7]</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断提高和完善,特别是钕铁硼永磁的热稳定性和耐腐蚀性的改善,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>[1][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,制成不同转子磁路结构的永磁同步电动机。近年来,内置式转子磁路结构永磁同步电动

机在一些动态性能较高的领域得到了广泛的应用。这种电机一个极距下的磁通由相邻的磁极并联提供,因而每极磁通较大,而且漏磁系数小,转轴上不需要采取任何隔磁措施。但是,这种电机的不足之处在于,一旦磁路结构设计完成,电机中的气隙磁通就被固定下来,当电机需要弱磁调速时,只能通过持续的去磁电流产生去磁磁动势削弱永磁磁场,维持高速运行时电机电压的平衡,造成了电机调速范围不宽,而且损耗大的缺点。

最近,德国人 Vlado Ostovic 提出了可控磁通永磁同步电机的思想,因其可以改变电机转子永磁体的磁化强度并对磁通密度具有记忆性,故称之为记忆电机。记忆电机可以通过一个短路电流脉冲轻易地改变永磁体的磁化状况,而不像传统内置式永磁电机弱磁方式那样需要持续的去磁电流。记忆电机具有转子磁通可变和宽调速的优点,从而在电气驱动领域具有广泛的应用潜力。

但是,这种记忆电机选用的永磁体是价格较贵的铝镍钴,要获得足够的气隙磁密,铝镍钴的厚度就要很高,这在切向磁路的结构下不易实现。因此,本文提出了一种新型内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电机,采用较高剩磁密度和矫顽力的钕铁硼产生较高的气隙磁密,利用剩磁密度高但矫顽力很低的铝镍钴实现削弱气隙磁密的目的,对记忆电机的转子结构进行改进,实现电机磁通可控,具有较好的力能指标和较宽的调速范围。

## 1.2 永磁同步电机控制系统的研究现状和发展方向

### 1.2.1 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>[5]</sup>。

永磁同步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,而成为永磁同步电机控制系统电力电子器件的首选。

### 1.2.2 控制理论的发展现状

在变频技术发展的同时，交流电机控制理论也取得了突破性的进展。

1971年，由德国人F. Blaschke首先提出了交流电动机的矢量变换控制理论，从理论上解决了交流电动机转矩的高性能控制问题。矢量控制原理是以转子磁场定向，在同步旋转坐标系中，把定子电流矢量分解为两个分量：一个分量与转子磁链矢量重合，产生磁通，称为励磁电流分量 $i_M$ ；另一个分量与转子磁链矢量垂直，产生转矩，称为转矩电流分量 $i_T$ 。通过控制定子电流矢量在旋转坐标系的位置及大小，即可控制励磁电流分量和转矩电流分量的大小，实现交流电动机像直流电动机那样对磁场和转矩控制的完全解耦。因此，矢量控制的关键仍是对电流矢量的幅值和空间位置（频率和相位）的控制。该控制方法首先应用在感应电动机上，很快就被移植到了同步电机上。由于矢量控制采用了坐标变换，所以对控制器的运算速度、处理能力等性能要求较高。但是矢量控制也存在如系统结构复杂、非线性和电机参数变化影响系统性能等等的缺陷<sup>[5]</sup>。

1985年由德国鲁尔大学的Depenbrock教授提出了一种新型变频调速技术——直接转矩控制技术，但是目前直接转矩控制还不能由感应电机推广到同步电机上。

上述两种交流电动机的基本调速理论都存在着不足，因此许多新型控制理论被应用到了这一领域中。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。

### 1.2.3 数字控制器的发展

在控制技术方面，初期的交流调速系统均采用模拟控制器，因为要完成矢量复杂的在线运算，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。

在同步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TMS320LF240）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 TMS320LF240 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 TMS320LF240 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，TMS320LF240 是目前数字系统设计应用中最为理想的控制芯片之一<sup>[5]</sup>。

永磁同步电动机控制系统工作的特点是大负载变化和宽调速范围，工况恶劣，电机参数的变化非常大，将对系统性能造成极大的影响；同时，永磁同步电动机系统的实时性要求较高，要求保证系统良好的动态与稳态性能。因此，研制高水平的适合运行特点的全数字化永磁同步电动机矢量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。

### 1.3 论文主要工作

本课题研究的是一种新型内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机，以及这种新型永磁同步电动机的矢量控制变频调速系统，主要包括以下方面：

1. 内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机的设计思想和基本结构。
2. 内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机的磁场分析。

(1) 分析永磁体在电机内部采用不同尺寸和排列方式时对永磁同步电动机性能的影响，给出了永磁体尺寸和磁路结构尺寸的选取原则。

(2) 对两种极端磁化状况下模型电机内部磁场的分布进行了有限元计算和分析，说明所提出的设想是可行的。

3. 内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机矢量控制系统。

(1) 在传统矢量控制策略的前提下，结合内置混合式转子磁路结构永磁同步电动机的特点，研究适合于这种新型电机的控制策略。

(2) 采用速度和电流双闭环的控制系统，设计了矢量控制系统的结构，并用 Matlab/Simulink 进行了仿真，分析了仿真结果。



## 第二章 内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机的基本结构

### 2.1 可控磁通永磁同步电机——记忆电机的基本结构

Vlado Ostovic 首先提出了可控磁通永磁同步电机——记忆电机的思想<sup>[2][3][10]</sup>。其基本的工作原理，可通过图 2-1 和图 2-2 加以说明。图 2-1 给出了一台四极可控磁通记忆电机的横向剖面图，永磁体选用剩磁密度  $B_r$  高但矫顽力  $H_c$  却很低的铝镍钴。由永磁体（两相邻深颜色部分）、软铁（永磁体两侧）和非磁性材料（软铁之间三角部分）做成一个如同三明治那样夹层结构的永磁转子，用机械的方法固定在一根非磁性的轴上，转子外表面用非导磁圆筒固定。转子上被切向磁化过的永磁体产生的磁通  $\Phi_{\max}$  经过气隙进入定子，永磁主气隙磁通最强。

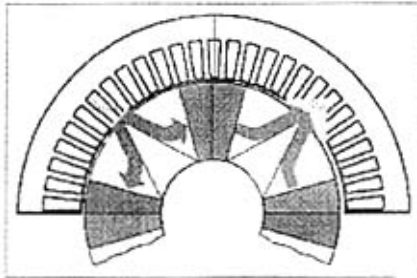


图 2-1 完全磁化时可控磁通永磁电机横向剖面图

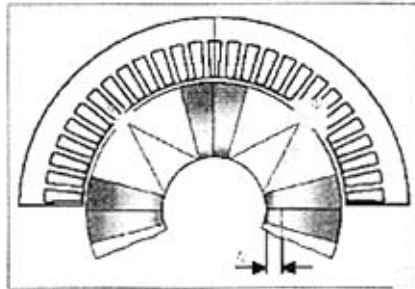


图 2-2 部分反磁化时可控磁通永磁电机横向剖面图

在定子上施加一个与原磁化方向相反的直轴电流矢量  $i_d$  脉冲后，转子永磁体被部分去磁。如图 2-2 所示，在永磁体到轴表面之间有一段距离  $r_0$  处产生一个分界面，使得每块转子永磁体被分成磁化方向不同的两个区域，穿过气隙的永磁主

磁通减小了。此种电机因其可以通过直轴矢量电流脉冲改变电机永磁体的磁化强度，并对改变后的磁通密度具有记忆性，而称为记忆电机。记忆电机最大优点是，可以在很宽的调速范围内运行，而没有过多的电枢损耗，也不会牺牲其它电机特性<sup>[2][3][10]</sup>。

但上述转子结构也有其不足之处。首先，虽然切向磁路结构适合于极数较多的电机，但永磁体选用的是剩磁密度高但矫顽力低的铝镍钴，要想获得足够的气隙磁密，则铝镍钴的厚度就要很高，因在切向磁路结构下不易实现；其次，铝镍钴价格较贵；再者，记忆电机最适合于需要宽调速的场合，如机床主轴电机、电动汽车要求电机最高转速 5000r/min 以上，电机极对数最好为 4 极，上述结构的电机永磁气隙磁密不高，电机力能指标不好。

作为驱动用的永磁同步电机，希望电机工作在低速恒转矩区时的永磁主磁通足够高，而具有较高的力能指标；电机工作在高速恒功率区时，应能使永磁气隙磁场削弱地足够低，电机具有较宽的调速范围。一般若能将气隙磁密削弱为最大值的三分之一以上，那将是比较理想的宽调速永磁同步电机了。没有必要非得将气隙磁密削弱到零值甚至使永磁磁极变极性。

因此，为了克服记忆电机的上述不足，本文中考虑采用较高剩磁密度和矫顽力的钕铁硼来产生较高的气隙磁密，利用剩磁密度高但矫顽力很低的铝镍钴实现削弱气隙磁密的目的，对记忆电机的转子结构进行改进，实现电机磁通可控，并具有较好的力能指标和较宽的调速范围。

## 2.2 内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电机的基本结构

在 Vlado Ostovic 提出的可控磁通永磁同步电机——记忆电机设计思想的基础上，本文提出了一种新型内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电机，克服了记忆电机的在结构和机械性能上的不足，实现了真正意义上的宽调速电机。

图 2-3 所示的是一台新型四极内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电机的横向剖面图。转子由硅钢片冲剪、叠压而成，永磁体嵌入 W 形槽中，无特殊工艺要求，转子铁芯为一个相互完全贯通的整体结构，机械强度相对较高，制做方便。径向放置的永磁体采用剩磁密度和矫顽力都很高的钕铁硼，磁化方向如图中单箭头所示；合理选择钕铁硼的长度和宽度，使其尽可能多地贡献磁通量，电机永磁气隙主磁通主要由其产生。特别应该注意的是，调整两块钕铁硼交接处与转子外径间硅钢片磁路的宽窄，可以有效地改变交轴磁路的磁阻；变窄时，可以减小交轴电感，降低交轴电抗压降，提高变频器输入电压的利用率，增大电机调速运行区。切向放置的永磁体采用剩磁密度较高但矫顽力很低的铝镍钴，它可以正

反两个方向磁化，方向如图中双箭头所示。合理选择铝镍钴的长度和宽度，可有效地调整电机可控磁通量的大小，以调整电机的弱磁范围。铝镍钴的宽度选择一般是，保证其与钕铁硼被直流电流矢量  $i_d$  脉冲同向强磁化后，不被钕铁硼再反向去磁而重新磁化即可。钕铁硼与转轴之间的最窄处尺寸的选取以保证那里的磁场不太饱和为宜。

对于小机座号电机，由于受转子空间限制，为了提高钕铁硼有效面积和磁化方向厚度，如图 2-3 所示钕铁硼采用平行四边形，磁化方向平行于平行四边形的短边；缺点是钕铁硼永磁体加工时的利用率低一些。

对于大机座号电机，转子可利用空间大，为提高永磁体加工时的利用率，如图 2-4 所示钕铁硼采用矩形。钕铁硼与铝镍钴永磁体交接处，以及两块矩形钕铁硼永磁体交接处所保留的空气部分是起隔磁作用的。

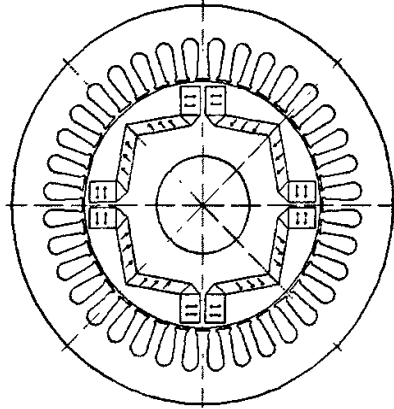


图 2-3 小机座号内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电机横向剖面图

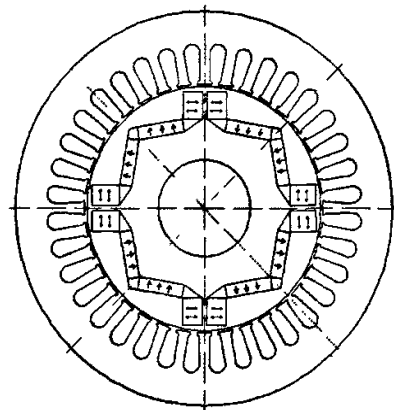


图 2-4 大机座号内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电机横向剖面图

在电机运行时，通过三相定子绕组在电机转子直轴方向上短时间，如一个电

流变化周波的时间内,施加一幅值和方向可控的直轴电流矢量  $i_d$  脉冲,在此脉冲所产生的直轴电枢反应磁动势作用后,铝镍钴的磁化强弱及磁化方向就会改变,同时铝镍钴退磁恢复直线的工作点也发生了变化。当铝镍钴与钕铁硼的磁化方向一致时,因铝镍钴矫顽力太低而对气隙主磁通贡献不大,但它会起到将钕铁硼产生的磁通推向定子,而使永磁气隙主磁通有所增强的作用;铝镍钴在此方向被强磁化后,电机永磁气隙主磁通最强。当铝镍钴与钕铁硼的磁化方向相反时,随着反方向磁化强度的不同,铝镍钴将钕铁硼产生的磁通在转子内旁路的数量也随之不同,从而起到将永磁气隙主磁通小部分或者大部分减弱的独特作用;铝镍钴被反方向被强磁化后,电机永磁气隙主磁通最弱。切向放置的铝镍钴不像传统永磁电机弱磁方式那样需要三相定子绕组持续加上去磁作用的直轴电流  $i_d$  矢量,铜耗低,电机经济运行。同时,由于负载电流即交轴电流产生的磁动势不穿过磁体,所以可控磁通永磁同步电机不会被负载电流退磁,是真正宽速运行的新型永磁同步电机。

内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机的转子铁芯为一个相互完全贯通的整体结构,机械强度相对较高,电机转子轴仍为普通低碳钢轴,制做方便,无需隔磁处理。它应用范围宽,性能和经济性都较好。可以广泛应用于机床主轴、电动汽车要求电机转速高且宽调速的场合。

## 2.3 内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机的主要特点

### 2.3.1 永磁同步电动机运行的矢量控制特点

传统永磁同步电动机稳定运行于同步转速时,电压方程为

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + IR_1 + j\dot{I}_d X_d + j\dot{I}_q X_q \quad (2-1)$$

式中,  $\dot{E}_0$ ——永磁气隙基波磁场所产生的每相空载反电动势有效值,单位 V;

$\dot{U}$ ——外施相电压有效值,单位 V;

$\dot{I}$ ——定子相电流有效值,单位 A;

$R_1$ ——定子绕组相电阻,单位  $\Omega$ ;

$X_d$ ——直轴同步电抗,单位  $\Omega$ ;

$X_q$ ——交轴同步电抗,单位  $\Omega$ ;

$I_d$ 、 $I_q$ ——直、交轴电枢电流,单位 A。

$$I_d = I \sin \psi \quad (2-2)$$

$$I_q = I \cos \psi \quad (2-3)$$

$\psi$ —— $\dot{I}$  与  $\dot{E}_0$  间的夹角,单位度,称为内功率因数角, $\dot{I}$  超前  $\dot{E}_0$  时为正。

由电压方程可画出永磁同步电机在不同情况下稳定运行时的几种典型相量图,如图 2-5 所示。图 2-5(a)所示的是稳定运行时,采用  $i=i_q, i_d=0$  的电流控制策略的相量图。图 2-5(b)中的电流  $\dot{I}$  超前于空载反电动势  $\dot{E}_0$ , 直轴电枢反应为去磁性, 使气隙的合成磁通减少<sup>[115]</sup>。

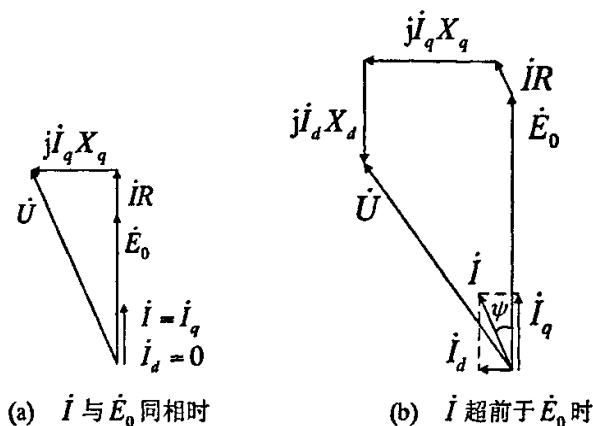


图 2-5 永磁同步电动机稳态运行的相量图

传统的永磁同步电机如果想宽范围调速,大都采用矢量控制策略,通过控制直轴电流矢量  $i_d$  产生的直轴去磁作用的电枢反应磁动势削弱永磁磁场,维持高速运行时电机电压的平衡,达到弱磁调速的目的,此时电机运行的相量图为 2-5(b)。这就希望电机的直轴电感大一些,但由于直轴上存在磁阻较大的永磁体,一般情况下直轴电感较低,其调速范围不宽。而且,弱磁调速时,  $I = \sqrt{I_q^2 + I_d^2}$ , 由于  $I \leq I_N$ , 定子总电流是有限的,增大  $i_d$  则由交流电流矢量  $i_q$  产生的可以利用的转矩就下降了;同时由于直轴电流矢量  $i_d$  要一定存在,会在定子三相绕组中产生附加铜耗。对于变频器,若出现逆变失败,失去弱磁控制能力,高速旋转的永磁磁场会在电机绕组中感应出过高电压,有可能造成变频器功率器件的损坏。

本文中讨论的内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电机,希望电机工作在低速恒转矩区时的永磁主磁通足够高,而具有较高的力能指标,这时采用  $i=i_q, i_d=0$  的控制策略,电机运行的相量图为 2-5(a);电机工作在高速恒功率区时,在很短时间内,通过三相定子绕组在电机转子直轴方向上施加一幅值和方向可控的直轴电流矢量  $i_d$  脉冲,在此脉冲所产生的直轴电枢反应磁动势作用后,改变永磁体的磁化方向和强弱,使气隙磁场削弱地足够低,电机具有较宽的调速范围。为了易于控制,在  $i_d$  脉冲存在的很短时间内,保证  $i_q=0$ 。在  $i_d$  脉冲消失后,仍然采用  $i=i_q, i_d=0$  的控制策略,此时电机运行的相量图仍为图 2-5(a),因此克服了传统弱磁调速要维持直轴电流矢量  $i_d$  损耗大、调速范围不宽的不足。同时,也可以看出,若电机的交轴电抗  $X_q$  设计得较小时,电机的功率因数高。

## 2.3.2 电机的等效磁路

在内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电机中,铝镍钴与钕铁硼的磁化方向相同时及相反时的等效磁路如图 2-6 所示。

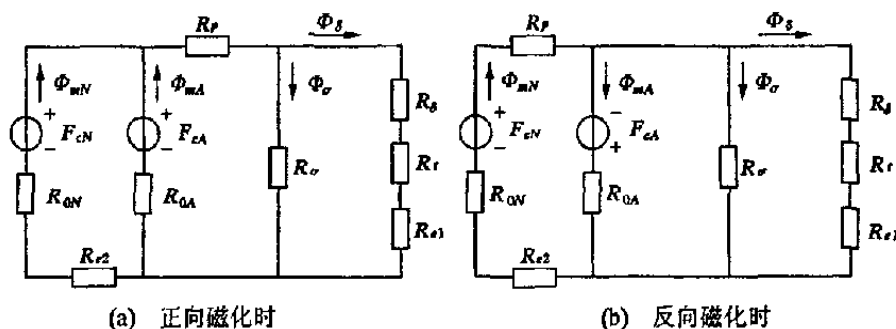


图 2-6 可控磁通永磁同步电机等效磁路图

图中各个物理量分别为

$F_{cN}$ ——钕铁硼永磁体磁动势源, 单位 A;

$F_{cA}$ ——铝镍钴永磁体磁动势源, 单位 A;

$\Phi_{mN}$ ——钕铁硼永磁体所提供总磁通, 单位 Wb;

$\Phi_{mA}$ ——铝镍钴永磁体所提供总磁通, 单位 Wb;

$\Phi_\sigma$ ——永磁漏磁通, 单位 Wb;

$\Phi_g$ ——永磁气隙主磁通, 单位 Wb;

$R_{eN}$ ——钕铁硼永磁体内磁阻, 单位  $H^{-1}$ ;

$R_{eA}$ ——铝镍钴永磁体内磁阻, 单位  $H^{-1}$ ;

$R_\sigma$ ——漏磁阻, 单位  $H^{-1}$ ;

$R_p$ ——转子极靴磁阻, 单位  $H^{-1}$ ;

$R_g$ ——气隙磁阻, 单位  $H^{-1}$ ;

$R_r$ ——定子齿磁阻, 单位  $H^{-1}$ ;

$R_{e1}$ ——定子轭磁阻, 单位  $H^{-1}$ ;

$R_{e2}$ ——转子轭磁阻, 单位  $H^{-1}$ 。

如图 2-6 所示, 在内置混合式可控磁通永磁同步电机中, 永磁体铝镍钴和钕铁硼是等磁位的。当铝镍钴与钕铁硼磁化方向一致时, 可由图 2-6(a)看出, 电机的主气隙磁通  $\Phi_g$  是由铝镍钴贡献的磁通  $\Phi_{mA}$  与钕铁硼永磁体贡献的磁通  $\Phi_{mN}$  共同产生的; 当铝镍钴与钕铁硼磁化方向相反如图 2-6(b)时, 铝镍钴永磁体旁路了一部分钕铁硼贡献的磁通量, 电机主气隙磁通  $\Phi_g$  被虚弱, 实现了弱磁调速的目的。

### 2.3.3 混合式转子结构中永磁材料的特点

永磁材料种类繁多，性能差别很大。铝镍钴（AlNiCo）永磁体的剩余磁感应强度较高，最高可达 1.35T，但是它的矫顽力很低，通常小于 160kA/m。它的退磁曲线呈非线性变化，由于铝镍钴永磁的回复线与退磁曲线并不重合，在磁路设计制造时要注意它的特殊性，由于它构成的磁路必须事先对永磁体进行稳磁处理，即事先人工预加可能发生的最大去磁效应，人为地决定回复线的起始点的位置，使永磁电机在规定或预期的运行状态下，回复线的起点不再下降。依照铝镍钴永磁材料矫顽力低的特点，因此在电机设计时应防止局部的不可逆退磁。

钕铁硼永磁材料的剩余磁感应强度  $B_r$  可高达 1.47T，矫顽力  $H_c$  在 740~992kA/m 范围内，是目前磁性能最高的永磁材料。钕铁硼的退磁曲线基本上是一条直线，回复线基本上与退磁曲线重合，抗去磁能力强。钕在稀土中含量较高，资源丰富，铁、硼的价格便宜，而选用钕铁硼制造电机可以获得较大的气隙长度和较高的气隙磁密。

此外，永磁材料还有铁氧体永磁，稀土钴永磁等，在设计永磁电机时首先要选择好适宜的永磁材料品种和具体的性能指标。归纳起来，选择的原则为：

- (1) 应保证电机气隙中有足够大的气隙磁场和规定的电机性能指标。
- (2) 在规定的条件、工作温度和使用条件下应能保证磁性能的稳定性。
- (3) 有良好的机械性能，以方便加工和装配。
- (4) 经济型要好，价格适宜<sup>[1][7]</sup>。

传统的永磁同步电机在转子磁路设计和永磁体尺寸确定时，都应考虑防止永磁体退磁。永磁电机的永磁体的厚度大得足以使电枢反应所产生的去磁动势低于永磁体的矫顽磁动势。否则，永磁体一旦退磁，再重新磁化永磁体是做不到的<sup>[1][5][6]</sup>。本文讨论的新型永磁同步电动机，采用了混合式转子结构，实现了磁通可控，即永磁体采用了在磁路上并联的铝镍钴和钕铁硼。在内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机中，考虑利用铝镍钴矫顽力很低的特点，通过一个直轴电流矢量  $i_d$  脉冲，在此脉冲所产生的直轴电枢反应磁动势作用后，改变铝镍钴的磁化方向和强弱，以削弱气隙磁场。希望实现由钕铁硼永磁体产生主要的永磁气隙主磁通，而由易改变磁化方向和强度的铝镍钴来控制气隙磁通，以实现弱磁调速的目的。

图 2-7 所示的是改变铝镍钴磁化强度和方向时，工作点在磁滞回线上的变化轨迹。

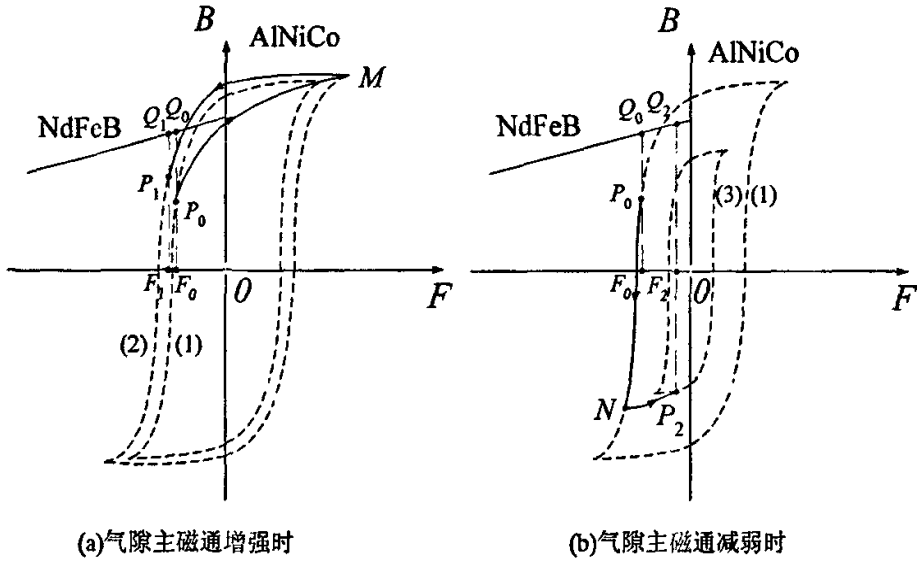


图 2-7 改变铝镍钴磁化强度和方向时退磁曲线上工作点的变化轨迹

如图 2-7 中所示，钕铁硼的退磁曲线基本上是一条直线，而铝镍钴的退磁曲线则是非线性的。在内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机中，对应于 N、S 两个磁极下钕铁硼永磁体与铝镍钴永磁体的表面是等磁位的。在永磁同步电动机稳态运行时，假定电机的工作点在铝镍钴磁滞回线(1)上为  $P_0$ ，在钕铁硼退磁曲线上为  $Q_0$ 。图 2-7(a)所示的是气隙主磁通增强时工作点的变化轨迹。由于  $i_d$  脉冲的作用，铝镍钴在与钕铁硼磁化方向相同的方向上被强磁化，工作点由  $P_0$  沿  $PM$  曲线上升，到达  $M$  点时，脉冲消失后沿铝镍钴磁滞回线(2)返回第二象限，最后稳定在工作点  $P_1$  处运行，此时在钕铁硼退磁曲线上为  $Q_1$ 。此时铝镍钴永磁体和钕铁硼永磁体都工作在  $B$ - $F$  坐标系下的第二象限，电机中的气隙主磁通由它们共同产生。图 2-7(b)所示的是气隙主磁通减弱时工作点的变化轨迹。在电机的高速运行区，施加一个幅值可控的直轴电流矢量  $i_d$  脉冲，铝镍钴在与钕铁硼磁化方向相反的方向上被磁化，工作点由  $P_0$  沿铝镍钴磁滞回线(1)移动至  $N$  点，此时  $i_d$  脉冲消失，工作点沿  $NP_1$  曲线上升，到达铝镍钴磁滞回线(3)上的稳定运行点  $P_2$ ，在钕铁硼退磁曲线上为  $Q_2$ 。此时，钕铁硼永磁体仍然工作在第二象限，而铝镍钴永磁体的工作点  $P_2$  在第三象限，铝镍钴永磁体的磁化方向改变了，由原先的助磁变为了去磁，即铝镍钴永磁体旁路了一部分钕铁硼贡献的磁通量，电机主气隙磁通被减弱，从而实现了弱磁调速。



## 第三章 内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机的有限元分析

在内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机中,调整通过铝镍钴永磁体的磁通量可以控制气隙永磁磁场的强弱,铝镍钴永磁体可以通过被定子直轴电流矢量  $i_d$  脉冲改变磁化的强度与方向,它可以将钕铁硼永磁体产生的磁通推向定子以增强永磁气隙主磁通,也可以将钕铁硼永磁体产生的磁通在转子内部短路以减弱永磁气隙主磁通。

对于这两种极端磁化状况下的电机内部磁场,本文借助于大型有限元软件进行了分析和计算,以说明所提出的设想是可行的。

### 3.1 电机电磁场有限元分析的基本理论

#### 3.1.1 电机电磁场的基本理论

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

$$\operatorname{rot} H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (3-1)$$

$$\operatorname{rot} E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (3-2)$$

$$\operatorname{div} B = 0 \quad (3-3)$$

$$\operatorname{div} D = \rho \quad (3-4)$$

式中,  $H$ ——磁场强度,单位 A/m;

$J$ ——传导电流密度,单位 A/m<sup>2</sup>;

$E$ ——电场强度,单位 V/m;

$B$ ——磁通密度,单位 T;

$D$ ——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,似稳电磁场和高频交变电磁场等不同情况<sup>[15-18]</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

变电磁场，当频率  $f$  很低，而场源和观察点之间的距离较波长短的多时，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。电机中的交变电磁场为似稳电磁场，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  $\frac{\partial D}{\partial t}$  和  $\rho$  的情况下，麦克斯韦方程组可简化为

$$\operatorname{rot} H = J \quad (3-5)$$

$$\operatorname{rot} E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (3-6)$$

$$\operatorname{div} B = 0 \quad (3-7)$$

$$\operatorname{div} D = 0 \quad (3-8)$$

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

$$\operatorname{rot} H = \begin{vmatrix} i & j & k \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix} \quad (3-9)$$

$$\operatorname{div} B = \frac{\partial B_x}{\partial x} + \frac{\partial B_y}{\partial y} + \frac{\partial B_z}{\partial z} \quad (3-10)$$

在圆柱坐标系中

$$\operatorname{rot} H = \begin{vmatrix} a_r \frac{1}{r} & a_\theta & a_z \frac{1}{r} \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \theta} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_r & rH_\theta & H_z \end{vmatrix} \quad (3-11)$$

$$\operatorname{div} B = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rB_r) + \frac{1}{r} \frac{\partial B_\theta}{\partial \theta} + \frac{\partial B_z}{\partial z} \quad (3-12)$$

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

$$\operatorname{rot} \dot{H} = \dot{J} + j\omega \dot{D} \quad (3-13)$$

$$\operatorname{rot} \dot{J} = j\omega \dot{B} \quad (3-14)$$

$$\operatorname{div} \dot{B} = 0 \quad (3-15)$$

$$\operatorname{div} \dot{D} = 0 \quad (3-16)$$

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

$$D = \varepsilon E = \varepsilon_r \varepsilon_0 E \quad (3-17)$$

$$j = \sigma E \quad (3-18)$$

$$B = \mu H = \mu_r \mu_0 H \quad (3-19)$$

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  $1/\Omega \cdot m$ ;

$\mu$ ——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  $\mu$ ,  $\varepsilon$  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

$$\oint_S H \cdot dS = i - \int_a \left( J + \frac{\partial D}{\partial t} \right) \cdot da \quad (3-20)$$

$$\oint_S E \cdot dS = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_a B \cdot da \quad (3-21)$$

$$\oint_a B \cdot da = 0 \quad (3-22)$$

$$\oint_a D \cdot da = \int_v \rho dv \quad (3-23)$$

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>[15-19]</sup>。

### 3.1.2 有限元分析的基本方法

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。其中，最有效、目前应用最广泛的是有限元法。与其它方法相比，有限元法具有下面的突出优点：

(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贮解有限元方程，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解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。

电磁场的分析和计算通常归结为求解微分方程的解。对于常微分方程，只要由辅助条件决定任意常数之后，其解就是唯一的。对于偏微分方程，使其解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，称边界条件；另一种是确定场的初始条件。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，泛定方程和定解条件作为一个整体，称为定解问题，能得到唯一而稳定的解。

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

$$u|_{\Gamma} = f_1(\Gamma) \quad (3-24)$$

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

$$\frac{\partial u}{\partial n}|_{\Gamma} = f_2(\Gamma) \quad (3-25)$$

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

$$(\eta u + \beta \frac{\partial u}{\partial n})|_{\Gamma} = f_2(\Gamma) \quad (3-26)$$

式中  $\alpha$ ,  $\beta$  ——常数, 称为第三类边界条件。

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。位函数包括磁矢位  $A$  和磁标位  $\phi$ , 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>[15][16]</sup>。

有限元分析的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;
- (2) 将区域进行单元剖分, 并在单元中构造出线性插值函数;
- (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;
- (4) 求解线性代数方程组<sup>[17][19]</sup>。

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, 这属于一个强加得边界。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。以永磁同步电机为例, 其求解区域如图 3-1 所示,

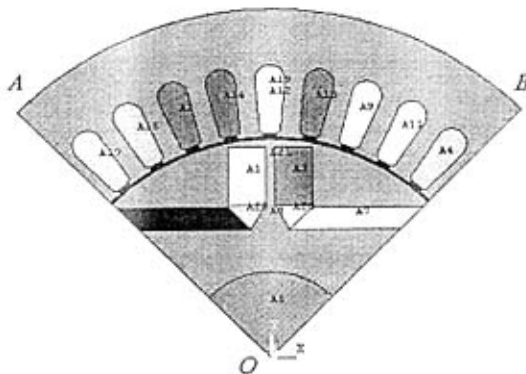


图 3-1 永磁同步电机求解区域

边界条件为

$$A|_{AB} = 0 \quad (3-27)$$

如果定子铁心十分饱和需要考虑外部漏磁, 或者定子永磁磁极为切向结构时, 这条人工边界应适当向外扩充。外移扩充范围没有十分严格的界限, 因为这部分磁场很弱, 衰减也很快。

由于电机结构的对称性，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，此时在两条径向线上满足半周期边界条件，即

$$A|_{\alpha_1} = -A|_{\alpha_2} \quad (3-28)$$

网格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，而不是相邻单元体边上的点。

(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，其他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。

永磁电机结构比较复杂，因而其剖分也比较复杂。但齿槽结构具有重复性，可以仅对一个齿槽进行分析，然后通过旋转、映射得到求解区域内其他齿槽部分的网格；对于一个具体的电机问题进行剖分时，可将定、转子部分分别离散，再经过径向拼接得到整个求解区域的网格。这样处理可降低永磁电机网格剖分的复杂程度。

用有限元法计算旋转电机的电磁场，需要计及电机定、转子之间的相对运动。对电机定、转子相对运动的处理有许多方法，如边界积分法、耦合单元法、预存贮剖分法、运动边界法和气隙单元法等。其中，用运动边界法处理电机定、转子相对运动，不会改变有限元方程的稀疏性，而且程序易于实现，是一种方便而行之有效的处理方法<sup>[17][19]</sup>。

### 3.2 内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机气隙磁场的有限元分析

本文中应用大型通用有限元分析 (FEA) 软件对电机内部磁场进行了分析和计算。这种软件可以进行包括结构、热、声、流体、电磁场等学科的研究, 它含有多种有限元分析的能力, 包括从简单线性静态分析到复杂的非线性动态分析。一个典型的分析过程可以分为以下三个步骤:

- (1) 创建有限元模型;
- (2) 施加载荷进行求解;
- (3) 查看分析结果<sup>[24]</sup>。

本文中对一台 4 极 W 形内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电机模型进行了磁场有限元分析和计算。模型电机结构如图 3-2 所示, 电机机座、定子和轴与 Y 系列 Y100L1-4 三相感应电机的完全相同。

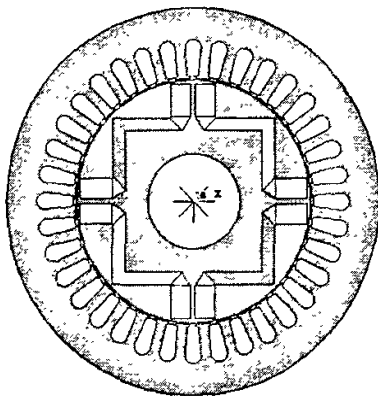


图 3-2 四极内置混合转子结构永磁同步电机结构图

电机额定数据如下: 2.2kW, 380V, 5A, 定子三相双层短距分布绕组 Y 接, 每个线圈 20 匝;  $D_{i2}=38\text{mm}$ ,  $D_2=97.2\text{mm}$ ,  $\delta=0.4\text{mm}$ ,  $D_{i1}=98\text{mm}$ ,  $D_1=155\text{mm}$ , 铁芯长 105mm。产生必要的气隙磁场, 一对极下转子硅钢片直轴磁路部分、空气隙、定子齿和轭大约需要 600~700A 的磁动势。于是, 取径向放置的平行四边形钕铁硼长 20mm, 高 5mm (磁化方向计算长度 7.07mm), 永磁体长边与电机交轴间的夹角取  $45^\circ$ ; 其牌号为 NTP264H, 预计工作温度  $75^\circ\text{C}$ , 其计算剩磁密度  $B_r=1.074\text{T}$ , 计算矫顽力  $H_c=817\text{kA/m}$ 。取切向放置的铝镍钴永磁体长 15mm, 高 8mm, 其牌号为 LNG52, 其剩磁密度 1.3T, 矫顽力 56kA/m, 考虑到在电机内部, 铝镍钴可能是不饱和和磁化, 取其在两个磁化方向上受到最强磁化后的其最

高等效退磁直线的计算剩磁密度  $B_r=0.8\text{T}$  和计算矫顽力  $H_c=160\text{kA/m}$ 。一对极下，铝镍钴完全去磁所需磁动势为  $F_c=56\times 103\times 0.008\times 2=896\text{A}$ 。一般情况下变频驱动器都允许最大输出允许两倍的电机额定电流。当电机直轴电流矢量为两倍的电机额定电流时，可计算得出三相定子绕组在一对极下产生的合成磁动势为  $3000\text{A}$ 。考虑充磁时在磁路其它部分的磁动势损失，最后施加在铝镍钴上的最大充磁磁动势是其完全去磁所需磁动势的 2 倍以上。因此有能力将铝镍钴在正反方向上重新磁化，而能够使铝镍钴具有较高的剩磁密度，且相应的退磁恢复直线延长点的矫顽磁动势值也随之而变。

使用有限元分析软件对所设计的样机进行了磁场计算和分析。计算所得转子磁场分布图和气隙磁密曲线如图 3-3, 3-4 所示。图(a)、(b)所示的是考虑电机一对极下，在两种极端磁化情况下，空载时，气隙磁密能大幅削弱，直轴气隙磁密基波可以削弱约为原来强磁化时的 1/3。

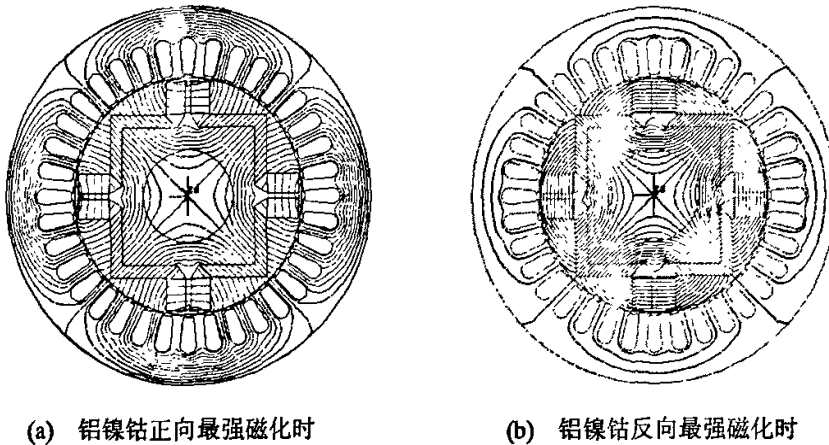


图 3-3 四极内置混合转子结构永磁同步电机空载时磁力线分布图

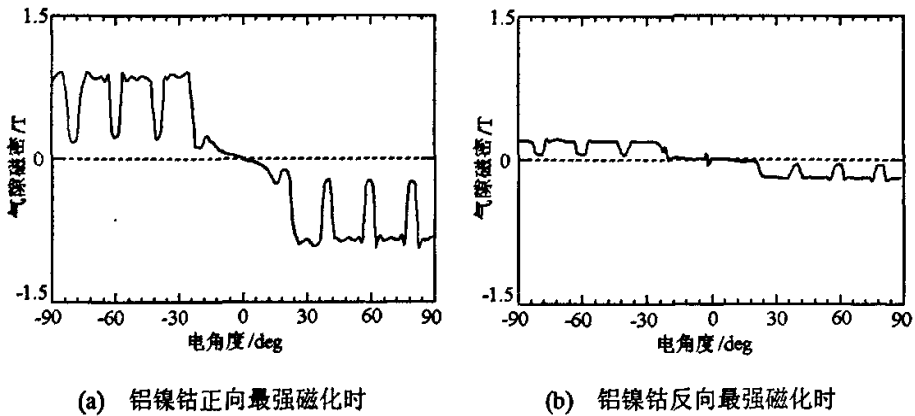
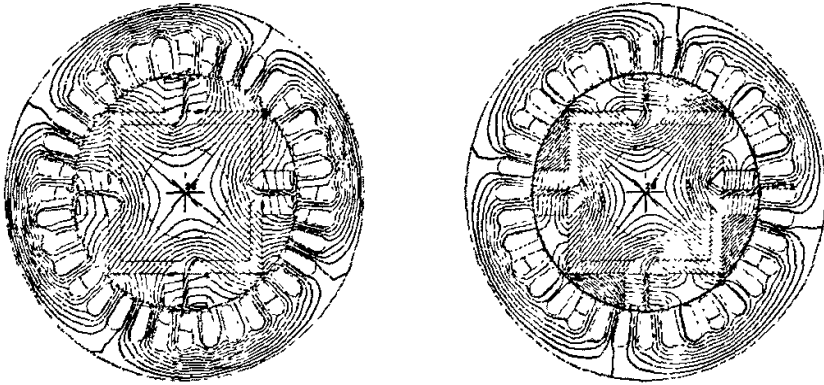


图 3-4 四极内置混合转子结构永磁同步电机一对极下空载时气隙磁密分布图



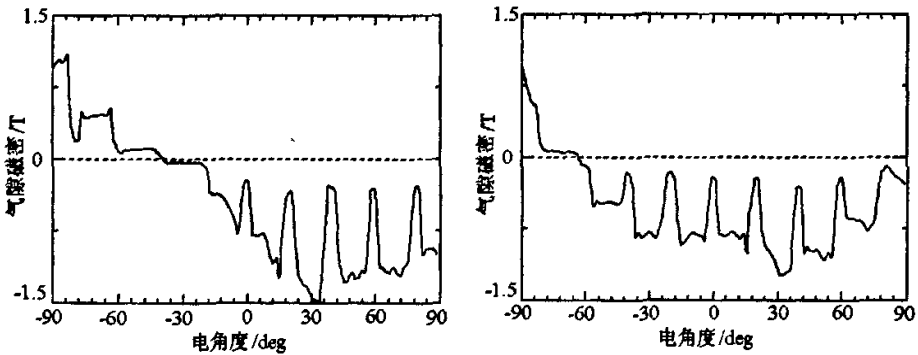
由图 3-5、3-6 可见在两种极端磁化情况下，电机满载  $I_q = I_N$  时，弱磁后，在同样电枢电流作用下，功角明显的增大了，电机内部磁场发生明显的畸变。此时的气隙磁场是转子永磁磁场与交轴电枢反应磁动势共同作用的结果。



(a) 铝镍钴正向最强磁化时

(b) 铝镍钴反向最强磁化时

图 3-5 四极内置混合转子结构永磁同步电机满载时磁力线分布图

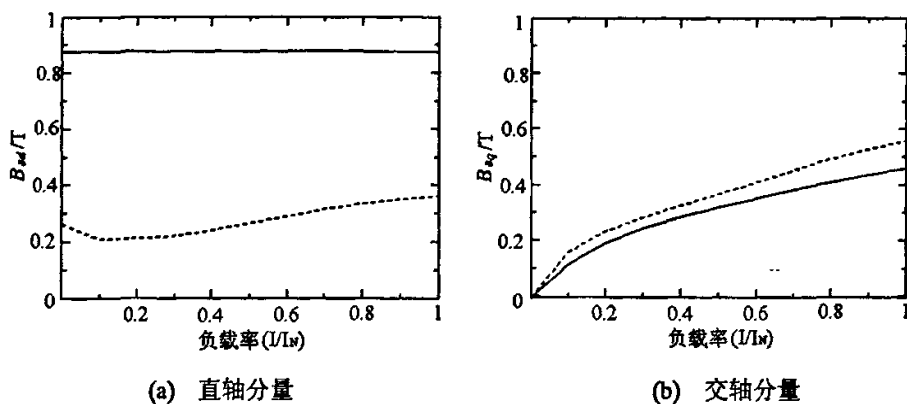


(a) 铝镍钴正向最强磁化时

(b) 铝镍钴反向最强磁化时

图 3-6 四极内置混合转子结构永磁同步电机一对极下满载时气隙磁密分布图

上述两种极端磁化情况下，还分别对  $I_q$  从空载到满载以 10% 步长递增时，象图 3-5 那样利用有限元分析软件进行了磁场计算，分析出两种极端磁化状况下直、交轴气隙磁密基波随负载变化的曲线如图 3-7 所示。



注：实线为强磁状况下；虚线为弱磁状况下

图 3-7 两种磁化状况下气隙磁密基波随负载变化曲线

原则上，其中的直轴永磁主气隙磁密由永磁体产生，交轴气隙磁密由负载电枢反应磁动势产生。虽然采用了最大交轴磁阻这样的特殊磁路结构，但是直、交轴磁路还会相互影响。强磁状况下交轴电枢反应对直轴磁路影响很小，负载变化时直轴气隙磁密基波几乎不变；弱磁状况下交轴电枢反应对直轴磁路有一定的影响，负载增大时直轴气隙磁密基波有所增大，影响量大约 0.15T；受直轴磁路部分饱和的影响，强磁状况下的交轴电枢反应产生的气隙基波磁密比弱磁状况下要低，也就是说强磁状况下电机的交轴电感小了一些。

## 第四章 内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机矢量控制系统

### 4.1 永磁同步电动机矢量控制的基本原理

电动机调速的关键是转矩控制。矢量变换控制技术的出现，从理论上解决了交流电动机转矩的高性能控制问题。

矢量控制的目的是为了改善转矩控制性能，而最终实施仍然是落到对定子电流（交流量）的控制上。由于在定子侧的各物理量都是交流量，其空间矢量在空间以同步转速旋转，对其调节、控制和计算均不方便，因此，需借助于坐标变换的方法进行，使各物理量从静止坐标系转换到同步旋转坐标系。从同步旋转坐标系观察，电动机的各空间矢量都变成了静止矢量。本系统中采用了两种坐标系：静止的  $a$ - $\beta$  坐标系和同步旋转的  $d$ - $q$  坐标系。

#### 4.1.1 矢量控制中的坐标变换

对于永磁同步电动机来说，定义  $a$ - $\beta$  坐标系的  $a$  轴与定子  $A$  相绕组重合， $\beta$  轴逆时针超前  $a$  轴  $90^\circ$  空间电角度，由于  $a$  轴固定在  $A$  相绕组轴线上，故  $a$ - $\beta$  坐标系为静止坐标系。同时定义  $d$ - $q$  坐标系的  $d$  轴与转子磁极轴线重合， $q$  轴逆时针超前  $d$  轴  $90^\circ$  空间电角度， $d$  轴与  $A$  相定子绕组的夹角为  $\theta$ ，该坐标系在空间随同转子以电角速度  $\omega_r$  一道旋转，故为旋转坐标系<sup>[5]</sup>。各坐标系如图 4-1 所示。

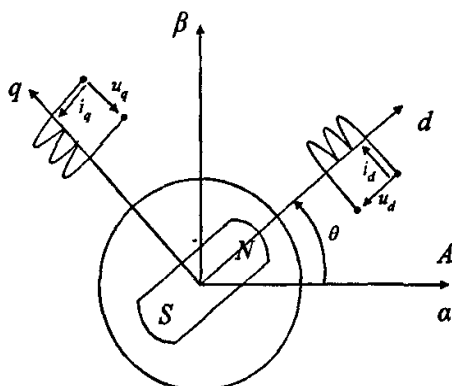


图 4-1  $a$ - $\beta$  和  $d$ - $q$  坐标系

图中，对定子电流而言，三相静止坐标系下， $i$  应是

$$\begin{cases} i_A = i_m \cos \theta_1 \\ i_B = i_m \cos(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}) \\ i_C = i_m \cos(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (4-1)$$

在恒速下

$$\theta_1 = \theta + \varphi = \omega \cdot t + \varphi \quad (4-2)$$

式中,  $f$ —— $A$ 相电流的初相角。

一个旋转矢量  $i$  从三相定子  $A-B-C$  坐标系变换到两相定子  $\alpha-\beta$  坐标系, 称为 Clarke 变换, 也叫 3/2 变换, 其矩阵形式有

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

其逆变换, 即 Clarke 逆变换或 2/3 变换的矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

一个旋转矢量  $i$  从  $d-q$  坐标系变换到  $\alpha-\beta$  静止坐标系, 称为 Park 变换, 其矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

其逆变换, 即 Park 逆变换的矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

#### 4.1.2 永磁同步电机的矢量控制数学模型

永磁同步电机不需要励磁电流, 逆变器供电的情况下, 不需要阻尼绕组, 效率和功率因数都比较高, 而且体积较之同容量的感应电机小, 而永磁同步电机的矢量控制系统能够实现高精度、高动态性能、大范围的速度和位置控制, 尤其是在数控机床和机器人等技术对高精度、高动态性能以及体积小的伺服驱动需求不断增长的情况下, 永磁同步电机数字控制系统逐渐成为主流。

一台永磁同步电机的内部电磁结构如图 4-2 所示, 其中各相绕组的轴线方向也可作为各项绕组磁链的正方向, 电流的正方向也标示在图中, 可以看出, 定子各相的正值电流产生各相的负值磁链。而定子绕组的电压正方向为电动机惯例。

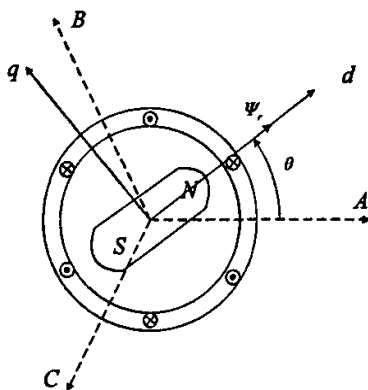


图 4-2 三相永磁同步电动机结构示意图

永磁同步电机具有正弦形的反电动势波形, 其定子电压、电流也为正弦波形。假设电动机是线性的, 参数不随温度等变化, 忽略磁滞、涡流损耗, 转子无阻尼绕组, 基于电动机统一的理论可以得到  $d$ - $q$  坐标系中的永磁同步电机的数学模型。

定子电压方程为

$$U_d = p\Psi_d - \Psi_q\omega_r + ri_d \quad (4-7)$$

$$U_q = p\Psi_q + \Psi_d\omega_r + ri_q \quad (4-8)$$

式中,  $U_d$ 、 $U_q$ ——定子电压矢量  $U$  的  $d$ 、 $q$  分量, 单位 V;

$\omega$ ——转子角频率, 单位 rad/s;

$p$ ——微分算子。

定子磁链方程为

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_r \quad (4-9)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (4-10)$$

式中,  $\Psi_r$ ——转子永磁体在定子上的耦合磁链, 单位韦伯·匝数;

$L_d$ 、 $L_q$ ——永磁同步电动机直、交轴主电感, 单位 H;

$i_d$ 、 $i_q$ ——定子电流矢量的直、交轴分量, 单位 A。

电磁转矩方程为

$$T_{em} = p_n(i_q\Psi_d - i_d\Psi_q) = P_n[i_q\Psi_r + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (4-11)$$

式中,  $p_n$  是电机极对数。

为了简化控制系统, 可把定子电流矢量始终控制在  $q$  轴上, 即定子电流无  $d$  轴励磁分量  $i_q = i$ ,  $i_d = 0$ , 那么转子磁链为一恒定值, 电磁转矩只与定子电流的幅值成正比。此时电动机的电磁转矩方程为

$$T_{em} = p_n \Psi_m i \quad (4-12)$$

此外，电动机系统还要满足基本运动方程为

$$\frac{J}{p_n} \frac{dn}{dt} = T_{em} - T_L \quad (4-13)$$

式中， $J$ ——转动惯量，单位  $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ；

$n$ ——电动机转速，单位  $\text{r}/\text{min}$ ；

$T_{em}$ 、 $T_L$ ——电动机的电磁转矩和负载转矩，单位  $\text{N}\cdot\text{m}$ 。

通过以上分析，我们只要准确地检测出转子的空间位置（ $d$  轴），通过控制逆变器使三相定子的合成电流（磁动势）位于  $q$  轴上，那么永磁同步电动机的电磁转矩只与定子电流的幅值成正比，即只要控制定子电流的幅值，就能很好的控制电磁转矩。

## 4.2 内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机的矢量控制系统

### 4.2.1 内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机矢量控制策略

在电机的低速运行区，铝镍钴应在与钕铁硼磁化方向相同的方向上被强磁化，电机永磁气隙主磁通最高，电机处于恒转矩调速工作区。这时系统采用  $i=i_q$ ， $i_d=0$  矢量控制策略，即传统永磁同步电动机控制策略，这时电机定子电流小，电机处于比较理想的控制运行状态，力能指标高。

在电机的高速运行区，需要施加幅值可控的直轴电流矢量  $i_d$  脉冲弱磁，进行必要的主磁通弱磁调整。弱磁调整后，当在某一速度范围内不需大幅调整而平稳运行时，磁通不需再反复调整。当速度需要大幅调整运行时，只需在某些必要的特定的速度下，通过施加所要求的幅值可控的直轴电流矢量  $i_d$  脉冲，就可以轻易地改变矫顽力很低的切向放置的铝镍钴永磁体的磁化状况以及改变其退磁恢复直线的工作点，从而改变气隙主磁通强弱，且随后保持调整后的磁化状况不变。为了易于控制，当直轴电流矢量  $i_d$  脉冲存在时，保持  $i_q=0$ 。 $i_d$  脉冲消失后，仍然采用  $i=i_q$ ， $i_d=0$  矢量控制策略。因此，在整个控制过程中，除调整磁通时有直轴电流矢量  $i_d$  之外，定子电流仅有负载电流——交轴电流。

### 4.2.2 内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机矢量控制系统结构

本文根据内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机的特点，设计了双闭环矢量控制系统结构如图 4-3。

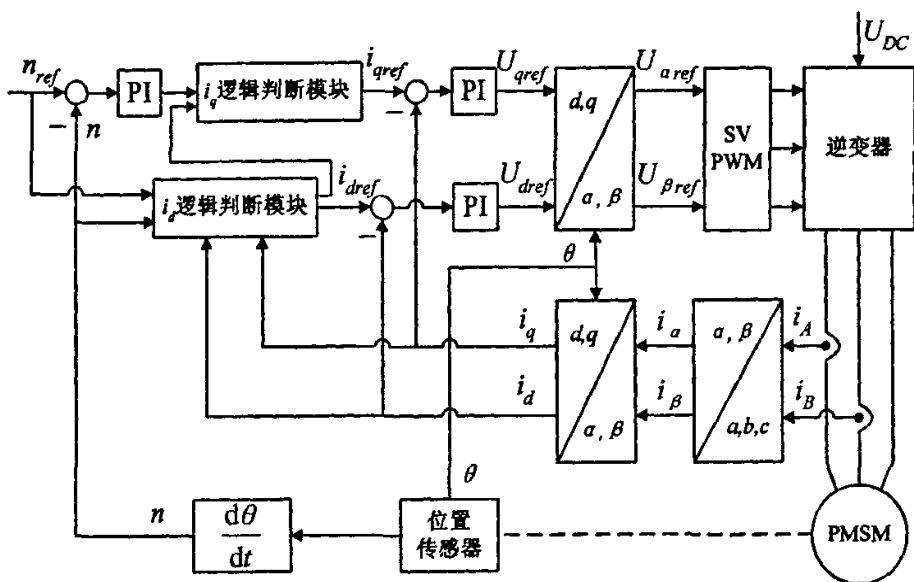


图 4-3 内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机控制结构示意图

内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机的调速控制过程是这样实现的：首先根据检测到的电动机转速和输入的参考转速，根据转速与转矩的关系，通过速度 PI 控制器调节得到定子交轴电流  $i_q$  的参考输入  $i_{qref}$ 。同时，由检测到的电动机转速和输入的参考转速，进行逻辑判断，得到定子直轴电流  $i_d$  的参考输入，即在什么转速下维持较强或较弱的永磁气隙磁场，什么时候需要进行弱磁控制以维持较弱的永磁气隙磁场，什么时候需要进行强磁控制以维持较强的永磁气隙磁场。举例为电动机参考转速  $n_{ref}$  为 3000r/min，检测到的电动机转速  $n < 1500$  r/min，那么逻辑判断模块输出的  $i_{dref} = 0$ ；检测到的电动机转速  $n > 1500$  r/min，那么需要电机弱磁调速，逻辑判断模块输出的一个幅值可控的直轴电流矢量  $i_{dref}$  脉冲，为了易于控制，在  $i_{dref}$  脉冲存在时要保证  $i_{qref} = 0$ ，脉冲  $i_{dref}$  消失后，逻辑判断模块恢复输出  $i_{dref} = 0$  和 PI 控制器计算得到的  $i_{qref}$ 。

定子相电流  $i_a$  和  $i_b$  通过相电流检测电路被提取出来，然后用 Clarke 变换将它们转换到定子两相坐标系中，使用 Park 变换再将他们转换到  $d-q$  旋转坐标系中。 $d-q$  坐标系中的交、轴电流  $i_q$ 、 $i_d$  信号再与它们的参考输入  $i_{qref}$  和  $i_{dref}$  相比较，通过各自的 PI 电流控制器获得交、直轴电压控制的给定量  $U_{qref}$ 、 $U_{dref}$ ，这两个控制信号再通过 Park 逆变换，得到静止两相坐标系的电压给定信号  $U_{aref}$ 、 $U_{beta_ref}$ ，它俩再送到 PWM 逆变器，从而得到控制定子三相对称绕组的实际电流。外环速度环产生了定子电流的参考值，内环电流环得到实际控制信号，从而构成了一个完整的速度双闭环系统。

双闭环矢量控制系统中，电流反馈用于反映负载的状况，使  $i_q$  随负载而变。

速度负反馈用于反映实际转速和给定值之间的差异，并使之以合适的速度进行校正，从而提高了系统的动态性能。

矢量控制不仅控制了电流幅值的大小，而且考虑了方向，与以往的调速方法不同。它的主要特点是动态响应快，使永磁同步电动机的调速性能可以有很大提高。

系统主要包括相电流检测部分、转子位置角度和速度信号的检测、速度和电流 PI 控制器的设计、矢量在坐标系间的变换、空间电压矢量 PWM 信号的产生、逻辑判断模块的设计。DSP 提供 6 路 PWM 输出至功率逆变器，逆变器中的两相接有采样电阻，电阻上的分压被放大送入 DSP 控制器中，DSP 在每个 PWM 周期中采样电动机定子的相电流。电动机的轴上固定光电编码器，获得电动机转子的转动角度，输出直接连到 DSP 获得转子的位置角。下面着重介绍系统中电压空间矢量 PWM 技术。

### 4.3 电压空间矢量 PWM 技术

#### 4.3.1 PWM 控制的基本原理

如图 4-4 所示的正弦半波波形分为  $N$  等分，就可以把正弦半波看成由  $N$  个彼此相连的脉冲所组成的波形。这些脉冲宽度相等，都等于  $\pi/N$ ，但幅值不等，且脉冲顶部不是水平曲线，而是曲线，各脉冲的幅值按正弦规律变化。如果把上述脉冲序列用同样数量的等幅而不等宽的矩形序列代替，使矩形序列的中点和相应正弦等分的中点重合，且使矩形脉冲和相应正弦部分面积（冲量）相等，就可得到图 4-4 所示的脉冲序列。各脉冲的宽度是按正弦规律变化的。象这种脉冲宽度按正弦规律变化而和正弦波等效的 PWM 波形，也称为 SPWM 波形。SPWM 变频调速是交流调速系统中较为常用且较为有效的一种调速方式。

若用 SPWM 波形来作为逆变器的触发脉冲。则逆变器在理想状态下也应输出 SPWM 波形。通过改变矩形脉冲的宽度可以控制逆变器输出交流基波电压的幅值，通过改变调制周期（即正弦波的周期）可以控制其输出频率，从而在逆变器上可以同时进行输出电压幅值与频率的控制，满足变频调速对电压与频率协调控制的要求。SPWM 各脉冲幅值相等，所以逆变器可由恒定的直流电源供电。另外，SPWM 波形与正弦波等效，这样使负载电机可在近似正弦波的交流电压下运行，转矩脉动小，提高了系统的性能。



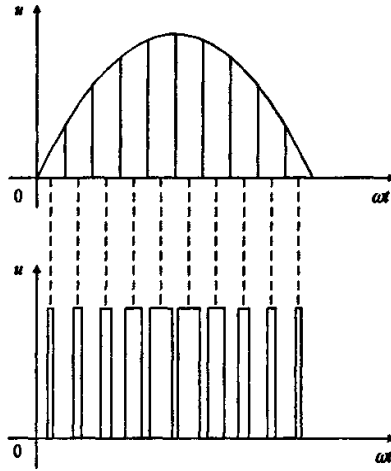


图 4-4 PWM 控制的基本原理示意图

### 4.3.2 电压空间矢量 PWM 的原理

三相交流电动机控制电路如图 4-5。

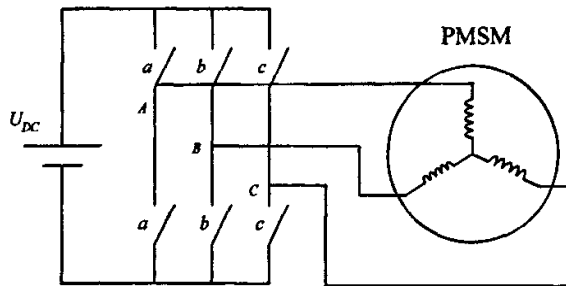


图 4-5 三相交流电动机控制电路

在交流电机变压变频调速系统中，三相电压型逆变器可由图所表示的6个开关元件来等效表示，电机的相电压和线电压依赖于它所对应的逆变器桥臂上6个功率开关的状态，则开关向量 $[a, b, c]^T$ 和逆变器输出的线电压 $[U_{AB}, U_{BC}, U_{CA}]^T$ 和相电压 $[U_A, U_B, U_C]^T$ 间的关系可用式4-14、4-15表示，其中 $U_{DC}$ 是逆变器输入的直流电压。

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = U_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (4-14)$$



$U_s=U_a+jU_\beta$ 。如果 $U_s$ 处在 $3^\circ$ 扇区(即 $0<\theta<\pi/3$ )内, 则

$$U_1T_1+U_2T_2=U_sT \quad (4-17)$$

$$T=T_1+T_2+T_0 \quad (4-18)$$

式中,  $T$ ——系统PWM 周期, 单位s;

$T_1$ —— $U_1$ 作用时间, 单位s;

$T_2$ —— $U_2$ 作用时间, 单位s;

$T_0$ —— $U_0$ 或 $U_7$ 作用时间, 单位s。

式(4-17)和(4-18)的意义是: 矢量 $U_s$ 在 $T$ 时间内所产生的积分效果和 $U_1$ 、 $U_2$ 及零矢量作用 $T_1$ 、 $T_2$ 和 $T_0$ 时间的积分效果相同。其中

$$U_1 = \frac{2}{3}U_{DC} \quad (4-19)$$

$$U_2 = \frac{2}{3}U_{DC}\left(\frac{1}{2}+j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \quad (4-20)$$

将 $U_1$ 、 $U_2$ 代入式, 得到

$$T_1 = \sqrt{3}U_sT \sin(\pi/3-\theta)/U_{DC} \quad (4-21)$$

$$T_2 = \sqrt{3}U_sT \sin(\pi/3-\theta)/U_{DC} \quad (4-22)$$

$$T_0 = T - T_1 - T_2 \quad (4-23)$$

为使波形对称, 把每个矢量的作用时间都一分为二, 同时把零矢量时间等分给两个零矢量 $U_0$ 和 $U_7$ 。产生的开关序列为 $U_0-U_4-U_6-U_7-U_7-U_6-U_4-U_0$ , 如图4-7所示。这样即可以提高直流电压的利用率, 又可降低逆变器输出谐波含量。则式(4-17)可表示为

$$TU_s = T_1U_1 + T_2U_2 + \frac{T_0}{2} \cdot U_0 + \frac{T_0}{2} \cdot U_7 \quad (4-24)$$

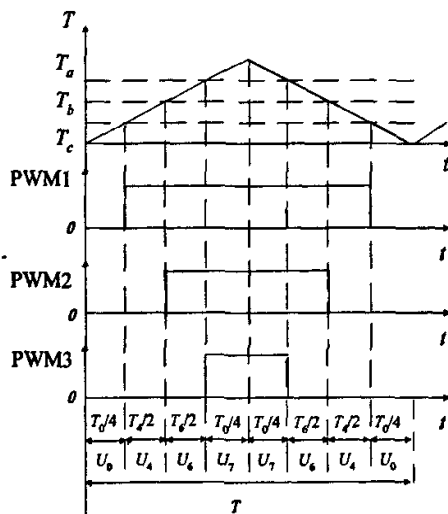


图4-7 SVPWM波形与占空比



谓双闭环是指内部的电机电流PI调节反馈回路和外部的电机速度PI反馈控制回路。本文中应用Matlab/Simulink建立控制系统的仿真模型，进行电机的原理性的仿真，验证控制方法的正确性。

## 5.2 坐标变换仿真模块的实现

Park 逆变换是把矢量由两相旋转的  $d-q$  坐标系转换到两相静止的  $a-\beta$  坐标系。转换满足公式

$$\begin{cases} U_{\alpha} = U_d \cos \theta - U_q \sin \theta \\ U_{\beta} = U_d \sin \theta + U_q \cos \theta \end{cases} \quad (5-1)$$

式中， $\theta$ ——静止坐标系与旋转坐标系的夹角。

这一变换可由图 5-2 所示模块实现。

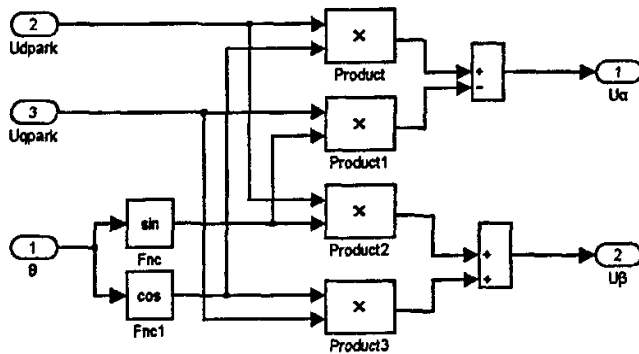


图5-2 Park逆变换仿真模块

Park 变换是把矢量由两相静止的  $a-\beta$  坐标系转换到旋转的  $d-q$  坐标系。转换满足公式

$$\begin{cases} i_d = i_{\alpha} \cos \theta + i_{\beta} \sin \theta \\ i_q = -i_{\alpha} \sin \theta + i_{\beta} \cos \theta \end{cases} \quad (5-2)$$

Park变换仿真模型如图5-3实现。

Clarke 变换模块是把定子相电流矢量从三相定子坐标系变换到  $d-q$  坐标系中。转换满足公式

$$\begin{cases} i_{\alpha} = \frac{2}{3}i_a - \frac{1}{3}i_b - \frac{1}{3}i_c \\ i_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_b - \frac{1}{\sqrt{3}}i_c \end{cases} \quad (5-3)$$

图 5-4 所示的为 Clark 变换模块的仿真实现。

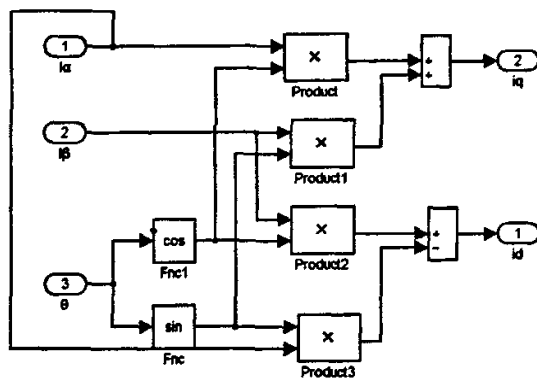


图 5-3 Park 变换模块

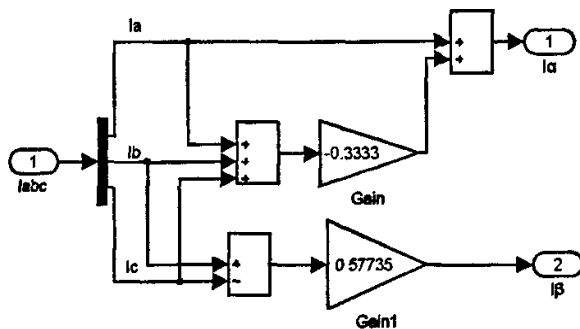


图 5-4 Clark 变换模块

### 5.3 电压空间矢量 PWM 模块的实现

#### 5.3.1 电压空间矢量 PWM 的调制策略

根据4-3节的分析SVPWM信号的实时调制需要 $U_s$ 在二维静止坐标系 $a$ 轴和 $\beta$ 轴的分量 $U_a$ 和 $U_\beta$ 以及PWM的周期 $T$ 作为输入，其计算步骤如下：

##### 1. 判断 $U_s$ 所处的扇区

根据式(5-4)，将 $U_s$ 投影到三相定子坐标系中

$$\begin{cases} U_{ref1} = U_\beta \\ U_{ref2} = \frac{-U_\beta + U_\alpha \times \sqrt{3}}{2} \\ U_{ref3} = \frac{-U_\beta - U_\alpha \times \sqrt{3}}{2} \end{cases} \quad (5-4)$$

由上式，可以根据以下规则明确扇区的标号

如果 $U_{ref1} > 0$ , 那么 $a=1$ , 否则 $a=0$ ;

如果 $U_{ref2} > 0$ , 那么 $b=1$ , 否则 $b=0$ ;

如果 $U_{ref3} > 0$ , 那么 $c=1$ , 否则 $c=0$ ;

则扇区的标号 $sector = 4c + 2b + a$ 。

2. 计算矢量 $X$ 、 $Y$ 、 $Z$ 和时间参数 $t_1$ 、 $t_2$

不同扇区的两个相邻有效矢量的作用时间可归纳为三个值的计算, 因此定义

$$\begin{cases} X = \sqrt{3}U_{\beta}T/U_{DC} \\ Y = (\frac{\sqrt{3}}{2}U_{\beta} + \frac{3}{2}U_{\alpha})T/U_{DC} \\ Z = (\frac{\sqrt{3}}{2}U_{\beta} - \frac{3}{2}U_{\alpha})T/U_{DC} \end{cases} \quad (5-5)$$

对于不同的扇区 $t_1$ 、 $t_2$ 按表5-1取值

表5-1 矢量所属扇区对应的时间参数 $t_1$ 、 $t_2$

| sector | 1 | 2  | 3  | 4  | 5  | 6  |
|--------|---|----|----|----|----|----|
| $t_1$  | Z | Y  | -Z | -X | X  | -Y |
| $t_2$  | Y | -X | X  | Z  | -Y | -Z |

3. 计算电压空间矢量切换点 $T_a$ 、 $T_b$ 、 $T_c$

定义占空比参量 $t_{aon}$ 、 $t_{bon}$ 、 $t_{con}$

$$\begin{cases} t_{aon} = \frac{T - t_1 - t_2}{4} \\ t_{bon} = t_{aon} + \frac{1}{2}t_1 \\ t_{con} = t_{bon} + \frac{1}{2}t_2 \end{cases} \quad (5-6)$$

在不同的扇区内 $T_a$ 、 $T_b$ 、 $T_c$ 根据表5-2进行赋值, 就可得到电压矢量波形。当扇区号为3时, PWM波形和占空比如第四章图4-7所示那样。

表5-2 电压空间矢量切换点 $T_a$ 、 $T_b$ 、 $T_c$

| sector | 1         | 2         | 3         | 4         | 5         | 6         |
|--------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| $T_a$  | $t_{bon}$ | $t_{aon}$ | $t_{aon}$ | $t_{con}$ | $t_{con}$ | $t_{bon}$ |
| $T_b$  | $t_{aon}$ | $t_{con}$ | $t_{bon}$ | $t_{bon}$ | $t_{aon}$ | $t_{con}$ |
| $T_c$  | $t_{con}$ | $t_{bon}$ | $t_{con}$ | $t_{aon}$ | $t_{bon}$ | $t_{aon}$ |

### 5.3.2 电压空间矢量 PWM 的仿真模块

这个模块根据空间矢量 PWM 技术来计算控制电动机定子相电流 PWM 信号的合适占空比。它将两相定子坐标系上的信号变换到三相定子  $A-B-C$  坐标系中，并产生相应的 PWM 脉冲。电压空间矢量 PWM 的原理和算法在 4-3 和 5-3-1 节中已经详述，模块和计算步骤的实现如图 5-5 至图 5-11。

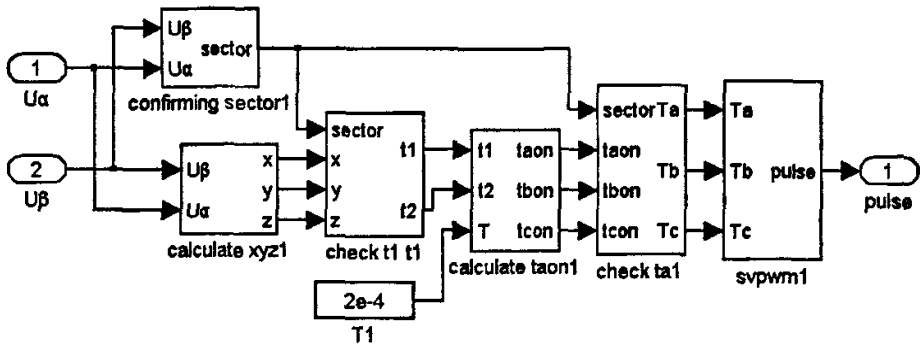


图 5-5 电压空间矢量仿真模块的实现

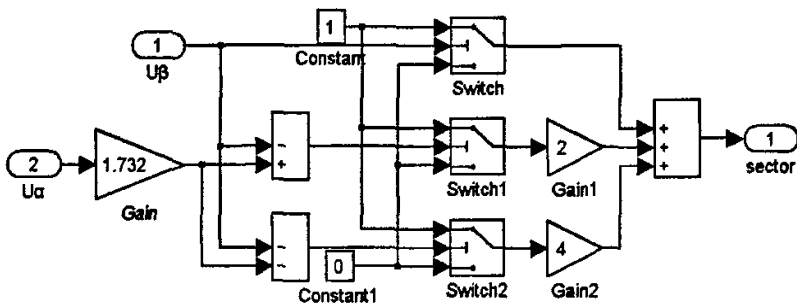


图 5-6 判断扇区模块的实现

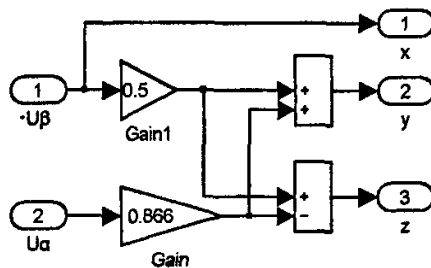


图 5-7 计算矢量 X、Y 和 Z 模块



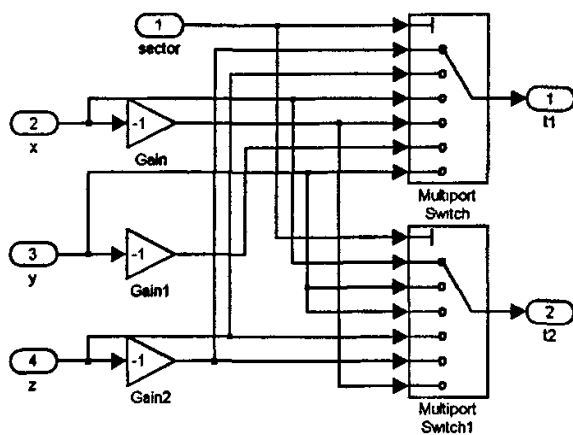


图 5-8 计算时间参数  $t_1$ ,  $t_2$  模块

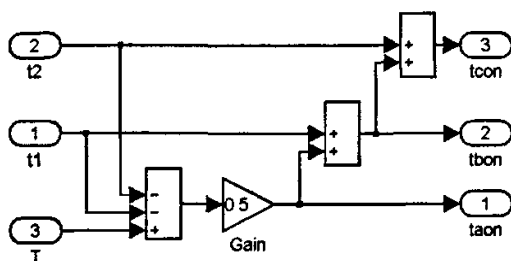


图 5-9 计算占空比参量  $t_{aon}$ ,  $t_{bon}$ ,  $t_{con}$  模块

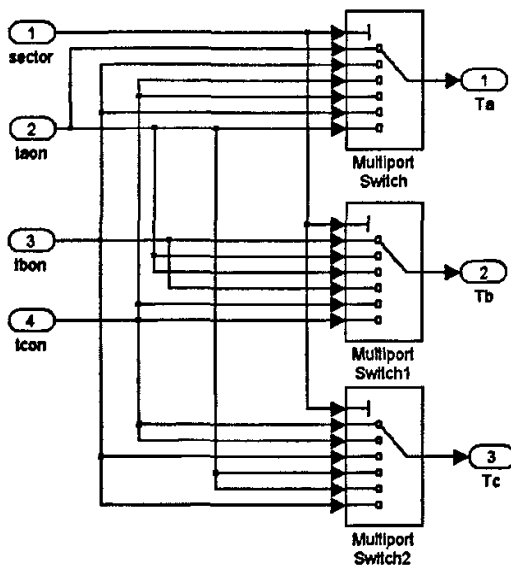


图 5-10 计算电压空间矢量切换点  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$  模块

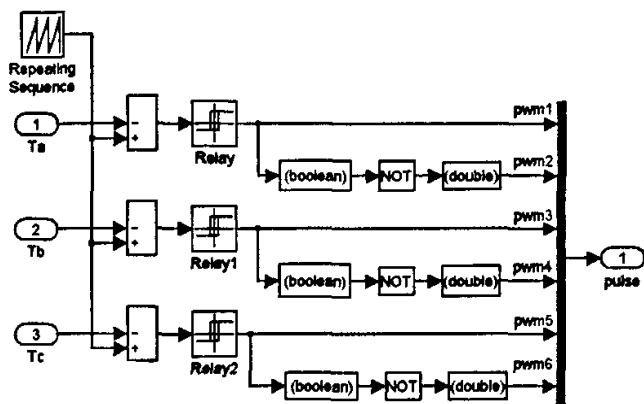
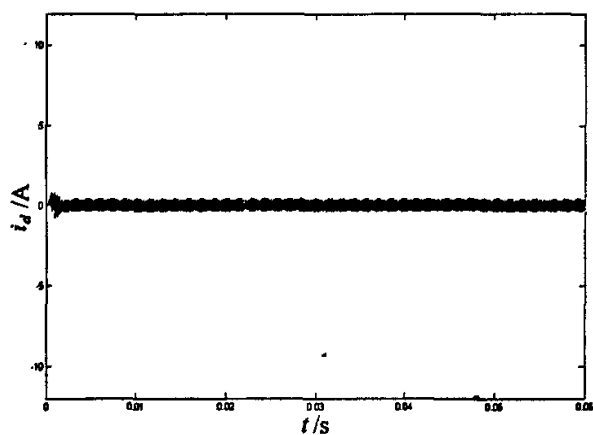
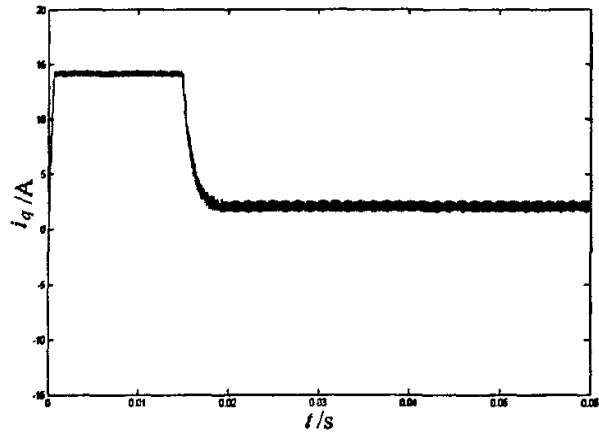


图 5-11 生成 SVPWM 脉冲模块

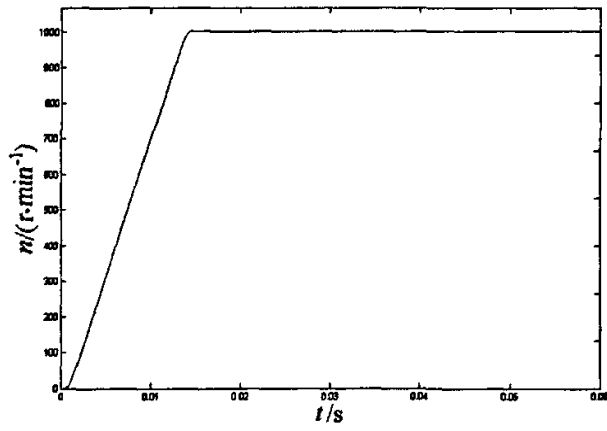
## 5.4 双闭环控制系统的仿真结果

控制系统中永磁同步电动机的额定功率给定为 2.2kw, 额定电流为 5A, 额定电压为 380V, 速度给定分别为 1000r/min 和 3000r/min, 外部转矩负载为 6N·m。永磁同步电动机双闭环矢量控制系统的仿真结果如图 5-12 和图 5-13, 在给定转速为 1000r/min 和 3000r/min 的两种情况下, 系统转速、两相定子电流  $i_d$  和  $i_q$  的响应曲线如图。

(a)  $i_d$  响应曲线

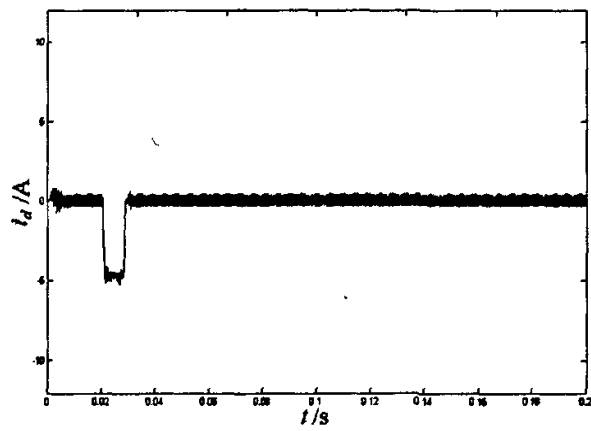


(b)  $i_q$  响应曲线

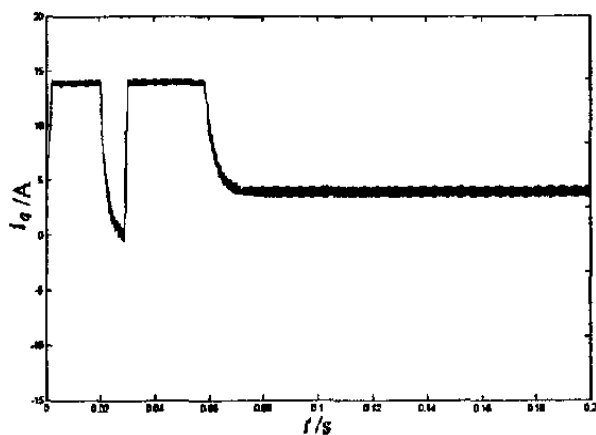
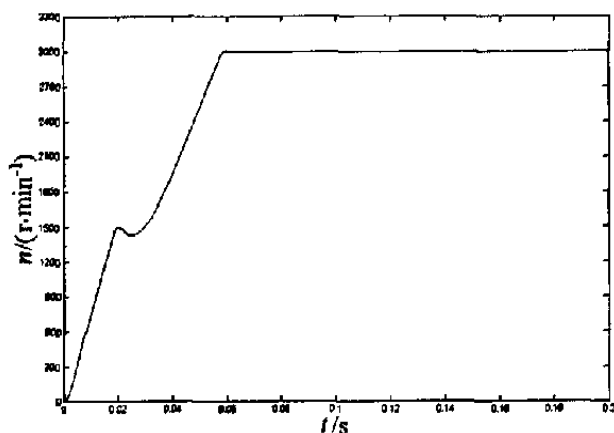


(c) 速度响应曲线

图 5-12 给定转速为 1000r/min 时的响应曲线



(a)  $i_d$  响应曲线

(b)  $i_q$  响应曲线

(c) 速度响应曲线

图 5-13 给定转速为 3000r/min 时的响应曲线

由以上的仿真结果可见，电机工作在低速状况下，如图 5-12 所示，给定转速为 1000r/min 时，转速响应曲线上升，到达给定值附近时，在较短时间达到稳定，电机在给定转速下稳定运行。此时直轴电流矢量  $i_d$  基本为零，交轴电流矢量  $i_q$  基本为一恒定值。当电机工作在高速状况下，图 5-13 是给定转速为 3000r/min 时的系统转速和电流的响应曲线，在很短时间内，在电机转子直轴方向上施加一直轴电流矢量  $i_d$  脉冲，交轴电流矢量  $i_q$  为零，由于  $i_d$  脉冲所产生的直轴电枢反应磁动势改变了永磁体的磁化方向和强弱，削弱了气隙磁场，转速曲线在上升过程中出现了小的波动。在  $i_d$  脉冲消失后，曲线仍然保持  $i=i_q$ ， $i_d=0$ ，电机稳定运行于 3000r/min。

通过内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机双闭环矢量控制系统的仿真，可以看出这种新型电机采用前文所述的矢量控制策略，可以真正实现大范

围的宽调速，而且调速系统具有良好的静态和动态性能。

## 第六章 结论

本课题中充分利用钕铁硼和铝镍钴两种永磁材料的特点,提出了一种新型内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机。不同于传统的永磁同步电动机,在内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电机中,切向放置的铝镍钴永磁体的磁化过程在电机运行过程中是完全可控的。铝镍钴可以被定子直轴矢量电流脉冲助磁或退磁,从而改变铝镍钴磁化的方向和强弱。控制铝镍钴的磁化,就像调控一个开关一样能调整通过它的磁通量,将磁性能很高的钕铁硼永磁体产生的磁通推向定子使永磁主气隙磁通最强,或者将钕铁硼永磁体产生的磁通在转子内部部分短路,从而调控永磁气隙主磁通。正常稳定运行时,定子电流仅是交轴电流分量,不会对直轴上切向放置的铝镍钴永磁体的磁化带来影响。

此种电机结构简单,不需要隔磁处理。内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电机调速范围宽,性能和经济性都会较好。因此,可广泛应用于机床主轴、电动汽车要求电机转速高且宽调速的场合。

根据电机可逆运行原理,同样也可以让它工作于发电机工作状态,通过相类似的直轴电流矢量脉冲控制发电机直轴永磁主磁场的强弱,在很宽的转速范围内,发电机的输出电压维持在一定的变化不大的数值之内,使其应用于汽车发电机、永磁风力发电机那种要求输入交流电压变化范围不太大,且要将交流电整流成直流为蓄电池充电的场所。

在本文中对内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机电磁场进行建模,利用电磁场计算分析软件对电机的电磁场进行了有限元分析,总结出电机的磁场分布规律以及气隙磁场随磁极形状、厚度、气隙长度等参数的变化,为进一步优化电机的结构奠定了基础。

在传统矢量控制策略的前提下,本文中还结合内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机的特点,研究适合于这种新型电机的控制策略,除调整磁通时有直轴电流矢量之外,定子电流仅有负载电流——交轴电流,铜耗低,因此电机经济运行。采用速度和电流双闭环的控制系统,设计了矢量控制系统的结构,并用 Matlab/Simulink进行了仿真,仿真结果说明这种新型电机的设想是可行的,这种可控磁通的新型电机控制系统具有良好的静态和动态性能。

作为新一代永磁同步电动机,内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电动机由于它的宽调速范围和经济性,有着广阔的应用前景。但是由于工艺和经济条件

所限,本文提出的混合式转子结构可控磁通以及矢量控制系统停留在理论分析和仿真结果上,有待于样机的早日实现,并通过试验对电机的转速和转矩性能,控制系统的静态、动态响应进行验证,以促使优化电机结构,早日将这种新型电机投入生产使用。

## 参考文献

- [1] 唐任远. 现代永磁电机——理论和设计. 北京: 机械工业出版社, 1996.
- [2] Ostovic V. Memory motors. *Industry Applications Magazine*. IEEE, 2003, 9(1): 52~61.
- [3] Ostovic V. Pole-changing permanent-magnet machines. *Industry Applications Conference*. *IEEE Transactions on*, 2002, 38(6): 1493~1499.
- [4] 钟明, 刘卫国, 刘景林等. 稀土永磁电机. 北京: 国防工业出版社, 1999.
- [5] 李永东. 交流电机数字控制系统. 北京: 机械出版社, 2002.
- [6] 张涛, 蒋静坪, 张国宏. 交流永磁同步电机伺服系统的线性化控制. *中国电机工程学报*, 2001, 21(6): 40~43.
- [7] 宋定后, 陈培林. 永磁材料及其应用. 北京: 机械工业出版社, 1984.
- [8] 林平, 胡长生, 李明峰等. 基于模型参考自适应系统算法的速度估算核的研制. *中国电机工程学报*, 2004, 24(1): 118~123.
- [9] Andreescu G.D. Nonlinear Observer For Position And Speed Sensorless Control Of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives. *Optimization of Electrical and Electronic Equipments*, 1998. OPTIM '98. Proceedings of the 6th International Conference on, 1998, 2: 473~478.
- [10] Ostovic V. Memory motors—a new class of controllable flux PM machines for a true wide speed operation. *Industry Applications Conference*, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, 4: 2577~2584.
- [11] Bolognani S., Oboe R., Zigliotto M. Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position. *Industrial Electronics*, *IEEE Transactions on*, 1999, 46(1): 184~191.
- [12] Kan-Ping Chin, Zong-Hwang Hong, Hong-Ru Wang. Shaft-sensorless control of permanent magnet synchronous motors using a sliding observer. *Control Applications*, 1998. Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on, 1998, 1: 388~392.
- [13] 陈荣, 邓智泉, 严仰光. 基于负载观测的伺服系统抗扰研究. *中国电机工程学报*, 2004, 24(8): 103~108.
- [14] 李鸿儒, 顾树生. 基于神经网络的 PMSM 速度和位置自适应观测器的设计. *中国电机工程学报*, 2002, 22(12): 32~35.



- [15] 刘其辉, 贺益康, 卞松江. 变速恒频风力发电机空载并网控制. 中国电机工程学报, 2004, 24(3): 6~11.
- [16] 胡之光. 电机电磁场的分析与计算. 北京: 机械工业出版社, 1982.
- [17] 罗荣杰. 电机电磁场教程. 杭州: 浙江大学出版社, 1993.
- [18] 汤蕴璆, 史乃, 陈子痛. 电机学. 北京: 机械工业出版社, 1999.
- [19] 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). 北京: 科学出版社, 1985.
- [20] K. 福格特. 电机学——旋转电机设计(刘彦清, 顾其善译). 北京: 机械工业出版社, 1986.
- [21] 美国 ANSYS 公司北京办事处. ANSYS 入门手册. 北京: 美国 ANSYS 公司北京办事处, 2000.
- [22] 美国 ANSYS 公司北京办事处. ANSYS 建模与分网指南. 北京: 美国 ANSYS 公司北京办事处, 2000.
- [23] 美国 ANSYS 公司北京办事处. ANSYS 电磁场分析指南. 北京: 美国 ANSYS 公司北京办事处, 2000.
- [24] 刘涛, 杨凤鹏. 精通 ANSYS. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [25] 王海峰, 任章. ANSYS 在永磁电机设计中的应用. 中小型电机, 2003, 30(2): 1~3.
- [26] 季小尹, 张万红, 钟顺虎. 电机电磁场计算中对周期性边界条件的处理. 电机技术, 1998(2): 3~6.
- [27] 刘瑞芳, 胡教强, 严登俊. 永磁电机中永磁体数学模型的分析. 微电机, 2001, 34(1): 7~10.
- [28] 胡淑华, 郑宝财, 唐任远. 稀土永磁电机的发展趋势——大功率化、高性能化、微型化. 电工技术杂志, 1995, (4): 5~27.
- [29] 徐小品, 杨家强, 黄进. 基于 SVPWM 的电机调速变频系统的研究与实现. 机电工程, 2004, (21): 34~36.
- [30] 肖杨, 王成元, 夏家宽. 用 DSP 实现的空间矢量 PMSM 控制系统. 沈阳工业大学学报, 2000(22), 386~389.
- [31] 赵葵银, 王辉, 吴俊. 基于 DSP 的三相 PWM 整流器的空间矢量控制的研究. 电力系统通信, 2004(6), 31~34.
- [32] Pillay P., Krishnan R. Development of digital models for a vector controlled permanent magnet synchronous motor drive. Industry Applications Society Annual Meeting, 1988. Conference Record of the 1988 IEEE 2-7 Oct. 1988: 476~482.
- [33] El-Sousy F.F.M. High-performance neural-network model-following speed controller for vector-controlled PMSM drive system. Industrial Technology, 2004. 2004 IEEE International Conference. 2004, 1: 418~424

- [34] Ying-Shieh Kung, Pin-Ging Huang. High performance position controller for PMSM drives based on TMS320F2812 DSP. *Control Applications*, 2004. Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on, 2004, 1: 290~295.
- [35] Bochenkov B., Lutz S. A two-region control of permanent magnet synchronous motors. *Science and Technology*, 2003. Proceedings KORUS 2003. The 7th Korea-Russia International Symposium on, 2003, 2: 489~494.
- [36] Pillay P., Krishnan R. Modeling of permanent magnet motor drives. *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, 1988, 35(4): 537~541.
- [37] Ge Hongjuan, Zhang Shao, Zhou Bo. Implementation of DSP-Based Matrix Converter—Permanent Magnetic Synchronous Motor Closed-loop Control System. *Electrical Machines and Systems*, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on, 2005, 1: 362~366.
- [38] Xu Dianguo, Wang Hong, Shi Jingzhuo. PMSM servo system with speed and torque observer. *Power Electronics Specialist Conference*, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, 2003, 1: 241~245.
- [39] Yin Yonglei, Li Yonggang, Fu Chao, *et al.* Study of PMSM Digital Servo System Based on DSP and CPLD. *Electrical Machines and Systems*, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on, 2005, 2: 1554~1558.
- [40] Edward I., Wahsh S., Badr M.A. Analysis of PMSM drives for electric vehicles. *SICE '98*. Proceedings of the 37th SICE Annual Conference. International Session Papers, 1998: 979~984.
- [41] Nerg G., Niemela M., Pyrhonen J., *et al.* FEM calculation of rotor losses in a medium speed direct torque controlled PM synchronous motor at different load conditions, *Magnetics*, IEEE Transactions on, 2002, 38(5): 3255~3257.

## 发表论文和科研情况说明

### 发表的论文:

- [1] 陈益广, 王颖, 沈勇环, 杨博, 潘巍. 内置混合式转子可控磁通永磁同步电机——记忆电机. 微电机, 2005, 38(1): 12-15.
- [2] Chen Yiguang, Wang Ying, Tang Renyuan, and Tang Gongzhi. Finite Element Analysis of Internal Composite-Rotor Controllable-Flux PMSM—Memory Motor. Record of the 15th COMPUMAG Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Shenyang, June 2005, 4: 18-19.
- [3] Chen Yiguang, Pan Wei, Wang Ying, Tang Renyuan, and Wang Jing. Interior Composite-Rotor Controllable-Flux PMSM—Memory Motor. Record of the Eighth International Conference on Electrical Machines and System, Nanjing, September 2005, 1: 446-449.
- [4] 陈益广, 王颖, 沈勇环, 唐任远. 宽调速可控磁通永磁同步电机磁路设计和有限元分析. 中国电机工程学报, 2005, 25(20): 157-161.

### 参与的科研项目:

研究生课题所研究的电机已申请国家发明专利: 内置混合式转子磁路结构可控磁通永磁同步电机. 申请号: CN200410093696.3; 申请日期: 2004.11.29; 公开(公告)日期: 2005.05.18

参与完成天津大学与天津机床电器总厂合作的项目: 电磁离合器(制动器)分布式微机测试系统。

## 致 谢

本论文的工作是在我的导师陈益广教授的悉心指导下完成的。在这里衷心地感谢我的导师陈益广。陈老师严谨的治学态度、科学的工作方法和对工作的热情深深的影响着我。两年半的研究生学习和生活中，陈老师给予了我很多学习和锻炼的机会，这些经历将使我受益终生。在此我向陈老师致以崇高的敬意和诚挚的谢意。

在这两年半中，电机教研室的夏长亮教授、王晓远教授和么莉教授在学习上和生活中都给予了我很大的关心和帮助，在此我向这些老师衷心地表示谢意。

我的同窗好友杨飞、王硕、谷鑫、孔群、潘巍、杨博在我近三年的学习生活中给了我很多无私的帮助，我会永远怀念和他们一起走过的这段青春岁月。

特别感谢我的父亲王淼，我的母亲黄丽芬，他们在生活上给予我无微不至的关怀，在精神上对我理解、支持和鼓励，都是促进我前进的动力，帮助我顺利地完成学业。

感谢所有曾经给我帮助、支持和鼓励的师长、老师和朋友们。在学业即将完成之际，我向大家表示最诚挚的谢意。

王颖

2005年1月于天津大学