

华中科技大学

本科生毕业设计（论文）开题报告

题 目：多相永磁发电机系统建模与仿真分析

院 系：电气与工程学院

专业班级：电气 2006 班

姓 名：徐首彧

学 号：U202012360

指导教师：叶才勇

2024 年 1 月

1. 课题背景及研究意义

发电机作为机电能量转化的核心电气设备，大到航空航天器、船舶动力舱、核能或常规发电厂，小到车载燃油发电、飞轮储能发电、海上风能发电等等应用场景，其发挥着不可或缺的作用。发电机发电系统的输入功率来源广泛，其包括以下几种主要的动力来源：

（1）风力发电机依靠风力推动风机叶片带动再通过增速机将旋转的速度提升，来促使发电机发电，风力发电机一般使用永磁同步发电机。其特点是转速较低，能量转化率较高，无需燃料绿色清洁。因为自然的风能不稳定，其输出的交流电幅值一般处于 13~25V，所以需要经充电器整流对蓄电池进行充电，再通过升压逆变电路将蓄电池中的电能转化为 220V 交流市电后并网。

（2）燃油发电机在生活中的应用较为广泛，常见的有柴油发电机与汽油发电机。柴油发电机热效率高，运行费用低，负荷适应能力强，自动化实现成熟，多应用与移动电站及各种应急电力设备^[1]。由汽油机、交流发电机和控制系统组成的汽油发电机具有体积小、重量轻、操作简单、移动方便等优点，因此被广泛应用于家庭、工业、商业、教育、医疗、军事等各个领域作为辅助或备用电源^[2]。

（3）水力发电在我国发电总量占比较高，水力发电机组是中国水利领域的关键设备,在保证水电厂安全生产中起着至关重要的作用。水力发电机大部分采用同步发电机，其通过对直流励磁系统的控制实现电能的调压、有功功率和无功功率的调节等控制，以提高输出电能的质量^[3]。

随着近十几年电力电子领域的快速发展，发电机系统已经脱离三相系统的限制，采用多相换流器控制的多相发电机系统也受到国内外众多学者的重视^[4]。相比三相发电机系统，多相发电机系统具有以下优点^[5]：

（1）降低了对功率器件耐压等级的要求的同时实现大功率输出。因为电机相数的增加，在相同的功率等级下，单相绕组上的电流与功率成倍降低，功率器件的要求随之降低。反之，对于特大功率等级的发电机系统，比如兆瓦级的海上风力发电系统或超大规模水电系统等，通过增加电机的相数，单机的功率将会相应的增大，理论上可以实现单机特大功率^[4]。

（2）减少电机转矩脉动的振幅，增加脉动频率。电机转矩脉动主要由空间谐波磁通引起，增加电机相数可提高基波电流引起的空间谐波磁势频率，减小其振幅，以优化转矩脉动并提升电机运行效率。

（3）当多相电机或多相换流器的相绕组发生故障时，通过切断故障相并采用适当的控制策略来减少功率运行，可以提高系统的容错能力和可靠性，确保系统在故障发生后不会停机或需要重新启动，而可以继续保持稳定运行。

（4）控制灵活程度高，控制策略多。由于多相电机的可控维度等于电机的独立相数，其控制性能的上限更高。比如可以通过相电流低频谐波注入优化气隙磁场分布，提高电机的功率密度。

多相电机的优点使得其正在得到越来越多的重视。同时，多相永磁发电机，尤其是采用了掺杂镧系元素和钐、钕等的永磁体的，相比于传统的电励磁同步电机，综合损耗更低，运行效率提升，可以起到节省电能的效果。永磁同步发电机采用结构简单的永磁体作为空间磁场的来源，消灭了电刷和集电环结构，使得设备不易出现机械故障。近几年来国内外对永磁同步电机的研究较多，其在各个领域中的应用越来越广泛^[6]。

2. 国内外研究现状及发展趋势

2.1. 多相电机研究现状

1957 年，美国通用电器公司在晶体管的基础上研发出晶体闸流管（Thyristor，简称晶闸管），推动了电力电子技术的迅速发展，换流技术和变频调速技术随之开始涌现并逐渐成熟。这一创新使得电机的相数可以作为可调的设计变量，从而增强了电机及调速系统的性能。

尽管传统三相电机及其调速技术在设计上经过了长期的成熟发展，但由于其固有设计限制和瓶颈的存在，一些特殊实际应用的需求难以得到充分满足。在航空航天，采矿开发或是舰船工程这样的大功率应用场景，如果使用三相电机系统，其每相绕组都会承担着较大的功率负荷，同时对其驱动调速系统中的电力电子开关器件的额定功率和耐压等级的要求很高，为了降低每个晶闸管两端的电压及功率等级，不得不将多个开关器件依靠串并联，这又会带来动态和静态均压、均流

等一系列的问题，从而使得实现成本较高，难度较大，且系统可靠性较低。为了解决这一问题，多相电机与多相换流器组成的交流变频调速系统横空出世，实现了在低电压的情况下输出大功率，降低了对开关器件的要求。倘若将多相电机与多电平换流技术结合，同时发挥二者的长处，例如将模块化多电平换流器 MMC 技术应用于多相交流电机调速上，能够彻底解决低频运行问题，且电容电压脉动能大幅度降低，器件的应力显著下降，由此带来的经济效益也十分显著^[7]，超大功率及高可靠性的变频调速系统可成为现实。

多相电机与三相电机相比，在转矩密度、转矩脉动、机电能量转化效率以及系统容错能力等方面具有显著优势，在清洁能源发电、舰船动力、航空推进和电动汽车等领域提供了低压大功率、高可靠性和高性能的解决方案^[8]。

20 世纪中叶已经有研究关注多相电机，在解决逆变器电流谐波引起的低频转矩脉动问题方面，英国的 E.E.Ward 提出了采用五相电压源逆变电源的五相异步电动机驱动控制系统，虽减小了三相电机的转矩脉动问题，但是引入了大量三次电流谐波，增加了电机的损耗^[9]。其中，E.Levi 教授领衔的英国利物浦约翰莫里斯大学研究小组、T.A.Lipo 教授指导的美国威斯康星大学研究小组等主要聚焦于多相异步电机的理论探讨、数学模型搭建与驱动控制系统的优化。此外，L.Parsa 教授团队所在的美国伦斯勒理工学院等则重点针对多相永磁同步电机的设计工艺、性能分析与容错控制策略进行了深入研究。

德国、西班牙、印度、比利时、瑞典、韩国等国家的一些研究机构和公司在 多相电机及其驱动控制研究方面也取得了丰硕的成果。国内对多相电机及其调速驱动系统的研究主体包括海军工程大学、中国科学院电工研究所、中国船舶工业 712 研究所、上海海事大学、华中科技大学等高等院校和科研机构^[10]。

2.2. 多相永磁电机研究现状

进入本世纪以来，对多相永磁电机的研究逐渐成为电机研究的新方向和热点，国内外研究论文与成果日渐丰硕。多相电机应用在军工航天行业与舰船电力推进等场景居多。在国外，德国西门子公司、英国 Rolls-Royce 国际研发中心、法国热蒙公司、韩国的汉城国立大学及德国农机大学等研发机构在多相绕组的磁动势谐波分析、多相系统建模、高性能控制方法的研究以及容错控制系统的研究

等方面取得了丰硕的成果。上世纪 80 年代，德国西门子公司研制出六相永磁同步电动机，额定功率为 1.1MW，额定转速为 230r/min，并应用在船舰电力推进系统中。90 年代，美国制定新型潜艇电力推动系统研制计划，将额定功率为 15MW、额定转速为 100r / min 的六相永磁电动机作为潜艇的驱动方式^[11]。

相比于励磁电机，永磁电机存在励磁不可调节的缺点，需要注入一定的去磁电流分量实现弱磁调速，另外永磁体特别是钕铁硼永磁材料存在不可逆退磁风险，，因此设计永磁电机时需要结合实际应用场景，进行成本与性能的权衡^[11]。

国内海军工程大学、中船重工 712 研究所、上海海事大学、浙江大学、哈尔滨工程大学、华中科技大学、哈尔滨工业大学、等高校院所研究机构在多相电机及其调速控制系统方面开展了比较深入的研究工作，取得了一定的研究成果^[12]。

在多相组永磁电机中，双三相绕组结构的应用最为广泛^[13]。哈尔滨工业大学的郑萍教授等通过如下图所示的定子不等齿技术，将双三相永磁电机的基波绕组因数提升至 0.999，电机的转矩密度得到显著提升^[14]。

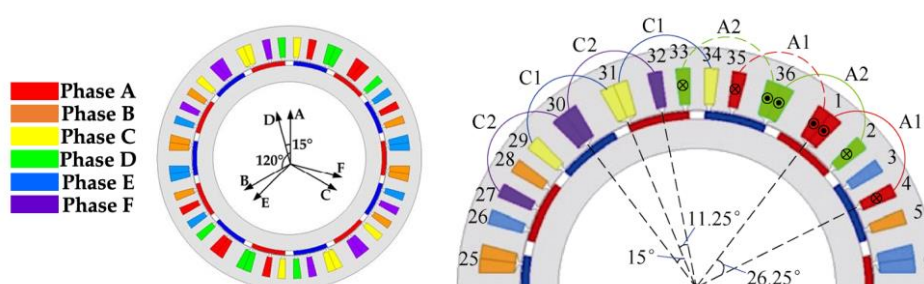


图 2-1 定子不等齿电机示意图

在双 Y 型绕组结构中，除最常用的定子绕组并联连接方法之外，星形-三角形连接方法也很常用。河海大学的陈贞斐教授团队提出 12 槽 10 极三相 YD 联结四层绕组永磁电机，如图 2-1 定子不等齿电机示意图所示^[15]。当定子绕组均采用星形-三角联结时，绕组采用四层叠绕可以降低电枢处的磁密谐波电势，定子硅钢片的涡流损耗、输出的转矩脉动以及电磁热损耗得到改善；不过电机的输出平均转矩却稍有降低，幅度约为 4 %。

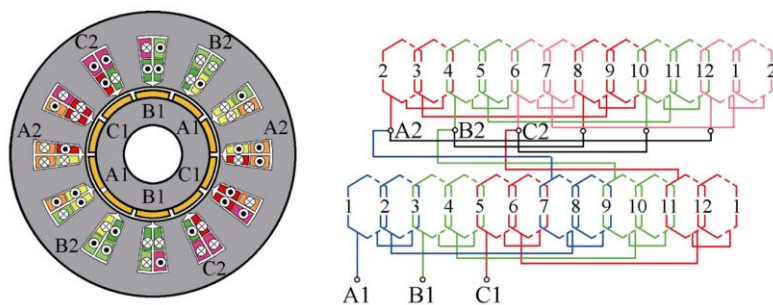


图 2-2 12 槽 10 极三相 YD 联结四层绕组永磁电机

关于探讨相移角对转矩脉动的影响，东南大学的程明教授团队分析并比较了风力发电用双三相与四-三相磁通切换型永磁电机 FSPM 的转矩性能^[15]。含有四个 Y 型绕组的磁通切换永磁电机相比于含有两个 Y 型绕组的，输出的转矩平均值攀升 3.5%，大于 90% 的转矩脉动被消除。进一步地，该团队设计并优化了一台 24 槽 23 极四-三相 FSPM，分别采用 15° 和 30° 相移结构，如图 2-2 12 槽 10 极三相 YD 联结四层绕组永磁电机所示^[17]。绕组采用 4Y 型绕组中性点隔离的情况下，发现相移角为 15° 时电机转矩的谐波成分与平均脉动达到最小，FSPM 的输出转矩脉动达到 0.06%。

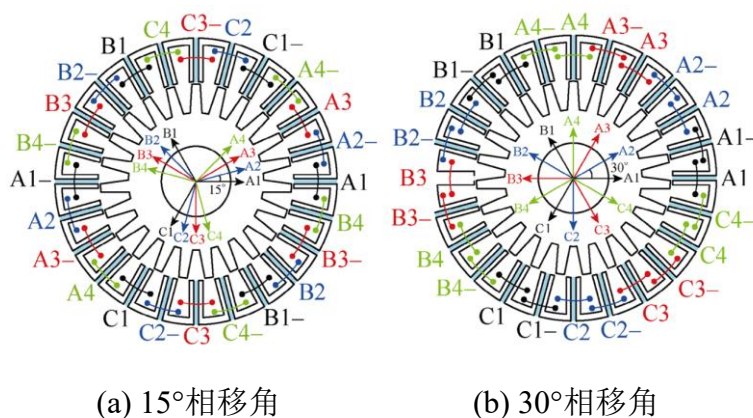


图 2-3 24 槽 23 极四-三相磁通切换永磁电机

在针对多相永磁电机的转矩密度、转矩脉动、齿槽转矩与功率因数等指标的优化下，国内外不断涌现新型的设计方法，旨在不断改善电机的综合性能，降低生产制造成本。

3. 多相永磁同步电机整流系统研究现状

3.1. 多相永磁发电机研究现状

机电能量转化系统与电力电子开关控制技术的发展使得可靠的、高功率等级的、多场景的独立供电系统成为可能,其中多相永磁发电机在清洁能源发电系统、航空航天独立供电系统、舰船综合电力系统等场景的实际应用与表现可圈可点。

随着清洁低碳能源的开发不断扩大,诸如太阳能发电,风能发电,水能发电,潮汐能发电等可再生能源发电的装机量不断扩大。以水能发电与风能发电为例,截至 2024 年 3 月底,全国风电累计并网容量达到 4.57 亿千瓦,同比增长 22%,全国风电发电量 2636 亿千瓦时,同比增长 16%;全国水电累计装机容量达 4.23 亿千瓦,其中常规水电 3.71 亿千瓦,抽水蓄能 5254 万千瓦,全国规模以上水电发电量 2102 亿千瓦时,全国水电平均利用小时数为 555 小时^[18]。随着可再生能源的大规模利用和能量转换系统的快速发展,作为清洁能源发电的生力军,人们对多相永磁同步发电机的可靠性、功率等级和电源品质要求大幅度提升,多相发电技术受到越来越多的关注。

此外,随着飞机电气化程度的不断提升,飞机所需的机载电功率也在持续增长,将永磁多相电机应用于航空飞行器供电系统中的研究取得了丰硕的成果^[26]。20 世纪 80 年代,欧洲空中客车公司客机的机载电功率达到 200~300kW 级别^[19]。21 世纪以来,多电飞机迅速发展,原来的液压和气动装置逐步转变为电驱动,电能用途得到了极大的拓展,2009 年 12 月推出的美国波音 B787 飞机,其总发电功率已经达到 1.4 MW^[20]。多相永磁电机具有功率密度高、效率高、性能稳定,过载能力强和转动惯量小等优点^[21],已经广泛应用于三级无刷直流式发电系统的副励磁机,是新型多电飞机发电系统的研究热点之一^[22]。

上世纪九十年代,海军工程大学多相电机课题组就成功研制出集成化十二相整流同步发电系统,本世纪初,他们成功研制交直流集成双绕组同步发电机供电系统,标志着第二代多相整流集成化发电技术的开始^[16]。另外他们在上述基础上研制出十二相整流/三相励磁双绕组交直流混合发电机,进一步提高了发供电系统的功率密度和供电品质,并对该电机的数学模型、二维瞬态场路耦合模型、直

流侧短路特性、等效简化电路模型等进行了深入研究^[23]。近几年，他们又提出了三重五相对称绕组结构的十五相感应电机^[24]和双九相储能电机^[25]，并加工了小型原理样机进行实验验证。

多相永磁电机发电系统的进步是多学科交叉应用与技术的更新换代的共同作用，虽然多相永磁电机发电技术仍然处于初级阶段，但随着国内外专家学者对多相永磁发电机的深入研究与对多相系统功率变换技术的不断探索，许多亟待深入解决的问题，比如多相发电机的本体设计与分析、多相发电控制技术、多相发电系统的分析与建模、换流器的控制策略、多相发电系统的容错控制运行及故障分析诊断等，正在不断浮出水面，相关的新型技术与分析方法也正纷纷展露世间。

3.2. 空间矢量脉冲宽度调制 SVPWM 技术的国内外发展现状

空间向量脉宽调制（SVPWM）控制策略是根据变流器空间电压（电流）向量切换的一种创新控制思路，20 世纪 80 年代初，日本长冈科技大学学者南波江章（Akira Nabae）针对交流电动机变频驱动提出了这一概念^[27]，其核心思想在于取代传统的正弦脉宽调制（SPWM），采用逆变器空间电压向量切换以实现准圆形旋转磁场，在较低的开关频率下提升交流电动机性能表现。SVPWM 提高了电压型逆变器的电压利用率和电动机的动态响应性能，降低了电动机的转矩脉动等。此外，简单的向量模式切换更容易实现单片微型计算机（MCU）控制。

日本三菱电机株式会社研究员 Hideo Okayama 博士发现，在不高的开关频率条件下，难以产生较为完善的正弦波电压^[28]，即使开关频率较高，由于电压型变流器固有的开关死区延时，从而降低了电压利用率，甚至使波形畸变^[29,30]。SVPWM 能改进 SPWM 驱动交流电动机的关键在于 SVPWM 更加直接地控制了交流电动机的旋转磁场，虽然 SVPWM 不输出三相平衡 PWM 波形，但它能同时在静态和暂态期间形成准圆形旋转磁场。

中国科学院电工研究所的温旭辉教授在 2005 年提出了一种新颖的多相 SVPWM 策略，在合成 d-q 子空间的电压矢量满足机器的控制要求的同时，使其其他子空间上的电压矢量结果为零，同时将开关损耗降至最低，并以一个五相 PMSM 驱动系统为例证明了其有效性^[31]。印度甘露大学的 V.Srikanth 教授在 2012 年提出的 SVPWM 调制算法避免了扇区识别、动作时间计算和空间矢量生成等

复杂的三角函数计算，仅用简单的加减逻辑代替了复杂的三角函数计算，并使用该方法分析矢量控制 PMSM 电机的性能^[32]。来自中国石油大学的雷明教授在 2017 年提出了一种用于三相三电平光伏逆变器的具有周期性平衡零序电压脉冲的新型 SVPWM 调制方法，该算法通过合理利用小电压矢量使零序电压脉冲周期性平衡，显著降低全频共模电压幅值，且需要的计算量更小^[33]。SVPWM 换流技术在不断地进步中逐渐实用于越来越多地应用场景，所需要的硬件计算资源要求也越来越低。

4. 关键理论与技术

4.1. 多相电机的数学模型

十二相永磁同步电机的定子绕组设计为四套 Y 形连接的三相对称绕组，分别为 $A_1B_1C_1$ 、 $A_2B_2C_2$ 、 $A_3B_3C_3$ 、 $A_4B_4C_4$ ，且四套绕组在空间上相差 15° 电角度，其绕组结构为图 1 所示。

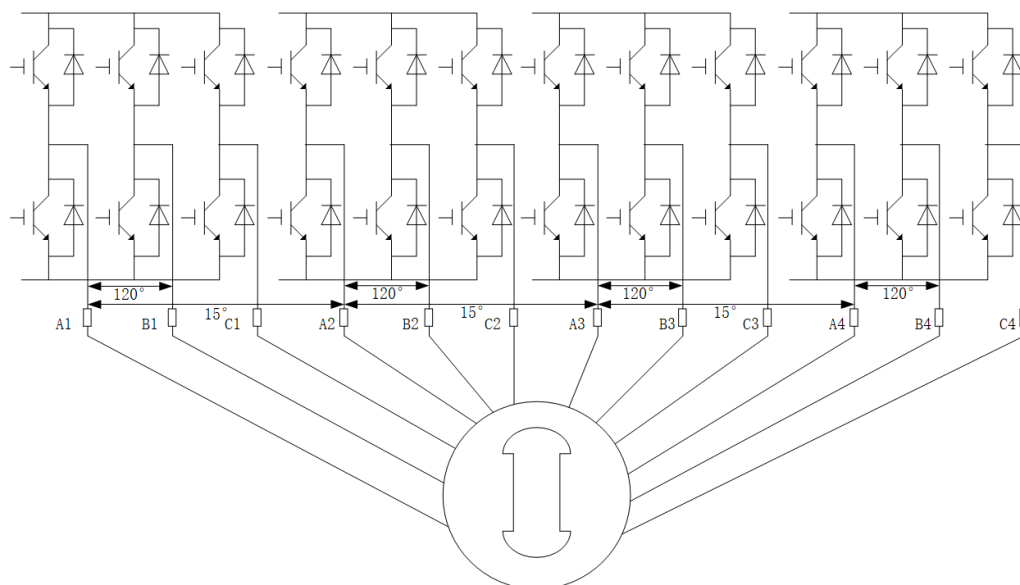


图 4-1 绕组拓扑结构

十二相电机四套 Y 形绕组采取中性点星形连接接地方式，其具体连接方式如下图所示。该连接方式的电流满足下式

$$\left. \begin{aligned} i_{A_1} + i_{B_1} + i_{C_1} &= 0 \\ i_{A_2} + i_{B_2} + i_{C_2} &= 0 \\ i_{A_3} + i_{B_3} + i_{C_3} &= 0 \\ i_{A_4} + i_{B_4} + i_{C_4} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4-1)$$

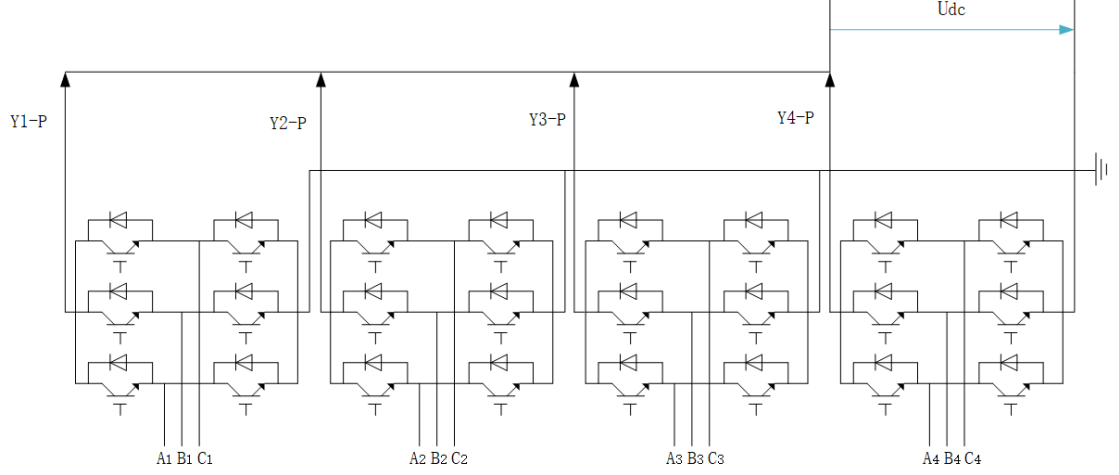


图 4-2 整流电路拓扑结构

磁链方程为

$$\Psi_{12s} = L_{12s} i_{12s} + \lambda \psi_f \quad (4-2)$$

式中，

$$\Psi_{12s} = [\psi_{A1} \ \psi_{B1} \ \psi_{C1} \ \psi_{A2} \ \psi_{B2} \ \psi_{C2} \ \psi_{A3} \ \psi_{B3} \ \psi_{C3} \ \psi_{A4} \ \psi_{B4} \ \psi_{C4}]^T \quad (4-3)$$

为十二相绕组的磁链矩阵； L_{12s} 为十二相定子电感矩阵，包括定子各相绕组自感和相绕组间的互感，其中自感分为励磁电感和漏电感

$$i_{12s} = [i_{A1} \ i_{B1} \ i_{C1} \ i_{A2} \ i_{B2} \ i_{C2} \ i_{A3} \ i_{B3} \ i_{C3} \ i_{A4} \ i_{B4} \ i_{C4}]^T \quad (4-4)$$

为十二相定子相电流矩阵； θ 为励磁磁链 ψ_f 和定子 A 相坐标轴的夹角。

$$L_s = \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ M_{21} & L_2 & M_{23} & M_{24} \\ M_{31} & M_{32} & L_3 & M_{34} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & L_4 \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

为十二相定子绕组电感矩阵，包含了绕组间的互感耦合项，其中

$$L_i = L_k I_3 + L_0 \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

$$M_{ij} = M_{ji}^T = L_0 \begin{bmatrix} M_{0i1} & M_{0i2} & M_{0i3} \\ M_{0i3} & M_{0i1} & M_{0i2} \\ M_{0i2} & M_{0i3} & M_{0i1} \end{bmatrix} + L_2 \begin{bmatrix} M_{2i1} & M_{2i2} & M_{2i3} \\ M_{2i2} & M_{2i3} & M_{2i1} \\ M_{2i3} & M_{2i1} & M_{2i2} \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

L_k 为定子绕组的漏自感， L_0 为主自感平均值， L_2 为主自感二次谐波幅值，

L_0 、 L_2 与 dq 轴主自感 L_{aad} 、 L_{aaq} 满足如下关系：

$$\begin{cases} L_0 = \frac{1}{2} (L_{aad} + L_{aaq}) \\ L_2 = \frac{1}{2} (L_{aad} - L_{aaq}) \end{cases} \quad (4-8)$$

L_i 为单个 Y 型绕组的自感矩阵， M_{ij} 为各 Y 型绕组间的互感矩阵，其中

$$\begin{aligned} L_{i1} &= \cos\left(2\left(\theta - \frac{(i-1)\pi}{12}\right)\right) \\ L_{i2} &= \cos\left(2\left(\theta - \frac{(i-1)\pi}{12} - \frac{\pi}{3}\right)\right) \\ L_{i3} &= \cos\left(2\left(\theta - \frac{(i-1)\pi}{12} + \frac{\pi}{3}\right)\right) \\ M_{0i1} &= \cos\left(\frac{(i-j)\pi}{12}\right) \\ M_{0i2} &= \cos\left(\frac{(i-j)\pi}{12} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{0i3} &= \cos\left(\frac{(i-j)\pi}{12} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{2i1} &= \cos\left(2\left(\theta - \frac{(i-1)\pi}{12} - \frac{(j-i)\pi}{24}\right)\right) \\ M_{2i2} &= \cos\left(2\left(\theta - \frac{(i-1)\pi}{12} - \frac{(j-i)\pi}{24} - \frac{\pi}{3}\right)\right) \\ M_{2i3} &= \cos\left(2\left(\theta - \frac{(i-1)\pi}{12} - \frac{(j-i)\pi}{24} + \frac{\pi}{3}\right)\right) \end{aligned} \quad (4-9)$$

十二相永磁同步电机含有 4 个 Y 型绕组，故下标 i, j 的取值范围为

$i, j = 1, 2, 3, 4$ 。

λ 为十二相绕组与极轴之间的空间位置关系。

$$\lambda = [\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4]^T \quad (4-10)$$

$$\lambda_h = \begin{bmatrix} \cos\left(\theta - \frac{(h-1)\pi}{12}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{(h-1)\pi}{12} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{(h-1)\pi}{12} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}^T \quad (4-11)$$

电压方程为

$$u_{12s} = R_{12s} i_{12s} + \frac{d\psi_{12s}}{dt} \quad (4-12)$$

其中

$$u_{12s} = \begin{bmatrix} u_{A_1} & u_{B_1} & u_{C_1} & u_{A_2} & u_{B_2} & u_{C_2} & u_{A_3} & u_{B_3} & u_{C_3} & u_{A_4} & u_{B_4} & u_{C_4} \end{bmatrix}^T \quad (4-13)$$

u_{12s} 为式中定子相电压矩阵；

$$R_{12s} = \text{diag}[R \ R \ R \ R \ R \ R \ R \ R \ R \ R \ R \ R] \quad (4-14)$$

为定子电阻矩阵，其中 R 为定子每相的电阻。

从机电能量转换的角度出发，在忽略了铁芯饱和的情况下，磁路曲线 $\psi - i$ 是线性变化的，磁能和磁共能相等：

$$W_m = W'_m = \frac{1}{2} i_{12s}^T \cdot \psi_{12s} \quad (4-15)$$

由机电能量转换关系可知 $T_e = \frac{\partial W_m}{\partial \theta_m}$, $\theta_e = n_p \theta_m$ ，得到十二相电机的电磁转矩为

$$T_e = \frac{1}{2} n_p \frac{\partial}{\partial \theta_m} (i_{12s}^T \cdot \psi_{12s}) \quad (4-16)$$

式中， n_p 为电机的极对数； θ_m 为电机的电角度。

从上面的推导过程可以看出，十二相永磁同步电机的数学模型是一个十三阶系统（含运动方程），电机的磁链间存在强耦合关系，电磁转矩的计算也十分复

杂，非常不利于系统的分析与整流系统的设计。

4.2. 十二相电机的解耦变换

4.2.1. 克拉克变化

令 α 轴的方向和 A_1 轴的方向相同， β 轴沿着 α 轴逆时针旋转 90° ，如图 4-3 所示。

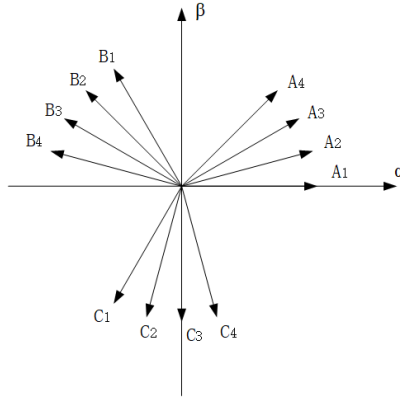


图 4-3 空间电势分布

$$T_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{1}{6}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} \\ 1 & 1 & 1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & 1 & 1 & 1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} \\ 1 & 1 & 1 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -1 & -1 & -1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} \end{bmatrix} \quad (4-24)$$

其可以分为 6 个空间，分别为 $\alpha-\beta$ 基波子空间、3 次谐波子空间 $Z_{x_1}-Z_{y_1}$ 、5 次谐波子空间 $Z_{x_2}-Z_{y_2}$ 、5 次谐波子空间 $Z_{x_3}-Z_{y_3}$ 、9 次谐波子空间 o_1-o_2 、11 次谐波子空间 o_3-o_4 。其中 3 次谐波和 9 次谐波对应的行向量为零序分量，因此

将其放到最后四行，最后得到的静止坐标变换矩阵为

$$\sqrt{\frac{1}{6}} \mathbf{T}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{6}+\sqrt{2}}{4} \\ 1 & 1 & 1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & 1 & 1 & 1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & 1 & 1 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -1 & -1 & -1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (4-25)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_k &= [i_{A_1} \ i_{B_1} \ i_{C_1} \ i_{A_2} \ i_{B_2} \ i_{C_2} \ i_{A_3} \ i_{B_3} \ i_{C_3} \ i_{A_4} \ i_{B_4} \ i_{C_4}]^T \\ \mathbf{i}_n &= [i_\alpha \ i_\beta \ i_{x1} \ i_{y1} \ i_{x2} \ i_{y2} \ i_{x3} \ i_{y3} \ i_{o1} \ i_{o2} \ i_{o3} \ i_{o4}]^T \\ &= \mathbf{T}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{i}_k \end{aligned} \quad (4-26)$$

式（2-121）为单位正交矩阵，则有

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{\alpha\beta/12-s} &= \mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1} = \mathbf{T}_{\alpha\beta}^T \\ \mathbf{i}_k &= \mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1} \cdot \mathbf{i}_n = \mathbf{T}_{\alpha\beta}^T \cdot \mathbf{i}_n \end{aligned} \quad (4-27)$$

对六个空间进行分析可得以下结论：

①六个子空间相互垂直正交。

②空间矢量的基波以及 $24k \pm 1 (k=1, 2, 3, \dots)$ 次分量，全部映射到由相量 $\alpha - \beta$ 构成的如 $\alpha\beta$ 基波空间内，它是机电能量空间，参与电机能量转换，在气隙中产生旋转磁动势。

③空间矢量的 $12k \pm 5 (k=1, 2, 3, \dots)$ 次谐波分量，全部映射到由 $Z_{x1} - Z_{y1}$ 构成的 5 次谐波子空间内，它与基波空间垂直，是非机电能量子空间，在气隙中不产生旋转磁动势，但会产生谐波损耗。

④空间矢量的 $12k \pm 7 (k=1, 2, 3, \dots)$ 次谐波分量，全部映射到由 $Z_{x2} - Z_{y2}$

构成的 7 次谐波子空间内，是非机电能量子空间，与基波空间垂直，在气隙中不产生旋转磁动势，但是产生谐波损耗。

⑤空间矢量的 $12k \pm 11$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) 次谐波部分，全部映射到由 $Z_{x3} - Z_{y3}$ 构成的 11 次谐波子空间内，是非机电能量子空间，此空间与基波空间垂直，在气隙中不产生旋转磁动势，但会产生谐波损耗。

⑥空间矢量的 $12k \pm 3$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) 次分量，全部映射到由 $o_1 - o_2$ 构成的 3 次谐波子空间内，与基波空间垂直；当采用十二相对称正弦供电时，此次谐波不在系统内流动，不产生旋转磁动势，属于非机电能量。

⑦空间矢量的 $12k \pm 9$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) 次分量，全部映射到由 $o_3 - o_4$ 构成的 9 次谐波子空间内，与基波空间垂直，是非机电能量空间；当采用十二相对称正弦供电时，此次谐波不在系统内流动，不产生旋转磁动势。

4.2.2. 派克变换

通过两相静止坐标系到两相旋转坐标系的频率变换，静止坐标系中的绕组可以转化为等效直流电机的两个换向器绕组，机电能量之间的转换关系更加清晰，控制策略得以简化。d 轴的方向和转子永磁体产生的励磁磁链 ψ_f 方向相同，q 轴沿着 d 轴逆时针旋转 90° ，d 轴与 α 轴之间的夹角为 θ 。由于只有 $\alpha\beta$ 子空间上的变量参与机电能量的转换，所以仅对该子空间进行旋转坐标系的变换即可。

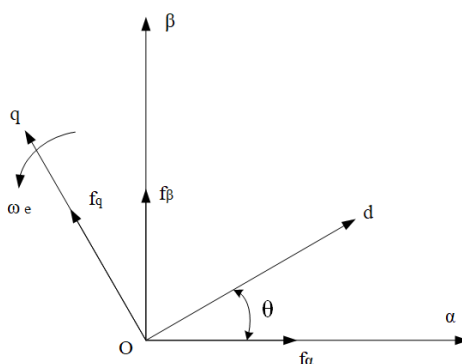


图 4-4 $\alpha\beta$ 与 dq0 坐标系之间的转换

由于两坐标系内定子的绕组匝数相同，有

$$\begin{cases} i_d = i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \\ i_q = -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \end{cases} \quad (4-28)$$

两相静止坐标系至两相旋转坐标系的变换矩阵为

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4-29)$$

将上式中的变换矩阵改写成 12 阶方阵，由于只有 $\alpha\beta$ 子空间上的变量参与机电能量的转换，其余子空间的电流分量与机电能量转换无关，则将变换矩阵改写为

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4-30)$$

易知式(4-30)为单位正交阵，有

$$C_{2r/2s} = C_{2s/2r}^{-1} = C_{2s/2r}^T \quad (4-31)$$

根据式(4-31)可实现在两相静止坐标系下与两相旋转坐标系下十二相电机数学模型的互相转换。

经计算可得同步旋转坐标系下 dq 子空间的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_e L_q i_q \\ \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (4-32)$$

$xy - yk (k=1, 2, 3, \dots)$ 子空间的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_{xk} \\ u_{yk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{xk} \\ i_{yk} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_z & 0 \\ 0 & L_z \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{xk} \\ i_{yk} \end{bmatrix} \quad (4-33)$$

式中， u_d, u_q, u_{xk}, u_{yk} 分别为 dq 和 $xy - yk$ 子空间的定子电压； i_d, i_q, i_{xk}, i_{yk} 分

别为 $d-q$ 和 $xy-yk$ 子空间的定子电流； L_d, L_q 分别为 dq 坐标系下的电感； L_z 为漏感； ω_e 为电角速度。

5. 主要研究内容和方案

5.1. 研究内容

（1）建立十二相永磁同步电机的仿真模型，选择设计参数，给出关键参数选取依据，包括电机的相数、极数、槽数、定转子材料；分析定子磁路、转子磁路以及线圈的排布方案；使用电磁仿真软件和场路耦合模型分析发电机空载工况下电磁性能。根据参数化设计电机的方法，选取合适的电机拓扑，确定槽极配比及其相移角。

（2）研究整流策略及系统控制原理，从数学原理入手建立十二相永磁同步发电机的整流系统；选择整流系统的控制方式，设计最适合本文的整流系统的负载电路并建立其仿真模型。

（3）分析十二相永磁同步电动机在三相静止坐标系（abc）与两相旋转坐标系（dq0）下的数学模型，并以此为基础构建在 dq0 坐标系中电机的瞬态模型与稳态模型；研究矢量空间解耦变换（VSD）的数学模型，并依据相关数学理论构建了相应的仿真模型。

（4）分别建立基于有限元法与解析法的发电机整流系统的仿真模型，使用有限元分析软件与 Simulink 进行场路耦合多物理域联合仿真，分析其整流效果；使用 Simulink 进行基于解析法的发电机整流系统的仿真，分析整流效果，并与前一种方法进行对比。

5.2. 研究方案

（1）基于 Motor-CAD 设计十二相永磁同步电机仿真模型，进行参数选定并选取依据；

（2）分析整流策略与系统控制方式的数学模型并建立其 Simulink 仿真模型，进行控制策略的选择与参数整定；

（3）分析十二相永磁同步电机的数学模型，选定坐标解耦变化方法并建立发电机的 Simulink 模型；

（4）建立十二相永磁同步发电机整流系统的仿真模型，分析整流结果并对比不同电机建模方式的结果偏差，解释产生偏差的原因。

6. 课题研究进度安排

表 1 多相永磁发电机系统建模与仿真分析课题研究进度安排表

学期	周次	工作任务
2023-2024 第 一学期	18 周——21 周	阅读文献，翻译英文文献
	1 周——2 周	撰写开题报告，完成开题答辩
	3 周——4 周	学习多相永磁电机的数学模型及 Simulink 模型搭建方法
2023-2024 第 二学期	5 周——6 周	建立十二相永磁同步电机有限元仿真模型
	7 周——8 周	使用 Simulink 建立并优化电机控制系统
	9 周——11 周	使用 Simulink 搭建发电机整流系统，实现预设目标
	12 周——13 周	毕业论文的撰写与答辩

六、主要参考文献

- [1] Guo Liyan, Xu Jiaqi, Wu Shuang, et al. Analysis and design of dual three-phase fractional-slot permanent magnet motor with low space harmonic[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(1): 1-12.
- [2] Barcaro M, Bianchi N, Magnussen F. Six-phase supply feasibility using a PM fractional-slot dual winding machine[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(5): 2042-2050.
- [3] Xu Peilin, Feng Jianhua, Guo Siyuan, et al. Analysis of dual three-phase permanent-magnet synchronous machines with different angle displacements [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 1941-1954.
- [4] 陈洪斐, 汤俊, 马宏忠, 等. 星-三角接法的多层绕组分数槽永磁电机谐波磁动势分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(17): 6060-6071.
- [5] 邵凌云. 十二相磁通切换永磁风力发电机设计与分析[D]. 南京: 东南大学, 2018.
- [6] Shao Lingyun, Hua Wei, Zhu Z Q, et al. Investigation on phase shift between multiple multiphase windings in flux-switching permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(3): 1958-1970.
- [7] Scuiller F, Charpentier J F, Semail E. Multi-star multi-phase winding for a high power naval propulsion machine with low ripple torques and high fault tolerant ability[C]//2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Lille, France, 2011: 1-5.
- [8] 马中. 十二相低速永磁同步电动机电磁设计与分析[D]. 天津: 天津大学, 2016.
- [9] Abdel-Khalik A S, Ahmed S, Massoud A M. Low space harmonics cancellation in double-layer fractional slot winding using dual multiphase winding[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(5): 1-10.
- [10] Wang Jin, Qu Ronghai, Liu Yingzhen. Comparison study of superconducting generators with multiphase armature windings for large-scale direct-drive

e wind turbines[J]. IEEE Transactions on Applied Super- conductivity, 2013, 23 (3): 5201005.

[11] Chen Xiao, Wang Jiabin, Patel V I, et al. A nine- phase 18-slot 14-pole interior permanent magnet machine with low space harmonics for electric vehicle applications[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(3): 860-871.

[12] Yang H, Ademi S, McMahon R A. Comparative study on multiple three-phase permanent magnet motors in fault tolerant electric power steering application[C/OL]// The 10th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2020), Online Conference, DOI: 10.1049/icp.2021.0983.

[13]吴新振,王东,郭云珺,等.多相电机定子绕组组合模式对磁动势与参数的影响[J].中国电机工程学报,2014,34(18):2944-2951.

[14]王东,吴新振,马伟明,等.非正弦供电十五相感应电机磁路计算方法[J].中国电机工程学报,2009,29(12):58-64.

[15]王东,吴新振,马伟明,等.非正弦供电十五相感应电机气隙磁势分析[J].中国电机工程学报,2009,29(15):88-94.

[16]王东,吴新振,马伟明,等.非正弦供电十五相感应电机定子漏抗计算[J].中国电机工程学报,2010,30(6):41-47.

[17]王东,吴新振,郭云珺,等.非正弦供电十五相感应电机谐波电压确定[J].中国电机工程学报,2012,32(24):126-133,20.


[18]王东,吴新振,郭云珺,等.非正弦供电十五相感应电机的电动势计算[J].中国电机工程学报,2013,33(9):129-137.

[19]匡志.全电飞机用十五相永磁同步电机驱动控制系统的研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2021.

[20]方程,许海平,薛劭申,等.直驱型多相永磁同步电机转矩脉动及损耗特性[J].电工技术学报,2014,29(5):149-159.

[21]赵品志.基于 FPGA 的十五相 PMSM 矢量控制系统的研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2007.

华中科技大学本科生毕业设计（论文）开题报告评审表

姓名	徐首成	学号	11202012360	指导教师	叶才勇
院（系）专业	电气与电子工程学院				
指导教师评语					
1. 学生前期表现情况。 2. 是否具备开始设计（论文）条件？是否同意开始设计（论文）？ 3. 不足及建议。					
<p style="font-size: 1.2em;">该生已完成文献综述，基本理论学习，制订了毕业设计工作计划，具备开题条件，同意开始设计。建议深入学习相关理论。</p> <p>指导教师（签名）： 叶才勇</p> <p style="text-align: right;">2024 年 3 月 6 日</p>					
教研室（系、所）或开题报告答辩小组审核意见					
<p>教研室（系、所）或开题报告答辩小组负责人（签名）： </p> <p style="text-align: right;">2024 年 3 月 6 日</p>					