

论文编号: 170243013517



同濟大學
TONGJI UNIVERSITY

硕士学位论文

(工程硕士)

车用可控磁通永磁同步电机 控制安全技术试验研究

姓名: 杨德良

学号: 1231642

所在院系: 汽车学院

职业类型: 工程硕士

专业领域: 车辆工程

校内导师: 王心坚

校外导师: 李建好

二〇一七年三月

Paper Number: 170243013517



同濟大學
TONGJI UNIVERSITY

A dissertation submitted to

Tongji University in conformity with the requirements for
the degree of Master of Engineer

**Experimental Research of Control Security
Technique of Controllable-Flux Permanent Magnet
Synchronous Motor in New Clear Vehicles**

Candidate: YANG Deliang

Student Number: 1231642

School/Department: School of Automotive Studies

Discipline: Engineering Master

Major: Vehicle Engineering

Supervisor: Ph.D. WANG Xinjian

Vice Supervisor: LI Jianhao

March, 2017

车用可控磁通永磁同步电机控制安全技术试验研究

同济大学

学位论文版权使用授权书

本人完全了解同济大学关于收集、保存、使用学位论文的规定，同意如下各项内容：按照学校要求提交学位论文的印刷本和电子版本；学校有权保存学位论文的印刷本和电子版，并采用影印、缩印、扫描、数字化或其它手段保存论文；学校有权提供目录检索以及提供本学位论文全文或者部分的阅览服务；学校有权按有关规定向国家有关部门或者机构送交论文的复印件和电子版；在不以赢利为目的的前提下，学校可以适当复制论文的部分或全部内容用于学术活动。

学位论文作者签名：

年 月 日

同济大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：所提交的硕士学位论文，是本人在导师指导下，在单位的工程实践中进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人创作的、已公开发表或者没有公开发表的作品的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本工程硕士学位论文原创性声明的法律责任由本人承担。

学位论文作者签名：

年 月 日

摘要

近年来，载人交通工具新能源汽车发展迅速，而以永磁同步电机控制为核心的电驱动技术在新能源汽车领域应用广泛，因此，电驱动的安全性能备受多方关注。本文针对新能源汽车电驱动系统的电安全问题与转矩安全问题开展一系列的试验研究，提供基础试验数据，以期能够对新能源汽车的安全研究提供一种探索角度，促进电驱动安全理论发展。

基于理论指导试验的原则，本文首先分析了可控磁通电机永磁材料特性，详尽阐述了永磁同步电机理想数学模型和基本控制策略。重点分析了永磁同步电机三相对称稳态短路特性和短路过程动态特性。

然后，基于 Halbach 阵列可控磁通电机模型设计的试验样机，在对该电机模型的空载磁场和充退磁磁场的仿真分析基础上，对试验样机进行了永磁体的静态充退磁特性的试验研究，测定了饱和磁链曲线和工作区磁链 MAP。

最后，针对新能源汽车的控制安全问题，提出了基于 Halbach 阵列可控磁通电机，采用三相对称短路法的控制安全策略。提出采用负载法获取电感、磁链等电参数的试验提取方法；采用改进型电压模型的磁链观测器的设计，对电机转子永磁磁链进行实时估算；设计了带充退磁决策的驱动、安全控制状态机，以满足车用可控磁通电机的磁通控制试验需求。基于对拖测试平台，对样机开展安全控制试验研究，研究了该试验样机的三相对称短路时的动态退磁特性、稳态制动转矩特性、稳态短路电流特性；同时考察了可控磁通电机的稳态驱动特性。

试验结果表明，基于 Halbach 阵列可控磁通电机具有一定的驱动能力，三相对称短路对于电机在中高速段，最大短路电流符合可控磁通电机退磁需求，具有有效地退磁作用，使得驱动电机由驱动状态向安全状态转变，能获得比较好的制动转矩抑制作用，并能有效地降低高速段反电动势，实现电机的安全控制。

关键词：可控磁通，永磁同步电机，三相对称短路，电安全，转矩安全

ABSTRACT

The new energy vehicles develop quickly in recent years, and the permanent magnet synchronous motor control as the core of the electric drive technology is applied widely in the field of new energy vehicles, therefore, electrical safety performance must be paid much attention to. Aim to provide the basic experimental data, and to provide one more perspective on the exploration of new energy vehicle safety research, and to promote the development of electric drive safety theory, a series of experimental studies on electrical safety and security issues to carry out torque for new energy vehicle electric drive system here.

Based on the principle of experimental research under theoretic analysis, in this paper, firstly the characteristics of permanent magnet material of controllable-flux motor were analyzed. The ideal mathematical model and basic control strategy of PMSM were expounded in detail. Moreover, the three-phase symmetrical steady-state short-circuit characteristic and short-circuit dynamic characteristics of permanent magnet synchronous motor were dissected emphatically.

Secondly this experiment was based on an experimental prototype of Halbach array controllable-flux motor model. The static magnetization and demagnetization characteristics of the permanent magnets were studied for the experimental prototype based on the simulation analysis of the no-load electromagnetic field and the magnetizing and demagnetizing electromagnetic fields of the motor model. The saturation flux curve and the working area flux linkage MAP were also measured.

Thirdly as to the control safety problem of new energy vehicles, this paper proposed a safety control strategy based on Halbach array controllable-flux motor and three-phase symmetrical short-circuit method. In the strategy, a method of obtaining the electrical parameters such as inductance and flux linkage with load method was proposed; Then the design of the flux observer with improved voltage model was used to estimate the real-time permanent magnet flux of the motor rotor; A safety control state machine with magnetizing and demagnetizing strategy drive system was developed to meet the vehicle controllable-flux motor flux control test needs. The control safety study experiment of the prototype was based on dual-motor drive system. The dynamic demagnetization characteristics, the steady-state braking torque characteristics, and the steady-state short-circuit current characteristics of the

three-phase symmetrical short circuit of the prototype were studied. At the same time, the steady-state driving characteristics of the flux motor were analyzed.

The experimental results show that the controllable magnetic flux motor based on the Halbach array has a certain driving ability. The three-phase symmetrical short circuit is suitable for the demagnetization of the variable magnetic flux motor and the effective demagnetization. So that the driving motor from the drive state to the safe state, at the same time, get better braking torque suppression, and effectively reduce the high-speed anti-EMF, to achieve the safety control of the motor.

Key Words: Controllable-flux, Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM), Three-phase Symmetrical Short Circuit, Electrical Safety, Torque Safety

目录

第 1 章 引言	1
1.1 研究背景及意义	1
1.1.1 研究背景	1
1.1.2 研究意义	2
1.2 可控磁通永磁同步电机控制安全及国内外研究现状	3
1.2.1 电驱动系统的控制安全技术	3
1.2.2 可控磁通永磁同步电机控制安全技术研究现状	5
1.3 主要研究内容	7
第 2 章 永磁同步电机控制模型与短路特性分析	9
2.1 永磁同步电机概述	9
2.1.1 永磁同步电机永磁材料	9
2.1.2 永磁同步电机等效磁路	12
2.2 永磁同步电机数学模型	14
2.2.1 坐标变换	14
2.2.2 定子 $\alpha\beta 0$ 坐标系电压方程与磁链方程	16
2.2.3 永磁同步电机 $dq0$ 数学模型	17
2.2.4 永磁同步电机控制策略	17
2.3 永磁同步电机三相对称短路特性	20
2.3.1 永磁同步电机三相对称短路稳态特性	20
2.3.2 永磁同步电机三相对称短路动态特性	23
2.4 小结	24
第 3 章 可控磁通电机可充退磁分析及标定试验	25
3.1 车用可控磁通永磁同步电机电磁性能概述	25
3.2 Halbach 阵列可控磁通电机磁场分析	26
3.2.1 Halbach 阵列可控磁通电机模型	26
3.2.2 Halbach 阵列可控磁通电机空载磁场	27
3.2.3 Halbach 阵列可控磁通电机充退磁磁场	30
3.3 可控磁通试验样机与试验研究装置简介	30
3.3.1 可控磁通电机样机试验装置及设备参数	31
3.3.2 可控磁通电机样机试验装置原理及相关试验	32
3.4 可控磁通电机试验样机磁通动态改变过程试验分析	33
3.4.1 可控磁通电机饱和磁链曲线测定	33
3.4.2 可控磁通电机磁链-电流 MAP 测定	35
3.5 小结	36
第 4 章 可控磁通电机参数提取与控制安全策略	37

4.1 可控磁通电机试验样机电机参数提取	38
4.1.1 可控磁通电机负载法磁链、电感参数提取方法	39
4.1.2 可控磁通电机负载法磁链、电感参数数据处理与分析	41
4.2 磁链观测器的设计	45
4.2.1 可控磁通永磁同步电机磁通估计电压模型算法	45
4.2.2 可控磁通永磁同步电机磁通估计 simulink 仿真模型	46
4.2.3 可控磁通永磁同步电机磁通估计结果分析	47
4.3 带充退磁决策的驱动、安全控制状态机设计	49
4.3.1 可控磁通电机控制安全策略需求分析	50
4.3.2 驱动、安全控制状态机设计	51
4.4 小结	53
第 5 章 可控磁通电机控制安全技术试验与分析	55
5.1 可控磁通电机的驱动状态稳态转矩分析	55
5.1.1 试验样机工作区间负载试验	55
5.1.2 可控磁通电机负载试验区间电机磁链分布	56
5.1.3 可控磁通电机试验样机电机转矩构成分析	58
5.2 可控磁通电机安全状态的控制安全试验	61
5.2.1 可控磁通电机的控制安全方法	61
5.2.2 可控磁通电机三相对称短路动态特性	62
5.2.3 可控磁通电机三相对称短路安全控制试验	63
5.3 可控磁通电机三相对称短路控制安全试验分析	66
5.3.1 可控磁通电机三相对称短路动态退磁特性分析	66
5.3.2 可控磁通电机三相对称短路稳态转矩特性分析	67
5.3.3 可控磁通电机三相对称短路稳态电流特性分析	68
5.4 小结	69
第 6 章 总结与展望	71
6.1 全文总结	71
6.2 工作展望	71
致谢	72
参考文献	73
个人简历、在读期间发表的学术论文与研究成果	76

第1章 引言

1.1 研究背景及意义

1.1.1 研究背景

随着汽车工业的发展和汽车的普及应用,在中国近十几年的时间里,大量汽车取代其他代步工具逐渐进入普通人的家庭,带来一系列问题:汽车尾气排放进一步加剧了环境污染问题,例如近年北京的雾霾问题,国内研究结论多数认为机动车对PM_{2.5}的“贡献率”在20%~30%之间,是大气污染的主要来源之一;汽油的长期大量消耗加剧了不可再生资源的枯竭和能源短缺;城市及高速公路的车辆人身安全及交通拥堵等方面成为社会热点等。鉴此环境、能源、安全等巨大的社会需求,加之政府大力度地科技立项和优惠购车等政策引导,促进了新型清洁能源汽车产业的萌芽和发展,现代汽车的电动化发展趋势逐渐呈现在各界人士,包括研究人员和使用人员面前。

目前的新能源汽车按照动力驱动方式可分为纯电动汽车、纯/混合燃料电池汽车、混合动力汽车等3种。纯电动汽车是以二次蓄电池或其他二次电能存储装置与电力驱动系统(机电能量转装置)作为动力系统的电动汽车。纯电动汽车代表有Nissan leaf、Coda EV、The Roadster 2.5(Tesla Motors)等。燃料电池电动汽车中,如果仅以燃料电池与电力驱动系统组成动力系统,则被称之为纯燃料电池车。若燃料电池和其它二次电能存储装置与电力驱动系统共同组成动力系统,则被称为混合燃料电池车。混合动力汽车成为目前研发和生产的热点。诸多产品都已经上市,其中既有插电混合PHEV的Chevrolet Volt,也有传统的HEV形式的Toyota Prius、BMW ActiveHybrid系列等多款车型。

新能源汽车动力总成中具有共性的特质,以电机作为一个动力源,部分或者完全为汽车提供动力,电机驱动系统是在新能源汽车组成中与电池、电控并列成为关键零部件之一,具体功能:(1)电机驱动系统具有再生制动能力,可有效回收汽车制动状态下的能量;(2)电机驱动系统具有零转速启动能力,可降低废气排放;(3)电机的机械特性更接近汽车的动力需求,无需复杂的换挡机构。

新能源汽车用电机在满足汽车动力性和经济性的同时,还应考虑行驶时的舒适性、环境适应性和一次充电的续驶里程等性能。由于空间的限制,要求使用高效率、高功率密度的电机。高功率密度电机^[1-2]的主要特点包括:(1)电机转速高,额定转速在6000 r/min以上,峰值转速可达10000 r/min以上;(2)电机供

电频率高, 200 Hz 以上。最高频率可达 1 kHz 以上; (3) 较高的电磁负荷, 磁性材料往往饱和设计, 机电参数变化特性复杂; (4) 较高的热负荷, 高单位体积的铜损、铁损, 导致电机在承受峰值扭矩时, 绕组及永磁体温升偏高, 通常需要水冷或油冷等更为有效的强制冷却方式。

新能源汽车普遍采用的驱动电机有交流异步电机、正弦波永磁同步电机、永磁直流无刷电机和开关磁阻电机等在电动汽车上均有不同程度的应用^[3-4]。目前, 我国电动轿车多采用永磁同步电机, 永磁直流无刷电机在现代高性能车上的应用正在减少, 在一些城市公交车采用交流异步电机, 欧美的汽车主机厂大多采用高速、高效的交流异步电机驱动系统, 如通用汽车公司生产的 Impact、S-10EV 和 EVI 电动汽车、特斯拉 Model S 电动汽车和法国雷诺汽车公司的 Clio Electric。日系主机厂如丰田、本田、日产等, 基本上都采用永磁同步电机驱动系统, 代表车型如丰田公司的 Prius, 本田公司的 CIVIC。2015 年, 我国新能源汽车用电机中永磁电机占比高于 95%, 而且全球新能源汽车用永磁电机占比也高于 90%。永磁同步电机已成为新能源车主流电驱动核心^[5]。

1.1.2 研究意义

汽车作为载人交通工具, 关系到人身生命, 对安全的要求极其严格。随着汽车工业的发展, 尤其是近年来新能源汽车推广和示范运营活动的开展, 新能源汽车逐渐进入人们的视野, 而新能源汽车的安全问题也随之备受关注。本课题针对新能源汽车电驱动系统的电安全问题与转矩安全问题开展一系列的试验研究, 以期能对新能源汽车的安全提供试验数据, 促进新能源汽车安全理论探索, 帮助使用者增加信心。

永磁同步电机驱动系统的电安全问题, 当新能源车辆在发生碰撞之后, 要求断开高压, 高压电缆上电压应该符合相关碰撞安全标准, 高压电缆对车身的绝缘电阻至少高于标准规定的数值; 此外要求在无电池供能的情况下, 高压系统的储能低于标准值。

当车辆运行过程中, 永磁同步电机驱动系统发生故障, 如三相对称短路或者单相短路等情况下, 短路电流会引起电机输出轴有较大的制动转矩发生, 大的制动转矩对车辆的操作稳定性产生影响, 危害行车安全, 从而在以永磁同步电机做驱动系统的车辆控制中存在转矩安全问题^[6]。

本文基于 Halbach 阵列可控磁通永磁同步电机, 从控制及试验角度阐述可控磁通永磁同步电机的控制安全技术, 重点从电安全性、转矩安全性两方面考察其作为车用电机的可行性。

1.2 可控磁通永磁同步电机控制安全及国内外研究现状

1.2.1 电驱动系统的控制安全技术

电机驱动系统部分或全部取代发动机移植到汽车中,决定了汽车的动力性和操稳性,电驱动系统的电安全性和转矩安全问题则成为汽车安全性的一个主要问题。电动汽车用高功率密度的异步感应电机,以特斯拉电动汽车的笼型异步电机的代表^[7-8],特斯拉电动汽车使用台湾富田的三相异步感应电机,额定功率 85 kW,额定转速为 6000 r/min,最高转速可达 14000 r/min,峰值扭矩 400 N·m。笼型异步电机转子一般采用铸铝或者采用铜导条。其中以采用冷压紫铜导条工艺的起动转矩较小,效率高;端环与整个铜条冷压在一起,两端加保护环固定,可以使电机转子承受较高的离心力,在高速状态下正常运行。

异步电动机转子没有永磁磁通,以旋转的定子电流磁场与转子转速形成转差,以电磁感应的方式在转子中产生电流驱动电机运转,具有以下优点:(1)环境适应性好,工作温度范围宽,转子无永磁体,无需安装散热器,冷却水泵及相关的管路等,冷却方式采用的是强迫风冷的方式;(2)输出扭矩范围宽,无需安装复杂的传动机构。满足在加速或爬坡时的高输出扭矩的动力性要求;(3)体积/重量功率密度高。因较好的耐受温度和高功率密度设计,电机体积和重量较传统异步电机大大缩小,重量不过 52 kg;(4)异步感应电机不存在类似永磁同步电机的电安全问题和转矩安全问题,一旦关闭逆变器,没有了定子电流,转子上也没有磁通,不会在定子产生感应电动势,也没有制动转矩。

交流异步电机的缺点主要有采用矢量控制的电动汽车感应电动机在轻载、有限的恒功率工作区域运行时效率较低,控制算法复杂,在转子磁场定向矢量控制中因电机参数变化导致磁场解耦不完全,致使电机输出扭矩波动和扭矩及速度跟踪可能失效,进而带来纵向冲击和影响乘坐舒适性的问题^[9],能量回馈性能差。相对永磁同步电机而言,异步感应电机的效率和功率密度都是偏低的。

永磁同步电动机具有较好的转矩特性、高效率、高功率密度等优点,其机械特性更接近汽车的动力需求,省略复杂的换挡机构,以电机工作转速范围配以简单的变速机构,覆盖车辆行驶转速需求,是目前车用电机的主流。传统的永磁同步电动机永磁磁场一般由永磁体提供,基速以上工况需要进行弱磁控制实现全转速工作。永磁同步电动机常用的弱磁控制方法是通过控制直轴电流矢量 I_d 弱磁。直轴磁路永磁体的存在,直轴电感小, I_d 幅值需要很大,电机工作在高速弱磁状态下,相应铜损会增加^[10-11]。

新能源车驱动系统有很多潜在故障发生,比如碰撞安全事故的发生,动力电

池、燃料电池电堆、电机及其驱动系统等动力总成系统严重故障，其中永磁同步电机及其驱动系统的故障主要有以下 5 个方面：(1) 绕组开路；(2) 绕组短路（部分匝间或完全匝间短路）；(3) 逆变器开关开路（类似绕组开路）；(4) 逆变器开关短路（类似绕组短路）；(5) 直流母线电容器故障。

对于上述车辆及电驱动系统故障，可能危及行车安全和乘员安全，开展控制安全技术研究，采用合适的故障诊断策略和功能安全等级管理，从控制的角度规避或降低使用安全风险，是保证新能源汽车安全可靠运行的重要研究课题。

首先，永磁同步电机驱动系统因上述原因失效时，高速旋转的永磁磁场会在定子绕组中感应出的电动势，正比于电机的转速，当高速旋转的电机反电动势高于直流母线电压，会通过逆变单元向母线上储能元件滤波电容或蓄电池进行非受控充电，因此，在车辆系统失效或电机不工作等情况下，驱动侧的高压系统的过电压，危及逆变器功率器件的安全，存在电安全隐患。

基于此因素，新能源汽车的关于电安全需要制定相关行业标准并被执行，其中欧盟的 Economic and Social Council 提出了以下新能源汽车的碰撞安全标准^[12]：在发生碰撞之后，以下两条指标至少有一条应该被执行：

- (1) 断开高压，高压电缆上电压应该小于 30 V (AC) 或者 60 V (DC)；
- (2) 在有高电压情况下，高压电缆对车身的绝缘电阻至少 500 Ω /V (强制执行)，此外要求在无电池供能的情况下，高压系统的储能低于 0.2 J (推荐执行)。

其次，三相对称短路或非对称短路故障发生时，一方面可能导致永磁体不可逆退磁，短路过程电机本身产生的瞬间较大的制动转矩，大制动转矩则对车辆操稳性将很大影响，从而存在转矩安全问题。基于永磁同步电机的相间短路，国内外很多学者做了专题研究，威斯康星-麦迪逊大学 Brian A. Welchko 对 IPM 永磁同步电机的三相对称和单相非对称短路故障条件下的短路特性^[13]进行了研究，如图 1.1 所示。三相对称短路在电机运行在中高速段产生稳态的负转矩，应用于车辆

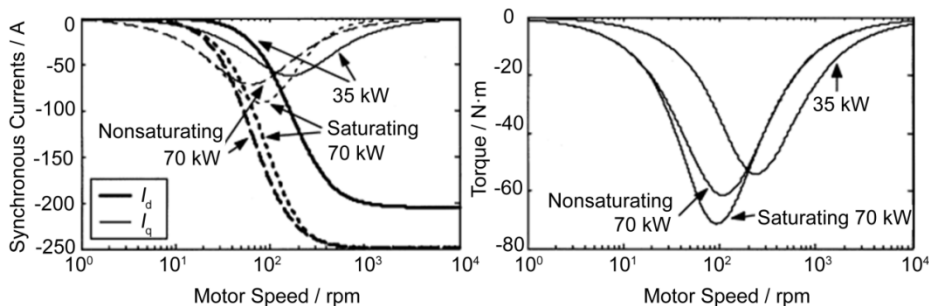


图 1.1 电机三相对称短路电流、转矩转速曲线

上表现为较大的制动扭矩；在高速段产生趋于 $-\psi_f/L_d$ 的稳态直轴短路电流，电机

具有退磁风险。单相非对称短路故障相关比三相故障更明显，导致高振荡转矩和高的峰值电流，包括重要的退磁应力，提出通过保护控制动作，使系统脱离单相非对称短路状态，而转换成三相对称短路的风险控制策略。意大利 Nicola Bianchi 等在电动助力转向（EPS）的容错 IPM 电机设计^[14]中，在对三相对称短路稳态分析的基础上，给出了 dq 交直流电流的瞬态方程，同时给出了故障电机稳态直轴短路电流和产生的电磁转矩，研究了最大制动转矩和电机参数之间的关系。

国内方面，一汽公司的暴杰等^[15]在电动车用永磁同步电机的三相短路稳态分析，对其三相对称短路稳态特性进行了深入的理论推导，给出了三相短路时的转矩—转速特性和电流—转速特性解析表达式，分析了永磁磁链、极对数、直轴电感、交轴电感、定子相电阻等电机本体参数对三相短路特性的交叉影响。

总结传统永磁同步电机作为车用牵引电机，三相对称短路对于新能源车辆影响，被动三相短路有消极潜在安全风险，也有作为风险控制策略应用在实际安全控制中，主要体现在如下 4 个方面：（1）发生在电机运行的中高速段的三相对称短路，较大稳态的负转矩表现为较大的制动扭矩，影响车辆运行的操稳性，危及行车安全；（2）发生在电机运行的高速段的三相对称短路，在高速段产生趋于 $-\psi_f / L_d$ 的稳态直轴短路电流，对电机永磁体具有退磁风险，危及电机稳定性；（3）逆变器高速弱磁运行时突然失效或者发生碰撞故障时，导致整车失去动力时，实施主动三相对称短路，高速段较小的制动转矩不会影响操作稳定性的问题。同时可实现电机与逆变器、电池侧隔离；（4）当发生单相非对称短路故障，可实施主动三相对称短路的风险控制策略，通过保护控制动作，使系统脱离单相非对称短路状态，避免导致高振荡转矩，防止不可控大电流和退磁应力，损坏功率电子器件或动力电池组，实现安全停车。

本研究主要针对新能源汽车的电安全问题及转矩安全问题，以可控磁通永磁同步电机为核心的电驱动系统，通过控制 d 轴电流进而控制电机转子磁通使得电机工作在两种状态：驱动状态与安全状态，在电机驱动状态时，通过饱和充磁操作，使得电机特性与传统永磁同步电机性能基本一致；在电机安全状态时，通过退磁处理，降低电机的气隙磁密和反电动势，进而抑制电机短路时制动转矩。这样，在车辆正常运行时，电机保持在驱动状态下驱动车辆或进行制动回馈；在车辆出现故障状态时，将电机控制成安全状态，通过三相对称短路，利用瞬态直轴短路电流对可控磁通电机的作用是对铝镍钴永磁退磁，保证电驱动系统的电安全性能及转矩安全性能。

1.2.2 可控磁通永磁同步电机控制安全技术研究现状

可控磁通永磁同步电机是一种永磁同步电机，其定子结构与传统永磁同步电

机一致，其转子采用一种特殊的结构。可以通过电机本身特性或者定子电流对转子磁通进行控制，使转子磁通有不同的工作状态。其概念是以永磁电机的弱磁扩速，电机宽调速范围内高效运行为目的而提出。为了提高永磁同步电动机弱磁范围，研究者提出了同步磁阻^[16-18]、复合转子^[19-20]、混合励磁^[21-22]、变磁阻励磁^[23]等多种结构的永磁同步电动机。可控磁通永磁同步电动机的概念最早由德国 Vlado Ostovic 提出的^[24-25]。

Vlado Ostovic 提出的可控磁通电机采用单一的矫顽力较低的铝镍钴磁钢，国内，东南大学的林鹤云与刘恒川^[26]、山东大学的王秀和与朱常青^[27-28]以及韩国 Jung Ho Lee 与 Jung Pyo Hong^[29]等均是在 Vlado Ostovic 的基础之上做了一定的改进，但是他们设计的电机共同点都是选择单一永磁体——铝镍钴作为转子磁钢，因此气隙磁密很难提高，难以满足新能源车辆对电机的功率密度和转矩密度的要求，不适合在新能源汽车上使用。

采用多种永磁体混合励磁的方式实现电机的磁通可控，其代表为天津大学的陈益广^[30-34]、日本 Kazuto Sakai 与 Hisanori Hashimoto^[35]、日本 Kazuto Sakai 与 Kazuaki Yuki^[36]。天津大学提出一种转子内同时放置钕铁硼和铝镍钴两种永磁体的内置混合式转子磁路结构的可控磁通永磁同步电机。它充分利用钕铁硼剩磁密度和矫顽力都很高，铝镍钴剩磁密度很高而矫顽力很低的特点，使两种永磁体在磁性能上合理配合。通过控制 d 轴电流矢量脉冲来控制铝镍钴的磁化强弱和方向，使气隙永磁磁通受控，实现宽范围弱磁调速。但是，由于其转子结构设计的限制，在电机通过定子电流对转子磁通（铝镍钴永磁体）控制时，需要很高的定子电流（峰值转矩对应电流的数十倍）^[37-39]，这样由于磁通控制电流的限制，其也很难在新能源汽车上使用。

同济大学王心坚等^[40-41]基于对陈益广博士在沈阳工业大学读博士期间所提出的 6 极内置混合式可控磁通永磁同步电机^[30]，提出“V 型”结构及 8 极“V 型”可控磁通永磁同步电机，并对其进行了电磁分析；“V 型”结构及“V 型”结构转子可控磁通永磁同步电机，由于磁通控制电流大、q 轴电流对处于 d 轴位置铝镍钴影响等问题，无法在新能源汽车上使用。为了解决这两个问题，需要设计一种新的电磁拓扑结构，提出一种电动车用 Halbach 阵列可控磁通永磁同步电机^[44]，该电机的永磁转子为内置混合式转子磁路结构，转子铁芯中的钕铁硼永磁体和铝镍钴永磁体按照类似 Halbach 阵列形式放置，转子每极之间有一定的间隙，铝镍钴永磁体、钕铁硼永磁体均嵌在硅钢片内，有效解决了磁通控制电流大的问题和 d 轴电流对处于 d 轴位置铝镍钴影响的问题。

基于 Halbach 阵列可控磁通永磁同步电机模型，王业勤^[42]、周洋^[43]等应用有限元分析对其进行电磁仿真，初步分析了铝镍钴的磁通充磁特性，对电机不同工

作状态及电机状态转换进行仿真；苟亚凤^[6]建立可控磁通永磁同步电动机的有限元模型及电机控制模型，对电机的驱动性能及失效状态安全性能进行了仿真分析，对电机驱动状态与退磁状态之间的状态转换进行了仿真分析，提出以可控磁通永磁同步电机为核心的电安全和转矩安全的解决方案，但研究限于直接短路瞬态过程模型仿真。

王业勤进行 Halbach 阵列可控磁通永磁同步电机的样机设计，分别设计了针对 6 极 36 槽与 8 极 48 槽的 Halbach 阵列可控磁通永磁同步电机，这两种电机结构和形式基本相同。如果电机外径较小，可采用 6 极 36 槽结构，如果电机外径较大，可采用 8 极 48 槽结构。本研究采用 6 极 36 槽样机进行针对可控磁通永磁同步电机控制安全的试验研究。

1.3 主要研究内容

本文针对基于可控磁通永磁同步电机的电驱动系统，采用三相对称短路法的安全控制策略，对新能源汽车的控制安全工况进行了分析，并开展相关试验研究，对可控磁通永磁同步电机在新能源汽车上应用进行了可行性探索。

车用可控磁通永磁同步电机采用带充退磁决策的磁场定向（FOC）转矩闭环控制，控制结构由充退磁决策、磁链观测器、电流闭环控制等基本控制算法组成。转矩环由经过转矩控制策略分配之后，包含实现转矩控制的 q 轴电流控制和磁场调节的 d 轴电流控制环两部分组成，脉宽调制采用 SVPWM 调制。当电机驱动状态时，采用 $I_d=0$ 控制方法，通过控制交轴电流 I_q 实现转矩控制；当电机进行磁场调节时，交轴电流给定 I_{qset} 设定为零，并根据车用可控磁通电机的动态磁通控制特性需求给出所需的直轴电流矢量 I_d 脉冲的大小和极性，通过带充退磁决策的状态机，完成磁场调节过程并实现磁场调节和驱动状态的状态切换。

车用可控磁通永磁同步电机控制安全技术研究有 3 个关键问题。

(1) 可控磁通电机参数的提取与磁链观测器的设计：针对可控磁通电机电枢反应电感、动态磁链等电参数的复杂变化情况，需要对可控磁通电机试验样机永磁体的静态充退磁特性的试验研究，测定饱和磁链曲线，标定工作区磁链 MAP；针对可控磁通电机准确的电磁仿真模型难以实现，需要设计稳态负载试验，通过试验手段考察电机工作区内的电参数变化趋势；同时需要设计在线磁链观测器，采集电动机端电压、电流、位置等可测量物理量，采用电压模型对电机转子磁链进行实时在线估算和修正，用于作为充退磁决策的状态参量。

(2) 带充退磁决策的驱动、安全控制状态机设计：在针对车用可控磁通电机的动态磁通控制特性需求分析基础上，设计带充退磁决策的驱动、安全控制状

态机,可控磁通电机的磁通动态控制过程,根据车辆信息和运行状态信息决定电机处于驱动状态还是安全控制状态,铝镍钴永磁体磁场调节处于充磁状态还是退磁状态,采用矢量控制算法产生电机定子电流对转子铝镍钴磁通进行控制。在磁通动态控制过程中,需要考虑判断磁通控制电流的变换时机、控制过程所需时间、以及一些其他涉及安全的因素是否合理等因素,设计实际工程可行的充退磁决策。

(3) 电安全与转矩安全控制策略:研究可控磁通电机退磁状态的控制安全策略,基于三相对称短路法的电安全特性与转矩安全特性,通过对可控磁通电机试验样机进行安全控制试验,对该电机的三相对称短路动态退磁特性、稳态制动转矩特性、稳态短路电流特性等方面试验数据进行分析,给出基于三相对称短路法的可控磁通电机的安全控制策略。

基于以上认识,本研究的主要内容及章节安排包含:

第二章,对可控磁通电机的永磁材料特性进行了描述,对永磁同步电机理想数学模型和基本控制策略进行了介绍。重点描述了永磁同步电机三相对称稳态短路特性和动态特性。

第三章,在对基于 Halbach 阵列可控磁通电机进行了可充退磁分析,针对试验电机样机,进行了永磁体的静态充退磁特性的试验研究,测定饱和磁链曲线和工作区磁链 MAP。

第四章,针对车用可控磁通永磁同步电机电参数提取与控制安全策略设计,探索通过试验手段获取电感、磁链等电参数的提取方法;磁链观测器的设计,对电机转子永磁磁链进行实时估算。在车用可控磁通电机的动态磁通控制特性需求分析基础上,设计了带充退磁决策的驱动、安全控制状态机,根据车辆信息和运行状态信息决定电机处于驱动状态还是安全控制状态,磁场调节处于充磁状态还是退磁状态。

第五章,考察 Halbach 阵列可控磁通电机的稳态驱动特性,并进行了输出轴转矩中永磁转矩与磁阻转矩的构成分析,在此基础上,分析了可控磁通永磁同步电机退磁状态的控制安全方法,基于三相对称短路法的电安全特性与转矩安全特性,通过对可控磁通电机试验样机进行安全控制试验研究,对该电机的三相对称短路动态退磁特性、稳态制动转矩特性、稳态短路电流特性等方面试验数据进行分析,给出基于三相对称短路法的可控磁通电机的安全控制策略。

在本研究的最后,说明了基于 Halbach 阵列可控磁通电机的控制安全技术所取得的工作成果,并列举了开展进一步研究工作的方向。

第2章 永磁同步电机控制模型与短路特性分析

2.1 永磁同步电机概述

永磁同步电机的性能、设计制造和应用范围都与永磁材料的性能密切相关。为了满足车用电机的功率密度、效率和高稳定性的性能需求，传统车用驱动永磁电机一般采用钕铁硼永磁材料。定子电枢绕组产生的旋转磁场与钕铁硼永磁体产生的转子励磁磁场在旋转空间中保持相对静止，实现永磁同步电机的稳定运行。本研究中的可控磁通永磁同步电机采用了钕铁硼与铝镍钴永磁体混合励磁，本章首先介绍钕铁硼与铝镍钴永磁材料的特性，其次介绍了永磁同步电机的等效磁路，有助于可控磁通电机磁场分析和实现电机控制安全试验分析。

2.1.1 永磁同步电机永磁材料

在现代永磁电机理论^[10]中，用磁滞回线来描述永磁材料的磁化过程的特点和磁特性，如图 2.1 所示的 $B=f(H)$ 曲线。当磁场强度 H_{\max} 达到或超过饱和磁场强度 H_s 时，磁性能最为稳定，最大面积的磁滞回线称为饱和磁滞回线，简称磁滞回线。

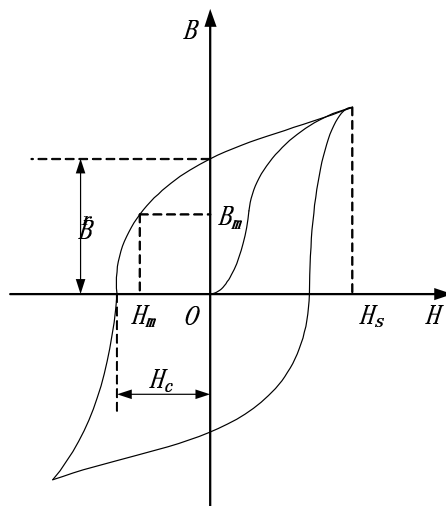


图 2.1 饱和磁滞回线

退磁曲线为如图 2.1 的磁滞回线在第二象限曲线，它是表征永磁材料的基本特性曲线，退磁曲线的两个极限位置分别为剩磁密度 B_r 和矫顽力 H_c ，是表征永磁材料磁性能的两个重要参数；磁场能量密度 $W_m=BH/2$ ，最大磁能积 $(BH)_{\max}$ ，也是表征永磁材料磁性能的重要参数。

本研究中,首先针对钕铁硼与铝镍钴永磁体混合励磁形成的电机磁场进行试验分析,绘制磁链与直轴电流的磁链曲线簇,分析其磁场与直轴电枢反应磁动势的关系,进而研究该电机的驱动控制策略和安全控制策略。

永磁电机运行时,随着交替变化的退磁磁场强度作用,形成如图 2.2a 所示的局部磁滞回线,近视用直线代替称为回复线,磁密的不可逆变化导致电机性能的不稳定,也增加了永磁电机控制的复杂性。传统永磁电机使用的稀土永磁材料,如图 2.2b 所示,回复线和退磁曲线相重合,这是保持电机稳定运行的理想退磁曲线。

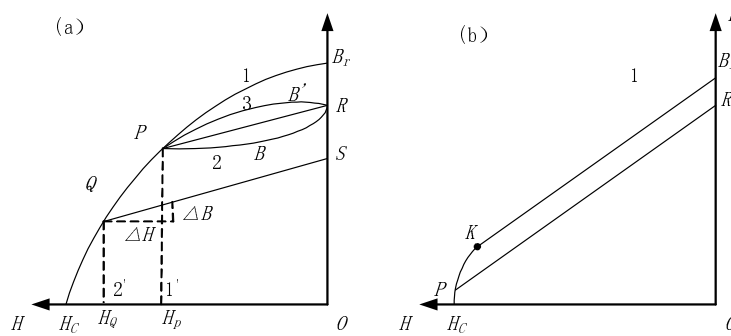


图 2.2 回复线

由铁磁学理论可知,在均匀磁性材料中磁感应强度 B 、内禀磁感应强度 B_i 与磁场强度 H (取绝对值时) 之间的关系为:

$$\begin{aligned} B &= \mu_0 M_r - \mu_r \mu_0 H = B_{ir} - \mu_r \mu_0 H \\ B_i &= B_{ir} - (\mu_r - 1) \mu_0 H \end{aligned} \quad (2.1)$$

式 2.1 中: M 为永磁材料的磁化强度 (A/m); $M=M_r + \chi H$, M_r 为剩余磁化强度,对于特定的永磁材料是常量; χ 为永磁材料的磁化系数,一般情况下是磁场强度的函数,与相对回复磁导率的关系为 $\mu_r=1+\chi$ 。

内禀退磁曲线 $B_i=f(H)$ 如图 2.3 所示,是表征永磁材料内在磁性能的曲线。内禀退磁曲线的矩形度 H_K/H_{cJ} 越大,磁性能越稳定。 H_{cJ} 为内禀矫顽力 (A/m),是表征稀土永磁抗退磁能力强弱的一个重要参数,反映永磁材料抗退磁能力的大小。 H_K 为内禀退磁曲线上当 $B_i=0.9B_r$ 时所对应的退磁磁场强度值。稀土钕铁硼永磁材料的内禀退磁曲线与退磁曲线相差很大,内禀矫顽力 H_{cJ} 远大于磁感应强度矫顽力 H_c 。

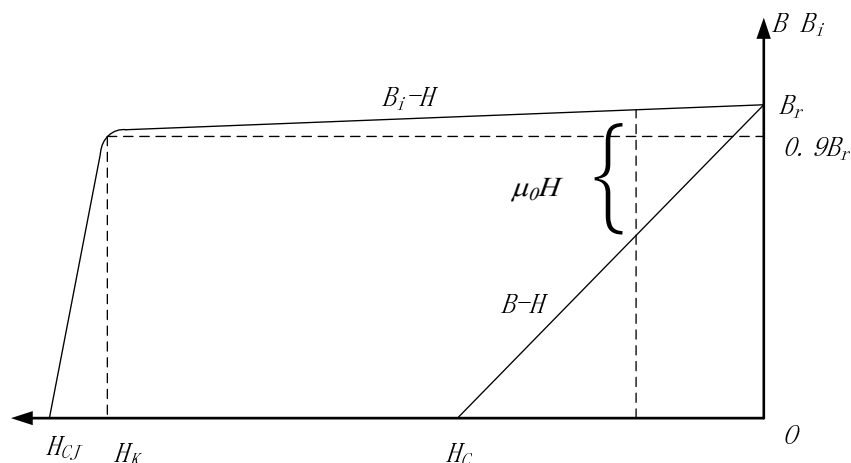


图 2.3 内禀退磁曲线与退磁曲线

钕铁硼永磁材料是一种高性能永磁材料，不同温度下钕铁硼（NdFeB264/82EH）的内禀退磁曲线与退磁曲线如图 2.4 所示^[10]，室温下剩余磁感应强度 B_r 为 1.17 T，磁感应矫顽力 H_c 可达 876 kA/m，最大磁能积高达 263 kJ/m³，是永磁同步电机中常用的永磁材料。其不足之处是居里温度较低，一般为 310~410 °C 左右；温度系数较高， B_r 的温度系数可达 $-0.13\% \text{K}^{-1}$ ，因而在高温下使用时磁损失较大。

铝镍钴（AlNiCo）永磁的显著特点是温度系数小， B_r 的温度系数仅为 $-0.02\% \text{K}^{-1}$ 左右，因此，铝镍钴随温度的改变磁性能变化很小。铝镍钴永磁的退磁曲线呈非线性变化，如图 2.5 所示^[10]，剩余磁感应强度高，最高可达 1.3 T，但是其矫顽力很低，通常小于 160 kA/m。由于铝镍钴矫顽力很低，并且其内禀矫顽力与矫顽力几乎一致，因此对铝镍钴正反向充磁及退磁相对比较容易。

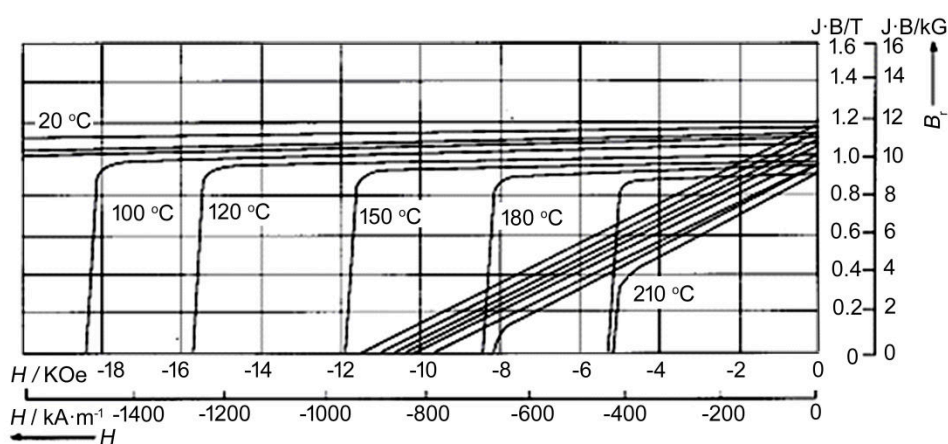


图 2.4 不同温度下钕铁硼（NdFeB264/82EH）的内禀退磁曲线与退磁曲线

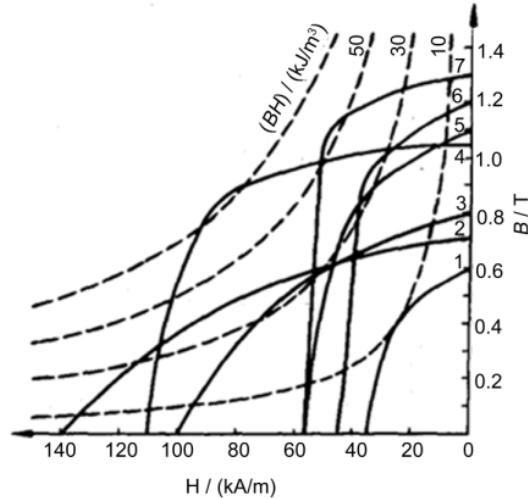


图 2.5 铝镍钴永磁的退磁曲线

在车用可控磁通永磁同步电机中，放置铝镍钴永磁材料，利用铝镍钴永磁材料剩磁密高和矫顽力低的特点。铝镍钴永磁体的磁通可受到定子电流进行方便控制。铝镍钴的回复线与退磁曲线不重合，在永磁电机磁路设计制造时对铝镍钴构成的永磁体进行稳磁处理^[38]；在可控磁通永磁电机控制时，首先对铝镍钴永磁体预加最大退磁，确定回复线的起始点，使永磁电机运行在期望磁滞回线上^[28]。

2.1.2 永磁同步电机等效磁路

在永磁电机磁路计算时，通常用磁通 Φ 和磁动势 F 的关系即曲线来表示永磁体的内禀曲线和退磁曲线。实际上，只要将 $B=f(H)$ 横、纵坐标分别乘以永磁体磁化方向的磁路长度 h_{Mp} 、磁路截面积 A_m ： $H \cdot h_{Mp}$ 、 $B \cdot A_m$ ，图2.6a 的 $B=f(H)$ 曲线转换为图2.6b 的 $\Phi=f(F)$ 。

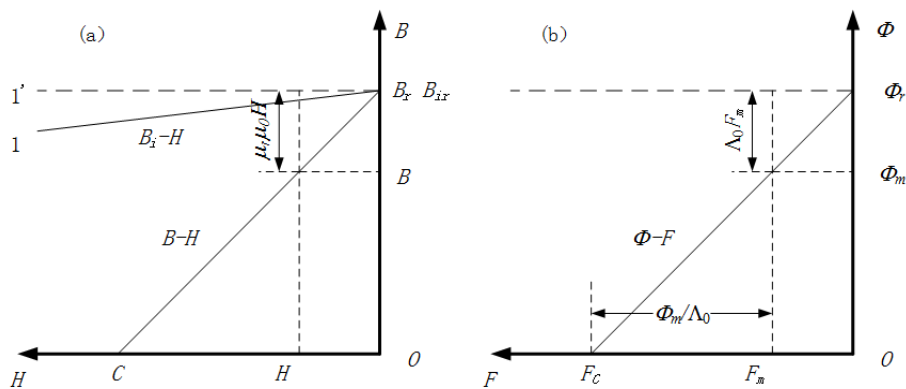


图 2.6 永磁材料的内禀曲线和退磁曲线

Φ_r 为永磁体虚拟内禀磁通

$$\Phi_r = B_{ir} A_m \times 10^{-4} = \mu_r \mu_0 H_c A_m \times 10^{-4} = A_0 F_c \quad (2.2)$$

Φ_0 为永磁体的虚拟内漏磁通，或叫虚拟自退磁磁通

$$\Phi_0 = \mu_r \mu_0 H A_m \times 10^{-4} = \frac{\mu_r \mu_0 A_m \times 10^{-2}}{h_{Mp}} \times H h_{Mp} \times 10^{-2} = A_0 F_m \quad (2.3)$$

式中： A_m ——永磁体提供每级磁通的截面积；

h_{Mp} ——每对极磁路中永磁体磁化方向的长度。

由式 (2.1)得

$$\begin{aligned} \Phi_m &= \Phi_r - \Phi_0 = A_0 (F_c - F_m) \\ F_m &= F_c - \frac{\Phi_m}{A_0} \end{aligned} \quad (2.4)$$

做如下定义：

A_0 ——永磁体的内磁导 (H)；

$$A_0 = \frac{\mu_r \mu_0 A_m}{h_{Mp}} \times 10^{-2}$$

F_m ——每对极磁路中永磁体两端向外磁路提供的磁动势 (A)；

$$F_m = H h_{Mp} \times 10^{-2}$$

F_c ——永磁体磁动势源的计算磁动势 (A)。

$$F_c = H_c h_{Mp} \times 10^{-2}$$

永磁体等效磁通源或磁电势源：等效成恒磁通源与恒定的内磁导并联的磁通源，如图2.7a；或等效成恒磁动势源与恒定的内磁导串联的磁动势源，如图2.7b。

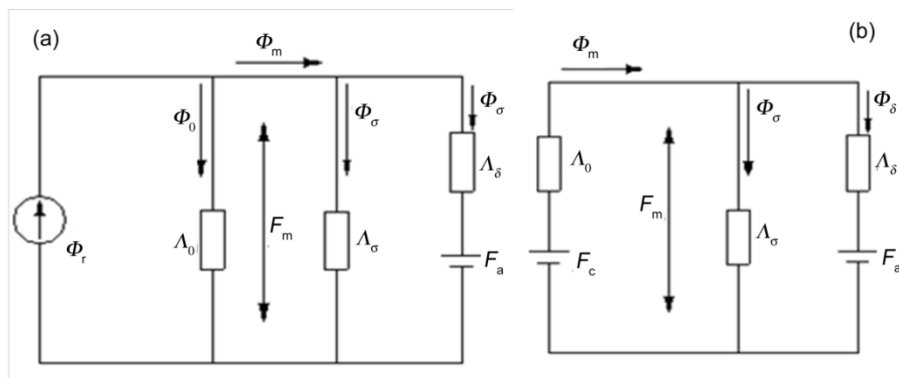


图 2.7 负载时永磁电机的磁通源等效磁路与磁动势源等效磁路

外磁路等效磁路：永磁体向外磁路所提供的总磁通 Φ_m 分为主磁通 Φ_δ 与漏磁通 Φ_σ ，外磁路分为主磁路和漏磁路，磁导分为主磁导 A_δ 和漏磁导 A_σ 。

永磁电机的等效磁路如图2.7所示，令 $F_a=0$ ，即得到空载的等效磁路，负载运行时，根据电机原理可知，主磁路中增加了电枢磁动势，根据对励磁磁场作用的不同，起增磁或退磁作用。

在车用可控磁通永磁同步电机磁场分析中可以看到,当铝镍钴工作在退磁状态时,永磁体的内磁导 Λ_0 很大,永磁体的虚拟内漏磁通 Φ_0 与永磁体虚拟内禀磁通 Φ_r 比较接近,磁路经过铝镍钴短路,永磁体向外磁路所提供的总磁通 Φ_m 很少;当铝镍钴工作在助磁状态时,永磁体的内磁导 Λ_0 很小,永磁体的虚拟内漏磁通 Φ_0 也很小,磁路经过铝镍钴导向作用,向外磁路所提供的总磁通 Φ_m 很大,总磁通 Φ_m 的主要部分主磁通 Φ_δ 与电枢绕组匝链,起到增磁的作用。

2.2 永磁同步电机数学模型

正弦波永磁同步电机控制基于其 dq 轴数学模型^[45],用于分析正弦波永磁电机的稳态运行性能和瞬态性能。

在建立正弦波永磁同步电机数学模型过程中做以下基本假设:

- (1) 转子永磁磁场在气隙空间分布为正弦波,定子电枢绕组中的感应电动势也为正弦波,不计空间高次谐波的影响;定、转子外表面光滑,不计齿槽效应;
- (2) 忽略定子铁芯饱和,认为磁路线性,电感参数不变;
- (3) 不计铁芯涡流与磁滞等损耗;
- (4) 转子上没有阻尼绕组。

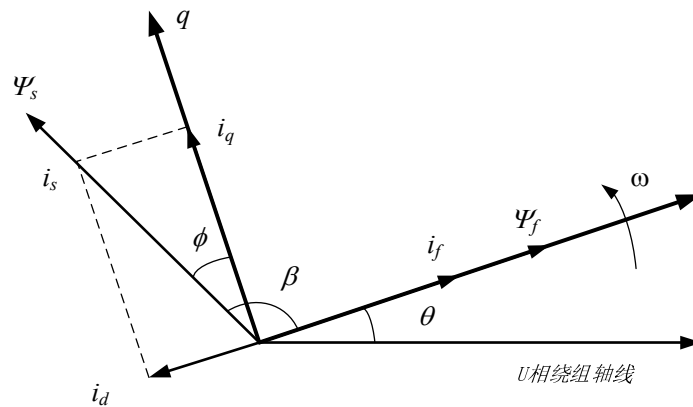


图 2.8 永磁同步电机空间矢量图

图2.8为永磁同步电机空间矢量图。定子电流空间矢量 i_s 与磁链空间矢量 Ψ_s 同向,而定子磁链于永磁体产生的气隙磁场间的空间电角度为 β ,且 $i_d=i_s\cos\beta$, $i_q=i_s\sin\beta$ 。

2.2.1 坐标变换

在电机中,将空间上按正弦分布的物理量表示为空间矢量^[45],这些物理量 f 包括:磁动势 F ,电压 u ,电流 i ,磁链 ψ 等。

在 PMSM 中,定义了 3 个坐标系用于分析:定子三相静止 ABC 坐标系统,

定子两相静止 $\alpha\beta 0$ 坐标系统，转子两相旋转 $dq0$ 坐标系统。其中， A 轴指的是定子 A 相绕组的轴线， α 轴与 A 轴重合， d 轴固定在转子上沿主磁极方向， q 轴超前 d 轴 90° 电角度。

首先，由定子 ABC 坐标系统到 $\alpha\beta 0$ 坐标系统变换采用 *Clarke* 变换

$$\begin{aligned} f_{\alpha\beta} &= C_{3/2}(f_A I_v + f_B \alpha I_v + f_C \alpha^2 I_v) \\ f_0 &= C_0(f_A + f_B + f_C) \end{aligned} \quad (2.5)$$

式中： $f_A I_v$ 、 $f_B \alpha I_v$ 、 $f_C \alpha^2 I_v$ ——物理量 f 在定子静止三相坐标系统中构成 3 个独立的矢量； I_v 、 αI_v 、 $\alpha^2 I_v$ 为三相坐标系统中的单位矢量， $I_v + \alpha I_v + \alpha^2 I_v = 0$ 或 $1 + \alpha + \alpha^2 = 0$ ； $C_{3/2}$ 、 C_0 ——三相到两相变换系数，其值与变换方式有关。恒功率变换：

$C_{3/2} = \sqrt{\frac{2}{3}}$ 、 $C_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}$ ；恒幅值变换： $C_{3/2} = \frac{2}{3}$ 、 $C_0 = \frac{1}{3}$ ，在有关交流电机系统分析中，常用恒幅值变换，即要求在正弦稳态情况下物理量的三相瞬时值经过变换后形成的矢量幅值等于变换前物理量的正弦稳态幅值。保持电机在不同的坐标系中所产生的磁动势等效，以使得坐标变换不会影响和改变电机内的磁场分布、机电能量转换关系。

式(2.5)改写如下 α 、 β 和 0 各轴线分量形式，*Clarke* 变换矩阵为 T_{clarke} ，逆矩阵为：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} &= T_{\text{clarke}} \begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} \\ T_{\text{clarke}} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad T_{\text{clarke}}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.6)$$

式中： T_{clarke} ——三相到两相变换矩阵 *Clarke* 变换矩阵；

T_{clarke}^{-1} ——*Clarke* 变换逆矩阵。

其次，将定子静止两相 $\alpha\beta 0$ 坐标系统变换到转子 $dq0$ 坐标系统，称为 *Park* 变换，或称为角位解耦变换，其实质上是一种矢量旋转变换。由于零矢量在矢量旋转变换中不发生变化，因此在复平面上角位解耦变换可简化为以下矢量旋转变换的形式

$$f_{\text{vdq}} = e^{-j\theta} f_{\alpha\beta} \quad (2.7)$$

式中： $e^{-j\theta}$ ——在以转子 $dq0$ 坐标系统的复平面中的旋转矢量。上式以矩阵

表示为

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = T_{park} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$T_{park} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad T_{park}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

式中: T_{Park} —— $\alpha\beta 0$ 坐标系统变换到转子 $dq0$ 坐标系统的 $Park$ 变换矩阵; T_{Park}^{-1} —— $Park$ 变换逆矩阵。

由于 $Clarke$ 变换不是恒功率变换, 虽然 $Park$ 变换为恒功率变换, 因此由定子三相静止 ABC 坐标系统变换到转子 $dq0$ 坐标系统时, 在电磁功率和电磁转矩的计算, 需要在 d, q 轴等效绕组提供的电功率、电磁转矩需要叠加系数 $1/C_{3/2}=3/2$ 。

2.2.2 定子 $\alpha\beta 0$ 坐标系电压方程与磁链方程

由坐标变换可知在定子两相坐标系统中的磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \psi_0 \end{bmatrix} = L_1(2\theta) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{f\alpha} \\ \psi_{f\beta} \\ \psi_{f0} \end{bmatrix} = L_1(2\theta) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

其中电感矩阵 $L_1(2\theta)$ 为

$$L_1(2\theta) = \begin{bmatrix} \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cos 2\theta & \frac{L_d - L_q}{2} \sin 2\theta & 0 \\ \frac{L_d - L_q}{2} \sin 2\theta & \frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_d - L_q}{2} \cos 2\theta & 0 \\ 0 & 0 & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

在定子两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系中, 电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \psi_0 \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + p \left(L_1(2\theta) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \right) + \omega \begin{bmatrix} -\psi_{f\beta} \\ \psi_{f\alpha} \\ \psi_{f0} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

上式中, 定子电压包含 3 部分: 定子电阻 R_s 压降、定子电枢反应 $L_1(2\theta)$ (电流变化及转子旋转时电枢反应磁场在凸极效应下电感变化) 引起的定子感应电势, 以及转子永磁磁场 $\psi_{f\alpha}$ 、 $\psi_{f\beta}$ 旋转时在定子绕组中产生的感应电势。

在电机空载时, i_α 、 i_β 为零, 当 $\theta=0$, $\psi_{f\alpha}=\psi_f$, $\psi_{f\beta}=0$; 则有 $u_\alpha=0$, $u_\beta=\omega\psi_f=e_0$, 也即为电机空载反电动势的值。

2.2.3 永磁同步电机 $dq0$ 数学模型

由坐标变换, 可得 $dq0$ 坐标系下的下磁链、电压、电磁转矩和机械运动方程(式中各量为瞬态值)。

定子磁链方程:

$$\begin{aligned}\psi_d &= L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q &= L_q i_q\end{aligned}\quad (2.12)$$

定子电压方程:

$$\begin{aligned}u_d &= d\psi_d / dt - \omega\psi_q + R_s i_d \\ u_q &= d\psi_q / dt + \omega\psi_d + R_s i_q\end{aligned}\quad (2.13)$$

电磁转矩方程:

$$\begin{aligned}T_{em} &= 3/2p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) = 3/2p(\psi_f + (L_d - L_q) i_d) i_q \\ &= 3/2p(\psi_f i_s \sin\beta + \frac{1}{2}(L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\beta)\end{aligned}\quad (2.14)$$

机械运动方程:

$$Jd\Omega / dt = T_{em} - T_L - R_\Omega \Omega \quad (2.15)$$

式中: u 、 i 、 ψ ——分别为电压、电流、磁链; p ——电机极对数; L_d 、 L_q ——定子绕组 d 、 q 轴电感; ψ_f ——永磁体产生的磁链, 可由 $\psi_f = e_0 / \omega = \sqrt{3} E_0 / \omega$ 求取, e_0 为空载反电动势; J ——转动惯量; R_Ω ——阻力系数; Ω ——机械角速度, $\Omega = \omega / p$ 。

2.2.4 永磁同步电机控制策略

永磁电机控制运行区间是在电压极限圆和电流极限圆约束的矢量控制策略的实现。一方面, 电机的相电压有效值的极限值 U_{lim} 要受到逆变器直流侧电压的限制, 当逆变器直流侧最大值为 U_c 时, Y 接的电机可达到的最大基波相电压有效值 $U_{lim} = U_c / \sqrt{6}$; 另一方面相电流的有效值的极限值 I_{lim} 要受到逆变器的最大输出电流的限制。

电压极限圆方程:

$$u = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} = \sqrt{(d\psi_d / dt - \omega\psi_q + R_s i_d)^2 + (d\psi_q / dt + \omega\psi_d + R_s i_q)^2} \quad (2.16)$$

稳态运行时, $d\psi_d / dt = 0$, 由于电机一般运行于较高转速, 电阻上的压降可忽略不计, 并用 u_{lim} 代替 u , 则上式简化为

$$(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_f)^2 = (u_{lim} / \omega)^2 \quad (2.17)$$

由(2.17)式可知,当电机转速等于或超过额定转速时,定子电压达到极限值,电压极限曲线在电流相平面上成为一簇椭圆曲线,椭圆中心点为 $(-\psi_f/L_d, 0)$,长短轴长度分别 $u_{lim}/\omega L_d$ 、 $u_{lim}/\omega L_q$ 。

电流极限圆方程:

$$i_d^2 + i_q^2 = i_{lim}^2 \quad (2.18)$$

式中: i_{lim} 为电机可以达到的最大相电流基波峰值。

电磁转矩方程以电流的基值为 $i_{base} = \psi_f / (L_q - L_d)$, 转矩的基值为 $T_{base} = 3/2p\psi_f i_{base}$, 标么值表示电磁转矩方程如下:

$$T_{em}^* = (1 - i_d^*) i_q^* \quad (2.19)$$

如图 2.9 虚线所示,在电流相平面上,给出了一组标么值恒转矩曲线,电机的恒转矩曲线关于 d 轴对称;在恒转矩轨迹上,产生该转矩所需最小电流的空间矢量点构成电机最大转矩/电流轨迹 (TPA),如图 2.9 实线所示。

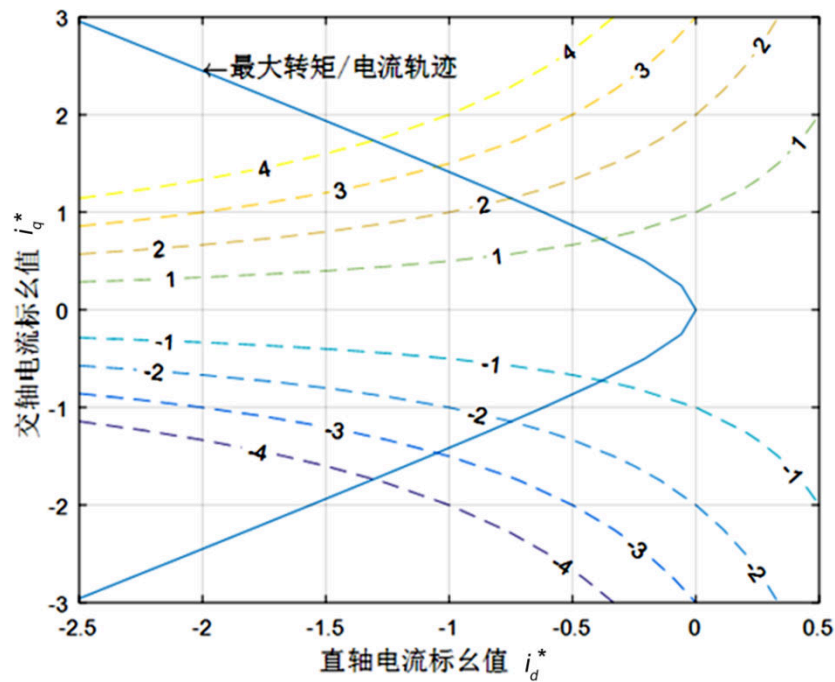


图 2.9 恒转矩轨迹和最大转矩电流比轨迹

永磁同步电机结构、用途不同,电流矢量控制方法也不同。主要控制方法主要有: $i_d=0$ 控制、 $\cos\phi=1$ 控制、最大转矩电流比 (TPA) 控制、弱磁控制、恒磁链控制、最大输出功率控制等。下面就几种最常用的车用电机控制方法进行分析。

(1) 直轴电枢电流 $i_d=0$ 控制

定子磁链方程:

$$\begin{aligned}\psi_d &= \psi_f \\ \psi_q &= L_q i_q\end{aligned}\quad (2.20)$$

定子电压方程:

$$\begin{aligned}u_d &= -\omega\psi_q \\ u_q &= d\psi_q/dt + \omega\psi_f + R_s i_q\end{aligned}\quad (2.21)$$

电磁转矩方程:

$$T_{em} = 3/2 p \psi_f i_q \quad (2.22)$$

(2) 最大转矩/电流比控制(*Torque Per Ampere, TPA*)

$$i_d^* = \left(1 - \sqrt{1 + 8i_s^{*2}}\right) / 4 = \left(1 - \sqrt{1 + 4i_q^{*2}}\right) / 2 \quad (2.23)$$

$$T_{em}^* = \sqrt{i_d^* (i_d^* - 1)^3} \quad (2.24)$$

$$T_{em}^* = \left(1 + \sqrt{1 + 4i_q^{*2}}\right) i_q^* / 2$$

(3) 弱磁扩速控制

永磁同步电机的励磁磁动势由永磁体产生而无法调节, 只有通过调节定子电流, 削弱永磁体产生的气隙磁场, 达到弱磁扩速的目的。电压方程式

$$u = \omega \sqrt{(\rho L_d i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_f)^2} \quad (2.25)$$

当电机电压达到逆变器所能输出的电压极限时, 即当 $u = u_{lim}$ 时, 想要继续升高转速, 可增加定子直轴退磁电流分量和减小交轴电流分量, 这是电机的弱磁运行方式。弱磁控制时电流矢量轨迹

$$i_d = -\frac{\psi_f}{L_d} + \sqrt{\left(\frac{u_{lim}}{L_d \omega}\right)^2 - (\rho i_q)^2} \quad (2.26)$$

转速表达式为

$$\Omega = \frac{u_{lim}}{p \sqrt{(L_q i_q)^2 + (\psi_f + L_d i_d)^2}} \quad (2.27)$$

当电机端电压和电流达到最大值, 电流全部为直轴电流分量, 即 $i_d = -i_{lim}$, 并忽略定子电阻的影响时, 电机可达到的理想最高转速为

$$\Omega_{max} = \frac{u_{lim}}{p(\psi_f - L_d i_{lim})} \quad (2.28)$$

2.3 永磁同步电机三相对称短路特性

三相对称短路是对永磁同步电机来说，如第一章所述，因较大的制动转矩、直轴短路电流等因素对车辆操稳性和电机磁场稳定性都会产生不利影响，是对控制安全有严重威胁的过渡过程；同时，因短路对电机与控制系统的能量隔离，主动对称短路使系统脱离威胁更严重的单相非对称短路状态，在对于车用电机的安全控制特别是转矩安全及电安全具有重要意义，并在基于可控磁通电机的控制安全技术研究中有重要应用。

本节讨论的永磁同步电机三相对称短路特性图表数据是基于峰值功率 45 kW 的传统 IPM 永磁同步电机，电机参数见第三章试验部分介绍的表 3.2 所示。

2.3.1 永磁同步电机三相对称短路稳态特性

在 dq 坐标系数学模型磁链方程(2.12)和电压方程(2.13)中，三相对称短路稳态时，满足约束条件：

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_f \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

求解可得三相对称短路时的稳态 dq 电流分量：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = -\frac{1}{\omega^2 L_d L_q + R^2} \begin{bmatrix} \omega^2 \psi_f L_q \\ \omega \psi_f R \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

将式(2.30)代入式(2.14)可求得稳态电磁转矩 T_{em} ：

$$T_{em} = \frac{3}{2} PR\psi_f^2 \cdot \left[\frac{-\omega}{\omega^2 L_d L_q + R^2} + (L_d - L_q) \times \frac{\omega^3 L_q}{(\omega^2 L_d L_q + R^2)^2} \right] \quad (2.31)$$

$$T_{em} = -\frac{3}{2} PR\psi_f^2 \omega \cdot \left[\frac{R^2 + \omega^2 L_q^2}{(\omega^2 L_d L_q + R^2)^2} \right]$$

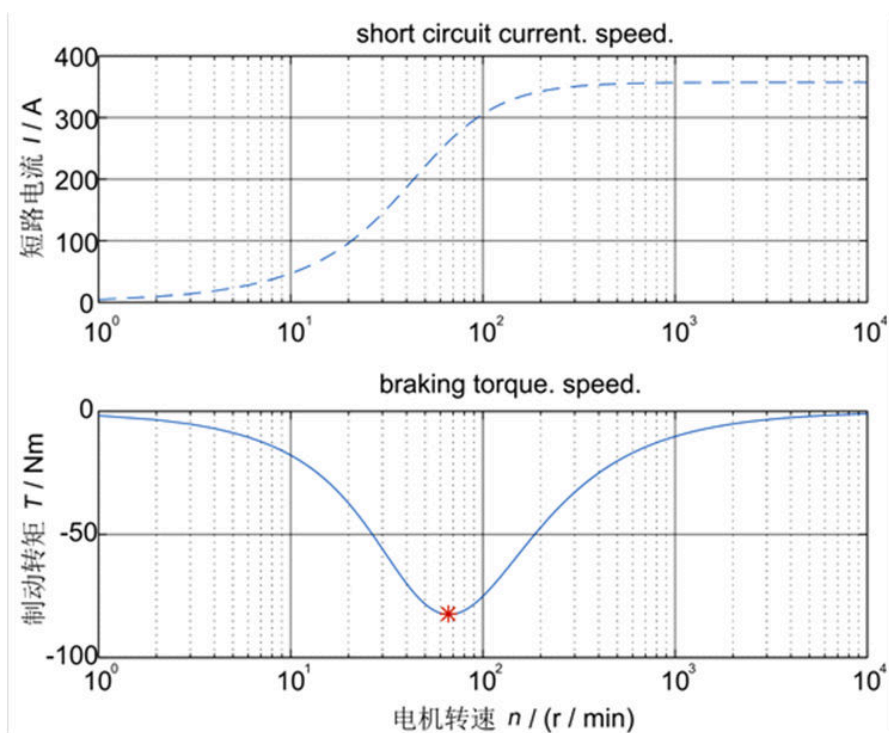


图 2.10 制动转矩与短路电流-速度关系

由式(2.30)可得三相对称短路的稳态短路电流 i_s :

$$i_s = \frac{\sqrt{(\omega^2 L_q \psi_f)^2 + (\omega R \psi_f)^2}}{R^2 + \omega^2 L_d L_q} \quad (2.32)$$

对于 45 kW 的 IPM 永磁同步电机, 计算稳态短路电流、制动转矩与速度的关系如图 2.10 所示, 稳态制动转矩在低速区 (<100 r/min) 存在最大制动转矩极值点, 随转速上升迅速衰减并趋于零; 三相对称短路的稳态短路电流 i_s 随转速升高而单调上升, 并迅速趋于某一特征值。

令:

$$dT_{em}/d\omega = 0 \quad (2.33)$$

则有:

$$\omega_{pk} = \frac{R}{L_q} \cdot \sqrt{\chi} \quad (2.34)$$

式中: ω_{pk} ——最大制动转矩发生的转速点;

$$\chi = \frac{1}{2} \left[3(\xi - 1) + \sqrt{9(\xi - 1)^2 + 4\xi} \right] \quad (2.35)$$

$\xi = L_q/L_d$, 为永磁同步电机的凸极系数。

将式(2.34)代入式(2.31)可知，转速 ω_{pk} 处最大稳态制动转矩：

$$T_{em} = -\frac{3}{2}p \frac{\psi_f^2}{L_q} f(\xi) \quad (2.36)$$

式中：

$$f(\xi) = \sqrt{\chi} \frac{1+\chi}{\left(1+\frac{\chi}{\xi}\right)^2} \quad (2.37)$$

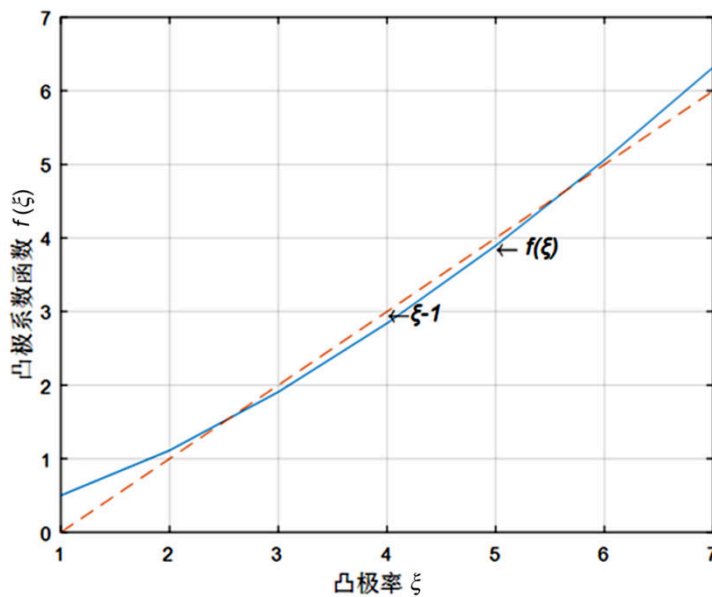


图 2.11 凸极系数函数 $f(\xi)$

由式(2.37)可知， $f(\xi)$ 是凸极系数 ξ 的函数，对于 45 kW 的 IPM 永磁同步电机，它的影响如图 2.11 所示，当 $\xi = 2 \sim 6$ 范围内，这样的函数关系可以近似为一条直线 $f(\xi) \approx \xi - 1$ ，如图中虚线所示。凸极系数 ξ 越大，相应的 $f(\xi)$ 也越大，由式(2.36)可知，三相对称短路稳态制动转矩也越大；最大制动转矩 T_{em} 同时是极对数 p 、磁链 ψ_f 、交轴电感 L_q 的函数，对于极对数固定的电机， ψ_f 越大， T_{em} 越大。分析式(2.34)， ω_{pk} 与定子相电阻值 R 、交轴电感 L_q 有关， R 越大、 L_q 越小，则转速 ω_{pk} 越高。

分析稳态短路电流方程 (2.32)，随着转速 ω 增加 i_s 趋于极限值

$$i_s \approx \sqrt{\frac{\psi_f^2}{L_d^2}} = \frac{\psi_f}{L_d} \quad (2.38)$$

由式(2.38)最大稳态短路电流值 i_s 与系统特征电流值 ψ_f/L_d 相等, 主要 ψ_f 越大 L_d 越小, 则最大稳态短路电流值越大。

2.3.2 永磁同步电机三相对称短路动态特性

在 dq 坐标系数学模型磁链方程(2.12)和电压方程(2.13)中, 分析三相对称短路瞬态过程时, 忽略绕线电阻影响, 进入短路前一刻的交直流电流为初始条件 (I_{d0}, I_{q0}) , 求解微分方程:

$$\begin{cases} 0 = d\psi_d / dt - \omega\psi_q \\ 0 = d\psi_q / dt + \omega\psi_d \end{cases} \quad (2.39)$$

求解为:

$$\left. \begin{aligned} I_d(t) &= -\frac{\psi_f}{L_d} + \left(I_{d0} + \frac{\psi_f}{L_d} \right) \cos(\omega t) + \frac{L_q}{L_d} I_{q0} \sin(\omega t) \\ I_q(t) &= -\frac{L_d}{L_q} \left(I_{d0} + \frac{\psi_f}{L_d} \right) \sin(\omega t) + I_{q0} \cos(\omega t) \end{aligned} \right\} \quad (2.40)$$

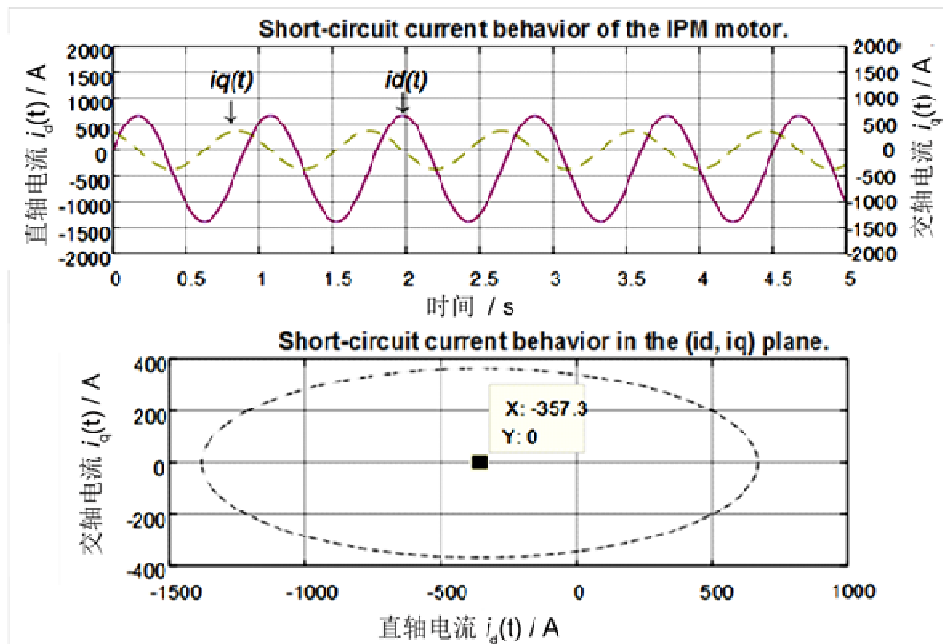


图 2.12 理想情况下三相对称短路 dq 轴电流动态特性

I_{d0}, I_{q0} 为初始 $d、q$ 轴电流值, 最终短路稳态电流为 $(-\psi_f/L_d, 0)$, ψ_f/L_d 为系统特征电流, 三相对称短路过程中 d 轴能达到最小峰值电流是可能导致永磁同步电机永磁体不可逆退磁的主要因素,

$$I_{d,\min} = -\frac{\psi_f}{L_d} - \sqrt{\left(I_{d0} + \frac{\psi_f}{L_d}\right)^2 + \left(\frac{L_q}{L_d} I_{q0}\right)^2} \quad (2.41)$$

它的幅值远大于正常工作电流，并且比特征电流大 2.5 倍，当 $I_{d0}=0$ ， $I_{q0}=I_N$ 时， $I_{d,\min} = \frac{-\psi_f - \sqrt{\psi_f^2 + (L_q I_N)^2}}{L_d}$ ，此时 d 轴最小电流达到最大值。当永磁磁链远大于 q 电枢反应磁链也即 $\psi_f \gg I_q I_N$ 时，最小 d 轴电流为 $I_{d,\min} \approx -2 \psi_f / L_d$ ；相反当电机完全表现磁阻特性 $\psi_f = 0$ 时， $I_{d,\min} \approx -\xi / I_N$ 。

对于 45 kW 的 IPM 永磁同步电机，当忽略绕线电阻时，理想情况下三相对称短路的 dq 轴电流的动态关系如图 2.12 所示。

2.4 小结

本章分析了可控磁通电机永磁材料特性，详尽阐述了永磁同步电机理想数学模型和基本控制策略。重点分析了永磁同步电机三相对称稳态短路特性和短路过程动态特性。给出了三相对称短路稳态短路电流和稳态电磁转矩的解析方程。三相对称短路时，三相对称短路的稳态短路电流 i_s 随转速升高而单调上升，并迅速趋于系统特征电流值 ψ_f / L_d ， ψ_f 越大 L_d 越小，则最大稳态短路电流值越大；稳态制动转矩在低速区存在最大制动转矩极值点，随转速上升迅速衰减并趋于零。凸极系数 ξ 越大，稳态制动转矩也越大；最大制动转矩 T_{em} 大小，极对数越多，磁链值越大， T_{em} 绝对值越大；定子相电阻值越大，则最大制动转矩发生的转速点 ω_{pk} 越高。

本章还分析了永磁同步电机三相对称短路动态特性，给出了三相对称短路过程中忽略绕线电阻时的 dq 轴电流理想瞬态方程，指出三相对称短路过程中 d 轴能达到最小峰值电流应用于可控磁通永磁同步电机的安全控制中，做为实现铝镍钴退磁的主要因素加以利用，实现在可控磁通电机安全控制中使得电机由驱动状态向安全状态过渡。

第3章 可控磁通电机可充退磁分析及标定试验

3.1 车用可控磁通永磁同步电机电磁性能概述

车用永磁电机要求具有较高的气隙磁密,提高功率密度,使得电机具有较好的驱动扭矩输出能力,满足车辆加速性能和爬坡性能等的动力性需求;同时优化的气隙磁密分布,有利于改善反电动势波形,减低齿槽转矩,改善转矩脉动,提高电机效率,改善乘坐舒适度体验;另外,在非安全行驶工况下,即便是发生电机三相短路时,较低的气隙磁密,所致的足够小的电机制动扭矩也会使得车辆安全性能不被影响。

车用电机的弱磁比的大小是衡量电机驱动性能与电机失控状态下的安全性能的一个重要参考依据,较高的弱磁比在使车用电机获得较好驱动性能的同时也具有较高的安全性能,通过调节电机转子气隙磁密而获得较高的弱磁比具有较高的工程应用价值;钕铁硼剩磁密度和矫顽力都很高,铝镍钴剩磁密度很高而矫顽力很低的特点,钕铁硼和铝镍钴两种永磁体的内置混合式转子磁路结构能使两种永磁体在磁性能上合理配合,进而实现永磁同步电机的磁通可控。通过控制直轴电流矢量脉冲的幅值和方向来控制铝镍钴的磁化强弱和方向,使气隙永磁磁通受控,实现宽范围弱磁调速。同时受电机驱动器的容量限制,一般车用电机驱动器的最大峰值容量与电机的峰值工况一致,因此合理的电磁设计结构,使得控制影响充退磁的直轴电流绝对值不超过电机峰值电流是可以被实际工程接受的。

对于车用可控磁通电机,电磁结构中由于铝镍钴矫顽力很低,在驱动状态下,不合适的直轴电流注入,以及不合理电磁结构导致交轴电流分量影响处于 d 轴位置的铝镍钴永磁体,甚至会引起铝镍钴方向退磁,而造成电机输出轴扭矩输出不稳定,影响车辆正常行驶,因此合适隔磁结构以及恰当的永磁体布置拓扑方式是可控磁通永磁电机设计及仿真的重点内容。

同济大学王心坚、王业勤等^[40-41]提出 Halbach 阵列可控磁通永磁同步电机,为满足车用驱动电机需求,王业勤等^[42]应用有限元仿真对其进行分析,初步分析了铝镍钴的磁通充退磁特性,并进行了 6 极内置混合式可控磁通永磁同步电机的样机设计。本课题以该电机为控制对象,从控制安全角度对 Halbach 阵列可控磁通永磁同步电机的动态磁通控制特性、稳态短路特性、驱动特性及电参数变换等进行试验分析。本章引用了相关有限元分析的磁场仿真结论,论述了可控磁通永磁同步电机的可充退磁特性,并进行了可控磁通电机试验样机磁通动态改变过程试验标定与分析。

3.2 Halbach 阵列可控磁通电机磁场分析

Halbach 永磁阵列的概念最早是由美国劳伦斯伯克利国家实验室的 Klaus Halbach 教授提出^[46]，在通常永磁电机设计中，电机转子永磁阵列一般采用径向排布或切向排布结构。Halbach 永磁阵列的永磁体磁化强度的方向沿阵列旋转变化。理想的 Halbach 阵列，如图 3.1a 所示，整块永磁体磁化强度沿阵列方向呈正弦分布；Halbach 阵列也可以由分段磁体构成，各磁体的磁化方向沿阵列依次旋转一角度，如图 3.1b、图 3.1c 所示。Halbach 阵列使得阵列两侧磁场差异化分布，一边磁场显著增强而另一边显著减弱，且很容易得到在空间上理想正弦分布的磁场^[47-48]。

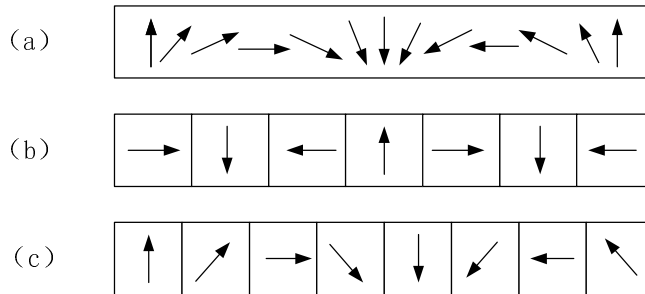


图 3.1 Halbach 阵列结构

3.2.1 Halbach 阵列可控磁通电机模型

本研究电机模型采用 6 极 36 槽、Y 型连接双层叠绕组的 Halbach 阵列可控磁通永磁同步电机。电磁结构如图 3.2 所示。具体技术数据如表 3.1 所示。

该电机模型充分利用了隔磁结构的特性，减小电机状态改变磁通控制所需的控制电流。磁通控制电流主要受铝镍钴永磁体与钕铁硼永磁体长度及宽度的影响，同时受隔结构的影响。

表 3.1 6 极 36 槽可控磁通永磁同步电机技术参数

项目	定子外径 / mm	定子内径 / mm	气隙 / mm	转子内径 / mm	定转子 铁芯	绕组线径 / mm
参数	180	105	0.7	40	DW315_35	0.8
项目	每槽匝数 /股	并联支路 /股	线圈节距	钕铁硼 牌号	铝镍钴 牌号	隔磁结构
参数	18	3	5	NdFeB35	LNG52	空气

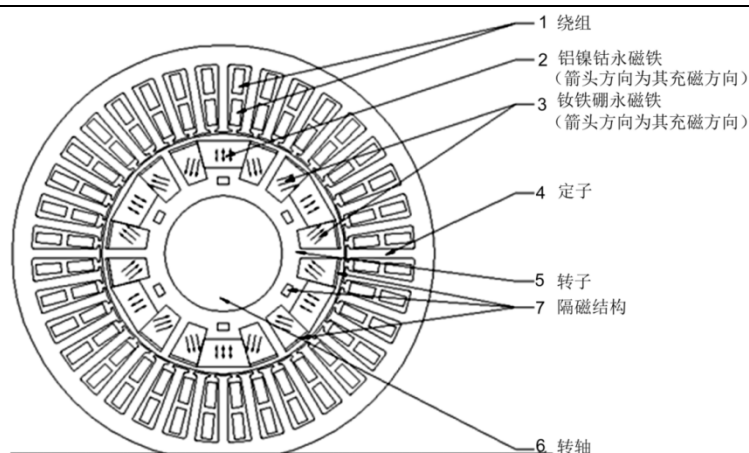


图 3.2 6 极 36 槽 Halbach 阵列可控磁通永磁同步电机

该电机基本结构特点：(1) 定子结构采用双层整数槽绕组，可抑制一定程度的电流高次谐波、反电动势谐波，降低电机转矩脉动^[49]；(2) 电机转子为内置混合式转子结构，转子永磁体每极采用三段式类 Halbach 阵列形式：铝镍钴永磁体位于中间位置，处于直轴位置，两侧为钕铁硼永磁体；(3) 钕铁硼永磁体对角充磁，为电机转子的主磁通；铝镍钴永磁体径向充磁，为电机转子的调整磁通，铝镍钴永磁体的充磁方向受控制系统的直轴电流 I_d 控制；(4) 隔磁结构包含两部分，分别位于钕铁硼上部和铝镍钴下部。

三段式类 Halbach 阵列形式，铝镍钴永磁体处于直轴位置，有利于采用直轴电流 I_d 对其磁通状态进行控制，同时在采用 $I_d=0$ 控制的驱动状态时，交轴电流 I_q 对铝镍钴永磁体影响较小，保证电机磁场在非磁通调节状态时候的稳定性。

3.2.2 Halbach 阵列可控磁通电机空载磁场

有限元软件求解区域与绕组结构形式如图 3.3 所示。在有限元求解中还需对定子绕组与绕组电流进行设定，选择的峰值电流密度为 13 A/mm^2 (350 A)，半载电流密度 6.5 A/mm^2 (175A)。

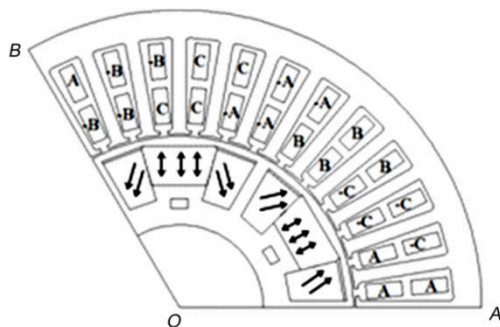


图 3.3 6 极 36 槽电机求解区域与绕组结构

空载磁场仿真着重分析电机驱动状态与安全状态下气隙磁密、电机驱动能力和采用 I_d 电流对磁通控制过程、电机状态改变。

空载时，电机驱动状态下，铝镍钴正向充磁，为助磁状态，其充磁方向沿径向方向向外；电机安全状态下，铝镍钴反向充磁，充磁方向沿径向方向向内。有限元软件磁场仿真的电机磁力线分布和磁密分布如图 3.4、图 3.5 所示。在铝镍钴助磁状态，由图 3.4a 可以看出，由于钕铁硼上部的隔磁结构的存在，对角充磁的钕铁硼磁通，通过铝镍钴进入定子铁芯。正向充磁的铝镍钴起到将钕铁硼产生的磁通导向定子侧作用，而使永磁主磁场有所增强的作用，铝镍钴永磁体矫顽力低而对永磁体气隙磁场贡献不大，铝镍钴永磁体在同方向被强磁化后，电机永磁主磁通最强，电机的磁场稳定性良好，车辆具有较好的动力性能。

在铝镍钴退磁状态，由电机磁力线分布图 3.4b 可以看出，处于钕铁硼上部的隔磁结构的存在，钕铁硼磁通通过铝镍钴，并且绝大部分在转子内短路，几乎没有磁通通过定子侧。铝镍钴永磁体将钕铁硼永磁体磁通在转子内路短路，从而起到将永磁主磁通减弱的作用，铝镍钴永磁体被反方向被强磁化后，电机永磁主磁通最弱，保证车辆系统的安全性能。

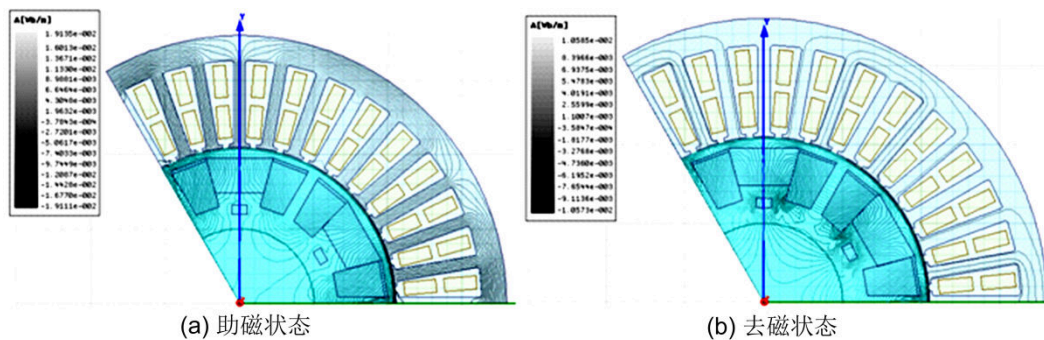


图 3.4 Halbach 阵列可控磁通电机铝镍钴助磁、退磁空载时的磁力线分布

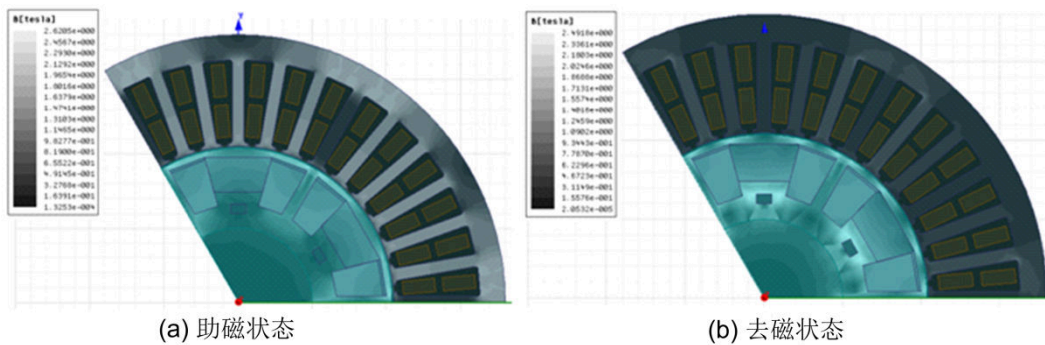


图 3.5 Halbach 阵列可控磁通电机铝镍钴助磁、退磁空载时的磁密分布图

磁场稳定性要求不论电机处于何种状态，保证铝镍钴永磁体不被钕铁硼永磁

体的磁通反向磁化。由以上分析可知，钕铁硼上部的隔磁结构的存在，绝大部分的钕铁硼磁通均通过铝镍钴进入定子铁芯或者在转子内短路，钕铁硼对铝镍钴的磁通起到稳磁作用，因此不需要做其他的稳磁处理；也由于钕铁硼上部隔磁结构的存在，铝镍钴的磁特性较弱，铝镍钴能对钕铁硼的退磁起保护作用，这种结构方式的钕铁硼永磁体发生不可逆退磁的风险减低。

Halbach 阵列可控磁通电机铝镍钴助磁、退磁空载时，气隙磁密如图 3.6、图 3.7 所示，可以看出助磁状态最高气隙磁密 750 mT，有较强的驱动能力；在退磁状态最高气隙磁密 230 mT，有较好的电安全性。

电机安全状态下的气隙磁密的选择依据为：保证电机在安全状态下，电机三相短路时，电机的制动转矩足够小，不影响整车安全性能。

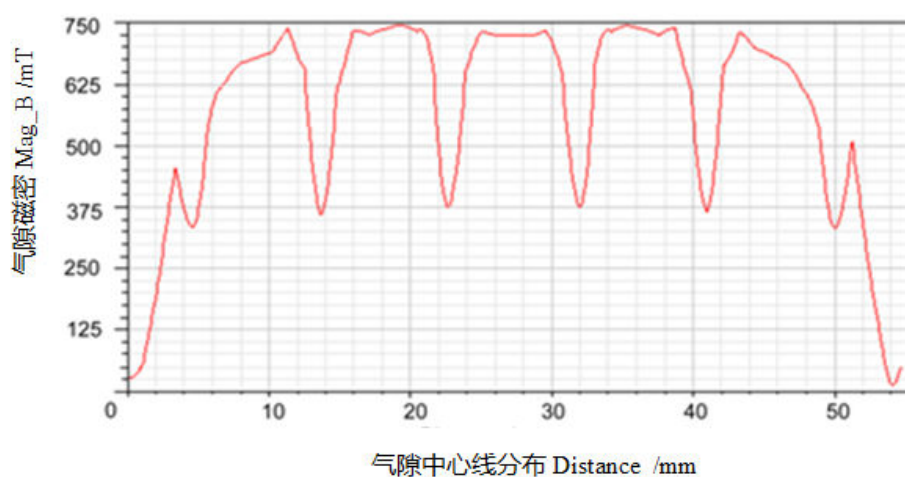


图 3.6 铝镍钴助磁时的气隙磁密沿气隙中心线幅值分布

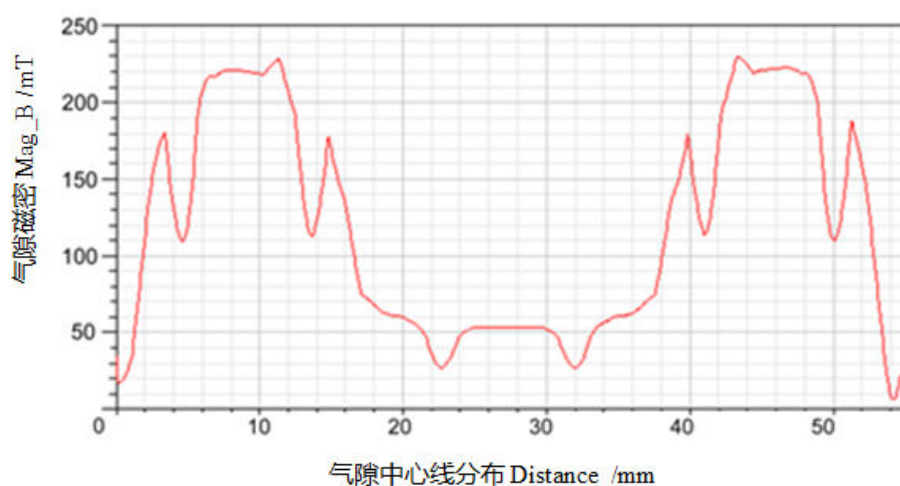


图 3.7 铝镍钴退磁时的气隙磁密沿气隙中心线幅值分布

3.2.3 Halbach 阵列可控磁通电机充退磁磁场

在有限元仿真分析中，仅采用半载负向 d 轴电流（ 6.5 A/mm^2 ， 175 A ）使铝镍钴由助磁状态改变到退磁状态（电机安全状态），如图 3.8a 所示。在钕铁硼磁通的作用下，铝镍钴基本已经反向充磁，并且铝镍钴下部的隔磁结构对此时的磁通控制影响不大。在移除 I_d 电流后，铝镍钴保持反向充磁的磁通状态，即铝镍钴由助磁状态改变为退磁状态，电机由驱动状态改变为安全状态；在 d 轴上加载 1/4 载荷负向电流（ 3.25 A/mm^2 ， 87.5 A ），虽然对铝镍钴的磁通有一定的影响，但铝镍钴的充磁方向基本没有改变。可见，电机在驱动状态时可抵抗一定的弱磁电流（电机高次谐波电流），可控磁通电机有一定的动态稳定性。

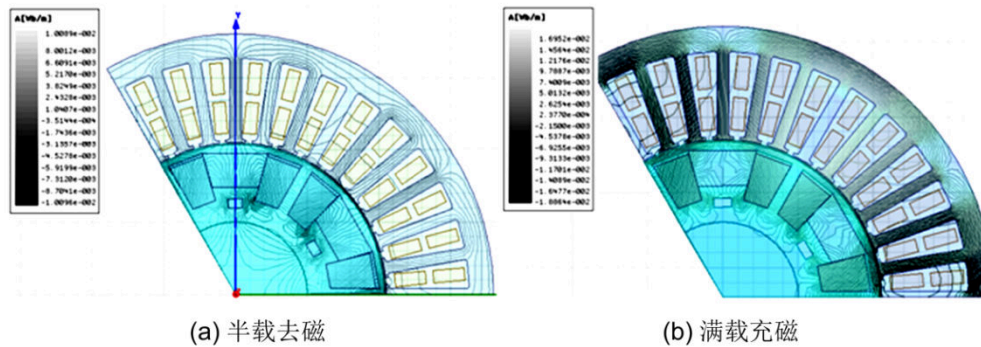


图 3.8 使用 d 轴电流对铝镍钴磁通控制时的磁力线分布

在电机安全状态、铝镍钴退磁状态，反向充磁时，使用满载正向 d 轴电流（ 13 A/mm^2 ， 350 A ）使铝镍钴由退磁状态改变到助磁状态（电机驱动状态）。如图 3.8b 所示，铝镍钴永磁体的大部分面积已经改变为助磁状态。由于两种隔磁结构引起的变磁路特性，能够使满载的磁通电流将退磁状态的铝镍钴的磁通完全改变到助磁状态，在移除磁通控制电流，铝镍钴保持助磁状态，电机改变到驱动状态。

3.3 可控磁通试验样机与试验研究装置简介

基于 Halbach 阵列可控磁通永磁同步电机模型而设计的试验样机如图 3.9 所示。



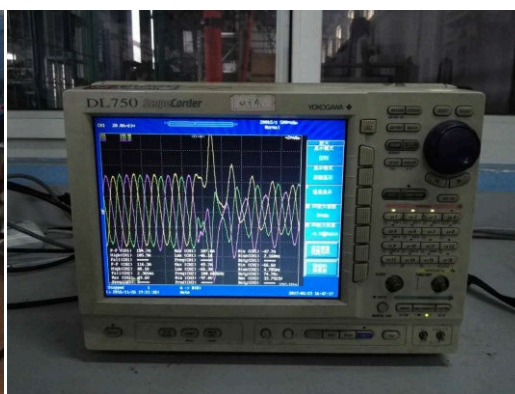
图 3.9 可控磁通永磁同步电机试验样机

3.3.1 可控磁通电机样机试验装置及设备参数

Halbach 阵列可控磁通电机的工作区间加载采用对托加载方式，可控磁通电机试验装置及设备如附图 3.10 所示。



(a) 45 kW 对拖试验台架



(b) 横河示波器 (DL750)



(c) 横河功率分析仪 (PZ4000)



(d) LCR 测试仪 (3522-50)

图 3.10 可控磁通永磁同步电机负载试验装置

本试验测试装置为一套 45 kW 对拖加载测试系统。由测功机电机、被测可控磁通电机及其驱动系统，转速扭矩传感器，高速联轴器，水冷系统，电源供电系统，功率分析系统等组成。测试仪器包含波形记录仪、功率分析仪、LCR 测试仪、CAN 总线数据观测分析设备等组成。测功机电机参数如表 3.2 所示，可控磁通电机试验测试仪器参数列表如表 3.3 所示

表 3.2 45 kW 永磁同步 IPM 电机技术参数

项目	峰值功率 /kW	额定功率 /kW	峰值电流 /A	额定电流 /A	峰值转矩 /N·m	额定转矩 /N·m
参数	45	22	242	120	150	70
项目	绕线电阻 /Ω	d 轴电感 /μH	q 轴电感 /μH	电机极对数 /对	永磁磁链 /V·s	反电动势 /V
参数	0.0014	173.5	487.5	4	0.0620	45

表 3.3 可控磁通电机试验测试仪器参数列表

仪器名称	规格型号	生产厂家	主要性能指标
转速扭矩传感器	JN338-500AT	北京三晶	500Nm, 8,000rpm, 0.5 级
功率分析仪	PZ4000	Yokogawa	5MS/s 采样, 最高 2MHz 带宽
示波记录仪	DL750	Yokogawa	100kS/s, 最大数据容量: 1GW
LCR 测试仪	3522-50	HIOKI	DC 或者 1mHz~100kHz
CAN 总线测试设备	CANcaseXL	Vector	USB 2.0 接口 双通道
万用表	115C	FLUKE	DC:0.5% + 2; AC: 2.0% + 3
万用表	287C	FLUKE	DC: 0.025%; AC:0.4%
钳流表	318	FLUKE	分辨率: 0.1 A; 2.5% ± 5 位

3.3.2 可控磁通电机样机试验装置原理及相关试验

本试验装置 45 kW 高速电机作为测功机电机控制系统转速，可控磁通电机工作在转矩控制模式，一组 336V、80Ah 车用锂离子电池组作为公共输入电源，供给测功机电机控制器和可控磁通电机控制器，稳态加载时，系统能量循环在两只驱动器和电机构成的闭合系统中进行，锂离子电池组补充系统能量损失，加载方式采用定转速稳态加载。CAN 总线数据反映测功机电机和可控磁通电机控制数据和运行状态等信息，电机输出轴机械转矩和转速由扭矩传感器获取，恒定温度水冷控制装置提供系统水冷环境；可控磁通电机的逆变器的输入和输出电压、电流、功率等由横河功率分析仪获得，在此基础上，可对被测系统进行效率分析；同时，功率分析仪上还可获得电机输入电压、电流的相位角用以校正控制中的作用在逆变桥上的 dq 轴实际电压指令，波形记录仪观测交流

侧反电动势电压、相电流相关信息。

在本试验研究中，基于该测试装备完成了以下试验：1) 可控磁通电机磁链标定试验；2) 工作区稳态加载试验及负载法参数提取试验；3) 可控磁通电机模拟三相对称短路的安全控制试验。相关试验内容和方法，会在后续章节中陆续给出。

3.4 可控磁通电机试验样机磁通动态改变过程试验分析

目前有限元仿真软件本身的设定，永磁材料的工作点只能工作在第一与第二象限的固定单一的B-H曲线上。在有限元软件中很难对铝镍钴磁通的改变过程进行动态分析。而在可控磁通永磁同步电机控制中，铝镍钴磁通的动态改变分析是实现可控磁通永磁电机稳态及短路特性试验研究的基础。为此针对Halbach阵列可控磁通电机样机，通过对永磁体的静态充退磁特性的试验研究，分析铝镍钴磁通的动态改变特性，以便于实现电机在不同工况需求下的稳态及短路安全控制。

Halbach 阵列可控磁通试样电机永磁体的静态充退磁特性，通过试验手段的进行充、退磁标定，控制电机 d 轴电流，测量电机空载反电动势，实际评估控制磁场直轴电流 I_d 对电机永磁磁链 ψ_f 影响规律，绘制磁动势 F 与转子永磁磁通 ϕ 的关系曲线族即 $\phi = f(F)$ 。

在进行充退磁试验时，交轴电流 $I_q=0$ ，调节直轴电流 I_d ，由直轴电枢反应磁动势

$$F_{ad} = \frac{1.35K_{dp}NK_{ad}}{p} I_d' \quad (3.1)$$

对于特定电机，绕组系数和磁动势折算系数是一定的，因此 $F_{ad} \propto I_d$ ；永磁磁链由 $\psi_f = e_0/\omega$ 可知，通过测量空载反电动势 e_0 ，可以计算出 $\psi_f = N\Phi$ ；因此在电机控制应用中，可以用 $\psi_f = g(I_d)$ 代替 $\Phi = f(F)$ 表征永磁转子的励磁特性。

3.4.1 可控磁通电机饱和磁链曲线测定

在充退磁试验中，首先需要测定电机转子永磁磁场的磁通调节的边界特性，该磁场由提供电机转子的主磁通的钕铁硼永磁体和作为调节磁通的铝镍钴永磁体共同决定的。采用半载负向 d 轴电流 (6.5 A/mm^2 , -175 A) 使铝镍钴由助磁状态改变到退磁状态，移除 I_d 电流后，测量空载反电动势达到 7.19 V/kr/min ，进而反向加大 d 轴电流 (7.42 A/mm^2 , -200 A)，空载反电动势达到 5.59 V/kr/min ；

在此基础上进行加正向 d 轴电流充磁试验，正向电流分度为 25 A，最大加到 400 A，使铝镍钴由退磁状态改变到助磁状态（电机驱动状态）。试验数据如表 3.4 所示。

表 3.4 饱和充退磁反电动势、磁链试验数据

充磁电流 /A	反电动势 /V	永磁磁链 / V·s	退磁电流 /A	反电动势 /V	永磁磁链 / V·s
0	5.59	0.0103	0	25.05	0.046
25	6.62	0.0122	-25	24.56	0.0451
50	8.6	0.0158	-50	22.92	0.0421
100	13	0.0239	-75	19.1	0.0351
150	19.49	0.0358	-100	14.96	0.0275
200	23.62	0.0434	-125	12.22	0.0225
250	24.38	0.0448	-150	8.89	0.0163
275	24.5	0.045	-175	7.19	0.0132
300	24.57	0.0451	-200	5.59	0.0103
350	24.86	0.0457	-	-	-
400	25.05	0.046	-	-	-

充磁电流与空载反电动势的关系曲线如图 3.11 正半轴所示。1 线代表充磁电流与空载反电动势的关系，2 线代表单位充磁电流引起空载反电动势变化率，反应 d 轴电流对磁通的调节能力，由图 3.11 可知，随着电流的增加，对磁通的调节作用逐步减弱，350 A 以上的区域，铝镍钴永磁体被正向饱和和充磁，大部分面积已经改变为助磁状态，电机工作于驱动状态。

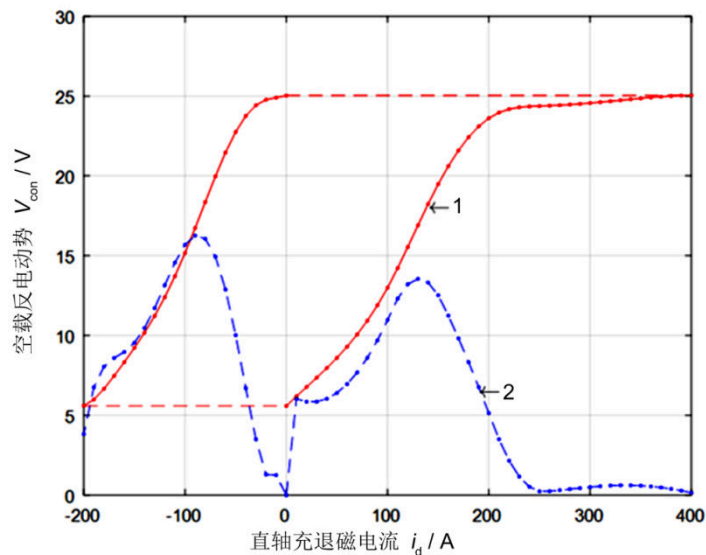


图 3.11 可控磁通电机试验样机饱和充退磁电流与空载反电动势的关系曲线

在饱和充磁的基础上，逐步增加负向 d 轴电流，并在每次试验点移出 d 轴电

流测量空载反电动势，数据如表 3.4 所示。退磁电流与空载反电动势的关系曲线如图 3.11 负半轴所示。电流的继续增加对磁通的调节作用逐步减弱，在钕铁硼磁通的“帮助”下，铝镍钴基本已经反向充磁，已经改变为退磁状态。电机由驱动状态改变为安全状态。

从实验数据上还可以看出，在 d 轴上加载 1/8 载荷负向电流（ 1.86 A/mm^2 ，50 A），反电动势有所降低，对铝镍钴的磁通的影响不大。可见，电机在驱动状态时可抵抗一定的弱磁电流（电机高次谐波电流），保证电机有好的动态稳定性；另外，通过优化控制策略，可适当利用磁阻转矩提高电机转矩输出能力。

3.4.2 可控磁通电机磁链-电流 MAP 测定

铝镍钴永磁的退磁曲线呈非线性变化，由于铝镍钴矫顽力很低，并且其内禀矫顽力与矫顽力几乎一致，因此对铝镍钴正反向充磁及退磁相对比较容易，铝镍钴永磁体的回复线与退磁曲线并不重合，可知，在不同的磁势下，永磁材料的剩磁不同，铝镍钴对转子永磁体的磁通调节能力跟充、退磁工作起点都有关系，因此在对可控磁通电机进行饱和充退磁试验的基础上，为获得在不同工作起点下电机转子总的荷磁状态需要试验测定。

在电机饱和反向充磁（ 7.42 A/mm^2 ，-200 A）的基础上，分别施加正向 d 轴电流：50 A、100 A、150 A、200 A 进行正向充磁，测量空载反电动势，作为退磁起点，再以不同的电流分度逐步施加负向 d 轴电流至：-50 A、-100 A、-150 A、-200 A，对铝镍钴永磁体进行反向充磁即转子永磁体退磁，以此为充磁工作起点，以不同的电流分度逐步施加正向 d 轴电流至：50 A、100 A、150 A、200 A，对铝镍钴永磁体进行正向充磁即转子永磁体增磁。依次测量空载反电动势，对实验数据进行插值，并计算相应的永磁磁链，绘制电机空载反电动势 e_0 、永磁磁链 ψ_f 与直轴电流 I_d 的关系曲线，如图 3.12 所示。

Halbach 阵列可控磁通电机实际测得的空载反电动势 e_0 、永磁磁链 ψ_f 与直轴电流 I_d 的关系曲线，反应充磁磁动势与转子永磁磁通之间的关系表现为磁滞特性曲线，控制上要求实时检测或估算电机永磁磁链，采取合适的充退磁策略，在驱动状态要实现转矩实现的同时需要关注磁链的变化，调节磁场以实现转矩输出；适应车用工况，在低速为实现加速和爬坡等工况的大扭矩需求，通过调节磁场，使转子永磁磁场达到最大，实现恒转矩控制；在高速区巡航，通过调节磁场，使转子永磁磁场在满足转矩需求的前提下，适当的退磁策略可提高母线电压的利用率，而不像传统永磁同步电机那样，需要实时提供负向 d 轴电流以削弱永磁磁场实现弱磁控制，在可能情况下，降低逆变器的容量，实现高速区的恒功率控制。当然需要面对变化磁场的

带来的控制和调节的复杂性。

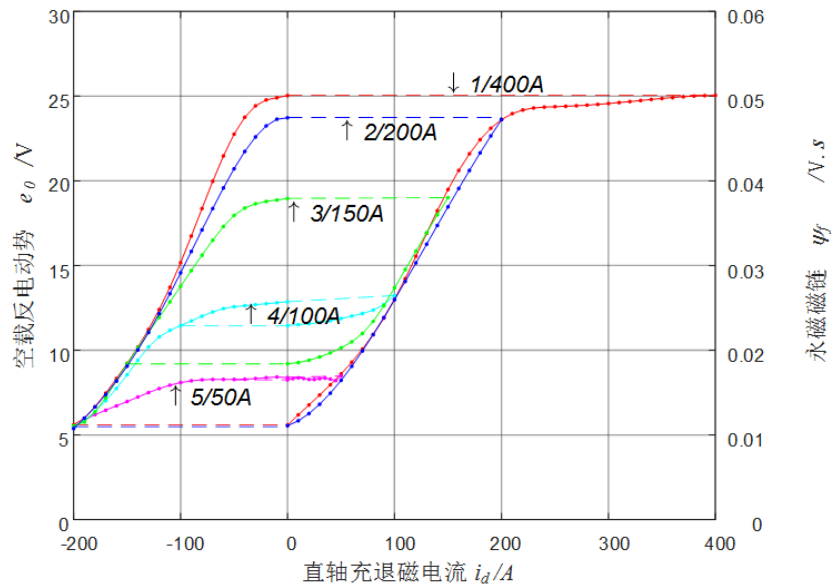


图 3.12 电机空载反电动势 e_0 、永磁磁链 ψ_f 与直轴电流 I_d 的关系曲线

3.5 小结

本章首先对 Halbach 阵列可控磁通电机进行了可充退磁分析，分析了电机驱动状态与安全状态下气隙磁密、反电动势及驱动效果，采用 I_d 电流对磁通控制过程及电机状态改变；采用半载负向 d 轴电流 (6.5 A/mm^2 , 175 A) 使铝镍钴由助磁状态改变到退磁状态，铝镍钴基本已经反向充磁；在电机安全状态、铝镍钴退磁状态，反向充磁时，使用满载正向 d 轴电流 (13 A/mm^2 , 350 A) 使铝镍钴由退磁状态改变到助磁状态，铝镍钴永磁体的大部分面积已经改变为助磁状态。

针对 Halbach 阵列可控磁通电机样机，通过对永磁体的静态充退磁特性的试验研究，测定饱和磁链曲线和工作区磁链 MAP。分析了铝镍钴磁通的动态改变特性，实现电机在不同工况需求下的稳态驱动及短路安全控制；Halbach 阵列可控磁通电机实际测得的空载反电动势 e_0 、永磁磁链 ψ_f 与直轴电流 I_d 的关系曲线，反映充磁磁动势与转子永磁磁通之间的关系表现为磁滞特性曲线，控制上要求实时检测或估算电机永磁磁链。

第4章 可控磁通电机参数提取与控制安全策略

车用可控磁通永磁同步电机控制软件采用带充退磁决策的转矩/电流闭环的磁场定向（FOC）转矩闭环控制，控制结构包含充退磁决策、磁链观测器、电流闭环控制等可控磁通电机控制的基本控制算法。可控磁通电机安全控制策略包括驱动工况和安全控制工况两种的处理。

当电机处于驱动工况运行时，与传统永磁同步电机具有相同的控制策略，根据本论文研究的方向为侧重电机控制安全，同时结合前一章所述的可控磁通电机永磁磁链与充退磁电流的关系表现为类似的磁滞回线族的复杂特性，这里对驱动工况运行做如下简化：

(1) 电机控制方式采用 $I_d=0$ 控制方式，使得电流环中转矩由交轴电流 I_q 独立调节；磁通控制由直轴电流 I_d 独立调节；

(2) 铝镍钴永磁体工作于如图3.11 的饱和充退磁曲线，即进入驱动状态前电机中的铝镍钴永磁体进行完全退磁操作，驱动工况下对铝镍钴永磁体进行饱和和充磁，使得可控磁通电机在此工况下具有与传统永磁同步电机相同的转矩特性；在安全状态下，根据采取的安全控制策略，对铝镍钴进行退磁操作，降低制动转矩和电机反电动势的大小，实现可控磁通电机的安全控制；

(3) 弱化传统永磁同步电机中的高速弱磁工况处理，使得电机驱动状态下，全转速范围内始终工作直流母线提供的工作能力范围内。

基于以上因素考虑，本研究采用的可控磁通永磁同步电机控制安全系统框图见图4.1。

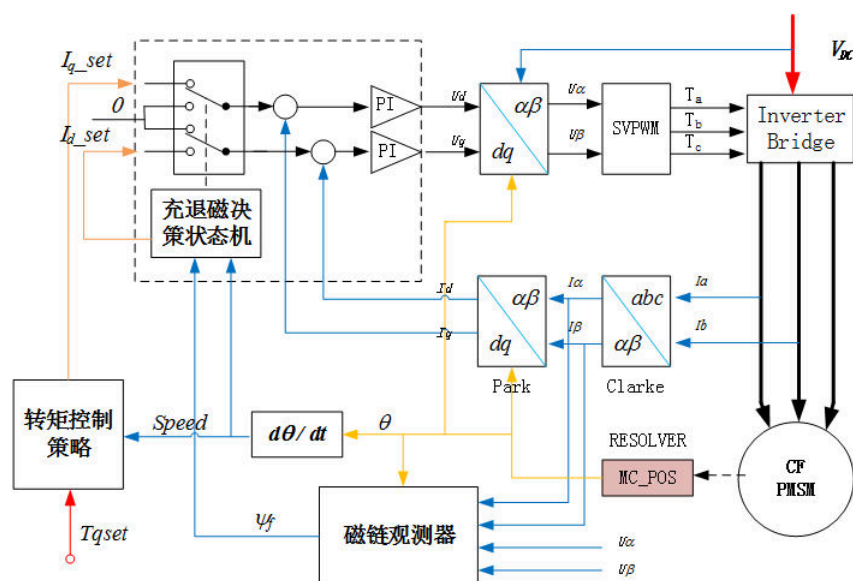


图 4.1 车用可控磁通永磁同步电机控制系统框图

车用可控磁通永磁同步电机控制安全策略, 研究内容包括可控磁通电机电感、磁链等电参数的提取与观测, 充退磁决策, 电流调节器设计等基础研究内容, 因此本章将重点阐述磁链观测器的设计与仿真, 带充退磁决策的驱动安全控制状态机的设计与仿真。

4.1 可控磁通电机试验样机电机参数提取

车用永磁同步电机为了获得较高的功率密度, 往往设计成磁路具有一定的饱和度和, 以提高有限空间的利用率。这导致了 PMSM 的电感等参数随磁路饱和和程度的变化而变化, 并非定值, 经典矢量控制模型亦忽略磁路饱和等非线性因素, 实际电机参数的变化导致电压极限椭圆的扩大。在实际工程中, 以有限元法磁场数值计算为基础, 开展永磁电机电磁仿真设计工作, 并进行台架试验标定, 确定针对具体实际电机控制策略。

同济大学王心坚、张成等提出用永磁磁链 dq 分量 (ψ_{fd} , ψ_{fq}) 而不是永磁磁链幅值 ψ_f 来描述和表达永磁磁链空间矢量 $\vec{\psi}_f$ 的观点, 以反映电枢反应对空间矢量 $\vec{\psi}_f$ 的实际影响, 并形成了基于电磁仿真计算的电机集中参数提取方法^[50]。在有限元仿真中, 可见磁路饱和、交叉饱和等非线性因素导致了 d 轴两侧磁路磁导的不对称分布, 进而带来气隙磁密波形和永磁磁链波形的畸变, 该方法以 PMSM 二维有限元瞬态仿真结果为原始数据, 基于矢量控制理论, 通过 Matlab 数据处理, 获得在不同电枢电流激励下、考虑交、直轴耦合条件下磁路饱和影响的电机等效集中参数、电磁转矩和电压特性, 实现精确转矩控制。根据现代永磁电机理论, d 轴、 q 轴电机铁心等磁性材料饱和、共磁通等非线性因素^[10], 导致实际高功率密度永磁电机中永磁磁链与理论值的偏离, 物理抽象类似于永磁磁链 ψ_f 偏离 d 轴方向一定角度 θ , 从而引入永磁磁链的 q 轴分量 ψ_{fq} 并维持磁链模值 ψ_f 保持不变, 以此在解析方程中代表磁路非线性因素的影响。

在可控磁通电机的安全控制中, 在接下来的磁链观测器需要调用电机的电感参数 L_q 、 L_d , 在目前的有限元仿真中, 很难对铝镍钴磁通的改变过程进行动态分析, 尚未形成完整的电机工作区间的有限元仿真模型及相关的电机参数的提取模型, 因此, 在本研究中采用负载法, 通过试验手段获取可控磁通试验电机参数。

表 4.1 可控磁通电机的静态电枢反应电感参数

e_0 / V	5.0	7.5	10.0	12.5	15.0	17.5	20.0	22.5	25.0	27.5	30.0
$L_{d0} / \mu H$	387	389	390	392	394	395	397	398	400	402	403
$L_{q0} / \mu H$	642	675	708	741	775	808	841	874	907	940	973

可控磁通电机的静态电枢反应电感参数 L_{d0} 、 L_{q0} 的大小可由 LCR 测试仪在

电机静态试验测得，数据如表 4.1 所示。可以看出静态电感参数中， L_{d0} 受电机空载反电动势 e_0 大小影响较小， L_{q0} 受空载反电动势 e_0 影响较大。随着空载反电动势的增大，静态电感的差值 ($L_{d0} - L_{q0}$) 逐步放大，即电机的凸极率趋于明显，磁阻转矩在总输出轴转矩构成中作用增加，但在实际加载过程中，由于磁路的非线性因素影响尤其是对 L_q 的影响会显著增加，需要对稳态加载工况中的动态电感参数进行进一步的考察。

4.1.1 可控磁通电机负载法磁链、电感参数提取方法

由定子电压方程，

$$\left. \begin{aligned} u_d &= d\psi_d/dt - \omega\psi_q + R_s i_d \\ u_q &= d\psi_q/dt + \omega\psi_d + R_s i_q \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

在稳态工况下， $d\psi_d/dt$ 、 $d\psi_q/dt$ 为零，由此可得

$$\left. \begin{aligned} \psi_q &= -(u_d - R_s i_d) / \omega \\ \psi_d &= (u_q - R_s i_q) / \omega \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

式中：

u_d 、 u_q ——分别为 d 、 q 轴稳态电压分量，可有试验控制数据给出，并有功率分析仪数据中的电机输入电压有效值数据进行校正，

ω ——对应电机试验转速 $n=2\,000$ r/min 时的电角转速， $\omega=628.32$ rad/s；

ψ_d 、 ψ_q ——分别为交直轴总的磁链，由永磁磁通和电枢反应共同形成。由上述电压方程可以计算出交、直轴总的磁链 ψ_d 、 ψ_q 大小；

考虑 d 、 q 轴电机铁心等磁性材料饱和、共磁通等非线性因素，我们理论上定义永磁磁链 ψ_f 具有 d 、 q 轴分量 ψ_{fd} 和 ψ_{fq} 构成， $\psi_f = \sqrt{\psi_{fd}^2 + \psi_{fq}^2}$ ， ψ_{fd} 为等效产生主要输出轴转矩的 d 轴永磁磁链， ψ_{fq} 为等效 q 轴永磁磁链。

此时磁链方程转化为

$$\left. \begin{aligned} \psi_d &= L_d i_d + \psi_{fd} \\ \psi_q &= L_q i_q + \psi_{fq} \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

式中 L_q 、 L_d 为动态电枢反应电感参数， L_q 、 L_d 与磁链大小和转子永磁体布置有关，除此之外，受共磁通因素以及磁路饱和等因素的影响，是电枢电流、磁链的函数。其中 L_q 受电枢电流的影响较大， L_d 影响小一些。

由稳态磁链方程和电压方程可得出电感表达式为

$$\left. \begin{aligned} L_d &= (u_q - R_s i_q) / \omega - \psi_{fd}' / i_d \\ L_q &= -(u_d - R_s i_d) / \omega - \psi_{fq}' / i_q \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

在通过采集电压、电流数据进行处理，计算 L_q 、 L_d 时发现，在趋向 90° 矢量角度时，由于 i_d 趋近于 0， L_d 计算偏差较大，而此时 d 轴的电枢反应接近于零， L_d 数值用 L_{d0} 代替；也由于在剥离考虑共磁通因素之后， L_d 随 i_d 的变化率很小，而转矩计算更关注差值项 $(L_d - L_q)$ 的大小，因此在本次数据处理时 L_d 用静态电感代替，即用表 4-1 中稳态工作点的空载反电势项对 $L_{d0} \sim e_0$ 拟合函数进行插值，求得 L_d 值。

考虑交轴磁路饱和及共磁通因素时， ψ_{fd}' 、 ψ_{fq}' 、 L_q 需迭代求解，计算流程如图 4.2 所示，其步骤如下：

(1) 给定某一稳态点 (i_s, θ) ；

(2) 计算电机电磁转矩 T_{em}

$$T_{em} = 3/2p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (4.5)$$

(3) 假设直轴永磁磁链分量 ψ_{fd}' ，则永磁磁链分量 ψ_{fq}'

$$\psi_{fq}' = -\sqrt{\psi_f^2 - \psi_{fd}'^2} \quad (4.6)$$

式中 ψ_{fq}' 取负值，在转矩方程中 $-\psi_{fq}' i_d$ 项代表转矩损失项。

(4) 计算交轴电枢反应电感 L_q' (H)

$$L_q' = (-u_d - R_s i_d) / \omega - \psi_{fq}' / i_q \quad (4.7)$$

(5) 计算 u_d' 、 u_q'

$$\left. \begin{aligned} u_d' &= -\omega(L_q' i_q + \psi_{fq}') + R_s i_d \\ u_q' &= \omega(L_d i_d + \psi_{fd}') + R_s i_q \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

(6) 代入式

$$T_{em}' = 3/2p((\psi_{fd}' i_q - \psi_{fq}' i_d) + (L_d - L_q') i_q i_d) \quad (4.9)$$

即可求出电机电磁转矩 T_{em}' ；

(7) 比较 T_{em}' 和 T_{em} ，重复 (2) ~ (6) 步，反复进行迭代计算，直至 T_{em}' 和 T_{em} 间的误差在容许范围内时， ψ_{fd}' 、 ψ_{fq}' 、 L_q' 即为所求的值。

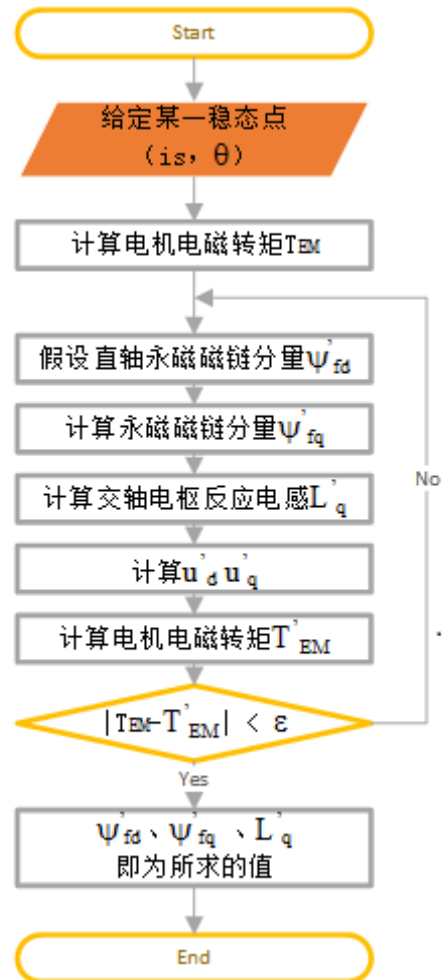
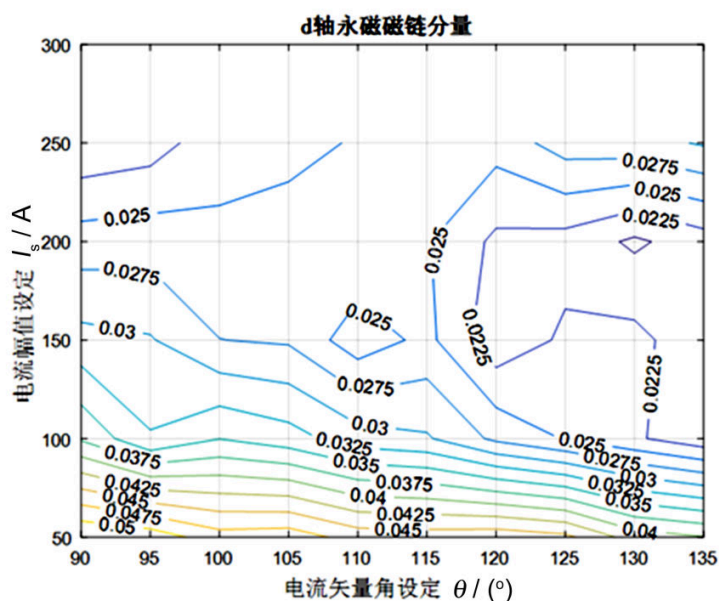
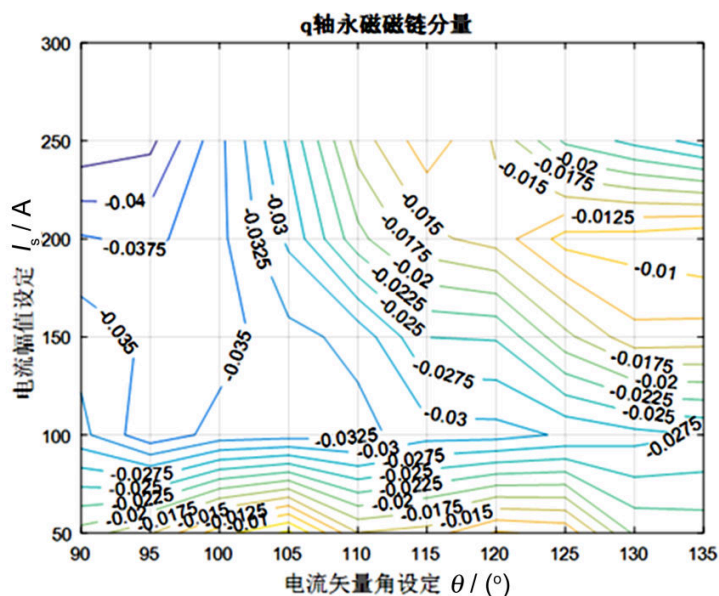


图 4.2 负载法迭代计算流程图

4.1.2 可控磁通电机负载法磁链、电感参数数据处理与分析

计算出的永磁磁链的 d 、 q 轴分量分布图如图4.3、图4.4所示。 d 轴永磁磁链的大小明显降低， q 轴永磁磁链为负值，且随着电流设定值的增加绝对值增大，对输出轴的转矩削减越明显。在恒定设定电流条件下，随着电流矢量角度的增加， q 轴电流分量减小， q 轴磁链绝对值降低，可以解释为， q 轴电流的降低，磁性材料饱和程度减弱，工作点逐步回复到线性区。

图 4.3 计算永磁磁链的 d 轴分量分布图图 4.4 计算永磁磁链的 q 轴分量分布图

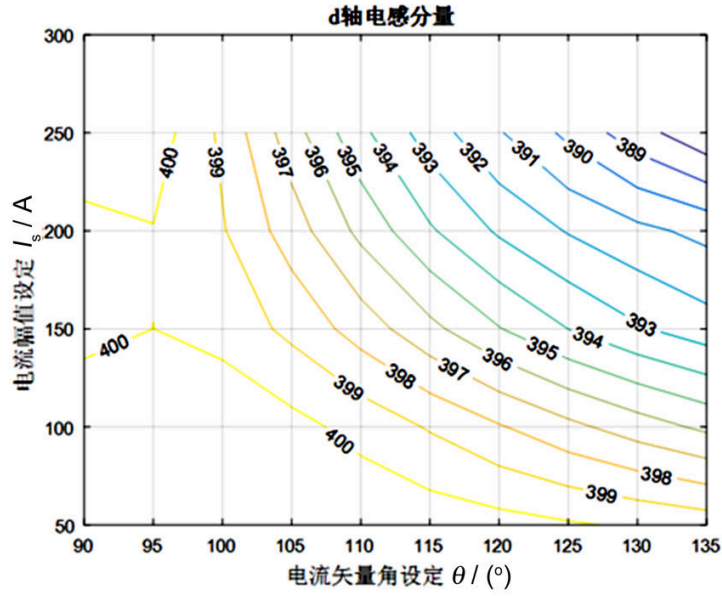


图 4.5 计算电感 d 分量分布图

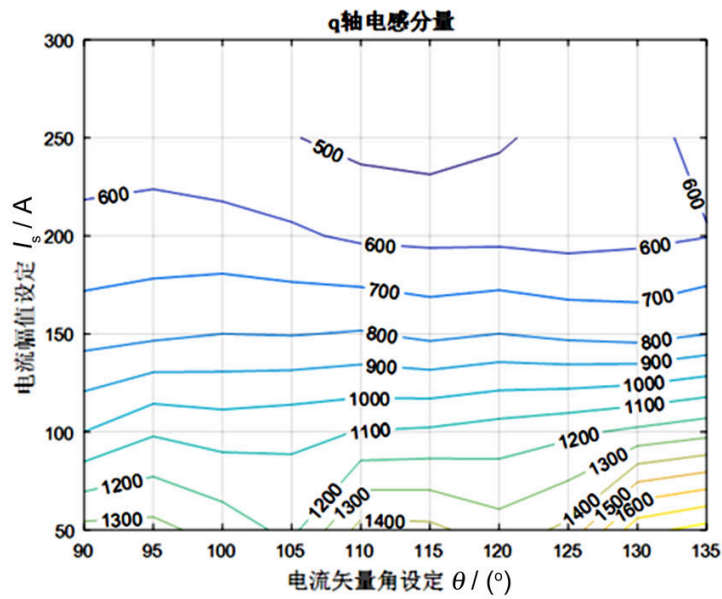
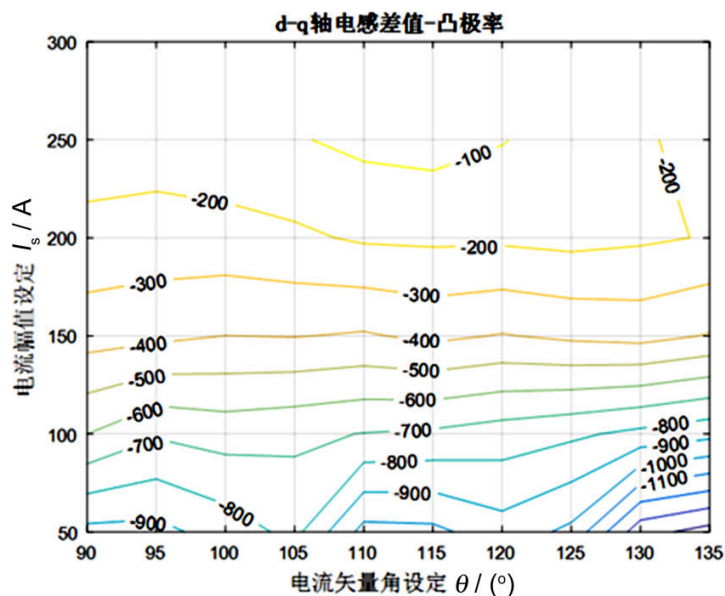
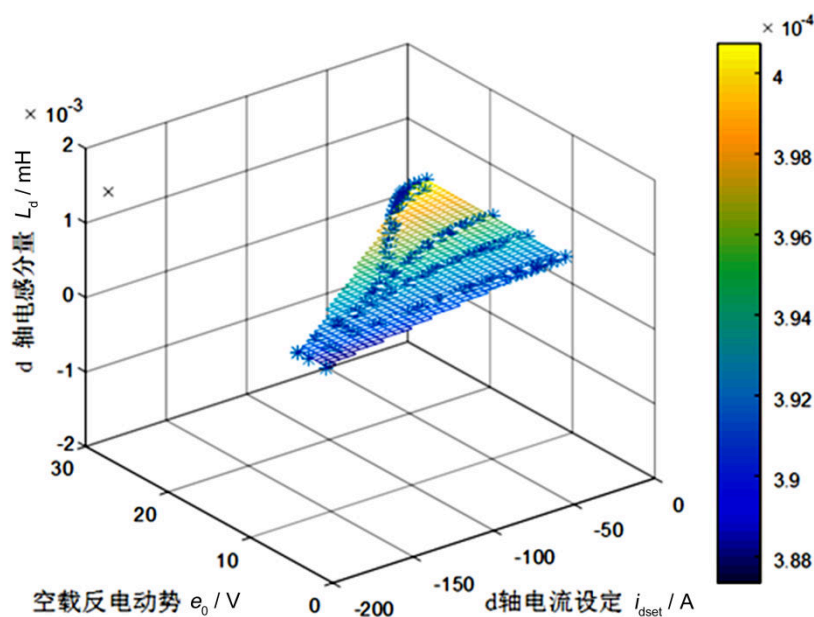


图 4.6 计算电感 q 分量分布图

计算出的电感 d 、 q 分量分布图如图4.5、图4.6所示。 d 轴电感受电流变化影响较小， q 轴随着电流的增加，电感大幅度衰减，电感差值如图4.7所示，凸极率降低，磁阻转矩对输出轴转矩的贡献被明显削弱。

图 4.7 计算电感 d 、 q 分量差值 ($L_d - L_q$) 分布图

稳态加载试验中，各个稳态工作点的选取为不同的初始充磁状态：空载反电动势 e_0 分别为 10 V、15 V、20 V 和 25 V 时，一定电流幅值 I_s 下、在 $90 \sim 135^\circ$ 之间变化电流矢量角 θ 构成，即是以空间 $(e_0, (I_s, \theta))$ 或 $(e_0, (I_d, I_q))$ 为基底的稳态工作点，由于不同的退磁电流 I_d 的作用，将改变铝镍钴永磁体的磁场状态，各个稳态点的空载反电动势 e_{0n} 数值，可能达到图 3.12 中的任何一点的值，为了定量研究电感参数受 e_0 、 I_d 、 I_q 的影响，需要对采集的稳态工作点数据进行提取，并在此基础上进行数据插值、拟合。

图 4.8 直轴电感 L_d 提取数据点

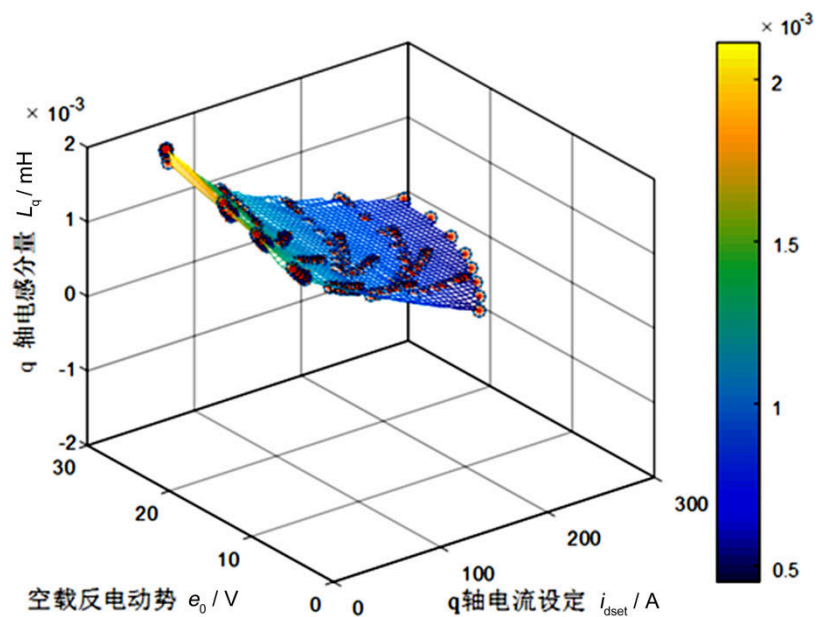


图 4.9 交轴电感 L_q 提取数据点

经过数据提取的数据点如图 4.8、图 4.9 所示，插值、拟合之后的电感 L_d 、 L_q 等高线分布图如图 4.10、图 4.11 所示。

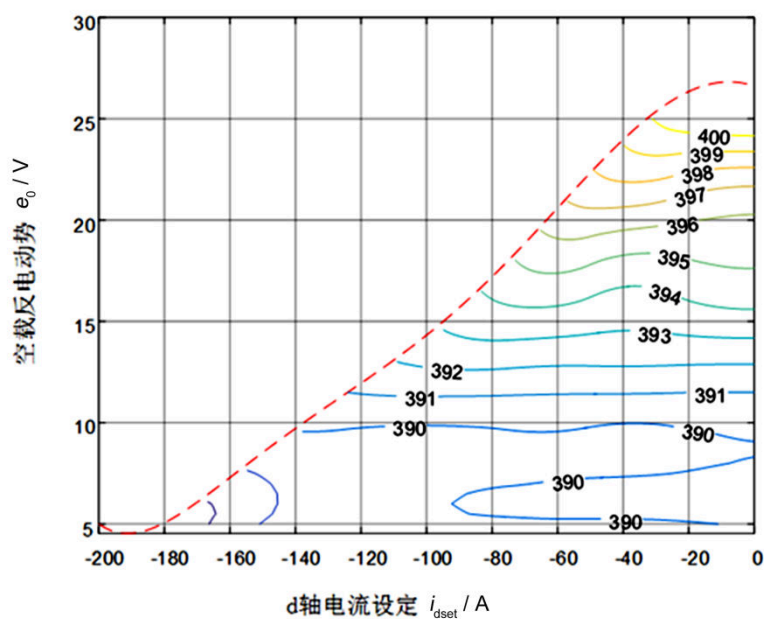
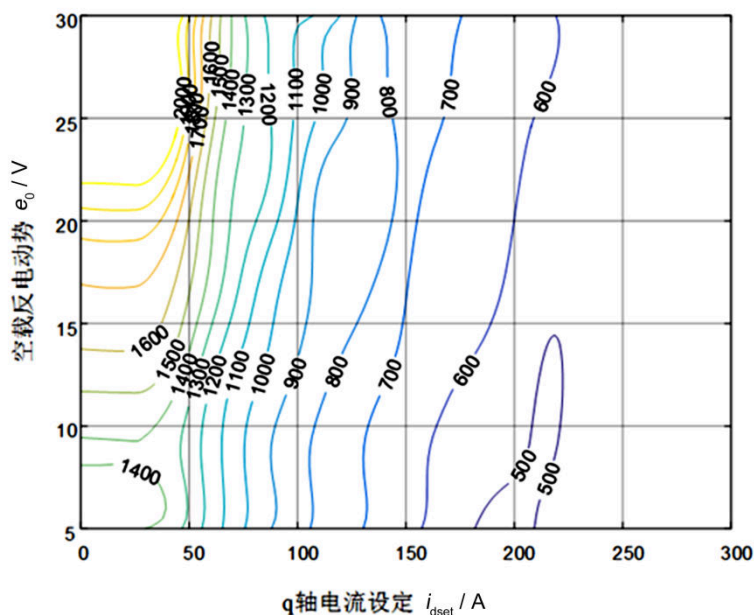


图 4.10 直轴电感 L_d 分布图

图 4.11 交轴电感 L_q 分布图

4.2 磁链观测器的设计

在可控磁通电机控制安全中,制动转矩大小与电机永磁磁链的大小和电机的凸极率有关,短路电流的大小与永磁磁链和直轴电感都有关系。因此在控制安全试验中,需要对电机转子永磁磁链进行实时在线估算。本文磁链观测器的设计,通过搭建Matlab/Simulink仿真模型,采用改进型电压模型的磁链观测,利用电动机端电压、电流、位置等可测量信号间接地获得转子永磁磁链信息,对电机转子永磁磁链进行实时估算,不断修正估算转子磁链,不仅用于稳态实时转矩计算,而且作用于充退磁决策环节,以及在控制安全中评价制动转矩的水平。

4.2.1 可控磁通永磁同步电机磁通估计电压模型算法

为了实时计算可控磁通电机的电磁转矩,建立电机的磁通估计模型来获得电机在当前工作点的永磁磁链。本论文采用改进的电压模型进行磁通估计。

在定子 $\alpha\beta 0$ 坐标系统中,由式 2.11 所示的电压方程,取积分可得永磁磁链表达式,如式 4.10。

$$\begin{bmatrix} \psi_{f\alpha} \\ \psi_{f\beta} \\ \psi_{f0} \end{bmatrix} = \int \left(\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \right) dt - L_1(2\theta) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

由式4.10可知，根据定子电流 i_α 、 i_β 和定子电压 u_α 、 u_β 的检测值以及旋转变压器提供的转子位置 θ ，可以对转子永磁磁链 ψ_f 进行估算，基于锁相环的表贴式永磁同步电机无速度传感器角度估算算法研究^[51-52]的电压模型实现的框图见图4.12所示。

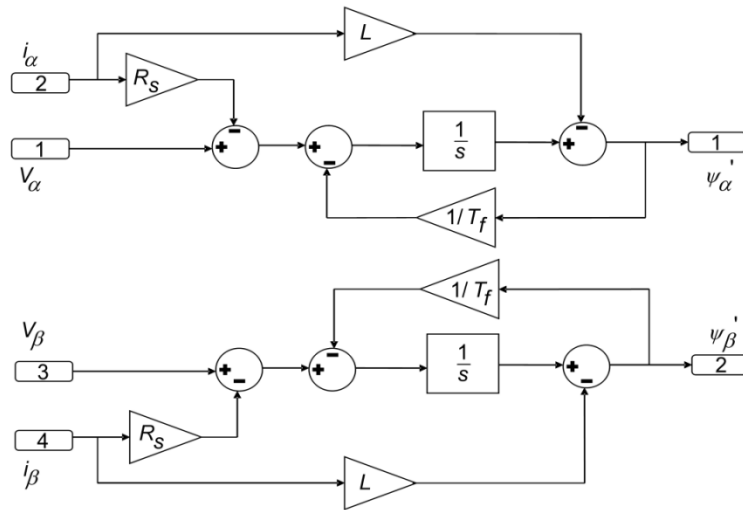


图 4.12 电机磁通估计电压模型($L_d=L_q$)

4.2.2 可控磁通永磁同步电机磁通估计 simulink 仿真模型

电压模型磁通估计应用于可控磁通电机磁链估算，需引入转子位置 θ ，应用于式2.10的电感矩阵 $L_1(2\theta)$ ，以适应处理 $L_d \neq L_q$ 带有凸极效应的情形，Simulink仿真模型如图4.13所示。

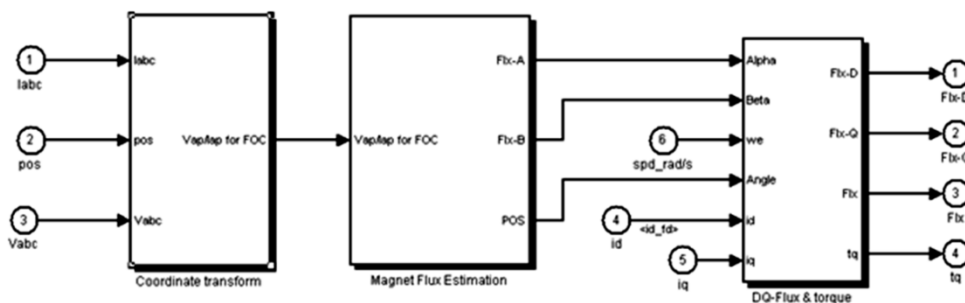


图 4.13 可控磁通电机磁链估算 Simulink 仿真模型

系统包含3个模块：(1) 坐标变换模块，将采集的输入三相电压 V_{abc} 、电流 i_{abc} 进行坐标变换至 $\alpha\beta$ 坐标系下定子电流 i_α 、 i_β 和定子电压 u_α 、 u_β ，同时引入旋转变位置角 θ ；(2) 永磁磁链估计模块如图4.14所示，根据 $(i_\alpha$ 、 i_β 、 u_α 、 u_β 、 θ)应用电压估算模型计算磁链 $\psi_{f\alpha}$ 、 $\psi_{f\beta}$ ；(3) dq 磁链、转矩计算模块如图4.15所

示, 通过估算的 $\psi_{f\alpha}$ 、 $\psi_{f\beta}$ 经过 $park$ 变换计算 ψ_{fd} 、 ψ_{fq} , 由于电压估算模型中高通滤波相位延迟, 转子位置角做超前角度加以修正。

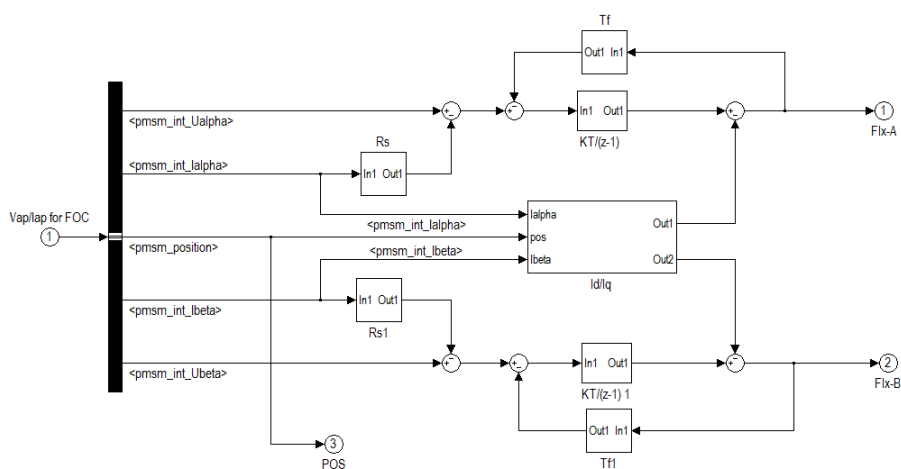


图 4.14 可控磁通电机永磁磁链估计模块($L_d \neq L_q$)

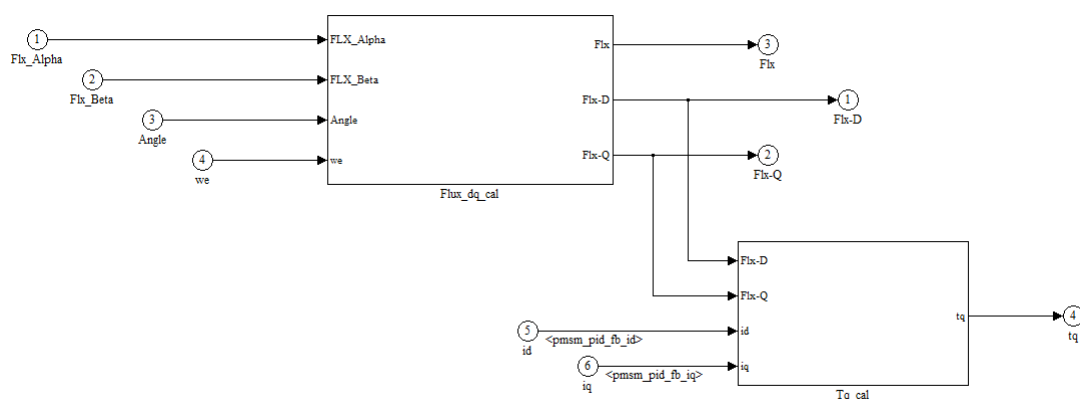


图 4.15 可控磁通电机 dq 磁链、转矩计算模块

4.2.3 可控磁通永磁同步电机磁通估计结果分析

可控磁通电机永磁磁链估计仿真波形如图 4.16 所示。图 4.16 中依次为 $\alpha\beta$ 坐标系下的式 4.10 中的 $\alpha\beta$ 磁链 ($\psi_{f\alpha}$ 、 $\psi_{f\beta}$), 电枢反应磁链项 ($L_1(2\theta) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}$), 和积

$$\text{分项} \int \left(\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \right) dt \text{ 波形图。}$$

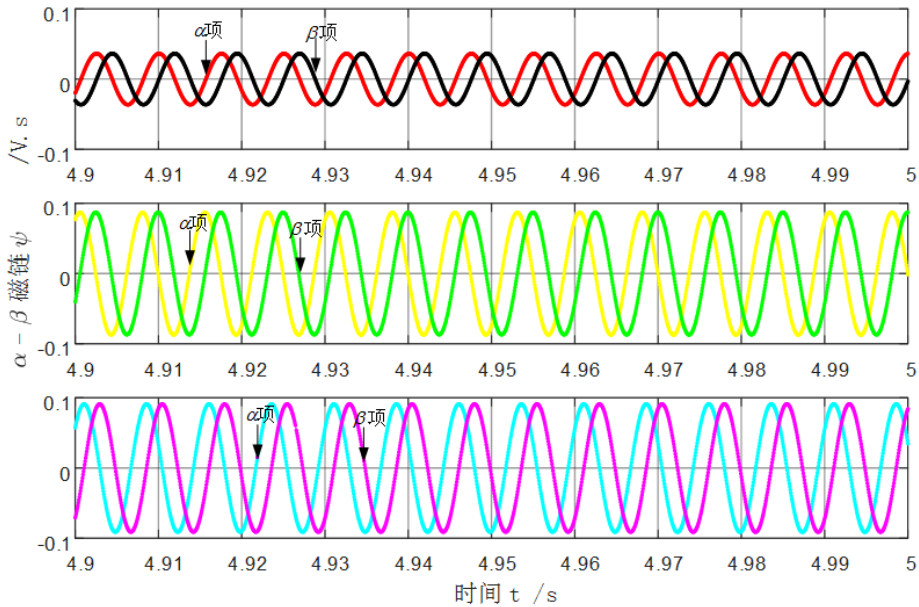


图 4.16 可控磁通电机永磁磁链估计仿真波形

可控磁通电机永磁磁链 ψ_f 估计仿真波形如图 4.17 所示， $\psi_{d_Rtr_Ang}$ 、 $\psi_{q_Rtr_Ang}$ 代表在磁链估算环节采用锁相环估算角度的估算波形， $\psi_{d_Act_Ang}$ 、 $\psi_{q_Act_Ang}$ 使用电机模型的角度估算波形；转矩估算如图 4.18 所示， T_Q_Rtr 为估算转矩， T_Q_MDL 为电机模型计算电磁转矩；估算过程如图 4.19 所示。可见，在转速比较低的区域磁链 ψ_f 估计的幅值衰减比较大，准确性较差，转矩 T_q 估计也较差；在高速或稳态区域，磁链估计幅值跟踪较好但有静差，主要由于电压估算模型中高通滤波相位延迟引起，进一步仿真发现，经过超前角修正之后估算转矩与电机模型转矩符合的相对较好。

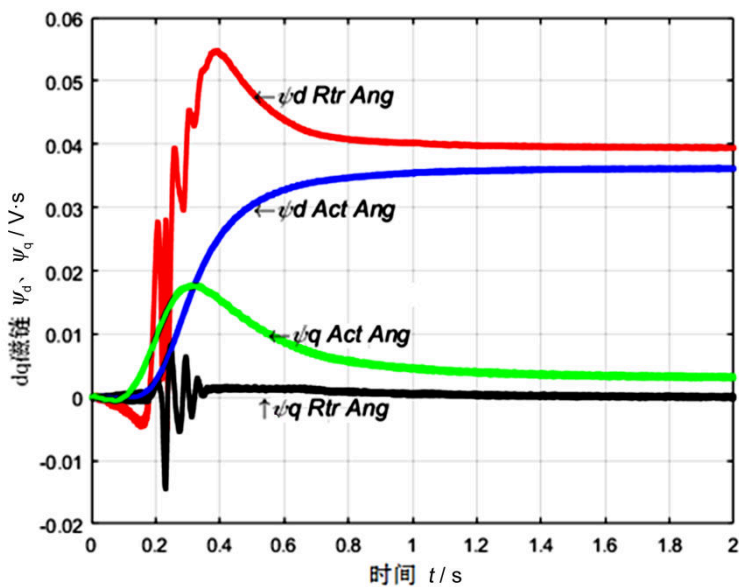


图 4.17 永磁磁链 ψ_f 估计仿真波形

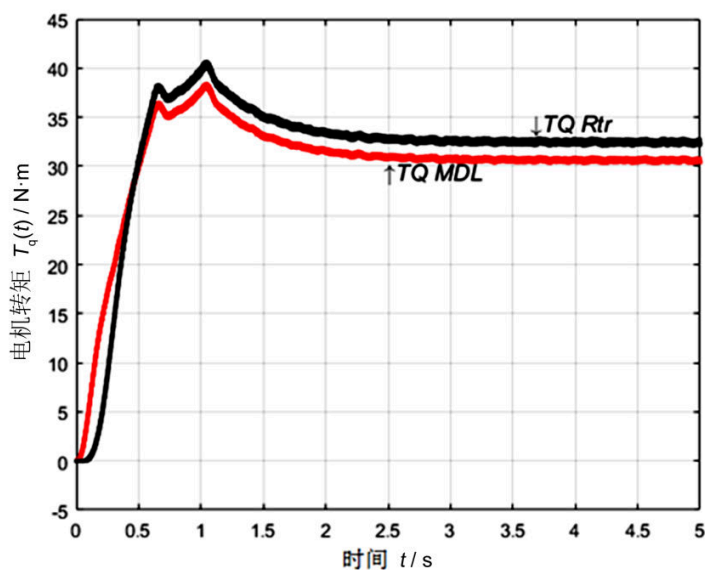
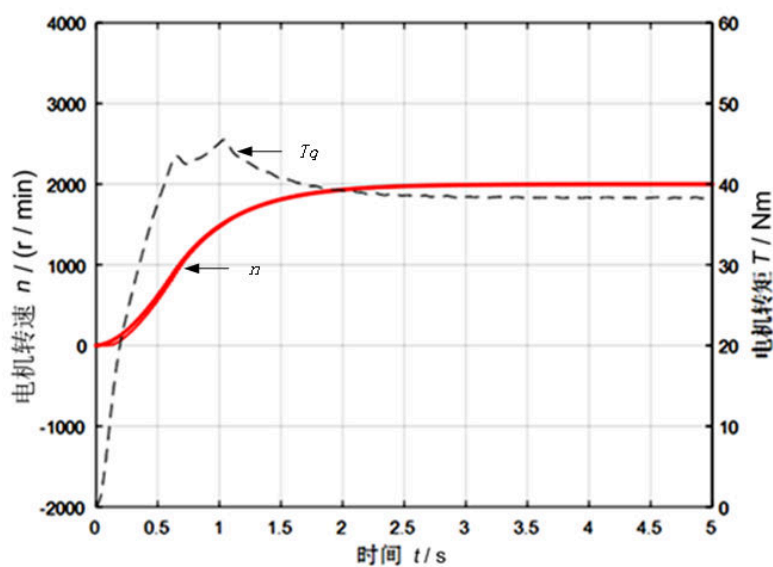
图 4.18 电磁转矩 T_q 估计仿真波形

图 4.19 可控磁通电机磁链估计过程（速度/转矩—t 曲线）

4.3 带充退磁决策的驱动、安全控制状态机设计

可控磁通电机的磁通动态控制过程就是根据车辆运行的实际工况需求，考虑铝镍钴永磁体处于助磁状态还是退磁状态，采用矢量控制算法产生电机定子电流对转子铝镍钴磁通进行控制。在磁通动态控制过程中，结合前面章节的电磁分析，需要考虑判断磁通控制电流的变换时机、控制过程所需时间、以及一些其他涉及安全的因素是否合理等因素，设计实际工程可行的充退磁决策。

带充磁决策控制的电流调节器结构如图4.20 所示，包含转矩调节器、磁动势调节器和充退磁决策。充退磁决策为：电机工作在驱动状态，采用 $I_d=0$ 的转矩控制方法；当进行磁通调整时，设定交轴电流 $I_q=0$ ；进入驱动状态前电机中的铝镍钴永磁体进行完全退磁操作，再根据实际驱动工况条件：母线电压、转速范围、最大转矩等因素决定电机的预先设置充磁状态；进入安全控制时，需要考虑制动转矩大小、短路电流大小及高压电安全等因素，选择合适的符合可控磁通电机磁通控制特性的安全控制策略。

当进行电机转子磁场突然发生变化的磁通调节时，电机电参数及控制参量变化较大，固定比例积分参数的常规 PI 调节器很难适用。为此，可控磁通电机的电流环设计中使用了可变 PI 参数的控制方式，在实现电机变参数转矩控制映射查询的基础上，设计电机电流调节器实现较为快速的响应。

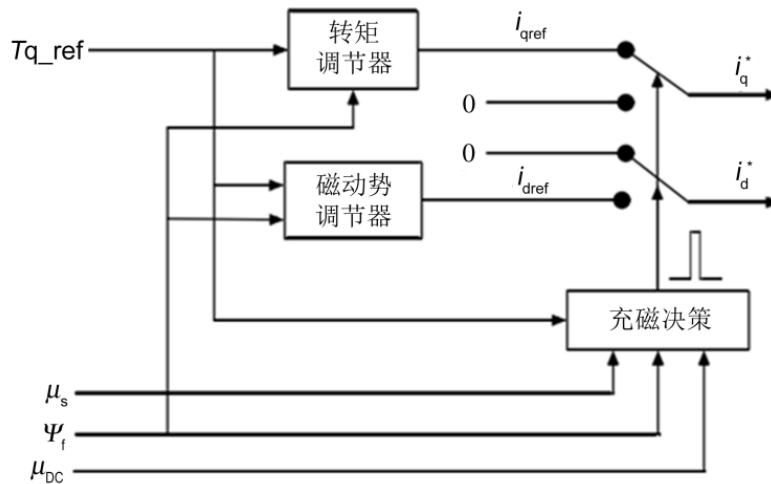


图 4.20 带充磁决策控制的电流调节器结构示意图

4.3.1 可控磁通电机控制安全策略需求分析

在实际车辆运行工况，需考虑车辆的动力性、经济性和安全性等几方面的情况，使得驱动电机处于驱动状态、磁通调节状态和安全状态，并在这 3 种工作状态切换。

在车辆驻车制动中，车辆静止，此时电机处于关机或者待机状态，车辆需要静止存放，坡道制动或被动拖动的可能时，通过固定变速机构拖动电机转动，为降低三相线上的反电动势的影响，电机应置于安全状态。

车辆将由停车进入起步或者爬坡运行阶段，为满足加速性能和爬坡度的功率扭矩需求，要求驱动电机提供足够的转矩输出和转矩响应特性，需要将电机状态改变为驱动状态。此时电机转速为零，对磁通进行控制可在拉手刹或者踩制动下进行，对铝镍钴永磁体满载充磁工作，以避免控制过程的电机转矩对磁通控制的影响。

在车辆处于高速巡航工况时，为满足最高车速覆盖能力，并使得系统工作在较高的效率区间，结合动力系统中电池组端电压额定配置，需要驱动电机具有弱磁扩速能力，通过电机铝镍钴永磁体在电机运行中动态调节磁场。在本研究中由于重点考虑电机控制安全技术，加上可控磁通动态调节磁场复杂性，关于高速弱磁阶段的磁通调节不作为本文的考虑重点。

当车辆高速运行发生故障时，电机较大制动扭矩和较高的反电动势电压将危害行车安全。由第二章关于永磁同步电机三相对称短路特性分析可知，三相对称短路过程将产生较大的制动扭矩和短路电流，而短路电流值表现为较大的永久直轴退磁电流，在可控磁通电机中，负向直轴退磁电流有助于将电机由驱动状态转为安全状态，因此，在车辆发生严重故障时可有效利用三相对称短路作为安全工作模式，降低行车安全风险。关于可控磁通永磁同步电机的安全控制问题将在本文第五章重点讨论。

4.3.2 驱动、安全控制状态机设计

基于以上关于车用可控磁通电机的动态磁通控制特性需求分析，综合考虑车辆的不同应用工况，设计了车用可控磁通电机驱动、安全控制状态机如图 4.21 所示，根据车辆信息和运行状态信息，决定电机处于驱动状态还是安全控制状态，磁场调节处于充磁状态还是退磁状态。状态机由两个子系统组成，其中电机工作模式状态机 (*VFMCState*) 子系统决定电机的主要工作模式使能，充退磁过程状态机 (*Charging&Decision Flux Decision*) 子系统根据 *VFMCState* 子系统提供的电机工作模式决定充退磁决策过程、电流环设定等任务状态。

状态机输入信号部分包括：(1) 车辆控制接口部分信号：整车控制使能信号 (*MC_Enable*)、电机驱动状态信号 (*MC_Drive*)、驱动器状态干预后总使能信号 (*Start_MC*)；(2) 电机状态反馈接口包括电机运行状态信号 (*MC_Status*)、电机故障等级信号 (*ERR_Lev*)；电机运行转速信号 (*Spd_radps_Is*)、电机永磁磁链估算信号 (*FluxIs*) 和电机驱动直流输入母线电压信号 (*UbusIs*) 等；(3) 电机运行转矩、磁场电流设定接口包括电机 *d* 轴电流给定输入 (*I_d_Ref*)、电机 *q* 轴电流给定输入 (*I_q_Ref*)。

状态机中间开关量信号描述电机工作模式使能信号，主要包括：(1) 电机工作状态使能信号：安全控制使能信号 (*SD_Enable*)、驱动使能信号 (*DR_Enable*)；(2) 磁场调节状态使能信号：充磁使能信号 (*CH_Enable*)、退磁使能信号 (*DE_Enable*)；(3) 整车运行信号：紧急关闭信号 (*CtrShutDown*)。

状态机输出信号部分包括：(1) 状态机状态监视信号 (*SN1*、*SN2*)，状态标志位信号 (*NoteSignal*)；(2) 电机安全控制使能信号 (*ShortDEn*)；(3) 包含了

充退磁决策的电机转矩、磁链调节电流设定信号 (I_{qref_set} 、 I_{dref_set})。

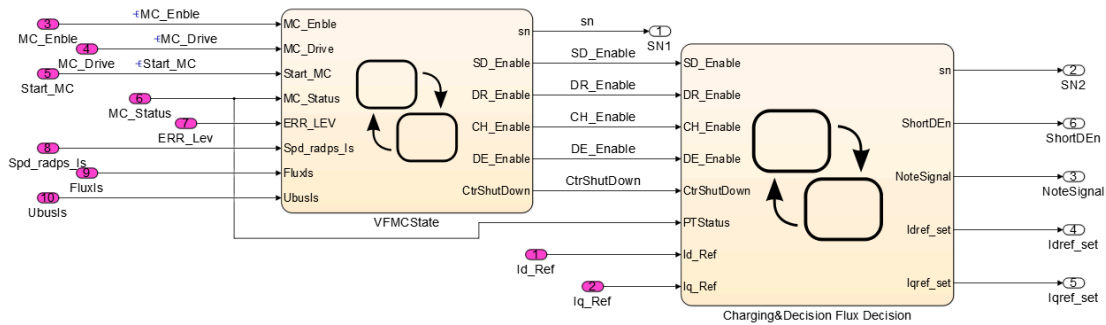


图 4.21 可控磁通电机驱动安全控制状态机

可控磁通电机工作模式状态机 ($VFMState$) 具体结构如图 4.22 所示。当应用可控磁通电机的新能源车辆在高压上电之后进入待机状态 ($StandBy$) 之后，初始化电机工作模式，使之处于非使能状态，当来自整车使能信号有效 ($MC_Enable==2$) 且处于驻车状态时 ($MC_Drive==0$) 时，进入磁通调节状态，执行先完全退磁再饱和充磁的电机磁场初始化过程，充磁使能信号 (CH_Enable)、退磁使能信号 (DE_Enable) 根据状态执行过程进行相应置位操作，当磁场调节完成 ($Start_MC==1$) 且接收到整车驱动信号 ($MC_Drive>0$) 时，驱动使能信号置位 ($DR_Enable==1$)，电机进入正常驱动状态 ($EnableDR$)。当整车在驱动状态执行驻车操作后 ($MC_Drive==0$)，电机转入磁场调节状态 ($EnableVF$)，驱动电机执行为保证驻车电安全，执行退磁操作过程，退磁使能信号 (DE_Enable) 置位，当完成驻车之后，接受到整车非使能信号 ($Enable!=2$) 系统回复到待机状态 ($StandBy$)；无论在以上 3 种模式中的哪一种，当电机检测到发生较高故障等级 ($ERR_LEV<=2$) 时，电机控制系统都将使能安全控制使能信号 (SD_Enable)，进入安全控制模式 ($SafetyCtl$)。

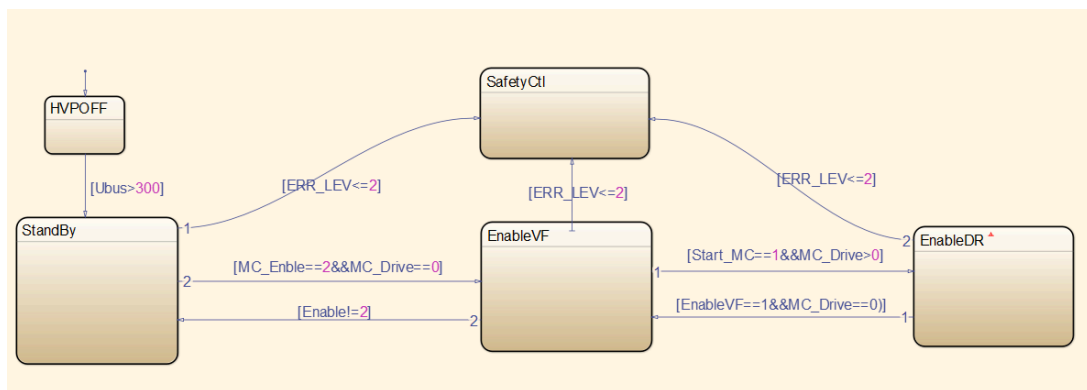


图 4.22 可控磁通电机工作模式状态机

本研究侧重电机安全控制研究，对驱动工况运行做了简化处理：（1）电机控制方式采用 $I_d=0$ 控制方式，使得电流环中转矩控制由交轴电流 I_q 独立调节；磁通控制由直轴电流 I_d 独立调节；（2）铝镍钴永磁体工作于饱和充退磁曲线状态；（3）弱化传统电机中的高速弱磁工况磁场复杂调节处理。

第5章 可控磁通电机控制安全技术试验与分析

在传统永磁同步电机作为主驱动电机的车辆发生故障状态时,电机绕组电感使电流不能发生瞬变,绕组中存在电流,一方面电机有产生较大制动扭矩可能,过大制动扭矩危害行车安全;另一方面电机在很高的转速运行时,当过高的电机输出反电动势高于标准的安全电压阈值,可能引发电安全事故。

可控磁通永磁同步电机的最大优势是电机存在永磁体失磁的安全工作状态。在退磁状态时可保证电机满足安全特性。由 Halbach 阵列可控磁通电机饱和磁链曲线测定可知,当反向退磁 d 轴电流达到 (7.42 A/mm^2 , -200 A) 时,空载反电动势达到 5.59 V/kr/min ,电机永磁体处于最低退磁状态,其空载气隙磁密很低。在应用可控磁通永磁同步电机作为主驱动电机的车辆发生故障时,将电机由驱动状态改变成安全状态,车辆进入故障处理保护程序,本章将在可控磁通电机驱动状态工作区间稳态负载试验和转矩构成分析的基础上,主要探讨应用可控磁通电机的控制安全状态特性,对可控磁通控制安全技术进行试验分析。

5.1 可控磁通电机的驱动状态稳态转矩分析

Halbach 阵列可控磁通电机有限元仿真分析操作有难度,试验目的是通过试验手段获得电机稳态转矩特性,同时获得本研究中需要用到的试验电机的电参数,在测定可控磁通电机试验样机磁链曲线的基础上,研究试验样机的稳态转矩特性。本研究针对 Halbach 阵列可控磁通电机的稳态特性主要基于定转速加载控制方式,对其峰值电流范围内的电流矢量角度为 $90\sim 135^\circ$ 的控制区间进行加载测试,考察电机在该工作区稳态转矩特性,采用负载法对电机磁链、电感等参数进行提取,分析其电枢反应变化趋势,这部分内容已经在 4.1 节进行了讨论,本节主要对 Halbach 阵列可控磁通电机驱动状态下稳态转矩进行分析,并进行输出轴转矩中永磁转矩与磁阻转矩的构成分析。

5.1.1 试验样机工作区间负载试验

Halbach 阵列可控磁通电机的工作区间加载采用对托加载方式,试验装置如第三章图 3.10 所示。

测功机电机恒定工作在 2000 r/min ,可控磁通电机控制输出电流幅值为 $0\sim 300 \text{ A}$,分度为 50 A ,矢量角由 $90\sim 135^\circ$ 变化,分度为 5° ,试验数据输入指令如表 5.1 所示,电流—矢量角映射 MAP 如图 5.1 所示,设定不同的初始充磁

状态，空载反电动势分别为 10 V、15 V、20 V 和 25 V，在不同初始状态下恒定电流幅值加载。

表 5.1 可控磁通电机控制输出电流指令

I_q	90	95	100	105	110	115	120	125	130	135
50	50.0	49.8	49.2	48.3	47.0	45.3	43.3	41.0	38.3	35.4
100	100.0	99.6	98.5	96.6	94.0	90.6	86.6	81.9	76.6	70.7
150	150.0	149.4	147.7	144.9	141.0	135.9	129.9	122.9	114.9	106.1
200	200.0	199.2	197.0	193.2	187.9	181.3	173.2	163.8	153.2	141.4
250	250.0	249.0	246.2	241.5	234.9	226.6	216.5	204.8	191.5	176.8
I_d	90	95	100	105	110	115	120	125	130	135
50	0.0	-4.4	-8.7	-12.9	-17.1	-21.1	-25.0	-28.7	-32.1	-35.4
100	0.0	-8.7	-17.4	-25.9	-34.2	-42.3	-50.0	-57.4	-64.3	-70.7
150	0.0	-13.1	-26.0	-38.8	-51.3	-63.4	-75.0	-86.0	-96.4	-106.1
200	0.0	-17.4	-34.7	-51.8	-68.4	-84.5	-100.0	-114.7	-128.6	-141.4
250	0.0	-21.8	-43.4	-64.7	-85.5	-105.7	-125.0	-143.4	-160.7	-176.8

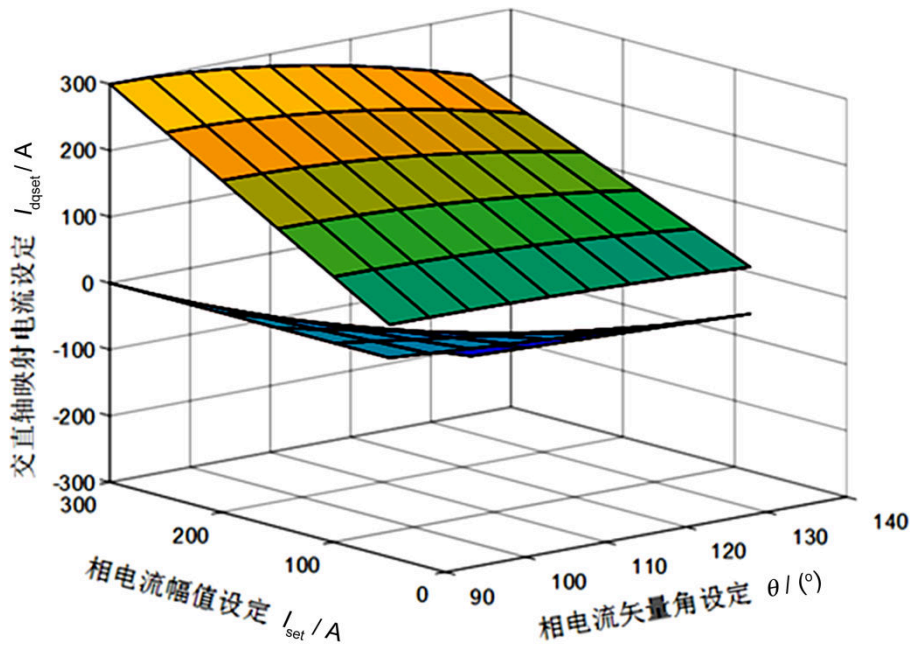


图 5.1 电流—矢量角映射 MAP

5.1.2 可控磁通电机负载试验区间电机磁链分布

由于控制区间负载试验中， d 轴电流的引入，铝镍钴永磁体进行反向充磁，实际上干预转子永磁体的永磁磁场，在试验数据处理中，可计算或测量各稳态工作点的空载反电动势的数据进而求出磁链的大小。提取稳态试验控制输入的 d 轴退磁电流数值，根据空载反电动势 e_0 、永磁磁链 ψ_f 与直轴电流 I_d 的关系曲线第

三章图 3.12, 可拟合出不同稳态工作点的空载反电动势的数据, 以空载反电动势为 25 V 的试验数据为例, 工作区的各稳态点的空载反电动势如图 5.2 所示,

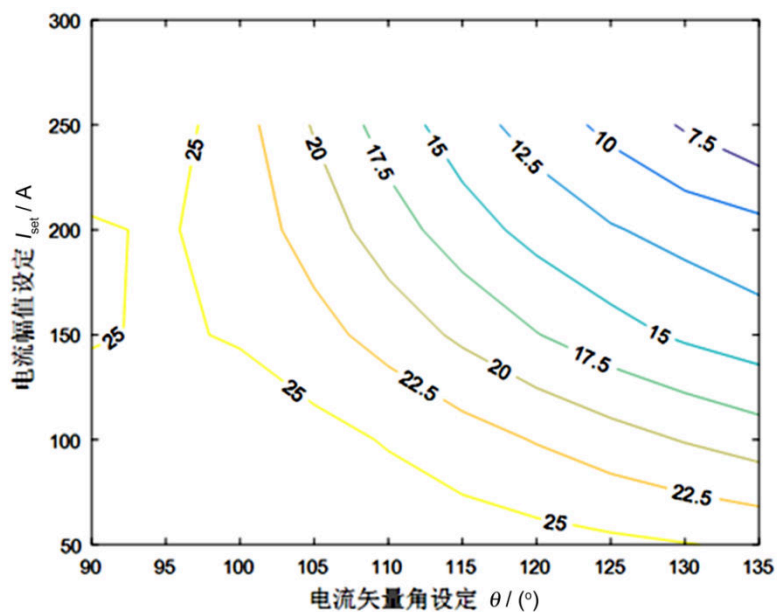


图 5.2 工作区的各稳态点空载反电动势(V)

转子永磁磁链大小如图 5.3 所示, 随着电流增加, 矢量角偏向 135° 方向, 空载反电动势逐步降低, 铝镍钴永磁体反向充磁程度加深, 转子永磁场磁链逐步减弱, 电机沿对角方向由驱动状态转为安全工作状态。在(250 A, 135°)最大退磁电流达到 -176.8 A, 此时电机已经完全退磁。

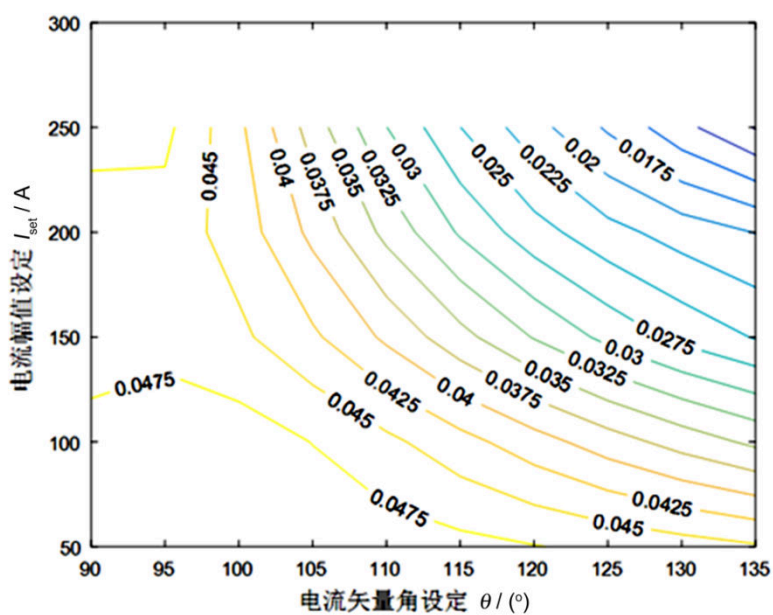
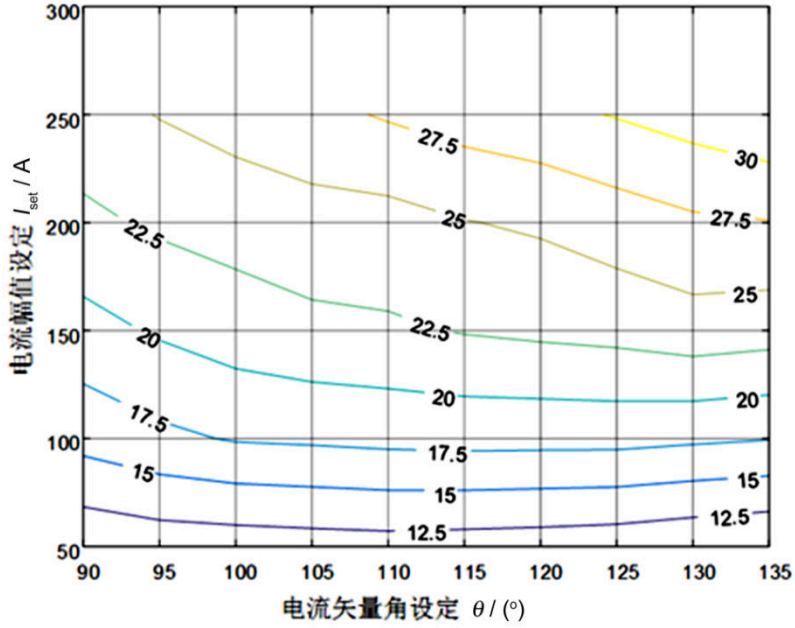


图 5.3 工作区的各稳态点转子永磁磁链 (V·s)


 图 5.4 电机输出轴转矩 T_M (Nm)

由图 5.2 可知，从 d 轴电流 I_d 数据和空载反电动势 e_0 数据看，相同电流幅值下，随着矢量角度的增加，电机退磁电流逐步加大，永磁磁链明显降低，而图 5.4 的输出轴转矩数据却略有上升，因此可以判断磁阻转矩分量贡献补充了因退磁引起的转矩损失，因此，利用第四章电机参数获取的结果，对可控磁通电机永磁转矩构成进行分析是必要的。

5.1.3 可控磁通电机试验样机电机转矩构成分析

考虑非线性因素之后，提取可控磁通电机磁链、电感参数的基础上，计算电机的电磁转矩，联立磁链方程式 (4.3) 和电压方程式 (4.2) 可求出等效永磁磁链 ψ_{fd} 、 ψ_{fq} ，进而计算出交直轴总的磁链 ψ_d 、 ψ_q 。

$$\left. \begin{aligned} \psi_{fd} &= (u_q - R_s i_q) / \omega - L_d i_d \\ \psi_{fq} &= -(u_d - R_s i_d) / \omega - L_q i_q \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

电磁转矩方程磁链表达式 $T_{em} = 3/2p(\psi_d i_q - \psi_q i_d)$ ，由式 (4.3) 可得

$$\left. \begin{aligned} T_{em} &= 3/2p(\psi_{fd} i_q - \psi_{fq} i_d) + (L_d - L_q) i_q i_d \\ &= 3/2p(\psi_{fd} i_q + (L_d - L_q - \psi_{fd} / i_q) i_q i_d) \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

式中： $\psi_{fd} i_q$ ——d 轴磁链 ψ_{fd} 产生的转矩为正值，是对输出转矩的主要分量；

$-\psi_{fq} i_d$ ——q 轴磁链 ψ_{fq} 产生的转矩为负值，该分量削弱输出轴转矩；

$(L_d - L_q) i_q i_d$ ——磁阻转矩分量，电枢反应电感沿圆周方向不对称引起转矩分量。

计算电机的电磁转矩，电磁转矩永磁分量和磁阻分量分布分别如图 5.5、图

5.6 所示。

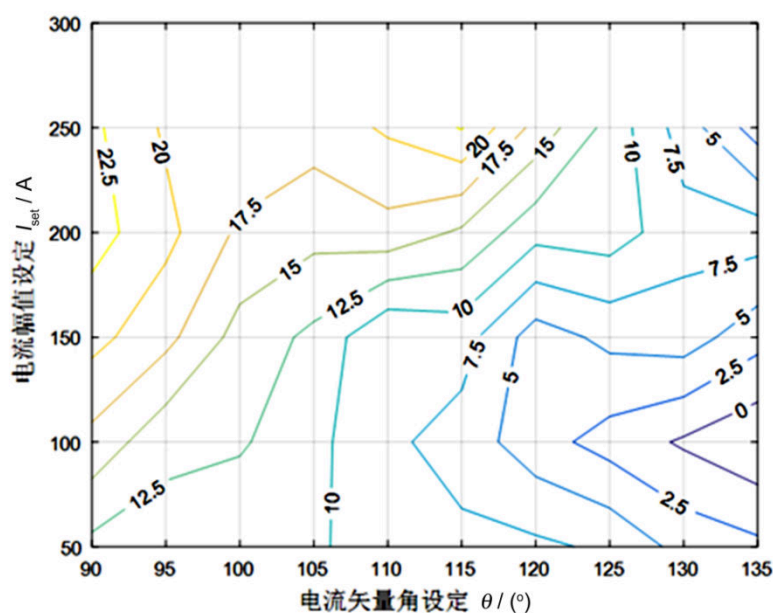


图 5.5 电磁转矩永磁分量分布图

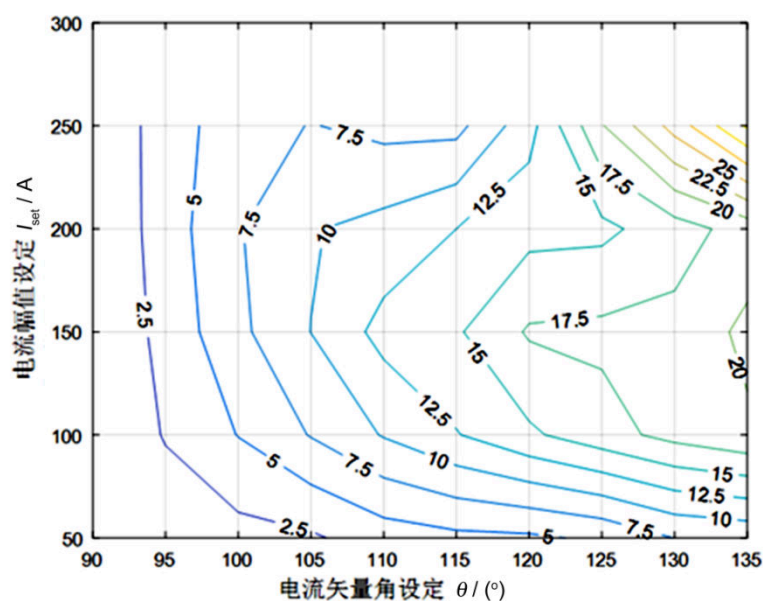


图 5.6 电磁转矩磁阻分量分布图

永磁转矩 d 、 q 分量分布图如图 5.7、图 5.8 所示。 q 轴磁链 ψ_{fq} 的存在，体现了磁性材料饱和、共磁通等非线性因素对电机转矩输出能力的影响。一方面削弱了 d 轴磁链 ψ_f 的大小，导致永磁磁链产生的转矩降低，同时 ψ_{fq} 与 i_d 耦合产生的转矩进一步削弱了输出轴的转矩；在矢量角 θ 较小的区域即 90° 附近，也即 i_q 较大的工作点，随着 i_q 增加，永磁转矩削弱的越明显。

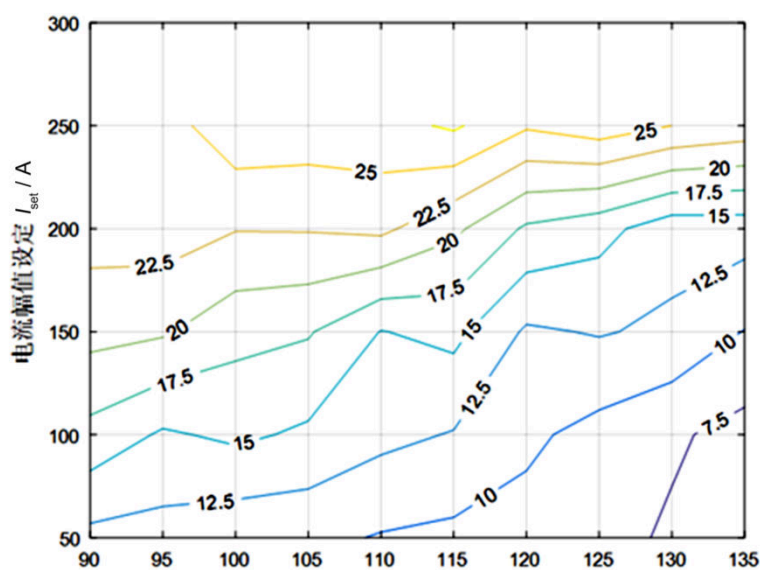


图 5.7 永磁转矩 d 分量分布图

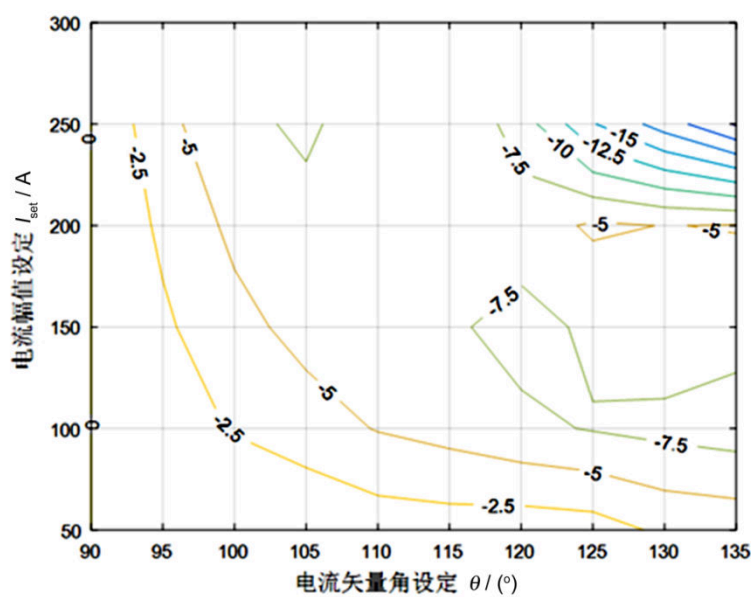


图 5.8 永磁转矩 q 分量分布图

在恒定设定电流条件下，由图 4.4 可知，随着电流矢量角度的增加， q 轴磁链绝对值有所降低，但相应的 i_d 却逐步增加，图 5.8 显示相关转矩项 $-\psi_{fq} i_d$ 有逐步增大的趋势。由图 5.4 反应的电机输出轴转矩 T_M ，随着电流矢量角的增加，输出转矩有小幅增大，磁阻转矩分量对输出轴转矩的贡献大部分被抵消。

5.2 可控磁通电机安全状态的控制安全试验

5.2.1 可控磁通电机的控制安全方法

当新能源车辆部分或全部使用电机驱动提供动力时,因关键零部件超过极限温度、电机过速、发生碰撞事故等严重故障状态,致使动力中断而被迫停车时,需将动力系统驱动电机由驱动状态改变成安全状态,同时保证电安全与转矩安全。车辆控制安全方法中,故障处理保护程序核心处理内容是通过铝镍钴永磁体反向充磁(退磁)工作,降低电机输出反电动势,有效降低制动转矩,驱动电机工作在安全状态。从而避免因过大制动扭矩危害行车安全,或因电机输出反电动势过高而引发电安全事故。可控磁通电机的控制安全方法主要包括三相开路控制法、控制器主动控制法、三相对称短路法等。

(1) 可控磁通电机的三相开路控制法。当车辆低速运行时,由于可控磁通电机的气隙磁密很低,感应电动势也很低,当发生故障时,可采用三相开路的方式,此时无制动转矩,安全性能较好。当车辆高速巡航时,电机感应电动势处于较高水平,当车辆发生故障状态,如果采用三相开路控制方式,过高的反电动势,通过三相逆变桥的续流二极管组成的整流桥,形成不可控的反向充电电流,向锂离子电池组和逆变器支撑电容回馈能量,当因为过充电或其他原因造成蓄电池组输出主继电器跳开时,此时将抬高支撑电容上的电压,当电压超过电容和逆变桥 IGBT 的安全工作区时,可能造成功率器件的永久损坏;同时过电压可能会引发电安全事故的发生。因此,在高转速阶段的安全处理,考虑故障发生的严重程度,采用主动或被动的安全控制策略,将可控磁通电机由驱动状态改变成安全状态,同时保证电安全特性与转矩安全特性。

(2) 可控磁通电机的控制器主动控制法。在传统永磁同步电机安全控制中,如 1.2.2 中所述,当车辆故障发生时,在电机控制系统完好无损情况下,可采用主动控制法,利用控制器产生逆变器峰值电流能力范围内的负向 d 轴电流深度弱磁,抑制电机三相线上的反电动势。在可控磁通电机的安全控制中,可采取足够大的负向 d 轴电流,对电机磁通进行控制,将铝镍钴由助磁状态控制成退磁状态,实现安全控制。

在车辆碰撞过程中,动力系统损伤不严重的情况下,控制器断电前尚处于控制状态,可控磁通电机的磁通控制过程时间较短,考虑电流调节器响应因素,一般磁通控制过程的作用时间范围设置为 20~30 ms,在蓄电池系统断开后的短暂瞬间(120 ms 左右),对磁通进行控制,将铝镍钴由助磁状态控制成退磁状态。

(3) 可控磁通电机的三相对称短路法。当在发生严重故障,电机控制系统无法进行有效控制时,主动控制法失去作用,宜采用更加有效的安全措施,使用

三相对称短路法安全控制策略，实现电机在紧急情况下进入安全工作状态，保证车辆停车过程中的制动安全和电安全。

三相对称短路法是在安全控制中较有效的控制方式，直接利用三相逆变器同侧桥臂全部导通或者使用外加的短路机构，构成电机三相对称短路。如图 5.9 所示，三相对称短路法可通过对逆变桥臂上管（T1， T2， T3）与电源 V_{bus} 正母线 V_{bus+} 或者下管（T2， T4， T6）与电源 V_{bus} 负母线 V_{bus-} 形成闭合短路。

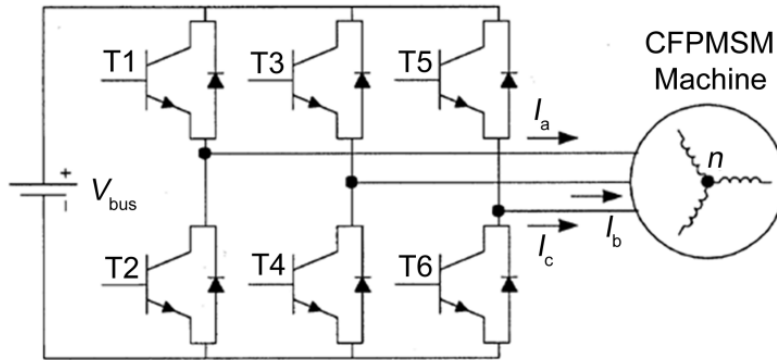


图 5.9 可控磁通永磁同步电机控制简图

由第二章三相对称短路稳态分析可知，短路电流产生的瞬态直轴负向电流，客观上对可控磁通电机的铝镍钴永磁体起到退磁作用，使得电机由驱动状态向安全状态转换。

如 1.2.2 所述，业内对于关于传统永磁电机的三相对称短路稳态特性的研究可以看到，利用电机三相对称短路的控制安全技术时，在短路状态过程中，需要关注制动转矩安全阈值及短路电流特性。新能源汽车非人为控制下的制动转矩安全阈值尚未有研究可供参考，在这里暂定为低于车辆系统的机械摩擦转矩（即在一般路面上，维持车辆持续运行的最低驱动转矩）。电机安全状态下的短路电流特性主要指，电机瞬态短路电流要低于逆变器所能承受电流，即电机的峰值电流。短路稳态电流密度至少低于 13 A/mm^2 。

在三相对称短路法中采用软件主动控制和硬件被动保障的综合可靠处理方式，保证此时的电安全特性与转矩安全特性，基于三相对称短路法的故障处理保护程序是本研究安全控制策略讨论的重点。

5.2.2 可控磁通电机三相对称短路动态特性

在第二章分析三相对称短路瞬态过程时，忽略绕线电阻影响，进入短路前一刻的交直流电流为初始条件 (I_{d0}, I_{q0}) ，得到 d、q 轴电流瞬态方程式(2.40)。

当 $I_{d0}=0, I_{q0}=I_N$ 时,

$$\left. \begin{aligned} I_d(t) &= -\frac{\psi_f}{L_d} + \frac{\psi_f}{L_d} \cos(\omega t) + \frac{L_q}{L_d} I_{q0} \sin(\omega t) \\ I_q(t) &= -\frac{L_q}{L_d} \frac{\psi_f}{L_d} \sin(\omega t) + I_{q0} \cos(\omega t) \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

I_{d0}, I_{q0} 为初始 d、q 轴电流值, 最终短路稳态电流为 $(-\psi_f/L_d, 0)$, ψ_f/L_d 为系统特征电流, 在可控磁通电机安全控制中, 三相对称短路过程中 d 轴能达到最小峰值电流是产生铝镍钴永磁反向充磁 (即退磁) 的主要因素, 促使电机由驱动状态转为安全状态,

$$I_{d,\min} = \frac{-\psi_f - \sqrt{\psi_f^2 + (L_q I_N)^2}}{L_d} \quad (5.4)$$

此时 d 轴最小电流达到最大值, 具有最大退磁作用。在可控磁通电机安全控制试验中, 可设定不同的初始电流状态 I_{q0} , 在不同的转速下, 分析影响电机由驱动状态转为安全状态的影响因素及变化规律。

5.2.3 可控磁通电机三相对称短路安全控制试验

在试验室环境下, 首先可控磁通试验电机设定 $I_d=-200 \text{ A}$ 、 $I_{q,\text{set}}=0 \text{ A}$, 使得可控磁通电机完全退磁, 再设定 $I_d=400 \text{ A}$ 、 $I_{q,\text{set}}=0 \text{ A}$, 正向饱和充磁, 反电动势为 27 V/kr/min , 使得可控磁通电机工作在如图 3.10 可控磁通电机试验样机饱和曲线上, 充磁电流与空载反电动势的关系满足相应的关系。模拟车辆故障的三相对称短路法试验如图 5.10 所示, 电机工作在驱动状态下。

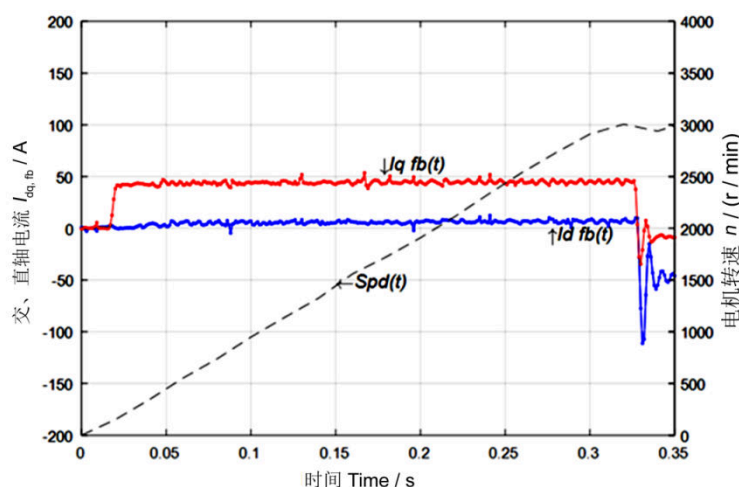


图 5.10 模拟车辆故障的三相对称短路法试验

空载运行，分别设定 $I_d=0$ A、 $I_{qset}=50$ A、100 A、200 A，短路动作点分别为 500、1500、3000、4500、6000、7500r/min，当电机转速 Speed 达到上述速度时，通过软件控制三相逆变桥下桥臂完全开通，电机三相线与高压母线负端构成短路状态，模拟车辆在行驶中发生严重故障，通过三相对称短路法进行安全控制。同时采集上述转速过程中的反电动势数值观测电机的磁链的数值进而计算电机短路过程中的制动转矩。三相对称短路法 I_d 、 I_q 转换瞬态过程如图 5.11 所示。同时通过示波器采集三相对称短路过程中电流瞬变状态和过速发生过程中的反电势波形。相电流转换过程如图 5.12 所示，反电动势波形如图 5.13 所示。

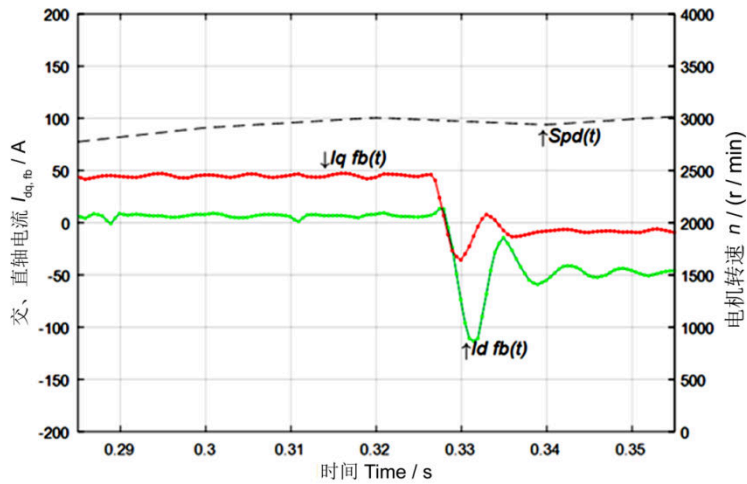


图 5.11 三相对称短路法试验 I_d 、 I_q 转换瞬态过程

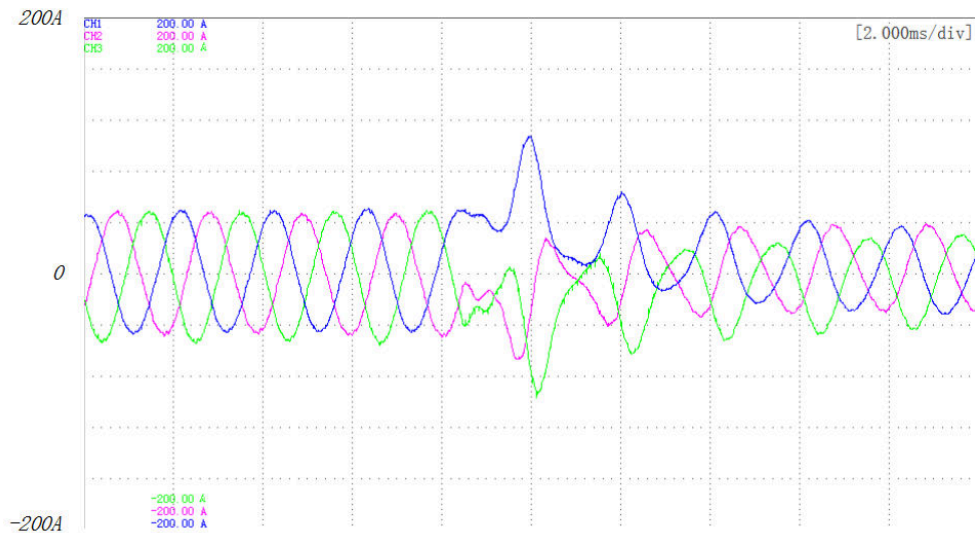


图 5.12 三相对称短路法进行磁通控制时的相电流转换过程

在三相对称短路法的瞬态过程中，由于短路电流引起的铝镍钴永磁体充退磁效应和转矩安全特性可以从其试验结果进行分析。如图 5.12 所示，电机三相短

路后,相电流进入了衰减振荡过程,出现了较大的冲击电流,最高幅值为 130 A,进入稳态的时间需 20 ms 左右;如图 5.11 所示,在振荡过程中,交轴电流转为 0 A,直轴 I_d 电流转为负向电流,稳态幅值为-45.7 A,对铝镍钴永磁体进行反向充磁。如图 5.13 所示,采集到的反电动势峰值电压 40.7 V,通过计算此时反电动势为 13.5 V/kr/min,在三相对称短路过程中,短路过程中负向的直轴电流对铝镍钴永磁体起到退磁效应。三相对称短路法最终的反电动势大小受电机稳态运行时的充磁状态、初始电流的大小影响。

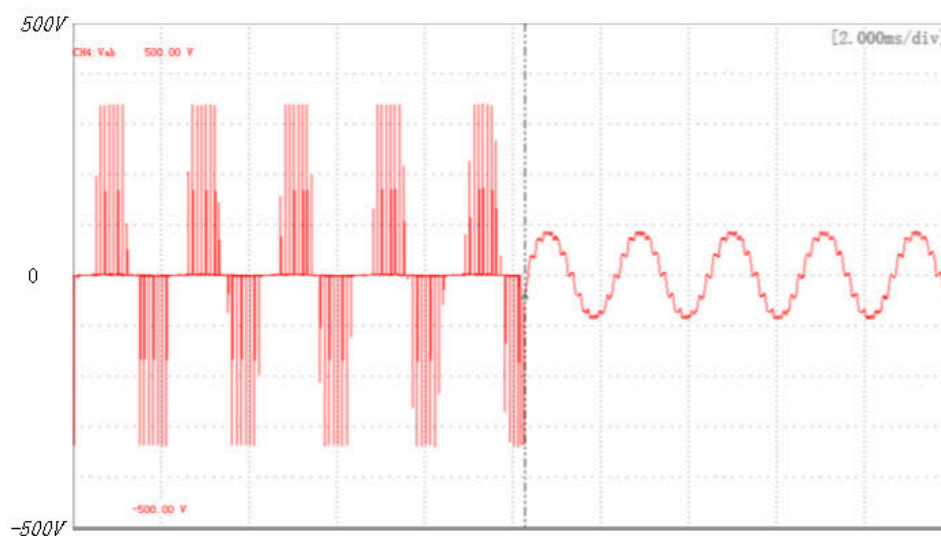


图 5.13 三相对称短路法进行磁通控制时的反电动势波形

对电机在三相对称短路法后制动转矩计算,如图 5.14 所示,输出轴转矩在电流转换过程出现震荡过程,有较大冲击扭矩发生,而后衰减为恒定幅值的负向制动扭矩值,进入稳态过程。

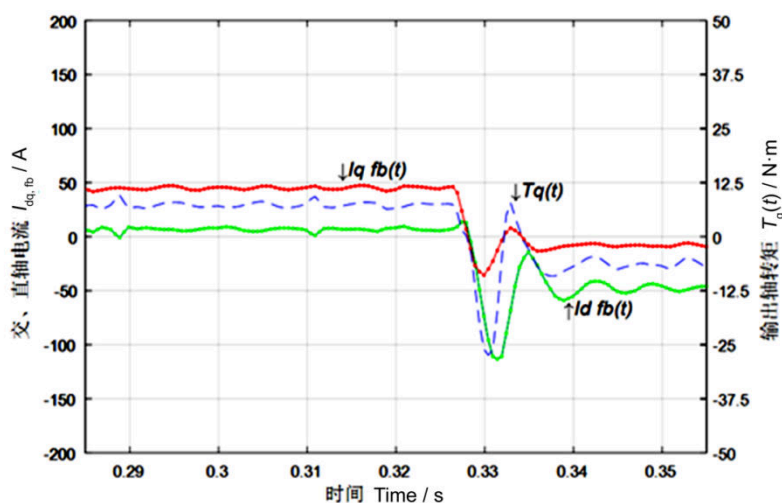


图 5.14 电机在三相对称短路法后制动转矩进入稳态的过程

5.3 可控磁通电机三相对称短路控制安全试验分析

5.3.1 可控磁通电机三相对称短路动态退磁特性分析

三相对称短路过程中，d 轴最小峰值电流如式(5.4)所示，它的幅值远大于正常工作电流。峰值短路电流的试验结果曲线如图 5.15 所示，短路最大 d 轴电流的试验数据如图 5.16 所示，在 3000 r/min 以下，峰值短路电流和 d 轴短路电流均随转速升高单调增大，受初始电流 I_N 影响较小，3000 r/min 以上，幅值增加趋势放缓，d 轴最大峰值短路电流在 120~150 A。

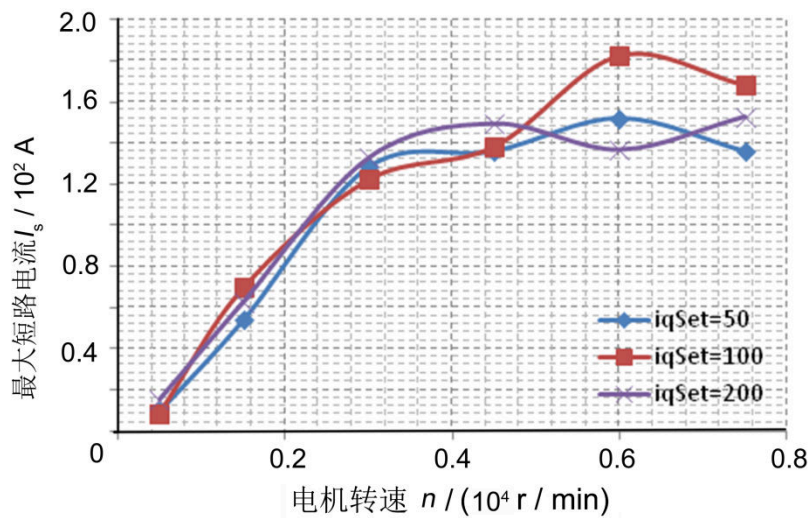


图 5.15 可控磁通电机最大短路电流-转速曲线

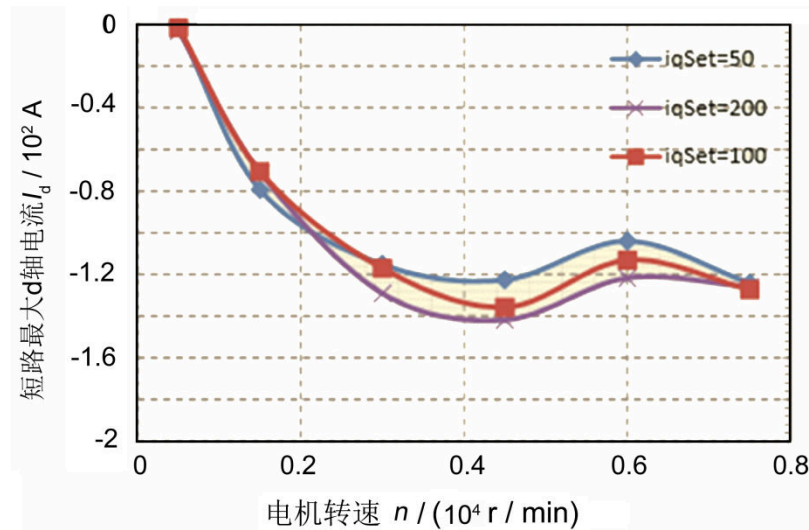


图 5.16 可控磁通电机瞬态 d 轴电流-转速曲线

试验测得的三相对称短路后的反电动势随转速的变化关系,如图 5.17 所示,反电动势电压随转速增加,呈现明显下降趋势,查询可控磁通电机的 d 轴电流与磁链的饱和关系曲线可知,对铝镍钴具有明显退磁作用,由式(5.4)可知,短路最大 d 轴电流与磁链 ψ_f 有关,且随着磁链 ψ_f 减少而减小,当永磁磁链远大于 q 电枢反应磁链也即 $\psi_f \gg I_q I_N$ 时,最小 d 轴电流为 $I_{d, \min} \approx -2 \psi_f / L_d$ 并趋于稳定值,为可控磁通电机系统短路过程中当前特征电流的 2 倍,因此可以看到在中高速段, d 轴最大峰值短路电流幅值增加趋势放缓并趋于稳定。

基于三相对称短路的安全控制策略具有有效的退磁作用,驱动电机由驱动状态向安全状态转变,从而获得比较的制动转矩抑制作用,并有效降低高速段反电动势。

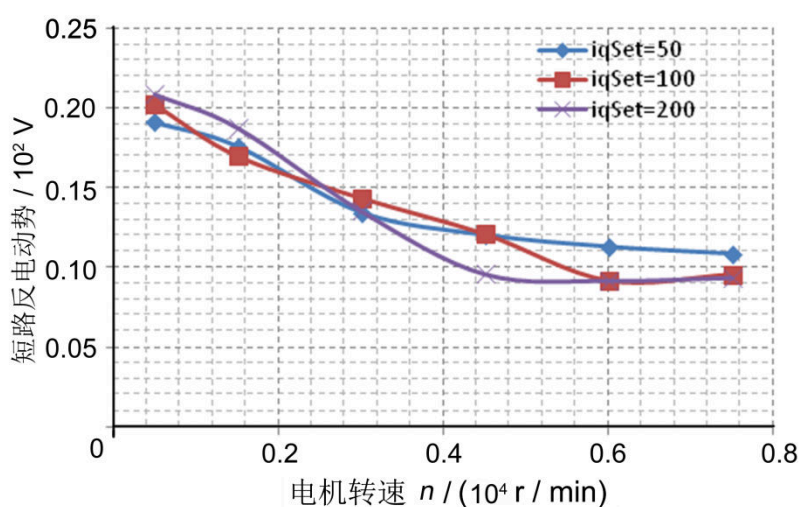


图 5.17 可控磁通电机短路反电动势-转速曲线

5.3.2 可控磁通电机三相对称短路稳态转矩特性分析

由第二章关于三相对称短路的稳态转矩特性的讨论可知,三相对称短路时的 DQ 稳态电流分量

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = -\frac{1}{\omega^2 L_d L_q + R^2} \begin{bmatrix} \omega^2 \psi_f L_q \\ \omega \psi_f R \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

转速 ω_{pk}

$$\omega_{pk} = \frac{R}{L_q} \cdot \sqrt{\chi} \quad (5.6)$$

处三相对称短路的稳态制动转矩最大

$$T_{em} = -\frac{3}{2} p \frac{\psi_f^2}{L_q} f(\xi) \quad (5.7)$$

$F(\xi)$ 是凸极系数 ξ 的函数， ξ 越大，相应的 $f(\xi)$ 也越大，三相对称短路稳态制动转矩也越大；最大制动转矩 T_{em} 大小，对于极对数固定的试验样机来说主要受永磁磁链 ψ_f 影响， ψ_f 越大，此 T_{em} 越大。可控磁通电机三相对称短路的稳态转矩的试验结果如图 5.18 所示，与传统永磁同步电机类似，稳态制动转矩在低速区存在最大制动转矩极值点，随转速上升衰减并最终趋于零，最大稳态制动扭矩出现在 1500 r/min 到 2000 r/min，幅值较低，在 13~15 Nm。

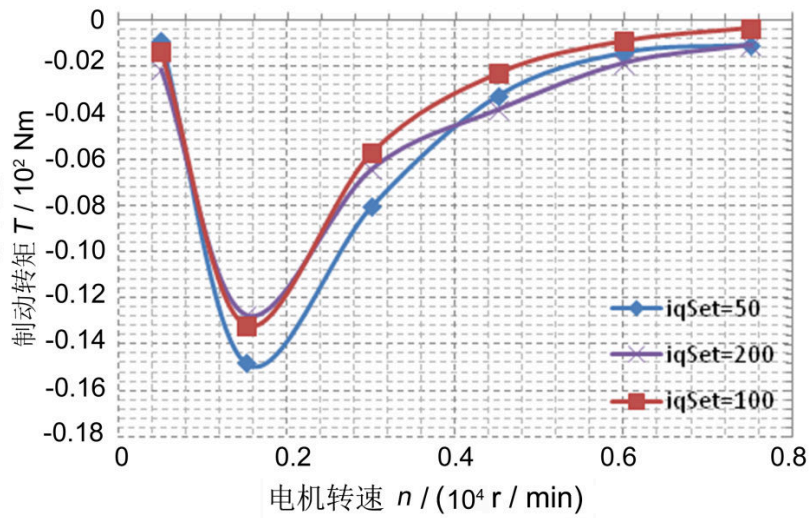


图 5.18 可控磁通电机稳态制动转矩-转速曲线

5.3.3 可控磁通电机三相对称短路稳态电流特性分析

由第二章的结论，三相对称短路的稳态电流-转速特性方程，相电流矢量幅值：

$$i_s = \frac{\sqrt{(\omega^2 L_q \psi_f)^2 + (\omega R \psi_f)^2}}{R^2 + \omega^2 L_d L_q} \quad (5.8)$$

转速升高到一定值后， ω^4 即远远大于式中其它量的幅值，最大短路电流 i_s

$$i_s \approx \sqrt{\frac{\psi_f^2}{L_d^2}} = \frac{\psi_f}{L_d} \quad (5.9)$$

并且有

$$\frac{di_s}{d\omega} > 0 \quad (5.10)$$

可控磁通电机三相对称短路时，稳态短路电流的试验结果曲线如图 5.19 所示，稳态短路电流 i_s 随转速升高而单调上升，并迅速趋于某一特征值，并在中高速段有下降趋势，在转速 1500 r/min 左右达到最大值，并且在 2000 r/min 以上有下降趋势，最大稳态短路电流在 30~50 A。最大稳态短路电流值 i_s 与系统特征电流值 ψ_f/L_d 相等， ψ_f 越大 L_d 越小，则最大稳态短路电流值越大。由可控磁通电机三相对称短路动态退磁特性分析，可知由于在中高速段，三相对称短路对于铝镍钴永磁体具有明显退磁作用，导致 ψ_f 趋向于减小，因此在对可控磁通电机进行三相对称短路过程中，随着铝镍钴永磁体的退磁作用，系统特征电流值 ψ_f/L_d 变小，稳态短路电流较小，且有下降趋势。

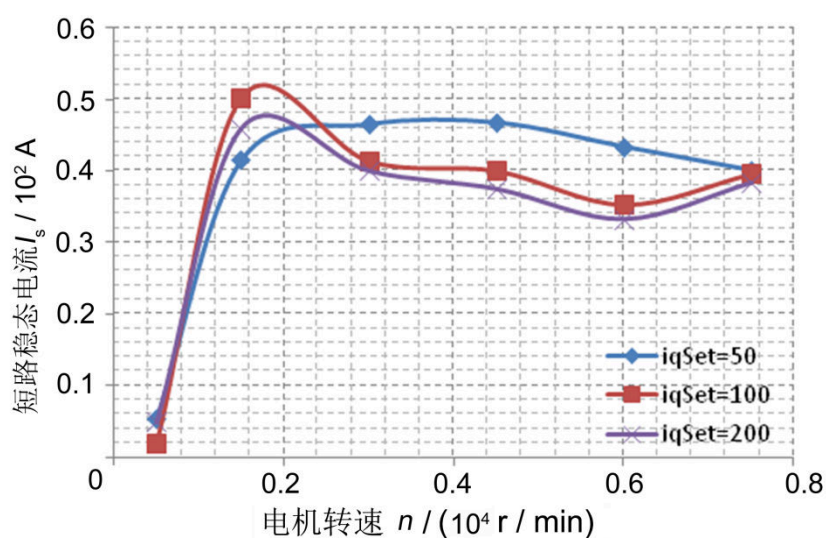


图 5.19 可控磁通电机稳态短路电流-转速曲线

5.4 小结

本章首先测试 Halbach 阵列可控磁通电机的稳态驱动特性，采用定转速加载控制方式，对其峰值电流范围内的电流矢量角度为 $90\sim 135^\circ$ 的控制区间进行加载测试，考察电机在该工作区稳态转矩特性，并针对输出轴转矩中永磁转矩与磁阻转矩的构成分析。试验结果显示，在矢量角度为 90° 时，实际测量电机输出轴转矩较理论永磁磁链转矩明显降低；相同电流幅值下，随着矢量角度的增加，转矩略有上升，电机具有一定的驱动能力；磁性材料饱和、共磁通等非线性因素和 d 轴退磁电流共同削弱了永磁转矩的大小和磁阻转矩的贡献。

本章概述了可控磁通电机退磁状态的控制安全策略，重点论述了基于三相对称短路法的电安全特性与转矩安全特性，通过对可控磁通电机试验样机进行安全控制试验，对该电机的三相对称短路动态退磁特性、稳态制动转矩特性、稳态短

路电流特性等方面试验数据进行了分析,给出了基于三相对称短路法的可控磁通电机的安全控制策略。

对可控磁通电机三相对称短路动态退磁特性进行了试验数据分析,在中高速段,具有有效的退磁作用,驱动电机由驱动状态向安全状态转变,从而获得比较的制动转矩抑制作用,并有效降低高速段反电动势。

对可控磁通电机三相对称短路稳态转矩特性进行了试验数据分析,稳态转矩的试验结果显示可控磁通电机的最大稳态制动扭矩出现在 1500 r/min 到 2000 r/min,幅值在 13~15 Nm,处于较低的水平。

通过对可控磁通电机三相对称短路稳态电流特性进行了试验数据分析,稳态短路电流的试验结果显示可控磁通电机的稳态短路电流随转速升高单调增大,最大短路电流在 30~50 A,处于较低的水平。

第6章 总结与展望

6.1 全文总结

(1) 本文基于可控磁通永磁同步电机的电驱动系统，采用三相对称短路法的控制安全策略，开展相关试验研究，对可控磁通永磁同步电机在新能源汽车上应用进行了可行性探索。

(2) 针对可控磁通试验电机电参数的变化特点，给出了采用负载法、通过稳态试验手段获取电感、磁链等电参数的提取方法。

(3) 考察了 Halbach 阵列可控磁通电机的稳态驱动特性，并进行了输出轴转矩中永磁转矩与磁阻转矩的构成分析。

(4) 提出了基于三相对称短路法的可控磁通电机退磁状态的控制安全策略，通过对可控磁通电机试验样机进行安全控制试验，对该电机的三相对称短路动态退磁特性、稳态制动转矩特性、稳态短路电流特性等方面试验数据进行了分析。

结果表明，基于 Halbach 阵列可控磁通电机，采用三相对称短路法的安全控制方式，在中高速段具有有效的退磁作用，驱动电机由驱动状态向安全状态转变，以较低的最大短路电流，获得比较好的制动转矩抑制作用，并有效降低高速段反电动势，实现电机的安全控制。

6.2 工作展望

(1) 侧重电机安全控制研究，对驱动工况运行做了简化处理：电机控制方式采用 $I_d=0$ 控制方式，使得转矩控制与磁场控制分别独立调节。铝镍钴永磁体仅工作于饱和充退磁曲线状态；弱化传统电机中的高速弱磁工况磁场复杂动态调节处理。后续研究可在驱动工作区间动态磁场调节，尤其是高速弱磁工况下的动态磁场调节开展研究工作。

(2) 基于三相对称短路法的可控磁通电机退磁状态的控制安全策略，在后续研究中可针对具体车用工况利用可控磁通电机磁场可调节特点，开展主动法控制安全技术的相关研究工作。

(3) 在时间和试验条件允许时，能在可控磁通永磁同步电机极限工况和转子温度等电机转子边界条件方面开展研究工作。

致谢

几年的在职工程硕士研究生学习即将结束，在此十分感谢导师王心坚博士在论文研究工作上对我的悉心指导和热情帮助。王老师深厚的学术造诣、务实的学术作风、脚踏实地的工作精神，特别是对车用电机的深刻领悟和前瞻研究，对我专业方向影响是非常深远的，传道、授业、解惑，始终伴随我在公司的多年工作，让我受益匪浅。在论文写作即将结束之际，再次向王老师表示衷心的感谢。

同时感谢钟再敏教授，钟老师严谨的科学态度，缜密的思维逻辑、深厚扎实的理论知识以及卓越的工程实践经验是我永远学习榜样。钟老师为人正直，谦和，不会忘记九年前把我带入这个行业，不会忘记废寝工作的场景。在此，向钟老师表示衷心的感谢。

感谢我的校外导师李建好老师提供的诚挚帮助，感谢陈凤祥老师和周奇慧老师对我论文工作的评阅和指导，感谢赵志国老师在百忙之中，对我完成论文写作过程中的悉心指导，给了很多中肯建议。还有很多提供过帮助和指导的老师和专家，在此一并向各位老师、专家们表示诚挚的谢意。

感谢我的班主任、指导老师——武建军老师在我完成学业期间、论文写作期间辛勤工作和多次不辞辛劳的督促，我们方能在兼顾工作的同时顺利完成学业，在此对武老师表示特别的感谢！

感谢王业勤在工作前期对可控磁通电机的电磁仿真基础和试验样机的设计，对本试验研究方向的指引。感谢张成在电机参数对控制的影响及电机集中参数提取方面提供的启发。

感谢上燃动力的领导和同事给予我工作和攻读学位过程中的大力支持，在此表示十分感谢。感谢我的工作团队同事们，给予的工作支持、配合与宽容，同时在完成论文过程中也给了很大的鼓励和支持。徐大炎、许之奇、张文壘、杨晓盛、王民、孔舒、刘艺，这些进取、有朝气的年轻人，感谢你们。

感谢我的妻子在攻读学位期间给予的包容、理解和默默的支持。

感谢同济大学新能源汽车学院提供科研与学习的机会。

感谢 973 课题“高性能分布式驱动新能源汽车关键基础问题研究”的支持。

2017 年 3 月于上燃动力

参考文献

- [1] 陈辛波, 杭鹏, 王叶枫. 电动汽车轻量化技术研究现状与发展趋势[J]. 汽车工程师, 2015(11): 23-28+57.
- [2] 王晓远, 高鹏, 赵玉双, 等. 电动汽车用高功率密度电机关键技术[J]. 电工技术学报, 2015, 30(6): 53-59. DOI: 10.3969/j.issn.1000-6753.2015.06.007.
- [3] 马东辉, 吴煜, 王猛猛, 等. 电机在新能源汽车上的应用[J]. 林业机械与木工设备, 2013(6): 13-17.
- [4] 林仕供. 电动汽车常用驱动电机类型的特性及选型分析[J]. 汽车实用技术, 2014(12): 46-48. DOI: 10.3969/j.issn.1671-7988.2014.12.016.
- [5] 杨丽, 刘小芳. 永磁同步电机已成为新能源车主流电驱动核心[J]. 稀土信息, 2016(10): 26-27.
- [6] 苟亚凤, 钟再敏, 王心坚, 等. 新能源汽车电驱动系统失效电安全与转矩安全分析[J]. 微特电机, 2013, 41(11): 22-26, 29. DOI:10.3969/j.issn.1004-7018.2013.11.007.
- [7] 唐安琪, 陈梦姣, 袁海泉, 等. 纯电动汽车关键技术中的物理原理——以特斯拉 Model S 为例[J]. 物理教师, 2014, 35(12): 64-66. DOI: 10.3969/j.issn.1002-042X.2014.12.028.
- [8] 赵玉双. 电动汽车用高功率密度异步电机的电磁设计研究[D]. 天津大学, 2014.
- [9] 甄子健, 陈潇凯, 林逸, 等. 异步驱动电机扭矩波动对电动汽车纵向冲击影响的仿真研究[J]. 高技术通讯, 2007, 17(8): 840-844. DOI: 10.3321/j.issn:1002-0470.2007.08.014.
- [10] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997: 248-272.
- [11] 王秀和. 永磁电机[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007.
- [12] World Forum for Harmonization of Vehicle Regulations, Working Party on Passive Safety[S], 2010.
- [13] Welchko B A, Jahns T M, Soong W L, *et al.* IPM synchronous machine drive response to symmetrical and asymmetrical short circuit faults[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18(2): 291-298.
- [14] Bianchi N, Bolognani S, Pr e M D. Design of a fault-tolerant IPM motor for electric power steering[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2006, 55(4): 1102-1111.
- [15] 暴杰, 赵慧超, 董秀辉, 等. 电动车用永磁同步电机的三相短路稳态分析与应用[J]. 微特电机, 2014, 42(3): 17-20. DOI: 10.3969/j.issn.1004-7018.2014.03.006.
- [16] 郭伟, 赵争鸣. 新型同步磁阻永磁电机的结构与电磁参数关系分析[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 124-128.
- [17] 郭伟, 赵争鸣. 新型同步磁阻永磁电机的转矩特性和控制分析[J]. 电工技术学报, 2005, 20(1): 54-59.
- [18] 赵争鸣. 新型同步磁阻永磁电机发展及现状[J]. 电工电能新技术, 1998, 17(3): 22-25.
- [19] 许强, 贾正春, 许锦兴. 作主轴传动的永磁同步电机弱磁控制系统[J]. 华中理工大学学报, 1993, 21(2): 31-36.
- [20] 尹华杰, 蒋豪贤, 谢运详, 等. 一种永磁同步电动机弱磁新方案[J]. 微电机, 1999, 32(2): 13-15.
- [21] 张宏杰, 唐任远. 混合励磁永磁同步电机的原理与设计[J]. 电工电能新技术, 2002, 21(1): 29-32.

参考文献

- [22] 杨儒珊, 康惠骏, 冯勇. 混合励磁永磁同步电机的结构原理与控制方案[J]. 中小型电机, 2005, 32(5): 6-9.
- [23] 程树康, 李春艳, 寇宝泉. 具有变磁阻励磁回路的永磁同步电机可变励磁功能的研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(33): 17-21.
- [24] Ostovic V. Memory motors[J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2003, 9(1/2): 52-61.
- [25] Ostovic V. Pole-changing permanent-magnet machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(6): 1493-1499.
- [26] 林鹤云, 刘恒川. 可变磁通永磁同步电动机[P]. 中国: 发明专利, 200810018829.9, 2008.
- [27] 朱常青, 王秀和, 杨玉波, 等. 磁通可控永磁同步电动机的磁化[J]. 电工技术学报, 2009, 24(12): 63-67, 73. DOI: 10.3321/j.issn:1000-6753.2009.12.011.
- [28] 朱常青. 磁通可控的复合转子永磁同步电动机研究[D]. 山东大学, 2008.
- [29] Lee J H, Hong J P. Permanent magnet demagnetization characteristic analysis of a variable flux memory motor using coupled preisach modeling and FEM[J]. IEEE on Transaction Magnetics, 2008, 44(6):1550-1553.
- [30] 陈益广. 内置混合式转子结构可控磁通永磁同步电机的研究[D]. 沈阳工业大学, 2008.
- [31] 仲维刚. 内置混合式转子可控磁通永磁同步电机有限元分析与控制[D]. 天津大学, 2008.
- [32] 孔令兵. 基于滑模观测器的可控磁通永磁同步电机控制系统研究[D]. 天津大学, 2009.
- [33] 陈益广, 仲维刚, 沈勇环. 内置混合式可控磁通永磁同步电机有限元分析[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(6): 61-66.
- [34] 陈益广, 周雅鹏, 沈勇环. 内置混合式转子可控磁通永磁同步电机磁路分析[J]. 天津大学学报, 2009, 10: 939-944.
- [35] Sakai K, Hashimoto H. Principle and basic characteristics of hybrid variable-magnetic-force motors[C]//Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), 2011: 1-10.
- [36] Sakai K, Yuki K. Principle of the variable-magnetic-force memory motor[C]. 2009 International Conference on Electrical Machines and Systems, (ICEMS 2009), 2009: 1-6.
- [37] 陈益广, 王颖, 沈勇环, 等. 宽调速可控磁通永磁同步电机磁路设计和有限元分析[J]. 中国电机工程学报, 2005(20):157-161.
- [38] 陈益广, 王颖, 沈勇环, 等. 内置混合式转子可控磁通永磁同步电机——记忆电机[J]. 微电机(伺服技术), 2005(01): 12-15.
- [39] 林鹤云, 阳辉, 黄允凯, 等. 记忆电机的研究综述及最新进展[J]. 中国电机工程学报, 2013(33): 57-67+8.
- [40] 王心坚, 王业勤, 钟再敏, 等. 电动车用可控磁通永磁同步电机及控制系统[P]. 中国上海: CNIO2403856A, 2012-04-04.
- [41] 一种车用高功率密度高效率永磁同步电机. 专利号: 201110406934.1 发明人: 王心坚, 王业勤, 钟再敏等.
- [42] 王业勤. 车用可控磁通永磁同步电机电磁分析及电机损耗仿真方法初步[D]. 同济大学, 2012.
- [43] 周洋, 王心坚, 黄佳. 基于 Halbach 阵列的车用可控磁通电机电磁分析[J]. 机械与电子, 2014(08): 7-10+44.
- [44] 王心坚, 王业勤, 钟再敏, 等. 电动车用类 Halbach 阵列变磁阻结构可控磁通永磁同步电机及控制系统[P]. 中国上海: 专利号: 201110259979.0.

-
- [45] 谢宝昌, 任永德. 电机的 DSP 控制技术及其应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005.
- [46] Halbach K. Conceptual design of a permanent quadrupoles magnet with adjustable strength[J]. Nuclear Instruments & Methods in Physics Research, 1983, 206(3): 353-354.
- [47] 周赣, 黄学良, 周勤博, 等. Halbach 型永磁阵列的应用综述[J]. 微特电机, 2008, 36(8): 52-55. DOI: 10.3969/j.issn.1004-7018.2008.08.017.
- [48] 王锦宜, 张晓冬, 许逵炜. 磁单极特性线圈绕组在非接触式能量传递中的应用[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2013(02): 274-279.
- [49] 陈世坤. 电机设计: 第 2 版[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [50] 张成, 王心坚, 宋国辉, 等. PMSM 最大转矩电流比全速控制策略及其仿真[J]. 微特电机, 2013, 41(1): 31-34.
- [51] Hong Yang, ZaiMin Zhong, Jie Yao. Fault diagnostic technology for FCV drivetrain[C]// Proceedings of the 2007 international conference on advances in construction machinery and vehicle engineering. Shi Laide. 2007. 8.
- [52] 刘茜, 何伟, 章桐, 等. 基于锁相环的电驱动系统故障诊断及容错控制[J]. 机电一体化, 2015, 21(8): 47-54. DOI: 10.16413/j.cnki.issn.1007-080x.2015.08.010.

个人简历、在读期间发表的学术论文与研究成果

个人简历:

杨德良, 男, 1976 年 1 月出生。

1994 年 9 月-1998 年 7 月, 鞍山钢铁学院选矿工程专业, 获学士学位。

1998 年 8 月, 入职鞍山华冶动力设备有限公司, 电气助理工程师, 从事试验变压器设计工作。

2000 年 3 月, 入职鞍山恒力电源设备有限公司, 硬件研发测试工程师, 从事直流电源控制测试与研发工作。

2002 年 8 月, 入职北京桑普光电技术有限公司, 系统工程师, 从事光伏户用逆变系统硬件研发与技术支持工作。

2003 年 6 月, 入职上海雷诺尔电气有限公司, 硬件工程师, 从事工业通用变频器硬件设计与产品系列化研发工作。

2008 年 1 月, 入职上海燃料电池汽车动力系统有限公司, 电机控制工程师, 从事车用驱动电机控制开发工作。

2012 年 3 月-今, 入学同济大学汽车学院车辆工程专业, 攻读工程硕士学位。

已发表的论文:

马琮淦, 左曙光, 杨德良, 等. 电动车用永磁同步电机转矩波动的阶次特征分析[J]. 振动与冲击, 2013, 32(13): 81-87

待发表的论文: