

ABSTRACT

ABSTRACT:

The permanent magnetic actuator (PMA) is characteristic of few parts, free maintenance, high reliability and adaptability to the vacuum circuit breaker (VCB). It has been used extensively in the middle-low-voltage switches from 10 to 35 kV but had a small share of market compared with that of the spring actuator, and done nothing especially for the high-voltage switches for years. The high-voltage PMA must be driven by a larger startup current resulting in unwanted temperature and hard control, so it is costly and impracticable. On the other hand, to study and develop the PMA researchers depend on too much experience instead of a comprehensive theoretic system.

Aiming at the above awkward situation, the dissertation dives into the theory, design, simulation and experiment of the new PMA. The characteristics of actuators are studied based on the mechanical and electromagnetic theories. They are then designed, analyzed and modified through the computer-aided technologies and virtual simulation technology. An advanced test and control system of HV switches is used to verify the motion and electrical characteristics of the single-stable prototype. The dissertation covers the following contents.

Firstly, a broad overview of the past and present of PMA at home and abroad is given in the aspects of mechanical structures, permanent magnet materials and placement, windings arrangement, power and control, mathematical physics, CAT and test technologies. The long-trip, high-voltage and low-current PMA is of huge social and economical values from its today and future.

Secondly, as a result of study on the electromagnetism of PMA, mathematical models of three kinds of PMA are established, followed by how to solve them, especially the fractal finite element method.

Thirdly, an equivalent magnetic circuit is set up for the bi-stable PMA. Then a new method on the basis of spatial flux tubes is proposed to solve the emanative permeance. The magnetic circuit's influence on the retention is also analyzed. Two coupled magnetic short-circuit rings are fixed in the opening gap, which are expressed by mathematic models and simulated to prove a lower opening current and a higher opening speed. The design is aiming at the high-voltage and long-trip PMA.

Finally, the initiative design of new single-stable PMA is to solve the closing problem of high-voltage and long-trip one. For the purpose, three chapters from five to seven in the dissertation focus on analysis of the magnetic circuit, design and simulation of the structure and motion as well as the test of the physical prototype, a gap-variable and self-locked single-stable PMA. The results prove that the design is practicable and effective, and improves largely the starting ability when closing. However, it is pointed out that the new PMA is creative but later modification is necessary for field use, not only itself but also the test and control system.

KEYWORDS: permanent magnetic actuator; high voltage; long trip; electromagnetism; co-simulation; test and control

CLASSNO: TM561.2

独创性声明

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

学位论文作者签名：

签字日期：

年 月 日

学位论文版权使用授权书

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

（保密的学位论文在解密后适用本授权说明）

学位论文作者签名：

导师签名：

签字日期： 年 月 日

签字日期： 年 月 日

致谢

本论文的工作是在我的导师王毅教授的悉心指导下完成的，王毅教授严谨的治学态度和作风给了我极大的帮助和影响。王毅教授以深厚的学术造诣、丰富的实践经验和敏锐的洞察力为我的科研工作和论文写作指明了方向。在此衷心感谢四年来王毅老师对我的关心和指导。

在我的论文写作过程中，电气学院的范瑜教授、刘明光教授、张小青教授和施洪生老师给予我许多建议和帮助。在试验过程中，宝光集团的顾丕骥总工程师、西安伟隆智能电器有限公司杨思政总经理、宝光铁道真空开关公司颜睿总经理、刘健工程师及其他很多师傅为我提供了极大的帮助和指导。在此对他们表示诚挚的谢意。

在实验室工作及撰写论文期间，常广、罗礼全、毛慧勇、邓彦国等同学对我论文中的部分研究工作给予了热情帮助，在此向他们表达我的感激之情。同时也感谢同窗的学弟学妹们在生活中给我的鼓励和帮助，一起度过四年难忘的时光。

另外也感谢家人和朋友，他们的理解和支持使我能够在学校专心完成我的学业。

最后，向参加本文评阅、答辩并提出宝贵意见的各位专家表示诚挚的谢意。

序

永磁操动机构是真空开关的一个重要驱动设备。由于永磁操动机构的零部件少、免维护、可靠性高，与真空断路器的特性配合良好。永磁机构已大量用于10-35KV的中压开关电器，但是与弹簧机构相比，市场占有率还很小，在高压领域是一片空白。随着永磁材料技术、电子控制和高电压输配电技术的发展，开发高电压、长行程、小启动电流的永磁机构具有重要的社会意义和经济意义。

本文第一章为绪论部分，着重介绍永磁机构的发展和研究现状。第二章综合研究永磁机构的电磁场理论及方法。第三、四章分析高压双稳态永磁机构的磁路，设计能提高分闸能力的磁短路环，并进行仿真计算。第五至七章对变气隙自锁式的单稳态永磁机构的磁路系统、传动系统和闭锁系统进行了设计、仿真和试验。最后一章对全文进行了总结。

1 绪论

1.1 永磁机构的发展现状

近年来研制的永磁机构真空开关，是由电子控制的电磁线圈提供合闸或分闸所需的能量完成操作，并利用性能优异的永磁体磁力使开关保持在合闸或分闸位置。由于可以方便地控制线圈电流，使开关触头的位移精确可控，又可使开关免除了复杂的机械结构，近年来永磁真空开关技术得到了飞速的发展。

由于永磁机构具有零部件少、可靠性高、加工容易、结构简单、与真空断路器配合良好、时间分散性好和可以实现免维护运行等优点，现已在低压无功补偿、电容器无涌流投切、炼钢厂控制电弧炼钢炉变压器、铁道机车过分相负荷开关、电力试验站选相合闸等适用于频繁操作的领域大力推广和应用，同时也成为小型化变电所、城网无油化改造、配电自动化等领域的主要开关设备。但是目前所应用的电压等级还不高，仍然集中在 10KV-35KV 的中压领域，即使在这个领域，其市场分量与技术成熟的弹簧操动机构相比仍低得多。

1.2 永磁机构的研究现状

永磁机构的研究始于 1989 年，但真正引起重视是在 1998 年前后。国外，瑞士 ABB、特瑞德电气德国公司、荷兰 Holec 公司、法国施耐德和阿尔斯通公司、韩国汉城大学等机构都在进行永磁机构的研究。永磁机构在中国的研究稍晚于国外，但发展迅速。宝光、科锐、沈阳工业大学、西安交通大学、西安高压电器研究所、华中科技大学、大连理工大学、清华大学和北京交通大学等单位都在进行研究。

1.2.1 机械结构

根据永磁机构的工作特点和内部结构，大体可分为双线圈双稳态、单线圈单稳态和双线圈单稳态（分离磁路）三种。双稳态和单稳态永磁机构在不同的场合各具优势，应在满足技术要求的前提下，作出合理的选择^[1]。

从外形结构看，可以分为方形和圆形结构。由于方形结构体积偏大、耗材多、加工工艺复杂些，所以永磁机构一般采用圆形结构，在对空间具有特殊要求的场合，也可以采用方形结构^[2]。

永磁机构与真空开关之间的传动有直动式、单连杆传动和多杆传动等三种方式。直动式的传动方式有利于减小整个真空断路器的体积，减少传动环节，提高传动可靠性。作为直动式传动的典型，特瑞德的 ISM 系列真空断路器的所有开关零件轴向对称装配，运动部件全部为直线运动，且其真空灭弧室为透明外壳，内部工作一目了然。单连杆传动方式的好处是设计时可以选择不同的传动比，以适应不同的力学特性和行程要求，但是永磁机构的输出力矩为定值时，受力与行程恰恰是矛盾的。因此对于大开矩的高压断路器，既要求驱动力大，又要求动铁芯行程长，就十分困难。为此，一些断路器借鉴了弹簧机构的特点，采用了多杆机构传动方式，起到了省力的作用。但是，连杆传动的可靠性不如直动式的高，且断路器体积大。

图 1-1 所示的 ABB 公司生产的断路器配备了典型的双稳态永磁机构，采用了连杆传动；图 1-2 是一种特瑞德公司研制的一种直动式配永磁机构断路器；图 1-3 为宝光真空开关有限公司开发的一种小型单稳态永磁机构，体积小，结构紧凑。

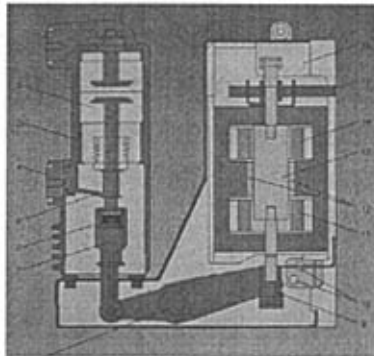


图 1-1 ABB 双稳态永磁机构

Fig.1-1 ABB bi-stable permanent magnetic actuator

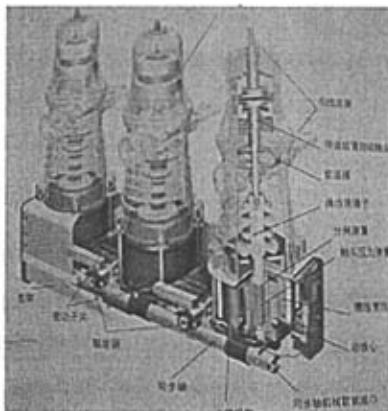


图 1-2 TAVRIDA 直动式永磁机构

Fig.1-2 TAVRIDA straight permanent magnetic actuator



图 1-3 宝光单稳态永磁机构

Fig.1-3 Baoguang single-stable permanent magnetic actuator

1.2.2 永磁体材料与布置

永磁机构的零部件少，在设计永磁机构时主要考虑动铁芯、静铁芯和永磁体的材料。铁芯材料应具有良好的导磁性能和耐冲击性能，一般选用电工纯铁和硅钢片。永磁机构的发展是伴随着永磁材料的快速发展而来的，尤其是高质量、高稳定性、长寿命、耐高温及耐冲击的钕铁硼永磁材料(Nd-Fe-B)的应用，对永磁机构的发展起到了很大的促进作用。我国是稀土大国，原材料储存丰富，生产量大，技术水平已居于国际前列。

真空断路器的永磁机构所选用的钕铁硼材料，主要考虑以下方面特性：磁场强度（矫顽力）、剩磁、最大磁能积、退磁临界温度、温度退磁率（温度降低时磁性可恢复），自然老化退磁率^[3]。当然，永磁机构中永久磁铁的工作点在不断地变化，由于钕铁硼材料的独特性能，即祛磁曲线几乎是一条直线，且它的回复曲线与祛磁曲线基本重合，因此不必担心永磁体的退磁，即使对于单线圈永磁机构通以反向电流时^[4]。由于动铁芯和静铁芯（外壳）的剩磁特别小，不会产生磁化问题。

根据极化磁系统的结构特性，永久磁铁大多工作在回复线上，而回复线通常由起始点及永磁材料的回复磁导率确定^[5]。因此，无论是采用“磁路”的方法，还是采用“磁场”的方法，永磁回复线起始点的确定是在设计和分析静态和动态磁路（场）问题时的关键技术。可以利用有限元方法对极化磁系统交流稳磁过程进行虚拟设计，得到满足工程应用精度要求的永磁回复线起始点，起始点应尽量选在极限磁滞回线的最大磁能积所在的点附近。

对于没有预先充磁的永磁体，在永磁机构装配之后必须进行充磁。采用电容

器产生脉冲电流进行充磁，为保证充磁电路不发生振荡，充磁之前对激磁线圈电感进行测量。充磁后，可以用测力计测量电磁力，如果与设计计算的结果极为接近，说明充磁是成功的，永磁材料是正品，性能可靠^[6]。

永磁体是永磁机构的核心元件。根据保持力的要求，永磁体可以具有不同尺寸和布置方式，还要考虑其力学特性和磁路磁阻的问题，因此永磁体在磁化方向不能太薄或太厚。采用永磁材料钕铁硼，对圆形结构可以由多块镶嵌布满全周，或周向部分布置，做成两个或多个并联扇形结构，其余扇形空间用非金属块填充，形成一个圆形套^[6]。也可以根据减小能耗和体积的不同需求，改变永磁体的安装位置和大小^[7]。

1.2.3 线圈布置

线圈是实现配永磁机构断路器可靠开合的关键元件。线圈的匝数、线径和布置方式都将影响永磁机构的动态性能。如果线圈的截面积一定，改变线圈的线径与匝数，就可以改变开关的速度特性，减少线圈匝数有助于提高分、合闸速度^[8]。文献[9]中分析了两个控制线圈三种不同的线圈布置形式，可以根据始动安匝数和输出机械功的需要进行选择。

当然，线圈不是调整机构动态特性的唯一方式。分闸弹簧在分闸过程中给动铁芯动力，同分闸线圈激励产生的分闸力一起作用于动铁芯实现分闸操作，相反在合闸的过程中分闸弹簧始终给动铁芯以阻力。调整分闸弹簧（如其线径）也可以改变机构的动态特性^[10]。

1.2.4 电源与控制技术

就永磁机构的电源与控制单元而言，从现在的国内外情况看，永磁机构的电源大概有以下几种解决方法。1) 采用电容器对分、合闸线圈放电的方式；2) 对于有条件的电站，可以直接使用站内的直流电源；3) 直接使用高能量的锂电池。对于上述三种方式，永磁机构的分、合闸线圈电流的大小对电源的影响很大。如果电流较大，电压较高，靠锂电池供电就行不通，就要从电网取得能量。

电源系统的整个工作流程为：感应电源线圈直接从电网的负载电流中取出能量，经过整流和滤波单元后变为较低的直流电压，再经过稳压单元后形成可供蓄电池充电的标准直流电压。同时亦可直接送到逆变单元，经逆变和整流后给永磁机构的操动电源—储能电容器组充电。当电网的负载电流中断供电时，由蓄电池经逆变和整流后，给储能电容器组充电，保证操动电源随时投入。若电网停电的

时间较长，蓄电池电源不足时，需设计长期停电时的充电接口。^[11]

因为断路器的可靠性关系到整个电力系统的可靠性，因此配真空断路器的永磁机构控制系统应该满足以下几个条件：应工作可靠且具有足够的抗干扰能力；动作迅速且延时短；工作电压范围宽，环境适应性强。

在永磁机构中，现在一般采用感应式接近开关代替传统的机械式辅助开关作为分合闸状态的检测。永磁机构的控制系统可以通过光纤接口接受光电信号，并通过逻辑判断控制机构动作和发出分合闸操作的命令。国内已经发展了用来控制永磁机构的电子技术，原先的触点开关被电力电子开关所替代。还可具有智能化功能，融合在线检测技术等来最大限度地体现永磁机构的优越性。

另一方面，微电子电路易受到外界环境的干扰，特别是在永磁机构分合闸线圈或周围线路中有大电流流过时，会产生较大的电磁干扰。为此，在电路板的设计、晶闸管器件选择上，都要考虑有效的抗干扰措施和比较完备的屏蔽措施，否则会引起真空断路器控制部分的逻辑混乱，造成误动作。如文献[12]中研制的智能控制与电子驱动装置采用 CPLD 完成智能控制，并采用由 SCR 和 IGBT 组成的电子开关通断合分线圈电流。它不仅能完成断路器的合分闸操作，还具有过流、欠压分闸、合分闸闭锁，以及操作系统的故障监测、诊断与报警等功能。通过在断路器上成功的操作试验，对合分闸线圈中电流波形的分析，得出了电子开关控制切断合分闸线圈电流的较合理的时间范围为操动机构停止运动后的 10ms 内。文献[13]中设计了 IGBT 开关模块，通过控制合分闸线圈的接入时间和电流方向，改善了断路器的分闸运动特性。

在此基础上，文献[14]中设计了一种智能驱动器，采用 PIC16F873 单片机，PWM 充电电路，高低压隔离，电容电压光耦传输，多屏蔽和滤波技术，实现了永磁机构驱动器的高可靠性、动作快速性和环境适应性。

特瑞德公司开发了具有实时监控功能的永磁机构控制模块，实现了状态检修，而非定期检修，大大降低了设备的维护费用。该控制模块内包含了所有用于控制和自监视的元件，基于微处理器技术，大大减小了操作功。特别是当电容器充电时，限制了充电电流。和传统开关相比，它不受电机启动电流和跳闸电流对电源的影响。

由于永磁机构的时间分散性小，使得同步开关控制技术在近几年正在蓬勃发展。同步开关技术实质上就是通过控制断路器合分闸时电压或电流的初相角，在电压过零时刻关合；控制断路器分断时的燃弧时间，使得在电流过零、电弧熄灭时触头间隙能承受系统恢复电压，从而减小乃至消除相关的电磁效应。目前已成为智能化电器的研究热点之一。

1.2.5 特性分析与数学方法

永磁机构的特性包括静态特性和动态特性。永磁机构的静态特性是指线圈激磁电流为零时,由永磁体产生的力学特性和磁场分布,是永磁机构各元件(包括永磁体)机械结构设计和优化的理论依据,也是动态特性分析的基础。永磁机构的动态特性是指激磁电流不为零,即在永磁机构执行开关状态转换的过程中,与永磁体共同形成的力学特性,运动特性、磁场分布特性和电流电压变化特性,以及相互关系,是永磁机构机械系统、电磁系统,特别是电源与控制系统的設計基础和性能评判依据。由于动态特性是时间相关的、机电磁耦合的,且包含永磁场,分析起来要复杂得多。不过,如果不考虑涡流的影响,常常基于特定的时间或者说基于特定的动铁芯位置,将动态问题转化为恒定磁场问题,运用静态分析的方法进行逐点分析。因此,静态分析可以看作动态分析的一个特例。

特性分析的理论基础包括,电路平衡方程、达朗贝尔运动方程,麦克斯韦方程组。可以采用场量分析法和磁路分析法^[15-16]。

永磁机构具有对称性。对于方形永磁机构来说,可以忽略端面效应采用平面场进行计算。对于圆形永磁机构来说,由麦克斯韦方程组推导出二维非线性轴对称方程,并利用有限元方法进行数值求解。边界条件为第一类和第二类边界条件。得到磁场分布后,作用在动铁芯上的电磁吸力可以通过包围动铁芯的任意表面上的应力的面积积分得到。动铁芯的表面存在一层气隙单元,在选择积分表面时,为提高计算准确度,积分路径应通过三角形元素的中心^[17]。

动态特性的建立较为复杂,且动特性计算前,需要进行质量归算,反力归算^[18]。在动特性的计算中,可以将动铁芯的运动行程分为若干个子步,与之对应的各步磁通密度可以用迭代的方法求出,进而求出出力特性,线圈电流等其它特性值。可以将磁场区域分成若干个几何块,并设每块内磁通密度处处相等,忽略漏磁。这样线圈及永磁体磁路就可用相应的几何子磁路的串并联来等效代替,这样简单的直流磁路计算方法就可应用到机构的磁场计算中来^[19]。也可将永磁材料的磁化曲线 $B=f(H)$ 扩展、转化为永磁部件的磁化曲线 $\psi=f(IN)$,将永磁磁路计算转化为一个普通的电磁铁磁路计算,从而使永磁机构的计算方法更合理、简单^[20]。

耦合场分析考虑两个或多个场的相互作用,它包括直接耦合和间接耦合^[21]。为简单起见,计算永磁机构动态特性可以通过直接耦合法求解。它把电磁场方程、电路方程以及机械运动方程相耦合,形成动态特性的数学模型^[7]。联立形成的非线性方程组,可通过牛顿-拉夫逊迭代法^[7]或四阶龙格库塔法进行求解^[18]。

在动态系统的方程组中,等效激磁电流和电磁吸引力与磁链和动铁芯位移有关,由于永磁体的存在,求解激磁电流十分困难,当磁链和动铁芯位移一定时,

可以引入一个变量 G ，其中 $G=(\psi-\psi_0)/i$ ，则 $\psi=\psi_0+iG$ 其中， ψ_0 为动铁芯位移确定且激磁电流为零时，永磁体产生的磁链，这样简单地处理永磁体形成的磁链，使耗费的计算时间减少，且计算结果与实测结果很相近^[22]。

由于永磁机构的计算非常复杂，许多文献忽略了瞬态磁场中实际存在的涡流影响。考虑涡流的影响时，可以将求解区域分为涡流区和非涡流区（包括气隙、源电流区）两部分，导出用矢量磁位和标量磁位表示的涡流问题方程，并利用库仑规范条件导出该涡流问题的边界条件。经过分析计算可知，为了减少涡流的影响，在设计永磁机构时，铁磁材料应选择电导率小，导磁性能好和损耗低的导磁材料。^[21, 23]

进行有限元分析时，文献[24]中采用变形区的单元平移技术，以适应动铁芯的运动。文献[25]中提出了一种新的有限元建模技术，将运动件和非运动件周围的气隙作为可压缩区域，该压缩区域的单元网格可以不断地删除和重新划分，同时根据机械运动方程移动运动件，运动件的几何和网格单元保持不变。这种技术还可以很好的处理与外部电路的耦合问题以及涡流效应的影响，已经集成到三维应用软件 FLUX 里，并在施耐德电气公司的电磁机构上得到了成功应用。因此用来对永磁机构建模和特性分析，可以大大增加计算速度。在动铁芯中采用层压技术可以减小实体动铁芯中的涡流效应^[24]。

上述分析计算都是在二维的情况下进行的，但是要全面、准确地分析永磁机构的结构以及材料非线性和外部环境（如温度）带来的影响，或者进行磁场分布不具平面或轴对称性的永磁机构新设计时，需要进行三维有限元分析。但是要依靠手工划分单元或自身力量编程计算，都是十分困难的，因此一般借助现成的大型电磁场分析软件，如 ANSYS, VectorFields, 在必要时可以在此基础上进行二次开发。

1.2.6 试验测试与计算机辅助技术

计算机辅助技术已经成为永磁机构设计和测试的一个重要手段，包括永磁机构的实体建模，特性分析与计算，运动过程的虚拟仿真，运行状况的实时控制与监测、永磁机构的调试以及相关软件的应用和开发等方面。

由于永磁机构的动态方程组不能用严密的解析方法求解，文献[26]中应用 MATLAB 语言的 SIMULINK 工具箱对动态过程方程组进行了仿真，不仅可以获得动态过程的时域解，而且可以方便地修正储能电容器和激磁线圈的电气参数。文献[21]采用 ANSYS 编程语言 APDL 实现耦合场的计算，对永磁机构在运动过程中的线圈电流、动铁芯位移和动铁芯受力进行了分析，并计算了取不同电导率时涡流效

应的影响。有限元分析软件ANSYS能够在大量的CPU时间和存储开销的基础上,提供对电磁机构场域的精确求解,但是求解前需要详细地定义几何结构和边界条件,而且要仿真电磁机构的动态行为和进行优化设计并非易事。文献[27]基于耦合的数学模型和改进的退火算法,开发了MAGACT软件,无需进行复杂的有限元建模就可以进行动态仿真和优化设计。文献[28]采用英国VF公司的VectorFields软件中的三维磁场分析模块TOSCA对永磁机构在不同工作气隙下的磁场分布及静态吸力特性进行了计算,计算中考虑了非线性介质的影响。在VF软件中的Opera-3D环境中对永磁机构的三维结构进行构造,进而在三维空间内自动剖分,可以得到用于电磁场分析的剖分图。另外其它CAD/CAE软件,如Pro/Engineer, ADAMS等对于永磁机构的建模和动力学分析都十分有用。

除了借用大型通用软件帮助永磁机构的设计和分析外,不少研究单位自行开发软件,着眼于永磁机构的设计参数化、可视化和系列化。文献[8]与[29]中开发了永磁机构的设计与分析软件。软件系统包括,友好的前处理人机界面、永磁机构电磁场数值计算模块、机械磁场动态耦合场计算模块、AUTOCAD机械设计模块、电子控制系统设计模块、三维动画形式表示机构运动过程、后处理曲线输出,材料器件明细表和技术文档建立模块等。用于真空断路器、真空负荷开关永磁机构的设计,可以缩短设计周期和提高产品性能。特瑞德电气公司的研究与开发中心,基于开关设备应用物理学,成功开发了一系列的软件工具,可在制造样机之前的基础研究与开发阶段模拟真空电弧、电磁操作机构和在绝缘材料上作用的电应力。公司应用这些模拟工具,创造了当今世界上体积最小、性能最可靠的系列产品。

宝光真空开关有限公司自行开发了一套高压开关试验测控软件,作为人机界面的系统计算机与测控部分用USB接口连接,对测控部分采集的数据进行分析、分类存储,参考曲线管理和比对,并进行产品报表管理等。

1.3 本论文的研究意义、目的和方法

由于永磁操动机构的零部件少,免维护,高可靠性,与真空断路器的特性配合良好,加上近年永磁材料的发展,永磁机构已大量用于10KV左右的真空断路器。但是在更高电压的中压领域,永磁机构与弹簧机构相比,市场占有率还很小,在高压领域是一片空白。而真空断路器的本体电压已达到高电压甚至超高电压的水平。同时,高压永磁机构对激磁线圈的大电流要求,也引起了温升、控制等一系列问题,使永磁机构的成本难以降低。因此,开发与真空断路器配套的新型低电流高压永磁机构具有很大的经济价值。另外,目前永磁机构的研究和开发过分依赖经验,缺少较全面的理论指导,本文对永磁机构的理论进行了较为全面的研

究，具有一定的理论意义。

针对现有的永磁机构研究比较分散的问题，采用理论与实践相结合的方法，在大量调研、深入分析现有研究成果的基础上，并将研究所得到的新方法融入其中，建立一套较为全面的有关永磁机构的电磁场理论和方法。面对大开距永磁开关启动电流大，控制困难，至今处于空白的局面，分别针对大开距双稳态永磁机构和单稳态永磁机构提出新的设计方案，充分运用机械、电磁的交叉理论，对机构特性进行理论分析，并运用计算机辅助技术、虚拟仿真技术对机构进行设计、分析和改进。制作新型单稳态永磁机构的物理样机，并进行特性试验，以检验设计效果，找出问题所在，为进一步的研究奠定基础。

1.4 本论文的主要工作

本论文的主要研究工作包括：

- (1) 研究国内外永磁机构的应用现状和技术现状。
- (2) 建立较为全面的永磁机构电磁场理论和方法。
- (3) 分析双稳态永磁机构的磁路以及对保持力的影响。设计能提高双稳态永磁机构开合能力的磁短路环，并进行理论分析和仿真验证。
- (4) 以现有的单稳态永磁机构为基础，设计出面向大开距开关电器的永磁机构，包括磁路系统、传动系统、闭锁系统和支撑系统，并进行理论分析。通过虚拟仿真和物理样机试验，验证设计的合理性和实用性，并对存在的问题进行总结，指出进一步的研究方向。

2 永磁机构电磁场理论及分析

2.1 永磁机构的电磁场方程

2.1.1 理论基础

麦克斯韦 (Maxwell) 方程组是电磁场的基本方程组。^[30]

其积分形式为:

$$\begin{cases} \oint_{l'} H \cdot dl = \int_s (J + \frac{\partial D}{\partial t}) \cdot dS \\ \oint_{l'} E \cdot dl = - \int_s \frac{\partial B}{\partial t} \cdot dS \\ \oint_s B \cdot dS = 0 \\ \oint_s D \cdot dS = q \end{cases} \quad (2-1)$$

微分形式为:

$$\begin{cases} \nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \\ \nabla \times E = - \frac{\partial B}{\partial t} \\ \nabla \cdot B = 0 \\ \nabla \cdot D = \rho \end{cases} \quad (2-2)$$

本构方程为:

$$\begin{cases} D = \varepsilon E \\ B = \mu H \\ J = \gamma E \end{cases} \quad (2-3)$$

2.1.2 坐标变换

空间中任一点与有序数 u_1, u_2, u_3 一一对应, 则称 u_1, u_2, u_3 为空间点的曲线坐标。^[31]坐标曲线相互正交, 且符合右手定则, 即

$$\begin{cases} \bar{e}_{u_1} \times \bar{e}_{u_2} = \bar{e}_{u_3} \\ \bar{e}_{u_2} \times \bar{e}_{u_3} = \bar{e}_{u_1} \\ \bar{e}_{u_3} \times \bar{e}_{u_1} = \bar{e}_{u_2} \end{cases} \quad (2-4)$$

常用的正交坐标系有三种：直角坐标系 $(x, y, z; \bar{e}_x, \bar{e}_y, \bar{e}_z)$ ，圆柱坐标系 $(r, \varphi, z; \bar{e}_r, \bar{e}_\varphi, \bar{e}_z)$ 以及球坐标系 $(r, \theta, \varphi; \bar{e}_r, \bar{e}_\theta, \bar{e}_\varphi)$ 。

正交曲线坐标系如图 2-1。

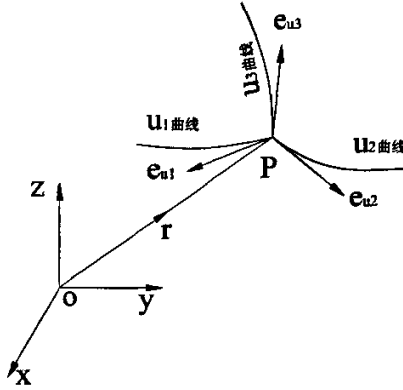


图 2-1 正交曲线坐标系

Fig.2-1 Orthogonal curvilinear coordinate system

图中， $e_{u_1}, e_{u_2}, e_{u_3}$ 表示坐标曲线 u_1, u_2, u_3 上的切线单位矢量，分别指向 u_1, u_2, u_3 增大的一方；单位矢量彼此正交，且它们构成右手螺旋坐标制。

设矢径 $r = xe_x + ye_y + ze_z$ ，则令

$$\frac{\partial r}{\partial u_i} = \frac{\partial x}{\partial u_i} e_x + \frac{\partial y}{\partial u_i} e_y + \frac{\partial z}{\partial u_i} e_z = h_i e_i \quad (2-5)$$

其中 h_i 称为度量因子或拉梅系数 (Lame)。则

$$\frac{\partial r}{\partial u_i} \cdot \frac{\partial r}{\partial u_j} = \begin{cases} h_i^2, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (2-6)$$

因此，

$$\begin{aligned} dx^2 + dy^2 + dz^2 &= \left(\frac{\partial x}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial x}{\partial u_2} du_2 + \frac{\partial x}{\partial u_3} du_3 \right)^2 \\ &+ \left(\frac{\partial y}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial y}{\partial u_2} du_2 + \frac{\partial y}{\partial u_3} du_3 \right)^2 \\ &+ \left(\frac{\partial z}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial z}{\partial u_2} du_2 + \frac{\partial z}{\partial u_3} du_3 \right)^2 \\ &= h_1^2 du_1^2 + h_2^2 du_2^2 + h_3^2 du_3^2 \end{aligned} \quad (2-7)$$

式 (2-7) 提供了一种计算 Lamé 系数 h_i 的方法。

对于圆柱坐标系， $x = r \sin \varphi$ ， $y = r \cos \varphi$ ， $z = z$ ，有序数 (u_1, u_2, u_3) 为 (r, φ, z) ，利用式 (2-7) 可得 $h_1 = 1, h_2 = r, h_3 = 1$ 。

对球坐标系, $x = r \sin \varphi \cos \theta$, $y = r \sin \varphi \sin \theta$, $z = r \cos \varphi$, 这里有序数 (u_1, u_2, u_3) 为 (r, θ, φ) , θ 是方位角, φ 是半顶角, 利用式 (2-7) 可得 $h_1 = 1, h_2 = r \sin \varphi, h_3 = r$ 。

引入 Lamé 系数后, 可以给出三种坐标系中矢量散度、旋度和标量梯度以及 Laplace 算符的统一表达式如下^[31]:

$$\nabla f = \bar{e}_{u_1} \frac{1}{h_1} \frac{\partial f}{\partial u_1} + \bar{e}_{u_2} \frac{1}{h_2} \frac{\partial f}{\partial u_2} + \bar{e}_{u_3} \frac{1}{h_3} \frac{\partial f}{\partial u_3} \quad (2-8)$$

$$\nabla \cdot \bar{A} = \frac{1}{h_1 h_2 h_3} \left[\frac{\partial}{\partial u_1} (h_2 h_3 A_1) + \frac{\partial}{\partial u_2} (h_3 h_1 A_2) + \frac{\partial}{\partial u_3} (h_1 h_2 A_3) \right] \quad (2-9)$$

$$\nabla \times \bar{A} = \frac{1}{h_1 h_2 h_3} \begin{vmatrix} h_1 \bar{e}_{u_1} & h_2 \bar{e}_{u_2} & h_3 \bar{e}_{u_3} \\ \frac{\partial}{\partial u_1} & \frac{\partial}{\partial u_2} & \frac{\partial}{\partial u_3} \\ h_1 A_1 & h_2 A_2 & h_3 A_3 \end{vmatrix} \quad (2-10)$$

$$\nabla^2 f = \frac{1}{h_1 h_2 h_3} \sum_{i=1}^3 \left[\frac{\partial}{\partial u_i} \left(\frac{h_1 h_2 h_3}{h_i^2} \frac{\partial f}{\partial u_i} \right) \right] \quad (2-11)$$

根据矢量恒等式

$$\nabla^2 A = \nabla(\nabla \cdot A) - \nabla \times (\nabla \times A) \quad (2-12)$$

实际应用中, 为完备地定义 A , 常需要加一个限制条件, 可选取 Coulomb 规范条件, 即令 $\nabla \cdot A = 0$, 则式 (2-12) 变为

$$\nabla^2 A = -\nabla \times (\nabla \times A) \quad (2-13)$$

由式 (2-10) 关于旋度在一般曲线坐标系中的表示式, 可得到

$$\nabla^2 A = F(h_1, h_2, h_3, u_1, u_2, u_3, A_1, A_2, A_3) \quad (2-14)$$

即可用 Lamé 系数统一表示各种坐标下的微分方程, 为不同形状永磁机构的分析奠定基础。

2.1.3 圆形机构

在电磁场的分析和计算过程中, 引用位函数 (又称势函数) 作为辅助矢量, 可以减少未知数的个数, 简化问题的求解。在无旋场中 (无电流区域), 可以采用标量位函数, 如标量电位 φ 和标量磁位 φ_m , 而在有旋场中必须采用矢量位函数, 如磁矢位 A 。因此欲分析永磁操动机构在合闸线圈或分闸线圈激励下的电磁场 (永磁体可以用面电流等效^[17]), 宜采用矢量位函数。

根据麦克斯韦方程组，并忽略位移电流，结合库仑规范条件 (Coulomb)，可得磁场的偏微分方程。由于机构中存在具有饱和效应的铁磁材料，磁导率 μ 为磁感应强度值 B 的函数，即

$$\mu = \mu(B) = \mu(|\nabla \times A|) \quad (2-15)$$

$$\frac{1}{\mu} \nabla^2 A = -J \quad (2-16)$$

式中 J 为源电流密度

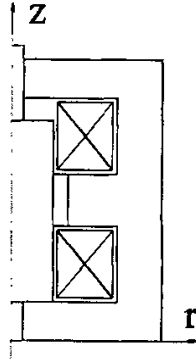


图 2-2 圆形永磁机构

Fig.2-2 Axisymmetric permanent magnetic actuator

当永磁机构为轴对称的圆形永磁机构时，如图 2-2， A 仅有 θ 方向的分量，将 Lamé 系数 $h_1 = 1, h_2 = r, h_3 = 1$ 代入式 (2-14) 可得圆形机构的微分方程及其边界条件。

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial(rA_\theta)}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial(rA_\theta)}{\partial z} \right) = -J_\theta \\ rA_\theta = rA_{\theta 0} \\ \frac{1}{\mu r} \frac{\partial(rA_\theta)}{\partial n} = -H_t \end{cases} \quad (2-17)$$

2.1.4 方形机构

当为方形永磁机构时，如图 2-3，采用直角坐标，则 Lamé 系数均为 1，同时在忽略端部效应时，可以简化为二维场进行计算。则其微分方程和边界条件为：

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -J \\ A_z = A_{z0} \\ \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial n} = -H_t \end{cases} \quad (2-18)$$

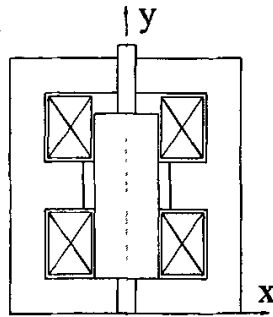


图 2-3 方形永磁机构

Fig.2-3 Quadrate permanent magnetic actuator

2.1.5 跑道形机构

在机构的合闸、分闸保持力相同，其分、合闸线圈的窗口截面积分别相等，传动比相同，机构动铁芯的行程相同，非工作气隙相同的情况下，圆形机构的铁芯质量以及机构的体积与总质量都明显小于方形机构。同时动铁芯的质量大，在分、合闸操作过程中消耗的能量就大，永久磁铁的质量大就会增加产品的成本。因此，单从机构本身出发圆形机构优于方形机构。但是，圆形机构也有不利的因素，即它的机构不灵活。如在有些产品的设计中，机构所占用的空间在某个方向的尺寸上是有一定限制的。方形机构的另一个优势是对于不同开断容量的断路器，机构可以在长度方向保持不变的情况下，在厚度方向扩展，从而发展出系列产品，有利于批量生产。^[2,32]

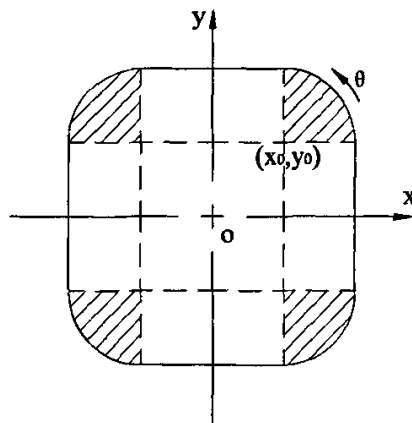


图 2-4 跑道形永磁机构

Fig.2-4 Racetrack permanent magnetic actuator

因此，可以设计出形状介于圆形机构和方形机构之间的永磁机构，比如如图

2-4 所示的跑道形机构，以满足性能和空间的要求。而且，对于方形机构，从铁芯结构工艺上，线圈绕制方面很难做成真正的方形。另外，为防止磁场的局部饱和，提供一个平滑的磁路，纯粹的方形机构带有更多的尖锐棱角，对磁场的合理分布并不利。因此，线圈的绕制和铁芯实际上常为跑道形。在实际应用中，对于规则的圆形永磁机构，采用柱形坐标是合理的。而对于跑道形机构，为简化计算单一采用柱坐标或二维直角坐标并不妥当，而采用三维坐标使计算量加大。因此，在求解的过程中，可以对跑道形永磁机构分为两部分，一部分为四角的四个四分之一圆形部分，可以采用柱坐标求解，而另一部分为中间的方形区域，可以简化为 2D 直角坐标进行求解。弧形部分（即图 2-4 中阴影部分）求解时，由于弧半径的中心并不在机构中心，因此边界条件的磁矢位并非都为零。求得阴影区域的解后，将 $x=x_0$ 和 $y=y_0$ 的解作为求解方形区域的边界条件。所以，对于跑道形永磁机构，可以将整个求解区域分为方形和圆形区域，形成联合微分方程组，将三维数值计算简化为二维数值计算。以机构的四分之一为例，该联合微分方程组包括圆形区域的柱坐标方程、方形区域的直角坐标方程和共同边界的等值约束条件。

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial(rA_\theta)}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial(rA_\theta)}{\partial z} \right) = -J_\theta \\ rA_\theta = rA_{\theta 0} \\ \frac{1}{\mu r} \frac{\partial(rA_\theta)}{\partial n} = -H_i \end{cases} \quad (2-19)$$

Ω 为永磁机构内 $x \geq x_0$ 且 $y \geq y_0$ 的区域

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -J \\ A_z = A_{z0} \\ \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial n} = -H_i \end{cases} \quad (2-20)$$

Ω 为永磁机构内 $0 \leq x \leq x_0$ 和 $0 \leq y \leq y_0$ 的方形区域

$$A_{zi} = A_{\theta i} \quad (2-21)$$

式 (2-21) 表示共同边界上相同节点 i 的磁矢位等值约束。

2.1.6 永磁体等效方程

在各种断路器开关的操作机构中，永磁机构与其它机构的根本区别在于采用了永磁保持。烧结钕铁硼永磁体以其磁性能高，制作工艺相对简单、成本低廉的优点，已成为真空断路器用永磁机构的主要材料。矫顽力是烧结钕铁硼磁体的一个重要性能参数，添加适量的合金元素和采用恰当的生产工艺有利于提高烧结钕

铁硼永磁体的矫顽力和综合性能^[33]。美国阿贡国家实验室通过研究发现，特殊稀土永磁体可以产生更大的磁力。在特定的条件下，稀土元素以控制稀土离子在电子轨道中的位置来增加磁力。

由于永磁体产生的磁场不同于励磁电流产生的磁场，所以在计算分析时必须先建立起等效数学模型。根据麦克斯维电磁方程，任何磁场都可以认为是由分布电流产生的。分布电流可以为体电流和面电流。当磁体被均匀磁化时，内部大小相等方向相反的电流元相互抵消，宏观上仅表面为面电流。如果采用标量磁位进行分析，则可以用等效面磁荷代替永磁体，如果采用矢量磁位，则可用等效面电流模拟永磁体。等效面磁荷模型在处理均匀径向磁化永磁体时，由于忽略了等效的体磁荷，因而使计算结果偏小，存在系统误差。而用等效面电流模型处理任何均匀磁化永磁体，以及处理磁化幅值不随角度变化的径向磁化时，不存在类似的问题，因而具有普遍的适用性。

经过预先磁化的永磁体，满足下面的本构方程

$$B = \mu_r \mu_0 H + \mu_0 M_r \quad (2-22)$$

式中， H ——永磁体工作点的磁场强度

B ——永磁体工作点的磁感应强度

μ_r ——相对回复磁导率

M_r ——剩余磁化强度

在去磁磁化曲线上，当 $B = B_r$ 时， $H = 0$ ，由此可得 $M_r = B_r / \mu_0$

并对式(2-22)取旋度，考虑到永磁体内无宏观电流， $\nabla \times H = 0$ ，则可得到

$$\nabla \times \frac{B}{\mu_r \mu_0} = \nabla \times \frac{M_r}{\mu_r} \quad (2-23)$$

则等效面电流密度可表示为

$$J_s = \frac{M_r \times n}{\mu_r} \quad (2-24)$$

式中， n ——永磁体侧面外法向单位矢量。

则在模拟永磁体的等效面电流层与其它介质的交界面，应满足下式的条件：

$$\frac{\partial A}{\mu_1 \partial n} - \frac{\partial A}{\mu_2 \partial n} = J_s \quad (2-25)$$

该式与其它方程一起组成永磁机构的磁场分布求解模型。

2.2 静态电磁场计算方法

2.2.1 解析方法

在工程电磁场问题的分析过程中，可以忽略一些次要的物理和几何因素，建立数学物理方程。求解这些方程一般归结为偏微分方程的定解问题。由于解析法能得到精确、显式的结果，具有较强的理论意义，并可以成为检验近似解或数值解的依据和标准，因此在电磁场分析中仍具有重要的意义。在众多的解析法中，分离变量法和复变函数法是工程电磁场分析最为重要的手段。

分离变量法的实质是把多变量函数方程变成几个单变量函数，把偏微分方程变成常微分方程，为此常常需要借助 Fourier 级数、Fourier 积分、Bessel 函数和 Legendre 多项式等来求解变系数的微分方程。在应用分离变量法求解偏微分方程定解问题的过程中，关键的一步就是求解特征值问题，即在某种齐次边界条件下，求一个含参数的齐次线性常微分方程的非零解。分离变量法的可行性判据为斯图姆-刘维尔理论(Sturm-Liouville)，包括三条基本理论：1) 特征值是否存在；2) 特征函数系是否正交；3) 给定的函数是否可按特征函数系展开成广义的傅氏级数。

在使用分离变量法分析和求解定解问题，必须选择适宜的坐标系统，使边界尽可能地与其重合，至少应有部分区域重合。但是，对于那些场域边界较为复杂的情况，难于利用分离变量法确定 Laplace 方程通解中的待定系数。而应用复变函数法则可以将比较复杂的边界转变为较简单的边界。由复变函数理论，任何一个复变函数 $f(z)$ 的实部和虚部都是二维拉普拉斯(Laplace，或称调和方程)的解。由于给定边界条件后 Laplace 方程的真解是唯一的，所以如果能找到一个解析函数 $f(z)$ ，在边界上其实数部分 u (或虚数部分 v)能与给定的边界条件相符合，则这个复变函数 $w(z)$ 就可表征所研究的场^[31]。然而，复变函数只能在复平面上描述，所以只适用于求解二维平面场的无源恒定场边值问题。

配用真空断路器的永磁机构结构较为简单，形状较规范，可以利用经典的解析法来求解局部重要部位的磁场分析，如气隙磁场。但是如果考虑铁磁材料的饱和效应，采用解析方法难以实现永磁机构的磁场求解。因此，一般采用数值解法。

2.2.2 数值方法

永磁机构的电磁场基本数学模型是齐次或非齐次的偏微分方程，求解其磁场分布就是求解有关磁标位或磁矢位的 Laplace 方程或 Poisson 方程的定解问题，如果考虑导磁材料的磁场饱和特性，则变为非线性偏微分方程。前已述及，经典的解析方法，如分离变量法和复变函数法可以求得精确结果，但求解过程相当繁杂，仅适于简单介质和边界条件及规范场域条件下。随着计算机硬件和软件技术的快速发展，各种基于离散思维的数值方法用于工程电磁场的分析和计算，加之计算方法的不断改进、现代数学方法的综合应用和计算智能化技术的发展，数值计算

的精度越来越高,适用范围越来越广,特别是对于具有复杂边界和介质的电磁场分析能力,是经典的解析方法无与伦比的。工程电磁场分析中,常用的数值计算方法主要包括有限元法(FEM)和有限差分法(FDM)。^[34]

有限差分法具有概念清晰、方法简单、直观,易于编程和并行计算等特点,其基本思想是利用网格剖分方法将定解场域离散化为网格节点,然而根据差分原理,用各离散点上函数的差商来近似替代该点的微商。从而将偏微分方程的定解问题转化为代数方程组问题。求得离散点的解后可再用插值法得到整个场域的近似解。但FDM方法对区域的连续性要求较严,对不规则区域的处理较繁琐。

而有限元方法适宜于处理具有复杂边界和媒质的区域,其基本思想是在变分原理和加权余量法的基础上,把计算域剖分为有限个互不重叠的单元,在每一单元内选择合适的节点构建插值函数,与各节点的值组成线性表达式,对微分方程进行离散求解。采用不同的权函数和插值函数形式,便构成不同的有限元方法。FEM方法对计算机的内存和计算机性能要求较高,但现在计算机已相当程度地能满足FEM的计算需要。

有限元法是用加权余量法或变分法将微分方程转变为离散方程,属于物理上的近似,而有限差分法是用差商代替微商,是一种数学上的近似。

分形几何的出现和发展,为有限元法的研究提供了一种新的思维和方法。通过无限多的几何相似形生成网格并用于有限元方法中,我们把这种数值方法称为分形有限元法。分形有限元法有一个共同的特点,数学模型简单,变量少,存储容量要求低,因此可以降低计算时间和内存需求^[35-39]。本节利用分形理论对有限元分析中的网格划分和细化进行一定的探讨,建立用于有限元网格划分与细化的复合迭代函数系统CIFS(Composite Iterated Function System)^[40]。

巴斯莱(B.M.Barnsley)和德门科(S.Demko)1985年引入了迭代函数系统。分形插值方法是依据迭代函数系而建立起来的一种新的数值方法,可以用于模拟具有分形性质的几何形体。^[41]

可以构造一个迭代函数系统IFS $\{R^2; \omega_i, i=1,2,\dots,n\}$,使得这个迭代函数系的吸引子等于插值函数 $f(x)$ 的图像G。^[42]设迭代函数系统IFS中每个函数 ω_i 是仿射变换,其构造可以表示为:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \rightarrow \omega_i \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_i & 0 \\ c_i & d_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_i \\ f_i \end{bmatrix} \quad i=1,\dots,n \quad (2-26)$$

且满足条件:

$$\omega_i \begin{pmatrix} x_0 \\ y_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_{i-1} \\ y_{i-1} \end{pmatrix}, \omega_i \begin{pmatrix} x_n \\ y_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_i \\ y_i \end{pmatrix} \quad i=1,\dots,n \quad (2-27)$$

以二维平面场为例,设场域的某一段边界形成的一个图像为G,它必定是某

一迭代函数系统下的吸引子。如果能找到边界曲线的迭代函数系统 IFS，就可以从初始生成元（如直线或简单曲线）开始，逐步迭代逼近边界曲线。因此可以用迭代函数系统来描述场域边界，同时存储了边界上一系列离散点，可以作为网格节点。另一方面，可把平面场的单元网络看成是由一系列曲线（或直线）有规律地交叉形成的，而这个规律可以用迭代函数系统来表达。

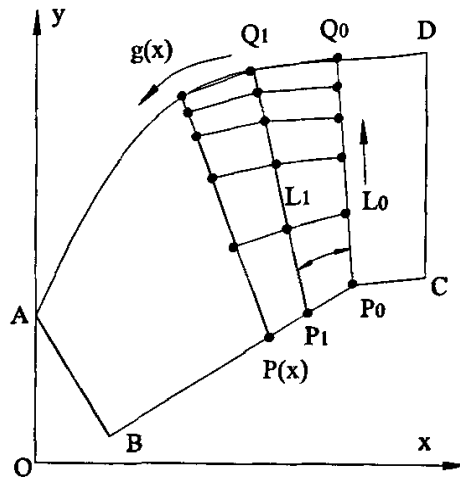


图 2-5 网格的分形处理

Fig.2-5 Fractal mesh

下面采用分形插值方法来进行网格划分。设图 2-5 中由曲线 $g(x)$ 和几条直边构成的区域 ABCD 为待求场域的一部分。这里主要考虑针对边界曲线 $g(x)$ 来划分单元，并要达到两个目的，一是越靠近曲线 $g(x)$ 单元网格越密，网格划分合理；二是要减少存储数据量和计算量。为此采用复合迭代函数系统 CIFS 的思路：如图 2-5 所示，为构造曲线靠近曲线 AD 区域的有限元网格，可以预先设定一条折线或简单曲线 $p(x)$ 是， $p(x)$ 的走向尽量接近 $g(x)$ 。图中 Q_0 为曲线 $g(x)$ 上的拐点， P_0 为折线 $p(x)$ 上的不可微点。为便于单元划分和求解，连接 P_0Q_0 ，讨论 ABP_0Q_0 形成的区域。先按分形插值方法构造迭代函数系统 IFS_1 ，使这个迭代函数系的吸引子为直线段 P_0Q_0 。然后以 IFS_1 的吸引子 P_0Q_0 为初始生成元，按迭代函数系统 IFS_2 形成新的吸引子，这个吸引子即为设定区域的单元网格。这个复合迭代函数系统可以表示为：

$$\text{CIFS: } IFS_1 \{R^2; \omega_i, i=1,2,\dots,n\} \xrightarrow{F(f(x))} IFS_2 \{R^2; \omega_j, j=1,2,\dots,m\} \quad (2-28)$$

首先构造迭代函数系统 IFS_1 。设直线 P_0Q_0 为 $f(x) = kx + t$ 。

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \rightarrow \omega_i \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_i & 0 \\ 0 & d_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_i \\ f_i \end{bmatrix} \quad i=1,\dots,n \quad (2-29)$$

对 P_0Q_0 内任一点 $P(x, f(x))$ 应有：

$$\omega_{1i} \begin{pmatrix} x \\ f(x) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} a_i x + e_i \\ d_i(kx + t) + f_i \end{bmatrix} \quad i=1, \dots, n \quad (2-30)$$

注意， ω_{1i} 中的第一个下标 1 表示属于迭代函数系 IFS₁，第二个下标表示 IFS₁ 中的第 i 个迭代函数。其中，当 k、t 确定后，其它系数按照约束条件式 (2-30) 求得。由迭代函数系 IFS₁ 形成的点序列如图 2-5 中 P₀Q₀ 上的点所示，可见节点向曲线逐渐加密。

然后构造迭代函数系统 IFS₂。将 IFS₁ 的吸引子 P₀Q₀ 作为 IFS₂ 的初始生成元，P₁Q₁ 则为次生成元，依次类推。且满足仿射关系：^[42]

$$\omega_{2j} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} r_j & 0 \\ 0 & q_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_j \\ f_j \end{pmatrix} \quad j=1, 2, \dots, m \quad (2-31)$$

P₀，P₁ 等一系列的生成元端点之间的间距，可以相等或按 IFS₁ 的分形方法确定。这时，式 (2-30) 中，e、f 分别为点 P₀，P₁ 的 x 和 y 方向坐标差值。

如果在 x，y 方向采用相同的比例变换，并令 $r=q=\frac{|P_j Q_j|}{|P_{j-1} Q_{j-1}|}$ ，其中 |P_jQ_j|，|P_{j-1}Q_{j-1}| 分别表示两次迭代的生成元的长度，比值与 g(x) 和迭代步距角 θ 均有关，其中，r 可以表示为 $r=r(\theta, g(x))$ 。因此这是一种变比例迭代，这样得到的单元对边界曲线的形状有较好的适应性，且过渡均匀。

因此，基于 IFS₂，初始子 P₀Q₀ 上的点序列就映射到 ABP₀Q₀ 区域，所有节点相邻连接便构成了所求的分形单元网格。

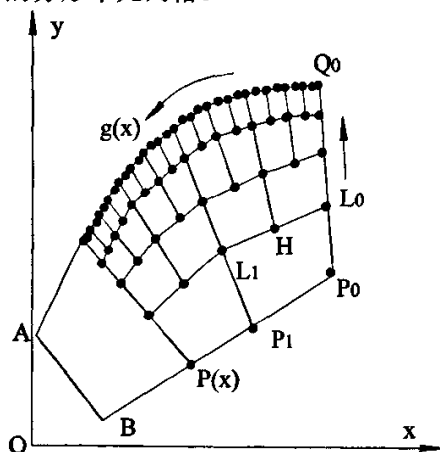


图 2-6 分形细化的五结点单元网格

Fig.2-6 Five-node fractal mesh

为使边界区域的单元划分朝着边界线越来越密，同时又减小计算量，如图 2-6 所示，按照前述形成的 CIFS 分形方法，构成向边界由粗到精的五结点单元网格。而每一层次单元的“第五结点”H，为简单起见，其坐标取该层单元上相邻结点的

中点,而下一层的细划网格线以 H 为起点,沿上层单元边 P_0L_0 和 P_1L_1 的角平分线,直到边界曲线 $g(x)$ 。

以永磁机构的动铁芯磁场分布为例,动铁芯的磁场在径向越往外磁场越密,因此靠近圆周的单元越密,按照分形有限元的思想,以图 2-7 中阴影单元为初始吸引子形成的永磁机构动铁芯单元网格如图 2-7。

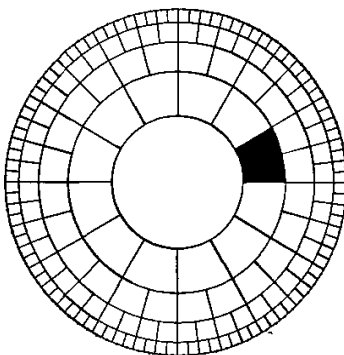


图 2-7 永磁机构分形网格示例

Fig.2-7 Example fractal mesh of permanent magnetic actuator

相应的复合迭代函数系如下:

$$\text{IFS1: } \omega_i \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & 0 \\ 0 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_i \\ f_i \end{bmatrix} \quad i=1, \dots, n \quad (2-32)$$

$$\text{IFS2: } \omega_j \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_j \\ f_j \end{pmatrix} \quad j=1, 2, \dots, m \quad (2-33)$$

2.3 动态数学模型

永磁机构在处于合闸或分闸状态时,依靠永磁力保持在静止状态。当需要分闸或合闸时,利用合闸线圈或分闸线圈的励磁电流产生磁场。励磁电流无论由直流电压还是由充电电容放电产生,系统的磁链都是关于时间的变量,因此永磁机构的合闸和分闸动作实际上是一个动态的工作过程。而且,在动铁芯的运动过程中,也可以转化为关于位移的动态过程。在这个动态过程中,特别是由电容励磁时,变量很多,如电磁变量主要包括电容两端电压、线圈电流、电路电阻、系统全磁链、漏磁链、磁路磁阻、系统功耗等,机械变量主要包括动铁芯受到的电磁吸力和反作用力、位移、速度、加速度,热力学变量主要包括线圈工作温度及周围环境温度等,根据情况还需要考虑材料的磁导率、动铁芯的碰撞、铁芯中的涡流、线圈的电感等动态变量或过程。

图 2-8 为永磁机构的储能电容放电电路。由于永磁机构的动作过程很短，可以忽略温度的变化，从而得到以下电容励磁的动态方程组^[43]。但是值得注意的是，对温度很敏感的电阻应为执行合闸或分闸动作前较短时间内的电阻值，同一机构在不同的工作时间并非恒定。

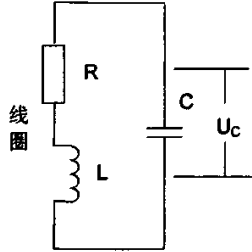


图 2-8 电容放电电路

Fig.2-8 Condenser discharge circuit

$$\begin{cases} U_c = iR + \frac{d\psi}{dt} \\ i = -C \frac{dU_c}{dt} \\ m \frac{d^2x}{dt^2} = F_{mag} - F_f(x, \frac{dx}{dt}) \\ F_{mag} = f_2(W_\mu), \psi = f_1(i, \delta) \end{cases} \quad (2-34)$$

对于断路器，特别是高压断路器，开距很大，为了保证有效熄弧和不引起重燃，触头的动作速度应适当快些，这样在规定的行程下操动机构需要有较高的运动速度，然而这会引入碰撞能量的增大，对机构的电气和机构寿命带来不利影响。因此，对于高压永磁机构，加快动铁芯的动作速度和减小与静铁芯间的碰撞能量是两个必须考虑的技术要求。但是，这两个技术要求是矛盾的，设计永磁机构时需要综合考虑，理想的结果是动铁芯在运动初期迅速加速，而在即将到达运动终点（合闸位置或分闸位置）时急剧“刹车”到零速度。如图 2-9 所示，永磁机构的实际速度-时间曲线用实线表示，理想的速度-时间曲线用虚线表示。

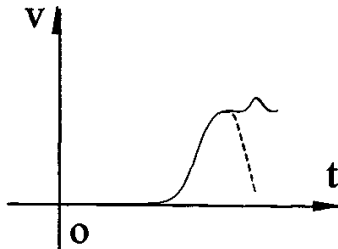


图 2-9 永磁机构速度特性

Fig.2-9 Velocity of PMA

但是，在很短的时间内要完成动铁芯的启动、加速和减速也是一件困难的事情。对于传统的永磁机构，要使动铁芯能快速减速，一是从正向力电磁力的角度，二是从反力的角度。但是为了保证永磁机构和配套的触头开关的机械、电气性能，动铁芯的反力不能太小，另外由于受到动铁芯惯性、反电势、温度等多种影响，线圈的电流难以控制，因此要得到理想的电磁力，目前的研究水平和技术还难以实现。因此，目前动铁芯的速度还处于不易控、不可控、不确定的状态。针对这一问题，本文将阐述所设计的新机构在速度的可控性方面的改善。

2.4 本章小结

本章首先给出了电磁场的基础理论，结合永磁机构的特点，建立了不同形状特点的永磁机构在一般正交曲线坐标系下的统一方程，并根据拉梅系数得出不同形状永磁机构的静态电磁场方程。然后，分析了永磁机构静态电磁场的求解方法，并提出了将分形有限元法用于数值计算前处理及数据压缩的新方法。最后分析了永磁机构铁芯运动的动态过程，并建立了动态数学模型，同时提出了动铁芯速度的可控性及其实现意义。

3 双稳态永磁机构磁路分析

3.1 磁网络分析方法

磁网络法是磁路分析的一种重要方法，将磁场转变为磁路后就可以利用各种电路分析方法对磁场进行定性和定量的分析。针对双稳态永磁机构（如图 3-1），画出其等效磁路，分析各参数，特别是磁导的计算方法。

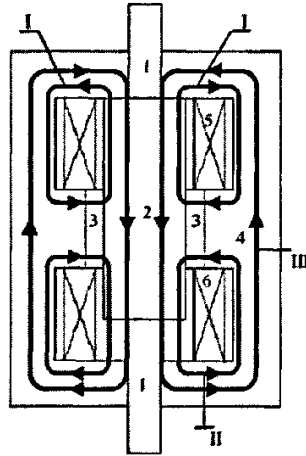


图 3-1 典型的双稳态永磁机构

Fig.3-1 A typical bi-stable PMA

3.1.1 等效磁路

永磁体在分闸和合闸过程中，由于工作气隙不断变化，向外磁路提供的磁动势 F_m 和 ϕ_m 实际上是变化的，计算起来很不方便。为此，可以仿照戴维南电路原理和诺顿电路原理，将永磁磁源等效为一个恒定的磁通源 ϕ_s 和内磁导 G_s 并联（如图 3-2a），或者一个恒定的磁动势源 F_s 与内磁导 G_s 的串联（如图 3-2b）。

图 3-3 为双稳态永磁机构的等效磁路，磁路中各参数的含义为：

F_m , F_o , F_c 分别代表永磁体、分闸线圈和合闸线圈产生的磁动势；

G_{ao} , G_{ac} 分别代表动铁芯在分闸磁路和合闸磁路部分的磁导；

G_o , G_c , G_{co} 分别代表静铁芯在分闸磁路、合闸磁路和中间共同部分的磁导；

G_{go} , G_{gc} 分别代表分闸气隙和合闸气隙的磁导；

F_s , G_s 分别代表串联的永磁源恒定磁动势和恒定内磁导。当然，也可以等效为恒定的磁通和内磁导并联。

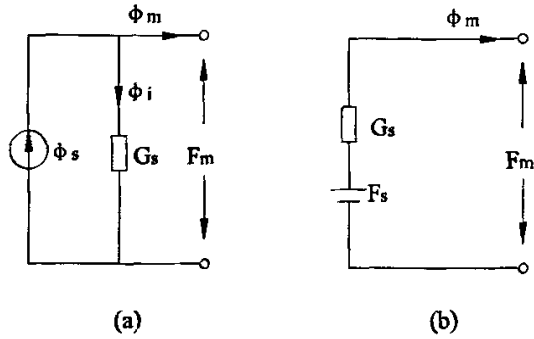


图 3-2 永磁体等效模型

Fig.3-2 Equivalent model of permanent magnet

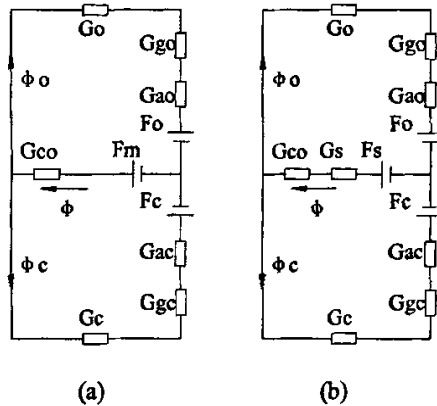


图 3-3 双稳态永磁机构等效磁路

Fig.3-3 Equivalent magnetic circuit of bi-stable permanent magnetic actuator

按照磁通对机构运动的贡献，永磁体以及线圈提供的总磁通 ϕ 可分为两部分，一部分为通过铁芯及永磁体、工作气隙构成的磁路的主磁通，会对动铁芯的轴向运动起作用，另一部分为漏磁通。对于这里分析的双稳态永磁操动机构，工作气隙完全包含在静铁芯中，当永磁机构处于分闸或合闸保持位置时，由于铁芯的磁导率很大，几乎没有漏磁通。但是当永磁机构动作过程中，特别是动作初始，气隙很大，这时相当部分的磁通并不经过主磁路，而是在动铁芯周围形成旁漏磁通，大大削弱了动静铁芯间的电磁吸引力。另外，对于有些永磁机构，工作气隙并不是包含在静铁芯中，而存在更多的漏磁通，这时更应考虑漏磁通的影响。因此，图 3-3 在考虑漏磁的影响后，修正如图 3-4。

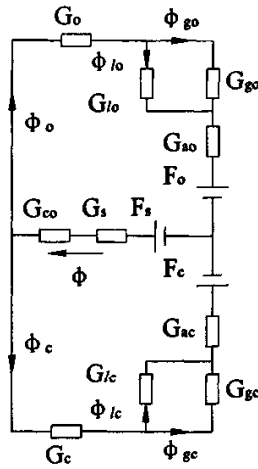
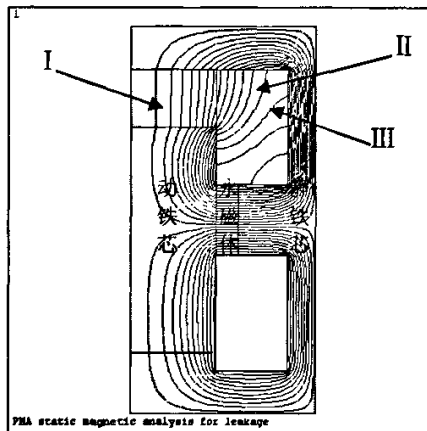


图 3-4 双稳态永磁机构等效磁路（考虑漏磁）

Fig.3-4 Equivalent magnetic circuit of bi-stable PMA (considering leakage)

图 3-4 中 Φ_{lo} , Φ_{lc} 分别代表分闸端和合闸端的漏磁通, G_{lo} 和 G_{lc} 分别代表分闸端和合闸端的漏磁导。图中各符号的下标含义为: c-close 表示合闸, o-open 表示分闸, g-gap 表示工作气隙, l-leakage 表示漏磁, s-source 表示永磁源, a-armature 表示动铁芯。

3.1.2 磁导求解



I 工作磁通, II 散磁通, III 漏磁通

图 3-5 双稳态永磁机构磁通分布

Fig.3-5 Flux of bi-stable PMA

图 3-5 为双稳态永磁机构半剖面的磁场分布图。如图 3-5 中, 根据磁力线的分布特点, 可以将磁通分为三部分。磁力线主要由三部分组成。第一部分垂直于并通过动铁芯端面, 通过工作气隙, 我们称为工作磁通, 第二部分通过动铁芯的柱

面，到达静铁芯的顶端，称为散磁通，而第三部分通过动铁芯的柱面，到达静铁芯的内侧，称为漏磁通。

图 3-6 为相应的动铁芯端部受力矢量图，由于永磁机构轴向对称，有一部分磁场产生的径向作用力合力为零，引起的动磁芯轴向吸引力为零，只有轴向力才做有用功。

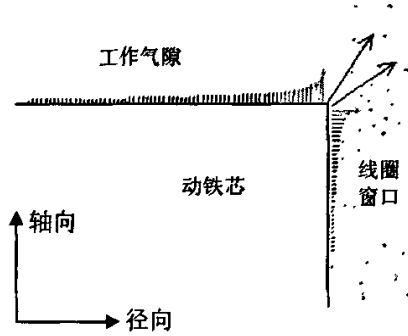


图 3-6 双稳态永磁机构动铁芯受力矢量图

Fig.3-6 Force vector of bi-stable PMA

图 3-5 中，第一部分空间的磁导由式 (3-1) 容易计算。

$$G_{g0} = \mu_0 \frac{S_g}{L_g} \tag{3-1}$$

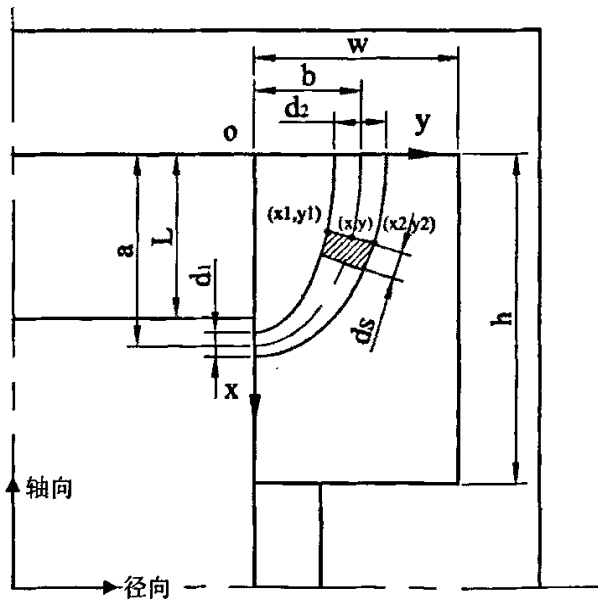


图 3-7 双稳态永磁机构四分之一剖面

Fig.3-7 Quarter section of bi-stable PMA

但是由于第二部分和第三部分磁通的气隙很不规范,无法直接按式(3-1)计算磁导。为分析方便,将一根根磁力线看成磁通管,磁力线越密,磁通管就越细。同时作出以下假设:铁磁材料的磁导率为无穷大,动铁芯和静铁芯表面分别为等磁位面;磁力线均与铁芯表面垂直;磁力线均位于各自的一个子午面内,且相同半径和轴向高度的磁场相等,即磁场呈严格轴对称分布。可以认为,位于进入静铁芯内侧和离开动铁芯柱面的磁场均垂直于轴向,对动铁芯的轴向运动没有贡献。因此,这里着重考虑位于静铁芯顶端和动铁芯柱面之间的散磁场及其磁导计算。

如图 3-7 为永磁机构截面的四分之一剖开模型,图中的磁通管的中心线即为椭圆曲线,椭圆中心线的长半轴 a 和短半轴 b 分别代表该磁力线在动铁芯柱面和静铁芯顶端的位置。根据磁力线的弯曲形状特点,可以将其表示为一个椭圆方程。由于该机构为轴对称,所以磁通管实际为一个碗状的磁通体^[44]。磁通管中心线(即磁力线)和两条母线的方程分别为:

$$\begin{cases} \frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1 \\ \frac{x^2}{(a-d_1/2)^2} + \frac{y^2}{(b-d_2/2)^2} = 1 \\ \frac{x^2}{(a+d_1/2)^2} + \frac{y^2}{(b+d_2/2)^2} = 1 \end{cases} \quad (3-2)$$

由以上可以得,该磁通体的磁阻为:

$$R = \int_b^a \frac{ds}{\mu_0 S_i} \quad (3-3)$$

其中 ds 为弧微分, S_i 所取微体积的底面积,这里在整个环形空间表现为一锥台的侧面积。

$$R = \int_b^a \frac{\sqrt{1+y'^2} dx}{\mu_0 \pi (x_1 + x_2) \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2}} \quad (3-4)$$

同时,图中三点 (x_1, y_1) , (x, y) 和 (x_2, y_2) 应分别满足上面式(2-34),即

$$\begin{cases} \frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1 \\ \frac{x_1^2}{(a-d_1/2)^2} + \frac{y_1^2}{(b-d_2/2)^2} = 1 \\ \frac{x_2^2}{(a+d_1/2)^2} + \frac{y_2^2}{(b+d_2/2)^2} = 1 \end{cases} \quad (3-5)$$

因此,如果令该磁通管为 y 方向的第 i 个磁通管,则该环周磁通体的磁导为

$$G_i = \frac{1}{R_i} \quad (3-6)$$

上式中, d_1 是指该磁通管一端从动铁芯的端面开始沿其柱面的长度 L_x 上的值; d_2 是指该磁通管另一端从动铁芯的柱面开始沿静铁芯的顶端的径向长度 L_y 上的值;

根据第二部分磁场磁力线的观察, 可以在 L_x 和 L_y 上分别按等差级数增长的方式获得各段的 d_1 、 d_2 值。即

假如取偶数个磁通管, 则

$$L_x = \frac{n(d_{11} + d_{1n})}{2}, \quad d_{1n} = d_{11} + (n-1)d \quad (3-7)$$

其中 n 为磁通管的个数, d 为公差, 并令 $d_{11} = d$, 则可得

$$\text{公差 } d = \frac{\sqrt{2L_x}}{n}$$

$$\text{则 } d_{1i} = \frac{i\sqrt{2L_x}}{n}, i=1, 2, \dots, n \quad (3-8)$$

$$\text{同理, } d_{2i} = \frac{i\sqrt{2L_y}}{n}, i=1, 2, \dots, n \quad (3-9)$$

由上面分析可见, 当确定第二区散磁场区的 L_x , L_y 和磁通管数 n 后, 即可算出第二部分磁场区域的散磁导为:

$$G_e = \sum_{i=1}^n G_i = G(L_x, L_y, n) \quad (3-10)$$

因此, 计算第二区散磁导的关键在于如何设定该区的范围和求解精度。 L_x 和 L_y 设置得大, 二区的计算磁通越大, 所以应预先估计实际的漏磁情况, 然后设定二区的磁导计算范围。但 L_x 和 L_y 应满足以下条件, 即不应超过线圈的范围:

$$\begin{cases} L_x < h \\ L_y < w \end{cases} \quad (3-11)$$

磁通管数目 n 设置得越大, 计算结果更准确, 但计算量会增大。

由于二区的磁场也实际起着对动铁芯的吸合作用, 所以在利用磁路方法分析计算永磁机构的磁场时, 不能只考虑主气隙中垂直于动铁芯端面的磁场, 还应考虑二区的磁场作用。因此将一区的工作磁通和二区的散磁通共同称为主磁通。

上面采用几何积分方法计算永磁机构的气隙磁导, 而不必将气隙空间分为多个单独的子空间, 这样为永磁机构的磁网络分析带来了方便。

漏磁导的定义如下: [45]

$$\lambda = \mu_0 \frac{S_l}{L_l} \quad (3-12)$$

其中, S_l 表示漏磁通穿过的截面积, L_l 表示漏磁通在空气中的路径长度。

由于三区的磁通对动铁芯没有任何作用, 属于无效磁通, 应尽量减小, 为此

应尽可能使线圈的 W 值大于工作气隙长度 L 。同时从磁能的充分利用角度讲, 应尽可能增加动铁芯的细长比, 减小端部的漏磁通。

3.1.3 磁路的计算步骤

因为磁路中的动铁芯和静铁芯磁阻一般为非线性, 因此即使已知磁势并不能直接计算出各段磁路的磁通。在不知道各段磁路磁状态的情况下, 即使尺寸和材料已知, 也无法求出各段磁路的磁压降。采用逐步逼近法计算磁路中的磁通。据此, 磁路参数按以下步骤进行计算: [46]

(1) 计算上下磁路中各气隙磁导

(2) 在气隙较大时, 而铁磁材料又不饱和时, 近似认为总磁动势与气隙中磁压降平衡, 先初步估算磁路中的上半磁路和下半磁路的磁通, 得到相应的上半磁路和下半磁路的磁感应强度。

(3) 通过铁芯材料的磁化曲线, 采用抛物线插值法计算得到铁芯材料的相对磁导率, 求出各段铁芯的磁导

(4) 然后, 将上下磁路的磁导和磁通代入磁路方程, 求出相应的上下磁路的磁动势。

(5) 将得到的上下磁路的磁动势与永磁体和分闸合闸线圈产生的磁动势进行比较,

(6) 如果达到允许的计算误差, 则停止, 否则修改上下磁路的磁通值, 再返回步骤 (3), 重复计算, 反复修改, 逐次逼近, 直到满足计算精度。

3.2 磁路对保持力的影响分析

3.2.1 外磁路的影响

永磁机构的一个鲜明特点就是依靠永磁铁的保持力将动触头的驱动部件保持在合闸或分闸位置。因此, 设计永磁机构时, 均希望以最低的成本、最小的体积获得最大、最可靠的保持力。实际上, 以获得最大保持力的过程, 也即是求取永磁体最佳工作点的过程, 当永磁机构的永磁体运行中应处于最佳工作点, 这时的永磁体磁能才最大, 同时磁路的磁导刚好与最佳工作点的磁导相等。下面采用永磁体工作图图解法, 定性的分析永磁机构磁路结构, 特别是永磁体自身尺寸对永磁体工作点的影响。

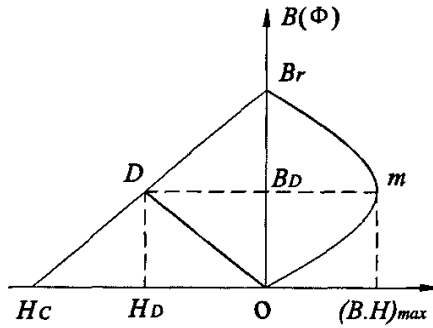


图 3-8 永磁体退磁曲线及磁能积曲线

Fig.3-8 Demagnetization curve and energy product of permanent magnet

图 3-8 为永磁体的退磁曲线和磁能积曲线。永磁体的最大磁能积由三个因素决定：剩磁感应强度 B_r ，矫顽力 H_c 和退磁曲线在第二象限的凸出程度。^[47-48]

永磁机构中的永磁体有两种状态，一种是短路状态，即机构保持在分闸或合闸位置时，不存在气隙，如果不计软磁磁体的磁导，则磁路呈磁短路状态。处于短路状态的永磁体对外呈现两个特征，永磁体对外提供最大的磁通，且外磁路中不产生磁压降，不向外磁路提供能量。这时的永磁体工作点刚好为退磁曲线和纵坐标轴的交点 B_r ，如图 3-9。

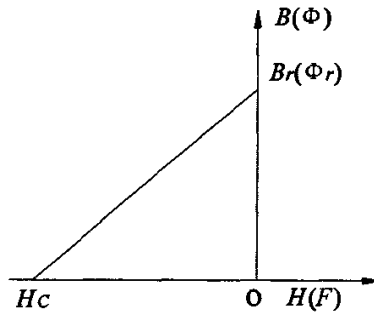


图 3-9 短路状态永磁体工作点

Fig.3-9 Short-circuit working point of permanent magnet

永磁体的另外一种为工作状态，即磁路中存在气隙，永磁体将向外磁路提供磁场能量。这时的磁路由铁芯、永磁体和工作气隙构成。这时，永磁体向外提供的磁通 Φ_m ，包括主磁通 Φ_σ 和漏磁通 Φ_δ ，与短路状态的磁通 Φ_r 应满足如下关系：

$$\Phi_m = \Phi_\sigma + \Phi_\delta < \Phi_r \quad (3-13)$$

永磁材料退磁曲线上的某一点，代表了永磁体处于这一工作点时向外磁路提供的单位体积磁场能量。因此，对于工作状态的永磁体，必须求得最佳工作点，才能获得最大的永磁场能量。

如图 3-10 为考虑了漏磁的永磁体工作点求取方法。

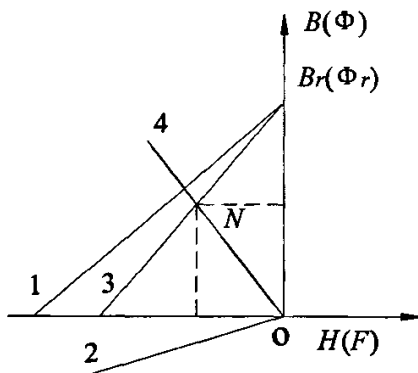


图 3-10 工作状态永磁体工作点

Fig.3-10 Active working point of permanent magnet

图 3-10 中曲线 1 为永磁体的退磁曲线，因为永磁机构中常使用的稀土永磁材料，如稀土 NbFeB，其退磁曲线基本上为一条直线。由于漏磁通过机构外部气隙以及内部充分的非工作气隙闭合，可以不考虑饱和问题，所以其漏磁特性为一条通过原点的直线 2。在同一磁场强度下，用退磁曲线 1 减去漏磁曲线 2，即得到不计漏磁时的直线 3。然后在图上作出外磁路的负载特性曲线 4，与不计漏磁的曲线 3 的交点 N，即为永磁体的工作点。

退磁曲线 1 为永磁体的基本特性曲线。永磁体工作点的位置主要由气隙长度决定，但是从图 3-10 中也可以看出，永磁机构的工作气隙大小、结构都影响着漏磁的大小，进而影响工作点的位置。由于永磁机构的铁芯并非理想的软铁材料，因此，铁芯的结构形状和尺寸都将对工作点的位置产生影响。

3.2.2 永磁体自身磁阻的影响

从烧结稀土永磁体的制造工艺来说，当永磁体晶粒的易磁化方向沿径向呈辐射状态排列时，难于实现整块环形磁体的径向磁化，且由于膨胀时的各向异性造成很大的内应力，使磁体在冷却过程中容易破裂。而且，目前来看，径向磁化的整块环形稀土永磁体的磁能积总是比同材料、同尺寸的轴向磁化的永磁体磁能积小得多。因此，永磁机构中使用的永磁体多为小块瓦片状的轴向磁化磁体拼合成一个整圆环永磁铁。^[47]

永磁体作为永磁机构的能量来源，在短路状态（保持状态）和工作状态（动作过程）时都将为外磁路提供磁动势。当永磁机构的结构确定后，磁路中的外磁路的磁导也就确定。当处于工作状态时合闸线圈或分闸线圈提供的激磁磁动势确定后，或者处于保持状态时（即磁路中仅有永磁源时），永磁体自身的磁导和磁动势就决定了能为外磁路提供多大的保持力或电磁吸引力。

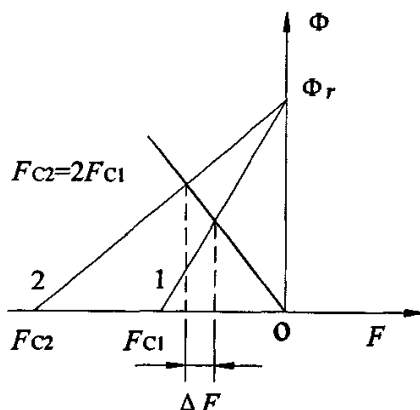


图 3-11 永磁体磁化长度对外磁路的影响

Fig.3-11 External magnetic potential VS magnetization length

稀土永磁体的回复磁导率接近于空气。当永磁体磁化方向的长度增加时，相当于多片永磁体串联，磁势将成正比例增加，而与此同时，由于磁体的内部磁阻也按磁化方向的长度增加。根据图 3-11 从整个磁路的效果看来，永磁体的工作点可以选择高些，但由于永磁体内部的磁压降将增大，使得永磁体对外磁路的磁势贡献很小。假定有两条退磁曲线 1 和 2，对应的磁体 2 沿磁化方向的长度比磁体 1 的长度增加一倍，而向外磁路提供的磁动势仅增加了 ΔF ，因此永磁机构的稀土 NdFeB 的磁化方向长度不宜过厚，以免有些得不偿失，一般不超过 10mm，一种 30KV 左右的单稳态永磁机构的永磁体厚度仅为 5mm。对于高矫顽力的永磁体制作时，可以使截面积大些。

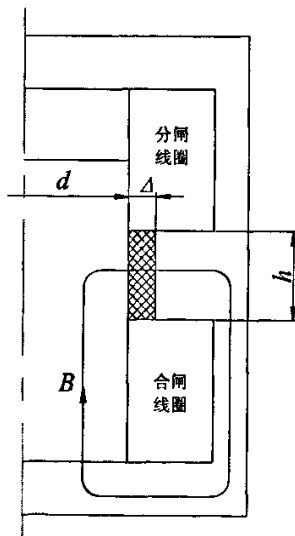


图 3-12 双稳态永磁机构中的永磁体

Fig.3-12 Permanent magnet of bi-stable PMA

以图 3-12 中所示的双稳态永磁机构，编制 APDL 程序通过 ANSYS 软件分析在图中合闸状态时由永磁铁提供的保持力。分析中从两方面考虑，一方面保持永磁铁的高度 h 和内径 d 不变，改变永磁铁的厚度 Δ （磁化方向）；另一方面保持永磁铁的内径 d 和厚度 Δ 不变，仅改变永磁铁的高度 h ，分别得到两组保持力，并与需要的永磁铁消耗进行对比。

表 3-1：不同永磁铁厚度对保持力和永磁体体积的影响

Table 3-1: Retention and volume VS magnetization length

Δ ($h=25\text{mm}$)	8	7	6	5
保持力 $F(\text{N})$	3169.0	2902.7	2652.5	2354.5
归算保持力	1	0.916	0.837	0.743
永磁铁体积 $V(\text{mm}^3)$	42725	36835	31102	25525
归算体积	1	0.862	0.730	0.597
$V/F(\text{mm}^3/\text{N})$	13.48	12.69	11.73	10.84

表 3-1 中列出了在保持状态下（合闸状态时），仅改变厚度（磁化方向长度）时，永磁体的体积消耗量和保持力大小变化。

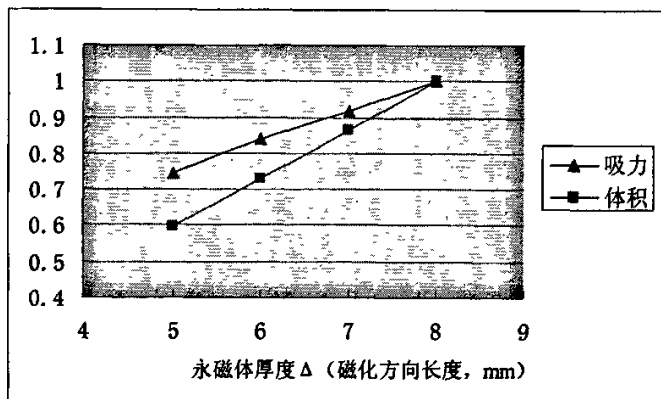


图 3-13 永磁体厚度对保持力和永磁体体积的影响

Fig.3-13 Retention and volume VS magnetization length

图 3-13 的曲线根据表 3-1 获得，表明了永磁体厚度（磁化长度）对保持力和永磁铁体积的影响，随着磁化方向长度的增加，消耗永磁铁体质量比产生的保持力增加速度更快，因此从减小永磁铁消耗的角度，永磁铁块不宜太厚。

表 3-2：不同永磁体高度对保持力和永磁体体积的影响

Table 3-2: Retention and volume VS height

h ($\Delta=6\text{mm}$)	25	24	23	22
保持力 $F(\text{N})$	2652.5	2460.8	2285.2	2118.1
归算保持力	1	0.926	0.860	0.797
永磁铁体积 $V(\text{mm}^3)$	31102	29858	28614	27370
归算体积	1	0.96	0.92	0.88
$V/F(\text{mm}^3/\text{N})$	11.73	12.13	12.52	12.92

表 3-2 中列出了在保持状态下（合闸状态时），仅改变永磁体高度时，永磁体的体积消耗量和保持力大小变化。

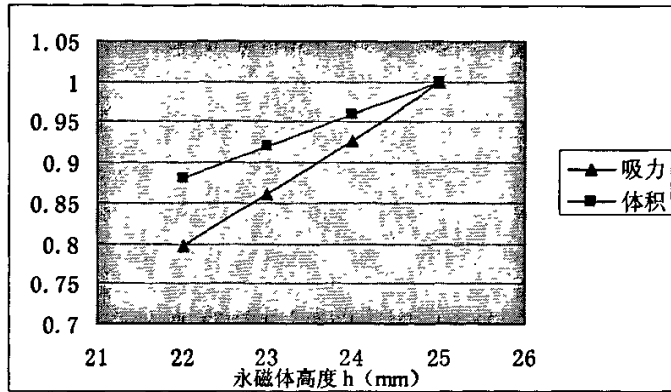


图 3-14 永磁体高度对保持力和永磁体体积的影响

Fig.3-14 Retention and volume VS height

图 3-14 中的曲线从表 3-2 中获得，表明了永磁体高度对动铁芯吸力和永磁铁体积的影响。随着永磁铁高度的增加，消耗永磁铁体积量比产生的保持力增加速度更慢，因此从减小永磁铁消耗的角度，永磁铁块可以高些。

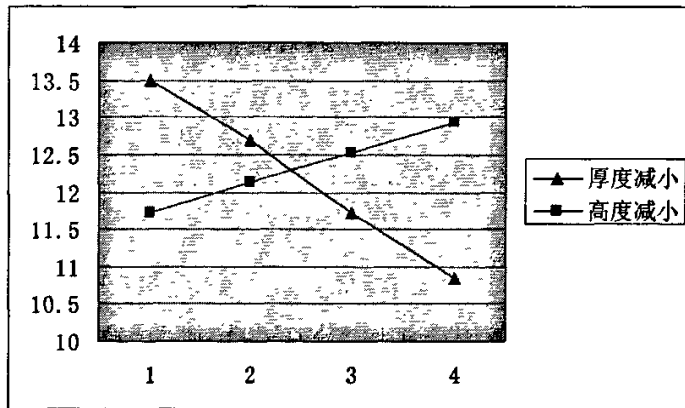


图 3-15 单位力的永磁铁消耗对比

Fig.3-15 Retention -volume ratio changing with height and magnetization length

图 3-15 中，为单独减小永磁体高度和磁化方向长度时，产生单位保持力所耗永磁铁体积的对比。由图中看出，减小永磁铁磁化方向的长度比减小垂直于磁化方向的高度更能节省永磁铁，进一步表明了永磁机构的永磁铁为薄片状的好处。这样，永磁机构也应顺应永磁铁的形状，设计为细长型更好。但永磁体也不能太薄，一是容易脆裂，机械性能变差；二是太薄的永磁铁位置容易出现大量的漏磁。通过曲线交点并对照表 3-1，3-2 中的数据，对于分析中采用的永磁机构，如果永磁铁 $h=25\text{mm}$ ，厚度不宜超过 7mm ；厚度 $=6\text{mm}$ 时，高度 h 不宜低于 23mm 。

3.3 本章小结

本章采用磁网络分析方法建立了双稳态永磁机构的等效磁路模型，根据双稳态永磁机构的结构和工作特性，将双稳态永磁机构的磁场分为三部分，着重利用几何磁通管方法，建立了求解散磁场的数学模型。

以双稳态永磁机构中的永磁铁作为磁源，利用图解法定性分析了外磁路和永磁铁本身对保持力的影响，表明铁芯的结构形状和尺寸都将对工作点的位置产生影响，进而对保持力产生较大的影响。同时，利用数值方法计算出不同永磁铁尺寸对保持力的影响，表明在满足一定的保持力要求、机械性能和考虑漏磁的基础上，永磁铁本身的形状宜为长条薄片状，既可以节约永磁铁，又可以减小磁路的总磁阻，进而缩小永磁机构的体积。对照计算结果和图形分析表明，对于本章分析中采用的永磁机构，如果永磁铁 $h=25\text{mm}$ 时，厚度不宜超过 7mm ；厚度 $=6\text{mm}$ 时，高度 h 不宜低于 23mm 。

4 双稳态永磁机构的磁短路环设计

4.1 引言

在目前的应用中，永磁机构的合闸都采用电磁操动。按照机构在分闸操作时的不同，永磁机构可以分为电磁操动（也即俗称的双稳态）和弹簧操动（也即俗称的单稳态）两种形式。从线圈数目上分为双线圈式和单线圈式（也有称非对称驱动机构）^[19]。从外形结构方面，分为方形结构和圆形结构。

双线圈双稳态永磁机构的特点是采用永久磁铁使真空断路器分别保持在分闸和合闸的极限位置上，使用激磁线圈将机构的铁芯从分闸位置推动到合闸位置，使用另一激磁线圈将机构的铁芯从合闸位置推动到分闸位置。所谓双稳态是指动铁芯在行程终止的两个位置上不需要任何外界能量或锁扣即可保持。

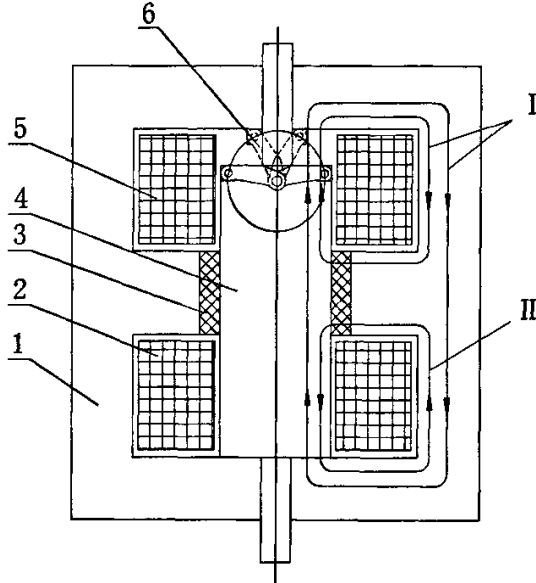
永磁操动机构的作用是为了实现断路器的可靠分闸和合闸。为了达到分断电路且尽快有效熄弧及不引起重燃的目的，操动机构必须提供一定的分闸速度，尤其是刚分速度^[49-50]。但是由于永磁体的吸力在分闸过程中起着阻碍分闸的作用，对提高分闸速度不利。提高分闸电流又会出现激磁电路控制困难，发热严重，能耗加大，永磁体退磁，机构可靠性降低等问题^[51]。文献[52]中，应用电磁开关阀实现断路器的分闸速度调节，但这只适于液压断路器。

真空断路器分闸时，由于动触头存在超行程，在机构侧动铁芯已开始运动时，动触头并不马上运动，大约在线圈通电一定时间，如 30ms 时才开始运动^[43]。由于永磁机构在操作过程中，当电流未上升到一定值，电磁力尚未克服永久磁铁产生的有效保持力时，操动机构的动铁芯根本不会运动^[53]，也要在线圈通电后 20ms 甚至更多时间才开始运动。因此，这就为提前削弱永磁保持力赢得了时间。本章设计了能提前削弱永磁保持力的短路环，以提高操动机构分闸速度和减小分闸电流。智能控制和调节装置可以更简单，不致于使断路器的分闸时间延长。而且对于具有较长开距的高压断路器，由于气隙磁阻与气隙长度成正比，动铁芯通常不易获得满足高压真空灭弧室开断要求的机械力^[26]，这时给永磁操动机构配上短路环，也可以很好地得到解决。

4.2 短路环的结构设计与原理分析

图 4-1 是带有短路环的方形双稳态永磁机构结构原理图，用于非直动式传动的真空断路器，图 4-2 为四分之一 3D 模型。短路环的结构原理如图 4-3 所示，由金

属导磁性的两根连杆，转轴和横杆组成，并安装在动铁芯的分闸端。转轴穿过动铁芯（拉杆）为两个短路环共用。转轴也可以分成两段，中间用导线连接。方形的横杆可以自转，在到达静铁芯端面（磁轭）时可以充分接触。



1 静铁芯，2 合闸线圈，3 永磁体，4 动铁芯，5 分闸线圈，6 磁短路环
I 分闸励磁磁场，II 永磁场

图 4-1 配短路环的双稳态永磁机构结构原理图

Fig. 4-1 Structure of bi-stable PMA with short circuit rings

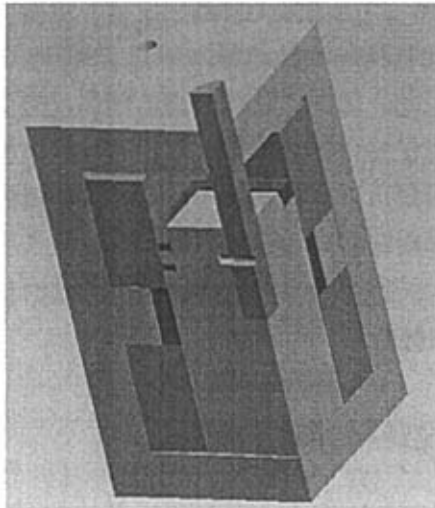
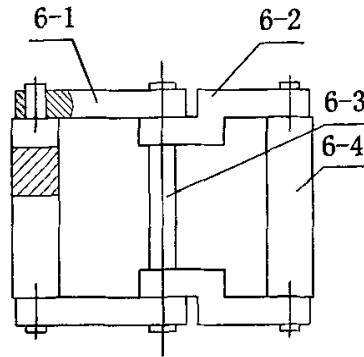


图 4-2 配短路环的双稳态永磁机构四分之一模型

Fig. 4-2 Quarter model of bi-stable PMA with short circuit rings



6-1 连杆 1, 6-2 连杆 2, 6-3 转轴, 6-4 横杆

图 4-3 短路环结构原理图

Fig. 4-3 Structure of short circuit rings

短路环的运动初始位置和终了位置分别用图 4-1 中的实线和虚线表示。在永磁机构处于合闸保持状态时，短路环紧紧嵌在动铁芯的分闸端（图中动铁芯的上端）的槽内，并与动铁芯端面具有一定的倾角，使短路环启动时不致卡死。当分闸线圈电路接通时，静铁芯、动铁芯和气隙回路产生磁场。这个磁场的方向与永磁体产生的磁场方向在分闸端相同，而在合闸端相反。随着电流的增加，通过短路环的磁通也将增加。根据电磁感应定律，变化的磁通在短路环上产生感应电流。由安培定律，通电的短路环中的横杆受到指向轴心并垂直于拉杆的安培力，其切向分力作用的结果是试图减小短路环的有效磁通面积，从而使短路环绕其转轴转动，直到其横杆与静铁芯紧密贴合，并被卡住为止，如图 4-1 上的虚线位置。

一旦短路环与静铁芯接触并贴合后，便形成磁场短路。由于分闸端的磁阻迅速减小，使原先集中于合闸端的永磁场迅速被分流到分闸端。同时分闸线圈电流产生的磁场迅速增强，在合闸端的磁场方向与永磁场的方向相反。这样，合闸保持力迅速减小，动铁芯较传统的永磁机构提前运动，大大提高了刚分速度和分闸速度，而无需多大的分闸电流。

分闸过程中动铁芯运动时，短路环被压回，直至再次贴合在动铁芯分闸端。当分闸线圈电流断开时，由永磁体实现分闸保持。当要再次进行合闸时，由于合闸过程中，分闸端的磁场减小，短路环紧紧地扣在动铁芯上，而不致误动作。

4.3 运动模型的建立

短路环的动作是在永磁机构动铁芯启动之前的时间里。由于短路环转动过程中，运动方向的截面积并不大，且处于几乎全封闭的静铁芯内，空气阻力是很小的；而短路环的转轴与动铁芯上的轴孔之间，是高副线接触，且接触线可以设计

得较短, 摩擦阻力主要来自于这种转动摩擦, 选用良好的材料和精密加工可以让摩擦阻力很小。因此, 为使数学模型简单些, 又不影响主要问题的研究, 忽略零件间的机械摩擦力和空气阻力。对于动铁芯中的磁通在气隙中的损失, 用磁场效率系数 η 表示。随后的计算表明, 当 $i_1=3000\text{t}$ 时, 短路环上产生的最大感应电流为 10A , 对于截面超过 36mm^2 的短路环杆件, 是很容易的, 因此可以选择导磁性能良好的材料。

假设安培力做功完全转化为短路环的机械能。根据电磁感应定律和安培定律可得:

$$B_1 = \mu_1 n i_1 \quad (4-1)$$

$$B_2 = \eta B_1 \quad (4-2)$$

$$\varepsilon = \frac{d\phi_2}{dt} = \frac{dB_2 S_2 \cos\theta}{dt} \quad (4-3)$$

$$i_2 = \varepsilon / R \quad (4-4)$$

$$F = B_2 i_2 l \quad (4-5)$$

由式(4-1)~(4-5), 可得短路环在运动过程中所受到的安培力为

$$F = \eta^2 \mu_1^2 n^2 \frac{S_2 l}{R} i_1 \frac{di_1 \cos\theta}{dt} = c i_1 \frac{di_1 \cos\theta}{dt} \quad (4-6)$$

$$\frac{di_1 \cos\theta}{dt} = \cos\theta \frac{di_1}{dt} - i_1 \sin\theta \frac{d\theta}{dt} \quad (4-7)$$

因为从根本上 θ 由 i_1 引起, 故两者并不独立。令 $\theta = f(i_1)$, 则 $d\theta = i_1' f dt$,

其中 $f' = \frac{df}{di_1}$, $i_1' = \frac{di_1}{dt}$, 则式(4-6)可写为

$$F = c i_1 i_1' (\cos f - i_1 f' \sin f) \quad (4-8)$$

短路环的机械能包括动能和势能。其中,

动能为 (初速度为零):

$$\Delta K = \frac{1}{2} J \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 = \frac{1}{2} J f'^2 i_1'^2 \quad (4-9)$$

势能为:

$$\begin{cases} P = c_2 \sin f \\ c_2 = lkg(d - w/2) + kg(d - w)^2 \end{cases} \quad (4-10)$$

$$\Delta P = c_2 (\sin f - \sin f_0) \quad (4-11)$$

$$f_0 = f[i_1(t_0)] \quad (4-12)$$

由于短路环在运动中只有安培力的切向分力做功, 如图 4-4 所示, 所以

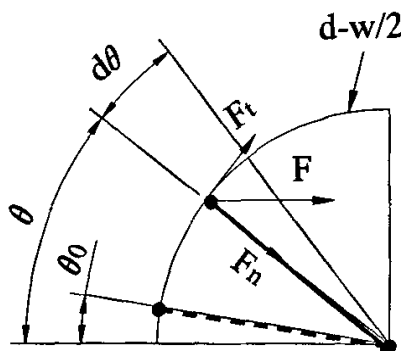


图 4-4 短路环安培力分解图

Fig. 4-4 Distribution diagram of Ampere force for short circuit ring

$$\begin{aligned}
 W &= \int_{\theta_0}^{\theta} F_t (d-w/2) d\theta = \int_{\theta_0}^{\theta} F (d-w/2) \sin \theta d\theta \\
 &= \int_0^f c_1 i_1^2 (\cos f - i_1 f' \sin f) (d-w/2) \sin f_1' f dt \\
 &= c_1 \int_0^f i_1^2 (\cos f - i_1 f' \sin f) f' \sin f dt
 \end{aligned} \quad (4-13)$$

其中, $c_1 = c(d-w/2)$ 。

由功能原理得

$$W = \Delta K + \Delta P \quad (4-14)$$

得到方程

$$c_1 \int_0^f i_1^2 (\cos f - i_1 f' \sin f) f' \sin f dt = \frac{1}{2} J f'^2 i_1^2 + c_2 (\sin f - \sin f_0) \quad (4-15)$$

以上用到的几何参数和材料特性参数 (有量纲的参量均使用 SI 单位制):

线圈:

n 为单位长度的匝数, $n=6 \times 10^3$; i_1 为分闸线圈电流^[18], 这里仅考虑线性变化段, $i_1=3000t$ 。

短路环:

l 为短路环横杆有效长度, $l=0.025$; d 为短路环连杆有效长度 (横杆转动半径), $d=0.016$; w 为横杆和连杆截面等效宽度, $w=0.006$; S_2 为短路环横杆有效长度, $S_2=3.75 \times 10^{-4}$; k 为横杆和连杆单位长度质量 (近似), $k=2.88 \times 10^{-1}$; R 为短路环电阻, $R=0.5$ 。

其它参数:

B_1 、 B_2 分别为动铁芯和分闸气隙磁场; ϕ_2 为通过短路环的有效磁通; ε 、 i_2 分别为短路环的感应电动势和电流; F 、 F_t 分别为横杆受到的安培力和其切向力; θ 、 θ_0 分别为短路环的转角和初始角, 其中 $\theta_0=0.157$; μ_1 为动铁芯磁导率, $\mu_1=1.26 \times 10^{-3}$; η 为气隙磁场系数 (动铁芯启动前的估计值), $\eta=0.6$; g 为重力加速度, $g=10$ 。

4.4 模型求解与结果分析

式(4-15)两边对时间 t 求导, 得

$$c_1 i_1 i_1'^2 (\cos f - i_1 f' \sin f) f' \sin f = J(f'^2 i_1 i_1'' + f f'' i_1^3) + c_2 i_1' f' \cos f \quad (4-16)$$

约掉 $i_1' f'$ 并展开得

$$c_1 i_1 i_1' \sin f \cos f - c_1 i_1^2 i_1' f' \sin f \sin f = J i_1'' f' + J i_1'^2 f'' + c_2 \cos f \quad (4-17)$$

取 $i_1 = 3000t$, 所以 $i_1' = 3000$, $i_1'' = 0$ 。

$$3000c_1 i_1 \sin f \cos f - 3000c_1 i_1^2 f' \sin f \sin f = 9 \times 10^6 J f'' + c_2 \cos f \quad (4-18)$$

转化为熟悉的形式并化简, 同时各系数同乘以 10^3 , 并代入各参数求得

$$A y'' + B x^2 (1 - \cos 2y) y' - B x \sin 2y + C \cos y = 0 \quad (4-19)$$

$$\begin{cases} A = 9 \times 10^9 \times kl(d - \frac{1}{2}w)^2 + \frac{1}{2}k(d - w)^3 = 122.5 \\ B = 1.5 \times 10^6 \times \eta^2 \mu_1^2 n^2 S_2 l \frac{1}{R} (d - \frac{1}{2}w) = 7.535 \\ C = 10^3 \times kg[(d - w)^2 + l(d - \frac{1}{2}w)] = 1.224 \end{cases} \quad (4-20)$$

引进新的变量

$$z = y' \quad (4-21)$$

则可化为一阶方程组的初值问题^[54]

$$\begin{cases} y' = z \\ y(x_0) = y_0 = 0.157 \\ z' = \varphi(x, y, z) = \frac{1}{A} \left[\frac{1}{2} B x \sin 2y - B x^2 \left(\frac{1 - \cos 2y}{2} \right) z - C \cos y \right] \\ z(x_0) = y_0' \end{cases} \quad (4-22)$$

微分方程组(4-22)用解析方法求解极其困难, 一般采用数值方法求解。Matlab 和 Mathematica 都是很好的数值计算软件。考虑到短路环的转角不会突变, 因此式(4-22)中的初值 y_0' 可由下述方法确定。即使由于振动等原因导致 $y_0' > 0$, 短路环转动得更快, 更是所期望的。即 $\lim_{t \rightarrow 0} d\theta/dt = 0$, 而 $d\theta/dt = i'f' = 3000f'$, 所以 $y_0' = f_0' \rightarrow 0$, 取 $y_0' = 0$ 。

利用 Matlab 求得 $\theta = f(t)$, 考虑随时间线性变化的分闸线圈激磁电流 $i(t)$, 作出转角随时间的变化曲线 $\theta(t)$, 如图 4-5 所示。

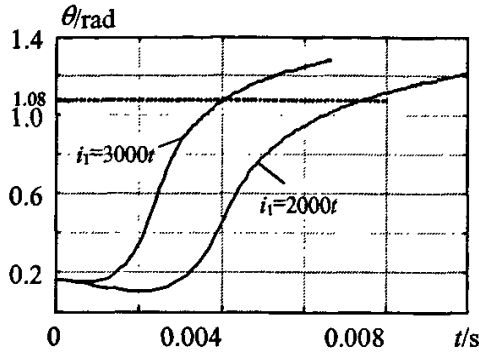


图 4-5 短路环转角与分闸线圈通电时间关系曲线

Fig. 4-5 Relation between angle and time

图 4-5 中两曲线分别表示两种电流变化率的转角变化情况。 $i_1=3000t$ 时，只需大约 4ms， $i_1=2000t$ 时，只需大约 7.5ms，永磁机构在动铁芯开始运动前就实现了磁短路，即转角增加到 1.08rad，短路环的横杆顶住磁轭的时候。两种情况下实现磁短路时的线圈电流分别为 12A 和 15A。此后永磁机构的合闸保持力迅速减小，激磁电流无需增加太大，永磁机构就能实现分闸。而传统的永磁机构，一般需要 20ms 以上，才能实现永磁机构的启动，分闸电流也要大得多。从图 4-5 中也表明，在对永磁机构的分闸速度要求不高的场合，可以减小分闸电流的变化率，这时实现磁短路的时间有所增加，但分闸电流的增加并不大，更加有利于永磁机构控制电路的设计与实现。

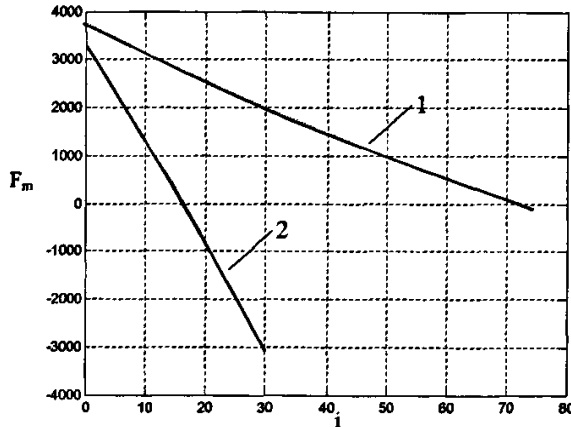


图 4-6 吸力-电流曲线对比

Fig. 4-6 Force-current curves with and without short-circuit rings

图 4-6 中，不采用短路环的常规永磁机构的动铁芯受力 F_m 与分闸线圈励磁电流 i 的关系如图中曲线 1。采用短路环的永磁机构且短路环接触静铁芯上盖后的动铁芯受力 F_m 与分闸线圈励磁电流 i 的关系为图中曲线 2。可见如果短路环能成功动作并迅速转动接触上盖后，形成磁短路后，动铁芯另一端的保持力能迅速减小。

4.5 本章小结

基于电磁感应定律、楞次定律和安培定律的应用，在动铁芯的分闸端设计两个磁短路环，可以在动铁芯启动前大大地削弱合闸永磁保持力。传统的双稳态永磁机构，一般需要 20ms 以上，才能实现永磁机构的启动，分闸电流也要大得多。通过数学模型的建立和仿真分析，对于本章仿真中采用的双稳态永磁机构安装短路环后，在 10ms 内以小于 20A 的线圈电流就能实现磁短路，从而比不安装短路环时具有更快的分闸速度和更小的分闸电流。高压永磁机构的行程长，安装磁短路环的空间大，更能体现磁短路环的效果。

合闸速度直接影响着断路器预击穿时间，只有断路器关合速度足够高，才不会发生预击穿现象，使断路器能够在电压过零点进行关合^[55]。利用磁短路环提高分闸能力的方法，经过适当的变化也可用来提高合闸速度和减小合闸电流。

5 单稳态永磁机构磁路系统设计

从本章至第 7 章,将根据现有的 27.5KV 单稳态永磁机构,探索设计一种能适于大开距、高电压开关的一种高压永磁机构,为便于区分,简称新机构。新机构主要包括磁路系统、动力与传动系统、闭锁系统和支撑系统四个功能部分。为此,将分别在本章对新单稳态永磁机构的磁路系统进行分析,在第 6 章对新机构的传动系统、闭锁系统进行设计、分析和仿真,第 7 章对试制的物理样机的试验原理和结果进行分析。

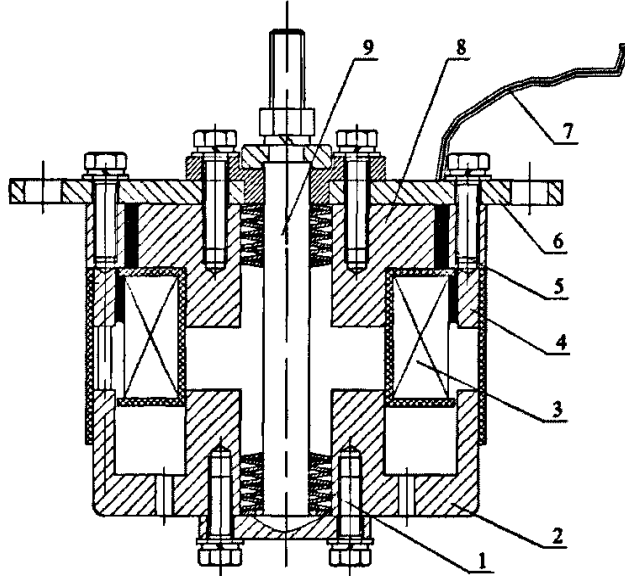
5.1 引言

真空断路器的额定开距是指开关触头处在完全断开位置时,动静触头之间的最短距离。它决定于真空断路器的额定电压、使用条件下开断电流的性质、触头材料及其耐压要求。超程是真空断路器触头完全闭合后,动或静触头所能移动的距离,其作用是:1) 保证触头在电磨损后仍能保持一定的接触压力;2) 触头闭合时能利用触头弹簧力缓冲,减少弹跳;3) 在触头分闸时,使动触头获得一定的初始动能,拉断熔焊点,提高初始分闸速,减少燃弧时间,从而提高介质恢复的速度。如果超程太小,就不能保证触头在烧损后应有的触头压力,同时,初始分闸速度变小,会影响真空开关的开断关合和动热稳定性能,甚至产生重合闸弹振。若超程太大,会增加操作机构的合闸功,使合闸变得极不可靠。真空开关的超程取额定开距的 15%~40%左右^[56]。对于直动式的永磁机构,动触头的行程即为永磁机构的总行程,为动静触头间的开距加上超程。

高压真空灭弧室有较长的运动行程,并需要较高的分、合闸速度,例如 72.5 kV 高压真空灭弧室需要的触头开距在 50 mm 左右,需要的分、合闸速度分别是 2.5 m/s 和 1.8m/s,与 12 kV 中压断路器的真空灭弧室相比,开距为其 6 倍左右,分、合闸速度为其 2 倍左右。由于气隙磁阻与气隙长度成正比,故在较长的开距下,动铁芯通常不易获得满足高压真空灭弧室开断要求的机械力,这给配用永磁操动机构带来了相当的难度。^[26]

电气化铁道中广泛采用 27.5kV 电压等级的牵引线路,采用高寿命的永磁机构、同步开断技术以及自诊断功能,针对电气化铁路高速、重载、大容量而设计,实现铁道真空断路器的免维护,是当前真空开关领域的研究热点。宝光铁道电气公司研制生产的 27.5kV 配永磁机构真空断路器可用于电气化铁道供电系统牵引变电所、分区亭和开闭所的 27.5kV 牵引线路的关合、分断及保护。该永磁机构的设计

行程为 21mm，静保持力约 7000N。为了研究方便，并考虑研制和生产成本，本文中以该公司 27.5kV 的单稳态永磁机构（图 5-1）为基础，研制新型高压永磁机构。



1 分闸弹簧；2 动铁芯；3 线圈；4 外静铁芯；
5 永磁铁；6 隔磁板；7 电缆；8 内静铁芯；9 芯轴

图 5-1 宝光单稳态永磁机构结构图

Fig.5-1 Single-stable PMA of Baoguang

5.2 单稳态永磁机构的磁路分析

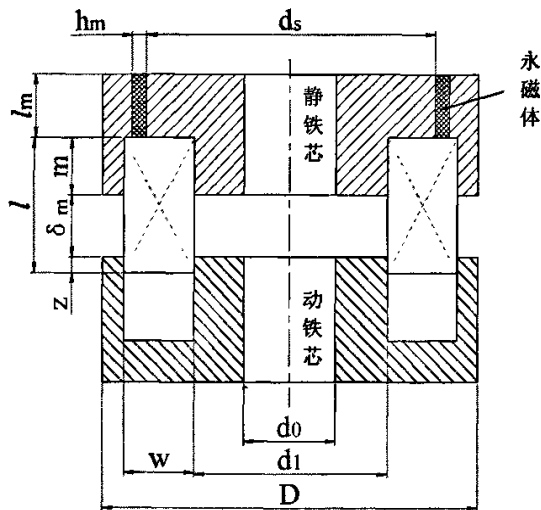
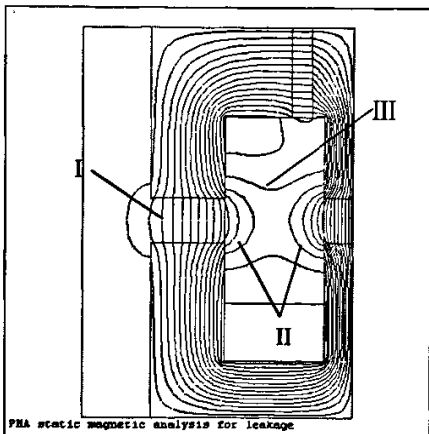


图 5-2 单稳态永磁机构简图

Fig. 5-2 Single-stable PMA

根据等截面原理，永磁机构的边柱的截面积等于中柱截面积。对于如图 5-1 所示的轴对称永磁机构，磁场分布如图 5-3，等效磁路图可以表示为图 5-4，其中的工作磁通和散磁通考虑了中柱和边柱上的气隙。[57-58]



I 工作磁通，II 散磁通，III 漏磁通

图 5-3 单稳态永磁机构磁场分布

Fig. 5-3 Magnetic flux of single-stable PMA

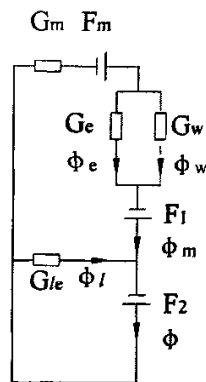


图 5-4 单稳态永磁机构等值磁路图

Fig.5-4 Equivalent magnetic circuit of single-stable PMA

图 5-4 中各参数的意义分别为， F_1 、 F_2 之和为线圈的励磁磁动势， F_m 为永磁铁的等效磁动势， Φ_w 、 Φ_e 、 Φ_m 、 Φ_l 和 Φ 分别表示工作磁通、散磁通、主磁通、漏磁通和总磁通， G_w 、 G_e 和 G_l 为相应的工作磁导、散磁导和漏磁导。

永磁铁的磁导为：

$$G_m = \frac{\mu_m S_m}{h_m} \text{ 或者 } G_m = \frac{2\pi\mu_0 l_m}{\ln \frac{d_s + 2h_m}{d_s}} \quad (5-1)$$

其中 μ_m 为永磁铁的磁导率， $h_m=5\text{mm}$ 为永磁铁磁化方向的厚度， S_m 为整周磁块构成的空心圆柱的平均侧面积，即 $(h_m + d_s)/2$ 处的柱面积，

$$S_m = \pi(d_s + h_m)l_m \quad (5-2)$$

则可以求得工作磁导[57]

$$G_w = \frac{\mu_0 S}{2\delta} = \frac{\pi\mu_0(d_1^2 - d_0^2)}{8\delta} = 18.7/\delta \quad (5-3)$$

其中 δ 为气隙长度。

由于单稳态永磁机构散磁导的分布与双稳态永磁机构散磁导的分布不同。根据单稳态永磁机构的结构和磁场分布特点，可以按照经验公式计算。

这里只考虑线圈窗口内的两个半圆环体散磁场，设其内、外侧散磁导分别为 G_{ei} 和 G_{eo} 。

$$\begin{aligned}
 G_e &= \frac{G_{ei}G_{eo}}{G_{ei} + G_{eo}} \\
 &= \frac{0.26\pi\mu_0 d_1 \times 0.26\pi\mu_0 (d_1 + 2w)}{0.26\pi\mu_0 d_1 + 0.26\pi\mu_0 (d_1 + 2w)} \\
 &= \frac{0.13\pi\mu_0 (d_1^2 + 2d_1 w)}{d_1 + w}
 \end{aligned} \tag{5-4}$$

=4.51

等值漏磁导可以按下式(5-5)计算，其中 Z 表示动铁芯伸入线圈中的长度。

$$G_{le} = \frac{G_l}{2} = \frac{\pi\mu_0 z}{\ln \frac{d_1 + 2w}{d_1}} \tag{5-5}$$

下面计算磁路图中的磁动势和磁通，

$$F_m = H_c h_m \tag{5-6}$$

其中 H_c 为永磁体矫顽力， h_m 为永磁体厚度。

$$F_2 = \frac{z}{l_c} IN, \quad F_1 = (1 - \frac{z}{l_c}) IN \tag{5-7}$$

按照电路分析中的方法对图 5-4 中的磁路分析可得：

$$\Phi = \Phi_m + \Phi_l \tag{5-8}$$

$$\Phi_l = F_2 G_{le} \tag{5-9}$$

$$\begin{aligned}
 \Phi_m &= (F_1 + F_2 + F_m) \frac{G_m (G_w + G_e)}{G_m + G_w + G_e} \\
 &= F' G'
 \end{aligned} \tag{5-10}$$

$$\Phi_e = (F_1 + F_2 + F_m) \frac{G_m G_e}{G_m + G_w + G_e} \tag{5-11}$$

$$\Phi_w = (F_1 + F_2 + F_m) \frac{G_m G_w}{G_m + G_w + G_e} \tag{5-12}$$

设线圈的安匝数 $IN = 14100A$ ，永磁铁矫顽力 $H_c = 8 \times 10^5 A/m$ ，则总等效磁动势 $F' = 18100A$ 。

由以上各式，并代入数据可求出各区的磁导和磁通。

表 5-1：工作磁导、散磁导、主磁通计算结果

Table 5-1: Calculation of working permeance, emanative permeance and main flux

δ (mm)	21	18	15	12	9	6	3
G_w (Mx/A)	8.9	10.4	12.5	15.6	20.8	31.2	62.3
G_e (Mx/A)	4.51	4.51	4.51	4.51	4.51	4.51	4.51
G_m (Mx/A)	188.3	188.3	188.3	188.3	188.3	188.3	188.3
G' (Mx/A)	12.5	13.8	15.6	18.2	22.3	30.0	49.3
Φ_m (10^4 Mx)	22.6	25.0	28.2	32.9	40.4	54.3	89.2
Φ_e/Φ_m	0.34	0.30	0.27	0.22	0.18	0.13	0.07

可见，当 δ 较大时，散磁通在主磁通中占的比例很大，只有当 δ 很小时，散

磁通才可以忽略不计。

表 5-2: 漏磁导和总磁通计算结果

Table 5-2: Calculation of leakage permeance and total flux

δ (mm)	21	18	15	12	9	6	3
$Z=l-m-\delta$ (cm)	0.6	0.9	1.2	1.5	1.8	2.1	2.4
G_{le} (Mx/A)	4.37	6.56	8.75	10.94	13.12	15.31	17.50
Φ_l (10^4 Mx)	0.79	1.77	3.15	4.92	7.08	9.65	12.6
Φ (10^4 Mx)*	23.39	26.77	31.35	37.82	47.48	64.0	101.8

* $\Phi = \Phi_m + \Phi_l$ (10^4 Mx)

从式 (5-5) 可以看出, 线圈窗口的宽度 w 不能太小, 太小会增加磁路的漏磁导 G_{le} , 从而增加漏磁通, 使主磁通减小。而永磁机构的中柱直径 d_1 不能太大, 如果永磁机构为粗短型, 漏磁现象将会更严重。

根据上表的计算可知, 当 $\delta = 3\text{mm}$ 时, 磁通 $\Phi = 101.8 \times 10^4 \text{Mx}$, 已知动铁芯中柱的磁极截面积为 $S = 30\text{cm}^2$, 则铁芯的磁感应强度最高可达

$$B = \frac{\Phi_{\delta=3}}{S} = 3.4[\text{T}] \quad (5-13)$$

显然, 这超过了铁芯材料的饱和磁感应强度, 因此需要减小线圈的安匝数 IN , 而要实现这一目的需要及时调整电流的大小, 这个任务目前更多地依赖于永磁机构控制器来完成。

5.3 永磁机构的机械功和吸引力分析

5.3.1 永磁机构的机械功

当永磁机构的动铁芯受到电磁力吸引而向静铁芯移动时, 气隙 δ 由最大值 δ_m 减小到 $\delta = 0$; 同时铁芯作出的机械功 W 使断路器实现合闸。^[57] 永磁机构所能完成的机械功的大小是衡量其工作能力的重要指标。永磁机构的机械功 W 由磁能转化而来, 而磁能的来源分为两部分, 一部分来自于内部永磁铁的磁场能, 另一部分来自外部电源的电能。

由于永磁铁产生的磁势可以等效为线圈产生的磁势, 即

$$F_m = H_c h_m = IN_m \quad (5-14)$$

其中 H_c 为永磁体矫顽力, h_m 为永磁体厚度, N_m 为等效匝数。

因此可以只按照线圈励磁在分析铁芯的动作过程。

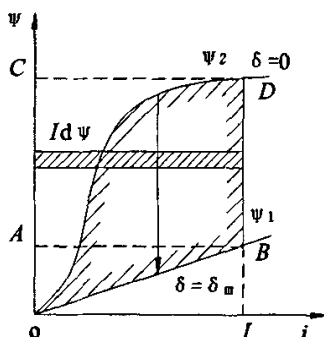


图 5-5 永磁机构动作过程中的磁能和机械功

Fig. 5-5 Magnetic energy and mechanical work during motion

永磁机构的动铁芯在动作过程中，气隙大小在不断改变，因而磁导也在不断发生变化。另外只有一部分磁能转变为机械功，还有一部分仍然作为磁能储存在电磁系统中。为了清晰地表示机构的能量转化过程，把上述过程进行简化，考虑从气隙最大（ $\delta = \delta_m$ ）到最小（ $\delta = 0$ ）的做功过程：

1) 首先保持永磁机构的动铁芯在释放位置，即 $\delta = \delta_m$ 。合上电源后线圈电流 i 将

由 0 增长为稳态值 I 。图 5-5 中作出了 $\delta = \delta_m$ 的 $\psi - i$ 曲线，为一条直线 OB 。

这时机构的磁能为

$$A_{m\delta_m} = \int_0^{\psi_1} i d\psi = S_{OAB}, \quad (5-15)$$

式中 ψ_1 为当 $\delta = \delta_m$ ， $i = I$ 时的磁链。

2) 然后保持线圈电流 I 不变，放开铁芯使其吸合，直到空气隙由 $\delta = \delta_m$ 变为 $\delta = 0$ 。

这个过程中电源电能转变而来的磁能为

$$A_{m\delta_m \rightarrow 0} = \int_{\psi_1}^{\psi_2} I d\psi = S_{ABDC}, \quad (5-16)$$

式中 ψ_2 为当 $\delta = 0$ ， $i = I$ 时的磁链。

3) 机构在吸合作出机械功后仍然储存有磁能

$$A_{m\delta_0} = S_{ODC}, \quad (5-17)$$

ODC 为 $\delta = 0$ 时的 $\psi - i$ 曲线与纵坐标构成的曲边三角形。

4) 因此，根据能量守恒定律，机构由电源电能转化而来的磁能应等于所作的机械功加上最后贮存在磁路内的磁能。即

$$A_{m\delta_m} + A_{m\delta_m \rightarrow 0} = W + A_{m\delta_0} \quad (5-18)$$

根据图形上的面积关系，可表示为：

$$S_{OAB} + S_{ABDC} = W + S_{ODC} \quad (5-19)$$

可见机构的机械功可以用 $\delta = \delta_m$ 和 $\delta = 0$ 两条之间 $\psi - i$ 曲线间的面积表示，即曲边三角形面积 S_{OBD} 。

永磁机构的铁芯磁导率很大,在吸合位置时可以认为铁芯仍未饱和,则在 $\delta = 0$ 处的 $\psi - i$ 曲线也变成直线,如图 5-6,这里的机械功曲边三角形变为直角三角形。

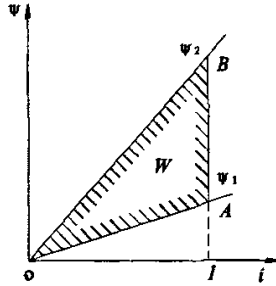


图 5-6 铁芯不饱和时的机械功

Fig. 5-6 Mechanical work if cores unsaturated

在此情况下,机械功 W 可以表达为

$$\begin{aligned} W &= \frac{1}{2}(I\psi_2 - I\psi_1) \\ &= \frac{1}{2}IN(\Phi_2 - \Phi_1) \quad , \quad (5-20) \\ &= \frac{1}{2}(IN)^2(G_{\delta_0} - G_{\delta_m}) \end{aligned}$$

式中 G_{δ_0} 、 G_{δ_m} 分别为 $\delta = 0$ 和 $\delta = \delta_m$ 时的磁导。

如果将永磁铁考虑进来,并设永磁场与励磁场的磁场方向相同。可以根据包含永磁磁动势的磁路,求出整个磁路的磁动势,从而将永磁磁动势叠加到线圈产生的磁动势上,作用于工作气隙。

由于漏磁对于动铁芯不做功,因此设

$$F_{eq}(G_e + G_w) = \Phi_m \quad (5-21)$$

结合式 (5-10), 得到整个永磁机构磁路的等值磁动势

$$F_{eq} = (F_1 + F_2 + F_m) \frac{G_m}{G_m + G_w + G_e} \quad (5-22)$$

显然等值磁动势在动铁芯的运动过程中并不守恒,但可以根据上面的功能变换原理,得到电磁力做功的表达式:

$$W = \frac{1}{2}(F_{eq0}^2 G_{\delta_0} - F_{eqm}^2 G_{\delta_m}) \quad (5-23)$$

永磁铁的导磁率近乎与空气的导磁率相同,式中的磁导 G_{δ_0} 、 G_{δ_m} 也考虑了永磁铁对磁阻的影响。

由上式可见,增大永磁机构机械功的一个办法是加大电流和线圈匝数。另一个办法是增加吸合位置的磁导,降低分闸位置的磁导。

5.3.2 永磁机构的吸引力

对于永磁操动机构，电磁吸力也是衡量其工作能力的重要指标。由于永磁铁产生的磁动势可以等效为励磁线圈产生的磁动势，因此，我们可以将永磁机构当作一个电磁铁进行研究。

图 5-7 中是永磁机构在气隙 $\delta = \delta_1$ 及 $\delta = \delta_1 + \Delta\delta$ 处的 $\psi - i$ 曲线。铁芯经过 $\Delta\delta$ 行程所作的机械功 ΔW 为面积 OAB。这样永磁机构气隙由 δ_1 增至 $\delta_1 + \Delta\delta$ 的平均吸力 F 可由下式求出：

$$F_a \cdot \Delta\delta = \Delta W \tag{5-24}$$

$$\text{则 } F_a = \frac{\Delta W}{\Delta\delta} \tag{5-25}$$

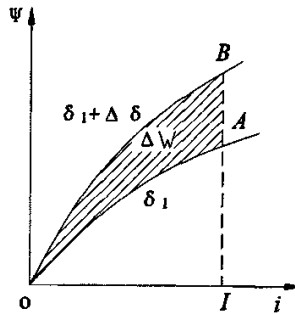


图 5-7 动铁芯的吸力计算

Fig. 5-7 Force of armature

当 $\Delta\delta \rightarrow 0$ 时

$$F = \frac{dW}{d\delta} \tag{5-26}$$

根据式 (5-22) 和 (5-23)，可得忽略铁磁件磁阻时的吸力。

$$F = \frac{1}{2} F_{eq}^2 \frac{dG}{d\delta} \tag{5-27}$$

不考虑散磁和漏磁时，

$$G = G_w = \frac{\mu_0 S}{\delta} \tag{5-28}$$

$$F = -\frac{1}{2} F_{eq}^2 \frac{\mu_0 S}{\delta^2} [\text{N}] \tag{5-29}$$

式 (5-29) 中，负号的意义表示吸力 F 为指向 δ 减小的方向。一般情况下只关心吸力的大小，这时可以取消负号。对于永磁机构来说，这里的 δ 实际应为工作气隙的两倍。由式 (5-29) 可知，在永磁机构确定后，动铁芯和静铁芯间的吸引力主要与气隙 δ 有关。

对于本文中研究的单稳态永磁机构，类似于一个 E 形的电磁铁，但是由于气隙大，铁芯的长径比不大，导致散磁和漏磁很高。另外，由于采用等值磁动势，因此可以不单独考虑永磁铁的磁阻。下面尝试采用以下的经验公式对电磁吸力进行粗略计算，式中考虑了散磁和漏磁对吸力的影响。即

$$F = 62.8F_{eq}^2 \left[\frac{S}{(2\delta)^2} + \frac{g}{\mu_0} \left(\frac{z}{l_c} \right)^2 \right] \times 10^{-8} \quad (5-30)$$

下面对公式 (5-30) 的参数作出简单说明。式中采用工程单位制，因此长度单位取 cm。

动铁芯工作气隙中柱和边柱截面积之和：

$$S = 2 \times \frac{1}{4} \pi (d_1^2 - d_0^2) = 60(\text{cm}^2) \quad (5-31)$$

比磁导按 $g = \frac{2\pi\mu_0}{\ln \frac{d_1 + 2w}{d_1}}$ 计算

$$\frac{g}{\mu_0} = \frac{2\pi}{\ln \frac{d_1 + 2w}{d_1}} = \frac{2\pi}{\ln \frac{12}{7}} = 11.66 \quad (5-32)$$

线圈的长度 $l_c = 4.7(\text{cm})$

动铁芯伸入线圈的长度 $z = l_c - m - \delta = 2.7 - \delta$

则电磁吸引力

$$F = 62.8F_{eq}^2 \left[\frac{60}{(2\delta)^2} + 11.66 \left(\frac{2.7 - \delta}{4.7} \right)^2 \right] \times 10^{-8} \quad (5-33)$$

其中等值磁动势 F_{eq} 在代入已知参数后也只剩下一个变量 δ ，可见电磁吸力变为仅与气隙 δ 有关的一个单变量函数。

下表为按经验公式 (5-33) 获得的永磁机构电磁吸力值 F_c 。

表 5-3：根据经验公式计算的电磁吸力 F_c

Table 5-3: Force through empirical equation

δ (mm)	3	6	9	12	15	18	21
$F_{eq}(10^4\text{A})$	1.34	1.52	1.59	1.63	1.66	1.68	1.69
$F_c(\text{N})$	52283	6400	3194	1949	1292	893	644

从上表可以看出，在气隙较大时，所计算得到的电磁力较为真实，而当气隙较小时，该经验公式的计算结果明显不正确。

5.4 永磁机构电磁力的数值计算

永磁机构虽然结构简单，但因为内部既含有永磁铁产生的永磁场，又包括电磁线圈产生的电磁场，因此电磁场分布较为复杂，采用传统的等效磁路方法分析

会带来较大的误差。由于永磁机构的气隙变化范围大，很难找到合适的经验公式对其磁场和电磁力进行分析，即使有，适用范围也有限，精度较低。解析方法更是难有用武之地。为保证计算的准确，一般采用有限元法对电机内部电磁场进行数值计算。过去在计算机水平较落后，没有现成实用的软件可供使用时，研究人员大多采用基于变分原理的有限元方法，人工建模和编制计算程序。因此，需要对电磁场理论、有限元原理以及编程知识相当熟悉，工作繁琐且精度不高，后处理能力有限。ANSYS 是目前应用最为广泛、使用最方便的通用有限元分析软件之一，该软件融结构、热、电磁、流体、声学于一体，能进行多物理场耦合计算，并具有极为强大的前、后处理功能。而且，ANSYS 具有完善的前处理、求解和后处理模块和美观易用的图形用户界面（GUI），使用者可以仅使用鼠标完成问题的求解和分析任务，而不需要了解求解的详细过程。

ANSYS 具有与其它建模软件的接口，其前处理模型也可以从 Pro/E、UG 等其它建模软件导入。对于本文分析的永磁机构，其磁路部分的模型较简单，且为轴对称，因此可以按照平面方法进行分析求解，而无需从其它软件中导入，这样也避免了模型转化过程中的失真。

ANSYS 的用户界面虽然操作方便，但当我们要更改设计模型和求解条件时，或者进行优化设计时，每次都需要从头再来，每步都要人工操作仍显麻烦。为了解决这个问题，ANSYS 提供了一种以命令流方式进行分析的功能，即 ANSYS 参数化设计语言（Ansys Parameter Design Language, APDL）。它可以利用第一次分析时保存的 LOG 文件，对其进行修改，用户就可以完成任意多次的分析，从而大大减少了修改模型后重新分析的麻烦和时间。当熟悉 ANSYS 的工作流程和 APDL 语言后，也可以在首次分析建模时就编制好 APDL 程序，运行后无需人工干预就可以得到求解结果。这样得到的程序文件更简洁，免去了 LOG 文件中的无用信息。

ANSYS 提供了两种工作模式，即人机交互模式（GUI）和命令流输入模式（APDL）。APDL 语言是一门可用来自动完成有限元常规分析操作或通过参数化变量方式建立分析模型的脚本语言，用智能化分析的手段为用户自动完成有限元分析过程，即程序的输入可根据指定的函数、变量以及选用的分析类型来决定，是完成优化设计和自适应网格的最主要的基础。APDL 允许复杂的数据输入，使用户实际上对任何设计或分析有控制权，如分析模型的尺寸、材料的性能、载荷、边界条件施加的位置和网格的密度等。APDL 语言扩展了传统有限元分析的范围，同时拓展了更高级运算，包括灵敏度研究、零件库参数化建模、设计修改和设计优化等。^[60]APDL 程序可以使用任何文本编辑器，如 TextPad 进行编辑。永磁机构的 APDL 编程流程如图 5-7。

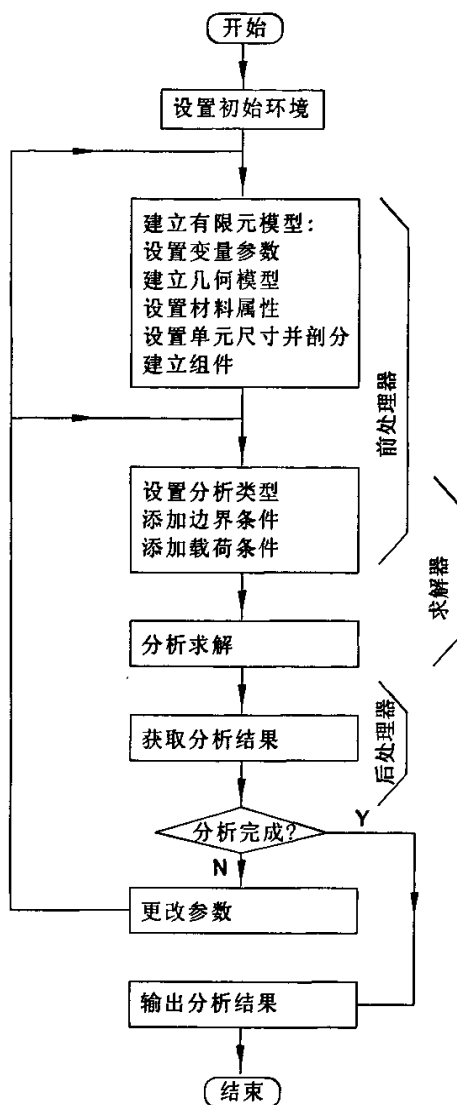


图 5-8 APDL 编程流程图

Fig. 5-8 APDL programming flow diagram for force computation

根据图 5-8 所示的流程图，可以编制出 APDL 程序，通过 ANSYS 软件计算出不同气隙时的磁场分布和电磁力，便于对设计的磁路结构进行评估和分析。

表 5-4: 利用 ANSYS 数值法计算出的电磁吸力 F_s

Table 5-4: Force through ANSYS

δ (mm)	3	6	9	12	15	18	21
F_s	7397	4996	3189	2004	1324	906	628
F_c	52283	6400	3194	1949	1292	893	644
$F_s \cdot \delta^2$	66573	179856	258309	288576	297900	293544	276948

表中 F_s 表示利用 ANSYS 软件分析得到的动静铁芯间的电磁吸力，计算中采

用的激磁电流安匝数 $IN = 14100\text{A}$ ，永磁铁的矫顽力 $H_c = 8 \times 10^5 \text{A/m}$ ，磁导率按空气的磁导率设置。动铁芯和静铁芯均采用电工纯铁材料 DT4，其 BH 曲线如图 5-9。

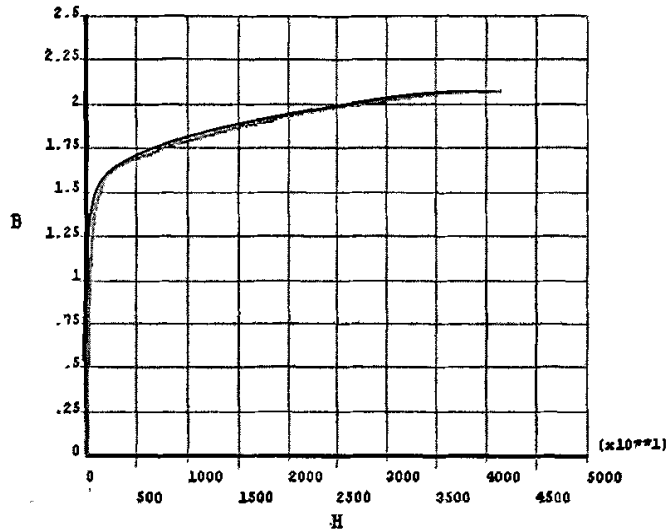


图 5-9 铁芯 BH 曲线

Fig. 5-9 BH curve of cores

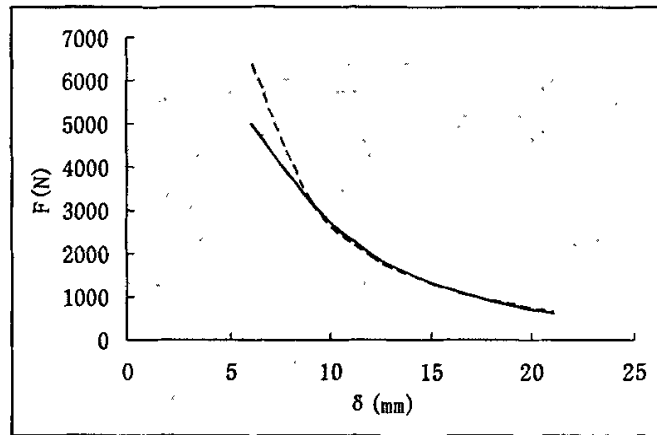


图 5-10 公式法和数值法吸力计算

Fig. 5-10 Forces through empirical equation and ANSYS

图 5-10 中实线和虚线分别为由 ANSYS 数值方法和前面的经验公式 (5-33) 得到的吸力-气隙曲线，通过对比可以看出，利用该经验公式计算单稳态永磁机构的吸合力，在气隙较大时较准确，但气隙较小时出现明显的偏差。一方面，是由于永磁机构的气隙变化范围大，另一方面是由于铁芯磁导率的非线性，导致永磁机构的磁通饱和，实际的电磁吸力不会一直快速增长。因此，经验公式只适用于气隙较大的情况下估计电磁吸引力。

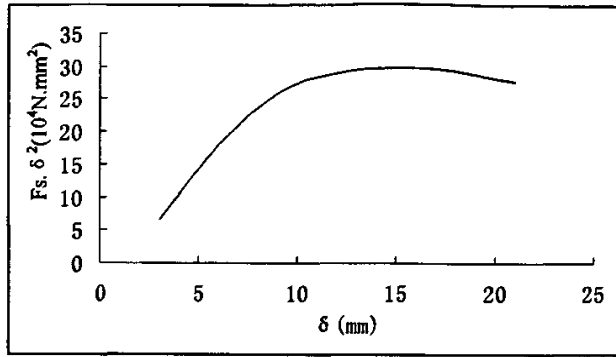


图 5-11 吸力与气隙平方的关系

Fig. 5-11 Force and square gap

同时从图 5-10 中可以看出,无论是用公式法,还是通过 ANSYS 得到的数值解,电磁吸力均随着气隙的减小而迅速增大。由图 5-11 看出,在气隙较大时,电磁力与气隙的平方之积基本保持稳定,即电磁力与气隙的平方成反比关系。由上表可见,当气隙为 21mm 时,电磁吸力仅为 628N,当气隙为 12mm 时,电磁吸力达到 2004N。而当气隙更小时,由于磁饱和的影响,电磁吸力的变化趋缓。本文的一个重要目的就是要减小动铁芯的工作气隙,增大电磁吸力,增强克服机构反力的能力和响应速度。下一章将进行具体设计和分析。

5.5 本章小结

新型单稳态永磁机构的磁路系统基本与宝光 27.5KV 单稳态永磁机构相同,铁芯采用等截面原理设计,永磁铁采用高磁能积、高矫顽力的钕铁硼材料多块拼合而成。根据单稳态永磁机构的特点,建立了机构的磁路模型,分析了机构的磁场分布,计算出不同气隙的磁通和磁导。然后对永磁机构的机械功进行了分析,并通过经验公式和数值计算的方法,对电磁吸力的变化进行了分析,找出电磁吸力随气隙变化快慢的转折点在气隙 $\delta = 12\text{mm}$ 左右,为下章传动系统的设计打下基础。

6 单稳态永磁机构结构与动力学仿真

6.1 引言

从前面的分析知道,传统的高电压真空断路器开距很大,相应的配套永磁机构气隙也很大,分合闸显得十分困难甚至无法实现。为此,保证永磁机构在分闸状态时处于正常的大开距位置,而在合闸时能不仅仅依靠增加线圈激磁电流而轻易减小气隙的办法可以从两方面考虑。一是为动铁芯增加倍力机构,但是由于永磁机构的动力来自于铁芯间的吸力,增加倍力机构也必须附加铁磁部件接受电磁力,然后才能传递给固定在一起的铁芯和芯轴,机构也会变得很复杂。二是减小动铁芯的运动反力,由于在分闸位置时,动铁芯与芯轴固定在一起,因此必须在合闸开始时将动铁芯与芯轴分离,从而使动铁芯不受分闸弹簧以及与动触头联接件的反力,而仅仅克服机构的摩擦以及必须的锁扣装置的较小反力,较之芯轴提前运动一段行程,从而减小了磁路系统的电磁气隙,即动静铁芯间的距离。但是,对于本文所述的单稳态永磁机构来说,芯轴才是真正驱动断路器动触头的执行部件,因此,动铁芯经历“空走”的过程之后,还必须带动芯轴前进,而且在合闸位置时实现“同步”和闭锁。显然,在后面的阶段,芯轴必须加速前进,追赶动铁芯,从而在合闸到位之前或者刚好合上时实现“同步”。因此,在不需外力时,在动铁芯与芯轴间需要一个变速机构,使芯轴的前进速度相对动铁芯得到提升。在机械系统中,变速的方法多种多样,如齿轮机构、凸轮机构、连杆滑块机构等均能实现变速。但是永磁机构的开合运动是一个仅数十毫秒级的高速运动,而且机构的设计不能太复杂,否则将失去永磁机构的零部件少、机械可靠性高等本质优越性。因此,本文的新设计中采用了传动简单的摇杆滑块机构和凸轮机构(本设计中的零部件基于形状和功能命名,因此并非与机构种类中的名称完全一致)。

6.2 机械系统设计

6.2.1 传动系统设计

由于机构的对称性,且机构中各构件的运动平面相互平行,因此该机构实际上为一个平面机构。决定机构运动的主要因素是原动件及其运动规律、运动副的类型和确定各个运动副相对位置的机构尺寸。

图 6-1 为新机构的运动简图。

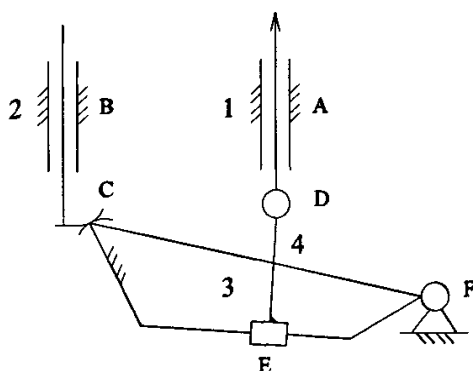


图 6-1 新型单稳态永磁机构原理图

Fig. 6-1 Mechanism diagram of new single-stable PMA

图 6-1 中包括 4 个活动构件，6 个运动副。其中活动构件又包括原动件动铁芯 1，从动件（即机构的执行部件）芯轴 2、传动件摆脚 3 以及拉杆 4，拉杆 4 实际上包含了固定连接的滑块，摆脚在机构简图中起摇杆作用，同时其一端为凸轮轮廓，为保持文中描述的一致性，后面的描述中不再使用各构件的功能名称，而直接使用各构件在实际装配图中的名称。6 个运动副包括动铁芯与机架间的移动副 A、芯轴与机架间的移动副 B、芯轴与摆脚间的凸轮副 C、动铁芯与拉杆间的转动副 D、拉杆与摆脚底平面间的移动副 E 以及摆脚与机架间的转动副 F。

要使机构中各个构件能够实现预定的运动，输入机构中独立运动的数目应与机构的自由度相等。而本机构中的原动件仅为动铁芯，因此机构的自由度也必须为 1，才能使各个构件都有确定的运动。对于图 6-1 所示的简单平面机构，自由度的计算公式为：

$$F = 3n - 2P_l - P_h \quad (6-1)$$

其中， n 为机构中的活动构件数， P_l 为机构中的低副数， P_h 为机构中的高副数。由上面的分析容易得到该机构的自由度为：

$$F = 3 \times 4 - 2 \times 5 - 1 = 1 \quad (6-2)$$

因此本机构的设计符合自由度等于原动数目的要求，各个构件具有确定的运动规律。

以下采用瞬心速度法分析各运动件的运动规律^[61]。

在作一般平面运动的两个构件上，一般可以找到一点，在该点两构件的相对速度为零、绝对速度相等。一般称该点为这两个构件在该瞬时的相对速度瞬心，简称速度瞬心。由于每两个构件间有一个速度瞬心，所以对于包含 n 个构件（包括机架）的机构，速度瞬心的数目为：

$$C_n^2 = \frac{n(n-1)}{2} \quad (6-3)$$

确定速度瞬心的方法分为两种情况：

(1) 直接以运动副相连的两构件的速度瞬心确定方法

当两构件以转动副相连时，铰链中心即为它们的速度瞬心。当两构件以移动副相连时，速度瞬心在垂直于导路方向的无穷远处。当两个构件组成平面高副时，速度瞬心必然位于接触点的共法线上。如果作纯滚动，接触点无相对移动，则速度瞬心就在接触点上。

(2) 三心定理

作平面运动的三个构件之间的三个速度瞬心必定位于同一直线上。通过三心定理，便于确定不通过运动副直接相连，而是通过其它构件间接相连的两个构件的速度瞬心。

根据上面的分析方法，作出不包括凸轮传动时的永磁机构速度瞬心图 6-2。

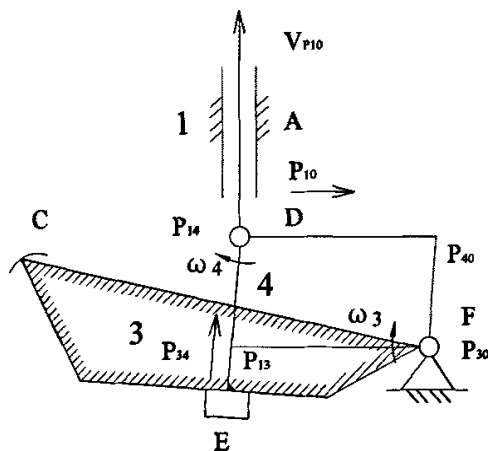


图 6-2 新型单稳态永磁机构分析

Fig. 6-2 Mechanism analysis of new single-stable PMA

先不考虑凸轮传动时，由于滑块与拉杆固定在一起形成了构件 4，因此可以看作铰链四杆机构，由机架 0、动铁芯 1、摆脚 3 和拉杆 4 组成。速度瞬心 P_{10} 、 P_{14} 、 P_{34} 和 P_{30} 容易确定。而速度瞬心 P_{13} 和 P_{40} 需要根据三心定理进行确定。速度瞬心 P_{13} 必定位于三个构件 0、1、3 中的两个速度瞬心 P_{10} 和 P_{30} 的连线上，且该连线必然通过 P_{30} 并处于水平方向，同时 P_{13} 也应位于三个构件 1、3、4 中的两个速度瞬心 P_{14} 和 P_{34} 的连线上，且该连线必然通过 P_{14} 并垂直于摆脚的底平面，即为构件 4（拉杆）的轴线方向，两条连线的交点 P_{13} 即为构件 1 和 3 的速度瞬心。采用同样的方法可确定构件 4 和 0 的速度瞬心 P_{40} 。从图 6-2 中可见，速度瞬心 P_{14} 、 P_{13} 、 P_{30} 和 P_{40} 构成了一个平行四边形，这是由于两个移动副造成的。

根据速度瞬心的概念，即在速度瞬心两构件的绝对速度相等，因此，在速度瞬心 V_{P14} 处有：

$$V_{P14} = V_{P10} = \omega_4 \overline{P_{14}P_{40}} \quad (6-4)$$

同样，在速度瞬心 V_{P13} 处有：

$$V_{P13} = \omega_3 \overline{P_{13}P_{30}} \quad (6-5)$$

由于构件 1 为平动，因此构件 1 在任何位置的线速度是相等的。即

$$V_{P13} = V_{P14} \quad (6-6)$$

$$\omega_3 = \omega_4 = \frac{V_{P10}}{\overline{P_{13}P_{30}}} \quad (6-7)$$

因此知道了动铁芯的速度后，便可求得摆脚的角速度。得到摆脚的角速度后，就可分析凸轮机构。

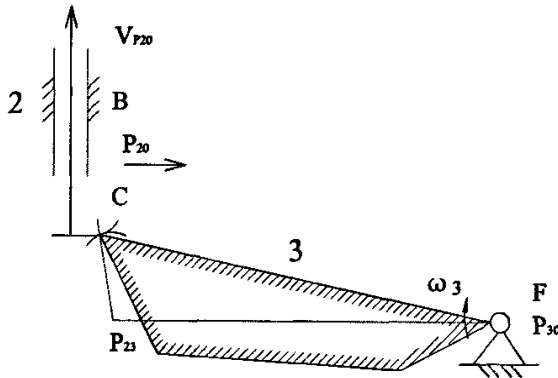


图 6-3 新型单稳态永磁机构分析

Fig. 6-3 Mechanism analysis of new single-stable PMA

在图 6-3 中的凸轮传动机构中，三个构件为机架 0、从动件芯轴 2 和主动件摆脚 3。按前面的方法，机架与芯轴间的速度瞬心 P_{20} 应位于垂直于芯轴运动方向，即水平方向的直线上，机架与摆脚的速度瞬心即位于铰链中心 P_{30} 。而构成凸轮副的芯轴和摆脚间的瞬心 P_{23} 应根据两方面确定：一是 P_{23} 应位于通过高副接触点的公法线上，二是根据三心定理必然与瞬心 P_{20} 和 P_{30} 共线，即位于通过 P_{30} 的水平线上，两线相交即得到速度瞬心 P_{23} 。

根据速度瞬心的定义，应有

$$V_{P20} = V_{P23} = \omega_3 \overline{P_{23}P_{30}} \quad (6-8)$$

由式 (6-7) 和 (6-8) 可以得到芯轴速度和动铁芯速度间的传动关系。

$$V_{P20} = \frac{V_{P10}}{\overline{P_{13}P_{30}} \times \overline{P_{23}P_{30}}} \quad (6-9)$$

当机构确定后，式中的 $\overline{P_{13}P_{30}}$ 和 $\overline{P_{23}P_{30}}$ 实际上也只随着动铁芯的速度变化。可见，通过上述的速度分析，可以得到永磁机构原动件动铁芯和从动件芯轴间的运动关系。上述的运动分析的初始状态为拉杆上的滑块与摆脚的底面接触，且摆脚的凸轮轮廓与芯轴端面接触，即前面分析的四杆机构和凸轮机构的所有运动副均

已形成。由于动铁芯在此之前已空走一段行程，因此 V_{P10} 的初速度并不为零。

瞬心法是机构运动分析方法的一种。如果确定各个零部件的具体尺寸和装配关系，并确定了各个运动副的类型、位置后，对于连续运动的原动件动铁芯，知道其运动规律后就能根据式(6-9)通过解析方法或数学方法求得从动件芯轴的运动规律。由于凸轮轮廓的设计往往采用作图法，因此可以初步设计好本永磁机构后，画出各个瞬时时间点的机构运动简图，利用瞬心法作图得到各个瞬时点的从动件芯轴速度。芯轴的位移可以直接从各个瞬时点的运动简图上得到，也可以求出芯轴的瞬时速度，然后用数值积分的方法求得芯轴的位移时间曲线。但是作图法中需要画出大量的机构图，并要作图测量大量的数据，因此一般需要借助现代计算机编程手段进行，以便于进行大规模的精确定分析和计算。

当要研究永磁机构的原动件动铁芯和从动件芯轴间的行程关系时，可以假设动铁芯的运动为恒速运动，但是要分析动铁芯和芯轴间的速度规律时，就需要考虑动铁芯的实际速度特点。而动铁芯的运动速度是由动静铁芯间的电磁吸力、各种反力以及本身的质量确定的。机构的受力情况复杂，采用动力学仿真软件 ADAMS 进行。

6.2.2 闭锁系统设计

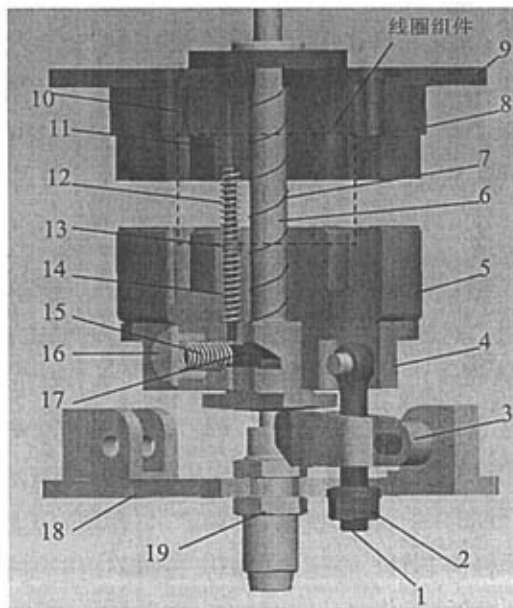
无论什么开关电器，可靠准确的开合是最重要的。对于永磁操动机构来说，准确可靠的开合即是指要在期望的时间内、以期望的速度到达期望的位置，并保持在动作过程结束的状态。具体来说，对于指定的断路器开关，永磁机构在分闸状态时应使连接断路器触头部件的芯轴固定在设计的位置，即是动铁芯应与静铁芯间保持在设计气隙，以防止出现误合闸。而在合闸状态时，应使断路器动静触头部件紧紧地压合在一起，即永磁机构的动铁芯与静铁芯也紧紧地吸合在一起。对于传统的永磁机构来说，由于芯轴与动铁芯联接为一体，分闸状态时只要利用分闸弹簧将动静铁芯之间保持在设计的气隙即可，要合闸时给线圈通电，动铁芯克服分闸弹簧等反力，带动芯轴一起到达合闸位置，在合闸位置由于气隙为零，仅依靠永磁体的保持力即可以将动铁芯牢牢地吸合，要分闸时给线圈通以较小的反向电流抵消永磁场后，芯轴与动铁芯便在弹簧力作用下一起恢复到分闸状态。

而对于本文的新永磁机构来说，芯轴与动铁芯不再使用螺栓联接在一起，相互同轴安装后可在轴向进行相对运动。因此，为实现新永磁机构在开合位置的可靠保持，并能顺利分闸和合闸，必须考虑以下几个方面的问题，并采取相应的措施：1) 在分闸状态时芯轴受分闸弹簧的反力处于分闸位置，而动铁芯由于与芯轴脱开不再受分闸弹簧反力，必须防止动铁芯受永磁场产生的吸力和振动等其它因

素, 导致动铁芯被误吸合到静铁芯, 当需要合闸时将无法带动芯轴进而闭合断路器触头; 2) 合闸过程中, 动铁芯应与芯轴脱开, 可以作轴向相对运动; 3) 动铁芯合闸到位时锁住动铁芯和芯轴, 使其不能相对运动; 4) 分闸过程中, 动铁芯与芯轴仍锁定在一起, 实现断路器触头和动静铁芯的同步分闸, 当到达分闸位置时, 恢复分闸状态。

为满足第 1、2 项要求, 可以采用一个活动的锁栓在分闸状态锁住动铁芯, 分闸状态仅有永磁体产生电磁吸力, 当动静铁芯间的气隙为 21mm 时, 通过 ANSYS 分析计算得到的铁芯间的吸力仅约 13N, 因此即使考虑可靠性等因素, 也只需要给锁栓施加一个较小的预紧力, 即可锁住动铁芯, 同时在要合闸时, 动铁芯也很容易与静铁芯脱开。而施加预紧力的任务可由一个弹簧来完成。在合闸后或者动铁芯和芯轴实现同步后, 由于气隙大大缩小甚至为零, 再也无法依靠预紧弹簧来锁住动铁芯。因此为了满足第 3、4 项要求, 需要采用锁销将锁栓完全锁死, 而且这样也才能在分闸过程中使动铁芯和芯轴一起返回分闸状态。

6.2.3 总体结构图及工作原理



1 拉杆(rod), 2 调节螺母, 3 摆脚 (swing), 4 锁盘, 5 动铁芯(armature),
6 芯轴(shaft), 7 分闸弹簧(opening spring), 8 外静铁芯, 9 隔磁板, 10 永磁铁,
11 内静铁芯, 12 复位弹簧, 13 锁销组件 (lockpin), 14 支撑弹簧,
15 止动弹簧, 16 加力塞, 17 锁栓 (latch), 18 支座, 19 缓冲器

图 6-4 新型单稳态永磁机构结构模型

Fig. 6-4 Structure model of new single-stable PMA

主要部件结构与装配图如图 6-4，由磁路系统、能源与传动系统、闭锁系统和支撑系统等四大系统组成。

磁路系统主要由动铁芯、外静铁芯、内静铁芯和永久磁铁组成。动、静铁芯均由高导磁性的电工纯铁材料制成。这四个零件与动静铁芯间的气隙一起，构成永磁铁和电磁线圈所产生磁场的通路。永久磁铁为若干片，嵌装在内、外静铁芯之间，提供机构合闸状态时的保持力。

能源与传动系统主要由电源线、线圈组件、分闸弹簧、芯轴，摆脚，拉杆，调节螺母等组成。线圈组件嵌在动静铁芯之间。为了表达更清楚，图 6-4 中没有画出电源线和线圈组件。分闸弹簧由若干片碟簧成对叠装，在分闸位置时具有一定的预紧力，当要从合闸位置分开时，只需要为线圈通以较小的电流产生与永久磁铁磁场反向的磁场，即依靠分闸弹簧将动静铁芯分开。芯轴的上端与开关的动触头组件连接。摆脚为传动系统中的主要部件，脚形轮廓，如图 6-5，“脚尖”为凸轮传动工作曲面，“脚掌”为滑动平面，“踝关节”为转动轴心，“脚背”上开有键槽形通孔。摆脚、拉杆和调节螺母等传动件为两件，对称安装。

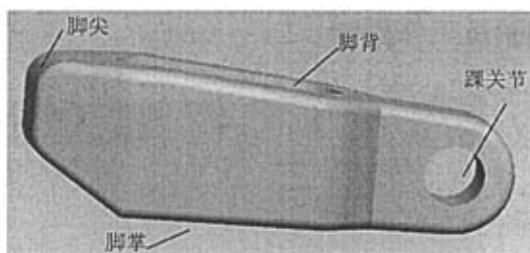


图 6-5 传动系统摆脚模型

Fig. 6-5 Structure model of swing

当需要合闸时，给线圈通以方向正确的直流电后，线圈产生电磁场，与永久磁铁产生的磁场一起，对动铁芯产生吸合力。动铁芯与锁盘通过螺栓联接在一起。拉杆穿过摆脚的键槽形通孔，一端装有调节螺母，调节螺母的一个端面在运动过程中与摆脚的“脚掌”贴合，在“脚掌”平面滑动，起到滑块的作用。调节螺母的接触端加工成锥台状，减小了接触面积，从而减小滑动摩擦力。产品成型后，可将调节螺母与拉杆制作成一体。摆脚“脚尖”与芯轴的大端面构成凸轮传动副，主动件为摆脚，从动件为芯轴。在运动的第一阶段，由于调节螺母与摆脚“脚掌”间有一段距离，因此动铁芯将有一段空行程，空行程的长度为 S_1 ，在这个阶段中，摆脚“脚尖”尚未与芯轴接触，芯轴尚未动作。当动铁芯继续上升，拉杆将拉动摆脚绕其销轴产生转动，摆脚“脚尖”顶在芯轴的端面上，使芯轴克服来自分闸弹簧等部件的反力向上运动，从而进入第二阶段的运动。设计适当的传动比，当动铁芯与静铁芯吸合时，芯轴也到达合闸位置。至此完成合闸过程的总行程

(S_1+S_2)。而且,可以设计芯轴端面与摆脚之间合适的凸轮传动关系,使在到达合闸位置之前,凸轮传动脱扣,同时动铁芯与芯轴再次同步并锁紧,之后进入第三阶段,动铁芯与芯轴锁在一起同步运动。

图 6-6 中表示了三种不同的运动方式,图中的粗实线表示动铁芯和芯轴同步运动过程(锁定在一起),细实线表示动铁芯单独的运动过程,虚线表示芯轴单独的运动过程。图 6-6a 中表示传统的永磁机构动铁芯和芯轴在整个合闸过程中固定在一起,做同步运动;图 6-6b 中表示两步走的运动方式,在初始 t_1 时间里,动铁芯先“空走” S_1 的行程,然后在 t_2 的时间里,芯轴加速追赶动铁芯,并在合闸到位时刚好赶上;图 6-6c 表示三步走的运动方式,可以设计适当的凸轮传动,使在合闸接近完成但尚未到位时动铁芯和芯轴锁定,并同步运动直到合闸位置,三步走的运动方式对动铁芯和芯轴间的传动关系要求不需要多精确。

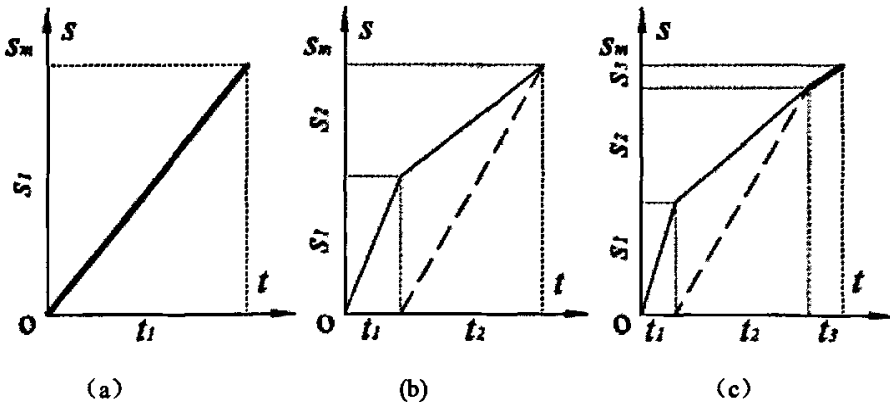


图 6-6 永磁机构的三种运动策略

Fig. 6-6 Three motion modes of PMA

表 6-1 以梯形图的方式列出了三种运动方式的特点。为分析简便,本文中的新型单稳态永磁机构采用了第二种运动方式。

表 6-1: 永磁机构的三种运动策略

Table 6-1: Three motion modes of PMA

运动模式	第一阶段 (t_1, S_1)	第二阶段 (t_2, S_2)	第三阶段 (t_3, S_3)
(c) 三步走	动铁芯动作, 芯轴不动	芯轴速度比动铁芯快, 追赶动铁芯	芯轴速度与动铁芯相同, 同步运动
(b) 两步走	动铁芯动作, 芯轴不动	芯轴速度比动铁芯快, 追赶动铁芯, 并在到位时刚好同步	
(a) 一步走	芯轴速度与动铁芯相同, 同步运动		

分闸时, 给线圈通反向电流, 在分闸弹簧的作用下和闭锁系统的配合下实现分闸。传动系统分闸完成后仅恢复分闸时的位置, 分闸过程中不需要传动功能。

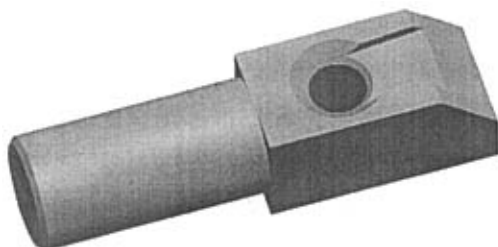


图 6-7 闭锁系统锁栓模型

Fig. 6-7 Structure model of latch

闭锁系统主要由锁盘、锁栓、加力塞、锁销、调节环、止动弹簧、复位弹簧、支撑弹簧组成。锁盘通过螺栓与动铁芯联接在一起，芯轴穿过其中。沿锁盘的径向，对称开有两孔。每个孔的内段为方形，用于安装方头锁栓，外段为内螺纹孔，用于旋拧加力塞。锁栓一端为方形，与锁盘径向孔的方形段配合，另一端为光滑圆柱形，对止动弹簧起导向作用。止动弹簧套在锁栓的光杆段，一端顶在锁栓的方形、圆形段交界台阶上，一端顶在加力塞的内孔底面。锁栓的结构形状如图 6-7，方形段呈楔形，斜面即为工作面，工作状态时与芯轴的楔形槽内的斜面配合滑动。当机构处于分闸状态时，锁栓楔入芯轴的槽内，同时可以旋合加力塞，通过止动弹簧压缩锁栓，使其紧紧地楔进芯轴的楔形槽内。由于分闸弹簧的反力作用，使芯轴不会向合闸方向运动，而锁栓使芯轴与动铁芯不发生相对运动，防止误合闸。锁销两端为光杆，中间段为螺纹段，装有调节环。锁销穿过动铁芯，垂直于铁芯吸合面安装，一端嵌入内静铁芯的销孔内，另一端嵌入锁盘的销孔内。锁销连同调节环可以在动铁芯的小孔内自由滑动。靠近内静铁芯的一端装有复位弹簧，靠近动铁芯的一端装有支撑弹簧。除了选用合适的复位弹簧和支撑弹簧外，还可通过旋拧调节环，确保正确安全地实现锁销的功能。产品成型后，可以将锁销与调节环固定好或制成一体。在分闸状态时，通过支撑弹簧，使锁销稍稍悬浮于锁栓锁孔的正上方，使锁销不掉入锁栓方形段的销孔内。当合闸时，由于动铁芯不受较大的分闸力作用，先于芯轴向静铁芯吸合，将锁栓拉离芯轴的楔形槽，锁栓的端面将顶在芯轴的侧平面上。由于锁栓的外退，锁栓上的销孔偏离锁销的位置，同时锁销的一个端面将受复位弹簧的压缩，顶在锁栓的燕尾槽平面上，而锁销的另一端随着动铁芯的上升，向静铁芯的销孔内避让，直到合闸到位（或动铁芯与芯轴再次同步）。由于芯轴通过传动系统完成了对动铁芯的追赶，所以当合闸到位（或动铁芯与芯轴再次同步）时芯轴与动铁芯再次恢复到同步位置。这时，由于锁栓受止动弹簧的作用，再次被压入芯轴的楔形槽内，因此止动弹簧在这里也起到了对锁栓的复位作用。锁栓复位后，锁销再次对准锁栓上的销孔，并在复位弹簧的作用下滑入锁栓的销孔，从而实现了动铁芯与芯轴间的闭锁，防止了误分闸。

当需要再次分闸时，在各闭锁系统部件的配合下，能顺利地实现分闸，并恢复到分闸状态。闭锁系统的工作状态通过后面的仿真作进一步详细分析。

支撑系统主要由支座，缓冲器组件，限位块，端盖，隔磁板，支架及联接紧固件等组成。支座和隔磁板通过螺栓固紧在支架上。支座用于安装传动系统中的摆脚。缓冲器在分闸时对芯轴起缓冲作用。限位块对芯轴的行程进行限制。端盖用于支承限位块，并对芯轴起导向作用。支撑系统还包括螺栓、销钉等各种联接紧固件。

6.3 机构的联合仿真

本节的主要目的是对前面建立的三维模型通过 ADAMS 对其主要部件的运动、动力学特性进行分析，得到机构的运动规律和力学特征，验证设计的合理性和正确性，为样机制作和物理试验奠定基础，并为今后的设计提供参考。仿真内容包括两个步骤，一是给动铁芯施加恒速 (motion)，改变空行程，直到获得最佳空行程，第二步是在设定的空行程基础上，施加与实际较为符合的吸力函数，研究动铁芯，芯轴，锁销，锁栓等部件的运动规律及力学特性。由于试验条件的限制，无法带上实际的断路器负载进行试验，因此仿真过程中对于芯轴的运动反力也仅考虑了分闸弹簧的反力，而没有设置来自超程弹簧、开关触头等反力。

6.3.1 联合仿真技术简介

虚拟样机技术是近些年在产品开发的 CAX 如 CAD、CAE、CAM 等技术和 DFX 如 DFA (Design For Assembly - 面向装配的设计)、DFM (Design For Manufacture - 面向制造的设计) 等技术基础上发展起来的，它进一步融合了现代信息技术、先进仿真技术和先进制造技术，将这些技术应用于复杂系统全生命周期和全系统并对它们进行综合管理，从系统的层面来分析复杂系统，支持由上至下的复杂系统开发模式，利用虚拟样机代替物理样机对产品进行创新设计测试和评估，以缩短产品开发周期，降低产品开发成本，改进产品设计质量，提高面向客户与市场需求的能力。^[62]

虚拟样机技术的商业软件，ADAMS(Automatic Dynamic of Mechanical System) 集成了多体系统动力学理论成果、参数化的建模工具、可以进行静力学、运动学和动力学分析的求解器、功能强大的后处理模块和可视化界面等，极大地提高机械系统仿真的效率。然而由于这些软件重点是在力学分析上，在建模方面还是有很多不足，尤其是一些复杂机械系统零、部件的三维建模很难实现，所以很有必

要利用 CAD 软件建模来解决这个问题，同时需要合适的接口程序来完成。

本文将 PTC 公司的 Pro / E 和 MDI 公司的 ADAMS 相结合来实现永磁机构系统的动态仿真。两者结合仿真的基本步骤归纳如图 6-8 所示，首先，利用 Pro / E 进行三维实体的模型建立，进行样机的模型装配，利用两个软件之间的接口程序 MECH / Pro(即 Mechanism / Pro)生成刚体并加一些约束和标记等；其次，将模型转化到 ADAMS 界面下，再加复杂的约束和力等，最后，对仿真结果进行分析检验，如果不合适，再调整模型或约束等条件，最终达到期望的仿真结果。

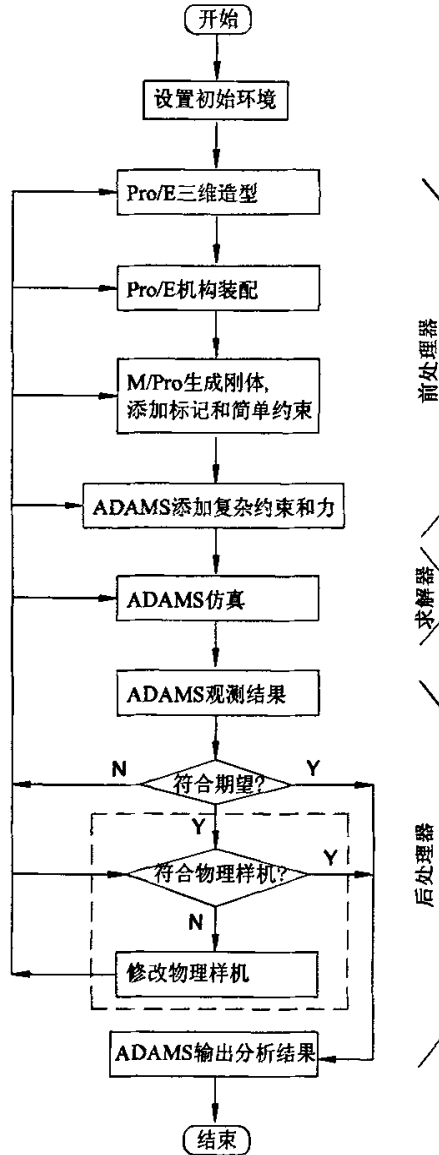


图 6-8 新型单稳态永磁机构联合仿真流程图

Fig. 6-8 Co-simulation flow diagram of new single-stable PMA

6.3.2 前处理

为简化机构的刚体数目，机构中不考虑对仿真影响不大的联接部件及其它无关部件。但是为便于运动副的添加以及后处理，并非将所有固定副(fixed)的相关部件生成一个刚体，这样为本永磁机构生成了 27 个刚体。为了在 ADAMS 的 Aview 环境中添加弹簧以及添加传感器，创建了 18 个标记(marker)。根据各个部件的联接情况和运动要求，产生了 28 个基本运动副 (joint)，包括旋转副、移动副、圆柱副、平面副和固定副。在 Pro/E 环境中创建完成后，通过 M/Pro 接口将永磁机构模型，连同生成的刚体特征、约束和标记转换到 Aview 环境中。

在 Aview 环境中，根据仿真需要可以修改、删减和添加约束和力等。在 Aview 环境中，根据 Pro/E 中已产生的 marker 创建弹簧，弹簧包括芯轴与静铁间的分闸弹簧、两对锁栓与加力塞之间的止动弹簧、两对调节环与静铁芯间的复位弹簧和两对调节环与锁盘间的支撑弹簧。弹簧需要设置预紧力、刚度系数和阻尼系数等特性参数。除了前面在 Pro/E 中设置的基本运动副外，还需要设置传动系统中芯轴与摆脚间、闭锁系统中锁栓与芯轴间、锁栓与锁销间的运动副。考虑到凸轮实体模型是从 Pro / E 中导入的，凸轮曲线在 ADAMS 中都变为线段，无法拾取，凸轮副不容易施加，而且，施加碰撞力能真实地反映这几处的接触受力情况，所以它们之间施加接触力比较合适，因此添加共 6 个接触副(contact)。图 6-9 为添加了运动副和约束后的 ADAMS 仿真模型。

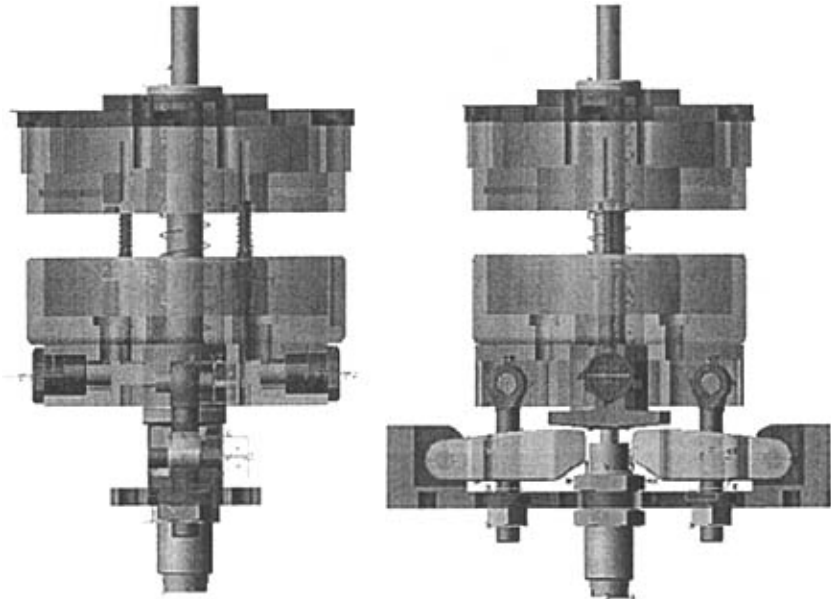


图 6-9 新型单稳态永磁机构前处理模型

Fig. 6-9 Pre-processed model of new single-stable PMA

根据永磁机构的运动特点,当动铁芯“空走”一段行程后,调节螺母将与摆脚的“脚掌”接触形成平面滑动副,而在此之前需要解除这个平面副才符合实际运动情况。当动铁芯与静铁芯接触,即合闸到位时需要停止仿真,如果为动铁芯所加约束为运动(motion),则可以根据速度计算出运动终止时间,直接设置好仿真终止时间即可,但如果为动铁芯添加的是其它载荷,如力(force),则无法预知动铁芯的速度,也就无法知道运动的终止时间。这两种情况都需要添加传感器(sensor),判断运动状态的改变。传感器的触发方式有两种,一种是在上述两种情况下的刚体部件间添加接触副,一旦接触力大于零,即触发传感器事件,但是由于每增加一个接触副,均会大大影响系统的求解速度。因此这里采用另外一种方法,测量刚体部件的相对位移作为触发条件,当两者间的相对位移小于等于零时,即触发传感器事件。对于较复杂的仿真,一般编写脚本程序(script),而不使用交互式仿真(interactive)。

6.3.3 仿真与后处理

本文研究的永磁机构,其传动系统各个运动副的位置以及接触副的轮廓均会影响机构的运动特性和动力学特性,因此,可以改变的参数很多。为简化起见,在本文中,仅考虑对于芯轴不同的端面轮廓,调节摆脚与调节螺母间距离,实现“两步走”的运动特性,以及动力学特性。本文中,考虑采用如图 6-10 所示的芯轴端面轮廓,并找出最佳的动铁芯“空走”行程,研究运行特性和动力学特性。

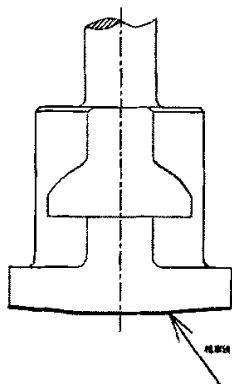


图 6-10 新型单稳态永磁机构芯轴端面轮廓

Fig. 6-10 Shaft end of new single-stable PMA

首先研究传动系统的合闸始末状态,即在合闸位置时,动铁芯和芯轴刚好实现再次同步,恢复到分闸状态时动铁芯和芯轴的相对位置。由于仅与始末位置有关,因此可以为动铁芯加一个恒速运动副(motion)。这时可以在 Aview 环境中或在脚本程序中解除部分无关的接触副等运动副,以便提高仿真速度。

本机构的仿真较为复杂，因此在仿真之前，需要创建 ADAMS 命令集：

! Insert ACF commands here:

DEACTIVATE/JOINT, ID=7

SIMULATE/DYNAMIC, END=10.0, STEPS=100000

MARKER/62,QP=-50.0, 0.0, -179.0

ACTIVATE/JOINT, ID=7

DEACTIVATE/SENSOR, ID=1

SIMULATE/DYNAMIC, END=10.0, STEPS=100000

在仿真结束后，进入后处理器(postprocessor)，可以得到各种曲线图来进行运动和动力学特性分析。

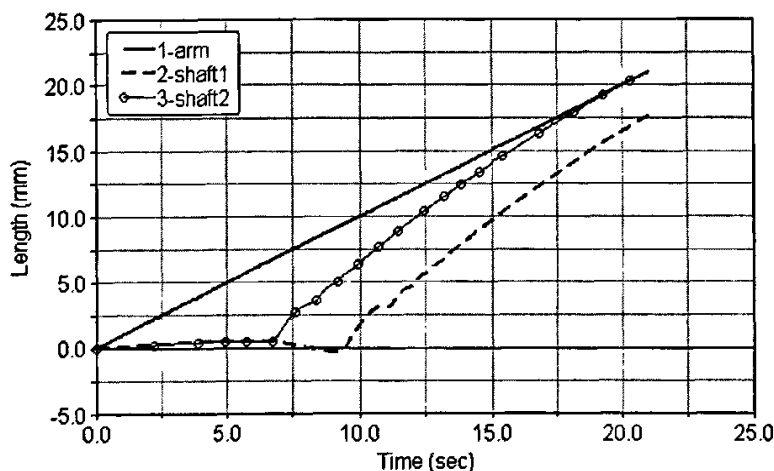


图 6-11 不同“空行程”的动铁芯和芯轴位移曲线

Fig. 6-11 Displacements of armature and shaft under different pre-movement

图 6-11 为采用图 6-10 所示的芯轴轮廓时，对动铁芯施加恒定速度 1mm/s，仿真得到的动铁芯和芯轴位移曲线。其中实线 1 为动铁芯位移曲线，虚线 2 为当调节螺母平面与摆脚“脚掌”距离为 9mm 时，芯轴的位移曲线，圈线 3 为当调节螺母平面与摆脚“脚掌”距离为 6mm 时芯轴的位移曲线。可见圈线 3 与实线 1 的始末位置重合，符合该永磁机构“两步走”的要求。由于机构模型装配时默认初始状态时摆脚“脚掌”水平，且拉杆垂直，摆脚的“脚尖”与芯轴的端面尚有空隙，经测得动铁芯的实际“空走”行程为 7mm，在图中表现为动铁芯位移为 7mm 时刚好是芯轴快速上升的拐点。芯轴在初始的 7s 内位移不为零，是因为动铁芯运动时带动了锁栓，对芯轴有很小的作用力。下面的分析将以圈线 3 所对应的机构为基础进行仿真分析。第 5 章分析表明，当动静铁芯气隙小于 12mm 时，电磁吸力变化趋缓，这个“空走”距离没有越过 12mm，因此电磁吸力随着气隙变化基本呈平

方关系，有利于“两步走”运动策略实施。

由于永磁机构的线圈由充电电容供电，在一个合闸过程中可能多次充放电，且受线圈的反电动势的影响，电流变化很复杂，不确定。因此后面的仿真中假设在整个合闸过程中给线圈通以恒定的电流 30.6A，且安匝数 $IN=14100A$ ，然后根据相应的电流密度通过 ANSYS 软件计算出处于多个离散气隙点时动铁芯受到的电磁吸引力，产生吸引力的磁场由永磁铁和线圈共同产生。通过各个离散点的值，可以拟合出一条随着工作气隙大小变化的吸力曲线，如图 6-12，较好的反映永磁机构动铁芯的受力特性。

表 6-2：吸力随气隙长度的变化

Table 6-2: Force VS gap

δ (mm)	1	3	6	9	12	15	18	21
F_s (N)	9653	7397	4996	3189	2004	1324	906	628

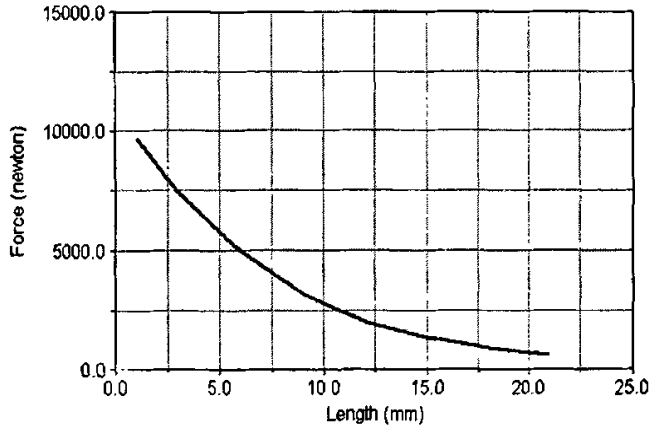


图 6-12 吸力随气隙的变化曲线

Fig. 6-12 Force VS gap

以下主要研究传动系统、闭锁系统的运动特性及动力学特性。

图 6-13 中实线 1 和圈线 2 分别为动铁芯和芯轴的位移曲线，可以看到整个运动过程约持续 32ms，以曲线的拐点为界分为两个阶段，即“两步走”运动方式。动铁芯由于起初基本不受分闸弹簧的反力，在约 9ms 时内快速上升，这段时间内芯轴尚未启动。而之后，芯轴在传动系统的驱动下开始运动，并快速追赶动铁芯，直到合闸行程 21mm 时，两者同时到达，实现同步。

图 6-14 中，实线 1 和虚线 2 分别为拉杆与摆脚的角速度。虽然选择的参考方向不同，但两者的大小一致，因此在图中表示为完全对称于时间轴，这也验证了前面对于拉杆和摆脚角速度相同的分析结论。前一段时间内，拉杆只垂直上升，中间有一个短时间的跳变台阶，是由于初始状态时摆脚水平装配，与芯轴的大端面有间隙。

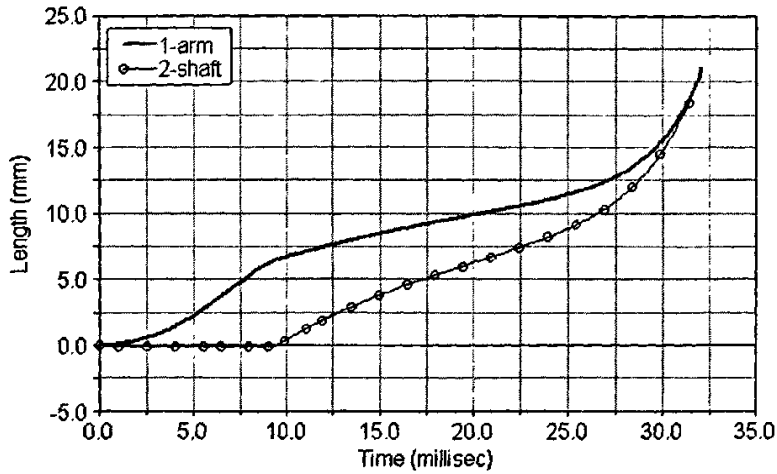


图 6-13 动铁芯和芯轴位移曲线

Fig. 6-13 Displacement of armature and shaft

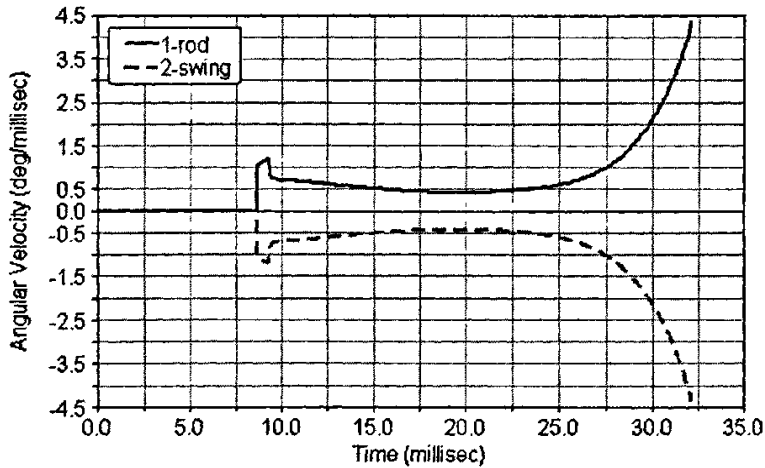


图 6-14 拉杆和摆脚的角速度曲线

Fig. 6-14 Angular velocity of rod and swing

图 6-15 中，实线 1、圈线 2 和虚线 3 分别为动铁芯、锁销位移曲线及其位移之差。在机构“两步走”的运动策略下，在整个合闸过程中，锁销的状态分为三个步骤。在初始约 5ms 内，动铁芯运动时锁销并未动，是因为在分闸位置时，锁销由支撑弹簧支撑悬浮于锁栓上方 1-3mm，以防止锁销误滑入锁栓的销孔内，而将芯轴与动铁芯锁死，动铁芯无法“空走”。在较长的第二段时间内，锁销与动铁芯保持同步，这段时间内跟下端顶在锁栓上随动铁芯上升的同时，上端向内静铁芯的销孔内避让。到了后期阶段，由于锁栓的复位，锁销在复位弹簧的作用下开始滑落入锁栓孔内，从而将锁栓限位，将动铁芯和芯轴锁定，因此这段时间内锁销相对动铁芯向下滑落。

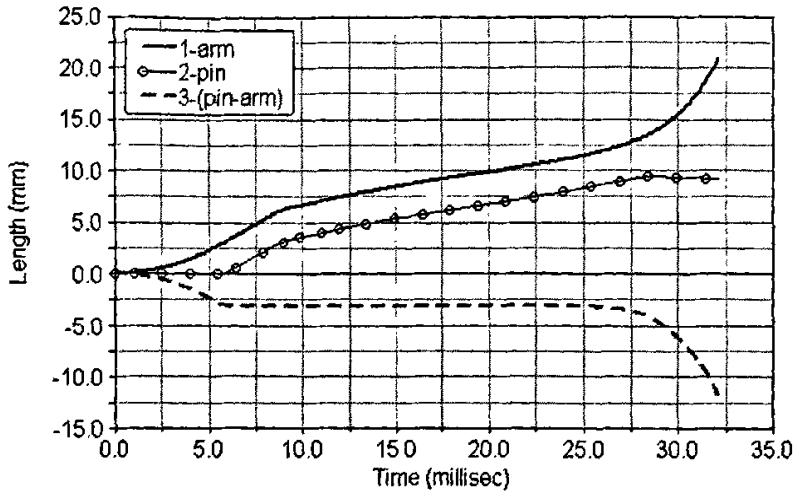


图 6-15 动铁芯和锁销的位移曲线

Fig. 6-15 Displacement of armature and lock-pin

图 6-16 中，实线 1、圈线 2 和虚线 3 分别为动铁芯和芯轴的速度曲线及锁栓径向位移曲线。可见在初始约 9ms 内，芯轴尚未启动，而在这段时间内动铁芯的速度有一个平台，是受复位弹簧的影响。9ms 后，芯轴开始运动，且速度大于动铁芯的速度。同时，两者速度的转折点也是锁栓运动的转折点，在沿径向外退到最大行程后开始复位。

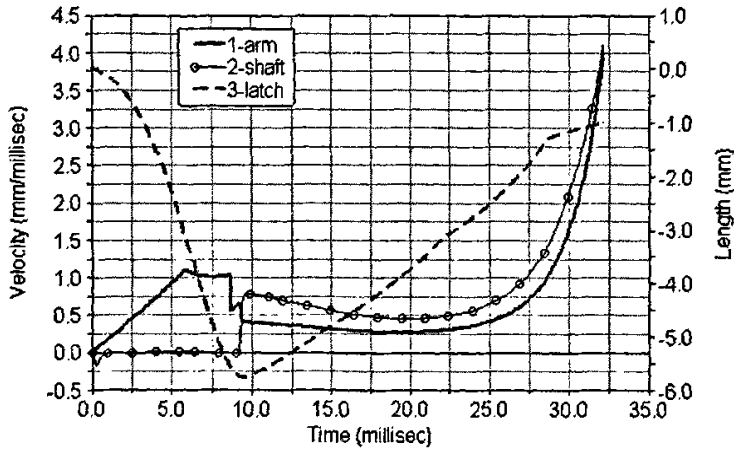


图 6-16 动铁芯、芯轴和锁栓的速度曲线

Fig. 6-16 Velocity of armature, shaft and latch

图 6-17 中，实线 1 和虚线 2 分别为动铁芯和芯轴的驱动力。动铁芯的驱动力即为来自静铁芯的电磁吸引力。而芯轴的驱动力为芯轴与摆脚间接接触副在垂直方向的分力。芯轴在约 9ms 时，表示为一个尖峰脉冲，是由于速度突变和碰撞引起的。后期阶段芯轴驱动力有一个小的提升，是因为复位弹簧从最大压缩到快速释

放引起铁芯运动反力的小幅突变。

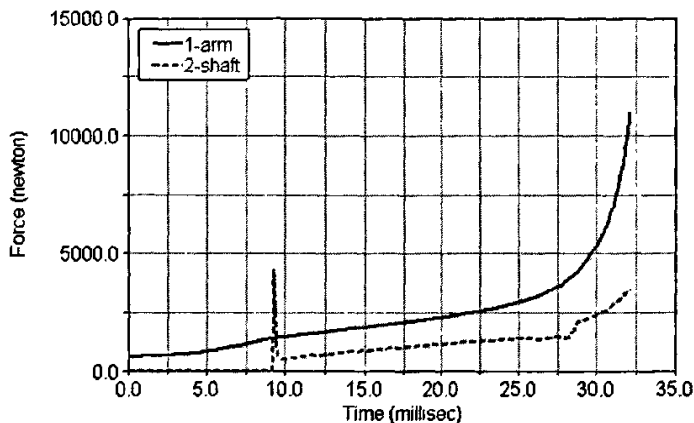


图 6-17 动铁芯和芯轴的驱动力曲线

Fig. 6-17 Driving forces of armature and shaft

图 6-18 中，实线 1 和虚线 2 分别为分闸碟簧的受压及变形。初始预紧力即 P1 值为 500N，最大压缩行程时 P2 值为 2600N。

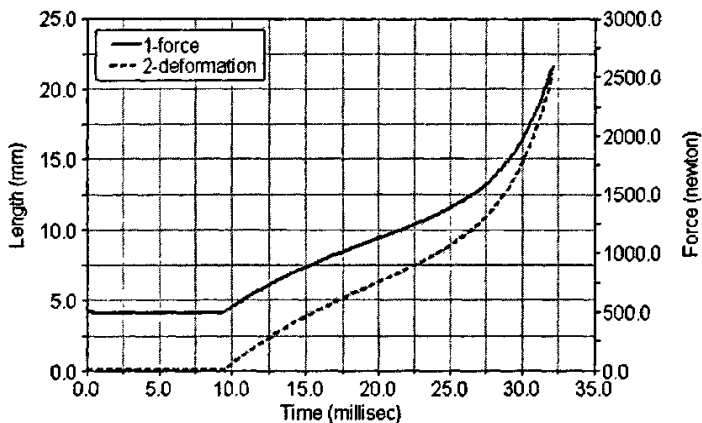


图 6-18 分闸弹簧的受力和变形曲线

Fig. 6-18 Force and deformation of opening spring

图 6-19 中，实线 1 和虚线 2 分别为新机构与传统机构的芯轴驱动力曲线。假设机构的原动力，即动静铁芯间的电磁吸引力的位移特性是一样的，对于传统机构来说，芯轴与动铁芯固定在一起，芯轴的驱动力即为动铁芯的驱动力，芯轴的位移就是动铁芯的位移。而对于新机构来说，芯轴的位移起点并非动铁芯的位移起点，但可以将其获得的启动动力与传统机构进行对比。从图中可见，新机构的启动动力较传统机构的高，需要的线圈启动电流可以比传统机构的低，且驱动力基本呈线性变化，这与弹簧的反力特性也相符，有利于开关触头动作速度的控制。

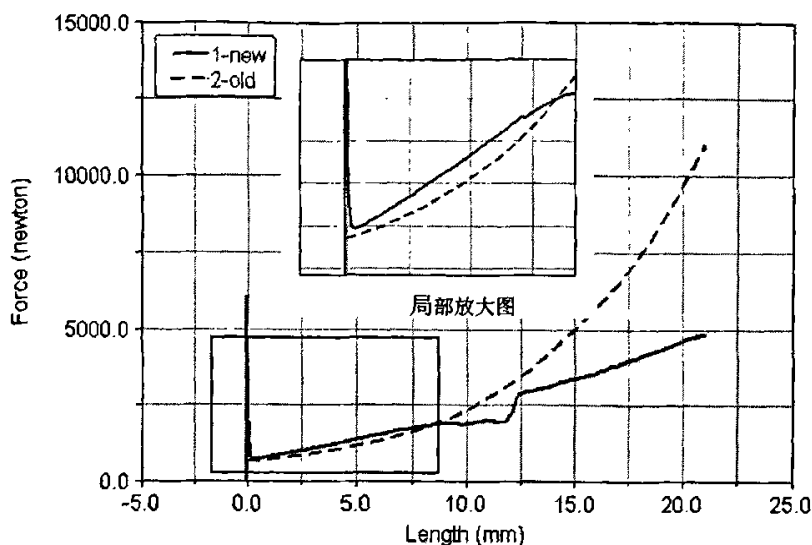


图 6-19 传统机构和新机构芯轴的驱动力曲线

Fig. 6-19 Driving forces of shafts of old and new PMAs

6.4 本章小结

本章根据新型单稳态永磁机构的设计思想，分析了传动系统的原理，主要由曲柄滑块机构和凸轮传动两级组成，利用瞬心法分析了传动系统的运动规律，表明开关触头速度的可控性，当得到动铁芯的运动规律时，可以设计合适的传动系统使芯轴以期望的速度驱动断路器的动触头。设计了机械闭锁系统，然后给出了整个机构的总体结构图，并分析了机构的“两步走”工作原理。机构整体结构紧凑，智能化动作，不需要外部干扰。

采用Pro/E和ADAMS联合仿真技术，为动铁芯施加确定的速度或吸引力，仿真表明，采用“两步走”运动策略时动铁芯的预先空走行程为7mm。同时图形化地分析了新机构中各个部件的协同工作关系和重要部件的动力学特性，表明了新机构设计合理、启动能力增强。通过虚拟仿真分析，为物理样机的设计制造和试验打下了基础。

7 单稳态永磁机构试验与结果分析

7.1 永磁机构控制原理

由于永磁机构的时间分散性小，因此往往采用选相控制的方式（或称同步控制），用于减小用电设备投入到系统时对系统的有害冲击。同步控制的基本原理是依据用电设备的电学特性，选择适当的电相位角，投入该设备。它的基本要求包括稳定的固合时间、精确的电相位角检测与实时控制。

7.1.1 稳定的固合时间

要获得稳定的固合时间，应考虑操作电压以及静态摩擦力的一致性两个方面。

依据牛顿惯性定律，

$$\sum F = ma = m \frac{d^2 s}{dt^2} \quad (7-1)$$

$$\text{可得 } t = f(\sum F, s, m) \quad (7-2)$$

其中 m 及 s 是断路器固有参数，影响 t 稳定性的主要因素是 $\sum F$ ，

$$\sum F = F_{\text{电磁力}} - F_{\text{弹性反力}} - F_{\text{摩擦力}} \quad (7-3)$$

电磁力 $F_{\text{电磁力}} = f(B^2) = f(I^2) = f(V, R)$ ，主要受电压及线圈电阻的影响，控制器中采用精密电压取样和精密电压控制，将约 220 伏电压在 -20~50℃ 范围内稳定在 0.5%。

弹性阻力 $F_{\text{弹性反力}}$ 一般不会随机发生太大的变化，但会随着时间或操作次数缓慢发生漂移，所以在实际使用前，分闸簧都经过特殊的消除时效的处理工艺处理，以确保使用寿命期间 P1/P2 力变化很小。

摩擦力 $F_{\text{摩擦力}} = F_0 \pm \Delta F$ ，其中 F_0 为摩擦力的中心值，不影响固合时间， ΔF 为摩擦力的随机波动值，为影响固合时间的部分，设计中采用直上直下的永磁机构传动，侧向力因为圆周对称，数值较小，摩擦力的大小与该力成正比， ΔF 的绝对值必须做小，才可以对固合时间影响不大，

铁芯在运动过程中会产生感生电动势，速度高于某个值时，对应 $e = -\frac{\partial \phi}{\partial t}$ 大于外部电压，线圈电流开始下降，速度越快；电流下降速度越快，速度低，电流下降慢；既电流—速度特性是具有一定的趋稳效应。图 7-1 为典型的线圈电流相对于时间的波形图。

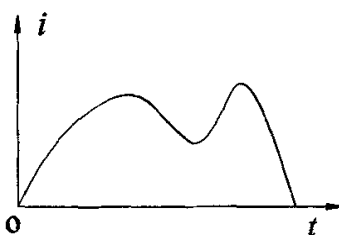


图 7-1 典型的线圈电流曲线

Fig. 7-1 Typical current of coil

至此，前期可以消除的影响因素已经可以得到有效的处理，剩下的不可预计的影响因数—线圈电阻随温度的变化、摩擦力的可变部分 ΔF 等，需要在动作过程中通过控制操作电流进一步予以消除或减小，控制器内部存有出厂调试好的标准电流波形，动作过程中，因为上述原因引起的速度变化必然引起电流波形的变化，控制器检测动作过程的实时波形并与存储的波形比较，依据二者的差值，再适当对电流进行控制，可进一步减小运作时间的误差。

某些要求更高的高档断路器设有对位移曲线进行即时测量，并与内部储存的曲线对比，依据误差的修正量大小，同比的控制电流使其向期待的方向发展

采用以上的各种方法综合处理，可有效的在使用期内将固合时间的稳定性控制在 $\pm 1\text{ms}$ 内甚至更小范围。

7.1.2 精确的电相位角检测与实时控制

固合时间稳定后，就基本具备了同步开关的基础，但要真正实现同步开关，还需要电路与控制部分作细致的处理。

同步信号的检测：外部提供的同步信号一般取自电压互感器，原理见图 7-2。

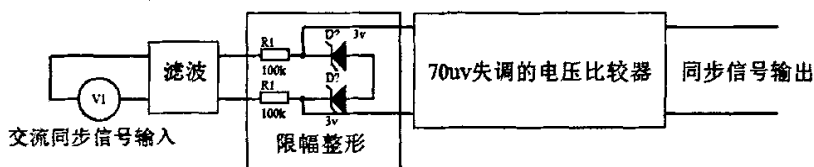


图 7-2 同步信号检测电路

Fig. 7-2 Detection circuit of synchronous signal

前级电路进行低通滤波，是因为输入波形有少量的谐波畸变，限幅整形电路可以将输入电压低于 3v 时不衰减的传递到下级，超过 3v 时限制到 3v ，下级用低失调电压的高精度电压比较器，是为了更精确的检测到过零信号。

精确的检测到同步信号后，还需要高速计算机予以处理，比如控制器选用高档的单片微型计算机，接收到操作指令，检测同步过零信号，按照断路器的固有合闸时间进行延时，在恰当的时刻发出控制指令，并在动作过程中，检测驱动线圈的电流波形或位移信号，进行适当的控制，完全能够完成同步操作。

本文所设计的新型永磁机构，由于传动链有所增长，摩擦副增多，会对永磁机构的分散性有较大影响，但是由于试验中主要考虑机构本身的运动特性，因此样机试验中采用了业已成熟的永磁机构同步控制器，为机构发出合闸、分闸指令。

7.2 新型永磁机构的安装与调整

永磁机构的各个零部件加工完毕后，检查与设计尺寸是否有误差，并进行必要的修正。但是由于加工条件和水平的限制，本机构的样机与设计尺寸仍有较大误差，比如芯轴的加工误差，导致动静铁芯间的最大气隙由 21mm 增大至 24.5mm。因此分闸弹簧的片数将有所增加。在压力试验架上，通过适当增减弹簧的片数，将分闸弹簧的 P_1 值控制在 550N 左右， P_2 值控制在 2200 左右。将分闸弹簧安装到机构中后，在试验机上对机构进行强制分闸试验，通过试验机上得到的压力值加上分闸弹簧的 P_2 值，即得到永磁机构的静保持力约 7000N。

调整好分闸弹簧并测算出静保持力后，安装闭锁系统。先将锁盘与动铁芯用圆头螺栓紧紧固定在一起。然后将锁销、调节环，连同复位弹簧和支撑弹簧插入动铁芯小孔内。调节调节环的位置，在分闸状态时，锁销的上端应伸入内静铁芯的深销孔内至少 3mm，以保证锁销的导向，而锁销的下端必须悬浮于锁栓的燕尾槽面以上至少 1mm，但也不宜超过 3mm，以保证分闸状态时不滑入锁栓的销孔，防止芯轴与动铁芯间被锁死。同时，压缩复位弹簧，模拟合闸位置时复位弹簧上端不要高出动铁芯工作面 3mm，且锁销的下端尽可能多地穿过锁栓。因此，复位弹簧的刚度一般要大于支撑弹簧的刚度。然后将锁栓、止动弹簧装入锁盘，并旋拧加力塞，给弹簧加上一定的预紧力，使锁栓顶在芯轴的楔形槽内，用手轻轻将动铁芯往上托，动铁芯不致于脱开芯轴被静铁芯吸合。

由于加工上的误差，传动系统中的调节螺母无法按预先设计的固定。因此，可以使机构处于合闸位置，将摆脚用手转动至与芯轴端面接触，然后旋拧调节螺母，使其紧紧与摆脚的“脚掌”贴合，这样能够保证芯轴和动铁芯在合闸位置刚好实现再同步。这时即可将螺母固定在拉杆上。然后将机构处于分闸位置，并使摆脚“脚尖”顶在芯轴端面上，用手托起动铁芯运动，直到调节螺母贴合在摆脚“脚掌”面上。分别测量分闸状态时和动铁芯“空走”后动静铁芯间的距离，两者相减即得到动铁芯的“空走”行程。

图 7-3 为调整安装好的新型单稳态永磁机构样机。

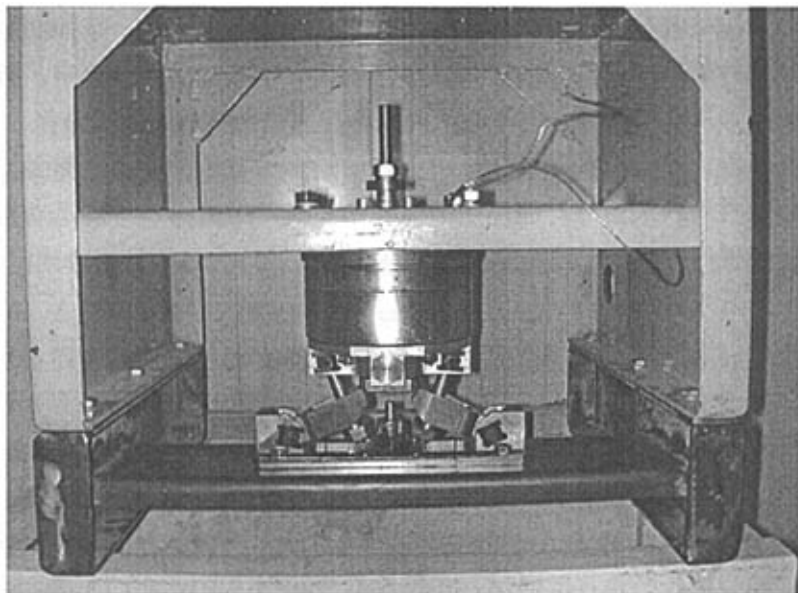


图 7-3 新型单稳态永磁机构物理样机

Fig. 7-3 Prototype of new single-stable PMA

7.3 测试系统的安装与连接

7.3.1 传感器安装

试验中采用的 CWT50-5K 位移传感器，行程 50mm，是一种精密机电一体化元件，用在永磁机构机械特性测试中测量芯轴（动触头）的位移值，在安装中应该遵循以下要求。

传感器由以下几部分组成：本体、滑杆、固定夹板、固定螺柱、接线盒。由于试验条件限制，无法进行带负载试验。因此直接将传感器安装在试验架上，用来测量芯轴的位移。安装时除芯轴方向位移外其他自由度都不应限定，因此安装时应尽量保证芯轴轴线与滑杆轴线间的同轴度，尽量使用传感器中部位置，并固定可靠。确保在测试中传感器本体与静铁芯间不产生相对位移。

试验中，将传感器安装在试验架上，用来测量芯轴的位移，滑杆的运动方向与芯轴的运动方向均为垂直方向。而将断口信号线碰触动铁芯，可以获得动铁芯的启动时刻。

7.3.2 测试平台构成

测试平台包括了工控主机系统、面板显示器及仪表、操作旋钮、输入输出设备及工作台，如图 7-4。

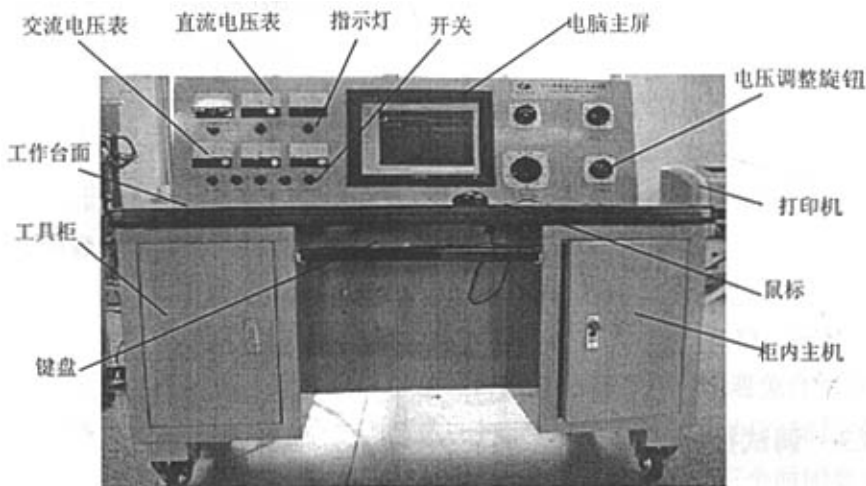


图 7-4 高压开关测试平台

Fig. 7-4 Testing system of HV switches

控制箱硬件构成如图 7-5，主要包括控制器、储能电容、电源盒和连接电缆等。

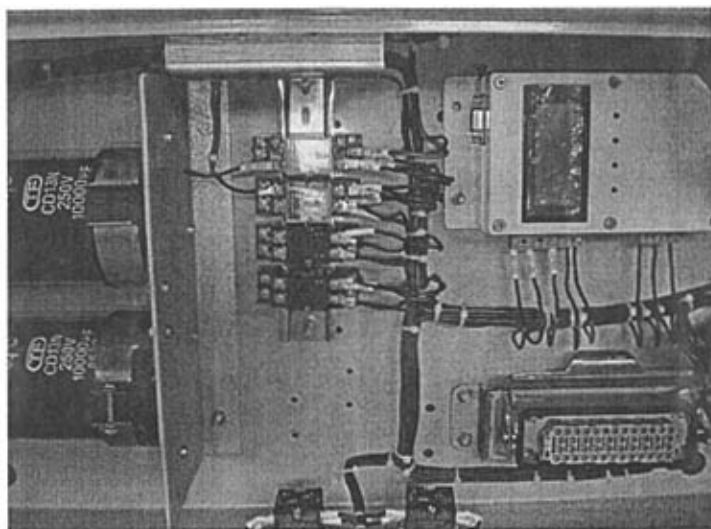


图 7-5 永磁机构控制箱

Fig. 7-5 Control box of PMA

图 7-6 为永磁机构的控制电路简图，激磁线圈的能量由储能电容器 C 提供，并通过功率器件 SCR 来控制其通断。由于动铁芯位移会使永久磁铁的磁场发生改变，故永久磁铁的磁场与激磁线圈的磁场相耦合， M 为两者间的互感。正常状态

下，由控制器控制场效应管 T 导通，电源对电容处于浮充状态；如接到操作指令，控制器先关断 T，再触发可控硅 SCR 使其导通，电容 C 对励磁线圈 L 放电，使永磁机构完成分（合）闸动作。如出现故障，则关断 T，实现闭锁以防止误动作。^[63]

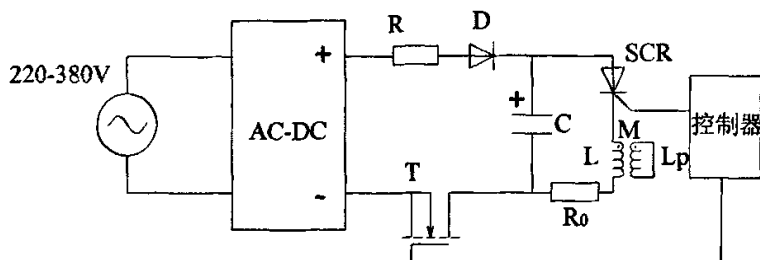


图 7-6 永磁机构控制电路

Fig. 7-6 Control circuit of PMA

7.3.3 调试接线步骤

按照图 7-7 和以下步骤将各个测试仪器装置连接好。

(1) 在机械特性测试仪上，将断口信号采集电缆连接到动静触头的引出端上（试验中用断口信号线测定动铁芯的启动时刻），位移信号采集电缆与位移传感器连接，电流信号采集电缆（即电流钳）连接。

(2) 将 46 芯航空插头与电源箱连接

(3) 用电源线将直流（DC220V）接入 20 芯插座。

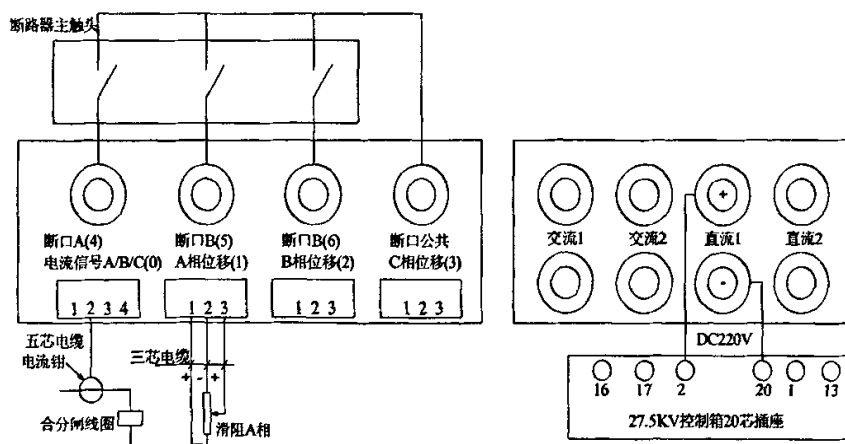


图 7-7 永磁机构测试系统接线图

Fig. 7-7 Cable connection diagram of PMA test system

7.4 测试方法和结果分析

试验的目的包括几个方面：1) 验证系统中各个部件的动作正确性、协同性、灵活性和可靠性；2) 测试动铁芯以及芯轴的启动电流和峰值电流，并与传统机构进行比较；3) 测试芯轴的位移和速度特性。

经过多次的试验，设计的新型单稳态永磁机构均能正常合闸和分闸，且闭锁装置工作正常。试验中采用了宝光真空开关有限公司开发的高压开关机械试验测控系统。系统的测控部分与作为人机界面的系统计算机用 USB 接口连接，实现了断路器测试的计算机全自动化控制。系统的计算机部分对测控部分采集的数据进行分析、分类存储，参考曲线管理和比对，并进行产品的，报表管理等。本试验仅采集了芯轴的位移、线圈的电流以及动铁芯的启动信号。

图 7-8 为本试验需要设置的参数。在合闸时需要设置 T1、T2 和 T3，分别代表首次通电、断电和再通电三个过程，而不是一次性通电到位，可以避免合闸速度过大。分闸时需要设置分闸通电时间。合闸、分闸时都不需要设置动作延时 T0。对于每台永磁机构，都需要通过多次反复试验，然后确定最合适的三个时间参数，以获得最好的机械性能和电气性能。作为新样机的初步试验，以机构正常分闸合闸和各个部件的正常动作为主要目的，对时间常数要求不很严格，因此基本采用了与传统的同等级的永磁机构相同的时间参数，时间常数的单位为 0.032ms。

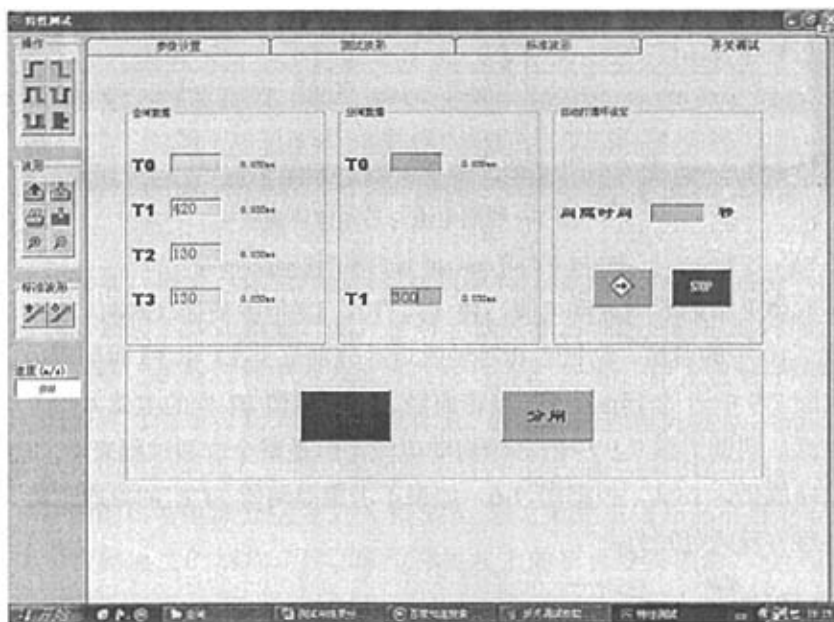


图 7-8 测试系统初始参数设置

Fig. 7-8 Settings of initial parameters

图 7-9 为测得的芯轴位移曲线和线圈电流曲线。图中的两条的光标线 a 和 b 分

别位于动铁芯和芯轴的启动时刻，待动铁芯启动后约 7.8ms 芯轴才开始启动。光标线 a 和 b 与电流曲线分别相交于 A、B 两点，得到动铁芯和芯轴的启动电流分别为 32.9A 和 61.5A。两种电流值均显得比预期值要大，这主要是由于机构的实际最大气隙超过了设计气隙 3mm，导致漏磁严重，这一点将与后面的图 7-11 进行对比说明。位移曲线中间出现一个平台，主要是由于传动系统中速度的变化，特别是凸轮传动比的影响，这一点与第六章仿真得到的速度曲线，中间段趋缓相吻合，也说明可以通过传动部分的改变来调整芯轴的运动速度。从芯轴的运动起点到最大峰值，仅花了 20.9ms 就完成了 24mm 的行程，速度偏快，是由于机构未加触头负载，以及线圈电流增长过快造成的。

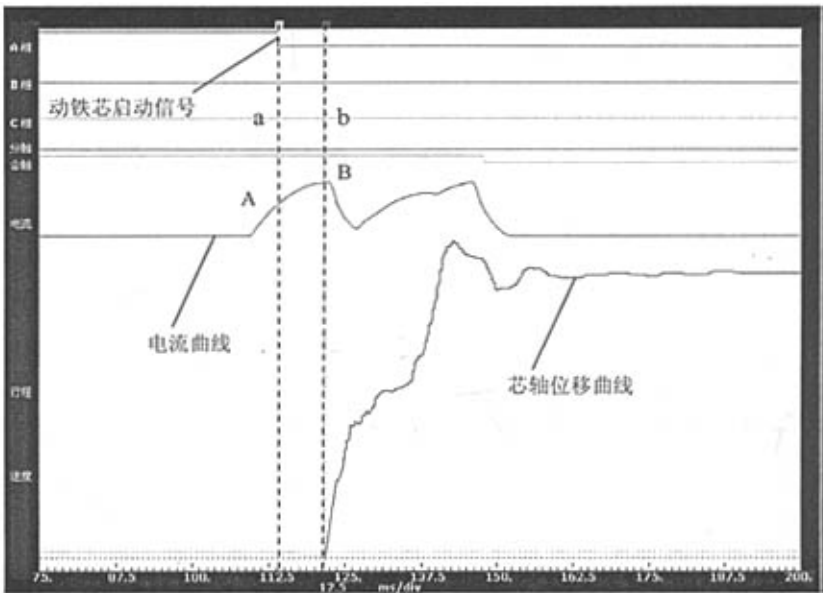


图 7-9 线圈电流与芯轴位移曲线

Fig. 7-9 Coil current and shaft displacement

为了取得更小的芯轴启动电流，将 T1、T2、T3 值改变为 (200, 120, 800)，得到了图 7-10 中的曲线。动铁芯和芯轴的启动分别位于 T1 和 T3 时间段内。芯轴的启动比图 7-9 中迟约 1ms，但如果将启动之前的峰值 P1 处的电流 43.8A 看作芯轴启动电流，则低于图 7-9 中的芯轴启动电流。但是整个合闸过程来看，P2 处的最大电流峰值仍达 62A。根据图 7-6，如果不考虑晶闸管 SCR 的导通压降，线圈回路的电路方程式可写为：

$$\begin{cases} u_c = iR_0 + \frac{d\psi}{dt} \\ \psi = Li + MI_p \\ i = C \frac{du_c}{dt} \end{cases} \quad (7-4)$$

式中 U_C 为电容器两端的电压, i 为激磁线圈的电流, R_0 为激磁线圈的电阻, Ψ 为激磁线圈的磁链, L 为激磁线圈的自感, M 为永久磁铁等效面电流线圈与激磁线圈间的互感, C 为电容器的电容。从式中可以看出, 当永磁机构各组成部件和电容的预充电电压确定以后, 不考虑温度等因素影响时, 决定电流大小和电流变化快慢的只有电容容量。因此, 通过图 7-10 可以看出, 不仅要通过设置三个通断时间常数, 还要通过调节电容容量, 这样是可以减小永磁机构动铁芯、芯轴的启动电流以及整个合闸过程的峰值电流。这项工作需要以后根据该永磁机构的运动特性改进设计现有的控制器, 以便于更加适宜于新机构的调试和运行。

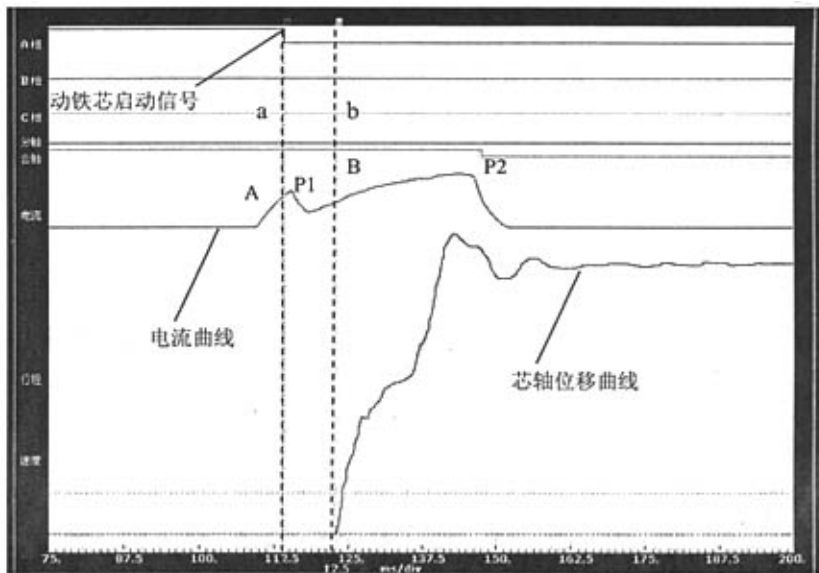


图 7-10 更改时间常数后的线圈电流与芯轴位移曲线

Fig. 7-10 Coil current and shaft displacement when parameters changed

前面已提到, 由于本试验样机与设计气隙相比增大了 3mm, 在分闸位置时线圈伸入动铁芯窗口太少, 漏磁严重, 使得动铁芯和芯轴的启动电流增加。为了验证这一分析判断, 试验过程中人为地将动铁芯垫高 3mm, 即在通电合闸前将动、静铁芯间的实际气隙缩短到 21mm 的设计值, 但芯轴的行程仍然为 24mm。然后按照图 7-8 中的时间参数进行合闸, 得到图 7-11 中的芯轴位移曲线和线圈电流曲线。动铁芯和芯轴的启动电流分别为 26A 和 57A, 较之动铁芯未垫高前启动电流减小。同时, 由于合闸速度的增加, 使芯轴位移曲线上的平台变得很窄, 曲线总体上比较平滑。

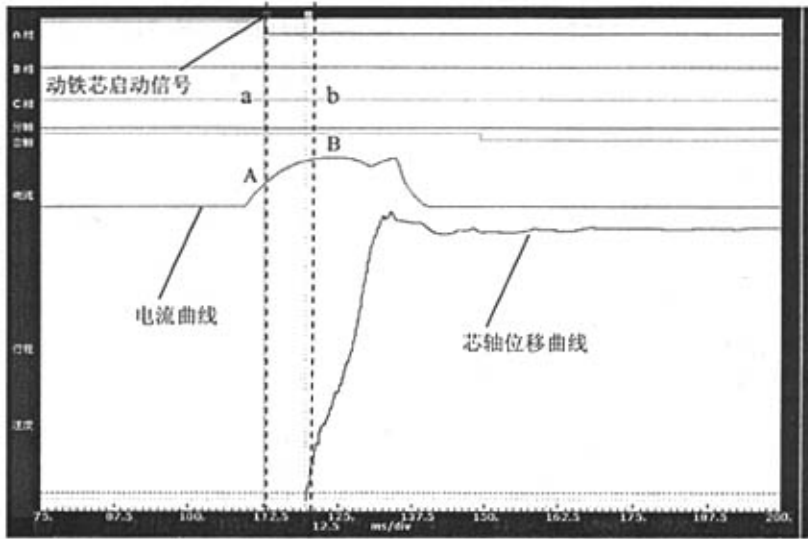


图 7-11 预先提升动铁芯后的线圈电流与芯轴位移曲线

Fig. 7-11 Coil current and shaft displacement when armature lifted

为了与传统的永磁机构进行对比，将新永磁机构的传动装置拆卸掉，并将芯轴和动铁芯锁定在一起，进行合闸试验得到图 7-12 中的曲线。测得的启动电流为 64A。与图 7-9 中的电流相比，芯轴的启动电流有所增加。而与图 7-10 中的芯轴的启动电流相比，传统机构的启动电流要大得多。因此本文所设计的单稳态新机构，机构最大行程不变的情况下，可以减小机构的启动电流，或者在同样的启动电流下可以启动更大行程的永磁机构。如果结合传统系统的设计，适当增大动铁芯“空走”行程，效果将更为明显。

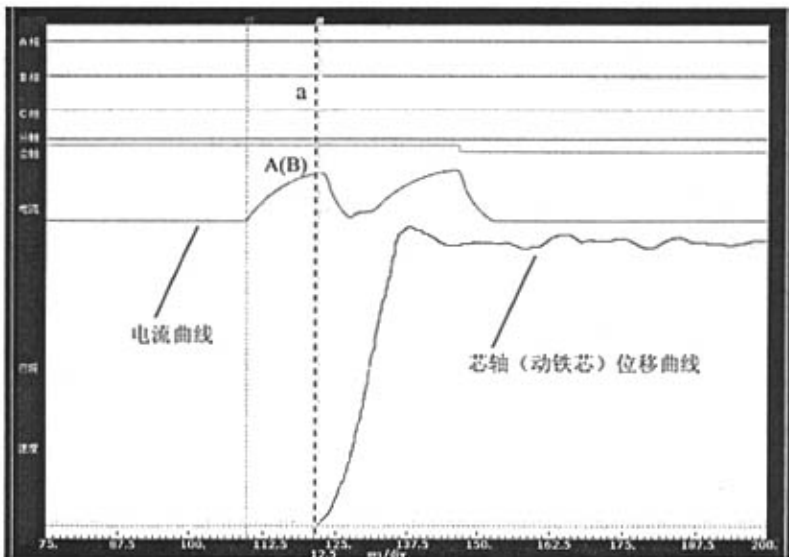


图 7-12 传统运动方式（动铁芯与芯轴锁定）的线圈电流与芯轴位移曲线

Fig. 7-12 Coil current and shaft displacement when armature and shaft locked

当为线圈通以图 7-13 中所示的反向电流时，发出分闸指令分闸后，得到新机构的动铁芯（芯轴）位移曲线。由于分闸时，动铁芯和芯轴锁在一起，与传统的机构运动特点没有区别，可以一起返回到分闸位置。

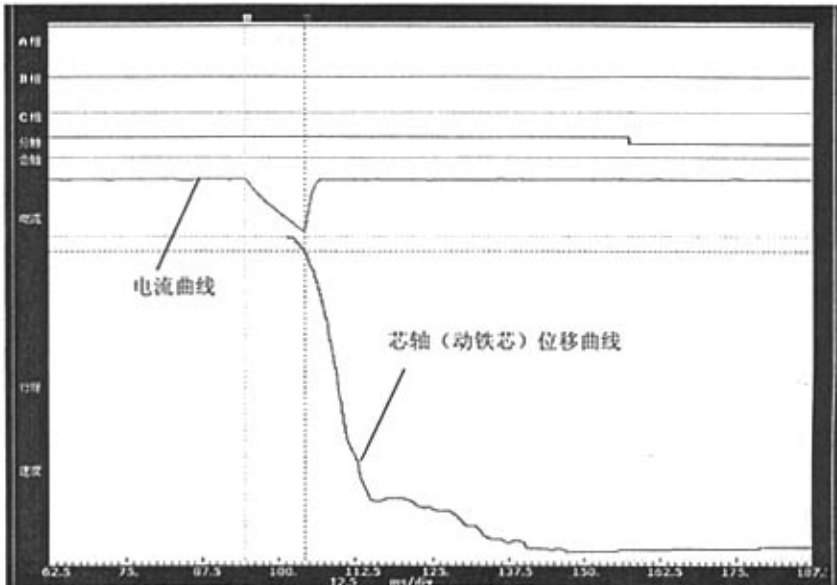


图 7-13 分闸过程的线圈电流与芯轴位移曲线

Fig. 7-13 Coil current and shaft displacement when opening

7.5 本章小结

本章论述了永磁机构的控制原理，并试制了物理样机，对具体的安装与调试过程进行了阐述，同时给出了控制箱的硬件图和电路图。通过机械试验和通电分闸试验，验证了传统系统和闭锁系统动作的可靠性和协同性。

通过高压开关机械试验测控系统，得到了芯轴的位移曲线和线圈的电流曲线。通过分析表明，本文设计的新型单稳态永磁机构的启动电流（43.8A）要低于传统的永磁机构（64A），如果配合更合适的控制测试系统，设置更合适的时间参数，效果会更加明显，并通过改进传动系统，可以增强开关动触头速度的可控性，从另一方面讲，同样的启动电流可以适用于更大开距的配永磁机构断路器，为永磁机构进入更高电压领域做出了十分有意义的探索。试验中也发现，线圈在动铁芯中的嵌入深度对机构的启动影响较大，嵌入越深，有利于减小漏磁。

8 结论

在结合现有研究成果的基础上,建立永磁机构的电磁场理论。充分运用机械、电磁的交叉理论,对机构特性进行了理论分析,并运用计算机辅助技术、虚拟仿真技术对机构进行设计、分析和改进,制作新型单稳态永磁机构的物理样机,并进行特性试验,得出了以下结论:

(1) 目前永磁机构没有成熟的理论和方法体系,本文将一些新方法,新思想融入现有的电磁场理论中,建立起不同形状永磁机构的一般正交曲线坐标系下的统一方程,将分形有限元法的思想运用到电磁场的数值计算中,将几何磁通管分析法引入到永磁机构的磁网络分析中。建立的电磁场理论结合了场与路、解析与数值、静态和动态等方面,为永磁机构的理论完善和创新发展奠定了基础。

(2) 永磁机构的结构会影响永磁体的工作点,在满足机械性能和漏磁要求降低永磁体的磁化方向厚度得到的磁能利用率(即产生单位吸力消耗的永磁体体积)要明显高于改变高度得到的磁能利用率。在满足一定的保持力要求、机械性能和考虑漏磁的基础上,永磁铁本身的形状宜为长条薄片状,既可以节约永磁铁,又可以减小磁路的总磁阻。

(3) 设计的双稳态永磁机构短路环装置,通过理论推导和仿真计算表明,能够在10ms内以小于20A的线圈电流就能实现磁短路,从而比不安装短路环时具有更快的分闸速度和更小的分闸电流。高压永磁机构的行程长,安装磁短路环的空间大,更能体现磁短路环的效果。

(4) 设计的单稳态永磁机构,包括了磁路系统、动力与传动系统、闭锁系统和支撑系统四个主要部分。整体结构紧凑、设计巧妙、智能化动作。采用Pro/E和ADAMS联合仿真技术表明,通过改变动铁芯的“空走”行程和传动关系,可以增强开关触头的速度可控性。通过物理样机试验,验证了这个采用“两步走”运动策略的永磁机构各个部件工作正常,与传统的动铁芯、芯轴一体的传统单稳态永磁机构相比,启动电流可以减小20A以上。电流减小后,也可以减小线圈的体积,进而减小永磁机构的体积。

(5) 动铁芯和芯轴分离的新型单稳态永磁机构,特别适用于大开距的开关。这种永磁机构的研制成功会根本改变永磁机构目前限制于中压领域的局面。本文的研究成果为永磁机构进入更高电压领域进行了十分有意义的探索。

(6) 试验中也发现,线圈在动铁芯中的嵌入深度对机构的启动影响较大。由于条件有限,机构还没有进行带触头负载试验,因此与实际应用还有较大的差距。如何针对新型高压永磁机构扬长避短,完善适宜配套的控制器的也是今后需要研究的方向之一。

参考文献

- [1] 卢芸, 林莘. 双稳态及单稳态永磁操动机构的研究. 沈阳工业大学学报, 2002, 24(2):103-106.
- [2] 游一民, 陈德桂, 孙志强, 等. 方形与圆形永磁机构的比较. 高压电器, 2004, 40(6): 436-438.
- [3] 朱朝敏, 刘凯, 刘新广. 永磁机构在真空断路器上的应用. 电力设备, 2004, 5(12):60-62
- [4] 游一民, 陈德桂, 罗文科, 等. 关于永磁机构中永磁工作点的讨论. 高压电器, 2002, 38(4):39-41.
- [5] 梁慧敏, 翟国富, 罗福彪. 基于有限元法的极化磁系统永磁回复线起始点的虚拟设计. 中国电机工程学报, 2005, 25(9):148-152.
- [6] 苗本健, 王章启, 龚昊, 等. 9000^A-10000N 永磁操动机构的研制. 华通技术, 2004, (1):3-8.
- [7] 王海峰, 徐建源. 永磁操动机构磁场数值计算和结构分析. 高压电器, 2002, 38(1):11-13.
- [8] 游一民, 陈德桂, 孙志强, 等. 基于动态分析的永磁机构最佳设计参数的选择. 电电能新技术, 2004, 23(1):43-46.
- [9] 钱家骊, 徐国政, 窦晓峰. 中压断路器用永磁机构中线圈不同布置的分析. 高压电器, 2000, 36(2):25-28.
- [10] 谭东现, 崔寒, 李岩, 等. 双稳态永磁操动机构在 40.5KV 户内真空断路器上的应用. 高压电器, 2005, 41(2):110-112.
- [11] 廖敏夫, 邹积岩, 段雄英. 基于永磁操动机构的光控模块式多断口真空断路器技术. 高压电器, 2004, 40(1):40-42.
- [12] 张俊民, 徐国政, 钱家骊, 等. 一种永磁操动机构的智能控制与电子驱动装置的研制. 高压电器, 2003, 39(1):27-29.
- [13] 黄瑜珑, 王静君, 徐国政, 等. 配永磁机构真空断路器运动特性控制技术的研究. 高压电器, 2005, 41(5):321-323.
- [14] Zhao Hongqiang, Xu Jianyuan, Shi Fei. Intellectual Driver of Permanent Magnetic Actuator of Vacuum Circuit Breaker Design. Proceedings of XXIst International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum, Yalta, 2004, (2):434-437.
- [15] 王双红, 周理兵. 永磁操作机构电磁设计及其动态特性分析. 华中科技大学学报, 2003, 31(5):75-77.
- [16] Ho Kwon; Kwon, S.-Y.; Ju Lee, et al, A study on the permanent magnet overhang effect in permanent magnetic actuator using 3-dimension equivalent magnetic circuit network method, The Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS. Beijing. 2003:222-225.
- [17] 林莘, 高会军. 永磁操动机构磁场数值计算. 高压电器, 2000, (1):3-6.
- [18] 林莘, 徐建源, 高会军. 永磁操动机构动态特性计算与分析. 中国电机工程学报, 2002, 22(6):85-88.
- [19] 付万安, 宋宝韞. 高压断路器永磁操动机构的研究. 中国电机工程学报, 2000, 20(8):21-26.
- [20] 胡双, 左全璋, 左才科. 永磁机构计算方法的改进. 低压电器, 2003, (1):10-13.

- [21] 林莘, 张浩, 那娜. 真空断路器永磁机构计算与分析. 沈阳工业大学学报, 2005, 27(3):266-269.
- [22] Fugui Liu, Hongyong Guo, Qingxin Yang, et al. An Improved Approach to Calculate the Dynamic Characteristics of Permanent Magnetic Actuator of Vacuum Circuit Breaker. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2004, 14(2):1918-1921.
- [23] W. Chandrasena, P.G. McLaren, U.D. Annakkage. et al. Simulation of hysteresis and eddy current effects in a power transformer. Electric Power Systems Research, 2006, 76(8):634-641
- [24] Kyung Il Woo and Byung Il Kwon. Characteristic Analysis and Modification of PM-Type Magnetic Circuit Breaker . IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40(2): 691-694.
- [25] Philippe Wendling, Vincent Leconte, Patrick Lombard, et al. 3D Motion in Magnetic Actuator Modelling . 39th IAS Annual Meeting , Industry Applications Conference, Seattle, 2004, (3): 2105-2110.
- [26] 马少华, 王季梅. 72.5KV 高压真空断路器永磁操动机构的研究与设计. 中国电机工程学报, 2001, 21(12):109-114.
- [27] Z. Li, L. A. Renforth, D. W. Auckland, et al. Computer Aided Optimal Design of Magnetic Actuator for Autorecloser Application. Fifth International Conference on Trends in Distribution Switchgear: 400V-145kV for Utilities and Private Networks, Conf. Publ. No. 459, IEE, London, 1998.
- [28] 孙海涛, 陈德桂, 李兴文, 等. 真空断路器永磁操动机构的三维有限元分析. 电工技术杂志, 2001, (7):8-10.
- [29] 李岩, 王胜辉, 林莘, 等. 真空断路器永磁机构设计与分析软件的开发. 高压电器, 2003, 39(1):34-36.
- [30] 冯慈璋, 马西奎. 工程电磁场导论. 北京: 高等教育出版社, 2000:146-168
- [31] 俞宏生. 工程电磁场分析与计算. 北京: 人民交通出版社, 1997:1-86
- [32] 游一民. 真空断路器永磁机构的优化设计与电容器组同步关合策略的研究[学位论文]. 西安: 西安交通大学, 2003: 7-24.
- [33] 唐杰, 刘颖, 张然等. 烧结钕铁硼永磁体矫顽力理论及其影响. 材料导报, 2006, 20(40) :61-63.
- [34] 倪光正等. 工程电磁场数值计算. 北京: 机械工业出版社, 2004: 93-171
- [35] R.K.L. Su, A.Y.T. Leung , Three-dimensional mixed mode analysis of a cracked body by fractal finite element method, International Journal of Fracture, 2001, 110 (1): 1-20.
- [36] Xiaoyun Liao, G Gary Wang. Employing fractals and FEM for detailed variation analysis of non-rigid assemblies. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2005. 45(4): 445-454
- [37] R.K.L. Su, H.Y. Sun ,A.Y.T. Leung . Determination of crack tip asymptotic stress field by fractal finite element method. Computational Fluid and Solid Mechanics. 2003: 662-665
- [38] Guang-Di Hu, P. D. Panagiotopoulos, Panagouli, O. Scherf and P. Wriggers. Adaptive finite element analysis of fractal interfaces in contact problems. Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, 2000,182(1): 17-37
- [39] Peter R. Massopust. Fractal functions and their applications. Chaos, Solitons & Fractals, 1997,8(2) : 171-190.
- [40] Xuegui Zhu, Yi Wang, Jianming Zan, et al. Application of fractal theory in generation and

- refinement of finite element mesh, *Applied Mathematics and Computation*, 2006, 175(2):1039-1045
- [41] 谢和平, 薛秀谦. 分形应用的数学基础与方法. 北京: 科学出版社, 1997
- [42] 胡瑞安, 胡纪阳, 徐树公. 分形的计算机图象及其应用. 北京: 铁道出版社, 1995
- [43] 林莘. 永磁机构与真空断路器. 北京: 机械工业出版社, 2002:19-107.
- [44] 邹继斌, 刘宝延, 崔淑梅. 磁路与磁场. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版, 1998:43-76
- [45] 曾和清, 稀土永磁发电机电磁设计及磁钢工作图的确定. 邵阳高等专科学校学报, 1999, 12 (1) :20-29
- [46] 陈继忠, 张一鸣, 谢建波等. 真空断路器永磁操动机构的磁路分析与计算. 中国电工技术学会第八届学术会议论文集. 中国电力出版社, 2004:207-212
- [47] 李钟明, 刘卫国等. 稀土永磁电机. 北京: 国防工业出版社, 1999:26-39.
- [48] 唐任远等. 现代永磁电机理论与设计. 北京: 机械工业出版社, 1997:37-61.
- [49] Kang Jong-Ho, Bae Chae-Yoon, Jung Hyun-kyo. Dynamic behavior analysis of permanent magnetic actuator in vacuum circuit breaker. *The Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2003. Beijing:100-103.*
- [50] 杨武, 荣命哲, 王小华, 等. 考虑电动力效应的高压断路器动力学特性仿真分析. 中国电机工程学报, 2003, 23(5):103-107.
- [51] 游一民, 陈德桂, 候建新, 等. 永磁操动机构的发展与应用. 高压电器, 2003, 39(6):54-56.
- [52] 孙弋, 马志瀛, 金立军. 应用电磁开关阀实现断路器智能操作分闸速度调节. 电网技术, 2000, 24(7):17-20.
- [53] 魏本纪. 双稳态永磁操动机构与真空断路器的特性配合问题探讨. 高压电器, 2002, 38(1):27-30.
- [54] 李庆扬, 王能超, 易大义. 数值分析(第三版). 武汉: 华中科技大学出版社, 1986.
- [55] 游一民, 陈德桂, 张银昌, 等. 真空断路器关合速度与预击穿对同步关合的影响研究. 电工技术学报, 2004, 19(7):85-89.
- [56] 邹寿华. 浅谈高压真空开关的机械参数及其调试. 广东电力, 1999, 12 (5) :40-44
- [57] 徐国政, 张节容, 钱家骊等. 高压断路器原理和应用. 北京: 清华大学出版社, 2000:324-350.
- [58] 李泉凤. 电磁场数值计算与电磁铁设计. 北京: 清华大学出版社, 2002:198
- [59] 方大千, 电工速算手册. 福建: 福建科学技术出版社, 2003:540-548.
- [60] 龚曙光, 谢桂兰等. ANSYS 操作命令与参数化编程. 北京: 机械工业出版社, 2004:1-5.
- [61] 谢进, 万朝燕, 林立杰等. 机械原理. 北京: 高等教育出版社, 2004: 57-64.
- [62] 陈立平, 张云清, 任卫群等. 机械系统动力学分析及 ADAMS 应用教程. 北京: 清华大学出版社, 2005:112-233.
- [63] 丁富华, 邹积岩, 段雄英等. 采用数字信号处理器的永磁机构同步控制系统. 电网技术, 2005, 25 (19) :39-44.

作者简介

作者于 1998 年毕业于西南石油大学机械设计及自动化专业, 获学士学位; 1998 年至 2000 年于中石化四机石油机械公司工作; 2003 年毕业于西南石油大学机械设计及理论专业, 获硕士学位; 2003 年至今于北京交通大学电力系统及自动化专业攻读博士学位。

博士学习期间发表的论文包括:

1. Application of fractal theory in generation and refinement of finite element mesh, Applied Mathematics and Computation, 2006(175). (SCI/EI: 042ZB/ 06179839151)
2. 为提高分闸能力的永磁操动机构的研究与设计, 中国电机工程学报, 2006(7). (EI: 06239925888)
3. 基于单纯形法的神经元 PID 控制器学习参数优化, 系统仿真学报, 2006(11)
4. 永磁机构的研究与发展, 高压电器, 2006(5)
5. On-line Monitoring of Pressure in Vacuum Interrupters, IEEE transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2007(3). (排序 3) (SCI)

博士学习期间申请的专利:

1. 伸缩式动铁芯永磁机构. 申请类型: 发明专利. 申请号: 200710063600.2. 申请日期: 2007.2.6
2. 单稳态自锁式变气隙永磁操动机构. 申请类型: 发明专利. 申请号: 200710120485.8. 申请日期: 2007.8.20