

“十二五”国家重点书
新概念动能武器系列丛书

电磁感应线圈炮 原理与技术

向红军 编著

兵器工业出版社

内 容 简 介

本书共分 11 章。第 1 章主要介绍了电磁感应线圈炮的研究背景、发展历史、特点分类、技术现状及其发展趋势；第 2 章主要介绍了单级感应线圈炮、多级感应线圈炮、含续流支路感应线圈炮的工作原理和静态特性；第 3 章主要介绍了感应线圈炮的分析方法，包括基本参数的求解方法和有限元软件使用方法；第 4 章主要介绍了感应线圈炮的磁场、涡流场和电磁力基本特性；第 5 章主要介绍了不同电枢速度下，电枢感应电流和电磁力的变化特性以及电枢的加速特性；第 6 章主要介绍了感应线圈炮的触发策略和具体的实现方法；第 7 章主要介绍了感应线圈炮的发射效率分析和影响发射效率的因素；第 8 章主要介绍了不同电枢初速下感应线圈炮主要参数的动态特性；第 9 章主要介绍了基于正交试验法的感应线圈炮参数灵敏度分析及优化设计方法；第 10 章主要介绍了感应线圈炮的测控原理和基本参数测试方法；第 11 章为展望。

本书可供从事电磁发射技术研究的科研工作者阅读，并对高等院校、科研院所的博士生、硕士生与本科生也有一定的参考价值。

图书在版编目 (C I P) 数据

电磁感应线圈炮原理与技术 / 向红军编著. — 北京:
兵器工业出版社, 2015.12
(新概念动能武器系列丛书 / 李治源主编)
“十二五”国家重点出版物出版规划项目
ISBN 978-7-5181-0172-6

I. ①电… II. ①向… III. ①电磁炮 IV. ①TJ866

中国版本图书馆CIP数据核字(2015)第290958号

出版发行: 兵器工业出版社

发行电话: 010-68962596, 68962591

邮 编: 100089

社 址: 北京市海淀区车道沟 10 号

经 销: 各地新华书店

印 刷: 北京圣夫亚美印刷有限公司

版 次: 2015 年 12 月第 1 版第 1 次印刷

责任编辑: 林利红

封面设计: 揽胜视觉

责任校对: 郭 芳

责任印制: 王京华

开 本: 710 × 1000 1/16

印 张: 12.75

字 数: 230 千字

定 价: 48.00 元

(版权所有 翻印必究 印装有误 负责调换)

《新概念动能武器系列丛书》

编审委员会

主 编：李治源

副主编：胡金锁

顾 问：王 莹

编 委：	李小鹏	向红军	赵科义	张明安
	张 倩	张亚东	周国印	陈庆昌
	褚庆国	胡森哲	雷 彬	李 兵
	李 超	李惠元	林秀梅	吕庆教
	王育维	杨 帆	俞海燕	辛建国
	石志彬	王晓方	卢志刚	李金胜
	樊向武	金 灿	王志刚	

丛书序言

人类的军事科技发展历史几乎与人类的历史一样漫长，在漫长的发展过程中，人们总是将最先进、最前沿的科学技术首先应用到军事领域，创造出各种各样的武器。从最早的石头、标枪、弓箭开始，直到如今门类齐全、类型众多的新概念武器。

武器的最终目的是杀伤敌人、毁伤目标。从目前的毁伤技术来说，尽管定向能（高功率微波武器和强激光武器）、声能（次声和噪声武器）、生物能（基因武器）、化学能（化学武器）和核能（核武器）等新型毁伤技术不断发展，但受到国际政治、战场环境、作战对象和毁伤效能等各方面的影响，尚难以广泛应用于军事行动；而动能毁伤以其针对目标广泛、毁伤范围可控、毁伤时效快速等特点，使得动能武器成为武器装备发展的主流。因此，以动能毁伤为目标的各类新概念动能武器受到了世界各国的重视也成为了目前新概念武器研究领域的热点，特别是以电能为发射能源的电磁发射动能武器技术方兴未艾。20 世纪 80 年代，电磁轨道炮首次实现了超高速发射，经过不懈努力，电磁轨道炮的最大炮口动能已超越现役的大口径火炮，高功率脉冲电源、轨道烧蚀和刨削等关键技术也已基本突破，随着高功率脉冲电源小型化技术、一体化弹药技术和系统集成与热管理技术的不断进步，新概念动能武器将在不久的将来率先实现军事应用。

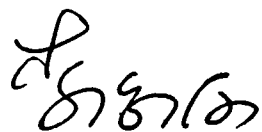
在新概念动能武器发展过程中，我国紧跟世界兵器科学发展动态，从最开始的动态跟踪、理论探索、验证试验，到今天成为国际电磁发射技术委员会中的重要成员，前后经历了 30 多年的漫长过程。多年来，几代人本着“科技强军”的理想，自力更生，艰苦奋斗，为发展我国新概念动能武器技术，增强我国国防力量做出了无私的奉献，也培育、锻炼了一支成熟的高素质队伍。同时，也可以预见，要实现新概念动能武器的军事应用，还需要继续坚持不懈的努力，克服一系列的科学难关，同时也需要一大批年轻的、杰出的人才投入这个领域，为发展我国的兵器科学而奋斗。

本丛书的编写，既是系统总结 30 多年来积累的宝贵财富，为从事新概

念动能武器研究的专业技术人员提供借鉴和参考，也可为刚进入这一领域的科学工作者提供帮助以尽快熟悉本领域的情况，在较高的起点上开展工作，也能作为与本专业有关的院校、研究所和部队的教学参考材料。

本丛书主要涵盖了电热化学发射技术、电磁轨道发射技术、电磁线圈发射（弹射）技术、电磁装甲防护技术的概述、原理、应用及相关理论与关键技术。

在本丛书的编写过程中，得到了有关单位和领导的大力帮助和支持。主要拟稿者都是本领域各单位具有扎实理论功底和丰富实践经验的学术带头人和技术骨干。经过反复审校、修改补充，本丛书终于编印出版，对参与本丛书编写、出版的所有人员在此一并表示衷心的感谢。

A handwritten signature in black ink, consisting of stylized Chinese characters, likely the author's name.

前 言

电磁发射技术作为继机械能、化学能发射技术之后出现的一种新型发射技术，其在军事领域的应用将推动兵器技术发生革命性变化。电磁感应线圈炮作为电磁发射技术的一种应用形式，具有其自身鲜明的特点。经过广大科研工作者的长期努力，目前已对电磁感应线圈炮的相关理论内涵、技术基础和工程实践方式都有了一定的认识。笔者作为众多从事电磁发射技术研究者中的一员，在电磁感应线圈炮研究方面有一点粗浅的认识和体会。为进一步推动电磁发射技术进步，笔者在清华大学袁建生教授的鼓励和帮助下，在整理、分析前人研究成果的基础上，结合自身在电磁感应线圈炮研究方面的收获，编写此书，以期为广大电磁发射技术领域的科研工作者或爱好者提供互相交流借鉴、促进提高的“引玉之砖”。

全书共分为11章，主要由向红军编著，赵科义参与编写第4章，课题组雷彬、吕庆敖、张倩、关晓存、池小平、周志广等亦有贡献，在此向他们的付出表示衷心的感谢。

本书所涉及的内容只是电磁感应线圈炮技术研究中的阶段性成果，还存在许多不完善的地方，同时由于笔者水平有限，书中难免有疏漏和谬误之处，恳请读者批评赐教。

向红军

2015年12月

目 录

第1章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 电磁炮分类及原理	2
1.2.1 电磁轨道炮	2
1.2.2 电磁重接炮	3
1.2.3 电磁线圈炮	4
1.3 电磁炮的发展简史	5
1.4 电磁感应线圈炮技术研究现状	8
1.4.1 电枢受力与加速特性	8
1.4.2 多级触发控制技术	12
1.4.3 驱动线圈设计	14
1.4.4 感应线圈炮参数分析	17
1.5 电磁感应线圈炮发展趋势	17
1.5.1 电磁迫击炮	18
1.5.2 电磁弹射飞机	19
1.5.3 导弹电磁弹射	20
1.5.4 引信动态模拟试验	21
1.5.5 火炮电磁增程	23
第2章 电磁感应线圈炮基本原理与静态特性	24
2.1 电磁感应线圈炮基本原理	24
2.2 单级感应线圈炮工作原理及模型	27
2.2.1 等效电流环模型	27
2.2.2 电流丝模型	30
2.3 多级感应线圈炮工作原理及模型	35
2.4 感应线圈炮充放电回路基本特性	39
2.4.1 充电回路基本特性	40
2.4.2 放电回路基本特性	42
2.5 含续流支路的感应线圈炮	44

第3章 计算及分析方法	47
3.1 数值计算方法	47
3.1.1 电阻计算方法	48
3.1.2 自感计算方法	50
3.1.3 互感计算方法	55
3.2 有限元分析方法	58
3.2.1 有限元方法基本原理	58
3.2.2 Ansoft 软件使用简介	61
3.2.3 Ansoft 软件分析示例	69
第4章 感应线圈炮磁场特性	73
4.1 感应线圈炮的控制方程	73
4.2 感应线圈炮磁场及涡流场特性分析	74
4.2.1 电枢和驱动线圈同轴时的有限元分析	74
4.2.2 电枢和驱动线圈非同轴时的有限元分析	81
第5章 感应线圈炮加速特性	85
5.1 电枢感应电流特性	85
5.1.1 感生电流变化特性分析	86
5.1.2 动生电流变化特性分析	91
5.1.3 合成电流变化特性分析	92
5.2 电枢受力与反向点变化特性	94
第6章 触发策略与实现方法	97
6.1 触发策略及触发位置确定方法	97
6.1.1 考虑电枢速度的触发策略	97
6.1.2 最佳触发位置计算方法	100
6.2 不同触发位置加速效果	102
6.3 触发策略实现方法	104
6.3.1 触发位置与电枢速度的数值关系	105
6.3.2 触发策略实现中的软硬件关键技术	107
第7章 发射效率分析	116
7.1 理想发射效率与实际发射效率	116
7.2 影响发射效率的参数	120
第8章 参数动态特性	121
8.1 驱动线圈长厚比	121
8.2 驱动线圈匝数	123

8.3 电容量	126
8.4 电容电压	129
8.5 级间距离	132
8.5.1 耦合作用形式	132
8.5.2 耦合因素分析	134
8.5.3 耦合效应仿真分析	137
第9章 电磁感应线圈炮优化设计	143
9.1 优化设计方法	143
9.1.1 设计原则	144
9.1.2 设计步骤	144
9.2 82mm 线圈炮设计实例	146
9.2.1 参数灵敏度分析	146
9.2.2 参数优化	150
9.2.3 工程约束处理	152
第10章 测控与诊断技术	156
10.1 测控系统	156
10.1.1 现场总线控制系统	157
10.1.2 虚拟仪器技术	163
10.2 参数测试方法	165
10.2.1 脉冲电流的测量	165
10.2.2 充电电压测量	172
10.2.3 电枢加速度测量	174
10.2.4 驱动线圈应变测量原理	176
第11章 展望	178
11.1 电磁感应线圈炮的技术瓶颈	178
11.1.1 储能密度及规模	178
11.1.2 触发开关的适时响应	179
11.1.3 驱动线圈的强度	179
11.1.4 高过载和强磁场环境的适应性问题	180
11.2 电磁感应线圈炮相关技术研究	180
11.2.1 高温超导技术	180
11.2.2 电磁兼容技术	182
11.2.3 强磁体技术	182
11.3 我国电磁感应线圈炮研究设想	183

11.3.1	近期目标和长远规划协调发展	183
11.3.2	集中优势力量加快科研攻关	184
11.3.3	基础研究和试验验证并行不悖	184
参考文献		185

第1章 绪 论

1.1 引 言

所谓发射 (Launch), 就是在较短时间内用较大的功率把物体推进到一定速度, 在空间飞向目标。发射器 (Launcher) 是指发射物体的装置。

发射技术和人类历史是同步发展的, 在冷兵器时代, 由于科学技术的落后, 只能使用机械能发射, 例如弓箭、弩、抛石机等。机械能发射器是借助人体肌肉的力直接抛射物体或储存势能然后抛射物体的一类发射器, 是把一种机械能 (如势能) 变成另一种机械能 (动能) 的发射器。机械能发射器能量变换过程简单, 抛射物体所用的能量也原始和易得, 但它为发射提供的脉冲功率小, 因此难以把物体发射到高速度, 一般在每秒几米到几十米范围内。

后来, 随着能源的进步, 我国在 14 世纪发明了火药, 使发射技术进入到化学能发射时代。化学发射器是利用相关化学推进剂燃烧 (化学反应) 产生气体推进物体到高速度的, 其实质是利用化学能发射物体。典型的化学能发射器有火枪、火炮、火箭和冲压加速器等。化学能发射器是一种把化学能变为发射体动能的能量变换器。由于化学推进剂储能密度较高 (有时高达 55MJ/kg), 且化学反应 (燃烧) 较快, 因此化学能发射器能提供较高的功率, 能把物体发射到较高的速度, 一般达到每秒几百米到千米。与冷兵器相比, 发射物体的初速至少被提高了两个数量级。然而, 传统化学发射器 (如火炮) 由于自身的局限性, 其发射弹丸初速一般不能超过 2000m/s 。为实现弹丸高初速精确发射, 电磁炮发射技术日益得到重视。电磁炮是一种将电磁能转换为弹丸或电枢动能的发射装置。与常规的化学火炮相比, 电磁炮具有如下特点:

(1) 初速大, 射程远。电磁炮采用电能作为能源, 从理论上讲, 只要能源足够大, 就能把弹丸 (或大质量的有效载荷) 加速到超高速 ($\geq 2.5\text{km/s}$), 这是目前常规火炮弹丸难以达到的。因此电磁炮具有初速高、射程远、威力大的特点。

(2) 可实现“三无”发射, 隐蔽性好。电磁炮将电能转换为弹丸的动能, 发射过程不需要发射药、火药等含能材料, 因此在电磁炮炮口不会产生很大的噪声、烟雾和光, 可实现“三无”(无声、无烟、无光) 发射, 因此具有更好的隐蔽性和战场防护及生存能力。

(3) 可控性好。电磁炮可根据打击目标的性质和距离, 通过调整电源的储能来自由调节弹丸的初速和射程, 可控性非常好。

(4) 成本低, 后勤负担小。从发射能源的成本来看, 常规火炮的发射药产生每兆焦耳能量需 10 美元, 而电磁炮只需 0.1 美元, 而且电磁炮还可以省去火炮的药筒和发射装置, 故而质量轻、体积小、结构简单、运输及后勤保障等方面更为安全可靠和方便。

(5) 响应速度快。电磁炮的初速很高, 从发现目标到发射首发弹药击中目标所需要的时间非常短, 可以起到“首发制敌”“首发命中”的目标。

除此之外, 不同的电磁炮还具有自身的一些特点。正是电磁炮技术具有传统火炮无可比拟的技术优势, 因而被视为是继机械能到化学能的跨越式发展之后, 人类历史上发射技术的又一次革命, 成为目前国内外研究的热点。

1.2 电磁炮分类及原理

电磁炮的种类很多, 但是按照工作原理, 大体上可分为三类: 包括电磁轨道炮、电磁重接炮和电磁线圈炮。下面将分别简要介绍三种电磁炮的基本构成和工作原理。

1.2.1 电磁轨道炮

电磁轨道炮又可以分为简单轨道炮、串联增强轨道炮、分布馈电式轨道炮等。尽管轨道炮的结构不同, 但是其基本原理都和简单轨道炮相同。为此只简要介绍简单轨道炮的结构组成和工作原理。

简单轨道炮主要由一对平行的金属导轨、可以沿导轨滑动的电枢(或其他发射载荷)、高功率脉冲电源、大功率触发开关等组成, 如图 1-1 所示。电枢在两轨道之间, 根据需要, 可以选择不同的形状和金属材料。两金属导轨必须是良导体, 其材料能耐腐蚀和磨损, 且应有良好的机械强度。这种导轨常常镶嵌在高强度的复合材料绝缘筒内, 共同形成炮管。导轨的功能除了传导大电流外, 还用于导向电枢或弹丸运动, 导轨中的电流主要由脉冲功率电源提供, 电流一般可达到 10^6 A 量级。

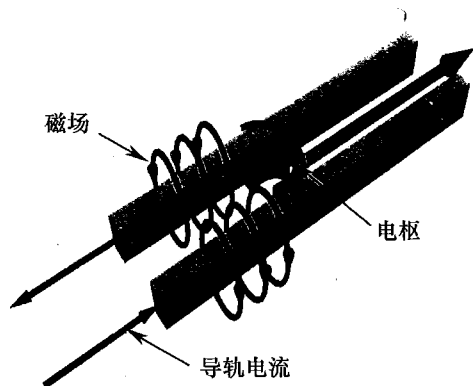


图 1-1 简单轨道炮原理结构

其工作原理主要是利用脉冲电源放电向轨道中注入脉冲大电流，从而在导轨和电枢构成的回路中产生脉冲强磁场，使得带电电枢在磁场作用下受到电磁力的驱动而被发射出去。

理论上，只要脉冲功率电源提供的电流足够大，就可以将电枢加速到非常高的速度，但由于电枢和轨道之间存在机械接触，在大电流、高温、高压、高速等条件下，轨道会产生严重的烧蚀或刨削，如图 1-2 所示。经过多次发射后，轨道的发射性能将显著下降，从而严重降低轨道炮的使用寿命，这也是制约电磁轨道炮技术一直没有得到工程化应用的关键难题之一；此外，轨道发射效率相对较低，理论上最大发射效率不超过 50%。

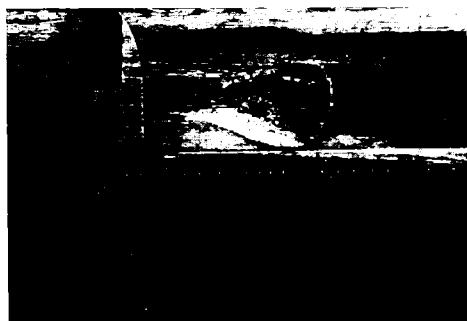


图 1-2 轨道表面的刨削损伤

1.2.2 电磁重接炮

电磁重接炮的研究始于 20 世纪 80 年代，从本质上，它是一种特殊的线圈炮，同时它是一种无管炮，发射过程中不存在过热和烧蚀现象。电磁重接炮工作原理如图 1-3 所示。电磁重接炮主要由驱动线圈、发射体和高功率脉冲电源构成。发射前，非导磁金属材料制成的发射体置于驱动线圈

某一个合适的初始位置,脉冲功率电源向驱动线圈放电产生磁场,磁力线见图1-3,由于发射体的存在,磁力线会被截断,使其空间分布发生改变,但发射体尾部的磁力线会重新结合,弯曲的磁力线有拉直的趋势,这种拉直的力量会推动发射体向前运动。电磁重接炮的理论加速效率较高,而且发射过程中不需要炮管,电枢和载荷的形状比较灵活,因而电磁重接炮技术被认为是非常具有发展潜力的研究方向之一,但因其技术比较复杂,投入较大,系统的控制和配合较为困难,因此目前仍然处于研究的初级阶段。

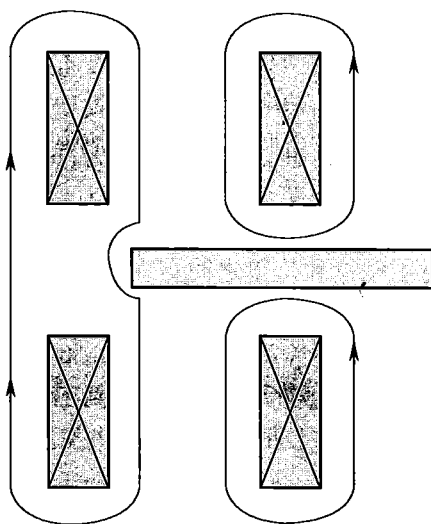


图1-3 电磁重接炮工作原理

1.2.3 电磁线圈炮

magnetic traveling wave

电磁线圈炮是一种利用脉冲或交变电流产生磁行波来驱动带有线圈或电枢的弹丸的发射装置,它利用驱动线圈和弹丸线圈(电枢)间的磁耦合机制工作,本质上是一台直线电动机。电磁线圈炮的种类非常多,按照工作原理可以分为电刷换向线圈炮、感应线圈炮、磁阻线圈炮等;按照储能方式可以分为电感储能线圈炮、电容储能线圈炮、脉冲交流发电机储能线圈炮等。其中电容储能型感应线圈炮具有结构简单、电枢和驱动线圈之间无机械接触、可发射大质量载荷、发射效率高等优点,具有非常广阔的应用前景,是当前国内外研究的热点。因此以电容储能型感应线圈炮为例,简要介绍其工作原理。

电容储能型单级感应线圈炮工作原理如图1-4所示,主要由驱动线

圈、电容器组、触发开关、非导磁金属电枢等组成。其工作过程为：首先利用充电设备（例如充电机）对储能电容器组进行充电，使储能电容器组带有一定的电能，然后闭合触发开关，使储能电容器组对驱动线圈瞬间放电，在驱动线圈中产生脉冲大电流，并激发脉冲磁场，脉冲磁场在金属电枢中感应出电流，如果电枢的初始位置合适，感应电流在磁场作用下，会使电枢受到电磁推力的作用而加速运动。

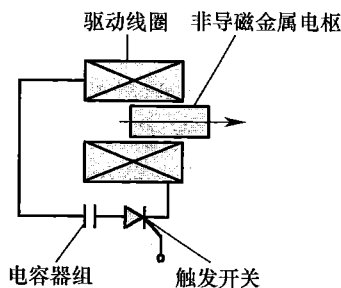


图 1-4 电容储能型单级感应线圈炮工作原理

1.3 电磁炮的发展简史

电磁炮最早出现在 1845 年，由哥伦比亚学院的 Charles 教授采用电池供电，制作了一个小型的电磁线圈炮装置，并利用它将金属棒抛射到 20m 的地方。1901 年，挪威的奥斯陆大学的 Brikeland 获得了世界上第一个“电火炮”专利，使用线圈发射器把 500g 重的弹丸加速到了 50m/s。之后，法国、美国和英国都相继开展试验研究。但由于受到储能、材料、控制等相关技术的限制，线圈炮的研究一度陷入低潮，甚至得出了“电磁发射根本不可行”的结论。20 世纪 70 年代，在澳大利亚国立大学工作的 Marshall 博士利用单极发电机供电，采用 5m 长的轨道把 3g 的弹丸加速到了 5.9km/s，这是电磁发射技术史上具有里程碑意义的成果。至此，许多国家开始关注电磁发射技术的军事应用。1983 年，里根总统授权科学家和工程委员会论证电磁发射作为反核弹导弹的可行性，并把其列入国防关键技术。1980 年，首届电磁发射技术国际会议在美国召开，之后，每隔 1~2 年都会召开一次电磁发射技术国际会议。效仿美国，欧洲各国为推动电磁发射技术的进步，也建立了“欧洲电磁发射技术讨论会”制度，第一届会议于 1988 年 9 月在荷兰的德尔夫特召开。自 1997 年，这两个会议合并举行，电磁发射会议已成为观察当今世界电磁发射技术发展的窗口。到目前为止，已经举办了 16 届国际电磁发射技术会议，世界各国从事电磁发射技术的科研人员共聚一堂，交流电磁发射技术领域的最新成果，极大地促进了电磁发射技术的发展。1986 年，苏联利用 80 级线圈炮，将 9g 的圆筒形弹丸加速到了 1.56km/s，1993 年，美国制造一台类似的多级线圈炮，将 150g 的弹丸加速到 1km/s。

20 世纪 90 年代, 桑迪亚国家实验室设计了 50mm 口径的 40 级线圈炮试验装置, 在室温条件下, 利用 10kJ 的储能, 将 340g 的铝制弹丸发射到 406m/s, 其测试的目标是将 200 ~ 400g 的弹丸加速到 1000m/s。之后, 还相继设计了不同类型的线圈炮, 其技术指标和试验数据如表 1-1 所示。

表 1-1 桑迪亚国家实验室设计的线圈炮和试验数据

电 枢		驱动线圈		炮口初速	
直径/mm	质量/g	长度/m	加速级数	速度/(m/s)	能量/kJ
25	10	0.44	10	317	0.5
131 × 112 (方形)	139	2.3	14	1004	70
47	237	1.6	35	1000	119
140	5000	0.8	6	335	281

进入 21 世纪以来, 电磁发射技术的军事应用前景更加明确, 研究的目标更加清楚, 相关的储能、控制、大功率开关技术都得到了较快发展, 电磁发射技术研究也进入了一个新的快速发展阶段。目前, 国外开展线圈炮研究的国家有美国、俄罗斯、英国、澳大利亚等, 其中以美国的技术最为先进, 并主要集中于美国的桑迪亚国家实验室 (Sandia National Laboratory, SNL) 和美国德克萨斯大学的高技术研究所 (Institute for Advanced Technology, IAT)。

为了将电磁线圈炮应用于“未来战斗系统”, 2007 年, 桑迪亚国家实验室基于电磁迫击炮的军事应用, 研制了 45 级的 120mm 口径的电磁线圈炮, 每个驱动线圈 15 匝 ($42\mu\text{H}$, $10\text{m}\Omega$), 由各自的电容器组按顺序激励, 每一级所存储的能量约为 160kJ。由于该炮的所有线圈都相同, 所以对电容器组的电容和电压都进行了调节 (第 1 级电容器组为 8.5mF , 第 45 级为 0.8mF), 从而使电流升压时间与电枢穿过特定线圈的时间保持一致, 通过电容和所需的储能确定了其电容器组的电压 (炮尾处为 6kV, 炮口处为 20kV), 使电容器组向驱动线圈输送 65 ~ 95kA 的电流脉冲。通过该试验装置, 实现了将 18kg 改装后的迫击炮训练弹发射到 424m/s 的目标, 炮口动能 6MJ, 发射时间 14ms, 加速行程 2.1m, 发射效率约 22%。

同年, 美国的密苏里大学哥伦比亚分校和美国海军研究实验室对小电流、高效率、应用于中低速度的线圈炮进行了研究, 并研制了实体弹丸螺旋线圈发射器试验装置, 利用口径 40mm、长 750mm 的螺旋线圈发射器将约 500g 的弹丸发射到了 150m/s, 峰值电流为 12 ~ 14kA, 峰值电压为 400 ~ 800V, 发射效率高达 32%。

分析近年来国际电磁发射技术会议的相关文献,可以看出,美国的电磁线圈发射技术研究有两个发展目标:一是初速可精确控制的低速电磁线圈迫击炮,利用6MJ的能源,使用45级驱动线圈,将口径为120mm、弹质量为18kg的弹丸加速到420m/s;二是高速炮,主要是超远程火力支援线圈炮,目标是利用203MJ的能源,使用466级驱动线圈,将口径为155mm、弹质量为20kg的弹丸加速到2500m/s。其中,电磁线圈迫击炮主要由桑迪亚国家实验室负责,主要分为三个阶段:第一个阶段为小尺寸试验,已经完成,证明了关键性的设计决策和有关缩比模型研究结果的正确性;第二个阶段为全尺寸试验,于2007年完成,主要展示利用45级驱动线圈发射质量为18kg的M934迫击炮训练弹,实现炮口初速420m/s;第三个阶段为工程化研制阶段,目前尚不知进展情况。

除了美国,俄罗斯也在电磁炮方面开展了研究。1994年俄罗斯应邀第一次参加在美国加州举行的第7届国际电磁发射技术研讨会,得到较高的赞誉。1996年4月在美国马里兰州的巴尔的摩举行的第8届国际电磁发射技术研讨会上,全面地介绍了苏联和俄罗斯有关电磁发射的理论研究和实验情况。俄罗斯在电磁发射方面的研究分为两个方向:一是研究在较大范围电脉冲作用下,多种固体弹丸的发射实验,其目的是为了设计和提高高功率脉冲电源及大电流开关装置的性能;二是探索新的可以提高发射速度和发射效率的发射器,其研究主要集中于多级线圈炮、多级导轨炮、层叠式串联增强型导轨炮及供电电源。

在线圈炮方面,俄罗斯于1995年进行了10级线圈炮实验。线圈炮炮管长1.3m,每级驱动线圈的内径是60mm,外径是110mm,长是100mm,共20匝,线圈材料为青铜。弹丸采用绕制结构,前部呈圆锥状,尾部呈圆筒状,圆筒外径57mm,总长130~160mm,材料为铝合金($2.7\text{g}/\text{cm}^3$)。线圈炮使用的脉冲电源由储能5MJ的电感存储器提供,驱动线圈电流不超过100kA。实验过程中,可将0.5~1kg的弹丸加速到0.5~0.7km/s,从静止开始算起,平均加速效率为10%~12%。

我国在电磁发射技术方面的研究起步比较晚,1987年,新概念、新原理兵器课题组在提供的兵工情报研究报告《新概念、新原理兵器的发展与分析》一文中,将电磁推进装置列为八项新概念兵器之一。

1995年,军械工程学院的王莹教授在深入系统地分析国内外电磁发射技术研究现状的基础上,编著出版了《电炮原理》一书,这是当时国内第一本系统介绍电磁发射武器的理论书籍,为后来电磁发射技术的研究提供了理论参考。

1996年,中国工程物理研究院研制了口径60mm、长0.6m的电容储

能型感应线圈发射器,利用 32kJ 的储能将 1kg 的弹丸加速到 60m/s,为线圈炮的工程设计研究打下了基础。但在此之后的一段时间里,由于受到储能密度和规模、材料等相关配套技术的限制,线圈炮一直处于跟踪研究和基础理论研究阶段,没有开展大规模发射装置的研制和试验研究。1999 年,王莹教授的博士研究生李军获得了首个由国际电磁发射技术专业委员会设立的“Peter Kemmey 青年学业成就奖”。王莹教授还和 Marshall 合著了两本关于电磁发射技术的英文专著:《The Physics of Electric Launch》、《Railguns: the Science and Technology》。

2004 年,在王莹教授的大力倡导和积极协调下,由中国电工技术学会电磁发射委员会主办的首届电磁发射国际学术会议在中国召开,进一步激发了大家开展电磁发射技术研究的热情。此后,每隔一年召开一次电磁发射技术国际会议,2012 年北京召开了第 16 届国际电磁发射技术会议,奠定了我国在国际电磁发射领域的重要地位。

文献显示,近些年来,部分高校、研究所都加大了电磁发射技术方面的理论、仿真或试验研究。2007 年,哈尔滨理工大学的高俊山博士在国防科工委科学研究项目的资助下,开展了“三级电磁推进模型及系统研究”,主要对磁化弹丸行波线圈炮进行了研究,并研制了三级微型发射试验装置,对电磁发射机理、数学模型进行了验证性试验。

清华大学也曾对电感储能型线圈炮开展了研究,建立了串联充电-并联放电型电感储能单级脉冲感应线圈炮的系统模型,并进行了仿真分析,在此基础上搭建了小型发射平台进行试验研究。

1.4 电磁感应线圈炮技术研究现状

电磁感应线圈炮作为电磁线圈炮家族的重要成员,是当前国内外研究的热点之一。综合分析近十年在感应线圈炮技术研究方面的国内外文献资料可知,研究的领域涉及感应线圈炮的多个方面,本节重点从感应线圈炮中电枢受力与加速特性、多级触发控制技术、驱动线圈设计、感应线圈炮参数分析等几个方面介绍其研究现状和存在的不足。

1.4.1 电枢受力与加速特性

电枢是线圈炮的重要组成部分,其材料、形状和结构尺寸等都会对发射效率产生影响。目前研究的线圈炮电枢主要包括实体电枢、绕制电枢和一体化电枢三类,分别如图 1-5 ~ 图 1-7 所示。

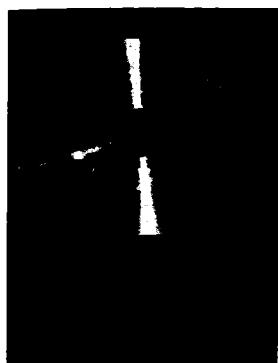


图 1-5 实体电枢

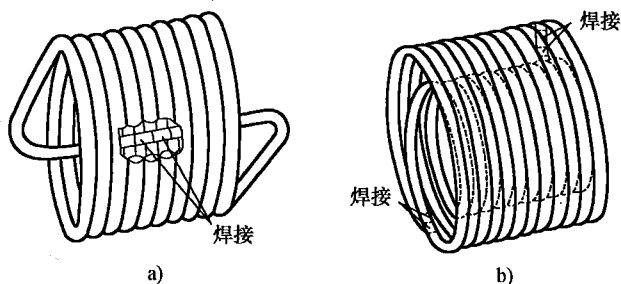


图 1-6 绕制电枢

a) 单层绕制电枢; b) 多层绕制电枢



图 1-7 一体化电枢

实体电枢结构简单, 机械强度高, 一般选用不导磁、电导率高的金属材料制成, 例如铝、铜等。实体电枢是原理验证试验或基础研究中经常采用的电枢类型, 1977 年麻省理工学院的 Kolm H. H. 等人研制并建成了基本质量发射器 (Basic mass driver) 试验装置, 这是最早的同步感应线圈炮的原型, 它采用的就是圆筒形纯铝电枢。美国桑迪亚 (Sandia) 国家实验室在 1986—1993 年进行了一系列的感应线圈炮试验, 也都是使用纯铝或铝合金的实体电枢。但是实体电枢也存在缺点, 由于趋肤效应的存在, 电枢截面上的感应电流分布并不均匀, 发射效率相对较低。

绕制电枢又可分为单层绕制电枢和多层绕制电枢。为了构成电流回路, 单层绕制电枢必须自身短路。因此它可用长导线绕制, 首尾在电枢中心线上互连即可。对单层绕制电枢也进行过类似的电磁有限元分析, 结果表明绕制电枢的电磁学特性优于实体电枢。这是由于绕制线圈内的感应电流能分布均匀, 可使电枢的温升降低一个数量级, 效率提高到 40% 以上, 而实体电枢的机电转换效率只有大约 15%。但是单层绕制电枢也有一些缺点: 一是需要加支撑结构, 而且为使绕组首尾在中心线上互连, 支撑结构必须是空心圆筒状; 二是绕制电枢制作工艺复杂, 尤其在高速发射时, 其机械设计和制造都将成为关键。可见, 相比实体电枢, 其机械特性要差

一些。

将两个螺旋线圈同轴套在一起,并将它们对应的端子焊接起来,则构成了多层绕制电枢。多层绕制电枢能够很好地解决单层绕制电枢支撑体结构的缺陷问题。在多层绕制电枢中,可用实心圆柱体作其支撑结构。此时由外压力作用在实心圆柱体上引起的应力可减小一半,许用磁场相应提高。

一体化电枢是充分考虑实战运用的一种弹药雏形,是未来军事应用的最终形式,主要涉及复合材料的发射性能研究,目前还处于研究的初步阶段。2007年,为适应电磁迫击炮的军事需求,美国陆军装备研究、开发与工程中心(ARDEC)将120mm口径的M934迫击炮训练弹改装成为电磁迫击炮弹,如图1-8所示。



图1-8 120mm M934 电磁迫击炮弹

在电枢的加速方面,意大利科研人员 Giancarlo Becherini 曾对一体化电枢的陀螺稳定性进行了研究,采用两种线圈结构,使电枢在轴向加速过程中可同时作旋转运动,研究表明,通过增加旋转线圈可以实现电枢飞行过程中的旋转稳定性,但同时会增加结构的复杂性,而且旋转磁场和轴向加速磁场会相互影响,从而减小电磁推力,此外还将有一部分能源消耗到电枢的旋转运动上。2004年,桑迪亚国家实验室对电枢发射性能进行了研究,分别分析了有源电枢(即电枢由电容器组或外部电源供电)和无源电枢(即完全采用感应电流工作),分析结论表明,有源电枢可以使电枢的加速更加稳定,而且可以解决电枢中感应电流的衰减问题、减小线圈炮的长度,但是会使电枢的结构更加复杂、工程应用比较困难,不适于作为高速运动的电枢使用。2007年,军械工程学院曾对电枢的形状进行了研究,分别分析了圆柱体、半球体、锥形电枢的发射性能,最后得出结论:圆柱体的电枢可以得到更高的发射效率。军械工程学院、西北机电工程研究

所、海军航空工程学院都对电枢的受力进行了分析,后者还建立了磁—结构耦合的数学模型,并用有限元进行了仿真,两者研究结果都表明:电枢的涡流密度、所受电磁力和结构变形在电枢的尾部最大,最大应力值位于电枢后端内侧,并随着电枢厚度的增加,电枢的最大应力值逐渐减小,所以在设计电枢时,其后端要采取加固措施以提高强度。北京特种机电技术研究所的张朝伟博士对由铝、铜、银等混合材料构成的电枢进行了分析,研究结论表明:混合材料电枢的结构较绕制电枢简单,而感应电流的分布优于实体电枢,特别是发射该种电枢的感应线圈炮的效率更高,因此混合材料电枢可以成为一种更有前途的电枢。

从以上分析可知,目前对电枢的研究主要集中在电枢的应力分布、结构、形状等方面,对于电枢在驱动线圈内的加速过程或特性研究比较少。国内学者曾通过对单级感应线圈炮的动态特性分析,提出了小于 $1/2$ 周期加速设计方法,认为对电枢起加速作用的驱动线圈的电流主要集中在其第一半周期内,即加速作用时间小于驱动电流的 $1/2$ 周期,并分析了电枢的运动位置与驱动线圈放电电流之间的关系,如图 1-9 所示。

该学者认为,在驱动线圈电流的 OC 段,电流不断增大,所以电枢中的磁通也相应增大,根据电磁感应定律,电枢中的感应电流与驱动线圈电流反向,因此在 OC 段,电枢做加速运动。同时,同时还认为在 CD 段,由于驱动线圈电流为下降趋势,驱动线圈电流产生的磁通也

呈现下降趋势,根据电磁感应定律,电枢中的感应电流与驱动线圈电流同向,即电枢中的感应电流发生了反向。由于电枢自身电感的存在,根据电路原理可知,其感应电流的反向不可能立即完成,存在过渡过程,因此 CD 段,电枢仍然做加速运动。这种分析方法和思路对研究电枢在驱动线圈中的加速过程具有非常重要的意义,但得到的结论还存在不完善的地方。

事实上,在 OC 段,尽管驱动线圈的电流在增大,使得电枢中的磁通有增大的趋势,但实际上,由于电枢远离驱动线圈,耦合进入电枢中的磁通也有减小的趋势。因此影响电枢中磁通的因素有两个:一是驱动线圈的放电电流;二是电枢的运动,而该结论没有考虑电枢的运动引起的磁通变

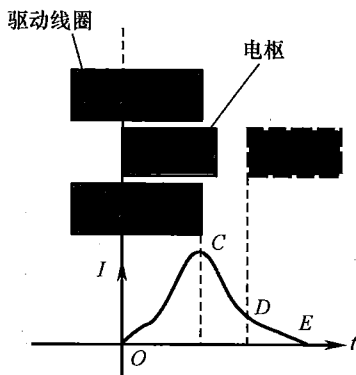


图 1-9 电枢位置与驱动线圈放电电流之间的关系

化。所以认为电枢在 OC 段一定做加速运动, 必须存在一个前提, 即电枢的初始速度非常低, 驱动线圈电流引起的磁通增加量要大于电枢运动引起的磁通减小量。

因此, 深入分析影响电枢中磁通变化的各个因素, 给出电枢中感应电流的变化特性, 掌握电枢在驱动线圈中的加速特性, 对分析线圈炮的触发控制策略、指导线圈炮设计都具有重要意义, 也是未来研究的一个方向。

1.4.2 多级触发控制技术

由于受到驱动线圈材料的绝缘强度和机械强度、电容储能、触发开关的耐压和通流能力等影响, 单级感应线圈炮的加速能力非常有限。要想实现电枢(载荷或者弹丸)的超高速发射, 就需要利用多个驱动线圈对电枢进行连续加速, 其中每个驱动线圈都采用独立的电容器组供电。因此当电枢运动到驱动线圈何位置时, 驱动线圈电源开始触发放电是多级感应线圈炮研究的关键。

通常定义驱动线圈中心面和电枢中心面之间的距离为触发位置, 能使线圈炮发射效率最高的触发位置被称为最佳触发位置。国内外研究均表明: 对于每级驱动线圈, 都存在一个最佳触发位置, 只有当电枢运动到该位置时, 驱动线圈同步触发放电, 电枢才可能达到最大的发射效率, 这就是感应线圈炮中的同步触发技术。研究还对储能电容器电压、电容量、电枢速度和载荷质量参数等对最佳触发位置的影响进行了分析。根据最佳触

发位置理论分析结果, 选择合适的触发控制策略, 设计合理的触发控制系统, 实现最佳位置触发对提高电磁发射效率具有非常重要的作用。

目前, 美国在其 120mm 口径的电磁迫击炮研制中, 采用了 94GHz 的多普勒雷达进行电枢位置和速度的检测, 并输出触发信号以实现同步触发, 如图 1-10 所示。但由于雷达设备的价格昂贵, 不适于普遍



图 1-10 配备 120mm 电磁线圈迫击炮的跟踪测速雷达

使用和装备。目前的研究中主要采用了以下两种方式: 一是光电位置触发; 二是延时触发。

1. 光电位置触发

光电位置触发的工作原理如图 1-11 所示。在每两级驱动线圈之间的炮管上开孔安装激光管和光电管, 两者的中心对正安装。发射开始时, 所

有驱动线圈之间的激光管全部通电发光,光电管接收激光管发射的光信号形成光通路,并将光信号转换成 TTL 高电平信号,传输给触发控制板。第 1 级驱动线圈的触发放电采用手动控制,触发放电后,电枢开始向前运动,当电枢的头部运动到相邻两个驱动线圈之间的激光管所在位置时,将光信号截断,使得光通路断开,光电管发出 TTL 低电平信号,并传输给触发控制板,电枢继续向前运动,当电枢的尾部离开激光管安装位置时,光通路继续导通,使得触发板再次接收到 TTL 高电平。触发控制板中的微控制器检测到电平由低向高跳变的上升沿时,发出触发控制信号,触发开关同步触发放电,实现多级感应线圈炮的触发控制。

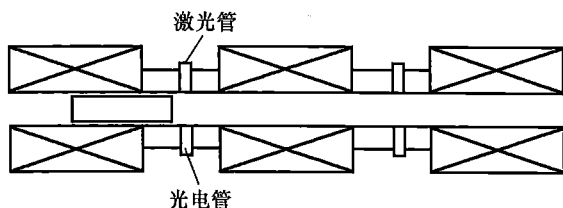


图 1-11 光电位置触发原理

2. 延时触发

延时触发的原理比较简单,其工作原理如图 1-12 所示。主要是通过仿真或试验确定不同电枢初速对应的最佳触发位置,并估算出电枢运动到每级驱动线圈的最佳触发位置所需要的时间,如图 1-12 中的 t_0 、 t_1 、 t_2 分别为第 1 级、第 2 级、第 3 级驱动线圈的触发延迟时间。电枢发射后,触发控制器中的计时器开始计时,当计时达到设定的延迟时间时,触发控制器发出触发控制信号,对应的驱动线圈触发放电。

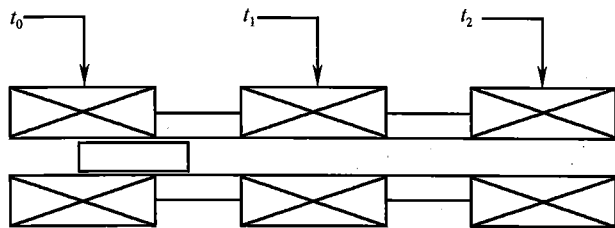


图 1-12 延时触发原理

以上两种触发方式都有各自的优缺点,第 1 种触发方式通过检测电枢的位置实现触发,控制精度较高、抗干扰能力强,但是由于激光管和光电管安装的位置固定,只能实现固定初速下电枢的同步触发。如果因为调整上一级储能电容器的初始电压而改变了电枢进入本级驱动线圈的初始速度,则本级驱动线圈的最佳触发位置会相应发生改变,而光电位置检测不

能自适应这种变化,因而就不能实现同步触发。

第2种触发方式相对比较灵活,可以通过将仿真或试验的数据存储到触发控制器中,构成触发延时数据库,系统可自动根据第1级的充电电压计算出电枢进入第2级时的速度,从而查询数据库得到第2级驱动线圈的触发延迟时间,同理可以计算第3级、第4级……直到全部触发完毕。但这种方式存在较大的累积误差,大量的累积误差会使得预设的触发延迟时间与实际差异太大而造成系统同步触发的失败,因而控制精度较低。

1.4.3 驱动线圈设计

驱动线圈是电磁感应线圈炮的关键部件,也是线圈炮研究中的难点。驱动线圈不仅要具有良好的电气特性,同时也要具有较高的机械强度和绝缘强度,确保其在发射过程中的电动力作用下能保持良好性能。

从20世纪80年代至今,桑迪亚国家实验室设计了多种驱动线圈结构。1992年,桑迪亚国家实验室对驱动线圈的设计目标是:发射过程中可使弹丸获得200MPa的平均有效弹底压力,可将直径200mm、质量60kg的弹丸加速到3.5km/s的速度。设计要求:同时存在的机械、电磁和热应力的分布要均匀,减少驱动线圈的弹塑性变形和具有较高的电能与动能的转换效率。先后分析了4种驱动线圈的结构:单相多匝螺旋驱动线圈、多相巢状驱动线圈、多层编织线绕制的驱动线圈和带有冷却通道的驱动线圈。

单相多匝螺旋驱动线圈结构:驱动线圈由宽1.27cm、厚1.1mm的铜带绕制而成,驱动线圈的内半径为3.1cm,外半径为4.4cm,轴向长度为2.8cm,相邻驱动线圈中心之间的轴向距离为4cm,驱动线圈的匝数为21匝,自感为30 μ H,储能电容器的充电电压为15kV,驱动电流的峰值40kA,驱动线圈外围加固体采用凯夫拉/环氧复合材料(Kevlar49/epoxy composite)制成,驱动线圈两端的挡板采用G-10绝缘材料,如图1-13所示。分析表明这种线圈具有足够的机械强度,自身能够承受径向载荷,容易加工,便于散热,但电流主要集中在圈的内表面,导致内表面出现很高的局部温度和机械应力。

多相巢状驱动线圈结构:为了减少温度应力的集中,设计巢状的驱动线圈,如图1-14所示。这种驱动线圈所用导线厚度比电流的趋肤深度还小,这种驱动线圈结构有助于减小导体的温升和应力集中。尽管这种线圈比螺旋线圈性能较好,但线圈在高温、大应力情况下的绝缘仍是个问题。

多层编织线绕制的驱动线圈结构:为了减小温升和轴向压力,设计了多层编织线绕制的驱动线圈,通过采用绞合线代替单根导线来实现。分析表明,多层绞合线绕制成的驱动线圈能显著减小应力和温升。最终,选择

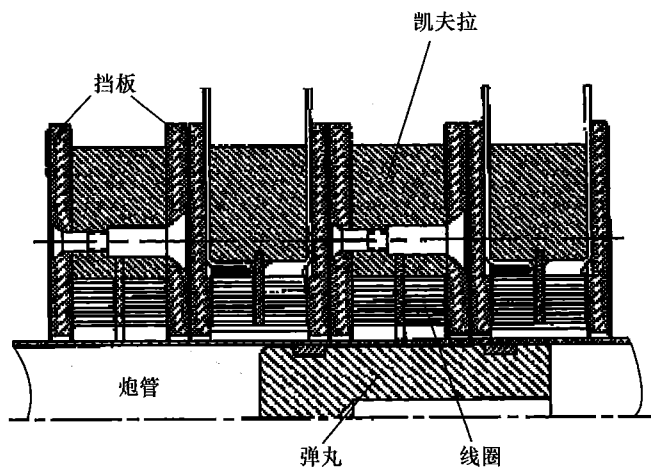


图 1-13 单相多匝螺旋驱动线圈

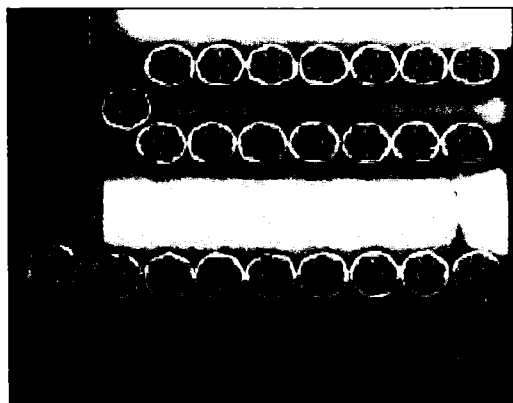


图 1-14 多相巢状驱动线圈

增强型多芯圆截面编织电缆来绕制驱动线圈。驱动线圈是由两根绞合线并行且相差 180° 进行绕制，绕制 3 层约 11.5 匝，内径为 57mm，外径为 114mm，长度为 40mm，每一层绕组被屏蔽层约束，且屏蔽层是由陶瓷纤维组成。层与层之间用热缩性的圆柱形聚氯乙烯和聚烯氢来进行绝缘，如图 1-15 所示。绕制完成之后对驱动线圈进行干燥和安装，驱动线圈的环氧树脂灌封是在真空装置里进行的。这种线圈在试验过程中，可

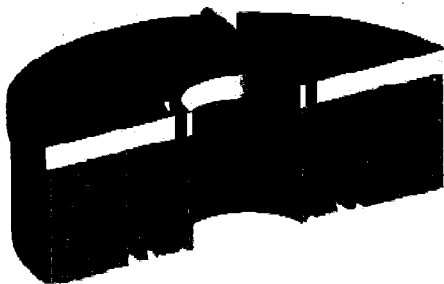


图 1-15 多层编织线绕制的驱动线圈

使电枢底部的平均压力达到 150MPa，将口径 47mm、质量 237g 的电枢加速到 1km/s 的速度。

带有冷却通道的驱动线圈结构：带有冷却通道的驱动线圈如图 1-16 所示，它是由桑迪亚国家实验室为 120mm 口径的电磁线圈迫击炮试验装置研制的。这种驱动线圈在绕制时，先将绕制导线穿入一制冷管道内，然后一起绕制导线和制冷管道，制冷管道流过制冷剂，这样可以有效减少驱动线圈的温升。

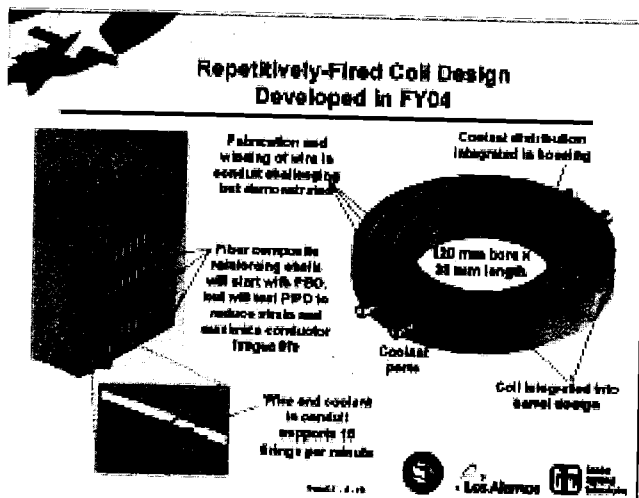


图 1-16 带有冷却通道的驱动线圈

Ronald J. Kaye 分析了驱动线圈的几何形状与电磁力的关系。理想的螺线管状驱动线圈，其径向应该是非常细的，轴线方向应该是非常短的。为了使线圈电流和电枢内感应电流之间的磁耦合最大，应保持线圈内的电流的平均半径尽可能接近电枢内的感应电流半径，因而线圈的径向应该非常细。由于电磁推力与轴线方向线圈与电枢环路电流之间的互感梯度成正比，因此当线圈的轴向尺寸比其直径相对较短时，沿轴线方向上的互感梯度最大。当然，真正的线圈也需要填充物、支撑结构，如果需要重复发射，还需要冷却剂。

桑迪亚国家实验室分别在 2006、2007 年度报告上写出驱动线圈下一步发展目标：在驱动线圈设计上，①进一步改进驱动线圈层与层之间的填充物的强度 [p-phenylene-2, 6-benzobisoxazole (PBO)-filament-wound]，使其在 20℃ 时弹性模量为 200GPa，分析驱动线圈的使用寿命，得出在应力为 3.5GPa 条件下的循环寿命为 10000 次；②为了能够重复发射，设计驱动线圈冷却系统，并进行了热量控制系统的设计；③进一步加强驱动线圈匝与

匝、层与层之间的绝缘强度；④设计驱动线圈应变控制寿命评估系统。

1.4.4 感应线圈炮参数分析

影响感应线圈炮发射效率的因素很多，这些因素互相关联、相互影响，掌握不同参数和发射效率之间的关系是感应线圈炮设计的基础。针对单级感应线圈炮，目前已分析了弹丸配重对感应线圈炮最佳触发位置的影响，并得出如下结论：弹丸配重对最佳初始位置影响很大，随着配重增加，最佳初始位置增大（即电枢和驱动线圈中心面之间的距离增大）、出口速度降低、效率降低。同时还分析了电容器参数对发射效率的影响，研究表明增大电容器容量或电压都可以提高电枢的出口速度，但是效率并不一定提高，只有实现参数与系统的匹配，才可能得到较大的发射效率。触发位置对感应线圈炮的发射效率也会产生影响，研究表明：感应线圈炮的每一级驱动线圈都存在最佳触发位置，随着电枢速度的提高，最佳触发位置会使得驱动线圈和电枢之间距离减小。目前，国内外对线圈炮参数的分析不够全面，只对部分参数开展了研究，而且大多只分析了单个参数对发射效率的影响，对电枢的入口速度、参数和效率之间的关系分析的很少，有的通过数值仿真尽管给出了结论，但对产生这一现象的原因没有进行深入分析；同时，在影响多级感应线圈炮发射效率的众多因素之间，各个参数对发射效率产生影响的灵敏程度没有开展研究。因此开展考虑电枢速度情况下，各参数对发射效率的影响及其变化趋势对多级感应线圈炮的参数设计具有重要意义。

1.5 电磁感应线圈炮发展趋势

基于电磁感应线圈炮所具有的超高速、射程远和效率高等优点，其在军事、民用和航天领域都有着非常广阔的应用前景，如表1-2所示。

表1-2 电磁发射技术的应用

军 用						民 用									
战略 反导 —— 防天	战术 反导 —— 防空	海军 应用 —— 反导 舰炮	陆军 应用 —— 反装 甲	空军 应用 —— 航炮	拦截 卫星 —— 电磁 拦截器	航天 应用 —— 航天 电磁 发射	超导 电磁 推进 船	核料 处理	模拟 宇宙 飞船 重返 大气 层	模拟 陨石 和飞 船或 行星 碰撞	电磁 悬浮	电磁 压力 成形	电磁 制动	材料 研究	应急 运输

从表1-2可以看出，感应线圈炮在未来的高技术战争中具有十分广泛

的军事应用,不仅可用于战术层面,而且还可用于战略层面。在战术层面,可用于电磁线圈迫击炮、电磁发射导弹、远程火力支援、电磁增程、飞机及无人机的电磁弹射、要地防空反导。在战略层面,可用于未来空间战武器系统,不仅可部署于天基平台,用于空间卫星间攻防,同时还可对空中、陆地和海洋上的重要作战目标实施打击,而且还可将其部署于陆基平台和舰艇平台对陆、海、空、天中的军事目标实施战略打击。

根据当前国内外在感应线圈炮技术方面的研究现状可知,尽管感应线圈炮技术已经研究数十年,在储能电源、控制、驱动线圈的寿命等方面都取得了很大进步,但是还有许多关键技术尚待突破,尚未得到工程应用,其未来的发展趋势将呈现螺旋式推进的特点。在不久的将来,其应用将主要集中在以下5个方面。

1.5.1 电磁迫击炮

由于触发开关在响应时间方面存在的局限性,短期内实现电枢的超高速发射还不太现实,但是用于发射中低初速的迫弹,非常具有潜力。迫击炮主要用于对步兵提供近距离支援,对于射弹初速和射程的要求都较低,所以一些国家将电磁迫击炮看作是电磁武器走向广泛应用的初级阶段;希望通过发展电磁迫击炮,特别是将电磁发射技术应用于“未来战斗系统”非直瞄迫击炮来进行探索。目前,美国国防部预先研究计划局正在大力推进120mm口径的电磁迫击炮实验室演示项目,专门为下一代“未来战斗系统”研制车载式非直瞄电磁迫击炮。其设计的电磁线圈迫击炮的构想如图1-17所示。

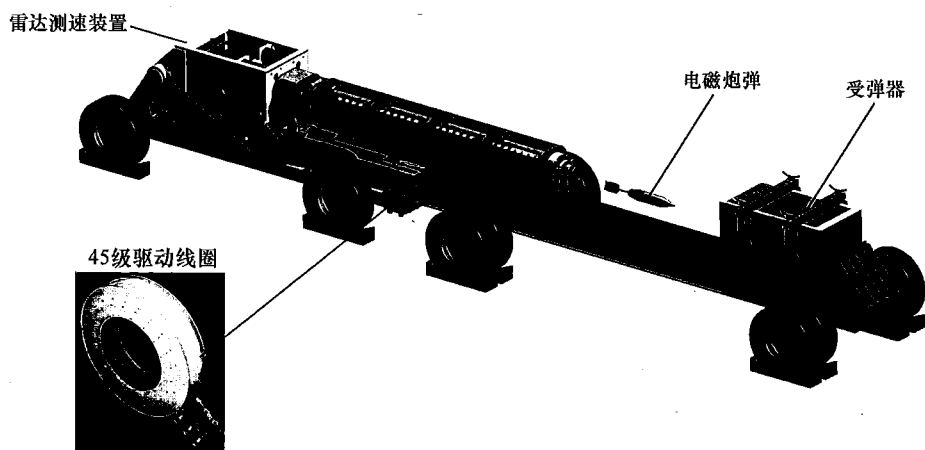


图 1-17 电磁线圈迫击炮设计构想

1.5.2 电磁弹射飞机

目前航空母舰主要采用蒸汽弹射飞机,由于蒸汽可控性差,而且加速过程不稳定,效率只有5%左右,因此在未来大型航母的建造中,需要采用新型飞机弹射技术。线圈发射技术可以用于发射大质量载荷,而且载荷的形状不受限制,还具有高可控性、高效率、高性能的优点,因此非常适合用于代替目前在航空母舰上用来弹射飞机的蒸汽弹射系统,这也是未来研究的热点之一。

在国际上,美国最早提出飞机电磁弹射起飞的概念。20世纪40年代,美海军利用直线感应电动机技术在夏威夷机场上建造了一台电磁弹射器。该电磁弹射器在178m的距离上把4t重的飞机加速到180km/h的速度。但随着第二次世界大战的结束,以及当时技术上的不成熟、研制成本高,且与当时主流的液压弹射器相比存在较大差距,所以后来相当长一段时间内电磁弹射项目被取消。

随着舰载飞机重量的不断增加和起飞速度的不断提高,现役的蒸汽弹射器将不能满足未来舰载飞机弹射起飞的应用需求。因此,1981年美国海军重新开始对电磁弹射器的可行性进行研究,论证其是否能成功地从航母上弹射飞机。1988年,美国海军电磁飞机弹射系统研究小组研制出的缩比电磁弹射器模型完成了弹射、制动和回收的演示,以及性能和电磁场辐射试验等。

20世纪90年代以来,随着CVN-21级航母建造计划的出台,美国新一代航母舰载机电磁弹射器的研发工作正式立项。通用原子公司提出的电磁弹射飞机如图1-18所示,主要包括直线弹射电动机、储能装置、电力变换设备以及控制监视系统。该方案中储能设备采用电动机/飞轮发电机,弹射器采用直线感应电动机。2008年4月,通用原子公司电磁弹射飞机研究团队成功通过了储能60MJ、功率60MW的电动机/飞轮发电机的工厂验收测试。2009年6月,通用原子公司被授予价值5.73亿美元的合同,为美海军CVN-21计划中的福特号航母CVN-78建造电磁飞机弹射器系统。2010年1月,由于软件问题引起了电磁弹射飞机全尺寸弹射试验故障,导致系统设备严重损坏,但问题很快得到了解决。2010年12月,美国海军在多年研究的基础上,使用试验性电磁弹射系统,成功弹射了F/A-18E型战斗机。2011年9月,美国新泽西州联合基地,一架E-2D型预警机从全尺寸模拟航母甲板上设置的电磁弹射器弹射,成功弹射起飞。按发展进度,到2014年“福特”号航母便能正式使用电磁弹射器。由于CVN 78计划于2013年7月下水,因此4部电磁弹射器将在2015年年初进行实地的

验证试验, 为 CYN 78 在 2015 年 9 月交付海军做准备。除此之外, 电磁线圈发射技术还可以用于陆军车载弹射小型无人机。

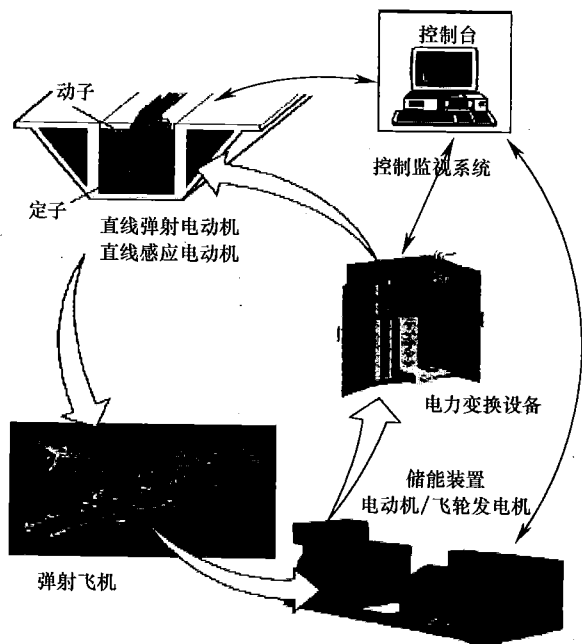


图 1-18 电磁弹射飞机系统方案

1.5.3 导弹电磁弹射

导弹在发射过程中, 通常会产生大量烟雾和火光, 容易造成导弹发射阵地的暴露, 不利于战场生存能力的提高。特别是在海军舰艇的导弹发射过程中, 除了发射舱里会充满烟雾外, 随着连续发射, 还会造成发射舱的温度急剧升高, 因此需要专门的温度或热量管理系统、烟雾排放系统来对发射产生的后效进行清理, 从而增加了系统的复杂性。作为未来全电驱动的舰艇, 可以采用电磁线圈发射技术, 先将导弹以较低的初速发射, 当导弹离开舰艇一定距离后, 然后再启动主发动机, 推动导弹加速飞行, 从而避免发射过程对舰艇产生的不利影响。目前, 美国桑迪亚国家实验室和洛克希德马丁公司已经研制了电磁导弹发射装置, 并进行了实际的发射试验, 将 1430lb 的载荷发射到了 24ft 的高度, 其工作原理和发射试验如图 1-19 所示。事实上, 对于一般的战术导弹而言, 其发射速度要求并不太高, 用电磁发射导弹的方法是较容易实现的; 而对战略导弹来说, 其对发射速度的要求很高, 因此用电磁发射的方法则是比较困难的。目前, 对电磁发射导弹的研究也仅限于发射战术导弹。如果将来要用电磁发射方法来

发射战略导弹，那么可能要有更多的工作要做、更多的路要走。

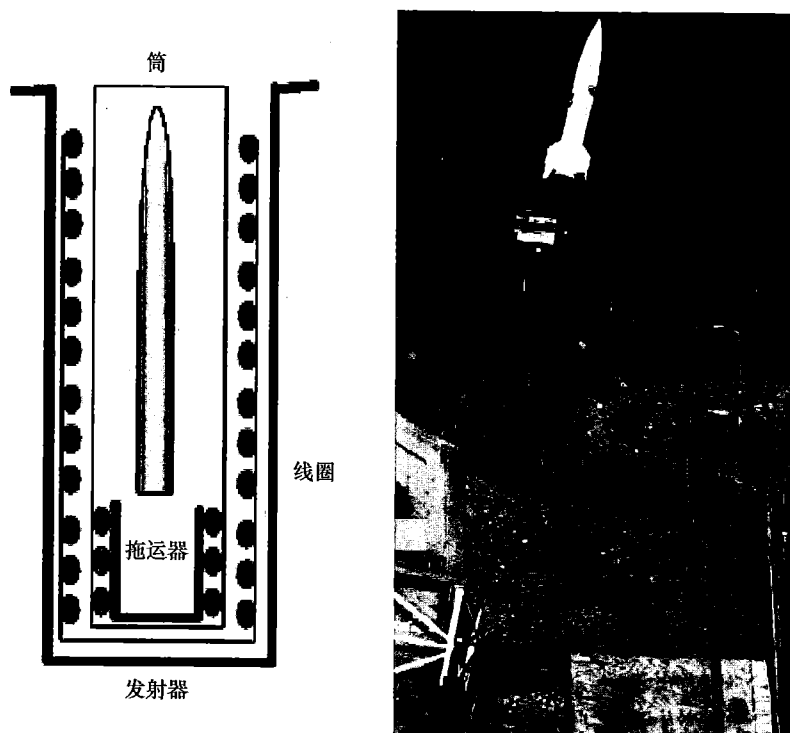


图 1-19 电磁弹射导弹的工作原理和发射试验

1.5.4 引信动态模拟试验

引信在发射过程中通常会受到离心力和直线加速惯性力，因此对引信的要求是在发射过程中，受到环境力作用时应具有良好的安全性和可靠性，引信不应解除保险，各火工元件、部件和机构应不损坏且能正常作用。此外，经过长期储存的引信，由于受到环境应力的影响，其作用性能也会发生变化，需要对引信性能进行定期检测。

考核引信能否正常作用，最真实的环境是靶场射击试验，靶场试验能真实而确切地反映引信的战术技术性能，但是靶场试验耗费大，要消耗大量的弹药和物资器材，而且组织试验所用时间长，人员多，因此试验成本较高，并且不易在试验中对被试品进行检测和回收，使其使用受到一定限制。因此，目前对引信主要采用静态检测和模拟试验法。静态检测的方法包括外观检测、包装检测、分解结合等，由于静态检测与引信实际使用环境存在较大差别，经常出现静态检测合格但实际使用不达标现象。因此急需发展引信的动态模拟技术，通过引信的动态模拟，可以在各种复杂环

境中找出引信的故障，提高试验的可信度，节省大量经费，缩短试验周期。目前的发射环境模拟试验主要采用的是气体炮模拟装置，通过压缩气体发射试验弹，以模拟发射过程中引信受到的高过载。

气体炮由于控制参数较多，使得实际发射时弹丸起始运动规律与预测有较大差异，且可控性较差，试验容易受到环境温度、海拔高度等影响；同时，气体炮一般需要专用的试验房间，需要的占地面积大；试验过程中炮管需要密封环境，因此针对不同口径的试验引信，通常需要开发不同口径的气体炮试验装置，通用性比较差；而且气体炮很难模拟引信在发射过程中受到的离心力。

电磁感应线圈炮由于具有很好的可控性，能够调节电枢或弹丸受到的电磁力，可以准确模拟引信发射过程中的内弹道特性，因此在引信的动态模拟试验中具有广阔的应用前景。系统的构成和工作原理如图 1-20 所示。其工作原理为：首先起动旋转电机，通过传动轴传递扭矩，带动试验弹旋转，使得安装引信的试验弹具有一定转速，用于模拟引信发射过程中受到的离心力。通过调整电机转速，可以自由调整引信受到的离心力的大小。同时利用充电系统对储能电容组进行充电；当引信达到要求转速时，闭合电磁直线驱动器触发开关，由储能电容器对驱动线圈放电，在驱动线圈内部产生脉冲强磁场，脉冲强磁场在试验弹中的非导磁金属材料制成的电枢上感应出电流，电流在磁场作用下会使电枢受到洛伦兹力作用，使得试验弹沿着炮管向前加速运动，用以模拟引信发射过程中的直线加速惯性力，而此时试验弹依然具有一定的转速，从而最终实现对引信发射过程中双环境力的动态模拟。

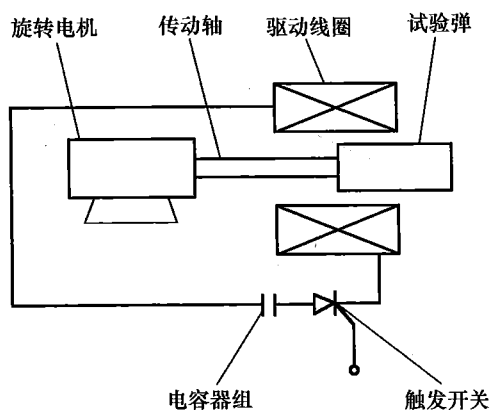


图 1-20 引信动态试验系统的构成和工作原理

1.5.5 火炮电磁增程

射程是制约常规火炮作战效能的重要指标,增加常规火炮射程,可有效提高现有火炮的性能,提高其远程打击能力,从而满足现代高技术战争对武器装备系统提出的现实需要。利用电磁发射原理,在常规火炮的炮口处加装电磁线圈增程装置,可大大提高现有装备的作战性能。因此,美国拟将这项技术应用现有火炮上,使其射程达到 50km 以上,以增大陆战场压制火力的覆盖范围。

第2章 电磁感应线圈炮基本原理与静态特性

感应线圈炮利用驱动线圈和弹丸线圈（电枢）之间的磁耦合机制工作，其遵循的基本规律依然是电磁感应定律和楞次定律，本质上是一台直线感应电机。

本章从同轴单匝载流线圈之间的受力关系入手，介绍感应线圈炮的基本工作机理，并建立单级感应线圈炮的电流环模型、电流丝模型和多级感应线圈炮模型，分析感应线圈炮在不同模型下的动力学方程，有助于深刻认识感应线圈炮的本质。

2.1 电磁感应线圈炮基本原理

如图 2-1 所示，两个单匝载流线圈同轴放置，分别通有电流 I_1 、 I_2 ，现在分析两线圈之间的受力。

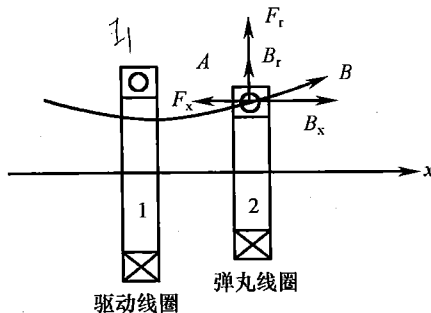


图 2-1 同轴单匝载流线圈模型

假设线圈 1 通过电流为 I_1 ，线圈 2 通过电流为 I_2 ，电流的方向见图 2-1。电流 I_1 在 A 点产生的磁场为 B ，将 B 沿弹丸线圈的轴向和径向两个方向进行分解，利用左手定则可以判断线圈 2 在 A 点受力方向见图 2-1。同理，可以判断线圈 2 其他各点的受力方向，线圈 2 主要受到轴向力和径向力。如果线圈 1 保持固定不动，线圈 2 在轴向力的作用下，将会向左做加速运

动,从而使线圈2具有一定的运动速度。固定不动的线圈1称为驱动线圈,运动的线圈2称为弹丸线圈或叫电枢。

此外,也可以根据磁力线的方向判断线圈的受力方向,由于两个线圈的电流方向相同,产生的磁力线方向也相同。根据磁力线从N极出发,到S极终止的原则,可以判定驱动线圈和的弹丸线圈的N、S极,即驱动线圈的右端为N极,弹丸线圈的左端为S极,根据同极相斥、异极相吸的原则,可以判定弹丸线圈将受到向左的吸力而加速运动。

根据安培力的计算公式,可以定量分析弹丸线圈的受力,图2-1中,将A点的磁感应强度 B 沿弹丸线圈的轴向和径向两个方向进行分解,可以得到弹丸线圈的A点在轴向方向上所受的力大小为:

$$dF_x = I_2 \cdot dl \times B_r$$

径向方向上的受力大小为:

$$dF_r = I_2 \cdot dl \times B_x$$

将 dF_x 和 dF_r 沿着弹丸线圈的圆周作曲线积分就可以求出具体的数值,但由于驱动线圈产生的A点磁场属于离轴磁场,涉及椭圆积分,计算比较复杂,一般利用数值计算软件编制相应的数值计算程序进行积分运算。

弹丸线圈在安培力的轴向分量 F_x 的作用下向左加速,如果利用多个驱动线圈对弹丸线圈进行连续加速,就可以将弹丸线圈加速到非常高的速度,使其具有较大的动能,用于攻击和拦截目标,这就是电磁感应线圈炮的基本工作原理。

弹丸线圈所受径向方向上的分力 F_r 会使弹丸线圈受到一个电磁扩张力的作用,在驱动线圈和弹丸线圈同轴的情况下,该分量对弹丸线圈的合力为零。如果驱动线圈和弹丸线圈不同轴,则对弹丸线圈来说, F_r 的合力不为零,就会使弹丸线圈在径向方向上也受到力的作用,这就是线圈炮中的磁悬浮理论。

由于利用安培力公式计算电磁力比较复杂,因此一般使用虚位移法来计算电磁力。设驱动线圈中电流大小为 I_1 ,自感为 L_1 ,自感磁链为 Ψ_1 ,弹丸线圈中电流大小为 I_2 ,自感为 L_2 ,自感磁链为 Ψ_2 ,驱动线圈中电流 I_1 产生的与弹丸线圈交链的磁链为 Ψ_{21} ,驱动线圈对弹丸线圈的互感系数为 M_{21} ,弹丸线圈中电流 I_2 产生的与驱动线圈交链的磁链为 Ψ_{12} ,弹丸线圈对驱动线圈的互感系数为 M_{12} 。

对驱动线圈和弹丸线圈做如下假设,线圈的磁链与电流方向满足右螺旋定则,根据自感和互感的定义可以得到:

$$\Psi_1 = L_1 I_1 \quad (2-1)$$

$$\Psi_2 = L_2 I_2 \quad (2-2)$$

$$\Psi_{21} = M_{21} I_1 \quad (2-3)$$

$$\Psi_{12} = M_{12} I_2 \quad (2-4)$$

两个线圈回路系统的总磁能 W 为:

$$W = \frac{1}{2} I_1 \Psi_1 + \frac{1}{2} I_1 \Psi_{12} + \frac{1}{2} I_2 \Psi_2 + \frac{1}{2} I_2 \Psi_{21} \quad (2-5)$$

将式 (2-1) ~ 式 (2-4) 代入式 (2-5) 中, 可以得到:

$$W = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} I_1 I_2 M_{12} + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 + \frac{1}{2} I_2 I_1 M_{21} \quad (2-6)$$

因为 $M_{21} = M_{12} = M$, 则式 (2-6) 可简化为:

$$W = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 + M I_1 I_2 \quad (2-7)$$

假设弹丸线圈在电磁力 F 的作用下沿 x 轴向前移动 dx , 即电磁力做功为 Fdx , 位移发生过程中, 电流保持不变, 则回路中的磁链将发生改变, 根据式 (2-5) 可知, 系统的磁能相应发生变化, 设磁能的变化量为 dW , 由于线圈的自感和电流都保持不变, 则有:

$$dW = dM I_1 I_2 \quad (2-8)$$

由能量守恒定律可以知道, 在无外界其他能量的情况下, 电磁力做的功等于电磁能量的变化, 即:

$$dW = F_x dx = dM I_1 I_2 \quad (2-9)$$

因此, 可以得到弹丸线圈在 x 方向上受到的电磁力为:

$$F_x = \frac{dM}{dx} I_1 I_2 \quad (2-10)$$

从式 (2-10) 可以看出, 弹丸线圈所受的加速力与驱动线圈和弹丸线圈之间的电流成正比, 与两线圈之间的互感梯度成正比。两个单匝同轴载流线圈的互感和互感梯度曲线如图 2-2 所示。其中图 2-2 中的横坐标 O 所对应位置即为驱动线圈和弹丸线圈 (电枢) 中心面重合的位置。

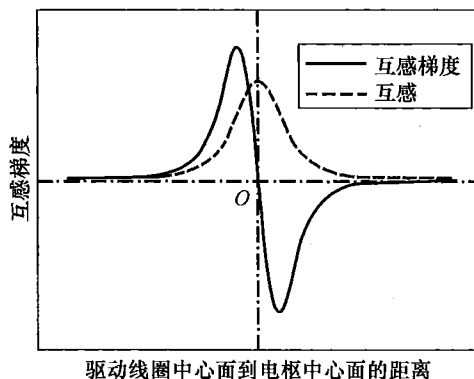


图 2-2 驱动线圈和弹丸线圈 (电枢) 之间的互感及互感梯度曲线

从图2-2可以看出,当驱动线圈和弹丸线圈的中心面重合时,互感最大,互感梯度为零,则弹丸线圈受到的电磁力为零。当弹丸线圈位于驱动线圈的中心面右边时,由于互感梯度为负,当弹丸线圈和驱动线圈的电流方向相同时,式(2-10)中的电磁力 F_x 为负,即弹丸线圈向左做加速运动。

进一步分析,如果驱动线圈和弹丸线圈电流方向相反,由于互感梯度为负,由式(2-10)可知,电磁力的实际方向 F_x 为正,即弹丸线圈将受到向右的推力而做加速运动,这是感应线圈炮工作的实际情况。

因此,从上面的分析可以得出这样一个结论:电磁力的作用总是使弹丸线圈沿着电感增大的方向运动。

2.2 单级感应线圈炮工作原理及模型

单级感应线圈炮的工作原理和单匝同轴载流线圈的工作原理基本相同,只是为了提高驱动线圈产生的磁场强度,驱动线圈的匝数将增多,类似于多层的螺线管线圈;而弹丸线圈或电枢则根据分析需要或其结构类型,主要存在两种分析模型,分别为等效电流环模型或电流丝模型,下面将分别介绍单级感应线圈炮的等效电流环模型和电流丝模型,并给出电枢的力学方程和运动方程。

2.2.1 等效电流环模型

在不分析电枢微观特性、计算精度要求不高或是电枢电流均匀分布的情况下,可将电枢视为等效电流环,即将电枢视为单匝线圈进行分析。

单级感应线圈炮模型如图2-3所示,主要由储能电容器、驱动线圈、电枢、触发开关等构成。图中 R_d 为驱动线圈放电回路等效电阻, C 为储能

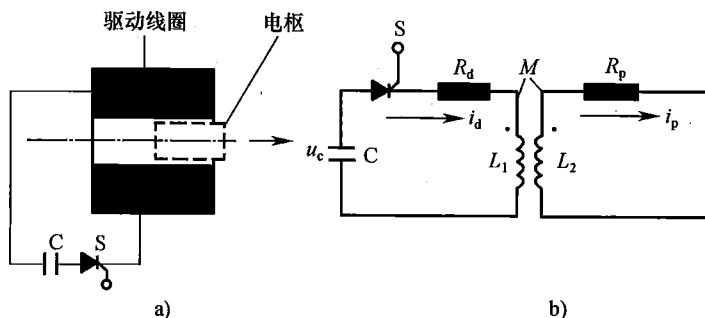


图2-3 单级感应线圈炮模型

a) 单级线圈炮的本身结构模型; b) 单级线圈炮的等效电路模型

电容器, S 为放电触发开关, L_1 为驱动线圈放电回路的自感, L_2 为电枢回路的自感, R_p 为电枢回路的等效电阻, M 为驱动线圈和电枢之间的互感。

单级感应线圈炮的工作过程: 首先利用充电机对储能电容器进行充电, 当充电到设定电压值时, 断开充电开关, 然后给触发开关发出触发信号, 使驱动线圈回路导通, 储能电容器 C 瞬间放电, 在驱动线圈中产生脉冲大电流, 并激发脉冲磁场, 根据电磁感应定律可知, 电枢上会产生感应电流。如果驱动线圈的电流逐步增加, 则根据楞次定律, 电枢上感应的电流方向与驱动线圈的放电电流方向相反, 根据单匝载流线圈受力分析结果可知, 如果电枢中心面位于驱动线圈中心面的右侧, 由图 2-2 可知, 此时驱动线圈和电枢之间的互感梯度为负, 为此电枢将受到向右的推力而做加速运动。

根据图 2-3b 所示的单级感应线圈炮电路模型, 利用基尔霍夫电压定律, 分别列写驱动线圈回路和电枢回路的电路方程, 设驱动线圈和电枢中的电流大小及方向、同名端见图 2-3b, 电容两端的初始电压为 u_c , 驱动线圈 L_1 两端的电压为 u_{L1} , 电枢自感两端的电压为 u_{L2} , 由于驱动线圈和电枢之间的互感与两者之间的相对位置有关, 所以 M 是驱动线圈和电枢之间的距离 x 即电枢位移的函数, 因此有:

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_d}{dt} - \frac{d(Mi_p)}{dt} \quad (2-11)$$

$$u_{L2} = L_2 \frac{di_p}{dt} - \frac{d(Mi_d)}{dt} \quad (2-12)$$

其中, 将 $\frac{d(Mi_p)}{dt}$ 做如下展开变形:

$$\frac{d(Mi_p)}{dt} = M \frac{di_p}{dt} + i_p \frac{dM}{dt} = M \frac{di_p}{dt} + i_p \frac{dM}{dx} \frac{dx}{dt} \quad (2-13)$$

式中 $\frac{dx}{dt}$ ——位移对时间的微分, 实际就是电枢的速度, 设为 v_p 。

将式 (2-13) 代入式 (2-11) 可得:

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_d}{dt} - M \frac{di_p}{dt} - v_p i_p \frac{dM}{dx} \quad (2-14)$$

同理可得:

$$u_{L2} = L_2 \frac{di_p}{dt} - M \frac{di_d}{dt} - v_p i_d \frac{dM}{dx} \quad (2-15)$$

分别列写驱动线圈和电枢回路的电路方程为:

$$u_{L1} + R_d i_d = u_c \quad (2-16)$$

$$u_{L2} + R_p i_p = 0 \quad (2-17)$$

将式 (2-14)、式 (2-15) 分别代入式 (2-16)、式 (2-17), 可得:

$$L_1 \frac{di_d}{dt} - M \frac{di_p}{dt} - v_p i_p \frac{dM}{dx} + R_d i_d = u_c \quad (2-18)$$

$$L_2 \frac{di_p}{dt} - M \frac{di_d}{dt} - v_p i_d \frac{dM}{dx} + R_p i_p = 0 \quad (2-19)$$

将式(2-18)、式(2-19)整理为矩阵形势,用 I 代替 i 后可得:

$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_p \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & M \\ M & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_p \end{bmatrix} - v_p \begin{bmatrix} 0 & \frac{dM}{dx} \\ \frac{dM}{dx} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_d & 0 \\ 0 & R_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

将式(2-20)简写为:

$$[L][\dot{I}] + [R][I] = [U] + [M][\dot{I}] + v_p \left[\frac{dM}{dx} \right] [I] \quad (2-21)$$

由式(2-21)可得:

$$([L] - [M])[\dot{I}] = [U] + v_p \left[\frac{dM}{dx} \right] [I] - [R][I] \quad (2-22)$$

即有:

$$[\dot{I}] = ([L] - [M])^{-1} \left([U] + v_p \left[\frac{dM}{dx} \right] [I] - [R][I] \right) \quad (2-23)$$

由于驱动线圈和电枢的自感与电流无关,只与其自身的结构参数和材料特性相关;互感与电流大小无关,只与驱动线圈和电枢之间的相对位置相关;假设不考虑驱动线圈回路和电枢回路的电阻率随温度变化而发生的变化,则电阻也是恒定不变的量,因此式(2-23)中, $[L]$ 、 $[R]$ 都可以看作是不变的量。

根据式(2-10)可知,要想求得电枢的受力大小,必须知道驱动线圈和电枢之间的互感梯度和两者的电流。要求得 $[I]$,就需要对式(2-23)进行积分运算,直接积分难度较大,因此将连续系统离散化,利用前向差分法进行数值积分计算。

首先将求解的时间域 t 等分为 n 个时间步长,分别为 t_0 、 t_1 、 $\dots$ 、 t_n ,在 t_0 时刻,也即发射的初始时刻,驱动线圈和电枢的电流都为0,电枢的速度也为0,即 $[I]_0$ 、 v_{p0} 都为0,则 t_0 时刻的电流导数 $[\dot{I}]_0$ 为:

$$[\dot{I}]_0 = ([L]_0 - [M]_0)^{-1} [U]_0 \quad (2-24)$$

则 t_1 时刻的电流 $[I]_1$ 为:

$$[I]_1 = [I]_0 + \Delta t [\dot{I}]_0 = \Delta t [\dot{I}]_0 \quad (2-25)$$

式中 Δt ——时间步长, $\Delta t = \frac{t}{n}$ 。

求出 $[I]_1$ 以后,根据式(2-10)可以求出 t_1 时刻电枢的轴向电磁力

F_1 为:

$$F_1 = - \left(\frac{dM}{dx} \right)_1 I_{p1} I_{d1} \quad (2-26)$$

假设电枢(包括发射载荷)的质量为 m , 则 t_1 时刻电枢的加速度 a_1 为:

$$a_1 = \frac{F_1}{m} \quad (2-27)$$

则 t_2 时刻电枢的速度为:

$$v_2 = a_1 \Delta t + v_0 \quad (2-28)$$

则 t_1 时刻电枢运动的距离为:

$$x_1 = x_0 + v_0 \Delta t \quad (2-29)$$

根据式(2-27) ~ 式(2-29) 就可以分析 t_1 时刻电枢的加速运动特征。

依次类推, 在 t_{n-1} 时刻的电流导数 $[i]_{n-1}$ 为:

$$[i]_{n-1} = ([L]_{n-1} - [M]_{n-1})^{-1} \left([U]_{n-1} + v_{p(n-1)} \left[\frac{dM}{dx} \right]_{n-1} [I]_{n-1} - [R][I]_{n-1} \right) \quad (2-30)$$

式中, $[U]_{n-1}$ 的分量 $u_{c(n-1)} = u_{c(n-2)} - \Delta t I_{d(n-2)}$, 则 t_n 时刻的电流 $[I]_n$ 为:

$$[I]_n = [I]_{n-1} + \Delta t [i]_{n-1} \quad (2-31)$$

则 t_n 时刻电枢的轴向电磁力 F_n 、加速度 a_n 、速度 v_n 、位移 x_n 分别可以表示为:

$$F_n = - \left(\frac{dM}{dx} \right)_n I_{pn} I_{dn} \quad (2-32)$$

$$a_n = \frac{F_n}{m} \quad (2-33)$$

$$v_n = a_{n-1} \Delta t + v_{n-1} \quad (2-34)$$

$$x_n = x_{n-1} + v_{n-1} \Delta t \quad (2-35)$$

因此, 利用前向差分法可以求出电枢在各个时刻的受力及运动特征, 从而得到电枢在整个加速过程中的运动特性。

2.2.2 电流丝模型

在单级感应线圈炮的等效电流环模型中, 假设电枢中的感应电流分布均匀, 为此将电枢视为单匝线圈进行分析。但是实际上, 由于金属电枢本身具有一定的厚度和长度, 在驱动线圈放电电流为非恒定时, 根据涡流分析理论可以知道, 感应电流在电枢上的分布是不均匀的, 存在趋肤深度 δ ,

该趋肤深度可以用下式进行计算：

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \sigma \mu}} \quad (2-36)$$

式中 ω ——驱动线圈的放电电流频率；

σ ——电枢的电导率；

μ ——电枢的磁导率。

由式(2-36)可知，感应电流的分布与驱动线圈的放电电流频率、电枢的电导率和磁导率有关。研究表明，感应电流在电枢的表面分布比较集中，超过趋肤深度，电流迅速减小，相关的感应电流分布特性会在后面章节中做进一步介绍。因此，如果要想更准确地了解电枢受到的电磁力，等效电流环的模型将不再适合，需要根据电枢感应电流分布情况，将电枢进行合理分割，每个分割后的部分都可视为单匝线圈，然后再分别利用等效电流环的分析方法研究驱动线圈和各单匝线圈的受力，最后将各匝线圈的受力合起来就是电枢总的受力，这就是感应线圈炮的电流丝分析模型。

基于以上思路，首先利用有限元的思想，将连续系统离散化，将圆柱形固体电枢沿轴向分成 m 片，沿径向方向分为 n 层，如图 2-4 所示。固体电枢就被分为 $m \times n$ 个小圆环， m 、 n 的值可以任意调整，直到其满足计算精度的要求。假设每一个小圆环上的电流均匀分布，因此，就可以按照等效电流环模型，建立固体电枢的等效电路模型，如图 2-5 所示。

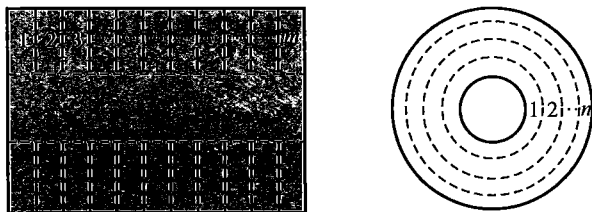


图 2-4 固体电枢的剖分示意图

分割之后的电枢的每个圆环可以等效为单匝线圈，各线圈的同名端、电流方向见图 2-5。其中，每个小圆环的自感分别为 $L_{11}, L_{12}, \dots, L_{mn}$ ，电阻分别为 $R_{11}, R_{12}, \dots, R_{mn}$ ，驱动线圈和每个圆环之间的互感分别为 $M_{d,11}, M_{d,12}, \dots, M_{d,mn}$ ，每个圆环之间的互感为 $M_{11,12}, M_{11,13}, \dots, M_{ij,kl}$ ，下标 ij, kl 表示第 i 片的第 j 层圆环与第 k 片的第 l 层圆环之间的互感，且不能同时有 $i=k$ 和 $j=l$ 。运动过程中，驱动线圈和各个圆环回路的自电感保持不变；在不考虑温度对电导率的影响情况下，各回路的电阻也可以看做不变；各个小圆环之间的互感也保持不变。由于驱动线圈和各个圆环之间的相对位置会随着电枢的运动而发生改变，因此相应驱动线圈和各个圆

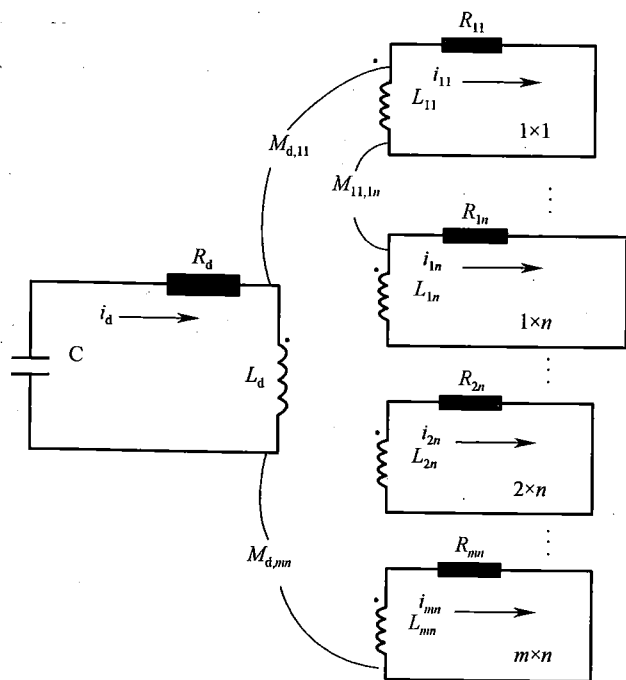


图 2-5 固体电枢等效电路模型

环之间的互感会随着电枢的位移发生改变。因此，针对驱动线圈回路和固体电枢的各个小圆环回路，可以根据基尔霍夫电压定律，分别列写电路方程：

$$\begin{aligned}
 R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \frac{d(M_{d,11} i_{11})}{dt} - \frac{d(M_{d,12} i_{12})}{dt} - \dots - \frac{d(M_{d,1n} i_{1n})}{dt} - \dots - \frac{d(M_{d,mn} i_{mn})}{dt} &= u_c \\
 R_{11} i_{11} + L_{11} \frac{di_{11}}{dt} - \frac{d(M_{d,11} i_d)}{dt} + M_{11,12} \frac{di_{12}}{dt} + \dots + M_{11,1n} \frac{di_{1n}}{dt} + \dots + M_{11,mn} \frac{di_{mn}}{dt} &= 0 \\
 &\vdots \\
 R_{1n} i_{1n} + L_{1n} \frac{di_{1n}}{dt} - \frac{d(M_{d,1n} i_d)}{dt} + M_{1n,11} \frac{di_{11}}{dt} + \dots + M_{1n,1(n-1)} \frac{di_{1n-1}}{dt} + \dots + M_{1n,mn} \frac{di_{mn}}{dt} &= 0 \\
 &\vdots \\
 R_{mn} i_{mn} + L_{mn} \frac{di_{mn}}{dt} - \frac{d(M_{d,mn} i_d)}{dt} + M_{mn,11} \frac{di_{11}}{dt} + \dots + M_{mn,1n} \frac{di_{1n}}{dt} + \dots + M_{mn,m(n-1)} \frac{di_{mn-1}}{dt} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{2-37}$$

式 (2-37) 中的 $\frac{d(M_{d,mn} i_d)}{dt}$ 可作如下变形：

$$\frac{d(M_{d,mn}i_d)}{dt} = M_{d,mn} \frac{di_d}{dt} + i_d \frac{dM_{d,mn}}{dx} \frac{dx}{dt} = M_{d,mn} \frac{di_d}{dt} + i_d v_p \frac{dM_{d,mn}}{dx} \quad (2-38)$$

将式(2-38)代入式(2-37)并整理后得:

$$\begin{aligned} & R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - M_{d,11} \frac{di_{11}}{dt} - \cdots - M_{d,1n} \frac{di_{1n}}{dt} - \cdots - M_{d,mn} \frac{di_{mn}}{dt} \\ & - v_p \left(i_{11} \frac{dM_{d,11}}{dx} + \cdots + i_{1n} \frac{dM_{d,1n}}{dx} + \cdots + i_{mn} \frac{dM_{d,mn}}{dx} \right) = u_c \\ & R_{11} i_{11} + L_{11} \frac{di_{11}}{dt} - M_{d,11} \frac{di_d}{dt} - v_p i_d \frac{dM_{d,11}}{dx} + M_{11,12} \frac{di_{12}}{dt} + \cdots + M_{11,1n} \frac{di_{1n}}{dt} + \cdots + M_{11,mn} \frac{di_{mn}}{dt} = 0 \\ & \vdots \\ & R_{1n} i_{1n} + L_{1n} \frac{di_{1n}}{dt} - M_{d,1n} \frac{di_d}{dt} - v_p i_d \frac{dM_{d,1n}}{dx} + M_{1n,11} \frac{di_{11}}{dt} + \cdots + M_{1n,1(n-1)} \frac{di_{1n-1}}{dt} + \cdots + M_{1n,mn} \frac{di_{mn}}{dt} = 0 \\ & \vdots \\ & R_{mn} i_{mn} + L_{mn} \frac{di_{mn}}{dt} - M_{d,mn} \frac{di_d}{dt} - v_p i_d \frac{dM_{d,mn}}{dx} + M_{mn,11} \frac{di_{11}}{dt} + \cdots + M_{mn,1n} \frac{di_{1n}}{dt} + \cdots \\ & + M_{mn,m(n-1)} \frac{di_{mn-1}}{dt} = 0 \end{aligned} \quad (2-39)$$

将式(2-39)写成矩阵形式, 可得:

$$[R][I] + [L][\dot{I}] - [M_I][\dot{I}] - v_p \left[\frac{dM_I}{dx} \right][I] + [M][I] = [U] \quad (2-40)$$

$$\begin{aligned} [R] &= \begin{bmatrix} R_d & & & & \\ & R_{11} & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & R_{1n} & \\ & & & & \ddots \\ & & & & & R_{mn} \end{bmatrix} \\ [L] &= \begin{bmatrix} L_d & & & & \\ & L_{11} & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & L_{1n} & \\ & & & & \ddots \\ & & & & & L_{mn} \end{bmatrix} \quad [I] = \begin{bmatrix} I_d \\ I_{11} \\ \vdots \\ I_{1n} \\ \vdots \\ I_{mn} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$[\dot{I}] = \begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_{11} \\ \vdots \\ \dot{I}_{1n} \\ \vdots \\ \dot{I}_{mn} \end{bmatrix} \quad [M_I] = \begin{bmatrix} 0 & M_{d,11} & \cdots & M_{d,1n} & \cdots & M_{d,mn} \\ M_{d,11} & & & & & \\ \vdots & & \vdots & & & \\ M_{d,1n} & & & & & \\ \vdots & & & & \vdots & \\ M_{d,mn} & & & & & \end{bmatrix} \quad [U] = \begin{bmatrix} u_c \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\left[\frac{dM_I}{dx} \right] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{dM_{d,11}}{dx} & \cdots & \frac{dM_{d,1n}}{dx} & \cdots & \frac{dM_{d,mn}}{dx} \\ \frac{dM_{d,11}}{dx} & & & & & \\ \vdots & & \vdots & & & \\ \frac{dM_{d,1n}}{dx} & & & & & \\ \vdots & & & & \vdots & \\ \frac{dM_{d,mn}}{dx} & & & & & \end{bmatrix}$$

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ & M_{11,12} & \cdots & M_{11,1n} & \cdots & M_{11,mn} \\ \vdots & & & & & \vdots \\ 0 & M_{1n,11} & \cdots & M_{ij,kl} & \cdots & M_{1n,mn} \\ \vdots & & & & & \vdots \\ 0 & M_{mn,11} & \cdots & \cdots & M_{mn,m(n-1)} & 0 \end{bmatrix} \quad (i \neq k \text{ 或 } j \neq l)$$

将式 (2-40) 进行变换后可得:

$$[\dot{I}] = ([L] - [M_I])^{-1} \left([U] + v_p \left[\frac{dM_I}{dx} \right] [I] - [R][I] - [M][I] \right) \quad (2-41)$$

和单级感应线圈炮的等效电流环模型中的分析方法一样, 可利用前向差分法, 求出各个时刻的电流值, 然后利用式 (2-10) 计算出各个时刻的电磁力, 根据电磁力计算电枢的各个运动参数。初始状态下, 由于电枢的初速为零, 电流为零, 则初始时刻的电流导数为:

$$[\dot{I}]_0 = ([L]_0 - [M]_0)^{-1} [U]_0$$

按照和等效电流环模型中相同的方法步骤, 利用前向差分法, 最后求得 t_n 时刻电枢的轴向电磁力表达式为:

$$F_n = - \sum_{i=1}^{i=m} \sum_{j=1}^{j=n} \frac{dM_{dij}}{dx} I_d I_{ij} \quad (2-42)$$

同样, 根据电磁力计算公式, 在给出电枢 (含其他发射载荷) 的质量以后, 就可以求得各个时刻电枢的速度、加速度和位移, 从而得到电枢在驱动线圈中的加速特性或加速过程。

2.3 多级感应线圈炮工作原理及模型

由于受到储能密度、材料强度等各种条件的限制, 利用单个驱动线圈一般很难将电枢加速到非常高的速度。因此, 通常利用多级驱动线圈对电枢进行连续加速, 使其达到较高速度, 以满足战术技术性能要求, 这就是多级感应线圈炮。多级感应线圈炮的每一级驱动线圈都有自己独立的供电系统和触发系统, 从理论上讲, 通过增加驱动线圈的级数, 可以将电枢加速到任意初速。多级感应线圈炮的原理结构如图 2-6 所示。

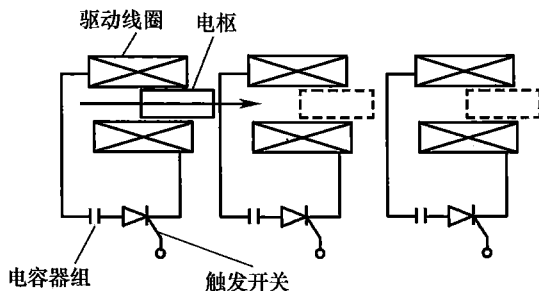


图 2-6 多级感应线圈炮原理结构

多级感应线圈炮每一级的工作原理和单级感应线圈炮相同, 当电枢通过第一级驱动线圈加速后, 以一定初速进入第二级驱动线圈。当电枢运动到第二级驱动线圈的合适位置时, 第二级驱动线圈的储能电容器触发放电, 激发脉冲磁场, 使电枢产生感应电流, 感应电流与强脉冲磁场相互作用, 从而使电枢受到电磁力作用而继续加速。依次类推, 各级驱动线圈依次触发放电, 直到所有驱动线圈都触发完毕, 电枢经过连续加速后将获得非常高的速度。与单级感应线圈炮相同, 多级感应线圈炮也可以采用等效电流环模型或电流丝模型进行分析。

多级感应线圈炮的每一级驱动线圈都可以等效为 $R-L-C$ 电路, 按照等效电流环分析模型, 可假设电枢感应电流均匀分布, 则电枢回路可等效为 $R-L$ 回路, 由此可得多级感应线圈炮的电路模型如图 2-7 所示。

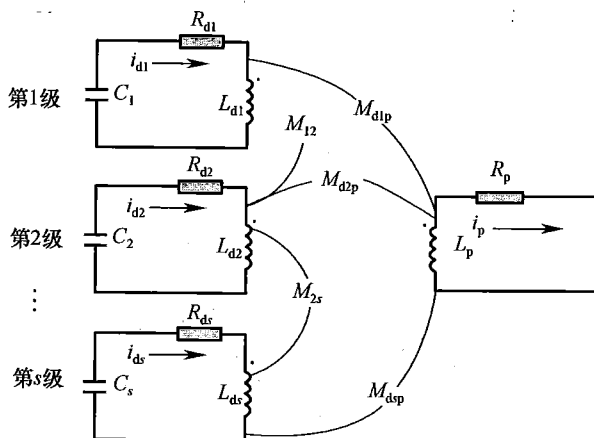


图 2-7 多级感应线圈炮电路模型

设驱动线圈共有 s 级，每级的电容、初始电压、自感、电阻分别为 C_i , u_{ci} , L_{di} , R_{di} ($i=1, 2, \dots, s$)，电枢的自感和电阻分别为 L_p , R_p ，电枢与驱动线圈之间的互感为 M_{dip} ($i=1, 2, \dots, s$)，驱动线圈之间的互感分别为 M_{ij} ($i, j=1, 2, \dots, s$; 且 $i \neq j$)。根据基尔霍夫电压定律，可以分别列写各回路的电压方程：

$$\begin{aligned}
 \text{第 1 级} \quad R_{d1}i_{d1} + L_{d1}\frac{di_{d1}}{dt} - \frac{d(M_{d1p}i_p)}{dt} + \sum_{i=1}^s M_{1i}\frac{di_{di}}{dt} = u_{c1} \quad (i \neq 1) \\
 \end{aligned} \tag{2-43}$$

$$\begin{aligned}
 \text{第 2 级} \quad R_{d2}i_{d2} + L_{d2}\frac{di_{d2}}{dt} - \frac{d(M_{d2p}i_p)}{dt} + \sum_{i=1}^s M_{2i}\frac{di_{di}}{dt} = u_{c2} \quad (i \neq 2) \\
 \end{aligned} \tag{2-44}$$

$\vdots$

$$\begin{aligned}
 \text{第 } s \text{ 级} \quad R_{ds}i_{ds} + L_{ds}\frac{di_{ds}}{dt} - \frac{d(M_{dsp}i_p)}{dt} + \sum_{i=1}^s M_{si}\frac{di_{di}}{dt} = u_{cs} \quad (i \neq s) \\
 \end{aligned} \tag{2-45}$$

$$\begin{aligned}
 \text{电枢} \quad R_p i_p + L_p \frac{di_p}{dt} - \sum_{i=1}^s \frac{d(M_{dip}i_{di})}{dt} = 0 \\
 \end{aligned} \tag{2-46}$$

由多级感应线圈炮工作原理可知，各级驱动线圈的电源依次顺序触发放电，因此假设在 t 时刻，电枢正好运动到第 i 级驱动线圈的触发位置，此时第 i 级驱动线圈的电源开始触发放电。第 i 级驱动线圈之后的 $i+1$, $i+2, \dots, s$ 级驱动线圈由于触发开关处于断开状态，因此驱动线圈中的电流为零，电容器两端电压均为初始电压。由此可得：

$$u_{ck}(t) = u_{ck}(0) - \frac{1}{C_k} \int_0^t i_{dk} dt \quad (k = 1, 2, \dots, i)$$

$$i_{dk} = 0 \quad (k = i+1, i+2, \dots, s)$$

为此, 式 (2-43) ~ 式 (2-46) 可表示为:

$$\begin{aligned} \text{第1级} \quad R_{d1} i_{d1} + L_{d1} \frac{di_{d1}}{dt} - \frac{d(M_{d1,p} i_p)}{dt} + \sum_{l=1}^s M_{d1,dl} \frac{di_{dl}}{dt} = u_{c1} \quad (l \neq 1) \end{aligned} \quad (2-47)$$

$$\begin{aligned} \text{第2级} \quad R_{d2} i_{d2} + L_{d2} \frac{di_{d2}}{dt} - \frac{d(M_{d2,p} i_p)}{dt} + \sum_{l=1}^s M_{d2,dl} \frac{di_{dl}}{dt} = u_{c2} \quad (l \neq 2) \end{aligned} \quad (2-48)$$

⋮

$$\begin{aligned} \text{第} i \text{级} \quad R_{di} i_{di} + L_{di} \frac{di_{di}}{dt} - \frac{d(M_{di,p} i_p)}{dt} + \sum_{l=1}^s M_{di,dl} \frac{di_{dl}}{dt} = u_{ci} \quad (l \neq i) \end{aligned} \quad (2-49)$$

⋮

$$\text{第} s \text{级} \quad i_{ds} = 0 \quad (l \neq s) \quad (2-50)$$

电枢做归一化处理:

$$R_p i_p + L_p \frac{di_p}{dt} - \sum_{l=1}^s \frac{d(M_{dl,p} i_{dl})}{dt} = 0 \quad (2-51)$$

$$\frac{d(M_{di,p} i_p)}{dt} = \frac{dM_{di,p}}{dt} i_p + M_{di,p} \frac{di_p}{dt} = \frac{dM_{di,p}}{dx} i_p v_p + M_{di,p} \frac{di_p}{dt}$$

将式 (2-47) ~ 式 (2-51) 整理为矩阵形式, 可以得到:

$$[R][I] + [L][\dot{I}] - [M_I][\dot{I}] - v_p \left[\frac{dM_I}{dx} \right][I] + [M][I] = [U] \quad (2-52)$$

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & & \cdots & & & 0 \\ & & M_{d1,d2} & \cdots & M_{d1,di} & \cdots & M_{d1,ds} \\ \vdots & & & & & & \\ & M_{di,d1} & & M_{di,dj} & & & M_{di,ds} \\ \vdots & & & & & & \\ 0 & M_{ds,d1} & & & M_{ds,d(s-1)} & & 0 \end{bmatrix} \quad (i \neq j)$$

$$\begin{aligned}
 [R] &= \begin{bmatrix} R_p & & & & \\ & R_{d1} & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & R_{di} & \\ & & & & \ddots \\ & & & & & R_{ds} \end{bmatrix} \\
 [L] &= \begin{bmatrix} L_p & & & & \\ & L_{d1} & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & L_{di} & \\ & & & & \ddots \\ & & & & & L_{ds} \end{bmatrix} \quad [I] = \begin{bmatrix} I_p \\ I_{d1} \\ \vdots \\ I_{di} \\ \vdots \\ I_{ds} \end{bmatrix} \\
 [\dot{I}] &= \begin{bmatrix} \dot{I}_p \\ \dot{I}_{d1} \\ \vdots \\ \dot{I}_{di} \\ \vdots \\ \dot{I}_{ds} \end{bmatrix} \quad [M_I] = \begin{bmatrix} 0 & M_{d1,p} & \cdots & M_{di,p} & \cdots & M_{ds,p} \\ M_{d1,p} & & & & & \\ \vdots & & & & & \\ M_{di,p} & & & & & \\ \vdots & & & & & \\ M_{ds,p} & & & & & \end{bmatrix} \quad [U] = \begin{bmatrix} u_{c1} \\ u_{c2} \\ \vdots \\ u_{ci} \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \\
 \left[\frac{dM_I}{dx} \right] &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{dM_{d1,p}}{dx} & \cdots & \frac{dM_{di,p}}{dx} & \cdots & \frac{dM_{ds,p}}{dx} \\ \frac{dM_{d1,p}}{dx} & & & & & \\ \vdots & & & & & \\ \frac{dM_{di,p}}{dx} & & & & & \\ \vdots & & & & & \\ \frac{dM_{ds,p}}{dx} & & & & & \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

由于各级驱动线圈之间的相对位置保持不变, 因此各驱动线圈之间的互感矩阵 $[M]$ 是一个常数矩阵。对式 (2-52) 可以通过连续系统离散化, 利用前向差分, 求得各个时刻驱动线圈和电枢电流、驱动线圈和电枢的互感梯度。将式 (2-52) 进行恒等变换, 可得:

$$[\dot{I}] = ([L] - [M])^{-1} \left([U] + v_p \left[\frac{dM}{dx} \right] [I] - [R][I] - [M][I] \right) \quad (2-53)$$

初始状态下, 电枢的初速和电流均为零, 则初始时刻的电流导数为:

$$[\dot{I}]_0 = ([L]_0 - [M]_0)^{-1} [U]_0$$

设时间步长为 Δt , 则离散后得到第 n 个时间步长 t_n ($n = 0, 1, 2, \dots$) 在 t_{n-1} 时刻的电流导数 $[\dot{I}]_{n-1}$ 为:

$$[\dot{I}]_{n-1} = ([L]_{n-1} - [M]_{n-1})^{-1} \left([U]_{n-1} + v_{p(n-1)} \left[\frac{dM}{dx} \right]_{n-1} [I]_{n-1} - [R][I]_{n-1} \right)$$

式中, $[U]_{n-1}$ 的分量 $u_{ei(n-1)} = u_{ei(n-2)} - \frac{\Delta t}{C_i} I_{di(n-2)}$, 则 t_n 时刻的电流 $[I]_n$ 为:

$$[I]_n = [I]_{n-1} + \Delta t [\dot{I}]_{n-1}$$

则 t_n 时刻电枢受到的轴向电磁力 F_n 可以表示为:

$$F_n = \sum_{i=1}^s \left(\frac{dM_{di,p}}{dx} \right)_n I_{din} I_{pn} \quad (2-54)$$

式中 $\left(\frac{dM_{di,p}}{dx} \right)_n$ —— t_n 时刻第 i 级驱动线圈和电枢之间的互感梯度;

I_{din} —— t_n 时刻第 i 级驱动线圈的电流;

I_{pn} —— t_n 时刻电枢的感应电流。

从式 (2-54) 可知, 电枢在某个时刻受到的电磁力正比于各驱动线圈和电枢之间的互感梯度、该时刻电枢和驱动线圈的电流。因此当驱动线圈之间的级间距比较近时, 电枢和各级驱动线圈之间互感不能忽略, 当前面各级驱动线圈电流和电枢的电流没有衰减完毕时, 即使电枢已进入后续各级线圈, 其仍然会对电枢产生电磁力作用, 从而影响电枢的加速性能。

2.4 感应线圈炮充放电回路基本特性

从感应线圈炮的工作原理可知, 不论是单级感应线圈炮还是多级感应线圈炮, 它的基本原理是对电容器长时间充电, 把电能储存在电容器中, 然后电容器瞬时放电, 使负载得到很大的功率。因此, 感应线圈炮的工作过程实质上是对储能电容的充电过程和储能电容对电感线圈的放电过程。了解感应线圈炮的充电回路特性和放电回路特性, 是研究感应线圈炮的基础。

2.4.1 充电回路基本特性

感应线圈炮全系统的基本结构原理如图 2-8 所示, 主要包括调压器 T_1 、高压变压器 T_2 、高压整流硅堆 D 、限流电阻 R 、脉冲电容器组 C 、放电开关 S 和触发控制电路、传输线 l 、驱动线圈、电枢组件、出口速度测量装置、放电电流测量装置以及充电电压测量装置。这些组成部分彼此存在着紧密的联系, 因此必须在单独分析的基础上, 进行综合分析。

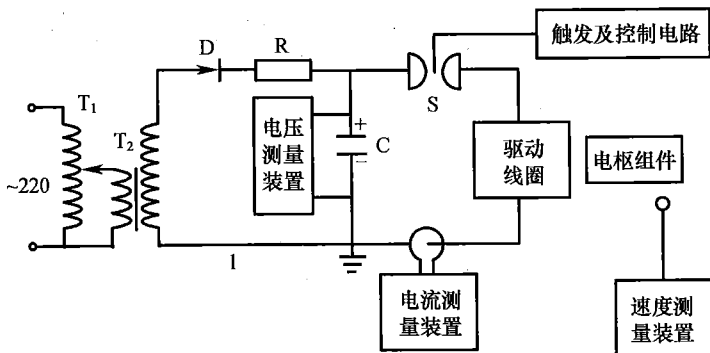


图 2-8 系统的组成原理

T_1 —调压器; T_2 —高压变压器; D —高压整流硅堆; R —限流电阻;
 C —电容器组; S —放电开关; l —传输线

从图 2-8 可以看出, 充电回路由调压器、高压变压器、高压整流硅堆、限流电阻、脉冲电容器组等元件组成。充电回路的作用是把电网中的交流电通过整流之后, 送入电容器组中储存起来。因此, 可将充电回路等效成一个简单的 $R-C$ 电路, 如图 2-9 所示。当闭合充电开关 K 以后, 脉

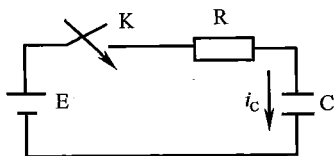


图 2-9 充电回路的等效电路

冲电容器上的电压 u_c 将随时间而不断地增加, 最后到达电源电压 E , 充电过程中对应的电流将逐步减小, 最后趋于零。

充电等效电路的回路方程为:

$$\begin{cases} Ri_c + u_c = E \\ i_c = C \frac{du_c}{dt} \end{cases} \quad (2-55)$$

根据微分方程可解得电流的变化为:

$$u_c = E - Ee^{-\frac{t}{RC}} \quad (2-56)$$

$$i_c = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2-57)$$

式(2-56)是由两个分量叠加而成的, E 是电容电压 u_c 的稳态分量, 表示时间 $t \rightarrow \infty$ 时, 电容电压 u_c 所趋近的数值; $-Ee^{-\frac{t}{RC}}$ 是 u_c 的自由分量, 它随时间增大而逐渐趋于零。

从式(2-57)可以看出, 当 $t=0$ 时, $i_c = \frac{E}{R}$; $t \rightarrow \infty$ 时, $i_c \rightarrow 0$, 由此可见, 充电过程中, 随着电容器两端电压的增大, 充电电流逐渐减小。

同时, 从自由分量 $-Ee^{-\frac{t}{RC}}$ 的表达式可以看出, 该分量衰减的快慢决定了 $u_c \rightarrow E$ 的时间的长短, 而自由分量衰减的快慢又取决于 R 、 C 的大小。 R 、 C 愈大则自由分量 $-Ee^{-\frac{t}{RC}}$ 衰减的越快。从物理概念来说明, 如果 R 一定, C 越大, 它需要充的电荷就越多, 因此充电时间就越长; 如果 C 一定, R 越大, 则充电电流越小, 充电过程就越慢, 同样需要的时就久越长。

RC 的乘积称为时间常数 τ , τ 的大小决定了自由分量衰减的快慢和充电时间的长短。一般在 $t = (4 \sim 5)\tau$ 时, 自由分量衰减到 2% 以下, u_c 充到所需电压的 98% 以上时, 可认为充电已经结束。但是由于实际充电过程中并非恒流充电, 所以充电时间和 τ 值有一定出入。当充电电压确定以后, 其他各部件的选择也需按一定的要求严格筛选。其他器件选择的一般原则如下:

(1) 对于调压器, 其输出电压必须与高压变压器原边配合, 能从尽可能小的数值到全电压都能平滑地调节, 而且电压波形不发生畸变。目前, 高压实验中常用的调压器有自耦式和移圈式两种。自耦式结构简单, 调压平稳, 成本不高。

(2) 高压变压器的作用是升压作用。在充电回路中工作时, 它的工作电压和电流值均小于其最高工作电压和最大工作电流即可。

(3) 高压整流硅堆有两个重要参数: 最大反向电压 U_r 和最大工作电流 I_m 。在充电回路中, 负载是脉冲电容器, 此时整流硅堆上承受的反压是电容器上电压的两倍, 即最大反向电压必须满足 $U_r > 2U_c$, 最大工作电流也要大于充电电流。

(4) 限流电阻的作用是保护充电回路中的各个元器件。为了限制短路时的电流, 限流电阻的数值应为 $R > U_c/I_m$, U_c 是最高充电电压, I_m 是高压整流硅堆最大工作电流。

(5) 脉冲电容器是充电回路的核心部件, 在技术条件允许下, 应尽可能选用高电压、低电感的脉冲电容器。充电过程中, 还必须考虑脉冲电容器的保护问题。通常采用串接吸能电阻的方法作为电容器的保护, 即在每个电容器的出线端串接一个热容量足够大的吸能电阻。当某台电容器被击穿时, 其他电容器的总能量将大部分消耗在吸能电阻上, 以达到保护电容

器的目的。吸能电阻的质量为

$$m = \frac{Q}{cT} \quad (\text{kg}) \quad (2-58)$$

式中 Q ——全部脉冲电容所储存的总能量, kcal;

c ——电阻材料的比热容, kcal/(kg · °C);

T ——电阻材料的允许温升, °C。

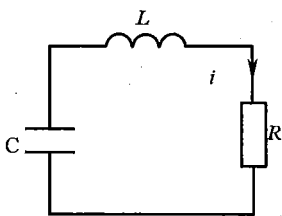


图 2-10 放电回路的原理
等效电路

2.4.2 放电回路基本特性

从以上对单级和多级感应线圈炮的电路模型和数学模型可知,每一级驱动线圈的放电回路都可以等效为 $R-L-C$ 回路,如图 2-10 所示。

图 2-10 中, C 表示储能脉冲电容器; L 为放电回路中的总电感,包括隔离间隙的电感、传输线的电感、负载电感等; R 为放电回路中的总电阻,包括隔离间隙的电阻、传输线的电阻、负载的电阻等。设储能脉冲电容器对负载放电过程中的放电电流为 i ,则放电回路的电压方程可表示为:

$$LC \frac{d^2 i}{dt^2} + RC \frac{di}{dt} + i = 0 \quad (2-59)$$

式 (2-59) 为二阶常系数齐次微分方程,其特征方程为:

$$LCp^2 + RCp + 1 = 0 \quad (2-60)$$

特征方程 (2-60) 的特征根可表示为:

$$\alpha_1 = -\frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}, \alpha_2 = -\frac{R}{2L} - \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} \quad (2-61)$$

令 $\beta = \frac{R}{2L}$, $\gamma^2 = \frac{1}{LC}$, 当驱动线圈放电回路电阻较小时,有:

$$\frac{R^2}{4L^2} < \frac{1}{LC}; R < 2\sqrt{\frac{C}{L}}$$

此时特征根是一对共轭复数,分别为:

$$\alpha_1 = -\beta + \sqrt{\beta^2 - \gamma^2} = -\beta + j\omega, \alpha_2 = -\beta - \sqrt{\beta^2 - \gamma^2} = -\beta - j\omega$$

式中 $\omega = \sqrt{\gamma^2 - \beta^2}$ 。

由此可得微分方程 (2-60) 的解为:

$$i(t) = (A_1 \sin \omega t + A_2 \cos \omega t) e^{-\beta t} \quad (2-62)$$

式中 A_1, A_2 ——待定系数,可由电路的初始状态确定。

在放电回路充电完毕，刚要开始放电时其满足下面的初始条件，即：

$$i(0+) = 0, \left. \frac{di}{dt} \right|_{t=0+} = \frac{U_0}{L} \quad (2-63)$$

式中 U_0 ——储能脉冲电容器开始放电时电压的初始值。

将式(2-63)代入式(2-62)，可求出待定系数，即：

$$A_1 = \frac{U_0}{\omega L}, A_2 = 0 \quad (2-64)$$

因此，将 A_1 和 A_2 代入式(2-62)即可得到式(2-59)的解，即：

$$i(t) = \frac{U_0}{\omega L} e^{-\beta t} \sin \omega t \quad (2-65)$$

当回路的电阻很小可以忽略时，可以近似得到：

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \approx \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

此时，

$$i(t) = U_0 \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega t \quad (2-66)$$

从式(2-66)可以看出，当 $t = \frac{\pi}{2\omega} = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC}$ 时，驱动线圈的放电电流将达到最大值 I_{dm} 为：

$$I_{dm} = u_c \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2-67)$$

式中 u_c ——电容器的初始电压；

L ——驱动线圈放电回路的总电感；

C ——储能电容器的电容量。

驱动线圈放电电流到达峰值的时间 t_{max} 为：

$$t_{max} = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC} \quad (2-68)$$

放电电流的振荡频率 f 为：

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (2-69)$$

由此可知，通过增大电容值 C ，可以增大驱动线圈峰值电流，但同时延长了电流达到峰值的时间 t_{max} ，减小了振荡频率；减小放电回路电感 L 也可增大峰值电流，但同时缩短了达到峰值电流的时间，提高了振荡频率，相关内容在后续分析中会进一步阐述。

2.5 含续流支路的感应线圈炮

从以上对感应线圈炮工作原理及其充放电回路基本特性可知,感应线圈炮每级驱动线圈的放电回路都可以等效为 $R-L-C$ 回路。从电路理论可知, $R-L-C$ 放电回路可能存在三种工作状态,分别是过阻尼、欠阻尼和临界阻尼,其中临界阻尼和过阻尼时,驱动线圈的放电电流波形非常相似。在实际感应线圈炮设计中,为了减小损耗提高效率,一般使得驱动线圈放电回路的电阻较小,因此驱动线圈放电回路工作在欠阻尼状态,其放电电流和储能电容器电压曲线如图 2-11 所示。

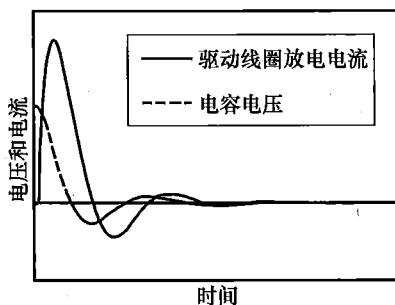


图 2-11 储能电容器电压和驱动线圈放电电流

从图 2-11 可以看出,电容器两端电压呈振荡衰减变化,存在反复充放电现象,由于储能电容器的充放电次数有限,因此反复的充放电过程会降低电容器的使用寿命。同时由式(2-10)可知,线圈炮中电枢的受力与驱动线圈放电电流和电枢感应电流成正比,只有当电枢感应电流和驱动线圈放电电流方向相反时,电枢才会受到电磁加速力,否则会受到电磁制动力而作减速运动。由于驱动线圈放电电流的方向反复改变,会使电枢受到的电磁力方向发生变化,从而使电枢的内弹道性能或加速过程受到严重影响。因此要采取措施,尽可能抑制储能电容器的反向充电,以改善电枢的内弹道特性,增强电容器的使用寿命。为此,在实际线圈炮设计中,通常在储能电容器两端并联续流二极管 D ,如图 2-12a 所示。

根据前面关于感应线圈炮的分析模型,在不影响分析结论的前提下,作如下假设:

- (1) 由于感应线圈炮各部分之间的连接导线一般较短,因此不考虑导线电感与电阻影响。
- (2) 不考虑驱动线圈和电枢中趋肤效应,并将电枢视为单匝线圈。
- (3) 续流二极管为理想元器件,即其导通时电阻值为 0,截止时的电阻值为无穷大,且导通后,端电压忽略不计。

根据假设,可建立含续流二极管的单级感应线圈炮电路模型如图

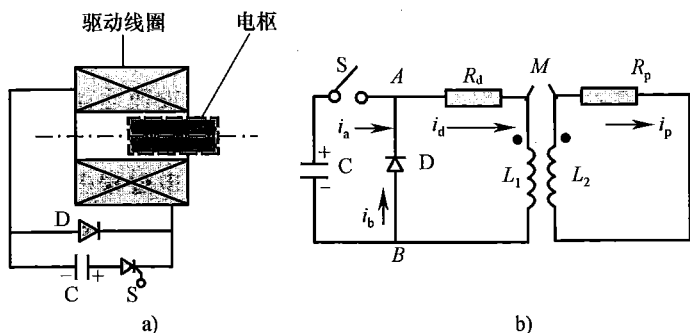


图 2-12 带续流支路的感应线圈炮结构原理图

a) 原理结构; b) 电路模型

2-12b所示。从图 2-12b 可知, 当续流二极管 D 两端点 A、B 之间的电压 $u_{AB} > 0$ 时, 驱动线圈中的电流 i_d 、电容器 C 的放电电流 i_a 和续流二极管中的电流 i_b 分别满足 $i_a = i_d$, $i_b = 0$ 。

同时, t 时刻电容器两端的电压 u_{AB} 满足:

$$u_{AB} = u_C - \frac{1}{C} \int_0^t i_a dt$$

式中 u_C ——储能电容器两端的初始电压。

当 $u_{AB} < 0$ 时, 此时驱动线圈、储能电容器及续流二极管中的电流满足 $i_a = 0$, $i_b = i_d$, 同时由假设 (3) 可知, 电容器两端的电压满足 $u_{AB} \approx 0$ 。

从以上分析可知, 在电容放电的前 1/4 周期, 带续流二极管的线圈炮中驱动线圈的电流和不带续流二极管的驱动线圈电流完全一致; 在经过 1/4 周期放电电流达到峰值后, 由于续流二极管的存在, 驱动线圈中的电流发生了换路, 电容两端电压变为零, 驱动线圈中的电流将按照 RL 电路形式呈指数衰减。因此可以得到带有续流二极管的驱动线圈放电电流和电容电压, 如图 2-13 所示。

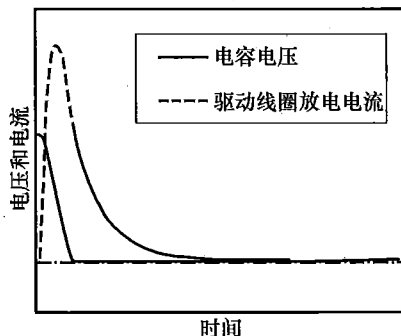


图 2-13 带续流支路的驱动线圈放电电流和电容电压

尽管放电过程中,驱动线圈的放电回路发生了换路,但是电枢受到的电磁力计算方法仍然遵循式(2-10),而且仅当驱动线圈电流和电枢中的感应电流方向相反时,电枢才会受到轴向推力而做加速运动,否则会受到制动力而做减速运动。

由于续流支路的存在,感应线圈炮的电源在放电过程中,放电电流的方向始终没有发生改变,从而有助于改善电枢的内弹道特性和加速过程。

第3章 计算及分析方法

前面介绍了感应线圈炮的基本工作原理和数学模型,并给出了电枢受到电磁力的计算公式。本章将给出具体的实现方法,重点介绍感应线圈炮的数值计算方法和有限元分析方法。数值计算方法中重点介绍求解电枢受力中的各个参量的具体实现方法;有限元分析方法中主要以商业电磁场有限元计算软件 ANSOFT 为对象,介绍利用该软件分析感应线圈炮性能的方法步骤。

3.1 数值计算方法

利用数值计算方法分析感应线圈炮发射性能的历史由来已久。在 20 世纪 90 年代,美国桑迪亚国家实验室为了预测和评估 50mm 口径的同步感应线圈炮的性能,在 WARP-10 计算编码的基础上,进一步完善计算仿真程序,开发了针对感应线圈炮仿真的 SLINGSHOT 计算仿真编码。不论是 WARP-10 计算仿真编码,还是 SLINGSHOT 计算仿真程序,均是基于集总参数电路模型编写的,其原理为:将电枢剖分成矩形截面丝状圆环,并且假设每个丝状圆环内的感应涡流是均匀的,这样每一个丝状圆环就相当于一个小电枢,构成一个回路。因此在模拟感应线圈炮的工作过程中,需反复计算各丝状圆环的电阻、电感和所有圆环对之间的互感。通过求解电路方程来求解各丝状圆环内的电流,并利用电流与互感梯度来求作用在电枢上的电磁力。因此,SLINGSHOT 数值计算仿真程序实质上就是在第 2 章介绍的感应线圈炮电流丝模型的基础上完成的。

为了分析感应线圈炮的发射性能,国内许多单位也纷纷效仿美国桑迪亚国家实验室,编制类似于 SLINGSHOT 的数值计算程序。从第 2 章感应线圈炮的等效电流环模型和电流丝模型给出的电磁力计算公式可知,要想计算电枢受到的电磁力,需要分别计算驱动线圈的电阻、驱动线圈的自感、电枢各丝状圆环的自感、驱动线圈和电枢各丝状圆环的互感等基本参数。下面分别介绍各个基本参数的计算方法。

3.1.1 电阻计算方法

感应线圈炮中, 整个系统的电阻包括电容器电阻、放电开关电阻、接线电阻以及驱动线圈电阻和电枢电阻, 由于趋肤效应和温度变化, 实际系统电阻是变化的。在对计算精度要求不高的情况下, 可忽略驱动线圈和电枢的温度变化对电阻产生的影响, 并认为电容电阻、放电开关电阻、接线电阻是固定不变的, 仅驱动线圈和电枢的电阻变化。一般情况下, 对于等截面积的均匀长直导体, 电阻的计算公式如下:

$$R = \rho l / A \quad (3-1)$$

式中 ρ ——导体的电阻率;

l ——导体的长度;

A ——导体的横截面积。

首先介绍驱动线圈电阻的计算方法。由于驱动线圈一般都是由铜导线密绕成螺线管状的空心圆柱线圈, 因此在进行数值求解过程中, 驱动线圈电阻会随着驱动线圈结构参数的变化而不同, 也会随着绕制线圈导线的不同而不同, 因此驱动线圈的电阻不能直接利用式 (3-1) 进行计算, 而是要根据驱动线圈的具体结构来实现。假设利用扁平铜制导线绕制的驱动线圈如图 3-1 所示, 驱动线圈的内径为 r_1 , 外径为 r_2 , 轴线长度为 l_g 。

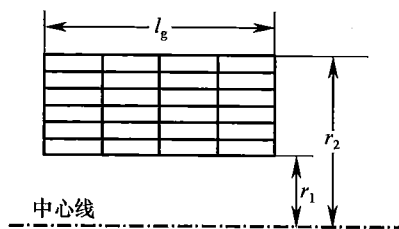


图 3-1 扁平导线绕制的驱动线圈截面

为了提高驱动线圈的绝缘强度, 绕制驱动线圈的导线表面通常都带有绝缘层, 而绝缘层也有一定的厚度, 而且绕制线圈的各匝之间、各层之间通常也有一定的空隙, 所以导线的截面积之和实际要小于驱动线圈的截面积。定义驱动线圈截面内绕制导线的总截面积与驱动线圈截面积的比值为填充系数, 用 k 表示, 由此可知, k 一般小于 1。如果忽略导线各匝之间、各层之间的空隙, 则 k 可近似的视为 1, 下面分析驱动线圈的电阻计算方法。

设驱动线圈的体积为 V , 铜导线的截面积为 S , 驱动线圈的填充系数为 k , 则铜导线的体积为:

$$V' = kV = k\pi(r_2^2 - r_1^2)l_g \quad (3-2)$$

于是得到驱动线圈的铜导线总长度：

$$l = \frac{V'}{S} = k\pi(r_2^2 - r_1^2)L_g/S \quad (3-3)$$

由于铜导线截面积小，因此在计算时忽略趋肤效应，即认为导线的电阻率恒定不变，将导线长度代入式(3-1)，可得到驱动线圈的电阻：

$$R_d = \rho k\pi(r_2^2 - r_1^2)L_g/S^2 \quad (3-4)$$

感应线圈炮发射的电枢通常为非导磁的金属电枢，按照第2章感应线圈炮的电流丝模型分析方法中，需要将电枢沿轴向和径向方向分别进行切片，形成丝状电流环，每一个电流环上的感应电流均匀分布，如图3-2所示，电枢的外半径为 r_4 ，内半径为 r_3 ，轴向长度为 d ，沿着电枢的径向方向将其均匀分割为 n 份，沿着轴向方向将其均匀分割为 m 份，则电枢将被分割为 $m \times n$ 个丝状电流环。

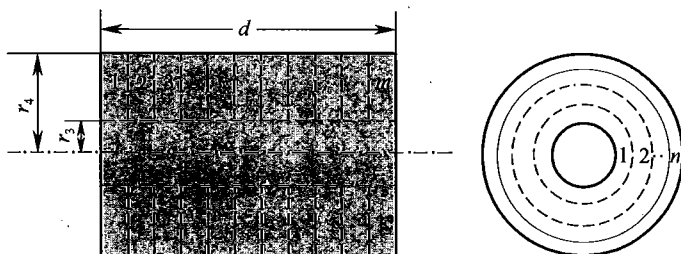


图3-2 电枢分割示意图

根据电流丝模型中关于电枢的受力的计算方法可知，需要求解每个丝状电流环的电阻。根据上述条件可知，每个丝状电流环的截面积 A 为：

$$A = \frac{d}{m} \times \frac{r_4 - r_3}{n} \quad (3-5)$$

从图3-3所示的电枢截面可以看出，每个电流环中感应电流流过的长度即导线的长度，实际为该电流环的平均周长，例如对于第 $i \times j$ ($1 \leq i \leq m$; $1 \leq j \leq n$) 个电流环来说，导线的长度 l 应该为：

$$l = 2\pi r \quad (3-6)$$

式中 r ——该电流环的平均半径。

从图3-3可以看出， r 可以表示为：

$$r = \frac{r_j + r_{j-1}}{2} \quad (3-7)$$

其中 r_j 又可表示为：

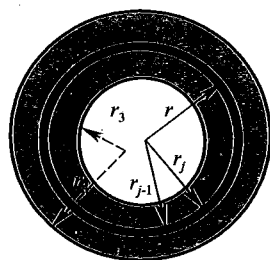


图3-3 电枢电阻计算示意图

$$r_j = r_3 + \frac{r_4 - r_3}{n} \times j \quad (3-8)$$

将式 (3-8) 代入式 (3-7), 可得:

$$r = r_3 + \frac{r_4 - r_3}{n} \times j - \frac{r_4 - r_3}{2n} \quad (3-9)$$

将式 (3-9) 代入式 (3-6) 中可得:

$$l = 2\pi \left(r_3 + \frac{r_4 - r_3}{n} \times j - \frac{r_4 - r_3}{2n} \right) \quad (3-10)$$

将式 (3-5)、式 (3-10) 代入式 (3-1) 中可得第 $i \times j$ 个丝状电流环的电阻 R_{ij} 为:

$$R_{ij} = 2\pi\rho \left[\frac{m \times j}{d} - \frac{m}{2d} + \frac{m \times n \times r_3}{d(r_4 - r_3)} \right], 1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq n \quad (3-11)$$

利用式 (3-11) 可以求得每个丝状电流环的电阻。

3.1.2 自感计算方法

在计算驱动线圈和电枢的自感时, 可将驱动线圈和电枢都视为空心圆柱线圈, 利用空心圆柱线圈的计算方法来求解驱动线圈和电枢的自感。

在计算空心圆柱线圈的电感时, 可以将其看做是由许多同轴圆环线圈组合而成的, 因此首先对圆环线圈产生的磁场进行分析。由于圆环线圈是轴对称结构, 所以采用圆柱坐标系, z 轴与圆环线圈的中心重合并垂直于圆环线圈所在平面, 令圆环线圈处于 $z = z'$ 的平面上, 如图 3-4 所示, I 为圆环线圈中的电流, 方向和 z 轴呈右手螺旋关系, 则线圈所在的平面把整个空间分成了两个场域, 分别为:

场域 1: $z < z'$;

场域 2: $z > z'$ 。

设圆环线圈的半径为 a , 则圆环线圈上任一点的坐标为 (a, φ, z') 。根据单匝圆环线圈的面电流密度表达式可知, 在平面 $z = z'$ 上任一点处 (a, φ, z') 的面电流密度可用 δ 函数表示为:

$$J(\rho, \varphi, z') = I\delta(\rho - a)e_\varphi \quad (3-12)$$

在圆柱坐标下, 圆环线圈所产生的矢量磁位仅有圆周方向上的分量, 即 $A = A_\varphi e_\varphi$, 所以在图 3-4 中没有电流分布的场域, 矢量磁位 A 在圆柱坐标系下满足的拉普拉斯方程为:

$$\nabla^2 A_\varphi - \frac{1}{\rho^2} A_\varphi = 0 \quad (3-13)$$

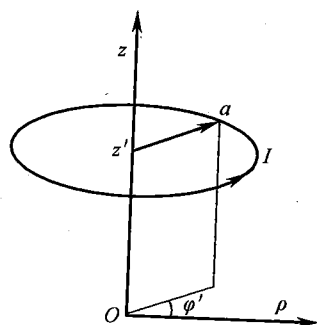


图 3-4 圆环线圈

考虑到圆环线圈将整个空间划分为场区 1 ($z < z'$) 和场区 2 ($z > z'$) 两个区域, 所以圆环线圈磁场问题的边界条件为:

$$\lim_{z \rightarrow z' - 0} A_{1\varphi} = \lim_{z \rightarrow z' + 0} A_{2\varphi} \quad (3-14)$$

$$\lim_{z \rightarrow z' - 0} \frac{\partial A_{1\varphi}}{\partial z} - \lim_{z \rightarrow z' + 0} \frac{\partial A_{2\varphi}}{\partial z} = \mu_0 I \delta(\rho - a) \quad (3-15)$$

当距离圆环线圈无限远时, 即有:

$$\lim_{r \rightarrow \infty} A_{\varphi} = 0 \quad (3-16)$$

式中 $r = \sqrt{\rho^2 + z^2}$ 。

结合圆环线圈产生的矢量磁位满足的约束方程 (3-13) 及其边界条件式 (3-14)、式 (3-15), 利用分离变量法对其进行求解, 从而得到圆环线圈产生的矢量磁位的通解为:

$$A_{i\varphi}(\rho, z) = \int_0^{\infty} [c_1 J_1(\lambda \rho) + c_2 Y_1(\lambda \rho)] (c_3 e^{\lambda z} + c_4 e^{-\lambda z}) d\lambda \quad i = 1, 2 \quad (3-17)$$

式中 λ ——分离常数;

$J_1(\lambda \rho)$ ——第一类一阶贝塞尔函数;

$Y_1(\lambda \rho)$ ——第二类一阶贝塞尔函数;

c_1, c_2, c_3, c_4 ——待定系数。

根据第一类和第二类贝塞尔函数的性质和上述圆环线圈磁场的边界条件式 (3-14)、式 (3-15) 和无限远条件式 (3-16), 圆环线圈的矢量磁位在场区 1 和场区 2 的表达式分别为:

$$A_{1\varphi} = \frac{\mu_0 I a}{2} \int_0^{\infty} J_1(\lambda a) J_1(\lambda \rho) e^{\lambda(z-z')} d\lambda \quad z < z' \quad (3-18)$$

$$A_{2\varphi} = \frac{\mu_0 I a}{2} \int_0^{\infty} J_1(\lambda a) J_1(\lambda \rho) e^{-\lambda(z-z')} d\lambda \quad z > z' \quad (3-19)$$

在求出圆环线圈的矢量磁位之后, 就可以在此基础上进一步求解空心圆柱线圈的矢量磁位, 空心圆柱线圈的结构如图 3-5 所示, 空心圆柱线圈可以看做是无限个圆环线圈的集合体。从图 3-5 中可看出, 空心圆柱驱动线圈的上、下端面将整个空间分为三个区域, 即 $z < -l_c/2$ 的区域、 $z > l_c/2$ 的区域以及 $-l_c/2 < z < l_c/2$ 的区域。利用叠加原理将各圆环线圈的矢量磁位进行叠加, 即可求出空心圆柱线圈各场区的矢量磁位。

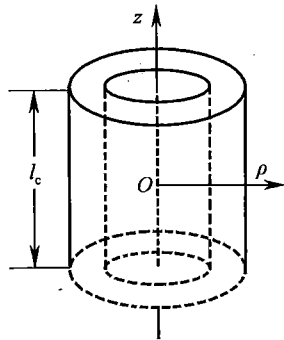


图 3-5 空心圆柱线圈

若驱动线圈截面内的电流密度为 J_c ，则驱动线圈内任一点处的电流元为：

$$dI = J_c d\rho dz' \quad (3-20)$$

将式 (3-18) 和式 (3-19) 中的 I 换成 dI ，同时令：

$$U(R_{ci}, R_{co}, \lambda) = \frac{1}{\lambda^3} \int_{\lambda R_{ci}}^{\lambda R_{co}} t J_1(t) dt \quad (3-21)$$

则驱动线圈下端面以下区域和上端面以上区域的矢量磁位可分别表示为：

$$A_1 = \frac{1}{2} \mu_0 J_c \int_0^\infty U(R_{ci}, R_{co}, \lambda) J_1(\lambda \rho) [e^{\lambda(z+\frac{l_c}{2})} - e^{-\lambda(\frac{l_c}{2}-z)}] d\lambda \quad z < -\frac{l_c}{2} \quad (3-22)$$

$$A_2 = \frac{1}{2} \mu_0 J_c \int_0^\infty U(R_{ci}, R_{co}, \lambda) J_1(\lambda \rho) [e^{\lambda(\frac{l_c}{2}-z)} - e^{-\lambda(\frac{l_c}{2}+z)}] d\lambda \quad z > \frac{l_c}{2} \quad (3-23)$$

式中 R_{ci}, R_{co} ——空心圆柱线圈的内半径和外半径。

对于空心圆柱线圈上、下端面之间的矢量磁位，可在空心圆柱线圈内任取一点 (ρ, θ, z) ，过该点做一垂直于 z 轴的平面，则该平面可将空心圆柱线圈分为上、下两部分，则整个空心圆柱线圈在该点的矢量磁位由上、下两部分驱动线圈在该点单独作用产生的矢量磁位的叠加。因此，可利用下式进一步求出空心圆柱线圈在该点的矢量磁位，即：

$$A = \frac{1}{2} \mu_0 J_c \int_0^\infty U(R_{ci}, R_{co}, \lambda) [2 - e^{-\lambda(\frac{l_c}{2}-z)} - e^{-\lambda(z+\frac{l_c}{2})}] d\lambda \quad -\frac{l_c}{2} < z < \frac{l_c}{2} \quad (3-24)$$

式 (3-24) 给出了空心圆柱线圈在 $-l_c/2 < z < l_c/2$ 区域中任一点的矢量磁位。

在获知空心圆柱线圈在空间任一点处的矢量磁位后，就可以利用矢量磁位来计算驱动线圈的电感。设驱动线圈的匝数为 N_c ，流过的电流为 I_c ，驱动线圈的截面面积为 S_c ，驱动线圈的体积为 V_c ，驱动线圈截面内单位面积上的匝数为 n_c ，则驱动线圈第 m 匝所铰链的磁通为：

$$\varphi_m = \int_{S_m} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = \int_{S_m} \nabla \times \mathbf{A} \cdot d\mathbf{S} = \oint_{l_m} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} \quad (3-25)$$

式中 S_m ——驱动线圈中第 m 匝所张的曲面；

l_m ——第 m 匝线圈的边界。

整个驱动线圈所铰链的总磁通为各匝线圈所铰链的磁通之和，即：

$$\psi = \sum_{m=1}^{N_c} \varphi_m = \sum_{m=1}^{N_c} \oint_{l_m} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} = \frac{1}{I_c} \sum_{m=1}^{N_c} \oint_{l_m} \mathbf{A} \cdot I_c d\mathbf{l} \quad (3-26)$$

对式 (3-26) 进行变换, 将 $\sum_{m=1}^{N_c} \oint_{J_m}$ 变换为 $\int_{V_c}$, 将 $I_c d\mathbf{l}$ 变换为 $\mathbf{J}_c dV$, 则式 (3-26) 变为:

$$\psi = \frac{1}{I_c} \int_{V_c} \mathbf{A} \cdot \mathbf{J}_c dV \quad (3-27)$$

对式 (3-27) 进行变形, 即可得到驱动线圈自感的表达式, 即:

$$L = \frac{\psi}{I_c} = \frac{1}{I_c^2} \int_{V_c} \mathbf{A} \cdot \mathbf{J}_c dV \quad (3-28)$$

由于驱动线圈满足轴对称条件, 所以矢量磁位仅有周向分量, 这即意味着驱动线圈内部任一点的矢量磁位和驱动线圈中电流密度的方向相同, 从而式 (3-28) 可进一步简化为:

$$L = \frac{J_c}{I_c^2} \int_{V_c} A_\theta dV = \frac{2\pi J_c}{I_c^2} \int_{R_{ci}}^{R_{co}} \rho d\rho \int_{-l_c/2}^{l_c/2} \rho A_\theta dz \quad (3-29)$$

将式 (3-24) 代入式 (3-29) 并整理, 可得:

$$L = \frac{\mu_0 \pi J_c^2}{I_c^2} \int_0^\infty \left[U(R_{ci}, R_{co}, \lambda) \int_{R_{ci}}^{R_{co}} \rho J_1(\lambda \rho) d\rho \times \int_{-l_c/2}^{l_c/2} (2 - e^{-\lambda(\frac{l_c}{2}-z)} - e^{-\lambda(\frac{l_c}{2}+z)}) dz \right] d\lambda \quad (3-30)$$

对式 (3-30) 进一步整理, 并将 $J_c = n_c I_c$ 代入式 (3-30), 则式 (3-30) 可变形为:

$$L = 2\pi\mu_0 n_c^2 \int_0^\infty U^2(R_{ci}, R_{co}, \lambda) \left(\frac{\lambda l_c}{2} + e^{-\frac{\lambda l_c}{2}} - 1 \right) d\lambda \quad (3-31)$$

在计算驱动线圈的自感的表达式中, 除分离常数 λ 外, 还包含有驱动线圈的内半径、外半径、轴向长度及单位截面积的匝数等结构参数。由于式 (3-31) 中包含有多个结构参数, 所以可利用其中一个参数作为基准对式 (3-31) 中的其他参数进行归一化处理。这里选用驱动线圈内半径为基准, 于是就可以定义两个反映驱动线圈形状的重要参数: 厚径比 p 和长径比 q , 表达式分别为:

$$p = \frac{R_{co}}{R_{ci}}, q = \frac{l_c}{R_{ci}}$$

令 $\lambda = \frac{x}{R_{ci}}$, 通过这些参数的归一化处理, 式 (3-21) 变为:

$$U(R_{ci}, R_{co}, \lambda) = R_{ci}^3 \left[\frac{1}{x^3} \int_x^{px} t J_1(t) dt \right] = R_{ci}^3 U(1, p, x) \quad (3-32)$$

将上式代入式 (3-31) 并整理可得:

$$L = 2\pi\mu_0 n_c^2 R_{ci}^5 T(q, p) \quad (3-33)$$

式中 $T(q, p) = \int_0^\infty U^2(1, p, x)(qx + e^{-qx} - 1)dx$ 。

由式 (3-33) 可知, 在给定驱动线圈结构参数, 如驱动线圈的内半径、外半径、轴向长度以及驱动线圈线匝密度的情况下, 利用式 (3-33) 就能计算出驱动线圈的自感。利用式 (3-33) 计算驱动线圈的自感, 需要首先计算 $T(q, p)$ 函数, 该函数反映了驱动线圈的形状, 所以可将其称为驱动线圈的形状函数。由于 $T(q, p)$ 函数中包含有复杂的函数积分, 要求出其准确解是比较困难的, 但是可利用数值方法求其近似解。

数值计算方法的种类很多, 需要根据待求解问题进行合理选择。由于 $T(q, p)$ 是一个 $(0, +\infty)$ 之间的定积分, 因此采用高斯-拉盖尔数值积分法。要利用高斯-拉盖尔数值积分法, 关键就是要构建合适的高斯求积公式。高斯-拉盖尔的求积公式的形式为:

$$\int_0^\infty e^{-x} f(x) dx \approx \sum_{k=1}^n A_k f(x_k)$$

式中 x_k ——对应的拉格朗日多项式的第 k 个零点, $k=0, 1, 2, \dots, n$;
 A_k ——对应的权系数。

为了提高计算精度, 一般要求 n 的取值点应该大于 15 个, 比如可以选择 20 个点, 即 $n=20$ 。则驱动线圈的形状系数 $T(q, p)$ 可表示为:

$$\begin{aligned} T(q, p) &= \int_0^\infty U^2(1, p, x)(qx + e^{-qx} - 1)dx \\ &= \int_0^\infty e^{-x} U^2(1, p, x) e^x (qx + e^{-qx} - 1) dx \\ &\approx \sum_{k=1}^{n=20} A_k U^2(1, p, x_k) e^{x_k} (qx_k + e^{-qx_k} - 1) \\ &= \sum_{k=1}^{20} \left(\int_{x_k}^{px_k} t J_1(t) dt \right)^2 \frac{A_k}{x_k} e^{x_k} (qx_k + e^{-qx_k} - 1) \end{aligned} \quad (3-34)$$

由式 (3-34) 可知, $T(q, p)$ 的求解又归结为求解 $\int_{x_k}^{px_k} t J_1(t) dt$ 的定积分。对 $\int_{x_k}^{px_k} t J_1(t) dt$ 继续使用数值积分的方法, 采用柯斯特数值积分法。为此同样需要构造柯斯特积分多项式。则有:

$$\begin{aligned} \int_{x_k}^{px_k} t J_1(t) dt &\approx \left(\frac{px_k - x_k}{90} \right) \left[7x_k J_1(x_k) + 32 \times \left(\frac{px_k + 3x_k}{4} \right) \times J_1 \left(\frac{px_k + 3x_k}{4} \right) \right] \\ &\quad + 12 \times \frac{px_k + x_k}{2} \times J_1 \left(\frac{px_k + x_k}{2} \right) + 32 \times \left(\frac{3px_k + x_k}{4} \right) \\ &\quad \times J_1 \left(\frac{3px_k + x_k}{4} \right) + 7px_k J_1(px_k) \end{aligned} \quad (3-35)$$

把式(3-35)代入式(3-34),然后通过查表得出 A_k 和 x_k 的值,就可以求出 $T(q, p)$ 的值,然后再把求得的 $T(q, p)$ 代入式(3-33)就可得到驱动线圈的自感。根据上述的数值计算方法,利用编程语言编制空心圆柱线圈自感计算的函数,通过输入相应的参数就可以自动计算出空心圆柱线圈的自感 L 。同样,电枢的每一丝状电流环的自感,也可以利用相同的方法进行计算。

3.1.3 互感计算方法

由于驱动线圈与电枢均可看做是由诸多同轴圆环线圈构成的,所以在计算驱动线圈与电枢之间的互感与互感梯度时,可以采用两个同轴圆环线圈模型。两同轴圆环线圈如图3-6所示。其中,圆环线圈 C_d 固定不动,可将其视为驱动线圈;圆环线圈 C_a 可沿轴线方向运动,从而可将其看做电枢。这两个圆环线圈的半径分别为 R_d 和 R_a ,它们之间的轴向距离为 d 。当圆环线圈 C_a 由位置1经圆环线圈 C_d 到达位置2的过程中,这两个同轴的圆环线圈之间的互感及互感梯度怎样变化呢?

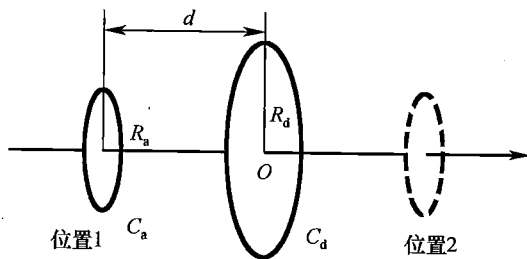


图3-6 同轴圆环线圈

如果圆环线圈 C_d 中通有电流 I_d ,则圆环线圈 C_d 在圆环线圈 C_a 上的位置元 dl_a 处产生的矢量磁位为:

$$A_d = \frac{\mu_0 I_d}{4\pi} \oint_{l_d} \frac{dl_d}{r} \quad (3-36)$$

式中 r ——圆环线圈 C_d 上的电流元 $I_d dl_d$ 到圆环线圈 C_a 上的线元 dl_a 之间的向量。

由圆环线圈 C_d 产生的且与圆环线圈 C_a 铰链的磁通为:

$$\varphi_{ad} = \oint_{l_a} A_d \cdot dl_a = \frac{\mu_0 I_d}{4\pi} \oint_{l_d} \oint_{l_a} \frac{dl_d \cdot dl_a}{r} \quad (3-37)$$

从而圆环线圈 C_d 和 C_a 之间的互感为:

$$M = \frac{\varphi_{ad}}{I_d} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{l_a} \oint_{l_d} \frac{dl_d \cdot dl_a}{r} \quad (3-38)$$

如果圆环线圈 C_d 和 C_a 分别为 N_d 和 N_a 匝, 则它们之间的互感为:

$$M = \frac{N_d N_a \mu_0}{4\pi} \oint_{l_a} \oint_{l_d} \frac{dl_d \cdot dl_a}{r} \quad (3-39)$$

由于这两个圆环线圈同轴, 所以在对式 (3-38) 进行计算时可采用圆柱坐标系。令坐标原点位于圆环线圈 C_d 的中心, 圆环线圈的轴线与圆柱坐标系的 z 轴重合, 则圆环线圈 C_d 上的任一点 P 的坐标为 $(R_d, \theta_d, 0)$, 圆环线圈 C_a 上的任一点 Q 的坐标为 (R_a, θ_a, d) , 于是 PQ 两点之间的距离为:

$$|r| = [R_d^2 + R_a^2 - 2R_d R_a \cos(\theta_d - \theta_a) + d^2]^{\frac{1}{2}} \quad (3-40)$$

圆环线圈 C_d 和圆环线圈 C_a 上的线元分别为:

$$dl_d = R_d (-\sin\theta_d i + \cos\theta_d j) d\theta_d \quad (3-41)$$

$$dl_a = R_a (-\sin\theta_a i + \cos\theta_a j) d\theta_a \quad (3-42)$$

将式 (3-40) ~ 式 (3-42) 代入式 (3-38), 可得:

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} d\theta_a \int_0^{2\pi} \frac{R_d R_a \cos(\theta_d - \theta_a) d\theta_d}{[R_d^2 + R_a^2 - 2R_d R_a \cos(\theta_d - \theta_a) + d^2]^{\frac{1}{2}}} \quad (3-43)$$

令 $\theta = \theta_d - \theta_a$, 则式 (3-32) 可简化为:

$$M = \frac{\mu_0}{2} R_d R_a \int_0^{2\pi} \frac{\cos\theta \cdot d\theta}{R_d^2 + R_a^2 - 2R_d R_a \cos\theta + d^2} \quad (3-44)$$

再令 $\alpha = \frac{\pi - \theta}{2}$, $k = \sqrt{\frac{4R_d R_a}{(R_d + R_a)^2 + d^2}}$, 则式 (3-44) 可进一步变换为:

$$M = 2\mu_0 R_d R_a \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{2\sin^2\alpha - 1}{\sqrt{(R_d^2 + R_a^2) + d^2} \sqrt{1 - k^2 \sin^2\alpha}} d\alpha \quad (3-45)$$

对式 (3-45) 进一步变形可得:

$$M = \mu_0 \sqrt{R_d R_a} \left[\left(\frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right] \quad (3-46)$$

式中 $K(k)$, $E(k)$ ——以 k 为模数的第一类和第二类完全椭圆积分, 它

们分别为 $K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\alpha}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2\alpha}}$, $E(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - k^2 \sin^2\alpha} d\alpha$ 。

当圆环线圈 C_a 的位置改变时, 圆环线圈 C_d 和 C_a 之间的互感 M 也将发生改变。通常将互感随线圈位置的变化情况称为互感梯度, 即:

$$\frac{dM}{dz} = \frac{\mu_0 k d}{4(1 - k^2) \sqrt{R_d R_a}} [2(1 - k^2) K(k) - (2 - k^2) E(k)] \quad (3-47)$$

从式(3-46)和式(3-47)可知,要求得互感 M 和互感梯度 dM/dz ,关键是要计算出第一类、第二类全椭圆积分。通常直接计算第一类、第二类全椭圆积分比较困难,因此可以采用近似求解方法。全椭圆积分的求解方法很多,包括算术几何平均法、逼近多项式法、近似计算公式法等。逼近多项式法计算速度快,结构简单,精度可满足一般要求,但存在误差分布不均匀的缺点。近似计算公式法需要根据模数 k 的大小来选择相应的公式,计算精度不可控。随着计算机技术的发展,计算机数值计算的速度和精度得到了大幅提升,因此采用了算术几何平均法,将第一类、第二类全椭圆积分统一表示成:

$$I = \int_0^{\pi/2} \frac{R_a m \cos^2 \alpha + R_d t n \sin^2 \alpha}{m \cos^2 \alpha + t n \sin^2 \alpha} \frac{d\alpha}{R}$$

式中 $R_a = m = 1$;

$$n = \sqrt{1 - k^2};$$

$$R = \sqrt{m^2 \cos^2 \alpha + n^2 \sin^2 \alpha}.$$

当 $R_d = 1, t = \frac{1}{n}$ 时, I 是第一类全椭圆积分;当 $R_d = 1 - k^2, t = \frac{1}{n}$ 时, I 是第二类全椭圆积分。然后利用数值计算求解方法计算 I 的值。

从 $m_0 = m = 1, R_{a0} = R_a = 1, n_0 = n = \sqrt{1 - k^2}, R_{d0} = R_d, t_0 = t$ 出发,计算如下序列:

$$m_i = \frac{1}{2}(m_{i-1} + n_{i-1})$$

$$n_i = \sqrt{m_{i-1} n_{i-1}}$$

$$t_i = \frac{n_i}{4m_i} \left(t_{i-1} + 2 + \frac{1}{t_{i-1}} \right)$$

$$R_{ai} = \frac{1}{2}(R_{a(i-1)} + R_{d(i-1)})$$

$$R_{di} = \frac{R_{a(i-1)} + R_{d(i-1)} t_{i-1}}{1 + t_{i-1}}, \text{其中 } i = 1, 2, \dots, N, \dots$$

当第 n 次迭代时,如果满足 $\left| \frac{R_{aN} - R_{dN}}{R_{aN}} \right| < \varepsilon, \left| \frac{m_N - n_N}{m_N} \right| < \varepsilon, |t_N - 1| < \varepsilon$,则有:

$$I = \frac{\pi R_{aN}}{2m_N}$$

根据上面的迭代关系,利用相关编程软件编制相应的程序代码,根据给定的驱动线圈和电枢的结构参数,就可以求出第一类、第二类全椭圆积分,然后利用式(3-46)和式(3-47)求解得到驱动线圈和电枢之间的

互感和互感梯度。

同时,从驱动线圈和电枢的电阻、自感、互感等参数的求解方法可知,根据给定的驱动线圈和电枢的结构参数,利用数值求解方法可以得到驱动线圈和电枢的各个参数值,然后利用式(2-10)求得电枢在不同时刻的电磁力,从而得到驱动线圈对电枢的加速特性。以上过程可以通过编制相应的数值计算代码来予以实施。

3.2 有限元分析方法

3.2.1 有限元方法基本原理

除了可以根据电枢受力公式,利用数值求解方法对感应线圈炮的加速特性进行分析以外,还可以利用有限元分析方法对其进行分析。有限元方法具有通用性强、使用范围广等优点。但有限元方法的计算精度取决于剖分单元的大小与单元的分布,单元数量越多则计算精度越高。目前尚没有专门用于感应线圈炮分析的有限元计算软件,国内清华大学、武汉大学都正在开展相关研究,构建基于有限元分析方法的感应线圈炮数值计算软件。

有限元法是以变分原理和近似插值离散为基础的一种数值计算方法。该方法首先利用变分原理把所要求解的边值问题转化为相应的变分问题,也就是泛函极值问题,然后利用对场域的网格剖分离散和在单元上对场函数的插值近似,将变分问题转化为普通多元函数的极值问题,最终归结为一个代数方程组,解之即得待求边值问题的数值解。

对于计算静电场问题的泊松方程:

$$-\varepsilon \nabla^2 \varphi = \rho \quad (3-48)$$

式中 ε ——介电常数;

φ ——电位;

ρ ——电荷密度。

在场域为 Ω 时,它的等价泛函为:

$$I(\varphi) = \iint_{\Omega} \frac{\varepsilon}{2} |\nabla \varphi|^2 d\Omega - \iint_{\Omega} \varphi \rho d\Omega \quad (3-49)$$

即,使得该泛函取得极值的函数必满足方程(3-48)。因此,求解方程(3-48)的问题转化成了求解式(3-49)所示的泛函的极值问题。

若将场域 Ω 离散化,即划分为许多个小体积(单元),且在每个单元内将电位的分布近似看做是线性变化的,即单元内各点的电位由该单元各顶点电位线性表示,由此,式(3-49)中对场域 Ω 的积分可以变为在每

个单元上的积分之和,而在各单元上的积分由于给出了电位函数的近似表达式,则相关积分可以求出,从而式(3-49)可以变为一个不存在积分的一个多元函数,即:

$$I(\varphi) = \sum_{e=1}^m \iiint_{\Omega} \frac{\varepsilon}{2} |\nabla \varphi|^2 d\Omega - \sum_{e=1}^m \iiint_{\Omega} \varphi \rho d\Omega = [\varphi]^T [S] [\varphi] - [\varphi]^T [G] \quad (3-50)$$

其中, S 、 G 为已知系数矩阵。为使函数 $I(\varphi)$ 取得极值,即求出式(3-49)所示的泛函的变分问题,仅需使得式(3-50)所示的多元函数对每个自变量的导数为零,即 $\partial I / \partial \varphi_i = 0$ ($i=1, 2, \dots, n$),从而可得到一个以单元节点上电位为未知量的方程组,其矩阵形式为:

$$[K][\varphi] = [G] \quad (3-51)$$

求解该代数方程组,即可得到各节点的电位值,进而可以通过节点电位求得单元的电场强度。这就是有限元法的理论基础。

实现有限元方法包括以下几个主要步骤:找出与边值问题对应的泛函及其等价变分问题,将连续场域离散成网格单元(即网格剖分),在单元上将未知的连续函数近似表示为一个已知函数(如线性或二次函数),求泛函的极值,形成有限元方程组,求解方程组,结果显示和求解其他场量等后处理问题。

在以上各步骤中,网格剖分是最关键的步骤,它不仅决定了有限元法解决问题的能力,也决定了软件的计算精度。一个软件若没有高性能的前处理程序就不可能有通用性强的计算软件。而软件的前处理程序主要是网格自动剖分模块。网格自动剖分程序是通用软件的基础。

为了得到较精确的计算结果,单元的大小与单元的疏密分布要合理,合理的网格需要在网格自动剖分程序所生成的初步网格基础上,由网格细分环节来得到。自适应网格细分是不依赖于用户的经验,单靠软件自身来完成网格合理细分的一种软件技术。

目前,有限元网格剖分算法已趋于成熟和完善,已有的软件可以处理较复杂的场域。自适应软件体现在程序本身能够自行判断何处的单元需要细分,细分到何种程度,最后能产生一个合理的网格,在此网格基础上主体计算程序能够给出较精确的计算结果。网格细分的目标是使网格分布自动适应于场域结构或场量分布,使场域中的每个单元都能给出几乎相同的计算精度。自适应软件可以得到过去那种靠人的经验来指定单元疏密分布方法所不能得到的计算精度,并且能够以较少单元个数得到较高的计算精度。自适应软件是一个网格加密与场量计算循环进行的过程,其循环步骤如图3-7所示。

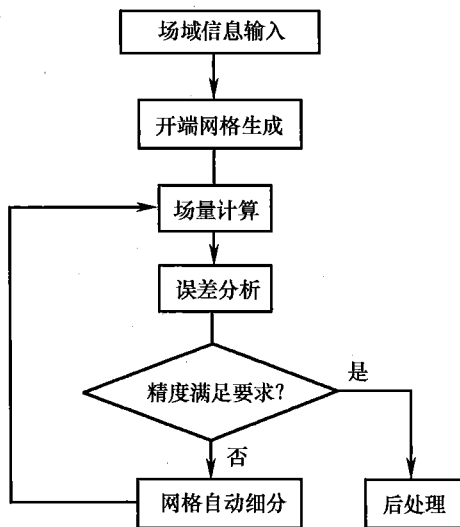


图 3-7 自适应软件的循环步骤

实现自适应软件的关键问题是误差分析。但对于一种数值计算方法，要给出在一定网格分布情况下所得到的数值近似解的确切误差，一般是很困难的。然而，在实现自适应软件时，可以不需要确切的误差分析表达式，而是寻找一种误差判据，该判据容易求解，并能定性描述近似解的计算精度即可。

有限元求解方法是用分块连续的函数来近似表达整体区域连续的函数。这种近似将会产生计算误差。也就是说，用有限元方法求解一个场域中的连续变量，所得到的结果可能是不连续的。基于这一性质，可采用近似解在相邻单元界面上的不连续程度作为单元的误差判据。很明显，单元之间这种不连续程度越大，则表明近似解的真正误差也越大。利用这种不连续程度所定义的误差判据容易实现，并且能够有效地控制网格细分的实施。

在静电场求解中，如果以电位函数为求解变量，则解的近似表达式可以保证电位在单元界面上的连续性，也可以满足场强在单元界面上的切向分量的连续，但却不能满足电位移在单元界面上法向分量的连续。因此，单元上的误差判据可用电位移在单元界面上的法向分量的不连续程度来定义。

在恒定磁场求解中，如果以矢量磁位为求解变量，则近似解可以保证磁感应强度在单元界面上的法向分量的连续性，但却不能满足磁场强度在单元界面上切向分量的连续。因此，单元上的误差判据可用磁场强度在单元界面上的切向分量的不连续程度来定义。

根据一定的误差判据定义得到每个单元上的误差值以后，便可以将这个误差值与一个指定的基准值进行比较，如果误差值大于基准值则对这个

单元进行细分, 否则, 在此次自适应循环中该单元保持不变。为了提高自适应循环过程的收敛速度, 必须由程序自动选定一个合适的基准值。

目前, 比较典型的商业有限元分析软件有 Ansys 和 Ansoft Maxwell, 其中, Ansoft Maxwell 是一款主要用于电磁场数值计算的软件, 目前已广泛用于电机、电子、电力电子、交直流传动、国防军工等领域。Ansoft Maxwell 也同样为感应线圈炮的性能分析、结构设计或仿真计算提供了选择。

3.2.2 Ansoft 软件使用简介

Ansoft 软件的操作使用有具体的工具书介绍, 也可以通过 Ansoft 下的 Help 帮助文件了解其具体使用方法和步骤。本节将以感应线圈炮的动态特性分析为例, 给出 Ansoft 对感应线圈炮进行有限元分析的主要操作步骤。

从开始菜单中找到 Ansoft Maxwell 软件, 然后单击启动 Ansoft Maxwell 之后, 进入如图 3-8 所示的界面, 点击图中所示按钮, 则新建一个二维工程, 进入二维建模界面, 如图 3-9 所示。右键点击 Project1, 在弹出的菜单中可通过 Rename 修改工程的名称。

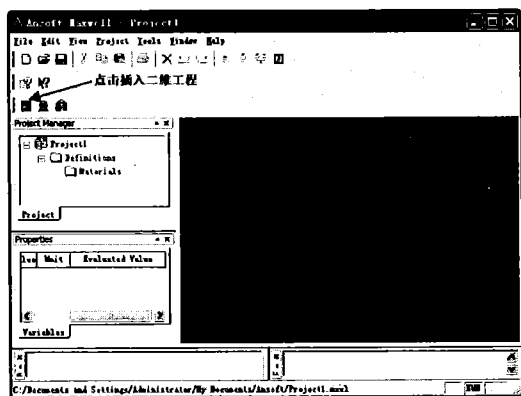


图 3-8 新建工程

新建工程以后, 需要根据待求解的问题, 选择合适的求解器和坐标系。Ansoft Maxwell 提供的三维场的求解器包括 Magneticstatic 稳恒磁场、Eddy Current 涡流场、Transient 瞬态场、Electrostatic 静电场、AC Conduction 交变电场、DC Conduction 稳恒电场, 提供的坐标系包括 Cylindrical about Z 轴对称坐标系和 Cartesian XY 平面坐标系, 每一种求解器和坐标系都有自己的适用对象, 为此需要针对不同的求解问题选择不同的坐标系和求解器。点击菜单栏下的 “Maxwell 2D” → “Solution Type”, 即进入求解器和坐标系的选择对话框, 如图 3-10 所示。单击求解器前的单选框, 通过下拉框选择坐标系后, 点击 OK 则进入对应的求解器。

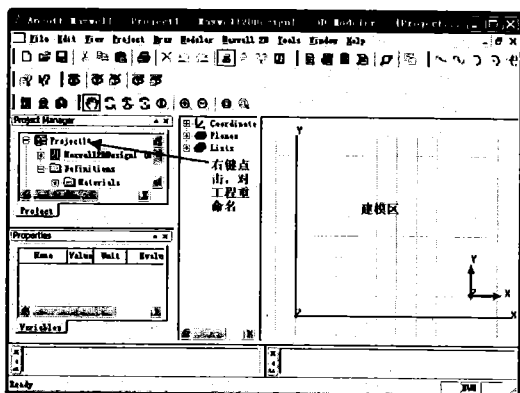


图 3-9 工程建模界面

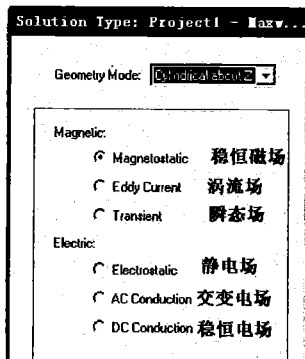


图 3-10 选择求解器

对于感应线圈炮来说，如果不考虑发射过程中电枢轴线偏离驱动线圈轴线的情况，即假设电枢轴线和驱动线圈轴线重合，此时就可以将感应线圈炮的模型简化为二维轴对称的仿真模型。为此，一般选择轴对称坐标系。如果要分析感应线圈炮的动态性能，则需要选择瞬态求解器，在选择瞬态求解器和轴对称坐标系后，点击 OK 进入建模界面，如图 3-11 所示。

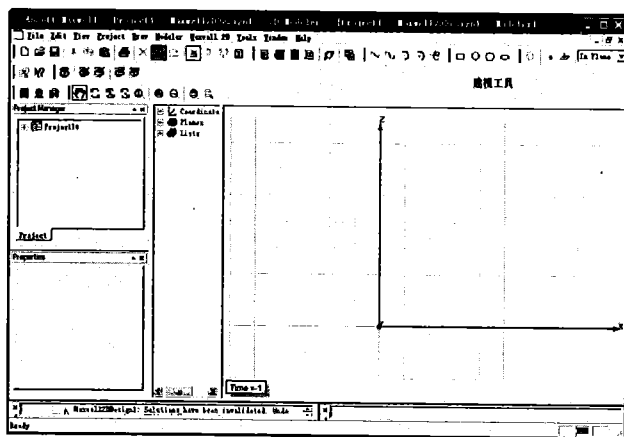


图 3-11 建模界面

在图 3-11 所示的界面中，利用工具栏上的各种建模工具，建立仿真模型，建立的单级感应线圈炮仿真模型如图 3-12 所示。

在 Ansoft 进行求解时，需要首先建立求解场域的模型，即设定求解场域的大小，其他的模型都在求解场域的内部建立，该场域的尺寸一般为其他模型最大尺寸的 3~5 倍即可。在求解瞬态场时，还需要设定运动物体的运动区域，只有在运动区域内的物体才能运动，该运动区域的材料属性一般设为空气或真空。从图 3-12 中可以看出，分别建立了驱动线圈、电枢、

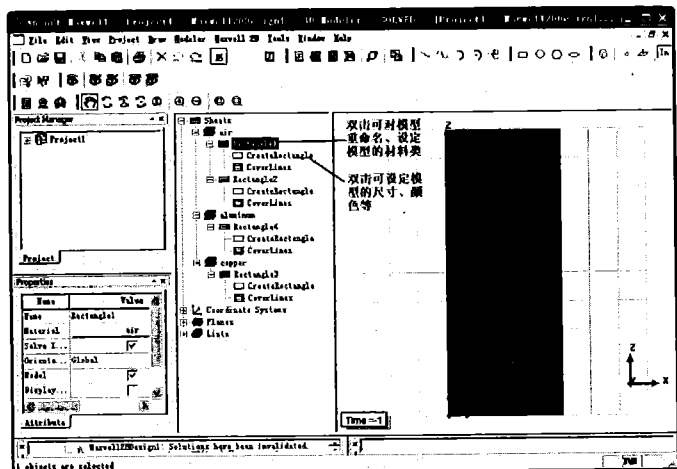


图 3-12 单级感应线圈炮仿真模型

电枢运动区域和求解场域的模型。模型的默认名称为建模所用的图形名称加序号，例如 Rectangle 1、Line 1 等，双击图 3-12 中模型名称会弹出对话框，如图 3-13 所示。点击图 3-13 中 Material（材料）后面的按钮，可弹出材料选择对话框，指定模型的材料属性；双击 Name（名称）后的模型名称，可对模型的名称进行修改；点击 Color（颜色）后的按钮，可修改模型的填充色。双击图 3-12 中建模所用的图形名称，可弹出图形参数设置对话框，如图 3-14 所示，通过该对话框可修改图形的尺寸参数属性。

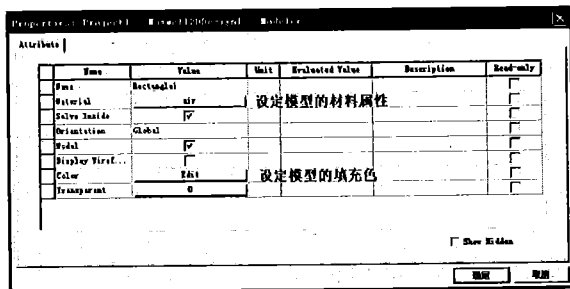


图 3-13 材料和模型填充色设置对话框

对于感应线圈炮来说，可以根据需要设定各个模型的材料特性，一般设定驱动线圈的材料为铜、电枢的材料为铝、求解场域和运动区域的材料为空气或真空。设好材料属性后，需要分别对每个模型进行网格划分，选择需要划分网格的模型，点击右键，在弹出菜单的菜单中选择 Assign mesh operation（划分网格操作），点击对应的选项，弹出网格尺寸设置对话框，如图 3-15 所示。在图 3-15 中，可以设定网格单元的最大尺寸，并可修

改网格的名称。

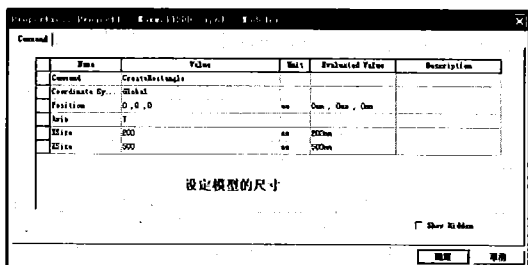


图 3-14 图形参数设置对话框

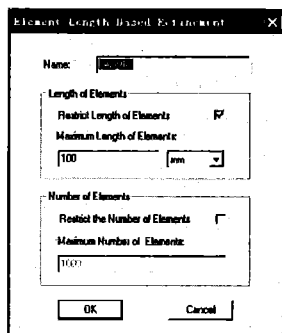


图 3-15 网格尺寸设置对话框

网格划分完毕后,需要设定求解域的边界条件,选择求解场域的外边界,然后点击右键,在弹出的菜单中选择 Assign Boundary (设定边界条件),从弹出的子菜单中点击选择相应边界条件,不同边界条件的含义和使用条件可以查阅 Ansoft 使用手册或帮助菜单。感应线圈炮仿真中一般设为“Ballon (气球)”边界条件。设定边界条件之后的模型如图 3-16 所示。

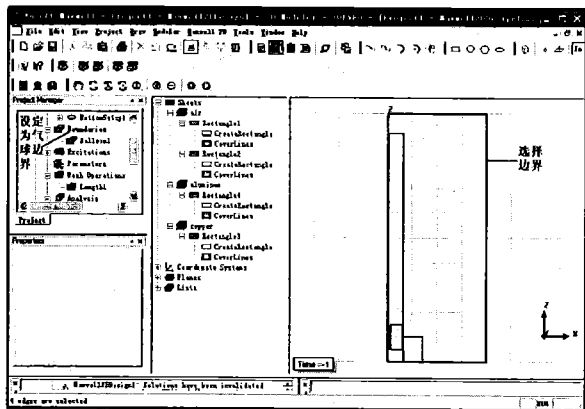


图 3-16 设定边界条件后的模型

在设定边界条件后,要设定模型的激励源。从感应线圈炮的工作原理可以看出,其工作过程中需要对驱动线圈施加脉冲电流以产生脉冲磁场。在瞬态求解器中,主要有电流、电流密度、外部电路、线圈激励等几种激励源形式。为了更好地模拟感应线圈炮的发射过程,在分析其动态特性时一般选择外部电路作为激励源,其操作步骤相对比较复杂。

针对驱动线圈模型,Ansoft 要求先将驱动线圈模型设定线圈激励,然后再施加激励源。选择驱动线圈后,点击右键在弹出的菜单中选择 Assign

Excitation (指定激励源)→Coil (线圈), 弹出如图 3-17 所示的对话框。在图 3-17 中, 设置线圈的名称、匝数和线圈绕向。

然后将线圈激励添加给绕组, 选择界面左侧的 Excitation, 右键点击并在弹出的菜单中选择 Add Winding, 弹出绕组设置对话框, 如图 3-18 所示。

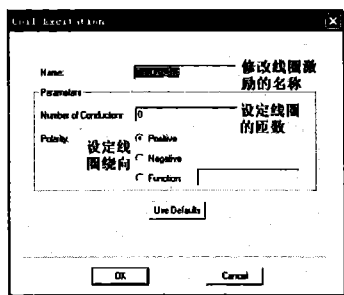


图 3-17 线圈激励设置对话框

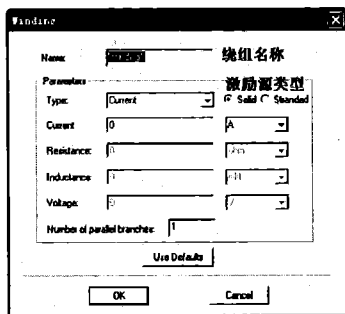


图 3-18 激励绕组设置对话框

由于设定线圈绕组的激励源为外部电路, 因此在 Type 的下拉框中选择 External Circuit (外部电路), 同时指定导线的类型为 Stranded (绞链导体), 绕组的默认名称为 Winding 加序号。设定完毕后点击 OK, 在操作界面左侧的 Excitation 中将增加刚刚指定的默认命名的绕组 Winding 1。右键点击 Winding1, 在弹出的菜单中选择 Add Coils (添加线圈), 然后选择前面建立的线圈名称, 如图 3-19 所示, 点击 OK 就实现了线圈和绕组的关系, 构建了绕组线圈。

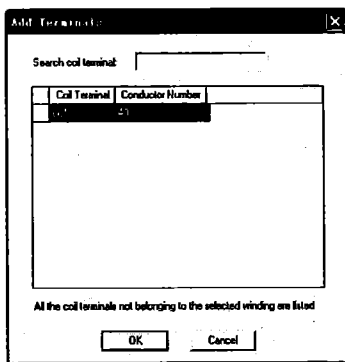


图 3-19 为绕组指定线圈

最后, 从开始菜单中选择 Ansoft→Maxwell→Maxwell Circuit Editor, 启动激励源外部电路的编辑器, 如图 3-20 所示。

在图 3-20 中左侧选择相应的电路元件。然后在电路绘制区域绘制如图 3-21 所示的激励源外部电路, 双击电路元件, 可以设置元件的名称、参数值。需要特别说明的是, 在图 3-21 中的线圈绕组的名称必须和前面在 Ansoft 中建立的线圈绕组的名称保持一致, 否则不能实现关联。将建好的电路模型通过主菜单上的 Maxwell Circuit→Export Netlist, 导出电路图的网路文件。

然后返回到 Ansoft 的工作界面, 选择界面左侧的 Excitation, 点击右键

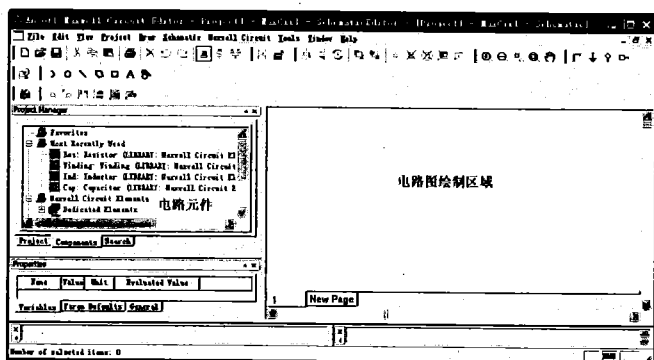


图 3-20 外部电路编辑器

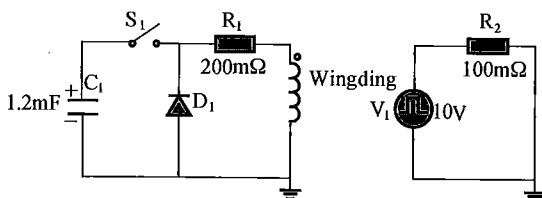


图 3-21 激励源外部电路

并在弹出的菜单中选择 Assign Excitation（指定激励源）→External Circuit（外部电路）→Edit External Circuit（编辑外部电路），弹出如图 3-22 所示的对话框。

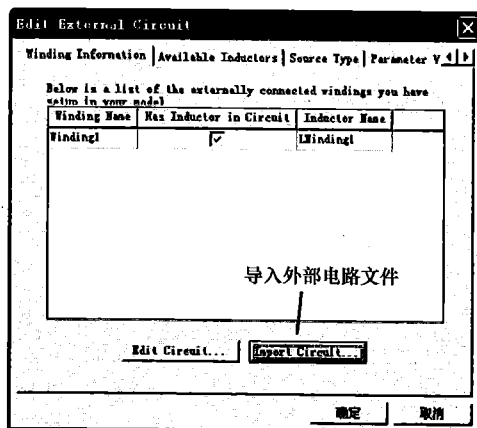


图 3-22 导入外部电路对话框

从图 3-22 中，点击 Import Circuit，浏览文件夹选择建立外部电路的网络文件，点击确定，即完成了激励源的设置。

最后,针对感应线圈炮发射过程中电枢的运动,还需要指定电枢的运动特性。在工作界面的建模区,选择电枢运动区域,点击右键并在弹出的菜单中选择 Assign Band,弹出对话框如图3-23所示。

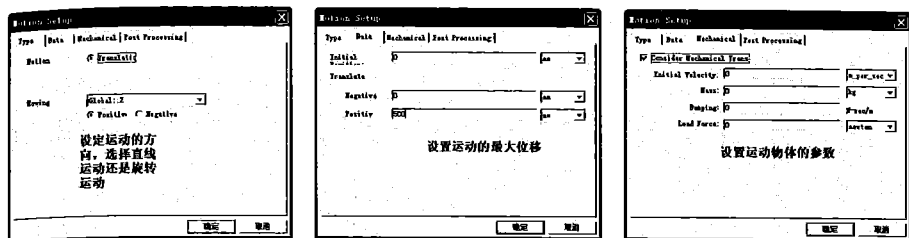


图3-23 运动参数设置对话框

从图3-23可以看出,首先要设定运动类型 Type,主要包括旋转运动和直线驱动,当选择为 Translation 直线运动以后,还需要选择其运动的方向。感应线圈炮仿真一般选择为沿 Z 轴正向方向;然后选择 Data,设置运动物体的初始位移和最大位移参数,最大位移参数不能超过建模中运动区域的最大值,否则会使得运动物体超出建模中设置的运动区域而导致软件报错;然后选择 Mechanical 机械参数设置,该设置中有两种情况,如果不选择 Consider Mechanical Translation 前的复选框,则系统运行中只考虑运动物体的初始速度,则运动物体以恒定的速度运动,如果勾选了 Consider Mechanical Translation 前的复选框,则需要设定运动物体的初始速度、质量、负载力等参数,默认值都为零。完成运动参数设置之后会在工作界面的左侧 Model 下增加 MotionSetup 1 的设置项。

至此,已经完成了仿真模型的建立,下面需要设置仿真选项,在工作界面左侧用右键单击 Analysis,然后在弹出的菜单中点击 Add Solution Setup,将弹出求解选项设置对话框,主要对求解的时间、步长进行设置,如图3-24所示。

当不选择复选框 Adaptive Time Step (自适应时间步长),则只需设定仿真计算的截止时间和仿真时间步长;如果勾选了复选框 Adaptive Time Step (自适应时间步长),则需要设置初始时间步长、最小时间步长、最大时间步长和误差范围,最大时间步长和最小时间步长主要是在自适应求解过程中给出步长的范围。当求解误差超过达到的误差时,系统停止求解,一般该数值要比最小时间步长最少小1个数量级。

完成设置以后,点击 OK,则在工作界面左侧的 Analysis 中增加了一个求解选项,右击求解选项并选择 Analyze,求解器将按照设定的求解选项进行数值计算。

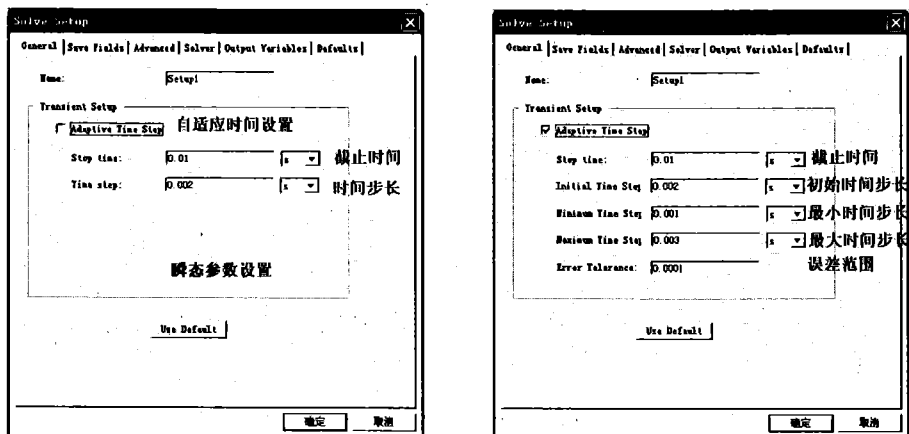


图 3-24 求解选项设置

求解完毕后, 进行计算的后处理或查看计算结果。在工作界面左侧用右键点击 Results, 在弹出的菜单中选择 Create Transient Report (创建瞬态仿真结果报告) → Rectangular Plot (创建长方形图), 弹出的对话框如图 3-25 所示。

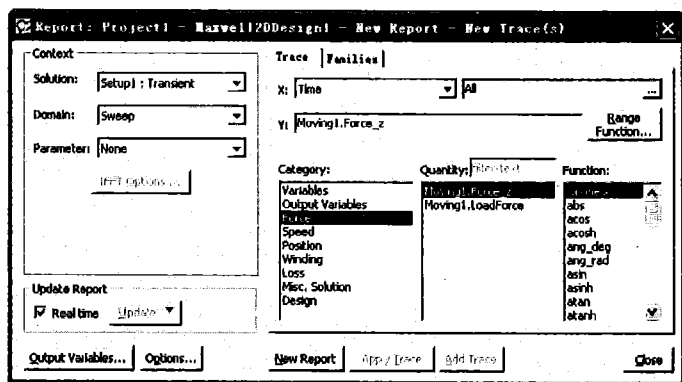


图 3-25 仿真结果报告对话框

从 Category 中选择对应的仿真参数, 点击 New Report 则可以建立该参数的图形。在感应线圈炮仿真中, 经常通过此操作得到电枢的速度、轴线电磁力、电枢的位移、驱动线圈绕组的电流等参数随时间的变化曲线。

此外通过 Create Transient Report (创建瞬态仿真结果报告) → Data Table (数据表), 可以生成各个参数对时间的数据表, 该数据表可以输出进行数据分析或作为图形绘制的数据源。

3.2.3 Ansoft 软件分析示例

3.2.2 节介绍了 Ansoft 瞬态求解器的基本操作步骤, 本节将给出具体的计算示例, 进一步了解 Ansoft 在感应线圈炮动态性能分析中的应用。

示例要求: 第2章介绍了感应线圈炮续流支路对感应线圈炮的作用, 下面通过 Ansoft 软件仿真分析续流支路对感应线圈炮发射性能的影响。

为了便于分析和计算, 在不影响分析结论的情况下, 假设如下:

(1) 电枢轴线和驱动线圈的轴线始终重合, 不考虑电枢轴线偏离驱动线圈轴线的情况, 这样就可以将驱动线圈和电枢的三维结构简化为二维轴对称分析模型。

(2) 忽略驱动线圈各层、各匝之间的绝缘层厚度, 并假设放电电流在驱动线圈截面上均匀分布。

(3) 不考虑驱动线圈各紧固件和加固体等对性能的影响。

(4) 不考虑电枢在线圈中运动时受到的摩擦和空气阻尼等因素对加速性能的影响。

基于以上假设, 就可以将感应线圈炮模型简化为二维轴对称模型。启动 Ansoft 之后, 新建一个二维轴对称的工程, 然后通过菜单栏下的 Maxwell 2D → Solution Type, 选择轴对称坐标系和瞬态求解器, 进入工作界面。

然后在 Ansoft 的建模区, 利用建模工具建立二维仿真模型, 如图 3-26 所示, 其中 A 区域为电枢运动区域, B 区域为电枢, E 区域为驱动线圈, F 区域为计算场域。

图 3-26 中, 电枢的对角坐标分别为 (11mm, 0, 25mm)、(41mm, 0, 85mm); 驱动线圈的对角坐标分别为 (43mm, 0, 0)、(73mm, 0, 50mm); 运动区域的对角坐标分别为 (10mm, 0, -10mm)、(42mm, 0, 450mm); 求解区域的对角坐标分别为 (0, 0, -15mm)、(400mm, 0, 500mm)。

通过坐标计算可知驱动线圈的轴向长度为 50mm, 径向厚度为 30mm, 选择材料为铜; 电枢的轴向长度为 60mm, 径向厚度为 30mm, 材料设为铝; 运动区域的轴向长度为 460mm, 径向厚度为 32mm, 材料设为空气; 求解区域的轴向长度为 515mm, 径向厚度为 400mm, 材料设为空气。

分别选择驱动线圈、电枢、求解场域、运动区域, 右击鼠标从弹出的

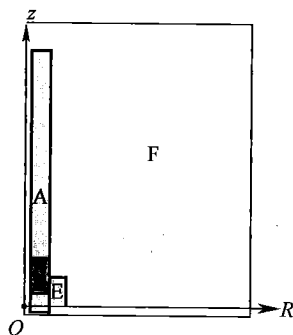


图 3-26 仿真模型

菜单中选择 Assign mesh operation→Inside Selection→Length Based, 分别设定 Maxium Length of Elements (最大单元长度) 为 4mm、4mm、20mm、8mm, 完成对求解模型的网格划分。

选择求解场域的边界, 通过右击鼠标弹出的菜单中选择 Assign Boundary→Balloon, 设定为气球边界条件。

为更好地模拟感应线圈发射器的实际工作环境, 驱动线圈的激励源设为外电路。按照前面介绍的激励源施加方法, 添加外电路为驱动线圈激励源, 其中线圈绕组的匝数为 40。利用外电路编辑器绘制的激励源电路如图 3-27 所示。

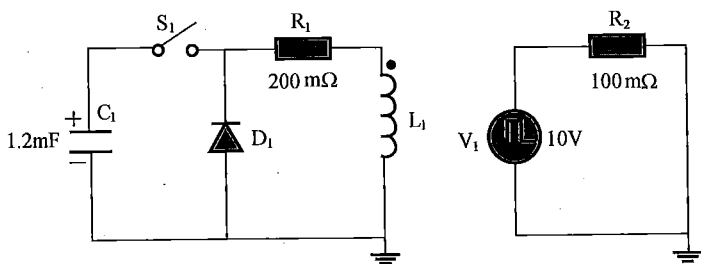


图 3-27 驱动线圈的激励源电路 (含续流支路)

电路参数设置中, 储能电容器 C_1 的电容值为 1.2mF , 初始电压为 5kV , 驱动线圈放电回路的等效电阻 R_1 为 $80\text{m}\Omega$ 。 D_1 为续流二极管, S_1 为压控开关, L_1 为驱动线圈模型, V_1 为脉冲电压源, 通过调整 V_1 脉宽, 可以实现对压控开关 S_1 的通断时间控制, 仿真中设定脉宽的起始时间为 0, 脉宽为 0.2s , R_2 为压控回路的限流电阻。

然后, 选择运动区域, 右击选择 Assign Band, 设定运动区域参数, 选择运动类型为直线运动 Translation, 其中正向最大位移不超过 380mm 、初始位移为 0, 电枢的初始速度为 0、质量为 1kg , 其余参数默认设置。

最后, 鼠标右键单击 Analysis, 选择 Add Solution Setup, 设定仿真时间为 3ms , 时间步长为 0.01ms , 其余为默认设置, 然后通过右键单击 Analysis→Analyze, 对模型进行仿真计算。

通过工作界面左侧右键单击 Results, 从弹出的菜单中选择 Create Transient Report (创建瞬态仿真结果报告)→Data Table, 得到仿真数据, 将仿真数据导出。

以上对含有续流二极管的感应线圈炮模型进行了分析, 如果要分析不含续流二极管的感应线圈炮, 则需要将图 3-27 中的续流二极管 D_1 删除并重新生成外电路网络文件, 将该文件重新导入作为驱动线圈绕组的激励源, 再进行数值仿真计算得到仿真结果。

经过 Ansoft 仿真得到的数据进行数据拟合, 得到含续流支路和不含续流支路两种情况下的驱动线圈放电电流 i_d 和电容电压 u_{ab} 、电磁力 F 以及电枢速度 v 分别如图 3-28 ~ 图 3-30 所示。

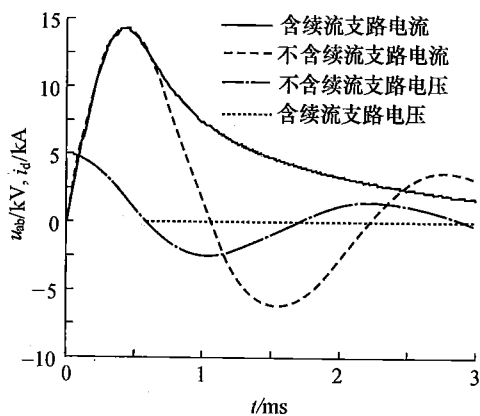


图 3-28 放电电流和电容电压

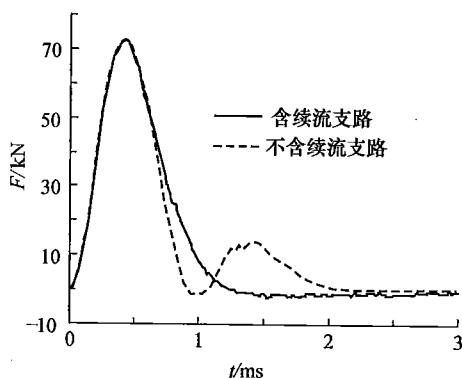


图 3-29 电磁力

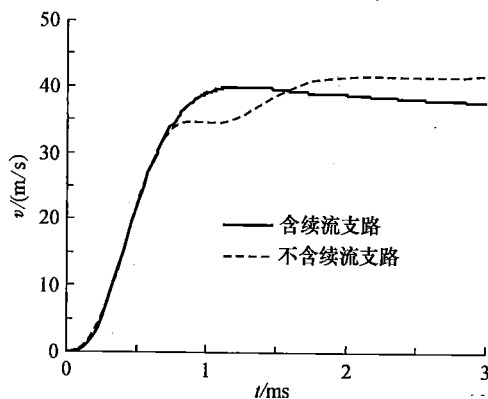


图 3-30 电枢速度

从图 3-28 所示的驱动线圈放电电流和储能电容器 C 两端的电压可以看出,在增加了续流支路后,C 的放电电压和驱动线圈放电电流曲线发生了变化,没有出现振荡衰减的现象。C 的电压从初始的 5kV 衰减到零以后,没有出现反向充电现象,表明续流支路对 C 的反向充电能够起到抑制作用。

从图 3-29 所示的电枢受到的轴向电磁力曲线可以看出,不含续流支路时,电枢受到的电磁力将呈振荡变化趋势,电磁力出现两个正的加速区段和两个制动力区段;在放电回路中增加续流支路后,电枢受到的电磁力的上升沿和峰值基本没有发生变化,没有出现振荡衰减变化趋势。但是,从图 3-29 中可以看出,在 $t = 1.25\text{ms}$ 时,电枢受到的电磁力发生了反向,也出现了制动力区段,其主要原因不是因为驱动线圈放电电流发生了变化,而是因为电枢感应电流发生了变化,电枢感应电流变化规律在后面会详细介绍。对比两种情况下的电磁力正向加速力区段来看,尽管不含续流支路的发射器的总的加速时间要比含续流支路的大,但在添加续流支路后,电枢受到的电磁力变化和波动幅度更小,具有更好的内弹道特性。

从图 3-30 可以看出,在不含续流支路时,电枢经过两个区段的加速,最大出口速度为 41.2m/s 。如果定义感应线圈发射器的发射效率为电枢出口动能与电容器 C 的储能的比值,则该感应线圈发射器的发射效率为 5.7%;而在添加续流支路后,电枢得到的最大出口速度为 38.7m/s ,发射效率为 5.0%。由此可见,续流支路在抑制反向充电的同时会使得发射效率降低。

通过以上介绍可知,利用 Ansoft 能比较方便地分析感应线圈炮发射过程中的动态特性,是研究感应线圈炮性能、设计感应线圈炮结构参数的重要工具,后面各章中将主要利用 Ansoft 软件,对感应线圈炮的发射性能、结构设计和参数优化进行仿真计算。

第4章 感应线圈炮磁场特性

感应线圈炮是利用驱动线圈和电枢之间的磁耦合机制工作。通过分析感应线圈炮的驱动线圈产生的磁场特性,对更清楚地认识感应线圈炮的工作原理和作用机理具有重要作用。为此,本章将通过有限元仿真分析感应线圈炮的磁场特性。

4.1 感应线圈炮的控制方程

如果不考虑电枢轴线偏离驱动线圈轴线的情况,即驱动线圈和电枢始终同轴,则可以将三维的感应线圈炮模型简化为轴对称的二维模型,以 Z 轴作为驱动线圈和电枢的对称轴,得到单级感应线圈炮的物理模型如图4-1所示。

图4-1中, Ω_1 为电枢区域, Ω_2 为驱动线圈区域, Ω_3 为空气区域。由于驱动线圈放电电流频率一般在1kHz左右,频率较低,可以将其视为涡流准静态场,因此可以将位移电流忽略,从而得到 Ω_1 中的麦克斯韦方程组为:

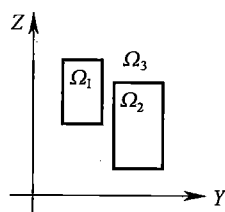


图4-1 单级感应线圈炮物理模型

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} \\ \nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} + \nabla \times (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \\ \nabla \cdot \mathbf{B} &= 0 \\ \nabla \cdot \mathbf{J} &= 0 \\ \mathbf{B} &= \mu_1 \mathbf{H} \\ \mathbf{J} &= \sigma_1 \mathbf{E}\end{aligned}$$

式中 $\mathbf{H}$ ——磁场强度;
 $\mathbf{B}$ ——磁感应强度;
 $\mathbf{E}$ ——电场强度;
 $\mathbf{J}$ ——电流密度;

v ——电枢的运动速度；

μ_1 ——电枢的磁导率；

σ_1 ——电枢的电导率，且材料满足各向同性。

利用 $A-\varphi$ 法，引入矢量磁位 $B = \nabla \times A$ 代入方程组后，整理后得到 Ω_1 的控制方程：

$$\Omega_1 : \frac{1}{\mu_1} \nabla \times (\nabla \times A) + \sigma_1 \nabla \varphi + \sigma_1 \frac{\partial A}{\partial t} - \sigma_1 \times \nabla \times A = 0$$

同理，可以得到区域 Ω_2 和 Ω_3 的控制方程：

$$\Omega_2 : \frac{1}{\mu_2} \nabla \times (\nabla \times A) = J$$

$$\Omega_3 : \nabla \times \frac{1}{\mu_0} \nabla \varphi = 0$$

由于感应线圈炮是轴对称结构，又因为感应线圈炮对称轴与圆柱坐标系的 Z 轴重合，所以驱动线圈的电流密度和矢量磁位只有圆周方向上的分量，据此求出某时刻某位置的矢量磁位圆周分量 A ，然后利用下式求出磁感应强度：

$$B = \frac{1}{r} \left[-\frac{\partial(rA)}{\partial z} r^\circ + \frac{\partial(rA)}{\partial r} z^\circ \right]$$

根据磁感应强度，可以求出相应的电磁力、加速度和速度等。

4.2 感应线圈炮磁场及涡流场特性分析

要分析感应线圈炮的磁场特性，可以将驱动线圈等效为空心圆柱线圈，然后利用毕奥-萨伐定律求得各点的磁感应强度，但这种方法涉及比较复杂的椭圆积分，计算量较大。如果采用有限元数值计算软件 Ansoft，则可以比较方便地分析感应线圈炮的磁场及涡流场特性，并给出驱动线圈和电枢的受力特性。

4.2.1 电枢和驱动线圈同轴时的有限元分析

1. 磁场及涡流场分析

为了对比分析感应线圈炮中电枢和驱动线圈同轴与不同轴两种情况的磁场、涡流场和电磁力特性，因此在 Ansoft 的涡流场求解器中建立感应线圈炮的三维模型。仿真模型中有关主要顶点的坐标采用直角坐标表示。在 YZ 平面下建立的驱动线圈、炮管以及电枢的左下角和右上角的坐标分别为 $(0, 63, 10)$ 、 $(0, 73, 70)$ 、 $(0, 61, 10)$ 、 $(0, 63, 70)$ 、 $(0, 52, 50)$

和 $(0, 60, 110)$ ，然后将得到的平面图绕 Z 轴旋转扫描 360° 即可得到感应线圈炮的三维模型，如图 4-2 所示。

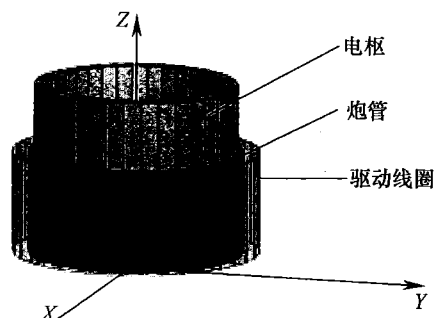


图 4-2 感应线圈炮三维仿真模型

从给定的感应线圈炮坐标关系可知，驱动线圈和电枢轴向长度均为 60mm，驱动线圈径向厚度为 10mm，电枢径向厚度为 8mm，电枢与炮管内壁之间的间隙为 1mm，炮管的壁厚为 2mm 等。在利用 Ansoft 软件中的涡流求解器对该模型仿真的过程中，分别将驱动线圈、炮管和电枢的材料属性设置为铜、聚四氟乙烯塑料和铝。电枢的尾部端面处于 $Z = 50$ 的平面上。仿真模型中的求解区域为长方体，其左下角和右上角的顶点坐标分别为 $(-160, -160, -100)$ 和 $(160, 160, 240)$ 。采用 Ansoft 中的涡流场求解器进行仿真。驱动线圈内的源电流设置为量值型，其总电流的大小为 30kA，相位角为 0° ，频率为 1500Hz。仿真结果分别如图 4-3 ~ 图 4-6 所示。

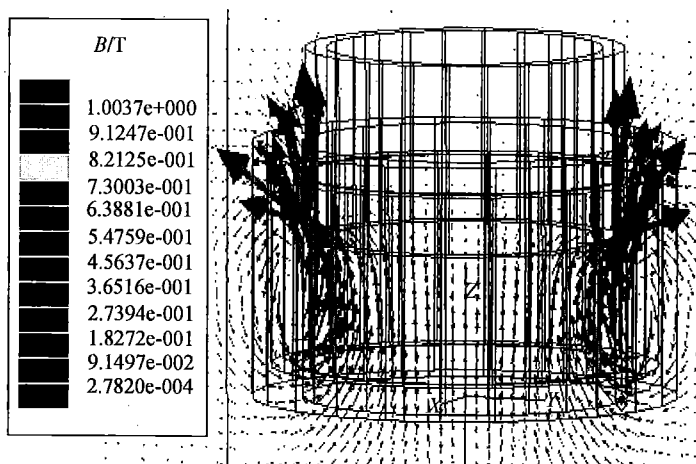


图 4-3 YZ 平面上磁场的矢量分布

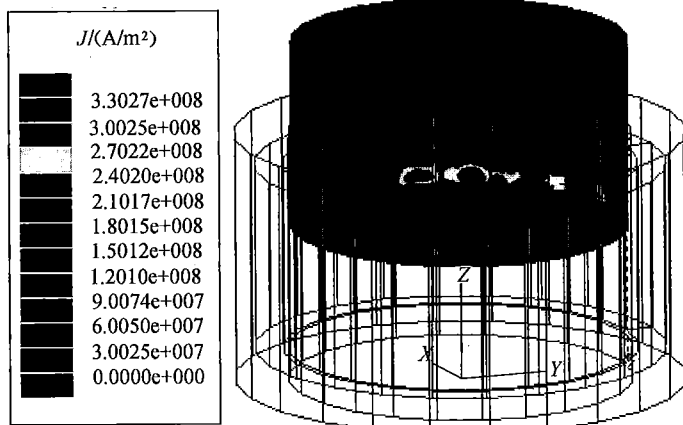


图 4-4 电枢内涡流的云图分布

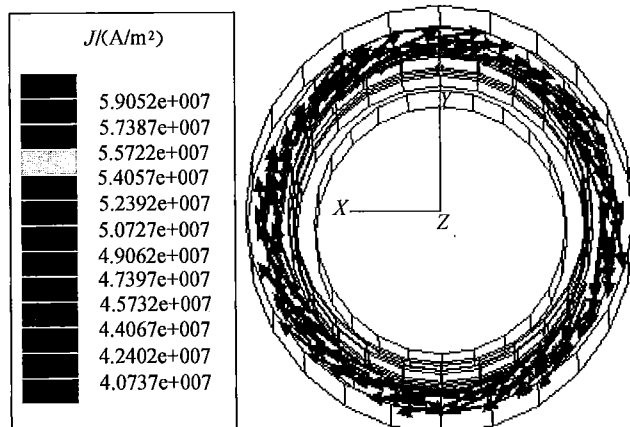


图 4-5 驱动线圈内电流密度的矢量分布

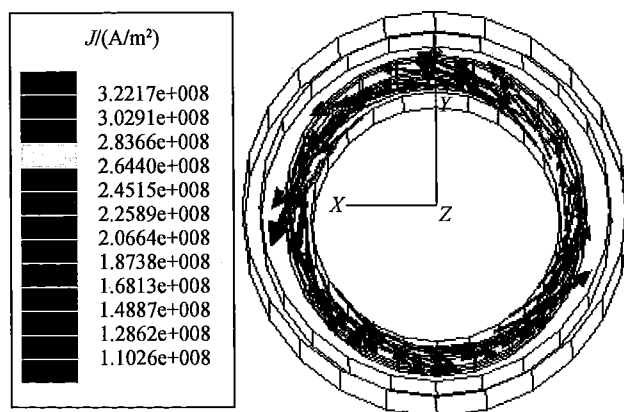


图 4-6 电枢内涡流密度的矢量分布

图4-3给出了电枢尾部端面处于 $Z=50$ 的位置时, YZ 平面上的磁场分布。从图4-3中可以看出, 在电枢的尾部, 磁场发生明显的弯曲变形, 且磁场未能完全扩散到电枢内部。这意味着电枢尾部具有感应的环状涡流, 且该涡流排斥磁通进入电枢内部。

图4-4给出了电枢尾部端面处于 $Z=50$ 的位置时, 电枢内涡流的云图分布。从图4-4可以看出, 电枢内的涡流主要集中在电枢的尾部及外表面。从电枢尾部到电枢的前端以及从电枢外表面到电枢内表面感生的涡流均逐渐变小。由于电枢尾部感应涡流较大, 所以电枢的尾部将承受很大的电磁力作用。为了保持电枢在工作过程中, 不发生形变或损坏, 在设计电枢时应使电枢尾部的径向厚度加厚或在电枢内部设计内支撑结构。

图4-5和图4-6分别给出了驱动线圈和电枢内电流密度的矢量分布。比较图4-5和图4-6可以看出, 电枢内感应涡流的方向与驱动线圈内源电流的方向是相反的, 且电枢内的涡流密度比驱动线圈内的电流密度大一个数量级。通过比较仿真时驱动线圈内所加载的源电流密度($50\text{MA}/\text{m}^2$)和驱动线圈内电流密度的仿真值可知: 这两者大致相当。这说明在电磁感应线圈炮工作过程中, 驱动线圈内的感应电流可以忽略。

为了深入研究驱动线圈内磁场的分布情况, 在对仿真结果进行后处理时, 在驱动线圈的表面及内部设置了三条直线, 这三条直线均在 YZ 平面的正半平面内且均与驱动线圈的轴线平行, 分别将其表示为line1、line2和line3。其中, line1沿驱动线圈的内表面, 起点坐标为 $(0, 63, 10)$, 终点坐标为 $(0, 63, 70)$; line3沿驱动线圈的外表面, 起点坐标为 $(0, 73, 10)$, 终点坐标为 $(0, 73, 70)$; line2在驱动线圈内部, 且其起点坐标和终点坐标分别为 $(0, 66, 10)$ 和 $(0, 66, 70)$ 。磁感应强度沿这三条直线的轴向分量和径向分量分别如图4-7和图4-8所示。

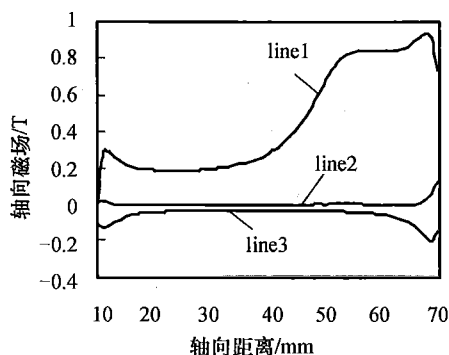


图4-7 驱动线圈内磁场轴向分量的分布

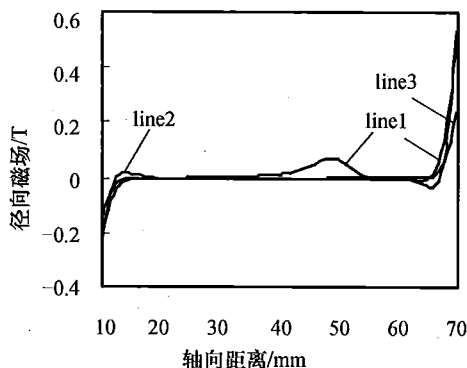


图 4-8 驱动线圈内磁场径向分量的分布

从图 4-7 可以看出以下几点：①驱动线圈内表面的轴向磁场分量最大，且驱动线圈内表面两端的轴向磁场的变化非常迅速，这一变化主要是由驱动线圈的端部效应引起的；②驱动线圈内部的轴向磁场分量除端部外，其他部位均接近零；③驱动线圈外表面的轴向磁场较小，且其方向与驱动线圈内表面的轴向磁场方向相反；④容纳电枢部位的驱动线圈（ $50 < Z < 70$ ）内表面的磁场轴向分量显著增大（电枢末端处于 $Z = 50$ 的位置）。此外，考虑到驱动线圈中流有驱动电流，所以容纳电枢部位的驱动线圈会受到很大径向电磁力的作用。

从图 4-8 可以看出：与电枢尾部附近对应处的驱动线圈内表面上的磁场径向分量存在较大波动；驱动线圈两端磁场径向分量的变化非常显著；驱动线圈内部及驱动线圈外表面上的径向磁场分量均接近零。因此，电枢尾部附近处的驱动线圈内表面会受到较大轴向电磁力的作用。

从以上的分析中可知：在同步感应线圈炮的工作过程中，电枢末端部位的驱动线圈会受到很大电磁力的作用，包括径向电磁力和轴向电磁力。

为了便于研究和分析电枢内的磁场分布，仍采用与分析驱动线圈内部磁场分布相同的方法，即在后处理时，在电枢表面及内部设置了三条直线。这三条直线也均在 YZ 平面的正半平面内，且也均平行于电枢轴线，分别将其表示为 line5、line6 和 line7。其中，line5 沿电枢内表面，起点坐标为 $(0, 52, 50)$ ，终点坐标为 $(0, 52, 110)$ ；line7 沿电枢外表面，起点坐标为 $(0, 60, 50)$ ，终点坐标为 $(0, 60, 110)$ ；line6 在电枢内部，起点坐标和终点坐标分别为 $(0, 56, 50)$ 和 $(0, 56, 110)$ 。磁场轴向分量和磁场径向分量沿这三条直线的分布情况如图 4-9 和图 4-10 所示。

从图 4-9 可以看出：处于驱动线圈内部的电枢（ $Z < 70$ 的部分电枢）外表面上的磁场轴向分量比未处于驱动线圈内的电枢（ $Z > 70$ 的部分电

枢)外表面上的磁场轴向分量大得多;电枢尾部内表面的磁场轴向分量的方向与外表面的磁场轴向分量相反;电枢内部和电枢非尾部内表面的磁场轴向分量接近零。由电枢内轴向磁场分布情况可知,处于驱动线圈内部的电枢将会受到很大径向电磁力的作用,特别是电枢的尾部及外表面。在很大的径向电磁力的作用下,电枢尾部最有可能产生变形或损坏。

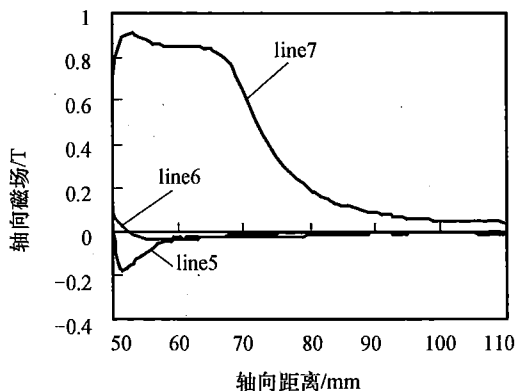


图4-9 电枢内部磁场轴向分量的分布

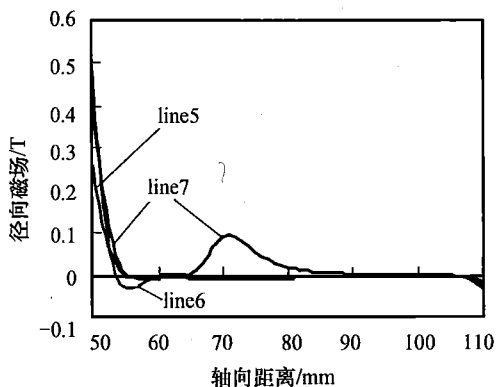


图4-10 电枢内部磁场径向分量的分布

图4-10表明:电枢尾部磁场径向分量的变化很大;除驱动线圈端口处($Z=70$)的电枢外表面上的磁场径向分量有较大波动外,电枢内部和内表面上的磁场径向分量接近零。由电枢表面及内部磁场径向分量的分布可知,电枢尾部处的磁场径向分量最强,对电枢起轴向加速作用的贡献最大。

2. 电枢和驱动线圈受力分析

在弄清感应线圈炮内磁场及涡流场分布的基础上,可以进一步研究驱动线圈和电枢所受电磁力的分布。驱动线圈和电枢所受的电磁力等于其内

部电流密度与磁感应强度的差乘, 即 $F = J \times B$ 。弄清驱动线圈和电枢内电磁力的分布有助于感应线圈炮的设计。图 4-11 和图 4-12 分别给出了电枢和驱动线圈内电磁力的分布情况。

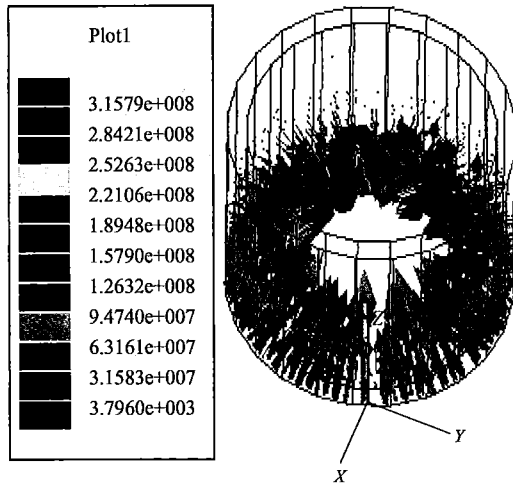


图 4-11 电枢内电磁力的分布

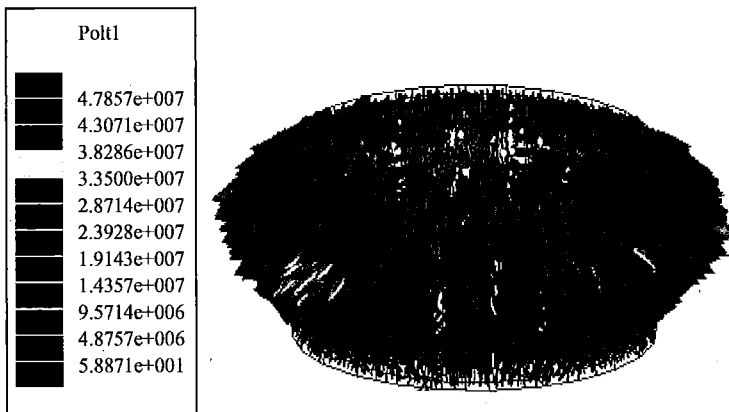


图 4-12 驱动线圈内电磁力的分布

从图 4-11 中可以看出: 电枢所受的电磁力主要分布在电枢的尾部; 电枢不仅受到轴向加速力的作用, 而且还受到沿径向向内电磁力的作用。该径向电磁力对电枢起压缩作用, 所以在设计电枢时电枢内部需有支撑结构。

从图 4-12 中可以看出: 驱动线圈受到较大径向电磁力的作用, 且最大径向电磁力主要集中在电枢尾部所在处驱动线圈最内层的线匝上 (注: 电枢尾部处于 $Z = 50$ 的平面上)。由于在电磁感应线圈炮的工作过程中,

驱动线圈受到较大径向电磁力的作用，所以在感应线圈炮的设计过程中需要对驱动线圈的外围采取加固措施。

此外，从图4-11和图4-12还可看出：当电枢与驱动线圈的轴线重合时，电枢和驱动线圈所受电磁力的分布都是对称的。

4.2.2 电枢和驱动线圈非同轴时的有限元分析

上面的分析结果是在电枢轴线与驱动线圈轴线完全重合时的假定下得出的，即在满足轴对称条件下得到了同步感应线圈炮内磁场及涡流场的分布情况。但在实际工作时，电枢的轴线可能并非与驱动线圈的轴线完全重合，这也就是说，电枢轴线往往会相对于驱动线圈的轴线发生偏移。现研究电枢与驱动线圈非同轴时感应线圈炮内磁场及涡流场的分布情况以及电枢和驱动线圈所受电磁力的分布情况。

1. 磁场及涡流场分析

为了便于与驱动线圈和电枢轴对称情况下的分析结果进行对比，该仿真模型中的结构参数与轴对称条件下仿真模型中的结构参数基本相同，不同的是电枢轴线沿Y轴正方向发生了偏移，且偏移量为1mm。根据仿真模型中的其他结构参数可知：沿Y轴正方向上电枢与炮管内壁之间的间隙为零，沿Y轴负方向上电枢与炮管内壁之间的间隙为2mm。具体的仿真方法与前面所采用的仿真方法相同，加载条件也相同，所获得仿真结果如图4-13~图4-15所示。

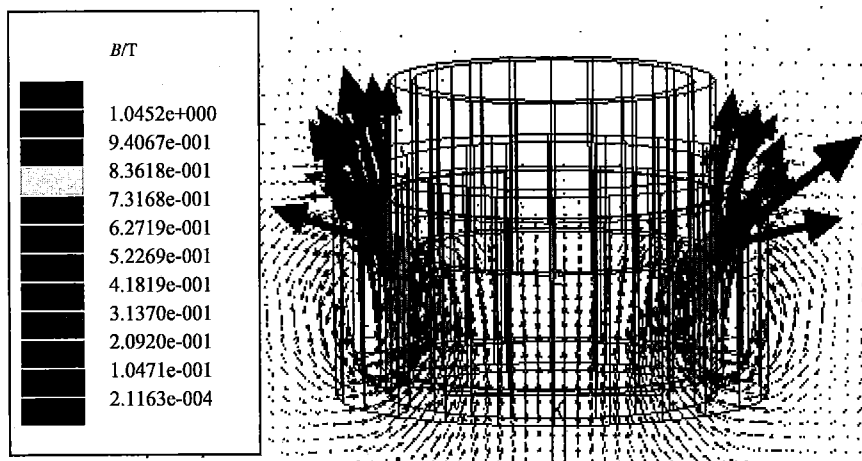


图4-13 YZ平面上磁场的矢量分布

图4-13给出了电枢与驱动线圈非同轴时，感应线圈炮内YZ平面上磁场的矢量分布。从图4-13中可以看出：YZ平面上，电枢与炮管之间间

隙磁场分布是不对称的, 间隙较小一侧的磁场径向分量明显大于间隙较大一侧的磁场径向分量。造成这一结果主要是因为电枢与炮管之间的间隙距离不等, 即电枢轴线发生偏移的结果。此外, 电枢尾部磁场也产生了显著的弯曲变形。

为了更清楚地说明电枢与驱动线圈非同轴时 YZ 平面上电枢两侧间隙磁场之间的差异。在对仿真结果进行后处理过程中, 在电枢外表面上设置了两条直线, 即 line1 和 line2, 这两条直线分别在 YZ 平面的正半平面和负半平面上, 且均平行于电枢轴线。line1 和 line2 的起点坐标和终点坐标分别为 $(0, 61, 50)$ 、 $(0, 61, 110)$ 、 $(0, -59, 50)$ 和 $(0, -59, 110)$ 。磁场径向分量和磁场轴向分量沿这两条直线的分布情况分别如图 4-14 和图 4-15 所示。

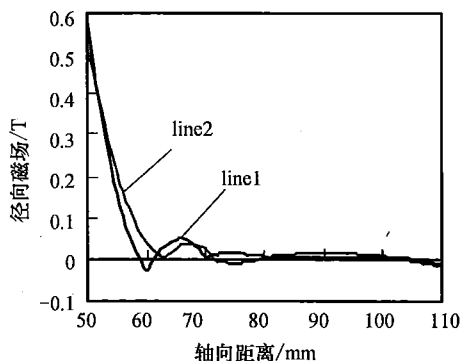


图 4-14 磁场径向分量的分布

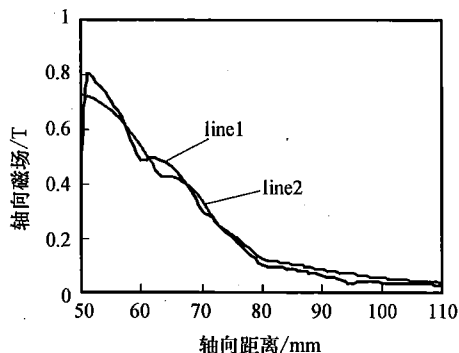


图 4-15 磁场轴向分量的分布

从图 4-14 可知: 在电枢外表面上, 特别是沿直线 line1 和 line2 上磁场径向分量的分布尽管大体相同, 但仍存在少许差异。由于磁场的径向分量对电枢起轴向加速作用, 所以当磁场径向分量不均匀或出现差异时, 就有可能导致电枢轴向受力不均匀, 从而有可能导致电枢横向翻转, 撞击

炮管。

从图4-15可知：在电枢外表面上，沿直线line1和line2上磁场轴向分量之间也存在差异，差异最突出的部位表现在电枢的尾部，即在电枢尾部间隙较小一侧的磁场轴向分量明显大于间隙较大一侧处的磁场轴向分量。这一差异会导致电枢沿径向受力不均匀，间隙较小的一侧将受较大径向电磁力的作用，从而使电枢向炮管的中心移动。

2. 电枢和驱动线圈受力分析

由于电枢与炮管之间的气隙不均匀，所以电枢外表面的磁场不再关于Z轴对称。这就会导致电枢和驱动线圈的受力发生改变。图4-16和图4-17所示为电枢和驱动线圈非同轴时的受力情况。

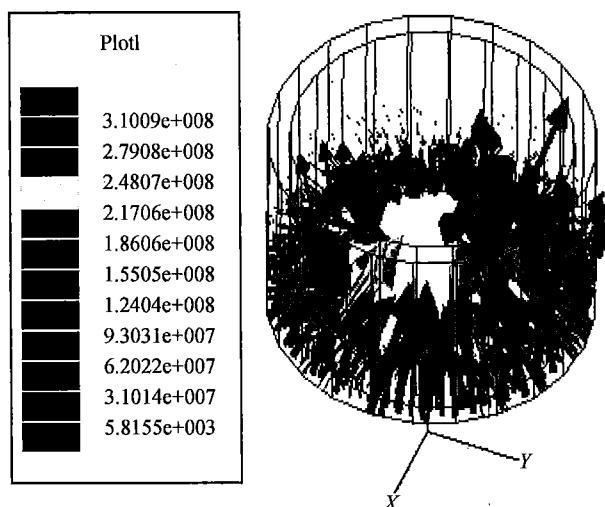


图4-16 电枢内电磁力的分布

从图4-16中可以看出：间隙较小一侧的电枢受到的径向电磁力明显大于间隙较大一侧电枢受到的电磁力。同样，从图4-17中也可以看出：间隙较小一侧的驱动线圈受到的电磁力明显大于间隙较大一侧驱动线圈受到的电磁力。

由此可见，当电枢与驱动线圈非同轴时，电枢与炮管之间间隙磁场的分布是不对称的，从而导致电枢与驱动线圈的受力也不对称。通过上面的分析可知：当电枢与驱动线圈非同轴时，间隙较小一侧的电枢和驱动线圈均将受到更大电磁力的作用，这就更容易导致电枢和驱动线圈的变形或损坏。因此，在设计电磁感应线圈炮的过程中，应尽可能地保持电枢和驱动线圈同轴，使驱动线圈受到的电磁力相对均匀，有利于对驱动线圈进行加固，从而提高驱动线圈的使用寿命。

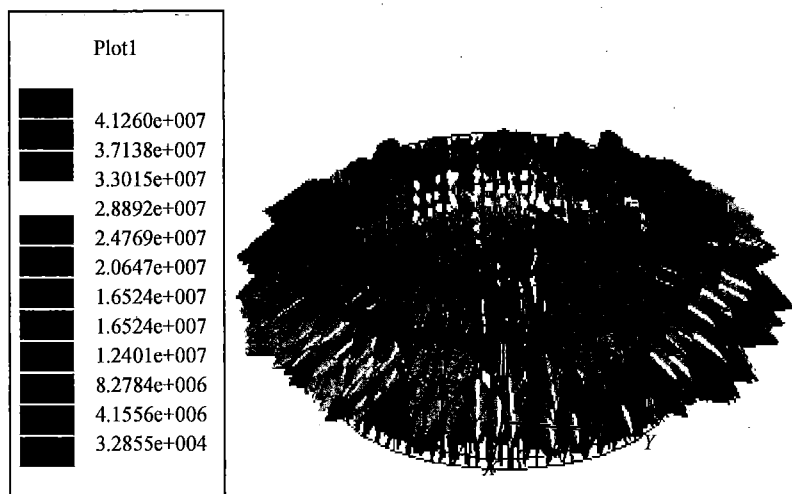


图 4-17 驱动线圈内电磁力的分布

通过对比分析驱动线圈和电枢同轴、不同轴两种情况下的磁场、涡流场以及受力特性可知，不论是电枢与驱动线圈同轴，还是非同轴，电枢尾部的磁场均发生了显著的弯曲变形，电枢上的感应涡流主要集中在其尾部和外表面；而且电枢不仅受到轴向加速力的作用，同时还受很大径向向内压应力的作用。驱动线圈也受轴向电磁力和径向向外电磁力的作用，且径向电磁力的峰值出现在与电枢尾部对应处驱动线圈的最内层；电枢与驱动线圈同轴时，磁场的分布是对称的，驱动线圈和电枢所受电磁力的分布情况也是对称的；但在电枢与驱动线圈非同轴时，磁场的分布、驱动线圈和电枢所受电磁力的分布均不再对称，间隙小的一侧磁场较强，驱动线圈和电枢所受的电磁力较大。

第5章 感应线圈炮加速特性

从电枢受到的电磁力计算公式可知,电磁力与驱动线圈放电电流、电枢感应电流以及驱动线圈和电枢之间互感梯度成正比。要想分析感应线圈炮的加速特性,就要先了解影响电枢受到的电磁力的各个因素的特性。对于驱动线圈和电枢之间的互感梯度、驱动线圈放电电流的特性在前几章已经进行了介绍,为此本章将从电枢感应电流入手,分析感应电流的变化特性,在此基础上研究感应线圈炮的加速特性。

5.1 电枢感应电流特性

根据电磁感应定律可知,电枢中感应电流的产生是因为耦合进入电枢中的磁通发生了变化。因此,要分析电枢中感应电流的特性,首先要分析耦合进入电枢的磁通的变化。

从第2章图2-13中驱动线圈的放电电流曲线可以看出,当驱动线圈的放电回路增加续流支路后,放电电流的变化趋势是先上升,达到峰值后再下降。因此从驱动线圈的放电电流可知,其在电枢中产生的磁通也将呈现相同的变化趋势,磁通变化率的反向会使得电枢中的感应电动势改变方向,因此感应电流也会变向;同时,由于电枢的运动,电枢和驱动线圈之间的相对位置在不断增加,使得耦合进入电枢中的磁通有减小的趋势,其也会产生另外一个电动势。

设驱动线圈的放电电流变化引起的电枢中磁通的变化量为 $\Delta\Phi_1$,电枢运动引起的电枢中的磁通的变化量为 $\Delta\Phi_2$ 。因此,电枢中总磁通的变化量 $\Delta\Phi$ 可以表示为:

$$\Delta\Phi = \Delta\Phi_1 + \Delta\Phi_2$$

根据电磁感应定律可知,电枢中的感应电动势 ε 也由两部分组成,可表示为:

$$\varepsilon = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 = -\frac{d\Phi_1}{dt} - \frac{d\Phi_2}{dt} = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (5-1)$$

式中 ε_1 ——驱动线圈电流变化在电枢中产生的感应电动势,称为感生电动势;

ε_2 ——电枢运动产生的感应电动势,称为动生电动势。

相应地,电枢中感应电流 i_p 也由两部分组成,分别为 i_{p1} 和 i_{p2} , 其中 i_{p1} 表示 ε_1 产生的感应电流,称为感生电流; i_{p2} 表示 ε_2 产生的感应电流,称为动生电流。因此电枢中总的感应电流应该为感生电流 i_{p1} 和动生电流 i_{p2} 之和,即 $i_p = i_{p1} + i_{p2}$ 。

由此可知,由于耦合进入电枢中的磁通发生了变化,电枢中的感应电流 i_p 也会发生变化。当电枢中总的感应电流 i_p 与驱动线圈放电电流 i_d 反向时,电枢将受到加速力作用,反之会使电枢受到制动力的作用而作减速运动。

为深入分析电枢中感应电流的变化特性,下面将通过原理分析和数值仿真计算研究两个因素单独作用时电流的变化特性,然后再考虑两者共同作用时,总的感应电流的变化特性。

5.1.1 感生电流变化特性分析

首先根据电路原理从理论上对感生电流的特性进行分析,重点分析感生电流反向点与驱动线圈放电电流峰值点之间的位置关系,然后利用数值仿真计算得到反向点的移动程度。

在图 2-12 给出的带续流支路的感应线圈炮结构中,假设电枢的中心面位于驱动线圈中心面右侧,且电枢固定不动,即不考虑电枢的运动;假设驱动线圈中的电流按图 2-13 所示的电流规律变化,下面分析电枢中磁通分量 Φ_1 的变化量即 $\Delta\Phi_1$ 引起的感生电流 i_{p1} 的变化特性。

从驱动线圈电流曲线可以看出,放电电流 i_d 先逐渐升高,在此区间,磁感应强度也逐渐增大,因而耦合到电枢中的磁通分量 Φ_1 也相应增大,此时 $\Delta\Phi_1$ 为正值。根据电磁感应定律可知,电枢中的感生电流 i_{p1} 应与驱动线圈电流 i_d 方向相反,而且是反向增大;经过 $t_{\max}$ 时间,驱动线圈的电流到达峰值点后,电流逐渐减小,电枢中的磁通分量 Φ_1 也将减小, $\Delta\Phi_1$ 为负值,此时电枢中的感生电动势将发生反向。

由于电枢自身电感的存在,根据电路理论可知,电枢等效的 RL 回路会使感应电流存在过渡过程,因此,电枢中感生电流的反向点并不会随着感生电动势的反向和驱动线圈峰值电流点而同步变化,实际要比驱动线圈的峰值电流点延后。

下面从电路角度分析电流的反向点与回路电感与电阻的关系。由于带续流二极管的电路和不带二极管的电路在前 1/4 周期是完全一致的,续流

二极管的存在并不影响对驱动线圈电流第一个峰值点和电枢感生电流反向点之间相位关系。因此为便于分析,以不带续流二极管的图2-3b所示的电路为例进行分析。该电路虽然是一个暂态过程,但是通过研究其正弦稳态下的电流相位关系,可以对应分析驱动线圈电流和电枢感生电流之间的相位关系。图2-3b对应的正弦稳态电路如图5-1所示。

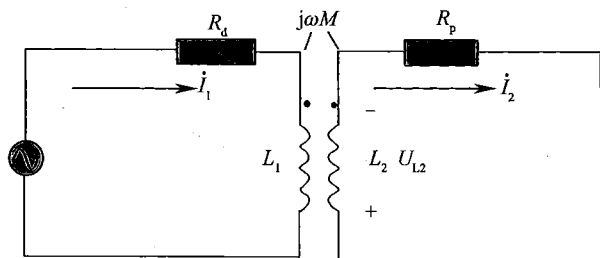


图5-1 驱动线圈与电枢耦合的正弦稳态电路

设电路角频率为 ω , 利用向量法列写电路方程, 电感 L_2 两端的电压 $\dot{U}_{L2}$ 为:

$$\dot{U}_{L2} = -j\omega M \dot{I}_1 + j\omega L_2 \dot{I}_2$$

对于电枢回路, 有:

$$\dot{U}_{L2} + \dot{U}_{Rp} = 0$$

式中 $\dot{U}_{Rp}$ ——电枢回路电阻两端的电压。

因此有:

$$-j\omega M \dot{I}_1 + j\omega L_2 \dot{I}_2 + R_p \dot{I}_2 = 0$$

变换后得:

$$\dot{I}_2 = \frac{j\omega M}{R_p + j\omega L_2} \dot{I}_1 = \frac{X_m}{Z} \dot{I}_1 \angle (90^\circ - \alpha) = \frac{X_m}{Z} \dot{I}_1 \angle \theta$$

式中 $X_m = \omega M$;

$$Z = \sqrt{\omega^2 L_2^2 + R_p^2};$$

$$\alpha = \arctan \frac{\omega L_2}{R_p}, \alpha \text{ 的取值范围为 } 0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ.$$

$\dot{I}_2$ 与 $\dot{I}_1$ 的相角之差 θ 满足: $0 \leq \theta \leq 90^\circ$ 。 α 的取值有以下三种情况:

(1) 当 $R_p = 0$ 时, $\alpha = 90^\circ$, $\theta = 0^\circ$, 此时有:

$$\dot{I}_2 = \frac{X_m}{Z} \dot{I}_1 \quad (5-2)$$

从式 (5-2) 可以看出, i_1 与 i_2 的电流相位完全同步, 从图 5-1 所示驱动线圈和电枢的同名端看电流, 两者相位实际相差 180° , 以此对应分析驱动线圈电流峰值点和电枢感生电流反向点, 如图 5-2 中电流示例曲线所示。驱动线圈电流曲线的峰值点 A 和电枢感生电流的最小值点 B 重合, 因此电枢感生电流的零极值点 C 滞后于驱动线圈的峰值点 A 。

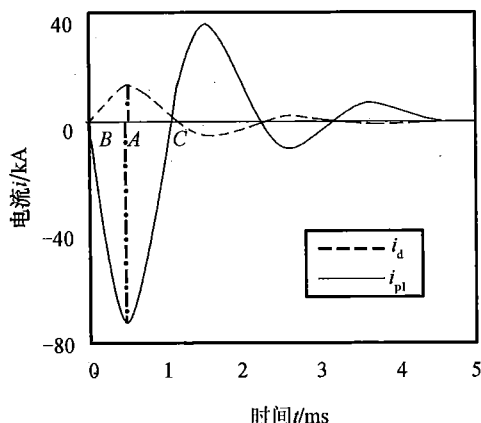


图 5-2 对应正弦稳态的感生电流
和驱动线圈电流示例曲线

(2) 当 $\omega L_2 = 0$ 时, $\alpha = 0^\circ$, $\theta = 90^\circ$, 此时有:

$$i_2 = \frac{X_m}{Z} \angle 90^\circ i_1$$

此时 i_1 的峰值点正好对应 i_2 的零极值点, 对应到图 5-2 中, 即驱动线圈电流的峰值点 A 和电枢感生电流的零极值点 C 重合, 也就是驱动线圈电流达到峰值点后, 电枢中的感生电流将同步反向。

对于线圈炮电路来说, 由于驱动线圈是脉冲放电, 放电频率 ω 必定不为零, 而且电枢的自感也不可能为零, 所以 $\omega L_2 = 0$ 的情况不可能存在, 驱动线圈放电电流峰值点和感生电流反向点重合的情况在线圈炮电路中不会出现。

(3) 当 $\omega L_2 \neq 0$ 且 $R_p \neq 0$ 时, 有 $-90^\circ < \theta < 0^\circ$, 此时有:

$$i_2 = \frac{X_m}{Z} i_1 \angle \theta$$

此时 i_2 的零极值点处于 i_1 的峰值点和零极值点之间, 即此时电枢的感生电流的反向点滞后于驱动线圈的电流的峰值点, 对应到图 5-2 中, 即点 C 滞后于点 A 。

通过上述分析,可以得出以下结论:由于电枢存在自感,所以电枢感生电流的反向点与驱动线圈电流的峰值点之间不可能同步,而是滞后于峰值点一段时间。也就是说,当驱动线圈的放电电流达到峰值之后,电流开始下降,但由于电枢的 $R-L$ 等效电路存在过渡过程,其感生电流并没有立刻改变电流方向,而是经过了一段时间的延迟之后,感生电流方向才发生改变。延迟时间的大小,与电枢等效的 $R-L$ 回路的时间常数 L_2/R_p 相关,当电枢的电阻保持不变而电感增大时,延迟时间会变长。

为定量分析感生电流及其反向点的特性,利用有限元仿真软件 Ansoft SV 的轴对称瞬态求解器建立线圈炮仿真模型进行仿真,分析感生电流反向点和驱动线圈放电电流峰值点之间的位置关系。

1. 仿真模型建立

为了便于分析和计算,在不影响分析结论的情况下,作以下几个假设:

(1) 电枢轴线和驱动线圈的轴线始终重合,不考虑电枢轴线偏离驱动线圈轴线的情况,这样就可以将驱动线圈和电枢的三维结构简化为轴对称模型。

(2) 忽略驱动线圈各层、各匝之间的绝缘层厚度,并假设放电电流在驱动线圈导线截面上均匀分布。

基于假设,建立单级感应线圈炮的有限元仿真模型如图 5-3 所示,后面各章如果没有特别说明,均采用的是该仿真模型。 A 区域为电枢运动通道或称为身管区域, B 区域为电枢, C 区域为驱动线圈, D 区域为空气区域。

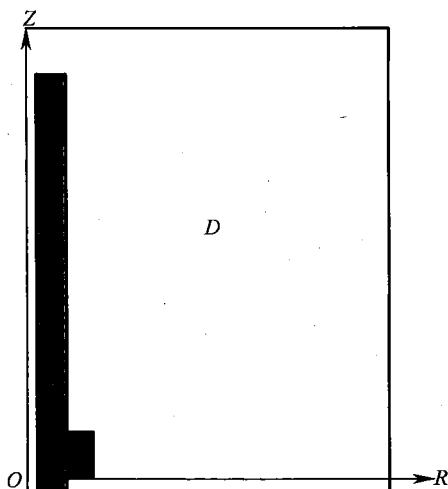


图 5-3 单级感应线圈炮的有限元仿真模型

图 5-3 中, 电枢的对角坐标分别为 (11mm, 0, 25mm)、(41mm, 0, 85mm); 驱动线圈的对角坐标分别为 (43mm, 0, 0)、(73mm, 0, 50mm); 运动通道的对角坐标分别为 (10mm, 0, -10mm)、(42mm, 0, 450mm); 空气区域的对角坐标分别为 (0, 0, -15mm)、(400mm, 0, 500mm)。

驱动线圈的轴向长度为 50mm, 径向厚度为 30mm, 材料设为铜, 匝数为 40 匝; 电枢的轴向长度为 60mm, 径向厚度为 30mm, 材料设为铝, 质量为 253g; 运动通道的轴向长度为 460mm, 径向厚度为 32mm, 材料设为空气; 空气区域的轴向长度为 515mm, 径向厚度为 400mm。求解区域的边界条件设为“气球”边界条件。根据感生电流的定义, 电枢要保持不动, 因此在求解器的参数设置中, 限定电枢的位移为零。

为更好地模拟线圈炮发射环境, 驱动线圈的激励源设为外电路, 如图 5-4 所示。外电路参数设置中, 储能电容器 C_1 的电容值为 1.2mF, 初始电压为 5kV, 放电回路的等效电阻 R_1 为 200mΩ。D₁ 为续流二极管, S₁ 为压控开关, L₁ 为驱动线圈模型, V₁ 为脉冲电压源, 通过调整 V₁ 的脉宽, 可以实现对压控开关 S₁ 的通断时间控制。仿真中设定脉冲电压的起始时间为 0, 脉宽为 0.2s, R₂ 为压控回路的限流电阻。建立模型后, 设定仿真时间为 0.003s, 时间步长为 0.00001s。仿真的初始条件中, 电枢尾部的初始位置位于驱动线圈的中部。

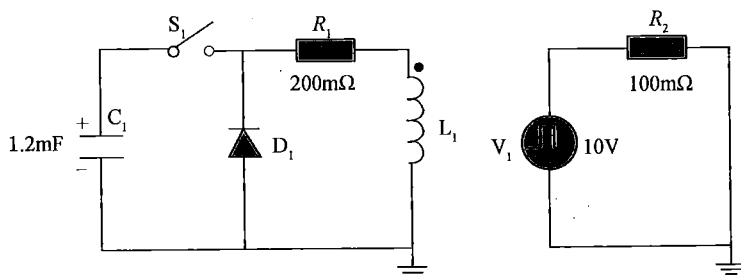


图 5-4 驱动线圈的激励源模型

2. 仿真结果及分析

通过仿真计算, 可得到不同时刻电枢中的感生电流密度分布。图 5-5 所示为 0.8ms 时电枢和驱动线圈中电流密度分布图。通过对电枢截面上电流密度的积分, 求得不同时刻电枢的感生电流, 如图 5-6 所示。从图 5-6 可以看出, 感生电流发生了反向, 反向的时刻大约为 1.6ms, 对应图中的 B 点, 而驱动线圈放电电流的峰值点对应 0.6ms, 反向点滞后于峰值点。需要说明的是, 前面介绍的图 5-2 所示的示例曲线也是在本仿真模型基础上, 不含续流二极管 D₁ 且 R₁ 设为 50mΩ 时仿真得到的结果。

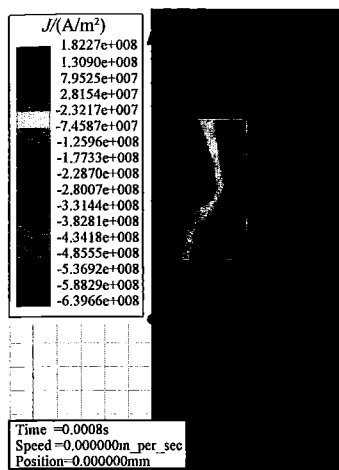


图 5-5 电流密度分布图

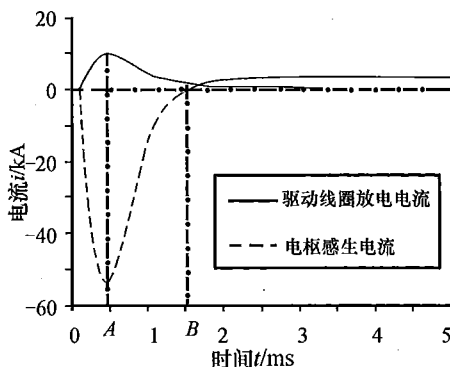


图 5-6 不同时刻电枢的感生电流

5.1.2 动生电流变化特性分析

首先定性分析动生电流的变化趋势,然后利用数值仿真计算研究动生电流的变化特性。假设驱动线圈的电流不变,电枢向前运动,分析电枢中的磁通分量 Φ_2 变化即 $\Delta\Phi_2$ 引起的动生电流 i_{p2} 的变化特性。随着电枢和驱动线圈之间的距离增加,耦合到电枢的磁通分量 Φ_2 持续减小,此时 $\Delta\Phi_2$ 为负值。根据电磁感应定律可知,此时电枢中的动生电流 i_{p2} 与驱动线圈中的电流 i_d 同向,而且 i_{p2} 从 0 开始逐渐增大;随着电枢和驱动线圈之间的距离进一步增大,耦合进入电枢中的磁通持续减小,直到耦合磁通变为 0,此时 i_{p2} 也将逐渐减小。由此可得出结论,动生电流 i_{p2} 的值将先增大后减小,且始终与驱动线圈放电电流保持同向。

利用图 5-3 所示的仿真模型进行仿真计算,结构参数和图 5-3 完全一致,驱动线圈的激励源设为恒定电流值 500A,将电枢的最大位移设为 390mm。如果电枢初速为零,根据感应线圈炮工作原理可知,恒定的电流激励源将不会使电枢产生感应电流,电枢也不会受到电磁力而运动,为此需要给电枢一个初始速度使其能向前运动,设定电枢的初始速度为 50m/s。设定仿真时间为 0.02s,时间步长为 0.0005s,得到各时刻电枢上的电流密度分布,其中在 3.5ms 时电枢上的电流密度分布如图 5-7 所示。通过对电流密度在电枢截面上积分,得到不同时刻电枢的动生电流,如图 5-8 所示。从图 5-8 可以看出,电枢运动产生的动生电流 i_{p2} 与驱动线圈电流方向相同,并一直为正。

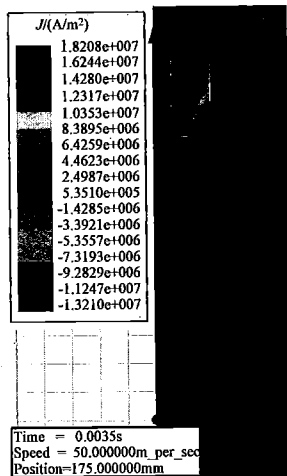


图 5-7 3.5ms 时电枢上的
电流密度分布图

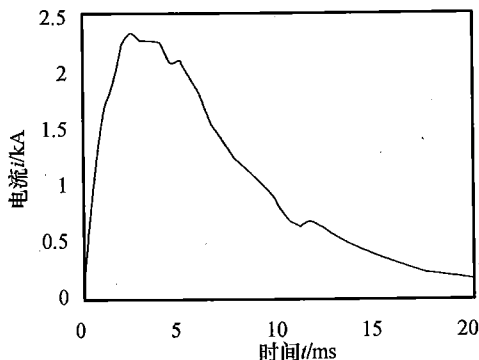


图 5-8 不同时刻电枢的动生电流

5.1.3 合成电流变化特性分析

综合考虑驱动线圈电流变化和电枢运动两个因素，可以利用 $i_p = i_{p1} + i_{p2}$ 求得电枢中总的感应电流 i_p ，从而得到电枢中感应电流的变化特性。由图 5-6、图 5-8 可知， i_{p1} 的反向点 B 一直滞后于驱动线圈的峰值点 A ，而 i_{p2} 一直为正。因此将图 5-6 和图 5-8 进行叠加后，图 5-6 中的反向点 B 所对应的电流值将增大变为正值，从而使得反向点 B 向左移动，变为点 B' ，图 5-9 所示为一个合成之后的电枢感应电流示例。

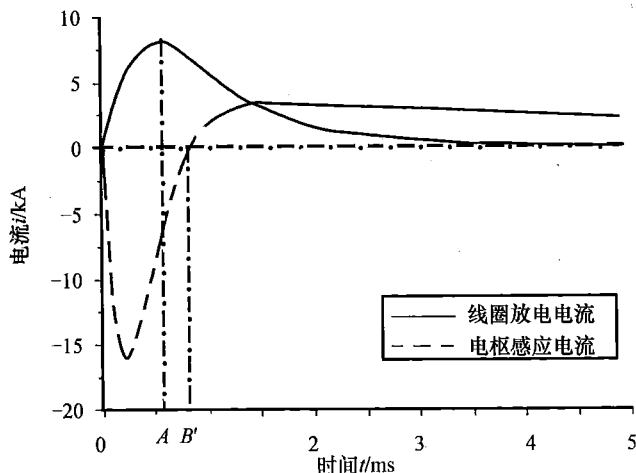


图 5-9 合成后的电枢感应电流示例

从图 5-9 可以看出, 叠加之后电枢总的感应电流 i_p 的反向点 B' 和驱动线圈电流 i_d 的峰值点 A 之间的相对位置可能存在三种情况: B' 和 A 同步、 B' 滞后于 A 、 B' 超前于 A 。对于一个实际系统, 具体是哪种情况, 主要取决于 i_{p2} 的大小, 而 i_{p2} 的大小又主要取决于电枢的运动速度。当电枢的运动速度非常高时, Φ_2 的变化速率很快, 从而使得 i_{p2} 的上升沿比较陡, 且峰值较大, 当其与 i_{p1} 叠加以后, i_p 的反向点 B' 可能发生在点 A 之前。反之, 若电枢速度较小时, 反向点 B' 可能会在点 A 之后, 或者与点 A 重合。

通过对电枢感应电流的分析可以得出如下结论: 电枢在运动过程中, 其感应电流的方向会发生反向, 反向的时刻与电枢的运动速度相关, 电枢的速度越高, 感应电流反向的时间越早, 反之越晚。

利用图 5-3、图 5-4 所示的仿真模型和激励源电路对电枢感应电流进行仿真计算, 以进一步研究感应电流反向点随电枢速度的移动特性。仿真模型的结构参数和电路参数分别与图 5-3 和图 5-4 相同。在电枢的运动参数设置中, 最大位移设为 390mm, 并将电枢初速分别设为 0m/s、100m/s、200m/s、300m/s, 仿真计算时间为 0.003s, 时间步长为 0.00001s, 所得到的不同电枢初速下的感应电流曲线如图 5-10 所示。

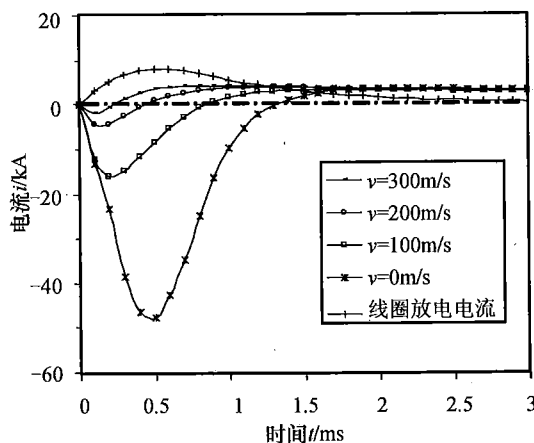


图 5-10 不同初速下电枢感应电流曲线

从图 5-10 可以看出, 驱动线圈放电电流的峰值点对应时刻为 0.6ms, 当电枢的初速为 0m/s 时, 电枢感应电流的反向时刻为 1.3ms; 当电枢速度为 100m/s 时, 反向时刻为 0.8ms; 当电枢速度为 200m/s 时, 反向时刻为 0.4ms; 当速度达到 300m/s 时, 反向时刻为 0.2ms。感应电流反向点与电枢速度之间的关系如图 5-11 所示。从图 5-11 可以看出, 随着电枢速度的提高, 电枢感应电流的反向时刻不断提前, 甚至会超前于驱动线圈放电

电流的峰值点。

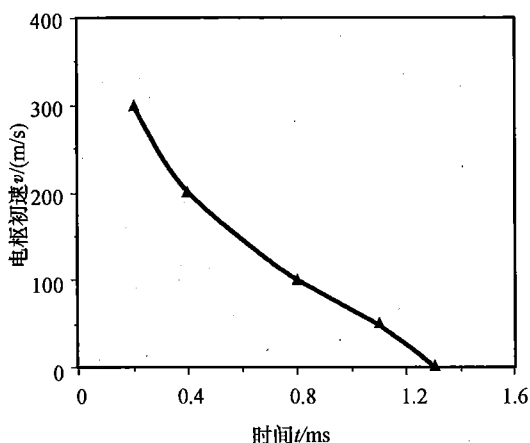


图 5-11 不同初速下电枢感应电流反向点

从图 5-10 还可以看出,随着电枢速度的增大,电枢中感应电流的峰值逐渐降低。由式 (5-1) 可以解释这种现象,在不同电枢速度下,驱动线圈电流上升引起的磁通 Φ_l 的增加速率基本一致,但电枢速度越大,由电枢运动引起的磁通的减小量也越大,因此总的磁通的增加量在减小。从式 (5-1) 可以看出,感应电动势的峰值也将减小,从而使得电枢感应电流的峰值随着电枢速度的增加而降低。

5.2 电枢受力与反向点变化特性

电枢感应电流特性分析结果为电枢受力特性分析提供了基础。在此基础上,通过定性分析和数值仿真计算,可得到电枢受到的电磁力反向点的变化特性,从而为后续感应线圈炮的触发策略研究提供依据。

从式 (2-10) 可知,电枢受到的电磁力与驱动线圈电流和电枢感应电流成正比。由于驱动线圈电流方向一直为正,而电枢感应电流的方向在电枢运动过程中发生了变化,因此对应的电磁力方向也会发生变化,而且随着电枢初速的增加,电磁力反向的时刻也会随之提前。

利用如图 5-3、图 5-4 所示的仿真模型和激励源电路,采用相同的结构参数和电气参数,并设定电枢的最大运动位移为 390mm、电枢的初速分别设为 0m/s、50m/s、100m/s、200m/s,仿真计算时间为 0.003s,时间步长为 0.00001s。通过仿真计算得到的电枢受力曲线如图 5-12 所示,电磁力反向时刻与电枢速度之间的关系如图 5-13 所示。从图 5-12 可以得

出如下结论：在驱动线圈放电回路参数相同的情况下，随着电枢速度的增加，电磁力的反向点将向左发生明显的移动，即电磁力反向时间不断提前。

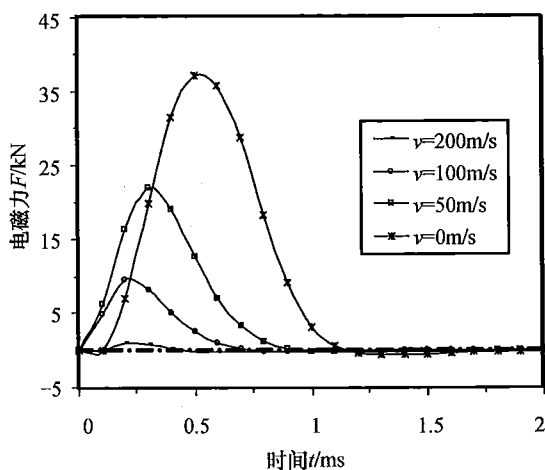


图 5-12 电枢受力曲线

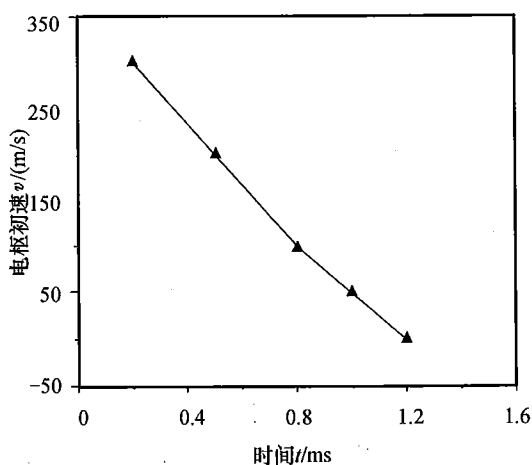


图 5-13 电磁力反向点与速度之间的关系

由于电磁力反向点的提前，电枢的加速区间随着速度的增大也不断减小，因此部分电容储能没有用于提高电枢速度，而是消耗在电阻上，降低了发射效率。为提高多级感应线圈炮的发射效率，随着电枢速度的不断增加，应适当调整各级驱动线圈的结构参数或电路参数，以实现参数和电枢速度的匹配，使电磁力的反向点始终保持在驱动线圈电流峰值点之后，从而使电源的能量得到充分利用。

通过本章分析可以看出,电枢感应电流由感生电流和动生电流构成;电枢运动过程中,电枢感应电流和电磁力方向发生了反向;在驱动线圈的结构参数和电路参数相同的情况下,随着电枢速度的提高,电枢感应电流和电磁力反向时刻不断提前,甚至会超前于驱动线圈电流的峰值点,使得加速区域和电流利用率明显减小,从而影响系统的发射效率,而且反向点前移的根本原因是电枢的速度。为提高多级感应线圈炮的发射效率,应适当调整各级驱动线圈的结构参数或电路参数。电枢受力反向时刻随速度提高而提前的现象,为多级线圈炮触发策略研究提供了基础。

第6章 触发策略与实现方法

多级感应线圈炮中驱动线圈的触发或馈电时机是影响电磁发射效率的重要因素。电枢和驱动线圈之间存在一个最佳触发位置,即当电枢处于驱动线圈的一个合适位置时触发,电枢会获得较高的加速效果。本章将主要分析最佳触发位置特性,以实现多级感应线圈炮在最佳位置触发。通过电枢受到的电磁力反向点与电枢速度之间的关系,提出考虑电枢速度的触发策略,给出最佳触发位置的确定方法。同时将结合研究示例,通过数值仿真得到电枢速度和最佳触发位置之间的对应关系,并给出测速与延时相结合的触发策略实现方法,以及通过查表快速得到触发位置和触发延迟时间的实现方法,实现多级感应线圈炮的在线适时触发。

6.1 触发策略及触发位置确定方法

基于电磁力反向点随电枢速度增大而前移的现象可知,驱动线圈的最佳触发时刻或位置应与电枢的速度相关联,本节给出一种考虑电枢速度和反向点位置的触发策略,并给出触发位置的确定方法,为实现多级线圈炮的最佳位置触发提供基础。

6.1.1 考虑电枢速度的触发策略

从第5章中对电枢受到的电磁力特性分析可知,电枢受到的电磁力在运动中发生了反向,而且随着电枢速度的提高,电磁力反向点将明显前移,甚至出现反向点在驱动线圈放电电流峰值点之前的情况,使得大部分的储能都消耗在放电回路的电阻上,而没有有效转化为电枢的动能。为此,在确定触发位置时要充分考虑电枢的速度和电磁力反向点位置,以提高发射效率。

下面分析电枢触发位置与电磁力反向点之间的关系。电磁力反向点的位置与电枢感生电流和动生电流的特性密切相关,因此有必要先研究不同触发位置下感生电流反向点的特性。由于感生电流反向点的延迟时间只与

电枢回路的时间常数有关,因此如果不考虑电枢的运动,则驱动线圈不论在哪个时刻触发放电,都不会影响电磁力反向点的位置或反向时刻,即电枢感生电流的反向时刻不会因为触发位置的改变而发生改变。

为进一步研究感生电流反向点和触发位置的关系,利用图 5-3 和图 5-4 所示的仿真模型和激励源电路进行数值仿真计算。在其他参数都保持不变的情况下,设定电枢的运动位移为零,即电枢保持不动,然后改变驱动线圈到电枢的中心距,得到电枢初速为零时,不同触发位置下电枢感生电流的特性如图 6-1 所示。

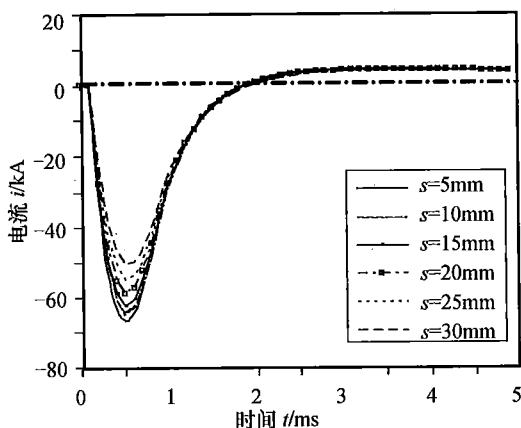


图 6-1 不同触发位置下的感生电流

从图 6-1 可以看出,尽管驱动线圈的触发位置发生了改变,但是电枢感生电流的反向点并没有变化。由此可进一步证明,电枢感应电流或电磁力反向点发生前移的根本因素是因为电枢的运动,前移幅度的大小取决于电枢速度的高低。因此,要提高发射效率,驱动线圈的触发时间即开始放电时刻应该随着电枢速度的增大而相应调整。驱动线圈电流和电磁力之间的位置关系如图 6-2 所示,其中时间的起点即图 6-2 中零时刻为驱动线圈中心面与电枢中心面重合的时刻。根据第 1 章中关于触发位置的定义可知,此时对应的触发位置 s 为零,本节分析都是在这一初始条件下进行。

图 6-2 中点 A 为电磁力的峰值点,点 B 为电磁力或电枢感应电流的反向点,点 C 为放电电流的峰值点。从图中可以看出,电磁力的反向点 B 提前于驱动线圈电流峰值点 C ,此时驱动线圈电流大多处于电磁减速力区域,这会降低发射效率。因此,要提高系统的发射效率,就要在有限的电磁力加速区域内,使放电电流的值要尽可能大,即使得放电电流的峰值区域位于电磁力的加速区域。因此从图 6-2 可知,驱动线圈电流要向左移动,最好移动到电磁力峰值区域和放电电流峰值重合处,即点 A 和点 C 的

时间重合。移动之后的驱动线圈放电电流和电磁力之间的位置关系如图 6-3 所示。

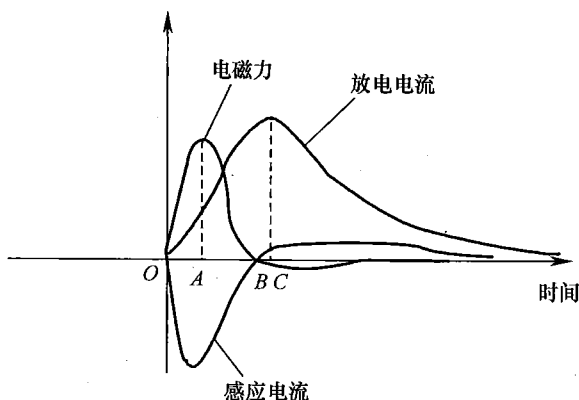


图 6-2 电磁力和放电电流位置示意图

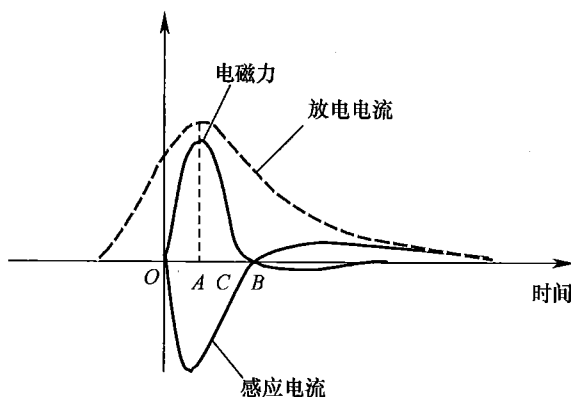


图 6-3 驱动线圈电流波形移动之后的电磁力与电流位置示意图

由于驱动线圈放电回路可以等效为 $R-L-C$ 电路，因此图 6-2 中驱动线圈放电电流的峰值点 C 对应的时刻 $t_{\max}$ 为：

$$t_{\max} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_1 C} \quad (6-1)$$

假设电磁力峰值点 A 对应的时刻为 t_1 ，则当点 A 和点 C 重合时，从图 6-2 所示的时间轴上看，驱动线圈放电电流向左移动的时间 t_2 应为：

$$t_2 = t_{\max} - t_1 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_1 C} - t_1 \quad (6-2)$$

从图 6-3 和式 (6-2) 可知，为有效利用驱动线圈放电电源以提高发射效率，随着电枢速度的增大，电磁力反向点不断提前，驱动线圈电源

的放电时间也要提前, 提前的时间为 t_2 。对于特定的线圈炮系统来说, 只要得到了某个电枢速度下的电磁力峰值时刻, 就可以由式 (6-2) 计算出该电枢速度下的触发时刻。如果将提前放电时间 t_2 转换为驱动线圈的触发位置 s , 由 s 的定义可知, s 可由下式近似得到:

$$s = -v_1 \times t_2 \quad (6-3)$$

式中 v_1 ——电枢进入驱动线圈的速度, 又称电枢入口速度或电枢初速。

由式 (6-3) 可知, 驱动线圈的最佳触发位置与电枢的入口速度有关。随着电枢速度的提高, 电枢受到的电磁力反向点明显前移, 因此驱动线圈电源的放电时间要不断提前, 即最佳触发位置要随着电枢速度的提高而不断提前, 提前的大小由式 (6-3) 和式 (6-2) 给出, 这就是考虑电枢速度的触发策略。

6.1.2 最佳触发位置计算方法

最佳触发位置的计算可以由式 (6-3) 得出, 下面结合实例给出最佳触发位置计算方法。以第 5 章分析得到的不同速度下电枢所受的电磁力曲线为研究对象, 在电枢速度为 200m/s 时, 从图 5-12 可以看出, 电磁力峰值点对应的时刻为 0.2ms, 而根据图 5-3 中给定的仿真模型参数, 可由式 (6-1) 求得放电电流到达峰值的时间为:

$$t_{\max} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_1 C} = \frac{3.14}{2} \times \sqrt{2000 \times 10^{-6} \times 73 \times 10^{-6}} \approx 0.6\text{ms}$$

由式 (6-2) 可知, 驱动线圈提前放电的时间 t_2 为 0.4ms。需要特别注意的是, 图 5-12 所示的仿真结果是在电枢尾部处于驱动线圈中心面时得到的, 即驱动线圈中心面到电枢的中心面距离为 30mm 时得到的结果, 而式 (6-3) 是在两者中心面重合时得到的求解公式。因此根据式 (6-2)、式 (6-3) 得到的提前放电时间或触发位置要消去原来两者中心距 30mm 的影响, 即触发位置分析的起始位置是两者中心距为 30mm 处。为此, 在电枢速度为 200m/s 时, 驱动线圈的触发位置 s 应为:

$$s = -200 \times 0.4 + 30 = -50\text{mm} \quad (6-4)$$

从式 (6-4) 可知, 在电枢进入驱动线圈的速度为 200m/s 时, 最佳触发位置为驱动线圈中心面到电枢中心面为 -50mm 处。从电枢受到的电磁力计算公式 (2-10) 可知, 驱动线圈在该位置触发时, 由于电枢中心面位于驱动线圈中心面左侧, 因此电枢将先受到减速力, 然后才会加速。为什么这种加速过程反而会使系统得到比较高的发射效率, 下面利用冲量定理对其进行解释。

假设触发位置与电枢受到的电磁力及其作用时间的关系如图 6-4 所示。图 6-4 中, 当电枢的尾部运动到驱动线圈的位置 A 时, 驱动线圈开始放电, 此时由于电枢中心面处于驱动线圈中心面左侧, 因此电枢受到制动力; 当电枢中心面运动到和驱动线圈中心面重合时的位置 B 时, 电枢受到的电磁力开始反向, 电枢受到加速力; 电枢继续向前运动, 当电枢运动到位置 C 时, 由于电枢中感应电流反向, 电磁力再次反向变为制动力; 到位置 D 时, 电磁力对电枢的作用结束。

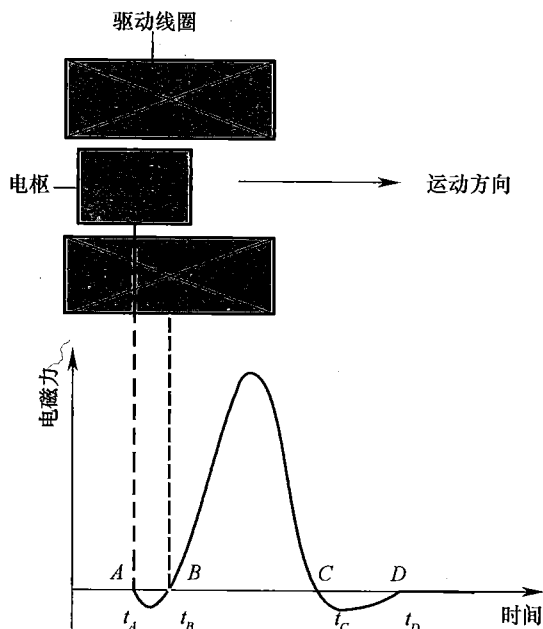


图 6-4 触发位置与电磁力及其作用时间的关系

由冲量定理可知, 电枢在驱动线圈中获得的速度增量与其受到的轴向电磁力、驱动线圈对电枢的作用时间有如下关系:

$$\Delta v = v_2 - v_1 = \frac{1}{m} \int_{t_A}^{t_D} F(t) dt \quad (6-5)$$

式中 m ——电枢(包括其他载荷)质量;

F ——电枢受到的轴向电磁力;

v_2 ——电枢离开驱动线圈时的速度, 称为出口速度;

t_A ——驱动线圈的触发时刻;

t_D ——驱动线圈的电流终止时间或电磁力作用结束时间。

从式(6-5)可知, 电枢获得的速度增量是电磁力与时间的积分, 因此尽管驱动线圈触发时, 电枢可能先减速, 但由于此时驱动线圈放电电流

的值很小,电磁制动力的值也较小;而在电磁加速力区段,由于驱动线圈的提前触发,使得峰值电流位于加速区段,电磁力的值较大,可以消除较小的电磁制动力区间产生的影响。因此触发位置的确立要充分考虑电枢的速度、电磁力的反向点,使驱动线圈放电电流得到充分利用。这就要求随着电枢速度增加,触发位置应不断提前,当电枢速度较高时,最佳触发位置甚至会提前到电枢处于制动力的位置。因为最佳触发位置不是考虑触发时刻一点的效果,而是要考虑整个时间段内的整体加速效果。采用这样的策略,尽管电枢在一定区间会受到制动力,但却可以使电枢受到的总速度增量达到最大。

6.2 不同触发位置加速效果

6.1 节在分析驱动线圈放电电流和电磁力相对位置关系的基础上,提出了最佳触发位置随电枢速度的增大而提前的触发策略,给出了最佳触发位置的确定方法。本节将以 82mm 口径线圈炮为例,通过数值仿真分析,给出不同电枢入口速度下最佳触发位置特性,验证触发位置确定方法的合理性。

首先利用 Ansoft 瞬态求解器建立 82mm 口径线圈炮的仿真模型,其中驱动线圈、运动通道和求解场域的结构尺寸、相对位置以及材料特性、边界条件均和图 5-3 所示模型相同,激励源电路和图 5-4 相同。然后将电枢的对角坐标设为 $(11, 0, q)$ 、 $(41, 0, 60 + q)$,每一个 q 值对应着不同的触发位置 s ,设定 q 的步长为 2,通过 Ansoft 软件的分析功能,对不同 q 值即不同触发位置 s 下的电枢出口速度进行分析。在设定参数的分析范围前,要先利用式 (6-3) 对最佳触发位置点进行预测,然后以得到的值为基础,向两侧适度拓展,以提高数值仿真计算的效率。

分别设定电枢的入口速度为 0m/s、50m/s、80m/s、100m/s、120m/s、150m/s、200m/s、250m/s,利用建立的模型,针对参数 q 进行分析,将 q 转化为对应的触发位置 s 后,得到的触发位置(中心距) s 与电枢入口速度 v_1 、出口速度 v_2 之间的关系,如表 6-1 所示。

从表 6-1 可以看出,当电枢的入口速度分别为 0m/s、50m/s、80m/s、100m/s、120m/s、150m/s、200m/s、250m/s 时,驱动线圈的最佳触发位置 s 分别为 29mm、4mm、0mm、-14mm、-26mm、-28mm、-48mm、-56mm,最佳触发位置与电枢入口速度之间的关系曲线如图 6-5 所示。

表 6-1 触发位置仿真数据表

入口速度 $v_1/(m/s)$	触发位置 s/mm	出口速度 $v_2/(m/s)$	入口速度 $v_1/(m/s)$	触发位置 s/mm	出口速度 $v_2/(m/s)$
0	19	65.93	120	-18	152.83
	21	68.97		-20	153.41
	23	71.54		-21	153.8
	25	72.72		-23	154.26
	27	74.25		-25	154.39
	29	74.72		-26	154.63
	31	74.70		-29	154.04
	33	74.65		-31	153.58
	35	74.06		-33	152.72
	37	72.85		-35	152.03
	39	71.69		-37	151.09
50	14	101.3	150	-18	177.4
	12	102.49		-20	177.85
	10	103.38		-22	178.27
	8	103.69		-24	178.37
	6	104.16		-26	178.52
	4	104.23		-28	178.64
	2	103.79		-30	178.53
	0	102.81		-32	178.40
	-2	101.18		-34	177.93
	-4	99.45		-36	177.35
	-6	97.18		-38	176.51
80	10	121.94	200	-38	219.98
	8	122.15		-40	220.51
	6	123.02		-42	220.62
	4	123.86		-44	220.83
	2	124.34		-46	221.03
	0	124.72		-48	221.67
	-2	124.49		-50	221.61
	-4	124.53		-52	221.47
	-6	124.08		-54	221.14
	-8	123.36		-56	220.95
	-10	122.34		-58	220.56

续表

入口速度 $v_1/(m/s)$	触发位置 s/mm	出口速度 $v_2/(m/s)$	入口速度 $v_1/(m/s)$	触发位置 s/mm	出口速度 $v_2/(m/s)$
100	-4	136.44	250	-46	265.93
	-6	137.32		-48	266.15
	-8	138.00		-50	266.27
	-10	138.51		-52	266.64
	-12	138.78		-54	266.79
	-14	138.83		-56	266.82
	-16	138.59		-58	266.71
	-18	138.51		-60	266.43
	-20	137.64		-62	266.13
	-22	136.95		-64	265.62
	-24	136.04		-66	264.93

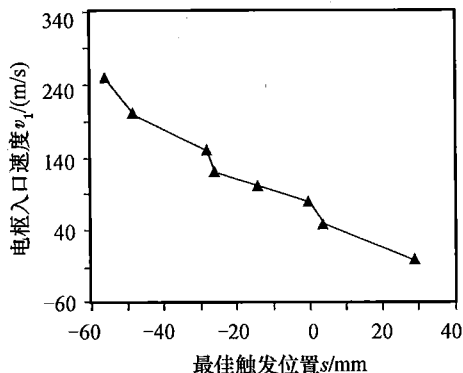


图 6-5 电枢入口速度与最佳触发位置的关系

通过以上数值仿真分析可知,随着电枢速度的提高,驱动线圈的最佳触发位置不断提前,在电枢入口速度为 200m/s 时,驱动线圈的最佳触发位置为 -48mm,与 6.1 节通过式 (6-4) 计算得到的结果一致,从而验证了触发策略及触发位置确定方法的合理性。

6.3 触发策略实现方法

通过前两节分析可知,最佳触发位置和电枢入口速度之间存在对应关系。根据这种对应关系,本节给出基于实时测速与软件计算延时相结合的

触发策略实现方法,并构建不同电枢入口速度下线圈炮系统的触发延迟时间表,实现感应线圈炮在最佳触发位置的在线适时触发。

6.3.1 触发位置与电枢速度的数值关系

对于结构参数和电路参数一定的多级感应线圈炮来说,不同的电枢入口速度对应着驱动线圈的不同最佳触发位置,因此可以利用驱动线圈的最佳触发位置与电枢入口速度之间的对应关系来实现多级感应线圈炮的最佳位置触发。为此首先建立电枢入口速度与最佳触发位置的函数关系。设电枢的入口速度 v_1 和最佳触发位置 s 之间的函数关系为:

$$s = g(v_1) \quad (6-6)$$

对于不同的发射系统或不同结构的驱动线圈,具有不同的函数 g 。该函数的确定方法为:针对所研究的多级线圈炮的各级进行仿真计算,并利用上面介绍的内容得到一系列不同速度下的最佳触发位置,然后将这些离散的结果拟合成一个函数,即得到函数 g 。

例如对于上述分析的 82mm 口径电磁线圈炮,对图 6-5 所示的电枢入口速度与最佳触发位置之间的数值关系进行曲线拟合,就可得到函数关系 g 。首先根据图 6-5 中数据点的特点,选择合适的拟合方法。根据离散点的分布特性可以看出,利用多项式拟合方法即可,采用二次曲线拟合后得到的函数关系为:

$$s = 0.0006 \times v_1^2 - 0.49 \times v_1 + 29.3 \quad (6-7)$$

经过数值拟合后的二次函数关系曲线如图 6-6 所示,从图中可以看出,拟合曲线和给定数据点具有较好的一致性。

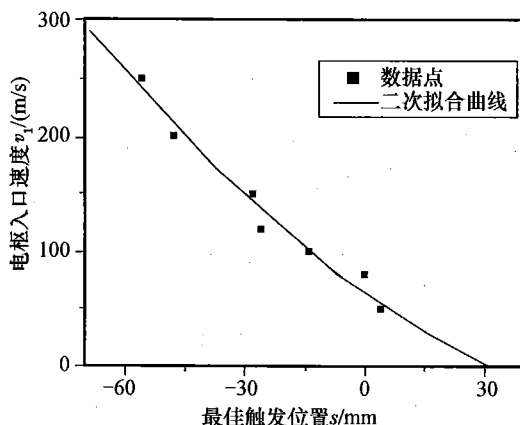


图 6-6 电枢入口速度与最佳触发位置关系拟合曲线

由式(6-7)可知,对应每个电枢的入口速度 v_1 都可以得到对应的最佳触发位置 s ,例如对于6.2节分析的82mm口径电磁线圈炮,电枢入口速度为90m/s时,通过式(6-7)可计算出最佳触发位置 s 为-10mm。

综上所述,要实现多级感应线圈炮的最佳位置触发,对于不同的系统和驱动线圈的不同级,首先要通过仿真得到若干不同电枢入口速度下的电磁力峰值点时间,然后由式(6-3)求得对应的触发位置 s ;由此利用曲线拟合方法构造对应的 g 函数,最后利用传感器在线测得电枢进入每级驱动线圈的速度 v_1 ,并根据 g 函数关系式得到驱动线圈的最佳触发位置 s 。

触发控制系统会根据电枢入口速度 v_1 、触发位置 s 、驱动线圈之间的级间距等信息计算出该驱动线圈的触发延迟时间(延迟时间的具体计算方法将结合后面的实例给出)。利用触发控制系统中的微控制器延时后控制驱动线圈触发放电,这样就可以实现不同电枢入口速度下驱动线圈的最佳位置触发,形成基于硬件测速与软件延时相结合的触发策略实现方法。

由于触发系统在工作过程中需要计算电枢的入口速度、驱动线圈的延迟时间,微控制器要进行函数计算,受微控制器指令执行速度的限制,整个过程需要的时间相对较长,会影响触发系统的响应时间,因而错过最佳触发位置。例如,当电枢的入口速度为500m/s且驱动线圈的长度为50mm时,电枢通过驱动线圈所需要的时间约为0.1ms,如果系统的数据计算加开关响应总时间大于0.1ms,则可能出现电枢已经运动经过驱动线圈而触发系统还来不及响应的情况。因此基于 g 函数计算并得到触发系统的延迟时间的触发策略实现方法主要适用于电枢入口速度较低的情况,对于入口速度高的情况需要改进。

在电枢入口速度较高时,为尽量减小速度计算消耗的时间,提高触发系统的响应速度,可采用在微处理器中预存数据表格的形式来替代 g 函数的计算。在测得电枢速度后,微控制器通过数据表自动查找不同电枢入口速度对应的最佳触发位置 s 或驱动线圈触发开关的延迟时间 Δt ,这样可以大大提高触发系统的响应速度。以82mm口径线圈炮为例,不采用数据拟合方法得到 g 函数,而是对图6-5所示的电枢入口速度和最佳触发位置数值关系进行三次多项式插值,其中电枢入口速度的步长设为20m/s,建立的数据表如表6-2所示。

为验证通过数据表得到的最佳触发位置 and 实际仿真得到的最佳触发位置是否一致,利用6.2节中82mm口径线圈炮最佳触发位置分析示例中的仿真模型,在电枢入口速度为60m/s时,通过仿真分析,得到了不同触发位置下电枢的最大出口速度,如图6-7所示。从图6-7可以看出,电枢入口速度为60m/s时,驱动线圈的最佳触发位置为5mm。对照表6-2可

以看出, 当电枢入口速度为 60m/s 时, 最佳触发位置 s 为 3mm 。

表 6-2 电枢入口速度 v_1 和最佳触发位置 s 数据表

序号	入口速度 $v_1/(\text{m/s})$	最佳触发位置 s/mm	序号	入口速度 $v_1/(\text{m/s})$	最佳触发位置 s/mm
1	0	29	8	140	-27
2	20	16	9	160	-30
3	40	7	10	180	-39
4	60	3	11	200	-48
5	80	0	12	220	-52
6	100	-14	13	240	-55
7	120	-26	14	260	-56

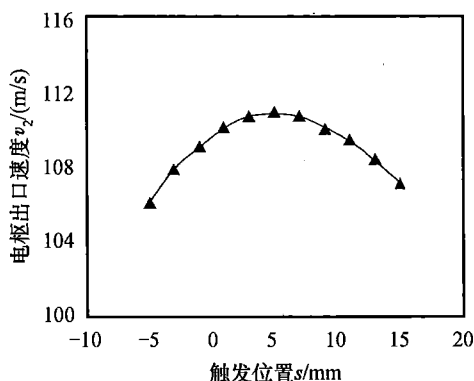


图 6-7 $v_1 = 60\text{m/s}$ 时触发位置与电枢出口速度之间的关系

尽管仿真结果和通过数据表得到的结果存在一定误差, 但基本保持一致。误差的主要原因是因为数值仿真、数据表构建都存在一定的近似, 造成最终结果存在一定误差。通过数据表和数据仿真之间的对比, 从总体上验证了硬件测速与软件延时相结合的触发策略实现方法的有效性。

6.3.2 触发策略实现中的软硬件关键技术

根据以上分析可得到感应线圈炮最佳触发位置的在线适时触发的具体实施方法为: ①针对特定的感应线圈炮系统, 通过式 (6-3) 得到最佳触发位置, 并以此为基础, 通过数值仿真或大量试验获得电枢入口速度与最佳触发位置之间的 (v_1, s) 数值关系; ②根据得到的数值关系特性, 选择合适的方法构造 (v_1, s) 数据表格, 从而得到大量的不同电枢入口速度 v_1 与最佳触发位置 s 的对应关系 (v_1, s) ; ③根据驱动线圈的级间距离、 (v_1, s) 数据表格, 计算得到电枢运动到最佳触发位置所需要的时间, 即

触发开关的理论延迟时间 Δt ，从而进一步将 (v_1, s) 数据表转化为触发开关的延迟时间数据表 $(v_1, \Delta t)$ ；最后通过理论分析和触发系统试验，得到触发系统固有延迟时间 t_0 ，在设计软件延时，要充分考虑系统的固有延迟时间，从而得到最终存储到触发控制系统中的电枢入口速度和延迟时间数据表 $(v_1, \Delta t - t_0)$ 。

由此可知，感应线圈炮触发控制系统主要由速度测量装置、单片机、触发控制电路、存储器等构成，如图 6-8 所示。速度测量装置主要用于测量电枢进入驱动线圈的速度，单片机主要用于根据电枢的速度，查寻数据表得出驱动线圈触发系统的触发延迟时间、启动和关闭定时器并适时向高压脉冲发生电路发出触发控制信号，存储器主要用于存储电枢入口速度与延迟时间构成的插值数据表 $(v_1, \Delta t - t_0)$ 。

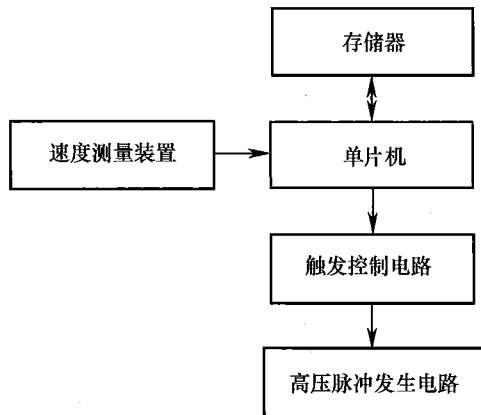


图 6-8 触发控制系统总体设计

系统具体的工作思路为：速度测量装置测得电枢进入驱动线圈的速度或得到电枢运动经过光纤测速点的时间，然后由单片机查寻存储器中的数据表得到驱动线圈触发系统的延迟时间，并由单片机定时器开始计时，计时完毕后，单片机发出触发控制信号，启动高压脉冲发生电路闭合触发开关，使驱动线圈触发放电，从而实现线圈炮在最佳触发位置的在线适时触发。下面分别介绍各子电路的实现方法。

1. 硬件测速

目前测速方法很多，但为确保测速系统在复杂电磁干扰环境下能可靠工作，选择了光电测速法。光电测速系统工作原理如图 6-9 所示。首先在每个相邻两级驱动线圈之间的炮管上安装可轴向移动的光电环，光电环和炮管上开孔安装入射光纤和接收光纤，光纤的中心对正。测速原理为：首先测量电枢运动经过光纤安装点所需要的时间 T ，该时间段内电枢的位移为

电枢的长度 l ，则电枢进入驱动线圈时的平均入口速度 v_1 可以表示为：

$$v_1 = \frac{l}{T} \quad (6-8)$$

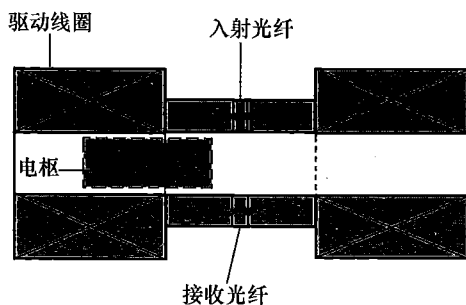


图 6-9 光电测速系统工作原理图

实际设计中，可采用集发光与接收于一体的传感器，比如 BRF-HN 型光电传感器，该传感器采用光纤传导和接收信号，可以有效避免线圈炮发射时产生的电磁干扰，其硬件电路如图 6-10 所示。图 6-10 中，闭合电源开关 S_1 ，则 BRF-HN 光电传感器中的发光管发光，并将光信号通过光纤输出口连接到炮管上的入射光纤，炮管上的接收光纤接收到光信号，并传递给光电传感器的光纤输入端，BRF-HN 将光信号转换为电信号，此时三极管 Q_1 、 Q_2 导通，单片机的外部中断口 INT0 为高电平、INT1 为低电平；当电枢运动到入射光纤位置而隔断炮管上入射光纤和接收光纤形成的光通路时， Q_1 、 Q_2 截止，INT0 从高电平变为低电平，INT0 在下降沿触发中断，中断程序启动单片机的计数器，INT1 由低电平变为高电平；当电枢运动离开入射光纤位置时，光路再次形成通路， Q_1 、 Q_2 导通，INT0 由低

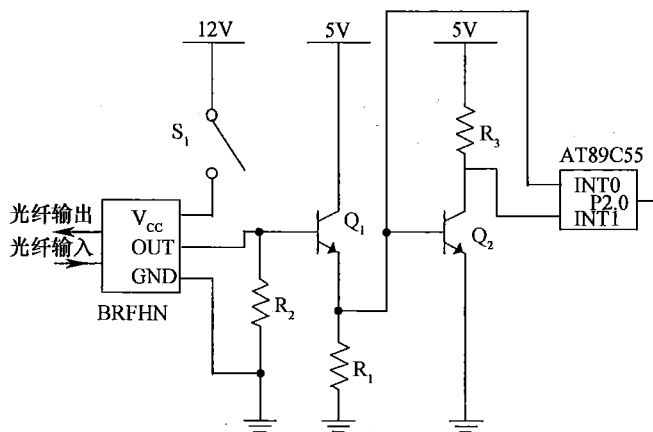


图 6-10 测速电路

电平变为高电平, INT1 由高电平变为低电平并在下降沿触发中断, 计时器停止计数。单片机的外部中断口的电平变化过程如图 6-11 所示。由式 (6-8) 可知, 单片机通过计时时间可以获得电枢进入下一级驱动线圈的速度 v_1 。

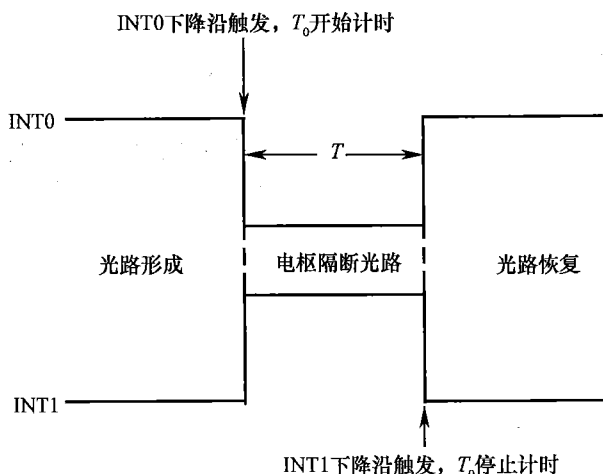


图 6-11 单片机的外部中断口的电平变化过程

2. 高压触发脉冲发生电路

感应线圈炮的触发开关种类很多, 包括三电极开关、半导体开关、真空开关等。针对感应线圈炮发射过程中的大电流、高电压环境, 在对比分析不同开关的通流能力、工作一致性、使用寿命、经济成本等性能之后, 选择三电极开关作为驱动线圈放电回路的主开关, 如图 6-12 中 S_2 所示。由于三电极开关的导通需要高压触发脉冲作为激励源, 因此首先设计高压触发脉冲发生电路。

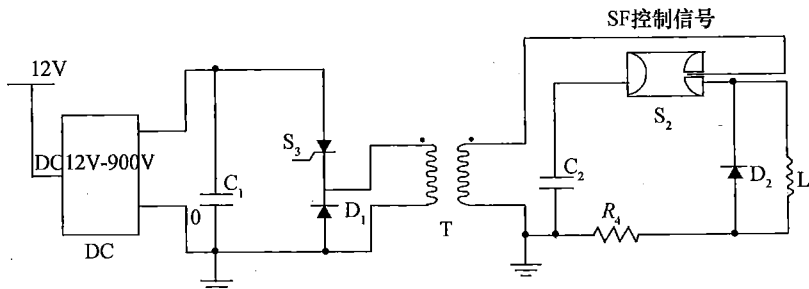


图 6-12 高压触发脉冲发生电路

高压触发脉冲发生电路如图 6-12 所示, 其工作过程为: 首先利用 DC-DC 电源变换模块将 12V 的直流电压升压到 900V, 并对电容器 C_1 进

行充电,当触发控制信号使可控硅开关 S_3 导通时, C_1 对脉冲变压器 T 的初级放电,产生较大的脉冲电流,通过脉冲变压器 T 的次级在三电极开关 S_2 的控制极 SF 上施加几十千伏的高压触发脉冲,触发脉冲使开关的隔离间隙击穿,产生火花放电,并使开关 S_2 导通,线圈炮的储能电容器 C_2 通过主放电开关 S_2 对驱动线圈 L 放电,产生脉冲强磁场,推动电枢运动。

从上述工作过程可知,图 6-12 所示的高压触发脉冲发生电路中的开关 S_2 何时导通,即驱动线圈何时放电,主要决定于可控硅开关 S_3 的触发控制信号,而该触发信号由触发控制电路给出。

3. 触发控制电路

对于多级感应线圈炮来说, S_3 的触发控制信号来源分两种情况:对于驱动线圈的第 1 级,主要通过手动按钮发出触发信号;对于后续各级驱动线圈, S_3 的触发控制信号主要来源于图 6-10 所示的测速电路中单片机 P20 管脚发出的信号。在实际设计中,为提高触发控制电路的抗干扰能力,防止出现误触发,系统采用了光电隔离措施,如图 6-13 所示。手动按钮发出的高电平控制信号通过大电流与门 75451 后,使图 6-13 中的 Q_3 导通,光发射器 HFBR1412Z 导通发出光信号,并通过 HFBR2412 将光信号转换为电信号,使其管脚 2 输出低电平,使得 R_{10} 两端得到高电平,并作为触发控制信号传输给图 6-12 中所示的 S_3 ,使得 S_3 导通,驱动线圈触发放电。

对于其他各级驱动线圈,利用图 6-10 中光纤测速系统测得电枢的入口速度 v_1 或电枢通过测速点的时间之后,单片机根据其存储器中的电枢入口速度和触发系统延迟时间之间的对应关系 (T, t),可以确定该级驱动线圈触发开关的延迟触发时间为 t ,单片机延时完毕后,通过图 6-10 中单片机的 P₂₀ 端口发出触发信号。并经过如图 6-13 所示的大电流与门和光电隔离电路后,向高压触发脉冲发生电路中的 S_3 发出触发控制信号。

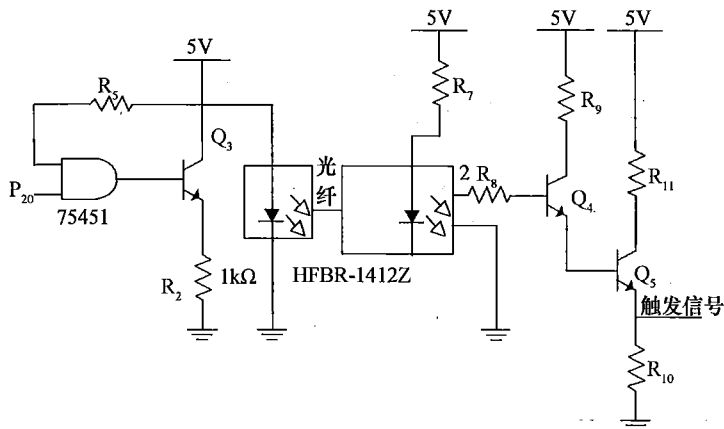


图 6-13 触发控制电路

4. 电源变换电路

电源的可靠与否直接关系到系统能否正常工作,是电路设计中不可忽视的重要环节。触发系统中的电源变换电路如图 6-14 所示,由于触发控制电路和测速电路都要用到 5V、12V 的电源,因此系统首先通过三端稳压器件 7812 将 14.4V 的蓄电池转换为 12V 直流电源;同时为了减小系统电磁干扰对电源产生的影响,利用隔离电源模块 DY12S12、DY12S5 分别将 12V 电源转换为 12V 和 5V 直流输出,用于给器件提供可靠稳定的电源。C3、C4 为三端稳压器件 7812 的滤波电容。

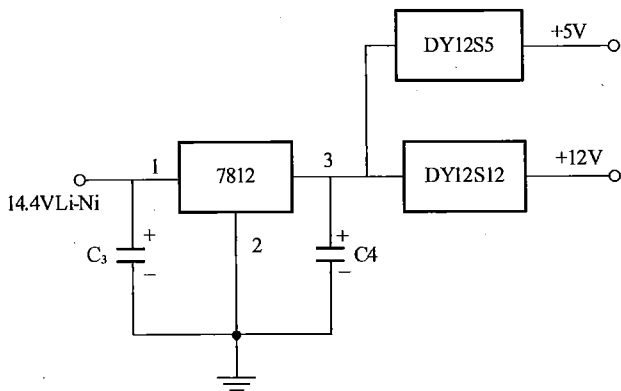


图 6-14 触发系统中的电源变换电路

5. 单片机软件

触发控制系统的软件主要是单片机程序,包括计时、查表、发出触发控制指令等功能,其工作流程如图 6-15 所示。

程序初始化主要包括开中断、设置中断优先级、P2.0 端口电平设置等。初始化后单片机一直循环等待外部中断,当外部中断后,首先判断中断类型,如果是 INT0 中断,则启动计时器 T_0 ,对电枢运动经过驱动线圈所用的时间进行计时;如果是 INT1 中断,则停止计时;然后根据计数得到的时间,查询触发开关的延时时间 t ,并根据延迟时间启动定时器 T_1 ,定时完毕后,单片机发出触发控制信号。所有程序运行完毕后返回,程序再次初始化,等待下一次发射。需要说明的是,从 INT1 触发中断开始,电枢已脱离测速点向前运动,此时单片机开始执行中断程序,包括中断现场保护、查询数据表等,这些指令本身的执行时间要从计算得到的延迟时间中去除,因为这些时间是软件自身的时间消耗,属于系统固有延迟时间。

6. 存储器延时数据表构建

结合 6.2 节分析的 82mm 口径线圈炮系统,构建电枢入口速度和触发

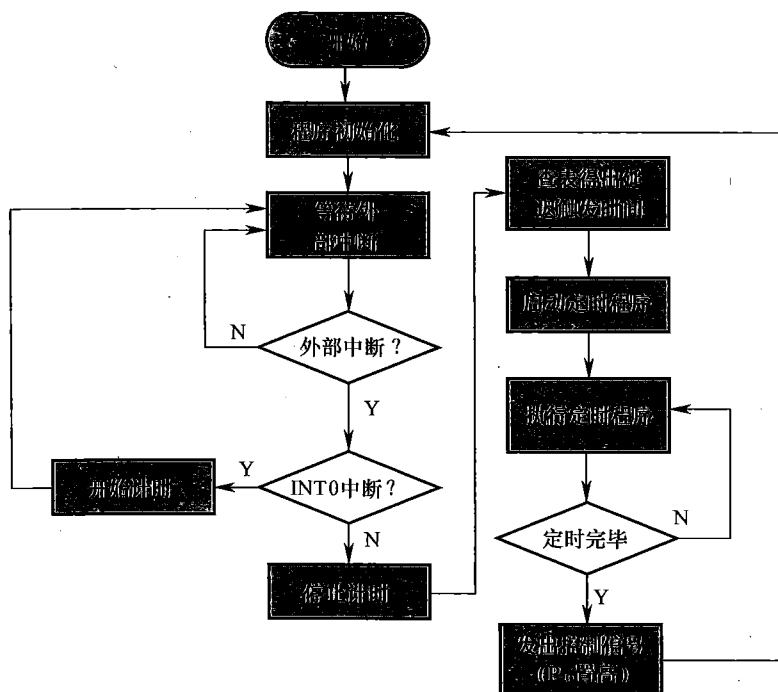


图 6-15 工作流程图

延迟时间之间的数据表。从分析示例可知,驱动线圈的轴向长度为 50mm,电枢的轴向长度为 60mm,假设相邻驱动线圈之间的级间距为 80mm,测速光纤的安装位置距上一级驱动线圈的右侧为 10mm,相对位置关系如图 6-16 所示。

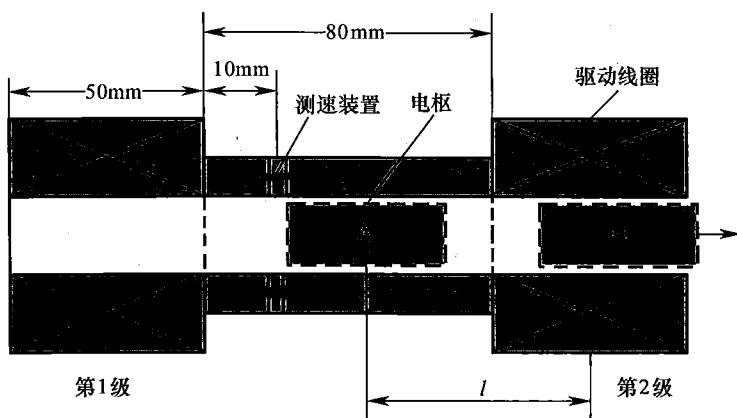


图 6-16 线圈炮触发位置结构关系

从图 6-16 可以看出,当电枢运动离开测速装置时,即到达图中所示 A 位置时,电枢中心面和第 2 级驱动线圈的中心面之间的距离为 w 。根据图中标示线圈炮的结构尺寸,计算可知 w 为 65mm。当测速装置测得电枢经过测速点所需要的时间后,即可计算出电枢的速度,此速度即为进入第 2 级驱动线圈的入口速度。如果电枢的入口速度为 60m/s,从表 6-2 可知,其对应的最佳触发位置 s 应该为 3mm,即图 6-16 所示的 B 位置。根据触发位置的定义可知,在 B 位置时,驱动线圈中心面到电枢中心面的距离为 3mm。由此可知,电枢从 A 位置运动到 B 位置,其总位移为 $65 + 3 = 68\text{mm}$ 。根据电枢的平均入口速度为 60m/s,可知电枢从 A 位置到 B 位置所需的时间 Δt 为 $68/60 = 1.13\text{ms}$ 。假设触发硬件系统的固有延迟时间 t_0 为 $10\mu\text{s}$ 、单片机 INT1 中断后的中断现场保护、查表、启动定时等软件指令消耗的总时间为 $15\mu\text{s}$,则对于第 2 级驱动线圈的触发系统来说,其实际延迟的时间 t 应该为 $1.13 - 0.01 - 0.015 = 1.105\text{ms}$,即电枢离开测速装置时,第 2 级驱动线圈的触发系统延时 1.105ms 后触发,此时电枢正好运动到第 2 级驱动线圈的最佳触发位置。根据以上方法,建立了一组电枢入口速度和触发系统的实际延迟时间数据 (60m/s, 1.105ms)。

总结以上分析示例,可得出实际延迟触发时间 t 的计算方法为:

$$t = (65 + s)/v_1 - 0.01 - 0.015 \quad (6-9)$$

根据式 (6-9),可求得表 6-2 中不同电枢入口速度下触发系统的实际延迟时间,构成电枢入口速度和系统延迟触发时间数据表,如表 6-3 所示。

表 6-3 电枢入口速度 v_1 和触发系统延迟时间数据表

序号	入口速度 $v_1/(m/s)$	实际延迟时间 t/ms	序号	入口速度 $v_1/(m/s)$	实际延迟时间 t/ms
1	0	—	8	140	0.245
2	20	4.025	9	160	0.195
3	40	1.775	10	180	0.115
4	60	1.105	11	200	0.065
5	80	0.785	12	220	0.035
6	100	0.485	13	240	0.015
7	120	0.305	14	260	0.005

根据电枢的测速原理及式 (6-8) 可知,在电枢长度不变的情况下,电枢的入口速度 v_1 和电枢运动经过光电传感器所需要的时间即图 6-10 中的 T 成反比。因此只要单片机的计时器得到 T ,电枢的入口速度 v_1 就可确

定, 即 T 和电枢入口速度 v_1 也一一对应。为此, 为了进一步减小单片机的计算量, 提高系统响应速率, 可将表 6-3 进一步转化为单片机的计时器得到的时间 T 与触发控制系统的实际延迟时间 t 之间的对应关系, 从而避免了单片机的除法运算。由于电枢的长度为 60mm, 因此可根据式 (6-8) 将 v_1 转化为 T 与 t 对应的触发系统延迟时间表, 如表 6-4 所示。

表 6-4 触发系统延迟时间数据表

序号	单片机计时 T/ms	实际延迟时间 t/ms	序号	单片机计时 T/ms	实际延迟时间 t/ms
1	0	—	8	0.43	0.26
2	3	4.04	9	0.38	0.21
3	1.50	1.79	10	0.33	0.13
4	1.00	1.12	11	0.30	0.08
5	0.75	0.80	12	0.27	0.05
6	0.60	0.50	13	0.25	0.03
7	0.50	0.32	14	0.23	0.02

从表 6-4 可以看出, 触发控制系统中的单片机在测得电枢运动经过驱动线圈所需要的时间 T 后, 通过查表就可以快速得到触发控制系统的延迟时间, 不仅大大提高系统的响应速度, 同时也实现了驱动线圈在不同电枢入口速度下的最佳位置的在线适时触发。

第7章 发射效率分析

发射效率是感应线圈炮最重要的技术指标之一，也是参数分析和优化设计的目标。本章首先结合感应线圈炮的电路模型分析发射效率的内涵，然后研究影响发射效率的因素，从而为感应线圈炮的参数分析及设计方法提供基础。

7.1 理想发射效率与实际发射效率

要设计感应线圈炮，实现最优发射效率，首先要分析理想情况下，感应线圈炮的最大发射效率，从而为科学设定设计目标提供理论依据。可以理解，如果忽略系统中的所有电阻和摩擦阻力、空气阻力的影响，则电源所储存的电能会全部转换为电枢运动的动能，效率可以达到100%。下面从电路与能量的关系证明该结论，从而不仅理解这个总效率，还可以理解能量随时间的变化过程。

以图2-12所示的单级感应线圈炮电路模型为例，假设驱动线圈的放电回路和电枢回路的电阻、发射过程中电枢受到的摩擦阻力和空气阻力都忽略不计，分析理想情况下的感应线圈炮发射效率。

电枢在电磁力的作用下开始加速，获得一定的出口速度，其动能 E_k 可以表示为：

$$E_k = \frac{1}{2}mv_2^2$$

式中 m ——电枢的质量；

v_2 ——电枢的出口速度。

感应线圈炮的发射效率 η 可以表示为：

$$\eta = \frac{\frac{1}{2}mv_2^2 - \frac{1}{2}mv_1^2}{\frac{1}{2}CU^2} \quad (7-1)$$

式中 $\frac{1}{2}CU^2$ ——电容储能；

C ——该级线圈炮的储能电源的电容量；

U ——该级线圈炮储能电源的电压值；

v_1 ——电枢进入驱动线圈时的速度（即电枢入口速度）；

v_2 ——出口速度。

电枢动能的变化率 P_k 为：

$$P_k = \frac{dE_k}{dt} = mv_2 \frac{dv_2}{dt} = mv_2 a = Fv_2 \quad (7-2)$$

式中 a ——电枢的加速度。

对于理想感应线圈炮，其驱动线圈的放电回路电流 i_d 、电枢感应电流 i_p 、线圈和电枢之间的互感 M 、电枢回路的等效自感 L_2 存在如下关系：

$$L_2 i_p - M i_d = 0 \quad (7-3)$$

对于图 2-12 所示的单级感应线圈炮电路模型来说，从式 (2-10) 可得电枢受到的电磁力 F 为：

$$F = -\frac{dM}{dx} i_d i_p \quad (7-4)$$

将式 (7-3) 代入式 (7-4) 可得：

$$F = -\frac{M}{L_2} i_d^2 \frac{dM}{dx} = -\frac{1}{L_2} i_d^2 \left(\frac{dM}{dx} \cdot M \right) \quad (7-5)$$

将式 (7-5) 代入式 (7-2) 可得：

$$P_k = -\frac{M}{L_2} \frac{dM}{dx} i_d^2 v_2 \quad (7-6)$$

因：

$$\frac{dM}{dx} = \frac{dM}{dt} \cdot \frac{dt}{dx} = \frac{dM}{dt} \cdot \frac{1}{v_2}$$

将上式代入式 (7-6) 可得：

$$P_k = -\frac{M}{L_2} \frac{dM}{dt} i_d^2 \quad (7-7)$$

根据基尔霍夫电压定律，储能电容器两端的电压 u_c 可以表示为：

$$u_c = L_1 \frac{di_d}{dt} - M \frac{di_p}{dt}$$

式中 L_1 ——放电回路的电感。

储能电源提供的电功率 P_e 为：

$$P_e = u_c i_d = \left(L_1 \frac{di_d}{dt} - M \frac{di_p}{dt} \right) i_d \quad (7-8)$$

由式 (7-3) 可得：

$$i_p = \frac{M i_d}{L_2} \quad (7-9)$$

将式 (7-9) 代入式 (7-8), 消去 i_p 后可得:

$$P_e = L_1 i_d \frac{di_d}{dt} - \frac{M^2}{L_2} i_d \frac{di_d}{dt} - \frac{M}{L_2} i_d^2 \frac{dM}{dt} \quad (7-10)$$

线圈炮系统的磁能 E_1 可以表示为:

$$E_1 = \frac{1}{2} L_1 i_d^2 + M i_d i_p + \frac{1}{2} L_2 i_p^2 \quad (7-11)$$

将式 (7-9) 代入式 (7-11), 可得:

$$E_1 = \frac{1}{2} L_1 i_d^2 + \frac{M^2}{L_2} i_d^2 + \frac{1}{2} \frac{M^2}{L_2} i_d^2$$

所以磁能的变化率 P_1 为:

$$P_1 = L_1 i_d \frac{di_d}{dt} + \frac{3M^2}{L_2} i_d \frac{dM}{dt} + \frac{3M^2}{L_2} i_d \frac{di_d}{dt} \quad (7-12)$$

从能量守恒定律的角度考虑, 电源提供的电能主要转换为系统的磁能、电枢的动能和热能。因此, 理想情况下如果不考虑电阻引起的热能损耗, 则某一时刻的系统能量变化应满足:

$$P_e = P_1 + P_k$$

将式 (7-7)、式 (7-10)、式 (7-12) 代入上式, 整理后得到:

$$4M \frac{di_d}{dt} = -3 \frac{dM}{dt} i_d \quad (7-13)$$

将式 (7-13) 代入式 (7-7) 可得:

$$P_k = -\frac{M dM}{L_2 dt} i_d^2 = \frac{M}{L_2} i_d^2 \times \frac{4}{3} M \frac{1}{i_d} \frac{di_d}{dt} = \frac{4}{3} \times \frac{M^2}{L_2} i_d \frac{di_d}{dt} \quad (7-14)$$

将式 (7-13) 代入式 (7-10), 整理后可得:

$$P_e = L_1 i_d \frac{di_d}{dt} + \frac{1}{3} \times \frac{M^2}{L_2} i_d \frac{di_d}{dt} \quad (7-15)$$

因此, 单位时间的动能 P_k 和单位时间内电容器提供的电能 P_e 的比值 λ 为:

$$\lambda = \frac{P_k}{P_e} = \frac{\frac{4}{3} \times \frac{M^2}{L_2} i_d \frac{di_d}{dt}}{L_1 i_d \frac{di_d}{dt} + \frac{1}{3} \times \frac{M^2}{L_2} i_d \frac{di_d}{dt}} = \frac{4M^2}{3L_1 L_2 + M^2}$$

由于互感 M 和自感 L_1 、 L_2 存在如下关系:

$$M^2 \leq L_1 L_2$$

因此动能变化率 P_k 和电功率 P_e 的比值 λ 为:

$$\lambda = \frac{4M^2}{3L_1 L_2 + M^2} \leq \frac{4M^2}{3M^2 + M^2} = 1$$

从 λ 可知, 理想情况下, 储能电容器提供的电能可以 100% 转化为电

枢的动能。由此可得出两点结论：感应线圈炮的理论发射效率可达 100%，而目前研究的感应线圈炮发射系统的实际效率远远低于这个数值，因此在发射效率方面的提升空间很大。

实际上，驱动线圈放电回路的电阻值对发射效率的影响非常大。为分析该电阻对发射效率的影响，利用图 5-3 建立的仿真模型和图 5-4 所示的激励源电路进行数值计算，所有结构参数、仿真时间、边界条件和图 5-3 完全相同，激励源中的电容量和电压值都和图 5-4 相同，但是将图 5-4 中放电回路的等效电阻值设为变量 R_d ，然后将其生成的电路文件导入到仿真模型作为激励源施加给驱动线圈，设定变量 R_d 的参数值分别为 $0\text{m}\Omega$ 、 $100\text{m}\Omega$ 、 $300\text{m}\Omega$ 、 $600\text{m}\Omega$ 、 $1000\text{m}\Omega$ ，设定完毕后进行参数仿真分析，得到不同放电回路等效电阻值下的电枢速度曲线，如图 7-1 所示。

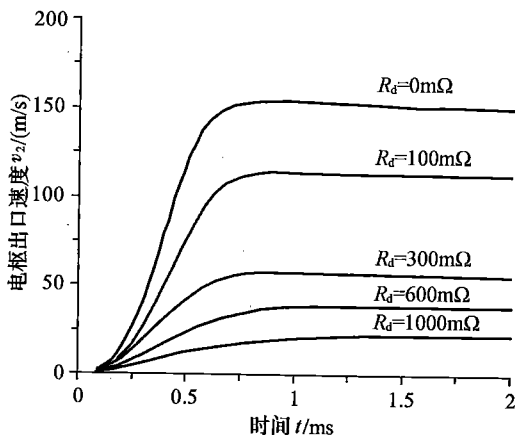


图 7-1 不同放电回路等效电阻值下的电枢速度曲线

从图 7-1 可以看出，在驱动线圈的放电回路电阻分别为 $0\text{m}\Omega$ 、 $100\text{m}\Omega$ 、 $300\text{m}\Omega$ 、 $600\text{m}\Omega$ 、 $1000\text{m}\Omega$ 时，电枢获得的最大出口速度分别为 154.5m/s 、 114.3m/s 、 57.9m/s 、 39.1m/s 、 22.6m/s 。由式 (7-1) 可知，对应的发射效率分别为 20.1%、11%、2.8%、1.3%、0.4%。

需要说明的是，由于仿真过程中，电枢的电阻会等效到驱动线圈回路中，因此尽管设定驱动线圈的放电回路电阻 R_d 为零，但软件在实际计算中仍然考虑了电枢电阻的影响。从仿真结果可以看出，驱动线圈放电回路等效电阻对发射效率的影响很大，即使很小的电阻值，也可能使线圈炮的实际发射效率远低于 100%。因此在线圈炮设计中，要从连接导线的选型、线圈材料选择等各方面尽可能降低电阻值，以提高发射效率。

7.2 影响发射效率的参数

原则上讲,影响发射效率的因素是系统中各部分的电阻。而对于一个实际系统,电阻与结构密切相关。根据变压器源边与副边的耦合关系及其等效原理进一步分析可知,系统的自感和互感也会影响电阻所呈现出的等效特性。因此,影响系统效率的参数包括驱动线圈和电枢的结构参数、电枢和驱动线圈之间相对位置参数、储能电源的电参数等。

假设电枢为圆筒形电枢,感应线圈炮的结构如图 7-2 所示。因此单级感应线圈炮的发射效率 η 可以表示为:

$$\eta = \frac{\frac{1}{2}mv_2^2 - \frac{1}{2}mv_1^2}{\frac{1}{2}CU} = e(r_1, r_2, a, r_3, r_4, b, N, C, U, v_1, s, m) \quad (7-16)$$

式中 r_1 ——驱动线圈的内径;
 r_2 ——驱动线圈的外径;
 a ——驱动线圈的轴向长度;
 r_3 ——电枢的内径;
 r_4 ——电枢的外径;
 b ——电枢的长度;
 N ——驱动线圈的匝数;
 s ——驱动线圈的中心面到电枢中心面之间的距离。

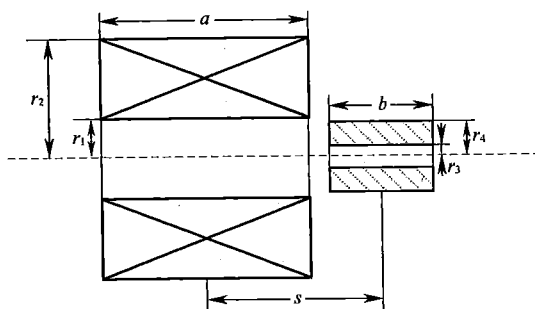


图 7-2 感应线圈炮原理示意图

对于单级感应线圈炮来说,影响发射效率的参数有 12 个,对于多级感应线圈炮,还要加上相邻驱动线圈之间的级间距离 h 。对于线圈炮的优化设计,就是要使线圈炮的电气参数、电枢速度和结构参数等实现参数匹配,以达到发射效率的最大化。

第8章 参数动态特性

感应线圈炮的参数特性研究是开展线圈炮系统设计的基础。对于多级感应线圈炮来说,随着驱动线圈对电枢速度的连续加速,电枢进入驱动线圈的速度越来越高。要想提高感应线圈炮的发射效率,就要分析感应线圈炮各个参数随电枢入口速度增大而变化的特性,即给出感应线圈炮参数的动态特性。本章将重点分析多级感应线圈炮各参数的特性,并给出主要参数的最佳值以及最佳值随电枢入口速度的变化特性。

多级感应线圈炮的结构参数和电气参数包括式(7-16)中的12个参数以及级间距,但这些参数并不是都需要进行优化设计。通常情况下一些参数是直接给定的,如需要发射的电枢或弹丸是确定的,而且电枢参数也不能随着电枢入口速度的变化进行变参数调整,因为不同级所加速的电枢是同一个电枢。因此,本章不分析电枢参数。对于驱动线圈参数来说,其内径通常可以根据已知的电枢或弹丸外径直接确定,因此本章也不分析驱动线圈的内径。本章将重点分析不同电枢入口速度下,驱动线圈的长厚比、匝数、电容量、电容电压等参数对系统发射性能的影响以及随电枢速度增大而发生变化的特性。

8.1 驱动线圈长厚比

在电路参数、触发位置和驱动线圈匝数都一定的情况下,电枢运动经过驱动线圈的时间主要和线圈的长度、电枢的入口速度相关。对于某一初速的电枢来说,如果驱动线圈过短,其运动经过驱动线圈的时间相应缩短,可能出现电枢已经远离驱动线圈而放电电流还很大的情况,储能没有得到充分利用,效率较低。如果驱动线圈过长,从第5章分析可知,可能电磁力已经发生反向,但电枢还没有离开驱动线圈而受到制动力的影响。另外,过长的驱动线圈内部磁场相对比较均匀,使得电枢的磁通变化较小,从而影响电枢的感应电流和受到的电磁力。因此,必须合理设计各级驱动线圈的长度。

如果绕制驱动线圈的导线线径一定,在匝数不变的情况下,驱动线圈长度的变化必然会导致驱动线圈径向厚度的变化。因此,不能孤立地分析驱动线圈长度,而是要分析不同电枢入口速度下,驱动线圈长厚比与发射效率之间的关系。其中驱动线圈的长厚比 d 定义为:

$$d = \frac{a}{r_2 - r_1}$$

利用图 5-3 所示的仿真模型,在其他参数都相同的情况下,只改变驱动线圈的长度 a 和外径 r_2 ,分析其发射效率的变化趋势。仿真过程中储能电容器的电容量为 $1200\mu\text{F}$,初始电压为 5000V ,仿真时电枢尾部的初始位置位于驱动线圈的中部。由于驱动线圈的匝数保持不变,即图 5-3 中所示的驱动线圈体积保持不变,则驱动线圈的外径可由下式确定:

$$r_2 = \sqrt{\frac{\pi \times (73^2 - 43^2) \times 50}{\pi \times a} + 43^2} \quad (8-1)$$

因此在驱动线圈长度 a 发生改变时,其外径也将随之改变。在不同驱动线圈长度和外径下得到的仿真结果如图 8-1 所示。

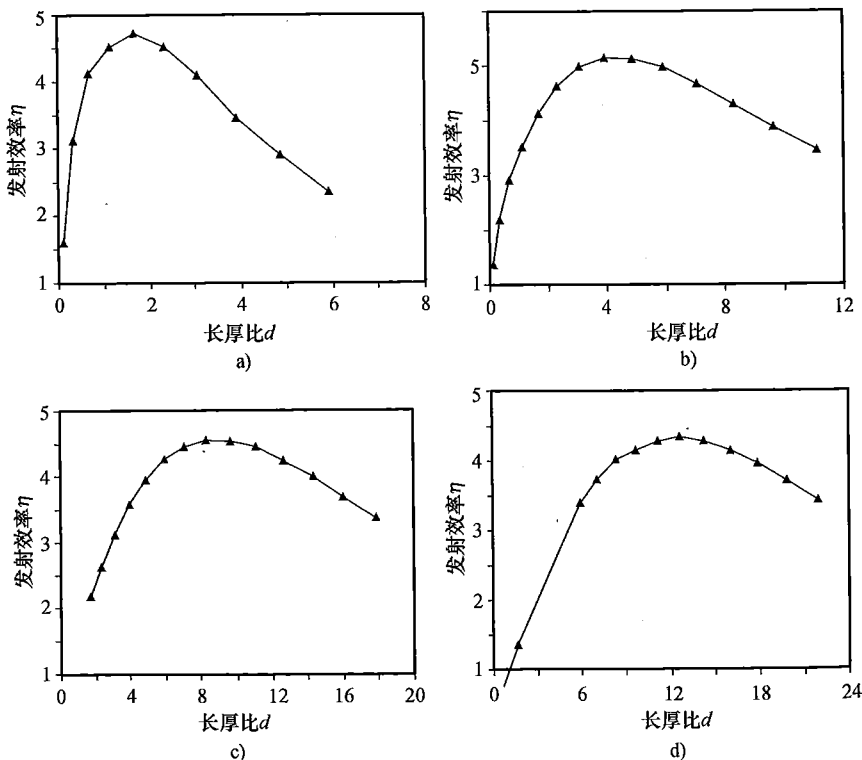


图 8-1 不同电枢入口速度下长厚比 d 与发射效率的关系

a) $v_1 = 0\text{m/s}$; b) $v_1 = 50\text{m/s}$; c) $v_1 = 100\text{m/s}$; d) $v_1 = 150\text{m/s}$

从图 8-1 可知, 驱动线圈存在最佳的长厚比, 可以使得电枢得到最大的发射效率, 而且不同的电枢入口速度下, 对应着不同的最佳长厚比值。对于本系统来说, 在电枢入口速度分别为 0m/s 、 50m/s 、 100m/s 、 150m/s 时, 最佳的长厚比值分别为 1.67、3.91、8.31、12.65。由此可见, 随着电枢入口速度的提高, 最佳长厚比值明显增大。因此, 可得出结论: 多级感应线圈炮驱动线圈设计中, 从第一级到最后一级, 在其他参数保持不变的情况下, 驱动线圈应该由短粗型线圈向细长型线圈逐渐过渡。

同时, 从图 8-1 可以看出, 在最佳长厚比值附近, 长厚比的变化对发射效率的影响非常小。这表明最佳长厚比值应该是一个很小的区间, 设计过程中不用严格限制在某一个具体的数值, 从而为解决工程约束条件提供了依据。

8.2 驱动线圈匝数

从第 5 章分析可知, 随着电枢速度的提高, 电枢受到的电磁力反向点不断提前, 甚至在驱动线圈放电电流还没有达到峰值时, 电磁力已经反向使电枢做减速运动, 从而使得电容器储能没有得到有效利用, 降低了系统发射效率。因此为提高发射效率, 就要随着电枢速度的提高, 不断加快驱动线圈的放电速率, 实现电枢速度与放电频率的匹配。

从式 (2-68) 可知, 通过减小放电回路的电感和电容量可以缩短放电电流上升到峰值的时间, 提高放电速率。对于放电回路来说, 减小放电回路的电感可以通过减少驱动线圈的匝数来实现, 因此有必要分析驱动线圈匝数对发射效率的影响。

首先分析驱动线圈匝数对电磁力的影响。从式 (2-67) 可知, 随着驱动线圈匝数的减少, 其电感相应减小, 驱动线圈的放电电流的峰值会增大, 因此仅从放电电流的角度分析, 电枢受到的电磁力会增大。另一方面, 驱动线圈和电枢可视为两个同轴空心圆柱线圈。两个同轴空心圆柱线圈之间的互感与两线圈的匝数成正比, 因此驱动线圈和电枢之间的互感及互感梯度也与两者匝数成正比。所以, 减小驱动线圈匝数, 会相应减小驱动线圈和电枢之间的互感梯度值, 从式 (2-10) 可知, 互感梯度的减小会使得电枢受到的电磁力减小, 从而影响发射效率的提高。

由此可得出结论, 驱动线圈的匝数并不是越小越好, 对于某一入口速度的电枢来说, 理论上存在一个最佳的驱动线圈匝数, 使电枢得到最大的发射效率。

下面通过数值仿真计算进一步分析驱动线圈匝数对发射效率的影响以及不同电枢入口速度下,驱动线圈最佳匝数值的变化特性。仿真计算仍然采用图 5-3 和图 5-4 所示的模型和激励源电路,除驱动线圈匝数外的其余参数设置都完全相同,并将驱动线圈匝数设置为变量 N 。

首先分析电枢入口速度为 100m/s 时,不同驱动线圈匝数下线圈炮的放电电流和电磁力情况。将 N 的变化范围设为 $10 \sim 50$,步长为 10,然后利用参数分析功能进行仿真计算,得到的仿真结果如图 8-2、图 8-3 所示。

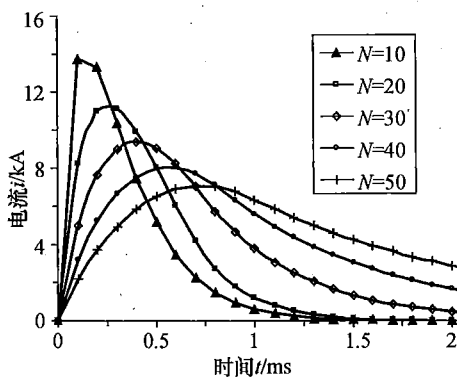


图 8-2 匝数和放电电流关系
($v_1 = 100\text{m/s}$)

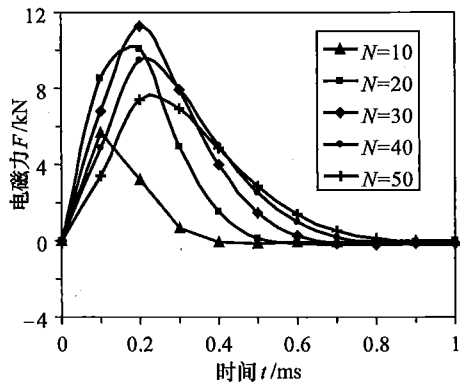


图 8-3 匝数和电磁力关系
($v_1 = 100\text{m/s}$)

图 8-2 所示为不同驱动线圈匝数下的放电电流,图 8-3 所示为不同驱动线圈匝数下电枢受到的电磁力。对图 8-2、图 8-3 所得数据统计分析,所得结果如表 8-1 所示。

表 8-1 驱动线圈匝数分析结果汇总 ($v_1 = 100\text{m/s}$)

线圈匝数	峰值电流 /kA	达到峰值时间 /ms	峰值电磁力 /kN	电磁力反向时间 /ms
10	13.74	0.1	5.64	0.4
20	11.12	0.3	10.07	0.6
30	9.38	0.4	11.25	0.7
40	8.05	0.6	9.45	0.8
50	6.99	0.7	7.38	0.9

从表 8-1 可以看出:随着驱动线圈匝数的减小,其放电电流的峰值逐渐增大,同时到达峰值的时间逐渐减小,即放电速率不断加快;电磁力的反向时刻不断提前,但电磁力反向点始终处于驱动线圈放电电流峰值点之后,而且电磁力的峰值先增大后减小。

由此可得出如下结论：感应线圈炮设计中，为提高发射效率，随着电枢入口速度的增大，可以适当减小驱动线圈匝数，使电磁力反向时刻始终处于放电电流峰值时刻之后；但是驱动线圈匝数也不能无限制减小，否则会使电枢的峰值电磁力降低而影响发射效率。

为进一步分析不同电枢入口速度下驱动线圈匝数对发射效率的影响，同样利用图 5-3 和图 5-4 所示的仿真模型和激励源，在其他参数都相同的情况下，采用参数分析方法，改变电枢的入口速度和驱动线圈的匝数，分析发射效率的变化趋势，得到的仿真结果如图 8-4 所示。

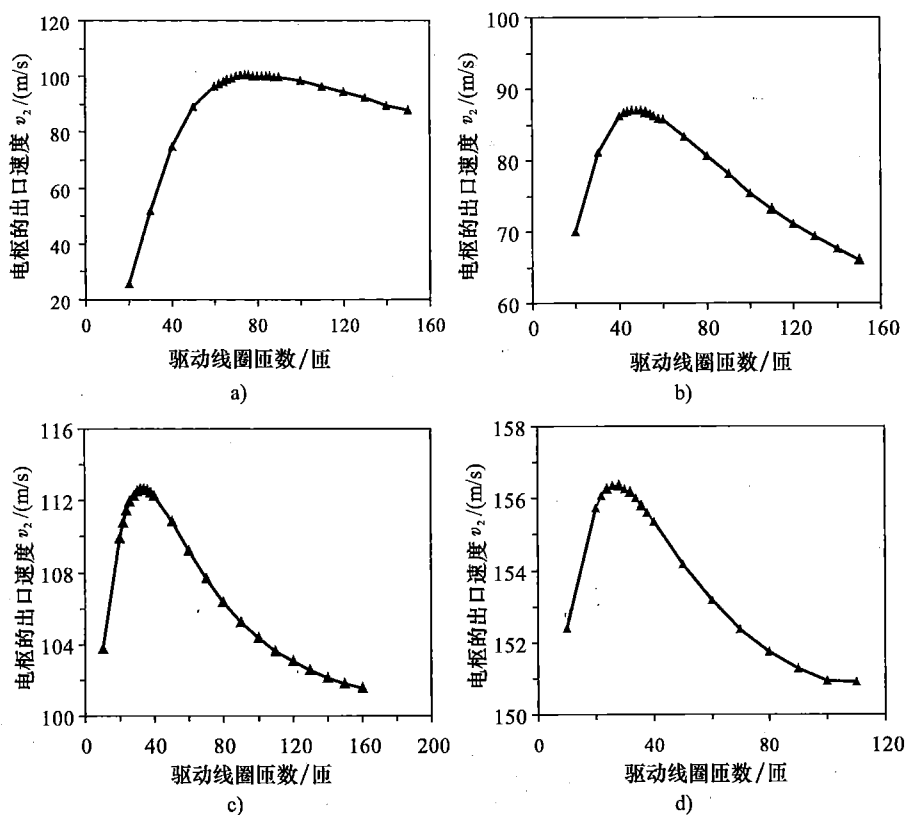


图 8-4 不同电枢入口速度下驱动线圈匝数和电枢出口速度的关系

a) $v_1 = 0 \text{ m/s}$; b) $v_1 = 50 \text{ m/s}$; c) $v_1 = 100 \text{ m/s}$; d) $v_1 = 150 \text{ m/s}$

图 8-4 所示为不同电枢入口速度下驱动线圈匝数与电枢出口速度之间的关系曲线，从图中可知，随着驱动线圈匝数的降低，电枢的出口速度并不是一直增大，而是先增大后减小，即存在最佳驱动线圈匝数值，使得电枢的发射效率最大。不同电枢入口速度下的电枢最大出口速度、最佳匝数如表 8-2 所示。

表 8-2 不同电枢入口速度下驱动线圈匝数仿真结果

电枢入口速度/(m/s)	电枢最大出口速度/(m/s)	最佳匝数/匝
0	100.66	76
50	87.05	48
100	112.66	34
150	156.36	28

综上仿真结果可知,电枢在一定入口速度下,随着驱动线圈匝数的减少,放电速率不断提高,电流峰值不断增大,但同时由于驱动线圈和电枢之间互感梯度值的减小,使得电磁力先增大后减小,从而使得发射效率也先增大后减小。所以驱动线圈存在最佳匝数,而且随着电枢速度的增大,驱动线圈的最佳匝数值在不断减小。

因此,可以得出如下结论,在多级感应线圈炮设计中,要提高其发射效率,从第一级到最后一级,随着电枢速度不断提高,各级驱动线圈的匝数要逐渐减少,以实现放电速率和电枢入口速度之间的匹配。为此,在各级驱动线圈轴向长度和径向厚度均相同的情况下,可以通过逐级增大驱动线圈绕制导线的直径来实现,从而既可以满足驱动线圈匝数减少的要求,也可以满足因匝数减小而导致的电流增大对导线通流能力的要求。

8.3 电容量

从以上分析可知,要提高驱动线圈的放电速率、实现驱动线圈放电电流的放电时间和电枢入口速度之间的匹配,以提高发射效率,除了减小电感以外,还可以通过减小驱动线圈的电容量来实现。但电容量的减小会造成系统初始储能的降低,使驱动线圈放电电流峰值减小,从而减小电枢受到的电磁力。因此,电容量不能无限制地降低,理论上存在某个最佳电容值,可实现电枢入口速度和放电时间的最佳匹配,使发射效率达到最大。因此有必要分析电容量值对发射效率的影响以及不同电枢入口速度下电容量值的特性。

依然以图 5-3 和图 5-4 所示的模型和激励源作为分析对象,除图 5-4 所示的激励源电路中储能电容器的电容量设为变量 C 以外,其余的结构参数、电气参数、材料特性、边界条件等都与图 5-3、图 5-4 相同。同样,在软件的分析设置中,设定变量电容量 C 的取值范围为 $50 \sim 3000 \mu\text{F}$,然后利用数值仿真软件进行参数仿真分析。首先分析电枢入口速度为 100m/s 时电容量值与电枢出口速度的关系,仿真得到的结果如图

8-5所示。

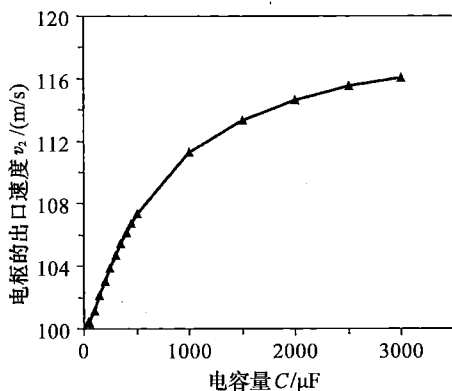


图 8-5 电容量与电枢出口速度 ($v_1 = 100 \text{ m/s}$)

图 8-5 所示为电容量和电枢出口速度之间的关系曲线,从图中可以看出,随着电容量的增加,电枢的速度不断增大,但从曲线的斜率可以发现,其增大的速率逐渐变慢。

由此可得出结论,感应线圈炮设计中,如果以电枢的出口速度为设计目标,可以通过增大电容量来实现,但是如果以发射效率为设计目标,仅通过增大电容量则不能达到预定要求。因此要进一步分析电容量与发射效率的关系。

继续采用该仿真模型,改变电枢的入口速度,进行电容量参数的仿真分析,得到不同电枢入口速度下电容量与发射效率的关系,如图 8-6 所示。

从图 8-6 所示的不同电枢入口速度下电容量与发射效率的关系可以看出,尽管电枢的入口速度不同,但电容量和发射效率都呈现相同的变化趋势,即随着电容量的增大,发射效率都是先增大后减小。为什么会出现发射效率先增大后减小的现象,主要是在电容量较小时,放电电流和电磁力较小,电枢的速度增量较小,因而运动经过驱动线圈的时间较长,放电速率和电枢经过驱动线圈所需要的时间不匹配,造成发射效率较低;随着电容量增大,放电速率变慢,而放电电流和电磁力变大,使得电枢的速度增大,运动经过驱动线圈的时间减小,放电时间和电枢运动经过驱动线圈的时间趋向匹配;电容量继续增大,放电速率继续变慢,而电磁力和电枢的速度则更高,这种匹配再次被打破,使得发射效率又开始降低。因此只有放电时间和电枢运动经过驱动线圈的时间实现了匹配,才能得到最大的发射效率。即对应不同的电枢速度,存在最佳的电容量与之匹配。

由此可知,对于不同的电枢入口速度,存在对应的最佳电容量值,可

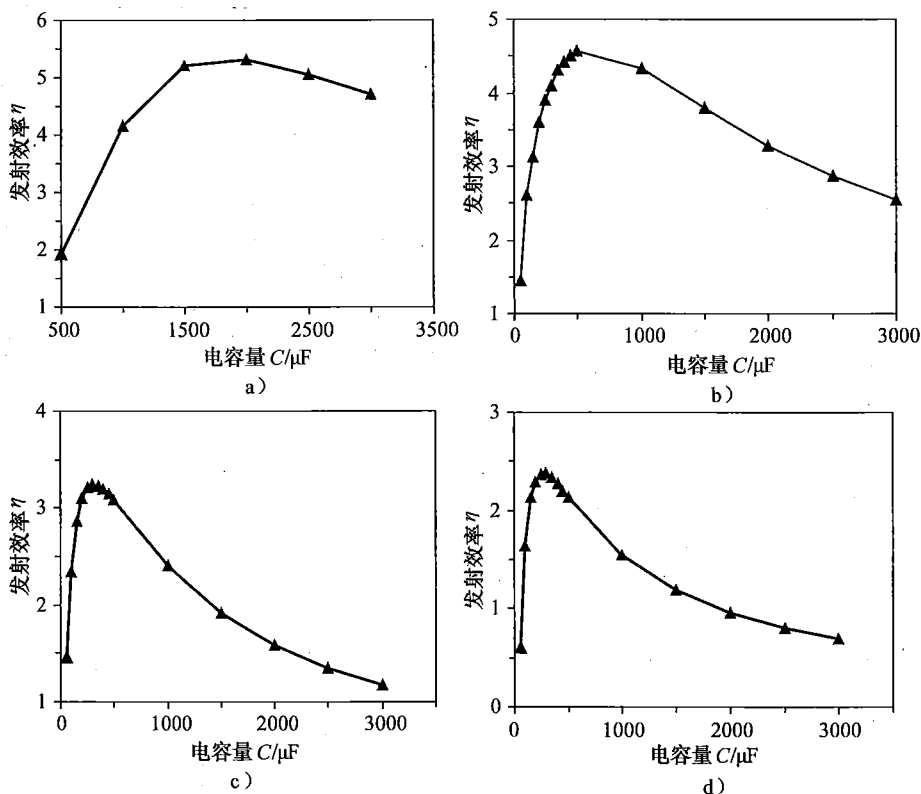


图 8-6 不同电枢入口速度下电容量与发射效率的关系

a) $v_1 = 0\text{m/s}$; b) $v_1 = 50\text{m/s}$; c) $v_1 = 100\text{m/s}$; d) $v_1 = 150\text{m/s}$

使电枢的发射效率达到最大。对于本节分析的 82mm 口径线圈炮来说，不同电枢入口速度下的最佳电容量值和发射效率如表 8-3 所示。

表 8-3 不同电枢入口速度下的最佳电容量和最大发射效率

电枢入口速度/(m/s)	最佳电容量/ μF	最大发射效率 (%)
0	2000	5.31
50	500	4.56
100	300	3.23
150	250	2.37

从表 8-3 可以看出，随着电枢入口速度的提高，最佳电容量逐渐减小，主要是为了提高驱动线圈的放电速率，使其与电枢的入口速度实现匹配。

由此可得出结论，在进行感应线圈炮设计时，要提高发射效率，从第

一级到最后一级,要逐级减小电容量值;如果仅提高电枢的出口初速,则可以通过增加电容量值来实现。

8.4 电容电压

从电容量的分析可知,多级感应线圈炮的第一级到最后一级,电容量值要逐渐减小以提高发射效率,但是这样会造成电枢的出口速度较低,而要解决发射效率和电枢出口速度之间的矛盾,就要适当调整电容电压。因此,需要分析电容电压对发射效率和电枢出口速度的影响,并给出不同电枢入口速度下电容电压的特性,为线圈炮的电参数设计提供基础。

为此,利用数值仿真计算分析电容电压对电枢出口速度和发射效率的影响。以图 5-3 和图 5-4 所示仿真模型和激励源电路作为仿真对象,除电容电压和电枢入口速度以外,其他参数、边界条件等设置都和图 5-3、图 5-4 完全相同,并设定电枢的入口速度为 100m/s ,将电容电压设为变量 U ,设定其范围为 $3000 \sim 9000\text{V}$,步长为 2000V ,进行数值仿真计算,得到不同电容电压下的电枢出口速度曲线,如图 8-7 所示。

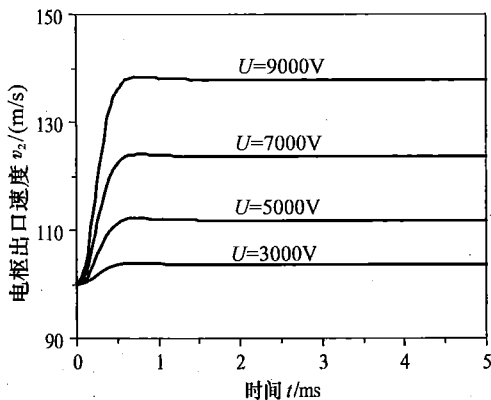


图 8-7 电枢出口速度和充电电压的关系
($v_1 = 100\text{m/s}$)

从图 8-7 中可以看出,电枢的入口速度为 100m/s 时,在储能电容器的初始电压为 3000V 时,电枢获得的最大出口速度为 103.9m/s ;电压为 5000V 时,电枢获得的最大出口速度为 112.19m/s ;电压为 7000V 时,电枢获得的最大出口速度为 124.08m/s ;电压为 9000V 时,电枢获得的最大出口速度为 138.36m/s 。随着电压的升高,电枢获得的速度逐渐增大。

为进一步分析不同电枢入口速度下电容电压与发射效率的关系,利用该仿真模型,改变电枢入口速度,仿真分析电容电压与发射效率的关系,得到结果如图 8-8 所示。

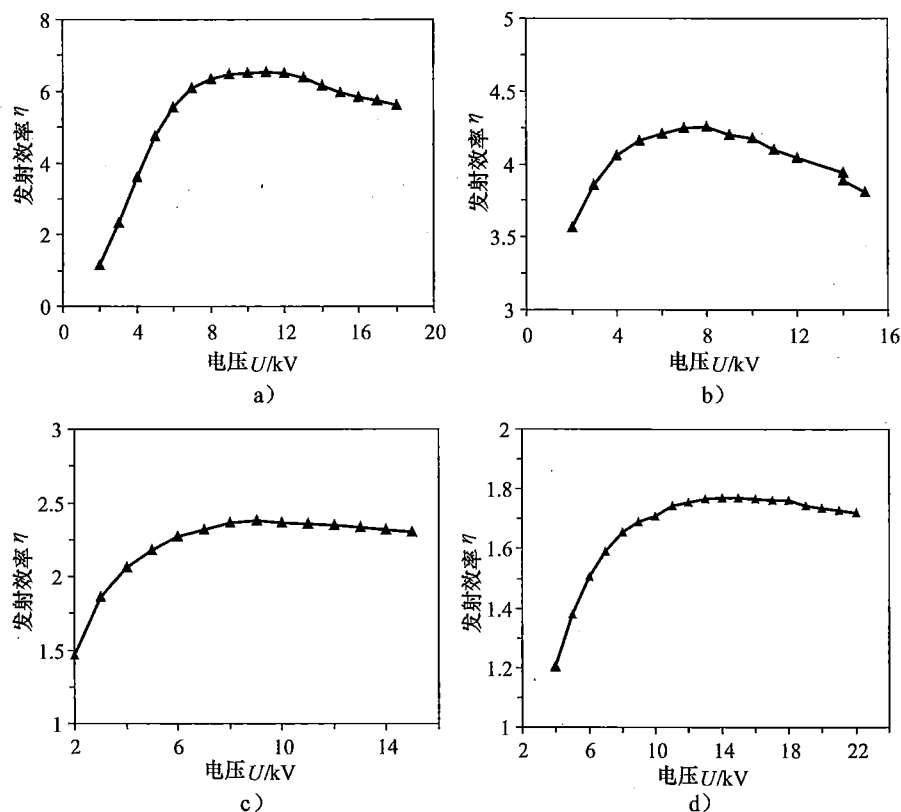


图 8-8 不同电枢入口速度下充电电压和发射效率的关系

a) $v_1 = 0\text{m/s}$; b) $v_1 = 50\text{m/s}$; c) $v_1 = 100\text{m/s}$; d) $v_1 = 150\text{m/s}$

图 8-8 所示为不同电枢入口速度下电容电压与发射效率的关系。从图中可以看出,随着电压的升高,发射效率都是先增大后减小,即存在一个最佳的充电电压,使线圈炮得到最大的发射效率。

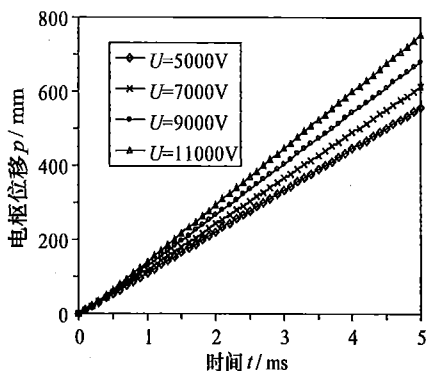
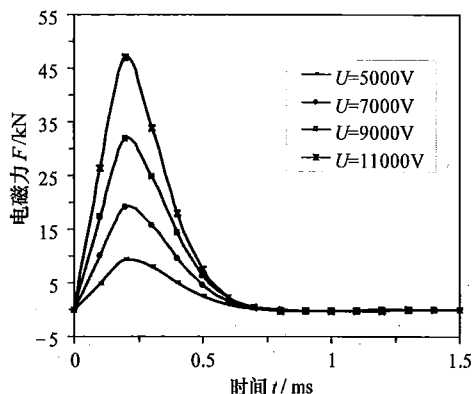
从图 8-8 还可以看出,发射效率达到峰值后,其减小的趋势比较缓慢,由此可得出结论,在驱动线圈的强度、开关等条件允许下,在发射效率达到峰值后,可以再适当提高充电电压,以获得较大的电枢出口速度。此外,对于不同的电枢入口速度,对应着不同的最佳充电电压和最大发射效率,如表 8-4 所示。

表 8-4 不同电枢入口速度下的最佳充电电压和最大发射效率

电枢入口速度/(m/s)	最佳充电电压/V	最大发射效率(%)
0	11000	6.52
50	8000	4.25
100	9000	2.38
150	15000	1.77

对某个特定的电枢入口速度,随着电压的升高,发射效率之所以会出现先增大后减小的现象,主要还是有效加速时间和电磁力峰值区间之间的匹配关系所致。从仿真参数设置可以知道,电枢尾部初始位置在驱动线圈的中部,而驱动线圈的长度为 50mm,即电枢运动 25mm 以后,其尾部就已经离开驱动线圈,之后电枢和驱动线圈之间的磁耦合会迅速变弱。由于充电电压升高使得电枢受到的电磁力增大,相应的电枢加速度变大,即电枢会在较短的时间内获得较大的速度增量,其运动经过驱动线圈的时间会越来越短,因而驱动线圈和电枢之间磁耦合变弱的趋势越来越快,使得电磁力峰值持续时间变短,因此总的速度增量并不大。

为进一步分析发射效率变化的原因,利用上述的仿真模型,在电枢入口速度为 100m/s 时,进行数值仿真计算,得到不同电压下的电枢位移变化曲线如图 8-9 所示,电磁力曲线如图 8-10 所示。

图 8-9 电枢位移变化曲线 ($v_1 = 100\text{m/s}$)图 8-10 电磁力曲线 ($v_1 = 100\text{m/s}$)

从图 8-9 可以看出,电压的升高会使电枢加快远离驱动线圈,减弱两者之间的耦合程度,从而影响电枢速度增量。从图 8-10 可以看出,电磁力的上升和下降速率都很快,随着电压的升高,虽然电磁力峰值增大,但峰值脉宽不断减小,逐渐变为一个尖脉冲,从而影响电枢的速度增量,最终使得发射效率先增大后减小。

综合分析可知，提高储能电容器的充电电压可以增大电枢的速度，但是不一定提高发射效率，对于不同的电枢初速，存在最佳的匹配充电电压可使电枢得到最大发射效率；同时电容器充电电压的升高会引起放电电流的变大，从而会对驱动线圈、触发开关、续流二极管等部件的强度或通流能力提出较高要求。此外过大的电流还会造成线圈和电枢过热，引起电阻值的急剧上升，最终影响电流值的增大；同时受充电机和电容器最大工作电压的限制，实际的电压也不能无限提高，只能在有限的范围内进行合理调整。

通过以上分析可得出如下结论，多级感应线圈炮设计中，随着电枢速度的不断提高，电容量要逐级减小，以提高驱动线圈的放电速率，使电磁力反向时刻位于驱动线圈峰值点之后，从而提高储能电容的能量利用率，增大发射效率；同时要逐级提高储能电容器的充电电压，以保证驱动线圈放电电流的峰值不能太低，否则会影响电枢受到的电磁力，减小电枢的速度增量。因此在线圈炮设计中，可首先确定每级的储能相同，然后从第一级到最后一级，在逐级减小电容量的同时，相应逐级增加电容电压。

8.5 级间距离

级间距离是多级感应线圈炮设计中的重要参数。在级间距离较小时，会出现电枢离开当前驱动线圈进入下一级线圈时，前面各级驱动线圈的放电电流并没有衰减完毕，剩余电流依然会产生磁场并耦合到后续各级驱动线圈；另一方面，电枢感应电流产生的磁场也会耦合进入后续各级驱动线圈。级间耦合的形式比较复杂，本节通过定性分析和数值仿真，给出耦合作用的形式以及不同因素下的耦合效果，并得到级间距离的确定方法。

8.5.1 耦合作用形式

耦合作用会对电枢受到的电磁力产生影响。根据多级感应线圈炮原理结构和电枢受力公式，定性分析耦合效应对加速性能的影响，并给出影响耦合效应的因素，为后续分别分析各个耦合因素作用提供基础。

多级感应线圈炮的原理结构如图 8-11 所示。

图 8-11 中，利用 s 级驱动线圈对电枢进行连续加速，根据多级感应线圈炮的工作原理和数学模型，可得电枢在 t_n 时刻受到的电磁力为：

$$F_n = - \sum_{i=1}^s \left(\frac{dM_{di,p}}{dx} \right)_n I_{din} I_{pn} \quad (8-2)$$

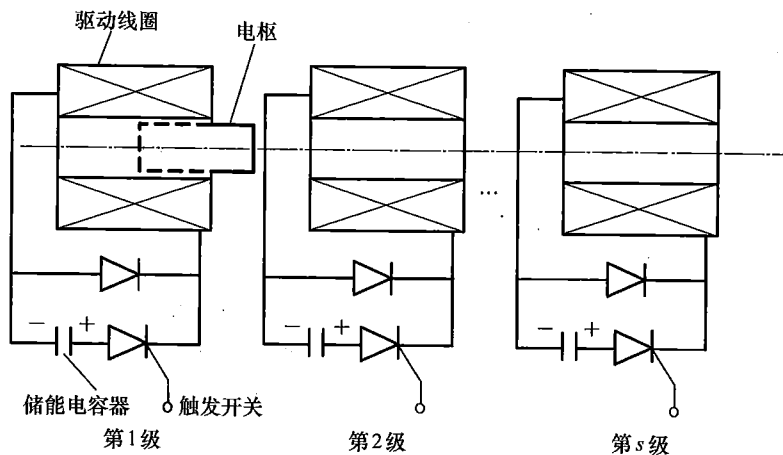


图 8-11 多级感应线圈炮原理结构示意图

式中 $\left(\frac{dM_{di,p}}{dx}\right)_n$ —— t_n 时刻第 i 级驱动线圈和电枢之间的互感梯度；

I_{din} —— t_n 时刻第 i 级驱动线圈的电流；

I_{pn} —— t_n 时刻电枢的感应电流。

从式 (8-2) 可知，电枢在某个时刻受到的电磁力与所有驱动线圈和电枢之间的互感梯度、该时刻电枢和各级驱动线圈上的放电电流密切相关。当驱动线圈之间的级间距比较近时，电枢和各级驱动线圈之间的互感不能忽略。如果前面各级驱动线圈电流和电枢的感应电流都没有衰减完毕时，其仍然会对电枢产生电磁力作用，从而影响电枢的加速性能。

如果驱动线圈之间的级间距较大，当电枢运动进入当前驱动线圈时，电枢和前面各级驱动线圈之间的互感梯度值小到可以忽略不计；或者驱动线圈放电速率较快而电枢速度较小时，当电枢运动进入当前驱动线圈时，前面各级驱动线圈都已经放电完毕。在这几种情况下，可以忽略多级感应线圈炮之间的级间耦合，将多级感应线圈炮看成多个单级感应线圈炮之间的简单组合，利用单级感应线圈炮的相关模型进行分析，从而简化计算和分析过程。

通过分析可知，驱动线圈的级间耦合对电枢的影响主要体现在电磁力上，并最终影响电枢的加速性能。产生这种影响的大小与驱动线圈的放电速率、电枢的速度及其电流衰减速率、驱动线圈的级间距等多个参数有关。因此要分析各级耦合的强弱、影响的大小等，首先要分析产生耦合效应的各个因素。

8.5.2 耦合因素分析

耦合磁场会在驱动线圈上产生正向串联和反向串联两种形式的感应电动势。通过分析不同因素产生的感应电动势形式,给出有效利用耦合效应的前提条件和时机,为后续结合示例仿真分析耦合作用效果提供理论基础。

对特定系统和级间距离而言,各驱动线圈之间、驱动线圈和电枢之间的耦合主要可分为两种情况:一是电枢运动进入下一级驱动线圈时,前面各级驱动线圈放电电流还没有衰减完毕,放电电流产生的磁场耦合进入后面各级驱动线圈;二是由于电枢自身的感应电流存在一定衰减时间,在电枢进入下一级驱动线圈时,感应电流没有衰减完毕,从而产生磁场耦合进入各级驱动线圈。下面分别分析这两种情况引起的耦合效应。

1. 放电电流产生的耦合

不考虑电枢感应电流影响,分析驱动线圈放电电流引起的级间耦合。由于电容器两端并联了续流二极管,所以驱动线圈放电电流为单脉冲形式。从第5章分析结果可知,驱动线圈放电电流和电枢感应电流如图8-12所示。

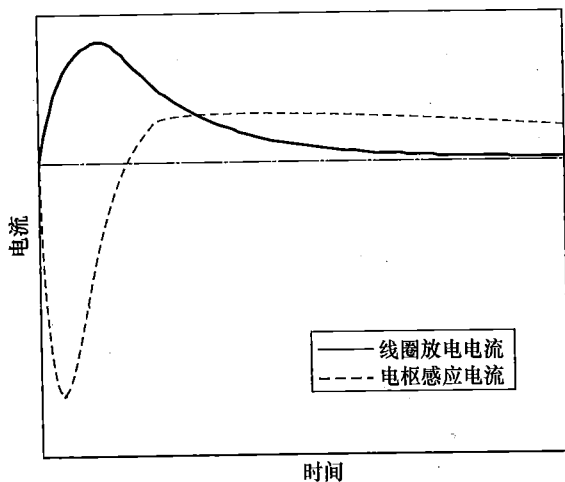


图 8-12 驱动线圈放电电流和电枢感应电流

从图8-12可知,驱动线圈放电电流先逐渐增大到峰值后,再逐渐减小,并趋向于零。放电电流在增大过程中,产生的磁感应强度 B 也在逐渐增大,因而耦合进入后面各级驱动线圈的磁通相应增大。根据电磁感应定律可知,后面各级驱动线圈中会产生感应电动势 ε 。根据单级感应线圈炮的电路模型可知,当各级驱动线圈的绕向相同时,产生的感应电动势方向

与电容器两端的电压方向如图 8-13a 所示。由于续流二极管 D 的存在,回路中不会产生电流,但此时如果闭合该级驱动线圈的触发开关,由于感应电动势和电容器两端电压反向串联,因此会降低总的电压,从而减小放电回路电流,最终减弱电枢受到的电磁力,降低驱动线圈的加速性能。

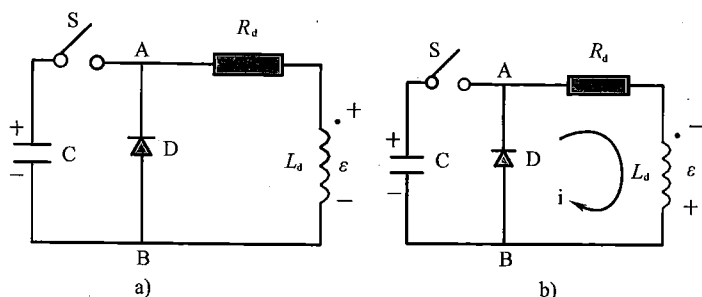


图 8-13 驱动线圈两端感应电动势

a) 反向串联; b) 正向串联

当电流达到峰值之后开始下降时,放电电流产生的磁感应强度减弱,耦合进入后面各级驱动线圈的磁通相应减少,根据电磁感应定律可知,后面各级驱动线圈会产生感应电动势,而该电动势的方向与电容器两端的电压方向如图 8-13b 所示。由于续流二极管 A、B 两端的电压 $u_{BA} > 0$,续流二极管将导通,后面各级驱动线圈中会产生如图 8-13b 所示的感应电流。

如果此时闭合该级驱动线圈的放电开关,电容器两端的电压和耦合感应电压正向串联,该级驱动线圈中的放电电流会增加,使得耦合效应产生的能量得到部分的有效利用。

2. 电枢电流产生的耦合

不考虑驱动线圈放电电流影响,分析电枢感应电流引起的耦合效应。电枢中感应电流的变化见图 8-12,电枢中的感应电流先呈负方向增大,然后负方向减小直到电流反向与驱动线圈电流同向,然后正向增大到峰值后,再逐步衰减至零。根据第 5 章分析结论,为提高发射效率,要充分利用电枢感应电流为负即轴向电磁力为正的区段,因此当电枢运动离开本级驱动线圈进入下一级驱动线圈时,其感应电流已经反向与驱动线圈电流方向相同。因此只分析电枢感应电流与驱动线圈电流方向相同的这个区段。在电枢感应电流为正的这个区段又可以分为上升和下降两个部分。

一方面,在电枢感应电流的正向上升段,电流不断增大;另一方面,由于电枢运动而与后面各级驱动线圈之间的距离变小,耦合系数增大,因此耦合进入后面各驱动线圈的磁通会增大。根据电磁感应定律可知,后面各级驱动线圈产生的感应电动势见图 8-13a。当后面各级驱动线圈闭合

时, 感应电动势与电容器两端电压反向串联, 使得驱动线圈电流减小, 最终会减弱电枢受到的电磁力。

在电枢感应电流的正向下降衰减段, 耦合进入后面各级驱动线圈的磁通分量会有减小趋势; 但同时由于电枢与后面各级驱动线圈之间的距离变小, 耦合系数增大, 因此耦合进入后面各级驱动线圈的总磁通究竟是增大还是减小, 取决于哪个因素起主导作用。当电枢速度较高时, 耦合系数的增大起主导作用, 耦合进入后面各级驱动线圈的总磁通将增大, 驱动线圈上的电动势的方向见图 8-13a, 使得电枢受到电磁力减小; 当电枢速度较小时, 电枢感应电流的减小起主导作用, 耦合进入后面各级驱动线圈的总磁通将减小, 驱动线圈上的感应电动势的方向见图 8-13b, 电动势与电容器两端电压正向串联, 并形成回路电流。

3. 综合作用产生的耦合

下面分析驱动线圈放电电流和电枢感应电流同时作用时的耦合效应。以两级驱动线圈为例, 第 1 级触发放电, 电枢受力运动, 分析第 2 级驱动线圈中的耦合情况。第 2 级驱动线圈中总的磁通变化 $\Delta\Phi_{d2}$ 可以表示为:

$$\Delta\Phi_{d2} = \Delta\Phi_{id} + \Delta\Phi_{ip} = \Delta\Phi_{id} + \Delta\Phi_{ip1} + \Delta\Phi_{ip2} \quad (8-3)$$

式中 $\Delta\Phi_{id}$ ——仅有驱动线圈放电电流时, 耦合进入第 2 级驱动线圈的磁通变化量;

$\Delta\Phi_{ip}$ ——仅有电枢作用时, 耦合进入第 2 级驱动线圈的磁通变化量;

$\Delta\Phi_{ip1}$ ——仅有电枢感应电流变化时, 耦合进入第 2 级驱动线圈的磁通的变化量;

$\Delta\Phi_{ip2}$ ——仅有电枢运动时, 耦合进入第 2 级驱动线圈的磁通变化量。

从以上分析可知, 只有当耦合进入第 2 级驱动线圈内的总磁通增大时, 即 $\Delta\Phi$ 为正时, 驱动线圈中才会产生如图 8-13a 所示的感应电动势, 感应电动势和电容两端电压反向串联; 当耦合进入 2 级驱动线圈内的总磁通减小时, 即 $\Delta\Phi$ 为负时, 驱动线圈中会产生如图 8-13b 所示的感应电动势, 电动势和电容两端电压正向串联。

由于受驱动线圈放电电流和电枢中感应电流衰减时间的限制, 当驱动线圈级间距非常大或电枢速度非常小时, 电枢离开第 1 级驱动线圈进入第 2 级驱动线圈所用的时间较长, 此时驱动线圈放电电流或电枢感应电流可能已经衰减完毕, 从式 (8-2) 可知, 耦合效应对电枢的加速不会产生任何作用; 即使第 1 级线圈放电电流或电枢感应电流没有衰减完毕, 由于 $\Delta\Phi_{ip2}$ 正向变大的速度非常慢, 小于电流衰减引起的磁通的减小量, 即 $\Delta\Phi$

为负, 感应电动势和第2级驱动线圈的电容器电压正向串联, 并使得第2级驱动线圈中产生感应电流。

当驱动线圈级间距离非常小或电枢速度非常大时, 电枢离开第1级驱动线圈进入第2级驱动线圈所用的时间短, 此时第1级驱动线圈的放电电流或电枢感应电流可能都没有衰减完毕, 而且 $\Delta\Phi_{12}$ 正向变大的速度非常快, 大于驱动线圈放电电流和电枢感应电流衰减引起的磁通的减小量; 此时的 $\Delta\Phi$ 为正, 感应电动势和电容器电压将反向串联。

由此可得出结论, 由于级间耦合, 驱动线圈的感应电动势存在正向串联和反向串联两种形式并交替进行。对于一个电路参数、驱动线圈结构参数都确定的系统来说, 驱动线圈的放电电流速率一般近似保持不变, 因此, 式(8-3)中 $\Delta\Phi_{12}$ 的正负即感应电动势形式主要取决于驱动线圈之间的级间距离和电枢的运动速度。

8.5.3 耦合效应仿真分析

结合具体示例, 进一步分析多级感应线圈炮之间的耦合特性对电磁发射性能的影响。利用有限元仿真软件 Ansoft 建立三级感应线圈炮耦合仿真模型, 分析第1级驱动线圈放电时, 第2级、第3级驱动线圈上的感应电动势、感应电流的变化特性。

以82mm口径三级感应线圈炮为例, 分析多级感应线圈炮之间的耦合特性, 基于和图5-3所示仿真模型相同的假设条件下, 利用 Ansoft 瞬态求解器建立有限元仿真模型如图8-14所示。区域A为电枢运动通道或身管区域, 区域B为电枢, C_1 为第1级驱动线圈, C_2 为第2级驱动线圈, C_3 为第3级驱动线圈, 区域D为空气区域。

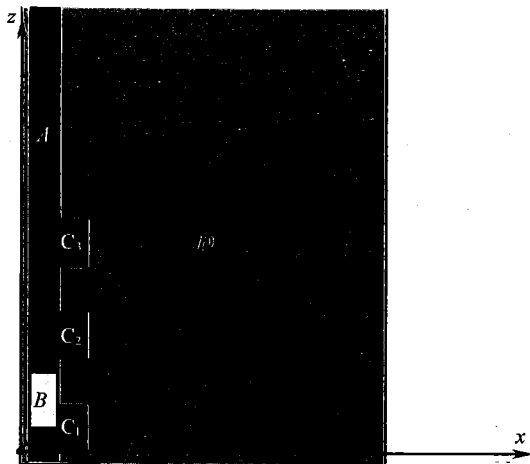


图 8-14 三级感应线圈炮仿真模型

驱动线圈、电枢、空气区域和运动通道的结构尺寸、边界条件都和图 5-3 相同, 3 级驱动线圈的结构参数完全相同, 其中, 相邻两级驱动线圈之间的级间距为 80mm, 电枢尾部的初始位置位于第 1 级驱动线圈的中部。

因为主要分析第 1 级驱动线圈放电时, 在第 2 级、第 3 级驱动线圈中产生的耦合效应, 因此第 2 级、第 3 级不施加激励源, 只对第 1 级驱动线圈施加激励源。第 1 级驱动线圈的激励源采用外电路供电, 其电路结构和参数如图 8-15 所示。电容值 1.2mF, 初始充电电压 5000V, 驱动线圈放电回路等效电阻 200mΩ; 触发开关采用压控开关, V_1 为压控电压源, 通过控制脉冲电压源 V_1 的脉宽来控制开关 S_1 的闭合与断开。其中 V_1 的初始时间和上升时间都设为零, 脉宽为 0.2s。

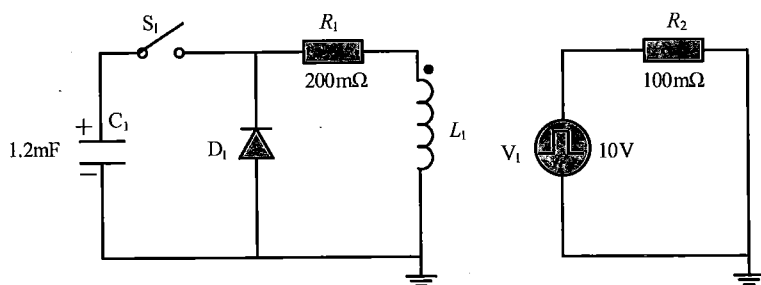


图 8-15 激励电路结构和参数

利用建立的仿真模型进行数值仿真分析, 其中仿真步长设为 0.00001s。首先分析第 2 级、第 3 级驱动线圈断开时, 第 1 级驱动线圈放电, 电枢运动对第 2 级、第 3 级驱动线圈的影响。

图 8-16 所示为第 1 级驱动线圈的放电电流和电枢感应电流曲线, 图

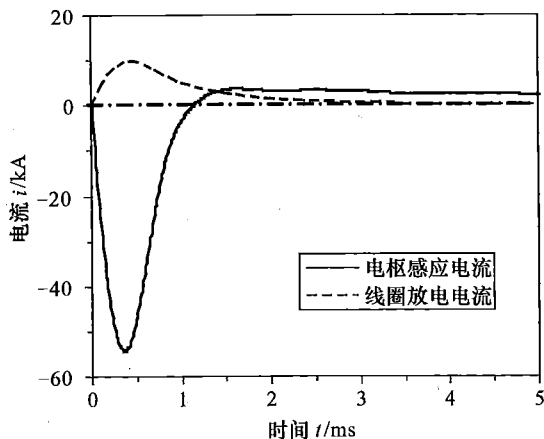


图 8-16 第 1 级驱动线圈的放电电流和电枢感应电流曲线

8-17 所示为驱动线圈的放电电流和电枢感应电流变化速率曲线, 图 8-18 所示为电枢的位移曲线, 图 8-19 所示为第 2 级驱动线圈上产生的感应电压和感应电流, 图 8-20 所示为电枢的速度曲线。

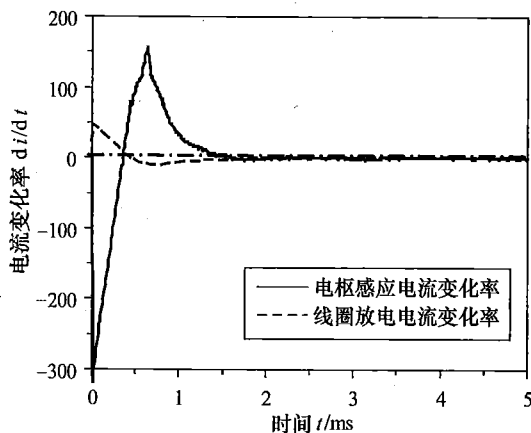


图 8-17 驱动线圈的放电电流和电枢感应电流变化速率曲线

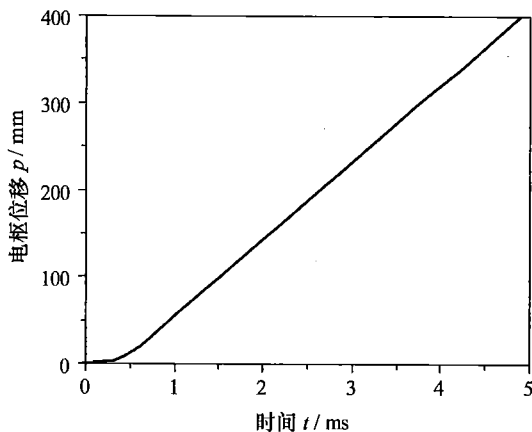


图 8-18 电枢位移曲线

从图 8-16、图 8-17 可知, 在第 1 级驱动线圈开始放电瞬间, 驱动线圈的放电电流和电枢感应电流的初始上升速度都很快, 变化速率很大, 因此在第 2 级驱动线圈上会产生一个较大的感应电动势。该感应电动势的方向如图 8-19 所示, 与第 2 级驱动线圈的电容电压反向串联。此时由于续流二极管反向截至, 第 2 级驱动线圈中的感应电流为 0。

此后, 电枢受到电磁力做加速运动, 分析驱动线圈电流、电枢感应电流、电枢速度三个因素对耦合效应的影响。首先驱动线圈电流逐渐增大, 但从图 8-17 可以看出, 驱动线圈电流上升的速率在不断减小; 此外电枢

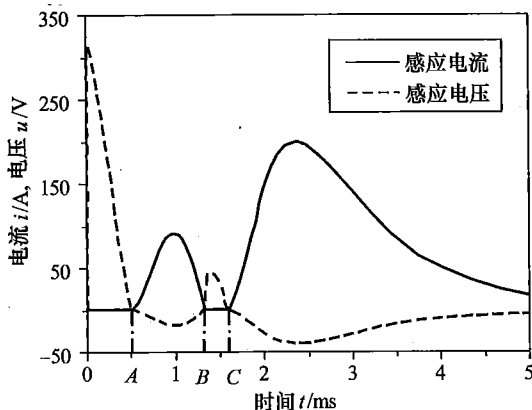


图 8-19 第 2 级驱动线圈上产生的感应电压和感应电流

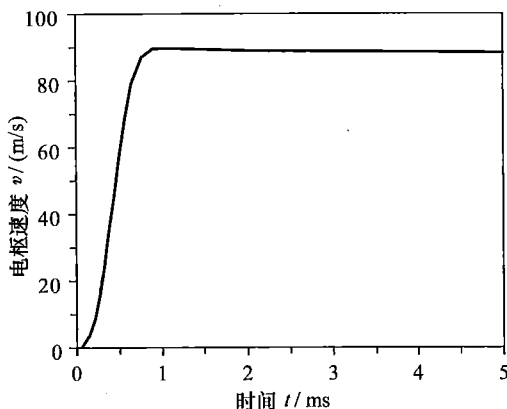


图 8-20 电枢速度曲线

中的感应电流也在反向增大，由于电枢感应电流产生的磁场与驱动线圈放电电流产生的磁场方向相反，因而会抵消一部分驱动线圈放电电流增大而引起的磁场增加量，而且随着电枢感应电流的增大，这种抵消作用会越来越明显；而此时电枢由于刚开始加速，速度较小，电枢与第 2 级驱动线圈之间距离减小而引起的磁通变化比较弱。因此在这个时间段，驱动线圈电流的增大起主导作用，耦合进入第 2 级驱动线圈的总磁通缓慢增大，但增大的速度逐步变慢，感应电动势从正向最大开始逐渐降低。

驱动线圈的放电电流经过 0.43ms 达到峰值后开始逐渐下降，从图 8-17 可以看出，此时放电电流的变化速率曲线由正变负。从第 5 章分析可知，在电枢速度较低时，电枢中感应电流的方向并没有立即由负变为正，而是会滞后一段时间，见图 8-16。因此电枢感应电流产生的磁场依然会

抵消放电电流产生的磁场,此时电枢感应电流和驱动线圈放电电流产生的磁场的作用都是使第2级驱动线圈中的磁通减小,因此第2级驱动线圈中的感应电压应该反向。但刚开始该感应电压要抵消原来驱动线圈上串联的与之方向相反的电压,因此驱动线圈上的总感应电压并没有立即反向,而是经过大约 0.07ms 以后,在 0.5ms 时第2级驱动线圈上的总的感应电压才开始反向,如图8-19中的A点所示。此时续流二极管开始导通,第2级驱动线圈中产生感应电流。

到达 1.25ms 时,电枢中的感应电流开始反向,与驱动线圈中的电流方向保持一致,并开始正向增大。此时驱动线圈放电电流仍然在逐渐减小,但是从图8-17可以看出,电枢感应电流增大的速率要远远大于驱动线圈电流降低的速率,而且从图8-20可以看出,此时电枢已经具有很高速度,同时从图8-18位移曲线也可以知道,电枢头部已运动进入第2级驱动线圈中,电枢和第2级驱动线圈之间的中心距逐渐减小,耦合更加紧密。因此第2级驱动线圈中的总磁通为增大趋势,感应电压为正,所以第2级驱动线圈中的感应电压发生反向,由负变为正。但同样驱动线圈总的感应电压经过大约 0.07ms 之后,在 1.32ms 时才开始反向,对应图8-19中的B点。

从图8-18可知,到达 1.51ms 时,电枢的位移约为 95mm ,此时电枢和第2级驱动线圈的中心面重合,两者耦合最为紧密。从图8-16、图8-17可以看出,此时电枢感应电流和驱动线圈电流和变化速率都很小。因而电流的变化对第2级驱动线圈中磁通的影响也比较弱。但之后电枢继续运动,电枢的中心面开始远离第2级驱动线圈的中心面,耦合开始变弱,此时电枢感应电流在第2级驱动线圈中产生的磁通也逐渐减小,因此第2级驱动线圈中的感应电压由正变负,并经过大约 0.06ms 的延时后,第2级驱动线圈上的总感应电压开始反向,并通过续流二极管形成感应电流,对应图8-19中的点C。

同样,可以分析第1级驱动线圈放电时,第3级驱动线圈中的感应电压和感应电流,如图8-21所示。对比图8-19和图8-21可知,第3级驱动线圈和第2级驱动线圈中的感应电压和感应电流的变化趋势基本一致,但第3级的数值比第2级要小,表明随着距离的增大,级间耦合的效应会变弱。

经过上述分析可知,级间耦合作用使得驱动线圈上的电动势由正及负交替进行,当感应电动势和电容电压反向串联时,驱动线圈放电回路总电压减小,不利于电枢加速;当正向串联时,由于续流二极管的存在,会形成回路电流,部分能量将以热能形式消耗到驱动线圈的放电回路电阻上,

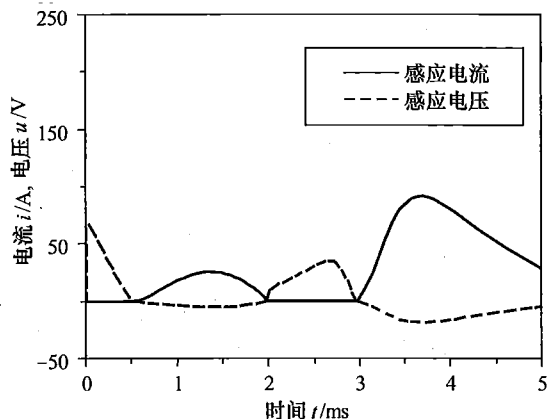


图 8-21 第 3 级驱动线圈感应电压和感应电流

造成系统发射效率的降低。因此，级间距不利于发射效率的提高；同时，级间距越大，耦合效应越弱，因此理论上讲，级间距越大越好。但是如果考虑到电枢在发射过程中的空气阻力、炮管的摩擦力等对电枢速度的影响，级间距也不能过大。因此在线圈炮实际设计中，级间距也存在最佳值。由于涉及比较复杂的空气动力学、飞行弹道学等理论知识，本书不做深入分析。

从图 8-19、图 8-21 所示的第 2 级、第 3 级驱动线圈上感应电动势和感应电流也可以看出，在级间距离大约为线圈口径 1 倍时，耦合产生的感应电压和感应电流值已经非常小，相对于驱动线圈电源十几千伏的充电电压来说，基本可忽略不计。因此在多级感应线圈炮实际设计中，驱动线圈的级间距离参数可以选择为线圈炮口径 1 倍左右。

第9章 电磁感应线圈炮优化设计

感应线圈炮涉及的参数很多,每个参数都会对发射效率产生影响。感应线圈炮的设计方法就是对这些参数的优化设计,这是一个多参数的优化问题。目前,在多参数优化方面,使用比较多的优化方法有遗传算法、蚁群算法、模拟淬火法等。遗传算法是通过将求解的问题构成一个群体,然后从群体中选择合适的解进行交叉、变异产生新的群体,通过逐代演化得到最优解。蚁群算法是通过对有限群体中的互相协调搜索以得到最优解。模拟淬火法是模拟进化优化方法的一种,基本原理和遗传算法很相似,通过变异、选择,采用新个体代替旧个体,最终以较大概率得到最优解。这些方法从数学或优化理论角度讲具有很好的优化效果。

然而,对于一个受到多个实际约束条件的特定的物理参数优化问题,哪种方法更有效需要研究分析。针对感应线圈炮,需要优化的参数不多于10个,且各参数对系统性能指标或优化指标的影响程度具有很大区别,特别是在已经研究了一些参数影响特性,如何将这些特性用到优化过程中是本章优化方法确立的前提。优化过程主要分为两个环节:初值确定和参数优化。初值的确定应该根据对物理问题研究分析的结果来实施,参数优化调整过程也要考虑参数的物理意义、取值范围来实现,将事先研究的参数特性融入到优化过程中。基于这些考虑,本章采用的优化方法是正交试验优化算法。

9.1 优化设计方法

正交试验法是针对多因素、多水平的一种理论上较简单的优化方法,也是工程上使用较广泛的设计方法。正交试验法是通过分析不同因数水平下的试验结果,既可以得到给定水平值下的因数对优化目标的灵敏度,又可以得到因数的优化组合。需要说明的是,正交试验法中的因素是指影响试验结果的原因,在本节是指影响发射效率的参数,包括线圈炮的结构参数和电气参数;水平就是指因素的状态,本节具体指参数的取值,又称为

参数水平值, 每个参数的取值范围就构成了该参数的水平区间; 灵敏度是指各个参数对发射效率的影响程度。在介绍这些基本概念后, 下面介绍利用正交试验法进行多级感应线圈炮的设计方法。

基于正交试验设计方法的主要实施步骤如下:

- (1) 确定参数水平值。
- (2) 构建正交试验表。
- (3) 按照正交试验表进行试验, 得到试验数据。
- (4) 对试验结果进行分析处理, 得到参数灵敏度和较优组合方案。
- (5) 如果上一步得到的较优组合不理想, 则重新选择水平值, 反复迭代求取较优的结果。每一次迭代都可以加入“人为干涉”, 将事先对问题的分析结果加入到优化过程中。

下面将针对多级感应线圈炮, 给出基于参数灵敏度分析和正交优化算法的设计方法。

9.1.1 设计原则

多级感应线圈炮的设计要采取从第一级到最后一级、逐级设计的原则, 前一级的参数设计结果作为后一级的基础, 因此第一级的设计是关键。

9.1.2 设计步骤

1. 指标分解与优化参数选择

感应线圈炮设计中, 通常给定的设计目标有两个: 一是电枢的炮口速度最大; 另一个是电枢的发射效率最高。因此首先要根据发射效率和炮口速度, 确定需要采取的线圈炮级数, 然后预估每一级的速度, 将总体指标分解到每一级线圈炮的设计指标中。同时, 基于设计目标或已知条件, 先根据实际确定一些参数值作为固定量, 从而减小优化设计的参数数量。例如, 可以根据待设计的线圈炮口径, 确立驱动线圈的内径和电枢的外径; 弹丸质量通常也会给定, 因此该参数不作为优化参数, 需要优化的参数包括: 驱动线圈的外径 r_2 、轴向长度 a 、匝数 N 、电枢的内径 r_3 、长度 b 、电容量 C 、电压 U 、触发位置 s 。

2. 确定参数水平区间

所有的优化算法中, 参数初值的选取都非常重要, 它是制约优化效率、甚至优化成败的关键, 正交试验算法也不例外。正交试验法中参数水平值将影响参数灵敏度的分析结果, 因此参数取值范围即参数水平区间的选择必须科学合理。参数水平区间的确立分为第一级线圈炮参数水平区间

和后续各级参数水平区间两种情况,设计过程中要分别对待。

对于第一级线圈炮参数水平区间的确立,要以参数特性分析结果为基础。例如,在第8章参数动态特性分析中已经对82mm口径感应线圈炮的主要参数特性进行了分析,得到了不同初速下的最佳值。因此在确立82mm口径多级感应线圈炮的第一级线圈炮参数的水平区间时,就可以电枢入口速度为零时的参数最佳值作为水平区间的初值,然后向左右拓展得到其水平区间。显然,在进行其他口径的线圈炮设计时,参数动态特性分析这一环节需要重新进行,因为不同口径的线圈炮参数具有不同的最佳参数值。

对于其余各级线圈,其参数水平区间的确定要以上一级线圈参数优化设计得到的参数结果为基础,然后遵循第8章参数动态特性分析中得到的设计准则对参数进行比例缩放,即长度要逐级增大、线圈匝数要逐级减小、电容要逐级减小、电压要逐级增大等,缩放的比例要以各级的速度增量的比值为依据。最后根据缩放后得到的参数值为初值,向左右拓展得到参数的水平区间。

3. 参数灵敏度分析

按照正交试验法的实施步骤对参数灵敏度即参数对发射效率的影响程度进行分析,给出不同参数对发射效率影响的强弱。但是,参数灵敏度是与参数水平即参数取值密切相关的,为此要根据上一步得到的参数水平区间确立具体的参数水平值和每个参数取值的个数。参数取值数量太多会使正交试验的工作量太大,不能体现正交试验的优势,数量太少又可能影响试验效果。一般每个参数取3个值以便于观察试验结果,但根据需要也可选择其他的参数取值个数。根据参数水平值和参数个数,构建合适的正交试验表。根据构建的正交试验表,利用有限元数值计算软件建立感应线圈炮仿真模型,进行数值计算,得到不同试验方案下的发射效率。通过求解每个参数水平值对应的发射效率之和以及极差,可得到影响发射效率的各参数的灵敏度和较优参数组合。

4. 参数优化

根据参数灵敏度分析结果,选择灵敏度较高的参数作为优化对象,利用正交试验法对这些参数进行优化。然后以参数灵敏度分析中得到的优化参数组合为基础,在该较优水平值左右相邻两个水平值之间插值,从而得到新的优化设计参数的水平值,采用和第3步相同的方法,构建正交试验表、进行仿真分析、数据处理等。可以通过不断缩小水平区间,按照由大区间到小区间的思路进行优化,直至得到的优化组合数据满足一定的优化指标。

5. 工程约束处理

针对优化得到的线圈炮的长度、匝数、厚度、电容量和电压等参数,可以计算出绕制驱动线圈的导线截面,并对该参数组合下得到的绕制导线的载流能力、绝缘强度等工程约束条件进行检验或校核。如果不能满足约束条件,可以适当调整灵敏度较低的参数值,并再次利用正交试验法进行参数优化,直到设计结果同时满足发射效率或出口速度最优和工程约束条件。

6. 其他级参数优化

利用与上面相同的方法,可以完成其他各级线圈的参数设计,只是需要考虑级间距参数 h 。从第8章关于级间距参数的分析结论可知,级间距参数可选择为线圈炮口径的1倍左右,不需将其作为优化参数。关键点是要利用前级的参数优化结果和上面分析所得参数对系统指标的影响特性确定初始值。同时,上一级的电枢出口速度是本级的电枢入口速度,经过上述分析可知,需要进行优化设计的参数不仅有驱动线圈结构参数、电气参数,还包括触发位置参数,且所有优化参数的最优值都要考虑电枢速度。可以利用以上同样的方法进行优化,先对参数进行灵敏度分析,然后进行参数迭代优化。

9.2 82mm 线圈炮设计实例

9.1节给出了多级感应线圈炮的设计方法,本节将以82mm口径线圈炮为例,并以第8章中得到的最佳参数值为基础,按照线圈炮的设计方法步骤,给出82mm口径感应线圈炮优化设计过程,以进一步阐述参数优化的具体实施方法。

9.2.1 参数灵敏度分析

由于第8章已经得到了不同电枢入口速度下82mm口径线圈炮的最佳参数,因此直接以这些参数为基础,利用正交试验法对设计参数的灵敏度进行分析。

1. 明确设计指标

发射效率是感应线圈炮最重要的技术指标。以82mm口径电磁感应线圈炮为例,要求实现将弹丸加速到100m/s以上、效率大于10%的目标,其中弹丸(含电枢)质量为3kg,充电机的最大充电电压为10kV。

2. 选取参数水平

从式(7-16)和第8章的参数特性分析可知,影响发射效率的因素

很多,但是,根据已知条件,可以直接确定一些参数。从给定的线圈炮口径,可以确定电枢的外径为41mm。考虑到弹丸发射过程中对驱动线圈内侧产生的摩擦可能破坏线圈绝缘,因此驱动线圈一般都套在绝缘材料制成的炮管上,炮管的厚度一般可取2mm左右,由此可基本确定驱动线圈的内径 $r_1 = 41 + 2 = 43\text{mm}$ 。

在驱动线圈内径确定的前提下,需要设计确立的参数主要有8个:驱动线圈的外径 r_2 、轴向长度 a 、匝数 N 、电枢的内径 r_3 、长度 b 、电容量 C 、电压 U 、触发位置 s 。

在确定了待设计参数之后,要确定每个参数的取值。根据第8章对82mm线圈炮的参数特性分析结果,可选取驱动线圈长度 a 的水平分别为50mm、80mm、110mm、150mm;驱动线圈的外径 r_2 的水平分别为73mm、103mm、133mm、163mm;匝数 N 的水平分别为40、60、80、100;电枢的内径 r_3 的水平分别为6mm、16mm、26mm、36mm;电枢的长度 b 的水平分别为30mm、50mm、80mm、100mm;电容量 C 的水平分别为1000 μF 、2000 μF 、2500 μF 、3000 μF ;由于充电机的最大工作电压为10kV,因此电容电压 U 不能超过10kV,所以 U 的水平分别为4000V、6000V、8000V、10000V;触发位置 s 的水平分别为5mm、15mm、30mm、40mm。由此构成感应线圈炮的8、参数4水平表,如表9-1所示。

表9-1 参数水平表

参数 水平	r_2 /mm	a /mm	N /匝	r_3 /mm	b /mm	C / μF	U /V	s /mm
1	73	50	40	6	30	1000	4000	5
2	103	80	60	16	50	2000	6000	15
3	133	110	80	26	80	2500	8000	30
4	163	150	100	36	100	3000	10000	40

3. 选择正交试验表

从表9-1可以看出,这是一个8参数、4水平表,由于目前尚没有8参数4水平的正交表,因此可以选用 $L_{32}(4^9)$ 正交试验表。

4. 构建试验方案,进行试验

将参数和水平依次填写到 $L_{32}(4^9)$ 正交表的对应位置中,可形成试验方案如表9-2所示。从表9-2可以看出,需要建立32个不同的感应线圈炮模型,并进行32次数值仿真计算。

在Ansoft的瞬态求解器的轴对称坐标系下,建立如图5-3所示的仿真模型,并将放电回路的等效电阻设为100m Ω ,其他相关结构和电气参数如

表 9-2 中各试验号对应的数值所示。建立模型后, 设定边界条件为“气球”边界, 仿真时间为 0.01s, 时间步长为 0.0001s。建好仿真模型后, 进行数值仿真计算, 得到不同感应线圈炮仿真模型的发射效率 η 如表 9-2 所示。

表 9-2 试验方案及结果

参数 试验号	r_2	a	N	r_3	b	C	U	s	η_i
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	73	50	40	6	30	1000	4000	5	0.09
2	73	80	60	16	50	2000	6000	15	3.53
3	73	110	80	26	80	2500	8000	30	8.59
4	73	150	100	36	100	3000	10000	40	7.12
5	103	50	40	16	50	2500	8000	40	2.31
6	103	80	60	6	30	3000	10000	30	3.41
7	103	110	80	36	100	1000	4000	15	0.08
8	103	150	100	26	80	2000	6000	5	0.00
9	133	50	60	26	100	1000	6000	30	0.43
10	133	80	40	36	80	2000	4000	40	0.18
11	133	110	100	6	50	2500	10000	5	0.96
12	133	150	80	16	30	3000	8000	15	0.06
13	163	50	60	36	80	2500	10000	15	0.39
14	163	80	40	26	100	3000	8000	5	0.01
15	163	110	100	16	30	1000	6000	40	0.34
16	163	150	80	6	50	2000	4000	30	0.09
17	73	50	100	6	100	2000	8000	15	0.51
18	73	80	80	16	80	1000	10000	5	1.00
19	73	110	60	26	50	3000	4000	40	2.26
20	73	150	40	36	30	2500	6000	30	0.07
21	103	50	100	16	80	3000	4000	30	4.69
22	103	80	80	6	100	2500	6000	40	4.84
23	103	110	60	36	30	2000	8000	5	0.01
24	103	150	40	26	50	1000	10000	15	0.03
25	133	50	80	26	30	2000	10000	40	1.54
26	133	80	100	36	50	1000	8000	30	0.88
27	133	110	40	6	80	3000	6000	15	0.14
28	133	150	60	16	100	2500	4000	5	0.01
29	163	50	80	36	50	3000	6000	5	0.00
30	163	80	100	26	30	2500	4000	15	0.11
31	163	110	40	16	100	2000	10000	30	0.38
32	163	150	60	6	80	1000	8000	40	0.25

对试验得到的结果进行极差分析处理, 得到结果如表9-3所示, 其中表9-3中的列向量 K_i 表示第 i 个参数水平对应的所有试验结果的总和, k_i 为第 i 个参数水平所有试验结果的平均值, 其具体的计算方法为:

$$K_i = \sum_{l=1}^8 \eta_{il}; k_i = \frac{K_i}{8} (i=1, 2, 3, 4; l=1, 2, \dots, 7, 8) \quad (9-1)$$

式中 η_{il} ——该参数的第 i 个水平值对应的第 l 次正交试验的发射效率。

例如, 参数 r_2 的第1个水平值73对应的 K_1 就可以做如下计算:

$$K_1 = 0 + 1.63 + 8.93 + 8.30 + 0 + 0 + 0.53 + 0 = 19.39$$

表9-3中的 R 定义为正交试验中的极差, 其计算方法为:

$$R = \max(k_i) - \min(k_i) \quad (9-2)$$

表9-3 试验结果的极差分析

参数 参数分析	r_2	a	N	r_3	b	C	U	s
K_1	23.178	9.968	3.217	10.298	5.624	3.108	7.511	2.085
K_2	15.368	13.965	10.285	12.334	10.053	6.240	9.352	4.861
K_3	4.207	12.769	16.210	12.967	15.259	17.281	12.630	18.550
K_4	1.580	7.631	14.620	8.734	13.396	17.704	14.840	18.837
$k_1(K_1/8)$	2.897	1.246	0.402	1.287	0.703	0.389	0.939	0.261
$k_2(K_2/8)$	1.921	1.746	1.286	1.542	1.257	0.780	1.169	0.608
$k_3(K_3/8)$	0.526	1.596	2.026	1.621	1.907	2.160	1.579	2.319
$k_4(K_4/8)$	0.198	0.954	1.828	1.092	1.675	2.213	1.855	2.355
R	2.699	0.792	1.624	0.529	1.204	1.824	0.916	2.094

根据正交试验设计中直观分析法可知, K_i 值越大的水平值, 即为该参数能使发射效率最大的水平值, 选取所有参数对应于 K_i 值最大的水平值, 即构成一组参数的优化组合。为此可从表9-3得到一组较优参数组合: $r_2 = 73\text{mm}$ 、 $C = 3000\mu\text{F}$ 、 $s = 40\text{mm}$ 、 $N = 80$ 、 $b = 80\text{mm}$ 、 $U = 10000\text{V}$ 、 $r_3 = 26\text{mm}$ 、 $a = 80\text{mm}$ 。为验证正交试验得到的较优参数组合构成的感应线圈炮性能, 利用较优参数组合, 建立如图5-3、图5-4所示的仿真模型, 其他设置和图5-3相同。然后进行数值仿真计算, 得到电枢的出口速度约为 93.5m/s , 由式(7-1)可以计算出线圈炮的发射效率约为 8.74% , 得到的发射效率比表9-3中所有正交试验得到的发射效率都高, 从而证明了该方法的有效性。

尽管通过正交试验法得到了一组优化组合, 但是由于正交试验法的水平区间比较大, 因此得到的优化参数组合并不是最佳参数值, 没有达到设

计指标要求, 需要进一步缩小水平区间, 进行参数优化设计。如果继续对所有的 8 个参数都进行优化设计, 一方面会使优化得到的参数组合在满足最优发射效率时, 很难同时满足工程约束条件, 比如驱动线圈的机械强度、绝缘强度、载流能力等; 另一方面也会加大工作量, 降低优化计算的效率, 失去正交试验的意义。为此, 需要利用正交试验法对参数的灵敏度进行分析, 根据分析结果得到影响发射效率的主要参数, 然后再对主要参数开展优化设计。

通过计算各个参数的极差 R , 可以得到参数由于“水平值”的差异而对发射效率产生的影响的大小, 即参数的灵敏度。而且对应极差 R 值越大的参数, 其对考核指标 (本节指发射效率) η 的影响越大, 即在给定的水平区间内, 该参数对发射效率的灵敏度越高。因此, 从表 9-3 可以看出, 上述 8 个参数的灵敏度大小依次为: 驱动线圈外径 r_2 、触发位置 s 、电容量 C 、驱动线圈匝数 N 、电枢的长度 b 、电容电压 U 、驱动线圈长度 a 、电枢内径 r_3 。

9.2.2 参数优化

经过正交试验法得到了一组优化参数, 使发射效率有了一定提高, 但是由于试验参数水平的间隔或区间比较大, 得到的是一种粗略的优化结果, 同时从第 7 章分析结果可知, 发射效率还有很大的提升空间, 为此需要对参数做进一步的优化设计, 以提高发射效率。

为提高优化设计的工作效率, 满足工程实际需要, 以灵敏度分析得到的参数灵敏度和较优参数组合为基础, 针对主要参数开展优化设计。优化的方法很多, 本节依然采取工程上应用比较普遍的正交试验法, 其具体的优化设计思路为: 首先从 8 个参数中选择参数灵敏度较大的 4 个重要参数为优化对象, 同时以参数灵敏度分析中得到的这 4 个重要参数的较优参数组合为基础, 进一步缩小参数水平区间, 然后利用正交试验法进行优化设计, 而其余 4 个次要参数值则以参数灵敏度分析中得到的优化组合中的水平值为准。经过正交设计以后, 重新得到一组优化参数组合, 如果该结果仍然不够理想, 根据需要还可以得到的这组优化组合为基础, 再次缩小区间进行正交设计, 通过这种水平区间由大及小的优化模式而得到参数的最优值。

此外, 在进行优化设计过程中, 要充分考虑工程约束条件, 比如驱动线圈的机械强度、绝缘强度、导线的载流能力等, 因此优化设计过程实际是一个有条件约束的优化问题。每次正交设计的优化参数组合在满足发射效率要求时, 都要进行工程约束条件的校核, 直到参数满足要求为止。

基于以上优化设计思路,选择灵敏度较高的驱动线圈外径 r_2 、触发位置 s 、电容量 C 、驱动线圈匝数 N 4个参数为优化对象,以参数灵敏度分析中得到的优化参数的组合为基础,在该优化参数附近取水平值,构建得到4个参数、3个水平的参数水平表,如表9-4所示。

表9-4 参数水平表

参数 水平	r_2 /mm	N /匝	C / μF	s /mm
1	60	70	2800	35
2	68	77	3100	42
3	78	85	3300	45

其他参数都为已知条件,分别为: $b=80\text{mm}$ 、 $U=10000\text{V}$ 、 $r_3=26\text{mm}$ 、 $a=80\text{mm}$ 、 $r_4=41\text{mm}$ 、 $m=3\text{kg}$ 、 $r_1=43\text{mm}$ 。

采用和9.1节同样的步骤,构建4参数、3水平的正交试验表,如表9-5所示。利用表9-5中各试验方案给出的线圈炮参数和已知条件构建如图5-3、图5-4所示的仿真模型和激励源电路,仿真模型的边界条件、材料特性等都和图5-3相同。经过数值仿真计算,得到弹丸的出口速度,利用式(7-1)可进一步得到各试验方案下感应线圈炮的发射效率,如表9-5所示。

表9-5 试验方案及结果

参数 试验号	r_2	N	C	s	η_i
	1	2	3	4	
1	60	70	2800	35	11.84
2	60	77	3100	42	9.54
3	60	85	3300	45	8.26
4	68	70	3100	45	8.46
5	68	77	3300	35	9.76
6	68	85	2800	42	8.78
7	78	70	3300	42	7.53
8	78	77	2800	45	9.05
9	78	85	3100	35	8.84

同样,为得到参数的最优组合,根据正交试验设计中的直观分析法,将仿真得到的每个参数水平值对应的发射效率进行极差处理分析,得到的结果如表9-6所示。

表 9-6 试验结果的极差分析

因素 参数分析	r_2	N	C	s
K_1	29.64	27.82	29.66	30.44
K_2	27	28.35	26.85	25.85
K_3	25.42	25.88	25.54	25.77
$k_1(K_1/3)$	9.88	9.27	9.89	10.15
$k_2(K_2/3)$	9.00	9.45	8.95	8.62
$k_3(K_3/3)$	8.47	8.63	8.51	8.59
R	1.41	0.82	1.38	1.56

从表 9-6 可以看出不同参数和水平下的 K 值, K 值越大, 则表明该参数对应的水平值即为使发射效率最高的水平值。因此, 从表 9-6 可以得到最优的参数组合为: $r_2 = 60\text{mm}$ 、 $C = 2800\mu\text{F}$ 、 $s = 35\text{mm}$ 、 $N = 77$ 匝。

为验证经过正交试验法得到的优化参数组合是否提高了发射效率, 根据仿真得到的优化参数组合建立如图 5-3 所示的仿真模型, 并利用仿真模型进行数值仿真计算, 得到弹丸趋于稳定后的发射速度约为 105.9m/s , 发射效率约为 12.02% 。研究表明, 通过参数优化, 感应线圈炮的发射效率得到了进一步提高。因此根据上述分析结果, 可得到优化后的驱动线圈的各个参数分别为: $r_1 = 43\text{mm}$ 、 $r_2 = 60\text{mm}$ 、 $N = 77$ 匝、 $a = 80\text{mm}$ 。

9.2.3 工程约束处理

经过优化得到的数据是否满足工程约束条件, 还需要进一步验证。本节主要根据优化设计得到的参数组合, 对驱动线圈的绝缘强度和导线载流能力进行校核。对于线圈炮参数的多次寻优设计过程中, 每得到满足发射效率的参数组合都需要对其工程约束条件进行验证, 满足工程约束条件且发射效率达到设计要求的参数组合即可作为最终设计结果, 否则需要调整参数水平, 进一步进行优化设计。

约束条件处理过程中, 首先假设驱动线圈由矩形截面的铜导线绕制而成, 其中铜导线由铜芯和绝缘层构成, 如图 9-1 所示, 铜芯的表面附着绝缘层, 且绝缘层表面均匀, 即有:

$$x_1 - x_2 = y_1 - y_2$$

驱动线圈由矩形截面导线逐层逐匝绕制, 如图 9-2 所示。因此, 每一层可以绕制的线圈匝数 n_1 为:

$$n_1 = \frac{a}{x_1} = \frac{80}{x_1}$$

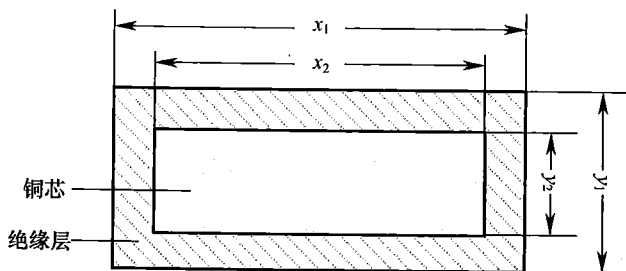


图 9-1 导线截面

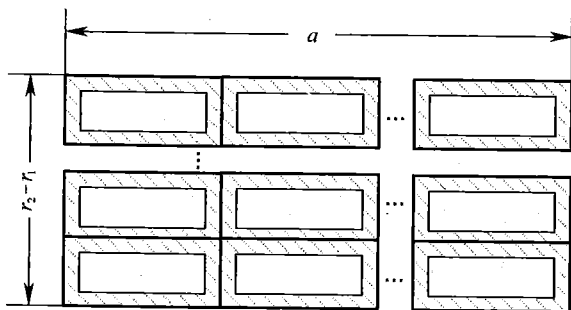


图 9-2 驱动线圈截面

驱动线圈的层数 n_2 为：

$$n_2 = \frac{r_2 - r_1}{y_1} = \frac{13}{y_1}$$

驱动线圈的总匝数 N 为：

$$N = n_1 \times n_2 = \frac{13}{y_1} \times \frac{80}{x_1} = 77 \quad (9-3)$$

由式 (9-3) 可得导线的截面积 w 为：

$$w = x_1 \times y_1 = 13.51 \text{ mm}^2$$

如果不考虑绝缘层的影响，并将驱动线圈近似为空心圆柱线圈，根据第3章分析可知，驱动线圈的电感 L 可以通过下式进行计算：

$$L = 2\pi\mu_0 n_c^2 r_1^5 T(q, p) \quad (9-4)$$

式中 μ_0 ——真空中的磁导率；

$T(q, p)$ ——空心圆柱线圈的形状系数。

将优化设计得到的驱动线圈的各个参数 $r_1 = 43 \text{ mm}$ 、 $r_2 = 60 \text{ mm}$ 、 $N = 77$ 匝、 $a = 80 \text{ mm}$ 代入式 (9-4)，可得到：

$$p = 1.40, q = 1.86, n_c = 5.67 \times 10^4$$

然后利用第3章中式 (3-24) 或者通过查表求解得到 T 。本节通过查表得到 $T \approx 0.1149$ 。因此驱动线圈的自感为：

$$L = 2\pi\mu_0 n_c^2 r_1^5 T(q, p) = 2\pi \times 4\pi \times 10^{-7} \times 5.67^2 \times 10^8 \times (43 \times 10^{-3})^5 \times 0.1149 \approx 428 (\mu\text{H})$$

在得到驱动线圈的等效电感后, 驱动线圈中的最大峰值电流 $I_{\max}$ 可以通过下式近似计算:

$$I_{\max} = U \times \sqrt{\frac{C}{L}} = 10000 \times \sqrt{\frac{2800 \times 10^{-6}}{428 \times 10^{-6}}} \approx 25.6 (\text{kA}) \quad (9-5)$$

通过计算可知, 驱动线圈的导线要承载很大的电流, 如果导线的载流能力不能满足要求, 则设计的感应线圈炮的相关参数就要进行调整。目前导线载流能力的研究对象大多是恒定电流, 而本书中流过驱动线圈的都是脉冲电流, 因此恒定电流的研究结果不能直接用于本文驱动线圈载流能力的分析。目前国内外学者通过试验, 确立了不同材料的载流特征量 SAM , 其单位为电流密度的平方与以秒为单位的时间相乘, 当导线截面的线芯为铜芯时, 其 SAM 值为 $80490 (\text{A}/\text{mm}^2)^2 \text{s}$ 。

同时, 由式 (2-69) 可以求得驱动线圈放电电流的放电周期 T :

$$T = 2\pi \sqrt{LC} = 2 \times 3.14 \times \sqrt{428 \times 10^{-6} \times 2800 \times 10^{-6}} = 6.87 (\text{ms})$$

从前面仿真结果可以看出, 带有续流二极管的驱动线圈放电电流主要集中在前半个周期, 因此可以求得单位截面积的铜导线的最大载流量 I :

$$I = \sqrt{\frac{SAM}{T/2}} = \sqrt{\frac{80490}{6.87 \times 10^{-3} \times 0.5}} \approx 4840 (\text{A})$$

因此, 每平方毫米的铜芯截面的载流能力约为 4840A 。由式 (9-5) 可知, 驱动线圈的峰值电流值约为 25.6kA , 因此导线的铜芯的截面积 w' 应该满足如下条件:

$$w' = x_2 \times y_2 \geq \frac{25.6 \times 10^3}{4840} \approx 5.29 (\text{mm}^2)$$

如果选取铜芯截面为 $3 \text{mm} \times 2 \text{mm}$, 铜芯绝缘层的厚度为 0.6mm (即相邻层、相邻匝之间的绝缘厚度为 1.2mm), 则其总的截面积 w 为:

$$w = x_1 \times y_1 = (3 + 1.2) \times (2 + 1.2) = 13.44 (\text{mm}^2) < 13.51 (\text{mm}^2)$$

经过验证后, 9.2.2 节得到的线圈炮优化参数满足工程约束条件, 并据此得到驱动线圈的绕制方案, 选择导线铜芯的截面积为 $3 \text{mm} \times 2 \text{mm}$, 铜芯绝缘层厚度为 0.6mm , 考虑到绕制过程中相邻匝与匝之间可能存在很小的间隙, 因此一共绕制 4 层, 每层 19 匝, 总共 76 匝, 与优化设计得到的 77 匝之间误差很小。至此完成了感应线圈炮的设计。

如果还需要继续设计线圈炮, 在完成了第 1 级线圈设计后, 电枢的结构尺寸已经确立, 因此在设计第 2 级线圈炮时, 对于 9.2.2 节介绍的 82mm 口径线圈炮来说, 已知条件为: $r_4 = 41 \text{mm}$ 、 $m = 3 \text{kg}$ 、 $r_3 = 26 \text{mm}$ 、 $b =$

80mm、 $v_1 = 105.9\text{m/s}$ 。此时还需要进行优化设计的参数主要有6个,包括:驱动线圈的外径 r_2 、轴向长度 a 、匝数 N 、电容量 C 、电压 U 、第2级驱动线圈触发位置 s 。按照本章给出的设计方法,进行第2级线圈炮设计,完成第2级感应线圈炮后,继续按照上述步骤设计第3级感应线圈炮,直到完成所有设计目标。

第 10 章 测控与诊断技术

感应线圈炮是一个复杂的武器系统，不仅涉及储能电容器的充电、触发控制，还涉及相关电压、电流、速度等参数的测试与监控，而且感应线圈炮发射过程中的电磁环境非常恶劣。针对感应线圈炮武器系统，必须构建完善的测控与诊断技术和方法，实现感应线圈炮发射过程的智能化、网络化、模块化。本章主要介绍相关的测控技术和诊断技术与方法。

10.1 测控系统

感应线圈炮试验系统主要由高压充电机、储能电容器、触发系统、驱动线圈、试验弹丸（电枢）和测控平台等构成，其原理及系统构成如图 10-1 所示。

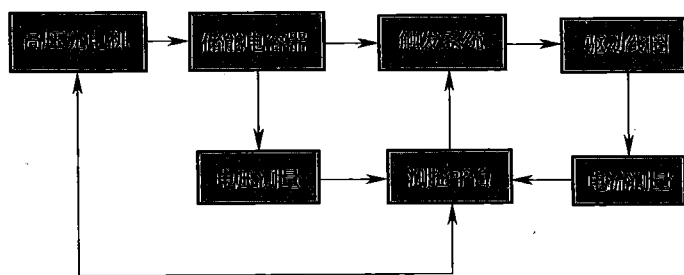


图 10-1 系统构成

其工作过程为：首先利用测控平台设定各级驱动线圈电源的充电电压，然后向高压充电机发出充电指令，并由高压充电机向储能电容器充电，同时利用测量探头实时监测储能电容器两端电压。当充电电压达到设定电压值时，充电机停止充电。测控平台向触发系统发出触发指令，使放电回路的触发开关闭合，储能电容器通过触发开关向驱动线圈放电，同时利用电流传感器测量驱动线圈中的放电电流。驱动线圈放电产生的脉冲电流激发磁场，产生电磁力并推动电枢做加速运动。

根据感应线圈炮的工作原理可知，每级驱动线圈都有自己独立的供电

系统、电压监控系统、安全泄放系统、电流测试系统等。随着驱动线圈级数的增多,规模不断增大,测控仪器和测控任务会逐渐增加,线路越来越复杂,对控制精度的要求越来越高。为此,传统的手动测控方式和单一的传感器加示波器的测控手段已不能满足感应线圈炮发展需要,需要引入当前比较先进的测控技术或测控平台,比如现场总线控制系统和虚拟仪器技术等。

10.1.1 现场总线控制系统

现场总线控制系统(FCS)是一种新型的网络集成式全分布控制系统。现场总线作为设备的联系纽带,把挂接在总线上的、作为控制网络节点的智能设备连接成网络系统,并通过组态进一步成为控制系统,实现基本控制、补偿计算、参数修改、报警、显示、监控、优化及测、控、管一体化的综合自动化功能。

CAN 总线是一种典型的现场总线,它是控制器局域网(Control Area Network, CAN)的简称,是由德国 Robert Bosch 公司在 20 世纪 80 年代初为解决汽车中大量的控制与测试仪器之间的数据交换而开发的一种串行数据通信协议。作为一种多主总线,通信媒体可以是双绞线、同轴电缆或光纤,通信速率可达 1Mbit/s。目前,CAN 总线已经被许多著名汽车制造商成功应用于车体控制系统中,而且由于 CAN 总线具有极高的可靠性和独特的设计,特别适合工业过程监控设备互连。因此,越来越受到工业界的重视,并已被公认为是最有前途的现场总线之一。为此,感应线圈炮的测控可以采用基于 CAN 总线的测控系统。

1. 基本构成

根据感应线圈炮发射控制系统的控制要求,构建基于 CAN 总线的测控系统的总体结构方案,如图 10-2 所示,由上位机、USB-CAN 适配卡、CAN 光纤转换器以及充电机、脉冲电源、触发、测速、电压监控、电流测量等控制节点组成。

针对感应线圈炮发射试验研究的需要以及其发射环节的特点,控制系统设计完成后要实现以下功能:

(1) 采用 CAN 网络作为通信媒介,实现远程分散控制,确保试验设备和人员的安全。

(2) 线圈炮发射用脉冲电源的充电过程可由上位机控制完成,实现充电电压可调,充电电源数量可变,充电过程全程监控,充电如有故障可马上反馈给上位机,如果自动充电失效,可以通过手动完成充电过程。

(3) 多级感应线圈炮的触发控制采取如下方式,第一级触发信号由上

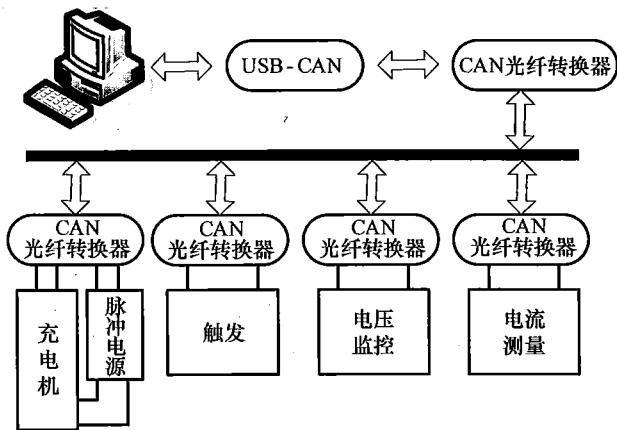


图 10-2 控制系统总体结构设计方案

上位机发送触发命令后，通过触发节点微控制器发出，后续各级通过光电传感器实时监测弹丸位置，根据弹丸实时位置触发。触发结束后可以向上位机反馈触发情况及触发后脉冲电容器剩余电压。脉冲电源触发后的剩余电量的泄放也可以通过上位机的控制完成，泄放后实时反馈泄放是否成功。

(4) 实现炮口初速的自动测量，并且可以多次重复测量，测量精度达到毫米级，测量结束后可自动将测量结果发送给上位机，上位机存储整理试验数据。

2. CAN 总线通信部分设计

在现场总线控制系统（FCS）中，现场设备是通过节点挂接在总线上的；在系统的组网中，同类网络分支与主干之间的连接，异类网之间的连接分别都要通过特殊的节点实现，这些节点可以分为三类：智能节点、转换器（网桥）、网控器（网关）。在感应线圈炮测控系统中，CAN 总线通信部分的设计主要包括智能节点的设计、转换器的选择。

在感应线圈炮实验装置发射控制系统中共有电源、触发、测试放电电流、测速、监控电压五个控制模块，每个模块都有一个或数个智能节点挂接到控制网络当中。在每一个智能节点中，围绕一个控制核心（微控制器）按功能大体可分为两部分：一部分是控制网络中所有智能节点都拥有的相同的部分，即联通 CAN 网络、完成通信的部分；另一部分是根据需要进行完成特定控制功能的部分；这里的智能节点设计主要是指前者，即共同部分的设计。

目前智能节点主要有两种形式：一种是将微处理器与 CAN 控制芯片合二为一的，如芯片 P8Xc591；另一种是由独立的通信控制芯片与单片机接口构成。这里介绍第二种形式的设计方法，其典型智能节点电路原理如图

10-3 所示。

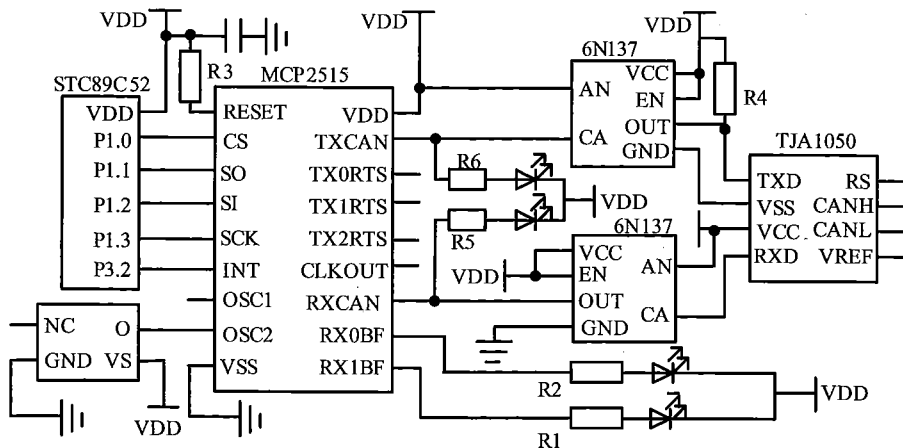


图 10-3 智能节点 CAN 总线通信部分电路图

图 10-3 所示为共同部分智能节点电路原理图，系统选用 STC89C52 作为节点的微处理器，CAN 通信控制器选用 MCP2515，CAN 总线收发器选用 TJA1050。微控制器负责对 MCP2515 进行初始化和控制，通过控制 MCP2515 实现 CAN 数据的接收和发送。

MCP2515 是 Microchip 公司的一款独立 CAN 协议控制器，完全支持 CAN V2.0B 技术规范。它与微控制器的连接是通过标准外设接口 SPI (Serial Peripheral Interface) 来实现的，能够发送和接收标准和扩展数据帧以及远程帧。同时 MCP2515 自带 2 个验收屏蔽寄存器和 6 个验收滤波寄存器，可以滤掉不想要的报文。它还包含了 3 个发送缓冲器和 2 个接收缓冲器，减少了微控制器的管理负担。由于采用低功耗的 CMOS 技术，MCP2515 较其他 CAN 独立控制器更为节电，其工作电压为 2.7 ~ 5.5V，5mA 典型工作电流，处于休眠模式时的待机电流为 1uA。MCP2515 通过高速 SPI 口与 AT89C52 的 SPI 口连接，片选信号连接到 AT89C52 的 P1.3 引脚。接收中断引脚 INT 连接 AT89C52 的 INTO 引脚。当数据接收好了之后，可以通过该端口通知微处理器 AT89C52 读取数据。

TJA1050 是 Philips 公司生产的、用以替代 PC82C250 和 PC82C251 的高速 CAN 总线收发器。该器件提供了 CAN 控制器与物理总线之间的接口，为 CAN 总线提供差分发送性能，为 CAN 控制器提供差分接收性能。它与 ISO11898 标准完全兼容，主要用于通信速率 60kbit/s ~ 1Mbit/s 的高速应用领域。在其驱动电路中，具有限流部分，可防止发送输出级对电源、地或负载短路，从而起到保护作用。由于带有过热保护措施，当结温超过大约

160℃时,两个发送器输出端极限电流将减小。最重要的是 TJA1050 设计使用了最新的 EMC 技术,它采用了先进的绝缘硅 (Silicon-on-Insulator, SOI) 技术进行处理,使其抗电磁干扰性能得到了极大提高,能够很好的适应系统的工作环境,其原理图如图 10-4 所示。

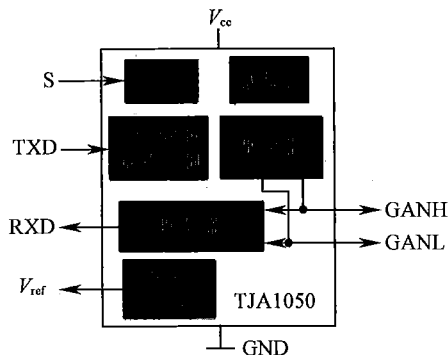


图 10-4 TJA1050 原理图

为了增强 CAN 总线节点的抗干扰能力, MCP2515 的 TXCAN 和 RXCAN 并不是直接与 TJA1050 的 TXD 和 RXD 相连,而是通过高速光耦 6N137 与 MCP2515 相连,这样就实现了总线上各 CAN 节点间的电气隔离。在 TXCAN 线上加有限流电阻,以降低经过光耦的电流。

3. 充电机节点设计

除了共同需要的智能节点以外,测控系统的每个功能模块都需要自己独立的智能控制节点,而且每一级驱动线圈都有自身独立的控制节点,这里以电源充电机节点来介绍其设计方法。

充电机节点的功能是根据上位机的控制命令,按设定值完成低压到高压的转换,为脉冲电容器充电,同时对充电过程中的电压进行即时显示并将其上报给上位机。充电机拥有两种工作方式,一种是自动充电,即由上位机控制完成充电过程;另一种是手动充电,通过手动操作充电机输入充电电压完成充电过程,手动充电主要应用于自动充电失效的情况。

充电机内部电路可分为三块:一是 CAN 总线通信部分,用于接收上位机发来的自检命令以及预设充电电压值和充电、复位命令,充电结束后向上位机报告完成信息、充电时间(秒级)等;二是升压电路部分,将普通 48V 直流电转换成上位机设定的充电电压,并给脉冲电容器充电,该部分采用 4 个 N 沟道增强型绝缘栅场效应管组成全桥串联谐振拓扑配合高压升压变压器输出高电压,电流输出恒定电流,其升压原理如图 10-5 所示;三是测控电路部分,用于完成充电机工作时的整个充电过程。其主体电路

如图 10-6 和图 10-7 所示, 其中图 10-6 为主控部分电路图, 负责接收上位机命令、发送控制信号等; 图 10-7 负责充电过程中的主要测控任务。为确保充电机在自动控制失效后也能正常工作, 该部分被设计成两种工作方式, 即手动工作方式和自动工作方式。

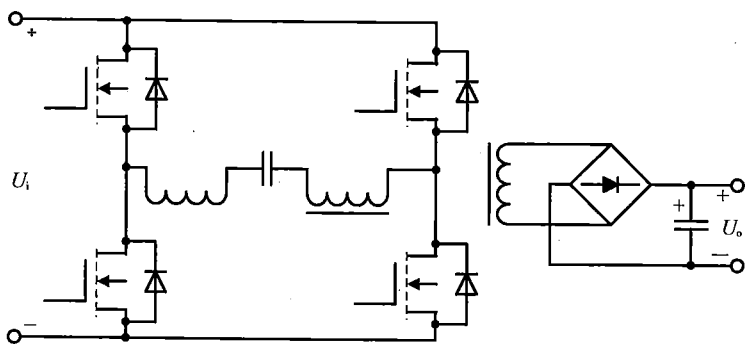


图 10-5 充电机充电原理

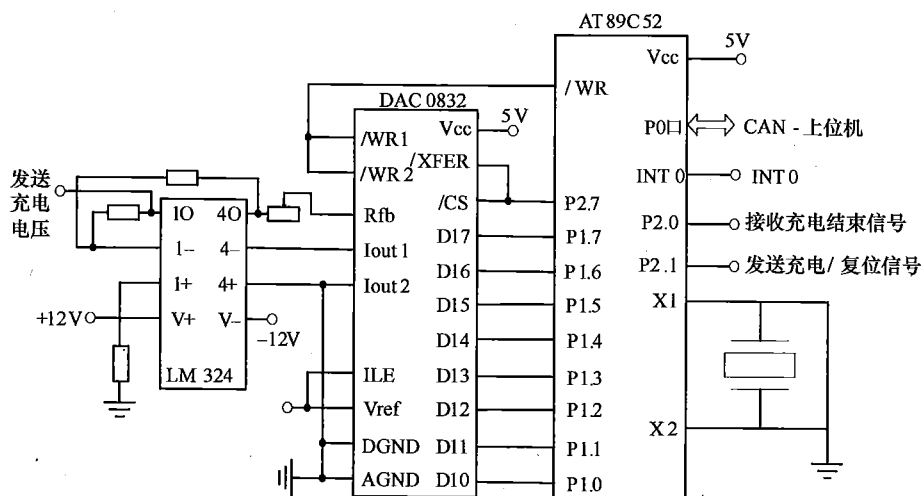


图 10-6 主控部分电路图

当采用手动工作方式时, 首先将图 10-7 中的开关 K_1 打至停止挡。开关 K_2 打至手动挡, 由于 K_2 和 K_3 是联动的, 此时开关 K_3 亦打至手动挡, 预设充电电压通过电位计比例输入, 然后将 K_1 打至充电挡开始充电, 通过电压传感器传来的充电电压值会和预设值比较, 如果达到预设值充电机将停止充电。

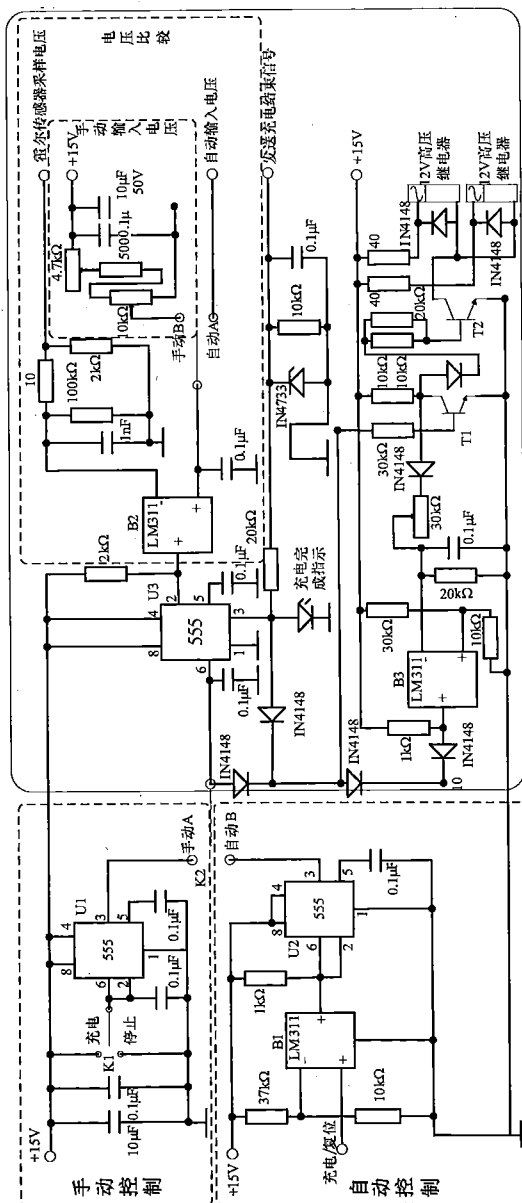


图 10-7 充电机控制电路图

当采用自动方式时,首先开关 K_1 打至停止挡, K_2 和 K_3 联动开关都打至自动挡。上电后,如果上位机未发出充电或复位命令,充电机工作过程与手动挡一样。当上位机通过 CAN 总线发出充电命令,充电机根据充电命令内容设置充电电压开始充电,电压传感器实时监测充电电压值,并将电

压值传给比较器与预设值对比, 如果达到预设充电电压值, 一方面充电完成指示灯亮, 同时向上位机发出充电结束信号, 完成充电过程。

图 10-7 中的电压比较器选用的是 LM311, 这是一款通用的高灵活性电压比较器, 工作于 5.0V 到 30V 单个电源或 +15V 分离电源 (系统采用 +15V 分离电源)。该设备的输入可以是与系统隔离的, 而输出则可以驱动以地为参考或是以 V_{cc} 为参考的负载, 使之可以驱动 DTL、RTL 或 MOS 逻辑。在电流达到 50mA 时该输出还可以把电压切换到 50V, 因此其可以驱动继电器、灯或螺线管等, 符合系统设计需要。

10.1.2 虚拟仪器技术

虚拟仪器 (Virtual Instrument, VI) 是指利用计算机强大的图形环境, 组合相应的硬件, 编制不同的测试软件, 建立界面友好的虚拟仪器面板, 通过友好的图形界面及图形化编程语言控制仪器运行, 构成多种仪器, 完成被测量的采集、分析、判断、显示、存储及数据生成的仪器。虚拟仪器的设计基础是计算机控制, 而设计核心是软件, 它以透明的方式将计算机资源 (如微处理器、内存、显示器等) 和仪器硬件 (如 A/D、D/A、数字 I/O、定时器、信号调理等) 的测量与控制能力结合在一起, 通过软件实现对数据的分析与处理。与传统仪器相比, 虚拟仪器有以下优点:

(1) 利用计算机强大的软硬件资源, 突破了传统仪器数据处理、显示和存储等方面的限制, 实现了部分仪器硬件的软件化, 节省了物质资源, 实时、直接地对测试数据进行各种分析与处理, 同时真正做到界面友好、人机交互。

(2) 软件在仪器中充当了以往由硬件实现的角色, 在某种程度上可以完成传统仪器不可能实现的测试功能。

(3) 虚拟仪器硬件和软件都制定了开放的工业标准, 因此用户可以将仪器的设计、使用和管理统一到虚拟仪器标准, 使资源的可重复利用率提高, 功能易于扩展, 管理规范, 开发、生产和维护费用降低。

(4) 由于减少了许多随时间可能漂移、需要定期校准的分立式模拟硬件, 加上标准化总线的使用, 使系统的测量精度、测量速度和可重复性都大大提高。

(5) 基于计算机网络技术, 虚拟仪器系统具有方便、灵活的互联能力, 广泛支持诸如 CAN bus、PROFIBUS 等各种工业总线标准。

虚拟仪器硬件平台由两部分构成: 一是计算机, 一般为 PC 机或工作站, 是硬件系统的核心; 二是 I/O 接口设备, 主要完成被测输入信号的采集、放大和模/数转换等, 不同的总线有相应的 I/O 接口硬件设备。虚拟

仪器的硬件平台结构如图 10 - 8 所示。

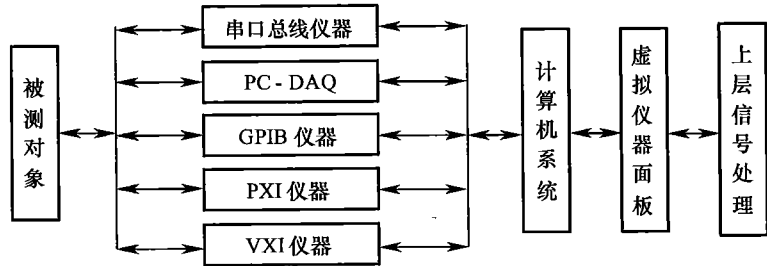


图 10 - 8 虚拟仪器硬件平台结构框图

在虚拟仪器中，硬件的主要任务是实现信号的输入输出。为了适应测控领域的各种应用，虚拟仪器硬件发展的最主要方向是硬件的模块化和可扩展性。

目前，在军用测控领域中应用较广的两种硬件平台是 VXI 总线硬件平台和 PXI 总线硬件平台。VXI 总线是一种高速计算机总线（VME 总线）在仪器领域的扩展，它的标准开放、结构紧凑、具有数据吞吐能力强、定时和同步精确、模块可重复利用、众多仪器厂商支持等优点，因此得到了广泛的应用。PXI 总线标准将 CompactPCI 规范定义的 PCI 总线技术发展为适合于数据采集场合的机械、电气和软件规范，支持 VXI plug & play 系统联盟规定的 VISA 软件标准。PXI 总线硬件平台在性价比方面比 VXI 总线硬件平台更具优势，近年来得到了迅速发展。

为此，针对感应线圈炮测试参数多、精度和实时性要求高的特点，除了基于 CAN 总线的测控系统外，还可以构建基于 PXI 和虚拟仪器的测控系统。例如对于发射过程中的脉冲大电流，其测控系统的总体方案如图 10 - 9 所示。

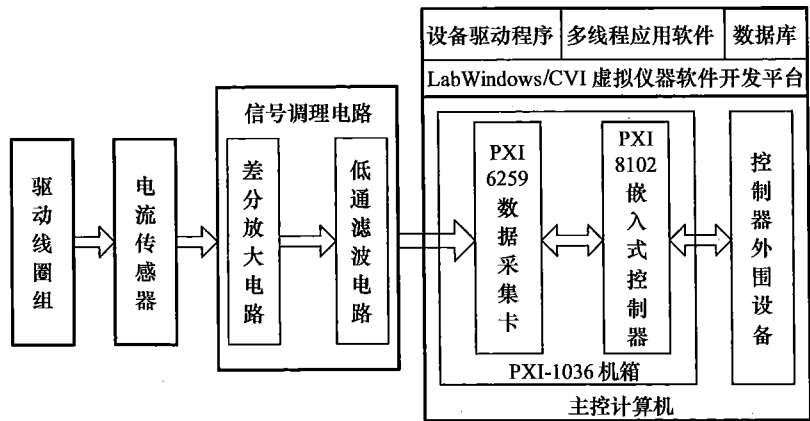


图 10 - 9 脉冲大电流测控系统的总体方案

感应线圈炮发射过程中,电容器对驱动线圈放电产生脉冲大电流,电流传感器测得驱动线圈的放电电流,数据采集卡采集信号调理电路输出的放电电流数据,并通过上位机的软件平台对数据进行分析、存储。

采用相同的方法,可以利用基于PXI的测控系统对电容器两端的充电电压、电枢的速度进行测量,同时还可以控制驱动线圈的充放电过程和安全泄放等。

10.2 参数测试方法

感应线圈炮设计和发射过程中,需要测试的参数很多,包括驱动线圈的放电电流、电容两端电压、电枢的速度、加速度等,本节主要介绍部分参数的测试方法。

10.2.1 脉冲电流的测量

脉冲电源对驱动线圈放电过程中,会产生十几千安甚至几十千安的脉冲大电流。常用大电流测量方法有分流器法、光学法、霍尔效应法及罗氏线圈法(Rogowski线圈法)等。近年来,研究人员对电光法、磁光法等脉冲大电流测试新技术进行了探索。这些方法在实际中也得到了一些应用,其优点是对被测对象的介入性较小,但系统的复杂性大大增加,并且测试的可靠性取决于光学、电子学系统的实际性能,一般用于比较特殊的条件下,目前仍处在不断地发展之中。

1. 分流器法

根据欧姆定律,把一个已知的纯电阻放在被测电流的放电回路中,只要测得电阻上的电压,就可以测得放电回路中的电流,这就是分流器法的测量原理。分流器法也叫无感电阻法,分流器是用于测量大电流的标准量具。它是一个低阻值和极低电感值的电阻器。它的阻值一般为 $0.1 \sim 10\text{m}\Omega$,能测量的电流范围为几千安到几十千安。图10-10所示为采用分流器和示波器测量大电流的原理图。图中C为储能电容器,G为放电开关,R为放电回路中的电阻,L为放电电感元件,O为试品,S为分流器,CRO为数字存储示波器,Z为信号电缆及其匹配电阻。

分流器法的首要条件是保持分流器电阻元件的阻抗为常数,要求满足分流器的阻值 $R_D \gg L\omega$,满足这一条件的唯一方法是选择电阻率大的材料做电子元件和调整分流器的几何形状来降低它自身的电感值。分流器中流过快速变化的大电流时,发热效应、趋肤效应以及电动力效应对分流器的影

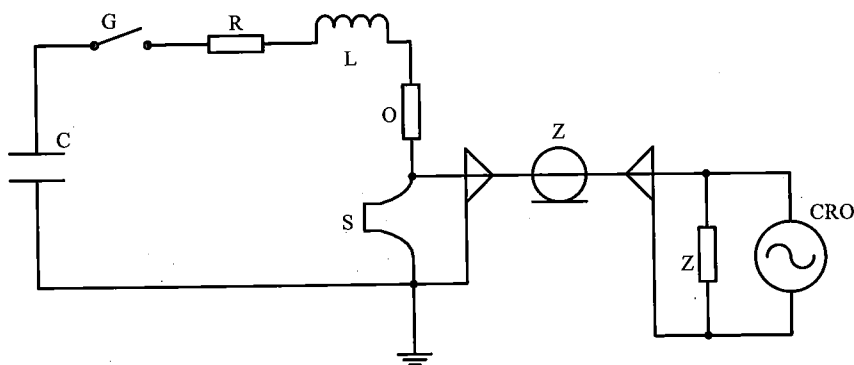


图 10-10 分流器法测量电流原理示意图

响是不可忽视的。因此在选择分流器的材料和设计它的结构时，都必须考虑减小热效应和趋肤效应的影响。

采用分流器测量大电流虽然结构简单，易于实现，但如果将其引入电磁线圈炮脉冲大电流的测量时存在以下问题：

(1) 由于脉冲电流变化很快，在测试过程中，会在电阻中产生趋肤效应，使得电阻实际阻值与标定阻值存在一定的差异，这是造成测量误差的主要原因之一。

(2) 由于强磁场的存在，使得电阻已不是一个纯电阻，而是一个含有电感的电阻，电阻电感的存在会对回路的放电参数产生极大的影响，当脉冲上升很快时，分流器的感抗较大，甚至可以与分流器的电阻相比拟，这样将引起随频率而变化的测量误差，对这一测试结果修正十分困难，很难得出准确的电流波形。

因此，采用分流器法测量脉冲电流受到很大的限制，这种方法不适合在电磁发射环境中进行脉冲大电流的测量。

2. 光学法

光电系统传输信号可以解决高压测试系统绝缘及抗干扰两大问题。这种方法通常是利用磁光效应，即法拉第效应，偏振光的偏振角在脉冲电流的磁场中发生旋转，通过旋转角推算出回路中的脉冲电流，测量原理如图 10-11 所示。当线偏振光以与磁场平行的方向通过某些材料时，由于受磁场作用，偏振面发生旋转，测出这个旋转角，即可得出欲测电流值。

光学法测量脉冲大电流实现了测量设备与主回路的隔离，安全性高，无磁饱和，抗电磁干扰能力强，并且适用频率宽。但是电子学设备结构

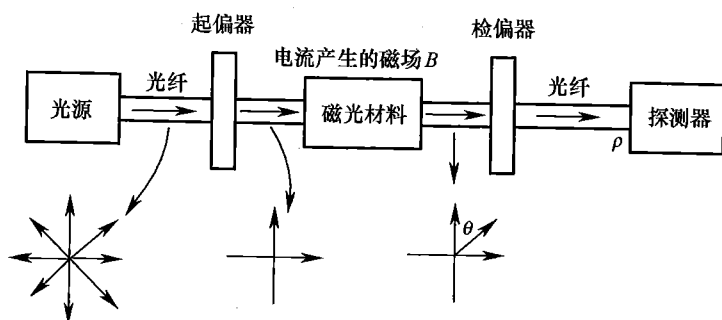


图 10-11 光学法测量电流示意图

复杂，而且由于磁光材料本身所固有的双折射效应会使线偏振光的偏振态退化，存在温度稳定性、长期运行时性能稳定等一些问题，因此会产生误差，影响测量精度，距大范围的普遍使用还有一定的距离。使用磁光效应法测量脉冲大电流时，要提高测量精度，必须选用质量好的光学器件，这就增加了测量成本，而且光学器件的加工误差同样会给测量带来误差。

3. 霍尔效应法

磁场与电场是紧密联系的，因此测得磁场值亦能得到电流值，这就是霍尔传感器法测量脉冲电流的原理，如图 10-12 所示。

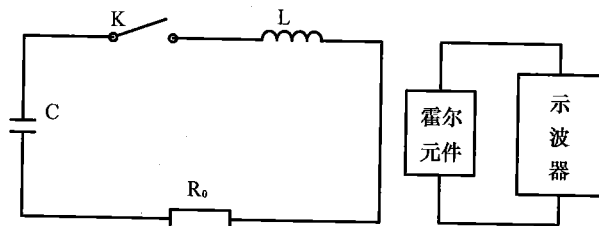


图 10-12 霍尔传感器法测量脉冲电流原理示意图

在均匀磁场中放置一个宽度为 L 、厚度为 d 的矩形截面载流导体板（或称霍尔元件），若电流方向与磁场方向垂直，则在导体上既垂直于电流又垂直于磁场的方向上出现电压差。这个现象称为霍尔效应，产生的电压差 ΔU 称为霍尔电压差。

电荷的定向移动形成电流，而电流周围存在磁场。电流产生磁场的规律，可以由毕奥萨伐尔定律和磁场叠加原理求出，因此可以将霍尔元件放在电流产生的磁场中来讨论霍尔元件上的电压差问题。例如，两根无限长平直导线，通以大小相等、方向相反的电流 I 时（两导线可视为同一回路），在导线周围产生磁场。如果在两导线中间放一个与其共面的霍尔元

件，则由霍尔效应可间接测出导线上的电流 I 。测量原理如图 10-13 所示。

霍尔传感器的优点是尺寸小，结构简单，工作频率范围广，但利用霍尔效应法测量脉冲大电流存在最大的不足是：由于霍尔测量的对象是导线产生的磁场，因此，电磁发射环境中的杂散磁场会对霍尔元件起到干扰作用，影响测量精度。

4. 罗氏线圈法

罗氏 (Rogowski) 线圈又称作磁位计，实际是一特殊结构的空心线圈，不含铁芯，是将带有绝缘涂层的金属导线绕在非铁磁骨架上制成的。截面为圆形的罗氏线圈的结构如图 10-14 所示。罗氏线圈法基于电磁感应原理和全电流定律：任何一个随时间变化的电流在其周围会产生一个随时间变化的磁场，如果将罗氏线圈包围在被测电流的周围，则磁场将在线圈的两个出线端间产生感应电动势，然后根据电磁感应原理求得被测电流。

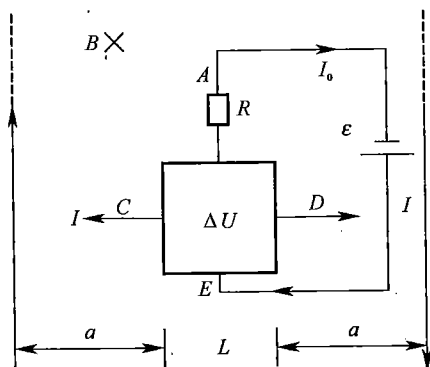


图 10-13 霍尔传感器工作原理图

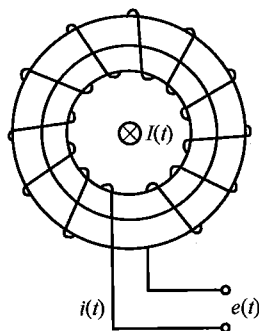


图 10-14 罗氏线圈结构图

罗氏线圈的应用范围主要集中在测量脉冲电流、暂态电流、稳定交流大电流及继电保护用电流监测等方面。用于电磁线圈炮脉冲大电流测量时，罗氏线圈具有以下显著优点：

(1) 测量线圈本身与被测电流回路没有直接的电的联系，而是通过电磁场耦合，因此与主回路有着良好的电气绝缘，测试安全性较高。

(2) 由于没有铁芯饱和问题，测量范围宽，同样的绕组，电流测量范围可以从几安培到数千安培。

(3) 频率范围宽，一般可设计到从 0.1 ~ 100MHz 以上，特殊的可设计到 2000MHz 的通带，线圈自身的上升时间可做得很小（可达纳秒数量级）。

(4) 测量准确度高，可设计到优于 0.1%，一般为 0.5% ~ 1%。

(5) 易于以数字量输出，实现电力计量与保护的数字化、网络化和自动化。

通过对常用大电流测量方法的分析研究可以看出：罗氏线圈法在电磁线圈炮脉冲大电流测量方面具有显著优势，因此罗氏线圈通常被用作感应线圈炮测试系统的脉冲大电流测量传感器。

罗氏线圈实际上是一种电流互感器测量系统，其测量脉冲大电流的原理依据是电磁感应原理和全电流定律。

假设载流导体中流过的待测电流为 $I(t)$ ，根据安培环路定律，有：

$$\oint H dt = I(t) \quad (10-1)$$

式中 H ——磁场强度。

由于磁感应强度 B 与磁场强度的关系式为： $B = \mu_0 H$ ，其中 μ_0 为真空磁导率，且 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ 。磁场强度与磁感应强度分别表示为：

$$\begin{cases} H = \frac{I(t)}{2\pi r_0} \\ B = \frac{\mu_0 I(t)}{2\pi r_0} \end{cases} \quad (10-2)$$

式中 r_0 ——线圈的中心半径。

设线圈获得的感应电动势为 $e(t)$ ，由法拉第电磁感应定律得：

$$e(t) = -\frac{d\Psi}{dt} \quad (10-3)$$

式中 Ψ ——总磁链，并且 $\Psi = N\Phi$ ， N 为罗氏线圈小线匝的总匝数，每匝小线匝所交链的磁通 Φ 为： $\Phi = BS$ 。

根据电磁感应定律，感应电动势 $e(t)$ 为：

$$e(t) = -\frac{d\Psi}{dt} = -\frac{\mu_0 NS}{2\pi r_0} \frac{dI(t)}{dt} \quad (10-4)$$

式中 S ——线圈的横截面积。

令上式右边的系数为罗氏线圈与载流导体之间的互感系数 M ，即：

$$\begin{cases} M = \frac{\mu_0 NS}{2\pi r_0} = \mu_0 nS \\ n = \frac{N}{2\pi r_0} \end{cases} \quad (10-5)$$

式中 n ——罗氏线圈单位长度的匝数，即小线匝密度。

互感系数 M 的表达式是在没有考虑线圈结构参数的影响前提下获得的理论值。若不考虑线圈分布电容，则线圈的自感系数 L 近似为：

$$L = NM = \mu_0 N^2 S / 2\pi r_0 \quad (10-6)$$

上面推导获得的有关罗氏线圈的互感系数和自感系数的表达式，是不考虑线圈结构参数影响时的理论计算值。感应电动势 $e(t)$ 可以表示为：

$$e(t) = -M \frac{dI(t)}{dt} \quad (10-7)$$

式(10-7)表明,罗氏线圈获得的感应电动势 $e(t)$ 正比于被测电流的变化率,即 $dI(t)/dt$,比例系数是罗氏线圈与载流导体母线之间的互感系数。为了直接得到与电流 $I(t)$ 成正比例的信号,则需在测量模块中加入积分环节。

罗氏线圈具有自积分方式和外积分方式两种工作模式,前者是利用罗氏线圈与取样电阻构成积分回路,后者是把测量回路本身作为纯电阻网络,另外加了一个积分回路。

(1) 自积分方式。采用线圈本身的电感 L 与线圈端口所接的电阻 R 构成积分器的一种罗氏线圈,又称为自积分式罗氏线圈。若考虑分布电容的影响,罗氏线圈在自积分状态的等效电路如图10-15所示。

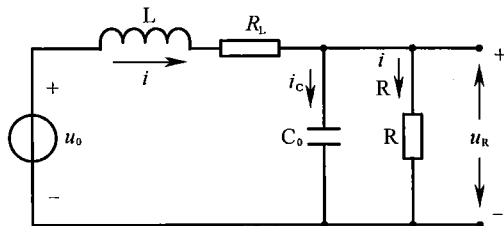


图 10-15 自积分罗氏线圈等效电路图

在图10-15中, L 为线圈自感, R_L 是线圈的内电阻。端口信号电阻 R 的值应该远小于电缆的波阻。这样就可以忽略电缆的波阻的影响,认为线圈的端口电阻为 R 。从而将 i 流过 R 时所产生的压降提供给信号电压 u_R 。

当 $1/(\omega C) \ll R$ 时, $i_c \approx 0$, $i \approx i_R$,由等效电路可得:

$$u_0(t) = L \frac{di(t)}{dt} + i(t)(R_L + R) \quad (10-8)$$

当 $R_L + R$ 很小或者电流的变化率很大时,即 $R_L + R \ll \omega L$,自感 L 起到内部积分作用,无需外加积分电路,可通过测量信号电阻 R (一般小于 1Ω)两端的信号来确定电流。此时可得:

$$u_0(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (10-9)$$

将 $u_0(t) = M dI(t)/dt$ 代入式(10-9)并积分,可得:

$$i(t) = \frac{MI(t)}{L} \quad (10-10)$$

输出电压 $u_R(t)$ 为:

$$u_R(t) = i(t)R = \frac{RI(t)}{N} \quad (10-11)$$

最后求得被测电流 $I(t)$ 为:

$$I(t) = \frac{Nu_R(t)}{R} \quad (10-12)$$

由式 (10-12) 可得, 被测脉冲大电流 $I(t)$ 与信号电阻上的电压 $u_0(t)$ 是线性相关的。

(2) 外积分方式。在罗氏线圈两端直接串连阻容积分回路, 这种测量模式称为外积分方式, 其等效电路如图 10-16 所示。

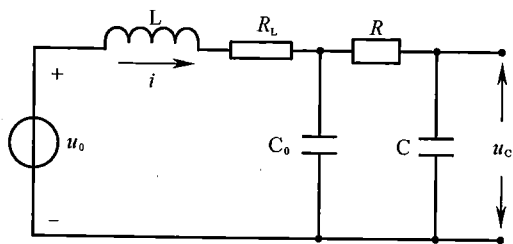


图 10-16 外积分罗氏线圈等效电路图

由基尔霍夫定律得:

$$M \frac{dI(t)}{dt} = L \frac{di(t)}{dt} + (R_L + R)i(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt \quad (10-13)$$

当满足 $(R_L + R) \gg \omega L$, 并且 $(R_L + R) \gg 1/(\omega C)$ 时, 可以忽略感抗和容抗的压降, 所以可以得出:

$$M \frac{dI(t)}{dt} = (R_L + R)i(t) \quad (10-14)$$

对式 (10-14) 积分可得:

$$I(t) = \frac{(R_L + R)}{M} \int i(t) dt \quad (10-15)$$

由于 $u_c(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt$, 代入式 (10-15) 得:

$$I(t) = \frac{M}{(R_L + R)} u_c(t) \quad (10-16)$$

由式 (10-16) 可得, 被测脉冲大电流与电容电压成正比。

在时域内, 积分器时间常数影响脉冲宽度。为了防止信号波长部分的衰减, 以造成半峰值时间测量不准确, 积分时间常数至少应该为脉冲宽度或者脉冲周期的 10 倍。但是, 积分时间常数的增加会使输出信号电平降低。这时, 如果采用外积分方式进行脉冲大电流的测量会受到测试系统灵敏度或干扰水平的限制。另外, 外积分式罗氏线圈的固有频率和灵敏度均较低, 采用外积分式必须经过一个 R-C 积分回路, 所以测量的频率响应

受到限制,不适宜于测量变化快、脉宽窄的电磁线圈炮脉冲大电流。为此,在感应线圈炮脉冲大电流测试中,通常采用自积分式罗氏线圈。

10.2.2 充电电压测量

感应线圈炮中,一般的充电电压大约在几千伏到十几千伏之间,而且充电电压为直流电压,因此除了可以采用高精度的数字电压表进行直流电压的测量外,可以采用电阻分压器法进行脉冲电压的测量。

1. 电阻分压器的原理

电阻分压器通常将被测电压进行分压之后,再传递给示波器或数据采集卡等其他测量设备,由于其结构简单、几何尺寸小、性能良好,因此常被用于脉冲电压的测量。电阻分压器的工作原理如图 10-17 所示,主要由电阻值较高的 R_1 和电阻值较低的 R_2 构成。为了防止电磁波的反射,还采用“并联匹配”方式,在同轴电缆和示波器之间并联一个匹配电阻 R_0 ,它等于同轴电缆的特征阻抗 Z ,可有效起到减小波形畸变的作用。

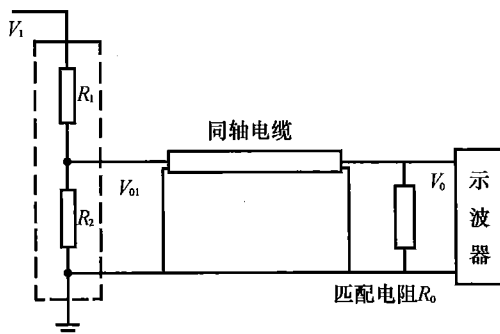


图 10-17 电阻分压器工作原理图

从图 10-17 可知,当被测的充电电压 V_1 加在高压臂的输入端时,在分压器中产生电流 $I = V_1 / (R_1 + R_2)$,在分压器低压臂输出的电压 $V_{01} = IR_2 = V_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ 。 V_{01} 再通过同轴电缆传送到示波器上。在这种接线中,分压比为:

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{R_2 // R_0}{(R_2 // R_0) + R_1} = \frac{R_2 R_0}{R_1 R_2 + R_1 R_0 + R_2 R_0} \quad (10-17)$$

上述是电阻分压器的分压比,也就是说分压器呈纯电阻性。但实际上这样的理想分压器是不可能存在的,因为回路接线中及分压器本身存在电感,分压器的电阻元件对地或接地屏蔽之间存在电容、外界电磁波的干扰等,都将造成分压器测量上的误差。

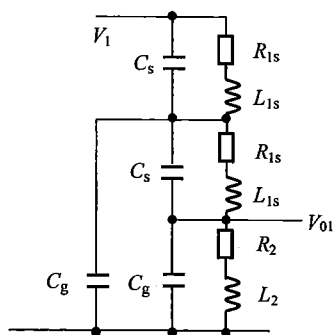


图 10-18 电阻分压器的等效电路

2. 电阻分压器的误差分析

图 10-18 所示为电阻分压器的等效电路。图中 R_{1s} 是分压器的电阻元件, L_{1s} 是每个电阻元件自身的电感, C_s 是电阻元件之间的纵向电容, C_g 是电阻元件的对地电容。

首先只考虑电感的影响, 此时分压器是一个简单的 RL 电路。根据回路方程 $V_1 = L_g (di/dt) + (R_1 + R_2)i$, 可解得:

$$i = \frac{V_1}{R_1 + R_2} [1 - e^{-(R_1 + R_2)/L_g}] \quad (10-18)$$

$$V_{01} = \frac{V_1 R_2}{R_1 + R_2} [1 - e^{-(R_1 + R_2)/L_g}] \quad (10-19)$$

式中 L_g ——回路总电感。

从上面的方程式中可以看出, 当被测电压 V_1 为阶跃波时, 由于电感的存在, 分压器的输出电压 V_{01} 变成缓慢上升的波形, 而且 $L_g/(R_1 + R_2)$ 的数值越大, 波形的畸变也越严重。所以在设计分压器时, 应当尽量减小电感, 有的金属丝电阻分压器采用无感绕法就是为了减小电感。一般要求 $L_g/(R_1 + R_2)$ 小于被测波形的上升时间 t 的 1/20, 即:

$$L_g/(R_1 + R_2) < t/20 \quad (10-20)$$

其次只考虑电容的影响, 电阻元件的对地电容 C_g 的存在, 是造成分压器误差的主要原因。当加上被测电压以后, 就有电流流过这些电容, 也就是说, 这些电容起了分流的作用, 会造成波形的畸变, 导致流过电阻 R_1 的电流不等于流过电阻 R_2 的电流, 这就是产生误差的原因。

流过对地电容的电流的大小不仅和电压的频率有关, 与电容的大小也有关。经计算可得, 分压器低压臂 R_2 输出的电压 V_{01} 为:

$$V_{01} = \frac{V_1 R_2}{(R_1 + R_2)} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n e^{-n^2 \pi^2 / C_{gn} (R_1 + R_2)} \right] \quad (10-21)$$

式中 C_{gn} ——分压器的总的对地电容。

从式 (10-21) 中可以看出, 当 $C_{gn} = 0$ 时, $V_{01} = R_2 V_1 / (R_1 + R_2)$, 这就是理想的分压器。即 C_{gn} 越小, 波形畸变越小。一般被测电压的上升时间 t 应大于 $0.23 C_{gn} (R_1 + R_2)$ 。

可见,在设计分压器时应当尽量使 C_{gn} 小些。有时为了减小误差,会在高压端加屏蔽罩,用以补偿从对地电容中流走的电流。实际使用的电压分压器如图 10-19 所示。

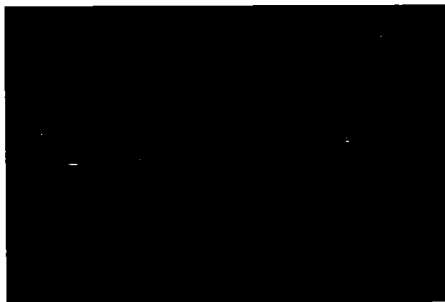


图 10-19 电压分压器

此外,放电间隙开关火花放电产生的高频场电磁干扰,常常非常严重,有时能湮没信号,所以还须对记录仪器进行良好屏蔽,为此常将测量室加屏蔽,或把测量仪器置于一个用金属网做的屏蔽室内。

10.2.3 电枢加速度测量

电枢的加速度是研究感应线圈炮加速特性或电枢内弹道特性的重要指标。目前有三种测试膛内加速度的方法,分别是引线传输技术、遥测技术和动态存储测试技术。下面分别介绍这三种测量方法的工作原理。

1. 引线传输技术

引线传输技术是在弹丸发射过程中,使用引线直接传输信号的一种测试方法。其工作原理如图 10-20、图 10-21 所示。通过将加速度传感器和电枢连接在一起,并将传感器的输出端子通过引线连接电荷放大器,电荷放大器的输出连接数字储存示波器,构成加速度测量系统。需要说明的是,由于感应线圈炮发射过程中,电枢上会产生很大的感应电流,该电流对传感器会产生影响,为此,加速度传感器不能直接安装到电枢上,而是要通过绝缘材料进行转接,如图 10-20 中传感器安装底座所示。此外,由于发射过程中会产生很强的脉冲磁场,该磁场一方面会对加速度传感器产

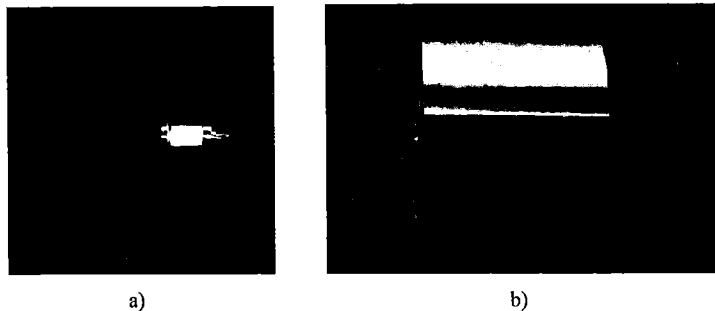


图 10-20 加速度传感器及其连接方式

a) 传感器及底座; b) 传感器与电枢

生影响,另一方面也会耦合进入传输信号的引线中。为了降低脉冲磁场对测试精度的影响,一方面要选用抗电磁干扰能力强的同轴电缆作为传输线,另一方面要将加速度传感器置入金属电枢内部,通过金属电枢对传感器实施一定程度的电磁屏蔽。

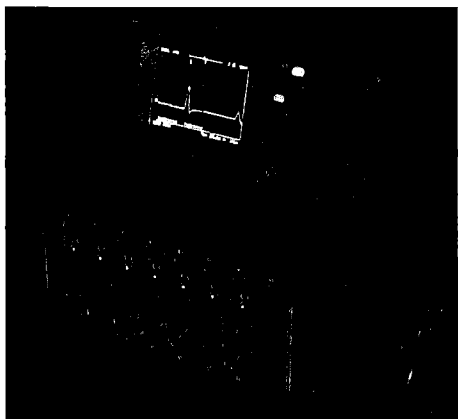


图 10-21 加速度测量系统

2. 遥测技术

遥测系统可以对遥测数据流进行实时显示与处理,在电枢飞行过程中实时测量加速度,并将加速度值通过无线传输模块传输给地面接收装置,实现数据的实时采集,其基本工作原理如图 10-22 所示。

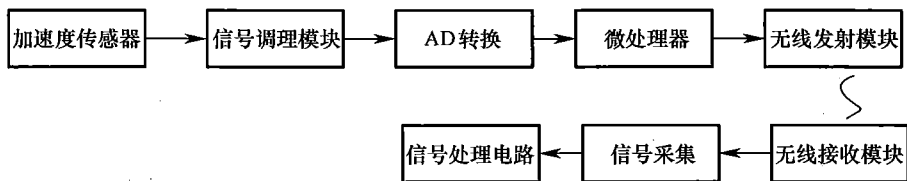


图 10-22 遥测技术基本原理

从遥测技术的基本工作原理可知,加速度值通过无线电进行信号传递,该过程容易受到电磁波的干扰,造成数据丢失、误码等传输错误。由于电磁线圈炮发射过程中恶劣的电磁环境,因此测量电枢在膛内加速过程中的加速度值时,一般不采用遥测的方法。

3. 动态存储测试技术

近些年随着动态存储测试技术在低功耗、微体积方向的不断发展,利用存储测试技术获取加速度信号的方法得到了广泛运用。动态存储测试技术的基本工作原理如图 10-23 所示。该测试装置嵌入到试验电枢中,与电枢一起发射。测试系统工作时,在微处理器的控制下,传感器将采集到的

加速度值转化成电量输出，电信号经由信号调理电路放大滤波后进行 A/D 转换并送入储存模块进行存储。发射完成后，将测试系统收回，连接到上位机读取数据后，做相应的数据处理。

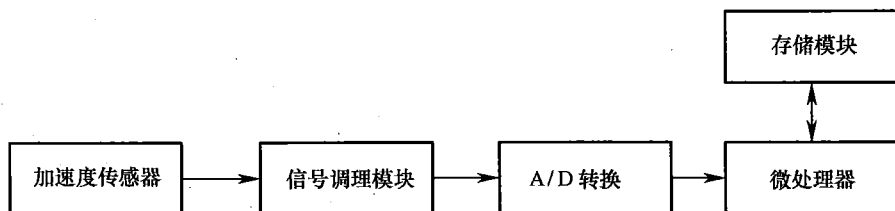


图 10-23 动态存储测试技术的基本原理

动态存储测试技术是当前弹载测试技术的发展方向，但是针对电磁发射过程中的高过载环境和强磁场环境，需要采取相应的抗过载和电磁防护加固措施，以降低电枢发射过程中高过载和强磁场对测试系统造成的影响。

10.2.4 驱动线圈应变测量原理

感应线圈炮在发射过程中，驱动线圈会受到很大的电动力。在电动力作用下，线圈会发生变形、甚至损坏，如何使驱动线圈在电动力作用下能保持较好的性能是驱动线圈设计制作中的关键之一。为此，需要研究驱动线圈在发射过程中受到的应变特性。

驱动线圈的应变由应变测量装置测得，应变测量装置主要由动态应变仪、示波器、平衡电桥和应变花 4 部分组成，测试系统的构成如图 10-24 所示。应变测量的基本原理是：将应变片贴于被测件上，当施加负载后，被测部位受力发生变化，应变片受力的变化使得与之连接的平衡电桥的平衡被打破，平衡桥路的电阻将发生变化，电阻的变化经过动态应变仪的作

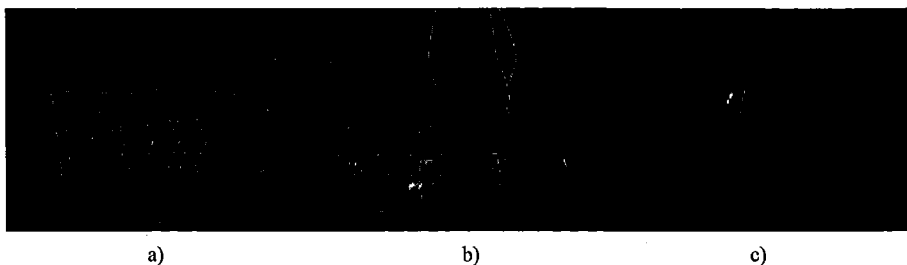


图 10-24 应变测试系统构成

a) 动态应变仪；b) 平衡电桥；c) 应变花

用后转化为电压的变化，从而在示波器上显示电压变化的波形图，将电压变化的波形图转化为应变的波形，即为测得部位的应变波形，应变波形反映出被测部位的应力变化，其工作原理如图 10-25 所示。

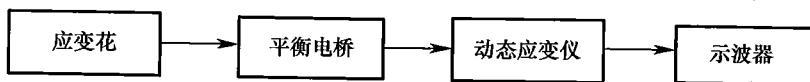


图 10-25 应变测量工作原理

第11章 展 望

电磁感应线圈炮作为电磁炮的一种,已经研究了数十年,但没有得到工程应用,甚至一度出现停滞不前的尴尬局面,究其原因主要是因为电磁感应线圈炮的部分技术瓶颈仍未得到有效突破,对其发展前景的定位、发展路线图也亟须调整。

11.1 电磁感应线圈炮的技术瓶颈

目前,电磁感应线圈炮在理论研究、机理分析和结构设计等方面都已经取得了一些研究成果,但离工程化和实用化还有很大的差距,主要有以下几个技术瓶颈尚待突破。

11.1.1 储能密度及规模

电磁线圈炮完全利用电能进行发射,要将弹丸加速到高初速,就必须利用多级驱动线圈连续加速,这样就需要多个脉冲电源。如果电源的储能密度低,就会造成整个系统的体积、质量过于庞大,从而影响机动性能,制约电磁感应线圈炮技术的工程化。为此,如何适应战场机动性的需求、提供高密度储能装置以产生大电流是关键技术之一。虽然近年来小型化脉冲电源已有了很大进步、现有技术可实现 $3\text{MJ}/\text{m}^3$ 的储能水平,但距离使用要求还有很大差距。目前,研究的常规储能形式有电容储能、电感储能、机械能、化学能和核能。虽然电容器储能技术目前相对比较成熟,但是电容器储能密度低、有漏电、难以长期储存,同时大量的储能电容器会占据较大空间,对系统集成带来不利影响;电感储能断开电感时将在断路开关两端产生高电压对系统造成损坏,而且能量传输效率较低;机械储能电压低、效率低;化学能、核能做初级能源时质量大、体积大、成本高。

因此提高电磁发射能源的储能密度、提高重复频率、使装置轻量化、小型化和实用化一直是电磁发射领域研究的难点和热点。

11.1.2 触发开关的适时响应

单级驱动线圈对电枢的加速能力有限,因此一般需要利用多个驱动线圈对电枢进行连续加速,以获得较高的炮口速度。从前面各章中的介绍和分析可知,除了第1级驱动线圈的触发放电是手动控制外,其余各级驱动线圈的放电时机要根据电枢的位置和电枢进入驱动线圈时的初始速度来决定。研究表明,对于不同的电枢初始速度,每级驱动线圈都存在与之对应的触发位置,可以使电枢获得最大的发射效率。针对线圈炮发射过程中的强电磁干扰环境,目前主要采用的是光电位置触发,即在两个相邻驱动线圈之间安装光电管,通过测量电枢运动经过光电管的时间,求得电枢进入驱动线圈时的速度,其数学表达式为:

$$v_1 = \frac{l}{T} \quad (11-1)$$

式中 v_1 ——电枢进入驱动线圈时的速度;

l ——电枢的长度;

T ——电枢完全通过光电管的安装位置所需的时间。

感应线圈炮的触发控制系统通过测得电枢的初始速度自动计算驱动线圈的放电时刻,然后发出触发控制指令,放电开关开始动作。在整个过程中,测速、计算、发出指令和开关动作都需要消耗一定的时间,该时间内电枢运动的位移可能比较大,甚至超过了驱动线圈自身的长度。例如:当电枢运动到光电管安装位置时的速度为 2000m/s 时, $1\mu\text{s}$ 内运动的位移为 2mm 。如果触发响应时间总共消耗 0.1ms ,则电枢的运动位移为 200mm 。通常为了使整个炮管的长度尽可能短,驱动线圈之间的级间距要比较小,就可能出现电枢已经经过驱动线圈,而该级驱动线圈的触发系统还来不及响应的现象,从而不能满足高速运动的电枢对响应时间的要求。尽管目前的开关响应时间和微处理器的处理速度都得到大幅度提高,但仍然不能满足线圈炮超高初速发射的需求。

11.1.3 驱动线圈的强度

驱动线圈是感应线圈炮的关键部件。为了提高电枢的速度,通常需要提高储能规模以增大放电电流,这样会使驱动线圈在发射过程中受到较大的电动力,容易造成驱动线圈的变形、断裂和导线绝缘层的破坏。因此,在驱动线圈的匝与匝之间、层与层之间要采取合适的加固措施。但是,绝缘层的厚度和导线的线径又不能过大,否则会造成驱动线圈过于庞大,甚至会最终影响驱动线圈的磁密。同时,由于驱动线圈自身电阻的存在,在脉冲大电流的作用下,会产生大量的焦耳热。在整个线圈处于密封状态及

大量热量无法散发的情况下,经过连续多次发射,驱动线圈的温度不断升高,导致驱动线圈的严重烧蚀和强度的下降,最终影响驱动线圈的重复发射能力或使用寿命。

目前,主要采用液氮对驱动线圈进行冷却,或者采用中空铜管绕制线圈,然后在铜管中通入循环冷却油以实现驱动线圈的冷却。前者可用于实验室研究,不适用于驱动线圈的工程化研究;后者的可靠性较低,铜管在较大的电力下会发生变形或弯曲,造成冷却通道的堵塞。因此,高强度、高磁密和可用于连续发射的驱动线圈技术是制约感应线圈炮快速发展的技术瓶颈。

11.1.4 高过载和强磁场环境的适应性问题

感应线圈炮作为一种超高速武器装备,其发射初速和射程很远,因此在未来的工程化应用中必须解决弹丸的制导问题,以确保其打击精度。但同时,制导部件的增加将给弹丸带来一系列难题,比如制导部件或电子部件在高过载和强磁场环境下的适应性问题。

电磁感应线圈炮在发射过程中,弹丸或电枢将承受很高的加速度,一般为重力加速度的上万倍甚至几十万倍。同时,感应线圈炮利用驱动线圈和电枢之间的磁耦合机制工作,其驱动线圈产生的脉冲磁场的峰值可达十几个甚至几十个特斯拉,而一般的电子器件能够耐受的磁场强度值很小。在如此高的过载和强磁场情况下,如何确保制导组件或电子部件能正常工作,是需要解决的难点问题之一。随着感应线圈炮研究进程的加快,一体化电枢或电磁炮弹药组件在高过载和强磁场环境下的适应性问题将进一步凸显,成为制约感应线圈炮工程化的技术瓶颈之一。

11.2 电磁感应线圈炮相关技术研究

任何技术的进步和发展都离不开其他相关技术的推动,感应线圈炮技术研究也不例外。为了突破感应线圈炮研究过程中的技术瓶颈,需要在开展感应线圈炮工作机理、结构设计研究的基础上,注重其他相关技术的引入或发展。

11.2.1 高温超导技术

高温超导技术近几年得到了快速发展,对推动科技进步做出了贡献。其中高温超导材料、超导储能、超导电子等技术的发展,也给感应线圈炮

技术的进步带来了发展契机,为推动感应线圈炮技术的工程化和实用化开辟了新的途径。

1. 超导储能技术

由于常规储能方式受到其缺点不同程度的制约,超导储能磁体的研究给新型脉冲功率源带来了独特的发展前景。针对电磁线圈发射对能源提出的要求,超导磁储能系统(SMES)由于具有储能效率高、储能密度大、释放能量快速、易于控制的特点,为电磁发射能源提供了新的选择。超导储能技术的研究一直是各国研究的重点。1987年,美国的战略防御计划就进行了ETM超导储能磁体的研究;法国采用脉冲变压器形式来提高超导储能磁体的输出功率,研制了500J的脉冲变压器。德国在TESLA中也进行了快速响应SMES的研究工作,并对电磁发射用的脉冲电源进行了超导化的研究。由于受当时超导材料技术的局限性,这些研究大多采用的是低温超导磁体。近年来,随着高温超导技术的不断进步,高温超导储能系统的研制也得到进一步加强,在不久的将来,高温超导在脉冲功率技术领域的应用将更加普遍,届时势必推动感应线圈炮技术的进步和实用化。

2. 超导开关

硅集成电路曾经显著提高了电子开关的响应时间,减小了开关的体积,推动了电子技术的发展。但是要想进一步提高开关的性能,超导电力电子技术的发展将是未来的研究方向。它可以使得元器件在不发热、无电阻的情况下高效率地运行,从而显著提高开关的响应时间,满足多级感应线圈炮在最佳位置触发控制方面的需求。

3. 超导材料技术

从电枢受到的电磁推力的计算公式可以知道,电磁力与驱动线圈和电枢之间的互感梯度、电流成正比。因此,如果采用超导材料来制作电枢和驱动线圈,由于电阻的减小,一方面会使电枢的感应电流、驱动线圈的放电电流增大,从而增大电枢受到的电磁加速力,提高发射效率;另一方面,驱动线圈放电产生的焦耳热会显著减小,从而提高驱动线圈的绝缘强度,延长驱动线圈的使用寿命。此外,由于超导电枢的使用,电枢不会发热,避免了电枢尾部的烧蚀,降低了能量的损失。

4. 磁悬浮技术

由电磁感应线圈炮的工作原理可知,电枢一方面受轴向力加速向前运动,同时也受到一个径向方向上的力。如果驱动线圈和电枢中心重合,径向方向的力对称,对外合力为零。实际上,电枢由于自身重力的影响,一般其中心与驱动线圈不重合。这时,径向方向上的力不对称,就会推动电枢向中心运动。如果这个力足够大,就会使电枢悬浮起来而不与驱动线圈

接触,减小了电枢的摩擦力,提高了电枢的加速度。这也是电磁感应线圈炮发射的一大优点。

另一方面,如果在驱动线圈内部放置一个良导体的金属板,当电枢在该金属板附近运动时,电枢产生的磁场从金属板上掠过,会在金属板上产生感生涡流。涡流产生的磁场与电枢产生的磁场同极性,相互作用会产生排斥力,由于金属板固定不动,则电枢在排斥力的作用下而悬浮起来。在电枢速度较低的情况下,金属板每单位面积的平均排斥力为:

$$\frac{dF}{dA} \approx v^2 \frac{B^2}{\mu_0} \quad (11-2)$$

式中 B ——电枢产生的磁场;

v ——电枢的速度;

μ_0 ——真空中的磁导率。

由式(11-2)可知,排斥力正比于电枢产生的磁场,如果采用超导电枢和金属板,可以使得电枢和金属板上的感应电流增大,电枢产生的磁场增强,该磁场与金属板中的涡流相互作用,从而产生较大的磁悬浮力,减小电枢受到的摩擦,提高发射性能。

11.2.2 电磁兼容技术

多级感应线圈炮的每级驱动线圈都有自己独立的电源模块、触发控制模块、测量和监控模块等。随着驱动线圈级数的增多,各种模块数量也会随之增加。为减小感应线圈炮系统的体积,实现感应线圈炮的车载或舰载,要求各个模块之间的安装位置比较紧凑。由于感应线圈炮发射过程中会产生很强的低频脉冲磁场,开关触发时又会产生高频分量,全系统的弱电与强电交织,电磁环境非常恶劣。全系统集成后,由于结构紧凑,相邻模块之间可能会互相影响,造成系统的误触发、不触发等触发错误,还可能造成各种测量、监控设备不能正常工作。此外,磁场同样会对弹药的制导组件或电子元器件产生干扰或损伤。因此,感应线圈炮的研究过程中,要紧密结合电磁兼容技术的发展,将电磁兼容领域的最新研究成果应用于感应线圈炮相关子系统的电磁防护与加固,确保系统工作安全可靠,为系统的集成和工程化提供技术支撑。

11.2.3 强磁体技术

自19世纪20年代Ampere制造出世界上第一块电磁铁以来,磁场就成为现代科学研究的一个基本工具。尤其是将强磁场应用于科学研究后,发现了很多新现象和新效应,并由此产生出许多新概念和新思想。1985年诺贝尔物理奖“量子霍尔效应”和1998年诺贝尔物理奖“分数量子霍尔效

应”就是很好的证明。而借助磁场手段发展起来的各种新技术对现代物理、化学、生物学等学科产生的影响则更加巨大。科学家们深信：每次磁场升级，都会得到一些此前不可能预见的新发现。正因为如此，设计并制造出强磁场成为科学家们不懈追求的目标。2008年，国家脉冲强磁场科学研究中心在华中科技大学奠基开建。经过多年的研究，目前已经研制出了14mm口径、83T磁场强度的实验装置，磁场强度水平跃居世界前列。

从感应线圈炮的工作原理可知，高磁密、高强度的驱动线圈有利于电枢的加速。为此，脉冲强磁场技术的相关理论、设计方法都可运用于线圈炮中驱动线圈的设计，解决驱动线圈的机械强度、绝缘强度和散热等问题，研制高磁密、高强度、大口径的驱动线圈，满足感应线圈炮重复发射的需要。

11.3 我国电磁感应线圈炮研究设想

我国电磁感应线圈炮长期处于理论研究和跟踪研究阶段，从“十五”末期以来，感应线圈炮的研究进入了高潮。一些国内知名高校、科研院所和军工单位都参与到感应线圈炮的相关研究，取得了突破性进展。为进一步加快感应线圈炮研究进展，推动其技术成熟度，加快工程化研制步伐，针对国内当前感应线圈炮的研究现状，提出如下几点设想：

11.3.1 近期目标和长远规划协调发展

武器装备从机械能发展到化学能，经历了大约800多年的时间，而以电磁炮为代表的电能武器从提出到现在，不过百余年的时间。由此可见，感应线圈炮的研制不可能一蹴而就，是一个漫长的过程。因此，感应线圈炮的研究要着眼长远，逐步推动技术进步。但是也必须意识到，感应线圈炮的研究需要投入大量的人力和物力，是一个非常耗时、耗力、耗钱的研究领域。就当前国内科研体制来说，如果要想得到足够的经费和政策支持，仅有远景规划还不够，要结合当前技术现状，提出近期的目标，实现两者协调发展。比如电磁迫击炮，其对射程要求低、弹丸初速小，因而储能规模相对较少、最佳位置触发实现相对容易，目前的研究进展也具备了初步的技术储备。为此，在超远程电磁线圈炮还只是一个远景目标的情况下，可以先尝试研制车载式电磁线圈迫击炮，实现初步的工程化。另一方面，加快感应线圈炮技术的转化应用，比如利用感应线圈炮来模拟引信发射过程中的内弹道环境，实现对引信过载、接触保险和可靠性等性能的检

测。通过以上方式,一方面可以鼓舞广大科研工作者的士气,激发工作热情,推动技术进步;另一方面也可以让相关决策机构或科研主管部门认识到电磁线圈炮技术不再紧紧停留在理论层面或实验室研究阶段,在工程上也有显著的进步,从而为感应线圈炮技术的研究提供更有力的政策支持和更大的经费投入。

11.3.2 集中优势力量加快科研攻关

目前从事电磁感应线圈炮技术研究的单位很多,形成了不同的研究团队。很多研究内容都是简单机械的重复劳动,各个研究团队之间没有开展很好的沟通交流和技术合作,大多各自为政,存在技术壁垒,严重制约了我国感应线圈炮技术的研制进程。为此,相关主管部门应该整合研究力量,按照集中财力物力办大事的思路,集中优势力量开展科研攻关。根据当前感应线圈炮的技术现状,梳理重点研究方向和阶段性研究内容,然后按照各参研单位的技术优势分配研究任务。军工企业部门主要负责加工制造、试验测试,研究所主要负责总体规划、技术论证、结构设计等,高等院校主要负责技术研发、理论研究和仿真计算等。各单位各司其责,既有分工又有合作,最终形成合力,加快推动科研攻关和技术进步,避免各个研究团队之间的内耗而牵涉太多不必要的精力,最终影响研制进程。

11.3.3 基础研究和试验验证并行不悖

感应线圈炮技术复杂,涉及电磁学、材料学、电子学、电气工程等多学科知识的交叉融合。对感应线圈炮的研究首先要掌握其基本原理、作用机理、特点规律,同时也要通过试验对理论研究成果进行验证。所以,在感应线圈炮的研究中,基础理论研究和试验验证要相向而行,并行不悖,既不能总停留在理论层面不以试验予以验证,也不能不经过理论分析、数值仿真就盲目开展试验。特别是当前有限元仿真技术的发展为感应线圈炮的参数设计、性能评估提供了有力的方法手段,在此基础上开展发射试验,可起到事半功倍的效果。

感应线圈炮的技术复杂性、对武器装备产生的根本性变革,以及对未来作战模式的颠覆性影响都表明其研制过程不可能一帆风顺,需要一代又一代人为之努力和奋斗,相信感应线圈炮终有一天会走出实验室,走向战场,助力我军武器装备的信息化变革。

参考文献

- [1] 王群, 耿云玲. 电磁炮及其特点和军事应用前景 [J]. 国防科技, 2011 (2): 1-7.
- [2] 贺翔, 曹群生. 电磁发射技术研究进展和关键技术 [J]. 中国电子科学研究院学报, 2011, 6 (2): 130-135.
- [3] 贾强, 高跃飞, 柯彪. 电磁迫击炮可行性分析 [J]. 火炮发射与控制学报, 2012 (2): 1-4.
- [4] 李勇, 李立毅, 程树康, 等. 电磁弹射技术的原理与现状 [J]. 微电机, 2001 (5): 3-4.
- [5] 李梅武, 崔英, 薛飞. 航母飞机起飞的最佳选择——电磁弹射系统 [J]. 船舶科学技术, 2008, 23 (2): 34-37.
- [6] Jamet F, Wegner V, Peter H. Some aspects of future military requirements [J]. IEEE Trans. Magnetics, 1993, 29 (1): 351-353.
- [7] Schroeder J M, Gully J H, Driga M D. Electromagnetic launchers for space application [J]. IEEE Trans. Magnetics, 1989, 25 (1): 504-507.
- [8] Richard R B. Electromagnetic aircraft launch system development considerations [J]. IEEE Trans. Magnetics, 2001, 37 (1): 52-54.
- [9] 苏子舟, 国伟, 张洪海, 等. 无人机电磁弹射系统研究 [J]. 电气技术, 2010 (增刊): 57-60.
- [10] Fair H D. Advances in electromagnetic launch science and technology and its applications [J]. IEEE Trans. Magnetics, 2009, 45 (1): 225-230.
- [11] Jamet F, Wegner V, Peter H. Some aspects of future military requirements [J]. IEEE Trans. Magnetics, 1993, 29 (1): 351-353.
- [12] Benjamin D S, Randy L G. Multimission electromagnetic launcher [J]. IEEE Trans. Magnetics, 2009, 45 (1): 458-461.
- [13] Schroeder J M, Gully J H, Driga M D. Electromagnetic launchers for space application [J]. IEEE Trans. Magnetics, 1989, 25 (1): 504-507.
- [14] 李如年, 王敬, 王海. 新概念动能武器——电磁炮 [J]. 中国电子科学研究院学报, 2011, 6 (2): 125-129.
- [15] 李立毅, 李小鹏. 电磁发射的历史及发展趋势 [J]. 微电机, 2003, 37 (1): 41-44.
- [16] 张龙霞, 李碧清, 霍敏. 国外电磁炮发展概述 [J]. 飞航导弹, 2011 (10), 23-27.
- [17] 薛海中. 新概念武器 [M]. 北京: 航空工业出版社, 2009.

- [18] 王莹. 电磁发射技术概论 [J]. 电工技术, 2003 (10): 94 - 97.
- [19] 王莹, 马富学. 新概念武器原理 [M]. 北京: 兵器工业出版社, 1997.
- [20] Wang Y, Richard A M, Chen S K. Physics of Electric Launch [M]. Beijing: Science Publishers, 2004.
- [21] Richard A M, Wang Y. RAILGUNS: Their Science and Technology [M]. Beijing: Mechanics Industry Press, 2004.
- [22] 金龙文, 雷彬, 张倩. 冲击载荷下轨道炮刨削形成机理及仿真分析 [J]. 火炮发射与控制学报, 2012 (6): 13 - 16.
- [23] Li J, Wang Y F, Liu P Z, et al. Experiment results from pseudo-liquid armatures launched by two-turn railgun [J]. IEEE Trans. Plasma Sciences, 2011, 39 (1): 80 - 81.
- [24] Irwin L S, Michael J V, Craig N B, et al. Wear behavior of lubricant-conditioned copper rails and armature in a railgun [J]. IEEE Trans. Plasma Sciences, 2011, 39 (1): 138 - 143.
- [25] Watt T, Motes D T. The effects of surface coating on the onset of rail gouging [J]. IEEE Trans. Plasma Science, 2011, 39 (1): 168 - 173.
- [26] 王莹, 肖峰. 电炮原理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1995.
- [27] 刘文彪, 钟佩琳, 邹平, 等. 单级感应线圈炮出口速度仿真 [J]. 海军航空工程学院学报, 2009, 24 (1): 31 - 33.
- [28] Melvin M W. WARP - 10: A numerical simulation model for the cylindrical reconnection launcher [J]. IEEE Trans. Magnetism, 1991, 27 (1), 634 - 638.
- [29] Barry M. SLINGSHOT a coilgun design code [R]. US: Sandia National Laboratories Report, 2001.
- [30] Marder B M. Slingshot [R]. Albuquerque, New Mexico, US: Sandia National Laboratories Report, 2001.
- [31] 刘守豹, 阮江军, 杜志叶, 等. 感应线圈炮性能的场路结合分析 [J]. 电工技术学报, 2010, 25 (12): 1 - 7.
- [32] 刘守豹, 阮江军, 杜志叶, 等. 有限元、边界元耦合法在 3 维开域涡流场中的应用 [J]. 高电压技术, 2010, 36 (3): 655 - 660.
- [33] 关晓存, 雷彬, 李治源. 单级感应线圈炮场路耦合运动时步有限元分析 [J], 电工技术学报, 2011, 26 (9): 138 - 143, 150.
- [34] Fair H D. Electric launch science and technology in the United States [J]. IEEE Trans. Magnetism, 2003, 39 (1), 11 - 17.
- [35] Fair H D. Electric launch science and technology in the United States enters a new era [J]. IEEE Trans. Magnetism, 2005, 41 (1), 158 - 164.
- [36] Fair H D. Progress in electromagnetic launch science and technology [J]. IEEE Trans. Magnetism, 2007, 43 (1): 93 - 98.
- [37] Chemerys V T. Review of the recent works of Ukrainian authors in the field of electromagnetic acceleration and related topics [J]. IEEE Trans. Magnetism, 2001, 37 (1): 21 - 24.
- [38] Thomas R L, Kaye R J, Turman B N. Coilgun technology, status, application, and

- future directions in Sandia National Laboratories [C] //Proceedings of the Twenty-sixth International Power Modulator Symposium and 2004 High Voltage Workshop, 2004: 119-121.
- [39] 张涛, 苏子舟, 国伟, 等. 不同弹丸结构的单级感应线圈炮仿真研究 [J]. 电气技术, 2010 (增刊): 24-27.
- [40] Giancarlo B. Gyroscopic stabilization of launch package in induction type coilgun [J]. IEEE Trans. Magnetics, 2001, 37 (1): 116-122.
- [41] 李三群. ATS 弹体结构设计及性能分析 [D]. 北京: 北京理工大学, 2010.
- [42] Li X P, Tian K, and Li H, et al. Influence on launching velocity by the figure and material characteristics of projectiles [J]. IEEE Trans. Magnetics, 2009, 45 (1): 610-613.
- [43] Aubuchon M S, Lockner T R, Kaye R J, et al. Study of coilgun performance and comments on powered armatures [C] //Proceedings of the Twenty-sixth International Power Modulator Symposium and 2004 High Voltage Workshop. 2004: 141-144.
- [44] 华菊仙. 美军电磁迫击炮即将走出实验室 [J]. 外军炮兵, 2007 (6): 30-40.
- [45] 池小平, 吕庆敖. 3 种不同形状电枢对线圈炮发射性能影响的仿真分析 [J]. 机械工程学院学报 (自然科学版), 2008, 20 (3): 32-35.
- [46] 池小平. 线圈发射器结构参数的设计优化与试验分析 [D]. 石家庄: 机械工程学院, 2008.
- [47] Zou B G, Cao Y J, Wu J, et al. Magnetic-structural coupling analysis of armature in induction coilgun [J]. IEEE Trans. Plasma Science, 2011, 39 (1): 65-69.
- [48] Andrews J A, Devine J R. Armature design for coaxial induction launchers [J]. IEEE Trans. Magnetics, 1991, 27 (1): 634-638.
- [49] 邹本贵, 段航, 窦燕, 等. 同步感应电磁线圈炮电枢的结构分析 [J]. 电气技术, 2010 (增刊): 46-49.
- [50] 张朝伟, 李治源, 陈风波, 等. 感应线圈炮的电枢受力分析 [J]. 高电压技术, 2005, 31 (12): 32-34.
- [51] 赵科义, 李治源, 程树康, 等. 同步感应线圈炮内磁场及涡流场的有限元分析 [J]. 高电压技术, 2008, 34 (4): 492-495.
- [52] 张朝伟, 邓启斌, 汤磊, 等. 同步感应线圈炮电枢特性分析 [J]. 火炮发射与控制学报, 2011 (2): 14-18.
- [53] 赵科义, 李治源, 程树康. 单级感应线圈炮工作过程的动态仿真 [J]. 高电压技术, 2008, 34 (8): 1667-1671.
- [54] 赵科义. 同步感应线圈炮基本参数和动态性能的研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010.
- [55] Cao Y J, Liu W B, Li R F, et al. Study of discharge position in multi-stage synchronous inductive coilgun [J]. IEEE Trans. Magnetics, 2009, 45 (1): 518-521.
- [56] 曹延杰, 刘文彪, 张媛, 等. 单级感应线圈炮最佳初始位置仿真研究 [J]. 计算机仿真, 2006, 23 (12): 9-11.
- [57] 刘文彪, 张媛, 曹延杰, 等. 同步感应线圈炮最佳触发电位位置仿真研究 [J]. 微特电机, 2007 (6): 36-39.

- [58] Liao M, Zabar Z, Czarkowski D, et al. On the design of a coilgun as a rapid-fire grenade launcher [J]. IEEE Trans. Magnetics, 1999, 35 (1): 148-153.
- [59] 华菊仙. 新贵战神——即将走出实验室的美军电磁迫击炮 [J]. 现代兵器, 2007 (7): 28-30.
- [60] 段航, 曹延杰, 李瑞峰, 等. 三级同步感应线圈发射器触发控制装置研究 [J]. 测试技术学报, 2011, 25 (1): 67-71.
- [61] 石晓晶, 董健年. 用于电磁发射试验的时序控制电路设计 [J]. 仪器仪表学报, 2004, 25 (4): 969-970.
- [62] 林源和, 张海东, 朱剑, 等. 基于光纤传输的电磁线圈炮炮口测速装置 [J]. 现代电子技术, 2007, (19): 124-126.
- [63] 周志广, 雷彬, 李治源. 对射式激光测速系统设计与实现 [J]. 计算机测量与控制, 2011, 19 (1): 36-38.
- [64] 李献, 王秋良, 王厚生, 等. 两端直线感应电磁发射器实验分析 [J]. 高电压技术, 2010, 36 (11): 2785-2790.
- [65] 冯霏. 多级同步感应线圈炮测控技术研究 [D]. 石家庄: 军械工程学院, 2007.
- [66] 苏子舟, 国伟, 张涛, 等. 弹丸配重对线圈炮最佳初始位置影响研究 [J]. 电气技术, 2010 (增刊): 27-30.
- [67] 邹本贵, 吴战胜, 李瑞峰, 等. 单级同步感应线圈炮结构参数研究 [J]. 高压电器, 2012, 48 (5): 56-60.
- [68] 朱英伟, 严仲明, 董亮, 等. 电容器参数对感应线圈炮发射特性影响的分析 [J]. 高电压技术, 2008, 34 (12): 3054-3057.
- [69] 冯霏, 雷彬, 李治源. 电容器参数对最佳发射初始位置影响的研究 [J]. 国外电子元器件, 2007 (3): 4-8.
- [70] 刘文彪. 同步感应线圈炮系统特性及能量转换效率研究 [D]. 烟台: 海军航空工程学院, 2011.
- [71] 邹本贵, 曹延杰, 刘文彪, 等. 多级同步感应线圈炮驱动线圈优化研究 [J]. 海军航空工程学院学报, 2009, 24 (6): 639-642.
- [72] 关晓存. 同步感应线圈炮动态特性及驱动线圈结构设计研究 [D]. 石家庄: 军械工程学院, 2011.
- [73] 关晓存, 雷彬, 李治源, 等. 考虑级间耦合高速多级圆筒型直线感应电机性能研究 [J]. 电工技术学报, 2011, 26 (12): 55-61.
- [74] 刘文彪, 曹延杰, 张媛, 等. SICC 驱动线圈间距对弹丸初速的影响 [J]. 弹道学报, 2011, 23 (1): 97-101.
- [75] 李三群, 张朝伟, 邓启斌, 等. 多级同步感应线圈炮的动态特性仿真 [J]. 高电压技术, 2009, 35 (12): 3065-3070.
- [76] Lei B, Guan X C. Research of electromagnetic launcher driving coil reinforcement technology [J]. IEEE Trans. Magnetics, 2008, 30 (5): 1693-1695.
- [77] He J L, Levi E, Zabar Z, et al. Analysis of induction type coilgun performance based on cylindrical current sheet model [J]. IEEE Trans. Magnetics, 1991, 27 (1): 579-584.

- [78] Hainsworth G, Rodger D. Design optimization of coilguns[J]. IEEE Trans. Magnetics, 1995, 31 (2): 473 - 477.
- [79] Kim S W, Jung H K, Hahn S Y. An optimal design of capacitor - driven coilgun [J]. IEEE Trans. Magnetics, 1994, 30 (2): 207 - 211.
- [80] Kim S W, Jung H K, Hahn S Y. Optimal design of multistage coilgun [J]. IEEE Trans. Magnetics, 1996, 32 (2): 505 - 508.
- [81] 刘文彪, 曹延杰, 张媛. 基于蚁群算法的同步感应线圈炮结构参数优化 [J]. 兵工学报, 2011, 32 (11): 1416 - 1412.
- [82] Kaye R J, Cnare E C, Douglas G M, et al. Design and performance of Sandia's contactless coilgun for 50 mm projectiles [J]. IEEE Trans. Magnetics, 1995, 29 (1): 680 - 685.
- [83] Kaye R J, Shokair I R, Wavrik R W, et al. Design and evaluation of coils for a 50mm diameter Induction coilgun launcher [J]. IEEE Trans. Magnetics, 1995, 31 (1): 478 - 483.
- [84] Kaye R J. Operational requirements and issues for coilgun electromagnetic launchers [J]. IEEE Trans. Magnetics, 2005, 41 (1): 194 - 199.
- [85] Turman B N, Kaye R J, Crawford M, et al. EM mortar technology development for indirect fire [R]. US: Sandia National Laboratory, Albuquerque, NM, 2008.
- [86] Ravi S, Kaye R J. Development and testing for an electromagnetic mortar [C] // Proceedings of 2007 Mortars Conference, 2007.
- [87] Thomas G E, Jesse M N, Michael J V. Progress in the development of a solid-projectile helical electromagnetic launcher for low and medium velocity applications [C] // Proceedings of 14th Symposium on Electromagnetic Launch Technology. 2008.
- [88] Thomas G E, Jesse M N, Michael J V. Solid-projectile helical electromagnetic launcher [J]. IEEE Trans. Magnetics, 2009, 37 (4): 603 - 607.
- [89] 高顺绥, 孙承纬, 陈英石, 等. 60mm 口径电磁感应线圈炮的试验研究 [J]. 高压物理学报, 1996, 10 (3): 190 - 197.
- [90] 高俊山. 三级电磁推进模型及系统研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2007.
- [91] 柴猛. 三级电磁推进器系统模型及实验研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2006.
- [92] 赵良英, 刘秀成, 于歆杰. 串联充电、并联放电型电感储能线圈炮系统的研究 [J]. 电工电能新技术, 2008, 27 (4): 62 - 66.
- [93] 李建辉, 刘秀成, 王春明, 等. 电感储能型线圈炮系统的建模和参数优化 [J]. 电工电能新技术, 2007, 26 (2): 54 - 58.
- [94] 崔鹏, 刘少克, 罗宏浩. 一种四级线圈发射器模型研究 [J]. 火炮发射与控制学报, 2005 (4): 20 - 24.
- [95] 江辑光. 电路原理 [M]. 2 版. 北京: 清华大学出版社, 2007.
- [96] 清华大学电力系高电压技术专业组. 冲击大电流技术 [M]. 北京: 科学出版社, 1978.
- [97] 向红军, 李治源, 袁建生. 考虑电枢速度的多级感应线圈炮最佳触发位置 [J].

- 电机与控制学报, 2012, 16 (1): 7-11.
- [98] 向红军, 李治源, 袁建生. 多级同步感应线圈发射器触发控制策略研究 [J]. 电工技术学报, 2011 (S2): 22-26.
- [99] 邱李华, 译. MATLAB 7 及工程问题解决方案 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [100] 辛庆伟, 曹万平, 尚崇伟, 等. 单级感应线圈炮能量转换效率研究. 2011, 26 (3): 331-336.
- [101] 张朝伟, 李治源, 程树康, 等. 一种轨道一线圈混合发射器的原理与性能分析 [J]. 微特电机, 2005 (10): 24-26.
- [102] 马信山, 张济世, 王平. 电磁场基础 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1995.
- [103] 吴素文. 空心圆柱线圈的电感计算 [D]. 郑州: 郑州大学, 2003.
- [104] 雷银照. 轴对称线圈磁场计算 [M]. 北京: 中国计量出版社, 1991.
- [105] 关晓存, 雷彬, 李治源. 电容器组驱动高速多级圆筒型直线感应电机建模及仿真分析 [J]. 高电压技术, 2010, 36 (5): 2303-2308.
- [106] 何大阔, 王福利. 一种提高遗传算法全局收敛性的方法 [J]. 东北大学学报 (自然科学版), 2003, 24 (6): 511-514.
- [107] 刘利强, 于飞, 谭佳琳. 一种求解约束优化问题的连续域蚁群算法 [J]. 系统仿真学报, 2008, 20 (13): 3404-3407.
- [108] 鞠平, 卫志农, 董峰. 电力系统混合优化的模拟进化方法 [J]. 电力系统自动化, 1998, 22 (11): 18-20.
- [109] 陈魁. 试验设计与分析 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.
- [110] 胡玉伟, 马萍, 杨明. 基于改进正交设计法的电磁轨道炮仿真试验研究 [J]. 系统仿真学报, 2011, 23 (增刊1): 336-339.
- [111] 赵选民. 试验设计方法 [M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [112] 栾军. 现代试验设计优化方法 [M]. 上海: 上海交通大学, 1995.
- [113] 李鹤, 吕庆敖, 李治源, 等. 用于线圈发射器的三电极间隙开关系统 [J]. 电子工程师, 2008, 34 (2): 78-80.
- [114] 周正阳, 廖敏夫, 赵纯, 等. 多级磁力线重接炮的控制与速度测量 [J]. 电工电能新技术, 2007, 26 (2): 76-79.
- [115] 许士杰. PXI 高速数据采集模块的软件开发 [D]. 成都: 电子科技大学, 2009.
- [116] 张娅琳. 基于 PXI 和虚拟仪器的测试系统研究 [D]. 天津: 天津大学, 2007.
- [117] 陈海南. 基于 Rogowski 线圈和虚拟仪器的电流传感器研究 [D]. 南京: 南京理工大学, 2007.
- [118] 党瑞荣. 冲击大电流的产生与测量 [J]. 火炮发射与控制学报, 2000 (2): 61-64.
- [119] 王波, 张海东, 朱剑. 基于光纤传输的高电压测量装置 [J]. 电子元器件应用, 2007, 9 (10): 48-50.
- [120] 向红军. 多级感应线圈炮触发策略与参数动态特性及优化设计 [D]. 北京: 清华大学, 2013.